

# IRS辅助的通感一体化系统的安全通信

傅友华<sup>1,2</sup> 卞晓晨<sup>1,2</sup>

(1. 南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子(未来技术)学院, 江苏南京 210023;  
2. 南京邮电大学射频集成与微组装技术国家地方联合工程实验室, 江苏南京 210023)

**摘要:** 本文研究了智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)辅助通感一体化(Integrated Sensing and Communication, ISAC)系统的安全通信。其中基站希望在IRS的帮助下,在窃听用户存在的情况下向合法用户发送消息并同时检测可信目标。本文的目的是联合设计基站的发射波束形成向量和IRS的反射波束形成向量,以最大化保密速率,同时满足检测目标所需信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)阈值、发射功率约束和IRS反射系数的单位模约束。为了解决这个复杂的非凸问题,本文提出了一种基于半正定松弛(Semidefinite Relaxation, SDR)和交替优化的有效算法来解决该问题。仿真结果表明,该系统既可以提供有效的目标检测,保证预定义的SNR阈值,也可以提供安全的通信。同时证实了与没有IRS的方案相比,IRS辅助实现了更高的保密速率,也表明了ISAC系统中部署IRS的优势和所提出算法的有效性。

**关键词:** 通感一体化; 智能反射面; 安全通信; 半正定松弛

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.07.006

**引用格式:** 傅友华, 卞晓晨. IRS辅助的通感一体化系统的安全通信[J]. 信号处理, 2023, 39(7): 1194-1202. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.07.006.

**Reference format:** FU Youhua, BIAN Xiaochen. Secure transmission for IRS aided integrated sensing and communication system[J]. Journal of Signal Processing, 2023, 39(7): 1194-1202. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.07.006.

## Secure Transmission for IRS Aided Integrated Sensing and Communication System

FU Youhua<sup>1,2</sup> BIAN Xiaochen<sup>1,2</sup>

(1. College of Electronic and Optical Engineering and College of Flexible Electronics (Future Technology), Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210023, China; 2. National and Local Joint Engineering Laboratory of RF Integration and Micro-Assembly Technology, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210023, China)

**Abstract:** This paper investigated the secure communication for Integrated Sensing and Communication (ISAC) system assisted by Intelligent Reflecting Surface (IRS). With the aid of the IRS, the base station desired to deliver messages to a legitimate user and detect a trusted target in the presence of an eavesdropping user. We aimed to jointly design the transmit beamforming vector of the base station and the reflection beamforming vector of IRS to maximize the secrecy rate, while satisfying the required signal-to-noise ratio (SNR) threshold for the sensing target, transmit power constraint and the unit-modulus constraint of the IRS reflection coefficient. However, the problem was non-convex due to the non-convex of the secrecy rate function. To tackle this issue, we proposed an effective algorithm based on the semidefinite relaxation (SDR) and

an alternation optimization approach to solve this problem. The simulation results show that the system can not only provide effective target detection and ensure predefined SNR threshold, but also provide secure communication. At the same time, it proves that IRS can help to achieve higher secrecy rate compared with the scheme without IRS, which shows the advantages of deploying IRS in the Integrated Sensing and Communication system and the effectiveness of the proposed algorithm.

**Key words:** integrated sensing and communication; intelligent reflecting surface; secure communication; semidefinite relaxation

## 1 引言

通感一体化(Integrated Sensing and Communication, ISAC)已被公认为未来5G和6G无线网络的潜在关键技术之一<sup>[1-4]</sup>,其中感知被集成成为一种新功能,以支持新兴的环境感知应用,如自动驾驶、工业自动化和无人机<sup>[5]</sup>。通过利用公共的频谱、波形和硬件,ISAC系统可以显著地提高频谱效率和能源效率,并利用通信辅助传感和传感辅助通信这两种功能的协同设计,同时提高通信和传感性能<sup>[6-7]</sup>。

尽管如此,由于共享频谱和无线传输的广播特性,ISAC系统面临着独特的安全挑战。毫无疑问,安全通信问题对于ISAC系统的设计而言是至关重要的。为了解决这个问题,物理层安全(Physical layer security, PLS)已经被研究人员用来处理ISAC系统的安全通信问题。具体而言,作者在文献[8]中研究了ISAC系统中的安全通信,其中多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)雷达向合法用户发送带有信息的信号,以及嵌入虚假信息的信号以将窃听雷达目标与用于检测的两个信号混淆。作者在其中研究了保密率最大化、雷达接收信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)最大化和发射功率最小化等问题。在文献[9]中,针对窃听雷达目标采用了人工噪声(Artificial Noise, AN)辅助的安全传输方案,作者考虑到目标位置和信道状态信息(Channel State Information, CSI)的不确定性的不同假设,在通信用户的SINR约束下最小化了目标的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。文献[10]中的作者研究了一种智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)辅助的安全ISAC系统,其中基站希望在IRS的帮助下安全地向预期的接收器发送消息并同时检测恶意雷达目标,在满足雷达检测约束的同时最大化保密率。在文献[11]中,作者提出了一种ISAC系统的隐蔽波束形成设计框架,其中雷

达可以在探测波形的覆盖下与合法用户进行隐蔽通信,而不会被窃听者检测到。其目标是最大化受隐蔽约束、通信速率约束和总功率约束的雷达检测互信息(mutual information, MI)。然而,上述工作中在研究ISAC系统的保密问题时,大多数都只考虑了将目标视为不可信窃听者,而忽略了当目标可信时,系统中存在一个窃听用户的情况。同时,据我们所知,目前仅有少部分研究人员使用IRS来提高ISAC系统的保密率<sup>[10,12]</sup>。

基于上述动机,在本文中,我们研究了当目标可信时,IRS辅助ISAC系统的安全通信,其中基站发送的信号用于通信和目标检测。本文的目的是联合设计基站的发射波束形成向量和IRS的反射波束形成向量,以最大化保密速率,同时满足检测目标所需SNR阈值、发射功率约束和IRS反射系数的单位模约束。为了解决这个复杂的非凸问题,本文提出了一种基于半正定松弛(Semidefinite Relaxation, SDR)和交替优化的有效算法,将该非凸问题分解为两个易于处理的子问题进行求解。仿真结果表明,该系统既可以提供有效的目标检测,保证预定义的SNR阈值,也可以提供安全的通信。同时证实了在ISAC系统中部署IRS的优势和所提出算法的有效性。

符号说明:本文中, $\mathbb{C}^{N \times M}$ 表示 $N \times M$ 的复空间, $\mathbf{X}^H$ 表示矩阵 $\mathbf{X}$ 的共轭转置, $\text{Tr}(\mathbf{X})$ 表示矩阵 $\mathbf{X}$ 的迹, $\text{rank}(\mathbf{X})$ 表示矩阵 $\mathbf{X}$ 的秩, $\mathbf{X}_{m,n}$ 表示矩阵 $\mathbf{X}$ 的第 $m$ 行第 $n$ 列的元素。 $z \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ 表示 $z$ 服从均值为0方差为 $\sigma^2$ 的复高斯分布。 $|x|$ 和 $\arg(x)$ 分别表示 $x$ 的模和相位。 $\text{diag}(\boldsymbol{\alpha})$ 表示对角元素为向量 $\boldsymbol{\alpha}$ 的对角矩阵。 $\mathcal{O}(\cdot)$ 是计算复杂度的符号。

## 2 系统模型与问题公式

### 2.1 系统模型

本文考虑一个IRS辅助的ISAC安全通信系统,该系统由IRS、一个点状目标、通信用户、窃听用户和ISAC基站组成,系统模型如图1所示。其中基站

打算通过利用部署在合法用户附近的IRS向合法用户发送机密信息。同时,通过调整IRS的每个反射单元入射信号的相位来抑制窃听用户的接收,以防范系统中合法用户附近的窃听用户,并向周围目标发送探测信号。本文假设目标和合法用户、窃听用户与位于合法用户附近的IRS很好地分离。此时目标被视为可信目标,IRS仅用于增强安全通信性能。

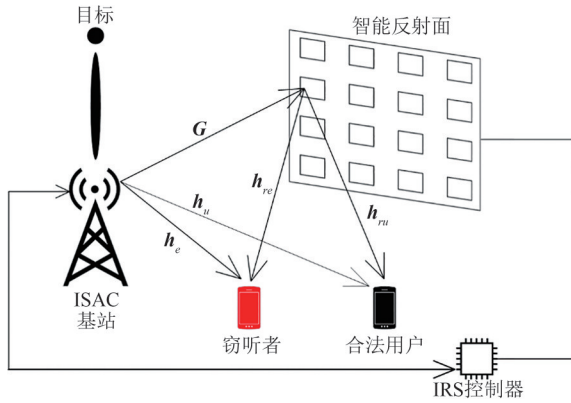


图1 系统模型

Fig. 1 System model

假设合法用户和窃听用户都配备了一根天线,而基站的天线数量和IRS的反射元件数量分别用 $M$ 和 $N$ 表示。从基站到IRS、合法用户和窃听用户的等效信道分别由 $\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{N \times M}$ ,  $\mathbf{h}_u^H \in \mathbf{C}^{1 \times M}$ ,  $\mathbf{h}_e^H \in \mathbf{C}^{1 \times M}$ 表示,而从IRS到合法用户和窃听用户的信道分别表示为 $\mathbf{h}_{ru}^H \in \mathbf{C}^{1 \times N}$ ,  $\mathbf{h}_{re}^H \in \mathbf{C}^{1 \times N}$ 。假设所有信道都经历准静态平坦衰落,为了描述所考虑的IRS辅助ISAC系统安全通信的性能极限,本文假设在联合设计发射/反射波束形成时,所有信道状态信息都是完全可用的理想情况。基站发送的信号由下式给出:

$$\mathbf{x} = \mathbf{w}s \quad (1)$$

其中 $s \sim \mathbf{CN}(0, 1)$ 表示传输信号, $\mathbf{w} \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示波束形成向量。假设基站具有的最大发射功率预算为 $P_{\max}$ ,则 $\mathbf{w}^H \mathbf{w} \leq P_{\max}$ 。在合法用户或窃听用户处接收到的信号由下式给出:

$$y_i = (\mathbf{h}_i^H + \mathbf{h}_i^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x} + n_i \quad (2)$$

其中 $n_i \sim \mathbf{CN}(0, \sigma_i^2)$ ,  $i \in \{u, e\}$ 是复加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)。 $\Phi = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N})$ 表示IRS的相移矩阵, $\theta_N \in [0, 2\pi)$ ,  $n=1, \dots, N$ 是IRS第 $n$ 个反射元件对入射信号的相

移。通过引入变量 $\mathbf{v}^H = [v_1, v_2, \dots, v_N]$ ,其中 $\forall n$ ,  $v_N = \Phi_{n,n}$ 。然后将 $\mathbf{h}_i^H \Phi \mathbf{G}$ 用 $\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{ri}$ 表示,其中 $\mathbf{G}_{ri} = \text{diag}(\mathbf{h}_i^H) \mathbf{G}$ ,则合法用户或窃听用户处的SNR可推导出为:

$$\gamma_i = \frac{|(\mathbf{h}_i^H + \mathbf{h}_i^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{w}|^2}{\sigma_i^2} = \frac{|(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{ri} + \mathbf{h}_i^H) \mathbf{w}|^2}{\sigma_i^2}, \quad i \in \{u, e\} \quad (3)$$

因此,合法用户和窃听用户的可实现速率(以bps/Hz为单位)由下式分别给出 $R_u = \log_2(1 + \gamma_u)$ 和 $R_e = \log_2(1 + \gamma_e)$ 。所以可达到的保密速率为: $R_s = [R_u - R_e]^+$ ,这里 $[x]^+ = \max(x, 0)$ 。其中,

$$R_u - R_e = \log_2(1 + \gamma_u) - \log_2(1 + \gamma_e) =$$

$$\log_2\left(1 + \frac{|(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{ru} + \mathbf{h}_u^H) \mathbf{w}|^2}{\sigma_u^2}\right) - \log_2\left(1 + \frac{|(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{re} + \mathbf{h}_e^H) \mathbf{w}|^2}{\sigma_e^2}\right) \quad (4)$$

从检测目标的角度来看,在假设目标的传播是非色散的情况下,目标位置处具有角度 $\vartheta$ 的信号可以描述为 $\mathbf{a}_t^H(\vartheta) \mathbf{x}$ ,其中 $\mathbf{a}_t^H(\vartheta) \in \mathbf{C}^{1 \times M} = [1, e^{-j2\pi d \sin(\vartheta)/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi d(M-1)\sin(\vartheta)/\lambda}]$ 表示方向 $\vartheta$ 处的发射转向矢量, $d$ 表示天线间距, $\lambda$ 表示载波波长。基站接收到的回波信号来自基站-目标-基站通道,则基站接收到的回波信号由下式给出:

$$\mathbf{y}_r = \beta \mathbf{a}_r(\vartheta) \mathbf{a}_t^H(\vartheta) \mathbf{x} + \mathbf{n}_r \quad (5)$$

其中 $\beta$ 表示目标的反射系数, $\mathbf{n}_r \sim \mathbf{CN}(0, \sigma_r^2 \mathbf{I}_M)$ 是复加性高斯白噪声。此外,与 $\mathbf{a}_t^H(\vartheta)$ 类似, $\mathbf{a}_r(\vartheta) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示方向 $\vartheta$ 处的接收转向矢量。所以检测目标的SNR由下式给出:

$$\gamma_r = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w}}{\sigma_r^2} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{A} = (\beta \mathbf{a}_r(\vartheta) \mathbf{a}_t^H(\vartheta))^H (\beta \mathbf{a}_r(\vartheta) \mathbf{a}_t^H(\vartheta))$ 。

## 2.2 问题公式

本文的目标是通过基站处的发射波束形成向量 $\mathbf{w}$ 以及IRS处的反射波束形成向量 $\mathbf{v}$ 的联合设计来最大化可实现的保密速率,这取决于基站处总功率约束以及检测目标所需的SNR约束。因此,优化问题表述为:

$$(P1): \max_{\mathbf{w}, \mathbf{v}} \log_2\left(1 + \frac{|(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{ru} + \mathbf{h}_u^H) \mathbf{w}|^2}{\sigma_u^2}\right) - \log_2\left(1 + \frac{|(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{re} + \mathbf{h}_e^H) \mathbf{w}|^2}{\sigma_e^2}\right)$$

$$\begin{aligned} \text{s.t. } & \text{C1: } \mathbf{w}^H \mathbf{w} \leq P_{\max}, \\ & \text{C2: } |v_n| = 1, \forall n = 1, \dots, N, \\ & \text{C3: } \gamma_r \geq \eta \end{aligned} \quad (7)$$

其中  $\eta$  是检测目标所需的最小 SNR,  $P_{\max}$  表示基站的最大发射功率, 约束 C2 表示对每个 IRS 反射系数的单位模约束。由于非凸的目标函数、约束以及耦合的优化变量, (P1) 难以求解。此时可以观察到, 当  $\mathbf{w}$  和  $\mathbf{v}$  中的一个固定时, (P1) 可以转化为两个凸的子问题进行求解, 此时问题可以被有效地解决。因此, 这促使本文提出一种基于交替优化的算法, 通过在每次迭代时固定  $\mathbf{w}$  和  $\mathbf{v}$  中的一个, 并迭代优化另一个, 以此方式求解 (P1), 直到目标值达到收敛, 详见下一节。

### 3 IRS 辅助 ISAC 安全系统的联合波束形成设计

#### 3.1 针对给定 $\mathbf{v}$ 优化 $\mathbf{w}$

对于给定的反射波束形成向量  $\mathbf{v}$ , 引入  $\tilde{\mathbf{H}}_u = (\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{ru} + \mathbf{h}_u)(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{ru} + \mathbf{h}_u)^H$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}_e = (\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{re} + \mathbf{h}_e)(\mathbf{v}^H \mathbf{G}_{re} + \mathbf{h}_e)^H$ , 同时定义矩阵  $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$ , 那么  $\mathbf{W} \geq 0$  并且  $\text{rank}(\mathbf{W}) = 1$ , 则 (P1) 可以转化为以下问题:

$$\begin{aligned} \text{(P1.1): } & \max_{\mathbf{W}} \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right) \\ \text{s.t. } & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max}, \\ & \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{A})}{\sigma_r^2} \geq \eta, \\ & \mathbf{W} \geq 0, \text{rank}(\mathbf{W}) = 1 \end{aligned} \quad (8)$$

由于 rank-1 约束是非凸的, 本文应用半正定松弛方法 (SDR) 来松弛这些约束。因此, (P1.1) 变为:

$$\begin{aligned} \text{(P1.2): } & \max_{\mathbf{W}} \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right) \\ \text{s.t. } & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max}, \\ & \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{A})}{\sigma_r^2} \geq \eta, \\ & \mathbf{W} \geq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

然而, (P1.2) 仍然很难求解, 为了解决该问题, 本文采用引理 1 的方法, 利用构造函数辅助求解<sup>[13-14]</sup>。

**引理 1:** 考虑  $\forall x > 0$ , 构造函数  $\varphi(t) = -tx + \ln t + 1$ 。然后, 可以得到

$$-\ln x = \max_{t > 0} \varphi(t) \quad (10)$$

此时, 当  $t = 1/x$  时, 可以得到  $\varphi(t)$  的上界, 即最优解为  $t = 1/x$ 。

$R_u$  可以写为  $R_u \ln 2 = \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right)$ 。相似的,  $R_e$  可以写为  $R_e \ln 2 = \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right)$ 。通过应用引理 1 并设置  $x = 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2}$  和  $t = t_{we}$ , (P1.2) 的目标函数可以改写为:

$$R_u \ln 2 - R_e \ln 2 = \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right) = \max_{t_{we} > 0} \varphi(\mathbf{W}, t_{we}) \quad (11)$$

其中,  $\varphi(\mathbf{W}, t_{we}) = \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - t_{we} \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right) + \ln t_{we} + 1$ 。此时注意到, 在目标函数中省略了常数“ $\ln 2$ ”, 不影响原问题的结果, 则 (P1.2) 可以改写为:

$$\begin{aligned} \text{(P1.3): } & \max_{\mathbf{W}} \left( \max_{t_{we} > 0} \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - t_{we} \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right) + \ln t_{we} + 1 \right) \\ \text{s.t. } & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max}, \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{A})}{\sigma_r^2} \geq \eta, \mathbf{W} \geq 0 \end{aligned} \quad (12)$$

然后, 引入辅助函数  $f_{we}(\mathbf{W}, t_{we}) = t_{we} \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right) - \ln t_{we} - 1$ , 则 (P1.3) 可以改写为:

$$\begin{aligned} \text{(P1.4): } & \max_{\mathbf{W}, t_{we}} \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - f_{we}(\mathbf{W}, t_{we}) \\ \text{s.t. } & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max}, \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{A})}{\sigma_r^2} \geq \eta, \mathbf{W} \geq 0, \\ & t_{we} > 0 \end{aligned} \quad (13)$$

根据引理 1, 对于固定的  $\mathbf{W}$ , 最优的  $t_{we}$  值可以直接由下式直接计算得出:

$$t_{we}^* = \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{W})}{\sigma_e^2} \right)^{-1} \quad (14)$$

将  $t_{we}^*$  代入 (P1.3), 则此时 (P1.4) 可以改写为:

$$\begin{aligned} \text{(P1.5): } & \max_{\mathbf{W}} \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - f_{we}(\mathbf{W}, t_{we}^*) \\ \text{s.t. } & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max}, \frac{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{A})}{\sigma_r^2} \geq \eta, \mathbf{W} \geq 0 \end{aligned} \quad (15)$$

此时引入松弛变量  $\tau_{we}$ , (P1.5) 可以转化为:

$$\begin{aligned} \text{(P1.6): } & \max_{\mathbf{W}, \tau_{we}} \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{W})}{\sigma_u^2} \right) - \tau_{we} \\ \text{s.t. } & f_{we}(\mathbf{W}, t_{we}^*) \leq \tau_{we}, \\ & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\max}, \end{aligned}$$

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{A})}{\sigma_r^2} \geq \eta, \quad \mathbf{W} \geq 0 \quad (16)$$

此时(P1.6)为凸函数,可以通过使用凸优化求解器(例如CVX)直接进行求解<sup>[15]</sup>。注意,因为在(P1.2)通过应用半正定松弛(SDR)将rank-1约束去掉,所以不能保证最终所获得的 $\mathbf{W}$ 是秩为1的矩阵。如果获得的矩阵 $\mathbf{W}$ 秩为1,则可以通过应用特征值分解方法将 $\mathbf{W}$ 还原对应向量。若矩阵 $\mathbf{W}$ 秩不为1,则需利用高斯随机化的方法将 $\mathbf{W}$ 还原成对应向量<sup>[16-17]</sup>。首先对矩阵 $\mathbf{W}$ 进行特征值分解 $\mathbf{W}=\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{U}^H$ ,其中 $\mathbf{U}$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}$ 分别为大小为 $M \times M$ 的酉矩阵和对角矩阵。然后由此可以得到次优解 $\mathbf{w}=\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}^{1/2}\mathbf{r}$ ,其中 $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ,通过均值为零,方差为 $\mathbf{I}_M$ 的循环对称复高斯随机分布随机生成。通过独立生成大量的高斯随机向量 $\mathbf{r}$ 得到 $\mathbf{w}$ ,选取其中满足目标问题最优的 $\mathbf{w}$ 。具体步骤可见算法1。

#### 算法1 求解(P1.1)的优化算法

1. 输入:  $P_{\max}, \bar{\mathbf{H}}_u, \bar{\mathbf{H}}_e, \mathbf{A}, \sigma_u^2, \sigma_e^2, \sigma_r^2, \eta$ 。
2. 根据约束C1和约束C3,初始化 $\mathbf{w}$ 。
3. 初始化设置迭代次数 $k=0, \mathbf{W}^{(0)} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$ 。
4. repeat
5.     给定 $\mathbf{W}^{(k)}$ ,根据式(14),计算出 $t_{ve}^{(k)}$ 。
6.     给定 $t_{ve}^{(k)}$ ,利用凸优化求解器解决(P1.6)。
7.     设置 $k=k+1$ 。
8. until (P1.6)目标值收敛,或者 $k$ 大于预先设计值。
9. 利用特征值分解和高斯随机化方法从 $\mathbf{W}^{(k+1)}$ 恢复 $\mathbf{w}$ 。
10. 输出:  $\mathbf{w}$ 。

### 3.2 针对给定 $\mathbf{w}$ 优化 $\mathbf{v}$

接下来,对于任何给定的 $\mathbf{w}$ ,定义有 $\mathbf{G}_i^H = [\mathbf{G}_{n_i}^H, \mathbf{h}_i]$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_i = \mathbf{G}_i \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{G}_i^H, i \in \{u, e\}$ 。然后引入 $\bar{\mathbf{v}}^H = e^{j\varpi} [\mathbf{v}^H, 1]$ ,其中 $\varpi$ 为任意相位常数,其目的是将矩阵的维数增加,方便之后对其进行处理。则(P1)可以写为:

$$(P2.1): \max_{\bar{\mathbf{v}}} \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{\mathbf{v}}^H \bar{\mathbf{H}}_u \bar{\mathbf{v}}}{\sigma_u^2} \right) - \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{\mathbf{v}}^H \bar{\mathbf{H}}_e \bar{\mathbf{v}}}{\sigma_e^2} \right) \quad (17)$$

$$\text{s.t. } |v_n| = 1, \forall n = 1, \dots, N$$

同时定义矩阵 $\bar{\mathbf{V}} = \bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H$ ,与(P1.6)类似,通过将引理1与SDR一起应用,对于给定 $\mathbf{w}$ ,对 $\mathbf{v}$ 的优化问题可简化为:

$$(P2.2): \max_{\bar{\mathbf{V}}, \tau_{ve}} \ln \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\bar{\mathbf{H}}_u \bar{\mathbf{V}})}{\sigma_u^2} \right) - \tau_{ve}$$

$$\text{s.t. } \bar{\mathbf{V}} \geq 0, \bar{V}_{n,n} = 1, n = 1, \dots, N+1,$$

$$f_{ve}(\mathbf{W}, t_{ve}^*) \leq \tau_{ve} \quad (18)$$

其中,  $f_{ve}(\bar{\mathbf{V}}, t_{ve}) = t_{ve} \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\bar{\mathbf{H}}_e \bar{\mathbf{V}})}{\sigma_e^2} \right) - \ln t_{ve} - 1$ ,  $\tau_{ve}$ 为松弛变量,最优的 $t_{ve}$ 值为:

$$t_{ve}^* = \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\bar{\mathbf{H}}_e \bar{\mathbf{V}})}{\sigma_e^2} \right)^{-1} \quad (19)$$

此时(P2.2)是凸的,可以通过使用凸优化求解器(例如CVX)直接进行求解<sup>[15]</sup>。通过特征值分解和高斯随机化从 $\bar{\mathbf{V}}$ 中提取 $\bar{\mathbf{v}}$ 后<sup>[16-17]</sup>,反射相移如下所示:

$$v_n = e^{j \arg \left( \frac{\bar{v}_n}{v_{N+1}} \right)}, n = 1, \dots, N \quad (20)$$

其中 $\arg(x)$ 表示 $x$ 的相位并且满足约束 $\forall n, |v_n| = 1$ 。具体步骤可见算法2。

#### 算法2 求解(P2.1)的优化算法

1. 输入:  $\bar{\mathbf{H}}_u, \bar{\mathbf{H}}_e, \sigma_u^2, \sigma_e^2$ 。
2. 根据约束C2,初始化 $\mathbf{v}$ 。
3. 初始化设置迭代次数 $k=0$ 和 $\mathbf{v}^{(0)} = \mathbf{v}$ 。
4. repeat
5.     计算 $\mathbf{v}^H$ 和 $\bar{\mathbf{V}} = \bar{\mathbf{v}} \bar{\mathbf{v}}^H$ 。
6.     给定 $\bar{\mathbf{V}}^{(k)}$ ,根据式(19),计算出 $t_{ve}^{(k)}$ 。
7.     给定 $t_{ve}^{(k)}$ ,利用凸优化求解器解决(P2.2)。
8.     设置 $k=k+1$ 。
9.     until (P2.2)目标值收敛,或者 $k$ 大于预先设计值。
10. 利用特征值分解和高斯随机化将 $\bar{\mathbf{V}}^{(k+1)}$ 恢复成 $\mathbf{v}$ 。
11. 输出:  $\mathbf{v}$ 。

### 3.3 总体算法

得到两个子问题的最优解后,可以结合之前的公式推导,利用MATLAB进行仿真。求解(P1)的总体迭代算法在算法3中给出,其中 $\epsilon$ 表示收敛精度, $L$ 是最大迭代次数。

整个算法的复杂度主要是由于求解(P1.1)和(P2.1)。具体而言,通过算法1求解(P1.1)的复杂

#### 算法3 求解(P1)的交替优化算法

1. 输入:  $P_{\max}, \bar{\mathbf{H}}_u, \bar{\mathbf{H}}_e, \mathbf{A}, \bar{\mathbf{H}}_u, \bar{\mathbf{H}}_e, \sigma_u^2, \sigma_e^2, \sigma_r^2, \eta, \epsilon, L$ 。
2. 根据约束C1和约束C3,初始化 $\mathbf{w}$ 。
3. 根据约束C2,初始化 $\mathbf{v}$ 。
4. 初始化设置迭代次数 $l=1, \mathbf{W}^{(0)} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H, \mathbf{v}^{(0)} = \mathbf{v}$ 。
5. repeat
6.     对于固定的 $\mathbf{v}^{(l-1)}$ ,通过算法1求解(P1.1),计算出 $\mathbf{w}^{(l)}$ 。
7.     对于给定 $\mathbf{w}^{(l)}$ ,通过算法2求解(P2.1),计算出 $\mathbf{v}^{(l)}$ 。
8.     计算(P1)目标函数 $R_s^{(l)}$ 。
9.     设置 $l=l+1$ 。
10.     until  $(R_s^{(l)} - R_s^{(l-1)})/R_s^{(l)} < \epsilon$ 或者 $l=L+1$ 。
11. 输出:  $\mathbf{w}, \mathbf{v}$ 。

度主要归因于步骤5和步骤6,其中相比于计算 $W$ 的复杂度,计算 $t_e$ 的复杂度可以忽略不计。此时算法1的迭代次数用 $K_1$ 来表示,则算法1的复杂度为 $\mathcal{O}(K_1 M^{4.5})$ 。同理,用 $K_2$ 来表示算法2的迭代次数,则算法2的复杂度为 $\mathcal{O}(K_2 N^{4.5})$ 。因此,求解(P1)的总体复杂度,即算法3的复杂度为 $\mathcal{O}(L(K_1 M^{4.5} + K_2 N^{4.5}))^{[18]}$ 。

#### 4 仿真结果

本小节通过仿真验证本文所提的交替迭代优化算法的性能以及分析IRS在该ISAC系统安全通信中的作用。本文考虑以米(m)为单位测量的三维坐标设置,假设基站,IRS(中心点),用户和窃听用户的位置坐标分别为(5, 0, 25), (0, 100, 5), (3, 100, 0)和(3, 105, 0)。目标与基站的方位角 $\vartheta$ 为 $135^\circ$ 。

从基站到合法用户的信道为:

$$\mathbf{h}_u^H = \sqrt{L_0 d_u^{-c_u}} \mathbf{g}_u \quad (21)$$

其中 $L_0$ 表示在参考距离1 m处的路径损失, $d_u$ 表示从基站到合法用户的距离, $\mathbf{g}_u$ 是小尺度信道衰落, $c_u$ 代表从基站到合法用户信道 $\mathbf{h}_u^H$ 的路径损耗指数。从基站到IRS的信道 $\mathbf{G}$ ,从基站到窃听用户的信道 $\mathbf{h}_e^H$ ,从IRS到合法用户的信道 $\mathbf{h}_{ru}^H$ 和从IRS到窃听用户的信道 $\mathbf{h}_{re}^H$ 与 $\mathbf{h}_u^H$ 采用相同的信道模型, $c_r$ ,  $c_e$ ,  $c_{ru}$ 和 $c_{re}$ 则分别代表信道 $\mathbf{G}$ , 信道 $\mathbf{h}_e^H$ , 信道 $\mathbf{h}_{ru}^H$ 和信道 $\mathbf{h}_{re}^H$ 的路径损耗指数。本文中假设合法用户离基站较远,窃听用户在合法用户周围,通过IRS进行辅助通信。考虑实际环境中距离,干扰等影响因素,则信道 $\mathbf{h}_u^H$ 的路径损耗指数 $c_u$ 与信道 $\mathbf{h}_e^H$ 的路径损耗指数 $c_e$ 近似相等且大于信道 $\mathbf{G}$ 的路径损耗指数 $c_r$ 。同理信道 $\mathbf{h}_{ru}^H$ 的路径损耗指数 $c_{ru}$ 与信道 $\mathbf{h}_{re}^H$ 的路径损耗指数 $c_{re}$ 近似相等且小于信道 $\mathbf{G}$ 的路径损耗指数 $c_r$ ,则本系统中各路径损耗指数具体设置如表1中所示。考虑到环境中往往存在大量反射,本系统中信道衰落均设置为瑞利衰落。仿真参数设置如表1所示<sup>[14,19]</sup>。

基于以上参数设置,将本文提出的算法(记为IRS)与几种方案进行了比较,包括仅通信(记为IRS, Com-only)的情况、最大比率传输(maximum ratio transmission, MRT)(记为IRS, MRT),不具有IRS(记为No-IRS)的情况、以及给定随机相移(记为IRS, Random)的情况进行性能比较。参数设置与上文中考虑的参数相同。对于仅通信的情况,将优化问题

表1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
载波频率	750 MHz
基站天线数目	4
天线间距( $d$ )	$\lambda/2$
IRS配置	均匀矩形阵列(URA)
参考路径损失(1 m处)	$L_0 = -30$ dB
路径损耗指数	$c_u = c_e = 5, c_r = 3.5, c_{ru} = c_{re} = 2$
其他参数	$\sigma_u^2 = \sigma_e^2 = -100$ dBm, $\sigma_r^2 = -90$ dBm, $\beta = 0.01, \epsilon = 10^{-3}, L = 10$

中雷达SNR约束去除即可。对于MRT方案的情况,基站向IRS发送尽可能多的能量,同时优化IRS的反射波束形成向量<sup>[20]</sup>。而对于给定随机相移的情况,只使用算法1,不优化IRS的反射波束形成向量。

如图2所示,首先展示了所提出的基于SDR和交替优化算法在不同的最大发射功率 $P_{\max}$ 下的收敛性。在这一部分中,目标所需的SNR被设置为15 dB,IRS反射元件的数量为20。本文提出的算法通过数学函数给出的最优解去计算,所以从图2可以看出,算法在第一次迭代时就能够接近目标问题

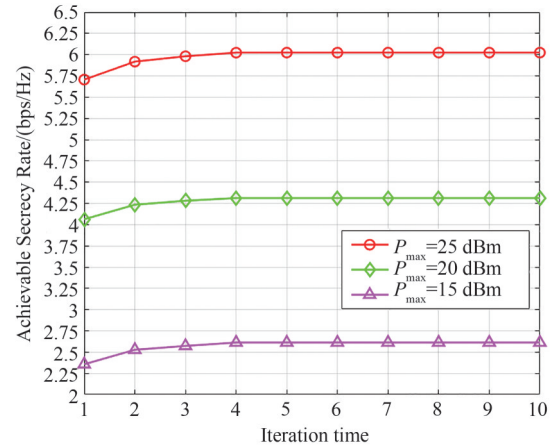


图2 算法的收敛性,  $(N, \eta) = (20, 15$  dB)

Fig. 2 Convergence of the Algorithm,  $(N, \eta) = (20, 15$  dB)

的最优性能点。因而在后续迭代过程中,算法只需要很少的迭代就收敛,这样说明了所提出的算法的可行性和有效性。同时随着迭代次数的增加,可实现的保密速率逐渐增加并趋于收敛,证明了所提算法的收敛性。

其次,本文研究了各方案下可实现的保密速率

与基站的最大发射功率 $P_{\max}$ 之间的关系。这里目标的阈值SNR和IRS反射元件的数量分别设置为15 dB和20。图3显示了各方案下基站发射功率对保密速率的影响。很容易发现使用IRS的场景比不具有IRS(No-IRS)的情况拥有更好的安全性能,这是因为通过优化IRS的相移,IRS的反射信号和直接信号可以在用户处被建设性地添加,同时在窃听用户处被破坏性地增加,从而提供了新的自由度以提高保密通信速率。同时,观察到所提出的算法(IRS)方案的保密率,显著高于的MRT方案。这是因为在MRT方案中,基站尽可能向IRS发送能量,而IRS不能分别在用户和窃听用户处充分利用前面提到的功率增强和干扰消除增益。此外,本文所提出的算法(IRS)方案提供的性能改进大于所提出的给定随机相移(IRS, Random)的情况,这说明了所提出的算法在联合设计发射波束形成和反射波束形成方面的有效性。此外,由于通信和目标检测性能之间的权衡,可以观察到所考虑的ISAC系统和仅通信系统之间的性能差距。很明显,仅通信系统的安全通信性能大于ISAC系统,这是由于基站要分出一部分功率去实现目标检测功能。但是,同时也可以

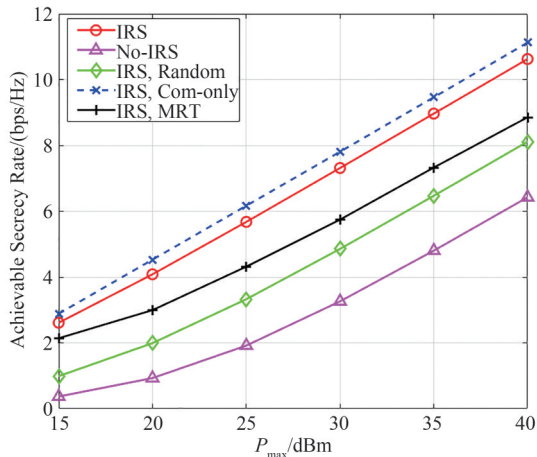


图3 可实现的保密速率与最大发射功率 $P_{\max}$ 的关系,  $(N, \eta)=(20, 15 \text{ dB})$

Fig. 3 Achievable secrecy rate versus the maximum transmit power  $P_{\max}$ ,  $(N, \eta)=(20, 15 \text{ dB})$

发现的两者之间性能差距较小,这同样说明了本文所提出的算法的有效性。

然后,在图4中给出了可实现的保密速率与IRS反射元件的数量的关系。假设目标的阈值SNR

和发射功率 $P_{\max}$ 分别设置为15 dB和40 dBm。清楚地可以观察到,当固定发射功率时,随着反射元件数量的增加,IRS辅助ISAC系统的安全通信性能明显增加,并且在没有IRS的情况下保持不变。可以发现所提出的算法(IRS)方案提供的保密率高于MRT方案,并且它们都随着 $N$ 的增长而增加。考虑到IRS可以利用更多的空间自由度来实现更高的波束形成增益,具有更多反射元素的IRS提供了更大的可实现安全速率。在这里,同样地可以看到,有IRS的保密速率比没有IRS的更高。此外,随着反射元件数量的增加,(IRS)方案和(IRS, Random)方案之间的性能差距变得更大,这意味着优化大规模IRS在追求性能改进方面的意义。同时与上一个仿真的结果一样,此时仅通信系统的安全通信性能大于ISAC系统。

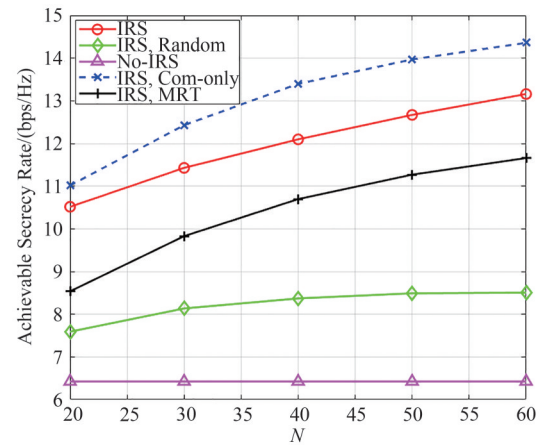


图4 可实现的保密速率与IRS反射元件 $N$ 数量的关系,  $(P_{\max}, \eta)=(40 \text{ dBm}, 15 \text{ dB})$

Fig. 4 Achievable secrecy rate versus the number of reflecting elements of the IRS  $N$ ,  $(P_{\max}, \eta)=(40 \text{ dBm}, 15 \text{ dB})$

此外,本文还研究了各方案下可实现的保密速率与检测目标SNR阈值之间的关系。在这一部分中,将发射功率 $P_{\max}$ 与IRS反射元件的数量分别设置为40 dBm和20。假设检测目标所需的SNR从12 dB变为20 dB。如图5所示,发现可实现的保密速率随着检测目标所需的SNR的增加而降低。背后的原因是,检测目标所需的阈值SNR越大,基站的提供给检测目标的能量就越大。因此,用于安全通信的能量将减少,这将导致安全通信性能的下降。此外,可以看到,随着检测目标要求的SNR增

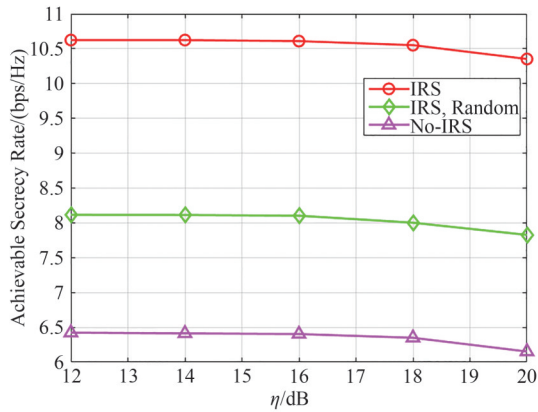


图5 可实现的保密速率与目标信噪比阈值 $\eta$ 的关系,

$$(P_{\max}, N)=(40 \text{ dBm}, 20)$$

Fig. 5 Achievable secrecy rate versus target SNR threshold  $\eta$ ,

$$(P_{\max}, N)=(40 \text{ dBm}, 20)$$

加,所提出的方法与不具有IRS(No-IRS)的情况之间的差距逐渐变大。这是因为本文所提算法在不具有IRS(No-IRS)的情况下,优化系统性能的波束形成向量受到限制。

## 5 结论

本文研究了IRS辅助的ISAC系统的安全通信,目的在于最大化保密速率。由于原始问题具有非凸性且多变量耦合,本文开发了一种基于SDR和交替优化的算法。仿真结果表明,该系统既可以提供有效的目标检测,保证预定义的SNR阈值,也可以提供安全的通信。同时证实了与没有IRS的方案相比,IRS辅助设计实现了更高的保密速率,表明了ISAC系统中部署IRS的优势和所提出算法的有效性。之后,计划将把工作扩展到更一般的场景中,在这些场景中目标被阻挡、目标不可信或者存在多个窃听用户的情况,以及其他关键问题,包括性能权衡和能量效率等。

## 参考文献

- [1] LIU Fan, CUI Yuanhao, MASOUIROS C, et al. Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1728-1767.
- [2] LIU Fan, MASOUIROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead [J]. IEEE Transactions on

- Communications, 2020, 68(6):3834-3862.
- [3] WANG Qi, KAKKAVAS A, GONG Xitao, et al. Towards integrated sensing and communications for 6G [C]//2022 2nd IEEE International Symposium on Joint Communications & Sensing. Seefeld, Austria. IEEE, 2022: 1-6.
- [4] 梁兴东, 李焱磊, 刘云龙, 等. 一体化信号处理与先进处理架构展望[J]. 信号处理, 2022, 38(11): 2221-2233.  
LIANG Xingdong, LI Yanlei, LIU Yunlong, et al. Prospect of integrated signal processing and advanced processing architecture [J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(11): 2221-2233. (in Chinese)
- [5] WU Qingqing, XU Jie, ZENG Yong, et al. A comprehensive overview on 5G-and-beyond networks with UAVs: From communications to sensing and intelligence [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(10): 2912-2945.
- [6] WEI Zhongxiang, LIU Fan, MASOUIROS C, et al. Toward multi-functional 6G wireless networks: Integrating sensing, communication, and security[J]. IEEE Communications Magazine, 2022, 60(4): 65-71.
- [7] 梁兴东, 李强, 王杰, 等. 雷达通信一体化技术研究综述[J]. 信号处理, 2020, 36(10): 1615-1627.  
LIANG Xingdong, LI Qiang, WANG Jie, et al. Joint wireless communication and radar sensing: Review and future prospects[J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(10): 1615-1627. (in Chinese)
- [8] DELIGIANNIS A, DANIYAN A, LAMBOTHARAN S, et al. Secrecy rate optimizations for MIMO communication radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2018, 54(5): 2481-2492.
- [9] SU Nanchi, LIU Fan, MASOUIROS C. Secure radar-communication systems with malicious targets: Integrating radar, communications and jamming functionalities [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 83-95.
- [10] CHEN Xin, ZHENG Tongxing, WEN Yating, et al. Intelligent reflecting surface aided secure dual-functional radar and communication system[C]//2022 IEEE International Conference on Communications Workshops. Seoul, Korea. IEEE, 2022: 975-980.
- [11] MA Shuai, SHENG Haihong, YANG Ruixin, et al. Covert beamforming design for integrated radar sensing and communication systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 718-731.
- [12] FANG Sisai, CHEN Gaojie, XU Peng, et al. SINR maxi-



- mization for RIS-assisted secure dual-function radar communication systems [C]//2021 IEEE Global Communications Conference. Madrid, Spain. IEEE, 2021: 1-6.
- [13] LI Qiang, HONG Mingyi, WAI Hoi to, et al. Transmit solutions for MIMO wiretap channels using alternating optimization [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9): 1714-1727.
- [14] LIU Pei, ZHANG Kai, YIN Changchuan. Joint beamforming and artificial noise design in intelligent reflecting surface aided secure wireless communications [C]//2020 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Nanjing, China. IEEE, 2020: 910-915.
- [15] GRANT M, BOYD S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming [EB/OL]. 2020. <http://cvxr.com/cvx>.
- [16] WU Qingqing, ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: Joint active and passive beamforming design [C]//2018 IEEE Global Communications Conference. Abu Dhabi, United Arab Emirates. IEEE, 2018: 1-6.
- [17] SO Anthony Man cho, ZHANG Jiawei, YE Yinyu. On approximating complex quadratic optimization problems via semidefinite programming relaxations [J]. Mathematical Programming, 2007, 110(1): 93-110.
- [18] LUO Zhiquan, MA Wing kin, SO Anthony Man cho, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(3): 20-34.
- [19] HUA Meng, WU Qingqing, HE Chong, et al. Joint active and passive beamforming design for IRS-aided radar-communication [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, PP(99): 1.
- [20] JIANG Zhengming, RIHAN M, ZHANG Peichang, et al. Intelligent reflecting surface aided dual-function radar and communication system [J]. IEEE Systems Journal, 2022, 16(1): 475-486.

#### 作者简介



傅友华 女, 1978年生, 贵州遵义人。南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子(未来技术)学院副教授, 博士, 主要研究方向为MIMO无线通信等无线通信信号处理技术。

E-mail: fuyh@njupt.edu.cn



卞晓晨 男, 1999年生, 江苏扬州人。南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子(未来技术)学院硕士研究生, 主要研究方向为通信感知一体化、安全通信、智能反射表面等。

E-mail: 1021020901@njupt.edu.cn