

基于 SC/MRC 的智能多无人机通信系统分析

黄海燕¹, 张鸿生¹, 梁琳琳², 王春丽¹, 张学军¹

(1. 兰州交通大学 电子与信息工程学院, 兰州 730070; 2. 西安电子科技大学 网络信息安全学院, 西安 710071)

摘要: 针对通信设备数量增多及无人机协作通信过程中存在共道干扰的问题, 本文搭建了存在多路共道干扰的多无人机协作通信系统。该系统中, 源节点与目的节点间存在直接链路, 目的节点采用选择合并或最大比合并技术合并源节点与最佳无人机中继传输的信号。考虑由多路共道干扰引起的信干噪比之间的相关性, 在 Nakagami- m 衰落信道下, 分别推导了选择合并策略与最大比合并策略的系统中断概率精确表达式。为进一步讨论共道干扰对无人机协作通信系统性能的影响, 推导出高信噪比下的系统渐近中断概率并进行具体分析。结果表明: 受共道干扰的影响, 系统中断概率在高信噪比区域存在饱和值; 随着 Nakagami- m 衰落参数 m 的增大, 系统中断性能显著提升; 随着无人机数量的增多, 在达到饱和值之前, 系统中断概率会获得更多的分集增益。

关键词: 无人机通信; 共道干扰; 选择合并; 最大比合并; 中断概率

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2025)10-3401-09

DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20231445

Analysis of intelligent communication system with multi-UAVs based on SC/MRC

HUANG Hai-yan¹, ZHANG Hong-sheng¹, LIANG Lin-lin², WANG Chun-li¹, ZHANG Xue-jun¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China; 2. School of Cyber Science and Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: To address the issues of the increase in the number of communication devices and the co-channel interference existing in unmanned aerial vehicle (UAV) cooperative communication process, in this paper a multi-UAVs system with multi-channel co-channel interference is constructed. In this system, there is a direct link between the source node and the destination node, the destination employs either selection combining (SC) or maximal ratio combining (MRC) technology to integrate the signals transmitted from the source node and the optimal UAV relay. Considering the correlation between signal to interference plus noise ratio (SINR) caused by co-channel interferences, the precise expressions for the system outage probabilities with the SC strategy and MRC strategy separately under Nakagami- m fading channels are

收稿日期: 2023-12-26.

基金项目: 国家自然科学基金项目(62461032, 62001359); 兰州交通大学“天佑青年托举人才计划”项目; 兰州交通大学重点研发项目(ZDYF2304).

作者简介: 黄海燕(1988-), 女, 副教授, 博士. 研究方向: 无人机通信, 新型多址接入技术, 物理层安全和隐蔽通信.
E-mail: huanghaiyan@mail.lzjtu.cn

derived. To further discuss the impact of co-channel interference on the performance of the UAV communication system, the asymptotic outage probability of the system under high signal to noise ratio (SNR) is derived and analyzed in detail. The results show that due to the influence of co-channel interference, the system outage probability exhibits a saturation value in the high signal to noise ratio region; as the Nakagami- m fading parameter m increases, the system outage performance is significantly enhanced; with the increase in the number of UAVs, the system outage probability gains more diversity benefits before reaching the saturation value.

Key words: unmanned aerial vehicle communication; co-channel interference; selection combining; maximal ratio combining; outage probability

0 引言

无人机具有造价低廉、部署灵活、组网便捷等特点,可搭载微型中继实现协作通信,在高密度通信区域、应急救援、特殊通信任务等场景中表现出巨大应用潜力^[1-3]。通过设置承载通信设备的无人机作为基站或者中继,构建动态自组织网络,可以有效扩展网络覆盖范围,改善网络服务质量,实现高效、低功耗的协作通信^[4,5]。

为提高无人机通信系统的环境适应性,文献[6]设置无人机中继交替工作,轮流将信息从源节点转发至目的节点。考虑到频谱资源短缺,在无人机协作通信系统中引入非正交多址技术,这能够显著提升频谱效率^[7,8]。此外,针对低空无人机组网观测的关键问题,文献[9]提出了由智能无人机、无人机基站和运营系统组成的空地协同低空无人机遥感网络系统。与地面链路通信相比,在无人机中继搭建的地-空连接链路中,无线信号传输不易受到遮挡,建立视距链路的概率更高。文献[10]研究了无人机辅助空-地无线信道的视距/非视距路径损耗模型,在发射机-接收机的链路部署中采用了大规模多输入多输出技术,推导了无人机网络场景下连接中断概率和保密中断概率的闭式表达式。文献[11]针对实际应用场景,考虑无人机的水平速度和视距/非视距路径损耗,研究了不同城市通信环境下单无人机通信系统的中断概率和吞吐量。结果表明,合理分配通信节点发射功率,可以获得最佳中断性能。

在实际通信任务中,单无人机中继协作通信系统的容错率较低,难以保证通信链路的稳定性和可靠性。为提高无人机协作通信系统的稳定性,文献[12]搭建多无人机协作通信系统,通过计算系统中断概率、吞吐量及路径估计的平均值,

评估实际信道模型的性能。结果表明,相比于单无人机,多无人机中继通信显著提升了系统的分集增益和功率增益。文献[13]研究了多无人机辅助中继系统的性能和安全约束,通过优化无人机配置和功率分配,在性能和安全约束下最大化次级网络的吞吐量。

上述研究对单/多无人机中继通信系统的资源分配和系统性能进行了具体分析,但对于实际场景中同道干扰对无人机协作通信系统的影响鲜有研究。同道干扰主要源于频率复用,随着通信环境复杂化,无人机协作通信过程中必然存在同道干扰^[14,15]。

在本文搭建的系统模型中,考虑源节点与目的节点间存在直连链路的情况,此时目的节点采用选择合并(Selection combining, SC)技术或最大比合并(Maximal ratio combining, MRC)技术合并接收信号。SC和MRC能够提高接收节点的信号接收质量。文献[16]在解码转发中继系统中,采用基于全信道状态信息的SC实现了全分集。文献[17]提出了适用于多跳无线网络的基于最短路数的多节点合作MRC系统,在Nakagami- m 衰落下研究了MRC合作方案和所提方案再生系统互信息的中断性能。结果表明,MRC合作方案实现了全路由分集增益。文献[18]在单输入多输出窃听信道中,利用MRC/SC方案对接收的多路信号进行处理,向配备 M 根天线的目的端发送机密消息。

综上所述,本文搭建基于SC/MRC的智能多无人机中继协作通信系统,研究源节点与目的节点存在同道干扰时多无人机中继协作通信系统的性能,建立基于Nakagami- m 衰落信道的分析框架,用于评估多无人机中继协作通信网络在同道干扰约束下的系统性能。由于目的节点解码信号

时,不同信道信号间存在干扰,导致解码信干噪比 (Signal to interference plus noise ratio, SINR) 具有相关性。理论分析证明,这种相关性会使该通信系统的分集阶数为 0;当无人机数量增多时,系统获得更多的分集增益,中断性能显著提升。

1 系统模型

如图 1 所示,本文考虑的多无人机协作通信系统包含 1 个源节点 S 、 Q 个搭载微型中继的无人机及 1 个目的节点 D 。针对实际通信场景的服务需求,源节点与目的节点间存在直连链路。在一次多无人机协作传输中,采用选择协作中继算法选择最佳无人机中继,由选择出的最佳无人机中继协助源节点传输信息给目的节点。无人机的轨迹是线性的,即无人机从源节点上方沿直线飞往目的节点。

无人机飞行和信息传输所需能量由自带电源提供,飞行轨迹和飞行速度由无线电遥控^[11]。系统采用三维坐标系定义基站坐标,最佳无人机中继 R 的坐标为 $(0, y, H)$,目的节点 D 的坐标为 $(0, 250, 0)$ m。无人机沿 y 轴从初始位置 d_0 以速度 v_0 向目的节点 D 飞行, v_0 满足 $v_0 < V_{\max}$, 其中, $V_{\max}$ 为最大飞行速度,单位为 m/s,其取值由无人机从 d_0 到最终位置的能量消耗和预定飞行时间共同决定。 a 到 b 之间的距离 $d_{ab} = \left[H^2 + (d_0 + v_0 t)^2 \right]^{1/2}$, 其中 $a, b \in (S, R_i, D, K, L)$ 。

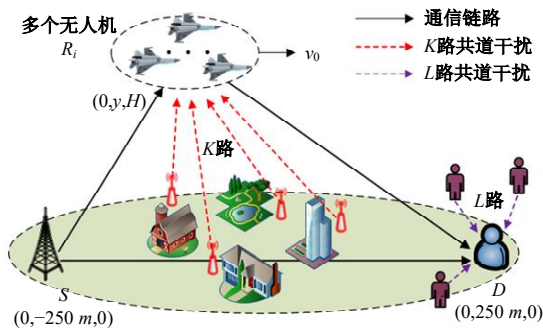


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

1.1 信道模型

在地-空和空-地链路的通信过程中,信道小尺度衰落一般服从莱斯衰落和 Nakagami- m 衰落,这类信道考虑视距分量^[19, 20]。为了更准确地描述实际城市无线传播环境,本文将系统信道建

模为 Nakagami- m 衰落信道。

任意两个信息传输节点间的瞬时衰落系数 h_{ab} 服从独立同分布的 Nakagami- m 衰落,即 $h_{ab} \sim \text{Nakagami-}m(m_{ab}, \Omega_{ab})$ 。其中: m_{ab} 为衰落深度, m_{ab} 越大表明具有视距链路通信的可能性越高; Ω_{ab} 为扩散参数^[11]。链路瞬时信道增益 $g_{ab} = |h_{ab}|^2 d_{ab}^{-\alpha_T}$, 其中 $|h_{ab}|^2 \sim \text{gamma}(m_{ab}, m_{ab}/\Omega_{ab})$, α_T 为链路的路径损耗系数。 $|h_{ab}|^2 (a, b \in (K, L))$ 的累积分布函数和概率密度函数分别为^[21]:

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

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

通信过程中,无人机中继和目的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。由于目前用户数量迅速增加、网络部署密集,在无人机中继 $R_i (1 \leq i \leq Q)$ 处设置 K 路共道干扰,目的节点 D 处设置 L 路共道干扰。

1.2 信号模型

多无人机协作通信过程包括两个时隙。在第一时间隙,源节点 S 广播信号给目的节点 D 和所有无人机中继 R_i , 考虑到存在共道干扰,无人机 R_i 和目的节点 D 处接收到的信号分别表示为:

$$y_{SR_i} = h_{SR_i} \sqrt{P_S} x_S + \sum_{k=1}^K \sqrt{P_{I_k}} h_{K_i R_i} x_k + w_{SR_i} \quad (3)$$

$$y_{SD} = h_{SD} \sqrt{P_S} x_S + \sum_{l=1}^L \sqrt{P_{I_l}} h_{L_l D} x_l + w_{SD} \quad (4)$$

式中: x_S 为源节点 S 发送的信号; x_k 和 x_l 分别为无人机 R_i 处和目的节点 D 处的共道干扰信号; P_S 为源节点 S 的发射功率; P_{I_k} 和 P_{I_l} 分别为无人机 R_i 处和目的节点 D 处共道干扰源的发射功率; w_{SR_i} 和 w_{SD} 分别为 R_i 和 D 接收信号的背景噪声。

通常衡量信号质量的指标为信噪比 (Signal to noise ratio, SNR), 其定义为信号功率与噪声功率的比值。本文考虑共道干扰的存在, 因此计算解码信号的 SINR 进行具体的系统性能分析。SINR 为信号功率与干扰加噪声功率的比值。其中, 干扰加噪声功率是指共道干扰信号和噪声的总功率。因此, R_i 和 D 接收信号的 SINR 分别表示为:

$$\gamma_{SR_i} = \frac{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_T} |h_{SR_i}|^2}{\sum_{k=1}^K P_{I_k} d_{K_i R_i}^{-\alpha_T} |h_{K_i R_i}|^2 + N_0} = \frac{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_T} |h_{SR_i}|^2}{Y + N_0} \quad (5)$$

$$\gamma_{SD} = \frac{P_S d_{SD}^{-\alpha_T} |h_{SD}|^2}{\sum_{l=1}^L P_{I_l} d_{L_l D}^{-\alpha_T} |h_{L_l D}|^2 + N_0} = \frac{P_S d_{SD}^{-\alpha_T} |h_{SD}|^2}{Z + N_0} \quad (6)$$

式中: $Y = \sum_{k=1}^K P_{I_k} d_{K_i R_i}^{-\alpha_T} |h_{K_i R_i}|^2$, $Z = \sum_{l=1}^L P_{I_l} d_{L_l D}^{-\alpha_T} |h_{L_l D}|^2$ 。

为了便于分析,本文给出了 Y 和 Z 的概率分布函数^[22],其公式分别为:

$$f_Y(y) = \left(\frac{m_{K_i R_i}}{P_{I_k} d_{K_i R_i}^{-\alpha_T} \Omega_{K_i R_i}} \right)^{m_{K_i R_i} K} \times \frac{y^{m_{K_i R_i} K - 1}}{\Gamma(m_{K_i R_i} K)} \times \exp\left(-\frac{m_{K_i R_i} y}{P_{I_k} d_{K_i R_i}^{-\alpha_T} \Omega_{K_i R_i}}\right) \quad (7)$$

$$f_Z(z) = \left(\frac{m_{L_l D}}{P_{I_l} d_{L_l D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_l D}} \right)^{m_{L_l D} L} \times \frac{z^{m_{L_l D} L - 1}}{\Gamma(m_{L_l D} L)} \times \exp\left(-\frac{m_{L_l D} z}{P_{I_l} d_{L_l D}^{-\alpha_T} \Omega_{L_l D}}\right) \quad (8)$$

式中: $m_{K_i R_i}$ 表示衰落深度; $\Omega_{K_i R_i}$ 表示扩散参数; K 表示共道干扰设备数量; $m_{L_l D}$ 表示衰落深度; L 表示扩散参数,表示共道干扰设备数量。

在第二时隙,多无人机中继采用协作中继选择策略,选择最佳无人机中继解码转发源节点信息。选择过程中,瞬时接收 SINR 大于中断阈值 γ_{th} 的所有无人机组成的解码集合 C 。

当解码集合 C 为空集,即所有无人机均未能解码源节点信息时, $S \rightarrow R$ 通信链路中断。当 C 非空时,从集合中选择与目的节点间最大 SINR 的无人机中继,采用解码转发协议转发重新编码后的源节点信息,此时目的节点接收到的信号可以表示为:

$$y_{R,D} = h_{R,D} \sqrt{P_{R_i}} \hat{x}_s + \sum_{l=1}^L \sqrt{P_{I_l}} h_{L_l D} x_l + w_{R,D} \quad (9)$$

式中: P_{R_i} 为无人机中继的发射功率; $\hat{x}_s$ 表示解码转发后重新编码后的源节点信号; $w_{R,D}$ 为目的节点 D 接收无人机转发信号的背景噪声。目的节点 D 接收信号的 SINR 表示为:

$$\gamma_{R,D} = \frac{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_T} |h_{R_i D}|^2}{Z + N_0} \quad (10)$$

此外,根据集合 C 中无人机中继与目的节点间的最大 SINR 选择最佳无人机的过程,可以描

述为:

$$\gamma_{R,D} = \max_{R_i \in C} (\gamma_{R_i D}) = \frac{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_T}}{Z + N_0} \max_{R_i \in C} (|h_{R_i D}|^2) \quad (11)$$

式中: $\gamma_{R,D}$ 为最佳无人机的 SINR。最终,目的节点既接收到直连链路传输的信号,又接收到无人机协作中继链路传输的信号,此时目的节点采用 SC 或 MRC 合并接收信号。当采用 SC 时,无人机协作中继传输端到端 SINR 为 $\gamma^{SC} = \max(\gamma_{SD}, \gamma_{R,D})$; 当采用 MRC 时,端到端 SINR 为 $\gamma^{MRC} = \gamma_{SD} + \gamma_{R,D}$ 。

2 采用 SC 策略的系统中断分析

中断概率是描述通信系统中中断事件发生概率的参数,其大小取决于通信链路的平均信噪比及信道衰落分布模型。本节分析目的节点采用 SC 策略的系统中断概率。

2.1 采用 SC 策略的系统精确中断概率

根据多无人机中继选择过程,采用 SC 策略的系统精确中断概率定义为:第一时隙目的节点和所有无人机中继均未能解码源节点信息;第二时隙存在部分无人机成功解码源节点信息,但第二时隙目的节点未能成功解码无人机转发的信息。因此,由全概率公式给出精确中断概率表达式,即:

$$P_{out}^{SC} = \Pr(C = \emptyset) \Pr(\gamma_{SD} < \gamma_{th}) + \sum_{q=1}^Q \sum_{C \subset R_i} \Pr(|C|=q) \Pr(\gamma^{SC} < \gamma_{th}) \quad (12)$$

式中: $\Pr(C = \emptyset)$ 为在共道干扰存在的情况下解码集合 C 为空集的概率; $\Pr(|C|=q)$ 为 q 个无人机中继成功解码源节点信息的概率。 $\Pr(C = \emptyset)$ 和 $\Pr(|C|=q)$ 可分别表示为:

$$\Pr(C = \emptyset) = \prod_{i=1}^Q \Pr(\gamma_{SR_i} < \gamma_{th}) = \left[\int_0^\infty \Pr\left(|h_{SR_i}|^2 < \frac{\gamma_{th}(y + N_0)}{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_T}} | y\right) f_Y(y) dy \right]^Q \quad (13)$$

$$\Pr(|C|=q) =$$

$$\prod_{R_i \in C} \Pr(\gamma_{SR_i} > \gamma_{th}) \prod_{R_j \notin C, i \neq j} \Pr(\gamma_{SR_j} < \gamma_{th}) \quad (14)$$

式中: $\Pr(\gamma_{SR_i} > \gamma_{th})$ 为解码集合 C 中的无人机中继 R_i 能够解码信息的概率,其具体计算公式为:

$$\Pr(\gamma_{SR_i} > \gamma_{th}) = \Pr\left(|h_{SR_i}|^2 > \frac{\gamma_{th}(Y + N_0)}{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_{\tau}}} | y\right) = \exp\left(-\frac{\gamma_{th} m_{SR_i} N_0}{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SR_i}}\right) \frac{\Delta_2^{m_{K_i R_i} K}}{\Gamma(m_{K_i R_i} K)} \times \sum_{m_1=0}^{m_{SR_i}-1} \sum_{m_2=0}^{m_1} \left(\frac{C_{m_1}^{m_2} \Gamma(m_2 + m_{K_i R_i} K) \Delta_1^{m_1}}{m_1! N_0^{m_2-m_1} (\Delta_1 + \Delta_2)^{m_2 + m_{K_i R_i} K}} \right) \quad (15)$$

式中: $\Delta_1 = \frac{\gamma_{th} m_{SR_i}}{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SR_i}}$, $\Delta_2 = \frac{m_{K_i R_i}}{P_{I_i} d_{K_i R_i}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{K_i R_i}}$ 。同理,

$\Pr(\gamma_{SR_j} < \gamma_{th})$ 由下式计算得到:

$$\Pr(\gamma_{SR_j} < \gamma_{th}) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th} m_{SR_j} N_0}{P_S d_{SR_j}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SR_j}}\right) \times \sum_{m_1=0}^{m_{SR_j}-1} \sum_{m_2=0}^{m_1} \left(\frac{C_{m_1}^{m_2} \Gamma(m_2 + m_{K_i R_j} K) \Delta_1^{m_1} \Delta_2^{m_{K_i R_j} K}}{m_1! N_0^{m_2-m_1} \Gamma(m_{K_i R_j} K) (\Delta_1 + \Delta_2)^{m_2 + m_{K_i R_j} K}} \right) \quad (16)$$

将式(15)和式(16)分别代入式(13)和式(14),即可计算出 $\Pr(C = \emptyset)$ 和 $\Pr(|C| = q)$ 。

在式(12)中, $\Pr(\gamma_{SD} < \gamma_{th})$ 为第一时隙目的节点未能成功解码源节点信息的概率,表达式为:

$$\Pr(\gamma_{SD} < \gamma_{th}) = \Pr\left(|h_{SD}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th} N_0 m_{SD}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SD}}\right) \frac{\Delta_4^{m_{L_i D} L}}{\Gamma(m_{L_i D} L)} \times \sum_{m_3=0}^{m_{SD}-1} \sum_{m_4=0}^{m_3} \left(\frac{C_{m_3}^{m_4} \Gamma(m_4 + m_{L_i D} L) \Delta_3^{m_3}}{m_3! N_0^{m_4-m_3} (\Delta_3 + \Delta_4)^{m_4 + m_{L_i D} L}} \right) \quad (17)$$

式中: $\Delta_3 = \frac{\gamma_{th} m_{SD}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SD}}$, $\Delta_4 = \frac{m_{L_i D}}{P_{I_i} d_{L_i D}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{L_i D}}$ 。若解码

集合 C 不为空集,则 $\Pr(\gamma^{SC} < \gamma_{th})$ 的定义为:在解码集合 C 非空时,目的节点通过直连链路接收的信号和通过最佳无人机中继链路接收的信号均未能成功解码的概率。基于共道干扰引起的端到端 SINR 相关性, $\Pr(\gamma^{SC} < \gamma_{th})$ 的具体计算公式如下:

$$\Pr(\gamma^{SC} < \gamma_{th}) = \Pr(\max(\gamma_{SD}, \gamma_{R,D}) < \gamma_{th}) = \int_0^\infty \prod_{i=1}^q \Pr\left(|h_{R,D}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right) \times \Pr\left(|h_{SD}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right) f_Z(z) dz \quad (18)$$

式中:条件概率 $\Pr\left(|h_{R,D}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right)$ 为目的节点 D 未能成功解码无人机中继发送信号的

概率,通过进一步计算可得:

$$\prod_{i=1}^q \Pr\left(|h_{R_i D}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right) = \sum_{q_1=0}^q \frac{C_q^{q_1}}{(-1)^{q_1}} \exp\left(-\frac{q_1 \gamma_{th}(N_0 + z)}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_{\tau}} \sigma_{R_i D}^2}\right) \quad (19)$$

同理, $\Pr\left(|h_{SD}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right)$ 的计算公

式为:

$$\Pr\left(|h_{SD}|^2 < \frac{\gamma_{th}(Z + N_0)}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}}} | z\right) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}(z + N_0) m_{SD}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SD}}\right) \times \sum_{m_3=0}^{m_{SD}-1} \sum_{m_4=0}^{m_3} \left(\frac{C_{m_3}^{m_4} z^{m_4}}{m_3! N_0^{m_4-m_3}} \left(\frac{\gamma_{th} m_{SD}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SD}} \right)^{m_3} \right) \quad (20)$$

将式(19)(20)代入式(18),计算的 $\Pr(\gamma^{SC} < \gamma_{th})$ 为:

$$\Pr(\gamma^{SC} < \gamma_{th}) = \sum_{q_1=0}^q \left(\frac{C_q^{q_1} \Delta_4^{m_{L_i D} L} \exp(-\Delta_5 N_0)}{(-1)^{q_1} (\Delta_5 + \Delta_4)^{m_{L_i D} L}} \right) - \frac{\Delta_4^{m_{L_i D} L}}{\exp((\Delta_3 + \Delta_5) N_0)} \times \sum_{q_1=0}^q \sum_{m_3=0}^{m_{SD}-1} \sum_{m_4=0}^{m_3} \left(\frac{(-1)^{q_1} C_q^{q_1} C_{m_3}^{m_4} \Gamma(m_4 + m_{L_i D} L) \Delta_3^{m_3}}{m_3! N_0^{m_4-m_3} \Gamma(m_{L_i D} L) (\Delta_3 + \Delta_4 + \Delta_5)^{m_4 + m_{L_i D} L}} \right) \quad (21)$$

式中: $\Delta_5 = \frac{q_1 \gamma_{th}}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_{\tau}} \sigma_{R_i D}^2}$ 。经过上述计算,即可得到

采用 SC 策略的系统中断概率的精确闭式表达式。

2.2 采用 SC 策略的系统渐近中断概率

渐近中断概率能够有效地反映系统在高信噪比条件下的性能及系统获得的分集增益,本节详细计算了采用 SC 策略的系统渐近中断概率。在高信噪比条件下,即 $N_0 \rightarrow 0$, 通过计算得到 $\Pr(\gamma_{SR_i} > \gamma_{th})$ 和 $\Pr(\gamma_{SD} < \gamma_{th})$ 的渐近表达式分别为:

$$\Pr(\gamma_{SR_i} > \gamma_{th}) \stackrel{N_0 \rightarrow 0}{\approx} \frac{1}{\Gamma(m_{K_i R_i} K)} \left(\frac{m_{K_i R_i}}{P_{I_i} d_{K_i R_i}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{K_i R_i}} \right)^{m_{K_i R_i} K} \times \sum_{m_1=0}^{m_{SR_i}-1} \left(\left(\frac{\gamma_{th} m_{SR_i}}{P_S d_{SR_i}^{-\alpha_{\tau}} \Omega_{SR_i}} \right)^{m_1} \frac{\Gamma(m_1 + m_{K_i R_i} K)}{m_1! (\Delta_1 + \Delta_2)^{m_1 + m_{K_i R_i} K}} \right) \quad (22)$$

$$\Pr(\gamma_{SD} < \gamma_{th}) \stackrel{N_0 \rightarrow 0}{\approx} 1 - \sum_{m_3=0}^{m_{SD}-1} \sum_{m_4=0}^{m_3} \frac{\Delta_3^{m_3} \Delta_4^{m_{LD}-m_3} \Gamma(m_3 + m_{LD}L)}{m_3! \Gamma(m_{LD}L) (\Delta_3 + \Delta_4)^{m_3 + m_{LD}L}} \quad (23)$$

同理,可得 $\Pr(\gamma_{SR_j} < \gamma_{th})$ 的渐近表达式为:

$$\Pr(\gamma_{SR_j} < \gamma_{th}) \stackrel{N_0 \rightarrow 0}{\approx} 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{K_i R_j} K)} \left(\frac{m_{K_i R_j}}{P_{i,j} d_{K_i R_j}^{-\alpha_\tau} \Omega_{K_i R_j}} \right)^{m_{K_i R_j} K} \times \sum_{m_1=0}^{m_{SR_j}-1} \left(\left(\frac{\gamma_{th} m_{SR_j}}{P_S d_{SR_j}^{-\alpha_\tau} \Omega_{SR_j}} \right)^{m_1} \frac{\Gamma(m_1 + m_{K_i R_j} K)}{m_1! (\Delta_1 + \Delta_2)^{m_1 + m_{K_i R_j} K}} \right) \quad (24)$$

当 $N_0 \rightarrow 0$ 时, $\Pr(\max(\gamma_{SD}, \gamma_{R,D}) < \gamma_{th})$ 的渐近表达式为:

$$\Pr(\max(\gamma_{SD}, \gamma_{R,D}) < \gamma_{th}) \stackrel{N_0 \rightarrow 0}{\approx} \sum_{q_1=0}^q \left[\left(\frac{\Delta_4^{m_{LD}L} C_q^{q_1} (-1)^{q_1}}{(\Delta_4 + \Delta_5)^{m_{LD}L}} \right) - \sum_{m_3=0}^{m_{SD}-1} \left(\frac{\Delta_4^{m_{LD}L} C_q^{q_1} (-1)^{q_1} \Gamma(m_3 + m_{LD}L) \Delta_3^{m_3}}{m_3! \Gamma(m_{LD}L) (\Delta_3 + \Delta_4 + \Delta_5)^{m_3 + m_{LD}L}} \right) \right] \quad (25)$$

结合式(12)~式(14)、式(22)~式(25),即可得到目的节点采用SC策略的系统渐近中断概率。

3 采用MRC策略的系统中断分析

本节分析目的节点 $\Pr(\gamma^{MRC} < \gamma_{th})$ 采用MRC策略的系统中断概率。

3.1 采用MRC策略的系统精确中断概率

当目的节点采用MRC策略时,系统中中断概率表达式为:

$$P_{out}^{MRC} = \Pr(C = \emptyset) \Pr(\gamma_{SD} < \gamma_{th}) + \sum_{q=1}^Q \sum_{C \subseteq R_j} \Pr(|C|=q) \Pr(\gamma^{MRC} < \gamma_{th}) \quad (26)$$

式中: $\Pr(\gamma^{MRC} < \gamma_{th})$ 为在已知 C 的条件下采用MRC策略多无人机协作中继传输的端到端 SINR 低于中断阈值 γ_{th} 的概率。基于共道干扰引起的端到端 SINR 相关性, $\Pr(\gamma^{MRC} < \gamma_{th})$ 的计算公式为:

$$\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{th}) = \Pr\left(\frac{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau} |h_{SD}|^2}{Z + N_0} + \frac{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau}}{Z + N_0} \max(|h_{R_i D}|^2) < \gamma_{th}\right) = \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr(\max(|h_{R_i D}|^2) < \Phi_1 |h_{SD}|^2, z) \times f_{|h_{SD}|^2}(x) f_Z(z) dx dz \quad (27)$$

式中: $\Phi_1 = \frac{(z + N_0)\gamma_{th} - P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau} |h_{SD}|^2}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau}}$ 。考虑积分的有效区间: 当 $|h_{SD}|^2 < \frac{(z + N_0)\gamma_{th}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}$ 时, $\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{th}) = 0$; 当 $|h_{SD}|^2 > \frac{(z + N_0)\gamma_{th}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}$ 时, 通过进一步计算可得:

$$\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{th}) = \int_0^\infty \int_{\frac{(z + N_0)\gamma_{th}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}}^\infty \Pr(\max(|h_{R_i D}|^2) < \Phi_1 |h_{SD}|^2, z) \times f_{|h_{SD}|^2}(x) f_Z(z) dx dz = \begin{cases} \sum_{q_1=0}^q C_q^{q_1} (-1)^{q_1} X_1, & \frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} = \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau} \sigma_{R_i D}^2} \\ \sum_{q_1=0}^q C_q^{q_1} (-1)^{q_1} X_2, & \frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \neq \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau} \sigma_{R_i D}^2} \end{cases} \quad (28)$$

当 $\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} = \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau} \sigma_{R_i D}^2}$ 时, X_1 的计算公式为:

$$X_1 = \frac{\Delta_4^{m_{LD}L} \exp(-\Delta_5 N_0)}{\Delta_3^{m_{SD}} \Gamma(m_{SD}) \Gamma(m_{LD}L)} \times \sum_{n=0}^{m_{SD}} \left[\frac{C_{m_{SD}}^n \Gamma(n + m_{LD}L) N_0^{m_{SD}-n}}{m_{SD} (\Delta_4 + \Delta_5)^{n + m_{LD}L}} \right] \quad (29)$$

当 $\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \neq \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau} \sigma_{R_i D}^2}$ 时, X_2 的计算公式为:

$$X_2 = \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \frac{\Delta_4^{m_{LD}L} \exp(-\Delta_5 N_0)}{(\Delta_4 + \Delta_5)^{m_{LD}L}} - \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \frac{\Delta_4^{m_{LD}L}}{\Gamma(m_{LD}L)} \exp\left(-\Delta_5 N_0 - \frac{\Delta_6 N_0 \gamma_{th}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}\right) \times \sum_{m_5=0}^{m_{SD}-1} \sum_{m_6=0}^{m_5} \left[\frac{C_{m_5}^{m_6} \Gamma(m_6 + m_{LD}L) \Delta_6^{m_5-m_6} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}} \right)^{m_5}}{m_5! N_0^{m_6-m_5} \left(\frac{\Delta_5 \gamma_{th}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}} + \Delta_4 + \Delta_5 \right)^{m_6 + m_{LD}L}} \right] \quad (30)$$

式中: $\Delta_6 = \frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} - \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_\tau}}{P_{R_i} d_{R_i D}^{-\alpha_\tau} \sigma_{R_i D}^2}$ 。

最后,结合式(15)~式(17)、式(26)、式(28)~(30)得到 $P_{\text{out}}^{\text{MRC}}$ 的精确表达式。

3.2 采用 MRC 策略的系统渐近中断概率

由式(28)可知, $\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{\text{th}})$ 的闭式表达式为分段函数。因此,当目的节点采用 MRC 策略,且 $\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} = \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_T}}{P_{R_i} d_{R_i,D}^{-\alpha_T} \sigma_{R_i,D}^2}$ 时, $\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{\text{th}})$ 的渐近式为:

$$\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{\text{th}}) \stackrel{N_0 \rightarrow 0}{\approx} \sum_{q_1=0}^q \left(\frac{(-1)^{q_1} C_q^{q_1} \Gamma(n + m_{L,D} L) \Delta_3^{m_{SD}} \Delta_4^{m_{L,D} L}}{m_{SD} \Gamma(m_{SD}) \Gamma(m_{L,D} L) (\Delta_4 + \Delta_5)^{m_{SD} + m_{L,D} L}} \right) \quad (31)$$

当 $\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \neq \frac{q_1 P_S d_{SD}^{-\alpha_T}}{P_{R_i} d_{R_i,D}^{-\alpha_T} \sigma_{R_i,D}^2}$ 时,其渐近式为:

$$\Pr(\gamma_{SD} + \gamma_{R,D} < \gamma_{\text{th}}) \stackrel{N_0 \rightarrow 0}{\approx} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \sum_{q_1=0}^q \left(\frac{C_q^{q_1}}{(-1)^{q_1}} \left(\frac{\Delta_4}{\Delta_4 + \Delta_5} \right)^{m_{L,D} L} \right) - \sum_{q_1=0}^q \sum_{m_5=0}^{m_{SD}-1} \left[\frac{C_q^{q_1} \Gamma(m_5 + m_{L,D} L) \Delta_4^{m_{L,D} L} \Delta_6^{m_5 - m_{SD}}}{(-1)^{q_1} m_5! \Gamma(m_{L,D} L)} \times \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \left(\frac{\gamma_{\text{th}}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_T}} \right)^{m_5} \left(\frac{\Delta_6 \gamma_{\text{th}}}{P_S d_{SD}^{-\alpha_T}} + \Delta_4 + \Delta_5 \right)^{-m_5 - m_{L,D} L} \right] \quad (32)$$

结合式(22)(24)(26)(31)(32),即可得到目的节点采用 MRC 策略的渐近中断概率表达式。

4 仿真实验及分析

本节通过数值仿真验证前文理论分析。在以城市为背景的通信环境下,设置 Nakagami- m 衰落信道的扩散参数 $\Omega_{ab} = 3$, 传输速率 $R_s = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, 在不注明的情况下无人机坐标为 $(0, 0, H)$ 。在衰落参数、无人机高度、路径损耗系数、无人机数量及共道干扰数量不作为控制变量时, $P_S = 28 \text{ dB}$, $P_{R_i} = 8 \text{ dB}$, $m_{ab} = 2$, $H = 50 \text{ m}$, $\alpha_T = 0.4$, $Q = 3$, $K = 4$, $L = 4$, $\gamma_{\text{th}} = 2^{R_s} - 1$ 。此外,实验仿真过程中以 $\gamma (\gamma = 1/N_0)$ 作为横坐标。

图 2 描述了不同无人机中继数量下 γ 与中断概率的关系。当 γ 在 $-25 \sim 10 \text{ dB}$ 范围内时,目的节点的中断概率随 γ 增大逐渐减小;当 $\gamma > 10 \text{ dB}$ 时,目的节点的中断概率趋于定值。从图 2 中可以看出,当无人机中继数量增加时,该无人机协作

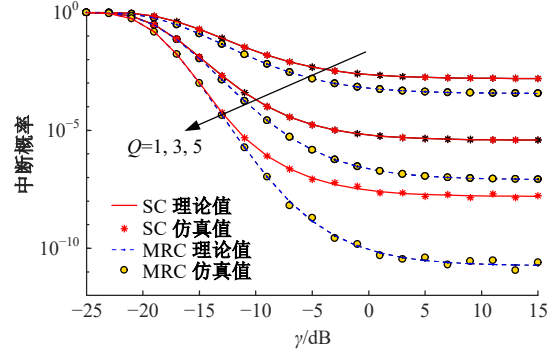


图 2 系统中中断概率与 γ 的关系

Fig. 2 Relationship between system outage probability and γ

通信系统获得分集增益,中断性能显著提升。

图 3 给出了共道干扰数量增加时的系统中中断概率及高信噪比条件下的渐近中断概率。当无人机中继与目的节点处的共道干扰数量增加时,系统中中断概率明显增大。受共道干扰的影响,在高信噪比条件下,目的节点中断概率趋于饱和值,中断概率曲线斜率为 0,即系统的分集阶数为 0;当共道干扰不存在时系统的中断概率在高信噪比区域不收敛,此时,系统分集阶数不为 0,且系统中中断概率随 γ 增大持续减小^[23]。对比结果表明,共道干扰数量增多会使中断概率饱和值增大。

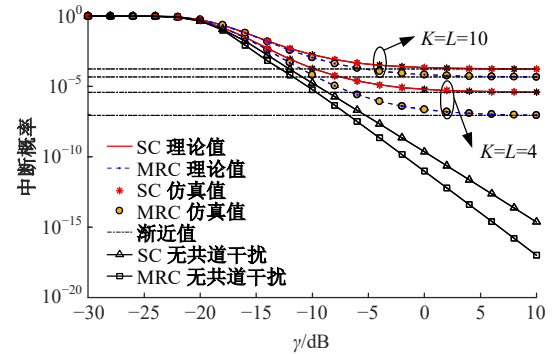
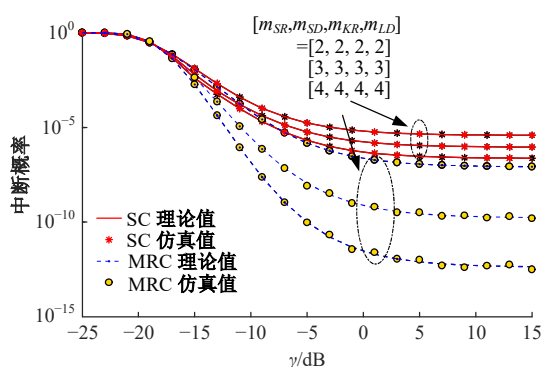


图 3 R_i 和 D 处的共道干扰数目改变时系统中中断概率随 γ 的变化曲线

Fig. 3 Curve of system outage probability varying with γ when number of co-channel interference at R_i and D varies

图 4 描述了不同 Nakagami- m 衰落参数下 γ 与中断概率的关系。随着 m_{ab} 的增大,目的节点的中断概率显著减小,这是因为在考虑小尺度衰落时, m_{ab} 可表示到达目的节点的视距链路数量, m_{ab} 越大实现视距链路通信的可能性越高,通信过程中可获得更高增益。此外,当 m_{ab} 增大时,采用 MRC 策略的系统中中断性能提升幅度明显高于采

图 4 m 变化时系统中断概率随 γ 的变化曲线Fig. 4 Curve of system outage probability with respect to γ as m varies

用 SC 策略的系统中断性能。值得注意的是, m_{ab} 为通信环境的固有参数, 不能人为改变 m_{ab} 的取值以提高系统性能。

图 5(a) 和图 5(b) 分别给出了当目的节点采用 SC 策略和 MRC 策略时, 无人机飞行过程中目的节点的中断概率。无人机从初始位置 $d_0(0, -240 \text{ m})H$, 向目的节点飞行, 中断概率逐渐减小至最小值, 随后无人机抵达目的节点正上方向远处再飞行, 系统中断概率持续攀升直至通信彻底中断。从图 5 中可以看出, 最小中断概率对应的位置即无人机最佳位置, 图 5(a) 和图 5(b) 中最小中断概率分别为 1.76×10^{-6} 和 1.44×10^{-16} , 对

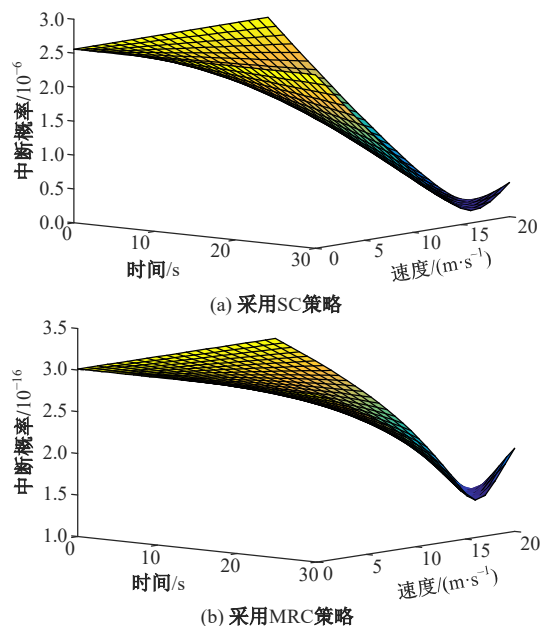


图 5 无人机飞行时系统中断概率的变化曲线

Fig. 5 Curve of system outage probability during UAV flight

应的无人机最佳位置坐标分别为 $(0, 236, 50) \text{ m}$ 和 $(0, 243, 50) \text{ m}$ 。

5 结 论

(1) 在信息传输过程中, 通过协作中继选择策略, 选择最佳无人机中继进行信息传输, 能够提高资源利用率和信号传输的可靠性。

(2) 受共道干扰的影响, 系统中断概率在高信噪比区域出现饱和值, 当环境中共道干扰影响加剧时, 系统中断性能显著降低。

(3) 无人机通信过程中建立的视距链路越多, 系统性能越好。此外, 当无人机数量增多时, 在达到饱和值之前, 系统中断概率会获得更多的分集增益, 能够弥补共道干扰引起的系统性能下降。

参考文献:

- [1] Zhang S H, Zhang H L, Song L Y. Beyond D2D: full dimension UAV-to-everything communications in 6G[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(6): 6592-6602.
- [2] Gamal C, An K, Li X W, et al. Performance of hybrid satellite-UAV NOMA systems[C]//IEEE International Conference on Communications, Seoul, Korea, 2022: 189-194.
- [3] 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.
Chen Xin-ying, 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.
- [4] Dabiri M T, Safi H, Parsaeefard S, et al. Analytical channel models for millimeter wave UAV networks under hovering fluctuations[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(4): 2868-2883.
- [5] 何颖, 樊俊松, 王巍, 等. 无人机空地安全通信与航迹规划的多目标联合优化方法[J]. 吉林大学学报: 工学版, 2023, 53(3): 913-922.
He Ying, Fan Jun-song, Wang Wei, et al. Joint optimization of secure communication and trajectory planning in unmanned aerial vehicle air-to-ground[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2023, 53(3): 913-922.
- [6] 张广驰, 陈娇, 崔苗, 等. 无人机交替中继通信及其轨迹优化和功率分配研究[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(12): 3554-3562.
Zhang Guang-chi, Chen Jiao, Cui Miao, et al. Tra-

- jectory optimization and power allocation for UAV alternate relay communications[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(12): 3554-3562.
- [7] Tran H, Dang V H, Niyato D, 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.
- [8] Do D T, Le A T, Liu Y W, et al. User grouping and energy harvesting in UAV-NOMA system with AF/DF relaying[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(11): 11855-11868.
- [9] 荆文龙, 周成虎, 李勇, 等. 基于无人机智能基地的空地协同低空无人机遥感网构建及应用[J]. *遥感学报*, 2023, 27(2): 209-223.
- Jing Wen-long, Zhou Cheng-hu, Li Yong, et al. Development and applications of the UAV remote sensing network based on the intelligent UAV base station [J]. *National Remote Sensing Bulletin*, 2023, 27(2): 209-223.
- [10] Ji Y H, Yu K, Qiu J, et al. Massive MIMO and secrecy guard zone based improving physical layer security in UAV-Enabled uRLLC networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 4553-4567.
- [11] Hoang T M, Nguyen B C, Le X H, et al. Outage probability and throughput of mobile multiantenna UAV-assisted FD-NOMA relay system with imperfect CSI[J]. *IEEE Systems Journal*, 2023, 17(1): 1477-1488.
- [12] Bithas P S, Moustakas A L. Generalized UAV selection with distributed transmission policies[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(2): 741-756.
- [13] Dang V H, Tran H, Ho T D, et al. Throughput optimization for NOMA energy harvesting cognitive radio with multi-UAV-assisted relaying under security constraints[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2023, 9(1): 82-98.
- [14] Nguyen M D, Le L B, Girard A. Integrated UAV trajectory control and resource allocation for UAV-based wireless networks with co-channel interference management[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 9(14): 12754-12769.
- [15] Ssettumba T, Abd El-Malek A H, Elsabrouty M, et al. Physical layer security enhancement for Internet of Things in the presence of co-channel interference and multiple eavesdroppers[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2019, 6(4): 6441-6452.
- [16] Swaminathan R, Roy R, Selvaraj M D. Performance comparison of selection combining with full CSI and switch-and-examine combining with and without post-selection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 65(5): 3217-3230.
- [17] 程卫军, 朱柏承. 基于最小路由数的多节点合作 MRC 系统的性能分析[J]. *电子学报*, 2007(7): 1246-1250.
- Cheng Wei-jun, Zhu Bo-cheng. Performance analysis of multi-node cooperative MRC system with minimum routes[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007(7): 1246-1250.
- [18] Zhao H, Tan Y Y, Pan G F, et al. Ergodic secrecy capacity of MRC/SC in single-input multiple-output wiretap systems with imperfect channel state information[J]. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 2017, 18(4): 578-590.
- [19] Dang-Ngoc H, Nguyen D N, Ho-Van K, et al. Secure swarm UAV-assisted communications with cooperative friendly jamming[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, 9(24): 25596-25611.
- [20] 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.
- [21] Singh C K, Upadhyay P K, Lehtomaki J. Performance analysis and deep learning assessment of full-duplex overlay cognitive radio NOMA networks under non-ideal system imperfections[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2023, 9(3): 664-682.
- [22] Ozduran V, Mohammadi M, Ansari I S, et al. Performance analysis of uplink non-orthogonal multiple access in the presence of co-channel interference[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(9): 11590-11602.
- [23] 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.
- Ye Ying-hui, Tian Yu-jia, Lu Guang-yue, et al. Outage performance of commensal symbiotic radio based on energy harvesting[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(7): 2350-2357.