



双 RIS 辅助的雷达目标位置与速度测量

邹华峻¹, 吴亮^{1,2*}, 张在琛^{1,2}, 龚子轶¹, 党建^{1,2}, 朱秉诚^{1,2}

1. 东南大学移动通信全国重点实验室, 移动信息通信与安全教育部前沿科学中心, 南京 210096

2. 网络通信与安全紫金山实验室, 南京 211111

* 通信作者. E-mail: wuliang@seu.edu.cn

收稿日期: 2023-03-14; 修回日期: 2023-05-20; 接受日期: 2023-08-15; 网络出版日期: 2023-12-12

国家自然科学基金 (批准号: 62171127, 61960206005, 61971136, 61803211, 61871111, 62101275)、中央高校基本科研业务费专项 (批准号: 2242022k30001) 和移动通信全国重点实验室研究基金资助项目

摘要 可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 是一种由大量被动反射单元构成的平面阵列, 并由低功耗的电子电路控制, 在空域上可对电磁波灵活调控. 本文提出了一种双 RIS 辅助雷达测量的方法, 旨在提高雷达对目标位置和速度测量的准确度. 首先, 建立了由双 RIS 辅助的单基雷达信号模型, 引入了运动目标的多普勒效应对 RIS 反射回波信号的影响. 非相干 RIS 反射回波信号的引入, 不仅可以极大地提高雷达测量的可用信息量, 还可以使单基雷达获得目标三维绝对速度测量的能力. 然后, 推导了综合利用雷达和 RIS 的时延、方位角、俯仰角、多普勒信息对目标位置和速度估计的克拉美罗下界. 最后, 提出以克拉美罗下界为目标, 利用遗传算法优化 RIS 反射系数矩阵的方法. 仿真结果表明, 本文提出方法的测量精度显著优于单基雷达, 可以实现厘米级的位置测量精度与分米级的速度测量精度.

关键词 可重构智能表面, 参数估计, 多普勒, 克拉美罗下界, 遗传算法

1 引言

可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 是一种新型的人造可调谐反射阵列, 近年来, 在下一代移动通信和感知系统领域受到了极大的关注^[1~3]. 它通常由低功耗的有源电子器件 (例如, 变容二极管、PIN 二极管) 控制, 并加载在合理设计的频率选择表面上, 以实现不同调谐特性^[4,5]. 因此, 它能控制入射电磁波的相位、频率、极化. 在毫米波和太赫兹波段, 新型材料 (例如, 液晶、石墨烯) 被应用于智能反射阵列^[6,7]. RIS 的引入, 为通信和雷达系统引入了新的可编程自由度, 可人为地改善信道环境, 显著提升系统性能. RIS 最早主要在无线通信中进行研究, 文献 [8] 中 RIS 被应用于缓解通信信道衰落, 提升信噪比 (signal noise ratio, SNR). 文献 [9] 中, 作者研究了利用 RIS 提高通

引用格式: 邹华峻, 吴亮, 张在琛, 等. 双 RIS 辅助的雷达目标位置与速度测量. 中国科学: 信息科学, 2023, 53: 2527–2542, doi: 10.1360/SSI-2023-0072
Zou H J, Wu L, Zhang Z C, et al. Position and velocity measurement in dual RIS-assisted radar systems (in Chinese). Sci Sin Inform, 2023, 53: 2527–2542, doi: 10.1360/SSI-2023-0072

信系统的能量效率与频谱效率. 在文献 [10] 中, RIS 与空间调制相结合, 提升了空间调制的传输速率. 另外, RIS 可以应用在无线感知系统中, 提高感知的精度^[11]. 最近, RIS 被集成在双功能雷达和通信 (dual-function radar and communication, DFRC) 系统中, 文献 [12] 研究了 RIS 和雷达的联合波束成形以使雷达和通信系统共存; 针对 DFRC 中多用户干扰 (multi-user interference, MUI) 问题, 文献 [13] 引入 RIS, 通过对 RIS 的权重优化消除用户间的干扰.

在 RIS 辅助雷达检测与测量研究领域, 最近取得了一些进展. 文献 [14] 研究了 RIS 辅助雷达检测, 通过优化 RIS 阵列的反射相位以提高接收端的信噪比, 结果表明 RIS 能够提高雷达的检测能力. 而在文献 [15] 中, 进一步详细讨论了 RIS 与雷达小间距放置与宽间距放置两种情况下的功率增益. 针对 RIS 辅助雷达的多目标检测问题, 文献 [16] 联合优化雷达波形和 RIS 相移, 提高多目标检测性能. 针对雷达在非视距 (non line of sight, NLOS) 情况下的目标检测问题, RIS 同样可以辅助提升检测性能^[17]. 与单 RIS 辅助雷达检测相比, 多 RIS 可以进一步提升雷达的检测性能. 文献 [18] 中给出了至多两个 RIS 辅助的通用雷达信号模型, 并给出了提高检测性能的优化方法.

之前的工作主要集中在提高雷达检测的信噪比和检测概率上, 而 RIS 对雷达参数测量的影响未被详细讨论. 本文旨在利用 RIS 增强雷达目标位置、速度的测量能力. 我们考虑了一个双 RIS 辅助雷达目标参数估计的场景, 雷达和两个 RIS 组成了一个类似单发多收的系统, 雷达发射正交信号, 经过目标散射后, 雷达接收端接收到直接回波信号和经过两个 RIS 反射的间接回波信号. 我们提出了该系统设计的关键条件, 即 RIS 与雷达宽间距放置, 从而能够分辨直接回波信号与 RIS 反射回波信号. 因此, 可以得到 3 个观测视角的信息, 能够以较低的成本显著提高参数估计的有效性. 在这一系统框架下, 我们综合利用 3 个观测视角的时延、方位角、俯仰角、多普勒 (Doppler) 信息估计目标的位置和速度. 特别地, 多普勒信息的引入不仅能够进一步提升位置估计的有效性, 3 个独立视角的多普勒信息还可以额外引入对目标三维绝对速度的测量能力. 在此基础上我们推导了目标位置与速度估计的 Fisher 信息矩阵和克拉美罗下界 (Cramer-Rao lower bound, CRLB). 最后, 提出了利用遗传算法 (genetic algorithm, GA) 优化 RIS 反射系数矩阵, 其目标为最小化克拉美罗下界. 仿真结果表明, 本文所提出的方法能够极大地提高位置和速度测量的精度, 显著优于单基地雷达, 能够实现厘米级的位置测量精度和分米级的速度测量精度. 我们提出的方法充分利用了 RIS 的空域信息与 RIS 对电磁波的调控能力, 能以较低的成本显著提升雷达的测量能力.

2 系统模型

2.1 系统描述

我们考虑了一个雷达目标参数估计的问题, 其中雷达由双 RIS 辅助, 如图 1 所示. 雷达配备了 N_r 个紧密放置的天线形成一个平面阵列. 雷达天线阵列发射 N_r 个相互正交的信号. 经过目标散射后, 目标的散射信号通过直接路径与经过双 RIS 反射路径到达接收机. 其中 RIS 可以帮助雷达接收机接收不同观测视角的回波信号. 第 k 个 RIS 配备 $N_{I,k}$ 个亚波长反射单元 ($k = 1, 2$), 可以在反射电磁波的同时改变相位. 并假设雷达的控制单元与 RIS 之间存在数据链路. 雷达天线阵列放置在 xy 面上, 其中一个 RIS 放置在 xz 面上, 另一 RIS 放置在 yz 面上. 这样的布置可以保证对笛卡尔 (Cartesian) 坐标系 3 个维度信息的充分获取.

常规雷达目标通常由众多小的散射体组成, 每个散射体有各自的散射幅度和相位, 雷达接收信号为这些小散射体散射信号的叠加. 从不同的观测视角得到目标的雷达散射截面积 (radar cross-section,

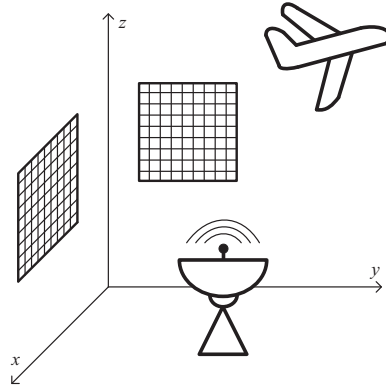


图 1 双 RIS 辅助雷达示意图

Figure 1 Dual RIS assisted radar system diagram

RCS) 有大有小, 并且随着目标的运动, 微小的变化均会导致目标 RCS 的剧烈起伏. 本文着重于利用 RIS 的反射路径获得新的观测视角, 充分利用空间分集特性, 从而能更稳健地检测与估计目标. 因此, 雷达直接路径与 RIS 反射路径的接收信号之间必须去相关 (或称为可分辨). 我们假设目标位于雷达和 RIS 的远场, 雷达波形是宽带的, 并且 RIS 和雷达之间间距放置, 即 $L > R\theta_{\text{bw}}$, 参数 L 为雷达与 RIS 之间的基线距离, R 为目标与雷达之间的距离, $\theta_{\text{bw}} = \lambda/D$ 为目标散射体的等效波束宽度, 其中 λ 为波长, D 为目标尺寸大小. 它表达了这样一个物理含义: 雷达与 RIS 分别处于目标散射的不同角束, 因此, 可以认为雷达直接回波与 RIS 反射回波是去相关的.

2.2 信道模型

根据标准雷达方程, 雷达发射机与目标之间的标量信道 $\tilde{\gamma}_r$, 雷达接收机与目标之间的标量信道 $\tilde{\gamma}_r$ 以及第 k 个 RIS 与目标之间的标量信道 $\gamma_{I,k}$ 可以建模为^[18]

$$\tilde{\gamma}_r = \left(\frac{\bar{\mathcal{G}}(\theta_r, \varphi_r)}{4\pi d_r^2 \bar{L}_r} \right)^{1/2} e^{j2\pi d_r/\lambda}, \quad (1a)$$

$$\tilde{\gamma}_r = \left(\frac{\tilde{\mathcal{G}}(\theta_r, \varphi_r) \lambda^2}{(4\pi)^2 d_r^2 \tilde{L}_r} \right)^{1/2} e^{j2\pi d_r/\lambda}, \quad (1b)$$

$$\gamma_{I,k} = \left(\frac{\varsigma(\theta_{I,k}, \varphi_{I,k}, \varpi_{I,k}) \mathcal{G}(\rho_{I,k}) \lambda^2}{(4\pi)^3 d_{I,k}^2 \tilde{d}_{I,k}^2 L_{I,k}} \right)^{1/2} e^{j2\pi(d_{I,k} + \tilde{d}_{I,k})/\lambda}, \quad (1c)$$

参数 $\bar{\mathcal{G}}$ 和 $\tilde{\mathcal{G}}$ 分别为在 $\{\theta_r, \varphi_r\}$ 方向上雷达发射和接收天线的增益, $\mathcal{G}(\rho_{I,k})$ 为在 $\rho_{I,k} = \{\rho_{I,k}^{\text{az}}, \rho_{I,k}^{\text{el}}\}$ 方向上的雷达接收天线增益, $\rho_{I,k}^{\text{az}}, \rho_{I,k}^{\text{el}}$ 分别为从雷达参考单元到第 k 个 RIS 参考单元的路径离开角的方位角和俯仰角. 参数 $\varsigma(\theta_{I,k}, \varphi_{I,k}, \varpi_{I,k})$ 为从 $\{\theta_{I,k}, \varphi_{I,k}\}$ 方向入射时第 k 个 RIS 的参考单元朝向 $\varpi_{I,k} = \{\varpi_{I,k}^{\text{az}}, \varpi_{I,k}^{\text{el}}\}$ 方向的双基地雷达截面积 (bistatic radar cross-section, BRCS), $\varpi_{I,k}^{\text{az}}$ 和 $\varpi_{I,k}^{\text{el}}$ 为从雷达参考单元到第 k 个 RIS 参考单元的路径到达角的方位角和俯仰角. 参数 $d_r, d_{I,k}$ 分别为雷达参考单元和第 k 个 RIS 参考单元到目标之间的距离, $\tilde{d}_{I,k}$ 为雷达参考单元到第 k 个 RIS 参考单元之间的距离. 参数 $\bar{L}_r, \tilde{L}_r, L_{I,k}$ 分别为相应路径的附加损耗因子.

归一化信道矩阵 $\mathbf{G}_{(I,k)}$ 的第 (m,n) 个元素可以表示为

$$G_{(I,k)(m,n)} = \left(\frac{\mathcal{G}(\rho_{(I,k)(m,n)}) \varsigma(\theta_{I,k}, \varphi_{I,k}, \varpi_{(I,k)(m,n)}) \ddot{d}_{(I,k)}^2}{\mathcal{G}(\rho_{(I,k)}) \varsigma(\theta_{I,k}, \varphi_{I,k}, \varpi_{(I,k)}) \ddot{d}_{(I,k)(m,n)}^2} \right)^{1/2} e^{j2\pi(\ddot{d}_{(I,k)(m,n)} - \ddot{d}_{(I,k)})/\lambda}, \quad (2)$$

参数 $\rho_{(I,k)(m,n)} = \{\rho_{(I,k)(m,n)}^{\text{az}}, \rho_{(I,k)(m,n)}^{\text{el}}\}$ 为从雷达的第 m 个单元到第 k 个 RIS 的第 n 个单元路径离开角的方位角和俯仰角, $\varpi_{(I,k)(m,n)} = \{\varpi_{(I,k)(m,n)}^{\text{az}}, \varpi_{(I,k)(m,n)}^{\text{el}}\}$ 为从雷达的第 m 个单元到第 k 个 RIS 的第 n 个单元路径到达角的方位角和俯仰角, $\ddot{d}_{(I,k)(m,n)}$ 为雷达的第 m 个单元到第 k 个 RIS 的第 n 个单元的距离.

2.3 接收信号

雷达接收机进行距离选通操作后 (即对波形进行匹配滤波并采样), 如果存在稳定的目标, 并且目标具有显著的多普勒效应, 那么单个脉冲内第 n 个采样时刻接收到的离散化信号 $\mathbf{r}(n) \in \mathbb{C}^{1 \times N_r}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(n) &= \mathbf{r}_r(n) + \mathbf{r}_{I,1}(n) + \mathbf{r}_{I,2}(n) + \mathbf{w} \\ &= \mathbf{s}(n)\mathbf{e}_r\alpha_r + \mathbf{s}(n)\mathbf{e}_{I,1}\alpha_{I,1} + \mathbf{s}(n)\mathbf{e}_{I,2}\alpha_{I,2} + \mathbf{w}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{s}(n) \in \mathbb{C}^{1 \times N_r}$ 为雷达发射的正交信号; $\mathbf{e}_r \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$, $\mathbf{e}_{I,k} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 分别为从雷达直接路径, 以及从第 k 个 RIS 反射路径观察到的已知目标特征, 与目标位置、系统空间分布、RIS 的相移、观察方向目标的 RCS 有关; $\alpha_r, \alpha_{I,1}, \alpha_{I,2}$ 分别为由于目标运动的多普勒效应对雷达直接回波信号以及第 1 个 RIS 和第 2 个 RIS 反射回波信号的相位调制; $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{1 \times N_r}$ 为噪声, 建模为方差 σ_w^2 的独立同分布高斯 (Gaussian) 随机变量.

这 3 条路径的目标特征分别与各自观测视角下目标的相对位置与相对速度有关, 并可由距离 d , 方位角 φ , 俯仰角 θ , 多普勒 f_d 参数进行表征, 并且 RIS 反射路径会受 RIS 相移的调控. 那么我们有

$$\mathbf{e}_r = (\mathbf{a}_r \bar{\gamma}_r \sqrt{\sigma_r}) \otimes (\mathbf{a}_r \bar{\gamma}_r)^T, \quad (4a)$$

$$\mathbf{e}_{I,1} = (\mathbf{a}_r \bar{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,1}}) \otimes (\mathbf{G}_{I,1} \text{diag}\{\Phi_{I,1}\} \mathbf{a}_{I,1} \gamma_{I,1})^T, \quad (4b)$$

$$\mathbf{e}_{I,2} = (\mathbf{a}_r \bar{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,2}}) \otimes (\mathbf{G}_{I,2} \text{diag}\{\Phi_{I,2}\} \mathbf{a}_{I,2} \gamma_{I,2})^T. \quad (4c)$$

面阵导向矢量 $\mathbf{a}_r \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$, $\mathbf{a}_{I,1} \in \mathbb{C}^{N_{I,1} \times 1}$ 和 $\mathbf{a}_{I,2} \in \mathbb{C}^{N_{I,2} \times 1}$ 取决于角度参数, 并由其正交方向上线阵导向矢量的克罗内克 (Kronecker) 积构成, 即 $\mathbf{a}_r = \mathbf{a}_r^x \otimes \mathbf{a}_r^y$, $\mathbf{a}_{I,1} = \mathbf{a}_{I,1}^x \otimes \mathbf{a}_{I,1}^z$, $\mathbf{a}_{I,2} = \mathbf{a}_{I,2}^y \otimes \mathbf{a}_{I,2}^z$. 雷达线阵导向矢量由以下式子给出:

$$\mathbf{a}_r^x(\theta_r, \varphi_r) = \left[e^{j(1-1)k\delta_r \cos \theta_r \cos \varphi_r}, \dots, e^{j(N_r^x-1)k\delta_r \cos \theta_r \cos \varphi_r} \right]^T, \quad (5a)$$

$$\mathbf{a}_r^y(\theta_r, \varphi_r) = \left[e^{j(1-1)k\delta_r \cos \theta_r \sin \varphi_r}, \dots, e^{j(N_r^y-1)k\delta_r \cos \theta_r \sin \varphi_r} \right]^T, \quad (5b)$$

波数 $k = 2\pi/\lambda$, δ_r 为雷达天线间距, θ_r 和 φ_r 分别为雷达直接路径的俯仰角和方位角, N_r^x 和 N_r^y 分别为雷达天线阵列在 x 和 y 方向上的天线数. RIS 导向矢量可类似得到. 参数 σ_r 为雷达观测方向的目标 RCS, $\sigma_{I,1}$ 与 $\sigma_{I,2}$ 为 RIS 观测方向的 BRCS. 矩阵 $\mathbf{G}_{I,1} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{I,1}}$ 和 $\mathbf{G}_{I,2} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{I,2}}$ 分别为第 1 个 RIS 和第 2 个 RIS 与雷达之间归一化的信道矩阵. 向量 $\Phi_{I,1} = e^{j\phi_{I,1}}$ 和 $\Phi_{I,2} = e^{j\phi_{I,2}}$ 为两个 RIS 的反射系数向量, 向量 $\phi_{I,1} \in \mathbb{R}^{N_{I,1} \times 1}$ 和 $\phi_{I,2} \in \mathbb{R}^{N_{I,2} \times 1}$ 分别代表第 1 个 RIS 和第 2 个 RIS 反射单元的相移.

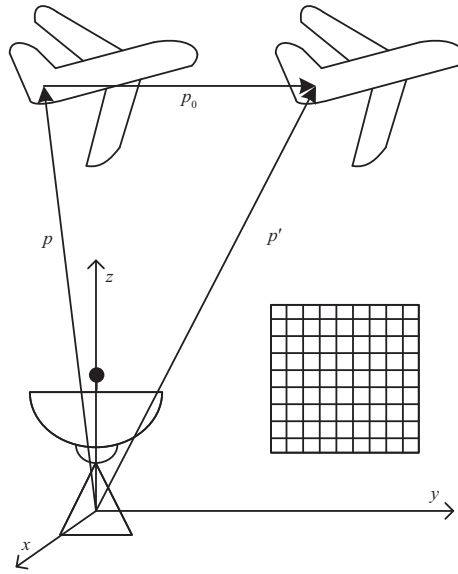


图 2 目标多普勒的相位调制效应
Figure 2 Phase modulation due to Doppler effect

特别地, 我们假设目标做匀速直线运动, 并具有显著的多普勒效应. 理论分析表明目标的运动调制了散射电磁波的相位函数. 下面, 分别讨论雷达直接路径和 RIS 反射路径的多普勒效应.

如图 2 所示, 假设 $\mathbf{p} = (x_0, y_0, z_0)$ 为目标在笛卡尔坐标系中的起始位置, $\mathbf{p}' = (x_1, y_1, z_1)$ 是移动后的坐标, \mathbf{p}_0 为平移矢量, 即 $\mathbf{p}' = \mathbf{p} + \mathbf{p}_0$. 那么多普勒效应对相位的调制可以刻画为 $\exp\{jk\mathbf{p}_0 \cdot (\mathbf{u}_i - \mathbf{u}_o)\}$, 其中 \mathbf{u}_i 为入射方向单位矢量, \mathbf{u}_o 为观察方向单位矢量. 目标采用“走-停-走”模型, 即在单个脉冲内认为目标位置和速度均不变, 而在脉冲之间目标位置发生变化, 由于目标做匀速直线运动, 脉冲之间目标速度保持一致^[19]. 因此可以得到多普勒相位调制为 $\alpha = \exp\{jk\mathbf{v} \cdot (\mathbf{u}_i - \mathbf{u}_o)\}$, 其中 \mathbf{v} 为速度矢量. 对于雷达直接回波信号, 目标对雷达入射波后向散射, 观察方向与入射方向相反, 即 $\mathbf{u}_{r,o} = -\mathbf{u}_{r,i}$, 那么雷达回波信号的多普勒相位调制为 $\alpha_r = \exp\{j2k\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_{r,i}\}$. 而对于经过第 k 个 RIS 反射信号而言, 多普勒相位调制为 $\alpha_{I,k} = \exp\{jk\mathbf{v} \cdot (\mathbf{u}_{I,k,i} - \mathbf{u}_{I,k,o})\}$, 在这里, 入射方向定义为从目标指向雷达发射机方向, 观察方向定义为从 RIS 指向目标方向.

3 克拉美罗下界

根据给出的系统框架, 接下来讨论双 RIS 辅助雷达系统对目标位置与速度估计量的克拉美罗下界. 我们综合利用不相干的雷达直接回波信号与 RIS 反射回波信号得到的距离、方位角、俯仰角、多普勒的估计量, 考虑对目标位置与速度测量准确度的影响. 需要估计的参数被定义为向量 $\boldsymbol{\eta}$

$$\boldsymbol{\eta} = \left[\varphi_r, \varphi_{I,1}, \varphi_{I,2}, \theta_r, \theta_{I,1}, \theta_{I,2}, d_r, d_{I,1}, d_{I,2}, f_d^r, f_d^{I,1}, f_d^{I,2} \right]^T, \quad (6)$$

$\boldsymbol{\eta}$ 的估计量由 $\hat{\boldsymbol{\eta}}$ 表示, 当估计为无偏估计时, 估计量的最小方差可由克拉美罗下界来表达, 估计量的方差为

$$\mathbb{E} \left[(\hat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta})(\hat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta})^H \right] \geq \mathbf{F}_{\boldsymbol{\eta}}^{-1}, \quad (7)$$

其中, \mathbf{F}_η 为 12×12 的 Fisher 信息矩阵, 式 (7) 表明了矩阵 $\text{var}(\hat{\eta}) - \mathbf{F}_\eta^{-1}$ 是半正定的, 并且 \mathbf{F}_η 为对称半正定矩阵. 第 n 个采样时刻的 Fisher 信息矩阵的第 (i, j) 个元素为

$$[\mathbf{F}_\eta(n)]_{ij} \triangleq -\mathbb{E} \left[\frac{\partial \ln p_{\mathbf{r}(n)}(\mathbf{r}(n)|\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_i} \frac{\partial \ln p_{\mathbf{r}(n)}(\mathbf{r}(n)|\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_j} \right], \quad (8)$$

其中, $p_{\mathbf{r}(n)}(\mathbf{r}(n)|\boldsymbol{\eta})$ 是以 $\boldsymbol{\eta}$ 为条件的随机变量 $\mathbf{r}(n)$ 的似然函数, $\mathbf{r}(n) \sim \mathcal{N}(\boldsymbol{\mu}_\eta(n), \sigma_w^2 \mathbf{I})$ 为第 n 个采样时刻的接收信号. 根据接收信号模型, 且样本估计量是无偏的, 那么似然函数 $p_{\mathbf{r}(n)}(\mathbf{r}(n)|\boldsymbol{\eta})$ 可以表示为

$$p_{\mathbf{r}(n)}(\mathbf{r}(n)|\boldsymbol{\eta}) = (2\pi\sigma_w^2)^{-\frac{3N_r}{2}} \exp \left[\frac{-1}{2\sigma_w^2} (\mathbf{r}(n) - \boldsymbol{\mu}_\eta(n)) (\mathbf{r}(n) - \boldsymbol{\mu}_\eta(n))^{\text{H}} \right]. \quad (9)$$

在高斯噪声条件下, Fisher 信息矩阵的第 (i, j) 项为^[20]

$$[\mathbf{F}_\eta]_{ij} = \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}_\eta}{\partial \eta_i} \right]^{\text{T}} \mathbf{C}_\eta^{-1} \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}_\eta}{\partial \eta_j} \right] + \frac{1}{2} \text{tr} \left[\mathbf{C}_\eta^{-1} \frac{\partial \mathbf{C}_\eta}{\partial \eta_i} \mathbf{C}_\eta^{-1} \frac{\partial \mathbf{C}_\eta}{\partial \eta_j} \right], \quad (10)$$

其中 $\mathbf{C}_\eta = \sigma_w^2 \mathbf{I}$. 并且 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F}_η 为 N 个采样时刻 Fisher 信息矩阵 $\mathbf{F}_\eta(n)$ 之和, 可以重写为

$$[\mathbf{F}_\eta]_{ij} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_w^2} \text{Re} \left\{ \frac{\partial \boldsymbol{\mu}_\eta(n)}{\partial \eta_i} \frac{\partial \boldsymbol{\mu}_\eta^{\text{H}}(n)}{\partial \eta_j} \right\} = \sum_{n=0}^{N-1} [\mathbf{F}_\eta(n)]_{ij}. \quad (11)$$

为了说明信号特性对参数估计性能的影响, 不失一般性, 考虑第 i 个天线接收信号 $r_i(t)$ 的 Fisher 信息矩阵对距离的求导项 $[\mathbf{F}_{i,\eta}]_{dd}$, 可以推导得到^[20]

$$[\mathbf{F}_{i,\eta}]_{dd} = \frac{E_s}{N_0} \beta_\omega^2, \quad (12)$$

其中, 信号能量 $E_s = \frac{1}{2} \int_0^{T_p} r_i^2(t) dt$, T_p 为脉冲宽度, N_0 为噪声的功率谱密度, 有效带宽 β_ω 定义如下:

$$\beta_\omega = \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 |R_i(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |R_i(\omega)|^2 d\omega} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (13)$$

其中, $R_i(\omega)$ 为信号的傅里叶 (Fourier) 变换. 对于普通的脉冲信号时宽带宽积 $BT_p = 1$, 可以得到

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{S \cdot T_p}{\sigma_w^2 / B} = \frac{S}{\sigma_w^2} = \text{SNR}. \quad (14)$$

因此信噪比越高或者信号的有效带宽越大, 距离的 Fisher 信息量越大, 那么对距离的估计就更精确. 类似可以得到 Fisher 信息矩阵对多普勒的求导项推导结果为

$$[\mathbf{F}_{i,\eta}]_{f_d f_d} = \frac{E_s}{N_0} \beta_t^2. \quad (15)$$

信号的有效时宽 β_t 定义为

$$\beta_t = \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 |r_i(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |r_i(t)|^2 dt} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (16)$$

同样, 可以得到信噪比越高或者信号的有效时宽越大, 那么多普勒的 Fisher 信息量越大, 对多普勒的估计就越精确.

下面, 分别给出雷达直接回波信号与 RIS 反射回波信号对方位角、俯仰角、距离、多普勒的偏导数. 首先考虑雷达直接回波信号分量

$$\mathbf{r}_r(n) = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_r}) \otimes (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r)^T \alpha_r. \quad (17)$$

我们给出直接回波信号对方位角 φ_r 和俯仰角 θ_r 的偏导数如下:

$$\frac{\partial \mathbf{r}_r(n)}{\partial \varphi_r} = 2\mathbf{s}(n) \frac{\partial \mathbf{a}_r}{\partial \varphi_r} \mathbf{a}_r^T \tilde{\gamma}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_r} \alpha_r, \quad (18a)$$

$$\frac{\partial \mathbf{r}_r(n)}{\partial \theta_r} = 2\mathbf{s}(n) \frac{\partial \mathbf{a}_r}{\partial \theta_r} \mathbf{a}_r^T \tilde{\gamma}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_r} \alpha_r. \quad (18b)$$

雷达导向矢量的第 l 项, 即阵列的第 m 行第 n 列单元项, 满足 $l = (m-1) \cdot N_r^x + n$, 其对方位角和俯仰角的偏导数由下式给出:

$$\frac{\partial [\mathbf{a}_r]_l}{\partial \theta_r} = -(\mathrm{j}k\delta_r (m-1) \sin \theta_r \cos \varphi_r + \mathrm{j}k\delta_r (n-1) \sin \theta_r \sin \varphi_r) [\mathbf{a}_r]_l, \quad (19a)$$

$$\frac{\partial [\mathbf{a}_r]_l}{\partial \varphi_r} = (-\mathrm{j}k\delta_r (m-1) \cos \theta_r \sin \varphi_r + \mathrm{j}k\delta_r (n-1) \cos \theta_r \cos \varphi_r) [\mathbf{a}_r]_l. \quad (19b)$$

直接回波信号对距离 d_r 求偏导的结果为

$$\frac{\partial \mathbf{r}_r(n)}{\partial d_r} = \left(\frac{\partial \tilde{\gamma}_r}{\partial d_r} \tilde{\gamma}_r + \tilde{\gamma}_r \frac{\partial \tilde{\gamma}_r}{\partial d_r} \right) \sqrt{\sigma_r} \alpha_r \mathbf{s}(n) \mathbf{a}_r \mathbf{a}_r^T, \quad (20a)$$

$$\frac{\partial \tilde{\gamma}_r}{\partial d_r} = \frac{\mathrm{j}2\pi}{\lambda} e^{\mathrm{j}2\pi d_r / \lambda} \kappa, \quad (20b)$$

其中, $\kappa = (\bar{g}(\theta_r, \varphi_r) / 4\pi d_r^2 \bar{L}_r)^{1/2}$, 类似可以得到 $\partial \tilde{\gamma}_r / \partial d_r$. 最后, 直接回波信号对多普勒 $f_d^r = \mathbf{v} \cdot (\mathbf{u}_i^r - \mathbf{u}_o^r) / \lambda$ 的偏导如下:

$$\frac{\partial \mathbf{r}_r(n)}{\partial f_d^r} = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_r}) \otimes (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r)^T \frac{\partial \alpha_r}{\partial f_d^r}, \quad (21a)$$

$$\frac{\partial \alpha_r}{\partial f_d^r} = \mathrm{j}2\pi \exp \{ \mathrm{j}2k\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_i^r \}. \quad (21b)$$

经过第 k 个 RIS 的反射回波信号分量为

$$\mathbf{r}_{I,k} = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,k}}) \otimes (\mathbf{G}_{I,k} \text{diag} \{ \Phi_{I,k} \} \mathbf{a}_{I,k} \gamma_{I,k}) \alpha_{I,k}. \quad (22)$$

经过类似的推导, 可以得到第 k 个 RIS 反射回波信号对俯仰角、方位角、距离、多普勒的偏导数分别为以下式子:

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{r}_{I,k}}{\partial \theta_{I,k}} = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,k}}) \otimes \left(\mathbf{G}_{I,k} \text{diag} \{ \Phi_{I,k} \} \frac{\partial \mathbf{a}_{I,k}}{\partial \theta_{I,k}} \gamma_{I,k} \right) \alpha_{I,k}, \\ \frac{\partial [\mathbf{a}_{I,k}]_k}{\partial \theta_{I,k}} = -(\mathrm{j}k\delta_{I,k} (m-1) \sin \theta_{I,k} \cos \varphi_{I,k} + \mathrm{j}k\delta_{I,k} (n-1) \sin \theta_{I,k} \sin \varphi_{I,k}) \mathbf{a}_{I,k}, \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{r}_{I,k}}{\partial \varphi_{I,k}} = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \tilde{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,k}}) \otimes \left(\mathbf{G}_{I,k} \text{diag} \{ \Phi_{I,k} \} \frac{\partial \mathbf{a}_{I,k}}{\partial \varphi_{I,k}} \gamma_{I,k} \right) \alpha_{I,k}, \\ \frac{\partial [\mathbf{a}_{I,k}]_k}{\partial \varphi_{I,k}} = (-\mathrm{j}k\delta_{I,k} (m-1) \cos \theta_{I,k} \sin \varphi_{I,k} + \mathrm{j}k\delta_{I,k} (n-1) \cos \theta_{I,k} \cos \varphi_{I,k}) \mathbf{a}_{I,k}, \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{r}_{I,k}}{\partial d_{I,k}} = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \bar{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,k}}) \otimes \left(\mathbf{G}_{I,k} \text{diag} \{ \Phi_{I,k} \} \mathbf{a}_{I,k} \frac{\partial \gamma_{I,k}}{\partial d_{I,k}} \right) \alpha_{I,k}, \\ \frac{\partial \gamma_{I,k}}{\partial d_{I,k}} = \frac{j2\pi}{\lambda} e^{j2\pi(d_{I,k} + \bar{d}_{I,k})/\lambda} \xi, \end{cases} \quad (25)$$

其中, $\xi = \left(\frac{s(\theta_{I,k}, \varphi_{I,k}, \varpi_{I,k}) \mathcal{G}(\rho_{I,k}) \lambda^2}{(4\pi)^3 d_{I,k}^2 \bar{d}_{I,k}^2 L_{I,k}} \right)^{1/2}$,

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{r}_{I,k}}{\partial f_d^{I,k}} = \mathbf{s}(n) (\mathbf{a}_r \bar{\gamma}_r \sqrt{\sigma_{I,k}}) \otimes (\mathbf{G}_{I,k} \text{diag} \{ \Phi_{I,k} \} \mathbf{a}_{I,k} \gamma_{I,k}) \frac{\partial \alpha_{I,k}}{\partial f_d^{I,k}}, \\ \frac{\partial \alpha_{I,k}}{\partial f_d^{I,k}} = j2\pi \exp \{ jk \mathbf{v} \cdot (\mathbf{u}_{I,k,i} - \mathbf{u}_{I,k,o}) \}. \end{cases} \quad (26)$$

因此, 将以上式子带入式 (11) 中, 可以得到未知参数 $\boldsymbol{\eta}$ 的 Fisher 信息矩阵 $\mathbf{F}_\eta \in \mathbb{R}^{12 \times 12}$ 如下:

$$\mathbf{F}_\eta = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_w^2} \text{Re} \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial \varphi_r} \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial \varphi_r} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial \varphi_r} \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial f_d^{I,2}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial f_d^{I,2}} \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial \varphi_r} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial f_d^{I,2}} \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial f_d^{I,2}} \end{bmatrix}_{12 \times 12}. \quad (27)$$

我们综合利用 3 个观测视角的方位角、俯仰角、距离、多普勒对目标的距离和速度进行估计. 显然, 相较于未知参数 $\boldsymbol{\eta}$, 我们更关注目标的未知参数 $\boldsymbol{\mu} = [\mathbf{p}, \mathbf{v}]^T$, $\mathbf{p} = [p_x, p_y, p_z]$ 为目标的三维位置矢量, $\mathbf{v} = [v_x, v_y, v_z]$ 为目标的三维速度矢量. 接下来, 做参数变换得到 $\boldsymbol{\mu}$ 的 Fisher 信息矩阵.

我们构造 6×12 维的参数变换矩阵 \mathbf{T} , 定义如下:

$$\mathbf{T} = \frac{\partial \boldsymbol{\eta}^T}{\partial \boldsymbol{\mu}}. \quad (28)$$

那么, 可以得到目标未知参数 $\boldsymbol{\mu}$ 的 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F}_μ , 表示如下:

$$\mathbf{F}_\mu = \mathbf{T} \mathbf{F}_\eta \mathbf{T}^T. \quad (29)$$

变换矩阵由目标位置和速度与角度、距离、多普勒之间的关系可以得到. 下面以 xz 平面上的 RIS 为例给出它们之间的关系表达式

$$\theta_{I,1} = \arctan \left[\frac{p_y - q_y}{\| \mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z} \|} \right], \quad (30a)$$

$$\varphi_{I,1} = \arccos \left[\frac{p_x - q_x}{\| \mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z} \|} \right], \quad (30b)$$

$$\varphi_{I,1} = \arcsin \left[\frac{p_z - q_z}{\| \mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z} \|} \right], \quad (30c)$$

$$d_{I,1} = \| \mathbf{p} - \mathbf{q} \|, \quad (30d)$$

$$f_d^{I,1} = \frac{\mathbf{v} \cdot \left(\frac{\mathbf{t} - \mathbf{p}}{\| \mathbf{t} - \mathbf{p} \|} + \frac{\mathbf{q} - \mathbf{p}}{\| \mathbf{q} - \mathbf{p} \|} \right)}{\lambda}, \quad (30e)$$

其中, $\mathbf{q} = [q_x, q_y, q_z]$ 为 xz 平面上 RIS 位置的三维坐标, $\mathbf{t} = [t_x, t_y, t_z]$ 为雷达位置的三维坐标, 向量 $\mathbf{p}_{x,z} = [p_x, p_z]$, $\mathbf{q}_{x,z} = [q_x, q_z]$. 通过计算这些参数相对于目标位置和速度的偏导数可以得到变换矩阵如下:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{M}, \mathbf{N}, \mathbf{H}, \mathbf{K}] \in \mathbb{R}^{6 \times 12}, \quad (31)$$

子矩阵 $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$, $\mathbf{N} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$, $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$, $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$ 分别为俯仰角、方位角、距离、多普勒相对目标位置和速度的偏导数子矩阵. 下面仅以 xz 平面上 RIS 为例给出 \mathbf{M} , \mathbf{N} , \mathbf{H} , \mathbf{K} 中的相关偏导数. 对俯仰角的偏导数, 表示如下:

$$\mathbf{M}_{I,1} = \left[\frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_x}, \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_y}, \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_z}, \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial v_x}, \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial v_y}, \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial v_z} \right]^T, \quad (32)$$

其中, $\partial \theta_{I,1}/\partial v_x = 0$, $\partial \theta_{I,1}/\partial v_y = 0$, $\partial \theta_{I,1}/\partial v_z = 0$, 其余项表达如下:

$$\left[\frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_x}, \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_z} \right]^T = \frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2 + (p_y - q_y)^2} [-\cos \varphi_{I,1}, -\sin \varphi_{I,1}]^T, \quad (33a)$$

$$\frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_y} = \frac{1}{1 + \left[\frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \right]^2} \frac{1}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|}. \quad (33b)$$

对方位角的偏导数, 表示如下:

$$\mathbf{N}_{I,1} = \left[\frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_x}, \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_y}, \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_z}, \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial v_x}, \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial v_y}, \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial v_z} \right]^T, \quad (34)$$

其中, $\partial \varphi_{I,1}/\partial p_y = 0$, $\partial \varphi_{I,1}/\partial v_x = 0$, $\partial \varphi_{I,1}/\partial v_y = 0$, $\partial \varphi_{I,1}/\partial v_z = 0$, 剩余项表达如下:

$$\left[\frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_x}, \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_z} \right]^T = \frac{1}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{r}_{x,z}\|} [-\sin \varphi_{I,1}, \cos \varphi_{I,1}]^T, \quad (35)$$

等式 (33) 和 (35) 的推导请见附录 A. 关于距离和多普勒的偏导数, 也可类似式 (32) 表达. 距离相对于速度的偏导数均为 0, 而相对于位置的偏导数 $\partial d_{I,1}/\partial p_x = (p_x - q_x) / \|\mathbf{p} - \mathbf{q}\|$, y 和 z 轴方向可类似得到. 多普勒对目标 x 轴方向速度和位置的偏导数由下式给出:

$$\frac{\partial f_d^{I,1}}{\partial v_x} = \frac{\frac{t_x - p_x}{\|\mathbf{t} - \mathbf{p}\|} + \frac{q_x - p_x}{\|\mathbf{q} - \mathbf{p}\|}}{\lambda}, \quad (36a)$$

$$\frac{\partial f_d^{I,1}}{\partial p_x} = \frac{1}{\lambda} \left(\frac{\mathbf{v} \cdot (\mathbf{t} - \mathbf{p}) \left(\frac{t_x - p_x}{\|\mathbf{t} - \mathbf{p}\|} - v_x \|\mathbf{t} - \mathbf{p}\| \right)}{\|\mathbf{t} - \mathbf{p}\|^2} + \frac{\mathbf{v} \cdot (\mathbf{q} - \mathbf{p}) \left(\frac{q_x - p_x}{\|\mathbf{q} - \mathbf{p}\|} - v_x \|\mathbf{q} - \mathbf{p}\| \right)}{\|\mathbf{q} - \mathbf{p}\|^2} \right), \quad (36b)$$

多普勒对 y 和 z 轴方向位置和速度的偏导数可类似得到. 因此, 经过以上变换, 可以得到未知参数 $\boldsymbol{\mu}$ 的 Fisher 信息矩阵 $\mathbf{F}_{\boldsymbol{\mu}} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ 表示如下:

$$\mathbf{F}_{\boldsymbol{\mu}} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_w^2} \text{Re} \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial p_x} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial p_x} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial p_x} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial v_z} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial v_z} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial p_x} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(n)}{\partial v_z} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n)}{\partial v_z} \end{bmatrix}_{6 \times 6}. \quad (37)$$

特别地, 目标的位置在脉冲串间不断变化, 所以目标的位置估计仅利用单个脉冲的信息量, 而对于目标的速度估计则需要利用相参处理时间 (coherent processing interval, CPI) 内整个脉冲串的信息量. 类似地, 可以推导 CPI 内整个脉冲串关于目标速度 \mathbf{v} 的 Fisher 信息量为

$$\mathbf{F}_{\mathbf{v}, \text{CPI}} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_w^2} \text{Re} \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{r}(n, m)}{\partial v_x} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n, m)}{\partial v_x} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(n, m)}{\partial v_x} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n, m)}{\partial v_z} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{r}(n, m)}{\partial v_z} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n, m)}{\partial v_x} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(n, m)}{\partial v_z} & \frac{\partial \mathbf{r}^H(n, m)}{\partial v_z} \end{bmatrix}_{3 \times 3}, \quad (38)$$

其中, $\mathbf{r}(n, m)$ 为 CPI 内第 m 个脉冲在第 n 个采样时刻的接收信号. 最终, 得到目标位置和速度估计的克拉美罗下界为

$$\text{var}(\hat{p}_k) \geq [\mathbf{F}_\mu^{-1}]_{kk}, \quad k = 1, 2, 3, \quad (39a)$$

$$\text{var}(\hat{v}_l) \geq [\mathbf{F}_{\mathbf{v}, \text{CPI}}^{-1}]_{ll}, \quad l = 1, 2, 3. \quad (39b)$$

4 相位优化

我们致力于通过优化 RIS 的反射相移矩阵来最小化目标位置和速度估计的克拉美罗下界, 提高估计的精度. 我们将两块 RIS 的相移向量 $\phi_{I,1}$ 和 $\phi_{I,2}$ 构成联合相移向量 $\phi \in \mathbb{R}^{(N_{I,1}+N_{I,2}) \times 1}$, 对联合相移向量进行优化. 我们以单个脉冲的 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F}_μ 建立优化目标, $\mathbf{F}_{\mathbf{v}, \text{CPI}}$ 可由每个脉冲的相位优化结果得到. 那么, 最优的相移应满足

$$\begin{aligned} \min_{\phi} f(\phi) &= \text{tr}(\mathbf{F}_\mu^{-1}) \\ \text{s.t. } 0 &\leq \phi_n < 2\pi, \quad n = 1, \dots, N_{I,1} + N_{I,2}. \end{aligned} \quad (40)$$

式 (40) 中的目标函数是一个非凸函数, 因此无法使用凸优化求得全局解. 并且目标函数的梯度形式非常复杂, 难以使用线性搜索法. 而遗传算法作为一种模拟生物在自然界中遗传和进化的自适应全局优化算法, 可以高效鲁棒地解决此优化问题. 我们利用遗传算法以二进制编码的方式搜索最优的联合相移向量 ϕ 以最小化克拉美罗下界. 在实际的 RIS 单元相位调控中, 通常只能实现有限数量的附加相位, 例如 PIN 管仅能实现两种附加相位调控. 因此, 在二进制编码时, 应当选择合适的编码长度以提高运算效率, 由于是求解最小值, 将适应度函数设置为克拉美罗下界的相反数, 并加上一常数 C 保证其为正数, 即 $\text{fit}(\phi) = C - f(\phi)$. 此外, GA 过程包括了选择、交叉与变异. 对于选择操作, 采用轮盘赌选择法, 设种群的规模为 M , 第 i 个个体的适应度为 $\text{fit}_i(\phi)$, 则第 i 个个体被选择的概率为 $P_{s,i} = \text{fit}_i(\phi) / \sum_{i=1}^M \text{fit}_i(\phi)$. 交叉与变异由相应的概率 P_c, P_m 控制. 针对上述优化问题, 设计的优化算法的伪代码如算法 1 所示.

5 实验结果与分析

根据上述的系统模型, 设置系统参数如下: 雷达工作在 4.5 GHz, $\mathbf{p} = [8000, 10000, 8000]^T$, $\mathbf{t} = [0, 50, 0]^T$, $\mathbf{q} = [0, 0, 50]^T$, $\mathbf{h} = [50, 25, 50]^T$, $\mathbf{v} = [30, 10, 20]$, $D = 15$, \mathbf{h} 为第 2 个 RIS 的位置坐标, 雷达天线为均匀平面阵列, 以 $\lambda/2$ 为间隔, $N_r = 16$. RIS 阵列单元为正方形, 单元之间的间隔为 0.015, 单位均为 m. CPI 为 50 ms, 脉冲重复频率 (pulse repetition frequency, PRF) 为 2 kHz, 单个脉冲包含 16 个采样点. 每个阵列的参考单元位于阵列左下角. 我们在这里考虑 RIS 单元能够实现 $[-\pi, \pi]$ 内, 最小间隔为 $\pi/180$ 附加相位的理想情况.

5.1 SNR 的影响

我们首先研究了当 SNR 变化时遗传算法的收敛情况, 其中两个 RIS 均配置了 15×15 个单元. 此时, 考虑了 SNR 在集合 $\{-10, -5, 0, 5, 10\}$ (dB) 的情况. 图 3 展示了接收端 SNR 变化时, 目标位置 \mathbf{p} 和速度 \mathbf{v} 估计的 CRLB 收敛情况. 初始 RIS 反射相位矩阵为每一个元素均取 0 相位. 从图中可以观察到目标位置和速度估计的 CRLB 随着 SNR 的增大而减小. 在种群数量足够大时, 随着种群的

Algorithm 1 Genetic algorithm

Note: $P_\phi(g)$ represents a generation of the population, $I_\phi(g)$ represents a generation of the individual, g is the current generation, Best represents the best individual, ε is the iteration threshold.

Begin:

- 1: Binary encode ϕ ;
- 2: Initialize $P_\phi(1)$;
- 3: Binary decode ϕ ;
- 4: Calculate fit ($I_\phi(1)$);
- 5: Binary encode ϕ ;
- 6: Obtain Best ($I_\phi(1)$);
- 7: **while** fit (Best ($I_\phi(g)$)) - fit (Best ($I_\phi(g-1)$)) $> \varepsilon$ **do**
- 8: $P_\phi(g) \leftarrow$ Selection among $P_\phi(g)$; //Use the roulette wheel algorithm
- 9: $P_\phi(g) \leftarrow$ Crossover among $P_\phi(g)$; //Perform partial encoding crossover between two individuals, controlled by P_c
- 10: $P_\phi(g) \leftarrow$ Mutation among $P_\phi(g)$; //Perform partial encoding mutation on the individual, controlled by P_m
- 11: Binary decode ϕ ;
- 12: Calculate fit ($I_\phi(g)$);
- 13: Binary encode ϕ ;
- 14: **if** fit (Best ($I_\phi(g)$)) $>$ fit (Best ($I_\phi(g-1)$)) **then**
- 15: Copy Best ($I_\phi(g)$) to next generation directly;
- 16: **end if**
- 17: $g \leftarrow g + 1$;
- 18: $P_\phi(g) \leftarrow P_\phi(g-1)$;
- 19: **end while**

Result: Best ($I_\phi(g)$).

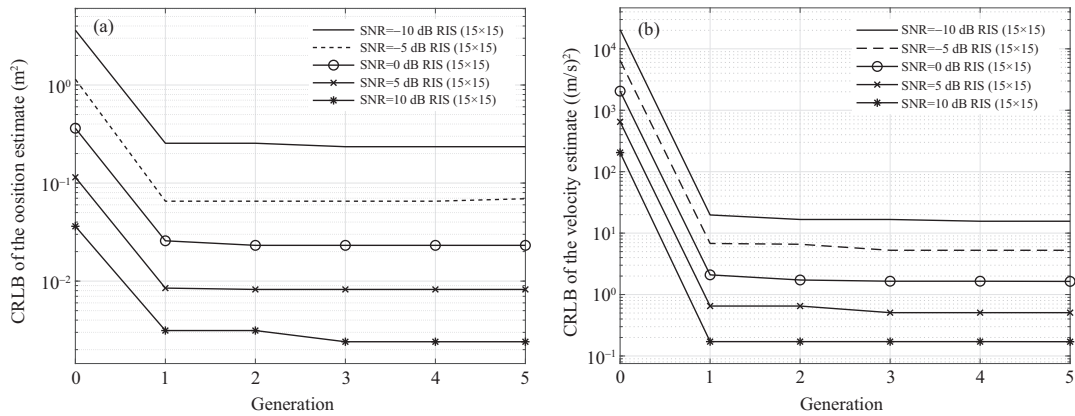


图 3 不同 SNR 下参数估计 CRLB (15×15 RIS)

Figure 3 CRLB with different SNR (15×15 RIS). (a) CRLB of position estimation; (b) CRLB of velocity estimation

不断更新, 遗传算法能够迅速找到最优个体. 结果表明所提出的算法能够对克拉美罗下界有着显著的改进. 收敛结果表明, 通过优化 RIS 反射相位矩阵, 双 RIS 辅助的雷达系统在 SNR 较差时, 仍能实现米级的位置和速度测量精度. 在信噪比良好时, 能达到厘米级的位置测量精度和分米级的速度测量精度.

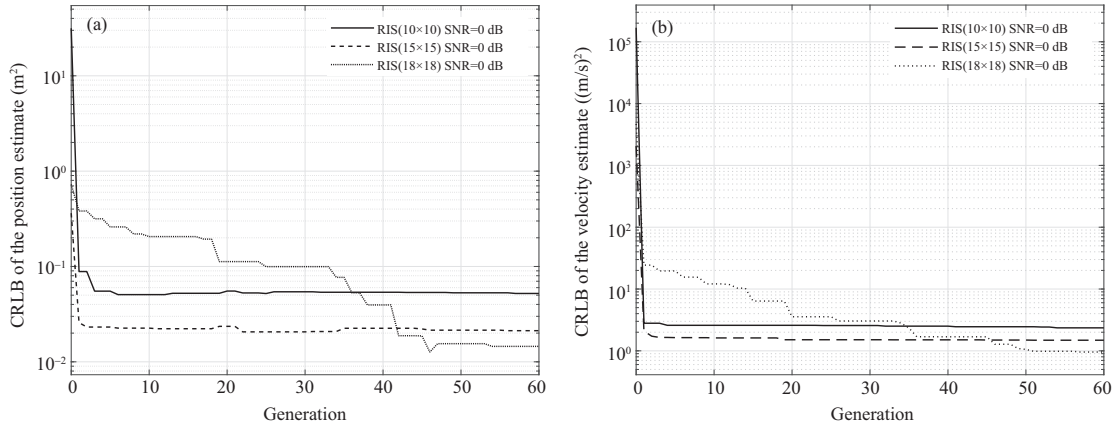


图 4 不同 RIS 尺寸下参数估计 CRLB (SNR = 0 dB)

Figure 4 CRLB with different sizes of RIS (SNR = 0 dB). (a) CRLB of position estimation; (b) CRLB of velocity estimation

5.2 RIS 尺寸的影响

接下来, 我们研究 RIS 反射单元数目变化时估计量的 CRLB. 图 4 展示了 0 dB 信噪比时, 两个 RIS 反射单元数量分别同时为 $N_{I,k} = 10 \times 10, 15 \times 15, 18 \times 18$ ($k = 1, 2$) 时, 对目标位置 \mathbf{p} 和速度 \mathbf{v} 的 CRLB 收敛的影响. 随着 RIS 单元数量的增大, 目标参数估计的 CRLB 越小. 然而, 随着优化变量的增多, 算法收敛的速度也越慢. 另外, RIS 的大小受到成本和安装的限制.

5.3 RIS 数量的影响

由于在实际应用场景中, RIS 会存在遮挡的情况. 因此, 不同的 RIS 数量会对参数估计性能产生影响. 目标位置的测量仅需要单个观测视角即可完成, 而单个观测视角仅能得到该方向上的径向速度, 因此任何一个 RIS 被遮挡均无法完成目标绝对速度的测量. 图 5 展示了信噪比为 0 dB 时, 不同 RIS 数量对目标位置参数估计性能的影响. 特别地, 当两个 RIS 均被遮挡时, 则退化到单基地雷达独立观测的情况. 仿真结果表明, RIS 存在一定的遮挡情况下, 位置测量的精度仍远高于单基地雷达. 相较于单基地雷达, 引入单个 RIS 即可极大地降低位置估计的 CRLB, 这是因为单基地雷达位置测量误差主要来自于角度估计量的误差, 即便微小的角度估计误差, 也会导致较大的位置测量误差. RIS 辅助的雷达系统, 利用空间分集, 便可以很好地弥补单基地雷达这一缺陷. 且 RIS 数量越多, 那么位置测量的精度也就越高.

5.4 速度估计性能对比

单基地雷达通常仅能估计目标的径向速度. 为了得到目标的绝对速度, 通常采用求距离变化率的方法. 在实践中, 通常采用卡尔曼 (Kalman) 滤波器对目标的绝对速度进行测量. 图 6 给出了在 10 dB 信噪比, 且其他参数条件相同的情况下, 单基地雷达以及单 RIS 辅助的雷达利用卡尔曼滤波的方法对目标绝对速度的估计精度与本文提出的利用 3 个独立观测视角的多普勒对目标绝对速度估计精度的对比. 卡尔曼滤波法, 利用状态向量 \mathbf{v} 与观测向量 \mathbf{p} 之间的关系, 以及 \mathbf{v} 自身的系统模型, 在均方误差最小的准则下, 不断修正 \mathbf{v} 的先验估计, 以达到最优估计. 因此, 卡尔曼滤波法对速度 \mathbf{v} 的估计精度严重依赖于位置 \mathbf{p} 的估计精度. 在位置测量误差较大的情况下, 速度估计基本处于不可用状态, 其方差仅依赖于先验估计. 在引入单个 RIS 后, 位置测量精度有了较大的改善, 此时利用卡尔曼滤波估计

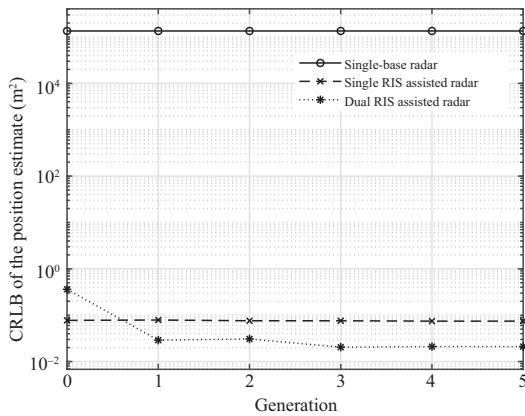


图 5 不同 RIS 数量下位置估计的 CRLB

Figure 5 Position-estimation performance comparison of different schemes

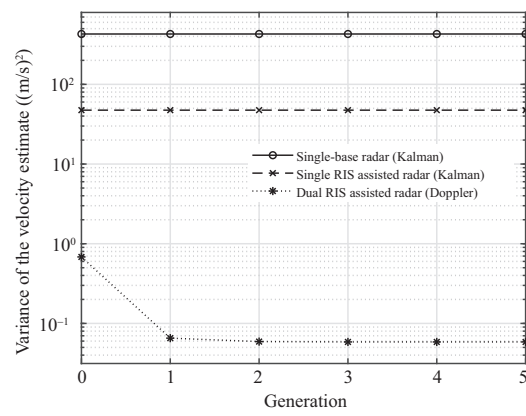


图 6 不同速度估计方法性能对比

Figure 6 Velocity-estimation performance comparison of different schemes

表 1 不同体制雷达相关指标对比表

Table 1 Performances of different radar systems

	Dual RIS assisted single-base radar system	Traditional single-base radar system
Position measurement	Centimeter-level	Decimeter-level
Velocity measurement	Decimeter-level	Decimeter-level
Robustness	High	Low
Cost	Low	Low
Configurability	High	Low

目标速度的误差也相应降低. 而双 RIS 辅助的雷达系统利用多普勒估计目标绝对速度仅依赖于多普勒估计量自身的精度, 绝对速度测量的误差远低于卡尔曼滤波法, 能够实现分米级的速度测量精度.

最后, 我们将本文提出的方案同传统的单基地雷达系统的各项指标进行对比. 双 RIS 辅助的雷达检测和估计性能更优, 能够实现厘米级的位置测量精度与分米级的速度测量精度, 而单基地雷达二者测量精度均为几十米量级. 双 RIS 辅助雷达系统充分利用空间分集, 鲁棒性更高, 而单基地雷达易受到目标起伏的影响. 由于 RIS 无需配置射频通道, 本文提出的方案成本较低. 在雷达检测、测量、跟踪等不同阶段, 可以灵活配置 RIS, 以达到不同的目标, 本文的方案可配置性远高于单基地雷达. 各项指标总结如表 1 所示.

6 结论

本文充分利用了 RIS 阵列的空间维度信息与相位调控能力, 将 RIS 引入雷达系统中, 极大提高了雷达测量的精度. 我们构建了一个双 RIS 辅助的雷达系统, 并讨论了雷达直接回波信号与 RIS 反射回波信号去相关的条件. 在这之后, 我们推导了综合利用这 3 条径的俯仰角、方位角、时延、多普勒进行目标位置和速度估计的克拉美罗下界. 最后, 我们提出了利用遗传算法优化 RIS 反射相位矩阵以最小化克拉美罗下界. 仿真结果表明, 相较于单基站雷达, 双 RIS 辅助的雷达能显著提升对目标位置和速度测量精度. 所提方法可以实现厘米级的位置测量精度与分米级的速度测量精度.

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. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2020, 38: 2450–2525
- 2 ElMossallamy M A, Zhang H L, Song L Y, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for wireless communications: principles, challenges, and opportunities. *IEEE Trans Cogn Commun Netw*, 2020, 6: 990–1002
- 3 Liu Y W, Liu X, Mu X D, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: principles and opportunities. *IEEE Commun Surv Tut*, 2021, 23: 1546–1577
- 4 Baracco J M, Ratajczak P, Brachat P, et al. Ka-band reconfigurable reflectarrays using varactor technology for space applications: a proposed design. *IEEE Antennas Propag Mag*, 2022, 64: 27–38
- 5 Yang H H, Cao X Y, Yang F, et al. A programmable metasurface with dynamic polarization, scattering and focusing control. *Sci Rep*, 2016, 6: 35692
- 6 Cai L Z, Jiang Z H, Hong W. Evaluation of reconfigurable reflectarray antenna element at 19 GHz based on highly anisotropic liquid crystal material. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, 2019. 1–3
- 7 Carrasco E, Tamagnone M, Perruisseau-Carrier J. Tunable graphene-based reflectarray element for reconfigurable beams. In: *Proceedings of the 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013. 1779–1782
- 8 Wu Q Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: joint active and passive beamforming design. In: *Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2018. 1–6
- 9 Wu Q Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2019, 18: 5394–5409
- 10 Luo S, Yang P, Che Y L, et al. Spatial modulation for RIS-assisted uplink communication: joint power allocation and passive beamforming design. *IEEE Trans Commun*, 2021, 69: 7017–7031
- 11 Liu Y M, Liu E W, Wang R, et al. Reconfigurable intelligent surface aided wireless localization. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2021. 1–6
- 12 He Y H, Cai Y L, Mao H, et al. RIS-assisted communication radar coexistence: joint beamforming design and analysis. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2022, 40: 2131–2145
- 13 Wang X Y, Fei Z S, Zheng Z, et al. Joint waveform design and passive beamforming for RIS-assisted dual-functional radar-communication system. *IEEE Trans Veh Technol*, 2021, 70: 5131–5136
- 14 Lu W, Deng B, Fang Q Q, et al. Intelligent reflecting surface-enhanced target detection in MIMO radar. *IEEE Sens Lett*, 2021, 5: 1–4
- 15 Buzzi S, Grossi E, Lops M, et al. Radar target detection aided by reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Signal Process Lett*, 2021, 28: 1315–1319
- 16 Zhang H B, Zhang H L, Di B Y, et al. MetaRadar: multi-target detection for reconfigurable intelligent surface aided radar systems. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2022, 21: 6994–7010
- 17 Aubry A, de Maio A, Rosamilia M. Reconfigurable intelligent surfaces for N-LOS radar surveillance. *IEEE Trans Veh Technol*, 2021, 70: 10735–10749
- 18 Buzzi S, Grossi E, Lops M, et al. Foundations of MIMO radar detection aided by reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Trans Signal Process*, 2022, 70: 1749–1763
- 19 Bao Z, Xing M D, Wang T. *Radar Imaging Technology*. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005 [保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术. 北京: 电子工业出版社, 2005]
- 20 Kay S M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs: PTR Prentice-Hall, 1993

附录 A

通过利用导数公式 (A1a), (A1b), (A1c) 以及 RIS 和目标之间的几何关系

$$(\arctan x)' = \frac{1}{1+x^2}, \quad (\text{A1a})$$

$$(\arccos x)' = -\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}, \quad (\text{A1b})$$

$$(\arcsin x)' = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}, \tag{A1c}$$

我们得到俯仰角和方向角相对于位置的偏导数如下:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_x} &= \frac{1}{1 + \left[\frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \right]^2} \frac{-(p_y - q_y)}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2} \frac{2(p_x - q_x)}{2 \|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \\ &= \frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2 + (p_y - q_y)^2} \frac{-(p_x - q_x)}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \\ &= \frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2 + (p_y - q_y)^2} (-\cos \varphi_{I,1}), \end{aligned} \tag{A2a}$$

$$\frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_y} = \frac{1}{1 + \left[\frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \right]^2} \frac{1}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|}, \tag{A2b}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_x} &= -\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{p_x - q_x}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \right)^2}} \frac{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\| - (p_x - q_x) \frac{1}{2} \frac{2(p_x - q_x)}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|}}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2} \\ &= -\frac{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\| \left(1 - \frac{(p_x - q_x)^2}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2} \right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{p_x - q_x}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \right)^2} \|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2} \\ &= -\frac{\sqrt{1 - \left(\frac{p_x - q_x}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \right)^2}}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|} \\ &= -\frac{\sin \varphi_{I,1}}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|}. \end{aligned} \tag{A2c}$$

类似地, 可以得到以下两个偏导数:

$$\frac{\partial \theta_{I,1}}{\partial p_z} = \frac{p_y - q_y}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|^2 + (p_y - q_y)^2} (-\sin \varphi_{I,1}), \tag{A3a}$$

$$\frac{\partial \varphi_{I,1}}{\partial p_z} = \frac{\cos \varphi_{I,1}}{\|\mathbf{p}_{x,z} - \mathbf{q}_{x,z}\|}. \tag{A3b}$$

Position and velocity measurement in dual RIS-assisted radar systems

Huajun ZOU¹, Liang WU^{1,2*}, Zaichen ZHANG^{1,2}, Ziyi GONG¹, Jian DANG^{1,2} & Bingcheng ZHU^{1,2}

1. *National Mobile Communications Research Laboratory, Frontiers Science Center for Mobile Information Communication and Security, Southeast University, Nanjing 210096, China;*

2. *Purple Mountain Laboratories, Nanjing 211111, China*

* Corresponding author. E-mail: wuliang@seu.edu.cn

Abstract Reconfigurable intelligent surface (RIS) is a planar array made of many passive reflective elements and controlled by low-power electronic circuits, which can flexibly modulate electromagnetic waves in the space domain. In this paper, we propose a dual RIS-assisted radar measurement method to improve the measurement accuracies of target position and velocity. First, a signal model is established, and the Doppler effect of moving targets on the RIS indirect path is considered. The noncoherent RIS indirect signals can not only greatly increase the amount of available information for radar measurement but also enable three-dimensional absolute velocity measurements of the target for single-base radar. Then, we derive the Fisher information matrix and the Cramer-Rao lower bound for evaluating the target position and velocity measurement using time delay, azimuth, elevation, doppler of radar and RIS. Finally, a genetic algorithm for optimizing the RIS reflection coefficient matrix is proposed, setting the Cramer-Rao lower bound as the target. Our results show that the proposed method has considerably better measurement accuracy than single-base radar, achieving centimeter- and decimeter-level estimation error in position and velocity, respectively.

Keywords reconfigurable intelligent surface, parameter estimation, Doppler, Cramer-Rao lower bound, genetic algorithm