

非理想 CSI 下有源 RIS 辅助 MISO 系统的安全通信

彭 艺, 孙 畅, 杨青青, 李 辉

(昆明理工大学 信息工程与自动化学院, 昆明 650500)

摘要: 针对无线通信中因广播特性导致的信息安全问题, 提出一种基于交替迭代的保密速率最大化算法。首先, 考虑在非理想信道条件下, 对下行链路中存在多个窃听用户的有源智能反射面(RIS)辅助多输入单输出(MISO)系统的安全速率最大化问题进行建模; 其次, 针对该优化问题的非凸性和耦合性, 将原非凸问题转化为两个子问题, 分别对基站波束成形向量和有源 RIS 相移矩阵进行优化; 最后, 利用交替迭代和最小化-最大化(MM)算法转化为凸优化问题进行求解。仿真实验结果表明, 相较于传统方案, 该方案保密性能提升 10%~35%, 能显著提高系统安全性能且有较强的鲁棒性, 为解决复杂信道环境下的无线通信安全问题提供了一种有效强鲁棒的新方法。

关键词: 有源智能反射面; 系统保密速率; 物理层安全; 非理想信道状态信息; 鲁棒波束成形
中图分类号: TP391; TN918 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5489(2026)02-0421-09

Secure Communication in Active RIS-Assisted MISO Systems under Non-ideal CSI

PENG Yi, SUN Chang, YANG Qingqing, LI Hui

(Faculty of Information Engineering and Automation,
Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China)

Abstract: Aiming at the information security problems caused by the broadcast characteristics in wireless communications, we proposed a secrecy rate maximization algorithm based on alternating iteration. Firstly, considering non-ideal channel conditions, we modelled the secrecy rate maximization problem for an active reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted multiple-input single-output (MISO) system with multiple eavesdroppers in the downlink. Secondly, aiming at the non-convexity and coupling of the optimization problem, we transformed the original non-convexity problem into two subproblems and optimized beamforming vector and the active RIS phase shift matrix of the base station separately. Finally, we used the alternating iteration and the minimization-maximization (MM) algorithms to transform the subproblems into convex optimization problems for solving. Simulation experiment results show that compared with traditional schemes, the proposed algorithm improves the secrecy performance by 10%—35%, significantly enhances the system security performance and has strong robustness, providing an effective and robust new method for solving wireless communication security problems in complex channel environments.

Keywords: active reconfigurable intelligent surface; system secrecy rate; physical layer security;

收稿日期: 2024-10-04.

第一作者简介: 彭 艺(1975—), 女, 汉族, 博士, 教授, 从事无线通信的研究, E-mail: 527037928@qq.com. **通信作者简介:** 杨青青(1981—), 女, 汉族, 博士, 讲师, 从事信号处理的研究, E-mail: 1761689224@qq.com.

基金项目: 国家自然科学基金(批准号: 61761025)和云南省基础研究计划重点项目(批准号: 202401AS070105).

non-ideal channel state information; robust beamforming

随着通信数据规模的迅速增长和信息技术的不断发展,物理层安全问题(physical layer security, PLS)已成为该领域当前研究的热点之一.由于无线通信的广播特性,非法用户可在信息传输过程中通过非法接入无线信道进行窃听,从而导致信息易遭泄露和攻击.可重构智能反射面(reconfigurable intelligent surface, RIS)因其在实现绿色通信和增强 PLS 方面的突出能力,目前已被广泛关注^[1].然而,“双衰落”效应限制了 RIS 提供的增益,即 RIS 反射链路的路径损耗与基站到 RIS 及 RIS 到用户这两段路径损耗的乘积成正比.特别是在实际部署的无线通信环境中,这种效应使无源 RIS 在提升用户吞吐量方面的作用十分有限.为克服“双衰落”效应,Zhang 等^[2]引入了有源 RIS,其通过在反射单元中加入放大组件,可主动增强反射信号,从而弥补无源 RIS 在增益方面的不足.李汀等^[3]使用半定松弛(semidefinite relaxation, SDR)方法和二次变换(quadratic transform, QT)技术对基站发射波束成形及有源 RIS 的反射波束成形进行处理,有效缓解了“双衰落”效应.为避免 SDR 方法带来的高计算复杂度和秩一约束,Lv 等^[4]采用基于低复杂度最小化-最大化(minimization-maximization, MM)算法对有源 RIS 相关矩阵进行求解,有效降低了计算复杂度.

在无线通信系统中,信道状态信息(channel state information, CSI)通常通过发射导频信号和使用信道估计技术获得.在已知全 CSI 的场景下,Chen 等^[5]考虑在多输入单输出(multiple input single output, MISO)系统中使用 RIS 辅助安全通信,提出了一种基于交替迭代的路径跟踪算法,解决保密速率最大化问题.Cui 等^[6]采用块坐标下降(block coordinate descent, BCD)算法和 MM 算法解决此类非凸问题.Niu 等^[7]通过引入人工噪声(artificial noise, AN),在对合法用户接收质量无明显影响的情况下,对窃听用户接收信号质量进行降低,从而提高了通信系统的保密速率.赵磊等^[8]在 RIS 辅助安全通信的基础上又考虑了收发器的硬件损伤(hardware impairments, HI),从而进一步提升了系统保密性能.但在实际部署无线通信系统时,上述优化方法依赖的完美 CSI 假设通常很难成立.一方面,对合法用户和窃听用户的信道估计存在不可避免的误差;另一方面,尽管有源 RIS 具备一定的信号放大和处理能力,但由于其仍受限于有限的射频链和信道估计开销,对关联信道的精确估计仍面临较大挑战.Dong 等^[9]针对窃听用户信道信息不完善的情况,分别提出了两种解决方案:当存在估计误差时采用基于罚函数的凸凹过程(convex-concave procedure, CCP)方法;在完全未知时则引入 AN 辅助机制增强保密性能.雷维嘉等^[10]针对窃听信道 CSI 存在误差的多用户场景,提出了一种联合优化基站波束与 RIS 相移的算法,以最大化保密速率,有效增强了物理层安全.Wang 等^[11]针对窃听者信道状态信息未知的场景,提出了一种基于 RIS 的反向散射通信系统,通过联合优化功率信号和 RIS 反射系数,实现了可靠的安全通信.

近年来,针对多合法用户、多窃听用户以及多 RIS 下行通信系统的物理层安全研究备受关注.Chai 等^[12]考虑一个多用户场景,在进行交替优化主、被动波束成形的同时,引入了非正交多址技术(non-orthogonal multiple access, NOMA),有效提高了总保密速率.Lyu 等^[13]考虑存在多个窃听用户的情况,通过优化统计 CSI 误差模型下的发射波束成形和反射波束成形解决了系统功耗最小化问题.Kong 等^[14]同样考虑一个单个合法用户、多个窃听用户的场景,提出了一个利用有源 RIS 辅助安全通信的方案.冯友宏等^[15]考虑一个分布式双无源 RIS、单个窃听用户、单个合法用户的情况,通过联合基站波束成形及干扰的方案,使其在非完美 CSI 场景中可取得更高的保密速率.

基于上述研究工作,本文考虑一个更具实际意义的通信场景.为克服“双衰落”效应,提出一个在非理想 CSI 场景下的有源 RIS 辅助安全通信方案.针对该场景,窃听用户与合法用户的信道采用 CSI 误差模型^[16],以最大化系统的保密速率为目标,在系统总功率的约束条件下,联合优化基站主动发射波束成形向量以及有源 RIS 反射波束成形相移矩阵.由于优化问题中存在变量之间相互耦合且目标函数约束条件高度非凸,因此提出一个基于交替迭代的主被动波束成形方案.针对有源 RIS 相关矩阵采用 MM 算法,将非凸优化问题转化为易于求解的子问题.此外,针对多窃听用户的场景进行相关分析.仿真实验结果表明,相较于无源 RIS 辅助方案与仅考虑直联链路的方案,本文方法有效克服了“双

衰落”效应并能显著提高系统的安全性能。

1 系统模型与问题描述

有源 RIS 辅助的安全通信系统模型如图 1 所示, 考虑一个下行链路 MISO 通信系统模型. 该系统由基站 (base station, BS)、有源 RIS、合法用户 (User) 和窃听用户 (Eve) 组成. 假设 BS 由 N 根均匀线性排列的天线组成, 有源 RIS 由 L 个反射单元均匀平面排列 (UPA), User 和 Eve 均为单根天线. 考虑较恶劣的情况下, Eve 位于 User 位置附近, 可以窃听到 User 的传输信号.

假设 BS 到有源 RIS 以及 BS 到 User 和 Eve 的 CSI 分别表示为 $\mathbf{H}_{\text{BI}} \in \mathbb{C}^{L \times N}$, $\mathbf{h}_{\text{BU}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{h}_{\text{BE}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 有源 RIS 到 User 和 Eve 的信道系数矩阵分别表示为 $\mathbf{h}_{\text{IU}} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, $\mathbf{h}_{\text{IE}} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, 其中 $\mathbb{C}^{L \times N}$ 表示 $L \times N$ 的复空间. 有源 RIS 的反射系数矩阵建模表示为 $\Theta = \text{diag}(\beta_1 e^{j\theta_1}, \beta_2 e^{j\theta_2}, \dots, \beta_L e^{j\theta_L}) \in \mathbb{C}^{L \times L}$, $l \in 1, 2, \dots, L$, 并定义 $\mathbf{q} = (\beta_1 e^{j\theta_1}, \beta_2 e^{j\theta_2}, \dots, \beta_L e^{j\theta_L})^T$, 其中 $\theta_l \in [0, 2\pi)$ 表示有源 RIS 的第 l 个元件的相移系数, β_l 表示有源 RIS 的第 l 个元件的放大系数, β_l 可以大于 1. 此外, 由于有源 RIS 的特性, 因此其热噪声不可忽视. 基于上述假设, 合法用户和窃听用户处的接收信号可表示为

$$y_{\text{U}} = (\mathbf{h}_{\text{IU}}^H \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BU}}^H) \mathbf{w} x + \mathbf{h}_{\text{IU}}^H \Theta \mathbf{n}_{\text{A}} + n_{\text{U}}, \quad (1)$$

$$y_{\text{E}} = (\mathbf{h}_{\text{IE}}^H \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BE}}^H) \mathbf{w} x + \mathbf{h}_{\text{IE}}^H \Theta \mathbf{n}_{\text{A}} + n_{\text{E}}, \quad (2)$$

其中 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为 BS 处发射波束成形向量, $x \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 为 BS 的发射信号且满足 $E\{|x|^2\} = 1$, $\mathbf{n}_{\text{A}} \sim \text{CN}(0, \sigma_{\text{A}}^2 \mathbf{I})$ 表示有源 RIS 的热噪声, $n_{\text{U}} \sim \text{CN}(0, \sigma_{\text{U}}^2)$ 和 $n_{\text{E}} \sim \text{CN}(0, \sigma_{\text{E}}^2)$ 分别表示合法用户和窃听用户处的加性高斯白噪声. 利用 Shannon 定理给出信道的极限传输速率公式, 则 User 和 Eve 处的信息速率可表示为

$$R_{\text{U}} = \log_2 \left[1 + \frac{|\mathbf{h}_{\text{IU}}^H \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BU}}^H|^2}{\|\mathbf{h}_{\text{IU}}^H \Theta\|^2 \sigma_{\text{A}}^2 + \sigma_{\text{U}}^2} \right], \quad (3)$$

$$R_{\text{E}} = \log_2 \left[1 + \frac{|\mathbf{h}_{\text{IE}}^H \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BE}}^H|^2}{\|\mathbf{h}_{\text{IE}}^H \Theta\|^2 \sigma_{\text{A}}^2 + \sigma_{\text{E}}^2} \right]. \quad (4)$$

从而系统的保密速率可表示为

$$R_{\text{sec}} = \max\{0, R_{\text{U}} - R_{\text{E}}\}. \quad (5)$$

在信道估计中, 通常采用半盲或非盲的方法进行估计. 接收端通过参考信号如导频或训练序列完成对 CSI 的估计, 并将其反馈给发送端. 但实际通信系统中存在信道增益估计误差、CSI 反馈延迟、多径信道以及级联信道的时变特性等问题, 因此, 很难获取理想的 CSI. 由于基站与有源 RIS 处于相对固定的位置, 环境相对稳定, 因此考虑 BS 到有源 RIS 的信道为理想 CSI, 而有源 RIS 到 User 和 Eve 的信道及 BS 到 User 和 Eve 的信道为非理想 CSI 的情况下, 对有源 RIS 到 User 和 Eve 及 BS 到 User 和 Eve 的链路采用统计分布 CSI 误差模型进行建模:

$$\mathbf{h}_{\text{IU}}^H = \hat{\mathbf{h}}_{\text{IU}}^H + \Delta \mathbf{h}_{\text{IU}}^H, \quad \Delta \mathbf{h}_{\text{IU}}^H \sim \text{CN}(0, \Sigma_{\text{IU}}), \quad (6)$$

$$\mathbf{h}_{\text{IE}}^H = \hat{\mathbf{h}}_{\text{IE}}^H + \Delta \mathbf{h}_{\text{IE}}^H, \quad \Delta \mathbf{h}_{\text{IE}}^H \sim \text{CN}(0, \Sigma_{\text{IE}}), \quad (7)$$

$$\mathbf{h}_{\text{BU}}^H = \hat{\mathbf{h}}_{\text{BU}}^H + \Delta \mathbf{h}_{\text{BU}}^H, \quad \Delta \mathbf{h}_{\text{BU}}^H \sim \text{CN}(0, \Sigma_{\text{BU}}), \quad (8)$$

$$\mathbf{h}_{\text{BE}}^H = \hat{\mathbf{h}}_{\text{BE}}^H + \Delta \mathbf{h}_{\text{BE}}^H, \quad \Delta \mathbf{h}_{\text{BE}}^H \sim \text{CN}(0, \Sigma_{\text{BE}}), \quad (9)$$

其中: $\Delta \mathbf{h}_{\text{IU}}^H, \Delta \mathbf{h}_{\text{IE}}^H, \Delta \mathbf{h}_{\text{BU}}^H, \Delta \mathbf{h}_{\text{BE}}^H$ 分别为有源 RIS 到 User、有源 RIS 到 Eve、BS 到 User 及 BS 到 Eve 的误差矩阵, 且服从均值为 0、方差为 $\Sigma_{\text{IU}}, \Sigma_{\text{IE}}, \Sigma_{\text{BU}}, \Sigma_{\text{BE}}$ 的复高斯分布; $\hat{\mathbf{h}}_{\text{IU}}^H, \hat{\mathbf{h}}_{\text{IE}}^H, \hat{\mathbf{h}}_{\text{BU}}^H, \hat{\mathbf{h}}_{\text{BE}}^H$ 为基于导频符号的信道估计值.

在优化系统网络中基站的波束成形向量 \mathbf{w} 、有源 RIS 的相移矩阵 Θ 等参数下, 最大化安全传输速

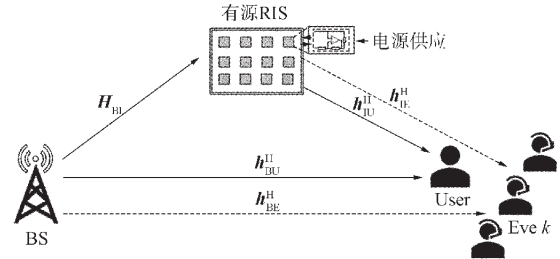


图 1 有源 RIS 辅助的安全通信系统模型

Fig. 1 Active RIS-assisted secure communication system model

率可构建如下优化问题 P1:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}, \Theta} R_{\text{scc}}, \\ & \text{s. t. } C_1: \|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{BS}}, \\ & \quad C_2: \|\Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{w}\|^2 + \|\Theta\|_{\text{F}}^2 \sigma_{\Lambda}^2 \leq P_{\text{RIS}}, \\ & \quad C_3: |\Theta_{[l,l]}| \leq \eta_l, \quad \forall l=1,2,\dots,L, \end{aligned} \quad (10)$$

其中 C_1 表示基站处发射功率 P_{BS} 约束, C_2 表示有源 RIS 处放大功率 P_{RIS} 约束, C_3 表示有源 RIS 处的放大系数 η_l 约束.

本文通过联合优化基站处波束成形向量和有源 RIS 处相移矩阵实现系统保密速率最大化, 但由于优化问题 P1 中多个变量相互耦合且目标函数和约束条件高度非凸, 因此使用现有算法无法直接获得该问题的最优解.

2 安全速率优化算法设计

2.1 优化基站处发射波束成形

给定有源 RIS 的相移矩阵 Θ 和优化基站发射波束成形向量 \mathbf{w} , 定义

$$\mathbf{A} = \frac{(\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BU}}^{\text{H}})^{\text{H}} (\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BU}}^{\text{H}})}{\|\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Theta\|^2 \sigma_{\Lambda}^2 + \sigma_{\text{U}}^2}, \quad (11)$$

$$\mathbf{B} = \frac{(\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BE}}^{\text{H}})^{\text{H}} (\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Theta \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BE}}^{\text{H}})}{\|\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Theta\|^2 \sigma_{\Lambda}^2 + \sigma_{\text{E}}^2}. \quad (12)$$

将原问题 P1 改写成 P2:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}} \frac{1 + \mathbf{w}^{\text{H}} \mathbf{A} \mathbf{w}}{1 + \mathbf{w}^{\text{H}} \mathbf{B} \mathbf{w}}, \\ & \text{s. t. } C_1: \|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{BS}}. \end{aligned} \quad (13)$$

根据文献[17]可知, 式(13)的最优解为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \sqrt{P_{\text{BS}}} \mathbf{u}_{\text{max}} \left(\left(\mathbf{B} + \frac{\mathbf{I}}{P_{\text{BS}}} \right)^{-1} \left(\mathbf{A} + \frac{\mathbf{I}}{P_{\text{BS}}} \right) \right), \quad (14)$$

其中 $\mathbf{u}_{\text{max}}(\cdot)$ 表示矩阵最大特征值对应的归一化向量, \mathbf{I} 表示为 $N \times N$ 的单位矩阵.

2.2 优化有源 RIS 处相移矩阵

给定基站发射波束成形向量 \mathbf{w} 和优化有源 RIS 相移矩阵 Θ , 为降低原问题 P1 的复杂度, 本文采用 MM 算法, 即给出定点 $(\bar{\alpha}, \bar{\beta})$ 有以下不等式成立:

$$\ln\left(1 + \frac{\alpha}{\beta}\right) \leq \ln\left(1 + \frac{\bar{\alpha}}{\bar{\beta}}\right) + \frac{\bar{\beta}}{\bar{\alpha} + \bar{\beta}} \left(\frac{\alpha}{\beta} - \frac{\bar{\alpha}}{\bar{\beta}} \right). \quad (15)$$

将原问题 P1 改写为 P3:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{q}} (M_1 - M_2), \\ & \text{s. t. } C_4: \|\mathbf{q}^{\text{H}} \text{diag}(\mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{w})\|^2 + \|\mathbf{q}\|^2 \sigma_{\Lambda}^2 \leq P_{\text{RIS}}, \\ & \quad C_5: |q_l| \leq \eta_l, \quad \forall l=1,2,\dots,L. \end{aligned} \quad (16)$$

将原约束条件 C_2, C_3 等价转换为约束条件 C_4, C_5 . 目标函数 M_1 和 M_2 分别表示为

$$M_1 = \ln\left(1 + \mathbf{u}_1^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{BU}} \mathbf{u}_1 + \|\mathbf{q}^{\text{H}} \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}})\|^2 \frac{\sigma_{\Lambda}^2}{\sigma_{\text{U}}^2}\right) + \ln\left(1 + \|\mathbf{q}^{\text{H}} \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}})\|^2 \frac{\sigma_{\Lambda}^2}{\sigma_{\text{E}}^2}\right), \quad (17)$$

$$M_2 = \ln\left(1 + \mathbf{u}_1^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{BE}} \mathbf{u}_1 + \|\mathbf{q}^{\text{H}} \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}})\|^2 \frac{\sigma_{\Lambda}^2}{\sigma_{\text{E}}^2}\right) + \ln\left(1 + \|\mathbf{q}^{\text{H}} \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}})\|^2 \frac{\sigma_{\Lambda}^2}{\sigma_{\text{U}}^2}\right), \quad (18)$$

其中

$$\mathbf{u}_1 = (\mathbf{q}^{\text{T}}, 1)^{\text{T}}, \quad \mathbf{G}_{Bj} = \frac{1}{\sigma_{\text{U}}^2} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j \mathbf{W} \mathbf{G}_j^{\text{H}} & \mathbf{G}_j \mathbf{W} \mathbf{h}_{Bj} \\ \mathbf{h}_{Bj}^{\text{H}} \mathbf{W} \mathbf{G}_j^{\text{H}} & \mathbf{h}_{Bj}^{\text{H}} \mathbf{W} \mathbf{h}_{Bj} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^{\text{H}}, \quad \mathbf{G}_j = \text{diag}(\mathbf{h}_{Bj}^{\text{H}}) \mathbf{H}_{\text{BI}}, \quad j \in \{\text{U}, \text{E}\}.$$

为简化函数, 定义

$$\mathbf{D}_j = \frac{1}{\sigma_j^2} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j \mathbf{W} \mathbf{G}_j^H + \hat{\mathbf{G}}_j & \mathbf{G}_j \mathbf{W} \mathbf{h}_{B_j} \\ \mathbf{h}_{B_j}^H \mathbf{W} \mathbf{G}_j^H & \mathbf{h}_{B_j}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{B_j} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{D}}_j = \frac{1}{\sigma_j^2} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{G}}_j & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma_j^2 \end{pmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{G}}_j = \sigma_\Lambda^2 \text{diag}(\mathbf{h}_{B_j}^H) \text{diag}(\mathbf{h}_{B_j}), \quad j \in \{\text{U}, \text{E}\}.$$

则可将目标函数重新表述为

$$M_1 = \ln(1 + \mathbf{u}_1^H \mathbf{D}_U \mathbf{u}_1) + \ln(1 + \mathbf{u}_1^H \hat{\mathbf{D}}_E \mathbf{u}_1), \quad (19)$$

$$M_2 = \ln(1 + \mathbf{u}_1^H \mathbf{D}_E \mathbf{u}_1) + \ln(1 + \mathbf{u}_1^H \hat{\mathbf{D}}_U \mathbf{u}_1), \quad (20)$$

由不等式(15)可知:

$$-M_2 \geq -\ln(1 + \hat{m}) - \frac{m - \hat{m}}{\hat{m} + 1} - \ln(1 + \hat{\gamma}) - \frac{\gamma - \hat{\gamma}}{\hat{\gamma} + 1}, \quad (21)$$

其中 $m = \mathbf{u}_1^H \mathbf{D}_E \mathbf{u}_1$, $\hat{m} = \hat{\mathbf{u}}_1^H \mathbf{D}_E \hat{\mathbf{u}}_1$, $\gamma = \mathbf{u}_1^H \hat{\mathbf{D}}_U \mathbf{u}_1$, $\hat{\gamma} = \hat{\mathbf{u}}_1^H \hat{\mathbf{D}}_U \hat{\mathbf{u}}_1$. 式(19), (20)对应于不等式(15)中的 $\alpha, \beta, \bar{\alpha}, \bar{\beta}$ 可表示为: $|\alpha|^2 = \mathbf{u}_1^H \mathbf{D}_U \mathbf{u}_1$, $|\beta|^2 = \mathbf{u}_1^H \hat{\mathbf{D}}_E \mathbf{u}_1$, $|\bar{\alpha}|^2 = \hat{\mathbf{u}}_1^H \mathbf{D}_U \hat{\mathbf{u}}_1$, $|\bar{\beta}|^2 = \hat{\mathbf{u}}_1^H \hat{\mathbf{D}}_E \hat{\mathbf{u}}_1$. 继续化简上式, 令 $\mathbf{U}_1 = \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H$, 则

$$\hat{\mathbf{G}}_{B_j} = \frac{1}{\sigma_j^2} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j \mathbf{W} \mathbf{G}_j^H + \hat{\mathbf{G}}_j & \mathbf{G}_j \mathbf{W} \mathbf{h}_{B_j} \\ \mathbf{h}_{B_j}^H \mathbf{W} \mathbf{G}_j^H & \sigma_j^2 + \mathbf{h}_{B_j}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{B_j} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

$$\mathbf{G}_{B_j} = \frac{1}{\sigma_j^2} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{G}}_j & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma_j^2 \end{pmatrix}, \quad (23)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \text{diag}(\mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{w}) \text{diag}(\mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{w})^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma_\Lambda^2 \end{pmatrix}, \quad j \in \{\text{U}, \text{E}\}. \quad (24)$$

通过上述化简, P3 可改写为 P4:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{U}_1} (M_{11} - M_{12}), \\ & \text{s. t. } C_6: \text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{U}_1) \leq P_{\text{RIS}}, \\ & C_7: |\mathbf{U}_{1[l,l]}| \leq \eta_l^2, \quad \forall l, \\ & C_8: |\mathbf{U}_{1[L+1, L+1]}| = 1, \\ & C_9: \text{rank}(\mathbf{U}_1) = 1, \quad \mathbf{U}_1 \geq \mathbf{0}, \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$M_{11} = \ln(\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{BU}} \mathbf{U}_1)) + \ln(\text{tr}(\mathbf{G}_{\text{IE}} \mathbf{U}_1)), \quad (26)$$

$$M_{12} = \ln(\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{BE}} \mathbf{U}_1)) + \ln(\text{tr}(\mathbf{G}_{\text{IU}} \mathbf{U}_1)). \quad (27)$$

将约束条件 C_4, C_5 等价表示为约束条件 C_6, C_7 . 忽略其中常数项不改变目标函数最优解, 即目标函数下界近似为

$$\begin{aligned} M_{11} - M_{12} & \geq M_{11} - \ln(\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{BE}} \hat{\mathbf{U}}_1)) - \ln(\text{tr}(\mathbf{G}_{\text{IU}} \hat{\mathbf{U}}_1)) - \\ & \frac{\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{BE}} (\mathbf{U}_1 - \hat{\mathbf{U}}_1))}{\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{BE}} \hat{\mathbf{U}}_1)} - \frac{\text{tr}(\mathbf{G}_{\text{IU}} (\mathbf{U}_1 - \hat{\mathbf{U}}_1))}{\text{tr}(\mathbf{G}_{\text{IU}} \hat{\mathbf{U}}_1)} = M(\mathbf{U}_1, \hat{\mathbf{U}}_1), \end{aligned} \quad (28)$$

其中 $\hat{\mathbf{U}}_1$ 为定点. 可将 P4 改写为 P5:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{U}_1} M(\mathbf{U}_1, \hat{\mathbf{U}}_1), \\ & \text{s. t. } C_6, C_7, C_8, C_9 \text{ 成立.} \end{aligned} \quad (29)$$

可观察到 P5 为凸半正定问题, 因此可使用凸优化方法解决. 当优化后的相移矩阵不满足秩一约束时, 可使用高斯随机化得到满足约束条件的近似解. 在获得解 \mathbf{U}_1 后有源 RIS 的相移矩阵可表示为

$$\boldsymbol{\Theta} = \text{diag}((\mathbf{u}_{\max}(\mathbf{U}_1) \sqrt{\lambda_{\max}(\mathbf{U}_1)})[1:L]). \quad (30)$$

2.3 多窃听用户场景下的安全速率优化

还可以将上述算法扩展到多窃听用户的情况. 此时, User 和 Eve 处的信息速率为

$$R_U = \log_2 \left[1 + \frac{(\mathbf{h}_{\text{IU}}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}} + \mathbf{h}_{\text{BU}}^H \mathbf{W})(\mathbf{H}_{\text{BI}}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{h}_{\text{IU}} + \mathbf{h}_{\text{BU}})}{\|\mathbf{h}_{\text{IU}}^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_\Lambda^2 + \sigma_U^2} \right], \quad (31)$$

$$R_E = \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{(\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{H}_{BE}^H) \mathbf{W} (\mathbf{H}_{BI}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{H}_{IE} + \mathbf{H}_{BE})}{\|\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_E^2} \right], \quad (32)$$

其中, $\mathbf{H}_{IE} = (\mathbf{h}_{IE,1}, \mathbf{h}_{IE,2}, \dots, \mathbf{h}_{IE,M})^H$ 表示有源 RIS 到 Eve 的信道系数矩阵, $\mathbf{H}_{BE} = (\mathbf{h}_{BE,1}, \mathbf{h}_{BE,2}, \dots, \mathbf{h}_{BE,M})^H$ 表示基站到 Eve 的信道系数矩阵.

在实际应用中, 由文献[18]可知 M 个窃听用户相当于一个拥有 M 根天线的窃听者. 因此, 系统的保密速率 R_{sec} 可进一步表示为

$$R_U - R_E = \log_2 \left[1 + \frac{(\mathbf{h}_{IU}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{h}_{BU}^H) \mathbf{W} (\mathbf{H}_{BI}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{h}_{IU} + \mathbf{h}_{BU})}{\|\mathbf{h}_{IU}^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_U^2} \right] - \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{(\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{H}_{BE}^H) \mathbf{W} (\mathbf{H}_{BI}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{H}_{IE} + \mathbf{H}_{BE})}{\|\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_E^2} \right]. \quad (33)$$

给定有源 RIS 的相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$, 基站发射波束成形向量 \mathbf{w} 的最优解为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \sqrt{P_{\text{BS}}} \mathbf{u}_{\text{max}} \left(\left(\mathbf{B} + \frac{\mathbf{I}}{P_{\text{BS}}} \right)^{-1} \left(\mathbf{A} + \frac{\mathbf{I}}{P_{\text{BS}}} \right) \right), \quad (34)$$

其中

$$\mathbf{A} = \frac{(\mathbf{h}_{IU}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{h}_{BU}^H) (\mathbf{h}_{IU}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{h}_{BU}^H)}{\|\mathbf{h}_{IU}^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_U^2}, \quad (35)$$

$$\mathbf{B} = \frac{(\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{H}_{BE}^H) (\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} + \mathbf{H}_{BE}^H)}{\|\mathbf{H}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_E^2}. \quad (36)$$

给定基站发射波束成形向量 \mathbf{w} 和优化有源 RIS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$, 则问题可表示为 P6:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}, \boldsymbol{\Theta}} R_{\text{sec}}, \\ & \text{s. t } C_2: \|\boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{BI} \mathbf{w}\|^2 + \|\boldsymbol{\Theta}\|_{F\sigma_A}^2 \leq P_{\text{RIS}}, \\ & C_3: |\boldsymbol{\Theta}_{[l,l]}| \leq \eta_l, \quad \forall l=1, 2, \dots, L. \end{aligned} \quad (37)$$

解决问题 P6 可使用解决问题 P2 的方法, 但使用过程存在一些差异. 因为在解决问题 P2 时考虑的是单天线的窃听用户, 所以在解决问题 P6 时需要有多天线的影响进行叠加后再计算. 调整如下:

$$\mathbf{G}_E = \sum_{j=1}^M \text{diag}(\mathbf{h}_{IE,j}^H) \mathbf{H}_{BI}, \quad (38)$$

$$\mathbf{G}_{BE} = \frac{1}{\sigma_U^2} \begin{pmatrix} \mathbf{G}_E \mathbf{W} \mathbf{G}_E^H & \sum_{j=1}^M \mathbf{G}_E \mathbf{W} \mathbf{h}_{BE,j} \\ \sum_{j=1}^M \mathbf{h}_{BE,j}^H \mathbf{W} \mathbf{G}_E^H & \sum_{j=1}^M \mathbf{h}_{BE,j}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{BE,j} \end{pmatrix}. \quad (39)$$

本文算法流程如下.

输入: 初始化噪声, 路损参数, 模拟信道信息, 坐标位置, 平均次数 $T=100$, 最大迭代次数 $K=20$, 设置收敛精度 $\epsilon=10^{-3}$, 初始化随机相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$;

输出: 平均保密速率;

for $t=1:T$ do

while $k \leq K$ do

根据式(14)更新 $\mathbf{w}^{(k)}$;

将 $\mathbf{w}^{(k)}$ 代入式(29);

根据 \hat{U}_1 计算 \mathbf{U}_1 , 并利用式(30)及高斯随机方法得到 $\boldsymbol{\Theta}^{(k)}$, 并更新 $\mathbf{w}^{(k)}$;

until $(R_{\text{sec}}^{(k)} - R_{\text{sec}}^{(k-1)})/R_{\text{sec}}^{(k)} \leq \epsilon$

end while

输出保密速率 $R_{\text{sec}}^{(k)}$;

end for

Return 平均保密速率.

3 仿真结果及分析

3.1 仿真参数设置

在仿真系统场景中, 设置基站位于(0,0), 有源 RIS 位于(40 m,10 m), 合法用户位于(40 m,0), 窃听用户位于(50 m,0). 设置基站天线数量 $N=4$, 有源 RIS 的放大功率 $P_{\text{RIS}}=15$ dBm, 放大系数 $\eta_{\text{RIS}}^2=100$. 噪声功率设为 $\sigma_A^2=\sigma_U^2=\sigma_E^2=-75$ dBm, 收敛精度 $\epsilon=10^{-4}$. 系统中涉及到的所有信道均采用包含大尺度衰落和 Ricean 衰落的复合信道模型:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\rho_0 \left(\frac{d_H}{d_0}\right)^{-\alpha_H}} \left(\sqrt{\frac{K_H}{K_H+1}} \mathbf{H}^{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{K_H+1}} \mathbf{H}^{\text{NLOS}} \right), \quad (40)$$

其中: $\rho_0 = -30$ dB 表示参考距离 $d_0 = 1$ m 处的路径损失因子; d_H 表示基站到 RIS、基站到用户或 RIS 到用户的距离; α_H 表示对应环境的路径损失指数, $\alpha_{\text{BU}} = \alpha_{\text{BE}} = 3$, $\alpha_{\text{BU}} = 2.2$, $\alpha_{\text{BU}} = \alpha_{\text{BE}} = 2.5$; $K_H = 10$ 表示 Ricean 因子; \mathbf{H}^{LOS} 表示基站到有源 RIS 及有源 RIS 到用户的通信链路中的视距(LOS)部分, 为简化实验将其设置为单位矩阵; \mathbf{H}^{NLOS} 表示非视距(NLOS)部分, 建模为 Rayleigh 衰落.

对统计 CSI 误差信道模型中的误差矩阵 $\Delta \mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}}, \Delta \mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}}, \Delta \mathbf{h}_{\text{BU}}^{\text{H}}, \Delta \mathbf{h}_{\text{BE}}^{\text{H}}$ 的方差矩阵分别设为 $\Sigma_{I_j} = \epsilon_{I_j}^2 \mathbf{I}$, $\Sigma_{E_j} = \epsilon_{E_j}^2 \mathbf{I}$, $j \in \{\text{U}, \text{E}\}$; 其中 $\epsilon_{\text{IU}}^2 = \delta_{\text{IU}}^2 \|\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}}\|_2^2$, $\epsilon_{\text{IE}}^2 = \delta_{\text{IE}}^2 \|\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}}\|_2^2$, $\epsilon_{\text{BU}}^2 = \delta_{\text{BU}}^2 \|\mathbf{h}_{\text{BU}}^{\text{H}}\|_2^2$, $\epsilon_{\text{BE}}^2 = \delta_{\text{BE}}^2 \|\mathbf{h}_{\text{BE}}^{\text{H}}\|_2^2$. 而 $\delta_{\text{IU}}^2 = \delta_{\text{IE}}^2 = \delta_{\text{BU}}^2 = \delta_{\text{BE}}^2 = 0.01$ 为归一化 CSI 误差, 表示 CSI 的不确定性相对值.

为验证本文算法的性能, 选择 3 个方案进行比较. 方案 1 采用本文算法, 参数设置如上; 方案 2 采用无源 RIS 辅助的方案^[1], 基站的波束成形向量设计采取与本文同样的方案; 方案 3 为仅考虑直联链路, 通过优化基站波束成形向量以最大化系统安全速率.

3.2 结果分析

图 2 为当基站最大发射功率 $P_{\text{BS}}=15$ dBm, 合法用户位于(40 m,0), 窃听用户位于(50 m,0), 有源 RIS 与无源 RIS 反射元件个数 $L=8$ 的情况下, 系统保密速率随归一化 CSI 误差率变化的关系, 其中归一化 CSI 误差率表示所估计的 CSI 与理想 CSI 之间的差距. 由图 2 可见, 随着误差率的不断增大, 所有方案下的系统保密速率都呈现下降趋势. 当归一化 CSI 误差率为 0.01 时, 本文算法相较于理想 CSI 的情况下仅降低了 4%, 比无源 RIS 辅助的方案与仅考虑直联链路的方案下降较缓慢, 展现出更好的稳定性. 由仿真结果可见, 本文算法在较差信道环境情况下, 系统保密速率更高, 鲁棒性更强.

图 3 为当合法用户位于(40 m,0), 窃听用户位于(50 m,0), 有源与无源 RIS 反射元件个数 $L=8$, 归一化 CSI 误差为 0.01 的情况下, 利用本文 AO 算法的迭代收敛曲线. 由图 3 可见, 本文算法随迭代次数的增加而逐渐收敛, 无论是不同基站的发射功率还是不同窃听用户数量, 利用本文算法, 平均保密速率基本上可在迭代 3 次内达到收敛. 基站发射功率为 30 dBm、窃听用户数量为 1 情况下的平均保密速率, 相比基站发射功率为 20 dBm、窃听用户数量为 1 情况下的平均保密速率提升了 15%; 基站发射功率为 20 dBm、窃听用户数量为 1 情况下的平均保密速率, 相比窃听用户数量为 3 的情况下的平均保密速率提升了 30%.

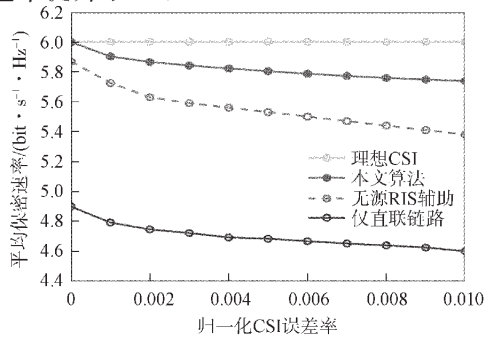


图 2 保密速率随归一化 CSI 误差率的变化情况

Fig. 2 Variation of secrecy rate with normalized CSI error rate

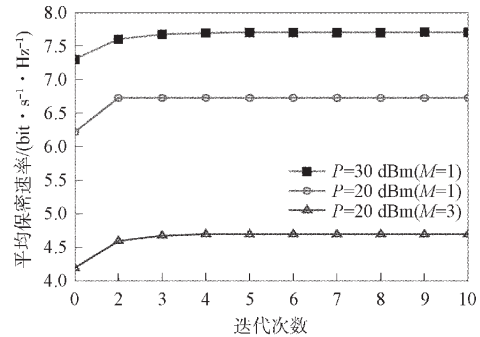


图 3 保密速率随迭代次数的变化情况

Fig. 3 Variation of secrecy rate with number of iterations

图 4 为当合法用户位于(40 m,0), 窃听用户位于(50 m,0), 有源与无源 RIS 反射元件个数 $L=8$, 归一化 CSI 误差率为 0.01 的情况下, 系统保密速率随基站最大发射功率的变化情况. 随着基站发射功率的增加, 不同方案下的平均保密速率都逐步上升. 由图 4 可见, 无论 $M=1$ 还是 $M=3$ 时, 本文方案下的平均保密速率总体均高于无源 RIS 辅助情况方案下的平均保密速率. 当基站发射功率 $P_{BS}=50$ dBm, $M=1$ 时, 本文方案相比无源 RIS 辅助的方案提升了 18%, 相比仅考虑直联链路的方案提升了 35%. 当基站发射功率 $P_{BS}=50$ dBm, $M=3$ 时, 本文算法相比无源 RIS 辅助的方案提升了 10%, 相比仅考虑直联链路的方案提升了 20%. 此外, 由图 4 还可观察到, 随着 M 的增大, 其平均保密速率相比 $M=1$ 时的平均保密速率有所下降. 这是因为随着窃听用户数量的增多, 窃听用户所窃听的信息传输速率总量也会增多, 从而导致平均保密速率降低.

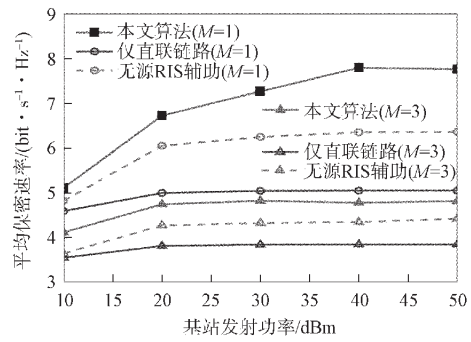


图 4 保密速率随基站发射功率的变化情况

Fig. 4 Variation of secrecy rate with base station transmission power

图 5 为在基站最大发射功率 $P_{BS}=20$ dBm, 有源与无源 RIS 反射元件个数 $L=8$, 归一化 CSI 误差率为 0.01 的条件下, 通过改变合法用户与窃听用户的位置, 得到的各方案平均保密速率变化趋势. 其中, 当合法用户位置为 $(x,0)$ 时, 窃听用户的位置为 $(x+10,0)$. 由图 5 可见, 无论是 $M=1$ 还是 $M=3$ 的情况, 所提出的有源 RIS 辅助方案均比无源 RIS 辅助方案和仅直联链路的方案显示出了更好的保密性能. 当合法用户距离基站 40 m, $M=1$ 的情况下, 本文方案相比无源 RIS 辅助的方案提升了 10%, 相比仅考虑直联链路的方案提升了 27%; 当合法用户距离基站 40 m, $M=3$ 的情况下, 本文方案相比仅考虑直联链路的方案提升了 18%. 特别地, 当无 RIS 辅助时, 平均保密速率会随合法用户与基站之间距离的增加而逐渐降低; 而本文方案与无源 RIS 辅助的方案, 当用户与基站之间的距离为 30~40 m 时, 平均保密速率会随距离的增加而增加. 这是因为当合法用户接近 RIS 时, RIS 可经由反射波束成形有效地增强合法用户的信息传输速率.

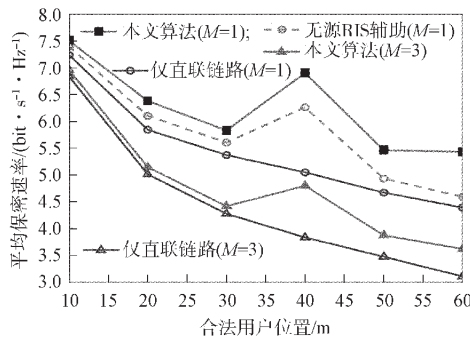


图 5 保密速率随合法用户位置的变化情况

Fig. 5 Variation of secrecy rate with legitimate user's position

由图 6 可见, 随着反射面元件个数的增加, 平均保密速率逐渐上升. 这是因为反射面元件越多, 波束越集中, 用户能接收到更强的来自于 RIS 的反射信号, 从而增强了合法用户的信噪比, 进而提高了通信的安全性. 当 $M=1$ 时, 本文算法的平均保密速率增幅较明显, 元件个数为 10 相较于元件个数为 2, 平均保密速率提升了 20%; 当 $M=3$ 时, 由于窃听用户总信息传输速率的增加, 导致平均保密速率提升有限, 元件个数为 10 相较于元件个数为 2, 本文算法的平均保密速率提升了 15%.

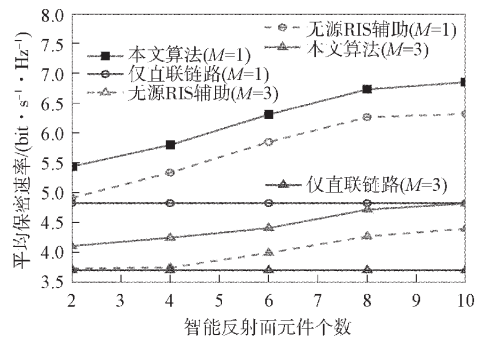


图 6 保密速率随 RIS 元件个数的变化情况

Fig. 6 Variation of secrecy rate with number of RIS elements

综上所述, 针对非理想 CSI 下有源 RIS 辅助的 MISO 安全通信系统, 本文提出了一种在非理想 CSI 条件下基于交替迭代和最小化-最大化的算法, 对保密速率最大化的非凸问题进行求解. 在此基础

上, 针对多窃听用户的场景进行了扩展研究. 数值仿真实验结果表明, 本文方案相较于基准方案, 克服了“双衰落”效应, 并有效提高了系统的安全性能.

参 考 文 献

- [1] SHEN H, XU W, GONG S L, et al. Secrecy Rate Maximization for Intelligent Reflecting Surface Assisted Multi-antenna Communications [J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(9): 1488-1492.
- [2] 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*, 2022, 71(3): 1707-1725.
- [3] 李汀, 牛梅琳, 李飞. 有源 IRS 辅助的安全通信系统波束成形设计 [J]. *信号处理*, 2023, 39(12): 2183-2189. (LI T, NIU M L, LI F. Beamforming Design for Secure Communication Systems Assisted by Active IRS [J]. *Signal Processing*, 2023, 39(12): 2183-2189.)
- [4] LV W G, BAI J L, YAN Q L, et al. RIS-Assisted Green Secure Communications: Active RIS or Passive RIS? [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 12(2): 237-241.
- [5] CHEN J, LIANG Y C, PEI Y, et al. Intelligent Reflecting Surface: A Programmable Wireless Environment for Physical Layer Security [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 82599-82612.
- [6] CUI M, ZHANG G C, ZHANG R. Secure Wireless Communication via Intelligent Reflecting Surface [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(5): 1410-1414.
- [7] NIU H H, CHU Z, ZHOU F H, et al. Weighted Sum Secrecy Rate Maximization Using Intelligent Reflecting Surface [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(9): 6170-6184.
- [8] 赵磊, 杨柳, 刘峰. 一种可重构智能表面辅助安全通信保密性能优化方案 [J]. *北京邮电大学学报*, 2024, 47(3): 90-95. (ZHAO L, YANG L, LIU F. A Secure Communication Secrecy Performance Optimization Scheme Assisted by Reconfigurable Intelligent Surface [J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2024, 47(3): 90-95.)
- [9] DONG L M, WANG H M, XIAO H T. Secure Cognitive Radio Communication via Intelligent Reflecting Surface [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(7): 4678-4690.
- [10] 雷维嘉, 翟泽旭, 雷宏江, 等. 不准确 CSI 下智能反射表面辅助的多用户系统物理层安全方案设计 [J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(7): 2299-2308. (LEI W J, ZHAI Z X, LEI H J, et al. Design of Physical Layer Security Scheme for Multi-user Systems Assisted by Intelligent Reflecting Surface under Inaccurate CSI [J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2022, 44(7): 2299-2308.)
- [11] WANG J M, WANG S J, HAN S, et al. Intelligent Reflecting Surface Secure Backscatter Communication without Eavesdropping CSI [J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(6): 1496-1500.
- [12] CHAI L Y, BAI L, BAI T, et al. Secure RIS-Aided MISO-NOMA System Design in the Presence of Active Eavesdropping [J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(22): 19479-19494.
- [13] LYU B, ZHOU C, GONG S M, et al. Robust Secure Transmission for Active RIS Enabled Symbiotic Radio Multicast Communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(12): 8766-8780.
- [14] KONG Y B, ZOU Y L, ZHAI L S, et al. Secrecy Rate Maximization for ARIS-Aided Wireless-Powered Communication Networks [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(8): 2075-2079.
- [15] 冯友宏, 张彦峨, 张玉峰, 等. 非完美信道状态信息下分布式智能反射面辅助安全通信研究 [J]. *电子与信息学报*, 2024, 46(7): 2860-2868. (FENG Y H, ZHANG Y E, ZHANG Y F, et al. Research on Secure Communication Assisted by Distributed Intelligent Reflecting Surface under Imperfect Channel State Information [J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2024, 46(7): 2860-2868.)
- [16] ZHAO C, PANG X W, LU W D, et al. Energy Efficiency Optimization of IRS-Assisted UAV Networks Based on Statistical Channels [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(8): 1419-1423.
- [17] WU Q Q, ZHANG R. Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2019, 58(1): 106-112.
- [18] WANG J P, ZHANG J, LU J C, et al. Secrecy Rate Analysis for RIS-Aided Multi-user MISO System Over Rician Fading Channel [J]. *Journal of Communications and Information Networks*, 2023, 8(1): 48-56.

(责任编辑: 韩 啸)