

# 无人机中继协助的有限码长隐蔽通信

胡锦涛<sup>①</sup> 吴林梅<sup>①</sup> 束 锋<sup>\*②</sup> 陈由甲<sup>①</sup> 郑海峰<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(福州大学物理与信息工程学院 福州 350108)

<sup>②</sup>(海南大学信息与通信工程学院 海口 570228)

**摘 要:** 由于中长距离的无线隐蔽通信中信号发射功率较大, 容易被监测者检测到, 针对此问题该文提出无人机(UAV)中继协助的有限码长隐蔽传输方案。首先, 根据无人机通信的信道模型, 推导从发射机经过无人机中继到合法接收机的信噪比(SNR), 得到隐蔽传输中断概率及吞吐量的表达式; 然后, 分析监测者的检测性能, 即KL(Kullback-Leibler)散度, 并将其作为隐蔽通信的约束条件; 最后, 在此约束的条件下, 联合优化发射机和中继的发射功率以及无人机的飞行高度, 从而最大化隐蔽通信的吞吐量。仿真结果验证了系统的隐蔽性能, 并且通过与缺少无人机协助的传统方案对比, 揭示所提出的无人机中继隐蔽传输方案可以有效地降低监测者的KL散度。

**关键词:** 隐蔽通信; 无人机; 中继; 有限码长

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)03-1006-08

DOI: 10.11999/JEIT211372

## UAV-relay Assisted Covert Communication with Finite Block-length

HU Jinsong<sup>①</sup> WU Linmei<sup>①</sup> SHU Feng<sup>②</sup> CHEN Youjia<sup>①</sup> ZHENG Haifeng<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(College of Physics and Information Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

<sup>②</sup>(School of Information and Communication Engineering, Hainan University, Haikou 570228, China)

**Abstract:** To avoid the high detection in long-distance covert communications due to the large transmission power, an Unmanned Aerial Vehicle (UAV)-relay based covert communication scheme with finite block length is proposed in this paper. Firstly, the Signal-to-Noise-Ratio (SNR) at the legal receiver via the UAV-relay is derived, based on which the outage probability and throughput of the covert communication link are also obtained. Secondly, the detection performance of the monitor is analyzed, i.e. KL (Kullback-Leibler) scatter, and it is used as a constraint on the covert communication. Finally, to maximize the throughput of the covert communication, the transmission power at the transmitter and the UAV-relay, as well as the flight height of UAV are jointly optimized. The simulation results verify the performance of the proposed covert communication scheme, and also show its superiority to the traditional strategies without UAVs since it greatly reduces the KL divergence at the warder.

**Key words:** Covert communication; Unmanned Aerial Vehicle (UAV); Relay; Finite block-length

## 1 引言

随着智能无线终端的快速发展, 大量机密和私人信息将通过无线的方式进行传输, 通信的安全性得到日益广泛的关注。由于无线通信的广播性质, 没有明确的物理边界, 这使得传输的机密信息容易受到外部攻击和窃听。传统加密算法或是物理层安全技术, 都只能保障信息在通信过程中最大限度不

被监测者进行正确解码, 而无法对信息传输过程起到保护作用, 因此如何使监测者无法准确检测到信息的传输情况是十分重要的, 于是为了降低机密信息的传输行为被监测者检测的概率, 引入了“隐蔽通信”这个概念。当监测者的检测错误概率足够大时, 隐蔽通信可以实现<sup>[1]</sup>。近年来, 众多专家学者根据不同的应用场景, 对隐蔽通信进行了广泛的研究。文献[2]研究了监测者通过统计不同时间隙的接收功率对接收机噪声进行估计来提高发现隐蔽通信的概率。有些研究关注了多天线对隐蔽通信的影响。比如, 文献[3]研究了在监测者随机分布环境下, 集中式和分布式多天线协助的隐蔽通信。文献[4]发现监测者的检测设备为多天线阵列时, 隐蔽传输速率

收稿日期: 2021-11-30; 改回日期: 2022-02-19; 网络出版: 2022-03-01

\*通信作者: 束锋 shufeng@hainanu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62001116, 62071234, 61971139, 61771244)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62001116, 62071234, 61971139, 61771244)

会明显下降。这是因为监测者的检测性能会随着天线数目的增加而提高。文献[5]提出的隐蔽通信方案能够最大限度地提高多天线发射机和全双工干扰接收器之间的连接吞吐量。

在无线通信的过程中,随着通信距离的进一步增加,直接的点对点传输需要很大的发射功率,极易在监测者处暴露隐蔽传输的行为,采用中继技术是一种切实可行的方案。文献[6]研究了衰落信道中继网络中的隐蔽通信,在此基础上,文献[7]研究了中继进行多跳信息传输有助于提高性能,因此,增加中继节点可以减小传输的距离,节点之间可以采用较小的信号发射功率,这样能有效地降低传输被监测者检测到的概率。由于无人机辅助通信低成本和灵活部署的特点,常被应用于隐蔽通信的场景中<sup>[8]</sup>。其中,可以把无人机部署为移动中继,连接两个孤立的地面用户,它将场景从静态变为动态,灵活地避免了监测者的检测,提高了传输的隐蔽性。文献[9]提出了基于无人机网络的隐蔽通信方案,通过联合优化无人机的轨迹和发射功率来实现安全隐蔽的传输。当地面存在监测者的位置不确定时,文献[10]通过最坏隐蔽性约束的资源配置,最大限度地提高平均隐蔽速率。文献[11,12]提出了由多天线干扰器辅助无人机的隐蔽通信方案,最大限度地提高地面发射机和无人机接收机针对几个随机分布的监测者之间的传输速率。值得注意的是,在空对地信道进行通信时,视距通信(Line of Sight, LoS)的概率很高,无人机中继极有可能遭到监测者的攻击,给隐蔽通信的实现增加了难度,同时,目前对于隐蔽通信的研究大多数基于传输符号数为无限长,但是在实际应用中,符号数通常是有限的(即低时延)。

因此,针对以上问题,本文考虑了一个长距离通信的场景,提出基于无人机中继有限码长隐蔽传输方案,隐蔽信息从源节点出发,通过中继节点的放大转发,最终到达目的节点。首先,构建了基于无人机中继形成的隐蔽通信系统模型,分析了信息传输过程的性能;然后,分析了监测者最优检测性能;最后,通过优化发射功率及无人机的高度,得到隐蔽吞吐量的最大值。仿真结果证明了所提出的方案能使监测者的检测性能降低,同时得到无人机中继的最优高度和最佳发射功率,为实际隐蔽通信系统设计及参数配置提供了理论指导。

## 2 系统模型

### 2.1 考虑的方案和采用的假设

本文考虑了一个隐蔽通信的场景。如图1所示,包含发射机Alice、监测者Willie、合法接收机Bob,其中发射机在监测者的检测下,借助无人机

(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)向合法接收机发送机密信息。定义Alice-Willie和Willie-Bob之间的距离分别表示为 $d_{aw}$ 和 $d_{wb}$ , UAV-relay高度为 $h$ 。本文假设UAV-Relay在半双工模式下工作,因此,从Alice到Bob的传输分两个阶段进行:第1阶段(Alice向UAV-Relay传输),第2阶段(UAV-Relay向Bob传输)。与此同时,假设所有的节点只配备了1根天线。

考虑将UAV到Bob, Alice和Willie之间的信道模拟成一个空对地的无线信道,它具有非视距(Non Line of Sight, NLoS)和概率视距(Line of Sight, LoS)成分。具体地说,对于无人机和地面用户之间的LoS和NLoS的路径损耗为<sup>[13,14]</sup>

$$\rho_j = \begin{cases} d_j^{\xi_L}, & \text{LoS} \\ d_j^{\xi_N}, & \text{NLoS} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $d_j$  代表无人机到地面各用户的距离,  $j \in \{\text{ar}, \text{rb}, \text{rw}\}$ , 且ar, rb, rw 分别代表路径Alice-Relay, Relay-Bob, Relay-Willie,  $\xi_L$  是LoS信道部分的路径损耗指数,  $\xi_N$  是NLoS信道部分的路径损耗指数。一般来说,  $\xi_L < \xi_N$ 。在空对地信道中, LoS成分并不总是存在,而在这些信道中出现LoS分量的概率取决于环境参数以及从UAV-Relay到Alice和Bob的角度<sup>[15]</sup>。在本文所考虑的情况,从Alice或Bob到UAV-Relay的角度并不总是 $90^\circ$ ,那么信道中出现LoS分量的概率为

$$\mathcal{P}_{\text{Los}}(\theta) = \frac{1}{1 + a \exp[-b(\theta - a)]} \quad (2)$$

其中,  $a$  和  $b$  是S型曲线参数,取决于通信环境。 $\theta$  是UAV-Relay到地面用户的仰角(单位为度)。由于 $\theta$  为 $90^\circ$ 时,信道可以简化为LoS信道,本文考虑最坏的情况,Willie位于UAV-relay下方的垂直方向,即UAV-relay到Willie的仰角为 $90^\circ$ 。因此,可以得到从UAV-Relay到Willie信道中出现LoS分量的概率为 $\mathcal{P}_{\text{Los}} = 1$ 。此时,路径损耗为 $\bar{\rho}_{\text{rw}} = d_{\text{rw}}^{\xi_L}$ 。

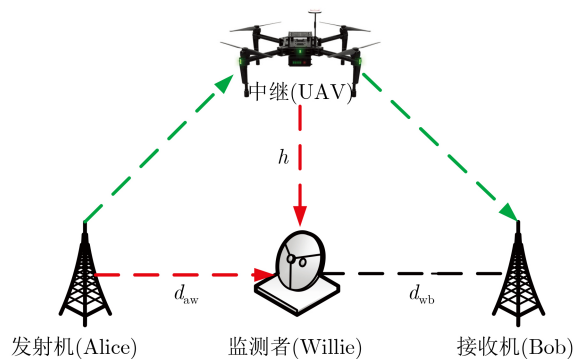


图1 无人机-中继协助的无线隐蔽通信

## 2.2 经过UAV-Relay从Alice传输到Bob

在第1阶段, UAV-Relay接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_r = \sqrt{P_a \bar{\rho}_{ar}} \mathbf{x}_a + \mathbf{n}_r \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{x}_a$  是Alice发送的机密信息, 并且需要满足  $\mathbb{E}[\mathbf{x}_a \mathbf{x}_a^H] = 1$ 。  $P_a$  是Alice的发射功率,  $\bar{\rho}_{ar}$  表示从Alice到UAV-Relay信道的路径损耗,  $\mathbf{n}_r$  是UAV-Relay方差为  $\sigma_r^2$  的加性高斯白噪声, 即  $\mathbf{n}_r \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)$ 。因此,  $\bar{\rho}_{ar}$  可以表示为

$$\bar{\rho}_{ar} = \mathcal{P}_{\text{Los}}(\theta_{ar}) d_{ar}^{\xi_L} + (1 - \mathcal{P}_{\text{Los}}(\theta_{ar})) d_{ar}^{\xi_N} \quad (4)$$

其中,  $\theta_{ar} = \frac{180}{\pi} \arctan(h/d_{aw})$ 。

根据在UAV-Relay接收到的信号, 可以得到在中继的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)为

$$\gamma_r = \frac{P_a \bar{\rho}_{ar}}{\sigma_r^2} \quad (5)$$

在第2阶段, Bob从UAV-Relay接收的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_b &= \sqrt{P_r \bar{\rho}_{rb}} G_r \mathbf{y}_r + \mathbf{n}_b \\ &= \sqrt{\frac{P_r \bar{\rho}_{rb}}{P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2}} \left[ \sqrt{P_a \bar{\rho}_{ar}} \mathbf{x}_a + \mathbf{n}_r \right] + \mathbf{n}_b \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $P_r$  是UAV-Relay的发射功率,  $\bar{\rho}_{rb}$  表示从UAV-Relay到Bob信道的路径损耗,  $\mathbf{n}_b$  是Bob方差为  $\sigma_b^2$  的加性高斯白噪声, 即  $\mathbf{n}_b \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_b^2)$ 。因此,  $\bar{\rho}_{rb}$  可以表示为

$$\bar{\rho}_{rb} = \mathcal{P}_{\text{Los}}(\theta_{rb}) d_{rb}^{\xi_L} + (1 - \mathcal{P}_{\text{Los}}(\theta_{rb})) d_{rb}^{\xi_N} \quad (7)$$

其中,  $\theta_{rb} = \frac{180}{\pi} \arctan(h/d_{wb})$ 。

$G_r$  是UAV-Relay的放大系数, 用于保证功率约束。根据文献[16], 其可以表示为

$$G_r = \frac{1}{\sqrt{P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2}} \quad (8)$$

根据式(6), 可以得到在合法接收机Bob的信噪比为

$$\gamma_b = \frac{P_a \bar{\rho}_{ar} P_r \bar{\rho}_{rb}}{P_r \bar{\rho}_{rb} \sigma_r^2 + (P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2) \sigma_b^2} \quad (9)$$

**引理1:** 在合法接收机Bob的信噪比  $\gamma_b$  是关于发射功率  $P_a$  和  $P_r$  的单调递增函数。

**证明:** 将式(9)的分子和分母同时除以  $P_a P_r$ , 可将  $\gamma_b$  转换为

$$\gamma_b = \frac{\bar{\rho}_{ar} \bar{\rho}_{rb}}{\frac{\sigma_r^2 \bar{\rho}_{rb}}{P_a} + \sigma_b^2 \left( \frac{\bar{\rho}_{ar}}{P_r} + \frac{\sigma_r^2}{P_a P_r} \right)} \quad (10)$$

可知, Bob信噪比  $\gamma_b$  随着  $P_a$  或  $P_r$  的增加而增加。证毕  
本文主要使用隐蔽吞吐量  $\eta$  来评估从发射机

Alice到合法接收机Bob的通信性能。对于一个给定的传输速率  $R$ , 它被定义为  $\eta = R(1 - \delta)$ 。其中,  $\delta$  为中断概率。那么, 此时对于一个固定的  $R$ , 这个中断概率可以表示为

$$\delta = Q \left( \frac{\sqrt{N} \ln 2 (1 + \gamma_b) [\log_2 (1 + \gamma_b) - R]}{\sqrt{\gamma_b (\gamma_b + 2)}} \right) \quad (11)$$

首先将  $Q$  函数括号中的整个项表示为  $\mu$ 。于是,  $\mu$  关于  $\gamma_b$  的1阶导数为

$$\frac{d\mu}{d\gamma_b} = \frac{\sqrt{N} (\gamma_b^2 + 2\gamma_b) - \sqrt{N} \ln 2 \left[ \frac{\ln(1 + \gamma_b)}{\ln 2} - R \right]}{[\gamma_b (2 + \gamma_b)]^{3/2}} \quad (12)$$

当  $\gamma_b$  非常小时, 可以采用近似相等即  $\ln(1 + \gamma_b) \sim \gamma_b$ 。根据这个近似值, 可以得到化简后的  $\mu$  关于  $\gamma_b$  的1阶导数为

$$\frac{d\mu}{d\gamma_b} = \frac{\sqrt{N} (\gamma_b^2 + \gamma_b + R \ln 2)}{[\gamma_b (2 + \gamma_b)]^{3/2}} > 0 \quad (13)$$

从式(13)可以得到  $\frac{d\mu}{d\gamma_b} > 0$ , 并且  $Q$  函数关于  $\mu$  的偏导有  $\frac{\partial Q}{\partial \mu} < 0$ , 那么根据链式法则, 可得  $Q$  函数关于  $\gamma_b$  的偏导为  $\frac{\partial Q}{\partial \gamma_b} = \frac{\partial Q}{\partial \mu} \frac{d\mu}{d\gamma_b} < 0$ 。因此,  $Q$  函数会随着Bob的信噪比  $\gamma_b$  增大而减小, 即中断概率  $\delta$  是  $\gamma_b$  的单调递减函数。由于隐蔽传输吞吐量  $\eta$  与  $\delta$  成反比, 那么可以知道  $\eta$  关于  $\gamma_b$  是一个单调递增的函数。

## 2.3 监测者Willie检测性能分析

遵循信号检测中的假设检验理论, 首先分析监测者Willie的检测方式, 根据Willie在第1阶段和第2阶段接收到的所有信号做出判决。因此, 在Willie接收到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_w &= \sqrt{P_a \bar{\rho}_{aw}} \mathbf{x}_a + \sqrt{P_r \bar{\rho}_{rw}} G_r \mathbf{y}_r + \mathbf{n}_w \\ &= \sqrt{P_a \bar{\rho}_{aw}} \mathbf{x}_a + \sqrt{P_r \bar{\rho}_{rw}} \frac{1}{\sqrt{P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2}} \\ &\quad \cdot \left( \sqrt{P_a \bar{\rho}_{ar}} \mathbf{x}_a + \mathbf{n}_r \right) + \mathbf{n}_w \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{n}_w$  是Willie方差为  $\sigma_w^2$  的加性高斯白噪声, 即  $\mathbf{n}_w \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ 。从Alice和UAV-Relay到Willie的路径损耗分别为  $\bar{\rho}_{aw} = d_{aw}^{\xi_L}$  及  $\bar{\rho}_{rw} = d_{rw}^{\xi_L}$ 。

根据式(14), 在Willie的信噪比可以表示为

$$\gamma_w = \frac{P_a \bar{\rho}_{aw} (P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2) + P_r \bar{\rho}_{rw} P_a \bar{\rho}_{ar}}{P_r \bar{\rho}_{rw} \sigma_r^2 + (P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2) \sigma_w^2} \quad (15)$$

在零假设  $\mathcal{H}_0$  下, Alice不向Bob发送信号, 反之备选假设  $\mathcal{H}_1$  意味着Alice借助UAV中继向Bob发送信号。基于式(14)中接收到的信号, Willie进行二

元假设检验对于接收到的信号是来自 $\mathcal{H}_0$ 还是 $\mathcal{H}_1$ 。其中,  $D_{01}$ 是在 $\mathcal{H}_0$ 下的似然函数对于 $\mathcal{H}_1$ 下似然函数的KL(Kullback-Leibler)散度, 可以表达为

$$D_{01} = \frac{N}{2} [\gamma_w - \ln(1 + \gamma_w)] \quad (16)$$

其中,  $N$ 为无人机隐蔽通信中时延约束对应的最大码长。在本文研究的过程采用 $D_{01} \leq 2\epsilon^2$ 作为隐蔽约束要求, 其 $\epsilon$ 是一个任意小的值<sup>[17]</sup>。

### 3 无人机隐蔽通信的优化问题

在本节中, 通过联合优化Alice的发射功率 $P_a$ , UAV-Relay的发射功率 $P_r$ 及高度 $h$ , 以便在考虑的情况下最大化有效隐蔽吞吐量 $\eta^*$ 。具体来说, 优化问题可以写为下式

$$\eta^* = \max_{P_a, P_r, h} \eta \quad (17)$$

$$\text{s.t.} \quad D_{01} \leq 2\epsilon^2 \quad (17a)$$

$$P_a \leq P_a^{\max} \quad (17b)$$

$$P_r \leq P_r^{\max} \quad (17c)$$

$$\underline{h} \leq h \leq \bar{h} \quad (17d)$$

其中,  $P_a^{\max}$ 和 $P_r^{\max}$ 为Alice和UAV中继的最大发射功率,  $\underline{h}$ 和 $\bar{h}$ 分别为UAV的最小高度和最大高度, 隐蔽性约束由式(17a)给出。

**引理2** 当隐蔽约束满足 $D_{01} = 2\epsilon^2$ 时, 可以在监测者Willie获得最大的信噪比 $\gamma_w$ , 即 $\gamma_w^\dagger$ 。

**证明** 根据式(16), 求 $D_{01}$ 关于 $\gamma_w$ 的1阶导数, 可以得到

$$\frac{dD_{01}}{d\gamma_w} = \frac{N\gamma_w}{2(1 + \gamma_w)} > 0 \quad (18)$$

因此,  $D_{01}$ 是关于 $\gamma_w$ 的单调递增函数。那么, 当 $D_{01}(\gamma_w^\dagger) = 2\epsilon^2$ 时, 在监测者Willie可以得到最大的SNR, 即 $\gamma_w^\dagger$ 。证毕

**引理3**  $D_{01}$ 是发射机Alice的发射功率 $P_a$ 的单调递增函数。

**证明** 根据式(15), 首先通过求 $\gamma_w$ 关于 $P_a$ 的偏导, 可以得到

$$\frac{\partial \gamma_w}{\partial P_a} = \frac{P_a \bar{\rho}_{aw} \bar{\rho}_{ar} B + P_r \bar{\rho}_{rw} \sigma_r^2 C + \bar{\rho}_{aw} \sigma_w^2 \sigma_r^4}{A^2} > 0 \quad (19)$$

其中,

$$\begin{aligned} A &= P_r \bar{\rho}_{rw} \sigma_r^2 + P_a \bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 + \sigma_r^2 \sigma_w^2 \\ B &= 2P_r \bar{\rho}_{rw} \sigma_r^2 + P_a \bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 + 2\sigma_w^2 \sigma_r^2 \\ C &= \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2 + P_r \bar{\rho}_{ar} \bar{\rho}_{rw} + \bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 \end{aligned}$$

基于式(18)、式(19), 利用链式法则的推导得到了 $D_{01}$ 关于 $P_a$ 的偏导为

$$\frac{\partial D_{01}}{\partial P_a} = \frac{dD_{01}}{d\gamma_w} \frac{\partial \gamma_w}{\partial P_a} > 0 \quad (20)$$

因此, 根据式(20),  $D_{01}(P_a)$ 关于 $P_a$ 是一个递增的函数。证毕

**引理4** 当 $\bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 > \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2$ 时,  $D_{01}$ 是关于UAV-Relay发射功率 $P_r$ 的单调递增函数。反之,  $D_{01}$ 是关于 $P_r$ 的单调递减函数。

**证明** 根据式(15),  $\gamma_w$ 关于 $P_r$ 的偏导可以表示为

$$\frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r} = \frac{(P_a^2 \bar{\rho}_{rw} \bar{\rho}_{ar} + P_a \bar{\rho}_{rw} \sigma_r^2) (\bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 - \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2)}{A^2} \quad (21)$$

当令式(21)中的偏导 $\frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r} = 0$ 时, 可以得到

$$K = \bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 - \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2 = 0 \quad (22)$$

那么,  $\gamma_w$ 关于 $P_r$ 的单调性质取决于 $\bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2$ 和 $\bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2$ 之间的关系, 并进行如下讨论

情况1: 若有 $\bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 > \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2$

在第1种情况下, 由式(21), 可得 $\frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r} > 0$ , 那么使用链式法则的推导得到

$$\frac{\partial D_{01}}{\partial P_r} = \frac{dD_{01}}{d\gamma_w} \frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r} > 0 \quad (23)$$

这表明了此时,  $D_{01}$ 是关于 $P_r$ 单调递增的函数。

情况2: 若有 $\bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 < \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2$

在第2种情况下, 由式(21), 可以得到 $\frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r} < 0$ , 这意味着 $\gamma_w$ 关于 $P_r$ 是单调递减的, 由求导的链式法则得到 $D_{01}$ 关于 $P_r$ 的偏导 $\frac{\partial D_{01}}{\partial P_r} = \frac{dD_{01}}{d\gamma_w} \frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r} < 0$ , 即此时 $D_{01}$ 是关于 $P_r$ 单调递减的函数。证毕

考虑到发射功率 $P_a$ 和 $P_r$ 之间的关系会产生不同的结果, 本文将优化问题式(17)转化为3个子优化问题。

**定理1** 给定在UAV-Relay的发射功率 $P_r$ , 根据式(17)中的优化问题会得到在发射机Alice存在一个最优发射功率(即 $P_a^*$ ), 它表示为

$$P_a^* = \min\{P_a^\dagger, P_a^{\max}\} \quad (24)$$

其中,  $P_a^\dagger$ 是能够满足Willie的信噪比取到最大值的解, 即 $\gamma_w(P_a^\dagger) = \gamma_w^\dagger$ 。

**证明** 若给定 $P_r$ , 那么优化问题式(17)可以进一步写为

$$\eta^* = \max_{P_a} \eta \quad (25)$$

$$\text{s.t.} \quad D_{01} \leq 2\epsilon^2 \quad (25a)$$

$$P_a \leq P_a^{\max} \quad (25b)$$

根据引理2, 当隐蔽约束满足 $D_{01} = 2\epsilon^2$ 时, 可



以在Willie获得最大的信噪比 $\gamma_w$ ，即 $\gamma_w^\dagger$ 。此时由引理3可知， $\gamma_w$ 是关于 $P_a$ 的单调递增函数，那么当 $\gamma_w$ 取到最大值时，可以得到一个最大的发射功率 $P_a^\dagger$ ，即 $\gamma_w(P_a^\dagger) = \gamma_w^\dagger$ 。

于是，将最大的Willie信噪比 $\gamma_w^\dagger$ 代入式(15)，可以反解 $P_a$ ，得到如下两个值

$$P_a^\pm = \frac{-b_1 \pm \sqrt{b_1^2 + 4\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}c_1}}{2\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}} \quad (26)$$

其中，

$$\begin{aligned} b_1 &= -\gamma_w^\dagger \bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 + \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2 + P_r \bar{\rho}_{rw} \bar{\rho}_{ar} \\ c_1 &= \gamma_w^\dagger \sigma_r^2 (\sigma_w^2 + P_r \bar{\rho}_{rw}) \end{aligned}$$

由于在式(26)中有 $-\sqrt{b_1^2 + 4\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}c_1} < 0$ ，从而导致 $P_a^- < 0$ ，不满足实际发射功率为正值的意义，故舍去该值。同理可知， $P_a^+ > 0$ ，满足条件，因此可以得到最大发射功率为

$$P_a^\dagger = P_a^+ = \frac{-b_1 + \sqrt{b_1^2 + 4\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}c_1}}{2\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}} \quad (27)$$

考虑到式(25b)中的限制约束条件，可以得到在Alice的最优发射功率 $P_a^*$ 表示为 $P_a^* = \min\{P_a^\dagger, P_a^{\max}\}$ 。

证毕

**定理2** 当满足 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2 > \bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 情况时，对于给定任何在Alice的发射功率 $P_a$ 都存在一个在UAV-Relay的最优发射功率 $P_r^*$ ，表示为

$$P_r^* = \min\{P_r^\dagger, P_r^{\max}\} \quad (28)$$

**证明** 若给定 $P_a$ ，那么优化问题式(17)可以进一步写为

$$\eta^* = \max_{P_a} \eta \quad (29)$$

$$\text{s.t.} \quad D_{01} \leq 2\epsilon^2 \quad (29a)$$

$$P_r \leq P_r^{\max} \quad (29b)$$

由引理4知，在 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2 > \bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 时， $D_{01}$ 是关于 $P_r$ 的单调递增函数，于是将Willie的最大信噪比 $\gamma_w^\dagger$ 代入式(15)，可以得到满足约束条件式(29a)在UAV-Relay的最大发射功率 $P_r^\dagger$ ，表示为

$$P_r^\dagger = \frac{(-\gamma_w^\dagger \sigma_w^2 + P_a \bar{\rho}_{aw})(P_a \bar{\rho}_{ar} + \sigma_r^2)}{\bar{\rho}_{rw}(\gamma_w^\dagger \sigma_r^2 - P_a \bar{\rho}_{ar})} \quad (30)$$

与此同时，考虑到式(29b)的条件，可以得到在UAV-Relay的最优发射功率表示为 $P_r^* = \min\{P_r^\dagger, P_r^{\max}\}$ 。

证毕

**定理3** 当满足 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2 < \bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 的情况，并且 $P_r = P_r^{\max}$ 时，在Alice的最优发射功率 $P_a^*$ 可以表示为

$$P_a^* = \min\{P_a^\dagger, P_a^{\max}\} \quad (31)$$

**证明** 由引理4知，在 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2 < \bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 的情况下， $D_{01}$ 是关于 $P_r$ 的单调递减函数，于是当 $D_{01}$ 将取到最大值时， $P_r$ 会得到一个最小发射功率，此时令 $P_r = P_r^{\max}$ ，那么可以得到一个新的满足约束(17b)的在Alice的最大发射功率，表示为

$$P_a^\dagger = P_a^+ = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 + 4\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}c_2}}{2\bar{\rho}_{ar}\bar{\rho}_{aw}} \quad (32)$$

其中，

$$\begin{aligned} b_2 &= -\gamma_w^\dagger \bar{\rho}_{ar} \sigma_w^2 + \bar{\rho}_{aw} \sigma_r^2 + P_r^{\max} \bar{\rho}_{rw} \bar{\rho}_{ar} \\ c_2 &= \gamma_w^\dagger \sigma_r^2 (\sigma_w^2 + P_r^{\max} \bar{\rho}_{rw}) \end{aligned}$$

于是，同定理1的证明相似地，可以在满足限制约束的条件下得到在Alice的最优发射功率表示为 $P_a^* = \min\{P_a^\dagger, P_a^{\max}\}$ 。所提算法的流程如表1所示。

证毕

## 4 仿真结果及讨论

在本节中，主要使用仿真分析得出的数值结果来评估本文所提出关于无人机中继系统模型的性能。假设发射机Alice与合法接收机Bob之间的距离为一固定值 $c$ ，即 $d_{aw} + d_{bw} = c$ 。仿真参数分别为，S型曲线参数 $a = 4.88$ ， $b = 0.1$ ，Alice-Willie的距离 $d_{aw} = 500$  m，LoS信道的路径损耗指数 $\xi_L = -2$ ，NLoS信道的路径损耗指数 $\xi_N = -3$ ，Alice发射功率 $P_a = 30$  dBm，Willie-Bob距离 $d_{wb} = 500$  m， $\sigma_r^2 = \sigma_b^2 = -20$  dBm。

图2揭示了在不同Alice-Willie间的距离 $d_{aw}$ 以及不同无人机发射功率 $P_r$ 的情况下，隐蔽吞吐量 $\eta$ 与Alice发射功率 $P_a$ 之间的关系。可以发现，随着 $P_a$ 的增大， $\eta$ 从0开始增加最后达到一个最大值，这是因为当发射功率增大后，Bob的信噪比也会随之增大，通过引理1可以知道，隐蔽吞吐量与Bob的信噪比是正相关的关系。但是隐蔽吞吐量不会无限制的不断增大，是因为对于一个固定的传输速率 $R$ ，隐蔽吞吐量的最大值取决于中断概率 $\delta$ 。并且还可以很明确地发现当 $d_{aw}$ 增大时，必须增大 $P_a$ 才可以更好地提高隐蔽吞吐量。

图3展示了在不同隐蔽系数的情况下发射机Alice的最大发射功率 $P_a^{\max}$ 与最佳发射功率 $P_a^*$ 间的关系。在本图中，可以观察到在 $P_a^{\max}$ 相对较小的时候， $P_a^* = P_a^{\max}$ ，随着 $P_a^{\max}$ 的增加，根据定理1，可以得到 $P_a^* = P_a^\dagger$ ，这是因为当 $D_{01} = 2\epsilon^2$ 时， $P_a^\dagger$ 是其对应的解。另外，还可以发现 $P_a^*$ 随着 $\epsilon$ 的增加而增加，这是因为当无人机飞行的隐蔽约束不那么严格时，可以得到更高的传输功率。

图4说明了在无人机中继发射功率 $P_r$ 不同的情

表 1 关于最大隐蔽吞吐量及最优发射功率算法

输入：初始化 $D_{01}$ , $\epsilon$ , $\delta$ , $P_a^{\max}$ , $P_r^{\max}$ , $\gamma_w$ , $\gamma_b$ ; 给定传输速率 $R$ ;
输出： $\eta^*$ , $P_a^*$ , $P_r^*$ .
(1)将优化问题式(17)转化为两个子优化问题式(25)、式(29);
(a)根据式(16), 求得 $D_{01}$ 关于 $\gamma_w$ 的1阶导数, 将隐蔽性约束转化为一个等式, 通过 $D_{01}(\gamma_w^\dagger) = 2\epsilon^2$ 得到 $\gamma_w^\dagger$ ;
(b)通过求 $\gamma_w$ 关于 $P_a$ 的偏导, 利用链式法则, 得到 $D_{01}$ 关于 $P_a$ 的偏导 $\frac{\partial D_{01}}{\partial P_a} = \frac{dD_{01}}{d\gamma_w} \frac{\partial \gamma_w}{\partial P_a}$ ;
(c)通过求 $\gamma_w$ 关于 $P_r$ 的偏导, 讨论 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2$ 、 $\bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 的关系, 利用链式法则, 得到 $D_{01}$ 关于 $P_r$ 的偏导 $\frac{\partial D_{01}}{\partial P_r} = \frac{dD_{01}}{d\gamma_w} \frac{\partial \gamma_w}{\partial P_r}$ ;
(2)根据式(15), 由 $\gamma_w(P_a^\dagger) = \gamma_w^\dagger$ , 可以反解出 $P_a^\dagger$ , 通过给定 $P_r$ , 得到最优发射功率 $P_a^* = \min\{P_a^\dagger, P_a^{\max}\}$ 来求解优化问题式(25);
(3)根据式(15), 由 $\gamma_w(P_r^\dagger) = \gamma_w^\dagger$ , 得到 $P_r^\dagger$ ;
(a)当 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2 > \bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 时, 得到最优发射功率 $P_r^* = \min\{P_r^\dagger, P_r^{\max}\}$ 求解优化问题式(29);
(b)当 $\bar{\rho}_{ar}\sigma_w^2 < \bar{\rho}_{aw}\sigma_r^2$ 时, 给定 $P_r = P_r^{\max}$ , 得到 $P_a^* = \min\{P_a^\dagger, P_a^{\max}\}$ ;
(4)根据 $\eta = R(1 - \delta)$ , 得到最大隐蔽吞吐量 $\eta^*$ ;
(a)根据式(11), 利用Q函数, 求得 $\delta$ 关于 $\gamma_b$ 的1阶导数;
(b)由于 $\eta$ 与 $\delta$ 成反比, 当 $\delta$ 取最小值时, 得到最大的隐蔽吞吐量 $\eta^*$ .

况下, 无人机垂直高度 $h$ 对合法接收机Bob信噪比 $\gamma_b$ 的影响, 其中, UAV的最小高度 $\underline{h} = 100$  m, 最大高度 $\bar{h} = 1000$  m。由于 $\gamma_b$ 关于 $h$ 的表达式过于复杂, 只能通过1维搜索。由图4可以看出, 随着 $h$ 的增加,  $\gamma_b$ 先增加再减小, 这是因为随着无人机飞行高度的增加, 视距链路的概率会增加, 此时, 路径损耗也会增大。但是在无人机飞行高度小于最优高度时, Bob的信噪比主要由视距链路决定, 于是信噪比增大; 然而, 随着 $h$ 大于最优高度, 路径损耗在信噪比中起决定性作用, 信号衰减增大, 信噪比减小。与此同时, 还可以看出, 在相同的高度下, 中继发射功率越大, 在Bob的信噪比也会相对较大。

图5通过对比是否存在无人机作为中继的情况下, 得出KL散度 $D_{01}$ 。可以很清晰地观察到在无人机作为中继的情况下,  $D_{01}$ 比较低, 即 $\gamma_w$ 比较低, 说明此时运用本文提出的系统模型进行长距离通信的性能比较好, 隐蔽通信很大程度上能够避免被监测者检测。并且随着Alice发射功率 $P_a$ 的增大, 可以得到 $D_{01}$ 增大, 那么 $\gamma_w$ 也逐渐增大, 因此, 在长距离通信的过程中, 要控制发射机Alice的发射功率, 使其不超过定理1所提出的最佳发射功率 $P_a^*$ 。

## 5 结论

本文研究了在长距离通信时, 基于无人机中继有限码长的隐蔽传输方案, 降低机密信息的传输行为被监测者检测的概率。首先, 构建基于无人机中继形成的隐蔽通信场景, 分析从发射机经过无人机中继到合法接收机传输过程的性能; 然后, 研究监测者最优检测性能, 根据KL(Kullback-Leibler)散

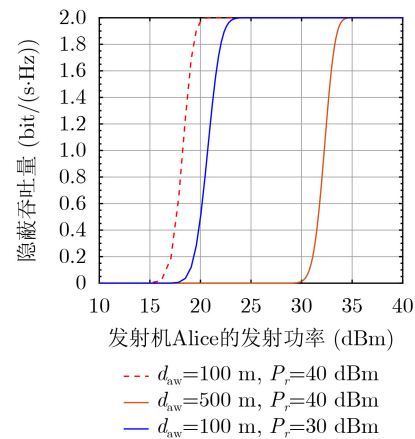


图 2 发射机Alice的发射功率与隐蔽吞吐量的变化关系

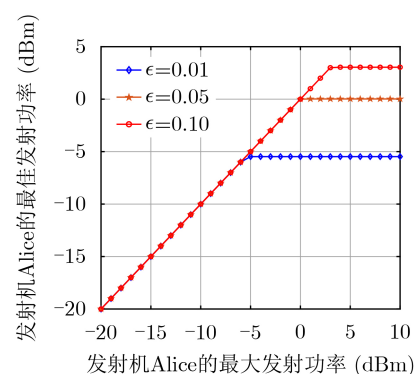


图 3 发射机Alice的最大发射功率与最佳发射功率的变化关系

度得出了系统的隐蔽约束; 最后, 针对考虑的通信场景进行问题的优化, 实现最大化隐蔽吞吐量。通过实验仿真得到无人机中继的最优高度和最佳发射功率, 表明了所提出的无人机中继方法能使监测者的检测性能降低, 得到最大的隐蔽吞吐量, 验证了系统的隐蔽性能。在未来的工作中, 将进一步研究

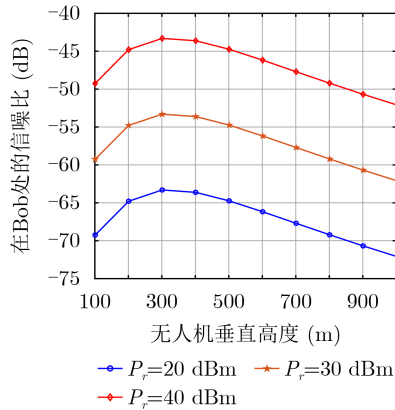


图4 合法接收机Bob的信噪比与无人机垂直高度的变化关系

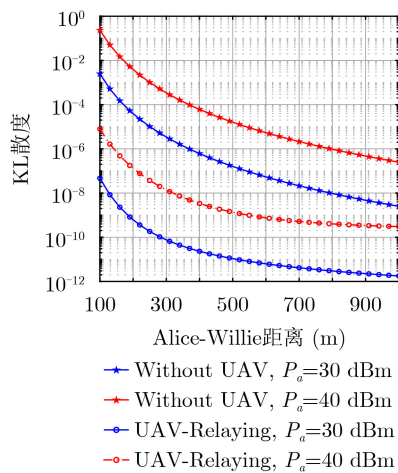


图5 Alice-Willie距离与KL散度的变化关系

UAV在噪声环境中以及UAV装备多天线的条件下如何进行隐蔽传输。

### 参考文献

- [1] YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, HU Jinsong, *et al.* Low probability of detection communication: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(5): 19–25. doi: [10.1109/MWC.001.1900057](https://doi.org/10.1109/MWC.001.1900057).
- [2] GOECKEL D, BASH B, GUHA S, *et al.* Covert communications when the warden does not know the background noise power[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(2): 236–239. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2507594](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2015.2507594).
- [3] ZHENG Tongxing, Wang Huiming, NG D W K, *et al.* Multi-antenna covert communications in random wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(3): 1974–1987. doi: [10.1109/TWC.2019.2900915](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2900915).
- [4] SHAHZAD K, ZHOU Xiangyun, and YAN Shihao. Covert wireless communication in presence of a multi-antenna adversary and delay constraints[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(12): 12432–12436. doi: [10.1109/TVT.2019.2948608](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2948608).
- [5] CHEN Xinying, SUN Wen, XING Chengwen, *et al.* Multi-antenna covert communication via full-duplex jamming against a warden with uncertain locations[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(8): 5467–5480. doi: [10.1109/TWC.2021.3068096](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3068096).
- [6] HU Jinsong, YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, *et al.* Covert communication achieved by a greedy relay in wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(7): 4766–4779. doi: [10.1109/TWC.2018.2831217](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2831217).
- [7] SHEIKHOESLAMI A, GHADERI M, TOWSLEY D, *et al.* Multi-hop routing in covert wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(6): 3656–3669. doi: [10.1109/TWC.2018.2812881](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2812881).
- [8] JIANG Xu, CHEN Xinying, TANG Jie, *et al.* Covert communication in UAV-assisted air-ground networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(4): 190–197. doi: [10.1109/MWC.001.2000454](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000454).
- [9] ZHOU Xiaobo, YAN Shihao, HU Jinsong, *et al.* Joint optimization of a UAV's trajectory and transmit power for covert communications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(16): 4276–4290. doi: [10.1109/TSP.2019.2928949](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2928949).
- [10] JIANG Xu, YANG Zhutian, ZHAO Nan, *et al.* Resource allocation and trajectory optimization for UAV-enabled multi-user covert communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(2): 1989–1994. doi: [10.1109/TVT.2021.3053936](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3053936).
- [11] CHEN Xinying, CHANG Zheng, TANG Jie, *et al.* UAV-aided multi-antenna covert communication against multiple wardens[C]. The 2021 IEEE International Conference on Communications, Montreal, Canada, 2021: 1–6. doi: [10.1109/ICC42927.2021.9500951](https://doi.org/10.1109/ICC42927.2021.9500951).
- [12] CHEN Xinying, ZHANG Ning, TANG Jie, *et al.* UAV-aided covert communication with a multi-antenna jammer[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(11): 11619–11631. doi: [10.1109/TVT.2021.3112121](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3112121).
- [13] ZHOU Yi, YEOH P L, CHEN He, *et al.* Improving physical layer security via a UAV friendly jammer for unknown eavesdropper location[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(11): 11280–11284. doi: [10.1109/TVT.2018.2868944](https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2868944).

- [14] ALZENAD M, EL-KEYI A, and YANIKOMEROGLU H. 3-D placement of an unmanned aerial vehicle base station for maximum coverage of users with different QoS requirements[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(1): 38–41. doi: [10.1109/LWC.2017.2752161](https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2752161).
- [15] AL- HOURANI A, KANDEEPAN S, and LARDNER S. Optimal LAP altitude for maximum coverage[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(6): 569–572. doi: [10.1109/LWC.2014.2342736](https://doi.org/10.1109/LWC.2014.2342736).
- [16] KRIKIDIS I, THOMPSON J, MCLAUGHLIN S, *et al.* Amplify-and-forward with partial relay selection[J]. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(4): 235–237. doi: [10.1109/LCOMM.2008.071987](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2008.071987).
- [17] SHU Feng, XU Tingzhen, HU Jinsong, *et al.* Delay-constrained covert communications with a full-duplex receiver[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 813–816. doi: [10.1109/LWC.2019.2894617](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2894617).
- 胡锦涛：男，1989年生，博士，讲师，研究方向为隐蔽通信、物理层安全、天线阵列信号处理、无人机通信等。
- 吴林梅：女，1997年生，硕士生，研究方向为隐蔽通信、无人机通信等。
- 束 锋：男，1973年生，博士，博士生导师，教授，研究方向为无线信息安全传输、大规模MIMO、无人机通信、无线定位技术等。
- 陈由甲：女，1983年生，博士，博士生导师，教授，研究方向为移动通信、边缘计算、工业物联网、深度学习等。
- 郑海峰：男，1978年生，博士，博士生导师，教授，研究方向为智能物联网、车联网、无线感知、张量理论及其应用等。
- 责任编辑：马秀强