

单 位 代 码	10602
学 号	2018011676
分 类 号	TN926
密 级	公开



广西师范大学

硕士专业学位论文

基于 DOA 与 TDOA 的室内定位算法研究
及实现

**Research and implementation of indoor positioning
algorithm based on DOA and TDOA**

学 院 ： 电子工程学院

学位类别 ： 工程硕士

研究方向 ： 室内定位

年 级 ： 2018 级

研 究 生 ： 武燕

指导教师 ： 李廷会 教授

完成日期 ： 2021 年 6 月

基于 DOA 与 TDOA 的室内定位算法研究及实现

专业名称：电子与通信工程

申请人：武燕

指导教师：李廷会 教授

论文答辩委员会

主席：李琦

委员：邵艳所

苏海龙

苏松德

常红

刘迪迪

基于 DOA 与 TDOA 的室内定位算法研究及实现

研究生：武燕 导师：李廷会 教授

专业：电子与通信工程 研究方向：室内定位 年级：2018 级

摘要

在智慧城市建设和物联网技术快速发展的今天，室内定位技术扮演着重要角色。成功组网的北斗导航定位系统(BDS)和全球定位系统(GPS)等已被广泛应用于军用与民用的室外导航领域。然而，当卫星导航信号进入室内场景时，由于信号会受空间环境的影响而产生衍射、反射等信号干扰现象，形成多径和非视距传输现象，致使定位误差增大，造成定位不准或无法定位的结果，因此该信号并不完全适用于室内场景的定位需求。为了克服该难题，需要提出新的室内定位技术进行补充与发展，于是近年来出现了基于蓝牙、WiFi(无线局域网)或 ZigBee 等近十多种定位技术，这些定位技术也各有优缺点，缺点主要表现在：定位精度不高、信号传播距离不远、透射能力不强、功耗高或者稳定度不好等。基于上述背景，本论文就如何利用阵列天线的信号到达角度(DOA)和超宽带信号的到达时间差(TDOA)来提高室内定位精度的问题进行研究，主要研究内容包括：

1、信号到达角度估计算法与信号到达时间差算法研究

(1) 首先本文针对现有的复杂室内环境中信号到达角度估计算法精度不足的问题，尝试采用一种低维度的旋转不变子空间估计算法进行研究。由于丰富的阵列天线资源带来高定位精度的同时也带来了较高的计算复杂度，本文采用的算法是：首先在不同方向上对接收信号进行叠加和降维，之后通过求解互协方差矩阵得到特征值以及对应的特征向量，最后通过构造波达方向矩阵以及特征值求解的方法求出每一个接收信号的二维到达角。实验结果验证了该算法的估计精度的均方误差比常规的旋转不变子空间算法有所改善，且提高了接收信息的利用率。

(2) 为了进一步提高室内定位的可靠性和准确性，针对基于超宽带(UWB)技术的室内定位场景对基于信号到达时间差(TDOA)的室内定位算法进行研究。该方法首先通过 Chan 算法对接收的信号进行测算求解目标的二维位置，将获得位置估计作为 Taylor 的初始值进行迭代运算最后使用无迹卡尔曼算法(UKF)来对结果进行修正，消除非视距传输误差和环境噪声对定位算法的影响。实验结果表明，该组合算法的定位精度达到 10-20 厘米。

2、基于 TDOA 定位算法的室内定位系统的设计与实现

在理论研究的基础上，针对基于超宽带(UWB)信号的室内定位系统进行设计。系统硬件包括基站节点、时钟同步节点和待测标签节点，系统上位机软件包括后台和前端界面，硬件由 STM32 主控芯片、DWM1000 超宽带通信电路、电源电路等组成。上位机后台完成数据解析、定位测算等功能，前端完成基站位置显示和目标位置二维显示。在室内环境搭

建测试平台，通过系统的测试结果表明，定位精度能够达到 20 厘米左右。

关键词：室内定位；阵列天线；信号到达角估计；信号到达时间差；超宽带

Research and implementation of indoor positioning algorithm based on DOA and TDOA

Graduate Student: Yan Wu Supervisor: Prof. Tinghui Li

Major: Electronics and Communications Engineering Grade: 2018

Research Direction: Indoor Positioning

Abstract

In today's rapid development of smart city construction and Internet of Things technology, indoor positioning technology plays an important role. The successfully networked Beidou Navigation and Positioning System (BDS) and Global Positioning System (GPS) have been widely used in military and civilian outdoor navigation fields. However, when the satellite navigation signal enters the indoor scene, the signal will be affected by the space environment and cause signal interference such as diffraction and reflection, resulting in the formation of multipath and non-line-of-sight transmission phenomena, resulting in increased positioning errors and inaccurate positioning or the result of inability to locate, so the signal is not completely suitable for the positioning requirements of indoor scenes. In order to overcome this problem, it is necessary to propose new indoor positioning technologies to supplement and develop. So in recent years, there have been nearly a dozen positioning technologies based on Bluetooth, WiFi (wireless local area network) or ZigBee, and these positioning technologies also have their own advantages and disadvantages. The shortcomings are mainly manifested in: low positioning accuracy, short signal propagation distance, weak transmission ability, high power consumption or poor stability, etc. Based on the above background, this thesis conducts research on how to use the angle of arrival (DOA) of the array antenna and the time difference of arrival (TDOA) of the ultra-wideband signal to improve the accuracy of indoor positioning. The main research contents include:

1. Research on signal's direction of arrival estimation algorithm and signal arrival time difference algorithm

(1) First of all, this paper tries to use a low-dimensional rotation invariant subspace estimation algorithm to study the problem of insufficient accuracy of the existing signal arrival angle estimation algorithm in the complex indoor environment. Since the abundant array antenna resources bring high positioning accuracy and high computational complexity, the algorithm used in this paper is: first superimpose and reduce the dimensions of the received signals in different directions, and then solve the cross-covariance matrix. The matrix obtains the eigenvalues and the corresponding eigenvectors, and finally the two-dimensional angle of arrival of each received signal is obtained by constructing the direction of arrival matrix and the method of solving the eigenvalues. The experimental results verify that the mean square error of the estimation accuracy

of the algorithm is better than that of the conventional rotation invariant subspace algorithm, and the utilization rate of the received information is improved.

(2) In order to further improve the reliability and accuracy of indoor positioning, indoor positioning algorithms based on time difference of arrival (TDOA) are studied for indoor positioning scenarios based on ultra-wideband (UWB) technology. The method first uses the Chan algorithm to measure the received signal to solve the two-dimensional position of the target, and the obtained position estimate is used as the initial value of Taylor to perform iterative operations. Finally, the unscented Kalman algorithm (UKF) is used to correct the result to eliminate non-visualization. The influence of distance transmission error and environmental noise on the positioning algorithm. Experimental results show that the positioning accuracy of the combined algorithm reaches 10-20 cm.

2. Design and implementation of indoor positioning system based on TDOA positioning algorithm

On the basis of theoretical research, an indoor positioning system based on ultra-wideband signals is designed. The system hardware includes base station nodes, clock synchronization nodes and label nodes to be tested. The system host computer software includes background and front-end interfaces. The hardware consists of STM32 main control chip, DWM1000 ultra-wideband communication circuit, and power supply circuit. The back-end of the host computer completes functions such as data analysis, positioning and calculation, and the front-end completes the base station position display and the two-dimensional display of the target position. Set up a test platform in an indoor environment, and the system test results show that the positioning accuracy can reach about 20 cm.

Keywords: Indoor positioning; Array antenna; Direction of arrival estimation; Signal arrival time difference; Ultra-bandwid

目录

摘要.....	I
Abstract	III
目录.....	V
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	1
1.2.1 室内定位技术研究现状.....	1
1.2.2 定位方法研究现状.....	2
1.3 论文的主要工作与结构安排.....	4
第 2 章 室内定位技术.....	5
2.1 室内无线定位技术.....	5
2.2 常用的室内定位算法.....	7
2.3 本章小结.....	11
第 3 章 信号到达角度 (DOA) 估计方法研究.....	12
3.1 基于信号到达方向估计阵列接收模型.....	12
3.2 基于 DOA 的子空间分解类算法.....	14
3.2.1 多重信号分类算法(MUSIC).....	14
3.2.2 旋转不变子空间算法 (ESPRIT)	15
3.2.3 低维度旋转不变子空间算法.....	18
3.4 仿真实验设置.....	20
3.5 实验结果分析.....	21
3.6 本章小结.....	22
第 4 章 基于信号到达时间差(TDOA)的定位算法研究.....	24
4.1 UWB 室内信道模型.....	24
4.2 基于 TDOA 的定位算法研究.....	25
4.2.1 Fang 算法.....	25
4.2.2 加权最小二乘法 (WLS)	26
4.2.3 Chan 算法.....	27
4.2.4 Taylor 级数法.....	29
4.2.5 Chan-Taylor 算法.....	30
4.3 基于无迹卡尔曼滤波的融合定位算法.....	31
4.3.1 仿真结果与分析.....	33
4.4 本章小结.....	37
第 5 章 基于 UWB 的室内定位系统设计与实现.....	38
5.1 UWB 定位系统的整体架构.....	38
5.1.1 模块架构设计.....	38
5.1.2 软件设计.....	41
5.2 系统测试与实验分析.....	42
5.3 本章小结.....	44
第 6 章 总结与展望.....	45
6.1 工作总结.....	45
6.2 展望.....	45
参考文献.....	47

攻读硕士学位期间的科研成果	50
致谢	
论文独创性声明	
论文使用授权声明	

第1章 绪论

1.1 课题研究背景及意义

从移动互联到物联网，位置信息是最基础最不可或缺的部分，面对更精细化的行业需求，只有更高精度的位置信息才能带来更高的使用价值。随着互联网产业的不断发展，室内定位逐步成为刚需。相关资料表明国内的室内定位市场需求可以达到百亿级别^[1]，在工厂运营、物流运输、产品销售、和医疗监护等行业有着广阔的市场。中国移动发布的《室内定位白皮书（2020年）》指出我国室内定位产业链上下游支持环节已经日趋完善，各层面均存在大量高科技企业，未来几年，室内定位的市场将以百分之四十二的年复合增长率增长，到2022年，市场规模预计扩大到410亿美元。

在上世纪六十年代，美国就已经开始研究室外定位系统，即被大众所熟知的全球定位导航系统（GPS）。紧随其后的是俄罗斯的格洛纳斯卫星导航系统（GNSS），它开启于苏联时期，直到2007年才开始独立运营，当时仅限于俄罗斯境内，2009年业务范围才拓展到全球。北斗系统（BDS）2020年组网成功，我国正式摆脱了对GPS导航系统的依赖。当前，在日常出行时，面对陌生的环境人们可以借助北斗导航和GPS等技术来获取自己与目的地的位置信息、可选择的行驶路线和拥堵情况，让出行更加方便。但根据人们日常活动规律，大部分时间是在室内环境中进行，但由于卫星导航系统提供的信号无法有效穿透由钢筋混凝土等材料修建成外墙的建筑物，导致处于室内环境时无法有效地、稳定地、直接地接收到有限的卫星信号。因此，关于室内定位的研究在上世纪末就备受关注。

并且伴随着生活水平和建筑水平的快速提高，各行业对室内定位的需求也不断增加。在服务业中室内定位的应用可以提高消费者的体验；在大型仓储企业中室内定位可以使仓储企业的物流能力会有更大的优化和提升；在新经济产业，对工业AGV机器人、特种机器人的需求增加，高精度的室内定位系统可以使机器人更好的代替人类，通过合理的设计方案优化工业中人员组成，创造更多智能新型产业。

综上所述，室内技术在我们生活中扮演着举足轻重的角色，对我们社会的工作效率有着明显的提升作用，有广阔的前景和深刻意义。但是现在仍面临许多亟待解决的问题，需要进一步深入研究。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 室内定位技术研究现状

目前室内定位技术的发展可以分为两个方向：局域室内定位技术和广域室内定位技术。局域室内定位可在局域网中实现局部区域的覆盖，代表技术包括蓝牙定位技术、WiFi定位技术、UWB定位技术、射频识别定位技术等。广域室内定位技术可在广域网上实现广域覆盖，代表有北邮的TC-OFDM、美国高通公司的方案等。目前，上述定位技术都有着广泛

的研究和应用。

1、局域室内定位技术：

(1) 射频识别定位技术最早应用在 Hightower 等人提出的 SpotON 室内定位系统中^[3]，此后 Hightower 等人又对 SpotON 室内定位系统进行升级将点对点网络引入。近些年来比较热门的射频识别定位系统是由 Ni 等人提出的 LANDMARC 定位系统^[4]，该系统相比于 SpotON 系统引入了参考标签的思想。之后，Wang 等人针对 LANDMARC 定位系统提出了自己的改进方案，对此系统进行优化^[5]。

(2) 随着 WiFi 技术在室内场景的广泛覆盖，微软公司研发了最早的 WiFi 室内定位系统 RADAR^[6]。该系统第一次将 KNN 引入室内定位系统的应用，给研究 WiFi 定位技术的学者提供了新的思路。而 WiFi 室内定位技术的研究在国内起步较晚，国内典型代表是北航课题组提出 WeyesWiFi 室内定位系统^[7]，此系统定位精度在 4m 之内。

(3) UWB 技术在商业化室内定位领域出现时间较晚^[8]，在上个世纪末才引起研究学者的关注，到 2011 年，Ubisense 公司和 Zebra 公司都提出了自己的 UWB 定位系统^[9-10]，唐恩科技等一批科技公司在我国最早参与 UWB 定位技术研究，开发了 ilocateTM 超带宽定位系统^[11]。目前以北京清研讯科为代表的 UWB 定位系统提供商，可以实现厘米级别的定位精度。

2、广域室内定位技术：

(1) 随着通信系统的发展，小型基站的密集部署^[12]，基于基站的定位技术精度有很大提高^[13-14]。其中 Varshavsky 等人提出了一种基于手机基站的定位方法^[15]，该方法通过收集各楼层的信号强度值，实现了米级定位。邓中亮团队研发的羲和系统是利用通信导航一体化信号来进行定位解算，获得了实时亚米级定位结果^[16]。

1.2.2 定位方法研究现状

室内定位技术，通常利用标签和基站间的距离、角度、信号强度信息等完成定位，包括 DOA、TDOA、RSSI 等算法，以下对本文用到的定位算法进行分析。

1、阵列天线 DOA 的估计及其定位：

(1) 阵列天线 DOA 估计。当前新增基站配备的天线数量较传统的阵列天线系统增加 1~2 个数量级^[17]，随着天线数目增多，给利用角度估计的定位系统带来挑战^[18-20]，因此如何以较低的运算复杂度，实现较高的 DOA 估计精度，成为大规模天线阵列系统中角度估计研究的重点。其中 DOA 估计算法研究进展大致如下：

Schmidt R O 提出的多重信号分类算法 (MUSIC)^[21]，方法由阵列天线接收数据获得协方差矩阵，对协方差矩阵进行特征值分解得到信号子空间和噪声子空间，进而构造出空间谱峰，进行谱峰搜索得到入射信号源的 DOA 估计。之后，在此算法的基础上，很多学者提出了改进算法，比如 Wei 等人提出一种增强型的 MUSIC 高分辨测角算法^[22]，针对经典的 MUSIC 算法估计子空间不准确的特点，利用统一成本函数提高了子空间估计的准确

性,显著提高了定位的精度。Jiang 等人提出了一种考虑残差分量的波束空间样本协方差矩阵 (BSCM) 修正算法^[23]。该算法将谱峰搜索转化为求解多项式的方法,一定程度上降低了 MUSIC 算法的计算量。

另有 Roy 等人提出了旋转不变子空间算法 (ESPRIT)^[24],该算法利用子阵列接收信号的旋转不变性,不需要进行谱峰搜索就可以得到入射信号的 DOA 估计,相对于 MUSIC 算法降低了计算复杂度,因此一直得到广泛运用。

为了更进一步降低计算复杂度,近年来基于压缩感知 (CS) 的 DOA 估计算法受到广泛关注,Yu Y 等人通过优化二维阵列的系统接收矩阵^[25-26],得出了压缩感知矩阵与信噪比的相关性决定了 DOA 估计精度。在波达方向 (DOA) 估计中以压缩感知 (CS) 为研究背景,赵宏伟等人提出一种结合粒子群优化 (PSO) 和正交匹配追踪 (OMP) 的新波达方向估计算法^[27]。该算法结合 OMP 算法的处理流程,并充分利用 PSO 算法解决寻优问题的优势,达到了减少运算时间的目的,并且对算法性能带来一定的提高。

(2) 传统的基于 DOA 的定位方法是利用两个以上的基站,由基站天线对信号源 DOA 进行估计,得到两条以基站为端点的射线,且两条射线的交点即为目标位置。随着通信系统的不断发展,通信系统中的带宽不断增加^[28],为了充分利用通信系统资源,减少目标定位误差获得高质量的定位信息^[29],Menta E Y 等人提出了扩展卡尔曼滤波与 TOA/DOA 的融合算法^[30],卡尔曼滤波器可以对融合解算之后的结果进行更进一步的处理使目标定位结果更精确,定位结果误差缩小至亚米级。

2、基于 TDOA 的定位算法研究现状:

(1) 基于 TDOA 的定位方法仅要求各基站保持时钟同步。为解决基站间时钟同步问题,胡爱华等人给出了一种基于改进 TPSN 和 KF 提高 TDOA 定位中时间同步精度的方法^[31]。针对定位系统中各时钟存在时钟偏移和时钟偏移率的缺陷问题,结合时钟偏移率的分布特性,利用卡尔曼滤波算法对时间同步的误差进行纠正,该算法对降低主从时钟之间的时间偏差作用明显。除了在算法上的改进,Wei Z 等人采用全硬件的方式来补偿晶振的时钟漂移,在一定程度上解决了晶振老化等问题对时钟带来的影响^[32]。严格等人基于 TDOA 实时定位系统中的时钟同步问题,提出了一种交叉互验的同步方法^[33],并在 DW1000 模块上实现 TDOA 定位系统的软时钟同步设计。该方法中包含主基站与从基站和用户标签的通讯协议,对模块之间的通讯时隙进行安排,解决了通讯信号互相干扰的问题。

(2) 在 TDOA 算法中,基站间的时钟同步是基础,位置解算则是另一个难点。Chan YT 把基于 TDOA 的定位问题转换成了非线性方程组的求解问题^[34],该方法利用三次加权最小二乘法 (WLS) 估计来表示解的表达式,这也是后来学者研究 TDOA 定位算法的基础。受室内环境的影响 UWB 信号在传播过程中会产生改变,TDOA 参数估计会产生误差,Khodjaev J 等人提出用统计方法降低 TDOA 估计误差^[35]。陈小斯等人对 UWB 下的算法进行分析并提出了一种基于 TDOA 的差分定位方法^[36],通过类差分 GPS 的算法减少时钟误差和信号噪声,随机噪声再通过权重滑动平均法处理,进一步提高测算的定位精度。

1.3 论文的主要工作与结构安排

本论文主要针对到达角估计算法和到达时间差算法进行研究，论文的组织结构如下：

第1章 绪论。本章介绍了课题的研究背景及意义，阐述了国内外室内定位技术的研究现状和发展，并介绍了本文的工作内容与章节安排。

第2章 室内定位技术。该章首先对常用的室内定位技术以及他们的信号传播特性进行简述并分析比较了它们优缺点。然后，对常见的室内定位算法进行了介绍，对其工作原理进行阐述。最后，根据其定位算法的优劣势，确定了设计系统所使用的的定位算法。

第3章 基于阵列天线的信号到达角度估计算法。本章先对阵列天线的模型进行描述。然后针对常规信号到达角估计算法进行阐述和分析。为了进一步降低信号到达角度估计误差，本文采用了一种低维度的信号到达角估计算法，对该方法进行了与其他算法的对比实验分析。

第4章 基于信号到达时间差的定位算法。基于 TDOA 的定位算法因其良好的定位性能被广泛应用在 UWB 定位系统中，本章对 UWB 的信道模型进行介绍，在此基础上对五个基于 TDOA 的定位算法进行分析，选择 Chan 和 Taylor 作为研究对象，并融合无迹卡尔曼滤波算法，消除非视距传输误差和环境噪声对定位算法的影响，提升定位精度。

第5章 基于 UWB 的室内定位系统设计与实现。提出了室内定位系统的设计方案，针对系统需求完善整个框架的构成，设计了硬件的电路图，并介绍了各部分所承担的功能，以及整个系统的工作流程。然后对室内定位系统进行测试，分别为对接收和发送模块进行定位之前的信号测试，以及上位机的调试。后对整体室内定位系统的定位效果进行验证。

第6章 总结与展望。对本课题的研究内容进行总结，针对研究结果的不足之处，对课题下一阶段的工作以及可能取得的成果进行展望。

第2章 室内定位技术

2.1 室内无线定位技术

多种室内定位技术在近二十年来被相继提出,可在室内场景下达到米级甚至是厘米级的定位精度,下面介绍目前比较有代表性的室内定位技术。

(1) WiFi 定位技术

目前大多数智能手机、笔记本电脑等便携式用户设备都支持 WiFi,这使得 WiFi 成为室内定位的理想选择,也是研究最广泛的技术之一。WiFi 的覆盖范围从最初的 100 米,现在针对物联网服务的优化在 IEEE 802.11ah 中增加到约一公里。现有的 WiFi 接入点可以作为信号采集的参考点,每一个节点都拥有其独特的 MAC 地址,不需要额外的基础设施就可以建立基本的定位系统。为进一步提高定位精度,进行室内 WiFi 指纹采集^[37-39],记录海量的确定位置点的信号强度,通过新加入的设备的信号强度对比收集的信号指纹库,进行目标位置的测算。WiFi 技术具有便于扩展、成本低的优势,但信号极易受到环境影响,定位漂移现象比较严重。

(2) 蓝牙 (Bluetooth) 技术

蓝牙 (或 IEEE 802.15.1) 由物理层和 MAC 层规范组成,低功耗蓝牙 (BLE),与旧版本相比可以提供 24Mbps 的数据速率和 70-100 米的覆盖范围,有更高的能源效率^[40]。因为基于信号接收强度 (RSS) 的系统相对不复杂,所以现有的大多数使用低功耗蓝牙 (BLE) 的室内定位解决方案都依赖于 RSS 的输入。苹果公司发布的 iBeacons 技术,允许启用低功耗蓝牙 (BLE) 设备,周期性传输信号。由于蓝牙的通道宽度较小,相对于 WiFi 技术即使在 2.4GHz 频段上也有更快的衰落效果。而且蓝牙信号易受复杂的室内环境以及多种信号的干扰,导致定位效果不稳定。但是蓝牙信号的能耗很低且供电便捷,连接速度更快,而且可以灵活地部署。

(3) RFID 定位技术

RFID 系统由一个可以与 RFID 标签通信的阅读器组成。RFID 标签发出的数据,RFID 阅读器可以使用预先定义的射频协议读取。RFID 系统有两种类型,分为有源 RFID 和无源 RFID^[41]。有源 RFID,作业电源完全由内部电池供给,其中一部分转换成电子标签和阅读器通讯所需的射频能量。而无源 RFID,被称为被动标签,当无源 RFID 标签靠近阅读器时,无源 RFID 标签的天线将接收到的电磁波能量转换成电能,激活 RFID 标签中的芯片,并将芯片中的数据发送出来。虽然无源 RFID 的体积更小重量更轻,但因为通信范围有限,很难用于室内定位。

(4) 可见光定位技术

可见光通信是一种新兴的高速数据传输技术,它主要利用的是由发光二极管调制和发射的 400-800THz 之间的可见光。基于可见光的定位技术使用光感传感器来测量发光二极

管发射器的位置和方向。信号到达角度对于可见光定位来说是最精确的定位技术。而且可见光定位优势在于，它可以大规模的扩展甚至可以超过 WiFi。因为发光二极管的照明系统可以部署在任何的建筑物中。但是可见光技术需要信号的视距传播，这也是限制其发展的主要因素。

（5）声源定位技术

声源定位技术是利用智能手机中的麦克风传感器来捕获声源或者是参考节点发出的声信号，并根据参考节点估计目标的位置。尽管基于声源的定位系统已被证明能够实现较高的定位精度，但由于智能手机麦克风的限制，只有可听波段的声学信号才能被用于准确估计。需要先进的信号处理算法来提高接收机对低功率信号的检测。此外声源定位技术需要额外的基础设施和高更新频率，这在一定程度上限制了声源定位技术的发展。

（6）超声波定位技术

超声波定位技术主要依靠对超声信号的 TOF 测量和声速来计算发射结点和接收节点之间的距离。研究证明，超声波定位技术可以提供厘米级的定位精度，而且可以同时跟踪多个移动节点。而且有较高的能源效率。并且，超声波信号的传输伴随着射频脉冲来提供必要的时钟同步。但是超声波信号相比于射频信号更容易受到环境中温度和湿度的影响。且需要部署专门的设备来实施定位。

（7）ZigBee 定位技术

ZigBee 定位技术是建立在 IEEE 802.15.4 标准之上的，它处于蓝牙和射频识别技术之间，数据在传感器之间的传递是通过接力的方式，可以达到很高的通信效率，ZigBee 技术最显著的优势就是低能耗。

（8）惯性导航定位技术

我们把测量载体相对于惯性系的加速度、角度增量、角速度的传感器称之为惯性传感器。这些传感器作为惯性导航的基础，所以惯性传感器不依赖于外界的信号，比如无线电、可见光等就可以实现自主定位，具有很强的抗干扰能力；但是传统的惯性导航的缺点在于误差的累积。

（9）基于地磁的定位技术

使用移动设备的传感器来测量周围环境中的地磁信号，与标准的地磁场基准图比对来实现定位。由于不需要基础硬件设施的部署，因此成本低。缺点是定位的稳定性不足。

（10）基于超宽带的定位技术

超宽带的定位技术相比于传统定位技术有较大差异。UWB 是通过纳秒级的极窄脉冲来传输信号，因此具有 GHz 量级的带宽。而且超带宽定位不需要载波，在定位区域内布置超带宽的收发器，设定已知基站节点的位置，待测标签节点和已知基站节点进行通信，测得数据后利用各种室内定位算法完成定位。超宽带室内定位有诸多优点，如系统功耗低且通信传输距离长。室内定位技术方法比较归纳如表 2.1 所示。

表 2.1 室内定位方法

定位技术	定位精度/m	功耗	优点	缺点
WiFi	2~50	中等	网络广泛部署成本低	易受环境干扰
超宽带	0.06~0.9	中等	精度高，穿透性较强	成本高、覆盖范围小
蓝牙	2~10	较低	设备体积小易集成	传输距离短、稳定性差
RFID	0.05~5	较低	成本低、定位精度高	标识没有通信能力、距离短
超声波	0.05	较低	定位精度高	环境影响大
可见光	0.05~0.1	较高	广泛部署、成本低	易受环境影响
红外线	5~10	中等	定位精度较高	适用环境局限
Zigbee	1~2	中等	部署成本低	稳定性差、易受环境干扰
视觉	0.01~1	较高	不依赖外部环境	成本高稳定性差
地磁	1~5	较低	成本高	稳定性差
惯性导航	0.5~1	较低	抗干扰能力强	误差易扩大

2.2 常用的室内定位算法

根据常见的室内定位算法参照的信号参数的不同，介绍以下几种算法。

（1）基于到达角度（Direction of Arrival, DOA）算法

DOA 定位法示意图如图 2-1 所示：

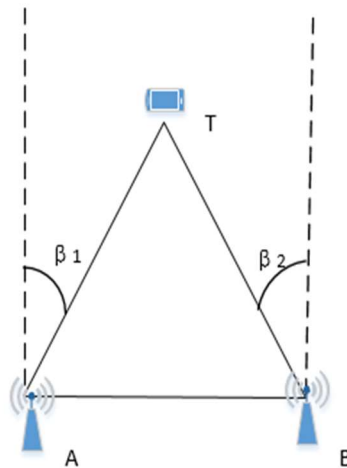


图 2-1 DOA 定位法示意图

信号到达角度法，基本原理是基站通过测量定位终端发射信号到达基站的方位角，两个定位基站与定位终端处在同一水平面，当定位基站同时测出定位终端发射信号的到达角后，可以得到两条射线，通过两条射线交点可以估计出定位终端的真实位置^[42]。

已知第 k 个基站 BS_k 位置为 (x_k, y_k) , 定位终端的位置表示为 (x, y) , 基站 BS_1 的到达角测量值表示为 β_1 , 基站 BS_2 的到达角测量值表示为 β_2 , 则两个定位基站形成的两条射线的表达式如下:

$$\tan \beta_2 = \frac{y_2 - y}{x_2 - x} \quad (2.1)$$

$$\tan \beta_1 = \frac{y_1 - y}{x_1 - x} \quad (2.2)$$

联立式 (2.1) 和式 (2.2), 就能估计出定位终端的位置, 估计值如下:

$$x = \frac{y_2 - y_1 + x_1 \tan \beta_1 - x_2 \tan \beta_2}{\tan \beta_1 - \tan \beta_2} \quad (2.3)$$

$$y = \frac{y_2 \tan \beta_1 - y_1 \tan \beta_2 + \tan \beta_1 \tan \beta_2 (x_1 - x_2)}{\tan \beta_1 - \tan \beta_2} \quad (2.4)$$

与其他算法相比, DOA 定位基站最少需要两个定位基站就能估计出定位终端位置, 所以在基站个数上占优势。但是在实际情况下, 定位环境中障碍物的干扰造成的信号的非视距传输和衰减对的 DOA 算法很不利。另外在 DOA 估计算法中, 需要阵列天线对到达角的测量。所以阵列天线的迅速发展, 为 DOA 定位算法的研究提供了条件。

(2) 基于到达时间 (Time Of Arrival, TOA) 的算法

TOA 定位算法的原理为: 当标签发送信号达到定位基站的时间, 减去标签发送信号中所附带的发送时间戳, 可以确认信号传递所经过的距离, 就可以通过几何关系求得标签的实际位置。TOA 定位算法的使用前提是, 标签必须与定位基站保持时钟同步^[43]。TOA 定位法示意图如图 2-2 所示。

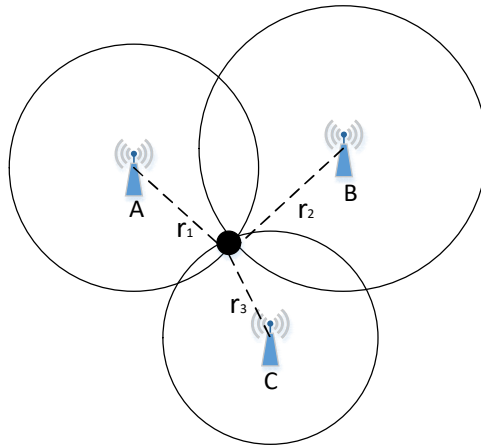


图 2-2 TOA 定位法示意图

标签的信号发送时间表示为 t_0 ，信号到达基站的时间表示为 t_i ，时间差乘以无线信号的传播速度就可以得到定位基站与标签之前的直线距离。测量出三个基站与标签之间的直线距离，以直线距离为半径，每个基站作为圆心，由此得到标签在三个圆的交点位置。设第 k 个基站 BS_k 位置为 (x_k, y_k) ，信号在空中的传播速度为光速 c ，则定位终端的位置 (x, y) 为：

$$\sqrt{(x-x_k)^2 + (y-y_k)^2} = c(t_i - t_0) (i=1, 2, 3 \dots) \quad (2.5)$$

三个基站都可以接收到标签的信号，定位终端位置就可以联立以上方程组得到。但是在实际情况中，可以用加权最小二乘法来求得精确解。

(3) 基于到达时间 (Time Difference Of Arrival, TDOA) 的定位算法

TOA 定位算法是根据标签到每个定位基站之间的信号到达时间从而得到距离，再进行标签位置的估计。而 TDOA 定位算法是根据标签到各个定位基站的到达时间差解算标签位置^[44]。TDOA 相比于 TOA 不需要进行严格的时钟同步。从而达到更高的定位精度。TDOA 的算法原理如图 2-3 和图 2-4 所示：

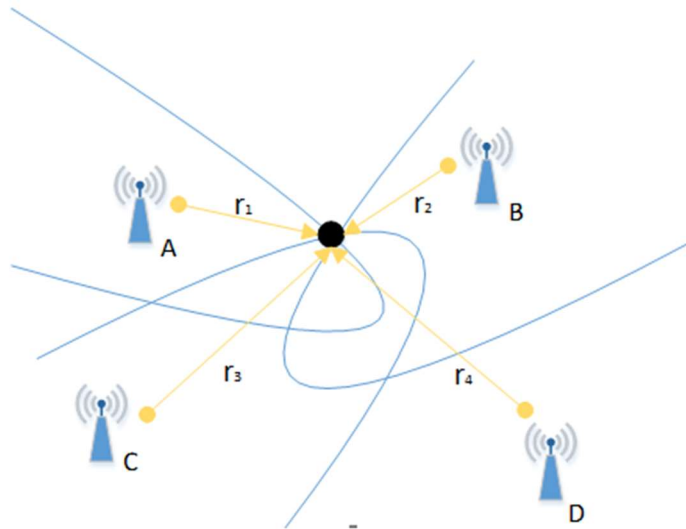


图 2-3 TDOA 定位原理图

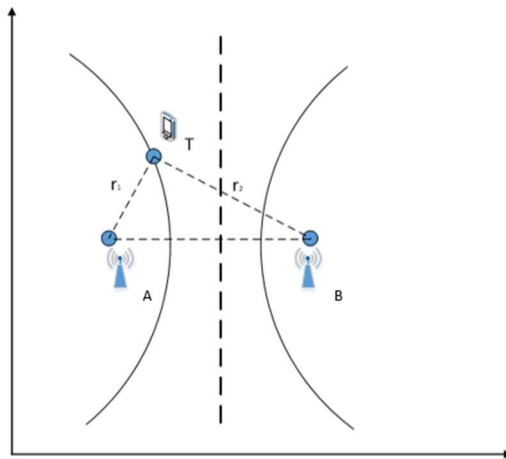


图 2-4 TDOA 定位双曲线模型

图 2-4 中基站 A 的坐标为 (x_1, y_1) ，基站 B 的坐标为 (x_2, y_2) ，标签的坐标为 (x, y) 。标签到定位基站 A 的时间差为 t_1 ，标签到定位基站 B 的时间差为 t_2 ， r_1 为基站 A 到标签的距离， r_2 为基站 B 到标签的距离， $r_{2,1}$ 为距离差，则 TDOA 的方程式为：

$$|r_2 - r_1| = |c(t_1 - t_2)| \quad (2.6)$$

$$|r_2 - r_1| = \left| \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} \right| \quad (2.7)$$

由双曲线的特性可得：

$$r_{2,1} = 2\alpha = |c(t_1 - t_2)| = r_2 - r_1 \quad (2.8)$$

$$r_1 = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \quad (2.9)$$

$$r_2 = \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} \quad (2.10)$$

解算以上的方程组，即可得到 TDOA 定位算法下的待测标签位置坐标。相比于 TOA 算法，TDOA 更容易实现，对真实环境的适用性更强。而且，若标签和各定位基站之间的传输信道特性相似，那么真实环境中存在的非视距传输和多径效应所造成的定位标签的误差会减小。

(4) 基于信号强度 (Received Signal Strength, RSS) 的定位算法

信号的功率在实际环境中会因传输距离产生衰减，可以构造出信号传输的衰减模型，然后对距离进行求解^[45]。信号接收强度与距离的关系如下：

$$P_r = P_t * G_t * G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.11)$$

$$d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r}{P_r}} \quad (2.12)$$

其中 P_r 为接收功率， P_t 为发送端功率， G_t 为发送端天线的增益， G_r 为接收端天线的增益， λ 为波长， d 为发送端和接收端之间的距离。在室内环境中应用最广泛的 RSSI 模型为 Shadowing，此模型接收端信号功率和传播距离之间的关系为：

$$P_r(d) = P_1(d_1) - 10\eta \lg \left(\frac{d}{d_1} \right) + \zeta \quad (2.13)$$

d_1 表示参考距离通常取 1m， $P_1(d_1)$ 表示为 d_1 位置的信号源到接收端的信号强度一般为常数， η 为路径衰减因子， ζ 为阴影效应。上述模型只在理想的信道环境下有良好的表现。

除了基于测距的方法，RSS 定位算法常用的基于非测距的方法是位置指纹定位法。位置指纹的采集所需硬件成本低，容易实现。该方法在定位阶段分为离线阶段和在线阶段。离线阶段需通过设置的参考点采集信号强度，建立位置指纹库，在线定位阶段是采集在线信号，与位置指纹库进行匹配，得到最后的位置估计结果。

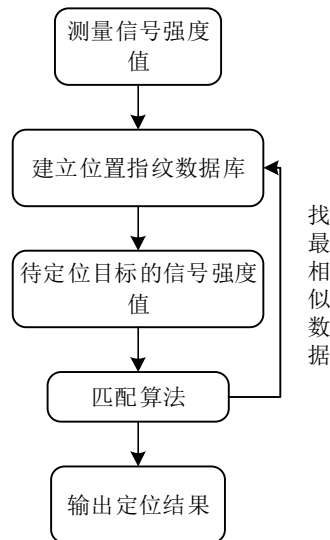


图 2-5 位置指纹定位算法原理图

(5) 常用的室内定位算法对比

表 2.2 总结上述定位算法的优缺点，对比了实现难易程度、定位精度、部署成本和环境因素等多方面，选用基于 DOA 和 TDOA 的定位算法作为本文的研究内容。

表 2.2 四种定位算法比较

定位算法	优点	缺点
TOA	高定位精度，不需要指纹信息	发射器和接收器之间严格时间同步
TDOA	不需要指纹信息，不需要标签和定位基站的时间同步	需要基站之间保持时钟同步，需要大带宽
DOA	高定位精度，不需要指纹信息	需要阵列天线和复杂的硬件设备
RSSI	容易实施，所需成本较低	易受多径干扰，定位精度较低

2.3 本章小结

本章首先介绍了目前比较有代表性的室内定位技术，主要有 WiFi 技术、蓝牙技术、超宽带技术等，分析了各项定位技术的适用场景，布设成本等；对常用的室内定位算法的原理和模型进行阐述，对于是否需要位置指纹信息、时钟同步和定位精度进行优缺点分析。通过这个几个方面的研究，为本文的室内定位算法的研究和室内定位硬件系统的设计提供参考依据。

第3章 信号到达角度 (DOA) 估计方法研究

因为阵列天线带来了大量的信息资源,对提高定位精度有巨大帮助的同时也带来了较高的计算复杂度。首先针对现有的复杂室内环境中信号到达角度估计算法精度不足的情况,先对传统到达角估计算法进行分析,进而采用了一种低维度到达角估计算法。算法首先对接收到的阵列天线矩阵进行分块计算处理,再对处理之后的接收信号进行叠加和降维,之后通过求解互协方差矩阵得到特征值以及对应的特征向量,最后对通过构造波达方向矩阵的特征值进行求解得到每一个接收信号的二维到达角。

3.1 基于信号到达方向估计阵列接收模型

(1) 均匀线型阵列 (Uniform Linear Array, ULA)

均匀线性阵列顾名思义就是阵元以相同的间隔排列为一条直线,每个阵元之间的间隔为 d 。位于坐标系原点的阵元设为参考阵元。按照等距离排列的均匀线性阵列可以实现一维信号到达角度的估计。一维对应的就是信号源俯仰角和水平角其中一个的估计。均匀线性阵列的模型如图 3-1 所示

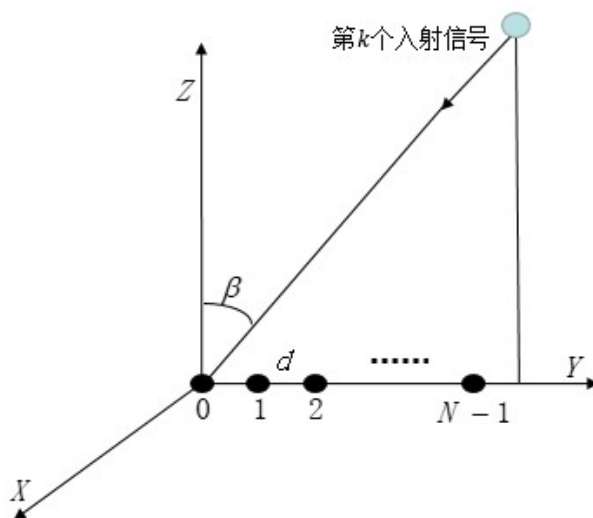


图 3-1 均匀线性阵列信号接收模型

假设入射信号的角度为 $\beta_i (i=1,2,\dots,K)$, 坐标系原点位置阵元为参考阵元, 则 n 阵元的位置坐标为 $x_n (n=1,2,\dots,N)$, 波程差为:

$$\tau_n = \frac{x_n \sin \beta_i}{c} = \frac{d(n-1) \sin \beta_i}{c} \quad (3.1)$$

所以, 均匀线性阵列相应矢量和方向矩阵可以表示为:

$$\mathbf{a}(\beta_i) = \left[1 \quad \exp\left(-\frac{j2\pi d}{\lambda} \sin \beta_i\right) \cdots \exp\left(-\frac{j2\pi d}{\lambda} (N-1) \sin \beta_i\right) \right]^T \quad (3.2)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-\frac{j2\pi}{\lambda}d \sin \beta_1} & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda}d \sin \beta_2} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda}d \sin \beta_k} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi}{\lambda}d(n-1) \sin \beta_1} & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda}d(n-1) \sin \beta_2} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda}d(n-1) \sin \beta_k} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

(2) 均匀矩形阵列 (Uniform Rectangular Array, URA)

均匀矩形阵列阵元与 x 轴 y 轴平行且间隙为 d ，在 XOY 面内由 $N=N_x \times N_y$ 个阵元组成，位于坐标系原点的阵元设为参考阵元。按照等距离排列的均匀矩形阵列可以实现二维信号到达角度的估计。二维对应的就是信号源俯仰角和水平角的估计。均匀矩形阵列的模型如图 3-2 所示

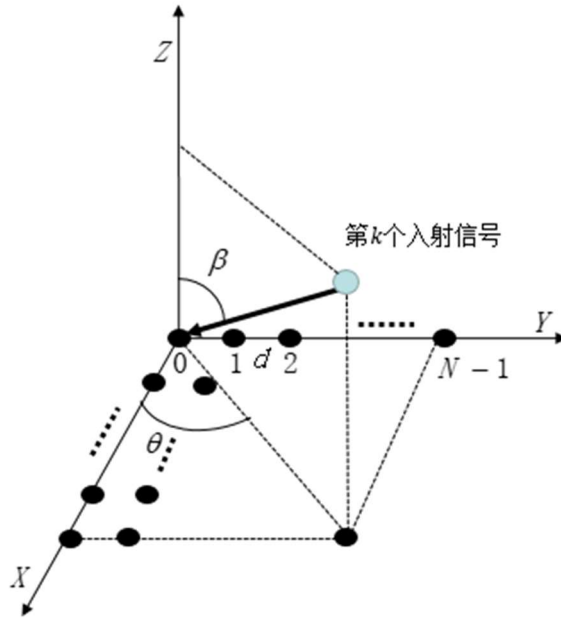


图 3-2 均匀矩形阵列信号接收模型

任意一个阵元 n 的位置坐标为 (x_n, y_n) ($n=1, 2, \dots, N, N=N_x \times N_y$)。 (θ_k, β_k) 分别表示第 k 个信号的水平角和俯仰角。根据均匀矩形阵列几何模型，以参考阵元为基准，第 n 个阵元与参考阵元的时延为：

$$\tau_n = \frac{x_n \sin \theta_k \cos \beta_k + y_n \sin \theta_k \sin \beta_k}{c} \quad (3.4)$$

若存在 i 个入射信号， x 轴和 y 轴方向矢量分别为 $\partial_x = (\theta_k, \beta_k) (k=1, 2, \dots, i)$ ， $\partial_y = (\theta_k, \beta_k) (k=1, 2, \dots, i)$ 。 x 轴上的 N_x 个阵元的方向矩阵表示如下：

$$A_x = [\partial_x(\theta_1, \beta_1), \partial_x(\theta_2, \beta_2), \dots, \partial_x(\theta_i, \beta_i)] \quad (3.5)$$

$$A_x = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} \sin \theta_1 \sin \beta_1} & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d \sin \theta_2 \sin \beta_2} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d \sin \theta_i \sin \beta_i} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \theta_1 \sin \beta_1} & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \theta_2 \sin \beta_2} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \theta_i \sin \beta_i} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

y 轴上的 N_y 个阵元的方向矩阵表示如下:

$$A_y = [\partial_y(\theta_1, \beta_1), \partial_y(\theta_2, \beta_2), \cdots, \partial_y(\theta_i, \beta_i)] \quad (3.7)$$

$$A_y = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} \sin \theta_1 \sin \beta_1} & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d \sin \theta_2 \sin \beta_2} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d \sin \theta_i \sin \beta_i} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \theta_1 \sin \beta_1} & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \theta_2 \sin \beta_2} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \theta_i \sin \beta_i} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

可以得到均匀矩形阵列的方向矩阵为如下: $D_N(\bullet)$ 表示由 N 行矩阵的一个对角矩阵

$$A = \begin{bmatrix} A_x D_1(A_y) \\ A_x D_2(A_y) \\ \vdots \\ A_x D_N(A_y) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.2 基于 DOA 的子空间分解类算法

子空间分解类算法分为两种, 其一为基于阵列协方差矩阵特征值分解理论的多重信号分类(MUSIC)算法^[46], 它是通过对接收数据的计算将子空间分解为相互正交的两个子空间, 阵列流形矩阵与其中一个子空间张成信号子空间, 信号子空间与另一个子空间正交组成噪声子空间。多重信号分类算法是利用两子空间的正交性构造谱函数, 从而得到估计角。另一个子空间分类算法代表为旋转不变子空间(ESPRIT)算法, 此算法要求阵列满足平移旋转不变性, 与多重信号分类算法相比此算法计算量小。图 3-3 为 MUSIC 算法的整体流程图。

3.2.1 多重信号分类算法(MUSIC)

$$X(t) = AS(t) + N(t) \quad (3.10)$$

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \cdots & x_{N_x N_y}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.11)$$

$$S(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_k(t)]^T \quad (3.12)$$

$$N(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \cdots \ n_{N_x N_y}(t)]^T \quad (3.13)$$

其中 $X(t)$ 是阵列输出矢量, $S(t)$ 为阵列信号矢量, $N(t)$ 是信号噪声矢量。由式(3.10)可得接收数据的协方差矩阵 R 如下:

$$R = E[X \cdot X^H] = AR_S A^H + \sigma^2 I \quad (3.14)$$

对协方差矩阵 R 进行特征值分解:

$$R = U_S \Lambda_S U_S^H + U_N \Lambda_N U_N^H \quad (3.15)$$

上式中, 大特征值 $\lambda_i (i=1, 2, \dots, m)$ 对应的特征向量组成目标信号子空间 U_S , 小特征值 $\lambda_i (i=m+1, m+2, \dots, n)$ 对应的特征向量组成的空间为噪声子空间 U_N 。目标信号子空间和噪声信号子空间在理想条件下相互正交是多重信号分类算法的基础。虽然实际情况中导向矢量和噪声子空间不完全正交, 但实际计算得到的结果已经非常接近于零。所以使用最小优化搜索进行信号到达方向的估计, 即:

$$P_{MUSIC} = \frac{1}{[a_N(a_k) \otimes a_M(\beta_k)]^H U_N U_N^H [a_N(a_k) \otimes a_M(\beta_k)]} \quad (3.16)$$

其中 a_k 为入射信号与 X 轴的夹角, β_k 是入射信号与 Y 轴的夹角。通过式(3.16)进行全角度扫描, 找出每一个极大值点所对应的角度, 此角度就是入射信号的到达角度估计。

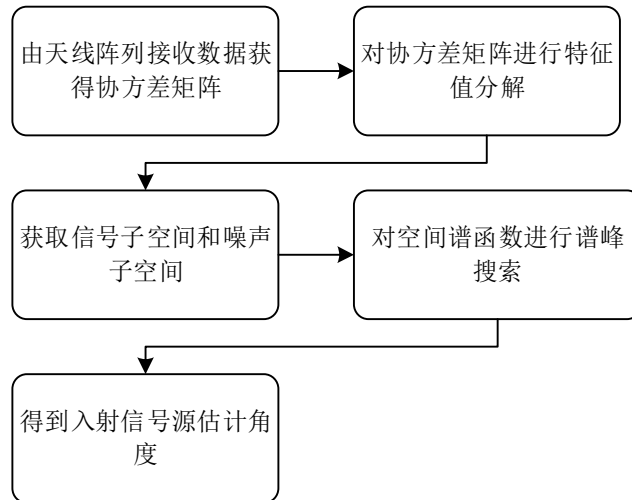


图 3-3 MUSIC 算法原理图

3.2.2 旋转不变子空间算法 (ESPRIT)

由 3.1 节的均匀矩形阵列模型设定共有 k 个发射信号到达此阵列, 且信号的传播速度为 C , (θ_k, β_k) 分别为信号的水平角和俯仰角。对均匀矩形阵列进行子阵列的选择, 从原点坐标的阵元开始, 子阵列 X_1 由 X 轴方向上取 $N_x - 1$ 个阵元组成, 子阵列 X_2 以 $(d, 0, 0)$ 阵元开始在 X 轴方向上取 $N_x - 1$ 个阵元组成, 子阵列 X_3 以 $(0, d, 0)$ 阵元开始在 X 轴方向上取 $N_x - 1$ 个阵元组成。由 3.2.1 节接收信号表达式 (3.10) 可得各个子阵列的接收信号表达式为:

$$\begin{aligned} X_1(t) &= [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_{N_x-1}(t)]^T \\ X_2(t) &= [x_2(t) \ x_3(t) \ \cdots \ x_{N_x}(t)]^T \\ X_3(t) &= [x_{N_x+1}(t) \ x_{N_x+2}(t) \ \cdots \ x_{2N_x-1}(t)]^T \end{aligned} \quad (3.17)$$

因为旋转不变子算法的基础就是接收信号数据的协方差矩阵的信号子空间的旋转不变性, 所以子阵列也具有旋转不变性。式 (3.17) 可以表示为:

$$\begin{aligned} X_1(t) &= Bs(t) + n_1(t) \\ X_2(t) &= BFs(t) + n_2(t) \\ X_3(t) &= BGs(t) + n_3(t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$B = \begin{bmatrix} \exp(-j\varphi_{1,1,1}) & \exp(-j\varphi_{1,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{1,1,k}) \\ \exp(-j\varphi_{2,1,1}) & \exp(-j\varphi_{2,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{2,1,k}) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \exp(-j\varphi_{N_x-1,1,1}) & \exp(-j\varphi_{N_x-1,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{N_x-1,1,k}) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

其中 φ 为第 (n, m) 个阵元的第 k 个发射信号在参考阵元与第 (n, m) 个阵元的接收空间相位差, 表达式为:

$$\varphi_{n,m,k} = \frac{2\pi d((n-1)\cos\theta_k \sin\beta_k + (m-1)\sin\theta_k \sin\beta_k)}{\lambda} \quad (K=1, 2, \dots, k) \quad (3.20)$$

F 和 G 为旋转矩阵, 里面包含所有接收信号的到达角参数

$$F = \text{diag} \left\{ e^{-j2\pi d \cos\theta_1 \sin\beta_1 / \lambda}, e^{-j2\pi d \cos\theta_2 \sin\beta_2 / \lambda}, \dots, e^{-j2\pi d \cos\theta_k \sin\beta_k / \lambda} \right\} \quad (3.21)$$

$$G = \text{diag} \left\{ e^{-j2\pi d \cos\theta_1 \sin\beta_1 / \lambda}, e^{-j2\pi d \cos\theta_2 \sin\beta_2 / \lambda}, \dots, e^{-j2\pi d \cos\theta_k \sin\beta_k / \lambda} \right\} \quad (3.22)$$

通过构造矩阵对到达角求解:

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & R_2^H & R_3^H \\ R_2 & R_4 & R_5^H \\ R_3 & R_5 & R_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B \\ BF \\ BG \end{bmatrix} R_s [B \quad (BF)^H \quad (BG)^H] \quad (3.23)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 1 \\ & & \ddots & \\ 0 & & & 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} R_1 &= E[X_1(t)X_1^H(t)] - \sigma_n^2 I = BR_s B^H \\ R_2 &= E[X_2(t)X_1^H(t)] - \sigma_n^2 J = BFR_s B^H \\ R_3 &= E[X_3(t)X_1^H(t)] = BGR_s B^H \\ R_4 &= E[X_2(t)X_2^H(t)] - \sigma_n^2 I = BFR_s F^H B^H \\ R_5 &= E[X_3(t)X_2^H(t)] = BFR_s G^H B^H \\ R_6 &= E[X_3(t)X_3^H(t)] - \sigma_n^2 I = BGR_s G^H B^H \\ R_s &= E[s(t)s^H(t)] \end{aligned} \quad (3.25)$$

对式(3.25)进行特征值分解,存在唯一一个变换矩阵 T 使得接收信号子空间为式(3.26)且矩阵存在如下关系,而且可知矩阵 Ψ_1 与 F 存在相同的特征值, Ψ_2 和 G 也是如此。在式(3.27)中求解矩阵 Ψ_1 和矩阵 Ψ_2 的特征值,进而可以得到旋转矩阵 F 和旋转矩阵 G 的特征值,计算得出接收信号的二维到达角。图 3-4 为 ESPRIT 算法整体流程图。

$$E_s = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} E_1 &= BT \\ E_2 &= BFT = E_1 T^{-1} FT = E_1 \Psi_1 \\ E_3 &= BGT = E_1 T^{-1} GT = E_1 \Psi_2 \\ \Psi_1 &= T^{-1} FT, \Psi_2 = T^{-1} GT \end{aligned} \quad (3.27)$$

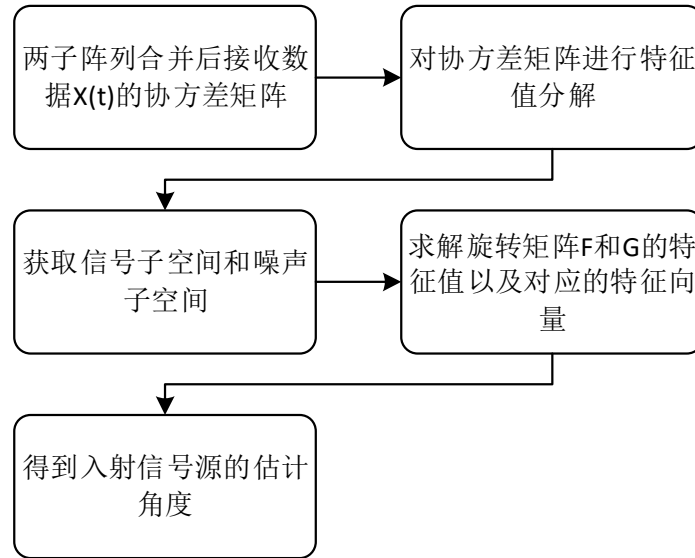


图 3-4 ESPRIT 算法原理图

3.2.3 低维度旋转不变子空间算法

针对现有的复杂室内环境中信号到达角度估计算法精度不足的情况，采用了一种低维度的旋转不变子空间估计算法。由于丰富的阵列天线资源带来高定位精度的同时也带来了较高的计算复杂度，所以针对这个问题，采用的算法首先对接收到的阵列天线矩阵进行分块计算处理，将均匀矩形阵列等效为 L 型阵列，利用 L 阵独有的接收信号不相关特性。再对处理之后的接收信号进行叠加和降维，之后通过求解互协方差矩阵得到特征值以及对应的特征向量，最后构造波达方向矩阵通过特征值求解方法求出每一个接收信号的二维到达角。

算法采用 3.1 节的均匀矩形阵列模型，接收信号的数学模型表示为式 (3.10)，假设 N_x 大于 N_y ，对均匀矩形阵列进行分块处理。与 3.2.2 节旋转不变子空间算法的分块处理操作相同，以 X 轴方向分块为例，子阵列接收信号表达式为：

$$X_{2N_y}(t) = \begin{bmatrix} x_{(N_y-1)N_x+2}(t) & x_{(N_y-1)N_x+3}(t) & \cdots x_{(N_y-1)N_x+N_y}(t) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

为基准阵列的阵列 1，其他子阵列都与之有旋转不变性关系，表达式为：

$$X_1(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \cdots x_{N_x-1}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.29)$$

旋转矩阵 F 和 G 与 3.2.2 节式 (3.21) 式 (3.22) 相同内含所有接收信号到达角参数，旋转不变性关系表示为：

$$X_{2N_y}(t) = CG^{N_y-1}Fs(t) + n_{2N_y}(t) \quad (3.30)$$

$$C = \begin{bmatrix} \exp(-j\varphi_{1,1,1}) & \exp(-j\varphi_{1,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{1,1,k}) \\ \exp(-j\varphi_{2,1,1}) & \exp(-j\varphi_{2,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{2,1,k}) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \exp(-j\varphi_{N_x-1,1,1}) & \exp(-j\varphi_{N_x-1,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{N_x-1,1,k}) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$C' = CG' = C \left(\sum_{i=0}^{N_y-1} G^i \right) \quad (3.32)$$

上式 C' 表示为叠加之后的导向矩阵。对本身为对角矩阵的旋转矩阵 G 进行旋转操作后仍为对角矩阵 G' 。同理可以在 Y 轴方向对矩形阵列分块, 得到下列表达式:

$$D' = DF' = D \sum_{i=0}^{N_x-1} F^i \quad (3.33)$$

导向矩阵 D 为:

$$D = \begin{bmatrix} \exp(-j\varphi_{1,1,1}) & \exp(-j\varphi_{1,1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{1,1,k}) \\ \exp(-j\varphi_{1,2,1}) & \exp(-j\varphi_{1,2,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{1,2,k}) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \exp(-j\varphi_{1,N_y-1,1}) & \exp(-j\varphi_{1,N_y-1,2}) & \cdots & \exp(-j\varphi_{1,N_y-1,k}) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

联合导向矩阵 C 式 (3.31) 与式 (3.32) 便可将矩阵阵列等效为 L 型阵列。 L 型阵列的 X 轴方向和 Y 轴方向的阵元数都为 N_y , 通过求解 X 轴方向和 Y 轴方向的互相关矩阵, 进一步构造波达方向矩阵。然后通过波达方向矩阵进行特征值分解完成二维到达角配对。 x_1 和 y_1 分别为 X 轴方向和 Y 轴方向的子阵列, 子阵列之间的互协方差矩阵为:

$$\begin{aligned} R_{x_1 y_1} &= E[X_{x_1}(t)X_{y_1}^H(t)] \\ R_{x_1 y_1} &= C' R_{ss} D'^H + E[C' s(t)n_{y_1}^H(t)] + E[n_{x_1}(t)s^H D'^H] + E[n_{x_1}(t)n_{y_1}^H(t)] \\ R_{ss} &= E[s(t)s^H(t)] \end{aligned} \quad (3.35)$$

由前提条件 K 个发射信号相互独立, 噪声与接收信号不相关上式可以化简为:

$$R_{x_1 y_1} = E[X_{x_1}(t)X_{y_1}^H(t)] = C' R_{ss} D'^H \quad (3.36)$$

同理, x_1 和 y_2 分别为 X 轴方向和 Y 轴方向的子阵列, 子阵列之间的互协方差矩阵:

$$R_{x_1 y_2} = E[X_{x_1}(t)X_{y_2}^H(t)] = C' R_{ss} G^H D'^H = C' G^H R_{ss} D'^H \quad (3.37)$$

构造波达方向矩阵为:

$$\begin{aligned} R_{DOA} &= R_{x_1 y_1} R_{x_1 y_1}^{\#} \\ &= R_{x_1 y_1} \sum_{i=1}^K u_i^{-1} V_i V_i^H \end{aligned} \quad (3.38)$$

其中, $i=1,2,3,\dots,K$, u_i 和 V_i 分别为矩阵 $R_{x_1 y_1}$ 的特征值以及对应的特征向量。进一步基于文献^[47]的研究结果, 对式 (3.37) 进行特征值分解, 可以得到

$$R_{DOA} = \dot{C} G^H C^{-1} \quad (3.39)$$

联立式 (3.32) 和式 (3.37) 可以计算出导向矢量矩阵 C 。进一步通过遍历 C 和 G 的每一列就能得到其对应的二维到达角。图 3-5 为低维度 ESPRIT 算法整体流程图。

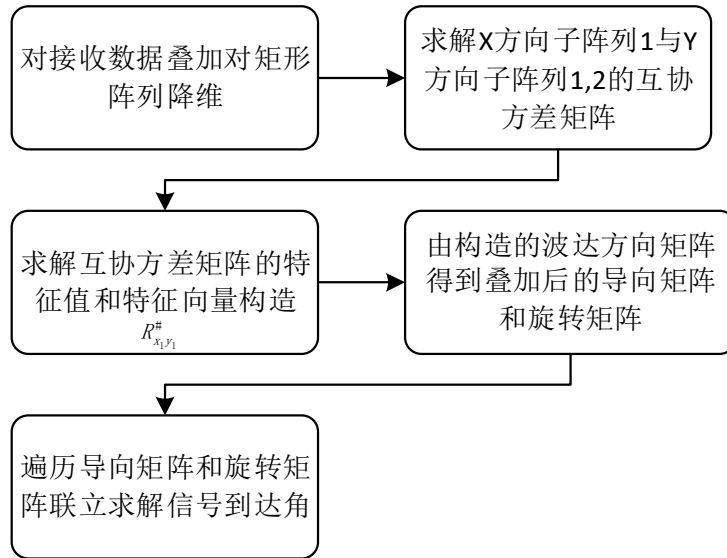


图 3-5 低维度 ESPRIT 算法原理图

3.4 仿真实验设置

本文进行蒙特卡洛仿真, 仿真次数设置为 $Num = 10^6$ 。如果没有特殊说明, 所研究系统的仿真参数如下: 假设信道模型为高斯白噪声信道, 基站端天线为均匀矩阵阵列, 相邻阵元之间的间隔为:

$$d = \frac{\lambda}{2}$$

均匀阵列的天线阵元数量为 20×20 , 发射信号量为 4 个, 入射方向为 $(10^\circ, 20^\circ)$, $(15^\circ, 25^\circ)$, $(10^\circ, 40^\circ)$, $(70^\circ, 80^\circ)$, 信噪比为 15dB。

首先, 分析不同信噪比下传统二维 ESPRIT 算法, 二维低复杂度 MUSIC 定位算法和低维度旋转不变子算法对定位精度的影响; 其次分析不同天线阵元数量, 三个算法对定位精度的影响; 最后分析仿真行人运动轨迹估计效果。本文利用水平角、俯仰角和估计水平

角、估计俯仰角之间的均方误差 (MSE) 来衡量定位的精度。

3.5 实验结果分析

图 3-6 给出了传统二维 ESPRIT 算法, 二维低复杂度 MUSIC 定位算法和本文所采用的算法随信噪比变化的曲线图。图 3-6 可知, 本文采用的低维度 ESPRIT 算法、传统二维 ESPRIT 算法以及二维低复杂度 MUSIC 算法^[48]的定位精度都随着信噪比的增大而减小。在信噪比较低的情况下, 文章所采用的算法的均方误差是明显优于传统二维 ESPRIT 算法和二维低复杂度 MUSIC 定位算法的。随着信噪比的提高, 文章所采用的算法相比传统二维 ESPRIT 定位算法仍然具有较好的定位性能。但是文章所采用的算法相比于二维低复杂度 MUSIC 算法的优势便没有之前那么明显。综上, 本文所采用的低维度 ESPRIT 算法的定位精度随信噪比增加变化的幅度不是很大, 具有良好的信噪比适应性, 该性能使其可以适用于更多的信噪比较低的定位场景。

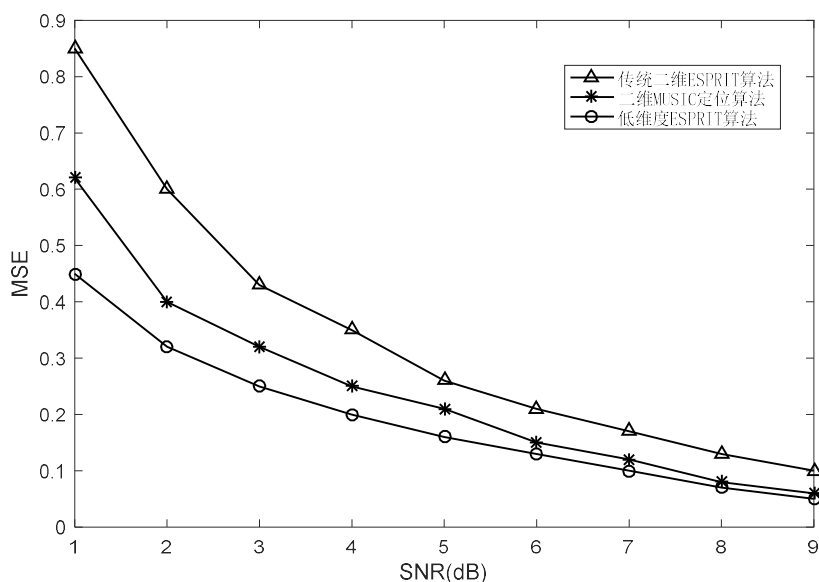


图 3-6 三种算法随信噪比变化情况图

然后, 分析不同天线阵元数量下传统二维 ESPRIT 算法, 二维低复杂度 MUSIC 定位算法和低维度 ESPRIT 算法对定位精度的影响。图 3-7 给出了三种算法随天线阵元数量变化的曲线图。观察图 3-7 可知, 三种定位算法的定位精度都随着天线阵元数量的增大而减小。但是, 低维度 ESPRIT 算法在阵元数量较少的时候和传统算法差别不大, 当阵元数量较大的时候, 其定位性能明显优于传统算法。同时, 在阵元数量较大的时候, 二维低复杂度 MUSIC 算法和传统二维 ESPRIT 算法呈现相似的定位性能。这是因为阵元数量越大, 传统算法的信息利用率是呈现下降的趋势, 而低维度 ESPRIT 算法信息利用率则是随着阵元数量的增大而增大。

最后分析仿真行人运动轨迹估计效果。图 3-8 给出了行人运动轨迹估计仿真结果图。图 3-8 中直线代表行人的实际运动轨迹, 三角形的位置代表定位算法估计出的行人位置。

观察图 3-8 不难发现, 文章所采用的低维度 ESPRIT 算法估计出的行人位置大致符合行人的运动轨迹。经过计算发现, 估计出来的路线和实际路线之间的误差在 2 米。

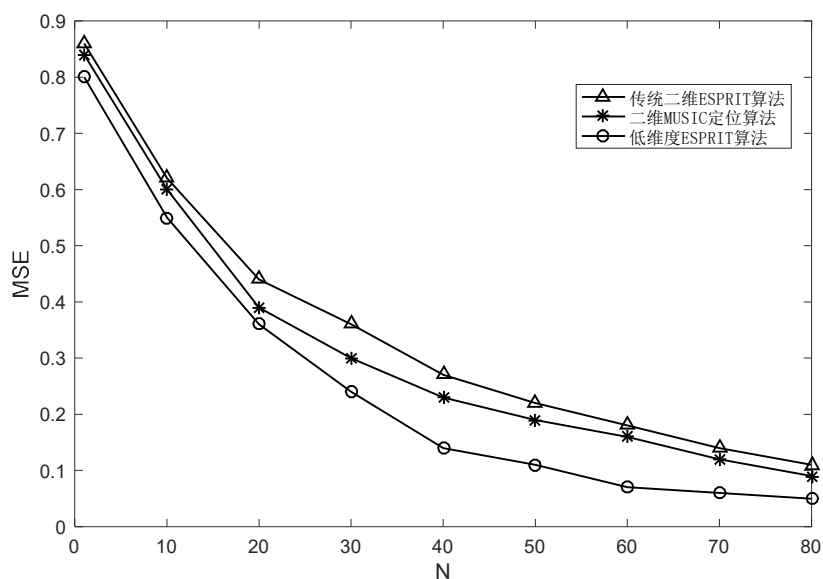


图 3-7 三种算法随阵元变化情况图

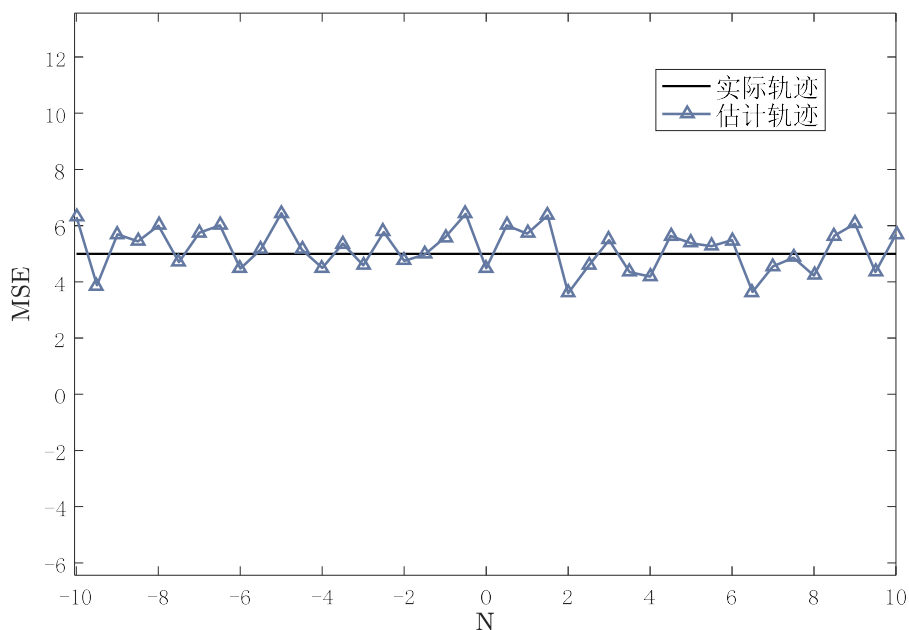


图 3-8 行人运动轨迹估计仿真结果图

可以从三个实验对比结果看出, 本文研究的低维度 ESPRIT 算法的性能相对于其他两种算法有明显的提升, 但是 DOA 估计算法在定位领域的使用局限性比较大, 因为 DOA 的估计要依赖于阵列天线的使用, 而 UWB 的系统无法使用阵列天线所以基于 DOA 估计的定位算法不能使用在第五章的室内定位系统当中。

3.6 本章小结

本章首先对波达角估计的两个阵列模型进行详细介绍, 简述了常用的多重信号分类算

法和旋转不变子空间算法的算法步骤。然后针对大规模天线阵列，本章采用低维度的到达角估计算法。算法对接收到的所有信号进行处理，提高了对原始数据的利用率。然后对接收到的信号进行叠加和降维，通过求解 X 方向和 Y 方向的互协方差矩阵得到特征值以及对应的特征向量，最后通过构造波达方向矩阵以及特征值求解的方法求出每一个接收信号的二维到达角。实验结果表明相比于传统旋转不变子空间算法，估计精度有一定提高。

第4章 基于信号到达时间差(TDOA)的定位算法研究

在本文 2.2 节对基于 TDOA 的定位算法的模型进行了简述, 基于 TDOA 的定位算法因其良好的定位性能被广泛应用在 UWB 定位系统中。但是由于室内真实场景比实验场景多了噪声和建筑物的干扰, 会对定位算法的效能产生影响, 而且每个算法在室内场景的性能表现也不尽相同。所以本章在对 UWB 的信道模型进行介绍的基础上, 对基于 TDOA 的定位算法进行分析, 最终选择 Chan 和 Taylor 作为研究对象, 并融合无迹卡尔曼滤波算法, 消除非视距传输误差和环境噪声对定位算法的影响, 提升定位精度。

4.1 UWB 室内信道模型

UWB 室内定位的首选 IEEE802.15.4.a 信道模型, 此信道模型系统功耗低且通信传输距离可达 100 米, 可以实现厘米级别的定位精度。下面给出 IEEE802.15.4.a 信道模型的冲击响应函数:

$$h(t) = X \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^{K(m)} \alpha_{mj} \delta(t - T_m - \tau_{mj}) \quad (4.1)$$

X 表示信道的幅度增益, 观测到簇的个数表示为 m , 第 m 簇内接收到的多径的数量用 $K(m)$ 表示, 第 m 簇的第 j 条路径的系数表示为 α_{mj} , 第 m 簇的到达时间和第 j 条路径的时间分别用 T_m 和 τ_{mj} 来表示。UWB 信号特征参数超量时延和均方根时延表示如下:

$$\tau_{\text{MED}} = \frac{\int t |h(t)|^2 dt}{\int |h(t)|^2 dt} \quad (4.2)$$

$$\tau_{\text{RMS}} = \frac{\int (t - \tau_{\text{MED}})^2 |h(t)|^2 dt}{\int |h(t)|^2 dt} \quad (4.3)$$

式 (4.2) 和式 (4.3) 是体现了多径分量的时延特征, 是描述多径信道的延迟信息的重要参量。UWB 信号在直射径环境中的平均超量时延要比非视距传输环境中小, 而且相比于直射径环境非视距传输环境中的均方根时延中更严重。

表 4-1 UWB 技术的特点和优势

特点	极窄脉冲	超宽带	谱密度低	基带传输	脉冲稀疏
效能	时间分辨率高	频率分量多	近似白噪声	电路简单	检测脉冲有无
优势	定位精度高	穿透能力强	干扰特性好	复杂度低	功耗低

4.2 基于 TDOA 的定位算法研究

在 UWB 定位系统中基于双向测距 (TWR) 和基于到达时间差 (TDOA) 的定位算法都能提供较为精确的位置定位, 基于 TWR 的定位方法容量低, 功耗大, 比较适合长距离双向通讯单基站也能工作的场景, 所以在地下停车场和其他不需要长距离通讯的场景中 TDOA 算法都优于 TWR 算法。基于 TDOA 的算法至少需要三个基站, 利用目标节点 (Tag) 到三个基站 (BS) 之间的信号到达时间差建立一组双曲线方程定位解算得到待测标签节点的估计位置, 算法有 Fang、加权最小二乘、Chan 和泰勒算法等^[49], 下文对四个算法的算法流程进行简述。

4.2.1 Fang 算法

Fang 算法在应用中有很大的限制, 它只能在布设三个基站 (BS) 的环境中使用, 所以增加基站数量达不到提升 Fang 算法的定位精度的效果。该算法对双曲线方程进行线性化, 目标节点的位置就是优化解。

设定三个基站的坐标分别为: $(X_1, Y_1), (X_2, Y_2), (X_3, Y_3)$, 目标节点的坐标为 (x, y) , R_i 表示基站 (BS) 与目标节点的距离:

$$R_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} \quad (4.4)$$

对式 (4.4) 进行平方运算, 设 $K_i = X_i^2 + Y_i^2$ 上式可以改写为:

$$R_i^2 = K_i - 2xX_i - 2yY_i + x^2 + y^2 \quad (4.5)$$

$$R_{i,j} = c t_{i,j} = R_i - R_j \quad (4.6)$$

$$R_i - R_1 = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} - \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \quad (4.7)$$

式 (4.6) 中 c 为光速。对式 (4.7) 两边平方得:

$$R_i^2 = R_1^2 + R_{i,1}^2 + 2R_1R_{i,1} \quad (4.8)$$

将上式代入式 (4.7) 且设 $i = 1$ 可得:

$$\begin{aligned} R_1^2 &= K_1 - 2xX_1 - 2yY_1 + x^2 + y^2 \\ X_{i,1} &= X_i - X_1, Y_{i,1} = Y_i - Y_1 \\ R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}R_1 &= K_i - 2xX_{i,1} - 2yY_{i,1} - K_1 \end{aligned} \quad (4.9)$$

为了运算的简便, 将三个基站的坐标设置为 $(0, 0), (X_2, 0), (0, Y_3)$, 可以得到如下方程组

$$\begin{cases} R_{2,1}^2 + 2R_{2,1}R_1 = X_2^2 - 2X_2x \\ R_{3,1}^2 + 2R_{3,1}R_1 = Y_3^2 - 2Y_3y \end{cases} \quad (4.10)$$

将上式化简得:

$$y = \frac{X_2 R_{3,1}}{Y_3 R_{2,1}} x + \frac{1}{2} Y_3 - \frac{X_2^2 R_{3,1}}{2 Y_3 R_{2,1}} + \frac{R_{2,1} R_{3,1}}{2 Y_3} - \frac{R_{3,1}^2}{2 Y_3} \quad (4.11)$$

由(4.11)可看出 x, y 是线性相关的, 设:

$$\begin{aligned} d &= \frac{1}{2} Y_3 - \frac{X_2^2 R_{3,1}}{2 Y_3 R_{2,1}} + \frac{R_{2,1} R_{3,1}}{2 Y_3} - \frac{R_{3,1}^2}{2 Y_3} \\ k &= \frac{X_2 R_{3,1}}{Y_3 R_{2,1}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

使 $R_1 = \sqrt{x^2 + y^2}$ 将化简后的式(4.11)代入式(4.9)可得:

$$ax^2 + bx + c = 0 \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} a &= (1 + k^2) - \frac{X_2^2}{R_{2,1}^2} \\ b &= 2kd + \left(\frac{X_2^2}{R_{2,1}^2} - 1 \right) \\ c &= d^2 - \frac{X_2^2 - R_{2,1}^2}{4R_{2,1}^2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

式(4.14)进行求解得到两个 x 解, 由相关的先验信息便可以去掉其中无效解, 再带入式(4.11)便可得到目标节点的坐标位置

4.2.2 加权最小二乘法(WLS)

通常加权最小二乘法不单独使用, 计算得到的数据和实际数据之间的最小误差平方是通过加权最小二乘获得数据的最佳函数匹配解得, 在 Chan 算法中就用到了加权最小二乘法进行辅助操作来降低定位误差。加权最小二乘算法的步骤如下。

根据 TDOA 位置测量方程构造目标方程:

$$y = Ax \quad (4.15)$$

设 δ 为残差且 $\delta = y - Ax$, 设权重矩阵为 H , 加权最小二乘的原理就是求解使得残差的加权值最小的 $\hat{x}$, 即 x 的估计值。表示为:

$$\hat{x} = \operatorname{argmin} \{ (y - Ax)^T H (y - Ax) \} = \operatorname{argmin} f(x) \quad (4.16)$$

令函数 $f(x)$ 的偏导为 0, 可得:

$$\begin{aligned} -2A^T H(y - Ax) &= 0 \\ x &= (A^T HA)^{-1} A^T Hy \end{aligned} \quad (4.17)$$

式 (4.17) 便是加权最小二乘算法求得的目标节点的坐标位置。

4.2.3 Chan 算法

Chan 算法也是对 TDOA 的数据信息建立的双曲线方程进行线性化, 因为室内环境噪声会使 TDOA 定位数据附加误差, 容易导致定位估计结果不理想, Chan 算法的复杂度较低, 解算目标节点位置耗时短, 且环境噪声符合高斯分布可以得到精确的定位结果。但当室内场景中存在障碍物遮挡时, 该算法解算出的定位结果与实际结果偏差较大, 可通过增加基站数量来降低定位误差, 而且此算法的使用至少需要布设三个基站。以三个基站为分界对 Chan 算法的步骤进行阐述。

针对有三个基站参与定位时, 得到两组 TDOA 测量值, 设 (x, y) 为目标节点的坐标, $(X_i, Y_i), i = 1, 2, 3$ 为基站的坐标。由式 (4.9) 可得:

$$\begin{cases} R_{2,l}^2 + 2R_{2,l}R_l = K_2 - 2xX_{2,l} - 2yY_{2,l} - K_l \\ R_{3,l}^2 + 2R_{3,l}R_l = K_3 - 2xX_{3,l} - 2yY_{3,l} - K_l \end{cases} \quad (4.18)$$

将上式化简为 x, y 解的形式:

$$\begin{cases} x = a_l + b_l R_l \\ y = a_2 + b_2 R_l \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{(K_1 - K_2)Y_{3,l} - (K_1 - K_3)Y_{2,l} + R_{2,l}^2 Y_{3,l} - R_{3,l}^2 Y_{2,l}}{2(X_{3,l}Y_{2,l} - X_{2,l}Y_{3,l})} \\ a_2 &= \frac{(K_1 - K_2)Y_{3,l} - (K_1 - K_3)Y_{2,l} + R_{2,l}^2 Y_{3,l} - R_{3,l}^2 Y_{2,l}}{2(X_{2,l}Y_{3,l} - X_{2,l}Y_{2,l})} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{R_{2,l}^2 Y_{3,l} - R_{3,l}^2 Y_{2,l}}{X_{3,l}Y_{2,l} - X_{2,l}Y_{3,l}} \\ b_2 &= \frac{R_{2,l}^2 Y_{3,l} - R_{3,l}^2 Y_{2,l}}{X_{2,l}Y_{3,l} - X_{2,l}Y_{3,l}} \end{aligned} \quad (4.21)$$

联立式 (4.9) 和式 (4.19) 便可求得关于 R_l 方程, 将 R_l 代入式 (4.18) 便可得到目标节点的坐标。

针对大于三个基站参与定位的情况, 需要求解的只有 x, y 两个未知数, 由于基站增多

方程组个数增加，在众多方程组中采用加权最小二乘法求出最优解就是目标节点的位置坐标。

$$\begin{cases} R_{2,l}^2 + 2R_{2,l}R_l = K_2 - 2xX_{2,l} - 2yY_{2,l} - K_l \\ R_{3,l}^2 + 2R_{3,l}R_l = K_3 - 2xX_{3,l} - 2yY_{3,l} - K_l \\ \vdots \\ R_{i,l}^2 + 2R_{i,l}R_l = K_i - 2xX_{i,l} - 2yY_{i,l} - K_l \end{cases} \quad (4.22)$$

基站的个数决定式(4.22)中 i 的值，其用矩阵表示为：

$$\begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} & R_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} & R_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{i,1} & Y_{i,1} & R_{i,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ R_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_2 - K_1 - R_{2,1}^2 \\ K_3 - K_1 - R_{3,1}^2 \\ \vdots \\ K_i - K_1 - R_{i,1}^2 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$G = \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} & R_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} & R_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{i,1} & Y_{i,1} & R_{i,1} \end{bmatrix}, h = \begin{bmatrix} K_2 - K_1 - R_{2,1}^2 \\ K_3 - K_1 - R_{3,1}^2 \\ \vdots \\ K_i - K_1 - R_{i,1}^2 \end{bmatrix}, Z = \begin{bmatrix} x \\ y \\ R_l \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$GZ - h = 0$$

由WLS可知 Z 为：

$$Z = (G^T \Psi^{-1} h)^{-1} G \Psi^{-1} h \quad (4.25)$$

式中， $\Psi = E(\Psi \Psi^T) = c^2 B Q B$, $B = \text{diag}(R_1, R_2, \dots, R_l)$, Q 为TDOA的测量误差的协方差矩阵。矩阵 B 中包含目标节点到各个基站之间的距离，由(4.4)所知无法求出，所以 Ψ 未可知。需要通过近似计算得到标签的位置估计。假设目标节点与BS的位置较远，令 Ψ 等于协方差矩阵 Q ，得到 Z 的估计值：

$$Z \approx (G^T Q^{-1} G)^{-1} G Q^{-1} h \quad (4.26)$$

当目标节点和基站的位置较近时，先使用远距离算法进行求解，再估计目标节点和基站(BS)距离，得到 Ψ 值，再利用式(4.25)得到 Z 值。理论上可以对式(4.25)进行多次迭代求解，但是多次迭代求解也不能降低定位误差。实际上， Z 中的 R_l 与标签的坐标有关，需要构造第一次坐标估计值和 R_l 的误差方程，并对误差方程进行加权估计的求解，可以得到标签位置的估计坐标。由式(4.24)得到：

$$G_a Z_a - h' = 0 \quad (4.27)$$

$$\text{式中, } G_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, h' = \begin{bmatrix} (Z_1 - X_1)^2 \\ (Z_2 - X_2)^2 \\ Z_3^2 \end{bmatrix}, Z_a = \begin{bmatrix} (Z_1 - X_1)^2 \\ (Z_2 - X_2)^2 \end{bmatrix}$$

得到 Z_a 的加权最小二乘估计为:

$$Z_{a(\text{WLS})} = (G^T V^{-1} G_a)^{-1} G^T V^{-1} h' \quad (4.28)$$

其中, $V = 4B' \text{cov}(Z)B'$, $B' = \text{diag}\{Z_2 - X_1, Z_2 - Y_1, Z_3\}$, $\text{cov}(Z) = (G_a V^{-1} G)^{-1}$, 式中包含了目标节点的真实位置坐标导致无法求解矩阵 V 的值, 为了进行下一步的计算, B' 中真实坐标用 Z 的分量 x, y 来表示。得到第二次位置估计:

$$Z_{a(\text{WLS})} = (G^T V^{-1} G_a Q^{-1} G V^{-1} Q^{-1})^{-1} (G^T V^{-1} G_a Q^{-1} G V^{-1}) h' \quad (4.29)$$

最终估计结果为:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \pm \sqrt{Z_a} + \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

只有在高斯信道中或者 TDOA 测量误差较小时此算法的定位精度较高, 否则定位精度将不断下降, 对于 Chan 算法来说虽然增加基站可以减小定位误差, 但过多的基站会使成本增大, 部署超过六个基站之后, 基站数量不能对定位精度的提高产生正反馈。

4.2.4 Taylor 级数法

Taylor 算法是一种加权最小二乘估计递归算法, 需要给定初始位置, 然后通过多次迭代使目标节点估计值逐渐向其坐标真实值逼近。由式 (4.31) 可得:

$$R_i - R_l = \sqrt{(X_i - x)^2 - (Y_i - y)^2} - \sqrt{(X_l - x)^2 - (Y_l - y)^2} \quad (4.31)$$

将式 (4.31) 在设定的迭代初始点 (x_0, y_0) 进行泰勒级数展开, 去除二阶以上高阶分量得到:

$$\Psi = h - G\delta \quad (4.32)$$

其中:

$$\delta = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{x_1 - x_0}{R_1} - \frac{x_2 - x_0}{R_2} & \frac{y_1 - y_0}{R_1} - \frac{y_2 - y_0}{R_2} \\ \frac{x_1 - x_0}{R_1} - \frac{x_3 - x_0}{R_3} & \frac{y_1 - y_0}{R_1} - \frac{y_3 - y_0}{R_3} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{x_1 - x_0}{R_1} - \frac{x_n - x_0}{R_n} & \frac{y_1 - y_0}{R_1} - \frac{y_n - y_0}{R_n} \end{bmatrix}$$

$$h = \begin{bmatrix} R_{21} - (R_2 - R_1) \\ R_{31} - (R_3 - R_1) \\ \vdots \\ R_n - (R_n - R_1) \end{bmatrix}$$

其中 $R_n (i=1,2,3\cdots n)$ 表示基站与目标节点收发天线的距离, 对式 (4.32) 求加权最小二乘解为:

$$\delta = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = (G^T Q^{-1} G)^{-1} G^T Q^{-1} h \quad (4.33)$$

Q 表示 TDOA 测量值的协方差矩阵, 通过式 (4.33) 得到下一次的迭代初始值:

$$x'_0 = x_0 + \Delta x, y'_0 = y_0 + \Delta y \quad (4.34)$$

将该值代入下一次迭代, 一般 ε 门限值取 10^{-3} , 直到递归至:

$$|\Delta x| + |\Delta y| < \varepsilon \quad (4.35)$$

此时的就可以得到待测标签的坐标估计值 (x'_0, y'_0) 。

4.2.5 Chan-Taylor 算法

在实验环境中 Taylor 算法的定位误差较小, 但是需要给定初始位置进行迭代运算, 对目标节点给定初始位置有较高的要求, 算法因为开始迭代的初始坐标的不准确容易造成运算量过大, 且会导致算法不收敛。为了解决上述问题, 降低运算量和计算复杂度, 减少迭代次数, Chan 算法提供的目标节点的初始位置可以符合要求。所以两算法融合可以实现更高精度的目标节点的位置估计^[50]。Chan-Taylor 算法流程图如图 4-1 所示。

表 4-2 Chan-Taylor 算法步骤

算法步骤如下：

- (1) Chan 算法解算 TDOA 双曲线方程得到目标节点的初始坐标
- (2) 将目标节点的估计初始坐标作为 Taylor 算法的迭代起点，计算 RMSE 之后进行迭代
- (3) 判断 RMSE 是否满足门限值，使定位精度更高
- (4) 若满足门限值，输出估计坐标，否则重新进入迭代计算

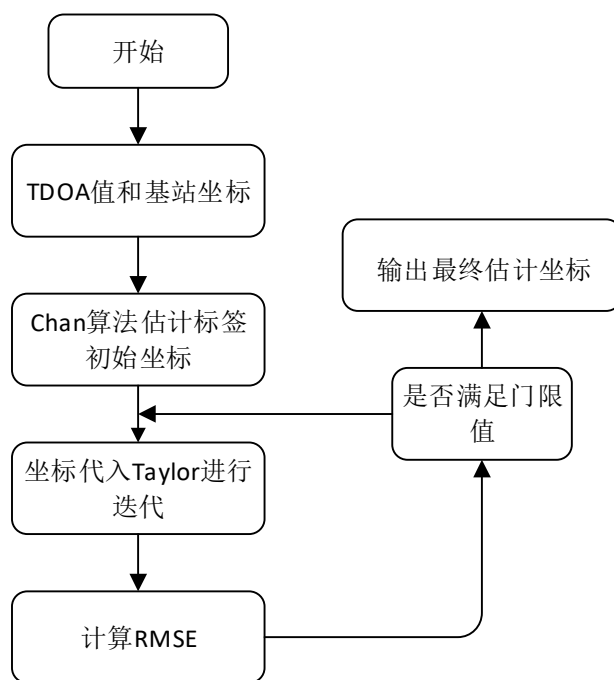


图 4-1 Chan-Taylor 算法流程图

4.3 基于无迹卡尔曼滤波的融合定位算法

使用 TDOA 测量数据作为输入数据，由上节 Chan-Taylor 算法对目标节点的初始位置进行估计，估计结果当做无迹卡尔曼滤波的输入值，无迹卡尔曼滤波对目标节点进行位置二重估计，得到目标节点的最优估计坐标。

无迹卡尔曼滤波与扩展卡尔曼滤波不同，扩展卡尔曼滤波算法对非线性的方程或观测方程进行泰勒展开并保留其一阶近似项，不可避免的就引入了线性化误差，如果线性化不成立，采用这种算法则会导致滤波器的性能下降以至于造成发散。而无迹卡尔曼算法没有使用非线性函数转化成近似线性函数的方法，是对非线性函数概率密度分布的近似估计。无迹卡尔曼滤波是在卡尔曼滤波的框架上对目标节点的估计，而且也分为一步预测和状态更新两个步骤^[51]。该算法的主要原理是在非线性系统函数中按照原状态分布选取部分采样点，对采样点使用无迹(UT)变换后，进行协方差和均值的更新，最后代入到非线性系统函数中，得到目标节点的最终位置估计。无迹卡尔曼算法没有忽视高阶项，因此对于非线性分布的统计量计算精度比较高，有效的克服了扩展卡尔曼滤波估计精度低、稳定性差的缺陷。在一般

情况下, 计算系统状态方程和观测方程的雅可比矩阵不易实现, 而无迹卡尔曼滤波不需要对雅可比矩阵偏导数进行运算, 降低了算法的复杂度较低。

假设非线性变换 $y = f(x)$, 系统状态向量为 n 维随机变量, 系统状态向量 x_k 的计算公式为:

$$\begin{cases} X_i = \bar{x} & (i=0) \\ X_i = \bar{x} + \left(\sqrt{(n+\kappa)P_x} \right)_i & (i=1, 2, \dots, n) \\ X_i = \bar{x} - \left(\sqrt{(n+\kappa)P_x} \right)_i & (i=n+1, \dots, 2n) \end{cases} \quad (4.36)$$

均值为 $\bar{x}$, 协方差为 P , 式中 $\sqrt{(n+\kappa)P_x}$ 表示 $(n+\kappa)P_x$ 的方根矩阵的第 i 列。

$$\begin{cases} \omega_0^{(m)} = \frac{\kappa}{(n+\kappa)} \\ \omega_0^{(c)} = \frac{\kappa}{(n+\kappa)} + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ \omega_i^{(m)} = \omega_i^{(c)} = \frac{1}{2(n+\kappa)} & (i=1, \dots, 2n) \end{cases} \quad (4.37)$$

$\omega_i^{(c)}$ 和 $\omega_i^{(m)}$ 分别为协方差和均值, 缩放比例参数为 $\kappa = \alpha^2(n+\lambda) - n$, 用来降低总的预测误差值, α 和 λ 取值标准是要保证 $(n+\kappa)P_x$ 为半正定矩阵。 β 用来表示 x 的分布信息, 一般最优值取 2。在高斯分布环境下, 设 $n+\lambda=3$ 。运算 Sigma 点集得到 y 的均值和协方差, 表示为:

$$\begin{cases} \bar{y} = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(m)} y_i \\ P_y = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(c)} (y_i - \bar{y})(y_i - \bar{y})^T \end{cases} \quad (4.38)$$

在实际应用中, 由于环境干扰等因素, 往往出现数值异常、噪声较大的情况, 导致定位精度较低。通过有效的滤波算法可以提高定位精度。而且标签常常处于运动状态, 通过滤波算法可以有效的平滑轨迹, 提高精度。

基于无迹卡尔曼滤波的融合算法, 该算法是在定位阶段联合 Chan 算法和 Taylor 算法两种算法的优势以获得较高的定位精度, 在跟踪阶段将 Chan 算法和 Taylor 算法联合算法获得的测量值进行无迹卡尔曼估计, 以得到移动目标的跟踪轨迹。无迹卡尔曼滤波算法在解决存在较大噪声误差或非线性状态的目标跟踪问题时, 有较好的跟踪性和滤波性能。

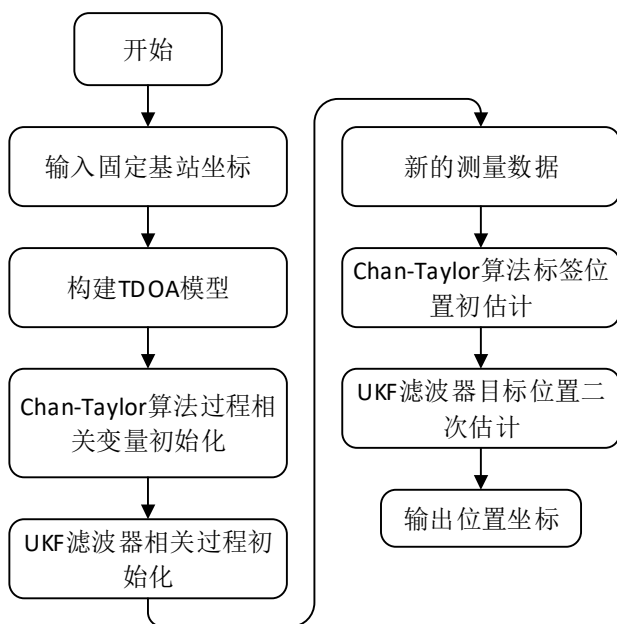


图 4-2 基于无迹卡尔曼的融合定位算法流程图

4.3.1 仿真结果与分析

本小结对以上所提的 Chan 算法 Taylor 算法和 Chan-Taylor 算法三种定位算法, 用 MATLAB 进行定位精度仿真, 分析定位算法性能。仿真设置为假设室内区域范围是 $6 \times 6 m^2$, UWB 四个基站的位置在室内矩形区域的四个顶点, 信道环境是 CM1 信道下的视距环境。通过分别运行三种算法 10000 次, 得到的算法估计值的散点图如下所示。

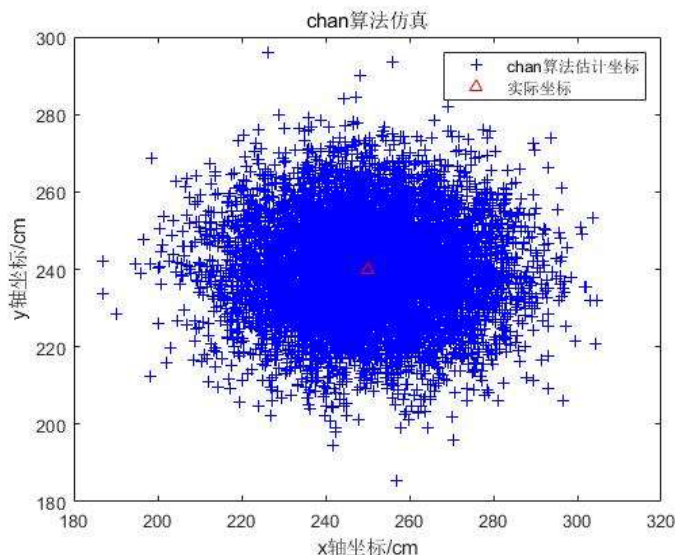


图 4-3 Chan 算法的散点图

蓝色区域是 10000 次估计坐标值的所在位置, 红色三角是目标节点实际位置, 通过对图 4-3, 图 4-4 和图 4-5 的分析可知, 估计坐标与真实坐标位置的误差在厘米级, 表明三种算法都能较为准确的估计出目标节点的位置坐标, 三种算法在此信道环境中具有良好的适用性。图 4-3 的表现横坐标方向的误差相比于其他两种算法较大。而图 4-4 和图 4-5 分别

为单个算法和 Chan-Taylor 结合算法的表现,可以看出结合算法估计坐标与中心实际节点坐标的位置更紧凑,可以证明结合算法在位置估计精度的表现上更好。

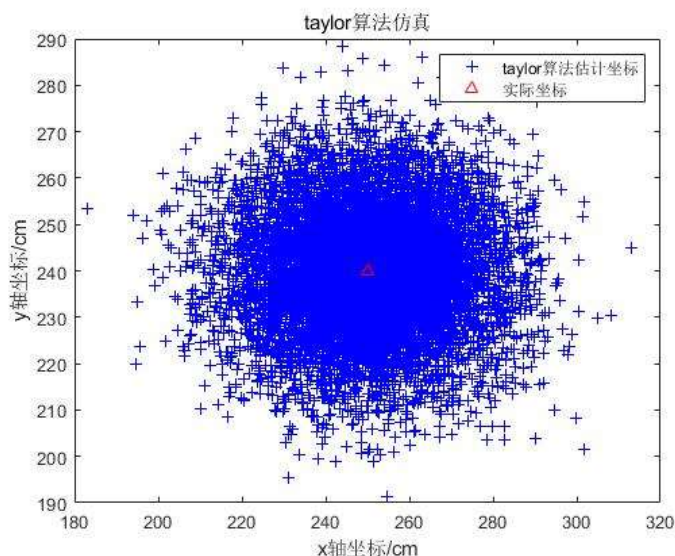


图 4-4 Taylor 算法的散点图

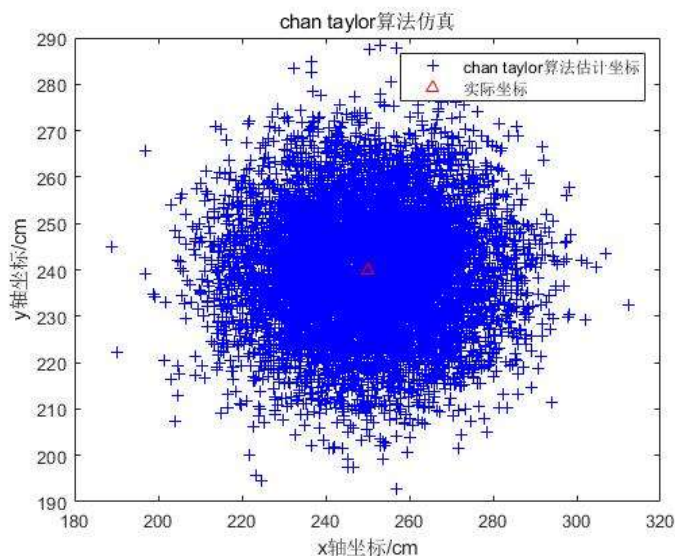


图 4-5 Chan-Taylor 算法的散点图

基站数目变化对 Chan-Taylor 定位算法的定位精确度也会产生影响,在图 4-6 中对比在不同的测量误差标准差的情况下基站增多对定位精度的影响,可以看出,随着测量误差标准差的增大定位误差也随之增大,在同一测量误差标准差下,增加基站个数可以提高定位精度。上文提到针对 Chan 算法定位系统部署超过六个基站对定位精度没有实质性的改变。图 4-6 中 6 基站和 7 基站的曲线的走势趋于接近,且基站数为 4 就能满足 UWB 室内定位要求。

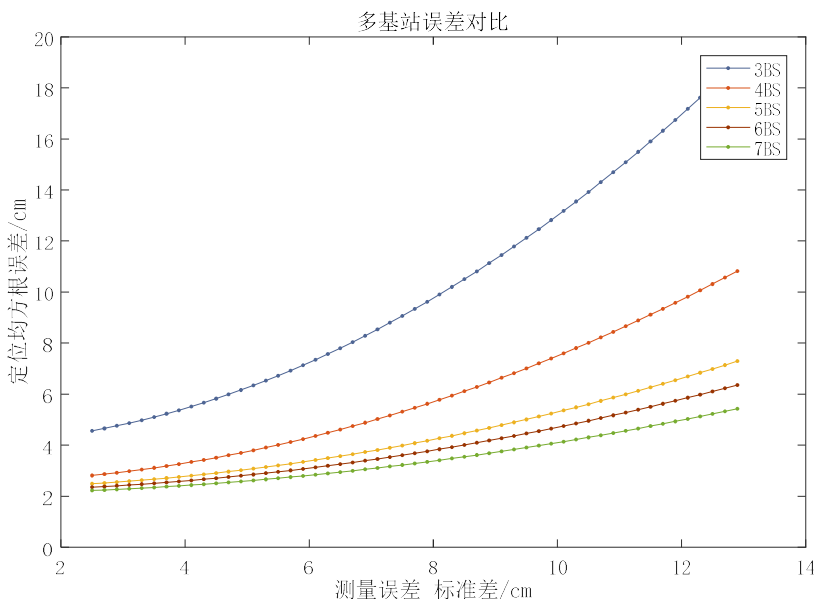


图 4-6 Chan-Taylor 定位算法结果图

在相同基站个数的情况下,为更好的比较三个算法的定位精度,使用误差累计概率对上述三个算法的定位精度误差进行评估。在图 4-7 中可以看出,Chan-Taylor 定位算法的曲线很快到达概率 1,所以 Chan-Taylor 定位算法在定位精度上的表现优于其他两种算法。

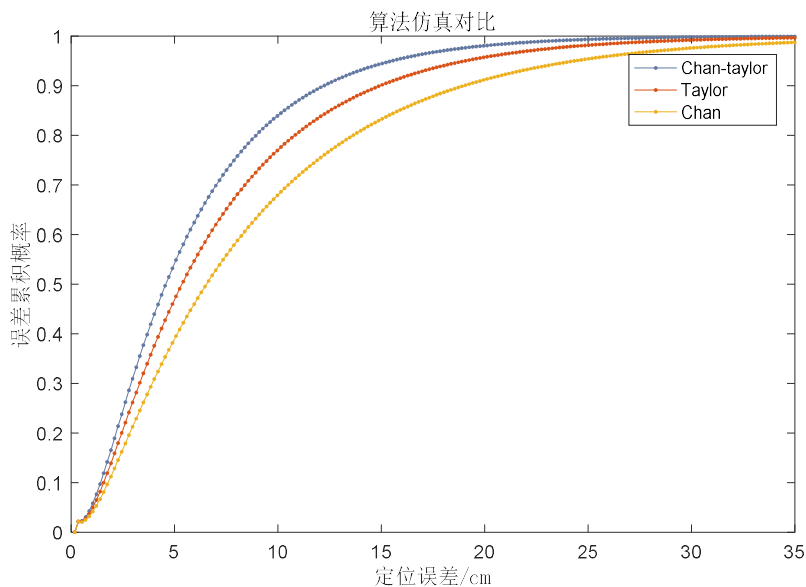


图 4-7 三种算法误差累计概率图

本文利用无迹卡尔曼滤波融合 Chan-Taylor 定位算法来提高系统的定位精度,对融合算法进行仿真分析,实验环境仿真场地为 14m*20m。以 Chan-Taylor 定位算法估计值作为无迹卡尔曼的初始值进行目标位置估计,得到两种算法的位置估计曲线如图 4-8 所示,红色曲线代表无迹卡尔曼融合 Chan-Taylor 定位算法的位置估计值,蓝色曲线代表 Chan-Taylor 定位算法位置估计值,因为 Chan-Taylor 定位算法不同时刻定位相互独立,所以轨迹波动较大。

可以明显看出融合无迹卡尔曼滤波之后的轨迹更平滑,算法对位置坐标的估计更加准确。图4-9为60个采样点的位置估计误差,显示定位误差在20厘米之内,可以满足室内定位的需求。

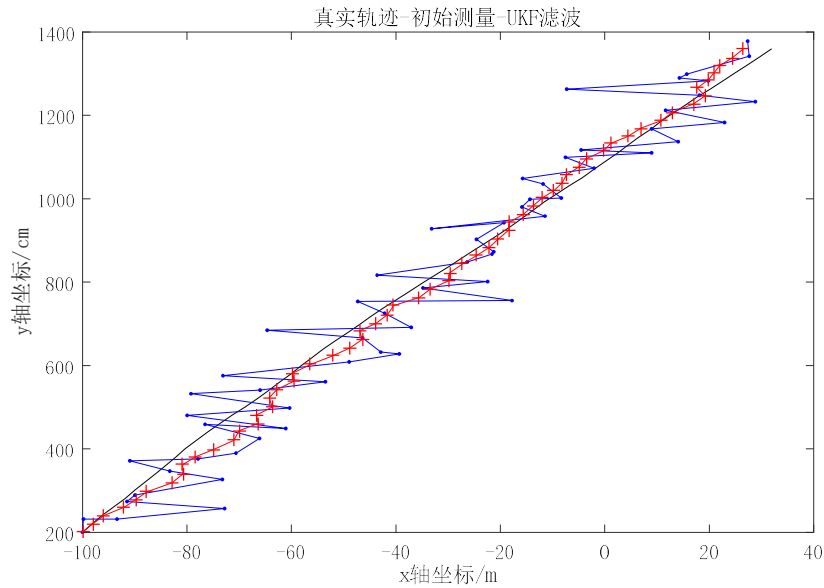


图 4-8 目标运动轨迹对比

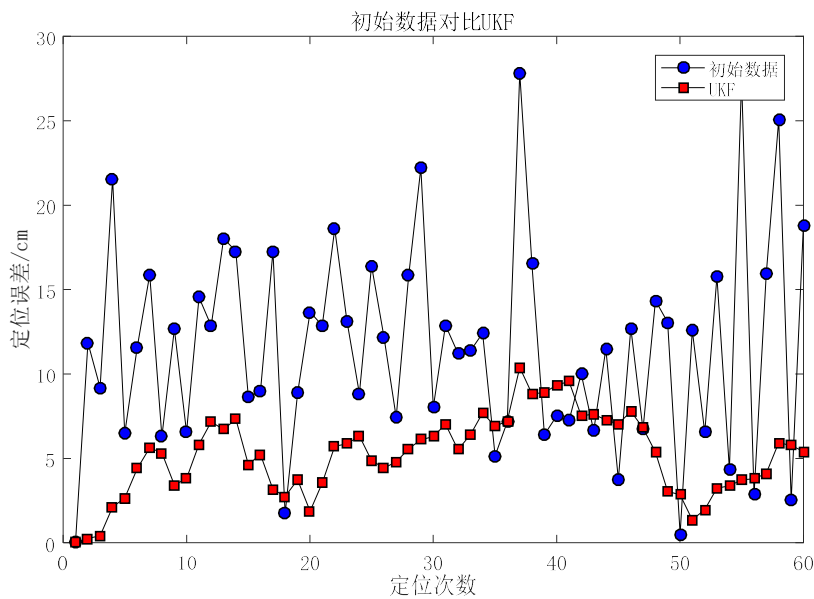


图 4-9 算法定位误差对比

表 4-2 误差数据分析

误差分析	最大误差/cm	最小误差/cm	定位平均误差/cm	标准差/cm
初始估计	27.75	0.05	11.82	6.58
初始估计-UKF	10.38	0.20	5.19	3.19

4.4 本章小结

本章对 UWB 的信道模型进行介绍,建立起基于 TDOA 定位算法的数学模型,在此基础上用 MATLAB 对三个基于 TDOA 的算法进行仿真分析。针对室内环境,选择 Chan-Taylor 作为研究对象,并融合无迹卡尔曼滤波算法对室内目标节点坐标进行求解,通过实验仿真结果表明,融合无迹卡尔曼滤波的算法在精确度上都优于其他三种算法,而且定位精度可以达到 20 厘米之内,符合室内场景定位需求。

第5章 基于 UWB 的室内定位系统设计与实现

在前面章节中, 已经对 UWB 室内定位技术的优势进行阐明, UWB 是通过纳秒级的极窄脉冲来传输信号, 具有 GHz 量级的带宽, 而且 UWB 定位不需要载波, 所以比较适合用于室内定位系统的设计。上一章也对基于 TDOA 的室内定位算法的模型进行介绍, 因此综合上述两点本文选择使用 UWB 技术和基于到达时间差(TDOA)的定位方法进行本文室内定位系统的设计。本章系统的设计分为硬件部分设计和上位机软件设计开发。硬件分为定位基站模块、目标节点模块、时钟同步节点模块。上位机软件包括后台和前端界面。

5.1 UWB 定位系统的整体架构

UWB 定位系统的整体架构设由定位基站、目标定位标签、同步时钟节点和用于显示定位结果的上位机组成。定位系统的架构如图 5-1 所示。

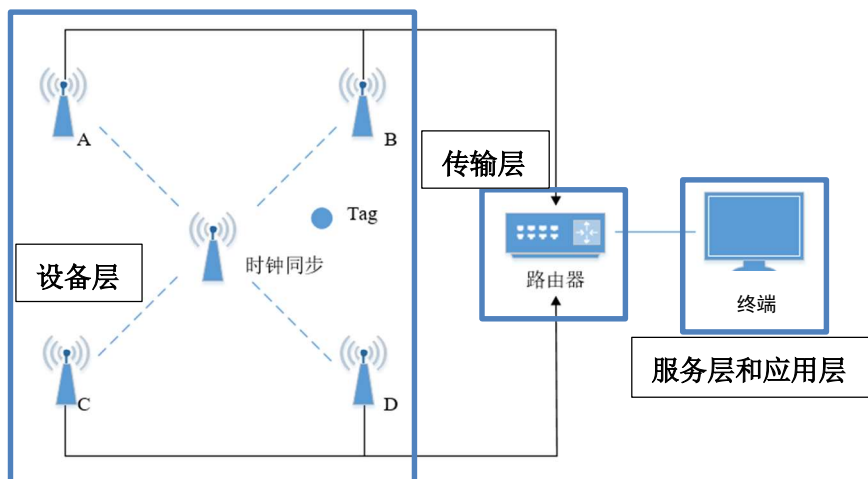


图 5-1 UWB 系统定位整体架构

整体部署流程是先划定定位范围进行四个基站节点的部署；定位区域中间放置同步时钟节点使各基站节点保持时钟同步；定位标签可以放置在被定位人员或被定位物体上，在基站的二维覆盖区域移动。具体原理为：1）同步时钟节点会以一定的频率广播时钟信息；2）所有的定位基站都能接收到时钟信息，并记录当前的时间戳；3）定位标签也会周期性广播时钟信息，基站接收到标签广播的时钟信息；4）时钟同步节点的频率很快，就会进行再一次的广播。这时每个基站就可以收到三个时钟数据，基站会把三个时钟数据发送给上位机，上位机根据定位算法解算出当前目标节点位置坐标。

5.1.1 模块架构设计

基站模块电路^[52]设计图如图 5-2 所示, 主要包括以下部分, 分别是 UWB 收发模块, 主

要负责通信用于记录信息收发的时间戳，采用的是 Decawave 公司的 DWM1000 模组；主芯片使用 STM32F103C8T6，它用来控制基站所有模块的正常运行。以太网模块采用了 W5500 芯片与上位机进行通信，模块内部实现了 TCP/CP 协议栈。以及电源模块、天线模块、指示灯模块和复位模块。

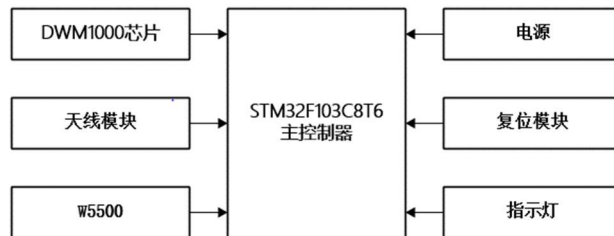


图 5-2 基站模块设计图

图 5-3 为 DWM1000 的引脚图。当芯片接收到 UWB 信号，里面的模拟器会对信号进行处理，然后将信号发送给数字转换器，进行模数转换，转换后的数字信号经过主接口发送给主控模块 STM32 芯片进行处理。为了支持帧的自动确认，模块本身实现了地址滤波和循环冗余校验(CRC)。DWM1000 模块有着良好的通信距离，视距距离达 290 米，非视距距离为 35 米，而且 DWM1000 的模块功耗较低，只在其发射信号的瞬间功率较大。

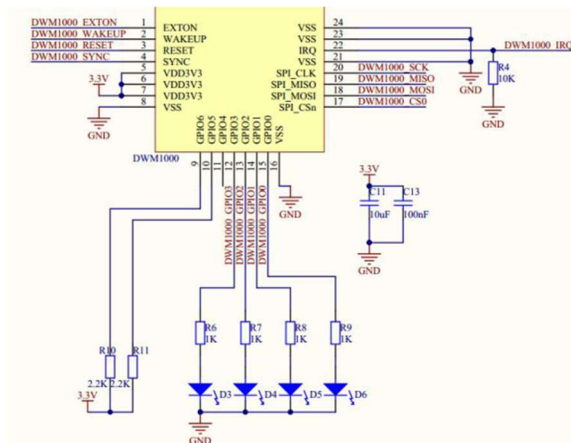


图 5-3 DWM1000 引脚图

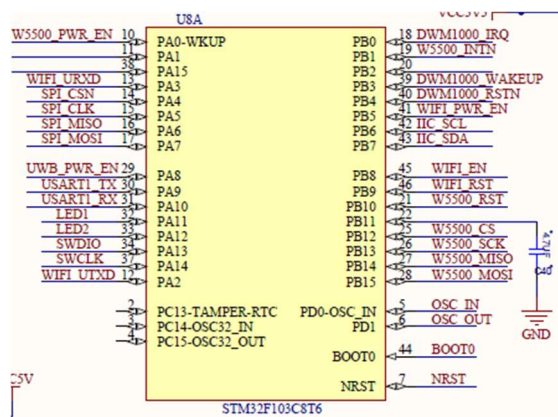


图 5-4 为主芯片 STM32F103C8T6 引脚图。主芯片通过 SPI 与 DWM1000 模组进行通信^[53-54], 通过访问 DWM1000 模组内的一系列寄存器, 从而控制 UWB 信号的发送与接收。主控芯片的工作频率是 72MHZ, 从图 5-4 所示引脚 PB0、与 DWM1000 模块 IRQ 相连, 通过这个中断来读取进行控制。芯片通过 API 函数与 SPI 进行通信。其中还有一个中断函数, 每当 DWM1000 芯片发生事件, 中断函数通过中断引脚来读取中断^[55]。

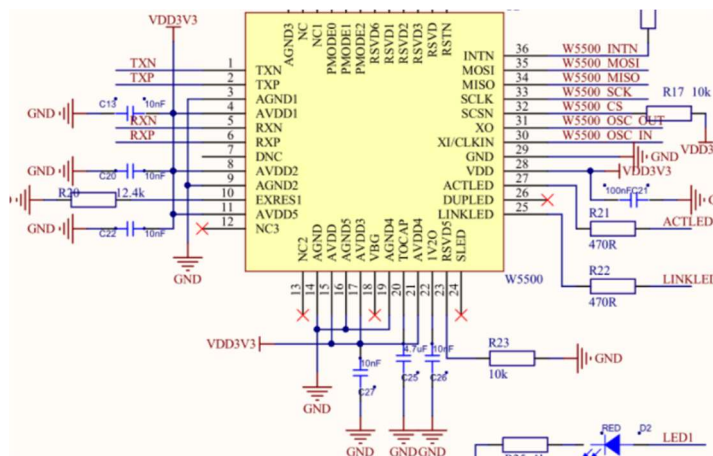


图 5-5 以太网模块 W5500 芯片

图 5-5 为以太网模块中的 W5500 芯片。该模块使硬件与上位机相连，基站获得标签和同步节点广播的时间戳信息后周期性的上报给上位机，上位机通过定位算法进行相应的解算得到标签位置坐标。

图 5-6 为 3.3V 稳压电路。为了减少系统受到的干扰，电源需要尽可能的稳定^[56]，本文选择使用具备低功耗、低噪声、低损耗的 SGM2028 线性稳压器来构建 IC 电源直接供电，稳压电路设计如下：

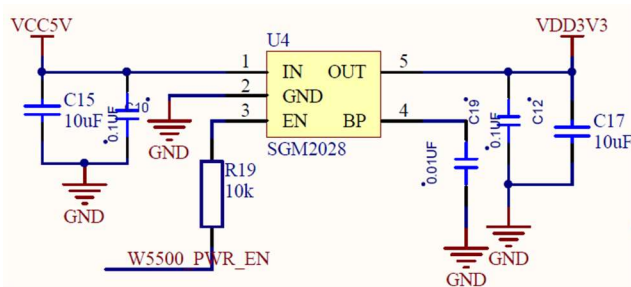


图 5-6 3.3V 稳压电路

时间同步节点模块与基站模块的设计类似，因为不需要和上位机进行通信，所以不需要以太网模块。时间同步节点只需要 DWM1000 模块向外发送时间戳信息，由基站接收之后保持基站之间的时间同步，有利于信号到达时间差方法的应用。硬件模块通过 C 语言在 keil u vision5 软件上设计实现了系统各个模块的功能。以下为三个模块的实物图：



图 5-7 标签节点

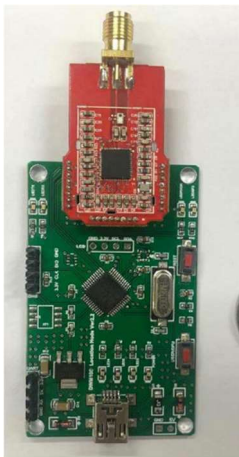


图 5-8 时钟同步节点



图 5-9 基站节点

5.1.2 软件设计

使用 Java 开发完成了定位目标二维显示的软件。软件结构主要分为tdoa_transfer_service和tdoa_message_process两部分。

(1) tdoa_transfer_service 主要的功能是界面显示、数据接收、还有一些特殊数据逻辑处理。界面显示采用 Swing 实现，支持单个标签、四个基站坐标设置、串口选择连接及实时坐标显示；数据接收采用 netty 实现，每个数据之间按换行分割，接收数据之后，数据校验通过后会解析出该数据对应的基站的 ID，并把该条数据的基站 ID 和接收数据的时间戳保存在本地。串口数据接收完成后会送到tdoa_message_process服务进行处理；

表 5-1 数据处理逻辑表

PersonalMessageProcessorImpl	覆盖基础服务
initParm	初始化参数
postCalculatePosition	计算完坐标，保存到本地缓存，以便于界面工具取出
getAnthonum	设置基站数量
mutiAnthonCoords	根据计算出的 4 组坐标求平均值过滤掉偏差最大的
fireExpire	过期数据清理定时任务
calDistanceEntity	计算坐标定时任务
invokeTDOA	实现求坐标点的数据处理逻辑

(2) tdoa_message_process 主要的功能是提供基础的数据解析、滤波、定位服务。数据解析将通过 netty 接收到的数据转成对应实体；数据组装是将接收到的数据按照标签 ID 和发送序列分组，最终发送给定位解析算法，定位解析算法包含了第四章提到的基于 TDOA 的定位算法，计算得到标签定位坐标。

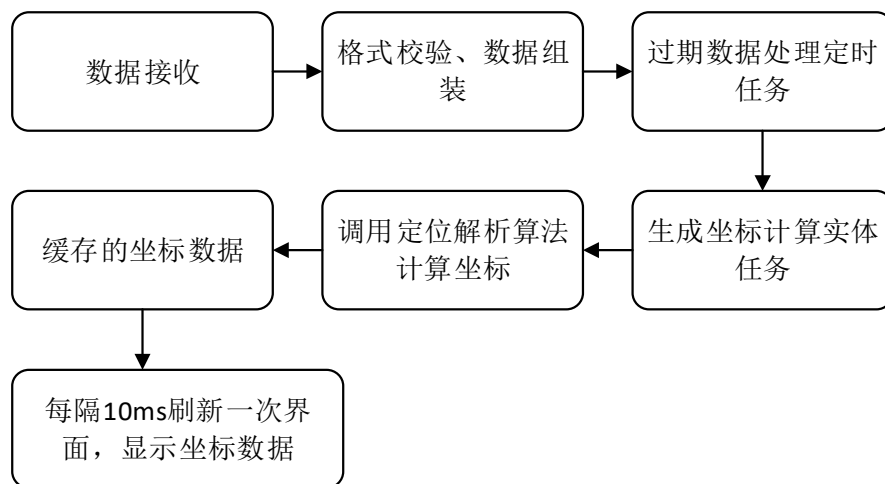


图 5-10 上位机实现流程图

5.2 系统测试与实验分析

有了前面研究准备的硬软件，已经能够搭建一个完整的室内定位系统进行实验测试，验证硬件设备的可行性，以及整个系统的稳定性和精度，测试能否达到预期的定位效果。性能评价指标用绝对精度来判断（绝对精度指的是解算出的估计位置和真实位置的偏差以长度来衡量）。

实验准备工作用到的设备有定位设备 6 个，分别为四个定位基站、一个时钟同步节点和一个标签节点，交换机、路由器、电脑各一台，四根网线，三脚架 5 个，充电宝或是电源接头 6 个。首先将四个定位基站模块通过交换机和路由器连接电脑，支架用来固定基站和时间同步节点，需要注意的是 5 个支架的高度一定要保持一致，否则会对系统的定位性能产生影响。且基站布置高度要大于待测试标签的高度。

实验地点选择在一个 10m*2.5m 的办公区域，测试区域内包括人员的走动、桌椅遮挡、WiFi 信号等实际应用中存在的情况，对测试系统的真实定位性能和实用性以及后面的改进具有重要意义。图 5-11 为上位机基站配置示意图，配置时要按基站实际坐标输入。

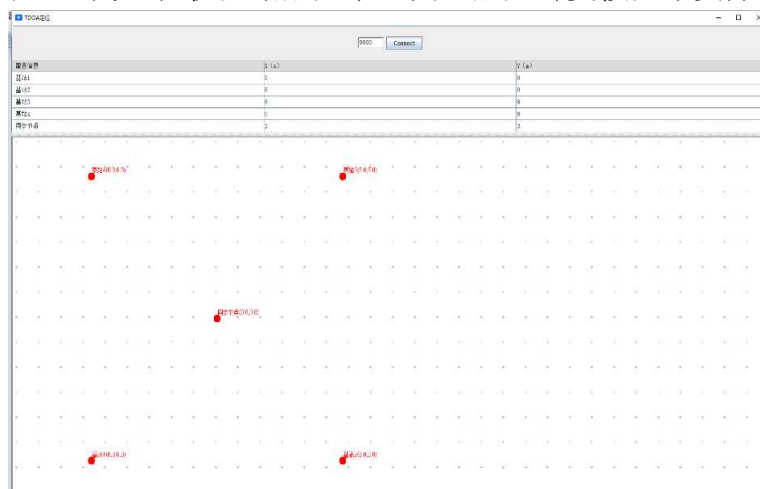


图 5-11 基站配置示意图

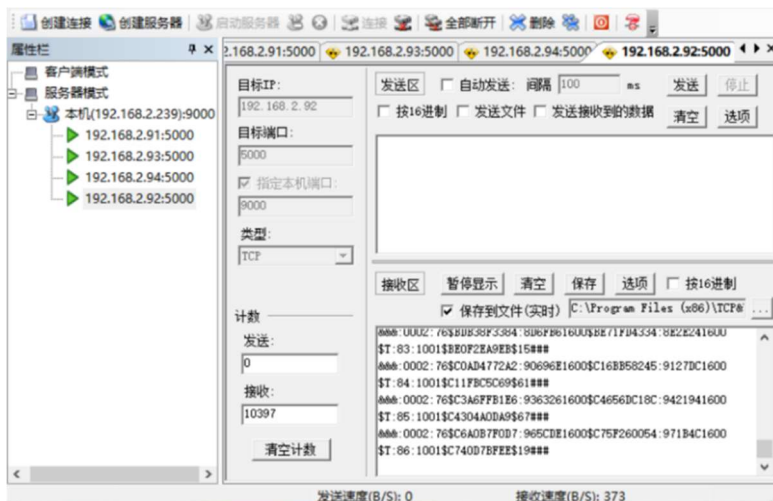


图 5-12 基站发送与接收测试

图 5-12 为系统测试图，系统测试通过串口调试工具测试基站节点是否接收到的标签和同步时钟节点的时间戳信息，判断是否可以与上位机通信，在基站节点连接网络时，基站右上角指示灯常亮。测试如图 5-11 所示上位机可以接收到四个基站信息并且显示基站部署位置，并且可以收到来自标签和同步节点的信息，说明通信状况良好。图 5-13 是定位系统布置示意图，其中红色框为四个定位基站和一个时钟同步节点，紫色框中是路由器和交换机。



图 5-13 定位系统布置示意图

为验证系统定位精度是否能达到室内场景定位要求进行实地实验验证。实验者手持定位标签模块在室内环境中行走，选取行走路径上的 60 处位置点作为待定位点，对 60 个点的实际二维坐标进行测量记录，并在实地定位过程中记录下这 60 个待定位点的系统估算的二维坐标，用来进行室内定位误差的分析。系统的室内定位误差如图 5-14 所示。可知系统的室内定位平均误差为 20.05 厘米，最大误差为 43.2 厘米，因为楼道内测试区域内包括人员的走动、WiFi 信号等会对定位系统的测试产生影响，会使系统的准确性降低。而且定位区域的长宽，基站的坐标，以及定位点的坐标位置都是采用手动测量的方式，这样就出现了人为测量误差。因此算法仿真验证的实验结果会与实地实验定位结果存在偏差。

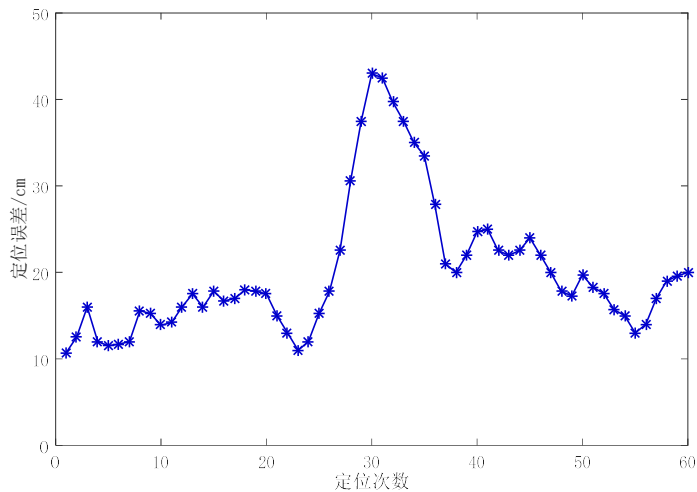


图 5-14 系统电子楼内定位误差

表 5-1 系统电子楼内定位误差分析

最大误差/cm	最小误差/cm	定位平均误差/cm	标准差/cm
43.20	10.70	20.05	7.95

5.3 本章小结

本章使用 UWB 技术和基于到达时间差(TDOA)的定位方法进行本文室内定位系统的设计。并对整体的 UWB 室内定位系统进行介绍。首先简要介绍了整个室内定位的架构组成，再对系统的硬件设计和上位机软件设计开发进行描述。硬件分为定位基站模块，目标节点模块，时钟同步节点模块；上位机软件包括后台和前端界面。最后搭建完整系统进行测试，验证定位系统的可行性，实验表明，该系统的平均定位精度达到 20.05 厘米，具备 UWB 室内定位系统的高精度和稳定性。

第6章 总结与展望

6.1 工作总结

随着物联网技术的广泛应用在商业、公共服务与安全等方面,对位置服务提出了更高的要求。在室内场景下,位置的准确获取也在满足人们日常生活需求中扮演着重要角色。因为建筑物的阻挡,室外导航信号不能提供精确的目标位置定位结果,室内定位技术成为研究热点。基于上述背景根据室内位置服务的要求就如何利用信号到达角度和信号到达时间差参数进行定位进行研究,基于上述研究设计了基于 UWB 的室内定位系统。本文工作内容为:

(1) 对室内外定位系统技术原理进行研究,分析了不同定位技术之间的差异和基于不同参数的室内定位算法的模型和定位精度进行分析。为本文的室内定位算法的研究和室内定位硬件系统的设计提供参考依据。

(2) 因为大规模天线阵列带来了大量的信息资源,而且能够对目标进行更准确的二维到达角的估计。并且在大规模天线阵列的环境中旋转不变子算法因为不需要进行谱峰搜索所以更具优势。首先针对现有的复杂室内环境中信号到达角度估计算法精度不足的情况,采用了一种低维度的旋转不变子空间估计算法。对于丰富的阵列天线资源带来高定位精度的同时也带来了较高的计算复杂度这个问题,算法首先对接收到的阵列天线矩阵进行分块计算处理,再对处理之后的接收信号进行叠加和降维,之后通过求解互协方差矩阵得到特征值以及对应的特征向量,最后通过构造波达方向矩阵以及特征值求解的方法求出每一个接收信号的二维到达角。通过仿真结果表明低维度旋转不变子空间算法在角度估计的精度上更具优势,而且计算复杂度也相对减小。

(3) 基于 TDOA 的定位算法因其良好的定位性能被广泛应用在 UWB 定位系统中,因为室内真实场景比实验场景多了噪声和建筑物的干扰,对定位算法的效能产生影响,选择 Chan 和 Taylor 作为研究对象,并融合无迹卡尔曼滤波算法,消除非视距传输误差和环境噪声对定位算法的影响。实验结果表明,融合无迹卡尔曼滤波的定位算法对目标位置的估计精度可以到达 20 厘米左右,可以基本满足室内场景中位置服务的要求。

(4) 通过对基于 TDOA 的定位算法和 UWB 技术的研究,设计了面向个人用户定位场景的 UWB 室内定位系统。此系统由软硬件两部分组成,通过定位基站,时间同步节点和定位标签的之间信号传输,基站利用交换机和上位机进行通信,上位机进行最终定位结果的解算和显示。通过对软硬件的调试,此系统实现了最初的设计要求,定位测量精度可以满足室内定位的需求,也可以作为小系统扩展到更大的应用场景。

6.2 展望

本文通过对定位算法的研究设计了基于 UWB 的室内定位系统,但仍存在很多不足需

要进一步的学习和补充。

(1) 此系统面对的是基本的办公环境下的定位，定位场景中存在干扰较少，多径传播较为简单，但随着室内环境改变比如在大型复杂的工业环境中，不能保障该文定位系统的定位性能，因为工业环境中存在的金属遮挡、电磁波辐射等会使定位系统采集到的定位数据不完整因此无法获得准确定位结果，可以通过构建特殊场景的异常数据的预测模型，挖掘更多的数据特征以此提高定位系统的可靠性。

(2) 本文系统只有目标位置显示的单一功能，针对养老院和监狱等特殊场景下，缺少特定的功能，可以增加围栏报警功能减少人力的参与，给特殊场景提供更多的便捷性。室内场景下，在 UWB 的技术基础上增加 IMU，可以获得更高的定位精度，而且随着北斗的全面组网，进行室内外定位技术的融合应用，室内外进行无缝切换就可以弥补单一定位技术的不足。

(3) 在定位算法方面，本文只研究了单一定位算法，可以进行不同定位算法之间的融合，例如使用到达角估计算法与 PDR 融合提高定位精度，减少 PDR 的累计误差。

参考文献

- [1] 闫大禹, 宋伟, 王旭丹. 国内室内定位技术发展现状综述[J]. 导航定位学报, 2019, 7(04):5-12.
- [2] 邓中亮, 尹露. 室内定位关键技术综述[J]. 导航定位与授时, 2018, 5(03):14-23.
- [3] Hightower J, Borriello G, Want R SpotON An Indoor 3D Location Sensing Technology Based on RF Signal Strength[R]. University of Washington, 2000.
- [4] Lionel, M, Ni, et al. LANDMARC: Indoor Location Sensing Using Active RFID[J]. Wireless Networks, 2004.
- [5] Wang C, Shi Z, Fei W, et al. An RFID indoor positioning system by using Particle Swarm Optimization-based Artificial Neural Network[C]// International Conference on Audio. IEEE, 2017.
- [6] Bahl P, Padmanabhan V N. RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system[C]// Infocom Nineteenth Joint Conference of the IEEE Computer & Communications Societies IEEE. IEEE, 2000.
- [7] 杨超超, 陈建辉, 刘德亮, 郭希维, 方正. 室内无线定位原理与技术研究综述[J]. 战术导弹技术, 2019(06):99-107.
- [8] Liu D, Sheng B, Hou F, et al. From Wireless Positioning to Mobile Positioning: An Overview of Recent Advances[J]. IEEE Systems Journal, 2014, 8(4):1249-1259.
- [9] Ruiz A, Granja F S, Comparing Ubisense, BeSpoon, and DecaWave UWB Location Systems: Indoor Performance Analysis[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2017, 66(8):1-12.
- [10] Kuhn M J, Mahfouz M R, Turnmire J, et al. A multi-tag access scheme for indoor UWB localization systems used in medical environments[C]// Biomedical Wireless Technologies, Networks, & Sensing Systems. IEEE, 2011:75-78
- [11] Karapistoli E, Economides A. ADLU: a novel anomaly detection and location-attribution algorithm for UWB wireless sensor networks[J]. Eurasip Journal on Information Security, 2014, 2014(1):3.
- [12] 刘梦婷. 超密集网络中基于随机几何理论的性能分析和资源分配研究[D]. 北京邮电大学, 2019.
- [13] 冯伟龙. 超密集网络(UDN)的性能分析与关键技术研究[D]. 北京交通大学, 2016.
- [14] 刘琪, 冯毅, 邱佳慧. 无线定位原理与技术[M]. 人民邮电出版社, 2017.
- [15] Varshavsky A, Lara E D, Hightower J, et al. GSM indoor localization[J]. Pervasive & Mobile Computing, 2007, 3(6):698-720.
- [16] 史小奇. 实时动态 PPP 在石油物探测量中的应用研究[D]. 中国石油大学(华东), 2016.
- [17] 张雷, 代红. 面向 5G 的大规模 MIMO 技术综述[J]. 电讯技术, 2017, 57(05):608-614.
- [18] Sinian J, Dianwu Y, Qiuna Y. Massive MIMO Full-duplex Relaying with Hardware Impairments and Zero-forcing Processing[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019.
- [19] Dick M, Manijeh B, Alister B. On the Uplink Throughput of Zero Forcing in Cell-Free Massive MIMO With Coarse Quantization[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2019.
- [20] Papazafeiropoulos A, Kourtessis P, et al. Performance Analysis of Cell-Free Massive MIMO Systems: A

- Stochastic Geometry Approach[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, PP(99):1-1.
- [21] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameters estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3):276-280
- [22] Wei-ke Nie, Da-zheng Feng, Hu Xie, Jin Li, Peng-fei Xu. Improved MUSIC algorithm for high resolution angle estimation[J]. Signal Processing, 2016, 122.
- [23] Jiang G, Mao X, Liu Y. Reducing errors for root-MUSIC-based methods in uniform circular arrays[J]. IET Signal Processing, 2018, 12(1):31-36.
- [24] Roy, R, Paulraj, et al. ESPRIT--A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise[J]. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, 1986, 34(5):1340-1342.
- [25] Yu Y, Petropulu A P, Poor H V. Compressive Sensing for MIMO Radar[C]// IEEE International Conference on Acoustics. IEEE, 2009.
- [26] Yu Y, Petropulu A P, Poor H V. Measurement Matrix Design for Compressive Sensing Based MIMO Radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(11):5338-5352.
- [27] 赵宏伟, 刘波, 刘恒. 改进粒子群优化在压缩感知 DOA 估计中的应用[J]. 微电子学与计算机, 2016, 33(5):33-36.
- [28] Larsson, Erik, G, et al. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems[J]. IEEE Communications Magazine: Articles, News, and Events of Interest to Communications Engineers, 2014, 52(2):186-195.
- [29] Isa A, Isa M, Haron N Z, et al. Hybrid TOA-Based MIMO and DOA-Based Beamforming for Location and Positioning in WiMAX Networks[J]. Journal of Telecommunications Electronic & Computer Engineering, 2012.
- [30] Menta E Y, Malm N, Jäntti R, et al. On the performance of AoA-based localization in 5G ultra-dense networks[J]. IEEE Access, 2019, 7: 33870-33880.
- [31] 胡爱华, 邓中亮, 张耀. 基于改进 TPSN 和卡尔曼滤波的时间同步算法[J]. 现代电子技术, 2018, 041(013):5-9.
- [32] Wei Z, Yu J, Jie L, et al. A precision frequency standard comparison method and instrument[C]// Frequency Control Symposium and Exhibition, 2000. Proceedings of the 2000 IEEE/EIA International. IEEE, 2000.
- [33] 严格, 侯宏卫, 罗易凡. 基于 TDOA 系统的高精度软时钟同步方法[J]. 无线通信, 2019, 9(6):14.
- [34] Chan Y T, Ho K. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994.
- [35] Khodjaev J, Narzullaev A, Jung W, et al. Performance Improvement of Asynchronous UWB Position Location Algorithm Using Multiple Pulse Transmission. IEEE, 2007.
- [36] 陈小斯. 基于 TDOA 算法的差分 UWB 室内定位系统研究[J]. 现代电子技术, 2018, 41(06):45-49.
- [37] 吴泽泰, 蔡仁钦, 徐书燕, 等. 基于 K 近邻法的 WiFi 定位研究与改进[J]. 计算机工程, 2017(3).
- [38] 傅予力, 杨帅, 陈培林, 等. 室内区域性 WiFi 定位 EKNN 算法设计[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2017, 45(010):87-92,99.

- [39] Aung M H, Tsutsui H, Miyanaga Y. WiFi Fingerprint Based Indoor Positioning Systems Using Estimated Reference Locations[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences, 2020, E103.A(12):1483-1493.
- [40] Hallberg J, Nilsson M, Synnes K. Bluetooth positioning[J]. Lule Tekniska Universitet, 2016.
- [41] Seyyedi S, Akbari B, Arab E, et al. Using Virtual Reference Tags to Improve the Accuracy of Active RFID-Based Positioning Systems[C]// Fourth International Conference on Communication Systems & Network Technologies. IEEE, 2014.
- [42] Huang H, Gui G, Sari H, et al. Deep Learning for Super-Resolution DOA Estimation in Massive MIMO Systems[C]// 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). IEEE, 2018.
- [43] 付潇. 面向智能移动终端的多源信息融合定位关键技术研究[D]. 北京邮电大学, 2020.
- [44] 王成晓, 沈重, 张鲲. 结合最陡下降算法的室内 NLOS 场景下 TDOA/AOA 融合算法[J]. 海南大学学报(自然科学版), 2019, 37(04):299-305.
- [45] 靳赛州, 陈国良. 一种基于区域优选的自适应蓝牙指纹定位算法[J]. 测绘科学, 2020, 45(08):51-56.
- [46] Lavate T B, Kokate V K, Sapkal A M. Performance Analysis of MUSIC and ESPRIT DOA Estimation Algorithms for Adaptive Array Smart Antenna in Mobile Communication[C]// 2010 Second International Conference on Computer and Network Technology. IEEE, 2010.
- [47] 殷勤业, 邹理和, Robert W. 一种高分辨率二维信号参量估计方法——波达方向矩阵法[J]. 通信学报, 1991(04):1-7+44.
- [48] 袁晓垒, 王鹏飞, 郭玉霞. MIMO 雷达二维低复杂度 MUSIC 测向算法[J]. 航空兵器, 2019, 26(05):57-62.
- [49] Zafari F, Gkelias A, Leung K K. A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019:2568-2599.
- [50] 聂睿. 一种基于 UWB 定位的误差抑制 TDOA 算法研究[D]. 海南大学, 2020.
- [51] 周少波, 魏征, 李灯熬. 基于无迹卡尔曼滤波的全球导航卫星系统精密定位算法研究[J]. 太原理工大学学报, 2019, 50(04):517-522.
- [52] Hua C, Zhao K, Dong D, et al. Multipath Map Method for TDOA Based Indoor Reverse Positioning System with Improved Chan-Taylor Algorithm[J]. Sensors, 2020, 20(11):3223.
- [53] Václav Navrátil, Vejrazka F, et al. Chained Wireless Synchronization Algorithm for UWB-TDOA Positioning[C]// IEEE/ION Position Location and Navigation Symposium (PLANS) 2018. IEEE, 2018.
- [54] 聂茹. 基于 STM32F103C8T6 的植保无人机设计[J]. 自动化技术与应用, 2020, 39(08):20-24.
- [55] 朱颖. 基于 UWB 的室内定位系统设计与实现[D]. 南京邮电大学, 2019.
- [56] 徐军. 室内移动目标定位系统设计[J]. 电子技术应用, 2018, 44(12):44-46+50.

攻读硕士学位期间的科研成果

一、攻读硕士学位期间发表的论文：

- [1] Yan Wu, Tinghui Li. The 2D-LC-ESPRIT algorithm based on Massive MIMO [J]. Journal of Physics Conference Serices. 1748(2021). 032053(第一作者，EI 会议，已见刊)

致 谢

匆匆二十载求学路，至此已到结尾。时间如水总是无言。三年前第一次跨越大半个中国到达桂林的场景仍时不时在脑海中浮现。跨进师大的校门，开启了我的研究生生活。俯仰之间，三年已过，即将告别师大，告别美丽清新的桂林。心中对这三年遇见的人，看过的景色充满感恩和怀念。至此，想对所有帮助过我的老师、同学和朋友们表达我最真诚的感谢。

首先，由衷的感谢我的导师李廷会教授在学业上对我的悉心指导。李老师求实的科学态度、严谨的学术精神以及对国内外学术动态深邃的洞察力和创造性思维令我获益匪浅。每当在学习中遇到瓶颈时，与老师在组会上的交流，总能得到新的启发，是您一步步地指引学生，给予学术信心和鼓励，让我更加充满力量的走下去。特别感谢老师在论文上对我的帮助，老师花费了很大的心血帮我修改论文，老师提出的每一个问题，指导的每一个思路，都使我受益匪浅，再次感谢老师的教诲之恩。

其次，特别感谢我爸妈对我的包容和关爱，我的每一个决定都离不开爸妈对我的支持。以后的日子里我会长成一棵大树，我想让你们拥有健康无忧的属于自己的生活。三年前，望着你们送我离开的背影，我告诉自己，人总要有一段时间要学会自己长大。三年之中，在每个熬夜的夜晚我都在想我到底适不适合学习，适不适合学这个专业，没有休止的往复，后来卸下沉重的心里负担，接受自己，认真的寻求解决办法。我想这也不失为一种成长。

然后，感谢我的同门，隔壁实验室我的老乡以及我三年来遇到的不同年级的舍友们，我们无话不谈，推心置腹，忧君之所忧，乐君之所乐。谢谢你们三年来的鼓励与陪伴。江湖缥缈，长路漫漫，你我相遇又分别，愿此去繁花似锦，爱你所爱，行你所行，听从你心，拥有幸福美满的生活。

最后，我要感谢在百忙之中对我的论文进行评阅的老师和专家们，由于本人的知识能力水平有限，文中有很多需要改进之处，感谢老师和专家们提出的宝贵意见，我会不断学习和进步。

论文独创性声明

本人郑重声明:所提交的学位论文是本人在导师的指导下进行的研究工作及取得的成果。除文中已经注明引用的内容外,本论文不含其他个人或机构已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体,均已在文中以明确方式标明。本人承担本声明的法律责任。

研究生签名: 武燕 日期: 2021.5.23

论文使用授权声明

本人完全了解广西师范大学有关保留、使用学位论文的规定。本人授权广西师范大学拥有学位论文的部分使用权,即:学校有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档,可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文;学校有权向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外,允许论文被查阅和借阅,可以公布(包括刊登)论文的全部或部分内容。论文的公布(包括刊登)授权广西师范大学学位办办理。

本学位论文属于:

☐ 保密

☐ 延迟公开 年(空白处必须填写延迟公开年限,一般不超过2年)

☒ 不保密

论文作者签名: 武燕 日期: 2021.5.23
指导教师签名: 李强 日期: 2021.5.23
作者联系电话: _____ 电子邮箱: _____