

# 基于载波相位的RFID单站高精度定位算法

何 维,朱子越,任 彦,谢良波,田增山

(重庆邮电大学通信与信息工程学院,重庆 400065)

**摘要:** 面向室内厘米级定位及单站定位技术难点,借助射频识别(Radio Frequency Identification, RFID)收发相位同步技术优势,建立基于跳频的多载波相位距离观测方程,计算各载波在不同整周下的链路距离,利用距离方差快速求解整周模糊度,提升整周求解的鲁棒性. 利用跳频并改进多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法建立跳频测向求解模型,消除短距离测向不同天线来波方向不平行带来的误差,实现两天线短距离标签反射信号的精确测向. 最后联合载波相位测距对双天线测向结果进行筛选,实现RFID标签的单站厘米级精确定位. 通过测试验证,平均定位误差低于4 cm.

**关键词:** 室内定位; 单站; RFID; 载波相位; MUSIC

**中图分类号:** TN99

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2022)03-0672-09

**电子学报URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20210113

## High Accuracy Positioning Algorithm of RFID with Single Receive Station Based on Carrier Phase

HE Wei, ZHU Zi-yue, REN Yan, XIE Liang-bo, TIAN Zeng-shan

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Post and Telecommunication, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** To conquer the difficulties of indoor centimeter-level positioning and single receive station positioning technology, a multi-carrier phase distance observation equation based on frequency hopping is established by employing the technical advantage of RFID's phase synchronization, and the link distances of each carrier in different phase cycles are calculated, the integer ambiguity is solved quickly by using the distance variance, which improves the robustness of integer ambiguity solution. By using frequency hopping and improving the multiple signal classification (MUSIC) algorithm, a solution model of frequency-hop-signal direction finding is established, which can eliminate the errors caused by nonparallel incoming wave at different antenna in short distance communication and accurately measure the tag reflection signal's direction by two antennas. Finally, the joint carrier phase ranging filters the results of dual antennas direction finding to achieve centimeter-level accurate positioning single-station of RFID tags. Measurement results show that the average positioning error is less than 4 cm.

**Key words:** indoor location; single station; RFID; carrier phase; MUSIC

### 1 引言

室内定位服务需求正日益提高,特别是厘米级定位受到越来越多的学者关注<sup>[1,7]</sup>. 常见的室内定位方法有位置指纹<sup>[8,10]</sup>、超带宽(Ultra-WideBand, UWB)<sup>[11]</sup>、信号到达角度(Angle of Arrival, AoA)/信号到达时间(Time of Arrival, ToA)<sup>[12,13]</sup>、到达时间差(Time Different of Arrival, TDoA)<sup>[14]</sup>和载波相位<sup>[15,16]</sup>. 其中,位置指纹可实现快速定位,但构建指纹库较为繁琐,受不易搬移

及指纹库更新等限制,定位精度通常在分米级到米级;UWB有较高的时间分辨率、较强的穿透力和较好的抗多径能力,但需占用较大带宽,其较大的瞬时功率峰值也可能会影响其他通信设备,在定位时需多接收站协同,定位精度在厘米级至分米级;AoA/ToA主要利用几何关系实现定位,定位模型简单,但需多接收站以一定几何布局来协同定位,其定位精度受限于设备性能,通常在分米至米级;TDoA利用信号到达不同站点的时间差实现定位,对设备性能的依靠较低,但多接收站之间

需时间同步,多站布局也有一定几何要求,定位精度通常在厘米级到分米级;载波相位主要应用于室外卫星定位,实时动态(Real-Time Kinematic, RTK)载波相位差分技术<sup>[7]</sup>在室外能达到厘米级定位精度,近年来,载波相位被引入 WiFi<sup>[16]</sup>、RFID(Radio Frequency Identification)<sup>[1,6]</sup>等多种室内定位技术,相比前几种方法,它可以提供更高定位精度,但如何快速处理相位的整周模糊度是一项挑战。

在室内定位技术方面,RFID作为一种非接触式目标识别技术,它已从最初单一的标签(Tag)识别功能拓展到对 Tag 进行识别并定位,其具有良好的兼容性和一定信号穿透力,目标识别速度快,可做到收发同步,RFID使用的无源 Tag 成本极低,不用携带电源,耐久性强,抗污染性强,数据容量大,运用范围广,基于 RFID 的室内定位技术也成为近年的研究热点。

基于 RFID 的载波相位室内定位技术可以带来更高的定位精度。Liu Tianci 等人<sup>[1]</sup>用 4 个天线之间的载波相位差建立多个双曲线,并以此实现了厘米级定位,但需要对双曲线得到的多个交点进行检索;Alice Buff 等人<sup>[2]</sup>与 F. Bernardin 等人<sup>[3]</sup>为解决信号整周问题使用了合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)技术,定位精度可达厘米级,但在定位过程中需保持天线阵列按照规划路径移动,定位周期较长,且需额外设备控制天线移动轨迹;部署大规模 Tag 阵列并利用 Tag 间相位差<sup>[4]</sup>可以获得方向信息以完成定位,但测向精度受限于 Tag 阵列规模,且每个 Tag 的位置和 Tag 间间距都需公式严格计算,系统部署困难,灵活性差;Yang Lei 等人<sup>[5]</sup>使用了密集的虚拟天线阵列,通过计算每个天线得到的相位实现了毫米级定位,但构建虚拟天线阵列需用真实天线进行大量测量,定位计算量较大,需多套设备协同定位,还需对设备做大量的校正;Ma Yunfei<sup>[6]</sup>等人使用中国余数定理(Chinese Remainder Theorem, CRT)求解整周模糊度并实现了厘米级定位,但需多接收站联合定位,部署灵活度受限;Khalidoun Alkhalifeh<sup>[17]</sup>等人使用小型圆形缝隙天线阵列组成单个接收站,利用 MUSIC 算法完成对信号来波的测向,但未考虑 RFID 短距离通信导致的信号来波不平行对测向的影响,且接收站内天线数量较多。

针对上述信号整周模糊度、系统实时性、定位范围限制、部署灵活度和短距离信号来波不平行问题,本文提出一种新的基于载波相位的 RFID 单站(单个接收机)高精度定位算法及系统,系统使用载波相位完成测距,并提出改进多重信号分类(Improved Multiple Signal Classification, IMUSIC)算法克服入射信号不平行问题,接收机内用两根全向天线完成对目标 Tag 的定位,部署快捷,定位平均误差在 4 cm 以下。

本文首先利用载波相位建立观测方程快速求解整周,以对信号链路距离精确测距;其次分析了短距离通信信号来波不平行对 MUSIC 算法的影响并做出改进,消除不平行信号带来的误差并完成接收机内双天线同时测向;随后结合载波相位测距及 IMUSIC 双角度测向实现对 Tag 的厘米级定位;最后进行实验验证。

## 2 RFID 载波相位精确测距

### 2.1 系统组成及功能

图 1 为本文提出的定位系统,其中,跳频激励器负责发送连续载波并与接收机同步跳频;Tag 为 RFID 标签,负责调制并返回自身电子产品代码(Electronic Product Code, EPC);接收机负责接收信号并与跳频激励器同步跳频;交换机负责数据交互;读写器负责建立 Tag 通信;定位服务器负责控制跳频激励器和接收机跳频,完成数据处理,并实现测距和定位。系统流程如图 2 所示。

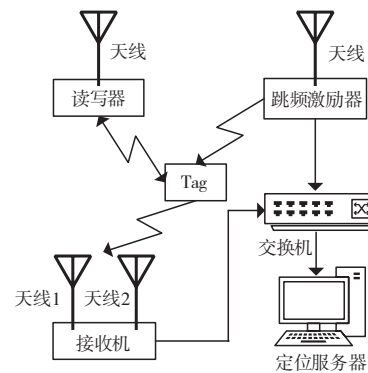


图1 RFID单站定位系统框架



图2 系统流程

### 2.2 基于跳频的多载波相位测距方程

本文采用跳频技术,接收机内有多个天线,令共有  $B$  个频点,则接收天线  $i$  在频点  $b$  下接收的 Tag 信道状态信息(Channel State Information, CSI)  $CSI_{i,b}$  为:

$$CSI_{i,b} = I_{i,b} + jQ_{i,b} \quad (1)$$

其中,  $I_{i,b}$  与  $Q_{i,b}$  分别表示 IQ 两路信号幅度,其对应相位  $\varphi_{i,b}$  可以表示为:

$$\varphi_{i,b} = \arctan(Q_{i,b}/I_{i,b}) \quad (2)$$

由于通信设备只能获取 0 到  $2\pi$  内的相位,无法得知信号在通信链路中经历的整周数,故用式(2)计算链路距离时存在整周模糊度。令频点  $b$  的载波信号从跳频激励器到 Tag 反射再到接收天线  $i$  的总链路中有  $N_b$  个整周,则天线  $i$  的 Tag 反射链路距离  $L_i$  为:

$$L_i = N_b \lambda_b + \lambda_b \varphi_{i,b} / (2\pi) \quad (3)$$

$\lambda_b$  是频点  $b$  对应波长. 跳频过程较快, 假定 Tag 位置不变, 即  $L_i$  不变, 结合式 (3), 可得到不同频点和天线的载波相位观测方程组:

$$L_i = \begin{cases} N_1 \lambda_1 + \lambda_1 \varphi_{i,1} / (2\pi) \\ N_2 \lambda_2 + \lambda_2 \varphi_{i,2} / (2\pi) \\ \vdots \\ N_B \lambda_B + \lambda_B \varphi_{i,B} / (2\pi) \end{cases} \quad (4)$$

为对  $L_i$  进行估计, 将不同频点载波信号的整周数从 1 开始迭代, 用式 (3) 计算每个载波在不同整周数下得到的链路距离, 令共检索  $M$  个整周, 将第  $b$  个频点载波第  $m$  个整周计算得到的距离估计值记为  $L_{b,m}$ , 得到如下矩阵:

$$D = \begin{bmatrix} L_{1,1} & L_{1,2} & \cdots & L_{1,M} \\ L_{2,1} & L_{2,2} & \cdots & L_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{B,1} & L_{B,2} & \cdots & L_{B,M} \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据式 (4), 在一次跳频过程中所有载波真实链路距离都为  $L_i$ , 因此在检索时, 即使不同频点载波的波长不同, 每次迭代  $L_{b,m}$  不同, 但所有载波的检索结果中都会包含  $L_i$ , 即图 3 中虚线框标注的一组距离估计值, 而该组值为矩阵  $D$  中方差最小的一组链路距离组合.

频率1		m=1	m=2	m=3	m=4	...	
频率2		m=1	m=2	m=3	m=4	m=5	
...							
频率B		m=1	m=2	m=3	m=4	m=5	m=6
链路距离检索起始点							
							链路距离估计值

图3 链路距离估计

为快速确定最小方差链路距离组合, 将矩阵  $D$  中第 1 行元素依次作为参考, 从第 2 到  $B$  行中选取与之最接近的链路距离, 得到矩阵  $Z$ ,  $Z$  中每一列即是一组待选的链路距离组合, 从得到的  $M$  组组合中选取方差最小的一组, 并对该列元素求均值, 将均值结果视为  $L_i$  估计值.

$$Z = \begin{bmatrix} z_{1,1} & z_{1,2} & \cdots & z_{1,M} \\ z_{2,1} & z_{2,2} & \cdots & z_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_{B,1} & z_{B,2} & \cdots & z_{B,M} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$z_{b,m} = \arg \min_{z' \in \{L_{b,1}, \dots, L_{b,M}\}} \{\text{abs}(z' - L_{1,m})\}$$

### 3 基于跳频的短距离通信精确测向

#### 3.1 基于跳频的 IMUSIC 多天线精确测向模型

对信号入射角进行空间谱估计通常采用 MUSIC 算法, 但本系统直接使用传统 MUSIC 算法会存在两个问题: (1) MUSIC 算法认为信源中心频率不变, 但本文是

跳频系统; (2) MUSIC 算法认为天线阵列中每个接收天线的信号入射角相同, 在室内环境中, 由于信源较近, 每根天线入射角有明显区别, 沿用上述假设会引入一定角度误差, 从而导致定位精度下降. 针对上述问题, 本文提出 IMUSIC 算法.

为将 IMUSIC 算法运用于跳频系统, 首先考虑单频点情况, 即传统 MUSIC 算法检索方式, 信号入射场景如图 4 所示, 设信源数量为 1, 所有天线信号入射角相同, 天线间距为  $d$ , 则天线 1 在频率  $b$  下  $t$  时刻收到的 Tag 反射信号  $S_1(t, b)$  为:

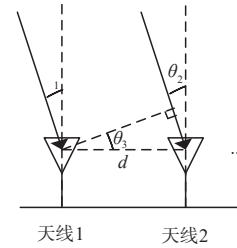


图4 传统 MUSIC 算法信号入射场景

$$S_1(t, b) = A_1(t) \exp(-j2\pi b t_1) + N(t) \quad (7)$$

$N(t)$  表示  $t$  时刻接收的噪声,  $t_1$  表示天线 1 对应的信号飞行时间, 以天线 1 作为参考天线, 天线  $i$  的 Tag 反射信号  $S_i(t, b)$  为:

$$S_i(t, b) = A_i(t) \exp(-j2\pi b t_i) + N(t) \\ = A_i(t) \exp\left[\frac{-j2\pi(i-1)d \sin \theta_1}{\lambda_b}\right] + N(t) \quad (8)$$

令天线  $i$  的方向响应函数  $T_i$  为:

$$T_i = \exp[-j2\pi(i-1)d \sin \theta_1 / \lambda_b] \quad (9)$$

图 4 中所有入射角  $\theta$  相同, 设共有  $I$  根天线:

$$T_\theta = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j2\pi d \sin \theta / \lambda_b] \\ \vdots \\ \exp[-j2\pi(I-1)d \sin \theta / \lambda_b] \end{bmatrix} \quad (10)$$

式 (10) 是  $\theta$  与天线间距  $d$  构建的方向响应向量  $T_\theta$ . 设共遍历  $K$  次  $\theta$ , 把  $\theta_k (k \in [1, K])$  构建的方向向量记为  $T_{\theta,k}$ ,  $T_{\theta,k}$  与传统 MUSIC 算法提取出的  $(I \times (I-1))$  (信源数为 1, 故  $(I \times (I-1))$  阶) 噪声矩阵  $N$  检索结果为  $U_{\theta,k}$ :

$$U_{\theta,k} = T_{\theta,k}^H N N^H T_{\theta,k}$$

$$T_{\theta,k} = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j2\pi d \sin \theta_k / \lambda_b] \\ \vdots \\ \exp[-j2\pi(I-1)d \sin \theta_k / \lambda_b] \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$N = \begin{bmatrix} N_{1,1} & N_{1,2} & \cdots & N_{1,I-1} \\ N_{2,1} & N_{2,2} & \cdots & N_{2,I-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ N_{I,1} & N_{I,2} & \cdots & N_{I,I-1} \end{bmatrix}$$

$(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置,  $\mathbf{T}_{\theta,k}$ 与  $\mathbf{N}$ 越接近正交,  $U_{\theta,k}$ 值越小, 传统 MUSIC 算法通过寻找  $U_{\theta,k}$  最小值完成角度检索. 现拓展到多频点情况, 考虑共有  $B$  个频点, 构建频率向量  $\mathbf{F}$ :

$$\mathbf{F}=[f_1, f_2, \dots, f_B] \quad (12)$$

其中,  $f_b$  对应的波长为  $\lambda_b$ , 用式 (12) 代替式 (9) 中的固定波长, 则式 (11) 的方向响应向量  $\mathbf{T}_{\theta,k}$  会变成方向响应矩阵  $\mathbf{R}_{\theta,k}$ :

$$\mathbf{R}_{\theta,k} = \begin{bmatrix} R_{1,1} & R_{1,2} & \dots & R_{1,B} \\ R_{2,1} & R_{2,2} & \dots & R_{2,B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{l,1} & R_{l,2} & \dots & R_{l,B} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$R_{l,b} = \exp[-j2\pi(i-1)d \sin \theta_k / \lambda_b]$$

式 (11) 中数值  $U_{\theta,k}$  也会变成  $(B \times B)$  阶矩阵  $\mathbf{U}_{\theta,k}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{\theta,k} &= \mathbf{R}_{\theta,k}^H \mathbf{N} \mathbf{N}^H \mathbf{R}_{\theta,k} \\ &= \begin{bmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,B} \\ U_{2,1} & U_{2,2} & \dots & U_{2,B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ U_{B,1} & U_{B,2} & \dots & U_{B,B} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

$\mathbf{U}_{\theta,k}$  代表  $\theta_k$  下所有频点与噪声的正交情况. 为统计一个确定值作为  $\theta_k$  检索结果, 计算  $\mathbf{U}_{\theta,k}$  特征值并将其提取为特征值向量, 记作  $\mathbf{Q}_{\theta,k}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{\theta,k} &= [Q_1, Q_2, \dots, Q_B], \\ |Q_b \mathbf{E} - \mathbf{U}_{\theta,k}| &= 0 \end{aligned} \quad (15)$$

$\mathbf{E}$  为  $(B \times B)$  阶单位矩阵, 计算:

$$\text{Eva}_{\theta,k} = 1 / (|\mathbf{Q}_{\theta,k} \mathbf{Q}_{\theta,k}^H|) \quad (16)$$

将  $\text{Eva}_{\theta,k}$  作为  $\theta_k$  的检索结果, 以实现多频点信源的入射角度检索.

### 3.2 IMUSIC 短距离通信多天线同时测向模型

针对 3.1 中提出的问题 2, 首先分析角度误差的产生. 沿用图 4 场景, 以天线 1 作为参考天线, 天线 2 与天线 1 的链路差  $\Delta d$  为:

$$\Delta d = d \sin \theta_3 \quad (17)$$

图 4 中, 易证  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3$ ,  $\theta_3, d$  与  $\Delta d$  构成以  $d$  为斜边的直角三角形. 在室内场景的短距离通信中, 若沿用上述假设会出现图 5 的情况.

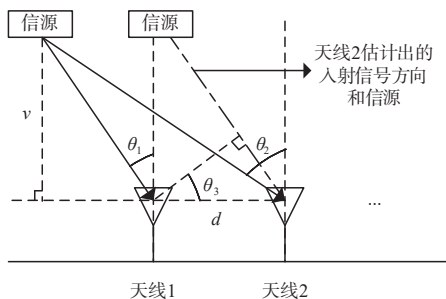


图 5 短距离信源场景

令各项参数不变, 当信源较近时, 以天线 1 作为参考, 使用式 (17) 计算链路差  $\Delta d$ , 同样会得到一个角度结果  $\theta_3$ , 但此时  $\theta_1, \theta_2$  与  $\theta_3$  互不相等, 若继续将  $d$  作为斜边, 估计出的入射信号会存在明显角度偏移, 角度偏移量  $\Delta \theta$  可用下式估算:

$$\begin{aligned} \Delta \theta &= |\theta_2 - \theta_3| \\ &\approx \arctan \left( \frac{d/2}{v + \tan \theta_3 (v \tan \theta_3 + d/2)} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

$v$  表示信源到天线阵列的垂直距离. 为修正该误差, 需要重新设计  $\Delta d$  的计算方式.

式 (9) 是传统 MUSIC 算法的方向响应函数, 该函数可以看作 3 步:

(1) 计算天线  $i$  与参考天线 (天线 1) 的链路差  $\Delta d$ :

$$\Delta d = (i-1)d \sin \theta \quad (19)$$

(2) 用链路差  $\Delta d$  计算天线  $i$  与参考天线的相位差  $\Delta \varphi$ :

$$\Delta \varphi = 2\pi \Delta d / \lambda \quad (20)$$

(3) 用相位差  $\Delta \varphi$  计算天线  $i$  的  $T_i$ :

$$T_i = \exp(-j\Delta \varphi) \quad (21)$$

假设近距离信源在天线阵列左侧, 首先考虑双天线情况, 如图 6 所示.

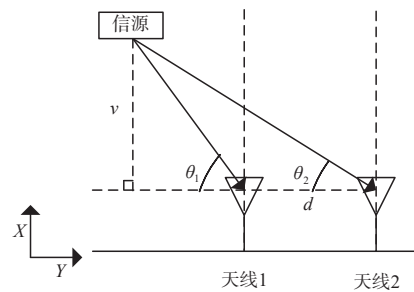


图 6 双天线检索示意图

由于天线 1 和天线 2 处于同一水平线, 故信源到它们的垂直距离  $v$  相同, 又已知  $d$  ( $d$  小于跳频最高频率波长的一半), 则  $v$  与  $\theta_1$  和  $\theta_2$  的关系为:

$$\begin{aligned} v &= (v / \tan \theta_1 + d) \tan \theta_2 \\ &= d \tan \theta_2 / (1 - \tan \theta_2 / \tan \theta_1) \end{aligned} \quad (22)$$

又  $\Delta d$  可表示为:

$$\begin{aligned} \Delta d &= v / \sin \theta_2 - v / \sin \theta_1 \\ &= v (1 / \sin \theta_2 - 1 / \sin \theta_1) \end{aligned} \quad (23)$$

将式 (22) 代入:

$$\Delta d = \left( \frac{1}{\sin \theta_2} - \frac{1}{\sin \theta_1} \right) d \tan \theta_2 / \left( 1 - \frac{\tan \theta_2}{\tan \theta_1} \right) \quad (24)$$

现在拓展到多天线情况, 用天线  $i$  ( $i > 1$ ) 的  $\theta_i$  与  $\theta_1$  构建  $\Delta d_i$  关系式并代入式 (20) 与式 (21), 便可用多角度构建方向相应向量  $\mathbf{T}$ :

$$\mathbf{T}=[T_1 \ T_2 \ \cdots \ T_i \ \cdots \ T_L]^H \quad (25)$$

式(25)中  $T_i=\exp[-j2\pi\Delta d_i/\lambda]$ ,  $\Delta d_i$ 与天线  $i$ 的关系为  $\Delta d_i=(i-1)(1/\sin\theta_i-1/\sin\theta_1)d\tan\theta_i/(1-\tan\theta_i/\tan\theta_1)$ 。引入式(13)多频点情况,带入式(14)中的方向响应矩阵  $\mathbf{R}$  最终为:

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} R_{1,1} & R_{1,1} & \cdots & R_{1,b} & \cdots & R_{1,B} \\ R_{2,1} & R_{2,2} & \cdots & R_{2,b} & \cdots & R_{2,B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{i,1} & R_{i,2} & \cdots & R_{i,b} & \cdots & R_{i,B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{L,1} & R_{L,2} & \cdots & R_{L,b} & \cdots & R_{L,B} \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中  $R_{i,b}=\exp[-j2\pi\Delta d_i/\lambda_b]$ 。由于每个  $\Delta d_i$ 只有唯一正确的值,在检索过程中,当出现某种角度组合  $\boldsymbol{\theta}=[\theta_1, \theta_2, \cdots, \theta_L]$ 使式(16)中Eva值最大,便认为  $\boldsymbol{\theta}$ 计算得到的所有  $\Delta d_i$ 与真实值最接近,  $\boldsymbol{\theta}$ 中每个角度也作为相应接收天线的入射角估计值,实现多天线同时测向。当信源位于天线阵列右侧,翻转上述关系即可。

#### 4 相位测距与 IMUSIC 联合定位算法

对本文系统而言,跳频激励器位置与接收机天线位置已知,且跳频激励器到Tag的链路为接收机内所有天线共享,差分后的链路差  $\Delta d$ 仅由Tag至不同接收天线链路距离导致,即接收天线间Tag反射链路差  $\Delta d$ 等效于第3节中信源到各天线的链路差。

获得接收天线各自的入射信号方向后,用式(22)可得到Tag到天线阵列的垂直距离,再配合天线方向角使用三角函数进行简单的计算,便可得到Tag对于每个天线的相对位置,从而实现对Tag的定位。

但IMUSIC算法在上述方法中仍存在两个问题:

(1)若只用双天线进行检索,由于只存在一个链路差  $\Delta d$ ,得到的检索结果会是多组角度组合,这些角度组合会计算出相同的  $\Delta d$ ,导致无法得到准确角度以完成定位;(2)若使用  $I(I>2)$ 根天线进行多角度检索,虽可以准确得到每根天线的入射角并完成定位,但检索过程需要考虑多角度所有组合,开销过大,即使只用3根天线,检索所需时间也会呈指数级增加。

为提高系统实时性,本文选用双天线进行测向,并对检索过程进行优化,最后联合载波相位测距结果实现定位。优化过程如下:

(1)假设Tag位于双天线阵列左侧;

(2)利用双天线各自测距结果判断假设是否成立,是则将标志位flag置“0”,否则flag置“1”;

(3)由于假设Tag位于天线阵列左侧,根据图6,  $\theta_1>\theta_2$ ,利用此关系可以省略一半计算;

(4)设  $\theta_1$ 的角度检索范围为  $0^\circ$ 到  $90^\circ$ ,检索次数为  $K$ ,令第  $k$ 次检索的  $\theta_1$ 为  $\theta_{1,k}$ ;

(5)用IMUSIC算法计算  $\theta_{1,k}$ 下,使式(16)中Eva值

达到最高的  $\theta_2$ ,记作  $\theta_{2,k}$ ;

(6)同时记录式(22)中,用  $\theta_{1,k}$ 和  $\theta_{2,k}$ 得到的垂直距离  $v$ ,记作  $v_k$ ;

(7)总共记录  $K$ 组数据,每组数据的格式为  $(\theta_{1,k}, \theta_{2,k}, v_k)$ ;

(8)用载波相位测距结果对  $K$ 组记录数据进行筛选,并实现定位。

筛选原则为选取误差最小的一组记录数据作为测向结果,第  $k$ 组记录数据的误差  $e_k$ 为:

$$e_k=\begin{cases} \left| (L_1-v_k/\sin\theta_{1,k}-G_{1,k}) \right| \\ \quad + \left| (L_2-v_k/\sin\theta_{2,k}-G_{2,k}) \right|, \text{flag}=0 \\ \left| (L_1-v_k/\sin\theta_{2,k}-G_{1,k}) \right| \\ \quad + \left| (L_2-v_k/\sin\theta_{1,k}-G_{2,k}) \right|, \text{flag}=1 \end{cases} \quad (27)$$

其中,  $G_{i,k}$ 表示第  $k$ 组记录数据计算得到的天线  $i$ 对应Tag反射链路中,跳频激励器到Tag部分的链路距离,  $L_i$ 表示天线  $i$ 的载波相位测距结果,  $e_k$ 代表第  $k$ 组记录数据计算得到的双天线各自链路距离与它们载波相位测距结果的整体误差。令接收机中天线  $i$ 的坐标为  $(x_i, y_i)$ ,跳频激励的坐标为  $(x_t, y_t)$ ,按照图6所示坐标系,以天线1为例,则  $G_{1,k}$ 的计算方式为:

$$G_{1,k}^2=\begin{cases} (y_t-(y_1-v_k/\tan\theta_{1,k}))^2+(x_t-v_k)^2, \text{flag}=0 \\ (y_t-(y_1+v_k/\tan\theta_{2,k}))^2+(x_t-v_k)^2, \text{flag}=1 \end{cases} \quad (28)$$

由于跳频过程中Tag未移动,理论上IMUSIC结果计算得到的链路距离应与载波相位测距结果相等,故当某组记录数据使  $e_k$ 达到最小时,便认为载波相位测距结果筛选出最优角度组合,使用该组数据计算的Tag坐标也最接近实际值。设最小误差为  $e_{\min}$ ,Tag坐标  $(x_{\text{tag}}, y_{\text{tag}})$ 计算公式为:

$$x_{\text{tag}}=v_{\min} \begin{cases} \frac{(y_1-v_{\min}/\tan\theta_{1,\min})}{2} \\ \quad + \frac{(y_2-v_{\min}/\tan\theta_{2,\min})}{2}, \text{flag}=0 \\ \frac{(y_1+v_{\min}/\tan\theta_{2,\min})}{2} \\ \quad + \frac{(y_2+v_{\min}/\tan\theta_{1,\min})}{2}, \text{flag}=1 \end{cases} \quad (29)$$

## 5 测试平台及结果

### 5.1 平台搭建

图1系统框架中,跳频激励器由1台通用软件无线电设备(Universal Software Radio Peripheral, USRP)N210与1根全向天线VERT900组成;接收机由2台USRP N210与2根全向天线VERT900组成;读写器由Impinj

R420与一根定向天线组成. 上述具体设备如图7所示, 本文实测场景如图8所示.

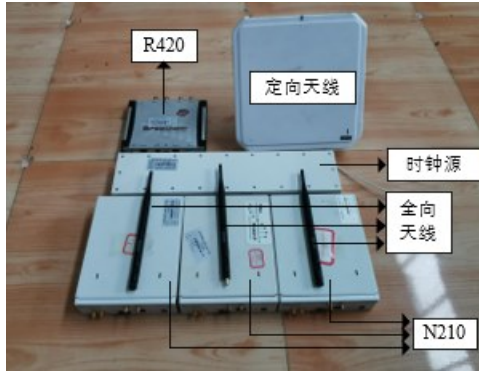


图7 设备图

本文 Tag 选用商用标签 Impinj M4 H47; 定位服务器为1台主机, CPU为i7-9700, 内存16 GB, 跳频激励器和接收机通过千兆网线和交换机与定位服务器交互, 3台N210使用1台同步时钟源 OCTOCLOCK-G CDA-2990完成跳频时钟同步, 另有1台R420负责与Tag建立通信. 根据EPC G2协议<sup>[18]</sup>, Tag在建立通信后会无差别反射载波, 这让获取多频点信号在本系统上得以



图8 实测场景图

实现, 但R420支持的带宽只有5 MHz, 跳频带宽受限, 故选用N210完成跳频操作, 又N210同时只能使用一个端口作为接收, 所以采用2个N210模拟单接收机的双接收通道. R420中心频率固定为924.125 MHz, 3台N210的跳频频段为830 MHz到960 MHz, 跳频频率间隔为10 MHz, 跳频时间间隔为100 ms.

### 5.1 测试结果

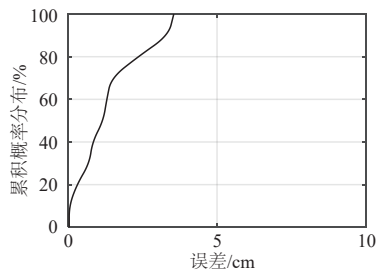
接收机双天线各自测距结果与误差见表1.

表1 链路测距结果与绝对误差(cm)

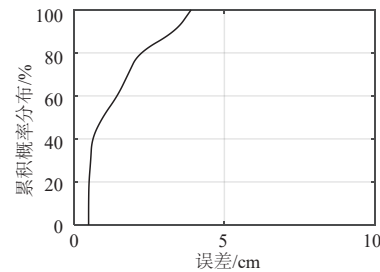
位置	天线1链路理论距离	天线1估计距离	天线1链路误差	天线2链路理论距离	天线2估计距离	天线2距离误差
1	82	78.45112589	3.548874115	81	77.10598335	3.894016652
2	115	115.2984853	0.298485325	112	112.4971053	0.497105265
3	107	109.3518088	2.35180883	110	110.5563749	0.556374917
4	135	136.3011488	1.301148782	134	134.4859083	0.485908276
5	138	141.3694138	3.369413756	141	144.388492	3.38849198
6	147	148.1823455	1.182345467	142.5	144.2968915	1.796891504
7	171	172.4492136	1.44921361	175.5	176.441898	0.941898003
8	159	159.0404483	0.040448349	161	159.5519441	1.448055876
9	163	162.2844682	0.715531845	162	159.8611726	2.138827362
10	183	183.8198095	0.81980955	179	178.4047807	0.595219341

图9为双天线各自测距误差CDF图, 其中, 链路距离误差在2 cm以下的占有70%.

以位置5为例, IMUSIC算法测向结果如图10所示, 测向结果是一组角度组合, 即图中高亮点组成的白色



(a) 天线1



(b) 天线2

图9 测距误差CDF图

区域,需代入载波相位测距结果进行筛选,筛选结果和传统 MUSIC 测向结果见表 2.

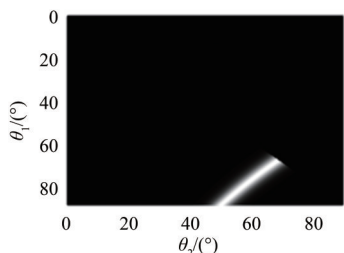
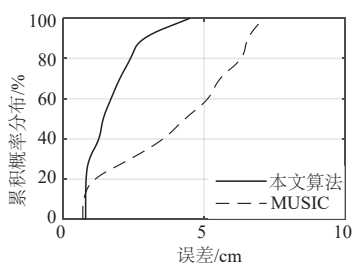


图 10 双角度检索结果

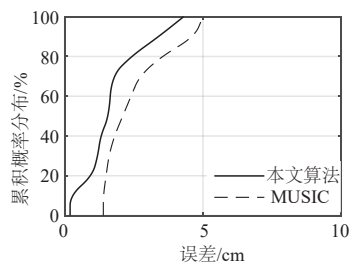
表 2 筛选结果与测向绝对误差(°)

位置	理论角度		估计角度		测向误差		MUSIC 结果
	天线 1	天线 2	天线 1	天线 2	天线 1	天线 2	
1	83	90	78.5	85.7	4.5	4.3	88.2
2	72	77	70.7	75.8	1.3	1.2	75.6
3	-80	-76	-82.7	-77.3	2.7	1.3	-77.6
4	83	90	82.2	86.6	0.8	3.4	87.3
5	-69	-65	-71.4	-67.4	2.4	2.4	-69.7
6	66	70	65.1	69	0.9	1	71.5
7	-66	-62	-66.8	-63.7	0.8	1.7	-67
8	-86	-81	-84.6	-80.8	1.4	0.2	-78.9
9	75	79	77	80.7	2	1.7	81.4
10	59	62	60.7	63.6	1.7	1.6	65.5

表 2 中,Tag 位于接收机右侧为正值,左侧为负值,取图 6 所示的锐角,两天线各自测向误差 CDF 图如 11 所示,相对于传统 MUSIC 算法,IMUSIC 算法提供的测向结果更加精确,角度误差在 2° 以下的占有 65%,误差



(a) 天线 1



(b) 天线 2

图 11 测向误差 CDF 图

最大的点均位于双天线正前方.

定位结果和误差见表 3.

表 3 定位结果、绝对误差(cm)

位置	理论坐标 (x,y)	定位结果 (x,y)	X 轴误差	Y 轴误差	绝对误差
1	75,75	77.97,80.86	2.97	5.86	6.57
2	100,100	102.93,101.04	2.93	1.04	3.11
3	100,50	102.82,51.83	2.82	1.83	3.36
4	125,75	128.91,82.66	3.91	7.66	8.6
5	125,25	125.43,22.79	0.43	2.21	2.25
6	125,125	124.5,122.79	0.5	2.21	2.27
7	150,0	152.37,-0.31	2.37	0.31	2.39
8	150,50	148.29,50.98	1.71	0.98	1.97
9	150,100	149,99.4	1.00	0.60	1.17
10	150,150	154.39,151.64	4.39	1.64	4.69

图 12 为定位误差 CDF 图,其中误差在 3 cm 以下的占 50%,5 cm 以下的占 80%,最大误差为 8.6 cm,平均误差为 3.64 cm,误差较大点都位于接收机正前方.

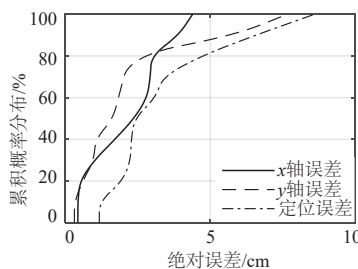


图 12 定位误差 CDF 图

就本文系统而言,当 Tag 位于天线阵列正前方,两接收天线入射角之间的差距会达到最大,由此可以借助仿真模型,分析在理论情况下,本文天线阵列在不同距离可能产生的最大入射角绝对差距,以及在该情况下,传统 MUSIC 算法和 IMUSIC 算法的理论测向性能对比. 由于本文系统天线 1 的检索范围为 0° 到 90°,在仿真模型中,将 Tag 位置保持在天线 1 正前方,把 Tag 到天线阵列的垂直距离  $v$  从 1 m 以 1 m 为步进延伸至 10 m,得到的仿真结果见表 4.

从仿真结果可知,IMUSIC 算法的理论测向性能优于 MUSIC 算法的理论测向性能. 当通信距离超过 5 m,天线阵列中天线 1 和天线 2 可能出现的最大入射角差距逐渐开始小于 1°,传统 MUSIC 算法测向误差逐渐开始小于 0.5°,又实际测向中存在一定误差,即当通信距离超过 5 m,MUSIC 算法与 IMUSIC 算法的实际测向性能可视为相似.

综合上述测距、测向、定位和仿真结果,本文载波相位测距方法可以实现厘米级的测距精度. 同时,在典

表 4 MUSIC 算法与 IMUSIC 算法理论测向性能对比

(m)	天线 1/2 入射角理论绝对差距(°)	MUSIC 算法测向误差(°)	IMUSIC 算法测向误差(°)
1	5.7012	2.8506	0.0120
2	2.8648	1.4324	0.0352
3	1.9183	0.9592	0.0183
4	1.4242	0.7121	0.0242
5	1.1515	0.5758	0.0485
6	0.9497	0.4748	0.0497
7	0.8169	0.4085	0.0169
8	0.7123	0.3562	0.0123
9	0.6332	0.3166	0.0332
10	0.5659	0.2829	0.0361

型室内环境中,通信距离 5 m 内的定位概率较高,其较短的通信距离会导致接收天线阵列的信号入射角存在一定差距,此时天线阵列入射信号不应继续被认为是平行,本文提出的 IMUSIC 算法利用多角度检索解决了入射信号非平行的问题,使得其在短距离通信情况下的测向性能优于传统 MUSIC 算法,最终结合载波相位测距实现厘米级定位精度。

表 5 为 IMUSIC 算法与其他基于 RFID 载波相位定位算法的比较。与文献[3]和文献[4]相比,本文系统仅采用单站双天线设计且无需天线移动或标签阵列即可达到厘米级定位,部署更加方便;且定位目标只需携带 RFID 无源标签便可实现定位,无需其它设备或预处理,进一步简化了系统的复杂度。

表 5 算法比较

定位方法	部署需求	定位维度	定位范围	定位精度
文献[1]:BackPos	单站,4 天线阵列	二维	米级	厘米级
文献[3]:SAR	单站,双天线,天线保持移动	三维	米级	厘米级
文献[4]:SparseTag	单站,双天线,标签阵列	二维	米级	厘米级
文献[5]:Tagoram	单站,4 天线,虚拟天线阵列,Tag 保持移动	二维	米级	毫米级
文献[6]:RFind	3 站,3 天线,3 边定位	三维	米级	厘米级
本文算法	单站,双天线,无部署限制	二维	米级	厘米级

## 6 结论

本文提出一种基于载波相位的 RFID 单站高精度定位算法及系统,利用多载波相位快速完成了信号链路测距,提出 IMUSIC 算法实现了接收机内多天线同时测向,有效地解决了短距离通信入射信号不平行的问题。与其他 RFID 室内定位系统相比,本文系统结构简单,部署灵活,跳频激励器、接收机和读写器的放置没有几何约束,无需构建位置指纹库,无需额外复杂设备,使用普通商用 RFID 设备即可实现测距与测向,在兼顾定位实时性的同时也保证了定位精度,可适用于大部分室内场景。实际测试结果表明,单站系统可在经典室内环境下达到厘米级定位,定位平均误差为 3.64 cm,证明了该系统的有效性和实用性。

在未来计划中,将考虑单站多天线情况下的定位场景,拟使用适当优化算法进一步提升现有算法的定位效率,实现多目标定位,并借助多天线的优势进一步增加系统定位实时性和二维定位精度,同时对单站三维定位展开研究。

### 参考文献

- [1] LIU T C, LIU Y H, YANG L, et al. Backpos: high accuracy backscatter positioning system[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2016, 15(3): 586-598.
- [2] 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.

- [3] 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). Pisa, Italy: IEEE, 2019: 291-296.
- [4] 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). Boston, MA, USA: IEEE, 2019. 1-9.
- [5] 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. New York, NY, USA: ACM, 2014: 237-248
- [6] 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). New York, NY, USA: ACM, 2017: 248-260.
- [7] LEVOIR S, FARLEY P, SUN T, et al. High-accuracy adaptive low-cost location sensing subsystems for auto-

mous rover in precision agriculture[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1: 74-94.

- [8] 杨海效, 吴虹, 田菀玉, 等. 基于 Wi-Fi 指纹与惯性导航的室内定位技术研究[C]// 第十一届中国卫星导航年会论文集. 成都: 中国卫星导航系统管理办公室学术交流中心, 2020: 146-150.
- [9] BAI L, CIRAVEGNA F, BOND R, et al. A low cost indoor positioning system using bluetooth low energy[J]. IEEE Access, 2020, 8: 136858-136871.
- [10] BIANCHI V, CIAMPOLINI P, MUNARI I. RSSI-based indoor localization and identification for ZigBee wireless sensor networks in smart homes[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68(2): 566-575.
- [11] 李中道, 刘元盛, 常飞翔, 等. 室内环境下 UWB 与 LiDAR 融合定位算法研究[J]. 计算机工程与应用, 2021, 57(06): 260-266.  
LI Zhong-dao, LIU Yuan-sheng, CHANG Fei-xiang, et al. Research on UWB and LiDAR fusion positioning algorithm in indoor environment[J]. Computer Engineering and Applications, 2021, 57(06): 260-266. (in Chinese)
- [12] 徐哲超, 冯晔. 基于 TOA/AOA 的 UWB 室内定位 NLOS 识别研究[C]// 第十一届中国卫星导航年会论文集. 成都: 中国卫星导航系统管理办公室学术交流中心, 2020: 144-149.
- [13] XU Y, SHMALIY Y S, LI Y, et al. Indoor INS/LiDAR-based robot localization with improved robustness using cascaded FIR filter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 34189-34197.
- [14] HE S, DONG X. High-accuracy localization platform using asynchronous time difference of arrival technology[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2017, 66(7): 1728-1742.
- [15] SANAM T F, GODRICH H. A multi-view discriminant learning approach for indoor localization using amplitude and phase features of CSI[J]. IEEE Access, 2020, 8: 59947-59959.
- [16] ZHANG L Y, WANG H Y. 3D-WiFi: 3D localization with commodity WiFi[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(3): 5141-5152.
- [17] ALKHALIFEH K, HUBERT S, RAUCY C, et al. Compact circular slot antenna array devoted to direction finding[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(12): 2437-2441.
- [18] Global E P C. EPC Radio-Frequency Identity Protocols, Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860MHz-960MHz, version 2.0.1[S]. USA: EPC Global, 2015.

## 作者简介



何 维 男, 1980 年 10 月出生, 重庆铜梁人. 现为重庆邮电大学副教授、硕士生导师. 主要研究方向为无线定位技术和移动通信技术.  
E-mail: hewei@cqupt.edu.cn



朱子越 男, 1997 年 9 月出生, 重庆九龙坡区人. 现为重庆邮电大学信息与通信工程专业在读硕士研究生. 主要研究方向为 RFID 室内定位技术.  
E-mail: 1056494830@qq.com



任 彦 男, 1995 年 10 月出生, 四川成都人. 现为重庆邮电大学信息与通信工程专业在读硕士研究生. 主要研究方向为 RFID 室内定位技术.  
E-mail: 815180458@qq.com



谢良波(通讯作者) 男, 1986 年 1 月出生, 四川成都人. 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



田增山 男, 1968 年 12 月出生, 河南固始人. 现为重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为蜂窝网无线定位系统、数据压缩和数据融合.  
E-mail: tianzs@cqupt.edu.cn