

Nakagami- m 信道下无人机辅助的速率分拆多址接入协作通信系统性能研究

黄海燕^{*①} 张鸿生^① 刘伯阳^② 梁琳琳^③ 王春丽^①

^①(兰州交通大学电子与信息工程学院 兰州 730070)

^②(西安邮电大学通信与信息工程学院 西安 710071)

^③(西安电子科技大学网络信息安全学院 西安 710071)

摘要: 针对多用户通信资源短缺、分配不均衡的问题, 该文研究了基于速率分拆多址接入技术(RSMA)的无人机(UAV)辅助多用户下行通信网络。在复杂的实际通信环境中, 频率复用所引起的无用信号的干扰不可避免, 考虑无人机与各用户节点信息传输受共道干扰影响, 在Nakagami- m 衰落信道下推导了该无人机协作通信系统的中断概率和信道容量的精确闭式表达式, 证明共道干扰的存在使得高信噪比(SNR)区域系统的分集阶数为0。结果表明, 在相同的空间模型下, 采用RSMA通信方案的系统性能优于非正交多址(NOMA)方案; 无人机飞行速度增大时, 地-空通信建立视距链路的概率降低, 系统中断性能下降。因此, 在满足用户实际通信的需求时需要综合考虑无人机飞行速度、多址接入方式、系统性能以及通信连通性, 以实现无人机通信系统整体的有效权衡。

关键词: 无人机通信; 速率分拆多址接入; 共道干扰; 视距链路; 中断概率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)08-3126-10

DOI: 10.11999/JEIT231385

Performance Investigation of Unmanned Aerial Vehicle Assisted Rate Splitting Multiple Access Cooperative Communication Systems in Nakagami- m Fading Channels

HUANG Haiyan^① ZHANG Hongsheng^① LIU Boyang^②

LIANG Linlin^③ WANG Chunli^①

^①(School of Electronic and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

^②(School of Communications and Information Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710071, China)

^③(School of Cyber Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The challenges of scarce communication resources and uneven allocation in multi-user communication networks are investigated in the article with a focus on the Unmanned Aerial Vehicle (UAV)-assisted multi-user downlink communication network using Rate Splitting Multiple Access (RSMA) technology. In complex real-world communication environments, interference caused by useless signals due to frequency reuse is inevitable. Considering the co-channel interference affecting the data transmission between UAV and various user nodes in Nakagami- m fading channels, precise closed-form expressions for the outage probability and channel capacity of the system are derived. It is demonstrated that the diversity order is 0 resulted from the presence of co-channel interference for high Signal-to-Noise Ratio (SNR) regime systems. Moreover, under the same spatial model, the system performance using the RSMA communication scheme is superior to the Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) scheme. As the flight speed of UAV increases, the probability of establishing line-of-sight links for ground-to-air communication is decreased, leading to a degradation in system outage performance. Therefore,

收稿日期: 2023-12-14; 改回日期: 2024-07-17; 网络出版: 2024-07-30

*通信作者: 黄海燕 luanghaiyan@mail.lzjtu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61901201), 兰州交通大学“天佑青年托举人才计划”(本基金无项目编号), 兰州交通大学重点研发项目(ZDYF2304) Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61901201), The Tianyou Youth Talent Lift Program of Lanzhou Jiaotong University, The Key Research and Development Project of Lanzhou Jiaotong University (ZDYF2304)

effective trade-offs for the overall UAV communication system need to be achieved by comprehensively considering the flight speed of UAV, multiple access methods, system performance, and communication connectivity, in order to meet the practical communication needs of users.

Key words: Unmanned Aerial Vehicle(UAV) communication; Rate Splitting Multiple Access (RSMA); Co-channel interference; Line of sight link; Outage probability

1 引言

第6代移动通信网络以实现万物互联为目标,旨在提供高吞吐量、超可靠性和大规模连接服务。因此,移动通信网络在无线资源高效利用和信号干扰灵活管理等方面的需求不断增大,而新型的多址接入方案成为解决该问题的关键内容之一。速率分拆多址接入(Rate Splitting Multiple Access, RSMA)能够将用户信息分为公有部分和私有部分进行传输,用户端先解码整合的公有部分信号后将其删除,在解码私有部分信号时将其他用户的私有信息视为噪声^[1]。这就允许信号解码过程中可通过公有信息将部分干扰解码后删除,并且在解码私有信号时将部分干扰视为噪声来灵活的管理干扰。因此,研究实际通信环境中采用RSMA的移动通信网络的系统性能具有重要意义。

目前关于RSMA系统的研究已经受到国内外学者的关注。文献[2]研究了服从瑞利衰落的下行链路通信系统,相比于直接中继链路,基于RSMA的中继协作通信能够获得更高的传输速率,为适应各种信道环境提供灵活、便捷的传输策略。另一方面,在异构网络中传输速率受信号干扰以及信道状态最差的用户的传输速率限制,文献[3]提出协作RSMA传输方案,信道状态良好的节点辅助基站转发公有信号到信道状态较差的用户,有效提高了所有小区用户的总传输速率。不同于下行链路,RSMA上行链路用户会将信息分为多个信息流进行传输,文献[4]中每个用户将信息分为两个信息流并采用协作RSMA方案向基站传输,结果表明协作RSMA方案能够让系统获得更多的分集增益,对信道变化具有更好的鲁棒性。

上述工作主要基于地面通信系统对RSMA进行研究,然而在应急救援、危险任务等实际场景中,特别是基础通信设施被损坏的情况下地面通信网络无法快速组网,难以维持可靠的通信链路连接。应用无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)的地-空通信网络则为解决组网困难问题提供了有效的解决方案^[5,6],无人机能够承载通信设备充当基站或中继搭建覆盖范围广、服务质量高的移动通信网络。文献[7]考虑郊外、城市等不同环境中无人机通信的视距/非视距链路概率,推导了无人机辅助的

非正交多址接入通信系统的中断概率和吞吐量,结果表明无人机搭建的地-空通信网络能够提供可靠的通信服务。目前已经有许多基于RSMA的无人机通信系统研究,其中文献[8]主要研究了在无人机辅助的RSMA物联网通信中最大化系统吞吐量的问题,为利用无人机在物联网通信中提供高效的数据服务提供了一种新的技术途径。文献[9]探讨了在不完美连续干扰消除的情况下,采用RSMA的无限块长度和有限块长度传输模式的无人机通信系统性能,并进一步分析了各个用户的功率、速率分配的优化问题。结果表明,在较低的信噪比范围内,RSMA和非正交多址(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)的性能相当,而在整个信噪比范围内,使用RSMA信号的可达到的遍历速率则优于NOMA信号。文献[10]同时考虑信号传输过程中的信道状态信息与不完美连续干扰消除,研究了无人机的高度、功率分配等系统参数对系统性能的影响。以上工作对采用RSMA的无人机通信系统进行了具体分析,然而对于实际通信场景中共道干扰对基于RSMA的无人机协作通信系统的影响鲜有研究。共道干扰的主要来源是频率复用,是相同频率的无用信号造成的干扰,随着通信环境复杂化,无人机协作通信过程中必然存在共道干扰。

受上述工作启发,本文考虑一种基于RSMA的无人机协作多用户通信网络,并结合实际通信场景考虑无人机与各用户节点处存在共道干扰。为了进一步研究基于RSMA的无人机协作多用户通信系统性能,在Nakagami- m 衰落信道下推导了系统中断概率以及高信噪比条件下的渐近中断概率,并分析了系统的信道容量。结果表明,由于共道干扰的影响,在高信噪比条件下系统的中断概率趋于饱和;RSMA方案能够获得更好的中断性能和更大的系统容量。

2 系统模型

如图1所示,搭建了一个基于RSMA的无人机协作多用户通信系统,该通信系统中无人机搭载微型中继R辅助基站S为多个地面用户提供通信服务,无人机充当中继能够有效提高信号覆盖和传输质量。其中无人机中继与多个地面用户节点分别受 K 路和 L 路共道干扰影响,并且考虑建筑障碍物

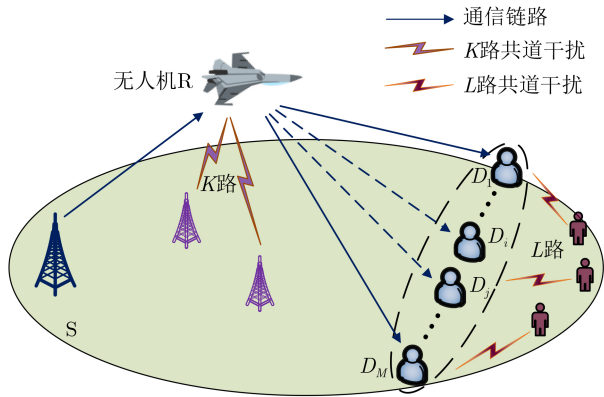


图1 系统模型

的遮蔽和阴影衰落, 基站S与用户之间直连链路不可用。

2.1 信道模型

为了研究更契合实际应用场景的无人机协作通信系统, 将信道建模为Nakagami- m 衰落信道, 即该通信系统各链路瞬时衰落系数 h_{ab} 服从独立同分布的Nakagami- m 衰落, $h_{ab} \sim \text{Nakagami-}m(m_{ab}, \Omega_{ab})$ 。其中 m_{ab} 表示 a 与 b 通信链路的扩散参数; Ω_{ab} 表示衰落参数^[11]。通信链路的信道增益为 g_{ab} , 信道增益与链路瞬时衰落系数的关系为 $g_{ab} = |h_{ab}|^2 d_{ab}^{-\alpha_T}$ 。其中 $|h_{ab}|^2$ 服从Gamma衰落, α_T 表示链路的路径损耗系数, d_{ab} 表示 a 与 b 之间的距离。 $|h_{ab}|^2$ ($a, b \notin (K, L)$)的累积分布函数和概率密度函数分别为^[12]

$$F_{|h_{ab}|^2}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{m_{ab}x}{\Omega_{ab}}\right) \sum_{n=0}^{m_{ab}-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{m_{ab}x}{\Omega_{ab}}\right)^n \quad (1)$$

$$f_{|h_{ab}|^2}(x) = \left(\frac{m_{ab}}{\Omega_{ab}}\right)^{m_{ab}} \frac{1}{\Gamma(m_{ab})} x^{m_{ab}-1} \exp\left(-\frac{m_{ab}}{\Omega_{ab}}x\right) \quad (2)$$

在无人机协作通信过程中, 信号接收节点接收信号的背景噪声是均值为0、方差为 N_0 的加性高斯白噪声。

2.2 信号模型

基于RSMA的无人机协作通信过程包括两个时隙, 如图2所示。通信开始时从 M 个用户中调度2个用户(D_i 和 D_j)与基站通信^[13]。在第1时隙, 根据RSMA信息传输原理基站将 D_i 的信息分为公有信息 $x_{c,i}$ 和私有信息 $x_{p,i}$, D_j 的信息被分为 $x_{c,j}$ 和 $x_{p,j}$ 。其中, 所有公有信息合并为 x_c , 无人机接收到的信号为

$$y_{SR} = h_{SR} \left(\sqrt{\alpha_c P_S} x_c + \sqrt{\alpha_i P_S} x_{p,i} + \sqrt{\alpha_j P_S} x_{p,j} \right) + \sum_{k=1}^K \sqrt{P_{1k}} h_{K_k R} x_k + w_R \quad (3)$$

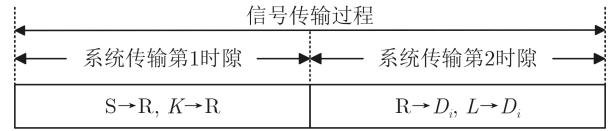


图2 信号传输模型

其中, x_k 表示无人机处接收到的共道干扰信号; P_S 表示基站的发射功率; P_{1k} 表示无人机附近共道干扰源的发射功率; w_R 表示无人机接收信号的背景噪声; α_c, α_i 和 α_j 分别是基站发送公有信息和用户私有信息的速率分拆因子。根据RSMA传输原理, 假设无人机解码信号的顺序为 $x_c \rightarrow x_{p,i} \rightarrow x_{p,j}$, 则无人机接收信号的信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)为

$$\gamma_{SR}^c = \frac{\alpha_c P_S d_{SR}^{-\alpha_T} |h_{SR}|^2}{(\alpha_i + \alpha_j) P_S d_{SR}^{-\alpha_T} |h_{SR}|^2 + Y + N_0} \quad (4)$$

$$\gamma_{SR}^{p,i} = \frac{\alpha_i P_S d_{SR}^{-\alpha_T} |h_{SR}|^2}{(\xi_1 \alpha_c + \alpha_j) P_S d_{SR}^{-\alpha_T} |h_{SR}|^2 + Y + N_0} \quad (5)$$

其中, $Y = \sum_{k=1}^K P_{1k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} |h_{K_k R}|^2$, ξ_1 表示无人机对公有信息的不完全连续干扰消除系数。

在第2时隙, 无人机采用解码转发协议^[14]向下行链路用户传输信号。由于公有信息需要被所有用户解码, 并且用户在解码属于自己的私有信息时其他用户的私有信息均视为噪声, 因此用户 D_i 接收到的信号为

$$y_{RD_i} = h_{RD_i} \left(\sqrt{\beta_c P_R} \hat{x}_c + \sqrt{\beta_i P_R} \hat{x}_{p,i} + \sqrt{\beta_j P_R} \hat{x}_{p,j} \right) + \sum_{l=1}^L \sqrt{P_{1l}} h_{L_l D_i} x_l + w_{D_i} \quad (6)$$

其中, P_R 表示无人机中继的发射功率; x_l 表示用户 D_i 接收到的共道干扰信号; P_{1l} 表示用户 D_i 附近的共道干扰源的发射功率; w_{D_i} 表示用户 D_i 接收信号的背景噪声; β_c, β_i 和 β_j 分别表示无人机在转发公有信号和私有信号时的速率分拆因子, 则无人机接收信号的SINR为

$$\gamma_{RD_i}^c = \frac{\beta_c P_R d_{RD_i}^{-\alpha_T} |h_{RD_i}|^2}{(\beta_i + \beta_j) P_R d_{RD_i}^{-\alpha_T} |h_{RD_i}|^2 + Z + N_0} \quad (7)$$

$$\gamma_{RD_i}^{p,i} = \frac{\beta_i P_R d_{RD_i}^{-\alpha_T} |h_{RD_i}|^2}{(\xi_2 \beta_c + \beta_j) P_R d_{RD_i}^{-\alpha_T} |h_{RD_i}|^2 + Z + N_0} \quad (8)$$

其中, $Z = \sum_{l=1}^L P_{1l} d_{L_l D_i}^{-\alpha_T} |h_{L_l D_i}|^2$, ξ_2 表示用户 D_i 对公有信息的不完全连续干扰消除系数。

2.3 空间模型

图3给出了无人机协作多用户通信系统的空间模型。

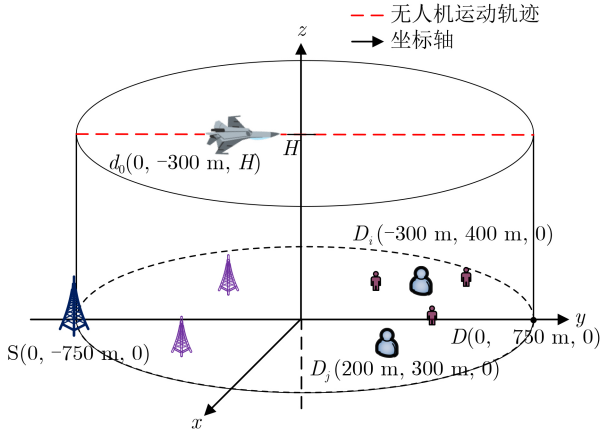


图3 空间模型

由3维坐标系给出基站S的坐标 $(0, -750, 0)$, 无人机R的坐标 $(0, y, H)$, 用户 D_i 和 D_j 的坐标分别为 $(-300, 400, 0)$ 和 $(200, 300, 0)$ 。无人机从 y 轴正上方初始位置 $d_0(0, -300, H)$ 处以速度 v 线性的飞往 D 点正上方, 节点 a 到节点 b 之间的距离为 $d_{ab} = [H^2 + (d_0 + v_0t)^2]^{1/2}$, 其中 $a, b \in (S, R, D_i, D_j, K, L)$ 。为了便于分析, 设置每个共道干扰源与无人机、用户之间的距离相等。

$$\text{OP}_{D_i} = \begin{cases} 1 - \Pr\left(|h_{\text{SR}}|^2 > \frac{\gamma_p(y + N_0)}{T_1}\right) \Pr\left(|h_{\text{RD}_i}|^2 > \frac{\gamma_p(z + N_0)}{T_2}\right), & \varpi_1 > 1, \quad \varpi_2 > 1 \\ 1 - \Pr\left(|h_{\text{SR}}|^2 > \frac{\gamma_c(y + N_0)}{T_3}\right) \Pr\left(|h_{\text{RD}_i}|^2 > \frac{\gamma_c(z + N_0)}{T_4}\right), & \varpi_1 < 1, \quad \varpi_2 < 1 \end{cases} \quad (10)$$

其中, $T_1 = (\alpha_i - \gamma_p(\xi_1\alpha_c + \alpha_j))P_S d_{\text{SR}}^{-\alpha_T}$, $T_2 = (\beta_i - \gamma_p(\xi_2\beta_c + \beta_j))P_R d_{\text{RD}_i}^{-\alpha_T}$, $T_3 = (\alpha_c - \gamma_c(\alpha_i + \alpha_j))P_S d_{\text{SR}}^{-\alpha_T}$, $T_4 = (\beta_c - \gamma_c(\beta_i + \beta_j))P_R d_{\text{RD}_i}^{-\alpha_T}$, $\varpi_1 = \frac{(1 + \gamma_p\xi_1)\alpha_c}{(1 + \gamma_c)\alpha_i + (\gamma_c - \gamma_p)\alpha_j}$, $\varpi_2 = \frac{(1 + \gamma_p\xi_3)\beta_c}{(1 + \gamma_c)\beta_i + (\gamma_c - \gamma_p)\beta_j}$ 。等式成立的条件是由中断发生的条件以及信号的解码顺序决定, 无人机和用户 D_i 均按照 $x_c \rightarrow x_{p,i} \rightarrow x_{p,j}$ ($\hat{x}_c \rightarrow \hat{x}_{p,i} \rightarrow \hat{x}_{p,j}$)的顺序解码信号, 因此无人机和用户 D_i 对信号的速率分拆因子大小是等比例设置的。为了便于分析, 本文给出了 Y 和 Z 的概率分布函数分别为^[15]

$$f_Y(y) = \left(\frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}}\right)^{m_{K_k R} K} \frac{y^{m_{K_k R} K - 1}}{\Gamma(m_{K_k R} K)} \exp\left(-\frac{m_{K_k R} y}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}}\right) \quad (11)$$

$$f_Z(z) = \left(\frac{m_{L_i D_i}}{P_{1_i} d_{L_i D_i}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D_i}}\right)^{m_{L_i D_i} L} \frac{z^{m_{L_i D_i} L - 1}}{\Gamma(m_{L_i D_i} L)} \exp\left(-\frac{m_{L_i D_i} z}{P_{1_i} d_{L_i D_i}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D_i}}\right) \quad (12)$$

令式(10)中 $T_i \in \{T_1, T_3\}$, $T_j \in \{T_2, T_4\}$, 即 $i \in \{1, 3\}$, $j \in \{2, 4\}$, 式(10)中 $\Pr\left(|h_{\text{SR}}|^2 > \frac{\gamma_p(y + N_0)}{T_i}\right)$ 计算得到

$$\Pr\left(|h_{\text{SR}}|^2 > \frac{\gamma_p(y + N_0)}{T_i}\right) = \frac{\Phi_1^{m_{K_k R} K}}{\Gamma(m_{K_k R} K) (T_i \Omega_{\text{SR}})^{n_1}} \exp\left(-\frac{m_{\text{SR}} \gamma_p N_0}{T_i \Omega_{\text{SR}}}\right) \cdot \sum_{n_1=0}^{m_{\text{SR}}-1} \sum_{m_1=0}^{n_1} \left[\frac{C_{n_1}^{m_1} \Gamma(m_1 + m_{K_k R} K)}{n_1! (N_0)^{m_1 - n_1} (m_{\text{SR}} \gamma_p)^{-n_1}} \left(\frac{m_{\text{SR}} \gamma_p}{T_i \Omega_{\text{SR}}} + \Phi_1\right)^{-m_1 - m_{K_k R} K} \right] \quad (13)$$

其中, $\Phi_1 = \frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}}$, 同样的式(10)中 $\Pr\left(|h_{\text{RD}_i}|^2 > \frac{\gamma_p(z + N_0)}{T_j}\right)$ 经计算得到

3 基于RSMA的系统中断分析

3.1 RSMA方案的精确中断概率

基于RSMA的无人机协作通信系统的精确中断概率定义为第1时隙无人机未能解码公有信号, 或第1时隙公有信号被成功解码而私有信息未能成功解码, 或第1时隙所有信号均成功解码, 但第2时隙用户 D_i 未能成功解码无人机转发的公有信号, 或成功解码了公有信号但未能成功解码无人机转发的私有信号。因此, 由全概率公式给出精确中断概率表达式

$$\begin{aligned} \text{OP}_{D_i} &= \Pr(\gamma_{\text{SR}}^c < \gamma_c) + \Pr(\gamma_{\text{SR}}^c > \gamma_c, \gamma_{\text{SR}}^{p,i} < \gamma_p) \\ &+ \Pr(\gamma_{\text{SR}}^c > \gamma_c, \gamma_{\text{SR}}^{p,i} > \gamma_p, \gamma_{\text{RD}_i}^c < \gamma_c) \\ &+ \Pr(\gamma_{\text{SR}}^c > \gamma_c, \gamma_{\text{SR}}^{p,i} > \gamma_p, \gamma_{\text{RD}_i}^c > \gamma_c, \\ &\quad \gamma_{\text{RD}_i}^{p,i} < \gamma_p) \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{\text{SR}}^c > \gamma_c, \gamma_{\text{SR}}^{p,i} > \gamma_p, \\ &\quad \gamma_{\text{RD}_i}^c > \gamma_c, \gamma_{\text{RD}_i}^{p,i} > \gamma_p) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, γ_c 和 γ_p 分别是解码公有信号和私有信号的信噪比阈值, $\gamma_c = 2^{R_c} - 1$, $\gamma_p = 2^{R_p} - 1$, R_c 和 R_p 分别是公有信号和私有信号的传输速率, $\Pr(\cdot)$ 表示概率函数。将计算的SINR代入式(9), 得到 D_i 的中断概率为

$$\Pr\left(|h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_p(z+N_0)}{T_j}\right) = \frac{\Phi_2^{m_{L_iD}L}}{\Gamma(m_{L_iD}L)(T_j\Omega_{RD_i})^{n_2}} \exp\left(-\frac{m_{RD_i}\gamma_p N_0}{T_j\Omega_{RD_i}}\right) \cdot \sum_{n_2=0}^{m_{RD_i}-1} \sum_{m_2=0}^{n_2} \left[\frac{C_{n_2}^{m_2} \Gamma(m_2+m_{L_iD}L)}{n_2!(N_0)^{m_2-n_2} (m_{RD_i}\gamma_p)^{-n_2}} \left(\frac{m_{RD_i}\gamma_p}{T_j\Omega_{RD_i}} + \Phi_2\right)^{-m_2-m_{L_iD}L} \right] \quad (14)$$

其中, $\Phi_2 = \frac{m_{L_iD}}{P_{1_k} d_{L_iD}^{-\alpha_T} \Omega_{L_iD}}$ 。将式(13)、式(14)代入式(10)即可得到用户 D_i 中断概率精确的闭式表达式。

3.2 NOMA方案的精确中断概率

为了进一步说明RSMA在系统性能方面的优越性,对相同空间模型下采用非正交多址接入技术(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)系统的中断概率进行了分析。采用NOMA时用户 D_i 的中断概率为

$$\begin{aligned} \text{OP}_{D_i}^{\text{NOMA}} &= 1 - \Pr\left(\gamma_R^{x_1} > \gamma_n, \gamma_{D_i}^{\hat{x}_2} > \gamma_n, \gamma_{D_i}^{\hat{x}_1} > \gamma_n\right) \\ &= 1 - \underbrace{\Pr\left(|h_{SR}|^2 > \frac{\gamma_n(y+N_0)}{U_1}\right)}_{O_1} \underbrace{\Pr\left(|h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_n(z+N_0)}{U_2}, |h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_n(z+N_0)}{U_3}\right)}_{O_2} \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $U_1 = (\alpha_i - \gamma_n \alpha_j) P_S d_{SR}^{-\alpha_T}$, $U_2 = (\beta_j - \gamma_n \beta_i) P_R d_{RD_i}^{-\alpha_T}$, $U_3 = (\beta_i - \gamma_n \xi_2 \beta_j) P_R d_{RD_i}^{-\alpha_T}$ 。通过进一步的计算得到 O_1

$$O_1 = \begin{cases} \exp\left(-\frac{m_{SR} N_0 \gamma_n}{\Omega_{SR} U_1}\right) \\ \sum_{m=0}^{m_{SR}-1} \sum_{m_1=0}^m \left(\frac{\Phi_1^{m_{K_kR}K} C_m^{m_1} \Gamma(m_1+m_{K_kR}K)}{m! N_0^{m_1-m} \Gamma(m_{K_kR}K)} \left(\frac{m_{SR}\gamma_n}{U_1\Omega_{SR}}\right)^m \left(\frac{m_{SR}\gamma_n}{U_1\Omega_{SR}} + \Phi_1\right)^{-m_1-m_{K_kR}K} \right), & \frac{\alpha_i}{\alpha_j} > \gamma_n \\ 0, & \frac{\alpha_i}{\alpha_j} < \gamma_n \end{cases} \quad (16)$$

O_2 由式(17)计算得到

$$O_2 = \begin{cases} \Pr\left(|h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_n(z+N_0)}{\theta}\right), & \gamma_n \xi_2 < \frac{\beta_i}{\beta_j} < \gamma_n \\ 1, & \frac{\beta_1}{\beta_2} < \gamma_n \xi_2, \frac{\beta_1}{\beta_2} > \gamma_n \end{cases} \quad (17)$$

其中, $\eta = \frac{1+\gamma_n \xi_2}{1+\gamma_n}$ 。式(17)中 $\theta = \max(U_2, U_3)$, 则 $\Pr\left(|h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_n(z+N_0)}{\theta}\right)$ 的计算结果为

$$\Pr\left(|h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_n(y+N_0)}{\theta}\right) = \exp\left(-\frac{m_{RD_i}\gamma_n N_0}{\theta \Omega_{RD_i}}\right) \left(\frac{\gamma_n m_{RD_i}}{\theta \Omega_{RD_i}}\right)^m \cdot \sum_{m=0}^{m_{RD_i}-1} \sum_{m_1=0}^m \left[\frac{\Phi_2^{m_{L_iD}L} C_m^{m_1} \Gamma(m_1+m_{L_iD}L)}{m! \Gamma(m_{L_iD}L) N_0^{m_1-m}} \left(\frac{m_{RD_i}\gamma_n}{\theta \Omega_{RD_i}} + \Phi_2\right)^{-m_1-m_{L_iD}L} \right] \quad (18)$$

结合式(15)–式(18)即可得到采用NOMA方案时用户 D_i 中断概率精确的闭式表达式。

3.3 RSMA方案的渐近中断概率

为了进一步分析共道干扰对系统的影响,对高信噪比下 D_i 的渐近中断概率进行推导。当 $N_0 \rightarrow 0$, 令 $\bar{\gamma} = 1/N_0$, $\Pr\left(|h_{SR}|^2 > \frac{\gamma_p(y+N_0)}{T_i}\right)$ 和 $\Pr\left(|h_{RD_i}|^2 > \frac{\gamma_p(z+N_0)}{T_j}\right)$ 在高信噪比条件下的渐近表达式可计算得到

$$\begin{aligned} \text{AOP}_i &= \Pr \left(|h_{\text{SR}}|^2 > \frac{\gamma_p (y + N_0)}{T_i} \right) \approx \left(\frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}} \right)^{m_{K_k R} K} \left(\frac{m_{\text{SR}} \gamma_p}{T_i \Omega_{\text{SR}}} + \frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}} \right)^{-m_{K_k R} K} \\ &\quad \cdot \left[\frac{m_{\text{SR}} \gamma_p \Gamma(1 + m_{K_k R} K)}{\Gamma(m_{K_k R} K) T_i \Omega_{\text{SR}}} \left(\frac{m_{\text{SR}} \gamma_p}{T_i \Omega_{\text{SR}}} + \frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}} \right)^{-1} + 1 \right] \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \text{AOP}_j &= \Pr \left(|h_{\text{RD}_i}|^2 > \frac{\gamma_p (z + N_0)}{T_j} \right) \approx \left(\frac{m_{L_i D}}{P_{1_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D}} \right)^{m_{L_i D} L} \left(\frac{m_{\text{RD}_i} \gamma_p}{T_j \Omega_{\text{RD}_i}} + \frac{m_{L_i D}}{P_{1_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D}} \right)^{-m_{L_i D} L} \\ &\quad \cdot \left[\frac{m_{\text{RD}_i} \gamma_p \Gamma(1 + m_{L_i D} L)}{\Gamma(m_{L_i D} L) T_j \Omega_{\text{RD}_i}} \left(\frac{m_{\text{RD}_i} \gamma_p}{T_j \Omega_{\text{RD}_i}} + \frac{m_{L_i D}}{P_{1_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D}} \right)^{-1} + 1 \right] \end{aligned} \quad (20)$$

将式(19)、式(20)代入式(10)即可得到用户 D_i 的渐近中断概率 $\text{AOP} = 1 - \text{AOP}_i \times \text{AOP}_j$ 。上述结果表明, 受共道干扰影响, 系统渐近中断概率中 $\bar{\gamma}$ 是零阶, 即系统中断概率在高信噪比时收敛, 系统分集阶数为0。

4 基于RSMA的系统信道容量

信道容量是确保通信系统能够提供足够的带宽和吞吐量的重要参数, 是对用户服务质量的重要保障。为了确保通信系统在不同条件下能够提供高效、高可靠性和高质量的通信服务, 本节对该系统的信道容量进行了具体分析。根据香农公式系统中用户 D_i 解码私有信息的信道容量可表示为

$$C = \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty \ln(1 + \gamma) f_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) d\gamma \quad (21)$$

其中, $f_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma)$ 表示该通信系统中SINR的概率密度函数, 通过进一步的计算式(21)为

$$C^{\varphi = \ln(1+\gamma)} = -\frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty \varphi d(1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(\delta)) = \left[\frac{-1}{2 \ln 2} \varphi (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(e^\varphi - 1)) \right]_0^\infty + \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(e^\varphi - 1)) d\varphi \quad (22)$$

其中, 令 $\delta = e^\varphi - 1$, 当 $\varphi \rightarrow \infty$ 时, $\delta \rightarrow \infty$, 则 $\left[\frac{-1}{2 \ln 2} \varphi (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(e^\varphi - 1)) \right]_0^\infty$ 可以计算为

$$\begin{aligned} &\left[\frac{-1}{2 \ln 2} \varphi (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(e^\varphi - 1)) \right]_0^\infty \stackrel{\gamma=e^\varphi-1}{=} \\ &= \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\ln(\gamma + 1)}{2 \ln 2} (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma)) + 0 \\ &= \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\ln(\gamma + 1)}{2 \ln 2} \left[1 - \left(1 - \Pr \left(|h_{\text{SR}}|^2 > \frac{\gamma_p (y + N_0)}{T_i} \right) \Pr \left(|h_{\text{RD}_i}|^2 > \frac{\gamma_p (z + N_0)}{T_j} \right) \right) \right] \\ &= \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\ln(\gamma + 1)}{2 \ln 2} \exp \left(- \left(\frac{m_{\text{SR}}}{T_i \Omega_{\text{SR}}} + \frac{m_{\text{RD}_i}}{T_j \Omega_{\text{RD}_i}} \right) \gamma N_0 \right) \left(\frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}} \right)^{m_{K_k R} K} \left(\frac{m_{L_i D}}{P_{1_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D}} \right)^{m_{L_i D} L} \\ &\quad \cdot \left[\sum_{n_1=0}^{m_{\text{SR}}-1} \sum_{m_1=0}^{n_1} \left(\frac{C_{n_1}^{m_1} (m_{\text{SR}} \gamma)^{n_1} \Gamma(m_1 + m_{K_k R} K)}{n_1! (N_0)^{m_1 - n_1} \Gamma(m_{K_k R} K) (T_i \Omega_{\text{SR}})^{n_1}} \left(\frac{m_{\text{SR}} \gamma}{T_i \Omega_{\text{SR}}} + \frac{m_{K_k R}}{P_{1_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}} \right)^{-m_1 - m_{K_k R} K} \right) \right. \\ &\quad \cdot \left. \sum_{n_2=0}^{m_{\text{RD}_i}-1} \sum_{m_2=0}^{n_2} \left(\frac{C_{n_2}^{m_2} (m_{\text{RD}_i} \gamma)^{n_2} \Gamma(m_2 + m_{L_i D} L)}{n_2! (N_0)^{m_2 - n_2} \Gamma(m_{L_i D} L) (T_j \Omega_{\text{RD}_i})^{n_2}} \left(\frac{m_{\text{RD}_i} \gamma}{T_j \Omega_{\text{RD}_i}} + \frac{m_{L_i D}}{P_{1_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D}} \right)^{-m_2 - m_{L_i D} L} \right) \right] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (23)$$

因此当 $\varpi_1 > 1$, $\varpi_2 > 1$ 时, 系统的信道容量为

$$\begin{aligned}
 C_1^{\gamma=e^\varphi-1} &= \frac{1}{2\ln 2} \int_0^\infty (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma)) \, d[\ln(\gamma + 1)] \\
 &= \frac{1}{2\ln 2} \sum_{n_1=0}^{m_{\text{SR}}-1} \sum_{m_1=0}^{n_1} \sum_{n_2=0}^{m_{\text{RD}_i}-1} \sum_{m_2=0}^{n_2} \frac{C_{n_1}^{m_1} m_{\text{SR}}^{n_1} \Gamma(m_1 + m_{K_k R} K) C_{n_2}^{m_2} m_{\text{RD}_i}^{n_2} \Gamma(m_2 + m_{L_i D} L)}{n_1!(N_0)^{m_1-n_1} \Gamma(m_{K_k R} K) n_2!(N_0)^{m_2-n_2} \Gamma(m_{L_i D} L)} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{m_{K_k R}}{P_{I_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R}} \right)^{-m_1} \left(\frac{m_{L_i D}}{P_{I_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D}} \right)^{-m_2} \\
 &\quad \cdot \int_0^\infty \frac{\gamma^{n_1+n_2}}{\gamma+1} ((\alpha_i - \gamma(\xi_1 \alpha_c + \alpha_j)) P_S d_{\text{SR}}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{SR}})^{-n_1} ((\beta_i - \gamma(\xi_2 \beta_c + \beta_j)) P_R d_{\text{RD}_i}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{RD}_i})^{-n_2} \\
 &\quad \cdot \underbrace{\exp\left(-\frac{m_{\text{SR}} \gamma N_0}{(\alpha_i - \gamma(\xi_1 \alpha_c + \alpha_j)) P_S d_{\text{SR}}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{SR}}}\right) \exp\left(-\frac{m_{\text{RD}_i} \gamma N_0}{(\beta_i - \gamma(\xi_2 \beta_c + \beta_j)) P_R d_{\text{RD}_i}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{RD}_i}}\right)}_{\theta} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{m_{\text{SR}} P_{I_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R} \gamma}{(\alpha_i - \gamma(\xi_1 \alpha_c + \alpha_j)) P_S d_{\text{SR}}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{SR}} m_{K_k R}} + 1 \right)^{-m_1 - m_{K_k R} K} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{m_{\text{RD}_i} P_{I_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D} \gamma}{(\beta_i - \gamma(\xi_2 \beta_c + \beta_j)) P_R d_{\text{RD}_i}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{RD}_i} m_{L_i D}} + 1 \right)^{-m_2 - m_{L_i D} L} \, d\gamma \tag{24}
 \end{aligned}$$

其中， θ 在积分时较难处理，因此对 θ 进行泰勒展开。计算出最终的信道容量为

$$\begin{aligned}
 C_1^{\gamma=e^\varphi-1} &= \frac{1}{2\ln 2} \int_0^\infty (1 - F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma)) \, d[\ln(\gamma + 1)] \\
 &= \sum_{n_1=0}^{m_{\text{SR}}-1} \sum_{m_1=0}^{n_1} \sum_{n_2=0}^{m_{\text{RD}_i}-1} \sum_{m_2=0}^{n_2} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{C_{n_1}^{m_1} m_{\text{SR}}^{n_1} \Gamma(m_1 + m_{K_k R} K) C_{n_2}^{m_2} m_{\text{RD}_i}^{n_2} \Gamma(m_2 + m_{L_i D} L) \Gamma(1 - m_1 - m_{K_k R} K) \Gamma(1 - m_2 - m_{L_i D} L)}{2\ln 2 n_1!(N_0)^{m_1-n_1} \Gamma(m_{K_k R} K) n_2!(N_0)^{m_2-n_2} \Gamma(m_{L_i D} L) m_{K_k R}^{m_1} m_{L_i D}^{m_2}} \right) \\
 &\quad \cdot \sum_{q_1=0}^Q \sum_{q_2=0}^Q \sum_{q_3=0}^\infty \sum_{q_4=0}^\infty \\
 &\quad \cdot \left(\frac{(m_{\text{SR}} N_0)^{q_1} (m_{\text{RD}_i} N_0)^{q_2} (P_S d_{\text{SR}}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{SR}})^{-q_1-n_1-q_3} m_{\text{SR}}^{q_3} m_{\text{RD}_i}^{q_4} (P_{I_k} d_{K_k R}^{-\alpha_T} \Omega_{K_k R})^{m_1+q_3} (P_{I_i} d_{L_i D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_i D})^{m_2+q_4} \alpha_i \beta_i}{(-1)^{q_1+q_2} q_1! q_2! q_3! q_4! \Gamma(1 - m_1 - m_{K_k R} K - q_3) \Gamma(1 - m_2 - m_{L_i D} L - q_4) (P_R d_{\text{RD}_i}^{-\alpha_T} \Omega_{\text{RD}_i})^{q_2+n_2+q_4}} \right) \\
 &\quad \cdot \Gamma(1 + n_1 + n_2 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4) \Phi_2(a, b_1, b_2, \mu, x_1, x_2, \lambda) \tag{25}
 \end{aligned}$$

其中， $a = 1 + n_1 + n_2 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4$ ， $b_1 = q_1 + n_1 + q_3$ ， $b_2 = q_2 + n_2 + q_4$ ， $x_1 = -\frac{\xi_1 \alpha_c + \alpha_j}{\alpha_i}$ ， $x_2 = -\frac{\xi_2 \beta_c + \beta_j}{\beta_i}$ ， $\mu = a, \lambda = 0$ 。 $\Phi_2(a, b_1, b_2, \mu, x_1, x_2, \lambda)$ 是第2类合流超几何函数^[16]。同理可求得 $\varpi_1 < 1$ ， $\varpi_2 < 1$ 时系统的信道容量 C_2 。

5 仿真实验及分析

本节通过对中断概率和信道容量进行数值仿真验证第3节和第4节的理论分析，参数按照表1设置参数大小^[13,14]。为了进一步分析RSMA系统的性能，本文在相同通信模型和参数配置的情况下对基

于NOMA的无人机协作通信系统的中断概率进行了仿真实验，并与RSMA方案进行对比。

图4描述了无人机处共道干扰数量不同时，用户 D_i 的中断概率以及高信噪比条件下的渐近中断概率。随着信噪比增大， D_i 处接收信号的质量提

表1 参数设置

	P_S (dB)	P_R (dB)	R_c (bit/(s·Hz))	R_p (bit/(s·Hz))	m	Ω_{ab}	H (m)	α_T	K	L
参数数值	28	28	0.5	0.5	2	3	100	0.3	10	10

高, 因此中断概率逐渐减小。受共道干扰的影响, 系统获得的分集增益无法进一步降低中断概率, 因此中断概率最终趋于饱和值, 即系统的分集阶数为0^[17]。此外, 图中渐近值与中断概率饱和值相等, 进一步验证了第3.3节RSMA方案的渐近中断概率推导的正确性。

图5给出了共道干扰源发射功率不同的情况下用户 D_i 中断概率的变化曲线。当共道干扰源发射功率增大时, D_i 处接收的信号受到更强的干扰, 导致解码信号的信干噪比减小, 因此中断概率显著增大。此外, 信道衰落系数减小系统中断性能增强, 但信道衰落系数是实际通信环境中信道的固有参数, 不能通过人为改变 α_T 的数值提高系统性能。

图6描述了Nakagami- m 衰落参数不同时, 采用RSMA方案与NOMA方案的无人机协作通信系统中断性能对比。在考虑小尺度衰落时, 扩散参数 m 能够表示地-空(或空-地)链路中的视距链路数量, 即 m 越大构建视距链路的可能性越大。因此, m 值越大系统中断性能越好, 要注意的是当 $m=1$ 时,

Nakagami- m 衰落变为瑞利衰落。此外, 相同条件下RSMA方案的系统中断性能优于NOMA方案, 特别是在高信噪比时RSMA方案在中断性能方面具有显著优势。

图7对比了无人机飞行速度不同时RSMA方案与NOMA方案的系统中断性能。实验中设置无人机飞行速度 $v=10, 20, 30$ m/s, 随着无人机飞行速度增大, 系统中断性能变差。这是因为无人机飞行速度越快, 地面节点与无人机之间的视距链路建立越困难, 因此无人机飞行速度与系统中断性能之间存在折中。当无人机以 $v=30$ m/s的速度飞行时, RSMA方案的中断概率比NOMA方案小1个量级。

图8描述了系统信道容量随信噪比的变化曲线。当信噪比增大时, 系统信道容量也增大, 最终在信噪比大于10 dB后信道容量趋于饱和。此外, 在信噪比较高的区域内, 增大无人机的发射功率能够有效的提高系统的信道容量, 但这种信道容量提升存在上限。

6 结论

本文结合实际通信场景考虑无人机与用户通信

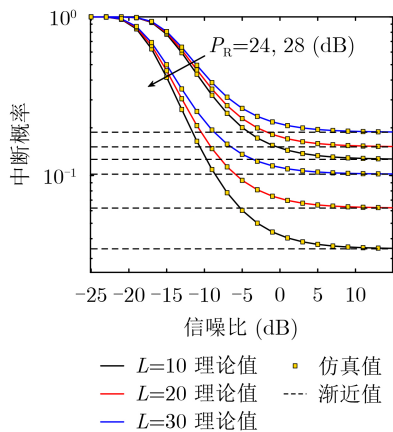


图4 R处的共道干扰数目改变时中断概率随信噪比的变化曲线

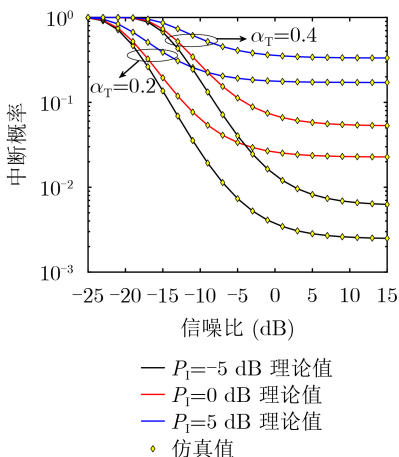


图5 中断概率与共道干扰源发射功率的关系

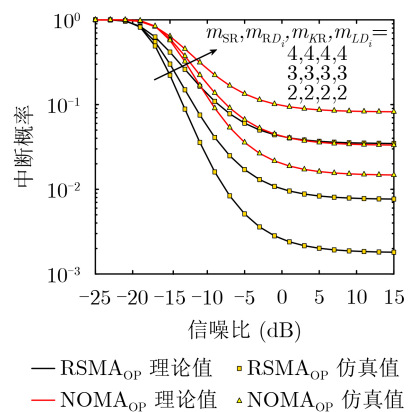


图6 m 变化时RSMA方案与NOMA方案的中断概率对比

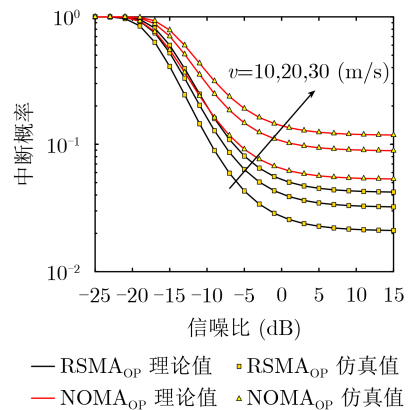


图7 无人机飞行速度不同时中断概率的变化曲线

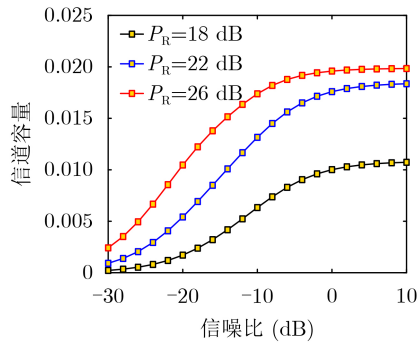


图8 系统信道容量随信噪比的变化曲线

时受多路共道干扰影响,在Nakagami- m 衰落信道下,研究基于RSMA的无人机协作多用户通信系统的中断性能。通信过程中,RSMA方案允许用户根据需求和系统条件灵活的分配速率,从而提高系统的环境适应性以及用户之间的公平性。结果表明,共道干扰源的发射功率和数量是制约系统中断性能的重要因素。此外,通过与采用NOMA方案的无人机协作多用户通信系统对比,在中断性能方面RSMA方案具有显著优势。

参考文献

- [1] PARK J, LEE B, CHOI J, *et al.* Rate-splitting multiple access for 6G networks: Ten promising scenarios and applications[J]. *IEEE Network*, 2024, 38(3): 128–136. doi: [10.1109/MNET.2023.3321518](https://doi.org/10.1109/MNET.2023.3321518).
- [2] PAN Haoran, JI Fei, XU Lexi, *et al.* Resource allocation for RSMA-based coordinated direct and relay transmission[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(3): 505–509. doi: [10.1109/LWC.2022.3232782](https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3232782).
- [3] KONG Chani and LU Hancheng. Cooperative rate-splitting multiple access in heterogeneous networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(10): 2807–2811. doi: [10.1109/LCOMM.2023.3309818](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3309818).
- [4] ABBASI O and YANIKOMEROGLU H. Transmission scheme, detection and power allocation for uplink user cooperation with NOMA and RSMA[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(1): 471–485. doi: [10.1109/TWC.2022.3195532](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3195532).
- [5] LEI Chengleyang, FENG Wei, CHEN Yunfei, *et al.* Secrecy rate maximization for 6G cognitive satellite-UAV networks[J]. *China Communications*, 2023, 20(1): 246–260. doi: [10.23919/JCC.2023.01.020](https://doi.org/10.23919/JCC.2023.01.020).
- [6] 陈新颖, 盛敏, 李博, 等. 面向6G的无人机通信综述[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(3): 781–789. doi: [10.11999/JEIT210789](https://doi.org/10.11999/JEIT210789).
CHEN Xinying, SHENG Min, LI Bo, *et al.* Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(3): 781–789. doi: [10.11999/JEIT210789](https://doi.org/10.11999/JEIT210789).
- [7] HOANG T M, DUNG L T, NGUYEN B C, *et al.* Outage probability and throughput of mobile multi-antenna UAV-Assisted FD-NOMA relay system with imperfect CSI[J]. *IEEE Systems Journal*, 2023, 17(1): 1477–1488. doi: [10.1109/JSYST.2022.3180797](https://doi.org/10.1109/JSYST.2022.3180797).
- [8] FENG Jihan, LIU Xin, LIU Zechen, *et al.* Optimal trajectory and resource allocation for RSMA-UAV assisted IoT communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(6): 8693–8704. doi: [10.1109/TVT.2024.3354329](https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3354329).
- [9] SINGH S K, AGRAWAL K, SINGH K, *et al.* Performance analysis and optimization of RSMA enabled UAV-aided IBL and FBL communication with imperfect SIC and CSI[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(6): 3714–3732. doi: [10.1109/TWC.2022.3220785](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3220785).
- [10] THANH H L T, TRAN X N, VAN LUONG T, *et al.* Rate-splitting multiple access for control and command of multi-UAV communication with finite blocklength[C]. The 12th International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS), Hanoi, Vietnam, 2023: 157–162. doi: [10.1109/ICCAIS59597.2023.10382355](https://doi.org/10.1109/ICCAIS59597.2023.10382355).
- [11] SINGH S K, AGRAWAL K, SINGH K, *et al.* On the performance of laser-powered UAV-Assisted SWIPT enabled multiuser communication network with hybrid NOMA[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(6): 3912–3929. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3169468](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3169468).
- [12] CAN M and ALTUNBAS I. Outage probability analysis of Rate-Splitting Multiple-Access-Based hybrid Satellite-Terrestrial relay network with relay selection[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(5): 6508–6517. doi: [10.1109/TAES.2023.3276343](https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3276343).
- [13] LU Huabing, XIE Xianzhong, SHI Zhaoyuan, *et al.* Outage performance of uplink Rate Splitting Multiple Access with randomly deployed users[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(2): 1308–1326. doi: [10.1109/TWC.2023.3288110](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3288110).
- [14] LIU Zhipeng, YE Yinghui, LU Guangyue, *et al.* System outage performance of SWIPT enabled Full-Duplex Two-Way Relaying with residual hardware impairments and self-interference[J]. *IEEE Systems Journal*, 2023, 17(1): 337–348. doi: [10.1109/JSYST.2022.3145708](https://doi.org/10.1109/JSYST.2022.3145708).
- [15] HU J and BEAULIEU N C. Accurate closed-form

- approximations for the error rate and outage of equal gain combining diversity in Nakagami fading channels[C]. 2006 IEEE International Conference on Communications, Istanbul, Turkey, 2006: 5145–5152. doi: [10.1109/ICC.2006.255483](https://doi.org/10.1109/ICC.2006.255483).
- [16] DUY T T and KONG H Y. Performance analysis of mixed amplify-and-forward and decode-and-forward protocol in underlay cognitive networks[J]. *China Communications*, 2016, 13(3): 115–126. doi: [10.1109/CC.2016.7445507](https://doi.org/10.1109/CC.2016.7445507).
- [17] 叶迎晖, 田雨佳, 卢光跃, 等. 基于能量收集的互惠共生无线电中断性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(7): 2350–2357. doi: [10.11999/JEIT220778](https://doi.org/10.11999/JEIT220778).
- YE Yinghui, TIAN Yujia, LU Guangyu, *et al.* Outage performance of commensal symbiotic radio based on energy harvesting[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(7): 2350–2357. doi: [10.11999/JEIT220778](https://doi.org/10.11999/JEIT220778).
- 黄海燕: 女, 副教授, 研究方向为云网边端协同、新型多址接入技术、物理层安全.
- 张鸿生: 男, 硕士生, 研究方向为无人机通信.
- 刘伯阳: 男, 副教授, 研究方向为软件无线电、边缘计算、通感一体化.
- 梁琳琳: 男, 讲师, 研究方向为隐蔽通信、物联网安全.
- 王春丽: 女, 副教授, 研究方向为人工智能、语音通信.
- 责任编辑: 余蓉