

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508219

基于合成孔径的 RFID 单频点单天线定位技术 *

刘凯凯^{1,2} 黄成林¹ 苏鸿涛¹ 李 泽^{1,3} 桂术亮¹ 田增山¹(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学经济管理学院 重庆 400065;
3. 重庆邮电大学自动化学院 重庆 400065)

摘要: 无线射频识别(radio frequency identification, RFID)技术在智能仓储管理和物流追踪系统中发挥着越来越重要的作用。然而,传统商用RFID系统通常工作于工业、科学与医学频段,受限于带宽资源,难以实现高精度的载波相位测距。此外,在移动机器人与手持式读写器等场景中,由于空间受限,难以部署多天线阵列,从而对基于测角的定位方法提出了更高挑战。为解决上述问题,提出了一种基于合成孔径原理的单天线单频点RFID定位系统。该系统在天线运动过程中采集相位序列及其时间戳,构建空间上非均匀的虚拟线性阵列以实现角度估计。进一步提出一种基于相位序列导数的快速粗估算法,以缩小角度估计的搜索范围,提升算法效率与估计精度。同时,利用不同虚拟天线位置之间的相位差计算出标签的距离差,并结合角度信息构建双曲线定位模型,最终通过引入加权粒子群优化算法对标签位置进行求解。实验结果验证了系统的有效性,距离差估计中值误差为4.2 cm,角度估计中值误差为1°,最终定位中值误差达到3.45 cm。方法在无需增加硬件成本的前提下,实现了RFID商用平台高精度定位,具有一定的实际应用价值。

关键词: RFID 单频点单天线定位; 单频点干涉测距离差; 合成孔径非均匀线阵测角; 双曲线定位

中图分类号: TN92; TP391 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.40

Single-frequency, single-antenna RFID positioning technology based on synthetic aperture

Liu Kaikai^{1,2} Huang Chenglin¹ Su Hongtao¹ Li Ze^{1,3} Gui Shuliang¹ Tian Zengshan¹

(1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. School of Economics and Management, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 3. School of Automation, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Radio frequency identification (RFID) technology has become increasingly important in intelligent warehouse management and logistics tracking systems. However, conventional commercial RFID systems, operating within the Industrial, Scientific, and medical radio band, are constrained by limited bandwidth, which hinders high-precision carrier phase-based ranging. Moreover, in scenarios such as mobile robots and handheld readers, the deployment of multi-antenna arrays is impractical due to space limitations, posing further challenges to angle-based localization techniques. To address these issues, this paper proposes a synthetic aperture-based RFID localization system utilizing a single antenna and a single-frequency point. The system constructs a spatially non-uniform virtual linear array by collecting phase sequences and corresponding timestamps during antenna motion. A fast coarse angle estimation algorithm based on the derivative of the phase sequence is introduced to reduce the search space and improve estimation efficiency. Furthermore, the phase differences between distinct virtual antenna positions are used to compute differential distances to the target tag. These distance differences, combined with angle information, are formulated into a hyperbolic localization model. The final coordinates of the RFID tag are estimated using a particle swarm optimization algorithm with adaptive weighting. Experimental results validate the effectiveness of the proposed system, the median error of differential distance estimation is 4.2 cm, the median angle estimation error is 1°, and the final

收稿日期: 2025-03-07 Received Date: 2025-03-07

* 基金项目:国家自然科学基金(62571075)、重庆市自然科学基金创新发展联合基金(CSTB2024NSCQ-LZX0029)、重庆市教委科学技术研究项目(KJQN202400646)资助

localization median error reaches 3.45 cm. The proposed method achieves high-accuracy localization on commercial RFID platforms without additional hardware costs, and thus holds promising practical application value.

Keywords: single-frequency single-antenna RFID positioning; single-frequency interferometric distance difference measurement; synthetic aperture non-uniform linear array angle estimation; hyperbolic positioning

0 引言

随着射频识别技术 (radio frequency identification, RFID) 的发展,RFID 实时定位与追踪技术在多个领域中的应用日益广泛。实现 RFID 高精度实时定位技术已成为室内定位的热门研究话题之一。现有的 RFID 定位主要有基于信号强度 (received signal strength indication, RSSI) 的定位方法^[1-2], 基于到达时间^[3] (time of arrival, ToA) 的定位方法和基于载波相位的定位方法^[4]。

基于信号强度的 RFID 室内定位又可分为基于多站测距定位和基于 RSSI 的指纹定位。Tag-compass 系统^[5] 在室内环境下进行了基于 RFID 的 RSSI 测距定位实验, 尽管该技术不太复杂, 但信号强度极易受到环境影响导致定位精度不高。RSSI 指纹定位 LANDMARC 系统^[6], 在环境中部署大量已知标签获取他们的 RSSI 存入数据库, 在测试时将接收到的 RSSI 与数据库中的 RSSI 比对, 选择最接近的标签位置。VIRE 算法^[7] 在 LANDMARC 的基础上改进, 提出了, 通过引入大量虚拟标签来增加标签密度, 进而提升定位精度。基于 RSSI 的室内 RFID 指纹定位需要提前采集离线数据, 环境改变之后需要重新采集数据, 花费大量时间。

基于载波相位的 RFID 室内定位技术主要包括多天线阵列的到达角度 (angle of arrival, AoA) 估计和基于飞行时间 (time of flight, ToF) 的距离估计。Mohamedatni 等^[8] 将 AoA 和距离估计方法相结合, 对位于读取器天线阵列近场的超高频 RFID 标签进行定位。Skyvalakis 等^[9] 提出了基于椭圆到达方向 (direction of arrival, DoA) 估计和定位, 该方法利用了多站架构, 其中激励天线和接收天线被放置在同一条线上, 解决了相位测量周期模糊的问题, 但是这一方法需要在测试前进行校准。Ma 等^[10] 提出了 RFind 系统, 一个能够在现成的无源 RFID 上模拟大带宽的系统。通过 RFID 标签对频率反射不敏感的特性, 发送工业科学医疗频段 (industrial scientific medical, ISM) 内的高功率信号来激活标签通信, 发送 ISM 频段外的小功率信号来模拟大带宽。利用大的虚拟带宽来估计飞行时间, 并在没有参考标签或读写器天线或标签运动的情况下实现厘米级的定位精度。谢良波等^[11] 提出了一种基于双频点载波相位距离模型的 RFID 室内定位算法, 通过跳频方式进行载波相位测距定位。Dodds 等^[12] 在 RFind 系统的基础上引入极化信息, 消除由于极化而

引起的相位偏转, 提高定位精度。这种虚拟大带宽的方法可以或得高精度。但这种方法需要除商用 RFID 设备外的多台软件无线电设备对标签发射激励信号和接收标签反射信号。这导致在实际应用场景中部署比较困难, 而且软件无线电的成本也比较高。

Yang 等^[13] 提出极具代表性的全息合成孔径 RFID 定位系统 Tagoram, 提出相位差分与加权控制的重要思想, 通过二维天线部署和初始位置竞争算法实现了对标签定位与跟踪。SARFID 系统^[14] 实现了基于相位的静态标签定位, 只需要一个读取器天线, 不需要任何参考标签。Liu 等^[15] 提出了一种基于合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 的定位方法, 该方法利用已知位置的已知参考标签估计天线轨迹, 然后将轨迹与目标标签的相位测量相结合, 使用传统的 SAR 算法计算其位置。Wang 等^[16] 提出的 RSAR 方法利用 RSSI 信息, 通过旋转阅读器天线建立虚拟天线阵列, 实现目标标签的水平定位, 再结合经典的 SAR 方法进行高度定位。传统的合成孔径 RFID 定位技术主要集中于全息方法, 将获取的相位与待定位区域中的网格点对应的相位对比匹配来定位标签, 网格细粒度越高, 其计算量越大, 定位时间越长。

近年来移动场景的定位研究^[17] 也成为研究热点之一。也有许多学者提出了 RFID 定位新思路。Tripicchio 等^[18] 提出了一种基于相位展开和双曲线相交的合成孔径 RFID 定位方法。该方法利用移动天线形成合成阵列, 通过相位展开算法消除相位模糊, 采用双曲线定位计算标签位置候选点, 通过解析方法和优化准则获得最佳的标签位置估计。Ma 等^[19] 提出的 HyLoc 法基于双曲线模型, 通过利用相位与电磁波传播距离的关系, 将标签位置视为双曲线曲线的交点。针对相位模糊问题, 在密集采样和稀疏采样情况下分别给出了解决方法。为后续 RFID 双曲线定位的研究提供了参考。这种基于双曲线的定位方式具有良好的定位精度, 且无需传统合成孔径的大量计算, 提升了计算效率。然而, 由于该方法依赖双曲线交点定位, 其几何特点导致在较近距离时表现优异, 而当标签距离较远时, 会产生较大的定位误差, 限制了该方法的应用效果, 另外当相位信息解卷绕失效时, 距离差信息难以估计, 导致定位失败。Wu 等^[20] 在 2023 年提出的 RF-SLAM 算法无需参考标签和外部传感器, 通过前端的多天线相对定位方法和后端的基于图模型的优化方法, 能够同时准确地估计机器人位置和标签的位置。Bandini 等^[21] 在 2024 年提出 ORBITER 方法基于阅读器

天线的圆形轨迹收集的相位测量,通过分析展开相位曲线的特性来实现标签定位。展示了在不同运动轨迹下进行相位测量的潜力。这种方法的优势在于通过圆形轨迹的相位变化实现高精度定位,但是大部分应用场景中可能需要沿直线运动无法严格满足圆形运动轨迹。

综上所述,现有的 RFID 室内定位技术已经可以达到很高的精度,但在移动机器人和手持式读写器的实际应用中还是存在定位系统难以部署的问题。在机器人或手持式读写器的 RFID 定位应用场景中,多天线阵列难以部署,另外在实际商用中超高频 RFID 频段仅有 5 MHz,在没有软件无线电的辅助下难以高精度测距。基于此提出一种特定场景下基于合成孔径的 RFID 单频点单天线定位技术,仅需现有的 RFID 商用设备,部署方便,具有一定的实际应用价值。

本文提出一种基于合成孔径的 RFID 单天线测角技术。通过天线运动在不同空间位置的数据构造虚拟阵列进行角度估计。与经典的线阵测角不同的是,这种方式由于采样速率不均匀,构造的虚拟阵列并非均匀线阵。因此,经典的线阵测角模型不再适用。传统角度估计算法对于这种非均匀线阵的角度估计需要较长的时间,为提高角度估计速度,本文提出一种基于相位序列求导的角度快速粗估计方法,来缩小角度估计搜索范围,最终实现高精度角度估计,并减少角度估计时间。商用 RFID 频段仅 5 MHz,难以支持高精度 ToF 测距。针对这一问题,提出一种单频点相位干涉测距差,联合角度估计信息进行定位的方案。通过对相位序列解卷绕后,可以通过相位干涉的方式求解出天线在不同位置到标签的距离差。通过距离差建立双曲线模型结合角度估计结果,建

立定位方程,最终优化求解。实际测试结果表明,本文算法具有很好的定位精度。在 1.5 m×1.5 m 的测试范围内中值误差仅为 3.45 cm,且无需其他额外的软件无线电设备以及其他硬件修改等,仅使用现有的商用设备结合算法即可实现,可移植性更高,部署要求更低。

1 定位系统组成

定位系统主要包括 RFID 读写器,RFID 标签和定位服务器如图 1 所示。整体系统流程框架如图 2 所示,其中主要包括数据采集模块,信道估计模块,定位解算模块 3 个主要部分。天线部署在机器人或手持式读写器上,通过天线移动采集标签的电子产品编码 (electronic product code, EPC) 信息以及信道信息。通过数据预处理包括滤波和解卷绕等,然后进行角度估计以及距离差估计,最后建立定位方程组通过优化算法求解定位结果。

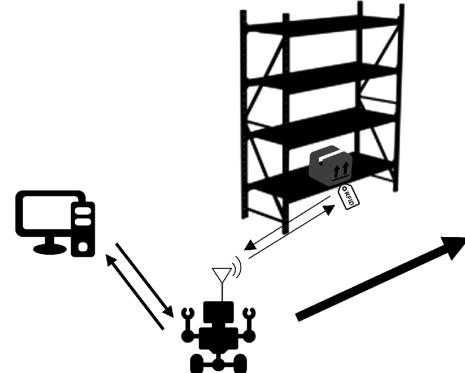


图 1 RFID 定位系统

Fig. 1 RFID positioning system

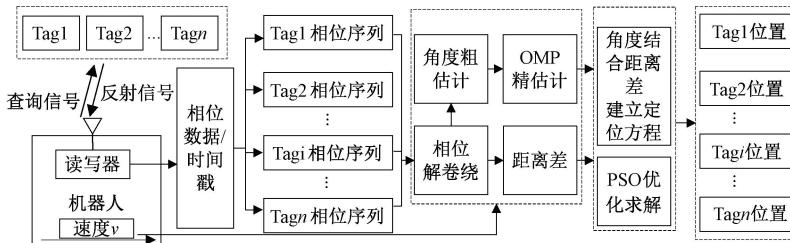


图 2 系统流程框架

Fig. 2 System flowchart

读写器发送信号为:

$$s(t) = A \cos 2\pi f t \quad (1)$$

读写器接收到标签的反射信号为:

$$r(t) = B \cos(2\pi f t + \varphi) \quad (2)$$

式中:相位差 φ 包括信号传播距离,读写器内部时延以及标签响应时延引起的相位偏转。使用复指数表示接受信号为:

$$r(t) = B e^{j(2\pi f t + \frac{4\pi d}{\lambda} + 2\pi f t_c + 2\pi f t_{tag})} \quad (3)$$

式中: d 表示阅读器天线到标签的距离,因为传播距离包括阅读器发送到标签和标签反射到阅读器,所以此处实际传播距离为 $2d$,其中 λ 表示波长; t_c 表示读写器内部电路时延; t_{tag} 表示标签内部时延。

最终总相位差为:

$$\varphi = \varphi_d + \varphi_c + \varphi_{tag} \quad (4)$$

RFID 读写器最终可以获取到多个标签的相位序列, 以其中一个标签为例, 相位序列表示如下:

$$\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M] \quad (5)$$

在读取标签数据的同时也会获取相应数据的时间戳:

$$\mathbf{T} = [t_1, t_2, \dots, t_M] \quad (6)$$

根据相位序列及其时间戳进行角度估计和距离差估计。

2 定位参数估计

2.1 数据预处理

RFID 读写器中获取的相位数据 $\varphi_i \in [0, 2\pi]$, 测量的相位值会出现卷绕现象。这意味着当真实相位超出这个范围时, 测量的相位会包裹回这个范围内, 导致不连续的跳跃。例如, 如果真实相位从 2π 增加到 3π , 测量相位将从 2π 跳到 π 。

首先初始化, 即以解卷绕之前的第 1 个相位数据作为解卷绕相位的参考相位:

$$\tilde{\varphi}_1 = \varphi_1 \quad (7)$$

然后开始计算相邻点之间的相位差:

$$\Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_{i-1} \quad (1 < i \leq M) \quad (8)$$

将相位差 $\Delta\varphi_i$ 调整到 $[-\pi, \pi]$ 范围内, 调整公式为:

$$\tilde{\Delta\varphi}_i = \varphi_i - 2\pi \cdot \text{round}\left(\frac{\Delta\varphi_i}{2\pi}\right) \quad (9)$$

式中: $\tilde{\Delta\varphi}_i$ 是调整后的相位差; round 为四舍五入的取整函数。累积调整后的相位差, 得到解卷绕之后的相位为:

$$\tilde{\varphi}_i = \tilde{\varphi}_{i-1} + \tilde{\Delta\varphi}_i \quad (10)$$

本文使用了一种基于相位变化率的相位展开预处理方法。具体来说, 在处理当前时刻的相位值时, 是基于前一刻的相位变化。在此基础上, 提出了一种利用卡尔曼滤波对预测方程进行改进和更新的预处理过程。本文的卡尔曼滤波器预测方程是基于前一时刻的最佳估计与前几时刻差的适当权值的叠加来预测当前时刻的相位值。

初始化参数, 设置前 3 个相位值, $\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3$, 权重 k_1, k_2 , 状态转移矩阵 \mathbf{A} , 测量变换矩阵 \mathbf{H} , 过程噪声协方差 \mathbf{Q} , 以及测量噪声协方差 \mathbf{R} 。选取这些参数作为经验值。计算 i 时刻的预测值:

$$\hat{\varphi}_i = \tilde{\varphi}_{i-1} + k_1(\tilde{\varphi}_i - \tilde{\varphi}_{i-2}) + k_2(\tilde{\varphi}_{i-2} - \tilde{\varphi}_{i-3}) \quad (11)$$

计算当前时刻协方差的先验估计的预测值:

$$\hat{\mathbf{P}}_i = \mathbf{A}\mathbf{P}_{i-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \quad (12)$$

计算当前估计的卡尔曼增益:

$$\mathbf{K}_i = \hat{\mathbf{P}}_i \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \hat{\mathbf{P}}_i \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (13)$$

计算当前时间相位的最佳估计值:

$$\varphi_i = \hat{\varphi}_i + K_i (\text{bmod}((2\pi - \theta_i - H \hat{\varphi}_i + \pi), 2\pi) - \pi) \quad (14)$$

式中: θ_i 表示当前状态估计的卡尔曼增益。计算当前时刻协方差先验估计值的估计值:

$$\mathbf{P}_i = \hat{\mathbf{P}}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{H} \hat{\mathbf{P}}_i \quad (15)$$

2.2 基于合成孔径的 RFID 单天线角度估计

数据预处理之后的相位序列为 $[\bar{\varphi}_1, \bar{\varphi}_2, \dots, \bar{\varphi}_M]$, 其对应的时间戳序列为 $[t_1, t_2, \dots, t_M]$, 为方便后面的表示, 可以将相位表示为 $\varphi(t)$ ($t = t_1, t_2, \dots, t_M$)。

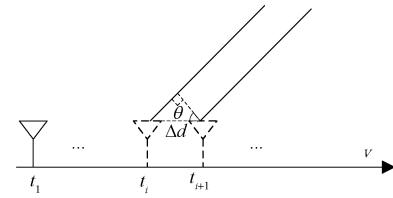


图 3 RFID 合成孔径测角模型

Fig. 3 RFID synthetic aperture angle measurement model

如图 3 所示, 当 Δd 非常小, 可以将入射信号视为平面波。根据经典的线性阵列测角模型可知, 由于不同阵元之间的波程差由入射角度引起, 因此有:

$$\Delta d \cdot \sin\theta = \frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{2\pi \cdot 2} \quad (16)$$

其中, $\Delta d = v \cdot \Delta t$, 有:

$$\sin\theta = \frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{4\pi \cdot \Delta d} = \frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{4\pi \cdot v \cdot \Delta t} \quad (17)$$

其中, $\Delta\varphi = \varphi(t + \Delta t) - \varphi(t)$, 因此:

$$\sin\theta = \frac{\varphi(t + \Delta t) - \varphi(t)}{\Delta t} \cdot \frac{\lambda}{4\pi \cdot v} \quad (18)$$

当 Δt 趋近于 0 时, 有:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\varphi(t + \Delta t) - \varphi(t)}{\Delta t} = \varphi'(t) \quad (19)$$

$$\sin\theta = \varphi'(t) \cdot \frac{\lambda}{4\pi \cdot v} \quad (20)$$

$$\theta = \arcsin\left(\varphi'(t) \cdot \frac{\lambda}{4\pi \cdot v}\right) \quad (21)$$

根据上面这种基于相位序列求导方式估计的角度误差较大, 通常在 10° 以内, 但是计算速度快, 因此以这个估算结果来缩小角度估计算法的搜索范围, 节省运行时间。

与经典的多天线阵列测角模型不同的地方在于, 尽管使用不同空间位置的同一根天线可以构造出虚拟天线阵列, 但是 RFID 读写器读取数据的速率受各种因素影响, 因此所有采样数据在空间上并不是均匀的线阵, 而是非均匀线阵。造成相邻的虚拟阵元之间的间隔不同, 如图 4 所示。因此传统的均匀线性阵列测角方式不再适用。

本系统。

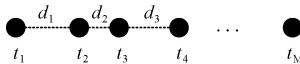


图 4 非均匀线阵

Fig. 4 Nonuniform linear array

信号接收模型可以表示为:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (22)$$

式中: $\mathbf{X}(t)$ 表示接收到的信号; $\mathbf{A}(\theta)$ 为阵列流行矩阵, 包括了所有可能的方位角度是完备的冗余字典; $\mathbf{S}(t)$ 是发射信号; $\mathbf{N}(t)$ 表示噪声。

每一个采集数据在空间上对应一个虚拟天线, 由于在天线移动过程中只要满足空间采样定理便可以解卷绕获得连续变化的相位序列:

$$(t_{i+1} - t_i) \cdot v < \lambda/4 \quad (23)$$

式(16)中的 d 表示均匀线阵中的天线间隔, 而在非均匀线阵中的天线间隔由天线运动速度 v 以及相邻采样数据之间的时间间隔决定:

$$d_i = (t_i - t_{i-1}) \cdot v, 1 < i < M \quad (24)$$

其中, 此处 M 为采样数据个数, 非均匀线阵的阵列流形矩阵为:

$$\mathbf{A}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_2 \sin \theta_1} & e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_2 \sin \theta_2} & \cdots & e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_2 \sin \theta_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_i \sin \theta_1} & e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_i \sin \theta_2} & \cdots & e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_i \sin \theta_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_M \sin \theta_1} & e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_M \sin \theta_2} & \cdots & e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d_M \sin \theta_K} \end{bmatrix} \quad (25)$$

其中, $\mathbf{A}(\theta)$ 包括了所有可能的方位角度是完备的冗余字典, 实际来波信号在空域中是稀疏的, 因此可以根据压缩感知中的稀疏重构相关理论将问题转化为稀疏恢复问题。

$$\mathbf{x} = \mathbf{As} + \mathbf{n} \quad (26)$$

式中: s 为 K 维系数向量; x 是基于字典 A 是 K -稀疏的。非零元素的位置对应向量的对应角代表了 θ 的值, 非零元素幅值即为信号在采样时刻幅度。 x 是阵列接收的数据为已知, A 为字典矩阵已知, s 是信号的稀疏表示, 它是未知的, 不为零的元素出现的位置即表征了 AoA 信息。

将 AoA 估计转化为了稀疏信号重构的问题, 因此只需要求解下式的优化问题, 即可重构 s , 即:

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} \|s\|_0, \quad \text{s. t. } \mathbf{x} = \mathbf{As} + \mathbf{n} \quad (27)$$

考虑噪声 n 的影响, 可以将式(27)转化为带有不等式的优化问题^[22]:

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} \|s\|_0, \quad \text{s. t. } \|\mathbf{x} - \mathbf{As}\|_2 \leq \gamma \quad (28)$$

式中: $\|\cdot\|_0$ 表示求 L_0 范数; $\|\cdot\|_2$ 表示求 L_2 范数; γ 为误差上界。其中 L_0 范数不是一个凸函数, 在优化问题求解时无法获得有效的解, 因此用 L_1 范数代替。

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} \|s\|_1, \quad \text{s. t. } \|\mathbf{x} - \mathbf{As}\|_2 \leq \gamma \quad (29)$$

进一步将有约束条件的优化问题转换成无约束优化问题:

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} [\|\mathbf{x} - \mathbf{As}\|_F^2 + \lambda \|s\|_1] \quad (30)$$

式中: λ 是平衡误差的正则化参数, 可以根据噪声强度选择。当快拍数为 T 时有:

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} [\|\mathbf{x} - \mathbf{As}\|_F^2 + \lambda \|s^{l_2}\|_1] \quad (31)$$

式中: s^{l_2} 是由 s 每一行向量的 l_2 范数构成的列向量。

为减少运算量, 对接收数据进行奇异值分解可以得到降维后的矩阵 \mathbf{x}_{sv} :

$$\mathbf{x} = \mathbf{ULV}^H = [\mathbf{U}_{sv} \quad \mathbf{U}_{nv}] \mathbf{LV}^H \quad (32)$$

其中, \mathbf{U}_{sv} 占据信号能量的大部分数据, 因此有:

$$\mathbf{x}_{sv} = \mathbf{U}_{sv} = \mathbf{ULD}_k = \mathbf{x} \mathbf{VD}_k \quad (33)$$

式中: $\mathbf{D}_k = [\mathbf{I}_k \quad \mathbf{0}]$ 。令 $\mathbf{s}_{sv} = \mathbf{s} \mathbf{V} \mathbf{D}_k$, $\mathbf{n}_{sv} = \mathbf{n} \mathbf{V} \mathbf{D}_k$, 稀疏表示模型为:

$$\mathbf{x}_{sv} = \mathbf{As}_{sv} + \mathbf{n}_{sv} \quad (34)$$

目标函数为:

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} [\|\mathbf{x}_{sv} - \mathbf{As}_{sv}\|_F^2 + \lambda \|s^{l_2}\|_1] \quad (35)$$

转化为二阶锥规划问题:

$$\begin{cases} \min p + \lambda q \\ \text{s. t. } \|\mathbf{x}_{sv} - \mathbf{As}_{sv}\|_F \leq p \\ \|s^{l_2}\|_1 \leq q \end{cases} \quad (36)$$

可以使用凸优化工具箱求解得到稀疏信号 s 。

由于天线在移动过程中接收数据, 因此虚拟阵列采集的数据快拍数少。与传统的基于天线阵列协方差矩阵的特征分解的角度估计算法相比基于稀疏恢复的算法在快拍数少, 低信噪比(SNR)条件下有更好的角度分辨能力。以多信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法和基于 L_1 范数的稀疏信号恢复算法为例进行仿真。

图 5 所示分别为对比不同快拍数和不同信噪比情况下的空间谱。对比图 5(a)、(b), 快拍数相同时低信噪比对 MUSIC 算法影响更大, 而基于 L_1 范数的稀疏信号恢复算法基本不受影响。对比图 5(b)、(d), 在相同信噪比下, MUSIC 算法对低快拍数信号的角度分辨率更差。

综上所述, 基于 L_1 范数的稀疏信号恢复算法在低快拍数, 低信噪比情况下, 角度分辨率明显优于 MUSIC 算法。另外通过本文提出的基于相位序列的快速角度粗估计算法缩小角度范围, 最终可以实现快速角度精估计。

2.3 单频点相位干涉的 RFID 距离差估计

卷绕后的相位序列, 其相互之间的差值仅由距离信

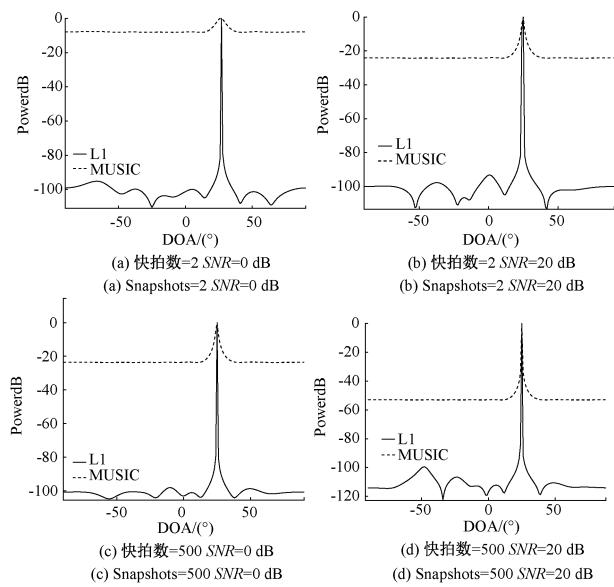


图 5 不同信噪比、快拍数的空间谱图

Fig. 5 Spatial spectra with different signal to noise ratios and number of snapshots

息引起, 天线在不同空间位置相位如图 6 所示。

$$\varphi_1 = \varphi_T + \varphi_R + \varphi_{Tag} + \varphi_{d1} \quad (37)$$

$$\varphi_2 = \varphi_T + \varphi_R + \varphi_{Tag} + \varphi_{d2} \quad (38)$$

位置 1、2 的相位差 $\varphi_1 - \varphi_2$, 其中 $\varphi_T, \varphi_R, \varphi_{Tag}$ 均为常数, $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_{d1} - \varphi_{d2}$, 因此有:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_{d1} - \varphi_{d2} = \frac{(d_1 - d_2) \cdot 2\pi \cdot 2}{\lambda} \quad (39)$$

$$\Delta d = \frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{2 \cdot 2\pi} \quad (40)$$

式中: Δd 即为天线在不同位置与标签之间的距离差。

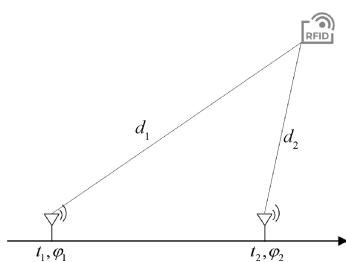


图 6 相位干涉测距离差模型

Fig. 6 Distance difference model of phase interferometry

3 定位模型

3.1 定位模型建立

由于角度估计和距离差估计不可避免地存在误差, 定位方程可能会出现无精确解的情况。为了解决这一问题, 本文引入了粒子群优化算法 (particle swarm

optimization, PSO), 能够在存在测量误差的情况下, 找到最优的近似解。

定位模型如图 7 所示, 仓储机器人沿着 x 轴方向前进, 同时读取标签的 EPC 信息以及相位信息。根据相位信息求解出 AOA 角度信息, 根据位置 1、位置 2 到标签的距离差可以构造出双曲线的一支, 双曲线与角度射线的交点即为标签所在位置。

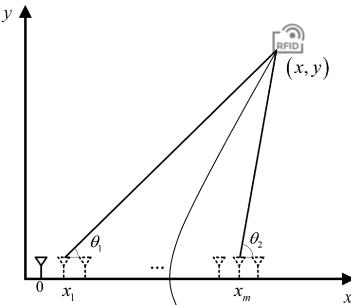


图 7 定位模型

Fig. 7 Positioning model

标签所在的坐标为 (x, y) , 前面定位参数估计中的角度以及距离差分别为 $\theta, \Delta d$ 。根据定位模型建立定位方程如下:

$$\begin{cases} \theta_1 = \tan(y/(x - x_1)) \\ \theta_2 = \tan(y/(x - x_M)) \\ \sqrt{(x - x_1)^2 + y^2} - \sqrt{(x - x_M)^2 + y^2} = \Delta d \end{cases} \quad (41)$$

式中: x_1, x_M 是天线在位置 1, 位置 M 处的横坐标。

$$x_i = v \cdot t_i \quad (1 < i \leq M) \quad (42)$$

式中: v 是天线运动速度。

3.2 定位模型求解

使用粒子群优化算法进行定位方程优化求解。

根据式 (41) 可以得到目标函数为:

$$\begin{cases} F_1(x, y) = \tan(y/(x - x_1)) - \theta_1 \\ F_2(x, y) = \tan(y/(x - x_M)) - \theta_2 \\ F_3(x, y) = \sqrt{(x - x_1)^2 + y^2} - \sqrt{(x - x_M)^2 + y^2} - \Delta d \end{cases} \quad (43)$$

定义给定变量的残差分别为:

$$f_i(x, y) = F_i^2(x, y), \quad 1 < i < 3 \quad (44)$$

构造代价函数为:

$$J = \sum_{i=1}^n f_i(x, y) \quad (45)$$

J 为最小化代价函数, 可以使用 PSO 算法, PSO 的基本原理可以概括为初始化粒子群, 随机生成一群粒子, 每个粒子代表问题空间中的一个候选解, 具有随机的位置和速度。

算法1 求解定位方程最优解粒子群优化算法

定义粒子数量 G , 迭代上限 W , 粒子 g 当前坐标为 $p_g = (x, y)$, 粒子 g 当前方向向量记录为 $v_g = (v_{xg}, v_{yg})$, 定位范围 $[-X, X]$ 与 $[0, Y]$ 。

- 1) 初始化粒子群, G, W, g ,
- 2) **for** $g=1, \dots, G$
- 3) 从定位范围内随机初始化 p_g 值
- 4) **end**
- 5) **for** $w=1, \dots, W$
- 6) **for** $g=1, \dots, G$
- 7) v_g 越界处理
- 8) 更新 $p_g = p_g + v_g$
- 9) p_g 越界处理
- 10) **end**
- 11) **end**
- 12) 输出 p

根据算法1最终获得最优解 $p = (x, y)$ 使得代价函数最小即:

$$\text{minimize } J = \sum_{i=1}^n f_i(x, y) \quad (46)$$

此时 (x, y) 为最终求解的定位结果。

4 仿真分析

为了更好地提升系统定位精度和稳定性, 本文对可能引起定位误差的因素进行仿真分析, 在后面实际测试中可以更好地选择系统参数。

由于相位抖动将会引起角度估计误差和距离差估计误差, 最终会产生定位误差。仿真分析引起定位误差的因素对最终定位结果的影响。

首先, 距离差及角度观测值为:

$$\begin{cases} \hat{\Delta}d = \Delta d + e_d \\ \hat{\theta} = \theta + e_\theta \end{cases} \quad (47)$$

式中: e_d 表示距离差估计误差; e_θ 表示角度估计误差。由式(34)可建立双曲线方程, 联合角度可直接求解横纵坐标:

$$\begin{cases} \hat{x} = \sqrt{\frac{\Delta \hat{d}^2 \cdot (c^2 - \Delta \hat{d}^2/4)}{4(c^2 - \Delta \hat{d}^2/4) - \Delta \hat{d}^2 \cdot \tan^2(\theta)/4}} \\ \hat{y} = \hat{x} \cdot \tan\theta \end{cases} \quad (48)$$

式中: c 为孔径大小, 即双曲线焦距。最终定位误差为:

$$e_{\text{location}} = \sqrt{(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2} \quad (49)$$

$$e_{\text{location}} = \left[(x - \sqrt{\frac{4 \Delta \hat{d}^2 c^2 + \Delta \hat{d}^4}{16c^2 - 4 \Delta \hat{d}^2(1 + \tan^2\theta)}})^2 + (y - \frac{1}{\tan \hat{\theta}} \cdot \sqrt{\frac{4 \Delta \hat{d}^2 c^2 + \Delta \hat{d}^4}{16c^2 - 4 \Delta \hat{d}^2(1 + \tan^2\hat{\theta})}})^2 \right]^{1/2} \quad (50)$$

将式(40)代入式(43)有:

$$e_{\text{location}} = f(x, y, e_\theta, e_{\Delta d}, c) \quad (51)$$

综上, 影响最终定位误差的因素包括标签坐标, 角度估计误差, 距离差估计误差及孔径大小。其中角度估计误差和距离差估计误差是不可避免的, 因此主要围绕孔径大小和标签位置进行仿真, 为观察单一因素对定位误差的影响程度, 采用控制变量法。

为了观察孔径大小对定位误差的影响, 在仿真中使孔径从 0~200 cm 以 1 cm 的步长步进。其余变量保持不变, 将距离误差, 角度误差设置分别设置为 2 cm、2°, 1 cm、1° 和 0.5 cm、0.5°, 选取固定位置(90, 80 cm)进行仿真, 结果如图 8 所示。在角度估计误差和距离差估计误差以及标签位置不变的情况下, 随着孔径的增大, 定位误差降低。

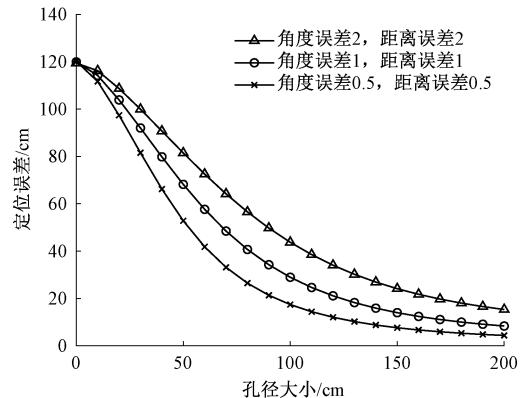


图 8 孔径大小对定位误差影响

Fig. 8 Influence of aperture size on positioning error

为了观察坐标位置 (x, y) 对定位误差的影响, 选取 $(0, 0) \sim (200, 200)$ 范围内的所有点。其余变量均保持不变。参数设置为角度误差-2°, 距离误差-2 cm, 孔径选 80 cm。

位置对定位误差的影响如图 9 所示, 从仿真结果来看, 距离误差和角度误差不变时, 距离原点到天线运动终点轨迹较近范围的定位误差较小, 反之, 距离天线运动轨迹较远点相同的角度误差和距离误差会引起更大的定位误差。

5 实测分析

首先对定位参数估计功能进行测试, 分别测试角度

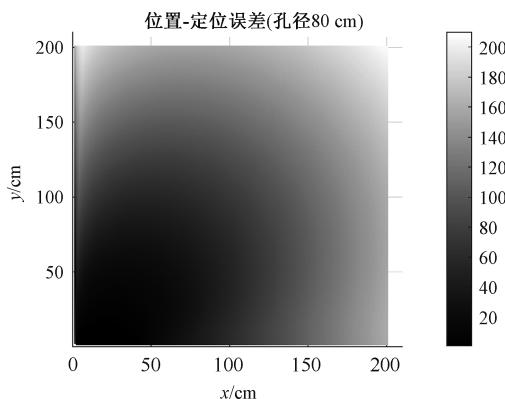


图 9 位置对定位误差的影响

Fig. 9 Influence of position on positioning error

估计和距离差估计,通过定位参数估计测试结果来确定定位功能可行性。

通过 2.2 节的测角方法进行角度估计测试,首先通过预处理之后的相位数据进行角度粗估计,缩小角度估计范围然后使用本文提出的非均匀虚拟线阵角度估计算法进行角度估计。

选取不同角度分别放置 RFID 标签进行测试,测试结果如表 1 所示。角度估计测试结果累计概率分布(cumulative distribution function, CDF)如图 10 所示。角度估计误差 85% 在 2° 以内,因此这种角度估计方法可以作为可靠的定位参数。

表 1 角度估计测试结果

Table 1 Angle estimation test results (°)

实际角度	算法估计角度	误差
-37.47	-37.5	-0.03
-37.47	-35.9	1.57
-37.47	-37.1	0.37
35.0673	34.1	-0.9673
35.0673	34.2	-0.8673
27.6081	22.1	-5.5081
27.6081	27.6	-0.0081

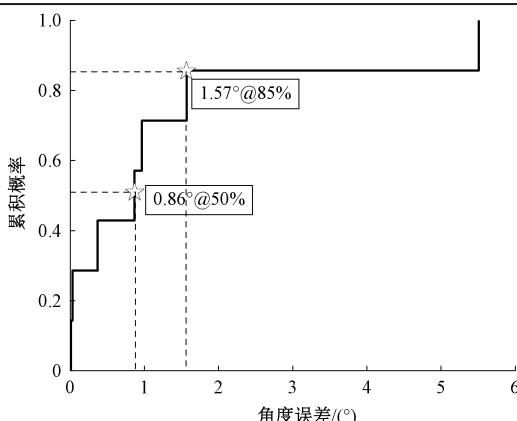


图 10 角度估计误差

Fig. 10 Angle estimation error

由于超高频 RFID 商用频段的限制,本系统不对标签进行直接测距,仅估计距离差,对距离差估计进行测试,使用 2.3 节的单频点相位干涉测距离差的方式进行距离差估计。测试结果如表 2 所示,其误差 CDF 图如图 11 所示。

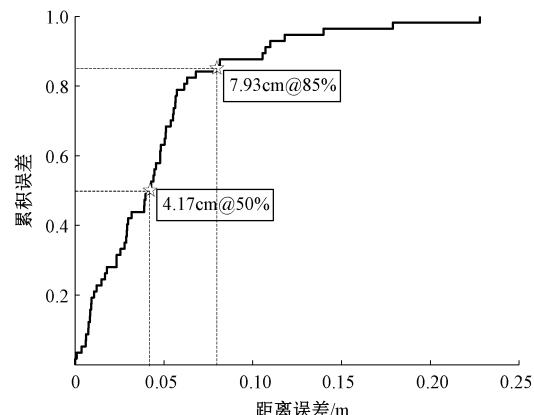


图 11 距离差估计误差 CDF 图

Fig. 11 CDF diagram of distance difference estimation error

表 2 距离差估计结果

Table 2 Distance difference estimation result (m)

实际距离差	算法估计距离差	误差
0.142 315 9	0.185 1	0.042 784 1
0.142 315 9	0.252 257 77	0.109 941 87
0.142 315 9	0.187 756 367	0.045 440 467
-0.132 198 684	-0.083 925 99	0.048 272 694
-0.132 198 684	-0.103 397 934	0.028 800 75
0.055 070 088	0.054 246 39	0.000 823 698
0.055 070 088	0.047 571 278	0.007 498 81
0.055 070 088	0.040 191 9	0.014 878 187
-0.164 023 341	-0.152 024 138	0.011 999 203
-0.164 023 341	-0.160 351 563	0.003 671 778
-0.164 023 341	-0.153 469 487	0.010 553 854
-0.221 123 311	-0.170 215 237	0.050 908 074

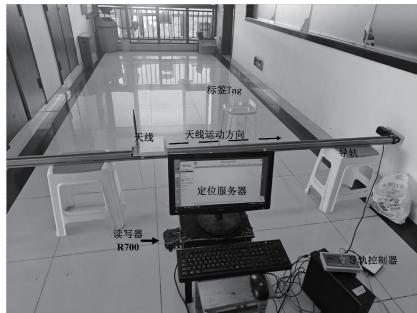
距离差估计误差 50% 在 4.2 cm 以内,因此距离差也可以作为定位模型的定位参数输入。通过估计的距离差可以构造双曲线,与上面的角度估计结果联合构造定位方程可以对标签进行定位。

在角度估计以及距离差估计都有较好精度的情况下,搭建测试环境,进行定位功能测试。为了更好的还原室内仓储场景,选取室内环境,部署标签。为模拟机器人运动,测试使用导轨带动天线运动的方式,在天线运动过程中持续读取标签信息。

本文采用了 IMPINJ R700 读写器与定位服务器进行连接,同时本设计选择了具有 5 dBi 增益的 VERT900 全向天线,并将其固定在直线运动导轨上。通过控制导轨的运动与停止,以此形成虚拟天线阵列。标签选用商用

标签 AZ9640，并将其放置在不同的位置，以模拟真实场景下的多种测量情况。通过读写器和标签之间的无线通信，获取到了信道信息，并将其通过定位服务器进行定位处理。

在信号采集的过程中，设计将 RFID 读写器的传输功率设为 33 dBm，工作频率设为 919.25 MHz。在成功接收到相位数据后，进行卡尔曼滤波，并通过相位解卷绕来还原真实的相位数据，提高定位的准确性和稳定性。具体测试场景如图 12 所示，标签定位输出结果如图 13 所示。



(a) 楼道空旷场景
(a) Open corridor scene



图 12 楼道测试场景

Fig. 12 Corridor test scenario

为了验证本文系统定位精度，继续进行大量的测试，结果如表 3 所示。对比楼道较为空旷的场景和室内复杂环境的场景的定位效果，定位误差 CDF 图如图 14 所示。在楼道场景中定位中值误差可达 3.45 cm，70% 的定位误差在 4.5 cm 以内。尽管在复杂的室内环境，中值误差也保持在 6.45 cm。从结果上看本文系统可以取得较好的定位精度。

为说明本文系统在部署简单的同时仍然具有较高的定位精度的优势。将本文定位方法与其他典型的 RFID 定位方法的近期研究成果进行对比如表 4 所示。相较于 LANDMARC^[23]，本文系统不需要部署参考标签，而且定位精度也更高。文献[9]需要多天线阵列测角，而且在定位前还需要进行额外的校准工作，与本文系统相比，定

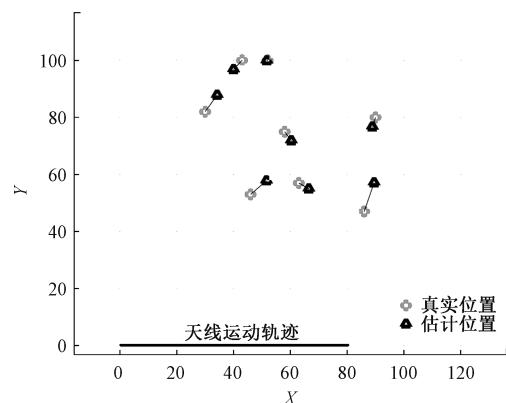


图 13 标签定位输出结果
Fig. 13 Tag positioning output results

位误差也较大一些。相比与其他定位算法，RFind^[10]定位精度最高，但是 RFind 需要使用额外的软件无线电设备来虚拟大带宽，会增加部署成本。文献[12]在 RFind 的基础上引入极化，可实现较高精度三维定位，同样也需要额外部署软件无线电设备。文献[24]在 Tagoram 的基础上进行改进，与本文系统同样使用移动天线的方式，但是 Tagoram 的定位精度与网格密度有关，网格越密定位所需时间越长。综合对比，本文系统仅需部署一台商用设备携带单天线即可快速完成定位，无需部署参考标签也无需额外的校准工作。

表 3 定位测试结果

Table 3 Positioning test results

位置	实际坐标/cm	算法估计坐标/cm	误差/cm
1	(90,80)	(88.892 5,76.733 0)	3.449 6
2	(43,100)	(39.999 7,96.832 5)	4.360 9
3	(52,100)	(51.677 1,99.920 3)	0.332 6
4	(30,82)	(34.234 1,87.840 0)	7.213 4
5	(86,47)	(89.501 2,57.122 7)	10.711 1
6	(58,75)	(60.338 6,71.893 3)	3.888 5
7	(46,53)	(51.598 2,57.813 7)	7.383 2
8	(63,57)	(66.510 4,54.960 9)	4.059 7

表 4 不同定位方法对比

Table 4 Comparison of different positioning methods

定位系统	参考 标签	额外 校准	设备 部署	中值误差/ cm
LANDMARC ^[23]	需要	无	读写器×4	20.3
文献[9]	无	需要	软件无线电×2， 外部时钟源×1	9
RFind ^[10]	无	需要	2 台软件无线电 1 台 读写器，外部时钟源	0.91
文献[12]	无	需要	读写器×1，软件无线电×2，外部时钟源	6.4
Tagoram ^[24]	无	无	读写器×1	5.1
本文	无	无	读写器×1	6.45

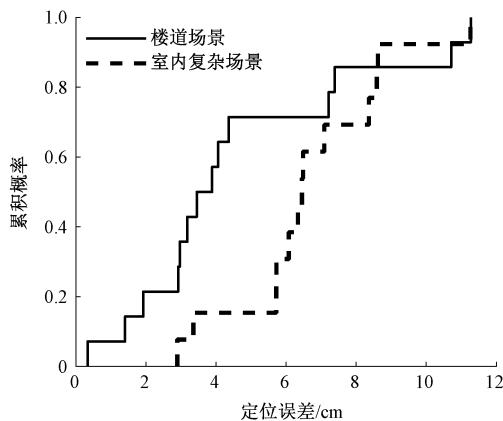


图 14 定位误差 CDF 图

Fig. 14 CDF diagram of positioning error

6 结 论

针对移动机器人、手持设备等空间受限场景下,传统 RFID 系统因难以部署多天线、受带宽限制而无法实现高精度定位的问题,本文提出一种基于合成孔径原理的单天线单频点 RFID 定位技术。该技术致力于攻克虚拟阵列建模精度不足、相位差稳定提取困难以及角距融合算法收敛性差等技术瓶颈,突破了传统系统在阵列部署和带宽方面的限制。其核心在于在天线运动过程中,采集载波相位数据并进行预处理与解卷绕操作,通过运动轨迹构建空间虚拟阵列;基于此,设计新型单天线测角算法完成角度估计;利用单频点相位干涉原理估计距离差,进而构建定位方程;最后引入加权粒子群优化算法,实现对标签坐标的精准求解。

实验结果表明,该方法在无需增加硬件成本的前提下,实现了定位中值误差 3.45 cm 的性能,具有部署简便、算法通用性强、定位精度高等优点。研究成果为低成本、高精度 RFID 定位系统的实现提供了新的解决方案,在智能仓储、物流追踪等场景中展现出良好的应用前景和推广价值。

参考文献

- [1] TANG J, YANG L, ZHAO J, et al. Research on RFID indoor positioning algorithm based on attention [C]. 2021 IEEE International Conference on Electronic Technology, Communication and Information (ICETCI). IEEE, 2021: 140-143.
- [2] ZHANG J, LYU Y, PATTON J, et al. BFVP: A probabilistic UHF RFID tag localization algorithm using Bayesian filter and a variable power RFID model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8250-8259.
- [3] CREMER M, PERVEZ A, DETTMAR U, et al. Transmit beamforming for angle-of-activation (AoAct) estimation in passive UHF RFID systems [C]. 2015 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA). IEEE, 2015: 1-7.
- [4] MA Y, WANG B, PEI S, et al. An indoor localization method based on AoA and PDOA using virtual stations in multipath and NLOS environments for passive UHF RFID [J]. IEEE Access, 2018, 6: 31772-31782.
- [5] LIU J, CHEN M, CHEN S, PAN Q, et al. Tagcompass: Determining the spatial direction of an object with small dimensions [C]. IEEE INFOCOM 2017-IEEE Conference on Computer Communications. IEEE, 2017: 1-9.
- [6] 张悦,袁莉芬,何怡刚,等.基于量子粒子群优化容积卡尔曼滤波的 LANDMARC 室内定位算法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(2): 72-79.
ZHANG Y, YUAN L F, HE Y G, et al. LANDMARC indoor positioning algorithm based on quantum particle swarm optimization volumetric Kalman filter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(2): 72-79.
- [7] BAHAAALDIN N, ERCELEBI E. BVIRE improved algorithm for indoor localization based on RFID and a linear regression model [J]. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 2018, 26 (6): 2943-2957.
- [8] MOHAMEDATNI Y, BENBAGHDAD M, FERGANI B, et al. AOA/Range estimation method for UHF RFID tags located in near-field region of reader antennas [C]. 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). IET, 2018: 1-4.
- [9] SKYVALAKIS K, GIANNELOS E, ANDRIANAKIS E, et al. Elliptical DoA estimation & localization [J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2022, 6: 394-401.
- [10] MA Y F, SELBY N, ADIB F. Minding the billions: Ultra-wideband localization for deployed RFID tags [C]. Proceedings of the 23rd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, 2017: 248-260.
- [11] 谢良波,夏晨晖,张钰坤,等.基于双频点载波相位的 RFID 室内定位算法 [J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(5): 267-277.
XIE L B, XIA CH H, ZHANG Y K, et al. RFID indoor localization algorithm based on dual-frequency carrier phase [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(5): 267-277.
- [12] DODDS L, PERPER I, EID A, et al. A handheld fine-

- grained rfid localization system with complex-controlled polarization [C]. Proceedings of the 29th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, 2023: 1-15.
- [13] YANG L, CHEN Y, LI X Y, et al. Tagoram: Real-time tracking of mobile RFID tags to high precision using COTS devices [C]. Proceedings of the 20th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, 2014: 237-248.
- [14] BUFFI A, NEPA P, CIONI R. SARFID on drone: Drone-based UHF-RFID tag localization [C]. 2017 IEEE International Conference on RFID Technology & Application (RFID-TA). IEEE, 2017: 40-44.
- [15] LIU Z, FU Z, LI T, et al. An ISAR-SAR based localization method using passive UHF RFID system with mobile robotic platform [C]. 2020 IEEE International Conference on RFID (RFID). IEEE, 2020: 1-7.
- [16] WANG L, MA Y, SU D, et al. RSAR: A new method for accurate localization of tagged objects via RFID-equipped robots [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 73: 1-11.
- [17] 蓝发籍, 刘冉, 郭林, 等. 融合超宽带方位和距离的移动机器人定位 [J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(8): 155-163.
- LAN F J, LIU R, GUO L, et al. Mobile robot localization based on ultra-wideband bearing and ranging [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(8): 155-163.
- [18] TRIPICCHIO P, UNETTI M, D' AVELLA S, et al. A synthetic aperture UHF RFID localization method by phase unwrapping and hyperbolic intersection [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2021, 19(2): 933-945.
- [19] MA Y, FU Y, LIANG X, et al. An efficient method for hyperbolic-based localization in SAR RFID systems [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 71: 1-12.
- [20] WU C, GONG Z, TAO B, et al. RF-SLAM: UHF-RFID based simultaneous tags mapping and robot localization algorithm for smart warehouse position service [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(12): 11765-11775.
- [21] BANDINI G, MARRACCI M, TELLINI B, et al. ORBITER: Phase-based localization of RFID tags via circular antenna trajectory [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 73: 1-10.
- [22] 窦慧晶, 高立菁, 朱子云. 基于加权 l_1 范数稀疏信号表示的 DOA 估计 [J]. 北京工业大学学报, 2018, 44(10): 1297-1302.
- DOU H J, GAO L J, ZHU Z Y. DOA estimation based on weighted l_1 norm sparse signal representation [J]. Journal of Beijing University of Technology, 2018, 44(10): 1297-1302.
- [23] LI Y, XU H, LI P. RFID-Based WIMEC-LANDMARC indoor location algorithm [C]. 2020 International Conferences on Internet of Things (iThings) and IEEE Green Computing and Communications (GreenCom) and IEEE Cyber, Physical and Social Computing (CPSCom) and IEEE Smart Data (SmartData) and IEEE Congress on Cybermatics (Cybermatics). IEEE, 2020: 448-455.
- [24] JIN M, HE Y, JIANG C, et al. Fireworks: Channel estimation of parallel backscattered signals [C]. 2020 19th ACM/IEEE International Conference on Information Processing in Sensor Networks (IPSN). IEEE, 2020: 85-96.

作者简介



刘凯凯(通信作者), 分别在 2005 年、2008 和 2023 年于重庆邮电大学获得学士学位、硕士学位和博士学位, 现为重庆邮电大学高级工程师, 主要研究方向为通感一体化、物联网、无线感知等。

E-mail: liukk@cqupt.edu.cn

Liu Kaikai (Corresponding author) received his B. Sc. degree, M. Sc. degree, and Ph. D. degree from Chongqing University of Posts and Telecommunications in 2005, 2008, and 2023, respectively. Now he is the senior engineer at Chongqing University of Posts and Telecommunications. His main research interests include ISAC, IoT and wireless sensing.