

基于 MIMO-NOMA 的多用户无人机中继网络中断性能分析

李夏昭 彭来献* 徐任晖 俞星月 王海
(陆军工程大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 多输入多输出(MIMO)和非正交多址接入(NOMA)技术因其优越的频谱效率被广泛用于无人机通信中,而无人机可作为中继为多个用户提供灵活可靠的连接,具有较高的研究价值。为了解决 MIMO-NOMA 无人机中继网络中多用户传输带来的干扰问题和分簇问题,设计了一种基于放大转发(AF)的下行传输模型。首先引入三维随机几何工具对用户进行分簇,并依据 NOMA 原理设计了基于 AF 中继的预编码方案。其次针对所考虑的 AF 中继传输模型,分析了其等效信道的统计特性,推导了网络中配对用户的中断概率解析表达式,并利用一阶泰勒展开近似得到高信噪比下中断概率的渐近解和分集增益。最后,仿真分析了关键变量对系统中中断概率的影响,验证了理论推导的正确性。此外,与现有 MIMO-NOMA 系统中的传输方案相比,所提方案能够有效提升多用户无人机中继网络的中断性能。

关键词: 非正交多址接入; 多输入多输出; 无人机中继; 随机几何; 中断概率

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:**

Outage Performance of Multiple Users Unmanned Aerial Vehicle Relay Networks Based on MIMO-NOMA

LI Xiazhao PENG Laixian XU Renhui YU Xingyue WANG Hai
(College of Communications, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

Abstract: Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) and Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) techniques are widely applied in Unmanned Aerial Vehicle (UAV) communications due to their superior spectral efficiency. UAVs can serve as relays to provide flexible and reliable connections for users, thereby adding significant research value. To overcome the problems of multi-user interference and clustering in the MIMO-NOMA UAV relay networks, a new downlink transmission model based on Amplify-and-Forward (AF) is proposed. First, a three-dimensional stochastic geometry framework is applied for user clustering, and an AF-based precoding scheme combined is proposed according to the NOMA principle. Secondly, the analytical expressions for the Outage Probability (OP) of paired users are derived following the statistics of the equivalent propagation channel of AF relay transmitting model. And the asymptotic results and diversity order of OP under high SNR are obtained using the first-order Taylor expansion. Finally, simulations validate the theoretical analysis results through the impact of key variables on OP performance. Additionally, compared with existing transmission schemes in MIMO-NOMA, the proposed scheme can effectively improve the OP performance in multiple users UAV relay networks.

Key words: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA); Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO); UAV relay; stochastic geometry; Outage Probability(OP).

1 引言

随着移动设备的快速增长,下一代无线通信网络(The Sixth Generation, 6G)和物联网(Internet of Things, IoT)必须具备更高的频谱效率、能量效率和接入密度[1]。非正交多址接入技术(Non-Orthogonal Multiple

基金项目: 国家自然科学基金(62171465)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (62171465)

Access, NOMA)允许多个用户(User Equipment, UE)访问重叠的时间频谱资源, 利用叠加编码(Superposition Coding, SC)和连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术实现用户公平性和系统吞吐量之间的平衡, 成为 6G 多址技术的有力竞争者之一[4-9]。在 IoT 和应急通信网中, 无人机可作为中继或者空中基站(Base Station, BS)为多个空中或地面用户提供可靠的视距链路, 拓展网络覆盖范围, 而 NOMA 能有效提升无人机中继通信的频谱效率和能量效率, 因此, 将无人机中继(Unmanned Aerial Vehicle Relay, UR)与 NOMA 相结合已成为近年来的研究热点[4-5], 此外多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术带来的复用和分集增益可以与 NOMA 形成优势互补, 弥补 UE 数量受限的不足, 因此, 不少研究将 MIMO-NOMA 技术与无人机通信相结合[6-7]。

1.1 相关工作

通过为节点配备多天线, 端到端的通信可以获得额外的自由度, 然而, 在 MIMO-NOMA 系统中多天线传输信道为矩阵形式, 无法像单入单出(Single Input Single Output, SISO)系统那样依靠信道增益强弱进行排序, UE 在进行 SIC 时其解调顺序难以确定。因此, 在 MIMO-NOMA 系统中预编码和 SIC 的设计尤为重要。目前 MIMO-NOMA 有两种实现方式: 一种是基于波束成形, 另一种是基于用户分簇。在基于波束成形的 MIMO-NOMA 中每个用户具有单独的预编码矩阵[8-9], 虽然多天线全部用于系统分集增益, 但其优化 SIC 和发射波束的复杂度随着 UE 数量呈指数增长。因此, 基于分簇的 MIMO-NOMA 被提出[10-11], 即多个用户共享同一波束, 簇内用户的解码顺序也更容易确定。文献[10]结合迫零波束设计了簇内多用户 MIMO-NOMA 场景的预编码和检测矩阵。文献[12]提出了一种应用于 MIMO-NOMA 信号对齐传输方案, 用户按照随机波束进行分簇, 同一簇内的两用户利用检测向量对齐信道, 簇间干扰则采用迫零预编码进行消除。文献[13]采用随机几何的方法分析了空对地 MIMO-NOMA 网络在直射(Line-of-Sight, LOS)和非直射(Non-Line-of-Sight, NLOS)信道下的中断概率和遍历容量。文献[14]提出了一种联合优化发射波束和功率的下行 MIMO-NOMA 算法, 并考虑了非理想 SIC 的影响。文献[15]考虑了上行链路中 NOMA 用户分簇和功率控制的问题, 其按照路径损耗大小将 UE 分为多个组, 采用组间 SIC 来消除干扰, 而组内干扰则通过联合优化均衡器和发射功率的方法来抑制。但文献[14-15]主要基于功率优化来降低不同用户的干扰, 未充分利用多天线系统的空间自由度。

将中继节点引入 NOMA 网络中能有效提升系统的可靠性和覆盖范围[16], 已有学者展开了相关研究。文献[17]首次提出了协作 NOMA 的概念, 将 SIC 顺序靠后的 UE 作为先解码用户的中继, 利用 UE 之间的信道传递信息。然而, 这增加了用户端功率开销, 因此采用译码转发(Decode-and-Forward, DF)和放大转发(Amplify-and-Forward, AF)协议的专用中继在协作 NOMA 应用更为广泛。相比 DF, AF 协议信号处理的复杂度和能耗更低, 得到了广泛的应用[18]。文献[19-20]分别研究了基于 DF 和 AF 中继的单天线 NOMA 传输方案。文献[16]研究了完美和不完美 SIC 下的协作 NOMA 遍历容量, 得出采用固定功率分配的 NOMA 遍历容量在高信噪比时的分集增益为零。文献[12]提出了一种 MIMO-NOMA 系统认知功率分配方案, 进而文献[21]研究了基于 DF 的认知中继 NOMA 系统性能, 其将信道的分解为两个传输阶段的复高斯随机变量, 并提出一种依据信道增益实施动态功率分配的方案, 主次用户均可获得满分集增益, 然而在 AF 协议下信道增益是乘积形式, 因此基于 DF 的信道统计特性分析并不适用。文献[22]提出了基于广义奇异值分解的 NOMA 传输协议, 并给出了系统的渐近性分析; 在此基础上文献[23]设计了基于 AF 协议的两用户下行协作 MIMO-NOMA 的预编码矩阵, 分析了等效信道的分布特性, 提出了一种最大化系统和速率的次优功率分配算法, 但文献[22-23]对用户数量有严格的限制。

随机几何已被广泛用于分析网络中节点的分布特性[24]。文献[25]采用二维泊松点过程(Poisson Point Process, PPP)对多小区单天线 NOMA 系统进行建模, 分析了上下行链路存在不完美 SIC 下的中断概率(Outage Probability, OP)和遍历容量。文献[26]利用齐次泊松点过程(Homogeneous Poisson Point Process, HPPP)分析了 UAV 蜂窝网中空地用户的覆盖概率。文献[27]基于泊松簇过程(Poisson Cluster Process, PCP)研究了下行智能反射面辅助的多小区 NOMA 网络。然而, 上述研究基于二维几何分布进行建模, 信道多为 NLOS 衰落信道, 对于处于不同高度位置的空对空无人机网络, 从信道特性和位置分布来看, 这些工作存在一定的局限性。文献[28]研究了空地一体化的 NOMA 网络性能, 基于三维随机几何计算出用户的中断概率和遍历速率, 并证明了概率直射信道可简化为多条信道中信道衰落系数最低的信道, 但未考虑多天

线和中继传输场景。

尽管上述工 能分析的相关研究仍处于探索阶段，其解决方法亟待提出。

1.2 主要贡献

在上述分析的基础上，面向空地一体化通信场景，提出一种基于无人机中继的多无人机用户下行链路传输方案，网络中节点配备多天线。主要贡献为：

(1)针对无人机网络中用户分布的特性，采用三维 HPPP 建模，并依据大尺度衰落差异构建了基于 NOMA 的用户配对方案。

(2)设计了 AF 中继网络的预编码矩阵，利用对齐后的小尺度衰落矩阵进行簇间干扰消除，并将配对用户的 MIMO 信道等效为多个 SISO 信道，基于此设计，簇内的用户干扰可以通过 SIC 进行消除。

(3)利用矩阵分析、随机几何理论和泰勒展开近似等工具推导出所考虑网络传输信道的统计特性，计算出远用户和近用户 OP 的理论表达式，并给出了高信噪比下 OP 的渐近结果和分集增益，所得结果有助于无人机用户的资源分配和网络性能分析。

(4)仿真分析并验证了不同信道条件和目标速率下的 OP 性能，观测结果表明基于 MIMO-NOMA 的传输方案对提升无人机中继网络中断性能具有实际价值。

2 多用户无人机中继网络模型

2.1 场景描述

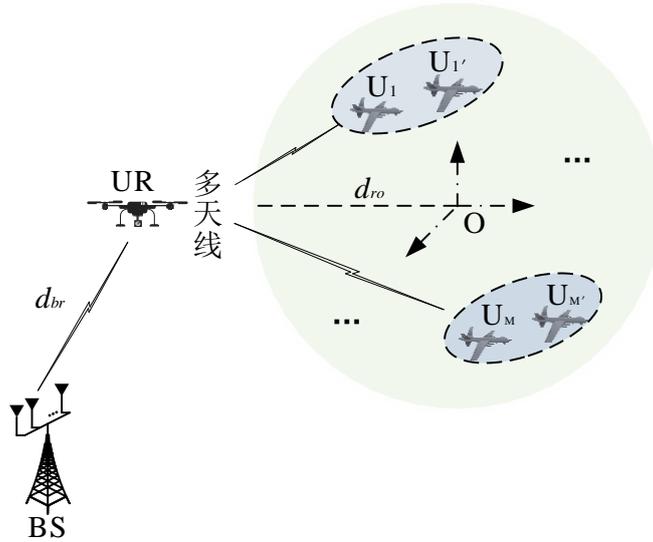


图 1 基于 MIMO-NOMA 多用户无人机中继网络模型

Fig.1 Multi-user UAV relaying network based on MIMO-NOMA

如图 1 所示，本文考虑一个下行多用户无人机中继网络，包括一个地面基站，一个无人机中继和 $2M$ 个无人机用户。其中，BS 和 UR 配备 Q 根天线，无人机用户配备 N 根天线，天线数满足 $Q > N$ 。假设 BS 与 UR 间存在直射链路，由于衰落的原因，BS 与 UE 之间不存在直射链路；为了降低转发协议的复杂度，UR 采用 AF 协议转发来自基站的用户信息，网络中的每个节点都工作在半双工模式下。UE 在半径为 R_D 的三维空间 D^3 中服从密度为 λ 的独立 HPPP。为了简化分析，假设 UR 和 D^3 原点处于同一高度，BS 到 UR，UR 到原点的距离分别用 d_{br} , d_{ro} 表示。本文采用随机分簇的 MIMO-NOMA 模型，目的是降低 SIC 阶数；假设 UR 处随机产生 M 个波束成形向量且 $Q > M$ ，每个波束内有一对用户执行 NOMA，为了满足 NOMA 用户的信道增益差异，选取近用户 $u_m \in D_1^3$ 与远用户 $u_{m'} \in D_2^3$ 进行配对，其中 $D_1^3, D_2^3 \subset D^3$ ， u_m 为用户 U_m 的位置矢量。 U_m 和 $U_{m'}$ 到 UR 的距离 $d_m, d_{m'}$ 满足：

$$d_{ro} - R_D < d_m < R_p < d_{m'} < d_{ro} + R_D \quad (1)$$

式中： R_p 为配对门限，确保 D^3 内随机分布的 UE 被成功分组， U_m 与 UR 间的距离可表示为：

$$d_m = \|\mathbf{u}_m - \boldsymbol{\psi}\|_2, \boldsymbol{\psi} = [0, -d_{ro}, 0]^T \quad (2)$$

2.2 信道模型

$\mathbf{H}_0 \in \mathbb{C}^{Q \times Q}$ 和 $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N \times Q}$ 分别为链路 $\{\text{BS} \rightarrow \text{UR}\}$ 和 $\{\text{UR} \rightarrow \text{U}_m\}$ 的小尺度衰落信道矩阵，为了更好的建模无人机链路中存在 LoS 主径的小尺度衰落，设定 \mathbf{H}_0 和 \mathbf{H}_m 中的每个元素服从独立同分布的 Nakagami- m 衰落模型^[29]，信道增益 $|h|^2$ 的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)为^[30]：

$$f_{|h|^2}(x) = \frac{m_1^{m_1} x^{m_1-1}}{\Omega^{m_1} \Gamma(m_1)} \exp\left(-\frac{m_1 x}{\Omega}\right) \quad (3)$$

其中， $m_1 \in [0.5, +\infty)$ 表示信道衰落系数，通过对 m_1 进行调整来代表不同的信道衰落程度， $\Gamma(\cdot)$ 为伽玛函数， $\Omega = E\{|h|^2\}$ 为平均信道增益。参考文献^[13]，我们将 Nakagami- m 信道的平均增益定义为 $\Omega = 1$ ，以便分别对大尺度衰落和小尺度衰落进行讨论。对于 BS、UR 和 UE 而言由于天线聚集在一起，天线对经历的大尺度衰落近似相同，即：

$$l_e^{(qq, nq)}(d) = l_e(d) = d_e^{-\tau/2}, \forall q = 1L, Q, n = 1L, N \quad (4)$$

其中，下标 $e = \{br, m\}$ ， τ 为路径损耗因子。

2.3 下行传输

系统信息传输包含两个连续阶段： $\{\text{BS} \rightarrow \text{UR}\}$ 和 $\{\text{UR} \rightarrow \text{U}_m\}$ 。第一阶段，BS 向 UR 的广播信号： $\mathbf{x} = \sqrt{P_0} \mathbf{P} \mathbf{s}$ ，其中： P_0 为基站发射功率， \mathbf{P} 为预编码矩阵，将会在本节进行定义， \mathbf{s} 为用户信息向量：

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \alpha_1 x_1 + \alpha_{1'} x_{1'} \\ \mathbf{L} \\ \alpha_M x_M + \alpha_{M'} x_{M'} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中： $E\{\mathbf{s} \mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}$ ， α_m 为功率分配因子，且在同一簇内功率分配因子满足 $\alpha_m^2 + \alpha_{m'}^2 = 1$ 。UR 处的接收信号可以表示为：

$$\mathbf{y}_R = \frac{\sqrt{P_0}}{\sqrt{d_{br}^\tau}} \mathbf{H}_0 \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{n}_R \quad (6)$$

式中： $\mathbf{n}_R \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 为中继处的高斯白噪声向量， \mathbf{n}_R 中的元素 $n_{R,i}$ 满足 $n_{R,i} : \text{CN}(0, \sigma_R^2), i \in Q$ 。

第二阶段，UR 将接收信号 \mathbf{y}_R 进行放大转发， U_m 处的接收信号 \mathbf{y}_m 可以表示为：

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_m &= \frac{\sqrt{P_1 P_0}}{\mu \sqrt{d_m^\tau d_{br}^\tau}} \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{H}_0 \mathbf{P}_s + \frac{\sqrt{P_1}}{\mu \sqrt{d_m^\tau}} \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{n}_R + \mathbf{V}_m \mathbf{n}_m \\
&= \frac{\sqrt{P_1 P_0}}{\mu \sqrt{d_m^\tau d_{br}^\tau}} \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{H}_0 \mathbf{P}_m (\alpha_m x_m + \alpha_m x_{m'}) \\
&\quad + \frac{\sqrt{P_1 P_0}}{\mu \sqrt{d_m^\tau d_{br}^\tau}} \sum_{i \neq m} \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{H}_0 \mathbf{P}_i (\alpha_i x_i + \alpha_i x_{i'}) \\
&\quad + \frac{\sqrt{P_1}}{\mu \sqrt{d_m^\tau}} \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{n}_R + \mathbf{V}_m \mathbf{n}_m
\end{aligned} \tag{7}$$

式中： P_1 为 UR 放大转发功率， \mathbf{V}_m 为 U_m 处的用于接收信号的检测矩阵， \mathbf{P}_m 表示第 m 个簇的预编码矩阵， $\mathbf{n}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为 U_m 处的高斯白噪声向量，满足 $n_{m,i} : \text{CN}(0, \sigma_m^2), i \in N$ ， μ 为中继处功率归一化系数，定义为 \mathbf{y}_R 的平均功率：

$$\mu^2 = E \left\{ \text{tr}(\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H) \right\} \frac{P_0}{d_{br}^\tau} + \sigma_R^2 \tag{8}$$

式中 $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹，根据 \mathbf{H}_0 的平均信道增益和矩阵分布特性^[31]，可以得出 $E \left\{ \text{tr}(\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H) \right\} = NQ$ ，因此式(8)可表示为：

$$\mu^2 = \frac{P_0}{d_{br}^\tau} NQ + \sigma_R^2 \tag{9}$$

区别于传统的多用户 MIMO 系统，基于分簇的多用户 NOMA 可以在簇内执行 SIC，这将有效减少中继所需的天线数。本文假设近用户可以消除远用户信息，远用户侧将接收到的近用户信号视为干扰进行解码。为了确保 SIC 有效实施，借助干扰对齐的思想，利用检测矩阵 \mathbf{V}_m 和 $\mathbf{V}_{m'}$ 将簇内用户的小尺度衰落矩阵进行方向对齐，即：

$$\mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{H}_0 = \mathbf{V}_{m'} \mathbf{H}_{m'} \mathbf{H}_0 = \mathbf{G}_m \tag{10}$$

式中： $\mathbf{G}_m \in \mathbb{C}^{K \times Q}$ 代表第 m 个簇内 U_m 和 $U_{m'}$ 所对应的小尺度衰落信道矩阵，为了确保 \mathbf{G}_m 的存在，假定天线数满足 $K = 2N - Q > 0$ ，检测矩阵 \mathbf{V}_m 和 $\mathbf{V}_{m'}$ 可设计为：

$$[\mathbf{V}_m \quad \mathbf{V}_{m'}] = \mathbf{T}_m^H \tag{11}$$

式中： $\mathbf{T}_m \in \mathbb{R}^{2N \times K}$ 由矩阵 $\begin{bmatrix} (\mathbf{H}_m \mathbf{H}_0)^H & (-\mathbf{H}_{m'} \mathbf{H}_0)^H \end{bmatrix}$ 的右奇异矩阵中零空间向量所构成，结合式(11)可得：

$$[\mathbf{V}_m \quad \mathbf{V}_{m'}] \begin{bmatrix} (\mathbf{H}_m \mathbf{H}_0)^H & (-\mathbf{H}_{m'} \mathbf{H}_0)^H \end{bmatrix}^H = \mathbf{0}_{K \times Q} \tag{12}$$

结合式(10)可知，簇内近用户和远用户分别以 \mathbf{V}_m 和 $\mathbf{V}_{m'}$ 方向进行信号接收，其获得小尺度衰落增益均为 \mathbf{G}_m 。

由于接收到来自 UR 的多个簇数据， U_m 处的信号观测值包含簇间干扰，需要设计适合的波束来保持

不同簇的数据流相互分离。本文利用了多天线的空间自由度并结合迫零编码，设计了 BS 处用户信息预编码矩阵。首先，要消除簇间干扰，对于 \mathbf{P}_m 而言，需要满足：

$$\left[\mathbf{G}_1^H, \mathbf{L}, \mathbf{G}_{m-1}^H, \mathbf{G}_{m+1}^H, \mathbf{L}, \mathbf{G}_M^H \right]^H \mathbf{P}_m = \mathbf{0} \quad (13)$$

因此，构建第 m 个簇对应的干扰信道矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_m^0$ 为：

$$\hat{\mathbf{G}}_m^0 = \left[\mathbf{G}_1^H, \mathbf{L}, \mathbf{G}_{m-1}^H, \mathbf{G}_{m+1}^H, \mathbf{L}, \mathbf{G}_M^H \right]^H \quad (14)$$

对 $\hat{\mathbf{G}}_m^0$ 进行奇异值分解， \mathbf{W}_m^0 由右奇异矩阵中 $(Q - MK + K)$ 个零空间向量所构成，由于 $\hat{\mathbf{G}}_m^0$ 为干扰信道矩阵的标准正交基，因此 $\mathbf{G}_i \mathbf{W}_m^0 = \mathbf{0}_{K \times (Q - MK + K)}$, $\forall i \neq m$ 。定义有效矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_m = \mathbf{G}_m \mathbf{W}_m^0$ ，利用迫零编码将 $\hat{\mathbf{G}}_m$ 等效为 K 阶 SISO 信道，因此满足式(13)的预编码矩阵 \mathbf{P} 可设计为：

$$\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{L}, \mathbf{P}_M] \mathbf{U} \quad (15)$$

式中： $\mathbf{P}_i = \mathbf{W}_m^0 \hat{\mathbf{G}}_m^{-1} \in \mathbb{C}^{Q \times K}$, $i \in M$ ，而矩阵 \mathbf{U} 为发射信号功率归一化矩阵：

$$\mathbf{U}^2 = \text{diag}\left(\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{P}_1 \mathbf{P}_1^H)}, \mathbf{L}, \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{P}_M \mathbf{P}_M^H)}\right) \quad (16)$$

令 $u_m = \text{tr}(\mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H)^{-\frac{1}{2}}$ ，基于式(11)和式(15)的设计，接收信号 \mathbf{y}_m 可重新改写为：

$$\mathbf{y}_m = \frac{\sqrt{P_1 P_0} u_m}{\mu \sqrt{d_m^r d_{br}^r}} \mathbf{I}_K (\alpha_m x_m + \alpha_m x_{m'}) + \frac{\sqrt{P_1}}{\mu \sqrt{d_m^r}} \mathbf{h}_R^0 + \mathbf{h}_m^0 \quad (17)$$

式中 \mathbf{I}_K 表示单位矩阵。为了分析噪声的影响，假定 $\mathbf{h}_m^0 = \mathbf{V}_m \mathbf{n}_m$ ， $\mathbf{h}_R^0 = \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{n}_R$ 。由于矩阵 \mathbf{V}_m 不改变噪声的分布特性，因此 \mathbf{h}_m^0 的平均功率为 $E\{\mathbf{h}_{m,i}^0\} = \frac{1}{2} \sigma_m^2$, $i \in K$ 。对于 \mathbf{h}_R^0 而言， $\mathbf{V}_m \mathbf{H}_m$ 中的每个元素仍然服从 Nakagami 分布，其平均功率为 $E\{\mathbf{h}_{R,i}^0\} = \frac{Q}{4} \sigma_R^2$, $i \in K$ [23]。同理，远用户 $U_{m'}$ 处的接收信号 $\mathbf{y}_{m'}$ 可表示为：

$$\mathbf{y}_{m'} = \frac{\sqrt{P_1 P_0} u_m}{\mu \sqrt{d_m^r d_{br}^r}} \mathbf{I}_K (\alpha_m x_m + \alpha_m x_{m'}) + \frac{\sqrt{P_1}}{\mu \sqrt{d_m^r}} \mathbf{h}_R^0 + \mathbf{h}_{m'}^0 \quad (18)$$

式中： $\mathbf{h}_{m'}^0 = \mathbf{V}_{m'} \mathbf{n}_{m'}$ ， $\mathbf{h}_R^0 = \mathbf{V}_{m'} \mathbf{H}_{m'} \mathbf{n}_R$ 。基于式(17)和(18)，遵循 NOMA 基本原理， $U_{m'}$ 将直接解码自身信息并视 U_m 为干扰，因此对于 $U_{m'}$ 而言，第 k 个等效 SISO 信道的信干噪比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 可表示为：

$$\text{SINR}_{m' \rightarrow m', k} = \frac{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2}{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2 + C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_m^r} \quad (19)$$

式中： $C_1 = \frac{P_1 P_0}{\mu^2 d_{br}^r}$ ， $C_2 = \frac{P_1 Q}{4 \mu^2} \sigma_R^2$ 。对于 U_m 需要先解码 $U_{m'}$ ，完成 SIC 后再解码自身信息，相应的 SINR 可

表示为：

$$SINR_{m' \rightarrow m, k} = \frac{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2}{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2 + C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_m^\tau}, \quad SINR_{m \rightarrow m, k} = \frac{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2}{C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_m^\tau} \quad (20)$$

2.4 复杂度分析

在所提的预编码矩阵设计中，计算复杂度主要包括两次矩阵奇异值分解和一次矩阵求逆。第一次奇异值分解维度是 $Q \times 2N$ ，其计算复杂度为： $O_1(Q(2N)^2 + (2N)^3)$ 。第二次奇异值分解维度是 $(M-1)K \times Q$ ，其计算复杂度可表示为： $O_2((M-1)KQ^2 + Q^3)$ 。此外还包括一次对有效矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_m$ 的求逆，在最坏情况下其计算复杂度为： $O_3(K^2(Q-MK+K))$ 。基于以上分析，所考虑的传输方案总体计算复杂度可以近似表示为： $O_1 + O_2 + O_3 \approx O_2(Q^3)$ 。

3 中断性能分析

本节讨论了所提无人机中继网络的中断性能。我们首先分析了所构建模型的信道统计特性，包括 PDF 和累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)，然后利用该结果计算出远用户和近用户 OP 的解析表达式，并推导了高信噪比下 OP 的渐近结果和分集增益。

3.1 信道统计特性

由式(17)和(18)可知， \mathbf{U}_m 和 $\mathbf{U}_{m'}$ 的等效小尺度增益均为 $|u_m|^2$ ，由于性能分析指标都是关于 $|u_m|^2$ 的函数，因此需要先得到其统计特性。回顾预编码矩阵的设计， $|u_m|^2$ 可表示为：

$$|u_m|^2 = \frac{1}{\text{tr}\{\mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H\}} \quad (21)$$

其中， $\mathbf{P}_m = \mathbf{W}_m^* \hat{\mathbf{G}}_m^{-1}$ ，而 $\hat{\mathbf{G}}_m = \mathbf{G}_m \mathbf{W}_m^* = \mathbf{V}_m \mathbf{H}_m \mathbf{H}_0 \mathbf{W}_m^*$ ，因此首先需要得出矩阵 \mathbf{G}_m 的统计特性。根据式(11)检测矩阵的设计， \mathbf{G}_m 可表示为：

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_m &= \frac{1}{2} [\mathbf{V}_m \ \mathbf{V}_{m'}] [(\mathbf{H}_m \mathbf{H}_0)^H \ (\mathbf{H}_{m'} \mathbf{H}_0)^H]^H \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{T}_m^H [(\mathbf{H}_m \mathbf{H}_0)^H \ (\mathbf{H}_{m'} \mathbf{H}_0)^H]^H \end{aligned} \quad (22)$$

估计 \mathbf{G}_m 的一般分布较为困难，因此我们给出一种替代证明方法。在 $Q=M=1$ 时，矩阵 $[(\mathbf{H}_m \mathbf{H}_0)^H \ (\mathbf{H}_{m'} \mathbf{H}_0)^H]^H$ 的实部可用 $[h_m h_0 \ -h_{m'} h_0]$ 表示，其零空间的基向量可以表示为：

$$\mathbf{T}_m^H = \frac{[h_m h_0 \ h_{m'} h_0]}{\sqrt{h_m^2 h_0^2 + h_{m'}^2 h_0^2}} \quad (23)$$

而 \mathbf{H}_m 和 \mathbf{H}_0 为独立同分布的复高斯矩阵，根据 Box-Muller 变换^[13]， $h_m h_0$ 和 $h_{m'} h_0$ 可分别表示为：

$$\begin{aligned} h_m h_0 &= \sqrt{-2 \ln \omega_1} \cos(2\pi \omega_2) \\ h_{m'} h_0 &= \sqrt{-2 \ln \omega_1} \sin(2\pi \omega_2) \end{aligned} \quad (24)$$

式中 ω_1 和 ω_2 均匀分布在 $(0, m_1]$ 的随机变量，将式(24)带入式(22)、(23)可得：

$$\mathbf{G}_m = \sqrt{-2\ln \omega_1} \sin(4\pi\omega_2) \quad (25)$$

由于 ω_2 为均匀分布的随机变量，用 $\sin(2\pi\omega_2)$ 来代替式中的 $\sin(4\pi\omega_2)$ 不会改变分布，因此，第 m 个簇内所对应的信道矩阵 \mathbf{G}_m 服从均值为 0 方差为 m_1 的复高斯分布。回顾有效矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_m = \mathbf{G}_m \mathbf{W}_m^*$ ，其中 \mathbf{W}_m^* 是酉矩阵中的列向量，且 \mathbf{W}_m^* 与 \mathbf{G}_m 中的元素相互独立，可知 $\hat{\mathbf{G}}_m$ 为与 \mathbf{G}_m 同分布的复高斯矩阵，因此矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_m^{-1} \hat{\mathbf{G}}_m^H$ 服从逆 *Wishart* 分布。根据逆 *Wishart* 矩阵的酉不变特性， $\hat{\mathbf{G}}_m^{-1} \hat{\mathbf{G}}_m^H$ 与 $\mathbf{W}_m^* \hat{\mathbf{G}}_m^{-1} \hat{\mathbf{G}}_m^H \mathbf{W}_m^{*H}$ 的概率密度函数相同，因此 $\mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H$ 中的元素服从 $\mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H : IW_Q(m_1^{-1} \mathbf{I}, K)$ 。令 $X_q = [\mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H]_{q,q}$ ，由文献[32]可知：

$$\sum_{q=1}^Q X_q : IW_Q(m_1^{-1} \mathbf{I}, QK) \quad (26)$$

满足式(26)的边缘分布 PDF 可表示为：

$$f_{\sum_{q=1}^Q X_q}(y) = \frac{m_1^{-1/2} y^{-3/2} e^{-\frac{1}{2m_1 y}}}{2^{1/2} \Gamma_1(1/2)}, \quad y > 0 \quad (27)$$

式中：多元推广伽玛函数 $\Gamma_1(1/2) = \Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$ ，对式(27)进行积分可以得到其 CDF 表达式：

$$\begin{aligned} F_{\sum_{q=1}^Q X_q}(y) &= \frac{m_1^{-1/2}}{2^{1/2} \Gamma_1(1/2)} \int_0^y z^{-3/2} e^{-\frac{1}{2m_1 z}} dz \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2m_1 y}\right) \end{aligned} \quad (28)$$

式中： $\Gamma(g, g)$ 为上不完全伽玛函数。

3.2 中断概率

OP 为用户瞬时速率低于目标速率时产生中断的概率。假定远用户 $U_{m'}$ 的目标速率为 $R_{m'}$ ，其 OP 可表示为：

$$P_{m'}^O = \Pr \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{C_1 \alpha_{m'}^2 |u_m|^2}{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2 + C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_{m'}^r} \right) < R_{m'} \right\} \quad (29)$$

令 $\gamma_{m'} = 2^{R_{m'}} - 1$ ，假设 $C_1 \alpha_{m'}^2 - \gamma_{m'} C_1 \alpha_m^2 > 0$ ，对式(29)进行代数变换：

$$P_{m'}^O = \Pr \left(\frac{\gamma_{m'} C_2 + \frac{1}{2} \gamma_{m'} \sigma_m^2 d_{m'}^r}{C_1 \alpha_{m'}^2 - \gamma_{m'} C_1 \alpha_m^2} > |u_m|^2 \right) \quad (30)$$

将式(28)带入式(30)可得：

$$P_{m'}^O = 1 - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \left(\phi_m C_2 + \frac{1}{2} \phi_m \sigma_m^2 d_m^\tau\right)\right) \quad (31)$$

式中： $\phi_{m'} = \frac{\gamma_{m'}}{2m_1(C_1 \alpha_{m'}^2 - \gamma_m C_1 \alpha_m^2)}$ 。

由于远用户在空间 D_2^3 内服从均匀泊松分布，因此对式(31)进行极坐标积分：

$$P_{m'}^O = 1 - \frac{1}{V_2 \sqrt{\pi}} \int_0^{2\pi} \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_0^{l_1} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \left(\phi_m C_2 + \frac{1}{2} \phi_m \sigma_m^2 d_m^\tau\right)\right) r^2 \sin \varphi d\theta d\varphi dr \quad (32)$$

其中： $\alpha = \arccos\left(\frac{R_p^2 + d_{ro}^2 - R_D^2}{2R_p d_{ro}}\right)$ ， $l_1 = \sqrt{d_{ro}^2 \cos(\varphi)^2 - d_{ro}^2 + R_D^2} + d_{ro} \cos(\varphi)$ ， φ 和 θ 分别为无人机用户的水平角度和垂直角度， V_2 为区域 D_2^3 的体积。

由 NOMA 原理可知，近用户 U_m 的 OP 为：

$$P_m^O = \Pr\left\{\log_2\left(1 + \frac{C_1 \alpha_{m'}^2 |u_m|^2}{C_1 \alpha_m^2 u_m^2 + C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_m^\tau}\right) < R_{m'}\right\} \\ + \Pr\left\{\log_2\left(1 + \frac{C_1 \alpha_{m'}^2 |u_m|^2}{C_1 \alpha_m^2 u_m^2 + C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_m^\tau}\right) > R_{m'}, \log_2\left(1 + \frac{C_1 \alpha_m^2 |u_m|^2}{C_2 + \frac{1}{2} \sigma_m^2 d_m^\tau}\right) < R_m\right\} \quad (33)$$

经过代数变换 P_m^O 可表示为：

$$P_m^O = \Pr\left\{\frac{\gamma_m C_2 + \frac{1}{2} \gamma_m \sigma_m^2 d_m^\tau}{C_1 \alpha_{m'}^2 - \gamma_m C_1 \alpha_m^2} > |u_m|^2\right\} + \Pr\left\{\frac{\gamma_m C_2 + \frac{1}{2} \gamma_m \sigma_m^2 d_m^\tau}{C_1 \alpha_{m'}^2 - \gamma_m C_1 \alpha_m^2} < |u_m|^2, \frac{\gamma_m C_2 + \frac{1}{2} \gamma_m \sigma_m^2 d_m^\tau}{C_1 \alpha_m^2} > |u_m|^2\right\} \\ = \Pr\left\{|u_m|^2 < \varepsilon_m C_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_m \sigma_m^2 d_m^\tau\right\} \quad (34)$$

其中： $\varepsilon_m = \max\left(\frac{\gamma_{m'}}{C_1 \alpha_{m'}^2 - \gamma_m C_1 \alpha_m^2}, \frac{\gamma_m}{C_1 \alpha_m^2}\right)$ ，重复式(29)-(32)的推导过程，可得近用户的 OP 为：

$$P_m^O = 1 - \frac{1}{V_1 \sqrt{\pi}} \int_0^{2\pi} \int_{-\alpha}^{\alpha} \int_0^{R_p} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2m_1} \left(\varepsilon_m C_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_m \sigma_m^2 d_m^\tau\right)\right) r^2 \sin \varphi d\theta d\varphi dr \quad (35)$$

其中： $l_2 = d_{ro} \cos(\varphi) - \sqrt{d_{ro}^2 \cos(\varphi)^2 - d_{ro}^2 + R_D^2}$ ， V_1 为区域 D_1^3 的体积。

3.3 渐近性分析

基于式(32)、(35)的结果我们很难获得 OP 的精确解，因此计算系统在高信噪比下的渐近 OP 有重要意

义。本节给出了当传输信噪比 $\rho = P_0 / \delta_m$ 趋近无穷时用户的渐近 OP 结果和分集增益。

对式(32)中的上不完全伽玛函数进行泰勒展开近似：

$$\Gamma\left(\frac{1}{2}, \left(\phi_m C_2 + \frac{1}{2}\phi_m \sigma_m^2 r^\tau\right)\right) = \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k x^{k+\frac{1}{2}}}{k! (\frac{1}{2} + k)} \approx \sqrt{\pi} - 2\left(\phi_m C_2 + \frac{1}{2}\phi_m \sigma_m^2 r^\tau\right)^{1/2} \quad (36)$$

将式(36)带入式(32)，可得远用户的近似中断概率为：

$$P_{m'}^\infty = \frac{2}{V_2 \sqrt{\pi}} \int_0^\alpha \int_{-\alpha R_p}^{\alpha} \int_{T_1}^{\alpha} \left(\phi_m C_2 + \frac{1}{2}\phi_m \sigma_m^2 r^\tau\right)^{1/2} r^2 \sin \varphi d\theta d\varphi dr \quad (37)$$

然而，基于上述推导难以计算出 T_1 的精确解，可利用信噪比趋于无穷计算出 $P_{m'}^\infty$ 的近似值。首先对 T_1 进行等价无穷小替换：

$$T_1 = \int_0^\alpha \int_{-\alpha R_p}^{\alpha} \int_0^{\alpha} \left(\phi_m C_2 + \frac{1}{2}\phi_m \sigma_m^2 r^\tau\right)^{\frac{1}{2}} r^2 \sin \varphi d\theta d\varphi dr \quad (38)$$

对式(38)进行泰勒展开，只保留第一项舍去其他高阶项，得到 T_1 的近似表达式：

$$T_1 = \int_0^\alpha \int_{-\alpha R_p}^{\alpha} \int_0^{\alpha} \phi_m C_2 r^2 \sin \varphi d\theta d\varphi dr \quad (39)$$

将式(39)代入式(37)可得 $P_{m'}^\infty$ 的最终表达式为：

$$P_{m'}^\infty = \frac{2\phi_m C_2}{\sqrt{\pi}} \quad (40)$$

远用户在高信噪比下所能实现的分集增益为：

$$D_{m'} = - \lim_{\frac{P_0}{\delta_{m'}} \rightarrow \infty} \frac{\log_2 P_{m'}^\infty}{\log_2 \frac{P_0}{\delta_{m'}}} \approx 1 \quad (41)$$

重复式(36)-(40)的证明过程，可得近用户的近似中断概率 P_m^∞ 为：

$$P_m^\infty = \frac{\varepsilon_m C_2}{m_1 \sqrt{\pi}} \quad (42)$$

因此，近用户所能实现的分集增益同样为 1。

4 仿真分析

根据所提的多用户无人机中继网络模型，本节对相关理论分析结果进行蒙特卡洛仿真验证。参照现有 MIMO-NOMA 网络中的相关研究^{[13][23]}，仿真参数设置如下：BS 和 UR 配备 7 根天线，无人机用户配备 4 根天线，令 $\sigma_R^2 = \sigma_m^2 = \sigma_u^2 = \sigma^2 = -90\text{dBm}$ ；UE 分布半径为 $R_D = 500\text{m}$ ，分布密度为 $\lambda = 10^{-6}$ ；BS \rightarrow UR，UR 至原点的距离分别为 $d_{br} = 1200\text{m}$ 和 $d_{ro} = 1000\text{m}$ 。仿真采用固定功率分配方式，近用户功率分配因子为 $\alpha_m^2 = 0.35$ ，UR 的发射功率 $P_1 = 10\text{dBm}$ 。基于无人机用户的三维几何位置，本文采用随机波束和 R_p 对 UE 进行分簇配对来获得近似系统性能。

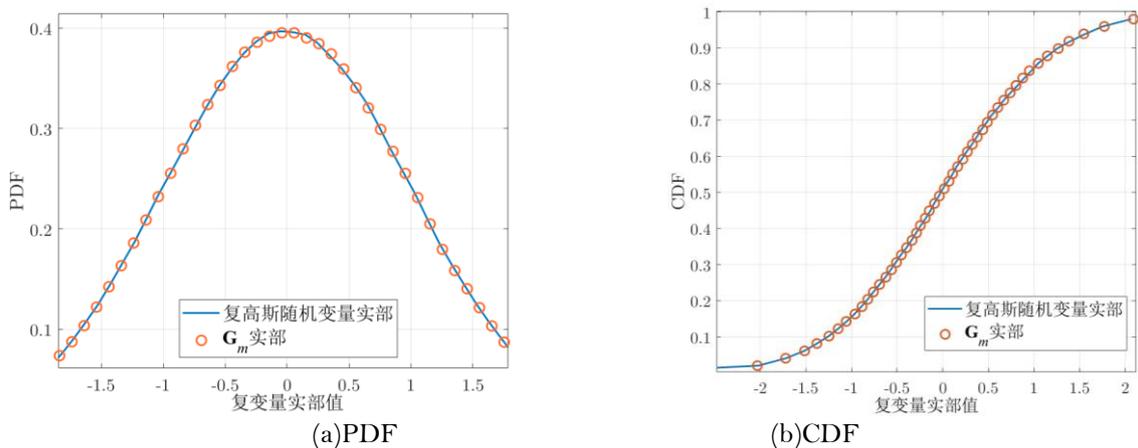


图 2 G_m 实部统计特性分析

Fig.2 Statistical analysis of the real part of G_m

在此部分，我们给出簇内小尺度衰落矩阵 G_m 与标准复高斯随机变量的仿真对比。图 2(a), (b) 分别表示当 $m_1 = 2$ 时 G_m 实部和复高斯随机变量实部的 PDF 和 CDF 曲线。通过对比可以看出信道矩阵 G_m 中所包含元素实部的 PDF 和 CDF 曲线与均值为 0 方差为 2 的复高斯分布相吻合，从而证明了 G_m 中各个元素的统计特性与理论推导相一致。

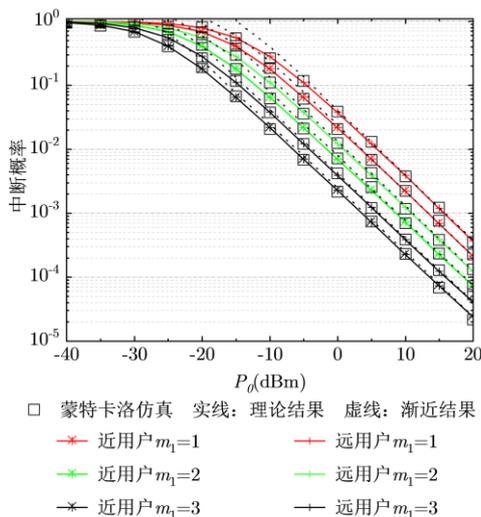


图 3 用户 OP 与不同信道衰落系数的关系

Fig.3 Outage probability of users for different channel fading coefficients

图 3 给出了当路径损耗因子 $\tau = 3$ 、目标速率 $R_m = 1$ (Bits per Channel Use, BPCU) 和 $R_m' = 0.5$ BPCU 时 OP 随信道衰落的变化情况。从图 2 可以观察到，本文所得出的 OP 理论值与蒙特卡洛仿真值相一致，并且在高信噪比区域 OP 的仿真结果、解析结果与渐近结果相吻合，验证了本文推导的渐近 OP 的准确性。通过对比不同颜色的曲线可知，远用户和近用户的 OP 随着衰落系数的增加而减少。当 $m_1 = 3$ ，基站发射功率 $P_0 = 5$ dBm 时，近用户的 OP 比 $m_1 = 2$ 时低 5dB，比 $m_1 = 1$ 低 10dB，且不同衰落信道下 OP 的分集增益相同，这是由于方向对齐后远用户和近用户的小尺度衰落信道矩阵相同而导致的，牺牲的信道分集增益降低了系统分簇所需的天线数量。

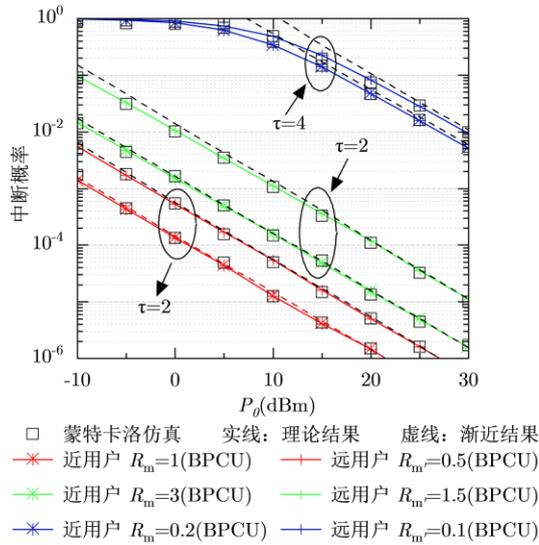


图 4 不同目标速率和不同路径损耗下用户 OP 对比

Fig.4 Comparison of outage probability for different target rates and path loss exponents

图 4 描述了当 $m_1 = 2$ 时，用户 OP 与不同路径损耗指数和目标速率之间的变化关系。由图 4 可以观察到，大尺度衰落对用户 OP 性能影响很大。当路径损耗因子 $\tau = 2$ ，近用户和远用户的目标速率分别从 1BPCU、0.5 BPCU 提升到 3BPCU、1.5 BPCU 时，其在 $P_0 = 10\text{dBm}$ 的 OP 分别增加了约 11dB 和 13dB。当路径损耗指数从 2 增加到 4，目标速率降低 5 倍时，近用户和远用户在 $P_0 = 10\text{dBm}$ 的 OP 分别增加了约 44dB 和 39dB。由此可知，远用户对目标速率的增加更为敏感，且当路径损耗增加，用户对应的目标速率下降时，近用户 OP 的增速要大于远用户，这是由于路径损耗的增大缩小了近用户和远用户的信噪比差距。

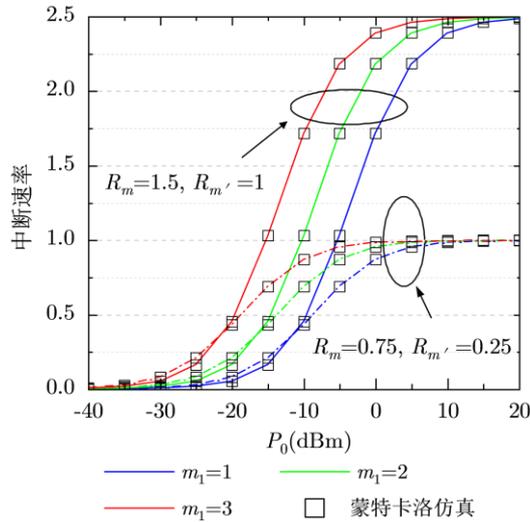


图 5 中断速率与不同信道衰落系数和目标速率的关系

Fig. 5 Outage sum rate versus P_0 with different channel fading coefficients and target rates

图 5 给出了当路径损耗因子 $\tau = 2$ 时，系统中断速率随衰落系数和用户目标速率的变化情况，系统中断速率定义为 $R_m(1 - P_m^o) + R_{m'}(1 - P_{m'}^o)$ 。对比图 5 中不同颜色的曲线可以得到，随着衰落系数的增大系统中断速率也在增加。在高信噪比时由于用户的 OP 很低，因此系统中断速率趋近于 $R_m + R_{m'}$ ，且不同衰落系数的系统中断速率增速相同，这与图 3 的结论相一致。值得注意的是，不同目标速率下的系统中断速率性能有所差异，当 $P_0 = -30\text{dBm}$ ， $m_1 = 3$ 时，低用户目标速率较高用户目标速率的系统中断速率提升了约

2dB，原因是此时近用户和远用户的中断概率均较高，满足最低目标速率的有效通信行为大幅降低，这说明了在低信噪比区间需要设置合适的用户目标速率来获得更好的系统性能。

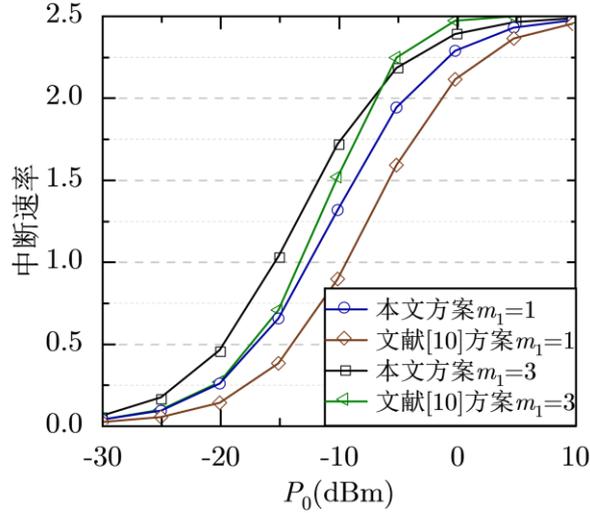


图 6 中断速率性能比较

Fig.6 Comparison of outage sum rate for various transmitting schemes

为了更好的验证本文所设计的预编码和检测矩阵性能，参考图 1 的通信场景，我们与文献[10]中的 MIMO-NOMA 传输方案进行了对比分析，图 6 显示了两种方案中断速率在不同衰落系数下随基站发射功率 P_0 的变化情况，其中文献[10]方案的簇内用户数同样设置为 2，信道为 Nakagami- m 衰落，其余参数设置与本文一致。文献[10]将用户处的检测矩阵投影在其他分簇的零空间方向，预编码矩阵为单位矩阵。可以看出当 $m_1=1$ 时，本文方案可以获得更好的中断速率性能，这是由于所提方案利用了迫零预编码矩阵，可以在无人机用户处获得 k 个 SISO 信道增益。当 $m_1=3$ 时，在低信噪比区域本文方案中断速率性能优于文献[10]，随着发射功率的增加，在高信噪比条件下的系统中中断速率略低于文献[10]的方案，这是由于所提预编码方案应用信号对齐技术，用户中断概率的分集增益均为 1，而文献[10]方案在 $m_1=3$ 时可获得更高的分集增益，因此较本文方案更快趋近于理论值。

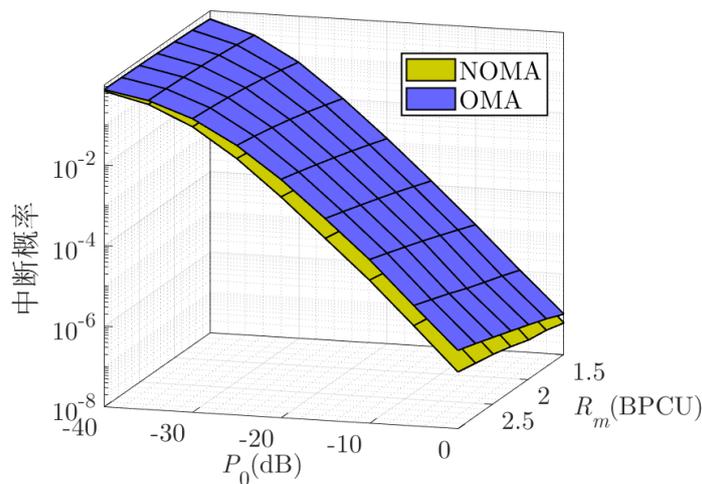


图 7 不同接入方式系统 OP 性能对比

Fig.7 Comparison of system outage probability for different multiple access schemes

图 7 为在本文所提传输方案下，采用 OMA 和 NOMA 方式下的多用户无人机中继网络 OP 性能对比。其中，远用户的目标速率固定为 $R_m=1$ BPCU，路径损耗因子 $\tau=3$ ，衰落系数 $m_1=1$ 。系统中断概率定义

为 $P_m^o \times P_{m'}^o$ 。对比黄色和蓝色曲面可知, 基于 NOMA 的无人机中继网络 OP 性能要明显优于基于 OMA 的无人机中继网络 OP 性能, 例如在 $P_0 = -5\text{dBm}$ 且 $R_m = 2.75\text{BPCU}$ 时, 前者比后者可降低约 4.5dB 的中断概率。特别的, 当近用户目标速率提高时, NOMA 接入的优势更加明显, 这是由于相比于 OMA 方式, NOMA 可以更好地利用不同用户的服务需求差异来提升系统的通信性能。

5 结论

本文提出了一种基于 MIMO-NOMA 无人机中继网络模型, 由一个无人机中继协助多个无人机用户和地面基站之间的通信。为了解决下行链路中用户分簇和干扰问题, 设计了基于 AF 协议的预编码矩阵; 此外, 为了分析网络性能, 利用三维随机几何工具推导出远用户和近用户的中断概率表达式, 并得到高信噪比下的渐近中断概率和分集增益。仿真验证了多种衰落信道下所得理论结果的正确性。根据仿真结果, 簇内用户的中断概率分集增益均为 1, 牺牲的信道分集增益降低了系统分簇所需的天线数量。对比近用户, 目标速率的增加对远用户的中断概率影响更大, 此外, 在信道质量较差时系统需要设置合理的目标速率。对比现有 MIMO-NOMA 传输方案, 所提传输方案有效提升了系统的中断性能, 与 OMA 方式相比, 能够更好地利用用户服务需求的差异, 为 MIMO-NOMA 无人机中继网络中用户资源分配和性能评估提供了理论依据。在未来, 我们的目标是考虑移动无人机中继场景, 并构建联合预编码、功率分配、用户分簇等资源优化方案, 进一步挖掘无人机中继在 MIMO-NOMA 网络中的应用潜力和价值。

参考文献

- [1] WANG Chengxiang, YOU Xiaohu, GAO Xiqi, et al. On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies, and Testbeds[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2023, 25(2): 905–974. doi:10.1109/COMST.2023.3249835.
- [2] 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. doi:10.16356/j.1005-2615.2023.05.004.
Tan Miaomiao, Kong Huaicong, 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. doi:10.16356/j.1005-2615.2023.05.004.
- [3] LIU Yuanwei, ZHANG Shuowen, MU Xidong, et al. Evolution of NOMA Toward Next Generation Multiple Access (NGMA) for 6G[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(4): 1037–1071. doi:10.1109/JSAC.2022.3145234.
- [4] AMIN A A, SHIN S Y. Capacity Analysis of Cooperative NOMA-OAM-MIMO Based Full-Duplex Relaying for 6G[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1395–1399. doi:10.1109/LWC.2021.3068654.
- [5] JEE A, AGRAWAL K, Prakriya S. A Coordinated Direct AF/DF Relay-Aided NOMA Framework for Low Outage[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(3): 1559–1579. doi:10.1109/TCOMM.2021.3126632.
- [6] VO V N, NGUYEN L M D, TRAN H, et al. Outage Probability Minimization in Secure NOMA Cognitive Radio Systems With UAV Relay: A Machine Learning Approach[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2023, 9(2): 435–451. doi:10.1109/TCCN.2022.3226184.
- [7] ZHAI Daosen, LI Huan, TANG Xiao, et al. Height Optimization and Resource Allocation for NOMA Enhanced UAV-Aided Relay Networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 962–975. doi:10.1109/TCOMM.2020.3037345.
- [8] HANIF M F, DING Zhiguo, THARMALINGAM R, et al. A Minorization-Maximization Method for Optimizing Sum Rate in the Downlink of Non-Orthogonal Multiple Access Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(1): 76–88. doi:10.1109/TSP.2015.2480042.
- [9] 孙彦景, 刘洋, 周家思, 等. 基于非完美信道信息的 MIMO NOMA 系统和速率最大化[J]. 通信学报, 2019, 40(11): 94–100. doi:10.11959/j.issn.1000-436x.2019221
SUN Yanjing, LIU Yang, ZHOU Jiasi, et al. Sum-rate maximization in MIMO NOMA system with imperfect CSI[J]. Journal on Communications, 2019, 40(11): 94–100. doi:10.11959/j.issn.1000-436x.2019221
- [10] DING Zhiguo, ADACHI F, POOR H V. The Application of MIMO to Non-Orthogonal Multiple Access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 537–552. doi:10.1109/TWC.2015.2475746.
- [11] ZENG Ming, YADAV A, DOBRE O A, et al. Energy-Efficient Power Allocation for MIMO-NOMA With Multiple Users in a Cluster[J]. IEEE Access, 2018, 6: 5170–5181. doi:10.1109/ACCESS.2017.2779855.
- [12] DING Zhiguo, 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. doi:10.1109/TWC.2016.2542066.
- [13] HOU Tianwei, LIU Yuanwei, SONG Zhengyu, et al. Multiple Antenna Aided NOMA in UAV Networks: A Stochastic Geometry Approach[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(2): 1031-1044. doi:10.1109/TCOMM.2018.2875081.
- [14] CHEN Xiaoming, JIA Rundong, NG D W K. On the design of massive non-orthogonal multiple access with imperfect successive interference cancellation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(3): 2539-2551. doi:10.1109/TCOMM.2018.2884476.
- [15] Hu Cheng, Wang Hong, Li Changxiang, et al. Group-Based Successive Interference Cancellation for Multi-Antenna NOMA System with Error Propagation[J]. *China Communications*, 2023, 20(8): 276-287. doi:10.23919/JCC.fa.2022-0611.202308.
- [16] KADER M F, SHAHAB M B, SHIN S Y. Exploiting non-orthogonal multiple access in cooperative relay sharing[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(5): 1159-1162. doi: 10.1109/LCOMM.2017.2653777.
- [17] DING, Zhiguo, PENG Mugen, POOR H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(8): 1462-1465. doi:10.1109/LCOMM.2015.2441064.
- [18] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. *IEEE Transactions on Information theory*, 2004, 50(12): 3062-3080. doi: 10.1109/TIT.2004.838089.
- [19] LI Yan, LI Tao, LI Yongzhao, et al. Outage Performance Enhancement for NOMA-Based Cooperative Relay Sharing Networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(12): 2665-2669. doi:10.1109/LWC.2022.3213890.
- [20] MEN, Jinjin, GE Jianhua, ZHANG Chensi. Performance Analysis of Nonorthogonal Multiple Access for Relaying Networks Over Nakagami-m Fading Channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(2): 200-2208. doi:10.1109/TVT.2016.2555399.
- [21] YANG Zheng, HUSSEIN J A, XU Peng, et al. Performance Study of Cognitive Relay NOMA Networks With Dynamic Power Transmission[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(3): 2882-2887. doi:10.1109/TVT.2021.3060127.
- [22] CHEN Zhuo, DING Zhiguo, DAI Xuchu, et al. Asymptotic Performance Analysis of GSVD-NOMA Systems With a Large-Scale Antenna Array[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(1): 575-590. doi:10.1109/TWC.2018.2883102.
- [23] RAO Chenguang, DING Zhiguo, CUMANAN K, et al. A GSVD-Based Precoding Scheme for MIMO-NOMA Relay Transmission[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(6): 10266-10278. doi:10.1109/JIOT.2023.3325528.
- [24] ZHAO Cunzhuo, LIU Yuanwei, CAI Yunlong, et al. Non-Orthogonal Multiple Access for UAV-Aided Heterogeneous Networks: A Stochastic Geometry Model[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(1): 940-956. doi:10.1109/TVT.2022.3211201..
- [25] ZHANG Zekun, SUN Haijian, HU R Q. Downlink and Uplink Non-Orthogonal Multiple Access in a Dense Wireless Network[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(12): 2771-2784. doi:10.1109/JSAC.2017.2724646.
- [26] NEW W K, LEOW C Y, NAVAIE K, et al. Downlink NOMA for Coexistence of Aerial and Terrestrial Users: Stochastic Geometry Analysis[C]. 2020 IEEE Global Communications Conference, Taipei, China, 2020: 1-6. doi:10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322605.
- [27] ZHANG Chao, YI Wenqiang, LIU Yuanwei, et al. Reconfigurable Intelligent Surfaces Aided Multi-Cell NOMA Networks: A Stochastic Geometry Model[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 951-966. doi:10.1109/TCOMM.2021.3126598.
- [28] HOU Tianwei, LIU Yuanwei, SONG Zhengyu, et al. UAV-to-Everything (U2X) Networks Relying on NOMA: A Stochastic Geometry Model[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(7): 7558-7568. doi:10.1109/TVT.2020.2994167.
- [29] VO V N, NGUYEN L M D, TRAN H, et al. Outage Probability Minimization in Secure NOMA Cognitive Radio Systems With UAV Relay: A Machine Learning Approach[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2023, 9(2): 435-451. doi:10.1109/TCCN.2022.3226184.
- [30] XU Yao, LI Bo, ZHAO Nan, et al. Coordinated Direct and Relay Transmission With NOMA and Network Coding in Nakagami-m Fading Channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(1): 207-222. doi:10.1109/TCOMM.2020.3025555.
- [31] CHEN Zhuo, DING Zhiguo, DAI Xuchu. On the Distribution of the Squared Generalized Singular Values and Its Applications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(1): 1030-1034. doi:10.1109/TVT.2018.2885122.
- [32] PIVARO G F, KUMAR S, FRAIDENRAICH G, et al. On the Exact and Approximate Eigenvalue Distribution for Sum of Wishart Matrices[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(11): 10537-10541. doi:10.1109/TVT.2017.2727259.

作者简介部分

李夏昭（1995-），男，博士研究生，研究方向：无人机通信网络、非正交多址接入等，E-mail: xz.li@aeu.edu.cn.



彭来献（1978-），**通信作者**，男，教授，研究方向：无线自组织网络、高速交换架构和无人机通信等，E-mail: lxpeng@aeu.edu.cn.



徐任晖（1978-），男，副教授，研究方向：无线通信系统、信号处理和无线自组织网络等。



俞星月（1996-），女，讲师，研究方向：博弈论、无人机通信网络等。



王海（1972-），男，教授，研究方向：无线自组织网络、无人机通信等。

