

# 基于用户公平性的 IRS 辅助无人机隐蔽通信系统 资源分配算法

王正强, 李 淳, 任昕志, 徐勇军  
(重庆邮电大学信息与通信工程学院, 重庆 400065)

**摘 要:** 无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)通信与智能反射表面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)作为第六代移动通信系统中的两项关键技术, 凭借其高机动性与智能波束重构能力, 为构建高可靠、高安全的下一代无线网络提供了全新范式。然而, 无线信道的广播特性使无人机的安全通信面临严峻挑战。特别是在多用户场景下, 如何在确保安全传输的同时, 保障多个合法用户的服务公平性, 成为一个复杂且亟待解决的关键问题。该文研究了一个 IRS 辅助的多天线无人机隐蔽通信系统, 旨在解决多用户间资源分配不均衡的难题。在考虑用户公平性的前提下, 将最大化所有合法用户中最差用户的最小平均隐蔽速率作为优化目标, 确保所有用户都能获得可接受的最低服务质量。该问题通过联合优化用户调度、无人机飞行轨迹、多天线发射波束赋形以及 IRS 的相移矩阵进行求解。由于该优化问题是一个高度非凸且变量紧密耦合, 难以采用凸优化方法直接求解。为此, 本文设计了一种基于块坐标下降的迭代算法, 将原问题解耦为四个相对易于处理的子问题, 并针对各子问题的特性, 分别采用了连续凸近似、二次变换、放缩以及变量替换等方法, 将其转化为凸优化问题, 进而通过交替优化进行高效求解。仿真结果表明, 所提算法具有快速收敛性。与无 IRS 辅助、无轨迹优化等基准方案相比, 所提出的联合优化算法能显著提升系统用户的最小平均隐蔽速率。

**关键词:** 无人机通信; 智能反射面; 隐蔽通信; 资源分配; 轨迹优化; 凸优化

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.U23A20279, No.62271094)

**中图分类号:** TN929.5

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2025)11-4104-12

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20240937

## Resource Allocation of IRS-Assisted UAV Covert Communication Systems with User Fairness Consideration

WANG Zheng-qiang, LI Chun, REN Xin-zhi, XU Yong-jun

(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** Unmanned aerial vehicle (UAV) and intelligent reflecting surface (IRS) are two key technologies in the sixth-generation mobile communication system. With their high mobility and intelligent beamforming capabilities, they offer a new paradigm for building highly reliable and secure next-generation wireless networks. However, the broadcast nature of wireless channels poses severe challenges to the secure communication of UAV. Particularly in multi-user scenarios, how to ensure secure transmission while maintaining service fairness among multiple legitimate users is a complex and urgent problem to be solved. This paper studies an IRS-assisted multi-antenna UAV covert communication system, aiming to address the issue of unbalanced resource allocation among multiple users. Under the premise of considering user fairness, this paper takes maximizing the minimum average covert rate of the worst legitimate user as the optimization objective, ensuring that all users can obtain an acceptable minimum quality of service. This problem is solved by jointly optimizing user scheduling, the three-dimensional flight trajectory of the UAV, multi-antenna transmit beamforming, and the phase shift matrix of the IRS. Due to the highly non-convex and tightly coupled nature of the optimization problem, it is difficult to solve directly by convex optimization method. Therefore, this paper designs an efficient iterative algorithm based on block coordinate descent, decoupling the original problem into four relatively easy-to-handle sub-problems. According to the characteristics of each sub-problem, methods such as successive convex approximation, quadratic transformation, scaling, and variable

substitution are adopted to transform them into convex optimization problems, and then solved efficiently through an alternating optimization mechanism. Simulation results show that the proposed algorithm has fast convergence rate. Compared with the benchmark schemes without IRS assistance and without trajectory optimization, the proposed joint optimization algorithm can significantly improve the minimum average covert rate of system users.

**Key words:** UAV communication; IRS; covert communication; resource allocation; trajectory optimization; convex optimization

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.U23A20279, No.62271094)

## 1 引言

在现代社会,第五代移动通信系统(Fifth Generation Wireless Systems, 5G)正在高速发展,作为先进通信技术,它展现了前所未有的优越性能,包括高传输速度和超低延迟,不仅为智能手机用户带来了更快、更流畅的体验,同时也为物联网产业打开了一个全新的市场。通过 5G 技术,各种设备如传感器、无人机、智能家居等都能够实现数据的快速传输与实时交互。然而,5G 仍然无法应对日益增长的通信需求并满足未来社会对更高效、更智能、更低时延以及更可靠通信的需求,学术界和产业界正积极探索第六代移动通信系统(Sixth Generation Wireless Systems, 6G)技术<sup>[1]</sup>。

近年来,由于无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)通信突破了传统陆地通信的局限,有效填补了地面通信的不足之处<sup>[2]</sup>。然而,无线通信信道具有开放性和广播性等性质,这些性质导致的信息泄露和窃听已经为无线通信带来严重的安全威胁<sup>[3-7]</sup>。隐蔽通信的目的是掩盖信号发送者(通常称为 Alice)与合法接收者(通常称为 Bob)之间的通信情况,也就是使监察者(通常称为 Willie)在存在通信信号时无法察觉,而这与用于防止窃听的加密算法和物理安全技术不同,这种隐蔽通信技术旨在满足更高的保密与安全要求<sup>[8]</sup>。与此同时,利用智能反射表面(Intelligent Reflecting Surface, IRS),无人机通信系统能够更加有效地实现隐蔽传输。IRS 通过独立控制被动反射元件调控入射信号的振幅和相位,既可以增强 Bob 的信号,也能够削弱 Willie 的信号,又或者是进一步使得 Willie 无法确定是否接收信号,从而提升通信隐蔽的性能。通过智能反射表面技术的辅助,无人机的隐蔽通信能力能够得到显著增强。不仅能够在复杂环境中实现通信信号的有效覆盖,而且还能大幅度提升信息传输的速度和数据容量,并为用户提供一个安全可靠的通信平台<sup>[9]</sup>。近年来,研究者们开发出了各式各样的无线安全通信技术,其中包括但不限于物理层安全技术和隐蔽通信技术。然而无线通信环境充满了复杂性和难以预测性,地面环境、无线信号传播路径以及窃听者的位置等多种因素都会对通信质量产生影响,因此如何确保主信道的信息传输质量优于那些可能被窃听的信道成了一个极具挑战性的问题<sup>[10-12]</sup>。

文献[13]考虑了 IRS 辅助的隐蔽通信系统,并在基站的发射信号中加入人工噪声增强隐蔽性,在满足隐蔽需求和人工噪声最大发射功率的前提下,最大化有效吞吐量。文献[14]则考虑到了信道估计误差和非完美串行干扰消除两种情况,在 IRS 的辅助下,平衡网络的可靠性和隐蔽性并最大化系统的有效隐蔽速率。文献[15]提出一个无人机中继的隐蔽通信方案,在远距离传输中,利用高斯信号使无人机有效混淆监察者(Willie)的监测,以实现有效吞吐量的最大化。文献[16~20]考虑了 IRS 辅助无人机的隐蔽通信的情况。其中,文献[16]考虑了一种由 IRS 辅助的无人机隐蔽通信方案,该方案利用全双工接收机干扰窃听器来实现隐蔽性,联合优化无人机轨迹和 IRS 相移,最大化隐蔽速率。文献[17]考虑了上行链路集群非正交多址网络 IRS 辅助的 UAV 通信系统,联合优化了 IRS 相移矩阵、合法用户发射功率和无人机轨迹,最大化 Bob 处的平均隐蔽速率,对于所提出的非凸问题,利用泰勒展开和松弛变量法进行求解。文献[18]则提出将 UAV-IRS 作为中继节点辅助隐蔽通信的系统,推导了在无人机和无人机位置已知的情况下窃听者的最小错误检测概率,将平均隐蔽速率最大化问题作为一个关于无人机轨迹和 IRS 相移的优化问题,并利用连续凸近似(Successive Convex Approximation, SCA)的方法对其进行求解。文献[19]通过将携带 IRS 的无人机作为移动基站建立视距链路来辅助隐蔽传输,IRS 的相移保持随机以确保隐蔽性,并且将 Bob 作为干扰器化解监察者的探测,通过求出最优的发射信噪比使可达到的隐蔽传输速率最大。在文献[19]的基础上,文献[20]通过交替优化 Alice 的发射功率、无人机携带的 IRS 相移以及 UAV-IRS 的水平位置实现隐蔽传输率的最大化。

文献[16~20]虽然都考虑在隐蔽通信系统中引入与 IRS 结合的 UAV 作为辅助,但并没有考虑在复杂的通信环境中面对多位用户同时接入的情况。文献[16, 18~20]中,作者仅考虑无人机为单个用户提供服务的简单场景。文献[17]中虽然考虑了同时为多位用户提供隐蔽通信服务的场景,但并没有考虑用户之间的公平性。本文充分利用 UAV-IRS 的灵活性,研究在 UAV-IRS 辅助的隐蔽通信系统中,当 IRS 反射信号受限、用户设备数量较多且信道受双重路径衰落的影响下,如何设计资

源分配算法保证所有节点的传输质量问题. 因此, 本文主要的研究工作如下:

(1) 提出了一个 IRS 辅助的多天线 UAV 网络, 其中 IRS 被用来帮助 UAV 在监察者存在的情况下向多个地面合法用户传输机密信息.

(2) 考虑到用户之间的公平性, 通过联合优化合法用户调度、IRS 相移、无人机发射波束赋形和无人机飞行轨迹, 将目标优化问题构建为最大化合法用户最小平均隐蔽速率. 由于优化问题并非凸优化问题, 最优解不容易直接求出. 以块坐标下降法为基础, 提出了一种有效的迭代算法, 首先将优化问题分解成四个子问题, 然后分别采用连续凸近似、放缩、半正定松弛以及变量替换等方法交替优化变量.

(3) 仿真结果表明, 合理的无人机飞行轨迹设计、IRS 相移和发射波束赋形策略能够提高无人机与合法用户之间通信信道的质量和安全性. 最后, 仿真结果验证了提出的算法系统相较于其他方法提高了用户最小平均隐蔽速率.

## 2 系统模型

考虑一个下行无线通信系统, 其中一架飞行的无人机正在向  $K$  个地面合法用户传输机密数据, 如图 1 所示. 用户的集合用  $k \in \mathcal{K} \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$  表示. 由于高层建筑的阻碍, 基站与各用户之间存在非视距 (Non-Line of Sight, NLoS) 链路. 配备一个 IRS, 安置在高度为  $H_I$  的建筑物上充当中继, 协助无人机进行通信. 与此同时, 地面上的一名监察者正在监测传播情况, 无人机基站试图对监察者隐藏信息传输. 假设无人机配备  $N_u$  根天线, 而合法用户和监察者都只配备一根天线. 在整个飞行时间  $T$  内, 无人机以固定高度  $H_u$  飞行. 为了便于轨迹优化, 取时间长度为  $t$ , 将飞行周期  $T$  平均划分为  $N$  个等间隔时隙, 即  $T = Nt$ , 在每个时隙中, 可以近似将无人机的位置看作是静止不变的.

对于节点位置的描述, 采用笛卡尔坐标系. 第  $k$  个

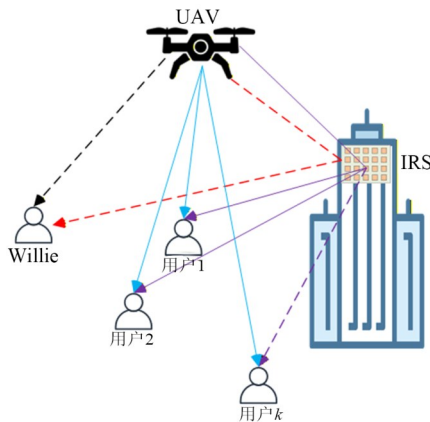


图1 系统模型

合法用户和监察者的坐标分别表示为  $\mathbf{C}_k = [x_k, y_k]^T$  和  $\mathbf{C}_w = [x_w, y_w]^T$ , IRS 的坐标为  $\mathbf{C}_I = [x_I, y_I]^T$ . 假设在第  $n$  个时隙中, 采用  $\mathbf{q}[n] = [x[n], y[n]]^T$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  表示无人机垂直投影到地面上的水平位置,  $\mathbf{q}_I$  和  $\mathbf{q}_F$  分别表示其初始位置和最终位置. 无人机的位置与移动速度约束:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}[1] &= \mathbf{q}_I, \mathbf{q}[N] = \mathbf{q}_F \\ \|\mathbf{q}[n+1] - \mathbf{q}[n]\|^2 &\leq \left(\frac{V_m T}{N}\right)^2, n = 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $V_m$  表示一个时隙内无人机最大飞行速度;  $V_m T/N$  则表示一个时隙内无人机最大飞行距离.

假设 IRS 由一个具有  $M = M_x M_z$  个反射元素的均匀平面阵列组成, 其中  $M_x$  和  $M_z$  分别表示沿  $x$  轴和  $z$  轴的反射元素数量. 相移矩阵记为  $\Phi[n] = \text{diag}(e^{j\varphi_1[n]}, \dots, e^{j\varphi_m[n]}, \dots, e^{j\varphi_m[n]})$ , 其中  $\varphi_m[n] \in [0, 2\pi]$  表示在时隙  $n$  中, IRS 上第  $m$  个元件发生的相移.

### 2.1 信道模型

由于环境错综复杂, 无人机与地面节点之间的视距 (Line of Sight, LoS) 链路被阻塞, 直接通道由大量的散射分量组成. 因此, 从无人机到任意合法用户  $k$  和从无人机到监察者的通道模型分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{U,k}^H[n] &= \sqrt{\rho d_{U,k}^{-\alpha}[n]} \tilde{\mathbf{h}}_{U,k}[n] \in \mathbb{C}^{1 \times N_u}, \forall k, n \\ \mathbf{h}_{UW}^H[n] &= \sqrt{\rho d_{UW}^{-\alpha}[n]} \tilde{\mathbf{h}}_{UW}[n] \in \mathbb{C}^{1 \times N_u}, \forall n \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $\rho$  表示参考距离  $d_0 = 1$  m 时的信道功率增益;  $\alpha$  为路径损耗指数;  $d_{U,i}[n] = \sqrt{\|\mathbf{q}[n] - \mathbf{C}_i\|^2 + H_u^2}$ ,  $i \in \{\mathcal{K}, W\}$  表示无人机到第  $n$  个时隙的合法用户或监察者的距离;  $\tilde{\mathbf{h}}_{U,i}[n]$ ,  $i \in \{\mathcal{K}, W\}$  中的任何一个元素都是复高斯变量, 它们之间相互独立且分布相同, 均值为零且方差为单位方差.

由于无人机和 IRS 拥有足够的垂直高度, 因此它们之间的通道可以被认为主要是由 LoS 链路组成的, 因此无人机到 IRS 的链路建模为

$$\mathbf{H}_{UI}[n] = \sqrt{\rho d_{UI}^{-2}[n]} \mathbf{a}_M^T[n] \mathbf{a}_{N_u}[n] \in \mathbb{C}^{M \times N} \quad (3)$$

其中,  $d_{UI}[n] = \sqrt{\|\mathbf{q}[n] - \mathbf{C}_I\|^2 + (H_u - H_I)^2}$  表示在第  $n$  个时隙, 无人机与 IRS 之间的距离;  $\mathbf{a}_M^T[n]$  和  $\mathbf{a}_{N_u}[n]$  分别表示第  $n$  个时隙中, IRS 和无人机基站的阵列响应.

分别用  $\tilde{d}_x$  和  $\tilde{d}_z$  表示  $x$  轴和  $z$  轴上 IRS 的单元间距, 接收阵列响应可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_M[n] &= \mathbf{a}_x(\phi[n], \theta[n]) \otimes \mathbf{a}_z(\phi[n], \theta[n]) \\ \mathbf{a}_x(\phi[n], \theta[n]) &= \left[ 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \tilde{d}_x (M-1) \sin \theta[n] \cos \phi[n]} \right] \\ \mathbf{a}_z(\phi[n], \theta[n]) &= \left[ 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \tilde{d}_z (M-1) \cos \theta[n]} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\mathbf{a}_z(\phi[n], \theta[n]) = \left[ 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \tilde{d}_z (M-1) \cos \theta[n]} \right] \quad (5)$$

$$\begin{aligned}\sin \theta[n] \cos \phi[n] &= \frac{x_I - x[n]}{d_{Ul}[n]} \\ \cos \theta[n] &= \frac{H_U - H_I}{d_{Ul}[n]}\end{aligned}\quad (6)$$

其中,  $\phi[n]$  为方位角 AoA (Angle of Arrival);  $\theta[n]$  为仰角 AoA;  $\lambda$  是载波波长;  $\otimes$  表示克罗内克积.

假设无人机配置均匀线性阵列天线. 已知 AoD (Angle of Departure)  $\phi_D[n]$  和天线间距  $\tilde{d}$ , 发射阵列响应可表示为

$$\mathbf{a}_{N_u}[n] = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cos \phi_D[n]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \tilde{d}(N_u-1) \cos \phi_D[n]} \right] \quad (7)$$

无人机知道无人机-用户链路和无人机-IRS-用户链路的瞬时信道状态信息 (Channel State Information, CSI), 其可以通过文献 [21, 22] 中提出的被动 IRS 信道估计方法获得. 对于无人机-IRS、无人机-用户、无人机-Willie 之间的 LoS 链路分量, 其信道增益是无人机/IRS/用户之间相对位置的确定性函数. 一旦无人机的轨迹在算法迭代中被确定, 这些 LoS 信道分量即可被精确计算. 对于 NLoS 多径分量, 我们假设其在一个时隙内保持不变, 但不同时隙间独立变化. 因此, 采用莱斯衰减模型对 IRS 到地面节点  $i$  间的信道进行建模:

$$\mathbf{h}_{i,i}[n] = \sqrt{\rho d_{i,i}^{-\beta}} \left( \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \bar{\mathbf{h}}_{i,i}^L[n] + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \tilde{\mathbf{h}}_{i,i}^N[n] \right), i \in \{\mathcal{K}, \mathcal{W}\} \quad (8)$$

其中,  $d_{i,i}$  为 IRS 到地面节点的距离;  $\beta$  为传输距离每米下的路径损耗指数;  $\kappa$  为莱斯因子. 将 IRS 到节点  $i$  的 LoS 链路的方位和仰角 AoD 分别表示为  $\phi_i$  和  $\theta_i$ , 则 LoS 部分信道增益表示:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{h}}_{i,i}^L[n] &= \left[ 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \tilde{d}_i(M_i-1) \sin \theta_i \cos \phi_i} \right] \\ &\otimes \left[ 1, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \tilde{d}_i(M_i-1) \cos \theta_i} \right]\end{aligned}\quad (9)$$

$$\begin{aligned}\sin \theta_i \cos \phi_i &= \frac{x_i - x_I}{d_{i,i}} \\ \cos \theta_i &= \frac{H_I}{d_{i,i}}\end{aligned}\quad (10)$$

其中,  $d_{i,i}[n] = \sqrt{\|\mathbf{C}_I - \mathbf{C}_i\|^2 + H_I^2}$ ,  $i \in \{\mathcal{K}, \mathcal{W}\}$  表示在第  $n$  个时隙中, IRS 到第  $k$  个合法用户或监察者的距离. 信道的 NLoS 分量  $\tilde{\mathbf{h}}_{i,i}^N[n] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  被建模为复高斯分布, 其均值为零, 方差为单位方差, 即  $\tilde{\mathbf{h}}_{i,i}^N[n] \sim \mathcal{CN}(0, I)$ . 基于现有的用于 IRS 辅助通信的信道估计方法, 假设所有信道状态信息都是已知的 [23].

无人机与地面多个合法用户的隐蔽通信中, 采用了时分多址 (Time Division Multiple Access, TDMA) 协

议. 设置二进制变量  $\alpha_k(n) \in \{0, 1\}$ , 如果第  $n$  个时隙中无人机基站向第  $k$  个用户发射了通信信号, 则  $\alpha_k(n) = 1$ , 否则  $\alpha_k(n) = 0$ . 为了避免资源冲突, 保证能够满足每个合法用户服务质量, 在一个时隙中, 最多有一个合法用户被调度, 因此存在以下约束条件:

$$\sum_{k=1}^K \alpha_k(n) \leq 1, \alpha_k(n) \in \{0, 1\}, \forall k, n \quad (11)$$

在第  $n$  个时隙中, 第  $k$  个合法用户和监察者 Willie 接收信号为

$$y_k[n] = \left( \mathbf{h}_{U,k}^H[n] + \mathbf{h}_{I,k}^H[n] \boldsymbol{\Phi}[n] \mathbf{H}_{Ul}[n] \right) \mathbf{w}[n] x[n] + z_k[n] \quad (12)$$

$$y_w[n] = \left( \mathbf{h}_{Uw}^H[n] + \mathbf{h}_{Iw}^H[n] \boldsymbol{\Phi}[n] \mathbf{H}_{Ul}[n] \right) \mathbf{w}[n] x[n] + z_w[n] \quad (13)$$

其中,  $x[n]$  是发射信号;  $\mathbf{w}[n] \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$  表示无人机发射的波束赋形向量;  $z_k[n] \sim \mathcal{CN}(0, \delta_k^2)$ ,  $z_w[n] \sim \mathcal{CN}(0, \delta_w^2)$  分别表示合法用户和监察者发射信号时来自周围环境的加性高斯白噪声.

## 2.2 监察者探测性能分析

无人机可以采用用户/IRS 与 Willie 之间的距离信息来获得无人机-Willie 链路和无人机-IRS-Willie 链路的统计 CSI, 另外, 通过使用无人机发送的导频来估计, Willie 本身具有无人机-Willie 链路和无人机-IRS-Willie 链路的顺势 CSI [24, 25]. 因此, 应用有界不确定性模型时, 噪声功率在 Willie 处的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 为

$$f_{\delta_w^2}(x) = \begin{cases} \frac{1}{2 \ln(v)x}, & \frac{1}{v} \delta_w^2 \leq x \leq v \delta_w^2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

其中,  $v$  为噪声不确定性系数;  $\delta_w^2$  为不确定性的噪声功率.

隐蔽传输通常在两个事件下进行评估:  $\mathcal{H}_0$  和  $\mathcal{H}_1$ . 对于这两个事件, Willie 在  $n$  时隙接收到的平均信号功率为

$$T_w[n] = \begin{cases} \delta_w^2, & \mathcal{H}_0 \\ \left| \left( \mathbf{h}_{Uw}^H[n] + \mathbf{h}_{Iw}^H[n] \boldsymbol{\Phi}[n] \mathbf{H}_{Ul}[n] \right) \mathbf{w}[n] \right|^2 + \delta_w^2, & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (15)$$

其中,  $\mathcal{H}_0$  表示无人机没有发射信号;  $\mathcal{H}_1$  表示无人机正在发射信号. 由式 (15) 可知, 漏检概率  $P_M$  和虚警概率  $P_F$  分别为

$$\begin{aligned}P_M &= \Pr(T_w[n] < \tau | \mathcal{H}_1) \\ &= \Pr\left( \left| \left( \mathbf{h}_{Uw}^H[n] + \mathbf{h}_{Iw}^H[n] \boldsymbol{\Phi}[n] \mathbf{H}_{Ul}[n] \right) \mathbf{w}[n] \right|^2 + \delta_w^2 < \tau | \mathcal{H}_1 \right) \\ P_F &= \Pr(T_w[n] > \tau | \mathcal{H}_0) = \Pr(\delta_w^2 > \tau | \mathcal{H}_0)\end{aligned}\quad (16)$$

其中,  $\tau$  为 Willie 处的检测阈值. 假设  $\mathcal{H}_0$  或  $\mathcal{H}_1$  为真的先验概率为 0.5, 则总错误概率为

$$\zeta = P_M + P_F$$

$$= 1 - \Pr\left(\tau - \left| \left( \mathbf{h}_{UW}^H[n] + \mathbf{h}_{IW}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{UI}[n] \right) \mathbf{w}[n] \right|^2 < \delta_w^2 < \tau\right) \quad (18)$$

值得注意的是, 当  $\tau < (1/\nu)\delta_w^2$  时,  $P_M = 1, P_F = 0$ . 相反, 当  $\tau > \nu\delta_w^2, P_F = 0$  并且  $P_M$  随着  $\tau$  的增加而增加. 因此, 从 Willie 的角度来看, 为了最小化错误概率, 最佳检测阈值  $\tau$  应满足约束  $\delta_w^2/\nu \leq \tau \leq \nu\delta_w^2$ .

令  $ZP_u[n] = \left| \left( \mathbf{h}_{UW}^H[n] + \mathbf{h}_{IW}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{UI}[n] \right) \mathbf{w}[n] \right|^2$ , 则得到以  $\tau$  为条件的平均错误概率:

$$\bar{\zeta}(\tau) = 1 - \int_{\max\left(\tau - ZP_u[n], \frac{1}{\nu}\delta_w^2\right)}^{\min(\tau, \nu\delta_w^2)} f_{\delta_w^2}(x) dx$$

$$= 1 - \int_{\max\left(\tau - ZP_u[n], \frac{1}{\nu}\delta_w^2\right)}^{\tau} f_{\delta_w^2}(x) dx \quad (19)$$

将  $\bar{\zeta}(\tau)$  相对于  $\tau$  微分, 得到:

$$2\ln(\nu) \frac{\partial(\bar{\zeta}(\tau))}{\partial\tau} = \begin{cases} -\frac{1}{\tau}, & \tau \leq ZP_u[n] + \frac{\delta_w^2}{\nu} \\ -\frac{1}{\tau} + \frac{1}{\tau - ZP_u[n]}, & \tau > ZP_u[n] + \frac{\delta_w^2}{\nu} \end{cases} \quad (20)$$

因此, 当  $\tau \leq ZP_u[n] + \delta_w^2/\nu, \partial(\bar{\zeta}(\tau))/\partial\tau < 0$ ; 当  $\tau > ZP_u[n] + \delta_w^2/\nu, \partial(\bar{\zeta}(\tau))/\partial\tau > 0$ .

为了最小化错误概率, 得到最佳检测阈值  $\tau^* = \min\left(ZP_u[n] + \delta_w^2/\nu, \nu\delta_w^2\right)$ . 作为合法用户希望监察者检测总错误概率足够大  $P_F + P_M \geq 1 - \varepsilon$ , 隐蔽因子  $\varepsilon$  越小总错误概率越接近 1. 代入式 (20), 得到在 Willie 接收到的信号功率应该小于隐蔽传输阈值  $\eta$  才能实现隐蔽通信:

$$\eta = \min\left(\delta_w^2\left(\nu - \frac{1}{\nu}\right), \frac{(\nu^{2\nu} - 1)\delta_w^2}{\nu}\right) \quad (21)$$

$$\left| \left( \mathbf{h}_{UW}^H[n] + \mathbf{h}_{IW}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{UI}[n] \right) \mathbf{w}[n] \right|^2 \leq \eta \quad (22)$$

### 2.3 优化模型

根据前文得出的系统和信道模型, 在第  $n$  个时隙, 第  $k$  个合法用户的可实现隐蔽速率为

$$R_k[n] = \log_2\left(1 + \frac{\left| \left( \mathbf{h}_{U,k}^H[n] + \mathbf{h}_{I,k}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{UI}[n] \right) \mathbf{w}[n] \right|^2}{\delta_k^2}\right) \quad (23)$$

为了在确保隐蔽传输的同时保证用户的公平性, 优化问题目标是通过联合优化用户调度  $\mathbf{A} = \{\alpha_k(n), \forall k, n\}$ , 无人机轨迹  $\mathbf{Q} \triangleq \{\mathbf{q}[n], \forall n\}$ , 无人机波束赋形  $\mathbf{W} \triangleq \{\mathbf{w}[n], \forall n\}$ , 以及 IRS 的相移  $\mathbf{\Psi} \triangleq \{\Phi[n], \forall n\}$ , 最终

实现最大化合法用户的最小平均隐蔽速率. 因此, 优化问题可表示为

$$(P1): \max_{\mathbf{A}, \mathbf{Q}, \mathbf{W}, \mathbf{\Psi}} \min_{\mathcal{K}} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] R_k[n]$$

s.t. C1:  $\mathbf{q}[1] = \mathbf{q}_I, \mathbf{q}[N] = \mathbf{q}_F,$

C2:  $\|\mathbf{q}[n+1] - \mathbf{q}[n]\|^2 \leq \left(\frac{V_m T}{N}\right)^2,$   
 $n = 1, 2, \dots, N-1,$

C3:  $0 \leq \varphi_m[n] \leq 2\pi, \forall m, n,$  (24)

C4:  $\|\mathbf{w}[n]\|^2 \leq P_{\max}, \forall n,$

C5:  $\alpha_k[n] \in \{0, 1\}, \forall k, n,$

C6:  $\sum_{k=1}^K \alpha_k[n] \leq 1, \forall k, n,$

C7:  $P_F[n] + P_M[n] \geq 1 - \varepsilon, \forall n$

其中, C1 表示无人机初始位置约束; C2 表示无人机最大飞行速度约束, 最大速度为  $V_m$ ; C3 表示 IRS 的反射角度约束; C4 表示无人机在任意时刻的最大发射功率约束; C5 表示所有用户的时分多址调度约束; C6 则表示调度指标变量的二进制约束; C7 表示的是监察者在任意时刻探测的总错误概率足够大, 也就是隐蔽约束.

## 3 基于用户公平性最小隐蔽速率最大化算法设计

由于问题 P5 并非凸优化问题, 且无人机波束赋形变量、无人机飞行轨迹变量、用户调度变量和 IRS 相移变量之间相互耦合, 目标函数不能直接求解. 为了便于进行算法优化设计, 本节利用块坐标下降算法将原问题解耦为 4 个子问题, 分别是用户调度优化、无人机波束赋形向量优化、IRS 相移优化和无人机轨迹优化. 利用辅助变量、松弛、半正定松弛 (SemiDefinite Relaxation, SDR)、连续凸近似算法等优化方法将子问题转化为凸优化问题并通过交替优化算法进行求解.

### 3.1 合法用户调度优化

对于给定的  $\mathbf{A}, \mathbf{W}, \mathbf{Q}, \mathbf{\Psi}$ , 引入松弛变量  $\psi$ , 令  $\psi(\mathbf{A}, \mathbf{W}, \mathbf{Q}, \mathbf{\Psi}) = \min_{k \in \mathcal{K}} R_k$  作为  $\mathbf{A}, \mathbf{W}, \mathbf{Q}, \mathbf{\Psi}$  的函数. 将式中的二进制变量进行松弛, 使其变为连续变量, 原问题 P1 重写为以下形式:

$$(P2): \max_{\mathbf{A}, \psi} \psi$$

s.t. C1:  $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] R_k[n] \geq \psi, \forall k, n,$  (25)

C2:  $\sum_{k=1}^K \alpha_k[n] \leq 1, \forall n,$

C3:  $0 \leq \alpha_k[n] \leq 1, \forall k, n$

对于问题P2这一类经典的线性规划(Linear Programming, LP)问题,采用内点法来进行求解. 因此,可以使用优化工具(例如: Matlab 凸优化工具包(Matlab Software for Disciplined Convex Programming, CVX))来求解它.

### 3.2 发射波束赋形优化

对于给定的  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{Q}$ 、 $\Psi$ , 无人机发射波束赋形向量  $\mathbf{W}$  可通过求解以下子问题进行优化:

$$(P3-1): \max_{\mathbf{W}, \psi} \psi$$

$$\text{s.t. C1: } \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\mathbf{h}_k[n] \mathbf{W}[n] \mathbf{h}_k^H[n])}{\delta_k^2} \right) \geq \psi, \quad \forall k, n, \quad (27)$$

$$\text{C2: } \text{Tr}(\mathbf{W}[n]) \leq P_{\max}, \quad \forall n,$$

$$\text{C3: } \mathbf{W}[n] > 0, \quad \forall n,$$

$$\text{C4: } \text{Tr}(\mathbf{h}_w[n] \mathbf{W}[n] \mathbf{h}_w^H[n]) \leq \eta, \quad \forall n$$

问题P3-1是一个凸优化问题,可以用CVX工具箱求解,求得第  $n$  个时隙最优解  $\mathbf{W}^*[n]$ . 同时可以采用高斯随机化得到满足唯一秩一约束的最优  $\mathbf{W}^*[n]$ <sup>[26]</sup>.

### 3.3 IRS反射相移优化

对于给定的  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{W}$ 、 $\mathbf{Q}$ , IRS相移  $\Psi$  可通过求解以下子问题进行优化:

$$(P4): \max_{\Psi, \psi} \psi$$

$$\text{s.t. C1: } \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] R_k[n] \geq \psi, \quad \forall k, n, \quad (28)$$

$$\text{C2: } 0 \leq \varphi_m[n] \leq 2\pi, \quad \forall m, n,$$

$$\text{C3: } P_F[n] + P_M[n] \geq 1 - \varepsilon, \quad \forall n$$

令  $\mathbf{v}^H = [e^{j\varphi_1[n]}, e^{j\varphi_2[n]}, \dots, e^{j\varphi_M[n]}]$ , 则可得到  $\mathbf{h}_{l,i}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{Ul}[n] = \mathbf{v}^H \text{diag}(\mathbf{h}_{l,i}^H[n]) \mathbf{H}_{Ul}[n]$ ,  $i \in \{\mathcal{K}, \mathcal{W}\}$ , 先将上述等式转化:

$$(\mathbf{h}_{U,i}^H[n] + \mathbf{v}^H \text{diag}(\mathbf{h}_{l,i}^H[n]) \mathbf{H}_{Ul}[n]) \mathbf{w}[n] = b_i[n] + \mathbf{v}^H \mathbf{c}_i[n] \quad (29)$$

$$\begin{aligned} b_i[n] &= \mathbf{h}_{U,i}^H[n] \mathbf{w}[n], \\ \mathbf{c}_i[n] &= (\text{diag}(\mathbf{h}_{l,i}^H[n]) \mathbf{H}_{Ul}[n]) \mathbf{w}[n] \end{aligned} \quad (30)$$

原子问题P4转化为

$$(P4-1): \max_{\mathbf{V}, \psi} \psi$$

$$\text{s.t. C1: } \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] \left( \text{Tr}(\mathbf{R}_{U,k} \mathbf{V}) + |b_k[n]|^2 \right) \geq \psi$$

$$\text{C2: } \text{Tr}(\mathbf{R}_{U,w} \mathbf{V}) + |b_w[n]|^2 \leq \eta,$$

$$\text{C3: } \mathbf{V}_{m,m} = 1, \mathbf{V} \succeq 0, \quad m = 1, 2, \dots, M+1,$$

$$\text{C4: } \text{rank}(\mathbf{V}) = 1$$

(31)

其中,

$$(P3): \max_{\mathbf{W}, \psi} \psi$$

$$\text{s.t. C1: } \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] R_k[n] \geq \psi, \quad \forall k, n, \quad (26)$$

$$\text{C2: } \|\mathbf{w}[n]\|^2 \leq P_{\max}, \quad \forall n,$$

$$\text{C3: } P_F[n] + P_M[n] \geq 1 - \varepsilon, \quad \forall n$$

为简化问题P3,引入变量  $\mathbf{W}[n] = \mathbf{w}[n] \mathbf{w}^H[n]$ , 其秩为1, 令  $\mathbf{h}_i[n] = \mathbf{h}_{U,i}^H[n] + \mathbf{h}_{l,i}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{Ul}[n]$ ,  $i \in \{\mathcal{K}, \mathcal{W}\}$ , 因此原子问题可转化为

$$\mathbf{R}_{U,i} = [c_i[n] c_i^H[n], c_i[n] b_i^H[n]; b_i[n] c_i^H[n], 0], \quad i \in \{\mathcal{K}, \mathcal{W}\},$$

其中,  $\mathbf{V} = \bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H$ ;  $\bar{\mathbf{v}}^H = t^H [\mathbf{v}^H, 1]$ ; 松弛变量满足  $|t| = 1$ . 约束C3成功被转化为凸约束, 问题P4-1不再具有非凸性, 可以利用CVX工具箱进行求解, 满足  $\text{rank}(\mathbf{V}^*) = 1$  约束的最优IRS相移向量能够通过高斯随机化方法进行计算.

### 3.4 无人机轨迹优化

对于给定的  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{W}$ 、 $\Psi$ , 无人机轨迹  $\mathbf{Q}$  可通过求解以下子问题进行优化:

$$(P5): \max_{\mathbf{Q}, \psi} \psi$$

$$\text{s.t. C1: } \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] R_k[n] \geq \psi, \quad \forall k, n,$$

$$\text{C2: } \mathbf{q}[1] = \mathbf{q}_r, \mathbf{q}[N] = \mathbf{q}_F,$$

$$\text{C3: } \|\mathbf{q}[n+1] - \mathbf{q}[n]\|^2 \leq \left( \frac{V_m T}{N} \right)^2, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

$$\text{C4: } P_F[n] + P_M[n] \geq 1 - \varepsilon, \quad \forall n$$

(32)

为了处理  $R_k[n]$ , 对合法用户处的接收信号功率进行数学运算:

$$\begin{aligned} & \left| (\mathbf{h}_{U,k}^H[n] + \mathbf{h}_{l,k}^H[n] \Phi[n] \mathbf{H}_{Ul}[n]) \mathbf{w}[n] \right|^2 \\ &= X_l[n] d_{U,k}^{-\alpha} [n] + Y_l[n] d_{U,k}^{-\frac{\alpha}{2}} [n] d_{Ul}^{-1} [n] \\ & \quad + Z_l[n] d_{Ul}^{-2} [n] \\ &= D[n] \end{aligned} \quad (33)$$

其中, 常系数推导为

$$X_l[n] = \tilde{\mathbf{h}}_{U,k}^H[n] \mathbf{W}[n] \tilde{\mathbf{h}}_{U,k}^H[n],$$

$$Y_l[n] = 2 \text{Re} \{ \mathbf{G}_l[n] \boldsymbol{\alpha}_M^T [n] \boldsymbol{\alpha}_{N_u} [n] \mathbf{W}[n] \tilde{\mathbf{h}}_{U,k}^H [n] \},$$

$$Z_l[n] = \mathbf{G}_l [n] \boldsymbol{\alpha}_M^T [n] \boldsymbol{\alpha}_{N_u} [n] \mathbf{W}[n] \boldsymbol{\alpha}_{N_u}^* [n] \boldsymbol{\alpha}_{N_u}^H [n],$$

其中,  $\mathbf{W}[n] = \mathbf{w}[n]\mathbf{w}^H[n]$ ;  $\mathbf{G}_l[n] = \mathbf{h}_{l,k}^H[n]\Phi[n]$ .

同样, 监察者接收到的信号功率的变换为

$$\begin{aligned} & \left| (\mathbf{h}_{UW}^H[n] + \mathbf{h}_{IW}^H[n]\Phi[n]\mathbf{H}_{UI}[n])\mathbf{w}[n] \right|^2 \\ &= X_W[n]d_{UW}^{-\alpha}[n] + Y_W[n]d_{UW}^{-\frac{\alpha}{2}}[n]d_{UI}^{-1}[n] \\ & \quad + Z_W[n]d_{UI}^{-2}[n] \\ &= E[n] \end{aligned} \quad (34)$$

其中, 常系数为

$$\begin{aligned} X_W[n] &= \tilde{\mathbf{h}}_{UW}[n]\mathbf{W}[n]\tilde{\mathbf{h}}_{UW}^H[n], \\ Y_W[n] &= 2\text{Re}\left\{\mathbf{G}_W[n]\alpha_M^T[n]\alpha_{N_s}[n]\mathbf{W}[n]\tilde{\mathbf{h}}_{UW}^H[n]\right\}, \\ Z_W[n] &= \mathbf{G}_W[n]\alpha_M^T[n]\alpha_{N_s}[n]\mathbf{W}[n]\alpha_{N_s}^*[n]\alpha_{N_s}^H[n], \end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{G}_W[n] = \mathbf{h}_{IW}^H[n]\Phi[n]$ .

为了处理问题 P5 中的约束 C1, 引入辅助变量  $\mathbf{t}_1 = \{t_1[n], \forall n\}$ , 有

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] \log_2(e)t_1[n] \geq \psi, \quad 1 + \frac{\rho}{\delta_k^2} D[n] \geq e^{t_1[n]} \quad (35)$$

为了方便处理式 (35) 中具有非凸性的约束, 令:

$$F_x[n] = X_l[n]d_{U,k}^{-\alpha}[n] \quad (36)$$

$$F_y[n] = Y_l[n]d_{U,k}^{-\frac{\alpha}{2}}[n]d_{UI}^{-1}[n] \quad (37)$$

$$F_z[n] = Z_l[n]d_{U,k}^{-2}[n] \quad (38)$$

首先, 引入  $\boldsymbol{\mu}_1 = \{\mu_1[n], \forall n\}$ ,  $\boldsymbol{\mu}_3 = \{\mu_3[n], \forall n\}$ , 满足:

$$d_{U,k}[n] \leq \mu_1[n], d_{UI}[n] \leq \mu_3[n], \forall k, n \quad (39)$$

因  $\mu_1^2[n]$  具有凸性, 在局部点  $\mu_{1,0}[n]$  处, 一次泰勒展开式具有整体下界, 其表达式为

$$\begin{aligned} \mu_1^2[n] &\geq \mu_{1,0}^2[n] + 2\mu_{1,0}[n](\mu_1[n] - \mu_{1,0}[n]) \\ &= -\mu_{1,0}^{-2}[n] + 2\mu_{1,0}[n]\mu_1[n] = \tilde{\mu}_1[n] \end{aligned} \quad (40)$$

同样地, 对于给定的局部点  $\mu_{3,0}[n]$  可得到:

$$\begin{aligned} \mu_3^2[n] &\geq \mu_{3,0}^2[n] + 2\mu_{3,0}[n](\mu_3[n] - \mu_{3,0}[n]) \\ &= -\mu_{3,0}^{-2}[n] + 2\mu_{3,0}[n]\mu_3[n] = \tilde{\mu}_3[n] \end{aligned} \quad (41)$$

因此能得到如下不等式:

$$d_{U,k}^2[n] \leq -\mu_{1,0}^{-2}[n] + 2\mu_{1,0}[n]\mu_1[n] \leq \mu_1^2[n] \quad (42)$$

$$d_{UI}^2[n] \leq -\mu_{3,0}^{-2}[n] + 2\mu_{3,0}[n]\mu_3[n] \leq \mu_3^2[n] \quad (43)$$

由于  $\mathbf{W}[n] = \mathbf{w}[n]\mathbf{w}^H[n]$  一般是正半定矩阵, 故根据各式定义可知,  $\mathbf{W}[n] \succeq 0$ ,  $X_l[n] \geq 0$  和  $Z_l[n] \geq 0$ . 分别用  $\mu_1[n]$  和  $\mu_3[n]$  代替  $d_{U,k}[n]$  和  $d_{UI}[n]$ , 可得:

$$F_x[n] \geq X_l[n]\mu_1^{-\alpha}[n] \quad (44)$$

$$F_z[n] \geq Z_l[n]\mu_3^{-2}[n] \quad (45)$$

是关于  $\mu_1[n]$  和  $\mu_3[n]$  凸函数. 因此,  $F_x[n]$  和  $F_z[n]$  的下界为相应一阶泰勒展开:

$$\begin{aligned} F_x[n] &\geq (1+a)X_l[n]\mu_{1,0}^{-\alpha}[n] - \alpha X_l[n]\mu_{1,0}^{-\alpha-1}[n]\mu_1[n] \\ &\triangleq \mathcal{L}_x(\mu_{1,0}[n], \mu_1[n]) \end{aligned} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} F_z[n] &\geq 3Z_l[n]\mu_{3,0}^{-2}[n] - 2Z_l[n]\mu_{3,0}^{-3}[n]\mu_3[n] \\ &\triangleq \mathcal{L}_z(\mu_{3,0}[n], \mu_3[n]) \end{aligned} \quad (47)$$

然而,  $Y_l[n]$  无法判断正负. 当  $Y_l[n] \geq 0$  时, 利用松弛变量  $\mu_1[n]$  和  $\mu_3[n]$ ,  $F_y[n]$  可以用一阶泰勒展开近似为

$$\begin{aligned} F_y[n] &\geq \left(2 + \frac{a}{2}\right)Y_l[n]\mu_{1,0}^{-\frac{a}{2}}[n]\mu_{3,0}^{-1} \\ & \quad - \frac{a}{2}Y_l[n]\mu_{3,0}^{-1}\mu_{1,0}^{-\frac{a}{2}-1}[n]\mu_1[n] \\ & \quad - Y_l[n]\mu_{1,0}^{-\frac{a}{2}}[n]\mu_{3,0}^{-2}\mu_3[n] \\ &\triangleq \mathcal{L}_y(\mu_1[n], \mu_3[n], \mu_{1,0}[n], \mu_{3,0}[n]) \end{aligned} \quad (48)$$

当  $Y_l[n] < 0$  时, 引入另外两个松弛变量  $\gamma = \{\gamma_1[n], \forall n\}$  和  $\gamma_3 = \{\gamma_3[n], \forall n\}$ , 满足下式:

$$\gamma_1[n] \leq d_{U,k}[n], \gamma_3[n] \leq d_{UI}[n], \forall k, n \quad (49)$$

那么, 对于给定的局部点  $\gamma_{1,0}[n]$  和  $\gamma_{3,0}[n]$ , 找到则  $F_y[n]$  的下界:

$$\begin{aligned} F_y[n] &\geq Y_l[n]\gamma_1^{-\frac{a}{2}}[n]\gamma_3^{-1}[n] \\ &= \frac{Y_l[n]}{2} \left[ \left( \gamma_1^{-\frac{a}{2}}[n] + \gamma_3^{-1}[n] \right)^2 - \gamma_1^{-a}[n] - \gamma_3^{-2}[n] \right] \\ &\geq \frac{Y_l[n]}{2} \left[ \left( \gamma_1^{-\frac{a}{2}}[n] + \gamma_3^{-1}[n] \right)^2 \right. \\ & \quad \left. - (1+a)\gamma_{1,0}^{-a}[n] + a\gamma_{1,0}^{-a-1}[n]\gamma_1[n] \right. \\ & \quad \left. - 3\gamma_{3,0}^{-2}[n] + 2\gamma_{3,0}^{-3}[n]\gamma_3[n] \right] \\ &\triangleq \mathcal{T}_y(\gamma_1[n], \gamma_{1,0}[n], \gamma_3[n], \gamma_{3,0}[n]) \end{aligned} \quad (50)$$

式 (40) 可以推导  $\gamma_1^2[n] - d_{U,k}^2[n] \leq 0$ , 其中,  $-d_{U,k}^2[n] = -\|\mathbf{q}[n] - \mathbf{C}_k\|^2 - H_u^2$ ;  $-\|\mathbf{q}[n] - \mathbf{C}_k\|^2$  对于变量  $\mathbf{q}[n]$  是凹的, 在给定点  $\mathbf{Q}^r = \{\mathbf{q}^r[n], \forall n\}$ , 它的凸上界为

$$\begin{aligned} & -\|\mathbf{q}[n] - \mathbf{C}_k\|^2 \\ & \leq -\|\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_k\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_k)^T(\mathbf{q}[n] - \mathbf{q}^r[n]) \\ & = -\|\mathbf{q}^r[n]\|^2 + 2\mathbf{C}_k^T\mathbf{q}^r[n] - \|\mathbf{C}_k\|^2 \\ & \quad - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_k)^T(\mathbf{q}[n] - \mathbf{q}^r[n]) \\ & = \|\mathbf{q}^r[n]\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_k)^T\mathbf{q}[n] - \|\mathbf{C}_k\|^2 \end{aligned} \quad (51)$$

代入  $\gamma_1^2[n] - d_{U,k}^2[n] \leq 0$ , 可得到具有凸性的约束条件:

$$\gamma_1^2[n] + \|\mathbf{q}^r[n]\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_k)^T \mathbf{q}[n] - \|\mathbf{C}_k\|^2 + H_u^2 \leq 0 \quad (52)$$

使用同样的方法:

$$\gamma_3^2[n] + \|\mathbf{q}^r[n]\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_l)^T \mathbf{q}[n] - \|\mathbf{C}_l\|^2 + (H_u - H_l)^2 \leq 0 \quad (53)$$

定义一个二进制变量  $I_y[n]$ , 当  $I_y[n] = 1$  时, 表示在第  $n$  个时隙中  $Y_e[n] \geq 0$ ; 否则,  $I_y[n] = 0$ . 基于上述推导,  $D[n]$  的凹下界为

$$\begin{aligned} D[n] &= F_x[n] + F_y[n] + F_z[n] \\ &\geq L_x[n] + L_z[n] + I_y[n]L_y[n] + (1 - I_y[n])\mathcal{I}_y[n] \\ &= \tilde{D}[n] \end{aligned} \quad (54)$$

处理问题 P5 中的 C4 约束, 令:

$$\mathcal{F}_x[n] = X_e[n]d_{UW}^{-a}[n] \quad (55)$$

$$\mathcal{F}_y[n] = Y_e[n]d_{UV}^{-\frac{a}{2}}[n]d_{UI}^{-1}[n] \quad (56)$$

$$\mathcal{F}_z[n] = Z_e[n]d_{UI}^{-2}[n] \quad (57)$$

与  $D[n]$  需要一个凹下界相反,  $E[n]$  应该用一个凸上界来近似. 引入辅助变量  $\mu_2 = \{\mu_2[n], \forall n\}$  和  $\gamma_2 = \{\gamma_2[n], \forall n\}$ , 满足以下:

$$d_{UW} \leq \mu_2[n], \gamma_2[n] \leq d_{UW}, \forall n \quad (58)$$

同样地  $\mathbf{W}[n] \geq 0, X_e[n] \geq 0$  和  $Z_e[n] \geq 0$ . 为了得到  $\mathcal{F}_x[n]$  和  $\mathcal{F}_z[n]$  的上界用松弛变量  $\mu_3[n]$  和  $\gamma_2[n]$  来表示:

$$\mathcal{F}_x[n] \leq X_e[n]\gamma_2^{-a}[n] \triangleq S_x[n] \quad (59)$$

$$\mathcal{F}_z[n] \leq Z_e[n]\gamma_3^{-2}[n] \triangleq S_z[n] \quad (60)$$

此外, 当  $Y_e[n] \geq 0$  时, 利用松弛变量  $\gamma_2[n]$  和  $\gamma_3[n]$ ,  $\mathcal{F}_y[n]$  在给定  $\gamma_{2,0}[n]$  和  $\gamma_{3,0}[n]$  可以用一阶泰勒级数近似为

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_y[n] &\leq \frac{Y_e[n]}{2} \left[ \left( \gamma_2^{-\frac{a}{2}}[n] + \gamma_3^{-1}[n] \right)^2 - \gamma_2^{-a}[n] - \gamma_3^{-2}[n] \right] \\ &\leq \frac{Y_e[n]}{2} \left[ \left( \gamma_2^{-\frac{a}{2}}[n] + \gamma_3^{-1}[n] \right)^2 - (1+a)\gamma_{2,0}^{-a}[n] \right. \\ &\quad \left. + a\gamma_{2,0}^{-a-1}[n]\gamma_2[n] - 3\gamma_{3,0}^{-2}[n] + 2\gamma_{3,0}^{-3}[n]\gamma_3[n] \right] \\ &\triangleq S_y(\gamma_2[n], \gamma_{2,0}[n], \gamma_3[n], \gamma_{3,0}[n]) \end{aligned} \quad (61)$$

另一种情况是  $Y_e[n] < 0$  时,  $\mathcal{F}_y[n]$  可以用其关于  $\mu_2[n]$  和  $\mu_3[n]$  的上界函数来逼近:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_y[n] &\leq \left( 2 + \frac{a}{2} \right) Y_e[n] \mu_{2,0}^{-\frac{a}{2}}[n] \mu_{3,0}^{-1} \\ &\quad - \frac{a}{2} Y_e[n] \mu_{3,0}^{-1} \mu_{2,0}^{-\frac{a}{2}-1}[n] \mu_2[n] \end{aligned} \quad (62)$$

$$\begin{aligned} &- Y_e[n] \mu_{2,0}^{-\frac{a}{2}}[n] \mu_{3,0}^{-2} \mu_3[n] \\ &\triangleq \mathcal{Q}_y(\mu_1[n], \mu_3[n], \mu_{1,0}[n], \mu_{3,0}[n]) \end{aligned}$$

用  $\mathcal{I}_y[n] = 1$  表示  $Y_e[n] \geq 0$ , 则  $E[n]$  可近似为

$$\begin{aligned} E[n] &= \mathcal{F}_x[n] + \mathcal{F}_y[n] + \mathcal{F}_z[n] \\ &\leq S_x[n] + S_z[n] + \mathcal{I}_y[n]S_y[n] + (1 - \mathcal{I}_y[n])\mathcal{Q}_y[n] \\ &= \tilde{E}[n] \end{aligned} \quad (63)$$

因此, 目标优化问题可以转化为

$$\text{(P5-1): } \max_{\mathbf{Q}, \psi, t_k, \mu_1, \mu_2, \mu_3, \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3}$$

$$\text{s.t. C1: } \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_k[n] \log_2(e)t_k[n] \geq \psi, \quad \forall k, n,$$

$$\text{C2: } 1 + \frac{\rho}{\delta_k^2} \tilde{D}[n] \geq e^{t_k[n]}, \quad \forall k, n,$$

$$\text{C3: } \tilde{E}[n] \leq \eta, \quad \forall n,$$

$$\text{C4: } d_{U,k}^2[n] + \mu_{1,0}^{-2}[n] - 2\mu_{1,0}[n]\mu_1[n] \leq 0,$$

$$\text{C5: } d_{UW}^2[n] + \mu_{2,0}^{-2}[n] - 2\mu_{2,0}[n]\mu_2[n] \leq 0,$$

$$\text{C6: } d_{UI}^2[n] + \mu_{3,0}^{-2}[n] - 2\mu_{3,0}[n]\mu_3[n] \leq 0,$$

$$\begin{aligned} \text{C7: } &\gamma_1^2[n] + \|\mathbf{q}^r[n]\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_k)^T \mathbf{q}[n] \\ &\quad - \|\mathbf{C}_k\|^2 + H_u^2 \leq 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{C8: } &\gamma_2^2[n] + \|\mathbf{q}^r[n]\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_w)^T \mathbf{q}[n] \\ &\quad - \|\mathbf{C}_w\|^2 + H_u^2 \leq 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{C9: } &\gamma_3^2[n] + \|\mathbf{q}^r[n]\|^2 - 2(\mathbf{q}^r[n] - \mathbf{C}_l)^T \mathbf{q}[n] \\ &\quad - \|\mathbf{C}_l\|^2 + (H_u - H_l)^2 \leq 0, \end{aligned}$$

$$\text{C10: } \mathbf{q}[1] = \mathbf{q}_I, \mathbf{q}[N] = \mathbf{q}_F, n = 1, 2, \dots, N,$$

$$\begin{aligned} \text{C11: } &\|\mathbf{q}[n+1] - \mathbf{q}[n]\|^2 \leq \left( \frac{V_m T}{N} \right)^2, \\ &n = 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (64)$$

问题 P5-1 是凸优化问题, 可以用 CVX 工具箱求解.

### 3.5 整体算法设计

表 1 提出了一种有效的算法, 通过交替求解这四个子问题直至收敛, 来提高用户通信的隐蔽性. 通过求解每次迭代中由非凸问题转换成的近似凸问题来更新优

化变量,该算法详细细节见算法1.

对该算法复杂度进行分析,四个子问题都由内点法求解.内点法所带来的复杂度是  $O\left((x^2y + x^3)y^{\frac{1}{2}} \log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ ,  $x$  为优化变量个数,  $y$  为约束条件数,  $\varepsilon$  为迭代精度,假设算法迭代  $l$  次. 该子问题1、2和3的复杂度分别为  $O\left(\sqrt{K+1}(K^3N^{3.5}) \log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ 、 $O\left(\sqrt{K+1}(KN^{3.5}) \log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$  和  $O\left(\sqrt{K+M+1}(KN^{3.5} + MN^{3.5} + N^{3.5}) \log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ , 第3个子问题和第4个相同,因此基于用户平均隐蔽速率最大化资源分配算法的复杂度为  $O\left(L\left(\sqrt{K+1}(K^3N^{3.5}) + \sqrt{K+M+1}\right)(KN^{3.5} + MN^{3.5} + N^{3.5}) \log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ .

算法1 基于多用户的用户公平性的IRS辅助无人机隐蔽通信系统资源分配算法

1. 输入: 初始化变量  $A^0$ 、 $W^0$ 、 $Q^0$ 、 $\Psi^0$ 、 $t_1^0$ 、 $\mu_1^0$ 、 $\mu_2^0$ 、 $\mu_3^0$ 、 $\gamma_1^0$ 、 $\gamma_2^0$ 、 $\gamma_3^0$  给定收敛门限  $\omega$ , 迭代次数  $l=0$ ;
2. Repeat
3. 给定  $W^l$ 、 $Q^l$ 、 $\Psi^l$  求解 P2, 得到最优的  $A^{l+1}$ ;
4. 给定  $A^{l+1}$ 、 $Q^l$ 、 $\Psi^l$  求解 P3-1, 得到最优的  $W^{l+1}$ ;
5. 给定  $A^{l+1}$ 、 $W^{l+1}$ 、 $Q^l$  求解 P4-1, 得到最优的  $\Psi^{l+1}$ ;
6. 给定  $A^{l+1}$ 、 $W^{l+1}$ 、 $\Psi^{l+1}$ , 利用 SCA 算法求解 P5-1, 得到最优的  $Q^{l+1}$ ;
7.  $l=l+1$
8. Until  $\frac{R^{l+1}-R^l}{R^l} \leq \omega$ , 算法停止;
9. 输出:  $\{A^{l+1}, W^{l+1}, \Psi^{l+1}, Q^{l+1}, \psi^{l+1}\}$ .

## 4 仿真结果及分析

在本节,通过仿真验证所提出算法的收敛性和性能. 仿真中默认仿真参数如表1所示. 无人机的初始位置为  $q_I = [-500, 100]^T$  m, 最终位置为  $q_F = [-500, 100]^T$  m. 假设三个合法用户分布在监察者周围, 监察者 Willie 位于  $C_w = [0, 200]^T$  m, IRS 被放置在  $C_w = [-500, 0]^T$  m 处. 此外,为了反射的有效性,无人机和合法用户应该在 IRS 的同一侧, 监察者位于合法用户附近. 在无人机的飞行轨迹设计中,时隙长度设置为  $\delta = T/N = 1$  s.

算法收敛性能的仿真结果如图2所示. 从图2可知,算法通过8次迭代收敛. 结果表明,当迭代次数增多时,最小平均隐蔽速率的提升速度逐渐趋于平稳,其中,最小平均隐蔽速率在前3次的迭代中提高得非常明显,算法的快速收敛性得到了验证,同时,最小平均隐

表1 系统仿真参数

参数	参数值
无人机飞行高度: $H_u$	100 m
合法用户数: $K$	3
IRS 放置高度: $H_I$	30 m
IRS 单位间距: $\tilde{d}_x$ 、 $\tilde{d}_z$	$\lambda/4$
IRS 反射面数: $M$	20
无人机发射天线数: $N_u$	4

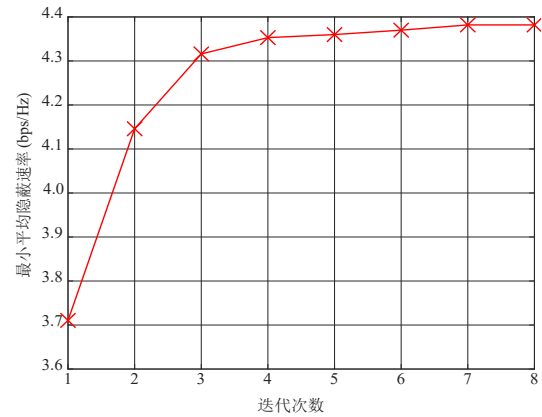


图2 迭代次数与最小平均隐蔽速率关系

蔽速率最终收敛到了4.381 bps/Hz.

图3是  $T=50$  s 时的轨迹优化图. 由图可以看到,设置直线的初始轨迹,合法用户为了避免监察者探测到平时都处于非调度状态,只有当无人机接近合法用户位置或者悬停在合法用户正上方时,合法用户才会被调度,为了避免监察者探测到合法信号传输,无人机迅速远离 Willie 去接近下一个合法用户. 另外,当隐蔽因子较大时,隐蔽约束减弱无人机能飞到合法用户上空提供服务;反之,在不被发现的情况下,无人机只能尽可能接近合法用户提供服务.

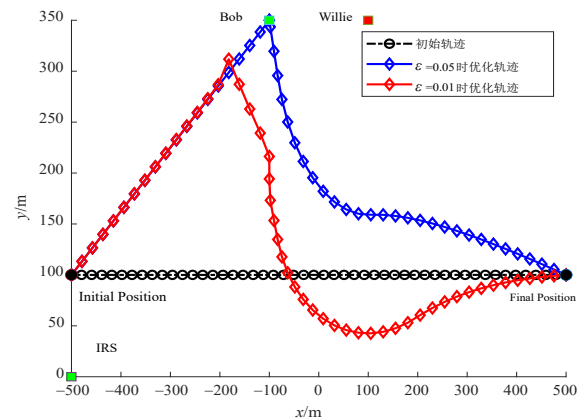


图3 无人机在不同隐蔽因子下轨迹优化

在图4中,将所提出的方案与其他两个基准方案进行了比较,并分别考虑不同的无人机飞行时间  $T$ . 初始轨迹表示不优化 UAV 轨迹的情况下,设计主动和被动

两种情况下的波束赋形;无IRS轨迹优化表示不考虑IRS辅助场景.从结果可以看出,所提轨迹优化方案和无IRS轨迹优化方案的最小平均隐蔽速率都随着 $T$ 增大,但逐渐趋于饱和.这是由于较大的 $T$ 可以使UAV有更多的时间停留在用户和IRS附近,从而为合法用户提供更好的服务.在不进行轨迹优化的情况下,由于UAV在起始点和结束点之间沿直线均匀移动,不同 $T$ 值下的最小隐蔽速率提升幅度不大.更重要的是,与其他两个基准方案之间的性能差距证明了所提出方案的优越性.与没有IRS的情况相比,IRS辅助下的隐蔽通信系统的保密率提高约9%~18%.此外,与未进行轨迹优化的情况相比,轨迹优化后最小平均隐蔽速率能提升70%~117%.因此,通过对UAV轨迹和IRS相移优化,能够进一步提高隐蔽速率.

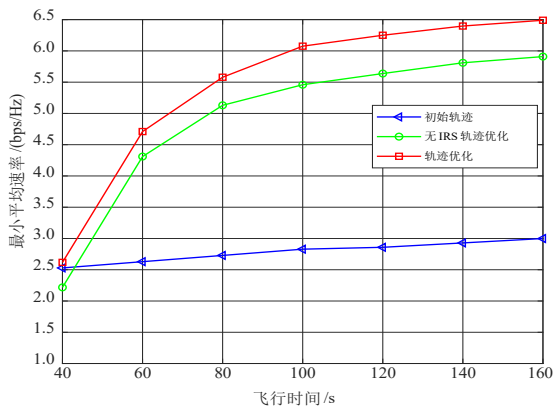


图4 最小平均隐蔽速率与飞行时间关系图

图5中可以看出,在不同隐蔽因子 $\varepsilon$ 和不同无人机发射天线方案下,系统的最小平均隐蔽速率都随着 $P_{\max}$ 增大而增大.当隐蔽因子 $\varepsilon$ 相同时,在无人机的发射天线数逐渐增加的同时,最小平均隐蔽速率也在慢慢提升,这是由于多天线无人机的发射波束赋形优化对隐蔽通信系统的隐蔽速率有提升.当发射天线数相同时,随着隐蔽因子 $\varepsilon$ 从0.01增加到0.05,最小平均隐蔽速率得到大幅度的提升.其原因在于,当系统的隐蔽因子降低时,将导致监察者的探测性能降低,对无人机基站的容忍度提高更容易靠近合法用户提供服务.这也能解释 $\varepsilon=0.01$ 时,发射天线数增加隐蔽性能提升幅度较小; $\varepsilon=0.05$ 时,发射天线数增加隐蔽性能提升幅度较大.

图6显示系统最小平均隐蔽速率随着反射元件的变化曲线,无论在何种不同隐蔽因子 $\varepsilon$ 条件下,随着IRS反射元件个数 $M$ 增大,系统的最小平均隐蔽速率都会随之增大,并且在增长的后期趋于平缓达到系统隐蔽上限.当隐蔽因子 $\varepsilon$ 增加时,系统的隐蔽约束条件得到放松,IRS反射面个数 $M$ 对系统最小平均隐蔽速率的影响也因此增大.

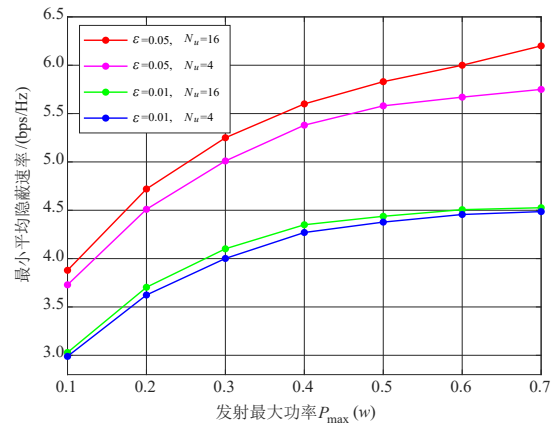


图5 最小平均隐蔽速率与最大发射功率关系图

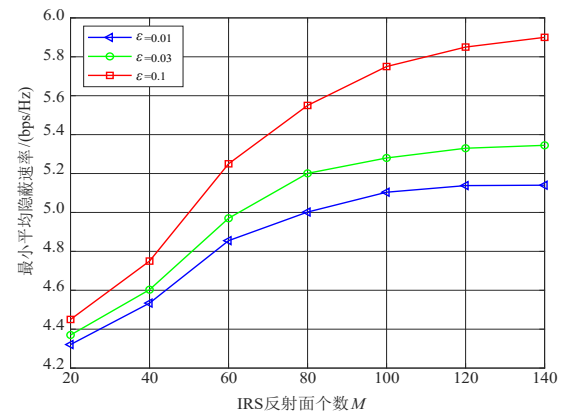


图6 最小平均隐蔽速率与反射元件数量关系图

## 5 结论

本文主要从用户公平性的角度出发,研究了IRS辅助无人机系统隐蔽通信过程中的资源管理分配问题.首先,考虑了在多天线多用户的用户公平性的前提下,针对IRS辅助的无人机隐蔽通信系统建立了最小平均隐蔽速率最大化问题.由于该问题具有非凸性,同时存在变量耦合的情况,采用了一种基于块坐标下降和SCA方法的交替迭代算法将原优化问题分解为四个子问题,对各个子问题分别进行求解,联合优化合法用户调度、IRS相移、无人机发射波束赋形和无人机飞行轨迹来实现最小平均隐蔽速率最大化.仿真结果表明所提出的算法相较于基准方案提高了系统用户的最小平均隐蔽速率.本文工作考虑单无人机单IRS场景,下一步将考虑模型拓展到同时透射与反射可重构智能表面<sup>[27]</sup>和用户位置不确定性<sup>[28]</sup>等场景,联合采用分层优化和人工智能等算法进行研究.

## 参考文献

- [1] 陈新颖, 盛敏, 李博, 等. 面向6G的无人机通信综述[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(3): 781-789.

- CHEN X Y, SHENG M, LI B, et al. Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(3): 781-789. (in Chinese)
- [2] ZENG Y, ZHANG R, LIM T J. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(5): 36-42.
- [3] ABUALIGAH L, DIABAT A, SUMARI P, et al. Applications, deployments, and integration of Internet of drones (IoD): A review[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, 21(22): 25532-25546.
- [4] RONALDO F, PRAMADIHANTO D, SUDARSONO A. Secure communication system of drone service using hybrid cryptography over 4G/LTE network[C]//2020 International Electronics Symposium. Piscataway: IEEE, 2020: 116-122.
- [5] FOTOUHI A, QIANG H R, DING M, et al. Survey on UAV cellular communications: Practical aspects, standardization advancements, regulation, and security challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2019, 21(4): 3417-3442.
- [6] WANG J, WANG X X, GAO R F, et al. Physical layer security for UAV communications: A comprehensive survey[J]. *China Communications*, 2022, 19(9): 77-115.
- [7] WANG L, CHEN Y, WANG P, et al. Security threats and countermeasures of unmanned aerial vehicle communications[J]. *IEEE Communications Standards Magazine*, 2021, 5(4): 41-47.
- [8] JIANG X, CHEN X Y, TANG J, et al. Covert communication in UAV-assisted air-ground networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(4): 190-197.
- [9] KHAN W U, LAGUNAS E, ALI Z, et al. Opportunities for physical layer security in UAV communication enhanced with intelligent reflective surfaces[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2022, 29(6): 22-28.
- [10] 王正强, 任昕志, 万晓榆, 等. 无人机隐蔽通信资源分配研究综述[J]. *无线电工程*, 2024, 54(10): 2401-2411.  
WANG Z Q, REN X Z, WAN X Y, et al. Research on resource allocation of UAV covert communication: A survey[J]. *Radio Engineering*, 2024, 54(10): 2401-2411. (in Chinese)
- [11] 王正强, 何鲁娜, 樊自甫, 等. 非完美CSI条件下IRS辅助的NOMA系统安全速率最大化算法[J]. *中国科学: 信息科学*, 2024, 54(6): 1487-1501.  
WANG Z Q, HE L N, FAN Z F, et al. Security rate maximization algorithm for IRS assisted NOMA systems under imperfect CSI[J]. *Scientia Sinica (Informationis)*, 2024, 54(6): 1487-1501. (in Chinese)
- [12] LI B, FEI Z S, ZHANG Y, et al. Secure UAV communication networks over 5G[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(5): 114-120.
- [13] 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.  
ZHOU X B, YU H, PENG X, 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. (in Chinese)
- [14] 李兴旺, 田志发, 张建华, 等. IRS辅助NOMA网络下隐蔽通信性能研究[J]. *中国科学: 信息科学*, 2024, 54(6): 1502-1515.  
LI X W, TIAN Z F, ZHANG J H, et al. Performance analysis of covert communication in IRS-assisted NOMA networks[J]. *Scientia Sinica (Informationis)*, 2024, 54(6): 1502-1515. (in Chinese)
- [15] JIAO L H, ZHANG R, LIU M Q, et al. Placement optimization of UAV relaying for covert communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(11): 12327-12332.
- [16] WAN P W, CHEN D R, WANG J, et al. IRS assisted covert communication of UAV through phase shift and trajectory optimization[C]//2024 IEEE/CIC International Conference on Communications in China. Piscataway: IEEE, 2024: 1449-1454.
- [17] QIN X F, NA Z Y, WEN Z H, et al. Relaying IRS-UAV assisted covert communications in uplink C-NOMA network[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(9): 2136-2140.
- [18] QIAN Y W, YANG C G, MEI Z, 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.
- [19] CHEN X Y, CHANG Z, 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.
- [20] WANG C, CHEN X Y, AN J P, et al. Covert communication assisted by UAV-IRS[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(1): 357-369.
- [21] YANG Y F, ZHENG B X, ZHANG S W, et al. Intelligent reflecting surface meets OFDM: Protocol design and rate maximization[J]. *IEEE Transactions on Communications*,

2020, 68(7): 4522-4535.

- [22] ZHENG B X, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: Channel estimation and reflection optimization[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(4): 518-522.
- [23] PANG X W, ZHAO N, TANG J, et al. IRS-assisted secure UAV transmission via joint trajectory and beamforming design[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1140-1152.
- [24] ADAM A B M, MUTHANNA M S ALI, MUTHANNA A, et al. Toward smart traffic management with 3D placement optimization in UAV-assisted NOMA IIoT networks[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2023, 24(12): 15448-15458.
- [25] LV L, WU Q Q, LI Z, 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.

- [26] BOYD S P, VANDENBERGHE L. Convex Optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [27] 李国权, 胡航, 王玥涛, 等. STAR-RIS辅助的CR-SWIPT系统安全波束成形算法[J]. 电子学报, 2024, 52(12): 4002-4008.  
LI G Q, HU H, WANG Y T, et al. Secure beamforming algorithm for STAR-RIS assisted cognitive radio systems with SWIPT[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(12): 4002-4008. (in Chinese)
- [28] 王钦源, 柴蓉, 孙瑞锦, 等. 面向用户随机特性的联合无人机部署与资源分配算法[J]. 电子学报, 2024, 52(12): 4015-4022.  
WANG Q Y, CHAIR, SUN R J, et al. Random user characteristics-oriented joint UAV deployment and resource allocation algorithm[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(12): 4015-4022. (in Chinese)

#### 作者简介



**王正强** 男, 1983年2月出生于四川省邛崃市. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院副教授、博士生导师. 主要研究方向为无人机通信、非正交多址接入和物理层网络安全等. 中国电子学会会员编号: E190027675S.  
E-mail: wangzq@cqupt.edu.cn



**李淳** 女, 1999年12月出生于湖南省郴州市. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为无人机通信、隐蔽通信和通信感知一体化.  
E-mail: S230101075@stu.cqupt.edu.cn



**任昕志** 男, 1999年6月出生于重庆市. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为无人机通信、隐蔽通信和智能反射面.  
E-mail: S210131203@stu.cqupt.edu.cn



**徐勇军** 男, 1986年8月出生于湖北省赤壁市. 现为重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为卫星通信、智能超表面技术和鲁棒资源分配.  
E-mail: xuyj@cqupt.edu.cn