



XXXX

# 智能超表面辅助的多用户多目标安全通感系统主被动波束成形联合优化设计

郑通兴<sup>1</sup>, 王可为<sup>1</sup>, 兰岚<sup>2</sup>, 赵丙清<sup>3</sup>, 王翔<sup>3</sup>, 王文杰<sup>1</sup>

(1. 西安交通大学 电子与信息学部 信息与通信工程学院, 陕西 西安 710049;

2. 西安电子科技大学 雷达信号处理全国重点实验室, 陕西 西安 710071;

3. 空军工程大学 信息与导航学院, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 通信感知一体化技术突破了传统无线网络中通信与感知相互独立的限制, 可以显著提升网络资源利用效率和灵活性, 并可广泛应用于智慧城市、应急救援等各种军民领域。然而, 由于无线信道的开放性, 通感一体化系统在利用通信信号感知目标的过程中, 势必引入更严重的信息泄露, 因此相较于传统无线通信系统, 面临着更为严峻的安全挑战。幸运的是, 智能超表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 技术通过改变电磁信号传播参数, 可以灵活重构无线安全传输环境, 对于提升通感一体化系统的安全性能具有极大潜力。本文考虑多通信用户和多感知目标共存的安全通感一体化系统, 研究了基于 RIS 辅助的通感一体化安全通信技术, 提出了基站与 RIS 的波束成形联合优化算法, 旨在满足感知约束并最大化合法用户的和安全速率。本文提出了交替优化框架, 嵌套使用了分式规划、连续凸逼近以及半正定松弛等算法, 有效解决了原始非凸问题。仿真结果验证了所提算法的有效性: 在固定同一信道实现并采用相同参数初始化条件下, 本文方法可达的和安全速率相较于随机 RIS 相位算法可获得 49.49% 的提升, 同时揭示了感知与安全通信两者存在的折中关系。

**关键词:** 通感一体化; 物理层安全; 智能超表面; 波束成形

**中图分类号:** TN918

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.

## Joint Transmit and Passive Beamforming Design for RIS-Assisted Secure ISAC Systems with Multiple Users and Targets

ZHENG Tongxing<sup>1</sup>, WANG Kewei<sup>1</sup>, LAN Lan<sup>2</sup>, ZHAO Bingqing<sup>3</sup>, WANG Xiang<sup>3</sup>, WANG Wenjie<sup>1</sup>

1. School of Information and Communication Engineering, Faculty of Electronics and Information, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China

2. National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China

3. School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710071, China

收稿日期: XXXX-XX-XX; 修回日期: XXXX-XX-XX

通信作者: 郑通兴, 邮箱: zhengt@mail.xjtu.edu.cn

基金项目: XXXX-XX-XX



**Abstract:** Integrated sensing and communication (ISAC) technology breaks the limitation of traditional wireless networks in which communication and sensing operate independently, and can significantly improve network resource utilization efficiency and system flexibility. It has been widely applied in various civilian and military fields, such as smart cities and emergency rescue. However, due to the openness of wireless channels, ISAC systems inevitably introduce more severe information leakage when communication signals are exploited for target sensing, and thus face more stringent security challenges compared to conventional wireless communication systems. Fortunately, reconfigurable intelligent surface (RIS), which can flexibly reconfigure the wireless transmission environment by adjusting electromagnetic signal propagation parameters, have shown great potential in enhancing the security performance of ISAC systems. In this paper, a secure ISAC system with multiple communication users and multiple sensing targets was considered, and RIS-assisted secure ISAC transmission was investigated. A joint transmit and passive beamforming optimization algorithm for the base station and the RIS was proposed to satisfy sensing constraints while maximizing the sum secure rate of legitimate users. An alternating optimization framework was developed, in which fractional programming, successive convex approximation, and semidefinite relaxation techniques were embedded to effectively solve the original non-convex problem. Simulation results demonstrated the effectiveness of the proposed algorithm. Under the same parameter initialization in a single convergence test, the achievable sum secure rate of the proposed method was improved by 49.49% compared with the random RIS phase scheme, and the trade-off between sensing performance and secure communication was revealed.

**Key words:** Integrated sensing and communication, physical layer security, reconfigurable intelligent surface, beamforming

## 1 引言

随着第六代移动通信系统 (the Sixth-Generation Mobile Communication System, 6G) 的发展, 更大带宽、更高频率以及更大规模天线阵列使得更高质量通信成为可能, 同时也产生了利用通信信号感知物理环境的新需求<sup>[1, 2]</sup>。传统中, 通信与感知技术往往被独立进行研究, 而近期研究者们已经意识到, 将通信与感知功能集成到同一个平台会带来诸多优势<sup>[3]</sup>: 这种集成可以有效利用系统资源 (如信号处理单元和能量等)、增强系统灵活性、提升系统整体效益, 同时也能极大地赋能自动驾驶、智慧城市、工业自动化以及医疗保健等多种军民行业领域, 并在低空经济、空天地一体化通信等新兴应用场景中展现出广阔的发展潜力<sup>[4]</sup>。

然而, 由于无线通信媒介的开放性, 通感一体化 (Integrated Sensing and Communication, ISAC) 技术相比于传统通信技术, 在实施过程中

将会面临严峻的安全挑战<sup>[5]</sup>: 首先, 与常规无线通信系统相同, 信息传输本身存在被非法窃听的风险; 其次, 利用通信信号感知物理环境的过程中, 通信信号无疑会被感知目标所截获, 进而引发额外的信息泄露, 这种安全问题在被感知区域存在非合作单位或者被感知目标本身为恶意窃听者时尤为严重<sup>[6]</sup>。

由于传统基于加密的信息安全手段仅能提供计算意义上的安全, 近年来, 研究者将解决信息安全的手段由通信协议的高层转而指向了物理层, 物理层安全技术应运而生, 其基本原理是利用无线信道和噪声的天然随机性, 创造合法通信方相对于窃听方的信道质量优势, 通过信道编码和信号处理等手段, 在保证合法用户正确解调信号的前提下最大限度降低信息被窃听方截获的可能性, 从而在物理层上实现比特级的无线信号安全传输目的。目前, 研究学者已经将物理层安全引入到 ISAC 系统中, 借助人工噪声<sup>[7-10]</sup>、波束成形<sup>[11-13]</sup>等物理层安全技术手段, 解决 ISAC 系

统日益凸显的无线安全问题。具体而言,文献[7]研究了如何在发送端添加人工噪声,使得在满足合法用户接收信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)需求的前提下,最小化被感知目标处的接收信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR);文献[8]将上述人工噪声辅助的安全 ISAC 系统扩展到了不完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)的更实际场景;文献[11]在满足安全和功率约束下,通过发送波形与接收波束成形的联合优化设计用以最大化接收 SINR;文献[12]针对两种不同的 CSI 误差模型,研究了在安全通信约束下的多天线波束成形优化问题。需要指出的是,上述基于人工噪声和波束成形的物理层安全方式均属于空域技术,其本质是利用空域资源增加自由度,使得传输的参数、策略等与无线信道相适配,从而实现通感性能的提升。

为进一步挖掘空域资源,丰富空域技术手段的多样性,智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)逐渐走进了研究者的视野。RIS 由一系列无源的低成本元件构成,通过调节各元件的电路参数,可以实现对入射信号相位及幅度的灵活改变<sup>[14-17]</sup>。与传统适配信道的无线通信方法不同,通过 RIS 可以完成由被动适配信道到主动重构信道之跨越,极大增加系统设计的自由度,进而提升通信系统的谱效<sup>[18-20]</sup>、能效<sup>[21, 22]</sup>等核心性能。RIS 已经成为 6G 关键使能技术之一,相关研究也表明,将 RIS 用于物理层安全的设计有助于提升系统安全性能:比如,文献[23]分别在完美与非完美窃听者 CSI 的情况下,通过引入 RIS 显著提升了系统保密速率;文献[24]进一步考虑了更高的物理层安全需求,即隐蔽通信,并开展了 RIS 辅助的隐蔽通信研究;文献[25]研究了基于透射-反射一体化 RIS 辅助的隐蔽通信问题,并开展了性能分析和优化工作。理论上,将 RIS 引入到 ISAC 系统中,充分利用 RIS 操

控和重构无线信道环境的能力,可以有效提升 ISAC 系统的安全性。遗憾的是,目前 ISAC 系统中基于 RIS 的物理层安全研究相对匮乏,特别地,对于更为普适的多通信用户和多感知目标共存的 ISAC 系统,连基本的系统设计框架尚未建立。

基于以上现状,本文考虑了一个多通信用户和多感知目标共存的 ISAC 系统,研究了基于 RIS 辅助的安全 ISAC 系统设计方法,主要贡献总结如下:

1. 建立了面向多通信用户、多感知目标的安全 ISAC 系统设计框架,针对感知目标为潜在窃听者时的物理层安全传输场景,构建了在满足发射功率和感知概率约束条件下,最大化多通信用户之和及安全速率的参数优化问题,并提出了一种联合设计基站波束成形矩阵和 RIS 反射相移矩阵的主被动波束成形优化方案。

2. 提出了交替优化算法框架,将原非凸优化问题解耦成基站波束成形和 RIS 相移设计两个子问题。针对目标函数中的不可微结构,引入辅助变量并增加相应约束对其进行转换;针对非凸且变量耦合的各个约束,挖掘利用其特定数学结构,嵌套使用连续凸近似、半正定松弛、分式规划等方式进行处理。

3. 开展了理论算法的仿真验证工作,通过仿真结果验证了所提算法的有效性,揭示了可容许感知错误概率、RIS 单元数量、发送与接收天线数量等参数对 ISAC 系统安全性能的影响规律。

论文后续章节安排如下:第二章描述了系统模型并对优化问题进行建模;第三章介绍了解决优化问题的主被动波束成形联合优化算法;第四章给出了数值仿真结果;第五章对全文予以总结。

## 2 系统模型与优化问题建模

考虑如图 1 所示的通感一体安全传输系统,



通感一体化基站需要与合法用户群进行通信，假设基站与用户间距离较远且直射路径被障碍物遮挡，导致信号衰减过大，通信质量难以保证，故通过 RIS 建立反射链路辅助传输过程；与此同时，基站需要通过 RIS 的信道重构能力与原本信号难以抵达的目标群建立感知链路。为满足感知需要，通感一体化波形需传输至感知目标处，这将使得基站携带的信息泄露，尤其当感知目标为潜在窃听者时（如军事场景中的敌方电台、民用场景中的非法车辆等），将产生严重的安全威胁。为降低信息泄露风险，本文将针对通感一体化场景开展物理层安全研究。

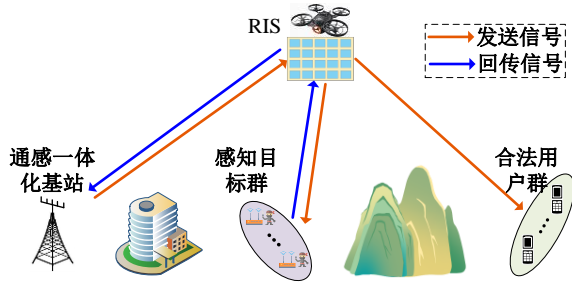


图1 通感一体安全传输系统模型

Fig.1 Secure integrated sensing and communication system model

不失一般性，假设 ISAC 系统中有  $J$  个合法用户，集合记为  $\mathcal{J}$ ，均配备  $N_r$  根接收天线；有  $K$  个感知目标（潜在窃听方），集合记为  $\mathcal{K}$ ，均配备单天线；基站配备  $N_t$  根发射天线，其向用户  $j$  发送的符号流及波束成形矩阵分别定义为  $\mathbf{s}_j \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $\mathbf{F}_j \in \mathbb{C}^{N_t \times N}$ ,  $\forall j \in \mathcal{J}$ ，其中， $N$  为发送符号流数，RIS 的相移矩阵为  $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ， $M$  为反射单元数量。

假设基站-RIS、RIS-合法用户  $j$ 、RIS-感知目标  $k$  的信道分别为  $\mathbf{H}_{BR} \in \mathbb{C}^{M \times N_t}$ 、 $\mathbf{H}_{RU,j} \in \mathbb{C}^{N_r \times M}$ 、 $\mathbf{h}_{RT,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ ，则用户  $j$  的接收信号可表示为：

$$\mathbf{y}_{U,j} = \left( \mathbf{H}_{RU,j} \mathbf{Q} \mathbf{H}_{BR} \right) \sum_{i=1}^J \mathbf{F}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_j = \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \sum_{i=1}^J \mathbf{F}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_j, \forall j \in \mathcal{J}, \quad (1)$$

其中， $\hat{\mathbf{H}}_{BU,j} = \mathbf{H}_{RU,j} \mathbf{Q} \mathbf{H}_{BR}$  为基站通过 RIS 传输到用户  $j$  的等效信道， $\mathbf{n}_j$  为用户  $j$  处的加性高斯白噪声。

同理，感知目标  $k$  接收信号可表示为：

$$\mathbf{y}_{T,k} = \left( \mathbf{h}_{RT,k}^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_{BR} \right) \sum_{i=1}^J \mathbf{F}_i \mathbf{s}_i + n_k = \hat{\mathbf{h}}_{BT,k}^H \sum_{i=1}^J \mathbf{F}_i \mathbf{s}_i + n_k, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (2)$$

其中， $\hat{\mathbf{h}}_{BT,k}^H = \mathbf{h}_{RT,k}^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_{BR}$  为基站通过 RIS 到感知目标  $k$  的等效信道， $n_k$  为目标  $k$  处的加性高斯白噪声。

根据式(1)和(2)，合法用户  $j$  的信道容量和感知目标  $k$  窃听合法用户  $j$  时的窃听信道容量可以分别表示为<sup>[6]</sup>：

$$C_{U,j} = \log \det \left( \mathbf{I} + \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H \mathbf{T}_j^{-1} \right), \quad (3)$$

$$C_{T,k,j} = \log \left( 1 + \frac{\hat{\mathbf{h}}_{BT,k}^H \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{h}}_{BT,k}}{\sum_{i \neq j} \hat{\mathbf{h}}_{BT,k}^H \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{h}}_{BT,k} + \sigma_{T,k}^2} \right) \quad (4)$$

其中，

$$\mathbf{T}_j = \sum_{i \neq j} \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H + \sigma_{U,j}^2 \mathbf{I}_{N_r \times N_r}, \quad (5)$$

$\sigma_{U,j}^2, \sigma_{T,k}^2, \forall k \in \mathcal{K}, \forall j \in \mathcal{J}$  分别表示合法用户  $j$  与感知目标  $k$  的噪声功率。

根据信号检测理论，基站对感知目标  $k$  的成功感知概率表示为<sup>[18]</sup>：

$$\mathbb{P}_{D,k} = \varphi \left( \varphi^{-1} \left( \frac{\mathbb{P}_{FA}}{2} \right) - \sqrt{\frac{\varepsilon_k}{\sigma_{T,k}^2}} \right) + \varphi \left( \varphi^{-1} \left( \frac{\mathbb{P}_{FA}}{2} \right) + \sqrt{\frac{\varepsilon_k}{\sigma_{T,k}^2}} \right), \quad (6)$$

其中， $\mathbb{P}_{FA}$  为虚警概率， $\varphi(\cdot)$  为标准高斯累积分布函数的互补函数， $\varepsilon_k$  表示接收到目标  $k$  回波信号的功率。

假设感知目标在窃听过程中不协作，对于用户  $j$ ，考虑最坏情况，将感知目标群中的最大窃听速率视为窃听信道容量。为实现安全通信和通感一体化，本文通过联合优化基站的波束成形矩

阵以及无人机所搭载RIS的相移矩阵，达到最大化通信用户群和安全速率的目的，优化问题可建模为如下形式：

$$\max_{\mathcal{F}, \mathcal{Q}} \sum_{j=1}^J \left( C_{U,j} - \max_{k \in \mathcal{K}} C_{T,k,j} \right) \quad (7a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{j=1}^J \text{Tr}(\mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H) \leq P_{\max} \quad (7b)$$

$$\mathbb{P}_{D,k} \geq \gamma_k, \forall k \in \mathcal{K} \quad (7c)$$

$$|\mathbf{Q}_{i,i}| = 1, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (7d)$$

其中， $\mathcal{F} = \{\mathbf{F}_j, \forall j \in \mathcal{J}\}$ 表示基站波束成形矩阵的集合；约束(7b)代表基站发射功率约束，其中 $P_{\max}$ 表示基站最大发送功率；约束(7c)代表感知概率约束，其中 $\gamma_k$ 表示对感知目标 $k$ 的成功感知概率下限；约束(7d)代表RIS的反射相移系数约束，其模值恒为1。

### 3 主被动波束成形联合优化

不难发现，由于优化问题(7)的目标函数中包含 $\max$ 函数，这会导致目标函数非凸不可微。为此，引入辅助变量 $\eta_j$ 与 $\mu_j$ ，其物理意义分别为单个感知目标针对合法用户 $j$ 的窃听信道容量及其SINR上界。将各个辅助变量拼接表示为矢量形式，即 $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \ \eta_2 \ \dots \ \eta_J]^T$ ， $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1 \ \mu_2 \ \dots \ \mu_J]^T$ ，则问题(6)可以等价如下问题：

$$\max_{\mathcal{F}, \mathcal{Q}, \boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\mu}} \sum_{j=1}^J (C_{U,j} - \eta_j) \quad (8a)$$

$$\text{s.t.} \quad \eta_j \geq \ln(1 + \mu_j), \forall j \in \mathcal{J}, \quad (8b)$$

$$\mu_j \geq \frac{\hat{\mathbf{h}}_{BT,k}^H \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{h}}_{BT,k}}{\sum_{i=1, i \neq j}^J \hat{\mathbf{h}}_{BT,k}^H \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{h}}_{BT,k} + \sigma_{T,k}^2}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (8c)$$

$$(7b)-(7d). \quad (8d)$$

优化变量 $\mathcal{F}$ 与 $\mathcal{Q}$ 耦合于式(8a) $C_{U,j}$ 中对数行列式，导致目标函数非凸。为便于迭代求解，本文针对合法用户速率项 $C_{U,j}$ 进行加权最小均方误差

(Weighted Minimum Mean Square Error, WMMSE)<sup>[26]</sup>重构。需要强调的是，窃听速率项已通过引入辅助变量 $\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\mu}$ 以及约束(8b)，(8c)进行等价表述。因此，问题(8)可转换为如下形式：

$$\max_{\mathcal{F}, \mathcal{Q}, \boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\mu}, \mathcal{W}, \mathcal{U}} \sum_{j=1}^J \left[ \log \det(\mathbf{W}_j) - \text{Tr}(\mathbf{W}_j \mathbf{E}_j) \right] - \sum_{j=1}^J \eta_j \quad (9)$$

$$\text{s.t.} \quad (7b)-(7d), (8b), (8c),$$

其中， $\mathcal{W} = [\mathbf{W}_1 \ \mathbf{W}_2 \ \dots \ \mathbf{W}_J]$ 为权重矩阵辅助变量集合， $\mathcal{U} = [\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2 \ \dots \ \mathbf{U}_J]$ 为接收端接收矩阵集合， $\mathbf{E}_j$ 为用户 $j$ 接收与原始信号的均方误差矩阵。根据Karush-Kuhn-Tucker条件，可得出变量 $\mathbf{U}_j$ 与 $\mathbf{W}_j, \forall j \in \mathcal{J}$ 最优值的闭式表达式：

$$\mathbf{U}_j^{\text{opt}} = \left( \sum_{i=1}^J \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H + \sigma_{U,j}^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_j, \quad (10)$$

$$\mathbf{W}_j^{\text{opt}} = (\mathbf{E}_j)^{-1}, \forall j \in \mathcal{J}, \quad (11)$$

据此， $\mathbf{E}_j$ 可表示为：

$$\mathbf{E}_j = \mathbf{I} - \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H \left( \sum_{i=1}^J \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H + \sigma_{U,j}^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_j. \quad (12)$$

将式(10)与(11)重新代入(9)中目标函数，简便起见，记常量 $\mathbf{U}_j^{\text{opt}}$ 与 $\mathbf{W}_j^{\text{opt}}$ 分别为 $\mathbf{U}_j$ 与 $\mathbf{W}_j, \forall j \in \mathcal{J}$ ，问题(9)可重新整理如下：

$$\min_{\mathcal{F}, \mathcal{Q}, \boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\mu}} \sum_{j=1}^J \sum_{i=1}^J \text{Tr}(\mathbf{W}_j \mathbf{U}_j^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H \mathbf{U}_j) - \sum_{j=1}^J \text{Tr}(\mathbf{W}_j \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j}^H \mathbf{U}_j) - \sum_{j=1}^J \text{Tr}(\mathbf{W}_j \mathbf{U}_j^H \hat{\mathbf{H}}_{BU,j} \mathbf{F}_j) + \sum_{j=1}^J \eta_j \quad (13a)$$

$$\text{s.t.} \quad (7b)-(7d), (8b), (8c). \quad (13b)$$

上述问题中，除了功率约束(7b)外，其余均为非凸约束，且在目标函数与约束条件中均存在优化变量耦合的现象，导致问题难以直接求解。



为此, 采用如下交替优化求解思路: 首先固定  $\mathbf{Q}$ , 求解基站波束成形子问题, 优化变量  $\mathcal{F}$ ; 其次固定  $\mathcal{F}$ , 求解 RIS 相移设计子问题, 优化变量  $\mathbf{Q}$ ; 两个子问题不断迭代求解, 直至收敛。

### 3.1 基站波束成形子问题

当  $\mathbf{Q}$  给定后, (13) 可简化为如下形式:

$$\min_{\mathcal{F}, \boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\eta}} \quad (14a)$$

$$\text{s.t. (7b), (7c), (8b), (8c).} \quad (14b)$$

尽管目标函数(14a)是关于优化变量  $\mathcal{F}, \boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\eta}$  的凸函数, 约束(7c), (8b), (8c)呈现出的非凸形式仍然导致问题难以直接求解。为此, 下面分别对各个约束条件进行处理。

针对感知约束(7c), 不失一般性, 假设各个被感知目标具有归一化散射截面, 则基站接收到的感知回波信号可表示为:

$$\mathbf{y}_B = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \left( \sum_{j=1}^J \mathbf{F}_j \mathbf{s}_j \right) + \mathbf{n}_B, \quad (15)$$

其中,  $\mathbf{n}_B$  表示基站端的加性高斯白噪声。进而, 基站接收到目标  $k$  反射信号的功率可以表示为:

$$\varepsilon_k^2 = \mathbb{E}_{\{s_j, \forall j\}} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \left( \sum_{j=1}^J \mathbf{F}_j \mathbf{s}_j \right) \right\|_F^2 \right\} = \text{Tr} \left[ \left( \sum_{j=1}^J \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \right) \mathbf{B}_k \right], \forall k \in \mathcal{K}, \quad (16)$$

其中,

$$\mathbf{B}_k = \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H. \quad (17)$$

根据文献[27], 约束(7c)可等价改写为如下形式:

$$\text{Tr} \left[ \left( \sum_{j=1}^J \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \right) \mathbf{B}_k \right] \geq \bar{\gamma}_k, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (18)$$

令  $\sigma_B^2$  与  $N_s$  分别表示基站接收端的噪声功率

和接收信号采样总点数, 并定义函数

$f(x) = \varphi(\mathbb{P}_{FA}/2 + \sqrt{x}) + \varphi(\mathbb{P}_{FA}/2 - \sqrt{x})$ , 其中  $\varphi(\cdot)$  为标准高斯累积分布函数的互补函数, 可推导出等效成功感知功率阈值如下:

$$\bar{\gamma}_k = \frac{\sigma_B^2 f^{-1}(\gamma_k)}{N_s}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (19)$$

对不等式左侧采用一阶泰勒展开, 非凸约束(18)可近似为:

$$\sum_{j=1}^J 2\text{Re} \left\{ \text{Tr} \left( \mathbf{F}_{j(0)}^H \mathbf{B}_k \mathbf{F}_j \right) \right\} - \sum_{j=1}^J \text{Tr} \left( \mathbf{F}_{j(0)}^H \mathbf{B}_k \mathbf{F}_{j(0)} \right) \geq \bar{\gamma}_k, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (20)$$

其中,  $\mathbf{F}_{j(0)}$  表示基站对用户  $j$  的波束成形矩阵的迭代初值。

速率上界约束(8b)为非凸约束, 对不等式右侧进行一阶泰勒展开可得

$$\eta_j \geq \ln(1 + \mu_{j(0)}) + \frac{\mu_j - \mu_{j(0)}}{1 + \mu_{j(0)}}, \forall j \in \mathcal{J}, \quad (21)$$

其中,  $\mu_{j(0)}$  表示辅助变量  $\mu_j$  的迭代初值。

SINR 上界约束(8c)也是非凸的, 分子分母中均包含变量, 难以直接求解。采用分式规划转换<sup>[28]</sup>, (8c)可转换为:

$$\mu_j \geq -\boldsymbol{\beta}_{k,j}^H \left( \sum_{i=1, i \neq j}^J \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} + \sigma_{T,k}^2 \right) \boldsymbol{\beta}_{k,j} + 2\text{Re} \left\{ \boldsymbol{\beta}_{k,j}^H \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \right\}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (22)$$

其中,  $\boldsymbol{\beta}_{k,j}$  为辅助变量, 当其取以下值时约束(22)与(8c)等价:

$$\boldsymbol{\beta}_{k,j}^{\text{opt}} = \frac{\mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}}{\sum_{i=1, i \neq j}^J \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} + \sigma_{T,k}^2}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (23)$$

对约束(22)不等式右侧采用泰勒展开有:

$$\mu_j \geq \beta_{k,j}^H \left( \sum_{i=1, i \neq j}^J \text{Tr} \left( \mathbf{F}_{i(0)}^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \mathbf{F}_{i(0)} \right) \right) \beta_{k,j} - \beta_{k,j}^H \left( \sum_{i=1, i \neq j}^J 2\text{Re} \left\{ \text{Tr} \left( \mathbf{F}_{i(0)}^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H \mathbf{F}_i \right) \right\} \right) \beta_{k,j} \quad (24)$$

$$+ 2\text{Re} \left\{ \beta_{k,j}^H \mathbf{F}_j^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k} \right\} + \sigma_{\text{T}, k}^2 \beta_{k,j}^H \beta_{k,j}, \forall j \in \mathcal{J},$$

综上，基站波束成形子问题可表示为：

$$\begin{aligned} \min_{\mathcal{F}, \eta, \mu} \quad & (13a) \\ \text{s.t.} \quad & (7b), (20), (21), (24), \end{aligned} \quad (25)$$

该问题为凸问题，可通过 CVX 求解。

### 3.2 RIS 相位优化子问题

固定  $\mathcal{F}$ ，问题(13)可简化为如下形式：

$$\min_{\mathbf{Q}, \eta, \mu} \quad (13a) \quad (26a)$$

$$\text{s.t.} \quad (7c), (7d), (8b), (8c), \quad (26b)$$

将  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{BU}, j} = \mathbf{H}_{\text{RU}, j} \mathbf{Q} \mathbf{H}_{\text{BR}}$ ,  $\forall j \in \mathcal{J}$  代入 (26a)，忽略常数项，可进一步整理得到：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{q}, \eta, \mu} \quad & \mathbf{q}^H \mathbf{X} \mathbf{q} + 2\text{Re} \left\{ \mathbf{q}^H \mathbf{p} \right\} + \sum_{j=1}^J \eta_j \\ \text{s.t.} \quad & (7c), (7d), (8b), (8c), \end{aligned} \quad (27)$$

其中  $\mathbf{X} = \sum_{j=1}^J \sum_{i=1}^J \left[ \left( \mathbf{H}_{\text{RU}, j}^H \mathbf{U}_j \mathbf{W}_j \mathbf{U}_j^H \mathbf{H}_{\text{RU}, j} \right) \odot \left( \mathbf{H}_{\text{BR}} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_{\text{BR}}^H \right)^T \right]$ ,

$$\begin{aligned} \text{Tr} \left[ \mathbf{q}^H \mathbf{M}_k \mathbf{q} \mathbf{q}^H \mathbf{N}_k \mathbf{q} \right] & \geq 2\text{Re} \left\{ \text{vec}^H(\boldsymbol{\Theta}_0) \left( \mathbf{M}_k^T \otimes \mathbf{N}_k \right) \text{vec}(\boldsymbol{\Theta}) \right\} - \text{vec}^H(\boldsymbol{\Theta}_0) \left( \mathbf{M}_k^T \otimes \mathbf{N}_k \right) \text{vec}(\boldsymbol{\Theta}_0) \\ & = \text{Tr} \left( \mathbf{q}^H \mathbf{M}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{N}_k \mathbf{q} \right) + \text{Tr} \left( \mathbf{q}^H \mathbf{N}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{M}_k \mathbf{q} \right) - \text{Tr} \left( \mathbf{q}_0^H \mathbf{N}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{M}_k \mathbf{q}_0 \right) \\ & = \mathbf{q}^H \boldsymbol{\Omega}_k \mathbf{q} - \mathbf{q}_0^H \mathbf{N}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{M}_k \mathbf{q}_0, \forall k \in \mathcal{K}, \end{aligned} \quad (30)$$

其中， $\boldsymbol{\Theta}_0 = \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H$ ,  $\mathbf{q}_0$  为  $\mathbf{q}$  的迭代初始值， $\text{vec}(\cdot)$  表示矩阵的拉直操作， $\otimes$  表示克罗内克积， $\boldsymbol{\Omega}_k = \mathbf{M}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{N}_k + \mathbf{N}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{M}_k$ ,  $\forall k \in \mathcal{K}$ 。

至此，感知约束(7c)可转化为约束(31)形式，即

$$\mu_j \geq \frac{\mathbf{h}_{\text{RT}, k}^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_{\text{BR}} \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \mathbf{H}_{\text{BR}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{h}_{\text{RT}, k}}{\mathbf{h}_{\text{RT}, k}^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_{\text{BR}} \left( \sum_{i \neq j} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \right) \mathbf{H}_{\text{BR}}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{h}_{\text{RT}, k} + \sigma_{\text{T}, k}^2}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (32)$$

观察到，在不等式右侧分子分母均可以表示为  $\mathbf{q}$  的二次型形式，而且由于 RIS 恒模约束的存在，分母中噪声项可根据此特殊性质并入二次型形式内，约束(32)可等价转换为：

$$\mathbf{p} = \text{diag} \left( - \sum_{j=1}^J \left( \mathbf{H}_{\text{RU}, j}^H \mathbf{U}_j \mathbf{W}_j \mathbf{F}_j^H \mathbf{H}_{\text{BR}}^H \right) \right), \odot \text{ 为哈达玛积}, \mathbf{q} = \text{diag}(\mathbf{Q}).$$

针对感知概率约束(7c)，可等价转换为如下形式：

$$\text{Tr} \left[ \mathbf{q}^H \mathbf{M}_k \mathbf{q} \mathbf{q}^H \mathbf{N}_k \mathbf{q} \right] \geq \bar{\gamma}_k, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (28)$$

其中，

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_k &= \mathbf{Z}_{1,k} \odot \mathbf{Z}_2^T, \\ \mathbf{N}_k &= \mathbf{Z}_{1,k} \odot \mathbf{Z}_{3,k}^T, \\ \mathbf{Z}_{1,k} &= \mathbf{h}_{\text{RT}, k} \mathbf{h}_{\text{RT}, k}^H, \\ \mathbf{Z}_2 &= \mathbf{H}_{\text{BR}} \mathbf{H}_{\text{BR}}^H, \\ \mathbf{Z}_{3,k} &= \mathbf{H}_{\text{BR}} \left( \sum_{j=1}^J \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \right) \mathbf{H}_{\text{BR}}^H. \end{aligned} \quad (29)$$

由于约束(28)呈现非凸形式，对不等式左侧关于  $\mathbf{q}$  进行一阶泰勒展开，有：

$$\mathbf{q}^H \boldsymbol{\Omega}_k \mathbf{q} \geq \bar{\gamma}_k + \mathbf{q}_0^H \mathbf{N}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^H \mathbf{M}_k \mathbf{q}_0, \forall k \in \mathcal{K}. \quad (31)$$

速率上界约束(8b)的处理方式与 2.1 节类似，此处不再赘述，其近似表达式如约束(21)所示。

针对 SINR 上界约束(8c)，代入  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{BT}, k}^H = \mathbf{h}_{\text{RT}, k}^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_{\text{BR}}$  可得：

$$\mu_j \geq \frac{\mathbf{q}^H \mathbf{G}_{k,j} \mathbf{q}}{\mathbf{q}^H \mathbf{L}_{k,j} \mathbf{q}}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (33)$$

其中，



$$\mathbf{G}_{k,j} = (\mathbf{h}_{\text{RT},k} \mathbf{h}_{\text{RT},k}^{\text{H}}) \odot (\mathbf{H}_{\text{BR}} \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{BR}}^{\text{H}})^{\text{T}}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (34)$$

$$\mathbf{L}_{k,j} = (\mathbf{h}_{\text{RT},k} \mathbf{h}_{\text{RT},k}^{\text{H}}) \odot \left( \mathbf{H}_{\text{BR}} \left( \sum_{i \neq j} \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^{\text{H}} \right) \mathbf{H}_{\text{BR}}^{\text{H}} \right)^{\text{T}} + \frac{\sigma_{\text{T},k}^2}{M} \mathbf{I}_{M,M}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}. \quad (35)$$

式(33)中目标变量呈现分式形式，难以直接求解，与2.1节类似，对于约束(33)右侧采用分式规划并且对于二次项进行一阶泰勒展开，则约束(33)可转换为：

$$\mu_j \geq 2\text{Re}\{\mathbf{q}^{\text{H}} \mathbf{d}_{k,j}\} + c_{k,j}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (36)$$

其中，

$$\mathbf{d}_{k,j} = \mathbf{G}_{k,j}^{\frac{1}{2}} \mathbf{a}_{k,j} - (\mathbf{a}_{k,j}^{\text{H}} \mathbf{a}_{k,j}) \mathbf{L}_{k,j} \mathbf{q}_0, \quad (37)$$

$$c_{k,j} = \mathbf{a}_{k,j}^{\text{H}} \mathbf{q}_0^{\text{H}} \mathbf{L}_{k,j} \mathbf{q}_0 \mathbf{a}_{k,j}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (38)$$

且  $\mathbf{q}_0$  为  $\mathbf{q}$  的迭代初值， $\mathbf{a}_{k,j}$  为分式规划引入的辅助变量，其最优值具有闭式解形式，即，

$$\mathbf{a}_{k,j}^{\text{opt}} = \frac{\mathbf{G}_{k,j}^{\frac{1}{2}} \mathbf{q}}{\mathbf{q}^{\text{H}} \mathbf{L}_{k,j} \mathbf{q}}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}. \quad (39)$$

综上所述，RIS相移优化子问题表示为：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{q}, \eta, \mu} \quad & \mathbf{q}^{\text{H}} \mathbf{X} \mathbf{q} + 2\text{Re}\{\mathbf{q}^{\text{H}} \mathbf{p}\} + \sum_{j=1}^J \eta_j \\ \text{s.t.} \quad & (7\text{d}), (21), (31), (36). \end{aligned} \quad (40)$$

令  $\mathbf{u}^{\text{H}} = [\mathbf{q}^{\text{H}}, 1]^{\text{H}}$ ,  $\mathbf{V} = \mathbf{u} \mathbf{u}^{\text{H}}$ ，则问题(40)可转换为：

$$\min_{\mathbf{V}, \eta, \mu} \text{Tr}(\mathbf{R}_1 \mathbf{V}) + \sum_{j=1}^J \eta_j \quad (41\text{a})$$

$$\text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{R}_{2,k} \mathbf{V}) \geq \bar{\gamma}_k + \mathbf{q}_0^{\text{H}} \mathbf{N}_k \mathbf{q}_0 \mathbf{q}_0^{\text{H}} \mathbf{M}_k \mathbf{q}_0, \forall k \in \mathcal{K} \quad (41\text{b})$$

$$\mu_j \geq \text{Tr}(\mathbf{R}_{3,k,j} \mathbf{V}), \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K} \quad (41\text{c})$$

$$\mathbf{V} \succeq \mathbf{0}, \quad (41\text{d})$$

$$(21), \quad (41\text{e})$$

$$\text{rank}(\mathbf{V}) = 1, \quad (41\text{f})$$

$$\text{其中，} \quad \mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{p} \\ \mathbf{p}^{\text{H}} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{2,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{3,k,j} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{d}_{k,j} \\ \mathbf{d}_{k,j}^{\text{H}} & c_{k,j} \end{bmatrix}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}.$$

可以观察到，在问题(41)中，除了秩一约束(41f)为非凸形式，其余约束条件均为半正定规划形式。为此，采用半正定松弛 (semi-definite relaxation, SDR) 对约束(41f)进行处理，其基本思路为：首先忽略约束(41f)求解半正定规划问题(42)，即

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{V}, \eta, \mu} \quad & \text{Tr}(\mathbf{R}_1 \mathbf{V}) + \sum_{j=1}^J \eta_j \\ \text{s.t.} \quad & (41\text{b}) - (41\text{e}), \end{aligned} \quad (42)$$

随后采用高斯随机抽样方法恢复秩一解，高斯随机抽样的具体过程可参考文献[29]。

表1总结了所提算法的整体执行流程：

### 3.3 计算复杂度分析

根据表1可得出，算法1的主要计算复杂度来源于求解基站波束成形问题(25)、求解RIS优化问题(42)、高斯随机化恢复秩1解、以及总体的循环迭代过程。

具体而言，问题(25)中变量维度为  $J(N_t N + 2)$ ，根据文献[30]，每求解一次问题(25)的主要计算复杂度为  $\mathcal{O}(J^3(N_t N + 2)^3)$ ；根据文献[29]，每求解一次半正定规划问题(41)并进行高斯随机化抽样后，会产生  $\mathcal{O}((M+1)^{4.5})$  的计算复杂度。因此，算法1每一轮迭代产生的主要计算复杂度为  $\mathcal{O}(J^3(N_t N + 2)^3 + (M+1)^{4.5})$ 。

## 4 仿真结果分析

本节针对所提方法开展了数值仿真实验，仿真结果验证了所提算法的有效性。

### 4.1 参数设置

假设合法用户数量  $J=2$ ，感知目标数量

表1 通感一体安全通信主被动波束成形优化算法

Table 1 Joint active and passive beamforming algorithm for ISAC secure communications

算法1 通感一体安全通信主被动波束成形联合优化算法

输入: 基站-RIS、基站-合法用户、RIS-合法用户、RIS-感知目标的 CSI;

输出: 基站波束成形矩阵集合  $\mathcal{F}$ , RIS 相移矩阵  $\mathbf{Q}$ ;

1. 随机初始化  $\mathcal{F}$ , 用户功率平均分配, 随机初始化  $\mathbf{Q}$ ;
2. **开始循环**
3. 根据公式(10)-(11)更新  $\mathbf{U}_j, \mathbf{W}_j, \forall j \in \mathcal{J}$ ;
4. 根据公式(23)更新辅助变量  $\beta_{k,j}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}$ ;
5. 固定  $\mathbf{Q}$ , 求解基站波束成形问题(25), 更新  $\mathcal{F}$ ;
6. 根据公式(10)-(11)更新  $\mathbf{U}_j, \mathbf{W}_j, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}$ ;
7. 固定  $\mathcal{F}$ , 根据公式(39)更新辅助变量  $\alpha_{k,j}, \forall j \in \mathcal{J}, \forall k \in \mathcal{K}$ , 求解问题(42);
8. 高斯随机化抽样恢复  $\mathbf{V}$  的秩一解;
9. 根据  $\mathbf{V}$  更新  $\mathbf{Q}$ ;
10. **直至收敛**

$K=2$ , 合法用户与感知目标位于基站同侧, 且基站三维坐标为: (0m, 0m, 5m), RIS 坐标为: (5m, 0m, 10m), 各感知目标坐标分别为: (15m, 0m, 1.5m), (20m, 0m, 1.5m), 各合法用户坐标分别为: (90m, 0m, 1.5m), (100m, 0m, 1.5m)。

本文假设 RIS 由无人机搭载, 其部署区域中遮挡较少, 因此考虑基站-RIS、RIS-合法用户间的空地信道服从莱斯分布, 其小尺度衰落表示如下:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \tilde{\mathbf{H}}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \tilde{\mathbf{H}}^{\text{NLoS}} \quad (43)$$

其中莱斯系数  $\kappa=3$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{LoS}}, \tilde{\mathbf{H}}^{\text{NLoS}}$  分别表示相应信道的视距(Line of Sight, LoS)和非视距(Non Line of Sight, NLoS)链路分量。

出于无人机可搭载 RIS 灵活移动的特性, 可较为容易获得相对理想、不含遮挡、以 LoS 链路为主的 RIS-感知目标信道。不失一般性, 其空地信道小尺度衰落依旧建模成如(43)所示的莱斯分布, 且忽略 NLoS 分量。

信道大尺度路径损耗定义为  $\chi d^{-\varepsilon}$ , 其中  $\chi=-20\text{dB}$  为参考距离 1m 处的路径损耗,  $d$  为通信距离,  $\varepsilon$  为路径衰减指数。未经其他说明, 其他参数设置如下: 各节点噪声功率  $\sigma^2=-74\text{dBm}$ , 总采样点数  $N_s=5 \times 10^4$ , 信号发送流数  $N=2$ , 天线数量  $N_t=4, N_r=2$ , 路径衰减指数  $\varepsilon=2.2$ , 假设各

感知目标的检测概率下限值相等, 即  $\gamma_k=\gamma=0.98, \forall k \in \mathcal{K}$ 。

本文所有的仿真实验均在 MATLAB R2020a 软件平台上运行, 并采用 CVX 2.2 凸优化工具箱对文中的联合优化问题进行数值求解。

## 4.2 数值仿真结果

图3展示了所提 RIS 辅助通感一体安全通信联合优化算法与随机 RIS 相移对比方案的收敛情况和性能对比。可以看出, 联合优化算法可以快速收敛, 并且其可达的安全速率相较随机 RIS 相移方法, 可以获得 49.49% 的提升效果, 这验证了将 RIS 引入通感一体化安全通信系统中的巨大优势。

图4展示了可容许感知错误概率  $1-\gamma$  对于多用户 ISAC 系统和安全速率的影响。从图中可以看出, 随着可容许感知错误概率的增大, 和安全速率单调提升, 但是增长速度逐渐减缓, 原因在于, 可容许感知错误概率增加意味着感知约束弱化, 感知所需要的回波信号功率阈值降低, 使得基站和 RIS 在资源分配时可以分配更小功率用于感知, 从而降低窃听方接收功率, 提升安全容量; 而通过式(18)进行计算, 可以验证回波信号功率阈值下降的斜率随着可容许感知错误概率的增大而减小, 即功率阈值下降速度逐渐变缓, 导致和安全速率增长速度逐渐减缓。

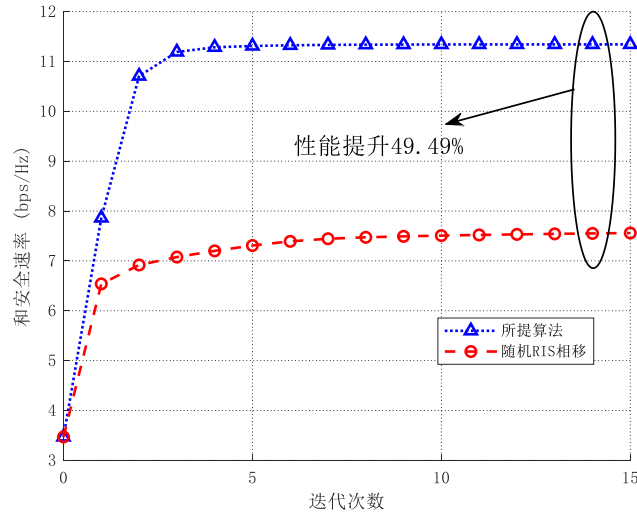


图3 算法收敛性能对比图( $M=30, P_{\max}=30\text{dBm}$ )

Fig.3 Comparison of algorithm convergence when  $M=30, P_{\max}=30\text{dBm}$

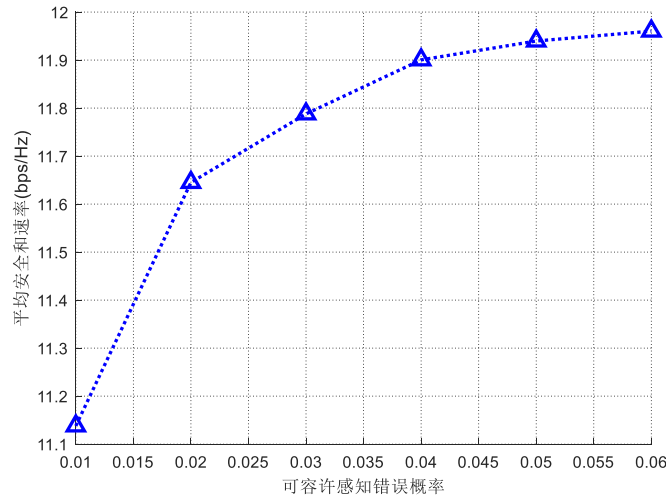


图4 和安速率随可容许错误感知概率变化曲线( $M=20, P_{\max}=30\text{dBm}$ )

Figure 4 Variation of average sum security rate with allowable error probability of sensing when  $M=20, P_{\max}=30\text{dBm}$

图5展示了平均和安全速率随发送功率和RIS单元个数的变化关系。可以看到，平均和安全速率随发射功率单调递增，这是由于在满足感知约束后，增加发射功率意味着更大功率也用于合法用户通信，从而增大合法用户和窃听方之间的接收信号强度差异，更有利于实现安全通信。此外，增加RIS单元数，可以显著提升平均和安全速率，这主要归功于RIS的高定向波束成形

能力。

图6进一步展示了收发天线数量对于平均和安全速率的影响。可以看到，平均和安全速率随着收发天线数的增加而增大，这是由于配置更多收发天线可以引入更高阵列增益和更强空域分辨能力，为通感一体安全通信提供更丰富的空域自由度。另一方面，天线规模的增大无疑会使得优化变量维度提升，给优化问题的求解带来更高难

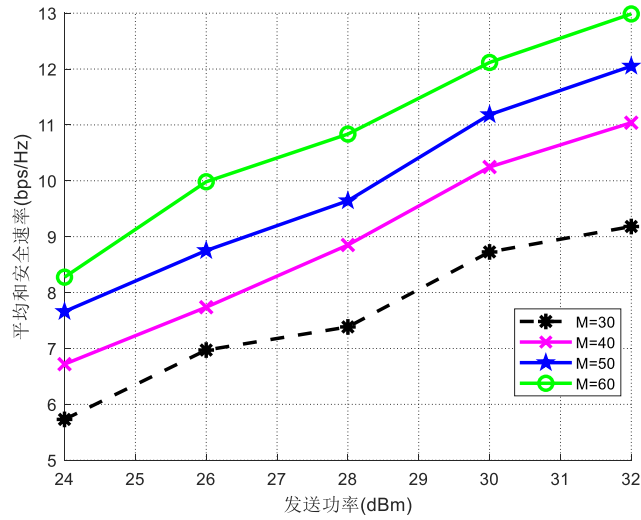


图5 和安全速率随RIS单元及发射功率变化曲线

Fig. 5 Variation of average sum secure rate with RIS element number and transmission power

度和计算复杂度，因此实际应用中需要考虑在通信性能与系统复杂度之间取得良好的折中。

### 5 结论

本文针对ISAC系统的无线安全传输问题，提出了一种RIS辅助的安全通信波束成形优化算法，旨在通过优化通感一体化基站的波束成形矩

阵和RIS的反射相移矩阵，在满足感知约束、基站功率约束、RIS模一相移约束的前提下，最大化合法用户群的安全速率。仿真结果验证了本文所提基站和RIS参数交替优化算法的有效性，相较于随机RIS相位方法，和安全速率可提升高达49.49%。进一步，通过探究可容许错误感知概率对系统和安全速率的影响关系，本文指出为满

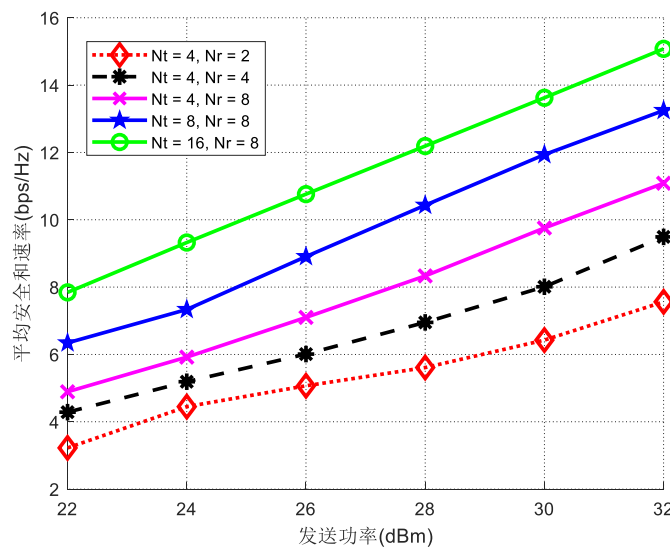


图6 和安全速率随天线数量及发射功率变化曲线(M=20)

Fig. 6 Variation of average sum secure rate with number of antennas and transmission power when M=20



足更苛刻的感知性能约束，需要以牺牲安全通信速率为代价，说明目标感知与安全通信存在天然的折中关系，这也正体现了安全 ISAC 系统中参数优化设计的重要性。本文中提出的算法具有良好的通用性和可拓展性，可进一步推广应用于多种军民典型应用场景中。

## 参考文献:

- [1] WEI Z X, LIU F, MASOUIROS C, et al. Toward multi-functional 6G wireless networks: Integrating sensing, communication, and security[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2022, 60(4): 65-71.
- [2] TANG A M, WANG X D, ZHANG J A. Interference management for full-duplex ISAC in B5G/6G networks: Architectures, challenges, and solutions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2024, 62(9): 20-26.
- [3] GONZÁLEZ-PRELCIC N, TAGLIAFERRI D, KESKIN M F, et al. Six integration avenues for ISAC in 6G and beyond[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2025, 20(1): 18-39.
- [4] ZHANG J, RAHMAN M L, WU K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks—A survey [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(1): 206-345.
- [5] SU N C, LIU F, MASOUIROS C. Sensing-assisted eavesdropper estimation: An ISAC breakthrough in physical layer security[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(4): 3162-3174.
- [6] CHEN X, ZHENG T X, WANG X J, et al. Intelligent reflecting surface aided robust secure integrated sensing and communication systems[C]. *IEEE/CIC International Conference on Communications in China*. Dalian, 2023: 1-6.
- [7] SU N C, LIU F, 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.
- [8] CHU J J, LIU R, LI M, et al. Joint secure transmit beamforming designs for integrated sensing and communication systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 4778-4791.
- [9] REN Z X, QIU L, XU J, et al. Robust transmit beamforming for secure integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(9): 5549-5564.
- [10] HOU K Y, ZHANG S W. Optimal beamforming for secure integrated sensing and communication exploiting target location distribution[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(11): 3125-3139.
- [11] SU N C, LIU F, WEI Z X, et al. Secure dual-functional radar-communication transmission: Exploiting interference for resilience against target eavesdropping[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7238-7252.
- [12] HUA H C, XU J, HAN T X. Optimal transmit beamforming for integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(8): 10588-10603.
- [13] LIU X, HUANG T Y, SHLEZINGER N, et al. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 3929-3944.
- [14] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [15] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [16] HAN Q J, ZHANG H X, LI Y H, et al. Physics informed digital twin for RIS-assisted wireless communication system[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2025, 32(3): 106-112.
- [17] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106-112.
- [18] WANG K W, QI N, XIAO M, et al. Fairness-aware location and hybrid beamforming optimization in IRSs-aided cell-free MIMO system[C]. *IEEE/CIC International Conference on Communications in China*. Dalian, 2023: 1-6.
- [19] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(8): 5218-5233.
- [20] WANG K W, QI N, GUAN X, et al. Transmit/passive beamforming design for multi-IRS assisted cell-free MIMO networks [J]. *IEEE Systems Journal*, 2023, 17(4): 6282-6291.
- [21] TANG J, PENG Z Y, SO D K C, et al. Energy efficiency optimization for a multiuser IRS-aided MISO system with SWIPT[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(10): 5950-5962.
- [22] WANG K W, QI N, LIU H X, et al. Reconfigurable intelligent surfaces aided energy efficiency maximization in cell-free networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(6):

1596-1600.

[23] DONG L M, WANG H M. Enhancing secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(11): 7543-7556.

[24] CHEN X, ZHENG T X, DONG L M, et al. Enhancing MIMO covert communications via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(1): 33-37.

[25] XIAO H, HU X Y, MU P C, et al. Simultaneously transmitting and reflecting RIS (STAR-RIS) assisted multi-antenna covert communication: Analysis and optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(6): 6438-6452.

[26] SHI Q J, RAZAVIYAYN M, LUO Z Q, et al. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 58(9): 4331-4340.

[27] WANG X J, CHEN X, CAO H Y, et al. Secure design for RIS-assisted multi-target ISAC systems[C]. International Conference on Ubiquitous Communication. Xi'an, 2024: 510-515.

[28] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems—Part I: Power control and beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2616-2630.

[29] LUO Z Q, MA W K, SO A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(3): 20-34.

[30] WANG K Y, SO A M C, CHANG T H, et al. Outage constrained robust transmit optimization for multiuser MISO downlinks: Tractable approximations by conic optimization[J]. IEEE

Transactions on Signal Processing, 2014, 62(21): 5690-5705.

[作者简介]



郑通兴 (1987-), 男, 博士, 西安交通大学电信学部信通学院教授, 主要研究方向为无线物理层安全和隐蔽通信、通信感知一体化、可重构智能天线技术。



王可为 (1999-), 男, 硕士, 西安交通大学电信学部信通学院博士研究生, 主要研究方向为无线物理层安全和隐蔽通信、通信感知一体化、可重构智能天线技术。



兰岚 (1993-), 女, 博士, 西安电子科技大学雷达信号处理全国重点实验室教授、主任助理, 主要研究方向新体制阵列雷达信号处理。



赵丙清 (1994-), 女, 博士, 空军工程大学信息与导航学院讲师, 主要研究方向为通信感知一体化、物理层安全等。



王翔 (1984-), 男, 博士, 空军工程大学信息与导航学院通信系统教研室主任, 副教授, 研究方向: 信息与通信工程。



王文杰 (1971-), 男, 博士, 西安交通大学电信学部信通学院院长、教授, 主要研究方向为智能天线、无线通信和信号处理。

