

doi: 10.14132/j.cnki.1673-5439.2025.05.001

编者按:智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)是一种极具潜力的 6G 基础性关键技术。不同于传统通信系统无线信道具有不可控特性,智能超表面可主动地控制无线传播环境,实现对入射电磁波幅度与相位的实时操控,为未来 6G 带来了全新的通信网络范式。为及时收集智能超表面在 6G 无线通信系统的研究成果,突破智能超表面在宽带无线通信领域的技术难关,拓宽和丰富智能超表面在未来 6G 通信的应用场景,本刊特别邀请了活跃在 6G 智能超表面前沿领域的部分专家,撰写了 6 篇相关学术论文,以飨读者。

RIS 辅助 NOMA 隐蔽通信系统参数优化设计

解培中,桂 洋,朱起辉,李 汀

(南京邮电大学 通信与信息工程学院,江苏 南京 210003)

摘要:考虑的隐蔽通信系统采用可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)和非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术,并在公共用户处采用全双工收发机引入友好干扰带来的不确定性提高隐蔽性。提出隐蔽性能优化方案,推导得到非法监测者检测错误概率和有效隐蔽传输速率的闭式表达式,通过联合优化隐蔽信息传输概率和友好干扰噪声发射功率范围最大化系统隐蔽性能,采用逐一优化方法得到系统参数的联合最优设计。数值仿真结果表明,所提方案能够实现信息的隐蔽传输,同时优化变量的最优解,可以作为实际场景中参数设计的指导依据。

关键词:隐蔽通信;可重构智能表面;非正交多址接入;隐蔽传输概率;全双工接收机

中图分类号: TN918.8 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-5439(2025)05-0001-13

Parameter optimization for RIS-aided NOMA covert communication systems

XIE Peizhong, GUI Yang, ZHU Qihui, LI Ting

(School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: The covert communication system investigated in this paper employs reconfigurable intelligent surface (RIS) and non-orthogonal multiple access (NOMA) technologies. A full-duplex transceiver is used at the public user to introduce uncertainty from friendly interference, thereby enhancing covertness. A covert performance optimization scheme is proposed, where closed-form expressions for the

收稿日期:2025-02-12;修回日期:2025-05-04 本刊网址:<http://nyzr.njupt.edu.cn>

基金项目:国家自然科学基金(62271265)资助项目

作者简介:解培中,女,博士,副教授, cas@njupt.edu.cn

引用本文:解培中,桂洋,朱起辉,等. RIS 辅助 NOMA 隐蔽通信系统参数优化设计[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2025, 45(5): 1-13.

Citation: XIE Peizhong, GUI Yang, ZHU Qihui, et al. Parameter optimization for RIS-aided NOMA covert communication systems[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2025, 45(5): 1-13.

eavesdropper's detection error probability and the effective covert transmission rate are derived. The scheme intends to maximize the system's covert performance through jointly optimizing the covert information transmission probability and the power range of the friendly interference noise. A step-by-step optimization method is employed to obtain the joint optimal design of the system parameters. Numerical simulation results demonstrate that the proposed scheme can achieve covert information transmission, and the optimal solutions for the optimization variables can serve as a guidance for parameter design in practical scenarios.

Keywords: covert communication; reconfigurable intelligent surface(RIS); non-orthogonal multiple access (NOMA); covert transmission probability; full duplex receiver

通信技术的发展为人们的生活带来便利的同时引发人们对数据隐私的关注。由于开放无线网络中存在大量的个人数据,无线传输面临窃听风险。许多工作致力于研究物理层安全(Physical Layer Security, PLS),如利用波束成形和人工干扰,但在有些场景下仅靠PLS不够,如军事活动、高机密的商业活动等,通信方不仅希望通信不被窃听,还更希望通信行为完全不被监测,即完全隐藏通信行为,这对通信的安全性提出了更高的要求。为迎合这类需求,隐蔽通信引起了人们广泛的研究兴趣。隐蔽通信旨在从监视对手的视角隐藏收发机之间的通信行为,同时保证目标接收机处一定的解码性能。

智能反射面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)作为下一代网络的关键技术被引入到隐蔽通信系统中,如文献[1-2]仅通过优化基站发射功率和RIS相移参数提升有效隐蔽传输速率,但未考虑多用户共存场景下的资源分配问题。文献[3-4]虽然引入传输先验概率优化,但未结合全双工干扰机制。文献[5]采用全双工接收机,通过优化信息传输概率和人工噪声发射功率,实现系统通信隐蔽性能的最大化。随着非正交多址(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术的发展,利用公共用户通信隐蔽通信成为新方向^[6]。文献[7]利用公共信号的发射功率随机性在非法监测者处制造不确定性,增强了信息传输的隐蔽性。文献[8]通过选择最优的功率控制参数,获得最大的有效隐蔽传输率。文献[9]通过两个用户处随机发射功率分配和多载波调制实现隐蔽信息传输,并提出一种随机功率分配和多载波调整的方案,实现最大有效隐蔽传输率。

近年来,RIS与NOMA技术在隐蔽通信中的协同应用取得重要进展。文献[10]利用RIS引入的相移不确定性干扰非法监测者的检测,使得上下行传

输都能保证一定的隐蔽性,通过联合优化发射机信号发射功率和RIS反射波束成形,实现接收机处最优的隐蔽传输率。文献[11]研究MEC网络的隐蔽通信问题,设置友好干扰机来隐藏通信传输,提高系统的隐蔽性,通过优化发射机信号发射功率和干扰机人工噪声发射功率分配,最大化接收机处隐蔽传输率。文献[12]考虑了有源RIS功率预算和隐蔽性要求的约束条件,采用协同干扰技术提高隐蔽通信性能,通过联合优化发射功率分配、干扰功率分配和有源RIS波束成形最大化隐蔽传输率。文献[13]和文献[14]研究的RIS能够同时发射和反射信号(Simultaneously Transmitting and Reflecting Reconfigurable Intelligent Surface, STAR-RIS)。上述研究,针对不同通信场景下的隐蔽通信问题开展了相关工作。

由于NOMA系统允许在相同资源块上为多个用户提供服务,在提高频谱效率的同时引入了多址干扰,因此需要串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)。文献[13]表明完美SIC条件下,NOMA系统可通过功率分配实现用户区分,理论上支持大规模连接和高频谱效率,并在STAR-RIS-NOMA系统中推导了不完美SIC下的检测错误概率。文献[15]研究RIS辅助安全NOMA网络中通过优化波束成形和干扰向量以及RIS相移,并基于完美SIC假设,实现合法用户和速率的最大化。文献[16]聚焦ASTARS-NOMA系统,推导了完美SIC和不完美SIC两种情况下的中断概率、遍历数据率等表达式。本文采用的是完美SIC假设来简化系统模型,为后续多参数联合优化提供清晰的数学框架,从而使得本文聚焦隐蔽信息传输概率和干扰功率范围的优化问题。

隐蔽通信研究中,需要确定隐蔽通信场景。文献[17]关注多干扰机辅助的隐蔽通信系统,通过联

合优化干扰机选择和发射功率,在保证公共用户服务质量的同时最大化有效隐蔽传输速率。文献[18]针对多天线中继系统,提出利用公共用户作为掩护的隐蔽通信方案;通过联合优化发射功率和波束成形,在满足公共用户服务质量的前提下,最大化隐蔽吞吐量。文献[19]研究当非法监测者未知发射功率时的系统检测性能,提出基于广义似然比检验(Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT)的检测框架,并分析了历史观测对参数估计的影响。本文将RIS与NOMA技术相结合,通过全双工接收机引入友好干扰,并优化隐蔽信息传输概率和干扰功率范围,利用参数联合优化,为多用户场景下的隐蔽通信提供新的解决方案。

本文创新性工作主要体现在3个方面:

(1)相较于文献[11]中采用额外干扰机的方案,本文创新性地利用公共用户的全双工接收机引入友好干扰,在减少硬件部署的同时降低了信道估计复杂度。(2)针对隐蔽通信中隐蔽性与传输效率的平衡难题,提出了隐蔽信息传输概率与友好干扰功率范围的联合优化方案。通过建立包含监测者检测错误概率和用户中断概率的数学模型,推导得到闭式表达式并设计逐一优化算法,分别得到优化问题中各优化参数的最优取值。(3)通过数值仿真验证了所提方案的有效性,数值仿真表明本文方案可以实现信息的隐蔽传输,且数值结果能够作为实际隐蔽通信场景中的参数设计依据。上述成果为RIS与NOMA技术在隐蔽通信中的协同应用提供了理论支撑和工程指导。

1 系统模型和问题描述

1.1 系统模型

本文研究应用RIS辅助NOMA系统的隐蔽通信问题,如图1所示建立系统模型,该模型主要由合法发射机Alice、隐蔽用户Bob、公共用户Roy、可重构智能表面RIS和非法监测者Willie组成。Alice可通过RIS控制器对RIS反射元件进行控制。在Alice处利用叠加编码技术联合发送隐蔽信号和公共信号,隐蔽用户Bob是隐蔽信号的目标接收机,公共用户Roy是公共信号的目标接收机。由于Roy不在发射机Alice的覆盖区域内,没有从Alice到Roy的直达路径,Alice需要通过RIS与Roy进行公共通信;同时RIS能够增强Alice与Bob之间的隐蔽通信,提高Bob处隐蔽信息的有效传输速率。Bob和Willie都

配备单天线,Roy为全双工接收机,配备两根天线分别用于接收信号和发射人工噪声信号,在全双工模式下工作并受到自干扰影响。RIS的每个元件能够独立反射经过相移之后的信号,RIS使用相同的相移反射Alice处联合发送的信号和Roy处发射的人工噪声。由于严重的路径损耗,假设经过反射面反射两次及以上的信号功率足够小,可以忽略^[20]。此外,RIS控制器使得Alice可以控制反射元件的重构,并且可协助实现对RIS相关链路的信道估计。

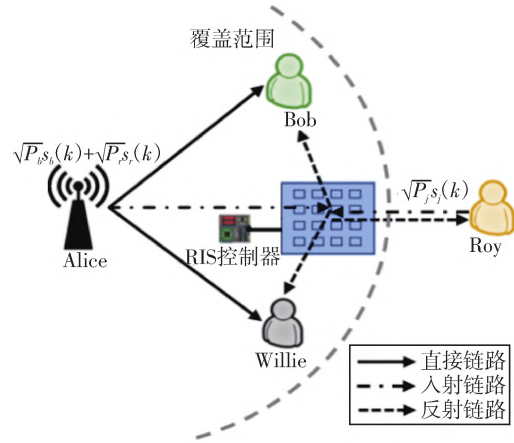


图1 RIS辅助隐蔽通信系统模型

本系统模型中,所有的无线信道伴随着基于距离的路径损耗,并且经过准静态的块衰落。Alice/Bob/Roy/Willie与RIS之间的距离分别为 d_a 、 d_b 、 d_r 和 d_w ,信道向量分别表示为 \mathbf{h}_a 、 \mathbf{h}_b 、 \mathbf{h}_r 和 \mathbf{h}_w ,均为 $N \times 1$ 的列向量, N 为RIS可重构的反射元件数目。Alice与Bob和Alice与Willie之间的距离分别为 d_{ab} 和 d_{aw} ,信道分别表示为 \mathbf{h}_{ab} 和 \mathbf{h}_{aw} ,其元素都是独立同分布,且均值为0、方差为1的随机变量,其分布服从 $CN(0, 1)$ 。RIS使用反射对角矩阵 $\boldsymbol{\theta}$ 反射入射信号, $\boldsymbol{\theta} = \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_N}) \in \mathbf{C}^{N \times N}$, $\theta_n \in [0, 2\pi)$ 表示RIS第 n 个反射元件的相移, $\forall n \in \{1, \dots, N\}$ 。每个接收节点都受到均值为0、方差为 σ_0^2 的加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)的影响。此外, \mathbf{h}_l 为Roy处发射天线和接收天线之间的环路干扰信道,也是块衰落信道。假设在全双工接收机Roy处自干扰的影响可利用自干扰消除技术来重构和削弱,但难以实现完美消除,因此将自干扰消除因子表示为: $0 < \phi \leq 1$ 。为便于后续表达,将经过RIS反射路径的信道表示为: $\delta_{ij} = \mathbf{h}_i^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_j$, $ij \in \{ab, ar, aw, rw, rr\}$,例如, δ_r 为从Roy到RIS再到Roy的往返信道。

接下来讨论在各个节点处各条链路的信道状态信息(Channel State Information, CSI)的可获得情况,假设:

(1)合法发射机已知其直接路径,即 Alice 到用户 Bob/Roy 链路的瞬时 CSI;知道其反射路径,即 Alice 到 RIS 再到用户链路的瞬时 CSI,这可以通过使用被动 RIS 信道估计的方法获得^[21]。

(2)合法发射机已知直接路径 Alice 到 Willie 链路和反射路径中 RIS 到 Willie 这部分链路的统计 CSI,这可以根据 Alice/RIS 到 Willie 之间已知的距离信息来获得。由于 Willie 是非法用户,并希望从合法发射机和合法用户的角度隐藏自身的存在,因此合法发射机很难得到有关 Willie 链路的瞬时 CSI。

(3)Willie 已知直接路径 Alice 到 Willie 链路和反射路径 Alice 到 RIS 再到 Willie 链路的瞬时 CSI,这个可以利用发射机在每个时隙开始时发送导频信号进行估计获得^[22],此处的假设是为了模拟对隐蔽通信来说最差的隐蔽通信条件。

由于 Willie 的监视, Alice 以固定功率向 Bob 传输隐蔽信息存在安全风险,并且在 Alice 处以固定功率进行的公共通信对隐蔽通信的掩护作用较为有限。因此,在 Roy 处以随机变化的功率 P_j 发射人工噪声,引入不确定性干扰 Willie 检测,提高系统的隐蔽性。假设人工噪声功率服从连续均匀分布,概率密度函数为

$$f_{p_j}(p) = \begin{cases} \frac{1}{P_{\max} - P_{\min}} & P_{\min} \leq p \leq P_{\max} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

其中, Roy 处发射人工噪声的功率范围为 $[P_{\min}, P_{\max}]$ 。为了防止 Alice 与 Bob 之间进行的信息传输被 Willie 检测到,不论 Alice 是否在传输信息, Roy 都将发射随机功率的人工噪声。由于人工噪声功率 P_j 的随机性,当 Willie 接收到的信号功率增大时,可能是因为 Alice 正在传输隐蔽信息,也可能是因为 P_j 的变化,从而对 Willie 检测造成干扰,可保证系统的隐蔽性。然而,人工噪声的出现会对用户接收到的信号造成影响,因此本文关注人工噪声的功率范围 $[P_{\min}, P_{\max}]$ 并对其进行分析。同时,假设每个时隙中人工噪声功率保持不变,并且 Willie 已知功率的分布但不知具体取值。

1.2 用户链路的中断概率

本系统模型中,根据前文描述的隐蔽通信过程,当 Alice 向 Bob 传输隐蔽信息时, Bob 和 Roy 接收信号的表达式分别为

$$y_b(k) = (\sqrt{P_b} s_b(k) + \sqrt{P_r} s_r(k)) \left(\frac{\mathbf{h}_a^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_b}{\sqrt{L(d_a)L(d_b)}} + \frac{h_{ab}}{\sqrt{L(d_{ab})}} \right) + \sqrt{P_j} \left(\frac{\mathbf{h}_r^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_b}{\sqrt{L(d_r)L(d_b)}} \right) s_j(k) + z_b(k) \quad (2)$$

$$y_r(k) = (\sqrt{P_b} s_b(k) + \sqrt{P_r} s_r(k)) \frac{\mathbf{h}_a^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_r}{\sqrt{L(d_a)L(d_r)}} + \sqrt{P_j} \phi \left(\frac{\mathbf{h}_r^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_r}{\sqrt{L(d_r)L(d_r)}} + \mathbf{h}_L \right) s_j(k) + z_r(k) \quad (3)$$

其中, P_b 和 P_r 分别表示 Alice 处信号 $s_b(k)$ 和 $s_r(k)$ 的发射功率, $z_b(k)$ 和 $z_r(k)$ 分别表示 Bob 和 Roy 处的 AWGN, $L(d)$ 表示路径损耗, ϕ 为 Roy 处的自干扰消除因子。

NOMA 系统中使用串行干扰消除技术,由式(2)可分别得到在 Bob 处顺序解码信号时的信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)为 $\text{SINR}_{b,s(k)}$ =

$$\frac{P_r \left(\frac{|\delta_{ab}|^2}{L(d_a)L(d_b)} + \frac{|h_{ab}|^2}{L(d_{ab})} \right)}{P_b \left(\frac{|\delta_{ab}|^2}{L(d_a)L(d_b)} + \frac{|h_{ab}|^2}{L(d_{ab})} \right) + P_j \frac{|\delta_{rb}|^2}{L(d_r)L(d_b)} + \sigma_0^2} \quad (4)$$

$$\text{SINR}_{b,s(k)} = \frac{P_b \left(\frac{|\delta_{ab}|^2}{L(d_a)L(d_b)} + \frac{|h_{ab}|^2}{L(d_{ab})} \right)}{P_j \frac{|\delta_{rb}|^2}{L(d_r)L(d_b)} + \sigma_0^2} \quad (5)$$

由式(3)可得到 Roy 处直接解码公共信号时的 SINR 为

$$\text{SINR}_{r,s(k)} = \frac{P_r \frac{|\delta_{ar}|^2}{L(d_a)L(d_r)}}{P_b \frac{|\delta_{ar}|^2}{L(d_a)L(d_r)} + P_j \phi \left(\frac{|\delta_{rr}|^2}{L^2(d_r)} + |\mathbf{h}_L|^2 \right) + \sigma_0^2} \quad (6)$$

当 SINR 较小时,会发生传输中断。假设 R_{ab} 和 R_{ar} 分别为 Alice 与 Bob 之间和 Alice 与 Roy 之间预先定义的传输速率门限。Alice 与 Bob 之间信号传输的中断概率 PO_b 表达式为

$$PO_b = P[C_b < R_{ab}] = P[\text{SINR}_{b,s_b(k)} < 2^{R_{ab}} - 1] = P\left[\frac{P_b\left(\frac{|\delta_{ab}|^2}{L(d_a)L(d_b)} + \frac{|h_{ab}|^2}{L(d_{ab})}\right)}{P_j\frac{|\delta_{rb}|^2}{L(d_r)L(d_b)} + \sigma_0^2} < 2^{R_{ab}} - 1\right] \quad (7)$$

Alice与Roy之间信号传输的中断概率 PO_r 的表达式为

$$PO_r = P[C_r < R_{ar}] = P[\text{SINR}_{r,s_r(k)} < 2^{R_{ar}} - 1] = P\left[\frac{P_r\frac{|\delta_{ar}|^2}{L(d_a)L(d_r)}}{P_b\frac{|\delta_{ar}|^2}{L(d_a)L(d_r)} + P_j\phi\left(\frac{|\delta_{rr}|^2}{L^2(d_r)} + |h_L|^2\right) + \sigma_0^2} < 2^{R_{ar}} - 1\right] \quad (8)$$

式(7)和式(8)中,RIS相移取值是影响Bob处隐蔽信息中断概率的重要参数。根据式(5),为尽可能提高Bob解码隐蔽信号的SINR,考虑使Alice与Bob之间反射路径的等效信道增益 $|\delta_{ab}|^2$ 最大化, δ_{ab} 表示为

$$PO_b = \int_{P_{\min}}^{P_{\max}} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty f_{|\delta_{ab}|^2}(x) f_{|\delta_{ab}|^2}(y) f_{P_j}(z) dx dy dz = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{u_1\sigma_0^2}{M}\right)}{(P_{\max} - P_{\min})\frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}} \ln\left(\frac{1 + P_{\max}\frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}}{1 + P_{\min}\frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}}\right) \quad (12)$$

$$PO_r = \int_{P_{\min}}^{P_{\max}} \int_0^\infty \int_0^\infty f_{|\delta_{ar}|^2}(x) f_{|\delta_{ar}|^2}(y) f_{P_j}(z) dx dy dz = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{u_2\sigma_0^2}{M}\right)}{(P_{\max} - P_{\min})\frac{u_2\phi}{L^2(d_r)}} \ln\left(\frac{1 + \phi P_{\max}\frac{u_2}{L^2(d_r)}}{1 + \phi P_{\min}\frac{u_2}{L^2(d_r)}}\right) \quad (13)$$

其中,

$$u_1 = \frac{(2^{R_{ab}} - 1)L(d_a)L(d_b)}{P_b}, u_2 = \frac{(2^{R_{ar}} - 1)L(d_a)L(d_r)}{P_r - (2^{R_{ar}} - 1)P_b}$$

1.3 Willie检测错误概率

在隐蔽通信过程中,Alice向Bob传输隐蔽信息,Roy发射人工噪声干扰Willie检测。Willie面临二元选择问题,其接收信号表示为

$$y_w(k) = \begin{cases} \sqrt{P_r}\left(\frac{\mathbf{h}_a^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_w}{L(d_a)L(d_w)} + \frac{h_{aw}}{L(d_{aw})}\right)s_r(k) + \sqrt{P_j}\frac{\mathbf{h}_r^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_w}{L(d_r)L(d_w)}s_j(k) + n_w & H_0 \\ (\sqrt{P_r}s_r(k) + \sqrt{P_b}s_b(k))\left(\frac{\mathbf{h}_a^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_w}{L(d_a)L(d_w)} + \frac{h_{aw}}{L(d_{aw})}\right) + \sqrt{P_j}\frac{\mathbf{h}_r^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_w}{L(d_r)L(d_w)}s_j(k) + n_w & H_1 \end{cases} \quad (14)$$

$$\delta_{ab} = \sum_{n=1}^N |h_{an}| |h_{bn}| e^{-j\theta_n^*} \quad (9)$$

其中, h_{an} 和 h_{bn} 分别为Alice和Bob到RIS第 n 个反射元件的信道, θ_n^* 为第 n 个反射元件的最优相移。经RIS反射的信号应该被一致地增加到隐蔽用户Bob处,因此有

$$\theta_n^* = \theta_{ab} - (\theta_{an} + \theta_{bn}), \theta_n \in [0, 2\pi) \quad (10)$$

其中, $\forall n \in \{1, 2, \dots, N\}$, θ_{an} 和 θ_{bn} 分别表示信道向量 \mathbf{h}_a 和 \mathbf{h}_b 中对应的第 n 个元素的相位, θ_{ab} 表示信道向量 \mathbf{h}_{ab} 的相位。

根据文献[23]中数值仿真结果,经RIS反射的信道 δ_{ij} 元素是均值为0、方差为 M 的循环复高斯分布的随机变量,则等效信道增益 $|\delta_{ij}|^2$ 服从指数分布,概率密度函数表示为

$$f_{|\delta_{ij}|^2}(x) = \frac{1}{M} \exp\left(-\frac{x}{M}\right) \quad (11)$$

根据 $|\delta_{ij}|^2$ 的概率密度函数,进一步计算式(7)和式(8),得到Alice与Bob之间和Alice与Roy之间信号传输的中断概率结果分别为

$$PO_b = \int_{P_{\min}}^{P_{\max}} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty f_{|\delta_{ab}|^2}(x) f_{|\delta_{ab}|^2}(y) f_{P_j}(z) dx dy dz = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{u_1\sigma_0^2}{M}\right)}{(P_{\max} - P_{\min})\frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}} \ln\left(\frac{1 + P_{\max}\frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}}{1 + P_{\min}\frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}}\right) \quad (12)$$

其中, H_0 为Alice没有传输隐蔽信息的假设情况, H_1 为Alice正在传输隐蔽信息的假设情况。

Willie利用辐射计作为检测器,根据接收信号功率和检测门限对隐蔽通信做出检测,其检测判断可以表示为

$$P_w = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |y_w(k)|^2 \underset{D_0}{\overset{D_1}{>}} \tau \quad (15)$$

其中, P_w 为Willie接收信号的功率, D_0 和 D_1 表示Willie对隐蔽信息传输是否正在进行做出的判断结果, τ 为检测门限。当接收信号功率小于检测门限时,Willie认为Alice没有传输隐蔽信息,做出 D_0 判断;当接收信号功率大于检测门限时,Willie认为Alice正在传输隐蔽信息,做出 D_1 判断。

为了便于后续表示,在这里令 $t = \frac{1}{L(d_a)L(d_w)}$, $m = \frac{1}{L(d_r)L(d_w)}$ 。当信号采样数量 K

足够大时,Willie接收信号功率可以表示为

$$P_w = \begin{cases} P_r\varphi + P_j\tilde{\omega} + \sigma_0^2 & H_0 \\ (P_r + P_b)\varphi + P_j\tilde{\omega} + \sigma_0^2 & H_1 \end{cases} \quad (16)$$

其中, $\varphi = t|\delta_{aw}|^2 + \frac{|h_{aw}|^2}{L(d_{aw})}$, $\tilde{\omega} = m|\delta_{rw}|^2$ 。

Willie对隐蔽通信进行检测时,存在虚警(False Alarm, FA)和漏检(Miss Detection, MD)两种错误判断情况,其检测错误概率可以表示为

$$\xi = \pi_0 P_{FA} + \pi_1 P_{MD} \quad (17)$$

其中, π_1 和 π_0 分别为Alice处是否传输隐蔽信息的先验概率。

根据Willie进行功率检测的判决表达式,Willie做出FA错误判断的概率 P_{FA} 为

$$P_{FA} = P[D_1|H_0] = P[P_r\varphi + P_j\tilde{\omega} + \sigma_0^2 \geq \tau] = \begin{cases} 1 & \Delta_1 < P_{\min} \\ \frac{\tilde{\omega}P_{\max} + P_r\varphi + \sigma_0^2 - \tau}{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})} & P_{\min} \leq \Delta_1 < P_{\max} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

其中, $\Delta_1 = \frac{\tau - P_r\varphi - \sigma_0^2}{\tilde{\omega}}$ 。

同样,Willie做出MD错误判断的概率 P_{MD} 为

$$P_{MD} = P[D_0|H_1] = P[(P_r + P_b)\varphi + P_j\tilde{\omega} + \sigma_0^2 \leq \tau] = \begin{cases} 0 & \Delta_2 < P_{\min} \\ \frac{\tau - \tilde{\omega}P_{\min} - (P_r + P_b)\varphi - \sigma_0^2}{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})} & P_{\min} \leq \Delta_2 < P_{\max} \\ 1 & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\Delta_2 = \frac{\tau - (P_r + P_b)\varphi - \sigma_0^2}{\tilde{\omega}}$ 。

对Willie而言,可通过设置最优检测门限使得检测错误概率 ξ 最小。后面基于Willie检测错误概率 ξ ,分析得到Willie最优检测门限 τ^* 和最小检测错误概率 ξ^* 。通过对 P_{FA} 和 P_{MD} 表达式进行分析,发现只有当 $\tilde{\omega}P_{\max} + P_r\varphi \geq \tilde{\omega}P_{\min} + (P_r + P_b)\varphi$ 时,Willie检测错误概率才不为0。此时,Willie最优检测门限 τ^* 和最小检测错误概率 ξ^* 表达式为

$$\tau^* = \begin{cases} \tilde{\omega}P_{\min} + (P_r + P_b)\varphi + \sigma_0^2 & \pi_1 \geq \pi_0 \\ \tilde{\omega}P_{\max} + P_r\varphi + \sigma_0^2 & \text{其他} \end{cases} \quad (20)$$

$$\xi^* = \begin{cases} \pi_0 \left[1 - \frac{P_b\varphi}{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})} \right] & \pi_1 \geq \pi_0 \\ \pi_1 \left[1 - \frac{P_b\varphi}{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})} \right] & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

分析 τ^* 和 ξ^* 的取值情况是为了研究在隐蔽通信条件最差的情况下实现Alice与Bob之间隐蔽信息的传输。这是因为从隐蔽通信方Alice和Bob的角度来看,他们并不知道Willie检测门限的取值情况,应当做最坏打算。

由于隐蔽通信方不知道Willie相关链路的瞬时CSI,因此需要计算Willie最小检测错误概率的期望值,根据全期望定理,可以写出 ξ^* 计算表达式为

$$\begin{aligned} \xi^* &= \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})}{P_b}} \xi^* f_\varphi(x) f_\sigma(y) dx dy = \\ &P \left[\varphi \leq \frac{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})}{P_b} \right] \times E[\xi^* | \varphi \leq \frac{\tilde{\omega}(P_{\max} - P_{\min})}{P_b}] = \pi_0 (1 - L_1^2 + L_1 \ln L_1) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $L_1 = \frac{P_b t}{m(P_{\max} - P_{\min}) + P_b t}$ 。

式(22)为 $\pi_1 \geq \pi_0$ 情况下 ξ^* 的计算结果, $\pi_1 < \pi_0$ 情况下同理,可得 ξ^* 计算公式为

$$\xi^* = \begin{cases} \pi_0 (1 - L_1^2 + L_1 \ln L_1) & \pi_1 \geq \pi_0 \\ \pi_1 (1 - L_1^2 + L_1 \ln L_1) & \text{其他} \end{cases} \quad (23)$$

由此,经过分析推导得到Willie平均最小检测错误概率 ξ^* 的计算结果。

1.4 问题描述

本文以最大化Willie平均最小检测错误概率作为优化目标,将有效隐蔽传输速率门限要求、Roy处发射人工噪声功率范围要求和Alice处发射用户信号功率门限要求作为约束,通过优化Alice传输隐蔽信息概率 π_1 和Roy发射人工噪声的功率范围 $[P_{\min}, P_{\max}]$ 来实现对系统隐蔽性的优化,尽可能保证隐蔽用户通信时的隐蔽性能达到最佳。根据前面得到的Willie平均最小检测错误概率 ξ^* 以及用户处传输中断概率 PO_b 和 PO_r ,建立优化问题为:

$$P1: \max_{P_{\min}, P_{\max}, \pi_1} \xi^* \quad (24a)$$

$$\text{s.t. } \pi_1 R_{ab} (1 - PO_b) \geq \tilde{r}_b \quad (24b)$$

$$\pi_1 R_{ar} (1 - PO_r) \geq \tilde{r}_r \quad (24c)$$

$$P_{\min} + P_{\max} \leq 2P_{\text{ave}} \quad (24d)$$

同时,Alice处两个用户信号的发射功率需满足

$$\begin{aligned} P_b &\geq \frac{(2^{R_{ab}} - 1)L(d_a)L(d_b)\sigma_0^2}{N \ln(R_{ab}/\tilde{r}_b)} \\ P_r &\geq \frac{(2^{R_{ar}} - 1)L(d_a)L(d_r)\sigma_0^2}{N \ln(R_{ar}/\tilde{r}_r)} + (2^{R_{ar}} - 1)P_b \end{aligned} \quad (25)$$

在优化问题P1中,优化的目标函数式(24a)为

Willie 平均最小检测错误概率;约束式(24b)和式(24c)为有效隐蔽传输速率的门限约束;约束式(24d)为 Roy 处发射人工噪声的功率要求, P_{ave} 为人工噪声的平均发射功率。需要注意的是,在通信过程中,利用 NOMA 技术在 Alice 处以固定功率联合发送两个用户所需的信号时,分配的功率 P_b 和 P_r 需要满足式(25)的要求,并且在此基础上,两个功率还需满足约束式(24b)和式(24c)。

2 系统隐蔽性能优化分析

本节将逐步分析优化问题。首先考虑给定 P_{max} 和 π_1 的情况,分析能够使得目标函数最大的 Roy 处发射人工噪声的最小功率 P_{min} ;然后分析最优的 Alice 处隐蔽信息的传输概率 π_1 的取值情况;最后在 P_{min} 和 π_1 取值最优的情况下,对优化问题进行求解得到最优的 Roy 处发射人工噪声最大功率 P_{max} 。

2.1 人工噪声最小发射功率的最优设计

结论 1 给定 Roy 处人工噪声最大发射功率 P_{max} 和 Alice 处传输隐蔽信息概率 π_1 的取值,人工噪声最小发射功率最优值为

$$P_{min}^* = 0$$

证明 从 Willie 平均最小检测错误概率 $\bar{\xi}^*$ 表达式(23)可以看出,不论是 $\pi_1 \geq \pi_0$ 还是 $\pi_1 < \pi_0$ 的情况下,最优 P_{min}^* 的选择都应该使得表达式 $\lambda(L_1) = 1 - L_1^2 + L_1 \ln L_1$ 最大。为了研究 $\bar{\xi}^*$ 随 P_{min} 变化情况,先分析 $\lambda(L_1)$ 随 L_1 变化情况,计算 $\lambda(L_1)$ 关于 L_1 的一阶导和二阶导分别为 $\frac{\partial \lambda(L_1)}{\partial L_1} = 1 + \ln(L_1) - 2L_1$ 和 $\frac{\partial^2 \lambda(L_1)}{\partial L_1^2} = \frac{1}{L_1} - 2$, 并且有 $\frac{\partial(L_1)}{\partial P_{min}} = \frac{P_b m t}{[m(P_{max} - P_{min}) + P_b t]^2} \geq 0$ 。

根据 $\lambda(L_1)$ 关于 L_1 导函数表达式,在 $L_1 \in [0, 1)$ 上,可得 $\lambda(L_1)$ 对 L_1 的一阶导 $\frac{\partial \lambda(L_1)}{\partial L_1}$ 在 $L_1 \in [0, \frac{1}{2})$ 上单调增大,在 $L_1 \in [\frac{1}{2}, 1)$ 上单调减小,因此当 $L_1 = \frac{1}{2}$ 时,有 $\frac{\partial \lambda(L_1)}{\partial L_1}$ 的最大值为 $-\ln 2 < 0$, 由此可知 $\lambda(L_1)$ 随 L_1 增大而单调减小。而 $\frac{\partial(L_1)}{\partial P_{min}} \geq 0$, 故 $\lambda(L_1)$ 随 P_{min} 增大而单调减小,即 $\bar{\xi}^*$ 随 P_{min} 增大而单调减小。因此,在条件允许的情况下,使目标函数 $\bar{\xi}^*$ 最

大的最优人工噪声最小发射功率 P_{min}^* 应为 0。

接下来,考虑约束条件式(24b)和式(24c),分析传输中断概率 PO_b 和 PO_r 随人工噪声最小发射功率 P_{min} 变化情况。先分析约束条件式(24b),根据表达式(12)将 Bob 处传输中断概率 PO_b 写为

$$PO_b = 1 - \exp\left(-\frac{u_1 \sigma_b^2}{N}\right) v(\varepsilon_b) \quad (26)$$

且

$$v(\varepsilon_b) = \frac{1}{\varepsilon_{b2} - \varepsilon_{b1}} \ln\left(\frac{1 + \varepsilon_{b2}}{1 + \varepsilon_{b1}}\right) \quad (27)$$

其中, $\varepsilon_{b2} = \frac{u_1 P_{max}}{L(d_r)L(d_b)}$, $\varepsilon_{b1} = \frac{u_1 P_{min}}{L(d_r)L(d_b)}$, $\varepsilon_{b2} \geq \varepsilon_{b1}$ 。

为进一步分析 $v(\varepsilon_b)$ 随 ε_{b1} 的变化情况,计算 $v(\varepsilon_b)$ 关于 ε_{b1} 的一阶偏导函数为

$$\frac{\partial v(\varepsilon_b)}{\partial \varepsilon_{b1}} = \frac{1}{(\varepsilon_{b2} - \varepsilon_{b1})^2} \left(\ln\left(\frac{1 + \varepsilon_{b2}}{1 + \varepsilon_{b1}}\right) - \frac{\varepsilon_{b2} - \varepsilon_{b1}}{1 + \varepsilon_{b1}} \right) \quad (28)$$

从式(28)可以看出, $v(\varepsilon_b)$ 随 ε_{b1} 变化情况取决于式(29)的正负,记为

$$l(\varepsilon_{b1}) = \ln\left(\frac{1 + \varepsilon_{b2}}{1 + \varepsilon_{b1}}\right) - \frac{\varepsilon_{b2} - \varepsilon_{b1}}{1 + \varepsilon_{b1}} = \ln\left(1 + \frac{\varepsilon_{b2} - \varepsilon_{b1}}{1 + \varepsilon_{b1}}\right) - \frac{\varepsilon_{b2} - \varepsilon_{b1}}{1 + \varepsilon_{b1}} \quad (29)$$

对于 $\forall a \geq -1$, 有 $\ln(1 + a) \leq a$, 因此可得 $\frac{\partial v(\varepsilon_b)}{\partial \varepsilon_{b1}} \leq 0$, 则 $v(\varepsilon_b)$ 关于 ε_{b1} 单调减小,即 $v(\varepsilon_b)$ 关于 P_{min} 单调减小,而 PO_b 关于 $v(\varepsilon_b)$ 单调减小,则 PO_b 关于 P_{min} 单调增大。由此可得,根据 Bob 有效传输速率约束条件式(24b), P_{min} 存在上界使得 Bob 传输中断概率 PO_b 满足约束为 $PO_b(P_{min}) \leq 1 - \frac{\tilde{r}_b}{\pi_1 R_{ab}}$, 同理,对约束条件式(24c)进行分析可得类似结论—— P_{min} 存在上界使得 Roy 传输中断概率 PO_r 满足约束 $PO_r(P_{min}) \leq 1 - \frac{\tilde{r}_r}{\pi_1 R_{ar}}$ 。

综合上述分析,根据目标函数 $\bar{\xi}^*$ 随 P_{min} 变化的研究可知, $\bar{\xi}^*$ 关于 P_{min} 单调减小,同时对约束条件式(24b)和式(24c)的研究可知, Roy 处人工噪声的最小发射功率 P_{min} 存在上界,因此为了使得目标函数最大,最优的人工噪声最小发射功率为 $P_{min}^* = 0$ 。

基于 Roy 处人工噪声最小发射功率的最优值 $P_{min}^* = 0$, 可对用户传输中断概率 PO_b 和 PO_r 以及 Willie 平均最小检测错误概率 $\bar{\xi}^*$ 进行简化处理,简化后表达式为

$$PO_b = 1 - \frac{\exp(-\frac{u_1 \sigma_b^2}{N})}{P_{\max} \frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}} \ln(1 + P_{\max} \frac{u_1}{L(d_r)L(d_b)}) \quad (30)$$

$$PO_r = 1 - \frac{\exp(-\frac{u_2 \sigma_r^2}{N})}{P_{\max} \frac{u_2 \phi}{L^2(d_r)}} \ln(1 + P_{\max} \frac{u_2 \phi}{L^2(d_r)}) \quad (31)$$

以及

$$\bar{\xi}^* = \begin{cases} \pi_0(1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2) & \pi_1 \geq \pi_0 \\ \pi_1(1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2) & \text{其他} \end{cases} \quad (32)$$

其中, $L_2 = \frac{P_b t}{mP_{\max} + P_b t}$ 。

2.2 隐蔽信息传输概率最优选择

本小节将在给定 Roy 处人工噪声最大发射功率取值 P_{\max} 的情况下,对优化问题分析求解,找到 Alice 隐蔽信息传输先验概率 π_1 的最优选择。此时优化问题为

$$P1.1: \max_{\pi_1} \bar{\xi}^* \quad (33a)$$

$$\text{s.t. } \pi_1 R_{ab}(1 - PO_b) \geq \tilde{r}_b \quad (33b)$$

$$\pi_1 R_{ar}(1 - PO_r) \geq \tilde{r}_r \quad (33c)$$

其中,在 Alice 处分配信号发送功率 P_b 和 P_r 的可行性条件式(25)依然需要满足。

结论 2 最优 P_{\min} 和给定 P_{\max} 的条件下,隐蔽信息传输先验概率 π_1 的最优值为

$$\pi_1^* = \max\left(\frac{1}{2}, \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)}\right)$$

证明 观察优化问题中的两个约束条件,可以看出受用户有效传输速率门限约束式(33b)和式(33c)影响,传输先验概率需满足 $\pi_1 \geq \max\left(\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)}, \frac{\tilde{r}_r}{R_{ar}(1 - PO_r)}\right)$,根据建立的系统模型和信道模型,由于系统中 Bob 作为目标隐蔽用户,对其有效传输速率的要求大于对公共用户的要求,即 $\tilde{r}_b \geq \tilde{r}_r$ 。同时考虑 Alice 处信号功率分配和相关信道参数联合影响下的用户传输中断概率的情况,由于系统中利用 NOMA 技术在 Alice 处以固定功率联合发送隐蔽信号和公共信号时,为满足最大化系统隐蔽性的需要,分配给隐蔽信号的功率应远小于公共信号的功率^[15],即 $P_b \ll P_r$,并结合传输中断概率表达式(12)和式(13)以及相关信道参数的设置情况考虑,有 $PO_b \geq PO_r$ 。综合上述分析,可以得到 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)} \geq \frac{\tilde{r}_r}{R_{ar}(1 - PO_r)}$ 。因此, Alice 隐蔽信息传输的先验概率 π_1 需满足的条件为

$$\pi_1 \geq \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)} \quad (34)$$

接下来,分别研究 $\pi_1 \geq \pi_0$ 和 $\pi_1 < \pi_0$ 两种情况下的 $\bar{\xi}^*$,此时式(30)和式(31)均为 P_{\max} 的函数。当 $\pi_1 \geq \pi_0$ 时, $\pi_1 \geq \frac{1}{2}$,此时的 π_1 需满足条件为 $\pi_1 \geq \max\left(\frac{1}{2}, \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)}\right)$ 。考虑目标函数 $\bar{\xi}^*$ 随 π_1 变化情况,计算得到 $\bar{\xi}^*$ 关于 π_1 偏导数为 $\frac{\partial \bar{\xi}^*}{\partial \pi_1} = -(1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2) \leq 0, L_2 \in [0, 1)$ 。由此可知,当 $\pi_1 \geq \pi_0$ 时, $\bar{\xi}^*$ 为关于 π_1 的单调减函数,可确定在此情况下使目标函数 $\bar{\xi}^*$ 最大的最优概率为 $\pi_1^* = \max\left(\frac{1}{2}, \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)}\right)$ 。当 $\pi_1 < \pi_0$ 时, $\pi_1 < \frac{1}{2}$, π_1 需满足 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)} \leq \pi_1 < \frac{1}{2}$ 。考虑目标函数 $\bar{\xi}^*$ 随 π_1 变化情况,计算得到 $\bar{\xi}^*$ 关于 π_1 偏导数为 $\frac{\partial \bar{\xi}^*}{\partial \pi_1} = 1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2 \geq 0, L_2 \in [0, 1)$ 。由此可知,当 $\pi_1 < \pi_0$ 时, $\bar{\xi}^*$ 为关于 π_1 的单调增函数,可确定在此情况下使得目标函数 $\bar{\xi}^*$ 最大的最优概率为 $\pi_1^* = \frac{1}{2}$ 。

结合 $\pi_1 \geq \pi_0$ 和 $\pi_1 < \pi_0$ 两种情况下的分析,得到使得目标函数 $\bar{\xi}^*$ 最大的最优 π_1^* 的表达式为

$$\pi_1^* = \max\left(\frac{1}{2}, \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)}\right) \quad (35)$$

从式(35)可以看出, Alice 传输隐蔽信息先验概率的最优值 π_1^* 取决于 Roy 人工噪声最大发射功率 P_{\max} 的选择。因此,为满足给定的有效隐蔽传输速率要求,在 Roy 处对 P_{\max} 的任何选择,都通过自干扰直接影响传输中断概率,进而将决定 π_1^* 是否等于 0.5。本文隐蔽通信研究方案的目的是在满足用户有效隐蔽传输速率门限要求的同时,最大化 Willie 的检测误差,最优概率 π_1^* 的表达式体现了本文方案中在对目标优化问题进行研究,并逐步确定目标优化参数的最优值时,优化参数之间存在相互的影响。

根据最优概率 π_1^* 的表达式,可将优化问题 P1.1 中目标函数 $\bar{\xi}^*$ 表达式进一步改写为

$$\bar{\xi}^*(\pi_1^*) = \begin{cases} \frac{1}{2} \eta(L_2) & \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)} \leq \frac{1}{2} \\ \left(1 - \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - PO_b)}\right) \eta(L_2) & \text{其他} \end{cases} \quad (36)$$

其中, $\eta(L_2) = 1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2$, L_2 表达式已在前面的表达式(32)中给出定义。

2.3 人工噪声最大发射功率的最优设计

本节考虑在用户有效隐蔽传输速率门限要求和人工噪声平均发射功率要求的约束下,最大化 Willie 平均最小检测错误概率 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$, 并对优化目标和约束进行分析, 求解 Roy 处人工噪声最大发射功率的最优值 P_{\max}^* , 优化问题建立为

$$\text{P1.2: } \max_{P_{\max}} \bar{\xi}^*(\pi_1^*) \quad (37a)$$

$$\text{s.t. } \pi_1^* R_{ab}(1 - \text{PO}_b) \geq \tilde{r}_b \quad (37b)$$

$$\pi_1^* R_{ar}(1 - \text{PO}_r) \geq \tilde{r}_r \quad (37c)$$

$$P_{\max} \leq 2P_{\text{ave}} \quad (37d)$$

问题 P1.2 中, Willie 平均最小检测错误概率表达式替换为 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$, 并且 P_b 和 P_r 的可行性条件式(25)仍需满足。

结论 3 在最优的 P_{\min}^* 和 π_1^* 条件下, Roy 处人工噪声最大发射功率的最优值为

$$P_{\max}^* = \begin{cases} 2P_{\text{ave}} & P_{\max}^+ \geq 2P_{\text{ave}} \\ P_{\max}^+ & \text{其他} \end{cases}$$

证明 考虑传输中断概率随 P_{\max} 变化情况, 可将传输中断概率分别写为 $\text{PO}_b = 1 - \exp(-\frac{\mu_1 \sigma_0^2}{N}) Z_b$ 和 $\text{PO}_r = 1 - \exp(-\frac{\mu_2 \sigma_0^2}{N}) Z_r$ 。其中, $Z_b = \frac{1}{v_b} \ln(1 + v_b)$, $v_b = \frac{\mu_1 P_{\max}}{L(d_r)L(d_b)} \geq 0$, $Z_r = \frac{1}{v_r} \ln(1 + v_r)$, $v_r = \frac{\mu_2 \phi P_{\max}}{L^2(d_r)} \geq 0$ 。

先分析 PO_b , Z_b 关于 v_b 的一阶导为 $\frac{\partial Z_b}{\partial v_b} = \frac{v_b - (1 + v_b) \ln(1 + v_b)}{v_b^2(1 + v_b)} = \frac{o_b(v_b)}{v_b^2(1 + v_b)}$ 。观察表达式 $o_b(v_b) = v_b - (1 + v_b) \ln(1 + v_b)$, 计算得到 $\frac{\partial o_b(v_b)}{\partial v_b} = -\ln(1 + v_b) \leq 0$ 且 $o_b(0) = 0$, 因此有 $o_b \leq 0$ 即 $\frac{\partial Z_b}{\partial v_b} \leq 0$ 。由此可知, Z_b 关于 v_b 单调减小, 同时 PO_b 关于 Z_b 单调减小, 进而得到 PO_b 关于 v_b 单调增大, 即 PO_b 关于 P_{\max} 单调增大。

同理, 对 PO_r 进行分析, 可得 PO_r 关于 P_{\max} 单调增大。

接着, 分析在满足约束条件的情况下使得 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 最大的最优 P_{\max}^* 。根据 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 表达式, 在 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - \text{PO}_b)} \leq \frac{1}{2}$ 和 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - \text{PO}_b)} > \frac{1}{2}$ 的两种情况

下, 分别对最优 P_{\max}^* 的选择进行分析讨论。

(1) 当 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - \text{PO}_b)} \leq \frac{1}{2}$ 时, 根据 2.2 节中分析

结果最优概率 $\pi_1^* = \frac{1}{2}$ 。先考虑用户有效传输速率门限要求对参数 P_{\max} 的约束作用, 由于问题 P1.2 中约束条件式(37b)和式(37c)的限制, 用户传输中断概率存在上界约束为 $\text{PO}_b \leq 1 - \frac{2\tilde{r}_b}{R_{ab}}$ 和 $\text{PO}_r \leq 1 - \frac{2\tilde{r}_r}{R_{ar}}$ 。

考虑到传输中断概率 PO_b 和 PO_r 均是关于 P_{\max} 单调增大的函数, 在这里, 对两个上界约束取等号得到两个方程 $\text{PO}_b(P_{\max}) = 1 - \frac{2\tilde{r}_b}{R_{ab}}$ 和 $\text{PO}_r(P_{\max}) =$

$1 - \frac{2\tilde{r}_r}{R_{ar}}$, 并将两个方程对于 P_{\max} 的解分别记为 $P_{\max b}^+$

和 $P_{\max r}^+$ 。2.2 节中提到, 由于 NOMA 系统中在 Alice 处以固定功率联合发送隐蔽信号和公共信号, Alice 处信号发送功率需满足 $P_r \gg P_b$ 。在这里, 经计算分析有 $\frac{\partial \text{PO}_b(P_{\max})}{\partial P_{\max}} \gg \frac{\partial \text{PO}_r(P_{\max})}{\partial P_{\max}}$, 且有 $\text{PO}_b(0) \approx$

$\text{PO}_r(0)$ 和方程等号右边 $1 - \frac{2\tilde{r}_b}{R_{ab}} \leq 1 - \frac{2\tilde{r}_r}{R_{ar}}$, 因此可

得 $P_{\max b}^+ \leq P_{\max r}^+$, 即满足 Bob 处有效传输速率约束的 P_{\max} 必定满足 Roy 处有效传输速率约束。基于上述讨论, 在这种情形下, P_{\max} 的取值应当满足 $P_{\max} \leq \min(P_{\max b}^+, P_{\max r}^+) = P_{\max b}^+$, 再结合平均功率约束式(37d), 则有当 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1 - \text{PO}_b)} \leq \frac{1}{2}$ 时, Roy 处人工噪

声最大发射功率 P_{\max} 需满足条件为

$$P_{\max} \leq \min(2P_{\text{ave}}, P_{\max b}^+) \quad (38)$$

接下来分析目标函数 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 随参数 P_{\max} 变化情况。这里先对 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 关于 L_2 的偏导函数进行分析, 计算得到一阶偏导和二阶偏导函数表达式分别为

$$\frac{\partial \bar{\xi}^*(\pi_1^*)}{\partial L_2} = \frac{1}{2} (1 - 2L_2 + \ln L_2) \quad \text{和} \quad \frac{\partial^2 \bar{\xi}^*(\pi_1^*)}{\partial L_2^2} = \frac{1}{2L_2} -$$

1。其中, L_2 的表达式在式(32)中给出, 为关于 P_{\max} 的函数。进而计算 L_2 关于 P_{\max} 的偏导函数, 得到

$$\frac{\partial L_2}{\partial P_{\max}} = -\frac{P_b t m}{(mP_{\max} + P_b t)^2} \leq 0。$$

注意到 $L_2 \in [0, 1)$, 根据二阶偏导知一阶偏导

$\frac{\partial \bar{\xi}^*(\pi_1^*)}{\partial L_2}$ 关于 L_2 在 $[0, 1)$ 上单调增大, 在 $\left[\frac{1}{2}, 1\right)$ 上单

调减小, 最大值为 $-\frac{1}{2} \ln(2) < 0$, 故 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 关于 L_2 单

调减小,同时 L_2 关于 P_{\max} 单调减小,因此 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 关于 P_{\max} 单调增大。结合前面分析得到 P_{\max} 需满足的条件可知,当 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)} \leq \frac{1}{2}$ 时,对问题P1.2最优的人工噪声最大发射功率 P_{\max}^* 为

$$P_{\max}^* = \min(2P_{\text{ave}}, P_{\max b}^+) \quad (39)$$

(2) 当 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)} > \frac{1}{2}$ 时,最优概率 $\pi_1^* = \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)}$ 。先观察用户有效隐蔽传输速率约束条件式(37b)和式(37c),将最优概率 π_1^* 分别代入两个约束条件,约束式(37b)显然能够满足,并且由于2.2节中分析得到 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)} > \frac{\tilde{r}_r}{R_{ar}(1-PO_r)}$,可知约束式(37c)同样也能满足。

下一步,根据 $\frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)} > \frac{1}{2}$ 可以得到对Bob传输中断概率的要求为 $PO_b > 1 - \frac{2\tilde{r}_b}{R_{ab}}$ 。那么 P_{\max} 的取值需要满足 $P_{\max} > P_{\max b}^+$,其中 $P_{\max b}^+$ 的定义在前一种情况分析时已给出,结合平均功率约束式(37d),可得 P_{\max} 需满足 $P_{\max b}^+ < P_{\max} < 2P_{\text{ave}}$ 。

接下来考虑目标函数 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 随 P_{\max} 变化情况,此时的 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 表达式为

$$\bar{\xi}^*(\pi_1^*) = \left(1 - \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)}\right) (1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2) \quad (40)$$

在这里,令 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*) = p(P_{\max})q(P_{\max})$,其中 $p(P_{\max}) = 1 - \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)}$, $q(P_{\max}) = 1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2$,这里的 PO_b 和 L_2 均为关于 P_{\max} 的函数。注意到此时的 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 并不是随 P_{\max} 单调变化的函数,当 P_{\max} 增大时, $p(P_{\max})$ 单调减小而 $q(P_{\max})$ 单调增大。因此,在 P_{\max} 需满足的取值范围内可能存在最优的 P_{\max}^* 使得 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 最大,故考虑在此范围内寻找最优的 P_{\max}^* ,表达式为

$$P_{\max b}^{++} = \underset{P_{\max b}^+ < P_{\max} \leq 2P_{\text{ave}}}{\text{maximize}} \left(1 - \frac{\tilde{r}_b}{R_{ab}(1-PO_b)}\right) (1 - L_2^2 + L_2 \ln L_2) \quad (41)$$

综合上述两种情况下的分析,得到使目标函数 $\bar{\xi}^*(\pi_1^*)$ 最大的Roy处人工噪声最大发射功率的最优值 P_{\max}^* ,表达式为:

$$P_{\max}^* = \begin{cases} 2P_{\text{ave}} & P_{\max b}^+ \geq 2P_{\text{ave}} \\ P_{\max b}^{++} & \text{其他} \end{cases} \quad (42)$$

综上所述,本节通过对参数的逐步优化分析,

求解得到各参数的最优值。RIS辅助隐蔽通信系统优化方法总结如下:

(1) 对于任意给定的 π_1 和 P_{\max} ,求解优化问题P1得到最优的 P_{\min}^* ;

(2) 对于任意给定的 P_{\max} ,求解优化问题P1.1得到最优的 π_1^* ;

(3) 求解优化问题P1.2得到最优的 P_{\max}^* 。

优化问题最优解均可通过一维遍历搜索方法得到,其计算复杂度仅取决于搜索步长。

3 数值仿真

本节给出数值仿真结果,并观察所提方案在满足给定用户信息有效传输速率要求的情况下实现系统最优隐蔽性方面的性能。假设Alice、Bob、RIS、Roy和Willie分别位于二维平面内坐标(0,0)、(100,0)、(150,50)、(200,0)和(150,-30)的位置处,单位为m。路径损耗设为 $L(d) = 35.1 + 36.7 \lg(d) - G_t - G_r$,单位为dB,其中 G_t 和 G_r 分别表示发射机和接收机的天线增益,且 $G_t = G_r = 10$ dBi。合法发射机Alice处信号发射功率为 $P_{a \max} = 15$ dBm,用户信号发射功率分配系数为 α 和 $1 - \alpha$ 。其中,隐蔽信号发射功率为 $\alpha P_{a \max}$,公共信号发射功率为 $(1 - \alpha) P_{a \max}$;从Alice到Bob和Roy处预定义的通信速率为 $R_{ab} = R_{ar} = 1$ bit/s/Hz;RIS的反射元件数量为 $N = 100$;Roy处人工噪声平均发射功率为 $P_{\text{ave}} = 12$ dBm且其自干扰消除系数为 $\phi = 0.01$;加性白高斯噪声的方差为 $\sigma_0^2 = -80$ dBm。

图2展示了在Alice处信号发射功率分配系数 α 不同取值的情况下,Bob处隐蔽信息有效传输速率 \tilde{r}_b 的门限要求对 P_{\max}^* 的影响。可以看出,随着 \tilde{r}_b 的增加, P_{\max}^* 首先保持不变,然后逐渐减小,这与式(42)中得到的分析结论一致。此外,当 α 增大,隐蔽信号

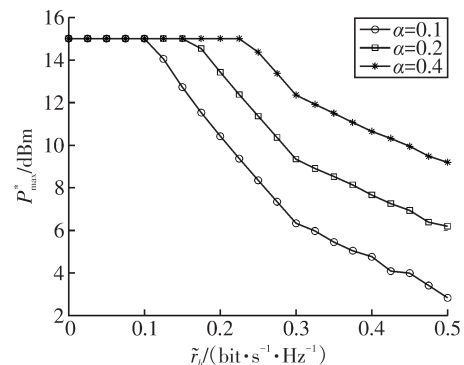


图2 人工噪声最大发射功率最优值 P_{\max}^* 随Bob吞吐量 \tilde{r}_b 要求变化情况

发射功率增加,Bob处吞吐量门限要求确定, P_{\max}^* 的选择可以更大,这意味着对人工噪声发射功率的限制更小。

图3展示了不同功率分配系数 α 下,Willie平均最小检测错误概率 $\bar{\xi}^*$ 随 \tilde{r}_b 变化情况。从图中可以看出,在任意 \tilde{r}_b 要求的情况下,本文所提方案均能实现一定系统隐蔽性。随着 \tilde{r}_b 的增大,系统所能实现的最大隐蔽性先保持不变,然后逐渐减小,整体的变化趋势和拐点位置与Roy处人工噪声最大发射功率最优值的变化情况一致。这是由于本文方案中的系统隐蔽性主要是利用Roy处发射人工噪声引入的友好干扰来实现的,因此系统最大隐蔽性与Roy处人工噪声发射功率的选择关系密切。此外,从图中还可以看出,当 \tilde{r}_b 较小时, α 增大,即隐蔽信号发射功率增大,系统所能实现的隐蔽性降低。

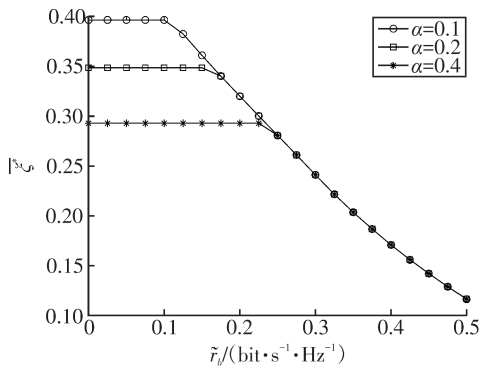


图3 系统隐蔽性 $\bar{\xi}^*$ 随Bob吞吐量要求 \tilde{r}_b 变化情况

图4展示了不同 α 情况下,Alice处隐蔽信息传输的最优先验概率 π_1^* 随 \tilde{r}_b 变化情况。图中0.10-0.40之间是延续的直线,考虑空间分布,用虚线表示进行了折叠。从图中可以看出,给定 α ,在 \tilde{r}_b 的某一门限内,Alice处隐蔽信息传输最优先验概率为 $\pi_1^* = \frac{1}{2}$ 。当吞吐量要求超过一定门限后, \tilde{r}_b 的进一步增大会导致最优先验概率 π_1^* 的增大。结合图2中系统隐蔽性随 P_{\max}^* 变化情况考虑,与其大幅改变 P_{\max}^* ,更优的选择应该是稍微降低 P_{\max}^* ,同时可增加 π_1 以满足吞吐量要求。此外,比较不同 α 取值情况下最优 π_1^* 随 \tilde{r}_b 的变化曲线发现,当 \tilde{r}_b 较大时, α 增大,即隐蔽信号发射功率增大,为满足吞吐量要求所需的隐蔽传输先验概率就减小,以此来平衡吞吐量要求和系统隐蔽性要求带来的限制,实现系统最优性能。

图5展示了给定 \tilde{r}_b 和 α 的情况下,系统隐蔽性 $\bar{\xi}^*$ 随Roy处人工噪声最大发射功率 P_{\max} 变化情况。从图中可以看出,当吞吐量要求 $\tilde{r}_b = 0.1$ 时,Bob处需

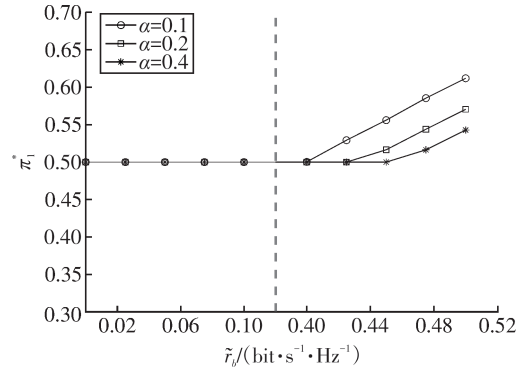


图4 Alice隐蔽信息传输最优先验概率 π_1^* 随 \tilde{r}_b 变化情况

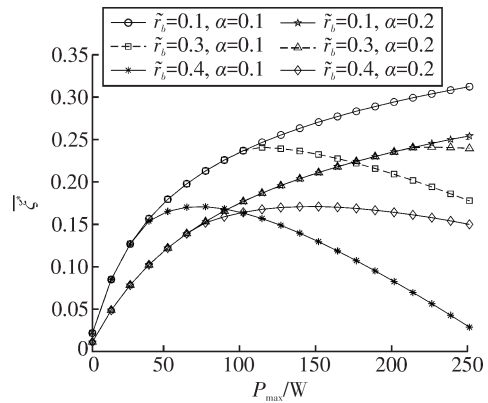


图5 系统隐蔽性 $\bar{\xi}^*$ 随Roy人工噪声最大发射功率 P_{\max} 变化情况

满足隐蔽信息有效传输速率的要求较低,此时, $\bar{\xi}^*$ 随 P_{\max} 的增大而增大,对比不同 α 取值情况下的变化曲线发现更小的 α 系统能够实现更大的隐蔽性。当吞吐量要求 $\tilde{r}_b = 0.3$ 和 0.4 时, $\bar{\xi}^*$ 均随着 P_{\max} 的增大呈现先增大后减小的变化趋势。对比相同 \tilde{r}_b 取值不同 α 取值情况下的变化曲线发现,当 P_{\max} 较小时,更小 α 情况下 $\bar{\xi}^*$ 更大且随 P_{\max} 增大而增大的速度更快;随着 P_{\max} 的增大,更小 α 情况下 $\bar{\xi}^*$ 随 P_{\max} 变化的趋势从增大转为减小的拐点出现得更早,且 $\bar{\xi}^*$ 随 P_{\max} 增大而减小的速度也更快;当 P_{\max} 较大时,更小 α 情况下的 $\bar{\xi}^*$ 更小。这是由于 α 减小,隐蔽信号发射功率较小,有利于实现系统隐蔽性但不利于实现Bob处吞吐量满足门限要求。虽然利用更大的 P_{\max} 可以更好地实现对Willie检测的干扰,但当 α 较小且 \tilde{r}_b 较大时,较大的 P_{\max} 将导致Bob处中断概率的提高,从而使得系统隐蔽性降低,这也同样验证了图2中关于人工噪声最大发射功率最优选择的结果。因此,需要联合设计人工噪声发射功率的最优范围,使得系统能够更好地实现通信隐蔽性和通信质量两方面性能的平衡。

图6展示了不同的人工噪声信号发射功率范围 $[P_{\min}, P_{\max}]$ 条件下,系统隐蔽性 $\bar{\xi}^*$ 随 \bar{r}_b 变化情况。该图中的 $\bar{\xi}^*$ 是 $\alpha = 0.1$ 时,给定 P_{\max} 和 P_{\min} 情况下,求解最优隐蔽信息传输概率 π_1^* 而得到的。从图中可以看出,对于某一给定的人工噪声发射功率范围,随着 Bob 处吞吐量要求的增大, $\bar{\xi}^*$ 均是先保持不变而后逐渐减小。这是由于 Alice 处隐蔽信息传输最优先验概率先保持不变后逐渐增大以满足吞吐量要求,同时逐渐增大的 π_1^* 将使得 Willie 平均最小检测错误概率减小,导致系统隐蔽性降低。此外,在图中比较相同 P_{\max} 不同 P_{\min} 情形发现,对于给定 \bar{r}_b , 更小 P_{\min} 导致更大 $\bar{\xi}^*$, 这与第2节人工噪声最小发射功率最优设计中分析得到的结论一致。比较相同 P_{\min} 不同 P_{\max} 情形发现,当 \bar{r}_b 较小时, $\bar{\xi}^*$ 随着 P_{\max} 的增大而增加,因为大功率人工噪声可对 Willie 检测构成更强的干扰;当 \bar{r}_b 较大时,更大 P_{\max} 却使得 $\bar{\xi}^*$ 更快减小,这是由于更大 P_{\max} 导致为满足吞吐量要求而逐渐增大的最优概率 π_1^* 所需增速更快,因此使得 $\bar{\xi}^*$ 减小的趋势更陡。观察到的这一现象也验证了图2中展示的结果,当 \bar{r}_b 较大时,最优的 P_{\max}^* 将随着 \bar{r}_b 的增大而逐渐减小。最后,当人工噪声发射选择最优的 P_{\max}^* 和 P_{\min}^* 时,所能实现的系统隐蔽性大于其他的人工噪声发射功率范围选择情况,说明本文方案中联合设计最优信息传输概率和最优人工噪声发射功率范围的有效性。

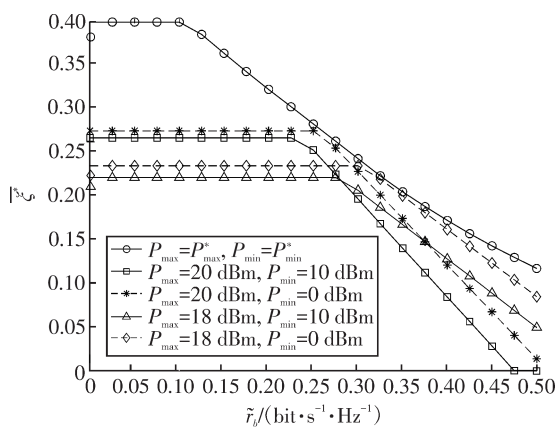


图6 人工噪声发射功率范围 $[P_{\min}, P_{\max}]$ 对系统隐蔽性 $\bar{\xi}^*$ 影响

4 结束语

本文针对 RIS 辅助 NOMA 隐蔽通信系统,提出了一种基于全双工公共用户友好干扰的隐蔽通信方案,通过联合优化隐蔽信息传输概率和友好干扰

功率范围,实现了系统隐蔽性能的提升。利用公共用户全双工接收机发射随机功率人工噪声,替代传统额外干扰设备,在降低硬件成本的同时,通过噪声功率的随机分布特性有效地干扰监测者检测,为隐蔽通信提供了轻量高效的干扰引入机制;通过逐一优化策略,推导得到隐蔽信息传输概率、人工噪声最小和最大发射功率的最优解,证明了联合优化对提升监测者检测错误概率的关键作用。数值仿真验证了方案的可行性,揭示了功率分配系数、吞吐量要求对最优参数的影响规律,为实际系统参数配置提供了量化依据。课题未来研究可进一步拓展至多天线发射机场景,结合波束成形技术优化隐蔽信息传输,或考虑非完美 SIC 条件下的系统性能分析,以推动隐蔽通信技术在复杂无线环境中的实际应用。

参考文献:

- [1] SI J B, LI Z, ZHAO Y, et al. Covert transmission assisted by intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(8): 5394–5408.
- [2] WU C Y, YAN S H, ZHOU X B, et al. Intelligent reflecting surface (IRS)-aided covert communication with warden's statistical CSI[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1449–1453.
- [3] 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.
- [4] WU Y J, CHEN X Y, LIU M Q, et al. IRS-assisted covert communication with equal and unequal transmit prior probabilities[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(5): 2897–2912.
- [5] SHAHZAD K, ZHOU X Y, YAN S H, et al. Achieving covert wireless communications using a full-duplex receiver[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(12): 8517–8530.
- [6] SHAHZAD K, ZHOU X Y, YAN S H. Covert communication in fading channels under channel uncertainty[C]// IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). 2017: 1–5.
- [7] TAO L W, YANG W W, YAN S H, et al. Covert communication in downlink NOMA systems with random transmit power[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(11): 2000–2004.
- [8] WANG M C, YANG W W, LU X B, et al. Channel inversion power control aided covert communications in up-

- link NOMA systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(4): 871–875.
- [9] DUAN Z X, YANG X, XU Q, et al. Covert communication in uplink NOMA systems against a two-phase detector [C]//*IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. 2022: 5516–5521.
- [10] LÜ 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.
- [11] CHENG Y Y, LU J Y, NIYATO D, et al. Performance analysis and power allocation for covert mobile edge computing with RIS-aided NOMA[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2024, 23(5): 4212–4227.
- [12] KANG X Y, LEI H J, YANG L, et al. Active-RIS-aided covert communications in NOMA systems with cooperative jamming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(5): 7436–7440.
- [13] LI X W, TIAN Z F, HE W J, et al. Covert communication of STAR-RIS aided NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(6): 9055–9060.
- [14] XIAO H, HU X Y, ZHENG T X, et al. STAR-RIS assisted covert communications in NOMA systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(4): 5941–5946.
- [15] WANG W, LIU X, TANG J, et al. Beamforming and jamming optimization for IRS-aided secure NOMA networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(3): 1557–1569.
- [16] YUE X W, XIE J, OUYANG C J, et al. Active simultaneously transmitting and reflecting surface assisted NOMA networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 9912–9926.
- [17] HE R R, CHEN J, LI G X, et al. Channel-aware jammer selection and power control in covert communication [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 73(2): 2266–2279.
- [18] HE R R, LI G X, CHEN J, et al. Joint power and beamformer optimization in multi-antenna relay covert system: exploiting public users as shelter[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(1): 385–400.
- [19] HE R R, LI G X, CHEN J, et al. When the warden does not know transmit power: detection performance analysis and covertness strategy design[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(6): 3184–3198.
- [20] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394–5409.
- [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] SUN L L, XU T Z, YAN S H, et al. On resource allocation in covert wireless communication with channel estimation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(10): 6456–6469.
- [23] DING Z G, SCHÖBER R, POOR H V. On the impact of phase shifting designs on IRS-NOMA[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1596–1600.

(责任编辑:李小溪)