

基于 RIS 子结构的压缩感知多径抑制直接定位算法

李菁菁, 王建辉, 刘利豪, 张艳语, 胡南

(信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450004)

摘要: 针对可重构智能表面 (RIS) 辅助定位在多径环境下精度受限的问题, 提出一种基于 RIS 子结构 (RISS) 的高精度定位算法。该算法通过将单块 RIS 划分为多个 RISS 并对各 RISS 施加时序正交编码, 使接收端能够通过正交解码精确分离各 RISS 的反射信号分量, 将单 RIS 等效为多个虚拟锚点, 从而在单 RIS 单天线配置下显著提升系统的空间观测维度。在此基础上, 构建了基于角度域信号模型的压缩感知直接定位框架, 以候选位置到各 RISS 的几何映射关系构建观测字典, 直接在位置域搜索目标, 避免了传统两步法中到达角 (AoA) 等中间参数估计的串级误差; 通过联合利用目标位置的一致性约束和多径分量的稀疏性, 有效实现目标路径与多径干扰的区分。仿真结果表明, 所提算法在复杂多径环境下具有良好的鲁棒性, 能够实现亚米级定位精度, 为低成本、高精度的 RIS 辅助定位提供了新的解决方案。

关键词: 定位; 可重构智能表面; 多径环境; 压缩感知

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2026081

RIS substructure-based direct localization algorithm with multipath suppression via compressed sensing

Li Jingjing, Wang Jianhui, Liu Lihao, Zhang Yanyu, Hu Nan

College of Information Systems Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450004, China

Abstract: To address the limited positioning accuracy of reconfigurable intelligent surface (RIS)-aided system in multipath environments, a high-precision localization algorithm based on RIS substructures was proposed. A single RIS was divided into multiple substructures, and time-sequential orthogonal coding was applied to each substructure, enabling the reflected signal components from different substructures to be accurately separated at the receiver through orthogonal decoding. In this way, a single RIS was made equivalent to multiple virtual anchor points, and the spatial observation dimension of the system was significantly improved under a single RIS and single antenna configuration. On this basis, a compressed-sensing-based direct localization framework was constructed using an angle-domain signal model. An observation dictionary was established according to the geometric mapping relationship between candidate positions and the substructures, and the target was directly estimated in the position domain, thereby avoiding the cascaded errors introduced by the estimation of intermediate parameters, such as the angle of arrival (AoA), in conventional two-step methods. By jointly exploiting the consistency constraint of the target position and the sparsity of multipath components, the target path was effectively distinguished from multipath interference. Simulation results show that the proposed algorithm exhibits good robustness in complex multipath environments, achieves sub-meter-level positioning accuracy, and provides a new solution for low-cost and high-precision positioning aided by RIS.

Keywords: positioning, reconfigurable intelligent surface, multipath environment, compressed sensing

收稿日期: 2026-01-12; 修回日期: 2026-03-19

通信作者: 王建辉, wjhxxgc@163.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62171468, No.62331024)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62171468, No.62331024)

0 引言

可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 是由大量低成本反射单元组成的智能反射器, 能够通过入射电磁波的幅度和相位进行可编程控制, 灵活重塑无线信号的传播环境。凭借这一特性, RIS 已成为 6G 及未来网络研究的核心方向之一^[1-3], 并在无线定位领域展示出巨大的应用潜力。在 6G 网络架构中, 高频段 (如毫米波、太赫兹频段) 是实现高带宽传输的关键技术支撑^[4-5], 但这类频段的信号存在两大显著短板: 一是路径损耗极为严重, 信号强度会随传播距离快速衰减; 二是穿透能力弱, 极易被物理障碍物阻断, 导致通信链路中断^[6-7]。RIS 技术能针对性解决这一问题, 通过策略性规划部署位置, 引导信号绕过障碍物, 在发射机和接收机之间建立一条虚拟视距 (line-of-sight, LoS) 路径。这条虚拟路径不仅能有效恢复中断的信号链路, 更能为定位测量提供稳定、可预测的传播通道, 为高精度定位奠定基础^[8-10]。更重要的是, 当 RIS 的位置与方向参数已知时, 它可作为一个额外的无源定位锚点, 大幅降低定位系统的部署成本^[11-12]。传统高精度定位往往需要多个接收站协同工作, 而借助一个或多个 RIS 作为参考点, 仅需单个接收站即可完成同等精度的定位任务^[13-15]。

为进一步释放 RIS 的潜力, 研究者聚焦其结构灵活性, 通过智能选择、激活或排布反射单元以获取额外空间信息。文献[16]利用深度学习来确定 RIS 中集成的有源单元的最优空间位置, 并基于这部分信道测量结果, 重构整个表面的完整信道信息。文献[17]通过优化选择部分无源反射单元的子集进行定位, 采用先进元启发式优化算法, 在最小化克拉美罗下界的同时筛选最优的单元组合, 实现能耗降低与定位精度提升的双重目标。文献[18]在 RIS 表面上不规则部署有限数量的单元, 相较于传统规则结构, 能提供额外空间自由度, 在单元数量受限场景下显著提升系统容量。文献[19]提出了一种部分连接的接收型 RIS 架构, 将 RIS 划分成不同的区域并连接到一个独立的射频链, 使单个 RIS 物理面板可等效为多个锚点, 每个锚点均能独立提供到达角 (angle of arrival, AoA) 估计值。文献[20]提出了 RIS 集合单元的概念, 通过控制不同集合单元组的开关状态来获取多空间位置时延信息, 为定位

解算提供更多观测维度。这些方法充分利用了 RIS 的结构优化潜力, 突破了传统单一反射面的局限性, 为定位系统注入了更多空间自由度和观测维度。

尽管上述结构优化方法取得了一定成效, 但它们在应用中仍面临核心挑战, 即多径效应的干扰。在 RIS 辅助通信的环境中, 信号在传输过程中主要形成两类非视距 (non-line-of-sight, NLoS) 多径: 一类是信号从目标源出发后不经过 RIS, 直接被周围物体散射或反射至接收站; 另一类是信号传输至 RIS 时叠加其他反射分量。对于前者, 因信号路径未关联 RIS, RIS 与接收站的位置均为已知, 可通过位置参数与信号传播特征在接收端识别并剔除^[21], 文献[22]通过对 RIS 预编码矩阵施加线性约束实现了对这些干扰信号的抑制; 对于后者, 其会与目标源直达 RIS 的路径叠加, 导致 RIS 接收的信号携带冗余角度信息, 进而造成后续 AoA 估计偏差。针对 RIS 辅助定位下的多径问题, 现有研究仍较为有限。文献[23]基于数据驱动方法设计了神经网络感知架构, 需依赖大量标注数据训练模型, 泛化能力受场景限制。文献[24]通过压缩感知技术提取多径参数, 但需假设目标源移动性与固定散射体, 难以适用于静态目标场景。文献[19]通过丢弃异常数据实现单个干扰径下的定位, 但需多次采样处理且无法应对多径密集场景。可以看出, 现有 RIS 辅助定位中的多径抑制研究数量有限, 缺乏通用性强的多径抑制定位方案。其次, 在定位算法层面, 上述文献多采用传统的两步法定位, 即先估计 AoA、到达时间 (time of arrival, ToA) 等中间参数, 再解算坐标^[25]。然而, 两步法在低信噪比环境下容易产生门限效应, 且中间参数的估计误差会向后级扩散。相比之下, 直接定位 (direct position determination, DPD) 法能够利用原始信号直接搜索目标位置, 已被证明具有更高的精度与鲁棒性^[26-27], 但目前针对 RIS 结构优化场景的直接定位研究尚显不足。

基于上述分析, 本文提出了一种基于 RIS 子结构 (RISS) 的压缩感知直接定位算法 (RIS substructure-based direct localization algorithm via compressed sensing, RDC), 充分利用 RIS 的结构灵活性, 与现有结构优化方案相比具有以下特点: 在子结构区分方式上, 仅通过对阵元施加时序正交编码

实现不同RIS反射信号的分离,不需要额外射频链、开关等硬件改造;在多径处理上,结合压缩感知框架对目标路径与多径分量联合建模,可应对多径密集场景,而非依赖丢弃异常数据等简化处理;在定位方法上,采用直接定位法,避免了传统两步法中间参数估计误差的串级传播。此外,时序正交编码还带来了信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)的提升。本文算法具有较强的场景适应性,可灵活应用于不同规模的RIS部署需求。一是大规模RIS系统,当RIS阵元数量达到数百甚至上千时,全阵列联合处理将面临高维观测矩阵带来的计算瓶颈。本文的RIS划分机制提供了一种不需要全部阵元同时参与定位的解决方案,系统可根据实际需求选择激活部分阵元即可构成多个虚拟锚点完成定位任务,其余阵元可处于休眠状态或服务于通信等其他功能,从而在保证定位精度的同时有效降低计算复杂度与系统资源占用率。二是部署受限的室内场景(如智能工厂、地下停车场等),此类环境多径丰富、NLoS普遍,且场地受限难以布设多站点。即使RIS规模较小,本文算法仍可通过虚拟化多锚点在单接收站加单RIS的极简配置下实现可靠定位,显著降低部署成本。本文的主要贡献如下。

1) 提出一种时序编码的RIS子结构理论框架,突破了传统RIS作为单一反射面的局限性,建立了单个RIS向多虚拟锚点转化的数学模型,为RIS辅助定位提供了新的理论基础。该框架在不增加硬件成本的前提下,显著扩展了单RIS系统的空间观测能力。

2) 创新设计了一种稀疏重构的直接定位算法,通过目标位置一致性约束与多径角度稀疏性的联合建模,实现了目标路径与反射多径的精确区分,并推导出权重参数的理论选择准则,解决了多径环境下信号成分归因的关键难题。

3) 构建了经济高效的单RIS单天线定位架构,相比传统多基站协同定位方案,显著降低了基础设施部署成本和网络资源占用。通过时序正交编码实现了信噪比的提升,有效增强了系统在低信噪比环境下的定位可靠性。

1 系统模型

本节详细介绍本文提出的多径环境下RIS辅助的定位系统,如图1所示,包含3个主要组件:

一个单天线接收站(receiving station, Rx)、一个RIS以及一个位置未知的单天线发射站(transmitting station, Tx)。在本文系统场景中, Tx与Rx之间的LoS被遮挡物所阻碍,需借助RIS反射信号来建立通信链路。环境中存在一个或多个反射体,信号从Tx发射后,会形成经反射体间接传播至RIS的传播路径,为了与其他路径区分开来,本文将这类路径定义为T-O径。此外,信号还存在从Tx直接传播至RIS、再从RIS反射至Rx的传播路径,本文将这类路径定义为T-R径。本文系统将单个RIS划分为多个虚拟的子结构,称为RISs,每个RISs均采用独立的时序编码,以便接收端能够识别出各个RISs反射的信号。这些RISs可作为定位所用的独立锚点。为简化分析过程,本文仅考虑将RIS划分为上下左右4个大小相等的子结构(在实际应用中,可根据特定的需求灵活配置子结构的数量与大小),每个RISs均包含 $N_{\text{ris}} = N_x \cdot N_y$ 个反射单元。其中 N_x 为单个RISs在水平(x 轴)方向的反射单元数量, N_y 为单个RISs在垂直(y 轴)方向的反射单元数量。 $\mathbf{u}_i = [u_{i,x}, u_{i,y}, u_{i,z}]^T$ 表示第 i 个RISs的位置, $\mathbf{u}_{\text{re}} = [u_{\text{re},x}, u_{\text{re},y}, u_{\text{re},z}]^T$ 表示Rx的位置,Tx的位置是未知的,表示为 $\mathbf{u}_t = [u_{t,x}, u_{t,y}, u_{t,z}]^T$ 。本文的目标是通过分析Rx接收到的信号,解算Tx的位置。

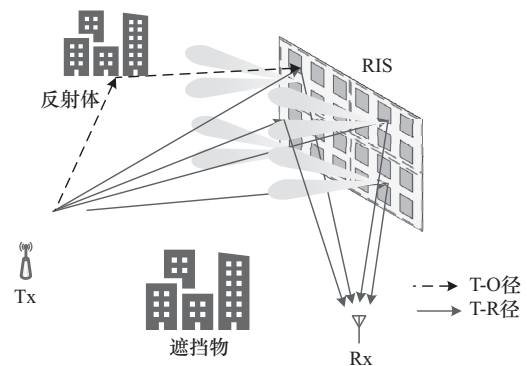


图1 RIS辅助的定位系统模型

1.1 信号传输模型

为便于后续建模,本文以空间频率 μ 、 ν 作为阵列响应向量的基本参数,将RIS面阵的阵列响应向量统一定义为

$$\mathbf{a}(\mu, \nu) = \mathbf{a}_x(\mu) \otimes \mathbf{a}_y(\nu) \in \mathbb{C}^{N_{\text{ris}} \times 1} \quad (1)$$

其中, \otimes 表示克罗内克(Kronecker)积, $\mathbf{a}_x(\mu) =$

$[1, e^{j2\pi\mu\frac{\lambda}{d}}, \dots, e^{j2\pi(N_x-1)\mu\frac{\lambda}{d}}]^\top \in \mathbb{C}^{N_x \times 1}$ 和 $\mathbf{a}_y(\nu) = [1, e^{j2\pi\nu\frac{\lambda}{d}}, \dots, e^{j2\pi(N_y-1)\nu\frac{\lambda}{d}}]^\top \in \mathbb{C}^{N_y \times 1}$ 分别为列方向和行方向的阵列响应向量, 其中 d 为阵元间距, λ 为信号波长。在 t 时刻 Rx 接收到的信号为

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{i=1}^I \mathbf{a}^H(\mu_i^R, \nu_i^R) \text{diag}(\mathbf{w}_i(t)) \mathbf{r}_i(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{w}_i(t) = [w_{i,0}(t), w_{i,1}(t), \dots, w_{i,N_{\text{ris}}-1}(t)] \in \mathbb{C}^{N_{\text{ris}} \times 1}$ 表示第 i 个 RISS 在 t 时刻的反射系数, 该系数可以被调控; $\mathbf{r}_i(t) \in \mathbb{C}^{N_{\text{ris}} \times 1}$ 表示第 i 个 RISS 处收到的信号; $\mathbf{a}^H(\mu_i^R, \nu_i^R)$ 为第 i 个 RISS 到 Rx 的离开方向阵列响应向量; $\mathbf{n}_i(t)$ 为方差为 σ_w^2 的高斯白噪声。每个 RISS 接收到的信号 $\mathbf{r}_i(t)$ 可以表示为

$$\mathbf{r}_i(t) = \beta_i s(t) \mathbf{a}(\mu_i, \nu_i) + \sum_{d=1}^D \beta_{i,d} s(t) \mathbf{a}(\mu_{i,d}^F, \nu_{i,d}^F) \quad (3)$$

其中, $s(t)$ 是 Tx 发射的信号, 本文考虑窄带信号模型, 发射信号 $s(t)$ 在整个观测周期内可视为恒定; β_i 表示路径增益, D 表示 T-O 径的个数, $\beta_{i,d}$ 是第 d 条多径到达第 i 个 RISS 的路径复增益。式(3)中两类路径的阵列响应向量均采用式(1)的统一形式, 区别于空间频率的来源。

1) T-R 径的空间频率 $\mathbf{a}(\mu_i, \nu_i)$ 是由目标位置 \mathbf{u}_t 与第 i 个 RISS 位置 \mathbf{u}_i 之间的几何关系确定的阵列响应向量, 定义二者之间的相对位移向量为

$$\Delta_i = \mathbf{u}_i - \mathbf{u}_t = [u_{ix} - u_{tx}, u_{iy} - u_{ty}, u_{iz} - u_{tz}]^\top \quad (4)$$

目标相对于第 i 个 RISS 的列方向和行方向空间频率为

$$\mu_i = \frac{\Delta_{ix}}{\|\Delta_i\|}, \quad \nu_i = \frac{\Delta_{iy}}{\|\Delta_i\|} \quad (5)$$

式(4)和式(5)建立了从目标位置 \mathbf{u}_t 到空间频率 μ_i 、 ν_i 的映射关系, 使 T-R 径的阵列响应向量 $\mathbf{a}_i(\mu_i, \nu_i)$ 可直接参数化为位置 \mathbf{u}_t 的函数, 为后续在位置域上直接搜索提供了基础。

2) T-O 径的空间频率 $(\mu_{i,d}^F, \nu_{i,d}^F)$ 由第 d 个散射体决定。由于散射体位置未知, 空间频率 $(\mu_{i,d}^F, \nu_{i,d}^F)$ 和路径数 D 在本文模型中均作为待估计的未知量。

3) 离开方向的空间频率 $\mathbf{a}(\mu_i^R, \nu_i^R)$ 由第 i 个 RISS 与 Rx 的位置确定, 计算方式与式(4)和式(5)类似, 因二者位置均已知, 故 μ_i^R, ν_i^R 为已知量。

1.2 时序正交编码

在 1.1 节的信号模型中, Rx 接收到的信号是 I 个

RISS 反射分量的叠加, 导致无法直接区分各个 RISS 对应的信号。本文通过对各 RISS 施加时序正交编码, 在不增加硬件成本的前提下实现路径分离。具体实现过程如下: 首先, 将整个信号总传输时间 T 划分为 P 个时隙, 并将这些时隙进一步等分为 G ($G \geq I$, 记为第 g 组, $g = 1, 2, \dots, G$) 组, 每组包含固定数量的 Q 个时隙, $Q = \frac{P}{G}$ 。对于第 i 个 RISS, 其第 n 个阵元在第 g 组第 q 个时隙的反射系数设计为

$$w_{i,n}(g, q) = b_{i,g} c_{i,n,q}, \quad i = (1, \dots, I), q = (1, \dots, Q) \quad (6)$$

其中, $b_{i,g}$ 为正交调制系数, 在 G 个组间变化, 用于标识不同 RISS; $c_{i,n,q}$ 为空间测量系数, 在组内 Q 个时隙间变化。定义 $\mathbf{c}_{i,q} = [c_{i,0,q}, c_{i,1,q}, \dots, c_{i,N_{\text{ris}},q}]^\top$, 则有 $\mathbf{w}_i(g, q) = b_{i,g} \text{diag}(\mathbf{c}_{i,q})$, 并定义第 q 个时隙的等效观测向量 $\mathbf{h}_i(q) = \mathbf{a}^H(\mu_i^R, \nu_i^R) \text{diag}(\mathbf{c}_{i,q}) \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{ris}}}$, 则 g 组第 q 个时隙的接收信号为

$$\mathbf{y}_g(q) = \sum_{i=1}^I b_{i,g} \mathbf{h}_i(q) \mathbf{r}_i + \mathbf{n}_g(q) \quad (7)$$

其中, $\mathbf{n}_g(q)$ 为第 g 组第 q 个时隙的加性复高斯白噪声, 其统计特性与式(2)中 $\mathbf{n}_i(t)$ 一致。

为了从 G 个组的观测值 $\{y_1(q), y_2(q), \dots, y_G(q)\}$ 中恢复出 $\{\mathbf{h}_1(q) \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{h}_I(q) \mathbf{r}_I\}$, 时序调制系数 $b_{i,g} = [\mathbf{b}_i]_g$ 和解码系数 $\tilde{b}_{i,g} = [\tilde{\mathbf{b}}_i]_g$ 必须满足严格的正交性条件, 正交条件要求为

$$\sum_{g=1}^G b_{i,g} \tilde{b}_{j,g} = G \cdot \delta(i - j) \quad (8)$$

其中, $\delta(i - j)$ 当且仅当 $i = j$ 时取值为 1, 其余情况取值为 0。定义编码矩阵 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_I] \in \mathbb{R}^{I \times G}$, 解码矩阵 $\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\mathbf{b}}_0, \tilde{\mathbf{b}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_I] \in \mathbb{R}^{I \times G}$, 当满足上述正交条件时, 逆解码矩阵 $\tilde{\mathbf{B}} = \frac{\mathbf{B}^H}{G}$, 使 $\tilde{\mathbf{B}} \mathbf{B} = \mathbf{I}_{I \times G}$ 。在上述编码矩阵设计中, 离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 矩阵是典型选择, 其共轭转置矩阵可作为对应的逆解码矩阵。然而, 该方案要求 RISS 搭载的移相器具备无限相位分辨率, 这与实际硬件中移相器相位调节精度有限的特性存在矛盾。为解决这一问题, 当 G 取值为 2 的幂次时, 可选用元素仅含 +1 和 -1 的阿达马 (Hadamard)

矩阵作为编码矩阵, 仅需两种离散相位状态即可实现信号正交分离。本文定位系统选取 $G = 4$, 采用 Hadamard 矩阵作为编码矩阵, 具体形式为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{B}} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

将编码矩阵 \mathbf{B} 代入式(7), 固定组内第 q 个时隙, 将 G 个组的接收信号堆叠为列向量 $\mathbf{y}(q) = [y_1(q), y_2(q), \dots, y_G(q)]^T \in \mathbb{C}^{G \times 1}$, 由式(7)可得

$$\begin{bmatrix} y_1(q) \\ y_2(q) \\ y_3(q) \\ y_4(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(q)\mathbf{r}_1 \\ \mathbf{h}_2(q)\mathbf{r}_2 \\ \mathbf{h}_3(q)\mathbf{r}_3 \\ \mathbf{h}_4(q)\mathbf{r}_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}(q) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{n}(q) = [n_1(q), n_2(q), n_3(q), n_4(q)]^T$ 为时隙维度叠加的噪声。

将逆解码矩阵 $\tilde{\mathbf{B}}$ 乘以式(10), 即可从叠加的接收信号中提取出单个 RISS 对应的分量信号。

$$\tilde{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} y_1(q) \\ y_2(q) \\ y_3(q) \\ y_4(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(q)\mathbf{r}_1 \\ \mathbf{h}_2(q)\mathbf{r}_2 \\ \mathbf{h}_3(q)\mathbf{r}_3 \\ \mathbf{h}_4(q)\mathbf{r}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{N}_1(q) \\ \bar{N}_2(q) \\ \bar{N}_3(q) \\ \bar{N}_4(q) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)的第 i 行即第 i 个 RISS 经解码后的 Q 维观测量 $\bar{Y}_i \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$, 可表示为

$$\bar{Y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{r}_i + \bar{N} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{H}_i = [\mathbf{h}_i(1)^T, \mathbf{h}_i(2)^T, \dots, \mathbf{h}_i(Q)^T]^T \in \mathbb{C}^{Q \times N_{\text{ris}}}$, $\bar{N} = [\bar{N}(1), \bar{N}(2), \dots, \bar{N}(Q)]^T \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 。该结果表明, 时序正交编码成功将 I 个 RIS 的混叠信号分解为 I 个独立的标量观测, 每个观测仅包含对应 RIS 的信道信息。需特别说明的是, 该解码运算过程对信号中的噪声具有抑制作用。原始信号中的噪声方差为 σ_w^2 , 式(10)中展示了 $\mathbf{n}(q) = [n_1(q), n_2(q), n_3(q), n_4(q)]^T$, 当逆解码矩阵 $\tilde{\mathbf{B}}$ 与噪声 $\mathbf{n}_g(q)$ 相乘后, 输出的噪声分量 $\bar{N}(q) = [\bar{N}_1(q), \bar{N}_2(q), \bar{N}_3(q), \bar{N}_4(q)]^T$ 的功率满足式(13)。

$$P_{\bar{N}} = \mathbb{E} \left[|\bar{N}(q)|^2 \right] = \mathbb{E} \left[|\tilde{\mathbf{B}} \mathbf{n}_g(q)|^2 \right] = \frac{1}{G} \mathbb{E} \left[|\mathbf{n}_g(q)|^2 \right] \quad (13)$$

由式(13)可以得出解码后的噪声功率降低至原本的 $\frac{1}{G}$, 接收的信号功率保持不变。因此本文算法

的 SNR 相较于未解码的原始信号提升至原来的 G 倍, 增强了接收端对 RISS 反射信号检测能力。

本文编码-解码的工作依赖接收端的采样窗口与 RIS 各阵元反射系数的切换时刻保持一致。RIS 的相位配置由接收站通过控制链路下发, 接收端可通过控制信令获取编码组别与时隙索引信息, 不需要引入额外的同步设备或机制。

2 定位算法

本节将聚焦核心定位算法的设计与实现。基于前文构建的信号模型, 本文提出 RDC, 与传统两步定位法(先估计 AoA、ToA 等中间参数, 再由几何关系解算坐标)不同, RDC 直接在位置域构建优化问题。需要说明的是, 本文算法并非不使用角度维度的信息, 而是将角度作为位置的确定性函数嵌入信号模型, 不作为独立待估参数, 直接解算目标位置。其核心思路在于利用目标位置信号的一致性与 T-O 径信号的稀疏性, 将定位问题转化为带约束的稀疏信号重构问题, 从而在复杂多径环境中实现高精度定位。首先, 本文将目标可能存在的位置区域划分为 Z 个均匀分布的网格点, 记为 $\{\boldsymbol{\kappa}_z\}_{z=1}^Z$, 其中 $\boldsymbol{\kappa}_z = [\kappa_{z,x}, \kappa_{z,y}]^T$ 表示第 z 个位置网格点的坐标, $\Delta_{\text{base}} = \kappa_{z,x} - \kappa_{z-1,x} = \kappa_{z,y} - \kappa_{z-1,y}$ 表示初始网格搜索步长。将每个 RISS 的入射角度范围 $[0, 2\pi)$ 划分为 M 个均匀的角度网格点, 记为 $\{\theta_m, \phi_m\}_{m=1}^M$, 其中 θ_m 和 ϕ_m 表示第 m 个角度网格点的方向角值和俯仰角值, 对应的空间频率为 $\mu_m^F = \cos \phi_m \sin \theta_m$ 和 $\nu_m^F = \sin \phi_m \sin \theta_m$ 。

2.1 信号稀疏重构模型

针对 T-R 径, 本文设置一个对应的路径增益矩阵 $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{Z \times I}$, 其中第 z 行第 i 列的元素 $x_{z,i}$ 表示位置网格点 $\boldsymbol{\kappa}_z$ 到第 i 个 RISS 的路径复增益。考虑到物理传播特性, 若某网格点存在真实目标, 该目标信号将被所有 RISS 单元同时接收(即该行所有元素均为非零); 若无目标, 则所有 RISS 单元均无响应(即该行所有元素均为零)。因此, \mathbf{X} 不仅是稀疏的, 还表现出明显的行稀疏, 即不同列的稀疏支撑集是共享的。这种行稀疏性可以表示为

$$\|\mathbf{X}\|_{2,1} = \sum_{z=1}^Z \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z,i}|^2} \quad (14)$$

针对 T-O 径, 对于每个 RISS, 定义 $\mathbf{Y}_i =$

$[\gamma_{1,i}, \gamma_{2,i}, \dots, \gamma_{M,i}]^T$, 其中 $\gamma_{m,i}$ 表示 RISS 收到的对应 v_m 角度 T-O 径复增益。 \mathbf{Y}_i 可以表示为

$$\|\mathbf{Y}_i\|_1 = \sum_{m=1}^M |\gamma_{m,i}| \quad (15)$$

接收信号 \mathbf{Y} 可由 T-R 径和 T-O 径重构得到, 表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Y}_i} \rho \|\mathbf{X}\|_{2,1} + \sum_{i=1}^I \|\mathbf{Y}_i\|_1 \\ \text{s.t. } \sum_{i=1}^I \|\mathbf{Y}_i - \mathbf{H}_i(\mathbf{A}_{\text{T-R}}^i \mathbf{x}_i + \mathbf{A}_{\text{T-O}}^i \gamma_i)\|_2^2 \leq \varepsilon \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{A}_{\text{T-R}}^i = [\mathbf{a}(\kappa_{1,i}), \mathbf{a}(\kappa_{2,i}), \dots, \mathbf{a}(\kappa_{Z,i})]$, $\mathbf{A}_{\text{T-O}}^i = [\mathbf{a}(\mu_{i,1}^F, \nu_{i,1}^F), \mathbf{a}(\mu_{i,m}^F, \nu_{i,m}^F), \dots, \mathbf{a}(\mu_{i,m}^F, \nu_{i,m}^F)]$ 。

2.2 参数 ρ 的设置

权重因子 ρ 的核心作用是平衡 T-R 径与 T-O 径的信号贡献, 需满足以下两个约束条件。

1) 避免虚假 T-O 径重构。使用 $\gamma_{m_0,i}$ 表示 T-R 路径被误判为 T-O 路径时的复增益向量, 因算法错误所有接收信号归因为 T-O 路径的重构代价可以表示为

$$C_1 = \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| \quad (17)$$

使用 $x_{z_0,i}$ 表示真实的 T-R 路径复增益, 当信号归因为真实位置的 T-R 路径时, 其重构代价为

$$\begin{aligned} C_2 = \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} + \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i} - x_{z_0,i}| \geq \\ \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} + \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| - \sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| \end{aligned} \quad (18)$$

由于 T-O 重构不是最优解, 算法必须输出至少一个 T-R 位置, 为确保 $C_1 > C_2$, 需满足

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| > \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} + \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| - \sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| \\ \sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| > \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} \end{aligned} \quad (19)$$

根据柯西-施瓦茨 (Cauchy-Schwarz) 不等式, 有

$$\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| \leq \sqrt{I} \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} \quad (20)$$

结合式(19)和式(20), 可知 $\rho < \sqrt{I}$ 。

2) 避免虚假 T-R 径重构。 $x_{z_0,i}$ 表示错误归因为

T-R 路径的复增益, $\gamma_{m_0,i}$ 表示部分正确归因的 T-O 径复增益。若算法错误地将反射体位置识别为 Tx, 其重构代价为

$$C_1 = \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} + \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| \quad (21)$$

将该虚假位置正确归因为 T-O 径的正确重构的代价为

$$C_2 = \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i} + x_{z_0,i}| \quad (22)$$

已知 $\sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| + \sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| > \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i} + x_{z_0,i}|$, 满足式(23)即可确保 $C_1 > C_2$ 。

$$\begin{aligned} \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} + \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| > \sum_{i=1}^I |\gamma_{m_0,i}| + \sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| \\ \rho \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} > \sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| \end{aligned} \quad (23)$$

此时 $|x_{z_0}|_0 = I - 1$, 根据 Cauchy-Schwarz 不等式, 可得到。

$$\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}| \leq \sqrt{I-1} \sqrt{\sum_{i=1}^I |x_{z_0,i}|^2} \quad (24)$$

结合式(23)和式(24), 可得 $\rho > \sqrt{I-1}$ 。

综上, 可得到 ρ 的取值范围为 $\sqrt{I-1} < \rho < \sqrt{I}$ 。

2.3 参数 ε 的设置

根据上文的信号模型, 接收端经时序正交解码后, 等效方差变为 $\frac{\sigma^2}{G}$ 。此时噪声向量为 $\bar{\mathbf{N}}$, 其包含 $N_{\text{ris}}I$ 个复维度, 则统计量 $\frac{2G}{\sigma^2} \|\bar{\mathbf{N}}\|_2^2$ 服从自由度为 $2N_{\text{ris}}I$ 的卡方分布^[28], 其累积分布函数 $F_{N_{\text{ris}}I}(\zeta)$ 可表示为

$$F_{2N_{\text{ris}}I}(x) = \Pr\left(\frac{2G}{\sigma^2} \|\bar{\mathbf{N}}\|_2^2 \leq x\right) \quad (25)$$

为确保残差约束在统计意义上成立, 可将 ε 取为该分布在置信度 $\zeta = 0.99$ 处的分位点, 得到

$$\varepsilon = \frac{\sigma^2}{2G} F_{2N_{\text{ris}}I}^{-1}(\zeta) \quad (26)$$

2.4 算法复杂度

直接定位法需对位置网格进行搜索, 若采用全

空间均匀网格遍历, 会因网格数量过大导致计算复杂度急剧上升。为了在可接受的计算复杂度内实现高精度定位, 本文算法设计迭代式网格搜索策略。

在每次迭代 k 中, 根据 $\Lambda_k = \frac{\Lambda_{\text{base}}}{2^k}$ 计算出新的网格搜索步长。随后, 本文算法会围绕上一轮定位结果中所有能量高于阈值的有效格点, 使用新的步长 Λ 生成一个更精细的局部网格。这些局部网格的并集构成了下一次迭代的搜索空间, 从而实现了搜索范围的聚焦和分辨率的提升。本文算法的复杂度可表示为 $\mathcal{O}(N_{\text{ris}}Z)$, 其中 Z 表示搜索目标的离散网格点数。RDC 流程如算法 1 所示。

算法 1 RDC

输入 RIS, Rx 的位置, $N_{\text{ris}}, \tilde{\mathbf{B}}, \mathbf{B}, \rho = \sqrt{I-0.5}, I$

输出 Tx 位置 \mathbf{u}_t

- 1) 构造 Hadamard 编码矩阵, 按式(6)设置反射系数 $w_{i,m}(g,q)$
- 2) 接收到的信号乘以解码矩阵 $\tilde{\mathbf{B}}$ 以得到各 RIS 的独立观测信号 $\tilde{\mathbf{Y}}_i$
- 3) 根据式(26)获得参数 ε
- 4) 初始化迭代次数 $k = 0$, 构建初始位置网格 $\{\kappa_z\}$ 和角度网格 $\{\theta_m, \phi_m\}$
- 5) for $k = 0, 1, \dots, k_{\text{max}}$

$$\text{更新搜索步长 } \Lambda_k = \frac{\Lambda_{\text{base}}}{2^k}$$

构造搜索位置网格 $\{\kappa_z\}$ 和角度网格 $\{\theta_m, \phi_m\}$

使用式(16)求解稀疏优化问题, 获得矩阵 \mathbf{X}, \mathbf{Y}

根据求解得到的 \mathbf{X} , 选出能量高于阈值 ψ (ψ 取最大能量的 80%) 的位置网格点

if 有效位置网格点数量为 1 或者步长 $\Lambda_k < 0.001$

break

$k = k + 1$

3 仿真结果与分析

本节通过仿真实验评估 RDC 的性能, 采用 MATLAB 进行仿真实验。为验证本文算法的有效性, 选取两种经典的稀疏恢复算法作为对比基线, 分别为 ℓ_1 最小化 (Lasso) [29]、正交匹配追踪 (OMP) [30]。需要指出的是, Lasso 和 OMP 未考虑

多径传播的影响, 本文将其嵌入与 RDC 相同的定位框架中, 并在观测字典中引入与所提算法一致的 NLoS 角度导向矢量。所有算法均接收经正交编码解码后的相同观测信号。此外, 本文设计了两组消融实验以验证所提算法中关键模块的贡献。①去除正交编码: 各 RIS 采用时分方式独立发送观测信号, 不具备正交编码带来的信噪比增益; ②去除位置一致性约束: 将目标函数中的 $\ell_{2,1}$ 混合范数替换为逐元素的 ℓ_1 范数, 意味着不再强制保持位置估计一致性。

本文设置 $N_{\text{ris}} = 36$, 其中 $N_x = N_y = 6$, 时隙数 $P = 64$, RIS 位置视为坐标原点, Tx 位置为 $\mathbf{u}_t = (25, 25, -10)$ m, Rx 位置为 $\mathbf{u}_r = (25, -25, -10)$ m。为了验证本文算法在 T-O 径环境下的鲁棒性, 仿真中对比了 T-O 径 (为方便理解, 仿真中统一称为 NLoS) 分别为 5、10 下算法的性能表现。本文数据均经过了 500 次蒙特卡罗模拟生成, 每次模拟都生成了随机的噪声和多径信道。

图 2 为各个算法的累积分布函数 (cumulative distribution function, CDF) 对比。从图 2 可以看出, 在两种 NLoS 条件下, RDC 的 CDF 曲线均上升最快且最先趋于 1, 表现出最优的定位精度。OMP 和 Lasso 的性能依次递减。当 NLoS 路径数从 5 增加至 10 时, 所有算法的 CDF 曲线均有所右移, 但 RDC 的性能退化最为轻微, 表明其在多径干扰加剧的条件下仍具备较强的路径分辨与目标解算能力。RDC 在 NLoS=5 条件下的中位数定位误差为 0.2 m, 在 NLoS=10 条件下为 0.3 m, 均处于亚米级水平; 以 0.5 m 为成功定位判据, 两种条件下的定位成功率均超过 80%, 而同条件下对比算法的成功率明显偏低。在去除正交编码或位置一致性约束后, 本文算法性能均出现不同程度的下降, 验证了这两个模块对定位精度提升的有效贡献。

图 3 为不同 NLoS 路径数下 RDC 的定位成功率随参数 ρ 的变化特性。本文将成功定位定义为估计位置与真实位置之间的距离小于 0.5 m。根据 2.2 节的推导, 参数 ρ 的理论有效取值范围为 $\rho^2 \in [I-1, I]$, 本文仿真场景中 $I = 4$, 对应 $\rho^2 \in [3, 4]$ 。从图 3 可以看出, 当 ρ^2 处于该区间内时, 各多径场景下的定位成功率均显著高于区间外取值, 验证了 2.2 节中参数取值范围的合理性, 体现出该参数区间对提升算法定位可靠性的关键作用。

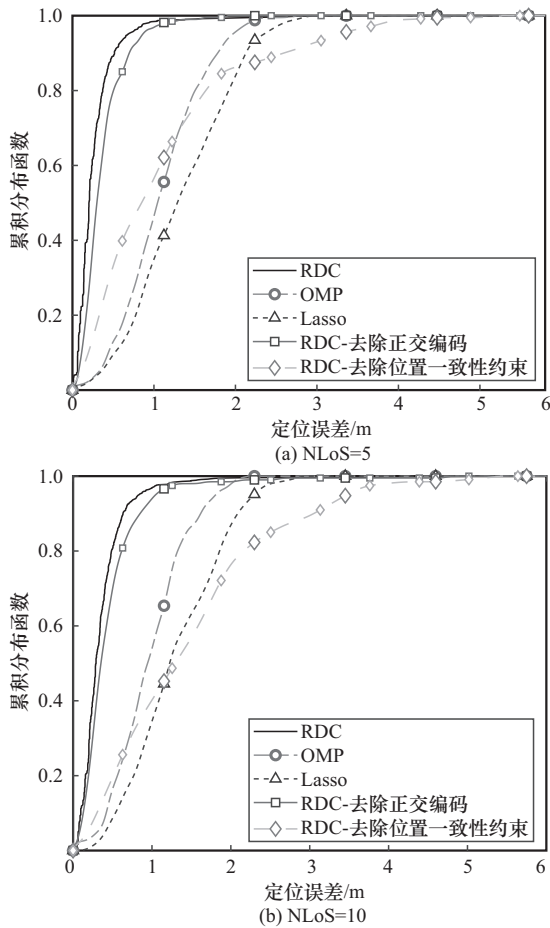


图2 各个算法的累积分布函数对比

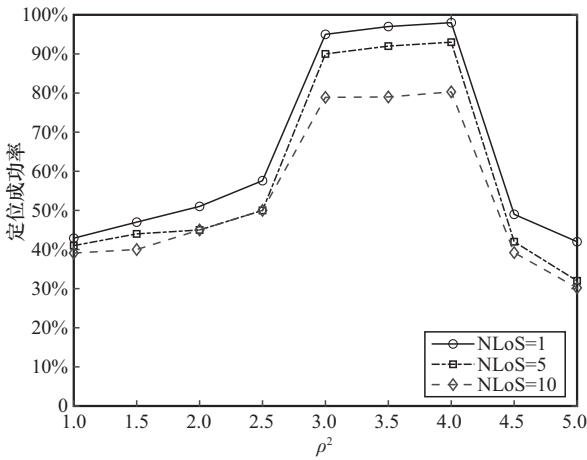


图3 不同 NLoS 路径数下 RDC 的定位成功率随参数 ρ 的变化特性

图 4 为不同信噪比下算法的均方根误差 (root mean square error, RMSE)。从图 4 可以看出, 随着信噪比的提升, 所有算法的 RMSE 均呈下降趋势, RDC 在整个信噪比范围内始终保持最低的定位误差, 体现了其在不同噪声水平下的稳健优势。在 NLoS=5 的场景下 (图 4(a)), 各算法间的性能差距

随信噪比增大逐渐拉开, RDC 在高信噪比区间的 RMSE 显著低于其他算法。当 NLoS 路径数增至 10 时 (图 4(b)), 各算法的 RMSE 整体上升, 但 RDC 的增幅最小, 说明其对多径干扰的鲁棒性最强。消融对比算法的结果同样表明, 去除正交编码后 RMSE 明显增大, 尤其在低信噪比区间更为突出, 验证了正交编码增益在噪声抑制中的重要作用; 去除位置一致性约束后性能也有所下降, 进一步证实了该约束对提升定位精度的贡献。

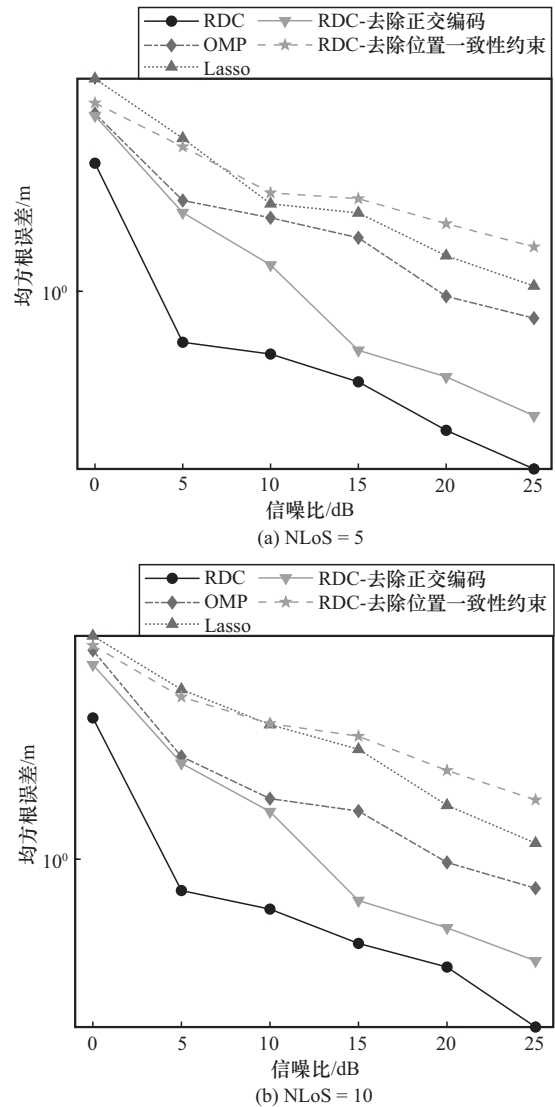


图4 不同信噪比下算法的均方根误差

图 5 为 RISS 阵元数对定位算法性能的影响。为确保 RISS 始终构成均匀平面阵列, 阵元数分别选取为 16、24、36、48 和 64。仿真结果表明, 随着阵元数的增加, 所有算法的定位精度均有所提升。RDC 在各阵元数条件下均保持最低的定位误

差, 显著优于其他对比算法。去除正交编码后 RMSE 仅略有增大, 而去除位置一致性约束后性能大幅退化至接近对比算法水平, 尤其在 NLoS 路径数较多时更为突出, 进一步证实了位置一致性约束是 RDC 抑制 NLoS 干扰、保持定位精度的核心机制。

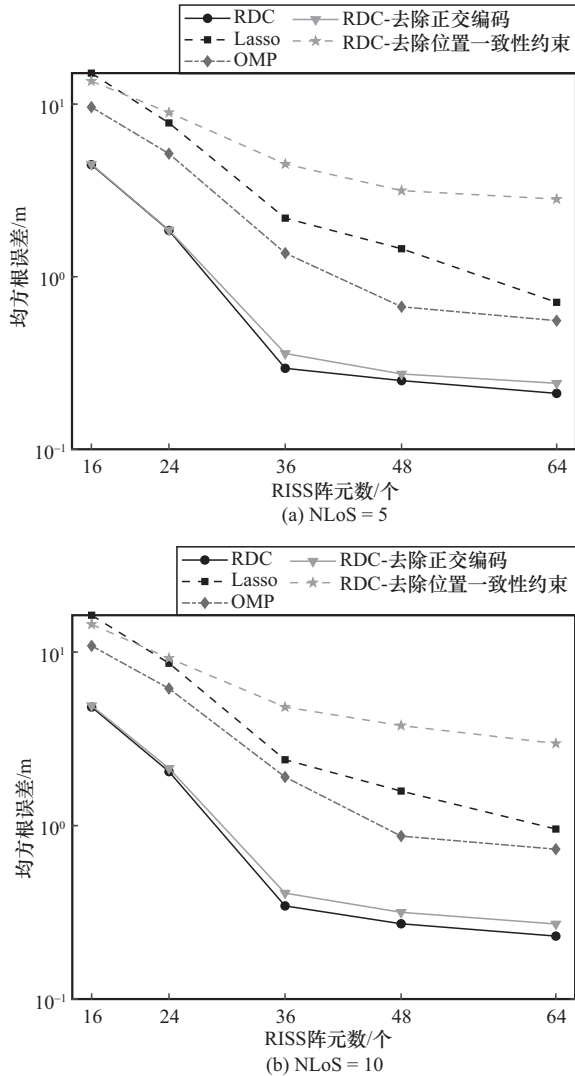


图5 RIS 阵元数对定位算法性能的影响

图 6 为不同 RIS 个数下的算法性能对比。仿真中总阵元数恒定为 128, 当 RIS 数量变化时, 每个 RIS 的阵元数也随之变化: 当 $RIS = 2$ 时, 每个 RIS 的阵元数 $N_{ris} = \frac{128}{2} = 64$; 当 $RIS = 4$ 时, $N_{ris} = \frac{128}{4} = 32$; 当 $RIS = 8$ 时, $N_{ris} = \frac{128}{8} = 16$ 。从图 6 可以看出, 在低信噪比 ($SNR < 3$ dB) 区域, $RIS = 8$ 表现更优; 在高信噪比 ($SNR > 3$ dB) 区域,

$RIS = 4$ 配置成为最优选择。这一现象可从孔径增益与空间自由度的权衡角度加以解释。在低信噪比条件下, 噪声与多径干扰的联合影响较为严重, $RIS = 8$ 提供了更多的虚拟锚点和空间自由度, 有利于增强对多径分量的分辨与抑制能力, 因此表现更优。在高信噪比条件下, 噪声影响减弱, 多径抑制的压力相对降低, 此时各子阵列的孔径增益成为制约定位精度的主要因素。 $RIS = 4$ 的每个子阵列拥有更多阵元, 波束更窄、空间分辨率更高, 能够提供更精确的角度估计, 从而实现更高的定位精度。相比之下, $RIS = 8$ 由于子阵列孔径过小, 在高信噪比下角度估计精度受限, 其增益不足的劣势更为明显。

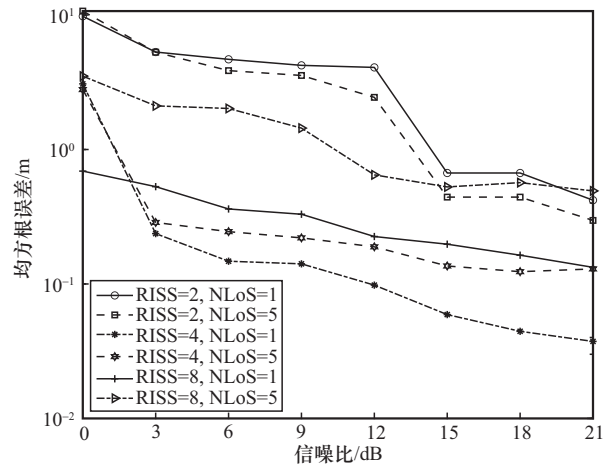


图6 不同 RIS 个数下的算法性能对比

4 结束语

本文针对 RIS 辅助定位系统在多径环境下精度受限的难题, 提出了基于 RIS 的压缩感知多径抑制直接定位算法。该算法通过将单 RIS 虚拟划分为多个子结构并施加时序正交编码, 实现了各 RIS 反射信号的精确分离, 等效构建了多虚拟锚点, 在单 RIS 单天线配置下显著提升了系统的空间观测能力。进一步地, 通过构建融合目标位置一致性约束与多径角度稀疏性的压缩感知直接定位模型, 有效解决了目标路径与反射多径的区分难题。仿真结果表明, 所提算法在复杂多径场景下展现出优异的鲁棒性: 即使多径数量从 1 增至 10, 定位误差仍保持稳定; 相比 Lasso、OMP 等对比算法, 性能提升明显, 且能够高效利用有限的阵元资源实现高精度定位。

本文工作为单锚点 RIS 辅助定位系统提供了一种经济高效的多径环境定位方案, 为 6G 网络中低成本、高精度定位服务的部署奠定了理论基础。未来研究可进一步考虑 RISS 划分策略的自适应优化方法, 并根据信道环境动态调整子结构配置以进一步提升性能, 同时在实际硬件平台上验证算法性能, 推动理论成果向工程应用转化, 从而更好地适应复杂多样的无线定位需求。

参考文献:

- [1] Al-Hilo A, Samir M, Elhattab M, et al. Reconfigurable intelligent surface enabled vehicular communication: joint user scheduling and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(3): 2333-2345.
- [2] Huang C W, Zappone A, Alexandropoulos G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 4157-4170.
- [3] Umer A, Mürsepp I, Alam M M, et al. Reconfigurable intelligent surfaces in 6G radio localization: a survey of recent developments, opportunities, and challenges[PP]. V3. (2025-02-04) [2026-01-12]. arXiv: arXiv.2312.07288.
- [4] De Alwis C, Kalla A, Pham Q V, et al. Survey on 6G frontiers: trends, applications, requirements, technologies and future research[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, 2: 836-886.
- [5] Premanand R, Sharma S, Vishwakarma N, et al. Intelligent-reflecting-surface-empowered terahertz wireless communication: system modeling and performance analysis[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(23): 37842-37856.
- [6] Jiang W, Zhou Q H, He J G, et al. Terahertz communications and sensing for 6G and beyond: a comprehensive review[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2024, 26(4): 2326-2381.
- [7] Patel A, Shukla A, Bhalani J. A comprehensive survey on 6G networks: key technologies and challenges[C]//2021 International Conference on Simulation, Automation & Smart Manufacturing (SASM). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [8] 孙俊倡, 谷荣妍, 马帅, 等. 一种基于 RIS 的宽带毫米波 SISO 定位方法[J]. *电子与信息学报*, 2024, 46(4): 1240-1246.
Sun J C, Gu R Y, Ma S, et al. An RIS assisted wideband millimeter wave SISO-based positioning method[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2024, 46(4): 1240-1246.
- [9] Emenonye D R, Dhillon H S, Buehrer R M. Fundamentals of RIS-aided localization in the far-field[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(4): 3408-3424.
- [10] Zhang H L, Di B Y, Bian K G, et al. Toward ubiquitous sensing and localization with reconfigurable intelligent surfaces[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(9): 1401-1422.
- [11] Keykhosravi K, Denis B, Alexandropoulos G C, et al. Leveraging RIS-enabled smart signal propagation for solving infeasible localization problems: scenarios, key research directions, and open challenges[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2023, 18(2): 20-28.
- [12] Hassouna S, Ali Jamshed M, Ur-Rehman M, et al. RIS-assisted near-field localization using practical phase shift model[J]. *Scientific Reports*, 2024, 14: 4350.
- [13] Chen Z M, Chen P, Guo Z Y, et al. A RIS-based vehicle DOA estimation method with integrated sensing and communication system[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2024, 25(6): 5554-5566.
- [14] Zhao Y Y, Chen P, Sun M J, et al. RIS-aided sensing system with localization function: fundamental and practical design[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2024, 24(1): 506-514.
- [15] Li J J, Wang J H, Cui W J, et al. UAV-mounted RIS-aided multi-target localization system: an efficient sparse-reconstruction-based approach[J]. *Drones*, 2024, 8(11): 694.
- [16] Zhang S B, Zhang S, Gao F F, et al. Deep learning optimized sparse antenna activation for reconfigurable intelligent surface assisted communication[PP]. V1. (2020-09-03)[2026-01-12]. arXiv: arXiv.2009.01607.
- [17] Pu Q L, Lan X, Zhou M, et al. RIS-aided indoor positioning system based on passive reflective elements optimization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(11): 17095-17105.
- [18] Su R C, Dai L L, Tan J B, et al. Capacity enhancement for reconfigurable intelligent surface-aided wireless network: from regular array to irregular array[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(5): 6392-6403.
- [19] He J G, Fakhreddine A, Vanwynsberghe C, et al. 3D localization with a single partially-connected receiving RIS: positioning error analysis and algorithmic design[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(10): 13190-13202.
- [20] Cui Y S, Yin H F, Tan L, et al. A 3D positioning-based channel estimation method for RIS-aided mmWave communications[PP]. V3. (2022-04-21)[2026-01-12]. arXiv: arXiv.2203.14636.
- [21] Lou Y M, Jin L, Sun X L, et al. Multi-path separation and parameter estimation by single DMA in fading channel[J]. *IET Communications*, 2022, 16(13): 1475-1485.
- [22] Shourezari E, Mohammad Karbasi S. Multiple-object positioning in NLOS RIS-aided environment: using a single-element antenna[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(4): 3376-3385.
- [23] Li Y H, Yu W. Localization in multipath environments via active sensing with reconfigurable intelligent surfaces[PP]. V2. (2024-07-08) [2026-01-12]. arXiv: arXiv.2406.19483.
- [24] Rinchi O, Elzanaty A, Alouini M S. Compressive near-field localization for multipath RIS-aided environments[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(6): 1268-1272.
- [25] Pan M G, Liu P, Liu S H, et al. Efficient joint DOA and TOA estimation for indoor positioning with 5G picocell base stations[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2022, 71: 8005219.
- [26] Weiss A, Wornell G W. One-bit direct position determination of narrowband gaussian signals[C]//2021 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP). Piscataway: IEEE Press, 2021: 466-470.
- [27] Ren H, Liu H J, Guo R J. A fast direct position determination algorithm for LFM signal based on spectrum detection[J]. *Journal of Sensors*, 2022, 2022: 2222247.
- [28] Garcia N, Wymeersch H, Larsson E G, et al. Direct localization for massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(10): 2475-2487.

- [29] Ma S Q, Shen W Q, An J P, et al. Wideband channel estimation for IRS-aided systems in the face of beam squint[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(10): 6240-6253.
- [30] Selesnick I W, Bayram İ. Sparse signal estimation by maximally sparse convex optimization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(5): 1078-1092.

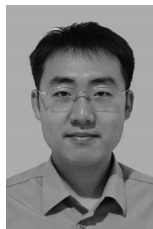
[作者简介]



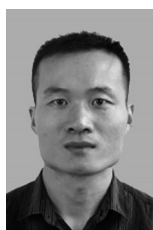
李菁菁 (1993-), 女, 河南郑州人, 信息工程大学博士生, 主要研究方向为无线定位、智能超表面。



王建辉 (1983-), 男, 河南南阳人, 博士, 信息工程大学教授, 主要研究方向为无线通信。



刘利豪 (1997-), 男, 山西太原人, 信息工程大学硕士生, 主要研究方向为无线信号处理。



张艳语 (1986-), 男, 河南周口人, 博士, 信息工程大学副教授, 主要研究方向为卫星通信。



胡南 (1991-), 男, 河南兰考人, 博士, 信息工程大学讲师, 主要研究方向为移动通信。