光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2024031302

智能反射面辅助 NOMA 系统 AOA 定位算法

张月霞[1,2*]，段世茹[1]

（北京信息科技大学 1. 现代测控技术教育部重点实验室；2. 信息与通信系统信息产业部重点实验室，北京 100101）

摘　要： 智能反射面(RIS)由大规模光电器件阵列组成，可以调控入射电磁波的幅度、相位等电磁特性来获得定制化的反射波束，改善非视距(NLOS)环境的无线定位服务问题。构建了一个智能反射面的非正交多址接入(NOMA)定位系统，利用部署在空中的多个 RIS 对基站发射给用户的信号进行反射，便于用户接收；另外，RIS 利用伪随机序列对基站发射的信号进行再调制然后反射至用户，方便用户识别不同 RIS 反射的信号。最后，用户使用多重信号分类算法估计出多个信号到达角(AOA)来获取定位坐标。仿真结果表明，所提出的方法在 NLOS 环境下定位精度可达厘米级。

关键词： 智能反射面；角度估计；非正交多址接入；到达角；定位

中图分类号： TN929.5　**文章编号：** 1001－5868(2024)05－0823－07

Reconfigurable Intelligence Surface Assisted NOMA System for An Angles of Arrival Localization Algorithm

ZHANG Yuexia[1,2], DUAN Shiru[1]

(Beijing University of Information Science and Technology 1. Key Laboratory of Modern Measurement and Control Technology, Ministry of Education; 2. Key Laboratory of Information and Communication System, Ministry of Information Industry, Beijing 100101, CHN)

Abstract: A reconfigurable intelligence surface (RIS) consists of a large-scale array of optoelectronic devices that can modulate the electromagnetic characteristics, such as the amplitude and phase, of an incident electromagnetic wave to obtain a customized reflected beam and improve the wireless positioning service problem in non-line-of-sight (NLOS) environments. In this study, a non-orthogonal multiple access (NOMA) positioning system with intelligent reflective surfaces is constructed, which uses multiple RISs deployed in the air to reflect the signals transmitted from the base station to the user for easy reception. In addition, the RISs use pseudo-random sequences to remodulate the signals transmitted from the base station and then reflect them back to the user, making it easier to identify the signals reflected from different RISs. Finally, the user estimates multiple signal angles of arrival (AOA) using the multiple signal classification (MUSIC) algorithm to obtain the positioning coordinates. The simulation results show that the method proposed in this study can achieve centimeter-level positioning accuracy in NLOS environments.

Key words: reconfigurable intelligence surface; angle estimation; NOMA; AOA; localization

收稿日期：2024－03－13.

基金项目：国家自然科学基金项目(61971048)；2020 年国家重点研发计划子项目(2020YFC1511704)；北京信息科技大学项目(2020KYNH212，2021CGZH302)；北京市科技计划项目(Z211100004421009).

* **通信作者：**张月霞

0 引言

随着移动通信技术的发展，各式各样的应用服务也在不断涌现，给人们的生活带来了许多便利[1]。可以看到，许多应用服务需要定位服务作为基础支持，例如精准的导航服务、紧急救援服务、特殊群体的定位监护等[2]。传统定位技术是利用用户和不同基站之间的无线电链路中测量的一个或多个参数进行定位，这些参数主要包括接收信号的强度(RSS)[3]，到达时间(TOA)[4]或到达时差(TDOA)[5]，以及发射角(AOD)或到达角(AOA)[6]。但是仅仅基于传统定位技术的定位已经不能满足日益增长的定位需求，因此，亟需引入新的技术，以提高定位的精度。

智能反射面(RIS)是近几年出现的一种具有突破性的新技术[7]，它可以通过改变入射电磁波的方向，来改善非视距(NLOS)环境下基站与用户的通信问题。RIS是一种可编程的超表面，由大量低成本的智能反射元件组成，具有硬件成本低和功耗低的优点。在NLOS环境下，基站发射的信号可以通过RIS的智能反射绕过障碍物，通过控制器预先设定智能反射元件的反射系数对基站发射信号的相位、振幅进行改变，使其朝向用户的方向进行传播，最终由用户进行接收[8]。现已有很多基于RIS的定位算法的研究。文献[9]提出了一种具有多个RIS的基于线相交技术的最大似然定位算法，推导了未知参数的位置误差边界，并提供数值结果，通过仿真验证了所提方法的理论估计分析。文献[10]提出了一种基于RIS辅助定位系统，利用RIS的对待定位区域进行扫描，还与Cramér Rao下界进行了比较，证实了所提方法的有效性。文献[11]提出了一个联合通信和定位的封闭式RIS相位曲线，并进行了大量的数值结果验证，以评估方案在各种定位场景和各种RIS相位设计下的性能，取得了很好的效果。因此可以看出，RIS技术辅助定位取得了很好的定位效果。

非正交多址接入(NOMA)作为一种重要的无线通信技术，在未来的无线通信标准中至关重要。NOMA技术可以显著提高通信系统的频谱效率，它通过将多个用户的信号混合在同一时隙或频带内进行传输，实现了用户间的非正交传输，在通信和定位领域具有许多显著的优势，并且具有较高价值被应用于定位技术研究中[12-15]。除此之外，综合NOMA与RIS两种技术的研究[16-18]也相继出现，进一步提高了通信系统的性能。但是，目前将RIS与NOMA结合技术应用到定位中的研究几乎没有。因此，研究一个基于智能反射面与NOMA技术结合的定位算法对未来的高精定位来说具有重要意义。

基于此，本文提出了一个智能反射面辅助NOMA系统AOA定位(RIS_NAP)算法。首先，构建了一个智能反射面的NOMA定位系统。利用部署在空中的多个RIS对基站发射的信号进行反射，以使系统中的用户克服NLOS环境的影响接收到基站发射的定位信号；另外，RIS还将利用伪随机序列对接收到的基站发射的信号进行解调再调制，再将其反射至用户，以此消除多个RIS同时向用户发射信号而产生的干扰。接着，用户使用多重信号分类(MUSIC)算法估计出多个信号的AOA来获取定位坐标。最后，通过仿真验证了所提定位方案的有效性。

1 系统模型

1.1 RIS的硬件结构

RIS是一种具有可编程电磁特性的人工电磁表面结构，由超材料技术[19]发展而来。当RIS表面接收到入射信号时，通过反射、折射和干涉等方式，实现了信号的聚焦和增强。如图1所示，RIS通常由三层表面结构以及一个智能控制器组成。

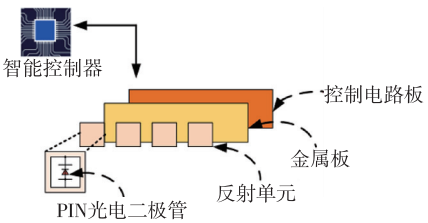


图1 RIS与反射单元结构

第一层表面结构由大量的可调的金属贴片，即反射单元组成，这些反射单元印刷在介电基板上来操纵入射信号。在实际应用中，为了实现高度可控的反射，光敏器件、二极管、石墨烯等均可以作为反射单元，其中被广泛采用的是基于PIN光电二极管的可调反射单元。如图1所示，PIN光电二极管放置在反射单元的中心位置，通过直流馈电线向PIN光电二极管施加不同的偏置电压，所以PIN光电二极管可以切换到“ON”或者“OFF”的状态，使得反射单元可以在入射信号中产生相移差。

第二层结构为金属板，通常为铜板，其功能是防

止入射信号穿透反射面从而产生能量衰减。

第三层结构为控制电路板，电路板通过智能控制器的调控，来改变反射单元的电容、电阻和电感，进一步完成反射信号的幅度或相位的调整。

智能控制器可以对每个反射单元的参数进行调整，从而设置入射信号的反射和相位分布，动态控制每个反射单元的工作状态。除此之外，智能控制器还可以通过有线或无线的方式与基站进行通信。

所以，RIS 能够对入射信号的频谱、相位、幅度、极化等进行调节，它的存在使得无线移动通信有更大的发挥空间，对于无线定位技术的发展具有重要意义。

1.2　定位系统描述

智能反射面的 NOMA 定位系统如图 2 所示，由一个基站、多个 RIS 和多个用户组成。假设该系统的一个基站用 BS 表示，配置有均匀水平线性排列的 W 根天线，记为 $BA=\{BA_1\cdots BA_w\cdots BA_W\}$，基站的天线间距为 d。基站可同时服务 M 个用户，记为 $US=\{US_1\cdots US_m\cdots US_M\}$，每个用户配置均匀水平线性排列的 S 根天线，记为 $UA=\{UA_1\cdots UA_s\cdots UA_S\}$，用户的天线间距同为 d。假设系统中配置有 $N(N\geqslant 2)$ 个智能反射面，记为 $RIS=\{RIS_1\cdots RIS_n\cdots RIS_N\}$，其中，$RIS_n$ 表示第 n 个智能反射面，每个智能反射面均由 K 个均匀平面排列的反射单元构成，即水平方向上均匀排列有 K 个反射单元，记为 $RE=\{RE_1\cdots RE_k\cdots RE_K\}$，反射单元之间的间距也为 d。设定 $d=\lambda/2$，其中，λ 为信号波长，该设定可以使天线阵列和反射面阵列之间传播信号的相位差最大并且减少了旁瓣信号的干扰。

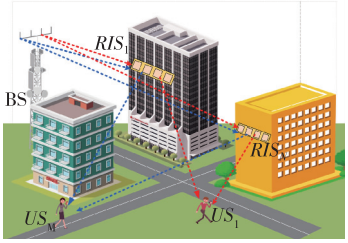


图 2　智能反射面的 NOMA 定位系统

设 BS 和 US 之间的信号直射路径被堵塞，BS 可以通过 RIS 与 US 同时进行通信。该系统中 US 接收到的 BS 的信号的整个过程被分为两阶段，第一个阶段由 BS 到 RIS 记为“阶段 1”，第二个阶段由 RIS 到 US 记为“阶段 2”。

阶段 1：由 BS 到 RIS

设 BS 处发送的多用户叠加信号为 $\boldsymbol{X}$，$\boldsymbol{X}\in\boldsymbol{C}^{W\times 1}$。其中，$\boldsymbol{C}^{W\times 1}$ 为 W 行 1 列的复矩阵，$\boldsymbol{X}$ 可以具体表示为：

$$\boldsymbol{X}=\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m} \tag{1}$$

式中，P 为 BS 发射信号的总功率，α_{US_m} 为 US_m 的功率分配比率，其满足 $\alpha_{US_m}\in[0,1]$ 且 $\sum_{m=1}^{M}\alpha_{US_m}=1$，$\boldsymbol{X}_{US_m}$ 为发送给 US_m 的信号数据。

设 BS 的第 w 个天线 BA_w 至 RIS_n 的反射单元 RE_k 的信道记为 h_{BA_w,RE_k}^{BS,RIS_n}，其具体表达式为：

$$h_{BA_w,RE_k}^{BS,RIS_n}=\beta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{BA_w,RE_k}\cdot\exp\left\{\mathrm{j}2\pi\frac{d}{\lambda}\left[(k-1)\cdot\cos(\theta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{rec,1})-(w-1)\cos(\theta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{tra,1})\right]\right\} \tag{2}$$

式中，$\exp\{\cdot\}$ 表示以自然对数底数 e 为底数的指数运算，$\beta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{BA_w,RE_k}$ 为信道路径 c_{BA_w,RE_k}^{BS,RIS_n} 的信道衰落系数，λ 为信号波长，$\theta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{rec,1}$ 为阶段 1 中路径 c_{BA_w,RE_k}^{BS,RIS_n} 的 AOD 的水平角，$\theta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{tra,1}$ 为阶段 1 中路径 c_{BA_w,RE_k}^{BS,RIS_n} 的 AOA 的水平角。

设阶段 1 的总信道为 $\boldsymbol{H}_{BS,RIE_n}$，具体可表示为：

$$\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n}=\begin{bmatrix}h_{BA_1,RE_1}^{BS,RIS_n} & \cdots & h_{BA_1,RE_K}^{BS,RIS_n}\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ h_{BA_W,RE_1}^{BS,RIS_n} & \cdots & h_{BA_W,RE_K}^{BS,RIS_n}\end{bmatrix}_{W\times K} \tag{3}$$

因此，RIS_n 接收的 BS 发射的信号 $\boldsymbol{Y}_{BS,RIS_n}$ 为：

$$\boldsymbol{Y}_{BS,RIS_n}=(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n})^{H}\cdot\boldsymbol{X}+noi \tag{4}$$

式中，noi 是均值为零，方差为 σ^2 的高斯白噪声。

阶段 2：由 RIS_n 到 US_m

为方便 US 区分不同 RIS 反射过来的信号，在 RIS 端对 BS 发射的信号进行一步解调和利用伪随机序列再调制的操作。设每个 RIS 有一个唯一的伪随机序列，则独属于 RIS_n 的伪随机序列为 $b_{RIS_n}(p)$，其中 p 为序列长度。RIS_n 接收到 BS 发送的信号后，首先将多用户叠加信号 $\boldsymbol{X}$ 解调出来，然后利用伪随机序列 $b_{RIS_n}(p)$ 对 $\boldsymbol{X}$ 进行再调制，再将调制后的信号反射给 US。调制后的信号可以表示为：

$$\boldsymbol{X}_{Mo}=b_{RIS_n}(p)\cdot\boldsymbol{X}=b_{RIS_n}(p)\cdot\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m} \tag{5}$$

设 RIS_n 的反射单元 RE_k 至 US_m 的接收天线 UA_s 信道记为 $h_{RE_k,UA_s}^{RIS_n,US_m}$，其具体表达如式(6)所示，即：

$$h_{RE_k,UA_s}^{RIS_n,US_m}=\beta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{RE_k,UA_s}\cdot\exp\left\{\mathrm{j}2\pi\frac{d}{\lambda}\left[(k-1)\cdot\cos(\theta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{tra,2})-(s-1)\cos(\theta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{rec,2})\right]\right\} \tag{6}$$

式中，$\beta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{RE_k,UA_s}$ 为信道路径 $c_{RE_k,UA_s}^{RIS_n,US_m}$ 的信道衰落系数，$\theta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{tra,2}$ 为阶段 2 中路径 $c_{RE_k,UA_s}^{RIS_n,US_m}$ 的 AOD 的水平角，$\theta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{rec,2}$ 为阶段 2 中路径 $c_{RE_k,UA_s}^{RIS_n,US_m}$ 的 AOA 的水平角。

设阶段 2 的总信道为 $\boldsymbol{H}_{RIS_n,US_m}$，具体表示为：

$$\boldsymbol{H}_{RIS_n,US_m}=\begin{bmatrix}h_{RE_1,UA_1}^{RIS,US_m} & \cdots & h_{RE_K,UA_1}^{RIS_n,US_m}\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ h_{RE_1,UA_S}^{RIS_n,US_m} & \cdots & h_{RE_K,UA_S}^{RIS_n,US_m}\end{bmatrix}_{S\times K} \tag{7}$$

设 BS 发射的信号经 RIS_n 的反射单元 RE_k 进行调制反射后，到达 US_m 的第 UA_s 根天线经历的信道表示为 $h_{BA_w,RE_k,UA_s}^{BS,RIS_n,US_m}$，其具体表达式为：

$$h_{BA_w,RE_k,UA_s}^{BS,RIS_n,US_m}=h_{BA_w,RE_k}^{BS,RIS_n}\cdot RE_k\cdot h_{RE_k,UA_s}^{RIS_n,US_m}=\beta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{BA_w,RE_k}\cdot\beta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{RE_k,UA_s}\eta_{RE_k}^{RIE_n}\cdot\exp\left\{\mathrm{j}\omega_{RE_k}^{RIS_n}+\mathrm{j}2\pi\frac{d}{\lambda}\cdot\left[\left((k-1)\cdot\left[\cos(\theta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{rec,1})+\cos(\theta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{tra,2})-(w-1)\cos(\theta_{BS,RIS_n,c_{BA_w,RE_k}}^{tra,1})-(s-1)\cos(\theta_{RIS_n,US_m,c_{RE_k,UA_s}}^{rec,2})\right]\right)\right]\right\} \tag{8}$$

式中，$[\Theta_{RIS_n}]_{RE_k}$ 为 RIS_n 的反射单元 RE_k 的反射系数，其可表示为：

$$[\Theta_{RIS_n}]_{RE_k}=\eta_{RE_k}^{RIS_n}\cdot\exp\{\mathrm{j}\omega_{RE_k}^{RIS_n}\} \tag{9}$$

式中，$\eta_{RE_k}^{RIS_n}$ 和 $\omega_{RE_k}^{RIE_n}\in[0,2\pi]$ 分别为 RIS_n 的反射单元 RE_k 的反射振幅和反射相位。

综上所述，设 RIS_n 辅助 US_m 与 BS 通信的总信道表示为 $\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m}$，其具体表达式为：

$$\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m}=\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n}\mathrm{diag}(\Theta_{RIS_n})(\boldsymbol{H}_{RIS_n,US_m})^H \tag{10}$$

式中，$(\cdot)^H$ 表示共轭转置，$\mathrm{diag}(\Theta_{RIS_n})$ 表示 RIS_n 的反射系数矩阵，其具体表达式为：

$$diag(\Theta_{RIS_n})=\begin{bmatrix}\eta_{RE_1}^{RIS_n}\cdot\exp\{\mathrm{j}\omega_{RE_1}^{RIE_n}\} & 0 & 0\\ 0 & \ddots & 0\\ 0 & 0 & \eta_{RE_K}^{RIS_n}\cdot\exp\{\mathrm{j}\omega_{RE_K}^{RIE_n}\}\end{bmatrix} \tag{11}$$

因此，设 US_m 接收到的经 RIS_n 调制后反射的信号为 $\boldsymbol{Y}_{RIS_n,US_m}^{Mo}\in\boldsymbol{C}^{S\times1}$，其中 $\boldsymbol{C}^{S\times1}$ 表示 S 行 1 列的复矩阵，其具体表达式为：

$$\boldsymbol{Y}_{RIS_n,US_m}^{Mo}=(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m})^H\cdot\boldsymbol{X}_{Mo}+noi=(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m})^H\cdot b_{RIS_n}(p)\cdot\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m}+\sum_{j\neq n}^{N}(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_j,US_m})^H\cdot b_{RIS_n}(p)\cdot\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m}+noi \tag{12}$$

式中，$\sum_{j\neq n}^{N}(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_j,US_m})^H\cdot b_{RIS_j}(p)\cdot\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m}$ 为除 RIS_n 其他的反射面反射的信号造成的干扰，noi 是均值为零，方差为 σ^2 的高斯白噪声。

在 US_m 接收到信号后，首先经过互相关运算将与 RIS_n 的伪随机序列不匹配的信号进行滤除，匹配的信号经过乘法运算得到的信号可表示为：

$$\boldsymbol{Y}_{RIS_n,US_m}=(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m})^H[b_{RIS_n}(p)]^2\cdot\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m}+noi=(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m})^H\cdot\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m}+noi \tag{13}$$

2 RIS_NAP 算法

2.1 MUSIC 角度估计

在消除了其他反射面带来的干扰信息后，为实现对 US_m 的角度定位，采用 MUSIC 方法估计出信号到达 US_m 的水平角度。

首先，计算出 US_m 的接收信号的协方差矩阵 $\mathbb{R}_{RIS_n,US_m}$，具体可表示为：

$$\mathbb{R}_{RIS_n,US_m}=E[(\boldsymbol{Y}_{RIS_n,US_m})(\boldsymbol{Y}_{RIS_n,US_m})^H]=P\cdot\alpha_{US_m}(\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m})^H\mathbb{R}_{RIS_n,US_m}\boldsymbol{H}_{BS,RIS_n,US_m}+\mathbb{R}_{noi} \tag{14}$$

其中，

$$\mathbb{R}_{RIS_n,US_m}=E\left[\left(\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\boldsymbol{X}_{US_m}\right)\cdot\left(\sum_{m=1}^{M}\sqrt{P\cdot\alpha_{US_m}}\cdot\boldsymbol{X}_{US_m}\right)^{H}\right] \tag{15}$$

式(15)表示信号相关矩阵，$\mathbb{R}_{noi}=E[(noi)(noi)^H]$ 为噪声的相关矩阵。然后对 $\mathbb{R}_{RIS_n,US_m}$ 进行特征分解，并按特征值由大到小的顺序将对应的特征向量进行排序，因此，可以得到特征值 $\lambda_1\geqslant\cdots\geqslant\lambda_S$，及其各自对应的特征向量 $[\boldsymbol{q}_1,\cdots,\boldsymbol{q}_S]$。在本文中引入 RIS 的唯一伪随机序列，因此，US 一次处理一个由 RIS 反射的信号。由 MUSIC 算法原理可知，最大特征值 λ_1 所对应的特征向量 $\boldsymbol{q}_1$ 为信号子空间，则剩余的特征向量 $\boldsymbol{Q}=[\boldsymbol{q}_2,\cdots,\boldsymbol{q}_S]$ 为噪声子空间。假设 US 与 RIS 相隔很远，因此，经过 US 接收 RIS 反射的信号为均匀平面波且满足窄带条件，设 US_m 的接收经 RIS_n 发射的信号方向矢量为：

$$\boldsymbol{O}_{UA_s}(\theta^{rec,2}_{RIS_n,US_m})=\exp\left\{\mathrm{j}\omega^{RIS_n}+\mathrm{j}2\pi\frac{d}{\lambda}\left[\left((k-1)\cdot\left[\cos(\theta^{rec,1}_{BS,RIS_n})+\cos(\theta^{tra,2}_{RIS_n,US_m})\right]\right)-(w-1)\cdot\cos(\theta^{tra,1}_{BS,RIS_n})-(s-1)\cos(\theta^{rec,2}_{RIS_n,US_m})\right]\right\},s=1,\cdots,S \tag{16}$$

通过对 MUSIC 空间谱的峰值搜索做出估计便可得到信号到达 US_m 的角度 $\theta^{rec,2}_{RIS_n,US_m}$，具体表达式为：

$$P_{\mathrm{music}}(\theta^{rec,2}_{RIS_n,US_m})=\arg(1/\boldsymbol{O}(\theta^{rec,2}_{RIS_n,US_m})^H\boldsymbol{Q}\boldsymbol{Q}^H\boldsymbol{O}(\theta^{rec,2}_{RIS_n,US_m})) \tag{17}$$

2.2　AOA 定位坐标计算

假设已知 BS 的坐标 $[x_{BS},y_{BS}]^{\mathrm{T}}$ 和 RIS_n 的坐标 $[x_{RIS_n},y_{RIS_n}]^{\mathrm{T}}$，$US_m$ 的真实坐标为 $\boldsymbol{LOC}_{US_m}=[x_{US_m},y_{US_m}]^{\mathrm{T}}$，$US_m$ 的估计坐标为 $\hat{\boldsymbol{L}}\hat{\boldsymbol{O}}\hat{\boldsymbol{C}}_{US_m}=[\hat{x}_{US_m},\hat{y}_{US_m}]^{\mathrm{T}}$ 和利用 MUSIC 算法估计出的信号到达 US_m 的水平角为 $\hat{\theta}^{rec,2}_{RIS_n,US_m}$，则有：

$$\hat{\theta}^{rec,2}_{RIS_n,US_m}=\arctan\left(\frac{y_{RIS_n}-\hat{y}_{US_m}}{x_{RIS_n}-\hat{x}_{US_m}}\right) \tag{18}$$

利用三角函数公式对式(18)进行数学推导可以得到：

$$\boldsymbol{A}_{US_m}\hat{\boldsymbol{L}}\hat{\boldsymbol{O}}\hat{\boldsymbol{C}}_{US_m}=\boldsymbol{B}_{US_m} \tag{19}$$

其中，

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}_{US_m}=[\boldsymbol{a}_{RIS_1,US_m}\cdots\boldsymbol{a}_{RIS_n,US_m}\cdots\boldsymbol{a}_{RIS_N,US_m}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{B}_{US_m}=[\boldsymbol{b}_{RIS_1,US_m}\cdots\boldsymbol{b}_{RIS_n,US_m}\cdots\boldsymbol{b}_{RIS_N,US_m}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{a}_{RIS_n,US_m}=[\sin(\hat{\theta}^{rec,2}_{RIS_n,US_m})-\cos(\hat{\theta}^{rec,2}_{RIS_n,US_m})]\\ \boldsymbol{b}_{RIS_n,US_m}=x_{RIS_n}\sin(\hat{\theta}^{rec,2}_{RIS_n,US_m})-y_{RIS_n}\cos(\hat{\theta}^{rec,2}_{RIS_n,US_m})\end{cases} \tag{20}$$

随后利用最小二乘(LS)法解算出 US_m 的估计坐标 $\hat{\boldsymbol{L}}\hat{\boldsymbol{O}}\hat{\boldsymbol{C}}_{US_m}$，具体表达式为：

$$\hat{\boldsymbol{L}}\hat{\boldsymbol{O}}\hat{\boldsymbol{C}}_{US_m}=[(\boldsymbol{A}_{US_m})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{US_m}]^{-1}(\boldsymbol{A}_{US_m})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_{US_m} \tag{21}$$

采用均方误差(MSE)来衡量定位算法所得坐标值与真实坐标之间的误差，可以计算出所提出的算法的定位误差为：

$$MSE=\frac{1}{\varepsilon}\sum_{i=1}^{\varepsilon}\left\|\boldsymbol{LOC}^{i}_{US_m}-\hat{\boldsymbol{L}}\hat{\boldsymbol{O}}\hat{\boldsymbol{C}}^{i}_{US_m}\right\|^2 \tag{22}$$

式中，ε 为实验次数。

3　仿真分析

基于 Matlab 平台来验证所提算法的有效性。在仿真阶段，设一个 40 m×20 m×20 m 的三维空间，如图 3 所示，该空间满足 RIS 的数量 N 为 4。RIS_1 的坐标为(10 m，20 m，15 m)，RIS_2 的坐标为(20 m，20 m，15 m)，RIS_3 的坐标为(30 m，20 m，15 m)，RIS_4 的坐标为(40 m，20 m，15 m)。每个 RIS 反射单元数 K 为 4。BS 的坐标为(0 m，0 m，20 m)，其天线数 W 为 4。设空间中有多个待定位的 US，每个 US 的天线数 S 为 8。实验次数 ε 设为 100 次。根据菲涅尔远近场划分原理，即当区域范围大于 $r=(2*D^2)/\lambda$ 为远场，反之为近场，其中，D 是天线长度，λ 为信号波长。根据计算可得 BS 与各个 RIS 之间的最近距离约为 22.91 m，最远距离约为 45 m，各个 RIS 与各个用户之间的距离为 15～41 m。设信号的载波为 3.5 GHz，波长约为 0.085 7 m，天线长度 D 约为 0.171 4 m，所以根据计算公式可得 r 约为 0.685 6 m。可以看出 BS 与 RIS 之间的距离和 RIS 与 US 之间的距离远大于 r，满足远场信号的要求，所以 US 的接收信号可以是平面波。

当 $SNR=10$，快拍数(Snapshots)为 100，角度搜索间隔 $\delta=1°$ 时，定位结果如图 3 所示。可以看出，所提出的定位算法估计出的 US 的位置基本与 US 的真实位置大部分相近或者重合，说明本文的定位算法定位结果准确度较高。

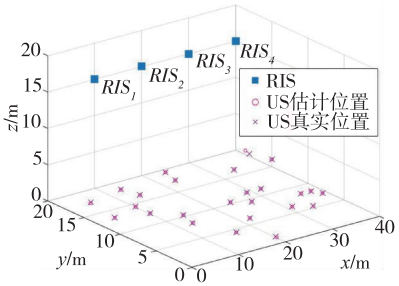


图 3 定位结果示意图

在快拍数 *Snapshots* 不同以及 *SNR* 变化的情况下的定位误差如图 4 所示。在图 4 中，横坐标均表示信噪比 *SNR*，纵坐标表示对数形式下的定位误差，即 lg，其中 lg 为以 10 为底的对数函数，实心蓝色、红色、黄色、紫色曲线分别对应快拍数 *Snapshots* 为 50，100，150，200 时的定位坐标估计误差情况。从图中可以看出，当 *Snapshots*＝50 且 *SNR*＝0 时，坐标估计误差为 0.30 m；当 *Snapshots*＝50 且 *SNR*＝25 时，坐标估计误差为 9×10^{-4} m；当 *Snapshots*＝200 且 *SNR*＝0 时，坐标估计误差为 0.07 m；当 *Snapshots*＝200 且 *SNR*＝25 时，坐标估计误差为 2×10^{-4} m。可以看出，角度估计误差随着采样数的增加和 *SNR* 的增加而减少。

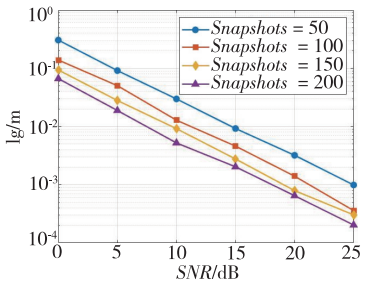


图 4 快拍数 *Snapshots* 不同以及 *SNR* 变化的情况下定位结果误差半对数图

在图 5 中，*X* 坐标表示角度搜索间隔 δ，*Y* 坐标表示信噪比，*Z* 坐标表示定位误差。从图中整体可以看出随着 *SNR* 的增大以及角度搜索间隔的减少定位误差在逐渐减少。当角度搜索间隔 $\delta=1°$时，定位误差均小于 1 m，同时随着 *SNR* 的增大定位误差也在逐渐减小；当 *SNR*＝15 时，定位误差随着角度搜索间隔的减少逐渐减小。

在图 6 中，横坐标表示信噪比，纵坐标表示对数形式下的定位误差，蓝色虚线表示利用常规波束形成法(CBF)进行角度估计时的定位误差，红色虚线表示利用延迟-相加(Fourier)法进行角度估计时的定位误差。黄色虚线表示利用 MUSIC 算法进行角度估计时的定位误差。可以看出，MUSIC 算法的定位效果要比 CBF 和 Fourier 算法的效果好，定位精度更高。

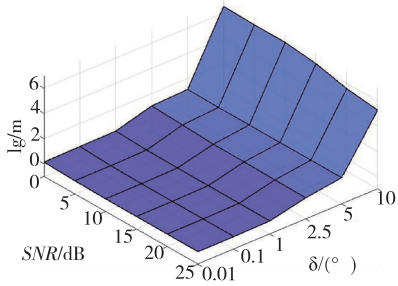


图 5 不同角度搜索间隔情况下的定位结果误差

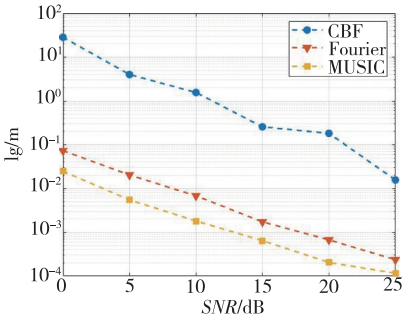


图 6 不同角度估计算法下定位结果误差半对数图

4 结论

本文研究了 NLOS 环境下的定位问题，并利用 RIS 构建了一个 NOMA 定位系统。利用部署在空中的多个 RIS 反射基站发射的信号，使用户能够克服 NLOS 环境的影响，接收基站发射的定位信号。其次，该系统采用了 NOMA 技术，支持基站与多个用户之间的通信，大大提高了定位精度和性能。此外，在信号传播过程中，RIS 使用伪随机序列对接收到的基站发射信号进行解调和重调制，然后再进行反射，方便用户识别 RIS 发射的信号。最后，使用 MUSIC 算法计算用户的估计坐标。通过仿真实验分析了相关定位参数对定位精度的影响，验证了所提定位方案的有效性，并实现了厘米级的定位精度。在未来的工作中，将考虑 RIS 的不同位置以及用户的移动性等因素对定位结果带来的影响，从而使得所提出的算法更加具有兼容性，适配更多更复杂的定位场景。

参考文献：

[1] Peral-Rosado J A d, Raulefs R, López-Salcedo J A, et al. Survey of cellular mobile radio localization methods: From 1 G to 5 G[J]. IEEE Commun. Surv. Tut., 2018, 20(2): 1124-1148.

[2] Traboulsi S. Overview of 5 G-oriented positioning technology in smart cities[J]. Procedia Comput. Sci., 2022, 201: 368-374.

[3] Zhang Y, Jin J, Liu C, et al. Indoor 3D dynamic reconstruction fingerprint matching algorithm in 5 G ultra-dense network[J]. KSII Trans. Internet Inf. Syst., 2021, 15(1): 343-364.

[4] 陈　爽，金嘉诚，张月霞. 基于可见光的自适应混合蛙跳定位算法[J]. 半导体光电，2018，39(6)：858-862.
Chen Shuang, Jin Jiacheng, Zhang Yuexia. Adaptive hybrid frog jump localization algorithm based on visible light[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2018, 39(6): 858-862.

[5] 张月霞，金嘉诚. 可见光重构指纹室内定位算法研究[J]. 半导体光电，2019，40(5)：704-707，713.
Zhang Yuexia, Jin Jiacheng. Research on indoor localization algorithm for visible light reconstructed fingerprint[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2019, 40(5): 704-707, 713.

[6] 乔　磊，李　野，施安存，等. 基于多个传感器的 VLC 室内定位算法研究[J]. 半导体光电，2018，39(2)：280-285.
Qiao Lei, Li Ye, Shi Ancun, et al. Research on VLC indoor positioning algorithm based on multiple sensors[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2018, 39(2): 280-285.

[7] 谢文武，袁　婷，张海洋，等. 基于智能反射表面的单站智能定位算法研究[J]. 无线电工程，2024，54(3)：557-564.
Xie Wenwu, Yuan Ting, Zhang Haiyang, et al. Research on single-station intelligent positioning algorithm based on intelligent reflective surface[J]. Radio Engineering, 2024, 54(3): 557-564.

[8] Zhu J, Huang Y, Wang J, et al. On the position optimization of IRS[J]. IEEE Internet Things J., 2022, 9(14): 11712-11724.

[9] Alexandropoulos G C, Vinieratou I, Wymeersch H. Localization via multiple reconfigurable intelligent surfaces equipped with single receive RF chains[J]. IEEE Wireless Commun. Lett., 2022, 11(5): 1072-1076.

[10] Asl A E, Karbasi S M, Behroozi H. Reconfigurable intelligent surface-aided emitter localization[J]. IEEE Sens. J., 2022, 22(22): 21866-21876.

[11] Elzanaty A, Guerra A, Guidi F, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for localization: Position and orientation error bounds[J]. IEEE Trans. Signal Process., 2021, 69: 5386-5402.

[12] Orikumhi I, Leow C Y, Kim S. Location-aided user selection and sum-rate analysis for mmWave NOMA[J]. J. Commun. Netw., 2023, 25(1): 35-49.

[13] Yin L, Cao J, Lin K, et al. A novel positioning-communication integrated signal in wireless communication systems[J]. IEEE Wireless Commun. Lett., 2019, 8(5): 1353-1356.

[14] Han L, Liu R, Wang Z, et al. Millimeter-wave MIMO-NOMA-based positioning system for Internet-of-Things applications[J]. IEEE Internet Things J., 2020, 7(11): 11068-11077.

[15] Celik G, Celebi H. TOA positioning for uplink cooperative NOMA in 5G networks[J]. Phys. Commun., 2019, 36: 100812.

[16] Kumar S, Yadav P, Kaur M, et al. A survey on IRS NOMA integrated communication networks[J]. Telecommun. Syst., 2022, 80(2): 277-302.

[17] de Sena A S, Carrillo D, Fang F, et al. What role do intelligent reflecting surfaces play in multi-antenna non-orthogonal multiple access?[J]. IEEE Wireless Commun., 2020, 27(5): 24-31.

[18] Qi Y, Vaezi M. IRS-assisted physical layer security in MIMO-NOMA networks[J]. IEEE Commun. Lett., 2023, 27(3): 792-796.

[19] Zhang L, Chen X Q, Liu S, et al. Space-time-coding digital metasurfaces[J]. Nat. Commun., 2018, 9: 4334.

作者简介：

张月霞(1978—)，女，河南省安阳市人，博士，副教授，研究生导师，主要研究方向为移动通信、无线定位；

段世茹(1998—)，女，河北省邢台市人，硕士研究生，主要研究方向为无线通信、无线定位。