

文章编号:1671-6833(2025)06-0001-07

IRS 辅助无线感知系统的安全性能优化

孙钢灿^{1,2}, 赵心睿¹, 郝万明², 彭淑敏²

(1. 郑州大学 河南先进技术研究院, 河南 郑州 450001; 2. 郑州大学 电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要:为解决多雷达场景下非法雷达(URS)窃取目标信息的感知安全问题,提出了一种基于智能反射表面(IRS)辅助的安全无线感知系统模型。该系统将具有感知功能的IRS安装于目标上,并采用两阶段感知方案。第1阶段:通过IRS感知单元估计所有雷达的角度信息;第2阶段:根据估计结果设计IRS反射系数以最大程度降低URS感知概率。具体地,在保证合法雷达(LRS)信噪比约束以及IRS反射相移模约束条件下,构建了一个最小化最大URS信噪比的优化问题,并提出了一种基于Dinkelbach和半正定松弛(SDR)技术的迭代优化算法。仿真结果表明:相比未安装IRS方案,LRS信噪比提升约3 dB,URS信噪比降低约12 dB,所提方案显著提升了系统安全性能。

关键词:智能反射面;雷达感知;感知安全;到达角估计;反射优化

中图分类号: TN957.51;V279;TP18 **文献标志码:** A **doi:**10.13705/j.issn.1671-6833.2025.06.004

由于无线信号的广播特性,雷达在感知目标过程中会面临感知安全问题,目标信息可能会被非法雷达窃取。为了使目标对非法雷达隐身,电磁隐身材料得到了广泛关注^[1-2]。传统电磁隐身材料可以通过吸收入射信号能量来降低反射信号功率^[3-4]。然而,由于涂层厚度、入射角度和材料固有特性的限制,电磁隐身材料在灵活性和适应性方面存在不足。

近年来,智能反射表面(intelligent reflecting surface, IRS)作为一种前景广阔的技术得到了工业界和学术界的广泛关注。IRS能够重塑无线传播环境来提升无线通信系统的容量和可靠性^[5]。此外,IRS还可以辅助无线感知以提高对目标的感知精度^[6-7]。Wang等^[6]、Ma等^[7]将IRS视为无线网络中的附加锚节点,以提高基站(base station, BS)的感知精度。但雷达信号在被BS接收机/雷达接收之前需要经过多次反射,存在一定程度的路径损耗,降低了对目标的感知效率和精度。

由于IRS具有增强期望接收端无线信号及抑制非期望接收端无线信号的能力,因此,IRS也可被用于无线感知系统以增强雷达感知^[8-9]或削弱雷达感

知使目标对雷达隐身^[10-11]。相比于电磁隐身材料,IRS的关键优势是实时可重构性,弥补了电磁隐身材料的不足。Xiong等^[10]在单个(unauthorized radar station, URS)场景下将IRS安装在目标上并与电磁隐身材料协同工作,提出了最小化非法雷达URS信噪比的优化问题。Zheng等^[11]在多个URS场景下提出了最小化URS接收信号功率之和的优化问题。上述研究虽然可以实现目标对URS隐身,但同时也使得目标对合法雷达(legitimate radar station, LRS)隐身。Li等^[12]提出了基于近端策略优化的子脉冲捷变方法,利用诱导子脉冲欺骗干扰机以提升雷达的抗干扰性能。Bai等^[13]将研究扩展到多雷达对抗多干扰机场景,并采用重要性差异的强化学习方法生成抗干扰策略。Shao等^[14]在单个URS和LRS的场景下提出了在保证URS接收信号功率上限约束的前提下,最大化LRS接收信号功率的优化问题。

但是,上述研究考虑的感知场景简单,在LRS和URS同时存在的场景下,随着URS数目的增加,会面临新的技术挑战:①URS之间可能存在协作,增加了IRS反射系数设计的复杂性;②IRS反射系

收稿日期:2025-04-22;修订日期:2025-05-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62471440);河南省科技攻关项目(242102211100)

作者简介:孙钢灿(1977—),男,河南濮阳人,郑州大学教授,博士,博士生导师,主要从事宽带无线通信和智能物联网系统的研究,E-mail:iegcsun@zzu.edu.cn。

通信作者:郝万明(1988—),男,河南林州人,郑州大学副教授,博士,博士生导师,主要从事智能超表面赋能6G太赫兹通感算一体化网络的研究,E-mail:iewmhao@zzu.edu.cn。

引用本文:孙钢灿,赵心睿,郝万明,等. IRS辅助无线感知系统的安全性能优化[J]. 郑州大学学报(工学版),2025,46(6):1-7,48. (SUN G C, ZHAO X R, HAO W M, et al. Security performance optimization of IRS-assisted wireless sensing systems[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2025, 46(6): 1-7, 48.)

数设计需要同时考虑多个非法雷达信号,导致优化问题求解难度显著增加。针对以上问题,本文提出了一种基于 IRS 的两阶段感知协议,其中 IRS 具备感知功能并部署于目标上。在第 1 阶段,IRS 反射元件关闭,感知元件估计所有雷达的角度信息;在第 2 阶段,根据估计结果设计 IRS 反射系数。具体地,考虑到感知概率与接收信噪比之间的单调关系,在保证 LRS 信噪比约束以及 IRS 反射相移模约束的前提下,构建了一个最小化最大 URS 信噪比优化问题,并提出了一种基于 Dinkelbach 和半正定松弛(semidefinite relaxation, SDR)技术的迭代优化算法。首先,引入松弛变量将分数目标函数线性化,并利用 Dinkelbach 变换将分式约束转换为多项式表达式;其次,采用 SDR 技术松弛秩一约束,将问题转化为凸优化问题;最后,通过迭代更新辅助变量直至收敛。仿真结果表明:所提方案显著提升了无线感知系统的安全性能,并验证了在多 URS 场景下的鲁棒性和适应性。

1 系统模型

基于 IRS 辅助的雷达安全感知系统模型如图 1 所示,由一个 LRS、 $K-1$ 个 URS 和一个目标组成。目标表面安装了具有感知功能的 IRS,用于反射来自雷达发送至目标的信号。通过设计 IRS 反射系数,可以分别优化其对 LRS 和 URS 的反射效果。此外,目标其余表面被电磁隐身材料覆盖^[14],使 LRS 和 URS 仅能接收到 IRS 反射的信号,从而 IRS 可以对目标接收到的雷达信号进行完全控制。

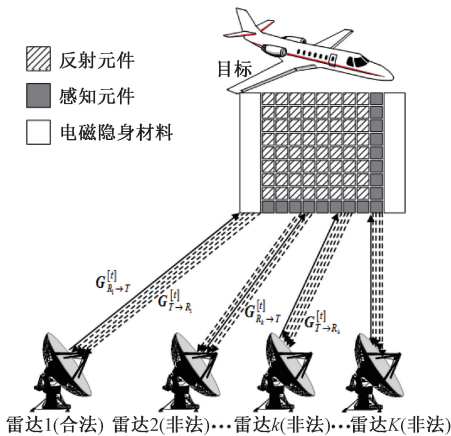


图 1 基于 IRS 辅助的雷达安全感知系统模型

Figure 1 IRS-based radar security perception system model

假设 LRS 和 URS 都是单静态雷达(其发射器和接收器位于同一位置),且均配备了由 $M = M_x \cdot M_y$ 根天线组成的均匀平面阵列(uniform planar array, UPA)。IRS 配备 $N = N_x \cdot N_y$ 个反射元件。此外,为

了估计雷达信号的到达角(angle of arrival, AoA),将 $l = l_x + l_y - 1$ 个感知器件集成到 IRS 中, l_x 和 l_y 分别表示沿 x 轴和 y 轴的感知器件数量^[15]。

假设 t 时刻非法雷达到 IRS 之间的信道矩阵为 $\mathbf{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]} \in \mathbf{C}^{N \times M}$, $k = 2, 3, \dots, K$, t 时刻合法雷达到 IRS 之间的信道矩阵为 $\mathbf{G}_{R_1 \rightarrow T}^{[t]} \in \mathbf{C}^{N \times M}$ 。不失一般性,本文假设 LRS/URS 与 IRS 之间为 LoS 信道。

首先,将均匀线性阵列(uniform linear array, ULA)的一维导向向量定义^[11]为

$$\mathbf{e}(\phi, \bar{N}) = [1, e^{-j\pi\phi}, \dots, e^{-j\pi\phi(\bar{N}-1)}]^T. \quad (1)$$

式中: ϕ 为相邻两根天线/单元的信号相移差; \bar{N} 为 ULA 中天线/单元的个数。

将 IRS 的 AoA/AoD(到达角/离开角)对表示为 $(\mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]}, \varphi_{R_k \rightarrow T}^{[t]})$, $k = 1, 2, \dots, K$; 将 LRS 和 URS 的 AoA/AoD 对分别表示为 $(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_1}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_1}^{[t]})$ 和 $(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]})$, $k = 2, 3, \dots, K$ 。令 $\mathbf{a}_{T_k} = (\mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]}, \varphi_{R_k \rightarrow T}^{[t]})$, $k = 1, 2, \dots, K$, 表示 IRS 的阵列响应向量;令 $\mathbf{a}_{R_k} = (\mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]})$, $k = 2, 3, \dots, K$ 和 $\mathbf{a}_{R_1} = (\mathcal{G}_{T \rightarrow R_1}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_1}^{[t]})$ 分别表示 URS 和 LRS 的阵列响应向量^[11], 则有

$$\mathbf{a}_{T_k}(\mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]}, \varphi_{R_k \rightarrow T}^{[t]}) = \mathbf{e}\left(\frac{2\Delta e}{\lambda} \cos \varphi_{R_k \rightarrow T}^{[t]} \cos \mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]}, N_x\right) \otimes \mathbf{e}\left(\frac{2\Delta e}{\lambda} \cos \varphi_{R_k \rightarrow T}^{[t]} \sin \mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]}, N_y\right), \quad k = 1, 2, \dots, K; \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_{R_k}(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]}) = \mathbf{e}\left(\frac{2\Delta a}{\lambda} \cos \varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \cos \mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]}, M_x\right) \otimes \mathbf{e}\left(\frac{2\Delta a}{\lambda} \cos \varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \sin \mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]}, M_y\right), \quad k = 2, 3, \dots, K; \quad (3)$$

$$\mathbf{a}_{R_1}(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_1}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_1}^{[t]}) = \mathbf{e}\left(\frac{2\Delta a}{\lambda} \cos \varphi_{T \rightarrow R_1}^{[t]} \cos \mathcal{G}_{T \rightarrow R_1}^{[t]}, M_x\right) \otimes \mathbf{e}\left(\frac{2\Delta a}{\lambda} \cos \varphi_{T \rightarrow R_1}^{[t]} \sin \mathcal{G}_{T \rightarrow R_1}^{[t]}, M_y\right). \quad (4)$$

式中: λ 为信号波长, m ; Δe 为 IRS 的元件间距, m ; Δa 为各雷达处的天线间距, m 。

假设目标以恒定的速度 v 运动,并且信道链路受到多普勒频率影响,因此,雷达和 IRS 之间的远场 LoS 信道被建模为其两侧阵列响应向量的外积^[10], 即

$$\mathbf{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]} = \alpha_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \mathbf{a}_{T_k}(\mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]}, \varphi_{R_k \rightarrow T}^{[t]}) \cdot \mathbf{a}_{R_k}^T(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]}, \varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]}), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (5)$$

式中: $\alpha_{T \rightarrow R_k}^{[t]} = \frac{\sqrt{\beta}}{d_{T \rightarrow R_k}^{[t]}} e^{-j2\pi\left(\frac{d_{T \rightarrow R_k}^{[t]}}{\lambda} + f_{T \rightarrow R_k}^{[t]} t\right)}$ 为 t 时刻对应的路径增益; β 表示距离为 1 m 时的参考路径增益;

$d_{T \rightarrow R_k}^{[t]}$ 表示 t 时刻两节点之间距离, \mathbf{m} ; $f_{T \rightarrow R_k}^{[t]} = v \cos(\varphi_{T \rightarrow R_k}^{[t]}) \cos(\vartheta_{T \rightarrow R_k}^{[t]})$ 为多普勒频率; T_c 为信道相干间隔。

假设雷达与 IRS 之间的信道在相干时间内保持近似恒定, 则 $\mathbf{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]} = (\mathbf{G}_{R_k \rightarrow T}^{[t]})^T$, $\alpha_{R_k \rightarrow T}^{[t]} = \alpha_{T \rightarrow R_k}^{[t]} = \alpha^{[t]}$ 。 t 时刻的 IRS 反射系数向量 $\boldsymbol{\theta}^{[t]} = [\beta_1^{[t]} e^{j\omega_1^{[t]}} \dots \beta_N^{[t]} e^{j\omega_N^{[t]}}]^T$, 其中 $\beta_n^{[t]} \in (0, 1)$ 和 $\omega_n^{[t]} \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 n 个 IRS 元件的反射幅度和相移。因此, 雷达 k 接收到的从 IRS 反射的信号可表示为

$$\mathbf{Y}^{[t]} = \mathbf{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \boldsymbol{\theta}^{[t]} \left(\sum_{j=2}^K \mathbf{G}_{R_j \rightarrow T}^{[t]} \mathbf{S}_j^{[t]} + \mathbf{G}_{R_1 \rightarrow T}^{[t]} \mathbf{S}_1^{[t]} \right) + \mathbf{Z}_{R_k}^{[t]}. \quad (6)$$

式中: $\boldsymbol{\Theta}^{[t]} = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}^{[t]})$ 为 t 时刻 IRS 的相移矩阵; $\mathbf{S}_j^{[t]} = [s_{k_1}^{[t]}, s_{k_2}^{[t]}, \dots, s_{k_p}^{[t]}]$, $k = 1, 2, \dots, K$, 为 t 时刻发射雷达波形, 满足 $E[\mathbf{S}_k^{[t]} (\mathbf{S}_k^{[t]})^H] = \mathbf{I}_M$ 且子载波数量 $P > M$; $\mathbf{G}_{R_k \rightarrow s} \in \mathbf{C}^{l \times M}$ 为方差 σ^2 的零均值加性高斯白噪声矩阵。

各信道相干时间内雷达感知过程^[10]可表示为二元假设检验问题:

$$\mathbf{Y}^{[t]} = \begin{cases} H_0: \mathbf{Z}_{R_k}^{[t]}; \\ H_1: \mathbf{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \boldsymbol{\Theta}^{[t]} \left(\sum_{j=2}^K \mathbf{G}_{R_j \rightarrow T}^{[t]} \mathbf{S}_j^{[t]} + \mathbf{G}_{R_1 \rightarrow T}^{[t]} \mathbf{S}_1^{[t]} \right) + \mathbf{Z}_{R_k}^{[t]}. \end{cases} \quad (7)$$

式中: H_0 和 H_1 分别表示目标不存在和目标存在。

把感知目标是否存在的问题转化为二元假设问题, 用 NP 准则(给定 t 时的信噪比 $\psi^{[t]}$ 和虚警概率 $P_f^{[t]}$, 要求探测概率 $P_d^{[t]}$ 最大)对此二元假设问题进行最优决策。根据 NP 准则, 探测概率^[10]为

$$P_d^{[t]} = Q(\sigma \sqrt{2\psi^{[t]}} | \sigma \sqrt{-2 \ln P_f^{[t]}}). \quad (8)$$

式中: $Q(\cdot)$ 为 Marcum- Q 函数。

对于给定的 $P_f^{[t]}$, 更高的信噪比将导致更高的目标检测概率。考虑到式(8)中信噪比与探测概率之间的单调关系, 将信噪比作为评价系统性能的指标。

本文假设 URS 之间存在协作, URS 和 LRS 直接非协作, 则 URS 和 LRS 接收的信噪比可分别表示为

$$\psi_k^{[t]} = \frac{\sum_{j=2}^K \|\mathbf{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \boldsymbol{\Theta}^{[t]} \mathbf{G}_{R_j \rightarrow T}^{[t]}\|^2}{\sigma^2 + \|\mathbf{G}_{T \rightarrow R_k}^{[t]} \boldsymbol{\Theta}^{[t]} \mathbf{G}_{R_1 \rightarrow T}^{[t]}\|^2}, k = 2, 3, \dots, K; \quad (9)$$

$$\psi_1^{[t]} = \frac{\|\mathbf{G}_{T \rightarrow R_1}^{[t]} \boldsymbol{\Theta}^{[t]} \mathbf{G}_{R_1 \rightarrow T}^{[t]}\|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K \|\mathbf{G}_{R_1 \rightarrow T}^{[t]} \boldsymbol{\Theta}^{[t]} \mathbf{G}_{R_j \rightarrow T}^{[t]}\|^2}. \quad (10)$$

2 感知协议

本文提出的基于 IRS 的两阶段感知协议如图 2 所示, 该协议定义了一个相干时间感知块, 目标和雷达的位置和方向在信道相干时间感知块内保持恒定, 而在不同块内可能发生变化^[9]。每个感知块分为两阶段, 第 1 阶段: IRS 反射元件关闭, 根据 IRS 感知元件收到的信号估计所有雷达的角度信息; 第 2 阶段: 根据估计的信息, 设计 IRS 的反射系数。

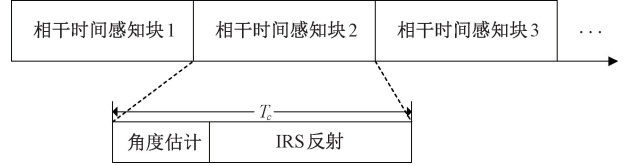


图 2 基于 IRS 的两阶段感知协议

Figure 2 IRS-based two-stage perception protocol

在第 1 阶段, IRS 反射元件关闭, 在 IRS 上嵌入了一个由 $l = l_x + l_y - 1$ 个感知器件组成的 L 形阵列, 使其用于估计所有雷达的 K 个角度信息。 $\mathbf{a}_s(\vartheta_{R_k \rightarrow T}, \varphi_{R_k \rightarrow T}) = [\mathbf{a}_{s,x}^T, \mathbf{a}_{s,y}^T]^T$ 表示感知元件的阵列响应向量^[16], 矢量 $\mathbf{a}_{s,x}$ 和 $\mathbf{a}_{s,y}$ 分别为

$$\mathbf{a}_{s,x} = \left[1, e^{-j\pi \frac{2\Delta e}{\lambda} \cos(\nu_{R_k \rightarrow T}) \sin(\varphi_{R_k \rightarrow T})}, \dots, e^{-j\pi \frac{2\Delta e}{\lambda} \cos(\nu_{R_k \rightarrow T}) \sin(\varphi_{R_k \rightarrow T}) (l_x - 1)} \right]^T; \quad (11)$$

$$\mathbf{a}_{s,y} = \left[1, e^{-j\pi \frac{2\Delta e}{\lambda} \sin(\nu_{R_k \rightarrow T}) \sin(\varphi_{R_k \rightarrow T})}, \dots, e^{-j\pi \frac{2\Delta e}{\lambda} \sin(\nu_{R_k \rightarrow T}) \sin(\varphi_{R_k \rightarrow T}) (l_y - 1)} \right]^T. \quad (12)$$

L 形感知阵列与雷达 k 之间的信道可表示为 $\mathbf{G}_{R_k \rightarrow s} \in \mathbf{C}^{l \times M}$, 被建模为其两侧阵列响应向量的外积。在信道相干时间内(省去时间索引 $[t]$) L 形感知阵列接收到的信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_s &= \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_{R_k \rightarrow s} \mathbf{S} + \mathbf{Z}_s = \\ &= \alpha \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_s(\vartheta_{R_k \rightarrow T}, \varphi_{R_k \rightarrow T}) \mathbf{a}_{R_k}^T(\vartheta_{T \rightarrow R_k}, \varphi_{T \rightarrow R_k}) \mathbf{S} + \mathbf{Z}_s = \\ &= [\mathbf{a}_s(\vartheta_{R_1 \rightarrow T}, \varphi_{R_1 \rightarrow T}), \dots, \mathbf{a}_s(\vartheta_{R_K \rightarrow T}, \varphi_{R_K \rightarrow T})] \cdot \\ &= [\alpha \mathbf{a}_{R_1}^T(\vartheta_{T \rightarrow R_1}, \varphi_{T \rightarrow R_1}) \mathbf{S}, \dots, \alpha \mathbf{a}_{R_K}^T(\vartheta_{T \rightarrow R_K}, \varphi_{T \rightarrow R_K}) \mathbf{S}]^T + \mathbf{Z}_s = \\ &= \mathbf{A}_s \mathbf{F} + \mathbf{Z}_s. \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{Z}_s^{[t]} \in \mathbf{C}^{l \times P}$ 为方差 σ^2 的零均值加性高斯白噪声矩阵; $\mathbf{A}_s \in \mathbf{C}^{l \times K}$ 为 L 形感知阵列的阵列响应矩阵; $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K]^T$ 为 K 个雷达的发射波束形成信号矩阵, $\mathbf{F}_k = \alpha \mathbf{a}_{R_k}^T(\vartheta_{T \rightarrow R_k}, \varphi_{T \rightarrow R_k}) \mathbf{S}$, $k = 1, 2, \dots, K$; $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_p]$ 为该时刻的发射雷达波形, 满

足 $E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H] = \mathbf{I}_M$ 且 $P > M$ 。

基于式(13),现有的 AoA 估计算法如多重信号分类算法^[17]可用于 AoA 对 $(\mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}, \varphi_{R_k \rightarrow T}), k = 1, 2, \dots, K$ 的估计。

在第2阶段,根据上述估计的角度信息,设计 IRS 的反射系数,从而增强 LRS 接收信噪比的同时降低 URS 接收的信噪比。

3 问题的提出和求解

3.1 问题提出

为提高 IRS 辅助无线感知系统的安全性,在保证 LRS 信噪比约束以及 IRS 反射相移模约束条件下,本文通过优化 IRS 反射系数,最小化最大 URS 的信噪比,以尽可能降低 URS 窃听的信息。此外,本文以感知块为单元进行处理,因此删除时间索引 $[t]$,相应的优化问题可以表示为

$$\begin{cases} \min_{\theta} \max_k \psi_k; \\ \text{s. t. } \psi \geq \varepsilon; \\ |\theta(n)| \leq 1, n = 1, 2, \dots, N. \end{cases} \quad (14)$$

式中: ε 为 LRS 为实现目标感知性能所需的最小信噪比。利用雷达与目标之间的信道结构可以对式(9)和式(10)中的信噪比表达式进行简化,将式(5)代入式(9)和式(10),则 URS 和 LRS 的信噪比分别为

$$\psi_k = \frac{\sum_{j=2}^K |a_{T_k}^T \Theta a_{T_j}|^2 \cdot \|\alpha^2 a_{R_k} a_{R_j}^T\|^2}{\sigma^2 + |a_{T_k}^T \Theta a_{T_1}|^2 \cdot \|\alpha^2 a_{R_k} a_{R_1}^T\|^2}; \quad (15)$$

$$\psi = \frac{|a_{T_1}^T \Theta a_{T_1}|^2 \cdot \|\alpha^2 a_{R_1} a_{R_1}^T\|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K |a_{T_1}^T \Theta a_{T_j}|^2 \cdot \|\alpha^2 a_{R_1} a_{R_j}^T\|^2}. \quad (16)$$

式中: $a_{R_1} = a_{R_1}(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_1}, \varphi_{T \rightarrow R_1}), a_{R_k} = a_{R_k}(\mathcal{G}_{T \rightarrow R_k}, \varphi_{T \rightarrow R_k}); a_{T_1} = a_{R_1}(\mathcal{G}_{R_1 \rightarrow T}, \varphi_{R_1 \rightarrow T}), a_{T_k} = a_{R_k}(\mathcal{G}_{R_k \rightarrow T}, \varphi_{R_k \rightarrow T})$ 且 $\|\alpha^2 a_{R_k} a_{R_j}^T\|^2 = A_j, \|\alpha^2 a_{R_1} a_{R_j}^T\|^2 = B_j; \|\alpha^2 a_{R_1} a_{R_1}^T\|^2 = C, \|\alpha^2 a_{R_k} a_{R_1}^T\|^2 = D$ 均为常数,式(14)可化简为

$$\begin{cases} \min_{\theta} \max_k \frac{\sum_{j=2}^K A_j |a_{T_k}^T \Theta a_{T_j}|^2}{\sigma^2 + D |a_{T_k}^T \Theta a_{T_1}|^2}; \\ \text{s. t. } \frac{|a_{T_1}^T \Theta a_{T_1}|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K B_j |a_{T_1}^T \Theta a_{T_j}|^2} \geq \varepsilon; \\ |\theta(n)| \leq 1, n = 1, 2, \dots, N. \end{cases} \quad (17)$$

式(17)为典型的非凸优化问题。为了求解该

问题,提出了一种基于 Dinkelbach 和 SDR 技术的迭代优化算法进行求解。

3.2 问题求解

式(17)进一步简化为

$$\begin{cases} \min_{\theta} \max_k \frac{\sum_{j=2}^K A_j |d_1 \theta|^2}{\sigma^2 + D |d_2 \theta|^2}; \\ \text{s. t. } \frac{|d_3 \theta|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K B_j |d_4 \theta|^2} \geq \varepsilon; \\ \theta^H E_n \theta \leq 1, n = 1, 2, \dots, N. \end{cases} \quad (18)$$

式中: $d_1 = a_{T_k}^T \text{diag}(a_{T_j}); d_2 = a_{T_k}^T \text{diag}(a_{T_1}); d_3 = a_{T_1}^T \text{diag}(a_{T_1}); d_4 = a_{T_1}^T \text{diag}(a_{T_j})$ 为级联阵列响应; $E_n \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 表示第 n 个对角线元素为 1,其余元素为 0 的选择矩阵。

引入一个松弛变量 z , 将问题重新表述为如下形式^[18]:

$$\begin{cases} \min_{\theta, z} z; \\ \text{s. t. } \frac{\sum_{j=2}^K A_j |d_1 \theta|^2}{\sigma^2 + D |d_2 \theta|^2} \leq z; \\ \frac{|d_3 \theta|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K B_j |d_4 \theta|^2} \geq \varepsilon; \\ \theta^H E_n \theta \leq 1, n = 1, 2, \dots, N. \end{cases} \quad (19)$$

上述问题仍然难以解决。注意到式(19)与最大-最小比分数规划问题具有相似的形式^[19],可以应用 Dinkelbach 变换将其转化为更易于处理的形式^[18]。具体来说,第1个分式约束可以转换成一个多项表达式。通过引入一个辅助变量 q_k ,其本质上表示第 k 个 URS 的信噪比 ψ_k ,并且可以用反射系数向量 θ 对其进行更新。 q_k 的最优值为 $q_k^* =$

$$\frac{\sum_{j=2}^K A_j |d_1 \theta|^2}{\sigma^2 + D |d_2 \theta|^2}。 \text{ 优化问题可以进一步表示为}$$

$$\begin{cases} \min_{\theta, z} z; \\ \text{s. t. } \sum_{j=2}^K A_j |d_1 \theta|^2 - q_k (\sigma^2 + D |d_2 \theta|^2) \leq z; \\ \frac{|d_3 \theta|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K B_j |d_4 \theta|^2} \geq \varepsilon; \\ \theta^H E_n \theta \leq 1, n = 1, 2, \dots, N. \end{cases} \quad (20)$$

通过定义 $\mathbf{X} = \boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^H$ 将二次项 $\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^H$ 转化为主变量 \mathbf{X} 。同时,秩为 1 的埃尔米特半正定矩阵 \mathbf{X} 满足

$$\begin{cases} \mathbf{X} = \mathbf{X}^H, \mathbf{X} \geq 0; \\ \text{Rank}(\mathbf{X}) = 1. \end{cases} \quad (21)$$

定义所有 $N \times N$ 维埃尔米特半正定矩阵的集合为 $\mathbf{S}_N \triangleq \{\mathbf{S} | \mathbf{S} = \mathbf{S}^H, \mathbf{S} \geq 0\}$, 将式(20)转化为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{X}, z} z; \\ \text{s. t. } \sum_{j=2}^K A_j \mathbf{d}_1 \mathbf{X} \mathbf{d}_1^H - q_k (\sigma^2 + D \mathbf{d}_2 \mathbf{X} \mathbf{d}_2^H) \leq z; \\ \frac{\mathbf{d}_3 \mathbf{X} \mathbf{d}_3^H}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K B_j \mathbf{d}_4 \mathbf{X} \mathbf{d}_4^H} \geq \varepsilon; \\ \text{Tr}(\mathbf{E}_n \mathbf{X}) \leq 1, n = 1, 2, \dots, N; \\ \mathbf{X} \in \mathbf{S}_N; \\ \text{Rank}(\mathbf{X}) = 1. \end{cases} \quad (22)$$

采用 SDR 算法,原问题可简化为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{X}, z} z; \\ \text{s. t. } \sum_{j=2}^K A_j \mathbf{d}_1 \mathbf{X} \mathbf{d}_1^H - q_k (\sigma^2 + D \mathbf{d}_2 \mathbf{X} \mathbf{d}_2^H) \leq z; \\ \frac{\mathbf{d}_3 \mathbf{X} \mathbf{d}_3^H}{\sigma^2 + \sum_{j=2}^K B_j \mathbf{d}_4 \mathbf{X} \mathbf{d}_4^H} \geq \varepsilon; \\ \text{Tr}(\mathbf{E}_n \mathbf{X}) \leq 1, n = 1, 2, \dots, N; \\ \mathbf{X} \in \mathbf{S}_N. \end{cases} \quad (23)$$

上述为一个半正定规划问题,可以使用 CVX 工具箱直接得到最优解 \mathbf{X} 。当 \mathbf{X} 的秩不为 1 时,通常使用 EVD 分解或高斯随机化来得到最优解 $\boldsymbol{\theta}^*$ 。

基于 Dinkelbach 和 SDR 技术的迭代优化算法如算法 1 所示,上标 (\cdot) 表示算法的某次迭代。设置收敛阈值参数为 ξ , 最大迭代次数为 R^{\max} 。

算法 1 基于 Dinkelbach 和 SDR 的迭代优化算法。

输入: $A_j, D, B_j, \mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \mathbf{d}_3, \mathbf{d}_4, \varepsilon$;

输出: $\boldsymbol{\theta}^*$ 。

- ① 初始化 $q_k^{(0)}, \forall k$
- ② 迭代次数 $r = 0$
- ③ while $r < R^{\max}$ or $|q_k^{(r)} - q_k^{(r-1)}| > \xi$ do
- ④ set $q_k = q_k^{(r)}$
- ⑤ 由式(23)更新 $\mathbf{X}^{(r+1)}$
- ⑥ 对 $\mathbf{X}^{(r+1)}$ 进行 EVD 分解得到 $\boldsymbol{\theta}^{(r+1)}$

$$\textcircled{7} \quad q_k^{(r+1)} = \frac{\sum_{j=2}^K A_j |\mathbf{d}_1 \boldsymbol{\theta}^{(r+1)}|^2}{\sigma^2 + D |\mathbf{d}_2 \boldsymbol{\theta}^{(r+1)}|^2}$$

⑧ $r = r + 1$

⑨ end while

⑩ 得到 $\boldsymbol{\theta}^* = \boldsymbol{\theta}^{(r)}$

3.3 收敛性和复杂度分析

(1)收敛性。将 $\eta(\boldsymbol{\theta})$ 表示为原始问题式(18)的目标值。在 IRS 反射系数设计中,引入一个辅助变量 q_k 并应用 Dinkelbach 转换为问题式(20)。由于 Dinkelbach 算法的单调性,辅助变量 q_k 单调递减,很容易证明算法的收敛性^[20]。

$$\eta(\boldsymbol{\theta}^{(r)}) \geq \eta(\boldsymbol{\theta}^{(r+1)})。 \quad (24)$$

式(24)表明式(18)的目标值在算法迭代的过程中递减,又因为式(18)的目标值大于零,所以可以收敛到局部最优点。

(2)复杂度。问题(式(23))是一个凸优化问题,涉及一个 $N \times N$ 维变量需要优化,含 K 个二阶约束和 $N+1$ 个线性矩阵不等式约束。使用 CVX 求解器时,计算复杂度为 $O\left(\ln\left(\frac{1}{\xi}\right)\sqrt{K+N}N^6\right)$, ξ 为收敛阈值。

更新 q_k 的计算复杂度为 $O(N+K)$, 更新 $\boldsymbol{\theta}$ 的计算复杂度为 $O(N^3)$ 。因此,所提算法的总计算复杂度为 $O\left(R \ln\left(\frac{1}{\xi}\right)\sqrt{K+N}N^6\right)$, R 为迭代次数。

4 仿真结果

本节通过 MATLAB 软件仿真分析所提方案的性能。为简化仿真,假设 LRS、URS 和 IRS 均为均匀线性阵列(ULA)。IRS 辅助多雷达的感知模拟场景如图 3 所示。通用仿真参数如表 1 所示,其他仿真参数设置如下:URS 的个数为 3;IRS 的反射元件和感知元件个数分别为 $N=49, l=13$;URS 与目标的最短距离 $d_{UT}=30$ m。在所有的仿真中,令 URS 的信噪比代表 3 个 URSs 的信噪比之和。首先,假设 IRS 感知器件对 LRS 和 URS 到目标 IRS 的 AoA 进行了完美估计;然后,评估了其他非完美估计对雷达性能的影响。

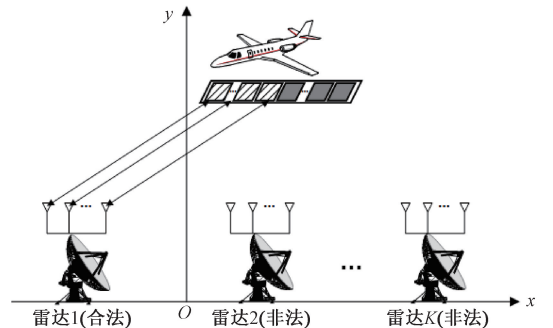


图 3 IRS 辅助多雷达的感知模拟场景 (2D 视图)
Figure 3 IRS-assisted perception simulation scenarios for multi-radar (2D view)

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	取值
LRS、URS 的天线数量	64
LRS 与目标的距离 d_{LT}/m	20
目标高度/m	10
URS 之间的间距/m	10
波长 λ/m	0.05
天线间距 $\Delta a/m$	0.025
IRS 单元间距 $\Delta e/m$	0.012 5
噪声功率/dBm	-80
单位距离路径增益 β/dB	-30
目标的恒定速度/($m \cdot s^{-1}$)	9
LRS 的信噪比约束 ε	9

本文将所提方案与以下两种基准方案进行对比分析:①随机相移,假设每个 IRS 反射元件独立且均匀分布在 $[0, 2\pi)$;②目标未安装 IRS,也未安装任何反射元件。

图 4 描绘了 LRS 信噪比与反射元件数量 N 的关系。首先,所提方法随着 IRS 元件数量增加,LRS 接收信噪比也随着增大,这是因为在 IRS 中安装更多反射元件可以增强被动波束形成增益;其次,该方案在增大接收信噪比方面优于无 IRS 和随机相移方案;最后,随机相移设计下的信噪比随 IRS 元件数量的增加而降低。这表明,如果 IRS 反射的信号设计不当,使用 IRS 获得的性能甚至比不使用 IRS 时更差。

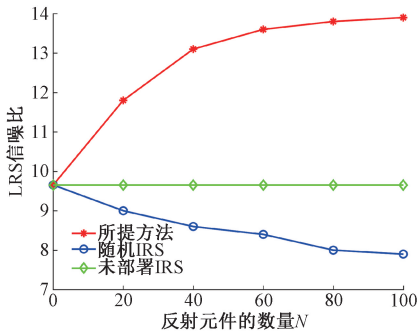


图 4 LRS 信噪比与反射元件数量 N 的关系

Figure 4 Relationship between the signal-to-noise ratio of LRS and the number of reflecting element N

在图 5 中,只改变 URSs 到目标的距离,绘制了 LRS/URS 信噪比与 URSs 到目标的最短距离的关系图。由图 5 可知,在较宽的距离范围内,与目标未安装 IRS 的情况相比,目标安装 IRS 可以显著减少 URS 接收信噪比,同时增加 LRS 接收信噪比。

图 6 为 IRS 感知元件角度估计误差对 LRS/URS 信噪比的影响。随着 AoA 估计误差的增加,LRS 信噪比降低,URS 信噪比增大。这表明 AoA 估计误差会降低 IRS 的信号叠加/抵消能力。但如果

角度估计误差低于 1° (对应于 100 m 雷达-目标距离的误差小于 1.7 m) 时,则性能损失较小。

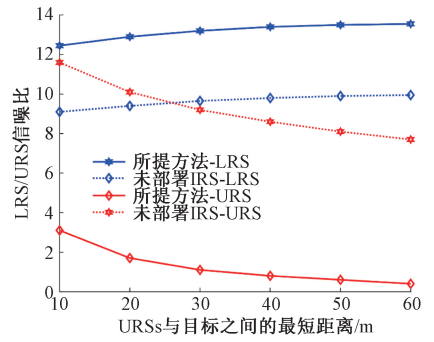


图 5 LRS/URS 信噪比与 URSs 到目标的最短距离的关系
Figure 5 Relationship between the LRS/URS signal-to-noise ratio and the shortest distance from the URS to the target

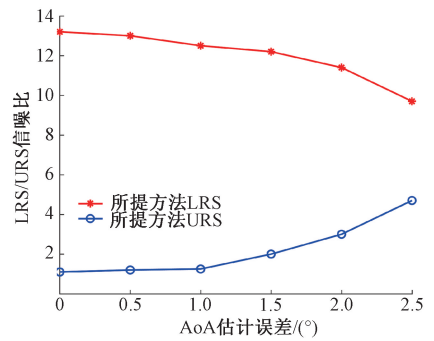


图 6 AoA 估计误差对 LRS/URS 信噪比的影响
Figure 6 Effect of angle estimation error of AoA on LRS/URS signal-to-noise ratio

本文评估了 URS 数目对 LRS/URS 信噪比的影响,如图 7 所示。与目标未安装 IRS 情况相比,安装 IRS 能够显著降低 URS 信噪比,同时提升 LRS 信噪比。且随着 URSs 数量增加,所提方案下 LRS 信噪比和 URS 信噪比变化较为缓慢。这表明,所提方案能够在多雷达场景下有效提升 LRS 的感知性能,同时抑制 URS 的感知能力。随着 URS 数目增加,系统表现出较强的鲁棒性和适应性。

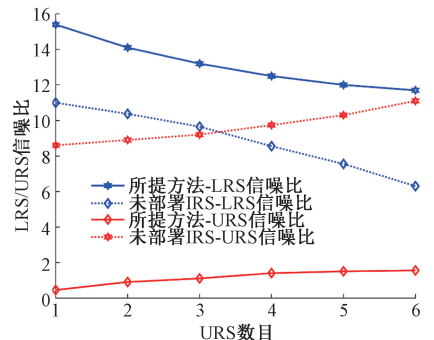


图 7 URS 数目对 LRS/URS 信噪比的影响
Figure 7 Effect of URS number on LRS/URS signal-to-noise ratio

5 结论

针对多雷达场景下无线感知系统的安全问题,提出了一个基于IRS辅助的安全无线感知系统,利用IRS增强LRS感知能力的同时减弱URS的感知能力。将具有感知功能的IRS部署于目标上,提出了两阶段感知协议。证明了雷达感知概率与接收信噪比之间的单调关系,将信噪比作为评价系统性能的指标。在保证LRS信噪比约束以及IRS反射相移模约束的条件下,通过优化IRS的反射系数,最小化最大URS信噪比。由于所构建的优化问题非凸,提出一种迭代优化算法进行求解。仿真结果表明所提方案可以极大提高合法雷达感知的安全性。

参考文献:

[1] PATTANAİK B, CHAUHAN A. A study of stealth technology[J]. *Materials Today: Proceedings*, 2023, 81: 543-546.

[2] AHMAD H, TARIQ A, SHEHZAD A, et al. Stealth technology: methods and composite materials: a review[J]. *Polymer Composites*, 2019, 40(12): 4457-4472.

[3] KHAN T A, LI J X, CHEN J, et al. Design of a low scattering metasurface for stealth applications[J]. *Materials*, 2019, 12(18): 3031.

[4] WANG W, LIU D Q, CHENG H F, et al. Structural design and broadband radar absorbing performance of multi-layer patch using carbon black[J]. *Advanced Composites and Hybrid Materials*, 2022, 5(4): 3137-3145.

[5] 郭敬莹, 刘龙飞, 朱春华. RIS辅助无人机通信系统波束赋形双重循环优化算法[J]. *郑州大学学报(工学版)*, 2025, 46(2): 67-74.

GUO X Y, LIU L F, ZHU C H. Beamforming dual-loop optimization algorithm for RIS-assisted UAV communication systems[J]. *Journal of Zhengzhou University (Engineering Science)*, 2025, 46(2): 67-74.

[6] WANG F Z, LI H B, FANG J. Joint active and passive beamforming for IRS-assisted radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2021, 29: 349-353.

[7] MA T, XIAO Y, LEI X, et al. Distributed reconfigurable intelligent surfaces assisted indoor positioning[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(1): 47-58.

[8] SHAO X D, YOU C S, MA W Y, et al. Target sensing with intelligent reflecting surface: architecture and performance[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(7): 2070-2084.

[9] WANG P L, MEI W D, FANG J, et al. Target-mounted

intelligent reflecting surface for joint location and orientation estimation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(12): 3768-3782.

[10] XIONG X, ZHENG B X, SWINDLEHURST A L, et al. A new intelligent reflecting surface-aided electromagnetic stealth strategy[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(5): 1498-1502.

[11] ZHENG B X, XIONG X, TANG J, et al. Intelligent reflecting surface-aided electromagnetic stealth against radar detection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 3438-3452.

[12] LI K, JIU B, WANG P H, et al. Radar active antagonism through deep reinforcement learning: a way to address the challenge of mainlobe jamming[J]. *Signal Processing*, 2021, 186: 108130.

[13] BAI L H, JIU B, LI K, et al. Importance differentiation based coordinated anti-jamming strategy optimization for frequency agile radar[C]//2023 IEEE International Radar Conference (RADAR). Piscataway: IEEE, 2023: 1-5.

[14] SHAO X D, ZHANG R. Target-mounted intelligent reflecting surface for secure wireless sensing[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 9745-9758.

[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] CHEN H F, CHEN W J, WANG Y, et al. A low computational cost lightning mapping algorithm with a nonuniform L-shaped array: principle and verification[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2021, 60: 4106410.

[17] CAI J J, ZHANG H Y, LIU W, et al. A derivative-based music algorithm for two-dimensional angle estimation employing an L-shaped array [EB/OL]. (2021-04-22) [2025-02-15]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9408790>.

[18] LU W D, DING Y, FENG Y Q, et al. Dinkelbach-guided deep reinforcement learning for secure communication in UAV-aided MEC networks [EB/OL]. (2023-01-11) [2025-02-15]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/10001574>.

[19] 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.

[20] CROUZEIX J P, FERLAND J A. Algorithms for generalized fractional programming[J]. *Mathematical Programming*, 1991, 52(1): 191-207.

Adversarial Attack Method Based on Genetic Recombination Knowledge Distillation Strategy

LIU Minglin, ZHOU Chuanjin, WANG Runze, WANG Chao, CAO Yangjie

(School of Cyber Science and Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: To address limitations of traditional ensemble attack methods, which were constrained by high computational resource requirements, including training data and time, a low computational complexity ensemble attack method based on genetic recombination was proposed. This method aimed to enhance the transferability of existing adversarial attacks by generating a more diverse set of ensemble models. Firstly, the concept of genetic recombination was introduced into knowledge distillation. In this process, student models were treated as independent individuals, with their parameters considered as genes. Each round of distillation learning was viewed as a gene evolution. Randomly exchanging parameters among student models during the evolution process achieves artificial genetic recombination, resulting in superior offspring genes. By setting different distillation temperatures, multiple diversified student models were obtained. Next, these diverse student models were integrated with the source teacher model. Finally, the integrated model was used to generate adversarial examples with stronger transferability. Experimental results on a subset of the ImageNet validation set demonstrated that the proposed method significantly improved the transferability of adversarial samples compared to other baseline algorithms. Using ResNet152 as the source model and PGD as the attack method, the proposed method achieved the highest transfer attack success rate across 11 black-box models, outperforming the baseline PGD method by an average of 34.52 percentage point, the PGI method by an average of 5.30 percentage point, and the DGM method by an average of 2.12 percentage point.

Keywords: ensemble attacks; adversarial examples; transferability; genetic recombination; knowledge distillation

(上接第7页)

Security Performance Optimization of IRS-assisted Wireless Sensing Systems

SUN Gangcan^{1,2}, ZHAO Xinrui¹, HAO Wanming², PENG Shumin²

(1. Henan Institute of Advanced Technology, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: To address the sensing security issue of unauthorized radar station (URS) stealing target information in multi-radar scenarios, a secure wireless sensing system model based on intelligent reflecting surface (IRS) assistance was proposed. This system deployed an IRS with sensing capabilities on the target and adopted a two-phase sensing scheme. In the first phase, the IRS sensing unit estimated the angle information of all radars. In the second phase, the IRS reflection coefficients were designed based on the estimation results to minimize the perception probability of URS. Specifically, under the constraints of ensuring the signal-to-noise ratio of the legitimate radar station (LRS) and the IRS reflection phase shift modulus, an optimization problem was formulated to minimize the maximum signal-to-noise ratio of the URS. An iterative optimization algorithm based on the Dinkelbach method and semidefinite relaxation (SDR) technique was proposed. Simulation results showed that compared to the scheme without IRS, the signal-to-noise ratio of the LRS improved by approximately 3 dB, while the signal-to-noise ratio of the URS decreased by about 12 dB, demonstrating that the proposed scheme significantly enhanced system security performance.

Keywords: intelligent reflecting surface; radar sensing; sensing security; angle-of-arrival estimation; reflection optimization