

EL-RIS 赋能的混合多播-单播隐蔽通信

吕 璐^{1,2}, 梁启辉^{2*}, 冯云鹏¹, 杨 龙¹, 管新荣³

(1. 西安电子科技大学通信工程学院, 陕西西安 710071; 2. 西安电子科技大学广州研究院, 广东广州 510555;
3. 中国人民解放军陆军工程大学通信工程学院, 江苏南京 210007)

摘 要: 为了克服智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)辅助的隐蔽通信系统中信号的“双重衰落”和能量泄露问题,本文提出了超大规模RIS(Extremely Large-scale RIS, EL-RIS)赋能的混合多播-单播隐蔽通信系统. EL-RIS凭借其巨大的阵列规模,显著扩展了通信的近场区域,有效提升了用户的信道增益,并为隐蔽通信引入了距离自由度,显著减少了泄露在窃听者处的信号能量. 多播信号用于向多个用户广播公共信息,其发射功率服从均匀分布,形成功率不确定性,单播信号承载着用户的隐蔽信息,多播信号可以为单播信号的隐蔽传输提供“掩护”,混淆窃听者的检测,有效提高隐蔽通信速率. 通过EL-RIS在用户位置处实现能量聚焦,同时抑制在窃听者处的能量泄露. 为了最大化该隐蔽通信系统的性能,构建了一个联合优化基站波束成形和EL-RIS反射系数的非凸优化问题,在确保隐蔽性和多播信号成功解码的前提下,最大化用户隐蔽和速率,提出一种高效的交替优化(Alternating Optimization, AO)算法框架,将原问题解耦为基站波束成形设计和EL-RIS反射系数设计两个子问题,采用加权最小均方误差算法(Weight Minimum Mean Square Error, WMMSE)对目标函数进行重构,将非凸约束转化为二阶锥(Second-Order Cone, SOC)的形式,并进一步表示为线性矩阵不等式(Linear Matrix Inequality, LMI),降低优化问题的复杂度. 在EL-RIS反射系数设计中,其单元模值约束导致问题非凸且难以求解. 为此,本文提出了基于交替方向乘法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM)的低复杂度算法,通过引入辅助变量,将原问题解耦,进而构建增广拉格朗日函数,将问题分解为多个易于求解的子问题,提升算法效率. 仿真结果表明,所提方案的隐蔽通信速率显著优于基准方案,单播信号能量可在用户位置处实现能量聚焦,在近场信道模型下,通过EL-RIS实现的波束聚焦可使隐蔽和速率比远场模型提高57%,增加EL-RIS单元数量可进一步扩展近场区域,增强波束聚焦效果,提升通信系统对于窃听者位置变化的稳健性,在极端窃听场景下,系统仍能维持较高的隐蔽通信速率.

关键词: 隐蔽通信;超大规模智能超表面;混合多播-单播传输;近场通信;加权最小均方误差

基金项目: 国家自然科学基金(No.62271368, No.62171461);中央高校基本科研业务费(No.QTZX23066);陕西省创新能力支撑计划(No.2024RS-CXTD-01);陕西省重点研发计划(No.2023-ZDLGY-50)

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2025)11-3932-11

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

DOI: 10.12263/DZXB.20250532

EL-RIS Empowered Multicast-Unicast Covert Communication

LÜ Lu^{1,2}, LIANG Qi-hui^{2*}, FENG Yun-peng¹, YANG Long¹, GUAN Xin-rong³

(1. School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Guangzhou Institute of Technology, Xidian University, Guangzhou, Guangdong 510555, China;

3. School of Telecommunications Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

Abstract: This paper proposes an extremely large-scale reconfigurable intelligent surface (EL-RIS)-empowered hybrid multicast-unicast covert communication system to overcome the “double-fading” effect and energy leakage issues in conventional RIS-assisted systems. By leveraging its massive array scale, the EL-RIS significantly expands the near-field region. This expansion not only enhances the user channel gain but also introduces a distance-degree of freedom for covert communication, thereby substantially reducing the signal energy leakage to the eavesdropper. The multicast signal is used to broadcast public information to multiple users, with its transmit power following a uniform distribution, creating power uncertainty, while the unicast signal carries the users’ covert information. The multicast signal can provide a “cover” for the covert transmission of the unicast signal, confusing the eavesdropper’s detection and effectively improving the covert rate.

Energy focusing is achieved at the user locations via EL-RIS, while energy leakage at the eavesdropper is suppressed. To maximize the system's performance, we formulate a non-convex optimization problem that jointly designs the base station beamforming and the EL-RIS reflection coefficients. Aiming to maximize the users' covert sum rate under the constraints of covertness and successful multicast signal decoding. An efficient alternating optimization (AO) algorithm is proposed, which decouples the original problem into two subproblems base station beamforming optimization and EL-RIS reflection coefficient optimization. The weighted minimum mean square error (WMMSE) algorithm is employed to reformulate the objective function, transforming the non-convex constraints into second-order cone (SOC) forms, and further representing them as linear matrix inequalities (LMI), thereby reducing the complexity of the optimization problem. For the design of EL-RIS reflection coefficients, the unit-modulus constraints render the problem non-convex and computationally challenging. To address this, a low-complexity algorithm based on the alternating direction method of multipliers (ADMM) is proposed. By introducing auxiliary variables, the original problem is decoupled. Subsequently, an augmented Lagrangian function is constructed to decompose the problem into multiple tractable subproblems, thereby enhancing the algorithm's computational efficiency. Simulation results demonstrate that the proposed scheme significantly outperforms benchmark schemes in terms of covert communication rate, unicast signal energy can achieve focusing at the user locations. Under the near-field channel model, the beam focusing realized by EL-RIS improves the covert sum rate by 57% compared to the far-field model. Increasing the number of EL-RIS units can further extend the near-field region, enhance the beam focusing effect, and improve the communication system's robustness against changes in the eavesdropper's location. Even in extreme eavesdropping scenarios, the system can maintain a high covert communication rate.

Key words: covert communication; extremely large-scale reconfigure intelligent surface; hybrid multicast-unicast transmission; near field communication; weight minimum mean square error

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62271368, No.62171461); Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.QTZX23066); Shaanxi Innovation Capability Support Program (No.2024RS-CXTD-01); Key Research and Development Program of Shaanxi Province (No.2023-ZDLGY-50)

1 引言

信息安全一直是无线通信中的一个关键问题. 传统的加密技术旨在保护信息内容, 物理层安全技术利用无线信道的噪声和衰落特性提升安全性^[1], 但都无法隐藏通信行为本身. Bash 等人^[2]首次提出在加性高斯白噪声信道下, 合法用户在 n 个时隙内最多能向目标用户可靠且隐蔽地传输 $\mathcal{O}(\sqrt{n})$ 比特的信息, 这为隐蔽通信的研究提供了理论基础. 现有的隐蔽通信实现的手段包括利用环境信号充当掩体和降低通信信号能量泄露, 文献[3]研究了噪声不确定性对于窃听者检测影响, 推导出了利用噪声不确定性实现的隐蔽通信的正可达速率. 文献[4]研究了利用协作节点主动发送干扰信号混淆窃听者, 提高隐蔽通信性能. 文献[5]研究了信道系数不变的慢衰落信道下有限块长隐蔽通信的可达速率. 文献[6]证明在均值功率约束下, 高斯信号是最大化信息传输速率同时最优隐蔽性的发射信号形式.

现有工作主要是利用环境噪声、公共信号和人工干扰来充当隐蔽通信掩体. 文献[7]利用接收端的噪声不确定性和信道不确定性为隐蔽信号提供环境掩体, 使窃听者难以准确检测到隐蔽信号的存在. 文献[8]提出在非正交多址接入场景下, 可以将公共用户的通信信号作为隐蔽通信信号的“掩体”, 利用其广播特性混淆窃听者, 提高隐蔽通信性能. 多播是一种常见的广播

方式, 它允许基站同时向一组用户传输相同的信息, 以节省带宽资源; 而单播则用于满足不同用户的个性化业务需求, 向其传输特定信息. 文献[9]研究了反向散射非正交多址框架下的多播-单播策略, 通过功率分配系数和反向散射系数提升用户接收信号质量. 受多播-单播特性的启发, 针对现有的隐蔽通信系统, 可设置多播信号的功率在预设范围内随机波动, 其广播特性为隐蔽信号提供了天然的“掩体”, 窃听者 Willie 难以区分接收到的信号是多播信号, 还是叠加了特定用户的单播信息.

智能超表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 作为现有隐蔽通信系统中常用的降低通信信号能量泄露的手段, 其由大量低成本、无源的反射单元构成, 每个单元可通过控制器调整入射信号的相位, 从而重塑无线信道环境^[10]. 文献[11]使用 RIS 辅助隐蔽通信, 提高合法用户的接收信号质量, 并利用产生的相移不确定性混淆窃听者的检测, 同时在窃听者方向形成零陷区域, 提升隐蔽性. 然而 RIS 的性能潜力面临着“双重衰落”的影响^[12], 使得其对于隐蔽通信的性能提升有限, 为克服这个问题, 文献[13]提出使用有源 RIS 来辅助隐蔽通信, 因为有源 RIS 具有放大反射信号幅度的特性, 对于克服“双重衰落”具有帮助, 而且有源 RIS 自身的热噪声也会进一步混淆窃听者. 文献[14]研究了全向可重构智能表面辅助下的隐蔽通信, 验证了通过改

变全向反射面发射和反射组件的不同比例可以提高系统的隐蔽速率. 文献[15]提出使用超大规模 RIS (Extremely Large-scale RIS, EL-RIS) 辅助下的单用户通信, 由于庞大的反射单元数量, 显著扩展了通信的近场区域, 当用户处于 EL-RIS 的近场区域时, 电磁波呈现球面波传播, 通信波束具有聚焦特性, 为隐蔽通信提供了距离自由度, 使能量汇聚在合法用户处, 同时减少泄露到窃听者处的能量.

基于现有的研究工作, 本文提出了一种 EL-RIS 赋能的多播-单播隐蔽通信波束设计方案, 主要创新点和研究工作总结如下:

(1) 针对传统 RIS 辅助隐蔽通信中的“双重衰落”问题, 创新性地提出了基于 EL-RIS 的近场混合多播-单播传输架构, 利用 EL-RIS 超大规模阵列的近场波束聚焦特性同时服务多个合法用户, 在提升用户信道增益的同时, 为隐蔽通信引入距离自由度, 显著降低在窃听者处的能量泄露. 通过设计多播信号的功率随机变化, 为单播隐蔽传输提供“掩体”, 有效混淆窃听者的检测.

(2) 以最大化隐蔽通信和速率为目标, 构建了联合优化基站波束成形和 EL-RIS 反射系数的非凸优化问题. 针对该问题的复杂性, 提出了一种高效的交替优化 (Alternating Optimization, AO) 框架, 使用加权最小均方误差 (Weight Minimum Mean Square Error, WMMSE) 算法重构目标函数, 将非凸约束转化为二阶锥 (Second-Order Cone, SOC) 形式, 并进一步重构为线性矩阵不等式 (Linear Matrix Inequality, LMI), 降低了计算复杂度. 针对 EL-RIS 的模一约束, 设计了交替方向乘子法 (Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM) 方案, 显著提升了算法效率.

(3) 通过系统仿真验证了所提方案的优越性能, 结果表明: 与远场信道模型相比, 近场波束聚焦可以使隐蔽和速率提升 57%; 增加 EL-RIS 单元数量可有效抵抗窃听者位置变化的影响, 即使在严格的隐蔽约束下, 系统仍然能保持较高的隐蔽速率.

为便于阅读, 表 1 给出了主要数学符号及其定义. 除非特别说明, 标量用小写正体字母表示, 向量和矩阵分别用粗体小写和大写字母表示.

2 系统模型及方案设计

2.1 系统模型

考虑一个 EL-RIS 辅助的多用户隐蔽通信系统, 系统模型如图 1 所示. 该系统由一个配备 N 个天线的基站 Alice、一个配备 M 个反射单元的 EL-RIS、一个配备 N_w 个天线窃听者 Willie 和 K 个单天线用户构成, Willie

表 1 符号及定义

符号	含义说明
\mathbf{G}	从基站到 EL-RIS 的信道矩阵
\mathbf{h}_k	EL-RIS 到第 k 个用户的信道向量
\mathbf{H}	EL-RIS 到所有用户的信道矩阵
\mathbf{h}_{rw}	EL-RIS 到窃听者 Willie 信道向量
L_p	信道路径数量
$\boldsymbol{\Theta}$	RIS 的反射系数矩阵
\mathbf{w}_0	多播信号的预编码向量
\mathbf{w}_k	第 k 个用户单播信号预编码向量

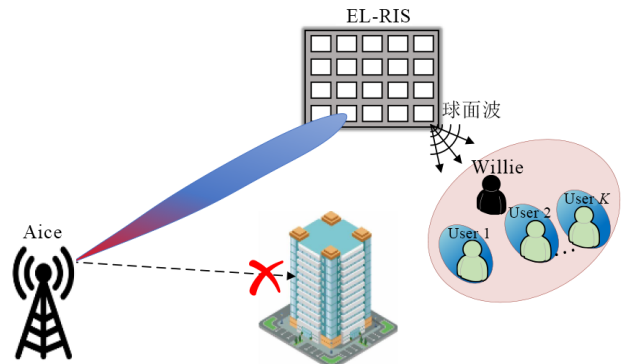


图 1 系统模型

企图检测 Alice 和用户之间的秘密通信行为. EL-RIS 反射单元集合表示为 $\mathcal{M} = \{1, 2, \dots, M\}$, 用户集合表示为 $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$. 由于直射链路的阻塞, Alice 和用户无法建立直接的联系. 假设所有的无线信道都经历了准静态的块衰落和基于距离的路径损耗, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示 Alice 到 EL-RIS 之间的信道矩阵, 采用远场信道模型如式(1)所示:

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{\chi NM}{L_p}} \sum_{i=1}^{L_p} \alpha_i \mathbf{a}_{\text{ULA}}(\vartheta_r^i) \mathbf{a}_{\text{ULA}}^H(\vartheta_t^i) \quad (1)$$

其中, L_p 为信号路径的数量; χ 为平均路径损耗; α_i 是第 i 条路径的复信道增益, 该增益包含第 i 条路径的幅度衰减和相位偏移; ϑ_r^i 表示到达 EL-RIS 的方位角, ϑ_t^i 表示从 Alice 发射信号的角度. $\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\vartheta_r^i)$ 和 $\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\vartheta_t^i)$ 可分别表示为 EL-RIS 和 Alice 的阵列向量, 其中, d 为天线间距, λ 为信号波长. 一般来说, 近场和远场的边界可以由瑞利距离 $2D^2/\lambda$ 确定, 其中, D 为天线尺寸, 系统模型中 EL-RIS 的反射单元 M 足够大, 假设用户和窃听者都在其产生的近场范围以内. EL-RIS 到 K 个用户间的信道矩阵表示为 \mathbf{H} , 其中 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times M}$; EL-RIS 到 Willie 之间的信道向量表示为 \mathbf{h}_{rw} , 其中 $\mathbf{h}_{rw} \in \mathbb{C}^{N_w \times M}$. \mathbf{H} 和 \mathbf{h}_{rw} 采用近场信道模型, EL-RIS 到第 k 个用户间的信道 \mathbf{h}_k 以及到窃听者第 n 根天线间的信道 $\mathbf{h}_{rw,n}$ 表示为

$$\mathbf{h}_k = \left(\frac{1}{\sqrt{M}} \right) \begin{bmatrix} \chi_{k,1} e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{k,1}-r_k)}, \chi_{k,2} e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{k,2}-r_k)}, \dots, \\ \chi_{k,M} e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{k,M}-r_k)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{h}_{rw,n} = \left(\frac{1}{\sqrt{M}} \right) \begin{bmatrix} \chi_{rw,n,1} e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{rw,n,1}-r_k)}, \chi_{rw,n,2} e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{rw,n,2}-r_k)}, \dots, \\ \chi_{rw,n,M} e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{rw,n,M}-r_k)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, r_k 是 EL-RIS 中心到用户 k 天线阵列参考点的距离, $r_{k,m}$ 是 EL-RIS 第 m 个单元到用户 k 的距离, $r_{rw,n,m}$ 是 EL-RIS 第 m 个单元到窃听者第 n 根天线的距离, $\chi_{k,m} = c/4\pi fr_{k,m}$ 是 EL-RIS 第 m 个元素到第 k 个用户间的自由空间大尺度路径损耗, $\chi_{rw,n,m} = c/4\pi fr_{rw,n,m}$ 是 EL-RIS 第 m 个元素到窃听者第 n 根天线的自由空间大尺度路径损耗. 假设 EL-RIS 第 m 个单元的坐标为 $[nd, 0]$, 第 k 个用户的位置为 $[r \cos \theta, r \sin \theta]$, 二者之间的距离为

$$r_{k,m} = \sqrt{r^2 + n^2 d^2 - 2rnd \cos \theta} \quad (3)$$

EL-RIS 的反射系数矩阵定义为对角矩阵 $\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M})$, 假设 Alice 知道 \mathbf{G} 和 \mathbf{H} 的瞬时信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 以及 \mathbf{h}_{rw} 的统计 CSI, 同时 Willie 也知道 \mathbf{h}_{rw} 和 $\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G}$ 的瞬时 CSI, 可以利用 Alice 发送的导频进行估计, 这是从隐蔽通信设计角度的最坏情况考虑的.

2.2 多播-单播传输方案

Alice 采用混合多播-单播的传输方式, 将 K 个用户相同的信息编码到多播信号 s_0 中, 隐蔽信息则被分别编码到单播信号 $[s_1, s_2, \dots, s_K]^T$ 中, Willie 的目标是窃听发给用户的隐蔽信号, 总的传输信号 $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_K]^T$ 满足 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^T\} = \mathbf{I}$, 使用线性预编码器 $\mathbf{w} = [\sqrt{P_c} \mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K]$ 对所有数据进行预编码, 其中 $\sqrt{P_c} \mathbf{w}_0 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是多播信号的预编码向量, P_c 作为多播信号的功率, 服从均匀分布, 其概率密度函数为

$$f_{P_c}(x) = \frac{1}{P_{c,\max} - P_{c,\min}}, x \in [P_{c,\min}, P_{c,\max}] \quad (4)$$

选择均匀分布主要是因为实际通信系统中, 发射功率通常有一个明确的界限, 而均匀分布天然地支持在一个有限区间内均匀随机选择功率值, 而高斯分布可能产生无限大的功率值, 这在工程实现中不可行^[16]. 多播信号功率均匀分布使得 Willie 很难预测每一时刻的发射功率, 从而最大化其检测的不确定性, 同时, 该假设也能够简化 Willie 最小检测错误概率闭式解的推导过程.

$\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是用户 k 单播信号的预编码向量, 因此 Alice 处发射信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \sqrt{P_c} \mathbf{w}_0 s_0 + \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j s_j \quad (5)$$

此外, 发射功率需要满足式(6):

$$\mathbb{E}\{P_c\} + \sum_{j=1}^K \|\mathbf{w}_j\|^2 \leq P_a^{\max} \quad (6)$$

其中, P_a^{\max} 表示 Alice 处最大发射功率预算.

在 EL-RIS 辅助下, 第 k 个用户的接收信号表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \quad (7)$$

其中, \mathbf{n}_k 为第 k 个用户处的加性高斯白噪声, 满足 $\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$. 每个用户首先通过将所有的多播信号当作干扰来解码多播信号, 用户 k 解码多播信号 s_0 的速率为

$$R_{c,k} = \log_2 \left(1 + \frac{P_c |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_0|^2}{\sum_{j=1}^K |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2} \right) \quad (8)$$

在解码多播信号 s_0 后, 每个用户通过连续干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 去除 s_0 并解码自己的信号, 可以得出用户 k 解码单播信号的速率为

$$R_{p,k} = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2} \right) \quad (9)$$

其中, $R_{p,k}$ 为用户 k 的可达隐蔽速率.

为保证用户 k 处使用 SIC 成功解码, 需要满足式(10):

$$\Pr(R_{c,k} \geq R_{\min}) \geq \gamma, \forall k \in \mathcal{K} \quad (10)$$

假设当 $P_c = P_{c,\max}$ 时需要满足 $R_{c,k} \geq R_{\min}$, 可推出 $v P_{c,\max} |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_0|^2 \geq \sum_{j=1}^K |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2$, 式(10)进一步可以化简为

$$v \left[(1-\gamma) P_{c,\max} + \gamma P_{c,\min} \right] |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_0|^2 \geq \sum_{j=1}^K |\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2, \quad \forall k \in \mathcal{K} \quad (11)$$

其中, $v = 1/(2^{R_{\min}} - 1)$, 上述约束为 SOC 形式, 可将其进一步重构为 LMI 形式^[17], 如式(12)所示:

$$\begin{pmatrix} \sqrt{v\kappa_1} X_0 & \mathbf{X}^H \\ \mathbf{X} & \sqrt{v\kappa_1} X_0^* \mathbf{I}_{K+1} \end{pmatrix} \geq 0, \quad \forall k \in \mathcal{K} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{X}^H = [\mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_1, \mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_K, \sigma_k]$, $X_0 = \mathbf{h}_k \Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_0$, $\kappa_1 = (1-\gamma) P_{c,\max} + \gamma P_{c,\min}$.

2.3 隐蔽需求分析

理论上 Willie 最优检测方式应为似然比检验,但其要求已知所有信号的精确分布,这对于 Willie 而言是难以获得的先验信息,实际是很难实现的. 在隐蔽通信的框架下,能量检测模型简单,便于理论分析,能够推导出闭合表达式,便于系统优化. 所以在系统模型中,窃听者 Willie 的检测方式采用能量检测,其接收信号对应两个假设检验,如式(13)所示:

$$\begin{cases} \mathbf{y}_w = \mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \sqrt{P_c} \mathbf{w}_0 s_0 + \mathbf{n}_w, & \mathcal{H}_0 \\ \mathbf{y}_w = \mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{n}_w, & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (13)$$

其中, \mathcal{H}_0 表示仅存在多播信号, \mathcal{H}_1 表示 Alice 和用户之间存在隐蔽通信行为, Willie 在两种假设下的接收功率分别为

$$\begin{cases} P_w = P_c \Delta_0 + N_w \sigma_w^2, & \mathcal{H}_0 \\ P_w = P_c \Delta_0 + \sum_{j=1}^K \Delta_j + N_w \sigma_w^2, & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\Delta_0 = \|\mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{w}_0\|^2$, $\Delta_j = \|\mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{w}_j\|^2$, Willie 检测虚警概率记为 P_{FA} , Willie 检测漏检概率记为 P_{MD} ,如式(15)所示:

$$\begin{aligned} P_{FA} &= \Pr(P_c \Delta_0 + N_w \sigma_w^2 > \Gamma) \\ P_{MD} &= \Pr\left(P_c \Delta_0 + \sum_{j=1}^K \Delta_j + N_w \sigma_w^2 < \Gamma\right) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, Γ 为检测门限. 具体地,虚警概率 P_{FA} 可表示为

$$P_{FA} = \begin{cases} 1, & \Gamma \in (0, N_w \sigma_w^2) \\ 1 - \frac{\Gamma - N_w \sigma_w^2 - P_{c,\min} \Delta_0}{(P_{c,\max} - P_{c,\min}) \Delta_0}, & \Gamma \in (N_w \sigma_w^2, P_{c,\max} \Delta_0 + N_w \sigma_w^2) \\ 0, & \Gamma \in (P_{c,\max} \Delta_0 + N_w \sigma_w^2, +\infty) \end{cases} \quad (16)$$

漏检概率 P_{MD} 可表示为

$$P_{MD} = \begin{cases} 0, & \Gamma \in (0, X_1) \\ \frac{\Gamma - X_1}{(P_{c,\max} - P_{c,\min}) \Delta_0}, & \Gamma \in (X_1, X_2) \\ 1, & \Gamma \in (X_2, +\infty) \end{cases} \quad (17)$$

为简化,其中 $X_1 = P_{c,\min} \Delta_0 + \sum_{j=1}^K \Delta_j + N_w \sigma_w^2$, $X_2 =$

$$P_{c,\max} \Delta_0 + \sum_{j=1}^K \Delta_j + N_w \sigma_w^2.$$

Willie 的错误检测概率可以表示为

$$\xi = P_{FA} + P_{MD} \quad (18)$$

当 $P_{c,\max} \Delta_0 + N_w \sigma_w^2 > X_1$ 时,可以保证多播信号的不确定性对窃听者的检测造成混淆效果,Willie 的错误检测概率可表示为

$$\xi = \begin{cases} 1 - \frac{\sum_{j=1}^K \Delta_j}{(P_{c,\max} - P_{c,\min}) \Delta_0}, & \Gamma \in (X_1, P_{c,\max} \Delta_0 + N_w \sigma_w^2) \\ \frac{\Gamma - X_1}{(P_{c,\max} - P_{c,\min}) \Delta_0}, & \Gamma \in (P_{c,\max} \Delta_0 + N_w \sigma_w^2, X_2) \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

在区间 $[P_{c,\max} \Delta_0 + N_w \sigma_w^2, X_2]$ 内, ξ 随着 Γ 单调递增,因此 Willie 的最小错误检测概率 ξ^* 可表示为

$$\xi^* = 1 - \frac{\sum_{j=1}^K \Delta_j}{(P_{c,\max} - P_{c,\min}) \Delta_0} \quad (20)$$

结合隐蔽约束 $\xi^* \geq 1 - \varepsilon$,可推导出式(21):

$$\sum_{j=1}^K \Delta_j - \varepsilon (P_{c,\max} - P_{c,\min}) \Delta_0 < 0 \quad (21)$$

上述约束同样为 SOC,可将其重构为 LMI 的形式,如式(22)所示:

$$\begin{pmatrix} \kappa_2 \mathbf{Y}_0 \mathbf{I}_{N_w} & \mathbf{Y}^H \\ \mathbf{Y} & \kappa_2 \mathbf{Y}_0^* \mathbf{I}_K \end{pmatrix} \geq 0 \quad (22)$$

其中, $\mathbf{Y}^H = [\mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{w}_1, \mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{w}_K]$, $\mathbf{Y}_0 = \mathbf{h}_{rw} \mathbf{O} \mathbf{G} \mathbf{w}_0$, $\kappa_2 = \varepsilon (P_{c,\max} - P_{c,\min})$.

3 隐蔽通信系统联合波束成形设计

3.1 问题构造

通过满足隐蔽性条件下,联合优化 Alice 的波束成形以及 EL-RIS 的相移系数矩阵来最大化所有用户可达和速率,优化问题可以构建为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_1: \max_{\boldsymbol{\theta}, \mathbf{w}} \quad & \sum_{j=1}^K R_{p,j} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{C}_1: (6), (12), (22) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\mathbf{C}_2: |\boldsymbol{\theta}_m| = 1, \forall m \in \mathcal{M}$$

约束 \mathbf{C}_2 是 EL-RIS 相移系数的模一约束. 由于复杂耦合变量 \mathbf{w} 和 $\boldsymbol{\theta}$, 以及非凸目标函数的存在,所形成的优化问题 \mathbf{P}_1 是非凸的. 直接求解问题 \mathbf{P}_1 具有较高的挑战性和复杂度,为解决该优化问题,采用交替优化算法对变量 \mathbf{w} 和 $\boldsymbol{\theta}$ 解耦,进而联合优化 Alice 波束成形以及 EL-RIS 的反射系数矩阵,直至收敛.

3.2 WMMSE 重构

优化问题 \mathbf{P}_1 通过联合优化 Alice 处的波束成形以及 EL-RIS 的相移系数矩阵来最大化用户隐蔽和速率. 由于 EL-RIS 天线阵列规模极大,传统基于半正定松弛的优化方法计算复杂度极高,因此这里引入 WMMSE 方法对 $R_{p,k}$ 进行重构^[18].

引入波束成形接收器 $\mathbf{g}_p = [g_{p,1}, g_{p,2}, \dots, g_{p,K}]$ 分别用于估计单播信号 $[s_1, s_2, \dots, s_K]$, 则第 k 个用户估计单播信号 s_k 均方误差 (Mean Squared Error, MSE) $\varepsilon_{p,k}$ 可以表示为

$$\mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{g}_{p,k} \left[\mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} (\mathbf{x} - \sqrt{P_c} \mathbf{w}_0 s_0) + \mathbf{n}_k \right] - s_k \right|^2 \right\} \quad (24)$$

由于 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^T\} = \mathbf{I}$, 假设多播信号 s_0 、单播信号 s_k 、噪声信号 \mathbf{n}_k 之间互相正交, 则上式可化简为

$$\varepsilon_{p,k} = \left| \mathbf{g}_{p,k} \right|^2 \left(\sum_{j=1}^K \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 + \sigma_k^2 \right) - 2\Re \left\{ \mathbf{g}_{p,k} \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_k \right\} + 1 \quad (25)$$

用户 k 的最优波束成形接收器可由 $\varepsilon_{p,k}$ 的最小化均方误差 (Minimize Mean Squared Error, MMSE) 得到, 令 $\partial \varepsilon_{p,k} / \partial \mathbf{g}_{p,k} = 0$, 可估计出信号 s_k 的最优波束成形器 $\mathbf{g}_{p,k}^{\text{MMSE}}$, 如式 (26) 所示:

$$\mathbf{g}_{p,k}^{\text{MMSE}} = \frac{\mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1}^K \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 + \sigma_k^2} \quad (26)$$

将 $\mathbf{g}_{p,k}^{\text{MMSE}}$ 代入 $\varepsilon_{p,k}$, 可得:

$$\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}} = \min_{\mathbf{g}_{p,k}} \varepsilon_{p,k} = \frac{\sum_{j \neq k} \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 + \sigma_k^2}{\sum_{j=1}^K \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 + \sigma_k^2} \quad (27)$$

基于上述表达式, 第 k 个用户解码信号 s_k 的信干噪比可表示为

$$\gamma_{p,k} = \frac{1}{\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}}} - 1 \quad (28)$$

$R_{p,k}$ 可表示为

$$R_{p,k} = -\log_2 \left(\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}} \right) \quad (29)$$

然后, 引入正权重 $p_{p,k}$, 解码信号 s_k 的加权均方误差 (Weight Mean Squart Error, WMSE) 可表示为

$$L_{p,k} = p_{p,k} \varepsilon_{p,k} - \log_2 (p_{p,k}) \quad (30)$$

令 $\partial L_{p,k} / \partial p_{p,k} = 0$, 分别得到最优权重因子 $p_{p,k}^{\text{MMSE}} = (\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}} \ln 2)^{-1}$, 将 $p_{p,k}^{\text{MMSE}}$ 、 $\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}}$ 代入, 可建立单播信号速率和 WMMSE 之间的关系如式 (31) 所示:

$$L_{p,k}^{\text{MMSE}} = \min_{p_{p,k}, \varepsilon_{p,k}} L_{p,k} = \varphi - R_{p,k} \quad (31)$$

其中, $\varphi = 1 / \ln 2 - \log_2 \ln 2$.

由 $R_{p,k}$ 与 WMMSE 之间的等价关系, 问题 P_1 可以等效转换为如式 (32) 所示:

$$\begin{aligned} P_2: & \min_{\mathbf{p}, \mathbf{g}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{w}} \sum_{j=1}^K L_{p,j}(\mathbf{p}, \mathbf{g}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{w}) \\ \text{s.t. } & C_1: (6), (12), (22) \\ & C_2: |\boldsymbol{\Theta}_m| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (32)$$

其中, $\mathbf{p} = [p_{p,1}, p_{p,2}, \dots, p_{p,K}]$, $\mathbf{g} = [g_{p,1}, g_{p,2}, \dots, g_{p,K}]$.

3.3 Alice 波束成形设计

给定 EL-RIS 反射矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$, Alice 的波束成形设计可以构建为如式 (33) 所示子问题:

$$\begin{aligned} P_{2-1}: & \min_{\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{w}} \sum_{j=1}^K L_{p,j}(\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{w}) \\ \text{s.t. } & C_1: (6), (12), (22) \end{aligned} \quad (33)$$

问题 P_{2-1} 可拆分为如下两个步骤进行迭代更新:

(1) 更新 \mathbf{w} : 当 \mathbf{p}, \mathbf{g} 固定时, 优化问题可表示为

$$\begin{aligned} P_{2-2}: & \min_{\mathbf{w}} \sum_{j=1}^K L_{p,j}(\mathbf{w}) \\ \text{s.t. } & C_1: (6), (12), (22) \end{aligned} \quad (34)$$

上述优化问题为凸问题, 可使用凸优化工具箱 CVX 求解.

(2) 更新 \mathbf{g}, \mathbf{p} : 当 \mathbf{w} 固定时, 基于 3.2 节的推导, 第 k 个用户波束成形接收器的最优解可表示为

$$\mathbf{g}_{p,k}^* = \frac{\mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1}^K \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 + \sigma_k^2} \quad (35)$$

基于 3.2 节的推导, 第 k 个用户 \mathbf{g} 的最优解可表示为

$$p_{p,k}^* = \left(\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}} \ln 2 \right)^{-1} \quad (36)$$

3.4 EL-RIS 反射系数设计

对于固定的 \mathbf{w} , 基于问题 P_1 , EL-RIS 反射系数设计可以构建如下子问题:

$$\begin{aligned} P_{3-1}: & \min_{\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{u}} \sum_{j=1}^K L_{p,j}(\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{u}) \\ \text{s.t. } & C_1: (12), (22) \\ & C_2: |\mathbf{u}_m| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (37)$$

其中, $\mathbf{u} = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M}]$, 对于信号功率表达式可进一步做如下转化, 如式 (38) 所示:

$$\begin{aligned} \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_0 \right|^2 &= \left| \mathbf{u} \text{diag}(\mathbf{h}_k) \mathbf{G} \mathbf{w}_0 \right|^2 = \mathbf{u} \mathbf{A}_{k,0} \mathbf{A}_{k,0}^H \mathbf{u}^H \left| \mathbf{h}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 \\ &= \left| \mathbf{u} \text{diag}(\mathbf{h}_k) \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 = \mathbf{u} \mathbf{A}_{k,j} \mathbf{A}_{k,j}^H \mathbf{u}^H \left| \mathbf{h}_{r_w} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 \\ &= \left| \mathbf{u} \text{diag}(\mathbf{h}_{r_w}) \mathbf{G} \mathbf{w}_j \right|^2 = \mathbf{u} \mathbf{A}_{w,j} \mathbf{A}_{w,j}^H \mathbf{u}^H \end{aligned} \quad (38)$$

其中, $\mathbf{A}_{k,0} = \text{diag}(\mathbf{h}_k) \mathbf{G} \mathbf{w}_0$, $\mathbf{A}_{k,j} = \text{diag}(\mathbf{h}_k) \mathbf{G} \mathbf{w}_j$, $\mathbf{A}_{w,j} = \text{diag}(\mathbf{h}_{r_w}) \mathbf{G} \mathbf{w}_j$. 式 (12) 和式 (22) 可进一步重构为

$$\begin{pmatrix} \kappa_1 \mathbf{X}_0 & \bar{\mathbf{X}}^H \\ \bar{\mathbf{X}} & \kappa_1 \mathbf{X}_0^* \mathbf{I}_{K+1} \end{pmatrix} \geq 0, \forall k \in \mathcal{K} \quad (39)$$

$$\begin{pmatrix} \kappa_2 \mathbf{Y}_0 \mathbf{I}_{N_w} & \bar{\mathbf{Y}}^H \\ \bar{\mathbf{Y}} & \kappa_2 \mathbf{Y}_0^* \mathbf{I}_K \end{pmatrix} \geq 0 \quad (40)$$

上述约束中, $\bar{\mathbf{X}}^H = [\mathbf{A}_{k,1}^H \mathbf{u}^H, \mathbf{A}_{k,2}^H \mathbf{u}^H, \dots, \mathbf{A}_{k,K}^H \mathbf{u}^H, \sigma_k]$, $\mathbf{X}_0 = \mathbf{u} \mathbf{A}_{k,0}$, $\kappa_1 = (1 - \gamma)P_{c,\max} + \gamma P_{c,\min}$, $\mathbf{Y}^H = [\mathbf{A}_{w,1}^H \mathbf{u}^H, \mathbf{A}_{w,2}^H \mathbf{u}^H, \dots, \mathbf{A}_{w,K}^H \mathbf{u}^H]$, $\mathbf{Y}_0 = \mathbf{u} \mathbf{A}_{w,0}$, $\kappa_2 = \varepsilon(P_{c,\max} - P_{c,\min})$.

值得注意的是,反射系数受到模一约束,而模一约束是非凸的,接下来提出一种基于 ADMM 的算法来解决问题 P_{3-1} , ADMM 算法能够有效地处理模一约束,在解决具有大规模变量的优化问题时非常有效,能够将原始问题分解为更小、更易于处理的子问题进行求解.

根据 ADMM 算法,引入辅助变量 $\phi = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N]$, 优化问题 P_{3-1} 可以转化为

$$\begin{aligned} P_{3-2}: \min_{\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{u}} \sum_{j=1}^K L_{p,j}(\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{u}) \\ \text{s.t. } C_1: (39), (40) \\ C_2: |\mathbf{u}_m| \leq 1, \forall m \in \mathcal{M} \\ C_3: \mathbf{u} = \phi \\ C_4: |\phi_m| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (41)$$

上述问题的增广拉格朗日函数如式(42)所示:

$$\mathcal{L}_\rho(\mathbf{u}, \mathbf{p}, \mathbf{g}, \phi, \xi) = \sum_{j=1}^K L_{p,j}(\mathbf{p}_{p,j}, \mathbf{g}_{p,j}, \mathbf{u}) + \frac{\rho}{2} \left\| \mathbf{u} - \phi - \frac{\xi}{\rho} \right\|^2 \quad (42)$$

其中, $\rho > 0$ 是一个预设的惩罚因子,且 $\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_N]$ 表示约束 $\mathbf{v} = \phi$ 的缩放对偶变量. 基于以上处理,优化问题可以重构为

$$\begin{aligned} P_{3-3}: \min_{\mathbf{p}, \mathbf{g}, \mathbf{u}, \phi, \xi} \sum_{j=1}^K \mathcal{L}_\rho(\mathbf{u}, \mathbf{p}, \mathbf{g}, \phi, \xi) \\ \text{s.t. } C_1: (39), (40) \\ C_2: |\mathbf{u}_m| \leq 1, \forall m \in \mathcal{M} \\ C_3: |\phi_m| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (43)$$

由此,问题 P_{3-3} 可拆分为如下四个步骤进行迭代更新,具体过程如下:

(1)更新 \mathbf{u} : 当 $\mathbf{p}, \mathbf{g}, \phi, \xi$ 固定时,子问题可以表示为

$$\begin{aligned} P_{3-4}: \min_{\mathbf{u}} \sum_{j=1}^K \mathcal{L}_\rho(\mathbf{u}) \\ \text{s.t. } C_1: (39), (40) \\ C_2: |\mathbf{u}_m| \leq 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (44)$$

上述问题是一个凸二次约束二次规划,可以利用凸优化工具箱 CVX 进行求解.

(2)更新 ϕ : 当 $\mathbf{u}, \mathbf{p}, \mathbf{g}, \xi$ 固定时,子问题可以表示为

$$\begin{aligned} P_{3-5}: \min_{\phi} \sum_{j=1}^K \mathcal{L}_\rho(\phi) \\ \text{s.t. } C_1: |\phi_m| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (45)$$

最优的 ϕ^* 可通过相位对齐得到,如式(46)所示:

$$\phi^* = e^{j(\rho \mathbf{u} + \xi)} \quad (46)$$

(3)更新 ξ : 当 $\mathbf{u}, \mathbf{p}, \mathbf{g}, \phi$ 固定时,子问题可以表示为

$$P_{3-6}: \min_{\xi} \left\| \mathbf{u} - \phi - \frac{\xi}{\rho} \right\|^2 \quad (47)$$

根据共轭梯度下降算法,对偶变量 ξ 可以根据式(48)进行更新:

$$\xi = \bar{\xi} + 2\rho(\mathbf{u} - \phi) \quad (48)$$

其中, $\bar{\xi}$ 表示上一轮的迭代值.

(4)更新 \mathbf{g}, \mathbf{p} : 当 $\mathbf{u}, \mathbf{p}, \phi, \xi$ 固定时,基于 3.2 节的推导,第 k 个用户 \mathbf{g} 的最优解可表示为

$$\mathbf{g}_{p,k}^* = \frac{\mathbf{u} \mathbf{A}_{k,k} \mathbf{A}_{k,k}^H \mathbf{u}^H}{\sum_{j=1}^K \mathbf{u} \mathbf{A}_{k,j} \mathbf{A}_{k,j}^H \mathbf{u}^H + \sigma_k^2} \quad (49)$$

基于 3.2 节的推导,第 k 个用户 \mathbf{p} 的最优解可表示为

$$P_{p,k}^* = \left(\varepsilon_{p,k}^{\text{MMSE}} \ln 2 \right)^{-1} \quad (50)$$

算法 1 展示了交替优化算法设计的完整步骤.

算法 1 交替优化算法

输入: 定义 $n=0$, 初始化 $\delta, \mathbf{w}_0^{(n)}, \mathbf{u}^{(n)}, \mathcal{R}^{(n)}$

输出: $\mathbf{w}^{(n)}, \mathbf{u}^{(n)}, \mathcal{R}^{(n)}$

1. 循环
2. $n = n + 1$
3. 定义 $l_1 = 0$, 初始化 $\delta_1, \mathbf{p}^{(l_1)}, \mathbf{g}^{(l_1)}, \mathcal{R}_{\text{total},1}^{(l_1)}$
4. 循环
5. $l_1 = l_1 + 1$
6. 求解优化问题 P_{2-2} 更新 \mathbf{w}
7. 根据式(35)更新 \mathbf{g} 、根据式(36)更新 \mathbf{p}
8. 更新当前目标函数值 $\mathcal{R}_{\text{total},1}^{(l_1)}$
9. 如果 $|\mathcal{R}_{\text{total},1}^{(l_1)} - \mathcal{R}_{\text{total},1}^{(l_1-1)}| \leq \delta_1$, 则跳出循环
10. 结束
11. 输出 $\mathbf{w}^{(n)} = \mathbf{w}^*$
12. 定义 $l_2 = 0$, 初始化 $\delta_2, \mathbf{u}^{(l_2)}, \phi, \xi, \mathcal{R}_{\text{total},1}^{(l_2)}$
13. 循环
14. $l_2 = l_2 + 1$
15. 求解优化问题 P_{3-5} 输出 \mathbf{u}
16. 求解优化问题 P_{3-6} 输出 ϕ
17. 求解优化问题 P_{3-7} 输出 ξ
18. 根据式(49)更新 \mathbf{g} 、根据式(50)更新 \mathbf{p}
19. 更新当前目标函数值 $\mathcal{R}_{\text{total},2}^{(l_2)}$
20. 如果 $|\mathcal{R}_{\text{total},2}^{(l_2)} - \mathcal{R}_{\text{total},2}^{(l_2-1)}| \leq \delta_2$, 则跳出循环
21. 结束
22. 输出 $\mathbf{u}^{(n)} = \mathbf{u}^*$
23. 更新当前目标函数值 $\mathcal{R}^{(n)}$
24. 如果 $|\mathcal{R}^{(n)} - \mathcal{R}^{(n-1)}| \leq \delta$, 则跳出循环
25. 结束

算法 1 假设 Alice 已知窃听者 Willie 的完美瞬时 CSI, 这一假设使算法能够聚焦于揭示 EL-RIS 近场波束

聚焦在隐蔽通信中的根本性优势,并推导出系统性能的理论上限.但是在实际系统中,信道估计误差(Channel Estimation Error, CEE)不可避免.然而,值得注意的是,本文所提出的联合波束成形优化框架具有良好的可扩展性,即在非完美CSI下也是成立的.可结合鲁棒优化技术^[19]进一步拓展至非完美CSI场景,通过将上述优化问题中的确定性约束替换为基于信道误差分布的统计约束,以增强系统的鲁棒性^[20].

为满足实际系统对运行延迟的要求,采用“离线优化、在线查表”的部署方案.该方案充分利用系统信道特性:前向链路 \mathbf{G} 虽具时变性,但可通过深度学习方法实现高精度信道预测^[21];后向链路 \mathbf{H} 和 \mathbf{h}_{rw} 因视距信道特性呈准静态,优化结果可长期复用.具体实施分为两个阶段:离线阶段进行信道预测和预计算最优波束成形矩阵与RIS相移,构建完备的码本数据库;在线阶段基于实时信道状态,通过MATLAB(版本R2022a)中的find函数从数据库中匹配最优配置,此过程可在1ms内完成.通过将复杂计算前置于离线阶段,此方案解决了大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统中的运行延迟问题.

3.5 算法收敛性和复杂度分析

算法1展示了求解联合波束成形问题的完整步骤,由于WMMSE和ADMM算法都保证收敛,因此以下不等式确保了优化问题 P_1 目标函数值序列 $\{\mathcal{R}(\mathbf{w}^{(n)}, \boldsymbol{\theta}^{(n)}), n=1, 2, \dots\}$ 的收敛性,如式(51)所示:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}(\mathbf{w}^{(n)}, \boldsymbol{\theta}^{(n)}) &\leq \mathcal{R}(\mathbf{w}^{(n+1)}, \boldsymbol{\theta}^{(n)}) \\ \mathcal{R}(\mathbf{w}^{(n+1)}, \boldsymbol{\theta}^{(n)}) &\leq \mathcal{R}(\mathbf{w}^{(n+1)}, \boldsymbol{\theta}^{(n+1)}) \end{aligned} \quad (51)$$

上述不等式表明所产生的目标函数值序列 $\{f(\mathbf{w}^{(n)}, \boldsymbol{\theta}^{(n)}), n=1, 2, \dots\}$ 是单调递增的,由于发射功率受限,隐蔽通信速率一定有上界,因此算法1是保证收敛的.

算法1的复杂性主要来源于Alice波束成形优化和EL-RIS反射系数优化上.记 I_1, I_2, I_{AO} 分别为优化 \mathbf{w} 、优化 $\boldsymbol{\theta}$ 、算法1的迭代次数,其中Alice波束成形优化的总体复杂度近似为 $O((NK+K)^{3.5}) \approx O(N^{3.5}K^{3.5})$, EL-RIS反射系数优化的整体复杂度近似为 $O(M^{3.5}K^{3.5})$,显著低于SDR算法所需的复杂度 $O(M^7K^{3.5})$.因此,算法1的总计算复杂度为

$$O(I_{AO}K^{3.5}(I_1N^{3.5}+I_2M^{3.5})) \quad (52)$$

4 仿真分析

本节通过数值仿真评估EL-RIS赋能的混合多播-单播隐蔽通信系统性能,所有仿真均在一台高性能工作站上完成,其硬件配置包括Intel Xeon W7-2495X中央处理器和128GB DDR54800MHz内存,运行Win-

dows 11 Professional 64-bit操作系统.仿真程序基于MATLAB R2022a编写,其中凸优化问题通过CVX 2.2工具箱调用Mosek 10.0求解器进行求解.

考虑一个二维坐标系,使用极坐标系表示Alice、两个用户和Willie的位置.由于使用较高的频段,假设Alice和EL-RIS之间的链路主要由视距路径构成,用户和Willie都位于EL-RIS的瑞利距离范围内.完整的仿真参数列表如表2所示.

表2 仿真参数设置

参数名称	参数符号	参数值
Alice位置	—	(50 m, $-\pi/4$)
用户1位置	—	(15 m, $\pi/6$)
用户2位置	—	(15 m, $-\pi/6$)
Willie位置	—	(10 m, 0)
EL-RIS位置	—	(0, 0)
Alice天线数	N	4
Willie天线数	N_w	2
载波频率	f	28 GHz
天线间距	d	0.0107 m
噪声功率	σ_k^2, σ_w^2	-80 dBm
Alice功率预算	P_a^{\max}	30 dBm
路径数量	L_p	50
隐蔽约束参数	ε	0.01
多播解码参数	γ	0.01
多播最小功率	$P_{c, \min}$	10 dBm
多播最大功率	$P_{c, \max}$	20 dBm

设置 $N=4$,是因为4天线配置是4G基站网络中广泛部署的经典配置,这在3GPP标准中有明确体现^[22].本文提出的系统架构与联合优化算法框架本身并不限制基站(Alice)的天线数量,完全可以将基站的天线数量拓展至配备数百天线的大规模MIMO场景.但是相比增加成本与功耗较高的基站有源天线,部署大规模无源RIS被视为一种更绿色、更高效的性能提升途径.

设置 $M=360$,算法1的收敛性在图2中进行了展示.

为了说明AO算法的收敛性,忽略了优化发射波束成形和反射系数的内部迭代步骤,分别在近场信道建模和远场信道建模下,只记录了外部交替迭代的次数.算法返回的隐蔽用户通信速率都单调增加,保证在4次迭代后快速收敛,并且可以看出,在同样的情况下,近场信道建模下实现的隐蔽和速率是大于远场信道建模场景的.

图3展示了EL-RIS在近场区域的波束调控能力,横轴表示的是用户节点或窃听者节点与EL-RIS中心点之间的直线距离.为了更直观体现出波束聚焦的效果,

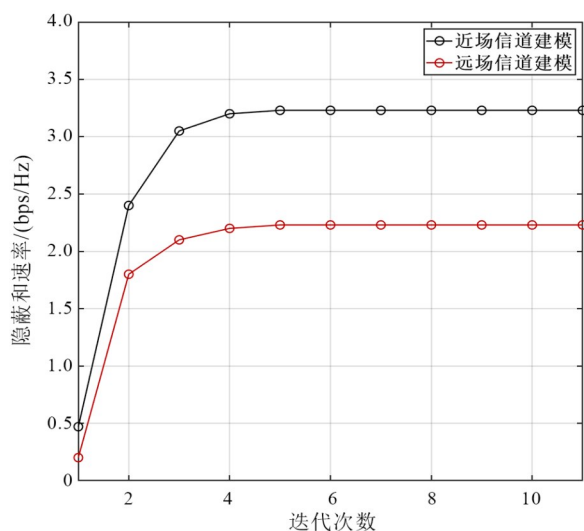


图2 算法1收敛图

设置 $M=720$ ，通过优化 EL-RIS 反射系数，在用户位置处实现较高的能量聚焦，同时单播信号能量几乎没有泄露到 Willie 周围。该现象验证了近场球面波模型的优势，即通过精确控制电磁波相位，使通信波束同时具备距离和方向两个自由度，将波束能量聚焦在用户处的同时，也能大大减少在窃听者处能量的泄露，提高多用户隐蔽通信和速率。

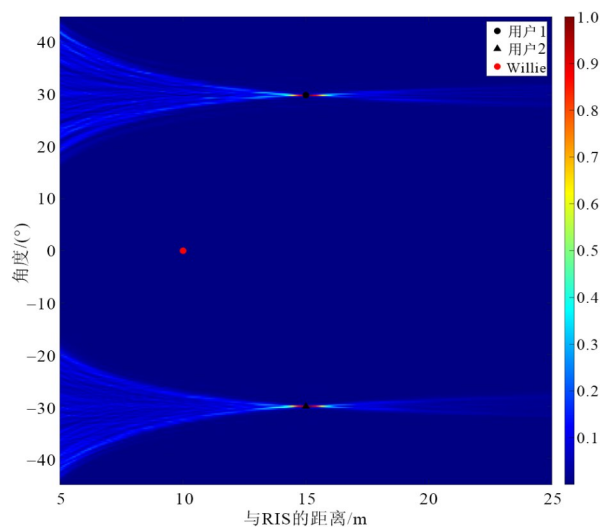


图3 波束聚焦归一化热力图

图4对比了近场(NF)、远场(FF)信道模型与随机相移(RP)策略下，隐蔽和速率随着 Alice 最大发射功率的变化规律。结果显示，三种方案隐蔽和速率均随发射功率增加而上升，在同等条件下，NF 方案性能显著领先，当 $M=360$ 并且发射功率达 50 dBm 时，近场隐蔽和速率超 4.46 bps/Hz，远场仅约 2.81 bps/Hz，近场相对远场增益超 57%。原因是近场信道建模引入了距离这个

维度的自由度，使通信波束具有聚焦特性，既通过角度自由度定位合法用户方位，又借助距离自由度约束能量径向分布，使通信能量聚焦于用户；而远场仅具备角度自由度，能量会随距离发生扩散。RP 方案因为无针对性调控，所以性能最差。并且当 $M=720$ 时，隐蔽和速率均有提升，这是因为对于 NF 方案，更庞大的 RIS 阵列能够扩展瑞利距离，使波束的聚焦效果更好，对于 FF 方案和 RP 方案，增大 RIS 单元数可以提高接收分集增益。

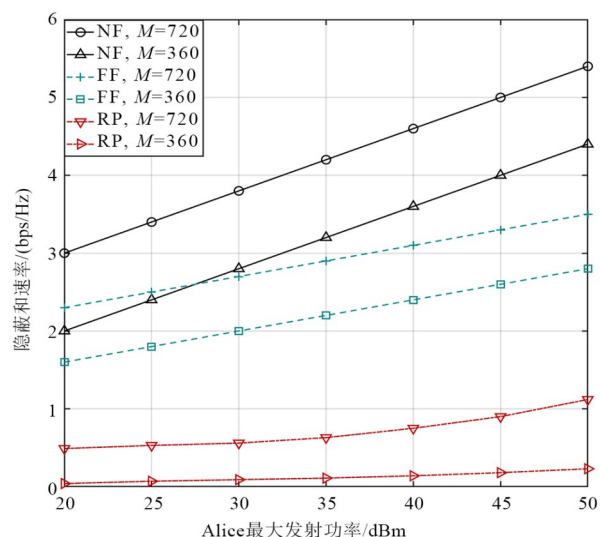
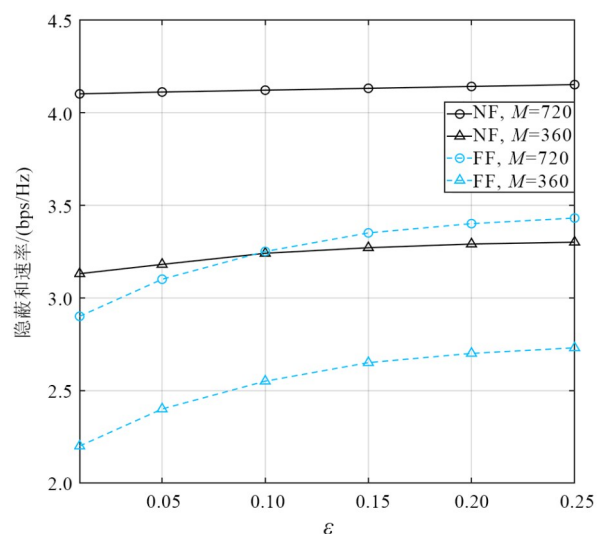


图4 不同方案下隐蔽和速率和 Alice 最大发射功率的关系

图5展示了近场(NF)和远场(FF)下隐蔽和速率与 ε 的关系， ε 越大，隐蔽约束越宽松，越容易实现隐蔽通信。在 NF 情景下，当 $M=360$ 时，随着 ε 的增加，隐蔽和速率有略微的增长趋势，当设置 $M=720$ 时，隐蔽和速率几乎不变，这是因为近场下，随着 RIS 阵列的规模增大，波束聚焦能力也会变强，会在 Willie 周围产生一个

图5 远近场下隐蔽和速率与隐蔽约束参数 ε 的关系

零陷区域,泄露到窃听者处的单播信号能量几乎可以忽略不计,很容易实现隐蔽通信.在FF情景下,波束仅仅具备角度这一个维度,隐蔽和速率就受限于隐蔽约束和多播信号变化范围.当增大 ε ,允许在窃听者处泄露更多的单播信号能量,隐蔽和速率会随之增大.

图6展示了当Willie处于不同位置时,隐蔽和速率的变化情况.当 $M=360$ 时,Willie在 $\theta_w=0$ 方向上,从5m处移动到15m处,隐蔽和速率下降,然后随着Willie远离两个用户,隐蔽速率又增加,这表明越接近EL-RIS,EL-RIS的波束绕射能力越强.当Willie的方位角 $\theta_w=\pm\pi/6$ 时,会位于其中一个用户的正前方,所以EL-RIS会将全部单播信号能量聚焦在另一个用户上,保证较高的隐蔽和速率;当 $M=720$,此时天线阵列的规模更加庞大,无论Willie在 $-\pi/6, 0, \pi/6$ 这三个方向上怎么移动,对于该通信系统下的隐蔽和速率几乎没有影响.

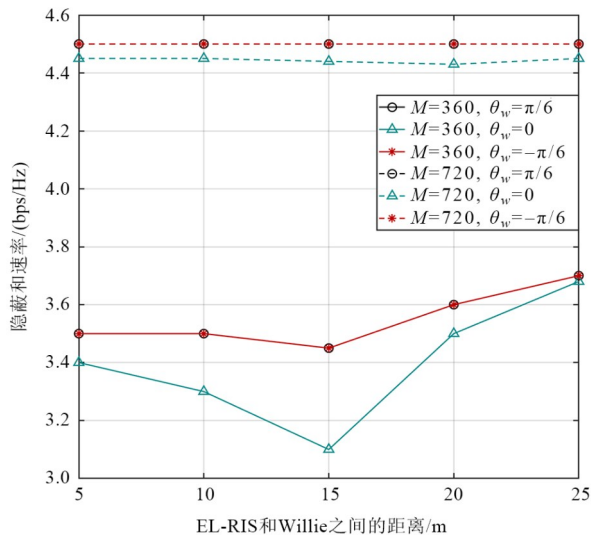


图6 隐蔽和速率与EL-RIS与Willie之间距离变化的关系

5 结论

本文针对EL-RIS赋能的混合多播-单播隐蔽通信系统进行了研究,多播信号可作为单播信号的隐蔽“掩体”,为探究所提方法的隐蔽通信性能极限,设计了一种低复杂度的AO算法联合优化基站波束成形和EL-RIS反射系数,采用的WMMSE和ADMM算法的复杂度要远低于传统的半正定松弛算法.仿真结果展示了EL-RIS赋能多用户隐蔽通信的显著优势,EL-RIS所形成的近场波束聚焦特性能够提高用户隐蔽和速率,未来研究可在该工作的基础上进一步探索多播信号功率的最佳概率分布,评估泊松分布、指数分布等在该系统模型下的性能,以进一步提升系统的隐蔽通信上限.

参考文献

[1] LV L, XU D Y, HU R Q, et al. Safeguarding next-genera-

tion multiple access using physical layer security techniques: A tutorial[J]. Proceedings of the IEEE, 2024, 112(9): 1421-1466.

- [2] BASH B A, GOECKEL D, TOWSLEY D. Limits of reliable communication with low probability of detection on AWGN channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9): 1921-1930.
- [3] HE B, YAN S H, ZHOU X Y, et al. On covert communication with noise uncertainty[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 941-944.
- [4] LI K, KELLY P A, GOECKEL D. Optimal power adaptation in covert communication with an uninformed jammer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(5): 3463-3473.
- [5] TANG H Y, WANG J T, ZHENG Y R. Covert communications with extremely low power under finite block length over slow fading[C]//IEEE INFOCOM 2018 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops. Piscataway: IEEE, 2018: 657-661.
- [6] YAN S H, HE B, ZHOU X Y, et al. Gaussian signalling for covert communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(8): 5657-5670.
- [7] TA H Q, KIM S W. Covert communication under channel uncertainty and noise uncertainty[C]//ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [8] 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.
- [9] 阔永红, 薛彦文, 吕璐, 等. 反向散射NOMA赋能的混合多播-单播协作传输方案[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(6): 2372-2381.
- KUO Y H, XUE Y W, LÜ L, et al. Backscatter-NOMA enabled hybrid multicast-unicast cooperative transmission scheme[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(6): 2372-2381. (in Chinese)
- [10] 林敏, 李菲, 王子宁, 等. 智能反射面辅助的太赫兹卫星通信鲁棒安全波束成形算法[J]. 电子学报, 2023, 51(10): 2715-2723.
- LIN M, LI F, WANG Z N, et al. Robust secure beamforming algorithm for IRS-aided terahertz satellite communication systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(10): 2715-2723. (in Chinese)
- [11] WANG C, LI Z, SHI J, et al. Intelligent reflecting surface-assisted multi-antenna covert communications: Joint ac-

- tive and passive beamforming optimization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(6): 3984-4000.
- [12] ZHANG Z J, DAI L L, CHEN X B, et al. Active RIS vs. passive RIS: Which will prevail in 6G?[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [13] ZHU M M, GUO K F, YE Y H, et al. Active RIS-aided covert communications for MISO-NOMA systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(12): 2203-2207.
- [14] 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.
- [15] LIU J, YANG G, LIU Y W, et al. RIS empowered near-field covert communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(10_Part_3): 15477-15492.
- [16] YAN S H, HE B, ZHOU X Y, et al. Delay-intolerant covert communications with either fixed or random transmit power[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2019, 14(1): 129-140.
- [17] TSHANGINI M, NAKHAI M R. Second-order cone programming for robust downlink beamforming with imperfect CSI[C]//2013 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2014: 3452-3457.
- [18] GONG J, CHENG W C, YAO Z H, et al. RSMA assisted ISAC with hybrid beamforming[EB/OL]. (2025-09-01)[2025-10-20]. <https://arXiv.org/abs/2406.04985>.
- [19] ZHU F H, WANG X Q, HUANG C W, et al. Robust beamforming for RIS-aided communications: Gradient-based manifold meta learning[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(11): 15945-15956.
- [20] WANG X Q, ZHU F H, ZHOU Q Y, et al. Energy-efficient beamforming for RISs-aided communications: Gradient based meta learning[C]//ICC 2024 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE, 2024: 3464-3469.
- [21] CAO C Q, CHEN M, ZHANG Y S, et al. Deep learning-enhanced channel prediction for XL-MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2025, 29(6): 1260-1264.
- [22] 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); LTE physical layer; General description: 3GPP TS 36.201[S/OL]. (2016-01-04)[2025-10-10]. https://www.etsi.org/deliver-etsi_ts/136200_136299/136201/17.00.00_60/ts_136201v170000p.pdf.

作者简介



吕 璐 男,1990年3月出生于河北省张家口市.现为西安电子科技大学通信工程学院副教授、博士生导师.主要研究方向为智能隐蔽通信、无线物理层安全.中国电子学会会员编号:E190158938M.
E-mail: lulv@xidian.edu.cn



杨 龙 男,1988年4月出生于陕西省渭南市.现为西安电子科技大学通信工程学院教授、博士生导师.主要研究方向为隐蔽通信、信号特征提取与识别.中国电子学会会员编号:E190183537M.
E-mail: lyang@xidian.edu.cn



梁启辉 男,2001年4月出生于甘肃省庆阳市.现为西安电子科技大学广州研究院硕士研究生.主要研究方向为隐蔽通信.
E-mail: 23011210858@stu.xidian.edu.cn



管新荣 男,1987年10月出生于江西省赣州市.现为陆军工程大学通信工程学院副教授.主要研究方向为智能超表面辅助无线通信、无线物理层安全.
E-mail: guanxr@aliyun.com



冯云鹏 男,1996年4月出生于新疆维吾尔自治区克拉玛依市.现为西安电子科技大学通信工程学院博士研究生.主要研究方向为物理层安全与隐蔽通信.
E-mail: yunpengf2021@163.com