

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518971

多功能 RIS 辅助隐蔽通信的无人机位置优化方法<sup>\*</sup>王 容<sup>1</sup> 李云翔<sup>1,2</sup> 张 爽<sup>1</sup> 田 文<sup>1,2</sup> 石怀峰<sup>1,2</sup>

(1.南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044;2.南京信息工程大学复杂环境智能保障技术教育部重点实验室 南京 210044)

**摘要:**针对现有隐蔽通信方法通过视距链路来近似通信信道模型而导致性能评估不准确的问题,并且为了更好地适应现实世界的通信信道条件,构建了一种由配备多功能可重构智能面的无人机辅助的新型隐蔽通信模型。具体来说,该模型分析了视距和非视距混合链路的情况,研究了利用无人机配备多功能可重构智能面作为灵活中继,并通过优化无人机的飞行位置来增强信噪比和有效吞吐量。首先推导了混合信道模型的数学表达式;然后,将隐蔽约束从不完全伽马函数转换为与相对熵相关的约束,并相应地优化了无人机的传输功率和块长度;最后,通过分析在相关熵约束下的信噪比和有效吞吐量的功能特性,获得了无人机的最佳飞行位置。并且所提模型相比非视距链路信道,在最优飞行位置时信噪比提高了42%。大量数据结果表明所提出的模型在增强信噪比和有效吞吐量方面优于现有的工作。

**关键词:** 隐蔽通信;视距;非视距;无人机;多功能可重构智能面

**中图分类号:** TN92 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.50

## Optimization of UAV position based on multifunctional RIS-assisted covert communication

Wang Rong<sup>1</sup> Li Yunxiang<sup>1,2</sup> Zhang Shuang<sup>1</sup> Tian Wen<sup>1,2</sup> Shi Huai Feng<sup>1,2</sup>

(1. School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China; 2. Key Laboratory of Intelligent Support Technology in Complex Environment, Ministry of Education, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** To address the issue of inaccurate performance evaluation caused by approximating the communication channel model through line-of-sight links in existing covert communication methods, and to better adapt to real-world communication channel conditions, a novel covert communication model assisted by an unmanned aerial vehicle (UAV) equipped with a multifunctional reconfigurable intelligent surface is proposed. Specifically, based on a hybrid link of line-of-sight and non-line-of-sight, the model utilizes the multifunctional reconfigurable intelligent surface as a flexible relay and optimizes the UAV's flying location to enhance the signal-to-noise ratio and effective throughput. The hybrid channel model expression is first derived. Then, the covert constraint is transformed from an incomplete gamma function to a constraint related to relative entropy, and the UAV's transmission power and block length are correspondingly optimized. Finally, by analyzing the functional characteristics of SNR and effective throughput under the relative entropy constraints, the optimal flying location for the UAV is obtained. Compared with non-line-of-sight link channels, the proposed model improved the SNR by 42% at the optimal flight position. Extensive numerical results indicate that the proposed model outperforms existing works in enhancing SNR and effective throughput.

**Keywords:** covert communication; line-of-sight; non-line-of-sight; unmanned aerial vehicle; multifunctional reconfigurable intelligent surface

## 0 引 言

隐蔽通信,也称为隐身通信,涉及在不引起外界注意的情况下传输消息。这种方法通常采用加密技术或隐藏在其

他通信媒体中,以确保传输的内容对未经授权的个人不可访问。隐蔽通信起源于军事领域,用于高度机密的通信,如军事情报和军事行动<sup>[1]</sup>。随着计算机网络和信息技术的不断进步,隐蔽通信也被应用于网络安全和数据隐私保护等

收稿日期:2025-05-29

<sup>\*</sup> 基金项目:国家重点研发计划项目(2021QY0700)、国家自然科学基金(62401269, U21B2003, 62072250)、江苏省科技计划专项资金(基础研究计划自然科学基金)(BK20230415)、江苏省高等学校基础科学(自然科学)研究面上项目(23KJB120007)资助

领域。尽管隐蔽通信具有上述广泛的应用场景,传统的隐蔽通信场景也存在一些局限性,如通信范围较小。因此,引入无人机(unmanned aerial vehicle, UAV)到隐蔽通信中可以有效地扩大的隐蔽通信范围,并降低被发现的风险。

作为一种新型智能工具,无人机具有许多优势,包括低成本、高安全性、强灵活性、良好的便携性、实时数据提供、环保、强大的自动化能力和多样的应用领域。这些优势使无人机成为现代社会中不可或缺的工具,为各行各业提供了便利。在隐蔽通信中,无人机也扮演着重要角色。例如,Wang 等<sup>[2]</sup>采用无人机使得无线电力信号可以用作隐蔽通信信号的掩护。Yang 等<sup>[3]</sup>研究了由无人机支持的隐蔽通信系统来对抗守卫者,该系统具有主动地面监视器用于协同检测和实现位置不确定性。Chen 等<sup>[4]</sup>提出了一种策略,使用无人机作为隐蔽通信的中继,传输有限的消息长度,旨在最大化从发送者到预期接收者成功传输的信息量,同时避开空中监视的检测。Liang 等<sup>[5]</sup>评估了一种新型隐蔽通信系统的有效性,该系统利用友好的无人机干扰器来保护发送方 Alice 和接收方 Bob 之间的秘密通信,防止被窃听者拦截。

尽管无人机具有上述优势,传统的无人机在用作中继转发信号时也存在一些缺点,如信号强度低和通信距离短。因此,在通信过程中引入可重构智能面(reconfigurable intelligent surface, RIS)可以有效提高信号强度。例如,Shao 等<sup>[6]</sup>引入了一种新型的 RIS 辅助感知方法,通过利用廉价的 RIS 以更低的成本提高无线感知的效率。Liu 等<sup>[7]</sup>提出了一种基于 RIS 的同时传输和反射系统的新设计,回顾了现有的原型并讨论了同时传输和反射系统的潜在优势。Wang 等<sup>[8]</sup>提出了一种多功能可重构智能面(multifunctional reconfigurable intelligent surface, MF-RIS)架构,通过利用收集的能量放大 RIS 反射/折射的信号,显著增强了 RIS 的信号覆盖。因此,无人机和 RIS 的联合引入可以进一步提高通信性能。

然而,目前大多数研究论文仅考虑配备单功能可重构智能面(single-functional reconfigurable intelligent surface, SF-RIS)的无人机,这种 RIS 只能执行反射或折射的单一功能,或者根本不考虑 RIS。所有这些都无法满足多功能需求(即同时满足反射和折射功能),特别是在视距(line-of-sight, LoS)和非视距(non-line-of-sight, NLoS)混合链路信道下的动态需求<sup>[9]</sup>。

为了更好地适应实际环境中的通信信道情况,本文提出了一种基于视距和非视距混合链路的无人机配备多功能可重构智能面辅助隐蔽通信模型(unmanned aerial vehicle equipped with MF-RIS assisted covert communication model, UMCCM),通过本文提出的 UMCCM 提高信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)和有效吞吐量。具体来说,本文提出了一种更适合现实环境的通用混合链路信道模型。接下来,使用配备 MF-RIS 的无人机来提高信号强度,其中

MF-RIS 是一种先进技术,因其可重构性、多功能性和低功耗等关键特性而用于增强无线通信系统的性能<sup>[8]</sup>。此外,本文引入相对熵作为隐蔽性约束,以满足隐蔽性要求。此外,通过数学推导得出无人机的最佳功率和飞行位置。最后,将提出的 UMCCM 与其他方法进行比较,并比较在不同类型 RIS 下的 SNR。本文的主要贡献可以概括如下:

1)提出了一种混合信道模型,与仅考虑 LoS 信道的传统模型相比,该模型可以处理同时存在 LoS 和 NLoS 链路的混合信道情况,以及 LoS 和 NLoS 链路分别存在的情况。

2)引入了配备多功能可重构智能面的无人机辅助隐蔽通信,以提高通信性能。此外,还引入了基于相对熵的隐蔽性约束来提高 SNR。

3)构建了一个仿真环境,并使用 NLoS 作为信道模型,将提出的 UMCCM 与现有方法进行比较。大量实验结果表明,提出的 UMCCM 具有高度的可行性和优越性。

本文的其余部分结构如下:第 2 节讨论了相关工作。第 3 节介绍了系统模型。第 4 节展示了对配备 MF-RIS 的无人机。第 5 节给出了数值结果。最后,第 6 节对论文进行了总结。

## 1 隐蔽通信和无人机优化的相关工作

### 1.1 隐蔽通信场景

在经典的隐蔽通信场景中,多方旨在秘密地交换信息,通常使用隐藏在常规通信或行为中的提示、代码或符号,以避免被第三方发现<sup>[1]</sup>。例如,涉及在公共场合使用特定的手势或代码词来传递信息,或在电子通信中使用特定的词语或代码来隐藏真实意图。这种类型的隐蔽通信场景通常要求双方事先就特定的代码或方法达成一致,以确保信息的安全传输。

Che 等<sup>[10]</sup>提出了一种在多信道系统中选择随机子信道的隐蔽传输方案,以提高通信的隐蔽性。Xu 等<sup>[11]</sup>研究了交错认知无线网络中的有限块长隐蔽通信,并建立了交错有限块长隐蔽通信的分析模型。Lin 等<sup>[12]</sup>分析了在多载波信道上具有有限块长的隐蔽无线通信,并提出了一个优化问题,以在遵循受限功率预算的同时提高隐蔽传输速率。Ma 等<sup>[13]</sup>探讨了使用复杂的相控阵和线性频率分集阵列波束成形技术的有限块长毫米波隐蔽通信,以最大化天线增益,从而在受监控的空间环境中增强传输的隐蔽性和性能。Wang 等<sup>[14]</sup>研究了全双工毫米波隐蔽通信中隐蔽率的优化,探讨了在检测方 Eve 监控下,毫米波发射器向接收者隐蔽传输信息信号时,检测方的检测错误概率对单个和多个数据流的影响。Ma 等<sup>[15]</sup>研究了在多个守卫按泊松点过程随机分布的情况下,有限块长隐蔽通信,通过协同优化传输功率和块长来提高平均有效隐蔽吞吐量,同时考虑最大块长的约束。Hu 等<sup>[16]</sup>介绍了一种利用窄波段信号和雪崩光电二极管非线性抑制效应的水-空气光无线通信系统中的隐蔽传输方法。Bai 等<sup>[17]</sup>深入研究了使用毫米波大规模多

输入多输出混合波束成形的高速隐蔽消息传输,评估了人工噪声存在的影响,并提出了一种评估空间分布毫米波大规模多人多出信道固有稀疏性的方法。Justin 等<sup>[18]</sup>探讨了在可重构智能面辅助网络中的隐蔽通信,使用友好干扰器发射随机功率干扰信号,以阻止检测方检测发送方和接收方之间的通信,并引入了一种同时优化一系列参数(如传输功率和反射矩阵)的方法。Yian 等<sup>[19]</sup>介绍了一种在区块链上使用交易金额的隐蔽通信方案,通过特殊编码技术将消息隐藏在交易金额中,以增强嵌入容量。刘卓等<sup>[20]</sup>提出了一种基于稀疏多址接入技术的水声隐蔽通信方案,降低了误码率。

### 1.2 无人机在隐蔽通信场景中的应用

无人机在隐蔽通信中具有多方面的优势,包括低成本、高安全性和强灵活性。例如,Zhang 等<sup>[21]</sup>考虑了利用全双工无人机中继来协助管理员进行传输和混淆的隐蔽通信网络。Hu 等<sup>[22]</sup>采用深度强化学习设计了从无人机基站到地面用户的隐蔽数据传输的最优轨迹和功率分配方案,通过双延迟深度确定性策略梯度辅助算法确保守卫无法检测到。Chen 等<sup>[23]</sup>引入了一种配备多天线干扰器的无人机的隐蔽通信策略,以在随机分布的安全守卫存在的情况下提高地面发射器和无人机接收器之间的数据传输速率。地面发射器利用最大比传输,而干扰机制确保无人机发送的信号干扰守卫的监控而不影响合法传输。Zhou 等<sup>[24]</sup>提出了一个联合优化框架,用于全双工无人机网络的轨迹、最大人工噪声发射功率和用户调度策略,旨在隐蔽地从计划用户收集数据,同时最小化未计划用户的检测概率并遵守实际约束。Zhou 等<sup>[25]</sup>提出了一种高效的隐蔽通信模型,利用无人机从地面反向散射设备收集数据,同时确保系统管理员监控传输活动时无法检测到。Li 等<sup>[26]</sup>提出了一种在飞行自组网中进行隐蔽通信的架构,其中每个无人机采用深度强化学习和改进的多智能体策略梯度算法来增强隐蔽性。Wang 等<sup>[27]</sup>引入了一个动态的三维优化框架,检查守卫和中继角度的检测,将隐蔽性限制转化为实际方程,并设计了一种联合优化中继路径和功率的算法以实现隐蔽通信。Chen 等<sup>[28]</sup>提出了一种新颖的方案,利用配备可重构智能面的无人机创建空地链路进行隐蔽传输,通过随机化 RIS 的相位偏移来保持隐蔽性,并使合法接收器在全双工模式下充当干扰器以阻止守卫检测。

### 1.3 发射功率和位置的优化

为了提高无人机和隐蔽通信场景的性能,需要优化无人机的参数,如功率、轨迹等。Deng 等<sup>[29]</sup>优化了无人机飞行路径和地面用户传输功率管理,以增强非正交网络中安全无人机的隐蔽通信,确保在最小化检测错误和定义安全功率限制的情况下进行安全数据收集。Mao 等<sup>[30]</sup>提出了一个优化挑战,包括优化用户连接、分配带宽、控制无人机传输功率和协调 3D 无人机部署,同时考虑每个管理员的检测错误概率。Lei 等<sup>[31]</sup>研究了一个针对多个地面用户的

双无人机隐蔽通信系统,其中一个无人机在监狱守卫的监视下传输敏感数据,另一个干扰无人机部署以对抗守卫,同时分析了在受限观察场景中单天线守卫的检测错误概率,并解决了考虑不确定守卫位置和最坏情况隐蔽约束的鲁棒优化问题。Qian 等<sup>[32]</sup>提出使用配备可重构智能面的无人机作为中继节点来改进隐蔽通信系统,同时建立了对潜在窃听者具有无人机和基站位置信息的最小错误检测概率,以保护隐蔽通信。Li 等<sup>[33]</sup>提出了一种新颖的隐蔽通信框架,旨在通过最大化检测错误概率约束下的最小平均隐蔽传输速率,通过传感器关联、无人机发射功率和无人机轨迹的联合设计来增强无人机支持的中继系统的隐私性,并通过基于惩罚连续凸近似的低复杂度算法实现局部最优解。Du 等<sup>[34]</sup>提出了一种干扰辅助的无人机隐蔽通信系统,通过优化传输和干扰功率来最大化隐蔽速率,考虑了复合衰落和阴影信道模型,并通过纳什均衡解决方案引入用户协商。此外,还提出了两种算法,以在守卫的最优检测阈值下实现隐蔽性和高数据速率。杨柳等<sup>[35]</sup>解决了在可重构智能表面场景下选择最合适反射表面的问题。

总之,尽管已有许多关于无人机和隐蔽通信的文章,但大多数选择了简单的视距信道和单功能可重构智能面,这不仅忽略了真实环境的影响,如建筑物、树木等,还导致了测量误差。单功能可重构智能表面仅具有反射或折射的单一功能,没有任何放大能力,而多功能可重构智能表面可以同时具有反射、折射和放大等多种功能。不同 RIS 的功能区别如图 1 所示。因此,在本文中,提出了一种通用的混合链路信道模型,配备了多频可重构智能面,并在相对熵的隐蔽约束下优化通信性能。

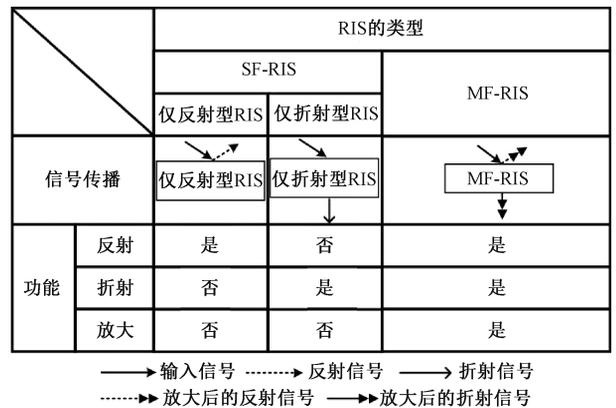


图 1 不同 RIS 的功能

Fig. 1 The functions of different RIS

## 2 系统模型

### 2.1 无人机配备 MF-RIS 的通信模型

如图 2 所示,该系统模型包含了一个大型的固定无人机,称为 Alice,它旨在向远处的接收器 Bob 秘密传输信息。由于 Bob 距离 Alice 非常远,直接通信变得不切实际。为了克服这一挑战,引入了一架配备多功能可重构智能面的

较小无人机作为中继,促进 Alice 和 Bob 之间的隐蔽通信。在这个系统中,Eve 作为监视者,积极尝试检测 Alice 到 Bob 的所有传输过程。然而,由于 Alice 和 Bob 之间的距离很远,Eve 无法直接监测 Alice 和中继无人机之间的通信链路。中继无人机不仅在从 Alice 到 Bob 传输信息的过程中起到关键辅助作用,还通过向 Eve 发射友好干扰来辅助隐蔽通信。

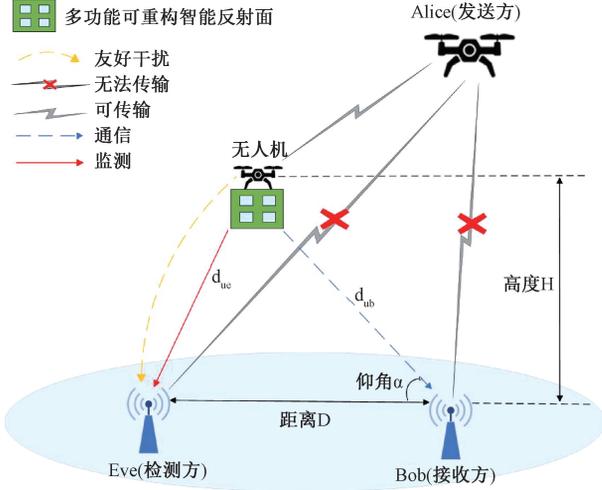


图 2 无人机配备 MF-RIS 辅助隐蔽通信模型  
Fig.2 UAV equipped with MF-RIS assisted covert communication model

在这个模型中,Bob 和 Eve 之间的距离为  $D$ ,无人机的飞行高度固定为  $H$ ,无人机与地面之间的角度为  $\alpha$  (以弧度表示)。假设无人机到地面的信道是 LoS 和 NLoS 的混合链路。基于上述假设,从无人机到地面的路径损耗可以表示为

$$p_{jq} = \begin{cases} d_{jq}^{\omega_L}, \text{LoS} \\ d_{jq}^{\omega_{NL}}, \text{NLoS} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $jq \in \{ub, ue\}$ ,  $d_{jq}$  分别表示无人机与 Bob 之间或无人机与 Eve 之间的距离。 $\omega_L$  表示 LoS 链路下的路径损耗系数,  $\omega_{NL}$  表示 NLoS 链路下的路径损耗系数。

由于所有空对地无线信道都经历大尺度路径损耗和小尺度衰落,路径损耗  $h_{jq}, jq \in \{ub, ue\}$  可以进一步表示为

$$h_{jq} = \sqrt{\tau_0 d_{jq}^{-a}} g_{jq} = \sqrt{\tau_{jq}} g_{jq} \quad (2)$$

式中:  $\tau_0$  表示在 1 m 处的信道增益,  $a$  是路径损耗系数,且  $a \geq 2$ 。此外,  $g_{jq}$  遵循  $CN(0, 1)$  准静态瑞利分布。

接下来,为了实现配备 MF-RIS 的无人机辅助隐蔽通信,使用包含  $M$  个元件的 MF-RIS。第  $m$  个元件的反射和折射相移分别表示为  $\varphi_m^r$  和  $\varphi_m^t$ ,且属于  $[0, 2\pi)$ 。同时,反射和折射的幅度系数分别表示为  $\beta_m^r$  和  $\beta_m^t$ ,且属于  $[0, \beta_{\max}]$ ,其中  $\beta_{\max} \geq 1$ 。此外, MF-RIS 的反射和折射矩阵表示为:

$$\mathbf{\Omega}_r = \text{diag}(\sqrt{\beta_1^r} e^{j\varphi_1^r}, \sqrt{\beta_2^r} e^{j\varphi_2^r}, \dots, \sqrt{\beta_M^r} e^{j\varphi_M^r}) \quad (3)$$

$$\mathbf{\Omega}_t = \text{diag}(\sqrt{\beta_1^t} e^{j\varphi_1^t}, \sqrt{\beta_2^t} e^{j\varphi_2^t}, \dots, \sqrt{\beta_M^t} e^{j\varphi_M^t}) \quad (4)$$

式中:  $\beta_m^r + \beta_m^t \leq \beta_{\max}$  [36], 确保能量不超过最大值。

通过 MF-RIS 反射和折射传输的信号可以表示为:

$$y_m^r = (\sqrt{\beta_m^r} e^{j\varphi_m^r}) x_A \quad (5)$$

$$y_m^t = (\sqrt{\beta_m^t} e^{j\varphi_m^t}) x_A \quad (6)$$

其中,  $x_A$  表示 Alice 发送的信号。

接下来,本文提出一个相移优化定理。

定理 1: 根据式(5)和  $\varphi_m^r \in [0, 2\pi)$ , 得到:

$$\sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_m^r} e^{j\varphi_m^r} \leq M \sqrt{\beta_m^r} \quad (7)$$

证明: 由于  $\varphi_m^r \in [0, 2\pi)$ , 故  $e^{j\varphi_m^r} \leq 1$ 。并且, 因为反射振幅系数  $\beta_m^r$  独立于  $M$ , 故可得到定理 1。

与定理 1 相似, 本文可以得到:

$$\sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_m^t} e^{j\varphi_m^t} \leq M \sqrt{\beta_m^t} \quad (8)$$

根据式(7)和(8), 可以得到:

$$\sum_{m=1}^M (\sqrt{\beta_m^r} e^{j\varphi_m^r} + \sqrt{\beta_m^t} e^{j\varphi_m^t}) \leq M(\sqrt{\beta_m^r} + \sqrt{\beta_m^t}) \quad (9)$$

此外, 从无人机到 Bob 或 Eve 的空对地信道中, LoS 链路的可能性取决于环境因素和无人机相对于地面的仰角。在本文图 2 所描绘的隐蔽通信场景中, 空对地信道中视距链路的概率  $P_{jq}, jq \in \{ub, ue\}$  可以表示为:

$$P_{jq} = \frac{1}{1 + b \exp[-c(\theta_m - b)]} \quad (10)$$

式中:  $b$  和  $c$  是由通信环境决定的超参数,  $\theta_m (m \in \{b, e\})$  是无人机相对于地面的仰角, 该仰角以角度制表示。

在本文中, 主要引入了 LoS 和 NLoS 混合链路作为空对地信道, 并近似计算地面侧的路径损耗, 其可以表示为:

$$d_{jq}^{\omega_L} P_{jq} + d_{jq}^{\omega_{NL}} \quad (11)$$

式中:  $d_{jq}^{\omega_L} P_{jq}$  表示 LoS 链路的路径损耗,  $d_{jq}^{\omega_{NL}}$  表示在混合信道模型中 NLoS 链路的路径损耗。

## 2.2 检测过程

在初始阶段, Alice 向无人机传输信号  $x_A[i], i = 1, 2, 3, \dots, n$ , MF-RIS 将信号  $x_u[i], i = 1, 2, 3, \dots, n$  转发到地面接收方 Bob。为了检测无人机的隐蔽传输, 根据文献[31], 窃听者 Eve 的目标是区分以下二元假设:

$$Y_{ue}[i] = \begin{cases} n_u[i] + n_e[i], H_0 \\ \sqrt{P_u \tau_0 d_{ue}^{-a}} M(\sqrt{\beta_m^r} + \sqrt{\beta_m^t}) g_{ue} x_u[i] + n_e[i] + n_u[i], H_1 \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $H_0$  表示无人机未传输任何信号的假设, 而  $H_1$  表示无人机确实传输了信号的假设。  $Y_{ue}[i]$  表示窃听者在第  $i$  个信道中接收到的信号。  $n_u$  表示无人机传输的干扰信号, 其中  $n_u \sim CN(0, \sigma_u^2)$ 。  $n_e$  表示窃听者处的复加性高斯白噪声, 其中  $n_e \sim CN(0, \sigma_e^2)$ 。由于  $g_{ue} \cdot n_u$  和  $n_e$  都服从复高斯分布且相互独立, 此外, 为了计算方便, 设  $\sigma^2 = \sigma_u^2 + \sigma_e^2$  和  $\beta = \sqrt{\beta_m^r} +$

$\sqrt{\beta_m'}$ , 可以进一步得出:

$$\begin{cases} Y_{uc}[i] \sim CN(0, \sigma^2), H_0 \\ Y_{uc}[i] \sim CN(0, P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2), H_1 \end{cases} \quad (13)$$

接下来, 为了确定检测阈值, 对两个似然函数进行似然比检验(LRT), 其表达式为:

$$LRT = \frac{P_1 \triangleq \prod_{i=1}^n f(Y_{uc}[i] | H_1)}{P_0 \triangleq \prod_{i=1}^n f(Y_{uc}[i] | H_0)} \stackrel{D_1}{\underset{D_0}{\geq}} 1 \quad (14)$$

在式(9)中,  $f(Y_{uc}[i] | H_1) = CN(0, P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2)$  和  $f(Y_{uc}[i] | H_0) = CN(0, \sigma^2)$  分别是  $Y_{uc}[i]$  在  $H_0$  和  $H_1$  下的似然函数。 $D_1$  和  $D_0$  分别表示在无人机传输和不传输信号情况下的检测结果。

经过一些公式处理后, 可以进一步简化式(14), 其表达式为:

$$T_{uc} \triangleq \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |Y_{uc}[i]|^2 \stackrel{D_1}{\underset{D_0}{\geq}} \eta \quad (15)$$

式中:  $T_{uc}$  表示平均接收功率,  $\eta$  表示窃听者的检测阈值。在检测过程中窃听者通常有两种类型的错误。一种是无人机本身没有传输信号, 但窃听者却检测到了信号, 这称为误检。另一种情况是无人机实际传输了信号, 但窃听者没有检测到信号, 这称为漏检。这两种错误分别可以用概率公式表示为:  $P_F = P(D_1 | H_0) = P(T_{uc} > \eta | H_0)$  和  $P_M = P(D_0 | H_1) = P(T_{uc} < \eta | H_1)$ 。

因此, 窃听者 Eve 处的总检测错误概率  $P_T$  可以表示为:

$$P_T = P_F + P_M \quad (16)$$

在检测过程中, 窃听者的目标始终是以最小的总检测错误概率  $P_T$  检测无人机是否发送了信号, 即获得最优的总错误概率  $P_T^*$ 。因此, 在最小总检测错误概率下的隐蔽性约束可以表示为:

$$P_T^* \geq 1 - \epsilon \quad (17)$$

式中:  $\epsilon$  是一个相对较小的正数, 用于满足隐蔽性的需求。

然后, 通过似然比检验表达式, 最优检测阈值  $\eta^*$  表示为:

$$\eta^* = \frac{\sigma^2 (P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2)}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2} \ln \left( 1 + \frac{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) \quad (18)$$

根据式(13)、(14)和(15), 可以得出  $T_{uc}$  服从自由度为  $2n$  的  $\chi^2$  分布。因此, 进一步得到  $H_0$  和  $H_1$  下的似然函数表达式如下:

$$f(T_{uc} | H_0) = \frac{T_{uc}^{n-1}}{(n-1)!} \left( \frac{n}{\sigma^2} \right)^n e^{-\frac{n T_{uc}}{\sigma^2}} \quad (19)$$

$$f(T_{uc} | H_1) = \frac{T_{uc}^{n-1}}{(n-1)!} \left( \frac{n}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2} \right)^n e^{-\frac{n T_{uc}}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2}} \quad (20)$$

根据式(18)、(19)和(20), 可以进一步推导出最小总检

测错误概率  $P_T^*$  的表达式如下:

$$P_T^* = P_F + P_M =$$

$$P(T_{uc} > \eta^* | H_0) + P(T_{uc} < \eta^* | H_1) =$$

$$1 - \frac{\gamma(n, \frac{n\eta^*}{\sigma^2})}{(n-1)!} + \frac{\gamma(n, \frac{n\eta^*}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2})}{(n-1)!} \quad (21)$$

式中:  $\gamma(\cdot, \cdot)$  表示不完全伽马函数, 其一般表达式为:

$$\gamma(n, x) = \int_0^x e^{-t} t^{n-1} dt \quad (22)$$

根据式(21)和(22), 得到这些表达式包含积分和阶乘符号, 这使得后续计算比较困难。因此, 将公式(21)转换为如下形式:

$$P_T^* = P_F + P_M =$$

$$P(T_{uc} > \eta^* | H_0) + P(T_{uc} < \eta^* | H_1) =$$

$$1 - \left( \frac{\gamma(n, \frac{n\eta^*}{\sigma^2})}{(n-1)!} - \frac{\gamma(n, \frac{n\eta^*}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2})}{(n-1)!} \right) = 1 - V_{01} \quad (23)$$

式中:  $V_{01}$  表示对应于  $H_0$  和  $H_1$  的概率分布之间的距离差异。根据 Pinsker 不等式<sup>[37]</sup>, 可以进一步简化式(23), 其表达式为:

$$1 - V_{01} \geq 1 - \sqrt{\frac{1}{2} D_{01}} \quad (24)$$

式中:  $D_{01}$  表示对应于  $H_0$  和  $H_1$  的概率分布之间的相对熵<sup>[37]</sup>, 其一般表达式如下:

$$D_{01} = \int P_0(x) \ln \frac{P_0(x)}{P_1(x)} dx \quad (25)$$

通过将相应的概率分布代入式(25), 可以得到相对熵的展开表达式如下:

$$D_{01} = n \left[ \ln \left( 1 + \frac{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2} \right] \quad (26)$$

通过结合式(17)、(23)和(24), 可以推导出两个连续的不等式如下:

$$P_T^* = 1 - V_{01} \geq 1 - \sqrt{\frac{1}{2} D_{01}} \geq 1 - \epsilon \quad (27)$$

简化式(27)的右半部分得到:

$$1 - \sqrt{\frac{1}{2} D_{01}} \geq 1 - \epsilon, \quad \sqrt{\frac{1}{2} D_{01}} \leq \epsilon, \quad (28)$$

$$D_{01} \leq 2 \epsilon^2$$

通过将式(26)代入式(28), 得到:

$$n \left[ \ln \left( 1 + \frac{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2}{P_u \tau_{uc} M^2 \beta^2 + \sigma^2} \right] \leq 2 \epsilon^2 \quad (29)$$

根据文献<sup>[37]</sup>, 知道  $D_{01} \leq 2 \epsilon^2$  可以完全满足  $P_T^* \geq 1 - \epsilon$  的需求, 因此在本文的其余部分中, 这个界限将被用作

隐蔽性约束来替代  $P_r^* \geq 1 - \epsilon$ 。

### 3 基于 MF-RIS 的无人机优化

#### 3.1 目标函数分析

Bob 接收到的信号  $Y_{ub}[i]$  可以表示为:

$$Y_{ub}[i] = \sqrt{P_u \tau_0 d_{ub}^{-a}} M \beta g_{ub} x_u[i] + n_b[i], \quad (30)$$

式中:  $Y_{ub}[i]$  表示 Bob 在第  $i$  个信道接收到的信号。  $n_b$  表示 Bob 处的复加性高斯白噪声, 其中  $n_b \sim CN(0, \sigma_b^2)$ 。

由于传输块长度的限制和解码错误概率的存在, 根据香农公式, 传输速率  $R_{ub}$  和有效吞吐量  $\eta_{ub}$  分别可以表示为:

$$R_{ub} = \log 2(1 + \gamma_{ub}) \quad (31)$$

$$\eta_{ub} = n R_{ub} (1 - \delta) \quad (32)$$

式中:  $\gamma_{ub}$  表示 Bob 处的 SNR,  $n$  表示信道数量, 其上限值为  $n_{\max}$ 。  $\delta$  表示解码错误概率, 不可忽略。根据 SNR 的定义和提出的混合信道模型, 可以写成:

$$\gamma_{ub} = \frac{P_u \tau_{ub} M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} P_{ub} \quad (33)$$

式中:  $P_u$  表示无人机的传输功率,  $\tau_{ub}$  表示无人机与 Bob 之间的 LoS 链路路径损耗,  $\sigma_b^2$  表示 Bob 位置处的噪声方差,  $M$  表示 MF-RIS 中包含的元素数量,  $\beta$  表示反射和折射的幅度系数,  $P_{ub}$  表示 LoS 链路发生的概率。

基于上述分析, 可以推导出优化问题的表达式如下:

$$(P1): \underset{n, R_{ub}, \delta}{\text{maximize}} \eta_{ub} \quad (34)$$

$$s. t. D_{01} \leq 2 \in^2 \quad (35)$$

$$n \leq n_{\max} \quad (36)$$

由于有效吞吐量  $\eta_{ub}$  是传输速率  $R_{ub}$  的单调递增函数, 而传输速率  $R_{ub}$  又是信噪比  $\gamma_{ub}$  的单调递增函数, P1 可以进一步简化如下:

$$(P2): \underset{\tau_{ub}, M, \beta, P_{ub}}{\text{maximize}} \gamma_{ub} \quad (37)$$

$$s. t. D_{01} \leq 2 \in^2 \quad (38)$$

$$n \leq n_{\max} \quad (39)$$

#### 3.2 无人机功率优化方法

根据式(39), 使用的最优信道数为  $n^* = n_{\max}$ , 因此, 为了获得无人机的最优功率, 引入以下定理。

定理 2: 根据式(29)和  $n^* = n_{\max}$ , 可以得出:

$$P^* M^2 \beta^2 = (P^* M^2 \beta^2 + \sigma^2) \left[ \ln \left( 1 + \frac{P^* M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{2 \in^2}{n_{\max}} \right] \quad (40)$$

证明: 将  $n^* = n_{\max}$  代入式(29)并将不等号改为等号, 可以得到:

$$n_{\max} \left[ \ln \left( 1 + \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2 + \sigma^2} \right] = 2 \in^2,$$

$$\left[ \ln \left( 1 + \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2 + \sigma^2} \right] = \frac{2 \in^2}{n_{\max}},$$

$$\ln \left( 1 + \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{2 \in^2}{n_{\max}} = \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2 + \sigma^2},$$

$$(P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2 + \sigma^2) \left[ \ln \left( 1 + \frac{P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2}{\sigma^2} \right) - \frac{2 \in^2}{n_{\max}} \right] =$$

$$P_u^* \tau_{ue} M^2 \beta^2 \quad (41)$$

再令  $P_u^* \tau_{ue} = P^*$  就得到式(38)。至此, 定理 2 的证明完成。

上述定理产生的隐蔽性约束, 其中令  $P_m = P^*$  代表在隐蔽性约束下的最优功率。

由于确定了无人机的最优功率和最优信道, 以及考虑到条件  $P_u^* \tau_{ue} = P^*$ , 并结合式(4)和(10), 可以将式(33)重写如下:

$$\gamma_{ub} = \frac{P_u \tau_{ub} M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} P_{ub} =$$

$$\frac{P_m M^2 \beta^2}{\tau_{ue} \sigma_b^2} \alpha_{ub} =$$

$$\frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \frac{\tau_{ub}}{\tau_{ue}} P_{ub} =$$

$$\frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \frac{\tau_0 d_{ub}^{-a}}{\tau_0 d_{ue}^{-a}} P_{ub} =$$

$$\frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \frac{d_{ue}^a}{d_{ub}^a} \frac{1}{1 + b e^{-c(\theta_b - b)}} \quad (42)$$

式中:  $P_m$  代表最优功率,  $\sigma_b^2$  代表 Bob 位置的噪声方差,  $a$  代表路径损耗系数, 且  $a \geq 2$ ,  $d_{ue}$  和  $d_{ub}$  分别代表无人机与 Eve 和 Bob 之间的距离,  $M$  代表 MF-RIS 中包含的元素数量,  $\beta$  代表反射和折射的幅度系数,  $P_{ub}$  代表 LoS 链路发生的概率,  $b$  和  $c$  是由通信环境决定的参数,  $\theta_b$  代表无人机相对于 Bob 的仰角, 该仰角为角度制。

#### 3.3 无人机飞行位置优化方法

根据式(31)和(32)可知传输速率  $R_{ub}$  是信噪比  $\gamma_{ub}$  的单调递增函数, 有效吞吐量  $\eta_{ub}$  是传输速率  $R_{ub}$  的单调递增函数, 因此只需要获得最优的信噪比  $\gamma_{ub}$  来获得无人机的最优飞行位置。同时, 假设  $\delta$  是一个常数。根据图 1 中建立的坐标系, 假设 Eve 和 Bob 都在  $x$  轴的水平线上, 无人机位于它们的上方和中间, 可以得到  $\alpha = \arcsin(H/d_{ub})$ ,  $\alpha_{\max} = \pi/2$  和  $\alpha_{\min} = \arctan(H/D)$ 。换句话说, 仰角  $\alpha$  的范围是  $[\arctan(H/D), \pi/2]$ 。同时, 可以得到:

$$d_{ub} = \frac{H}{\sin \alpha} \quad (43)$$

$$d_{ue} = \sqrt{D^2 + \left( \frac{H}{\sin \alpha} \right)^2 - \frac{2HD \cos \alpha}{\sin \alpha}} \quad (44)$$

式中:  $d_{ub}$  可以直接使用直角三角形中正弦的定义获得, 而  $d_{ue}$  也可以通过使用余弦定理  $\cos \alpha = (a^2 + b^2 - c^2)/(2ab)$  快速获得。

将式(43)和(44)代入式(42), 信噪比  $\gamma_{ub}$  可以重写为:

$$\gamma_{ub} = \frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \frac{d_{ue}^a}{d_{ub}^a} \frac{1}{1 + b e^{-c(\theta_b - b)}} =$$

$$\frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \frac{\left(\sqrt{D^2 + \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2 - \frac{2HD\cos\alpha}{\sin\alpha}}\right)^a}{\left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^a} \frac{1}{1 + b e^{-c(\theta_b - b)}} \quad (45)$$

式中:  $\theta_b$  表示角度制下的度数,通过使用转换公式  $\theta_b = (180/\pi)\alpha$ ,可以得到:

$$\gamma_{ub} = \frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \frac{\left(\sqrt{D^2 + \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2 - \frac{2HD\cos\alpha}{\sin\alpha}}\right)^a}{\left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^a} \frac{1}{1 + b e^{-c\left(\frac{180}{\pi}\alpha - b\right)}} \quad (46)$$

接下来,通过以下定理获得信噪比  $\gamma_{ub}$  相对于仰角  $\alpha$  的单调性。

定理 3: 在  $[\arctan(H/D), \pi/2]$  范围内,当  $\alpha = \arctan(H/D)$  时,信噪比  $\gamma_{ub}$  取最小值;当  $\alpha = \pi/2$  时,信噪比  $\gamma_{ub}$  取最大值。换句话说,在  $[\arctan(H/D), \pi/2]$  范围内,信噪比  $\gamma_{ub}$  是  $\alpha$  的单调递增函数。

证明:为了证明信噪比  $\gamma_{ub}$  的单调性,首先将其表达式分为三部分,表示如下:

$$f_1(\alpha) = \frac{P_m M^2 \beta^2}{\sigma_b^2} \quad (47)$$

$$f_2(\alpha) = \frac{\left(\sqrt{D^2 + \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2 - \frac{2HD\cos\alpha}{\sin\alpha}}\right)^a}{\left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^a} \quad (48)$$

$$f_3(\alpha) = \frac{1}{1 + b e^{-c\left(\frac{180}{\pi}\alpha - b\right)}} \quad (49)$$

1) 对于第一部分  $f_1(\alpha)$ :

由于  $P_m$ 、 $\sigma_b^2$ 、 $M$  和  $\beta$  都是与  $\alpha$  无关的参数,  $f_1(\alpha)$  是一个常数,对信噪比  $\gamma_{ub}$  的单调性没有影响。

2) 对于第二部分  $f_2(\alpha)$ :

由于  $a \geq 2$ , 将首先对  $f_2(\alpha)$  进行简单处理,可以表示为:

$$f_2(\alpha) = \frac{\left(\sqrt{D^2 + \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2 - \frac{2HD\cos\alpha}{\sin\alpha}}\right)^a}{\left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^a} = \left(\frac{D^2 + \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2 - \frac{2HD\cos\alpha}{\sin\alpha}}{\left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2}\right)^{\frac{a}{2}} \quad (50)$$

令  $f(\alpha) = \left[D^2 + \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2 - 2HD\cos\alpha\right] / \left(\frac{H}{\sin\alpha}\right)^2$ , 然后将其简化到最简形式,可以表示为:

$$f(\alpha) = \frac{D^2 \sin^2\alpha + H^2 - 2HD\cos\alpha \sin\alpha}{H^2} =$$

$$\frac{D^2 \sin^2\alpha + H^2 - HD\sin 2\alpha}{H^2} \quad (51)$$

然后对  $f(\alpha)$  进行求导数,可以写成:

$$\frac{df(\alpha)}{d\alpha} = \frac{1}{H^2} (2D^2 \sin\alpha \cos\alpha - 2DH \cos 2\alpha) = \frac{D}{H^2} (D \sin 2\alpha - 2H \cos 2\alpha) = \frac{D}{H^2} \sqrt{D^2 + 4H^2} \sin\left[2\alpha - \arctan\left(\frac{2H}{D}\right)\right] \quad (52)$$

由于  $\alpha$  的范围是  $[\arctan(H/D), \pi/2]$ , 那么  $2\alpha$  的范围是  $[2\arctan(H/D), \pi]$ 。由于  $H$  和  $D$  的大小未知,将在以下两种情况下进行讨论。

1) 当  $\pi/2 \leq 2\arctan(H/D) \leq 2\alpha \leq \pi$  时,  $\sin 2\alpha \geq 0$  且  $\cos 2\alpha \leq 0$ , 因此  $\frac{df(\alpha)}{d\alpha} > 0$ 。

2) 当  $2\arctan(H/D) \leq \pi/2 \leq 2\alpha \leq \pi$  时,特别是当  $2\alpha$  在  $[2\arctan(H/D), \pi/2]$  范围内时,  $\sin 2\alpha$  是单调递增函数,  $\cos 2\alpha$  是单调递减函数,因此函数  $2\arctan(H/D)$  处取最小值。将  $2\alpha = 2\arctan(H/D)$  代入式(52)的第 3 个式子,可以表示为:

$$\frac{df(\alpha)}{d\alpha} = \frac{D}{H^2} \sqrt{D^2 + 4H^2} \sin\left[2\arctan\left(\frac{H}{D}\right) - \arctan\left(\frac{2H}{D}\right)\right] \quad (53)$$

设  $H/D = t (t > 0)$ ,  $f(t) = 2\arctan t - \arctan 2t$ ,  $\frac{df(\alpha)}{d\alpha}$  的正负直接取决于  $f(t)$  的正负。因此,  $f(t)$  的导数可以写成:

$$\frac{df(t)}{dt} = \frac{2}{1+t^2} - \frac{2}{1+4t^2} = \frac{6t^2}{(1+t^2)(1+4t^2)} \quad (54)$$

显然,  $f(t)$  的导数始终大于 0, 并且  $f(0) = 0$ 。因此,  $f(t) > 0$ 。也就是说,在  $[2\arctan(H/D), \pi/2]$  范围内,  $\sin[2\alpha - \arctan(2H/D)] > 0$ , 所以  $\frac{df(\alpha)}{d\alpha} > 0$ 。

因此,  $f_2(\alpha)$  在范围内是  $\alpha$  的单调递增函数。

3) 对于第三部分  $f_3(\alpha)$ :

由于  $b$  和  $c$  都是常数,可以直接对  $f_3(\alpha)$  求导,其形式可以写为:

$$\frac{df_3(\alpha)}{d\alpha} = \frac{180bc e^{-c\left(\frac{180}{\pi}\alpha - b\right)}}{\pi (1 + b e^{-c\left(\frac{180}{\pi}\alpha - b\right)})^2} > 0 \quad (55)$$

由于  $f_3(\alpha)$  的导数始终大于 0,  $f_3(\alpha)$  是  $\alpha$  的单调递增函数。

综上所述,  $f_1(\alpha)$  是一个常数,  $f_2(\alpha)$  和  $f_3(\alpha)$  都是  $\alpha$  的单调递增函数。因此,  $f_1(\alpha)f_2(\alpha)f_3(\alpha)$  是  $\alpha$  的单调递增函数,这意味着信噪比  $\gamma_{ub}$  是  $\alpha$  的单调递增函数。定理 3

的证明到此完成。算法 1 总结了整个求解过程。

#### 算法 1 持续学习策略算法 1 无人机飞行位置优化

- 1: 初始化无人机参数和环境参数  $(D, H, a, b, c, n_{\max}, \sigma^2, \delta, M, \beta, \sigma_b^2)$ ;
- 2: 初始化解决方案的空列表  $p_{op} = []$ ;
- 3: 初始化符号变量  $p$ ;
- 4: 循环  $\epsilon = 0.01:0.01:0.1$ ;
- 4.1: 求解式(40):  $p = solve(\text{公式}(40))$ ;
- 4.2: 将解添加到列表:  $p_{op}, append(p)$ ;
- 结束循环
- 5: 得到最优功率  $P_m$ ;
- 6: 利用  $P_m$  解决目标函数 **P2**;
- 7: 输出最优飞行位置的 SNR;

在上述算法中,初始化参数和初始化空列表通常为常数时间操作,复杂度均为  $O(1)$ 。循环求解方程涉及到迭代计算,其复杂度取决于迭代次数和所用数值求解器的复杂度。假设迭代次数为  $K_1$ ,  $s$  是求解方程的复杂度,则可以得出循环求解的复杂度为  $O(K_1 s)$ 。在飞行位置优化时,假设迭代次数为  $K_2$ ,  $N$  是输入,则位置优化时复杂度为  $O(K_2 N)$ 。所以,总复杂度可以表示为  $O(K_1 s + K_2 N)$ 。

## 4 仿真分析

在本节中,首先展示了数值结果以验证得到的理论分析。为了全面评估提出的模型的性能,进行了两组对比实验。第 1 组实验比较了在不同位置下混合链路(结合 LoS 和 NLoS 条件)与纯 NLoS 链路的 SNR。这种比较有助于理解不同链路条件对 SNR 的影响。第 2 组实验比较了提出的 MF-RIS 与文献[31]中提出的 RIS 模型以及没有 RIS 的场景下的 SNR。这一比较突出了使用的 MF-RIS 在增强 SNR 方面相对于其他模型和没有 RIS 的基准场景的有效性。需要注意的是,由于无人机飞行高度较高,LoS 条件将在通信链路中占主导地位。因此,在模拟实验中,NLoS 条件的影响将是可忽略的。这一假设能够专注于影响 SNR 的主要因素,并简化分析。总体而言,这些对比实验对提出的模型进行了全面评估,展示了其在增强 SNR 和满足各种场景中的隐蔽性要求方面的优越性。

此外,需要注意的是,当无人机与地面之间存在 NLoS 链路时,需要从原始基础上减去路径损耗的参考值  $L_o = 50$  dB。因此,假设当无人机的飞行高度为 30 m 时,与地面存在 NLoS 链路,并且在对比实验中,混合链路和 NLoS 链路的路径损耗系数分别为  $a_L = 2$  和  $a_{NL} = 3$ 。设计一个仿真环境,其中假设 Bob 和 Eve 之间的水平距离  $D$  为 1 000 m,无人机的飞行高度  $H$  固定为 500 m。MF-RIS 包含两个元素,反射和折射的幅度系数之和  $\beta$  为  $\sqrt{2}$ 。最大块长度  $n_{\max} = 200$ ,  $\epsilon$  设置为 0.07。LoS 链路中无人机到 Bob 的路径损耗  $a$

$= 2$ , 单位距离的信道增益  $\alpha_0 = -50$  dB  $\times$  m。环境参数  $b$  和  $c$  分别为 5 和 0.4。Eve 和 Bob 处的高斯白噪声  $\sigma^2 = \sigma_b^2 = -40$  dB, 解码错误概率  $\delta = 0.1$ 。详细的参数设置可以在表 1 中找到。

表 1 参数设置

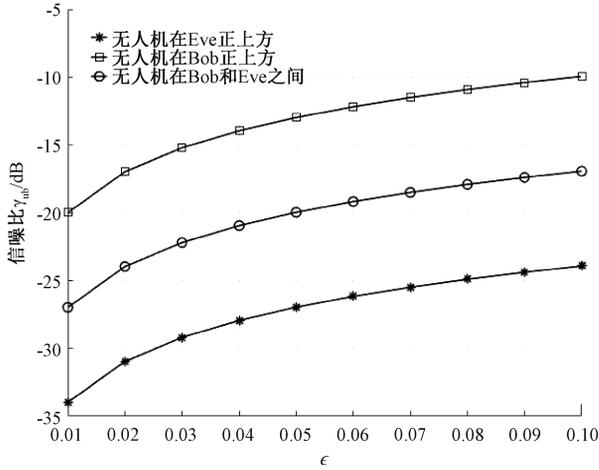
Table 1 Parameter settings

参数	数值
$D$	1 000 m
$H$	500 m
$n_{\max}$	200
$a$	2
$b$	5
$c$	0.4
$\alpha_0$	-50 dB $\times$ m
$\sigma^2$	-40 dBm
$\sigma_b^2$	-40 dBm
$\delta$	0.1
$\epsilon$	0.07
$L_o$	50 dB
$M$	2
$\beta$	$\sqrt{2}$

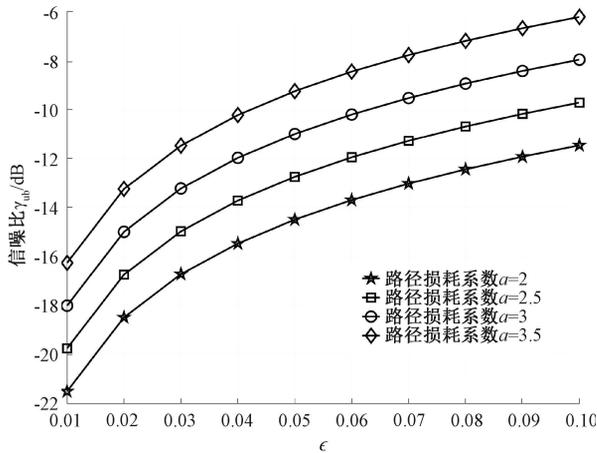
### 4.1 本文实验分析

如图 3 所示,随着  $\epsilon$  的增加,信噪比  $\gamma_{ub}$  显示出上升趋势。这表明随着  $\epsilon$  的增长,信噪比有所改善。此外,值得注意的是,无人机在 Bob 正上方信噪比  $\gamma_{ub}$  最高,其次是在 Bob 和 Eve 之间,信噪比  $\gamma_{ub}$  最低是无人机在 Eve 正上方。这种层次关系表明,无人机相对于 Bob 的位置显著影响信噪比。此外,3 条曲线从上到下的初始值分别为 -20、-27 和 -34 dB,最终值分别为 -10、-17 和 -24 dB。此外,这 3 个位置的一致改善表明,  $\epsilon$  的增加使得无人机无论具体位置如何,都对信噪比有积极影响。总之,无人机在 Bob 正上方信噪比  $\gamma_{ub}$  达到最大值,表明无人机在该位置的信号质量最佳。相反,无人机在 Eve 正上方信噪比最低,表明该位置的信号质量最差。随着  $\epsilon$  的增加,信噪比的一致改善以及曲线之间的恒定差异,突显了  $\epsilon$  对不同位置的信号质量的均匀影响。这些信息对于理解不同空间环境中  $\epsilon$  的变化如何影响信噪比至关重要,这对于优化实际场景中的信号传输和接收非常重要。

如图 4 所示,在不同路径损耗系数下,随着  $\epsilon$  的增加,信噪比  $\gamma_{ub}$  显示出上升趋势。这表明随着  $\epsilon$  的增长,信噪比有所改善。此外,可以观察到,路径损耗系数越大,信噪比  $\gamma_{ub}$  越高。具体来说,4 条曲线从上到下的初始值分别为 -16.2、-18、-19.7 和 -21.5 dB,最终值分别为 -6.2、-8、-9.7 和 -11.5 dB。这些数据表明,随着  $\epsilon$  的增加,4 条曲线之间的差异保持不变,而不是发散。换句话说,不同

图 3 不同位置下  $\epsilon$  对信噪比  $\gamma_{ab}$  的影响Fig. 3 The impact of  $\epsilon$  on SNR  $\gamma_{ab}$  under different locations

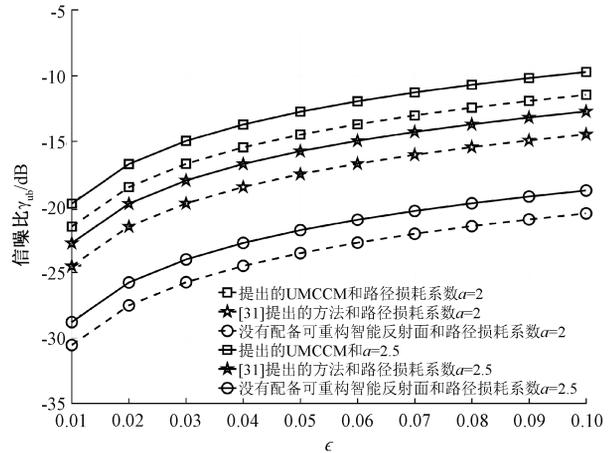
路径损耗系数下的信噪比相对改善是一致的。总之,当路径损耗系数  $a = 3.5$  时,信噪比  $\gamma_{ab}$  达到最高值,而当  $a = 2$  时,信噪比达到最低值。这表明随着路径损耗系数  $a$  的增加,信噪比  $\gamma_{ab}$  也增加,突显了路径损耗系数与信噪比之间的正相关关系。这种关系对于理解环境因素和传输条件的变化如何影响接收信号的质量至关重要。

图 4 不同路径损耗系数下  $\epsilon$  对信噪比  $\gamma_{ab}$  的影响Fig. 4 The impact of  $\epsilon$  on SNR  $\gamma_{ab}$  under different path loss coefficients

#### 4.2 对比实验分析

如图 5 所示,在不同方法和路径损耗系数下,随着  $\epsilon$  的增加,信噪比  $\gamma_{ab}$  也随之上升。这表明较高的  $\epsilon$  值有助于改善信噪比,从而提升整体信号质量。此外,显然在相同的 RIS 设置下,较大的路径损耗系数会导致更高的信噪比  $\gamma_{ab}$ 。这表明路径损耗系数在确定 RIS 提高信号质量的有效性方面起着重要作用。观察 3 条实线曲线,从上到下的初始信噪比值分别为  $-19.8$ 、 $-22.8$  和  $-28.8$  dB。随着  $\epsilon$  的增加,这些值分别改善到  $-9.8$ 、 $-12.8$  和  $-18.8$  dB。这种改善突显了增加  $\epsilon$  对信噪比的积极影响。重要的是,

随着  $\epsilon$  的增加,3 条曲线之间的差异保持不变,表明在不同场景下的改善是一致的。所提出的 UMCCM 在信噪比性能方面优于文献[31]中提出的 RIS。提出的 UMCCM 和文献[31]中提出的 RIS 在信噪比性能方面都优于没有 RIS 的场景,突显了 RIS 在提升信号质量方面的有效性。观察 3 条虚线曲线,从上到下的初始信噪比值分别为  $-21.5$ 、 $-24.5$  和  $-30.5$  dB。随着  $\epsilon$  的增加,这些值分别改善到  $-11.5$ 、 $-14.5$  和  $-20.5$  dB。与实线曲线类似,随着  $\epsilon$  的增加,这些曲线之间的差异保持不变,进一步确认了信噪比的一致改善。总之,提出的 UMCCM 在信噪比性能方面优于文献[31]中提出的 RIS,并且两者都显著优于没有 RIS 的场景。通过计算,提出的 UMCCM 比文献[31]中提出的 RIS 平均提高了 18%,比没有 RIS 的场景显著提高了 39.5%。这突显了提出的 UMCCM 在提升信号质量和整体系统性能方面的有效性。

图 5 不同方法和路径损耗系数下  $\epsilon$  对信噪比  $\gamma_{ab}$  的影响Fig. 5 The impact of  $\epsilon$  on SNR  $\gamma_{ab}$  under different methods and path loss coefficients

如图 6 所示,比较了不同位置下混合链路和 NLoS 链路的信噪比  $\gamma_{ab}$ 。显然,随着  $\epsilon$  的增加,信噪比  $\gamma_{ab}$  也随之上升,这表明较高的  $\epsilon$  值有助于提高信号质量。从五角星标记的实线和虚线来看,两种场景的初始信噪比值分别为  $-35.5$  和  $-160.8$  dB。随着  $\epsilon$  的增加,这些值分别改善到  $-25.4$  和  $-150.8$  dB。这种改善突显了增加  $\epsilon$  对信噪比的积极影响。重要的是,随着  $\epsilon$  的增加,两条曲线之间的差异保持不变,表明在不同场景下的改善是一致的。同样,从正方形标记的实线和虚线来看,两种场景的初始信噪比值分别为  $-21.5$  和  $-32.8$  dB。随着  $\epsilon$  的增加,这些值分别改善到  $-11.5$  和  $-22.8$  dB。与五角星标记的曲线类似,随着  $\epsilon$  的增加,这些曲线之间的差异保持不变,进一步确认了信噪比的一致改善。总之,提出的 UMCCM 在信噪比方面相比 NLoS 信道模型有显著改善。具体来说,在 Bob 上方信噪比平均提高了 42%,在 Eve 上方信噪比平均提高了 80.5%。这种显著的提升突显了提出的 UMCCM

在改善信号质量和整体系统性能方面的有效性,特别是在具有挑战性的 NLoS 条件下。

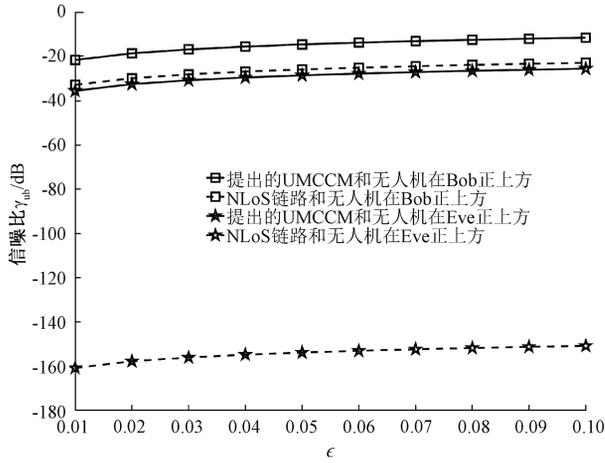


图 6 不同链路模式和位置下  $\epsilon$  对信噪比  $\gamma_{ub}$  的影响

Fig. 6 The impact of  $\epsilon$  on SNR  $\gamma_{ub}$  under different link modes and locations

通过上述验证和对比实验,得到了与理论预测一致的结果。这种实验结果与理论预期的一致性进一步验证了基础理论的正确性。此外,通过这些实验,证明了所提出的 UMCCM 的可行性。实验结果不仅确认了理论模型,还突显了 UMCCM 在实际场景中的实用性。在各种条件和约束下信噪比的一致改善,强调了所提出方法的稳健性和有效性。具体来说,在混合链路和 NLoS 条件下,以及在隐蔽性约束和不同路径损耗系数下观察到的信噪比提升,提供了 UMCCM 实际效益的有力证据。总之,通过对比实验的成功验证,加强了理论基础,并展示了 UMCCM 的实际可行性。

## 5 结 论

在本文中,提出了一种新型的配备 MF-RIS 的无人机辅助隐蔽通信。该模型基于 LoS 和 NLoS 条件的混合链路,通过利用 MF-RIS 作为灵活的中继器,实现了增强的信噪比和有效吞吐量。具体来说,提出的方法首先通过引入 MF-RIS 来增强接收端的信号强度。这种增强对于提高通信的可靠性和质量至关重要。然后,推导了混合信道模型的表达式,该模型准确地表示 LoS 和 NLoS 链路的综合效果。为了满足隐蔽性要求,将隐蔽约束从不完全伽马函数转换为与相对熵相关的约束。这种转换简化了分析,并确保更有效地满足隐蔽通信约束。此外,总结了不同可能场景下的信噪比,并进行了对比分析,以确定无人机的最佳飞行位置。这种分析对于最大化通信性能并确保无人机在最有利的位置运行至关重要。研究中提出的数值结果证明了所提出的 UMCCM 的可行性和优越性。结果显示,在信噪比和有效吞吐量方面都有显著改善,验证了所提出方法的有效性。这些发现突显了 UMCCM 在复杂环境中增强隐

蔽通信的潜力,使其成为未来通信系统的宝贵解决方案。

## 参 考 文 献

- [1] 黄冬艳, 李琨. 多地址的时间型区块链隐蔽通信方法研究[J]. 通信学报, 2023, 44(2): 148-159.  
HUANG D Y, LI K. Research on multi-address time-based blockchain covert communication method [J]. Journal on Communications, 2023, 44(2): 148-159.
- [2] WANG Y D, YAN SH H, ZHOU X B, et al. Covert communication with energy replenishment constraints in UAV networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(9): 10143-10148.
- [3] YANG F T, WANG CH, XIONG J, et al. UAV-enabled robust covert communication against active wardens[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(6): 9159-9164.
- [4] CHEN X Y, SHENG M, ZHAO N, et al. UAV-relayed covert communication towards a flying warden[J]. IEEE transactions on communications, 2021, 69(11): 7659-7672.
- [5] LIANG W, SHI J, TIE ZH ZH, et al. Performance analysis for UAV-jammer aided covert communication[J]. IEEE Access, 2020, 8: 11394-11400.
- [6] SHAO X D, YOU CH SH, ZHANG R, et al. Intelligent reflecting surface aided wireless sensing: Applications and design issues [J]. IEEE Wireless Communications, 2024, 31(3): 383-389.
- [7] LIU Y W, MU X D, XU J, et al. STAR: Simultaneous transmission and reflection for 360° coverage by intelligent surfaces [J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(6): 102-109.
- [8] WANG W, NI W L, TIAN H, et al. Multi-functional reconfigurable intelligent surface: system modeling and performance optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(4): 3025-3041.
- [9] 谢良波, 李升, 周牧, 等. 基于散射体信息的室内 NLOS 多站协作定位算法[J]. 通信学报, 2021, 42(5): 63-74.  
XIE L B, LI SH, ZHOU M, et al. Scatterer information based indoor NLOS multiple base station cooperative localization algorithm [J]. Journal on Communications, 2021, 42(5): 63-74.
- [10] CHE B H, GAO CH, MA R Q, et al. Covert wireless communication in multichannel systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(9): 1790-1794.
- [11] XU R, GUO D X, ZHANG B N, et al. Finite blocklength covert communications in interweave

- cognitive radio networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(9): 1989-1993.
- [12] LIN M H, WANG W J. Multi-carrier wireless covert communication with delay constraint [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 5350-5355.
- [13] MA R Q, YANG W W, GUAN X R, et al. Covert mmWave communications with finite blocklength against spatially random wardens[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(2): 3402-3416.
- [14] WANG CH, LI Z, DERRICK W K N. Covert rate optimization of millimeter wave full-duplex communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(5): 2844-2861.
- [15] MA R Q, YANG W W, TAO L W, et al. Covert communications with randomly distributed wardens in the finite blocklength regime[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(1): 533-544.
- [16] HU Q Q, LIN T R, WEI T J, et al. Covert transmission in water-to-air optical wireless communication systems [J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2024, 19: 4432-4447.
- [17] BAI L, XU J P, ZHOU L. Covert communication for spatially sparse mmWave massive MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(3): 1615-1630.
- [18] JUSTIN K, FIKADU T, JIHUN CH, et al. Covert communication in intelligent reflecting surface assisted networks with a friendly jammer [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(1): 1467-1472.
- [19] YIAN Y, LIAO X, DONG L, et al. Amount-based covert communication over blockchain [J]. *IEEE Transactions on Network and Service Management*, 2024, 21(3): 3095-3111.
- [20] 刘卓, 王黎明, 韩星程, 等. 基于 SCMA 的水声隐蔽通信方案研究[J]. *电子测量技术*, 2022, 45(13): 77-81.
- LIU ZH, WANG L M, HAN X CH, et al. Research on underwater acoustic covert communication scheme based on SCMA [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2022, 45(13): 77-81.
- [21] ZHANG R, CHEN X Y, LIU M Q, et al. UAV relay assisted cooperative jamming for covert communications over rician fading[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(7): 7936-7941.
- [22] HU J S, GUO M Q, YAN SH H, et al. Deep reinforcement learning enabled covert transmission with UAV [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(5): 917-921.
- [23] CHEN X Y, ZHANG N, TANG J, et al. UAV-aided covert communication with a multi-antenna jammer[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(11): 11619-11631.
- [24] ZHOU X B, YAN SH H, SHU F, et al. UAV-enabled covert wireless data collection [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(11): 3348-3362.
- [25] ZHOU Y, AZZAM A, RIKU J, et al. Energy-efficient covert communications for UAV-assisted backscatter systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(6): 9147-9152.
- [26] LI Z L, WANG J J, CHEN J R, et al. Flying Ad-Hoc network covert communications with deep reinforcement learning[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2024, 31(5): 117-125.
- [27] WANG H CH, BAI H ZH, LI F, et al. Throughput maximization for covert UAV relaying system [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(3): 4429-4434.
- [28] CHEN X Y, CHANG ZH, LIU M Q, et al. UAV-IRS assisted covert communication: Introducing uncertainty via phase shifting [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(1): 103-107.
- [29] DENG D, DANG SH P, LI X W, et al. Joint optimization for covert communications in UAV-assisted NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(1): 1012-1026.
- [30] MAO H B, LIU Y M, XIAO ZH Y, et al. Joint resource allocation and 3-D deployment for multi-UAV covert communications[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(1): 559-572.
- [31] LEI H J, JIANG J CH, IMRAN SH A, et al. Trajectory and power design for aerial multi-user covert communications [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2024, 60(4): 4574-4589.
- [32] QIAN Y W, YANG CH G, MEI ZH, et al. On joint optimization of trajectory and phase shift for IRS-UAV assisted covert communication systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(10): 12873-12883.
- [33] LI M, TAO X F, WU H C, et al. Joint trajectory and resource optimization for covert communication in UAV-enabled relaying systems[J]. *IEEE Transactions*

- on Vehicular Technology, 2023, 72(4): 5518-5523.
- [34] DU H Y, DUSIT N, XIE Y A, et al. Performance analysis and optimization for jammer-aided multi-antenna UAV covert communication [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(10): 2962-2979.
- [35] 杨柳, 孙焱焱, 王亿, 等. 多 RIS 场景下节省发射功率的选择方案 [J]. 电子测量技术, 2022, 45(8): 161-167.  
YANG L, SUN Y Y, WANG Y, et al. Selection scheme in multi-RIS scenario to minimize transmit power [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(8): 161-167.
- [36] ZHENG AI L, NI W L, WANG W, et al. Enhancing NOMA networks via reconfigurable multi-functional surface [J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(4): 1195-1199.
- [37] YAN SH H, CONG Y R, STEPHEN V H, et al.

Gaussian signalling for covert communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(7): 3542-3553.

### 作者简介

**王容**, 硕士研究生, 主要研究方向为隐蔽通信等。

E-mail: rongwang@nuist.edu.cn

**李云翔**, 硕士研究生, 主要研究方向为隐蔽通信等。

E-mail: liyunxiang@nuist.edu.cn

**张爽**, 硕士研究生, 主要研究方向为隐蔽通信等。

E-mail: 202412490683@nuist.edu.cn

**田文**, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为隐蔽通信技术、卫星测控技术、水声通信和工业物联网攻防博弈建模等。

E-mail: wentian@nuist.edu.cn

**石怀峰**(通信作者), 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为指挥控制网络理论与技术、应急通信网络理论与技术等。

E-mail: shihuaifeng@nuist.edu.cn