

基于CR-NOMA的星空融合多用户传输性能分析

王宇辰, 蒋成洋, 孔槐聪, 韩略, 林敏

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

摘要: 针对高空平台辅助的星空融合多用户场景, 提出一种基于太赫兹和毫米波频段的新型混合无线传输方案, 旨在提供异构用户可靠接入并解决卫星骨干网容量受限问题。首先, 根据地面用户相关性和服务优先级进行分组, 每组包含一个主用户和一个次级用户, 次级用户采用认知非正交多址接入 (Cognitive radio-based non-orthogonal multiple access, CR-NOMA) 技术控制其发射功率, 以确保不影响主用户的服务质量 (Quality-of-service, QoS), 而组间干扰则通过迫零波束成形技术加以消除。其次, 在假设用户到高空平台采用毫米波传输技术, 其信道服从 Nakagami- m 分布, 而高空平台到卫星的传输采用太赫兹频段传输, 其信道服从 α - μ 分布的条件下, 推导出太赫兹频段传输存在指向误差时, 采用该传输方案的用户中断概率和系统吞吐量的闭合表达式。最后, 计算机仿真验证了理论分析的正确性及所提方案的优越性, 并刻画相关参数对用户及系统性能的影响, 从而为探索大容量的星空融合传输技术提供有益的参考。

关键词: 星空融合网络; 太赫兹; 波束成形; 非正交多址接入

中图分类号: TN927

文献标志码: A

Performance Analysis on Multi-user Transmission in Integrated Satellite and Aerial Network Based on CR-NOMA

WANG Yuchen, JIANG Chengyang, KONG Huaicong, HAN Lue, LIN Min

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

Abstract: For the multi-user scenarios of the high-altitude platform (HAP)-assisted integrated satellite and aerial network, this paper proposes a novel hybrid wireless transmission scheme on terahertz (THz) and millimeter-wave (mmWave) bands, aiming at providing reliable access for heterogeneous users and solving the problem of capacity constraints of the satellite backbone network. Firstly, according to the relevance and service priorities among users, terrestrial users are divided into two groups, each of which includes a primary user and a secondary user. The secondary user adopts the cognitive radio-based non-orthogonal multiple access (CR-NOMA) technique to control its transmit power without compromising the quality of service (QoS) of the primary user, while the inter-group interference is eliminated by the zero-forcing (ZF) based beamforming technique. Secondly, it is assumed that the channel from each user to HAP experiences mmWave band with Nakagami- m distribution, while the

基金项目: 国家自然科学基金 (62471255); 南京邮电大学引进人才科研启动基金 (NY222114)。

收稿日期: 2024-05-07; **修订日期:** 2024-07-25

channel from HAP to satellite experiences THz band with $\alpha\mu$ distribution. The closed-form expressions of the users' outage probability and the system throughput are derived with further consideration of the pointing error in the THz band. Finally, computer simulation verifies the correctness of the theoretical analysis and the superiority of the proposed scheme, and characterizes the impact of relevant parameters on the performance of each user and system, thus providing a useful reference for exploring future integrated satellite and aerial network enabled by THz and mmWave bands.

Key words: integrated satellite and aerial network; terahertz (THz); beamforming; non-orthogonal multiple access (NOMA)

引言

随着第5代(The 5th generation, 5G)无线通信在全球范围内的部署与应用,地面移动通信技术已基本能满足当前无线通信的服务需求。然而,随着持续增长的设备接入数量和数据传输量,地面移动通信面临诸多挑战,偏远及环境恶劣的陆地、海洋等地带缺乏有效的信息覆盖,不能真正实现“万物互联”。因此,亟需寻求可以进一步增强覆盖范围、增大传输速率和提升通信质量的新技术来应对这些挑战^[1-4]。卫星通信凭借其覆盖范围广、不受地理条件限制等众多优点,可满足地面网络难以实现的业务需求,提供全球覆盖、广泛连接、大规模接入等更高要求的通信服务,逐渐成为第6代(The 6th generation, 6G)移动通信系统的关键技术之一^[5-6]。然而,卫星与地面用户之间存在时延大、路径损耗大以及非视距传输等问题,使得卫星系统的用户服务质量(Quality-of-service, QoS)有时难以得到保证。研究表明,采用中继辅助的传输技术可有效提升卫星通信服务质量^[7-8]。其中,文献[7]针对卫星、地面中继和用户组成的星地融合网络,提出了最优中继选择方案,以提升通信系统的安全性和可靠性。文献[8]研究无人机(Unmanned aerial vehicle, UAV)辅助的卫星通信系统下行链路,提出了公平调度传输方案,以提升卫星通信系统的容量并保证用户服务的公平性。高空平台(High altitude platform, HAP)系统由于其稳定性、持久性以及相比于地面中继及UAV中继更大的覆盖范围及负载能力,具有实现更可靠、更稳定通信的巨大潜力^[9]。鉴于此,HAP可以与卫星建立连接,构建星空融合网络的可靠回程链路,并有效提高服务用户吞吐量^[10]。目前,已有不少学者研究HAP辅助的星空融合多用户传输场景^[11-12],其中,文献[11]分析了HAP辅助的卫星通信上行传输系统的遍历容量性能,文献[12]针对卫星通信系统下行链路,提出了一种基于HAP中继转发的传输方案,并分析了系统的平均误符号概率。

然而,上述文献均基于正交多址接入(Orthogonal multiple access, OMA)技术展开,考虑到卫星通信网络中不断增长的接入设备数量与有限的频谱资源之间的矛盾正成为制约卫星网络容量增长的瓶颈,为缓解这一问题,目前有不少文献考虑将相比于传统OMA具有更高系统吞吐量、更高系统频谱资源利用率及更低延迟等独特优势^[13-14]的非正交多址接入(Non-OMA, NOMA)技术用于卫星通信系统。其中,文献[15]将上行NOMA引入星地融合网络中,提出了改进连续干扰消除(Extended successive interference cancellation, ESIC)解码方案,通过灵活改变用户的解码顺序以获得比传统SIC解码方案更好的性能。针对星空地融合网络,文献[16]提出波束成形技术和NOMA技术相结合的传输方案,提升了系统遍历和速率性能;文献[17]采用HAP辅助通信,提出空分多址(Space division multiple access, SDMA)和NOMA技术相结合的传输方案,进一步提升了系统的频谱效率。为实现动态频谱共享,文献[18]在NOMA技术的基础上引入认知无线电(Cognitive radio, CR)的概念,提出了基于CR-NOMA接入技术的星地融合网络架构,在保证通信质量的前提下提高系统的适应性和灵活性,可以更好地满足异构用户不同的通信需求^[19]。

另一方面,毫米波(Millimeter-wave, mmWave)及太赫兹(terahertz, THz)等高频通信技术也被认

为了解决频谱资源稀缺的重要手段之一。毫米波已经用于5G系统,相比于微波频段具有更宽的带宽并支持更大的传输速率,而目前研究界的重点正逐渐转向可用带宽更大的太赫兹频段^[20-21]。太赫兹频段作为高频通信的候补频段,位于100 GHz~10 THz频段的毫米波与红外光频段之间,包含丰富的频谱资源,具有高方向性增益及高通信安全性等优势,可应用于回程链路中并有效提升系统容量和传输速率^[22]。文献[23]分析了太赫兹通信在不同卫星场景下的性能,结果表明,太赫兹通信可以实现远距离超高速通信的目标。尽管太赫兹频段通信可以提供丰富的频谱资源并支持超高数据速率,但实际应用中由于其波束太窄,指向误差带来的影响不容忽视^[24]。针对这个问题,文献[24,25]分析了太赫兹定向链路的一般指向误差模型,量化地评估了指向误差对通信性能的影响。随着无线通信服务需求的持续增长,未来通信系统亟需实现超高速接入与回程能力^[25-26],以满足前所未有的高质量通信需求,因此,未来网络可同时将毫米波和太赫兹技术应用在无线通信中,形成毫米波接入与太赫兹回程的网络集成,构建大容量传输的骨干网,以提供更可靠且高速率的传输,实现优势互补,提高系统的多样性,从而有效应对6G时代复杂多变的异构服务场景。文献[25]提出了毫米波和太赫兹混合传输的无线架构,其中回程链路采用太赫兹频段以保证高可靠大容量需求,而用户接入链路采用毫米波频段为地面移动用户提供高质量通信服务。文献[26]针对毫米波接入和太赫兹回程的集成网络,提出了一种联合用户关联和传输调度的算法,保证了网络中用户的QoS需求。

虽然关于中继协作传输技术的星地融合网络或者星空融合网络的工作已经比较充分,但大多集中在研究OMA或两用户NOMA的通信场景,例如文献[15]仅考虑中继配置单天线且仅服务两个地面用户,没有充分利用空间资源,并且不能满足未来大规模用户的需求。另一方面,将NOMA技术应用于卫星通信系统的大多数文献,例如文献[16]通常采用固定功率分配策略,面向不同的异构用户需求,缺乏动态调整功率的能力,使得系统的灵活性和动态性受到限制。此外,目前关于毫米波和太赫兹混合传输的新型架构的研究仅局限于地面网络^[25-26],无法实现无处不在和无时无刻的6G通信愿景。基于以上考虑,本文针对高空平台辅助的星空融合网络,提出了一种基于太赫兹和毫米波频段的新型混合无线传输方案。其中,地面移动用户到高空平台的接入链路采用毫米波通信,高空平台到卫星的链路采用太赫兹技术以构建大容量传输的骨干网,以提供异构用户可靠接入并有效解决卫星骨干网容量受限的问题。具体来说,首先根据用户相关性及服务需求,将地面用户分为主次用户并进行两两配对分组,采用基于迫零(Zero-forcing, ZF)的波束成形技术消除组间干扰,同时组内次级用户采用CR-NOMA方案动态调整其发射功率,保证主用户的通信质量需求。随后,考虑毫米波链路服从Nakagami- m 分布,而太赫兹链路服从 α - μ 分布同时考虑指向误差的影响,分析并推导出该传输方案下用户中断概率和系统吞吐量闭合表达式。最后,利用仿真结果,验证理论分析的正确性及所提方案的优越性,并且刻画了相关参数对用户及系统性能的影响。

1 系统模型

如图1所示,本文研究一个HAP辅助的

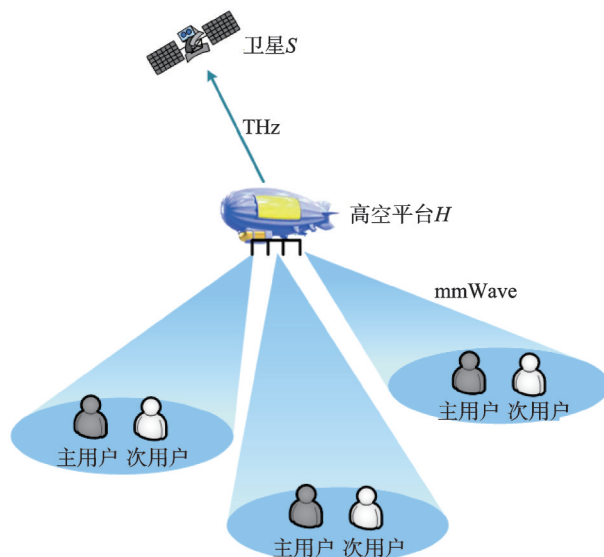


图1 HAP辅助的星空融合多用户传输系统

Fig.1 Multi-user transmission system in HAP-assisted integrated satellite and aerial network

星空融合多用户传输系统,其中HAP H 配置包含 N 个阵元的均匀直线阵(Uniform linear array, ULA),用户到 H 的接入链路采用毫米波通信,而 H 到卫星 S 的回程链路采用太赫兹频段以构建高容量传输的骨干网。具体来说,根据空间相关性和不同的服务质量需求,将 $2K$ 个地面用户 $U_{k,l}(k=1,2,\dots,K;l=0,1)$ 分为 K 个位置相近的用户组,每个用户组由一个主用户 $U_{k,0}$ 和一个次级用户 $U_{k,1}$ 构成,主用户有更高的优先级。进一步, H 通过SDMA和CR-NOMA相结合的传输方案服务 K 个用户组,并将成功解码的用户信号重新编码,发送到卫星。为了便于理解,接下来将分别介绍信道模型和信号模型。

1.1 信道模型

考虑到高空平台 H 处于开放的电磁环境中,视距(Line-of-sight, LoS)分量在传播中占主导地位,由于用户到 H 采用毫米波频段,其链路服从Nakagami- m 分布^[27]。进一步考虑 H 配置ULA以及自由空间路径损耗的影响,第 k 组中第 l 个用户 $U_{k,l}(k=1,2,\dots,K;l=0,1)$ 到 H 的信道向量 $\mathbf{h}_{k,l} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 可建模为

$$\mathbf{h}_{k,l} = l_{k,l} \rho_{k,l} \mathbf{a}(\theta_{k,l}) \quad (1)$$

式中: $l_{k,l}$ 为路径损耗,以dB为单位,可表示为 $l_{k,l} = \frac{1}{2}(20\lg\lambda - 10\alpha_{k,l}\lg d_{k,l} - 20\lg(4\pi))$, λ 为波长, $\alpha_{k,l}$ 为路径损耗指数, $d_{k,l}$ 为用户 $U_{k,l}$ 与 H 之间的距离; $\rho_{k,l}$ 为信道衰落系数,满足 $|\rho_{k,l}| \sim \text{Nakagami}(m_{k,l}, \Omega_{k,l})$,其中 $m_{k,l}$ 表示衰落参数, $\Omega_{k,l}$ 表示平均功率。此外,阵列导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_{k,l})$ 表示为

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

式中: $\theta_{k,l}$ 为第 k 组信号的到达角, d 为ULA的阵元间隔。

另一方面,高空平台 H 到卫星 S 的链路采用太赫兹频段,并服从 α - μ 分布^[25],考虑路径损耗、天线增益、小尺度衰落及波束不对准导致的指向误差影响, H - S 链路的信道响应表示为

$$h_v = l_v h_s h_p \quad (3)$$

式中: l_v 包括天线增益和路径损耗,表示为 $l_v = \lambda \sqrt{G_v^r G_v^t} / 4\pi d_v$,其中 λ 为波长, d_v 为 H 到 S 的距离, G_v^r 表示星载天线增益, G_v^t 表示 H 的发射天线增益。 h_s 为信道衰落系数, $|h_s|$ 的概率密度函数(Probability density function, PDF)可表示为^[28]

$$f_{|h_s|}(x) = \frac{\alpha \mu^\mu}{\hat{h}_s^\alpha \Gamma(\mu)} x^{\alpha\mu-1} \exp\left(-\mu \frac{x^\alpha}{\hat{h}_s^\alpha}\right) \quad (4)$$

式中: $\Gamma(\cdot)$ 为Gamma函数, α 为衰落参数, μ 为衰落信道包络的归一化方差, $\hat{h}_s$ 为衰落信道的包络均值。在式(3)中, h_p 为指向误差(如图2所示),假设接收端探测器有效半径为 a ,发送端也有一个发送波束,在距离 d 处的波束半径是 w_z ,此外,两个波束都考虑在正 x - y 平面上, r 为指向误差位移,表示发送波束和接收端探测器的中心径向距离。由于波束形状的对称性, h_p 仅取决于径向距离 r 。不失一般性,假设径向距离位于 x 轴上,根据文献[29],指向误差 h_p 可近似为

$$h_p(r; z) \approx A_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{w_{z_{\text{eq}}}^2}\right) \quad (5)$$

式中: $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$ 是 $r=0$ 时收集功率的分数, $w_{z_{\text{eq}}}^2 =$

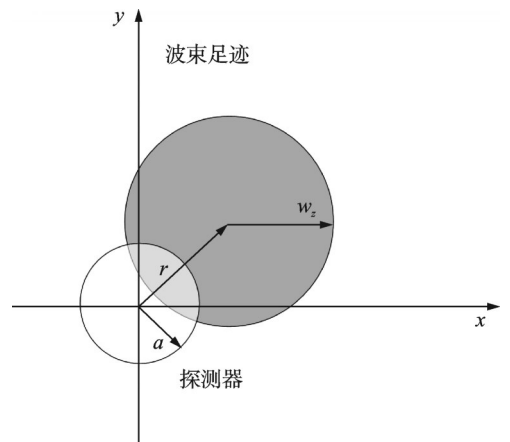


图2 接收探测器平面存在的指向误差示意图
Fig. 2 Schematic of the pointing error present in the plane of the receiver detector

$w_z^2 \frac{\sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v)}{2v \exp(-v^2)}$ 是等效波束宽度,其中 $v = (\sqrt{\pi} a) / (\sqrt{2} w_z)$,当高度和水平的位移独立且同高斯分布,接收端的径向位移 r 服从瑞利分布,其PDF可表示为^[30]

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_S^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_S^2}\right) \quad (6)$$

式中 σ_S^2 为指向误差位移在接收端的方差。结合式(5,6), $|h_p|$ 的PDF可表示为

$$f_{|h_p|}(x) = \frac{\gamma^2}{A_0^2} x^{\gamma^2-1} \quad 0 \leq x \leq A_0 \quad (7)$$

式中 $\gamma = \frac{w_{z_{eq}}}{2\sigma_S}$ 表示接收端的等效波束宽度与抖动标准差之比。

1.2 信号模型

如图1所示,在毫米波和太赫兹混合传输的无线架构下,整个通信过程分为 U - H 毫米波链路阶段和 H - S 太赫兹链路阶段。首先在 U - H 链路阶段, $2K$ 个地面用户同时向高空平台发送信号,其中第 k 组中主用户 $U_{k,0}$ 和次级用户 $U_{k,1}$ 分别以功率 $p_{k,0}$ 和 $p_{k,1}$ 发射信号 $s_{k,0}(t)$ 和 $s_{k,1}(t)$ 。因此,高空平台采用接收波束成形权矢量 $\mathbf{w}_{k,0}^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 后,接收到第 k 组的信号可表示为

$$y_k(t) = \sqrt{p_{k,0}} \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0} s_{k,0}(t) + \sqrt{p_{k,1}} \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1} s_{k,1}(t) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \left(\sqrt{p_{i,0}} \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,0} s_{i,0}(t) + \sqrt{p_{i,1}} \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,1} s_{i,1}(t) \right) + \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{n}(t) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (8)$$

式中:第1项表示第 k 组中主用户 $U_{k,0}$ 的信号,第2项表示第 k 组中次用户 $U_{k,1}$ 的信号,第3项则表示其他组的干扰信号。此外, $\mathbf{n}(t)$ 表示均值为零,方差为 $\sigma_H^2 \mathbf{I}$ 的加性高斯白噪声(Additive white Gaussian noise, AWGN),其中 $\sigma_H^2 = \kappa B T$, κ 为玻尔兹曼常数, B 为带宽, T 为噪声温度。

由于主用户具有更高的传输优先级,因此相比次级用户,主用户具有更大的发射功率,即满足 $p_{k,0} > p_{k,1}$ 。根据上行NOMA的解码策略,首先对组内的主用户信号进行解码,此时该组次级用户及其他组用户的信号将被视为干扰。因此第 k 组主用户的信干噪比(Signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)表示为

$$\gamma_{k,0} = \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 + I_{\text{IUI}} + I_N} \quad (9)$$

式中: $p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2$ 表示组内次级用户的干扰, $I_{\text{IUI}} = \sum_{i=1, i \neq k}^K \left(p_{i,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,0}|^2 + p_{i,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,1}|^2 \right)$ 表示来自其他用户组的干扰, $I_N = \sigma_H^2 \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{w}_{k,0}$ 表示噪声。

接着采用SIC技术将主用户信号从叠加信号中消除,从而第 k 组次级用户的SINR可表示为

$$\gamma_{k,1} = \frac{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2}{I_{\text{IUI}} + I_N} \quad (10)$$

进一步,在 H - S 阶段,HAP将成功译码后的信号重新编码为信号 $s_H(t)$,以功率 p_H 转发给卫星,并考虑高斯白噪声 $n_S(t)$,则卫星收到的信号表示为 $y_S(t) = \sqrt{p_H} h_v s_H(t) + n_S(t)$,信号的输出信噪比(Signal to noise ratio, SNR)可表示为 $\gamma_{H-S} = p_H |h_v|^2 / \sigma_S^2$ 。

为实现地面用户的可靠传输并保证主用户的服务质量,需要进一步对高空平台的接收波束成形和

用户的发射功率进行优化设计。因此,在上述信道和信号模型的基础上,接下来将提出基于多天线和CR-NOMA的多用户传输方案,以满足异构可靠接入需求。

2 基于CR-NOMA的多用户传输方案

本小节针对图1所示的星空融合网络,提出基于CR-NOMA的多用户传输方案。在多用户接入高空平台 H 的过程中,组间干扰采用迫零波束成形技术进行消除,组内用户则采用CR-NOMA技术,保证主用户的QoS。而 H 到卫星 S 的链路采用太赫兹技术以构建高容量传输的骨干网,从而为异构用户提供可靠接入并解决卫星骨干网容量受限的问题。

2.1 用户组间干扰消除方案

首先,在用户发射功率不变的条件下,建立以下优化问题来最大化 K 个主用户中最小的SINR

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K} \min_k \gamma_{k,0} &= \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 + I_{\text{IUI}} + I_N} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{w}_{k,0} &= 1 \quad \forall k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (11)$$

由于接收波束成形权向量 $\mathbf{w}_{k,0}$ 是相互独立的,因此优化问题可以分解为 K 个子问题

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k} \gamma_{k,0} &= \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 + I_{\text{IUI}} + I_N} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{w}_{k,0} &= 1 \end{aligned} \quad (12)$$

由于主用户的SINR既有来自组间的干扰又有来自组内次级用户的干扰,为了降低算法的复杂度,采用基于迫零的波束成形技术消除组间干扰,即 $\sum_{i=1, i \neq k}^K (|\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,0}|^2 + |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,1}|^2) = 0$ 。因此,原优化问题可以简化为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_i} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2 \quad \text{s.t. } \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{w}_{k,0} &= 1 \\ \sum_{i=1, i \neq k}^K (|\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,0}|^2 + |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,1}|^2) &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

根据式(1),上述优化问题可进一步等效表示为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{a}(\theta_{k,0})|^2 \quad \text{s.t. } \mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{w}_{k,0} &= 1 \\ \mathbf{H}_{-k,0}^H \mathbf{w}_{k,0} &= \mathbf{0}_{(2K-1) \times 1} \end{aligned} \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{-k,0} &= [\mathbf{a}(\theta_{1,0}), \mathbf{a}(\theta_{1,1}), \mathbf{a}(\theta_{2,0}), \mathbf{a}(\theta_{2,1}), \dots, \\ &\quad \mathbf{a}(\theta_{k-1,0}), \mathbf{a}(\theta_{k-1,1}), \mathbf{a}(\theta_{k+1,0}), \mathbf{a}(\theta_{k+1,1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{K,0}), \mathbf{a}(\theta_{K,1})]^T \end{aligned} \quad (15)$$

借助投影理论,可以得到波束成形权矢量 $\mathbf{w}_{k,0}$ 的闭合表达式为

$$\mathbf{w}_{k,0} = \frac{(I_N - P_{k,0}) \mathbf{a}(\theta_{k,0})}{\|(I_N - P_{k,0}) \mathbf{a}(\theta_{k,0})\|} \quad (16)$$

式中 $P_{k,0} = \mathbf{H}_{-k,0} (\mathbf{H}_{-k,0}^H \mathbf{H}_{-k,0})^{-1} \mathbf{H}_{-k,0}^H$ 表示 $\mathbf{H}_{-k,0}$ 上的正交投影矩阵。

2.2 组内用户的CR-NOMA传输方案

为提高频谱效率,组内用户采用CR-NOMA技术,通过自适应调整次级用户的发射功率,满足主用户的QoS。将式(16)得到的波束成形权矢量 $\mathbf{w}_{k,0}$ 代入主用户的SINR表达式,由于

$\sum_{i=1, i \neq k}^K \left(p_{i,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,0}|^2 + p_{i,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{i,1}|^2 \right) = 0$, 因此仅存在该组内次级用户的干扰, 其 SINR 改写为

$$\gamma_{k,0} = \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 + \sigma_H^2} \quad (17)$$

类似地, 第 k 组次级用户的 SNR 改写为

$$\gamma_{k,1} = \frac{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2}{\sigma_H^2} \quad (18)$$

为满足主用户的 QoS, 其数据速率应满足

$$R_{k,0} = \log_2 \left(1 + \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 + \sigma_H^2} \right) \geq R_{th}^{k,0} \quad (19)$$

式中 $R_{th}^{k,0}$ 表示主用户的目标数据速率。

令 $\tau = p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2$ 表示组内次级用户的干扰, 由式 (19) 得 $\tau \leq \tau^*$, 其中 $\tau^* = p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2 / \epsilon_{k,0} - \sigma_H^2$, $\epsilon_{k,0} = 2^{R_{th}^{k,0}} - 1$, τ^* 即为所求的干扰阈值。值得注意的是, $\tau^* = 0$ 表示主用户采用 OMA 方案时刚好满足其 QoS; $\tau^* < 0$ 表示主用户采用 OMA 方案也无法保证其 QoS, 因此 $\tau^* \leq 0$ 时不接入次级用户。

接下来, 高空平台将计算得到的干扰阈值 τ^* 广播给次级用户, 次级用户在收到阈值后, 将自己的信号强度与干扰阈值比较, 若满足 $\tau \leq \tau^*$, 则该次级用户可以在不影响主用户 QoS 的前提下直接接入主用户的信道; 若满足 $\tau > \tau^*$, 则该次级用户需要进行功率控制, 将其信号强度调整为阈值 τ^* , 即 $\tau = \tau^*$ 。为了更直观地表示, 次级用户的功率控制方案如下

$$p_{k,1}^{\text{control}} = \begin{cases} p_{k,1} & \tau \leq \tau^* \\ \frac{\tau^*}{|\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2} & \tau > \tau^* \end{cases} \quad (20)$$

在此基础上, 第 k 组主用户的 SINR 可分别表示为

$$\gamma_{k,0} = \begin{cases} \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 + \sigma_H^2} & \tau \leq \tau^* \\ \frac{p_{k,0} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,0}|^2}{\tau^* + \sigma_H^2} & \tau > \tau^* \end{cases} \quad (21)$$

和

$$\gamma_{k,1} = \begin{cases} \frac{p_{k,1} |\mathbf{w}_{k,0}^H \mathbf{h}_{k,1}|^2}{\sigma_H^2} & \tau \leq \tau^* \\ \frac{\tau^*}{\sigma_H^2} & \tau > \tau^* \end{cases} \quad (22)$$

需要指出的是, 相比于现有大多数工作只考虑单用户或者两用户 NOMA 的场景, 本文所提的传输方案将 SDMA 和 CR-NOMA 相结合, 实现了空域和功率域的联合多址接入, 进一步提高了系统的频谱效率同时保证了异构用户的灵活可靠传输, 适用于未来大规模接入和异构服务的场景。

3 多用户传输系统的性能分析

为评估所提传输方案的性能以及相比现有工作的优越性,本节在考虑毫米波链路服从Nakagami- m 分布,而太赫兹链路服从 α - μ 分布同时考虑指向误差影响的情况下,推导用户的中断概率和系统吞吐量的闭合表达式。

3.1 主用户的中断性能

中断概率是衡量无线通信系统的一项重要指标,定义为输出信干噪比 γ 低于某一阈值 γ_{th} 的概率,即 $\Pr\{\gamma < \gamma_{\text{th}}\}$,其中 $\gamma_{\text{th}} = 2^{R_{\text{th}}} - 1$, R_{th} 表示目标数据速率。在本文考虑的高空平台辅助的星空融合多用户传输场景下,用户信号在 U - H 毫米波链路和 H - S 太赫兹链路的传输过程中均未发生中断,则表明传输成功,因此第 k 组主用户的中断概率可表示为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,0} = 1 - (1 - P_{\text{out}, U-H}^{k,0})(1 - P_{\text{out}, H-S}^{k,0}) = P_{\text{out}, U-H}^{k,0} + P_{\text{out}, H-S}^{k,0} - P_{\text{out}, U-H}^{k,0} P_{\text{out}, H-S}^{k,0} \quad (23)$$

式中: $P_{\text{out}, U-H}^{k,0}$ 和 $P_{\text{out}, H-S}^{k,0}$ 分别表示第 k 组主用户在 U - H 链路和 H - S 链路的传输过程中发生中断的概率,具体分析如下。

在 U - H 链路阶段,由于对次级用户已进行功率控制,当 $\tau^* \geq 0$ 时,主用户的数据速率严格满足式(19),不会发生中断,主用户的中断发生仅发生 $\tau^* < 0$ 时。因此 $P_{\text{out}, U-H}^{k,0}$ 可推导为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,0} = \Pr(\tau^* < 0) = \Pr\left(|\rho_{k,0}|^2 < \frac{\sigma_H^2 \epsilon_{k,0}}{p_{k,0} \varphi_{k,0}}\right) = F_{|\rho_{k,0}|^2}(\psi_{k,0}) \quad (24)$$

式中: $\psi_{k,0} = \frac{\sigma_H^2 \epsilon_{k,0}}{p_{k,0} \varphi_{k,0}}$, $\varphi_{k,0} = |l_{k,0} \mathbf{w}_k^H \mathbf{a}(\theta_{k,0})|^2$, $\epsilon_{k,0} = 2^{R_{\text{th}}^{k,0}} - 1$ 为 U - H 链路中第 k 组主用户的中断阈值, $R_{\text{th}}^{k,0}$ 表示该主用户的目标数据速率。由于 $|\rho_{k,l}| \sim \text{Nakagami}(m_{k,l}, \Omega_{k,l})$,则 $|\rho_{k,l}|^2$ 的累积分布函数(Cumulative distribution function, CDF)为

$$F_{|\rho_{k,l}|^2}(x) = \frac{1}{\Gamma(m_{k,l})} \gamma\left(m_{k,l}, \frac{m_{k,l}}{\Omega_{k,l}} x\right) \quad (25)$$

将式(25)代入式(24),可得 U - H 链路中第 k 组主用户的中断概率为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,0} = \frac{1}{\Gamma(m_{k,0})} \gamma\left(m_{k,0}, \frac{m_{k,0}}{\Omega_{k,0}} \psi_{k,0}\right) \quad (26)$$

进一步,在 H - S 链路中,主用户的中断概率如定理1所示。

定理1 在 H - S 链路中,用户的中断概率为

$$P_{\text{out}, H-S}^{k,l} = 1 - \frac{\gamma^2}{\alpha} \eta_{k,l}^2 \sum_{i=0}^{\mu-1} \frac{\mu^i}{i!} \Gamma\left(\frac{\alpha i - \gamma^2}{\alpha}, \mu \eta_{k,l}^i\right) \quad (27)$$

式中: $\eta_{k,l} = \sqrt{\epsilon_{H-S}^{k,l} \sigma_S^2} / \left(\hat{h}_S A_o \sqrt{p_H |l_v|^2}\right)$, $\epsilon_{H-S}^{k,l} = 2^{R_{H-S}^{k,l}} - 1$ 表示 H - S 链路中用户的中断阈值, $R_{H-S}^{k,l}$ 表示用户的目标数据速率。

证明: 假设在 H - S 链路中用户的中断阈值为 $\epsilon_{H-S}^{k,l} = 2^{R_{H-S}^{k,l}} - 1$, $R_{H-S}^{k,l}$ 表示其数据速率阈值,则中断概率可表示为

$$P_{\text{out}, H-S}^{k,l} = \Pr\{\gamma_{H-S}^{k,l} < \epsilon_{H-S}^{k,l}\} = \Pr\left\{|h_S h_p|^2 < \frac{\epsilon_{H-S}^{k,l} \sigma_S^2}{p_H |l_v|^2}\right\} = F_{|h_S h_p|^2}\left(\frac{\epsilon_{H-S}^{k,l} \sigma_S^2}{p_H |l_v|^2}\right) \quad (28)$$

其中 $h_{sp} = h_s h_p$, 为得到 H - S 链路中用户的中断概率闭合表达式, 需要先得到 $|h_{sp}|^2$ 的累积分布函数。由于 $|h_s|$ 和 $|h_p|$ 是独立的随机变量, 则 $|h_{sp}| = |h_s h_p|$ 的 CDF 可推导为

$$F_{|h_{sp}|}(z) = \int_0^z f_{|h_{sp}|}(\mu) d\mu = \int_0^{A_0} \int_0^{z/y} f_{|h_s|}(x) f_{|h_p|}(y) dx dy \quad (29)$$

$|h_s|$ 的 PDF 由式(4)给出, 将其代入式(29), $|h_{sp}|$ 的 CDF 可继续推导为

$$F_{|h_{sp}|}(z) = \int_0^{A_0} f_{|h_p|}(y) dy - \frac{1}{\Gamma(\mu)} \int_0^{A_0} \Gamma\left(\mu, \mu \frac{(z/y)^\alpha}{\hat{h}_s^\alpha}\right) f_{|h_p|}(y) dy = 1 - \Phi(z) \quad (30)$$

式中 $\Phi(z) = \frac{1}{\Gamma(\mu)} \int_0^{A_0} \Gamma\left(\mu, \mu \frac{(z/y)^\alpha}{\hat{h}_s^\alpha}\right) f_{|h_p|}(y) dy$ 。假设 μ 为整数, 由文献[32], 并根据式(7), $\Phi(z)$ 可推导为

$$\Phi(z) = \frac{\gamma^2}{A_0^{\gamma^2}} \sum_{k=0}^{\mu-1} \frac{\mu^k}{k!} \left(\frac{z}{\hat{h}_s}\right)^{\alpha k} \int_0^{A_0} y^{\gamma^2 - \alpha k - 1} \exp\left(-\mu \left(\frac{z}{\hat{h}_s y}\right)^\alpha\right) dy \quad (31)$$

利用换元, 经过代数运算, 并采用文献[32], $\Phi(z)$ 可推导为

$$\Phi(z) = \frac{\gamma^2}{\alpha} \left(\frac{z}{\hat{h}_s A_o}\right)^{\gamma^2} \sum_{k=0}^{\mu-1} \frac{\mu^{\frac{\gamma^2}{\alpha}}}{k!} \Gamma\left(\frac{\alpha k - \gamma^2}{\alpha}, \mu \left(\frac{z}{\hat{h}_s A_o}\right)^\alpha\right) \quad (32)$$

将式(32)代入式(30), 得 $|h_{sp}|$ 的 CDF 为

$$F_{|h_{sp}|}(z) = 1 - \frac{\gamma^2}{\alpha} \left(\frac{z}{\hat{h}_s A_o}\right)^{\gamma^2} \sum_{k=0}^{\mu-1} \frac{\mu^{\frac{\gamma^2}{\alpha}}}{k!} \Gamma\left(\frac{\alpha k - \gamma^2}{\alpha}, \mu \left(\frac{z}{\hat{h}_s A_o}\right)^\alpha\right) \quad (33)$$

进一步, $|h_{sp}|^2$ 的 CDF 可推导为

$$F_{|h_{sp}|^2}(x) = \Pr(z^2 < x) = \Pr(z < \sqrt{x}) = F_{|h_{sp}|}(\sqrt{x}) = 1 - \frac{\gamma^2}{\alpha} \left(\frac{\sqrt{x}}{\hat{h}_s A_o}\right)^{\gamma^2} \sum_{k=0}^{\mu-1} \frac{\mu^{\frac{\gamma^2}{\alpha}}}{k!} \Gamma\left(\frac{\alpha k - \gamma^2}{\alpha}, \mu \left(\frac{\sqrt{x}}{\hat{h}_s A_o}\right)^\alpha\right) \quad (34)$$

根据式(28, 34), 得到式(27), 定理1得证。

将 $P_{out, U-H}^{k,0}$ 和 $P_{out, H-S}^{k,0}$ 代入式(23), 可得第 k 组主用户的中断概率闭合表达式。

3.2 次级用户的中断性能

类似地, 第 k 组次级用户的中断概率可表示为

$$P_{out}^{k,1} = 1 - (1 - P_{out, U-H}^{k,1})(1 - P_{out, H-S}^{k,1}) = P_{out, U-H}^{k,1} + P_{out, H-S}^{k,1} - P_{out, U-H}^{k,1} P_{out, H-S}^{k,1} \quad (35)$$

式中 $P_{out, U-H}^{k,1}$ 和 $P_{out, H-S}^{k,1}$ 分别表示第 k 组次级用户在 U - H 链路和 H - S 链路的传输过程中发生中断的概率, 具体分析如下。

在 U - H 链路中, 次级用户的中断发生在以下3种情况:

- (1) $\tau^* > 0$, 次级用户信号强度小于干扰阈值, 其 SINR 未达到中断阈值;
- (2) $\tau^* > 0$, 次级用户信号强度大于干扰阈值, 进行功率调整后, 其 SINR 未达到中断阈值;
- (3) $\tau^* \leq 0$, 即主用户采用 OMA 接入, 次级用户不接入。

U - H 链路中第 k 组次级用户的中断概率如定理2所示。

定理2 U - H 链路中,第 k 组次级用户的中断概率为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,1} = P_{\text{out}, U-H}^{k,1,1} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3} = \frac{1}{\Gamma(m_{k,0})} \gamma\left(m_{k,0}, \frac{m_{k,0}}{\Omega_{k,0}} \phi_{k,0}(\epsilon_{k,1} + 1)\right) + \frac{1}{\Gamma(m_{k,1})} \gamma\left(m_{k,1}, \frac{m_{k,1}}{\Omega_{k,1}} \phi_{k,1}\right) \frac{1}{\Gamma(m_{k,0})} \Gamma\left(m_{k,0}, \frac{m_{k,0}}{\Omega_{k,0}} \phi_{k,0}(\epsilon_{k,1} + 1)\right) \quad (36)$$

式中 $\phi_{k,l} = \frac{\sigma_h^2 \epsilon_{k,l}}{p_{k,l} \varphi_{k,l}}$, $\varphi_{k,l} = |l_{k,l} \mathbf{w}_k^H \mathbf{a}(\theta_{l,0})|^2$, $l=0,1, k=1,2,\dots,K$, $\epsilon_{k,1} = 2^{R_{\text{th}}^{k,1}} - 1$ 为 U - H 链路中次级用户的中断阈值, $R_{\text{th}}^{k,1}$ 表示次级用户的目标数据速率。 $P_{\text{out}, U-H}^{k,1,1}$, $P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2}$, $P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3}$ 分别代表情况(1),(2),(3)的参数。

证明: 根据3.2节的分析, U - H 链路中,第 k 组次级用户的中断概率推导为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,1} = P_{\text{out}, U-H}^{k,1,1} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3} \quad (37)$$

式中 $P_{\text{out}, U-H}^{k,1,1}$ 表示为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,1,1} = \Pr\left(\tau^* > 0, p_{k,1} |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 \leq \tau^*, \gamma_{k,1} < \epsilon_{k,1}\right) = I_1 + I_2 \quad (38)$$

式中的 I_1 和 I_2 分别为

$$I_1 = \Pr\left\{\phi_0 < |\rho_{k,0}|^2 < \phi_0(\epsilon_{k,1} + 1), |\rho_{k,1}|^2 < \left(p_{k,0} \varphi_{k,0} |\rho_{k,0}|^2 / \epsilon_{k,0} - \sigma_h^2\right) / p_{k,1} \varphi_{k,1}\right\} \quad (39)$$

$$I_2 = \Pr\left\{|\rho_{k,1}|^2 < \phi_{k,1}, |\rho_{k,0}|^2 > \phi_{k,0}(\epsilon_{k,1} + 1)\right\} = F_{|\rho_{k,1}|^2}(\phi_{k,1}) \left[1 - F_{|\rho_{k,0}|^2}(\phi_{k,0}(\epsilon_{k,1} + 1))\right] \quad (40)$$

式中 $\phi_{k,l} = \frac{\sigma_h^2 \epsilon_{k,l}}{p_{k,l} \varphi_{k,l}}$, $k=1,2,\dots,K$; $l=0,1$ 。根据分析,式(37)中, $P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2}$ 表示为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2} = \Pr\left(\tau^* > 0, p_{k,1} |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{k,1}|^2 > \tau^*, \gamma_{k,1} < \epsilon_{k,1}\right) = \Pr\left\{\phi_{k,0} < |\rho_{k,0}|^2 < \phi_{k,0}(\epsilon_{k,1} + 1), |\rho_{k,1}|^2 > \left(p_{k,0} \varphi_{k,0} |\rho_{k,0}|^2 / \epsilon_{k,0} - \sigma_h^2\right) / p_{k,1} \varphi_{k,1}\right\} \quad (41)$$

根据式(41)和式(39)中 I_1 的表达式,可得到

$$I_1 + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2} = \Pr\left\{\phi_0 < |\rho_{k,0}|^2 < \phi_0(\epsilon_{k,1} + 1)\right\} = F_{|\rho_{k,0}|^2}(\phi_{k,0}(\epsilon_{k,1} + 1)) - F_{|\rho_{k,0}|^2}(\phi_{k,0}) \quad (42)$$

式(37)中, $P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3}$ 表示 $\tau^* \leq 0$ 的概率,推导为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3} = \Pr(\tau^* \leq 0) = F_{|\rho_{k,0}|^2}(\phi_{k,0}) \quad (43)$$

根据上述分析,可得第 k 组次级用户的中断概率为

$$P_{\text{out}, U-H}^{k,1} = P_{\text{out}, U-H}^{k,1,1} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3} = I_1 + I_2 + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2} + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3} = I_2 + (I_1 + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,2}) + P_{\text{out}, U-H}^{k,1,3} \quad (44)$$

将式(40,42,43)代入式(44),得到式(36),定理2得证。

与主用户类似,在 H - S 链路中,次级用户的中断概率如定理1所示。

将 $P_{\text{out}, U-H}^{k,1}$ 和 $P_{\text{out}, H-S}^{k,1}$ 代入式(35),可得第 k 组次级用户的中断概率闭合表达式。

3.3 系统的吞吐量性能

在上述推导的用户中断概率的基础上,进一步推导系统吞吐量。根据文献[30],吞吐量定义为系统无中断解码条件下的可达数据速率,其表达式为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \left\{ (1 - P_{\text{out}}^{k,0}) R_{\text{th}}^{k,0} + (1 - P_{\text{out}}^{k,1}) R_{\text{th}}^{k,1} \right\} \quad (45)$$

式中 $P_{\text{out}}^{k,0}$ 和 $P_{\text{out}}^{k,1}$ 分别表示第 k 组主用户和次级用户的中断概率,由式(23)和式(35)给出。

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,同时刻画信号发射功率、天线数和指向误差参数对系统性能的影响。此外,为验证本文所提传输方案的优越性,并与传统 NOMA 方案和文献[14]提出的 ESIC 译码方案进行对比。设置 HAP 发射功率为用户发射功率的 10 倍,将 U - H 链路主次用户的目标数据速率分别设置为 $R_{\text{th}}^{k,0} = 2.5 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 和 $R_{\text{th}}^{k,1} = 1.5 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$,将 H - S 链路主次用户的目标数据速率设置为 $R_{H-S}^{k,0} = R_{H-S}^{k,1} = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 。相关仿真参数设置见表 1^[14-17]。

图 3 给出了 HAP 配置不同天线数时主次用户中断概率随其用户发射功率变化曲线,其中指向误差位移标准差设置为 $\sigma_s = 0.2 \text{ m}$ 。可以看出,闭合表达式得到的结果与蒙特卡洛仿真高度吻合,从而验证了理论分析的正确性。同时,由图 3 可发现,主次用户的中断性能随天线数的增加有明显的提升。此外,值得注意的是,在图 3(b)中,次级用户的发射功率超过 20 dBW 时,中断概率达性能上限,不再减小。这是因为采用 CR-NOMA 对次级用户进行了动态功率控制,当次级用户信号强度大于干扰阈值时,将进行功率调整,将其信号强度调整为阈值,保证了主用户的中断性能。

图 4 分析了指向误差参数对主次用户中断性能的影响。可以看出,一方面,随着抖动标准差 σ_s 增大,用户的中断性能逐渐变差。这是因为抖动标准差的值越大,发送波束中心偏移接收端探测器中心

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	数值
卫星轨道	GEO
HAP 高度/km	20
卫星载波频率/GHz	119
HAP 载波频率/GHz	28
卫星带宽/GHz	1.5
HAP 带宽/GHz	0.4
3dB 角度/(°)	0.4
噪声温度/K	298
用户组数 K	3
Nakagami- m 分布(主用户)	$m_{k,0} = 2, \Omega_{k,0} = 4$
Nakagami- m 分布(次级用户)	$m_{k,1} = 3, \Omega_{k,1} = 2$
α - μ 分布	$\alpha = 2, \mu = 3$

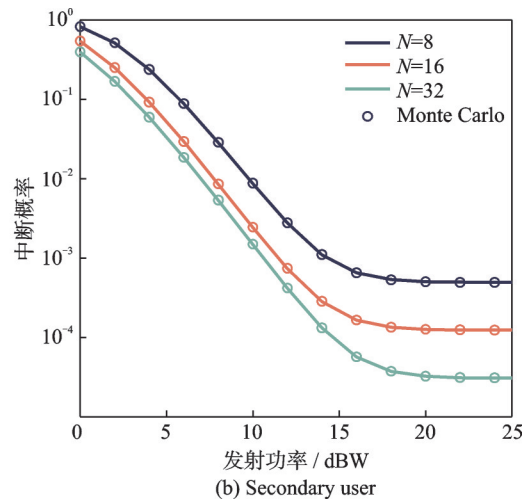
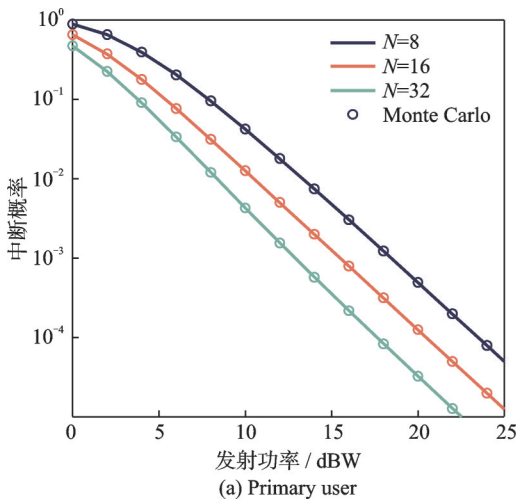


图 3 不同天线数下主次用户中断概率随发射功率变化曲线

Fig.3 Variation curves of primary and secondary users' outage probability with transmit power for different numbers of antennas

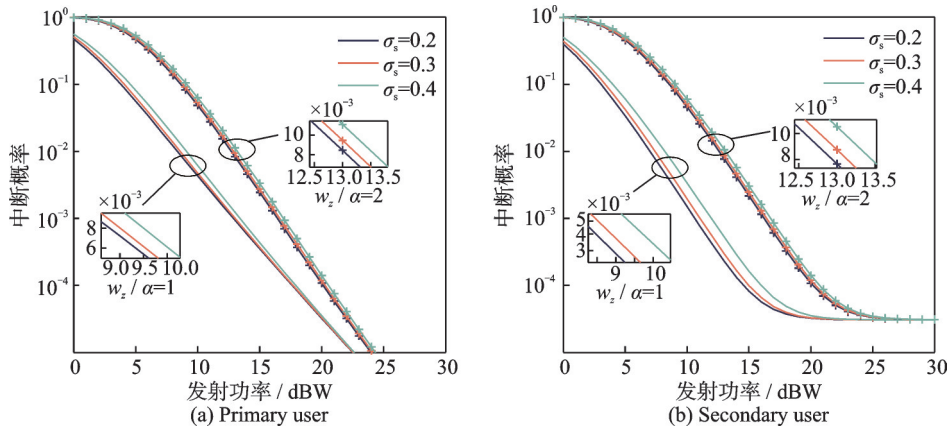


图4 不同指向误差参数下主用户中断概率随发射功率变化曲线

Fig.4 Variation curves of primary and secondary users' outage probability with transmit power for different pointing error parameters

的程度就越大,则指向误差越大,因此用户的中断性能越差。另一方面,图4也表明,用户的中断概率也会随着 w_z/a 增大而增大,原因是当接收端孔径尺寸 a 一定时,波束宽度 w_z 增大会使到达接收端的波束单位面积能量降低,造成能量发散,使探测器接收到的信号强度降低,恶化用户的中断性能。

图5给出了不同方案下的系统吞吐量随发射功率变化曲线。可以看出,ESIC方案的系统吞吐量始终优于传统NOMA方案,而采用本文提出的传输方案后系统吞吐量的提升更为明显。这是因为ESIC方案虽然可灵活改变解码顺序,但本质上没有减小用户间的干扰,而采用本方案可有效抑制用户组间的干扰,并且可动态调整功率,保证主用户QoS,提升系统吞吐量。图6分析了用户组个数对不同方案下系统吞吐量的影响。可以发现,随着用户组数增多,各方案吞吐量性能都逐渐提升,而本方案性能提升较为明显,且始终优于传统NOMA方案及ESIC方案,再次说明本方案在提升中断性能和系统吞吐量方面有明显优势。

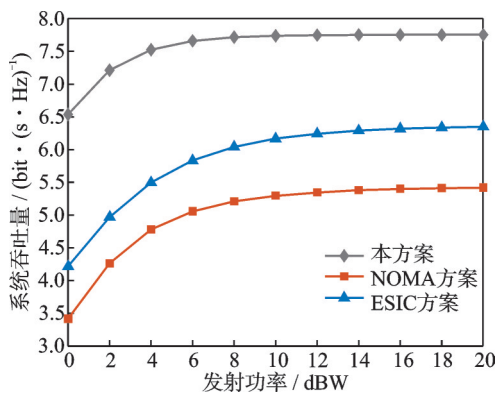


图5 不同方案下系统吞吐量随发射功率变化曲线

Fig.5 Variation curves of system throughput with transmit power for different schemes

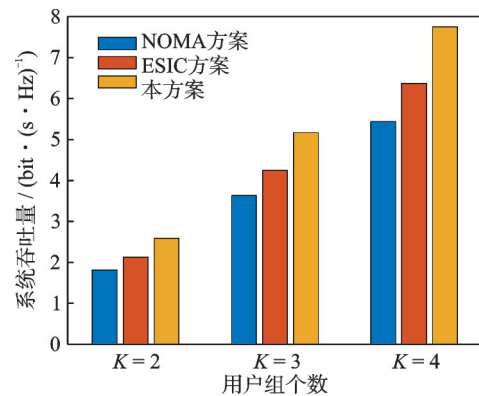


图6 不同方案下系统吞吐量随用户组个数变化图

Fig.6 Variation of system throughput with the number of user groups under different schemes

5 结束语

本文针对高空平台辅助的星空融合网络,提出了一种毫米波和太赫兹混合架构下的多用户传输方案。该传输方案将SDMA与CR-NOMA相结合,消除了用户组间干扰,保证了组内主用户的服务质量

需求,实现网络中用户的稳定可靠接入。进一步,推导出该传输方案下用户的中断概率闭合表达式和系统的吞吐量闭合表达式。最后,仿真结果验证了理论分析的正确性及所提方案的优越性,并且刻画了相关参数对用户及系统性能的影响,从而为进一步探索星空融合网络及太赫兹毫米波混合新型架构提供了有益的参考。

参考文献:

- [1] SAAD W, BENNIS M, CHEN M. A vision of 6G wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems[J]. *IEEE Network*, 2019, 34(3): 134-142.
- [2] ZHANG Z, XIAO Y, MA Z, et al. 6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2019, 14(3): 28-41.
- [3] LIN X, ROMMER S, EULER S, et al. 5G from space: An overview of 3GPP non-terrestrial networks[J]. *IEEE Communications Standards Magazine*, 2021, 5(4): 147-153.
- [4] GIORDANI M, ZORZI M. Non-terrestrial networks in the 6G era: Challenges and opportunities[J]. *IEEE Network*, 2020, 35(2): 244-251.
- [5] 李久超,王薇,刘枫,等.基于支持向量机的高能效频谱感知算法研究[J].*数据采集与处理*,2021,36(2): 232-239.
LI Jiuchao, WANG Wei, LIU Feng, et al. Energy-efficient spectrum sensing algorithm based on support vector machines[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2021, 36(2): 232-239.
- [6] LIN Z, LIN M, DE COLA T, et al. Supporting IoT with rate-splitting multiple access in satellite and aerial-integrated networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(14): 11123-11134.
- [7] ZHANG G, LUO H, LIU X, et al. Security performance analysis for hybrid satellite-terrestrial relay networks[C]// *Proceedings of the 5th International Conference on Electronics and Communication, Network and Computer Technology (ECNCT)*. [S.l.]: IEEE, 2023: 138-142.
- [8] KONG H, LIN M, ZHU W P, et al. Multiuser scheduling for asymmetric FSO/RF links in satellite-UAV-terrestrial networks [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(8): 1235-1239.
- [9] KURT G K, KHOSHKOLGH 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.
- [10] HUANG X, ZHANG J A, LIU R P, et al. Airplane-aided integrated networking for 6G wireless: Will it work? [J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2019, 14(3): 84-91.
- [11] HUANG 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.
- [12] SWAMINATHAN R, SHARMA S, MADHUKUMAR A S. Performance analysis of HAPS-based relaying for hybrid FSO/RF downlink satellite communication[C]//*Proceedings of 2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020)*. [S. l.]: IEEE, 2020: 1-5.
- [13] DING Z, LEI X, KARAGIANNIDIS G K, et al. A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: Research challenges and future trends[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(10): 2181-2195.
- [14] 谈苗苗,孔槐聪,黄庶沛,等.基于上/下行NOMA的卫星通信系统遍历容量分析[J].*南京航空航天大学学报*,2023,55(5): 780-788.
TAN Miaomiao, KONG Huacong, HUANG Shupe, et al. Ergodic capacity analysis of uplink/downlink NOMA-based satellite communication system[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2023, 55(5): 780-788.
- [15] HAN L, ZHU W P, LIN M. Uplink outage performance of NOMA-based hybrid satellite-terrestrial relay networks over generalized inhomogeneous fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2417-2434.
- [16] 袁祖霞,程铭,郭克锋.基于上行非正交多址接入技术的星空地融合网络性能分析[J].*电子与信息学报*,2022,44(8): 2666-2676.
YUAN Zuxia, CHENG Ming, GUO Kefeng. Performance analysis of satellite-aerial-terrestrial integrated network based on uplink NOMA technology[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(8): 2666-2676.
- [17] KONG H, 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.

- [18] NDIAYE M, SALEY A M, RAIMY A, et al. Spectrum resource sharing methodology based on CR-NOMA on the future integrated 6G and satellite network: Principle and open researches[C]//Proceedings of 2022 International Conference on Smart Technologies and Systems for Next Generation Computing (ICSTSN). [S.l.]: IEEE, 2022: 1-7.
- [19] ABIDRABBU S, ARSLAN H. Efficient power allocation for MIMO CR-NOMA networks[C]//Proceedings of 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021). [S.l.]: IEEE, 2021: 1-5.
- [20] DABIRI M T, HASNA M. Pointing error modeling of mmWave to THz high-directional antenna arrays[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(11): 2435-2439.
- [21] 朱秋明, 华博宇, 毛开, 等. 无人机毫米波信道建模进展和挑战[J]. 数据采集与处理, 2020, 35(6): 1049-1059.
ZHU Qiuming, HUA Boyu, MAO Kai, et al. Advances and challenges of UAV millimeter wave channel modeling[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2020, 35(6): 1049-1059.
- [22] 白雪, 张子宇, 徐雷钧, 等. 基于CMOS的高响应度太赫兹探测器线阵[J]. 红外与毫米波学报, 2024, 43(1): 70-78.
BAI Xue, ZHANG Ziyu, XU Leijun, et al. High responsivity Terahertz detector linear array based on CMOS[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2024, 43(1): 70-78.
- [23] SONG S, ZHANG H, SONG R, et al. Analysis of THz communication in satellite constellation[C]//Proceedings of 2023 IEEE 3rd International Conference on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence (ICIBA). [S.l.]: IEEE, 2023: 184-187.
- [24] DABIRI M T, HASNA M, ZORBA N, et al. A general model for pointing error of high frequency directional antennas[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2022, 3: 1978-1990.
- [25] SINGYA P K, MAKKI B, D'ERRICO A, et al. Hybrid FSO/THz-based backhaul network for mmWave terrestrial communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 22(7): 4342-4359.
- [26] WANG L, AI B, NIU Y, et al. Joint user association and transmission scheduling in integrated mmwave access and terahertz backhaul networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(12): 15930-15940.
- [27] KHUWAJA A A, CHEN Y, ZHAO N, et al. A survey of channel modeling for UAV communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(4): 2804-2821.
- [28] YACIOUB M D. The α - μ distribution: A physical fading model for the stacy distribution[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(1): 27-34.
- [29] FARID A A, HRANILOVIC S. Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors[J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 25(7): 1702-1710.
- [30] BARRY J, MECHERLE G. Beam pointing error as a significant design parameter for satellite-borne, free-space optical communication systems[J]. Optical Engineering, 1985, 24(6): 1049-1054.
- [31] 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.
- [32] GRADSHTEYN S, RYZHIK I M. Table of integrals series, and products[M]. New York: Academic Press, 2007.

作者简介:



王宇辰(2000-),男,硕士研究生,研究方向:非正交多址接入、卫星通信等, E-mail: wangyuchen_415@163.com。



蒋成洋(2000-),男,硕士研究生,研究方向:复杂网络与关键节点、卫星通信等。



孔槐聪(1995-),男,博士后,讲师,研究方向:移动通信、通信信号处理和协作通信。



韩略(1992-),男,博士,讲师,研究方向:空天地一体化、性能分析等。



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