doi: 10.13413/j.cnki.jdxblxb.2023356

# 非理想 CSI 下 IRS 辅助 MISO 保密速率最大化方法

彭 艺, 张 宇, 杨青青
(昆明理工大学 信息工程与自动化学院, 云南省计算机重点实验室, 昆明 650500)

**摘要:** 基于智能反射面辅助多输入、单输出的安全无线通信系统, 提出一种最大化系统保密速率为目标联合主被动波束形成算法. 考虑非理想信道状态信息下基站发射波束成形向量和无源智能反射面相移矩阵联合优化设计问题. 为解决非凸分式规划问题, 通过 Charnes-Cooper 变换引入两个辅助变量, 将单项分式问题转化为差的形式, 同时采用一种交替迭代优化联合半正定松弛方法, 得到易于求解的凸问题. 仿真实验结果表明, 该算法相比传统算法, 有效提升了系统的安全性, 保密性能提升 10%～30%, 且在一定信道状态信息误差下保密速率下降不明显, 具有较强的鲁棒性.

**关键词:** 物理层安全; 智能反射表面; 统计信道状态信息; 系统保密速率; 鲁棒波束形成
**中图分类号:** TP391 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5489(2024)05-1203-08

# IRS-Assisted MISO Secrecy Rate Maximisation Method under Imperfect CSI

PENG Yi, ZHANG Yu, YANG Qingqing
(*Yunnan Provincial Key Laboratory of Computer Science, School of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology, Kunming* 650500, *China*)

**Abstract:** Based on the intelligent reflecting surface-assisted multi input single output (MISO) secure wireless communication system, we proposed a joint active-passive beamforming algorithm with the objective of maximizing the system secrecy rate. We considered the joint optimization design problem of beamforming vectors for base station transmission and passive intelligent reflecting surface (IRS) phase shift matrix under non-ideal channel state information. In order to solve the non-convex fractional planning problem, two auxiliary variables were introduced through Charnes-Cooper transformation to transform the single fractional problem into a difference form, at the same time, an alternating iterative optimization combined with semidefinite relaxation (SDR) method was adopted to obtain an easy-to-solve convex problem. The simulation experiment results show that compared with the traditional algorithms, the proposed algorithm effectively improves the system security, the confidentiality performance by 10%—30%, and the secrecy rate does not decrease significantly under certain channel state information error, which has strong robustness.

**Keywords:** physical layer security; intelligent reflecting surface; statistical channel state information;

**收稿日期:** 2023-08-28.

**第一作者简介:** 彭 艺(1976—), 女, 汉族, 博士, 副教授, 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: 1061568608@qq.com.

**基金项目:** 国家自然科学基金(批准号: 61761025)和云南省计算机重点实验室开放基金(批准号: 2021102).

system secrecy rate; robust beamforming

目前,无线通信系统向大容量、低延时、高带宽目标发展,各种新的通信技术不断涌现. 超材料是根据电磁功能需求而设计和加工的,也被称为人工电磁媒质,其特性不同于常规的人造材料,研究表明,通过超材料可改变光、电磁波性质,这种特性在通信系统中有重要应用[1]. 智能反射面(intelligent reflecting surface, IRS)也称为智能超表面、可重构智能表面(RIS),涉及超材料、电磁信息、界面电磁、电磁计算、控制论、无线通信等多学科内容,通常由大量电磁单元排列组成,通过给电磁单元上的可调元件施加控制信号,可动态地控制这些电磁单元的电磁性质,进而实现以可编程的方式对空间电磁波进行智能调控,形成幅度、相位、极化和频率可控制的电磁场[2]. 通过合理地设计这些反射信号的相位和幅度,可增强接收信号并有效指向所需的接收器. IRS 在无线通信中的潜在应用非常广泛,包括提高信号强度和质量、减少多个发射和接收天线之间的干扰等[3]. IRS 能通过控制表面重构不良传播条件,从而提高无线通信系统的频谱效率和能源效率,是 6G 潜在使能的关键技术之一[4]. 无线通信技术迅速发展引发了人们对通信安全的担忧,IRS 新技术给出了另一种应对窃听通信的方法. 通过对 IRS 的反射相位进行优化设计,增强合法用户信噪比的同时恶化窃听用户信噪比,从而增强无线通信系统的物理层安全(physical layer security, PLS)[5].

将 IRS 应用到传统的无线通信系统中,以提高安全性已经有大量的研究结果[6]. Huang 等[7]提出了中继协作,加大合法用户与窃听用户之间的信道差异,以提高合法用户的保密速率. 文献[8]研究的模型类似,通过优化基站发送端波束成形以及 IRS 相移矩阵,在多输入、单输出(multiple-input single-output, MISO)系统下实现最大化保密率,最小化基站发射功率和最大化系统能效等[9-10]. Shen 等[11]考虑非理想信道状态信息(channel state information, CSI),并提出了一种连续凸近似算法优化发射波束成形和 IRS 离散相移矩阵,在保证最低的用户服务质量(quality of service, QoS)前提下,最大程度地限制窃听用户的信噪比. Tan 等[12]进一步研究智能反射面辅助无线通信系统性能,根据用户 CSI 导出 IRS 最佳反射相位,并推导得到信噪比(SNR)概率密度函数的精确表达式. Chen 等[13]考虑了基于非理想 CSI 的智能反射面辅助鲁棒波束形成,由于车辆高速移动下 CSI 会快速变化,瞬时 CSI 几乎无法获取,通过统计 CSI 实现上行链路速率最大化,同时提出 JAPMC(joint optimization of active and passive beamforming in the muti-VUE case)算法,通过构造目标函数和概率约束的二次代理规避目标函数和概率约束的封闭形式. Feng 等[14]分别采用 3 种不同 CSI 信道模型,联合波束成形和 IRS 相移设计采用半正定松弛算法和梯度投影算法提高保密速率的同时求解基站最小功率. Hong 等[15]研究了 MISO 安全通信模型,利用基站生成人工噪声(artificial noise, AN)并置于合法用户零空间,干扰窃听用户.

上述方法中,IRS 在物理层安全的研究已较成熟,部分研究引入中继天线和人工噪声都会使系统增加额外的能源消耗,同时还会产生不可避免的热噪声,上述方法并未考虑基站对级联信道进行估计产生的误差. 本文考虑一种更接近实际应用场景下的 MISO 安全通信模型[16],在窃听用户与合法用户空间上高度相关,其信道采用统计 CSI 误差模型[17]. 传统的蜂窝部署可能存在覆盖空洞区域,如在高大建筑物的阴影区域,在密集城区场景下的街道信号覆盖. 针对上述场景,考虑基站与用户间不存在直射路径,通过采用交替迭代优化和半正定松弛算法联合设计基站主动发射波束成形向量和无源 IRS 反射波束成形相移矩阵,在基站最大发射功率约束条件下最大化系统保密速率.

## 1 系统模型及问题表述

如图 1 所示,本文考虑一个下行链路多输入、单输出通信系统模型,基站(base station, BS)有 $N_t$ 个发射天线,一个单天线窃听用户(Eve)和一个单天线合法用户(Bob),以及含有 $M$ 个反射元件的 IRS. 模型假设如下:1) BS 和 IRS 位于建筑物高层,存在较强直射路径,BS 与 Bob,Eve 之间有障碍物遮挡,无直射路径,Eve 的位置在 Bob 附近并随机生成;2) 由于 IRS 无源的特性,级联信道估计存在明显误差,同时显著的路径损耗也会增大信道估计误差,因此被 IRS 反射两次或两次以上的信号功

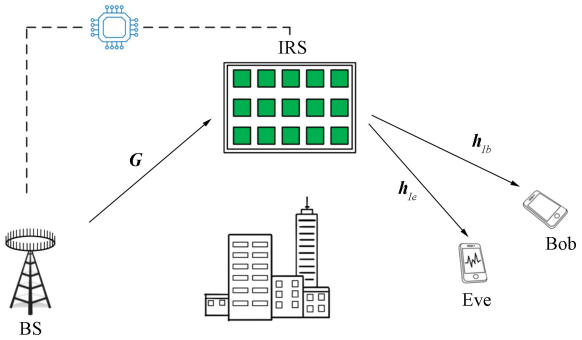



**图 1　系统模型**

**Fig. 1　System model**

率可以忽略不计；3）为考虑 IRS 辅助保密通信系统的性能影响，涉及的所有信道的 CSI 均完全已知.

设 BS 到 IRS、IRS 到 Bob 和 IRS 到 Eve 的 CSI 分别表示为 $\boldsymbol{G}\in\mathbb{R}^{M\times N_t}$，$\boldsymbol{h}_{Ib}^H\in\mathbb{R}^{1\times M}$，$\boldsymbol{h}_{Ie}^H\in\mathbb{R}^{1\times M}$，其中 $\mathbb{R}^{M\times N_t}$ 表示 $M\times N_t$ 的复空间. IRS 的反射系数建模表示为

$$\boldsymbol{\Phi}=\mathrm{diag}(\beta_1 e^{j\theta_1},\beta_2 e^{j\theta_2},\cdots,\beta_m e^{j\theta_m})\in\mathbb{R}^{m\times m},$$

其中：$m\in\{1,2,\cdots,M\}$；$\theta_m\in[0,2\pi)$表示 IRS 的第 $m$ 个元件的相移系数；$\beta_m\in[0,1]$表示第 $m$ 个元件的振幅系数，同时为使发射能效最大化，假设 $\beta_m=1$. 信道采用与距离相关的 Rice 衰落信道模型：

$$\boldsymbol{G}=\sqrt{\rho_0\left(\frac{d_G}{d_0}\right)^{-\alpha_G}}\left(\sqrt{\frac{K_G}{K_G+1}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{LOS}}+\sqrt{\frac{1}{K_G+1}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{NLOS}}\right),\tag{1}$$

其中$\sqrt{\rho_0\left(\frac{d_G}{d_0}\right)^{-\alpha_G}}$表示与距离相关的路径损失模型，$\rho_0$ 表示参考距离 $d_0$ 处的路径损失因子，$d_G$ 表示 BS 与 IRS 之间的距离，$\alpha_G$ 表示对应环境的路径损失指数，$K_G$ 表示 Rice 因子，$\boldsymbol{G}^{\mathrm{LOS}}$表示 BS-IRS 信道的视距(line-of-sight，LOS)部分，$\boldsymbol{G}^{\mathrm{NLOS}}$表示信道的非视距(non-line-of-sight，NLOS)部分.

在 Bob 和 Eve 处的接收信号分别表示为

$$y_b=\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}x+n_b,\tag{2}$$

$$y_e=\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}x+n_e,\tag{3}$$

其中：$\boldsymbol{h}_{Ib}^H$，$\boldsymbol{h}_{Ie}^H$分别表示 IRS 到 Bob 和 IRS 到 Eve 的信道状态信息；$\boldsymbol{\Phi}$ 表示 IRS 相移矩阵；$\boldsymbol{\omega}$ 表示 BS 发射波束成形向量；$x$ 为发送到合法用户的信息且满足 $E(|x|^2)=1$；$n_b\sim\mathrm{CN}(0,\sigma_b^2)$，$n_e\sim\mathrm{CN}(0,\sigma_e^2)$分别为 Bob 和 Eve 处的加性高斯白噪声，服从均值为 0、方差为 $\sigma_b^2$ 和$\sigma_e^2$ 的高斯分布. 利用 Shannon 定理给出信道的极限传输速率公式，Bob 和 Eve 处的信息速率表示为

$$R_b=\log_2\left(1+\frac{|\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}|^2}{\sigma_b^2}\right),\tag{4}$$

$$R_e=\log_2\left(1+\frac{|\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}|^2}{\sigma_e^2}\right).\tag{5}$$

因此保密速率可表示为

$$R_{\mathrm{sec}}=\max\{0,R_b-R_e\}.\tag{6}$$

在信道估计中，一般采取半盲估计或非盲估计方式进行估计. 具体接收端借助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. 但在实际通信系统中，由于信道增益估计误差、CSI 反馈时延、多径信道，级联信道的时变特性等问题，很难获得理想的 CSI. 考虑 IRS 到 Bob 和 Eve 的信道为非理想信道状态信息，对 IRS 到 Bob，Eve 链路采用统计分布 CSI 误差模型，信道建模如下：

$$\boldsymbol{h}_{Ib}^H=\hat{\boldsymbol{h}}_{Ib}^H+\Delta\boldsymbol{h}_{Ib}^H,\quad \Delta\boldsymbol{h}_{Ib}^H\sim\mathrm{CN}(0,\boldsymbol{\Sigma}_{Ib}),\tag{7}$$

$$\boldsymbol{h}_{Ie}^H=\hat{\boldsymbol{h}}_{Ie}^H+\Delta\boldsymbol{h}_{Ie}^H,\quad \Delta\boldsymbol{h}_{Ie}^H\sim\mathrm{CN}(0,\boldsymbol{\Sigma}_{Ie}),\tag{8}$$

其中：$\Delta\boldsymbol{h}_{Ib}^H$，$\Delta\boldsymbol{h}_{Ie}^H$分别为 IRS 到 Bob 和 Eve 的误差矩阵，且服从均值为 0、方差为 $\boldsymbol{\Sigma}_{Ib}$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_{Ie}$ 的复高斯分布，$\hat{\boldsymbol{h}}_{Ib}^H$，$\hat{\boldsymbol{h}}_{Ie}^H$为基于导频符号的信道估计值.

基于以上模型，首先对 IRS 辅助无线通信系统的保密速率最大化问题进行数学推导. 其次，通过联合优化 BS 的发射波束成形向量和 IRS 的相移矩阵，提出一种基于交替迭代优化算法解决上述非凸分式规划问题. 将问题表述为

$$\max_{\boldsymbol{\omega},\boldsymbol{\Phi}}R_{\mathrm{sec}},\tag{9}$$

$$\text{s.t.}\quad \|\boldsymbol{\omega}\|^2\leqslant P_{\max},\tag{10}$$

$$|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\vartheta_i}|=1,\quad \forall i=1,2,\cdots,M, \tag{11}$$

其中 $P_{\max}$ 表示 BS 最大发射功率，$|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\vartheta_i}|=1$ 表示 IRS 单位模约束. 优化问题(9)中存在两个变量高度耦合，目标函数对 $\boldsymbol{\omega}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}$ 是非凸的，优化问题(11)中单位模约束也是非凸的，很难使用现有优化算法获得全局最优解. 在问题(9)中，注意到约束条件(10)只包含变量 $\boldsymbol{\omega}$，式(11)中的变量只与 $\boldsymbol{\Phi}$ 相关与 $\boldsymbol{\omega}$ 无关，显然可通过交替优化 $\boldsymbol{\Phi}$ 和 $\boldsymbol{\omega}$ 简化该问题. 通过将目标问题拆分成两个子问题，对变量进行解耦，首先固定 BS 发射波束成形向量 $\boldsymbol{\omega}$ 优化 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$，再由解得 $\boldsymbol{\Phi}$ 优化 BS 发射波束成形. 采用 Charnes-Cooper 变换将目标函数中分式规划问题转变为差的形式，通过引入两个辅助变量将目标函数转化为凸性表达式，经过多次迭代更新后得到近似解.

## 2 鲁棒波束设计

首先给定 BS 发射波束成形向量 $\boldsymbol{\omega}$，优化 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$，将问题(9)改写为子问题 P1：

$$\max_{\boldsymbol{\Phi}}\left\{\frac{1+\frac{1}{\sigma_b^2}|\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}|^2}{1+\frac{1}{\sigma_e^2}|\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}|^2}\right\}, \tag{12}$$

$$\text{s.t.}\quad |\mathrm{e}^{\mathrm{j}\vartheta_i}|=1,\quad \forall i=1,2,\cdots,M. \tag{13}$$

定义 $\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}=\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_b$，$\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}=\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_e$，$\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}=(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\vartheta_1},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\vartheta_M})$，$\boldsymbol{\Theta}_b=\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{Ib}^H)\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}$，$\boldsymbol{\Theta}_e=\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{Ie}^H)\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega}$，即

$$\max_{\boldsymbol{v}}\left\{\frac{1+\frac{1}{\sigma_b^2}\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_b\boldsymbol{\Theta}_b^H\boldsymbol{v}^*}{1+\frac{1}{\sigma_e^2}\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_e\boldsymbol{\Theta}_e^H\boldsymbol{v}^*}\right\}. \tag{14}$$

进一步，令 $\boldsymbol{G}_b=\frac{1}{\sigma_b^2}\boldsymbol{\Theta}_b\boldsymbol{\Theta}_b^H$，$\boldsymbol{G}_e=\frac{1}{\sigma_e^2}\boldsymbol{\Theta}_e\boldsymbol{\Theta}_e^H$，$\boldsymbol{s}=\boldsymbol{v}^*$，即

$$\max_{\boldsymbol{s}}\left\{\frac{1+\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{G}_b\boldsymbol{s}}{1+\boldsymbol{s}^H\boldsymbol{G}_e\boldsymbol{s}}\right\}, \tag{15}$$

$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{s}^H\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{s}=1,\quad \forall n=1,2,\cdots,M, \tag{16}$$

其中 $\boldsymbol{E}_n$ 为 $\mathbb{R}^{M\times M}$ 的实对称矩阵，$(E_n)_{i,j}$ 为它的任意元素，当且仅当 $i=j=n$ 时 $(E_n)_{i,j}=1$，否则为 0. 式(15)为非凸二次等式规划问题，同时目标函数为分式对于 $\boldsymbol{s}$ 是非凸的. 下面使用半正定松弛(SDR)方法解决非凸性，令 $\boldsymbol{S}=\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^H$，松弛 $\mathrm{rank}(\boldsymbol{S})=1$ 的约束，则子问题 P1 可进一步表示为

$$\max_{\boldsymbol{S}\succeq 0}\left\{\frac{1+\mathrm{tr}(\boldsymbol{G}_b\boldsymbol{S})}{1+\mathrm{tr}(\boldsymbol{G}_e\boldsymbol{S})}\right\}, \tag{17}$$

$$\text{s.t.}\quad \mathrm{tr}(\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{S})=1,\quad \forall n=1,2,\cdots,M. \tag{18}$$

由于上述目标函数为分式，因此可采用 Charnes-Cooper 变换，引入两个辅助变量将分式转化为凸性表达式. 由于单位模量约束问题 $\mathrm{rank}(\boldsymbol{S})=1$，因此可采用高斯随机化得到近似解，令 $\mu=1/(1+\mathrm{tr}(\boldsymbol{G}_e\boldsymbol{S}))$，$\boldsymbol{X}=\mu\boldsymbol{S}$ 可重新表示为

$$\max_{\mu\geqslant 0,\ \boldsymbol{X}\succeq 0}\ \mathrm{tr}(\boldsymbol{G}_b\boldsymbol{X})+\mu, \tag{19}$$

$$\text{s.t.}\quad \mathrm{tr}(\boldsymbol{G}_e\boldsymbol{X})+\mu=1, \tag{20}$$

$$\mathrm{tr}(\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{S})=1,\quad \forall n=1,2,\cdots,M. \tag{21}$$

问题(19)是一个凸半定规划(SDP)问题，可用多种方法求得最优解. 本文使用 MATLAB CVX tool 工具箱求解问题(19)的最优解，解得 $\mu,\boldsymbol{X}$ 后再对 $\boldsymbol{S}=\boldsymbol{X}/\mu$ 进行特征值分解，高斯随机化后得到 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$.

由上述 $\boldsymbol{\Phi}$ 优化 BS 发射波束成形向量 $\boldsymbol{\omega}$，将问题(9)改写为子问题 P2：

$$\max_{\boldsymbol{\omega}} R_{\mathrm{sec}}, \tag{22}$$

$$\text{s.t.}\quad \mathrm{tr}(\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\omega}^H)\leqslant P_{\max}. \tag{23}$$

由式(12)可知

$$\max_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ \frac{1+\frac{1}{\sigma_b^2}(\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega})^H(\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega})}{1+\frac{1}{\sigma_e^2}(\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega})^H(\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{\omega})} \right\}, \tag{24}$$

式(24)等价于

$$\max_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ \frac{1+\frac{1}{\sigma_b^2}\boldsymbol{\omega}^H(\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})^H(\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})\boldsymbol{\omega}}{1+\frac{1}{\sigma_e^2}\boldsymbol{\omega}^H(\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})^H(\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})\boldsymbol{\omega}} \right\}. \tag{25}$$

令 $\boldsymbol{A}=\frac{1}{\sigma_b^2}(\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})^H(\boldsymbol{h}_{Ib}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})$，$\boldsymbol{B}=\frac{1}{\sigma_e^2}(\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})^H(\boldsymbol{h}_{Ie}^H\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})$，将子问题 P2 简化为

$$\max_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ \frac{1+\boldsymbol{\omega}^H\boldsymbol{A}\boldsymbol{\omega}}{1+\boldsymbol{\omega}^H\boldsymbol{B}\boldsymbol{\omega}} \right\}, \tag{26}$$

$$\text{s.t. } \operatorname{tr}(\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\omega}^H) \leqslant P_{\max}. \tag{27}$$

由文献[18]可知，问题(26)的最优解应为

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{opt}} = \sqrt{P_{\max}}\,\boldsymbol{u}_{\max}, \tag{28}$$

其中：$P_{\max}$表示基站最大发射功率；$\boldsymbol{u}_{\max}$是矩阵$\left(\boldsymbol{B}+\frac{1}{P_{\max}}\boldsymbol{I}\right)^{-1}\left(\boldsymbol{A}+\frac{1}{P_{\max}}\boldsymbol{I}\right)$的最大特征值归一化向量，$\boldsymbol{I}$ 表示$Nt\times Nt$ 阶单位矩阵.

本文算法流程如下.

**算法 1**

1) 初始化噪声，路损参数，模拟信道信息，设置坐标位置，收敛精度，最大迭代次数，平均次数，初始化随机 $\boldsymbol{\Phi}$；

2) for iterate＝平均次数；

3)　while 最大迭代次数；

4)　　计算 $\boldsymbol{G}_b$，$\boldsymbol{G}_e$，求解经过 Charnes-Cooper 变换后的目标函数，再进行特征值分解以及高斯随机化求解 IRS 相移矩阵；

5)　　将求得的相移矩阵代入 $\boldsymbol{A}$ 和 $\boldsymbol{B}$，并计算式(28)可得到最优的基站发射波束成形向量；

6)　　更新 $\boldsymbol{\omega}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}$；

7)　　计算保密速率；

8)　　判断是否符合保密速率收敛精度；

9)　end；

10) end.

## 3　仿真结果和分析

信道均采用自由空间路径损失模型和 Rice 衰落信道模型，并进行 1 000 次 Monte-Carlo 实验. 部分仿真参数如下：BS 最大发射功率为 0～60 dBm，BS 天线数量为 5，BS 坐标为(0,0,10)m，IRS 坐标为(0,140,10)m，IRS 反射元件个数为 64～128，Bob 坐标为(10,150,0)m，Eve 坐标为(10,165,0)m，Rice 因子为 $K_G=1$，$K_b=K_e=10$，$\sigma_b^2=\sigma_e^2=-70$ dBm，路径损失指数 $\alpha_G=2.2$，$\alpha_b=\alpha_e=3$. $\rho_0=30$ dB 为 $d_0=1$ m 处的路径损失. $\boldsymbol{G}^{\text{NLOS}}$为非视距分量，将其建模为 Rayleigh 衰落，为简化实验，设矩阵 $\boldsymbol{G}^{\text{LOS}}$ 为单位矩阵. 对统计 CSI 误差信道模型中的误差矩阵 $\Delta\boldsymbol{h}_{Ib}^H$，$\Delta\boldsymbol{h}_{Ie}^H$ 的方差矩阵分别设为$\boldsymbol{\Sigma}_{Ib}=\varepsilon_b^2\boldsymbol{I}$，$\boldsymbol{\Sigma}_{Ie}=\varepsilon_e^2\boldsymbol{I}$，其中 $\varepsilon_b^2=\delta_b^2\,\|\,\boldsymbol{h}_{Ib}^H\,\|_2^2$，$\varepsilon_e^2=\delta_e^2\,\|\,\boldsymbol{h}_{Ie}^H\,\|_2^2$，$\delta_b^2$ 和 $\delta_e^2\in[0,1)$为归一化 CSI 误差，表示 CSI 的不确定性的相对值.

利用仿真实验验证本文提出的交替优化鲁棒波束形成方案(AO with IRS)，同时与对照组实验进行性能对比. 对照组方案如下.

1) 保密速率上界：子问题 P1 中目标函数松弛 rank($\boldsymbol{S}$)＝1 约束条件下的最优解.

2) 最大比率传输：基站采用 MRT 进行预编码，即基站发射波束成形向量 $\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{MRT}}=\sqrt{P_{\max}}\dfrac{\boldsymbol{G}}{\|\boldsymbol{G}\|}$，重复算法 1 流程中的步骤 4)，再由本文算法设计 IRS 相移矩阵，即可得到该方案下的保密速率.

3) IRS 随机相移：该方案不采用子问题 P1 推导出的最优解，而是将 $\boldsymbol{\Phi}$ 设置为模恒为 1 的随机对角矩阵，基站发射波束成形向量 $\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{opt}}=\sqrt{P_{\max}}\boldsymbol{u}_{\max}$.

4) 理想 CSI：该方案采用本文算法且所有信道都是理想的.

图 2 为本文算法在基站最大发射功率为 $P_{\max}=15$ dBm，归一化 CSI 误差为 0.01 情形下的收敛性. 由图 2 可见，本文算法随着迭代次数的增加而逐渐收敛，其在迭代 6 次后基本可以收敛，收敛性良好. 当天线数($Nt$)为 10、智能反射面元件个数($M$)为 64 时，比天线数为 5、智能反射面元件个数为 64 情形下的系统保密速率提高了 20%，天线数越多波束成形效果越好，保密速率越高. 当天线数为 10、智能反射面元件个数为 128 时，比天线数为 10、智能反射面元件个数为 64 情形下的系统保密速率提高了 42%.

当智能反射面元件个数为 128，归一化 CSI 误差为 0.01 时，系统保密速率随基站最大发射功率变化的情况如图 3 所示. 由图 3 可见，不同算法方案的系统保密速率随着基站最大发射功率的增加均有上升趋势. 理想 CSI 情形下的速率几乎与保密速率上界重合，本文算法优于 MRT 算法和 IRS 随机相移. 当发射功率较小时，本文算法与 MRT 算法性能相近，保密速率偏低，当基站发射功率 $P_{\max}=15$ dBm 时，本文算法相比其他算法提升最大. 本文算法在功率增大时上升明显，IRS 随机相移的保密速率随功率上升较缓慢，且与其他 3 条曲线差距较大，其原因是系统模型考虑直射路径被建筑物遮挡，仅通过智能反射面到达用户，当基站发射功率无限制时，随机相移也会收敛于系统保密速率上界. 由 4 条曲线的趋势可见，继续增大功率，交替迭代算法会更早地收敛于保密速率上界，相比于 MRT 算法交替迭代性能提升约 35%.

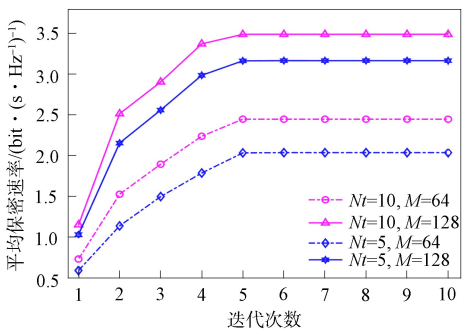



**图 2 保密速率随迭代次数的变化曲线**

**Fig. 2 Change curves of secrecy rate with number of iterations**

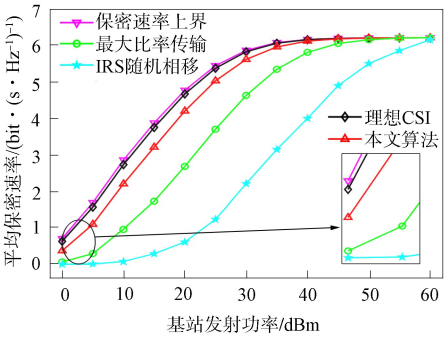



**图 3 保密速率随基站发射功率的变化曲线**

**Fig. 3 Change curves of secrecy rate with base station transmission power**

图 4 给出了不同算法方案下归一化 CSI 误差与保密速率变化的曲线，其中智能反射面元件设为 64，基站发射功率为 $P_{\max}=25$ dBm. 归一化 CSI 误差率的增大表示估计的 CSI 与理想 CSI 之间误差越来越大，即图 4 中理想 CSI 的保密速率并不随归一化 CSI 误差的增大而产生变化. 由图 4 可见，随着 CSI 误差的增大，保密速率整体呈下降趋势. 本文算法相比 MRT 算法，在归一化 CSI 误差率增大时，保密速率下降较缓且能保持较高的保密速率. IRS 随机相移的保密速率下降较缓慢，其原因是没有直射链路且基站发射功率较低导致系统保密速率低下，即在较大 CSI 误差下 IRS 随机相移的保密速率也没有下降空间. 在归一化 CSI 误差为 0.01 时，本文算法相比理想 CSI 保密速率下降 28%，相比 MRT 算法保密速率提高了 60%. 仿真结果表明，本文算法在较差的信道环境情况下保密速率较高，鲁棒性更强.

图 5 为保密速率随 IRS 元件个数的变化曲线，其中归一化 CSI 误差率设为 0.005，基站发射功率为 $P_{\max}=25$ dBm. 由图 5 可见，智能反射面元件个数越多系统平均保密速率越大，这是因为反射面元件数目越多，波束将更集中，用户也会接收到更多来自 IRS 的反射信号，说明 IRS 能有效提升用户通

信的安全性. 图 5 的 4 条曲线中增加智能反射面元件个数保密速率均有不同程度的提升，本文算法在智能反射面元件个数为 128 时相比于元件个数为 64 提升明显，IRS 随机相移提升有限. 同时，从图 5 中趋势再结合图 3 基站最大发射功率限制情况可见，智能反射面反射元件个数继续增加，曲线将收敛于最大保密速率.

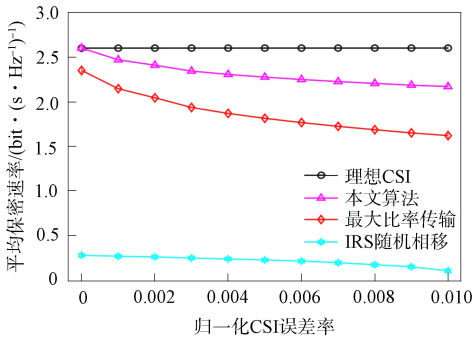



**图 4　保密速率随归一化 CSI 误差率的变化曲线**

**Fig. 4　Change curves of secrecy rate with normalised CSI error rate**

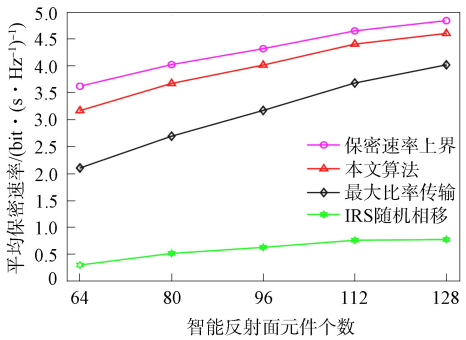



**图 5　保密速率随 IRS 元件个数的变化曲线**

**Fig. 5　Change curves of secrecy rate with number of IRS components**

综上所述，基于智能反射面辅助多输入、单输出的安全无线通信系统，本文提出了一种单天线用户和单天线窃听用户在统计 CSI 误差下的 IRS 辅助 MISO 系统. 在保密通信中，考虑 IRS 到 Bob 和 Eve 处统计 CSI 误差模型，联合基站主动波束成形和 IRS 被动波束成形，针对发射功率受限下最大化系统保密速率优化问题，采用了一种基于交替迭代优化的算法，同时子问题中的非凸分式规划问题经过 Charnes-Cooper 变换以及采用 SDR 算法引入松弛变量间接求得相移矩阵和发射波束成形向量近似解. 仿真结果表明了在本文系统模型中所提出的方案优于其他方案.

## 参　考　文　献

[1] LIASKOS C, NIE S, TSIOLIARIDOU A, et al. A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces [J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(9): 162-169.

[2] 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.

[3] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. Robust Beamforming Design for Intelligent Reflecting Surface Aided MISO Communication Systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(10): 1658-1662.

[4] WANG W, ZHANG W, XIONG H. Model-Free Configuration of Intelligent Reflecting Surfaces: Towards Pervasive Adaptability and Enhanced Robustness [J]. IEEE Wireless Communications, 2023, 31(2): 142-148.

[5] 卢汉成，王亚正，赵丹，等. 智能反射表面辅助的无线通信系统的物理层安全综述 [J]. 通信学报，2022，43(2)：171-184. (LU H C, WANG Y Z, ZHAO D, et al. Survey of Physical Layer Security of Intelligent Reflecting Surface-Assisted Wireless Communication Systems [J]. Journal on Communications, 2022, 43(2): 171-184.)

[6] 李保罡，王宇，孔凡伟，等. 基于智能反射表面辅助和信息年龄度量的安全状态更新 [J]. 吉林大学学报(工学版)，2023，53(10)：3014-3025. (LI B G, WANG Y, KONG F W, et al. Security Status Updates Based on Intelligent Reflecting Surface Assistance and Age of Information Metrices [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2023, 53(10): 3014-3025.)

[7] HUANG C, CHEN G J, GONG Y, et al. Deep Reinforcement Learning-Based Relay Selection in Intelligent Reflecting Surface Assisted Cooperative Networks [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(5): 1036-1040.

[8] MAO S, YANG K, HU J, et al. Intelligent Reflecting Surface-Aided Wireless Powered Hybrid Backscatter-Active Communication Networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 72(1): 1383-1388.

[9] WANG H M, BAI J, DONG L. Intelligent Reflecting Surfaces Assisted Secure Transmission without

Eavesdropper's CSI [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 1300-1304.

[10] SOUTO V D P, SOUZA R D, UCHOA-FILHO B F, et al. Beamforming Optimization for Intelligent Reflecting Surfaces without CSI [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(9): 1476-1480.

[11] SHEN M, LEI X F, MATHIOPOULOS P T, et al. Robust Beamforming Design for IRS-Aided Secure Communication Systems under Complete Imperfect CSI [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(6): 8204-8209.

[12] TAN W Q, ZHOU Q Q, TAN W J, et al. Performance Analysis of Intelligent Reflecting Surface Assisted Wireless Communication System [J]. CMES-Computer Modeling in Engineering & Sciences, 2023, 137(1): 775-787.

[13] CHEN Y B, WANG Y, JIAO L. Robust Transmission for Reconfigurable Intelligent Surface Aided Millimeter Wave Vehicular Communications with Statistical CSI [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 21(2): 928-944.

[14] FENG B Q, WU Y P, ZHENG M F. Secure Transmission Strategy for Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless System [C]//2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway, NJ: IEEE, 2019: 1-6.

[15] HONG S, PAN C H, REN H, et al. Artificial-Noise-Aided Secure MIMO Wireless Communications via Intelligent Reflecting Surface [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(12): 7851-7866.

[16] REN H, LIU X Y, PAN C H, et al. Performance Analysis for RIS-Aided Secure Massive MIMO Systems with Statistical CSI [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 12(1): 124-128.

[17] 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.

[18] KHISTI A, WORNELL G W. Secure Transmission with Multiple Antennas Ⅰ: The MISOME Wiretap Channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(7): 3088-3104.

(责任编辑:韩 啸)