RIS 辅助 SIMO 系统子空间正交信道估计与定位

李双志，王　震，郭　新

（郑州大学 电气与信息工程学院，河南 郑州 450001）

摘　要：在可重构智能超表面（RIS）辅助单输入多输出（SIMO）系统中，由于接收端直接路径与 RIS 级联反射路径相互叠加，用户信道参数估计与定位面临着计算复杂度大、导频开销高等突出问题。针对这一挑战，提出一种基于子空间正交分离的两阶段低导频信道估计与定位方法。第一阶段，通过构造直接信道子空间的正交投影矩阵，将接收信号投影至其正交补空间，实现直接路径与 RIS 级联反射路径的有效解耦，在此基础上，采用秩一逼近等方法精确提取出空间频率、时延等关键信道参数；第二阶段，利用信道参数与三维坐标间的几何约束关系，实现目标用户的三维定位。理论分析表明：所提算法通过子空间解耦和信道参数化表征，仅需要少量导频即可同步完成信道估计与定位任务。仿真结果表明：所提算法在 0 dB 时能够实现分米级别的定位精度，并且在不同条件下参数估计性能与定位误差均能紧密跟随理论下界的演变规律，验证了算法的统计有效性和稳健性。

关键词：毫米波通信；信道估计；子空间正交；三维定位；可重构智能超表面

中图分类号：TN92；TN96　　**文献标志码**：A　　**doi**：10.13705/j.issn.1671-6833.2027.01.006

近年来，随着数据传输需求和移动终端设备规模的爆发式增长，第六代移动通信技术（6 generation，6G）已成为全球学术界的研究焦点。6G 不仅致力于提供超高速数据传输和海量连接，更旨在构建集高精度定位、通信感知一体化（integrated sensing and communication，ISAC）与低时延高可靠传输等服务于一体的智能化综合系统。作为 6G 的关键使能技术之一，可重构智能超表面技术（reconfigurable intelligent surface，RIS）[1-2] 凭借其对空间电磁环境的数字化调控能力，为解决高频信号易受遮挡以及信号覆盖盲区等问题提供了新方案。RIS 由大量低功耗、可实时调控的无源元件组成，能动态调整入射电磁波的相位与幅度，实现无源波束赋形，从而显著改善通信链路质量[3]。在定位系统中，RIS 可提供额外的观测维度辅助用户定位，被普遍认为是实现 6G 高精度通感一体化愿景的核心支撑技术之一[4-5]。因此，深入研究 RIS 辅助通信与定位之间的内在融合机制具有重要的理论价值和应用意义。

在此背景下，学术界已针对 RIS 辅助定位与通信性能开展了大量理论研究。He 等[6] 推导了无源 RIS 辅助多输入多输出（multiple-input multiple-output，MIMO）系统中的定位克拉美罗下界（Cramer-Rao lower bound，CRLB），揭示了各类系统参数对定位精度的影响机理。Björnson 等[7] 从信号处理角度指出，RIS 不仅可以作为定位锚点，还可以优化 RIS 相位进一步提升系统整体增益。Gürgünoğlu 等[8] 分析了双 RIS 架构下结构化信道对于估计性能的提升作用，证明了即使导频开销减半的情况下，系统仍能保持优异的性能。此外，研究表明位置信息还可以作为信道估计的重要先验，尤其在以视距路径（line of sight，LoS）主导的毫米波通信场景中，引入位置信息能够显著提升估计精度并降低算法复杂度[9-10]。

尽管现有研究揭示了 RIS 在通信与定位中的巨大潜力，但仍存在诸多待解决的挑战。首先，部分研究虽给出了理论性能界限（如 CRLB），但缺乏有效的低复杂度估计方案，如 Elzanaty 等[11] 提出可以通过网格搜索逼近理论界限，但其高昂的计算开销限制了实际应用。其次，现有方案对硬件成本或部署

收稿日期：2026-09-07；**修订日期**：2026-10-10

基金项目：河南省自然科学基金资助项目（252300421887）

作者简介：李双志（1990—），男，河南郑州人，郑州大学副教授，博士，主要从事无线通信信号处理等研究，E-mail：ielsz@zzu.edu.cn。

通信作者：郭新（1988—），女，河南郑州人，郑州大学副教授，博士，主要从事多媒体信号处理等研究，E-mail：iexguo@zzu.edu.cn。

环境要求较高,如 Alexandropoulos 等[12]依赖多个混合 RIS(hybrid RIS,HRIS)实现三维定位,Chen 等[13]探讨了多 RIS 场景下的多用户定位,这些方案均增加了系统同步难度、硬件成本及信道估计开销。此外,部分研究仅局限于单输入单输出(single-input single-output,SISO)系统或二维定位场景[14-16],其系统模型的普适性有待提升。因此,面向 RIS 辅助单输入多输出(single-input multiple-output,SIMO)通信系统的信道估计与三维定位问题仍待深入探索。此外,在处理直接信道未堵塞的场景时,接收端面临着直接与间接信道参数相互耦合的难题,而现有方案通常依赖频繁切换 RIS 状态以分离直接与间接信道。然而,RIS 实际中难以完美关断,此类操作不仅会引入误差,还要求用户端预知 RIS 状态[17],限制了 RIS 的应用边界。

鉴于此,本文聚焦于无源 RIS 辅助上行毫米波 SIMO 正交频分复用(orthogonal frequency-division multiplexing,OFDM)通信系统,在基站(base station,BS)与 RIS 位置已知的前提下,利用用户发送的导频信号经直接路径与 RIS 反射路径传输至 BS,通过估计信道参数实现用户定位。本文主要贡献如下。

(1)提出一种基于子空间正交分离的两阶段低导频信道估计方法。该方法利用直接信道的列空间可辨识性与子空间正交特性,在不依赖 RIS 状态频繁切换的条件下,实现叠加信道的有效解耦,提升信道参数的可辨识性并降低系统控制复杂度。在此基础上,第一阶段本文利用秩一逼近等方法精确提取空间频率、时延等信道参数;第二阶段结合信道参数与用户三维坐标之间的几何约束关系求解用户位置。

(2)采用 CRLB 与定位误差界限(positioning error bound,PEB)系统理论性能界限作为性能基准。从统计意义上刻画所提方法的渐近性能极限。

1 系统模型

如图 1 所示,本文研究一个 RIS 辅助上行 SIMO-OFDM 通信系统。系统配置如下:BS 为配备 M 个天线的均匀线性阵列(uniform linear array,ULA);RIS 为由 $N = N_{\mathrm{V}} \times N_{\mathrm{H}}$ 个可调控无源元件构成的均匀平面阵列(uniform planar array,UPA),其中 N_{V} 和 N_{H} 分别表示 RIS 在垂直和水平方向的单元数;发送端为一个单天线用户。在上行传输过程中,用户通过直接信道(用户-BS)和间接信道(用户-RIS-BS)向 BS 发送信号。$\boldsymbol{F} \in \mathbf{C}^{M\times N}$、$\boldsymbol{g} \in \mathbf{C}^{N\times 1}$ 以及 $\boldsymbol{h} \in \mathbf{C}^{M\times 1}$ 分别表示 RIS-BS 段信道、用户-RIS 段信道以及用户-BS 段信道。本文考虑使用 OFDM 调制,总子载波数为 P_0,其中使用 P 个子载波传输 L 个导频符号。部分系统参数如表 1 所示。

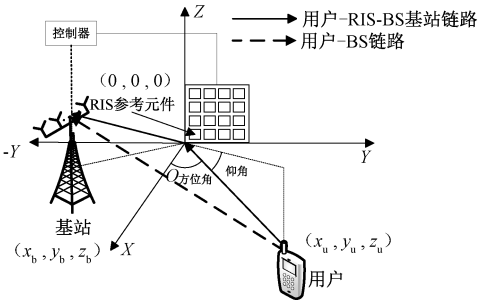


图 1 RIS 辅助 SIMO-OFDM 上行通信系统

Figure 1 RIS-assisted SIMO-OFDM uplink communication system

表 1 部分系统参数表

Table 1 Partial system parameter table

参数符号	含义
ρ	导频传输功率
ψ_{f}	RIS-BS 路径的到达角对应空间频率
$\alpha = \alpha_{\mathrm{f}}\alpha_{\mathrm{g}}$	用户-RIS-BS 路径的复增益
θ	RIS 处的水平方向对应级联空间频率
φ	RIS 处的垂直方向对应级联空间频率
β	用户-BS 路径的复增益
ϕ_{h}	用户-BS 路径的到达角对应空间频率
τ_{UB}	直接信道时延
τ_{URB}	间接信道时延

在全局三维直角坐标系中,RIS 的参考元件位于坐标原点且 RIS 整体平面位于 YOZ 平面,用户的位置记为 $(x_{\mathrm{u}},y_{\mathrm{u}},z_{\mathrm{u}})$,满足 $x_{\mathrm{u}}>0,y_{\mathrm{u}}>0,z_{\mathrm{u}}>0$。BS 的天线阵列沿 Z 轴放置,坐标设置为 $(x_{\mathrm{b}},y_{\mathrm{b}},z_{\mathrm{b}})$。

假设用户在符号时刻 l 向 BS 发送导频信号,则 BS 端在第 p 个训练子载波上的接收信号为

$$\boldsymbol{y}_{l,p} = (\boldsymbol{h}_p + \boldsymbol{F}_p \mathrm{diag}(\boldsymbol{w}_l)\boldsymbol{g}_p)x_{l,p} + \boldsymbol{n}_{l,p}。 \quad (1)$$

式中:$x_{l,p}$ 为第 l 个符号时刻、第 p 个子载波的导频符号,满足功率约束 $\mathbb{E}\{|x_{l,p}|^2\}=\rho$;$\boldsymbol{w}_l$ 为 RIS 在时刻 l 的反射相移矢量,满足恒定模值约束,且有 $\boldsymbol{w}_l=\boldsymbol{w}_{l,p}$;$\boldsymbol{n}_{l,p}$ 为加性复高斯白噪声,服从均值为 $\mathbf{0}_M$、协方差矩阵为 $\sigma^2\boldsymbol{I}_M$ 的复高斯分布。

根据毫米波 Saleh-Valenzuela 信道模型[18],第 p 个子载波上的信道可建模为

$$\begin{cases} \boldsymbol{F}_p = \alpha_{\mathrm{f}}\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{f}},\varphi_{\mathrm{f}})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\tau_{\mathrm{RB}}\frac{p}{P_0}f_{\mathrm{s}}}; \\ \boldsymbol{g}_p = \alpha_{\mathrm{g}}\boldsymbol{u}_N(\theta_{\mathrm{g}},\varphi_{\mathrm{g}})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\tau_{\mathrm{UR}}\frac{p}{P_0}f_{\mathrm{s}}}; \\ \boldsymbol{h}_p = \beta\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\tau_{\mathrm{UB}}\frac{p}{P_0}f_{\mathrm{s}}}。 \end{cases} \quad (2)$$

假设 BS 天线与 RIS 单元间距均为半波长,则 RIS 处的阵列响应向量为

$$\boldsymbol{u}_N(\theta,\varphi)=\boldsymbol{u}_{N_{\mathrm{H}}}(\theta)\otimes\boldsymbol{u}_{N_{\mathrm{V}}}(\varphi)。\tag{3}$$

式中:$[\boldsymbol{u}_{N_{\mathrm{H}}}(\theta)]_{n_{\mathrm{H}}}=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(n_{\mathrm{H}}-1)\theta}$,$n_{\mathrm{H}}=1,2,\cdots N_{\mathrm{H}}$;$[\boldsymbol{u}_{N_{\mathrm{V}}}(\varphi)]_{n_{\mathrm{V}}}=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(n_{\mathrm{V}}-1)\varphi}$,$n_{\mathrm{V}}=1,2,\cdots N_{\mathrm{V}}$。

第 n 个 RIS 单元在垂直和水平方向上的索引为

$$\begin{cases}n_{\mathrm{V}}=\mathrm{mod}(n-1,N_{\mathrm{V}});\\ n_{\mathrm{H}}=\lceil n/N_{\mathrm{V}}\rceil。\end{cases}\tag{4}$$

BS 处的阵列响应向量为

$$\boldsymbol{u}_M(\kappa)=[1,\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(m-1)\kappa},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M-1)\kappa}]^{\mathrm{T}}。\tag{5}$$

式中:$\kappa\in\{\psi_{\mathrm{f}},\phi_{\mathrm{h}}\}$ 为空间频率。

将 P 个子载波上的接收信号汇总,可得符号时刻 l 的接收信号矩阵 $\boldsymbol{Y}_l\in\mathbf{C}^{M\times P}$ 为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}_l=&\alpha\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)\boldsymbol{w}_l\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}}+\\&\beta\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{N}_l。\end{aligned}\tag{6}$$

式中:$\boldsymbol{u}_N(\theta,\varphi)=(\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{f}},\varphi_{\mathrm{f}})\mathrm{diag}(\boldsymbol{u}_N(\theta_{\mathrm{g}},\varphi_{\mathrm{g}})))^{\mathrm{T}}$。

直接与间接信道的时延矢量 $\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}$、$\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}$ 分别为

$$\begin{cases}\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}=[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{s}}\tau_{\mathrm{UB}}/P_0},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{s}}\tau_{\mathrm{UB}}P/P_0}]^{\mathrm{T}};\\ \boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}=[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{s}}\tau_{\mathrm{URB}}/P_0},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{s}}\tau_{\mathrm{URB}}P/P_0}]^{\mathrm{T}}。\end{cases}\tag{7}$$

式中:$\tau_{\mathrm{URB}}=\tau_{\mathrm{UR}}+\tau_{\mathrm{RB}}$。

将 L 个符号时刻的接收信号按列拼接,则可以构造总体接收信号矩阵 $\boldsymbol{Y}=[\boldsymbol{Y}_1,\boldsymbol{Y}_2,\cdots,\boldsymbol{Y}_L]\in\mathbf{C}^{M\times LP}$:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}=&\beta\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})(\boldsymbol{1}_L^{\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}^{\mathrm{T}})+\\&\alpha\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)(\boldsymbol{W}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}})+\boldsymbol{N}。\end{aligned}\tag{8}$$

式中:$\boldsymbol{W}\in\mathbf{C}^{N\times L}$ 为 RIS 相移矩阵;$\boldsymbol{N}\in\mathbf{C}^{M\times LP}$ 为对应的噪声矩阵。

2 算法设计

2.1 耦合信道分离与信道参数估计

观察式(8)的结构可以发现直接信道由于在多个导频期间的准静态特性,在列空间上张成可辨识空间 $\boldsymbol{1}_L$。构造其列空间正交补矩阵:

$$\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}=\boldsymbol{I}_L-\boldsymbol{1}_L\boldsymbol{1}_L^{\dagger}。\tag{9}$$

依据子空间正交特性,两者满足:

$$\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\boldsymbol{1}_L^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{0}。\tag{10}$$

根据 Kronecker 乘积性质,可以构造乘积形式的矩阵 $\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{I}_P$ 满足:

$$\begin{aligned}&\beta\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})(\boldsymbol{1}_L^{\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}^{\mathrm{T}})(\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{I}_P)=\beta\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})\\&(\boldsymbol{1}_L^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{I}_P)=\boldsymbol{0}。\end{aligned}\tag{11}$$

此时间接信道接收信号矩阵为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}}=&\boldsymbol{Y}(\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{I}_P)=\alpha\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)\\&(\boldsymbol{W}\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}})+\boldsymbol{N}(\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{I}_P)。\end{aligned}\tag{12}$$

根据式(12),间接信道参数可以通过如下最大似然问题估计:

$$\arg\min_{\psi_{\mathrm{f}},(\theta,\varphi),\tau_{\mathrm{URB}}}\|\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}}-\boldsymbol{H}_{\mathrm{in}}\|_{\mathrm{F}}^2。\tag{13}$$

式中:$\boldsymbol{H}_{\mathrm{in}}=\alpha\sqrt{\rho}\,\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)(\boldsymbol{W}\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}})$ 为间接信道矩阵。

值得注意的是,由于信道参数也是位置信息的函数,理论上可以通过式(13)对位置信息进行直接优化,但是信道参数到位置信息的映射通常高度非线性且非凸。若将位置作为优化变量,原问题将变为一个对位置的非线性且通常病态的优化问题,导致问题求解难度大大上升。

观察到式(13)的矩阵具有近似的秩一结构,因此可以采用秩一逼近法[19]来求解。具体来说首先对 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}}$ 进行奇异值分解[20]得到 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}}\approx\boldsymbol{U}\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}$,取主奇异值向量 $\breve{\boldsymbol{u}}_M(\psi_{\mathrm{f}})\approx\sqrt{\omega_1}\boldsymbol{u}_{1,\mathrm{in}}=\lambda\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})$,其中 λ 表示变量常数,ω_1 是 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的主奇异值,$\boldsymbol{u}_{1,\mathrm{in}}$、$\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}$ 分别表示主奇异值矩阵 $\boldsymbol{U}$、$\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}$ 的第一列。利用 $\boldsymbol{u}_M(\psi_{\mathrm{f}})$ 的范德蒙结构,空间频率 ψ_{f} 闭式解估计可以由 $\boldsymbol{u}_{1,\mathrm{in}}$ 得到:

$$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}=-\arg(\underline{\boldsymbol{u}}_{1,\mathrm{in}}^{\mathrm{H}}\overline{\boldsymbol{u}}_{1,\mathrm{in}})。\tag{14}$$

式中:$\underline{\boldsymbol{u}}_{1,\mathrm{in}}$、$\overline{\boldsymbol{u}}_{1,\mathrm{in}}$ 分别表示去掉 $\boldsymbol{u}_{1,\mathrm{in}}$ 的最后一行、第一行元素;$\arg(\cdot)$ 表示取相位操作。

不考虑噪声的影响,此时 $\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}\in\mathbf{C}^{1\times LP}$ 为

$$\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}=\widetilde{\lambda}\boldsymbol{u}_N^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)(\boldsymbol{W}\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp}\otimes\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}})。\tag{15}$$

式中:$\widetilde{\lambda}$ 表示未知变量常数,不影响后续参数估计。

此时可以发现 $\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}$ 可以表示为两个秩一矢量的乘积,重新对 $\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}$ 进行矩阵化,有

$$\boldsymbol{V}_{1,\mathrm{in}}=\mathrm{mat}(\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}})=\widetilde{\lambda}(\boldsymbol{W}\boldsymbol{\Pi}_{\boldsymbol{1}_L}^{\perp})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_N(\theta,\varphi)\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}}。\tag{16}$$

式中:$\mathrm{mat}(\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}})$ 表示将 $\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}$ 矩阵化。

此时 $\boldsymbol{V}_{1,\mathrm{in}}\in\mathbf{C}^{L\times P}$ 被重构为一个秩一矩阵,对其进行奇异值分解得到 $\boldsymbol{V}_{1,\mathrm{in}}\approx\boldsymbol{S}_{\mathrm{L,in}}\boldsymbol{S}_{\mathrm{in}}\boldsymbol{S}_{\mathrm{R,in}}^{\mathrm{H}}$,类似地有 $\{\boldsymbol{X},\theta_X,\boldsymbol{f}\}\in\{P,\tau_{\mathrm{URB}},\boldsymbol{s}_{1,\mathrm{R,in}}\}$,其中 $\boldsymbol{s}_{1,\mathrm{R,in}}$ 表示 $\boldsymbol{S}_{\mathrm{R,in}}^{\mathrm{H}}$ 的第一列。利用 $\boldsymbol{d}_{\mathrm{URB}}$ 的范德蒙结构特征,τ_{URB} 的闭式解估计可以由 $\boldsymbol{s}_{1,\mathrm{R,in}}$ 得到:

$$\hat{\tau}_{\mathrm{URB}}=\frac{-\arg(\underline{\boldsymbol{s}}_{1,\mathrm{R,in}}^{\mathrm{H}}\overline{\boldsymbol{s}}_{1,\mathrm{R,in}})P_0}{2\pi f_{\mathrm{s}}}。\tag{17}$$

根据式(7)可以恢复出间接信道时延矢量 $\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{URB}}$。

利用右奇异值矢量 $\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}$,级联空间频率 (θ,φ) 可以通过相关性的方法[21]估计:

$$(\hat{\theta},\hat{\varphi})=\arg\max_{(\theta,\varphi)}\frac{|\widetilde{\boldsymbol{u}}_N^{\mathrm{H}}(\theta,\varphi)\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}^{*}|}{\|\widetilde{\boldsymbol{u}}_N^{\mathrm{H}}(\theta,\varphi)\|_2\|\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}^{*}\|_2}。\tag{18}$$

式中：$\widetilde{\boldsymbol{u}}_N(\theta,\varphi)=(\boldsymbol{W}\boldsymbol{\Pi}_{\mathbf{1}_L}^{\perp}\otimes\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{URB}}^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_N(\theta,\varphi)$。式(18)可以通过二维空间搜索求解。

尽管通过式(18)可以实现空间频率(θ,φ)的高精度估计，但是其计算复杂度随网格点数增加而显著上升。为了兼顾估计精度与计算复杂度，本文使用两次搜索策略，具体如下。

在全局空间搜索得到(θ,φ)的粗估计值后，将粗估计值的左右邻域设置为局部搜索空间，进行第二次网格搜索，获得更为精确的估计值$(\hat{\theta},\hat{\varphi})$。该方法在保持较高估计精度的同时，有效降低了计算复杂度与搜索维度。

复增益α可以通过最小二乘估计：

$$\hat{\alpha}=\frac{|\widetilde{\boldsymbol{u}}_N^{\mathrm{H}}(\hat{\theta},\hat{\varphi})\boldsymbol{y}_{\mathrm{in}}|}{\|\widetilde{\boldsymbol{u}}_N(\hat{\theta},\hat{\varphi})\|_2^2}。\tag{19}$$

式中：$\boldsymbol{y}_{\mathrm{in}}=(\boldsymbol{u}_M^{\mathrm{H}}(\hat{\psi}_{\mathrm{f}})\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}})^{\mathrm{T}}/M\sqrt{\rho}$。

根据间接信道参数估计重构间接信道接收信号矩阵$\hat{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{in}}$，直接信道接收信号矩阵为

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{d}}=(\boldsymbol{Y}-\hat{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{in}})(\mathbf{1}_L\otimes\boldsymbol{I}_P)=\beta L\sqrt{\rho}\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})\boldsymbol{d}_{\mathrm{UB}}^{\mathrm{T}}+\widetilde{\boldsymbol{N}}。\tag{20}$$

式中：$\widetilde{\boldsymbol{N}}$表示包含间接信道估计误差在内的等效噪声干扰。

对$\hat{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{d}}$进行奇异值分解，得到主奇异值矩阵$\boldsymbol{U}_{\mathrm{d}}$和$\boldsymbol{V}_{\mathrm{d}}^{\mathrm{H}}$。利用$\boldsymbol{u}_M(\phi_{\mathrm{h}})$的范德蒙结构特征，$\phi_{\mathrm{h}}$的闭式解估计为

$$\hat{\phi}_{\mathrm{h}}=-\arg(\underline{\boldsymbol{u}}_{1,\mathrm{d}}^{\mathrm{H}}\overline{\boldsymbol{u}}_{1,\mathrm{d}})。\tag{21}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{1,\mathrm{d}}$表示$\boldsymbol{U}_{\mathrm{d}}$的第一列。

对$\boldsymbol{V}_{\mathrm{d}}^{\mathrm{H}}$做共轭操作并取其第一列元素构成矢量$\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{d}}$，根据其范德蒙结构特征，$\tau_{\mathrm{UB}}$的闭式解估计为

$$\hat{\tau}_{\mathrm{UB}}=\frac{-\arg(\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{d}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{d}})P_0}{2\pi f_{\mathrm{s}}}。\tag{22}$$

根据式(7)可以恢复出直接信道时延矢量$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{UB}}$。

复增益β可以通过最小二乘估计：

$$\hat{\beta}=\frac{|\boldsymbol{u}_M^{\mathrm{H}}(\hat{\phi}_{\mathrm{h}})\boldsymbol{y}_{\mathrm{d}}|}{\|\boldsymbol{u}_M(\hat{\phi}_{\mathrm{h}})\|_2^2}。\tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{y}_{\mathrm{d}}=\hat{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{d}}\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{UB}}^{*}/LP\sqrt{\rho}$。

2.2 用户三维定位

r_{UR}、r_{BR}、r_{UB}分别表示用户到RIS、RIS到BS以及用户到BS的距离，并且满足：

$$\begin{cases}r_{\mathrm{URB}}=c\tau_{\mathrm{URB}};\\ r_{\mathrm{UB}}=c\tau_{\mathrm{UB}}。\end{cases}\tag{24}$$

式中：c为光速；$r_{\mathrm{URB}}=r_{\mathrm{UR}}+r_{\mathrm{BR}}$。

用户相对RIS的三维坐标可由RIS处的到达角对应方位角$\widetilde{\varphi}_{\mathrm{g}}$、仰角$\widetilde{\theta}_{\mathrm{g}}$以及两者间距离$r_{\mathrm{UR}}$给出，即

$$\hat{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{u}}=[x_{\mathrm{u}}\ y_{\mathrm{u}}\ z_{\mathrm{u}}]^{\mathrm{T}}=r_{\mathrm{UR}}[\cos\widetilde{\theta}_{\mathrm{g}}\cos\widetilde{\varphi}_{\mathrm{g}},\cos\widetilde{\theta}_{\mathrm{g}}\sin\widetilde{\varphi}_{\mathrm{g}},\sin\widetilde{\theta}_{\mathrm{g}}]^{\mathrm{T}}。\tag{25}$$

由于BS是位于Z轴方向的ULA，可得：

$$z_{\mathrm{u}}=r_{\mathrm{UB}}\sin\widetilde{\phi}_{\mathrm{h}}+z_{\mathrm{b}}。\tag{26}$$

式中：$\widetilde{\phi}_{\mathrm{h}}$表示用户-BS的到达角。空间频率$(\theta,\varphi,\phi_{\mathrm{h}})$和对应方位角、仰角的关系表达式为

$$\begin{cases}\theta=\pi(\cos\widetilde{\theta}_{\mathrm{g}}\sin\widetilde{\varphi}_{\mathrm{g}}-\cos\widetilde{\theta}_{\mathrm{f}}\sin\widetilde{\varphi}_{\mathrm{f}});\\ \varphi=\pi(\sin\widetilde{\theta}_{\mathrm{g}}-\sin\widetilde{\theta}_{\mathrm{f}});\\ \phi_{\mathrm{h}}=\pi\sin\widetilde{\phi}_{\mathrm{h}}。\end{cases}\tag{27}$$

根据第一阶段估计得到的时延参数，可得：

$$\begin{cases}\hat{r}_{\mathrm{UR}}=\hat{\tau}_{\mathrm{URB}}c-r_{\mathrm{BR}};\\ \hat{r}_{\mathrm{UB}}=\hat{\tau}_{\mathrm{UB}}c。\end{cases}\tag{28}$$

利用BS、RIS以及用户三者位置与空间频率的几何映射关系，用户在所给三维坐标系中的三维坐标可以估计为

$$\begin{cases}\hat{z}_{\mathrm{u}}=\hat{r}_{\mathrm{UR}}\left(\dfrac{\hat{\varphi}}{\pi}+\dfrac{z_{\mathrm{b}}}{r_{\mathrm{BR}}}\right);\\ \hat{y}_{\mathrm{u}}=\hat{r}_{\mathrm{UR}}\left(\dfrac{y_{\mathrm{b}}}{r_{\mathrm{BR}}}+\dfrac{\hat{\theta}}{\pi}\right);\\ \hat{x}_{\mathrm{u}}=\sqrt{\hat{r}_{\mathrm{UR}}^2-\hat{y}_{\mathrm{u}}^2-\hat{z}_{\mathrm{u}}^2}。\end{cases}\tag{29}$$

算法1 基于子空间正交特性的两阶段信道估计与定位算法

输入：接收信号矩阵$\boldsymbol{Y}$，RIS相移矩阵$\boldsymbol{W}$；

输出：$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}$、$\hat{\tau}_{\mathrm{URB}}$、$(\hat{\theta},\hat{\varphi})$、$\hat{\alpha}$、$\hat{\phi}_{\mathrm{h}}$、$\hat{\tau}_{\mathrm{UB}}$、$\hat{\beta}$和$\hat{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{u}}$。

① 根据式(12)得到间接信道信号矩阵$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}}$；

② 对信号矩阵$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{in}}$进行奇异值分解，得到主奇异值向量$\{\boldsymbol{u}_{1,\mathrm{in}},\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}\}$；

③ 将$\boldsymbol{v}_{1,\mathrm{in}}$矩阵化，并进行奇异值分解得到主奇异值矢量$\boldsymbol{s}_{1,\mathrm{R},\mathrm{in}}$；

④ 根据式(14)、(17)、(18)以及式(19)得到间接信道参数估计$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}$、$\hat{\tau}_{\mathrm{URB}}$、$(\hat{\theta},\hat{\varphi})$以及$\hat{\alpha}$；

⑤ 重构间接信道信号矩阵并根据式(20)得到直接信道信号矩阵的估计$\hat{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{d}}$；

⑥ 根据式(21)、(22)、(23)得到直接信道参数的估计$\hat{\phi}_{\mathrm{h}}$、$\hat{\tau}_{\mathrm{UB}}$以及$\hat{\beta}$；

⑦ 根据估计得到的信道参数，根据式(29)

得到 $\hat{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{u}}$。

3 性能分析

3.1 计算复杂度分析

本文从计算复杂度阶数的角度分析所提算法的计算复杂度。假设式(18)在每个变量上的网格搜索点数均为 J，所提方案的计算复杂度主要来自两个部分：一是 ψ_{f}、τ_{URB} 和 (θ,φ) 的估计，涉及一个大小为 $M\times LP$ 的矩阵奇异值分解、一个大小为 $L\times P$ 的矩阵奇异值分解以及式(18)的网格搜索，其计算复杂度阶数分别为 $O(MLP\times\min(M,LP))$、$O(LP\times\min(L,P))$ 以及 $O(J^2LP)$；二是 ϕ_{h} 和 τ_{URB} 的估计，同样涉及一个大小为 $M\times P$ 的矩阵奇异值分解，其计算复杂度阶数可视为 $O(MP\times\min(M,P))$。综上，所提算法的总计算复杂度阶数可视为 $O(MLP\times\min(M,LP)+LP\times\min(L,P))+O(J^2LP+MP\times\min(M,P))$。

3.2 最小导频开销分析

由于信道参数与用户位置参数之间存在非线性几何关系，因此无须额外的导频开销用于定位。导频开销主要产生于信道参数估计阶段。该阶段总导频开销为 PL，为了保证直接信道的有效滤除，需满足列空间投影矩阵存在，即 $L\geqslant 2$。同时，为可靠估计时延参数，需满足 $P\geqslant 2$，因此，所提算法在理论上所需的最小导频开销为 4。

4 仿真分析

本节通过蒙特卡罗仿真评估所提两阶段信道估计与定位算法性能，以 CRLB[6] 与 PEB[22] 作为性能基准，并对比了迭代二次最大似然(iterative quadratic maximum likelihood，IQML)[17] 方案和基于正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit，OMP)方案。仿真参数设置如下：RIS 相移矩阵元素在 $[0,2\pi)$ 均匀随机生成。采样频率 $f_{\mathrm{s}}=0.32$ GHz，载波频率 $f_{\mathrm{c}}=28$ GHz，波长 $\lambda=c/f_{\mathrm{c}}$，P_0 为 128 个。直接与间接信道复增益分别为 $\beta=r_{\mathrm{UB}}^{-\mu/2}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\chi_{\mathrm{UB}}}$ 和 $\alpha=(r_{\mathrm{BR}}r_{\mathrm{UR}})^{-\mu/2}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\chi_{\mathrm{URB}}}$，其中 μ 为路径损耗分量，仿真中设置为 2，χ_{URB} 和 χ_{UB} 在 $[0,2\pi)$ 范围内均匀随机生成。采用瑞利距离 d_{R} 作为远近场辐射区域的临界距离划分标准[23]。BS 参考天线位于 $[-2,3,4]^{\mathrm{T}}$ m，用户位置 $[5,4,2]^{\mathrm{T}}$ m，RIS 参考元件位置位于坐标系原点。蒙特卡罗仿真次数 M_{c} 为 2 000 次。信噪比 *SNR*、根方误差 *RMSE* 和归一化均方误差 *NMSE* 的定义与表达式参考文献[19-21]。

针对信道参数估计性能进行分析，所提方案、IQML 方案和基于 OMP 估计方案的时延估计均基于所提算法，结果如图 2 所示。所提方案的 *RMSE* 在全 *SNR* 范围内均低于 IQML 方案，且与 CRLB 保持平行，验证了算法的统计有效性。所提方案的优势主要来自两方面：IQML 方案原为 ULA RIS 设计，扩展至 UPA RIS 后，垂直和水平方向空间频率估计仅能利用总导频开销的一半，观测信息利用不充分；同时将多个子载波直接叠加，损失了频域分集增益并放大了噪声。因此，所提方案能够更有效地利用多导频与多载波观测信息，参数估计性能更优。

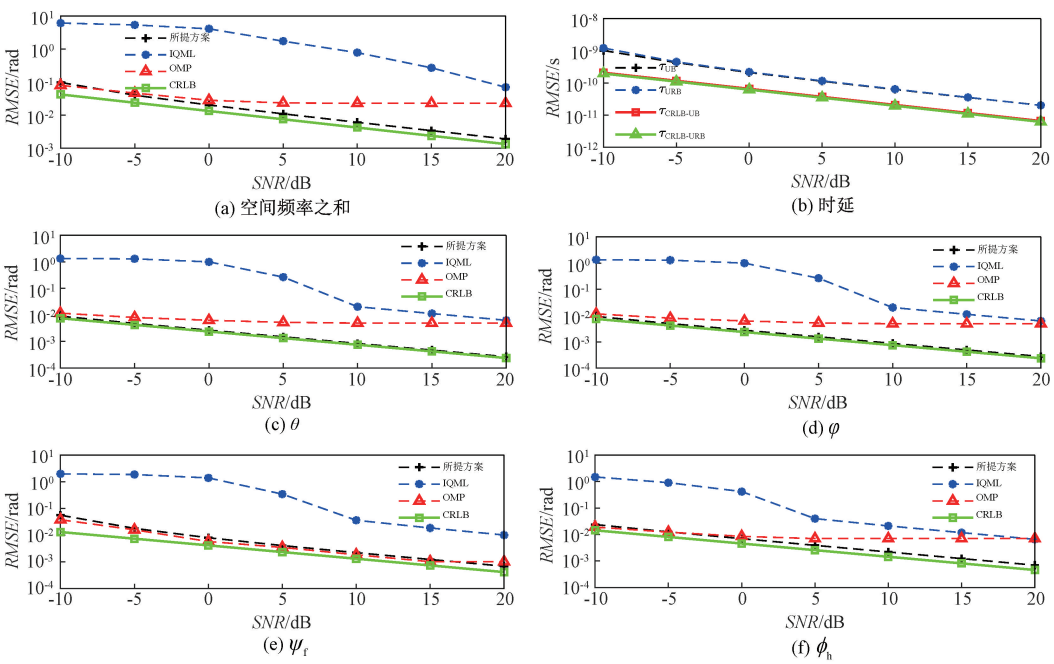
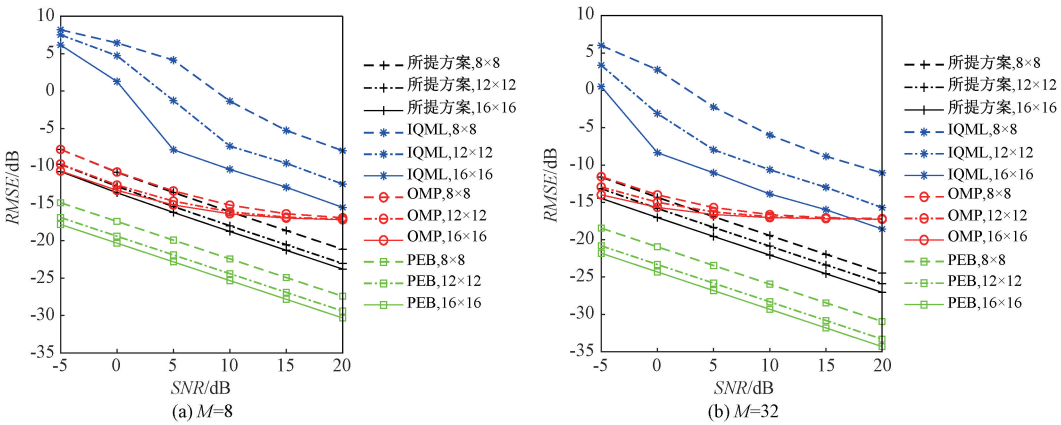


图 2 信道参数 *RMSE* 随 *SNR* 变化

Figure 2 Channel parameter *RMSE* versus *SNR*

与 OMP 方案相比,所提方案通过两次搜索策略缓解了网格失配带来的地板效应,并利用信号的范德蒙结构获得 BS 处空间频率的闭式解,在降低计算复杂度的同时在低信噪比区域实现了接近 OMP 的估计性能。对于 RIS 处空间频率估计,所提方案在低信噪比区域表现出略优的性能,原因在于 OMP 为局部优化算法,对噪声的干扰也更敏感,而所提方案基于最大似然准则,因此参数估计精度更高。

图 3 为定位 *RMSE* 随 *SNR* 的变化。所提方案定位 *RMSE* 随 *SNR* 增加而下降,并与理论 PEB 保持同步。图 3(a)表明所提方案在 0 dB 时实现了分米级别的定位精度,还表明了增加 RIS 单元数和 BS 天线数能够有效提升定位性能。在全 *SNR* 范围内,所提方案均优于 IQML 方案和 OMP 方案。其优势主要源于:IQML 方案导频利用率较低且噪声放大效应明显,OMP 方案受限于网格失配,参数估计精度受限,而所提方案能够更充分地利用导频信息和信号结构,并通过两次搜索策略缓解网格失配影响。

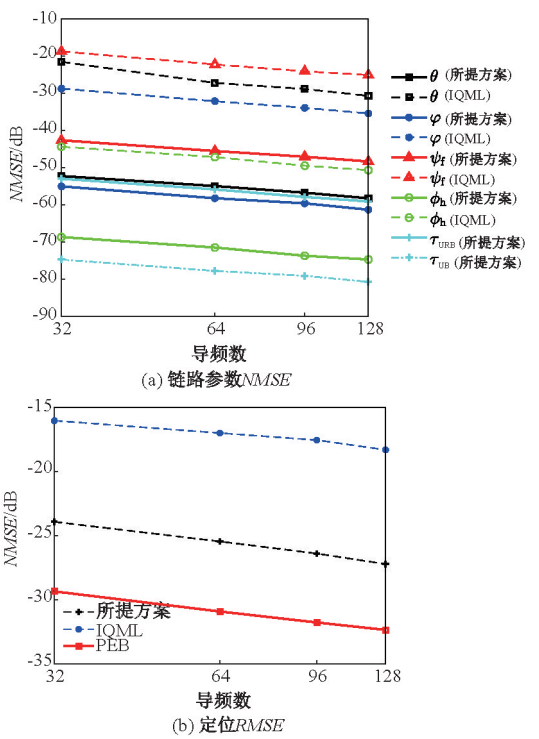


(a) M=8　　(b) M=32

图 3　定位 *RMSE* 随 *SNR* 变化

Figure 3　Location *RMSE* versus *SNR*

图 4 给出了信道参数 *NMSE* 和定位 *RMSE* 随导频符号数 L 的变化。



(a) 链路参数*NMSE*

(b) 定位*RMSE*

图 4　所提算法性能随导频符号数的变化趋势图

Figure 4　Proposed algorithm performance versus number of pilot symbols

所提方案的信道参数 *NMSE* 和定位 *RMSE* 均随 L 增大而下降,并与理论 PEB 下界保持同步。与 IQML 方案相比,所提方案在全 L 范围内均具有更优的参数估计和定位性能。原因在于:IQML 方案导频利用率较低,且将所有子载波叠加的处理方式放大了噪声,导致参数估计和定位精度下降,而所提方案能够更充分地利用导频观测信息,获得更高处理增益。

图 5 给出了信道参数 *NMSE* 和定位 *RMSE* 随训练子载波数 P 的变化。

随着 P 增大,所提方案的 *NMSE* 和定位 *RMSE* 均持续下降,且定位 *RMSE* 与理论 *PEB* 下界保持相同趋势。增加 P 一方面扩充了空间频率估计的频域观测样本,获得更高多载波累积增益;另一方面增加了式(7)中时延矢量的范德蒙结构维数,从而提高时延估计精度。相比之下,IQML 是针对 ULA RIS 设计,扩展至 UPA RIS 后,RIS 端空间频率估计仅能利用总导频开销的一半。同时将所有子载波叠加的做法损失了频域分集信息并放大了噪声,导致性能劣于所提方案。这说明所提算法能够更充分地利用频域分集资源,在信道估计与定位任务中具有更好的稳健性。

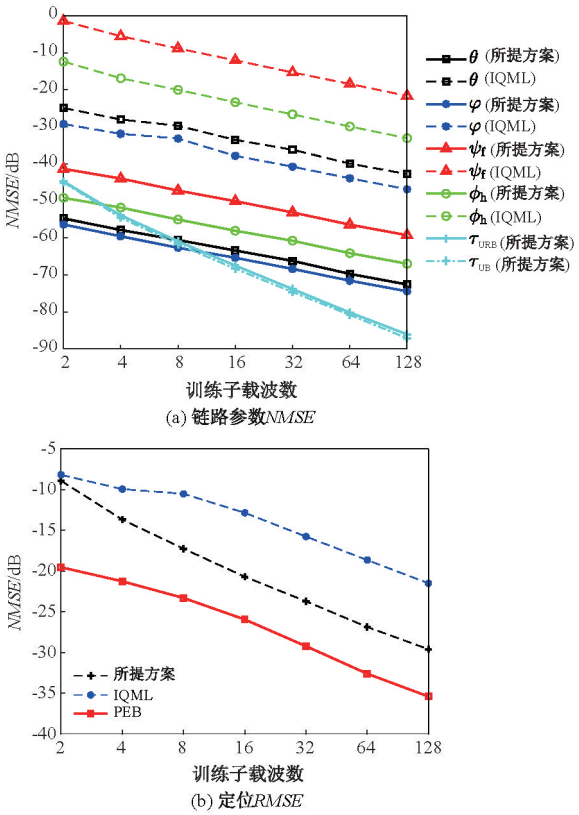


图 5　所提算法性能随训练子载波数的变化趋势图

Figure 5　Proposed algorithm performance versus number of training subcarriers

5　结论

本文提出了一种基于子空间正交分离的信道估计与定位方法。该方法通过构造直接信道子空间的正交投影,实现直接路径与 RIS 级联反射路径的有效解耦,从而在低导频开销下同步完成信道估计与三维定位。仿真结果验证了所提算法在低导频开销下的有效性和稳健性,其性能能够逼近理论下界。

未来工作可以结合深度学习、神经网络优化方法进一步研究,并深入分析各个子模块贡献,广泛设置消融实验;还可以研究多用户、多径场景下子空间投影结构的敏感性,不同 RIS 配置对于定位性能变化的影响。

参考文献:

[1] Di Renzo M, Zappone A, Debbah M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2450-2525.

[2] Guo Xinying, Liu Longfei, Zhu Chunhua. Beamforming dual-loop optimization algorithm for RIS-assisted UAV communication systems[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2025, 46(2): 67-74. [郭歆莹, 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.]

[3] Tang Wankai, Chen Ming zheng, Chen Xiangyu, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 421-439.

[4] Strinati E C, Alexandropoulos G C, Wymeersch H, et al. Reconfigurable, intelligent, and sustainable wireless environments for 6G smart connectivity[J]. IEEE Communications Magazine, 2021, 59(10): 99-105.

[5] Wymeersch H, He Jiguang, Denis B, et al. Radio localization and mapping with reconfigurable intelligent surfaces: challenges, opportunities, and research directions [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 52-61.

[6] He Jiguang, Wymeersch H, Kong Long, et al. Large intelligent surface for positioning in millimeter wave MIMO systems[C]//Proceedings of the 2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2020: 1-5.

[7] Björnson E, Wymeersch H, Matthiesen B, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: a signal processing perspective with wireless applications[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2022, 39(2): 135-158.

[8] Gürgünoğlu D, Björnson E, Fodor G. Joint pilot-based localization and channel estimation in RIS-aided communication systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(11): 3119-3123.

[9] He Jiguang, Wymeersch H, Juntti M. Leveraging location information for RIS-aided mmWave MIMO communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1380-1384.

[10] Haghshenas M, Ramezani P, Magarini M, et al. Parametric channel estimation with short pilots in RIS-assisted near- and far-field communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(8): 10366-10382.

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

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

[13] Chen Hui, Zheng Pinjun, Keskin M F, et al. Multi-RIS-

enabled 3D sidelink positioning[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(8): 8700-8716.
[14] Keykhosravi K, Keskin M F, Seco-Granados G, et al. SISO RIS-enabled joint 3D downlink localization and synchronization[C]//IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE, 2021: 1-6.
[15] Ghazalian R, Chen Hui, Alexandropoulos G C, et al. Joint user localization and location calibration of a hybrid reconfigurable intelligent surface[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(1): 1435-1440.
[16] Sun Junchang, Gu Rongyan, Ma Shuai, et al. An RIS assisted wideband millimeter wave SISO-based positioning method[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(4): 1240-1246. [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.]
[17] Noh S, Seo K, Sung Y, et al. Joint direct and indirect channel estimation for RIS-assisted millimeter-wave systems based on array signal processing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(11): 8378-8391.
[18] Alkhateeb A, Heath R W. Frequency selective hybrid precoding for limited feedback millimeter wave systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(5): 1801-1818.
[19] Li Shuangzhi, Lei Haojie, Guo Xin. Sparse channel estimation and array blockage diagnosis for non-ideal RIS-assisted MIMO systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2025, 47(8): 2573-2583. [李双志, 雷豪杰, 郭新. 非理想 RIS 辅助 MIMO 系统稀疏信道估计与阵列阻塞诊断[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(8): 2573-2583.]
[20] Zhou Zhou, Fang Jun, Yang Linxiao, et al. Low-rank tensor decomposition-aided channel estimation for millimeter wave MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(7): 1524-1538.
[21] Li Shuangzhi, Yang Ruiqi, Guo Xin, et al. Low pilot overhead parametric channel estimation scheme for RIS-assisted mmWave MIMO systems[J]. Journal on Communications, 2024, 45(9): 82-91. [李双志, 杨睿棋, 郭新, 等. 低导频开销 RIS 辅助毫米波 MIMO 系统参数化信道估计方案[J]. 通信学报, 2024, 45(9): 82-91.]
[22] Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing, volume I: estimation theory[M]. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1993.
[23] Lei Hao, Zhang Jiayi, Wang Zhe, et al. Hybrid-field channel estimation for XL-MIMO systems with stochastic gradient pursuit algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2024, 72: 2998-3012.

Subspace-Orthogonal Channel Estimation and Localization for RIS-assisted SIMO Systems

LI Shuangzhi, WANG Zhen, GUO Xin

(School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted single-input multiple-output (SIMO) systems, because the direct path and the RIS cascaded reflected path overlap at the receiver, channel parameter estimation and user localization face high computational complexity and high pilot overhead. To address this challenge, a two-stage low-pilot-overhead channel estimation and localization method was proposed based on subspace-orthogonal separation. In the first stage, an orthogonal projection matrix of the direct channel subspace was constructed. Then the received signal was projected onto its orthogonal complement space. This effectively separated the direct path from the RIS cascaded reflected path. After that, key channel parameters such as spatial frequencies and delays were extracted by methods such as rank-one approximation. In the second stage, the geometric constraint relationship between the channel parameters and the three-dimensional coordinates was used to estimate the user's 3D position. Theoretical analysis showed that by subspace decoupling and channel parametric representation, the proposed algorithm could complete both channel estimation and localization with only a small number of pilots. Simulation results showed that the proposed algorithm achieved decimeter-level localization accuracy at 0 dB. Under different conditions, both the parameter estimation performance and the localization error could closely follow the theoretical lower bounds, verifying the statistical efficiency and robustness of the algorithm.

Keywords: millimeter-wave communication; channel estimation; subspace orthogonality; three-dimensional localization; reconfigurable intelligent surface (RIS)