

一种基于无人机与智能反射面的隐蔽通信系统研究

刘学敏^① 钱玉文^{*①} 宋耀良^① 束 锋^② 陈魁宇^③ 朱捷伟^④

^①(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

^②(海南大学信息与通信工程学院 海口 570228)

^③(南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子(未来技术)学院 南京 210042)

^④(中国联合网络通信有限公司苏州市分公司 苏州 215100)

摘 要: 隐蔽通信可以在被监控的情况下安全传输数据,是网络安全领域重要分支。然而,实际通信系统具有通信环境复杂、覆盖范围广等特点,这使得隐蔽通信很难部署。为此,该文提出一种基于智能反射面(IRS)与无人机(UAV)辅助的无线隐蔽通信系统。引入智能反射面作为中继节点转发发送者的信号,使用无人机作为发送者的友元节点,该友元节点通过发送人工噪声来干扰恶意用户对隐蔽通信的检测。在监听者接收噪声不确定的情况下,推导了最小错误检测概率,并与中断概率作为约束,以最大化隐蔽通信速率为目标,建立了系统的优化问题,采用Dinkelbach算法求解。仿真结果表明,当智能反射阵元的相位、干扰无人机的发射能量取得最优时,所提系统的隐蔽通信速率比单独配置智能反射面的无线通信系统平均提高了37.9%,比单独配置无人机的系统评价速率提高了1.17倍。

关键词: 信息安全; 隐蔽通信; 智能反射面; 无人机

中图分类号: TN918.82

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2025)02-0386-11

DOI: 10.11999/JEIT240663

1 引言

随着无线通信、人工智能以及物联网技术的发展,隐私信息的安全传输成为研究的热点领域。传统的密码学机制将数据加密成高度随机化的密文发送。然而,在大量密文数据与强大密码破解工具的帮助下,无法保证数据传输的安全性。在此背景下,能够躲避监控者对通信进行监控的隐蔽通信成为研究的热点。隐蔽通信系统(Covert Communication System, CCS)可以将保密数据嵌入在正常传输的数据中与正常数据一起传输^[1]。但隐蔽通信系统存在容量小与误码率高的情况^[2]。

近年来智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)陆续被用于无线隐蔽通信系统中以提高隐蔽通信速率。由文献^[3]可知,利用IRS可有效提升无线隐蔽通信系统的通信效率。文献^[4]设计了一种优化的无线隐蔽通信系统,通过优化发送者的发射功率,IRS中反射阵元的角度,最大化隐蔽通信

的速率,但其计算复杂度非常高。因此,具有低复杂度的逐次凸逼近求解方法被引入以求解IRS的反射系数和发射功率联合优化问题^[5]。另外,有研究提出基于IRS与多输入-多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)的隐蔽通信系统^[6,7],利用高耦合性进行交替优化,从而求得最优解。类似地,非正交多址技术也可与IRS结合用来设计隐蔽系统^[8,9]。而文献^[10]提出了一种基于IRS的隐蔽通信方案。然而,基于IRS的无线隐蔽通信系统中,隐蔽信息仍然容易被窃听者所窃听^[11]。

为了提高无线隐蔽通信系统的安全性,研究者提出引入新的节点作为发送者的友元节点,该友元节点通过发送人工噪声干扰监听者接收发送者的信息,从而提高隐蔽通信的安全性。而基于无人机的通信系统具有部署快,配置更灵活,并存在短距离视距链路的优点^[12,13]。因此,无人机也常作为隐蔽通信系统中的友元,对监听者进行干扰的系统尤为常见。特别地,由于遮挡的原因,固定友元节点无法转发发送者发送的信息,或不能对监听者进行干扰。此时,无人机可以向合法接收者转发发射终端发送的隐蔽信息。典型地,文献^[14]通过优化无人机的飞行轨迹和发送功率来最大化接收者接收隐蔽信息的平均速率。另外,文献^[15]通过优化无人机的飞行轨迹和发送功率,来最大化接收者接收隐蔽信息的平均速率。文献^[16]提出一种无人机协助的多用户隐蔽通信系统。为了在复杂通信环境进行隐

收稿日期: 2024-07-29; 改回日期: 2024-12-01; 网络出版: 2024-12-09

*通信作者: 钱玉文 admon@njjust.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划“政府间国际科技创新合作”重点专项(2022YFE0122300)

Foundation Item: The Key Special Project of “Intergovernmental International Scientific and Technological Innovation Cooperation” in the National Key Research and Development Program (2022YFE0122300)

蔽通信, Chen等人^[17]和Zheng等人^[18]提出利用多天线与无人机结合, 设计隐蔽通信系统, 从而对抗多监听者合谋监听。文献^[19]利用多天线无人机在干扰机的帮助下, 使用基于监听者最优监控门限的功率分配算法设计隐蔽通信系统。然而, 如何有效地选择智能反射面中各个反射元件的相移与无人机的飞行轨迹, 在保证隐蔽性的前提下, 设计高效隐蔽通信系统是亟需解决的问题。

为此, 本文首先提出一种适合部署在通信环境复杂的系统中的隐蔽通信机制。利用IRS能提升无线通信效率和无人机高机动性等特点, 设计基于IRS与无人机协助的隐蔽通信系统, 可广泛部署在通信环境复杂的场景中。其次, 在监听者接收噪声不确定情况, 且合法用户的位置已知情况下, 推导了监控者的最小错误检测概率。然后, 利用推导出的最小错误检测概率与隐蔽信道的中断概率作为约束, 以发射功率, IRS反射系数为优化变量, 建立了最大化隐蔽通信速率的优化问题。仿真结果表明增加IRS的数量、无人机飞行时间和干扰功率可提高系统的隐蔽性与隐蔽通信速率。

2 系统模型

由于智慧城市、智慧工厂等系统中, 需要把监控的数据安全地、可靠地、定时发送到数据控制中心。其中, 部分数据是非常敏感, 一旦泄露可能会造成重大的信息安全事故。然而, 这些敏感数据由于数据量并不大, 用加密传输的方法容易被破解。在此背景下, 本文提出采用隐蔽通信的方法传输敏感数据。如图1所示为本文设计的一种基于无人机与IRS协助的隐蔽通讯系统。在该模型中, 隐蔽通信的发送方为通信基站, 以Alice来示意; 接收方为各种智能终端, 以Bob来示意; 监听者一般位于接收者附近, 以Willie来示意。为了保证敏感数据不被泄露, 有一些数据需要通过隐蔽通信进行秘密传输。然而, 这些秘密数据也不是时刻发送的, 而是固定时刻进行上传。因此, 该系统只有在进行隐蔽通信时候才控制无人机飞行, 并对可疑的窃听者进行干扰。且发送结束后, 可进行回收无人机并充电。因此, 可保证其长期的运行。在实际通信系统中往往存在大型建筑群, 这阻挡了Alice, Bob和Willie的通信, 即不存在视距(Line Of Sight, LOS)链路。因此, 本文提出在建筑物表面部署IRS, 作为中继向Bob转发Alice所发送隐蔽消息。由于Alice与Bob协作进行隐蔽通信, 其位置通常也是互相已知的。而无人机是Alice的友元, 因此无人机可以获取Bob的位置。由根据文献^[14]可知, 无人机只能获取Willie所在的大致区域。

然而, 由于Willie和Bob之间的位置往往比较接近, IRS在增加Bob的接收信号强度的同时, 也增加了Willie接收信号的强度。这提高了Willie检测Alice与Bob之间隐蔽通信的概率。为此, 采用无人机作为Alice的友好节点来干扰Willie对隐蔽通信的监听。将Alice与IRS、IRS与Bob、IRS与Willie之间的信道分别表示为 $\mathbf{h}_{AI}$, $\mathbf{h}_{IB}$ 和 $\mathbf{h}_{IW}$ 。为了方便计算, 假定Alice, Bob, IRS与Willie处于一个地平面上, 而无人机处于空中。这样, 本文采用3维笛卡尔坐标系来描述各个节点的坐标。Alice, Bob, IRS与Willie的高度若为0, 其坐标分别为 $\mathbf{w}_A=[x_A, y_A]^T$, $\mathbf{w}_I=[x_I, y_I]^T$, $\mathbf{w}_B=[x_B, y_B]^T$ 和 $\mathbf{w}_W=[x_W, y_W]^T$ 。设计无人机的起点和终点位置为 $\mathbf{q}_A$ 和 $\mathbf{q}_F$; 无人机在有限时间 N 内从初始点 $\mathbf{q}_A$ 飞行到终点 $\mathbf{q}_F$, 其中 N 可以被划分为 T 个时隙, 即 $N=TL$, 而每个时隙的持续时间为 L 。另外, 由于无线隐蔽通信的模型可以认定为一个监狱模型, 即Alice与Bob协同进行隐蔽通信并逃避Willie的检测, 则可假定Alice, IRS, 无人机、Bob和Willie的之间的位置都互相已知^[9]。

定义 $\mathbf{Q}=[\mathbf{q}[1], \mathbf{q}[2], \dots, \mathbf{q}[T]]^T$ 为第 T 个时隙无人机的坐标集合。令 $\mathbf{q}[T]=\mathbf{q}_F$, $\mathbf{q}[1]=\mathbf{q}_A$, 可得

$$\|\mathbf{q}[t+1] - \mathbf{q}[t]\|^2 \leq D^2, \forall t = 1, 2, \dots, T-1 \quad (1)$$

其中 $\mathbf{q}[t]=[x[t], y[t]]^T$, 是无人机在第 t 个时隙的坐标, $D=V_{\max} \cdot L$, $V_{\max}$ 是无人机的最大速度。

另外, IRS由 M 个反射元件组成。将第 t 个时隙的IRS的相移和幅度定义为 $M \times M$ 对角线矩阵 $\boldsymbol{\Theta}[t] = \text{diag}\{\beta_1 e^{j\theta_1[t]}, \beta_2 e^{j\theta_2[t]}, \dots, \beta_M e^{j\theta_M[t]}\}$, $\beta_m[t] \in [0, 1], \theta_m[n] \in [0, 2\pi), m = \{1, 2, \dots, M\}$ 。当取得最佳幅度时, 可令 β 为1, 则对角矩阵可表示为 $\boldsymbol{\Theta}[t] = \text{diag}\{e^{j\theta_1[t]}, e^{j\theta_2[t]}, \dots, e^{j\theta_M[t]}\}$ 。

2.1 信道建模

一般地, 无人机与地面节点的通信信道可设为LOS信道。因此, 可采用了自由空间路径损耗模式作为这类信道的衰落模式。则第 t 时隙内, 无人机到Bob的信道增益表示为

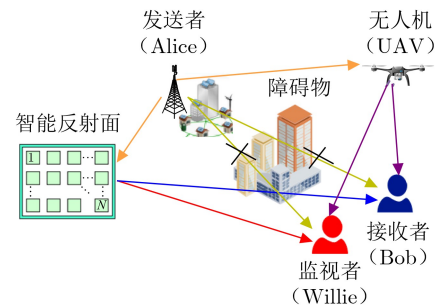


图1 无人机辅助IRS隐蔽通信系统

$$h_{UB}[t] = \sqrt{\beta_0 d_{UB}^{-2}[t]} = \sqrt{\frac{\beta_0}{H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_B\|^2}} \quad (2)$$

同理, 第 t 时隙无人机与Willie间的信道增益为

$$h_{UW}[t] = \sqrt{\beta_0 d_{UW}^{-2}[t]} = \sqrt{\frac{\beta_0}{H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2}} \quad (3)$$

其中, β_0 是距离 $D_0=1$ m的信道上的信道功率增益。由于建筑物群的阻塞, 基站Alice和Bob, Willie之间的LOS信道被可被认为完全阻塞, 是一种非视距(Non Line Of Sight, NLOS)信道。将IRS视为一个均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)天线, 即按线性规律排列在一平面上的天线系统, 也称天线阵列。则从Alice到IRS第 t 个时隙的信道增益 $\mathbf{h}_{AI}[n] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为

$$\mathbf{h}_{AI}[t] = \sqrt{\beta_0 d_{AI}^{-\alpha}[t]} \cdot \left[1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d\phi_{AI}[t]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d(M-1)\phi_{AI}[t]}\right]^T \quad (4)$$

其中, α 是信道的路径损耗指数, $d_{AI}[t] = \sqrt{\|\mathbf{w}_A - \mathbf{w}_I\|^2}$ 是第 t 个时隙中Alice和IRS之间的距离, $\phi_{AI}[t] = \frac{x_A - x_I}{d_{AI}[t]}$ 是第 t 个时隙中在IRS处从无人机到IRS的信号AoA的余弦值, d 是天线间距以及 λ 为载波波长。IRS与Bob和Willie的之间的信道衰落分别表示为

$$\mathbf{h}_{IB}[t] = \sqrt{\beta_0 d_{IB}^{-\alpha}[t]} \cdot \left[1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d\phi_{IB}[t]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d(M-1)\phi_{IB}[t]}\right]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{h}_{IW}[t] = \sqrt{\beta_0 d_{IW}^{-\alpha}[t]} \cdot \left[1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d\phi_{IW}[t]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d(M-1)\phi_{IW}[t]}\right]^T \quad (6)$$

其中, $d_{IB}[t] = \sqrt{\|\mathbf{w}_I - \mathbf{w}_B\|^2}$, $d_{IW}[t] = \sqrt{\|\mathbf{w}_I - \mathbf{w}_W\|^2}$ 分别为IRS与Bob, Willie之间的距离。而 $\phi_{IB}[t] = \frac{x_B - x_I}{d_{IB}[t]}$ 和 $\phi_{IW}[t] = \frac{x_W - x_I}{d_{IW}[t]}$ 分别由IRS节点到Bob与Willie的到达角的余弦值。由式(3)、式(4)和式(5), 第 t 个时隙中Bob接收的信号为

$$y_B[t] = \sqrt{P_A[t]} (\mathbf{h}_{IB}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]) x_A[t] + \sqrt{P_U[t]} h_{UB}[t] x_U[t] + n_B[t] \quad (7)$$

其中, $P_A[t]$ 是Alice的发射功率。 $x_A[t]$ 是第 t 个时隙中Alice所发送的信号。服从 $x_A[t] \sim \text{CN}(0, 1)$ 。 $x_U[t]$ 是无人机发送的信号, 满足 $\mathbb{E}[|x_U[t]|^2] = 1$ 。 $n_B[t]$ 是Bob处均值为0方差为 σ_B^2 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN), 即 $n_B[t] \sim \text{CN}(0, \sigma_B^2)$ 。 $P_U[t]$ 是无人机干扰信号的发射功率,

并且在区间 $[0, \hat{P}_U[t]]$ 上遵循均匀分布, 其中 $\hat{P}_U[t]$ 是无人机的最大发射功率, 取值范围为 $[0, \hat{P}_{U\max}[t]]$ 。这样, $P_U[t]$ 的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)表示为

$$f_{P_U[t]}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\hat{P}_U[t]}, & 0 \leq x \leq \hat{P}_U[t] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(7), 第 t 个时隙Bob的接收容量为

$$C[t] = \log_2 \left(1 + \frac{P_A[t] |\mathbf{h}_{IB}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]|^2 + P_U[t] |h_{UB}[t]|^2}{\sigma_B^2} \right) \quad (9)$$

2.2 Willie的假设检验

本文采用假设检验技术来检测系统中是否存在隐藏通信。利用式(3)、式(4)和式(6), 获得Willie处的接收信号, 表示为

$$y_W[t] = \begin{cases} \sqrt{P_U[t]} h_{UW}[t] x_U[t] + n_W[t], & \text{H0} \\ \sqrt{P_A[t]} (\mathbf{h}_{IW}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]) x_A[t] + \sqrt{P_U[t]} h_{UW}[t] x_U[t] + n_W[t], & \text{H1} \end{cases} \quad (10)$$

其中, H0表示Alice与Bob之间不存在隐蔽信道; H1表示Alice与Bob之间存在隐蔽通信。 $n_W[t]$ 是Willie处均值为0方差为 σ_W^2 的AWGN, 即 $n_W[t] \sim \text{CN}(0, \sigma_W^2)$ 。由于每个时隙中信道率趋向相同, Willie的接收信号功率可表示为

$$\mathbb{T}[t] = \begin{cases} P_U[t] |h_{UW}[t]|^2 + \sigma_W^2, & \text{H0} \\ P_A[t] |\mathbf{h}_{IW}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]|^2 + P_U[t] |h_{UW}[t]|^2 + \sigma_W^2, & \text{H1} \end{cases} \quad (11)$$

假设Willie在每个时隙使用辐射计探测器来检测从Alice到Bob的传输。若 $\mathbb{T}[t] > \tau[t]$, 其中 $\tau[t]$ 是第 t 个时隙Willie的检测阈值, 则Willie判决状态为 D_1 , 表示Willie判定Alice在发送隐蔽信息。否则, Willie决定状态 D_0 。当 D_0 出现, 则表明Willie判定无隐蔽通信。则检测方法可表示为

$$D[t] = \begin{cases} D_1, & \mathbb{T}[t] > \tau[t] \\ D_0, & \mathbb{T}[t] < \tau[t] \end{cases} \quad (12)$$

3 优化问题建模

为了优化系统的隐蔽通信速率, 本文首先需要求出Willie检测隐蔽通信的虚警率与漏检率。为此, 本文将虚警率和漏检率进行合并, 作为检测错误概率(Detection Error Probability, DEP)。在此基础上推导出最优DEP。并以最优DEP与中断概率作为约束条件, 建立优化问题。

3.1 Willie的虚警概率和漏检概率

Willie检测的虚警概率为Alice与Bob之间的隐蔽信道不存在，但Willie判断存在隐蔽通信的概率，记为 $P_{FA}[t]$ 。而漏检概率表示Willie没有检测出Alice与Bob存在隐蔽通信的概率，记为 $P_{MD}[t]$ 。根据式(11)和式(12)， $P_{FA}[t]$ 和 $P_{MD}[t]$ 分别表示为

$$P_{FA}[t] = \Pr(D_1|H_0) = \Pr\left(P_U[t]|h_{UW}[t]|^2 + \sigma_W^2 > \tau[t]|H_0\right) \quad (13)$$

$$P_{MD}[t] = \Pr(D_0|H_1) = \Pr\left(P_A[t]|h_{IW}^H[t]\Theta[t]h_{AI}[t]|^2 + P_U[t]|h_{UW}[t]|^2 + \sigma_W^2 < \tau[t]|H_1\right) \quad (14)$$

根据式(13)和式(14)，Willie第 t 个时隙检测Alice的传输的DEP为

$$\xi[t] = P_{FA}[t] + P_{MD}[t] \quad (15)$$

其中， ξ 为 $\xi \geq 1 - \varepsilon$ ， ε 是确定所需隐蔽性的特定值。

根据式(8)和式(13)，Willie处第 t 个时隙的 P_{FA} 表示为

$$P_{FA}[t] = \begin{cases} 1, & \tau[t] < \sigma_W^2 \\ 1 - \frac{\tau[t] - \sigma_W^2}{\zeta_1[t]}, & \sigma_W^2 \leq \tau[t] \leq \zeta_1[t] + \sigma_W^2 \\ 0, & \tau[t] > \zeta_1[t] + \sigma_W^2 \end{cases} \quad (16)$$

其中 $\zeta_1[t] = \hat{P}_U[t]|h_{UW}[t]|^2$ 。

同理，根据式(8)和式(14)，Willie处第 t 个时隙的 P_{MD} 为

$$P_{MD}[t] = \begin{cases} 0, & \tau[t] < \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \\ \frac{\tau[t] - \zeta_2[t] - \sigma_W^2}{\zeta_1[t]}, & \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \leq \tau[t] \leq \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \\ 1, & \tau[t] > \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \end{cases} \quad (17)$$

其中 $\zeta_2[t] = P_A[t]|h_{IW}^H[t]\Theta[t]h_{AI}[t]|^2$ 。

3.2 Willie的最优DEP

本节推导最佳检测阈值 $\tau^*[t]$ 和相应的最佳检测错误率。Willie在第 t 个时隙的DEP可以表示为

$$P_{out}[t] = \Pr(C[t] < R_B[t]) = \Pr\left(\frac{P_A[t]|h_{IW}^H[t]\Theta[t]h_{AI}[t]|^2 + P_U[t]|h_{UB}[t]|^2}{\sigma_B^2} < 2^{R_B[t]} - 1\right) \\ = \int_{\frac{(2^{R_B[t]} - 1)\sigma_B^2 - z}{|h_{UB}[t]|^2}}^{\hat{P}_U[t]} f_{P_U[t]}(x) dx = 1 - \frac{(2^{R_B[t]} - 1)\sigma_B^2 - z}{\hat{P}_U[t]|h_{UB}[t]|^2} \quad (22)$$

其中， $R_B[t]$ 是第 t 个时隙Bob处的传输速率。

$$\xi[t] = \begin{cases} 1, & \tau[t] < \sigma_W^2 \\ 1 - \frac{\tau[t] - \sigma_W^2}{\zeta_1[t]}, & \sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \\ \frac{\zeta_1[t] - \zeta_2[t]}{\zeta_1[t]}, & \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_1[t] + \sigma_W^2 \\ \frac{\tau[t] - \zeta_2[t] - \sigma_W^2}{\zeta_1[t]}, & \zeta_1[t] + \sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \\ 1, & \tau[t] \geq \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2 \end{cases} \quad (18)$$

由于无人机要对Willie施加干扰，所以可以默认 $\zeta_1[t]$ 大于 $\zeta_2[t]$ 。

根据式(18)，当 $\tau[t] < \sigma_W^2$ 和 $\tau[t] \geq \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2$ 时， $\xi[t]$ 值为1时则检测错误。当 $\sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_2[t] + \sigma_W^2$ 时，可以求得 $\xi[t]$ 关于 $\tau[t]$ 的1阶偏导数为

$$\frac{\partial \xi[t]}{\partial \tau[t]} = -\frac{1}{\zeta_1[t]} < 0 \quad (19)$$

当 $\zeta_1[t] + \sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2$ 时，可以求得 $\xi[t]$ 关于 $\tau[t]$ 的1阶偏导数，表示为

$$\frac{\partial \xi[t]}{\partial \tau[t]} = \frac{1}{\zeta_1[t]} > 0 \quad (20)$$

根据式(18)、式(19)和式(20)，当 $\sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_2[t] + \sigma_W^2$ 时， $\xi[t]$ 是关于 $\tau[t]$ 单调递减函数。当 $\zeta_2[t] + \sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_1[t] + \sigma_W^2$ 时， $\xi[t]$ 为常数。

当 $\zeta_1[t] + \sigma_W^2 \leq \tau[t] < \zeta_1[t] + \zeta_2[t] + \sigma_W^2$ 时， $\xi[t]$ 是关于 $\tau[t]$ 单调递增函数。所以， $\xi[t]$ 是一个关于 $\tau[t]$ 的先递减后平缓再递增的函数。当检测阈值 $\tau^*[t]$ 取值范围为 $\zeta_2[t] + \sigma_W^2 \leq \tau^*[t] < \zeta_1[t] + \sigma_W^2$ 时，可取得相应最佳检测错误率，表示为

$$\xi^*[t] = \frac{\zeta_1[t] - \zeta_2[t]}{\zeta_1[t]} = \frac{\hat{P}_U[t]|h_{UW}[t]|^2 - P_A[t]|h_{IW}^H[t]\Theta[t]h_{AI}[t]|^2}{\hat{P}_U[t]|h_{UW}[t]|^2} \quad (21)$$

3.3 隐蔽通信可靠性

当无人机对监听者进行干扰时，也会对正常接收用户形成影响。当正常接收者，由于这种干扰使得接收数据率过低则会产生传输中断^[17]。为了实现可靠隐蔽通信，根据式(9)可推导Bob的中断概率，表示为

给定中断概率上限值为 $P_{\text{out}}^*[t]$, 即当中断概率满足 $P_{\text{out}}[t] \leq P_{\text{out}}^*[t]$, Bob和Alice的之间的隐蔽传输具有稳定性。由式(22)可知, $P_{\text{out}}[t]$ 是关于 $R_B[t]$ 单

$$R_B[t] = \log_2 \left(1 + \frac{(1 - P_{\text{out}}^*[t]) \hat{P}_U[t] |h_{UB}[t]|^2 + P_A[t] |h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]|^2}{\sigma_B^2} \right) \quad (23)$$

为了最大化合法用户处的平均速率, 无人机发送噪声干扰Willie检测隐蔽通信, 从而提高隐蔽信道的持隐蔽性。为此, 可通过联合优化IRS相移、Alice发射功率, 以及无人机发射噪声的功率实现最大化隐蔽通信速率。根据式(21)和式(22), 此优化问题可表示为

$$\max_{\mathbf{Q}, \Theta, P, \hat{P}_U} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T R_B[t] \quad (24a)$$

$$\text{s.t. } \xi^*[t] \geq 1 - \varepsilon, \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (24b)$$

$$0 \leq \theta_m[t] \leq 2\pi, \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (24c)$$

$$0 \leq \hat{P}_U[t] \leq \hat{P}_{U, \max}[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (24d)$$

$$0 \leq P[t] \leq P_{\max}[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (24e)$$

$$\|q[t+1] - q[t]\|^2 \leq D^2, \forall t = 1, 2, \dots, T-1 \quad (24f)$$

$$q[T] = q_F, q[1] = q_A \quad (24g)$$

其中, 目标函数式(24a)是一个线性函数; 式(24f)和式(24g)有凸函数。式(24a)与式(24b)是非凸函数。因此问题式(24)也是非凸的。

4 优化算法设计

根据优化问题式(24), 可以将原问题分为2个子问题, 即Alice发射功率优化问题的IRS相移优化问题。为此, 首先求得IRS的最佳相移。然后, 将式(24)转换为发射功率优化问题。

4.1 最佳相移设计

首先, 求解IRS的最佳相移。这样, 式(23)中的 $h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]$ 可表示为

$$\begin{aligned} & h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t] \\ &= \frac{\beta_0 \sum_{m=1}^M e^{j(\theta_m[t] + \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1)(\phi_{IB}[t] - \phi_{AI}[t]))}}{\sqrt{d_{IB}^\alpha[t] d_{AI}^\alpha[t]}} \end{aligned} \quad (25)$$

Bob通过采用最大化信号合并方法, IRS从各个方向的发送来的信号, 以最大化传输速率。则IRS的相移可表示为

$$\begin{aligned} \theta_1[t] &= \theta_2[t] + \frac{2\pi}{\lambda} d(\phi_{IB}[t] - \phi_{AI}[t]) = \dots \\ &= \theta_M[t] + \frac{2\pi}{\lambda} d(M-1)(\phi_{IB}[t] - \phi_{AI}[t]) \\ &= \omega, \forall t, m \end{aligned} \quad (26)$$

调递增函数。则当要取得最大传输速率 $R_B[t]$ 时, 中断概率取其上限 $P_{\text{out}}^*[t]$ 。根据式(22)可得, Bob处最大传输速率为

其中, $\omega = [0, 2\pi]$ 是要对准的方向。因此, 第 m 个IRS的阵元相移可以表示为

$$\theta_m[t] = \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1)(\phi_{AI}[t] - \phi_{IB}[t]) + \omega \quad (27)$$

为了便于求解, 将式(27)带入式(25)后, 可以求得 $|h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]|^2$ 的上界来近似得到最大值, 上界可以表示为

$$\begin{aligned} & |h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]|^2 \\ &= \left| \frac{\beta_0 \sum_{m=1}^M e^{j(\theta_m[t] + \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1)(\phi_{IB}[t] - \phi_{AI}[t]))}}{\sqrt{d_{IB}^\alpha[t] d_{AI}^\alpha[t]}} \right|^2 \\ &= \left| \frac{\beta_0 M e^{j\omega}}{\sqrt{d_{IB}^\alpha[t] d_{AI}^\alpha[t]}} \right|^2 \leq \frac{\beta_0^2 M^2}{d_{IB}^\alpha[t] d_{AI}^\alpha[t]} \end{aligned} \quad (28)$$

通过相位对准的方法, 可获得最佳 Θ 。

4.2 功率优化

给定 $\mathbf{Q}$ 后式(24)给出的优化问题可改写为

$$\max_{P, \hat{P}_U} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T R_B[t] \quad (29a)$$

$$\text{s.t. } \xi^*[t] \geq 1 - \varepsilon, \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (29b)$$

$$0 \leq \hat{P}_U[t] \leq \hat{P}_{U, \max}[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (29c)$$

$$0 \leq P[t] \leq P_{\max}[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (29d)$$

其中, 式(29a)和式(29b)不是凸的, 不易于求解。因此可将式(29a)转换为

$$\gamma_B = \frac{(1 - P_{\text{out}}^*[t]) \hat{P}_U[t] |h_{UB}[t]|^2 + P_A[t] |h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]|^2}{\sigma_B^2} \quad (30)$$

本文采用Dinkelbach方法, 将式(30)转换为线性函数, 表示为

$$\frac{(1 - P_{\text{out}}^*[t]) \hat{P}_U[t] |h_{UB}[t]|^2 + P_A[t] |h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]|^2}{\sigma_B^2} = \eta \quad (31)$$

根据式(21), 式(29b)可以表示为

$$P_A[t] |h_{IB}^H[t] \Theta[t] h_{AI}[t]|^2 - \varepsilon \hat{P}_U[t] |h_{UB}[t]|^2 \leq 0 \quad (32)$$

根据式(31)和式(32), 优化问题式(29)可以重新表示为

$$\max_{P, \hat{P}_U} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \left(P_A[t] |\mathbf{h}_{UB}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]|^2 + \hat{P}_U[t] (1 - P_{\text{out}}^*[t]) |h_{UB}[t]|^2 - \eta \sigma_B^2 \right) \quad (33a)$$

$$\text{s.t. } \xi^*[t] \geq 1 - \varepsilon, \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (33b)$$

$$0 \leq \hat{P}_U[t] \leq \hat{P}_{U, \max}[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (33c)$$

$$0 \leq P[t] \leq P_{\max}[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (33d)$$

其中, 式(33a)、式(33b)是凸的, 可通过CVX(一种用于求解凸优化问题的Matlab软件包)求解。

4.3 轨迹优化

获得最佳相移集合 $\boldsymbol{\Theta}$ 后, 对于给定的 $P[t]$ 和 $\hat{P}_U[t]$, 问题式(24)可表示为一个轨迹优化问题, 即

$$\max_{\mathbf{Q}} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \log_2 \left(1 + \frac{(1 - P_{\text{out}}^*[t]) \beta_0 \hat{P}_U[t] + A[t]}{H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_B\|^2} \right) \quad (34a)$$

$$\text{s.t. } \xi^*[t] \geq 1 - \varepsilon, \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (34b)$$

$$\|\mathbf{q}[t+1] - \mathbf{q}[t]\|^2 \leq D^2, \forall t = 1, 2, \dots, T-1 \quad (34c)$$

$$\mathbf{q}[T] = \mathbf{q}_F, \mathbf{q}[1] = \mathbf{q}_A \quad (34d)$$

其中, 从 $A[t] = P_A[t] \beta_0^2 M^2 / d_{UB}^\alpha[t] d_{AI}^\alpha[t]$ 可知, 式(34a)和式(34b)仍然是非凸的。而根据式(21), 式(34b)可转换为

$$H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2 \leq \frac{\varepsilon \hat{P}_U[t] \beta_0}{P_A[t] |\mathbf{h}_{UB}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]|^2} \quad (35)$$

其中, 式(35)右边是已知变量, 而需要对式(35)左边的变量 $\mathbf{q}[t]$ 进行优化。无人机和Bob, 无人机和Willie之间的距离, 为 $d_l[t] = \sqrt{H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_j\|^2}$, 其中 $l = \{UB, UW\}$, $j = \{B, W\}$ 。对 $d_l[t]$ 展开, 则有

$$\begin{aligned} d_l^2[t] &= H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_j\|^2 \\ &= (x[t] - x_j)^2 + (y[t] - y_j)^2 + H^2 \end{aligned} \quad (36)$$

由 $d_l^2[t]$ 关于 $x[t]$ 和 $y[t]$ 的2阶偏分导数可以得到Hess矩阵

$$\begin{aligned} \nabla^2 d_l^2[t] &= \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 d_l^2[t]}{\partial x^2[t]} & \frac{\partial^2 d_l^2[t]}{\partial x[t] \partial y[t]} \\ \frac{\partial^2 d_l^2[t]}{\partial y[t] \partial x[t]} & \frac{\partial^2 d_l^2[t]}{\partial y^2[t]} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

由于该矩阵是正定的, $d_l^2[t]$ 是凸的。因此式(34b)可被替换成一个凸函数作为约束。为了将式(33a)转换成凸函数, 引入松弛变量 $\mathbf{u} \triangleq \{u[t], \forall t\}$ 和 $\mathbf{v} \triangleq \{v[t], \forall t\}$ 来松弛目标函数, 则式(34)转换为

$$\max_{\mathbf{Q}, \mathbf{u}, \mathbf{v}} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T u[t] \quad (38a)$$

$$\text{s.t. } H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2 \leq B[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (38b)$$

$$u[t] \leq \log_2 \left(1 + \frac{(1 - P_{\text{out}}^*[t]) \beta_0 \hat{P}_U[t] + A[t]}{v[t] \sigma_B^2} \right) \quad (38c)$$

$$H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2 \geq v[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (38d)$$

$$\|\mathbf{q}[t+1] - \mathbf{q}[t]\|^2 \leq D^2, \forall t = 1, 2, \dots, T-1 \quad (38e)$$

$$\mathbf{q}[T] = \mathbf{q}_F, \mathbf{q}[1] = \mathbf{q}_A \quad (38f)$$

其中, $B[t] = \varepsilon \hat{P}_U[t] \beta_0 / P_A[t] |\mathbf{h}_{UB}^H[t] \boldsymbol{\Theta}[t] \mathbf{h}_{AI}[t]|^2$; 约束式(38d)非凸, 其左边是凸函数, 利用凸的1阶泰勒展开, 得到原函数的一个全局下界估计。在点 $\mathbf{q}_0 \triangleq \{\mathbf{q}_0[t], \forall t\}$ 对 $\|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2 + H^2$ 进行1阶泰勒展开, 得到

$$\begin{aligned} \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2 + H^2 &\geq \|\mathbf{q}_0[t] - \mathbf{w}_W\|^2 + H^2 \\ &\quad + 2(\mathbf{q}_0[t] - \mathbf{w}_W)^T (\mathbf{q}[t] - \mathbf{q}_0[t]) \triangleq F(\mathbf{q}[t]) \end{aligned} \quad (39)$$

由式(39), 优化问题式(38)表示为

$$\max_{\mathbf{Q}, \mathbf{u}, \mathbf{v}} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T u[t] \quad (40a)$$

$$\text{s.t. } H^2 + \|\mathbf{q}[t] - \mathbf{w}_W\|^2 \leq B[t], \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (40b)$$

$$u[t] \leq \log_2 \left(1 + \frac{(1 - P_{\text{out}}^*[t]) \beta_0 \hat{P}_U[t] + A[t]}{v[t] \sigma_B^2} \right) \quad (40c)$$

$$\|\mathbf{q}[t+1] - \mathbf{q}[t]\|^2 \leq D^2, \forall t = 1, 2, \dots, T-1 \quad (40d)$$

$$\mathbf{q}[T] = \mathbf{q}_F, \mathbf{q}[1] = \mathbf{q}_A \quad (40e)$$

这样, 优化问题式(40)的目标函数和约束是凸的, 可利用CVX进行求解, 并取得无人机最佳飞行轨迹, 表示为 $\mathbf{Q}$ 。

4.4 基于SCA和Dinkelbach技术的迭代优化算法

本节提出了一种基于顺序凸逼近(Sequential Convex Approximation, SCA)和Dinkelbach结合的迭代优化算法来解决问题式(33), 如算法1所示。

算法1中, 首先设置无人机初始轨迹集合 Q_0 。给定无人机初始坐标集合为 q_0 , 并计算出 R_0 , 且设置迭代参数 $k=1$ 。利用式(26)可求得最优 Θ 。然后, 在满足条件下进行迭代, 通过求得的 Θ , 并利用CVX可求解问题式(33), 获得最新的 $(P_k, \hat{P}_{U,k})$, 并且利用式(31)更新因子 η 。通过得到的 $(\Theta, P_k, \hat{P}_{U,k})$, 利用式(24a)获得最新 R_k 。最后, 设置迭代参数 $k=k+1$ 。直到满足条件 $|R_{B,k} - R_{B,k-1}| \leq \kappa$ 时, 结束循环。算法结束时返回系统的最大平均传输速率 R_B 。此时, 无人机发送人工噪声的功率 P_U 和发送者发射功率 P 为最优的。系统在求解过程中需要更新如下两个变量, 即时隙个数, 总共为 T ; 阵元个数, 总共为 M 。设迭代次数函数为 $I_{\max}$, 以及系统的要求的精度为 κ , 则所提算法的复杂度为: $O(I_{\max}(T \times M)^3 \log_2 \kappa^{-1})$ 。

5 仿真结果与分析

本文基于复杂通信环境中, 建立了实验与仿真模型。按照图1给出系统模型, 构建了仿真系统, 并建立的优化问题。本文基于复杂的城市通信环境构建实验场景。模拟的城市环境中包括高层建筑、车辆和行人等典型障碍物, 这些障碍物导致多径效应和信号遮挡现象严重, 进一步增加了通信复杂度。无人机利用其机动性绕过建筑物的阻碍, 发送干扰信息以辅助隐蔽通信。与此同时, 在多个城市建筑表面部署RIS, 使其作为中继协助Alice向Bob发送隐蔽消息。按照图1给出系统模型, 构建了仿真系统, 并建立的优化问题。采用SCA与Dinkelbach结合的方法, 对建立的优化问题设计了交替迭代算法。仿真中, 运用CVX求解器求解凸优化问题。参数设置如表1所示。另外, 无人机采用高速固定翼或旋转翼混合结构, 最大飞行速度为50 m/s, 飞行高度固定为50 m, 能够覆盖城市中的大部分中高层建筑并避开大部分障碍物。

图2给出了所提出的隐蔽通信系统中无人机的飞行轨迹以及文献[20]没有采用IRS与优化算法的无人机飞行轨迹。

由图2可知, 在优化轨迹图中, 无人机以最快的速度从起点出发朝Willie进行直线飞行。当靠近Willie后, 在Willie附件进行环绕飞行。最后, 几乎以直线轨迹飞行到终点。无人机在Willie附近悬浮飞行时间较长。这是因为靠近Willie才能更好地对Willie进行干扰, 这样可在保证较高传输速率的同时保证系统的隐蔽性。而在无人机刚出发与到达终点过程的过程中, 由于距离Willie相对较远时, 对Willie的干扰较小。此时, 只能通过降低Alice发

算法1 基于SCA和Dinkelbach技术的交替优化算法

- (1) 初始化, $R_{B,0}$, η 和迭代索引参数 $k=1$;
- (2) 利用式(26)得到最优 Θ 。
- (3) 重复
- (4) 通过得到 (Q_{k-1}, Θ) , 解决式(33)更新 $(P_k, \hat{P}_{U,k})$;
- (5) 根据求出的 $(P_k, \hat{P}_{U,k})$, 利用式(31)更新因子 η ;
- (6) 通过得到的 $(\Theta, P_k, \hat{P}_{U,k})$, 利用式(24a)更新 $R_{B,k}$;
- (7) 设置 $k \leftarrow k+1$;
- (8) 直到 $|R_{B,k} - R_{B,k-1}| \leq \kappa$ 。

表1 仿真的具体参数设置

参数	参数描述	取值
N	无人机飞行时间	30 s
T	无人机飞行时隙个数	30
L	每个时隙持续时间	1 s
H	无人机的固定飞行高度	50 m
M	智能反射面反射单元个数	30
$V_{\max}$	无人机的最大飞行速度	50 m/s
D	无人机每个时隙最大移动距离	50 m
β_0	信道距离为1米时的信道增益	-50 dB
α	路径损耗指数	2.2
D	天线间距	$\lambda/2$
$P_{\max}$	Alice的发射功率上限	1 W
$\hat{P}_{U,\max}$	无人机的最大AN功率上限	1 W
σ_W^2	Willie处噪声功率方差	-120 dBm
σ_B^2	Bob处噪声功率方差	-120 dBm
ε	Willie确定所需隐蔽性的特定值	0.01
κ	循环阈值	10^{-5}
w_B	Bob的地面坐标(m)	$[-100, 100]^T$
w_W	Willie的地面坐标(m)	$[100, 100]^T$
w_A	基站的地面坐标(m)	$[-100, 0]^T$
q_A	无人机起点坐标(m)	$[-300, 20]^T$
q_F	无人机终点坐标(m)	$[300, 20]^T$

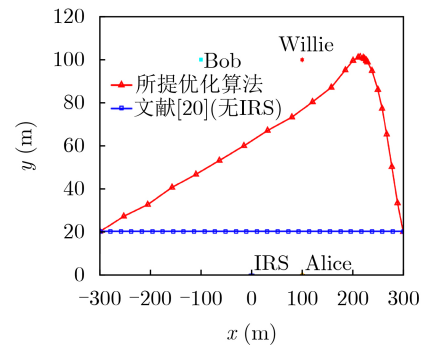


图2 无人机轨迹优化图

射功率来保证系统的隐蔽性，这减少了隐蔽通信速率。而文献[20]中由于没有考虑优化算法，无人机按照设定的轨迹飞行。

图3(a)是平均传输速率随着迭代次数变化的仿真结果图。其中，中断概率上限值 P_{out}^* 分别设置为0.05, 0.1和0.3，无人机的最大速度 V_{max} 分别为50 m/s和70 m/s。由图3(a)可知，数值中断概率增大，平均传输速率也越大。其原因是，中断概率越大，数据安全性则更高，不易出现中断。这样，Bob的平均传输速度也会更大。另外，当无人机的飞行速度提高后，传输速率也将因此相应提高。这是因为无人机的快速飞行，会减少无人机达到最优干扰坐标点。这样在此坐标点对Willie干扰的实际越长，导致了平均速率的提高。

图3(b)给出了平均隐蔽通信速率随着错误检测概率变化的仿真结果图。由图3(b)可知，随着 ε 的增加，平均传输速率也会随之增加。因为随着 ε 的增加， $1 - \varepsilon$ 的变小。此时，受隐蔽性约束的影响较小，这样Alice可以加大发送功率，从而提高平均传输速率。在 ε 的值为0~0.2时，平均传输速率受 ε 的影响较大。此外，当Willie处的噪声方差增大后，平均传输速率也有相应的提高。其原因是，当Willie的噪声功率增大，环境对Willie的影响也将会增强，检测错误概率变大，隐蔽通信速率变大。然而，Bob处的噪声增大时，中断概率增加，隐蔽通信速率变小。

图3(c)给出了随着Alice发射功率变化，所能达到平均传输速率的变化情况。另外，Alice的发射功率分别设置为1 W, 1.2 W, 1.4 W, 1.6 W, 1.8 W与2 W；无人机飞行时间设置为30 s, 70 s与110 s；最大干扰功率分别设置为1 W和2 W。

由图3(c)可知，首先随着发射功率由1 W逐步提高至2 W，平均速率也可以相应提高。其次，当无人机飞行时间变大，系统可以取得更大的平均隐蔽通信速率。第三，飞行距离越长，选择的传输地点的时间也就更长，从而能更大地达到传输增益值。所以，更大的传输功率上限值，也可提高系统的可靠性。由以上分析可知更大的人工噪声功率也可以确保实现更好的隐蔽性。第四，本文提出的方法与文献[21]中未采用无人机的隐蔽通信系统相比，其传输速率平均提高了37.9%。这是因为无人机的引入，对监控者进行干扰，使得发送者可以提高其发送功率而不用考虑隐蔽通信被检测者所检测到。文献[21]中，Alice既向Bob发送信息同时也向Willie发送人工噪声干扰。这样，Alice的发送功率变大，对其平均隐蔽通信速率影响较小。

图4是随着飞行时间变化图。IRS阵列阵元数为30和40个，而无人机高度别是50 m和75 m。为了评估无人机与IRS的性能，分别给出了文献[20,22]的性能对比，其中文献[22]是具有IRS而没有无人机的隐蔽通信系统，文献[20]是具有无人机而没有IRS的隐蔽通信系统。由图4可知，提出的系统平均速率比这两种系统的速率有很显著的提高。另外，随着飞行时间的增长，隐蔽通信速率也就会提高。这意味着在无人机对Willie进行干扰之后，能够达到最大隐蔽通信速率。随着飞行时间的增长，无人机在Willie附近悬浮的时间更长，引起隐蔽通信速率随飞行时间的增长而提高。其次，随着IRS阵元个数的增长，平均隐蔽通信速率也提高。其原因是IRS可以智能的调整在周围环境中信号的反射方位，让它朝最佳的方位反射，这使得Bob可以接收更强的信号。

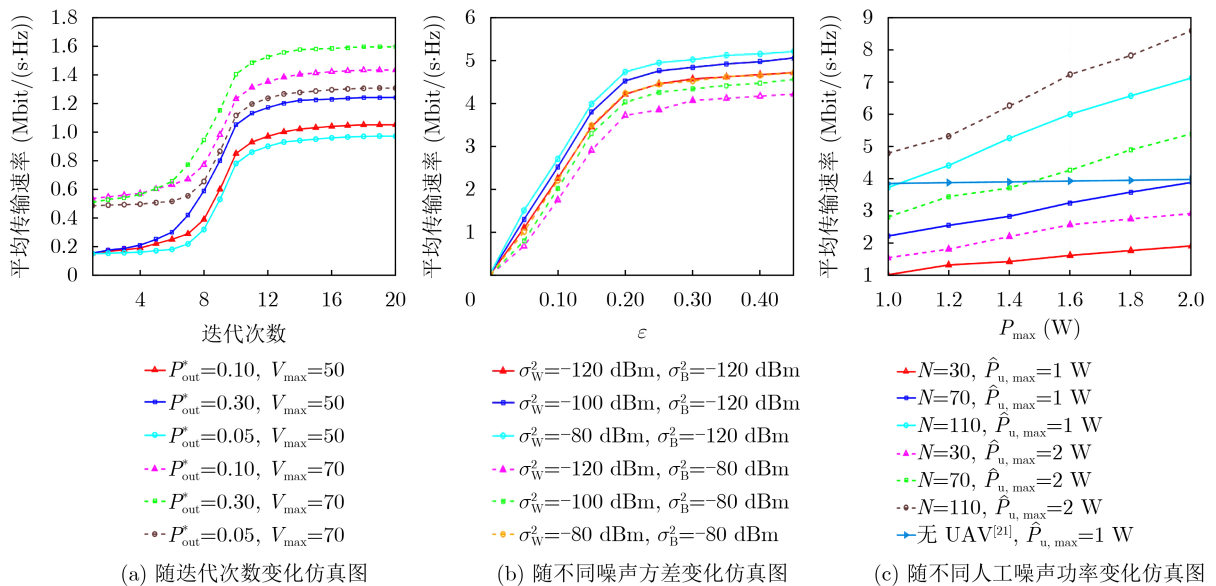


图3 平均传输速率随各参数变化仿真图

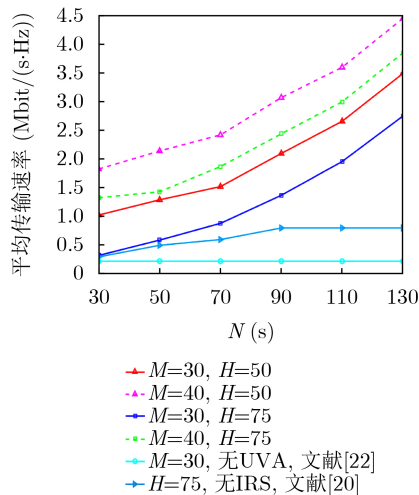


图4 UAV不同飞行时间仿真图

另外,随着无人机飞行高度的增加,隐蔽通信速率呈现处减少的趋势。这是因为高度的增加导致了干扰范围的增大,导致对无人机的干扰能力逐渐减弱。Alice就需要降低发送功率来保证系统的隐蔽性。这导致了平均传输速率变小。另外,由图4可知,加入了RIS并与无人机进行联合优化后,隐蔽通信速率在高度相同情况下,提高约1.17倍。

6 结论

本文提出了一种无人机和IRS辅助的隐蔽通信系统,通过该系统可以实现数据的安全传输。在本系统中,通过带IRS的节点转发发送者Alice的隐蔽信息,从而提高系统的传输速率;通过无人机发送人工噪声对监听者Willie持续干扰,从而提高系统的安全性。在监听者接收噪声不确定的情形下,推导了监听者检测隐蔽通信最小错误检测率。本文提出将中断概率作为衡量隐蔽通信可靠性的指标,结合监听者的最小错误检测概率与可靠性约束,建立了隐蔽通信传输速率最大化的优化问题。结合SCA与Dinkelbach求解优化问题,得到最优发送功率与最优干扰噪声发送功率。仿真结果表明增加IRS的数量、无人机飞行时间和干扰功率可提高系统的隐蔽性与隐蔽通信速率。

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](#).
- [2] BASH B A, GOECKEL D, and TOWSLEY D. Limits of reliable communication with low probability of detection on AWGN channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(9): 1921–1930. doi: [10.1109/JSAC.2013.130923](#).
- [3] 王承祥, 黄杰, 王海明, 等. 面向6G的无线通信信道特性分析与建模[J]. *物联网学报*, 2020, 4(1): 19–32. doi: [10.11959/j.issn.2096-3750.2020.00155](#).
WANG Chengxiang, HUANG Jie, WANG Haiming, *et al.* 6G oriented wireless communication channel characteristics analysis and modeling[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2020, 4(1): 19–32. doi: [10.11959/j.issn.2096-3750.2020.00155](#).
- [4] KONG J, DAGEFUS F T, CHOI J, *et al.* Intelligent reflecting surface assisted covert communication with transmission probability optimization[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(8): 1825–1829. doi: [10.1109/LWC.2021.3082841](#).
- [5] ZHOU Xiaobo, YAN Shihao, WU Qingqing, *et al.* Joint transmit power and reflection beamforming design for IRS-aided covert communications[C]. 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Madrid, Spain, 2021: 1–6. doi: [10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685483](#).
- [6] DONG Limeng and WANG Huiming. Secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 2020, 9(6): 787–790. doi: [10.1109/TWC.2020.3012721](#).
- [7] CHEN Xin, ZHENG Tongxing, DONG Limeng, *et al.* Enhancing MIMO covert communications via intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(1): 33–37. doi: [10.1109/LWC.2021.3119687](#).
- [8] LV Lu, WU Qingqing, LI Zan, *et al.* Achieving covert communication by IRS-NOMA[C]. 2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Xiamen, China, 2021: 421–426. doi: [10.1109/ICCC52777.2021.9580320](#).
- [9] LV Lu, WU Qingqing, LI Zan, *et al.* Covert communication in intelligent reflecting surface-assisted NOMA systems: Design, analysis, and optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(3): 1735–1750. doi: [10.1109/TWC.2021.3106346](#).
- [10] WU Yingjie, WANG Shilian, LUO Junshan, *et al.* Passive covert communications based on reconfigurable intelligent surface[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(11): 2445–2449. doi: [10.1109/LWC.2022.3206229](#).
- [11] 徐勇军, 高正念, 王茜竹, 等. 基于智能反射面辅助的无线供电通信网络鲁棒能效最大化算法[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(7): 2317–2324. doi: [10.11999/JEIT210714](#).
XU Yongjun, GAO Zhengnian, WANG Qianzhu, *et al.* Robust energy efficiency maximization algorithm for intelligent reflecting surface-aided wireless powered-communication networks[J]. *Journal of Electronics &*

- Information Technology*, 2022, 44(7): 2317–2324. doi: [10.11999/JEIT210714](#).
- [12] ZENG Yong, ZHANG Rui, and LIM T J. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(5): 36–42. doi: [10.1109/MCOM.2016.7470933](#).
- [13] WANG Haichao, WANG Jinlong, CHEN Jin, *et al.* Network-connected UAV communications: Potentials and challenges[J]. *China Communications*, 2018, 15(12): 111–121. doi: [10.12676/j.cc.2018.12.009](#).
- [14] LIU Xuemin, SONG Yaoliang, CHEN Kuiyu, *et al.* Modulation recognition of low-SNR UAV radar signals based on bispectral slices and GA-BP neural network[J]. *Drones*, 2023, 7(7): 472. doi: [10.3390/drones7070472](#).
- [15] 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](#).
- [16] 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](#).
- [17] CHEN Xinying, CHANG Zheng, TANG Jie, *et al.* UAV-aided multi-antenna covert communication against multiple wardens[C]. The ICC 2021-IEEE International Conference on Communications, Montreal, Canada, 2021: 1–6. doi: [10.1109/ICC42927.2021.9500951](#).
- [18] ZHENG Tongxing, YANG Ziteng, WANG Chao, *et al.* Wireless covert communications aided by distributed cooperative jamming over slow fading channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(11): 7026–7039. doi: [10.1109/TWC.2021.3080382](#).
- [19] DU Hongyang, NIYATO D, XIE Yuanai, *et al.* Covert communication for jammer-aided multi-antenna UAV networks[C]. The ICC 2022 - IEEE International Conference on Communications, Seoul, Korea, 2022: 91–96. doi: [10.1109/ICC45855.2022.9838318](#).
- [20] ZHANG Ran, CHEN Xinying, LIU Mingqian, *et al.* UAV relay assisted cooperative jamming for covert communications over Rician fading[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(7): 7936–7941. doi: [10.1109/TVT.2022.3164051](#).
- [21] 周小波, 于辉, 彭旭, 等. 智能反射面辅助及人工噪声增强的无线隐蔽通信[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2392–2399. doi: [10.11999/JEIT211618](#).
- ZHOU Xiaobo, YU Hui, PENG Xu, *et al.* Wireless covert communications based on intelligent reflecting surface aided and artificial noise enhanced[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(7): 2392–2399. doi: [10.11999/JEIT211618](#).
- [22] WU Chaoyi, YAN Shihao, ZHOU Xiaobo, *et al.* Intelligent reflecting surface (IRS)-aided covert communication with warden's statistical CSI[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(7): 1449–1453. doi: [10.1109/LWC.2021.3069778](#).
- 刘学敏: 男, 实验师, 研究方向为电路与系统, 通信信号处理等。
钱玉文: 男, 副教授, 研究方向为无线、量子隐蔽通信, 智能通信等。
宋耀良: 男, 教授, 研究方向为人工电磁超材料, 现代信号处理技术等。
束 锋: 男, 教授, 研究方向为智能无线通信, 智能无线信息安全传输等。
陈魁宇: 男, 讲师, 研究方向为电子对抗, 智能无线通信等。
朱捷伟: 男, 工程师, 研究方向为智能无线通信, 5G等。

责任编辑: 余 蓉

An Intelligent Reflecting Surface Assisted Covert Communication System with a Cooperative Unmanned Aerial Vehicle

LIU Xuemin^① QIAN Yuwen^① SONG Yaoliang^① SHU Feng^②
CHEN Kuiyu^③ ZHU Jiewei^④

^①(School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

^②(School of Information and Communication Engineering, Hainan University, Haikou 570228, China)

^③(College of Electronic and Optical Engineering & College of Flexible Electronics (Future Technology), Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210094, China)

^④(China United Network Communication Group Co., Ltd. Suzhou Branch, Suzhou 215100, China)

Abstract:

Objective: Covert communication is a crucial area within network security, facilitating secure data transmission in monitored environments. Nevertheless, practical communication systems face challenges such as complex communication environments and extensive coverage areas. In recent years, Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) have gained popularity in both commercial and military applications due to their flexibility, cost-effectiveness, and diverse applications. Additionally, Intelligent Reflection Surface (IRS)-assisted wireless communications have attracted significant attention, as IRS can be deployed in hostile communication environments while ensuring reliable transmission. Consequently, the exploration of hybrid IRS and UAV systems for the design of covert wireless communication systems presents a promising research avenue.

Methods: This paper proposes a wireless covert communication system enhanced by an IRS and a UAV. In this configuration, the IRS functions as a relay node to transmit signals from the transmitter. The UAV serves as a cooperative relay node, facilitating not only the forwarding of covert messages to the intended receiver but also generating artificial noise to impede the detection of covert communication by malicious users. Under conditions of uncertainty regarding the received noise at the receiver, the minimum error detection probability is derived, and the system optimization problem is formulated with the objective of maximizing the covert communication rate while treating interruption probability as a constraint. Subsequently, the Dinkelbach-based approach is utilized to address the optimization problem.

Results and Discussions: The key contributions of this research are as follows. First, a wireless covert communication system is developed using an IRS and an UAV. In this system, the IRS forwards covert messages from the transmitter to the receiver, while the UAV disrupts potential adversaries attempting to intercept secure communications. The integration of the IRS improves the covert communication rate, and the UAV-assisted design provides flexibility for deployment across diverse environments. The transmitter serves as the coordinator, managing both the UAV and IRS by transmitting control commands and collecting operational parameters. Second, the minimum detection error probability is derived under conditions of receiver uncertainty regarding noise, with the coordinates of the UAV and the transmitter assumed to be known. This derivation includes calculations of the False Alarm Probability (FAP) and the Missed Detection Probability (MDP) associated with the monitoring process. Third, a joint optimization problem is formulated to maximize the covert rate of the communication system. This problem optimizes the UAV's trajectory, the IRS phase, and the transmit power while satisfying constraints related to the derived minimum detection error probability, maximum transmit power, and UAV mobility. The problem is restructured into a convex formulation by dividing it into two steps: optimization of the transmit power and UAV trajectory. Fourth, an iterative algorithm is developed to address the optimization challenge, employing the Successive Convex Approximation (SCA) and Dinkelbach methods. The Dinkelbach method is used to reformulate the upper bound of the optimization variables into a convex problem. Simulation results demonstrate that the maximum covert rate is achieved when the IRS phase, UAV trajectory, and transmit power are jointly optimized.

Conclusions: In conclusion, the research establishes the implementation of an IRS-aided covert communication system utilizing a cooperative UAV, suitable for deployment in complex environments. Additionally, a closed-form expression for the Directly Emitted Power (DEP) of covert communication for the monitoring device has been derived, taking into account the uncertainty of transmit power. A joint optimization problem has been formulated to optimize the phases of the IRS units, the jamming power of the UAV, and the transmitting power of the transmitter, while satisfying constraints related to the optimal DEP of Willie, the transmit power of the transmitter, and the transmit power of the AN. Simulation results indicate that the system's covertness and covert rate improve with an increased number of IRS units, extended UAV flight time, and higher interference power. Future research should also explore the deployment of this system in complex environments, focusing on the dynamic adjustment of the IRS phase units in conjunction with UAVs.

Key words: Information security; Covert communication; Intelligent Reflecting Surface (IRS); Unmanned Aerial Vehicle (UAV)