



燕山大学
YANSHAN UNIVERSITY

硕士学位论文

MASTER'S DISSERTATION

(专业学位)

论文题名 基于蓝牙 AOA 的定位算法研究及实现

作者姓名 刘 成

学科专业 电子信息

指导教师 袁亚洲 教授

2024 年 6 月

中图分类号：TN919
UDC：654.9

学校代码：10216
密级：公开

专业学位硕士学位论文
(应用研究型)

基于蓝牙 AOA 的定位算法研究及实现

硕 士 研 究 生：刘 成
导 师：袁亚洲 教授
副 导 师：杨会龙 高级工程师
申 请 学 位：电子信息硕士
学 科 专 业：电子信息
所 属 学 院：电气工程学院
答 辩 日 期：2024 年 5 月
授 予 学 位 单 位：燕山大学

Research and Implementation of Bluetooth AOA-based Localization Algorithm

A dissertation submitted to

Yanshan University

in partial fulfillment of the requirement for the degree of

Master of Electronic and Information Engineering

in Electronic and Information Engineering

By

Liu Cheng

Supervisor: Professor Yuan Yazhou

Assistant Supervisor: Senior Engineer Yang Huilong

School of Electrical Engineering, Yanshan University

June, 2024

基于蓝牙 AOA 的定位算法研究及实现

摘要: 随着定位技术的发展,全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)可以实现对户外目标的精确定位。在室内环境,由于障碍物的阻挡,GNSS 的定位精度会急剧降低。目前的室内定位技术主要包括有源射频识别(Radio-frequency Identification, RFID)、WIFI、超宽带技术(Ultra Wide Band, UWB)以及蓝牙定位技术等,其中蓝牙定位技术功耗低、抗干扰能力强、铺设难度低。并且蓝牙 5.1 规范引入到达角(Angle of Arrival, AOA),定位精度能够保证亚米级精度。本研究从同相与正交相位(In-phase and Quadrature-phase, IQ)信号出发,工作如下:

在角度估计部分,针对基于蓝牙 AOA 的二维天线阵列在实际应用中存在恒定音调扩展频率偏差的问题,并由于位置定位算法应用大量角度结果数据,因此要求该部分能在次要广播信道上保持优良的角度估计性能。于是,本文提出了基于相位修复的分层角度估计框架。该框架由三层组成,分别为数据获取层、相位修复层和多信道估计层。相位修复层包含了一种数据分类和快照分拍应用的相位修复机制,以补偿频率偏差造成的相位损伤。

在位置定位部分,本文建立了基于多类信息融合的位置定位算法框架。该框架包含基于双基站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法和基于接收信号强度(Received Signal Strength Indication, RSSI)与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法。其中 XY 坐标解算应用双站方位角信息,包含异常角度规范、Y 坐标计算、象限判断、X 坐标计算等解算方法。为了防止俯仰角误差限制定位精度,Z 坐标的解算基于 RSSI 与俯仰角融合解算,并建立权重分配机制,以得到最终 Z 坐标。

在实际环境中基于单基站、双基站进行角度估计实验,结果证明了相位修复机制有效并且分层角度估计算法可以实现较高的精度和较强的鲁棒性。并且,在该环境下基于双基站进行位置定位实验,实验证明了位置定位算法框架可以实现较高的定位精度。

关键词: 室内定位; 蓝牙 AOA; 相位修复; 角度估计; 位置定位

分类号: TN919

Research and Implementation of Bluetooth AOA-based Localization Algorithm

Abstract: With the development of positioning technology, Global Navigation Satellite System (GNSS) can realize precise positioning of outdoor targets. In indoor environments, the positioning accuracy of GNSS decreases dramatically due to obstacles. The current indoor positioning technologies mainly include active radio frequency identification (RFID), WIFI, ultra wide band technology (UWB) and Bluetooth positioning, etc., of which Bluetooth positioning technology has low power consumption, strong anti-jamming ability, and low laying difficulty. Moreover, Bluetooth 5.1 specification introduces Angle of Arrival (AOA), which guarantees sub-meter accuracy. This study works as follows from In-phase and Quadrature-phase (IQ) signals:

In the angle estimation part, for the Bluetooth AOA-based 2D antenna arrays with constant tone extension frequency deviation in practical applications, and due to the large amount of angle result data applied by the location localization algorithms, it is required that this part can maintain the excellent angle estimation performance on the secondary broadcast channel. Thus, this article proposes a hierarchical angle estimation framework based on phase restoration. The framework consists of three layers, namely the data acquisition layer, the phase repair layer and the multichannel estimation layer. The phase repair layer contains a phase repair mechanism for data classification and snapshot binning applications to compensate for phase impairments caused by frequency deviations.

In the positional localization part, this article establishes a positional localization algorithm framework based on multi-class information fusion. The framework includes XY coordinate solving algorithm based on the fusion of azimuth information of dual base stations and Z coordinate solving algorithm based on the fusion of Received Signal Strength Indication (RSSI) and pitch angle information. Among them, the XY coordinate solving applies dual-station azimuth information and contains solving methods such as anomaly angle specification, Y coordinate calculation, quadrant judgment, and X coordinate calculation. In order to prevent the pitch angle error from limiting the positioning accuracy,

the Z coordinate solving is based on RSSI and pitch angle fusion solving, and a weight allocation mechanism is established to obtain the final Z coordinate.

Angle estimation experiments based on single base station and dual base station are conducted in real environment, and the results prove that the phase repair mechanism is effective and the hierarchical angle estimation algorithm can achieve high accuracy and strong robustness. Moreover, the positional localization experiments based on dual base stations in this environment prove that the positional localization algorithm framework can achieve high localization accuracy.

Keywords: indoor localization; bluetooth AOA; phase repair; angle estimation; position localization

Classification: 654.9

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 室内定位技术概况.....	2
1.2.2 蓝牙技术的发展.....	3
1.2.3 基于蓝牙 AOA 的定位技术研究现状.....	5
1.3 本文的主要研究内容.....	8
1.4 论文章节安排.....	10
第 2 章 基于蓝牙 AOA 的定位算法理论基础.....	12
2.1 低功耗蓝牙和 IQ 信号采样	12
2.1.1 低功耗蓝牙技术及蓝牙 5.1 规范分析	12
2.1.2 IQ 信号采样.....	16
2.2 天线阵列及到达角估计方法	18
2.2.1 天线阵列.....	18
2.2.2 到达角估计方法.....	19
2.3 二维 DOA 估计算法及位置定位算法.....	21
2.3.1 二维 DOA 估计算法.....	21
2.3.2 三角定位及 RSSI 测距算法	25
2.4 本章小结.....	27
第 3 章 基于相位修复的分层角度估计算法	28
3.1 研究内容.....	28
3.2 分层角度估计算法框架概述	28
3.3 坐标建立及数据获取.....	30
3.3.1 坐标建立.....	30
3.3.2 数据获取.....	30
3.4 相位修复机制及角度估计	31
3.4.1 相位修复机制.....	31
3.4.2 基于不同中心频率的角度估计.....	34
3.5 单基站角度估计实验硬件及实验方案	35
3.5.1 实验硬件和实验环境.....	35
3.5.2 实验方案.....	37
3.6 单基站角度估计算法实验分析	38
3.6.1 相位修复机制效果分析.....	38
3.6.2 不同算法对比.....	38

3.6.3 角度结果精度分析	40
3.6.4 角度结果鲁棒性分析	42
3.6.5 算法有效性分析	44
3.7 本章小结	45
第 4 章 基于多类信息融合的位置定位算法	46
4.1 研究内容	46
4.2 基于多类信息融合的位置定位框架概述	46
4.3 基于双站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法	48
4.3.1 Y 坐标解算	48
4.3.2 X 坐标解算	50
4.4 基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法	51
4.5 双基站位置定位实验硬件及实验方案	54
4.5.1 实验硬件和实验环境	54
4.5.2 实验方案	55
4.6 双基站角度估计实验分析	55
4.7 基于多类信息融合的位置定位算法实验分析	57
4.7.1 XY 坐标定位精度分析	57
4.7.2 Z 坐标权重选择	59
4.7.3 Z 坐标定位精度分析	60
4.8 本章小结	62
第 5 章 结论	63
参考文献	65

第 1 章 绪论

1.1 课题背景及意义

无线定位技术是一项发展已久的技术。自 20 世纪 60 年代至今,全球学者对无线定位技术的研究一直在继续。无线定位技术分为室外定位技术和室内定位技术。针对室外定位技术,目前正在被使用的有全球定位系统(Global Position System, GPS)^[1]、我国自主研发的北斗导航系统(Beidou Navigation System, BDS)^[2]、俄罗斯格格纳斯卫星导航系统(GLONASS Satellite Navigation System, GLONASS)^[3]、欧盟伽利略卫星导航系统(Galileo Satellite Navigation System, Galileo)四大全球导航卫星系统。在这四种全球导航系统中, GPS 系统建成时间最早,于 1994 年开始提供全球定位服务。GPS 系统,可以提供全天候实时定位服务,并且可以提供动态目标的高精度坐标、速度和时间信息^[4]。中国的北斗导航系统,其全球定位服务于 2020 年开始开通,可在全球范围内全天候为各类用户提供高精度、高可靠的定位服务^[5]。

上述的卫星导航系统可以在室外提供基于位置的服务(Location-Based Services, LBS)^{[6][7]},例如导航服务、授时服务等等。但是在室内环境中,上述导航系统的信号会被遮挡,大大降低定位精度。因此,室内定位技术应运而生。

近年来,室内定位技术在不断发展,如 WIFI^[8]、UWB^[9]、紫峰(ZigBee)^[10]、蓝牙^[11]等。基于上述技术,室内定位方法可分为基于测距的定位和基于无测距的定位两大类^[12]。基于无测距的定位主要包括指纹定位,它利用离线阶段采集到的信号接入点(Signal Access Points, AP)的位置信息构建指纹数据库,并应用机器学习等方法对在线阶段的指纹进行匹配^[13]。这种方法主要用于 WIFI 定位,通过匹配可以实现高精度定位,但耗时较长。基于测距的定位包括 RSSI^[14]、到达时间(Time of Arrival, TOA)^[15]、到达时差(Time Difference of Arrival, TDOA)^[16]、AOA^[17]等。基于 RSSI 的技术通过测量接收信号的信号强度来估计发射机和接收机之间的距离。由于其基于路径损耗指数模型^[18]进行位置估计,且指数随环境变化而波动,因此基于 RSSI 的技术对环境噪声的适应性较弱。基于 TOA 的定位和基于 TDOA 的定位均是基于到达时间进行位置估计,但在实际应用中很难保证所有无线基站在时间上完全同步^[19]。其中, UWB 技术主要应用 TDOA 定位方法。基于蓝牙技术的 AOA 方法由于其低硬件要求

和功耗，以及在噪声环境下能保持较强的鲁棒性。因此，蓝牙 AOA 技术被广泛认为是蓝牙定位的首选方法。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 室内定位技术概况

目前常用的无线室内定位技术包括有源 RFID、WIFI、UWB、ZigBee 以及蓝牙定位等。图 1-1 为常用定位技术对比图，各技术介绍如下：

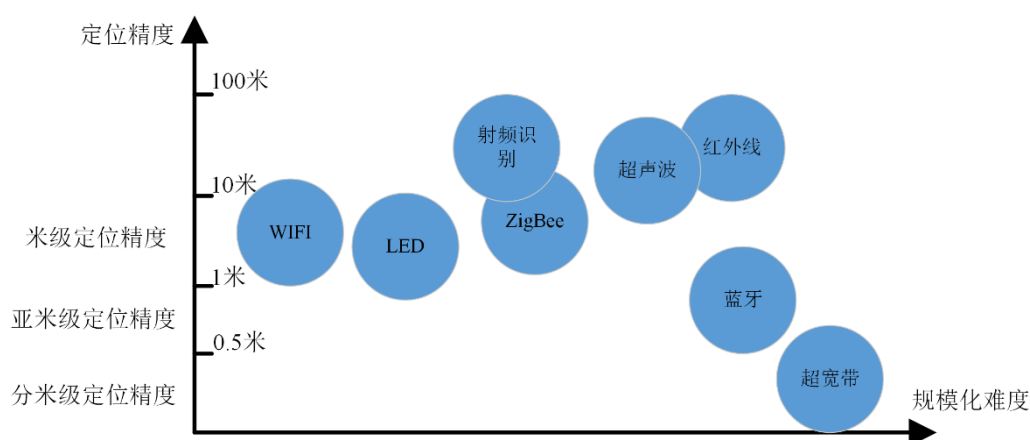


图 1-1 常用无线定位技术对比图

(1) 射频识别技术能够利用无线射频方式交换数据以实现对身份的识别，这通常需要将接收信号强度信息转化为距离信息，最后利用 SpotOn^[20]等系统来获取对标签的位置信息。射频识别技术的优点是标签的体积比较小，价格不贵，精度可以达到米级。但是它的局限性比较大，该技术的作用距离比较短，抗扰能力比较弱，并且设备能量容易被损耗。

(2) WIFI 定位技术利用 WIFI 无线信号，可以实现在覆盖范围内为已经接入 WIFI 的移动智能设备提供定位服务。该技术的最大优点是成本比较低，并且由于智能设备和 WIFI 设备的普遍应用，所以该技术容易被应用。缺点是精度不高，并且需要不断采集指纹信息，并实时更新指纹库^[21]，对未知环境的适应能力较弱。

(3) UWB 定位技术基于已知位置的锚节点和桥节点，与新加入的待测节点进行相互通讯，利用 TDOA 定位方法确定待测节点的位置。UWB 具有 Ghz 量级带宽，波长非常短，可以利用纳秒至微妙级的非正弦窄脉冲传输数据。UWB 技术具有时间

分辨率高、数据传输量大、穿透力强、安全性极高等优点^[22]。但是基于 UWB 技术的设备功耗比较大，规模化难度比较大。

(4) ZigBee 技术定位设备包括协调器、路由器和路由设备，可以结合不同场景灵活使用三种网络拓扑结构。其基础的测距原理是根据接收信号的强度来估计基站与待测节点之间的距离^[22]。该技术的优点是成本低廉，缺点是精度较低。

(5) 超声波定位技术主要采用反射式测距方式，当超声波遇到障碍物的时候会发生反射，利用这种现象可以计算发射超声波与接收超声波的时间差值，以此确定待测节点的位置^[24]。超声波的频率很高，波长短，并且超声波具有很好的方向性，直线传播能力强。但是超声波在空气中传播介质时会吸收外界能量从而导致衰减很快，并且不相关的障碍物均会影响定位结果，并不适合大型场合应用。

(6) 红外线定位技术主要利用光学原理，其硬件设备中一般包含光发射传感器和光接收传感器。由于红外定位技术基于光学原理完成定位^[25]，因此该技术只能在可视范围内定位，但是室内环境错综复杂，障碍物体比较多，这意味着每个盲区都要安装接收“天线”。这种硬件成品造价高，工作量大，这也造成了红外线定位技术大规模应用的局限性。

对于上述定位技术无法解决的局限，蓝牙定位技术可以克服大多数。蓝牙定位技术功耗低、抗干扰能力强、系统复杂度低、成本更低、大型场合铺设难度较小。并且其定位精度可以达到亚米级。其不足是精度还有待提高，但是已经能够满足绝大多数场合应用需求。蓝牙定位系统具有广阔的应用前景，会成为未来室内环境下提供精准位置服务的关键技术之一。

1.2.2 蓝牙技术的发展

根据 ABI Reasearch 分析师的预测，未来五年(2023 年-2027 年)蓝牙设备网络的设备出货量将从 7.7 亿增长至 16.3 亿，年增幅达到 2.63 倍。蓝牙协议，一种无线通讯技术标准，用于让两个设备在短距离间传输数据，以形成个人局域网。蓝牙技术使用短波特高频无线电波，经由 2.4Ghz 至 2.485Ghz 的工业科学医疗(ISM)频段来进行通信。在 1994 年由电信商爱立信发展该技术。它最初的设计是为了寻找一个 RS-232 协议的无线通信协议版本^[26]。目前蓝牙技术由蓝牙技术联盟(Bluetooth SIG, SIG)来维护技术标准，成员已经超过三万，分布于音频传输、图文传输、视频传输和室内定位等领域。蓝牙技术的主要发展时间线如表 1-1 所示^[27]。

表 1-1 蓝牙技术主要发展时间线及特点

协议版本	发布年份	主要特点
1.0	1999	完成服务发现协议(Service Discovery Protocol, SDP)和电话控制规范(Telephony Control Specification, TCS)。
1.1	2001	正式列入 IEEE 802.15.1 标准, 定义物理层(Physical Layer, PHY)和媒体访问控制(Media Access Control, MAC)规范, 传输率为 0.7Mbps, 同频率易受干扰。
1.2	2003	新增自适应调频技术 (Adaptive Frequency Hopping, AFH), 延伸同步连结导向信道技术(Extended Synchronous Connection-Oriented links, eSCO), 快速连接(Faster Connection)功能, 支持单工立体声音效(Stereo)传输。
2.0	2004	新增增强型数据传输速率技术(Enhanced Data Rate, EDR), 传输率提升至 3Mbps, 并通过减小工作损耗来降低功耗, 双工模式, 增加了设备连接数量。
2.1	2007	新增低速呼吸(Sniff Subrating)省电功能, 简易安全配对功能, 支持近场通信(Near Field Communication, NFC), 无需手动输入配对密码。
3.0	2009	新增可选高速传输技术(High Speed), 传输速率高达 24Mbps, 引入全新交替射频技术和增强电源控制技术, 加入单项广播无连接数据技术。
4.0	2010	第一个综合协议规范被建立, 包括低功耗蓝牙(Bluetooth Low Energy, BLE/LE)、传统蓝牙和高速蓝牙三种模式, 传输距离提升至 100m(低功耗模式下)。
4.1	2013	支持与长期演进技术 (Long Term Evolution, LTE)无缝协作, 支持云同步, 支持拓展设备与中心设备角色互换。
4.2	2014	传输速度比 4.1 提升 2.5 倍, 数据容纳量增至 10 倍, 改善传输速率及隐私保护程度, 支持基于 IPv6 的低速无线个域网标准(IPv6 Low Power Wireless Personal Area Network, 6LoWPAN)。
5.0	2016	在低功耗模式下具备更快更远的传输能力, 与 4.2 版本相比, 传输速度增至两倍, 有效理论距离可达 300 米, 加入室内定位辅助

表 1-1 (续)

协议版本	发布年份	主要特点
		功能, 结合 WIFI 可以实现精度小于 1 米的室内定位。
5.1	2019	新增两种寻向方式, 即 AOA 和离去角 (Angle of Departure, AOD), 引入“随机广播信道索引”技术, 增加调频方式随机性, 新增定期广播同步传输技术, 降低功耗, 提供通用属性配置缓存, 加速连接速度并降低功耗。
5.3	2021	支持包含广播数据信息(Advertising Data Information, ADI)的周期性广播, 新增 LE 增强版连接, LE 频道分级, 增加主机(Host)设定控制器(Controller)密钥长度, 彻底删除高速配置及相关技术。
5.4	2023	支持带相应的周期性广播, 支持选择动态广播编码, 支持带加密的广播数据, 支持标记安全等级特征。

随着蓝牙技术的成熟, 蓝牙协议从传统的音频传输、图文传输、视频传输等应用, 再到主打低功耗的物联网领域。随着蓝牙 5.1 标准的问世, 蓝牙定位无需辅助 WIFI 定位, 亦可以实现室内精确定位。根据 SIG 于 2023 年发布的《2023 年蓝牙市场最新资讯》, 蓝牙技术目前被广泛用于设备定位技术, 其主要用例为资产跟踪、室内导航、数字钥匙、个人物品追踪, 其中用于商业实时定位系统(Real Time Localization System, RTLS)解决方案的蓝牙设备 2023 年出货量将达到 1.12 亿件, 用于个人用品追踪的蓝牙设备 2023 年出货量达到 9700 万件, 蓝牙数字钥匙和配件量 2023 年将达到 3100 万。预计到 2027 年, 蓝牙位置服务设备的年度出货量将达到 5.15 亿, 2023-2027 年的 CAGR 为 20%^[28]。

1.2.3 基于蓝牙 AOA 的定位技术研究现状

在 2019 年, SIG 联盟推出蓝牙 v5.1 协议规范^[29]。该协议支持 AOA 和 AOD 测向方式, 其中 AOA 估计方法是通过光速与天线阵列中的每个天线单元接收到的相位差来获得发射机与每个天线之间的距离差。通过与之对应的天线单元间距, 就可以得到 AOA 结果。

目前基于蓝牙 AOA 的定位技术研究主要分为两个层面, 其一是硬件层面, 其二

是算法层面。

在硬件层面,一些芯片设计公司已经发布 LE 片上芯片(Soc)支持 AOA/AOD 技术。芯科科技(Silicon Labs)公司于 2020 年发布基于 EFR32BG22 的矩阵天线阵列板和标签天线板,此套件可以基于 AOA/AOD 技术构建实时定位系统^[30]。该矩形天线由两个馈电点的贴片矩形天线组成。单极性天线或者片状类天线不能很好地用于 AOA/AOD 测向,因为天线之间通过地面的耦合会导致错误的相位信息。并且,贴片天线具有更好的辐射模式优势,其主瓣垂直于电路板表面延伸,而单极子天线在该方向上会出现零点。并且为了使天线对输入信号的极化不敏感,需要对天线进行圆极化处理。圆极化通过混合耦合器进行实现,该耦合器会产生两个相位差为 90°的信号。这些信号连接到天线馈电点。角度估计精度很大程度取决于圆极化,因此在整个 2.4GHz 蓝牙频段内保持圆极化至关重要^{[31][32]}。

德州仪器(TI)公司发布基于 CC2640R2F 的 L 型天线阵列板和基于 TMS320F28379D 的标签天线板,此套件也可以实现基于 AOA/AOD 建立实时定位系统^[33]。并且 TI 公司也发布了基于 CC2640R2F 的线性天线阵列板,该天线阵列可以利用汽车 BLE 技术卫星节点计算 BLE 信号的 AOA,并可以通过互连网络(Local Interconnect Network, LIN)共享 BLE 连接信息、AOA 以及 RSSI 信息。在针对线性阵列天线设计时,首先需要确定哪根天线最靠近发射信号。两个接收天线的相位中心相距必须不能超过 $\frac{1}{2}\lambda$ (最大相差 180°),以此可以确定哪根天线更靠近发射信号。如果最大相位差超过 180°,则真正的相位差会被错误计算。其次,射频开关特性需要注意。射频开关特性包括开关时间、通道隔离和通道数量。其中开关时间与蓝牙 5.1 规范要求的开关时隙相对应。最终需要设计成为偶极天线。偶极天线在 AOA 技术应用中存在着两大优点和一个缺点,第一个优点为偶极天线具有着恒定的相位中心,始终位于馈电点。这样的天线设计不会因为相位中心的移动而增加任何相位误差。第二个优点是,偶极天线在自身的轴方向上不接收或者发送射频功率,因此天线耦合的情况比较少。缺点则为由于偶极天线是差分天线,需要与地隔离。为了解决该问题,可以通过波纹接地平面来解决^[34]。

Nordic Semiconductor (Nordic)公司发布了基于 Nordic nRF52833 的矩形天线阵列和标签天线板,其中矩形天线阵列板包含 12 根贴片天线及 5 个射频开关。

现有的芯片方案均为国外 IOT 公司研发并且闭源。本文基于目前 AOA 估计算

法研究成果, 设计并公开可用于实验实现的蓝牙 AOA 角度估计及位置定位算法。

在算法层面, 学者们提出了许多 AOA 估计算法。这些算法主要可分为四种算法: 基于波束形成技术的算法、使用最大似然估计器进行参数搜索的算法、依赖信号和噪声子空间分解的算法以及应用空间稀疏表示的算法^[35]。这四种 AOA 估计算法, 以下简要介绍:

基于波束形成技术的算法包括传统波束形成器(Conventional Beamformer, CBF)算法、最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortion-free Response, MVDR)波束形成器、Capon 波束形成器等。CBF 算法, 也称为 Bartlett 波束形成器, 这种方法是传统时域傅里叶估计方法中的一种空域简单拓展形式, 即用空域各阵元接受的数据替代传统时域处理中的时域数据^[36]。CBF 的角度分辨率很低, 这被认为是其主要缺点。MVDR 波束成形器基于最小均方误差准则, 在约束目标方向增益不变的同时使波束形成输出总能量最小。MVDR 波束成形器可以提供比 CBF 算法更好的角度分辨率。然而, MVDR 波束成形器的应用需要基于以下假定: 接收到的信号不相关, 并且在统计学上相互独立。因此, 在存在多径效应的情况下, 其性能会下降^[37]。Capon 波束形成器, 又被称为最小方差无畸变 MVDR, 基于约束输出功率最小的原则, 以最大程度上减小非期望信号输出功率, 并在期望方向上的增益保持为常数(通常为 1)。对于特定的信源方向, Capon 波束形成器通过最小化阵列输出信号的方差, 同时可以使信源方向到达的信号无失真地通过^[38]。但是该方法对于阵列几何结构要求较高, 需要较好的阵列均匀性和平面性。

使用最大似然估计器进行参数搜索的算法基于最大似然(Maximum Likelihood, ML)技术^[39], 该技术是最早用于研究波达方向(Direction Of Arrival, DOA)的技术之一。ML 技术的优点是在低信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR)条件下优于其他估计器, 缺点是计算比较复杂^[37]。典型算法有空间交替广义期望最大化(Spatial Alternation Generalized Expectation Maximization, SAGE)算法等。SAGE 算法采用最大似然估计器(Maximum Likelihood Estimator, MLE)来估计接收信号的参数。SAGE 算法可以基于较少的信号数据有效估计信源的 AOA, 亦可以适用于估计接收信号的直接路径和反射路径的 AOA^[37]。

依赖信号和噪声子空间分解的算法是目前比较流行的 AOA 估计方法, 主要包括多信号分类 (Multi-signal Classification, MUSIC)^[40]、求根多信号分类(Rooted Multi-Signal Classification, Root-MUSIC)^[41]、二维多信号分类 (2D Multi-signal Classification,

2D-MUSIC) 算法^[42]以及通过旋转不变性技术估计信号参数 (Estimation Of Signal Parameters By Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)^[43]、二维通过旋转不变性技术估计信号参数(2D Estimation Of Signal Parameters by Rotational Invariance Techniques, 2D-ESPRIT)算法^[44]等。这些技术被作为超分辨率 AOA 估计技术。MUSIC 算法是一种基于阵列输入相关矩阵特征值分解的技术,其优点是高分辨率、原理简单、实现简单。MUSIC 算法的角度估计基础是建立适当的空间谱。该空间谱是阵列流型矩阵和噪声或者信号子空间的函数,由阵列相关矩阵的特征值进行构造^[45]。Root-MUSIC 与 MUSIC 大致相同,但它用多项式根代替了穷举搜索,从而降低了计算复杂度。2D-MUSIC 是对 MUSIC 算法进行二维拓展,仍需要建立合适的空间谱,需要进行二维搜集,寻找空间谱的峰值。2D-MUSIC 算法在平面阵列的 AOA 估计算法中属于比较经典的算法,具有普遍的适用性。ESPRIT 利用数据协方差矩阵信号子空间的旋转不变性来估计 AOA,与 MUSIC 算法可以看成是一个互补的关系。与 MUSIC 算法相比,ESPRIT 算法优点在于计算量小,不需要进行谱峰搜集^[36]。ESPRIT 算法适用于有两个完全相同的子阵列组合的几何阵列,并且仅限于用于表现出不变量的阵列几何图形^[38]。2D-ESPRIT 算法是 ESPRIT 的二维拓展,在应用时需要利用特征矢量相同的特点进行二维角度配对^[46]。

应用空间稀疏表示的算法主要为了解决 2D-MUSIC 为代表的子空间算法计算量过大等问题,主要分为贪婪算法类和松弛算法类这两类。贪婪算法类包括匹配追踪 (Matching Pursuit, MP)算法、稀疏度自适应匹配追踪(Sparsity Adaptive MP, SAMP)算法等,该类算法均起源于冗余原子库的概念。贪婪算法以迭代自适应的方式从完备冗余原子库中选出与信号余量最匹配的原子之后再移除已选出的原子,直到已设定的迭代次数或余量减小到已给定的阈值为止。松弛算法又称基追踪(Basis Pursuit, BP)方法,这类方法主要是用连续性正则化范数来近似表达非连续正则化范数^[47]。

1.3 本文的主要研究内容

本文的研究目标是基于蓝牙 5.1 协议规范中 AOA 技术对角度估计算法、位置定位算法进行设计,并能够在实际平台上进行验证并评价所设计的角度估计算法、位置定位算法的精度、鲁棒性等性能。如图 1-2 所示,待测标签广播蓝牙 5.1 协议栈广播恒定音调拓展(Constant Tone Extension, CTE)数据,天线阵列遵循蓝牙 5.1 采样协议进行 IQ 数据采集,PC 端基于 NCP 主机协议与天线阵列进行通信并缓存 IQ 数据。

在算法层，各基站的 IQ 数据依次进入角度估计算法，以得到方位角数据和俯仰角数据。随之各基站方位角数据、俯仰角数据、RSSI 数据进入位置定位算法，以得到标签的三维空间位置信息。在上述两层算法中，本文主要研究内容如下：

(1) 基于相位修复的分层角度估计算法(Hierarchical Angle Estimation Algorithm Based On phase restoration, HAE Algo)

在三维空间定位中，线性阵列只能获得方位角信息，无法应用于空间定位。平面阵列可以同时获得方位角信息和俯仰角信息，可以应用于三维空间定位。但是平面阵列在实际应用中会产生 CTE 频率偏差，这会使得相位出现损伤，从而导致相位差结果解算错误及角度估计失败。为了修复相位，本文提出了基于相位修复的分层角度估计算法。该算法从建立天线坐标及建立 IQ 数据帧格式开始，设计了一种数据分类和快照分拍应用相位修复机制，最终应用于多信道的角度估计。相比传统估计方法，本算法提升了角度估计精度及鲁棒性。

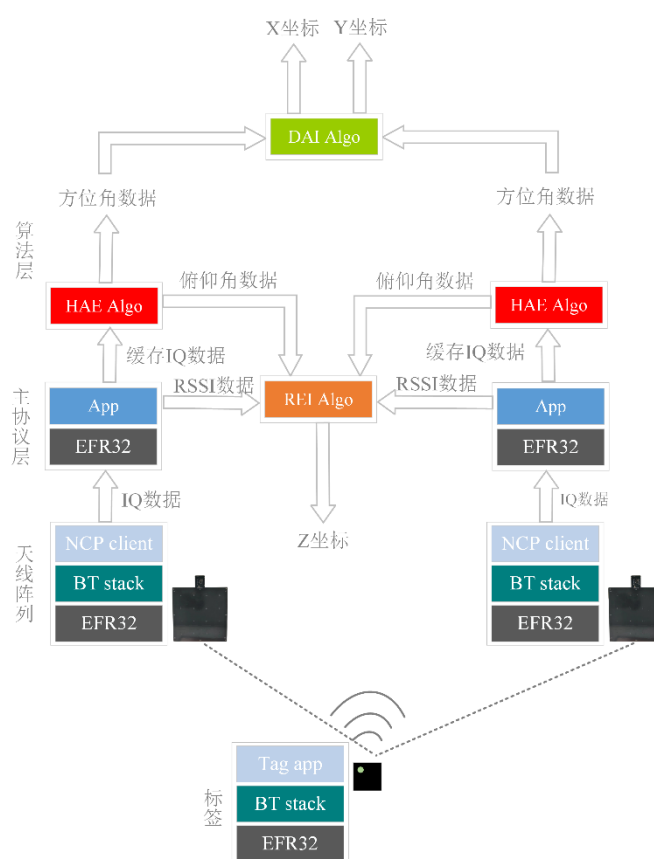


图 1-2 本文研究内容整体框架图

(2) 基于双站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法(A Dual-station Azimuth Information fusion-based XY coordinate solving algorithm, DAI Algo)

尽管提出的基于相位修复的分层角度估计算法能够提供较为精确的角度估计服务,但是单个基站的角度信息不能够准确地估计出待测标签的 XY 位置。针对这个问题,本文首先聚焦于对双基站方位角数据的再处理,以得到更加稳定的方位角数据。紧接着,基于再处理后的双站方位角数据依据三角定位方法依次解算出 Y 坐标和 X 坐标。最后,分别对 X 坐标、Y 坐标进行输出处理,进一步提高了 XY 坐标的定位精度。

(3) 基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法(A RSSI And Elevation Angle Information Fusion Based Z Coordinate Solving Algorithm, REI Algo)

基于双站方位角信息的 XY 坐标解算算法可以初步提供较为准确的二维位置坐标,但利用俯仰角信息对 Z 坐标进行解算,定位精度存在限制。针对这个问题,本文规避了使用俯仰角信息及 XY 坐标进行求解 Z 坐标的计算方法,提出了一种基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算方法。首先计算多基站的 RSSI 测距结果,紧接着与俯仰角基于三角函数求解多基站的 Z 坐标,建立权重分配机制,最后输出处理得到最终的 Z 坐标。

(4) 实际环境测试及分析

本文通过对角度估计算法、位置定位算法进行研究,设计了基于相位修复的分层角度估计算法、基于双站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法、基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法。通过与仿真中理论相位差对比,验证了基于相位修复的分层角度估计算法中相位修复机制具有有效性。为了进一步评估所设计算法的性能,在单基站、双基站实验环境下分别测试,证明了本文所研究角度估计算法及位置定位算法有着较高的定位精度及较强的鲁棒性。

1.4 论文章节安排

根据本文的研究内容,文章共分为 5 章。本文章节安排如图 1-3 所示。各章主要内容安排如下:

第 1 章主要介绍课题研究背景及意义,概述了室内定位技术,重点论述了蓝牙协议的发展和基于蓝牙 AOA 的定位技术研究现状。最后介绍了本文主要研究内容和章节安排。

第2章介绍蓝牙定位技术，其中主要包括低功耗蓝牙技术及IQ信号采样、天线阵列及到达角计算、二维DOA估计算法及位置定位算法。

第3章建立基于相位修复的分层角度估计算法。该算法针对基于BLE AOA的二维天线阵列存在CTE拓展协议频率偏差的问题，建立了一种数据分类和快照分拍应用的相位修复机制。基于相位修复机制，该分层角度估计算法可以实现对多信道进行角度估计，拓宽角度数据流量。在本章建立单基站实验方案，对单基站进行相位修复机制分析和分层角度估计算法的精度、鲁棒性及有效性分析。实验结果表明相位修复机制具有有效性，角度估计算法有着较高的估计精度和较强的鲁棒性。

第4章建立基于多类信息融合的位置定位算法框架，其中包括基于双站方位角信息融合的XY坐标解算算法及基于RSSI与俯仰角信息融合的Z坐标解算算法。在本章建立多基站实验方案，对双基站进行角度估计结果分析，并对所有测试点进行XY坐标及Z坐标结果综合分析。实验结果表明角度估计及位置定位均有着较高的定位精度。

最后一章总结本文工作，包括目前完成的研究内容以及本研究中有待改进的地方。

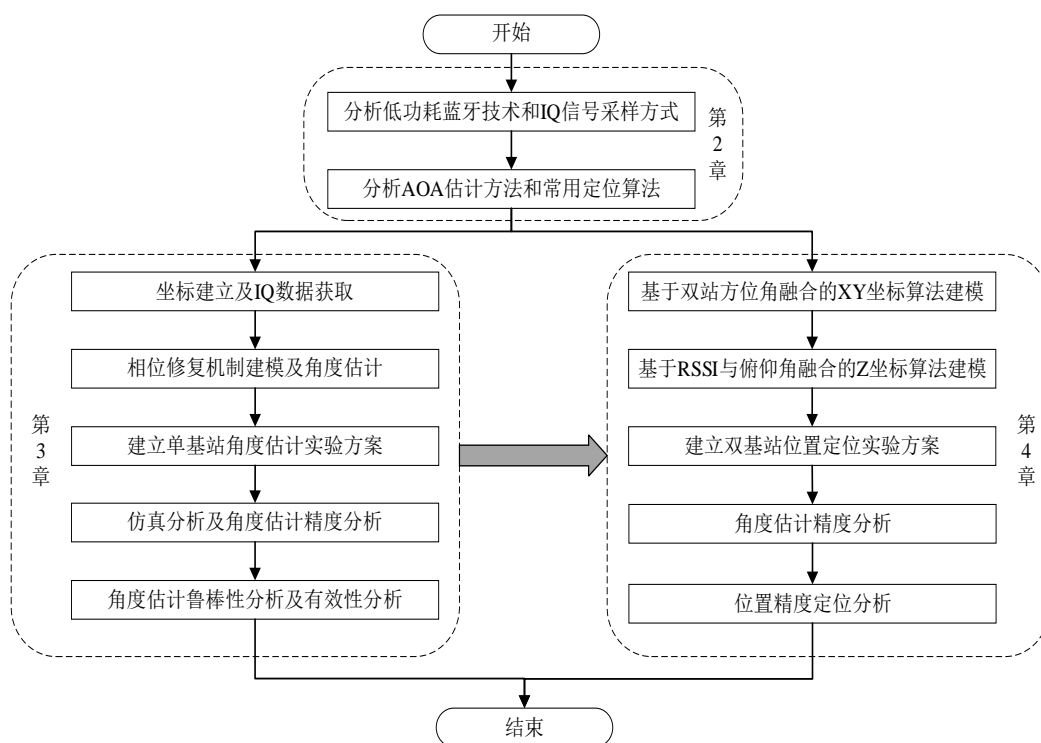


图 1-3 本文章节结构图

第2章 基于蓝牙 AOA 的定位算法理论基础

2.1 低功耗蓝牙和 IQ 信号采样

2.1.1 低功耗蓝牙技术及蓝牙 5.1 规范分析

低功耗蓝牙技术从蓝牙 4.0 协议规范中被 SIG 引入，并与传统蓝牙、高速蓝牙一起组成了第一个综合蓝牙协议规范。BLE 源于诺基亚公司开发的超低功耗蓝牙技术，其目的是为了开发一种可以低成本使用，占用较少带宽，能耗损耗较小的无线标准，之后被 SIG 采用后更名为 BLE^[48]。

传统蓝牙、高速蓝牙、低功耗蓝牙这三种蓝牙协议的侧重点并不相同。其中传统蓝牙的应用重点在于信息沟通、设备连接，高速蓝牙的应用重点在于无线数据的高速传输。而低功耗蓝牙的应用重点在于降低功耗，并且低功耗蓝牙技术可以实现短时间的长距离无线连接，比较适合蓝牙 AOA 估计应用。本文所使用的蓝牙为低功耗蓝牙。

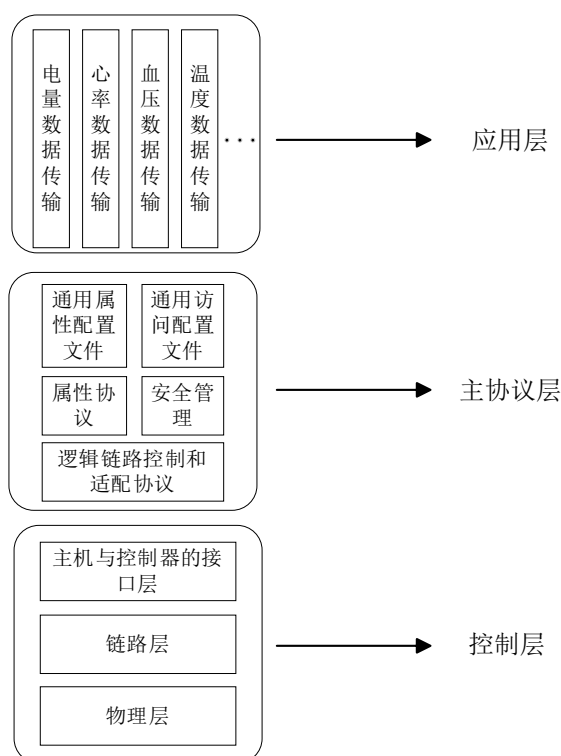


图 2-1 蓝牙低功耗架构

低功耗蓝牙协议栈主要由控制层、主协议层组成，整体框架如图 2-1 所示。控制

层、主协议层和应用层均保持着相互独立的关系。控制层主要控制无线收发、定义数据包结构、规范控制器和主机之间的通信,其中包括物理层 (Physical Layer, PHY)、链路层(Link Layer, LL)、主机与控制器的接口层(Host Controller Interface, HCI)。主协议层控制逻辑链路、定义属性协议、提供相关配置文件,其中包括逻辑链路控制和适配协议(Logical Link Control and Adaptation Protocol, L2CAP)、属性协议(Attribute Protocol, ATT)、安全管理(Security Manager Protocol, SMP)、通用属性配置文件(Generic Attribute Profile, GATT)、通用访问配置文件(Generic Access Profile, GAP)。应用层属于协议的最上层,各种的应用服务需要由应用层来定义。例如电量数据传输服务(Battery)、心率数据传输服务(Heart Rate)、血压数据传输服务(Blood Pressure)等等^[49]。

PHY 层控制无线电的传输和接收。低功耗蓝牙工作在 2.4GHz ISM 频段 (2402MHz-2480MHz),应用该频段在我国无需许可证或者费用。蓝牙 4.0 规范定义了 40 个射频(Radio Frequency, RF)信道,信道间隔为 2MHz,如图 2-2 所示。其中绿色显示的 3 个信道为广播信道,主要用于设备发现、连接建立和广播。广播信道的选择是为了减少来自 IEEE 802.11 标准中的信道 1、6 和 11 的干扰。但在蓝牙 5.0 规范中,图中 3 个广播信道被称为主要广播信道,剩下的 37 个信道可以作为次要的广播信道,也可以作为额外的广播数据传输的数据信道^[49]。

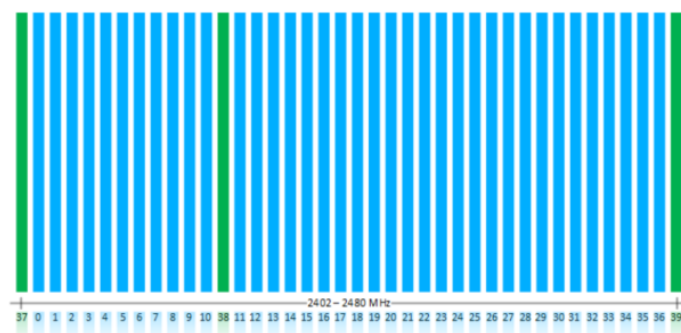


图 2-2 低功耗蓝牙信道和频率

LL 层在 PHY 层之上,报文结构在此层被定义,这其中包括着状态机和无线控制方案,并提供链路层级加密。HCI 层主要规范了控制器和主机之间的通信端口,它为上层提供了一个统一的通讯端口,主要用于传输命令。

L2CAP 处于主协议层,作为协议多路复用器,处理数据包的分割和重组。ATT 协议提供了在低功耗蓝牙设备之间传输数据的方法。SMP 协议提供绑定设备、加密

和解密数据以及启用设备隐私的方法。**GATT** 协议用于将单个属性归类成逻辑服务，例如心率数据传输服务，它归类了心率传感器的逻辑操作。并且除了实际数据外，**GATT** 协议还提供了有关属性的信息，即如何访问这些属性以及需要什么安全级别。**GAP** 协议为蓝牙低功耗设备提供了广播设备或者其他设备，进行设备发现、打开和管理蓝牙连接以及广播数据的方法^[49]。

AOA 估计应用中包含两个设备，其一是信号发射装置，其二是信号接收装置。信号发射装置广播蓝牙数据，该数据包含着 **CTE** 拓展信号。信号接收装置获取该数据并解析为 **AOA** 数据，紧接着按照设定的采样时间和采样窗口进行 **IQ** 数据采样。

在蓝牙 5.1 规范中，**AOA** 广播报文中的 **CTE** 拓展被规范^[29]。**CTE** 数据基于低功耗蓝牙广播报文进行拓展，被添加到 **LL** 层中协议数据单元(**Protocol Data Unit, PDU**) 末端，如图 2-3 所示。

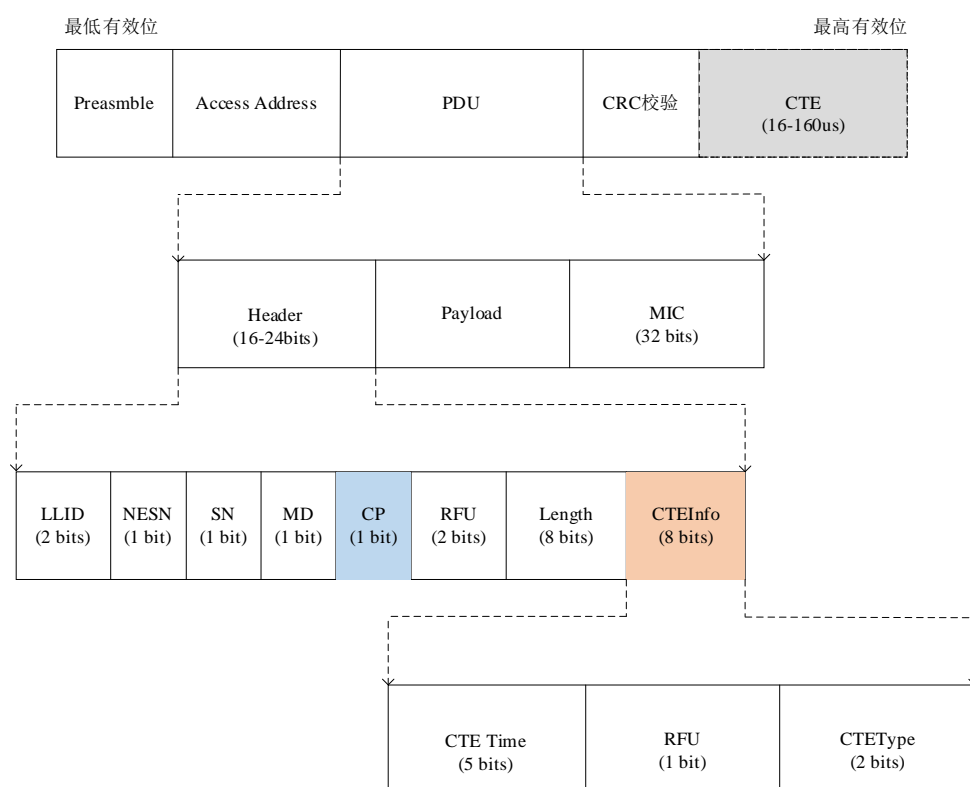


图 2-3 带 CTE 的蓝牙测向信号

低功耗蓝牙广播报文包括：前导码(**Preamble**)、存取地址(**Access Address**)、**PDU**、循环冗余校验(**Cyclic redundancy check, CRC**)。其中前导码在所有链路层数据包中均

存在,前导码是被接收机用于执行频率同步、符号时序预估和自动增益控制训练。前导码为固定的 0 和 1 交替的二进制序列。对于 BLE PHY 为 1M 发送的数据包前导码为 8 位,对于 BLE PHY 为 2M 发送的数据包前导码为 16 位。PHY 为 1M 和 2M 的前导码首位应当与存取地址中的最低有效位相同。存取地址用于区分不同连接或者不同周期性广播,其位数为 32 位。存取地址分为两种类型,其一是广播接入地址,其二是数据接入地址。

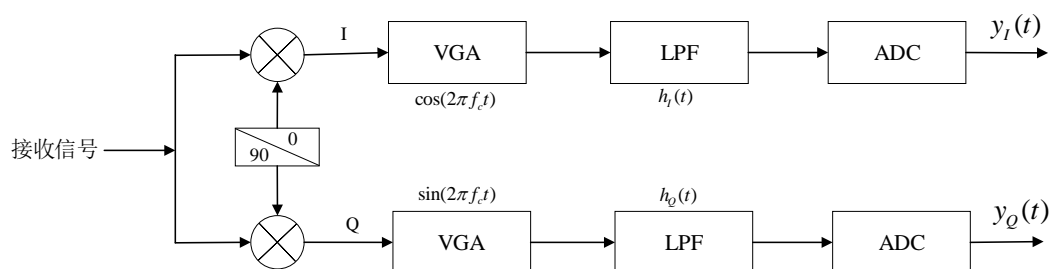
针对广播接入地址,所有主广播物理信道数据包均统一使用蓝牙规范中专用的存取地址,为 0x8E89BED6。针对数据接入地址,不同的连接状态下有着不同的地址,仅仅能在连接建立之后的两个设备之间使用。协议数据单元用于装载需要传输的数据,包含在链路层上用于传送用户端或者控制端的数据(LL Data packet)、在链路层上用于控制和交互连接态的数据(LL Control packet)、在主协议层的数据(L2CAP packet)等几种类型。LL Data packet 可以为在连接状态下传输的数据,可以为广播状态下传输的数据,LL Control packet 用于在连接建立后,其数据作用例如启动加密、连接参数更新、数据包长度更新等等。图 2-3 中拥有两位的 LLID 标志位用于区分数据为 LL Control packet 还是 L2CAP packet,如果是 L2CAP packet 的起始包,则起始包后面会有 L2CAP 层的长度和 L2CAP 层的信道序号。如果是 L2CAP packet 的延续包,则起始包后面则没有 L2CAP 层的长度和 L2CAP 层的信道序号。拥有一个数据位的 NESN 标志位用于标识下一个期望对端数据包的序列号。拥有一个数据位的 SN 数据位用于标识当前数据包的序列号。MD 标志位用于标识是否有着多余的数据。CTE 标志位(CTEinfo Present, CP)标志该数据包是否具有 CTE 数据拓展。RFU 标志位用于标识预留数据空间^[29]。

在 PDU 报文中,CP 字段置为 1,即图 2-3 中蓝色部分数据,则表示 PDU 报文中含有 CTEInfo 字段,即图 2-3 中黄色部分数据。CTEInfo 字段是 CTE 数据的配置信息,其中包含着 5 位的 CTE 长度、2 位的 CTE 类型、1 位的预留字段(Reserved for Future, RFU),CTE 数据为图 2-3 中灰色部分数据。与之相反,如果 CP 位置 0,则 PDU 报头中没有 CTEInfo 字段,数据拓展部分亦不会有 CTE^[50]。

当 AOA 接收装置不停地扫描蓝牙广播数据,解析数据包中的 PDU 数据,从而确定广播数据类型。如果利用 PDU 数据确定该帧数据为带有 CTE 拓展的 AOA 数据,则控制器利用 RF 开关对天线进行依次开关,使得控制器可以在不同的接收天线上进行 IQ 数据采样^[51]。

2.1.2 IQ 信号采样

AOA 广播设备使用数字信号处理算法进行信号调制，AOA 接收设备接收广播数据并进行信号分析。其中信号调制方式有 IQ 正交调制、正交振幅调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM)、相移键控调制 (Phase Shift Keying Modulation, PSK) 等等。在蓝牙 AOA 中使用的是 IQ 正交调制，其结构框图如图 2-4 所示。



IQ 正交调制采用零中频架构，每一路变频后带宽翻倍，但是数据信息不发生变化。IQ 正交调制可以提高符号速率并且能够采用高阶调制实现更高的数据速率，并且容易实现。

正交分量数据 (Quadrature-phase, Q) 经过移相 90° 操作后，与同相分量数据 (In-Phase, I) 正交。假设信号频率为 f ，IQ 数经过混频器、一阶低通滤波、模数信号转化后，则得到了处理后的信号，公式如下表示。

$$s(t) = I(t)\cos(2\pi ft) + Q(t)\sin(2\pi ft) \quad (2-1)$$

式子中 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 计算公式如下表示。

$$\begin{cases} I(t) = A\cos(\Phi t) \\ Q(t) = -A\sin(\Phi t) \end{cases} \quad (2-2)$$

由式(2-2)可得，一对 IQ 数据样本由波的振幅和相位角组成，可以使用星座图进行表示，如图 2-5 所示。

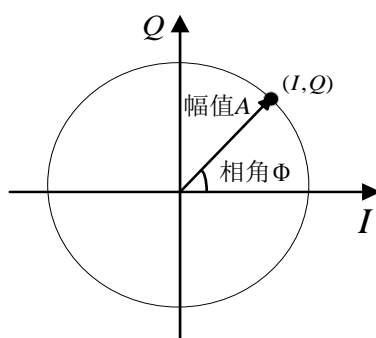


图 2-5 IQ 数据转换

基于式(2-2)，可以得出相位角和振幅值，计算公式如下所示。

$$\begin{cases} A = \sqrt{I^2 + Q^2} \\ \Phi = \arctan\left(\frac{-Q}{I}\right) \end{cases} \quad (2-3)$$

IQ 数据样本可以用于计算使用天线阵列中的各个天线单元接收的无线电信号中的相位差，而这相位差便需要用于估计到达角的计算中^[52]。

蓝牙 5.1 协议中规范了 IQ 数据采样方式。其中 CTE 数据具有可变长度，至少为 16μs 且不大于 160μs，CTE 采样框架如图 2-6 所示。

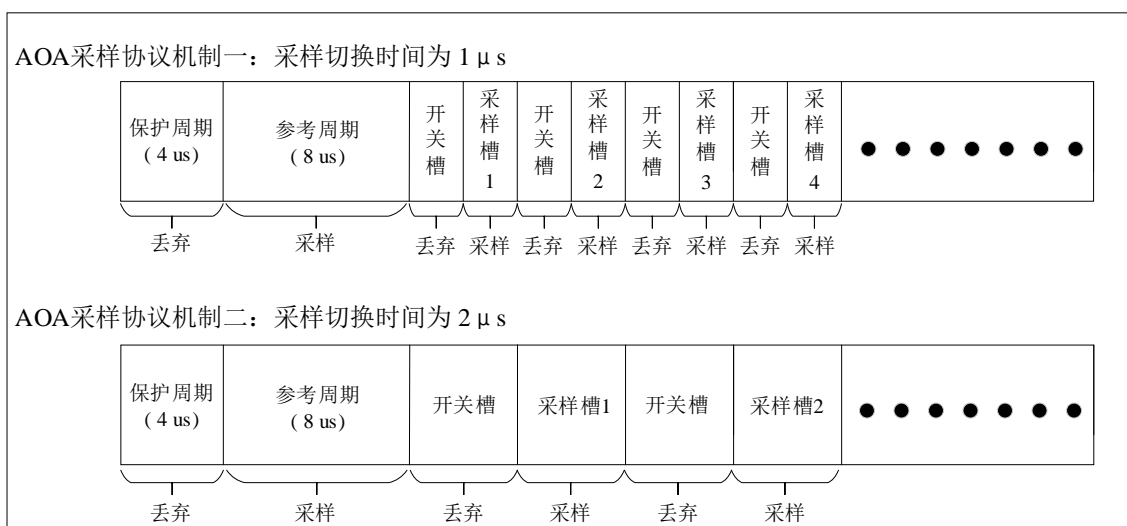


图 2-6 CTE 数据采样框架

在 CTE 采样框架中，前 4 μs 称为保护周期，后 8 μs 称为参考周期。在参考周期

之后, CTE 由一系列交替的开关槽和采样槽组成, 每个插槽长度为 $1\ \mu\text{s}$ 或 $2\ \mu\text{s}$, 由使用信号发射器和信号接收器的应用程序指定。其中, $2\ \mu\text{s}$ 插槽可以在天线之间使用更有效的 RF 开关, 这具有更长的过渡时间。 $1\ \mu\text{s}$ 插槽可以对每个天线进行多次采样, 这样可以降低噪声的影响, 提高精度^[51]。

当 AOA 接收装置到包含 AOA 的 CTE 数据包时, 接收天线按照控制器配置的切换模式按照一定的速率进行天线切换。在这种情况下, 接收天线应该在保护周期即前 $4\ \mu\text{s}$, 每 $1\ \mu\text{s}$ 采集一对 IQ 数据, 但该数据需要被丢弃。然后, 在参考周期内每 $1\ \mu\text{s}$ 采集一对 IQ 数据, 此数据被缓存。最后, 在开关槽中采集的 IQ 数据被丢弃, 在采样槽中采集的 IQ 数据被保留。但在 $2\ \mu\text{s}$ 插槽的情况下, 每个采样槽只保留一对 IQ 数据。在采样过程中, 无论 CTE 长度如何, 接收天线应对整个 CTE 进行采样^[51]。

为了获得用于角度估计的高质量数据, IQ 采样需要在每个 IQ 采样窗口内的同一点进行。采集的时间应该为开始后 $0.125\ \mu\text{s}$, 在每个微秒周期结束前 $0.125\ \mu\text{s}$ 结束。如果使用 $2\ \mu\text{s}$ 插槽, 则需要在后 $1\ \mu\text{s}$ 内进行采样^[29]。

2.2 天线阵列及到达角估计方法

2.2.1 天线阵列

根据天线阵列中阵元不同的排布设计, 天线阵列可以被分类成不同的几何结构, 比如一维空间中的线性阵列, 二维空间的圆形阵列, 二维空间的矩形阵列等等。并且, 根据阵元之间的间距是否均匀, 可以将天线阵列分为均匀阵列和非均匀阵列。根据 SIG 发布的天线阵列设计示例相关文件, 基础的天线阵列可分为均匀线性天线阵列 (Uniform Linear Array, ULA)、均匀矩形天线阵列 (Uniform Rectangular Array, URA)、均匀圆形天线阵列 (Uniform Circular Array, UCA), 示意图如图 2-7 所示^{[53][54][55]}。

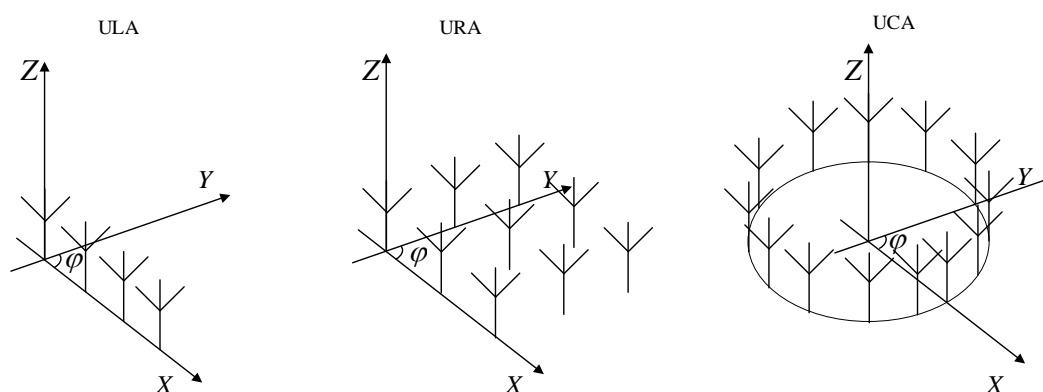


图 2-7 三种天线阵列示例

ULA 由排列在同一条直线上的等距离阵元所构成。ULA 属于一维空间中的天线阵列，在计算相位差时，相邻阵元之间的值相同。ULA 结构简单并且计算比较便捷，但是只能分辨出与天线法平面之间的夹角，即方位角。

URA 比 ULA 多了一个维度的天线，因此不仅仅可以估计出与天线法平面之间的夹角，即方位角，也可以估计与天线平行平面的夹角，即俯仰角。URA 是 ULA 基于法线方向的二维拓展，由于 URA 中天线的阵元是均匀的，任何一行天线或者任何一列天线都是一个 ULA，因此该天线的方向矢量与 ULA 计算方法相同^[56]。

UCA 由排列在圆周上的等距离天线阵元所构成。基于相同的阵元数目，UCA 与 ULA 相比，UCA 能够形成更窄的下行赋形波束，指向性更加精确，抗干扰能力和抗噪声性能更强^[56]。ULA 仅可以提供一个角度信息，即方位角信息，并且角度估计范围在 180° 以内。但是针对 UCA，不仅仅能够估计方位角，也能够估计俯仰角。

在实际工程应用中，UCA 和 URA 均被研究并应用。UCA 可以克服线阵中阵元之间的互相耦合效应而不平衡的缺陷，URA 理论算法基础更加完善，研究难度不算太大。在本研究中，天线阵列为 URA。

2.2.2 到达角估计方法

在定位方面，蓝牙 5.1 核心规范引入了支持高精度测向的新功能。规范中控制层协议已经得到增强，使得天线阵列可以支持接收到无线电信号的方向计算。HCI 层进行了修改，以便控制层获得的数据可以在应用层堆栈中进行方向计算^[29]。

BLE AOA 发射设备可以发送启用方向搜集的数据，为对端 BLE AOA 接收设备

提供方向信息。通过使用来自多个发射机的方向信息及提供其位置的配置信息文件，BLE 接收设备可以计算出 BLE AOA 发射设备的位置。

在 AOA 实现方法中，BLE AOA 发射设备可以使用单个天线发送启用方向查找的 CTE 数据传输给天线阵列。AOA 框架结构图如图 2-8 所示，BLE AOA 接收设备由 BLE 接收器、天线阵列、RF 开关组成。接收设备在收到 CTE 数据包时，RF 开关控制天线进行频繁切换，BLE 接收器根据 IQ 采样协议捕获 IQ 数据样本。由于天线阵列中阵元之间存在距离并且被频繁开关，信号波到达每根天线的的时间不尽相同，因此会产生相位差^[29]。该相位差则可用于估计到达角。

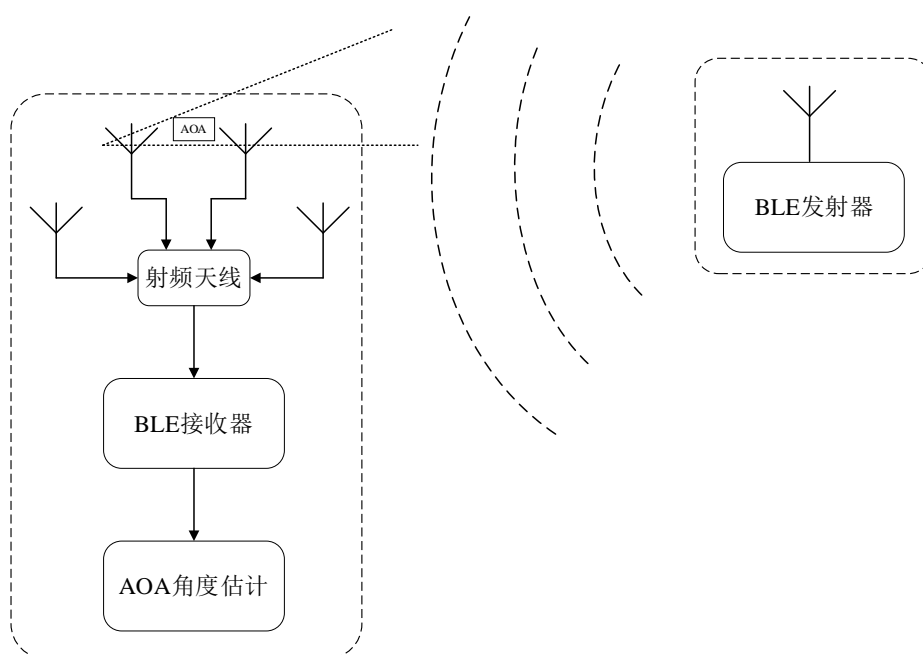


图 2-8 AOA 框架结构图

将上述框架结构图中的天线进行简化，仅仅考虑天线阵列由两根天线组成，间隔距离为 d 。BLE AOA 发射器设备使用单个天线发射信号。如图 2-9 所示，在最近处天线(天线 1)的交点处延伸到远处天线(天线 2)的入射信号波前绘制垂直线。该直角三角形的相邻边表示相对于两个天线之间的波前入射角的路径差^[52]。由于路程差存在，相邻天线相位之间产生了相位差值，到达角才能基于此被计算出来。

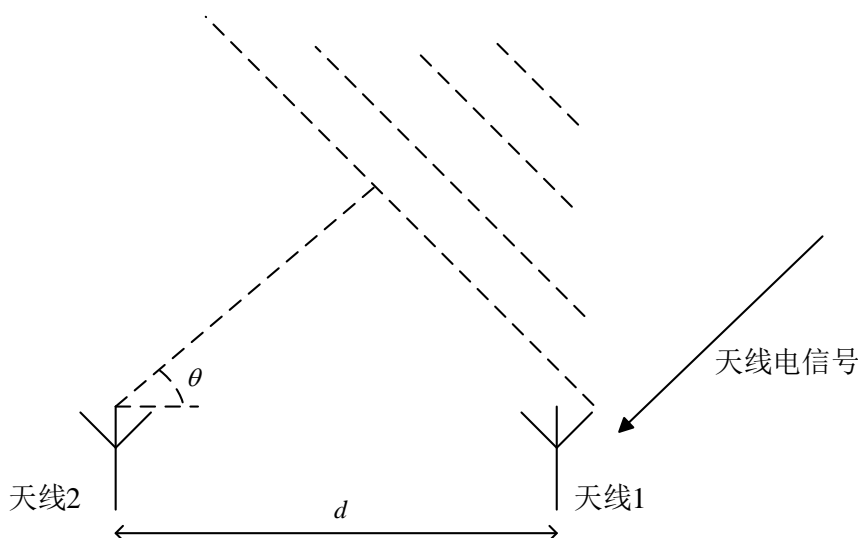


图 2-9 到达角测量图

到达两个天线信号相位差 ψ 的求解公式为

$$\psi = \frac{2\pi d \cos(\theta)}{\lambda} \quad (2-4)$$

其中 λ 为信号的波长， θ 为到达角度。 θ 的计算公式为^[14]

$$\theta = \arccos\left(\frac{\psi\lambda}{2\pi d}\right) \quad (2-5)$$

从式(2-5)可以看出，除了相位差 ψ 是变量，其余的参数均是常量。由此分析可得，到达角度的估计精度与相位差结果密切相关。

2.3 二维 DOA 估计算法及位置定位算法

2.3.1 二维 DOA 估计算法

为了在三维空间中获得俯仰角和方位角信息，因此选择平面阵列进行研究。在这里，假设平面阵列是一个 $M \times N$ 的矩形面阵，相邻天线阵元间隔为 d ，如图 2-10 所示。考虑远场信号，信源足够远，信号到达阵列时可认为是平行波。假设噪声与信号独立，且是加性独立同分布的高斯过程^[45]。

假设有 K 个非相干信源，第 k 个信源对应的俯仰角和方位角分别表示为 θ_k 和 ϕ_k 。选择原点处的阵元为参考阵元 0，空间第 i 个阵元与参考阵元 0 之间的波程差如下公式所示。

$$\beta = \frac{2\pi(x_i \cos \phi \sin \theta + y_i \sin \phi \sin \theta + z_i \cos \theta)}{\lambda} \quad (2-6)$$

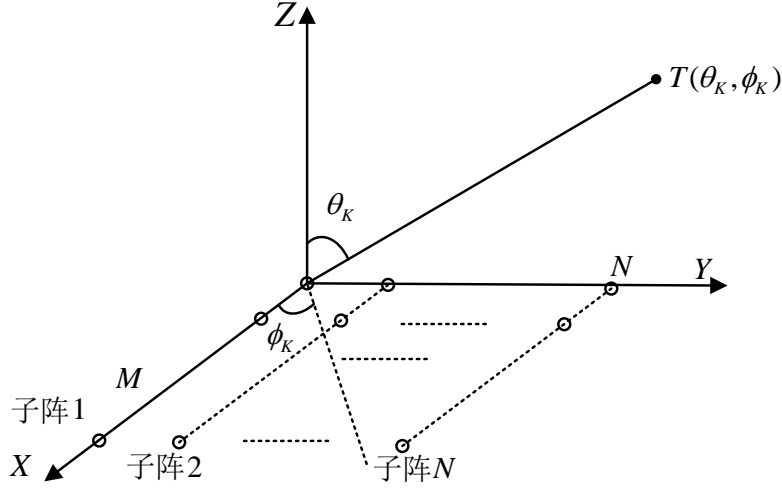


图 2-10 均匀面阵的阵元结构

式子中， (x_i, y_i) 为第 i 个阵元的坐标，平面阵列在 $X-Y$ 平面上， z_i 一般为 0。X 轴的 M 个阵元的方向阵列为 A_x ，Y 轴的 N 个阵元的方向阵列为 A_y ，计算公式如下所示。

$$A_x = [a_x(\phi_1, \theta_1), a_x(\phi_2, \theta_2), \dots, a_x(\phi_K, \theta_K)]$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{\frac{j2\pi d \cos \phi_1 \sin \theta_1}{\lambda}} & e^{\frac{j2\pi d \cos \phi_2 \sin \theta_2}{\lambda}} & \dots & e^{\frac{j2\pi d \cos \phi_K \sin \theta_K}{\lambda}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\frac{j2\pi d (M-1) \cos \phi_1 \sin \theta_1}{\lambda}} & e^{\frac{j2\pi d (M-1) \cos \phi_2 \sin \theta_2}{\lambda}} & \dots & e^{\frac{j2\pi d (M-1) \cos \phi_K \sin \theta_K}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$A_y = [a_y(\phi_1, \theta_1), a_y(\phi_2, \theta_2), \dots, a_y(\phi_K, \theta_K)]$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{\frac{j2\pi d \sin \theta_1 \sin \phi_1}{\lambda}} & e^{\frac{j2\pi d \sin \theta_2 \sin \phi_2}{\lambda}} & \dots & e^{\frac{j2\pi d \sin \theta_K \sin \phi_K}{\lambda}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\frac{j2\pi d (N-1) \sin \theta_1 \sin \phi_1}{\lambda}} & e^{\frac{j2\pi d (N-1) \sin \theta_2 \sin \phi_2}{\lambda}} & \dots & e^{\frac{j2\pi d (N-1) \sin \theta_K \sin \phi_K}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

由上式可得，矩形阵列中第一个子阵列的接收信号为 $x_1(t) = A_x s(t) + n_1(t)$ ， $n_1(t)$

为第一个子阵列的加性高斯白噪声, $s(t) \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为信源矢量。如此推算, 矩形阵列中第 n 个子阵列的接收信号可以表示为 $x_n(t) = A_x \Phi^{n-1} s(t) + n_n(t)$, 其中 $n_n(t)$ 表示第 n 个子阵列的加性高斯白噪声, 矩阵 Φ 如下公式^[45]。

$$\Phi = \text{diag} \left(e^{\frac{j2\pi d \sin \theta_1 \sin \phi_1}{\lambda}}, \dots, e^{\frac{j2\pi d \sin \theta_K \sin \phi_K}{\lambda}} \right) \quad (2-9)$$

接收信号利用如下公式进行表示。

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_x \\ A_x \Phi \\ \vdots \\ A_x \Phi^{N-1} \end{bmatrix} s(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

当然, 接收信号也可以利用如下公式进行表示。

$$\begin{aligned} x(t) &= [a_y(\phi_1, \theta_1) \otimes a_x(\phi_1, \theta_1), \dots, a_y(\phi_K, \theta_K) \otimes a_x(\phi_K, \theta_K)] s(t) + n(t) \\ &= [A_y \odot A_x] s(t) + n(t) \\ &= A(\phi, \theta) s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2-11)$$

其中 \otimes 表示克罗内克积, \odot 表示哈达玛积, $n(t)$ 如下公式表示。

$$n(t) = [n_1(t)^T, n_2(t)^T, \dots, n_N(t)^T]^T \quad (2-12)$$

根据式(2-10)或者式(2-11)的信号模型, 协方差矩阵可以用如下公式表示。

$$R_{xx} = E[x(t) x^H(t)] \quad (2-13)$$

其中, $E[*]$ 表示数学期望。式(2-15)可以利用 L 个快拍被估计, 可以得到如下公式。

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x(t_l) x^H(t_l) \quad (2-14)$$

其中, $[*]^H$ 表示共轭转置。对 \hat{R}_{xx} 进行特征值分解, 可以得到如下公式。

$$\hat{R}_{xx} = E_s D_s E_s^H + E_n D_n E_n^H \quad (2-15)$$

其中, D_s 为由 K 个最大特征值组成的 $K \times K$ 的对角矩阵, D_n 表示为由余下的 $MN - K$ 个小特征值组成的对角矩阵。 E_s 由 K 个最大特征值对应的特征向量组成, E_n 由余下的 $MN - K$ 个小特征值对应的特征向量组成。 E_n 为噪声子空间, E_s 为信号子空间。

在二维 DOA 估计中, 2D-MUSIC 算法和 2D-Capon 算法是比较典型的算法, 减法子空间(Subtracting Signal Subspace, SSS)算法^[57]和传感器直接数据采集(Propagator

Direct Data Acquisition, PDDA)算法^[58]在近些年内被提出。

(1) 2D-MUSIC 算法

根据上述子空间分解, 则 2D-MUSIC 算法的空间谱函数如下表示。

$$P_{2D-MUSIC}(\phi, \theta) = \frac{1}{[a_y(\phi, \theta) \otimes a_x(\phi, \theta)]^H E_n E_n^H [a_y(\phi, \theta) \otimes a_x(\phi, \theta)]} \quad (2-16)$$

通过对空间谱进行二维搜集, 找到 $P_{2D-MUSIC}(\phi, \theta)$ 的 K 个最大的谱峰对应信源方向俯仰角和方位角的估计值。

(2) 2D-Capon 算法

2D-Capon 算法的空间谱函数如下表示。

$$P_{2D-Capon}(\phi, \theta) = \frac{1}{[a_y(\phi, \theta) \otimes a_x(\phi, \theta)]^H \hat{R}_{xx}^{-1} [a_y(\phi, \theta) \otimes a_x(\phi, \theta)]} \quad (2-17)$$

与 2D-MUSIC 算法相同, 均需要二维谱峰搜集, 寻找谱峰值。

(3) SSS 算法

SSS 算法对子空间的分解方法与 2D-MUSIC 算法不太相同, 即对式(2-15)进行特征值分解, 并按照降序对特征值进行排序, 得到如下公式。

$$R_{xx} = Q \Sigma Q^H = [Q_{SS} \ Q_{NS}] \begin{bmatrix} \Sigma_{SS} & 0 \\ 0 & \Sigma_{NS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{SS}^H \\ Q_{NS}^H \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

其中, Σ_{SS} 表示最大的特征值向量, 对应的特征向量可以用如下公式表示。

$$Q_{SS} = [q_1, q_2, \dots, q_P] \quad (2-19)$$

式(2-18)中 Σ_{NS} 表示余下的特征值向量, 对应的特征向量用如下公式表示。

$$Q_{NS} = [q_{P+1}, q_{P+2}, \dots, q_{M \times N}] \quad (2-20)$$

基于上述公式, SSS 算法表达式用如下公式表达。

$$P_{SSS}(\phi, \theta) = \|A(\phi, \theta) Q_{SS}\|^2 \quad (2-21)$$

其中, $\|\cdot\|$ 表示向量取模。

紧接着, 对 SSS 算法进一步标准化处理, 如下公式所示。

$$P_{SSS_Norm}(\phi, \theta) = \frac{P_{SSS}(\phi, \theta)}{\max(P_{SSS}(\phi, \theta))} \quad (2-22)$$

(4) PDDA 算法

PDDA 算法复杂度较低, 不需要构造协方差矩阵分解或者奇异值分解等方法^[58]。基于接收信号表达式(2-11), 假设从 $M \times N$ 个阵元获取 Z 个数据样本, 矩阵

$x(t) \in \mathbb{C}^{(M \times N) \times Z}$ ，如下公式表示。

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t_1) & x_1(t_2) & \cdots & x_1(t_Z) \\ x_2(t_1) & x_2(t_2) & \cdots & x_2(t_Z) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M \times N}(t_1) & x_{M \times N}(t_2) & \cdots & x_{M \times N}(t_Z) \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

为了计算传播向量 p ，矩阵 $x(t)$ 被分成两个子阵列，如下公式所示。

$$h = [x_1(t_1), x_1(t_2), \cdots, x_1(t_Z)] \quad (2-24)$$

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} x_2(t_1) & x_2(t_2) & \cdots & x_2(t_Z) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M \times N}(t_1) & x_{M \times N}(t_2) & \cdots & x_{M \times N}(t_Z) \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

传播向量 p 计算公式如下所示。

$$p = \frac{h\mathcal{H}^H}{h h^H} \quad (2-26)$$

紧接着，需要构造一个单位元素，表示第一行与其自身的相关性，公式如下所示。

$$e = [1 \quad p]^T \quad (2-27)$$

最终，从矢量 e 中获得空间功率谱，如下公式所示^[59]。

$$P_{PDDA}(\phi, \theta) = \|A(\phi, \theta)e\|^2 \quad (2-28)$$

以上所述方法中，2D-MUSIC 算法、SSS 算法均依赖于信号子空间和噪声子空间的分解，它们使用空间中接收信号的少量样本能够实现精确的角度估计^[58]。但是 SSS 算法分辨率不及 2D-MUSIC 算法。2D-Capon 算法仅借助协方差矩阵便进行角度估计，但是该方法对奇异矩阵的适应度不高，会引起角度估计失败。PDDA 算法复杂度不高，但分辨率不及 2D-MUSIC 算法。

2.3.2 三角定位及 RSSI 测距算法

在 AOA 位置定位中，需要两个或者两个以上基站各自获得到达角信息，通过三角定位^[60]解算出待测节点的位置坐标。如图 2-11 所示，假设二维平面内两个基站的位置分别为 $A(x_1, y_1)$ 、 $B(x_2, y_2)$ ，待测节点位置为 $N(x, y)$ 。此处假设基站 A 和 B 测得到达角为 θ_1 、 θ_2 。

由直角三角形关系可以得到如下公式：

$$\tan \theta = \frac{y - y_i}{x - x_i}, (i = 1, 2) \quad (2-29)$$

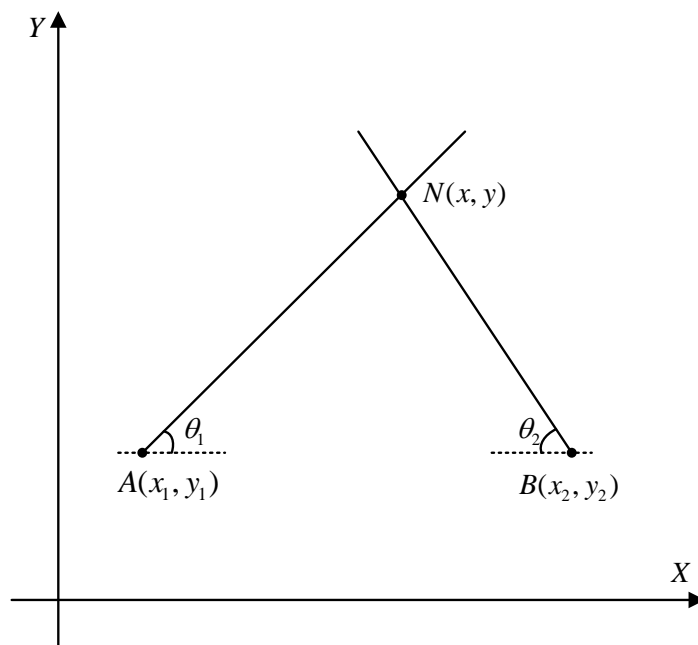


图 2-11 三角定位法

将 A 和 B 点代入并变形，可得如下线性方程组。

$$\begin{cases} y - y_1 = \tan \theta_1 * (x - x_1) \\ y - y_2 = \tan \theta_2 * (x - x_2) \end{cases} \quad (2-30)$$

将方程组求解，可以得到待测节点 N 的位置坐标。

$$\begin{cases} x = \frac{(y_2 - x_2 \tan \theta_2) - (y_1 - x_1 \tan \theta_1)}{\tan \theta_1 - \tan \theta_2} \\ y = \frac{(x_2 - y_2 \cot \theta_2) - (x_1 - y_1 \cot \theta_1)}{\cot \theta_1 - \cot \theta_2} \end{cases} \quad (2-31)$$

针对式(2-30)的联立计算亦可以先求解 y/x 再求解 x/y ，这两种解算在理论上均没有错误。

在位置解算中，RSSI 用于度量接收到的信号功率强度，利用 RSSI 可以实现对待测节点的辅助定位。RSSI 测距相比传统定位技术具有数据获取简单、不受室内室外环境的限制、精度较高的优点。

RSSI 在传播过程中，信号的损耗量与待测节点间的距离存在反向比例的关系，通过理论推导可以建立路径损耗模型。常用的路径损耗模型为两种，一种是自由空间传播模型，另一种是对数路径损耗模型^[61]，又被叫做对数正态阴影衰减模型。前者模型适用于环境比较理想，扩散环境符合视距环境，并且发射的信号不会因为多径、绕射、障碍物影响而产生信号的衰减。而后者模型适用于在复杂环境下，在该环境下信号传输会受到障碍物的影响，产生绕射、多径等，使得信号在传播过程中出现波动。在实际应用中，对数路径损耗模型最常用，其公式如下。

$$RSSI(d) = RSSI(d_0) - 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2-32)$$

其中 $RSSI(d_0)$ 表示在距离信号源 d_0 米处接收的信号强度。 n 表示路径损耗因子，可由所在环境测得，范围一般在 1-4 之间。 X_σ 表示均值为 0 与标准差为 σ 的高斯噪声。

2.4 本章小结

本章介绍了低功耗蓝牙技术和 IQ 信号采样协议、天线阵列及到达角估计方法、二维 DOA 估计算法及位置定位算法。首先介绍了低功耗蓝牙技术并详细介绍了 CTE 广播数据，这些均是本研究后续实验中所用到的前置技术基础。紧接着基于本研究中所应用的 IQ 正交调制介绍了 IQ 数据的计算公式，并介绍了 IQ 采样协议，为第三章中 IQ 数据收集及处理奠定理论基础。然后，简要分析了 ULA、URA、UCA 这三种天线阵列各自特点，选择 URA 天线进行研究。并且详细介绍了到达角的计算过程。最后，详细介绍了 2D-MUSIC、2D-Capon、SSS、PDDA 算法的实现过程，从精度与分辨率上对比分析，2D-MUSIC 算法最优。并详细介绍了三角定位算法、RSSI 测距算法的实现过程，为第四章定位算法研究奠定方法基础。

第 3 章 基于相位修复的分层角度估计算法

3.1 研究内容

目前,针对 AOA 的研究工作重点大多在于一维天线阵列,该估计范围是二维空间,并不能实现三维空间的估计。因此,本章研究基于二维天线阵列的 BLE AOA 应用。但是在实际应用中,基于 BLE 的二维天线阵列存在 CTE 频率偏差(FD)的问题,这会损伤天线相位,从而导致角度估计模糊。在 2019 年, SIG 公布了蓝牙 5.1 核心规范^[29],协议中引入了 AOA 测向功能。并且,为了能够拓宽数据流量,蓝牙 5.1 核心规范支持定期广播同步传输^[29]。在这种模式下,主信道为 37(2402 MHz)、38(2426 MHz)、39(2480 MHz)三个信道,次要广播信道为 0-36(2402MHz-2424 MHz、2428 MHz-2478 MHz)37 个信道。相比 37-39 信道,0-36 信道的频段大部分与 WIFI 频段重叠,这些信道更容易受到环境噪声的干扰,这会对 AOA 算法的估计结果带来干扰。

在本章中,主要讨论基于 URA 的 AOA 估计应用研究。在实际应用中,URA 进行频繁的天线切换,并且基于蓝牙 5.1 核心规范进行通信。在此过程中,URA 存在 FD 问题,因此需要修复由 FD 对每个信道数据信息带来的相位损伤,从而提升对角度估计的准确性。为了能够为位置定位算法提供大量角度结果数据,则需要在次要广播信道上保持优良的估计性能。进一步地,需要利用每个信道频率信息进行解算应用。

本章的主要内容安排如下:首先介绍本章研究内容;紧接着详细介绍分层角度估计算法框架内容;紧接着介绍建立三维坐标并定义 IQ 数据格式的具体理论实现过程;紧接着介绍相位修复机制及基于不同中心频率的角度估计的具体理论实现过程;然后介绍单基站角度估计实验硬件及实验方案;最后分析相位修复机制有效性,对比不同算法,并分析角度估计精度、角度估计鲁棒性及算法有效性。

3.2 分层角度估计算法框架概述

为了修复由 FD 引起的相位损伤,并且能实现在次要广播信道中优良的角度估计性能。基于上述目标,本章建立了基于相位修复的分层角度估计框架,整体框架如图 3-1 所示。HAE 框架为三层框架,层层相扣。在数据获取层,首先利用单基准天线与

笛卡尔坐标系建立三维单基准天线坐标，这是计算参考相位差和角度度量的坐标基础。紧接着，利用蓝牙 5.1 核心规范中的 CTE 模型与 IQ 数据共同建立 IQ 数据帧，这为相位修复层中参考相差计算做数据准备。在相位修复层，应用数据分类和快照分拍应用的相位修复机制，首先将每一帧 IQ 数据进行分类，分别为参考 IQ 数据和角度 IQ 数据。紧接着，对参考 IQ 数据进行相位限幅规范化，以得到统一幅值的参考相位矢量。对参考相位矢量进行线性化处理，以得到与时间呈现递增的线性关系。对线性化后的参考相位矢量进行前向差分并进行均值化，以得到采样时间上的均值参考相差。接着，对角度 IQ 数据，使用均值参考相位差、CTE 插槽时间、采样时间间隔三个参数融合应用实现相位修复。最后，利用相位修复后的角度 IQ 数据构建接收信号矩阵。在多信道角度估计层，首先将不同信道的中心频率转化为波长矢量与角度搜集进行解算应用以保证该框架适应次要广播信道角度估计，最后通过滑动均值滤波输出最终的角度结果。

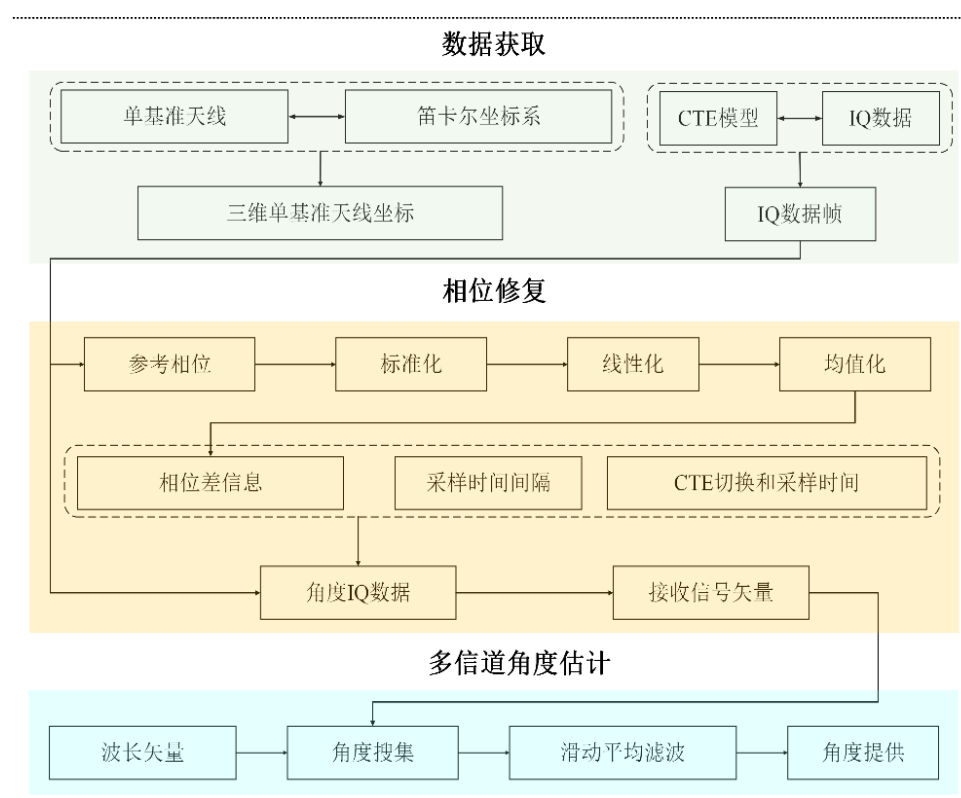


图 3-1 HAE 框架结构图

3.3 坐标建立及数据获取

3.3.1 坐标建立

如图 3-2 所示, 假设 URA 的天线个数为 $N_1 \times N_2$, 天线之间的间距为 d 。设置右上角的天线为单基准天线, 并将其编号 $(1,1)$, 其余天线依照 $(2,1), \dots, (N_1,1), (1,2), \dots, (N_1,2), \dots, (1,N_2), \dots, (N_1,N_2)$ 进行编号。以单基准天线 $(1,1)$ 为原点建立笛卡尔右手坐标系, 建立了三维单基准天线坐标系。在该空间坐标系下, 设定与 X 轴正方向的夹角为方位角, 与 Z 轴正方向的夹角为俯仰角。假设 K 个空间窄带信号射向天线阵列, 其中 $\theta_k \in [-\pi, \pi]$ 和 $\phi_k \in [0, \pi/2]$ 是第 K 个信源 T_k 的方位角范围和俯仰角范围。

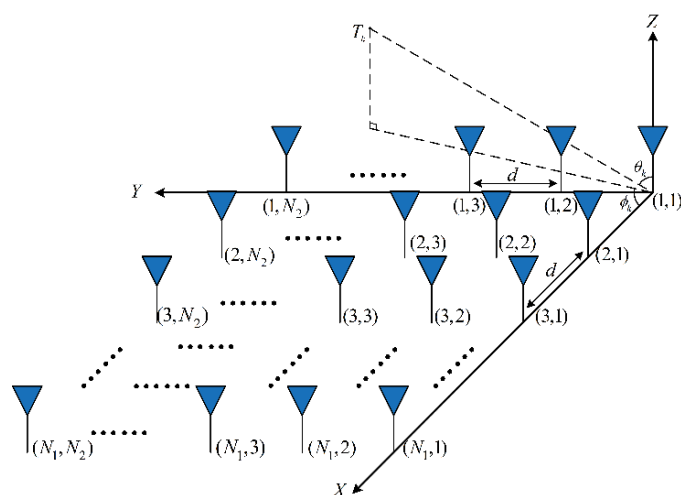


图 3-2 三维单基准天线坐标系

3.3.2 数据获取

基于 2.1.2 中 CTE 采样规范, 该规范根据采样切换时间分为两种采样协议机制, 即为采样切换时间 t 分别为 $1 \mu\text{s}$ 和 $2 \mu\text{s}$ 。该协议前期均包括保护周期和参考周期。前 $4 \mu\text{s}$ 均被称为保护周期, 并且该周期内采样的数据被丢弃。紧接着的 $8 \mu\text{s}$ 均被称为参考周期, 此周期内采样的数据被保留, 数据总数为 $E=8$ 。在参考周期之后, 有一系列交替的开关槽和采样槽, 槽总数为 M 。其中开关槽的数据被丢弃, 采样槽的数据被保留。

由于 URA 需要频繁进行天线切换, 因此根据三维单基准天线坐标系和 CTE 采样规范可以建立 IQ 数据帧模型, IQ 数据矢量 $D_{T_i} \in \mathbb{C}^{(E+M) \times 1}$ 如下公式表示。

$$D_{T_i} = [R_{T_i}, N_{T_i}]^T \quad (3-1)$$

其中 D_{T_i} 表示在第 i 次采样周期 T 的 IQ 数据矢量, $R_{T_i} \in \mathbb{C}^{E \times 1}$ 代表参考 IQ 数据矢量, $N_{T_i} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 代表角度 IQ 数据矢量。 $[*]^T$ 表示矩阵转置, 矢量 R_{T_i} 定义如下。

$$R_{T_i} = [IQ_{1,T_i}, IQ_{2,T_i}, \dots, IQ_{E,T_i}]^T \quad (3-2)$$

其中, IQ_{E,T_i} 表示第 i 个采样周期 T 时刻在天线(1,1)获取的第 E 对参考 IQ 数据。

参考 IQ 数据矢量在天线(1,1)上获得, 将参考 IQ 数据矢量的最后一个元素作为角度 IQ 数据的起点, 则矢量 N_{T_i} 定义如下。

$$N_{T_i} = \begin{bmatrix} IQ_{E,T_i}, IQ_{(2,1),T_i}, \dots, IQ_{(N_1,1),T_i}, IQ_{(1,2),T_i}, \\ \dots, IQ_{(N_1,2),T_i}, \dots, IQ_{(N_1,N_2),T_i}, IQ_{(1,1),T_i}, \\ \dots, IQ_{(N_1,1),T_i}, \dots, IQ_{(N_1,N_2),T_i}, \dots \end{bmatrix}^T \quad (3-3)$$

其中, $IQ_{(N_1,N_2),T_i}$ 表示于第 i 个采样周期 T 的时刻在天线 (N_1, N_2) 获取的角度 IQ 数据。

3.4 相位修复机制及角度估计

3.4.1 相位修复机制

参考周期的 IQ 数据均在单基准天线上采集到的, 它存储着时间间隔为 1us 的相位差信息。对于每个参考周期 IQ 数据, 定义公式如下所示。

$$IQ_{m,T_i} = [I_{m,T_i}, Q_{m,T_i}]^T \quad (3-4)$$

其中, IQ_{m,T_i} 表示在第 i 个采样周期 T 下, 第 m 个参考周期从参考天线(1,1)获取的 IQ 数据值。 I_{m,T_i} 表示在该时刻从天线(1,1)获取的 I 数据, Q_{m,T_i} 表示该时刻从天线(1,1)获取的 Q 数据。并且 $m \in [1, E]$ 。

根据参考周期 IQ 数据计算相位时, 不同的计算方法会存在着不同的相位范围。在这里, 相位范围是 $[-\pi, \pi]$, 计算公式如下所示。

$$\varphi = \begin{cases} \arctan(\frac{Q_{m.T_i}}{I_{m.T_i}}), & (I_{m.T_i} > 0) \\ \arctan(\frac{Q_{m.T_i}}{I_{m.T_i}}) + \pi, & (I_{m.T_i} < 0, Q_{m.T_i} \geq 0) \\ \arctan(\frac{Q_{m.T_i}}{I_{m.T_i}}) - \pi, & (I_{m.T_i} < 0, Q_{m.T_i} < 0) \\ \frac{\pi}{2}, & (I_{m.T_i} = 0, Q_{m.T_i} > 0) \\ -\frac{\pi}{2}, & (I_{m.T_i} = 0, Q_{m.T_i} < 0) \end{cases} \quad (3-5)$$

将公式(3-2)和公式(3-3)带入到公式(3-5)可以得到参考相位矢量 $\varphi_{R_{T_i}} \in \mathbb{C}^{((E-1) \times 1)}$ ，公式如下。

$$\varphi_{R_{T_i}} = [\varphi_{1.T_i}, \varphi_{2.T_i}, \dots, \varphi_{E.T_i}]^T \quad (3-6)$$

其中， $\varphi_{R_{T_i}}$ 表示在第*i*个采样周期*T*下第*E*个参考周期内瞬时获取的参考相位。

由于参考相位元素与采样时间*t*呈现非线性关系，因此需要将参考相位处理成与时间*t*呈现线性相关的矢量。首先，需要确定 $\varphi_{m.T_i}$ 和 $\varphi_{m-1.T_i}$ 的差值是否小于 0。如果满足条件，将应用计算，直到 $\varphi_{m.T_i}$ 和 $\varphi_{m-1.T_i}$ 的差值大于 0。如果不满足条件，则跳过。

$$\varphi_{m.T_i} = \varphi_{m-1.T_i} + 2\pi \quad (3-7)$$

其中 *m* 表示在第*i*个采样周期*T*下第 *m* 个参考周期瞬间获取的基准天线相位，其中 $m \in [2, E]$ 。

将式(3-6)带入到式(3-7)中可以得到线性化后的参考相位，其公式如下所示。

$$\dot{\varphi}_{R_{T_i}} = [\dot{\varphi}_{1.T_i}, \dot{\varphi}_{2.T_i}, \dots, \dot{\varphi}_{E.T_i}]^T \quad (3-8)$$

对式(3-8)进行相位差计算，公式如下所示。

$$\Delta \dot{\varphi}_{n.T_i} = \dot{\varphi}_{n.T_i} - \dot{\varphi}_{n-1.T_i} \quad (3-9)$$

其中，*n* 代表第*n*个参考周期， $n \in [2, E]$ 。

将式(3-8)带入式(3-9)后，可以得到参考相差矩阵，公式如下所示。

$$\Delta \dot{\varphi}_{R_{T_i}} = [\Delta \dot{\varphi}_{2.T_i}, \Delta \dot{\varphi}_{3.T_i}, \dots, \Delta \dot{\varphi}_{E.T_i}]^T \quad (3-10)$$

由于利用间隔参考相位数据相减, 因此该矢量的维数被降为 $\mathbb{R}^{(E-1) \times 1}$ 。

利用式(3-10)得到均值相位差信息, 公式如下所示。

$$\overline{\Delta\varphi_{R_{T_i}}} = \frac{\sum_{j=2}^E \Delta\varphi_{j,T_i}}{E-1} \quad (3-11)$$

其中, $\overline{\Delta\varphi_{R_{T_i}}}$ 为均值参考相位差, 也就是基准天线(1,1)上时间间隔为 $1 \mu\text{s}$ 的相位差信息。

在基准天线上获取相位差信息后, 那么需要应用均值参考相位差信息与角度 IQ 数据, 以对角度 IQ 数据相位补偿。具体来说, $\overline{\Delta\varphi_{R_{T_i}}}$ 被用作采样时间 t 的相位参考, 用于矢量 N_{T_i} 的相位补偿。采样时间 t 、采样间隔向量和 $\overline{\Delta\varphi_{R_{T_i}}}$ 均被应用, 公式如下所示。

$$X_{T_i} = N_{T_i} \odot e^{-iST \overline{\Delta\varphi_{R_{T_i}}}} \quad (3-12)$$

其中, \odot 表示哈达玛积, S 计算公式如下。

$$S = 2 \times t \quad (3-13)$$

其中, t 是计算实际采样时间的基本时间单位。

式(3-12)中 T 存储了每个天线与参考天线之间的时间差, 定义公式如下。

$$T = [0, 1, 2, \dots, \text{cycle} \times N_1 \times N_2 - 1]^T \quad (3-14)$$

由于时间差是基于参考天线的, 所以向量 $T \in \mathbb{R}^{(\text{cycle} \times N_1 \times N_2 - 1) \times 1}$ 从 0 开始。而 cycle 指的是快照次数, 计算公式如下所示。

$$\text{cycle} = \left\lfloor \frac{M}{N_1 \times N_2} \right\rfloor \quad (3-15)$$

其中, $\lfloor * \rfloor$ 表示向下取整。

由于式(3-12)是对所有 IQ 数据基于时间进行相位修复, 因此得到的结果是多快照的信号矢量。进一步地, 可以将式(3-12)按照不同快照进行重写, 计算公式如下所示。

$$X_{T_i} = [X_{1,T_i}, X_{2,T_i}, X_{3,T_i}, \dots, X_{\text{cycle},T_i}]^T \quad (3-16)$$

其中, X_{cycle,T_i} 表示根据角度 IQ 数据计算出的实际接收信号向量, 并且 $X_{\text{cycle},T_i} \in \mathbb{C}^{(N_1 \times N_2) \times 1}$ 。向量 X_{cycle,T_i} 的列维度与天线阵列的数量相同, 这表明该矢量的相位数据与天线切换顺序相对应。

3.4.2 基于不同中心频率的角度估计

在应用子空间分解算法时,首先需要将接收到的信号矢量张成信号协方差矩阵。进一步地,为了获得稳定的估计结果,均值协方差矩阵可以用式 (3-16) 求得,计算公式如下所示。

$$R = \frac{\sum_{k=1}^{\text{cycle}} X_{k,T_i} X_{k,T_i}^H}{\text{cycle}} \quad (3-17)$$

其中, R 是真实世界的均值信号协方差矩阵, 并且 $R \in \mathbb{C}^{(N_1 \times N_2) \times (N_1 \times N_2)}$ 。该矩阵为方形矩阵, 行维数和列维数与天线阵列数量相同。

在利用 2D-MUSIC 算法进行角度搜集的时候, 利用(3-17)估计, R 可分解为如下形式。

$$R = AR_s A^H + \sigma_w^2 I \quad (3-18)$$

其中, R_s 表示信号协方差矩阵, σ_w^2 表示噪声方差。 A 表示阵列流矩阵, 公式表示如下。

$$A = [a_1, a_2, \dots, a_K] \quad (3-19)$$

其中, a_K 是由 X 轴方向的导向矢量 a_x 与 Y 轴方向的导向矢量 a_y 经过克罗内克积运算得来。其中 a_x 与 a_y 的计算公式可以进行如下表示。

$$a_x = e^{-i2\pi[0,1,2,\dots,N_2-1]^T d \sin \theta \cos \phi / \lambda} \quad (3-20)$$

$$a_y = e^{-i2\pi[0,1,2,\dots,N_2-1]^T d \sin \theta \sin \phi / \lambda} \quad (3-21)$$

由于蓝牙次广播信道中存在不同信道频率, 因此需要将频率信息转化为波长矢量应用于算法运算, 公式如下表示。

$$W = [c/f_0, c/f_1, \dots, c/f_q]^T \quad (3-22)$$

其中 f_0 表示信道为 0 的中心频率, 并且 $q \in [0, 36]$ 。 c 表示光速。

通过式(3-20)、式(3-21) 和式(3-22), 可以得到不同频率下的信号导向向量 a_x 和 a_y 。根据式(3-18), 可以通过复信号矢量的协方差矩阵 R 的特征值分解得到噪声子空间 E_N 。进一步地, 角度搜集公式可以进行如下表示。

$$P = \frac{1}{[a_y \otimes a_x]^H E_N E_N^H [a_y \otimes a_x]} \quad (3-23)$$

为了归一化空间谱函数，对空间谱函数进行归一化，公式如下表示。

$$P' = \frac{P}{P_{max}} \quad (3-24)$$

通过搜索与 P' 最大谱峰的源方向相对应的方位角和俯仰角来获得角度估计值。

经过如上计算，角度结果矩阵得到后，利用滑动平均滤波对角度结果进行平均并输出，其计算公式如下。

$$az = \frac{\sum_{i=p}^{p+\delta} g_{a,T_i}}{\delta} \quad (3-25)$$

$$el = \frac{\sum_{i=p}^{p+\delta} g_{e,T_i}}{\delta} \quad (3-26)$$

其中， az 和 el 分别表示方位角和俯仰角， g_{a,T_i} 和 g_{e,T_i} 表示在第 i 个采样周期 T 下计算的方位角和俯仰角， δ 表示滑动窗口阈值。利用滑动平均滤波不消减角度结果矩阵的维数，最大化地得到准确并稳定的角度结果。

3.5 单基站角度估计实验硬件及实验方案

3.5.1 实验硬件和实验环境

(1) 实验硬件描述

参考 Silicon labs AOA 天线阵列的典型设计，本文设计了如图 3-3 所示的天线接收硬件装置。发射机硬件设备如图 3-4 所示。



图 3-3 接收机硬件设备



图 3-4 发射机硬件设备

接收机硬件的主控芯片是 Silicon labs EFR32BG22C224，并配有的 4×4 天线阵列。EFR32BG22C224 是 EFR32BG22 无线壁虎 SoC 家族中重要一员，并拥有 32 位 ARM

Cortex-M33 内核。该芯片支持蓝牙 5.1 协议并支持到达角和离去角进行测向，最高工作频率 38.4 MHz，最高 352 KB Flash 和 32 KB RAM，最大发射功率 6 dBm。4×4 天线阵列由尺寸为 27.9×27.9 mm 的矩形贴片天线组成，彼此相距 12.1 mm，并且采用圆极化双馈电点方式。发射机主控芯片采用的是 Silicon labs EFR32BG22C224，支持蓝牙 5.1 协议并支持到达角和离去角进行测向。

接收器硬件原理图如图 3-5 所示，天线编号依次为(1,1),(2,1),……,(4,4)。在本实验中，天线(1,1)被用作参考天线。以天线(1,1)为原点，利用笛卡尔右手坐标系构建三维单基准天线坐标系。

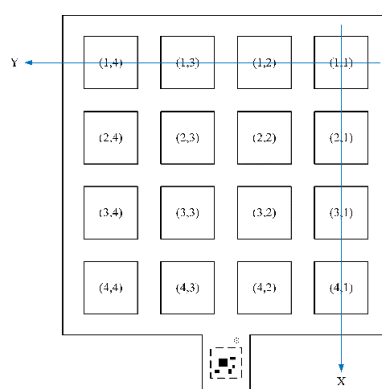


图 3-5 接收器硬件坐标图

（2）实验环境

实验环境如图 3-6 所示。在此过程中，标签被设置为 1.3 米，定位器被设置为 2.1 米。

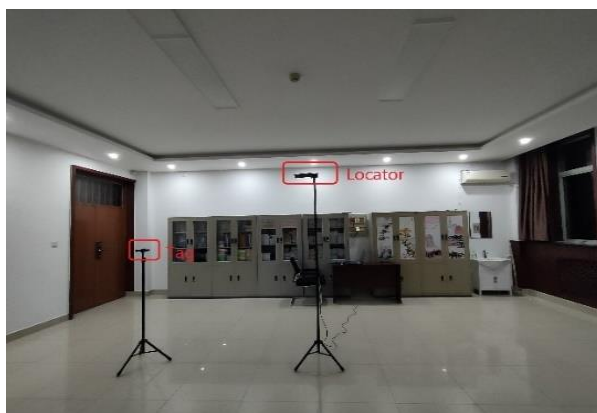


图 3-6 实验环境

在空间实验中，软件配置参数如表 3-1 所示。

表 3-1 软件配置表

参数	设定值
蓝牙广播类型	定期广播
CTE 长度	160 μs
开关槽时间	1 μs
采样槽时间	1 μs
频率带	2404 MHz-2422 MHz
蓝牙信道	0-9

3.5.2 实验方案

实验方案在会议室内进行，定位空间为 3.6 m*3.6 m，如图 3-7 所示。在测试过程中，空间被划分为四个象限，并收集了大量数据。为了便于分析，选取了其中的典型测试点进行数据分析，共抽取了 10 个测试点。为了测试特殊方位角估计的能力，选择了 9 个测试点，包括 180°、135° 和 90°三个方位角，编号为 1 至 9。此外，为了测试不同方位角的估计能力，随机选择了一个点，编号为 10。实验中电脑端接收硬件中微控制器的 IQ 数据，获取所有测试点 0-9 信道的数据，共 100 个信道数据。每个信道的数据帧数为 73，数据帧总数为 7300。

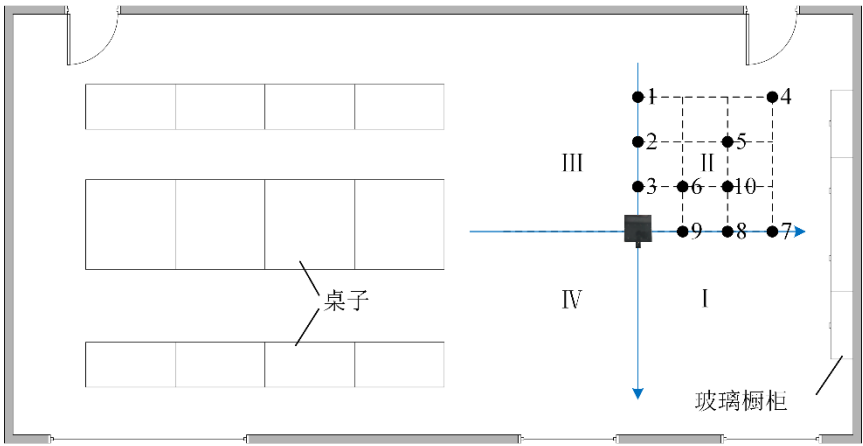


图 3-7 实验解决方案示意图

3.6 单基站角度估计算法实验分析

3.6.1 相位修复机制效果分析

由 2.2.2 小节可得, 相位差数据中包含波程差信息。波程差是角度估计中必要参数, 这也是应用 2D-MUSIC 算法进行角度估计的基础。在这里, 以测试点 5(地面真值: 方位角=132.9°, 俯仰角=63.97°)为例。首先, 基于 MATLAB 平台对测试点 5 角度进行了理论仿真, 得到了对应的理论相位差数据。紧接着, 由于一帧 IQ 数据中共有 4 个快照数据, 所以对 4 个快照数据均进行应用相位补偿机制。经过修复后的相位结果如下图 3-8 所示。

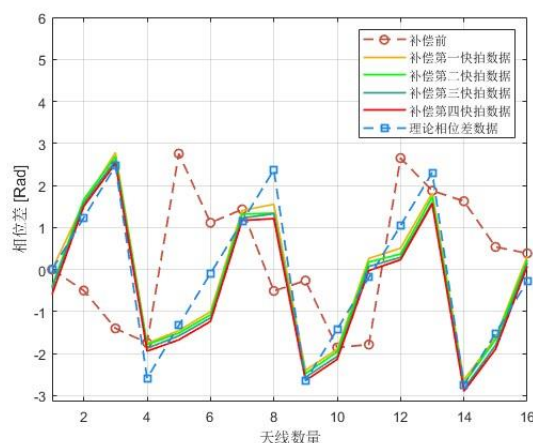


图 3-8 相位修复结果比较

从图 3-8 可得, 未经修复前, 相位差偏离理论值。这是由于环境噪声和硬件偏差, 其中环境干扰的主要原因是 WIFI 信号和镜面折射干扰。应用相位修复机制后, 四个快照数据与未进行修复的相位差数据差异较大, 与理论值的相位差数据相似, 并且四个快照相位差数据保持稳定并且相似, 这证明了 HAE 框架中的相位修复机制有着较强的有效性。

3.6.2 不同算法对比

上述已经对测试点 5 进行了相位修复机制的分析。在本节, 以测试点 6(地面真值: 方位角=130.64°, 俯仰角=44.67°)进行分析。基于测试点 6 的 0 信道数据, 并选择了四种角度搜集算法应用于 HAE 方法并进行比较, 分别是 2D-MUSIC、PDDA、

SSS、2D-Capon。2D-MUSIC 和 SSS 均基于信号子空间和噪声子空间，PDDA 无需分解协方差矩阵，2D-Capon 基于波束形成。图 3-9 至图 3-12 依次展示了利用单帧数据的不同算法谱估计图像。从图 3-9 可以直观看出 2D-Capon 的谱峰最为尖锐，分辨率最高。当谱峰表现越尖锐，算法会更容易分辨信号源方向，不会出现混淆估计的现象。但是估计方位角为 158.5° ，估计俯仰角为 15° 。估计方位角绝对误差为 27.86° ，估计俯仰角绝对误差为 29.67° 。这是因为 2D-Capon 需要对信号协方差矩阵求逆，所以对奇异矩阵的适应性比较弱。在 2D-Capon 中利用广义逆矩阵会带来较大的角度模糊，这也是角度误差偏大的原因。

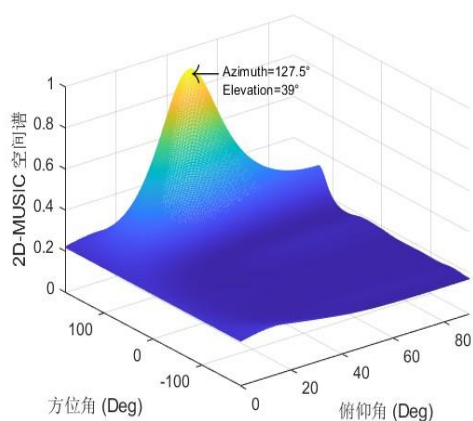


图 3-9 2D-MUSIC 空间谱估计

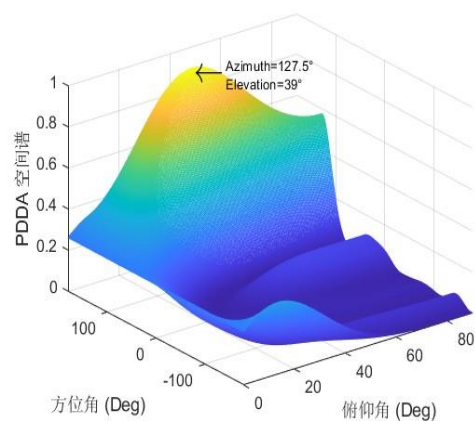


图 3-10 PDDA 空间谱估计

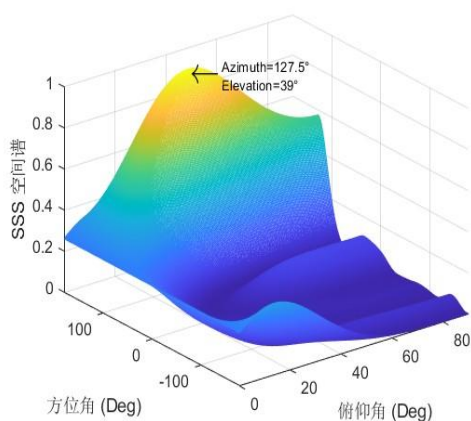


图 3-11 SSS 空间谱估计

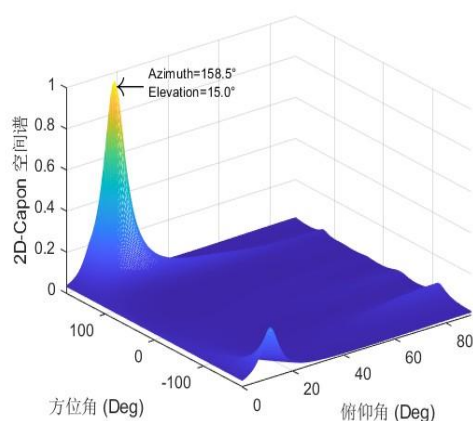


图 3-12 2D-Capon 空间谱估计

为了更好地对比四种算法，基于谱峰峰值依次绘制了方位角谱峰图和俯仰角谱

峰图,如图 3-13 和图 3-14 所示。从图 3-13 可观察到 2D-Capon 方位角谱峰最尖锐,方位角分辨率性能最强。2D-MUSIC 方位角谱峰次之,方位角分辨率较强。PDDA 和 SSS 方位角谱峰相同,分辨率最差。其中 2D-MUSIC、PDDA、SSS 算法的方位角估计值均为 127.5° ,与真实角度绝对误差为 3.14° 。这比 2D-Capon 的方位角误差小,2D-Capon 的方位角误差为 27.86° 。图 3-14 显示 2D-Capon 俯仰角分辨率性能最强。2D-MUSIC 俯仰角谱峰次之,俯仰角分辨率较强。PDDA 和 SSS 俯仰角分辨率最次。其中 2D-MUSIC、PDDA、SSS 算法的俯仰角估计值均为 39° ,与真实角度绝对误差为 5.67° 。这比 2D-Capon 的俯仰角误差小,2D-Capon 的俯仰角误差为 29.67° 。在四种算法中,从估计精度和分辨率上评估,2D-MUSIC 估计精度与 PDDA、SSS 相同,优于 2D-Capon,分辨率优于 PDDA、SSS。

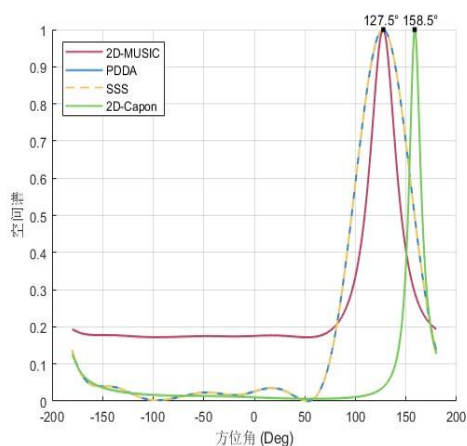


图 3-13 方位角谱峰图

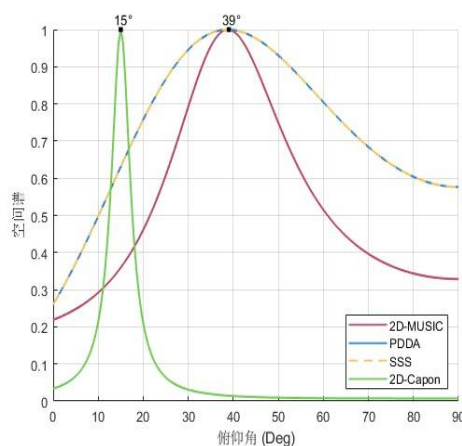


图 3-14 俯仰角谱峰图

3.6.3 角度结果精度分析

继续分析测试点 6 (地面真值:方位角= 130.64° ,俯仰角= 44.67°)。测试点 6 在信道 0-9 上的估计结果分布如图 3-15 和图 3-16 所示。

从图 3-15 可以得到,在不同的信道上,算法的方位角估计表现是优良并且相似的,估计方位角均值保持在 129.92° 附近,信道 4、5、6、8 和 9 上,方位角存在着少量离群值,但是这些信道上的方位角平均估计结果依次为 131.25° 、 131.04° 、 130.67° 、 129.61° 和 128.71° ,均与真实值接近。从图 3-16 可以得到,在不同的信道上,算法的俯仰角估计表现是优良并且相似的,估计俯仰角均值保持在 38.86° 附近。在这些信道中,并没有出现离群值,并且结果集中并且稳定。将图 3-15 与图 3-16 对比来看,在

不同的信道上，方位角与俯仰角的估计是良好并且稳定的。

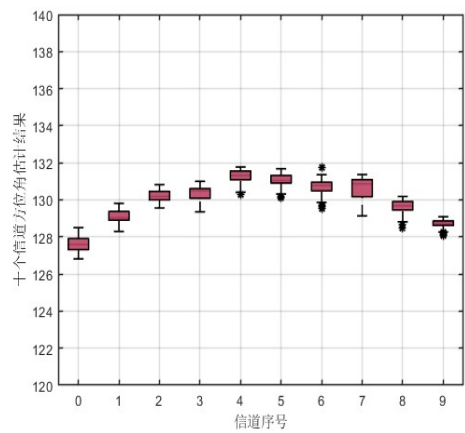


图 3-15 测试点 6 方位角结果分布

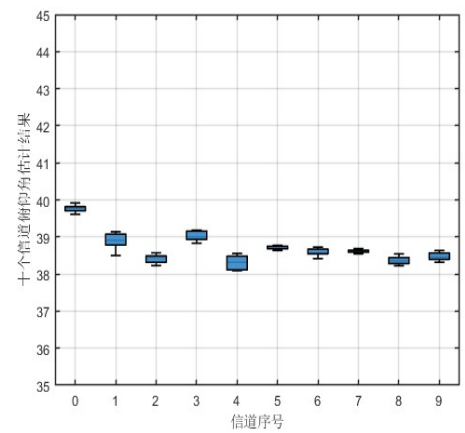


图 3-16 测试点 6 俯仰角结果分布

在测试点 6 的信道 0-9 的方位角对比累计分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)如图 3-17 所示，俯仰角 CDF 如图 3-18 所示。从图 3-17 可以得到，信道 3 估计效果最优，均值方位角误差分布在 0.36° ，信道 0 估计效果最差，均值方位角误差分布在 3.01° 。其余信道的估计性能介于这两者之间。总体来看，所有信道的方位角估计平均误差分布在 3.01° 以内。这表现方位角估计的准确性较强。从图 3-18 可以得到，信道 0 估计效果最优，均值俯仰角误差分布在 4.85° ，信道 7 估计效果最差，均值俯仰角误差分布在 6.37° 。因此可得，所有信道的俯仰角估计均值误差分布在 6.37° 以内。

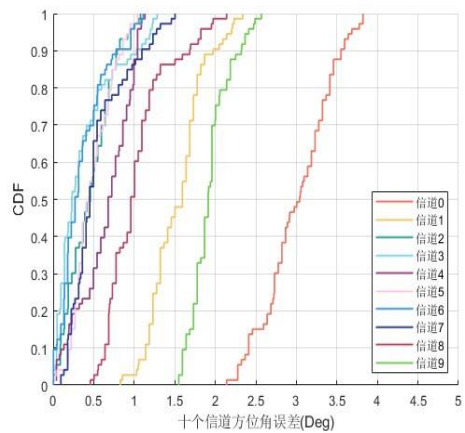


图 3-17 测试点 6 方位角 CDF 结果分布

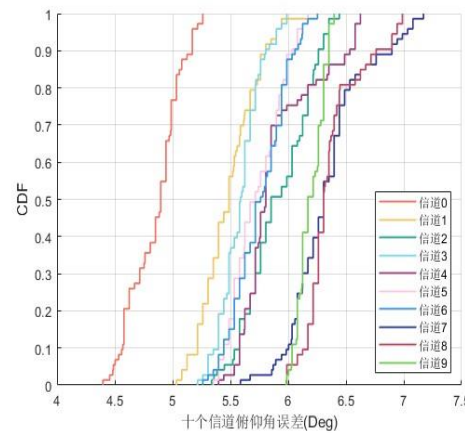


图 3-18 测试点 6 俯仰角 CDF 结果分布

从图 3-17 至图 3-18 可以得出,应用 HAE 框架能够在测试点 6 上实现较高的角度估计精度。

针对十个测试点的 0-9 信道角度估计 CDF 如图 3-19 和图 3-20 所示。在所有测试点每个信道上均使用 72 帧 IQ 数据,利用估计结果计算每个信道均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)作为每个信道的角度估计误差,方位角估计 CDF 如图 3-19 所示,俯仰角估计 CDF 如图 3-20 所示。

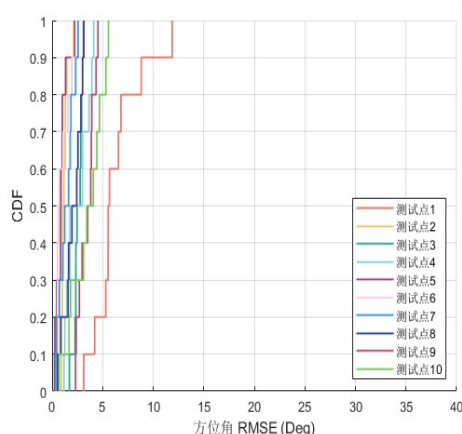


图 3-19 十个测试点方位角 CDF 分布

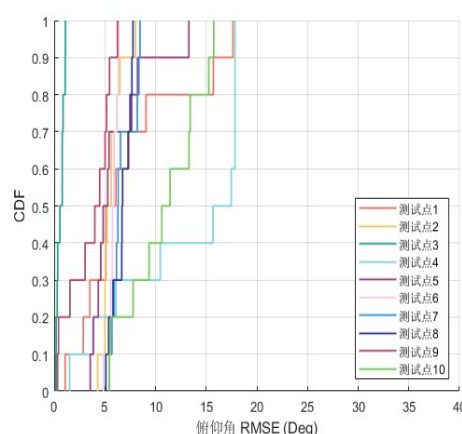


图 3-20 十个测试点俯仰角 CDF 分布

从图 3-19 可以得到,测试点 6 的方位角估计效果最优, RMSE 主要分布在 0.64° 以内。测试点 1 的方位角误差最差, RMSE 主要分布在 5.56° 以内。测试点 9 的方位角 RMSE 次之,主要分布在 3.52° 以内。其余测试点的方位角 RMSE 主要分布在 3.43° 以内。结果表明,10 个测试点的方位角 RMSE 均主要分布在 3.43° 以内。

从图 3-20 可以得到,测试点 3 的俯仰角估计误差最小, RMSE 主要分布在 0.57° 以内。测试点 4 的俯仰角误差最大, RMSE 主要分布在 15.67° 以内。其余测试点的俯仰角 RMSE 主要分布在 6.69° 以内。结果表明,10 个测试点的俯仰角 RMSE 均主要分布在 6.69° 以内。

综合对比,这表明了 HAE 框架具有较高的定位精度。

3.6.4 角度结果鲁棒性分析

由 3.6.2 节可以得知,2D-MUSIC 估计精度与 PDDA、SSS 相同,优于 2D-Capon,分辨率优于 PDDA、SSS。为了验证 HAE 算法的鲁棒性,使用测试点 6 的 3 信道中

应用 HAE 框架进行 2D-MUSIC 估计，其 2D-MUSIC 谱峰图像如图 3-21 所示。在该信道数据上加入了 SNR 为 -20 dB 的随机噪声，以模拟环境中产生的随机噪声，2D-MUSIC 谱峰结果图像如图 3-22 所示。

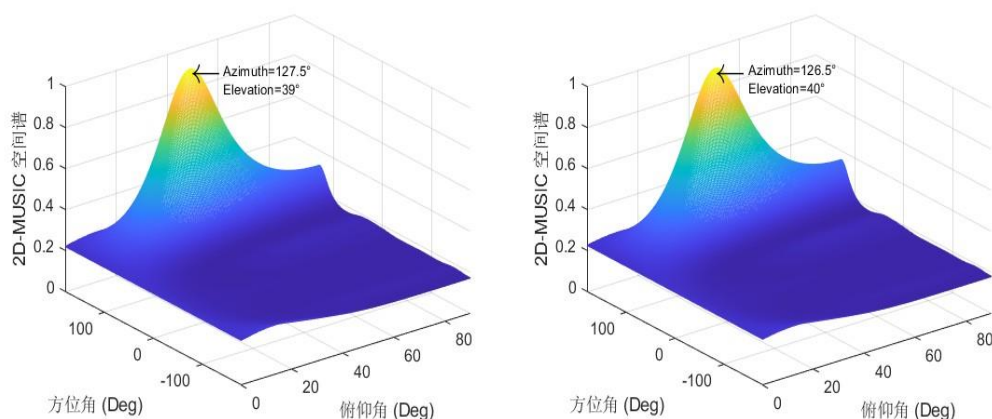


图 3-21 未加噪声的 2D-MUSIC 估计 图 3-22 加噪声(SNR=-20 dB)的 2D-MUSIC 估计

从图 3-21 的谱峰结果可以看出，没有伪主峰混淆角度估计，只存在一个主峰。方位角估计结果为 127.5°，俯仰角估计结果为 39°。方位角估计值与方位角真实值绝对误差为 3.14°，俯仰角估计值与俯仰角真实值绝对误差为 5.67°。

从图 3-22 可以看出依然没有伪主峰混淆角度估计，主峰只有一个。方位角估计结果为 126.5°，俯仰角估计结果为 40°。方位角估计值与方位角真实值绝对误差为 4.14°，俯仰角估计值与俯仰角真实值绝对误差为 4.67°。

综合比较，加入噪声后，角度估计值与角度真实值误差均保持在 5.67°度以内，这证明了噪声的加入对估计结果的影响较小。

通过引入不同信噪比的随机噪声，可以有效地证明所提出的方法的鲁棒性。当测试点 6 处的 SNR 在 -20 到 20 之间变化时，RMSE 的分布如图 3-23 和图 3-24 所示。

图 3-23 表示在 SNR = -20 dB 和 SNR = -15 dB 的情况下，方位角波动较大。在 SNR=-20 dB 的噪声环境中，信道 0-9 的估计平均方位角误差分别为 3.13°、2.12°、1.47°、1.66°、1.60°、1.20°、1.53°、1.58°、1.62°和 3.26°。在 SNR=-15 dB 的噪声环境中，信道 0-9 的估计平均方位误差分别为 3.81°、2.27°、1.02°、1.23°、1.40°、0.70°、0.84°、0.80°、2.25°和 3.07°。然而，这在 3.81°的平均方位角误差范围内。对于其余的噪声环境，方位角估计误差没有发生太大波动。

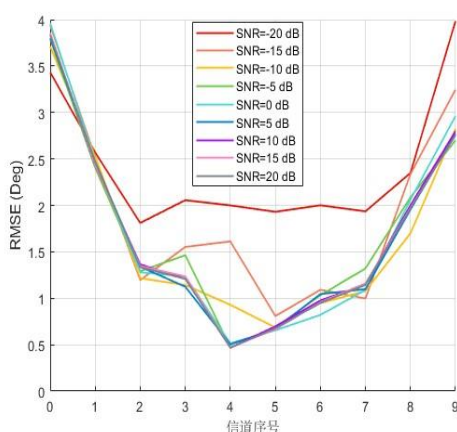


图 3-23 加噪声的方位角 RMSE 分布

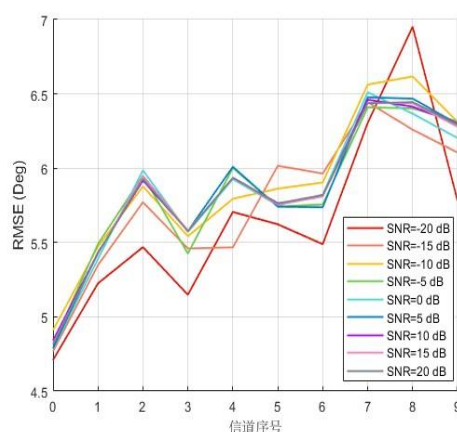


图 3-24 加噪声的俯仰角 RMSE 分布

图 3-24 表示在 $\text{SNR}=-20\text{ dB}$ 的情况下俯仰角波动最大。在 $\text{SNR}=-20\text{ dB}$ 的噪声中，信道 0-9 的平均俯仰角估计误差分别为 4.52° 、 5.10° 、 5.44° 、 5.01° 、 5.60° 、 5.58° 、 5.33° 、 6.24° 、 6.88° 和 5.54° 。在环境噪声下，测试点 6 的信道估计平均俯仰角误差仍然分布在 6.88° 内。其余的环境噪声对俯仰角估计的影响很小。

由上分析可得，环境噪声的加入不会影响测试点 6 的估计精度，方位角和俯仰角误差分布在 6.88° 以内。这表明了 HAE 框架稳健的鲁棒性。

3.6.5 算法有效性分析

以上部分已经对测试点 6 进行不同算法的结果对比分析，结论为 HAE 有着较高的角度估计精度及较强的鲁棒性。由于以上部分已经对测试点 6 进行了分析，因此基于 2D-MUSIC 算法对其余测试点进行方法有效性分析比较客观。在这里，测试点的选择为测试点 7。

利用十个信道 RMSE 进行 HAE 框架准确性和鲁棒性的对比论证。方位角对比 CDF 图如图 3-25 所示，俯仰角对比 CDF 图如图 3-26 所示。

从图 3-25 可得到，在未应用 HAE 框架时，方位角估计误差主要分布在 37.91° 以内。当应用 HAE 框架后，方位角 RMSE 主要分布在 1.24° 以内。当加入了 SNR 为 -20 dB 的随机噪声后，方位角 RMSE 主要分布在 1.64° 以内。图 3-26 表示，当未应用 HAE 框架时，俯仰角估计误差主要分布在 23.94° 以内。当应用 HAE 框架后，俯仰角 RMSE 主要分布在 6.29° 范围内。当加入了 SNR 为 -20 dB 的随机噪声后，俯仰角 RMSE

主要分布在 5.89° 以内。综合来看,应用 HAE 框架能够提高角度估计精度和保持较强的鲁棒性。这也证明了 HAE 框架具有有效性,可以提升精度并保持较强的鲁棒性。

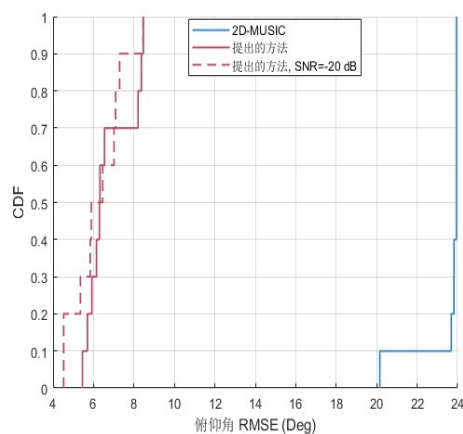
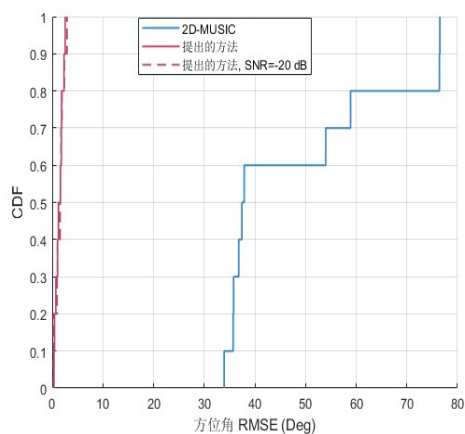


图 3-25 有无 HAE 框架方位角 CDF 比较 图 3-26 有无 HAE 框架俯仰角 CDF 比较

3.7 本章小结

为了解决在实际的基于 BLE 的二维天线阵列应用中由 FD 引起的相位损伤问题,并在蓝牙次要广播信道中实现优良的 AOA 估计性能。本章提出了 HAE 框架,该框架采用分层结构进行 AOA 估计,包含了一种数据分类和快照分拍应用的相位修复机制,以补偿 FD 造成的相位损伤。并且该框架基于不同中心频率的信道进行理论计算,可以实现在蓝牙次广播信道进行稳定估计。紧接着在实际环境中进行实验,分析证明相位修复机制有着较强的有效性,并对十个测试点充分分析,证明该 HAE 框架有着较高的估计精度和较强的鲁棒性。最后分析证明了 HAE 框架具有较强的有效性。

第 4 章 基于多类信息融合的位置定位算法

4.1 研究内容

前文已经对蓝牙 AOA^[29]技术原理进行了详细分析,并提出了一种基于相位修复的分层角度估计框架。该框架针对在实际应用中基于 BLE 的二维天线阵列由 FD 引起的相位损伤问题,建立了一种数据分类和快照分拍应用的相位修复机制。并且该框架可以实现在次要广播信道进行稳定估计。通过实际环境实验,证明了相位修复机制的有效性和分层角度估计框架能够实现较高的精度及较强的鲁棒性。但是仅仅基于单台基站的角度结果进行解算待测标签的位置,其位置解算结果精度不高。因此,为了准确地获得待测标签的位置信息,多台基站进行联合计算的结果能够大大提升定位精度。

本章将 XY 坐标与 Z 坐标的求解进行分开研究。针对 XY 坐标的解算,基于双基站的方位角信息进行三角定位。在解算过程中,本章规范了异常角度值(90°),以避免 Y 坐标解算失败。并且本章设计了象限判断方法,以保证解算坐标落入正确坐标空间。针对 Z 坐标的求解,由 3.6.3 小节可分析得到俯仰角 RMSE 大于方位角 RMSE,如果应用俯仰角信息与 XY 坐标联合计算,因此俯仰角的误差会直接限制定位精度。并且, RSSI 信号比较容易获得,测距精度较为准确。进一步地, Z 坐标的求解方法采用基于 RSSI 与俯仰角信息融合,利用不同基站的 Z 坐标信息综合评估以得到最终 Z 坐标。在研究过程中,本章仍规范了异常值,以剔除不必要的离群值。由于每台基站均会解算出 Z 坐标,因此本章建立了权重分配机制,以得到最终 Z 坐标。

本章的主要内容安排如下:首先介绍本章的研究内容;紧接着详细介绍基于多类信息融合的位置定位框架内容;紧接着介绍基于双站方位角信息的 XY 坐标方法的具体理论实现过程;紧接着介绍基于 RSSI 与俯仰角信息融合方法的具体理论实现过程;紧接着介绍多基站位置定位实验方案;紧接着基于双基站的实验方案分析角度估计精度;最后综合分析 XYZ 坐标定位精度。

4.2 基于多类信息融合的位置定位框架概述

基于分层角度估计框架,可以得到估计的角度信息,其中包括方位角信息和俯仰

角信息。基于多类信息融合的位置定位整体框架,如图4-1所示。该框架基于两台基站的角度及RSSI数据进一步解算,依次为基站1角度及RSSI数据和基站2角度及RSSI数据。每台基站角度数据及RSSI数据中均包含着方位角数据、俯仰角数据和RSSI数据。

针对X坐标和Y坐标解算,基站1和基站2的方位角数据均进行角度限幅、角度滤波以得到方位角终值向量。紧接着将基站1和基站2的方位角终值向量进行综合解算以得到Y坐标信息。紧接着对Y坐标信息进行规范异常角度,以此解决90°导致Y坐标解算失败的问题。紧接着根据基站1和基站2的方位角数据进行X坐标的象限判断。紧接着,X坐标根据Y坐标信息进行解算。最后,X坐标信息与Y坐标信息进行输出滤波,并对最大边界和最小边界进行约束规范,以得到最终X坐标信息和最终Y坐标信息。

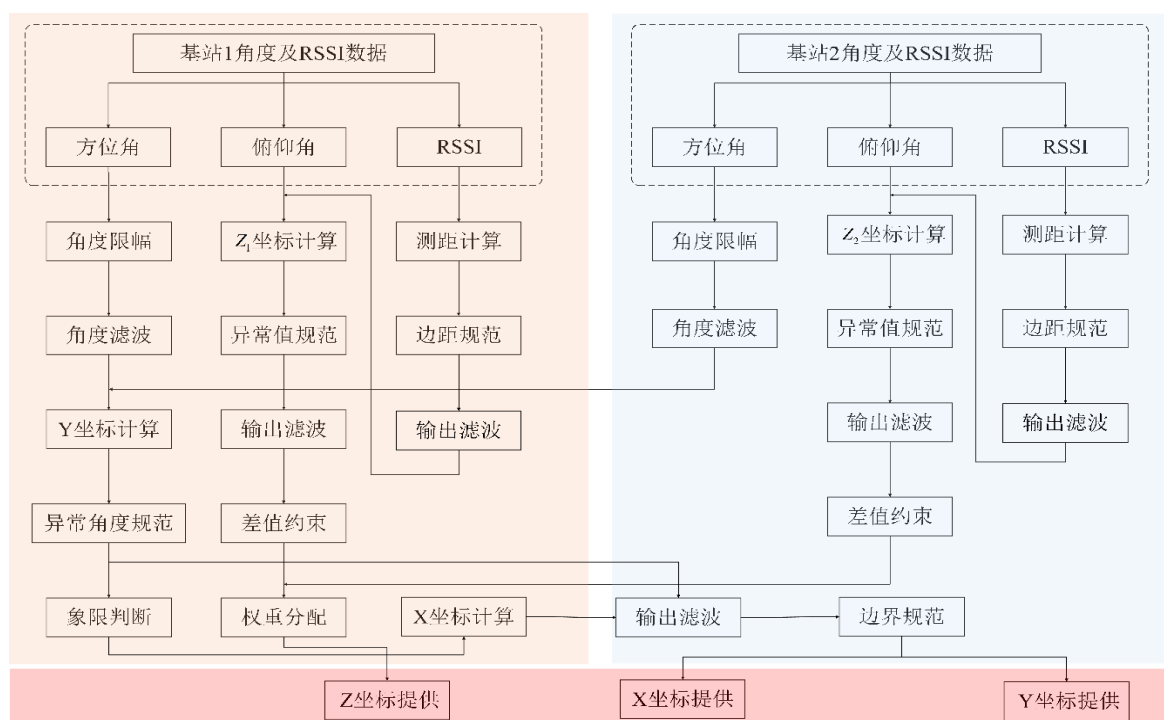


图4-1 基于多类信息融合的位置定位算法整体框架图

针对Z坐标信息解算,首先对基站1和基站2的RSSI均进行测距计算,并对最大边距进行规范及输出滤波以得到基站1的最终测距数据和基站2的最终测距数据。紧接着,将基站1的最终测距数据与基站1的俯仰角信息进行 Z_1 坐标计算,以得到 Z_1 坐标信息。以此方法相同,亦可以得到 Z_2 坐标信息。紧接着,对 Z_1 坐标信息和 Z_2

坐标信息均进行异常数据判断及规范、输出滤波、差值约束，以此得到最终 Z_1 坐标信息和最终 Z_2 坐标信息。最后，基于最终 Z_1 坐标信息和最终 Z_2 坐标信息建立权重分配机制，计算得到最终 Z 坐标信息。

4.3 基于双站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法

4.3.1 Y 坐标解算

假设空间中存在两台基站，一个待测信源。XY 坐标系的建立如图 4-2 所示，基站 1 的位置坐标为 (x_1, y_1, z_1) ，基站 2 的位置坐标为 (x_2, y_2, z_2) ，信源位置坐标为 (X, Y, Z) 。

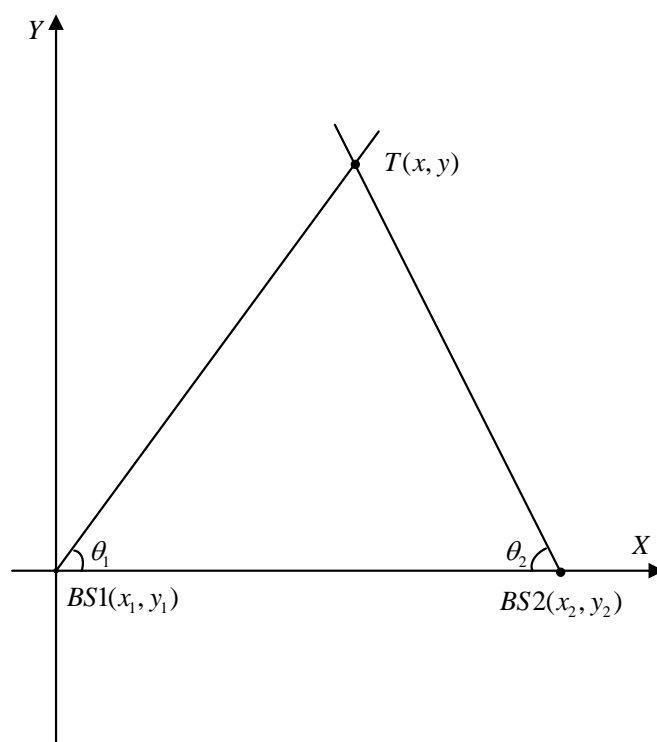


图 4-2 XY 坐标系构建

基于 3.4.2 小节的方位角和俯仰角解算结果，将基站获取到的数据进行再次定义。基站 1 的方位角矢量、俯仰角矢量、RSSI 矢量依次如公式所示。

$$az_{BS1, chj} = [az_{BS1,1}, az_{BS1,2}, az_{BS1,3}, az_{BS1,4}, az_{BS1,5}, az_{BS1,6}, \dots, az_{BS1,H}]^T \quad (4-1)$$

$$el_{BS1,chj} = [el_{BS1,1}, el_{BS1,2}, el_{BS1,3}, el_{BS1,4}, el_{BS1,5}, el_{BS1,6}, \dots, el_{BS1,H}]^T \quad (4-2)$$

$$rssi_{BS1,chj} = [rssi_{BS1,1}, rssi_{BS1,2}, rssi_{BS1,3}, rssi_{BS1,4}, rssi_{BS1,5}, \dots, rssi_{BS1,H}]^T \quad (4-3)$$

其中, $az_{BS1,chj}$ 表示基站 1 信道 j 的方位角矢量, $az_{BS1,H}$ 表示基站 1 第 H 个方位角数据。 $el_{BS1,chj}$ 表示基站 1 信道 j 的俯仰角矢量, $el_{BS1,H}$ 表示基站 1 第 H 个俯仰角数据。 $rssi_{BS1,chj}$ 表示基站 1 信道 j 的 RSSI 矢量, $rssi_{BS1,H}$ 表示基站 1 第 H 个 RSSI 数据。并且, $j \in [0, 36]$ 。

以此类推, 基站 2 的方位角矢量、俯仰角矢量、RSSI 矢量也可以依次如公式所示。

$$az_{BS2,chj} = [az_{BS2,1}, az_{BS2,2}, az_{BS2,3}, az_{BS2,4}, az_{BS2,5}, az_{BS2,6}, \dots, az_{BS2,H}]^T \quad (4-4)$$

$$el_{BS2,chj} = [el_{BS2,1}, el_{BS2,2}, el_{BS2,3}, el_{BS2,4}, el_{BS2,5}, el_{BS2,6}, \dots, el_{BS2,H}]^T \quad (4-5)$$

$$rssi_{BS2,chj} = [rssi_{BS2,1}, rssi_{BS2,2}, rssi_{BS2,3}, rssi_{BS2,4}, rssi_{BS2,5}, \dots, rssi_{BS2,H}]^T \quad (4-6)$$

其中, $az_{BS2,chj}$ 表示基站 2 信道 j 的方位角矢量, $az_{BS2,H}$ 表示基站 2 第 H 个方位角数据。 $el_{BS2,chj}$ 表示基站 2 信道 j 的俯仰角矢量, $el_{BS2,H}$ 表示基站 2 第 H 个俯仰角数据。 $rssi_{BS2,chj}$ 表示基站 2 信道 j 的 RSSI 矢量, $rssi_{BS2,H}$ 表示基站 2 第 H 个 RSSI 数据。并且, $j \in [0, 36]$ 。

因为 $az \in [-\pi, \pi]$, $\tan\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) = -\cot \alpha$, 所以 $az \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ 。角度限幅计算公式如下所示。

$$az'_{BS1,chj} = \left| az_{BS1,chj} - \frac{\pi}{2} \right| \quad (4-7)$$

$$az'_{BS2,chj} = \left| az_{BS2,chj} - \frac{\pi}{2} \right| \quad (4-8)$$

其中, $az'_{BS1,chj}$ 表示经计算后的基站 1 信道 j 的方位角矢量, $az'_{BS2,chj}$ 表示经计算后的基站 2 信道 j 的方位角矢量。 $|*|$ 表示取绝对值。

为了能让计算后的方位角矢量数据更加平滑, 采用滑动平均滤波。方法如式(3-

25)所述, 可得到平滑后的方位角矢量公式如下所示。

$$az_{BS1, chj}'' = [az_{BS1,1}'', az_{BS1,2}'', az_{BS1,3}'', az_{BS1,4}'', az_{BS1,5}'', az_{BS1,6}'', \dots, az_{BS1,H}'']^T \quad (4-9)$$

$$az_{BS2, chj}'' = [az_{BS2,1}'', az_{BS2,2}'', az_{BS2,3}'', az_{BS2,4}'', az_{BS2,5}'', az_{BS2,6}'', \dots, az_{BS2,H}'']^T \quad (4-10)$$

其中, $az_{BS1, chj}''$ 表示平滑后基站 1 的信道 j 方位角矢量, $az_{BS2, chj}''$ 表示平滑后基站 2 的信道 j 方位角矢量。 $az_{BS1,H}''$ 表示平滑后基站 1 方位角矢量数据, $az_{BS2,H}''$ 表示平滑后基站 2 方位角矢量数据。

方位角矢量被平滑后, 便可以进行 Y 坐标计算, 公式如下。

$$Y = \frac{y_1 \tan(az_{BS1,H}'')}{\tan(az_{BS1,H}'') + \tan(az_{BS2,H}'')} \quad (4-11)$$

由于 $az_{BS1,H}'' \in [0, \frac{\pi}{2}]$, $az_{BS2,H}'' \in [0, \frac{\pi}{2}]$, 即存在 $az_{BS1,H}'' = \frac{\pi}{2}$ 或者 $az_{BS2,H}'' = \frac{\pi}{2}$ 的情况,

但是 $\tan(\frac{\pi}{2})$ 没有意义, 因此需要对 $\frac{\pi}{2}$ 进行特殊角度规范, 公式如下。

$$Y = \begin{cases} y_{max}, & (az_{BS1,H}'' = \frac{\pi}{2}) \\ 0, & (az_{BS2,H}'' = \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (4-12)$$

其中, y_{max} 是 Y 坐标最大值。基于式(4-11)、式(4-12), Y 坐标便可以解算成功。

为了能使 Y 坐标数据更加平滑, 采用滑动平均滤波应用于输出滤波。计算方法与式(3-25)相同, 得到平滑后的数据 Y' 。

在最终输出时, 为了减少超出边界线之外的异常数据, 将边界规范应用于 Y' , 公式如下所示。

$$Y'' = \begin{cases} y_{max}, & (Y' > y_{max}) \\ 0, & (Y' < 0) \end{cases} \quad (4-13)$$

其中, Y'' 是最终输出的 Y 坐标数据。

4.3.2 X 坐标解算

在进行对 X 坐标求解之前, 需要进行对 X 坐标的象限判断。如图 4-2 所示, X

坐标被分为第一象限和第四象限,因此判断 X 坐标的象限是必要的。首先对基站 1 方位角矢量 $az_{BS1,chl}$ 及基站 2 方位角矢量 $az_{BS2,chl}$ 进行降序排列,紧接着计算出基站 1 方位角中位数 $az_{BS1,median}$ 及基站 2 方位角中位数 $az_{BS2,median}$ 。根据方位角中位数可以进行象限判断, X 坐标基于式(4-12)的结果可以解算出来,其公式如下所示。

$$X = \begin{cases} -(Y \tan(az_{BS2,H}^*) + \Delta X), & az_{BS1,median} \in (az_{BS1,th1}, az_{BS1,th2}) \cup az_{BS2,median} \in (az_{BS2,th1}, az_{BS2,th2}) \\ (Y \tan(az_{BS2,H}^*) + \Delta X), & az_{BS1,median} \in C_u(az_{BS1,th1}, az_{BS1,th2}) \cup C_u(az_{BS2,median} \in (az_{BS2,th1}, az_{BS2,th2})) \end{cases} \quad (4-14)$$

其中, ΔX 表示 X 距离偏移量,其值为天线中心与支撑杆之间的距离。

$(az_{BS1,th1}, az_{BS1,th2})$ 表示基站 1 方位角阈值集合, $az_{BS1,th1}$ 表示基站 1 方位角阈值左端点, $az_{BS1,th2}$ 表示基站 1 方位角阈值右端点。 \cup 表示集合之间取并集。

$(az_{BS2,th1}, az_{BS2,th2})$ 表示基站 2 方位角阈值集合, $az_{BS2,th1}$ 表示基站 2 方位角阈值左端点, $az_{BS2,th2}$ 表示基站 2 方位角阈值右端点。 $C_u(az_{BS1,th1}, az_{BS1,th2})$ 表示基站 1 方位角阈值补集, $C_u(az_{BS2,th1}, az_{BS2,th2})$ 表示基站 2 方位角阈值补集。

为了使 X 坐标数据不存在太大的波动,使用滑动平均滤波。与式(3-25)相同,可以得到平滑后的 X 坐标数据 X' 。

为了避免出现超出边界线的坐标,则应用边界规范。公式如下所示。

$$X'' = \begin{cases} -x_{max}, & (X' < -x_{max}) \\ x_{max}, & (X' > x_{max}) \end{cases} \quad (4-15)$$

其中, X'' 表示最终输出的 X 坐标数据, x_{max} 表示 X 坐标最大值。

基于已经计算出来的 (X'', Y'') 坐标向量,便可以在二维平面中锁定待测信源的位置。

4.4 基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法

Z 坐标系构建如图 4-3 所示。由于 Z 坐标原点为地面,方向垂直向上,因此 $Z \in [0, +\infty)$ 。RSSI 测距值 d 作为三角形斜边,利用俯仰角 $el_{BS1,chl} / el_{BS2,chl}$ 的三角函数求解出高度差 h ,紧接着利用基站的 Z 坐标与高度差 h 作差,便可以求解出待测信源 T 的 Z_1 / Z_2 坐标。

由于利用 RSSI 测距时需要标定路径损耗因子,因此需要基于空间内已知信源联立式(2-32)计算出路径损耗因子矢量,并求出该矢量中位数作为最终的路径损耗因子 n 。

利用 RSSI 计算信源与基站之间的距离,公式如下所示。

$$d_1 = d_0 * 10^{\frac{RSSI(d_0) - RSSI(d_1)}{10n}} \quad (4-16)$$

$$d_2 = d_0 * 10^{\frac{RSSI(d_0) - RSSI(d_2)}{10n}} \quad (4-17)$$

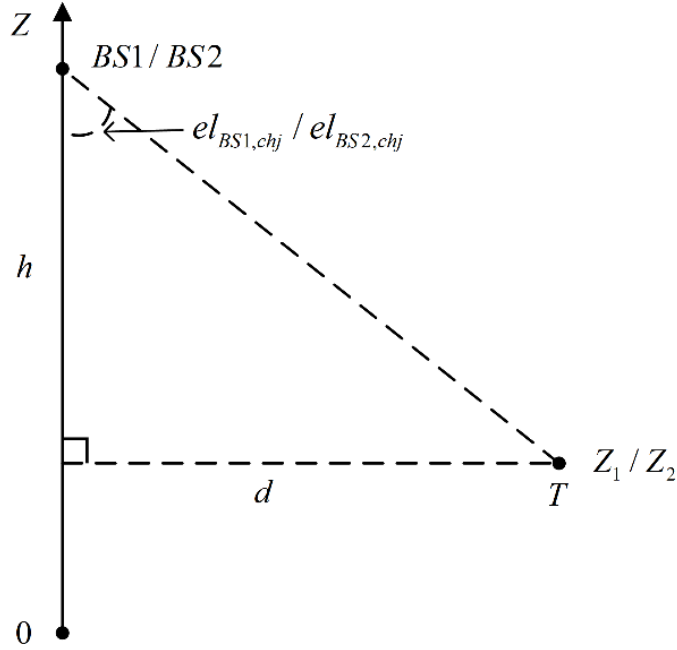


图 4-3 Z 坐标系构建

其中, d_1 表示待测信源与基站 1 之间的距离, $RSSI(d_1)$ 表示在 d_1 处接收的信号强度。 d_2 表示待测信源与基站 2 之间的距离, $RSSI(d_2)$ 表示在 d_2 处接收的信号强度。 d_0 表示标定信源与基站 1 之间的距离, $RSSI(d_0)$ 表示在 d_0 处接收的信号强度。

由于 RSSI 在环境中存在波动, 测距结果亦存在波动, 因此需要应用最大边界约束。公式如下所示。

$$d_1 = \begin{cases} d_{max}, & (d_1 > d_{max}) \\ d_1, & (d_1 < d_{max}) \end{cases} \quad (4-18)$$

$$d_2 = \begin{cases} d_{max}, & (d_2 > d_{max}) \\ d_2, & (d_2 < d_{max}) \end{cases} \quad (4-19)$$

其中, d_{max} 表示待测空间中最大距离。

为了保证 RSSI 测距数据平滑, 滑动平均滤波应用于输出结果, 即对 d_1 和 d_2 应用式(3-25), 得到滤波后的测距数据 d'_1 和 d'_2 。

由图 4-3 可得, 俯仰角数据需要进行互余计算后才能应用三角函数 \tan 计算, 互余计算公式如下所示。

$$el'_{BS1, chj} = \left| \frac{\pi}{2} - el_{BS1, chj} \right| \quad (4-20)$$

$$el'_{BS2, chj} = \left| \frac{\pi}{2} - el_{BS2, chj} \right| \quad (4-21)$$

其中, $el'_{BS1, chj}$ 表示互余计算后基站 1 的俯仰角数据, $el'_{BS2, chj}$ 表示互余计算后基站 2 的俯仰角数据。

由图 4-3 可得, 由俯仰角进行三角函数计算得出的是高度差数据, 并非真实的 Z 坐标。但是高度差是计算 Z 坐标的基础, 高度差的求解基于 RSSI 测距数据和互余后的俯仰角数据, 计算公式如下所示。

$$h_1 = d_1' * \tan(el'_{BS1, chj}) \quad (4-22)$$

$$h_2 = d_2' * \tan(el'_{BS2, chj}) \quad (4-23)$$

其中, h_1 表示基站 1 天线阵列与待测信源之间的高度差, h_2 表示基站 2 与待测信源之间的高度差。

为了防止高度差数据出现较大偏离值, 异常数据的判断及处理公式如下。

$$h_1 = \begin{cases} h_*, & (h_1 > h_{max}) \\ h_{min}, & (h_1 < h_{min}) \end{cases} \quad (4-24)$$

$$h_2 = \begin{cases} h_*, & (h_2 > h_{max}) \\ h_{min}, & (h_2 < h_{min}) \end{cases} \quad (4-25)$$

其中, h_{max} 表示高度差最大值, h_{min} 表示高度差最小值, h_* 表示在当各基站大于高度差最大值时设定的上端阈值。

Z 坐标的数据基于高度差数据, 基站 1 和基站 2 的 Z 坐标计算公式如下所示。

$$Z_1 = z_1 - h_1 \quad (4-26)$$

$$Z_2 = z_2 - h_2 \quad (4-27)$$

为了减少 Z 坐标数据的较大波动, 仍是使用滑动平均滤波进行平滑化处理, 即对 z_1 和 z_2 应用式(3-25), 并利用 z_1 和 z_2 的差值判断并约束 z_1 和 z_2 不出现较大偏离值, 得到滤波并进行约束后的 Z 坐标数据 Z'_1 和 Z'_2 。

以上已经得到两台基站分别解算的 Z 坐标信息, 但是两者数据均存在误差。进一步地, 构建权重分配机制, 以保证 Z 坐标拥有较高的定位精度。具体地, Z 坐标的

解算需要综合基站 1 的 Z 坐标数据 Z_1' 和基站 2 的 Z 坐标数据 Z_2' ，权重分配公式如下所示。

$$Z = w * Z_1' + (1 - w) * Z_2' \quad (4-28)$$

其中，Z 表示最终的 Z 坐标。w 表示权重， $w \in [0, 1]$ 。权重可以利用环境中标定点进行标定或者通过实验进行赋值标定。

输出最终 Z 坐标时，应用滑动平均滤波，即对 Z 应用式(3-25)，可以得到更加稳定的 Z 坐标数据 Z' 。

4.5 双基站位置定位实验硬件及实验方案

4.5.1 实验硬件和实验环境

(1) 实验硬件描述

本实验使用的天线阵列接收设备和发射机设备均与 3.5.1 节中实验设备相同，主控芯片均是 Silicon labs EFR32BG22C224，支持蓝牙 5.1 协议并支持到达角和离去角进行测向。但是与 3.5.1 节天线阵列接收设备数量有所不同，本实验中天线阵列设备有两台，发射机仍是一台。

两个接收器天线阵列的坐标建立方法与 3.5.1 节相同，仍然以天线(1,1)作为参考天线。

(2) 实验环境

本实验环境与 3.5.1 节相同，仍然在会议室中。



图 4-4 实验环境

本实验中待测信源被设置为 1.3 米，两台定位器均被设置为 2.1 米。实验环境如

图 4-4 所示。在空间位置定位实验中，软件配置参数与 3.5.1 节中表 3-1 相同。

4.5.2 实验方案

本实验的定位空间为 $3.6\text{m} \times 3.6\text{m}$ 。如图 4-5 所示，坐标原点为基站 2，与基站 1 的轴线设定为 Y 轴，与之垂直的设定为 X 轴，基站之间距离为 3.6m 。在此空间范围内，共设置了 25 个测试点。每行测试点之间间隔 1.2m ，行行之间的测试点互相错开。测试点 1-11 位于第四象限，测试点 12-14 位于 Y 轴正半轴，测试点 15-25 位于第一象限。在每一个测试点上均采集了 0-9 信道数据，并且为保证数据的准确性，每个测试点均采集两次以上。

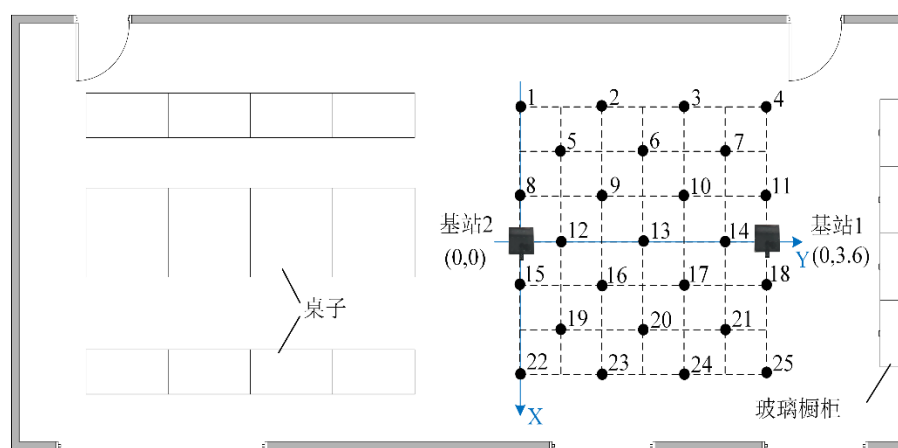


图 4-5 实验方案示意图

4.6 双基站角度估计实验分析

本文在 3.6 小节已经分析了应用 HAE 算法的单基站角度估计结果，结论为 HAE 算法在单基站角度估计中能够保持较高的准确性和较强的鲁棒性。因为 HAE 算法的结果是位置定位算法的数据基础，所以需要多基站角度定位实验结果进行分析。基于 4.5 节的实验方案采集 IQ 数据并进行分析。首先以第四象限中正对着两台基站的测试点 6 为例，分析两台基站的角度定位结果。测试点 6 的基站 1 角度 RMSE 曲线如图 4-6 所示，测试点 6 的基站 2 角度 RMSE 曲线如图 4-7 所示。

从图 4-6 可以得到，基站 1 的信道 9 俯仰角 RMSE 最大值为 16.98° ，信道 2 俯仰角 RMSE 最小值为 10.04° 。信道 0 方位角 RMSE 最大值为 6.22° ，信道 8 方位角 RMAE 最小值为 1.84° 。从图 4-7 可以得到，基站 2 的信道 9 俯仰角 RMSE 最大值为

16.75°, 信道 1 俯仰角 RMSE 最小值为 2.96°。信道 7 方位角 RMSE 最大值为 5.60°, 信道 3 方位角 RMSE 最小值为 0.94°。通过计算可得, 基站 1 均值方位角 RMSE 为 4.10°, 基站 1 均值俯仰角 RMSE 为 14.74°。基站 2 均值方位角 RMSE 为 3.56°, 基站 1 均值俯仰角 RMSE 为 8.18°。整体分析, 测试点 6 的方位角 RMSE 主要分布在 4.10°以内, 测试点 6 的俯仰角 RMSE 主要分布在 8.18°以内。

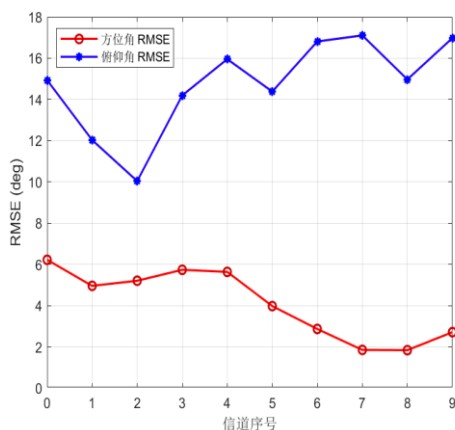


图 4-6 测试点 6 基站 1 角度 RMSE 曲线

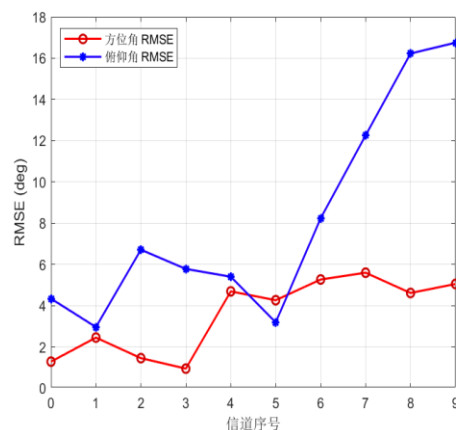


图 4-7 测试点 6 基站 2 角度 RMSE 曲线

紧接着, 分析 Y 轴正半轴测试点 14 角度定位结果。测试点 14 的基站 1 角度 RMSE 曲线如图 4-8 所示, 测试点 14 的基站 2 角度 RMSE 曲线如图 4-9 所示。

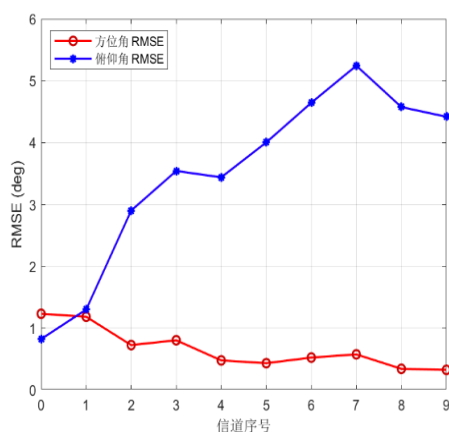


图 4-8 测试点 14 基站 1 角度 RMSE 曲线

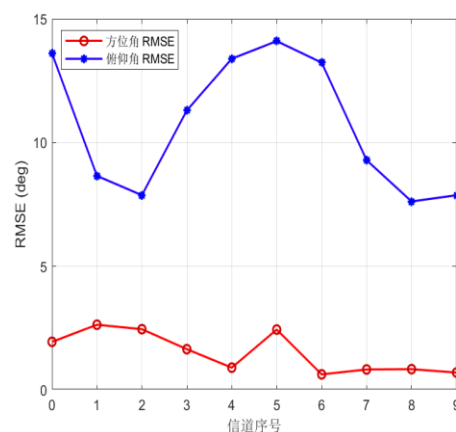


图 4-9 测试点 14 基站 2 角度 RMSE 曲线

从图 4-8 可以得到, 基站 1 的信道 7 俯仰角 RMSE 最大值为 5.24°, 信道 0 俯仰角 RMSE 最小值为 0.82°。信道 0 方位角 RMSE 最大值为 1.23°, 信道 9 方位角 RMSE

最小值为 0.33° 。从图 4-9 可以得到, 基站 2 的信道 5 俯仰角 RMSE 最大值为 14.11° , 信道 8 俯仰角 RMSE 最小值为 7.63° 。信道 1 方位角 RMSE 最大值为 2.64° , 信道 6 方位角 RMSE 最小值为 0.63° 。通过计算可得, 基站 1 平均方位角 RMSE 为 0.67° , 基站 1 平均俯仰角 RMSE 为 3.49° 。基站 2 平均方位角 RMSE 为 1.51° , 基站 1 平均俯仰角 RMSE 为 10.70° 。整体分析, 测试点 14 的方位角 RMSE 主要分布在 1.51° 以内, 测试点 14 的俯仰角 RMSE 主要分布在 10.70° 以内。

通过对这两个测试点进行综合分析, 可以得到两台基站的方位角 RMSE 均小于俯仰角 RMSE, 并且不同信道之间存在不同的角度 RMSE。这与单基站实验环境下的结论一致。由于俯仰角 RMSE 大于方位角 RMSE, 这辅助证明了利用俯仰角信息与 XY 坐标联合解算会限制定位精度。两台基站的方位角 RMSE 均主要分布在 4.10° 以内, 俯仰角 RMSE 均主要分布在 10.70° 以内。在 3.6.3 节中, 单基站实验环境下, 十个测试点的方位角 RMSE 主要分布在 3.43° 以内, 十个测试点的俯仰角 RMSE 均主要分布在 6.69° 以内。双基站与单基站环境下的角度 RMSE 相差不大, 证明了 HAE 算法仍然可以适用于双基站应用场景。由于角度结果存在对称性, 其余象限的测试点角度分析不再赘余。

4.7 基于多类信息融合的位置定位算法实验分析

4.7.1 XY 坐标定位精度分析

为了直观观察定位结果, 按照象限绘图的方式, 将不同象限的测试点结果全部使用散点的方式绘制出来。所属第四象限的测试点 1-11 的 0-9 信道 XY 坐标定位结果散点图如图 4-10 所示, 所属 Y 轴正半轴上的测试点 12-14 的 0-9 信道 XY 坐标定位结果散点图如图 4-11 所示, 所属第一象限的测试点 15-25 的 0-9 信道 XY 定位结果散点图如图 4-12 所示。

从图 4-10、图 4-11、图 4-12 均可以直观观察到, 不同象限下的所有测试点估计结果均比较集中, 并贴近测试点真实坐标, 不同信道之间的坐标估计值存在着细微的差异, 但是不同信道估计结果仍然比较贴近真实坐标。这证明了无论待测标签处于哪个象限下, 基于双站方位角融合的 XY 坐标解算算法均可以解算出准确的 XY 坐标结果。

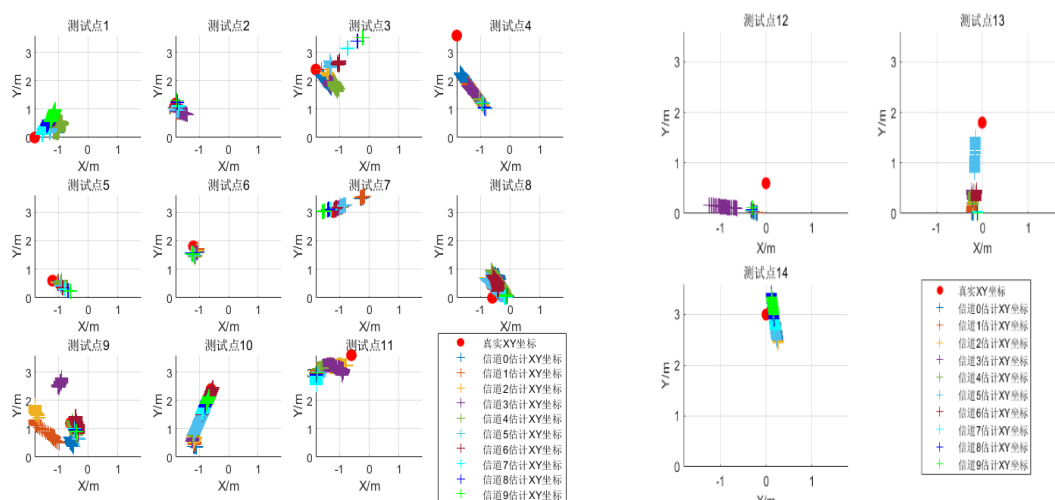


图 4-10 测试点 1-11 的 XY 坐标定位结果

图 4-11 测试点 12-14 的 XY 坐标定位结果

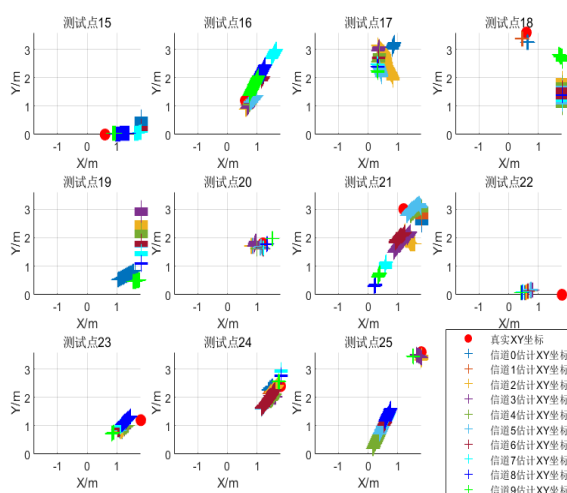


图 4-12 测试点 15-25 的 XY 坐标定位结果

针对 25 个测试点的 0-9 信道 X 方向 CDF 如图 4-13 所示。该图横轴为 X 方向 RMSE。从图 4-13 可得，CDF 为 0.5 时，仅有测试点 11、测试点 15、测试点 18、测试点 22 这四个测试点的 X 方向 RMSE 大于 1 m，其中测试点 11 的 X 方向 RMSE 为 1.16 m，测试点 15 的 X 方向 RMSE 为 1.20 m，测试点 18 的 X 方向 RMSE 为 1.20 m，测试点 22 的 X 方向 RMSE 为 1.17 m。其余 21 个测试点的 X 方向 RMSE 均保持在 0.84 m 以下。其中测试点 4 的 X 方向 RMSE 为 0.84 m，为最大值，测试点 2 的 X 方向 RMSE 为 0.04 m，为最小值。这表明该位置定位算法能在 X 方向上具有较高

的准确性。

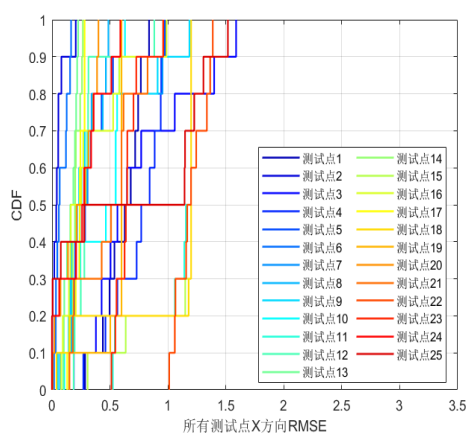


图 4-13 所有测试点 X 方向 CDF 分布

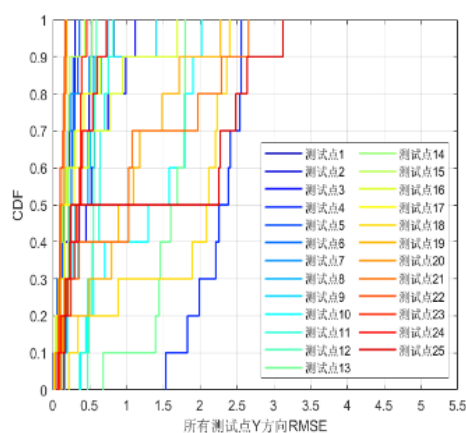


图 4-14 所有测试点 Y 方向 CDF 分布

针对 25 个测试点的 0-9 信道 Y 方向 CDF 如图 4-14 所示。该图横轴为 Y 方向 RMSE。从图 4-14 可得, CDF 为 0.5 时, 仅有测试点 4、测试点 10、测试点 13、测试点 18、测试点 21 这五个测试点的 Y 方向 RMSE 大于 1 m, 其中测试点 4 的 Y 方向 RMSE 为 2.26 m, 测试点 10 的 Y 方向 RMSE 为 1.30 m, 测试点 13 的 Y 方向 RMSE 为 1.60 m, 测试点 18 的 Y 方向 RMSE 为 2.09 m, 测试点 21 的 Y 方向 RMSE 为 1.03 m。其余 20 个测试点的 Y 方向 RMSE 均保持在 0.89 m 以下。其中测试点 19 的 Y 方向为 0.89 m, 为最大值, 测试点 22 的 Y 方向 RMSE 为 0.10 m, 为最小值。这可以表明基于双站方位角融合的位置定位算法在 Y 方向上具有着较高的准确性。

4.7.2 Z 坐标权重选择

针对标定点的选择, 本实验中选择是两基站轴线中心一点进行权重标定, 即在测试点 13 进行权重标定。权重范围最大值为 1, 最小值为 0。将测试点 13 的所有权重值代入公式(4-28)进行计算 Z 坐标 RMSE, Z 坐标 RMSE 结果图像如图 4-15 所示。

从图 4-15 可以看出, 其中权重 0 的 Z 坐标 RMSE 在 0 信道处为 0.45 m, 为最大值, 权重 0.7 的 Z 坐标 RMSE 在 0 信道处为 0.05 m, 为最小值。在 2 信道之后, 所有权重的 RMSE 结果相近。因此, 初步选择权重 0.6-0.7 区间。

进一步分析, 0.6-0.7 的权重范围已经被确定。紧接着, 以 0.01 的步长对 0.6-0.7 的权重范围进一步细化。将在测试点 13 的 0.60-0.70 权重范围进行解算 Z 方向 RMSE,

如图 4-16 所示。

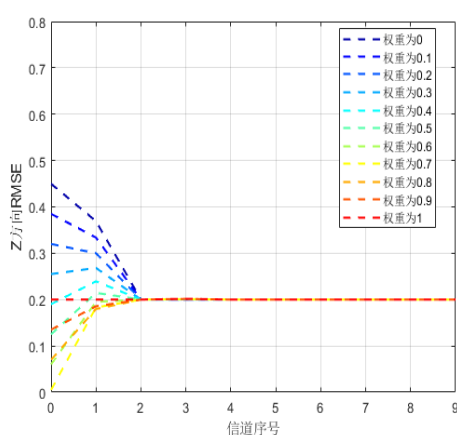


图 4-15 Z 坐标权重 0-1 的 RMSE 分布

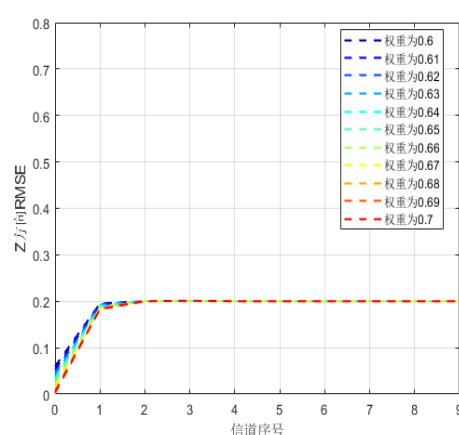


图 4-16 Z 坐标权重 0.6-0.7 的 RMSE 分布

从图 4-16 可以看出，权重 0.60 的 Z 坐标 RMSE 在 0 信道处为 0.06 m，为最小值，在 1 信道处为 0.1951 m，为最大值。权重 0.69 的 Z 坐标 RMSE 在 0 信道处为 0.0015 m，为最小值，在 1 信道处为 0.1838 m，为最小值，其余信道的权重 RMSE 结果相似。因此，最终选择的 Z 坐标权重为 0.69。

4.7.3 Z 坐标定位精度分析

基于 Z 坐标权重为 0.69，并按照象限绘图的方式，分别对第一象限、Y 轴正半轴、第四象限这三个部分的测试点分别绘制散点图。Z 坐标定位结果散点图如图 4-17、4-18 所示、4-19 所示。

从图 4-17、图 4-18、图 4-19 可以看出，不同象限下的 Z 坐标均比较集中，十分贴近真实坐标。在同一个测试点，不同的信道的 Z 坐标求解结果存在稍微的波动，但是均是以 Z 坐标解算结果为中轴线进行波动，与真实的 Z 坐标结果误差并不大。在不同的测试点，相同信道的 Z 坐标求解结果误差亦存在着稍微的不同，但误差值不大。与图 4-10、图 4-11、图 4-12 相比，可以观察到所有测试点的 Z 坐标解算结果比 XY 坐标解算结果更加稳定，同一测试点中不同信道的 Z 坐标解算结果波动更小，并且误差更小。

对 25 个测试点的 0-9 信道 Z 方向 CDF 如图 4-20 所示。该图横轴为 Z 方向 RMSE。从图 4-20 可以看出, 当 CDF 为 0.5 时, 所有测试点的 Z 方向 RMSE 均小于 0.27 m。其中测试点 12 的 Z 方向 RMSE 为 0.02 m, 为最小值, 测试点 18 的 Z 方向为 0.27 m, 为最大值。这可以表明基于 RSSI 与俯仰角信息融合的位置定位算法在 Z 方向上具有着较高的准确性。

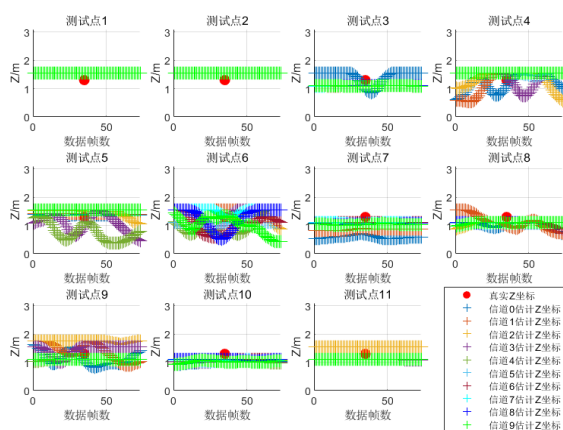


图 4-17 测试点 1-11 的 Z 坐标定位结果

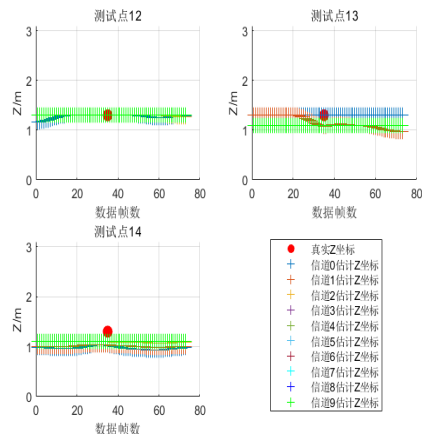


图 4-18 测试点 12-14 的 Z 坐标定位结果

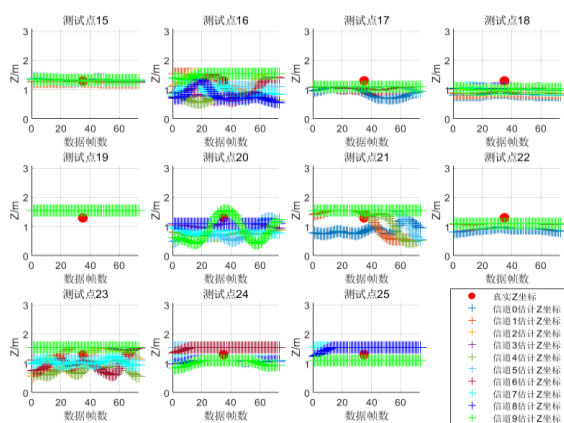


图 4-19 测试点 15-25 的 Z 坐标定位结果

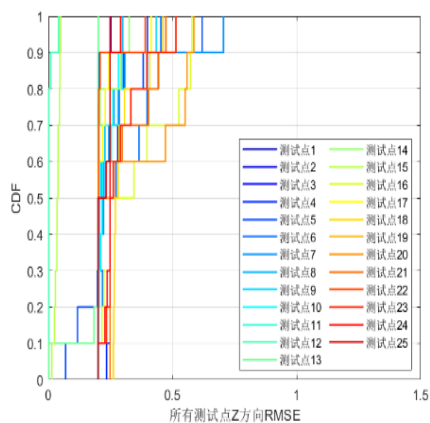


图 4-20 所有测试点 Z 方向 CDF 分布

将图 4-20 与图 4-13、图 4-14 横向对比分析, 当 CDF 为 0.5 时, 满足 X 坐标 RMSE 小于 1 m 的测试点占比为 84%, 满足 Y 坐标 RMSE 小于 1 m 的测试点比例为 80%, 满足 Z 坐标 RMSE 小于 1 m 的测试点比例为 100%。所有测试点的 XYZ 坐标的定位精度基本满足亚米级, 这证明了位置定位算法具有较高的定位精度。

4.8 本章小结

基于多类信息融合的位置定位框架中包含基于双站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法，基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法。基于双站方位角信息融合的 XY 坐标解算算法，针对双站方位角信息设计异常角度规范、角度限幅等方法，针对 XY 坐标解算设计象限判断、边界规范等方法。为了防止俯仰角误差限制 Z 坐标的解算精度，采用基于 RSSI 与俯仰角信息融合的 Z 坐标解算算法，其中设计包括异常值规范、边界约束、权重分配等方法。在实际环境中进行了多数测试点的反复测试，采集了大量的 IQ 数据和 RSSI 数据。紧接着对基于相位修复的分层角度估计算法、基于多类信息融合的位置定位算法综合分析，得到 HAE 算法能够在双基站场景下保持较高的估计精度并且绝大多数测试点可以实现 XY 坐标 RMSE、Z 坐标 RMSE 保持在亚米级的结论。这证明了在双基站场景下，角度估计算法及位置算法均具有较高的定位精度。

第 5 章 结论

本文研究并设计了基于蓝牙 AOA 技术的角度估计算法及位置定位算法，并在硬件平台中验证且评估角度估计算法、位置定位算法的定位性能。本研究的具体内容如下：

在角度估计部分，针对二维阵列天线在实际蓝牙 AOA 定位应用中存在着 CTE 协议频率偏差的问题。并且该部分为位置定位算法提供大量角度结果数据，因而需要在次要广播信道上保持优良的估计性能。在本部分中，本文提出了基于相位修复的分层角度估计框架。本框架为三层结构，分别为数据获取层、相位修复层和多信道估计层。在数据获取层，建立三维单基准天线坐标及 IQ 数据帧。在相差修复层，建立数据分类和快照分拍应用的相位修复机制。在多信道角度估计层，将不同信道的中心频率转为波长矢量与角度搜集进行解算应用，最终通过滑动均值滤波输出角度结果。

在实际环境中基于单基站、双基站均进行实验并分析，结果证明了相位修复机制的有效性，能够补偿频率偏差接近理论值。并且实验结果证明了分层估计算法不仅仅能够实现较高的角度定位精度，也能保持较强的鲁棒性。

在位置定位部分，本文基于分层角度估计框架设计了基于多类信息融合的位置定位框架。针对 XY 坐标解算，本文建立了基于双站方位角融合的解算算法，即对基站 1 和基站 2 的方位角数据均实施角度限幅、角度滤波等方法。为了避免在 Y 坐标解算过程中公式分母无意义的问题，本文建立了异常角度规范方法。由于 X 坐标处于不同象限，因此本文构建了象限判断方法。针对在 Z 坐标解算中俯仰角误差会限制定位精度的问题，本文设计了基于 RSSI 与俯仰角融合的解算算法，即基于 RSSI 测距值并利用三角函数公式计算得出各台基站的 Z 坐标。紧接着，基于不同基站的 Z 坐标结果建立权重分配机制，以得到最终的 Z 坐标。

在实际环境中基于双基站进行实验并分析，结果表明绝大多数测试点 XYZ 坐标的定位精度都可以达到亚米级。由于蓝牙定位技术的定位精度为亚米级，因此证明了本文设计的位置定位算法能够实现较高的定位精度。

虽然本研究解决了基于蓝牙 AOA 的室内定位的部分问题，但是仍然存在一些问题需要被研究。

(1) 论文中角度估计算法基于静态环境下进行设计并验证，并没有考虑动态环

境中信号干扰、非视距等环境因素的影响。因此在实际应用环境中，不同程度的信号遮挡情况下，信号的传输路径可能会发生改变。针对这个问题，需要在动态环境下建立更为准确的信号接收模型，并通过大量的实验结果提高算法的精度及鲁棒性。

(2) 论文中位置估计算法中 Z 坐标解算时需要利用某些特殊测试点进行标定权重，这种方式会增加人工标定压力。因此可以设计自动权重调整机制。以误差最小化为目标，选定标定点最优权重为初值。并基于环境中不同基站对同一标签的定位结果进行权重自动优化调整。

(3) 论文中位置估计算法中将 $RSSI$ 与俯仰角信息融合应用，得到了较为精确的 Z 坐标。但是 $RSSI$ 测距对环境敏感性较高，需要标定路径损耗因子。 UWB 技术对环境适应能力强、不需要进行标定参数并且定位精度较高，因此可以基于 UWB 与 AOA 设计联合定位模型，以进一步提高定位算法的精度和鲁棒性。

参考文献

- [1] MOHANTY A, WU A, BHAMIDIPATI S, et al. Precise relative positioning via tight-coupling of GPS carrier phase and multiple UWBs[J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2022, 7(2): 5757-5762.
- [2] ZHOU H, FU W, WANG L, et al. Multi-frequency BDS-3 real-time positioning performance assessment using new PPP-B2b augmentation service[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(5): 4994-5002.
- [3] SHU Y, XU P, NIU X, et al. High-rate attitude determination of moving vehicles with GNSS: GPS, BDS, GLONASS, and Galileo[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-13.
- [4] 周熙阳. 基于 GPS 数据的城市道路网络路径优化关键技术研究[D]. 长春: 吉林大学,2023.
- [5] 王兴. 北斗卫星导航系统高精度定位数据处理技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学,2016.
- [6] CAO X, WANG S, LU X, et al. A macrozone LBS scheme based on data fusion of vehicle GNSS and roadside Millimeter-Wave Radar in a road traffic scenario[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(14): 15844-15855.
- [7] CHEN L, AHRIZ I, RUYET D L. AoA-aware probabilistic indoor location fingerprinting using channel state information[J]. IEEE internet of things journal, 2020, 7(11): 10868-10883.
- [8] YUAN Y, LIU X, LIU Z, et al. Indoor localization with wireless heterogeneous devices by composite fingerprint sets and hybrid classification[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(11): 12117-12127.
- [9] ZHANG K, ZHANG Z, ZHU B. Beacon LED coordinates estimator with selected AOA estimators for visible light positioning systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 23(3): 1713-1727.
- [10] LIU M, JIANG Q, LIU Q, et al. Simultaneous localization and power transfer via resonant beam[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 10(2): 1414-1425.
- [11] NG P C, SHE J. Remote proximity sensing with a novel Q-learning in Bluetooth low energy network[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(8): 6156-6166.
- [12] ALMA'AITAH A, ALSAIFY B, ANI-HANI R. Three-dimensional empirical AoA localization

- technique for indoor applications[J]. *Sensors*, 2019, 19(24): 5544.
- [13] YUAN Y, YANG X, LU Q, et al. An indoor location method based on features optimization for different regions with improved curve smoothness index[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2023, 23(7): 7362-7370.
- [14] WANG G, HO KC, CHEN X. Bias reduced semidefinite relaxation method for 3-D rigid body localization using AOA[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 3415-3430.
- [15] JIA T, LIU H, HO K C, et al. Mitigating sensor motion effect for AOA and AOA-TOA localizations in underwater environments[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(9): 6124-6139.
- [16] MONFARED S, COPA E I P, DE DONCKER P, et al. AoA-based iterative positioning of IoT sensors with anchor selection in NLOS environments[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(6): 6211-6216.
- [17] ZOU Y, WU L, FAN J, et al. A convergent iteration method for 3-D AOA localization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(6): 8267-8271.
- [18] ZAFARI F, GKELIAS A, LEUNG K K. A survey of indoor localization systems and technologies[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2019, 21(3): 2568-2599.
- [19] WEN F, SHI J, GUI G, et al. 3-D positioning method for anonymous UAV based on bistatic polarized MIMO radar[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, 10(1): 815-827.
- [20] 陈超. 基于 RFID 的定位技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [21] DONG Y, ARSLAN T, YANG Y. Real-time nlos/los identification for smartphone-based indoor positioning systems using wifi rtt and rss[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, 22(6): 5199-5209.
- [22] WANG B, SONG H, RHEE W, et al. Overview of ultra-wideband transceivers—System architectures and applications[J]. *Tsinghua Science and Technology*, 2021, 27(3): 481-494.
- [23] FAHAMA H S, ANSARI-ASL K, KAVIAN Y S, et al. An Experimental Comparison of RSSI-Based Indoor Localization Techniques Using ZigBee Technology[J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 87985-87996.
- [24] 漆军. 基于超声波和航迹推算的室内定位方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [25] 付小宁. 红外单站被动定位技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
- [26] 许鑫颖. 基于蓝牙技术的室内定位系统研究与设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- [27] BLUETOOTH SIG. Bluetooth specifications and documentation [EB/OL]. (2023)[2024-3-14].

- <https://www.bluetooth.com/specifications/specs/.htm>.
- [28] BLUETOOTH SIG. 2023 蓝牙市场最新资讯[EB/OL]. (2023) [2024-3-14]. <https://www.bluetooth.com/zh-cn/2023-market-update/#location-services.htm>.
- [29] BLUETOOTH SIG. Core Specification 5.1[EB/OL]. (2019) [2024-3-14]. <https://www.bluetooth.com/specifications/specs/core-specification-5-1/.htm>.
- [30] SILICON LABS. Bluetooth Location Services Solutions[EB/OL]. (2020) [2024-3-14].<https://www.silabs.com/wireless/bluetooth/location-services.htm>.
- [31] SILICON LABS. AN1195: Antenna Array Design Guidelines for Direction Finding [EB/OL]. (2020)[2024-3-14]. <https://docslib.org/doc/1657094/an1195-antenna-array-design-guidelines-for-direction-finding.htm>.
- [32] 无奇. 毫米波无线通信平面圆极化天线与阵列关键技术研究[D]. 南京: 东南大学,2019.
- [33] TEXAS INSTRUMENTS. Texas-Instruments_Boostxl-AoA [EB/OL]. (2018) [2024-3-14]. https://www.ti.com.cn/cn/lit/ug/swau110a/swau110a.pdf?ts=17101488441730&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com.cn%252Fsitesearch%252Fzhcn%252Fdocs%252Funiversalsearch.jsp%253FlangPref%253DzhCN%2526searchTerm%253DBOOSTXL-AOA%2526nr%253D1144.htm.
- [34] TEXAS INSTRUMENTS. Bluetooth® Angle of Arrival (AoA) Antenna Design [EB/OL]. (2023)[2024-3-14]. https://www.ti.com/lit/an/tida029a/tida029a.pdf?ts=1710400881366&ref_url=https%253A%252F%252Fcn.bing.com%252F.htm.
- [35] 王永良. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [36] BNILAM N, TANGHE E, STECKEL J, et al. ANGLE: ANGular location estimation algorithms[J]. IEEE access, 2020, 8: 14620-14629.
- [37] Chen Z, Gokeda G, Yu Y. Introduction to Direction-of-arrival Estimation[M]. Artech House, 2010.
- [38] POROZANTZIDOU M G, CHRYSSOMALLIS M T. Azimuth and elevation angles estimation using 2-D MUSIC algorithm with an L-shape antenna[C]//Antennas & Propagation Society International Symposium. IEEE, 2010: 1-4.
- [39] WANG Z, SUN Y, WAN Q, et al. A modest power consumption maximum likelihood direct position determination approach for multiple targets with moving sensor arrays[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(22): 21885-21898.
- [40] CHEN P C, VAIDYANATHAN P. Distributed algorithms for array signal processing[J].IEEE

- Transactions on Signal Processing, 2021, 69:4607-4622.
- [41] ZHAGYPAR R, ZHAGYPAROVA K, AKHTAR MT. Spatially smoothed TF-root-MUSIC for DOA estimation of coherent and non-stationary sources under noisy conditions[J]. IEEE Access, 2021, 9: 95754-95766.
- [42] LI Y, HUANG Y, PEDERSEN GF, et al. Recurrent NEAT assisted 2D-DOA estimation with reduced complexity for satellite communication systems[J]. IEEE Access, 2022, 10: 11551-11563.
- [43] SANCHEZ-FERNANDEZ M, JAMALI V, LLORCA J, et al. Gridless multidimensional angle-of-arrival estimation for arbitrary 3D antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(7): 4748-4764.
- [44] KITADA T, OZAWA J, CHENG J, et al. DoA estimation based on 2D-ESPRIT algorithm with multiple subarrays in hexagonal array[C]//2010 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). IEEE, 2010: 1-6.
- [45] 张小飞, 李建峰, 徐大专, 等. 阵列信号处理及 MATLAB 实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2020.
- [46] 张文武. 基于稀疏重构的二维 DOA 估计算法研究[D]. 桂林: 桂林电子科技大学, 2015.
- [47] 佟翔宇. 基于聚类分析的 BLE 室内指纹定位算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [48] SILICON LABS. UG103.14: Bluetooth® LE Fundamentals[EB/OL]. (2021)[2024-3-14].
<https://www.silabs.com/documents/public/user-guides/ug103-14-fundamentals-ble.pdf.htm>.
- [49] SILICON LABS. UG103.18: Bluetooth® Direction Finding Fundamentals[EB/OL]. (2022)[2024-3-14]. <https://www.silabs.com/documents/public/user-guides/ug103-18-bluetooth-direction-finding-fundamentals.pdf.htm>.
- [50] 叶红运. 基于蓝牙 AOA 的装备管理高精度定位技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2021.
- [51] 陈鑫. 基于蓝牙 AOA 与 IMU 融合的室内定位方法研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2023.
- [52] SILICON LABS. AN1297: Custom Direction-Finding Solutions using the Silicon Labs Bluetooth Stack[EB/OL]. (2022)[2024-3-14]. <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/an1297-custom-direction-finding-solutions-silicon-labs-bluetooth.pdf.htm>.
- [53] TONG W, ZHENG Z, WANG W Q, et al. Symmetric displaced coprime planar array for two-dimensional direction-of-arrival estimation[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(23): 23221-23231.
- [54] WAX M, ADLER A. Detection of the number of signals by signal subspace matching[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 69: 973-985.

-
- [55] HE D, CHEN X, PEI L, et al. Multi-BS spatial spectrum fusion for 2-D DOA estimation and localization using UCA in massive MIMO system[J]. IEEE transactions on instrumentation and measurement, 2020, 70: 1-13.
- [56] 夏盼园. 大规模天线阵列波束赋形技术研究与设计[D]. 上海: 上海交通大学,2017.
- [57] AL-SADOON MAG, ABDULJABBAR NA, ALI NT, et al. A more efficient AOA method for 2D and 3D direction estimation with arbitrary antenna array geometry[C]//Broadband Communications, Networks, and Systems: 9th International EAI Conference, Broadnets 2018, Faro, Portugal, September 19–20, 2018, Proceedings 9. Springer International Publishing, 2019: 419-430.
- [58] AL-SADOON MAG, ALI NT, DAMA Y, et al. A new low complexity angle of arrival algorithm for 1D and 2D direction estimation in MIMO smart antenna systems[J]. Sensors, 2017, 17(11): 2631.
- [59] YE H, YANG B, LONG Z, et al. A method of indoor positioning by signal fitting and PDDA algorithm using BLE AOA device[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(8): 7877-7887.
- [60] 许鑫颖. 基于蓝牙技术的室内定位系统研究与设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2019.
- [61] 沈张翀. 基于 WiFi 的移动终端定位及其应用[D]. 杭州: 浙江大学,2021.