

# IRS辅助的MISO系统安全节能通信方案

贾向东<sup>\*1,2</sup> 张鑫<sup>1</sup> 尚通健<sup>1</sup> 马小平<sup>1</sup>

(1. 西北师范大学计算机科学与工程学院, 甘肃兰州 730070;

2. 南京邮电大学江苏省无线通信重点实验室, 江苏南京 210003)

**摘要:** 智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)是提高未来B5G/6G网络安全节能通信的一项革命性技术。本文针对IRS辅助下行多输入单输出(Multiple Input Single Output, MISO)系统的高安全风险与高能耗问题,分析了发送端发射波束成形和IRS相移矩阵对系统安全节能通信的影响,构建合法用户保密率约束下的系统发射功率最小化问题。针对该非凸多变量耦合问题,提出一种基于逐次凸逼近(successive convex approximation, SCA)的二阶锥规划算法迭代求解问题。与传统迭代优化算法不同,该算法在每次迭代中同时更新所有优化变量,并最终获得原问题的次优解。仿真结果表明,相较于无IRS方案、随机相移方案与SDR迭代优化方案三种基准方案,所提算法均在保证合法用户保密质量的同时实现了更低的发射功率,证明了本文算法的有效性与IRS在未来安全节能通信系统中的巨大潜力。

**关键词:** 智能反射面; 波束成形; 保密率; 二阶锥规划; 节能通信

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.02.014

**引用格式:** 贾向东,张鑫,尚通健,等. IRS辅助的MISO系统安全节能通信方案[J]. 信号处理, 2024, 40(2): 364-372. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.02.014.

**Reference format:** JIA Xiangdong, ZHANG Xin, SHANG Tongjian, et al. Secure and energy-efficient communication scheme for MISO systems assisted by intelligent reflecting surfaces[J]. Journal of Signal Processing, 2024, 40(2): 364-372. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.02.014.

## Secure and Energy-Efficient Communication Scheme for MISO Systems Assisted by Intelligent Reflecting Surfaces

JIA Xiangdong<sup>\*1,2</sup> ZHANG Xin<sup>1</sup> SHANG Tongjian<sup>1</sup> MA Xiaoping<sup>1</sup>

(1. College of Computer Science and Engineering, Northwest Normal University, Lanzhou, Gansu 730070, China;

2. Wireless Communication Key Lab of Jiangsu Province, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

**Abstract:** As an innovative 6G technology, an intelligent reflecting surface (IRS) can enhance the energy efficiency and security of future B5G/6G networks. Focusing on the high security risks and high energy consumption of IRS-assisted downlink multiple input single output systems, this study analyzed the impact of transmit beamforming and an IRS phase shift matrix on system security and energy-saving communication. Then, we considered a transmission power minimization problem under secrecy rate constraints. A second-order cone programming algorithm based on successive convex approximation was proposed to iteratively solve this non-convex multivariable coupling problem. In contrast to traditional iterative optimization algorithms, this algorithm simultaneously updated all the optimization variables in each

收稿日期: 2023-06-05; 修回日期: 2023-07-11

\*通信作者: 贾向东 jiaxd@nwnu.edu.cn \*Corresponding Author: JIA Xiangdong, jiaxd@nwnu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62261048, 61861039)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62261048, 61861039)

iteration and finally obtained a suboptimal solution to the original problem. The findings from the simulations indicated that compared with the three benchmark schemes (the no-IRS scheme, random phase shift scheme, and SDR iterative optimization scheme), the algorithm proposed here achieved a lower transmission power while ensuring the confidentiality of legitimate users, which proved the effectiveness of the algorithm and great potential of IRSs in future secure and energy-saving communication systems.

**Key words:** intelligent reflecting surface; beamforming; confidentiality rate; second-order cone programming; energy-efficient communication

## 1 引言

预计到2030年,第五代无线通信网络将无法满足创新型应用场景(如虚拟现实、设备内通信等)的通信需求。学术界与工业界开启第六代无线通信网络(the 6th Generation wireless communication system, 6G)的研究。未来6G的无线泛在通信将支持海量物联网设备的接入,为用户提供呈指数增长的无线服务。一方面,这将导致系统发射机与接收机通信能耗的增加;另一方面,由于无线通信的广播性,通信链路受到信号干扰与信息窃听的风险大大增加<sup>[1]</sup>。因此,寻求高安全威胁与高能源效率的解决方案仍是未来6G技术研究的重大挑战<sup>[2]</sup>。

智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)作为5G/6G的前沿技术,有望成为实现未来6G高效、高安全性泛在通信的关键助力。IRS由二维薄层人工电磁表面构成,每个表面含有多个独立的无源反射元件,每个独立单元均可调整入射信号并协同实现细粒度的三维反射波束赋形<sup>[1]</sup>。此外,IRS复杂度低且安装灵活<sup>[3]</sup>。相较于传统的有源收发器和中继,IRS几乎是无源的,其不需要任何功率放大或复杂的信号处理即可简单地反射输入信号,该过程不消耗能源成本且大大降低了系统能耗<sup>[4]</sup>。除此之外,在实际通信场景中,IRS反射波束成形的调整可在提高合法用户期望信号功率的同时遏制窃听者的监听信号功率,提高通信安全性<sup>[5]</sup>。因此,探讨IRS对无线通信系统能耗与安全性能改善成为当前的研究热点之一。

目前,已有诸多成果对IRS辅助通信系统的性能改善进行了研究。在IRS辅助的通信系统中,设计合适的优化算法对系统的有源与无源波束成形或IRS的配置进行联合优化,进而提高系统的通信性能是研究的重难点所在。文献[6]以降低基站(Base Station, BS)的发射功率为目的,采用半定松弛(Semidefinite Relaxation, SDR)的思想对考虑的多输入单输出(Multiple-Input and Single-Output, MISO)系统中的IRS相移矩阵和BS的有源波束成

形进行迭代优化。文献[7]的作者在[6]的基础上考虑了单个用户的服务质量约束,使用逐次凸逼近(successive convex approximation, SCA)优化算法迭代求解BS的发射波束成形和IRS的相移,最终使系统的发射功率最小。文献[8]提出了一种分支界定算法(Branch-and-Bound, BnB)对系统的有源、无源波束成形进行调整,最终获得系统优化问题的最优全局解,验证了相较所提基准方案的性能改善。然而,上述文献均未考虑通信系统可能面临的安全威胁。为解决IRS辅助通信系统的安全问题,文献[9]对IRS辅助的通信系统安全传输干扰策略进行优化设计,首先推导出封闭形式的成功和秘密传输概率,然后通过优化干扰功率实现信号的安全传输。文献[10]针对窃听者信道比合法用户信道更强的特殊通信场景,提出基于半正定松弛的交替迭代优化算法以提高合法用户的保密率。面对IRS辅助通信系统的高能耗问题。文献[11]对单天线窃听者存在的通信系统BS发射波束成形的闭式表达式进行推导,以BS发射功率为优化目标,构建通信安全约束下的BS发射功率最小化问题,并基于SDR交替迭代算法求解问题。为解决SDR算法处理大规模通信系统时可能面临的高计算复杂度问题,文献[12]提出了一种基于SDR变形的坐标下降(coordinate descent method, CDM)算法。在窃听者信道状态已知的情况下提高了系统保密率下界,增强系统安全性。文献[13]针对窃听者建立的有界信道不确定模型,通过变量替换、Charnes-Cooper方法和S-procedure方法处理优化问题,随后设计一种安全波束赋形算法通过交替优化耦合变量提高了系统保密率,并验证了该算法的鲁棒性。文献[14]考虑了IRS辅助物联网系统中每个用户服务质量约束下的上行链路功率控制,提出基于黎曼流形(Riemannian manifold, RM)的交替优化算法最小化系统功率。文献[15]针对IRS辅助的MISO系统非凸物理层安全问题,首先使用丁克尔巴赫算法等优化算法将原问题转化为多个子凸问题,然后基于交替迭代算法求解原问题,最终实现了系统安全速率

与计算复杂度更好的折中。

综上可知,目前通过优化 IRS 辅助通信系统的有源与无源波束成形提高系统性能已具有一定的研究基础。其中部分研究<sup>[6,10-11]</sup>采用基于 SDR 的方法优化原问题。然而,SDR 技术通常会导致非常高的计算复杂度<sup>[16]</sup>,无法有效适用于大规模通信系统。部分研究对优化算法提出改善<sup>[12-15]</sup>,尽管基于交替迭代的优化算法(具体地,交替优化所有变量。优化某变量时,迭代优化分解得到的相应变量子问题,优化过程中其他变量固定,直至算法收敛)极大简化了优化问题,但是设计变量之间的复杂耦合使其无法产生高性能的解决方案。

为此,本文研究了一种 IRS 辅助的 MISO 通信系统,其中 BS 通过 IRS 向多个合法用户发射信号,窃听者对信道链路进行监听。为实现系统的高能效安全通信,本文构建了合法用户保密率约束下的 BS 发射功率最小化问题,提出一种基于 SCA 的二阶锥规划(second-order cone programming, SOCP)算法。区别于传统的迭代优化算法,该算法不在固定其他优化变量的基础上对另一个变量进行优化,在每次迭代中同时更新 BS 的发射波束成形与 IRS 相移,直到最大迭代次数或结果达到收敛精度。仿真结果表明,所提算法相较于所提基准方案在保证合法用户保密率约束下实现了更低的 BS 发射功率。

## 2 系统模型

本文系统模型如图 1 所示。其中,配备  $M \geq 1$  根天线的 BS 通过 IRS 向  $I$  个合法用户传输信号,窃听者(Eve)与用户均配备单天线,假设 IRS 反射单元数量为  $K$ 。为彰显 IRS 的理论通信优势,本文假设 BS

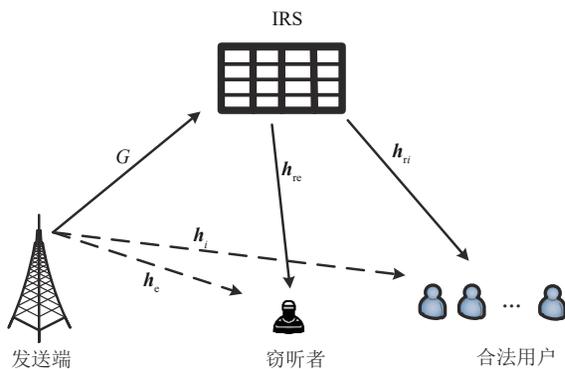


图1 系统模型

Fig. 1 System model

与 IRS 均可获得完美的信道状态信息<sup>[5]</sup>。此外,假设 BS 与 IRS、IRS 与用户  $i$ 、IRS 与 Eve、BS 与用户  $i$  以及 BS 与 Eve 之间的信道系数矩阵分别为  $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ ,  $\mathbf{h}_{ri} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ ,  $\mathbf{h}_{re} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ ,  $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{1 \times M}$  和  $\mathbf{h}_e \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 。IRS 的对角相移矩阵  $\Phi = \text{diag}(A_1 e^{j\theta_1}, A_2 e^{j\theta_2}, \dots, A_K e^{j\theta_K})$ ,  $\forall k \in \{1, 2, \dots, K\}$ , 其中  $A_k \in [0, 1]$  为反射单元  $k$  的振幅反射系数且  $\theta_k \in [0, 2\pi]$  是第  $k$  个独立反射单元的相移。为使信号反射最大化,本文将反射元件设计为完全反射,即  $A_k = 1, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\}$ 。令  $\phi_k = e^{j\theta_k}$ , 则  $\Phi = \text{diag}(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_K), \forall k \in \{1, 2, \dots, K\}$ 。

由于严重的路径损耗和信号衰落,我们忽略掉其他路径传播的信号(如多径信号、散射信号等)。只考虑 BS 到用户(或 Eve)的直接链路和 IRS 的反射组合链路。假设 BS 利用线性传输预编码技术对信号进行处理形成波束<sup>[7]</sup>,发送端用户  $i$  对应的波束成形矢量  $\mathbf{w}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \forall i \in \{1, 2, \dots, I\}$ , 则 BS 的发送信号  $s = \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_i x_i$ 。其中  $x_i$  为用户  $i$  的发送符号,其可被建模为具有零均值与单位方差的独立同分布随机变量<sup>[17]</sup>。

当 BS 向用户  $i$  发送信号时,用户与 Eve 接收来自 BS 直接链路和 IRS 反射链路的信号,其对应的接收信号为:

$$y_i = (\mathbf{h}_i^H \Phi \mathbf{G} + \mathbf{h}_i^H) \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_i x_i + \delta_i \quad (1)$$

$$y_e = (\mathbf{h}_e^H \Phi \mathbf{G} + \mathbf{h}_e^H) \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_i x_i + \delta_e \quad (2)$$

其中,  $\delta_i$  和  $\delta_e$  为均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声。为简化后续的优化处理,我们首先对  $\mathbf{h}_{ri}$  与  $\mathbf{h}_i$  进行归一化处理,即令  $\mathbf{h}_{ri} = \mathbf{h}_{ri}/\sigma$ ,  $\mathbf{h}_i = \mathbf{h}_i/\sigma$ 。同理,令  $\mathbf{h}_{re} = \mathbf{h}_{re}/\sigma$  且  $\mathbf{h}_e = \mathbf{h}_e/\sigma$ 。用户  $i$  和窃听者信噪比计算如下:

$$\gamma_i = \frac{|\mathbf{g}_i^H \mathbf{w}_i|^2}{1 + \sum_{l \in \Lambda(i)} |\mathbf{g}_l^H \mathbf{w}_i|^2} \quad (3)$$

$$\gamma_{e,i} = \frac{|\mathbf{g}_{e,i}^H \mathbf{w}_i|^2}{1 + \sum_{l \in \Lambda(i)} |\mathbf{g}_{e,l}^H \mathbf{w}_i|^2} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{g}_i = \mathbf{h}_{ri}^H \Phi \mathbf{G} + \mathbf{h}_i^H$  且  $\mathbf{g}_{e,i} = \mathbf{h}_{re}^H \Phi \mathbf{G} + \mathbf{h}_e^H, \forall i \in I$ ,  $|\cdot|$  表示复向量的欧几里得范数。

根据香农公式,用户  $i$  与 Eve 的信息速率分别计算为  $R_i = \log(1 + \gamma_i)$  和  $R_{e,i} = \log(1 + \gamma_{e,i})$ , 相应的系统保密率(bps/Hz):

$$R_{\text{sec}} = [R_i - R_{e,i}]^+ \quad (5)$$

其中,  $[v]^+ = \max(v, 0)$ 。本文旨在保证保密率约束  $R_{\text{sec}}$  的情况下,通过联合考虑 BS 的发射波束成形  $\mathbf{w}$

与 IRS 的对角相移矩阵  $\Phi$ , 使 BS 发射功率最优。相应优化问题表示如下:

$$(P0) \quad \underset{\mathbf{w}, \Phi}{\text{minimize}} \quad \|\mathbf{w}\|^2 \quad (6)$$

$$\text{s.t.} \quad R_{\text{sec}}(\mathbf{w}, \Phi) > R', \quad (7)$$

$$|\phi_k| = 1, \forall k \in K \quad (8)$$

其中,  $R'$  为保证合法用户最低可接受服务质量需满足的最小保密率。式(8)是对 IRS 对角相移矩阵元素施加的单位模量约束。本文最终目的是对 BS 的发射波束成形矢量和 IRS 的相移  $\theta_k, k \in \{1, 2, \dots, K\}$  进行联合优化, 在保证系统特定目标保密率的同时最小化系统发射功率。为便于后文处理, 假设实现目标保密速率的最小信噪比极限  $\gamma_i$  与最大信噪比极限  $\gamma_{e,i}$  分别为  $\Gamma_i$  和  $\Gamma_e$ , 将  $\Gamma_i$  和  $\Gamma_e$  代入 P0 得到信噪比约束下的功率最小化问题 P1:

$$(P1) \quad \underset{\mathbf{w}, \Phi}{\text{minimize}} \quad \|\mathbf{w}\|^2 \quad (9)$$

$$\text{s.t.} \quad \log(1 + \gamma_i) \geq \log(1 + \Gamma_i) \quad (10)$$

$$\log(1 + \gamma_{e,i}) \leq \log(1 + \Gamma_e) \quad (11)$$

$$(8) \quad (12)$$

由于问题 P1 涉及优化变量  $\mathbf{w}, \Phi$  的高耦合性和难以处理的单位模量约束, 解决 P1 是十分棘手的, 没有一个标准的求解方法对其进行处理。在下面的章节中, 我们提出一种有效的算法处理 P1。

### 3 安全节能通信方案设计与求解

#### 3.1 算法设计

针对信噪比约束的非凸性, 我们采用一系列凸规划操作处理其非凸性, 并最终基于 SCA 框架求解问题。在所提 SCA 框架中,  $\mathbf{w}$  和  $\Phi$  在每次迭代中同时优化。下面依次对约束(10)、(11)进行凸规划处理。

凸规划约束条件(10): 首先, 针对复值向量  $\mathbf{x}, \mathbf{y}$ , 其满足不等式  $\|\mathbf{x}\|^2 \geq 2\Re\{\mathbf{y}^H \mathbf{x}\} - \|\mathbf{y}\|^2$ 。将其右侧展开, 我们得到  $\Re\{\mathbf{x}^H \mathbf{y}\} = \frac{1}{4}(\|\mathbf{x} + \mathbf{y}\|^2 - \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\|^2)$  或  $\Re\{\mathbf{x}^H \mathbf{y}\} = \frac{1}{4}(\|\mathbf{x} - t\mathbf{y}\|^2 - \|\mathbf{x} + t\mathbf{y}\|^2)$ , 且当  $\mathbf{x} = \mathbf{y}$  时等号成立。其次, 由香农公式可知信号传输速率主要受信噪比影响, 信噪比  $\Gamma_i$  满足限制:

$$\frac{|\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i|^2}{1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} |\mathbf{g}_l \mathbf{w}_l|^2} \geq \Gamma_i$$

$$\triangleq \frac{|\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i|^2}{\Gamma_i} \geq 1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} |\mathbf{g}_l \mathbf{w}_l|^2 \quad (13)$$

为简化问题, 引入松弛变量  $v_{il}$  与  $\bar{v}_{il}$ , 将(13)进一步转化为:

$$\frac{|\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i|^2}{\Gamma_i} \geq 1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} (v_{il}^2 + \bar{v}_{il}^2) \quad (14)$$

其中,  $v_{il} \geq |\Re\{\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\}|, \forall l \in \Lambda\{i\}$  且  $\bar{v}_{il} \geq |\Im\{\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\}|, \forall l \in \Lambda\{i\}$ 。  $\Re\{\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\}$  与  $\Im\{\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\}$  为复值向量满足的等式。(14) 右侧式子为凸, 我们进而对不等式(14)的左侧进行处理, 最终目的是为  $|\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i|^2$  找到合适的凹下界。假设  $\phi^{(n)}$  与  $\mathbf{w}_i^{(n)}$  为 SCA 求解流程中第  $n$  次迭代时的  $\phi$  与  $\mathbf{w}_i$ , 则有:

$$|\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i|^2 \geq 2\Re\{(\mathbf{a}_i^{(n)})^H \mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\} - |\mathbf{a}_i^{(n)}|^2 \geq$$

$$\frac{1}{2} \{ \|\mathbf{a}_i^{(n)} \mathbf{g}_i^H + \mathbf{w}_i\|^2 - \|\mathbf{a}_i^{(n)} \mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i\|^2 \} - |\mathbf{a}_i^{(n)}|^2 \geq$$

$$\Re\{(\mathbf{b}_i^{(n)})^H [(\mathbf{a}_i^{(n)} \mathbf{g}_i^H + \mathbf{w}_i)]\} -$$

$$\frac{1}{2} \|\mathbf{b}_i^{(n)}\|^2 - \frac{1}{2} \|\mathbf{a}_i^{(n)} \mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i\|^2 - |\mathbf{a}_i^{(n)}|^2 \triangleq$$

$$f_i(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)}) \quad (15)$$

其中,  $\mathbf{a}_i^{(n)} = \mathbf{g}_i^{(n)} \mathbf{w}_i^{(n)}$ ,  $\mathbf{b}_i^{(n)} = \mathbf{a}_i^{(n)} (\mathbf{g}_i^{(n)})^H + \mathbf{w}_i^{(n)}$  且  $\mathbf{g}_i^{(n)} = \mathbf{h}_i^H \text{diag}(\phi^{(n)}) \mathbf{G} + \mathbf{h}_i^H$ 。由于  $f_i(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)})$  涉及  $\mathbf{w}$  和  $\phi$  的高耦合性, 其关于  $\mathbf{w}$  和  $\phi$  是联合凹的。我们进一步处理松弛变量  $v_{il}$  和  $\bar{v}_{il}$ , 由复值向量不等式可得:

$$v_{il} \geq \Re\{\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\} = \frac{1}{4} (\|\mathbf{g}_i^H + \mathbf{w}_i\|^2 - \|\mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i\|^2) \quad (16)$$

$$\bar{v}_{il} \geq -\Re\{\mathbf{g}_i \mathbf{w}_i\} = \frac{1}{4} (\|\mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i\|^2 - \|\mathbf{g}_i^H + \mathbf{w}_i\|^2) \quad (17)$$

针对不等式(16)右侧的负二次非凸项, 令  $\mathbf{x} = \mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i, \mathbf{y} = \mathbf{g}_i^{(n)} - (\mathbf{w}_i^{(n)})^H - \|\mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i\|^2$ , 根据复值向量不等式将(16)重写:

$$v_{il} \geq \frac{1}{4} [\|\mathbf{g}_i^H + \mathbf{w}_i\|^2 - 2\Re\{(\mathbf{g}_i^{(n)} - (\mathbf{w}_i^{(n)})^H)(\mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i)\}] +$$

$$\|(\mathbf{g}_i^{(n)})^H - \mathbf{w}_i^{(n)}\|^2 \triangleq \zeta_{il}(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)}) \quad (18)$$

可以观察到,  $\zeta_{il}(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)})$  是关于  $\mathbf{w}$  和  $\phi$  联合凸的。同理将(17)转化:

$$\bar{v}_{il} \geq \frac{1}{4} [\|\mathbf{g}_i^H - \mathbf{w}_i\|^2 - 2\Re\{(\mathbf{g}_i^{(n)} + (\mathbf{w}_i^{(n)})^H)(\mathbf{g}_i^H + \mathbf{w}_i)\}] +$$

$$\|(\mathbf{g}_i^{(n)})^H + \mathbf{w}_i^{(n)}\|^2 \triangleq \widehat{\zeta}_{il}(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)}) \quad (19)$$

按照相同的思路,  $\bar{v}_{il}$  满足以下约束:

$$\bar{v}_{il} \geq \frac{1}{4} [\|\mathbf{g}_i^H - t\mathbf{w}_i\|^2 - 2\Re\{(\mathbf{g}_i^{(n)} - t(\mathbf{w}_i^{(n)})^H)(\mathbf{g}_i^H + t\mathbf{w}_i)\}] +$$

$$\|(\mathbf{g}_i^{(n)})^H + t\mathbf{w}_i^{(n)}\|^2 \triangleq \psi_{il}(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)}) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \bar{v}_{il} \geq & \frac{1}{4} [\|\mathbf{g}_i^H + t\mathbf{w}_i\|^2 - 2\Re\{(\mathbf{g}_i^{(n)} + t(\mathbf{w}_i^{(n)})^H)(\mathbf{g}_i^H - t\mathbf{w}_i)\}] + \\ & \|(\mathbf{g}_i^{(n)})^H - t\mathbf{w}_i^{(n)}\|^2 \triangleq \widehat{\psi}_{il}(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)}) \end{aligned} \quad (21)$$

通过上述处理,我们将约束(10)转变为多个易于求解的约束(15), (18), (19), (20)和(21)。

凸规划约束(11):由[18]可知,当 $0 \leq y \leq |x|^2$ 时,对于函数 $f(x, y) = \log_2(\frac{1+|x|^2}{y})$ 其满足不等式:

$$\begin{aligned} \log_2\left(\frac{1+|x|^2}{y}\right) \geq & \log_2\left(\frac{1+|\bar{x}|^2}{\bar{y}}\right) + \frac{2\Re\{\bar{x}x\}}{\bar{y}\ln 2} - \\ & \frac{|\bar{x}|^2}{\bar{y}(\bar{y}+|\bar{x}|^2)\ln 2} (y+|\bar{x}|^2) - \frac{|\bar{x}|^2}{\bar{y}\ln 2} \end{aligned} \quad (22)$$

此外,  $\ln(1+z)$ 是关于 $z$ 的凹函数,其满足以下符合二阶锥规划的不等式:

$$\log(1+z) \leq \log(1+\bar{z}) + \frac{(z-\bar{z})}{(1+\bar{z})\ln 2} \quad (23)$$

$$\triangleq z = \frac{|\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_i|^2}{1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} |\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_l|^2}, \bar{z} = \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2}{1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} |\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_l^{(n)}|^2}$$

为表示方便,假设 $b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi) = 1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} |\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_l|^2$ 。将 $z$ 和 $\bar{z}$ 代入(22)可得窃听速率的上界:

$$\begin{aligned} r_{c,i} = & \log_2\left(1 + \frac{|\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_i|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi)}\right) \leq \log_2\left(1 + \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})}\right) + \\ & \left(\frac{|\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_i|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi)} - \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})}\right) \times \left(\ln 2 + \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2 \ln 2}{b_{c,i}(\mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})}\right)^{-1} \\ & \stackrel{(a)}{\leq} \log_2\left(1 + \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})}\right) + \left(\frac{|\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_i|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi, \mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})} - \right. \\ & \left. \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2}{b_{c,i}(\mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})}\right) \times \left(\ln 2 + \frac{|\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}\mathbf{w}_i^{(n)}|^2 \ln 2}{b_{c,i}(\mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})}\right)^{-1} \triangleq R_{c,i} \end{aligned} \quad (24)$$

其中,  $b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi, \mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)}) = \sum_{l \in \Lambda\{i\}} \Re\{\mathbf{w}_l^{(n)H}(\mathbf{g}_{c,i}^{(n)})\} \times (2\mathbf{g}_{c,i}\mathbf{w}_i - \mathbf{w}_i^{(n)}\mathbf{g}_{c,i}^{(n)}) + 1$  且  $\mathbf{g}_{c,i}^{(n)} \triangleq \mathbf{h}_{rc}^H \text{diag}(\phi^{(n)})\mathbf{G} + \mathbf{h}_c^H$ 。由于 $b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi, \mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})$ 是 $b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi)$ 在点 $\mathbf{w}_i^{(n)}$ 和 $\phi^{(n)}$ 处一阶泰勒展开得到,其满足 $b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi) \geq b_{c,i}(\mathbf{w}, \phi, \mathbf{w}^{(n)}, \phi^{(n)})$ ,故不等号(a)成立,且求解 $R_{c,i}$ 是关于 $\mathbf{w}$ 和 $\phi$ 联合凸的<sup>[19]</sup>。

由于单位模量约束仍具非凸性,接下来对约束(8)进行处理。为避免问题规模的急剧增大,我们首先将(8)放宽为不等式约束,然后参考[7]中向优

化问题(6)添加正则化项的方法得到等式约束,最终将优化问题表述为一个更易解决的形式:

$$\underset{\mathbf{w}, \phi}{\text{minimize}} \quad \|\mathbf{w}\|^2 - \zeta \|\phi\|^2 \quad (25)$$

$$\text{s.t.} \quad f_i(\mathbf{w}_i, \phi, \mathbf{w}_i^{(n)}, \phi^{(n)}) \geq 1 + \sum_{l \in \Lambda\{i\}} (v_{il}^2 + \bar{v}_{il}^2), \forall i \in I \quad (26)$$

$$(18), (19), (20), (21), (24) \quad (27)$$

$$|\phi_k| \leq 1, \forall k \in K \quad (28)$$

其中,  $\zeta > 0$ 是正则化参数。由于 $-\zeta \|\phi\|^2$ 的非凸性,我们进一步处理(25),根据复值向量不等式将SCA过程中第 $n+1$ 次迭代时的优化问题进行近似凸表示,得到问题P( $n+1$ ):

$$\underset{\mathbf{w}, \phi, \mathbf{v}, \bar{\mathbf{v}}}{\text{minimize}} \quad \|\mathbf{w}\|^2 - \zeta \left[ 2\Re\{(\phi^{(n)})^H \phi\} - \|\phi^{(n)}\|^2 \right] \quad (29)$$

$$\text{s.t.} \quad (26), (27), (28) \quad (30)$$

其中,  $\mathbf{v} = \{v_{il}\}$ ,  $\bar{\mathbf{v}} = \{\bar{v}_{il}\}$ ,  $i \in I, l \neq i$ 。最终得到的P( $n+1$ )是一个二阶锥规划问题,可用凸优化求解器MOSEK有效求解。表1对设计算法的流程进行了总结说明。

表1 所提算法流程

Tab. 1 Process of the proposed algorithm

算法1:基于SCA的二阶锥规划算法

初始化参数:  $\mathbf{w}^{(0)}, \phi^{(0)}$ ; 收敛精度  $\varepsilon > 0$ ; 迭代次数:  $ep = 0$ , 最大迭代次数  $ep_{\max}$

while  $ep < ep_{\max}$  或  $\|\mathbf{w}^n\|^2 - \|\mathbf{w}^{(n-1)}\|^2 \geq \varepsilon$  do:

    求解问题(30)得到  $\mathbf{w}^*, \phi^*$

    更新  $\mathbf{w}^n = \mathbf{w}^*, \phi^n = \phi^*, \|\mathbf{w}^n\|^2$

$ep \leftarrow ep + 1$

    结束

输出  $\mathbf{w}^*, \phi^*$

### 3.2 复杂度分析

由[6]可知,基于SDR算法迭代求解BS发射波束成形与IRS相移矩阵优化问题时算法复杂度主要由固定发射波束成形 $\mathbf{w}$ 求解IRS优化相移矩阵的过程决定,由文献[20]将其整体复杂度表示为 $\mathcal{O}(N_{\text{ite}}(K^7))$ 。其中,  $N_{\text{ite}}$ 为收敛迭代次数。本文设计算法的复杂度主要受构建优化问题中优化变量的大小与二阶锥约束个数的影响。其中,问题(29)对应优化变量的大小为 $2((I+1)M + K + I(I+1)) + 1$ ,满足二阶锥的约束数量为 $2I + 4I(I-1) + K + 1$ 。根据文献[20],问题P( $n+1$ )的计算复杂度为:

$$\begin{aligned} & \mathcal{O}\{2N_{\text{ite}}[(I+1)(3I+2K+2)]^{0.5}[(I+1)^2M^2+ \\ & (I+1)MK+2(I+1)(2I+K+1)][16I^3M+ \\ & 8I^2K+20I^2M^2+8IMK+4I^5+4K^2]\} \quad (31) \end{aligned}$$

为充分验证所提算法的性能,我们考虑 IRS 反射单元数较大的情况<sup>[21]</sup>(即  $K \gg \max\{M, I\}$ ), 比较了所提算法与[22]所提 SDR 算法与先进 SOCP 算法的计算复杂度。此时,所提算法的计算复杂度为  $\mathcal{O}(K^{0.5} \times K \times K^2) = K^{3.5}$  量级,文献[22]所提 SDR 算法的计算复杂度在  $K^{6.5}$  量级,而所提先进的 SOCP 算法计算复杂度为  $K^3$  量级。显然,本文算法实现了比 SDR 迭代优化算法更低的计算复杂度,同时实现了与先进 SOCP 算法相近的计算复杂度。

### 4 仿真结果与性能分析

#### 4.1 仿真参数设置

本节对所提基于 SCA 的二阶锥规划算法进行性能评估。假设全局坐标系为笛卡尔坐标系,BS 均匀线性阵列的中心坐标为  $(0, y_B, z_B)$ , IRS 均匀平面阵列的中心位置为  $(x_r, 0, z_r)$ 。IRS 相邻反射元件与 BS 处相邻天线元件之间的距离为  $\lambda/2$ , 其中  $\lambda$  为载波波长。窃听器位置为  $(x_c, y_c, z_c)$ , 用户  $i$  的坐标为  $(x_i, y_i, z_i), i \in \{1, 2, \dots, I\}$ 。在考虑的坐标系下,BS 到 IRS 的链路距离  $d_{\text{Br}} = \sqrt{x_r^2 + y_B^2 + (z_B - z_r)^2}$ , BS 到窃听器与到用户  $i$  的链路距离分别为  $d_{\text{Bc}} = \sqrt{x_c^2 + (y_B - y_c)^2 + (z_B - z_c)^2}$  和  $d_{\text{Bi}} = \sqrt{x_i^2 + (y_B - y_i)^2 + (z_B - z_i)^2}$ , 且  $d_{\text{ri}} = \sqrt{(x_r - x_i)^2 + y_i^2 + (z_r - z_i)^2}$  与  $d_{\text{rc}} = \sqrt{(x_r - x_c)^2 + y_c^2 + (z_r - z_c)^2}$  为 IRS 到用户  $i$  与到 Eve 的距离。

假设信道衰落由大尺度路径损耗与小尺度衰落组成。定义相关路径损耗  $\zeta(d) = \zeta_0 (d_0/d)^\alpha$ , 其中  $\zeta_0 = -30 \text{ dB}^{[14]}$  代表参考距离  $d_0 = 1 \text{ m}$  时的路径损耗,  $d$  代表对应的链路距离,  $\alpha$  为路径损耗指数。不失一般性,本文设置与文献[5]相同的路径损失仿真参数,假设 BS 到 Eve 与到用户  $i$  的路径损失系数相等,即  $\alpha_{\text{Bc}} = \alpha_{\text{Bi}}$ , 且 BS 到 IRS, IRS 到用户与到窃听者的路径损失系数相等,即  $\alpha_{\text{Br}} = \alpha_{\text{ri}} = \alpha_{\text{rc}}$ 。针对小尺度衰落,将其建模为瑞利衰落信道:

$$\mathbf{F} = \left( \sqrt{\frac{\beta}{1+\beta}} \mathbf{F}^{\text{Los}} + \sqrt{\frac{1}{1+\beta}} \mathbf{F}^{\text{NLos}} \right) \quad (32)$$

其中,  $\mathbf{F}^{\text{Los}}$  和  $\mathbf{F}^{\text{NLos}}$  分别代表确定性视距链路与独立瑞利衰落分量,  $\beta$  为瑞利衰落因子。系统模型的仿真部署如图 2 所示。

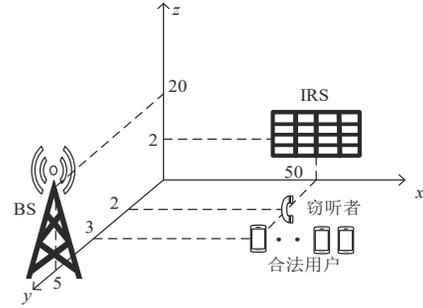


图 2 系统仿真部署

Fig. 2 System simulation setup

其中,基站均匀阵列中心位置为  $(0, 5, 20)$ , IRS 发射阵列的中心位置为  $(50, 0, 2)$ , 合法用户以  $(50, 3, 0)$  为起点沿  $x$  轴均匀分布且窃听器位于  $(50, 2, 0)$ 。表 2 展示了系统的相关仿真参数。

表 2 仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters

参数	数值
BS 天线数 $M$ /个	4
用户个数 $I$ /个	4
噪声功率 $\sigma_i^2 = \sigma_c^2/W$	$10^{-9}$ <sup>[5]</sup>
安全阈值 $R^*/(\text{bps/Hz})$	10
衰落因子 $\beta$	3
路径损失指数 $\alpha_{\text{Bc}} = \alpha_{\text{Bi}}$	4
$\alpha_{\text{Br}} = \alpha_{\text{ri}} = \alpha_{\text{rc}}$	2
载波波长 $\lambda/\text{m}$	0.15

为充分验证本文所提算法的性能,我们提出以下三种基准方案:

- (1) 基于 SDR 的迭代优化算法。
- (2) 无 IRS 的优化算法, 即  $K=0$ 。
- (3) 随机相移法, 即反射单元相移  $\theta_i$  从区间  $[0, 2\pi]$  随机取值。

#### 4.2 仿真结果分析

如图 3, 我们首先对所提算法进行收敛性检验。其中  $R^*=10 \text{ bps/Hz}$ , IRS 反射单元数  $K = \{10, 20, 30\}$ 。从图中可以看出, BS 的发射功率在不同反射单元数量  $K$  值下均随算法的迭代而不断降低且最终收敛到恒定值, 证明了本文算法良好的收敛性。此外还可以看出,  $K$  值越大算法的收敛速度越快(图中曲线分别在 300 次、240 次与 85 次左右收敛)且对应的 BS 发射功率越小。其原因是在其他条件相同时,  $K$  值越大, IRS 对信道的配置作用越明显, 对信号的增

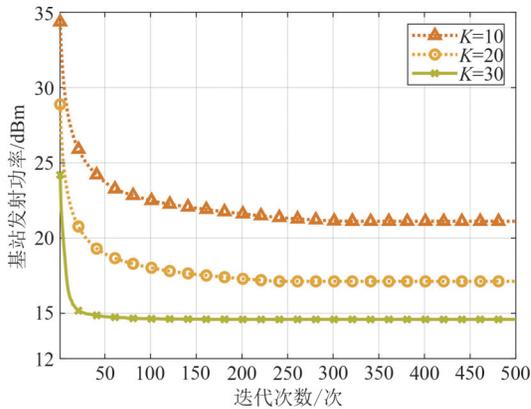
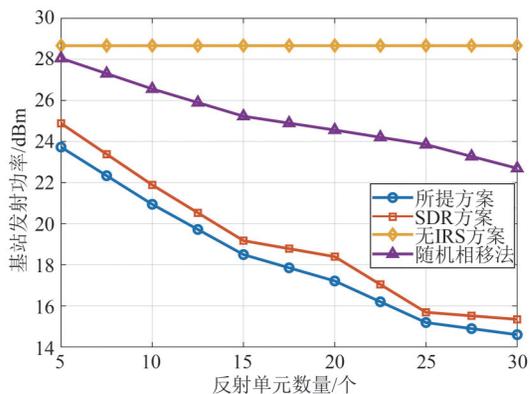


图3 所提算法收敛性

Fig. 3 Convergence of the proposed algorithm

强效果更好。合法用户接收到的信号更强,致使满足合法用户保密率要求时所需的BS发射功率越低。

图4考虑了在不同IRS反射单元数量 $K$ 下,不同优化方案在保密率安全阈值 $R'=10$  bps/Hz时对应的BS发射功率。从图中可以看出,无IRS方案下的发射功率恒定为28.665 dBm,而其他优化方案下BS的发射功率均随着 $K$ 值的增加而不断减小。其原因是IRS反射单元数量越多,IRS对信道环境的重新配置作用越明显,合法用户接收到的信号越强,BS所需发射功率减小。此外,BS在无IRS方案下所需发射功率远远高于其他优化方案,且当 $K$ 相同时,本文算法优化得到了更低的BS发射功率,例如,当 $K=30$ 时,本文算法优化后的功率为14.603 dBm,SDR方案下功率为15.349 dBm且随机相移方案对应功率为22.698 dBm,相应优化性能提升约4.86%与35.61%,证明了所提优化方案的合理性和所提算法的优越性。此外SDR优化方案下的

图4  $K$ 对发射功率的影响Fig. 4 Influence of  $K$  on the transmission power

BS所需发射功率低于随机相移优化方案,证明合理设计IRS相移矩阵的重要性。

图5展示了在不同优化方案下,基站所需发射功率随不同保密率阈值约束的变化曲线。其中我们考虑 $K=\{20,25\}$ 。与预期相同,所有优化方案下BS的发射功率均随安全保密率阈值的增加而提高,这是因为在系统信道部署确定的情况下,实现合法用户安全通信的所需保密率阈值越高,BS也会相应地提高发射功率以尽可能满足通信的安全性。此外还可以发现,在相同优化算法下, $K=25$ 时BS的发射功率均小于 $K=20$ 时的功率,证明了图4中 $K$ 对系统性能影响的结论。除此之外,我们观察到当系统保密率阈值 $R'\leq 7$ 时,BS在本文算法 $K=20$ 的条件下所需发射功率与其在SDR算法 $K=25$ 时的发射功率相近。其原因是当系统所需保密率阈值较低时,增加 $K$ 提高了合法用户接收到的信号质量,BS无须较大的发射功率即可满足安全通信阈值。而当 $R'>7$ 时,所提算法均获得比基准方案更低的BS发射功率,证明了所提算法的优越性。

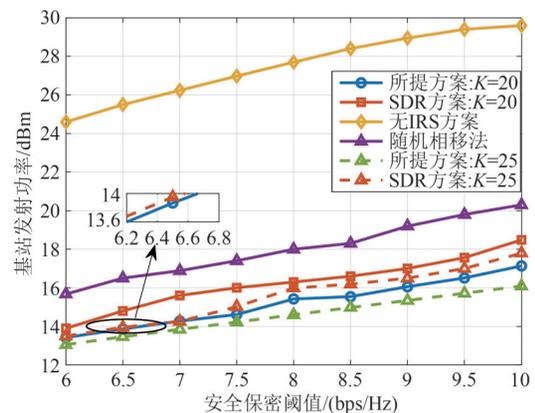
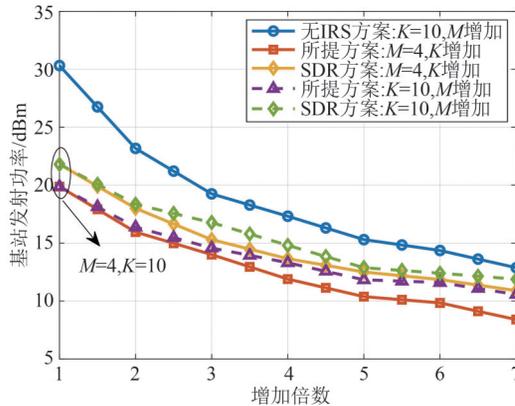


图5 保密阈值对BS发射功率的影响

Fig. 5 Influence of confidentiality threshold on the transmission power of BS

为充分证明所提方案的有效性,在图6中我们对IRS辅助通信方案与传统部署大规模天线阵列方案的优化性能进行比较。首先可以观察到无IRS方案下的系统性能明显更差,这证明了IRS提高系统性能的有效性。虚线与实线分别展示了从初始条件 $K=10, M=4$ 时, $M$ 成倍增加与 $K$ 成倍增加时所提方案与SDR方案的优化性能比较。首先可以看出两种情况下本文所提算法BS所需发射功率均低于SDR方案。此外,我们可以看出在IRS发射单元数 $K$ 成倍增加时BS实现了比 $M$ 成倍增加时更低的

图6  $K, M$ 对基站发射功率的影响Fig. 6 Relationship between  $K, M$ , and the transmission power of BS

发射功率。例如,当增加倍数为2时,两者功率最接近,分别为13.866 dBm和13.95 dBm,但前者仍低于后者。且随着倍数的增加,相应发射功率的优化效果越明显。例如,当增倍为4时,所提方案在 $K$ 增加时优化功率为11.897 dBm,对应 $M$ 增加时功率为13.3 dBm,性能提升约14.4%与4.66%。而增倍为6时,其相应优化功率分别为9.836 dBm与11.597 dBm,性能提升约29.06%与16.87%。证明了IRS辅助通信相较于传统方案提高系统性能的优越性以及在未来安全通信领域的实用性。

## 5 结论

针对未来大规模无线通信系统,如工业物联网、军事与大型应急通信系统等面临的高安全风险与高能耗问题,本文研究了IRS辅助的MISO安全节能通信方案。为在确保合法用户安全通信的同时尽可能降低系统能耗,构建了安全保密率约束下的BS发射功率最小化问题。提出了一种基于逐次凸逼近的二阶锥规划算法对该非凸优化问题进行求解。与常用的联合设计BS有源波束成形与IRS相移矩阵的迭代优化方案不同,所提算法在每次迭代过程中对IRS的相移与BS的波束成形进行同时更新。仿真结果表明,在满足相同安全阈值时,IRS辅助方案下BS所需发射功率明显低于无IRS方案。当反射单元数量为30时,其性能最高提升约49.06%,证明了IRS在未来无线安全节能通信中的巨大发展前景;此外所提算法的优化性能优于基于SDR迭代优化方案与随机相移方案,优化性能分别提升约4.86%与35.66%,证明所提算法的有效性。本文假设IRS的部署位置是固定的,这在复杂的通信场景中

可能会限制IRS的优化性能。下一步工作将考虑把具有高速移动、高自由度特点的UAV与IRS结合,构建空中智能反射面平台,实现IRS的灵活部署,进一步研究IRS对无线通信系统性能的提升。

## 参考文献

- [1] 王荣, 贾少波, 张迪, 等. 智能反射面辅助的物理层安全技术综述[J]. 移动通信, 2022, 46(6): 52-59.  
WANG Rong, JIA Shaobo, ZHANG Di, et al. A review on intelligent reflecting surface-assisted physical layer security technology[J]. Mobile Communications, 2022, 46(6): 52-59. (in Chinese)
- [2] WU Qingqing, LI G Y, CHEN Wen, et al. An overview of sustainable green 5G networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2017, 24(4): 72-80.
- [3] YANG Xi, WEN Chaokai, JIN Shi. MIMO detection for reconfigurable intelligent surface-assisted millimeter wave systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1777-1792.
- [4] BASAR E, DI RENZO M, DE ROSNY J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116753-116773.
- [5] 马好好, 解培中, 李汀. IRS辅助的安全通信系统波束成形嵌套优化算法[J]. 信号处理, 2022, 38(8): 1728-1736.  
MA Haohao, XIE Peizhong, LI Ting. Beamforming nested optimization algorithm for IRS-assisted secure communication systems[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(8): 1728-1736. (in Chinese)
- [6] WU Qingqing, ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [7] KUMAR V, ZHANG Rui, DI RENZO M, et al. A novel SCA-based method for beamforming optimization in IRS/RIS-assisted MU-MISO downlink[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 12(2): 297-301.
- [8] YU Xianghao, XU Dongfang, SCHÖBER R. Optimal beamforming for MISO communications via intelligent reflecting surfaces[C]//2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Atlanta, GA, USA. IEEE, 2020: 1-5.
- [9] HAN Yi, LI Na, TAO Xiaofeng. Cooperative jamming aided secure communication with intelligent reflecting surface[C]//2022 IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Kyoto, Japan. IEEE, 2022: 416-420.
- [10] CUI Miao, ZHANG Guangchi, ZHANG Rui. Secure wire-

- less communication via intelligent reflecting surface [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1410-1414.
- [11] CHU Zheng, HAO Wanming, XIAO Pei, et al. Intelligent reflecting surface aided multi-antenna secure transmission [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(1): 108-112.
- [12] WEI Yuxin, GUO Li, DONG Chao, et al. Secure transmission for intelligent reflecting surface-aided communication system[C]//2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW). Nanjing, China. IEEE, 2021: 1-6.
- [13] 李国权, 党刚, 林金朝, 等. RIS辅助的MISO系统安全鲁棒波束赋形算法[J/OL]. 电子与信息学报, 2023: 1-9 (2023-03-14) [2023-05-31]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.4494.TN.20230313.1610.004.html>.  
LI Guoquan, DANG Gang, LIN Jinchao, et al. RIS-assisted MISO system security robust beamforming algorithm [J/OL]. Journal of Electronics and Information Technology, 2023: 1-9 (2023-03-14) [2023-05-31]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.4494.TN.20230313.1610.004.html>. (in Chinese)
- [14] WU Jiao, SHIM B. Power minimization of intelligent reflecting surface-aided uplink IoT networks [C]//2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Nanjing, China. IEEE, 2021: 1-6.
- [15] 景小荣, 宋振远, 高维, 等. 智能反射表面辅助的MISO通信系统的物理层安全设计方案[J]. 通信学报, 2022, 43(1): 117-126.  
JING Xiaorong, SONG Zhenyuan, GAO Wei, et al. Design scheme of physical layer security for intelligent reflecting surface-assisted MISO communication system [J]. Journal on Communications, 2022, 43(1): 117-126. (in Chinese)
- [16] HAN Huimei, ZHAO Jun, ZHAI Wenchao, et al. Reconfigurable intelligent surface aided power control for physical-layer broadcasting [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(11): 7821-7836.
- [17] HUANG Chong, CHEN Gaojie, GONG Yu, 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.
- [18] NASIR A A, TUAN H D, DUONG T Q, et al. Secrecy rate beamforming for multicell networks with information and energy harvesting [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 65(3): 677-689.
- [19] 卢为党, 曹明锋, 高原, 等. 基于智能反射面辅助的无人机中继系统安全通信方法[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2273-2280.
- LU Weidang, CAO Mingfeng, GAO Yuan, et al. Secure communication method based on intelligent reflection surface assisted UAV relay system [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(7): 2273-2280. (in Chinese)
- [20] BEN-TAL A, NEMIROVSKIĬ A S. Lectures on Modern Convex Optimization: Analysis, Algorithms, and Engineering Applications [M]. Philadelphia, PA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2001.
- [21] DAI Linglong, WANG Bichai, WANG Min, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45913-45923.
- [22] SHI Weiping, LI Jiayu, XIA Guiyang, et al. Secure multigroup multicast communication systems via intelligent reflecting surface [J]. China Communications, 2021, 18(3): 39-51.

#### 作者简介



贾向东 男, 1971年生, 甘肃渭源人。西北师范大学计算机科学与工程学院教授, 南京邮电大学博士、博士后。研究方向为移动与无线通信关键理论与技术。  
E-mail: jiaxd@nwnu.edu.cn



张鑫 男, 1999年生, 山西临汾人。西北师范大学计算机科学与工程学院硕士研究生, 主要研究方向为无线通信、信息年龄、智能反射面等。  
E-mail: 1483068977@qq.com



尚通健 男, 1997年生, 山西吕梁人。西北师范大学计算机科学与工程学院硕士研究生, 研究方向为无人机通信、智能反射面等。  
E-mail: 1436004469@qq.com



马小平 男, 1994年生, 甘肃永靖人。西北师范大学计算机科学与工程学院硕士研究生, 研究方向为无线通信、网络编码等。  
E-mail: 2353774504@qq.com

(责任编辑: 边熙淳)