



智能超表面辅助的通感一体化性能优化*

庄宏成¹, 卢浩宇¹, 钭奕煊¹, 陈曾平¹, 庞高昆²

1. 中山大学电子与通信工程学院, 广东 深圳 518107
2. 荣耀终端有限公司, 广东 深圳 518040

摘要: 为了解决因障碍物等遮挡导致的覆盖空洞和探测精度下降问题, 提出了一种基于栅格化的智能超表面辅助的通感一体化优化方法。首先, 建模了最小化均方位位置误差问题, 将弱通感区域和RIS可能部署区域栅格化以降低计算难度, 并采用粒子群优化算法和交替优化算法联合优化智能超表面期望反射角角度和部署位置。最后, 引入探测需求因子, 建模通感性能联合优化问题, 并分析了探测需求因子对系统通感性能的影响。仿真结果显示: (1)相较于仅优化期望反射角, 联合优化智能超表面的期望反射角和部署位置的方案, 在平均信噪比仅有略微下降的情况下, 可显著降低平均均方位位置误差, 平均均方位位置误差降低10倍左右; (2)不同尺寸大小的智能超表面会对其最佳部署位置有影响; (3)联合优化智能超表面的期望反射角和部署位置提高了探测精度, 最大化了通感整体性能。

关键词: 智能超表面; 通感一体化; 6G; 期望反射角; 部署位置

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137(2025)01-0083-10

Reconfigurable intelligent surface-aided ISAC performance optimization

ZHUANG Hongcheng¹, LU Haoyu¹, TOU Yixuan¹, CHEN Zengping¹, PANG Gaokun²

1. School of Electronics and Communication Engineering, Sun Yat-sen University,
Shenzhen 518107, China

2. Honor Device Technologies Company Limited, Shenzhen 518040, China

Abstract: In order to solve the problem of coverage hole and low detection accuracy caused by obstacles, a gridding based reconfigurable intelligent surface (RIS) assisted ISAC (integrated sensing and communication) optimization approach is proposed. Firstly, a minimizing square position error bound (SPEB) problem is modeled. The weak sensing & communication area and the potential RIS deployment area is divided into several grids to reduce the computational complexity, and particle swarm optimization algorithm and alternating optimization algorithm is used to jointly optimizing the desired angle of reflection and deployment location of RIS. In addition, a detection demand factor is introduced to model the problem of jointly maximizing sensing and communication performance, and analyze the effect of the factor on performance. The simulation results show that: (1) The joint optimization of the desired angle of reflection and the deployment location of the RIS significantly reduces the average SPEB with only a small decrease in the average SNR, the joint optimization scheme can reduce the average SPEB by about 10 times compared to that only optimizing the desired

* 收稿日期: 2023-12-06

录用日期: 2024-01-18

网络首发日期: 2024-10-08

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFA0716600)

作者简介: 庄宏成(1973年生), 男; 研究方向: 移动通信; E-mail: zhuanghch@mail.sysu.edu.cn

全文阅读



ZR20230029

angle of reflection; (2) It can be seen that different sizes of RIS have an influence on its optimal deployment locations. (3) The joint optimization of the desired angle of reflection and the deployment location of the RIS further improves the detection accuracy, and maximizes the ISAC overall performance.

Key words: reconfigurable intelligent surface; integrated sensing and communication; 6G; the desired angle of reflection, deployment location

2023年6月举行的ITU WP5D第44次会议,发布了6G纲领性文件《IMT面向2030及未来发展的框架和总体目标建议书》,将通信感知一体化(ISAC, integrated sensing and communication)作为6G六大场景之一。ISAC指的是一种设计范式(Cui et al., 2021),在这种范式中,感知和通信系统被整合在一起,以有效利用无线硬件或资源,甚至达到相辅相成的目的。具体而言,ISAC通过空口及协议联合设计、时频空资源复用、硬件设备共享等手段,实现通信与感知功能统一设计,使无线网络在进行高质量通信交互的同时,实现高精度、精细化的感知功能以及网络整体性能和业务能力的提升(Liu et al., 2022)。其中通信功能是指传统的传输数据信息等,感知功能则包括定位、测距、测速、成像、检测、识别、环境重构等(Liu et al., 2022)。由此可见,ISAC在未来通信技术发展过程中处于十分重要的地位。

作为6G通信系统的关键使能技术之一,智能超表面(RIS, reconfigurable intelligent surface)凭借其易部署、硬件成本低、功耗低等特点,引起了研究人员的广泛关注(Björnson et al., 2020; Wu et al., 2021)。随着RIS辅助无线通信研究的稳步推进,在通感系统中部署RIS的探索也应运而生。通过人为建立有效的视距链路(LOS, line of sight),并改变传播环境来抑制干扰,这不仅增强了已有的对目标的感知性能,还能使雷达能够感知通常雷达无法感知到的阴影区域中的目标(Liu et al., 2023; Chepuri et al., 2023)。因此,部署RIS能够有效提高定位和探测精度以及信号覆盖范围。

当前,RIS辅助的通信感知融合方案尚处于早期研究阶段。Luo et al.(2022)提出了一个毫米级的RIS辅助毫米波室内定位系统,其通过一种从粗到细的两阶段定位框架,即先通过多信号分类(MUSIC)算法提取RIS到用户终端(UE, user equipment)的波束到达角(AoA, angle of arrival)用于粗略定位,再以一种新的网格搜索方法,以可

承受的复杂度对粗略估计进行细化,最后对用户终端进行精确定位。Ma et al.(2023)构思了一种通用的多输入多输出(MIMO)RIS-XR-ISAC方案,其中RIS服务的用户同时需要准确的定位和高速通信服务。并提出了一种基于MUSIC的实用算法,制定了波束成形和RIS相移的联合优化,在克拉美罗界(CRLB, Cramer-Rao lower bound)约束下最大化了信道容量。Gao et al.(2023)提出了一种用于室内RIS辅助元宇宙(Metaverse)场景的控制用于定位用户,并支持基站和用户之间的通信。为了分析所提出的网络在Metaverse系统中的性能,定义并考虑了新的KPI,如总服务开销和传输延迟,目标是取得两者的平衡。Shi et al.(2023)考虑了一种更实用的具有HDA架构的OTFS-ISAC系统,提出了一种粗略的延迟多普勒(DD, delay-doppler)域匹配滤波方案,并利用精细的角度估计,提出了一种两阶段联合延迟和多普勒频移估计算法,以支持高移动性网络下的数据传输。这些文献对后续研究有着重要的理论指导作用。

目前,有关RIS辅助的通感一体化的研究较多的是围绕目标感知定位问题展开,且多聚焦于室内场景。并且,大多数研究均只考虑单个UE的感知定位,对一片区域内的整体通感性能研究较少,对RIS的其他参数如角度、位置等更是鲜有提及。因此,针对室外场景,本文提出了一种基于栅格化的智能超表面辅助的通感一体化优化方法,通过将弱通感区域和RIS可能部署区域栅格化,联合优化RIS角度和部署位置,以降低区域平均均方位位置误差、提升感知精度,并找出了能够最大化系统整体性能的RIS参数。

1 系统模型

本文考虑一个单RIS辅助的感知通信系统。该系统由一个基站,一个RIS反射天线阵列以及一片弱通感区域组成。采用栅格化方法处理该区域,形成 M 个栅格。如图1所示,以基站底部为原点,建立三维笛卡尔坐标系。令 $\mathbf{q}_s = [0, 0, q_{s,z}]^T$ 和

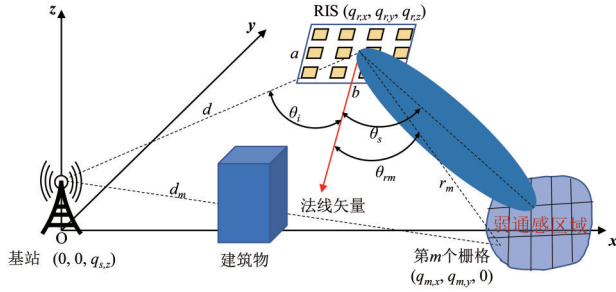


图 1 RIS辅助的通感优化系统示意图

Fig. 1 Schematic diagram of RIS-aided ISAC optimization system

$\mathbf{q}_r = [q_{r,x}, q_{r,y}, q_{r,z}]^T$ 分别代表基站和 RIS 中心的位置, $\mathbf{q}_m = [q_{m,x}, q_{m,y}, 0]^T$ 代表第 m 个栅格中心的位置。弱通感区域中的栅格接收直接来自于基站的非视距链路信号和通过 RIS 阵列进行反射的信号。即

$$y_m[n] = \sqrt{P_s} \left(\sqrt{\beta_{sd,m}} e^{-j\phi_{sd}} + \sqrt{\beta_{RIS,m}^s} \mathbf{H}_{rd}^T \Phi \mathbf{H}_{sr} \right) \times s_m[n] + \omega[n], \quad n = 0, \dots, N_s - 1, \quad (1)$$

其中 P_s 为基站发射功率, $\omega[n]$ 为零均值、方差为 σ^2 加性高斯白噪声, N_s 为采样点数, $s_m[n]$ 为基站对第 m 个栅格发送的导频信号, 满足平均功率

$$\frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} |s_m[n]|^2 = 1.$$

基站到 RIS 和 RIS 到第 m 个栅格的归一化信道 \mathbf{H}_{sr} 和 \mathbf{H}_{rd} 为

$$\mathbf{H}_{sr} = [e^{-j\varphi_1^s}, \dots, e^{-j\varphi_N^s}]^T, \\ \mathbf{H}_{rd} = [e^{-j\varphi_1^d}, \dots, e^{-j\varphi_N^d}]^T.$$

对角矩阵 $\Phi = \text{diag}(e^{-j\phi_1}, \dots, e^{-j\phi_N})$ 为 RIS 各单元的相位。 $\beta_{sd,m}$ 和 $e^{-j\phi_{sd}}$ 分别为基站到第 m 个栅格的信道增益和归一化信道, $\beta_{sd,m}$ 满足

$$\beta_{sd,m} = 10^{\frac{\beta'_{sd,m}}{10}}.$$

$\beta'_{sd,m}$ 在 3GPP 38.901 中的城区微基站 (UMi, urban microcell) NLOS 模型基础之上建立, 可表示为

$$\beta'_{sd,m} = -\text{PL}_{\text{UMi-NLOS}} - \sigma_F - \sigma_A + G_s + G_r,$$

其中 $d_m = \|\mathbf{q}_m - \mathbf{q}_s\|_2$ 为基站到第 m 个栅格中心的距离, f_c 为载波频率, σ_F 和 σ_A 分别为阴影衰落和吸收损耗, G_s 和 G_r 分别为基站天线增益和接收天线增益。 $\beta_{RIS,m}^s$ 为基站经过 RIS 某一单元到第 m 个栅

格的级联信道增益 (Özdoğan et al., 2019), 可表示为

$$\beta_{RIS,m}^s(d, r_m, \theta_i, \theta_s) = \frac{G_s G_r}{(4\pi)^2} \left(\frac{ab}{N_a N_b d r_m} \right)^2 \cos^2 \theta_i \times \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda}(\sin\theta_s - \sin\theta_{rm})\right)}{\frac{\pi b}{\lambda}(\sin\theta_s - \sin\theta_{rm})} \right]^2, \quad (2)$$

其中 $d = \|\mathbf{q}_r - \mathbf{q}_s\|_2$, $r_m = \|\mathbf{q}_m - \mathbf{q}_r\|_2$ 分别为基站到 RIS 中心和 RIS 中心到第 m 个栅格中心的距离。 θ_i 为基站到 RIS 的入射角, θ_{rm} 为 RIS 到第 m 个栅格的反射角, θ_s 为经过 RIS 修正后的期望波束反射角。 $a = N_a l_a$ 和 $b = N_b l_b$ 分别是 RIS 阵列的有效宽度和有效长度, l_a 和 l_b 分别为 RIS 一个单元的有效宽度和有效长度, N_a 和 N_b 为两侧单元数目, 满足 $N = N_a N_b$ 。至此, 公式(1)可改写为

$$y_m[n] = \sqrt{P_s} \left(\sqrt{\beta_{sd,m}} e^{-j\phi_{sd}} + \sqrt{\beta_{RIS,m}^s} \sum_{n=1}^N e^{-j(\varphi_n^d + \phi_n + \varphi_n^s)} \right) \times s_m[n] + \omega[n], \quad n = 0, \dots, N_s - 1.$$

假设 RIS 各相位对齐, 即满足

$$\varphi_n^d + \phi_n + \varphi_n^s = \phi_{sd}.$$

此时, 相位优化转变成期望反射角 θ_s 优化问题。公式(1)进一步可改写为

$$y_m[n] = \sqrt{P_s} \left(\sqrt{\beta_{sd,m}} e^{-j\phi_{sd}} + N \sqrt{\beta_{RIS,m}^s} e^{-j\phi_{sd}} \right) \times s_m[n] + \omega[n], \quad n = 0, \dots, N_s - 1.$$

考虑在远场模型下, 从基站通过 RIS 所有单元到第 m 个栅格的级联信道增益均为 $\beta_{RIS,m}^s$, 则公式(1)为

$$y_m[n] = \sqrt{P_s} \left(\sqrt{\beta_{sd,m}} + \sqrt{\beta_{RIS,m}^s} \right) e^{-j\phi_{sd}} s_m[n] + \omega[n], \\ n = 0, \dots, N_s - 1,$$

其中 $\sqrt{\beta_{RIS,m}^s} = N \sqrt{\beta_{RIS,m}^s}$ 。

2 性能指标

2.1 感知探测性能指标

克拉美罗界为无偏估计量的方差确定的一个下界 (Sengupta et al., 1995), 在感知领域中十分重要。为评估定位探测精度, 引入位置坐标变量的

CRLB 作为性能指标。定义第 m 个栅格的未知参数矢量

$$\boldsymbol{\phi}_m = [q_{m,x}, q_{m,y}]^T.$$

则似然函数为

$$L(\mathbf{y}_m; \boldsymbol{\phi}_m) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{N_s}{2}}} \cdot \exp \left[-\frac{\sum_{n=0}^{N_s-1} \left\{ y_m[n] - \sqrt{P_s} \left(\sqrt{\beta_{sd,m}} + \sqrt{\beta_{RIS,m}} \right) e^{-j\phi_{sd}} s_m[n] \right\}^2}{2\sigma^2} \right].$$

假设 $\boldsymbol{\phi}_m$ 的无偏估计为 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_m$, 则 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_m$ 的方差满足

$$\text{var}(\hat{\boldsymbol{\phi}}_m) \geq \mathbf{I}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\phi}}_m; d, r_m, \theta_i, \theta_s),$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{I}(\hat{\boldsymbol{\phi}}_m; d, r_m, \theta_i, \theta_s) &= -\mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ln L(\mathbf{y}_m; \boldsymbol{\phi}_m)}{\partial \boldsymbol{\phi}_m \partial \boldsymbol{\phi}_m^T} \right] \\ &= \begin{bmatrix} I(q_{m,x}, q_{m,x}) & I(q_{m,x}, q_{m,y}) \\ I(q_{m,y}, q_{m,x}) & I(q_{m,y}, q_{m,y}) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

为与 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_m$ 以及 $d, r_m, \theta_i, \theta_s$ 相关的费舍尔信息矩阵 (FIM, fisher information matrix), $\mathbb{E}[\cdot]$ 代表求期望操作。 $\mathbf{I}(\hat{\boldsymbol{\phi}}_m)$ 中的每个元素定义为

$$I(\hat{\boldsymbol{\phi}}_m)_{ij} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N_s-1} \left| \frac{\partial \mu_m[n]}{\partial \phi_{m,i}} \frac{\partial \mu_m[n]}{\partial \phi_{m,j}} \right|,$$

其中 $\mu_m[n] = \sqrt{P_s} \left(\sqrt{\beta_{sd,m}} + \sqrt{\beta_{RIS,m}} \right) e^{-j\phi_{sd}} s_m[n]$ 为接收信号中的确定部分。为简化计算, 定义中间变量

$$C_1 = 10^{\frac{1}{10}} [22.4 - 21.3 \times \lg(f_c) - \sigma_F - \sigma_A + G_s + G_r],$$

$$C_2 = \frac{G_s G_r}{(4\pi)^2} \left(\frac{ab}{d} \right)^2 \cos^2 \theta_i \left[\frac{\sin \left(\frac{\pi b}{\lambda} (\sin \theta_s - \sin \theta_m) \right)}{\frac{\pi b}{\lambda} (\sin \theta_s - \sin \theta_m)} \right]^2.$$

则 $\mu_m[n]$ 对 $q_{m,x}, q_{m,y}$ 的偏导为

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mu_m[n]}{\partial q_{m,x}} &= \sqrt{P_s} e^{-j\phi_{sd}} s_m[n] \\ &\times \left(\frac{\partial 10^{-\frac{3.53}{2} \lg(d_m)}}{\partial q_{m,x}} \sqrt{C_1} - \frac{1}{(r_m)^2} \frac{\partial r_m}{\partial q_{m,x}} \sqrt{C_2} \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mu_m[n]}{\partial q_{m,y}} &= \sqrt{P_s} e^{-j\phi_{sd}} s_m[n] \\ &\times \left(\frac{\partial 10^{-\frac{3.53}{2} \lg(d_m)}}{\partial q_{m,y}} \sqrt{C_1} - \frac{1}{(r_m)^2} \frac{\partial r_m}{\partial q_{m,y}} \sqrt{C_2} \right), \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} \frac{\partial 10^{-\frac{3.53}{2} \lg(d_m)}}{\partial q_{m,x}} &= \frac{-1.765 \times 10^{-1.765 \lg(d_m)}}{d_m} \frac{\partial d_m}{\partial q_{m,x}} \\ &= \frac{-1.765 \times 10^{-1.765 \lg(d_m)} \times q_{m,x}}{(d_m)^2}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial 10^{-\frac{3.53}{2} \lg(d_m)}}{\partial q_{m,y}} &= \frac{-1.765 \times 10^{-1.765 \lg(d_m)}}{d_m} \frac{\partial d_m}{\partial q_{m,y}} \\ &= \frac{-1.765 \times 10^{-1.765 \lg(d_m)} \times q_{m,y}}{(d_m)^2}, \end{aligned}$$

$$\frac{\partial r_m}{\partial q_{m,x}} = \frac{q_{m,x} - q_{r,x}}{r_m},$$

$$\frac{\partial r_m}{\partial q_{m,y}} = \frac{q_{m,y} - q_{r,y}}{r_m}.$$

对于无 RIS 辅助的仅基站场景, 推导过程类似。定义均方位置误差 (SPEB, squared position error bound) (Jourdan et al., 2008) 为

$$P(\boldsymbol{\phi}_m; d, r_m, \theta_i, \theta_s) = \text{tr} \left\{ \mathbf{I}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\phi}}_m; d, r_m, \theta_i, \theta_s) \right\},$$

其中 $\text{tr}\{\cdot\}$ 代表方阵的迹。则 M 个栅格的平均 SPEB 为

$$P_A(d, r_m, \theta_i, \theta_s) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P(\boldsymbol{\phi}_m; d, r_m, \theta_i, \theta_s).$$

对于栅格坐标明确的情况下, 基于栅格化的 RIS 辅助感知定位优化方法可以建模为

$$\text{P1: } \min_{d, r_m, \theta_i, \theta_s} P_A(d, r_m, \theta_i, \theta_s),$$

s.t.

$$d \in \mathbf{D}, \quad r_m \in \mathbf{R},$$

$$\theta_i \in \left(0, \frac{\pi}{2} \right), \quad \theta_s \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right),$$

其中 \mathbf{D} 和 \mathbf{R} 共同决定 RIS 的部署位置范围。

由于 P1 问题优化变量较多且相互耦合, 难以求解。为了方便求解, 本文将该优化问题解耦为两个子问题, 分别为角度 (θ_i^*, θ_s^*) 子问题和位置

表1 粒子群算法

Table 1 Particle swarm optimization algorithm

算法 1 粒子群算法

- 1: 初始化 w , c_1 , c_2 , P .
- 2: **for** 每一个粒子 i **do**
- 3: 根据式(4)初始化速度 v_i .
- 4: 根据式(5)初始化位置 p_i .
- 5: 令 $p_{i, \text{pbest}} = p_i$.
- 6: **end for**
- 7: 初始化迭代次数 $k = 1$.
- 8: **repeat**
- 9: **for** 每一个粒子 i **do**
- 10: 将 p_i^k 和 $p_{i, \text{pbest}}^k$ 分别代入式 (3), 计算目标函数值 f_i 和 $f_{i, \text{pbest}}$.
- 11: **if** f_i 比 $f_{i, \text{pbest}}$ 更优 **then**
- 12: 令 $p_{i, \text{pbest}}^k = p_i^k$.
- 13: **end if**
- 14: **end for**
- 15: 寻找群体中处于最佳位置的粒子, 并将其作为 p_{gbest}^k .
- 16: 寻找群体中处于最差位置的粒子, 并将其作为 p_{gworst}^k .
- 17: 将 p_{gbest}^k 和 p_{gworst}^k 分别代入式 (3), 获得最佳输出 f_{gbest}^k 和最差输出 f_{gworst}^k .
- 18: 根据式 (6) 更新速度.
- 19: 根据式 (7) 更新位置.
- 20: 计算 $f_{\text{error}}^k = |f_{\text{gbest}}^k - f_{\text{gworst}}^k|$.
- 21: $k = k + 1$.
- 22: **until** f_{error}^k 小于某个门限 $\epsilon > 0$ 或达到最大迭代次数.

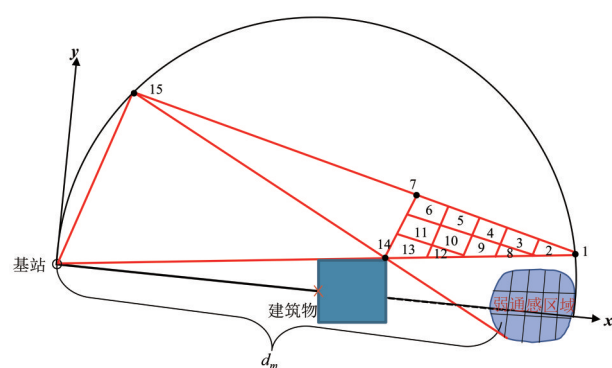


图3 RIS 可能的部署区域栅格

Fig. 3 The grids of RIS potential location area

射角 θ_s , 从而得出最佳部署位置。AO 算法求解问题 P4 问题的具体步骤如表 2 所示。

2.2 通信感知性能指标

第 m 个栅格的信噪比为

$$\text{SNR}_m = \frac{P_s \left(\sqrt{\beta_{\text{sd}, m}} + \sqrt{\beta_{\text{RIS}, m}} \right)^2}{\sigma^2}.$$

则 M 个栅格的平均信噪比可以表示为

$$\text{SNR}_A = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{SNR}_m.$$

通信覆盖优化需求为最大化弱通感区域栅格的平均信噪比, 感知探测优化需求为最大化平均探测精度, 于是基于栅格化的 RIS 通信感知优化方法建模为

$$\text{P5: } \max_{d, r_m, \theta_i, \theta_s} \text{SNR}_A - \alpha P_A,$$

s.t.

$$d \in \mathbf{D},$$

$$r_m \in \mathbf{R},$$

$$\theta_i \in \left(0, \frac{\pi}{2} \right),$$

$$\theta_s \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right),$$

$$\text{SNR}_m \geq \text{SNR}_{\text{thr}},$$

其中 α 为探测需求因子。问题 P5 的求解与前文类似, 可以将其解耦成两个子问题后采用 PSO 算法求解。

3 仿真结果分析

本节主要对不同情况下的感知探测性能指标平均 SPEB 和平均信噪比进行分析, 并与其他方案进行比较。主要相关参数如表 3 所示, 对于固定的 RIS 部署位置, 选择距离弱通感区域中心最近的栅格, 即 $l = 2$ 。

3.1 算法收敛性分析

PSO 算法收敛性的收敛性如图 4 所示。从图中可以看出, PSO 算法在预设场景下, 从第 10 次迭代后开始收敛, 表明其具有较快的收敛性。而根据停止门限 ϵ 的不同, 停止收敛所需要的迭代次数也不同, 即停止门限越小, 所需迭代次数就越多。故在实际应用中, 可根据要求选择适当的精度以降低迭代次数。

3.2 感知探测性能仿真分析

对于感知探测性能指标, 本文采用以下 5 种不同方案进行对比:

- 1) 无 RIS 方案。仅存在从基站到弱通感区域

表 2 交替优化算法

Table 2 Alternative optimization algorithm

算法 2 交替优化算法

- 1: 随机从 RIS 可能部署区域中选取一个栅格或点 l^k , 令 $k = 1$.
- 2: **repeat**
- 3: 代入 l^k 位置信息 $(d, r_m, \theta_s, \theta_{rm})$, 使用算法 1 计算 RIS 在固定位置下的最佳期望波束反射角 θ_s^k .
- 4: 代入 θ_s^k , 寻找 RIS 最佳位置 l^{k+1} .
- 5: 更新 $k = k + 1$.
- 6: **until** 前后两次目标函数的差值 f_{it}^k 小于某个门限 $\epsilon > 0$ 且趋于稳定或达到最大迭代次数.

表 3 主要仿真参数

Table 3 Main parameters of simulation

	定义	取值
q_s	基站位置坐标	[0, 0, 10]
q_r	RIS 位置坐标 ($l = 2$)	[96.1, 12.3, 10]
q_m	弱通感区域中心栅格坐标	[94.2, 1.6, 0]
f_c	载波频率/ GHz	28
G_s	基站发送天线增益/ dBi	15
G_r	接收机接收天线增益/ dBi	1
P_s	基站发射功率/ dBm	40
σ^2	噪声功率/ dBm	-100
σ_F	阴影衰落/ dB	20
σ_A	吸收损耗/ dB	10
M	弱通感区域栅格数量	15
L	RIS 可能部署位置区域栅格数量	15
θ_r	弱通感区域栅格反射角集合 ($l = 2$)	[34°, 104°]
N_a	RIS 纵向单元数量集合	[3, 6, 9, 12, 15, 18, 21]
N_b	RIS 横向单元数量集合	[1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]
l_a	RIS 单元有效宽度	2λ
l_b	RIS 单元有效长度	2λ

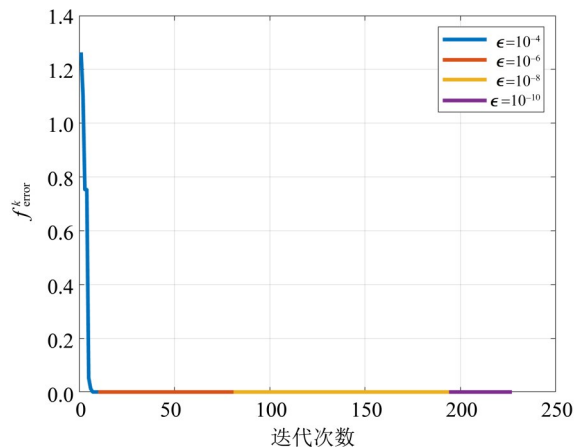


图 4 PSO 算法收敛性

Fig. 4 Convergence of the PSO algorithm

的 NLOS 链路;

2) RIS 镜面反射。不对 RIS 做任何调整, 仅通过调整 RIS 的摆姿来改变信号入射角和反射角, 并且反射角等于入射角;

3) RIS 非镜面反射。手动调整 RIS 相位, 让期望反射波束指向弱通感区域的中心;

4) RIS 最佳期望反射角。将弱通感区域栅格化, 根据获取的栅格反射角集合, 在某一固定位置下对 RIS 的期望反射波束角度进行优化;

5) RIS 最佳期望反射角及最佳位置。将弱通感区域和 RIS 可能的部署区域栅格化, 并联合优化 RIS 的期望反射角及其位置。

图 5 比较了 5 种不同方案下的平均 SPEB 与基站发射功率的关系。首先, 5 种方案的平均 SPEB 均随着基站发射功率的增大而减小, 其中无 RIS 方案下的平均 SPEB 最高。在加入 RIS 辅助感知探测后, 平均 SPEB 显著降低, 并且 RIS 镜面反射与非镜面反射方案性能差距很小。其次, 在采用栅格化方法处理弱通感区域并优化期望反射角后, 平均 SPEB 相较于 RIS 非镜面反射方案有了更进一步下降, 这意味着期望反射波束的指向能够显著影响感知探测精度。最后, 联合优化 RIS 的期望反射角和部署位置, 可以为系统带来最优的感知探测性能, 相较于固定位置下 ($l = 2$) 的 RIS, 选择最优的部署位置可以使平均 SPEB 降低 10 倍左右。

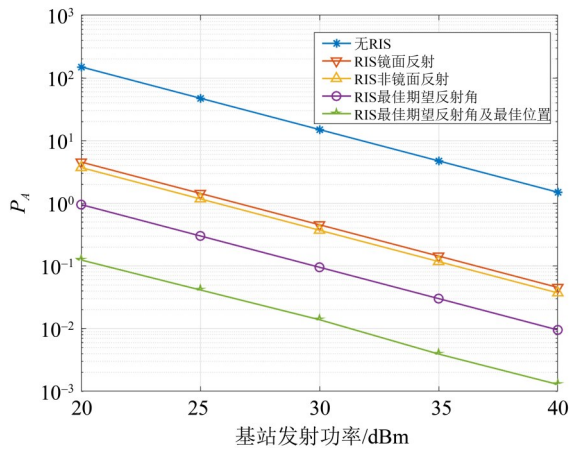


图 5 平均 SPEB 与基站发射功率

Fig. 5 Average SPEB and transmitted power

图 6 展示了在不同 RIS 反射单元数目下 5 种方案的平均 SPEB 变化情况。从图中可以看出, 随着 RIS 反射单元数目的增加, 除了无 RIS 方案外, 其他四种方案的平均 SPEB 总体趋势是下降的。首

先, 在 RIS 尺寸很小 ($N = 3$) 时, 4 种 RIS 辅助感知方案的平均 SPEB 接近, 并且当前 RIS 所处位置即为最佳位置; 而在反射单元数目 $N < 27$ 或 $N > 48$ 时, 镜面反射方案反而优于非镜面反射方案, 说明此时最佳反射角更加靠近入射角而非区域中心。其次, RIS 镜面反射和非镜面反射方案的平均 SPEB 在 N 从 27 增至 75 时先上升后下降。这是因为当 RIS 尺寸增大时, 反射波束的主波束带宽会变窄, 从而导致主波束带宽以外的栅格性能下降, 通过优化期望反射角的指向或继续增加反射单元可以缓解这个现象。而联合优化期望反射角和部署位置则可以取得最佳的性能。

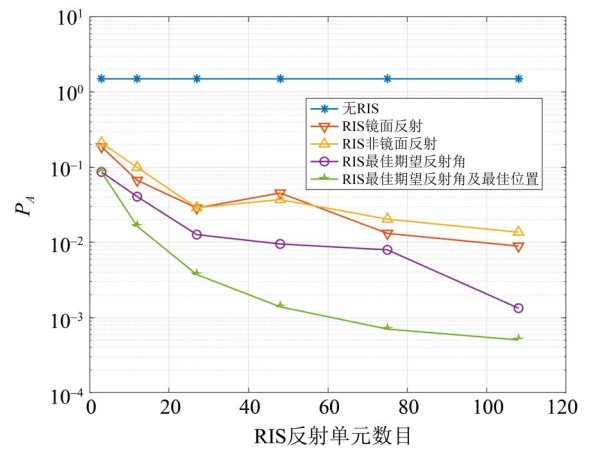


图 6 平均 SPEB 与反射单元数目

Fig. 6 Average SPEB and number of reflecting elements

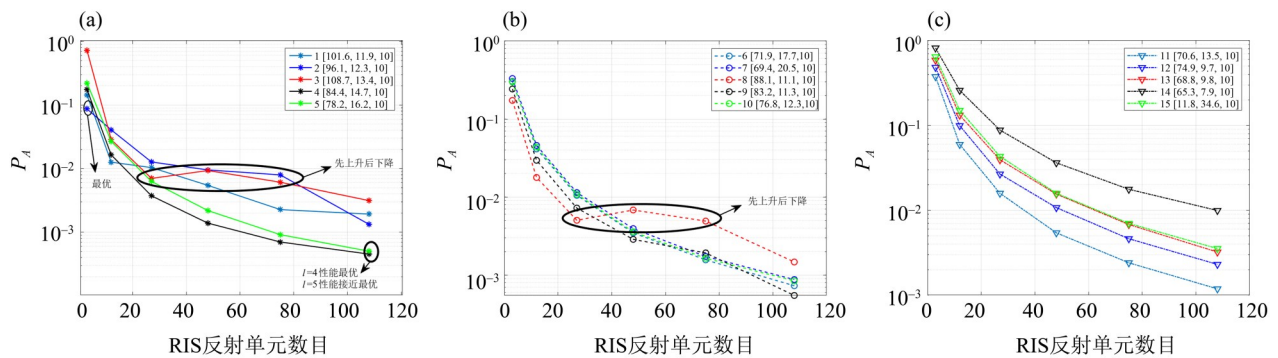


图 7 不同位置下的平均 SPEB 与反射单元数目

Fig. 7 Average SPEB and number of reflecting elements for different points

$N = 75$ 时, $l = 3$ 处与 $l = 8$ 处均出现了平均 SPEB 先上升后下降的现象。并且, 随着 RIS 反射单元数目 N 的增加, RIS 最佳部署位置逐渐远离弱通感区域中心, 即从 $l = 2$ 变成 $l = 4$, 同时 $l = 5$ 处的性能逐渐接近最优。

3.3 感知性能仿真分析

选取 $\alpha = [0.2, 1, 5]$, 本节分析不同的探测需求因子 α 对弱通感区域的平均信噪比及平均 SPEB 的影响。

首先, 考虑 RIS 位置固定场景 ($l = 2$)。如图 8 所示, 当 $\alpha = 0.2$ 时, 系统的通信需求大于探测需求, 此时系统的平均信噪比最大, 同时探测精度最低, 即平均 SPEB 最大; 当 $\alpha = 1$ 时, 系统的通信需求与探测需求平衡, 此时系统的平均信噪比和探测精度均处于中等水平; 当 $\alpha = 5$ 时, 系统的通信需求大于探测需求, 此时系统的平均信噪比最小, 同时探测精度最高, 即平均 SPEB 最小。

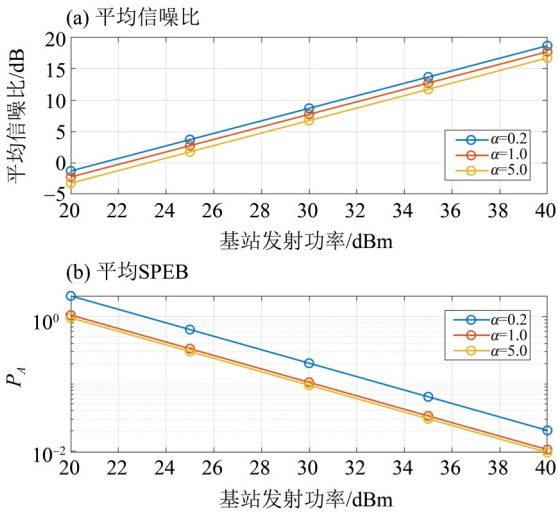


图 8 不同 α 下平均信噪比和平均 SPEB 与基站发射功率的关系

Fig. 8 Average SNR and average SPEB in different α and transmitted power

当 RIS 位置未知时, 采用联合优化 RIS 期望反射角和位置的方法, 其结果如图 9 所示。可以看出当 RIS 位置处于最佳时, 三种不同探测需求因子下的平均信噪比十分接近, 但平均 SPEB 差距较大, 即 $\alpha = 5$ 时的平均 SPEB 明显低于 $\alpha = 0.2$ 与 $\alpha = 1$ 。另外, 通过与图 7 进行对比, 可以发现: 虽然最佳

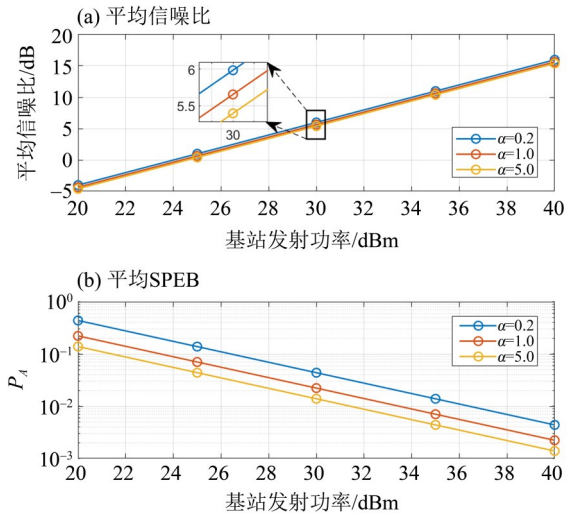


图 9 不同 α 下平均信噪比和平均 SPEB 与基站发射功率的关系 (最佳位置)

Fig. 9 Average SNR and average SPEB in different α and transmitted power (best location)

位置下的平均信噪比略低于 $l = 2$ 处, 但此时的探测精度相比于 $l = 2$ 处有着明显的降低, 表明联合优化 RIS 期望反射角和位置的方法在系统总体性能上取得了最佳效果。

4 结论

通感一体化是未来无线网络的发展趋势。更高的频段为更快的通信速率和更高精度的探测提供了可能, 从而可以在一个系统中实现通信感知一体化。本文提出的基于栅格化的 RIS 辅助无线通感一体化优化方法, 旨在建立一个 RIS 辅助的通信感知系统, 通过联合优化 RIS 期望反射角及其部署位置, 有效降低了弱通感区域栅格的平均 SPEB, 为感知探测估计提供了一个更低的下界。

其次, 本文研究了 RIS 部署区域位置以及 RIS 尺寸对平均 SPEB 的影响, 给出了不同 RIS 尺寸下的最佳 RIS 部署位置, 为 RIS 的实际部署应用提供了理论指导。最后, 本文引入探测需求因子 α , 分析了不同的探测需求因子 α 对系统的通信性能和感知性能的影响, 发现了通信性能与感知性能不可兼得, 需要根据实际情况动态调整探测需求因子 α , 以保证系统达到最佳状态。

参考文献:

- BJÖRNSON E, ÖZDOĞAN Ö, LARSSON E G, 2020. Reconfigurable intelligent surfaces: Three myths and two critical questions [J]. *IEEE Commun Mag*, 58(12): 90–96.
- CHEPURI S P, SHLEZINGER N, LIU F, et al, 2023. Integrated sensing and communications with reconfigurable intelligent surfaces: From signal modeling to processing [J]. *IEEE Signal Process Mag*, 40(6): 41–62.
- CUI Y, LIU F, JING X, et al, 2021. Integrating sensing and communications for ubiquitous IoT: Applications, trends, and challenges [J]. *IEEE Netw*, 35(5): 158–167.
- GAO X, YI W, LIU Y, et al, 2023. Multi-objective optimisation of URLLC-based metaverse services [J]. *IEEE Trans Commun*, 71(11):6745–6761.
- JOURDAN D B, DARDARI D, WIN M Z, 2008. Position error bound for UWB localization in dense cluttered environments [J]. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 44(2): 613–628.
- LIU A, HUANG Z, LI M, et al, 2022a. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication [J]. *IEEE Commun Surv Tutor*, 24(2): 994–1034.
- LIU F, CUI Y, MASOUIROS C, et al, 2022b. Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. *IEEE J Sel Areas Commun*, 40(6): 1728–1767.
- LIU R, LI M, LUO H, et al, 2023. Integrated sensing and communication with reconfigurable intelligent surfaces: Opportunities, applications, and future directions [J]. *IEEE Wirel Commun*, 30(1): 50–57.
- LUO B, DONG M, WU H, et al, 2022. Reconfigurable intelligent surface assisted millimeter wave indoor localization systems [C]//*IEEE International Conference on Communications*. Seoul, South Korea: IEEE: 4535–4540.
- MA T, XIAO Y, LEI X, et al, 2023. Integrated sensing and communication for wireless extended reality (XR) with reconfigurable intelligent surface [J]. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 17(5):980–994.
- ÖZDOĞAN Ö, BJÖRNSON E, LARSSON E G, 2019. Intelligent reflecting surfaces: Physics, propagation, and pathloss modeling [J]. *IEEE Wirel Commun Lett*, 9(5): 581–585.
- SENGUPTA S K, KAY S M, 1995. Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory [J]. *Technometrics*, 37(4):465.
- SHI Y, EBERHART R, 1998. A modified particle swarm optimizer [C]//*IEEE International Conference on Evolutionary Computation Proceedings*. Anchorage, Alaska, USA: IEEE World Congress on Computational Intelligence: 69–73.
- SHI Y, HUANG Y, 2023. Integrated sensing and communication-assisted user state refinement for OTFS systems [J]. *IEEE Trans Wirel Commun*, 23(2):922–936.
- WU Q, ZHANG S, ZHENG B, et al, 2021. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial [J]. *IEEE Trans Commun*, 69(5): 3313–3351.

(责任编辑 王海蓉)