

基于 RFID 载波相位的室内 EKF 定位算法

谢良波, 刘西西, 王勇, 周牧, 田增山
(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 为解决现有超高频射频识别定位方法受室内环境干扰导致定位精度不高的问题, 提出了一种基于跳频辅助的 RFID 载波相位室内扩展卡尔曼滤波 (EKF) 定位算法。利用跳频获取的虚拟大带宽进行距离粗估计以实现多径抑制, 并通过多径抑制后的相位完成可靠双频点选择以及参数优化, 最终采用 EKF 算法实现高精度快速定位。实验结果表明, 所提算法平均定位误差为 9.35 cm, 定位解算实时性比传统的基于中国剩余定理 (CRT) 的解整周方法提高了近 10 倍。

关键词: 室内定位; 射频识别; 载波相位; 扩展卡尔曼滤波

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022048

Indoor EKF localization algorithm based on RFID carrier phase

XIE Liangbo, LIU Xixi, WANG Yong, ZHOU Mu, TIAN Zengshan

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

Abstract: In order to solve the problem of low localization accuracy caused by indoor environment interference in the existing UHF RFID localization methods, an indoor extended Kalman filter (EKF) localization algorithm based on frequency hopping assisted RFID carrier phase was proposed. The virtual large bandwidth obtained by frequency hopping was used for rough distance estimation to realize multipath suppression, and the reliable dual frequency point selection and parameter optimization were completed through the phase after multipath suppression. Finally, EKF algorithm was used to realize high-precision and fast localization. Experimental results show that the average localization error of the proposed algorithm is 9.35 cm, and the real-time performance of the localization solution is nearly 10 times higher than the traditional integer solution method based on Chinese remainder theorem (CRT).

Keywords: indoor localization, RFID, carrier phase, EKF

0 引言

随着物联网技术的快速发展, 人们对室内环境中的智能应用和行为便捷要求越来越高, 由于卫星信号在室内环境较弱, 无法实现精确的室内定位, 基于此, 大量的室内定位技术被研究和发现。目前主要的室内定位技术主要有 Wi-Fi^[1]、蓝牙^[2]、超声波^[3]、红外线^[4]、射频识别 (RFID, radio frequency

identification) 技术^[5]等。基于 Wi-Fi 的室内定位技术是目前应用较多且相对成熟的技术, 该技术利用与周围基站或者热点的最短距离信息确定目标位置。但是该方法受环境影响较大, 稳健性较差, 定位精度通常在米级。蓝牙定位通过接收信号强度指示 (RSSI, received signal strength indication) 求解目标的位置信息, 主要应用于小范围定位, 对于复杂的空间环境, 其定位精度受噪声干扰的影响大。除

收稿日期: 2021-11-20; 修回日期: 2022-02-16

通信作者: 王勇, yongwang@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61704015, No.61771083); 重庆市自然科学基金资助项目 (No.cstc2019jcyj-msxmX0108, No.cstc2020jcyj-msxmX0842)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61704015, No.61771083), Chongqing Natural Science Foundation Project (No.cstc2019jcyj-msxmX0108, No.cstc2020jcyj-msxmX0842)

此之外，超声波、红外线等技术都存在室内环境下定位精度差、只适合特定场合定位等缺陷。基于 RFID 的定位技术由于其非接触、非视距等优点有望成为优选的室内定位技术。该技术由已知位置的阅读器读取附着在物品或人员上的标签的特有的身份信息，进行定位或跟踪。RFID 标签体积小、成本低、通信效率高，一个读写器在 1 s 内即可完成几百个标签的读写，在室内定位技术中具有重要研究意义。

在室内 RFID 定位系统中，不管是静态定位还是动态跟踪及定位，在复杂的室内环境中实现厘米级精度都是一个很大的挑战。目前，基于 RFID 的室内定位方法主要有基于 RSSI^[5]、基于到达角 (AoA, angle of arrival)^[6-7]以及基于载波相位^[8-9]的定位方法。

其中，基于 RSS 的定位方法利用接收到的信号强度进行距离估计，但是 RSSI 信号在复杂的室内环境下衰减较快，受周围环境因素影响较大，定位精度较低。基于 AoA 的定位方法对天线的间距和天线的数量有严格的限制，定位精度受设备的影响较大。基于此，众多学者提出联合定位算法。文献[10]利用天线的方向性，提出一种基于 RSSI-AoA 的定位方法，但是该方法需要布置多个传感器来提高定位精度，并且系统性能受外界干扰影响较大。在此研究基础上，文献[10]提出引入 MUSIC 算法来提高方向估计精度，从而在保证定位精度的前提下减少对传感器数量的依赖^[11]。但是在实际应用中，噪声等干扰对测量的 RSSI 值影响较大，MUSIC 算法不能减小或消除该影响，该方法与传统研究相比有效提高了方向估计精度但是定位精度仍然受不稳定 RSSI 值的影响较大。

载波相位定位近年来成为研究人员的研究热点，载波相位与目标的位置信息高度相关，并且具有较好的噪声容忍度。文献[12]采用单个读写器天线和标签运动期间的多相位采样对门禁系统中的 RFID 标签进行分类。文献[13]利用指纹对目标进行定位，并将基于相位指纹和基于 RSSI 的指纹进行比较，结果显示相位指纹信息更加精确，但该方法的使用场景受到限制，只能应用到仓库或者零售店等特定场景中，不适用于一般室内场景。美国康奈尔大学的 Ma 等^[14-15]提出利用标签的非线性反向散射机制及接收信号的相位信息实现室内定位，但是整周模糊度解算复杂度高、计算量大、对设备要求较高。美国维拉诺瓦大学的 Xin 等^[16]提出了一种基于多频载波相位差的测距方法，并使用中国剩余定理

(CRT, Chinese remainder theorem) 估计各个频点卷叠相位值的隐含整周数，克服了相位周期模糊问题，但其定位精度受各频点相位误差影响较大。相比于传统基于 RSSI 的 RFID 室内定位方法，相位对时间和距离的变化十分敏感，具有更好的可行性，但是相位存在整周模糊问题，无法直接用于定位。

学者通常依据算法的准确度和计算量评价整周模糊度求解算法。目前常用的整周模糊度求解算法有最小二乘模糊度搜索算法^[17]、优化 Cholesky 分解算法^[18]、快速模糊度解算法^[19]、LAMBDA (least-squares ambiguity decorrelation adjustment) 算法^[20-21]和 CRT^[14,16]等。其中，最小二乘模糊度搜索算法和快速模糊度解算法一般利用一个测量时刻的测量值或者短时间的观测信息求解整周，通过牺牲观测信息来达到快速搜索的目的，这类算法容易收敛至局部最小值，导致获得正确解的成功率不高。LAMBDA 算法在搜索算法中应用较多，有着较好的性能，但是该算法复杂度高，且容易受到测量值误差的影响，需要搜索空间足够大。除此之外，CRT 整周模糊度求解算法有很好的解整周效果，相比于其他解整周算法有更高的精度，但是该算法计算量大、算法复杂度高，需要建立一个高维的搜索矩阵，实时性不强。

针对上述问题，本文提出了一种基于跳频辅助的 RFID 载波相位室内扩展卡尔曼滤波 (EKF, extended Kalman filter) 定位算法，实现了室内多径环境下厘米级定位。本文主要的研究工作如下。

1) 提出一种应用于 RFID 室内静态定位系统中基于 RFID 载波相位室内的 EKF 定位算法，利用双频下的多时刻相位信息完成厘米级定位，实时性比基于 CRT 的定位算法提高了近 10 倍。

2) 提出一种基于多径抑制 (MPS, multipath suppression) 的双频点选择算法及 EKF 参数优化算法。通过比较 MPS 算法校正的相位与原始相位的绝对差值，选择差值最小的双频点用于 EKF 解算。实验结果表明，MPS 辅助定位方法的平均定位精度比随机选择双频点的方法提高了 23%左右。

1 定位系统架构及定位算法介绍

1.1 系统架构

定位系统架构如图 1 所示，其包含阅读器、无源 RFID 标签、激励器、接收天线、外部时钟源和定位服务器。其中，阅读器发射低功率信号 f_1 用于

与标签通信。标签用于反射并调制自身的电子产品代码 (EPC, electronic product code)。激励器发射高功率信号 f_2 用于激活无源标签并在定位服务器控制下同步跳频。接收天线用于接收信号。外部时钟源用于实现多台收发设备的时钟同步和时间同步。定位服务器用于控制阅读器和跳频系统, 并对数据进行存储和处理, 实现测距和定位。

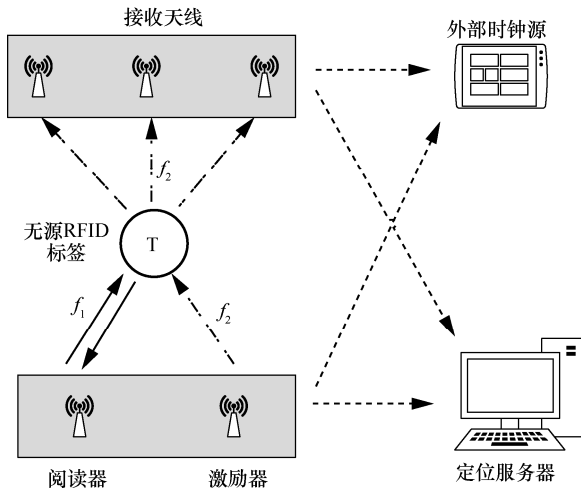


图1 定位系统架构

1.2 传统 CRT 联合聚类定位算法

由于载波相位存在周期性, 对于采集到的 K 个频点下的相位, 可建立距离方程为

$$\hat{d} = \begin{cases} \frac{\hat{\theta}_1}{2\pi} \lambda_1 + N_1 \lambda_1 \\ \frac{\hat{\theta}_2}{2\pi} \lambda_2 + N_2 \lambda_2 \\ \vdots \\ \frac{\hat{\theta}_K}{2\pi} \lambda_K + N_K \lambda_K \end{cases} \quad (1)$$

其中, \hat{d} 为解整周之后的相对距离估计值, $\hat{\theta}_k$ 为第 K 个频点下的相对相位值, λ_k 为第 K 个频点对应的波长, N_k 为整周数。由式(1)可知, 该欠定方程存在无数个解。此时, 采用聚类算法对整周数进行遍历搜索, 根据测量范围设置最大的迭代整周数为

$$N_{\max} = \text{round}\left(\frac{D}{\lambda_{\min}}\right) \quad (2)$$

其中, D 为测量范围的最大距离, λ_{\min} 为最大频率对应的最小波长, $\text{round}(x)$ 为对 x 值四舍五入取整。则可得一个 $K \times N_{\max}$ 的距离搜索矩阵, 如图 2 所示, 对距离方差最小的一列取均值作为相对距离估计值。

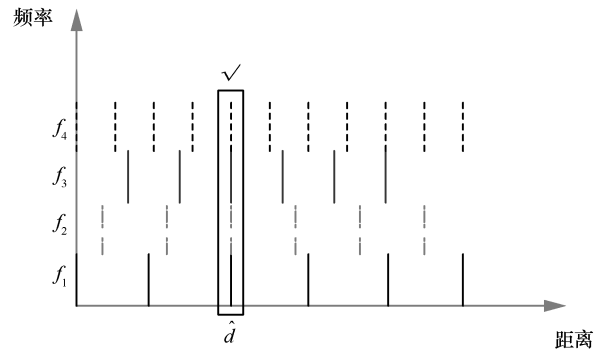


图2 CRT 解整周原理

结合式(1)求得待测点链路总距离为

$$\hat{d}_{\text{all}} = \hat{d} + d_{\text{ref}} \quad (3)$$

其中, d_{ref} 为参考标签链路总距离。联合式(3)待测点链路总距离, 利用椭圆定位算法实现目标定位^[22]。

然而, 该方法需要联合多个频点下的相位信息, 且各频点相位的误差对测距精度影响较大, 从而影响整体定位精度。除此之外, 该算法复杂度高, 需要建立一个高维搜索矩阵, 耗费时间长, 不具有实时性。针对该问题, 本文提出在基于载波相位的 RFID 跳频系统中利用基于双频点的扩展卡尔曼滤波的方法进行整周模糊度解算, 在保证定位精度的前提下, 降低算法复杂度, 提高定位实时性。

1.3 基于 RFID 载波相位的 EKF 定位算法流程

为了解决传统 CRT 联合聚类定位算法复杂度高、实时性较差、多频点相位误差对精度影响较大等问题, 本文提出基于 RFID 载波相位的室内 EKF 定位算法。算法流程如图 3 所示。

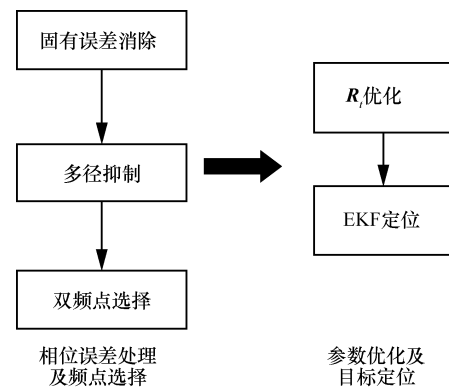


图3 定位算法流程

定位算法主要包括相位误差处理及频点选择、参数优化及目标定位两部分。其中, 相位误差处理主要是对设备产生的固有相位误差以及多径引入

的相位误差进行抑制或消除。固有相位误差主要是通过设定标定点进行消除，多径引入的相位误差采用 MPS 算法进行抑制。此外，本文采用的基于 RFID 载波相位的 EKF 定位算法仅仅需要双频点，所以利用 MPS 辅助滤波算法选择可靠的双频点，并采用双频点相位下的多时刻相位值对测量误差协方差矩阵 \mathbf{R} 进行跟踪优化，最终用于 EKF 整周解算及定位。与 CRT 算法相比，所提算法实时性强，极大地降低了算法的复杂度，并有效提高了定位精度。

2 相位误差处理及频点选择

2.1 固有相位误差消除

标签反射信号经过 I/Q 正交解调以及低通滤波器滤除高频分量，得到同向和正交 2 个支路信号，则信道的 CFR 为

$$C = I + jQ \quad (4)$$

其中， I 和 Q 分别为同向和正交 2 个支路信号。接收到的相位为

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right), \varphi \in [0, 2\pi] \quad (5)$$

由于跳频范围内部分频点离标签天线最佳匹配频段较远，且存在频率选择性衰落的影响，对数据的接收产生了干扰。为了减少上述因素对接收数据的影响，首先对相位进行预处理，主要包括相位解卷绕和奇异值剔除两部分，经过预处理过程后的相位为 θ 。

相位存在 2π 翻转现象如图 4 所示。其中，频率为 780 MHz。用于本文频点选择算法的每个频点下的相位均是多轮次相位取均值，因此利用某轮数据直接取均值，均值相位在 0 rad 附近，会造成很大的相位误差，因此本文对相位数据进行解卷绕处理后再求均值。解卷绕是指使相位在 $-\pi$ 和 π 处不发生跳变，从而反映真实的相位变化。

相位存在奇异值现象如图 5 所示。其中，频率为 840 MHz。大部分频点的相位数据在随时间累积的过程中是稳定的，但是会出现极个别的异常值。由于用于多径抑制算法和双频点选择算法的相位为频点的均值相位，异常值的存在会影响数据的统计特性，因此需要剔除异常值获得更准确的均值相位。本文利用 3σ 准则（3 倍标准差准则）来剔除数据中的奇异值。

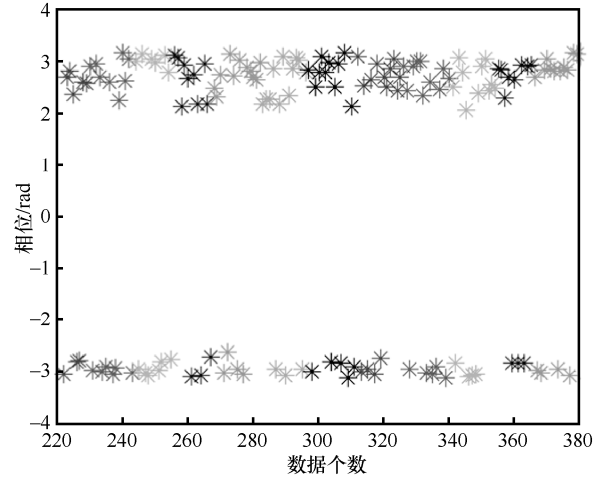


图 4 相位存在 2π 翻转

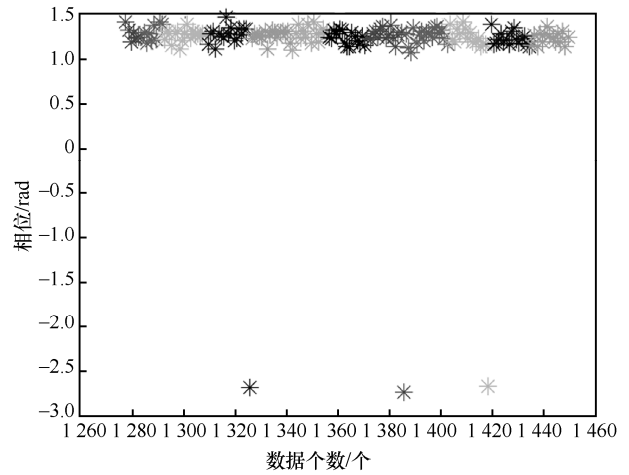


图 5 相位存在奇异值

由于收发设备和环境等因素，接收信号会引入误差，影响相位的精度和可靠性，因此经过预处理过程后的相位可表示为

$$\theta = \theta_r + \theta_0 + \theta_c + \theta_H + \theta_n \quad (6)$$

其中， θ_r 为发送信号飞行时间（ToF, time of flight）累积相位， θ_0 为初始相位偏移， θ_c 为载波频率偏移（CFO, carrier frequency offset）， θ_H 为收发设备造成的固有相位偏移， θ_n 为多径和环境噪声引起的相位误差。在 RFID 系统中，标签采用反向散射机制，可对载波信号实现无差别的调制，标签自身不会引入 CFO。因此， θ_0 和 θ_c 可通过对 RFID 发射端和接收端的时钟源同步进行消除。

综上，如何消除收发设备造成的固有相位偏移 θ_H 及多径和环境噪声引起的相位偏移 θ_n 是减小相位误差的关键。对于设备造成的固有相位偏移，本文采用目标标签与参考标签之间的到达相位差

(PDoA, phase difference of arrival) 的方式进行测距和定位。

假设第 n 个接收天线接收到的 K 个频点下参考标签的相位为 $\Phi_{r_n}^{(n)} = [\hat{\theta}_{1,r_n}^{(n)}, \hat{\theta}_{2,r_n}^{(n)}, \dots, \hat{\theta}_{K,r_n}^{(n)}]$, 目标标签的相位为 $\Phi_{R_n}^{(n)} = [\hat{\theta}_{1,R_n}^{(n)}, \hat{\theta}_{2,R_n}^{(n)}, \dots, \hat{\theta}_{K,R_n}^{(n)}]$, 因为接收到的相位表示标签所在位置信号整个传播过程的链路总距离, 通过目标标签相位与参考标签相位之差来消除固有相位误差, 对应的相对相位值为

$$\Phi^{(n)} = [\hat{\theta}_1^{(n)}, \hat{\theta}_2^{(n)}, \dots, \hat{\theta}_K^{(n)}] \quad (7)$$

为了消除相位固有误差, 利用待测点相位和参考点相位之差进行目标位置解算, 即表示相对相位, 利用相对相位进行距离解算, 即表示相对距离。利用该相位值进行相对距离估计和定位, 由于参考标签位置已知, 即可得到目标标签的绝对距离和真实坐标。

综上, θ_H 可采用设置参考标签, 通过目标标签的相位与参考标签相位差分进行消除。对于多径和环境噪声引起的相位误差 θ_n , 本文采用 MPS 算法进行抑制。

2.2 基于 MPS 辅助的双频点选择算法

根据式(7)可得经过参考标签校正后第 n 台接收机对应的 K 个频点下的相对相位, 并利用该相位重构 CFR, 即

$$C^{(n)} = [C_1^{(n)}, \dots, C_K^{(n)}] \quad (8)$$

$$C_i^{(n)} = a_i^{(n)} e^{-j\hat{\theta}_i^{(n)}}, i \in [1, 2, \dots, K] \quad (9)$$

其中, $a_i^{(n)}$ 为第 n 个接收天线频点 f_i 下信号的衰减系数, $C_i^{(n)}$ 为第 n 个接收天线频点 f_i 下的 CFR。通过快速傅里叶逆变换可获得信号传播时间函数为

$$f(t) = \text{IFFT}(C^{(n)}) \quad (10)$$

时域信息波形图峰值对应的时间 τ 即信号传播的最短路径的飞行时间, 根据该飞行时间可得待测目标所在位置相对距离粗估计值为

$$\hat{d}_0^{(n)} = c\tau \quad (11)$$

其中, 光速 $c = 3 \times 10^8$ m/s。傅里叶逆变换后的时域波形如图 6 所示。由于室内多径、环境噪声等因素, 接收端接收的信号是包括多径信息和环境噪声在内的多个信号的叠加, 导致傅里叶逆变换后的时域波形峰值受多径影响产生时延, 粗估计距离误差较大, 无法实现高精度定位。

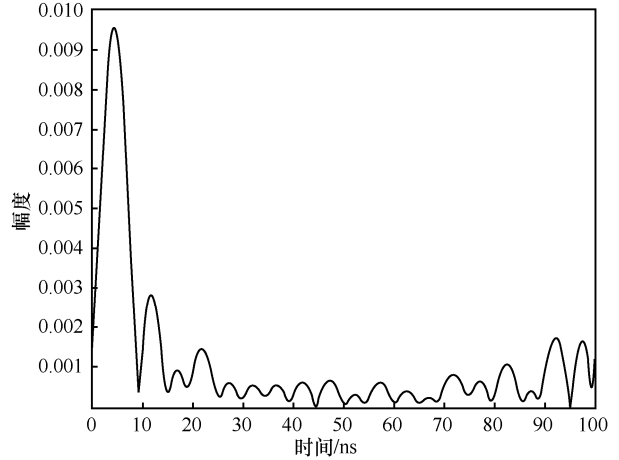


图 6 傅里叶逆变换后的时域波形

假设有 L 条多径, 则由式(9)可得第 n 个接收天线对应频率 f_i 经过参考点校正的 CFR 为

$$C_i^{(n)} = a_0 e^{-j\frac{2\pi}{c} f_i d^{(n)}} + \sum_{l=1}^L a_l e^{-j\frac{2\pi}{c} f_i d_l^{(n)}} \quad (12)$$

其中, a_0 和 a_l 分别为视距 (LoS, line of sight) 路径的信号幅度和第 l 条路径的信号幅度, $d^{(n)}$ 和 $d_l^{(n)}$ 分别为 LoS 路径的真实距离和第 l 条路径的真实距离。

以式(11)得到的距离粗估计值对各频点的相位进行处理, 可抑制多径效应对 LoS 信号的影响, 得到多径抑制后的相位测量值为

$$\gamma_k^{(n)} = \angle \sum_{i=1}^K C_i^{(n)} e^{-j\frac{2\pi}{c} (f_i - f_k) \hat{d}_0^{(n)}} \quad (13)$$

其中, \angle 为取角符号。

将式(12)代入式(13)可得

$$\begin{aligned} \gamma_k^{(n)} &= \angle \sum_{i=1}^K a_0 e^{-j\frac{2\pi}{c} f_i d^{(n)}} e^{j\frac{2\pi}{c} (f_i - f_k) \hat{d}_0^{(n)}} + \\ &\angle \sum_{i=1}^K \sum_{l=1}^L a_l e^{-j\frac{2\pi}{c} f_i d_l^{(n)}} e^{j\frac{2\pi}{c} (f_i - f_k) \hat{d}_0^{(n)}} = \\ &\angle a_0 e^{-j\frac{2\pi}{c} f_k d^{(n)}} \sum_{i=1}^K e^{j\frac{2\pi}{c} (i-k) \Delta f (\hat{d}_0^{(n)} - d^{(n)})} + \\ &\angle \sum_{l=1}^L a_l e^{-j\frac{2\pi}{c} f_k d_l^{(n)}} \sum_{i=1}^K e^{j\frac{2\pi}{c} (i-k) \Delta f (\hat{d}_0^{(n)} - d_l^{(n)})} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, 由于跳频间隔 Δf 较小, 并且距离粗估计值 $\hat{d}_0^{(n)}$ 和真实值 $d^{(n)}$ 接近, 则 $\frac{(\hat{d}_0^{(n)} - d^{(n)}) \Delta f}{c} \ll 1$, 因此有

$$\sum_{i=1}^K e^{j\frac{2\pi}{c} (i-k) \Delta f (\hat{d}_0^{(n)} - d^{(n)})} \approx K \quad (15)$$

而距离粗估计 $\hat{d}_0^{(n)}$ 与多径距离 $d_l^{(n)}$ 相差较大，导致

$$\left| \frac{\sum_{i=1}^K e^{j\frac{2\pi}{c}(i-k)Af(\hat{d}_0^{(n)}-d_l^{(n)})}}{K} \right| \approx \left| \sin c(B(\hat{d}_0^{(n)}-d_l^{(n)})) \right| \ll 1 \quad (16)$$

其中， B 为跳频扩展后的带宽。因此，有

$$\left| \sum_{i=1}^K e^{j\frac{2\pi}{c}(i-k)Af(\hat{d}_0^{(n)}-d_l^{(n)})} \right| \ll K。$$

从式(14)和式(16)可以看出，由式(13)处理后，可达到突出 LoS 抑制多径的效果，即由式(13)得到的相位在较大程度上抑制了多径效应的影响。采用多径抑制后的相位来筛选可靠的双频点作为 EKF 定位算法的输入，以提高定位精度。MPS 算法处理前后的相位对比如图 7 所示。从图 7 可知，与多径抑制前相位相比，MPS 算法处理后的相位误差大大减小。由此，本文提出了一种基于 MPS 辅助的双频点选择算法，筛选用于 EKF 定位算法的双频点，即

$$\varepsilon_i^{(n)} = \min \left| \hat{\theta}_i^{(n)} - \gamma_i^{(n)} \right| \quad (17)$$

其中， $\hat{\theta}_i^{(n)}$ 为多径抑制前相位， $\gamma_i^{(n)}$ 为多径抑制后相位。根据式(17)选出优化后的相位差值最小的双频点 $i_1, i_2 \in [1, 2, \dots, K]$ 作为 EKF 定位所需频点，可以大大减小 EKF 定位误差。

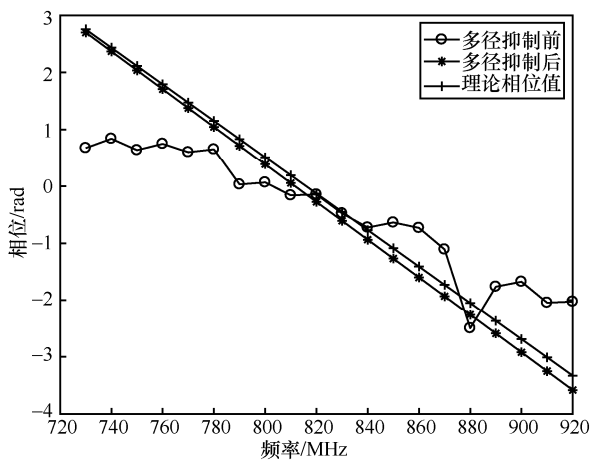


图 7 MPS 算法处理前后相位对比

3 EKF 定位算法

假设待测标签坐标为 $T = (x, y)$ ，发射天线坐标

为 $TX = (x_0, y_0)$ ，第 n 个接收天线坐标为 $R_n = (x_R^{(n)}, y_R^{(n)})$ ，本文为了消除设备带来的固有误差，对每个接收天线均设置一个参考标签，因此第 n 个接收天线对应的参考标签的坐标为 $r_n = (x_r^{(n)}, y_r^{(n)})$ 。

3.1 状态方程的建立

假设用于 EKF 算法的双频点为 $i_1, i_2 \in [1, 2, \dots, K]$ ，选取状态变量为

$$\mathbf{X} = [x, y, N_{i_1}^{(1)}, N_{i_1}^{(2)}, N_{i_1}^{(3)}, N_{i_2}^{(1)}, N_{i_2}^{(2)}, N_{i_2}^{(3)}]^T \quad (18)$$

其中， $N_j^{(n)} (j \in [i_1, i_2])$ 为相对整周模糊度浮点解。

卡尔曼滤波算法通常被用于估计整周模糊度的浮点解，根据初值和观测值进行更新迭代^[22]。在静态环境中，状态转移矩阵不随时间变化而变化，而在动态环境中，状态转移矩阵通常随时间变化而发生改变。在本文系统中，对无源静态标签进行定位，状态转移矩阵为单位矩阵并且不随时间发生变化，因此状态转移矩阵 \mathbf{U} 为单位矩阵，因此 t 时刻下系统的状态方程为

$$\mathbf{X}_t = \mathbf{U}\mathbf{X}_{t-1} \quad (19)$$

应用 EKF 算法进行迭代更新，需要对式(19)设置初始状态变量，即

$$\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{N}_{i_1}^{(1)}, \tilde{N}_{i_1}^{(2)}, \tilde{N}_{i_1}^{(3)}, \tilde{N}_{i_2}^{(1)}, \tilde{N}_{i_2}^{(2)}, \tilde{N}_{i_2}^{(3)}]^T \quad (20)$$

其中，待测标签初始位置坐标 (\tilde{x}, \tilde{y}) 设置为待测区域的中心位置。针对相对整周模糊度浮点解的初始值 $\tilde{N}_j^{(n)} (j \in [i_1, i_2] \in [1, 2, \dots, K], n \in [1, 2, 3])$ ，利用式(11)估计的相对距离，可得相对整周模糊度浮点解的初始值为

$$\tilde{N}_j^{(n)} = \frac{\hat{d}_0^{(n)}}{\lambda_j} \quad (21)$$

3.2 量测方程的建立及其线性化

假设对无源标签进行二维定位，采用一发三收系统。则构建量测方程为

$$\|T, TX\|_2 + \|T, R_n\|_2 - (\|r_n, TX\|_2 + \|r_n, R_n\|_2) + v_j = \hat{\theta}_j^{(n)} \frac{\lambda_j}{2\pi} + N_j^{(n)} \lambda_j \quad (22)$$

其中， $\|A, B\|_2$ 表示 A 和 B 两点之间的距离， $\hat{\theta}_j^{(n)}$ 表示第 n 个接收天线对应的第 j 个频点下的相对相位测量值， v_j 表示系统观测误差。第 n 个接收天线到参考标签的链路总距离为

$$d_{r_n}^{(n)} = \|r_n, TX\|_2 + \|r_n, R_n\|_2 \quad (23)$$

将式(22)中的待求参数移至方程左边可得

$$\|T, TX\|_2 + \|T, R_n\|_2 - N_j^{(n)}\lambda_j + v_j = \hat{\theta}_j^{(n)} \frac{\lambda_j}{2\pi} + (\|r_n, TX\|_2 + \|r_n, R_n\|_2) \quad (24)$$

根据式(24), 定义不同接收天线不同频点下的系统观测模型为

$$h_j^{(n)}(X) = \|T, TX\|_2 + \|T, R_n\|_2 - N_j^{(n)}\lambda_j \quad (25)$$

在本文定位模型中, 采用一发三收系统, 且 EKF 的输入为双频点, 因此 EKF 定位模型下的系统观测模型为

$$h(X) = \begin{bmatrix} (h_i^{(1)}(X), h_i^{(2)}(X), h_i^{(3)}(X))^T \\ (h_{i_2}^{(1)}(X), h_{i_2}^{(2)}(X), h_{i_2}^{(3)}(X))^T \end{bmatrix} \quad (26)$$

由于式(25)为非线性观测模型, 采用泰勒展开的方法并忽略二次及以上项对式(25)线性化, 结合式(20), 可得基于载波相位的观测模型为

$$h(X) = h(\tilde{X}) + \left(\frac{\partial h(X)}{\partial X} \right)_{\tilde{X}} (X - \tilde{X}) \quad (27)$$

则线性化后的观测模型为

$$h(X) = HX + D \quad (28)$$

其中, $D = h(\tilde{X}) + \left(\frac{\partial h(X)}{\partial X} \right)_{\tilde{X}}$, \tilde{X} 为常数矩阵, H 为测量关系矩阵, 可表示为

$$H = \begin{bmatrix} A & -\lambda_{i_1} I_3 & O_3 \\ A & O_3 & -\lambda_{i_2} I_3 \end{bmatrix} \quad (29)$$

其中,

$$A = [a_x, a_y] = \left[[a_x^{(1)}, a_x^{(2)}, a_x^{(3)}]^T, [a_y^{(1)}, a_y^{(2)}, a_y^{(3)}]^T \right],$$

$$\begin{cases} a_x^{(n)} = \frac{\tilde{x} - x_0}{\|TX, \tilde{T}\|_2} + \frac{\tilde{x} - x_R^{(n)}}{\|R_n, \tilde{T}\|_2} \\ a_y^{(n)} = \frac{\tilde{y} - y_0}{\|TX, \tilde{T}\|_2} + \frac{\tilde{y} - y_R^{(n)}}{\|R_n, \tilde{T}\|_2} \end{cases}$$

I_3 和 O_3 分别为 3 维单位矩阵和 3 维零矩阵。

根据式(24)可得基于载波相位的观测量为

$$\Phi = \begin{bmatrix} \left(\theta_i^{(1)} \frac{\lambda_{i_1}}{2\pi} + d_{r_n}^{(1)} \right) & \left(\theta_{i_2}^{(1)} \frac{\lambda_{i_2}}{2\pi} + d_{r_n}^{(1)} \right) \\ \left(\theta_i^{(2)} \frac{\lambda_{i_1}}{2\pi} + d_{r_n}^{(2)} \right) & \left(\theta_{i_2}^{(2)} \frac{\lambda_{i_2}}{2\pi} + d_{r_n}^{(2)} \right) \\ \left(\theta_i^{(3)} \frac{\lambda_{i_1}}{2\pi} + d_{r_n}^{(3)} \right) & \left(\theta_{i_2}^{(3)} \frac{\lambda_{i_2}}{2\pi} + d_{r_n}^{(3)} \right) \end{bmatrix} \quad (30)$$

由式(11)和式(23)可得基于距离的观测量为

$$\rho = \left[\hat{d}_0^{(1)} + d_{r_n}^{(1)}, \hat{d}_0^{(2)} + d_{r_n}^{(2)}, \hat{d}_0^{(3)} + d_{r_n}^{(3)} \right]^T \quad (31)$$

在本文系统中, 将载波相位和距离粗估计联合作为观测值, 联合式(22)、式(30)和式(31)可得系统观测矩阵为

$$Z = [\Phi + D, \rho + D_1, \rho + D_1]^T \quad (32)$$

其中, D 和 D_1 均为常数矩阵。根据式(24), 令待测位置对应 3 个接收天线的链路总距离矩阵表示为

$$G(X) = \begin{bmatrix} \|T, TX\|_2 + \|T, R_1\|_2 \\ \|T, TX\|_2 + \|T, R_2\|_2 \\ \|T, TX\|_2 + \|T, R_3\|_2 \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\text{因此, } D_1 = G(\tilde{X}) + \left(\frac{\partial G(X)}{\partial X} \right)_{\tilde{X}} \tilde{X}.$$

根据式(22)和式(28)可得系统的测量关系矩阵为

$$E = [H \quad [A, O_3, O_3] \quad [A, O_3, O_3]]^T \quad (34)$$

由式(19)、式(28)和式(34)可得线性化后的量测方程为

$$Z_t = E_t X_t + V_t \quad (35)$$

其中, V_t 表示 t 时刻下的测量噪声矩阵。

本文系统中, 利用跳频系统获取了多频点下不同时刻的相位信息。假设 t 时刻的观测值为 Z_t , $t-1$ 时刻的状态变量 X_{t-1} 的最优估计为 \tilde{X}_{t-1} , 利用选取的双频点下的不同时刻相位信息完成 X_t 的最优估计 \tilde{X}_t 。滤波过程如下。

首先, 根据初始状态变量进行状态先验估计

$$\tilde{X}_{t,t-1} = U\tilde{X}_{t-1} \quad (36)$$

然后, 进行状态预测

$$\tilde{X}_t = \tilde{X}_{t,t-1} + K_t [Z_t - H_t \tilde{X}_{t,t-1}] \quad (37)$$

其中, 卡尔曼增益矩阵为

$$K_t = P_{t,t-1} E_t^T (E_t P_{t,t-1} E_t^T + R_t)^{-1} \quad (38)$$

其中, R_t 为测量误差协方差矩阵。

先验估计误差的状态均方误差阵为

$$P_{t,t-1} = U P_{t-1} U^T \quad (39)$$

因此, 后验估计误差的状态均方误差阵为

$$P_t = [I - K_t E_t] P_{t,t-1} \quad (40)$$

综上, 通过设置初始估计值 \tilde{X}_0 和 P_0 , 根据 t 时刻的观测值 Z_t , 就可以得到 t 时刻的状态估计 $\tilde{X}_t (t=1, 2, \dots)$ 。

3.3 EKF 参数优化

由于噪声向量是未知的，并且协方差矩阵 R_t 会随着时间的不同而发生变化，在定位过程中为了简化计算，通常设置 R_t 为常数矩阵。对于本文定位系统，待测目标在同一位置不同时刻下的载波相位观测值理论上是一个定值，但实际上由于环境和收发设备的影响，载波相位会产生波动。在 840 MHz 下同一位置的不同时刻接收相位值如图 8 所示。若按照如图 8 中不同时刻下的所有相位值进行卡尔曼更新迭代，并且设置 R_t 为常量矩阵，会极大地影响卡尔曼滤波结果。

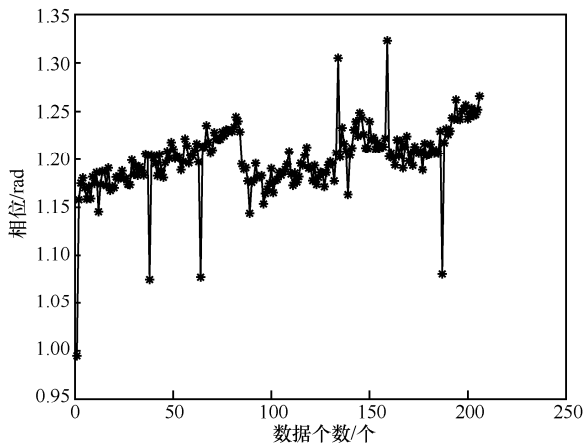


图 8 840 MHz 下同一位置的不同时刻接收相位值

根据式(38)可知， R_t 相当于是对载波相位观测值准确度设置的一个权值，通过设置 R_t 值来衡量不同时刻下相位值的可信度。理想情况下，在同一位置同一频点下，对同一接收天线，其相位值相同，是一条水平直线。因此，根据式(17)得到可靠频点，结合式(13)中可靠频点下多径抑制后相位 $\gamma_j^{(n)} (j \in i_1, i_2 \in [1, 2, \dots, K])$ 对 R_t 进行优化可得

$$R_{j,t} = \left| \hat{\theta}_j^{(n)} - \gamma_j^{(n)} \right| \quad (41)$$

由式(38)可知， R_t 值随着测量误差增大而增大，而 K_t 随着 R_t 值增大而减小，通过优化 R_t 值实时监控测量误差可以有效提高定位精度。

4 实测实验与结果分析

4.1 测试平台

为了验证本文所提定位系统的性能，搭建了如图 9 所示的测试场景，测试环境为普通室内环境，测试范围为 4m×4m，发射天线的坐标为 (45 cm, 75 cm)，3 个接收天线 R_1 、 R_2 、 R_3 的坐标分别为

(35 cm, 0)、(35 cm, 75 cm)、(35 cm, 150 cm)，标注点的坐标分别为 (150 cm, 0)、(150 cm, 75 cm)、(150 cm, 150 cm)。测试所用跳频范围为 780~900 MHz，跳频间隔为 10 MHz。每个频点均采集了 200~300 个时刻下的相位信息。



图 9 测试场景

图 10 为模拟测试环境，本文采用一发三收定位系统，发射和接收天线均采用波瓣宽度为 120° 的圆极化天线，图 10 中扇形区域为接收天线 R_1 的辐射范围。假设标签定位区域分为 3 个区域，分别为 D_1, D_2, D_3 。测试环境中有多径现象，图 10 中只标出了经标签反射的不同接收天线接收的 LoS 信号传播路径。测试实验所用设备以及用途如表 1 所示。

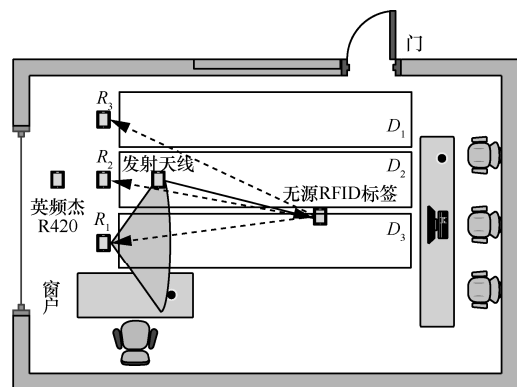


图 10 模拟测试环境

4.2 不同算法定位精度比较

本文选取传统的基于多频点的 CRT 算法^[16](选取 20 个频点用于定位)、MPS+CRT 算法^[14](选取

20 个频点用于定位)与本文算法(选取 2 个频点用于定位)进行对比分析。

表 1 测试实验所用设备以及用途

设备	用途
英频杰 R420	与标签建立通信, 频点为 924.125 MHz
无源标签	英频杰 H47 反射信号
USRP N210	共 4 台, 一台用于发射 780~900 MHz 的跳频纯载波信号, 3 台用于接收标签反射信号
PC 主机	控制发射和接收设备、处理实验数据
时钟源	(OctoClock-G CDA-2990) 用于 USRP 发射端和接收端时钟源同步
射频天线	采用圆极化天线

图 11 为不同定位算法定位误差累积分布。从图 11 可以看出, 本文算法的平均定位误差为 9.35 cm, 传统 CRT 算法平均定位误差为 22.09 cm, MPS+CRT 定位算法平均定位误差为 12.06 cm。可见, 本文算法定位精度要优于 CRT 算法, 主要原因是 CRT 算法利用多个频点联合进行定位, 受到各频点相位误差的影响; 并且由于环境影响, 某些频点易产生丢包现象, 导致频点缺失或者该频点下接收相位数据极少, 相位误差较大, 因此 CRT 算法对整个系统要求较高。

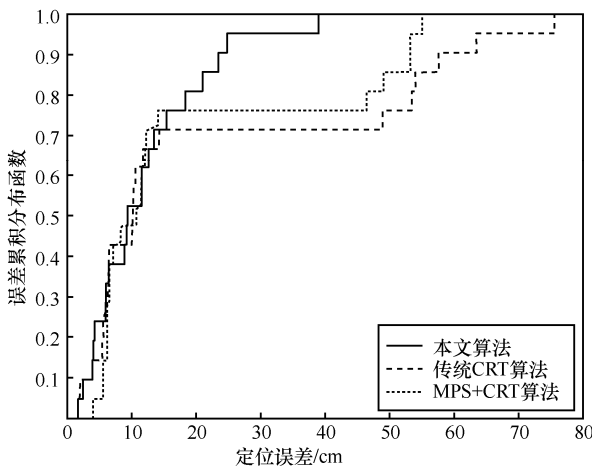


图 11 不同定位算法定位误差累积分布

图 12 为 MPS+CRT 算法采用不同频点数量时定位误差累积分布。采用 20 个、15 个、10 个和 5 个频点时的平均定位误差分别为 12.06 cm, 31.78 cm, 63.92 cm 和 87.35 cm。尽管 MPS+CRT 算法在 20 个频点时的平均定位误差可达 12.06 cm, 但其定位实时性不高(见 4.6 节); 减少频点的数量可以提高实时性, 但是定位精度会降低。

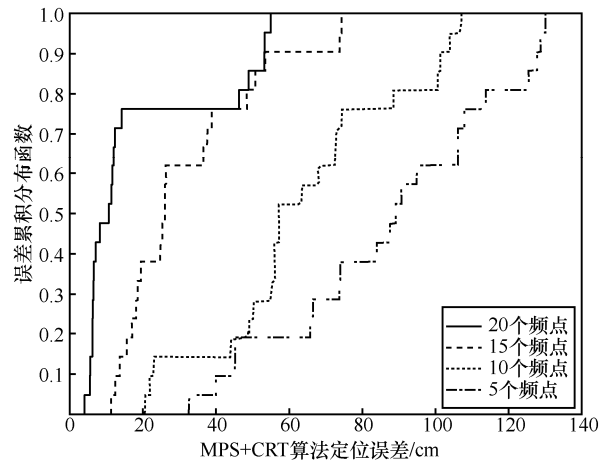


图 12 MPS+CRT 算法采用不同频点数量时定位误差累积分布

4.3 EKF 算法优化性能分析

由于本文所提 EKF 定位算法只需要 2 个频点下的相位信息进行定位, 因此对这 2 个频点的可靠性要求较高。本文采用基于 MPS 辅助的双频点选择算法完成可靠双频点选取, 并对 R_i 值进行了优化。图 13 为 EKF 算法进行频点优化(即可靠双频点选取)前后和 R_i 值优化前后定位误差累积分布。其中, 优化前随机选择双频点进行 EKF 定位, 并将 R_i 值设为常量。从图 13 可以看出, 对频点和 R_i 值均进行优化后的平均定位误差为 9.35 cm, 只进行频点优化, R_i 值设为常量的平均定位误差为 15.92 cm, 不对参数进行优化的平均定位误差为 23.28 cm。因此, 本文提出的双频点选择算法及 R_i 值参数优化可有效提高定位精度。

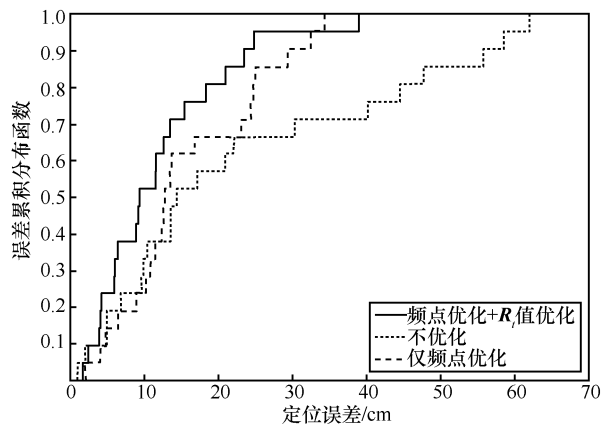


图 13 EKF 算法优化前后定位误差累积分布

4.4 不同接收天线测距精度比较

测距精度会影响定位精度, 图 14 为 EKF 算法下不同接收天线测距误差累积分布。接收天线 R_1 的平均测距误差为 8.33 cm, 接收天线 R_2 的平均测距误差为 8.15 cm, 接收天线 R_3 的平均测距误差为

8.42 cm。显然， R_2 的测距精度要高于其他接收天线，主要原因是本文所采用的接收天线是波瓣宽度为 120° 的圆极化天线，所以 R_1 和 R_3 的覆盖范围比 R_2 小，最终导致对测量区域两边的目标标签进行测距时精度较 R_2 低。

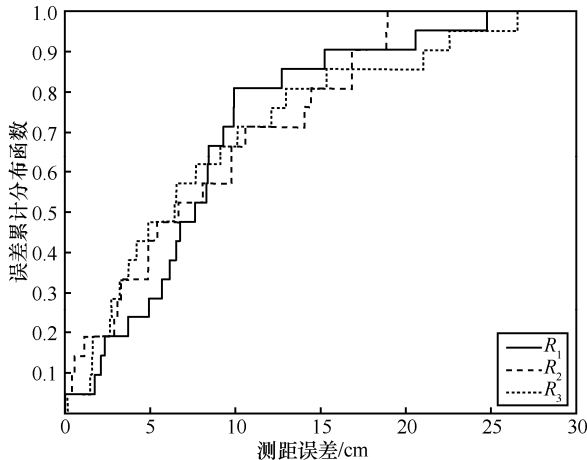


图 14 EKF 算法下不同接收天线测距误差累积分布

4.5 标签摆放位置定位精度比较

由于天线的方向性和环境中多径效应等因素的影响，标签在不同位置定位精度存在差异。本文采用的天线是波瓣宽度为 120° 的圆极化天线，导致接收天线 R_1 和接收天线 R_3 对定位区域 D_3 和 D_1 中的部分标签定位精度产生交叉影响。图 15 为不同区域的定位误差累积分布。从图 15 可知，由于 3 个接收天线能够较好地接收到中间区域的标签反向散射信号，因此定位区域 D_2 定位精度最高，区域 D_1 相比于区域 D_3 定位精度差，原因是环境中区域 D_1 旁边存在桌子等杂物，多径现象较严重。

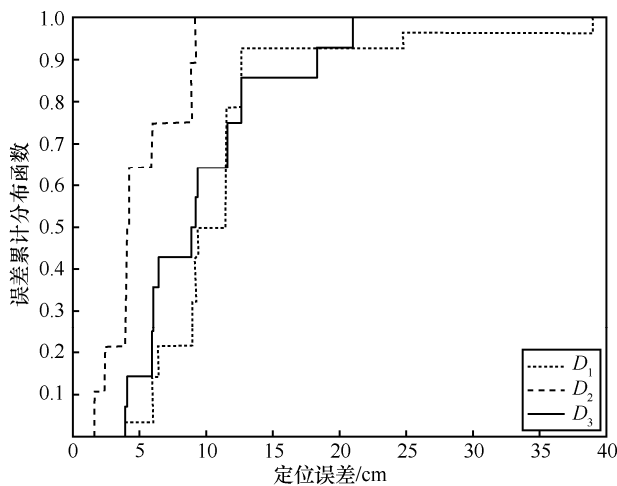


图 15 不同区域的定位误差累积分布

4.6 实时性分析

实时定位是实现室内高精度定位的一个难点。本节主要对传统 CRT 算法、MPS+CRT 算法和本文算法实时性进行对比分析。图 16 为不同算法实时性对比结果。从图 16 可知，对单个位置进行解算时，本文算法、传统 CRT 算法和 MPS+CRT 算法所需时间分别为 0.43 s、4.35 s 和 5.37 s；解算 10 个位置时，所需时间分别为 4.23 s、42.85 s 和 51.85 s；解算 20 个位置时，所需时间分别为 8.72 s、88.04 s 和 97.83 s。因此，本文所提算法定位效率比其他 2 种算法提高了近 10 倍，实时性较高。

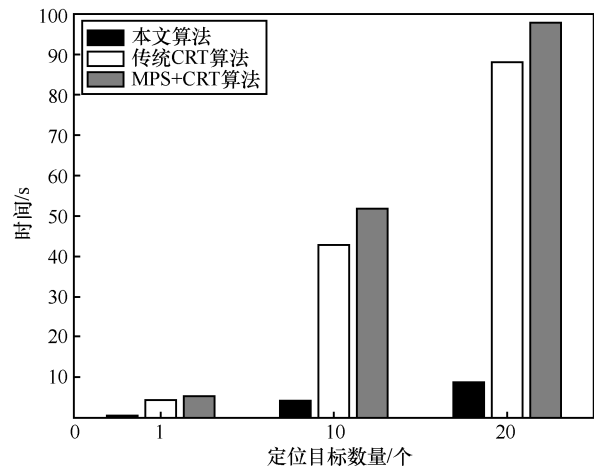


图 16 不同算法定位实时性对比

5 结束语

本文提出了一种基于 RFID 载波相位的室内 EKF 定位算法。通过跳频技术获取虚拟大带宽实现距离粗估计，并以粗估计距离对相位进行处理，实现多径抑制；在此基础上，提出了一种基于 MPS 辅助的双频点选择算法及 EKF 参数优化算法。最后，根据选取的双频点下多时刻相位信息，利用 EKF 算法进行整周模糊度解算，最终实现定位。实验结果表明，本文所提算法的平均定位误差为 9.35 cm，并有效降低了算法复杂度。

参考文献：

- [1] SOLTANAGHAEI E, KALYANARAMAN A, WHITEHOUSE K. Multipath triangulation: decimeter-level Wi-Fi localization and orientation with a single unaided receiver[C]//Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services. New York: ACM Press, 2018: 376-388.
- [2] LI J L, GUO M F, LI S W. An indoor localization system by fusing smartphone inertial sensors and bluetooth low energy beacons[C]//Proceedings of 2017 2nd International Conference on Fron-

- tiers of Sensors Technologies (ICFST). Piscataway: IEEE Press, 2017: 317-321.
- [3] MA F Q, LIU F J, ZHANG X T, et al. An ultrasonic positioning algorithm based on maximum correntropy criterion extended Kalman filter weighted centroid[J]. Signal, Image and Video Processing, 2018, 12(6): 1207-1215.
- [4] YANG D, XU B, RAO K Y, et al. Passive infrared (PIR)-based indoor position tracking for smart homes using accessibility maps and A-star algorithm[J]. Sensors, 2018, 18(2): 332.
- [5] YANG B, GUO L Y, GUO R J, et al. A novel trilateration algorithm for RSSI-based indoor localization[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(14): 8164-8172.
- [6] SUN Y M, HO K C, WAN Q. Eigenspace solution for AoA localization in modified polar representation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 2256-2271.
- [7] YAN Q L, CHEN J F. Robust AoA-based source localization in correlated measurement noise via nonconvex sparse optimization[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(5): 1529-1533.
- [8] ALEMARYEEN A, NOGHANIAN S, MODARESI M. Study of an accurate phase-based localization method for semi-passive RFID tags[C]//Proceedings of 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Piscataway: IEEE Press, 2018: 2007-2008.
- [9] JIANG Y, MA Y T, LIU H K, et al. RF-SML: a SAR-based multi-granular and real-time localization method for RFID tags[J]. Electronics, 2020, 9(9): 1447.
- [10] WU F, LUO L G, JIA T B, et al. RSSI-power-based direction of arrival estimation of partial discharges in substations[J]. Energies, 2019, 12(18): 3450.
- [11] ZHENG Q F, LUO L G, SONG H, et al. A RSSI-AoA-based UHF partial discharge localization method using MUSIC algorithm[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 1-9.
- [12] BUFFI A, TELLINI B, MOTRONI A, et al. A phase-based method for UHF RFID gate access control[C]//Proceedings of 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 131-135.
- [13] SIACHALOU S, MEGALOU S, TZITZIS A, et al. Robotic inventorying and localization of RFID tags, exploiting phase-fingerprinting[C]//Proceedings of 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 362-367.
- [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. New York: ACM Press, 2017: 248-260.
- [15] MA Y F, HUI X N, KAN E C. 3D real-time indoor localization via broadband nonlinear backscatter in passive devices with centimeter precision[C]//Proceedings of the 22nd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM Press, 2016: 216-229.
- [16] XIN L, ZHANG Y M, AMIN M G. Multifrequency-based range estimation of RFID tags[C]//Proceedings of 2009 IEEE International Conference on RFID. Piscataway: IEEE Press, 2009: 147-154.
- [17] 田增山, 李小飞, 杨进超. 利用非线性约束整数最小二乘快速求解整周模糊度[J]. 电子学报, 2017, 45(4): 863-867.
TIAN Z S, LI X F, YANG J C. Fast integer ambiguity resolution using nonlinear constrained integer least squares[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(4): 863-867.
- [18] EULER H J, LANDAU H. Fast GPS ambiguity resolution on-the-fly for real-time application[C]//Proceedings of Sixth International Geodetic Symposium on Satellite Positioning. [S.l.:s.n.], 1992: 650-659.
- [19] 王守华, 吴黎荣, 尤志奇, 等. 一种网络 RTK 参考站模糊度快速解算方法[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(8): 2324-2333.
WANG S H, WU L R, YOU Z Q, et al. A fast ambiguity solution method for network RTK reference station[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(8): 2324-2333.
- [20] KALEEV D, PEREVERZEV A, SAVCHENKO Y. GNSS ambiguity resolution algorithm based on LAMBDA method and triangle inequality[C]//Proceedings of 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. Piscataway: IEEE Press, 2017: 435-438.
- [21] ASHRAF A, NAQVI N A, AFZAL Z. Ambiguity resolution in carrier phase based positioning using LAMBDA method[C]//Proceedings of 2019 Sixth International Conference on Aerospace Science and Engineering (ICASE). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-7.
- [22] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
XIE G. Principles of GPS and receiver design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009.

【作者简介】



谢良波 (1986-), 男, 四川成都人, 博士, 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。



刘西西 (1997-), 女, 河南周口人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为 RFID 定位。



王勇 (1987-), 男, 云南昭通人, 博士, 重庆邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为室内定位、深度学习等。



周牧 (1984-), 男, 重庆人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线定位、参数估计、机器学习等。



田增山 (1968-), 男, 河南固始人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为蜂窝网无线定位、数据压缩、数据融合等。