

基于随机网络演算的高空平台无线传输性能分析

徐欣语¹, 莫辰阳², 戴叶玲¹, 刘笑宇¹, 林 敏¹

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003; 2. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京 211106)

摘 要: 针对高空平台(High altitude platform, HAP)通信系统, 本文基于随机网络演算(Stochastic network calculus, SNC)理论分析了空分多址接入(Space division multiple access, SDMA)和非正交多址接入(Non-orthogonal multiple access, NOMA)有机融合方案下的无线传输性能。首先, 在仅已知用户位置信息的条件下, 提出基于K-means聚类算法的用户分簇算法。接着, 在HAP配置天线阵的场景下, 提出簇间用户采用SDMA技术, 而每簇内用户采用功率域NOMA技术的混合多址传输方案。进一步, 在高空平台-用户链路服从Nakagami- m 分布的情况下, 基于SNC理论分别推导出连续消除干扰(Successive interference cancellation, SIC)和联合解码(Joint decoding, JD)两种解码方案下的系统时延违反概率上界和有效容量的闭合表达式。最后, 计算机仿真验证了理论分析的正确性, 并揭示了JD解码方案相比于SIC在降低系统时延和提升有效容量方面的优越性。

关键词: 高空平台通信系统; 随机网络演算; 混合多址接入; 连续消除干扰; 联合解码

中图分类号: TN92

文献标志码: A

引用格式: 徐欣语, 莫辰阳, 戴叶玲, 等. 基于随机网络演算的高空平台无线传输性能分析[J]. 数据采集与处理, 2026, 41(5): 1466-1479. XU Xinyu, MO Chenyang, DAI Yeling, et al. Performance analysis of high altitude platform wireless transmission scheme using stochastic network calculus[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2026, 41(5): 1466-1479.

引 言

空中通信因其部署快速、时延低^[1-2]和成本低等优势, 被视为未来无线通信领域的关键通信方式之一^[3-6]。现有空中通信平台主要有无人机(Unmanned aerial vehicle, UAV)和高空平台(High altitude platform, HAP)两类载体^[7-9], 考虑到UAV续航时间短、覆盖范围有限以及抗干扰能力较弱等缺陷, 已逐渐无法满足用户对高可靠性和低时延的需求。在此背景下, HAP利用其部署在20~50 km高空的独特优势, 实现了覆盖范围广、载荷能力强和部署成本效益高等优势, 被视为未来空中通信网络中一种具有巨大潜力的载体之一^[10-13]。HAP被广泛应用于应急通信、自动驾驶以及远程医疗等领域^[14-16], 这些应用场景对时延性能有着较高的需求。然而, 目前针对HAP通信网络的研究主要关注中断概率、误码率和频谱效率等通信性能指标, 对时延性能的研究仍有所欠缺。例如, 文献[17]将HAP与传统基站(Base station, BS)进行了比较, 揭示了在HAP上采用非正交多址接入(Non-orthogonal multiple access, NOMA)技术可有效提高信道容量, 并降低中断概率和误码率。文献[18]提出一种面向NOMA高空平台站的联合优化方案, 显著提高了系统的信干噪比(Signal to interference plus noise ratio, SINR)、频谱效率及用户公平性, 并大幅降低了中断概率。

基金项目: 国家自然科学基金(62471255); 南京邮电大学引进人才自然科学研究启动基金(NY224068); 江苏省高等学校自然科学研究项目(25KJD510011); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX25_1106)。

收稿日期: 2025-04-27; **修订日期:** 2026-09-16

为了满足特定场景下用户的低时延通信需求,通常引入随机网络演算(Stochastic network calculus, SNC)理论来推导时延违反概率上界和有效容量(Effective capacity, EC)的闭合表达式。SNC使得复杂的随机过程可以利用乘法和最小运算的代数工具进行处理,并利用 Mellin 变换,构建出队列时延上界模型^[19-21]。已有学者基于 SNC 理论,推导了不同衰落信道下 NOMA 系统的时延概率边界或有效容量的闭合表达式^[22-24],其中文献[23]与传统的正交多址接入(Orthogonal multiple access, OMA)进行对比,揭示了在大多数实际信噪比范围内,NOMA 相比于 OMA 有效速率显著提升,能在满足低时延需求的前提下支持更高速率。文献[24]揭示了在高 SNR 和强信道用户场景下,NOMA 的有效容量优于 OMA。但需要指出的是,文献[22-24]均针对地面 BS 且一个簇内仅包含两个用户的场景,其推导过程不能简单推广到簇内多用户的情况。考虑到簇内仅含两个用户的场景并不适用于 HAP 系统实际应用中的多用户特性,对此,已有学者提出了一种针对 HAP 系统、基于统计信道状态信息(Channel state information, CSI)的用户分簇方案,以实现簇内多用户的高效分簇和功率分配^[25]。但文献[25]中的方案仅考虑了用户信道相关性,忽视了信道增益差距的影响。因此,本文提出了一种基于 K -means 聚类算法的用户分簇算法,使不同簇之间的信道近似正交且同簇间的信道增益具有一定差距,便于功率分配与解码。

另一方面,虽然上述文献已在理论层面分析了 NOMA 的时延违反概率、有效速率和有效容量等时延性能,但在分析 NOMA 的时延性能时,接收端采用的都是连续干扰消除(Successive interference cancellation, SIC)技术,这种解码方案依赖于精确的用户功率排序,对功率分配敏感。在用户广泛分布且信道条件差异性小的场景中,微小的功率分配偏差就可能导致残余干扰,从而影响整体性能。因此,有学者考虑在接收端采用联合解码(Joint decoding, JD)技术,这样不仅减少了簇内干扰,也避免了顺序解码中产生的累积时延。例如,文献[26]针对地面中继辅助的星地融合网络,推导了 SIC 和 JD 策略下的中断概率和吞吐量的闭合表达式,揭示了采用 JD 可以有效提升系统性能。然而,对于 JD 技术在 HAP 系统中的可行性,以及 HAP 采用不同解码策略对于系统时延性能影响的研究仍有所欠缺。

针对上述问题,本文针对空分多址(Space division multiple access, SDMA)和 NOMA 有机融合的 HAP 下行链路无线传输系统,理论分析了接收端采用不同解码方案时系统时延和有效容量的性能。首先,基于用户的位置信息,提出利用 K -means 聚类算法将配置多天线的高空平台波束范围内的多个用户分为若干个簇。接着,为了提高频谱效率,HAP 采用波束成形技术消除簇间干扰,而簇内用户采用功率域 NOMA 技术进行信号传输。进一步,在高空平台-用户链路服从 Nakagami- m 分布的情况下,基于 SNC 理论,分别推导出 SIC 和 JD 两种解码方案下的系统时延违反概率上界和有效容量的闭合表达式。最后,仿真结果验证了理论分析的正确性,并且分析了功率分配系数和天线数对于两种解码方案下系统传输性能的影响,揭示了 JD 相比于 SIC 能够有效降低系统的时延并提高有效容量。相较于文献[17, 18]仅分析 HAP 系统的中断概率和容量等通信性能指标,本文利用 SNC 理论对系统的时延性能和有效容量进行分析。此外,跟现有的 SNC 文献相比,如文献[22-24]中仅研究 SIC 解码方案下的时延性能,本文进一步揭示了 HAP 系统中 JD 解码方案在提升时延性能方面的有效性和优势。本文研究适用于 HAP 下行链路无线传输场景,为低时延通信系统设计提供了参考。

1 系统模型

如图 1 所示,本文研究一个 HAP 下行链路无线传输系统,其中 HAP 配置 N 个阵元组成的均匀直线阵(Uniform linear array, ULA),服务其覆盖范围内的 L 个用户。考虑到用户数通常大于数字波束的数量,为在有限波束资源下提升频谱利用率,需要将 SDMA 与 NOMA 有机融合。HAP 与地面用户间的稳定视距链路为 SDMA 与 NOMA 的融合提供了良好的信道条件,一方面,稳定的视距链路利于 SDMA

实现精准波束成形,从而在服务多用户的同时有效抑制簇间干扰;另一方面,用户间因斜距差异导致的大尺度衰落差异为簇内实施NOMA提供了必要的信道增益差异。在此基础上,本文将HAP覆盖范围内的用户中信道相关性强和信道增益差距相对大的用户划分为一个簇^[27],从而将用户划分为 K 簇。在簇间采用SDMA技术,并通过波束成形(Beamforming, BF)技术进行干扰抑制。同时,每个簇内包含 M 个用户,并采用功率域NOMA技术实现用户同时同频接入。跟现有文献[28-29]类似,考虑到HAP通常处于静止状态,假设波束指向准确,旨在从理论层面探索所提方案的性能极限。与现有文献[30]不同的是,本文基于用户位置信息进行分簇与波束成形设计,不需要完美的CSI。接下来将分别阐释信道模型和信号模型。

1.1 信道模型

为了直观地表示HAP与第 k 簇中第 n 个用户 $U_{k,n}$ ($k=1, 2, \dots, K; n=1, 2, \dots, M$)之间的位置信息关系,本文以HAP为坐标系原点 $(0, 0, 0)$,建立了图1所示的三维坐标系。假设HAP离地面的高度为 H 且地面平坦,则用户 $U_{k,n}$ 的坐标可以表示为 $(x_{k,n}, y_{k,n}, -H)$,则HAP到用户 $U_{k,n}$ 的距离 $d_{k,n}$ 和信号的离开角 $\theta_{k,n}$ 分别表示为

$$d_{k,n} = \sqrt{x_{k,n}^2 + y_{k,n}^2 + H^2} \quad (1)$$

$$\theta_{k,n} = \arccos \left\{ \frac{H}{\sqrt{x_{k,n}^2 + y_{k,n}^2 + H^2}} \right\} \quad (2)$$

考虑到Nakagami- m 模型具有更强的灵活性和对复杂场景的适应性。同时,Nakagami- m 分布可以通过调整形状参数而灵活拟合不同衰落程度,包括近似瑞利分布或逼近莱斯分布,从而更准确地匹配实测数据。因此,本文假设HAP与用户之间的信道服从Nakagami- m 分布。

考虑到自由空间路径损耗以及小尺度衰落的影响,HAP与用户 $U_{k,n}$ 之间的信道矢量可以表示为

$$\mathbf{h}_{k,n} = L_{k,n} \mathbf{g}_{k,n} \quad (3)$$

式中: $L_{k,n} = \lambda / (4\pi d_{k,n})$ 表示自由空间路径损耗, λ 为工作频率的波长。另外, $\mathbf{g}_{k,n}$ 为小尺度衰落,可以表示为^[30]

$$\mathbf{g}_{k,n} = \rho_{k,n} \mathbf{a}(\theta_{k,n}) \quad (4)$$

式中 $|\rho_{k,n}|$ 服从参数为 $m_{k,n}$ 和平均功率为 $\Omega_{k,n}$ 的Nakagami- m 分布。此外, $\mathbf{a}(\theta_{k,n}) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示ULA的阵列导向矢量,具体可表示为

$$\mathbf{a}(\theta_{k,n}) = \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d_e \sin \theta_{k,n}\right), \exp\left(j 2 \frac{2\pi}{\lambda} d_e \sin \theta_{k,n}\right), \dots, \exp\left(j (N-1) \frac{2\pi}{\lambda} d_e \sin \theta_{k,n}\right) \right]^T \quad (5)$$

式中 d_e 表示ULA的阵元间隔。

1.2 信号模型

HAP通过BF技术同时向地面多用户发送信号,在经过无线信道后,用户 $U_{k,n}$ 的接收信号可以表

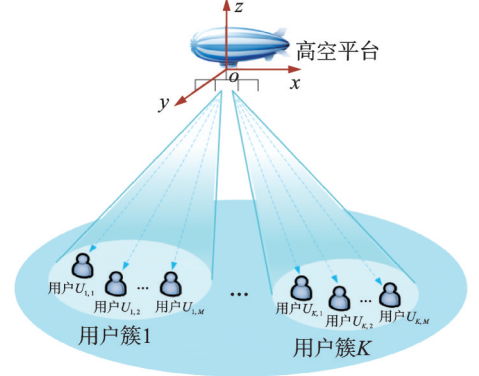


图1 系统模型图

Fig.1 System model

示为

$$y_{k,n} = \underbrace{\mathbf{h}_{k,n}^H \mathbf{w}_k \sum_{n=1}^M \sqrt{\alpha_{k,n} P_H} x_{k,n}}_{k\text{簇信号}} + \underbrace{\mathbf{h}_{k,n}^H \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{w}_i \sum_{j=1}^M \sqrt{\alpha_{i,j} P_H} x_{i,j}}_{\text{其他簇干扰}} + n_k \quad (6)$$

式中: $x_{k,n}$ 和 $x_{i,j}$ 分别表示用户 $U_{k,n}$ 与用户 $U_{i,j}$ 的信号, P_H 表示 HAP 的总发射功率, $\alpha_{k,n}$ 和 $\alpha_{i,j}$ 分别表示用户 $U_{k,n}$ 与用户 $U_{i,j}$ 的功率分配系数, 满足 $\sum_{n=1}^M \alpha_{k,n} = 1$, $\sum_{j=1}^M \alpha_{i,j} = 1$ 。另外, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示发射波束成形权矢量, n_k 表示均值为 0, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

为了减小簇内用户间的干扰, 用户采用 SIC 技术消除干扰。假设第 k 簇内的信道增益大小按照 $|\mathbf{h}_{k,1}|^2 < |\mathbf{h}_{k,2}|^2 < \dots < |\mathbf{h}_{k,M-1}|^2 < |\mathbf{h}_{k,M}|^2$ 进行排序。根据下行 NOMA 的功率分配准则, HAP 通信系统为信道质量差的用户设定较高的功率分配系数, 即功率分配系数 $\alpha_{k,n}$ 满足 $\alpha_{k,1} > \alpha_{k,2} > \dots > \alpha_{k,M-1} > \alpha_{k,M}$ 。因此, 用户 $U_{k,n}$ 受到的干扰主要来自第 k 个簇内信道质量比它好的用户, 以及其他簇的用户。因此, 用户 $U_{k,n}$ 的 SINR 可以表示为

$$\gamma_{k,n} = \frac{\alpha_{k,n} |\mathbf{h}_{k,n}^H(t) \mathbf{w}_k|^2 P_H}{\underbrace{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} |\mathbf{h}_{k,n}^H(t) \mathbf{w}_k|^2 P_H}_{\text{簇内干扰}} + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^M \alpha_{i,j} |\mathbf{h}_{k,n}^H(t) \mathbf{w}_i|^2 P_H + \sigma^2}_{\text{其他簇干扰}}} = \frac{\alpha_{k,n} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 \rho_{k,n}^2 P_H}{\underbrace{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 \rho_{k,n}^2 P_H}_{\text{簇内干扰}} + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^M \alpha_{i,j} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_i|^2 L_{k,n}^2 \rho_{k,n}^2 P_H + \sigma^2}_{\text{其他簇干扰}}} \quad (7)$$

与 SIC 技术不同, JD 通过联合处理所有簇内用户的信号来实现并行解码, 不存在簇内干扰。因此, 当采用 JD 技术解码时, 用户 $U_{k,n}$ 的 SINR 可以表示为

$$\gamma'_{k,n} = \frac{\alpha_{k,n} |\mathbf{h}_{k,n}^H \mathbf{w}_k|^2 P_H}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^M \alpha_{i,j} |\mathbf{h}_{k,n}^H \mathbf{w}_i|^2 P_H + \sigma^2} = \frac{\alpha_{k,n} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 \rho_{k,n}^2 P_H}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^M \alpha_{i,j} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_i|^2 L_{k,n}^2 \rho_{k,n}^2 P_H + \sigma^2} \quad (8)$$

2 SDMA 与 NOMA 有机融合的传输方案

HAP 系统服务大规模用户时, 若所有用户都采用 NOMA 技术会导致严重的簇间干扰, 且逐级 SIC 解码会产生额外时延并增加弱用户解码失败风险。因此, 为了减少簇间干扰、降低系统复杂度、提升传输可靠性和时延性能, 本文结合 SDMA 与 NOMA 技术, 将 HAP 覆盖范围内信道相关性强且信道增益差距大的用户分为一个簇。考虑到在 HAP 系统中, 其覆盖区域较大, 且瞬时 CSI 难以准确获取, 跟现有文献[26, 31]类似, 本文基于用户位置信息进行分簇, 以降低实现复杂度和信令开销。已知 HAP 和用户的位置信息, 可以由式(1, 2)得到 HAP 到用户的距离和离开角, 定义用户 U_i 和用户 U_j ($1 \leq i, j \leq L$) 的信道之间的效用函数为^[26]

$$D_{i,j} = v_{i,j} + z_{i,j} \quad (9)$$

式中: $v_{i,j}$ 表示 HAP 到用户 U_i 和用户 U_j 信道的相关性, $z_{i,j}$ 表示信道增益差距。由式(3)可知 HAP 与用户 U_i 的信道 h_i , 则 $v_{i,j}$ 和 $z_{i,j}$ 分别表示为^[26]

$$v_{i,j} = \frac{|\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j|}{\|\mathbf{h}_i\| \|\mathbf{h}_j\|} = \frac{|\mathbf{a}(\theta_i)^H \mathbf{a}(\theta_j)|}{\|\mathbf{a}(\theta_i)\| \|\mathbf{a}(\theta_j)\|} \quad (10)$$

$$z_{i,j} = |L_i - L_j| \quad (11)$$

进而可将第 i 个用户和第 k 个用户簇 κ_k ($k \in 1, 2, \dots, K$) 的信道之间的平均相似度以及最大相似度分别定义为^[29]

$$D_{i,\kappa_k}^{\text{mean}} = \frac{1}{\kappa_k} \sum_{l \in \kappa_k} D_{i,l} \quad (12)$$

$$D_{i,\kappa_k}^{\text{max}} = \max_{l \in \kappa_k} D_{i,l} \quad l \in \kappa_k \quad (13)$$

利用上述定义的信道相似度,本文基于位置信息使用 K-means 聚类算法对所有地面用户进行分簇。首先,在已知所有用户的位置信息的前提下,初始化用户簇数 K ,随机选定任意一个用户 U_k 为首个初始中心点,利用式(9)计算出所有用户与所有初始中心点的相似度,依次选择与已有中心点相似度最小的用户作为新的初始中心,直至确定全部初始中心点后,即可确定所有用户簇。对于尚未分簇的用户 U_i ,利用式(12,13)计算其与现有簇的平均和最大相似度,将用户 U_i 归入平均相似度最高的簇 κ_k 中,若用户 U_i 与用户簇 κ_k 的最大相似度小于设定的门限值 δ ,则将用户 U_i 设定为新的中心点。重复以上步骤,直至完成所有用户的分簇。基于上述的分簇方案,在用户位置信息已知的情况下,根据文献[27]中提出的迫零波束成形方案, $\mathbf{w}_k$ 可以表示为

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{\Pi}_k \hat{\mathbf{H}}_k}{\|\mathbf{\Pi}_k \hat{\mathbf{H}}_k\|} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{\Pi}_k = \mathbf{I}_N - \mathbf{H}_k (\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k)^{-1} \mathbf{H}_k^H$, $\mathbf{H}_k = [\hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{k-1}, \hat{\mathbf{H}}_{k+1}, \dots, \hat{\mathbf{H}}_K]$, $\hat{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{a}(\theta_{k,1}), \mathbf{a}(\theta_{k,2}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{k,M})]$ 。

通过迫零波束成形消除簇间干扰之后,将式(14)代入式(7,8),用户 $U_{k,n}$ ($n = 1, 2, \dots, M$) 在两种解码方案下的 SINR 可以简化为以下形式:

(1) 在 SIC 解码方案下

$$\gamma_{k,n} = \frac{\alpha_{k,n} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 |\rho_{k,n}|^2 P_H}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 |\rho_{k,n}|^2 P_H + \sigma^2} \quad (15)$$

(2) 在 JD 解码方案下

$$\gamma'_{k,n} = \frac{\alpha_{k,n} |\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 |\rho_{k,n}|^2 P_H}{\sigma^2} \quad (16)$$

因此,用户 $U_{k,n}$ 的瞬时可达速率表示为 $r_{k,n}(t) = B \log_2(1 + \gamma_{k,n})$ 。

3 基于 SNC 的传输方案性能分析

为了分析接收端采用 SIC 和 JD 技术对 HAP 通信系统服务质量(Quality of service, QoS)性能的影响,本节将分别推导出不同解码方案下系统的时延违反概率上界和有效容量的闭合表达式。

3.1 系统时延性能分析

在 HAP 通信系统中,由于用户的大规模接入,网络流量呈现出突发性和随机性,传统的排队论难以

刻画系统的动态行为。因此,基于SNC理论的时延性能分析成为研究重点。SNC通过综合考虑到达、服务和离开过程,利用到达曲线和服务曲线推导出时延性能边界,时延性能指标可以通过流量与时延之间的关系描述。用户 $U_{k,n}$ 从时隙 τ 到时隙 $t-1$ 内累积到达、服务以及离开过程分别定义为 $A_{k,n}(\tau, t) = \sum_{j=\tau}^{t-1} a_{k,n}(j)$ 、 $R_{k,n}(\tau, t) = \sum_{j=\tau}^{t-1} r_{k,n}(j)$ 和 $D_{k,n}(\tau, t) = \sum_{j=\tau}^{t-1} d_{k,n}(j)$,其中 $a_{k,n}(j)$ 、 $r_{k,n}(j)$ 和 $d_{k,n}(j)$ 分别表示在时隙 $j(\tau \leq j \leq t-1)$ 用户 $U_{k,n}$ 瞬时到达过程、服务过程以及离开过程。

假设队列满足先到先服务原则,则在时隙 t 用户 $U_{k,n}$ 的队列时延 $\omega_{k,n}(t)$ 定义为满足服务完成条件的最小等待时间

$$\omega_{k,n}(t) = \inf\{u \geq 0; A_{k,n}(0, t) \leq D_{k,n}(0, t+u)\} \quad (17)$$

根据卷积运算和切尔诺夫不等式,相应的队列时延违反概率的上界表示为^[22]

$$\Pr\{\omega_{k,n}(t) > \omega\} \leq \mathcal{M}_{A_{k,n} \otimes \mathcal{R}_{k,n}}(1+s, t+\omega, t) \quad (18)$$

式中: $\mathcal{M}_X(1+s, \tau, t) = E[(X(\tau, t))^{s-1}]$ 表示非负二元随机过程 $X(\tau, t)$ 的 Mellin 变换, $\mathcal{A}_{k,n}(\tau, t) = e^{A_{k,n}(\tau, t)}$ 、 $\mathcal{R}_{k,n}(\tau, t) = e^{R_{k,n}(\tau, t)}$ 表示 SNR 域的累积到达和服务过程。根据 $\mathcal{M}_{X \otimes Y}(s, \tau, t) \leq \sum_{u=0}^{\tau} \mathcal{M}_X(s, u, t) \cdot \mathcal{M}_Y(2-s, u, \tau)$,定义用户的稳态核 $\mathcal{K}_k(s, -\omega)$ 为

$$\mathcal{K}_k(s, -\omega) = \lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{u=0}^t \mathcal{M}_{A_k}(1+s, u, t) \cdot \mathcal{M}_{R_k}(1-s, u, t+\omega) \quad (19)$$

队列时延违反概率进一步表示为

$$\Pr\{\omega_{k,n}(t) > \omega\} \leq \inf_{s>0} \{\mathcal{K}_k(s, -\omega)\} \quad (20)$$

假设 $a_{k,n}(j)$ 、 $r_{k,n}(j)$ 在不同时隙独立且有相同的分布,瞬时到达、服务的流量可用 $a_{k,n}$ 、 $r_{k,n}$ 表示,因此累积到达、服务过程的 Mellin 变换可进一步表示为

$$\mathcal{M}_{A_{k,n}}(s, \tau, t) = \left(E[e^{a_{k,n}(s-1)}]\right)^{t-\tau} = (\mathcal{M}_{a_{k,n}}(s))^{t-\tau} \quad (21)$$

$$\mathcal{M}_{R_{k,n}}(s, \tau, t) = \left(E[e^{r_{k,n}(s-1)}]\right)^{t-\tau} = (\mathcal{M}_{r_{k,n}}(s))^{t-\tau} \quad (22)$$

式中 $\alpha_{k,n} = e^{a_{k,n}}$ 、 $\varphi_{k,n} = e^{r_{k,n}}$ 。将式(21,22)代入式(20),时延违反概率上界可表示为

$$\Pr\{\omega_{k,n}(t) > \omega\} \leq \inf_{s>0} \left\{ \frac{(\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s))^{\omega}}{1 - \mathcal{M}_{\alpha_{k,n}}(1+s) \mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s)} \right\} \quad (23)$$

需要注意的是,只有满足稳态条件 $\mathcal{M}_{\alpha_{k,n}}(1+s) \mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) < 1$ 时式(23)才能成立。接下来将对到达过程和服务过程的 Mellin 变换的闭合表达式进行推导。

3.1.1 到达过程

本文假设到达过程具有低速率和低突发性,且服从泊松分布,速率为 $\lambda_{k,n}$,泊松分布的概率质量函数为 $P(X=i) = \lambda_{k,n}^i e^{-\lambda_{k,n}} / i!$, $i(i=0, 1, 2, \dots)$ 是事件发生的次数。将泊松分布的概率质量函数经过 Mellin 变换即可以得到到达过程的 Mellin 变换,表示为

$$\mathcal{M}_{a_{k,n}}(s) = \sum_{i=0}^{\infty} e^{i(s-1)} \frac{(\lambda_{k,n})^i}{i!} e^{-\lambda_{k,n}} = e^{\lambda_{k,n}(e^{-1}-1)} \quad (24)$$

3.1.2 服务过程

用户与 HAP 间的链路服从 Nakagami- m 分布。服务过程的 Mellin 变换表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = E[e^{-s \cdot r_{k,n}}] = E[(1 + \gamma_{k,n})^{-\eta}] \quad (25)$$

式中 $\eta = \frac{Bs}{\ln 2}$ 。

(1) SIC 解码方案下的性能分析

当接收端采用 SIC 技术时,根据式(15,25),第 k 簇中第 $n(n=1, 2, \dots, M-1)$ 个用户的服务过程 Mellin 变换可以表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = E \left[\left(1 + \frac{\alpha_{k,n} \bar{\gamma}_{k,n} |\rho_{k,n}|^2}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} \bar{\gamma}_{k,n} |\rho_{k,n}|^2 + 1} \right)^{-\eta} \right] \quad (26)$$

定义 $\bar{\gamma}_{k,n} = \frac{|\mathbf{a}^H(\theta_{k,n}) \mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 P_H}{\sigma^2}$, 则第 M 个用户的服务过程 Mellin 变换可以表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{kM}}(1-s) = E \left[\left(1 + \alpha_{k,M} \bar{\gamma}_{k,M} |\rho_{k,M}|^2 \right)^{-\eta} \right] \quad (27)$$

先推导第 n 个用户的服务过程 Mellin 变换闭合表达式,式(26)可以进一步表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = \int_0^\infty \left(\frac{\sum_{l=n}^M \alpha_{k,l} \bar{\gamma}_{k,n} x + 1}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} \bar{\gamma}_{k,n} x + 1} \right)^{-\eta} f_{|\rho_{k,n}|^2}(x) dx \quad (28)$$

式中 $|\rho_{k,n}|, n \in \{1, 2, \dots, M\}$ 服从 Nakagami- m 分布,其衰落参数为 $m_{k,n}$,平均功率为 $\Omega_{k,n}$,则 $f_{|\rho_{k,n}|^2}(x)$ 表示为^[32]

$$f_{|\rho_{k,n}|^2}(x) = \left(\frac{m_{k,n}}{\Omega_{k,n}} \right)^{m_{k,n}} \frac{x^{m_{k,n}-1} \exp\left(-\frac{m_{k,n}x}{\Omega_{k,n}}\right)}{\Gamma(m_{k,n})} \quad (29)$$

将式(29)代入式(28)中,用户 $U_{k,n}$ 的服务过程 Mellin 变换闭合表达式可以表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = \left(\frac{m_{k,n}}{\Omega_{k,n}} \right)^{m_{k,n}} \frac{1}{\Gamma(m_{k,n})} \int_0^\infty \left(\frac{\sum_{l=n}^M \alpha_{k,l} \bar{\gamma}_{k,n} x + 1}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} \bar{\gamma}_{k,n} x + 1} \right)^{-\eta} x^{m_{k,n}-1} \exp\left(-\frac{m_{k,n}x}{\Omega_{k,n}}\right) dx \quad (30)$$

利用变量代换,令 $y = \sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} \bar{\gamma}_{k,n} x + 1$, y 的取值区间为 $(1, \infty)$,则式(30)可表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = \frac{\Xi_{k,n}^{m_{k,n}} u_1^{-\eta}}{\Gamma(m_{k,n})} \exp(\Xi_{k,n}) I \quad (31)$$

$$\text{式中: } u_1 = \frac{\sum_{l=n}^M \alpha_{k,l}}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l}}, u_2 = \frac{\alpha_{k,n}}{\sum_{l=n}^M \alpha_{k,l}}, \Xi_{k,n} = \frac{m_{k,n}}{\Omega_{k,n} \bar{\gamma}_{k,n} \sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l}}, I = \int_1^\infty \left(1 - \frac{u_2}{y} \right)^{-\eta} (y-1)^{m_{k,n}-1} \exp(-\Xi_{k,n} y) dy.$$

因为 $\frac{u_2}{y}$ 始终小于 1, 可以对式(31)中的 I 使用牛顿广义二项式定理, I 可以表示为

$$I = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{-\eta}{i} (-u_2)^i \int_1^{\infty} y^{-i} (y-1)^{m_{k,n}-1} \exp(-\Xi_{k,n} y) dy \quad (32)$$

根据文献[33]中的公式(3.383.4):

$$\int_u^{\infty} x^{v-1} (x-u)^{\mu-1} e^{-\beta x} dx = \beta^{-\frac{\mu+v-2}{2}} \Gamma(\mu) \exp\left(-\frac{\beta u}{2}\right) W_{\frac{v-\mu}{2}, \frac{1-\mu-v}{2}}(\beta u) \quad (33)$$

则式(32)可以进一步表示为

$$I = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{-\eta}{i} (-u_2)^i \Xi_{k,n}^{-v_2-\frac{1}{2}} \Gamma(m_{k,n}) \exp\left(-\frac{\Xi_{k,n}}{2}\right) W_{v_1, v_2} \Xi_{k,n} \quad (34)$$

式中: $v_1 = \frac{1-i-m_{k,n}}{2}$, $v_2 = \frac{i-m_{k,n}}{2}$ 。将式(34)代入式(31)就可以得到在 SIC 解码方式下第 n 个用户的服务过程 Mellin 变换闭合表达式

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = u_1^{-\eta} \Xi_{k,n}^{\frac{m_{k,n}-1}{2}} \exp\left(\frac{\Xi_{k,n}}{2}\right) \sum_{i=0}^{\infty} \binom{-\eta}{i} (-u_2)^i \Xi_{k,n}^{\frac{i}{2}} W_{v_1, v_2} \Xi_{k,n} \quad (35)$$

对第 M 个用户, 在式(27)中代入式(29)化简得到的服务过程 Mellin 变换表达式

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,M}}(1-s) = \left(\frac{m_{k,M}}{\Omega_{k,M}}\right) \frac{1}{\Gamma(m_{k,M})} \int_0^{\infty} x^{m_{k,M}-1} (1 + \alpha_{k,M} \bar{\gamma}_{k,M} x)^{-\eta} \exp\left(-\frac{m_{k,M}}{\Omega_{k,M}} x\right) dx \quad (36)$$

在式(36)中利用变量代换 $y = \alpha_{k,M} \bar{\gamma}_{k,M} x$ 得到

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,M}}(1-s) = \frac{\Xi_{k,M}}{\Gamma(m_{k,M})} \int_0^{\infty} y^{m_{k,M}-1} (1+y)^{-\eta} \exp(-\Xi_{k,M} y) dy \quad (37)$$

式中 $\Xi_{k,M} = \frac{m_{k,M}}{\Omega_{k,M} \bar{\gamma}_{k,M} \alpha_{k,M}}$ 。利用文献[34]中的式(13.2.6)

$$U(a, b, c) = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^{\infty} x^{a-1} (1+x)^{b-a-1} \exp(-zx) dx \quad (38)$$

代入式(37)中得到

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,M}}(1-s) = \Xi_{k,M}^{m_{k,M}} U(m_{k,M}, m_{k,M} + 1 - \eta, \Xi_{k,M}) \quad (39)$$

最终, 采用 SIC 技术下服务过程的 Mellin 变换可以表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = \begin{cases} u_1^{-\eta} \Xi_{k,n}^{\frac{m_{k,n}-1}{2}} \exp\left(\frac{\Xi_{k,n}}{2}\right) \times \sum_{i=0}^{\infty} \binom{-\eta}{i} (-u_2)^i \Xi_{k,n}^{\frac{i}{2}} W_{v_1, v_2} \Xi_{k,n} & n = 1, 2, \dots, M-1 \\ \Xi_{k,n}^{m_{k,n}} U(m_{k,n}, m_{k,n} + 1 - \eta, \Xi_{k,n}) & n = M \end{cases} \quad (40)$$

(2) JD 解码方案下的性能分析

当接收端采用 JD 方案进行解码时, 根据式(16, 25), 第 k 簇中第 n ($n = 1, 2, \dots, M$) 个用户的服务过程 Mellin 变换可以表示为

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,M}}(1-s) = E \left[\left(1 + \alpha_{k,M} \bar{\gamma}_{k,n} |\rho_{k,M}|^2 \right)^{-\eta} \right] \quad (41)$$

采用和 SIC 技术下推导第 M 个用户服务过程 Mellin 变化相同的方法, 就可以得到服务过程 Mellin 变换的闭合表达式

$$\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s) = \Xi_{k,n}^{m_{k,n}} U(m_{k,n}, m_{k,n} + 1 - \eta, \Xi'_{k,n}) \quad (42)$$

式中 $\Xi'_{k,n} = \frac{m_{k,M}}{\Omega_{k,M} \bar{\gamma}'_{k,M} \alpha_{k,n}}$ 。

将式(24,40,42)代入式(23)就可以得到服务过程分别采用SIC和JD解码方案下时延违反概率上界的闭合表达式。

3.2 系统有效容量性能分析

时延违反概率上界这一指标仅反映了系统在时延约束下的性能,为了更全面地评估不同解码方式对于系统QoS性能的影响,本文在这部分分析系统的有效容量(Effective capacity, EC)。EC是衡量系统在给定QoS要求下能够支持的最大数据到达速率。EC定义^[35]为系统在给定QoS指数 s 下所能够支持的最大恒定数据到达速率,通过Mellin变换可以表示为

$$C_{k,n}(s) = -\frac{1}{Bs} \ln(E[e^{-sr_{k,n}}]) = -\frac{\ln 2}{Bs} \log_2(\mathcal{M}_{\varphi_{k,n}}(1-s)) \quad (43)$$

将式(40,42)分别代入式(43)中可以得到在SIC和JD两种解码方案下的有效容量闭合表达式。

4 计算机仿真验证

本节利用计算机仿真分析HAP下行传输通信系统在JD和SIC解码方案下的时延违反概率上界和有效容量性能,验证了JD对于NOMA系统在降低系统时延,提升有效容量方面的优势,并用蒙特卡洛模拟进行对照,验证了理论分析的正确性。假设地面用户为 $L=9$,根据本文提出的分簇算法将地面用户划分为3个簇。假设用户到HAP的链路服从Nakagami- m 分布,其中,衰落参数设为 $(m_{k,1}, m_{k,2}, m_{k,3}) = \{4, 3, 2\}$,用户的平均功率设为 $(\Omega_{k,1}, \Omega_{k,2}, \Omega_{k,3}) = \{1, 1, 1\}$,用户的功率分配系数为 $(\alpha_{k,1}, \alpha_{k,2}, \alpha_{k,3}) = \{0.675, 0.225, 0.100\}$,HAP的总发射功率 P_H 为38 dBm,为模拟存在典型同频干扰的密集用户场景,系统噪声功率设置为 $\sigma^2 = -30$ dBm^[22,36],HAP到地面用户的距离为 $(d_{k,1}, d_{k,2}, d_{k,3}) = \{20, 21, 22\}$ km,JD和SIC的共同系统的载波频率 $f = 1.9$ GHz^[17]。在模拟到达和服务过程时,将系统离散化为时隙,每个时隙长为1 ms,为统一量纲,速率以kb/s为单位,单次仿真运行 10^5 个时隙,重复1500次仿真。

图2展示了不同解码方案下,系统时延违反概率上界随时延阈值变化的曲线,HAP配置天线数为 $N=8$ 。结果表明,理论分析的时延上界能够准确预测蒙特卡洛仿真曲线,验证了理论闭合表达式的正确性。不论JD还是SIC,用户3到用户1的曲线由于发射功率分配系数依次增大,时延也依次下降。从SIC变为JD时,用户1和用户2的时延均下降,虽然用户3没有改变,但系统整体的时延性能提升。以上结果说明,相对于SIC,JD能显著提升系统的时延性能。

为研究不同业务需求场景下的功率分配对不同解码策略的时延性能影响,根据3组用户的业务类型设定3组功率分配系数: $(\alpha_{k,1}, \alpha_{k,2}, \alpha_{k,3})$ 分别为 $\{0.550, 0.275, 0.175\}$ 、 $\{0.650, 0.245, 0.105\}$ 和 $\{0.700, 0.225,$

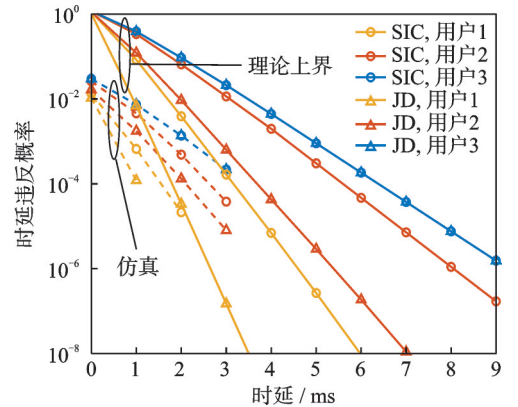


图2 不同解码策略下时延违反概率上界随时延阈值的变化

Fig.2 Upper bound of delay violation probability versus delay threshold for different decoding strategies

0.075},通过仿真研究不同解码策略在不同功率分配条件下的时延适应性。图3和图4分别展示了在SIC与JD两种解码方案下,不同功率分配组对时延违反概率上界的影响。由于在高信噪比条件下,第 k

簇的第 n 个用户的可达速率可写成: $r_{k,n} = B \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{k,n}}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l} + \frac{\sigma^2}{|\mathbf{a}^H(\theta_{k,n})\mathbf{w}_k|^2 L_{k,n}^2 |\rho_{k,n}|^2 P_H}} \right) \approx B \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{k,n}}{\sum_{l=n+1}^M \alpha_{k,l}} \right)$,即各用户的可达速率主要受功率分配系数比值影响。对于图3中所设置的功率

分配组, $\alpha_{k,1}$ 与 $(\alpha_{k,1}, \alpha_{k,2}, \alpha_{k,3})$ 的比值分别约为1.22、1.86和2.33, $\alpha_{k,2}$ 与 $\alpha_{k,3}$ 的比值分别约为1.57、2.33、3.00。用户1的可达速率的 $(\alpha_{k,2} + \alpha_{k,3})$ 上升程度与用户2相似,从而使得其时延边界曲线变化程度相似。此外,在 $\alpha_{k,2}$ 下降的同时, $\frac{\alpha_{k,2}}{\alpha_{k,3}}$ 是上升的,所以用户2的时延违反概率上界随着功率分配系数的减小

反而下降了。可以得出,除了信道增益最强的用户外,其余信道较弱的用户主要受功率分配系数的比值影响,而非单独的功率分配系数。而图4中,在JD解码策略下,用户1的时延违反概率随功率分配系数增大而降低,用户2和用户3的时延则随系数减小而上升,但整体波动较小。相比之下,SIC策略对功率分配系数的调整更为敏感,容易因分配调整引起显著时延波动;而JD策略在功率分配适应性上更稳定,对系数精度要求较低,有助于保持系统时延性能的稳定。因此JD策略的时延稳定性更高,适合动态业务环境。

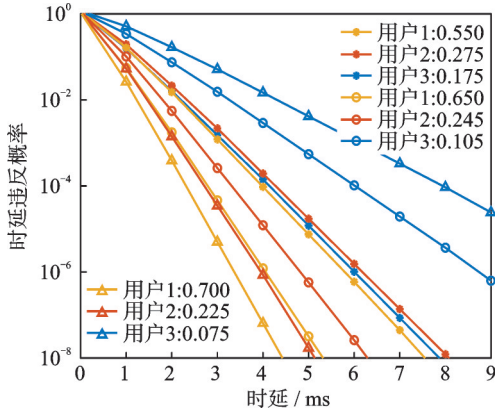


图3 SIC下不同功率分配系数组的时延违反概率上界

Fig.3 Upper bound of delay violation probability for different power allocation coefficient sets under SIC

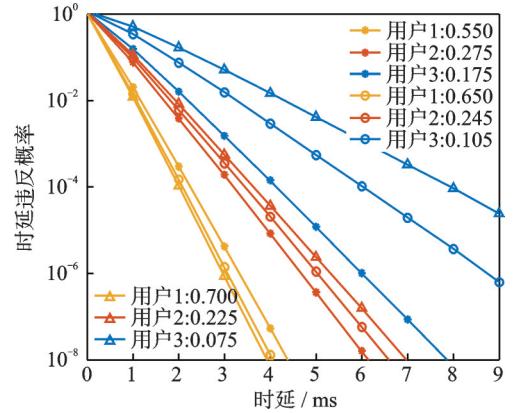


图4 JD下功率分配系数组的时延违反概率上界

Fig.4 Upper bound of delay violation probability for power allocation coefficient sets under JD

图5对比了SIC和JD解码方案在不同发射功率下的系统有效容量,理论分析与蒙特卡洛仿真结果具有良好的一致性。研究表明:在低功率区域,由于各用户信号功率较低,信号间干扰有限,此时SIC方案能够有效地逐次解码并消除干扰,因此JD与SIC方案之间的性能差距并不明显;然而随着发射功率的提升,存在显著的簇内用户干扰,SIC方案由于干扰累积效应,其解码能力受到限制,导致有效容量趋于饱和。相比之下,JD方案由于可同时联合解码各用户信号,不存在簇内用户间的干扰累积,因此能够显著提升系统的有效容量。

图6对比了不同天线配置下SIC和JD方案的有效容量。结果表明:随着天线数量从 $N=8$ 增至 $N=16$,两种方案容量均显著提升,其中JD方案始终优于SIC方案,且优势随天线数量增加而扩大。这是因为,多天线配置可形成阵列增益,显著提高用户接收到的信号强度,并提供了更高的空间自由度,允许JD方案更有效地利用这些资源来抑制干扰,并进一步提升系统容量。这表明JD方案能更有效地利用空间资源,特别在高天线配置下展现出更强的容量提升能力,更适用于高容量需求场景。

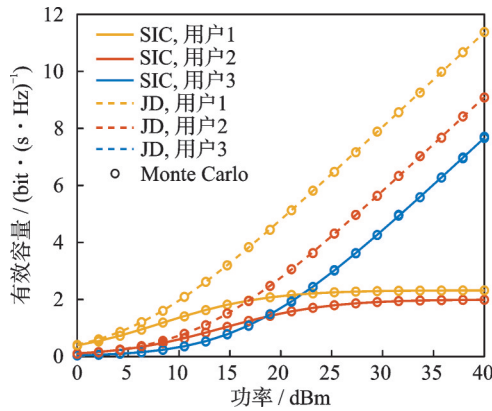


图5 不同解码方式下有效容量随功率变化的曲线
Fig.5 Effective capacity versus power for different decoding schemes

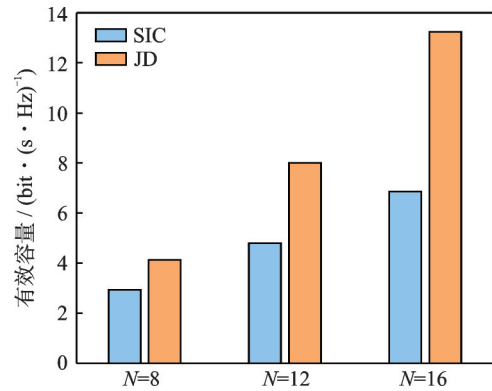


图6 不同天线数下有效容量的关系图
Fig.6 Effective capacity for different numbers of antennas

5 结束语

针对HAP通信系统,基于SNC理论分析了SDMA和NOMA有机融合方案下的无线传输性能。首先,在仅已知用户位置信息的条件下,提出基于 K -means聚类算法的用户分簇算法。接着,在HAP配置均匀直线阵的场景下,提出簇间用户采用SDMA技术,而每簇内用户采用功率域NOMA技术的混合多址传输方案。进一步,在高空平台-用户链路服从Nakagami- m 分布的情况下,基于SNC理论分别推导出SIC和JD两种解码方案下的系统时延违反概率上界和有效容量的闭合表达式。最后,计算机仿真验证了理论分析的正确性和JD方案的优越性,相比于SIC,JD方案不仅能有效降低系统时延并显著提高有效容量,且在功率分配调整时,时延性能波动更小、更具稳定性。此外,随着天线数增加,JD方案在提升系统有效容量方面的优势更为显著。

参考文献:

- [1] AZARI M M, SOLANKI S, CHATZINOTAS S, et al. Evolution of non-terrestrial networks from 5G to 6G: A survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(4): 2633-2672.
- [2] ZHOU Z, ZHANG Q, GE J, et al. Hierarchical cognitive spectrum sharing in space-air-ground integrated networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(2): 1430-1447.
- [3] 孙一铭, 赵柯嘉, 王硕, 等. 面向无人机的低空视觉数据集研究综述[J]. 数据采集与处理, 2025, 40(2): 274-302.
SUN Yiming, ZHAO Kejia, WANG Shuo, et al. Research review on low-altitude visual datasets for unmanned aerial vehicles [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2025, 40(2): 274-302.
- [4] 杨婧文, 陈小敏, 仲伟志, 等. 无人机空中基站对地信道建模及功率覆盖预测[J]. 数据采集与处理, 2019, 34(6): 1125-1132.
YANG Jingwen, CHEN Xiaomin, ZHONG Weizhi, et al. Channel modeling and coverage prediction for link between UAV-based base stations and ground[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2019, 34(6): 1125-1132.
- [5] XIAO Y, YE Z, WU M, et al. Space-air-ground integrated wireless networks for 6G: Basics, key technologies, and future

- trends[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(12): 3327-3354.
- [6] SHANG B, YI Y, LIU L. Computing over space-air-ground integrated networks: Challenges and opportunities[J]. *IEEE Network*, 2021, 35(4): 302-309.
 - [7] HE Y, WANG D, HUANG F, et al. Downlink and uplink sum rate maximization for HAP-LAP cooperated networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(9): 9516-9531.
 - [8] CAO H, YU G, CHEN Z. Cooperative task offloading and dispatching optimization for large-scale users via UAVs and HAP [C]//*Proceedings of 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Glasgow, UK: IEEE, 2023: 1-6.
 - [9] REN Q, ABBASI O, KURT G K, et al. High altitude platform station (HAPS) assisted computing for intelligent transportation systems[C]//*Proceedings of 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. Madrid, Spain: IEEE, 2021: 1-6.
 - [10] KARABULUT K G, KHOSHKHOLGH M G, ALFATTANI S, et al. A vision and framework for the high altitude platform station (HAPS) networks of the future[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, 23(2): 729-779.
 - [11] ARUM S C, GRACE D, MITCHELL P D. A review of wireless communication using high-altitude platforms for extended coverage and capacity[J]. *Computer Communications*, 2020, 157: 232-256.
 - [12] KANG H, SON H K. Interference evaluation between HAPS and neighboring HAPS considering overlapped ground service coverage[C]//*Proceedings of 2024 IEEE 29th Asia Pacific Conference on Communications (APCC)*. Bali, Indonesia: IEEE, 2024: 241-24.
 - [13] ZHOU D, GAO S, LIU R, et al. Overview of development and regulatory aspects of high altitude platform system[J]. *Intelligent and Converged Networks*, 2020, 1(1): 58-78.
 - [14] STELLATOU S, EROTOKRITOU C. High-altitude platform stations (HAPS); regulatory obstacles blocking their deployment[C]//*Proceedings of 2024 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*. Chania-Crete, Greece: [s.n.], 2024: 363-369.
 - [15] GIAMBENE G, KORRE K. LoRa-based system for IoT applications via HAPS in remote areas[C]//*Proceedings of 2022 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*. Split, Croatia: [s.n.], 2022: 1-6.
 - [16] NGUYEN H D, LET H D, NGUYEN C T, et al. Throughput and delay performance of cooperative HARQ in satellite-HAP-vehicle FSO systems[C]//*Proceedings of 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall)*. Norman, USA: IEEE, 2021: 1-6.
 - [17] MAULANA M F, ISKANDAR A. Performance analysis for NOMA implementation on high altitude platforms[C]//*Proceedings of 2023 9th International Conference on Wireless and Telematics (ICWT)*. Solo, Indonesia: [s.n.], 2023: 1-4.
 - [18] JAVED S, ALOUINI M S. System design and parameter optimization for remote coverage from NOMA-based high-altitude platform stations (HAPS)[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(2): 1387-1400.
 - [19] ZHU J, WANG S. Delay-guaranteed resource allocation for deterministic communications: An efficient stochastic network calculus method[C]//*Proceedings of GLOBECOM 2023—2023 IEEE Global Communications Conference*. Kuala Lumpur, Malaysia: [s.n.], 2023: 7061-7066.
 - [20] HAN Y, YAO M, YANG J, et al. On scalable delay bound evaluation with stochastic network calculus[C]//*Proceedings of 2020 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*. Rennes, France: IEEE, 2020: 1-6.
 - [21] LI P, WEI Y, LI N, et al. Packet loss and delay analysis for a wireless fading channel using stochastic network calculus[C]//*Proceedings of 2022 14th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*. Nanjing, China: [s.n.], 2022: 1070-1074.
 - [22] XIAO C, ZENG J, NI W, et al. Delay guarantee and effective capacity of downlink NOMA fading channels[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(3): 508-523.
 - [23] KUMAR V, CARDIFF B, PRAKRIYA S, et al. Delay violation probability and effective rate of downlink NOMA over α - μ fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 11241-11252.
 - [24] YU W, MUSAVIAN L, NI Q. Link-layer capacity of NOMA under statistical delay QoS guarantees[J]. *IEEE Transactions*

on Communications, 2018, 66(10): 4907-4922.

- [25] JI P, JIANG L, HE C, et al. Energy-efficient beamforming for beamspace HAP-NOMA systems[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(5): 1678-1681.
- [26] 戴叶玲, 郭焱, 朱丽文, 等. 不同解码方案下的星地融合网络混合多址接入性能分析[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(9): 3528-3536.
- DAI Yeling, GUO Yan, ZHU Liwen, et al. Performance analysis of hybrid multiple access in integrated satellite-terrestrial networks with different decoding schemes[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(9): 3528-3536.
- [27] 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 Min, ZHU Liwen, KONG Huaicong, 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.
- [28] LOU Z, YOUCEF BELMEKKI B E, ALOUINI M S. HAPS in the non-terrestrial network nexus: Prospective architectures and performance insights[J]. IEEE Wireless Communications, 2023, 30(6): 52-58.
- [29] HUANG Q Q, LIN M, ZHU W P, et al. Uplink massive access in mixed RF/FSO satellite-aerial-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(4): 2413-2426.
- [30] LIU X Y, LIN M, HUANG Q Q, et al. Performance analysis for multi-user integrated satellite and UAV cooperative networks[J]. Physical Communication, 2019, 36: 100762.
- [31] LIN Y, FENG W, WANG J, et al. User fairness optimization for multi-UAV-aided NOMA networks: A location-aware perspective[C]//Proceedings of 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Madrid, Spain: IEEE, 2021: 1-6.
- [32] HAN L, ZHU W P, LIN M. Outage analysis of multi-relay NOMA-based hybrid satellite-terrestrial relay networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(6): 6469-6487.
- [33] GRANDSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products [M]. Burlington: Academic Press, 2007.
- [34] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A. Handbook of mathematical functions: With formulas, graphs, and mathematical tables [M]. New York, USA: Dover, 1972.
- [35] WU D, NEGI R. Effective capacity: A wireless link model for support of quality of service[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 630-643.
- [36] DING Z, SCHÖBER R, POOR H V. A general MIMO framework for NOMA downlink and uplink transmission based on signal alignment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(6): 4438-4454.

作者简介:



徐欣语(2003-),女,博士研究生,研究方向:无线通信的信号处理和性能分析, E-mail: xxy328907@163.com。



莫辰阳(2003-),男,硕士研究生,研究方向:无线通信的优化设计和性能分析, E-mail: 1092579331@qq.com。



戴叶玲(2001-),女,博士研究生,研究方向:移动通信,通信系统性能分析等。



刘笑宇(1996-),男,博士,讲师,研究方向:无线通信中的信号处理和性能分析等。



林敏(1972-),通信作者,男,博士、教授、博士生导师,研究方向:无线通信系统、通信信号处理、天线新技术, E-mail: linmin@njupt.edu.cn。

(编辑:陈琚)

Performance Analysis of High Altitude Platform Wireless Transmission Scheme Using Stochastic Network Calculus

XU Xinyu¹, MO Chenyang², DAI Yeling¹, LIU Xiaoyu¹, LIN Min^{1*}

(1. College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China; 2. College of Electronic Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: For high altitude platform (HAP) communication systems, this paper analyzes the wireless transmission performance under an integrated scheme of space division multiple access (SDMA) and non-orthogonal multiple access (NOMA) based on stochastic network calculus (SNC) theory. First, under the condition that only user location information is available, a user clustering algorithm based on the K -means clustering algorithm is proposed. Second, in scenarios where the HAP is equipped with a uniform linear array, a hybrid multiple access transmission scheme is proposed in which inter-cluster users employ SDMA, while intra-cluster users adopt power-domain NOMA. Furthermore, considering that the HAP-to-user link follows a Nakagami- m distribution, closed-form expressions for the upper bound of the system delay violation probability and effective capacity are derived based on SNC theory for both successive interference cancellation (SIC) and joint decoding (JD) schemes. Finally, computer simulations verify the correctness of the theoretical analysis and reveal that the JD decoding scheme is superior to SIC in reducing system delay and enhancing effective capacity.

Highlights:

1. A location-aware K-means algorithm is proposed for HAP user clustering. It uses only user location information. This reduces signaling overhead and implementation complexity.
2. A delay analysis framework is developed for hybrid SDMA-NOMA systems under Nakagami- m fading. Closed-form delay bounds and effective capacity are derived. Both SIC and JD schemes are considered.
3. Simulations show that JD outperforms SIC. It reduces delay and improves effective capacity under dynamic power allocation. Its advantage increases with the number of HAP antennas.

Key words: high altitude platform communication system; stochastic network calculus (SNC); hybrid multiple access; successive interference cancellation (SIC); joint decoding (JD)

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (No.62471255); Natural Science Research Startup Fund for Introduced Talents of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.NY224068); Natural Science Research Project of Jiangsu Provincial Institutions of Higher Education (No.25KJD510011); Postgraduate Research and Practice Innovation Program of Jiangsu Province (No.KYCX25_1106).

Received: 2025-04-27; **Revised:** 2026-09-16

***Corresponding author, E-mail:** linmin@njupt.edu.cn.