

# 智能超表面赋能的D2D隐蔽通信策略研究

吕璐\* 郑彭玮 杨龙 陈健

(西安电子科技大学通信工程学院 西安 710000)

**摘要:** 为了应对目前设备到设备 (D2D) 隐蔽通信研究中引入额外不确定性源而带来高成本、高功耗的问题, 该文提出一种智能超表面 (RIS) 赋能的D2D隐蔽传输方法。该方法借助RIS为合法用户创造更好的无线传播条件的同时, 利用RIS的相移不确定性来混淆监听者的检测。为探究所提方法的隐蔽性能增益, 在保证监听者低检测概率以及满足蜂窝用户服务质量的条件下, 构建通过联合优化蜂窝用户、D2D发射机的发射功率以及RIS相移来最大化D2D用户的隐蔽速率的优化问题。为解决上述变量和约束高度耦合的非凸优化问题, 提出一种高效的基于高斯随机化的交替优化算法, 求解出最优的蜂窝用户和D2D发射机的发射功率以及RIS相移。仿真结果表明, RIS的辅助给D2D隐蔽传输系统带来了显著的性能提升, 通过增加RIS反射元件数量, 或提升蜂窝用户发射功率为D2D隐蔽传输提供更好的掩体, 都可以进一步提升隐蔽通信性能。

**关键词:** 智能超表面; D2D网络; 隐蔽通信

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2025)07-2023-13

DOI: 10.11999/JEIT250045

CSTR: 32379.14.JEIT250045

## 1 引言

信息安全始终是无线通信中的核心问题。随着物联网时代的到来, 数据传输中包含的个人隐私和敏感信息日益增多, 提升无线通信的安全性成为一项重要挑战。在此背景下, 物理层安全技术通过利用噪声和窃听者信道的随机性, 旨在抑制信息泄露风险<sup>[1,2]</sup>。该技术能够降低信息被窃听方正确解码的概率, 从而在无需传统加密手段的情况下提高信息传输的安全性, 确保传输内容的隐私性与完整性<sup>[3,4]</sup>。然而其缺乏对信息传输过程的保护机制, 这可能导致用户位置暴露, 存在监听者对信号进行拦截、干扰和篡改的风险, 从而难以有效保障用户信息的安全性。因此, 实现更高隐蔽性和更低检测概率的无线通信技术具有重要意义<sup>[5-7]</sup>。针对这一问题, 高安全性的隐蔽通信已逐渐成为无线通信安全的有效解决方案<sup>[8]</sup>。通过对传输信号特性的优化设计, 可显著降低窃听者的检测概率, 增强通信过程中的隐蔽性和安全性<sup>[9]</sup>。例如, 发射机可将信号嵌入背景噪声或人工噪声中, 从而实现通信行为的隐蔽<sup>[10]</sup>。同时, 也可以利用多用户之间的干扰, 将

隐蔽信号隐藏在多用户干扰之中, 为隐蔽信号提供有效的掩体。隐蔽通信的核心目标是最大化监听者的错误检测概率, 从而混淆监听者, 实现信号隐蔽传输<sup>[11]</sup>。

设备到设备(Device-to-Device, D2D)技术以其低延迟、高速率和低功耗等特点, 成为适合实现隐蔽通信的理想选择<sup>[12]</sup>。在5G通信系统中, 大量涉及隐私和敏感信息的数据可能通过D2D链路进行传输。例如, 在军事通信和金融交易等场景中, 隐蔽通信的需求尤为突出, 而D2D通信凭借其特性在这些领域得到了广泛应用。因此, 为了满足特定场景下的信息安全需求, 需要进一步提升D2D通信的安全性。隐蔽通信技术为该问题提供了一种有效的解决方案, 通过特殊的传输方案设计来降低监听者的检测概率, 为数据传输提供额外的保护机制。

为了探究实现D2D隐蔽传输的有效解决方案, 本文对现有隐蔽通信实现方案进行调研。文献<sup>[13]</sup>探讨了在隐蔽通信中噪声不确定性的影响, 并在有界及无界噪声不确定性模型下, 分析了满足隐蔽性要求的最大传输速率。文献<sup>[14]</sup>研究了引入干扰信号如何与环境噪声及其他不确定因素共同作用, 从而有效降低监听者接收到的信号质量。文献<sup>[15]</sup>研究了中继放大转发的同时传输隐蔽信息, 提出两种策略: 速率控制和功率控制, 为隐蔽通信的实现提供了新思路。文献<sup>[16]</sup>研究了通过多天线下中继实现的隐蔽通信, 提出随机波束赋形和最大比率传输两种方案, 旨在保障隐蔽通信的可靠性。文献<sup>[17]</sup>研究了多天线干扰机对隐蔽通信的影响, 分别在目标已知和未知的情况下, 对干扰机进行波束成形, 对

收稿日期: 2025-01-20; 改回日期: 2025-03-31; 网络出版: 2025-04-14

\*通信作者: 吕璐 lulv@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62271368, 62371367), 陕西省重点研发计划(2023-ZDLGY-50), 中央高校基本科研业务费(QTZX23066)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62271368, 62371367); The Key Research and Development Program of Shaanxi (2023-ZDLGY-50); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (QTZX23066)

隐蔽性能进行分析。文献[18]研究了D2D传输网络中,基站在接收信息的同时,发射人工噪声来混淆监听者,并基于不同天线数量,设计隐蔽通信方案,旨在最大化D2D传输速率。还有研究指出,在非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)情景下,通过将隐蔽信号与公共用户信号进行叠加传输,可以利用公共用户的信号作为掩体,从而实现隐蔽通信<sup>[19,20]</sup>。

通过上述调研,现有的隐蔽通信实现方案中,都需要引入额外的不确定性源,例如多天线中继或人工噪声等。这会为系统带来额外的功率以及成本开销。然而,作为一种低成本、高能效的无线通信技术,智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)由多个可重构的反射元件组成,其每个元件可以连接控制器来调整入射信号的相位<sup>[21]</sup>,为用户创造更好的信道条件。现有研究表明,RIS可为实现隐蔽通信提供新的解决思路:在提升合法用户信号接收质量的同时,创造相移不确定性以混淆监听者的检测<sup>[22]</sup>。文献[23]研究了在全局信道状态信息(Channel State Information, CSI)情况下,借助RIS,单天线发射机也能实现隐蔽通信。证明了RIS在隐蔽传输中带来的显著性能提升。文献[24]研究了对于监听者链路CSI不完美的情况下,联合优化发射功率和RIS相移,最大化隐蔽传输速率。文献[25]研究了RIS辅助NOMA系统的隐蔽传输问题,在上行和下行两种场景下,RIS对NOMA系统的隐蔽性能带来了显著的提升。

本文旨在利用RIS的相移不确定性为D2D隐蔽传输赋能,提升传输安全性。同时,传统的Underlay模式的D2D传输可能受到较大程度的信号间干扰,本文设计在借助RIS管控蜂窝用户和D2D用户的信号间干扰的同时,在D2D接收机处使用串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术消除公共信号的干扰,有望进一步提升D2D网络的隐蔽传输性能。综上考虑,本文的主要创新点及研究工作总结如下:

(1)提出一种由RIS赋能的D2D隐蔽传输系统,包括一个蜂窝用户、基站、D2D用户对,部署了一块RIS辅助D2D进行隐蔽通信,并且存在一个监听者检测D2D用户的通信行为。利用RIS为D2D用户创造更好的信号传播条件,在不引入额外不确定性源的情况下<sup>1)</sup>,RIS的相移不确定性可以混淆监听

者,并且蜂窝用户的信号可以为隐蔽信号的传输提供一个天然的掩护,进一步提升隐蔽性。

(2)传统的Underlay模式的D2D网络中,D2D用户对由于低功率传输的特性,容易受到来自蜂窝用户的信号间干扰,本文设计在D2D接收机处使用SIC技术消除蜂窝用户的干扰,可以进一步提升隐蔽速率。

(3)本文隐蔽通信设计的目标是在保证监听者低检测概率以及蜂窝用户的服务质量的前提下,最大化D2D用户对之间的通信速率。本文构建了一个联合优化发射功率和RIS相移的非凸问题。为此,本文设计了一个基于高斯随机化的交替优化算法对问题进行求解,设计了蜂窝用户、D2D发射机的最优功率以及RIS的最佳相移。

(4)仿真结果表明,相较于发射人工噪声实现D2D隐蔽传输的方案,本文提出的隐蔽方案实现了更高的隐蔽速率。另外,提升RIS反射元件数量以及蜂窝用户的发射功率都能进一步提升隐蔽通信速率。

## 2 系统模型及方案设计

### 2.1 系统模型

如图1所示,考虑一个单小区的蜂窝网络,该场景包含1个蜂窝用户,1对D2D用户:D2D发射机和D2D接收机,1个基站以及1个RIS,同时,在该场景中存在一个非法的监听者。其中模型中各个节点均配备单根天线。蜂窝用户进行上行传输给基站发送公共信号。在这一过程中,D2D发射机复用蜂窝用户的频域和功率域,机会式地向D2D接收机发送敏感信息。同时非法监听者尝试对这一通信过程进行非法监听。为了辅助D2D用户进行隐蔽通信,一块拥有 $N$ 个反射元件的RIS通过控制器与基站相连接,从而动态地调整面板上每一个单元对入射信号形成的相移,保证D2D用户的隐蔽传输被监听者检测到的概率很低。除此外,RIS还具备管控蜂窝用户对D2D用户产生信号间干扰的功能。在本文的研究工作中,针对D2D用户和蜂窝用户的信道条件联合设计最佳RIS相移,该RIS相移对于监听者来说是未知随机变量,对监听者的信号接收带来能量不确定性。

D2D传输的低功率特性导致其信号解码容易受到来自蜂窝用户的干扰,因此本文在D2D接收机处设计了一种SIC解码方案,使得D2D接收机可以消除来自蜂窝用户发射公共信号的干扰,保证隐蔽速率可以进一步提升。

本文主要研究隐蔽传输的存在性检测,从通信行为的角度来保证传输的隐蔽性。在此研究背景

<sup>1)</sup> 体现了利用RIS实现隐蔽通信的低成本特性:通过引入RIS的相移随机性,无需额外干扰源或不确定性源为监听者功率检测创造不确定性。

下, 监听者使用能量检测。对于监听者来说, 能量检测是一种简单且足够检测到合法用户通信行为的方法<sup>2)</sup>。

蜂窝用户的移动性是影响隐蔽通信性能的一个重要因素。蜂窝用户的移动性配合RIS相移不确定性可以给监听者造成更大的随机性, 有望进一步提升隐蔽性能, 这是一个重要的研究方向。在本文中, 考虑到移动轨迹建模及优化问题的复杂性, 我们主要集中在静态场景下的RIS辅助D2D隐蔽传输方案。但在后续的研究中, 计划考虑蜂窝用户的移动性配合RIS相移进行优化。

本文各节点的CSI如下:

(1)蜂窝用户拥有蜂窝用户-基站的直射链路以及蜂窝用户-RIS-基站的反射链路的瞬时CSI, 这可以使用RIS被动信道估计方法获得;

(2)D2D发射机拥有D2D发射机-D2D接收机的直射链路以及D2D发射机-RIS-D2D接收机的反射链路的瞬时CSI;

(3)监听者拥有直射链路: 监听者-蜂窝用户和监听者-D2D发射机以及反射链路: 监听者-RIS-蜂窝用户和监听者-RIS-D2D发射机的瞬时CSI, 这可以使用蜂窝用户和D2D发射机发射的导频来估计, 这对于本文计隐蔽通信方案来说, 是最坏的情况。

## 2.2 信号模型

假设系统内所有的信道都基于准静态块衰落和基于距离的路径损耗。准静态块衰落即在不同的衰

落块中, 信道系数不同, 且各衰落系数独立同分布, 具有零均值和单位方差。D2D发射机、D2D接收机、蜂窝用户、基站、监听者与RIS之间的衰落系数向量分别为:  $\mathbf{h}_t, \mathbf{h}_r, \mathbf{h}_c, \mathbf{h}_b, \mathbf{h}_a$ , 相应地, 它们与RIS之间的距离分别为:  $d_t, d_r, d_c, d_b, d_a$ ; 蜂窝用户与监听者, D2D接收机, 基站之间的衰落系数向量分别为:  $\mathbf{h}_{ca}, \mathbf{h}_{cr}, \mathbf{h}_{cb}$ , 相应地, 它们之间的距离为:  $d_{ca}, d_{cr}, d_{cb}$ ; D2D发射机与监听者, D2D接收机, 基站之间的衰落系数向量分别为:  $\mathbf{h}_{ta}, \mathbf{h}_{tr}, \mathbf{h}_{tb}$ , 相应地, 它们之间的距离为:  $d_{ta}, d_{tr}, d_{tb}$ 。由此, 信道增益可以表示为:  $\mathbf{h}/\sqrt{L(d)}$ 。其中,  $\mathbf{h}$ 表示信道衰落系数(小尺度衰落)向量<sup>3)</sup>,  $L(d)$ 表示基于距离的路径损耗(大尺度衰落)函数。

上行链路中, 蜂窝用户向基站上行传输公共信号  $s_c(k)$ , D2D发射机复用蜂窝用户的资源向D2D接收机发送隐蔽信号  $s_t(k)$ , 其中蜂窝用户发射的公共信号可以用来帮助隐蔽信号进行传输, 混淆监听者的检测。在这里面, D2D接收机的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_r(k) = & \sqrt{P_t} s_t(k) \left( \frac{\mathbf{h}_{tr}}{\sqrt{L(d_{tr})}} + \frac{\mathbf{h}_t^H \Theta \mathbf{h}_r}{\sqrt{L(d_t) L(d_r)}} \right) \\ & + \sqrt{P_c} s_c(k) \left( \frac{\mathbf{h}_{cr}}{\sqrt{L(d_{cr})}} + \frac{\mathbf{h}_c^H \Theta \mathbf{h}_r}{\sqrt{L(d_c) L(d_r)}} \right) \\ & + z_r(k) \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $P_t$ 和 $P_c$ 分别表示D2D发射机和蜂窝用户的发

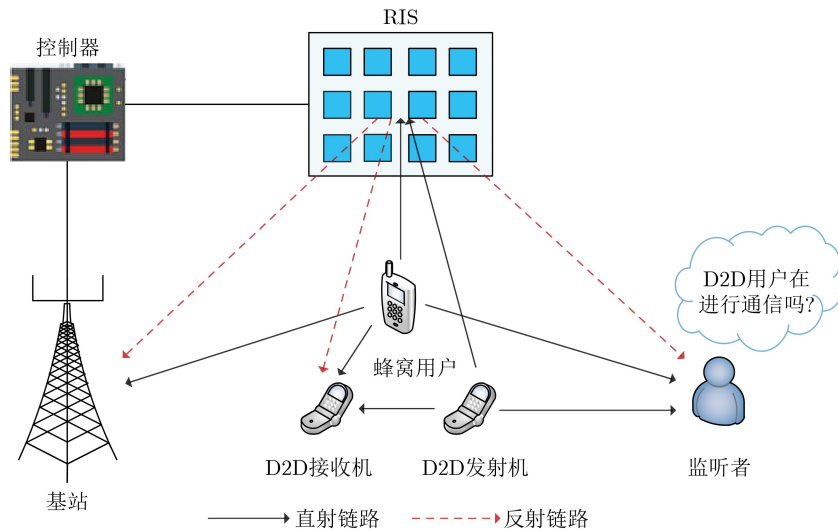


图1 系统模型

<sup>2)</sup>当监听者可以SIC解码信号时, 本文设计方案的性能会受到一定的影响。但本文提出的方案仍能在一定程度上保证安全性: 优化RIS相移可以使得合法信道强于窃听信道, 易使得监听者的SIC解码失败。监听者对蜂窝用户的信号进行SIC存在一定困难: 难以获知蜂窝用户信号的先验信息(如调制方式、编码序列等); 无法获知RIS相移; 与蜂窝用户进行同步存在困难。综上所述, 本文假设监听者处使用能量检测, 无法使用SIC解码具有一定的合理性。

<sup>3)</sup>本文信道模型考虑存在直射径以及其他多径分量, 故小尺度衰落服从莱斯分布。

射功率,  $s_t(k)$  和  $s_c(k)$  分别表示隐蔽信号和公共信号。  $\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$  表示 RIS 反射系数矩阵, 其中  $\theta_n \in [0, 2\pi)$  是第  $n$  个 IRS 元件的相移。  $z_r(k)$  表示加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_0^2$ 。最佳的  $\Theta$  是根据 D2D 发射机-D2D 接收机, D2D 发射机-RIS-D2D 接收机, 蜂窝用户-基站以及蜂窝用户-RIS-基站的 CSI 设计的。由于 D2D 用户复用蜂窝用户的资源, 本文假设在 D2D 接收机处可以使用 SIC 技术进行解码, 因此假设二者的复合道增益满足:  $|g_{cr}|^2 \geq |g_{tr}|^2$ 。其中,  $g_{cr} = \mathbf{h}_{cr}/\sqrt{L(d_{cr})} + \mathbf{h}_c^H \Theta \mathbf{h}_r/\sqrt{L(d_c)L(d_r)}$  表示蜂窝用户到 D2D 接收机的复合信道增益,  $g_{tr} = \mathbf{h}_{tr}/\sqrt{L(d_{tr})} + \mathbf{h}_t^H \Theta \mathbf{h}_r/\sqrt{L(d_t)L(d_r)}$  表示 D2D 发射机到 D2D 接收机的复合信道增益。这使得 D2D 接收机在解码隐蔽信号时不会受到来自蜂窝用户的用户间干扰, 有利于隐蔽信号的传输。D2D 接收处解码公共信号和隐蔽信号的可实现速率为

$$\left. \begin{aligned} R_{r,S_c(k)} &= \log_2 \left( 1 + \frac{P_c |g_{cr}|^2}{P_t |g_{tr}|^2 + \sigma_0^2} \right) \\ R_{r,S_t(k)} &= \log_2 \left( 1 + \frac{P_t |g_{tr}|^2}{\sigma_0^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

由于 D2D 用户对需要复用蜂窝用户的频域和功率域资源, 应首先保证蜂窝用户向基站上行传输公共信号的 QoS, 基站通过将  $s_t(k)$  视为噪声来解码  $s_c(k)$ , 基站解码公共信号的可实现速率为

$$R_{b,S_c(k)} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_c |g_{cb}|^2}{P_t |g_{tb}|^2 + \sigma_0^2} \right) \quad (3)$$

### 2.3 隐蔽通信不确定性设计

不同于传统的 D2D 网络隐蔽通信实现方案, (如引入额外不确定性源、人工噪声等), 本文系统模型的不确定性主要来自: (1) 通过本方案的设计, RIS 反射信号在监听者处是一个随机变量; (2) 蜂窝用户发射公共信号, 为隐蔽信号的传输形成一个掩护。

#### 2.3.1 RIS 相移设计

本文根据 D2D 用户和蜂窝用户相关链路的 CSI 来设计 RIS 相移, 在加强二者信道条件, 提升蜂窝用户 QoS 和隐蔽传输速率的同时, 无需额外引入不确定性源, RIS 反射信号可以在监听者处形成一个随机变量, 干扰其检测。相关证明如下:

令  $\delta_{N_c} = \mathbf{h}_c^H \Theta \mathbf{h}_a$ ,  $\delta_{N_t} = \mathbf{h}_t^H \Theta \mathbf{h}_a$ , 需证  $\delta_{N_c}$  和  $\delta_{N_t}$  为随机变量, 进一步表示为

$$\delta_{N_c} = \sum_{n=1}^N |\mathbf{h}_{cn}| |\mathbf{h}_{an}| e^{-j\psi_{nc}}, \delta_{N_t} = \sum_{n=1}^N |\mathbf{h}_{tn}| |\mathbf{h}_{an}| e^{-j\psi_{nt}} \quad (4)$$

其中,  $\psi_{nc} = \theta_n^* + \arg(\mathbf{h}_{cn}) + \arg(\mathbf{h}_{an})$ ,  $\psi_{nt} = \theta_n^* + \arg(\mathbf{h}_{tn}) + \arg(\mathbf{h}_{an})$ ,  $\theta_n^*$  是 RIS 的最佳相移, 它根据 D2D 用户以及蜂窝用户相关链路进行设计, 因此,  $\theta_n^*$  是  $\arg(\mathbf{h}_{cb})$ ,  $\arg(\mathbf{h}_{tr})$ ,  $\arg(\mathbf{h}_{cn})$ ,  $\arg(\mathbf{h}_{bn})$ ,  $\arg(\mathbf{h}_{tn})$ ,  $\arg(\mathbf{h}_{rn})$  的函数。其中,  $\mathbf{h}_{cn}$ ,  $\mathbf{h}_{an}$ ,  $\mathbf{h}_{tn}$ ,  $\mathbf{h}_{rn}$ ,  $\mathbf{h}_{bn}$  分别表示蜂窝用户, 监听者, D2D 发射机, D2D 接收机, 基站到 RIS 第  $n$  个反射元件的衰减系数。

要证  $\delta_{N_c}$  和  $\delta_{N_t}$  为随机变量, 需先证  $\psi_{nc}$  和  $\psi_{nt}$  在  $[0, 2\pi)$  服从独立均匀分布, 即证:

$$(1) f_{\psi_{nc}}(x) = f_{\psi_{nt}}(x) = 1/2\pi, x \in [0, 2\pi)。$$

令  $\psi_{nc} = \psi_{nc,1} + \psi_{nc,2}$ , 其中,  $\psi_{nc,1} = \theta_n^* + \arg(\mathbf{h}_{cn})$ ,  $\psi_{nc,2} = \arg(\mathbf{h}_{an})$ 。根据文献[26]中的证明, 得到  $\psi_{nc}$ ,  $\psi_{nc,1}$ ,  $\psi_{nc,2}$  均服从均匀环形分布, 环形分布是一种概率分布, 其随机变量的值是角度。  $\psi_{nc,2}$  在  $[0, 2\pi)$  服从均匀分布, 令  $\psi_{nc,1} = x_1$ , 可得  $\psi_{nc} = x_1 + \psi_{nc,2}$  在  $[x_1, x_1 + 2\pi)$  服从均匀分布。由于  $\psi_{nc}$  服从均匀环形分布, 可以进行如式(5)的推导

$$\begin{aligned} [x_1, x_1 + 2\pi) &= [x_1, 2\pi) \cup [2\pi, x_1 + 2\pi) \\ &= [x_1, 2\pi) \cup [0, x_1) = [0, 2\pi) \end{aligned} \quad (5)$$

根据式(5), 得证  $\psi_{nc}$  服从  $[0, 2\pi)$  上的均匀分布, 即  $f_{\psi_{nc}}(x) = 1/2\pi$ 。同理可证,  $f_{\psi_{nt}}(x) = 1/2\pi$ ,  $x \in [0, 2\pi)$ 。

$$(2) \psi_{nc} \text{ 和 } \psi_{nt} \text{ 具有独立性。}$$

$\psi_{nc} = \psi_{nc,1} + \psi_{nc,2}$ , 其中,  $\psi_{nc,2}$  具有独立性, 而对于  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $\psi_{nc,1} = \theta_n^* + \arg(\mathbf{h}_{cn})$  中  $\theta_n^*$  仍是与  $\arg(\mathbf{h}_{cb})$ ,  $\arg(\mathbf{h}_{tr})$  等相关的函数。因此, 为了证明  $\psi_{nc}$  的独立性, 需要证明  $\psi_{nc}$  与  $\psi_{nc,1}$  不相关。  $\psi_{nc}$  和  $\psi_{nc,1}$  的联合概率密度函数(PDF)表示为

$$f_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc}}(x_1, x) = \frac{f_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc,2}}(x_1, x_2)}{|\mathbf{J}_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc}}(x_1, x_2)|} \quad (6)$$

其中雅可比矩阵  $\mathbf{J}_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc}}(x_1, x_2)$  可以计算为

$$\mathbf{J}_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc}}(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial x_1} & \frac{\partial x_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial x}{\partial x_1} & \frac{\partial x}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

其行列式为:  $|\mathbf{J}_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc}}(x_1, x_2)| = 1$ 。

由于  $\psi_{nc,1}$  和  $\psi_{nc,2}$  是独立分布的, 且  $\psi_{nc,2}$  在  $[0, 2\pi)$  服从均匀分布, 可以得到

$$\begin{aligned} f_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc,2}}(x_1, x_2) &= f_{\psi_{nc,1}}(x_1) f_{\psi_{nc,2}}(x_2) \\ &= \frac{1}{2\pi} f_{\psi_{nc,1}}(x_1) \end{aligned} \quad (8)$$

将式(8)和式(7)代入式(6)得到

$$f_{\psi_{nc,1}, \psi_{nc}}(x_1, x) = \frac{1}{2\pi} f_{\psi_{nc,1}}(x_1) \quad (9)$$

式(9)中的结果是基于  $\psi_{nc}$  和  $\psi_{nc,1}$  不相关才能得

到的，即证 $\psi_{n_c}$ 和 $\psi_{n_{c,1}}$ 相互独立，即证 $\psi_{n_c}$ 具有独立性。同理可证 $\psi_{n_t}$ 具有独立性。

根据2.3.1小节中的证明(1)和证明(2)， $\psi_{n_c}$ 和 $\psi_{n_t}$ 在 $[0, 2\pi)$ 服从独立均匀分布。根据文献[27]中的引理2， $\delta_{N_c}$ 和 $\delta_{N_t}$ 的累积分布函数(CDF)可以近似为一个均值为0，方差为 $N$ 的复高斯随机变量： $\delta_{N_c} \sim \mathcal{CN}(0, N)$ ， $\delta_{N_t} \sim \mathcal{CN}(0, N)$ 。综上所述，在本文设计的RIS辅助D2D网络进行隐蔽通信的系统中，RIS在监听者处的反射信号是一个随机变量，这会极大程度上的干扰监听者的检测。

### 2.3.2 公共信号掩护隐蔽信号传输

在本文提出的RIS辅助D2D传输网络实现隐蔽通信的方案中，D2D用户复用蜂窝用户的频域、功率域资源，本文通过有序的复合信道增益设计， $|g_{cr}|^2 \geq |g_{tr}|^2$ ，使得在D2D接收机可以通过SIC解码消除来自公共信号的干扰，不会造成较大的用户间干扰和性能损失。然而，在监听者处，他很难分辨其接收功率的变化是来自蜂窝用户的功率变化还是D2D发射机传输隐蔽信号带来的功率变化，由此，公共信号的传输为隐蔽信号的传输形成一个掩护，给监听者带来了较大的不确定性。

考虑到蜂窝用户的上行传输不一定持续发送，本文做了如下设计：在Underlay模式下，本文的D2D用户与蜂窝用户的配对关系均由基站控制。在隐蔽信息传输之前有如下两种情况：(1)基站尽可能为D2D用户分配正在进行公共信号传输的蜂窝用户，即本文考虑的系统模型，单次蜂窝用户成功调度下的隐蔽传输设计。(2)若所有蜂窝用户均在当前时隙处于空闲状态，基站将调度蜂窝用户协同发送干扰信号保证隐蔽传输的顺利进行。

### 2.4 监听者错误检测概率建模

监听者通过设置检测阈值，对其接收到的信号进行能量检测，从而判断隐蔽信号的传输是否进行。本文假设隐蔽通信的最坏情况，即监听者可以最优地选择他的检测阈值，本文根据此假设推导出监听者的最小错误检测概率，从而构建隐蔽约束。

监听者试图通过对他接收到的信号序列 $y_a(k)$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ )进行Neyman-Pearson检验来判断隐蔽信号的传输是否在进行。因此，监听者面临一个2元假设检测问题：(1)零假设 $H_0$ ，表示D2D发射机没有向D2D接收机传输数据；(2)备择假设 $H_1$ 表示D2D发射机正在向D2D接收机进行隐蔽传输。在这两个假设下监听者接收到的信号为

$$H_0: y_a(k) = \sqrt{P_c} s_c(k) \left( \frac{h_{ca}}{\sqrt{L(d_{ca})}} + \frac{h_c^H \Theta h_a}{\sqrt{L(d_c)L(d_a)}} \right) + z_a(k) \quad (10)$$

$$H_1: y_a(k) = \sqrt{P_c} s_c(k) \left( \frac{h_{ca}}{\sqrt{L(d_{ca})}} + \frac{h_c^H \Theta h_a}{\sqrt{L(d_c)L(d_a)}} \right) + \sqrt{P_t} s_t(k) \left( \frac{h_{ta}}{\sqrt{L(d_{ta})}} + \frac{h_t^H \Theta h_a}{\sqrt{L(d_t)L(d_a)}} \right) + z_a(k) \quad (11)$$

其中 $z_a(k)$ 表示监听者处的AWGN，根据式(10)和式(11)的接收信号，监听者使用辐射计进行2元能量检测，使用监听者处的平均接收功率作为检验统计量，决策规则为： $P_a > \tau \rightarrow D_1$ ， $P_a < \tau \rightarrow D_0$ 。其中， $\tau$ 是监听者的检测阈值， $D_0$ 和 $D_1$ 分别是支持 $H_0$ 和 $H_1$ 的2元判决结果。本文假设监听者使用无限的样本数量进行2元检测，这样可以消除AWGN的不确定性，监听者的平均接收功率为

$$P_a = \begin{cases} P_c \left( \frac{|h_{ca}|^2}{L(d_{ca})} + \frac{|h_c^H \Theta h_a|^2}{L(d_c)L(d_a)} \right) + \sigma_0^2, & H_0 \\ P_c \left( \frac{|h_{ca}|^2}{L(d_{ca})} + \frac{|h_c^H \Theta h_a|^2}{L(d_c)L(d_a)} \right) + P_t \left( \frac{|h_{ta}|^2}{L(d_{ta})} + \frac{|h_t^H \Theta h_a|^2}{L(d_t)L(d_a)} \right) + \sigma_0^2, & H_1 \end{cases} \quad (12)$$

监听者的检测性能可以通过检测错误概率来衡量，其定义为

$$\xi_a = P_{FA} + P_{MD}, \quad 0 \leq \xi_a \leq 1 \quad (13)$$

其中 $P_{FA} = P(D_1 | H_0) = P(P_a > \tau)$ 表示虚警概率， $P_{MD} = P(D_0 | H_1) = P(P_a < \tau)$ 表示漏检概率。当 $\xi_a = 0$ 时，监听者可以完美地检测到隐蔽信号不会出现错误；当 $\xi_a = 1$ 时表示监听者不能检测到隐蔽信号，他的检测相当于随机猜测。

本文实现隐蔽通信的关键思想是利用公共信号与RIS为监听者的信号接收带来能量不确定性。如2.3.1节所示，本文的RIS最佳 $\Theta$ 是根据D2D发射机-D2D接收机，蜂窝用户-基站，D2D发射机-RIS-D2D接收机，蜂窝用户-RIS-基站等链路的CSI进行设计的，这使得 $|h_c^H \Theta h_a|^2$ 和 $|h_t^H \Theta h_a|^2$ 在监听者处成为随机变量。因此，监听者在根据其接收功率进行能量检测时，他将很难判断功率的变化是由公共信号的变化还是隐蔽信号的传输引起的，这使得D2D用户的隐蔽通信被检测到的概率变得很低。

本文提出的RIS辅助D2D传输网络隐蔽通信方案中的虚警概率为

$$P_{FA} = \Pr \left( \frac{P_c |h_{ca}|^2}{L(d_{ca})} + \frac{P_c \delta_{N_c}^2}{L(d_a)L(d_c)} + \sigma_0^2 > \tau \right) = \begin{cases} \nu_1, & \tau > \sigma_0^2 + \Omega_1 \\ 1, & \text{其它} \end{cases} \quad (14)$$

其中  $\nu_1 = e^{\frac{\Omega_1 + \sigma_0^2 - \tau}{P_c N / L(d_c) L(d_a)}}$ ,  $\Omega_1 = P_c |\mathbf{h}_{ca}|^2 / L(d_{ca})$ 。漏检概率为

$$P_{MD} = \Pr \left( \frac{P_c |\mathbf{h}_{ca}|^2}{L(d_{ca})} + \frac{P_t |\mathbf{h}_{ta}|^2}{L(d_{ta})} + \frac{P_c \delta_{N_c}^2}{L(d_a) L(d_c)} + \frac{P_t \delta_{N_t}^2}{L(d_a) L(d_t)} + \sigma_0^2 < \tau \right) \\ = \begin{cases} 1 - \nu_2, & \tau > \sigma_0^2 + \Omega_2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (15)$$

其中  $\Omega_2 = P_c |\mathbf{h}_{ca}|^2 / L(d_{ca}) + P_t |\mathbf{h}_{ta}|^2 / L(d_{ta})$ ,  $\nu_2 = e^{\frac{\Omega_2 + \sigma_0^2 - \tau}{[P_c / L(d_c) + P_t / L(d_t)] \times N / L(d_a)}}$ 。将式(15)和式(14)代入式(13)得到RIS协助的D2D传输网络的隐蔽通信方案中的监听者总体的错误检测概率, 表示为

$$\xi_a = \begin{cases} 1, & \tau < \Omega_1 + \sigma_0^2 \\ \nu_1, & \Omega_1 + \sigma_0^2 \leq \tau \leq \Omega_2 + \sigma_0^2 \\ 1 + \nu_1 - \nu_2, & \tau > \Omega_2 + \sigma_0^2 \end{cases} \quad (16)$$

假设监听者可以任意选择其检测阈值 $\tau$ , 可以得出式(16)中的检测错误概率。在本文的隐蔽系统设计研究中, 从隐蔽系统设计的最坏情况出发, 假设监听者可以最优的选择他的检测阈值 $\tau^*$ , 可以实现他的最小错误检测概率 $\xi_a^*$ , 为了最小化监听者的错误检测概率, 监听者的最优检测阈值 $\tau^*$ 为

$$\tau^* = \begin{cases} \sigma_0^2 + \Omega_2, & |\mathbf{h}_{ta}|^2 > \frac{L(d_{ta}) \Omega_3}{L(d_a) L(d_t)} \\ \sigma_0^2 + \Omega_1 - \frac{\phi_1 P_c |\mathbf{h}_{ta}|^2}{L(d_{ta})} + \frac{(P_c \phi_1 + P_t) \Omega_3}{L(d_a) L(d_t)}, & \text{其它} \end{cases} \quad (17)$$

其中  $\phi_1 = L(d_t) / L(d_c)$ ,  $\Omega_3 = \frac{N \phi_1 p_c}{p_t} \ln \left( 1 + \frac{p_t}{p_c \phi_1} \right)$ 。

将式(17)代入式(16), 经过数学运算可以得到监听者在最优检测阈值下的最小错误检测概率 $\xi_a^*$

$$\xi_a^* = \begin{cases} e^{-\frac{P_t |\mathbf{h}_{ta}|^2 \phi_2}{P_c N}}, & |\mathbf{h}_{ta}|^2 > \frac{L(d_{ta}) \Omega_3}{L(d_a) L(d_t)} \\ 1 - e^{-\frac{L(d_t) L(d_a) |\mathbf{h}_{ta}|^2}{L(d_{ta}) N}} \times \left[ \frac{P_t}{P_c \phi_1} \left( \frac{P_c \phi_1 + P_t}{P_c \phi_1} \right)^{-\frac{P_c \phi_1 + P_t}{P_t}} \right], & \text{其它} \end{cases} \quad (18)$$

其中  $\phi_2 = L(d_c) L(d_a) / L(d_{ta})$ 。

虽然监听者的最小错误检测概率已经得出, 但在设计RIS相移时, D2D发射机, 蜂窝用户, 以及基站并不知道 $\mathbf{h}_{ta}$ 的瞬时CSI, 所以在设计RIS相移时, 只能采用 $|\mathbf{h}_{ta}|^2$ 的所有可能信道向量, 求出监听者的平均最小错误检测概率, 以此作为衡量隐蔽

性能的指标。监听者的最小平均错误检测概率可通过如下积分公式进行计算

$$\bar{\xi}_a^* = \int_{\Delta_1}^{\infty} e^{-\frac{P_t \phi_2 x}{P_c N}} f_{|\mathbf{h}_{ta}|^2}(x) dx + \int_0^{\Delta_1} \left\{ 1 + e^{-\frac{L(d_t) L(d_a) x}{L(d_{ta}) N}} \left[ \frac{P_t}{P_c \phi_1} \left( \frac{P_c \phi_1 + P_t}{P_c \phi_1} \right)^{-\frac{P_c \phi_1 + P_t}{P_t}} \right] \right\} \cdot f_{|\mathbf{h}_{ta}|^2}(x) dx \quad (19)$$

其中  $\Delta_1 = L(d_{at}) \Omega_3 / L(d_a) L(d_t)$ 。求解式(19)中的积分, 可以得到本文设计的RIS辅助D2D隐蔽传输方案中的监听者平均最小错误检测概率

$$\bar{\xi}_a^* = \frac{p_t}{p_c \phi_1} \left( \frac{p_c \phi_1 + p_t}{p_c \phi_1} \right)^{-\frac{p_c \phi_1 + p_t}{p_t}} \frac{1}{a' + 1} \cdot \left( 1 - e^{-(a' + 1) \Delta_1} \right) \quad (20)$$

其中  $a' = -L(d_t) L(d_a) / L(d_{ta}) N$ 。

### 3 联合优化问题设计与求解

#### 3.1 优化问题建立

本文的目标是提高D2D用户对通信隐蔽性, 因此, 联合优化D2D发射机, 蜂窝用户发射功率与RIS反射的被动波束成形, 最大化D2D接收机传输隐蔽信号的可实现速率, 需要满足隐蔽约束、功率约束、RIS相移约束、蜂窝用户的QoS约束等条件, 具体的优化问题可构建为

$$\left. \begin{aligned} & \max_{\boldsymbol{\Theta}, P_t, P_c} R_{\text{r}, S_t(k)} \\ & \text{s.t. C1: } P_t \leq P_t^{\max}, P_c \leq P_c^{\max} \\ & \quad \text{C2: } |\mathbf{g}_{\text{cr}}|^2 \geq |\mathbf{g}_{\text{tr}}|^2 \\ & \quad \text{C3: } \bar{\xi}_a^* \geq 1 - \varepsilon, \varepsilon \in (0, 1) \\ & \quad \text{C4: } 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, n = 1, 2, \dots, N \\ & \quad \text{C5: } R_{b, S_c(k)} \geq R_0 \\ & \quad \text{C6: } R_{\text{r}, S_c(k)} \geq R_0 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

首先, C1表示D2D发射机和蜂窝用户的功率约束; C2表示蜂窝用户和D2D发射机到D2D接收机的复合信道增益约束, 保证在D2D接收机处可以SIC解码消除来自蜂窝用户的干扰; C3表示隐蔽约束; C4表示RIS相移约束; C5, C6表示蜂窝用户的QoS约束, 这可以保证D2D传输的顺利进行。

观察式(21), 在本文设计的优化问题中, 目标函数和C5, C6中的优化变量 $P_t$ ,  $P_c$ 和 $\boldsymbol{\Theta}$ 高度耦合, C2为非凸约束以及C3作为隐蔽约束, 其表达式十分复杂。以上情况使得本文求解优化问题的过程变得十分困难。因此, 本文提出了一种高效的交替优化算法, 通过优化发射功率和RIS的无源波束成形, 直到结果实现收敛。

### 3.2 子问题重构及算法流程

首先，固定RIS相移向量 $\Theta$ ，优化D2D发射机以及蜂窝用户的发射功率，这时，式(21)中的原优化问题可以简化为

$$\left. \begin{array}{l} \max_{P_t, P_c} R_{t, S_t(k)} \\ \text{s.t. C1: } P_t \leq P_t^{\max}, P_c \leq P_c^{\max} \\ \text{C2: } \bar{\xi}_a^* \geq 1 - \varepsilon, \varepsilon \in (0, 1) \\ \text{C3: } R_{b, S_c(k)} \geq R_0 \\ \text{C4: } R_{t, S_c(k)} \geq R_0 \end{array} \right\} \quad (22)$$

约束C3, C4可以进一步展开后化简，化简后式(22)可以转化为

$$\left. \begin{array}{l} \max_{P_t, P_c} R_{t, S_t(k)} \\ \text{s.t. C1: } P_t \leq P_t^{\max}, P_c \leq P_c^{\max} \\ \text{C2: } \bar{\xi}_a^* \geq 1 - \varepsilon, \varepsilon \in (0, 1) \\ \text{C3: } P_c |\mathbf{g}_{cb}|^2 \geq \gamma_{th} (P_t |\mathbf{g}_{tb}|^2 + \sigma_0^2) \\ \text{C4: } P_c |\mathbf{g}_{cr}|^2 \geq \gamma_{th} (P_t |\mathbf{g}_{tr}|^2 + \sigma_0^2) \end{array} \right\} \quad (23)$$

其中， $\gamma_{th} = 2^{R_0} - 1$ 。在分析如式(23)所示的优化问题时，可以得出以下两点结论：

- (1)  $P_c^* = P_c^{\max}$ ;
- (2) 当 $P_c^* = P_c^{\max}$ 时， $\bar{\xi}_a^*$ 随 $P_t$ 单调递减。

**证明：**假设 $P_t$ 保持不变，根据式(20)中 $\bar{\xi}_a^*$ 的表达式，监听者的最小平均错误检测概率随着 $P_c$ 的增大而增大，所以当且仅当 $P_c^* = P_c^{\max}$ 时，监听者的平均最小错误检测概率达到最大。因此， $P_c$ 的最优解 $P_c^* = P_c^{\max}$ 。

当 $P_c^* = P_c^{\max}$ 时，将式(20)对 $P_t$ 求导，可以得到 $\partial \bar{\xi}_a^* / \partial P_t < 0$ ，因此 $\bar{\xi}_a^*$ 随 $P_t$ 单调递减。

$P_c^* = P_c^{\max}$ 时，可以将 $\bar{\xi}_a^*$ 表示为 $P_t$ 的函数 $\bar{\xi}_a^*(P_t)$ ，结合式(23)中的优化问题的C2约束，利用 $\bar{\xi}_a^*$ 的反函数变换，得到 $P_t \leq t \bar{\xi}_a^{*(-1)}(\varepsilon)$ 。同时，约束C3，C4经过数学运算可以转化为： $P_t \leq \frac{P_c^{\max} |\mathbf{g}_{cb}|^2 - \gamma_{th} \sigma_0^2}{\gamma_{th} |\mathbf{g}_{tb}|^2}$ ， $P_t \leq \frac{P_c^{\max} |\mathbf{g}_{cr}|^2 - \gamma_{th} \sigma_0^2}{\gamma_{th} |\mathbf{g}_{tr}|^2}$ 。由于目标函数 $R_{t, S_t(k)}$ 随 $P_t$ 的增大而增大，最终得出D2D发射机的发射功率最优解为

$$P_t^* = \min \left\{ \bar{\xi}_a^{*(-1)}(\varepsilon), P_t^{\max}, \frac{P_c^{\max} |\mathbf{g}_{cb}|^2 - \gamma_{th} \sigma_0^2}{\gamma_{th} |\mathbf{g}_{tb}|^2}, \frac{P_c^{\max} |\mathbf{g}_{cr}|^2 - \gamma_{th} \sigma_0^2}{\gamma_{th} |\mathbf{g}_{tr}|^2} \right\} \quad (24)$$

最终，式(22)中固定RIS相移，优化功率分配的最优解为

$$\begin{aligned} P_c^* &= P_c^{\max}, \\ P_t^* &= \min \left\{ \bar{\xi}_a^{*(-1)}(\varepsilon), P_t^{\max}, \frac{P_c^{\max} |\mathbf{g}_{cb}|^2 - \gamma_{th} \sigma_0^2}{\gamma_{th} |\mathbf{g}_{tb}|^2}, \frac{P_c^{\max} |\mathbf{g}_{cr}|^2 - \gamma_{th} \sigma_0^2}{\gamma_{th} |\mathbf{g}_{tr}|^2} \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

进一步地，固定和 $P_c$ ，优化RIS的相移向量 $\Theta$ 。对于给定的 $P_t$ 和 $P_c$ ，式(21)中的原始优化问题可以转化为如下的RIS被动波束成形问题

$$\left. \begin{array}{l} \max_{\Theta} R_{t, S_t(k)} \\ \text{s.t. C1: } |\mathbf{g}_{cr}|^2 \geq |\mathbf{g}_{tr}|^2 \\ \text{C2: } 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \forall n \\ \text{C3: } P_c |\mathbf{g}_{cb}|^2 \geq \gamma_{th} (P_t |\mathbf{g}_{tb}|^2 + \sigma_0^2) \\ \text{C4: } P_c |\mathbf{g}_{cr}|^2 \geq \gamma_{th} (P_t |\mathbf{g}_{tr}|^2 + \sigma_0^2) \end{array} \right\} \quad (26)$$

为了方便求解，需将式(26)中的优化问题转化为矩阵形式，令 $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_N]^H$ ，其中， $u_n = e^{j\theta_n}$ ， $\forall n$ 。那么式(26)中的C2束可以等价为： $|u_n|^2 = 1$ ， $\forall n$ 。令 $\mathbf{A}_i = \text{diag}(\mathbf{h}_i^H) \mathbf{h}_i / \sqrt{L(d_r)L(d_i)}$ ， $\mathbf{v}_i = \mathbf{h}_{ir} / \sqrt{L(d_{ir})}$ ， $i \in \{c, t\}$ 。定义如式(27)的辅助矩阵

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i \mathbf{A}_i^H & \mathbf{A}_i \mathbf{v}_i \\ \mathbf{v}_i \mathbf{A}_i^H & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

经过数学推导，可以得到 $|\mathbf{g}_{ir}|^2 = |\mathbf{u}^H \mathbf{A}_i + \mathbf{v}_i|^2 = \bar{\mathbf{u}}^H \mathbf{H}_i \bar{\mathbf{u}} + |\mathbf{v}_i|^2 = \text{tr}(\mathbf{H}_i \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_i|^2$ 。其中， $\mathbf{U} = \bar{\mathbf{u}} \bar{\mathbf{u}}^H \succcurlyeq \mathbf{0}$ 并且 $\text{rank}(\mathbf{U}) = 1$ 。

同样地，可以推导出 $|\mathbf{g}_{ib}|^2 = |\mathbf{u}^H \mathbf{A}_{ib} + \mathbf{v}_{ib}|^2 = \bar{\mathbf{u}}^H \mathbf{H}_{ib} \bar{\mathbf{u}} + |\mathbf{v}_{ib}|^2 = \text{tr}(\mathbf{H}_{ib} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{ib}|^2$ 。其中， $\mathbf{H}_{ib} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{ib} \mathbf{A}_{ib}^H & \mathbf{A}_{ib} \mathbf{v}_{ib} \\ \mathbf{v}_{ib} \mathbf{A}_{ib}^H & 0 \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{v}_{ib} = \mathbf{h}_{ib} / \sqrt{L(d_{ib})}$ ， $\mathbf{A}_{ib} = \text{diag}(\mathbf{h}_b^H) \mathbf{h}_i / \sqrt{L(d_b)L(d_i)}$ ， $i \in \{c, t\}$ 。经过上述推导，将式(26)中的优化问题转化为矩阵形式

$$\left. \begin{array}{l} \max_{\mathbf{U}} \text{tr}(\mathbf{H}_t \mathbf{U}) \\ \text{s.t. C1: } \text{tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_c|^2 \geq \text{tr}(\mathbf{H}_t \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_t|^2 \\ \text{C2: } \mathbf{U}_{n,n} = 1, n = 1, 2, \dots, N + 1 \\ \text{C3: } \mathbf{U} \geq 0 \\ \text{C4: } \text{rank}(\mathbf{U}) = 1 \\ \text{C5: } P_c (\text{tr}(\mathbf{H}_{cb} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{cb}|^2) \geq \gamma_{th} P_t (\text{tr}(\mathbf{H}_{tb} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{tb}|^2) + \gamma_{th} \sigma_0^2 \\ \text{C6: } P_c (\text{tr}(\mathbf{H}_{cr} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{cr}|^2) \geq \gamma_{th} P_t (\text{tr}(\mathbf{H}_{tr} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{tr}|^2) + \gamma_{th} \sigma_0^2 \end{array} \right\} \quad (28)$$

式(25)中目标函数与优化变量之间的关系可以视作函数 $\log_2(1 + x/\sigma_0^2)$ 与自变量 $x$ 之间的关系，即 $\log_2(1 + x/\sigma_0^2)$ 随 $x$ 单调递增，最大化 $\log_2(1 + x/\sigma_0^2)$

等价于最大化 $x$ 。但是,由于存在C4中的秩一约束,原优化问题仍然非凸的。因此,为了求解该优化问题,本文引入半正定松弛技术(SDR)来放松秩一约束。这样优化问题可以简化为

$$\left. \begin{array}{l} \max_U \text{tr}(\mathbf{H}_t \mathbf{U}) \\ \text{s.t. C1: } \text{tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_c|^2 \geq \text{tr}(\mathbf{H}_t \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_t|^2 \\ \text{C2: } \mathbf{U}_{n,n} = 1, n = 1, 2, \dots, N+1 \\ \text{C3: } \mathbf{U} \geq 0 \\ \text{C4: } P_c(\text{tr}(\mathbf{H}_{cb} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{cb}|^2) \\ \quad \geq \gamma_{th} P_t(\text{tr}(\mathbf{H}_{tb} \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_{tb}|^2) + \gamma_{th} \sigma_0^2 \\ \text{C5: } P_c(\text{tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_c|^2) \\ \quad \geq \gamma_{th} P_t(\text{tr}(\mathbf{H}_t \mathbf{U}) + |\mathbf{v}_t|^2) + \gamma_{th} \sigma_0^2 \end{array} \right\} \quad (29)$$

### 3.3 交替优化算法设计

可以看出,式(29)所示的优化问题是一个半正定规划(SDP),是一个凸优化问题,可以采用CVX进行求解。但式(29)的优化问题求得的解不一定是秩一解,也就是式(29)的解是式(28)的解的上界。为了解决上述问题,本文提出一种高斯随机化算法见算法1,以求得式(29)的近似秩一解。

算法1 高斯随机化算法

- (1) 如果 $\text{rank}(\mathbf{U}(t+1)) = 1$ , 则执行:
  - (2) 计算 $\mathbf{U}(t+1)$ 的非零特征值 $\lambda_{\text{eigen}}$ 和特征向量 $\mathbf{v}_{\text{eigen}}$ ;
  - (3) 返回 $\boldsymbol{\Theta}(t+1) = \text{diag}(\sqrt{\lambda_{\text{eigen}}} \mathbf{v}_{\text{eigen}})$ ;
  - (4) 否则, 执行:
  - (5) 对于 $q = 1, 2, \dots, Q$ :
  - (6) 计算 $\mathbf{U}(t+1) = \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}^H$ 并生成 $\mathbf{e}_q = \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma}^{\frac{1}{2}} \mathbf{r}_q$ , 其中 $\mathbf{r}_q \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_{N+1}, \mathbf{I}_{N+1})$ ;
  - (7) 计算:
- $$\boldsymbol{\Theta}_q = \text{diag} \left( e^{j \arg \left( \frac{\mathbf{e}_q[1]}{\mathbf{e}_q[N+1]} \right)}, \dots, e^{j \arg \left( \frac{\mathbf{e}_q[N]}{\mathbf{e}_q[N+1]} \right)} \right);$$
- (8) 解决问题式(29), 更新其目标值, 记为 $R_q$ ;
  - (9) 返回:
  - return  $\boldsymbol{\Theta}(t+1) = \arg \max_{q=1,2,\dots,Q} R_q$ ;
  - (10) 结束

基于算法1, 本文提出的交替优化算法的整体流程如算法2所示。

交替优化算法的处理流程框图如图2所示。

### 3.4 算法复杂度分析

算法1的每次处理均通过直接计算即可得出结果, 其算法复杂度为 $\mathcal{O}(1)$ ;

算法2在每次迭代过程中都会计算一次问题式(29)和式(26), 其中问题式(29)可以直接求出封闭式解, 其复杂度为 $\mathcal{O}(1)$ ; 问题式(26)利用SDR求解, 在一次迭代中, 其复杂度可以近似估算为:  $\mathcal{O}((N+1)^{3.5} \log_2(1/\varepsilon_s))$ , 其中 $\varepsilon_s$ 为SDR的求解精度。假设总的迭代次数为 $I_{AO}$ , 因此算法在整体的复杂度可计算为:  $\mathcal{O}(I_{AO}(1 + (N+1)^{3.5} \log_2(1/\varepsilon_s)))$ , 保留高阶项, 化简为:  $\mathcal{O}(I_{AO}(N+1)^{3.5} \log_2(1/\varepsilon_s))$ <sup>4)</sup>。

## 4 仿真分析

本节提供了Matlab仿真结果来验证本文提出的RIS辅助D2D传输网络进行隐蔽通信方案的正确性以及性能上的优势。仿真总体上分为3个部分: (1) 仿真验证所提出基于高斯随机化的交替优化算法的收敛性; (2) 进行蒙特卡罗仿真验证监听者最小平均错误检测概率公式推导的正确性; (3) 对优化问题进行仿真求解, 说明所提方案的性能优势。

如图3所示, 基站、RIS、D2D发射机、D2D接收机、蜂窝用户、监听者分别位于2维平面上的(0, 0), (50, 10), (70, 0), (60, 0), (60, 10), (50,

算法2 基于高斯随机化的交替优化算法

- (1) 初始化:  $\boldsymbol{\Theta}(1)$ ,  $P_c(1)$ ,  $P_t(1)$ ,  $\varrho$ ; 设置迭代索引 $t = 1$ ;
- (2) 重复:
- (3) 设定 $\boldsymbol{\Theta}(t)$ , 解决问题式(22), 更新 $P_c(t+1)$ 和 $P_t(t+1)$ ;
- (4) 设定 $P_c(t+1)$ 和 $P_t(t+1)$ , 解决问题式(28), 更新 $\mathbf{U}(t+1)$ ;
- (5) 更新 $t = t + 1$ ;
- (6) 结束: 目标值的变化量低于阈值 $\varrho$ ;
- (7) 通过算法1从 $\mathbf{U}(t+1)$ 中恢复 $\boldsymbol{\Theta}(t+1)$ ;

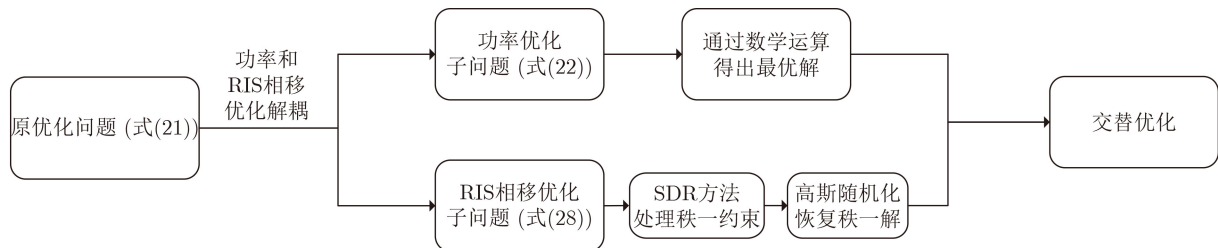


图2 AO算法处理流程框图

<sup>4)</sup>人工噪声干扰方案的复杂度通常为 $\mathcal{O}(M)^3$ ,  $M$ 为噪声源的天线数量, 所提方案在算法复杂度基本一致的情况下, 隐蔽性能明显优于人工噪声干扰方案。

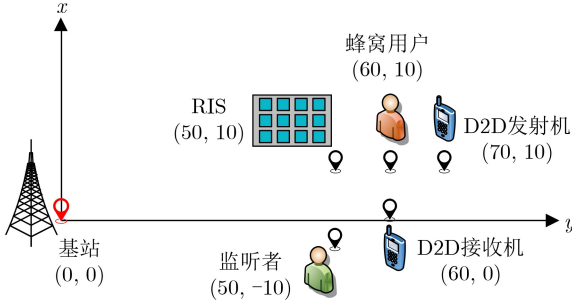


图3 RIS辅助D2D传输网络隐蔽通信仿真拓扑结构

-10)，以m为单位。本节的路径损耗函数可以建立为： $L(d) = 35.1 + 36.7 \lg(d) - G_t - G_r$ 。其中 $G_t$ 和 $G_r$ 表示模型中所有发射机和接收机的天线增益， $G_t = G_r = 10$  dBi。

对于交替优化的初始条件的设置方面：(1)RIS的每个反射元件的初始相移服从区间 $[0, 2\pi)$ 上的均匀分布；(2)给定初始相移时，D2D发射机以及蜂窝用户的初始功率均为0 dBm。

本节将所提RIS辅助D2D传输网络进行隐蔽通信的方案与以下方案进行对比：

(1)随机相移：本方案将不再采用本文提出的根据D2D发射机和蜂窝用户的CSI设计RIS相移的方案，随机生成RIS的相移矩阵为D2D传输系统提供服务。

(2)不使用RIS：系统中不放置RIS辅助D2D网络的隐蔽传输，只对蜂窝用户及D2D发射机的发射功率进行优化，尝试最大化隐蔽速率。

(3)使用传统的Underlay模式：对于D2D用户对，采用传统的Underlay工作模式，不使用SIC技术消除来自蜂窝用户发射的公共信号的干扰，这会产生较大的信号间干扰。

(4)发射人工噪声干扰监听者<sup>[16]</sup>：该场景不采用RIS辅助D2D用户隐蔽通信，使用单天线的噪声源发射人工噪声，给监听者的检测带来不确定性。

除特殊说明，本次仿真默认 $N = 20$ ， $\varepsilon = 0.1$ ， $R_0 = 1$ ， $P_c = 20$  dBm， $P_t/P_c = 1/2$ 。

#### 4.1 AO算法收敛性

图4展示了算法2的收敛性。本次仿真假设蜂窝用户和D2D发射机发射功率的最大值满足： $P_t^{\max}/P_c^{\max} = 1/2$ 。仿真基于以下3个基准方案：

**方案1**  $P_c^{\max} = 20$  dBm， $\varepsilon = 0.3$ ， $R_0 = 1$ ；

**方案2**  $P_c^{\max} = 20$  dBm， $\varepsilon = 0.3$ ， $R_0 = 2$ ；

**方案3**  $P_c^{\max} = 20$  dBm， $\varepsilon = 0.1$ ， $R_0 = 1$ 。

可以看出，所有方案均可以在有限次的迭代后收敛至稳定的隐蔽速率，这保证了算法对本文构建的联合优化问题整体求解的收敛性。同时，3种方案所求得的数值满足：方案1>方案2>方案3。这

是由于方案3的隐蔽约束因子 $\varepsilon$ 更小，根据式(21)中C3约束，方案3的隐蔽约束更为严格。方案2的蜂窝用户最小可达速率 $R_0$ 更大，意味着方案2中蜂窝用户QoS约束较为严格。图4中的仿真结果说明：优化问题的约束更严格，对应的收敛速度也越慢。以上结果证明了本文所提基于高斯随机化的交替优化算法具有良好的收敛性和有效性。

#### 4.2 验证平均最小错误检测概率

设置RIS反射元件数 $N = 30$ 进行蒙特卡洛仿真，仿真结果如图5所示，随着蜂窝用户发射功率的增大，监听者最小平均错误检测概率单调递增，这与预期结果是相符的，蜂窝用户发送的公共信号会给隐蔽信号的传输提供一个掩护，公共信号的发射功率越大，掩护的强度也就越大，监听者的检测也就存在着更大的不确定性。通过分析式(18)，也能得出与上述分析相符的结论。

如图6所示，RIS反射元件数 $N = 30$ ，随D2D发射机发射功率的增加，监听者错误检测概率单调递减，最终趋近于0。这与D2D发射机发射功率越大，越容易被监听者检测到的预期相符。通过图5和图6的蒙特卡罗仿真，式(20)关于监听者最小平均错误检测概率的推导结果的正确性得到了验证。同时，如果不使用RIS辅助隐蔽信号的传输监听者的最小平均错误检测概率接近0，说明了RIS在本文的D2D隐蔽通信方案中的重要作用。

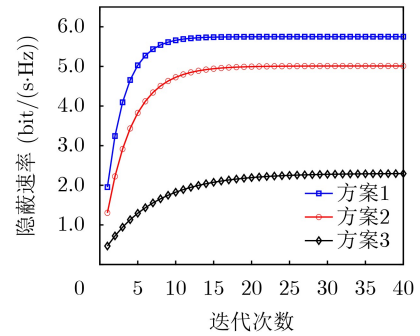


图4 算法2收敛性曲线

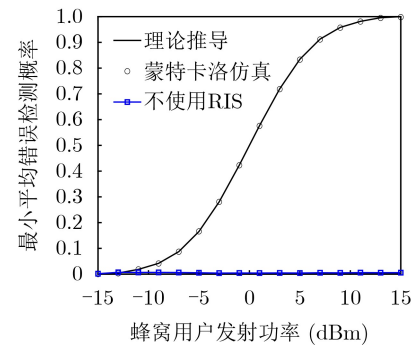


图5 最小平均错误检测概率随蜂窝用户发射功率变化曲线

### 4.3 隐蔽速率与发射功率的关系

为了验证隐蔽速率随发射功率的变化规律,如图7所示,横坐标是蜂窝用户的发射功率(或TAN对比方案中人工噪声的发射功率)。从图7可以看出,本文所提方案较其它方案能实现更高的隐蔽速率。因为本文提出的方案可以动态地调整蜂窝用户与D2D发射机的发射功率以及调整RIS相移,给D2D用户创造更好的信道条件的同时,给监听者的检测带来不确定性,从而最大化隐蔽速率。对于发射人工噪声实现隐蔽的方案,其隐蔽速率在噪声功率为25 dBm时会达到一个最大值,噪声功率大于这个值后,隐蔽速率反而会下降,这是由于过大的噪声功率在干扰监听者的同时,同样会对D2D隐蔽传输带来一定程度的干扰,这是导致该方案性能瓶颈的重要影响因素。对于不使用RIS和不使用SIC的方案,只能得到接近0的隐蔽速率。这是由于:当不使用RIS时,由于本文考虑了隐蔽通信的最坏情况,监听者已知蜂窝用户及D2D用户相关链路的瞬时CSI,因此在D2D发射机有功率变化时,监听者可以很轻易地检测出来;当不使用SIC消除蜂窝用户在D2D接收机处来自蜂窝用户的干扰时,由于D2D传输的低功率特性,隐蔽速率会受到较大程度的干扰,导致隐蔽速率总是接近0。对于本文提出的方案,进一步探究发射功率对隐蔽速率的影响,由图可以看出当 $P_t/P_c = 1/3$ 时,其隐蔽速率低于

$P_t/P_c = 1/2$ 的情形,这是由于在蜂窝用户发射功率不变的情况下,D2D发射机的功率下降了,同样有智能反射面赋能的情况下,性能上限降低,导致隐蔽速率下降。

### 4.4 隐蔽速率与反射元件数量的关系

如图8所示,绘制了隐蔽速率随RIS反射元件数量的变化曲线,隐蔽速率随RIS反射元件数量的增多而单调递增,这是因为反射元件数量的增多会使RIS处的被动波束成形给监听者带来更多的不确定性,进而提升隐蔽速率。不使用SIC的方案始终只能得到接近0的隐蔽速率。图7和图8的仿真结果都证明了本文所提出的联合优化发射功率与RIS相移设计的方案的有效性和性能优势,本方案能在保证蜂窝用户QoS的同时,最大化隐蔽速率。

### 4.5 隐蔽速率与隐蔽因子的关系

如式(21)所示的原优化问题中,隐蔽约束C3对隐蔽性能有着较大的影响,主要由隐蔽因子 $\varepsilon$ , $\varepsilon \in (0, 1)$ 决定。如图9所示,绘制了隐蔽速率随 $\varepsilon$ 的变化曲线。可以看出,随着 $\varepsilon$ 的增大,隐蔽约束放松,本文提出的隐蔽通信方案与随机RIS相移的方案隐蔽速率均单调递增,且本文提出的联合优化RIS相移和发射功率的方案的性能始终优于随机相移的方案。同时,不使用RIS辅助或者不使用SIC消除信号间干扰的方案始终只能得到接近0的隐蔽速率。

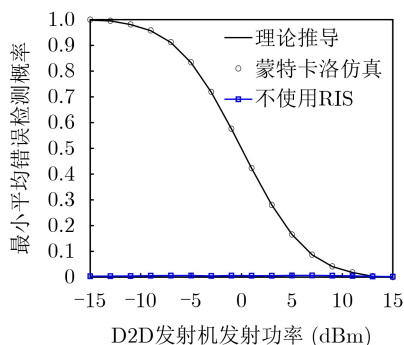


图6 最小平均错误检测概率随D2D发射机发射功率变化曲线

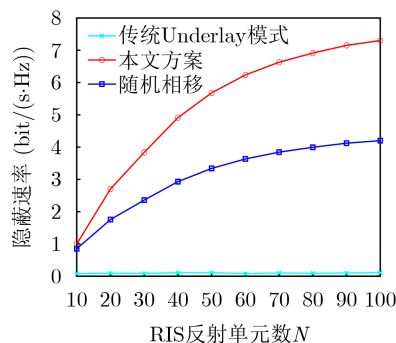


图8 隐蔽速率与RIS反射元件数关系曲线

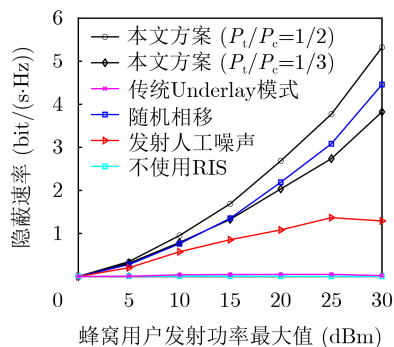


图7 隐蔽速率随发射功率变化曲线

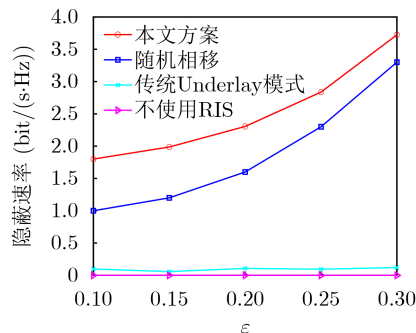


图9 隐蔽速率随隐蔽因子 $\varepsilon$ 的变化曲线

## 5 结束语

本文针对RIS赋能的D2D传输系统进行研究，提出了一种RIS辅助D2D隐蔽传输的实现方案。具体地，首先构建了一个联合优化发射功率与RIS相移，旨在最大化D2D用户的隐蔽速率的优化模型。随后设计了一种基于高斯随机化的交替优化算法对问题进行求解，得到了最佳的发射功率与RIS相移。通过仿真结果展示了RIS为D2D隐蔽传输系统带来的巨大性能提升。通过增大RIS元件数量以及增大发射功率都可以进一步提升隐蔽性能。本研究在设计出性能更优越的D2D隐蔽传输系统的同时，也为D2D隐蔽传输的相关研究开辟了新的方向，未来可以从有源RIS出发，尝试为D2D传输系统设计出性能更好，更稳健的隐蔽传输方案。或是考虑蜂窝用户的移动性，对蜂窝用户的运动轨迹进行建模并动态的设计RIS相移，进一步给监听者的检测带来不确定性，提升隐蔽性能。

## 参 考 文 献

- [1] 卢汉成, 王亚正, 赵丹, 等. 智能反射表面辅助的无线通信系统的物理层安全综述[J]. 通信学报, 2022, 43(2): 171–184. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2022025](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2022025).  
LU Hancheng, WANG Yazheng, ZHAO Dan, *et al.* Survey of physical layer security of intelligent reflecting surface-assisted wireless communication systems[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(2): 171–184. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2022025](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2022025).
- [2] MUKHERJEE A, FAKOORIAN S A A, HUANG Jing, *et al.* Principles of physical layer security in multiuser wireless networks: A survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2014, 16(3): 1550–1573. doi: [10.1109/SURV.2014.012314.00178](https://doi.org/10.1109/SURV.2014.012314.00178).
- [3] LV Lu, XU Dongyang, HU R Q, *et al.* Safeguarding next-generation multiple access using physical layer security techniques: A tutorial[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2024, 112(9): 1421–1466. doi: [10.1109/JPROC.2024.3420127](https://doi.org/10.1109/JPROC.2024.3420127).
- [4] ZHANG Zheng, CHEN Jian, WU Qingqing, *et al.* Securing NOMA networks by exploiting intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1096–1111. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3126636](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3126636).
- [5] 罗志勇, 谢映海. 一种用于隐蔽通信的低检测概率波形设计[J]. 信息通信, 2018(8): 63–64. doi: [10.3969/j.issn.1673-1131.2018.08.026](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-1131.2018.08.026).  
LUO Zhiyong and XIE Yinghai. A low probability of detection waveform design for covert communication[J]. *Information & Communications*, 2018(8): 63–64. doi: [10.3969/j.issn.1673-1131.2018.08.026](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-1131.2018.08.026).
- [6] 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).
- [7] 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](https://doi.org/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](https://doi.org/10.11999/JEIT211618).
- [8] 陈炜宇, 骆俊杉, 王方刚, 等. 无线隐蔽通信容量限与实现技术综述[J]. 通信学报, 2022, 43(8): 203–218. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2022153](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2022153).  
CHEN Weiyu, LUO Junshan, WANG Fanggang, *et al.* Survey of capacity limits and implementation techniques in wireless covert communication[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(8): 203–218. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2022153](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2022153).
- [9] MA Yue, MA Ruiqian, LIN Zhi, *et al.* Improving age of information for covert communication with time-modulated arrays[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2025, 12(2): 1718–1731. doi: [10.1109/JIOT.2024.3466855](https://doi.org/10.1109/JIOT.2024.3466855).
- [10] WANG Chao, XIONG Zehui, ZHENG Meng, *et al.* Covert communications via two-way IRS with noise power uncertainty[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(8): 4803–4815. doi: [10.1109/TCOMM.2024.3381672](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2024.3381672).
- [11] WANG Chao, LI Zan, SHI Jia, *et al.* Intelligent reflecting surface-assisted multi-antenna covert communications: Joint active and passive beamforming optimization[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(6): 3984–4000. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3062376](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3062376).
- [12] FENG Shaohan, LU Xiao, SUN Sumei, *et al.* Securing large-scale D2D networks using covert communication and friendly jamming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(1): 592–606. doi: [10.1109/TWC.2023.3280464](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3280464).
- [13] HE Biao, YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, *et al.* On covert communication with noise uncertainty[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(4): 941–944. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2647716](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2647716).
- [14] YANG Bin, TALEB T, FAN Yuanyuan, *et al.* Mode selection and cooperative jamming for covert communication in D2D underlaid UAV networks[J]. *IEEE Network*, 2021, 35(2): 104–111. doi: [10.1109/MNET.011.2000100](https://doi.org/10.1109/MNET.011.2000100).
- [15] 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).
- [16] LV Lu, LI Zan, DING Haiyang, *et al.* Achieving covert wireless communication with a multi-antenna relay[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2022, 17: 760–773. doi: [10.1109/TIFS.2022.3152353](https://doi.org/10.1109/TIFS.2022.3152353).
- [17] SHMUEL O, COHEN A, and GUREWITZ O. Multi-antenna jamming in covert communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(7): 4644–4658. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3067386](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3067386).
- [18] JIANG Yu'e, WANG Liangmin, and CHEN H H. Covert communications in D2D underlaying cellular networks with antenna array assisted artificial noise transmission[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(3): 2980–2992. doi: [10.1109/TVT.2020.2966538](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2966538).
- [19] TAO Liwei, YANG Weiwei, YAN Shihao, *et al.* Covert communication in downlink NOMA systems with random transmit power[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(11): 2000–2004. doi: [10.1109/LWC.2020.3011191](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3011191).
- [20] TAO Liwei, YANG Weiwei, LU Xingbo, *et al.* Achieving covert communication in uplink NOMA systems via energy harvesting jammer[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(12): 3785–3789. doi: [10.1109/LCOMM.2021.3114231](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3114231).
- [21] LIU Yuanwei, LIU Xiao, MU Xidong, *et al.* Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, 23(3): 1546–1577. doi: [10.1109/COMST.2021.3077737](https://doi.org/10.1109/COMST.2021.3077737).
- [22] LU Xiao, HOSSAIN E, SHAFIQUE T, *et al.* Intelligent reflecting surface enabled covert communications in wireless networks[J]. *IEEE Network*, 2020, 34(5): 148–155. doi: [10.1109/MNET.011.1900579](https://doi.org/10.1109/MNET.011.1900579).
- [23] ZHOU Xiaobo, YAN Shihao, WU Qingqing, *et al.* Intelligent reflecting surface (IRS)-aided covert wireless communications with delay constraint[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(1): 532–547. doi: [10.1109/TWC.2021.3098099](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3098099).
- [24] SI Jiangbo, LI Zan, ZHAO Yan, *et al.* Covert transmission assisted by intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(8): 5394–5408. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3082779](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3082779).
- [25] 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](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3106346).
- [26] MARDIA K V and JUPP P E. Directional Statistics[M]. Chichester: John Wiley & Sons, 2009: 15–18.
- [27] DING Zhiguo, SCHÖBER R, and POOR H V. On the impact of phase shifting designs on IRS-NOMA[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1596–1600. doi: [10.1109/LWC.2020.2991116](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.2991116).

吕 璐: 男, 副教授, 研究方向为非正交多址接入、智能超表面和隐蔽通信等。

郑彭玮: 男, 硕士生, 研究方向为智能超表面及隐蔽通信。

杨 龙: 男, 教授, 研究方向为隐蔽通信、无线物理层安全和协作通信等。

陈 健: 男, 教授, 研究方向为协作通信、智能超表面和隐蔽通信等。

责任编辑: 余 蓉

## Reconfigurable Intelligent Surface-empowered Covert Communication Strategies for D2D Systems

LÜ Lu    ZHENG Pengwei    YANG Long    CHEN Jian

(School of Communication Engineering, Xidian University, Xi'an 710000, China)

### Abstract:

**Objective** The rising demand for secure communication in sensitive data transmission scenarios has increased interest in covert communication research. Existing Device-to-Device (D2D) covert communication solutions typically employ additional uncertainty mechanisms, such as artificial noise, leading to elevated energy consumption and implementation complexity. This study addresses these issues by investigating a novel covert communication strategy enabled by Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS). The strategy exploits RIS to enhance wireless propagation for legitimate users and simultaneously introduces controlled phase-shift uncertainty to impair eavesdropping effectiveness. The primary objective is to maximize the covert communication rate among D2D users while maintaining a low probability of detection and guaranteeing the Quality of Service (QoS) requirements for cellular users.

**Methods** The proposed framework consists of an RIS-assisted D2D communication network comprising one

cellular user, one pair of D2D users, and an eavesdropper aiming to detect ongoing communications. A comprehensive optimization problem is established to jointly optimize the transmit powers of both the cellular and D2D transmitters, as well as the phase shifts of the RIS, to maximize the covert communication rate for D2D users. Given the non-convex nature and highly interdependent variables within the optimization problem, an alternating optimization algorithm utilizing Gaussian randomization is developed. This algorithm iteratively determines the optimal transmission powers and RIS phase-shift configurations, adhering strictly to constraints on power consumption, RIS characteristics, and covert communication detection probabilities. Additionally, Successive Interference Cancellation (SIC) is integrated at the D2D receiver to effectively mitigate interference from cellular communications, facilitating accurate decoding of covert signals.

**Results and Discussions** Simulation results confirm the efficacy of the proposed RIS-enabled covert communication strategy, showing significant performance enhancements over traditional methods. The inclusion of RIS notably improves the covert communication rate for D2D transmissions. For instance, increasing the number of RIS reflective elements enhances system performance further by introducing greater uncertainty in the received signals at the eavesdropper, thus complicating detection efforts (Fig. 8). Furthermore, it is observed that the cellular user's transmit power inherently acts as an effective shield, increasing confusion for eavesdropping attempts and thus reducing detection accuracy. Convergence of the proposed optimization algorithm is validated through iterative simulation experiments, demonstrating stable and reliable performance across varied conditions and constraints (Fig. 4). Additionally, Monte Carlo simulations verify the accuracy of the analytical expressions derived for the minimum average detection error probability achievable by the eavesdropper, highlighting the critical role of RIS in generating sufficient energy uncertainty to ensure covert communication effectiveness (Fig. 5, Fig. 6). Comparative analyses further illustrate the superior performance of the proposed RIS-based approach relative to conventional artificial noise techniques, particularly in scenarios demanding high covert communication rates. Moreover, the integration of RIS and SIC methods demonstrates notable benefits; SIC efficiently reduces interference from cellular signals, maintaining the cellular user's QoS without compromising the integrity of covert signals decoded at the D2D receiver.

**Conclusions** This study proposes an advanced RIS-empowered covert communication strategy tailored specifically for D2D networks. The approach successfully leverages RIS-induced phase-shift uncertainty and capitalizes on cellular transmissions as natural interference sources, significantly enhancing covert communication capabilities. Through joint optimization of transmission power allocation and RIS configurations, the proposed method effectively maximizes the covert communication rate while satisfying QoS constraints for cellular users. These promising results establish a solid foundation for future exploration into active RIS-assisted communication schemes and the development of sophisticated optimization strategies aimed at further improving covert communication effectiveness.

**Key words:** Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Device-to-Device (D2D) communication; Covert communication