

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209688

# 基于多频点相位距离/角度联合估计的 RFID 室内定位算法\*

谢良波, 李宇洋, 杨小龙, 朱子越, 周 牧  
(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

**摘要:**为了解决现有射频识别(RFID)定位方法定位精度差,定位耗时长的问题,提出了一种基于多频点相位距离/角度联合估计的RFID室内多目标定位算法。利用跳频技术获取RFID标签多频点相位信息,通过多频点相位解决整周模糊度问题,获取目标粗估计距离。进而使用粒子群优化算法完成多目标位置并行检索,同时融合多重信号分类算法思想抑制噪声和多径干扰,进一步优化定位结果。通过实测验证,所提算法可实现多目标并行定位,且定位的中位数误差达8.56 cm,定位耗时比传统双曲线定位算法减少了58.8%。

**关键词:**室内定位;射频识别;多目标;多频点相位

**中图分类号:** TN99 TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

## RFID indoor localization algorithm based on joint range/angle estimation of multi-frequency point phase

Xie Liangbo, Li Yuyang, Yang Xiaolong, Zhu Ziyue, Zhou Mu

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and  
Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** The existing radio frequency identification positioning methods have problems of poor positioning accuracy and long positioning time. To address these issues, an RFID indoor multi-target positioning algorithm based on joint range/angle estimation of multi-frequency point phase is proposed. The frequency-hopping technique is employed to obtain multi-frequency phases, which is used to solve the integer ambiguity problem to acquire the rough range estimation of targets. Then, the particle swarm optimization algorithm is used to complete parallel retrieval of the multi-targets location. Meanwhile, the idea of a multiple signal classification algorithm is used to reduce noise and multipath interference to further improve the localization results. Experimental results show that the proposed algorithm can achieve multi-target parallel positioning, and the median error of positioning is 8.56 cm. Compared with the traditional hyperbolic localization algorithm, the localization time is reduced by 58.8%.

**Keywords:** indoor location; RFID; multi-targets; multi-frequency phases

## 0 引 言

室内定位服务的需求正日益提高,但受建筑墙体影响,基于卫星的定位服务在室内环境中效果较差。因此,室内定位技术和方法成为近年来的研究热点。常见的室内定位技术有 WiFi<sup>[1]</sup>、蓝牙<sup>[2]</sup>、激光雷达<sup>[3]</sup>和射频识别

(radio frequency identification, RFID)<sup>[4]</sup>等。其中,RFID使用的无源标签(Tag)成本低、体积小、重量轻、方便,对物理环境抗性高,有一定数据存储能力,借助RFID技术优势,每个定位目标只需携带一张Tag,便可实现对多个目标的识别和定位。

在RFID室内定位方法方面,文献[5]通过扫描接收信号能量峰值间隔估计不同Tag的信号到达时间差

(time different of arrival, TDoA), 并使用几何定位完成 Tag 间相对位置的估计, 系统模型简单, 计算复杂度低, 但无法得到每个 Tag 的绝对位置, 且由于直接估计时间的误差较大, 系统平均误差在 28.36 cm。文献[6]部署大量信标组成多个相互较差的三角形, 结合信号强度指示 (received signal strength indication, RSSI) 对定位检索空间进行分割, 实现对未知信标所在区域的定位。文献[7]提出 BFVP 算法, 利用 RSSI 的同时结合卡尔曼滤波完成对目标的定位, 但定位过程中天线需要持续移动, 定位误差在 dm 级。文献[8]利用 RSSI 和信号相位联合建立位置指纹, 并利用神经网络完成对目标的快速定位, 定位误差在 dm 级, 但指纹库的构建过程较为繁琐, 且库的更新和搬移受限。上述基于 TDoA、RSSI、位置指纹库等定位方法的定位误差通常在 dm 级, 且系统部署存在一定限制。

利用载波相位可将定位误差降低至 cm 级, 但当信号传播距离超过一个波长, 将存在整周模糊度问题。文献[9]利用多个接收站间的载波相位差构建双曲线定位模型实现了厘米级定位, 但在双曲线多个交点中寻找正确交点的过程较繁琐。文献[10-11]采用了合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 技术, 通过移动接收站或定位目标来观察一段时间内接收信号相位的变化, 并以此解决信号整周模糊度问题, 但系统每次都需要等待接收站或定位目标移动结束才能实现定位, 导致其实时性较差, 且需要额外设备来控制移动轨迹。文献[12]设计了一种 Tag 稀疏阵列, 阵列中每个 Tag 的位置和 Tag 间距都由公式严格计算, 通过比较 Tag 阵列中每个 Tag 的相位解决了整周模糊度问题, 但 Tag 阵列灵活性差, 不适用于多目标定位。文献[13]利用密集的虚拟天线阵列实现了对已知轨迹目标的毫米级定位追踪, 但系统的计算量较大, 校正复杂。文献[14]使用跳频技术和自研硬件将 RFID 定位系统工作频段扩展到 200 MHz, 利用多频点载波相位和中国余数定理 (Chinese remainder theorem, CRT) 求解信号整周模糊度以计算 Tag 到接收天线的绝对距离, 并利用多个双曲面实现了对 Tag 的 3D cm 级定位, 但为实现高精度的 3D 定位, 系统对天线布局有较高要求, 需要尽量构成空间几何将待定位 Tag 包围。文献[15]在多径抑制算法的基础上提出频点选择思想, 并结合扩展卡尔曼滤波 (extended Kalman filter, EKF) 算法实现 cm 级定位, 但该算法需要使用圆极化定向天线, 对定位范围不能全方位覆盖。尽管现有载波相位算法可以实现 cm 级定位, 但由于要处理整周模糊度, 定位算法的复杂度高于 TDoA 等方法, 且部分系统的部署依旧存在一定限制, 如需要提前部署标签阵列或天线需要保持移动等。

相比 RSSI, 载波相位可以提供支持更高精度定位的信息, 多频点载波提供的多重相位信息也可以直接对整周模糊度求解以估计信号飞行距离, 从而可以在天线阵

列中天线数量较少、不需移动设备、不用构建指纹库或虚拟天线阵列的情况下实现高精度定位。为在多目标情况下提高整周模糊度的求解效率, 同时对多目标定位结果进行优化以提高整周解算正确率, 本文提出多频点相位位置估计 (multi-frequency phases location estimation, MPLE) 算法。经实测验证, 在典型室内环境中, MPLE 算法定位的中位数误差为 8.56 cm。

本文提出整周模糊快速解算与多目标定位方法, 利用多频点相位信息和粒子群优化 (particle swarm optimization, PSO) 算法简化 CRT 计算过程, 并且利用 Tag 产品电子代码 (electronic product code, EPC) 完成目标区分, 实现多目标定位。与传统基于双曲线的定位方法相比, 定位耗时减少了 58.8%, 定位精度提升了 55.7%。本文提出基于 MUSIC 算法的位置精估计方法, 进一步降低了多径的影响, 提升了定位精度。与未进行精估计的 MPLE 算法相比, 定位精度提升了 22.7%。

## 1 系统框架

### 1.1 定位平台模型

多频点载波提供的多重相位信息可以直接对整周模糊度求解以估计信号飞行距离。但现有商用 UHF RFID 读写器的工作频段较窄, 如 Impinj R420 在国内的工作频段为 920~925 MHz, 考虑到噪声影响, 其较小的跳频频率间隔会使得载波间的频率响应特性 (frequency response characteristics, FRC) 变得模糊, 进而降低距离估计和定位精度; 而带宽的增加有得于提升定位精度<sup>[14]</sup>。因此, 本文采用 USRP 搭建跳频系统, 扩展系统带宽, 以提升定位精度。

本文定位系统结构如图 1 所示。其中, 读写器负责与多个 Tag 建立通信; 跳频激励负责发送跳频载波; 根据 EPC Gen2 协议 (EPC 协议)<sup>[16]</sup>, Tag 在建立通信后会无差别调制适配频段内的载波并反射自身 EPC; 由 3 个全向天线组成的单接收站负责采集信号; 千兆交换机负责

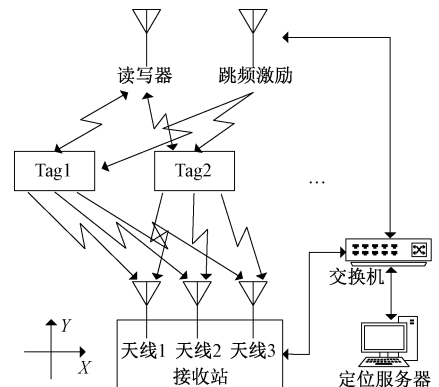


图 1 系统结构

Fig. 1 System structure

定位服务器与定位系统相关设备间的数据交互;定位服务器会根据 EPC 协议完成 Tag 反射信号提取及 EPC 识别,控制跳频激励和接收站同步跳频,并执行 MPLE 算法。

MPLE 算法工作流程如图 2 所示。在接收到接收站原始数据后,服务器首先根据 EPC 协议完成数据预处理

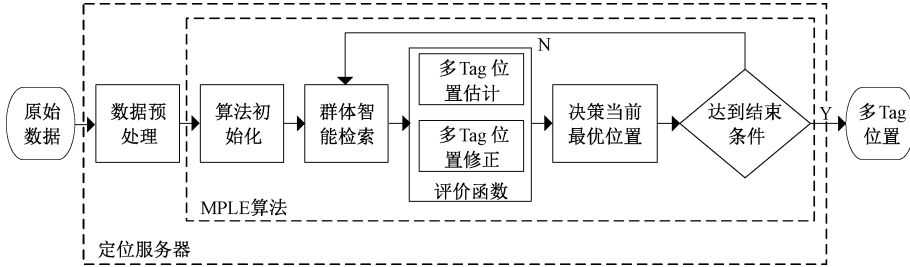


图 2 MPLE 算法流程

Fig. 2 Algorithm flow of MPLE

## 1.2 Tag 多频点相位估计与 EPC 识别

图 1 所示系统中,跳频激励发送频率为  $f$  的纯载波信息,Tag 采用幅移键控调制自身 EPC。根据 EPC 协议,同一时刻只有一个 Tag 处于通信状态,则接收信号  $S(t)$  可以表示为:

$$S(t) = \begin{cases} A_d + kA_i \exp(-j2\pi ft) + N_f, & k = 1 \\ A_d + N_f, & k = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $A_d$  代表跳频激励载波到达接收站时产生的直流偏置;  $A_i$  代表当前通信 Tag 的反射信号幅度;  $t$  为信号从跳频激励到 Tag 再到接收天线的飞行时间;  $f$  为当前跳频频点;  $k=1$  代表 Tag 的二进制基带调制信号为“1”,  $k=0$  代表 Tag 的二进制基带调制信号为“0”或 Tag 未处于通信状态;  $N_f$  为当前频点的环境噪声。

根据 EPC 协议,Tag 反射信号结构固定,其最前端为固定格式的前导码。利用该特性,可截取  $N(N > \text{Tag 反射信号长度})$  个采样点进行滑窗检测。记当前  $T$  时刻获取的  $N$  个样点的总能量为  $E(T)$ ,若满足:

$$E(T)/E(T-1) > E_{th} \quad (2)$$

式中:  $E_{th}$  为设定的能量阈值。若某时刻比值满足式(2),则认为当前采样点中包含 Tag 反射信号。记此时采样信号为  $S_N = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ ,前导码序列  $\text{Pre}_p = [pre_1, pre_2, \dots, pre_p]$  的长度为  $P(P \ll N)$ ,则  $S_N$  中 Tag 反射信号起始位置  $n'$  为:

$$n' = \underset{n \in \{0, \dots, N-P\}}{\text{argmax}} \left\{ \sum_{p=0}^P |pre_p s_{n+p}| \right\} \quad (3)$$

通过式(3)找到 Tag 反射信号起始位置后,可根据 EPC 协议对 EPC 进行解码识别。同时,本文接收机采用 IQ 解调,记  $S_N$  中  $n'$  到  $n' + P$  个采样点里前导码编码为“1”时的 IQ 两路幅值均值分别为  $I_{h,ave}$  和  $Q_{h,ave}$ ,编码为

“0”时的 IQ 两路幅值均值分别为  $I_{l,ave}$  和  $Q_{l,ave}$ ,则天线  $i$  在频点  $f$  的 Tag 反射信号相位  $\varphi_{i,f}$  为:

$$\varphi_{i,f} = \arctan((Q_{h,ave} - Q_{l,ave}) / (I_{h,ave} - I_{l,ave})) \quad (4)$$

## 1.3 相位误差修正

由式(4)计算的相位包含了系统设备引入的相位误差、标签引入相位误差及多径引入的相位误差。令共有  $B$  个跳频频点,  $M$  个 Tag,  $I$  个接收天线,第  $i$  根接收天线在  $f_b$  频点上第  $m$  个 Tag 的相位  $\varphi_{i,m,f_b}$  可表示为:

$$\varphi_{i,m,f_b} = 2\pi f_b t_{m,i} + \varphi_{tx} + \varphi_i + \varphi_m + \varphi_{m,i} \quad (5)$$

式中:  $t_{m,i}$  为信号从跳频激励到第  $m$  个 Tag 再到天线  $i$  的飞行时间;  $\varphi_{tx}$  为跳频激励设备引入的相位误差;  $\varphi_i$  为第  $i$  根接收天线相关设备的相位误差;  $\varphi_m$  为第  $m$  个 Tag 的相位误差;  $\varphi_{m,i}$  为第  $m$  个 Tag 关于天线  $i$  的多径误差。将已知位置设置为参考点,令跳频激励经参考点到天线  $i$  的总距离为  $L_{ref,i}$ ,在开始定位前,将  $M$  个 Tag 依次放置于参考点,用  $I$  根天线采集  $B$  个频点下每个 Tag 的反射信号,构建参考相位阵列  $\varphi_{ref}$ :

$$\varphi_{ref} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_i, \dots, \varphi_I]$$

$$\varphi_i = \begin{bmatrix} \varphi_{i,1,f_1}^{ref} & \varphi_{i,1,f_2}^{ref} & \dots & \varphi_{i,1,f_B}^{ref} \\ \varphi_{i,2,f_1}^{ref} & \varphi_{i,2,f_2}^{ref} & \dots & \varphi_{i,2,f_B}^{ref} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{i,m,f_1}^{ref} & \varphi_{i,m,f_2}^{ref} & \dots & \varphi_{i,m,f_B}^{ref} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中:  $\varphi_{i,m,f}^{ref}$  为第  $i$  根接收天线在频点  $f_b$  下接收到第  $m$  个 Tag 在参考点的接收相位。

$$\varphi_{i,m,f_b}^{ref} = 2\pi f_b t_i^{ref} + \varphi_{tx} + \varphi_i + \varphi_m + \varphi_{m,i}^{ref} \quad (7)$$

式中:  $t_i^{ref}$  为跳频激励到参考点再到天线  $i$  的信号飞行时间;  $\varphi_{m,i}^{ref}$  为第  $m$  个 Tag 在参考点时对天线  $i$  的多径影响。

式(5)与(7)相减,可得目标点与参考点的相对相位  $\varphi_{i,m,f_b}^{rev}$  为:

$$\varphi_{i,m,f_b}^{rev} = \varphi_{i,m,f_b} - \varphi_{i,m,f_b}^{ref} = 2\pi f_b(t_{m,i} - t_i^{ref}) +$$

$$(\varphi_{m,i} - \varphi_{m,i}^{ref}) = 2\pi f_b \Delta t_{m,i} + \Delta\varphi_{m,i} + \Delta\varphi \quad (8)$$

式中:  $\Delta t_{m,i}$  为  $t_{m,i}$  与  $t_i^{ref}$  之差;  $\Delta\varphi_{m,i}$  为第  $m$  个 Tag 关于天线  $i$  的多径余项;  $\Delta\varphi$  为其余相位误差余项。可见,通过参考点校准,可消除设备相位误差、Tag 误差、激励设备误差。

## 2 MPLE 算法设计

### 2.1 基于 PSO 的多目标定位模型

本文采用 PSO 算法<sup>[17]</sup>实现多个 Tag 的并行定位。作为一种经典的群体智能算法,PSO 有较快的收敛速度和较高的准确度,其算法目标是寻找优化问题中的最优解。现令 PSO 算法共迭代  $W$  次,搜索空间中一共有  $G$  个粒子,共有输出  $M$  个 Tag 目标,粒子群根据 Tag 数量被平均分为  $e$  组,记组号为  $e$  的粒子  $g$  的当前位置  $pos_{g,e} = (x_g, y_g)$ ,当前速度向量  $\mathbf{V}_g = (v_{xg}, v_{yg})$ ,则粒子  $g$  的位置更新公式为:

$$pos_{g,e}^{up} = pos_{g,e} + \mathbf{v}_g = (x_{g,e} + v_{xg}, y_{g,e} + v_{yg}) \quad (9)$$

粒子  $g$  的速度更新公式为:

$$\mathbf{v}_g^{up} = a\mathbf{v}_g + Rc_1(p_g - pos_g^{up}) + Rc_2(p_e - pos_g^{up}) \quad (10)$$

式中:  $a \in [0, 1]$  代表上一状态  $\mathbf{V}_g$  的影响因子;  $R$  代表在  $[0, 1]$  范围内生成随机数;  $c_1$  代表粒子历史最优位置的影响因子;  $c_2$  代表全局最优的影响因子; 坐标  $p_g$  代表粒子  $g$  历史最优位置; 坐标  $p_e$  代表第  $e$  组粒子的全局历史最优位置。通常情况下  $c_1 = c_2 = 2$ 。当迭代次数  $w = 1$ ,  $pos_{g,e}$  和  $\mathbf{V}_g$  在定位范围内随机生成。  $p_g$  的更新公式为:

$$p_g = \begin{cases} pos_{g,e}, & w = 1 \text{ 或 } F(pos_{g,e}) > F(p_g) \\ p_g, & w > 1 \text{ 且 } F(pos_{g,e}) \leq F(p_g) \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $F(x, y)$  为权重函数,它将用当前粒子组号对应的第  $m$  个 Tag 的多频点相位信息去评估当前粒子位置权重。  $p_e$  的更新公式为:

$$p_e = \begin{cases} (0, 0), & w = 1 \\ pos_{g,e}, & w > 1 \text{ 且 } F(pos_{g,e}) > F(p_e) \\ p_e, & w > 1 \text{ 且 } F(pos_{g,e}) \leq F(p_e) \end{cases} \quad (12)$$

对比  $p_g$  与  $p_e$ ,  $p_g$  只判断当前粒子  $g$  是否到达一个权重更高的位置,  $p_g$  的记录值为粒子  $g$  在算法执行过程中到达过的权重最高的位置; 而  $p_e$  会判断第  $e$  组粒子中是否有某个粒子到达一个权重更高的位置,  $p_e$  的记录值为整个第  $e$  组粒子在算法执行过程中到达过的权重最高的位置。

PSO 算法的定位原理为当  $F(x, y)$  评估完坐标  $(x, y)$  的权重值后,通过式(11)和(12)可以让粒子判断自身或

整个群体是否找到了一个权重更高的坐标,式(10)则可以引导粒子群向高权重坐标移动。由于粒子群已分组,每组粒子间的  $p_e$  不会相互影响,使得它们可以并行搜索多个目标。利用各 Tag 的多频点相位信息构建  $F(x, y)$  函数,让越靠近 Tag 真实坐标的粒子权重越高,即可实现多 Tag 的搜索。

### 2.2 基于多频点载波相位的位置粗估计

利用 CRT 原理可以使用多频点相位信息直接估算信号飞行距离。由于接收设备只能获得一个周期内的相位,令 Tag 和天线在跳频过程中保持静止,则对于第  $m$  个 Tag 和天线  $i$ ,由式(8)可建立如下方程组:

$$\begin{cases} \varphi_{i,m,f_1}^{rev} = \text{mod}(2\pi f_1 \Delta t_{m,i} + \Delta\varphi_{m,i}, 2\pi) \\ \varphi_{i,m,f_2}^{rev} = \text{mod}(2\pi f_2 \Delta t_{m,i} + \Delta\varphi_{m,i}, 2\pi) \\ \vdots \\ \varphi_{i,m,f_B}^{rev} = \text{mod}(2\pi f_B \Delta t_{m,i} + \Delta\varphi_{m,i}, 2\pi) \end{cases} \quad (13)$$

令  $L_{m,i}$  为跳频激励到第  $m$  个 Tag 再到天线  $i$  的总距离,  $L_{ref,i}$  为跳频激励到参考点再到天线  $i$  的总距离,则  $\Delta t_{m,i}$  可进一步表示为:

$$\Delta t_{m,i} = (L_{m,i} - L_{ref,i})/c \quad (14)$$

式中:  $c$  为光速。暂不考虑  $\Delta\varphi_{m,i}$  和  $\Delta\varphi$  的影响,式(13)改写为:

$$\begin{cases} \varphi_{i,m,f_1}^{rev} = \text{mod}(2\pi f_1 (L_{m,i} - L_{ref,i})/c, 2\pi) \\ \varphi_{i,m,f_2}^{rev} = \text{mod}(2\pi f_2 (L_{m,i} - L_{ref,i})/c, 2\pi) \\ \vdots \\ \varphi_{i,m,f_B}^{rev} = \text{mod}(2\pi f_B (L_{m,i} - L_{ref,i})/c, 2\pi) \end{cases} \quad (15)$$

根据式(15)可知,对于天线  $i$ ,所有频点  $\varphi_{i,m,f}^{rev}$  为已知,且所有频点载波相位的传播距离均为  $(L_{m,i} - L_{ref,i})$ ,则任意距离  $L_{imp}$  与  $(L_{m,i} - L_{ref,i})$  的误差  $err(L_{imp})$  可以表示为:

$$err(L_{imp}) = \sum_{b=1}^B \text{abs}(\varphi_{i,m,f_b}^{rev} - \text{mod}(2\pi f_b \frac{L_{imp}}{c}, 2\pi)) \quad (16)$$

当  $err(L_{imp})$  越大,说明  $L_{imp}$  与  $(L_{m,i} - L_{ref,i})$  差距越大。取  $err(L_{imp})$  最小值,表示为:

$$(L_{m,i} - L_{ref,i}) \approx \arg \min_{L_{imp}} (err(L_{imp})) \quad (17)$$

综合上述分析,考虑到跳频激励、接收站所有天线以及所有粒子的坐标已知,设定  $dis(T_x, x, y, i)$  代表发射天线  $T_x$  到坐标  $(x, y)$  再到接收天线  $i$  的链路距离。对于天线  $i$ ,定义  $T_i(x, y)$ :

$$T_i(x, y) = \sum_{b=1}^B \text{abs}(\varphi_{i,m,f_b}^{rev} - \text{mod}(2\pi f_b \frac{L_{i,imp}}{c}, 2\pi))$$

$$L_{i,imp} = dis(T_x, x, y, i) - L_{ref,i} \quad (18)$$

$L_{i,imp}$  越接近  $(L_{m,i} - L_{ref,i})$ ,  $T_i(x, y)$  值越小。当某个坐标同时让接收站中所有天线的  $T_i(x, y)$  达到最小值, 说明该坐标计算得到的距离满足所有天线的式(15), 即认为该坐标为 Tag  $m$  的坐标估计值。令接收站中共有  $I$  根天线,  $F(x, y)$  可表达为:

$$F(x, y) = \left( \sum_{i=1}^I T_i(x, y) \right)^{-1} \quad (19)$$

式(18)中组号  $m$  由当前代入式(19)计算的粒子组号决定。式(19)的定位原理类似于多边定位, 即引导粒子群向满足多根天线式(15)的高权重坐标移动, 最终完成定位。

以上采用的基于相位-时间的位置估计, 受式(8)中  $\Delta\varphi_{m,i}$  和  $\Delta\varphi$  的影响, 式(19)只能得到 Tag  $m$  的位置粗估计, 其误差仍然较大。

### 2.3 基于信号到达角的位置精估计

MUSIC 算法严格论证了信号子空间与噪声子空间的正交关系, 并以此为基础实现信号入射角的检索, 其信号入射场景如图3所示。

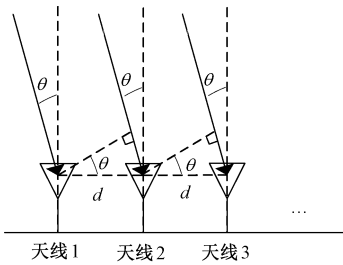


图3 MUSIC 算法信号入射场景

Fig. 3 Signal incident scene of the MUSIC algorithm

令接收站的天线阵列是均匀线阵, 其中共有  $I$  根接收天线, 接收天线间间距为  $d$ , 则 MUSIC 算法入射角检索方程如下<sup>[18]</sup>:

$$\theta = \arg \max_{\psi \in [90^\circ, \dots, 90^\circ]} \left\{ \frac{1}{\alpha(\psi)^H U U^H \alpha(\psi)} \right\}$$

$$\alpha(\psi) = [\alpha_1(\psi), \alpha_2(\psi), \dots, \alpha_i(\psi), \dots, \alpha_I(\psi)]^H$$

$$\alpha_i(\psi) = \exp[-j2\pi f(i-1)d \sin \psi / c] \quad (20)$$

式中:  $\theta$  是角度检索结果;  $U$  是 MUSIC 算法提取出的噪声子空间;  $\alpha(\psi)$  是当前检索角度  $\psi$  与  $d$  计算出的天线  $i$  与参考天线 1 信号传播距离差建立的方向响应向量。MUSIC 算法将入射信号视为平面波, 图3中所有  $\theta$  相同, 同时要求  $d$  小于信源波长的  $1/2$ , 天线数量需大于信源数量。

EPC 协议的防碰撞机制保证了读写器同一时间只与一个 Tag 通信。因此, MUSIC 算法可以根据每个接收天线不同 EPC 保存的 IQ 两路幅值单独提取每个 Tag 反

射信号的噪声子空间, 从而依次完成所有 Tag 的入射方向检索。在检索过程中, 信源数量始终为 1, 只需两根天线即可满足 MUSIC 检索时天线数量大于信源数量的要求。

令第  $m$  个 Tag 在天线  $i$  与天线  $j$  组成的子天线阵列中的输出为  $S_{ij,m}$ :

$$S_{ij,m} = [S_{ij,m,f_1}, S_{ij,m,f_2}, \dots, S_{ij,m,f_B}] \quad (21)$$

式中:  $S_{ij,m,f_b}$  为天线  $i$  与天线  $j$  组成的子天线阵列在频点  $f_b$  下接收的关于第  $m$  个 Tag 的信号。由于接收信号包含幅度和相位信息, 经过数据预处理, 将  $\varphi_{i,m,f}^{rev}$  的等效幅值视为 1, 并把  $\Delta\varphi_{m,i}$  和  $\Delta\varphi$  统一视为干扰相位, 则  $\varphi_{i,m,f}^{rev}$  可表示为:

$$\exp(-j\varphi_{i,m,f_b}^{rev}) = \exp(-j2\pi f_b \Delta t_{m,i}) + \Delta N_{i,f_b} \quad (22)$$

式中:  $\Delta N_{i,f_b}$  为对应干扰相位。由于定位平台只能得到  $\varphi_{i,m,f}^{rev}$ , 受  $\Delta N_{i,f_b}$  的影响, 直接使用  $\varphi_{i,m,f}^{rev}$  计算 Tag  $m$  关于天线  $i$  和天线  $j$  的传播距离差  $\Delta L_{m,ij}$  会引入额外误差, 而 MUSIC 算法是对提取的噪声子空间进行正交检索, 故可利用 MUSIC 算法对  $\Delta L_{m,ij}$  进行精确估计。令  $S_{ij,m,f_b}$  为:

$$S_{ij,m,f_b} = \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi f_b \Delta t_{m,i}) + \Delta N_{i,f_b} \\ \exp(-j2\pi f_b \Delta t_{m,j}) + \Delta N_{j,f_b} \end{bmatrix} \quad (23)$$

经过 MUSIC 算法矩阵分解后, 得到 Tag  $m$  反射信号在每个频点下的噪声子空间, 记作  $U_{ij,m,all} = [U_{ij,m,1}, U_{ij,m,2}, \dots, U_{ij,m,B}]$ , 用  $\Delta L_{m,ij}$  建立式(20)中的  $\alpha(\psi)$  对  $U_{ij,m,all}$  进行正交检索, 即可得到高精度的  $\Delta L_{m,ij}$  估计值。由于等效信源数量为 1, 天线数量为 2, 故  $U_{ij,m,B}$  为拥有两个元素的列向量,  $U_{ij,m,all}$  为  $2 \times B$  矩阵, 此时一维的  $\alpha(\psi)$  已经无法满足检索需求, 故用当前代入  $F(x, y)$  的粒子构建天线  $i$  与天线  $j$  的方向响应矩阵  $\beta_{ij}$ :

$$\beta_{ij} = [\beta_{ij,1}, \beta_{ij,2}, \dots, \beta_{ij,B}]$$

$$\beta_{ij,b} = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left[-j2\pi f_b \frac{\Delta L_{ji,imp}}{c}\right] \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\Delta L_{ji,imp} = L_{j,imp} - L_{i,imp}$$

其中,  $\beta_{ij}$  同为  $2 \times B$  矩阵。计算  $\beta_{ij}^H U_{ij,m,all}$  与  $U_{ij,m,all}^H \beta_{ij}$ :

$$\beta_{ij}^H U_{ij,m,all} = \begin{bmatrix} \beta_{ij,1}^H U_{ij,m,1} & \beta_{ij,1}^H U_{ij,m,2} & \dots & \beta_{ij,1}^H U_{ij,m,B} \\ \beta_{ij,2}^H U_{ij,m,1} & \beta_{ij,2}^H U_{ij,m,2} & \dots & \beta_{ij,2}^H U_{ij,m,B} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{ij,B}^H U_{ij,m,1} & \beta_{ij,B}^H U_{ij,m,2} & \dots & \beta_{ij,B}^H U_{ij,m,B} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$U_{ij,m,all}^H \beta_{ij} = \begin{bmatrix} U_{ij,m,1}^H \beta_{ij,1} & U_{ij,m,1}^H \beta_{ij,2} & \dots & U_{ij,m,1}^H \beta_{ij,B} \\ U_{ij,m,2}^H \beta_{ij,1} & U_{ij,m,2}^H \beta_{ij,2} & \dots & U_{ij,m,2}^H \beta_{ij,B} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{ij,m,B}^H \beta_{ij,1} & U_{ij,m,B}^H \beta_{ij,2} & \dots & U_{ij,m,B}^H \beta_{ij,B} \end{bmatrix} \quad (26)$$

令  $v\_diag(\cdot)$  为提取矩阵中的对角线元素并将其排列成行向量,定义  $D_{ij}(x,y)$ :

$$D_{ij}(x,y) = v\_diag(\boldsymbol{\beta}_{ij}^H \mathbf{U}_{ij,m,all}) v\_diag(\mathbf{U}_{ij,m,all}^H \boldsymbol{\beta}_{ij})^H = \sum_{b=1}^B \boldsymbol{\beta}_{ij,b}^H \mathbf{U}_{ij,m,b} \mathbf{U}_{ij,m,b}^H \boldsymbol{\beta}_{ij,b} \quad (27)$$

对比式(20),  $D_{ij}(x,y)$  正好为天线  $i$  与天线  $j$  中,所有  $\boldsymbol{\beta}_{ij,b}$  与  $\mathbf{U}_{ij,m,b}$  正交匹配结果之和。若当前坐标  $(x,y)$  越靠近第  $m$  个 Tag 对于天线  $i$  与天线  $j$  的方向,则  $D_{ij}(x,y)$  值越小;同时,由于式(24)是直接根据坐标计算链路差,由此避免了因室内信号传播距离较近,导致需要考虑不同天线信号入射角存在差异的情况,也避免了在复杂天线阵列中,用几何关系计算天线间传播距离差带来的复杂度提升。

另外,式(20)中,由于信源只有一个频率  $f$  且三角函数存在周期性,当  $d$  过大,在检索过程中,  $f(i-1) d \sin \psi$  可能会计算出多个相同值,导致出现多个检索结果。而在利用多频点后,由于 Tag 未移动,每个频点下的  $\Delta L_{m,ij}$  相同,当式(24)得到的  $\Delta L_{ji,tmp}$  满足式(25)中所有频点的正交运算,式(27)会取得最大值,此时认为  $\Delta L_{ji,tmp} \approx \Delta L_{m,ij}$ 。MUSIC 算法中对  $d$  的约束可以打破,因此天线阵列中可得到多组  $D_{ij}(x,y)$  组合,增加定位系统对 Tag 反射信号入射方向的敏感度。

综上,由于代入  $F(x,y)$  的粒子提供了坐标  $(x,y)$  和标签标识  $m$ ,故式(19)中  $F(x,y)$  最终的表达式为:

$$F(x,y) = \left( \sum_{i=1}^I T_i(x,y) \right)^{-1} - \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=i+1}^I D_{ij}(x,y) \quad (28)$$

其中,由于  $\Delta \varphi_{m,i}$  和  $\Delta \varphi$  影响使得某些  $T_i(x,y)$  得到错误估值时,得到的坐标检索结果会偏离 Tag 真实坐标方向,使得该坐标计算得到的  $\Delta L_{ji,tmp}$  代入  $D_{ij}(x,y)$  会计算出较大值,导致式(28)最终结果变小,迫使粒子群寻找其他坐标;当粒子群接近 Tag 真实坐标方向,  $D_{ij}(x,y)$  会计算出较小值,此时  $T_i(x,y)$  可引导粒子群在正确方向上进行距离搜索。  $T_i(x,y)$  与  $D_{ij}(x,y)$  相互制约,达到修正坐标粗估计的效果。又因粒子群已根据 EPC 进行分组,故每组粒子群可在相互不影响的情况下进行多目标并行检索。

综上,MPLE 算法伪码如算法 1 所示,当算法 1 结束后,  $p_e$  记录坐标即为 Tag  $m$  的坐标估计值。

## 3 实验分析

### 3.1 MPLE 算法性能仿真与分析

为测试 MPLE 算法性能,利用 MATLAB 创建  $4\text{ m} \times 4\text{ m}$  的虚拟空间,在信噪比(SNR)为 10 dB,在式(10)中  $a=0, c_1=c_2=2$  的情况下,对 5 个 Tag 进行 100 轮迭代定位,每轮 Tag 位置将在定位范围内随机分布,不同

### 算法 1:MPLE 算法

数据:定位范围为  $(0,0)$  到  $(X,Y)$  的二维平面,  $\text{rand}(X)$  为在  $[0,X]$  范围内生成随机数,  $p_{g,tmp}$  和  $p_{e,tmp}$  为临时局部/第  $e$  组全局最优

$pos_{g,e} = (\text{rand}(X), \text{rand}(Y))$

$\mathbf{V}_g = (\text{rand}(X), \text{rand}(Y))$

$p_g = pos_{g,e}$

$p_e = (0,0)$

For  $w = 1 : 1 : W$

For  $g = 1 : 1 : G$

$pos_{g,e} = pos_{g,e} + \mathbf{V}_g$

$p_{e,tmp} = p_{g,tmp} = F(pos_{g,e})$

if  $p_{g,tmp} > p_g$

$p_g = p_{g,tmp}$

if  $p_{e,tmp} > p_e$

$p_e = p_{e,tmp}$

$p_{e,tmp} = F(pos_{g,e})$

$\mathbf{v}_g = a \mathbf{v}_g + c_1(p_g - pos_g) + c_2(p_e - pos_g)$

end

end

输出:  $\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_M]$

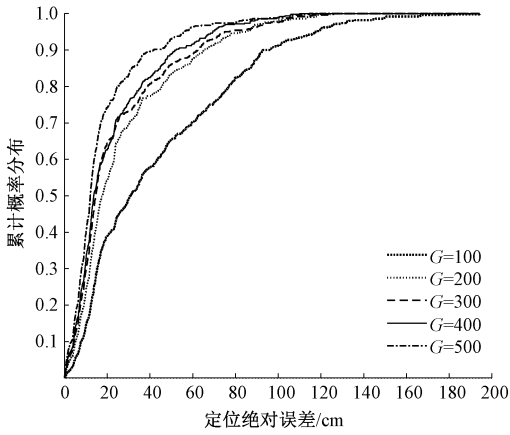
粒子数  $G$  和迭代次数  $W$  的定位结果如图 4 所示。从图 4 可看出,当迭代次数  $W$  固定,增加粒子数  $G$  将大幅提升 MPLE 算法定位精度,且  $G=500$  时定位精度将达到最大;当粒子数  $G$  固定时,迭代次数  $W$  的增加也会提升定位精度,在  $G=500$  的情况下,图 4(a)~(c) 中定位误差低于 10 cm 的占比分别是 68%、73% 和 75%,  $W$  从 200 增加到 300,定位精度没有显著提升。

为确定  $a, c_1$  和  $c_2$  的设定对 MPLE 算法的影响,令  $W=200, G=500, c_1=c_2=2$ ,改变  $a$  的值,其结果如图 5 所示,从图 5 可知,不同的  $a$  值的定位误差曲线基本重合,定位精度基本相同,表明  $a$  的初值对 MPLE 算法的影响并不明显。保持  $W=200, G=500$  情况不变,令  $a=0$ ,设置不同  $c_1, c_2$  组合进行仿真测试,其结果如图 6 所示,从图 6 可知,不同的  $c_1, c_2$  曲线情况基本相同,表明  $c_1, c_2$  的设定对 MPLE 算法的影响也不明显。

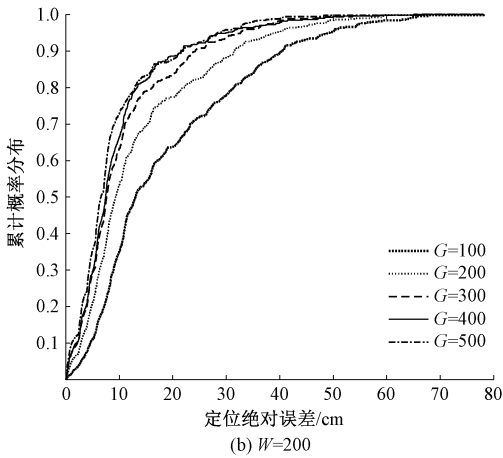
实测过程中,本文 MPLE 算法参数选取为  $W=200, G=500, c_1=c_2=2, a=0$ 。

### 3.2 实测结果与分析

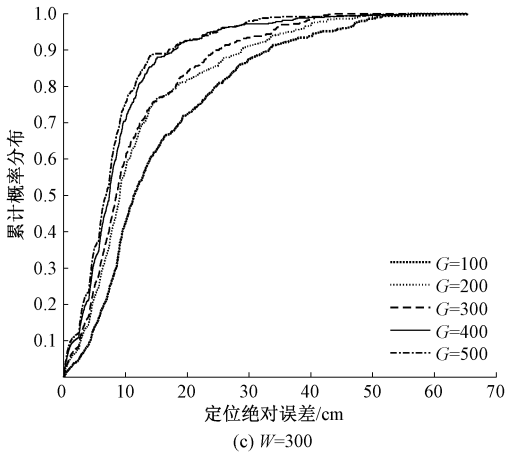
本文实测场景如图 7 所示,该场景为  $4\text{ m} \times 4\text{ m}$  的典型室内环境。本文读写器使用 Impinj R420,工作频点为 924.125 MHz,跳频激励和接收站设备使用 USRP N210,



(a)  $W=100$



(b)  $W=200$



(c)  $W=300$

图 4 MPLE 算法仿真结果

Fig. 4 Simulation results of the MPLE algorithm

其中接收站使用 3 台 N210 组成 3 接收天线阵列,所有 N210 通过外部时钟源 OctoClock-G CDA-2990 同步以消除设备间的载波频率偏移,跳频范围为 830~960 MHz,对应的波长为 31.25~36.14 cm,天线间间距为 10 cm,满足 MUSIC 算法的天线间距要求,跳频频率间隔为 10 MHz,跳频时间间隔为 50 ms,Tag 反射信号处理过程在 GNU Radio 平台上完成。

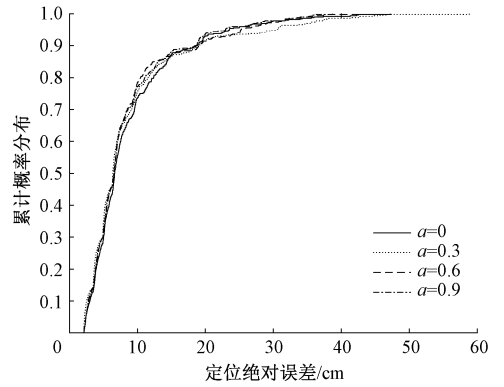


图 5  $\alpha$  对 MPLE 算法影响

Fig. 5 Influence of  $\alpha$  on the MPLE algorithm

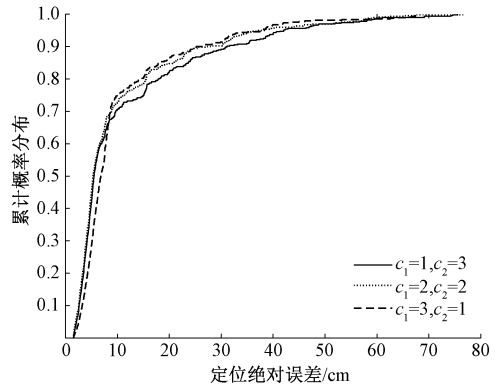


图 6  $c_1$  和  $c_2$  对 MPLE 算法性能影响

Fig. 6 Influence of  $c_1$  and  $c_2$  on the performance of MPLE algorithm



图 7 实测场景

Fig. 7 Measurement scene

开始测试前,用 R420 为 5 个 Impinj M4 H47 商用 RFID 无源标签分配相互独立的 EPC,随后将它们轮流放置于天线阵列正前方 50 cm 的位置采集参考相位阵列,随后用该 5 个 Tag 在定位范围内共随机采集 30 个位置的多重相位,并在经过数据预处理后用 MPLE 算法进行定位,每次定位同时对 5 个位置的数据进行处理,测试过

程中,跳频激励天线、接收站天线和所有 Tag 保持在同一高度。

实测的累积概率分布函数 (cumulative distribution function, CDF) 结果如图 8 所示。从图 8 可以看出, X 轴误差、Y 轴误差和定位误差在 10 cm 以下的占比分别为 83.33%、76.67% 和 63.33%, 同时 X 轴、Y 轴和定位的中位数误差分别为 4.77、6.22 和 8.56 cm。具体定位结果如表 1 所示, 从表 1 可以看出, 在 30 个定位结果中, X 轴的最小绝对误差为 0.56 cm, 最大为 21.49 cm, Y 轴最小绝对误差为 0.52 cm, 最大为 30.15 cm, 最小绝对定位误差为 1.62 cm, 最大为 32.24 cm, 平均误差为 11.03 cm。其中, 有 3 个位置的估计结果出现 30 cm 以上的误差, 该误差接近跳频频点对应波长的均值, 主要由整周模糊度解算错误导致, 其中 90% 定位结果的平均误差为 8.78 cm。

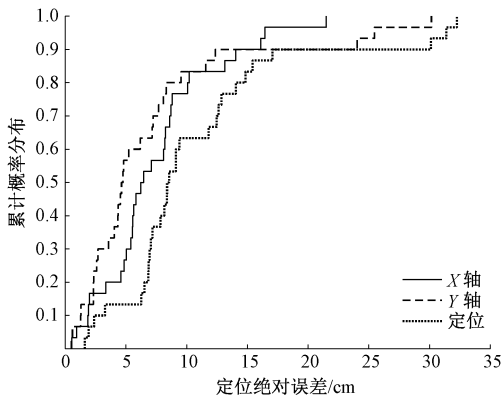


图 8 实测 CDF 图

Fig. 8 CDF of measurement results

不同算法的定位精度对比如图 9 所示。从图 9 可以看出, 直接利用接收站中两组相邻天线单频点相位差建立双曲线<sup>[9]</sup>的定位算法, 未优化的 MPLE 算法(即未利用 MUISC 对目标距离进行修正), EKF 算法<sup>[15]</sup> 和 MPLE 算法的中位数误差分别为 19.24、10.19、9.35 和 8.56 cm。可见, 通过位置优化, MPLE 算法将 6 个出现整周模糊度解算错位的位置下降至 3 个的同时, 定位精度也有一定提升。由于本文接收站只有两组相邻天线, 在频点信息有限的情况下, 直接使用单频点相位差构建两个双曲线的定位效果较差。可见, 在天线数量有限的情况下, 基于多频点相位信息的定位算法可提供更高的定位精度。综上所述, 本文所提算法的定位精度要优于双曲线定位算法与 EKF 定位算法。与双曲线算法相比, 定位性能提升了 55.7%, 与未优化的 MPLE 算法相比, 定位性能提升了 22.7%。

MPLE 算法在不同频点个数下的定位结果对比如图 10 所示。从图 10 可以看出, 随着频点数量的下降, 出

表 1 定位结果

Table 1 Positioning results

cm

X 轴真实坐标	X 轴估计坐标	Y 轴真实坐标	Y 轴估计坐标	定位误差
50.00	55.83	150.00	144.76	7.84
25.00	10.96	150.00	149.40	14.05
0.00	-8.81	150.00	147.65	9.12
-25.00	-33.72	150.00	180.15	31.39
-50.00	-43.53	150.00	152.34	6.88
50.00	57.09	100.00	95.96	8.16
25.00	29.59	100.00	95.36	6.53
0.00	0.56	100.00	97.67	2.39
-25.00	-33.11	100.00	95.23	9.41
-50.00	-55.41	100.00	95.63	6.95
0.00	-0.95	75.00	76.31	1.62
100.00	94.36	118.00	120.70	6.26
8.00	-0.27	183.00	184.27	8.37
26.00	27.86	111.00	110.48	1.93
77.00	73.66	128.00	120.30	8.39
0.00	-1.99	250.00	247.40	3.27
20.00	25.56	142.00	137.67	7.05
60.00	70.22	174.00	166.84	12.48
38.00	43.04	194.00	205.57	12.62
83.00	88.54	321.00	328.24	9.11
100.00	116.09	315.00	340.46	30.12
-48.00	-49.93	98.00	106.33	8.56
-63.00	-79.45	80.00	75.46	17.07
-25.00	-29.86	100.00	95.18	6.84
-66.00	-57.79	225.00	212.63	14.85
-78.00	-69.39	184.00	174.45	12.86
-69.00	-47.51	200.00	224.04	32.24
-24.00	-37.15	178.00	186.08	15.43
-43.00	-53.07	75.00	68.82	11.81
-40.00	-46.22	174.00	170.42	7.18

现整周模糊度错误的位置将持续增加, 定位精度也会持续降低。其主要原因是相位修正无法完全消除相位误差, 使得经理后的  $\varphi_{i,m,f_b}^{rev}$  仍然有一定相位偏差, 随着频点数量增加, 相位偏差带来的影响将得到抑制, 而随着频点减少, 相位偏差的影响将被放大。

多频点相位距离估计如图 11 所示, 以 3 个频点为例, 将  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  的  $\varphi_{i,m,f_1}^{rev}$ 、 $\varphi_{i,m,f_2}^{rev}$ 、 $\varphi_{i,m,f_3}^{rev}$  加上  $k$  个整周计算距离, 每个频点都会得到多个可能的距离  $L$ , 当它们得



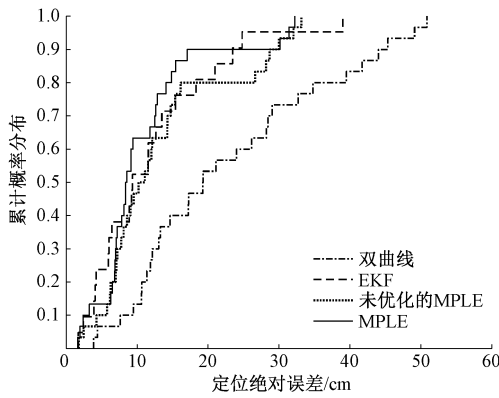


图9 不同算法对比

Fig. 9 Comparison of different algorithms

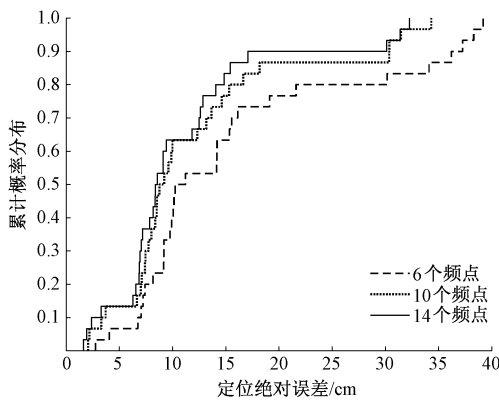


图10 频点数量对定位结果影响

Fig. 10 Influence of frequency point number on localization results

到一个相似的距离估计值时,即满足式(15)时,认为估算出信号飞行距离,即图11中标注的正确距离估计值;而当只使用 $f_2, f_3$ ,由于相位偏差以及缺少足够的相位信息,则有可能得到图11中的错误距离估计值,导致定位出现整周错误。本文跳频频点对应波长均在30 cm左右,出现整周错误时,定位误差会在30 cm以上。

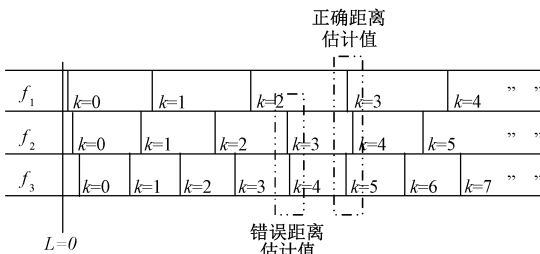


图11 多频点相位距离估计

Fig. 11 Multi-frequency phase distance estimation

MPLE算法、EKF算法<sup>[15]</sup>和双曲线定位算法<sup>[9]</sup>的定位耗时对比如图12所示。MPLE算法定位单个目标、3个目标和5个目标的粒子数分别为100、300和500。从图12看出定位单个目标时,MPLE算法、EKF算法和双曲线定位算法的耗时分别为0.35、0.43和0.85 s;定位3个目标时,耗时分别为1.02、1.27和2.34 s;定位5个目标时,耗时分别为1.68、2.08和4.12 s。从结果可以看出本文算法相较于另外两种算法耗时更少,实时性更高,同时,本文算法相较于传统双曲线定位算法耗时减少了58.8%。

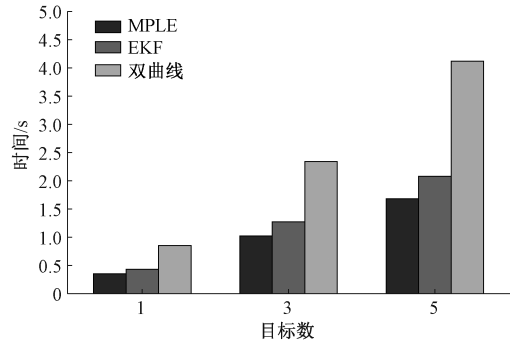


图12 不同算法定位耗时分析

Fig. 12 Time-consuming analysis of different positioning algorithms

本文系统与其他RFID室内定位系统对比如表2所示。与文献[9]相比,本文需要的天线数量更少,定位精度更高;与文献[11]相比,文献[11]只能针对一个Tag进行高精度定位,且需要天线阵列围绕Tag移动,本文MPLE算法可同时处理多个目标,且不需要移动设备,定位耗时更短;与文献[12]相比,本文不需要定位目标贴附Tag阵列,可实现独立多目标定位;与文献[13]相比,文献[13]在轨迹已知的情况下可以达到mm级误差的追踪,但本文不需要建立虚拟标签阵列,更加简单。

表2 算法对比

Table 2 Algorithm comparison

方法	范围/m	中位数误差/cm
BackPos <sup>[9]</sup>	1.6×3.0	12.8
SAR <sup>[11]</sup>	2.0×2.5	2
SparseTag <sup>[12]</sup>	8.0×2.4	4.99
Tagoram <sup>[13]</sup>	4.0×4.0	轨迹未知:12.3; 轨迹已知:0.5
本文	4.0×4.0	8.56

## 4 结 论

本文针对室内多目标环境提出基于UHF RFID系统的MPLE算法,通过自主搭建的定位平台在130 MHz的带宽内收集Tag多频点反射信号,能够在天线数量较少、不移动设备、不建立指纹库或虚拟天线阵列的情况下,获得足够支持cm级定位的相位数据;利用Tag EPC对Tag反射信号进行分类,并通过PSO算法对多个位置进行并行检索;利用MUSIC算法原理进一步优化多径和噪声的影响,有效地降低了出现整周错误的概率。实验结果表明,MPLE算法能运用于典型室内场景,其定位中位数误差为8.56 cm。

## 参考文献

- [1] 罗日,李燕君,金志昂,等.融合WiFi与可穿戴惯导模块的室内定位方法[J].仪器仪表学报,2022,43(3):267-276.
- LUO R, LI Y J, JING ZH ANG, et al. An indoor positioning method integrating WiFi and wearable inertial navigation module [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(3): 267-276.
- [2] 张俞,冷璐.基于图优化的蓝牙信标室内定位方法[J].电子测量与仪器学报,2019,33(6):45-50.
- ZHANG Y, LENG L. Graph optimization based indoor positioning method using bluetooth low energy beacons[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(6): 45-50.
- [3] 吕攀,辛越,张恒,等.基于MSCKF的IMU与激光雷达紧耦合定位方法[J].仪器仪表学报,2020,41(8):13-20.
- LYU P, XIN Y, ZHANG H, et al. Tightly coupled localization of IMU and lidar based on MSCKF [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(8): 13-20.
- [4] BUFFI A, MICHEL A, NEPA P, et al. RSSI measurements for RFID tag classification in smart storage systems[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2018, 67(4): 894-904.
- [5] HASLER T, WOLBITSCH M, GOLLER M, et al. Estimating relative tag locations based on time-differences in read events[C]. 2019 IEEE International Conference

on RFID (RFID), 2019: 1-8.

- [6] XIU J, SHAN S, WANG M, et al. Research on location intelligent detection based on RFID technology[C]. 2018 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2018: 6719-6723.
- [7] 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.
- [8] PENG C, JIANG H, QU L. Deep convolutional neural network for passive RFID tag localization via joint RSSI and PDOA fingerprint features [J]. IEEE Access, 2021(9):15441-15451.
- [9] LIU T, LIU Y, YANG L, et al. BackPos: High accuracy backscatter positioning system [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2016, 15(3):586-598.
- [10] BUFFI A, MOTRONI A, NEPA P, et al. A SAR-based measurement method for passive-tag positioning with a flying UHF-RFID reader [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2019, 68(3): 845-853.
- [11] BERNARDINI F, MOTRONI A, NEPA P, et al. Particle swarm optimization in multi-antenna SAR-based localization for UHF-RFID tags [C]. 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), 2019: 291-296.
- [12] YANG C, WANG X, MAO S. SparseTag: High-precision backscatter indoor localization with sparse RFID tag arrays [C]. 2019 16th Annual IEEE International Conference on Sensing, Communication, and Networking (SECON), 2019:1-9.
- [13] YANG L, CHEN Y, LI X Y, et al. Tagoram: Real-time tracking of mobile RFID tags to high precision using cost devices [C]. Proceeding of the 20th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, 2014: 237-248.
- [14] 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 (MobiCom '17), 2017:248-260.

- [15] 谢良波, 刘西西, 王勇, 等. 基于 RFID 载波相位的室内 EKF 定位算法 [J]. 通信学报, 2022, 43(3): 124-134.
- XIE L B, LIU X X, WANG Y, et al. Indoor EKF localization algorithm based on RFID carrier phase [J]. Journal on Communications, 2022, 43(3): 124-134.
- [16] GLOBAL E P C. EPC radio-frequency identity protocols, class-1 generation-2 UHF RFID protocol for communications at 860~960 MHz, version 2.0.1[S]. USA: EPC Global, 2015.
- [17] TONG L, LI X, HU J, et al. A PSO optimization scale-transformation stochastic-resonance algorithm with stability mutation operator [J]. IEEE Access, 2018(6): 1167-1176.
- [18] ALVAREZ-NARCIANDI G, LAVIADA J, PINO M R, et al. 3D location system based on attitude estimation with RFID technology [C]. IEEE International Conference on RFID Technology and Application, 2017: 80-82.

## 作者简介



谢良波, 2016 年于电子科技大学获得博士学位, 现为重庆邮电大学副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为射频识别技术, 室内定位技术等。

E-mail: xielb@cqupt.edu.cn

**Xie Liangbo** received his Ph. D. degree from the University of Electronic Science and Technology in 2016. He is currently an associate professor and a M. Sc. advisor at Chongqing University of Posts and Telecommunications. His main research interests include RFID and indoor positioning technology.



杨小龙 (通信作者), 2016 年于哈尔滨工业大学获得博士学位, 现为重庆邮电大学讲师, 主要研究方向为认知无线电, 5G 网络等。

E-mail: yangxiaolong@cqupt.edu.cn

**Yang Xiaolong** (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Harbin Institute of Technology in 2016. He is currently a lecturer at Chongqing University of Posts and Telecommunications. His main research interests include cognitive radio and 5G network.