



Indoor Localization

室内定位

理论、方法和应用

万 群 郭贤生 陈章鑫 著



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>



电子科技大学无线定位研发组

室内定位理论、方法和应用

万 群 郭贤生 陈章鑫 著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本书较为系统地介绍了室内定位理论、方法及应用等内容，梳理了室内定位领域研究成果、理论研究及工程应用方面存在的挑战，给出了几种常见的定位实现方法。本书的主要内容包括：室内定位的发展概况，室内信道，参数化与非参数化室内定位方法，基于 ZigBee、麦克风阵列、电力线的室内定位方法，以及几种具有代表性的定位方案。

本书可作为高等院校电子、计算机、自动化等相关专业的高年级研究生和博士生的专业参考教材，也可以作为从事室内定位工作的工程技术人员和科研工作者的参考书。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，侵权必究。

图书在版编目（CIP）数据

室内定位理论、方法和应用 / 万群，郭贤生，陈章鑫著. —北京：电子工业出版社，2012.9
ISBN 978-7-121-05878-3

I. ①室… II. ①万… ②郭… ③陈… III. ①无线电定位 IV. ①TN95

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2012）第 105974 号

策划编辑：董亚峰

责任编辑：谭丽莎

印 刷：

装 订：

出版发行：电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本：787×1 092 1/16 印张：14.75 字数：378 千字

印 次：2012 年 9 月第 1 次印刷

定 价：38.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至 zltts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。

前 言

随着数据业务和多媒体业务的快速增加，人们对定位与导航的需求日益增大，尤其是在复杂的室内环境中，如机场大厅、展厅、仓库、超市、图书馆、地下停车场等，常常需要确定移动终端或其持有者、设施与物品在室内的位置。但与室外环境相比，室内环境受定位时间、定位精度及室内复杂环境等条件的限制，因此比较完善的定位技术目前还无法得到很好的利用。另外，由于复杂环境下的室内定位在地下救援、智能家居、大型展厅等具有重要的应用背景，所以对室内定位的研究可在一定程度上提高生活质量，保护生命财产安全。

目前，室内定位领域的研究吸引了越来越多的研究者的广泛关注，国内外的一些大型公司和科研院所也已经研发出一些先进的室内定位系统。例如，日本某公司就实现室内定位提出了不同的方法，即采用光照、红外线、无线网络、IMES 室内定位、RFID 射频识别与 QR 二维码识别位置，并且在对目前这些技术进行比较和分析之后，推出了工程样机，使得室内定位基本可以实现普通定位应用。又如，微软公司研发的 RADAR 系统、MIT 实验室研发的 Cricket 系统及美国 Auburn 大学研制的 ARIADNE 系统等都是室内定位系统的典型代表。唐恩公司是国内最早进行超宽带（Ultra Wide band, UWB）定位研究的公司之一，其开发的 iLocate 系统能够在传统的挑战性应用环境中达到较高的定位精度并具有很好的稳定性。成都无线龙通信科技也是较早进行室内定位的研究公司之一，其开发的 ZigBee 定位系统的性能也可以满足一般情况下的定位应用。其他的诸如宁波中科、台湾地区的采智等也都进行了室内定位的相关研究工作。

本书是作者在多年从事移动定位研究的基础上总结取得的研究成果，并结合当前国际、国内室内定位方面的最新进展撰写完成的。本书由 8 章构成，第 1 章简要介绍了室内定位的概况、发展及各种定位方法和定位系统；第 2 章介绍了蜂窝信道、天波信道等室外信道和室内信道，阐述了室内信道的特殊性；第 3 章介绍了常见的需要估计与位置有关的信号参数再进行定位的参数化定位方法，这些方法在室外定位中积累了大量的研究成果，在直达波传播情况下的定位效果较好，是定位理论的基础。第 4 章总结了几种常见的非参数化室内定位方法，这些方法可有效对抗室内环境下的非直达波传播，在一定程度上提高室内定位的精度。第 5 章、第 6 章及第 7 章分别介绍了几种典型的室内定位方案，这些方案代表了室内定位领域的现在和将来的发展方向，具有十分重要的研究意义。第 8 章介绍了室内定位领域的另外几种具有代表性的室内定位方案，如 UWB 定位及室内电力线定位，前者具有很高的定位精度，后者是室内定位的一个全新研究方向。这些典型的室内定位方案在现阶段具有十分重要的代表性，可作为室内定位的应用参考。

总之，本书在内容安排上特色鲜明，以室内定位问题为主线，以复杂环境下的目标定位问题为背景，从参数化定位到非参数化定位、直达波定位到非直达波定位、专用定位系统到寄生定位系统、室内定位理论到室内定位实现，系统全面地介绍了室内定位理论和关键技术，并给出了具有代表性的室内定位系统和典型应用示例。本书的另外一个特点是在反映本领域研究前沿的基础上，注重定位理论和实际实现相结合。

本书的部分研究工作得到了国家 863 高技术研究发展计划项目“室内多视时延轮廓定位

技术研究”(项目编号:2008AA12Z306)、教育部新世纪优秀人才支持项目“学习型定位理论和混合谱估计方法研究”(项目编号:NCET-05)、国家自然科学基金面上项目“高精度非直达波定位理论和算法研究”(项目编号:60372022),第51批中国博士后科研基金项目“基于空间谱群指纹的高精密度室内定位方法研究”(项目编号:2012M510168),中央高校基本科研业务费(空间谱数据库高精度室内定位方法研究)(项目编号:ZYGX2010J018)及2012年江西省博士后科研基金项目的资助,在此表示诚挚的感谢。另外,本书的部分内容采用了作者所在研究组的研究成果,因此这里要特别感谢参与过本书研究工作的黄丹萍副教授、段林甫博士生、高宇飞博士生、李金洋、李亚楠、张胜蓝、郑娜、鲁文强、胡信华等研究生。

近年来,复杂环境下的基于位置服务的定位理论和算法等方面的研究进展十分迅速,特别是室内定位方面的研究不断取得新的进展。作者虽然力图在本书中展现室内定位领域的主要进展,但由于室内定位的理论、算法和实现等研究一直处在不断发展之中,再加上作者水平所限,难以全面、完整地对当前的研究前沿和热点问题一一探讨,所以书中难免存在疏漏与不当之处,敬请读者批评指正。

作 者

2012年7月

目 录

第 1 章 概述	1
1.1 室内定位的特点	2
1.2 室内定位的发展	3
1.3 室内定位方法的分类	7
1.3.1 从室内信道的特征谈起	7
1.3.2 从参数化定位到非参数化定位	8
1.4 常见室内定位方法	14
1.4.1 红外线室内定位方法	14
1.4.2 超声波室内定位方法	15
1.4.3 蓝牙室内定位方法	16
1.4.4 RFID 室内定位技术	17
1.4.5 UWB 室内定位技术	18
1.4.6 WiFi 室内定位技术	20
1.4.7 ZigBee 室内定位技术	20
1.4.8 室内麦克风阵列定位技术	22
1.4.9 SLAM 室内定位技术	23
1.4.10 室内电力线定位技术	24
1.5 几种常见的定位机制	24
1.5.1 三角测量技术	25
1.5.2 RSSI 测量技术	27
1.6 室内定位的几种协议标准	28
1.6.1 红外通信协议	28
1.6.2 蓝牙通信协议	28
1.6.3 ZigBee 通信协议	29
1.6.4 UWB 通信协议	30
1.6.5 WiFi 通信协议	30
1.7 总结	32
第 2 章 室内环境和室内信道	33
2.1 常见的信道模型	33
2.1.1 经验模型	34
2.1.2 确定性模型	36
2.2 室内信道模型	37
2.2.1 S-V 模型	37
2.2.2 Δ -K 模型	38

2.2.3	两簇模型	38
2.2.4	IEEE 802.15.3a 标准模型	39
2.3	直达波和非直达波传播	41
2.4	直达波鉴别算法	41
2.4.1	Wylie 鉴别方法	41
2.4.2	假设检验判决方法	43
2.4.3	残差分析判决方法	46
2.5	非直达波剔除算法	47
2.5.1	Wylie 方法	47
2.5.2	残差加权算法	48
2.5.3	几何约束法	50
2.5.4	其他 NLOS 剔除算法	52
第 3 章	参数化室内定位方法	54
3.1	几种典型的定位方法介绍	54
3.1.1	TOA 估计法	54
3.1.2	TDOA 估计法	61
3.1.3	AOA 估计法 ^[184]	64
3.1.4	RSSI 估计法	67
3.1.5	混合定位算法	70
3.1.6	多维标度算法 (MDS)	75
3.2	影响参数化室内定位方法定位精度的因素	80
3.2.1	信号的自由空间衰减 ^[188]	80
3.2.2	信号的吸收效应 ^[188]	80
3.2.3	非视距 (NLOS) 传播	81
3.2.4	多径和阴影效应	81
3.3	参数化室内定位方法的定位误差分析	82
第 4 章	非参数化室内定位方法	86
4.1	非参数化室内定位概述	86
4.2	几种典型的非参数化室内定位技术	86
4.2.1	信号强度指纹定位技术	86
4.2.2	空间谱指纹定位技术	91
4.2.3	机器学习型自适应定位技术 ^[190]	93
4.2.4	图像指纹定位技术 ^[191]	97
4.2.5	RFID 标签定位技术	98
4.2.6	基于数据内插的定位技术	101
4.2.7	基于 Kernel 方法的定位技术	105
4.3	制约现有非参数化室内定位的定位精度的因素	108
4.3.1	失配问题	108
4.3.2	对信道状态信息的利用率很低	109

4.3.3 对指纹库的利用率低	109
4.4 非参数化室内定位的发展方向	110
4.4.1 在算法研究方面	110
4.4.2 在工程应用方面	111
4.5 总结	112
第 5 章 基于 ZigBee 的无线传感器网络室内定位	113
5.1 ZigBee 知识的介绍	113
5.1.1 概念	113
5.1.2 ZigBee 技术的硬件	114
5.1.3 ZigBee 技术的软件	118
5.1.4 ZigBee 技术的应用与发展	121
5.2 基于 ZigBee 的参数化室内定位方法	124
5.2.1 数学模型	124
5.2.2 算法介绍	124
5.2.3 ZigBee 室内定位网络	125
5.2.4 上位机软件实现	128
5.2.5 ZigBee 参数化室内定位的实现	129
5.3 基于 ZigBee 的非参数化室内定位方法	134
5.3.1 非参数化定位算法	134
5.3.2 非参数化定位的网络架构	135
5.3.3 测量多信道 RSSI 与距离的关系	137
5.3.4 非参数化室内定位实现	140
5.4 基于 ZigBee 技术的室内定位分析	154
5.4.1 参数化与非参数化定位结果分析	154
5.4.2 基于 ZigBee 技术的室内定位的各种改进	154
第 6 章 麦克风阵列室内定位方法	156
6.1 引言	156
6.1.1 麦克风阵列的应用	157
6.1.2 基于室内麦克风阵列的音频信号处理	158
6.2 麦克风阵列音频定位概述	160
6.2.1 室内音频信号的特点	160
6.2.2 麦克风阵列信号处理	160
6.2.3 基于麦克风阵列的室内声源定位方法的分类	163
6.3 基于信号到达角度 (DOA) 的定位方法	163
6.3.1 基于最大输出功率的可控波束形成技术	164
6.3.2 基于信号协方差的空间功率谱方法	170
6.3.3 波达角定位	171
6.4 基于时延估计 (TDE) 的定位方法	172
6.4.1 时延估计方法	173

6.4.2	时延估计定位	176
6.5	基于信号能量（RSSI）的定位方法	177
6.5.1	信号模型	177
6.5.2	最大似然估计定位方法	178
6.6	数据库匹配定位方法	179
6.7	小结	183
第 7 章	电力线室内定位系统	184
7.1	电力线定位概述	184
7.1.1	电力线室内定位研究的意义	184
7.1.2	电力线室内定位的国内外研究现状	185
7.2	电力线信号传输原理	185
7.2.1	电力线的复用技术	185
7.2.2	电力线复用传输信号的加工	186
7.2.3	低压电力线的信道特性 ^[282]	188
7.3	电力线室内定位技术	192
7.3.1	电力线室内定位技术的工作原理	192
7.3.2	定位算法	194
7.4	实验设计	196
7.4.1	信号发生模块的设计	196
7.4.2	标签的设计	196
7.4.3	软件的设计	197
7.5	实验结果	198
7.6	电力线室内定位与 GSM、WiFi 定位的比较	198
7.7	总结及展望	199
第 8 章	室内定位的典型应用	200
8.1	室内定位技术在地下停车场中的应用	200
8.1.1	定位系统介绍	201
8.1.2	需解决的关键问题	202
8.2	室内定位技术在展会等环境中的应用	203
8.2.1	系统介绍	203
8.2.2	系统特点	203
8.2.3	系统布置	204
8.3	室内定位技术在智能家居中的应用	205
8.3.1	典型的智能家居系统	205
8.3.2	典型的智能家居网络——WHANs	206
8.3.3	智能家居无线网络的设计要求	207
8.3.4	智能家居无线网络的各种标准特征	207
参考文献	209

第1章 概述

近年来，随着物联网概念的兴起，工业、农业、商业、军事等领域的研究者越来越关注基于无线传感器网络（Wireless Sensing Networks, WSN^[1~5]）和无线局域网（Wireless Local Area Networks, WLAN^[6~11]）等面向区域的定位技术。WSN 的目标就是将分散且独立的传感器节点通过无线方式连接起来，组成一个分布式的无线传感器网络，它可以针对环境信息适时做出自我调整，以实现使用者与工具的互动。而 WLAN 的思想则是通过现有的接入点和无线网络提供目标的位置估计。环境信息中很重要的一点是空间位置信息，如果可以获得节点的当前位置，则许多实用的个性化功能就能实现，举例如下。

在大型仓储式超市中对商品进行分门别类，划分区域，并且给每个货架配置一个 WSN 节点，然后在每个购物车上安置一个收发器，使之成为移动节点，这样顾客在购物时就可以根据自己的需求与购物车的实时位置信息，快速地找到所需之物，超市也因此可以省去布置无处不在的导购指示等开销。由于 WSN 节点的特点之一就是硬件单元很廉价，故可以大量布置，这样整个购物流程趋于自动化，店员的工作量也会减少很多。

在医院或社区建筑物内布置 WSN 节点，并且给每一位病人随身携带一套生理指标监视器，该监视器通过无线网络将病人的生理指标参数实时传送给监控中心。一旦病人的某项指标出现异常，监控中心可以及时做出反应，赶往病人所在区域进行诊治。该解决方案在 ICU 病房护理中的优势特别明显。因此，基于 WSN 的病人无线监测网络可以在很大程度上提升救援速度、减少救援参与人数、减少医护成本等。

在博物馆的各个展台布置 WSN 节点，并且给游客配发一个小型收发器，再配合定向扬声器，这样博物馆的每个展区、每个展台就可以针对不同的游客广播不同的内容。由于不同游客的行走路线不同，所以每位游客观看的内容都是与众不同的——博物馆的智能导游系统可以根据游客已经参观过的展品来组织当前的解说，以使得前后介绍衔接自然。对于一个资料库丰富的博物馆来说，从软件上做到这一点并不复杂，而且游客也可以获得最佳的游览体验。

室内定位在智能家居中也具有十分广阔的发展前景和商业应用价值，目前广泛提出的无线家庭自动网络（Wireless Home Automation Networks, WHANs^[12]）就是专门为智能家居提供的无线传感器网络的相关技术。目前，现有的基于 IEEE 802.15.4 相关协议标准的 ZigBee、Z-Wave、INSTEON、Wavenis 和基于 IP 的技术都为 WHANs 相关硬件标准和协议提供了充足的理论和技术支持。

在我国，智能家居的相关研究计划也已经受到国家和相关部门的日益重视。2010 年 10 月，上海市委、市政府积极制定落实各项政策措施应对人口老龄化带来的诸多影响，同步提高了老年人的经济、医疗、服务保障水平。上海市在过去的几年中一直在积极探索构建老年人社区支持系统，构建为保障老年人基本生活所提供的服务支持体系。目前，上海已经成立了“上海市科技助老服务中心”，拟用新理念、新科技、新技术、新材料等途径实现

对老年群体的关爱。针对失智老人容易走失的状况，上海市正在虹口区进行失智老人佩戴 GPS 定位装置的试点。老人带上这一装置后，如果离家超过一定范围，该装置将主动给老人的照顾者发送短信提醒。除此之外，上海市还将通过红外线探测、GPS 定位等多种高科技手段的组合，建立独居老人紧急援助系统。该系统可在老人出门后主动向子女或照顾者发送警示信息；当老人在家中独居时，安装在房间各处的红外线探测传感器倘若超过 10 个小时未曾检测到环境的改变，就会向老人的照顾者主动报警。这种新型的定位监测技术是智能家居的范畴，也是室内定位技术的典型应用之一。

从以上几个简单的例子可以看出，面向区域的定位技术是一个前景广阔的研究方向，而室内定位是其中的典型代表，因为它具有定位面积小、多径传播严重、定位环境易发生改变等特点。对于室外环境而言，目前已经有卫星定位（GPS、伽利略、北斗等系统）或移动基站定位。但对于室内环境而言，一方面卫星信号因无法穿透建筑物而失去作用，另一方面移动基站的定位精度太低，无法满足室内精度的要求，再加上室内环境存在多径效应及人员走动所带来的不可避免的干扰，使得室内定位的效果很难同时兼顾精度和稳健度，因此寻找一个适用于室内环境的定位系统，已经成为业界的重点。

1.1 室内定位的特点

与传统的卫星定位及蜂窝定位系统不同，室内定位的环境范围较小、直达波路径严重缺失、信道非平稳。室内定位技术在定位精度、稳健性、安全性、方向判断、标志识别及复杂度等方面有着自身的特点，现列举如下。

1. 定位精度

定位精度是一个定位系统的最重要的指标，尤其是对于相对狭小的室内环境而言。几年前的研究室内定位的文献中还没有要求较高的定位精度，如对于写字楼定位，只需精确到“房间”就可以满足指标了。近几年的研究工作开始追求更高的定位精度，如室内机器人定位就要求定位精度必须满足机器人在房间内自由运动的要求^[13]。更高精度的定位信息会带来更大的便利——若能普及廉价的高精度室内（或区域）定位技术，则现在的工业自动化生产的效率会大幅提高。

2. 稳健性

室内定位的困难之一是不容易保证定位方法的稳健性，这是由于室内环境的复杂性和多变性造成的。对于室内环境，目标位置的相对改变程度往往很大，这就要求定位技术具有很好的自适应性能，并且拥有很高的容错性，这样在室内环境并不理想的情况下，定位系统仍能提供位置信息。此外，系统稳健性的提高也可以减小维护的难度。

3. 安全性

所有的定位系统都必须注意安全性问题。对于室内定位而言，很大一部分应用需求都是针对个人用户的，而私人信息往往不愿被公开，这就使得室内定位系统在面向个人用户

时必须满足信息交换的安全性要求。该问题属于通信安全领域，在此不做深入讨论。

4. 方向判断

室内定位的方向判断问题与卫星导航的方向判断问题一样，都是要在判断出目标的方位后，进一步判断目标未来的运动趋势。该问题分为两种情况：运动时的方向判断和静止时的方向判断，其中在静止时判断目标未来运动趋势在现阶段还是一个难题。

5. 标志识别

室内环境往往具有一些“标志性”目标，如门牌、办公桌等，利用这些标志自身的特点，可以大大提高定位精度，因此，一个好的室内定位系统应该具有完善的标志识别功能。

6. 复杂度

室内定位的应用特点是规模小，应用对象是个人，因此，室内定位系统的复杂度应该较低（不能使用大量的硬件设施，最好能利用现有的硬件基础或稍加改动），并加入先进的算法来完成定位，只有这样才能将室内定位技术推向应用领域。此外，定位的实时性也要求定位算法不能太复杂。

1.2 室内定位的发展

室内定位技术无论在民用还是军事领域，都具有巨大的应用潜力。近年来国内外已出现了很多具有代表性的研究成果。

1. 室内定位在民用领域中的发展

1992 年，AT&T 剑桥实验室开发出了 Active Badge 定位系统^[14, 15]，此系统是基于红外线定位的方案。待定位目标上装有红外发射器，作为移动站（MS），它周期地发射唯一 ID 标识。同时，定位区域内布置有若干红外接收器，作为基站（BS）。BS 通过线缆或无线方式连接到控制中心，当 MS 进入相应定位区域并且被该区域的接收器识别出时，控制中心就可以确定目标当前的位置。Active Badge 定位系统的缺陷是：室内环境的复杂性会造成很多死角，致使接收器无法收到红外信号；此外，这种方案只能确定一个模糊的定位区域，精度无法满足要求。

1999 年，AT&T 剑桥实验室又开发出了 Bat 室内定位系统^[16]，此系统是基于超声波定位的方案。待定位目标携带有超声波发生器（作为 MS）；布置在定位区域内的超声波接收器的节点作为 BS。此外，该系统还有中心服务器。MS 通过无线网络与中心服务器相连，中心服务器会定期发送启动信号，移动终端收到信号后会发射一簇超声波作为响应，接收器会先后收到中心服务器发出的射频信号和移动终端发射的超声波信号，比较两者的到达时间差，从而计算出与移动终端的距离，并把结果反馈给中心服务器，中心服务器只要接收到 3 个或 3 个以上的反馈距离值，就可以通过三角或三边算法，计算出移动终端当前的位置。Bat 室内定位系统的缺陷是：超声波信号极易受到环境干扰，精度很不稳定；而且 AT&T 提出的

方案是采用有线网络方式来连接中心服务器与接收器节点,系统的应用范围很受限制。

2000年,微软研究院提出了RADAR定位系统^[17],此系统是基于RSSI测量的室内定位方案。它的硬件组成是基于802.11协议的WLAN。RADAR定位系统的定位工作主要分为两个阶段:离线建库阶段——实时定位前,在目标区域内广泛采集样本,生成射电地图(radio map),即表示位置信息与信号强度关系的映射表;在线定位阶段——实时定位过程中,移动终端收到无线接入点的信号,存储RSSI值,然后通过与已有的射电地图相比较,找出匹配度最大的结果,完成定位,这个匹配过程也可交由一个中心服务器完成。RADAR定位系统的优势在于它的硬件平台非常成熟,无须再开发新的应用平台。其缺陷是:射电地图对环境的依赖性很大,再加上室内环境存在多变性,一旦环境改变度较大,则原射电地图很可能失效。

2000年,MIT开发出了Cricket^[18]室内定位系统,此系统是基于射频+超声波的TDOA定位系统。Cricket室内定位系统也由三部分组成:作为MS的Listener;作为BS的Beacon;服务器。Beacon是安放在已知位置的节点,并周期性地发送射频信号和超声波脉冲;Listener相当于移动终端,接收Beacon发来的射频信号和超声波信号,并记录下时间差,从而计算出与Beacon之间的距离;Listener将距离值传给服务器,由服务器根据三角或三边算法计算出Listener的当前定位。由于该系统基于TDOA定位方案,故可以提供厘米级的定位精度。Cricket室内定位系统的缺陷是:所有Beacon的坐标位置需要事先设定好,一旦环境改变或网络覆盖范围发生了变化,最终得到的定位结果也会存在误差。因为Cricket室内定位系统的高精度定位性能在很大程度上要依靠Beacon的精确放置,故往往需要事先人工测量节点位置以进行校对,这在实际使用时会带来极大的不便。

2003年,洛杉矶加州大学UCLA开发的AHLos定位系统^[19]可看做Cricket室内定位系统的改进。它基于超声波通信技术,且完全是分布式的,并采用原子式、协作式和重复式三种最大似然估计定位方法,将已定位移动节点作为锚节点对待,解决了定位网络中信标稀疏的问题。但AHLos定位系统采用的算法较为复杂,需要较强的数据处理能力,否则无法做到实时定位。

国内对室内定位的研究工作起步较晚,但近年来发展迅速,如很多高校和研究所都投入了大量精力和资源到该领域的研究中去。对室内定位领域的算法研究和对室内定位相关硬件等的开发也受到了越来越多的重视。国内的清华大学^[20]、中国科学院^[21~24]、上海交通大学^[25~29]、电子科技大学^[30~34]、哈尔滨工业大学^[35~47]、北京邮电大学^[48~50]、天津大学^[51~53]、浙江大学^[54,55]、复旦大学^[56~63]、中山大学^[64]、南开大学^[65]、西安电子科技大学^[66]、华中科技大学^[67]、华南理工大学^[68~71]、大连理工大学^[72~74]、武汉理工大学^[75]、中国移动通信公司^[76]、某军事院校^[77~79]、国防科技大学^[80]、湘潭大学^[81]、中国联合通信有限公司等都提出了一些代表性的室内定位解决方案。

编者在国家自然科学基金项目“高精度非直达波定位理论和算法研究(项目编号:60372022)”的支持下,研究了严重非直达波传播环境下的室内定位算法,取得了较好的定位效果。为充分利用室内多径信道环境下的时延信息,编者提出了单、多视时延轮廓的高精度室内定位解决方案,以该思路进行主要研究的863项目“室内多视时延轮廓定位技术研究(项目

编号: 2008AA12Z306) ”已在 2008 年得到了资助。同时, 作为该项目的研究成果, 专利技术“一种基于信道频域幅度响应的多用户定位方法”、“一种采用单站多信道的室内定位方法”、“一种利用无线信号的幅度谱对非合作目标的定位方法”和“一种基于无线信道频域幅度响应的匹配定位方法”等十余项与室内定位技术相关的专利也在审批之中, 其中的部分专利已得到授权。

在定位系统的研发方面, 国内的唐恩科技有限公司利用 UWB 精确定位技术开发了 iLocate™ 系统^[82], 该系统采用的 UWB 精确定位技术可以应用在监狱、地下矿井等危险作业场所。该系统的精度可以达到 15cm, 其无缝链接功能可以有效扩大监控范围, 其高刷新率和良好的穿透性为系统的稳定性提供了良好的保障。该系统还可为博物馆、科技楼来访者提供访问路线和展品访问人流数据分析, 并为危险环境工作企业提供安全生产监控。

2. 室内定位在军事领域中的发展

在军事领域中, 室内定位技术近年来也得到了十分迅猛的发展。

1) 美国的 Boomerang 狙击手定位系统^[83]

2003 年秋季, 驻伊美军经常遭到当地狙击手的袭击。袭击者往往埋伏在距离美军车队路线 100m 左右的建筑物内, 当车队经过时突然发起袭击, 此时车内人员由于周围噪声及头盔隔音效果的影响, 不能够及时察觉并做出反应, 以至于造成大量人员伤亡。针对这种情况, 美国国防部先期研究计划局 (DARPA) 开始研究相对应的反制措施, 展开了名为 Boomerang (“飞去来器”) 的应急行动, 希望能够迅速部署 50 套新型狙击探测系统。BBN 公司用了 65 天时间, 顺利完成了 50 套 Boomerang I 狙击手定位系统的设计、试验和生产, 并于 2004 年 3 月开始装备驻科威特美海军陆战队的“悍马”车。该系统在固定式“子弹之耳”狙击手探测系统的基础上增加了一些新功能, 使其能够在高速运动的车辆上或嘈杂的环境下正常工作。

Boomerang I 型狙击手定位系统 (简称 I 型系统) 由声传感器阵列、信号处理单元和用户界面三部分组成。该系统的初始设计目标为: 在速度不超过 96km/h 的车辆上正常工作; 在城市的低矮建筑环境内, 能够有效探测 50~150m 范围内的射击; 在 1s 内能够迅速将射击方位锁定在 $\pm 15^\circ$ 的范围内, 距离误差为 1~30m, 误警率小于 0.1%; 能够适应沙漠作战环境。经过实战检验后, 发现 I 型系统有一些缺陷, 如无法精确测定来袭弹丸的仰角和距离、显示系统不够直观精确等。BBN 技术公司又在 I 型系统基础上设计了 Boomerang II 型狙击手定位系统 (简称 II 型系统)。与 I 型系统相比, II 型系统采用更紧凑的传感器阵列, 加强了传感器阵列及其他部件的密封性, 提高了抗恶劣环境的能力等方面的性能。II 型系统的实物和侧视图如图 1-1 所示。采用声探测技术的反狙击手系统还有美国 AAI 的 PDCue 射弹探测和定位系统, 通用动力公司研制的子弹探测指示系统, 加拿大迈克唐纳·底特维勒公司的“雪貂”系统, 阿连特技术系统公司的“安全”探测定位系统, 以及以色列拉斐尔公司研制的 SADS 反狙击手探测系统。



图 1-1 Boomerang II 型狙击手定位系统的实物和侧视图

2) 激光狙击手定位探测系统^[84, 85]

激光狙击手定位探测系统利用了“猫眼”效应。猫的视网膜比其身体其他部位的反射能力强，导致猫眼能在黑暗中发光。同样，当不可见光波段的激光束照射到狙击手的瞄准望远镜的表面时，由于瞄准望远镜的反射能力要强于周围背景，就会产生狙击手不易察觉而激光探测系统可以察觉的反光，从而发现狙击手。因此，激光狙击手定位探测系统是一种主动系统，可以在狙击手开枪之前找出他们的位置。美国、法国、以色列和加拿大等国家都先后开展了该项目的研究工作。

作为一种典型的激光探测系统，法国激光工业公司（CILAS）的狙击手定位探测系统（SLD-400）由 3 部分组成：光学传感器、转塔和遥控单元。工作时，激光发射装置发射出编码扫描激光束，每次扫描覆盖 $5^{\circ} \times 4^{\circ}$ 的区域；同时，激光接收装置随即获得激光图像和该区域的可见光图像。两种图像传送至遥控单元后，由探测系统自动比较两者的细微差别。若有异常，探测系统将在 0.1s 内启动警报，并在监视器上显示异常的位置和图像。操纵人

员可以通过控制手柄放大观察可疑区域,以进一步确认是否存在问题。该系统使用近红外激光,工作波长为 $0.8\sim 0.9\mu\text{m}$,探测范围为水平 $-175^\circ\sim +175^\circ$ 、俯仰 $-20^\circ\sim +20^\circ$,探测距离白天为 1000m、夜间为 4000m(雾天除外)。该系统可以探测到隐蔽在伪装网后的狙击手步枪的瞄准镜,还能探测到夜视镜、测距仪、望远镜等其他光学部件。该系统在城市环境中的玻璃表面比较多,会产生干扰,但通常可以通过图像处理软件轻易滤除这些干扰。有一种情况比较麻烦,就是新闻记者相机的镜头比较接近瞄准镜,可能会造成误判,目前从技术上还无法有效解决这一问题。

SLD-400 系统在萨拉热窝于 1994 年年底得到首次应用,效果非常显著。据报道,在 1992 年前,由于未装备反狙击手系统,驻萨拉热窝的法国维和部队在很短的时间内就有 80 多人死于装备精良的狙击手枪下。而装备该系统后,在随后几年内没有因为狙击手损失一名士兵。除了狙击手探测外,SLD-400 系统在战场上也可以用来对付敌军车辆,如通过探测敌军车载瞄准装置来记录车辆的运动情况。该系统也有助于特种作战部队的目标识别。

1.3 室内定位方法的分类

1.3.1 从室内信道的特征谈起

室内的信号传播环境是极端复杂的,即使是在固定的格点位置上,其接收信号强度由于环境变化等原因也是随着时间变化的。通常情况下,接收信号的信号强度信息(RSSI)既包含直达波的成分,也包含大量非直达波的成分。由于室内环境的丰富的多径散射,所以室内信道的脉冲响应函数可以看做目标所处位置和周围环境信息的函数。信号经过多径到达接收站时是复杂的叠加过程,叠加的结果既有可能使信号增强,也有可能使信号减弱,这和多径的相位有关。而且接收信号的强度不仅和室内的传播环境有关,还受到带限系统信号带宽的限制:当带宽增大时,时间分辨率也增加,可观测的多径就越明显。因此,室内定位的最大挑战来源于由丰富的反射、衍射、折射引起的多径效应,多径效应直接导致了接收信号场强的不稳定性和时变性^[86~88]。

如上所述,由于接收信号的 RSSI 值既包含直达波成分,也有很多非直达波成分的贡献,所以,单纯利用 RSSI 进行定位的方法精度往往不高,而信道脉冲响应函数则记录了复杂的室内环境信息,它可以看做目标所处位置信息的函数^[88]。可以说,如果能够获取有关信道状态(Channel State Information, CSI)的越多的信息,则定位结果就越精确。下面从信道的特征的角度分析现有室内定位方法。从分析结果来看,不论定位方法是基于接收信号 RSSI、基于信号到达时间(TOA)、基于信号到达时间差(TDOA),还是基于信号到达角度(AOA)等,都建立在信道的状态信息基础上^[8, 89]。

我们知道,多径信号之间的相关性是很低的^[90],因此,沿着任意一条多径的频偏所产生的脉冲畸变并不会导致脉冲形状的明显改变。一般假设任意一条路径的时延 τ_n 总是大于脉冲的宽度,则信道的脉冲响应函数 $h(t)$ 可表示为

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \delta(t - \tau_n) = \sum_{n=1}^N h_n(t - \tau_n) \quad (1-1)$$

式中, $\alpha_n (n=1,2,\dots,N)$ 为能量归一化信道增益参数, 也称每条路径的幅度, 且满足关系 $\sum_{n=1}^N |\alpha_n|^2 = 1$; $t=1,2,\dots,T$, 其中 T 为发送信号的持续时间; 而 $h_n(t-\tau_n)$ 为第 n 条路径的脉冲响应函数。

不考虑噪声的影响, 则时域上的接收信号可表示为

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)s(t-n) = \sum_{n=1}^N r_n(t) \quad (1-2)$$

式中, $s(t)$ 为发送的信号脉冲; \otimes 表示卷积运算。

频域脉冲响应为时域脉冲响应 $h(t)$ 的傅里叶变换:

$$H(f) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{-j2\pi\tau_n f} \quad (1-3)$$

接收信号的归一化自相关函数可表示为

$$g(m) = \frac{1}{g(0)} \sum_{t=1}^T r(t)r^*(t-m) \quad (1-4)$$

式中, $g(0)$ 是自相关函数序列的最大值。

将式 (1-2) 代入式 (1-4), 则接收信号的自相关函数进一步可表示为

$$g(m) = \frac{1}{g(0)} \sum_{t=1}^T \left(\sum_{k=1}^T h(k)s(t-k) \right) \left(\sum_{k'=1}^T h^*(k')s^*(t-m-k') \right) \quad (1-5)$$

当发射信号满足相互独立、均值为零的条件时, 接收信号的归一化自相关函数可以写为

$$g(m) = \frac{1}{g(0)} \sum_{t=1}^T h(t)h^*(t-m) \quad (1-6)$$

式 (1-6) 表明: 接收信号的自相关函数和脉冲响应函数相似, 也具有刻画多径信道的功能, 可用于进行室内定位。

1.3.2 从参数化定位到非参数化定位

1. 参数化定位方法

从式 (1-1) 可以看出, 当多径总数 $N=1$ 时, 即为直达波传播的情况, 此时的信道脉冲响应函数可简化为

$$h(t) = \alpha_1 \delta(t - \tau_1) \quad (1-7)$$

接收信号可表示为

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (1-8)$$

在直达波传播的情况下, 基于 TOA 估计的定位方法就是要从接收信号 $r(t)$ 估计出信号传播时延 τ 再进行定位。显然, 在发射点和接收点之间当且仅当只有一条传播路径时, TOA 估计的精度只受到噪声 $n(t)$ 的影响。对于这种模型, 已经有诸如最大似然、最小二乘等经典

方法和基于 MUSIC、ESPRIT 等超分辨方法可以对其进行精确的 TOA 估计。在 TOA 估计精确的情况下，定位精度一般较高。

显然，在室内环境中，几乎不存在上述简单的直达波传播模型。在多径严重的环境中，几乎全部是非直达波传播，因此式 (1-8) 在非直达情况下就变为

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \delta(t - \tau_n) s(t) + n(t) \quad (1-9)$$

此时的 TOA 估计问题就变为从接收信号 $r(t)$ 估计出最先到达的信号传播路径的时延 τ 再进行定位。在多径信号和噪声的影响下，TOA 估计的精度一般都较低，这也是室内环境中基于 TOA 估计的定位方法性能恶化的主要原因。基于 TDOA 的定位方法的主要思路是首先计算两个不同接收信号之间的互相关函数，然后利用广义互相关、高阶累积量等方法进行 TDOA 估计。由于在多径环境下，TOA 和 TDOA 的估计将产生很大的偏差，再加上基于上述参数估计的参数化定位方法也需要额外的硬件支持，所以在室内定位领域的应用较少。而基于 AOA 的定位方法需要阵列接收和直达波传播环境，在存在直达波传播的环境下，同一信号到达阵列不同阵元间的相位差是目标 AOA 的函数，此时的信道脉冲响应函数就是与阵元间距、阵元数、AOA 有关的阵列流型 $A(\theta)$ ，而接收信号模型转换为

$$r(t) = A(\theta)s(t) + n(t) \quad (1-10)$$

式中， $A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_D)]$ ， $a(\theta_i) = [1, e^{-j2\pi d \sin(\theta_i)/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi d(M-1)\sin(\theta_i)/\lambda}]^T$ ，这里的 M 、 d 、 D 和 λ 分别代表阵元数、阵元间距、信源数和信号的波长。

随着阵列信号处理理论的发展和蜂窝移动通信理论的成熟，多径条件下的 AOA 估计问题已经得到了较好的解决。在蜂窝移动通信中，不同的散射模型下，分布式信号源的 AOA 及其角度扩展参数的估计问题可参见相关研究文献^[30~32, 91~94]。由于室内定位范围相对室外的宏蜂窝、微蜂窝小区等环境较小，而且基于 AOA 的室内定位方法需要阵列接收，增加了额外的硬件开销，所以在室内定位领域，基于 AOA 的室内定位方法和系统都很少见，不具备适用性。但利用阵列接收信号进行相参处理是提高室内定位的一种有效的辅助方法，值得进行进一步研究和梳理。

通过接收信号强度的室内定位方法有两种主要思路：①通过接收到的信号场强值估计路径损耗、遮蔽因子等参数，然后再进行室内定位；②通过建立场强指纹数据库进行室内定位。在这两类方法中，前者属于参数化定位方法的范畴，因其需要估计定位参数；后者则属于非参数定位的范畴。由于大部分接入点都可以直接获取场强信息，无须额外的硬件支持，所以基于接收信号强度的室内定位方法实现起来十分方便，对该方向的研究也是室内定位领域的研究热点。

由接收信号的归一化自相关函数的表达式 (1-6) 可知，基于接收信号强度的定位方法需要测量信号的强度，即式 (1-6) 中 $m=0$ 的情况：

$$g(0) = E\{r(t)r^*(t)\} = \frac{1}{g(0)} \sum_{t=1}^T h(t)h^*(t) = \frac{1}{g(0)} \sum_{t=1}^T \|h(t)\|^2 \quad (1-11)$$

从式 (1-11) 可以看出，基于接收信号强度的室内定位方法仅仅利用了接收信号的自相关函数在 0 点处的取值，也即脉冲响应函数的幅度平方之和。因此，从信道脉冲响应函数

和接收信号的自相关函数的角度看, 基于接收信号强度的定位方法, 无论是利用参数化定位室内方法还是非参数化室内定位方法, 都没有最大化利用接收信号的全部信息, 则无法取得较高的定位精度。为了进一步提高室内定位的定位精度, 必须进一步挖掘有关接收信号和信道脉冲响应函数的更多的信息。

2. 非参数化定位方法

比较而言, 非参数化定位在室内定位领域的定位精度更高, 这是因为非参数化定位把定位的环境信息作为待定位目标的坐标的函数进行估计, 是一种环境感知的定位思想。和参数化的定位方法相比, 它无须进行直达波的鉴别和非直达的剔除等过程^[95], 对信号的传播环境没有特殊的要求, 而且无须进行 TOA/TODA/AOA 等参数的估计。但基于信号强度指纹的非参数化室内定位方法仅在时域利用了接收信号的自相关函数在 0 点处的取值, 从信息量的利用角度来说十分低下, 因此寻求可以充分利用信号所处定位环境的信道环境信息将是提高室内定位精度的一种有效且可行的方案。

下面从信息利用的角度介绍几种非参数化室内定位方法。与基于信号强度的定位方法相比较, 这些方法都可以在不同程度上提高复杂环境下的室内定位精度, 而且可以有效对抗多径效应引起的信号畸变。

1) 多站单信道室内定位

多站单信道室内定位方法实际上就是基于信号强度的非参数化定位方法, 该方法的定位过程分为两个阶段: 离线建库阶段和实时定位阶段。在离线建库阶段, 各参考节点接收来自发送节点的同一频点的合作信号, 根据接收信号的强度进行建库。在实时定位阶段, 根据接收信号的强度和建库场强指纹进行匹配, 给出定位结果。这种定位方式具有以下特点: ①利用多个参考节点(一般大于或等于 3 个)进行定位; ②信号的频率固定不变。目前的室内定位系统大多属于这种定位机制, 如微软研究院无线网络研究组在 2000 年研究开发的 RADAR 实验定位系统^[17], 美国马里兰大学开发的 HORUS 定位系统^[96]等都是多站单信道定位方式的代表。如前所述, 多站单信道定位方式只利用了接收信号的强度信息, 也就是接收信号的自相关函数在 0 点处的取值, 也即信道脉冲响应的幅度信息, 而大量的信道的其他信息没有得到利用, 因此无法从根本上提高定位精度。

2) 单站多信道定位

比较而言, 单站定位技术由于只有一个参考节点, 所以具有极大的挑战性; 但利用单站定位的原理是不同频率信号经过同一多径信道的时延扩展轮廓, 利用室内不同格点的发送信号经过室内多径传播的时延扩展轮廓的差异性进行定位, 因此这种定位技术也称为“单站多信道定位”技术。这种室内定位方法的定位精度在一定程度上依赖于发送信号的频率间隔和频点数。一般来说, 对于频率选择性衰落的室内信道, 频率间隔越大, 发送信号的频率点数越多, 不同坐标点之间的多径时延轮廓的差异就越明显, 时延轮廓之间的相关性就越小, 定位精度就越高。

对式 (1-2) 中的接收信号进行傅里叶变换, 得到

$$r(f_\omega) = S(f_\omega)H(f_\omega) \quad (1-12)$$

此时, 假设建库信号为多个频率的线谱, 即

$$s(t) = \frac{1}{A} \sum_{\omega=1}^W \sin(2\pi f_\omega t + \phi_\omega), \quad t=1, 2, \dots, T \quad (1-13)$$

式中, T 是建库信号源发射信号的持续时间; W 是频率点的个数; f_ω 是建库信号源发射信号的第 ω 个线谱的频点; ϕ_ω 是建库信号源发射信号的第 ω 个线谱的随机初相, 在 $[0, 2\pi)$ 范围内服从独立的均匀分布; A 是正弦波的最大幅度。

由建库信号源发射信号 $s(t)$ 的傅里叶变换可知, W 个线谱的幅度谱是一个常数, 即

$$S(f_\omega) = \frac{1}{2A} \quad (1-14)$$

将式 (1-12) 代入式 (1-14) 得

$$r(f_\omega) = \frac{1}{2A} H(f_\omega), \quad \omega=1, 2, \dots, W \quad (1-15)$$

式中, $H(f_\omega)$ 是信道脉冲响应函数 $h(t)$ 的傅里叶变换。

从式 (1-15) 可知, 无线信道的归一化频域幅度响应是

$$G(f_\omega) = \frac{|r(f_\omega)|}{\sqrt{\sum_{\omega=1}^W |r(f_\omega)|^2}}, \quad \omega=1, 2, \dots, W \quad (1-16)$$

把式 (1-15) 代入式 (1-16), 可知无线信道的归一化频域幅度响应还可表示为

$$G(f_\omega) = \frac{|H(f_\omega)|}{\sqrt{\sum_{\omega=1}^W |H(f_\omega)|^2}} \quad (1-17)$$

从式 (1-17) 可以看出, 利用归一化信道频域幅度响应建库, 可以在单站情况下给出非参数定位结果。

在我国, 基于 IEEE 802.15.4 协议的 ZigBee 芯片工作在 2.4GHz 频段, 共有 16 个信道, 信道之间的间隔为 5MHz, 如图 1-2 所示。利用该信道分配, 可以在不同的时隙分别发送 16 个信道的信号进行时延扩展捕获, 并且利用时延轮廓建立指纹库, 进行定位。目前, 对单站多信道室内定位的研究可参见文献[97]。

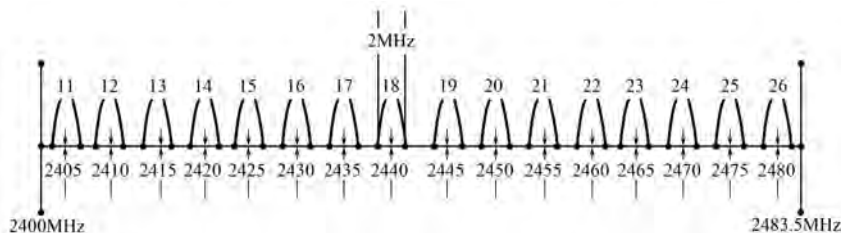


图 1-2 2.4GHz ZigBee 信道分配示意图

3) 多站多信道室内定位

多站多信道室内定位方法是前两种定位思路的结合，具有两者不可比拟的优点：首先，多站接收不同多径的时延信号，可提高空间分辨率；其次，同一节点接收同一目标发送的不同脉冲信号可以增加时延扩展。在多站多信道室内定位的条件下，假设接收站有 N 个，则式 (1-2) 可表示为

$$r(t, p_n) = s(t) \otimes h(t, p_n) \quad (1-18)$$

式中， n 为接收器的个数， $n=1, 2, \dots, N$ ； p_n 是第 n 个接收站的位置。而接收信号的傅里叶变换则写成

$$r(f_\omega, p_n) = S(f_\omega)H(f_\omega, p_n) \quad (1-19)$$

各个接收站之间无线传播信道的空域、频域联合归一化幅度响应是

$$G(f_\omega, p_n) = \frac{|r(f_\omega, p_n)|}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{\omega=1}^W |r(f_\omega, p_n)|^2}} \quad (1-20)$$

比较多接收站的无线传播信道的空域、频域联合归一化幅度响应式 (1-20) 和单接收站的无线传播信道的归一化频域幅度响应式 (1-17)，可以看出利用式 (1-20) 进行建库利用了空时联合处理，可进一步改善库中各原子之间的相似度，增加室内定位的精度。

4) 基于空间谱指纹的室内定位

空间谱利用阵列接收信号进行各种变换[如傅里叶变换 (FFT)、自相关函数、互相关函数、功率谱、高阶累积量等]，获取除了接收信号强度之外的其他指纹信息。这些信息的充分利用可从根本上改善仅利用接收信号强度进行室内定位的缺陷，获得诸如空间分集、多径时延扩展等诸多有用信息。从现有的研究结果可以看出^[98]，室内阵列接收具有很多优点：

- (1) 在复杂室内环境中利用接收阵列定位，可增强空、时、频的分辨性；
- (2) 室内阵列接收可有效改善定位目标在小尺度移动下的定位稳健性；
- (3) 对阵列接收数据获取的空间谱指纹进行定位，可减轻建库负担。

所谓的空间谱，就是对阵列接收信号计算 FFT、自相关、功率谱、高阶累积量等建立的指纹库。从式 (1-11) 可以看出：接收信号强度实质上就是自相关函数在 0 点处的取值，也是信道脉冲响应函数幅度的平方和。从自相关函数的角度来说，基于接收信号强度信息的室内定位方法实际上只利用了自相关函数在 0 点处的取值，即只利用了自相关函数的一维信息，更多维的信息（自相关函数在非 0 点处的取值）都被丢弃了，无法参与定位。另外，自相关函数只是空间谱的一种，其他更多的如功率谱密度函数、高阶累积量、FFT 谱等都可以提供丰富的定位辅助信息，因此利用空间谱定位改进室内定位的精度是一种可行性方案。

空间谱指纹定位的流程如图 1-3 所示。由于一般的定位节点只有获取 RSSI 的能力，无法获取信号的波形信息，而直接通过 RSSI 信息计算空间谱是非常困难的，所以考虑利用室内阵列接收获取空间谱指纹进行定位研究更为方便。另外，阵列接收对空、时分能力的改善也促进了室内阵列接收的应用。

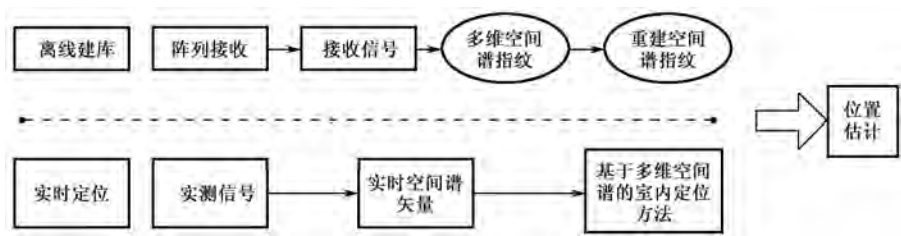


图 1-3 空间谱指纹定位的流程

从室内定位领域的研究现状可以看出，非参数化室内定位方法是提高复杂室内环境下的定位精度的一种有效途径。但非参数化室内定位方法的一个最大缺点是需要指纹库的参考，因此如何降低指纹库获取的复杂度（缩短建库时间，减少建库复杂度）是把非参数室内定位方法实用化的亟待解决的关键问题。结合图 1-3 的定位框架，阵列接收下的空间谱定位需要解决以下几个问题。

A. 多维空间谱指纹数据库获取

A.1 用空间谱指纹建库降低建库负担

多维空间谱获取就是通过计算接收信号的自相关函数、信道脉冲响应函数的幅度谱、功率谱及高阶统计量等进行获取。用多维空间谱指纹代替传统的信号强度指纹可以大大降低建库负担，这是因为：首先，与传统的室内定位仅从接收数据计算到达信号的幅度（信号强度）相比，多维空间谱指纹包含关于室内信道状态的信息在内的更多统计信息（如自相关函数在非 0 处的取值、阵列接收下的信号经 FFT 后更多的频域幅度和相位信息、功率谱信息及高阶统计量等信息），这些不同的空间谱指纹都可以从接收信号的一次采样中直接获取，因此可减轻建库负担；其次，对于获取的空间谱指纹，若训练数据定位误差大于给定的门限水平，还可以从现有空间谱指纹和随机采集的现在时刻的少数定位空间谱指纹，利用流型学习等方法，进行空间变换以得到当前时刻的空间谱指纹。利用该方法无须在定位时刻进行重复建库，在很大程度上降低了建库负担。同时，利用多维空间谱进行这种信号空间变换可获得比利用信号强度信息进行空间变换更稳定的定位性能。

A.2 稳健的空间谱指纹获取

该问题的解决途径有以下两个。

（1）在阵列接收信号的基础上，利用阵列接收获取多维空间谱指纹代替传统的 RSSI 信息，这是因为：与传统的室内定位仅从接收数据计算到达信号的幅度（信号强度）相比，多维空间谱信息包含关于室内信道状态的信息在内的更多的统计信息（如自相关函数在非 0 点处的取值、阵列接收下的信号经 FFT 后更多的频域幅度和相位信息、功率谱信息及高阶统计量等信息），这类多维空间谱指纹不仅增加了定位矢量的信息，同时其计算也在一定程度上改善了只用信号强度信息带来的信道非平稳性。

（2）对获得的空间谱指纹进行主成分分析（PCA）、独立成分分析（ICA）、离散余弦变换（DCT）、解相关变换及特征分解等来获取稳健的特征空间，用于提取多径的主要成分。

提取后的特征成分组成变换后的空间谱指纹会具有更稳健的定位性能，可有效对抗信道的非平稳性，这是因为：在不同时刻，同一室内环境基本是相同的，不同的只是局部的特征；从多径贡献上来说，这种如人走动、门闭合等环境变化一般只会造成局部散射的变化，不会影响主要多径成分，而主成分分析、解相关、特征分解等变换将保留多径的主要成分，这种主要成分足以刻画室内环境的变化。

B. 多维空间谱指纹相参技术

阵列信号处理中的相参技术已经广泛应用于分布式雷达系统、双多基地雷达等领域。在室内利用接收阵列获取的空间分集特性、频率选择性和时间依赖性等为多种多维空间谱之间的相参处理提供了可能。可以从以下两个层面上研究多维空间谱指纹相参技术。

B.1 阵列输出信号之间的相参处理

通过优化代价函数选择不同的子阵组合达到对接收信号进行信号级相参处理，可以提高信道状态信息的利用率和定位精度。

B.2 多种多维空间谱指纹之间的相参处理

通常情况下，现有基于指纹的室内定位方法大多利用的是定位指纹的幅度信息，而相位信息则因被认为杂乱无章，且无法刻画目标环境信息而直接被丢弃。但当接收节点利用阵列接收时，由于阵列接收的空间分集特性，所以空间谱的相位指纹信息和幅度指纹信息同样可作为定位样本库进行定位研究，而对同一空间谱指纹幅度和相位信息的相参处理，可在很大程度上校正定位结果，提高室内定位的精度。

C. 基于多维空间谱指纹的室内定位方法研究

由于室内多径散射的影响，使得室内空间谱指纹具有“块稀疏”（分簇散射）、“分布式稀疏”（漫散射）等特性，而稀疏信号处理理论在“基追踪”、“子集选择”、“超完备稀疏表示”等领域已经取得重要的理论研究成果。针对室内空间谱指纹的冗余性和超完备性，把混合范数约束、线性时变稀疏约束、双稀疏约束等引入室内定位中，发展针对多维空间谱指纹特征的凸优化室内定位理论，可以解决混合范数约束下的解的优化问题，建立基于多维空间谱指纹的室内定位理论框架。

1.4 常见室内定位方法

1.4.1 红外线室内定位方法

红外线（Infrared, IR）是波长介于微波与可见光之间的电磁波，波长在 $770\text{nm}\sim 1\text{mm}$ 之间，在光谱上位于红色光外侧。用于红外线室内定位系统的红外线光谱份的中心波长通常为 $830\sim 950\text{nm}$ 。

红外线室内定位系统通常由两部分组成：红外线发射器和红外光学接收器。通常，红

外线发射器是网络的固定节点，而红外光学接收器安装在待定位目标上，作为移动终端。红外线室内定位的优点是定位精度高，反应灵敏，单个器件成本低廉。但它的缺点也显而易见：第一，由于光线的直线传播，使得红外线室内定位系统限制于视距定位；第二，红外线光在空气中的衰减很大，因此它只适用于短距传播，限制了系统的应用范围；第三，阳光或其他光源也可能会对其产生干扰，影响红外信号的正常传播。

20 世纪 90 年代，AT&T 公司开发了一套基于红外线感应的定位系统 Active Badge^[14]，但它主要存在以下问题：①延迟时间过长，每个移动目标的发射信号要经过集中的处理后才能返回结果，而且每 15s 发射一次信号，对于定位一些在室内移动目标来说定位速度较慢；②采用的是有线连接方式，这主要受限于当时的硬件瓶颈，系统的布线成本会很高。

我国台湾地区的成功大学开发了一套高精度的红外线室内定位系统，其定位精度可达毫米级。该系统由红外二极管、CMOS 摄像头与上位机的 LabVIEW 软件构成。该系统的定位流程为：

- (1) 红外二极管为固定节点，构成阵列，周期性发射红外信号；
- (2) CMOS 摄像头安装于待定位小车上，小车运动方向与红外二极管阵列平行；
- (3) CMOS 摄像头接收到红外信号，通过蓝牙方式传给上位机的 LabVIEW 软件；
- (4) LabVIEW 软件判断出小车的当前位置，再通过蓝牙传给小车；
- (5) 小车根据更新的定位信息即时调整方位。

该红外线室内定位系统的示意图如图 1-4 所示。

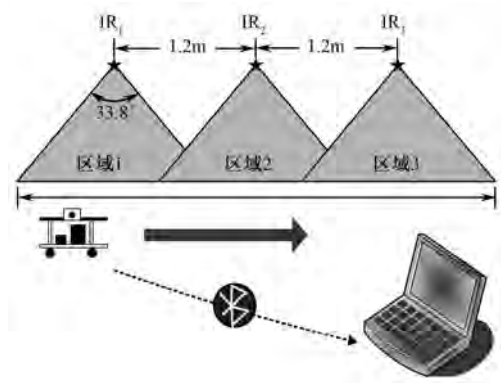


图 1-4 红外线室内定位系统的示意图

该定位系统仅仅是一个实验系统，只能在 X 轴上定位，而且由于红外光的特性，所以其最大感应距离只有 5.3m，稳定工作距离小于 3.2m；当 CMOS 摄像头与红外二极管距离为 40~50cm 时，其定位精度可达 0.4mm。

1.4.2 超声波室内定位方法

超声波 (Ultrasound, US) 是指超出人耳听力阈值上限 20kHz 的声波，可在固、液、气三种形态的弹性介质中传播。超声波在空气中的振荡频率较低，用于室内定位的超声波频率通常只有 40kHz。超声波波速会随着温度的升高而加快：

$$v_s = 331.45 \sqrt{1 + \frac{T}{273.15}} \quad (1-21)$$

通常很少有仅仅采用超声波作为测量手段的定位系统，往往需要将其与其他方式结合起来实现定位。一种可行的方法是把射频与超声波结合起来，如 AT&T 的 Active Bat 系统和 MIT 开发的 Cricket 系统^[18]。此类方案的硬件设施通常包括：若干固定的射频、超声波发射器，作为信标节点；一个固定的同步节点；一个或若干装有射频、超声波接收器的移动节点；一个汇聚节点和监控中心。该系统的定位流程为：

- (1) 同步节点以 T 为周期通过射频信道广播同步信号；
- (2) 信标节点接收到同步信号后分别延迟一小段时间 ΔT 后，发射出带有自身位置标识的射频信号和超声波信号；
- (3) 移动节点收到同步信号后开始计时，然后在收到各个信标节点发来的超声波信号后分别记录下时间差；
- (4) 在计时满周期 T 之前，移动节点将时间差数据传给汇聚节点；
- (5) 汇聚节点再把节点信号通过有线方式传给监控中心，由监控中心通过 TDOA 算法完成计算、定位。

超声波定位的优点在于定位精度相对较高，单个器件结构简单。但它的缺陷也很明显：超声波的反射、散射现象很普遍，在室内尤其严重，有着很强的多径效应；此外，超声波在空气中的衰减也很明显，需要铺设大量的硬件网络设施，系统成本很高。

1.4.3 蓝牙室内定位方法

蓝牙 (Blue tooth)^[99] 是一种短距离无线通信技术规范，于 1994 年由爱立信公司提出。1998 年，东芝、爱立信、诺基亚、IBM 和英特尔五家公司组成了蓝牙特别兴趣小组 (SIG)，其中爱立信负责开发射频和移动软件，IBM 和东芝负责制定接口规格，英特尔负责开发蓝牙芯片和传输软件^[100]。SIG 于 1995 年联合发布了蓝牙标准 1.0，该标准规定蓝牙技术能够实现最高传输速率 1Mbps，最大传输距离 10m；占用 ISM 频段 2.4GHz，以 Ad hoc 方式工作。2004 年，蓝牙标准 2.0 提出，该新标准使蓝牙传输速率达到旧标准的 3 倍以上^[101]，从而使得蓝牙的应用领域得到强有力的扩张，成为目前无线个域网的主流技术之一。

蓝牙的技术特点有：

- (1) 工作于 ISM 频段，无须申请许可；
- (2) 发射功率小，而且具有自适应性，无电磁波污染；
- (3) 采用 Ad hoc 方式工作，采用无基站组网方式，可方便地实现自组织网络；
- (4) 采用快速调频技术 (1600 跳/s)，抗干扰能力强；
- (5) 采用快速确认机制，能在链路情况良好时实现较低编码开销；
- (6) 采用 CVSD 语音编码，在高误码情况下也可工作；
- (7) 宽松链路配置。

基于以上技术特点，蓝牙技术非常适合用于进行室内定位。由于蓝牙设备体积小并易于集成在 PDA、PC 及手机中，所以蓝牙室内定位技术很容易推广普及。

通常基于蓝牙的定位系统采用两种测量算法：基于传播时间的测量方法和基于信号衰

减的测量方法。对于前者，由于室内环境多变，所以存在多径效应，为了减少误差必须采用纳秒级的同步时钟，但这在实际应用中很难实现。对于后者，又存在两种截然不同的思路：第一种思路是完全根据理论公式（即无线电信号能量的衰减与距离的平方成反比）进行计算，但由于实际应用时信号的衰减是受多种因素影响的，并非单单取决于距离，所以仅根据理想化的模型推导出的公式来进行定位，结果往往不能令人满意；第二种思路则是基于经验的定位方法进行计算，在定位之前需要事先测定目标区域内多个参考点的信号强度，并将这一系列数据建库，但实际定位时，仅需将移动终端收到的信号强度与上述数据库进行匹配，即可完成定位，这种方法的定位精度与数据库的翔实程度密切相关。

1.4.4 RFID 室内定位技术

RFID 是指通过射频集成电路发送电磁波信号并进行采集和存储的技术。RFID 室内定位技术主要由 RFID 标签、RFID 阅读器两部分组成，是一种非接触式的自动识别技术。RFID 阅读器接收来自于 RFID 标签的信号，二者之间的通信则使用特定的射频信号及相关协议完成。RFID 标签又可以分为被动和主动两类。

主动 RFID 标签是一个小型的信号发射器，当接收到询问信号时它能主动发射身份识别等信息。其优点在于仅拥有较短的天线，但同时拥有较大的信号覆盖范围。

被动 RFID 标签的工作不需要电源，而是通过 RFID 阅读器发送的射频信号进行驱动的，它会向 RFID 阅读器返回应答信息。被动 RFID 标签是传统条形码技术的替代产品，相较于主动 RFID 标签，其具有质量更轻，体积更小和成本更低等优点。但被动 RFID 标签的传输距离非常有限，通常只有 1~2m。

RFID 标签常用于物流、零售、交通、食品、安全领域。现在广泛应用于城市公交系统与校园“智能卡”行业的 IC 卡就属于 RFID 应用^[102, 103]。基于 RFID 室内定位技术的代表性定位系统为 SpotON 定位系统^[104]，该系统通过分析接收信号强度，使用聚类算法实现三维定位；此外，LandMarc 定位系统^[105]也是 RFID 室内定位技术的杰出代表，它使用 RFID 网络中密集布置的参考节点来实现定位。

不同的 RFID 系统可能采取不同的工作频率，表 1-1 列出了工作于不同频率的 RFID 系统的特性。

表 1-1 工作于不同频率的 RFID 系统的特性

载波频率	< 135kHz	13.56MHz	860~930MHz	2.45~5.8GHz
数据传输率	8kbps	64kbps	64kbps	64kbps
识别速度	< 1m / s	< 5m / s	< 50m / s	< 10m / s
识别距离	< 60cm	0.1~1m	1~6m	25~50cm（被动式） 1~15m（主动式）

由于 RFID 具有近距离感应的特点，所以 RFID 定位系统往往采用 RSSI（接收信号强度）定位方法。此外，RFID 阅读器价格低廉，在目标区域可大量布置信标节点，且移动节

点只需附上一个 RFID 标签，因此，RFID 室内定位成本较低，具有很大的发展空间。具体实施定位时，可采取以下两种思路。

(1) 根据信号传播模型实时演算。由于移动目标离 RFID 阅读器越近，其 RSSI 值越大，反之则越小，所以根据 RSSI—距离关系，可判断出移动节点距离某一个参考节点的距离，进而在 3 个或 3 个以上参考节点的重叠覆盖范围内，分别根据所获得的 RSSI 值得出阅读器和参考点之间的距离，再根据三角关系计算出移动节点的位置。

(2) 思路 (1) 具有实际应用时不可避免的环境因素影响，尤其是对于复杂多变的室内环境而言，很难找到一个稳健的传播模型。实际应用中，通常采取 RSSI 建库方法，即预先采集目标区域内多个参考点的 RSSI 值，然后建立关于位置信息的指纹库，这样在实际定位时，移动节点收到参考节点的 RSSI 值后与已建立的数据库进行相关运算，相关度最大的那个值所对应的位置信息即为定位结果。一个典型的 RFID 定位系统示意图如图 1-5 所示。

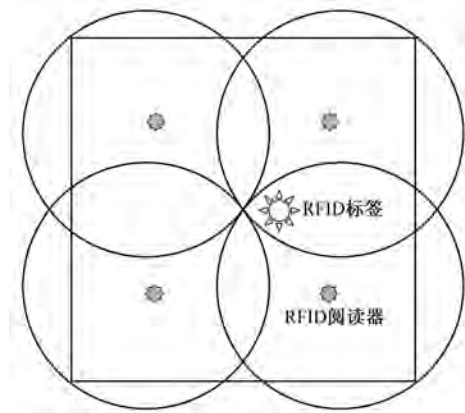


图 1-5 RFID 定位系统示意图

1.4.5 UWB 室内定位技术

传统的无线标准多为窄带系统，这是因为窄带系统可以将大部分能量集中于相当窄的信道内。各种成熟的窄带信号处理方法都很容易实现，最理想的是使用与信息带宽相比最小的带宽。但电磁频谱的资源是有限的，零宽带信号只存在于理论之中，因此无限细分频谱将遇到物理实现上不可逾越的技术瓶颈。通过波段或频率来分割信号并不是共享无线电频谱的唯一办法，也可以从时间上分割信号，特别是将其分割为非常细小的时间段。由傅里叶变换可知，一个信号在时域的持续时间越短，其在频域上占据的带宽就越宽。得益于相关技术的发展和成熟，这种以往只能停留在理论中的方法如今变成了现实。

超宽带 (Ultra Wide-band, UWB) ^[106~109] 就是这样一种新兴的无线通信技术。用美国联邦通信委员会制定的民用 UWB 规范描述，UWB 的工作频带为 3.1~10.6GHz，系统带宽 (-10dB 带宽) 与系统中心频率之比大于 20% 或系统带宽至少为 500MHz。与传统无线电探测系统相比，在 UWB 探测系统中无须载波，能够直接用产生的窄脉冲去激励天线。

超宽带的主要优势有：①低功耗（由于 UWB 采用超短时脉冲，故其发射信号的功率谱密度很低）；②对信道衰落不敏感；③抗干扰能力强，同时不会对同一个环境下的其他设备

产生干扰；④穿透性能强；⑤当发射机和接收机的时间同步匹配较好时，能获得很高的定位精度。

如图 1-6 所示是一类 UWB 无线收发机的基本组成框图。

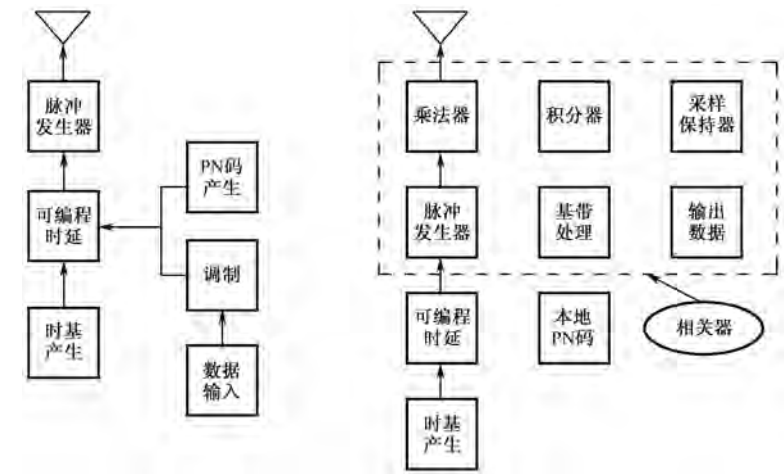


图 1-6 UWB 无线收发机的基本组成框图

UWB 定位系统主要由参考标识、主动标识和接收机构成。在二维坐标中应用 UWB 技术时主要采用 TOA 方法进行定位，而在三维坐标中则多采用 TDOA、AOA 或二者结合的方法进行定位。

以 Multispectral Solutions 公司和美国海军设施工程服务中心（NFESC）联合开发的 UWB 精确定位系统^[110]为例，它由 4 个 UWB 接收机、1 个 UWB 目标节点组成，如图 1-7 所示。

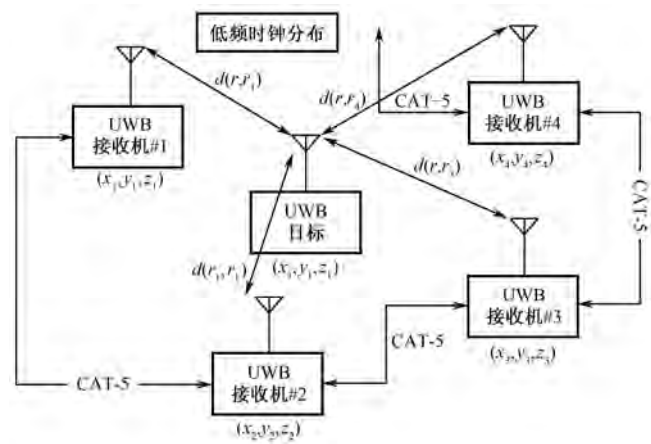


图 1-7 Multispectral Solutions 公司和 NFESC 联合开发的 UWB 精确定位系统

该 UWB 精确定位系统工作在 L 波段，瞬时带宽可以达到约 400MHz。UWB 接收机用高速隧道二极管检测器来进行 UWB 脉冲的边缘检测，从而可以实现在多径环境中找到第一个到达的脉冲信息，并通过优化算法计算出 UWB 目标节点的坐标。UWB 目标节点有一个

短脉冲发射器, 峰值输出功率约为 0.25W, 数据包突发长度为 40bits, 发送周期为 5s, 发射器平均输出功率为 -79dB/MHz, 这个功率比联邦设备委员会(FCC)规定的功率还要低 38dB。该系统在大型集装箱货物环境下可以达到理想的定位精度, 但是在定位小型货物时, 精度依然不能满足需求。

其他 UWB 定位技术的应用有: 采用 TDOA/AOA 方法和码分多址技术的 Ubisense 系统^[111]; 西门子公司研发的定位雷达 (LPR)^[112], 它工作在微波频段, 利用 RTOF 方法和雷达连续波 (FMCW) 调制准则实现了工业室内环境的定位。

1.4.6 WiFi 室内定位技术

WiFi 是基于 IEEE 802.11 标准的一种无线局域网 (WLAN), 具有高带宽、高速率、高覆盖度的特点, 并且受非视距 (NLOS) 影响极小。在中短距离的应用范围内, WiFi 具有无可比拟的优势。IEEE 802.11 标准目前广泛应用于高速无线宽带网络的架设, 主流的 3C 无线网卡均为基于此系列的产品, 因此, 对于 WiFi 定位系统来说, 硬件平台已经非常成熟^[113, 114]。

对于室内环境而言, WiFi 的多径效应依然不能避免, 因此基于信号衰减模型的定位方法无法使用。WiFi 定位系统通常采用的是基于机器学习的定位方案, 这种定位方案分为两个阶段: 离线阶段, 采集足够的训练数据, 建立环境模型, 得到 WiFi 信号的分布情况; 在线阶段, 采集实时数据, 导入已经建立的模型, 得到当前的定位结果。

芬兰的 Ekahau 公司开发出了能够利用 WiFi 进行室内定位的引擎。WiFi 的绘图精确度为 1~20m, 因此, 它比蜂窝网络三角测量定位方法更精确。微软开发的 RADAR^[17]系统就是基于此架构的 WLAN 室内定位系统^[8], 但是 RADAR 没有使用基于 IEEE 802.11 系列标准的硬件平台。WiFi 定位系统的缺陷在于能耗较大, 不满足 WSN 的低功耗要求, 而且如果定位的测算仅仅依赖于离哪个 WiFi 的接入点最近, 而非依赖于构建的信号强度图, 则在楼层上很容易出现误定位。此外, 对于相同 ISM 频段的其他 WLAN 系统而言, 也会存在干扰。

1.4.7 ZigBee 室内定位技术

ZigBee 由 “Zig” 和 “Bee” 两个英语单词组成。“Zig” 的中文意思是 “之” 字形的路径, “Bee” 译为蜜蜂。ZigBee 无线传感器网络技术, 就是通过模仿蜜蜂跳舞传递信息的方式, 利用网络节点之间信息的互传, 将信息从一个节点传输到远处的另外一个节点。

ZigBee 是一种低速率无线通信规范, 它基于 IEEE 802.15.4 协议的物理层和 MAC 层协议。ZigBee 的网络层、应用层及额外开发的安全层协议由 ZigBee 联盟规定。ZigBee 联盟包括若干半导体业界的著名企业, 如英国的 Invensys 公司、日本的三菱电气、美国的摩托罗拉及荷兰的飞利浦半导体公司。目前, ZigBee 联盟已拥有二百多家企业会员, 这也正是 ZigBee 发展迅猛的原因。ZigBee 有以下技术特点。

- (1) 低能耗: ZigBee 的待机模式非常省电, 2 节 AA 电池就可以支持它工作半年以上。
- (2) 低速率: ZigBee 的传输速率为 20~250kbps, 并且它分别提供 250kbps (2.4GHz)、40kbps (915MHz) 和 20kbps (868MHz) 的原始数据吞吐率, 降低了数据传输速率要求, 也降低了硬件门槛。
- (3) 低成本: ZigBee 的通信协议非常简洁, 长度仅为蓝牙协议的 1/10, 从而降低了对

控制器的要求。以 8051 的 8 位 MCU 为例，它搭载全功能的节点芯片仅需要 32KB 的存储器保存代码，而且 ZigBee 使用 ISM 频段，免去了专利费用。

(4) 高容量：ZigBee 的网络拓扑可采用星状、片状和网状结构。一个主节点管理若干子节点，最多可达 254 个。此外，每个主节点还可由上一层网络管理，最终可构成一个包含 65000 个节点的网络，这为 WSN 的大数量节点管理带来了很大方便。

(5) 高安全性：ZigBee 规定了三级安全模式——无安全设定、使用接入控制清单(ACL)，以及采用高级加密标准(AES 128)的对称密码，使用人员可灵活设定其安全属性。

(6) 高可靠性：ZigBee 采用了 CSMA/CA 的碰撞避免机制，为需要固定带宽的通信业务预留了专用时隙，以避免发送数据时的竞争冲突；节点之间具有动态组网的功能，数据在 ZigBee 网络中以自动路由的方式传输，保证了信息传输的灵活性与可靠性，参见图 1-8。

(7) 短时延：ZigBee 的响应速度极快，从睡眠状态转入工作状态仅需 15ms，节点进入网络仅需 30ms，而 WiFi 的节点进入网络需要 3s，蓝牙则需要 3~10s。

图 1-8 给出了 ZigBee 在不同信噪比下的误码率与其他定位技术(如蓝牙、WiFi 等技术)的误码率比较。从图中可以看出，ZigBee 技术的通信可靠性高，在低信噪比下具有完美的通信质量保障体制。图 1-9 给出了 ZigBee 芯片组从 2005—2012 年的预计销售情况。从该图可以看出，ZigBee 芯片具有十分广阔的发展前景。表 1-2 给出了 ZigBee 技术的工作频段和相关参数。

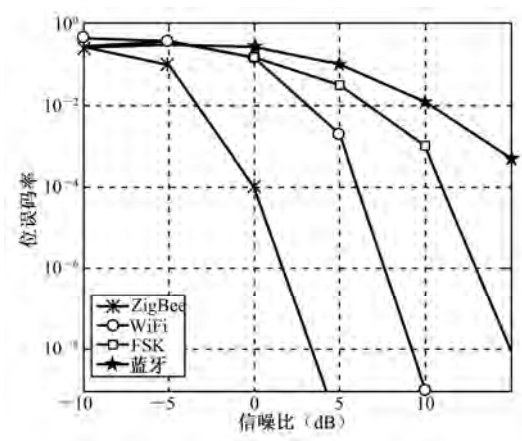


图 1-8 不同信噪比下的误码率比较

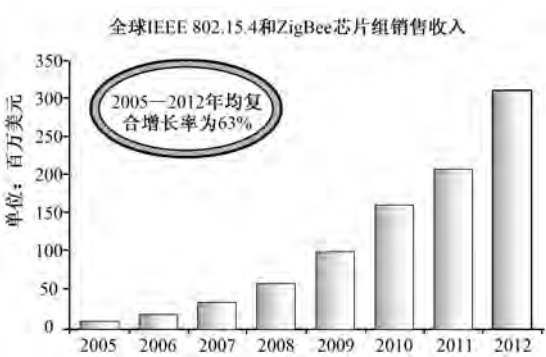


图 1-9 ZigBee 芯片近几年的销售情况

表 1-2 ZigBee 技术的工作频段和相关参数

工作频率 (MHz)	频段 (MHz)	扩 频 参 数		数 据 参 数		
		码片速率 (kchip/s)	调制方式	比特率 (kbit/s)	符号速率 (ksymbol/s)	符 号
868/915	868~868.6	300	BPSK	20	20	二进制
	902~928	600	BPSK	40	40	二进制
2450	2400~2483.5	800	O-QPSK	250	62.5	正交的十六进制

从上面的技术介绍可以看出, ZigBee 既非常适合组建 WSN, 也非常适合室内定位应用。目前, ZigBee 联盟已经针对定位应用开发了许多成熟的解决方案, 如 TI 公司推出了带硬件定位引擎的片上系统 CC2431。CC2431 的工作原理是首先根据 RSSI 与已知信标节点位置准确计算出待定位节点位置, 然后将位置信息发送给接收端。相较于集中型定位系统, RSSI 定位方法对网络吞吐量与通信延迟要求不高, 在典型应用中可实现 3~5m 的定位精度和 0.25m 的分辨率。

基于 CC2431 的 ZigBee 定位系统有很多, 以国内的无线龙无线应用公司开发的 C51RF-CC2431 无线实时定位系统为例, 此定位平台以 IEEE802.15.4 协议为规范, 将 ZigBee 模块分为网关节点、参考节点和移动节点三类: ①网关节点用来接收由上位机提供的各参考节点和移动节点的配置数据, 并发送给相应的节点, 它还要接收各节点反馈的有效数据并传输给监控软件; ②参考节点为预先布置的节点, 位置已知, 参考节点会将自己的位置信息和 RSSI 值传输给移动节点; ③移动节点安放于待定位目标, 能够与离自己最近的参考节点通信, 并且可以将收集到的 RSSI 和先验信息发送给网关节点。组建好通信网络之后, ZigBee 定位系统中的三类节点的正常工作和协调依靠节点之间的命令串应答来进行。

1.4.8 室内麦克风阵列定位技术

麦克风阵列是指由一定的几何结构排列而成的若干个麦克风。它可以从所需要的方向采集声波, 同时抑制其他方向的声音和环境噪声, 具有很强的方向选择性。

麦克风阵列定位技术基于阵列信号处理。阵列信号处理最重要的任务就是确定波达方向 (DOA), 而麦克风阵列的方向特性使其可以应用于定位领域, 也就是声源定位^[115]。目前, 麦克风阵列定位技术可分为以下 3 类。

1. 基于时延估计的定位技术

该方法通过获取麦克风阵列各节点之间的相对时延来估计出声源到各个阵元的距离, 然后计算出声源的位置。此类定位方法常采用广义互相关函数法 (GCC)。GCC 是指通过求两信号之间的互功率谱, 并在频域内进行加权以抑制噪声和反射的影响, 然后再进行反变换, 从而得到时域内两信号之间的互相关函数。

另一类是基于 TDOA 的定位方法。该方法是一种双步定位方法, 它首先估计信号到达不同麦克风之间的时间差, 再乘以声速以得到距离差, 进而通过几何关系来确定声源的位置。该理论要求至少获得 3 个独立时延估计, 每个时延估计对应一个双曲面 (二维), 3 条双曲线相交的那一点就是声源位置。但由于误差和系统本身分辨率的影响, 3 条曲线很难交于一点, 所以只能得到一个区域, 然后通过最小二乘等算法拟合出最优解。

此类方法的主要缺点是: 第一, 时延估计和定位估计分为两个阶段, 当系统的处理速度较慢时, 第二阶段所进行的定位估计无法满足实时要求; 第二, 基于时延的定位方法仅适用于单声源定位, 很难适用于多目标定位。

2. 基于最大输出功率的可控波束形成

该方法采用波束形成技术，其思路是对麦克风所接收到的声源信号滤波并加权求和来形成波束，进而在整个空间内扫描，通过搜索声源可能的位置来引导该波束，最终使波束输出功率最大，该点就是所求得的声源的位置^[116]。采用不同的波束形成方法就可形成不同的算法，如延迟累加波束形成算法和自适应波束形成算法，此类算法通常采用最大似然准则。

此类方法有三个主要缺点：第一，要进行全局搜索，计算量很大，很难进行实时处理；第二，对初值非常敏感，稳健性不好；第三，需要声源信号的频谱特性等先验知识，这在实际应用中较难实现。

3. 基于高分辨率谱估计的定位技术

现代信号处理的发展涌现了众多高分辨率谱估计算法，大致可分为三类：第一类是基于线性预测的超分辨率算法，如最小方差谱估计（MVSE）、谐波分析法（HA）、最大熵法（MEM）等，这是将时域谱估计方法推广到空域后得到的一系列算法，由于此类算法的前提是信号源在空间是连续分布的且为平稳的随机过程，故大大限制了其在真实环境下的应用；第二类是基于特征子空间类的超分辨率算法，如多重信号分类（MUSIC）、旋转因子不变法（ESPRIT）等，此类算法通过对阵列的接收数据进行分解（如奇异值分解），将其分为两个相互正交的子空间，一个为信号子空间，一个为噪声子空间，再通过子空间分解便可找到分辨率很高的空间谱峰；第三类是子空间拟合算法，如最大似然（ML）、加权子空间拟合（WSF）、多维 MUSIC 算法等，此类算法的最大特点为在相干源情况下仍可进行有效估计，但其运算量很大，实时性不好。

谱估计的主要缺点在于绝大多数算法是基于远场窄带信号设计的，但实际中麦克风阵列收到的信号是没有经过任何调制的宽带语音信号，而且在室内环境下声源不可视为远场信号。

1.4.9 SLAM 室内定位技术

SLAM（Simultaneous Localization and Mapping）是一个自适应室内定位系统^[65]，它主要用在机器人定位领域。例如，机器人在未知区域导航需要具有确定自己的位置、完成测绘的功能。SLAM 使机器人在目标领域内一边运行一边绘制全局定位图，每过一段时间，机器人对环境的“熟悉”程度就越高，相应的定位精度也会提高。这是一个自学习过程，可以牵涉到很多领域，如人工智能、神经网络等。

SLAM 中的每个数据都要同时用于定位和制图。SLAM 的不确定性来源可分为两类：机器人位置与环境特征观测的连续性不确定^[117]；识别与再识别的离散性不确定。

任何一个 SLAM 都必须考虑这两类不确定性来源，并且寻找可能的制图空间，因为数据结合时的不同配置会产生完全不同的图。

SLAM 的困难之处在于无法精确得到传感器的测量值。然而，若假设测量噪声是彼此独立的，并且服从高斯分布，则 SLAM 就存在最优解。

有三个条件决定了 SLAM 的性能：制图质量、储存空间及运算时间。

对于 SLAM，存在很多测距方法^[118]，如有主动立体成像、静态双眼或三眼成像，以及单眼成像等。

在 SLAM 的研究中，被用于检测环境数据的立体成像传感器有助于改善定位精度和测绘性能。另外，立体成像传感器和原始数据处理的模型化也对 SLAM 的结果有用。在机器人定位领域，卡尔曼滤波器（KF）是一个有效的方法。在系统噪声满足高斯分布的情况下，KF 使用状态循环方程来估计机器人的优化姿态。但是若噪声不服从高斯分布，则在定位方面这种方法就会出现误差。KF 可以合并低等级的多传感器数据模型。然而，多传感器数据融合产生的环境信息会增加新息协方差矩阵，进而会增加 SLAM 系统的处理负担，并影响到定位测绘的效果。

采用立体成像系统可以达到收集室内三维图像的目的^[119]。水平二维测绘从这个三维图像中获得。为改善定位精度，参考文献[120]提出了一种基于立体成像技术的 SLAM 方法；参考文献[121]将粒子滤波器引入 SLAM，用来作为高维机器人 SLAM 的估计方法；参考文献[122]提出了一个基于静态图像特征的激光 SLAM 系统。上述方法在定位性能方面都取得了明显的改善。

SLAM 若要达到稳健性，则不能只依赖几何测度的同一个源，还需要其他信息，如 SLAM 估计循环之外的传感信息。SLAM 状态的测量判决应该是独立的，只有这样才能获得稳健性。

1.4.10 室内电力线定位技术

电力线载波通信^[123, 124]（PLC）是利用高压电力线（在电力载波领域通常指 35kV 及以上电压等级）、中压电力线（指 10kV 电压等级）或低压配电线（380/220V 用户线）作为信息传输媒介进行语音或数据传输的一种特殊通信方式。目前可达到的通信速率依具体设备不同在 4.5~45Mbps 之间。受到 PLC 的启发，Patel 等提出了一种利用住宅电力线的电力线定位系统^[125]。

电力线定位系统能够利用现有的广泛分布的电网，实现目标定位。它可以工作在大多数楼宇和家庭中，而且可以有效地支持多目标跟踪，而不需要任何新的基础设备。构成电力线定位系统的设备很廉价，因此它易于实现，并具有广泛的应用空间。电力线室内定位需要解决的两个关键问题是信号的发送和信号的接收。关于电力线室内定位的内容请参考第 7 章。

1.5 几种常见的定位机制

室内定位系统牵涉很多技术标准及各个学科，因此从不同的角度入手，室内定位技术也会有不同的分类结果。通常有如下几种分类方法。

（1）按定位位置信息分类，可以将室内定位系统分为物理位置定位系统、符号位置定

位系统、绝对位置定位系统和相对位置定位系统^[126]。在物理位置定位系统中，位置信息用二维或三维坐标的形式表示，如度/分/秒坐标系或通用横向墨卡托网格坐标系（UTM）；绝对位置定位系统通过使用与其他系统共享的参考节点或网格实现位置信息的显示；相对位置定位系统则使用系统自身建立的位置参考框架，通常通过寻找邻近参考节点来实现定位和位置信息的显示。

（2）按传感器的拓扑结构分类，室内定位系统可分为远程室内定位系统、自定位室内定位系统、间接远程定位系统和间接自定位室内定位系统^[127]。

（3）按所使用的测量信息分类，室内定位系统可分为基于信号到达时间（TOA）的室内定位系统、基于信号到达时间差（TDOA）的室内定位系统、基于信号到达角（AOA）的室内定位系统及基于接收信号强度（RSSI）的室内定位系统。基于 TOA 的室内定位系统需要节点间的同步时间精确，并且无法用于松散耦合型的定位；基于 TDOA 的室内定位系统受超声波传播距离限制（超声波信号传播距离仅有 50~75cm，因此网络节点需要密集部署）和 NLOS 问题的影响；基于 AOA 的室内定位系统易受外界环境影响，而且需要额外的硬件，在硬件尺寸和功耗上可能无法用于 WSN 节点。

（4）按是否基于测距分类，室内定位系统可分为基于测距（Range-based）的定位机制室内定位系统和无须测距（Range-free）的定位机制室内定位系统。前者使用各种估计算法来减小测距误差对定位的影响，包括多次测量^[128]、循环定位求解^[129]，这些方法都要产生大量计算、通信开销，因此基于测距的定位机制虽然在定位精度上能满足要求，但并不适用于低功耗、低成本的应用前提。相反，无须测距的定位机制得到了学界的很大关注，如 DV-Hop^[19, 130]、凸规划^[131, 132]，以及 MDS-MAP^[133]等就是典型的 Range-free 定位算法。

室内定位所用到的测量技术，大致可以分为三角测量技术和 RSSI 测量技术。

1.5.1 三角测量技术

1. TOA 测量

在 TOA 测量中，根据测量的单程传播时间便可以计算出来测量单元和信号发射机之间的距离。该方法需要所有被用到的固定和移动单元具有精确的时间同步。TOA 定位方法主要有两种：几何法与代数法。几何法示意图如图 1-10 所示，该方法通过 3 个基站测得的信号往返时间得到 3 条双曲线，这 3 条曲线的交点即为移动目标的位置。

代数法则是指通过解一个关于移动目标与基站的欧氏距离的非线性方程组（1-22）来得到移动目标的坐标：

$$r_i(\mathbf{x}) = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\| + e_i \quad i=1,2,\dots,n \quad (1-22)$$

式中， $r_i(\mathbf{x})$ 为目标与第 i 个基站的 TOA 测量值； n 为基站个数； e_i 为噪声，通常视为服从均值为 0 的高斯分布。

当 $n \geq 3$ （二维定位）时，式（1-22）为超定方程组，因此没有能直接给出精确闭式解。

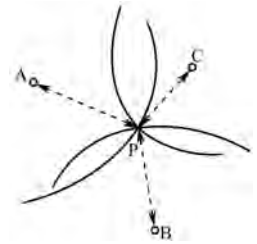


图 1-10 几何法示意图

常用的替代算法有泰勒级数展开法和最陡下降法。虽然直接求解方法在拥有足够精确的初始值时可以获得最优的估计性能，但其计算量过于庞大，且不一定收敛于局部最小点。另一类满足实时处理要求的替代算法，是通过线性化寻找近似闭式解方程，并最早针对 TDOA 测量模型提出。线性化后的方程既可以直接通过最小二乘方法求解估计量，也可以通过方程相减的方式消除变量后再间接用最小二乘方法求解估计量。第三类方法是通过最小化非线性误差代价函数平方和的方法来求解目标位置，其常用算法有最小二乘方法、最近邻域法（Closest-Neighbor, CN）和残差加权法（RWGH）等。

实现 TOA 测量定位的最小系统需要 3 个基站，对各个基站之间的时间同步要求比较苛刻。例如，厘米范围的位置精度要求其绝对同步时间要远远小于 1ns，这使得应用 TOA 的硬件平台往往造价高昂。

2. RTOF 测量

RTOF 测量有着与 TOA 测量相同的定位机制。在 RTOF 系统中，绝对时间同步可以被要求较低的相对时间同步替代，而测量单元常使用公用雷达。应答器回应询问雷达信号，并且测量一个完整的信号往返传播时间。在这种情况下，同步化的挑战是测量单元必须知道应答器的准确延迟时间。例如，当测量单元和应答器均具有精度为 25ppm 的石英时钟源时，则应答器中 1ms 的处理时间会使测量值产生数米的变化。一般来说，在 RTOF 系统中，要么具有一个较好的时钟同步，要么就要求处理时间非常短。采用调制反射方法可以减少系统同步方面的问题，但相应的信号损耗也会增大，使其只限于应用在短距离定位场合。

3. TDOA 测量

TDOA 算法是通过测量移动台的发射信号到达多个接收站的时间差来对移动台进行定位的方法。其基本原理是：一组 TDOA 测量值确定一对双曲线，该双曲线以参与该 TDOA 测量的两个接收基站为焦点，需要定位的移动台就在这对双曲线的某一条分支上，这样通过求由两组 TDOA 值确定的两对双曲线的交点就可以得到移动台的精确位置。TDOA 测量的几何示意图如图 1-11 所示。

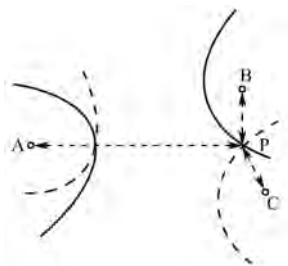


图 1-11 TDOA 测量的几何示意图

TDOA 的定位方程组为

$$R_{i,j} = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2} - \sqrt{(x_j - x_0)^2 + (y_j - y_0)^2} \quad (1-23)$$

式中, (x_i, y_i) 和 (x_j, y_j) 代表任意两组基站的坐标; (x_0, y_0) 是移动站的坐标; $R_{i,j}$ 是距离差的真实值, 在实际计算中用测量值代替。

与式 (1-22) 一样, 式 (1-23) 也为非线性方程, 可通过泰勒级数展开近似为线性问题。

4. AOA 测量

AOA 算法通过测向仪来计算位置, 只要测量出目标 (移动终端) 距离两个基站的信号到达角度, 就能够确定其位置。虽然在理论上讲这种信号到达角度的测量在基站与移动终端均可进行, 但测向时需要采用定向天线, 而移动终端不便采用定向天线, 因此 AOA 测量一般是在基站进行的。AOA 定位系统需要架设定向天线或天线阵列, 因此这种方法的精度受到测量孔径的大小和非直达波等因素的限制。

1.5.2 RSSI 测量技术

采用 RSSI 测量技术的定位系统有两类定位方法: 一类是基于信号传播损耗模型的定位方法; 另一类是基于 RSSI 指纹库的定位方法。

在基于信号传播损耗模型的定位方法中, 一般依赖的事实是自由空间的信号传输损耗与距离平方成反比。然而在实际情况中, 这个信号传播损耗模型并不能直接套用, 这是因为根据发射和接收功率之差来计算距离将很难得到正确的结果^[134]。在室内环境中, 诸如多径效应的影响效果很大^[135]。为了解决这个问题, 需要一个先进的传播模型, 或者通过实际测量得到目标区域内实际的场分布。RSSI 的主要优点是大多数现代化的无线模块已经提供了对它的测量功能。同时, 误码率 (BER) 可以被用来估测信号的衰减。因此, 在无线通信系统中实现一个局域定位系统往往并不需要专有硬件。已经实现的基于 RSSI 的定位系统是西门子神经元蜂窝定位系统^[136]。该系统通过使用现有的无线语音或数据基础设施来降低成本。该系统中的网络适配器周期地对各个频带进行扫描, 一旦接收到的功率小于某个阈值便开始切换信道。该系统中的接收机要使用这个测量数据并不需要额外的硬件支持, 只需简单地将接收到的信号功率与基站识别代码一同发送给中心服务器的位置计算引擎即可。在定位过程中, 无线器件将测得的功率发给每个基站, 位置计算引擎随后对每个基站的场强进行映射, 从而给出实际测量得到的位置。该系统的优点是可以与标准的通信系统集成在一起而无须另外的硬件。此外, Motorola 的基于 RSSI 的分布式定位引擎也可以获得不错的定位效果^[137]。

另一类采用 RSSI 测量技术的定位系统是基于 RSSI 指纹库的定位方法的定位系统。由于室内定位受到反射、多径效应的影响, 所以基于损耗模型的定位方法往往效果很差^[138], 在这种情况下, 采用基于 RSSI 指纹库的定位方法会收到较好的效果^[17]。基于 RSSI 指纹库的定位方法通常分为以下两个阶段。

(1) 离线阶段。在目标区域预先放置若干参考节点, 然后由移动节点均匀采样, 形成 RSSI 指纹库, 再存入定位服务器, 使得每一个采样点的位置坐标都有一个由 RSSI 序列构成的射频指纹相对应。为了得到更稳定的定位效果, 在离线阶段需要采集尽量充足的数据。如何在不增加离线阶段工作量的情况下保证 RSSI 指纹库的可靠性, 是学界关注的热点, 一个解决方法是引入采样点的空间相关性, 如基于空间相关性的对神经网络插值算法^[145, 146]。

另外, 还有研究小组提出了基于 GSM 的指纹建库定位方案^[147], 这个方案将 GSM 或 CDMA 信号强度引入指纹建库阶段, 思路比较新颖, 但仅适用于基站与移动电话联系较强的情形。

(2) 在线定位阶段。定位区域中的移动节点将当前位置的 RSSI 序列发送至定位服务器, 服务器端通过与 RSSI 指纹库进行匹配计算, 即可得到当前位置的坐标。位置估计算法又可分为两类: 一类是确定性算法; 另一类是概率型算法^[139, 140]。概率型算法是针对 RSSI 值极不稳定的情况提出的^[141, 142]。由于 RSSI 的分布是非高斯的, 同时会受到环境因素的极大影响, 致使同一接收点的 RSSI 起伏可达到 10~15dBm^[143, 144]。

1.6 室内定位的几种协议标准

1.6.1 红外通信协议

红外通信是利用 950nm 波段的红外线作为传递信息载体的通信技术。其通信原理是: 在发送端, 采用脉冲相位调制 (PPM) 方式, 将二进制信号调制成特定频率的脉冲序列, 然后通过红外发射管以光脉冲的方式发送出去; 在接收端, 再把接收到的光脉冲转换成电信号, 然后经过放大、滤波处理后传给解调器进行解调, 还原为二进制数字信号后输出。

红外通信协议并未形成一个国际统一的标准, 但其体系结构是一致的, 与 TCP/IP 协议类似。红外通信协议的基本结构可分为 7 层, 分别是:

- (1) 物理层, 此层规定了红外通信硬件设计上的要求, 包括光波特性、数据编码、波特率、帧格式等, 此外还规定了硬件平台的接口设计;
- (2) 接入层, 此层制定了建立底层连接的规范, 描述了建立可靠连接的要求;
- (3) 管理层, 此层制定了在接入层连接的基础上多个服务和应用的复用方案;
- (4) 流传输层, 此层负责在传输数据时进行流控制, 即对数据进行拆分、重组、重传等;
- (5) 交换层, 此层规定了文件及其他对象进行传输时的数据格式;
- (6) 红外接口层, 此层规定了红外通信的接口定义, 使其可以使用类似现有的串口通信接口;
- (7) 局域网访问层, 此层允许通过红外局域网络唤醒各种移动设备, 实现远程遥控等功能。

1.6.2 蓝牙通信协议

蓝牙协议包括核心协议与应用框架两部分, 前者定义了蓝牙通信各层的通信规范, 后者指导了如何把这些协议与实际应用结合起来。蓝牙协议规范遵循开放系统互连参考模型, 由低到高地定义了蓝牙协议的以下三个层次。

(1) 传输层: 此层用来实现蓝牙模块间相互确认对方位置的功能, 以及建立起和它们之间的物理链路。这一部分又分为低层传输协议和高层传输协议。前者侧重于语音与数据

无线传输的物理实现，以及蓝牙设备的物理和逻辑链路，包括射频部分、基带与链路管理协议。后者侧重于逻辑链路控制的物理实现，包括逻辑链路控制与适配协议和主机控制器接口。传输层为高层应用传输提供了更加有效和利于传输的数据分组格式。

(2) 介质层：此层在逻辑链路上为高层应用提供了必要的支持，以及各种不同的标准接口。这层的协议又包括串口仿真协议、服务发现协议、互操作协议、网络访问协议、电话控制协议几部分。

(3) 应用层：此层专门用来规范基于蓝牙通信的顶层应用，包括开发驱动程序及各种诸如拨号上网和通信等功能的蓝牙应用程序。在传输层及介质层之上，不同的蓝牙模块必须采用统一的蓝牙规范，而在应用层上则没有这个限制。蓝牙之所以应用广泛就在于它的灵活性，许多传统的应用不用修改就可以在蓝牙协议栈上运行。蓝牙的应用程序接口开发通常由开发工具的设计人员自己来完成，这样便于蓝牙技术与各类应用的广泛结合。

1.6.3 ZigBee 通信协议

ZigBee 协议在 IEEE 802.15.4 的基础上增加了网络层和应用层。也就是说，由 IEEE 802.15.4 标准的 PHY 和 MAC 层加上 ZigBee 联盟制定的网络层和应用支持层就构成了完整的 ZigBee 协议栈。ZigBee 的协议示意图如图 1-12 所示。

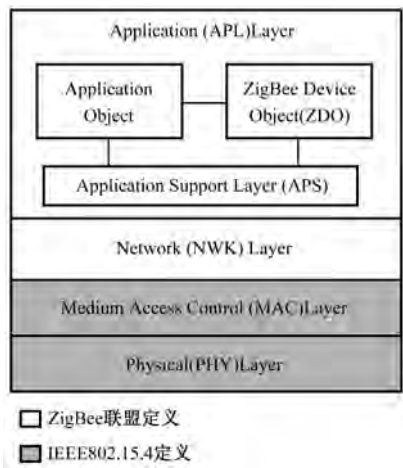


图 1-12 ZigBee 的协议示意图

PHY 层定义了无线信道和 MAC 层之间的接口，完成以下 5 个功能：①激活和休眠射频收发器；②检测信道能量；③检测接收数据包的链路质量指示；④评估空闲信道；⑤收发数据。PHY 层提供物理层的数据服务和管理服务。数据服务用于从无线物理信道上收发物理层协议数据单元，管理服务维护一个由物理层相关数据组成的数据库。此外，PHY 层定义了 27 个信道，在不同的频段其带宽不同。其中，2450MHz 频段定义了 16 个信道，915MHz 频段定义了 10 个信道，868MHz 频段定义了 1 个信道。这 3 个分类对应世界上不同地区的无线电管理规定。ZigBee 通常不能同时兼容这 3 个工作频段。这 27 个信道均位于 ISM 频段，这为 ZigBee 的广泛应用打下了良好的基础。

MAC 层的主要功能是^[148]：①配置协调器产生并发送信标帧，普通设备根据协调器的信标帧与协调器同步；②支持 PAN 的关联和取消关联；③信道接入控制；④支持保障时隙管理机制；⑤支持无线信道通信安全；⑥支持不同设备 MAC 层之间的可靠传输。MAC 层主要提供两种服务：数据服务和管理服务。数据服务保证 MAC 层的数据单元在物理层中的正确收发，管理服务维护一个存储 MAC 子层协议状态信息的数据库。

网络层的主要功能是提供必要的函数以确保 MAC 层的正常工作，并为应用层提供合适的的服务接口^[149]。为了向应用层提供必要的接口，网络层提供了两个必要的服务实体：数据服务管理实体和管理服务实体。数据服务管理实体通过网络层数据实体服务接入点提供数据传输服务，管理服务实体通过网络层管理实体服务接入点提供网络管理服务。网络层管理实体利用网络层数据实体完成一些网络的管理工作，同时完成对网络信息库的维护和管理。

应用层包含应用支持子层、应用程序框架、ZigBee 设备定义对象（ZDO）与各厂商定义的应用对象几个方面，其中应用支持子层提供网络层与应用层之间的接口，维持对象之间的连接表，并在连接的设备之间传递数据，以及维持一个应用支持子层信息库。ZDO 的功能包括发起和响应绑定请求、添加网络中的新设备及安全服务等。

1.6.4 UWB 通信协议

目前 UWB 还未形成一个全球统一的标准。无论是 IEEE 还是 ETSI，都在积极制定 UWB 的整套工业规范。以 IEEE 为例，为了 UWB 后期发展的开放性，它只关注 UWB 的物理层面的规范，而具体事务则由 IEEE 802 LAN/MAN 标准委员会进行开发。UWB 标准属于 IEEE 802.15.3a 任务组和 IEEE 802.15.4a 任务组。其中，IEEE 802.15.3a 标准针对高速 WPAN 应用，如 UWB 高速无线通信网；IEEE 802.15.3a 规定在 10m 距离内 UWB 至少达到 110Mbps 的传输速率，在 4m 范围内提供至少 200Mbps 的传输速率，误包率低于 8%；在同一区域同时支持 4 个微微网（Piconet）。而 IEEE 802.15.4a 标准则应用于低速 WPAN 应用，如定位、无线传感网络等。

基于以上标准，现在已提出 3 个不同的 UWB 系统模型，分别为 OFDM（基于正交频分的多路复用技术）、DS-UWB（基于直接序列超宽带技术）、TD/FDMA（时分/频分多址脉冲技术）。这 3 类模型在最简模式下将达到约 1.5GHz 带宽。OFDM 和 TD/FDMA 系统在 3.1~5GHz 范围内至少有约 500MHz 带宽的 3 个信道间跳频。它们都拥有一种利用 3.1~5GHz 之间频段的算法；另外，它们都有提升性能的可能——提升上限为 10.6GHz 的 UWB 剩余频段的性能。其传输速率在距离为 10m 时可达到 100Mbps，在 4m 时则可达到 400Mbps。

1.6.5 WiFi 通信协议

WiFi 是个很宽泛的概念，而且随着时间的推演，WiFi 通信协议也在不断进化，目前主流的 WiFi 协议就包括了 IEEE 802.11a、IEEE 802.11b、IEEE 802.11g、IEEE 802.11n 等多个标准。IEEE 802.11 系列标准是 IEEE 从 1997 年开始为 WLAN 制定的工业化标准，目的是为种类繁多的无线局域网络设备提供一个统一的接口规范，使之可以无缝连接，降低不必要的通信瓶颈。

IEEE 802.11 将网络的最低带宽限定为 1Mbps, 以满足一般性的数据传输要求。对于实时传输的需求, 如声音、影像信息, IEEE 802.11 还提供了时限性服务。此外, IEEE 802.11 也定义了包括各种建筑物环境的可靠操作规范, 它还定义了符合不低于特定速度的移动通信需求的技术规范。而为了整合这些需求, IEEE 802.11 开发出了两种不同类型的 WLAN 架构: 有基础设施的 WLAN 和无基础设施的 WLAN。前者在网络中预置一种特别的节点(称为接入点), 接入点的功能就是要将一个或多个 WLAN 和现存的有线网络分散系统相连接, 以使某个 WLAN 中的工作站能和较远距离的另一个 WLAN 的工作站进行通信, 另外也促使 WLAN 中的工作站能接入有线分布式系统中的网络资源; 后者则没有这种数据传输要求的限制, 网络中的任意两个设备都可以直接建立连接而无须经过第三方中转。

在 IEEE 802.11 中, 与 WiFi 有关的标准有以下几个。

(1) IEEE 802.11a: 于 1999 年提出, 是在 IEEE 802.11 原始标准的基础上修订而成的。IEEE 802.11a 采用了与原始标准相同的核心协议, 工作频率是 5GHz, 使用 52 个 OFDM 副载波, 最大传输速率为 54Mbps, 而且可根据需要降为 48Mbps, 36Mbps, 24Mbps, 18Mbps, 12Mbps, 9Mbps 或 6Mbps。使用 OFDM 可减少接收时的多径效应, 增加频谱效率。在 52 个 OFDM 副载波中, 48 个用于传输数据, 4 个是引示副载波(Pilot Carrier, 即导频信号), 每一个副载波的带宽为 0.3125MHz (20MHz/64), 可以是二相移相键控(BPSK), 四相移相键控(QPSK), 16-QAM 或 64-QAM。IEEE 802.11a 拥有 12 个相互不重叠的频段, 其中 8 个用于室内, 4 个用于点对点传输。它不能与 802.11b 系统进行互相访问。

(2) IEEE 802.11b: 于 1999 年提出, 主要应用在 ISM 频段, 载波频率为 2.4GHz, 可提供 1Mbps、2Mbps、5.5Mbps 及 11Mbps 等多种传输速率, 以满足在不同噪声环境下的可靠传输要求。IEEE 802.11b 的最大贡献在于它在 IEEE 802.11 协议的物理层应用了一种新的扩频技术——直接序列扩频(DSSS), 使之成为该标准的唯一的物理层传输技术, 因此 IEEE 802.11b 可以和 1Mbps 和 2Mbps 的 IEEE 802.11b 系统相互访问, 其本身的信号传输速率也达到了 11Mbps。IEEE 802.11b 协议采用了一种先进的编码技术, 即抛弃原有的 11 位 Barker 序列技术, 而采用了 CCK(Complementary Code Keying)技术, 它的核心编码是 64 个 8 位编码器组成的集合, 使得数据在传输过程中的抗干扰能力增强。

(3) IEEE 802.11g: 于 2003 年提出, 与 IEEE 802.11g 一样位于 ISM 频段, 但传输速率达到了 54Mbps, 净传输速率约为 24.7Mbps(与 IEEE 802.11a 相同)。IEEE 802.11g 有两个特点, 即在 2.4GHz 频段使用正交频分复用(OFDM)调制技术; 能够与 IEEE 802.11b 的 WiFi 系统互联互通。前者使数据传输速率提高到 20Mbps 以上, 后者使 IEEE 802.11g 与 IEEE 802.11b 可共存于同一 WLAN 中。IEEE 802.11g 用 CCK/OFDM 技术来保障与 IEEE 802.11b 共存, 即使用 CCK 技术传输 Header 和 Preamble, 使 IEEE 802.11b 设备可以接收 IEEE 802.11g 的 Header, 以达到互相访问的目的, 从而保障了后向兼容性。此外, 在原始 IEEE 802.11g 基础上, 很多厂商又开发出了升级版本, 甚至将理论传输速度提升至 108Mbps 或 125Mbps。

(4) IEEE 802.11n: 该标准的构架草案最早于 2004 年提出, 之后 IEEE 802.11n 标准的制定者分为两大阵营, 即 WWiSE(World Wide Spectrum Efficiency)联盟和 TGn Sync 联盟。其中 WWiSE 联盟成员有 TI、Broadcom、Conexant、STMicro、Airgo 和 Bermai 及后来加入的 Motorola。WWiSE 提出的标准利用 4×4 的 MIMO 架构和 40MHz 频宽, 可以达到 540Mbps 的最高数据传输速率, 或者利用 2×2 架构, 在 20MHz 频宽下可以达到 135Mbps 的数据传输

速率。而 TGn Sync 联盟则采取两根 MIMO 天线架构，与 40MHz 频段协同，最高传输速率可达 250Mbps。2009 年，IEEE 802.11n 的正式版本通过了 IEEE 委员会的审批。IEEE 802.11n 采用了许多前沿技术，其中最具代表性的就是 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 与 OFDM 联合架构。MIMO 是一种空分复用 (SDM) 方法，可在同一频谱下实现多个独立数据流的连接。面对 ISM 频段资源日益紧张的现状，MIMO 技术具有得天独厚的优势，同时它不但克服了以往无线传输框架下的多径效应，还可以利用多径反射情况下的空间信息，显著地提高数据吞吐量。IEEE 802.11n 还具有在 5GHz 和 2.4GHz 两个频段工作的功能，这使得基于 IEEE 802.11n 设备的后向兼容性非常好。

1.7 总结

本章主要介绍了室内定位的研究意义，室内定位的主要技术特点，并对室内定位的国内外研究发展现状进行了初步梳理，归纳了室内定位的相关技术，还给出了这些技术的相关协议标准。

由于室内定位的研究具有非常强的工程背景和现实意义，所以它吸引了很多信号处理领域国内外研究者的广泛关注，也取得了许多重要的研究成果。从现有的研究成果来看，非参数化定位方法是提高室内定位问题的一种有效途径，也是定位领域研究的重要发展方向。

目前，对室内定位的研究是定位领域中一个十分活跃的研究方向，但从总体来看，室内定位的发展还比较缓慢。与相对成熟的较空旷环境下（室外，宏蜂窝小区等）的定位相比，它还缺乏能够应用于实际环境中的有效解决方案。在我国，室内定位的研究相对较晚，为了缩小与国外研究水平的差距，还需要长期、持续的科研投入和艰苦努力。

第2章 室内环境和室内信道

对于无线电波而言，从发送端到接收端并没有一个有形的连接，电波的传播路径也可能不只一条。为了形象地描述发送端与接收端之间的工作，可以想象两者之间存在一条看不见的连接道路，并称之为信道^[153]。

传输环境是影响无线通信系统性能的主要因素之一，建立准确的传输信道模型对于系统设计、性能估计等方面来说至关重要。室内的无线传播同样受到反射、绕射、散射的影响，但是与室外传播环境相比，室内信道由于大量的遮挡和障碍物等影响，使得信道环境更加复杂^[150]。本章从常见的信道模型出发，首先介绍经验模型和确定性模型，然后在此基础上介绍几种能较好体现室内信道特征的统计传播模型，如 S-V 模型、 Δ -K 模型等。

无线通信系统中的电波传播可分成直达波（LOS）和非直达波（NLOS）两种传播方式。直达波传播是指在发射天线和接收天线间能相互“看见”的距离内，电波直接从发射端传送到接收端的一种传播方式，又称为视距传播。当收、发设备之间的直达路径被障碍物遮挡后，无线电波信号只能通过反射、折射、绕射等方式到达接收端，从而形成了非直达波传播。收、发设备间存在 LOS 传播路径时可以达到很高的定位精度，因此传统的定位方法大多简单地假设定位参数的测量结果对应的是 LOS 信号的参数。然而，在常见的室内、外无线电传播环境中，更多的情况是 NLOS 环境。由 NLOS 传播带来的误差通常表现为信号延迟的增大、信号强度的衰落及到达角的改变等，NLOS 误差具有随机性、正值性和独立性，且与无线电波传播环境有关，对定位精度的影响不容忽视。研究表明对于距离测量值来说，NLOS 传播造成的误差可为几十米到上千米，是影响定位精度的关键因素。因此，如何鉴别并消除 NLOS 误差的影响，或提出符合 NLOS 误差分布规律的误差模型，提高定位的精度，是定位技术广泛应用的关键。限于篇幅，本章在 2.4 节、2.5 节仅介绍了几种典型的直达波鉴别算法和非直达波剔除算法，对更多的算法有兴趣的读者可查阅相关资料或自行学习参考文献[95, 151, 152]。

2.1 常见的信道模型

在室外信道中，信号的色散主要是由建筑物等固定物体造成的，人和车辆的移动可以忽略，而在室内信道中，人和其他物体在低高度移动台天线周围移动时将对信道产生重要的影响；室外信道中存在多普勒频移，而室内环境中不存在高速移动的物体，因此可忽略多普勒频移；室外信道受气候、环境、距离等因素的影响，室内信道受建筑物的材料、类型、布局等影响；此外，由于室内传播距离比室外短得多，所以传播时延和多径时延差也要小得多。

从电磁波传播的机理来看，当电磁波在传播过程中遇到尺寸比其波长大得多的物体时将发生反射；当发射机与接收机之间的无线路径被难以透射的物体阻碍时，电磁波将发生

绕射；当电磁波在传播过程中遇到尺寸小于其波长的物体时将发生散射。

简单准确的信道模型是进行无线通信系统性能分析和仿真的基础。室内信道模型通常分为两种：经验模型和确定性模型。

2.1.1 经验模型

经验模型包括数学模型、统计模型和其他一些模型。其优点是建模简单方便，但它们不能提供精确的信息，也不能预测通信信道的一些参数。下面分类进行介绍。

1. 冲激响应模型（数学模型）

当人和设备移动时，室内无线传播信道通常是时变的。此时的室内无线传播信道可模拟为一个随机时变的线性滤波器，通过其等效的冲激响应来表示，即

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^{N(\tau)} a_k(t) \delta[t - \tau_k(t)] e^{j\theta_k(t)} \quad (2-1)$$

式中， $N(\tau)$ 为路径数； $a_k(t)$ 为随机时变幅度； $\tau_k(t)$ 为传播时延； $\theta_k(t)$ 为相位序列； $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数。

信道的特征完全由上述参数所决定。该冲激响应模型是宽带模型，却不失一般性。任何发射信号 $x(t)$ 与 $h(t)$ 的卷积加上噪声，便可以得到通过该信道的响应 $y(t)$ ，即

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2-2)$$

式中， $n(t)$ 为复值加性高斯噪声。为达到模拟窄带系统的目的，这里首先选取时延 τ_k 为等间距，然后在相位上体现多径信道的随机化。

当人或设备静止不动时，可以用时不变的复值线性低通滤波器来建立信道模型，其冲激响应表示为

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta[t - \tau_k] e^{j\theta_k} \quad (2-3)$$

式中， N 表示路径数； a_k 表示随机幅度； τ_k 表示传播时延； θ_k 表示相位。

2. 几种常见的统计模型

在室内无线信道的建模和仿真中，主要考虑时延扩展、路径损耗、到达时间序列的分布、路径幅度的分布和路径相位的分布等。现在常用的是基于统计模型的方法包括对数距离路径损耗模型、Ericsson 多重断点模型、衰减因子模型等。对于不同的无线信道，所采用的模型是不同的，这也导致实现方法的不同。

1) 对数距离路径损耗模型

无论室内或室外无线信道，平均接收信号功率均随距离的对数衰减。该模型已被广泛使用。室内对数距离路径损耗 PL (Path Loss) 满足：

$$PL(\text{dB}) = PL(d_0)(\text{dB}) + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_{\sigma}(\text{dB}) \quad (2-4)$$

式中， d_0 为参考距离，由测量量决定，对于室内信道， d_0 一般取 1m； d 是发射机和接收机之间的距离； γ 为路径损耗指数，表示路径损耗 PL 随距离增长的速率，它依赖于周围环境和建筑物类型； X_σ 是标准偏差为 σ 的正态随机变量； $PL(d_0)$ 是基准距离 d_0 的功率。

表 2-1 给出了不同建筑物的路径损耗指数 γ 和标准偏差 σ 的值。其中，硬分隔是指作为建筑物一部分的分隔，软分隔是指可移动的但未延展到天花板的分隔。

表 2-1 不同建筑物的路径损耗指数 γ 和标准偏差 σ

建筑物	频率 (MHz)	γ	σ (dB)
零售商店	914	2.2	8.7
蔬菜店	914	1.8	5.2
办公室硬分隔	1500	3.0	5.0
办公室软分隔	900	2.4	9.6
办公室软分隔	1900	2.6	14.1
室内走廊	900	3.0	5.0
纺织物/化妆品 (工厂 LOS)	4000	2.1	5.0
纺织物/化妆品 (工厂 NLOS)	4000	2.1	9.7

2) Ericsson 多重断点模型^[154]

Ericsson 多重断点路径损耗模型有 4 个断点，并考虑了路径损耗的上、下边界。假定在 $d_0=1\text{m}$ 处衰减为 30dB，这对于频率为 900MHz 的单位增益天线是准确的。该模型没有考虑对数正态阴影部分，但提供了特定地形路径损耗范围的确定限度。图 2-1 给出了 Ericsson 多重断点室内路径损耗模型。

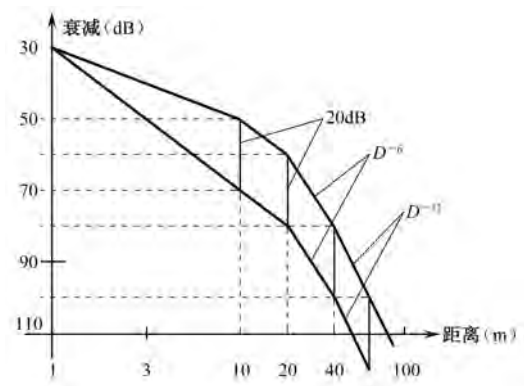


图 2-1 Ericsson 多重断点室内路径损耗模型

3) 衰减因子模型^[154, 155]

适用于建筑物内传播预测的衰减因子模型中包含了建筑物类型的影响及阻挡物引起的变化。这一模型的灵活性很强，预测路径损耗与测量值的标准偏差为 4dB，而对数距离模型的偏差达 13dB。衰减因子模型具体为

$$\overline{\text{PL}}(d)(\text{dB}) = \overline{\text{PL}}(d_0)(\text{dB}) + 10\gamma_{\text{SF}} \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \text{FAF}(\text{dB}) \quad (2-5)$$

式中, γ_{SF} 表示同层测试的路径损耗指数值 (同层指同一建筑楼层)。如果能很好地估计到 γ_{SF} , 则不同楼层路径损耗可通过附加楼层衰减因子 FAF (Floor Attenuation Factor) 获得。

在式 (2-5) 中, 将 FAF 用考虑多楼层影响的指数代替, 则有

$$\overline{\text{PL}}(d)(\text{dB}) = \overline{\text{PL}}(d_0)(\text{dB}) + 10\gamma_{\text{MF}} \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2-6)$$

式中, γ_{MF} 表示基于测试的多楼层路径损耗指数。

室内路径损耗等于自由空间损耗加上附加损耗, 并且随着距离成指数增长。对于多层建筑物, 有

$$\overline{\text{PL}}(d)(\text{dB}) = \overline{\text{PL}}(d_0)(\text{dB}) + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \alpha d + \text{FAF}(\text{dB}) \quad (2-7)$$

式中, α 为信道衰减常数, 单位为 dB/m。

2.1.2 确定性模型

确定性模型主要由电磁波传播理论得到。这些模型很精确, 可以在固定位置使用, 并且能预测宽带参数, 但模型结构复杂, 仿真较慢。确定性建模方法包括时域有限差分法 (FDTD)、矩量法 (MoM)、射线跟踪 (Ray Tracing) 及这些方法的混合使用等。

FDTD 是一种很精确的方法, 它通过直接在时域解麦克斯韦方程, 可以解释反射、绕射和辐射的作用。由于 FDTD 需要大量的存储空间, 所以受计算机速度和资源的限制, 其可以处理的区域有限。矩量法仅适用于较小尺寸的环境, 且需要环境的详细信息。基于 FDTD 和射线跟踪的混合方法的基本思想是用射线跟踪法处理较大范围的区域, 而用 FDTD 处理那些使用射线跟踪法时精度不高且具有复杂材料特性结构的附近区域。

射线跟踪法基于几何光学和一致性几何绕射理论。其基本思想见参考文献[156]: 将发射点视为点源, 其发射的电磁波视为向各个方向传输的射线, 对每条射线进行跟踪, 在遇到阻碍物时按反射、折射或绕射来进行场强计算, 在接收点将到达该点的各条射线合并, 从而实现传播预测。射线跟踪法可以提供路径损耗、接收场强、时间延迟、到达角、发射角等数据信息。传统的射线跟踪技术有镜像法、弹跳射线法 (Shooting and Bouncing Rays, SBR)、混合算法等。镜像法是将墙壁看成镜面, 由发射点在不同墙面间形成的镜像点可以得出结果。当墙壁数目较大时, 镜像点将会非常多, 计算量大, 因此镜像法不适用于较复杂的环境。弹跳射线法 (SBR) 也称射线发射法, 即当发射天线发射出射线后, 跟踪该射线并确定射线是否被接收天线接收还是照射到物体上发生反射、折射、绕射、散射等。该方法效率较高, 而且能分析较为复杂的室内传播环境, 但需引入一个接收球来确定射线是否到达接收机。接收球的半径过大、过小都会影响计算结果。在实际运用中, 往往把上述两种方法结合起来使用。

2.2 室内信道模型

一般的室内环境是具有不同时延和损耗的多径传播环境，无线信号在此范围内的传输情况比较复杂，并具有时变的特点，因此没有一个现成的模型能够完全准确地描述出传输过程中的损耗、衰落及接收信号的特征等。

2.1 节从经验模型和确定性模型角度介绍了一些常见的信道模型。本节将在此基础上介绍几个能较好体现室内信道特征的统计传播模型^[157]。

2.2.1 S-V 模型

1987 年，Saleh 和 Valenzuela 利用他们在两层办公楼的测量结果和其他研究者的测量结果，提出了用于不同室内无线系统仿真和分析的室内无线信道统计模型，即 S-V 模型^[158]。S-V 模型是室内离散信道脉冲响应最普遍的统计模型，它主要用来描述 NLOS 信道环境，也可以大致描述 LOS 信道环境，是一种描述多径按簇分布现象的信道模型。它在每一个取样的时间间隔内采用两个相互独立的泊松过程（见图 2-2）来对路径到达时间建模，分别描述了簇的第一条路径和簇内多径的到达，并且指出簇内每条路径的幅度服从瑞利分布。

令 T_l 为第 l 簇内第一条路径的到达时间， $l=1,2,\dots$ ； $\tau_{k,l}$ 为第 l 簇内第 k 条路径相对于其第一条路径到达时间 T_l 的延迟， $k=1,2,\dots$ ； Λ 为簇到达率； λ 为簇内多径的到达率。通常簇内路径数要远远大于簇的数目，即 $\lambda \gg \Lambda$ 。根据定义，有 $T_0=0, \tau_{0,l}=0$ 。

簇和簇内路径的到达时间都服从泊松分布：

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] \quad (2-8)$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (2-9)$$

第 l 簇内第 k 条路径的幅度为 $\beta_{k,l}$ ，相位为 $\theta_{k,l}$ ，则信道的冲激响应可表示为

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{k,l} e^{j\theta_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2-10)$$

$\theta_{k,l}$ 在 $[0, 2\pi)$ 上均匀分布： $\beta_{k,l}$ 服从瑞利分布，且

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta_{0,0}^2} \exp(-T_l / \Gamma) \exp(-\tau_{k,l} / \gamma) \quad (2-11)$$

式中， $\overline{\beta_{k,l}^2}$ 是第 l 簇内第 k 条路径的平均功率； Γ 和 γ 分别为簇和簇内路径的时间衰减因子。

图 2-2 给出了平均簇功率和簇内射线功率的双指数衰减示意图，图 2-3 给出了 S-V 模型的信道脉冲响应。

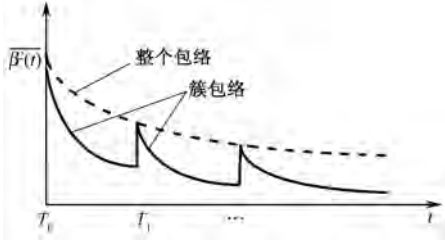


图 2-2 平均簇功率和簇内射线功率的双指数衰减示意图

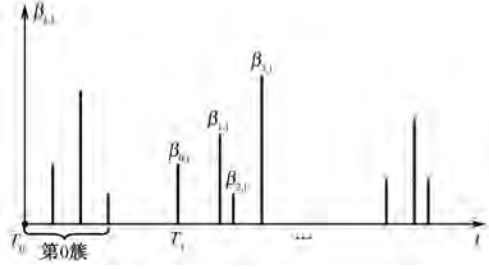


图 2-3 S-V 模型的信道脉冲响应

S-V 模型提供了一种描述多径成簇到达的方法，它采用了双指数模型，具有充分的灵活性，已经成功地应用在办公环境中（NLOS 信道环境）。但其参数提取复杂，尤其是簇的辨识标准难以制定，且没有考虑时变特性。

2.2.2 Δ -K 模型

Δ -K 模型作为室内宽带信道的模型，与 S-V 模型一样，也是假设信道中的多径成簇到达。 Δ -K 模型是由 Suzuki^[159]在泊松模型的基础上提出的，可以更好地描述多径按簇分布的现象。泊松（Poisson）模型是描述多径到达的常用模型，它将时间轴划分为多个长度为 Δ 的微小时间段，在一个时间段内路径数 v 的平均值 $E[v] = \lambda\Delta$ ，其中 λ 称为这一泊松过程的到达率。在时间段 Δ 中，有 n 条路径的概率为

$$P(v=n) = \frac{(\lambda\Delta)^n}{n!} e^{-\lambda\Delta}, n=1,2,\dots \quad (2-12)$$

Δ -K 模型中引入了一个新的参数 K ，表示路径到达的成批性。如果在第 $k-1$ 个时间段内有一条路径到达，则第 k 个时间段的到达率为 $K\lambda_k$ ，否则为 λ_k 。当 $K=1$ 时， Δ -K 模型成为泊松模型；当 $K>1$ 时，信道出现分簇的现象；当 $K<1$ 时，多径的出现比较均匀。 λ_k 定义如下：

$$\begin{cases} \lambda_1 = r_1 \\ \lambda_k = \frac{r_k}{(K-1)r_{k-1} + 1}, k \geq 2 \end{cases} \quad (2-13)$$

式中， r_k 是第 k 个微小时间段的占据率。

Δ -K 模型的参数提取并不复杂，并且提供了描述信道多径成簇到达的方法，可以更好地描述多径成簇分布的现象。但是由于它采取了单指数衰减的方法，所以不能很好地反映 LOS 或 NLOS 中的均方根时延和平均附加时延。

2.2.3 两簇模型

在 S-V 模型中，簇的数量多而且簇的辨识有一定的难度，因此从测量数据中很难得到簇到达率。大量的实验数据表明实际 NLOS 中只有非常少的簇存在。Venkatesh 等人^[151]提出

了一种新的基于 NLOS 环境的室内信道模型——两簇模型，它是对 S-V 模型的简化。该模型中采用了两簇泊松模型。第一簇包含数量较少但能量比较强、衰落比较快的多径，第二簇包含数量较多、衰落缓慢的多径。为了保持整体信道冲激响应能量衰落的连续性，第一簇相对于第二簇加权了一个因子 α ， $\alpha > 1$ 。在两簇模型中，信道的冲激响应为

$$h(t) = \sum_{k=0}^M \beta_{k,1} \delta(t - T_1 - \tau_{k,1}) + \sum_{k=0}^N \beta_{k,2} \delta(t - T_2 - \tau_{k,2}) \quad (2-14)$$

式中， $\beta_{k,1}$ 、 $\beta_{k,2}$ 分别是第一簇和第二簇的多径分量的幅度； T_1 、 T_2 分别是第一簇和第二簇的到达时间， $T_1 = \tau_{0,1}$ ， $T_2 = \tau_{0,2}$ ，且 $T_2 - T_1 = T$ ， T 是根据实际测量得到的固定值； $\tau_{k,1}$ 、 $\tau_{k,2}$ 分别是第一簇和第二簇内第 k 条路径的到达时间； M 、 N 分别为第一簇和第二簇内的总路径数。

两簇内多径的到达时间服从泊松分布：

$$p(\tau_{k,1} | \tau_{k-1,1}) = \lambda_1 \exp[-\lambda_1 (\tau_{k,1} - \tau_{k-1,1})], k > 1 \quad (2-15)$$

$$p(\tau_{k,2} | \tau_{k-1,2}) = \lambda_2 \exp[-\lambda_2 (\tau_{k,2} - \tau_{k-1,2})], k > 1 \quad (2-16)$$

式中， λ_1 、 λ_2 分别是两簇内路径的到达速率。

两簇多径幅度均服从对数正态分布：

$$20 \log_{10} \beta_{k,1} \propto N(\mu_{k,1}, \sigma_1^2) \quad (2-17)$$

$$20 \log_{10} \beta_{k,2} \propto N(\mu_{k,2}, \sigma_2^2) \quad (2-18)$$

功率延迟分布是按指数衰减的：

$$\overline{\beta_{k,1}^2} = \overline{\beta_{0,1}^2} \exp(-\tau_{k,1} / \gamma_1) \quad (2-19)$$

$$\overline{\beta_{k,2}^2} = \overline{\beta_{0,2}^2} \exp(-\tau_{k,2} / \gamma_2) \quad (2-20)$$

$$\overline{\beta_{0,2}^2} = \overline{\beta_{0,1}^2} / \alpha^2 \quad (2-21)$$

式中， $\overline{\beta_{k,1}^2}$ 、 $\overline{\beta_{k,2}^2}$ 分别是两簇内第 k 条路径的平均功率； γ_1 、 γ_2 分别是两簇内路径的时间衰减因子。

两簇模型的簇数固定为 2，这样不仅能表达 NLOS 环境，也能很好地表达 LOS 环境；它大大降低了参数提取的难度，且簇的辨识比 S-V 模型容易，但它仍然没有考虑信道的时变特性。

2.2.4 IEEE 802.15.3a 标准模型

UWB 系统可以在较低的信噪比条件下，实现高达 1Gbps 的无线传输速率，并且可与其他通信系统共享使用频谱，而无须独占特定的频段。此外，UWB 信号还具有对信道的衰落不敏感、发射信号功率谱密度低、系统复杂度低等优点^[160, 161]。设计一个 UWB 系统，需要知道信号衰落的空间和时间统计、多径时延扩展、路径损耗、信道的冲激响应等，也就是信道模型。由于信号频谱极宽，所以 UWB 室内信道模型与传统无线通信的信道模型有较大的不同。人们根据 UWB 信号在室内信道中的传播特性提出了多种信道模型。例如，IEEE 802.15.3a 工作组吸收了其他模型的优点后，对 S-V 模型进行改进，提出了一组 UWB 室内

信道模型, 作为评估各种 UWB 系统方案的基础。在这组模型中, 将 S-V 模型中的簇内路径的幅度 β_{kl} 的分布由瑞利分布改为对数正态分布, 并给出了信道冲激响应和路径损耗模型, 考虑了阴影效应。

路径损耗模型采用窄带系统自由空间的传播模型为

$$P_R = \lambda^2 G_T G_R P_T / (4\pi d)^2 \quad (2-22)$$

式中, P_R 为接收天线的输出功率; λ 为信号波长; G_R 、 G_T 分别为收、发天线的增益; P_T 为发射功率; d 为收、发天线间的距离。

多径信道的冲激响应为

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (2-23)$$

式中, $\alpha_{k,l}^i$ 是第 i 个实现中第 l 簇的第 k 条路径的增益系数; T_l^i 是第 l 簇的时延; $\tau_{k,l}^i$ 是第 l 簇的第 k 条路径相对于第 l 簇的第一条路径的时延; X_i 为信道的阴影衰落系数, 服从对数正态分布:

$$20 \log_{10} X_i \propto N(0, \sigma_X^2) \quad (2-24)$$

T_l^i 和 $\tau_{k,l}^i$ 的分布同式 (2-8)、式 (2-9), 而 $\alpha_{k,l}^i$ 定义为 (省略上标 i)

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (2-25)$$

式中, $p_{k,l} = \pm 1$ 对应由反射引起的信号符号翻转; ξ_l 表示第 l 簇的衰减; $\beta_{k,l}$ 表示第 l 簇的第 k 径的衰减, 且有

$$20 \log_{10} (\xi_l \beta_{k,l}) \propto N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2-26)$$

或

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (2-27)$$

n_1 和 n_2 分别对应于每一簇和每一径的衰落, 且相互独立, 服从正态分布, 即 $n_1 \propto N(0, \sigma_1^2)$, $n_2 \propto N(0, \sigma_2^2)$, 则有

$$E\left[|\xi_l \beta_{k,l}|^2\right] = \Omega_0 \exp\left(-\frac{T_l}{\Gamma}\right) \exp\left(-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}\right) \quad (2-28)$$

$\mu_{k,l}$ 定义为

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l / \Gamma - 10 \tau_{k,l} / \gamma}{L n 10} - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) L n 10 / 20 \quad (2-29)$$

在上述模型的基础上, IEEE 802.15.3a 工作组给出了 4 组信道模型的实现, 分别为 CM1、CM2、CM3、CM4, 如表 2-2 所示, 用于代表不同的典型信道环境。

表 2-2 IEEE 802.15.3a 工作组的典型信道模型

信道模型	CM1	CM2	CM3	CM4
代表的环境	LOS(0~4m)	NLOS(0~4m)	NLOS(4~10m)	极端 NLOS 情况
额外时延 (ns)	5.05	10.38	14.18	无定义
均方根时延 (ns)	5.28	8.03	14.28	25

2.3 直达波和非直达波传播

如前所述,当收、发设备之间的直达路径被一些障碍物遮挡后,无线电波信号只能通过反射、折射、绕射等方式到达接收端,这种现象称为非直达波传播(NLOS),它也可以看成多径传播的一种特殊情况。如果NLOS采用TOA和TDOA技术对移动台进行定位估计,与LOS传播情况相比,TOA测量值中会产生一个正的附加超量时延,TDOA测量值中也会对应产生一个误差分量。将这种具有较大误差的TOA或TDOA测量值应用于定位估计,必然造成定位算法的性能下降。

基于不同的信道,由NLOS引起的超量时延 τ 可以认为服从指数、均匀或Delta分布。一般情况下认为它服从指数分布,指数分布的概率密度函数为

$$p(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_{\text{rms}}} \exp(-\frac{\tau}{\tau_{\text{rms}}}) & , \tau > 0 \\ 0 & , \tau \leq 0 \end{cases} \quad (2-30)$$

式中, τ_{rms} 是由信道环境决定的均方根时延扩展,可以看成服从对数正态分布的随机变量,且

$$\tau_{\text{rms}} = T_1 d^\varepsilon \xi \quad (2-31)$$

式中, T_1 为 τ_{rms} 在1km处的中值; d 为MS与BS之间的距离; ε 取值为0.5~1; ξ 是均值为零,标准差为 σ_ξ 的对数正态分布随机变量; σ_ξ 取值为4~6dB^[162]。

2.4 直达波鉴别算法

直达波(LOS)鉴别技术是一种有效的NLOS传播影响减轻技术,即先鉴别出直达波,再利用LOS传播条件下的定位算法定位。当直达波鉴别正确时,其定位精度与LOS定位算法得到的定位精度一致。目前典型的直达波鉴别算法有三种:Wylie鉴别方法、假设检验判决方法和残差分析判决方法。

2.4.1 Wylie 鉴别方法

Wylie等提出利用每个基站(BS)距离(或时间)测量值,与测量噪声标准差、残差分析秩测试相结合,来判断距离或时间测量值中是否存在NLOS误差^[163]。下面简单介绍一下Wylie鉴别方法。

假定有 M 个BS,对每个BS进行 K 次测距,在第 i 个时刻第 m 个BS的距离测量值为 $r_m(t_i)$,即

$$r_m(t_i) = L_m(t_i) + n_m(t_i) + \text{NLOS}_m(t_i) \quad (m=1,2,\dots,M; i=0,1,\dots,K-1) \quad (2-32)$$

式中, $L_m(t_i)$ 是第 i 个时刻MS和第 m 个BS之间的LOS距离,即

$$L_m(t_i) = \left| (x(t_i) - x_m) + j(y(t_i) - y_m) \right| \quad (2-33)$$

式(2-33)中的 $(x(t_i), y(t_i))$ 是MS在 t_i 时刻的坐标, (x_m, y_m) 是第 m 个BS的坐标。

在 LOS 环境下, BS 的距离测量值中没有 NLOS 误差, 则令 $\text{NLOS}_m(t_i) \triangleq 0$ 。在 NLOS 环境下, 由于无线电波在传播过程中的反射或衍射, 造成 MS 和 BS 之间的 LOS 路径被障碍物阻塞, 则测量值的误差来自于两方面: 标准测量误差 $n_m(t_i)$ 和正的 NLOS 误差 $\text{NLOS}_m(t_i)$ 。

对 $r_m(t_i)$ 首先采用 N 阶多项式平滑:

$$r_m(t_i) = \sum_{n=0}^{N-1} a_m(n) t_i^n \quad (2-34)$$

利用最小二乘法求解未知系数 $\{a_m(n)\}_{n=0}^{N-1}$, 则平滑后的测量值可表示为

$$s_m(t_i) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{a}_m(n) t_i^n \quad (2-35)$$

当移动台 (MS) 和基站 (BS) 之间存在 LOS 时, 影响距离测量值的标准测量误差是可以预测的。如果 LOS 理论距离测量值与 LOS 真实距离的偏差为 $n_m(t)$, 令 $\sigma_m^2 = E\{n_m^2(t)\}$, 则 NLOS 环境中的距离测量值按式 (2-35) 平滑处理后, 其标准差可表示为

$$\hat{\sigma}_m = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} (s_m(t_i) - r_m(t_i))^2} \sim O(\sigma_m) \quad (2-36)$$

式中, K 为测量值数目。

由于 NLOS 误差与 $n_m(t)$ 同时存在, 并且在时间上不相关, 所以可以预计距离测量值相对于平滑值有一个大于 σ_m 的标准差。

距离 (时间) 测量值中的 NLOS 误差总是一个非负的随机变量, 假定其取值范围为 $0 \leq \text{NLOS}_m(t_i) \leq \beta_m$; LOS 环境下的标准测量误差可以表示为一个零均值的高斯随机变量, 其取值范围为 $-\alpha_m \leq n_m(t_i) \leq \alpha_m$, 将这两项相加即得到 NLOS 环境下距离测量值的误差, 其取值范围满足:

$$-\alpha_m \leq \text{NLOS}_m(t_i) + n_m(t_i) \leq \beta_m + \alpha_m \quad (2-37)$$

与 LOS 环境相比, NLOS 环境下距离测量值的误差标准差显著增大, 即 $\hat{\sigma}_m \gg \sigma_m$ 。因此, 可以将距离测量值的标准差与 LOS 环境下的标准差进行比较, 判断测量值中是否含有 NLOS 误差, 即可鉴别 LOS 和 NLOS 环境:

$$\begin{cases} H_0: \hat{\sigma}_m = \sigma_m \\ H_1: \hat{\sigma}_m > \sigma_m \end{cases} \quad (2-38)$$

对于较大的 $\hat{\sigma}_m$ 将判决为 H_1 , 即判断为 NLOS。

假定采用上述假设检验的方法已经判断出在 MS 和一个或多个 BS 之间不存在 LOS, 为了确定该结果, 可以采用下面的残差分析秩测试方法。用距离测量值 $r_m(t_i)$ 得到 MS 在第 i 个时刻的最小二乘估计位置 $(\hat{x}(t_i), \hat{y}(t_i))$, 并构造以下函数:

$$F_i = \sum_{m=1}^M \left(r_m(t_i) - \hat{L}_m(t_i) \right)^2 \quad (2-39)$$

式中, $\hat{L}_m(t_i)$ 是第 i 个时刻 MS 和第 m 个 BS 之间的估计距离, 即

$$\hat{L}_m(t_i) = \left| \left(\hat{x}(t_i) - x_m \right) + j \left(\hat{y}(t_i) - y_m \right) \right| \quad (2-40)$$

定义残差为

$$e_m(t_i) = r_m(t_i) - \hat{L}_m(t_i) \quad (m=1, \dots, M; \quad i=0, \dots, K-1) \quad (2-41)$$

距离测量值的动态范围很大, 如果某个 BS 和 MS 之间存在 NLOS, 其残差也相应较大; 如果 MS 和多个 BS 之间存在 NLOS, 可通过和 LOS 环境下的残差比较的方法进行判断。残差分析秩测试方法的步骤如下:

- (1) 使用 t_i 时刻的所有测量值对 $(x(t_i), y(t_i))$ 进行估计;
- (2) 计算残差 $e_m(t_i) = r_m(t_i) - \hat{L}_m(t_i)$;
- (3) 对于每个时刻统计 $|e_m(t_i)|$ 为最大的次数;
- (4) 分析判断。

2.4.2 假设检验判决方法

Joan Borras 等提出了一种鉴别 NLOS 的判决理论框架, 即按照获取的 NLOS 测量分布信息分为 5 种情况, 对于每种情况根据 LOS 和 NLOS 相应的噪声误差的不同分布, 采用二元假设检验的方法来判断 NLOS 是否存在^[164]。

LOS 和 NLOS 环境下的距离测量值误差的标准差相差很大, 且误差服从不同的概率分布。采用二元假设检验的方法, 做出以下两个假设:

$$\begin{aligned} H_0: \mathbf{X} &\sim f_{X_{\text{LOS}}}, \text{ LOS 环境, 先验概率为 } P(H_0) \\ H_1: \mathbf{X} &\sim f_{X_{\text{NLOS}}}, \text{ NLOS 环境, 先验概率为 } P(H_1) \end{aligned} \quad (2-42)$$

式中, \mathbf{X} 为距离测量值矢量; $f_{X_{\text{LOS}}}$ 和 $f_{X_{\text{NLOS}}}$ 分别为 LOS 和 NLOS 环境下 \mathbf{X} 的概率密度函数。

由式 (2-42) 显然有 $P(H_0) = 1 - P(H_1)$ 。

在 LOS 环境下, 可以认为 $f_{X_{\text{LOS}}}$ 是均值为 $r + \mu_{\text{LOS}}$, 方差为 σ_{LOS}^2 的高斯概率密度函数, 其中 r 是 MS 和 BS 之间的真实距离, 通常是确定性的未知量, μ_{LOS} 通常假设为 0。因此, 在实际信道环境中如何确定 $f_{X_{\text{NLOS}}}$ 、 $P(H_0)$ 或 $P(H_1)$ 才是研究的关键问题。在 NLOS 环境下, 距离测量值服从均值为 $r + \mu_{\text{NLOS}}$, 方差为 σ_{NLOS}^2 的高斯分布, $\mu_{\text{NLOS}} > 0$, $\sigma_{\text{NLOS}}^2 > \sigma_{\text{LOS}}^2$, 此时可以按以下几种方式进行二元假设检验。

1) NLOS 误差为高斯分布的随机变量

(1) 先验概率 $P(H_0)$ 、 $P(H_1)$ 已知。

在 μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 不能确定的情况下, 这种假设能利用环境的先验信息判断出 MS 和 BS 之间是 LOS 还是 NLOS。为了对确定性的 H_0 、 H_1 假设取得 μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 的最大似然估计, 根据广义似然比检验 (GLRT), 可以构造判决准则 ($K > 1$, n 是距离测量值的数目)。

① μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 为确定性的未知量。

$$A_g(\mathbf{X}) = \frac{\max_{\{r + \mu_{\text{NLOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}^2 \geq K \sigma_{\text{LOS}}^2\}} f_{X_{\text{NLOS}}}}{\max_r f_{X_{\text{LOS}}}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \frac{P(H_0)}{P(H_1)} \quad (2-43)$$

式中,

$$\begin{cases} f_{X_{\text{NLOS}}} = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{NLOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2} \sum_{i=1}^n [x_i - (\mu_{\text{NLOS}} + r)]^2\right\} \\ f_{X_{\text{LOS}}} = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{LOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_{\text{LOS}}^2} \sum_{i=1}^n (x_i - r)^2\right\} \end{cases} \quad (2-44)$$

令 $\alpha = \mu_{\text{NLOS}} + r$ ，则有

$$\arg \max_{\substack{\{\alpha, \sigma_{\text{NLOS}}^2\} \\ \geq K\sigma_{\text{LOS}}^2}} f_{X_{\text{NLOS}}} = \arg \max_{\{\alpha, \sigma_{\text{NLOS}}^2 \geq K\sigma_{\text{LOS}}^2\}} \left(-n \ln \sigma_{\text{NLOS}} - \frac{1}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \alpha)^2 \right) \quad (2-45)$$

令

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial \alpha} \left(-n \ln \sigma_{\text{NLOS}} - \frac{1}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \alpha)^2 \right) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial \sigma_{\text{NLOS}}^2} \left(-n \ln \sigma_{\text{NLOS}} - \frac{1}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \alpha)^2 \right) = 0 \end{cases}$$

可以解出

$$\alpha = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i = \bar{x} \quad (2-46)$$

$$\sigma_{\text{NLOS}}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(x_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right)^2 = \bar{\sigma}_x^2 \quad (2-47)$$

定义 $\hat{\sigma}_{\text{NLOS}}^2 = \max(\bar{\sigma}_x^2, K\sigma_{\text{LOS}}^2)$ ，则有

$$\max_{\substack{\{\alpha, \sigma_{\text{NLOS}}^2 \geq K\sigma_{\text{LOS}}^2\}}} f_{X_{\text{NLOS}}} = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \hat{\sigma}_{\text{NLOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{1}{2\hat{\sigma}_{\text{NLOS}}^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2\right\} \quad (2-48)$$

同理可得

$$\max_r f_{X_{\text{LOS}}} = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{LOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_{\text{LOS}}^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2\right\} \quad (2-49)$$

于是判决准则为

$$\left(\frac{\sigma_{\text{LOS}}}{\hat{\sigma}_{\text{NLOS}}} \right)^n \exp\left\{\left(\frac{\hat{\sigma}_{\text{NLOS}}^2 - \sigma_{\text{LOS}}^2}{2\hat{\sigma}_{\text{NLOS}}^2 \sigma_{\text{LOS}}^2} \right) \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2\right\} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta = \frac{P(H_0)}{P(H_1)} \quad (2-50)$$

② μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 为随机的未知量。

$$\Lambda = \frac{\iint_r \max_r f_{X_{\text{NLOS}}|\mu_{\text{NLOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}^2} p(\mu_{\text{NLOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}^2) d\mu_{\text{NLOS}} d\sigma_{\text{NLOS}}^2}{\max_r f_{X_{\text{LOS}}}} \quad (2-51)$$

当 $p(\mu_{\text{NLOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}^2)$ 已知时，有

$$\Lambda = \frac{\iint (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{NLOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{n\bar{\sigma}_x^2}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2}\right\} p(\mu_{\text{NLOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}^2) d\mu_{\text{NLOS}} d\sigma_{\text{NLOS}}^2}{(2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{LOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{n\bar{\sigma}_x^2}{2\sigma_{\text{LOS}}^2}\right\}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \frac{P(H_0)}{P(H_1)} \quad (2-52)$$

式中, $\bar{\sigma}_x^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(x_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right)^2$ 。

当 $p(\mu_{\text{NLOS}}, \sigma_{\text{NLOS}}^2)$ 未知时, 定义参数矢量 $\theta = (\mu, \sigma^2)$, 则有

$$p(\theta) \propto |J(\theta)|^{1/2} \quad (2-53)$$

式中, $J(\theta)$ 是 θ 的 Fisher 矩阵, 即

$$J_{ij}(\theta) = \int f(X|\theta) \frac{\partial}{\partial \theta_i} \ln f(X|\theta) \frac{\partial}{\partial \theta_j} \ln f(X|\theta) dX \quad (2-54)$$

对于已假设的 NLOS 情况, 有

$$J(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \left(\frac{1}{2\sigma^2} \right)^2 \end{bmatrix} \quad |J(\theta)|^{1/2} = \frac{1}{2\sigma^2} \quad (2-55)$$

对 θ 做一定限制后, $p(\theta)$ 才能被归一化:

$$\sigma_{\min}^2 = K\sigma_{\text{LOS}}^2, \quad \sigma_{\max}^2 = Ke^2\sigma_{\text{LOS}}^2, \quad K > 1 \quad (2-56)$$

于是有

$$p(\theta) = p(\sigma^2) = \frac{1}{2\sigma^2}, \quad \sigma^2 \in [K\sigma_{\text{LOS}}^2, Ke^2\sigma_{\text{LOS}}^2]$$

$$A = \frac{\int (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{NLOS}}^{-n} \exp \left\{ -\frac{n\bar{\sigma}_x^2}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2} \right\} (2\sigma_{\text{NLOS}}^2)^{-1} d\sigma_{\text{NLOS}}^2 \Big|_{H_1} > \frac{P(H_0)}{P(H_1)} < \frac{P(H_1)}{P(H_0)} \Big|_{H_0}}{(2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{LOS}}^{-n} \exp \left\{ -\frac{n\bar{\sigma}_x^2}{2\sigma_{\text{LOS}}^2} \right\}} \quad (2-57)$$

(2) 先验概率 $P(H_0)$ 、 $P(H_1)$ 未知。

这种情况对应于历史数据不可用或无法得到先验信息的动态变化环境。

① μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 为确定性的未知量。

采用纽曼-皮尔逊 (Neyman-Pearson) 准则, 二元假设如下:

$$\begin{cases} H_0: \sigma = \sigma_{\text{LOS}}, \mu = r \\ H_1: \sigma > \sigma_{\text{LOS}}, \mu > r \end{cases} \quad (2-58)$$

判决准则:

$$\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{\sigma_{\text{LOS}}^2} > \gamma \quad (2-59)$$

式中, \bar{x} 是样本均值; 判决门限 γ 与虚警概率 α 有关, 即

$$P \left\{ \sum (X_i - \bar{X})^2 / \sigma_{\text{LOS}}^2 > \gamma \mid \sigma = \sigma_{\text{LOS}} \right\} = \alpha \quad (2-60)$$

由于 $\sum (X_i - \bar{X})^2 / \sigma_{\text{LOS}}^2$ 服从自由度为 $n-1$ 的 χ^2 分布, 所以判决门限 γ 可由下式确定:

$$\int_{\gamma}^{\infty} \chi_{n-1}^2(y) dy = \alpha \quad (2-61)$$

② μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 为随机的未知量。

这种情况与(1)中的“ μ_{NLOS} 和 σ_{NLOS}^2 为随机的未知量”情况类似,且门限值 η 的选择与虚警概率 α 有关。根据扩展的纽曼-皮尔逊准则,有

$$\Lambda = \frac{\int (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{NLOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{n\sigma_x^2}{2\sigma_{\text{NLOS}}^2}\right\} (2\sigma_{\text{NLOS}}^2)^{-1} d\sigma_{\text{NLOS}}^2}{(2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma_{\text{LOS}}^{-n} \exp\left\{-\frac{n\sigma_x^2}{2\sigma_{\text{LOS}}^2}\right\}} \begin{matrix} > \eta \\ < \eta \end{matrix} \quad (2-62)$$

η 满足:

$$\int_{\eta}^{\infty} P(\Lambda|H_0) d\Lambda = \alpha \quad (2-63)$$

2) NLOS 误差概率分布未知

在此情况下,只能依赖于 NLOS 误差的方差比 LOS 误差的方差大来做出鉴别:

$$\begin{aligned} H_0: \sigma^2 &= \sigma_{\text{LOS}}^2, \text{ LOS 环境, 先验概率为 } P(H_0) \\ H_1: \sigma^2 &> \sigma_{\text{LOS}}^2, \text{ NLOS 环境, 先验概率为 } P(H_1) \end{aligned} \quad (2-64)$$

同样地,可以采用距离测量样本的无偏估计量作为判决门限,则有

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1} \quad (2-65)$$

判决规则为

$$\begin{matrix} H_1 \\ \hat{\sigma}^2 > \gamma \\ < \gamma \\ H_0 \end{matrix} \quad (2-66)$$

2.4.3 残差分析判决方法

Li Cong 等提出了通过计算 TDOA 测量值相对于 MS 参考位置的残差来鉴别 NLOS 误差是否存在的残差分析判决方法,该方法可以推广到 TOA^[165]。记 MS 的参考位置为 (x, y) , 第 i 个 BS 的位置为 (x_i, y_i) , 该 BS 与服务 BS (BS_1) 间的 TDOA 测量值为 $\tau_{i,1}$, 参与 TDOA 测量的 BS 数目为 N , 则 TDOA 残差定义为

$$R = \sum_{i=2}^N \left[\left(\sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \right) - C\tau_{i,1} \right]^2 \quad (2-67)$$

式中, C 为电波传播速度。

如图 2-4 所示,在一个 4BS 的定位系统中,当 MS 和各个 BS 之间具有 LOS 时,3 条 TDOA 双曲线 H_2 、 H_3 、 H_4 几乎相交于一点,这意味着此时能得到 MS 位置的准确估计, TDOA 残差必然较小;当 BS_3 和 MS 之间具有 NLOS 时,此时的 TDOA 双曲线为 H'_3 , MS 的估计位置将落在 3 条双曲线 H_2 、 H'_3 、 H_4 的相交区域,计算出的 TDOA 残差将显著增大。

残差分析判决方法的关键是 MS 参考位置的确定,最理想的情况是取 MS 的真实位置,但实际应用中 MS 的真实位置是一个未知量,因此,参考文献[165]中提出了选取初始位置的方法。该方法的步骤如下:

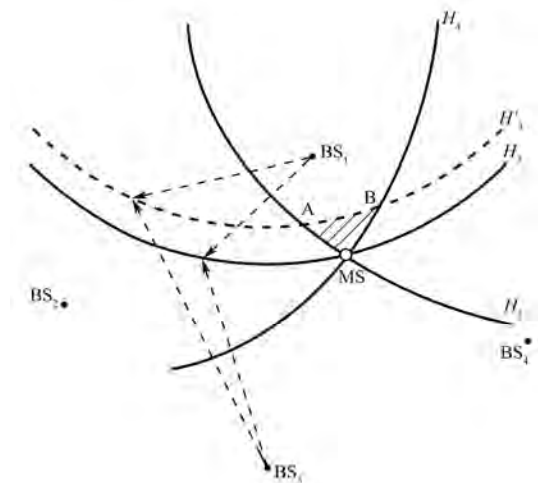


图 2-4 NLOS 对 TDOA 定位精度的影响

- (1) 假定服务 BS (BS₁) 和 MS 之间具有 LOS, 从 N 个 BS 中选取 M 个 ($3 \leq M \leq N$), 共有 $\binom{N-1}{M-1}$ 种组合, 对每一种组合 (均包含 BS₁) 分别计算 MS 的估计位置;
- (2) 以每种组合计算出的 MS 估计位置作为参考位置, 分别计算出 TDOA 残差, 并作为权值分别赋给组合内的各个 BS;
- (3) 将每个 BS 从各个组合得到的权值累加, 得到各个 BS 的最终权值;
- (4) 将 $M-1$ 个 BS 按权值大小顺序排列, 其中权值大的一个或几个 BS 被认为和 MS 之间存在 NLOS。

当 MS 和一个或少量几个邻近 BS 之间具有 NLOS 时, 以上方法比较有效, 但计算复杂度高。

2.5 非直达波剔除算法

近年来, 各种文献资料中已提出了多种方法来抑制或消除无线定位技术中的 NLOS 误差。这些方法主要从抑制测量值中的 NLOS 误差, 使测量值尽量接近 LOS 路径时的测量值, 或改进定位算法, 增加算法的鲁棒性等方面考虑。下面介绍几种具有代表性的 NLOS 剔除算法。

2.5.1 Wylie 方法

Wylie 提出了一种简单处理 NLOS 误差的方法^[163], 即首先按 2.4.1 节所述的方法确定 MS 和 BS 之间存在 NLOS, 然后由 NLOS 距离测量值重构出 LOS 测量值。对于一段时间内得到的距离测量值, 可以采用以下两个步骤重构 LOS 测量值。

(1) 对距离测量值数据进行 N 阶多项式平滑处理, 并假定 NLOS 误差的主要影响是对距离测量数据产生了一个正的偏差。

(2) 使用 LOS 环境下 α_m 的先验信息校正 NLOS 误差。经过 (1) 的平滑处理, 可以计算出在每个时刻距离测量值和平滑值的偏差 $r_m(t_i) - s_m(t_i)$ 。经过足够的观测时间, 发现距离测量值和平滑值的最大偏差出现在时刻 t_n , 即偏差值应当与 $L_m(t_n) - \alpha_m$ 非常接近。将平滑曲线垂直下移使其经过最大偏差点, 再将其往上平移 α_m , 得到的这条修正的平滑曲线表示的就是 MS 和 BS 之间的 LOS 距离。

采用上述方法可以得到重构的近似于 LOS 环境下的测量值, 再利用得到的测量值进行定位计算就可以有效地抑制 NLOS 误差所带来的影响, 提高定位算法的精度。

2.5.2 残差加权算法

加权定位算法的核心思想是通过测量方程增加权值, 将抑制 NLOS 误差的处理转变到对权值的选择上, 再利用测量的数据对权值进行限定, 并最终完成 MS 位置的确定。最典型的加权定位算法是 Pi-Chun Chen 提出的一种利用定位残差对定位结果进行加权的算法, 以降低 NLOS 误差的不利影响, 提高定位精度^[166]。该算法基于 TOA 定位法, 同时假设所得到的距离测量值数目大于定位所需的最小数目, 即在 3 个以上。通过对多个测量值或多个估计的 MS 初始位置进行误差分析, 对误差小的结果加较大的权值, 对误差大的结果加较小的权值, 然后对所有数据线性取平均, 即可得出最后的结果。MS 的定位问题可视为一个最小二乘估计问题, 即

$$\hat{x} = \arg \min_x \sum_{i \in S} (r_i - \|x - X_i\|)^2 \quad (2-68)$$

式中, r_i 表示 MS 到第 i 个 BS 的距离测量值; x 表示 MS 的真实坐标位置; \hat{x} 表示对矢量 x 的估计; X_i 表示第 i 个 BS 的坐标位置矢量; S 表示参于定位的 BS 的下标集合; $\|x - X_i\|$ 表示矢量 x 和 X_i 之间的距离; $(r_i - \|x - X_i\|)$ 称为第 i 个基站的残差。

距离测量值 r_i 包含两种误差: 测量误差、NLOS 误差。测量误差来源于噪声信道中的测量过程, 可以通过提高接收信号的信噪比或改善接收机的结构来获得改善。然而 NLOS 误差是由直达路径被阻塞引起的, 与电波的传播环境有关, 而与网络的类型无关, 因此采用通常的方法无法改善 NLOS 误差。

从式 (2-68) 可以看出, 最小二乘解 \hat{x} 是通过求解残差平方和的最小值而得到的。为了方便, 定义 $R_{es}(x, S)$ 为 x 的残差平方和:

$$R_{es}(x, S) = \sum_{i \in S} [r_i - (x - X_i)]^2 \quad (2-69)$$

因此, 式 (2-68) 可改写为

$$\hat{x} = \arg \min_x R_{es}(x, S) \quad (2-70)$$

则最小二乘解 \hat{x} 就是使 $R_{es}(x, S)$ 最小的估计值, 即

$$R_{es}(\hat{x}, S) = \min_x R_{es}(x, S) \quad (2-71)$$

式(2-71)表明在最小二乘估计中,一个好的估计值就是残差最小的那个。如果在测量值中含有 NLOS 误差,则所得到的残差估计值就要比测量值中不含有 NLOS 误差时所得到的残差大。如果测量值中不含有任何误差,则采用最小二乘估计将得到准确的位置估计值并且残差为零。如果所得到的测量值中含有 NLOS 误差,则位置估计值将会偏离最优解并且残差较大。如果进一步将测量误差纳入考虑,情况就更复杂了。为了减小 NLOS 误差的影响,参考文献[166]中还提出了残差加权算法。

残差加权算法的前提是所得到的距离测量值数目大于定位估计所需要的测量值的最小数目,即大于 3,以便可以自由地组合这些测量值。假设有 M ($M > 3$) 个来自不同 BS 的距离测量值,将它们进行组合,则每个组合里的测量值数目不少于 3 个。当 $M = 5$ 时,则有 $\binom{5}{3} + \binom{5}{4} + \binom{5}{5} = 16$ 种组合。采用最小二乘法分别对这 16 种组合进行定位计算,就可得到 16 组 MS 的位置估计,然后将这 16 组位置估计作为中间结果来进行后面的位置估计优化。

在所得到的这些测量值中,有一些可能不含有 NLOS 误差或含有的 NLOS 误差比其他测量值中的小。如果可以更多地依赖来自这些“好”的测量值所得到的估计值,则 NLOS 误差的影响就能减轻。 $R_{es}(\hat{x}, S)$ 对于 \hat{x} 来说就是一个很好的指标,它可以反映出 \hat{x} 的特性。通过 $R_{es}(\hat{x}, S)$ 对 \hat{x} 进行加权就能减小 NLOS 误差的影响。然而每个组合中的距离测量值个数是不同的,因此需要将 $R_{es}(x, S)$ 归一化为 $\hat{R}_{es}(x, S)$ 来消除这种影响,随后就可使用这个归一化后的残差对估计值进行加权:

$$\hat{R}_{es}(x, S) = \frac{R_{es}(x, S)}{Q} \quad (2-72)$$

式中, Q 为参与定位的 BS 的个数。

一个误差较小的估计值应该具有较小的 $\hat{R}_{es}(x, S)$ 。残差加权算法基于 $\hat{R}_{es}(x, S)$ 进行加权,最终的定位估计结果是对中间结果的加权线性组合,从而很好地抑制了 NLOS 误差的影响。其具体步骤如下:

(1) 从不同的 BS 选择 M ($M > 3$) 个距离测量值,构成 $N = \sum_{i=3}^M \binom{M}{i}$ 种不同的组合,每个组合的 BS 索引集表示为 $\{S_k | k=1, 2, \dots, N\}$;

(2) 对每种组合,计算 x 的最小二乘估计值:

$$\hat{x}_k = \arg \min_x R_{es}(x, S_k) \quad (2-73)$$

及对应的定位残差:

$$\hat{R}_{es}(\hat{x}_k, S_k) = \frac{R_{es}(\hat{x}_k, S_k)}{Q} \quad (2-74)$$

(3) 对上一步得到的中间结果按下式进行加权,得到 MS 的估计位置:

$$\hat{x}_k = \frac{\sum_{k=1}^N \hat{x}_k (\hat{R}_{es}(\hat{x}_k, S_k))^{-1}}{\sum_{k=1}^N (\hat{R}_{es}(\hat{x}_k, S_k))^{-1}} \quad (2-75)$$

2.5.3 几何约束法

几何约束法的主要思想是将 MS 与多个 BS 之间的几何关系作为约束条件代入定位算法中, 通过其明确的几何关系减少 NLOS 定位误差, 增强 MS 位置的不确定性。典型的几何约束法有: Caffery 等提出的三角修正算法^[167, 169], 它设法将非直线交叉问题转变成多直线交叉问题, 并将这些交叉直线形成的多边形的质心作为 MS 的位置, 这种方法不但能抑制 NLOS 误差, 同样也可抑制测量噪声, 但是它至少需要 4 个基站才能得到较好的结果, 而且定位的精度很大程度上取决于 BS 和待定位 MS 之间的几何位置关系; Chao-Lin Chen 和 Kai-Ten Feng 提出的 GLE 方法^[168], 该方法对 BS 和 MS 之间的 3 种不同几何位置进行了分析, 满足 E-911 定位精度的要求, 且计算量较小。下面简单介绍一下 Caffery 等提出的三角修正算法^[169]。

测量误差与 NLOS 误差相比通常很小, 因此可以忽略不计。对于一个三基站定位系统, 假设 MS 位置为 (x, y) , 第 i 个 BS 的位置为 (x_i, y_i) , 二者之间的真实距离记为 R_i , 测量距离记为 l_i , 在忽略测量误差的情况下, R_i 与 l_i 之间存在以下关系:

$$R_i^2 = (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 = \alpha_i^2 l_i^2, \quad i=1, 2, 3 \quad (2-76)$$

式中, α_i 称为尺度因子, $0 < \alpha_i \leq 1$, 在 LOS 传播环境下为 1。

为了方便, 这里定义 $\alpha = \alpha_1^2$, $\beta = \alpha_2^2$, $\gamma = \alpha_3^2$, $K_i = x_i^2 + y_i^2$ 。只要求出 α 、 β 、 γ 的值, 就能从含有 NLOS 误差的距离测量值中估计出 MS 和 BS 之间的 LOS 距离了。

从图 2-5 中可以看出, 任意 3 个参与定位的 BS (BS_1 、 BS_2 、 BS_3) 与 MS 形成的 3 条测线 (图中虚线) 之间的夹角 a 、 b 、 c 满足以下关系:

$$\cos a = \cos(2\pi - b - c) = \cos(b + c) \quad (2-77)$$

式 (2-77) 两端取平方, 展开整理得

$$\cos^2 a + \cos^2 b + \cos^2 c - 2\cos a \cos b \cos c - 1 = 0 \quad (2-78)$$

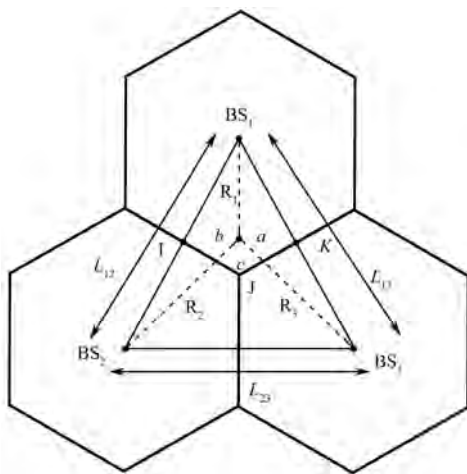


图 2-5 BS 和 MS 布局示意图

设各个 BS 之间的距离分别为 L_{12} 、 L_{13} 、 L_{23} , 由余弦定理可知:

$$\begin{cases} \cos a = \frac{\alpha l_1^2 + \gamma l_3^2 - L_{13}^2}{2\sqrt{\alpha\gamma}l_1l_3} \\ \cos b = \frac{\alpha l_1^2 + \beta l_2^2 - L_{12}^2}{2\sqrt{\alpha\beta}l_1l_2} \\ \cos c = \frac{\beta l_2^2 + \gamma l_3^2 - L_{23}^2}{2\sqrt{\beta\gamma}l_2l_3} \end{cases} \quad (2-79)$$

将式 (2-79) 代入式 (2-78), 整理得到一个关于尺度因子 α_i ($i=1,2,3$) 的约束方程:

$$g(\mathbf{v}) = \mathbf{v}^T \mathbf{H} \mathbf{v} + \mathbf{G} \mathbf{v} + 1 = 0 \quad (2-80)$$

式中,

$$\mathbf{v} = [\alpha, \beta, \gamma]^T, \quad \mathbf{G} = [C_7, C_8, C_9], \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} C_1 & C_4 & 0 \\ 0 & C_2 & C_5 \\ C_6 & 0 & C_3 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = \frac{l_1^4}{L_{12}^2 L_{13}^2}, \quad C_2 = \frac{l_2^4}{L_{12}^2 L_{23}^2}, \quad C_3 = \frac{l_3^4}{L_{13}^2 L_{23}^2}, \quad C_4 = l_1^2 l_2^2 \left(\frac{1}{L_{13}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{12}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{13}^2 L_{12}^2} \right),$$

$$C_5 = l_2^2 l_3^2 \left(\frac{1}{L_{13}^2 L_{12}^2} - \frac{1}{L_{12}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{13}^2 L_{23}^2} \right), \quad C_6 = l_1^2 l_3^2 \left(\frac{1}{L_{12}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{13}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{13}^2 L_{12}^2} \right),$$

$$C_7 = l_1^2 \left(\frac{L_{23}^2}{L_{12}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{13}^2} - \frac{1}{L_{12}^2} \right), \quad C_8 = l_2^2 \left(\frac{L_{13}^2}{L_{12}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{12}^2} - \frac{1}{L_{23}^2} \right), \quad C_9 = l_3^2 \left(\frac{L_{12}^2}{L_{13}^2 L_{23}^2} - \frac{1}{L_{13}^2} - \frac{1}{L_{23}^2} \right).$$

由于 NLOS 误差是一个大的非负值, 所以距离测量值要大于真实距离。如图 2-6 所示, 在存在 NLOS 误差的情况下, 3 个 BS 的 LOS 不是相交于一点, 而是由 U、V、W 三点确定的一个区域。假定 BS_2 和 MS 之间是 LOS 传播, 则 BS_1 和 MS 之间的真实距离 $R_1 \geq l_1 - \overline{AB}$, 同理还应满足 $R_1 \geq l_1 - \overline{EF}$ 。由此可以确定尺度因子 α_1 的下限为

$$\alpha_{1,\min} = 1 - \frac{\min\{\overline{AB}, \overline{EF}\}}{l_1} \quad (2-81)$$

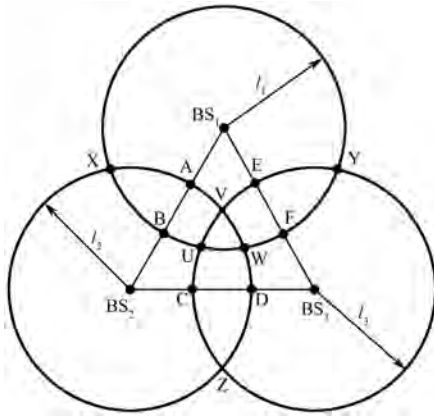


图 2-6 TOA 算法的 LOS 示意图

由图 2-6 还可以得出 $\overline{AB} = l_1 + l_2 - L_{12}$, $\overline{EF} = l_1 + l_3 - L_{13}$, 因此 α_1 的下限也可写为

$$\alpha_{1,\min} = \max \left\{ \frac{L_{12} - l_2}{l_1}, \frac{L_{13} - l_3}{l_1} \right\} \quad (2-82)$$

同理得

$$\alpha_{2,\min} = \max \left\{ \frac{L_{12} - l_1}{l_2}, \frac{L_{23} - l_3}{l_2} \right\} \quad (2-83)$$

$$\alpha_{3,\min} = \max \left\{ \frac{L_{13} - l_1}{l_3}, \frac{L_{23} - l_2}{l_3} \right\} \quad (2-84)$$

利用原始测量数据计算出图 2-6 中交点 U、V、W 的坐标, 分别记为 (U_x, U_y) 、 (V_x, V_y) 、 (W_x, W_y) 。再定义代价函数为

$$f(x, y) = (x - U_x)^2 + (y - U_y)^2 + (x - V_x)^2 + (y - V_y)^2 + (x - W_x)^2 + (y - W_y)^2 \quad (2-85)$$

利用参考文献[167]的方法, 计算出 MS 的位置矢量 x 为

$$x = A^{-1}b \quad (2-86)$$

式中,

$$A = \begin{bmatrix} 2(x_1 - x_2) & 2(y_1 - y_2) \\ 2(x_3 - x_2) & 2(y_3 - y_2) \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} \beta l_2^2 - \alpha l_1^2 + K_1 - K_2 \\ \beta l_2^2 - \gamma l_3^2 + K_3 - K_2 \end{bmatrix}$$

将式 (2-86) 代入式 (2-85), 得

$$f(x, y) = (x - U_x)^2 + (y - U_y)^2 + (x - V_x)^2 + (y - V_y)^2 + (x - W_x)^2 + (y - W_y)^2 \quad (2-87)$$

计算式 (2-87) 得到一个关于尺度因子的代价函数, 记 $v = [\alpha, \beta, \gamma]^T$, 则有

$$F(v) = v^T M v + N v + P \quad (2-88)$$

式中, M, N 是可根据相关测量值求出的常数矩阵; P 是可求出的一个数。这样, 对于 MS 的位置坐标 x 的最优化问题, 即转变为关于尺度因子向量 v 的约束最优化问题:

$$\hat{v} = \min_{L \leq v \leq U} F(v), \quad \text{subject to } g(v) = 0 \quad (2-89)$$

式中, $L = [\alpha_{\min}, \beta_{\min}, \gamma_{\min}]^T$; $U = [1, 1, 1]^T$ 。利用参考文献[170]中提出的顺序二次规划 (SQP) 算法求出式 (2-89) 的解, 代入式 (2-86) 即可求得 MS 的位置估计值。

2.5.4 其他 NLOS 剔除算法

NLOS 误差传播问题是目前定位技术研究中的重点和难点问题, 国内外研究人员已经提出了各种 NLOS 剔除算法, 但它们都是在一定假设和限定条件下提出的优化方法。迄今为止, 还没有一种真正简单有效、广泛使用的算法出现。

参考文献[171]中提出了 3 种改进的用卡尔曼滤波器消除 TOA 测量值中的 NLOS 误差的方法。这 3 种方法从不同角度对 TOA 测量值中的 NLOS 误差进行了考察, 并分别对卡尔曼滤波器的迭代过程进行了改进, 大大消除了 TOA 测量值中的 NLOS 误差, 它们的修正后的测量值可以较精确地逼近真实的 TOA 值。TOA 测量值中的 NLOS 误差的分布与电波传播路

径上障碍物的分布有关,因此 NLOS 误差具有随机性;NLOS 误差是信号在传播过程中遇到障碍物发生超量延迟所致,因此 NLOS 误差总是正值;考虑到 TOA 测量值中的标准测量误差和 NLOS 误差的产生原因不同,两者之间具有独立性,因此可以把 NLOS 误差从测量值中分离出来,即先估计出 NLOS 误差,然后从测量值中减去 NLOS 误差,就可得到对 TOA 较准确的估计。针对 NLOS 误差的随机性、正值性和独立性,参考文献[171]中分别用剔除误差较大的测量值、整体下移测量值、用两步卡尔曼滤波来分离 NLOS 误差等方法对 NLOS 误差进行了剔除。

参考文献[172]中首先介绍了 LOS 传播时的定位方法,然后针对 NLOS 传播干扰,推导了两种循环算法:一种是反复迭代来消除 NLOS 的影响;另一种是通过增大假设的基站和移动台之间的距离,使得估计到的 TOA 可以近似看成 LOS 传播下测得的结果,从而用 ML 算法来进行定位估计。

此外,还有平滑算法、Taylor 级数算法等,由于篇幅所限,这里不再一一介绍,有兴趣的读者可自行学习参考文献[173]。

第3章 参数化室内定位方法

在室内定位理论中，传统的方法是把所有在 GPS、蜂窝移动定位、雷达等领域中已经得到成功应用的测量信号的到达时间（TOA）、信号的到达时间差（TDOA）、信号的到达角度（DOA）及接收信号强度（RSSI）等方法直接应用到室内定位环境中，并针对室内定位的实际环境和定位需求做数据的预处理和定位结果的后处理，这些方法称为参数化定位方法（需要通过参数估计结果进行定位，其定位性能和参数估计的精度密切相关）。这些方法组成了室内定位的基本原理。但由于室内定位环境相对复杂，多径传播十分严重，且室内定位对定位精度的要求较高，而参数估计的精度由信号的带宽、观测时间及信噪比等因素决定，所以参数化定位方法的定位精度整体较差。虽然超宽带室内定位可提高参数估计的精度，但它对硬件的要求条件较高，这也限制了超宽带应用的推广。

本章将对一些典型的参数化室内定位方法进行介绍，使得读者对定位的基本理论和方法有整体的把握。对于有一定定位基础的读者，可适当跳过本章。

3.1 几种典型的定位方法介绍

3.1.1 TOA 估计法

基于信号到达时间（TOA）的定位方法是通过测量收、发天线间直达波的传播时间来测距，进而利用相关算法实现定位的方法。

一般而言，在室内环境中，由于存在 NLOS 及多径问题，使得 TOA 的测量值与真实值偏差很大，所以传统 TOA 估计方法很难实现距离的精确估计。传统 TOA 估计方法一般通过时域相关算法实现，但存在分辨率有限的问题。因此，近年来一些学者将时域超分辨谱估计算法引入频域 TOA 估计领域，提出了频域 TOA 估计方法。频域 TOA 估计方法通过获得信道的频域特性来得到 LOS 的到达时间，从而实现测距与定位。本节将着重介绍一些典型的超分辨 TOA 估计方法。

1. TOA 定位法的几何原理

如图 3-1 所示，使用 3 个基站（BS）定位时，定义第 m 个移动台（MS）和基站 i 的距离 d_i 为

$$d_i = (t_i - t_0)c, \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3-1)$$

式中， t_0 为 BS 向 MS 发送信号的时间； t_i 为 MS 接收到所发送信号的时间； c 为光速。

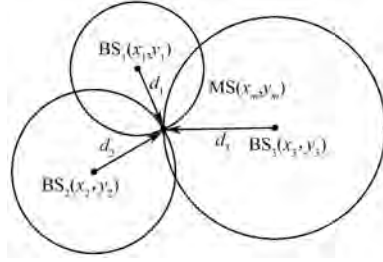


图 3-1 三站定位原理图

借助 3 个 BS 的距离半径(d_1, d_2, d_3), 可由下式估算 MS 的位置(x_m, y_m):

$$d_1^2 = (x_1 - x_m)^2 + (y_1 - y_m)^2 \quad (3-2)$$

$$d_2^2 = (x_2 - x_m)^2 + (y_2 - y_m)^2 \quad (3-3)$$

$$d_3^2 = (x_3 - x_m)^2 + (y_3 - y_m)^2 \quad (3-4)$$

设 $d_1 < d_2 < d_3$, 且 $x_1 = 0, y_1 = 0$, 用式 (3-3)、式 (3-4) 分别减去式 (3-2) 可得

$$d_2^2 - d_1^2 = x_2^2 - 2x_2x_m + y_2^2 - 2y_2y_m \quad (3-5)$$

$$d_3^2 - d_1^2 = x_3^2 - 2x_3x_m + y_3^2 - 2y_3y_m \quad (3-6)$$

将式 (3-5)、式 (3-6) 表示为矩阵形式, 可得

$$\begin{bmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m \\ y_m \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} k_2^2 - d_2^2 + d_1^2 \\ k_3^2 - d_3^2 + d_1^2 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

式中, $k_i^2 = x_i^2 + y_i^2$ 。

可以将式 (3-7) 改写为

$$\mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (3-8)$$

式中, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix}$; $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_m \\ y_m \end{bmatrix}$; $\mathbf{b} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} k_2^2 - d_2^2 + d_1^2 \\ k_3^2 - d_3^2 + d_1^2 \end{bmatrix}$ 。

经变换式 (3-8), 可得到 \mathbf{x} 的表达式为

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{b} \quad (3-9)$$

2. 常见超分辨率算法

1) 模型

在室内环境中, 多径效应十分严重, 可假设接收信号为多径传播信号和直达波信号的累加, 则时域多径室内传播信道的接收信号模型为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (3-10)$$

式中, $s(t)$ 为发送信号; $n(t)$ 为加性高斯白噪声; p 为多径成分总数; a_i 和 τ_i 分别为第 i 条路径的复幅度和时延。

一般情况下, 接收信号 $x(t)$ 和发送信号 $s(t)$ 的互相关函数 (CCF) 可表示为 $s(t)$ 的自相关函数 (ACF) 的加权叠加形式 $r_{xs}(\tau) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i r_{ss}(\tau - \tau_i) + u(\tau)$ [$u(\tau)$ 为加性白噪声], TOA

估计对应为互相关函数的第一个谱峰位置。一般来说,如果相邻路径的时延差小于 ACF 函数的宽度,则 TOA 就可通过检测第一个谱峰位置直接得到;但当第一个谱峰的强度小于接收信号的灵敏度或谱峰间出现模糊时,直达波成分很难被有效检测,此时,利用频域 TOA 超分辨估计方法可有效改善 TOA 的估计精度。

在频域,多径室内传播信道的冲激响应为

$$h(t) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i \delta(t - \tau_i) \quad (3-11)$$

式(3-11)对应的频域响应为

$$H(f) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3-12)$$

将信道输出通过匹配滤波,然后去卷积,在频域所得信号为

$$y(f) = H(f) + w(f) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i e^{-j2\pi \tau_i f} + w(f) \quad (3-13)$$

式中, $w(f)$ 为零均值、方差为 σ^2 的加性白噪声。

在频点 $f_l (l=0,1,\dots,N-1)$ 处对 $y(f)$ 采样,则采样的离散信道传递函数为

$$\begin{aligned} y(l) &\triangleq \hat{H}(f_l) = H(f_l) + w(l) \\ &= \sum_{i=0}^{p-1} a_i e^{-j2\pi f_l \tau_i} + w(l) \\ &= \sum_{i=0}^{p-1} a_i e^{-j2\pi (f_0 + l\Delta f) \tau_i} + w(l) \end{aligned} \quad (3-14)$$

可以获得样本矢量 $\mathbf{y} = [y(1), y(2), \dots, y(N)]^T$ 。由此,矢量形式的信号模型为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{w} \quad (3-15)$$

式中,

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= [a_0 e^{-j2\pi \tau_0 f_0}, a_1 e^{-j2\pi \tau_1 f_0}, \dots, a_{p-1} e^{-j2\pi \tau_{p-1} f_0}]^T \\ \mathbf{S} &= [\mathbf{e}(\tau_0), \mathbf{e}(\tau_1), \dots, \mathbf{e}(\tau_{p-1})] \\ \mathbf{e}(\tau_i) &= [1, e^{-j2\pi \tau_i \Delta f}, \dots, e^{-j2\pi \tau_i (N-1)\Delta f}]^T \\ \mathbf{w} &= [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T \\ \mathbf{h} &= [H(f_0), H(f_1), \dots, H(f_{N-1})]^T \end{aligned}$$

则其自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_y = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \mathbf{S}\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3-16)$$

式中, $\mathbf{R}_a = E\{\mathbf{a}\mathbf{a}^H\}$ 。

2) MUSIC 算法

将超分辨 MUSIC 算法^[174]应用于频域 TOA 估计,可明显减小 TOA 估计误差,从而提高测距精度。

将包含输入信号矢量 \mathbf{y} 的 N 维子空间分为以下两个正交子空间:

- (1) 由 \mathbf{R}_y 的 $N-p$ 最小特征值对应的特征矢量张成的噪声子空间;
- (2) 由 \mathbf{R}_y 的 p 最大特征值对应的特征矢量张成的信号子空间。

根据信号子空间和噪声子空间的正交性, MUSIC 算法可用于求解 τ_i 。对于任意 $\tau_i (0 \leq i \leq p-1)$, 有

$$\mathbf{e}^H(\tau_i) \mathbf{q}_k = 0, \quad k = p+1, \dots, N, \quad i = 0, 1, \dots, p-1 \quad (3-17)$$

式中, \mathbf{q}_k 为噪声的第 k 特征矢量。为避免时域混叠, 类似于时域奈奎斯特采样定理, Δf 的值是确定的, 以便满足条件 $\Delta f \leq \frac{1}{2\tau_{\max}}$, $\tau_{\max} = \max_i \{\tau_i\}$ ($i = 0, 1, \dots, p-1$) 为声传播信道中所测多径的最大时延。因此, 构造伪谱函数:

$$S_{\text{MUSIC}}(\tau) = \frac{1}{\sum_{i=p+1}^N |\mathbf{q}_i^T \mathbf{e}(\tau)|^2} \quad (3-18)$$

式中, $\mathbf{e}(\tau) = [1, e^{-j2\pi\tau\Delta f}, \dots, e^{-j2\pi\tau(N-1)\Delta f}]^T$ 。

τ_i 的估计值位于 $S_{\text{MUSIC}}(\tau)$ 的峰值点上, 各峰值所对应的 τ_i 即为对应各条路径的到达时刻, 所以对 $S_{\text{MUSIC}}(\tau)$ 进行峰值搜索即可确定 τ_i 。如图 3-2 所示为谱 MUSIC 算法的流程框图。



图 3-2 谱 MUSIC 算法的流程框图

时延 $\tau_i (0 \leq i \leq p-1)$ 可通过寻找 $S_{\text{MUSIC}}(\tau)$ 峰值所对应的时延来确定。时间扫描矢量 $\mathbf{e}(\tau)$ 应扫描整个时间间隔, 即 $0 \leq \tau \leq 1/2\Delta f$ 。

3) Root-MUSIC 方法

应用该法则避免了时间扫描, 该法将 $S_{\text{MUSIC}}(\tau)$ 等式中的复指数 $e^{j2\pi\Delta f\tau}$ 用复变量 z 代替, 即

$$S_{\text{MUSIC}}(z) = \frac{1}{D(z)} \quad (3-19)$$

该式子的分母的根用于估计传播时延 $\tau_i (0 \leq i \leq p-1)$ 。 $D(z)$ 的 p 根为 $z_i = |z_i| e^{j\beta_i}$ ($0 \leq i \leq p-1$), 其位于单位圆上或接近单位圆。这些根的相位与传播时延的关系为

$$\tau_i = \frac{\beta_i}{2\pi\Delta f} \quad (3-20)$$

针对 Root-MUSIC 方法, 图 3-3 给出了其对 LMF 信号的 TOA 估计均方根误差随信号带宽变化的曲线。其中 LMF 参数设置如表 3-1 (表中的 T_p 为信号持续时间, B 为频带宽度, N 为采样数, L 为相关矩阵的尺寸, M 为阵元数, Δf 为频率采样间隔) 所示。

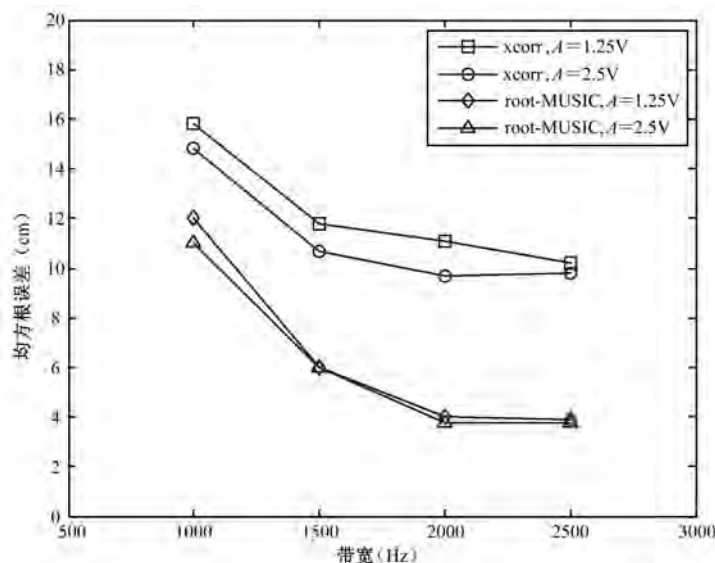
图 3-3 Root-MUSIC 方法对 LMF 信号的 TOA 估计结果 (A 为脉压的幅度)

表 3-1 LMF 参数设置表

T_p (ms)	B (Hz)	Δf (Hz)	N	L	M	L_p
50	2000	70	28	11	18	4

从图 3-3 可以看出, 对同一信号, Root-MUSIC 的性能比仅用 ACF 算法的性能在时延分辨率上更高。

4) TLS-ESPRIT 算法^[175]

假设 $w(f)$ 为具有如下自相关函数的非平稳白过程:

$$\sum(u, v) = \sigma^2 \frac{\delta(u - v)}{S(u)S^*(u)} \quad (3-21)$$

进一步将样本矢量分割为 M 个较小的子矢量:

$$\mathbf{y}_f = [y(f), y(f+1), \dots, y(f+m-1)]^T, \quad m = N - M + 1, p < m < N$$

式中, $f = 1, 2, \dots$; N 是频点, N 为频域中频率点的采样个数; p 为多径的条数。

定义 $m \times 1$ 矢量 $\boldsymbol{\epsilon}_f = [w(f), w(f+1), \dots, w(f+m-1)]^T$, 因此矢量 \mathbf{y}_f 可表示为

$$\mathbf{y}_f = \mathbf{S}_f \mathbf{a} + \boldsymbol{\epsilon}_f, \quad f = 1, 2, \dots, M \quad (3-22)$$

式中, \mathbf{S}_f 为矩阵 \mathbf{S} 中第 f 行到第 $f+m-1$ 行组成的矩阵; 数据矩阵 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_M]$ 的自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_Y = E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\} = \mathbf{S}\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H + \sigma^2\boldsymbol{\Sigma} \quad (3-23)$$

式中,

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sum_{f=1}^M \frac{1}{S(f)S^*(f)} & & \\ & \ddots & \\ & & \sum_{f=m}^N \frac{1}{S(f)S^*(f)} \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

\mathbf{R}_a 的非对角元包含具有不同频率余弦信号的内积, 因此该矩阵为满秩矩阵。因为 S 也为满秩矩阵, 所以矩阵对 (\mathbf{R}_y, Σ) 的广义特征值 λ_i 可有序排列为 $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_p > \lambda_{p+1} = \dots = \lambda_m = \sigma^2$ 。对于 $\tilde{\lambda}_i = \lambda_i - \sigma^2, i=1, \dots, p$, 下式成立:

$$\mathbf{S}\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H\mathbf{u}_i = \tilde{\lambda}_i\Sigma\mathbf{u}_i, \quad i=1, \dots, p \quad (3-25)$$

式中, \mathbf{u}_i 是与特征值 λ_i 对应的特征矢量。

式 (3-25) 的矩阵形式为

$$\mathbf{S}\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H\mathbf{U}_s = \Sigma\mathbf{U}_s\tilde{\Lambda} \quad (3-26)$$

式中, $\tilde{\Lambda}$ 为在对角线上包含 $\tilde{\lambda}_i$ 的 $p \times p$ 对角矩阵; \mathbf{U}_s 为以特征矢量 \mathbf{u}_i ($i=1, \dots, p$) 为列构成的 $m \times p$ 维矩阵。

S 的前 $m-1$ 行和后 $m-1$ 行分别为

$$\mathbf{S}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{m-1} & \mathbf{0}_{(m-1) \times 1} \end{bmatrix} \mathbf{S} \quad (3-27)$$

$$\mathbf{S}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(m-1) \times 1} & \mathbf{I}_{m-1} \end{bmatrix} \mathbf{S} \quad (3-28)$$

式中, \mathbf{I}_{m-1} 为 $m-1$ 阶单位矩阵; $\mathbf{0}_{(m-1) \times 1}$ 为 $(m-1) \times 1$ 的零矩阵。因此有

$$\mathbf{S}_u = \mathbf{S}_d \mathbf{D} \quad (3-29)$$

式中,

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi\tau_1} & & \\ & \ddots & \\ & & e^{-j2\pi\tau_p} \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

对式 (3-26) 左乘 $\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{m-1} & \mathbf{0}_{(m-1) \times 1} \end{bmatrix}$ 和 $\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(m-1) \times 1} & \mathbf{I}_{m-1} \end{bmatrix}$ 得

$$\mathbf{S}_u\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H\mathbf{U}_s = \Sigma_u\mathbf{U}_s\tilde{\Lambda} \quad (3-31)$$

$$\mathbf{S}_d\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H\mathbf{U}_s = \Sigma_d\mathbf{U}_s\tilde{\Lambda} \quad (3-32)$$

式中,

$$\Sigma_u = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{m-1} & \mathbf{0}_{(m-1) \times 1} \end{bmatrix} \Sigma \quad (3-33)$$

$$\Sigma_d = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{m-1 \times 1} & \mathbf{I}_{m-1} \end{bmatrix} \Sigma \quad (3-34)$$

利用式 (3-29), 将式 (3-31) 中求得的 \mathbf{S}_u 代入式 (3-32) 可得

$$\Sigma_d\mathbf{U}_s\tilde{\Lambda} = \Sigma_u\mathbf{U}_s\tilde{\Lambda}(\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H\mathbf{U}_s)^{-1}\mathbf{D}(\mathbf{R}_a\mathbf{S}^H\mathbf{U}_s) \quad (3-35)$$

重组式 (3-35) 得

$$\Sigma_d \mathbf{U}_s = \Sigma_u \mathbf{U}_s \mathbf{K}^{-1} \mathbf{D} \mathbf{K} \quad (3-36)$$

式中, $\mathbf{K} = \mathbf{R}_a \mathbf{S}^H \mathbf{U}_s \tilde{\mathbf{A}}^{-1}$ 。

若记 $\Phi = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{D} \mathbf{K}$, 则式 (3-35) 可表示为

$$\Sigma_d \mathbf{U}_s = \Sigma_u \mathbf{U}_s \Phi \quad (3-37)$$

则由式 (3-37) 可求解未知时延。

TLS-ESPRIT 算法的过程如下。

- (1) 计算数据矩阵 \mathbf{Y} 的自相关矩阵, 通常所用估计为 $\mathbf{R}_Y = \frac{1}{M} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H$ 。
- (2) 进行矩阵对 (\mathbf{R}_Y, Σ) 的广义特征分解。
- (3) 若 p 未知, 则按参考文献[176~178]中的方法估计 p 。
- (4) 通过 (\mathbf{R}_Y, Σ) 的广义特征分解构造信号子空间矩阵 \mathbf{U}_s 。
- (5) 提取 Σ 的前 $m-1$ 行和后 $m-1$ 行建立矩阵 Σ_u, Σ_d 。
- (6) 根据式 (3-37) 计算 Φ 的 TLS 解, 步骤如下:
 - ① 建立 $m-1 \times 2p$ 矩阵 $\mathbf{O} = [\Sigma_u \mathbf{U}_s \quad \Sigma_d \mathbf{U}_s]$;
 - ② 计算其奇异值分解 $\mathbf{O} = \mathbf{U}_o \Sigma_o \mathbf{V}_o^H$;
 - ③ 将 $2p \times 2p$ 矩阵 \mathbf{V}_o 分块为 $\mathbf{V}_o = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11} & \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{21} & \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix}$, 其中 \mathbf{V}_{ij} ($i, j=1, 2$) 为 $p \times p$ 维子矩阵;
 - ④ TLS 解为 $\Phi = -\mathbf{V}_{12} \mathbf{V}_{22}^{-1}$ 。
- (7) 求解 Φ 的特征值 $\lambda_\phi(i)$ 。
- (8) 通过 $\lambda_\phi(i) = e^{-j2\pi\tau_i}$, $i=1, 2, \dots, p$ 估计未知时延。

5) Prony 算法[179]

Prony 算法基于室内信道响应的频域测量估计 TOA, 具有稳健、抗干扰能力高、分辨能力高、精确性好、带宽需求低等优点。

由于室内无线信道的多径问题, 所以一般假设接收信号包含原发射波形的延时及衰减版本的有限集合。这是由几何光学传播模型产生的离散光线路径的结果。因此, 信道冲激响应 $h(t)$ 及其傅里叶变换 H_n 可写为

$$h(t) = \sum_{k=0}^{p-1} a_k \delta(t - T_k) \quad (3-38)$$

$$H_n = \sum_{k=0}^{p-1} b_k \mu_k^n \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3-39)$$

式中, a_k, T_k 分别为第 k 条路径的幅度和时延; b_k, μ_k 分别由 $b_k = a_k \exp(-j\omega_0 T_k)$, $\mu_k = \exp(-j\omega_s T_k)$ 给出; ω_0 为研究频段的最低角频率; ω_s 为角频率采样间隔; N 为样本数。

假定有 N 个复数样本, Prony 算法将用 p 项复指数模型 \tilde{H}_n 估计 H_n :

$$\tilde{H}_n = \sum_{k=0}^{p-1} d_k e^{(\beta_k + j2\pi f_k)n + j\theta_k} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3-40)$$

式中, d_k 为复指数的幅度; β_k 为阻尼因子; f_k 为正弦信号频率; θ_k 为正弦信号初始相位。

式 (3-39) 的传递函数 H_n 精确地匹配了式 (3-40) 所表示的 Prony 模型, 其中 b_k, μ_k 为

复指数。由于数学描述可匹配物理过程，所以可把物理上的多径问题用数学模型中的 Prony 算法描述。在理想情况下，可以通过最小化 N 个数据的均方误差进行估计：

$$\varepsilon_T = \sum_{n=0}^{N-1} |H_n - \tilde{H}_n|^2 \quad (3-41)$$

3.1.2 TDOA 估计法

在室内定位中，基于到达时间差（TDOA）的定位方法一般采用发射天线同时发射两种不同传播速度的无线信号（这两种信号通常采用的是射频信号和超声波信号），接收天线根据这两种信号到达的时间差及已知信号的传播速度计算收、发天线之间的距离，再通过定位算法实现定位。此类定位系统的精度相对较高，比较适合室内环境的高精度目标定位。

1. 基本原理

TDOA 的基本原理是利用双曲线的特性——双曲线上的点到两焦点距离之差为定值。

TDOA 多天线定位系统的定位方式分为如下 3 步：

- (1) 测出两接收天线接收到的信号到达时间差；
- (2) 将该时间差转为距离，并代入双曲线方程，形成联立双曲线方程组；
- (3) 利用有效算法求解该联立方程组的解，即完成定位。

2. 数学描述

以图 3-4 中的天线 1、2 为焦点的双曲线为例，MS 到两点距离之差表示为

$$d_{21} = d_2 - d_1 = (t_2 - t_0)c - (t_1 - t_0)c = (t_2 - t_1)c \quad (3-42)$$

$$d_2^2 - d_1^2 = x_m^2 - 2x_2x_m + y_m^2 - 2y_2y_m \quad (3-43)$$

将式 (3-43) 代入式 (3-42) 可得

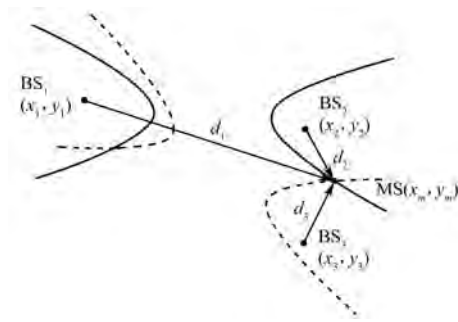


图 3-4 双曲线定位原理图

$$(d_{21} + d_1)^2 = k_2^2 - 2x_2x_m - 2y_2y_m + d_1^2 \quad (3-44)$$

式中， $k_2^2 = x_2^2 + y_2^2$ 。

将式 (3-44) 展开得

$$-x_2x_m - y_2y_m = d_{21}d_1 + \frac{1}{2}(d_{21}^2 - k_2^2) \quad (3-45)$$

将 $d_3^2 = (x_3 - x_m)^2 + (y_3 - y_m)^2$ 整理成下式:

$$-x_3x_m - y_3y_m = d_{31}d_1 + \frac{1}{2}(d_{31}^2 - k_3^2) \quad (3-46)$$

再写为矩阵形式:

$$\mathbf{H}\mathbf{x} = d_1\mathbf{c} + \mathbf{r} \quad (3-47)$$

$$\text{式中, } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_m \\ y_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} -d_{21} \\ -d_{31} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{r} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} k_2^2 - d_{21}^2 \\ k_3^2 - d_{31}^2 \end{bmatrix}。$$

则可得

$$\mathbf{x} = d_1\mathbf{H}^{-1}\mathbf{c} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{r} \quad (3-48)$$

经典的 TDOA 算法直接或间接利用信号互相关函数, 如最大似然算法、基于信息论的算法、广义互相关函数 (GCC)^[180~182]和基于高阶累积量^[183]的算法等。下面将给出 TDOA 问题的数学模型, 再分别介绍这几种算法。

3. TDOA 数学模型

原始信号 $s(t)$ 经过信道传播, 在加性噪声条件下, 两接收天线接收到的信号分别为 $x(t), y(t)$:

$$x(t) = A_1s(t - t_1) + w_1(t) \quad (3-49)$$

$$y(t) = A_2s(t - t_2) + w_2(t) \quad (3-50)$$

式中, A_1, A_2 为复振幅; $w_1(t), w_2(t)$ 为未知分布的零均值加性噪声; t_1, t_2 为信号传输时延 $t_1 \leq t_2$ 。

则式 (3-49) 和式 (3-50) 可改写为

$$\begin{cases} x(t) = s(t) + w_1(t) \\ y(t) = As(t - \tau) + w_2(t) \end{cases} \quad (3-51)$$

式中, $A = A_2/A_1$, 为两个接收信号幅度比值; $\tau = t_1 - t_2$ 即为待估计的到达时间差。TDOA 估计即是通过接收到的有限信号序列 $x(t), y(t)$ ($t = 0, 1, \dots, N-1$) 估计信号相对时延 τ 。

式 (3-51) 只是考虑阵元数 $L = 2$ 的情况, 当阵元数 $L > 2$ 时, 对式 (3-49) 和式 (3-50) 进行离散化并适当变换可得

$$x_l(n) = \alpha_l s(n - \tau_{l,1}) + w_l(n) \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3-52)$$

式中, α_l 为幅度衰落; $s(n)$ 为信号源; $\tau_{l,1}$ 为信号源到达第 l 个阵元的传播时延与到达第一个阵元的传播时延之差 (以第一个阵元为参考点); $w_l(n)$ 为独立的零均值高斯白噪声; $s(n)$ 与 $w_l(n)$ 相互独立。

同时, 设 $\tau_{2,1} = \tau$, 根据不同的阵列拓扑结构可把 $\tau_{i,j}$ 表示为 τ 的函数:

$$\tau_{i,j} = \tau_{i,1} - \tau_{j,1} = f_{i,j}(\tau) \quad (3-53)$$

对式 (3-52) 来说, TDOA 检测即是通过接收到的有限信号序列 $x_l(n)$ 来估计信号相对时延 τ 的。以下是两种到达时间差估计的常见算法。

1) 广义互相关函数算法

由式 (3-51) 计算出 $x(t), y(t)$ 的互相关函数:

$$R_{xy}(\tau) = E\{x(t)y(t+\tau)\} = AR_{ss}(\tau - D) + R_{w_1w_2}(\tau) \quad (3-54)$$

式中, D 为 TDOA 估计值; $R_{ss}(\tau)$ 为信号 $s(t)$ 的自相关函数; $R_{w_1w_2}(\tau)$ 为噪声 $w_1(t), w_2(t)$ 的互相关函数。

因为噪声和信号之间相互独立, 所以信号和噪声的互相关矩阵 R_{sw_1}, R_{sw_2} 均为零。根据相关函数性质有 $R(0) \geq R(\tau)$, 即相关函数在 $\tau=0$ 时取最大值。当 $R_{w_1w_2}(\tau)$ 为零或与 $R_{ss}(\tau)$ 相比较小时, $R_{xy}(\tau)$ 最大时所对应的 τ 为估计的 TDOA 值。为提高算法的抗干扰性能, 对 $x(t), y(t)$ 先经过滤波器 $H_1(f), H_2(f)$ 滤波, 再通过积分器在 $0 \sim T$ 范围内积分, 然后求平方, 最后检测输出的峰值, 此时峰值所对应的延时 τ 即为估计时延 \hat{D} 。

根据维纳-辛钦定理, $x(t), y(t)$ 的互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 和互功率谱密度函数 $S_{xy}(f)$ 的关系为

$$S_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3-55)$$

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{xy}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (3-56)$$

则滤波器的输出信号的互功率谱密度函数为

$$S_{x_f y_f}(f) = H_1(f) H_2^*(f) S_{xy}(f) \quad (3-57)$$

式中, $*$ 表示复共轭运算。

因此, 广义互相关函数为

$$R_{x_f y_f}^s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_s(f) S_{x_f y_f}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (3-58)$$

式中, $\psi_s(f) = H_1(f) H_2^*(f)$ 代表广义的频率加权, 即滤波函数系数。

由于信号序列 $x(t), y(t)$ 只有有限长度, 所以只能得到 $\hat{R}_{xy}(\tau), \hat{S}_{xy}(f)$ 的估计:

$$\hat{R}_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) y(t-\tau) dt \quad (3-59)$$

$$\hat{S}_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{R}_{xy}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3-60)$$

因此, 由式 (3-61) 可得到 $R_{xy}^s(\tau)$ 的估计:

$$\hat{R}_{x_f y_f}^s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_s(f) \hat{S}_{x_f y_f}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (3-61)$$

构造的 TDOA 检测函数 $\text{TDOA}(\tau)$ 如下:

$$\text{TDOA}(\tau) = \hat{R}_{x_f y_f}^s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_s(f) \hat{S}_{x_f y_f}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (3-62)$$

式 (3-65) 即为广义互相关函数, 其中 $\psi_s(f)$ 的合理选取可提高算法的分辨率或稳定性。

2) 基于高阶累积量的 TDOA 算法

TDOA 的广义互相关函数算法主要采用相关函数和功率谱密度来度量信号序列的统计特性, 它只利用了信号的一阶、二阶统计量, 既不能反映信号独立分量之间的相位信息, 也不能充分表达信号的非高斯部分的高阶信息。若将高阶累积量理论引入 TDOA 中, 则能

提供比功率谱更多的有用信息。

基于高阶累积量的 TDOA 算法采用与式 (3-51) 相同的定义, 其中 $s(t)$ 为非高斯平稳随机过程, $w_1(t), w_2(t)$ 是独立的平稳高斯噪声, 即 $R_{w_1 w_2}(\tau) = E\{w_1(t), w_2(t)\}$ 不等于零且未知。

因此, 有

$$R_{xy}(\tau) = AR_{ss}(\tau - D) + R_{w_1 w_2}(\tau) \quad (3-63)$$

当 $w_1(t), w_2(t)$ 具有很强相关性时, $R_{ss}(\tau - D), R_{w_1 w_2}(\tau)$ 均有峰值, 则互相关函数法不能正确估计时延。考察离散信号序列, 假设 TDOA 模型中的 t 为整数, 则其三阶累积量为

$$c_{xxx}(\tau, \rho) = E\{x(n)x(n+\tau)x(n+\rho)\} = c_{sss}(\tau, \rho) \quad (3-64)$$

$$c_{xyx}(\tau, \rho) = E\{x(n)y(n+\tau)x(n+\rho)\} = c_{sss}(\tau - D, \rho) \quad (3-65)$$

式中, $c_{sss}(\tau, \rho) = E\{S(n)S(n+\tau)S(n+\rho)\}$ 。

因为 $w_1(t), w_2(t)$ 为零均值高斯噪声, 所以噪声的三阶累积量为零。利用二维傅里叶变换, 得到累积量双谱:

$$B_{xxx}(\omega_1, \omega_2) = FT[c_{xxx}(\tau, \rho)] = B_{sss}(\omega_1, \omega_2) \quad (3-66)$$

$$B_{xyx}(\omega_1, \omega_2) = FT[c_{xyx}(\tau, \rho)] = B_{sss}(\omega_1, \omega_2)e^{j\omega_1 D} \quad (3-67)$$

定义函数 $I(\omega_1, \omega_2) = B_{xyx}(\omega_1, \omega_2) / B_{xxx}(\omega_1, \omega_2) = e^{j\omega_1 D}$, 则构造函数为

$$\text{TDOA}(\tau) = \int d\omega_1 \int I(\omega_1, \omega_2) e^{-j\omega_2 \tau} d\omega_2 = \int d\omega_1 \int e^{j\omega_1 D} e^{-j\omega_2 \tau} d\omega_2 = \delta(\tau - D) \quad (3-68)$$

式中, $\delta(t)$ 为冲激函数。

该式表明从理论上讲, TDOA(τ) 为一个冲激函数, 实际中可使用准则 $\hat{D} = \arg \max_{\tau} |\text{TDOA}(\tau)|$, $|\text{TDOA}(\tau)|$ 最大时所对应的 τ 值即为 D 的估计值 \hat{D} 。

3.1.3 AOA 估计法^[184]

AOA 定位也称三角测量, 即通过已知移动设备和多个接入点间的角度进行定位。在基于 AOA 的定位机制中, 接入点首先通过移动设备的到达方向计算接收节点和发射节点之间的相对方位或角度, 然后通过三角测量法计算出节点的位置。AOA 容易受到外界环境的影响, 如噪声、NLOS 问题等都会对测量结果产生不同影响。AOA 的定位精度一般劣于 TOA 系统, 尤其是当基础设备与移动设备间距离较大时, 该情况更为明显。AOA 的定位性能会随着接入点与移动设备间距离增大而降低。同时, AOA 需要额外的硬件, 有可能无法满足节点对硬件尺寸和功耗的要求, 且算法复杂度较高。因此, 其在应用上有较大的局限性。

1. 工作原理

AOA 是利用方向性天线测量信号的方向信息的。如图 3-5 所示, 利用两根天线做 AOA 定位时, 移动节点的位置与两天线位置的关系如下:

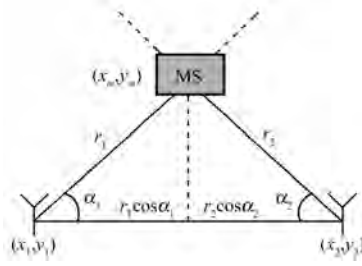


图 3-5 两根天线做 AOA 定位

$$\begin{bmatrix} x_m \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_1 \cos \alpha_1 \\ r_1 \sin \alpha_1 \end{bmatrix} \quad (3-69)$$

$$\begin{bmatrix} x_m \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_2 \cos \alpha_2 \\ r_2 \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (3-70)$$

式中, (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) 及 α_1, α_2 已知。

将式 (3-69) 与式 (3-70) 联立, 即可求得主动式标签坐标 (x_m, y_m) 。

AOA 定位法的优点是不需要与每一个天线做时间同步。AOA 的误差来源包括系统自身角度估计误差, 以及多路径效应所造成的误差。

下面将介绍如何进行信道参数估计及如何通过信道测量确定移动设备的 AOA。

2. 信号模型

传播信号为周期冲击信号 $u(t)$, 其功率为 P_u 。 M 个天线间隔分布为平行于二维空间 y 轴的线性天线阵列, 在 $[x, y]$ 第 m 个天线的位置为 $r_m = \left[0, \frac{(M-2m+1)\lambda}{4} \right]$ (λ 为信号波长),

传播信号通过 L 个不同路径传播并到达天线阵列。天线 m 的第 l 多径的接收信号为

$$s_m(t; \theta_l) = c_m(\phi_l) \alpha_l u(t - \tau_l) \quad (3-71)$$

式中, $c_m(\phi) = f_m(\phi) \exp\left(\frac{j2\pi e(\phi)r_m}{\lambda}\right)$ 且第 l 条路径到达的参数矢量 $\theta_l = [\tau_l, \phi_l, \alpha_l]$ 中的元素分别为相关时延、到达角和第 l 多径到达的复幅度。

第 m 条天线接收的总的叠加信号为

$$Y_m(t) = \sum_{l=1}^L s_m(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2}} N_m(t) \quad (3-72)$$

式中, $N_m(t)$ 是关于每根天线独立的复高斯噪声; 正数 N_0 为接收噪声功率。

3. 最大似然信道参数估计

对循环复高斯分布的独立成分变量 $[a, b]$, 其概率密度函数定义为

$$p(a, b) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left((a - \mu_a)^2 + (b - \mu_b)^2\right)\right] \quad (3-73)$$

取 $x = a + jb$, 则 $\mu = E\{x\} = \mu_a + j\mu_b$ 可用来简化上式, 为

$$p(x) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}|x - \mu|^2\right] \quad (3-74)$$

应用式 (3-72), 则 $E\{Y_m(t)\} = \sum_{l=1}^L s_m(t; \theta_l)$, 这是因为 $N_m(t)$ 为零均值噪声。对所有到达角 $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_L]$, 概率密度函数参数化为

$$p(Y(t); \theta) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left[-\frac{1}{N_0} \left|Y(t) - \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)\right|^2\right] \quad (3-75)$$

式中, $Y(t) = [Y_1(t), \dots, Y_M(t)]$ 是接收信号矢量; $s(t; \theta_l) = [s_1(t; \theta_l), \dots, s_M(t; \theta_l)]$ 。

鉴于 $|b|^2 = b^H b$, 则式 (3-75) 变为

$$p(Y(t); \theta) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left[-\frac{1}{N_0} \left(Y(t) - \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)\right)^H \left(Y(t) - \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)\right)\right] \quad (3-76)$$

式 (3-76) 取自然对数, 得

$$\Lambda(Y(t); \theta) = 2\Re\left\{\sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)^H Y(t)\right\} - \left|\sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)\right|^2 \quad (3-77)$$

由于矩阵符号 $S(t; \theta) = \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)$, 则式 (3-77) 可概括为

$$\Lambda(Y(t); \theta) = 2\Re\left\{S(t; \theta)^H Y(t)\right\} - |S(t; \theta)|^2 \quad (3-78)$$

假定参数在平稳信道内与时间无关, 去除对时间的依赖性, 则对数似然函数为

$$\Lambda(\theta; Y) = 2 \int_{D_0} \Re\left\{S(t; \theta)^H Y(t) dt\right\} - \int_{D_0} |S(t; \theta)|^2 dt \quad (3-79)$$

则参数的最大似然估计是 $\hat{\theta}$ 的集合, 即

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \{\Lambda(\theta; Y)\} \quad (3-80)$$

4. 期望最大化信道参数估计 (EM 算法)

EM 算法是一种迭代方法, 其利用完整数据可使参数估计过程更为简单的思路简化了 ML 估计。

完整数据 $x_l(t)$ 与不完整数据 $Y(t)$ 有关, 即

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L x_l(t) \quad (3-81)$$

在噪声环境中, 定义第 l 条路径的完整信号为

$$x_l(t) = s(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2L}} N_l(t) \quad (3-82)$$

式中, $N_l(t)$ 为具有单位方差的独立复高斯白噪声序列矢量。

完全数据集合中的噪声是在不完全数据中噪声的分解。

对数似然函数与 ML 中的不完全数据构成类似, 即

$$\Lambda(\theta_l; \hat{x}_l) = 2 \int_{D_0} \mathcal{R} \{ s^H(t; \theta_l) \hat{x}_l(t) \} dt - \int_{D_0} |s(t; \theta_l)|^2 dt \quad (3-83)$$

EM 算法有两个不同步骤：期望和最大化。

期望步骤也叫做信号分解，其利用先前估计出的信道参数 $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_L]$ 及观察的不完全数据 $Y(t)$ 估计完全数据，即

$$\hat{x}_l(t; \hat{\theta}) = s(t; \hat{\theta}_l) + \left[Y(t) - \sum_{p=1}^L s(t; \hat{\theta}_p) \right] \quad (3-84)$$

最大化步骤将上述对数似然函数最大化，以及在已知完全数据估计下产生新的参数估计，即

$$\hat{\theta}_l = \arg \max_{\theta_l} \{ \Lambda(\theta_l; \hat{x}_l) \} \quad (3-85)$$

3.1.4 RSSI 估计法

基于接收信号强度（RSSI）的定位算法是已知发射节点的发射信号强度，由接收节点根据收到信号的强度计算出信号的传播损耗，再利用理论和经验模型将传输损耗转化为距离，然后计算出节点的位置^[61]。

该方法的误差来源主要包括环境影响所造成的信号传播模型的建模复杂性、反射、多径传播、非视距、天线增益等。一般情况下，测得的功率与真实值之间存在误差（通常是由阻挡物引起的，也称为遮蔽因子），这使得简单地通过模型把测量到的接收功率换算为电磁波传播路径的方法会因引入极大的误差而不能使用。参考文献[61]通过引入随机变量——距离估计误差，对“距离—损耗”模型加以修正，使其由对数形式转化为多项式形式，并利用自适应迭代的方法，将遮蔽因子的影响减到最小。对数化“距离—损耗”模型的一般形式如下：

$$P = P_0 + 10n \lg \left(\frac{d}{d_0} \right) + \zeta \quad (3-86)$$

式中， d_0 是参考距离； P_0 是距离为 d_0 时接收到的信号强度； d 是收、发天线间的真实距离； ζ 是遮蔽因子，是均值为 0，均方差为 σ_{dB} 的正态随机变量； P 是接收信号强度； n 是路径损耗因子，不同环境对应于不同的因子。

对以上模型进行修正，如下式所示：

$$P = P_0 + 10n \lg \left(\frac{d+v}{d_0} \right) + \zeta \quad (3-87)$$

式中， v 为距离估计误差，其均值为 0，均方差为 σ_v 且 σ_v 为非常小的正数，所以 v 是一个变化很小的随机变量，满足 $0 \leq \left| \frac{v}{d} \right| \ll 1$ ， $\lg(d+v) = \lg(d) + \lg \left(1 + \frac{v}{d} \right) \approx \lg(d)$ ，不足以影响 ζ

的分布，于是，真实距离为 $d = d_0 \times 10^{\frac{P-P_0-\zeta}{10n}} - v$ ，测量距离为 $\tilde{d} = d_0 \times 10^{\frac{P-P_0}{10n}}$ 。真实距离和测量距离之间满足

$$d = \tilde{d} \times 10^{\frac{-\zeta}{10n}} - v \quad (3-88)$$

设共有 M 个参考位置 (x_i, y_i) , $i=1, 2, \dots, M$, 则有

$$\tilde{d}_i = d_0 \times 10^{\frac{P_i - P_0}{10n}}, \quad d_i = \tilde{d}_i \times 10^{\frac{-\zeta_i}{10n}} - v_i \quad (3-89)$$

又因为实际距离和各参考位置之间的关系为

$$d_i^2 = (x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 = K_i - 2x_i x - 2y_i y + R \quad (3-90)$$

式中, $K_i = x_i^2 + y_i^2$, $R = x^2 + y^2$ 。

所以有

$$\begin{pmatrix} d_1^2 - K_1 \\ d_2^2 - K_2 \\ \vdots \\ d_M^2 - K_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -2x_1 & -2y_1 & 1 \\ -2x_2 & -2y_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_M & -2y_M & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ R \end{pmatrix} \quad (3-91)$$

$$\text{令 } \mathbf{h} = \begin{pmatrix} \tilde{d}_1^2 - K_1 \\ \tilde{d}_2^2 - K_2 \\ \vdots \\ \tilde{d}_M^2 - K_M \end{pmatrix}, \quad \mathbf{G}_a = \begin{pmatrix} -2x_1 & -2y_1 & 1 \\ -2x_2 & -2y_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_M & -2y_M & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{Z}_a = \begin{pmatrix} \hat{x}_a \\ \hat{y}_a \\ \hat{R}_a \end{pmatrix}, \text{ 并定义误差向量 } \boldsymbol{\Psi} = \mathbf{h} - \mathbf{G}_a \mathbf{Z}_a,$$

于是用 ML 估计可得

$$\mathbf{Z}_a = \arg \min \{ \boldsymbol{\Psi}^T \boldsymbol{\Phi}^{-1} \boldsymbol{\Psi} \} = (\mathbf{G}_a^T \boldsymbol{\Phi}^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \mathbf{G}_a^T \boldsymbol{\Phi}^{-1} \mathbf{h} \quad (3-92)$$

自相关矩阵为

$$\text{cov}(\mathbf{Z}_a) = \mathbf{E}[\Delta \mathbf{Z}_a \Delta \mathbf{Z}_a^T] = (\mathbf{G}_a^T \boldsymbol{\Phi}^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \quad (3-93)$$

式中, $\mathbf{B} = \text{diag}\{\tilde{d}_1, \tilde{d}_2, \dots, \tilde{d}_M\}$; $\boldsymbol{\Phi} \approx 4c^2 \mathbf{B} \mathbf{Q} \mathbf{B}$; $\mathbf{Q} = \text{diag}\{\sigma_{v1}^2, \sigma_{v2}^2, \dots, \sigma_{vM}^2\}$ 。

由于式 (3-92) 中没有考虑 \mathbf{Z}_a 个元素之间的相关性, 于是需要进一步对 \mathbf{Z}_a 进行相关处理。

由 ML 估计得

$$\mathbf{Z}_p = (\mathbf{G}_a^T \boldsymbol{\Phi}'^{-1} \mathbf{G}_a')^{-1} \mathbf{G}_a^T \boldsymbol{\Phi}'^{-1} \mathbf{h}' \approx (\mathbf{G}_a'^T \mathbf{B}'^{-1} \text{cov}(\mathbf{Z}_a)^{-1} \mathbf{B}'^{-1} \mathbf{G}_a')^{-1} \mathbf{G}_a'^T \mathbf{B}'^{-1} \text{cov}(\mathbf{Z}_a)^{-1} \mathbf{B}'^{-1} \mathbf{h}' \quad (3-94)$$

$$\text{式中, } \mathbf{h}' = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_a(1)^2 \\ \mathbf{Z}_a(2)^2 \\ \mathbf{Z}_a(3)^2 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{G}_a' = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{Z}_p = \begin{pmatrix} \hat{x}_p^2 \\ \hat{y}_p^2 \end{pmatrix}; \quad \boldsymbol{\Phi}' \approx 4c^2 \mathbf{B}' \text{cov}(\mathbf{Z}_a) \mathbf{B}'; \quad \mathbf{B}' = \text{diag}\{\hat{x}, \hat{y}, 0.5\}。$$

于是有

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_p \\ \hat{y}_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{sgn}(\mathbf{Z}_a(1)) \cdot \sqrt{\mathbf{Z}_p(1)} \\ \text{sgn}(\mathbf{Z}_a(2)) \cdot \sqrt{\mathbf{Z}_p(2)} \end{pmatrix} \quad (3-95)$$

由于遮蔽因子的存在, 导致测量到的距离和实际距离相差很大, 从而使得估计的位置很不可靠。下面介绍自适应迭代的方法, 它会逐次减小由于遮蔽引起的距离测量的不精确性。其具体过程如下。

设第 k 次迭代中得到的移动台的估计位置为 $(\hat{x}_p^k, \hat{y}_p^k)$, 则有

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_p^k \\ \hat{y}_p^k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{sgn}(\mathbf{Z}_a^k(1))\sqrt{\mathbf{Z}_p^k(1)} \\ \text{sgn}(\mathbf{Z}_a^k(2))\sqrt{\mathbf{Z}_p^k(2)} \end{pmatrix} \quad (3-96)$$

$$\mathbf{Z}_a^k = [\mathbf{G}_a^T (\boldsymbol{\Phi}^{k-1})^{-1} \mathbf{G}_a]^{-1} \mathbf{G}_a^T (\boldsymbol{\Phi}^{k-1})^{-1} \mathbf{h}^{k-1} \quad (3-97)$$

$$\mathbf{Z}_p^k \approx [\mathbf{G}_a'^T (\mathbf{B}^k)^{-1} \text{cov}(\mathbf{Z}_a^k)^{-1} (\mathbf{B}^k)^{-1} \mathbf{G}_a'^T]^{-1} \mathbf{G}_a'^T (\mathbf{B}^k)^{-1} \text{cov}(\mathbf{Z}_a^k)^{-1} (\mathbf{B}^k)^{-1} \mathbf{H}^k \quad (3-98)$$

$$\text{式中, } \mathbf{h}^{k-1} = \begin{pmatrix} (d_1^{k-1})^2 - K_1 \\ (d_2^{k-1})^2 - K_2 \\ \vdots \\ (d_M^{k-1})^2 - K_M \end{pmatrix}; \mathbf{G}_a = \begin{pmatrix} -2x_1 & -2y_1 & 1 \\ -2x_2 & -2y_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_M & -2y_M & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{H}^k = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_a^k(1)^2 \\ \mathbf{Z}_a^k(2)^2 \\ \mathbf{Z}_a^k(3)^2 \end{pmatrix}; \mathbf{B}^k = \text{diag}\{\mathbf{Z}_a^k(1), \mathbf{Z}_a^k(2), 0.5\};$$

$$\boldsymbol{\Phi}^{k-1} \approx 4c^2 \text{diag}\{\dot{d}_1^{k-1}, \dot{d}_2^{k-1}, \dots, \dot{d}_M^{k-1}\} \times \mathbf{Q} \times \text{diag}\{\dot{d}_1^{k-1}, \dot{d}_2^{k-1}, \dots, \dot{d}_M^{k-1}\}。$$

\dot{d}_i^{k-1} 是第 $k-1$ 次迭代得到的移动台到参考点的传播路径长度, 而初始值 $\dot{d}_i^0 = \tilde{d}_i$, 于是估计出的移动台位置到各参考点的距离为

$$\hat{d}_i^k = \sqrt{(\hat{x}_p^k - x_i)^2 + (\hat{y}_p^k - y_i)^2} \quad (3-99)$$

为了使估计位置逐步向真实位置靠拢, 可用第 k 次迭代得到的传播距离 \hat{d}_i^k 来修正 \hat{d}_i^{k-1} , 其目的是使路径损耗逐步减小, 即传播距离减小, 直至接近移动台和参考点之间的距离为止。

由“距离—损耗”模型可以把迭代过程中得到的伪距离转化为伪接收强度:

$$P_i^k = P_0 + 10n \lg \left(\frac{\hat{d}_i^k}{d_0} \right) \quad (3-100)$$

$$\dot{P}_i^{k-1} = P_0 + 10n \lg \left(\frac{\dot{d}_i^{k-1}}{d_0} \right) \quad (3-101)$$

对 \dot{P}_i^{k-1} 进行修正采取的原则是: 当 $\dot{P}_i^{k-1} > P_i^k$ 时, 令 $\frac{\dot{P}_i^{k-1} - P_i^k}{\dot{P}_i^{k-1} - P_i^k} = \lambda$, 其中 λ 是比例常数,

否则不进行修正, 即

$$\dot{P}_i^k = \begin{cases} \frac{\dot{P}_i^{k-1} + \lambda P_i^k}{1 + \lambda} & \dot{P}_i^{k-1} > P_i^k \\ \dot{P}_i^{k-1} & \dot{P}_i^{k-1} \leq P_i^k \end{cases} \quad (3-102)$$

$$\dot{d}_i^k = d_0 \times 10^{\frac{\dot{P}_i^k - P_0}{10n}} \quad (3-103)$$

显然, 选择合适的 λ 将使迭代的次数大大减少, 即大幅度提高收敛的速度。

当 $k=1$ 时, 对迭代过程进行初始化, 即

$$\dot{P}_i^1 = \begin{cases} \frac{\dot{P}_i^0 + \lambda P_i^1}{1 + \lambda} & \dot{P}_i^0 > P_i^1 \\ P_0 + 10n \lg\left(\frac{d_{\max}}{d_0}\right) & \dot{P}_i^0 \leq P_i^1 \end{cases} \quad (3-104)$$

式中, \dot{P}_i^0 是实际测得的用户 RSSI; d_{\max} 是被测空间中最大的直线距离。

正确选择 λ 值, 可以使估计位置越来越精确。迭代终止的条件为找到最小的自然数 K , 使之满足

$$\dot{P}_i^{K+1} = \dot{P}_i^K \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3-105)$$

即移动台和参考点之间的距离收敛, 这样就可以用 ML 算法来进行较为准确的估计。

3.1.5 混合定位算法

混合定位就是将一种或几种方法结合起来, 以期得到较好的估计结果的定位方法, 如 AOA/TOA、AOA/TDOA、TDOA/TOA。针对不同情况应制定不同无线局域网定位策略; 当网络资源不够时, 可以将几种技术结合起来, 用较少的硬件系统来实现定位。例如, 使用 TOA / AOA 混合定位的计算公式为

$$\begin{cases} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 = r_1^2 \\ \text{tg}(\theta) = \frac{y - y_1}{x - x_1} \end{cases} \quad (3-106)$$

1. TOA/AOA 混合算法^[185]

下面所介绍的混合近似最大似然 (HAML) 方法采用 TOA/AOA 测量值, 可达到很好的性能, 而且它仅需两个基站, 避免了网络负荷的问题。

参数矢量为

$$\Delta_H = [\delta_1 \quad \delta_2 \quad \beta]^T \quad (3-107)$$

式中, $\delta_i = ct_i (i = 1, 2)$, 其中 t_i 为第 i 个 BS 所测 TOA, c 为光速; β 是基站处受加性零均值高斯噪声干扰的 AOA。AOA 噪声方差为 var_{AOA} , 且 AOA 噪声与 TOA 的噪声相互独立。

协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_H = \begin{bmatrix} \text{var}_{\text{TOA}_1} & & \\ & \text{var}_{\text{TOA}_2} & \\ & & \text{var}_{\text{AOA}} \end{bmatrix} \quad (3-108)$$

令矢量 $\theta = [x \ y]^T$, 其中 (x, y) 为 MS 坐标; 令 $\mathbf{R}_H(\theta) = [r_1 \ r_2 \ \alpha]^T$, 其中 $r_i^2 = s + k_i - 2xx_i - 2yy_i$, (x_i, y_i) 为第 i 个 BS 坐标且

$$\begin{cases} s = x^2 + y^2 \\ k_i = x_i^2 + y_i^2 \\ \alpha = \arctan(y/x) \end{cases} \quad (3-109)$$

不失一般性, 假定服务基站位于原点(0,0)。给定 θ , 则 Δ_H 的条件概率密度函数为

$$f(\Delta_H|\theta) = (2\pi)^{-3/2} \det(\mathbf{Q}_H)^{-1/2} \exp\left\{-\frac{J_H}{2}\right\} \quad (3-110)$$

式中,

$$J_H = \sum_{i=1}^2 \frac{(\delta_i - r_i)^2}{\text{var}_{\text{TOA}_i}} + \frac{(\beta - \alpha)^2}{\text{var}_{\text{AOA}}} \quad (3-111)$$

因此, ML估计就是求最小化 J_H 的矢量 θ 。

令 $\frac{\partial J_H}{\partial \theta} = 0$, 产生如下等式:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^2 \frac{(x - x_i)(r_i - \delta_i)}{\text{var}_{\text{TOA}_i} r_i} + \frac{(y - y_1)(\beta - \alpha)}{\text{var}_{\text{AOA}} r_1^2} = 0 \\ \sum_{i=1}^2 \frac{(y - y_i)(r_i - \delta_i)}{\text{var}_{\text{TOA}_i} r_i} + \frac{(x - x_1)(\beta - \alpha)}{\text{var}_{\text{AOA}} r_1^2} = 0 \end{cases} \quad (3-112)$$

令 $r_i - \delta_i = (r_i^2 - \delta_i^2)/(r_i + \delta_i)$, 则式(3-112)变为

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^2 p_i (s + k_i - \delta_i^2) = \sum_{i=1}^2 p_i (2x_i x + 2y_i y) - 2w(y - y_1) \\ \sum_{i=1}^2 q_i (s + k_i - \delta_i^2) = \sum_{i=1}^2 q_i (2x_i x + 2y_i y) - 2w(x - x_1) \end{cases} \quad (3-113)$$

式中, $p_i = (x - x_i)/(\text{var}_{\text{TOA}_i} (r_i + \delta_i))$; $q_i = (y - y_i)/(\text{var}_{\text{TOA}_i} (r_i + \delta_i))$; $w = 1/2(\beta - \alpha)/(\text{var}_{\text{AOA}} r_1^2)$ 。

写成矩阵形式, 为

$$2\mathbf{A}\theta = \mathbf{b}_1 s + \mathbf{b}_2 \quad (3-114)$$

式中, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^2 p_i x_i & \sum_{i=1}^2 p_i y_i - w \\ \sum_{i=1}^2 q_i x_i + w & \sum_{i=1}^2 q_i y_i \end{bmatrix}$; $\mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^2 p_i \\ \sum_{i=1}^2 q_i \end{bmatrix}$; $\mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^2 p_i (k_i - \delta_i^2) - 2wy_1 \\ \sum_{i=1}^2 q_i (k_i - \delta_i^2) + 2wx_1 \end{bmatrix}$ 。

利用最小二乘估计得

$$\begin{cases} x = \theta(1) = \frac{1}{2}(\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}_1)(1)s + \frac{1}{2}(\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}_2)(1) = as + b \\ y = \theta(2) = \frac{1}{2}(\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}_1)(2)s + \frac{1}{2}(\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}_2)(2) = a's + b' \end{cases} \quad (3-115)$$

将式(3-115)代入式(3-109)得

$$(as + b)^2 + (a's + b')^2 = s \quad (3-116)$$

为计算初始估计, 首先考虑无噪情况, 即

$$s + k_i - \delta_i^2 = 2(xx_i + yy_i) \quad (3-117)$$

$$(x - x_1)\sin\beta - (y - y_1)\cos\beta = 0 \quad (3-118)$$

表示为矩阵形式, 得

$$\mathbf{B}\theta = \frac{1}{2}\mathbf{c}_1s + \mathbf{c}_2 \quad (3-119)$$

$$\text{式中, } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ \sin \beta & -\cos \beta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(k_1 - \delta_1^2) \\ \frac{1}{2}(k_2 - \delta_2^2) \\ x_1 \sin \beta - y_1 \cos \beta \end{bmatrix}。$$

则可通过 LS 得到初始位置, 即

$$\theta = \frac{1}{2}(\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \{\mathbf{c}_1s + \mathbf{c}_2\} \quad (3-120)$$

2. 基于二步最小二乘的 TOA / RSS 定位算法^[173]

如图 3-6 所示为 TOA / RSS 定位技术的定位原理图, 图中的实线部分为 TOA 测量值转换过来的距离测量值形成的圆, 虚线部分为 RSS 测量值转换过来的距离测量值形成的圆。由于误差的存在, 所以这些圆不再相交于一点, 而移动站的位置位于所有圆形成的重叠区域内。

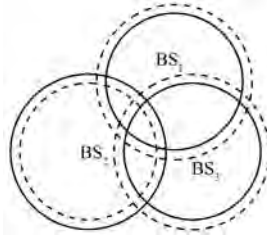


图 3-6 TOA/RSS 定位技术的定位原理图

假设移动站位置为 (x, y) , 基站位置为 (x_i, y_i) , 第 1 个基站位于原点, 则第 i 个基站到移动站的距离测量值可建模为

$$\tilde{r}_i = r_i + n_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} + n_i \quad (3-121)$$

对式 (3-121) 取平方并进行整理, 可得

$$2x_i x + 2y_i y - (x^2 + y^2) = x_i^2 + y_i^2 - r_i^2 \quad (3-122)$$

第 i 个基站到移动站之间的信号损失强度可建模为

$$P_{it} = -10n_p \log_{10}(r_i) \quad (3-123)$$

化简式 (3-123) 可得

$$r_i = 10^{-P_{it}/(10n_p)} \quad (3-124)$$

对式 (3-124) 取平方并进行整理, 可得

$$2x_i x + 2y_i y - (x^2 + y^2) = x_i^2 + y_i^2 - 10^{-P_{it}/(5n_p)} \quad (3-125)$$

由于基站 1 位于原点, 所以 $r_1^2 = x^2 + y^2$ 。

以 x , y 和 r_1^2 为待求的未知参量, 将式 (3-122) 和式 (3-125) 写成矩阵形式, 可得

$$\mathbf{GZ} = \mathbf{Y} \quad (3-126)$$

$$\text{式中, } \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 2x_1 & 2y_1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2x_N & 2y_N & -1 \\ 2x_1 & 2y_1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2x_N & 2y_N & -1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ r_1^2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} x_1^2 + y_1^2 - r_1^2 \\ \vdots \\ x_N^2 + y_N^2 - r_N^2 \\ x_1^2 + y_1^2 - 10^{-p_{ti}/(5n_p)} \\ \vdots \\ x_N^2 + y_N^2 - 10^{-p_{Ni}/(5n_p)} \end{bmatrix}。$$

式 (3-126) 的最大似然解为

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{Y} \quad (3-127)$$

式中, $\text{cov}(\mathbf{e})$ 为误差矢量 \mathbf{e} 的协方差矩阵:

$$\text{cov}(\mathbf{e}) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_r \end{bmatrix} \quad (3-128)$$

式中,

$$\begin{cases} \mathbf{B}_t = \text{diag} \left\{ \left[4r_1^2 \sigma_r^2 \quad \cdots \quad 4r_N^2 \sigma_r^2 \right] \right\} \\ \mathbf{B}_r = \text{diag} \left\{ \left[\left(\frac{\ln 10}{5n_p} 10^{-p_{ti}/(5n_p)} \right)^2 \sigma_{\text{dB}}^2 \quad \cdots \quad \left(\frac{\ln 10}{5n_p} 10^{-p_{Ni}/(5n_p)} \right)^2 \sigma_{\text{dB}}^2 \right] \right\} \end{cases}$$

式 (3-127) 即为 \mathbf{Z} 的第一步加权解。

为了得到 \mathbf{Z} 的第二步加权解, 需要求解 \mathbf{Z} 的协方差矩阵, 这里采用扰动分析方法求解 \mathbf{Z} 的协方差矩阵。对式 (3-127) 进行泰勒展开, 并忽略二次项, 可得到

$$\Delta \mathbf{Z} = (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \Delta \mathbf{Y} \quad (3-129)$$

式中, $\Delta \mathbf{Z} = [\Delta x \quad \Delta y \quad \Delta r_1^2]^T$ 为 \mathbf{Z} 的扰动分量;

$$\Delta \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} -2r_1 \Delta r_1 & \cdots & -2r_N \Delta r_N & \left(\frac{\ln 10}{5n_p} 10^{-p_{ti}/(5n_p)} \right) \Delta P_t & \cdots & \left(\frac{\ln 10}{5n_p} 10^{-p_{Ni}/(5n_p)} \right) \Delta P_{Ni} \end{bmatrix}^T。$$

由式 (3-125) 可得 \mathbf{Z} 的协方差矩阵:

$$\begin{aligned} \text{cov}(\mathbf{Z}) &= E(\Delta \mathbf{Z} \Delta \mathbf{Z}^T) \\ &= (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \Delta \mathbf{Y} \Delta \mathbf{Y}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G} (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \\ &= (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \text{cov}(\mathbf{e}) \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G} (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \\ &= (\mathbf{G}^T \text{cov}(\mathbf{e})^{-1} \mathbf{G})^{-1} \end{aligned} \quad (3-130)$$

在第一步加权解中未考虑到 x , y 和 r_1^2 之间的相关性, 但实际上存在 $r_1^2 = x^2 + y^2$ 的关系, 因此这里利用这种相关性来改进定位结果, 以得到第二步加权解。

\mathbf{Z} 的前三项可表示为

$$Z_1 = x + \delta_1, Z_2 = y + \delta_2, Z_3 = r_1^2 + \delta_3 \quad (3-131)$$

式中, $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ 为 \mathbf{Z} 的估计误差。

将式 (3-131) 重组, 可得到

$$\mathbf{e}' = \mathbf{Y}' - \mathbf{G}'\mathbf{Z}' \quad (3-132)$$

$$\text{式中, } \mathbf{Y}' = \begin{bmatrix} Z_1^2 \\ Z_2^2 \\ Z_3^2 \end{bmatrix}; \mathbf{G}' = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{Z}' = \begin{bmatrix} Z_1' \\ Z_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^2 \\ y^2 \end{bmatrix}, \mathbf{e}' = \begin{bmatrix} e_1' \\ e_2' \\ e_3' \end{bmatrix} \text{ 为误差矢量。}$$

将式 (3-131) 代入式 (3-132), 并忽略二次项得

$$\begin{cases} e_1' = 2x\delta_1 + \delta_1^2 \approx 2x\delta_1 \\ e_2' = 2y\delta_2 + \delta_2^2 \approx 2y\delta_2 \\ e_3' = \delta_3 \end{cases} \quad (3-133)$$

由式 (3-133) 可求得 \mathbf{e}' 的协方差矩阵

$$\text{cov}(\mathbf{e}') = E(\mathbf{e}'\mathbf{e}'^T) = \mathbf{D}\{\text{cov}(\mathbf{Z})\}\mathbf{D} \quad (3-134)$$

式中, $\mathbf{D} = \text{diag}\{[2x \ 2y \ 1]\}$ 。

式 (3-132) 的解为

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}' &= \arg \min \{(\mathbf{Y}' - \mathbf{G}'\mathbf{Z}')^T \text{cov}(\mathbf{e}')^{-1} (\mathbf{Y}' - \mathbf{G}'\mathbf{Z}')\} \\ &= (\mathbf{G}'^T \text{cov}(\mathbf{e}')^{-1} \mathbf{G}')^{-1} \mathbf{G}'^T \text{cov}(\mathbf{e}')^{-1} \mathbf{Y}' \end{aligned} \quad (3-135)$$

该式中的 $\text{cov}(\mathbf{e}')$ 中的 \mathbf{D} 含有未知的移动站位置, 因此使用 \mathbf{Z} 近似, 即

$$\mathbf{D} \approx \text{diag}([2Z_1 \ 2Z_2 \ 1]) \quad (3-136)$$

最后得移动站的位置为

$$\mathbf{Z}_p = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(Z_1 \sqrt{Z_1'}) \\ \text{sign}(Z_2 \sqrt{Z_2'}) \end{bmatrix} \quad (3-137)$$

因此, 整个算法归纳为:

- (1) 通过式 (3-127) 得到移动站的第一步加权解;
- (2) 通过式 (3-134) 和式 (3-136), 求解出第二步计算中所需的加权矩阵 $\text{cov}(\mathbf{e}')$, 将加权矩阵 $\text{cov}(\mathbf{e}')$ 代入式 (3-135) 得到 \mathbf{Z}' ;
- (3) 最后将 \mathbf{Z}' 代入式 (3-137) 得到移动站位置。

3.1.6 多维标度算法 (MDS)

多维标度 (MDS) 算法不依赖于传统的定位方程, 由包含距离信息的数据驱动, 在可视化信息分析和数据探测分析及心理测试数据分析方面有着广泛的应用。经典多维标度 (Classic MDS) 算法采用了欧几里得距离作为目标间的相似性度量。在目标间的欧几里得距离给定之后, Classic MDS 算法可以确定在低维欧几里得空间中目标间的相对位置。下面先对以原点为质心的 Classic MDS 算法原理进行介绍, 再推广到以任一点为质心的 Classic MDS 算法。

1. 以原点为质心的 Classic MDS 算法

$$\mathbf{X}_{n \times m} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{i1} & x_{i2} & \cdots & x_{im} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n1} & x_{n2} & \cdots & x_{nm} \end{bmatrix} \quad (3-138)$$

将式 (3-138) 定义为蜂窝移动台定位问题中 n 个基站的坐标矩阵, 并将坐标空间定义为 m 维矢量 $[x_{i1} \ x_{i2} \ \cdots \ x_{im}]$ ($i=1, 2, \dots, n$)。基站 i 和基站 j 间的距离平方表示为

$$d_{ij}^2(\mathbf{X}) = d_{ij}^2 = \sum_{a=1}^m (x_{ia} - x_{ja})^2 = \sum_{a=1}^m (x_{ia}^2 + x_{ja}^2 - 2x_{ia}x_{ja}) \quad (3-139)$$

距离矩阵为

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & d_{12}^2 & \cdots & d_{1m}^2 \\ d_{21}^2 & 0 & \cdots & d_{2m}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{n1}^2 & d_{n2}^2 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (3-140)$$

式 (3-140) 可以分解为

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \sum_{a=1}^m \begin{bmatrix} x_{1a}^2 & x_{1a}^2 & \cdots & x_{1a}^2 \\ x_{2a}^2 & x_{2a}^2 & \cdots & x_{2a}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{na}^2 & x_{na}^2 & \cdots & x_{na}^2 \end{bmatrix} + \sum_{a=1}^m \begin{bmatrix} x_{1a}^2 & x_{2a}^2 & \cdots & x_{na}^2 \\ x_{1a}^2 & x_{2a}^2 & \cdots & x_{na}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{1a}^2 & x_{2a}^2 & \cdots & x_{na}^2 \end{bmatrix} - \\ &\quad 2 \sum_{a=1}^m \begin{bmatrix} x_{1a}x_{1a} & x_{1a}x_{2a} & \cdots & x_{1a}x_{na} \\ x_{2a}x_{1a} & x_{2a}x_{2a} & \cdots & x_{2a}x_{na} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{na}x_{1a} & x_{na}x_{2a} & \cdots & x_{na}x_{na} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{C}\mathbf{I}^T + \mathbf{I}\mathbf{C}^T - 2 \sum_{a=1}^m \mathbf{x}_a \mathbf{x}_a^T \\ &= \mathbf{C}\mathbf{I}^T + \mathbf{I}\mathbf{C}^T - 2\mathbf{X}\mathbf{X}^T \end{aligned} \quad (3-141)$$

式中,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \sum_{a=1}^m x_{1a}^2 & \sum_{a=1}^m x_{2a}^2 & \cdots & \sum_{a=1}^m x_{na}^2 \end{bmatrix}^T \quad (3-142)$$

$$\mathbf{x}_a = [x_{1a} \quad x_{2a} \quad \cdots \quad x_{na}]^T \quad (3-143)$$

$$\mathbf{I} = [1 \quad 1 \quad \cdots \quad 1]_{1 \times n}^T \quad (3-144)$$

若对距离矩阵 \mathbf{D} 做双中心变换, 则有

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2}\mathbf{J}\mathbf{D}\mathbf{J} &= -\frac{1}{2}\mathbf{J}(\mathbf{C}\mathbf{I}^T + \mathbf{I}\mathbf{C}^T - 2\mathbf{X}\mathbf{X}^T)\mathbf{J} \\ &= -\frac{1}{2}\mathbf{J}\mathbf{C}\mathbf{0}^T - \frac{1}{2}\mathbf{0}\mathbf{C}^T\mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{X}^T\mathbf{J} \end{aligned} \quad (3-145)$$

$$\begin{aligned} &= \left[\mathbf{X} - \mathbf{I} \left(\frac{\mathbf{I}}{n} \mathbf{X}^T \mathbf{I} \right)^T \right] \left[\mathbf{X} - \mathbf{I} \left(\frac{\mathbf{I}}{n} \mathbf{X}^T \mathbf{I} \right)^T \right]^T \\ \mathbf{J} &= \mathbf{I} - n^{-1} \mathbf{I}\mathbf{I}^T \end{aligned} \quad (3-146)$$

式中, \mathbf{I} 为 n 阶的单位矩阵。

定义

$$\mathbf{x}_c^T = \frac{1}{n} \mathbf{I}^T \mathbf{X}^T \quad (3-147)$$

为多维标度算法中的质心, 并以此质心作为坐标原点, 得到内积矩阵:

$$\mathbf{B}_c = (\mathbf{X} - \mathbf{I}\mathbf{x}_c^T)(\mathbf{X} - \mathbf{I}\mathbf{x}_c^T)^T \quad (3-148)$$

式中, \mathbf{B}_c 是非负定矩阵。

根据余弦定理有

$$\begin{aligned} [\mathbf{B}_c]_{ij} &= (\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_c)^T (\mathbf{x}_j - \mathbf{x}_c) \\ &= \frac{1}{2} (d_{ic}^2 + d_{jc}^2 - d_{ij}^2) \end{aligned} \quad (3-149)$$

式中, \mathbf{x}_i 到目标 \mathbf{x}_j 的距离定义为 d_{ij} ; 目标 i 到质心坐标 \mathbf{x}_c 的距离定义为 d_{ic} , d_{jc} 的定义与 d_{ic} 相同。

对标量积矩阵 \mathbf{B}_c 进行特征值分解, 有

$$\mathbf{B}_c = \mathbf{U}\mathbf{V}\mathbf{U}^T \quad (3-150)$$

再经过旋转变换, 有

$$\mathbf{X}^r = \mathbf{U}\mathbf{V}^{1/2} \quad (3-151)$$

2. 任意点为质心的多维标度方法

Classic MDS 算法的质心选择并不唯一, 如果选择任意点为质心, 则其算法描述如下:

$$\mathbf{X}_s = \mathbf{X} - \mathbf{I}\mathbf{x}_s^T = \mathbf{X} - \mathbf{I}\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{X} = (\mathbf{I} - \mathbf{I}\boldsymbol{\omega}^T) \mathbf{X} = \mathbf{P}_\omega \mathbf{X} \quad (3-152)$$

当 $\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{I} = 1$ 时, 对距离矩阵做双中心变换有:

$$\begin{aligned}
B_s &= -\frac{1}{2}P_\omega DP_\omega = -\frac{1}{2}P_\omega(CI^T + IC^T - 2XX^T)P_\omega \\
&= -\frac{1}{2}JC0^T - \frac{1}{2}0C^TJ + P_\omega XX^T P_\omega \\
&= [X - I\omega^T X][X - I\omega^T X]^T = X_s X_s^T
\end{aligned} \tag{3-153}$$

式中, X_s 是目标坐标平移变换之后的结果。

3. 仿真实验

这里的仿真实验评估了几种常见的 MDS 算法在直视环境中的性能, 主要包括 cheung 等提出的以原点为质心的经典多维标度算法 (Classical MDS) [186] 和修正多维标度算法 (Modified MDS), 本书作者万群等提出的以移动站坐标为质心的子空间方法 (Subspace Method) [91], Chen 等提出的加权经典多维标度算法 (Weighted Classical MDS) [187], 加权修正多维标度算法 (Weighted Modified MDS), Wei 提出的加权子空间方法 (Weighted Subspace) [94]。同时, 在仿真实验中还引入了克拉美罗下界。

均方误差表达式为

$$MSPE = E\left[(\hat{x}_0 - x_0)^T (\hat{x}_0 - x_0)\right] \tag{3-154}$$

方差表达式为

$$\sigma_i^2 = d_i^2 / \text{SNR} \tag{3-155}$$

式中, SNR 表示估计问题中的信噪比; d_i 表示移动站到基站的真实距离。

假设 9 个基站的坐标为 (0, 0) m, (0, 5000) m, (5000, 5000) m, (5000, 0) m, (5000, -5000) m, (-5000, 0) m, (-5000, -5000) m, (0, -5000) m 和 (-5000, 5000) m。每次都是进行 10000 次独立实验, 然后对均方误差取平均值的。

将移动站固定在 (-3000, -300) m 坐标位置进行仿真实验。图 3-7 描述了信噪比在 30dB 时, 各 MDS 算法根据基站数的定位性能。图 3-8 描述了基站数目是 6 时, 各 MDS 算法的定位性能随信噪比的变化。

从图 3-7 可以看出, 修正的 MDS (Modified MDS) 与子空间方法 (Subspace Method) 拥有一致的定位性能, 而加权经典多维标度算法、加权修正多维标度算法及加权子空间算法在基站数变化时均能达到克拉美罗下界。

从图 3-8 可知, 当信噪比较低时, 子空间方法的定位性能与其他 MDS 方法相比较而言较差, 其主要原因就在于子空间方法的质心选择不同。

不改变上面实验的参数设置, 使移动站在预设区域顶点坐标为 (-2000, -2000) m, (-2000, 2000) m, (2000, -2000) m 和 (2000, 2000) m 中随机移动, 以测试各 MDS 算法的稳健性。

由图 3-9 和图 3-10 可知, 3 种加权 MDS 算法相较于未加权的 3 种 MDS 算法而言, 在基站数目递增及信噪比变化时, 具有较优的定位性能。

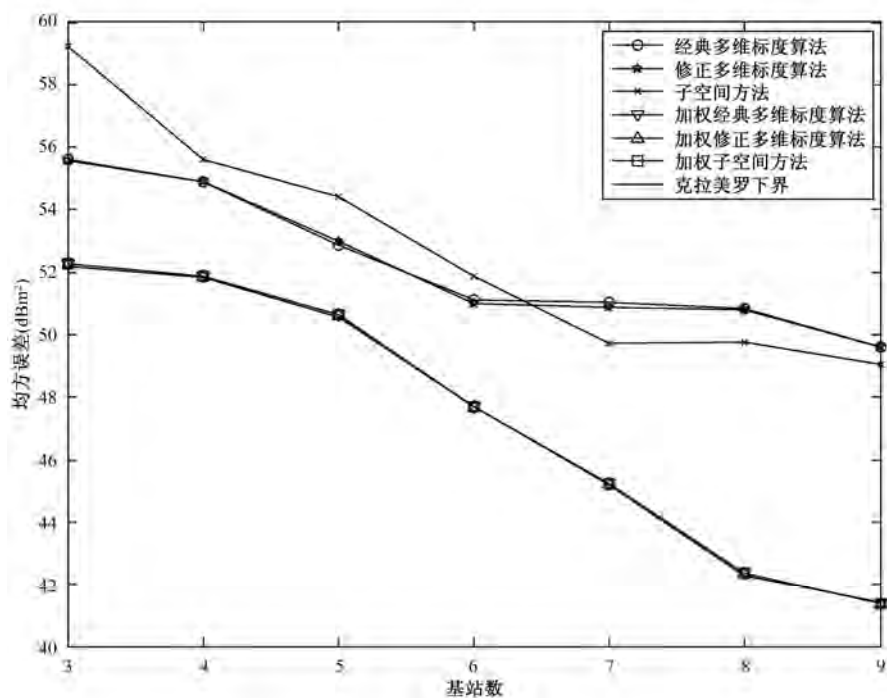


图 3-7 移动台位置在 $(-3000, -300)$ m 时 MSPEs 随基站数的变化曲线

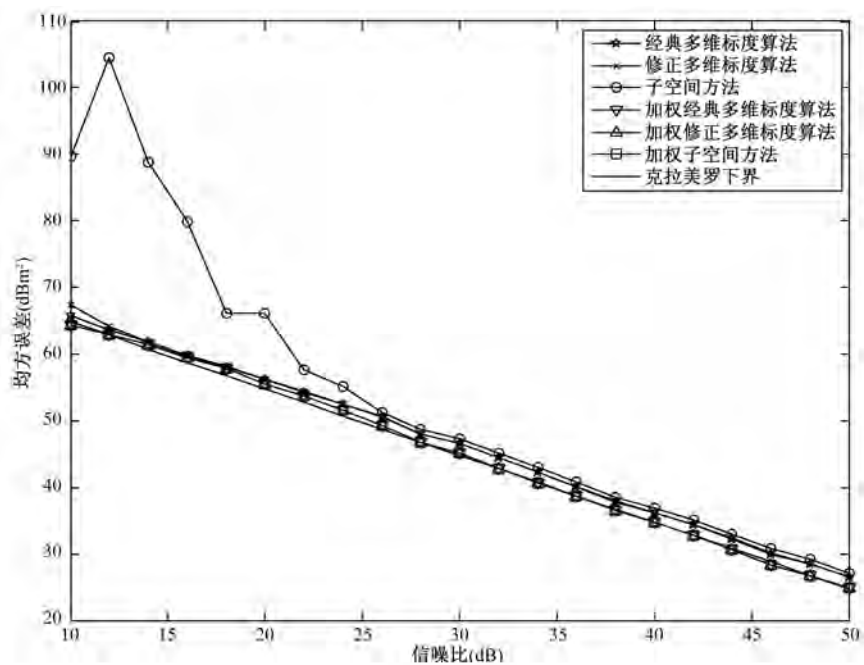


图 3-8 移动台位置在 $(-3000, -300)$ m 时 MSPEs 随信噪比的变化曲线

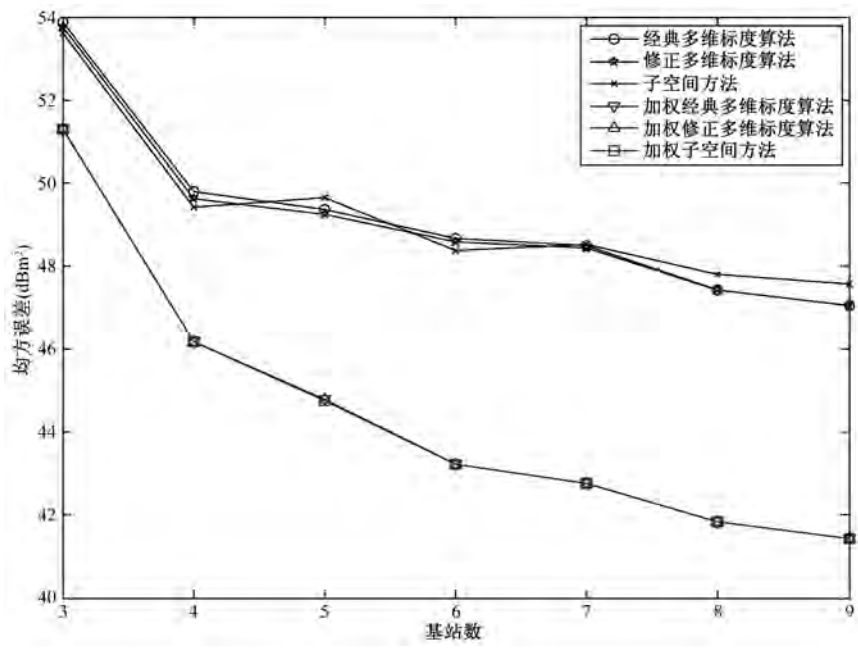


图 3-9 移动台随机分布情况下 MSPEs 随基站数的变化曲线

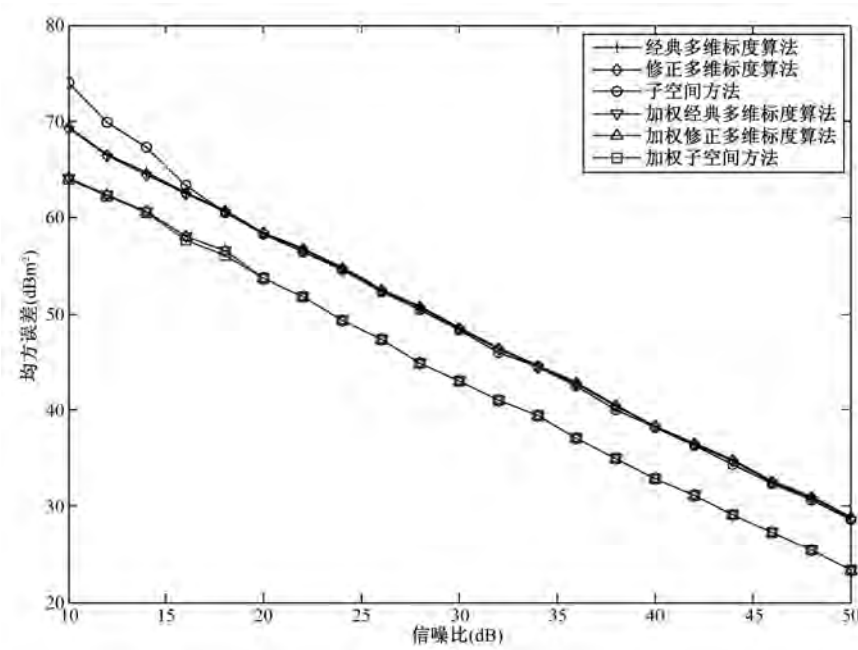


图 3-10 移动台随机分布情况下 MSPEs 随信噪比的变化曲线

3.2 影响参数化室内定位方法定位精度的因素

定位精度是定位系统最重要的技术指标，该参数是对被定位的终端位置的测量值和实际值相近程度的度量。

3.2.1 信号的自由空间衰减^[188]

功率密度可以用来描述场强。如果得到接收天线处电场的功率密度 F 、接收天线增益 G_r ，依赖于天线的物理尺寸、电磁信号频率、波长 λ 和系统的硬件给信号带来的损耗 L ，则接收到的信号功率可以表示为

$$P_r = \frac{FG_r\lambda^2}{4\pi L} \quad (3-156)$$

依据式 (3-156)，接收信号功率与波长的平方成正比。实际上波长也影响接收天线的增益，如果天线的物理尺寸与功率密度是恒定的，则接收到的信号与信号频率无关。但是由于传播介质的影响，所以信号的频率还是会影响到功率密度。

在自由空间中，电波传播一段距离后，信号功率会被衰减。接收端天线附近的信号功率 F 可以表示为

$$F = \frac{p_t G_t}{4\pi d^2} \quad (3-157)$$

式中， p_t 是发送端信号功率； G_t 是发送天线增益； d 是传播的距离。

将式 (3-157) 与式 (3-156) 合并并用分贝表示为

$$P_r = P_t + 10\log(G_r) + 20\log(\lambda) - 20\log(d) - 22 \quad (3-158)$$

因为在自由空间中，没有反射、吸收、散射及其他一些使信号失真的因素，如果发射机与接收机之间的视距传播被阻挡，则接收到的信号功率会远远小于式 (3-158) 计算所得值，所以式 (3-158) 只适用于自由空间。

3.2.2 信号的吸收效应^[188]

在实际通信系统中，信号总是在一定的媒介中传播的。在无线局域网中，信号总是被一些媒介或障碍物吸收，如建筑物、树木等。而且，信号传播的衰减幅度与 γ^{-d} 成正比。这里的 d 为传播距离， γ 是取决于信号传播媒质和信号频率的损耗因子，即用分贝表示时信号的损耗与传播距离呈线性关系。

在高频段，如高于 10GHz 的频率，吸收效应对电磁信号造成的损耗尤为突出，可以与自由空间传播一段距离后的传播媒质损耗相比拟。但是在实际通信系统中，由于使用频率往往不是很高（低于 10GHz），所以吸收效应并不十分明显。

值得一提的是，与空气相比，其他传播介质对电磁信号的吸收衰减效应都很明显。

除了吸收效应外，障碍物对信号的反射进一步衰减了信号能量。综合考虑吸收效应和

反射对信号衰减造成的影响,当信号频率在 10GHz 以下时,可以造成 1~20dB 的衰减;当信号频率高于 10GHz 时,信号的衰减甚至可以达到 1~60dB。

3.2.3 非视距 (NLOS) 传播

NLOS 主要影响 TOA 或 TDOA 的估计精度,使得基于 TOA 或 TDOA 算法的定位估计成为有偏估计。

1. 信号的反射

如果电磁波在传播过程中遇到尺寸大于其波长的障碍物,反射就会发生。在反射面,入射电磁信号的小部分被障碍物吸收而大部分沿着反射路径继续传播。

在信号的双路径传播模型中,接收信号由直射信号和反射信号构成,这两种信号的相位一般会有差异。在极端的情况下,这两种信号会相互抵消,从而造成在接收端信号的陷落,给信号检测带来困难。被反射信号的幅度依赖于菲涅耳反射因子,而反射因子与反射物体、反射面的光洁度、信号的频率和入射角度都有关系。当发生反射的表面很粗糙时,又会造成信号的散射,因此,发生在粗糙表面的反射对信号造成的衰减远远大于光洁表面。此外,对于电磁波的纵向成分和横向成分,反射因子并不同,因此反射也会影响电磁波的极化情况。

2. 信号的衍射

根据惠更斯原理,在介质中,电磁波传到的各点不论在同一波前或不同波前上,都可以看成发射子波的波源。当电磁波传播到楼宇的边缘时,衍射就会发生,电磁信号也将在楼宇的背面传播。

电磁波发生衍射的情况越严重,所消耗的能量也越多,信号衰减得也越厉害。子波的信号强度要远远小于原来的信号强度,因此在接收机和发射机之间存在直射路径时,衍射路径的影响一般可以忽略。

3.2.4 多径和阴影效应

多径传播主要影响 AOA 参数和 RSSI 参数的估计精度,同时也影响基于时间的定位算法。即使移动站与基站之间传播的是视距传播,多径效应也可能影响时延估计的准确性。

由于 MS 移动的原因,信号传播不但具有以上所述的典型传输特性,而且还呈现移动特征(如其多径信号的传播距离、相位和延时都是随机变化的),所以 BS 接收到的信号矢量有时增强,有时减弱,在很短的时间内呈现出急剧的变化。因此,多径衰落也被称为快衰落。例如,MS 仅移动一个波长即可导致 MS 或 BS 接收的信号起伏达 30dB。

在数字通信中,多径效应也会引起信号幅度衰落、信号时间色散和延时扩展。当幅度衰落超过一定阈值时将引起误码,而时延扩展会引起“码间串扰”。例如,在窄带系统中,多径效应会使信号的幅度、相位发生快速剧烈的变化;在宽带系统中,多径效应会引起严重的“码间串扰”。

除此之外，多径效应还会引起多普勒频移。例如，当 MS 在较短时间内以速度 v 从 A 移动到 B 时，移动距离 $d_{A,B} = \|L_A - L_B\|$ 相对于 $d_{BS,A} = \|L_{BS} - L_A\|$ 和 $d_{BS,B} = \|L_{BS} - L_B\|$ 而言都很小，从而可以进一步假设 BS-A 与 A-B 的夹角和 BS-B 与 A-B 的夹角相等（即为 θ ），这样，因为传播路径差 Δd 导致的电波相位差为

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{2\pi\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (3-159)$$

所以接收信号频率的变化即为对应的多普勒频移：

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (3-160)$$

由式（3-160）可知， f_d 主要取决于 MS 的移动方向与电波传播方向的夹角。

与快衰落相对的是慢衰落或阴影衰落、阴影效应，它表现为距离所引起的信号包络变化很小，通常在数百波长的区间内，信号的短区间中值也只出现缓慢的变动。阴影衰落主要是由当地的拓扑结构的差异引起的，如建筑、植物或丘陵小山等。从实验经验数据分析，在宏小区和微小区中，阴影衰落都可以认为呈近似对数分布。

3.3 参数化室内定位方法的定位误差分析

在二维空间中的节点定位中，当不存在误差时，圆交叉定位必相交于一点，从而可以确定未知节点的位置。而当存在误差时，3 个参考点相交成一个小区域，如图 3-11 所示。以下假设这个误差的范围为 $0 \pm \varepsilon$ （取 $\varepsilon > 0$ ），即当两个节点之间的真实距离为 r 时，定位距离的测量值就在 $(r, r \pm \varepsilon)$ 之间。图中的 3 个圆相交围成的小区域记为 C_p ，该区域的面积决定了定位误差的大小。

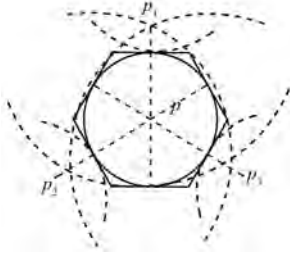


图 3-11 定位误差的分析

设未知节点 P 的坐标为 (x, y) ，定位单元的 3 个参考点的坐标分别为 (x_i, y_i) ($i=1, 2, 3$)，各参考节点到未知节点 P 的距离为 r_i ， ε_i 为距离测量误差，则可以得到如下表达式：

$$C_p = \left\{ (x, y) \mid (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 \leq (r_i + \varepsilon_i)^2, (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 \geq (r_i - \varepsilon_i)^2 \right\} \quad (3-161)$$

$$C_p = \left\{ (x, y) \mid x \in \bigcap_{i=1}^3 C_{p_i}, y \in \bigcap_{i=1}^3 C_{p_i} \right\} \quad (3-162)$$

$$S_p = \left\{ (x, y) \mid x^2 + y^2 = \varepsilon^2, \varepsilon > 0 \right\} \quad (3-163)$$

当式 (3-162) 中的 $\varepsilon_i = 0$ 时, $\bigcap_{i=1}^3 C_{p_i}$ 将汇集于一点; 当 $\varepsilon_i > 0$ 时, $\bigcap_{i=1}^3 C_{p_i}$ 将是一个正的小区域 C_p , 这个小区域也代表了定位误差的大小。式中的 S_p 是 C_p 内半径为 ε 的圆。

在室内定位过程中, 为了保证较高的定位精度, 一般使用超声波等高精度定位技术。定位误差一般为 5~10cm, 则定位误差区域就会相对较小, 同时室内环境在各个方向上信号传播引起的误差差别也不大。

1. TOA 算法的误差分析

设 MS 发射信号的时刻为 t , 第 i 个 BS 收到该信号时刻时间为 $t_i (i=1,2,3)$, 若已知第 i 个 BS 的坐标为 (x_i, y_i) , 待确定的 MS 的坐标为 (x, y) , 则可建立以下 3 个方程:

$$\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} = c(t_1 - t) \quad (3-164)$$

$$\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} = c(t_2 - t) \quad (3-165)$$

$$\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} = c(t_3 - t) \quad (3-166)$$

式中, c 为光速。

将式 (3-164) 减去式 (3-166), 整理得

$$\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} = c(t_2 - t_1) \quad (3-167)$$

$$\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} = c(t_3 - t_1) \quad (3-168)$$

求解式 (3-167)、式 (3-168) 得解为 (x, y) , 即为 MS 的位置坐标。

MS 的定位精度与 TOA 参数和 BS 的位置测量精度有密切的关系。BS 位置的测量误差是固定误差, 可以通过多次高精度的测试仪表进行测量来提高其精度。TOA 参数的估计受到多径传输、非视距传播、多通道干扰和空间噪声的影响。TOA 参数的估计误差是随机的, 是定位误差的主要因素。

在进行定位误差分析的过程中, 为便于分析, 可通过坐标平移、旋转变换, 将 MS 的位置定义为新坐标的原点, 并让 3 个 BS 中的任意一个 BS 位于 x 坐标轴上, 如图 3-12 所示。

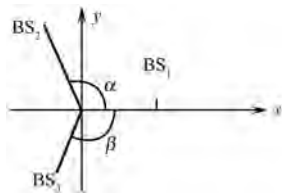


图 3-12 BS 与 MS 的位置示意图

根据式 (3-167)、式 (3-168), 通过对 MS 位置参数、信号到达 BS 的时间进行微分 (微分符号用 Δ 表示), 经过整理得

$$\Delta x = \frac{[c(\Delta t_2 - \Delta t_1) - \Delta x_2 \cos \alpha + \Delta y_2 \sin \alpha + \Delta x_1] \sin \beta}{\sin \alpha + \sin \beta - \sin(\alpha + \beta)} + \frac{[c(\Delta t_3 - \Delta t_1) - \Delta x_3 \cos \alpha + \Delta y_3 \sin \alpha + \Delta x_1] \sin \beta}{\sin \alpha + \sin \beta - \sin(\alpha + \beta)} \quad (3-169)$$

$$\Delta y = \frac{[c(\Delta t_2 - \Delta t_1) - \Delta x_2 \cos \alpha + \Delta y_2 \sin \alpha + \Delta x_1](1 - \cos \beta)}{\sin \alpha + \sin \beta - \sin(\alpha + \beta)} + \frac{[c(\Delta t_3 - \Delta t_1) - \Delta x_3 \cos \alpha + \Delta y_3 \sin \alpha + \Delta x_1](1 - \cos \beta)}{\sin \alpha + \sin \beta - \sin(\alpha + \beta)} \quad (3-170)$$

式中, α, β 分别为图 3-12 中的 MS-BS₂ 和 MS-BS₃ 与 x 轴的夹角。

通常, 时间的测量与 BS 位置的测量之间相互独立, 因此当各参数测量误差均值为零时, 且令

$$E[(c\Delta t_i)^2] = \delta_t^2$$

$$E[\Delta x_i^2] = E[\Delta y_i^2] = \delta_p^2, i = 1, 2, 3$$

由式 (3-169)、式 (3-170) 可得

$$\delta_x^2 = E[\Delta x^2] = \frac{\sin^2 \alpha + \sin^2 \beta + (\sin \alpha + \sin \beta)^2}{[\sin \alpha + \sin \beta - \sin(\alpha + \beta)]^2} (\delta_t^2 + \delta_p^2) \quad (3-171)$$

$$\delta_y^2 = E[\Delta y^2] = \frac{(1 - \cos \alpha)^2 + (1 - \cos \beta)^2 + (\sin \alpha - \sin \beta)^2}{[\sin \alpha + \sin \beta - \sin(\alpha + \beta)]^2} (\delta_t^2 + \delta_p^2) \quad (3-172)$$

这样, 定位总的误差为

$$\delta_e = \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2} \quad (3-173)$$

显然, 定位误差的方差不仅与 TOA 参数的误差和 BS 位置的测量误差有关, 还与 MS 和 BS 的相对位置有关。

2. AOA 算法的误差分析

若已知两个基站 BS₁ 和 BS₂ 的坐标分别为 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) , 待确定的 MS 坐标为 (x, y) , 当已知 MS 至 BS 的方向角及 BS₁ 和 BS₂ 位置坐标时, 即可确定图 3-13 中的夹角 α 和 β 。

根据正弦定理得

$$\begin{cases} \frac{\sin \alpha}{\sqrt{(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2}} = \frac{\sin(\pi - \alpha - \beta)}{\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}} \\ \frac{\sin \beta}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2}} = \frac{\sin(\pi - \alpha - \beta)}{\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}} \end{cases} \quad (3-174)$$

求解方程组 (3-174) 可得 MS 的位置坐标。另外, 利用坐标旋转的方法可确定 MS 的位置。

下面首先通过坐标平移、旋转变换后, 使 BS₁、BS₂ 位于新坐标的 x 坐标轴上, 如图 3-13 所示。

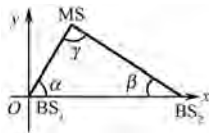


图 3-13 MS 与 BS 的位置示意图

然后根据图 3-13，建立方程组：

$$\begin{cases} (\cot \alpha + \cot \beta)y = x_2 - x_1 \\ (\cot \alpha)y = x - x_1 \end{cases} \quad (3-175)$$

解方程组 (3-175) 便可确定 MS 坐标 (x, y) ，分别为

$$\begin{cases} x = \left[1 - \frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right] x_1 + \frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} x_2 \\ y = \frac{\sin \alpha \sin \beta}{\sin(\alpha + \beta)} (x_2 - x_1) \end{cases} \quad (3-176)$$

再根据式 (3-176)，通过 BS 位置参数、信号到达 BS 的角度进行微分（微分符号用 Δ 表示），经过整理后得

$$\begin{cases} \Delta x = \csc^2 \alpha \left[\frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} - 1 \right] y \Delta \alpha + \frac{\csc \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} y \Delta \beta + \\ \quad \frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \Delta x_2 + \left[1 - \frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right] \Delta x_1 \\ \Delta y = \frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} (y \csc^2 \alpha \Delta \alpha + y \csc^2 \beta \Delta \beta + \Delta x_2 - \Delta x_1) \end{cases} \quad (3-177)$$

通常，AOA 参数的测量与 BS 位置的测量之间相互独立，因此当各参数测量误差均值均为零时，且令

$$\begin{cases} E[(\Delta \alpha)^2] = E[(\Delta \beta)^2] = \delta_\alpha^2 \\ E[\Delta x_i^2] = E[\Delta y_i^2] = \delta_p^2, i = 1, 2 \end{cases}$$

由式 (3-177) 可得

$$\begin{aligned} \delta_x^2 = E[\Delta x^2] &= \left[\csc^4 \alpha \left(\frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} - 1 \right)^2 + \left(\frac{\csc \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right)^2 \right] y^2 \delta_\alpha^2 + \\ &\quad \left[\left(\frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right)^2 + \left(1 - \frac{\sin \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right)^2 \right] \delta_p^2 \end{aligned} \quad (3-178)$$

$$\begin{aligned} \delta_y^2 = E[\Delta y^2] &= \left[\left(\frac{\sin \beta \sin \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right)^2 \left[(\csc^4 \alpha + \csc^4 \beta) y \delta_\alpha^2 + 2 \delta_p^2 \right] + \left(\frac{\csc \beta \cos \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (3-179)$$

这样，定位总误差为

$$\delta_e = \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2} \quad (3-180)$$

由此可见，定位误差的方差不仅与 AOA 误差和 BS 位置的测量误差有关，还与 MS 和 BS 的相对位置有关。

第4章 非参数化室内定位方法

4.1 非参数化室内定位概述

在复杂的室内传播环境中，多径、散射、反射等引起的信号的非直达传播是室内信道的主要特征。大量的研究表明：在复杂的室内传播环境中，应用典型的参数化室内定位方法，如第3章所述的 TOA、TDOA、AOA、RSSI 等方法的定位性能往往不太理想，这是因为在严重的多径散射情况下，上述参数的估计往往存在较大误差，这些误差在一定程度上影响了上述定位方法在室内定位时的定位性能。

和上述参数化室内定位方法相比，非参数化室内定位方法无须估计上述参数，可有效对抗室内多径传播，在很大程度上提高了室内定位的精度。目前，非参数化室内定位方法由于其在复杂障碍环境中的定位性能的优势而受到了越来越多研究者的关注。

目前典型的非参数化室内定位方法大致分为信号强度指纹定位技术、空间谱指纹定位技术、机器学习型自适应定位技术、图像指纹定位技术、单多视时延轮廓指纹定位技术、RFID 标签定位技术、基于数据库内插的定位技术、基于 Kernel 方法的定位技术等。下面对非参数化室内定位方法进行详细介绍。

4.2 几种典型的非参数化室内定位技术

如前所述，在参数化的定位理论中，基于接收信号强度的定位算法是已知发射节点的发射信号强度，由接收节点根据收到信号的强度计算出信号的传播损耗，再利用理论和经验模型将传输损耗转化为距离，最后利用已有算法计算出节点位置。

显然，该方法的误差来源主要是复杂室内环境下的信号传播模型。一般情况下，测得的功率与真实值之间存在由阻挡物引起的误差（遮蔽因子），它的存在使得简单地通过模型把测量到的接收功率换算为电磁波传播路径的方法会因引入极大的误差而不能使用。

为了从根本上提高室内定位的精度，下面详细介绍几种典型的非参数化室内定位技术，它们无须进行直达波鉴别和非直达波剔除等操作，同时也无须估计 TOA、TDOA、AOA 等参数。

4.2.1 信号强度指纹定位技术

1. RSSI 测距定位模型

在定位理论中，与测距相关的技术之一是通过发射点和接收点之间的信号强度（RSSI）

来估计两节点之间的距离。目前大多数的 WSN 设备都具备捕获 RSSI 的能力，由于 WSN 不需要额外的硬件支持，同时也不会对能耗、节点的尺寸及节点成本产生根本的影响，所以对能量和计算资源有限的 WSN、RSSI 技术在粗略测距中非常适用。

在自由空间中，RSSI 与收、发节点之间的距离 d 的平方成反比，其关系如下：

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (4-1)$$

式中， P_r 为接收功率； P_t 为发射功率； G_t 为发射天线增益； G_r 为接收天线增益； λ 为发射信号的波长。

式 (4-1) 只是自由空间的理想化模型，而信号传播实际上受到环境（室内、室外、雨天、建筑物、人走动）噪声的影响。

2. 传统的 RSSI 测距定位方法^[189]

通过对某一个环境进行多次实测，得到这一环境下的传播距离和路径损耗的关系，并且归纳出“距离—损耗”模型，其一般形式如下：

$$P = P_0 + 10n \lg \left(\frac{d}{d_0} \right) + \zeta \quad (4-2)$$

式中， d_0 是参考距离； P_0 是距离为 d_0 时接收到的信号强度（ d_0 一般假设为 1m）； d 是真实距离； $\zeta \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ 是遮蔽因子； P 是接收信号强度； n 是路径损耗系数。

假设某一时刻在 WSN 中有分别位于 (x_i, y_i) ($i=1, \dots, N$) 的 N 个参考接入点，移动节点的坐标为 (x_0, y_0) ，参考节点与移动节点之间的距离为 d_i ， d_i 可表示为 $d_i = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2}$ ，则在采样时间 T 内，移动节点的发射功率为 P_t ，而 N 个参考节点的接收功率为 P_{r_i} ，写成矢量形式为 $\mathbf{P} = [P_{r_1}, P_{r_2}, \dots, P_{r_N}]^T$ ，则模型 (4-2) 可改写成如下形式：

$$P_0 - P_{r_i} = 10n \lg \left(\frac{d_i}{d_0} \right) + \zeta_i, i=1, 2, \dots, N \quad (4-3)$$

式中， P_0 是参考点的接收信号强度。

在 $d_0=1$ 的情况下，可以将以上模型写成以下形式：

$$\begin{bmatrix} P_{r_1} \\ P_{r_2} \\ \vdots \\ P_{r_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -10 \lg d_1 \\ 1 & -10 \lg d_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & -10 \lg d_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 \\ n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \\ \vdots \\ \zeta_N \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

其矩阵形式为

$$\mathbf{P} = \mathbf{D}\mathbf{C} + \boldsymbol{\zeta} \quad (4-5)$$

式 (4-5) 的最小二乘解为

$$\mathbf{C} = (\mathbf{D}^T \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^T \mathbf{P} \quad (4-6)$$

式中，矩阵 \mathbf{C} ， \mathbf{D} 和 \mathbf{P} 分别为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} P_{r_0} \\ n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & -10\lg d_1 \\ 1 & -10\lg d_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & -10\lg d_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_{r_1} \\ P_{r_2} \\ \vdots \\ P_{r_N} \end{bmatrix}$$

而 $\boldsymbol{\xi} = [\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_N]^T$ 为遮蔽因子矢量。至此, 已估计出刻画环境参数的 P_{r_0} 和 n , 则位置估计可以用最小均方误差 MMSE 估计得到。

假设采样时间 T 内对场强的采样点数是 M , 每个采样点定位节点的坐标记 (x_m, y_m) , 定位节点和第 i 个参考节点之间的距离为 $d_i^m = \sqrt{(x_m - x_i)^2 + (y_m - y_i)^2}$, 接收信号功率差分别为 $P_i^m = P_{r_0}^m - P_{r_i}^m$, 同时, 令位置矢量 $\mathbf{h}^m = [x_m \quad y_m]^T$, 则式 (4-3) 可改写为

$$P_i^m = 10n \log(d_i^m) + \zeta_i^m = f_i(\mathbf{h}^m) + \zeta_i^m \quad (4-7)$$

N 个参考节点的接收信号功率差写成矢量形式为

$$\mathbf{P}^m = \mathbf{f}(\mathbf{h}^m) + \boldsymbol{\zeta}^m \quad (4-8)$$

式中,

$$\mathbf{P}^m = [P_1^m(\mathbf{h}^m) \quad P_2^m(\mathbf{h}^m) \quad \dots \quad P_N^m(\mathbf{h}^m)]^T \quad (4-9)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{h}^m) = [f_1(\mathbf{h}^m) \quad f_2(\mathbf{h}^m) \quad \dots \quad f_N(\mathbf{h}^m)]^T \quad (4-10)$$

$$\boldsymbol{\zeta}^m = [\zeta_1^m \quad \zeta_2^m \quad \dots \quad \zeta_N^m]^T \quad (4-11)$$

式 (4-10) 中的 $\mathbf{f}(\mathbf{h}^m)$ 为非线性函数, 其一阶泰勒级数展开为

$$\mathbf{f}(\mathbf{h}^m) \approx \mathbf{f}(\mathbf{h}_0^m) + \mathbf{J}^m (\mathbf{h}^m - \mathbf{h}_0^m) \quad (4-12)$$

式 (4-12) 中的 $\mathbf{h}_0^m = [x_0^m \quad y_0^m]^T$ 为矢量 \mathbf{h}^m 的随机初始估计, 它一般都会落在 WSN 所覆盖的定位区域范围之内; \mathbf{J}^m 为雅可比矩阵, 其元素为

$$J_{i,j}^m = \left. \frac{\partial f_i(\mathbf{h}^m)}{\partial a_{j1}} \right|_{\mathbf{h}=\mathbf{h}_0^m} \quad (4-13)$$

由式 (4-8) 和式 (4-12) 得

$$\mathbf{P}^m \approx \mathbf{f}(\mathbf{h}_0^m) + \mathbf{J}^m (\mathbf{h}^m - \mathbf{h}_0^m) + \boldsymbol{\zeta}^m \quad (4-14)$$

令 $\mathbf{u}^m = \mathbf{P}^m - \mathbf{f}(\mathbf{h}_0^m) + \mathbf{J}^m \mathbf{h}_0^m$, 则位置矢量的估计误差为

$$e(\hat{\mathbf{h}}^m) = E \left[\left\| \mathbf{u}^m - \mathbf{J}^m \hat{\mathbf{h}}^m \right\|^2 \right] \quad (4-15)$$

式中, $\hat{\mathbf{h}}^m = [\hat{x}_m \quad \hat{y}_m]^T$ 是 \mathbf{h}^m 的估计, 它可由下式计算得到:

$$\hat{\mathbf{h}}^m = \mathbf{J}^{m\dagger} \mathbf{R}_u (\mathbf{u}^{m\dagger})^T \quad (4-16)$$

式中, $\mathbf{R}_u = E[\mathbf{u}\mathbf{u}^T] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathbf{u}^m (\mathbf{u}^m)^T$ 为矢量 \mathbf{u} 的自相关矩阵; $\mathbf{J}^{m\dagger}$ 和 $\mathbf{u}^{m\dagger}$ 分别为 \mathbf{J}^m 和 \mathbf{u}^m 的

伪逆。

利用迭代过程有

$$\boldsymbol{P}^m = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{h}_k^m) + \boldsymbol{J}_k^m (\boldsymbol{h}_{k+1}^m - \boldsymbol{h}_k^m) + \boldsymbol{\zeta}^m \tag{4-17}$$

式中， \boldsymbol{h}_k^m 和 \boldsymbol{J}_k^m 分别为第 k 次迭代的位置矢量和雅可比矩阵。

在式 (4-17) 的基础上，同样可得到

$$\boldsymbol{u}_k^m = \boldsymbol{P}^m - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{h}_k^m) + \boldsymbol{J}_k^m \boldsymbol{h}_k^m \tag{4-18}$$

最终可以得到收敛的位置估计点 \boldsymbol{h}_{k+1}^m ，为

$$\boldsymbol{h}_{k+1}^m = \boldsymbol{J}_k^{m\dagger} \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_k} (\boldsymbol{u}_k^{m\dagger})^T \tag{4-19}$$

理论研究表明，利用自适应迭代方法，可逐次减小由遮蔽引起的距离测量误差。下面主要介绍在 RSSI 测量的基础上采用的场强匹配方法。

表 4-1 给出的是几种典型环境下的信号模型参数，其中 n 为路径损耗稀疏系数，而 ζ 则表示遮蔽因子。表中仅列出了办公室、走廊和楼梯三种环境的参数，这些环境下的参数取值范围可为用户定位时提供参考。

表 4-1 几种典型环境下的信号模型参数

建筑物	ζ 的方差范围	路径损耗稀疏系数 n 的范围
办公室	(5.5, 13.0)	(1.3, 2.2)
走廊	(3.5, 11.2)	(1.8, 2.3)
楼梯	(4.0, 16.0)	(1.4, 2.5)

3. 信号强度匹配定位方法

由上述可知，在多径传播严重的复杂室内环境，直接利用路径损耗模型得到的 RSSI 进行定位存在较大的误差。为此，下面介绍一种信号强度匹配定位方法来有效对抗这种复杂的室内多径传播环境，它可在一定程度上提高室内定位的定位精度。信号强度匹配定位方法的主要思想分为以下两个主要阶段：

(1) 场强数据库建立阶段，即先建立与目标所在位置点有关的场强数据库，该数据库记录了与该点所在位置有关的环境信息；

(2) 定位阶段，即根据移动节点实时接收到的场强数据，与建库阶段建立的场强数据库进行匹配，得到目标所在点的位置信息，完成实时定位过程。

信号强度匹配定位方法的主要流程如图 4-1 所示。



图 4-1 信号强度匹配定位方法的主要流程

定位过程如下：

- (1) 将定位区域均匀划分为 $M \times N$ 个格点；
- (2) 测量格点的信号强度特性，建立 RSSI 数据库；
- (3) 定位时，实时测量待定位点的 RSSI；
- (4) 利用一定的匹配准则与先前建立的 RSSI 数据库进行匹配；
- (5) 输出定位结果。

定义第 i 个参考节点和某节点（假设该节点处在第 j 个格点位置）之间的信号强度为 r_{ij} ，假设在某个时刻 t ，网络中共有 m 个节点参与定位，这时接收的信号强度有 m 个，可得到格点 j 位置的接收信号强度向量为 $\mathbf{v}_j = [r_{1j}, r_{2j}, \dots, r_{mj}]^T$ 。定义强度均值为

$$\bar{\mathbf{v}}_j = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{v}_j^t \quad (4-20)$$

式中， T 是采样周期。

信号强度匹配算法包括：（1）基于模型的信号强度匹配算法；（2）无须模型的信号强度匹配算法。下面分别进行介绍。

1) 基于模型的信号强度匹配算法

基于模型的信号强度匹配算法根据接收到的场强数据拟合模型参数，对每个格点得到的模型参数进行建库，在定位阶段同样也根据实测数据拟合该点的模型参数，然后利用匹配的方法进行节点位置估计。

根据路径—损耗模型[式 (4-2)]，可知接收信号的场强和 P_0 、遮蔽因子 ζ 及路径损耗系数 n 有关，因此基于无线信号传播模型的多点测距和最大后验概率算法需要获得信号模型传播参数，即上述的 P_0 、 ζ 和 n 。上述参数可通过每个节点测到的多个接收信号场强利用最小二乘法拟合得到。

（1）直接的多点测距算法。

假设待定位目标发射的信号可被 m 个参考节点接收，则由信号场强的均值向量可获得 m 个距离方程；当 $m > 3$ 时， m 个方程便组成了一组超定方程组，对方程组进行泰勒级数展开，并使用最小二乘法计算偏离值后迭代修正估计位置，若偏离值小于预设精度门限值，则迭代结束；设估计位置为 (x, y) ，偏导数 $\mathbf{dx} \triangleq (\mathbf{dx}, \mathbf{dy})$ 的计算如下：

$$\mathbf{dx} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{dP} \quad (4-21)$$

式中， $\mathbf{dP} = [\mathbf{dP}_1, \mathbf{dP}_2, \dots, \mathbf{dP}_m]^T$ 为计算出的距离向量（ \mathbf{dP}_i 为移动节点到第 i 个参考节点的信号强度）；

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{x_1} & a_{y_1} \\ a_{x_2} & a_{y_2} \\ \vdots & \vdots \\ a_{x_m} & a_{y_m} \end{bmatrix}, \text{ 且 } a_{x_i} = -\frac{10\alpha_i}{\ln 10} \frac{x - x_i}{r_i^2}, a_{y_i} = -\frac{10\alpha_i}{\ln 10} \frac{y - y_i}{r_i^2}, \text{ 其中 } r_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}$$

（ $i = 1, 2, \dots, m$ ）， α 为路径损耗。

(2) 最大后验概率算法。

使用信号传播模型和实测 RSSI 库对目标位置进行最大似然估计都是基于条件概率分布的。两者的不同之处在于：前者为构建出的模型，后者为实际测得的。

根据获得的信号强度 v_j 可算出目标的条件概率分布 $P((x, y)|\bar{v}_j)$ ，并以此分布更新目标点位置分布。其定位过程如下：

① 假定目标初始为均匀分布 $P(x, y)$ ；

② 接收信号场强，获得信号强度 v_j ；

③ 由 $P((x, y)|\bar{v}_j)$ 更新 $P(x, y)$ ，可利用概率公式 $P(x, y) = \frac{P((x, y)|\bar{v}_j)P(x, y)}{\sum_{(x, y)} P((x, y)|\bar{v}_j)P(x, y)}$ ；

④ 返回到第②步计算，直到定位过程结束为止。目标的估计位置为最大后验概率点，即 $(\bar{x}, \bar{y}) = \arg \max_{(x, y)} P(x, y)$ 。

2) 无须模型的信号强度匹配算法

(1) 点匹配算法。点匹配是指计算测得的信号强度与空间格点化后建立的信号强度数据库中的场强均值距离，其中最小者为最佳匹配点。以均值匹配为例，计算向量欧式距离：

$$D((x, y)|v_M) = \|v_M - \text{Dict}(v_M|(x, y))\| \quad (4-22)$$

式中， v_M 为目标所处位置接收信号场强的均值； $\text{Dict}(v_M|(x, y))$ 为空间格点划分后的场强字典（库）。

目标位置估计可由下式给出：

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \arg \min_{(x, y)} D((x, y)|v_M) \quad (4-23)$$

(2) 矢量匹配算法。矢量匹配是指计算测得的信号强度向量与空间格点化后建立的信号强度数据库中的场强矢量距离，其中最小者为最佳匹配点。例如，计算向量欧式距离

$$D((x, y)|v) = \|v - \text{Dict}(v|(x, y))\| \quad (4-24)$$

或计算两者之间的相关系数：

$$\rho = \frac{v \text{Dict}(v_M(x, y))}{\|v\| \|\text{Dict}(v_M(x, y))\|} \quad (4-25)$$

则目标位置估计可由下式得到：

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \arg \min_{(x, y)} D((x, y)|v) \quad (4-26)$$

或

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \arg \min \rho \quad (4-27)$$

4.2.2 空间谱指纹定位技术

从 4.1 节的介绍可知，基于信号强度匹配的室内定位方法可在一定程度上提高复杂环境的室内定位精度，但其缺点有以下两个。

(1) 信号强度指纹只记录了接收点的信号强度信息，信息量较少，因此那些依赖模型参数的信号强度匹配方法还是需要依赖一定的信道传播模型的，而室内环境一般都十分复杂，信道传播模型的选取和参数估计误差都会产生较大的定位误差。

(2) 基于信号强度匹配的定位方法的定位精度还受限于另外一个因素，那就是参考节点的个数。从理论上讲，在室内空间格点划分固定的情况下，基于信号强度匹配的定位方法的定位精度将在很大程度上依赖于参考节点的个数，即参考节点个数越多，其定位精度越高；但参考节点多，一方面会造成定位成本的增加，另一方面，参考节点的增加也无法从根本上解决基于信号强度匹配方法的定位精度问题。

为了在富含多径传播的室内环境中获取更多与目标所处环境有关的信息，利用接收阵列进行室内定位是一种十分具有潜力的可行性方案。首先，在硬件上，加拿大的 Matt Ettus 公司已经研发出集数模/模数转换、变频、中频转换等功能于一体的高集成通用软件无线电平台（USRP）。该平台的体积小，在室内环境中可把接收天线随意放置组成阵列，同时该平台可组成任意形式的波束形成器、MIMO、子带接收等一系列智能天线领域的基本收发装置和估计器；另外，由于 USRP 可以和 GNU-Radio 等开源资源进行完美结合，所以无须进行大规模信号处理函数的编写，即可验证和开发复杂的数字信号处理设备和功能验证平台。基于空间谱数据库的室内定位方案就是在把 USRP 作为室内阵列接收的实现平台的基础上提出的。

与信号强度匹配定位方法相比，利用接收信号的空间谱信息建立指纹库具有可利用的信息量多、不受定位节点个数限制、利用单个节点（参考节点）即可进行高精度定位等能力。因此，该方法在室内定位领域具有广阔的发展前景，它是高精度室内定位的一种新的发展趋势，有望为复杂室内定位问题提供一种新的解决方案。空间谱指纹室内定位方法的流程如图 4-2 所示。

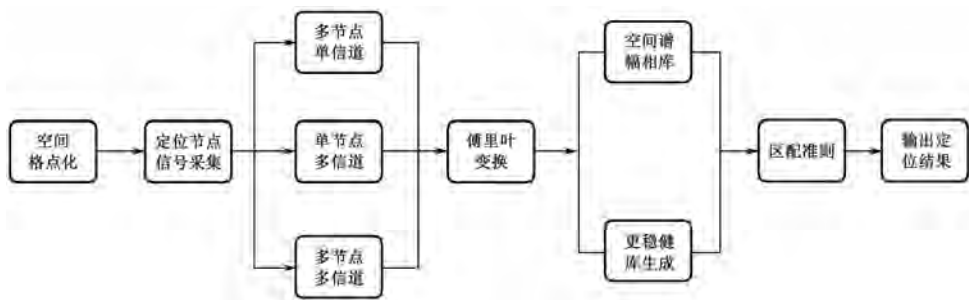


图 4-2 空间谱指纹室内定位方法的流程图

空间谱指纹室内定位方法的优点详细列举如下。

(1) 为提高定位精度，无须投入大量的参考节点。在极端情况下，单节点也可完成定位功能。

(2) 在发射节点允许的带宽范围内，可人为划分多个信道进行空间谱采集、建库工作。一般而言，划分的子带频段越多，建立的空间谱数据库的可利用信息就越多，定位精度也越高。

(3) 空间谱指纹中包含幅度和相位信息，而信号强度只包含接收点的场强信息，因此，前者可利用的信息量较多，可根据定位要求合理选择定位样本库。

(4) 空间谱指纹定位方法并不依赖于室内空间传播信道模型的先验知识，因此无须进行这些模型参数的估计工作，也不需要直达波鉴别及非直达波剔除等过程，减少了参数估计误差对室内定位精度的消极影响。

(5) 从图 4-2 可以看出，采集信号时，空间谱指纹定位方法可采用 3 种典型模式进行建库，即多节点单信道、单节点多信道和多节点多信道，这些库可为后续的匹配定位提供丰富的参考模板。

(6) 影响室内定位的一个主要因素是人走动等环境变化原因带来的室内信道的非平稳性。现有的定位方法大多无法有效对抗环境变化给室内定位带来的影响，而空间谱指纹定位方法可根据建立的不同空间谱数据库采用主成分分析等手段来提取稳健的空间谱指纹，该稳健的空间谱指纹可有效对抗室内环境变化，形成稳健的室内定位算法。

下面对空间谱指纹室内定位方法主要流程中的内容进行分步说明。

(1) 当接收信号为 RSSI 时，与基于信号强度的室内定位方法的思路相同，可直接利用信号强度指纹匹配方法进行定位。

(2) 当接收信号为时域采样数据时（非 RSSI 值），可利用图 4-2 中给出的流程经 FFT 变换后得到频域数据，然后再进行建库。

(3) 时域采样数据可看做一类广义的方向矢量，对该广义方向矢量进行后处理可得到信号的空间谱的幅度谱数据库和相位谱数据库；同时，对该广义方向矢量进行相参处理，也可以得到既含幅度又含相位的混合空间谱数据库。利用几种不同的空间谱数据库进行定位，可提高定位的性能。

如图 4-3 所示是一种典型的发射信号的频谱。

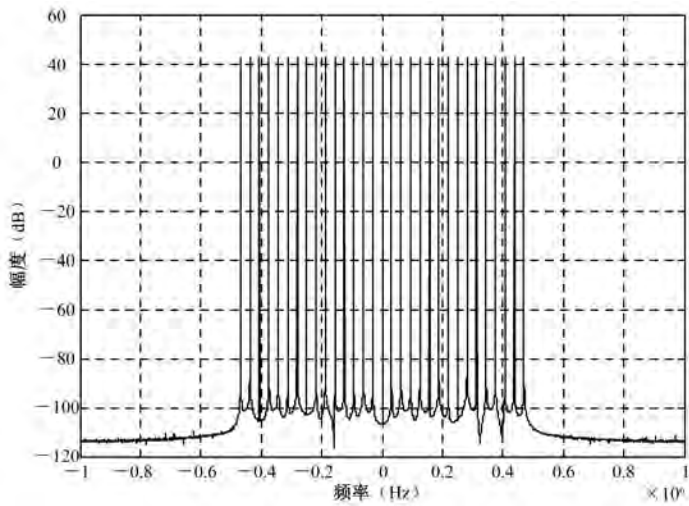


图 4-3 一种典型的发射信号的频谱

4.2.3 机器学习型自适应定位技术^[190]

在室内环境中，移动终端一般通过接收到的信号强度进行定位（如 ZigBee，WiFi，蓝

牙等)。通过接收到的信号强度进行定位所面临的主要问题是多径等因素导致现有定位方法的定位精度严重下降。因此,如何克服严重多径传播带来的影响一直是室内定位领域的难点和热点。

在 WLAN 室内定位网络中,移动客户端从不同的接入点(AP)接收信号,接收到的信号场强值可以组合成一个矢量(称之为指纹),因此,最常用的室内定位方法是根据不同位置接收到的指纹,利用机器学习的方法进行模式匹配。这种方法在室内定位系统 RADAR 中首先进行了应用。另外,其他的一些定位系统(如 PlaceLab, Horous 等)也都是利用该方法进行定位的。

但该方法存在以下问题。

首先,由于需要采集足够多的 RSSI 校正指纹(也称为标签数据),所以一般需要携带移动客户端在室内进行大量采集。在面积大的环境中,这种方法比较费时费力。而在实际的室内环境中,接收到的 RSSI 值通常受大幅度的噪声污染,且由于多径和阴影效应的影响波动较大,再加上信号传播受温度、湿度和人员走动的影响,所以 RSSI 值随时间波动,即表现出很强的非平稳性。

其次,由于移动终端的不同,有的移动终端对 WiFi 信号敏感,有的对 WiFi 信号不敏感,所以不同客户端收集到的 WiFi 信号强度也不相同。为了说明这个问题,图 4-4 对比了不同测量终端和不同测量时间下的 RSSI 值。

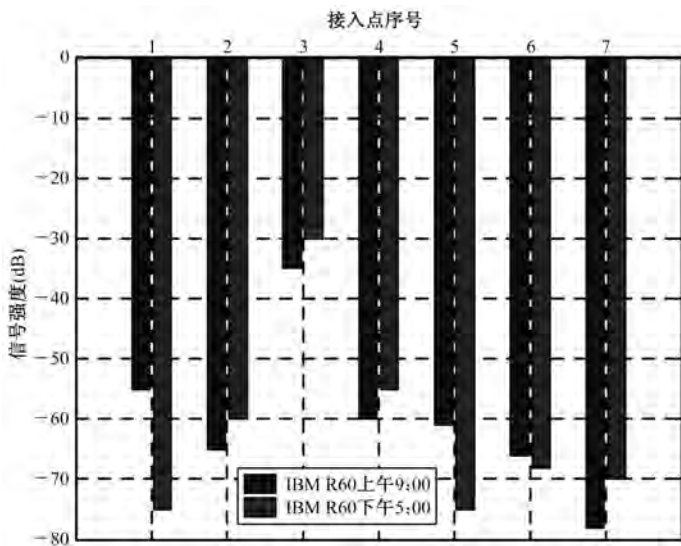


图 4-4 对比不同测量终端和不同测量时间下的 RSSI 值

图 4-4 还对比了用两种不同的测量终端在相同时刻测量的 RSSI 值,其中一个测量终端是 IBM R60,另一个测量终端是 O2 智能手机。从图 4-4 可以看出,信号强度的分布和信号终端及时间都有关系。如果信号的分布发生了变化,则必须进行新的数据采集,才能保证定位的精确性,这在很多情况下付出的代价十分巨大,且可行性很差。

机器学习型自适应定位技术的优点有两个:

- (1) 提出了一种务实的转换学习方法以克服由于时间和测量设备不同引起的场强误差;
- (2) 在粗格点时,该算法也可以在很大程度上减小校正误差。

机器学习型自适应定位技术用在室内定位领域主要基于如下两个事实：

- (1) 临近点之间的 RSSI 值的相似性比距离较远点之间的相似性要大得多；
- (2) 虽然由于不同的测量时间和测量终端会导致信号的分布不尽相同，但它们都基于共同的物理空间。

下面给出机器学习方法的步骤。

假设一个环境中存在 m 个 APs，整个空间被分为 n 个格点。在每个格点上，由用户携带的客户端可周期地接收其中几个 APs 的 WiFi 信号。接收到的 RSSI 值可定义为一个矢量 $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_m) \in \mathbb{R}^m$ ，如果某个节点没有接收到信号，则设该节点的 RSSI 值为 -100，这是能接收到的最低场强值。这样，场强矢量和位置标签 p 就组成了标签数据 $\{(\mathbf{s}, p)\}$ ，而不含位置的数据记为 $\{(\mathbf{s})\}$ 。

接下来考虑在不同的时间周期 T_0 和 T_t 采集到的标签数据。假设在 T_0 时刻具有足够多的标签数据 $\{(\mathbf{s}_i^{(0)}, p_i)\}_{i=1}^{l_0}$ ，现在希望用这些数据在 T_t 时刻进行定位，且这时只有少量的 T_t 时刻的标签数据 $\{(\mathbf{s}_i^{(t)}, p_i)\}_{i=1}^{l_t}$ ($l_t \ll l_0$) 可以获取，而一些没有标签化的数据 $\{(\mathbf{s}_i^{(t)})\}_{i=1}^{u_t}$ 可以很容易地获取到。

同理，从不同接收终端接收到的信号也具有相同的描述方式：假设其中一个记为 \mathbf{V}_{src} ，另一个记为 \mathbf{V}_{tar} ，在原数据上具有足够多的标签数据 $\{(\mathbf{s}_i^{(\text{src})}, p_i)\}_{i=1}^{l_{\text{src}}}$ ，但在目标数据域只有少量的标签化数据 $\{(\mathbf{s}_i^{(\text{tar})}, p_i)\}_{i=1}^{l_{\text{tar}}}$ ($l_{\text{tar}} \ll l_{\text{src}}$) 可以利用。这样，室内定位的关键是如何利用 \mathbf{V}_{src} 的标签化数据和部分的 $\{(\mathbf{s}_i^{(\text{tar})}, p_i)\}_{i=1}^{l_{\text{tar}}}$ ($l_{\text{tar}} \ll l_{\text{src}}$) 数据，再加上一些非标签化数据 $\{(\mathbf{s}_i^{(\text{tar})})\}_{i=1}^{u_{\text{tar}}}$ ，去估计 \mathbf{V}_{tar} 的终端位置。

现假设对室内空间进行格点化后，经过信号的 RSSI 接收，得到高维空间数据 $\mathbf{X} = \{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_m\} \subset \mathbb{R}^D$ ，其中， \mathbb{R}^D 表示实高维空间。在数据 \mathbf{x} 的基础上构造权值矩阵 \mathbf{W} ，满足当 \mathbf{x} 中的第 i 个点和第 j 个点相邻 ($i \sim j$) 时， $W_{ij} \neq 0$ ，否则 $W_{ij} = 0$ 。而拉普拉斯广义图 L 的定义如下：

$$L_{ij} := \begin{cases} \sum_{j \sim i} W_{ij} & i = j \\ -W_{ij} & i \sim j \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4-28)$$

只要图 L 是连通的，则它的零特征值对应的特征矢量为 $\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]^T$ 。

定义函数 f 为高维信号空间 D_h 到低维信号空间 D_f 的映射，它可以通过如下代价函数的最小化得到：

$$\begin{aligned} \arg \min_f f^T L f &= \frac{1}{2} \sum_{i,j} (f_i - f_j)^2 W_{ij} \\ \text{s.t. } f^T f &= 1, f^T \mathbf{e} = 0 \end{aligned} \quad (4-29)$$

由式 (4-29) 的定义可知，最优解 f 是 L 的最小的 D_f 个非零特征值对应的特征矢量。

现假设 X, Y 为高维信号空间的两个不同的数据集合，且它们分别有子集 X_p, Y_p （这两个子集具有相同的位置标签，或者说它们是相同位置在不同时刻的接收信号场强数据集合）。将 X, Y 的另外两个子集记为 X_s, Y_s ，那么如何利用机器学习的方法把子集 X_s 映射到子集 Y_s ？图 4-5 给出了两个不同的信号空间和物理空间之间的映射方法。

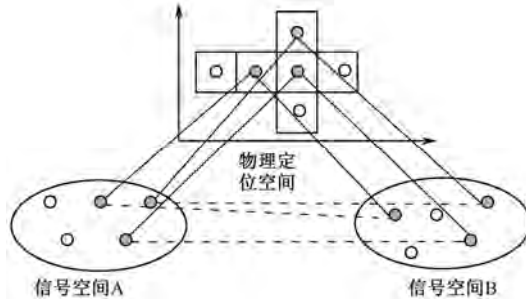


图 4-5 两个不同的信号空间和物理空间之间的映射方法

令 f, g 分别为定义在 X, Y 的两个实函数，具有相同位置标签的映射数据记为 $x_i \leftrightarrow y_i$ （配对点）， $i \in p$ 。由于两个集合中的配对点在经过 f, g 的分别映射后也应该是一致的，所以可以把单个图的情况推广到多图情况，其代价函数可表示为

$$C(f, g) = \lambda \sum_{i \in p} |f_i - g_i|^2 + f^T L^x f + g^T L^y g \quad (4-30)$$

式中， L^x, L^y 为图形拉普拉斯矩阵；等号右边的第一项是惩罚 f, g 之间的差异性，后面的两项是保持经 f, g 变换后的低维数据空间的平滑性； λ 为正则化参数。

但式（4-30）的代价函数并没有考虑集合 X, Y 之间是否是可比较的。考虑到这点，调整式（4-30）的代价函数为

$$C(f, g) = \lambda \sum_{i \in p} |f_i - g_i|^2 + \mu_1 f^T L^x f + \mu_2 g^T L^y g \quad (4-31)$$

式中， μ_1 和 μ_2 也是正则化参数。

定义 $\mathbf{h} = [f^T \ g^T]^T$ ，则最小化式（4-31）就等价于最小化瑞利熵：

$$\arg \min_{\mathbf{h}} \frac{\mathbf{h}^T L^z \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}}, \text{ s.t. } \mathbf{h}^T \mathbf{e} = 0 \quad (4-32)$$

式中，

$$L^z = \begin{bmatrix} \mu_1 L^x + U^x & -U^{xy} \\ -U^{yx} & \mu_2 L^y + U^y \end{bmatrix} \quad (4-33)$$

而矩阵 U^x, U^y, U^{xy}, U^{yx} 是具有如下形式的对角阵：

$$U_{ij} = \begin{cases} \lambda & i = j \in p \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4-34)$$

式（4-32）的最优化问题的解可以通过解如下特征值问题给出：

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\mathbf{h}} \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{L}^z \mathbf{h}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} \\ & \text{s.t. } \mathbf{h}^T \mathbf{e} = 0 \end{aligned} \quad (4-35)$$

这里的 \mathbf{h}, \mathbf{L}^z 变为

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} f_p = g_p \\ f_s \\ g_s \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

$$\mathbf{L}^z = \begin{bmatrix} \mu_1 L_{pp}^x + \mu_2 L_{pp}^y & \mu_1 L_{ps}^x & \mu_2 L_{ps}^y \\ \mu_1 L_{sp}^x & \mu_1 L_{ss}^x & 0 \\ \mu_2 L_{sp}^y & 0 & \mu_2 L_{ss}^y \end{bmatrix} \quad (4-37)$$

上面的最优化问题的解可以在给出正则化参数 λ 的情况下，由 \mathbf{L}^z 的最小的 r 个特征值对应的特征向量给出。另外，当两个正则化参数分别为

$$\mu_1 = \frac{l_{\text{tar}} + u_{\text{tar}}}{l_{\text{src}} + l_{\text{tar}} + u_{\text{tar}}} \quad (4-38)$$

及

$$\mu_2 = \frac{l_{\text{src}}}{l_{\text{src}} + l_{\text{tar}} + u_{\text{tar}}} \quad (4-39)$$

时，可以达到最优的估计性能。

4.2.4 图像指纹定位技术^[191]

在复杂环境中，对用户提供的数据或服务是环境的函数，尤其是被定为目标当前位置的函数。常规定位方法在室内等复杂环境中具有很强的局限性，而 RADAR 等基于指纹识别的室内定位系统又会由于家居移动、人走动、温度变化、时间采样变化等因素引起的场强测量变化导致定位不准，经常需要进行周期校正，实用性差。图像指纹定位技术是非参数定位方法中又一类具有代表性的方法，该方法的主要优点是在定位出目标位置的同时确定目标的来源方向。在机器人定位中，图像指纹定位技术是比较常用的室内定位技术。

图像指纹定位技术的思路是：

- (1) 用户携带具有摄像功能的手机在当前位置捕获环境图像，并发送到中心服务器；
- (2) 中心服务器运用图像匹配算法，对当前图像和数据库中的图像进行实时匹配；
- (3) 根据匹配图像结果，向用户返回用户定位结果；

在实际应用中，图像匹配室内定位方法具有以下两个阶段。

(1) 训练阶段：在训练阶段，并不是所有的样本信息都要加以利用。要有选择地利用样本，把所有样本通过分类器进行分类，以确定有用样本库（特征）。因此这个步骤也称为“特征提取”。

(2) 测试阶段：不同的距离测度可以用来确定输入和特征库中各个特征之间的距离，从而确定目标位置。

4.2.5 RFID 标签定位技术

RFID 室内定位方法属于标签和阅读器定位的范畴。RFID 标签定位技术具有很多优点,如无须接触通信,数据率高,安全性高,有非直达波条件下的可读能力和可压缩性、成本低等。但利用 RFID 进行室内定位也存在一些问题,如需要大量的设备去精确定位目标位置,大部分的 RFID 装置没有接收信号场强的功能。另外,由于 RFID 的频率从低频到微波都有,所以各种有源、无源和半有源标签都可能会对定位精度产生影响。

RFID 室内定位方法可分为两类:阅读器定位和标签定位。下面进行分别介绍。

1. 阅读器定位

阅读器定位一般普遍应用于机器人室内定位和导航中。近年来,国内外的研究者针对阅读器定位方法提出了很多有参考价值的思路。

Lee 等^[192]提出了一种利用 RFID 的移动机器人室内定位技术来减少由于机器人移动引起的累计位置误差。为了确定移动机器人(阅读器携带者)的位置和方向,可以事先把标签以方形形状摆放在已知位置中。当阅读器阅读到相关标签位置信息后,利用加权平均或 HOUGH 变换去确定它自己的空间位置。显而易见,空间摆放的已知坐标信息的标签数量越多,阅读器的自身定位的精度就越高。但标签个数的增加也在一定程度上增加了定位的成本。

为了在不增加标签的情况下,改善定位的精度,Han 等^[193]考虑了当标签摆放成三角形情况下的阅读器定位问题。实验表明,与标签位置摆放成方形形状相比,三角形的标签摆放方式不仅可以减少单位面积的标签数量,还可以在在一定程度上提高阅读器的定位精度;其最大定位误差可减小 18%。

和利用标签的几何关系进行阅读器定位的方法不同,Yanano 等^[194]提出了根据接收信号的强度,利用机器学习的方法进行阅读器定位的方法。该方法分为两个阶段,即训练阶段和定位阶段。在训练阶段,阅读器获取从各个标签接收到的场强信息。在实际环境中,阅读器有可能获取不到所有标签的场强信息。此时,可以用支持向量机获取有效的标签信息并进行训练。在定位阶段,阅读器进入定位区域时,就把获取到的场强矢量放入支持向量机中进行比对以获取阅读器的位置信息。该方法并不能提供阅读器的方向信息,同时该方法需要阅读器具有获取标签场强信息的功能,这对市场上的大部分 RFID 阅读器来说并不适用。

众所周知,贝叶斯推理大多面临假阳性(false-positive)和假阴性(false-negative)采样问题。为了克服这些问题,最大后验概率方法拒绝使用任何不在检测距离内的标签强度信息,因此该方法的一个突出优点是对非直达波(NLOS)不敏感,这是因为非直达波属于不在检测距离内的信号信息。但该方法的定位精度要依赖于运动模型,因此贝叶斯类定位方法与前述几种基于几何位置信息的 RFID 定位方法相比,精度相对较差。表 4-2 给出了阅读器定位系统的性能比较和优缺点。

表 4-2 阅读器定位系统的性能比较和优缺点

系 统	技 术	精 确 度	基 础 设 施	优 点	缺 点
Lee ^[192]	加权平均和 Hough 变换	0.026m	标签间隔为 0.05m；速度为 0.3m/s	可同时定位阅读器的位置和方向；误差小	需要大规模标签来获取较高的定位精度
标签的三角摆放形式 ^[193]	标签摆放、预估计和位置补偿	0.016m	标签水平方向间距为 0.05m；垂直方向间距为 0.025m；速度为 0.25m/s	可同时定位阅读器的位置和方向；和 Lee ^[192] 的方法精度相当；需要更少的标签；单标签情况下可给出阅读器位置	服务器端需要很强的计算能力
利用 SVM 的子定位系统 ^[194]	支持向量机（SVM）	80%	0.5m×0.5m	属于子定位；不需要对标签进行几何配置；和传播环境独立（对 NLOS 不敏感）；可利用最优的标签个数进行定位	需要对 SVM 提供训练集合；需要阅读器具有读取标签信号强度的能力；不能定位阅读器的方法信息
随机采样方法 ^[195]	贝叶斯推理	1.5m	在 40m×40m 的房间中，标签间距为 5m	只需很少的采样数；对 NLOS 不敏感	其定位精度依赖于目标的运动概率模型

2. 标签定位

与阅读器定位类似，标签定位的应用也十分广泛，该方法由于标签的价格相对低廉而受到越来越多的重视，也得到了十分广泛的商业应用。例如，利用标签定位可以在图书馆中对感兴趣书籍进行查找和索引，可以在医院中对病人进行定位服务等。标签定位可达到与阅读器定位同样数量级的定位精度，可定位静止或移动的目标。但标签定位要求移动目标的速度要较小，至少要比阅读器定位中的目标移动速度小很多。

最早的 RFID 室内定位技术是由 Hightower 等提出的 SpotON^[104]，该方法根据信号强度分析，利用积集算法对三维空间中的目标标签进行定位。该方法利用设计和定制的标签的无线信号衰减获取标签之间的距离信息。但该方法的定位精度不高，且每提供一次标签位置信息，需要 10~20s 的定位时间，因此其实时性较差。尤其对移动的标签进行定位时，这种长时间的定位处理过程往往导致定位结果严重失效。当然，该方法目前还远远没有达到完善的程度。

Ni 等^[196]提出了利用有源 RFID 标签进行标签定位的方法，该方法通过在某子区域放置阅读器定位标签位置来进行定位。当标签进入每个子区域时，阅读器会计算标签与该子区域放置的阅读器之间的距离；当标签进入另外一个子区域时，阅读器会重新计算它本身与标签之间的距离大小以重新确定利用哪个阅读器去跟踪标签位置。该方法与宏蜂窝网中的小区概念具有相似之处，即当移动用户进入不同的蜂窝小区，就会进行小区切换操作。但室内环境的复杂性往往会导致计算的距离信息出现偏差，从而导致阅读器无法精确跟踪移动标签的位置。为了克服这个问题，他们提出了一种改进技术 LANDMARC。该技术把一

些参考标签放在已知位置的点上，这些具有已知坐标信息的标签可看做一种路标，利用这些已知位置信息的参考标签信号强度，去校正被定位标签的距离测量的不确定性。这些参考标签的使用，可在很大程度上减少阅读器的数量，同时提高定位的精度。通常情况下，LANDMARC 把一些有源的标签配置为参考标签，这是因为它们可以提供检测距离方位内的标签信号强度信息。该方法通过增加一些低成本的有源标签去减少成本昂贵的阅读器数量，在很大程度上降低了定位的成本，具有十分重要的价值。典型的 LANDMARC 子区域配置如图 4-6 所示。

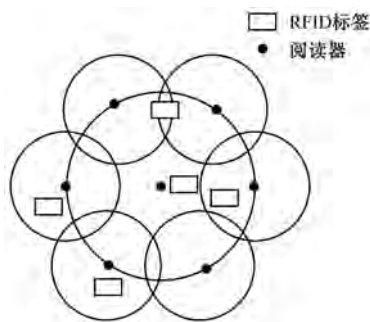


图 4-6 典型的 LANDMARC 子区域配置图

在图 4-6 中，由于目标标签的位置信息是通过和它最相邻的参考标签的位置给出的，所以定位精度与参考标签的位置配置之间有很大的关系。参考标签越少，定位结果越差；但参考标签数量的增多，在一定程度上又增加了定位的成本。另外，参考标签的增多也会增加标签之间的干扰，从而在一定程度上降低定位的性能。为了改善 LANDMARC 的精度，降低系统的复杂性，Jin 等^[197]提出了减少参考标签的改善 LANDMARC 室内定位方法。该方法可在减少参考标签的基础上，提高定位的精度。关于该方法的详细步骤，见参考文献[197]。

以上是基于有源标签定位的 RFID 室内定位方法。Alippi 等^[198]提出了利用已知位置的阅读器去定位无源标签的 RFID 室内定位方法。这种定位方法基于极化定位原理，这是因为 UHF 阅读器和标签仅仅提供了定位标签在一个角度扇区内的位置信息。阅读器的每个天线通过旋转张成定位环境并在可读距离内获取标签的 ID 号，在获取时，在不同的角度扇区内，利用不同的发射功率进行定位。该方法利用了不同的检测功率和贝叶斯推理方法去综合不同阅读器的获取信息。该方法的定位精度受阅读器的个数影响很大。

前面介绍的方法都是利用单一的频率集合进行室内 RFID 定位的，与它们不同，Tsai 等^[199]提出了利用两个频率集合去拓展定位系统的覆盖区域的 RFID 室内定位方法，该方法被应用于医院中精神病人的跟踪研究。阅读器用 433MHz 的频率激活标签，而标签和阅读器之间的通信使用的是 915MHz 的频率。但阅读器频率的产生设备经常会导致标签的跟踪能力变差，因此 Tsai 等针对该问题，提出了利用图形化原理去改善该问题的方法。该系统的定位性能平均增加近 50%。

针对 RFID 在图书馆中的应用，Choi 等^[200]提出了一种基于 RFID 的图书馆信息管理系统（R-LIM）。传统的信息管理系统只能告诉读者感兴趣的书籍是否在该馆藏范围之内，但

无法提供该书籍的精确位置。而 R-LIM 系统把书柜的 ID 和书的 ID 统一放置在数据库中进行识别。在识别过程中,阅读器沿着书架进行逐步扫描,通过记录阅读器和书柜标签之间的距离决定读者感兴趣的书籍属于哪个书柜,最后再通过扫描书籍标签对感兴趣的数据进行精确定位。该方法的缺点是需要定期对书柜标签数据库进行实时更新,而更新书柜标签数据库需要耗费大量的时间,因此其使用性降低。表 4-3 对各种标签定位系统的性能进行了比较。

表 4-3 标签定位系统的性能比较

系 统	技 术	精 度	设 备	优 点	缺 点
SpotON ^[104]	Ad hoc 技术	和分族的大小有关	每个族至少有 3 个标签	三维定位; 不需固定设备; 成本低廉	精度较差; 需要特殊标签
LANDMARC ^[196]	K-近邻技术; 加权	50%, 1.09-18m	每个房间有 4 个阅读器; 额外的参考标签	利用了有源标签; 阅读器少, 精度较高	参考标签高密度配置; 阅读器需具有信号强度收集能力
Jin 等 ^[197]	K-近邻技术	不适用	每个房间有 4 个阅读器; 有参考标签	利用了有源标签; 计算简单; 精度较高, 代价小	阅读器需具有信号强度收集能力
Alippi 等 ^[198]	贝叶斯推理	0.6m	5m×4m 有 4 个阅读器	无源标签, 低成本; 对 NLOS 传播不敏感	定位精度与阅读器的个数有关
Tsai 等 ^[199]	图形色化原理	不适用	整个地板	很高的定位覆盖面积	需要场产生器
R-LIM ^[200]	数据滤波	不适用	整个书柜	适合大规模的室内定位面积覆盖	需要定期对标签数据库进行更新

4.2.6 基于数据内插的定位技术

前面介绍的非参数室内定位方法中,利用指纹识别算法进行目标定位大多分为两个阶段:建库阶段和定位阶段。在这种方法中,定位结果在很大程度上受限于样本位置信号信息库的质量,为了达到较好的定位结果,通常需要建立庞大的数据库,这给定位过程带来了很大的负担。为了解决这个这个问题,数据内插是一种有效的解决途径。其中, Kriging 数据内插方法就是一种典型的内插方法^[57]。研究表明,该方法能在较小工作量下较为准确地获得用户的位置估计。

常用的内插方法有最临近点插值法 (Nearest Neighbor) 和反距离加权差值法 (Inverse Distance Weighted, IDW) 两种,前者又称泰勒多边形法,它围绕已知样本点构建而成,使

得在泰森多边形内的任意点与多边形内的已知点更接近；而后者利用了近似的原理，即物体之间的距离越近，它们的性质就越相似，反之，相似性越小。这两种方法的原理较简单，没考虑空间数据的分布特征，不适用于室内定位领域。

下面介绍另一种空间统计插值法，即 **Kriging** 法。设 x_j 为已知点的位置，其上的分布函数 $f(x)$ 看做一个随机函数 $F(x)$ 的实现，**Kriging** 方法就是要在已知随机函数 $F(x)$ 的一阶和二阶矩的条件下，在线性模型中求最小方差无偏估计：

$$F^*(x) = \sum \lambda_j(x) F(x_j) \quad (4-40)$$

1. 原型 Kriging 方法

原型 **Kriging** 方法是基于 $E(F(x)) = 0$ 的假设得到的，是对式 (4-40) 在最简单情况下的最小方差无偏估计。后续的泛 **Kriging** 和协 **Kriging** 方法是对其的发展，其中泛 **Kriging** 处理的是 $E(F(x))$ 未知的情况，协 **Kriging** 方法处理的是样本点上不同的测量参数具有相关性的情况。

从无偏性出发及 $E(F(x)) = 0$ ，必须保证式 (4-41) 成立：

$$E[F^*(x)] = \sum \lambda_j E[F(x_j)] = 0 = E[F(x)] \quad (4-41)$$

从最小方差出发，必须保证式 (4-42) 成立：

$$\min_{\lambda} D(F^*(x) - F(x)) = E(F^*(x) - F(x))^2 \quad (4-42)$$

计算得

$$\begin{aligned} & E(F^*(x) - F(x))^2 \\ &= \sum \sum \lambda_j(x) \lambda_k(x) E(F(x_j) F(x_k)) - 2 \sum \lambda_j(x) E(F(x_j) F(x)) + E(F^2(x)) \\ &= \sum \sum \lambda_j(x) \lambda_k(x) \sigma(x_j - x_k) - 2 \sum \lambda_j(x) \sigma(x - x_j) + \sigma(0) \end{aligned} \quad (4-43)$$

值得注意的是式 (4-43) 的推导是在 $E[F^*(x)] = \sum \lambda_j E[F(x_j)] = 0 = E[F(x)]$ 的条件下得到的。固定 x ，对 λ 求导并使之等于 0，可得

$$\sum \lambda_j \sigma(x_j - x_k) = \sigma(x - x_k) \quad (4-44)$$

值得注意的是式 (4-44) 保证了插值条件的成立。当 $x = x_j$ 时，式 (4-44) 要成立必须保证：

$$\lambda_i = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4-45)$$

此时有

$$F^*(x_j) = F(x_j) \quad (4-46)$$

把式 (4-46) 写成矩阵形式，则有

$$\mathbf{A}\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{D} \quad (4-47)$$

式中， $\boldsymbol{\lambda} = (\lambda_j(x))_{N \times 1}$ ； $\mathbf{A} = (\sigma(x_j - x_k))_{N \times N}$ ； $\mathbf{D} = (\sigma(x - x_k))_{N \times 1}$ 。

求解式 (4-47)，可得加权值 $\boldsymbol{\lambda}$ 的解 $\boldsymbol{\lambda}^*$ ：

$$\boldsymbol{\lambda}^* = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{D} \quad (4-48)$$

因为 f 为 F 的一个实现, 所以用条件期望估计 f 有

$$\begin{aligned} f^*(x) &= E(F^*(x) | F = f) \\ &= E(\sum \lambda_j F(x_j) | F = f) \\ &= E(\sum \lambda_j f(x_j)) = \boldsymbol{\lambda}^{*T} \mathbf{f} \end{aligned} \quad (4-49)$$

式 (4-49) 就是 Kriging 原型方法的插值解。

2. 泛 Kriging 方法

泛 Kriging 方法主要处理的是 $E\{F(x)\}$ 未知的情况。考虑以下随机函数模型:

$$F(x) = M(x) + R(x) = \sum P_a \phi_a(x) + R(x) \quad (4-50)$$

式中, $R(x)$ 为零均值平稳的随机函数; $\phi^T(x) = \{\dots, \phi_a(x), \dots\}$ 是一组普通的函数基; P_a 为函数基的系数。在地质学里 $M(x)$ 称为漂移, 在一些随机分析的场合也称为趋势。

使用线性模型:

$$F^*(x) = \sum \lambda_j(x) F(x_j) \quad (4-51)$$

由无偏性可知式 (4-52) 成立:

$$E[F(x)] = E[F^*(x)] = \sum \lambda_j(x) E[F(x_j)] \quad (4-52)$$

将 $F(x) = M(x) + R(x) = \sum P_a \phi_a(x) + R(x)$ 代入式 (4-52), 可得

$$\sum P_a \phi_a(x) = \sum \sum \lambda_j(x) P_a \phi_a(x_j) \quad (4-53)$$

式 (4-53) 应该对任意的 P_a 成立, 因此得到无偏条件, 即式 (4-54) 成立:

$$\phi_a(x) = \sum \lambda_j(x) \phi_a(x_j) \quad (4-54)$$

计算估计方差:

$$E(F(x) - \sum \lambda_j(x) F(x_j))^2 \quad (4-55)$$

将式 (4-53) 代入式 (4-55), 得

$$\begin{aligned} E(F(x) - \sum \lambda_j(x) F(x_j))^2 &= E\left[(F(x) - \sum P_a \phi_a(x) - \sum \lambda_j(x)(F(x_j) - \sum P_a \phi_a(x_j)))\right]^2 \\ &= E(R(x) - \sum \lambda_j(x) R(x_j))^2 \\ &= E[R(x)^2 - \sum \lambda_j 2R(x)R(x_j) - (\sum \lambda_j R(x_j))^2] \\ &= \boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{A} \boldsymbol{\lambda} - 2\boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{D} + \sigma(0) \end{aligned} \quad (4-56)$$

定义 $\sigma(x) = E[(R(x) - E(R(x)))^2] = E(R(x)^2)$; 式 (4-56) 中的 $\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1 \dots \lambda_N]^T$, N 为

样本点个数; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sigma(x_1 - x_1) & \dots & \sigma(x_1 - x_N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma(x_N - x_1) & \dots & \sigma(x_N - x_N) \end{bmatrix}$; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \sigma(x - x_1) \\ \vdots \\ \sigma(x - x_N) \end{bmatrix}$, 对式 (4-56) 用拉各朗

日方法得到

$$\boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{A} \boldsymbol{\lambda} - 2\boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{D} + \sigma(0) + 2\sum \mu_a(\phi_a(x) - \sum \lambda_j(x) \phi_a(x_j)) \quad (4-57)$$

对 $\boldsymbol{\lambda}$ 求导, 得到

$$\begin{pmatrix} \mathbf{A} & \boldsymbol{\Phi} \\ \boldsymbol{\Phi}^T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\lambda} \\ \boldsymbol{\mu} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{D} \\ \boldsymbol{\phi}(x) \end{pmatrix} \quad (4-58)$$

式中, $\Phi = (\phi_a(x_j))_{j,a}$; $\mu = (\cdots, \mu_a, \cdots)^T$ 。

从而有

$$f^*(x) = (D^T, \phi(x)^T) \begin{pmatrix} A & \Phi \\ \Phi^T & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} f \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4-59)$$

3. 协 Kriging 方法

前两种方法处理的都是样本点上只有一个测量参数的情况, 而协 Kriging 方法处理的是样本点上有两个相关的测量参数的情况。

将样本点上的两个函数 $\{f(x), g(x)\}$ 看成某两个随机函数 $\{F(x), G(x)\}$ 的实现。假设这两个随机函数的期望都为 0 (不为 0 的情况可参照泛 Kriging 方法处理), 定义协相关函数为

$$\sigma_1(x, y) = E((F(x) - E(F(x)))(F(y) - E(F(y)))) \quad (4-60)$$

$$\sigma_2(x, y) = E((G(x) - E(G(x)))(G(y) - E(G(y)))) \quad (4-61)$$

$$\sigma_{12}(x, y) = E((F(x) - E(F(x)))(G(y) - E(G(y)))) \quad (4-62)$$

利用下述线性模型估计未知样本点:

$$F^*(x) = \sum \lambda_j(x) F(x_j) + \sum \mu_k(x) G(y_k) \quad (4-63)$$

计算方差:

$$\begin{aligned} E(F^*(x) - F(x))^2 &= E(\sum \lambda_j(x) F(x_j) + \sum \mu_k(x) G(y_k) - F(x))^2 \\ &= \sum \lambda_j(x) \lambda_k(x) \sigma_1(x_j - x_k) + \sum \mu_j(x) \lambda_k(x) \sigma_{21}(y_j - x_k) + \\ &\quad \sum \lambda_j(x) \mu_k(x) \sigma_{12}(x_j - y_k) + \sum \mu_j(x) \mu_k(x) \sigma_2(y_j - y_k) - \\ &\quad 2 \sum \lambda_j(x) \sigma_1(x - x_j) - 2 \sum \mu_j(x) \sigma_{12}(x - y_j) + \sigma_1(0) \end{aligned} \quad (4-64)$$

值得注意的是在式 (4-64) 的推导中使用了 $E(F(x)) = 0$ 的条件。

对式 (4-64) 求导得

$$\begin{cases} \sum \lambda_j(x) \sigma_1(x_j - x_k) + \sum \mu_j(x) \sigma_{21}(y_j - x_k) = \sigma_1(x - x_k) \\ \sum \lambda_j(x) \sigma_{12}(x_j - y_k) + \sum \mu_j(x) \sigma_2(y_j - y_k) = \sigma_{12}(x - y_k) \end{cases} \quad (4-65)$$

式 (4-65) 的推导利用了协方差的对称性质, 从而有

$$\begin{pmatrix} \lambda \\ \mu \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma_1(x_j - x_k) & \sigma_{12}(x_j - y_k) \\ \sigma_{21}(y_j - x_k) & \sigma_2(y_j - y_k) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sigma_1(x - x_j) \\ \sigma_{12}(x - y_j) \end{pmatrix} \quad \text{关 (4-66)}$$

则可得插值点的值为

$$f^*(x) = D^T A^{-1} \begin{pmatrix} f \\ g \end{pmatrix} \quad (4-67)$$

式中, $A = \begin{pmatrix} \sigma_1(x_j - x_k) & \sigma_{12}(x_j - y_k) \\ \sigma_{21}(y_j - x_k) & \sigma_2(y_j - y_k) \end{pmatrix}$; $D = \begin{pmatrix} \sigma_1(x - x_j) \\ \sigma_{12}(x - y_j) \end{pmatrix}$ 。

值得注意的是在上述 3 种 Kriging 方法中, 系数矩阵 A 和 D 中都含有样本点测量值的方差, 但它们在实际情况中是不知道的, 一般由实践中得到的一些模型进行描述, 最后通过样本点的测量值拟合这些模型的参数。一般模型包括以下几个。

(1) Markoff 型: $\sigma(h) = ce^{-a|h|}$ 。

(2) Gauss 型: $\sigma(h) = ce^{-a\|h\|^2}$ 。

4.2.7 基于 Kernel 方法的定位技术

指纹类定位的框架就是通过寻找目标位置的一个估计:

$$\hat{\mathbf{p}} = \sum_{i=1}^N w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \mathbf{p}_i \quad (4-68)$$

式中, $\mathbf{p}_i = (x_i, y_i)$ 是待定位目标的位置坐标; \mathbf{r} 为观测的 RSSI 矢量; $\mathbf{F}(\mathbf{p}_i) = [\mathbf{r}_i(1); \dots; \mathbf{r}_i(n)]$ 为 $L \times n$ 维指纹库, 即

$$\mathbf{F}(\mathbf{p}_i) \triangleq \begin{bmatrix} r_i^1(1) & r_i^1(2) & \cdots & r_i^1(n) \\ r_i^2(1) & r_i^2(2) & \cdots & r_i^2(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_i^L(1) & r_i^L(2) & \cdots & r_i^L(n) \end{bmatrix} \quad (4-69)$$

式中, L 是接入点的个数; n 是采样的 RSS 长度。

$\mathbf{F}(\mathbf{p}_i)$ 的列矢量 $\mathbf{r}_i(t) = [r_i^1(t), \dots, r_i^L(t)]^T$ 为 t 时刻在 \mathbf{p}_i 处的 RSSI 测量。

1. 接入点选择

考虑到接收 AP 节点信号之间的相关性, 接入节点选择的目标就是获得“最小的冗余表示”。这里要用到发散性测度。令 $\mathbf{R}_p^i = [r_p^i(1), \dots, r_p^i(n)]$ 是第 i 个接入点在位置 \mathbf{p} 处测量到的 RSS 矢量, 则接入点的选择可用式 (4-70) 的代价函数获取:

$$\begin{aligned} A' &= \arg \min_{k \in A: |A_k|=d} D(A_k) \\ &= \arg \min_{k \in A: |A_k|=d} \sum_{a_i, a_j} D(a_i, a_j) \end{aligned} \quad (4-70)$$

式中, $D(A_k)$ 是总的散度值; $D(a_i, a_j)$ 为两个接入点之间的“最小—最大散度”, 其定义为

$$D(a_i, a_j) = \min_{\mathbf{p}_k} d(\mathbf{R}_{\mathbf{p}_k}^i, \mathbf{R}_{\mathbf{p}_k}^j) \quad (4-71)$$

该式中的 $d(\mathbf{R}_{\mathbf{p}_k}^i, \mathbf{R}_{\mathbf{p}_k}^j)$ 可以是以下几种距离。

2. Bhattacharyya 距离

$$d_B = -\ln \left(\int \sqrt{f(x)g(x)} dx \right) \quad (4-72)$$

式中, $f(x), g(x)$ 是概率密度函数。

式 (4-72) 的积分一般不容易处理, 但对两个已知均值和方差的高斯分布的概率密度函数 $\mathcal{N}(\mu_i, \Sigma_i)$, 则式 (4-72) 的闭式解可由下式给出^[201]:

$$d_B = \frac{1}{8}(\mu_1 - \mu_2)^T \left[\frac{\Sigma_1 + \Sigma_2}{2} \right]^{-1} (\mu_1 - \mu_2) + \frac{1}{2} \ln \frac{\left| \frac{\Sigma_1 + \Sigma_2}{2} \right|}{\sqrt{|\Sigma_1| |\Sigma_2|}} \quad (4-73)$$

在实际计算过程中, 接入点在位置 \mathbf{p}_k 处的均值和方差可分别近似为

$$\begin{cases} \mu_{\mathbf{p}_k}^i = \frac{1}{n} \sum_{t=1}^n r_{\mathbf{p}_k}^i(t) \\ \sigma_{\mathbf{p}_k}^i = \frac{1}{n-1} \sum_{t=1}^n (r_{\mathbf{p}_k}^i(t) - \mu_{\mathbf{p}_k}^i)^2 \end{cases} \quad (4-74)$$

将式 (4-74) 代入式 (4-73) 可得到实际的散度闭式解:

$$d_B(R_{\mathbf{p}_k}^i, R_{\mathbf{p}_k}^j) = \frac{1}{8}(\mu_{\mathbf{p}_k}^i - \mu_{\mathbf{p}_k}^j) \left[\sigma_{\mathbf{p}_k}^{i^2} + \sigma_{\mathbf{p}_k}^{j^2} \right]^{-1} + \frac{1}{2} \log \frac{\frac{1}{2}(\sigma_{\mathbf{p}_k}^{i^2} + \sigma_{\mathbf{p}_k}^{j^2})}{\sigma_{\mathbf{p}_k}^i \sigma_{\mathbf{p}_k}^j} \quad (4-75)$$

值得指出的是, 在 WLAN 定位中, 一般概率密度函数不符合高斯分布, 但可以用式 (4-75) 进行近似。

3. 信息潜能

该测度是作为“聚类评估函数”被提出的, 后来发展成任意二次信息的非参数化^[202]估计, 用来测量两个概率密度函数之间的距离:

$$d_I(R_{\mathbf{p}_k}^i, R_{\mathbf{p}_k}^j) = -\ln \left(\frac{1}{n^2} \sum_{t=1}^n \sum_{t'=1}^n k(r_{\mathbf{p}_k}^i(t), r_{\mathbf{p}_k}^j(t')) \right) \quad (4-76)$$

式中, $k(x_i, x_j)$ 定义为

$$k(x_i, x_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}} \exp \left(\frac{-\|x_i - x_j\|^2}{2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)} \right) \quad (4-77)$$

式 (4-77) 中的 σ_1^2, σ_2^2 用于控制高斯核的宽度。

4. 距离测度

距离测度要满足如下条件:

(1) $\sum_{i=1}^N w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) = 1$, 以使估计的坐标点位置在所有待考察定位点坐标组成的凸核 (Convex Hull) 上;

(2) $w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i))$ 应该是一个单调减函数, 它随着距离的增加单调递减, 即

$$\begin{cases} d(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \geq d(\mathbf{r}', \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \Rightarrow w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \leq w(\mathbf{r}', \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \\ d(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \geq d(\mathbf{r}', \mathbf{F}(\mathbf{p}_j)) \Rightarrow w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \leq w(\mathbf{r}', \mathbf{F}(\mathbf{p}_j)) \end{cases} \quad (4-78)$$

满足以上两个条件的权值函数有很多, 最简单的是采用如下形式的平均归一化内积函数:

$$w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) = \frac{1}{n} \sum_{t=1}^n \frac{\langle \mathbf{r}, \mathbf{r}_i(t) \rangle}{\|\mathbf{r}\| \|\mathbf{r}_i(t)\|} \quad (4-79)$$

式中, $\langle \mathbf{r}, \mathbf{r}_i(t) \rangle = \mathbf{r}^T \mathbf{r}_i(t)$ 为内积算子。

5. 核函数和参数的选择

1) 核函数引入的特征空间

两种和正定核有关的特征空间是 Mercer 核和再生核 (RKHS)。下面以 RKHS 核的构建为例, 说明构建再生核的步骤。

考虑映射 $\phi: \mathbf{r} \mapsto k(\cdot, \mathbf{r})$ 把一个输入矢量 \mathbf{r} 映射到一个函数, 该函数可以测量该矢量和所有输入矢量组成的空间中 \mathbb{R}^d 的元素之间的相似性; 考虑该函数组成的空间为 $f: \mathbb{R}^d \rightarrow \mathbb{R}$ 。假设 f 具有线性形式 $f(\cdot) = \sum_{i=1}^n \alpha_i k(\cdot, \mathbf{r}_i)$ ($n > 0, \alpha_i \in \mathbb{R}^d, \mathbf{r}_i \in \mathbb{R}^d$)。在该空间中, 两个函数的内积的定义为

$$\langle f, g \rangle = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \alpha_i \beta_j k(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_j) \quad (4-80)$$

根据式 (4-79), 再生核 (RKHS) 下的权系数可表示为

$$\begin{aligned} w_{\text{RKHS}}(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) &= \frac{1}{n} \sum_{t=1}^n \frac{k(\mathbf{r}, \mathbf{r}_i(t))}{\sqrt{k(\mathbf{r}, \mathbf{r}) k(\mathbf{r}_i, \mathbf{r}_i')}} \\ &= \left\langle \frac{1}{n} \sum_{t=1}^n \frac{k(\cdot, \mathbf{r}_i(t))}{\sqrt{k(\cdot, \mathbf{r}_i(t)) k(\cdot, \mathbf{r}_i(t))}}, \frac{k(\cdot, \mathbf{r})}{\sqrt{k(\cdot, \mathbf{r}) k(\cdot, \mathbf{r})}} \right\rangle \end{aligned} \quad (4-81)$$

可以证明, 权值 w_{RKHS} 是关于距离平方的减函数。

2) 核的选择

核函数有三种: 平稳核、局部平稳核及非平稳核。两个平稳核的乘积可以得到一个局部平稳核。常用的高斯核就是平稳核。利用高斯核, 可以使得变换后的映射点位于特征空间的相同象限, 且对不同的相关点 $\mathbf{r}_i(1), \dots, \mathbf{r}_i(t)$, 映射后的空间的点 $\phi(\mathbf{r}_i(1)), \dots, \phi(\mathbf{r}_i(t))$ 是线性独立的。利用高斯核, 权值就变为

$$w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) = \frac{1}{n} \sum_{t=1}^n \exp\left(-\frac{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_i(t)\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4-82)$$

3) 核的参数选择

核参数的选择就是根据观测样本确定核宽度参数 σ 。具体来说, 给定 $\mathbf{r}_i(t)$, $t=1, \dots, n$, 则未知密度的核密度估计为

$$\hat{f}(\mathbf{r} | \mathbf{p}_i) = \frac{\sigma^{-d}}{n} \sum_{t=1}^n k\left(\frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_i(t)}{\sigma}\right) = \sigma^{-d} w(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) \quad (4-83)$$

式中, $k(\cdot)$ 是零均值非负核函数。

一般而言, 核宽度参数是通过最小化高斯核函数得到的, 一般的核宽度参数可选取为

$$\sigma^* = \left(\frac{4}{2d+1} \right)^{1/(d+4)} \hat{\sigma} n^{-1/(4+d)} \quad (4-84)$$

式中, $\hat{\sigma} = \frac{1}{d} \sum_{l=1}^d \sigma_{r_l}^2$ 为边缘平均方差。

在这种核宽度参数下, 可以采用如下归一化高斯权值:

$$w_{\text{SG}}(\mathbf{r}, \mathbf{F}(\mathbf{p}_i)) = (2\pi)^{-d/2} \sigma^{-d} \frac{1}{n} \sum_{t=1}^n \exp \left(\frac{-\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_i(t)\|^2}{2\sigma^2} \right) \quad (4-85)$$

至此, 可以给出利用核参数化方法的室内定位的几个步骤:

- (1) 利用式 (4-70) 选择接入点;
- (2) 利用式 (4-85) 计算距离;
- (3) 由式 (4-68) 给出位置估计。

4.3 制约现有非参数化室内定位的定位精度的因素

通过以上对非参数化定位的介绍可以看出, 非参数化定位方法是提高室内定位精度的一种有效的解决方案。但目前非参数化定位方法 (指纹类定位方法) 的总体精度不是太高, 且该方法与工程应用的差距十分明显。但总的来说, 该方法可在一定程度上对抗由多径传播引起的信号畸变, 解决在特殊环境中因路径损耗模型误差、模型参数估计误差、直达波缺失等引起的参数估计误差较大的问题, 是室内定位领域研究的一个重要发展方向。然而, 如前所述, 室内定位受环境变化因素的影响较大, 常见的诸如门、窗的开闭、人的走动、温度变化、接收终端的改变等因素都会造成接收信号强度的改变。因此, 在室内环境中, 接收信号强度是随时间改变的。在上述因素下, 现有的非参数化室内定位方法存在一些显著缺陷, 介绍如下。

4.3.1 失配问题

目前, 非参数化定位方法一般都由两个步骤组成: 一是离线建库阶段; 二是实时定位阶段。离线建库过程和实时定位过程是分开进行的。如前所述, 接收信号强度不仅是空间位置的函数, 也是时间的变化函数, 即 $\text{RSSI} = F_c(x, y, t)$ 。其中, RSSI 是坐标 (x, y) 处的接收信号强度, t 是接收信号的时间, F_c 是和信号传播信道有关的复杂非线性时变函数。因此, 基于信号场强的定位方法在很大程度上造成了离线阶段的建库指纹与实时定位阶段的实时场强失配, 从而使定位精度急剧下降。这种失配是基于接收信号强度定位方法的最大瓶颈, 且由于该方法的固有缺陷而无法从根本上进行克服。

这种定位失配问题可以从很多方面进行解决, 其中摒弃传统的基于场强的指纹类定位方式是一种很好的解决方案。众所周知, 虽然大多数的接入点 (AP) 和手持移动终端都具

有实时捕获信号强度的能力,从对现有设备的利用率角度看,利用场强信息进行定位不失为一种简单且行之有效的解决方案,但大量的研究表明,基于接收信号强度的定位方法很难取得理想的室内定位效果,其主要原因就是这些设备捕获的信号强度信息的随机性特别明显,很容易受到时间、空间、温度、场景、测量终端等变化的影响。而这种影响是无法通过大量测量的统计平均从根本上消除的。因此,采用其他具有更好的统计特性的统计量构建有效、稳健的指纹库是解决该问题的根本途径。例如,采用接收信号的傅里叶变换、自相关函数、功率谱密度、高阶累积量等统计量可有效对抗信道的非平稳性。但这些指纹参数的获取需要额外的硬件支持,增加了额外的成本负担。因此,如何折中和取舍是室内定位领域发展所需要考虑的问题。

4.3.2 对信道状态信息的利用率很低

室内定位和室外定位方法的目的都是最大限度地利用信号的传播信道环境信息以获得理想的定位结果。目前,现有方法大多利用信号强度建库,但信号强度信息只是接收信号自相关函数在零点处的取值,从对信道脉冲响应函数的利用角度来说,只利用接收信号强度信息造成了与目标所处环境有关的大量信道信息的丢失,因此其定位精度不高。

从本质上看,只利用 RSSI 信息进行定位浪费了大量室内信道状态环境信息(CSI)及与信道信息相关的高维空间谱信息(包括自相关函数在零点及其他点处的取值、FFT 谱、功率谱密度及更高阶的统计信息)。充分使用这些信息可从根本上对抗多径畸变、场强波动、信道衰落等复杂室内环境。而接收信号的 FFT、自相关函数、变换后的信号子空间、解相关信号空间、功率谱密度函数、高阶累积量等都包含了更多的信道脉冲响应函数的更多信息,且这些参数都具有比 RSSI 更稳定的统计特征。因此,如何更有效地利用这些参数建立的指纹库信息进行定位是解决当前 RSSI 室内定位受环境变化因素影响较大的主要手段。

4.3.3 对指纹库的利用率低

现有非参数化方法大多通过建立场强数据库进行定位。由于信号强度指纹具有自身无法克服的缺点,所以很多学者也提出利用其他的如信道脉冲响应函数、自相关函数等指纹信息代替场强指纹进行室内定位,这些方法对定位精度有一定的改进。但这些和信道状态信息相关的指纹库在不同程度上都有内在的对应关系,这是因为这些指纹库实质上都是信道脉冲响应函数的不同数学变换。因此,利用这些指纹库之间的内在联系,进行多指纹库的相参处理也是提高室内定位精度的一种可行性方法。

在一般情况下,大部分的室内定位终端都采用具有无线网卡的移动 PC、SmartPhone 或其他 WSN 网络节点进行信号强度的获取。这种信号强度获取设备无须增加额外的硬件,促进了室内定位技术的产业化发展,使得无线传感器网络等定位设备走进了千家万户。但大量的研究表明,只利用接收信号强度进行室内定位并不是最终、最优的解决方案,它存在一系列不可克服的问题。随着天线、USRP 等技术的飞速发展,在室内环境利用阵列接收所带来的定位性能改善是不可低估的,这种改善包括对时延分辨率的改善,对频域分辨率的改善,以及对空间分辨率的改善等。

最重要的是,在室内使用阵列接收后,这种指纹库之间的内在联系由于阵列接收引起的空间依赖性、时间选择性及频率多样性差异更加明显。充分挖掘指纹信息库之间的信息、对指纹信息库进行相参处理、空时联合处理等将能在很大程度上改善现有室内定位方法仅利用单一指纹库进行定位而造成的大量信道状态信息丢失,进而可以从根本上提高室内定位的精度。

4.4 非参数化室内定位的发展方向

4.4.1 在算法研究方面

综上所述,目前,国内外对室内定位领域的研究如火如荼。对该领域的定位算法研究方面可以归纳为以下几个方面。

1. 指纹库建库算法复杂度的研究

目前,很多学者对指纹类定位算法的实用性持怀疑态度,这是因为大部分的指纹类定位方法都需要实时建库过程,而这种实时建库对定位的实时性提出了很大的挑战,即在需要紧急定位的时间和定位环境中,实时构建新的指纹库是不现实的,也是复杂度极高的。因此,针对这种问题,国内外该领域的很多研究者提出了许多行之有效的解决方案,如动态更新指纹库的思想、利用现有指纹库和少量的观测数据通过流型学习的方式获得当前时刻的定位指纹的思想、利用阵列接收一次观测数据获取构建多种指纹库的思想等。这些方法的初衷都是从如何降低指纹类定位算法的严重建库负担开始的。但到目前为止,十分完善的建库方法还没有最终定论,因此,室内定位领域的重要研究和发展方向之一还是对室内指纹库的有效建立方法的研究。

2. 指纹库的稳健性研究

大量的前期研究表明,现有室内定位的指纹库大多利用接收信号强度作为指纹参数来发展相关的定位算法。但由于室内环境的复杂性和严重非平稳性,所以基于信号强度的指纹类定位方法的定位性能大多无法取得十分精确的定位效果(与室内定位的空间大小相比)。该问题的实质是如何在室内定位中建立对环境变换不敏感的、稳健的指纹库问题,有效解决该问题将为发展高精度室内定位理论和算法提供十分重要的参考模板。目前对该问题的研究已经有一些相对成熟和可行性思路:首先是变换域的思想,即对场强指纹库利用 PCA、ICA、DCT 等进行信号的空间变换,可获取相对比较稳健的室内定位指纹,而定位算法也是建立在变换域的指纹上的;其次是指纹替代思路。针对信号强度指纹的缺点,当前有很多学者提出了利用其他指纹参数代替信号强度指纹进行定位的指纹替代方法,指纹替代方法的可行性是显而易见的,即对接收信号进行不同的数学变换(如取自相关函数、功率谱密度、高阶累积量等)可获取比信号强度更稳健的指纹。这些指纹都是关于室内定位信道的数学描述,都是室内信道脉冲响应函数的函数。利用这些指纹参数发展高精度室内定位理论框架是室内定位领域今后发展的重点。

3. 对高精度定位算法的研究

现有的室内定位算法大多相对较为简单，精度也不高，原因之一是建库指纹的不稳定性；另一个重要原因就是定位算法本身的不足，即大部分现有的室内定位算法并没有考虑到定位指纹库原子间的内在联系及指纹库之间的相互联系。在提供了可靠的定位指纹模板的情况下，如何针对室内定位多径和散射的特点，引入更为精确的“分布式稀疏”、“块稀疏”、“局部稀疏”等新型稀疏约束条件，结合“稀疏信号处理理论”和“凸优化”的特点，是发展和建立高精度室内定位理论和框架的一个可行性研究方向，具有广阔的研究和发展空间。

4.4.2 在工程应用方面

在工程应用方面，室内定位技术需要考虑的问题大致有以下几个。

1. 合适的定位芯片的选择

在实际定位过程中，针对具体的应用环境选择合适的定位芯片对定位结果的影响巨大。目前已经有很多的芯片和协议提供室内定位服务。表 4-4 列出了各种可提供室内定位服务的协议，其中包括工作的频带、室内/室外的作用距离、调制方式、接收灵敏度等参数。在实际应用中，应根据实际需要选用合适的协议芯片。

表 4-4 各种可提供室内定位服务的协议

		ZigBee	6LoWPAN	Z-Wave	INSTEON	Wavenis
物理层	频带（兆赫兹）	868/915/2400	868/915/2400	868/908/2400	904	433/868/ 915/2400
	距离（米）	10~100	10~100	30（室内） 100（室外）	45（室外）	200（室内） 1000（室外）
	码率（千字节/ 秒）	20/40/250	20/40/250	9.6/40/200	38.4	4.8/19.2/100
	调制方式	BPSK/BPSK/ O-QPSK	BPSK/BPSK/ O-QPSK	BFSK	FSK	GFSK
	扩频方式	DSSS	DSSS	无	无	快速 FHSS
	接收灵敏度 （dBm）	-85 或更高（2.4 GHz 频段） -92 或更高(868/915 MHz 频段）	-85 或更高（2.4 GHz 频段） -92 或更高（868/ 915 MHz 频段）	-101（在 40kbps）	-103	-110（在 19.2kbps）

2. 定位接入点的选择

接入点（AP）的选择问题是实际定位中需要考虑的问题之一。由于信号强度的波动性和每款芯片作用距离的不同，所以很多节点测出的信号强度已经无法反映空间距离变化关

系。这种节点提供的测量信息不仅无法提供足够的定位测量信息，反而会造成对定位结果的负面影响。尤其在 WLAN 定位中，实际获取的 AP 信号可能不是用户需要的参考节点的信号（这些节点的空间位置未知），而且虽然这些节点提供的信号强度测量值十分有效，但由于无法了解该节点的位置，因此也不可能利用该节点的测量值进行定位。在这种情况下，合理有效地选择接入点是发展高精度定位的前提。对该方向的研究也是室内定位算法实用化的关键问题，有待进一步研究解决。

3. 算法的复杂度

在室内定位的实际应用中，用户不得不考虑的另一个问题是算法的复杂度问题。目前室内定位算法层出不穷，如基于神经网络的定位方法、基于机器学习的定位算法、基于凸优化的定位算法等。这些算法的定位效果是能够令人接受的，但算法的复杂度太高，一次定位的时间往往在分钟级的时间段上，它们是无法完成某些实际定位需求的，如需要实时更新目标位置的应用（安防和安保等）。因此，发展既具有较好定位性能，又可以在算法复杂度方面十分具有竞争力的定位方法是室内定位实用化必须解决的问题，同时也是产业化必须关注的研究方向之一。

4. 算法的稳健性

室内定位在某些特殊领域对定位算法的稳健性要求是很高的，一个好的定位算法不应该受到除被定位目标本身之外的所有外部环境变化（如人走动、门窗的关闭、温度的变化、家具的移动等）的影响。另外，一个稳健的定位算法也不应该在定位目标发生小尺度抖动的情况下产生较大的定位偏差。这种对定位结果稳健性的要求在室内定位环境中要比在室外 GPS 等定位系统下高得多，这是因为室内定位的空间相对较小。因此，对定位算法的稳健性研究也是室内定位产业化和应用的主要研究方向之一，具有大量的发展和研究空间。

4.5 总结

本章主要介绍了现有非参数化定位方法的研究现状，并对现有的基于信号强度、机器学习、空间谱、RFID、Kringing 及核方法等非参数化定位方法进行了详细介绍。本章还对制约现有非参数化室内定位方法的定位精度的因素进行了初步分析，同时对室内定位领域以后的发展方向进行了归纳。

从整体方面来说，室内定位的发展方向应该是从参数化向非参数化方向进行过渡，但非参数化定位方法存在很多亟待解决的问题，有效解决这些问题可从根本上改变现有室内定位的定位瓶颈，从真正意义上实现与室外定位的“无缝对接”，以及精确、同步的“无缝”定位。

第 5 章 基于 ZigBee 的无线传感器网络室内定位

第 3 章详细介绍了各种基于不同测量信息的室内定位算法，分析了不同测量信息在室内定位中对定位精度的影响。不同的测量信息所采用的室内定位算法也不尽相同，在室内定位计算的复杂度、定位精度、定位系统的稳定性等方面也有所差别。某些定位算法，从理论和仿真等方面分析能够达到很好的定位效果，如 TDOA 测量估值计算方法，但在实际环境中实现一套基于 TDOA 测量的定位系统的代价往往是很高昂的，工程实现的成本和技术复杂度也都非常高。因此，这种定位系统还只存在于各个实验室和研究所，无法得到更大规模的应用。

与 TDOA 测量值的获取很困难不同，RSSI 测量信息的获取要简单得多。现在的大部分无线传感器网络均附带了 RSSI 测量技术，在无线传感器网络节点通信的过程中已经测到了相应信号的 RSSI 值。可以把一台使用 WiFi 网络的笔记本电脑当做移动节点，通过它测量各个不同 WiFi 路由器之间的 RSSI，最后利用 RSSI 测量估值计算方法估计出移动节点的位置。ZigBee 技术的成本与技术复杂度都较低，既为 RSSI 的测量提供了良好的平台，也为室内定位技术的大规模的推广应用提供了保障。

本章主要介绍基于 ZigBee 的 RSSI 测量室内定位系统的实现，以及得出在不同定位算法下的实际定位精度分析的改进方法。

5.1 ZigBee 知识的介绍

5.1.1 概念

ZigBee 协议于 2003 年正式问世，它使用了面向家庭网络的通信协议 Home RF Lite，主要用于近距离无线通信。ZigBee 无线电标准支持在数千个微小的传感器之间相互协调实现通信，且可由多达 65000 个无线数传模块组成一个无线数传网络平台。在整个网络范围内，ZigBee 网络数传模块之间可以相互通信，网络节点间的距离可以从标准的 75m 无限扩展^[203, 204]。

ZigBee 协议的物理层（PHY）和媒体接入控制层（MAC）由 IEEE 802.15.4 小组制定。IEEE 802.15.4 是一种经济、高效、低数据速率（<250kbps）、工作在 2.4GHz 和 868/928MHz 的无线技术，用于个人区域网和对等网络。它是 ZigBee 应用层（API）和网络层协议的基础。由于 IEEE 工作组仅处理了低级的物理层和媒体接入控制层，所以 ZigBee 联盟对应用层和网络层协议进行了标准化。完整的协议包括协调器和基本节点，其中每个协调器可连接的基本节点数多达 255 个。一个 ZigBee 网络的形成只需要几个协调器，并且对路由传输

的数目没有限制。ZigBee 联盟还开发了安全层，以确信该便携设备不会意外泄露本身的标识，且利用这种网络进行远距离传输时信息不会被其他节点获得。

与移动通信的 CDMA 网或 GSM 网不同，ZigBee 网络主要是为工业现场自动化控制数据传输建立的。因此，它必须具有简单、使用方便、工作可靠、价格低的特点。ZigBee “基站”的价格不到 1000 元人民币。每一个 ZigBee 网络节点（FFD）不仅可以作为监控对象，利用其所连接的各种传感器直接进行数据的采集和监控，还可以自动中转别的网络节点传过来的数据信息。除此之外，每一个 ZigBee 网络节点还可在其自身的信号覆盖范围内和多个不承担网络信息中转任务的孤立的子节点（RFD）无线连接。

与其他短距离无线通信技术相比，ZigBee 技术有许多优点，如功耗低、传输范围较大、组网灵活等。国内外对 ZigBee 技术的开发应用也呈逐年上升的趋势。ZigBee 作为蓝牙和 WiFi 的补充正在不断完善着短距离无线通信技术。

5.1.2 ZigBee 技术的硬件

ZigBee 联盟成员包括众多大型企业，如芯片制造商。在由 IEEE 802.15.4 小组制定的物理层（PHY）和媒体接入控制层（MAC）之上，各个芯片制造商推出了各不相同的 ZigBee 协议及实现芯片，包括 CEL 公司的 ZIC2410 芯片、Freescale 公司的 MC1321X 芯片、TI 公司的 CC2430 芯片等。以下实验主要选择 TI 公司的 CC2430 芯片作为 ZigBee 无线传感器网络的基础节点，在此基础之上构建了 RSSI 测量信息系统进行室内定位的研究。

1. CC2430 芯片的特点

CC2430 是一款系统芯片（SoC）CMOS 解决方案，它集成了一个高性能 2.4GHz DSSS（直接序列扩频）射频收发器核心和一个工业级小巧高效的 8051 控制器。这种解决方案能够提供高性能、低成本、低功耗的 ZigBee 应用。

CC2430 资源与普通单片机相差不大。为了更好地处理网络和应用操作的带宽，CC2430 还集成了大多数对定时要求严格的一系列 IEEE 802.15.4 MAC 协议，以减轻微控制器的负担。这些协议包括自动前导帧发生器、同步字插入/检测、CRC-16 校验、CCA、信号强度检测/数字 RSSI、连接品质指示（LQI）、CSMA/CA 协处理器。

CC2430 的工作原理为：从天线接收的 RF 信号经低噪声放大器放大并经下变频变为 2MHz 的中频信号，该中频信号再经滤波、放大后通过 A/D 转换器变为数字信号。CC2430 的自动增益控制、信道过滤、解调在数字域完成使它可以获得高精度及空间利用率。CC2430 的集成的模拟通道滤波器可以使工作在 2.4GHz ISM 波段的不同系统良好共存^[205]。

在发射模式下，CC2430 的位映射和调制是根据 IEEE 802.15.4 的规范来完成的。也就是说，调制（和扩频）通过数字方式完成。其过程为：被调制的基带信号经过 D/A 转换器后再经单边带调制器进行低通滤波和直接上变频，然后经过片内的功率放大器放大以达到可发射的水平。

CC2431 是 TI 公司推出的带硬件定位引擎的片上系统 (SoC) 解决方案, 能满足低功耗 ZigBee/IEEE 802.15.4 无线传感器网络的应用需要。CC2431 的定位引擎基于 RSSI 技术, 它首先根据 RSSI 与已知参考节点位置准确计算出有关节点的位置, 然后将位置信息发送给接收端。

CC2430 芯片和 CC2431 芯片的基本结构均相同, 区别是后者比前者多集成了一个硬件定位引擎。在涉及 ZigBee 网络的参数化定位时, 移动节点只能由 CC2431 芯片实现, 其他网络设备两种芯片均能胜任。如图 5-1 所示为 CC2430/CC2431 芯片的内部结构, 单独标注出来的定位跟踪引擎是 CC2431 芯片所独有的, 其他结构与 CC2430 一样^[206]。如图 5-2 所示为 CC2430/CC2431 芯片的电路结构。如图 5-3 所示为 CC2430/CC2431 硬件模块 (左为射频模块、右为定位平台)。

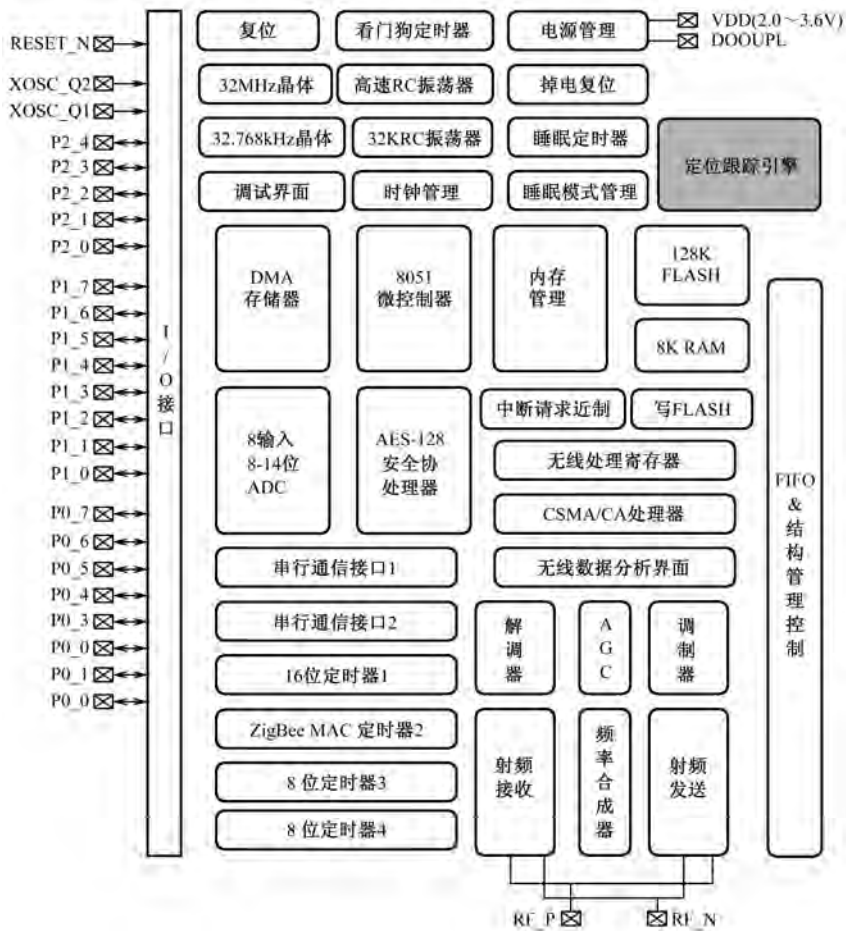


图 5-1 CC2430/CC2431 芯片的内部结构

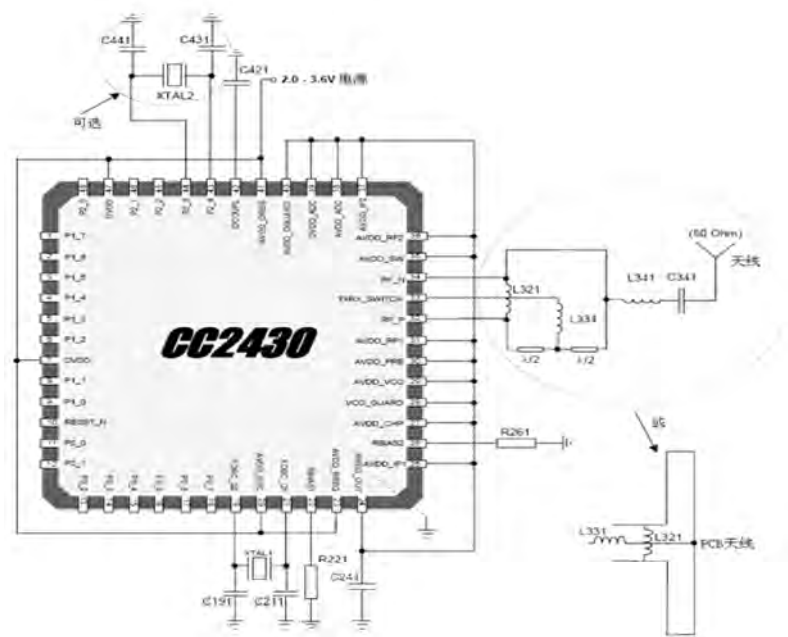


图 5-2 CC2430/CC2431 芯片的电路结构



图 5-3 CC2430/CC2431 硬件模块（左为射频模块、右为定位平台）

2. ZigBee 的工作频段

ZigBee 使用了 3 个频段，定义了 27 个物理信道，其中 868MHz 频段定义了 1 个信道；915MHz 频段附近定义了 10 个信道，信道间隔为 2MHz；2.4GHz 频段定义了 16 个信道，信道间隔为 5MHz。具体的信道分配如表 5-1 所示。

表 5-1 ZigBee 的信道分配

信道 编号	中心频率/MHz	信道间隔/MHz	频率上限/MHz	频率下限/MHz
$k=0$	868.3	0	868.6	868.0
$k=1,2,\cdots,10$	$906+2(k-1)$	2	928.0	902.0
$k=11,12,\cdots,26$	$2401+5(k-11)$	5	2483.5	2400.0

ZigBee 技术使用的 2.4GHz 频段的信道分布示意如图 5-4 所示。

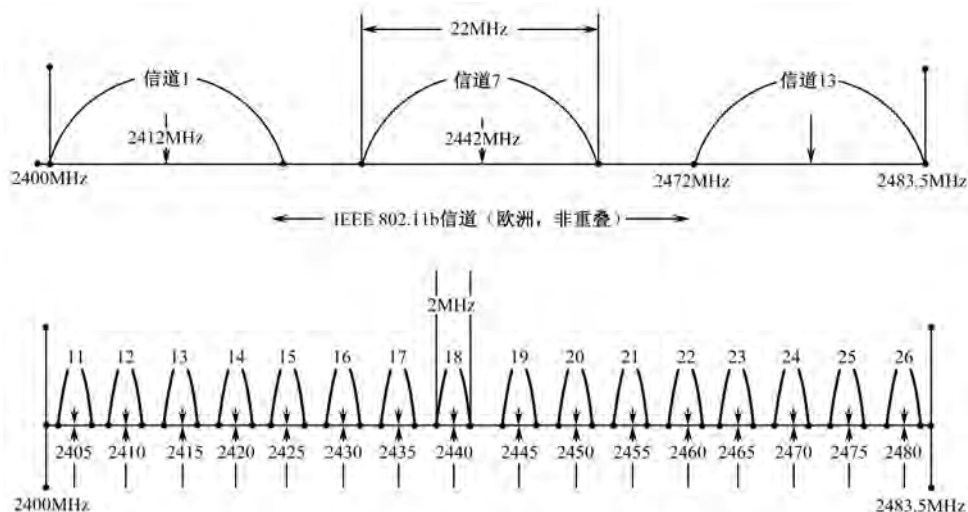


图 5-4 信道分布示意图

IEEE 802.15.4 在物理层还规范了传输速率和调制方式等相关要求：

(1) 在 2.4GHz 物理层的数据传输率为 250Kbps，数据传送精度为 $\pm 40\text{ppm}$ ，接收灵敏度为 -85dBm 或更高，邻近信道抗干扰电平为 0dB ，交替信道抗干扰电平为 30dB ，采用 16 相位正交调制技术 (O-QPSK)；

(2) 在 915MHz 物理层的数据传输速率为 250Kbps，接收灵敏度为 -92dBm 或更高，邻近信道抗干扰电平为 0dB ，交替信道抗干扰电平为 30dB ，采用的是带有二进制移相键控 (BPSK) 的直接序列扩频 (DSSS) 技术；

(3) 在 868MHz 物理层的数据传输速率为 20Kbps，接收灵敏度为 -92dBm 或更高，邻近信道抗干扰电平为 0dB ，交替信道抗干扰电平为 30dB ，采用的是带有二进制移相键控 (BPSK) 的直接序列扩频 (DSSS) 技术。

ZigBee 的正常发射功率范围为 $0\sim 10\text{dBm}$ ，通信距离范围为 10m ，可扩大到 300m ；在模块中加入放大电路之后，点对点通信距离可达 4km 以上；ZigBee 的发射功率能达 $+20\text{dBm}$ ；其接收信号的中心频率误差最大为 $\pm 40\text{ppm}$ ，发射机的最小功率为 -3dBm ，接收机的最大输入电平大于或等于 20dB 。

3. ZigBee 的技术特点

每一个 ZigBee 网络节点 (FFD 和 RFD) 支持多达 31 个传感器和受控设备，每个传感器和受控设备有 8 种不同的接口方式，可以采集和传输数字量和模拟量。ZigBee 的技术特点主要包括以下几方面。

(1) 低功耗：在待机模式下，2 节 5 号干电池可支持 1 个节点工作 6~24 个月，甚至更长时间。而在 2 节 5 号干电池供电的情况下，WiFi 只可工作数小时，蓝牙也只能工作数周。

(2) 低成本：通过大幅简化协议 (不到蓝牙的 $1/10$)，降低了对通信控制器的要求；按预测分析，以 8051 的 8 位微控制器测算，全功能的主节点需要 32KB 代码，子功能节点少

至 4KB 代码，而且 ZigBee 免协议专利费；其每块芯片的价格大约为 2 美元。

(3) 低速率：ZigBee 工作在 20~250kbps 的较低速率，分别提供 250kbps（2.4GHz）、40kbps（915MHz）和 20kbps（868MHz）的原始数据吞吐率，能够满足低速率传输数据的应用需求。

(4) 近距离：ZigBee 的传输范围一般介于 10~100m 之间，在增加 RF 发射功率后，可增加到 1~3km。这指的是邻近基站间的距离，如果通过路由和节点间通信接力，则传输距离可以更远。

(5) 短时延：ZigBee 的响应速度较快，一般从睡眠转入工作状态只需 15ms，节点连接进入网络只需 30ms，进一步节省了电能，WiFi 则需要 3s，而蓝牙的状态转换需要 3~10s。

(6) 高容量：ZigBee 网络可采用星状、树串状和网状网络结构，一个主节点最多可管理 254 个子节点；同时主节点还可由上一层网络节点管理，最多可组成 65000 个节点的大网络。

(7) 高安全：ZigBee 提供了 3 级安全模式，包括无安全设定、使用接入控制清单（ACL）防止非法获取数据及采用高级加密标准（AES 128）的对称密码，以灵活确定其安全属性。

(8) 免执照工作频段：直接序列扩频工作在工业科学医疗（ISM）频段，无须执照，包括 2.4GHz（全球）、915MHz（美国）和 868MHz（欧洲）。

(9) 高可靠：采用了碰撞避免机制，同时为需要固定带宽的通信业务预留了专用时隙，避免了发送数据时的竞争和冲突；节点模块之间具有自动动态组网的功能，信息在整个 ZigBee 网络中通过自动路由的方式进行传输，从而保证了信息传输的可靠性。

5.1.3 ZigBee 技术的软件

1. ZigBee 技术的协议栈介绍

ZigBee 无线网络协议基于标准的七层开放式系统互联（OSI）模型，但仅对那些涉及 ZigBee 的层予以定义。IEEE 802.15.4 标准定义了最下面的两层：物理层（PHY）和媒体介入控制层（MAC）。ZigBee 联盟提供了网络层（NWK）和应用层（APL）框架的设计。其中应用层的框架包括了应用支持子层（APS）、ZigBee 设备对象（ZDO）和由制造商制订的应用对象。ZigBee 协议栈的层结构体系如图 5-5 所示，程序中的协议栈程序文件如图 5-6 所示。

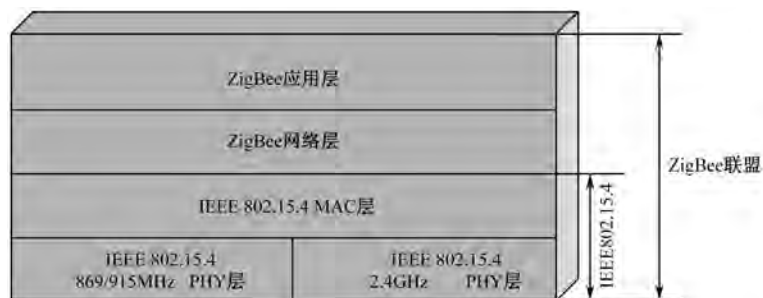


图 5-5 ZigBee 协议栈的层结构体系图

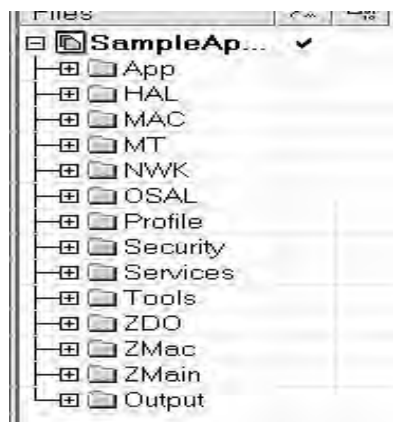


图 5-6 协议栈程序文件

(1) App (Application Programming): 应用层目录, 这是用户创建各种不同工程的区域, 在这个目录中包含了应用层的内容和这个工程的主要内容, 在协议栈里面一般是以操作系统的任务实现的。

(2) HAL (Hardware (H/W) Abstraction Layer): 硬件层目录, 包含与硬件相关的配置和驱动及操作函数。

(3) MAC: MAC 层目录, 包含 MAC 层的参数配置文件及其 MAC 的 LIB 库的函数接口文件。

(4) MT (Monitor Test): 实现通过串口可控各层, 与各层进行直接交互。

(5) NWK (ZigBee Network Layer): 网络层目录, 包含网络层配置参数文件及网络层库的函数接口文件、APS 层库的函数接口。

(6) OSAL (Operating System (OS) Abstraction Layer): 协议栈的操作系统。

(7) Profile: 层目录, 包含层处理函数文件。

(8) Security: 安全层目录, 包含安全层处理函数, 如加密函数等。

(9) Services: 地址处理函数目录, 包含地址模式的定义及地址处理函数。

(10) Tools: 工程配置目录, 包含空间划分及 ZStack 相关配置信息。

(11) ZDO (ZigBee Device Objects): ZDO 目录。

(12) ZMac: MAC 层目录, 包含 MAC 层参数配置及 MAC 层 LIB 库函数回调处理函数。

(13) ZMain: 主函数目录, 包含入口函数及硬件配置文件。

(14) Output: 输出文件目录, 这个是 EW8051 IDE 自动生成的。

实际的程序分层没有理论上那样严格。一般来说, 一个参数配置可能涉及几个文件, 由于每个文件都是相互有联系的, 所以改动其中一个文件的程序相应地会牵连很多其他文件。

2. ZigBee 技术的网络架构

ZigBee 以一个独立的工作节点为依托, 通过无线通信组成星状、族(树)状或网状网络, 因此每个节点的功能并不相同。为降低成本, 系统中大部分的节点为子节点, 从组网

通信角度来说,它只是其功能的一个子集,称为半功能设备(RFD);另外一些节点负责与所控制的子节点通信,汇集数据和发布控制,或起到通信路由的作用,称为全功能设备(FFD)。ZigBee网络的各种拓扑结构如图5-7所示。

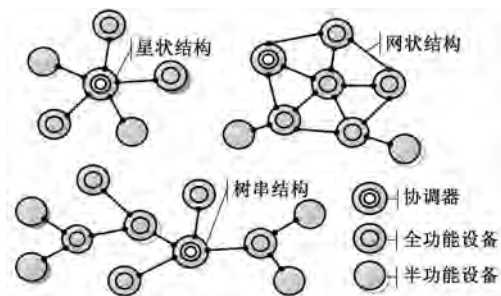


图 5-7 ZigBee 网络的各种拓扑结构

无论是哪一种网络拓扑结构,每个独立的网络都有一个唯一的标识符,即网络号(PAN标识符)。ZigBee网络利用PAN标识符,采用16位的短地址码进行网络设备间的通信。

每个网络中都有唯一的一个协调器,它相当于有线局域网中的服务器,具有对网络的管理能力。网络中的全功能设备(节点)可作为路由器、协调器及终端节点来使用,而半功能设备(节点)只能作为终端节点使用。

在星状网络中,所有节点只能与协调器进行通信,而它们相互之间的通信是禁止的;在网状网络中,全功能节点之间可以相互通信。每个全功能节点都具有路由功能,而半功能节点只与就近的全功能节点进行通信。

在ZigBee网络中,每个节点都有指定的配置参数,从而可以确定其设备类型。不同的设备类型,在网络中有着不同的网络任务。ZigBee网络属于多跳网络,网络中的两个节点需要完成数据传输,可能需要通过其他中间节点的协助,因此节点的类型参数配置是非常必要的。

每个节点有两个任务:(1)执行指定的网络功能函数;(2)配置确定的参数到指定的值。其中网络功能函数的执行确定了该节点的类型,参数的配置和指定的值确定了堆栈的模式。在ZigBee网络中有3个节点类型:协调器、路由器和终端设备。

协调器:协调器是一个ZigBee网络第一个开始的设备,或者是一个ZigBee网络的启动或建立网络的设备。协调器节点首先选择一个信道和网络标识,然后开始建立一个网络。协调器设备在网络中还可以有其他作用,如建立安全机制、网络中的绑定的建立等。注意,协调器的主要作用是建立一个网络和配置该网络的参数。一旦完成任务,该协调器就如同一个路由器,网络中的其他操作并不依赖该协调器,这是因为ZigBee是分布式网络。

路由器:它可以作为普通设备加入网络;用做多跳路由;辅助其他的子节点完成通信。

一般来说,路由器需要一直处于工作状态,因此它需要由主干线供电(区别于电池供电)。但是在某指定的网络结构中可以采用电池供电,如在“串树型”网络模式中,允许路由器周期地运行操作,因此可以采用电池供电。

终端设备：为了维持网络最基本的运行，对于终端设备没有指定责任。也就是说，在一个基本网络中，终端设备不是必需的。终端设备可以根据自己的功能需要休眠或唤醒，因此它能利用电池供电。一般来说，该设备需要的内存较少（特别是内部 RAM）。

5.1.4 ZigBee 技术的应用与发展

1. ZigBee 技术的各种应用

1) ZigBee 技术在病人监护中的应用

典型的病人监护系统如图 5-8 所示。该系统利用 ZigBee 技术组成一个网状路由网络，在楼道设置合适的路由节点，进行数据的中转；房间内的呼叫节点采用星状网络连接，由其中一个节点作为 ZigBee 路由器，负责与中心网络的连接和数据中继转发，房间内的其他节点作为终端设备，终端设备与各种传感器（如温度传感器、血压传感器等）相结合实时对病人的生理特征进行监控；所有 ZigBee 路由器组成一个蜂窝网状网络，再与 ZigBee 中心节点（中心节点设置在管理中心）连接，构建成一个完整的 ZigBee 无线网络^[207~210]。

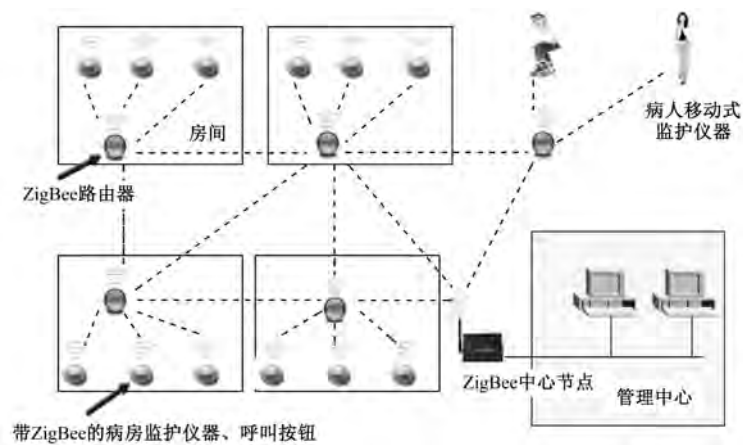


图 5-8 典型的病人监护系统

2) ZigBee 在餐饮娱乐行业的应用

基于 ZigBee 技术的无线点餐系统如图 5-9 所示。该应用通过在餐厅、吧台、厨房、收银台、处理中心部署的 ZigBee 节点设备构成了完整的无线通信网络，实现了信息处理的自动化：手持点餐终端内置 ZigBee 通信模块，服务员通过它处理顾客的订单，而用户订单通过终端和大厅内的 ZigBee 网络自动上传给厨房和收银台。在该应用中，无线通信系统的 ZigBee 中心节点、无线 ZigBee 路由和无线点餐终端构成了一个蜂窝状的通信网络，所有节点以多跳方式实现通信^[211~213]。

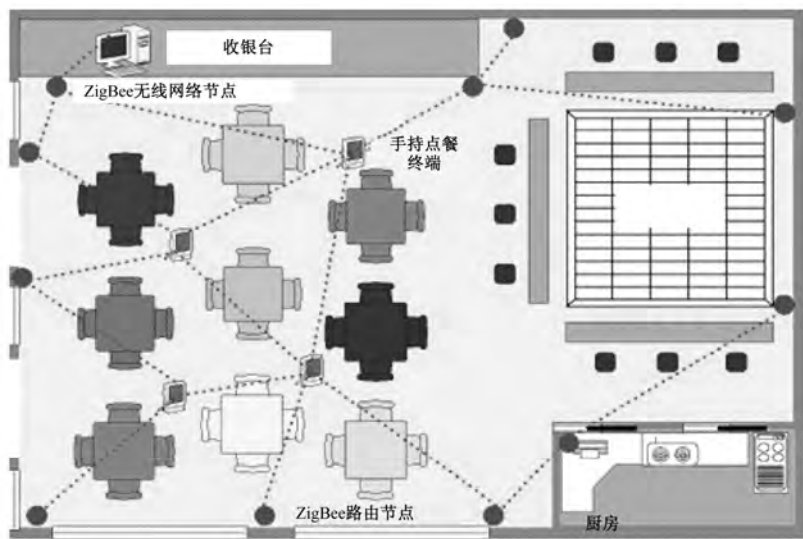


图 5-9 基于 ZigBee 技术的无线点餐系统

3) ZigBee 在室内定位中的应用

在室内停车场中布置好参考节点（这些参考节点不需要用导线连接），如图 5-10 所示，每一辆车配有一个定位标签。停车场管理人员只需要使用配有网关节点的计算机就可以在监控室中全程监控停车场中的所有车辆：能够知道哪些车辆停在哪些车位，哪些车位空余。当有车辆出入时，该室内定位系统可以自动把车辆信息上报并保存记录，这样减少了管理人员的工作量并且提高了效率。除此之外，用户利用定位标签也可以获得停车场车位信息，还可以在室内定位系统的导航下快速找到空余车位。这些只是基本功能，配合 GSM 技术后，当车辆脱离停车场时，该系统可以自动向用户反馈信息以起到防盗的功能^[214, 215]。

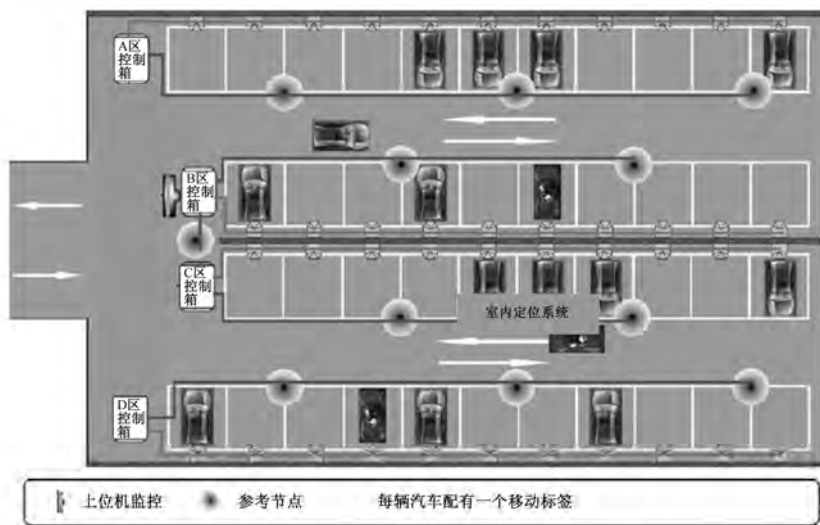


图 5-10 基于 ZigBee 技术的停车场定位应用

4) ZigBee 的其他应用

ZigBee 技术作为一种可靠的低成本的无线传感器网络,应用范围非常广泛,如在工业自动化控制与智能家居中、物联网等领域均有很大的应用前景。由于篇幅所限,这里不一列举,有兴趣的读者请阅读相关文献,如参考文献[12, 216~220]。

2. ZigBee 技术的发展趋势

到目前为止,除了 Invensys 公司、三菱电气公司、Motorola 公司及 Philips 半导体公司等国际知名的大公司外,该联盟已有 200 多家成员企业,并仍在发展壮大。其中包括半导体生产商、IP 服务提供商、消费类电子厂商及 OEM 商等,如 Honeywell、Eaton 和 Invensys Metering Systems 等工业控制和家用自动化公司,甚至还有像 Matell 之类的玩具公司,所有这些公司都参加了负责开发 ZigBee 物理和媒体控制层技术标准的 IEEE 802.15.4 工作组。

市场调研公司 In-Stat 发布的一份报告指出,目前,ZigBee 的开发以大厦自动化设备、产业、医疗及家庭自动化等领域为目标。尤其是在自动仪表领域,ZigBee 拥有很高的关注度。In-Stat 预测,支持 ZigBee 及 IEEE 802.15.4 的芯片组的合计供货量到 2011 年将从 2006 年的 500 万个增至 1 亿 2000 万个。另一家市场调研机构 ABI Reserch 对这项技术也持有非常乐观的态度。该公司的一份预测数据显示,2005 年到 2012 年,ZigBee 市场的年均复合增长率为 63%,而到 2012 年 ZigBee 市场份额将达 3.5 亿元。

作为 ZigBee 的有力推动者之一,TI 公司对该项技术表现出了极大的热情。TI 在 ZigBee 方面的动作可追溯至其 2006 年对 Chipcon 的收购。Chipcon 是一家致力于低功耗、短距离无线射频(RF)收发器设计的公司。通过该项收购,TI 希望为客户提供符合 ZigBee 标准的解决方案及各种专属射频 IC 产品。事实上,TI 推出的一款带硬件定位引擎的 SoC 解决方案 CC2431 就是来自 Chipcon 的产品。与 CC2431 同出一门的还有 CC2430。这两款产品都集成了增强型的 8051MCU 及 RF 收发器 CC2420。而 TI 的第一代 ZigBee 解决方案则是外置 MCU+RF 收发器,如 CC2420+MSP430 等。

热衷于 ZigBee 技术的并不仅仅是 TI 一家。同样是 ZigBee 积极推动者的 Freescale、Jennic、Ember 等也在这个领域中进行着全力角逐。Freescale 推出了一款单芯片平台解决方案 MC1322x。该平台在单一封装中集成了一个 32 位 MCU,一个符合 IEEE 802.15.4 标准的收发器,以及不平衡变压器和射频(RF)匹配组件。该公司声称,MC1322x 平台的设计目标是将电池寿命延长到 20 年,即当前 ZigBee 解决方案的 2 倍。Jennic 发布了其自行开发的以无线芯片 JN-5139 为基础模块,JN-5139 模块是以其第二代自行研发生产的 JN-5139 无线芯片为基础设计的,在传输效能及功耗方面都做了大幅改善。美国厂商 Ember 推出的 ZigBee 网络协处理器 EM260 集成了一个 2.4GHz、与 IEEE 802.15.4 兼容的无线电收发器和运行在 EmberZNet ZigBee 堆栈的基于闪存的 16 位微处理器(XAP2b 核),并且该产品的 SPI 接口可以使开发者容易地在自己的 MCU 中增加 ZigBee 网络功能^[221]。

ZigBee 技术在 ZigBee 联盟和 IEEE 802.15.4 的推动下,结合其他无线技术可以实现无所不在的网络。它不仅在工业、农业、军事、环境、医疗等传统领域具有极高的应用价值,在未来,其应用还将扩展到涉及人类日常生活和社会生产活动的所有领域。

5.2 基于 ZigBee 的参数化室内定位方法

5.2.1 数学模型

在室内定位系统中,假设参考节点位置已知并表示为 $\mathbf{p}_i=(x_i,y_i)(i=1,2,\cdots,n)$,移动节点在位置 $\mathbf{p}=(x,y)$ 处接收来自于 n 个参考节点的信号并将其转化为以测量值为元素的向量 $\mathbf{r}=\{r_i\}(i=1,2,\cdots,n)$ (其中 r_i 为两个通信节点之间的距离或为信号到达接收节点时的功率):

$$\mathbf{r}=\mathbf{F}(\mathbf{p}_i)+\mathbf{e} \quad (5-1)$$

这里的函数 \mathbf{F} 的自变量为基站坐标 $\mathbf{p}_i(i=1,2,\cdots,n)$; \mathbf{e} 表示测量噪声矢量,其概率密度函数表示为 $f(\mathbf{e})$ 。 $\mathbf{F}(\mathbf{p})$ 和 $f(\mathbf{e})$ 的函数属性决定了室内定位测量过程的准确性。

5.2.2 算法介绍

参数化定位算法主要通过 CC2431 硬件定位芯片实现,它通过测量参考节点与移动节点之间的 RSSI,利用经验模型公式将 RSSI 转换为式 (5-6) 中的距离 d ,最后通过三边定位算法估算出移动节点位置。定位算法的基本原理描述如下。

已知一个待定位的室内环境中存在 n 个参考节点 $\mathbf{p}_i(i=1,2,\cdots,n,n\geq 3)$,则在移动节点处可以接收到与参考节点相对应的 n 个 RSSI 的矢量 $\mathbf{r}=\{r_i\}(i=1,2,\cdots,n)$,然后通过 RSSI 与距离之间的衰减模型经验公式^[222]可以得出参考节点 \mathbf{p}_i 到移动节点之间的距离分别为 d_i 。在待定位的室内环境中按照欧氏距离的计算公式可以得出如下方程组:

$$\begin{cases} \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2}=d_1 \\ \sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2}=d_2 \\ \vdots \\ \sqrt{(x-x_n)^2+(y-y_n)^2}=d_n \end{cases} \quad (5-2)$$

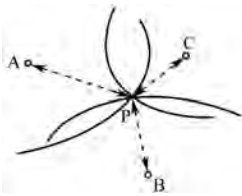


图 5-11 三边定位示意图

式 (5-2) 是一个超定的非线性方程组,CC2431 很难完成这样复杂的求解运算。随着两个节点之间距离的增加,在复杂室内环境中,节点之间传输电磁波的衰减越严重,即距离越远的测量 RSSI 对距离的敏感度越低。因此,在 CC2431 的定位过程中,将较小的 RSSI 值去除,只使用最大的 3 个 RSSI 值 $\mathbf{r}^m=[r_a,r_b,r_c]^T$ 进行定位,其对应坐标为 $\mathbf{p}^m=[\mathbf{p}_a,\mathbf{p}_b,\mathbf{p}_c]^T$,其中 $\mathbf{p}_a=(x_a,y_a)$, $\mathbf{p}_b=(x_b,y_b)$, $\mathbf{p}_c=(x_c,y_c)$,则可以得出它们与待定位节点之间的距离 d_a,d_b,d_c 。

根据图 5-11 可知,在待定位区域由欧氏距离公式

$$\begin{cases} \sqrt{(x-x_a)^2 + (y-y_a)^2} = d_a \\ \sqrt{(x-x_b)^2 + (y-y_b)^2} = d_b \\ \sqrt{(x-x_c)^2 + (y-y_c)^2} = d_c \end{cases} \quad (5-3)$$

可得到移动节点坐标 p 的解^[223]:

$$p = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_a - x_c & y_a - y_c \\ x_b - x_c & y_b - y_c \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_a^2 - x_c^2 + y_a^2 - y_c^2 + d_c^2 - d_a^2 \\ x_b^2 - x_c^2 + y_b^2 - y_c^2 + d_c^2 - d_b^2 \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

由式 (5-4) 可知, 通过参数化定位估算出来的移动节点坐标与参考节点的坐标, 以及参考节点到移动节点的距离 d_a, d_b, d_c 有关。由于 3 个参考节点的坐标 p^m 是已知的, 所以移动节点坐标只由 d_a, d_b, d_c 确定。若通过室内定位系统得到的 d_a, d_b, d_c 与移动节点到参考节点的实际距离一致, 则通过该算法估算出的移动节点坐标就是其实际位置的坐标。但是实际测出的 d_a, d_b, d_c 与真实情况总是有很大出入, 因此参数化室内定位的主要工作就是找到尽可能准确的 d_a, d_b, d_c , 这就需要确定各种环境参数。

参数化定位主要受 RSSI 测量及定位环境的影响。由于测量硬件中噪声的干扰, 在空间条件不变的情况下, 两个测量节点之间的 RSSI 随着测量时间有一定的波动, 需要由一系列的算法来得到较准确的 RSSI 测量值; 无线传输的信道特性也会影响 RSSI 的测量值, 此时就需要找到合理的环境参数使测量出的 RSSI 与节点间的距离映射准确稳定, 所以参数化室内定位受到硬件平台与电磁波传播环境的限制。后面的 5.2.5 节将详细介绍基于 CC2431 硬件定位芯片的参数化定位的参数选择。

5.2.3 ZigBee 室内定位网络

由 5.2.2 节可知, 在进行定位之前需要采集移动节点到参考节点之间的 RSSI, 然后再把这些 RSSI 传回给移动节点和网关进行相关的处理与计算。为了能使各个节点正常工作, 可利用 ZigBee 技术的组网功能把参加定位的所有节点组成网络, 每个节点在网络里面可以按照各自的网络设备工作, 这样就能获得规律的 RSSI。

在 5.1.3 节的“ZigBee 技术的网络架构”中已经叙述了 ZigBee 技术在网络中的不同设备, 分别为协调器、路由器和终端设备。而在基于 ZigBee 的定位系统中使用的 3 个设备分别是网关节点、移动节点和参考节点。虽然该定位系统中的 3 个设备与 ZigBee 网络中的设备名称不同, 但完成的功能一样, 分别详述如下。

(1) 网关节点: 网关部分在 ZigBee 网络中的角色为协调器 (Coord), 其芯片选择为 CC2430。该芯片在整个系统中有着至关重要的作用。

(2) 参考节点: 参考节点是一个知道自己坐标的节点 (CC2430)。这个节点必须正确配置在定位区域中的位置。它的任务是提供一个包含自己位置的 X 、 Y 坐标和 RSSI 的信息包给移动节点。在参数定位中, 参考节点的数量至少为 3 个 (需要 3 个 RSSI 算出对应的距离才能应用三角公式算出移动节点的坐标, 见 5.2.2 节)。在非参数定位中, 一般节点个数为 8 个, 但也可以布置更多的节点, 这样在一定程度上可以提高定位的性能。

(3) 移动节点(即图 5-12 的盲节点): 移动节点能够与离自己最近的参考节点通信, 首先收集这些节点的坐标和 RSSI, 在参数化定位中根据这些信息和输入参数 (A 、 N) 一起估算自己的位置, 然后将适当的信息发送给网关, 通过网关与计算机形成一个可视化的定位系统。非参数定位方法需要完成的功能就是收集节点的 X 、 Y 坐标和 RSSI 值并在已建的数据库找出与收集到的 RSSI 最接近的那些坐标。移动节点芯片选择为 CC2431。组建好网络之后, 定位系统中 3 个设备的正常工作和协调是依靠节点之间的命令串应答来进行的, 它们的工作流程如图 5-12 所示。

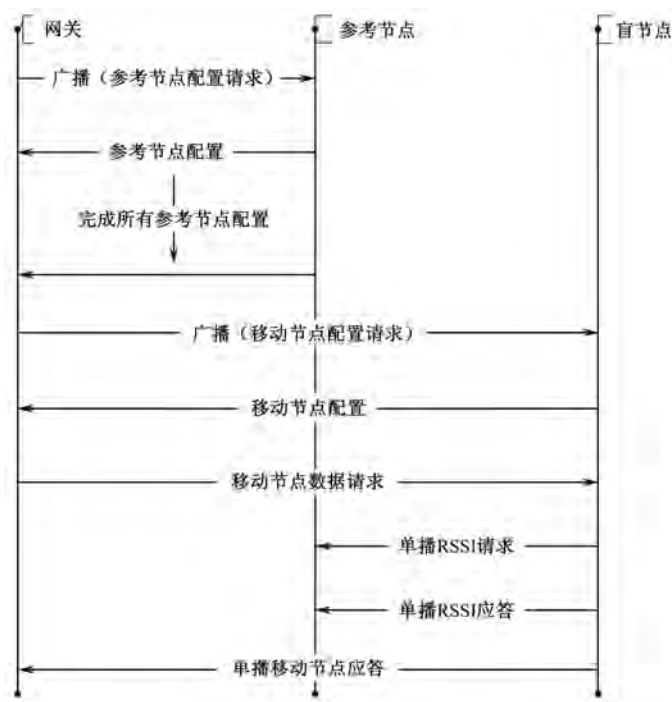


图 5-12 ZigBee 网络的工作流程

定位系统要完成的功能包括 CC2431 硬件定位的完成(参数定位方法)及非参数建库定位算法的 RSSI 数据采集。定位程序的基础为 TI 公司提供的定位程序。下面对每个设备的程序进行编写。

(1) 网关节点(协调器)软件的设计: 网关节点在整个系统中有着重要的作用, 它首先要负责建立一个 ZigBee 网络, 然后通过串口与上位机进行通信, 接收由上位机软件提供的各个参考节点和定位节点的配置参数, 并根据不同的方式发送给相应的节点。其次, 它还要接收由各个节点发送的各种定位数据并传给上位机。其流程如图 5-13 所示。

(2) 参考节点软件的设计: 参考节点是静态节点, 其坐标位置的 (X , Y) 值固定, 并且不参与定位计算, 参数定位最少需要 3 个参考节点才能完成, 非参数定位在单信道条件下应尽量多地布置参考节点。其流程如图 5-14 所示。

(3) 移动节点软件的设计: 移动节点对定位区域内所有参考节点传输过来的 XY -RSSI 值进行处理, 先将其存在一个数组之中, 然后通过排序算法找出 RSSI 最小的 3 个参考节点作为参数输入硬件定位引擎(具体运算见 3.1 节), 再计算出移动节点所在位置 (x_m, y_m), 最后将所有的 XY -RSSI (非参数定位计算) 与 (x_m, y_m) 传输给网关节点。其流程如图 5-15 所示。

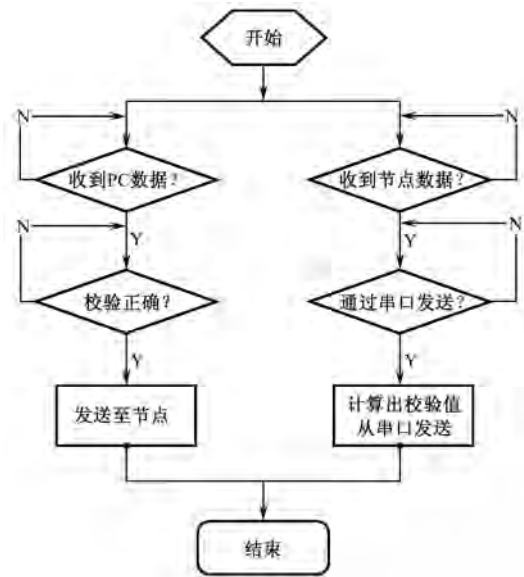


图 5-13 网关节点流程图

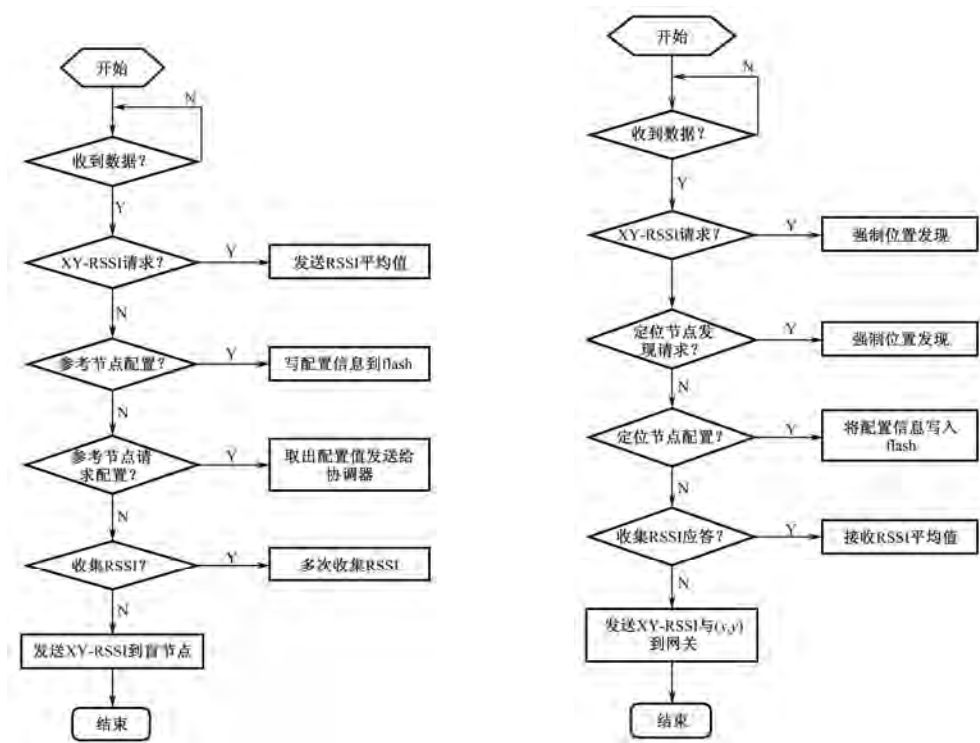


图 5-14 参考节点流程图

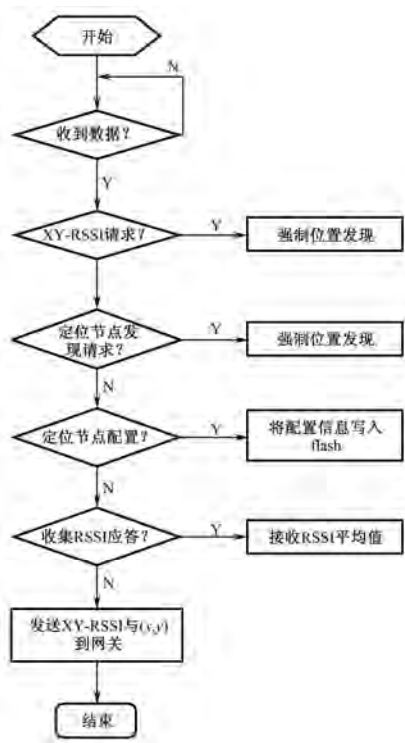


图 5-15 移动节点流程图

整个网络建立起来之后，所有数据都会传输给网关节点，网关通过串口与上位机相连接，在上位机中就会有相应的软件对传过来的数据进行处理。本设计中应用到的上位机软件主要包括 3 种：串口调试工具，TI 提供的定位监控软件 Z-LOCATION，MATLAB 的串口

接收。这 3 种工具首先接收网关传输过来的数据，然后进行相关处理以完成定位的各个操作。

5.2.4 上位机软件实现

1. 串口调试工具

非参数定位算法的移动节点在定位区域内一系列的数据采集节点 V_k ($k=1,2,\dots,K$) 上采集离线的 XY—RSSI 数据，这些数据通过串口调试工具观察和存储，每个预定点上均有一个相应的数据文件，然后通过 MATLAB 提取需要的数据构成一个“W 维 RSSI 向量-目标位置 V_1 ” (W 为参考节点个数) 的数据库 (详见 5.3 节)。串口调试助手如图 5-16 所示。

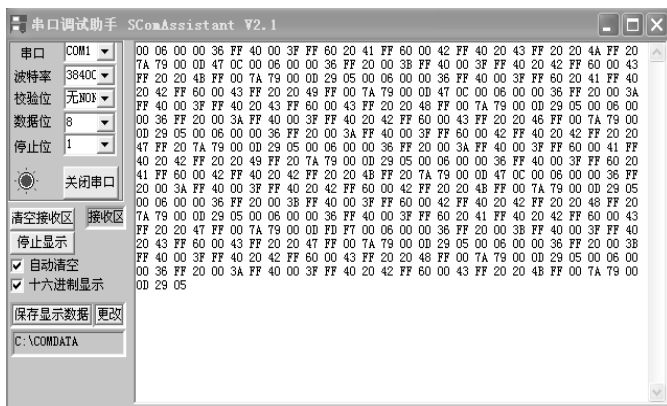


图 5-16 串口调试助手

2. TI 提供的定位监控软件 Z-LOCATION

Z-LOCATION 软件是 TI 公司为 CC2431 定位专门开发的上位机软件。当网络建立好，参考节点、移动节点均正常工作后，网关通过串口向上位机传输数据，这些数据通过 Z-LOCATION 校验之后会在该软件上形成一个图形化的界面，显示各个参考节点的位置，也可以实时显示定位结果得出的移动节点所处的位置。另外，它还具有一个功能，就是对定位系统网络中的各个节点进行参数配置，如各个参考节点的坐标定位参数 A 、 N 等。Z-LOCATION 软件主要应用在参数法定位之中，如图 5-17 所示。

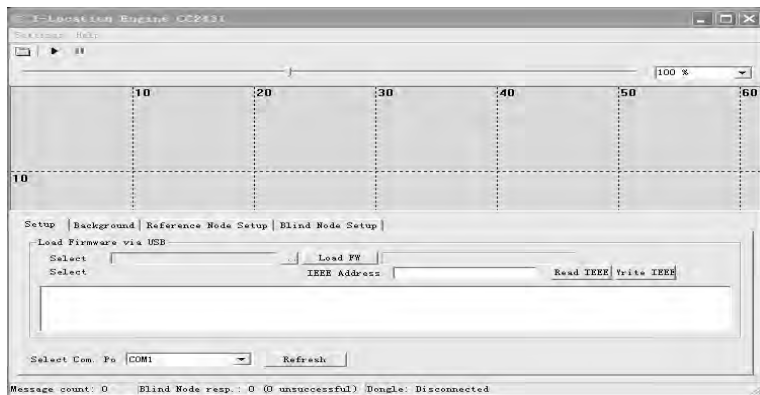


图 5-17 Z-LOCATION 软件界面

3. MATLAB 软件

MATLAB 作为一款强大的数学工具软件，提供了很多应用接口。非参数算法的实现利用了 MATLAB 的强大运算能力和串口接口函数。在离线数据采集期间，通过串口调试工具采集的大量数据由 MATLAB 处理之后成为一个完善的数据库，该数据库可以被 MATLAB 随时调用。在实时定位阶段，通过 MATLAB 提供的串口接口函数在线接收从网关节点传回来的数据，然后采用匹配算法找到与实时采集数据最匹配的数据所对应的位置坐标，即为定位算法计算出来的坐标。

5.2.5 ZigBee 参数化室内定位的实现

1. 参数优化

参数化室内定位对定位精度影响最大的就是距离测量的准确性。距离与 RSSI 之间有一个经验公式^[222]：

$$r = -(10N \log_{10} d + A)$$
 (5-5)

式中， N 为传播常数； d 为发射机与接收机间的距离； r 为接收信号强度（RSSI）； A 为在 1m 距离处的接收信号强度。

由式（5-5）可推出距离与已知 r 、 A 、 N 之间的关系为：

$$d = 10^{(-r-A)/(10N)}$$
 (5-6)

该公式是一个经验公式，但并不是完全依赖于理论推导的。RSSI 测距主要依靠该公式完成。然而在复杂的室内环境中，电磁波传播受多径效应等因素影响，所测出的 RSSI 与理论结果有较大的出入，导致了计算出来的位置坐标与实际的坐标有较大的出入。CC2431 的硬件定位引擎通过一系列的技术和算法使测量的 RSSI 值尽量接近理论值。这些方法包括对两个参数 A 、 N 的确定，RSSI 滤波等。CC2431 定位引擎所需要的参数如表 5-2 所示。下面进行具体介绍。

表 5-2 CC2431 定位引擎所需要的参数

名 称	最 小 值	最 大 值	描 述
A	30	50	在离发射机 1m 远处测得的接收信号强度的绝对值 (dBm)
n_index	0	31	信号传播指数，主要依赖于环境
R	40	95	接收信号强度，测量单位为 dBm，硬件定位将其作为输入
(x,y)	0	63. 75	定位坐标，单位为 m，精度为 0.25m

1) 用简单方法过滤 RSSI 值^[224]

在复杂的室内环境中，实测的 RSSI 与理论的 RSSI 相差较大。图 5-18 描述了 RSSI 与距离的关系，其中从左到右依次为理论情况下 RSSI 与距离的关系，空旷环境（无多径效应等）中 RSSI 与距离的关系，复杂室内环境（障碍物众多，多径效应严重）中 RSSI 与距离的关

系。由于最右边的 RSSI 与距离的关系图很接近真实的室内环境情况，所以该图需要借助一定的滤波器来处理其测得的 RSSI 值。

很多滤波器都能使移动节点获得的 RSSI 值变得平滑，其中两个基本滤波器为求平均滤波器和反馈滤波器。取 RSSI 平均值的方法是最基本的过滤 RSSI 的方法，但要求采集很多的 RSSI 值。反馈滤波只需要移动节点接收到的 RSSI 中的一部分值，但是增加了定位计算的时间。

RSSI 平均值通过对每个时间段的第 i 个参考节点测得如 RSSI 值进行 T 次平均得到，即由式 (5-7) 求取：

$$\bar{r}_i = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T r_i^t \quad (5-7)$$

而式 (5-8) 描述了反馈滤波器的实现方法：

$$r_i^t = a \times r_i^t + (1-a) \times r_i^{t-1} \quad (5-8)$$

在该等式中，变量 a 的典型值不小于 0.75。本方法确保了大差距的 RSSI 值经过处理后趋于平滑。本方法不适合使用在每次定位计算的位置相差很远距离的环境中。

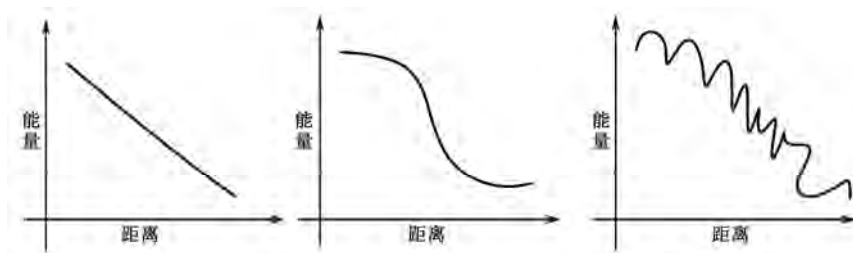


图 5-18 RSSI 与距离的关系

2) 对参数 A ， N 取值的优化讨论

(1) A 是一个经验参数，可以由测量距离发射机 1m 处的 RSSI 整数值获得，其测量示意图如图 5-19 所示。

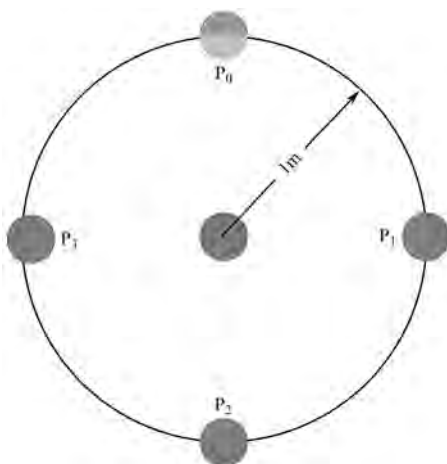


图 5-19 参数 A 的测量示意图

理论上, A 应该在所有方向上相等, 然而接收机和发射机的天线不是完全的等方向性的, 因此一般使用的是在 P_0 、 P_1 、 P_2 和 P_3 处所测得的 RSSI 的平均值。图 5-19 中描述的 RSSI 平均值大概为 -46dBm 。如图 5-20 所示是距离发射机 1m 处的典型 RSSI 测量值。通常在大多数室内环境中, A 的取值在 $-45\sim-49\text{dBm}$ 之间。

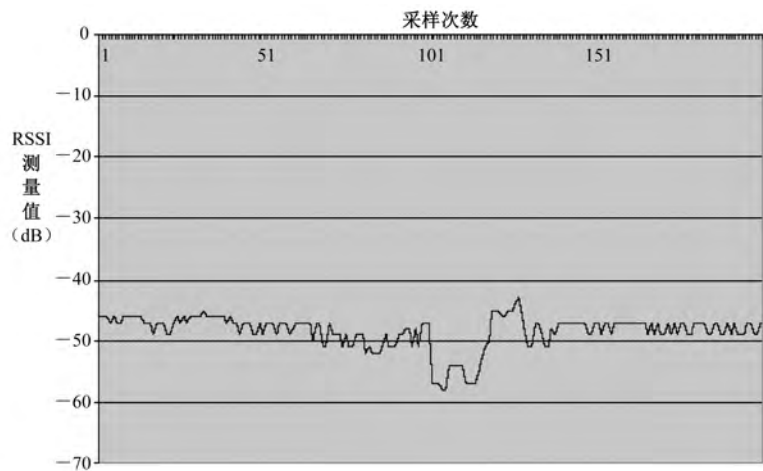


图 5-20 距离发射机 1m 处的典型 RSSI 测量值

(2) N 描述的是信号强度怎样随着距离的增加而减少, 它的取值对环境有很强的依赖性, 如一面很薄的墙将起到很大的影响。这个值只能通过经验值获得。在 CC2431 硬件定位引擎中并不是直接使用参数 N 的, 而是使用了衰减指数 n_index 。 N 与 n_index 的关系可从表 5-3 得出, 此转换表的使用降低了实际硬件定位引擎的复杂性。

表 5-3 N 与 n_index 的关系

n_index	N	n_index	N
0	1.000	16	3.375
1	1.250	17	3.500
2	1.500	18	3.625
3	1.750	19	3.750
4	1.875	20	3.875
5	2.000	21	4.000
6	2.125	22	4.125
7	2.250	23	4.250
8	2.375	24	4.375
9	2.500	25	4.500
10	2.625	26	4.625
11	2.750	27	5.000
12	2.875	28	5.500
13	3.000	29	6.000
14	3.125	30	7.000
15	3.250	31	8.000

从表 5-3 可知 N 可以选择 1.0~8.0 之间的值。图 5-21 表示在给定距离的前提下, N 影响理论 RSSI 值的情况。 N 的测量是尝试性的, 最简单的方法就是安装好所有节点后用不同的 N 来进行实验以便找到最适合环境的 RSSI 值。实验显示 n_index 的值在 15~25 之间时能获得很好的定位结果。

作为一个基本准则, 应该使用尽可能多的参考节点。为了得到一个可靠的结果, 至少需要 3 个参考节点。如果参考节点太少, 每个参考节点对定位的影响就增加了, 并且一个错误的 RSSI 值就会使计算结果和理论值相差很大。错误的 RSSI 值是指不符合理论分析的值。在多径影响或信号被墙壁阻挡时就会出现错误的 RSSI 值。当移动节点出现在参考节点的无线覆盖区域之外时, 定位的效果基本上不准确, 因此应尽量避免出现这种情况。

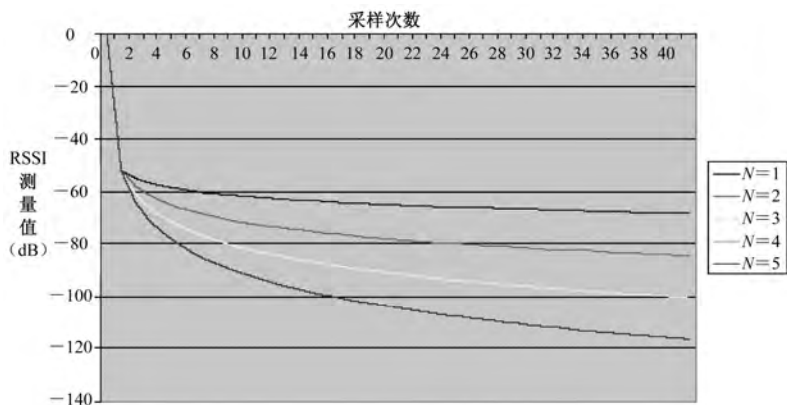


图 5-21 在给定距离的前提下, N 影响理论 RSSI 值的情况

2. 实测定位结果

实际室内环境如图 5-22 所示, 该室内环境空旷, 没有固定障碍物, 偶尔有人员移动, 四面墙壁都有缺口。8 个参考节点均匀分布在场地四周, 移动节点在场地中所测位置比较平均。室内环境节点拓扑如图 5-23 所示。



图 5-22 实际室内环境 (电子科技大学科研 B 楼 5 楼走廊)

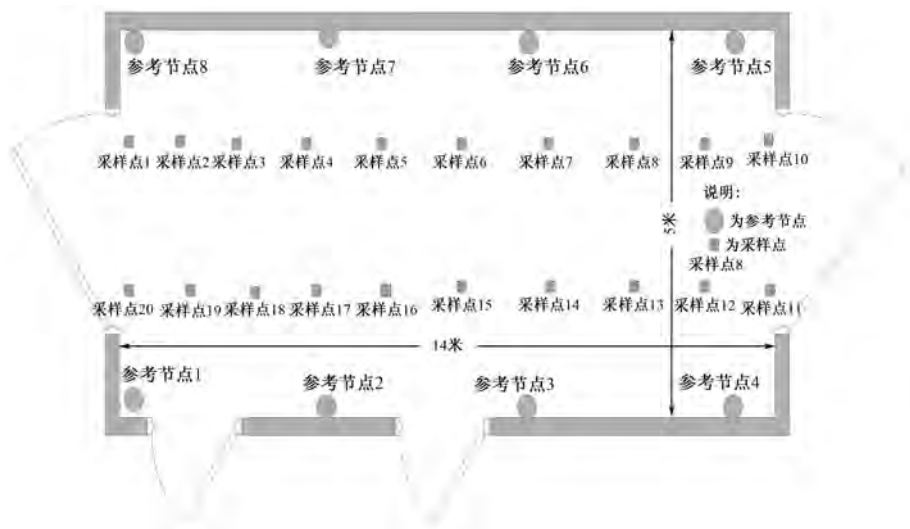


图 5-23 室内环境节点拓扑图

在该室内环境中，移动节点先广播信息，布置在场地四周的参考节点接收到广播信息后，测试接收到的信号的强度 RSSI，然后将测得的 RSSI 与其所在位置坐标一起发送给网络中的移动节点。移动节点接收到各个参考节点的 RSSI 和坐标值后，进行两个操作：一个是把各个参考节点的 RSSI 与坐标值送入 CC2431 芯片的硬件定位引擎，硬件定位引擎按照参数化定位算法计算出移动节点的坐标；另一个是把各个参考节点的 RSSI 与坐标值和硬件定位引擎的定位结果发送给网络中的网关节点，网关将所有接收数据通过串口传给上位机。离线数据采集由串口调试工具完成，如图 5-24 所示。

该室内环境采集了 16 个信道的数据，每个信道均有 20 个预定点。实验时对所有数据均进行了分析，但这里只对参数化定位算法的处理结果进行说明。

选择第 11 信道（ZigBee 的工作频率参见图 5-4），使用参数化定位算法得出的误差曲线如图 5-25 所示。该图的横坐标表示定位误差（单位为 m），纵坐标表示定位误差在该误差以内的概率。由图可见，误差大于 3m 的概率约为 60%。



图 5-24 离线数据采集

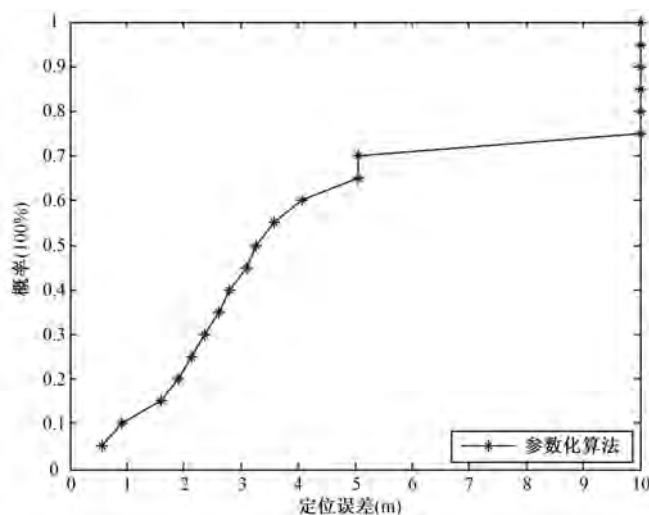


图 5-25 参数法定位误差累计曲线

5.3 基于 ZigBee 的非参数化室内定位方法

5.3.1 非参数化定位算法

对第 i 个节点有

$$r_i = \tilde{r}_i + \delta \quad (5-9)$$

式中, \tilde{r}_i 为按照理论模型假定的理想 RSSI; δ 为各种影响理论模型的因素, 如多径效应与测量噪声等。

5.2 节中的参数化定位通过各种算法与参数使 $\delta \rightarrow 0$, 即 $r_i \rightarrow \tilde{r}_i$, 此时通过衰减模型经验公式计算出来的距离 d 就更接近两个节点之间的真实距离, 最后由三边定位估算出移动节点坐标。但是由于 δ 的复杂性, 这种算法对 δ 的消除效果有限, 所以有必要研究利用信号与各种影响因素的总体表现 RSSI 来进行定位, 该方法即为非参数化定位算法。

非参数化定位算法不再利用 RSSI 来计算两个节点之间的距离, 且无须讨论电磁波在传播过程中受多径效应等影响的传播模型。该方法将对电磁波传播的各种影响因素进行总体考虑, 最后均体现在测量出的 RSSI 上。

利用 RSSI 测量的非参数定位方法可以分为以下两部分。

(1) 首先确定在待定位区域中的若干格点位置 \mathbf{p}_k ($k=1,2,\dots,K$, K 为定位区域划分的格点总数), 然后由移动节点在 \mathbf{p}_k 处接收定位区域内 n 个参考节点上测量的 RSSI, 形成一个“ n 维 RSSI 向量 \mathbf{r} -目标位置 \mathbf{p}_k ”的记录。所有记录的集合就构成了多基站 RSSI 定位数据库。

(2) 在实时定位阶段, 将移动节点移动到位置 \mathbf{p} , 移动节点接收定位区域内所有参考基站测得的 RSSI 数据, 形成一个 RSSI 向量 $\mathbf{r}(\mathbf{p})$, 并将其归一化为

$$G(p) = \frac{r(p)}{\sqrt{r(p)^T r(p)}} \quad (5-10)$$

然后从多基站 RSSI 定位数据库中挑选出与 $G(p)$ 最匹配的 RSSI 向量:

$$\hat{k} = \arg \max_{1 \leq k \leq K} G(p)^T G(p_k) \quad (5-11)$$

最后, 最匹配的 RSSI 向量所在记录中的目标位置^[225]即为待定位目标的位置估计, 即

$$\hat{p} = p_k \quad (5-12)$$

若用来进行定位匹配运算的 RSSI 测量值在同一个信道上, 此时有 n 个参考节点, 则对于式 (5-10) 有

$$r(p) = [r_1, r_2, \dots, r_n]^T \quad (5-13)$$

ZigBee 工作在 2.4GHz 频段时总共拥有 16 个信道, 在非参数化定位中引入频率信息 f , 即在每个采集点进行 16 个信道上的 RSSI 数据采集便形成了一个 $16 \times n$ 的矩阵。

与基于单信道 RSSI 测量的非参数化室内定位相比, 多信道 RSSI 测量的非参数化室内定位算法进行匹配运算的信息更充足。

非参数化室内定位算法的原理与参数化室内定位算法完全不同, 非参数化室内定位要进行 16 个信道上的 RSSI 数值测量, 因此涉及信道的跳变, 而 IEEE 802.15.4 协议栈只有在先确定一个固定信道的基础上才能建立网络进行通信和协作, 因此它不再适用, 只有设计新的定位协议网络才能完成实时的 16 个信道 RSSI 数值的测量。对于测量得到的 RSSI 数据, 运用非参数化的匹配算法即可得出定位结果。

5.3.2 非参数化定位的网络架构

基于 ZigBee 技术的非参数化室内定位引入信道作为参数之一, 因此它可以分成单信道室内定位与多信道室内定位。其中, 基于 ZigBee 技术的多信道非参数化室内定位算法同时启用了 16 个信道。由于在参数化室内定位中使用的协议栈 Z-Stack 不支持信道跳变, 所以基于 ZigBee 技术的多信道非参数化室内定位算法只能舍弃现有的 ZigBee 组网架构, 采用非组网的方式操作 CC2430 寄存器。另外, 它采用绕过上层协议直接控制硬件的方法也可以提高任务的执行效率。

非参数化室内定位的网络设备主要包括两部分: 定位节点(移动节点)和参考节点, 其中移动节点为接收端, 它的功能是在 16 个信道上循环接收参考节点广播的信号并测量 RSSI 值进行定位匹配运算; 参考节点为发射端, 它的功能是在 16 个信道上依次向移动节点发送其模块的软件编码以便移动节点进行 RSSI 测量和设备识别。非参数化室内定位的网络框图如图 5-26 所示。下面叙述网络设备的运行模式。

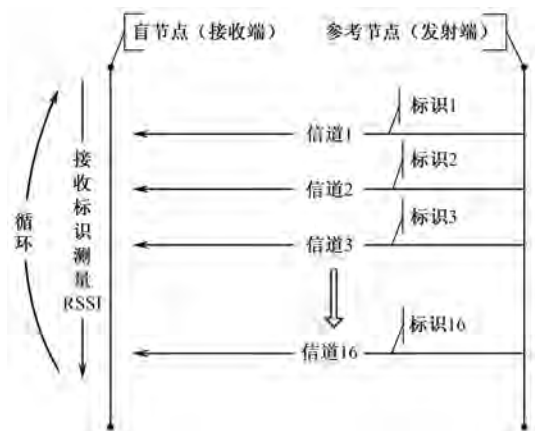


图 5-26 非参数化室内定位的网络框图

1. 参考节点（发射端）

占用信道：1~16。

发射信号中心频率（Hz）的 16 信道依次为

2405000000 2445000000

2410000000 2450000000

2415000000 2455000000

2420000000 2460000000

2425000000 2465000000

2430000000 2470000000

2435000000 2475000000

2440000000 2480000000

数据传输方式：多信道循环广播。

工作流程：预先在模块中写入参考节点编号。

启动后：

- (1) 将此参考节点编号转入发射缓存；
- (2) 从信道 1 发射；
- (3) 检测是否发射成功；
- (4) 若否，用原信道重复发射；若是，则切换至信道 2；
- (5) 重复 (2)、(3) 步骤。

说明：发射端用于定位时即为参考节点。

2. 移动节点（接收端）

占用信道：1~16。

工作方式：采用多信道循环接收方式。

工作流程：

- (1) 初始化工作频率，设为信道 1；
 - (2) 进入信道 1 接收子程序，开始接收；
 - (3) 判断信号发射模块标识，将接收到的 RSSI 存入相应变量，将接收成功位写入“1”；
 - (4) 重复(3)步骤，直到所有发射模块接收成功位均为“1”，退出信道 1 接收子程序；
 - (5) 切换工作频率，信道切换标记+1，跳转到信道 2；
 - (6) 进入信道 2 接收子程序，重复(3)、(4)步骤，直到全部 16 信道数据接收完毕；
 - (7) 进入串口发送子程序，初始化串口（波特率为 57600；数据位为 8；停止位为 1；无校验位）；
 - (8) 将第一轮接收到的 144 位 RSSI 数据发送至上位机；
 - (9) 返回程序头，重复接收。
- 说明：接收端用于定位时即为移动节点。

5.3.3 测量多信道 RSSI 与距离的关系

在复杂室内环境中，RSSI 与距离的关系会出现较大的波动，在某些特殊情况下可能会与理论情况完全不同。非参数化室内定位的网络架构利用了 16 个信道来进行数据传输和 RSSI 测量，各个信道之间若出现相互影响也会对定位产生影响，因此在复杂室内环境研究 RSSI 与距离的关系是非参数化室内定位的基础。

这里选择普通办公楼走廊的环境研究 RSSI 与距离的关系。按照接收端和发射端间的距离由近到远进行数据采集，采样点共有 27 个，直线距离总长 26m。实际检测环境如图 5-27 所示。



图 5-27 实际检测环境（电子科技大学科研 B 楼 5 楼走廊）

在图 5-27 中的室内环境采集了 27 个数据点的 RSSI 数据，每个数据点上采集的数据包经整理后为 $\mathbf{r} = \{r_i\}$ ($i=1,2,\dots,16$)，即每个数据包均包含 16 个信道的 RSSI 测量值。再分别绘制出 16 个信道的 RSSI 与距离的关系，如图 5-28 所示。

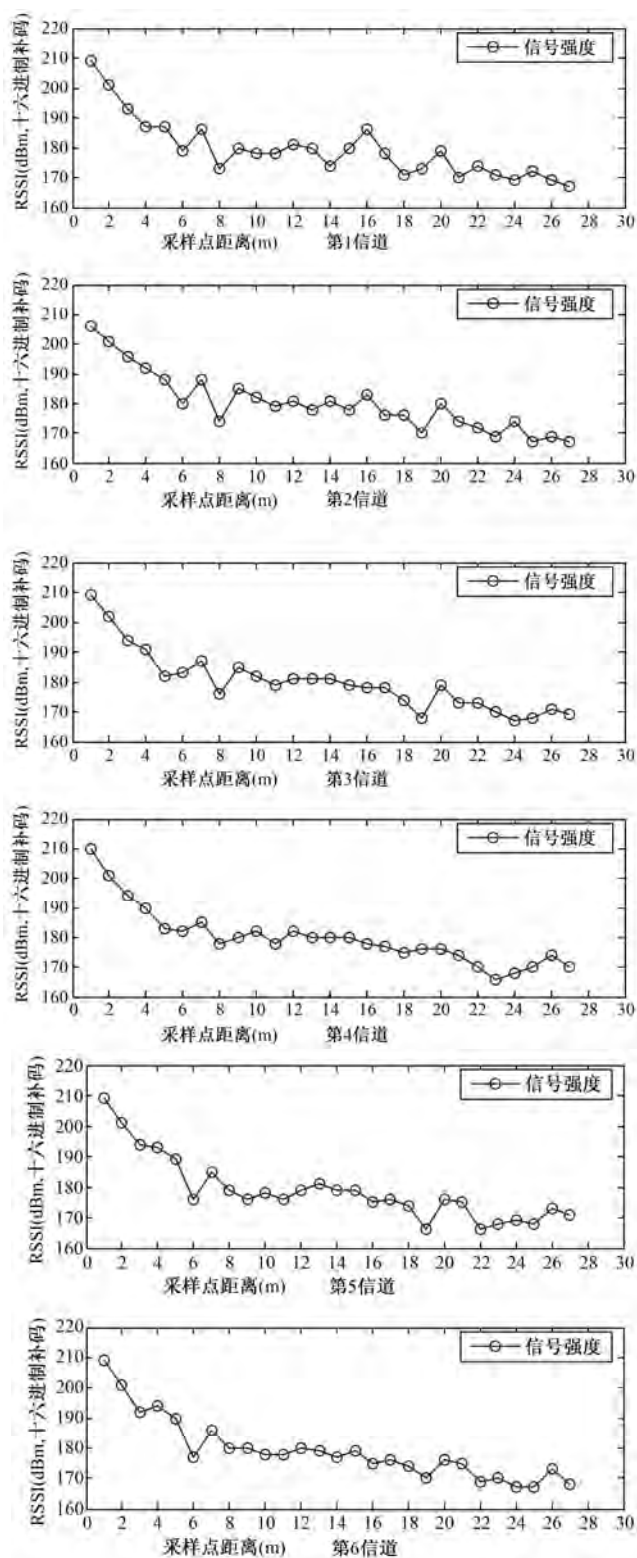


图 5-28 16 个信道的 RSSI 与距离的关系

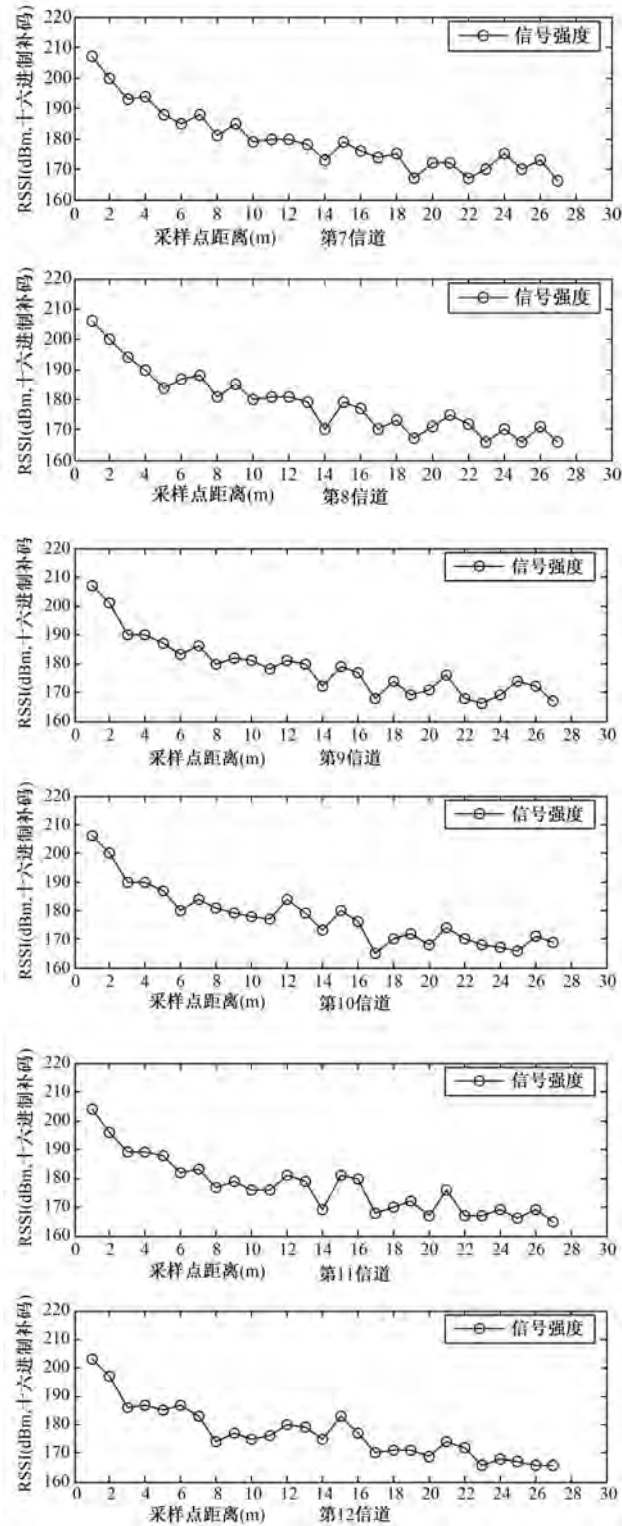


图 5-28 16 个信道的 RSSI 与距离的关系 (续)

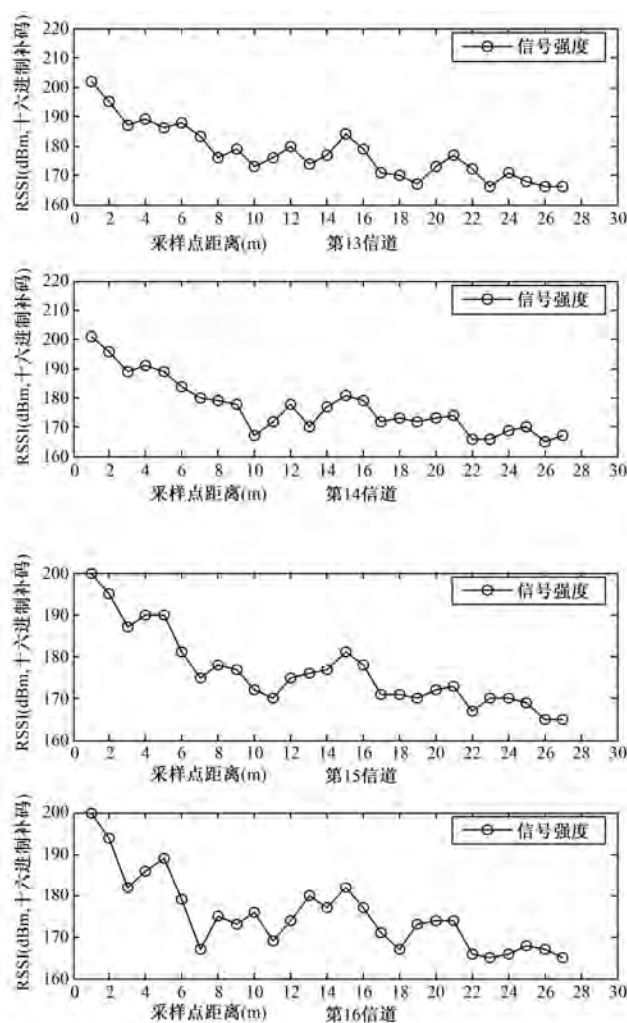


图 5-28 16 个信道的 RSSI 与距离的关系 (续)

由图 5-28 可知,所有信道在 5m 以下都具有良好的 RSSI 与距离的关系,在 5~10m 之间有个别信道出现异常值。在 10~20m 之间,个别信道开始出现较大跳动,这是由于信号强度衰减及室内多径环境引起的。由于 RSSI 在大于 20m 时变得较弱,故此时的值不具有充分的参考价值。

5.3.4 非参数化室内定位实现

非参数化室内定位实现主要由 5.3.1 节所描述的两个步骤进行:第一步是将参考节点(CC2430 发射模块)布置于待定位的目标区域,然后使用移动节点(CC2340 接收模块)在区域中按预定采样网格依次采样,最后通过上位机处理生成目标区域的 RSSI 库;第二步是利用移动节点(CC2340 接收模块)实时接收场地中参考节点广播的信息并测量 RSSI,与第一步中建立的数据库进行匹配运算,得出定位结果。

1. 定位场地布置及数据库建立

1) 定位场地布置

非参数化室内定位场地图如图 5-29 所示，其中方块表示的节点为数据采集点。由该图可以看出本环境中采集了 58 个点的数据，即建立数据库中拥有 58 个基本 RSSI—坐标数据单元。本环境中共布置了 8 个参考节点，定位区域为一间普通的办公室，参考节点均匀分布在场地图四周，离地面高度为 1.5m，移动节点在进行建库数据测量时离地面的高度与参考节点相同，实时定位时佩戴在人体胸前的移动节点离地高度大约为 1.5m。室内环境和各个参考节点布置的实际图片如图 5-30 所示。

由定位场地实物图可以看到待定位的环境较复杂，不但有大量的座椅，还有人员随机的走动。在该环境中，由非参数化室内定位算法得到的定位效果与实际的使用情况类似，是对定位系统性能的检验。

2) 建立 RSSI 数据库

按 5.3.1 节所叙述的非参数化室内定位算法建立数据库，每个数据接收点采集 8 组数据，每组数据包含了一个参考节点在 16 个信道上与移动节点通信的 RSSI 测量值，则 8 组数据共有 8×16 个 RSSI，形成一个 RSSI 矩阵；在每个数据采集点快拍 L 次，原始数据中保存了 L 个 RSSI 矩阵，后期处理时，将每一采样点的 8 组数据做平滑处理，即对这些数据取均值，生成唯一的 RSSI 矩阵 (8×16)。同理，得到全部 58 个采样点的 RSSI 矩阵，然后附上每一点的坐标值，得到此区域的 58 个 RSSI 矩阵库，如表 5-4 所示。

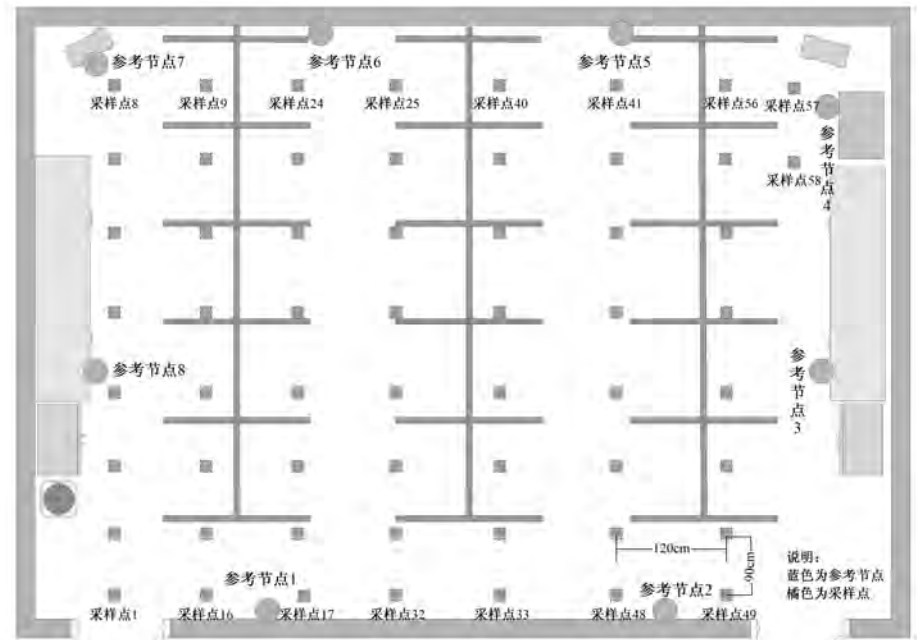


图 5-29 非参数化室内定位场地图



图 5-30 室内环境和各个参考节点布置的实际图片

表 5-4 实测 RSSI 数据单元

211.5	212	212	212	212.5	212.5	212.5
171	218	218	219	219	219	219.5
183	227.5	228.5	228.5	228.5	228.5	228
210	210	210	210.5	208.5	208	209
207.5	204	201.5	202.5	202.5	202	202
200.5	202.5	202.5	201.5	199.5	201.5	200.5
177	182	184	186	190	188	182
191	190	185	180	181	188	189
193	189	186	186	186	189.5	189.5
189	196	195	187	184	186.5	186.5
198	196.5	196	195	194	197.5	196
187	186	188	192	192	194	192.5

续表

195	195.5	194.5	194	195.5	194	193
193	193	194	194	196	196	199
200	200.5	200.5	201	198	196.5	196
203	203	203	201	202	202.5	202.5
205	205	206	208	210	210	211
203.5	202.5	201.5	200.5	198	197	195.5
199.5	198	198	196.5	199.5	196	195
199	200	200	200	199	200	200
186	193.5	193	199.5	200	198	196

3) 非参数化定位算法应用

在建立数据库时，为了简便不会刻意选择数据采集点，但这可能会使一些数据采集点所采集的数据在定位匹配运算时相近，因此在建库之前需要验证所采集的数据是否可用，即计算任意采集点与其余的采集点的相关值，按照相关值的大小找出最相关的点，最相关点与该点的距离就被认为是建库的误差。误差越大，说明数据采集点间的相关性越高，也就越不容易使用匹配算法分开，或者说明数据库建立不合理，应该考虑重新安排数据采集点的拓扑结构进行建库^[226]。

非参数室内定位算法如 5.3.1 节描述那样可以分成两个步骤。定位系统在数据库建立的过程中采集了 8 个参考节点、16 个信道的 RSSI 数据，构成了一个 8×16 的 RSSI 矩阵 \mathbf{R} 。在理想情况下，16 个信道接受到的 RSSI 数据应该完全相关，即有

$$\text{rank}(\mathbf{R})=1 \tag{5-14}$$

实测得到的 8 参考节点、16 信道 RSSI 数据形成的矩阵为 \mathbf{R}' ，例如表 5-4 中的数据所示。分析该矩阵的各个信道的相关性得到：

$$\text{rank}(\mathbf{R}')=1 \tag{5-15}$$

分析实际数据，发现不同信道的数据之间不相关，这与客观条件相符，如在 5.2.2 节中详述的信道特性受环境中多径效应影响等，导致不同信道接收到的 RSSI 数据不一样。因此，在定位系统中也可采用信道来代替参考节点，达到提高定位精度或节约资源的作用。

定位过程为：首先分析各个信道对定位效果的影响，然后在 RSSI 矩阵 \mathbf{R}' 的基础上提取不同的信道，即使式 (5-13) 中 $\mathbf{r}(p)$ 的 RSSI 向量分别为式 (5-10) 的 RSSI 矩阵的每一列，然后计算式 (5-10) 和式 (5-11)，即可得到定位结果。实际得到的 16 个信道的定位误差曲线如图 5-31 所示。

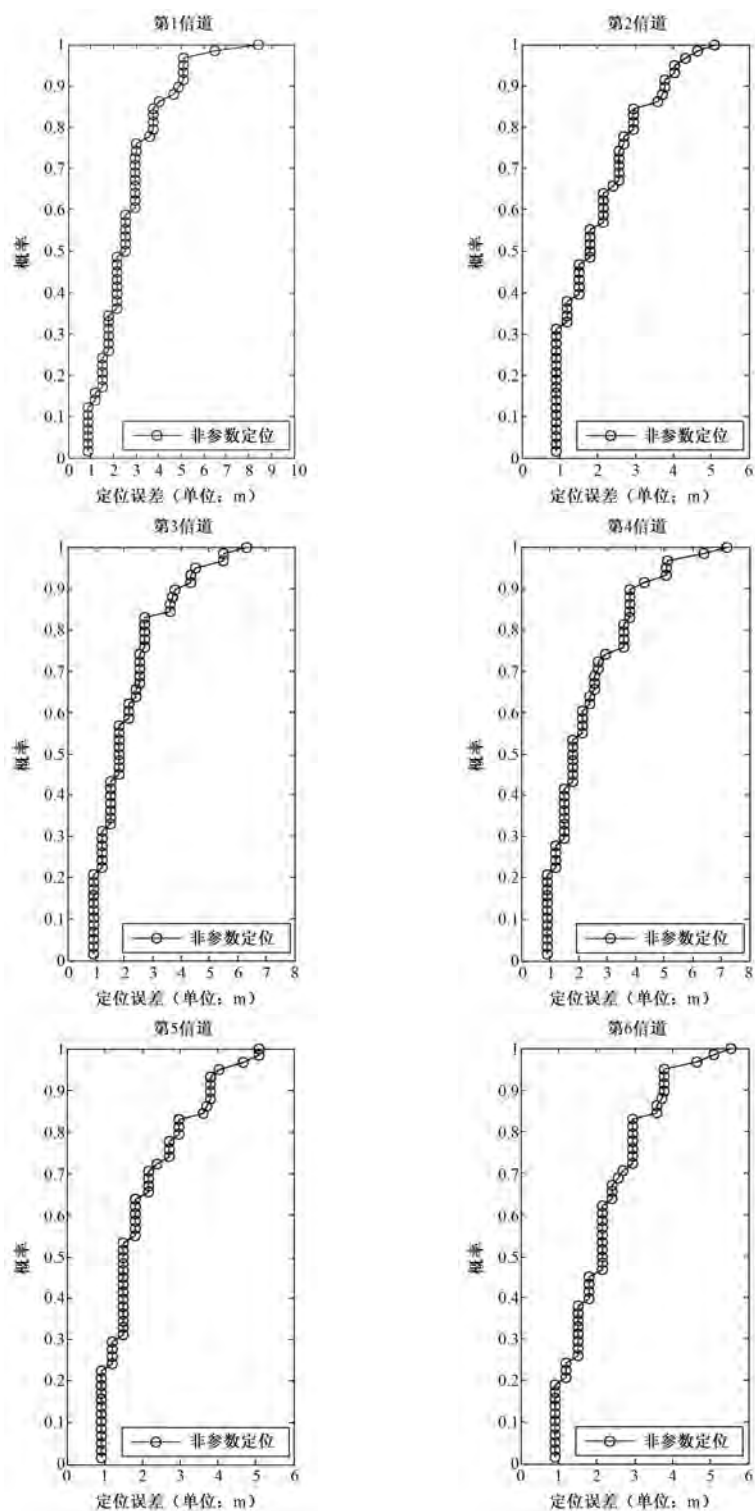


图 5-31 16 个信道的定位误差曲线

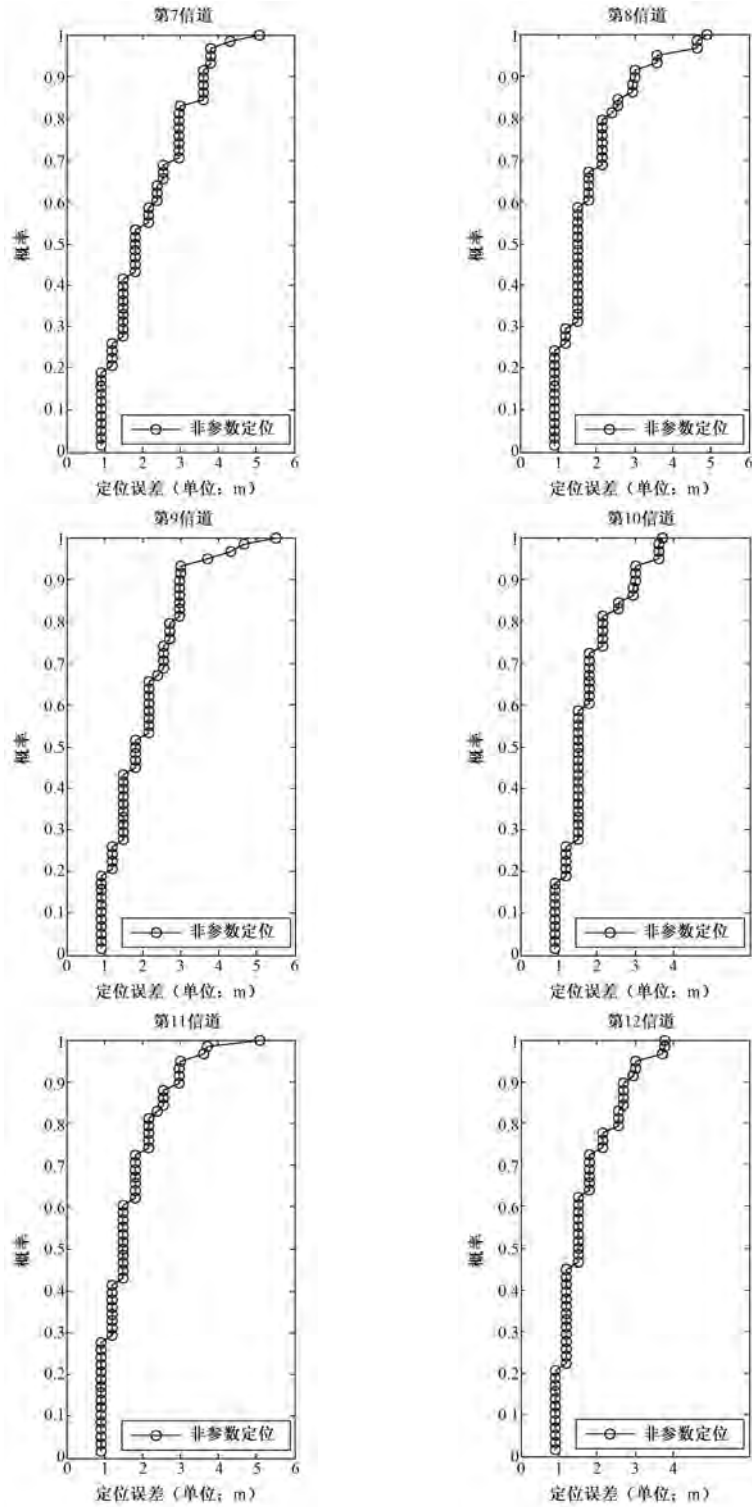


图 5-31 16 个信道的定位误差曲线 (续)

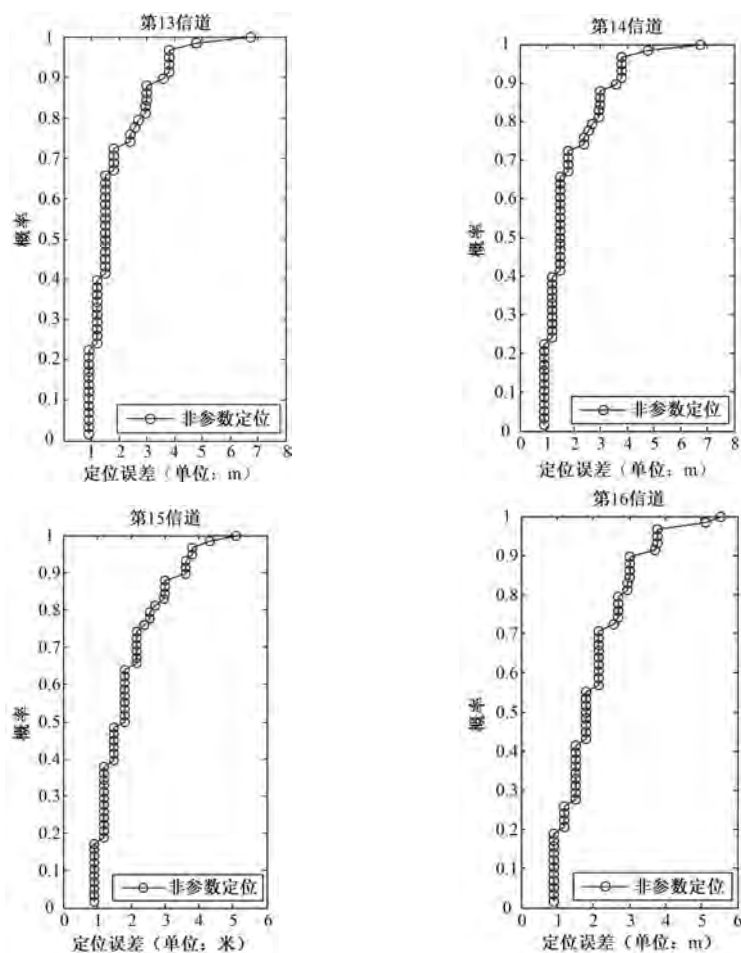


图 5-31 16 个信道的定位误差曲线 (续)

由前文可知，定位系统的信道可以代替参考节点，以获得更好的定位效果或节约定位资源。接下来利用 16 个信道的数据进行定位。由

表 5-4 可知离线数据采集阶段在每个采集点接收了 8 个参考节点在 16 个信道上的 RSSI 数据，在定位时对不同数量参考节点的定位效果进行了分析。定位时对于定位参考节点的选择采取最大平均算法，即在每个参考节点处将 16 个信道的 RSSI 求和取平均：

$$\bar{r}_i = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L r_i^l \quad (5-16)$$

定位过程为：首先对 (5-16) 进行从大到小的排序并取前 n 个最大值，即使式 (5-13) 中 $\mathbf{r}(\mathbf{p})$ 为 RSSI 矩阵的行数为 n ，然后计算式 (5-10) 和式 (5-11)，即可得到定位结果。选择不同数量参考节点的定位误差曲线如图 5-32 所示。

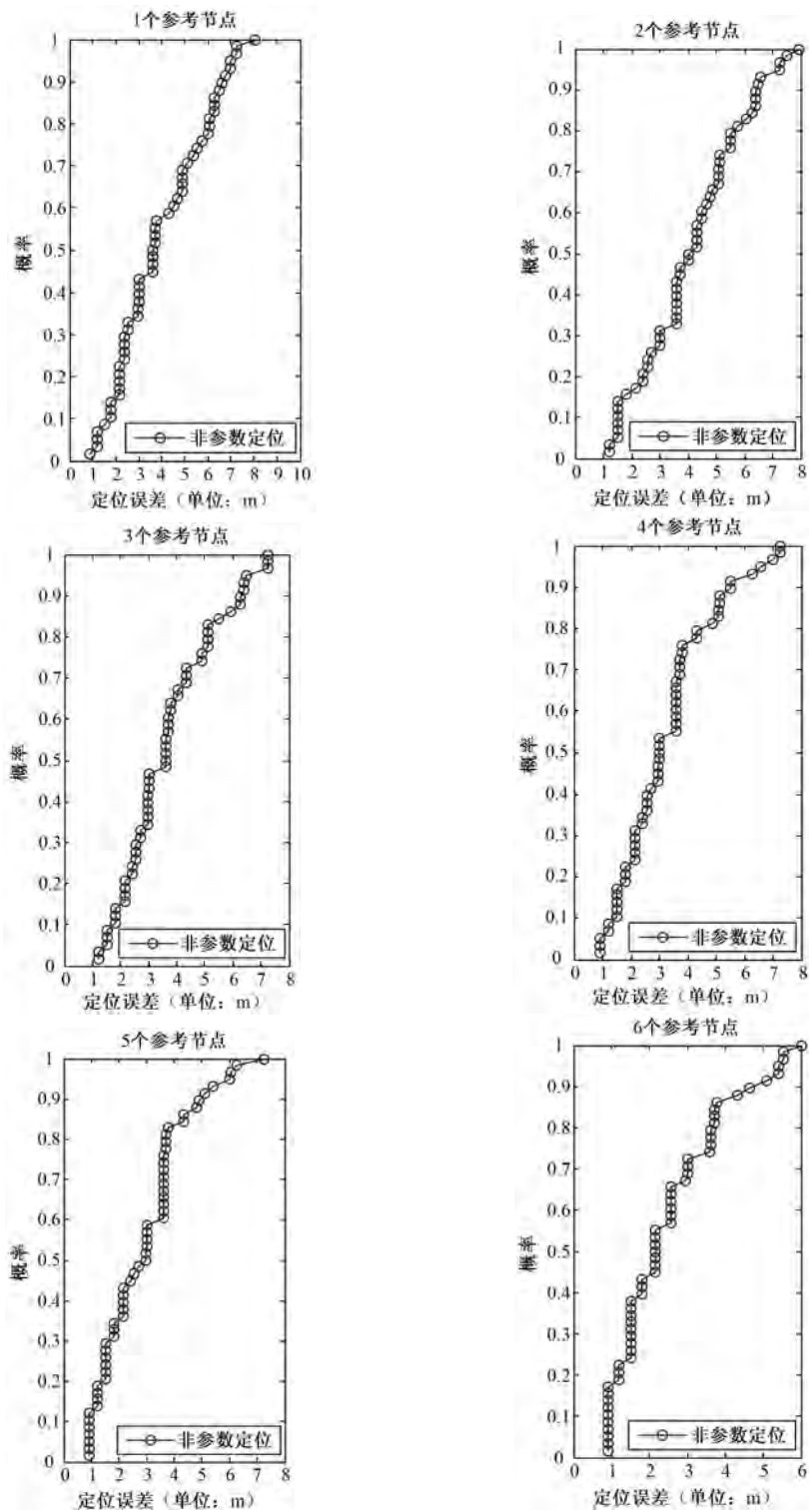


图 5-32 选择不同数量参考节点的定位误差曲线

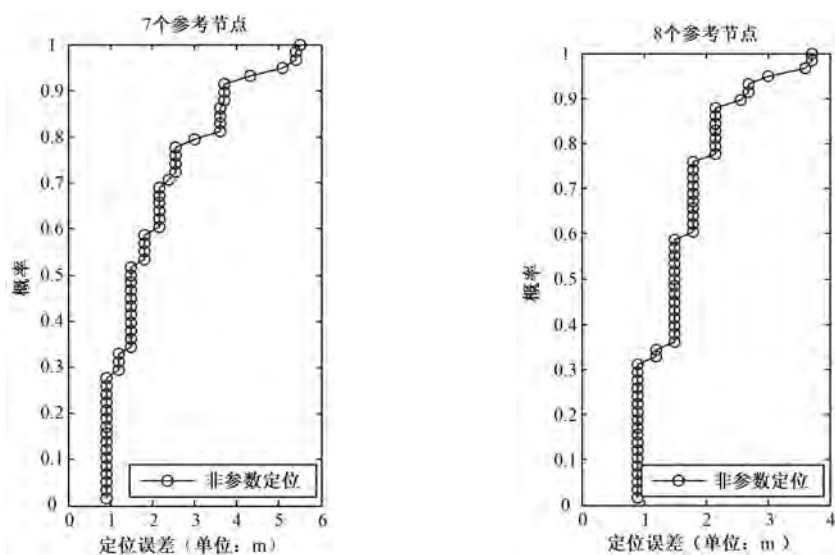


图 5-32 选择不同数量参考节点的定位误差曲线 (续)

为了比较信道对定位结果的影响,可以在由最大平均算法选择出最大参考节点的基础上分析不同信道数的定位误差曲线,即使式 (5-13) 中 $\mathbf{r}(p)$ 的 RSSI 向量为最大参考节点前 p 个信道的 RSSI 数据,然后计算式 (5-10) 和式 (5-11)。分别选择 1、4、8、16 个信道的定位误差曲线如图 5-33 所示。

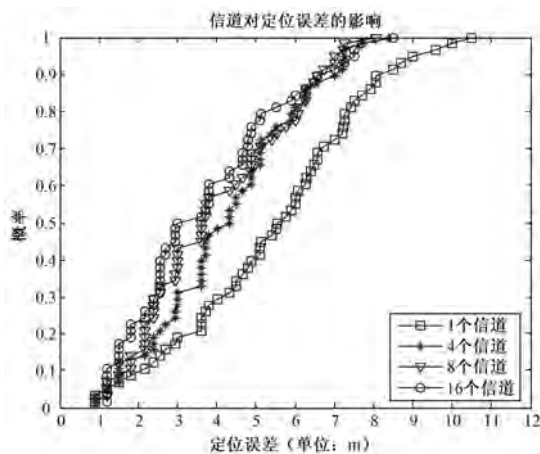


图 5-33 一个参考节点不同信道数的定位误差曲线

为了比较信道对定位结果的影响,可以在由最大平均算法选择出 n 个参考节点的基础上分析相同信道数 (选择 14 个信道) 的定位误差累计曲线,即使式 (5-13) 中的 $\mathbf{r}(p)$ 为 RSSI 矩阵 (该矩阵的行数为 n), 然后计算式 (5-10) 和式 (5-11)。选择不同数量参考节点的定位误差曲线如图 5-34 所示。

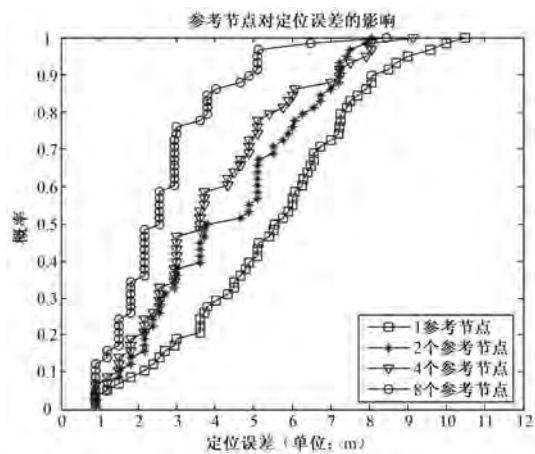


图 5-34 第 6 信道不同参考节点数的定位误差曲线

2. 实际定位实现

1) 实验流程

建库完成后，即可手持 ZigBee 移动节点进行实时定位。为了显示结果，这里将移动节点用串口线连接至上位机（PC 或 PDA）。以下图片（图 5-35~图 5-41）为 PC 端实时定位截图。图中的菱形标识为定位结果；X，Y 轴分别表示定位区域的横、纵坐标。

菱形标识的右下角字符串说明：

- (1) “第 3 次定位” 表示定位的序数；
- (2) (1.43, 1.8) 表示定位坐标，单位为 m。

为使得定位结果更直观，这里绘制了定位区域的平面图，并在 PC 端显示界面进行实时定位显示，效果如图 5-35 和图 5-36 所示。

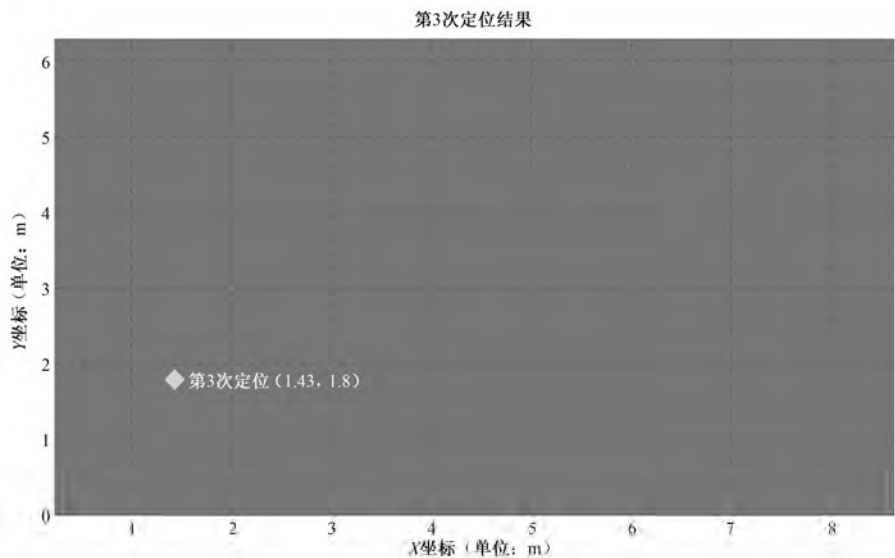


图 5-35 PC 端实时定位截图 1

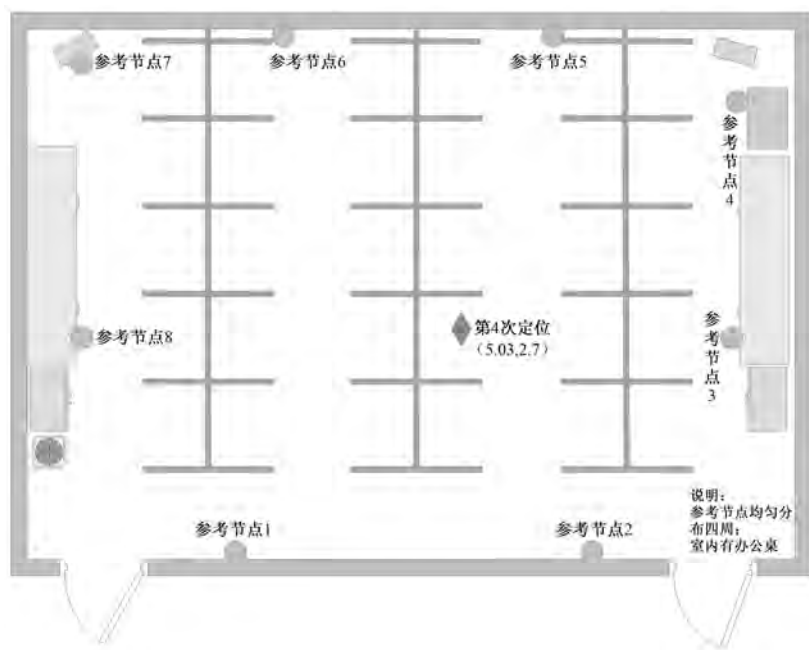


图 5-36 PC 端实时定位截图 2

2) 定位算法

(1) 初始化串口。

说明：这里仅针对上位机进行设置，ZigBee 定位模块默认为已完成设置，不必更改。

(2) 开辟数据缓冲区。

说明：与 ZigBee 模块上的单片机工作方式不同，此步骤并非必不可少，但当数据量增大时，未预先开辟缓冲区可能会导致定位速度过慢。

(3) 打开串口，接收 ZigBee 移动节点周期上传的 144 位 RSSI 数据，存入数组 rdata。

说明：144 位数据=8 个参考节点×（每个节点的 16 个信道 RSSI 数据+2 个模块标识数据）。

(4) 去除 16 位模块标识数据，存入矩阵 RSS_vec；找出 RSS_vec 中的非零项及索引；找出 RSSI 库中的对应列，然后按行循环（一共 58 次），依次比较，找出相关度最大的那一行（表示最匹配的采样点），取出此行的末两位数据，即为定位结果。

(5) 即时显示定位结果于窗口中。

(6) 清除缓存，进行下一次定位[重复（3）～（5）步骤]。

3) 实时定位精度

(1) 定位节点固定。

将定位节点固定于一点，定位 200 次。

统计 200 次定位数据，结果显示有 190 次返回坐标无误，这与先前所做的建库误差分析结果一致。

(2) 定位节点移动。

手持移动模块，以约 0.5m/s 速度匀速行走一段路程，记录下一系列定位结果，然后用

线依次连接起来，显示如下（其中箭头线条为实际行走路线）。
路线一如图 5-37 所示。



图 5-37 PC 端实时定位截图（路线一）

路线二如图 5-38 所示。

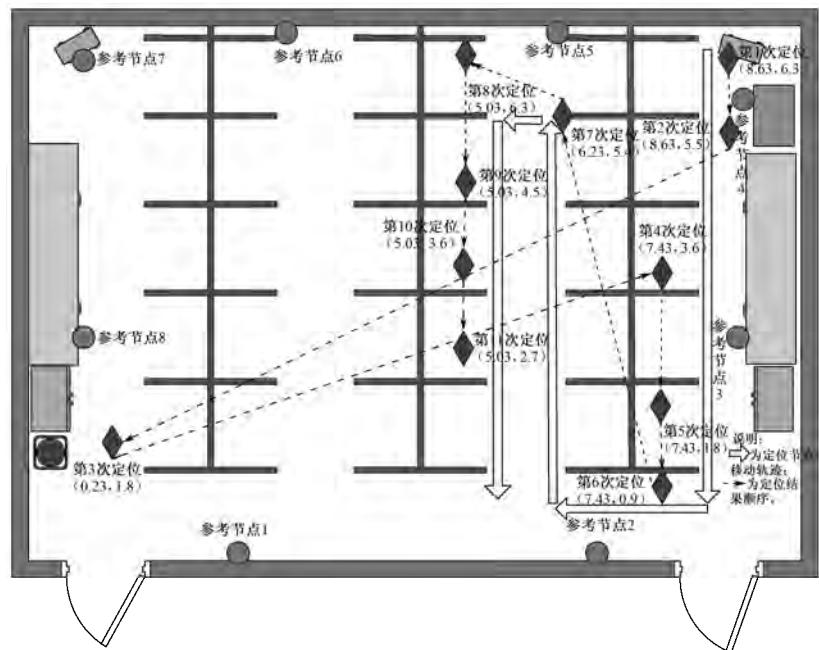


图 5-38 PC 端实时定位截图（路线二）

路线三如图 5-39 所示（直线效果 1）。

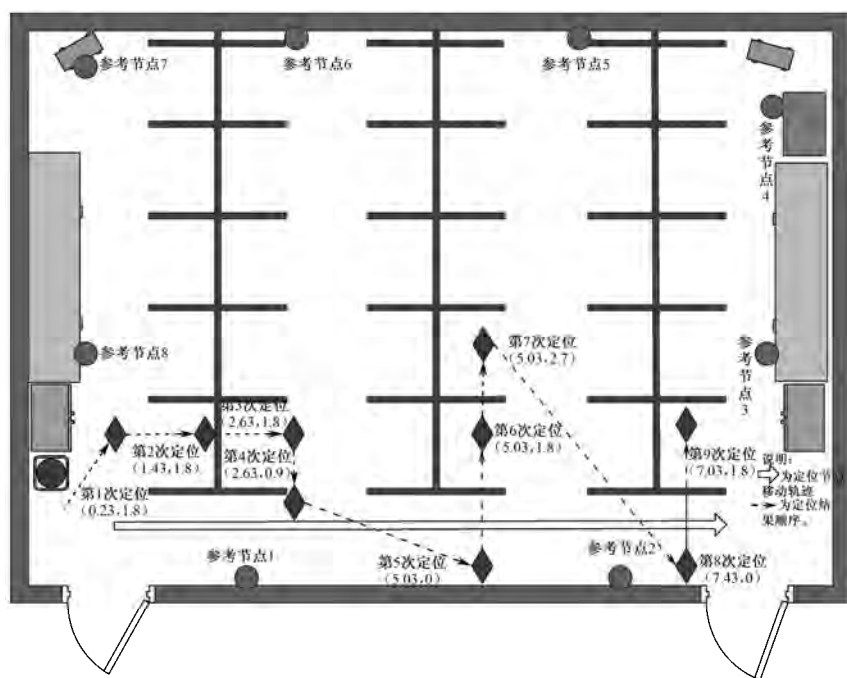


图 5-39 PC 端实时定位截图（路线三）

路线四如图 5-40 所示（直线效果 2）。



图 5-40 PC 端实时定位截图（路线四）

为了方便移动应用,还将上位机的功能移植到了一个 PDA 中,这样在实际使用中就可以很方便地携带了。PDA 端的实时定位截图如图 5-41 所示。



图 5-41 PDA 端的实时定位截图

3. 定位效果分析

由实际定位结果可知,移动状态的定位效果比固定状态要差,主要表现在异常值出现概率增多,尤其是当移动节点接近室内中央位置时,异常定位结果出现的比例明显增大。

出现异常结果的原因如下。

(1) 室内复杂环境造成的多径干扰使得在一天中的不同时段测试的结果,其定位效果是不同的。相对来说,当室内人员较少时,异常值的出现概率会下降;对于 RSSI 建库方法来说,多径干扰的问题并不是主要问题,因为在建库的同时,环境特征会一并记录在库中,然而环境的改变(如室内摆设的变动或大规模人员走动)则会引起匹配准确率的下降。

(2) 参考节点的信号强度并不稳定。由于试验中使用 8 个 ZigBee 参考节点模块的基座电路板并不统一,导致 8 个模块的信号强度随时间推移而发生变化的程度也不尽相同,因此工作一段时间后,再采集得到的 RSSI 数据与建库时的 RSSI 数据就有可能拟合得不准确。由于定位采用的 16 信道工作模式完全抛弃了原先 ZigBee 的协议栈及组网架构,所以目前的所有模块均没有“睡眠-唤醒”工作模式。换言之,所有的硬件都是全时全功率运转的,虽然 ZigBee 芯片的功耗很低,但全功率运转的代价也不可小觑。粗略统计,使用两节 AAA 碱性电池的参考节点大概 3 天左右就会耗尽电量,使用 AA 碱性电池可以再延长一至两天;而在电量耗尽的前一天,其信号强度便已不能满足精确定位的要求了。

(3) 目前所采用的匹配算法仅仅是把接收到的 RSSI 向量与 RSSI 库中的每个采样点进行求相关系数等简单运算,这种方法并不能保证数据匹配的高准确性。

5.4 基于 ZigBee 技术的室内定位分析

由 5.2 节和 5.3 节对基于 ZigBee 技术的参数化和非参数化室内定位研究的介绍, 可知参数化室内定位算法主要依赖于 RSSI 测距, 因此 RSSI 的测量值越接近理想环境下的测量值, 定位的效果越好; 非参数化室内定位则依赖于环境中 RSSI 向量的相关性, 各个数据采集点间的相关性越低, 定位时越容易区分定位点, 则定位效果越好。本节在同一个室内环境中分析一下参数化和非参数化室内定位的效果。

5.4.1 参数化与非参数化定位结果分析

在 5.2.5 节所示的环境中进行参数化与非参数化室内定位, 其中非参数化室内定位包括单信道与 16 信道定位的情况。在同样的环境条件下, 它们的定位误差对比曲线如图 5-42 所示。

从该定位实验可以得出下面的结论: 非参数化室内定位算法的效果要优于参数化室内定位算法; 多信道非参数化室内定位算法的效果要优于单信道非参数化室内定位算法。

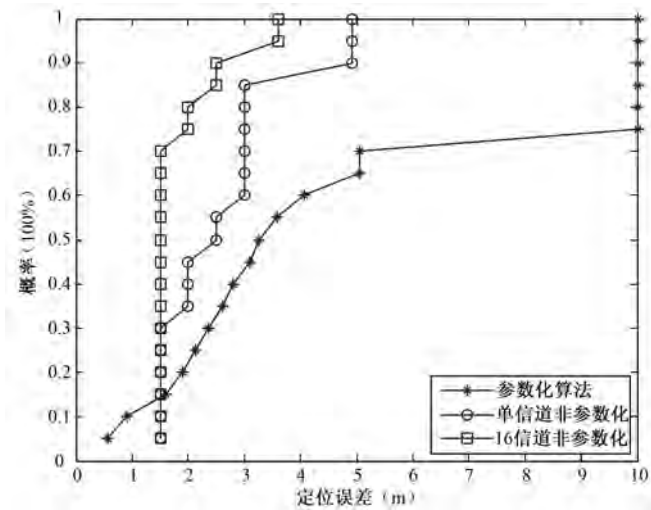


图 5-42 参数化算法、单信道非参数化和 16 信道非参数化的定位误差对比曲线

5.4.2 基于 ZigBee 技术的室内定位的各种改进

对于参数化室内定位算法, 可以按照 5.2.5 节描述的方法确定影响定位结果的各种参数。除此之外, 还可以通过一些优化处理来减小定位误差。在求解时剔除坐标值中的两个最大值, 即可以达到简单优化定位的效果。非参数化室内定位算法的优化还有很多方法, 如在室内环境中实时测量各个参考节点之间的 RSSI, 因为参考节点之间的坐标固定, 所以它们

之间的距离 d 也已知, 则可以利用式 (5-5) 反过来推出定位的参数 A 和 N , 达到根据环境的变化实时调节定位参数, 从而优化和稳定定位结果; 由 5.2 节可知, 实际参与参数化定位运算的只有 3 个参考节点, 若选择离移动节点最近的 3 个节点进行定位, 便会造成定位资源的浪费, 可以通过剔除极差参考节点的方法来选择更多的参考节点参加定位运算, 然后通过优化算法找到最优解。

非参数化室内定位算法的定位精度较高, 但定位前期准备工作较复杂, 可与参数化室内定位算法相结合加以改进, 即在定位区域中采集少数具有环境代表性的点建立数据库, 实时定位时将数据库中的数据作为参考校正定位的结果。此外, 通过算法实时优化选择参与定位运算的参考节点或信道也能达到进一步提高定位精度的作用。

第 6 章 麦克风阵列室内定位方法

语音是人类社会交流信息最古老、最自然、最有效、最方便的手段之一，因此声源定位也成为个颇受关注的室内定位方向。

随着多媒体技术的快速发展，语音已经成为一个重要的人机交互方式。对语音智能化的需求日益提高。例如，在充满噪声的环境下，如大型会议室、新闻采访间、网络聊天室等，人们希望获取感兴趣目标的声音的位置和方向。

语音通信过程不可避免地受到周围环境和传输媒介引入的干扰，环境噪声的污染使得许多语音处理系统的性能急剧恶化。在战场和工业环境下，这个问题就更加严重。例如，在安静环境下，现有的语音识别技术^[227]已经能够达到很高的识别率，但如果受到干扰或说话人与麦克风的相对位置发生了变化，识别率就会大大下降^[228]。

本章主要介绍基于麦克风阵列的室内声源定位方法。本章首先介绍了声源定位和麦克风阵列的应用、现状及发展，并且重点介绍了室内音频信号的特点和麦克风阵列的原理，然后总结了基于麦克风阵列的室内声源定位的三种主要方法，并对各种定位方法进行了分析，最后给出了基于数据库匹配的定位方法的实验结果。

6.1 引言

声源定位是生活中最为常见的一种定位方式，“听声辨位”就是一个例子。尤其是在环境较为昏暗、人视力距离不足或障碍物阻挡视线的情况下，它能起到重要作用，它是对视觉定位的有益补充。借助耳朵所捕获声源到达双耳的相位差和声压差，经神经系统处理后，使得人们能够分辨声源的方位。人类的这种与生俱来的定位能力给室内麦克风阵列声源定位提供了很多有益的启示。

声源定位系统需要解决以下三个问题：

- (1) 声源的位置定位；
- (2) 从众多信号中分辨出特定声源所产生的信号；
- (3) 对分辨出的信号进行处理，获取位置信息。

为了提高严重噪声干扰下的识别率，可将阵列信号的处理方法引入室内声源定位。将阵列技术用于语音信号处理的研究，源于 20 世纪 80 年代。在当时，阵列信号处理技术作为一种成熟的信号处理方法已经被广泛用于雷达、声呐、医学、通讯、航空航天等诸多领域中。

麦克风阵列是指按一定的几何结构排列若干个麦克风而组成的阵列。麦克风阵列具有单个麦克风接收阵元无法比拟的优势：

- (1) 它可以获得多个空间位置不同的麦克风阵元接收的声音信号，能在一定程度上抑制其他信号的干扰和环境噪声，从而具有较强的空间选择性；

(2) 利用麦克风阵列各阵元接收到的信号和对应的空间信息,可以探测到声源的位置信息;

(3) 在一定的范围内,麦克风阵列可以对声源进行自适应检测、定位及跟踪。

因此,麦克风阵列被应用到诸多领域。

基于麦克风阵列的声源定位就是指利用麦克风阵列获取声音信号,通过对多路声音信号进行分析与处理,在空间域中定出一个或多个声源的平面或空间坐标,由此得到声源的位置^[229]。

和传统雷达定位技术不同,基于麦克风阵列的室内定位系统具有隐蔽性、不易受干扰等优点。基于麦克风阵列的室内定位系统涉及数字信号处理、阵列信号处理、数据融合、模式识别等多个领域,已成为语音信号处理中重要且具有挑战性的研究方向。

6.1.1 麦克风阵列的应用

基于麦克风阵列的声源定位系统在很多场合得到了广泛的应用。一些典型的应用场合介绍如下。

1. 视频会议,视频监控和大型会场^[230]

在传统的大型会场或视频会议中,如果只是在一个固定的位放置一个麦克风,当发言人距离麦克风较远时,获取的语音信号的质量通常很差。为了使语音信号得到增强,可供选择的方法有两种:一种常见方法是将麦克风传递给发言人,这种方法成本低但使用不方便;另外一种方法为给每个发言人配备一个麦克风,这种方法在参会者众多时成本太高。基于麦克风阵列的声源定位系统不仅成本适中,安装方便,而且麦克风阵列会自动聚焦到发言者,增强发言者的音量,抑制其他干扰和环境噪声。在视频监控和视频会议中,基于麦克风阵列的声源定位系统会自动将摄像头转向声源所在区域,从而可以更好地采集语音信息和视频资料,节省人力成本。根据这种需求,多家公司推出了基于麦克风阵列的音/视频会议产品,如 Polycom, Lifesize (2009 年被 Logitech 收购) 等公司,其中 Lifesize 公司的 Lifesize Phone 系统是高端视频会议系统的典型代表,该系统采用 16 个麦克风构成了均匀环形麦克风阵列。

2. 车载电话系统^[231]

当车辆处于高速运行状态时,如果驾驶员用手去拿电话,可能会引发安全问题,车载免提电话由此应运而生。然而当车内人有多人说话时,由于高速运行的车辆一般声音较大,所以车载电话的接收效果一般较差。如果运用麦克风阵列定位驾驶员位置,强化此位置的声音,抑制其他方向的声音和周围的噪声,车载免提电话的通话效果就会得到明显的提升。

3. 故障诊断^[232]

故障诊断的首要任务就是确定故障的位置。故障诊断中的声源定位是一种利用目标音频信号来实现定位的无源探测技术,故障诊断中的声源定位系统采用被动方式工作,不发射电磁波,具有很强的隐蔽性。故障检测在军事领域和民用领域都得了广泛的应用。

4. 声控机器人^[233]

机器人进入人类的家庭和办公环境中为人类进行服务正在从梦想变成现实。机器人的智能水平越来越高,用语音对机器人进行控制,是一种最常见的方式。人类发出一系列的指令,机器人对语音识别后,移动到指定的位置,然后等待下一步的指令。由此可知,安装在机器人身上的麦克风阵列能够实时定位出用户的位置。

在多机器人协作系统中,有基于视觉、超声波、激光等协作定位方法。与这些常见的定位方法相比较,基于麦克风阵列的声源协作定位具有可视距离远的优点,并且在光线不佳和有障碍物遮挡的情况下仍能发挥作用。

5. 助听器^[234, 235]

在通常情况下,有两类麦克风可用于助听器:全向的麦克风和方向性的麦克风。全向的麦克风采集的声音容易受到环境噪声和回响的影响,而方向性的麦克风虽然可增强特定方向的声音,但是当说话者不在其方向上时,噪声就被放大了,采集语音信号的效果也很不理想。基于麦克风阵列的助听器可以根据声源的位置实时改变语音的方向,尽可能放大感兴趣的声音,同时可以抑制环境噪声。

6. 计算机语音识别系统

针对个人与计算机之间的语音通信问题,Microsoft 公司在操作系统中集成了对麦克风阵列的支持^[236],并采用恒定波束形成技术,实现了高质量的语音采集。Intel 公司提出了 HDAudio 规范^[237],该标准可在 PC 上实现 16 通道,32kHz 的语音采集,并且通过配套的软件,可以录制高质量音频信号。此外,麦克风阵列输出的高质量语音信号应用于语音识别系统,可实现自动语音同步记录、命令,从而使设备更加人性化、智能化。

7. 军事应用

基于麦克风阵列的声源定位系统采用被动方式工作,不主动发射信号,具有很强的隐蔽性,并且设备简单,易操作,因此被大量运用到军事上,包括跟踪水下潜艇的声呐系统及直升机和其他发声设备上的无源定位系统。

6.1.2 基于室内麦克风阵列的音频信号处理

早在 20 世纪 70 年代和 80 年代,麦克风阵列已经开始应用于语音信号处理的研究中。进入 20 世纪 90 年代以来,基于麦克风阵列的语音信号处理算法逐渐成为一个新的研究热点。很多著名的公司和研究机构,如 IBM、BELL 等,都致力于麦克风阵列声源定位的技术研究和产品开发,而且已经有一些初期产品进入了市场。目前,这些产品已经应用到社会生活的很多场合并体现出了极大的优越性。目前正在进行的项目包括欧洲的 CHIL 工程、AMI 工程及美国的 VACE 工程。

下面将简要介绍一下具有代表性的研究机构和公司在基于麦克风阵列的声源定位系统的理论研究和商品化工作,列举如下。

1. NIST (National Institute of Standard Technology InformationTechnology Lab) 的 Mark-III 阵列^[238]

Mark-III 阵列是一种均匀线性的麦克风阵列。加拿大的 Sherbrooke 大学将 Mark-III 阵列成功运用在机器人的声源定位中，可以实现 2~3 个目标的识别。

如图 6-1 所示，该麦克风阵列由 8 个子模块构成，每个子模块有 8 个通道，连接 8 个麦克风，麦克风之间的距离是 2cm，阵列接收机采集数据并进行 8 位量化以后转送给主机进行处理。

NIST 和 CHIL 利用 Mark-III 阵列在“Smart Room”采集了大量数据，形成了一个标准实验数据库 CLEAR'07^[239]，这个数据库向公众开放，用以检验人类活动的算法，是 CHIL 工程下的一个子项目。IBM、AIT、UKA 等组织也提供相类似的数据库。

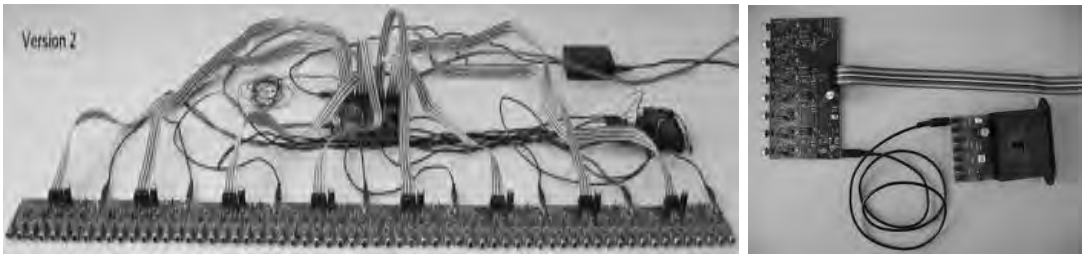


图 6-1 Mark-III 系统实物图（左图为系统整体实物图，右图为子模块实物图）

2. “Boomerang” 射击者探测系统^[83]

该系统由 BBN 公司研制，应用于复杂战场环境中，车辆对 100m 内的偷袭进行探测和反制。该系统能在 1s 内探测到 50~150m、15° 范围内的枪声。目前该系统已被美军应用于车辆在战场中快速确定狙击手的位置。该系统如图 6-2 所示。

3. 基于麦克风阵列的助听器^[235]

斯坦福大学的 Bemard Widrow 教授于 2001 年发明了基于麦克风阵列的助听器，如图 6-2 所示，这种助听器由细小的麦克风安装在一个 V 形状的项链中组成。与传统的助听器相比，这种基于麦克风阵列的助听器可以根据声源的位置动态调整麦克风的聚焦点，增强特定方向的声音，抑制其他方向的噪声，比普通的助听器具有更好的识别效果。



图 6-2 “Boomerang” 射击者探测系统



图 6-3 基于麦克风阵列的助听器

6.2 麦克风阵列音频定位概述

6.2.1 室内音频信号的特点

音频信号的特性, 主要指音频信号的声学特性、时域波形和频谱特性, 以及统计特性等。音频信号属于短时平稳信号, 一般认为在 10~40ms 内, 音频信号的特性基本上不改变或缓慢变化。由于音频信号是短时平稳的, 所以为了得到音频信号的频率特性, 一般需要对音频信号进行短时分析, 求出其频谱图。

在室内音频通信环境中, 存在几种常见的噪声类型。对噪声进行处理时, 需要根据相应噪声类型的特点, 选择具有针对性的处理方法。

具体来说, 常见的噪声主要有以下几种^[240]。

1. 背景白噪声

绝大多数场合都存在这种类型的噪声。这种噪声的能量比正常的语音的能量小, 会影响语音的清晰度和可理解度。同时, 背景白噪声是一个全向噪声, 通常不具有空间方向性, 且通常等效为空间白噪声。

2. 方向性干扰噪声

这种噪声通常来自干扰源。这种干扰有一个明显的特点, 就是具有确定的波达角方向, 且它既可能是固定的, 也可能是移动的。其另一个特点是干扰的能量在某些时间段上可能非常大, 以至于高于正常的语音信号。

3. 色噪声

这种干扰通常是由空间和时间上的相关性产生的。例如, 接收机多个接收通道之间的相互干扰, 分布源的多径效应, 非期望的干扰和其他设备产生的噪声等。与白噪声不同, 色噪声会对定位性能产生不可预期的影响。

4. 非期望信号

在实际环境中, 时常会出现非期望的信号, 这类信号的声学特性有时会接近声源信号, 如非发言人的议论声等。如果无法分离这类信号, 会使定位系统产生混淆, 影响定位性能。

6.2.2 麦克风阵列信号处理

采用麦克风阵列系统的主要目的是声源参数估计及对音频信号去噪和增强, 提高音频采集的质量和信息量。

相对于单个麦克风, 麦克风阵列具有如下几点优势^[241]。

(1) 麦克风阵列系统具有空间选择性, 可以用自动瞄准的方式从声源位置处获取目标

信号,并且抑制其他方向的干扰信号,因此其效果明显优于良好瞄准的、高方向性的单麦克风。

(2) 麦克风阵列系统能够应用于自动跟踪、识别声源。当声源移动时,麦克风阵列并不需要发生物理上的调整,只需改变系统的波束指向即可,减少了手工操作。

(3) 麦克风阵列系统能够识别、监控同时发生的多个声源,在一些多人会话等场合有重要应用。

(4) 麦克风阵列系统可以用于近场测距,这是单麦克风无法实现的。

但是麦克风阵列同样存在挑战,即基于麦克风阵列的信号处理针对的是没有经过任何调制的宽带自然语音信号,且信号源不总是位于阵列的远场,尤其是在室内环境下,信号源一般位于阵列的近场。

归纳起来,麦克风阵列信号处理与传统阵列信号处理主要有以下几方面的区别^[240]。

1. 宽带信号和窄带信号

阵列处理考虑的大都是窄带信号,有较高的中心频率 f_c ,最高频率 f_h 与最低频率 f_l 之差相对较小。此时,信号延时可以通过信号包络的相位差来获取,信号近似看成单频信号。通常用分数带宽 B_f 来衡量信号,即

$$B_f = (f_h - f_l) / f_c \quad (6-1)$$

最近几年提出的宽带信号处理及超宽带信号处理,其模型中的分数带宽也仅仅为 $0.01 \sim 0.25$ 和 $0.25 \sim 10$ 。

在麦克风阵列处理中,接收信号是没有经过调制的,阵列接收信号的相位差由信号源的特性来决定。麦克风阵列接收的信号最低频率常常在 100Hz 左右,有时甚至更低;高频常常在 4000Hz 左右,甚至可高达 16kHz ;其分数带宽比接近 2 ,时延所引起的相位差随频率的不同而不同。上述因素决定了无法用传统的窄带、宽带甚至超宽带信号处理的算法来解决声源定位问题。

2. 平稳信号和短时平稳信号

传统阵列处理的接收信号一般为平稳信号,而麦克风阵列中的接收信号为非平稳的语音信号。

从整体来看,音频信号特性及表征其本质特征参数均是随时间而变化的,因此它是一个非平稳态过程,通常不能用处理平稳信号的数字信号处理技术对其进行处理分析。但是在一个短时间范围内(一般认为在 $10 \sim 30\text{ms}$ 的短时间内),其特性基本保持不变(即相对稳定),因而可以将其看做一个准稳态过程,即语音信号具有短时平稳性。因此,语音信号的分析 and 处理通常建立在“短时”的基础上,即进行“短时分析”。通常将语音信号分成一段一段来分析其特征参数,其中每一段称为一“帧”,帧长一般取为 $10 \sim 30\text{ms}$ 。

3. 近场和远场

麦克风阵列主要用于处理语音信号,声源信号既可能位于麦克风阵列的远场范围内,也可能位于麦克风阵列近场范围内。如果声源信号位于麦克风阵列的近场范围内,此时传统阵列处理,如雷达、声呐等,所用的平面波前远场模型不再适用,必须使用更为精确的

球面波前模型。球面波前模型必须考虑由于传播路径不同所带来的幅度衰减的不同，即除了信号的到达方向外，还需要考虑声源与麦克风阵列之间的距离。因此，进行麦克风阵列研究，除了要建立常规的平面波前远场模型以外，还必须建立适用于麦克风阵列的球面波前近场模型。参考文献[242]中论述了近场情况下声源传播的模型。图 6-4 说明了近场模型下，球面波到达阵列的情形。

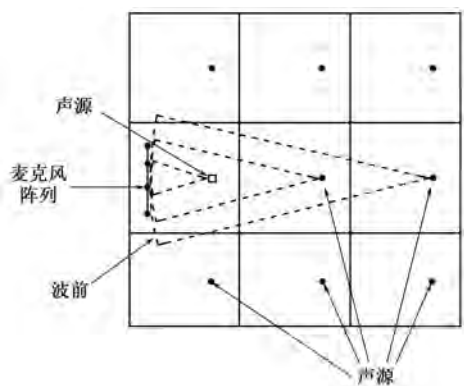


图 6-4 近场情况下，声音传播的球面波模型

4. 高斯噪声和非高斯噪声

传统阵列处理假设阵列接收的噪声均为高斯白噪声，而且是空间白噪声。在麦克风阵列处理中，噪声情况较为复杂，通常不能近似为白噪声。例如，在室内环境下，典型的噪声有机器持续发出的噪声、突然响起的电话铃声等，这些噪声和干扰显然不满足白噪声条件，从而导致定位性能下降甚至使定位产生错误。

5. 自由空间传播和回声传播

在通常情况下，音频信号在室内环境下传播时会产生一定的回声。它由声波在传播中遇到物体的表面反射引起，反射声波的能量是入射声波能量的 10%~90%，由反射物体的材料和表面特性决定。较强的回声会造成很多个声源的假象，给声源定位带来巨大的困难，这种现象称为混响（混响情况下的回声传播的原理如图 6-5 所示）。为了描述混响的程度，Eyring^[243]定义了混响时间 T_{60} ，它表示为墙面反射系数的函数：

$$T_{60} = \frac{0.163V}{-S \log(1 - \gamma)} \quad (6-2)$$

式中， S ， V 表示房间的总表面积和体积； γ 表示墙面的反射系数，这里假定各墙面的反射系数相等。

混响对于音频信号的影响主要体现在两个方面：混响使信号本身失真；混响改变了声场的空间特性。由图 6-5 可知，由于反射路径的存在，导致声源出现多个镜像。前者通常借助信号模型来解决，其中主要模型是 Image 模型^[244]。而对于后者，通常借助模平方相干（MSC）函数来衡量。

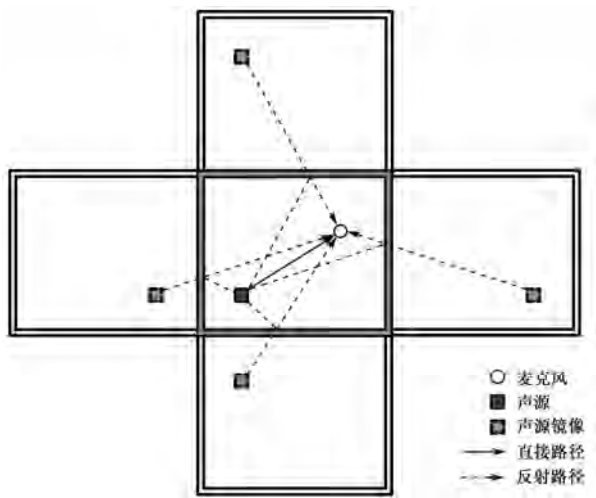


图 6-5 混响情况下回声传播的原理图

6. 模型失配

真实的数据模型和算法设定的数据模型之间存在差异，称为模型失配，如各个麦克风阵元的实际位置与理论位置之间存在偏差；各个麦克风及相应的处理通道的幅度、相位响应不同；由于样本数有限，所以得到的估计值与真实值也存在偏差等。通常可以用噪声模型来等效这种失配造成的影响，它也称为模型噪声。这种噪声随着时间、环境的改变而改变，因此需要根据环境实时更新模型参数。

6.2.3 基于麦克风阵列的室内声源定位方法的分类

针对音频信号和麦克风阵列的特点，很多基于麦克风阵列的方法涌现了出来，以解决室内声源定位问题。按照利用信号的信息不同，这些方法大体上可分为三大类：

- (1) 基于信号到达角度（DOA）的定位方法；
- (2) 基于时延估计（TDE）的定位方法；
- (3) 基于信号能量（RSSI）的定位方法。

下面将对上述三种方法进行具体地介绍。

6.3 基于信号到达角度（DOA）的定位方法

信号源的定位问题一直是信号处理中需要解决的问题，通过信号到达角度来估计信号源的位置是一种重要的途径。为了获取信号的波达角度，通常需要利用空间上分布的感知器阵列。常见的方法有基于最大输出功率的可控波束形成技术^[244, 245]和基于信号协方差的空间功率谱方法^[246]。

6.3.1 基于最大输出功率的可控波束形成技术

波束形成方法是一种较为直观的测角方法。该方法的基本思想是：采用波束形成技术，调节麦克风阵列的接收方向，在满足一定的准则下，利用麦克风所接收到的声源信号形成波束，通过搜索整个空域以获取声源可能的位置，最后得到的波束最大输出功率方向就是声源的方向。采用不同的准则可以得到不同的波束形成器。

根据不同的要求，有不同的波束形成算法性能准则。通常波束形成都建立在以下三个准则上^[240]：

- (1) 最大信噪比准则 (MSNR)；
- (2) 最小均方误差准则 (MMSE)；
- (3) 线性约束最小方差准则 (LCMV)。

这三个准则在一定条件下是等效的，在应用时可根据不同的已知条件采用不同的准则。

下面首先描述信号的模型，在后文中，如果不做特殊说明，则信号模型均如图 6-6 中所示。为了不失一般性和问题讨论的方便，对信号源和接收阵列做如下假设：

- (a) 信号源的数目小于阵元的数目；
- (b) 信号源通常假设为远场窄带信号；
- (c) 阵列无模糊，即到达阵列的信号源数目等于方向矩阵的秩。

假设有 p 个信号源， M 个阵元、间距为 d 的均匀线阵，阵列接收示意图如图 6-6 所示，则各阵元在第 n 个快拍（第 n 次采样时间）接收到的信号为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}\mathbf{s}(n) + \mathbf{v}(n) \quad (6-3)$$

式中， $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)]^T$ 为 M 个阵元的接收信号矢量； $\mathbf{s}(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_p(n)]^T$ 为 p 个信号源组成的发送信号矢量； $\mathbf{v}(n) = [v_1(n), v_2(n), \dots, v_M(n)]^T$ 为 M 个阵元上的加性噪声矢量； $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\omega_1), \mathbf{a}(\omega_2), \dots, \mathbf{a}(\omega_p)]$ 为阵列流型矩阵， $\mathbf{a}(\omega_i) = [1, e^{-j\omega_i}, \dots, e^{-j(M-1)\omega_i}]^T$ ($i=1, 2, \dots, p$) 为方向矢量，其中 $\omega_i = 2\pi d \sin(\theta_i)/\lambda$ 为空间角频率， d 为相邻阵元的间隔， λ 为信号波长，阵元间距 $d = \lambda/2$ 。

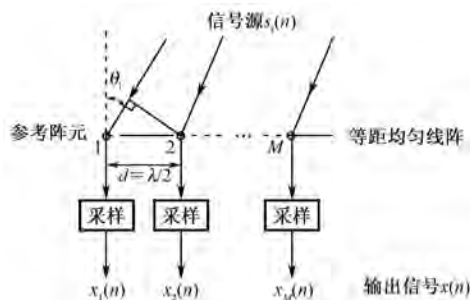


图 6-6 阵列接收示意图

与时域奈奎斯特采样定理相似，为了避免信号的空间混叠，空间采样定理必须满足一定条件。对于等距线阵，空间采样频率定义为

$$F_s = 1/d \quad (6-4)$$

由式(6-4)可知，等距线阵的空间采样频率由阵元间隔决定。考虑到对于同一信号，相同的间隔对应相同的相位差，则空间采样频率可归一化定义为

$$f_u = \frac{d \sin \theta}{\lambda} \quad (6-5)$$

为了避免混叠，要求 $-\frac{1}{2} \leq f_u \leq \frac{1}{2}$ ，即角度 θ 的取值范围是 $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ；要求

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (6-6)$$

即空间采样频率

$$f_u \geq \frac{2}{\lambda} \quad (6-7)$$

如图6-7所示为常规波束形成器的原理图。图中的*表示共轭运算， \otimes 表示乘积操作。输出方向功率谱 $y(n)$ 可表示为

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}^H \mathbf{v}(n) \quad (6-8)$$

式中， $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$ 为波束形成器的权矢量。

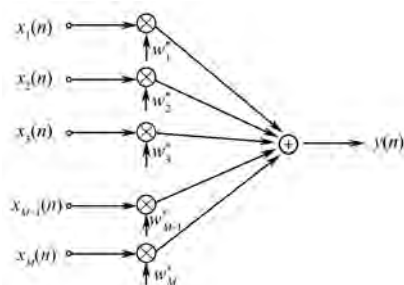


图 6-7 常规波束形成器的原理图

在这个信号模型上，下面分别就三种不同原理讨论以下三种准则。

1. 最大信噪比准则

最大信噪比准则是最小方差无偏响应 (Minimum Variance Distortion Response, MVDR) 波束形成器的基础，其基本原理是使来自非期望的波达方向的干扰功率最小，同时保持“在观测方向的信号功率”不变^[247]。其主要原理是：当声源信号在 θ 方向上时，寻求一个最优的波束形成器权矢量 \mathbf{w} ，使式(6-9)中的信噪比 (SINR) 最大：

$$\text{SINR} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_v \mathbf{w}} \quad (6-9)$$

式中, $\mathbf{R}_s = E\{ss^H\}$ 为信号协方差矩阵; $\mathbf{R}_v = E\{vv^H\}$ 为噪声协方差矩阵。

在假设 (a) ~ (c) 的约束条件下, 该问题等效为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_v \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (6-10)$$

或

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_v \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\omega) = 1 \end{aligned} \quad (6-11)$$

式中, $\omega = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)$ 。

因为 \mathbf{R}_v 通常难以获得, 故用 $\mathbf{R}_x = E\{xx^H\}$ 替代, 则式 (6-10) 或式 (6-11) 等效为式 (6-12) 或式 (6-13):

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (6-12)$$

或

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\omega) = 1 \end{aligned} \quad (6-13)$$

利用 Lagrange 方法求这一优化问题, 构造出式 (6-14):

$$J(\mathbf{w}, \lambda) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w} + \lambda(1 - \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\omega)) \quad (6-14)$$

式中, \mathbf{R}_y 为复矩阵。

对式 (6-14) 中的 \mathbf{w} 和 λ 分别求导, 则有

$$\begin{cases} \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}^H} = \mathbf{R}_y \mathbf{w} - \lambda \mathbf{a}(\omega) = 0 \\ \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \lambda} = 1 - \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\omega) = 0 \end{cases} \quad (6-15)$$

解方程 (6-15), 得

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{a}(\omega)}{\mathbf{a}^H(\omega) \mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{a}(\omega)} \quad (6-16)$$

在这个解的基础上, 1969 年, Capon 定义了“空间谱”的概念:

$$P_{\text{Capon}}(\omega) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\omega) \mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{a}(\omega)} \quad (6-17)$$

2. 最小均方误差准则 (MMSE)

该准则的目标是使阵列的输出和期望之间的均方误差最小。阵列的期望输出 $d(t)$ 与阵列输出 $y(t)$ 之间的均方误差可以表示为

$$E\{|e(t)|^2\} = E\left\{\left[d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)\right]\left[d^*(t) - \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w}\right]\right\} \quad (6-18)$$

使式 (6-18) 最小的权向量为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{r}_{xd} \quad (6-19)$$

式中, $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^*(t)\}$ 是输入信号 $\mathbf{x}(t)$ 的自相关矩阵; $\mathbf{r}_{xd} = E\{d^*(t)\mathbf{x}(t)\}$ 是输入信号和期望信号的互相关函数。

该式的最优权向量也是维纳滤波器的最优权矢量。

3. 线性约束最小方差准则 (LCMV)

这种准则要求实现多个方向上的增强或消零。该准则可表示为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_y \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \end{cases} \quad (6-20)$$

式中, \mathbf{C} 为约束矩阵; \mathbf{f} 为约束值矢量。

式 (6-20) 的最优解为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{C} \mathbf{f}}{\mathbf{C}^H \mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{C}} \quad (6-21)$$

在这三种准则的基础上, 基于波束形成的源定位算法主要分为固定波束形成算法和自适应波束形成算法。固定波束形成算法因为加权参数固定, 所以运算量较小, 但抗噪性能差, 需要较多的阵元才有比较好的效果。自适应波束形成算法因为加入了自适应滤波, 需要更新加权参数, 所以运算量比较大, 但需要的阵元数目相对较少。

参考文献[248, 249]最早提出了 LCMV 波束形成器, 参考文献[250]进一步得出了可控定位的理论和实际的方差, 参考文献[251]则将该方法推广到多信号源的环境中。LCMV 波束形成方法在麦克风阵列的语音处理领域应用非常广泛, 但仍然无法得到稳健有效的定位结果。由于需要进行全局搜索导致运算量极大, 所以该方法很难实现。目前, 一些迭代方法被提出以减少运算量, 但这些方法通常收敛于几个局部最大值, 无法得到全局峰值, 且对初始值非常敏感。另外, 基于波束形成的定位技术依赖于声源信号的频谱特性, 其最优化准则大多需要背景噪声和声源信号的先验信息。在实际系统中, 该方法的性能无法保证, 再加上计算复杂度高, 从而限制了其应用范围。

根据音频信号的特点和实际环境中噪声的特点, 麦克风阵列的波束形成定位方法分为自适应波束形成方法、子带波束形成方法和近场波束形成方法。

1) 自适应波束形成方法

在实际情况中, 阵列导向矢量的误差是无法避免的。自适应波束形成方法可以用来增加对导向矢量误差的容忍度。

最早的自适应波束形成方法是 1972 年斯坦福大学 Frost 提出的线性约束最小方差 (LCMV) 波束形成器, 也称为 Frost 波束形成器^[252]。1982 年, Griffiths 和 Jim 在 Frost 波束形成器的基础上引进阻塞矩阵, 提出了一种无约束的时域自适应波束形成, 即广义旁瓣抵消器 (GSC) 方法^[253]。由于使用较少数目的传声器可以获得较强的干扰噪声抑制性能, 所以 GSC 是大多数自适应波束形成方法的理论原型。

广义旁瓣抵消器主要由三个功能模块组成:

(1) 固定波束形成器, 输出语音参考信号;

(2) 阻塞矩阵, 输出噪声参考信号;

(3) 自适应噪声抵消模块, 利用噪声参考信号来抑制语音参考信号中的残留噪声。

根据式 (6-21), 当 $\mathbf{f} = [1, 0, \dots, 0]^T$ 时, 该波束形成器称为广义旁瓣对消器。它只保留期望信号 $s_1(t)$, 而对消掉其他 $p-1$ 个干扰信号, 抑制掉所有的旁瓣。令 $p \times (M-p)$ 矩阵 \mathbf{C}_a 为约束矩阵 \mathbf{C} 的正交补空间, 则有

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^H \mathbf{C}_a &= \mathbf{0}_{M \times (M-p)} \\ \mathbf{C}_a^H \mathbf{C} &= \mathbf{0}_{(M-p) \times M} \end{aligned} \quad (6-22)$$

令 $\mathbf{U} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{C}_a]$, 有

$$\mathbf{q} = \mathbf{U}^{-1} \mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_b \\ -\mathbf{w}_a \end{bmatrix} \quad (6-23)$$

式中, \mathbf{w} 为 $M \times 1$ 权向量; \mathbf{w}_b 为 $p \times 1$ 向量; \mathbf{w}_a 为 $(M-p) \times 1$ 向量。

因此, 权向量 $\mathbf{w} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{C}_a] \begin{bmatrix} \mathbf{w}_b \\ -\mathbf{w}_a \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{w}_b - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a$ 。

利用正交补空间性质, 引入式 (6-22), 约束值向量 $\mathbf{f} = \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{w}_b - \mathbf{C}^H \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a = \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{w}_b$, 解得

$$\mathbf{w}_b = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (6-24)$$

因此有

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a \\ &= \mathbf{w}_0 - \mathbf{C}_a \mathbf{w}_a \end{aligned} \quad (6-25)$$

式中, $\mathbf{w}_0 = \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f}$ 。

从式 (6-25) 中可以看到, GSC 的权向量可分解为两部分:

(1) 固定部分 \mathbf{w}_0 , 这一部分由约束矩阵 \mathbf{C} 和约束值向量 \mathbf{f} 确定;

(2) 自适应部分 $\mathbf{C}_a \mathbf{w}_a$;

GSC 自适应波束形成器结构如图 6-8 所示, 其中 \mathbf{C}_a 构成阻塞矩阵:

$$\begin{cases} \mathbf{z} = \mathbf{C}_a^H \mathbf{x} \\ \mathbf{x} = \mathbf{R}_x \mathbf{w}_a \\ \mathbf{p} = \mathbf{C}_a^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_a \end{cases} \quad (6-26)$$

则自适应权向量 $\mathbf{w}_a = \mathbf{R}_z^{-1} \mathbf{p}_z$, 其中 $\mathbf{R}_z = \mathbf{C}_a^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_a$, $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x} \mathbf{x}^H\}$ 。

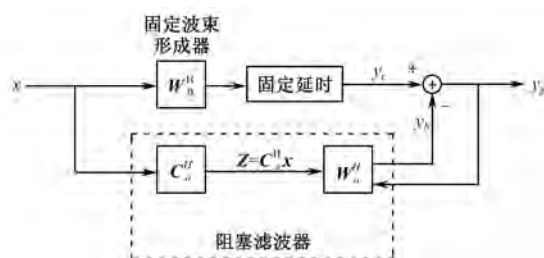


图 6-8 GSC 自适应波束形成器结构

2) 子带波束形成方法

针对音频信号的宽带自然信号属性，子带波束形成方法将信号分解成多个窄带信号，在每个窄带信号上进行常规波束形成。与直接进行常规波束形成相比，子带波束形成方法具有噪声抑制能力强、收敛速度快等优点。这种方法于 1994 年由 Khalab 最早提出^[254]，McCowan 和 Zelinski 等将这种方法引入麦克风阵列信号处理中^[255]，Grbic 等相继提出了基于过采样频域子带波束形成的麦克风阵列语音增强方法。子带波束形成方法的原理框图如图 6-9 所示。

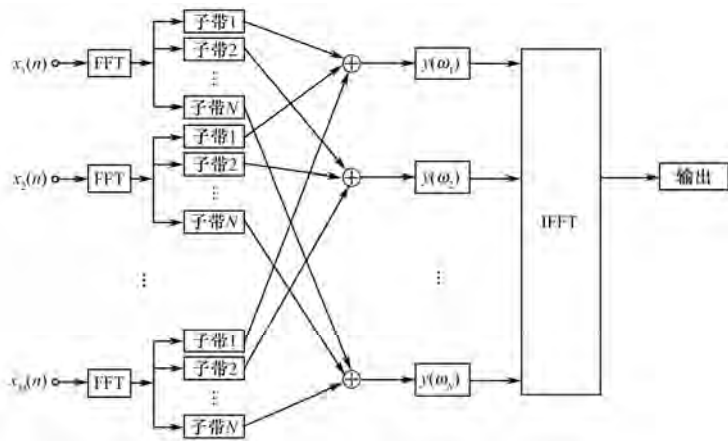


图 6-9 子带波束形成方法的原理框图

3) 近场波束形成方法

麦克风阵列处理的对象主要为近场宽带信号，这与传统阵列处理的远场窄带信号不同。此时阵列入射信号简化为平面波的假设不再成立，信号模型应采用精确的球面波前模型。也就是说，当声源位于阵列近场时，需要使用近场波束形成方法来避免远场波束形成方法导致的噪声抑制性能的退化。

根据语音的声学特性，参考文献[242]提出了近场宽带信号模型，这种模型基于球面波假设，将幅度衰减和时延两个因素引入模型中，通过相对幅度衰减因子和相对时延因子来描述，使得信号模型具有自回归特性。当声源位于阵列远场时，相对幅度衰减因子减小，该模型退化为远场信号模型：

$$s(r, \omega, t) = \frac{A}{r} \exp\{j(\omega t - kr)\} \quad (6-27)$$

式中， r 为声源和参考麦克风之间的距离； λ 为声源信号的波长； k 为声波波速； ω 为声波角频率。

在近场模型下，满足 $A = \frac{R^2}{\lambda} > r$ ，其中 R 为麦克风阵列中第 1 个阵元到第 n 个阵元的距离。

当 $r \rightarrow \infty$ 时，式 (6-27) 退化为平面波模型。

此时阵列信号的方向矢量为

$$\alpha_{sp}(\mathbf{r}_w) = \frac{\mathbf{r}_w}{e^{-jkr_w}} \begin{bmatrix} \frac{e^{-jkr_{1w}}}{r_{1w}} & \frac{e^{-jkr_{2w}}}{r_{2w}} & \dots & \frac{e^{-jkr_{jw}}}{r_{jw}} & \dots & \frac{e^{-jkr_{Mw}}}{r_{Mw}} \end{bmatrix}^T \quad (6-28)$$

阵列信号的延迟矢量为

$$\mathbf{a}_{dt}(\mathbf{r}_w) = \mathbf{a}_{dt} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-jk_cT} & \dots & e^{-jk(M-1)cT} \end{bmatrix}^T \quad (6-29)$$

式中, M 为阵列中阵元的个数。

阵列的导向矢量为

$$\mathbf{a}_{near}(\mathbf{r}_w) = \mathbf{a}_{sp}(\mathbf{r}_w) \otimes \mathbf{a}_{dt}(\mathbf{r}_w) \quad (6-30)$$

式中, \otimes 表示卷积算子。

近场补偿的输出信号为

$$d(n) = \frac{1}{M} \mathbf{a}_{near}^*(\mathbf{r}_w) \mathbf{x}(n) \quad (6-31)$$

近场波束形成器的原理框图如图 6-10 所示。

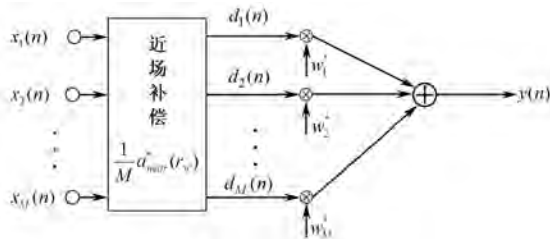


图 6-10 近场波束形成器的原理框图

6.3.2 基于信号协方差的空间功率谱方法

波束形成方法是传统的时域傅里叶谱估计方法在空域的扩展形式, 它用空域各阵元接收的数据代替了时域数据。但是该方法不能突破瑞利限的限制, 即使得一个波束宽度内的空间目标不可被分辨出来。提高空域处理精度的有效方法是增大阵列孔径(等效于减小波束宽度)。由于空间信号的方向估计与时间信号的频率估计十分相似, 所以许多时域非线性谱估计方法可以推广成为空域谱估计方法。

特征子空间类算法是现代谱估计最重要的算法之一, 其基本思路是对阵列接收数据的协方差矩阵进行特征分解后得到的空间划分为两个相互正交的子空间: 其中一个子空间与信号源的阵列流形空间一致, 称为信号子空间; 另外一个子空间与信号子空间正交, 称为噪声子空间。

另外一类算法是子空间拟合类算法, 较为典型的有最大似然算法、多维 MUSIC (MD-MUSIC) 算法及加权子空间拟合算法等。最大似然参数估计类方法是一种经典的参数估计方法, 分为确定性算法和随机性算法两类。这种方法要求方向估计似然函数的最优解。由于该似然函数是非线性函数, 需要进行多维搜索, 导致波束形成器因计算量过大而难以实现。目前存在一些优化迭代算法, 它们可以降低计算的复杂度, 如轮转投影算法, 但这些算法只能得到局部最优解, 不能保证全局最优。

MUSIC 算法是最早的超分辨 DOA 估计方法(超越瑞利限), 属于特征结构的子空间方法。MUSIC 算法利用接收数据的协方差矩阵, 分离出信号子空间和噪声子空间, 根据信号

方向向量与噪声子空间的正交性构成空间扫描谱，从而估计信号的相关参数。

经典的 MUSIC 算法对信号模型有以下 3 个假设。

假设 1: 对于不同的 ω_i ，向量 $\mathbf{a}(\omega_i)$ 相互独立，即信号之间互不相干。

假设 2: 噪声 $\mathbf{v}(t)$ 为独立同分布加性零均值高斯白噪声，其协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 。

假设 3: 原始信号自相关矩阵 $\mathbf{P} = E\{\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)\}$ 非奇异， $\text{Rank}(\mathbf{P}) = p$ 。

在假设 1~3 的约束下，阵列接收信号的协方差矩阵具有式 (6-32) 的形式：

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_x &= E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\} \\ &= \mathbf{A}(\omega)E\{\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)\}\mathbf{A}^H(\omega) + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \mathbf{A}(\omega)\mathbf{P}\mathbf{A}^H(\omega) + \sigma^2 \mathbf{I}\end{aligned}\quad (6-32)$$

式中， $\mathbf{x}(n) = \mathbf{s}(n) + \mathbf{v}(t)$ 为阵列接收信号。

从式 (6-32) 可以看出，对阵列接收信号的协方差矩阵 \mathbf{R}_x 取共轭转置操作，则有

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_x^H &= [\mathbf{A}(\omega)\mathbf{P}\mathbf{A}^H(\omega) + \sigma^2 \mathbf{I}]^H \\ &= \mathbf{A}(\omega)\mathbf{P}\mathbf{A}^H(\omega) + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \mathbf{R}_x\end{aligned}$$

因此， \mathbf{R}_x 是 Hermit 矩阵，它的特征分解具有如下形式：

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{U}^H \quad (6-33)$$

式中， \mathbf{U} 为 M 阶酉矩阵 (M 为阵元数)； $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_M^2)$ 。

为方便起见，记 $\mathbf{A}(\omega)$ 为 \mathbf{A} (下同)：

$$\mathbf{U}^H \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H \mathbf{U} = \text{diag}(\alpha_1^2, \alpha_2^2, \dots, \alpha_p^2, 0, \dots, 0) \quad (6-34)$$

因此有

$$\mathbf{U}^H \mathbf{R}_x \mathbf{U} = \text{diag}(\alpha_1^2, \alpha_2^2, \dots, \alpha_p^2, 0, \dots, 0) + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6-35)$$

\mathbf{R}_x 的特征值为

$$\lambda_i = \sigma_i^2 = \begin{cases} \alpha_i^2 + \sigma^2, & i = 1, 2, \dots, p \\ \sigma^2, & i = p+1, p+2, \dots, M \end{cases} \quad (6-36)$$

式 (6-36) 将特征向量 \mathbf{U} 划分为两个部分，利用上述子空间分解的思想有

$$\mathbf{R}_x \mathbf{G} = [\mathbf{S} \ \mathbf{G}] \Sigma [\mathbf{S} \ \mathbf{G}]^H \mathbf{G} = [\mathbf{S} \ \mathbf{G}] \Sigma [\mathbf{O} \ \mathbf{I}]^T = \sigma^2 \mathbf{G} \quad (6-37)$$

因此有 $\mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H \mathbf{G} = 0$ ，进一步构造 $\mathbf{G}^H \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H \mathbf{G} = 0$ ，有 $\mathbf{A}^H \mathbf{G} = 0$ ， $\mathbf{a}(\omega)^H \mathbf{G} = 0$ 。构造一个谱函数来进行搜索：

$$P_{\text{MUSIC}}(\omega) = \frac{\mathbf{a}^H(\omega)\mathbf{a}(\omega)}{\mathbf{a}^H(\omega)\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{a}(\omega)} \quad (6-38)$$

在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 区间上搜索峰值，峰值所对应的角度即为波达角的角度。

从理论上讲，当数据长度足够长或信噪比适当高，信号模型足够准确时，MUSIC 算法可以得到任意精度的波达角估计。

6.3.3 波达角定位

本节将讨论利用波达角的估计进行声源定位，获取声源的位置。假设已精确估计到声源到达角，接下来估计声源的位置。通常有两种方法：测向交叉定位法和质心定位法。

1. 测向交叉定位法

测向交叉定位法是指对声源的到达角进行三角变换来确定目标的位置。这需要有 N 个子阵，且子阵之间的阵间距需远远大于子阵内的阵元间距，每个子阵可以等效为一个阵元。子阵的方向角相交，其交点即为目标的位置，如图 6-11 所示。

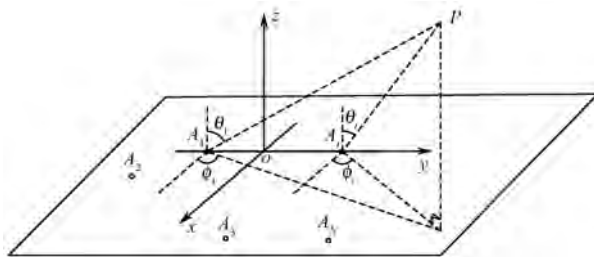


图 6-11 测向交叉定位原理图

由图 6-11 可知， N 个麦克风子阵位于同一个平面，每个子阵的中心位置 A_i 的坐标为 (x_i, y_i, z_i) ， $i=1,2,\dots,N$ ，并且获得了声源对这些子阵的到达角 (θ_i, ϕ_i) 。根据式 (6-39) 可得第 1 个子阵到声源的距离 R_1 ：

$$R_1 = \frac{(x_1 - x_i) \sin \theta_i - (y_1 - y_i) \cos \theta_i}{\cos \phi \sin(\phi_1 - \phi_i)} \quad (6-39)$$

然后可以根据式 (6-40) 得到声源 P 的坐标 (x_p, y_p, z_p) ：

$$\begin{cases} x_p = x_1 + R_1 \cos \phi_1 \sin \theta_1 \\ y_p = y_1 + R_1 \cos \phi_1 \sin \theta_1 \\ z_p = z_1 + R_1 \sin \phi_1 \end{cases} \quad (6-40)$$

从式 (6-39) 和式 (6-40) 可以看出，实际上只需要两个子阵就可以使用测向交叉定位法来得到声源的位置，这样问题便退化为双基阵列定位问题。

2. 质心定位法

测向交叉定位方法计算量小，在方向角估计精确时有很好的效果，但是方向角估计的误差不可避免。参考文献[256]提出了一种质心定位法，这种方法结合了改进的 MUSIC 方法，利用了 3 个子阵的信息。这种方法虽然对噪声更为稳健，但是当声源位置更远时，误差仍较大。

参考文献[257]给出了一种更为稳健的方法，它和获取 DOA 的估计方法无关。在自由空间或有回响壁的情况下，该方法利用音频向量感知器 (Acoustic Vector Sensor, AVS) 得到了一个闭式的加权最小二乘解。

6.4 基于时延估计 (TDE) 的定位方法

与波束形成方法相比，基于时延估计的声源定位算法适合于宽带信号，计算量较小，

实时性较好，对硬件要求较低，一直以来倍受关注。这种方法假设信号到达任何一个麦克风的波形只和麦克风的位置和波阵面的角度有关，则麦克风接收信号之间的延时就可以通过接收信号的相似度来估计。时延估计的基本原理如图 6-12 所示。

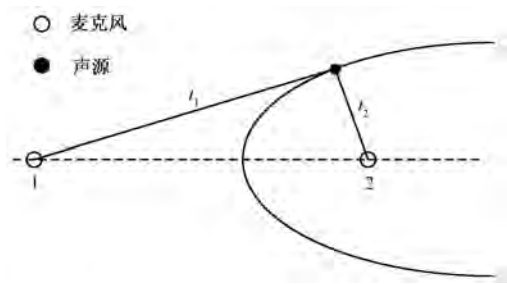


图 6-12 时延估计的基本原理图

在远场情况下的时延估计定位方法中，波阵面不是球面波，而是近似为平面波，此时通常结合 6.3 节中所介绍的 DOA 估计方法，可以得到较好的定位效果^[258~260]。

远场情况下的时延估计定位方法可以分为两类：两步时延估计定位方法和一步时延估计定位方法。两者的原理都是基于根据时延来确定声源距麦克风的位置，如图 6-13 所示。

两步时延估计定位首先估计两个麦克风的到达时间差（TDOA），然后通过估计 TDOA 结合麦克风的相对位置，最终估计声源的位置。这种方法通过迭代能得到闭式解^[261~263]。但是这种方法是一种非线性方法，在估计 TDOA 值时可能得到多个解，因此它在低信噪比和有混响的环境中不是稳健的。

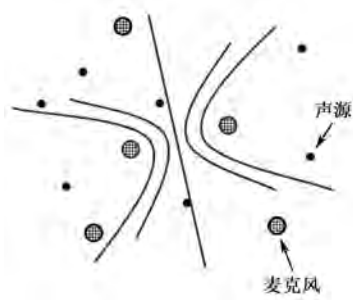


图 6-13 时延估计定位原理

一步时延估计定位方法直接获得时延估计值，进而推测声源位置^[264~266]，适合低信噪比环境和混响环境。它通过麦克风接收的信号来获得环境空间响应，并在空间中寻找空间响应最大的位置，该位置即为声源估计位置。

无论采取哪一类方法，时延估计都是该方法的关键。

6.4.1 时延估计方法

时延估计方法有很多，其中广义互相关法（GCC）是应用得最为广泛的。广义互相关法通过求两信号之间的互功率谱，并在频域内给予接收信号一定的加权，来抑制噪声和反

射的影响, 再将加权后信号反变换到时域, 得到两信号之间的互相关函数。其峰值位置即为两信号之间的相对时延。广义互相关方法进行时延估计的流程如图 6-14 所示。

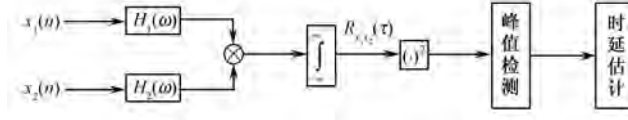


图 6-14 广义互相关方法进行时延估计的流程

以两个麦克风为例, 设 $l_1(n)$, $l_2(n)$ 分别是信号源 $s(n)$ 到麦克风之间的冲激响应, 这两个麦克风接收到的信号分别为

$$x_1(n) = l_1(n) \otimes s(n) + v_1(n) \quad (6-41)$$

$$x_2(n) = l_2(n) \otimes s(n) + v_2(n) \quad (6-42)$$

式中, $v_1(n)$, $v_2(n)$ 表示传输过程和采集过程中的噪声, 此处假设为高斯白噪声。

滤波输出的频域信号为

$$Y_1(\omega) = H_1(\omega)X_1(\omega) \quad (6-43)$$

$$Y_2(\omega) = H_2(\omega)X_2(\omega) \quad (6-44)$$

式中, $H_1(\omega), H_2(\omega)$ 分别为 $x_1(n), x_2(n)$ 的匹配滤波器频域响应函数。

麦克风对信号间的广义互相关函数为

$$\begin{aligned} R_{12}(\tau) &= \int_0^{2\pi} Y_1(\omega)Y_2^*(\omega)e^{-j\omega\tau}d\omega \\ &= \int_0^{2\pi} H_1(\omega)H_2^*(\omega)X_1(\omega)X_2^*(\omega)e^{-j\omega\tau}d\omega \\ &= \int_0^{2\pi} \Phi_{12}(\omega)X_1(\omega)X_2^*(\omega)e^{-j\omega\tau}d\omega \end{aligned} \quad (6-45)$$

式中, $\Phi_{12}(\omega) = H_1(\omega)H_2^*(\omega)$ 称为广义互相关加权函数。

根据具体的环境, 选取不同的 $\Phi_{12}(\omega)$, 以使 $R_{12}(\tau)$ 产生更高的峰值。

常用广义互相关加权函数 $\Phi_{12}(\omega)$ 如表 6-1 所示, 其中 Eckart 加权、ML 加权、HB 加权和 WP 加权都可以到达克拉美罗下界。

表 6-1 中的 $G_{x_1x_1}(\omega)$ 、 $G_{x_2x_2}(\omega)$ 分别表示 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 的自功率谱; $G_{x_1x_2}(\omega)$ 表示 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的互功率谱; $G_{v_1v_1}(\omega)$ 、 $G_{v_2v_2}(\omega)$ 分别表示 $v_1(n)$ 、 $v_2(n)$ 的自功率谱; $G_{ss}(\omega)$ 表示声源信号 $s(n)$ 的自功率谱。

TDOA 估计的克拉美罗下界 CLRB^[267, 268]受信噪比影响, 其频域上的信噪比的定义为

$$\text{SNR}(\omega) = \frac{(S(\omega)/V_1(\omega))(S(\omega)/V_2(\omega))}{1 + S(\omega)/V_1(\omega) + S(\omega)/V_2(\omega)} \quad (6-46)$$

式中, $S(\omega)$, $V_1(\omega)$, $V_2(\omega)$ 分别是 $s(n)$, $v_1(n)$, $v_2(n)$ 的频域表达形式。

其 Fisher 信息量 (FIM) 为

$$I(\tau) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \text{SNR}(\omega) d\omega \quad (6-47)$$

式中, T 是观测时间长度, 因此有 $\sigma^2(\tau) \geq I(\tau)^{-1}$ 。

表 6-1 常用广义互相关加权函数 $\Phi_{12}(\omega)$

名 称	广义互相关加权函数 $\Phi_{12}(\omega)$
ROTH	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{1}{G_{x_1x_1}(\omega)}$
SCOT	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{G_{x_1x_1}(\omega)G_{x_2x_2}(\omega)}}$
PHAT	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{1}{ G_{x_1x_2}(\omega) }$
Eckart	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{G_{ss}(\omega)}{ G_{v_1v_1}(\omega)G_{v_2v_2}(\omega) }$
ML	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{\frac{ G_{x_1x_2}(\omega) ^2}{G_{x_1x_1}(\omega)G_{x_2x_2}(\omega)}}{ G_{x_1x_2}(\omega) \left(1 - \frac{ G_{x_1x_2}(\omega) ^2}{G_{x_1x_1}(\omega)G_{x_2x_2}(\omega)} \right)}$
HB	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{ G_{x_1x_2}(\omega) }{G_{x_1x_1}(\omega)G_{x_2x_2}(\omega)}$
WP	$\Phi_{12}(\omega) = \frac{ G_{x_1x_2}(\omega) ^2}{G_{x_1x_1}(\omega)G_{x_2x_2}(\omega)}$

对于高信噪比的情况，TDOA 的估计方差接近于 CLRB，但是互相关产生的峰值取决于源信号的强度。在低信噪比情况下，互相关过程受噪声影响较大，会产生多个模糊不清的峰值，参考文献[267]称这种现象为信噪比门槛效应。因此，产生了约束更为严格的 Barankin 界、Ziv Zakai 界、Weiss Weinstein 界。

TDOA 估计中的混响时间门槛效应如图 6-15 所示。

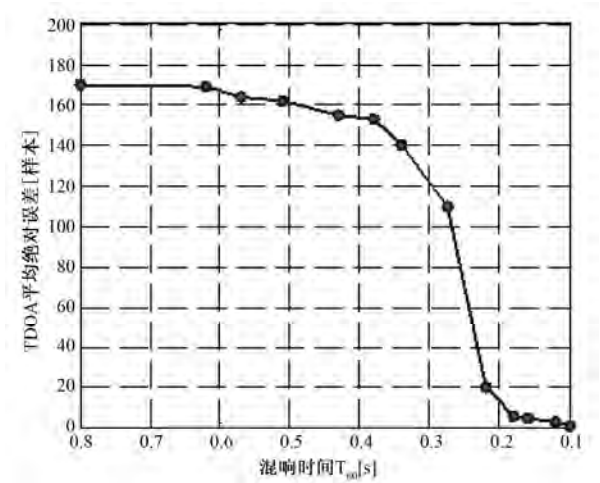


图 6-15 TDOA 估计中的混响时间门槛效应

在混响比较强的情况下，同样会产生多个模糊不清的峰值的情况。在有混响的环境下^[269]，TDOA 的 CLRB 可表示为

$$\sigma^2(\tau) \geq \left(2 \sum_{k=k_l}^{k_u} \frac{\text{SNRR}(\omega_k)^2}{1 + 2\text{SNRR}(\omega_k)} \omega_k^2 \right)^{-1} \quad (6-48)$$

式中， k_l ， k_u 分别表示信号离散频域的下界和上界； ω_k 表示角频率。

信号噪声回响比 SNRR 可表示为

$$\text{SNRR}(\omega_k) = \frac{S(\omega_k) / 4\pi r^2}{4S(\omega_k)\beta^2 / A(1 - \beta^2) + \sigma_v^2} \quad (6-49)$$

式中， σ_v^2 表示噪声的功率； A 表示环境边界的面积； β 是所有表面的反射系数； r 是声源到麦克风对中心的垂线长度； $S(\omega_k)$ 是 $s(t)$ 的离散功率谱。

6.4.2 时延估计定位

在获取各麦克风对的时延估计后，结合麦克风的位置可以获得声源位置的闭式估计。参考文献[261]对近年来的这类方法进行了归纳。基于 TDOA 估计的定位问题可以描述为：假设有 M 个麦克风，选取一个麦克风的位置为参考位置 $\mathbf{m}_0 = [0, 0, 0]^T$ ，余下的 $M - 1$ 个麦克风的位置分别为 \mathbf{m}_k ， $k = 1, 2, \dots, M - 1$ 。假设麦克风的位置都是已知的，声音的速度恒定为 c ，则声源和第 k 个麦克风之间的距离为

$$d_k = \Delta\tau_k \cdot c = \|\mathbf{r} - \mathbf{m}_k\| - \|\mathbf{r}\| \quad (6-50)$$

式中， $\Delta\tau_k$ 是估计的 TDOA 值。

通过式 (6-50) 可得

$$\|\mathbf{r} - \mathbf{m}_k\|^2 = (d_k + \|\mathbf{r}\|)^2 \quad (6-51)$$

令 $b_k = d_k \|\mathbf{r}\| + \mathbf{m}_k^T \mathbf{r}$ ，可得 $b_k = \frac{\|\mathbf{m}_k\|^2 - d_k^2}{2}$ ，则该问题可以转换为求 \mathbf{r} 使式 (6-52) 最小：

$$J = \sum_{k=1}^{M-1} (d_k \|\mathbf{r}\| + \mathbf{m}_k^T \mathbf{r} - b_k)^2 \quad (6-52)$$

根据参考文献[261]中的无约束的 LS 方法得到的闭式解为

$$\hat{\mathbf{r}} = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}_{3 \times 3}] (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{b} \quad (6-53)$$

式中，

$$\Phi = \begin{bmatrix} d_1 & \mathbf{m}_1^T \\ d_2 & \mathbf{m}_2^T \\ \vdots & \vdots \\ d_{M-1} & \mathbf{m}_{M-1}^T \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{M-1} \end{bmatrix}$$

下面讨论 TDE 定位方法的性能。

定义梯度矩阵为

$$\mathbf{H} = \left[\frac{d}{d\mathbf{r}} \Delta\tau_{1,r}^T, \frac{d}{d\mathbf{r}} \Delta\tau_{2,r}^T, \dots, \frac{d}{d\mathbf{r}} \Delta\tau_{M-1,r}^T \right]^T \quad (6-54)$$

则位置分辨率为

$$\text{DOP} = \sqrt{\text{trace}(\Xi)} \tag{6-55}$$

$$\Xi = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \tag{6-56}$$

DOP 的空间分布如图 6-16 所示。

位置估计的信息量为

$$\mathbf{I}(\mathbf{r}) = \mathbf{H}^T \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{H} \tag{6-57}$$

式中， $\mathbf{\Sigma}$ 为距离误差的协方差矩阵^[270]。

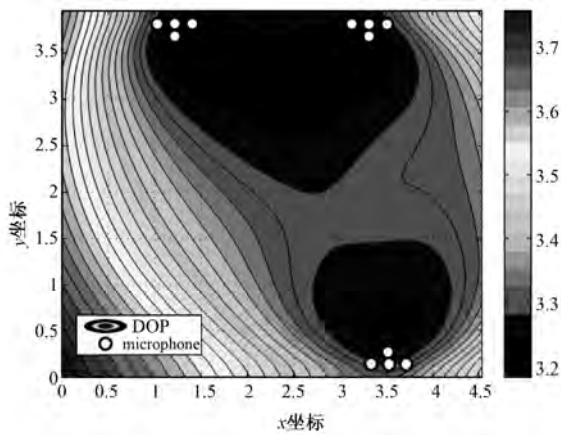


图 6-16 DOP 的空间分布图

6.5 基于信号能量（RSSI）的定位方法

通常认为信号的能量随传输距离的增加而衰减。基于信号能量的定位方法根据信号的衰减来估计麦克风到声源的距离，进而估计声源的位置。与基于时延估计的定位方法相比，这种方法不要求对各麦克风信号进行同步采样，在实际使用中更为简便。其定位原理如图 6-17 所示。

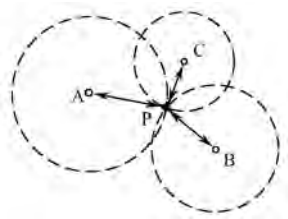


图 6-17 基于信号能量（RSSI）的定位原理图

但是由于环境空间的高度非线性，所以很难获得一个确切的冲激相应。参考文献[271]提出了一种基于空间信号强度数据库的多维标度方法，用库的形式描述指定空间的信号幅度特性，通过匹配方法来估计目标的位置。

6.5.1 信号模型

根据传播损耗方程（3-89）可知，自由空间的传输损耗与距离的平方倒数成正比。但是这种简单的公式在实际环境中，尤其是在多径衰落和屏蔽主导的室内环境中，不适合用来

估计声源和麦克风之间的距离。

参考文献[272]提出了一种简化模型,这种模型考虑了声源的尺寸和形状、环境的因素、声音信号的频率。

该模型有以下几个假设:

- (1) 信号在真空中传播;
- (2) 声源只在指定区域活动,且区域在近场范围内;
- (3) 声源信号是全向性的;
- (4) 传播空间中的介质(如空气)是同质的。

在只有 L 个声源, M 个麦克风的情况下,第 i 个麦克风接收到的信号为

$$x_i(n) = s_i(t) + v_i(t) = \gamma_i \sum_{k=1}^L \frac{a_k(n-t_{ki})}{|\mathbf{r}_k(n-t_{ki}) - \mathbf{m}_i|^\alpha} + v_i(t) \quad (6-58)$$

式中, $s_i(t)$ 表示第 i 个麦克风接收到的声源发出的信号; t_{ki} 表示信号从声源 k 到第 i 个麦克风的时延; $\mathbf{r}_k(n-t_{ki})$ 表示发出信号时声源 k 的位置; $\mathbf{m}_i(t)$ 表示接收到信号时第 i 个麦克风的位置; γ_i 表示第 i 个麦克风通道的增益; α_k 表示第 k 个路径的等效路径长度系数,一般认为 $\alpha_k \approx 2$; $v_i(t)$ 表示接收信号中的噪声^[273]。

6.5.2 最大似然估计定位方法

最大似然法估计定位方法是构造似然函数 $L(\theta)$, 求取最优的位置估计 $\hat{\theta}_{\text{opt}}$ 。

由式(6-58)可得声源信号的功率期望为

$$E[s_i^2(n)] = \gamma_i^2 \sum_{k=1}^L \frac{E[a_k^2(n-t_{ki})]}{|\mathbf{r}_k(n-t_{ki}) - \mathbf{m}_i|^2} = g_i \sum_{k=1}^L \frac{S_k(n-t_{ki})}{|\mathbf{r}_k(n-t_{ki}) - \mathbf{m}_i|^2} \quad (6-59)$$

式中, $g_i = \gamma_i^2$; $S_k(n-t_{ki}) = E[a_k^2(n-t_{ki})]$ 。

于是,根据信号和噪声不相干的性质,可得

$$\begin{aligned} y_i(t) &= E[x_i^2(n)] = E[s_i^2(n)] + E[v_i^2(n)] \\ &= y_{si}(t) + \varepsilon_i(t) \\ &= g_i \sum_{k=1}^L \frac{S_k(t)}{d_{ik}^2(t)} + \varepsilon_i(t) \end{aligned} \quad (6-60)$$

式中, $y_{si}(t) = E[s_i^2(n)]$ 表示第 i 个麦克风的接收信号中声源发出信号的部分; $\varepsilon_i(t) = E[v_i^2(n)]$ 表示第 i 个麦克风接收到的噪声部分。

令

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \frac{y_1 - \mu_1}{\sigma_1^2} & \dots & \frac{y_N - \mu_M}{\sigma_N^2} \end{bmatrix}^T \quad (6-61)$$

式中, $\mu_i = E[v_i^2(n)]$; $\sigma_i^2 = \text{Var}[v_i^2(n)]$ 。

则有

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left[\frac{g_1}{\sigma_1}, \frac{g_2}{\sigma_2}, \dots, \frac{g_M}{\sigma_M} \right] \quad (6-62)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{1}{d_{11}^2} & \frac{1}{d_{12}^2} & \cdots & \frac{1}{d_{1L}^2} \\ \frac{1}{d_{21}^2} & \frac{1}{d_{22}^2} & \cdots & \frac{1}{d_{2L}^2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{d_{M1}^2} & \frac{1}{d_{M2}^2} & \cdots & \frac{1}{d_{ML}^2} \end{bmatrix} \quad (6-63)$$

$$\mathbf{S} = [S_1, S_2, \dots, S_L]^T \quad (6-64)$$

$$\boldsymbol{\xi} = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_L]^T \quad (6-65)$$

式中, $\xi_i = \frac{\varepsilon_i - \mu_i}{\sigma_i} \sim N(0,1)$ 。

于是式(6-61)可改写为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{GDS} + \boldsymbol{\xi} = \mathbf{HS} + \boldsymbol{\xi} \quad (6-66)$$

式中, $\mathbf{H} = \mathbf{GD}$ 。

由此得到 \mathbf{Z} 的联合概率密度函数为

$$f(\mathbf{Z} | \boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^N} e^{-\frac{1}{2}(\mathbf{Z} - \mathbf{HS})^T (\mathbf{Z} - \mathbf{HS})} \quad (6-67)$$

式中, $\boldsymbol{\theta} = [\mathbf{r}_1^T, \mathbf{r}_2^T, \dots, \mathbf{r}_L^T, S_1, S_2, \dots, S_L]^T$ 。

进一步构造出似然函数:

$$L(\boldsymbol{\theta}) = \|\mathbf{Z} - \mathbf{GDS}\|^2 \quad (6-68)$$

最大似然方法得到的估计值为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{opt}} = \arg \min(L(\boldsymbol{\theta})) \quad (6-69)$$

式(6-69)是一个非线性的最小二乘代价函数。因为矩阵 \mathbf{D} 有 $M \times L$ 个元素, 而待估计量的数量为 nL , 其中 n 是估计位置的维度, 所以要求有 $(n+1)L$ 个麦克风。

令 $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}^T \\ \mathbf{D}^T \end{bmatrix} \mathbf{G}^T \mathbf{G} [\mathbf{B} \quad \mathbf{D}]$, 则每个声源位置估计值的克拉美罗下界可表示为

$$\text{var}(\hat{r}_{ij}) \geq (J^{-1})_{(i-1)n+j, (i-1)n+j}, \quad 1 \leq i \leq L, 1 \leq j \leq a \quad (6-70)$$

6.6 数据库匹配定位方法

数据库匹配定位方法是通过预先建立离线幅度谱数据库来获得区域环境的先验信息的。在实际的数据库匹配定位过程中, 是将各麦克风接收到的信号幅度值与数据库进行匹配来获取声源的位置估计值的。与 6.5.2 节中的最大似然估计方法相比, 数据库匹配定位方法充分利用了各信号接收机之间的多径传播和非直达波传播造成的各接收机的差异, 以数据库这种新的形式来描述复杂室内环境。这种非参数方法引入场景分析方法, 克服了 DOA 估计和 TDE 估计中诸多难以处理的问题, 有效提高了对定位区域内位置差异的灵敏度, 同时

降低了同步要求和数据量。

如图 6-18 所示为数据库匹配定位方法的流程。

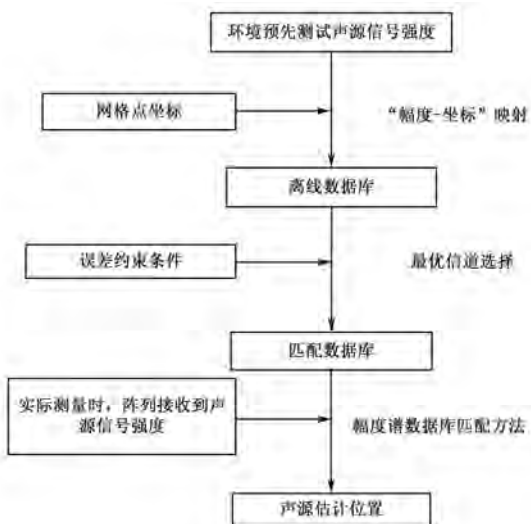


图 6-18 数据库匹配定位方法的流程图

具体操作方法如下。

第一步，对目标区域建立定位数据库。首先需要设定各接收机和各个网格节点的位置，然后在每个网格点上依次放置一个建库信号源，发射幅度谱具有归一化线谱形状的建库信号，接收器收到信号后进行傅里叶变换并归一化幅度谱，将该数据存入数据库中。重复上述操作，完成网格中所有点的建库，进而建立目标区域的定位数据库。

第二步，根据一定的约束条件，从数据库中筛选出定位性能优良的部分信道（频点），构成匹配数据库，而约束条件则根据实际要求来制定。

第三步，确定待定位目标的位置，根据第一步所得的定位数据库，从定位数据库中搜索出与待定位目标当前时刻接收信号傅里叶变换幅度谱的相关度最大的值，并由此确定定位目标的估计位置。

建库信号源，即声源信号，所采用的信号为

$$s(t) = \frac{1}{A} d(t) + n(t) \quad (6-71)$$

式中， $d(t) = \sum_{\omega=1}^W \sin(2\pi f_{\omega} t + \phi_{\omega})$ ； $A = \max_{1 \leq t \leq T} |d(t)|$ ，即 $d(t)$ 的绝对值的最大值； f_{ω} 为建库信号中源发射信号中的第 ω 个线谱的频点； W 为建库信号源发射信号包含的线谱的个数； ϕ_{ω} 为建库信号中源发射信号中的第 ω 个线谱的随机初相，在 $[0, 2\pi)$ 范围内服从独立的均匀分布； $n(t)$ 为零均值高斯白噪声。

各接收器接收到相应信号源发射的信号为

$$r(t, p_n, p_m) = s(t) \otimes h(t, p_n, p_m), \quad t=1, 2, \dots, T \quad (6-72)$$

式中， n 为接收器的个数； p_n 为第 n 个接收器的坐标； m 为定位网格中的节点个数； p_m 为第 m 个节点处的坐标； \otimes 表示卷积运算； $h(t, p_n, p_m)$ 为无线信道响应函数，反映了定位网

格中第 m 个节点与第 n 个接收器之间的无线信道传播效应。

各个接收器对接收到的（建库）信号分别通过

$$R(f_{\omega}, p_n, p_m) = H(f_{\omega}, p_n, p_m) S(f_{\omega}) = \frac{1}{2A} H(f_{\omega}, p_n, p_m) \quad (6-73)$$

进行傅里叶变换处理。

式中, $\omega=1,2,\dots,W$; $H(f_{\omega}, p_n, p_m)$ 是无线信道响应函数 $h(t, p_n, p_m)$ 的傅里叶变换。

以下是利用数据库匹配定位方法进行的仿真和实测实验。

实验的环境是一个 $7\text{m} \times 6\text{m} \times 3\text{m}$ 的空旷房间, 其中有 4 个麦克风, 其位置分别为 $(0.2, 0.2, 1.5)$, $(0.2, 5.8, 1.5)$, $(6.8, 5.8, 1.5)$, $(6.8, 0.2, 1.5)$ 。房间中有 2 个独立的信号源, 其位置分别为 $(2.5, 2.0, 1.5)$, $(3.5, 5.0, 1.5)$ 。实验环境和麦克风位置示意图如图 6-19 所示。

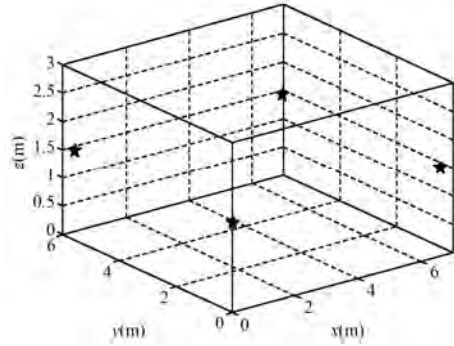


图 6-19 实验环境和麦克风位置示意图

该仿真过程中用到参考文献[274]中的室内混响模型来模拟信道的传递函数, 其中墙壁的反射系数为 0.82, 天花板和地板的反射系数为 0.8。反射路径数为 14 条, 采样率为 11025Hz。

在建库过程中, 建库信号源的位置为

$$(0.5 \times m \ 0.5 \times n \ 1.5) \quad m = 1, 2, \dots, 13 \quad n = 1, 2, \dots, 11$$

在实测过程中, 测试信号源的位置为

$$(0.25 + 6.5 \times \text{rand} \ 0.25 + 5.5 \times \text{rand} \ 1.5 + 2h \times (\text{rand} - 0.5))$$

式中, rand 是在大于 0、小于 1 的范围内独立选取的随机数; h 是高度误差。

以下实验分别考虑了:

- (1) 在 4 个基站高度不一致的情况时, 定位误差和带宽之间的关系;
- (2) 采样间隔不同的情况时, 定位误差和带宽之间的关系。

图 6-20 和图 6-21 分别表示 4 个高度误差等于零时数据库相关定位误差和信号带宽的关系。由图中信息可知, 当高度一致时, 当信号带宽在 3kHz 以内时, 定位误差变化不大; 但是当信号带宽接近 5kHz 时, 定位误差增大。

当高度误差在 $\pm 0.25\text{m}$ 以内时, 图 6-22 和图 6-23 表示高度误差在 $\pm 0.25\text{m}$ 内时数据库相关定位误差与信号带宽的关系。由图中信息可知, 随着信号带宽的增加, 定位误差也增加。误差相对于高度一致时增大。

图 6-24 和图 6-25 表示了高度误差在 $\pm 0.5\text{m}$ 内时数据库相关定位误差与信号带宽的关系。由图中信息可知, 随着信号带宽的增加, 定位误差也随之增加。此时, 与高度误差为 $\pm 0.25\text{m}$ 时相比, 定位误差有所增加。

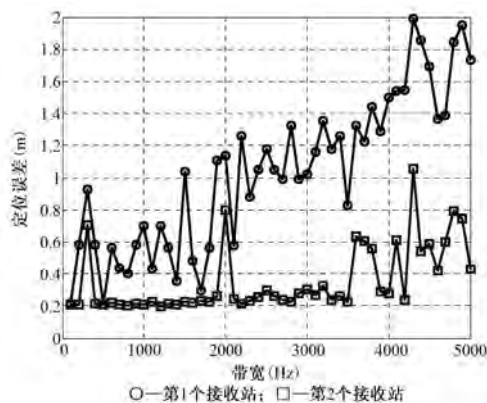


图 6-20 高度误差等于零时数据库相关定位误差与信号带宽的关系

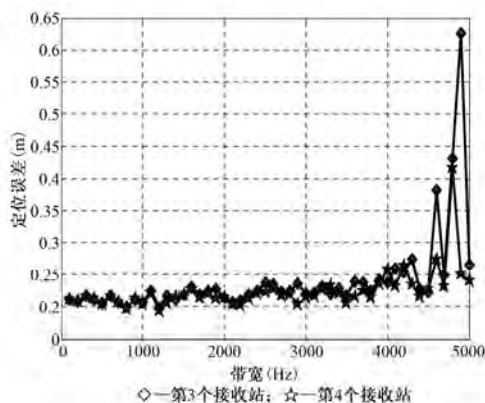


图 6-21 高度误差等于零时数据库相关定位误差与信号带宽的关系

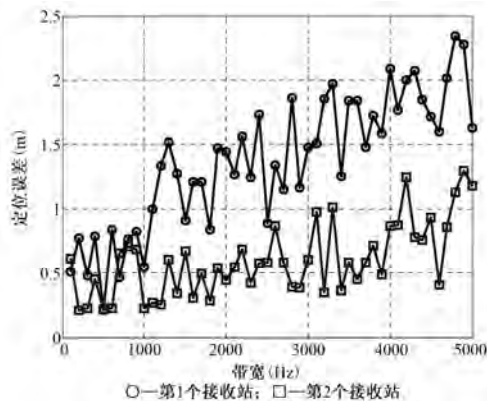


图 6-22 高度误差在 $\pm 0.25\text{m}$ 内时数据库相关定位误差与信号带宽的关系

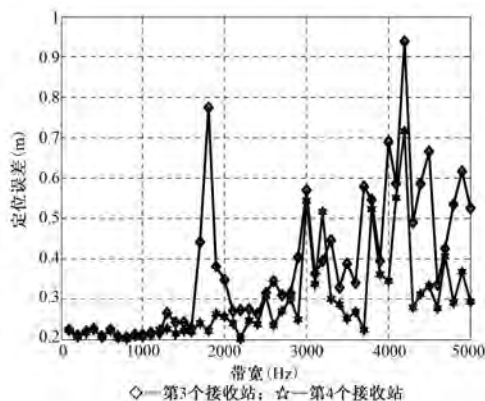


图 6-23 高度误差在 $\pm 0.25\text{m}$ 内时数据库相关定位误差与信号带宽的关系

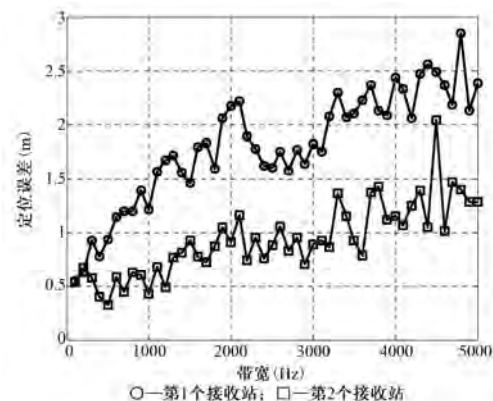


图 6-24 高度误差在 $\pm 0.5\text{m}$ 内时数据库相关定位误差与信号带宽的关系

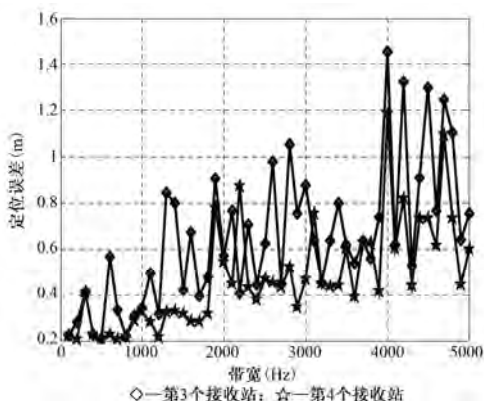


图 6-25 高度误差在 $\pm 0.5\text{m}$ 内时数据库相关定位误差与信号带宽的关系

图 6-26 和图 6-27 表示了数据库采样格点间隔为 1.0m 时数据库相关定位误差与信号带宽之间的关系。由图中信息可见，随着信号带宽的增加，定位误差呈现增加的趋势。

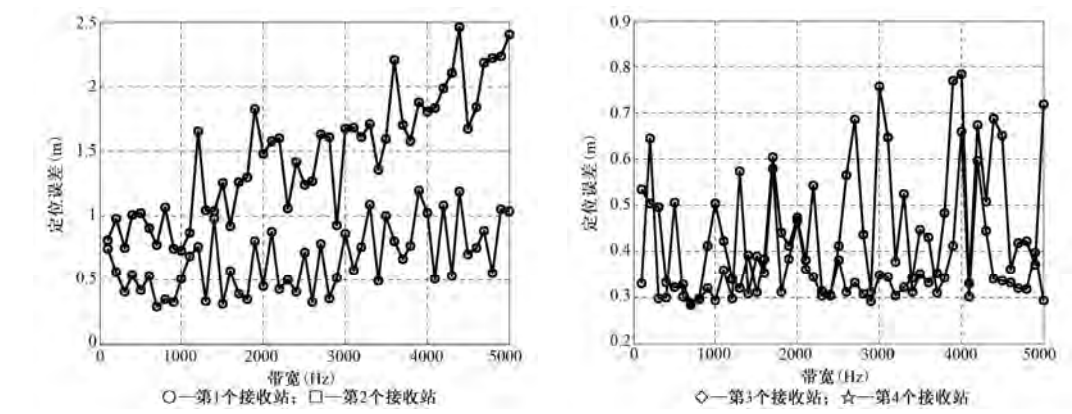


图 6-26 数据库采样格点间隔为 1.0m 时数据库
相关定位误差与信号带宽的关系

图 6-27 数据库采样格点间隔为 1.0m 时数据库
相关定位误差与信号带宽的关系

6.7 小结

本章首先分析了室内环境下声源定位的特点，然后针对基于麦克风阵列的室内定位问题，介绍了三类定位方法：基于信号到达角度的定位方法、基于时延估计的定位方法、基于信号能量的定位方法。本章最后重点讨论了基于信号能量的定位方法中基于数据库匹配的定位方法，并给出了仿真实验的结果。针对室内环境中的多径效应及障碍物的遮挡效应，数据库匹配的方法通过数据库的方法描述了室内信道的特点，从而改善了定位结果。从高度误差和格点间隔两方面分别观察误差—信号带宽关系，实验结果表明，当信号带宽增大时，定位误差呈现增加的趋势；当高度误差增大时，定位误差也增大。

第7章 电力线室内定位系统

室内电力线（Power-Line）作为一种常见的通信设备，具有相当的普遍性。近年来，利用室内电力线的辐射信号进行室内定位的研究已经逐步出现^[125]。作为一种新兴的室内定位技术解决方案，室内电力线定位具有成本低，无须人工散布网络节点等优点。室内电力线系统可以工作在大多数的楼宇和家庭中，而且可以有效地支持多目标跟踪，而不需要任何新的基础设备。另外，构成电力线定位系统的设备很廉价，易于实现，具有广泛的应用空间。

本章首先对电力线定位进行概述，然后对电力线室内定位的背景、现状、研究的目的、意义进行逐步介绍。同时，本章还给出了现有定位和电力线通信系统的关系。最后，本章论述了电力线定位技术的实现方案、相关实验步骤、数据采集及分析和定位精度，以及其他定位系统的对比。

7.1 电力线定位概述

7.1.1 电力线室内定位研究的意义

传统的室内定位系统大多需要添加额外的硬件设备来进行精确的时间同步和角度测量，在复杂的室内信道环境下其定位误差较大，若要消除误差将增加硬件的成本。基于指纹数据库和射电地图的室内定位可在一定程度上消除定位误差，改善定位的精度。因此，近年来利用指纹识别技术的定位技术受到了广泛的关注。从相关文献可知其在定位方面的应用达到了较高精度。而当前指纹算法所依托的硬件定位平台系统一般都利用了现有的无线通信设施，如 WiFi，GSM 等。因此，怎样对无线信号发射装置在室内进行最优布阵将是需要解决的一个问题。

电力线载波通信（PLC）是利用高压电力线（在电力载波领域通常指 35kV 及以上电压等级）、中压电力线（指 10kV 电压等级）或低压配电线（380/220V 用户线）作为信息传输媒介进行语音或数据传输的一种特殊通信方式^[124]。该技术把载有信息的高频信号加载于电流中，然后用电线传输，接收信息的调制解调器再把高频信号从电流中分离出来，并传送到计算机或终端，以实现信息的传递。发送信号时，利用电力线数字扩频技术（SST）或正交频分多路复用技术（OFDM）对用户数据进行调制，然后在电力线上进行传输；在接收端，先经过滤波器将调制信号滤出，再经过解调，就可得到原始信号^[275]。目前可达到的通信速率依具体设备不同在 4.5~45Mbps 之间。PLC 开创了一项新的商业领域，无论是对提高电力线系统的经济效益，还是拓宽人们获取信息的渠道、降低通信的成本，都有着重大的意义^[125]。

在复杂室内环境中,信号传播信道中的噪声多,传统的定位技术(TOA、TDOA)很难提供足够精度的定位。对于这些技术,所有三角测量路径都需要有直达波,但是这种情况在室内是很少存在的。指纹识别定位技术用多径作为建设信息,在室内环境中其性能稳定可靠,经试验验证其定位精度为2~3m。由此可推断,在电力线定位系统中利用指纹识别技术可以得到很好的结果。

7.1.2 电力线室内定位的国内外研究现状

Patel 等人开创了室内电力线定位的先河,是电力线定位的奠基研究工作。典型的电力线室内定位系统首先将两个信号发生器同时作用在电力线上,同时发送音频信号,然后根据两个信号在不同地方产生不同的接收信号强度(RSSI),通过RSSI建立信号强度指纹库,最后利用指纹识别技术来达到对室内目标进行定位的目的。

Erich P. Stuntebeck 等在参考文献[276]中验证了参考文献[125]中的定位系统,并对该系统进行了改进,改进的室内电力线系统称为宽带电力线定位系统(WPLP)。该系统不再仅仅利用两个频率的信号,而是将44个不同频率信号加到电力线上,利用接收场强进行定位。

目前,国内目前尚没有在电力线室内定位领域做相关研究的报道,但电力线定位是一种十分具有竞争力的室内定位技术,对该领域的研究随着室内定位理论的日趋成熟和室内定位的应用需求的增加将会成为热点。

7.2 电力线信号传输原理

利用电力线进行室内定位,首先要在电力线上承载高频信号,这与电力线通信有类似之处,因此,研究电力线定位的基础是了解电力线传输信号的相关知识。本节将从电力线的复用技术、电力线复用传输信号的加工、低压电力线的信道特性三方面逐步进行介绍。

电力线系统在传输信号时,进行的是能量的变换与传输。相应的通信系统应能够满足以下两个基本技术要求。

(1) 可靠性高,质量好。

(2) 通路多,距离长,而且根据室内的布线不同,其信号的传输距离也不同。

只有尽量满足上述技术指标要求,才能充分发挥电力线系统在传输信号方面的优越性。

7.2.1 电力线的复用技术

众所周知,室内电力线的基本功能是传输电流供家庭、楼宇、办公场所等区域进行照明、生产等。如果需要在基本的电力线传输设备上发送和传输信号,首先要解决的就是电力线的复用技术。电力线的复用就是要解决诸如恶劣环境下的信号传输的可靠性问题、低频电力线高频载波通信信道的特性问题、由于电晕现象和绝缘子放电等引起的频谱内杂音电平较高等问题。幸运的是,目前国内外对电力线通信和电力线信道的研究已经取得了

丰富的研究成果^[277~281], 这些研究成果给解决电力线复用问题和电力线定位问题奠定了理论基础。

研究发现, 选用普通的楼宇内电力导线作为传输信号线路, 可使信号具有很高的稳定性, 并获得大量的通路。而且由于利用的是已事先架设或预埋好的导线, 在线路设备上花费的初建费及维修费用很少, 所以在恶劣的环境下仍能够保证信号传输的可靠。这是选用电力线作为定位信号传输线的原因。在电力线中, 输送的是 50Hz 工频强电流, 若在上面再输送与其相接近的弱信号, 则 50Hz 工频强电流将会掩盖弱信号, 因此需将弱信号变为高频信号才能有效地在电力导线上顺利传输。为了复用电力线路, 必须采用相当高的信号频率, 因此, 这种传输方式称为电力线高频传输。

但是复用电力线, 在技术上也存在着下列缺点。

(1) 通常, 电力线是不对称的多导线系统, 并且通信设备一般也不是按对称方式接入的。另外, 电力线导线之间的距离与导线对地距离相差不大, 因此地中电流起着重大的作用。所有这些特点, 使得高频电流沿电力线的传输情况复杂, 规律特殊, 需要进行专门的研究, 而不能直接搬用一般有线传输原理的理论成果。

(2) 电力设备和分支线对高频电流的传输, 起着极为不利的旁路作用。

(3) 电力线上存在着强大的电力电流, 它有串入传输设备中损害人身和设备的危险。

(4) 由于电晕现象和绝缘子放电等原因, 在很宽的频谱内存在着很高的杂音电平。同时, 在所传输信号范围内, 也存在着由于工业频率的强电流的谐波所产生的很强的杂波, 这就给克服杂波形式的干扰带来了特殊的困难。

所有这些缺点, 都是由电力线的主要用途(传输工业频率的强电流), 以及为此用途而采用的系统结构所决定的。尽管如此, 只要能采取有效的技术措施, 克服上述缺点, 电力线的复用传输信号还是能够满足传输信号的技术、经济要求的。因此, 到目前为止, 在国内外的电力线中, 传输高频信号技术已得到了较快发展。

所谓充分复用, 全面地看包括广度和深度两个方面。

(1) 广度方面: 力争各种类型的电力线路, 不管其结构多么复杂, 不管其距离长短, 都能兼作输入信号之用。这就要克服严重的杂波干扰、严重的电力设备和分支线的旁路作用等影响。

(2) 深度方面: 力争在同一条电力线路上, 建立足够数量的通路(即多次复用), 以供在室内定位中在电力线上传输多种频率信号之用。

由此看来, 用电力线传输信号时, 需要研究高频信号沿电力线路传输的特殊规律, 研究抑制各种特有的干扰作用和旁路作用影响的方法。

7.2.2 电力线复用传输信号的加工

在电力线上复用传输信号, 需要增加耦合电容器 C 和结合滤波器 J 等, 典型的电力线载波通道示意图如图 7-1 所示。

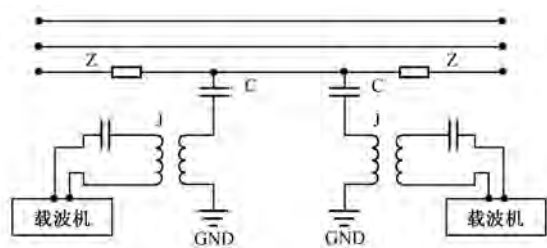


图 7-1 电力线载波通道示意图

1. 耦合电容器 C

发射器与电力线是不能直接相连接的，需要在发射器与电力线之间串接电容器 C，通过它把载波机输出的高频信号耦合到电力线上。因此，把电容器 C 叫做耦合电容器。耦合电容器在这里起两个主要作用：传输高频信号和阻止 50Hz 工频电流进入发射器。电容器为何能让高频电流通过而阻止低频电流呢？从电工学中知道，电容器的容抗与通过它的电信号的频率有关，即

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \tag{7-1}$$

在电容量 C 不变的情况下，容抗 X_c 与频率 f 成反比。频率越高，容抗越低；频率越低，容抗越高。室内定位系统的信号频率为 300kHz 以上，也就是说，对 50Hz 工频的阻力是对传输信号频率的阻力的 800 倍以上，这就是电容器能传输高频载波而阻止低频电流的原因。

2. 结合滤波器 J

发射器不能直接与耦合电容器相连接，因为耦合电容器下端在开路时，有很高的对地电压（相电压），如在 220V 线路上，耦合电容器下端的开路电压为 $200/\sqrt{3}\text{V}$ ，若发射器与耦合电容器下端直接相连，将损坏发生电路。若在耦合电容器下端挂好接地线再进行操作，虽然可以接地操作，但地线拆除后，较大的工频电流将直接进入信号发射器内，这也是不允许的。因此，在发射器与耦合电容器之间还要串联一个结合滤波器 J，如图 7-2 所示。

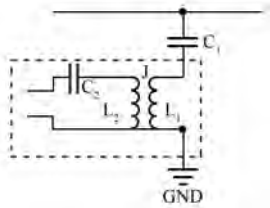


图 7-2 结合滤波器

变压器与 C_2 组成变压器耦合型的结合滤波器。50Hz 的工频电流经耦合电容器 C_1 与结合滤波器的线圈 L_1 串联后一端接地，如图 7-2 所示。由于电感线圈的感抗与通过它的电信号频率有关，即 $X_L = 2\pi fL$ ，所以当电感一定时，感抗 X_L 与频率成正比关系，频率越高，感抗越大；频率越低，感抗越小。在导线上传输信号的频率比工频 50Hz 高出 1000~16000 倍，因此工频电流很顺利地通过线圈 L_1 流入地，在 L_1 两端只产生很小的工频压降（几伏至几十伏），大部分工频电压几乎全部降在耦合电容器 C_1 的两端。通过 L_1 的排流及变压器的阻隔，工频电流也就不会进入信号发射器。而高频信号却能通过结合滤波器、耦合电容器传输到导线中。由此可见，结合滤波器在这里也起双重作用：进一步阻止工频电流进入发

射器；同时，结合滤波器的 C_2 、 L_2 、 L_1 与耦合电容器 C_1 组成一个带通滤波器，允许 300kHz 以上的电压信号通过。另外，电力线上的电阻一般为 400Ω 以内，而发射器的电阻在 100Ω 以内，通过结合滤波器可以使这两种不同的阻抗得以匹配的连接。

7.2.3 低压电力线的信道特性^[282]

要使发射器所发射的信号能在电力线中顺利传输，首先必须对系统的通信环境（即信道）做细致全面的分析。单纯从传输的线路特性而言，电力线完全适合信号传输。但电力网上接入了各类电力负载，这些负载的接入及其接入的变化造成了复杂多变的电力线信道特性，因此应研究电力线信道的特性，掌握电力线信道的一些主要特点。

1. 时变特性

低压电力线上接入了大量的电器。随着各种电器的频繁接入、切出（如电机等电器的启动），使电力线的信道特性表现出急剧变化的特征：低压电力线在 1s 内对 500kHz 信号的衰减变化达到 20dB。同时，信号的急剧衰减也导致在 1s 内信噪比的变化达 10dB 左右^[283]，因此电力线是一种通信环境非常恶劣的通信媒体。

2. 输入阻抗特性

民用电力线通信信道的输入阻抗是指在信号发送装置和信号接收装置驱动点处配电网的等效阻抗，它的大小直接影响到传输信号耦合的效率，是低压配电网用做通信信道的一个重要参数。

如图 7-3 所示为通信信道的输入阻抗测量电路。信号源产生适当幅值和频率的正弦测试信号，该信号通过单位变比的隔离变压器耦合进配电网，通过测量恒定电阻上的电压 U_1 （与流过的电流相对应）和插座上的电压 U_2 ，即可求得输入阻抗 Z ，为

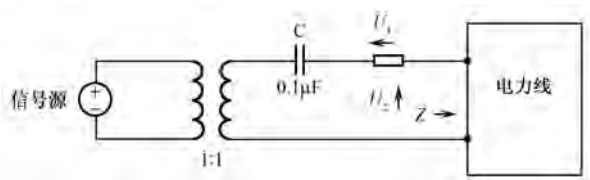


图 7-3 通信信道的输入阻抗测量电路

$$|Z| = 10 \frac{|U_1|}{|U_2|} \quad (7-2)$$

这里利用市电系统中的供电插座对输入阻抗进行了测量，测量的频率范围为 100kHz~2MHz。图 7-4 给出了一组有代表性的载波通信信道输入阻抗特性的测量结果。图中的 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 分别为在不同插座上测量到的输入阻抗数据。使用最小二乘法对所测数据进行拟合，拟合后的曲线由图中的 Z_4 给出。所得到的输入阻抗与频率的关系为^[282]

$$|Z| = 1.22 \times 10^{-2} \times f - 0.06 \quad (7-3)$$

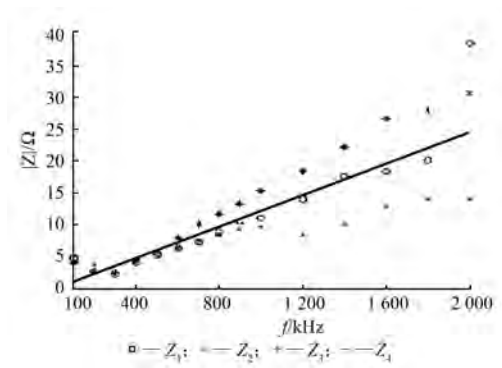


图 7-4 载波通信信道的输入阻抗特性

从图 7-4 可以看出，在测试的频率范围内，配电网低压载波通信信道的输入阻抗的变化范围为 $2\sim 40\Omega$ ，而且输入阻抗随频率的升高呈增大的趋势。试验结果表明，在 $100\sim 400\text{kHz}$ 频段，输入阻抗值较低。如此低的输入阻抗，对系统的功率输出部分也提出了挑战。如果输出部分的阻抗不能降低到与线路输入阻抗相接近的水平，则信号能量不能有效输出，实际耦合到电力线上的能量就会很小，从而产生较大的耦合损耗。在电力线通信电路中，在设计功率输出部分时，如果不针对该问题进行较好的处理，而通过单纯增大功率来提高电力线上的信号强度，则可能会因为信号传输系统与电力线有效耦合的问题而造成过度的能量损耗。这表明工作在低频段的信号发送装置必须具有很低的输出阻抗，否则信号的传送效率将很低。从这个意义上讲，采用较高的频率进行通信是有利的^[284]。

同时，在测量中还发现输入阻抗值随测试位置不同有较大的变化，但随时间的变化却不太明显。根据相关文献可知网络的负载分布（特别是靠近发送装置的负载）不同，将会严重影响输入阻抗的大小。因此，在设计载波通信信号发送装置的功率放大和耦合电路时，应充分考虑具体的网络情况。可以根据负载安装位置设定额定工作点，最好具有自适应增益调整功能，以消除由输入阻抗变化所带来的影响^[282]。

3. 信号衰减特性^[284]

低压电力线一般由铝或其他电的良导体加工而成，其本身的阻抗很小（视导线的电导率和截面积不同而不同）。对于不同频率的信号，其阻抗略有变化且相对稳定。因此，电力线本身的阻抗并不是产生衰减的主要原因。但是电力线上并联的许多负载对信号衰减的影响很大。另外，当负载很小时，信号发送装置耦合电路的内阻也不可忽视，它会分去相当一部分的功率。由此可见，低压电网的信号衰减由两部分组成：一是耦合衰减；二是线路衰减。耦合衰减是由载波通信模块与线路输入阻抗不匹配引起的，可以通过适当调整通信模块的输出电阻来改善。而线路衰减的主要原因是电网结构复杂，负载具有多样性和时变性，这种衰减特性难以预测。从理论上讲，可以将耦合器的内阻做得相当小，这样信号衰减就主要取决于线路衰减。相关文献试验表明，信号衰减是距离的函数，一般为 $40\sim 100\text{dB/km}$ 。在农村，信号衰减最大， 500m 就达到 50dB ；在城市， 250m 大约为 20dB ；在郊区， 250m 也能达到 25dB ；但在工业区衰减较小， 750m 长的线路仅为 30dB 。并且信号衰减在 100kHz 以下时相对稳定，在 $100\sim 200\text{kHz}$ 之间以 0.25dB/kHz 的比例线性增长。信号

衰减与频率有关的原因是电抗性负载和传输线产生的效应。传输线效应包括反射和多峰抵消，这造成网络中的某些特定点出现了窄带衰减。频率越高，传输线效应越明显，发生谐振的可能性越大。除了衰减较高以外，电力线信道的另一个典型特征是多径衰落，从而产生了频率选择性衰落^[285]。

4. 低压电力线信道模型^[285]

通过以上对电力线信道特性的分析，可知建立一个精确数学模型来模拟低压电力线信道特征存在极大困难，但建立一个能反映信道基本特性的近似模型是可行的，也是有必要的，这对于研究低压电力线信号的传输和发射有很重要的意义。参考文献[286]和参考文献[287]提出了一个简单的低压电力线信道模型，如图 7-5 所示。

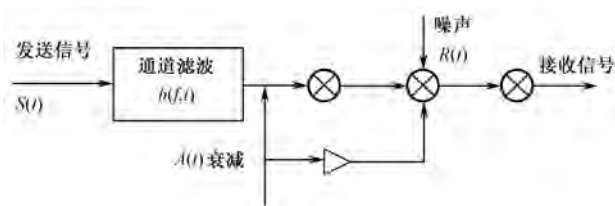


图 7-5 低压电力线信道模型

通道结合滤波的频率响应 $h(f, t)$ 随电气负荷的改变表现为时变性；衰减 $A(t)$ 常常具有 120Hz 的频率，当然也包括其他分量，其对噪声也有衰减作用；噪声衰减和信号衰减的相对比值为 B 。这些参数的确定有赖于对线路和负荷有关信息的了解。考虑到低压配电网实质上是由无数个“T”形结构组合而成的，所以参考文献[288]中推导得到了图 7-5 的低压电力线传递函数的多径信号传播模型：

$$H(f) = \sum_{j=1}^n g_j \cdot e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_j} \cdot e^{j2\pi f \frac{d_j}{v_p}} \quad (7-4)$$

式中， j 为路径号，也可表示信号经过不同路径到达所研究点的先后次序，其中 1 为最短路径。

等式右边的第一项 g 为路径 j 的权系数（考虑路径中的反射和透射系数而定）；第二项为衰减部分，其中 a_0 、 a_1 、 k 为电力线的衰减参数， d_j 为路径 j 的长度；第三项为时延部分，其中 v_p 为信号在电力线上的传播速度， $\tau_j = \frac{d_j}{v_p}$ 表示路径 j 的时延。

在 500kHz~20MHz 频率范围内，通过对一个已知结构的示例网络和未知结构的实际网络进行测试，验证了该模型能够反映低压电力线对信号传播的本质特性。在对未知结构的实际系统的测量中，路径的长度 d_j 可以由测得的路径时延 τ_j 求得。

5. 电力线上的噪声干扰

为了研究低压电力网的干扰特性，研究者对不同的地域（城市、工业区、乡村）做了大量试验，后将各种干扰噪声的主要来源归纳为以下 4 个方面^[280, 284]：

（1）晶闸管（SCR）器件和一些电源电路产生的 50Hz（或 60Hz）的倍频谐波；

- (2) 由负载和电网不同步而产生的具有平滑功率谱的干扰，如电动机产生的干扰；
- (3) 电器开/关时产生的单脉冲噪声；
- (4) 非同步周期的噪声，如电视机的行扫描频率。

另外，也可将上述 4 种电力线上的噪声分为非人为噪声和人为噪声。非人为噪声是自然现象，如雷电在电力线上引起的噪声；人为噪声则是由连接在电力线上的用电设备产生的，它对数据通信有着更严重的影响^[289]。

1) 非人为噪声

(1) 背景噪声：电力线的背景噪声是典型的高斯离散型噪声，它始终在通信线上存在，其大小与通信线介质的温度成正比。如果介质温度高，背景噪声就增大。为了限制背景噪声，应将介质保持在尽可能低的温度。如图 7-6 所示为检测到的背景噪声，其周期为 7.028 ns，频率为 142.3MHz，低信号幅值为 3.60mV，峰-峰值测定为 88.5mV。



图 7-6 背景噪声

(2) 突发噪声：闪电、线路故障、电闸操作、开关断开时的弧光放电及其他更小的瞬变情况都会产生短时间的脉冲尖峰噪声，这些脉冲噪声不具有周期性的时间间隔。恶劣的天气会增大这些噪声的电平，如雷电会导致比正常天气下高 20dB 的噪声电平。在潮湿天气下，在电力线表面产生的日晕放电有时是占主导地位的破坏性噪声源。

2) 人为噪声

对于低压电力线而言，家用和室内负载产生的噪声占有重要地位。

(1) 各种小型电器产生的噪声。这类噪声具有平滑功率谱，通常由与电源频率不同步的用电装置产生，如通用电动机、吸尘器、搅拌机、电钻和电锯等。如图 7-7 所示为所测电钻的噪声波形，其数学周期为 16.32ns，数学频率为 61.26MHz，数学峰-峰值测定为 1.90V，突发脉冲宽为 39.99μs。

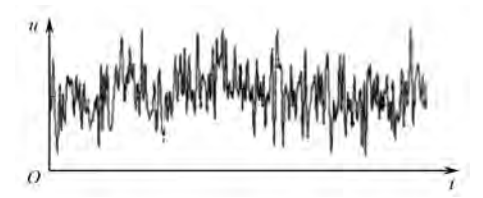


图 7-7 电钻的噪声波形

这类型噪声的功率谱密度是频率的减函数，其平均值^[289]为

$$N(f) = 10^{K-395 \times 10^{-5} f} \text{ (W/kHz)} \quad (7-5)$$

式中, K 和时间及发送、接收信号的位置有关。白天, K 一般维持数秒到数分钟不变。夜晚, K 甚至可维持数小时不变。对于电力线数据通信, 如果频带较窄, 可将这类噪声看做白噪声。

(2) 调光器、整流器等电源产生的谐波噪声。家庭常用设备——固态调光器可产生高频谐波噪声。它用来连续地改变灯光亮度(最大可至 600W), 产生 50 Hz 谐波频率的脉冲噪声。它既包含奇次谐波, 又包含偶次谐波成分, 其奇、偶取决于调光控制器的配置, 其噪声脉冲幅值可达 20~50V, 且具有减幅振荡现象^[290]。

(3) 电器开/关产生的突发脉冲噪声。使用的示波器也会产生频率很高的周期性的脉冲噪声。如图 7-8 (a) 所示为示波器开/关时产生的突发脉冲噪声波形, 其数学周期为 1.245ns, 数学频率为 803.2MHz, 数学峰-峰值测定为 1.73V, 数学突发脉冲宽为 1.999μs。如图 7-8 (b) 所示为信号发生器开/关时产生的噪声波形, 其周期为 21.01 ns, 频率为 47.59MHz, 峰-峰值测定为 1.02V, 突发脉冲宽为 901.3ns。

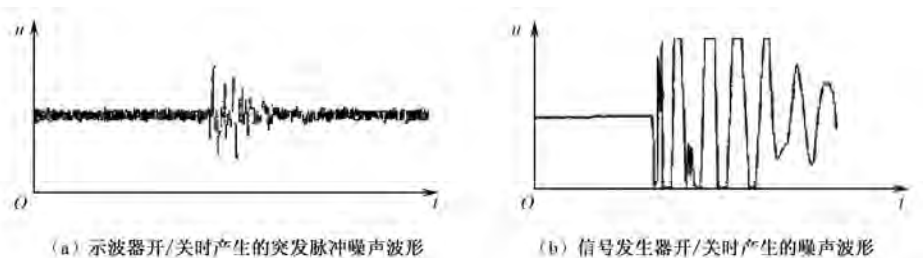


图 7-8 电器开/关产生的突发脉冲噪声

由图 7-8 可知, 脉冲噪声的特点是幅值大(峰-峰值可达几伏甚至几十伏), 作用时间短。白天的脉冲干扰相对较多, 且 98% 以上的这种干扰和人们的活动关系很大, 尤其是在 7:00~9:00 和 19:00~24:00 时间段内。

7.3 电力线室内定位技术

7.3.1 电力线室内定位技术的工作原理

信号发生器先产生频率为 200kHz~25MHz 的正弦、方波、三角波等信号, 然后将该信号输入信号发射器内, 最后由信号发射器将所产生的信号输入室内电网中。试验台的信号发射单元如图 7-9 所示。

在信号接收单元, 首先通过宽带天线和高频信号接收装置将室内电磁信号转换为电压信号, 再通过信号调理装置把所接收的电压信号放大并转换为满足数据采集卡所要求的输入范围的模拟信号, 然后由数据采集卡将所接收到的模拟信号转换为数字信号, 并输入计算显示单元, 最后由计算显示单元完成各种运算, 并显示出所得到的各种数据。试验台的信号接收单元如图 7-10 所示。

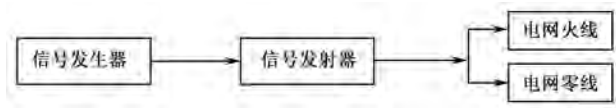


图 7-9 试验台的信号发射单元



图 7-10 试验台的信号接收单元

如图 7-11 所示是利用电力线进行室内定位的模块安装及 PLC 定位系统的设备示意图。在该电力线定位系统的试验中，为降低其实现成本，采用了一种很普遍的电线寻找技术（很多电工和电器安装维修人员用它寻找在墙内或地下的电线）。在这种技术中，一个音频发生器连接到一个插座上面，该音频发生器可以发射 10~500kHz 的信号到电力线上。该技术通过一个含有音频检测器的手持设备来找到隐藏的电线。音频检测器通过 LED 显示音频强度，另外一些音频检测器通过设备发出的声音来显示电线的存在。这两种方法都扫描最大音频区域，表明电线的大致位置。通过音频的出现来判断电线的走向。

为获得一个可行的室内电力线定位系统方案，应满足以下条件：

- （1）在整个家庭电力系统中传播信号的步骤简单或音频简单便宜，而且没有任何电子干扰；
- （2）可以设置电线上发送音频的功率，这样信号达到家庭末端时是衰减的，在家中电线的分布密度不同，当信号通过时就形成了一种时间独立的空间变化。
- （3）音频检测器或接收器简单，便宜，易于构造，而且耗电量低。

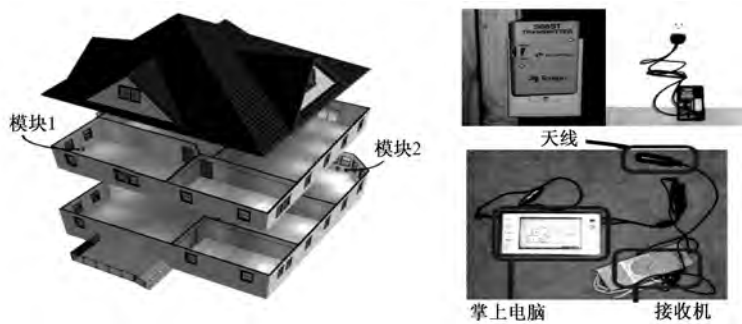


图 7-11 模块安装及 PLC 定位系统的设备示意图

在 PLC 系统中，扩展了电线寻找技术（即采用了两个信号发射模块）。它直接将两个信号发射模块连接到插座上，它们各自发送信号到房间的其他部分。图 7-11 中将其中一个模块放在一个靠近电线总开关的插座处，将另一个模块放置在远离第一个模块的插座处。例如，在一个带有地下室的两层建筑中，一个模块放置在西面的地下室，另一个模块放置在

东面二楼房间里。每个模块发送不同频率的音频。作为测试的一部分，信号强度需要调节，使其能发生足够的功率，这样衰减的信号可以到达房子的另外一边。两个模块在电力线上不断地发送信号，带有标签的便携式检测器检测房间中的信号，并将它们无线传递给房间中的接收器。在便携式标签的位置，检测到的信号水平提供了一个独特的标签或指纹，这是由给定位置电力线密度决定的。在室内的一个接收基站分析这些指纹，并映射信号标签到关联的位置。

目前的 PLC 室内定位的研究仅限于提取音频信号的振幅大小来进行定位，其显示了很好的结果。然而，音频的相位是另一个可以用来辅助定位的特性，将是今后的研究方向。

当信号发射模块处于活动状态时，音频检测器或接收标签装置就能检测房间中的电磁衰减信号和其幅度。因为电线在墙壁、天花板和地板中，所以信号可以出现在家庭中的主要生活区中。在给定位置处，有以下因素会影响接收器的接收信号强度：

- (1) 接收机与电线之间的距离；
- (2) 区域中电线的密度；
- (3) 模块与接收器位置之间的电线长度。

图 7-12 显示了一间卧房（左）和一间厨房（右）中的信号地图。在卧室中，两个信号越靠近电线和插座，强度越大。在厨房中，信号 A（格子中的左值）的强度比信号 B（格子中的右值）的强度小，但是在卧室中正好相反。由于两个房间在不同的楼层和不同的方向，所以每个房间接近不同的模块。

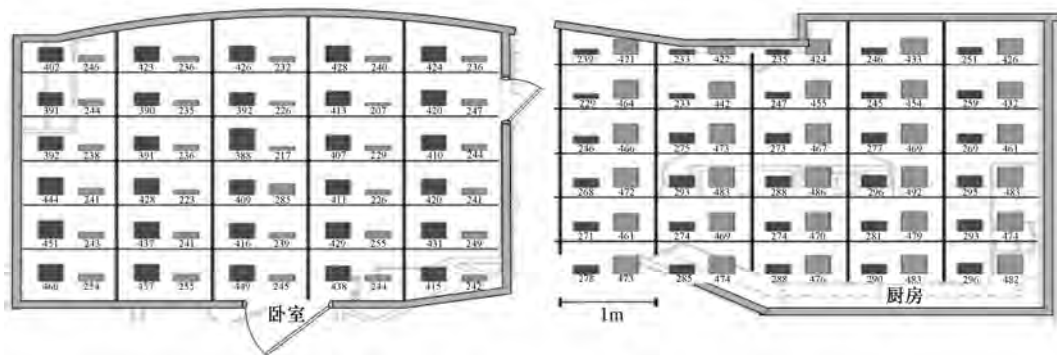


图 7-12 一间卧室和一间厨房中的信号地图

7.3.2 定位算法

PLC 系统采用了指纹识别技术定位方法。尽管这种方法可以提供较详尽和较可靠的数据，但是它需要通过现场的测量来形成信号强度指纹数据库。现场测量格点间距的大小，决定了定位系统的精度。对于家用定位 PLC，在模块固定和电气特性不变的情况下，信号强度指纹数据库的建立是一个一次性的任务。

如果希望指纹识别能够达到较高的效果，则需要电力线馈出的信号具有低的时间变化率及较高的空间变化率。通过上面的讨论可知，信号在电力线上的传播就具有这些特性。

除非模块被移动或电力系统被显著改变, 否则检测到的信号变化很小。

PLC 定位中用到的定位算法有两个步骤: 第一步是预测房间; 第二步是预测房间中的位置。这两个步骤都采用了 k 最邻近 (k -Nearest Neighbor, KNN) 分类^[291~293]。

1. KNN 分类

房间和房间内的定位器是利用 KNN 分类来确定接收器所在的室内位置的。KNN 是一种基于记忆的模式, 其定义为在已知点与样本对象间建立一定的关系, 由此来确定已知位置点。由于每组样本具有独立数据值, 所以有独立的位置输出标识。给定一个相关的值 (查询点或未知的值), 可以根据 KNN 的结果得到输出。KNN 通过寻找最接近查询点的 k 个样本来实现这个功能。在实验中, KNN 分类问题通过多数投票来决定查询点的分类。对于这项任务, 考虑一个没有标识的样本 x , 在试验勘测的数据中找到最接近的 k 个标识房间标本, 并将 x 标识为在 k 个子集中频率出现最大的那个房间。距离测量 d 采用欧氏距离公式计算:

$$d(x, y) = \sqrt{\sum_{i=1}^2 (x_i - y_i)^2} \quad (7-6)$$

式中, x 为已经标识了的信号点; y 为未标识查询点, 由接收标签感知。

对于多个发射模块, 可通过增加维数来匹配发射模块的数目。

2. 房间和子房间级 (房间内) 定位

房间和子房间级定位的主要区别是数据点标签和定位中的 k 值不同。对于房间级的分类, 从勘测数据中分配房间标签给样本。而对于子房间级的分类, 做进一步的划分, 并分配子房间级标签给它们。每个家庭, 对于房间级定位, 每个房间都有最佳的 k 值。在一个房间里, 对于不同的位置, k 也有最佳值。因此, 在定位应用中, 应首先确定 KNN 分类的房间级最佳值, 然后再计算子房间级的 KNN 标签样本和最佳的 k 值。

3. 系统训练和 k 值的确定

k 值的选取对于建立 KNN 模型而言至关重要, 并且影响预测的准确度。对于任何给定的问题, 一个很小的 k 值可以导致很大的预测偏差。但是设置一个很大的 k 值, 会导致一个扭曲的模型。这样, k 值应该设置得足够大, 以最小化误判概率, 同时 k 又要足够小, 这样最近的 k 个点可以足够接近查询点。因此, k 值要在模型偏差和方差之间达到平衡。KNN 提供交叉验证技术来估计 k 值^[294, 295]。

房间和子房间级的两步定位可以帮助控制分组的大小。在定位房间时, 应尽量利用大的 k 值, 因此在试图寻找未知信号的潜在映射时考虑大的区域。在房间内的定位, 应尽量考虑小的 k 值, 因此该思想可以匹配精细的分组, 另外, 该考虑也是由于一个房间中的数据集要比整个房间中的数据集规模小得多。

在室内电力线定位的开始阶段, 用户需要建立一个待定位区域内部的家庭信号图 (参考图 7-12)。用户将房屋的平面图装载到程序中, 该过程也称为建库。当建库的位置被选定后, 室内电力线定位的程序可依次存储各建库点的位置指纹。在本节讨论的建库方法中, 每个指纹点都为 1s 内两个检测信号的平均值。在房间的不同位置做同样的处理。在每个房间中的 2~3m 粒度上的测试。界面允许用户指定有意义的标签, 以区分房间和子房间, 如

厨房和主卧中心。

对于最佳的子房间级定位，首先将每个房间划分为 5 个区域：房间中心和靠近墙的 4 个区域。根据用户对定位区域的关注程度，用户可以自由选择定位的间隔距离（假设有足够的训练组）。然而理想的分组并不能反映信号所能提供的实际分组。例如，一个卧房的中心分组要再分成 4 块，但是在这些块中信号差距不大，不足以支持 KNN 的识别。因此，可以考虑提供一些辅助的措施来克服这些限制，如将房间自动分类成潜在的子块，通过房间信号图进行准确分类。本节利用 k 平均分割算法来给出子块分割的数目和区域^[296, 297]。

当信号指纹数据库建立后，这时所有的指纹数据库中的指纹都已被空间位置所标识，再使用交叉验证算法，模拟出数据，去寻找最合适的房间和子房间 k 值。交叉验证涉及将数据样本分割成 v 个类别（随机抽取，拆散成子样本和分割）。对于一个固定的 k 值，试验中把 KNN 模型运用到每个类别上，并计算出平均误差。系统对各种 k 值重复这些步骤，并选择出具有最低误差或分类精度最高的 k 值作为最优 k 值。 k 值主要取决于家庭环境情况和样本点的数目。一般来说，房间级的最优 k 值为 10，子房间级的最优 k 值为 3~5。

7.4 实验设计

7.4.1 信号发生模块的设计

在设计信号发生模块时，首先应对电力线信道的频率特性进行研究，即研究各频段信号的传送、衰减和辐射特性，得出电力线定位系统的最优频段范围，并着重研究现有的电力线通信体制（如调频、调相和 OFDM 等），OFDM 通信体制（OFDM 具备抗干扰、抗衰落等特性）；然后结合电力线通信体制设计最优的定位信号波形，使得定位信号具备抗干扰、抗多径和抗衰落等性能。为了快速地开发和研究，这里使用了 Textron Tempo 508S 和 Pasar Amprobe 2000 音频产生模块。

7.4.2 标签的设计

经过改装的 Textron Tempo 508R（被动宽带音频探测器）作为原型标签，其功能是发送感知信号到原型计算机中进行分析（如图 7-13 所示）。音频探测器有一个分频器，可以将一些高频的音频映射到可听声音，并且保持原始信号的幅度不变。接收器的内部分频器可以将 447kHz 的信号转换成 1000Hz，将 33kHz 的信号转换成 80Hz。为使用方便，可改变音频接收器的接口，用音频线插孔连接到计算信号的计算机上。音频检测器有一个完整的全向天线。经研究证明当天线垂直于地面时最有效。当放置在这个位置时，方向角不影响接收信号强度的水平。

本节的实验中采用了一个较大的标签原型，该标签具有易于制造的特点。当然也有很多的方法可用来制作体积小、便宜的标签，这里简单介绍一下：一种方法是将无线传感器或天线通过一系列运算放大器加载到 DsPIC 微控制器上，并由一个低功率的 Ming 或 Linx

射频发生器将读数传送回接收计算机；另一种方法是利用多音频解码芯片来替代微控制器，如 NE567 芯片，它具有支持信号功率输出的优点。标签可由一个很小的锂电池供电，标签的体积可以达到小钥匙链的大小，利用机械的开关可以运行很长的时间。这种小标签的制造价格为每个标签 20 美元左右，可以满足工程的实用性要求。

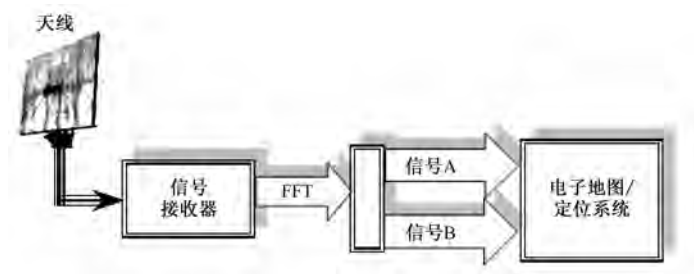


图 7-13 PLP 定位系统标签框图

7.4.3 软件的设计

决定一个定位系统的优劣的关键是核心算法。在实验设备中，第一个应用程序可用 C++ 编写，其目的是用来采样由声卡线路插孔中获得的信号（声卡外接插孔与接收标签相连接）。该程序可在 44kHz 的速率上采集 16 位的样本数据，并对接收信号进行快速傅里叶变换，分解信号中的频率分量供分析使用。该程序可进行在线实时采集分析处理，并将两个感兴趣的频率（447kHz 和 33kHz）信号强度提取出来（参见图 7-13）。

第二个应用程序可以使用 Java 编写，用来实现机器学习和为用户提供与系统间的界面。该程序连接 FFT 应用程序，读取原始信号值。该程序提供房屋全貌界面和计算后的现在位置界面^[298]。

在实验验证的原型设备中，包含一台笔记本电脑，其中装载了所有的软件程序（接收信号、学习和用户界面），并且连接了接收硬件（如图 7-11 和图 7-14 所示）。这个体积小而功能强大的设备可使用简易方法来探测住宅。



图 7-14 用户界面

7.5 实验结果

通过对每个房间内的位置的测试，得到如图 7-15 所示的结果。从图中可以看出，当测试的精度定为 4m 时，其准确率可以到达 94%。将其测试的精度提高，在定位精度为 3m 时，准确率为 91%；当测试精度为 1m 时，其准确率为 67%；当测试精度为 0.5m 时，其测试准确率降为 42%。

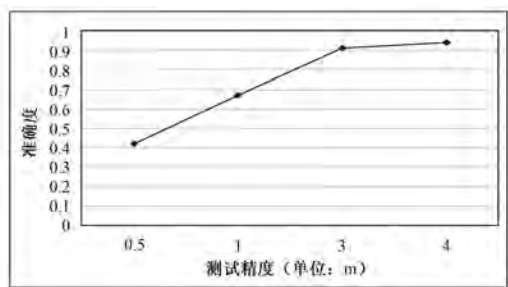


图 7-15 室内电力线定位精度

从实际应用的角度来讲，室内定位要求使用尽可能少的信号发生模块，因此有必要研究使用信号发射模块的最优个数。通过逐渐增加信号发射模块的个数，可以得到如图 7-16 所示的测试结果。从图中可看出 2 或 3 个信号发射模块可达到最优效果。

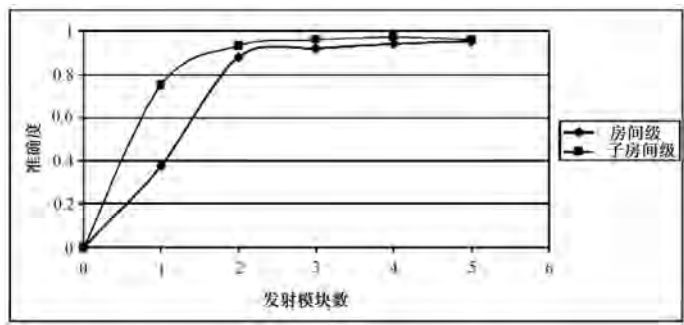


图 7-16 不同信号发射模块数的准确度

7.6 电力线室内定位与 GSM、WiFi 定位的比较

将电力线室内定位系统与 GSM、WiFi 定位系统做较全面的比较，能进一步了解该室内定位系统的特点。

WiFi 基础设施的安置需要在一个社区中达到一定的密度，而且要满足用户可以接入就近的接入点的要求。这可能使得处在稀疏房屋环境中的用户购买多个 WiFi 接入点，成本很高。GSM 的供应商承担了 GSM 基础设施的费用，在 GSM 设施分布密集的大城市，可以得

到很好的信号，但是在一些 GSM 覆盖面不好的乡村和一些建筑物中信号不好的地方，GSM 的应用受到了限制。而对于每个家庭，每个建筑物电力线设施都已是现实存在的，不再需要架设额外的基础设备，从而降低了用户投入的成本。

PLC 定位系统的一个关键优势就是用户可以方便地使用这些电力线基础设施，而对 GSM 基站和周围的 WiFi 接入点的使用则相对受限。

PLC 定位系统的标签能量消耗比 WiFi 和 GSM 的终端设备的能量消耗更低。同时，音频发生模块的价格也比增加接入点的成本要低。

表 7-1 描述了运用同样指纹识别技术的 PLC 与 GSM、WiFi 的性能比较。

表 7-1 PLC 与 GSM、WiFi 的性能比较

	PLC	GSM	WiFi
分辨率和精度	3m、90% 1m、67%	20m、90% 2~5m、50%	9m、90% 2~3m、50%
基本设施要求	2 个插件式信号模块	放置在 GSM 移动通信服务的范围	3~4 个 WiFi 接入点
基本设施的控制	全部	否	部分（取决于接入点的所有权）
成本价格	20 美元/标签设备 50 美元/发射模块	25 美元/标签设备	20 美元/标签设备 50 美元/接入点
信号频率	10~500 kHz	900MHz 和 1800MHz	204GHz
更新率	>20Hz	>20Hz	>20Hz
标签功率要求	50mA	200mA	100mA
同步跟踪	理论上没有限制	理论上没有限制	理论上没有限制

7.7 总结及展望

从上面的讨论不难看出，PLC 定位系统利用室内电力线、两个插座上的信号发生模块和简单的定位标签来实现了室内定位功能。电力线在室内不同密度的分布提供了一个独立于时间的空间变化信号传播。通过实验验证，可知 PLC 具有以下优势：

- （1）充分利用了资源，即利用了室内无处不在的电力线；
- （2）需要添加很少的设备，仅为两个接入模块；
- （3）可以达到子房间级的定位，在 3m 的范围内可以达到 93%的定位精度；
- （4）不需要对家庭的设备进行改变。

目前，电力线室内定位技术还不够成熟，今后的科研工作方向应是搭建具有更小体积，价格更便宜，耗电量更低的标签的，更加合理的定位算法及可实际应用的 PLC 总体定位系统。同时，应考虑引入信号的其他特性（如音频信号的相位）来辅助幅度定位，以增加定位精度。

第8章 室内定位的典型应用

目前,无论是在国外还是国内,室内定位的应用在很多领域都得到了快速的发展,其发展势头之迅猛、参与科研人数的激增之势是始料未及的。在我国,对室内定位领域的研究不仅仅停留在高校和相关科研院所对室内定位方法的理论研究方面,在室内定位芯片、定位系统平台研究等方面也都取得了较为突出的研究成果。除了第1章中介绍的主要室内定位的研究高校之外,我国的3大网络运营商(电信、移动和联通)也对室内定位领域进行了大量的研发工作,并取得了一定的效果。除此之外,以华为、中兴等国内著名的IT企业为首的公司也对室内定位领域投入了大量的研发力量和研发团队。例如,成都无线龙通信科技有限公司就是一家较早从事室内定位平台研发的相关企业,它推出的无线传感器网络专业开发系统、嵌入式无线开发套件等开发平台都对室内定位硬件系统的开发和软件实现起到了重要的推动作用。威德电子上海公司也是一家较早从事室内定位系统研发的企业,该公司推出的室内定位系统是基于RFID的标签定位解决方案,定位精度较高。南京的唐恩科技有限公司推出的室内UWB定位系统采用超宽带射频技术,构建了实时定位系统(RTLS),该系统能够在传统的应用环境中达到15cm的3D定位精度,并具有很好的稳定性;借助该系统,诸如博物馆、展览馆、档案室等类型的用户能够完成人员的进出管理、实时位置查询、禁区监管、隔离距离控制、管理人员调度等一系列应用。本章将对一些典型的室内应用系统进行介绍,使读者对室内定位应用研究具有初步的认识。

8.1 室内定位技术在地下停车场中的应用

中国汽车市场呈现狂飙突进之势,产量由2001年的200多万辆猛增到2009年的1300多万辆。中国私人汽车拥有量从2006年的2333万辆,迅速扩张到2009年的4575万辆,5年间快速翻番。2009年,中国首超美国成为全球最大的汽车市场,越来越多的中国百姓圆了自己的汽车梦。

私人汽车数量的猛增给社会基础设施的使用带来了极大的压力,主要表现在以下几个方面:

- (1) 停车车位需求不断扩大,公共场所及工业区住宅区需要规划大量的停车场以满足人们的停车需要;
- (2) 汽车管理难度加大,在公共场所及工业区,大型的停车场不断出现,车辆进出频繁,空车位搜索与车辆登记管理难度增大;
- (3) 对人力资源的要求增加,随着停车场的大型化,大量车流的引导员、巡逻员、管理人员的数量也要相应增加,这无形中增加了管理成本。

8.1.1 定位系统介绍

如图 8-1 所示就是典型的地下停车场环境。随着汽车保有量的增加，中国大中型城市中的地下、地上停车场也越来越多，如何对其进行安全、高效的管理是亟待解决的问题。目前的停车场大多采用人为的管理方案，不但严重浪费人力资源，而且给车辆的合理停放、监控及导航等都带来了不利的影响。如图 8-2 所示就是典型的地下停车场定位系统解决方案。下面对定位系统的网络搭建、功能等进行详细介绍。



图 8-1 典型的地下停车场环境

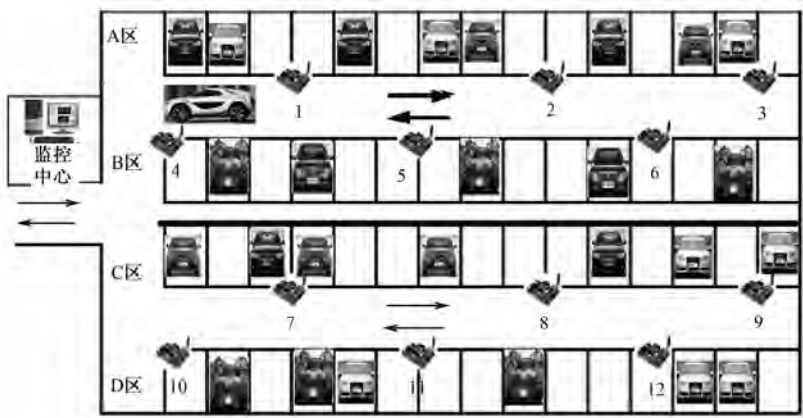


图 8-2 地下停车场定位系统解决方案

1. 定位网络构建

(1) 根据现场实际需要，每隔一定距离（20~50m）在室内停车场顶部设置一个无线网络模块（可采用电池驱动或使用其他电源），同时在其他需要定位和网络连接的地方也安置一个网络模块；为了避免地下环境对无线信号的干扰，所有无线网络模块使用的都是抗干

扰的直接扩频序列通信方式，而且每个模块都有接收信号强度获取功能。

(2) 所安置的网络模块将自动组成一个无线通信网络。在布置网络模块的位置时，注意应使每个模块至少可与两个以上的模块进行通信，即避免单线联系以保证无线网络通信的可靠性。这个通信网络实际就是一个定位网络，每一个网络节点就是一个定位点。这里使用的网络节点体积要小得多，耗电也小，而且网络节点之间的通信不需要使用光纤或通信电缆来进行连接。

2. 定位及功能

(1) 每一个需要定位的移动目标（汽车），在进入停车场时都可以取一张无线身份识别卡（该卡实际上就是移动节点），它可随便放在车的某个部位。该卡可以用一个纽扣电池驱动，全封闭的模块大小约为 $50\text{mm}\times 40\text{mm}\times 8\text{mm}$ ，每个模块的发射功率小于 1mW （建议使用简化了功能的 WV2420A 模块）。

(2) 为了增加电池使用寿命，无线身份模块只接收从固定在已知位置的参考节点发送的信号，自己并不发送信号。为了避免地下环境对无线信号的干扰，所有无线身份模块使用的都是抗干扰的直序扩频通信方式。

(3) 该定位标签可提供停车导航服务（在车位紧张时，告知车主哪个位置是空位，可以停车），免除了车主到处找空位停车的麻烦。

(4) 监控中心（上位机）可随时监控停车场内的空车位情况，对停放车辆也可随时监控，防止车辆丢失。

(5) 车主离开较长时间后，回来时如果无法清楚地记住自己的车所泊车位，通过发一条短信即可在很远范围内唤醒车上标签，标签立即发出蜂鸣声，提示车主自己爱车的位置。

(6) 使用该无线定位系统，可使车主进行全天候无障碍、高安全停车；当车主不在附近时，其车被移动后，标签可发送短信以提醒车主。

8.1.2 需解决的关键问题

1. 先进室内定位算法的研究

应研究复杂室内环境中具有高精度、普遍适用性的定位算法，用以解决复杂室内环境中测量信息受到障碍物干扰及环境多径效应影响而产生较大误差的问题；研究参数化室内定位算法，使定位系统简便并且定位操作容易；研究单信道与多信道的非参数化室内定位算法，以提高室内定位的精度，同时节约成本；研究训练参数化室内定位算法，用于解决室内定位对精度和简便性的要求。

2. 定位节点研制

针对室内定位算法，需要研究各种无线传感器网络的射频技术，找到能够稳定快速测量接收信号强度（RSSI）的射频技术；研究射频技术频点对定位的影响，提高定位精度；实现接收信号强度的射频模块的设计与制造，包括定位参考基站、定位手持终端（标签）、

区域定位系统网络控制器等。

3. 室内定位系统的定位程序协议技术

室内定位系统采用网络模式时，单一的节点无法完成定位工作，需要整个网络中不同的设备和模块相互协调，交互地进行工作。协调网络中各个设备的工作需要一个复杂的程序协议，该程序协议可以采用互相应答的模式来约束某个设备的工作及休眠。针对定位系统中的不同设备（如定位节点和参考基站），需要制定不同的协议来规划其正常工作。除此之外，程序协议还包括室内定位系统与外界的接口，以方便定位信息的输出和各种参数的输入。

4. 交互式人机工程技术

该室内定位系统包括两部分：第一部分为手持终端的人机工程，对于很多场合，定位节点即是用户，此时的人机工程主要用于实时地将用户在区域内的位置信息及时反馈给终端，并通过图形化的软件形象标注出来；第二部分为系统级人机工程，部分的管理行业需要对数量巨大的物品和人员进行监控和调度，以及对分布情况及时分析，在这种情况下，简单的图形化软件无法准确、形象地反映出区域内的复杂情况，需要开发专门的大型软件对大量的位置信息及其流向做出科学引导和协调。

8.2 室内定位技术在展会等环境中的应用

8.2.1 系统介绍

随着社会经济和科学技术的飞速发展，特别是计算机网络技术的发展，人们对安全技术防范的要求也越来越高。为了打击各种各样的经济、刑事犯罪，保护国家和人民群众的生命财产安全，保证各行各业和社会各部门的正常运转，采用高科技手段预防和制止各种犯罪成为安全防范领域的发展方向。

目前在国内有许多公众开发的区域、场馆，需要实时地进行人员监控，防止引起不必要的事件。例如，属于国家重点安全防范单位的博物馆，它具有规模多种多样，重要文物、展品繁多，出入人员复杂，管理涉及领域广等特点；而作为当今社会历史知识的传播场所，国家文物收藏的重要环节，同时也是罪案高发的场合。因此，提高此类场馆的科学管理水平和防范能力显得尤为重要。其中，南京唐恩科技开发的 iLocate™ 定位系统就是采用 UWB 技术的典型代表。

8.2.2 系统特点

该定位系统具有如下特点：

- (1) 支持 2D/3D 定位，在 3D 模式下，定位精度达到 15cm；

- (2) 能够实时监控指定场地的人、物的三维位置信息，并通知监控中心；
- (3) 蜂窝状子区域定位管理，能够覆盖无限空间范围内的人、物；
- (4) 能对人员的位置、行进路线、距离、速度进行监控与统计；
- (5) 能对人员的停留时间、地点到达次数等数据进行分析，获取潜在客户；
- (6) 根据客户的需求，生成并存储各种数据，为场馆及客户管理提供参考依据。

8.2.3 系统布置

iLocate™ 定位系统以 Ubisense UWB 硬件为底层平台，以太网（有线或无线）为骨干传输网，将现场划分为多个监控单元；观众及管理人員的衣服上携带 Ubisense 定位标签；当相关人员进入 UWB 信号覆盖区域范围时，能够实时监控其行进路线、方向、速度等参数；同时，该系统可以根据人员在固定地点的停留时间，分析出其潜在目的等其他数据，为场馆的智能化管理和目标人群管理提供有力的数据保障。下面针对展会场景，说明该定位系统的布置方案。

首先，根据定位范围把整个场馆分成若干个定位子单元（Cell）。然后，把 UWB 传感器按照定位单元的结构部署在场馆的周围（一般安装在墙壁上），其信号覆盖整体监控区域。根据系统的定位原理，每个 UWB 定位子单元（Cell）由 UWB 传感器节点、移动目标（Tag）构成。UWB 定位系统框图如图 8-3 所示。

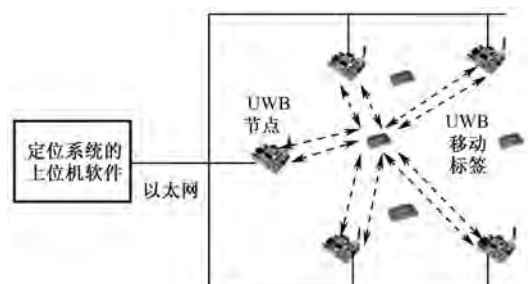


图 8-3 UWB 定位系统框图

iLocate™ 定位系统的 UWB 定位传感器是集超宽带定位、2.4GHz 通信于一体的智能化设备，可以根据实际情况，安装在场地周围特别部署的立杆上，其高度以 3~5m 为宜。该系统可以采用有线方式进行传感器的通信（也可以为无线方式通信）。各子单元的传感器运算数据均传到装有定位引擎和后台服务软件的服务器上。后台服务软件是具有 3D 定位功能的应用软件，客户可以通过该软件对场地内的移动目标进行管理，并设置监控参数。该系统还可以根据珍贵物品的监管规则设定部分人员的场馆禁区，当人员进入该区域后，立刻进行提醒并做记录。用户可根据需要定制软件的数据报表等应用功能。UWB 定位系统的网络连接如图 8-4 所示，也可以采用无线网络构建 iLocate™ 定位系统。

目前，对于 UWB 定位的研究日益广泛，它也成为室内定位领域的研究热点。上述 iLocate™ 系统已经成功应用于广州白云机场的实时定位。

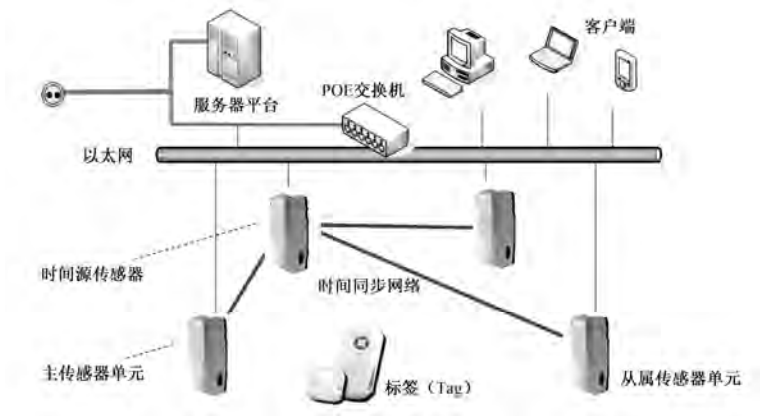


图 8-4 UWB 定位系统的网络连接图

8.3 室内定位技术在智能家居中的应用

在智能家居应用中，利用无线传感器进行目标的定位只是无线传感器需要完成的很多功能中的一种，其他的如烟雾探测、入侵检测、遥控遥测、安防安保等都是智能家居所拥有的重要功能。

8.3.1 典型的智能家居系统

如图 8-5 所示是典型的无线家庭自动化传感器网络（WHANs^[12]）示意图。WHANs 一般包含很多种不同类型的传感器节点，图中仅列出了几种具有代表性的传感器节点，如测温传感器、测试传感器、烟雾探测传感器、测一氧化碳浓度传感器、电源控制传感器等。不同的传感器加入 WHANs 可丰富该网络的功能，提供更加方便，高度集成化的信息服务。

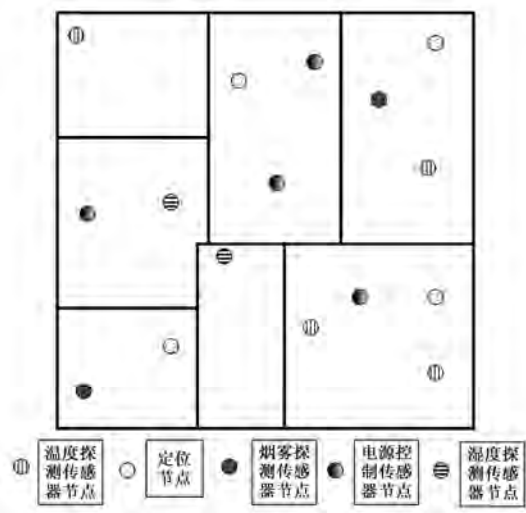


图 8-5 典型的无线家庭自动化传感器网络示意图

8.3.2 典型的智能家居网络——WHANs

随着物联网技术的发展,人们对智能家居网络也提出了越来越高的需求。智能家居定位系统除具有室内定位的功能外,还应该具有如下几种功能。

1. 灯光控制

在 WHANs 网络中,室内任何一处的灯光都可以由任意处的开关所控制,即开关控制之间应该是连成无线网络的,任何一个开关发送信号,都可以被其他的开关所接收。这也是智能家居网络的精髓所在。

2. 遥控功能

在 WHANs 网络中,用户可以在外出旅游、上班或度假等过程中随时获取家中的状态信息,当然也可以向家中的任何一个联网的设备发送控制命令。例如,当用户开车将要抵达家的附近时,可以通过发送控制命令,打开空调、冰箱等智能设备,以方便用户抵达家中后有足够的时间进行休息。而这种遥控功能不仅仅需要家中的所有智能设备进行组网,同时也需要借助其他网络(如 GPS、GSM 网络)进行控制命令的无线传送和收发。这种功能在室内的小范围区域可利用红外实现,而在室外的大范围区域则需要利用射频信号才能实现。

3. 智能节能

智能家居是解决能源浪费的有效手段之一。这是因为布置在室内的各种传感器网络会收集到各种室内环境的参数信息(如室内的温度、室内的湿度、室内的亮度等),利用这些参数信息就可以更好地节约能源,避免不必要的能源浪费。

4. 远程监护

病人、残疾人或老年人可以从智能家居无线网络中获取有益的帮助。对该群体设计的可穿戴的传感器节点可以定时测量他们的体征参数(如温度、血压、心跳等),并通过 WHANs 网络发送到远程的监控中心或监控节点,使得远端的提供服务的终端能随时获取该群体的体征信息,以采取更合理、更快速的关爱措施和紧急救援手段。随着我国老龄化进程的来临,这种服务越来越受到政府和子女的青睞。

5. 安防安保

WHANs 系统的安防和安保功能也不容忽视。布置在室内的烟雾探测传感器及一些红外线探测传感器等可以有效地进行安防和安保工作。例如,由于烟雾探测传感器获取的信息可以预防火灾或煤气中毒等灾难的发生,所以可以通过人为设置门限使得过量的烟雾信息直接触发火警,达到有效预防火灾发生的目的。又如,在家中无人期间,启动红外探测设备可以有效防止盗贼等入侵。只要红外线探测传感器探测到入侵信息,就会触发警报,并把入侵消息通过网络发送给室主。

8.3.3 智能家居无线网络的设计要求

(1) 室内的节点应该布置相对较密。具体来说, 只有达到上百个节点的级别, 才能够实现提供位置及基于位置的各种服务的目标。

(2) 室内是典型的多径和非直达波传播环境, 因此, 如果需要较为精确的位置定位, 最好采用多种定位系统并存的复杂定位系统, 如采用 RFID、ZigBee、红外等混合定位系统是比较现实的解决方案, 这种混合解决方案可以弥补其他定位系统的不足。

(3) 居住环境的通信容易受到干扰。工业、科学及医疗等频带和 WiFi、蓝牙、无绳电话甚至是微波炉的频段互相干扰, 使得信道十分拥挤。

(4) 为了保持点一点之间的可靠通信, 需要利用多跳通信体制。多跳通信体制可以保证节点之间数据传送的稳定性, 同时使得信号的传输并不受距离和室内障碍环境的影响。

(5) 虽然室内环境在大部分时间是静态的, 但由于人走动、门窗的开/关、家具的移动等因素造成的室内环境变化将会影响 WHANs 网络的通信质量, 所以要求 WHANs 网络应具有对抗环境变化的“自愈合”能力。

(6) 在智能家居应用中, 无线网络应该能够支持多种通信模式, 如点对点通信(如开关节点发送一个控制命令给灯)、点对多点通信(如遥控设备发送一个命令给一组室内节点设备)、多点对点通信(如一组传感器节点向网关节点发送测量数据等)。

(7) 在 WHANs 网络中, 一定要保证较低的数据延迟率, 这在安防和安保中是十分重要的需求。

(8) WHANs 网络应该具有和其他现有的公用网络(如 GSM 网络、Internet 等)进行数据交换的能力, 即在设计 WHANs 网络时应该预留同这些大型公用网络的接口, 以实现利用这些网络进行数据和命令传输的功能。利用这些网络和 WHANs 网络的有效融合, 可以方便地实现遥控和遥测的功能。

(9) 节点的存储能力不要太高(几 KB 的 RAM 即可), 并且这些节点的数据处理能力也无须太高, 这是从节约节点的能耗方面考虑的。这样, 很多节点可以采用低功率的电池供电, 即可解决能量供应问题。

8.3.4 智能家居无线网络的各种标准特征

目前, 适用于构建智能家居无线网络的协议和标准有多种, 它们是 ZigBee、6LoWPAN、Z-Wave、INSTEON 及 Wavenis。其中 ZigBee 技术是由 ZigBee 联盟为低数据率和短距离数据传输的一种无线网络技术, 它是在 IEEE 802.15.4 协议的基础上发展起来的; 基于 IEEE 802.15.4 实现 IPv6 通信的 IETF 6LoWPAN 所具有的低功率运行的潜力使它很适合应用在从手持机到仪器的设备中, 而其对 AES-128 加密的内置支持为强健的认证和安全性打下了基础; Z-Wave 是在 ZenSys 的基础上发展起来的, 并由 Z-Wave 联盟进行了发展和改进, 它最初是为自动化行业建立的; INSTEON 是家庭自动化的有效解决方案, 它是由 INSTEON 联盟发展和建立的; Wavenis 是由 Coronis 系统发展起来的, 它可以有效满足多种环境下的监测和控制需求, 包括家庭和建筑自动化领域的各种应用需求。

智能家居的各种协议标准如表 8-1 所示。

表 8-1 智能家居的各种协议标准

		ZigBee	6LoWPAN	Z-Wave	INSTEON	Wavenis
物理层	频带 (MHz)	868/915/2400	868/915/2400	868/908/2400	904	433/868/915/2400
	距离 (m)	10-100	10-100	30 (室内) 100 (室外)	45 (室外)	200 (室内) 1000 (室外)
	码率 (kB/s)	20/40/250	20/40/250	9.6/40/200	38.4	4.8/19.2/100
	调制方式	BPSK/BPSK/ O-QPSK	BPSK/BPSK/ O-QPSK	BFSK	FSK	GFSK
	扩频方式	DSSS	DSSS	无	无	快速 FHSS
	接收灵敏度 (dBm)	-85 或更高 (2.4 GHz 频段) -92 或更高 (868/915MHz 频段)	-85 或更高 (2.4 GHz 频段) -92 或更高 (868/915MHz 频段)	-101 (在 40Kbps)	-103	-110 (在 19.2Kbps)
链路层	MAC 机制	TDMA + CSMA/CA	TDMA + CSMA/CA	CSMA/CA	TDMA + simulcast	CSMA/TDMA
	消息长度	127	127	64	14	无
	误差控制	16-位 CRC, ACKs	16-位 CRC, ACKs	8-位 checksum, ACKs	8-位 CRC	BCH (32,21) FEC
通信模式	Unicast	是	是	是	是	是
	广播	是	是	是	是	是
	多播	网络层和应用层支持, MAC 层不支持	IP 多播 (不是最优的) MAC 层不支持	是	是	是
	其他	间接寻址	IPv6	不	不	无
网络层	多跳方式	网状路线、树状路线和源路线	RPL	源路线	Simulcast	树形路线
	跳限方式	30/10/5 (网状路线、树状路线和源路线)	255	4	4	无
	多跳方式复杂度	$O(N)$ (网状路线)、 $O(1)$ 多对一方式	$O(N)$	$O(N^2)$ 控制器、 $O(N)$ 从属设备	无	$O(N)$ 根、 $O(1)$, 其他
应用层	命令容量	65 536	无限制	32768	65 536	无限制
	设备类型容量	65 536	无限制	无	65 536	无限制
识别码		16 位和 64 位 MAC 地址、16 位网络地址	16 位和 64 位 MAC 地址、28 位 IPv6 地址	32 位房屋地址编号、8 位节点地址	24 位调制识别码	48 位 MAC 地址
设备类型		协调器、路由器和终端设备	边缘路由、网状节点、路由器和主机	控制机器和从属设备	单个类型设备	单个类型设备
终端到终端的可靠性		ACKs 和多包控制	CP/UDP/其他	ACKs	ACKs 和 NAKs	无
安全性		完整性、机密性、接入控制和密钥管理	完整性、机密性、接入控制, 目前不支持密钥管理	128 位 AES 防阻塞机制	防阻塞机制	3DES 和 128 位 AES 防阻塞机制

参 考 文 献

- [1] O. H. Kwon, H. J. Song, and S. Park, "The Effects of Stitching Orders in Patch-and-Stitch WSN Localization Algorithms," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 20, no. 9, pp. 1380-1391, 2008.
- [2] K. W. K. Lui, W. K. Ma, H. C. So, and F. K. W. Chan, "Semi-definite programming algorithms for sensor network node localization with uncertainties in anchor positions and/or propagation speed," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 2, pp. 752-763, 2009.
- [3] 3A. Gasparri and F. Pascucci, "An Interlaced Extended Information Filter for Self-Localization in Sensor Networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 9, no. 10, pp. 1491-1504.
- [4] Y. Wang, X. Wang, D. Wang, and D. P. Agrawal, "Range-free localization using expected hop progress in wireless sensor networks," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 20, no. 10, pp. 1540-1552, 2008.
- [5] K. Yu, Y. J. Guo, and M. Hedley, "TOA-based distributed localisation with unknown internal delays and clock frequency offsets in wireless sensor networks," *IET Signal Processing*, vol. 3, no. 2, pp. 106-118, 2009.
- [6] O. Baala, Y. Zheng, and A. Caminada, "The impact of AP placement in WLAN-based Indoor Positioning System," *Eighth International Conference on Networks*, Gosier, Guadeloupe 2009, pp. 12-17.
- [7] S. Ivanov, E. Nett, and S. Schemmer, "Automatic WLAN localization for industrial automation," *IEEE International Workshop on Factory Communication Systems*, Dresden 2008, pp. 93-96.
- [8] S. H. Fang, T. N. Lin, and K. C. Lee, "A novel algorithm for multipath fingerprinting in indoor WLAN environments," *IEEE Trans. On Wireless Communications*, vol. 7, no. 9, pp. 3579-3588, 2008.
- [9] S. H. Fang and T. N. Lin, "A dynamic system approach for radio location fingerprinting in wireless local area networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 4, pp. 1020-1025.
- [10] S. H. Fang, T. N. Lin, and P. C. Lin, "Location fingerprinting in a decorrelated space," *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, vol. 20, no. 5, pp. 685-691, 2008.
- [11] S. H. Fang and T. N. Lin, "Indoor location system based on discriminant-adaptive neural network in IEEE 802.11 environments," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 19, no. 11, pp. 1973-1978, 2008.
- [12] C. Gomez and J. Paradells, "Wireless Home Automation Networks: A Survey of Architectures and Technologies," *Consumer Communications and Networking*, pp. 92-101,

June 2010.

- [13] A. R. Travis, I. Tamer, and W. D. Zhang, "An Autonomous Mobile Robotics Testbed: Construction, Validation, and Experiments," *IEEE Trans on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 3, pp. 757-766, 2010.
- [14] R. Want, A. Hopper, V. Falcao, and J. Gibbons, "The active badge location system," *ACM Transactions on Information Systems (TOIS)*, vol. 10, no. 1, pp. 91-102, 1992.
- [15] A. Harter and A. Hopper, "A distributed location system for the active office," *Network, IEEE*, vol. 8, no. 1, pp. 62-70, 2002.
- [16] A. Harter, A. Hopper, P. Steggles, A. Ward, and P. Webster, "The Anatomy of a Context-Aware Application," *Wireless Networks*, vol. 1, pp. 1-16, 2001.
- [17] P. Bahl and V. Padmanabhan, "RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system," 2002, pp. 775-784.
- [18] N. Priyantha, A. Chakraborty, and H. Balakrishnan, "The cricket location-support system," in *MobiCom '00: Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile Computing and Networking*, New York, NY, USA, 2000, pp. 32-43.
- [19] D. Niculescu and B. Nath, "Ad hoc positioning system (APS) using AOA," 2003, pp. 1734-1743.
- [20] 顾凌华. 适用于大范围定位的双层无线传感器网络设计与实现研究, 硕士学位论文. 北京: 清华大学, 2006.
- [21] 郑睿, 原魁, 李园. 一种用于移动机器人室内定位与导航的二维码, 高技术通讯, vol. 18, no. 4, pp. 369-374, 2008.
- [22] 雷地球, 罗海勇, 刘晓明. 一种基于 WiFi 的室内定位系统设计与实现, 第 5 届全国普适计算学术会议 (PCC2010), 北京, 2010.
- [23] 孙卓, 陈益强, 齐娟, 刘军发. 基于迁移学习的自适应室内 Wi-Fi 定位, 第 5 届全国普适计算学术会议 (PCC2009), 西安, 2009.
- [24] 徐劲松, 卢晓春, 边玉敬. 基于 UWB 的室内定位系统设计与仿真, 2009 全国时间频率学术会议, 成都, 2009.
- [25] 刘峻宁, 翟传润, 宋嫡儿, 胡华. 基于改进时星差分的室内伪卫星精密单点定位研究, 武汉大学学报·信息科学版, vol. 34, no. 001, pp. 105-108, 2009.
- [26] 孙妍, 陶正苏, 陈德富. 基于无线传感器网络的室内精确定位算法, 传感器与微系统, vol. 28, no. 005, pp. 99-102, 2009.
- [27] 张明华, 张申生, 曹健. 无线局域网中基于信号强度的室内定位, 计算机科学, vol. 34, no. 006, pp. 68-71, 2007.
- [28] 潘良晨, 陈卫东. 室内移动机器人的视觉定位方法研究, 计算机科学, vol. 28, no. 5, pp. 504-509, 2006.
- [29] 张明华. 基于 WLAN 的室内定位技术研究, 博士学位论文. 上海: 上海交通大学, 2009.
- [30] 郭贤生, 万群, 杨万麟, 雷雪梅. 低复杂度二维相干分布源解耦波达方向估计方法, 中国科学 F 辑, vol. 8, no. 5, pp. 835-842, 2009.

- [31] X. Guo, Q. Wan, C. Chang, and E. Y. Lam, "Source localization using a sparse representation framework to achieve superresolution," *Multidimensional Systems and Signal Processing* vol. 21, pp. 391-402, 2010.
- [32] X. S. Guo, Q. Wan, B. Wu, and W. L. Yang, "Parameters localisation of coherently distributed sources based on sparse signal representation," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 1, no. 4, pp. 261-265, 2007.
- [33] 梁元诚. 基于无线局域网的室内定位技术研究与实现, 硕士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [34] 李俊. 基于 RFID 的室内定位系统的研究和设计, 硕士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [35] 赵立军, 孙立宁, 李瑞峰, 葛连正. 室内环境下同步定位与地图创建改进算法, 机器人 ROBOT, vol. 31, no. 5, pp. 438-444, 2009.
- [36] 梁尧, 徐玉滨, 邓志安, 周牧. 用于 WLAN 指纹匹配定位的室内接收信号强度特性研究, 2009 国际信息技术与应用论坛, 成都, 2009.
- [37] 汤丽, 徐玉滨, 周牧, 邓志安. 基于 K 近邻算法的 WLAN 室内定位技术研究, 2009 国际信息技术与应用论坛, 成都, 2009.
- [38] 邓志安, 徐玉滨. 基于支持向量机回归算法的 WLAN 室内定位系统, 2009 中国仪器仪表与测控技术大会, 哈尔滨, 2009.
- [39] 王赛伟. 基于位置指纹的 WLAN 室内定位方法研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [40] 梁尧. WLAN 室内定位系统中无线信号传播的统计建模与应用, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [41] 韩刚. 基于无线电和超声波的室内定位技术响应时间的研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [42] 郭菲菲. 基于贝叶斯学习的 RFID 室内定位方法的研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008.
- [43] 张文杰. 基于多传感器室内移动机器人自主定位方法的研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [44] 曹生岭. 基于信号差异的自适应分布式室内定位算法的研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008.
- [45] 靳新辉. 移动机器人室内地图构建及定位方法的研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008.
- [46] 汤丽. 基于模糊聚类 KNN 的室内 WLAN 定位算法研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
- [47] 赵文闯. 基于视觉的多机器人实验系统室内实时定位研究, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
- [48] 韩霜, 罗海勇, 陈颖, 丁玉珍. 基于 TDOA 的超声波室内定位系统的设计与实现, 传感技术学报, vol. 23, no. 003, pp. 347-353, 2010.

-
- [49] 马玉秋. 基于无线传感器网络的定位技术研究及实现, 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2006.
- [50] 王晖. 基于 RSSI 的无线传感器网络室内定位算法研究与实现, 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2010.
- [51] 王远哲, 毛陆虹, 刘辉, 肖基诒. 基于参考标签的射频识别定位算法研究与应用, 通信学报, vol. 31, no. 2, pp. 86-92, 2010.
- [52] 毛旭瑞. 基于信号到达应答器的无源射频识别室内定位系统设计, 硕士学位论文. 天津: 天津大学, 2009.
- [53] 张靖悦. 蜂窝网抑制 NLOS 算法和 RFID 室内定位算法的研究, 硕士学位论文. 天津: 天津大学, 2009.
- [54] 李群明, 熊蓉, 褚健. 室内自主移动机器人定位方法研究综述, 机器人 ROBOT, vol. 25, no. 6, pp. 560-567, 2003.
- [55] 赵军. 基于射频信号强度的零配置室内定位系统, 硕士学位论文. 杭州: 浙江大学, 2007.
- [56] 徐凤燕, 单杭冠, 王宗欣. 一种带参数估计的基于接收信号强度的室内定位算法, 微波学报, vol. 24, no. 2, pp. 67-72, 2008.
- [57] 徐凤燕. 室内无线定位算法研究, 硕士学位论文. 上海: 复旦大学, 2008.
- [58] 徐凤燕, 李樛宾, 王宗欣. 一种新的基于区域划分的距离-损耗模型室内 WLAN 定位系统, 电子与信息学报, vol. 30, no. 6, pp. 1405-1408, 2008.
- [59] 刘召伟, 徐凤燕, 王宗欣. 基于参数拟合的室内多用户定位算法, 电波科学学报, vol. 23, no. 6, pp. 1090-1094, 2008.
- [60] 单杭冠, 徐岚, 王宗欣. 基于恒模算法的室内多用户定位技术, 复旦学报(自然科学版), vol. 45, no. 4, pp. 495-500, 2006.
- [61] 倪巍, 王宗欣. 基于接收信号强度测量的室内定位算法, 复旦学报(自然科学版), vol. 43, no. 1, pp. 72-76, 2004.
- [62] 沈建锋, 王宗欣. 室内 CDMA 用户定位方法研究, 复旦学报(自然科学版), vol. 42, no. 1, pp. 65-69, 2003.
- [63] 周峰. 室内麦克风阵列声源定位算法研究和实现, 硕士学位论文. 上海: 复旦大学, 2009.
- [64] 田辉, 夏林元, 莫志明, 吴东金. 泛在无线信号辅助的室内外无缝定位方法与关键技术, 武汉大学学报. 信息科学版, vol. 34, no. 011, pp. 1372-1376, 2009.
- [65] 武涛, 孙凤池, 苑晶, 黄亚楼. 一种基于线段特征的室内环境主动 SLAM 方法, 机器人 ROBOT, vol. 31, no. 2, pp. 166-170, 2009.
- [66] 徐盈. 室内定位系统设计, 硕士学位论文. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
- [67] 约翰. 室内无线局域网定位研究多普勒频移对 OFDMA 性能的影响, 硕士学位论文. 武汉: 华中科技大学, 2009.
- [68] 魏纵横. 射频识别室内定位技术及应用研究, 硕士学位论文. 广州: 华南理工大学, 2010.
- [69] 叶蔚. 室内无线定位的研究, 硕士学位论文. 广州: 华南理工大学, 2010.

- [70] 赖明鸣.基于 RFID 的室内定位系统技术研究, 硕士学位论文. 广州: 华南理工大学, 2010.
- [71] 朱凤娟.射频识别 (RFID) 技术的室内定位算法研究, 硕士学位论文. 广州: 华南理工大学, 2010.
- [72] 姜莉.基于 WIFI 室内定位关键技术的研究, 硕士学位论文. 大连: 大连理工大学, 2010.
- [73] 庄严, 王伟, 王珂, 徐晓东.移动机器人基于激光测距和单目视觉的室内同时定位和地图构建, 自动化学报, vol. 31, no. 6, pp. 925-933, 2005.
- [74] 李同松.基于 ZigBee 技术的室内定位系统研究与实现, 硕士学位论文. 大连: 大连理工大学, 2008.
- [75] 张帆.无线传感器网络环境下基于超声波的室内定位系统设计与实现, 硕士学位论文. 武汉: 武汉理工大学, 2007.
- [76] 胡圣, 袁正午, 唐蓉.基于 CDMA 的室内混合定位技术研究, 微计算机信息, vol. 12, no. 3, pp. 150-152, 2009.
- [77] 孔德强, 刘作学, 崔灿.室内单站测向定位算法研究, 第三届全国嵌入式技术和信息处理联合学术会议, 昆明, vol. 28, 2009.
- [78] 孔德强, 刘作学, 崔灿.室内多站测向交叉定位性能分析, 第三届全国嵌入式技术和信息处理联合学术会议, 昆明, vol. 28, 2009.
- [79] 刘旭光, 孔德强, 郜中华, 丁东方.室内无源定位技术研究, 第三届全国嵌入式技术和信息处理联合学术会议, 昆明, vol. 28, 2009.
- [80] 赵广超, 鄢来斌, 李思昆, 许世平.基于芯片 CC2431 室内无线定位系统的研究, 2009 年中国高校通信类院系学术研讨会, 南宁, 2009.
- [81] 陈振宇.统计与规则结合的单源室内定位方法研究, 硕士学位论文. 长沙: 湘潭大学, 2009.
- [82] 唐恩科技. http://www.donntech.com/cn/products_2/products_2.asp?keys=205s.
- [83] BBN.http://bbn.com/products_and_services/boomerang/s.
- [84] 黄龙华, 何黎明.偷袭就意味着死亡——世界先进反狙击手探测系统扫描, 环球军事, vol. 2, no. 01X, pp. 38-40, 2006.
- [85] 黄龙华, 何黎明.战场“照妖镜”: 反狙击手探测系统, 国防科技, no. 3, 2006.
- [86] N. R. Yousef, A. H. Sayed, and L. M. A. Jalloul, "Robust wireless location over fading channels," *IEEE Trans on Veh. Technol.*, vol. 52, no. 1, pp. 117-126, 2003.
- [87] G. Sun, J. Chen, W. Guo, and K. J. R. Liu, "Signal processing techniques in network-aided positioning: a survey of state-of-the-art positioning designs," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 22, no. 4, pp. 12-23, 2005.
- [88] A. H. Sayed, A. Tarighat, and N. Khajehnouri, "Network-based wireless location: challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 22, no. 4, pp. 24-40, 2005.
- [89] C. Nerguizian, C. Despins, and S. Affès, "Geolocation in mines with an impulse response fingerprinting technique and neural networks," *IEEE Trans on Wireless Communications*, vol. 5, no. 3, pp. 603-611, 2006.

- [90] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations," *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1247-1257, 2002.
- [91] Q. Wan, Y. J. IUO, J. Xu, J. Tang, and Y. N. Peng, "Mobile localization method based on multidimensional scaling similarity analysis," *ICASSP*, Philadelphia, USA, vol. IV, 2005, pp. 1081-1084.
- [92] Q. Wan and W. L. Yang, "Low-complexity estimator for two-dimensional DOA under a distributed source model," *CIE Radar*, Shanghai, China, 2002, pp. 814-818.
- [93] Q. Wan, W. L. Yang, and Y. N. Peng, "Closed-form solution to mobile location using linear constraint on scatterer," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 14, pp. 883-884, 2004.
- [94] H. W. Wei, Q. Wan, Z. X. Chen, and S. F. Ye, "A novel weighted multidimensional scaling analysis for time-of-arrival-based mobile location," *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol. 56, no. 7, pp. 3018-3022, 2008.
- [95] K. Pahlavan, F. O. Akgul, M. Heidari, A. Hatami, J. M. Elwell, and R. D. Tingley, "Indoor geolocation in the absence of direct path," *IEEE Wireless Communications*, vol. 13, no. 6, pp. 50-58, December 2006.
- [96] M. Youssef and A. K. Agrawala, "The horus WLAN location determination system," in *Proceeding of the 3rd International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services*, 2005, pp. 205-218.
- [97] 孔德强, 刘作学, 崔灿. 室内单站测向定位算法研究, *测控技术*, vol. 28, pp. 21-27, 2009.
- [98] K. Kleisouris, Y. Y. Chen, J. Yang, and R. P. Martin, "Empirical evaluation of wireless localization when using multiple antennas," *IEEE Trans. on Parallel and Distributed Systems*, vol. 21, no. 11, pp. 1595-1610, 2010.
- [99] M. S. Bargh and R. de Groote, "Indoor localization based on response rate of bluetooth inquiries," *The Ninth IEEE International Symposium on Wearable Computers*, OSAKA, JAPAN, 2005, pp. 49-54.
- [100] 宋鑫. 车载蓝牙免提系统的软件设计, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2009.
- [101] 徐艳. 蓝牙开发平台的研究与实现, 硕士学位论文. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2004.
- [102] L. K. T. Sanpechuda, "A review of RFID Localization: Applications and Techniques," *Proceedings of ECTI-CON*, 2008, pp. 769-772.
- [103] J. S. Taehoon Kim, Sungwoo Tak, "Celling Planning for Indoor Object Tracking based on RFID," in *2009 Tenth International Conference on Mobile Data Management: System, Service and Middleware*, 2009, pp. 709-713.
- [104] J. Hightower, R. Wantand, and G. Borriello, "SpotON: An Indoor 3D Location Sensing Technology based on RF Signal Strength," University of Washington, Seattle WA, 2000.
- [105] J. Webr and C. Lanzl, "Designing a positioning system for finding things and people indoors" *IEEE Spectrum*, vol. 35, no. 9, pp. 71-78, 1998.
- [106] S. Krishnan, P. Sharma, Z. Guoping, and O. H. Woon, "A UWB based Localization System for Indoor Robot Navigation," *2007 IEEE International Conference on*

- Ultra-Wideband*, Singapore 2007, pp. 77-82.
- [107] D. Dardari, A. Conti, U. Ferner, A. Giorgetti, and M. Z. Win, "Ranging with ultra wide bandwidth signals in multipath environments," *Proceeding of The IEEE*, vol. 97, 2009, pp. 404-426.
- [108] M. R. Mahfouz, M. J. Kuhn, G. To, and A. E. Fathy, "Integration of UWB and wireless pressure mapping in surgical navigation," *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 10, pp. 2550-2564, 2009.
- [109] S. Maranò, W. M. Gifford, H. Wymeersch, and M. Z. Win, "NLOS identification and mitigation for localization based on UWB experimental data," *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 28, no. 7, pp. 1026-1035, 2010.
- [110] R. Fontana, "Advances in ultra wideband indoor geolocation systems," 2001.
- [111] 尤比森公司. <http://www.ubisense.net/en/s>.
- [112] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Wieghardt, C. Hoffmann, and P. Heide, "Wireless local positioning," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 77-86, 2004.
- [113] S. A. Golden and S. S. Bateman, "Sensor measurements for Wi-Fi location with emphasis on time-of-arrival ranging," *IEEE Trans. On Mobile Computing*, vol. 6, no. 10, pp. 1185-1198, 2007.
- [114] C. H. Lim, Y. Wan, B. P. Ng, and C. See, "A real-time indoor WiFi localization system utilizing smart antennas," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 618-622, 2007.
- [115] 居太亮. 基于麦克风阵列的声源定位算法研究, 博士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2006.
- [116] 肖光华. 麦克风阵列的语音定位和跟踪方法研究, 硕士学位论文. 上海: 上海大学, 2008.
- [117] M. W. M. G. Dissanayake, P. Newman, S. Clark, H. F. Durrant-Whyte, and M. Csorba, "A solution to the simultaneous localization and map building (SLAM) problem," *IEEE Trans on Robotics and Automation*, vol. 17, no. 3, pp. 229-241, 2001.
- [118] T. Bailey and H. Durrant-Whyte, "Simultaneous localization and mapping (SLAM): Part II," *IEEE Robotics & Automation Magazine*, vol. 13, no. 3, pp. 108-117, 2006.
- [119] T. A. Vidal-Calleja, A. Sanfeliu, and J. Andrade-Cetto, "Action selection for single-camera SLAM," *IEEE TRANSACTIONS ON SYSTEMS, MAN, AND CYBERNETICS—PART B: CYBERNETICS*, vol. 40, no. 6, pp. 1567-1581, 2010.
- [120] P. Newman, D. Cole, and K. Ho, "Outdoor SLAM using visual appearance and laser ranging," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Orlando, FL, 2006, pp. 1180-1187.
- [121] J. E. Guivant and E. M. Nebot, "Optimization of the simultaneous localization and map-building algorithm for real-time implementation," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 17, no. 3, pp. 242-257, 2001.

- [122] D. M. Cole and P. M. Newman, "Using laser range data for 3D SLAM in outdoor environments," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Orlando, FL 2006, pp. 1556-1563.
- [123] H. Lin and P. Siohan, "Capacity analysis for indoor PLC using different multi-carrier modulation schemes," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, vol. 25, no. 1, pp. 113-124, 2010.
- [124] 刘志煌.智能家居网络的电力线通信调制技术实现研究, 硕士学位论文. 广州: 广东工业大学, 2005.
- [125] S. Patel, K. Truong, and G. Abowd, "Powerline positioning: A practical sub-room-level indoor location system for domestic use," *In the proc. of Ubicomp*, 2006, pp. 441-458.
- [126] J. Hightower and G. Borriello, "Location systems for ubiquitous computing," *Computer*, vol. 34, no. 8, pp. 57-66, 2002.
- [127] C. Drane, M. Macnaughtan, and C. Scott, "Positioning GSM telephones," *IEEE Communication Magazine*, vol. 36, no. 4, pp. 46-54, 2002.
- [128] P. Bergamo and G. Mazzini, "Localization in sensor networks with fading and mobility," 2002, pp. 750-754.
- [129] C. Savarese, J. Rabaey, and K. Langendoen, "Robust positioning algorithms for distributed ad-hoc wireless sensor networks," 2002.
- [130] D. Niculescu and B. Nath, "DV based positioning in ad hoc networks," *Telecommunication Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 267-280, 2003.
- [131] L. Doherty and L. El Ghaoui, "Convex position estimation in wireless sensor networks," 2002, pp. 1655-1663.
- [132] L. Doherty, Algorithms for position and data recovery in wireless sensor networks: Citeseer.
- [133] Y. Shang, W. Ruml, Y. Zhang, and M. Fromherz, "Localization from mere connectivity," 2003, pp. 201-212.
- [134] J. Latvala, J. SYRJ RINNE, H. IKONEN, and J. NIITTYLAHTI, "Evaluation of RSSI-based human tracking," 2000, pp. 2273-2276.
- [135] K. Feher, *Wireless digital communications: modulation & spread spectrum applications*, 1995.
- [136] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Wieghardt, C. Hoffmann, and P. Heide, "Wireless local positioning," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 4, pp. 77-86, 2004.
- [137] D. Taubenheim, S. Kyperountas, and N. Correal, "Distributed radiolocation hardware core for IEEE 802.15. 4," *Motorola Labs*, 2005.
- [138] L. Foong, C. Wang, and L. Xiao, "A study of radio signal behaviors in complex environments," *Computer Science Department, Michigan State University, Michigan, Tech. Rep*, 2006.
- [139] K. Kaemarungsi and P. Krishnamurthy, "Modeling of indoor positioning systems based on location fingerprinting," 2004, pp. 1012-1022.

-
- [140] T. Roos, P. Myllymäki, H. Tirri, P. Misikangas, and J. Sievänen, "A probabilistic approach to WLAN user location estimation," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 9, no. 3, pp. 155-164, 2002.
- [141] D. Fox, J. Hightower, L. Liao, D. Schulz, and G. Borriello, "Bayesian filtering for location estimation," *IEEE Pervasive Computing*, pp. 24-33, 2003.
- [142] D. Madigan, E. Einahrawy, R. Martin, W. Ju, P. Krishnan, and A. Krishnakumar, "Bayesian indoor positioning systems," 2005, pp. 1217-1227.
- [143] Z. Xiang, S. Song, J. Chen, H. Wang, J. Huang, and X. Gao, "A wireless LAN-based indoor positioning technology," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 48, no. 5.6, pp. 617-626, 2010.
- [144] M. Youssef and A. Agrawala, "Handling samples correlation in the horus system," 2004, pp. 1023-1031.
- [145] S. Grossberg, "Neural networks and natural intelligence," 1988.
- [146] R. Hecht-Nielsen, "Applications of counter propagation networks," *Neural networks*, vol. 1, no. 2, pp. 131-139, 1988.
- [147] B. Denby, Y. Oussar, I. Ahriz, and G. Dreyfus, "High-Performance Indoor Localization with Full-Band GSM Fingerprints," 2009, pp. 1-5.
- [148] 李泳. 基于 ZigBee 技术的室内定位系统设计, 硕士学位论文. 上海: 上海师范大学, 2008.
- [149] 刘岩. 基于无线传感器网络的矿井安全监测系统研究, 硕士学位论文. 成都: 成都理工大学, 2009.
- [150] Pahlavan K., Li X., and Makela J. P., "Indoor Geolocation Science and Technology," *IEEE Communication Magazine*, vol. 40, no. 2, pp. 112-118, Feb 2002.
- [151] S. Venkatesh, J. Ibrahim, and R. M. Buehrer, "A new 2-cluster model for indoor UWB channel measurements," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, 2004, pp. 946-949.
- [152] Y. H. Qi, H. Kobayashi, and H. Suda, "Analysis of Wireless Geolocation in a Non-Line-of-Sight Environment," *IEEE Trans on Wireless Communications*, vol. 5, no. 3, pp. 672-681, 2006.
- [153] 王琦. 无线信道中电波衰落的研究, 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2003.
- [154] 姚赛彬. CDMA室内覆盖中导频污染问题分析及解决方案, 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2008.
- [155] 赵雪亮. 飞行器通信无线信道研究及仿真, 硕士学位论文. 西安: 西安电子科技大学, 2008.
- [156] 徐勇, 吕英华, 吕剑刚, 张洪欣. 室内超宽带无线通信信号的特性与干扰研究, 吉林大学学报(信息科学版), vol. 26, no. 1, pp. 10-15, 2008.
- [157] 张在琛, 毕光国. 超宽带室内信道模型, 电气电子教学学报, vol. 26, no. 6, pp. 59-63, 2004.

-
- [158] A. A. M. Saleh and R. A. Velenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. SAC-5, no. 2, pp. 128-137, 1987.
- [159] H. Suzuki, A statistical model for urban radio propogation, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 25, no. 7, pp. 673-680, 2002.
- [160] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, 1998.
- [161] 杨晏鸷.超宽带信道中图像双重不等差错保护算法研究, 硕士学位论文. 北京:北京邮电大学, 2008.
- [162] 郭江红.蜂窝网络的移动台定位算法比较与研究, 硕士学位论文. 长沙: 国防科技大学, 2009.
- [163] M. P. Wylie and J. Holtzman, "The Non-Line of Sight Problem in Mobile Location Estimation," *IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 2, 1996, pp. 827-831.
- [164] J. Borras, P. Hatrack, and N. B. Mandayam, "Decision Theoretic Framework for NLOS Identification," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, 1998, pp. 1583-1587.
- [165] L. Cong and W. Zhuang, "Nonline-of-sight error mitigation in mobile location," *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 4, 2005, pp. 560-573.
- [166] P. C. Chen, "A non-line-of-sight error mitigation algorithm in location estimation," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, 1999, pp. 316-320.
- [167] J. J. Caffery Jr, "A new approach to the geometry of TOA location," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, 2000, pp. 1943-1949.
- [168] C. L. Chen and K. T. Feng, "An efficient geometry-constrained location estimation algorithm for NLOS environments," *2005 International Conference on Wireless Networks, Communication and Mobile Computing*, vol. 1, 2005, pp. 244-249.
- [169] S. Venkatraman, J. Caffery Jr, and H. R. You, "Location using LOS range estimation in NLOS environments," *IEEE 5th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, 2002, pp. 856-860.
- [170] P. E. Gill, W. Murray, and M. H. Wright, *Practical Optimization*. Boston, Ma, USA, 1981.
- [171] 李静, 刘琚.用卡尔曼滤波器消除 TOA 中 NLOS 误差的三种方法, *通信学报*, vol. 26, no. 1, pp. 130-135, 2005.
- [172] 倪巍, 王宗欣.两种非视线传播环境下的蜂窝系统定位算法, *电子学报*, vol. 31, no. 10, pp. 1469-1472, 2003.
- [173] 黄际彦. 非直达目标定位跟踪的基础理论与算法研究, 博士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2008.
- [174] H. Farrokhi, "TOA Estimation using MUSIC Super-resolution Techniques for an Indoor Audible Chirp Ranging System," *IEEE International Conference on Signal Processing and Communications*, 2007, pp. 987-990.

- [175] H. Saarnisaari, "TLS-ESPRIT in a time delay estimation," *IEEE 47th VTC*, vol. 3, 1997, pp. 1619-1623.
- [176] M. Wax and T. Kailath, "Detection of Signals by information theoretic criteria," *IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 2, pp. 387-392, 1985.
- [177] M. Wax and I. Ziskind, "Detection of the number of coherent signals by the MDL principle," *IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 8, pp. 1191-1196, 1989.
- [178] H. Wu, J. Yang, and F. Chen, "Source number estimators using transformed Gershgorin radii," *IEEE Trans on Signal Processing*, vol. 43, no. 6, pp. 1325-1333, 1995.
- [179] I. A. Ibraheem and J. Schoebel, "Time of arrival prediction for WLAN systems using prony algorithm," *IEEE 4th Workshop on WPNC*, Hannover 2007, pp. 29-32.
- [180] C. K. Chen and W. A. Gardner, "Signal-selective time-difference of arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments. Part II: Algorithms and performance," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 5, pp. 1185-1197, 1992.
- [181] W. Gardner, W. Brown, and C. K. Chen, "Spectral correlation of modulated signals: Part II--digital modulation," *IEEE Communication Magazine*, vol. 35, no. 6, pp. 595-601, 1987.
- [182] C. Knapp and G. Carter, "The generalized correlation method for estimation of time delay," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 24, no. 4, pp. 320-327, 1976.
- [183] C. L. Nikias and R. Pan, "Time delay estimation in unknown Gaussian spatially correlated noise," *IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 36, no. 11, pp. 1706-1714, 1988.
- [184] C. M. Wong, Investigation of wireless local area network facilitated angle of arrival indoor location, Master of Applied Science - MASc. London: University of British Columbia, 2008.
- [185] S. Venkatraman and J. Caffery Jr, "Hybrid TOA/AOA techniques for mobile location in non-line-of-sight environments," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, 2004, pp. 274-278
- [186] K. W. Cheung and H. C. So, "A multidimensional scaling framework for mobile location using time-of-arrival measurements," *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol. 53, no. 2, pp. 460-470, 2005.
- [187] Z. X. Chen, H. W. Wei, Q. Wan, S. F. Ye, and W. L. Yang, "A supplement to multidimensional scaling framework for mobile location: A unified view," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 57, no. 5, pp. 2030-2034, 2009.
- [188] 石鹏. 无线局域网系统定位算法研究, 硕士学位论文. 上海: 复旦大学, 2006.
- [189] Y. Y. Cheng and Y. Y. Lin, "A New Received Signal Strength Based Location Estimation Scheme for Wireless Sensor Network," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 55, no.

- 3, pp. 1295-1297, August 2009.
- [190] Z. Sun, Y. Chen, J. Qi, and J. Liu, "Adaptive localization through transfer learning in indoor Wi-Fi environment," *Seventh International Conference on Machine Learning and Applications*, San Diego, CA, 2008, pp. 331-336.
- [191] H. Kang, A. A. Efros, M. Hebert, and T. Kanade, "Image matching in large scale indoor environment," *IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops*, Miami, 2009, pp. 33-40.
- [192] H. J. Lee and M. C. Lee, "Localization of Mobile Robot Based on Radio Frequency Identification Devices," *SICE-ICASE, International Joint Conference*, 2006, pp. 5934-5939.
- [193] S. S. Han, H. S. Lim, and J. M. Lee, "An efficient Localization Scheme for a Differential-Driving Mobile Robot Based on RFID System," *IEEE Trans. Industrial electronics*, vol. 54, pp. 3362-3369, December 2007.
- [194] K. Yanano, M. Tanaka, Y. Kimura, and M. Matsumoto, "Self-localization of Mobile Robots with RFID System by using Support Vector Machine," *IEEE. int. Conf. intelligent robotics and system*, 2004, pp. 3756-3761.
- [195] B. Xu and W. Gang, "Random Sampling Algorithm in RFID Indoor Location System," *IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Application*, 2006.
- [196] L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau, and A. P. Patil, "LANDMARC: Indoor Location Sensing Using Active RFID," *IEEE Int. Conf. Pervasive Computing and Communication*, 2003, pp. 407-415.
- [197] G. Y. Jin, X. Y. Lu, and M. S. Park, "An Indoor Localization Mechanism using Active RFID Tag," *IEEE International Conference on Sensor Networks*, 2006.
- [198] C. Alippi, D. Cogliati, and G. Vanini, "A Statistic Approach to Localization Passive RFIDs," *IEEE int. conf ISCAS*, 2006.
- [199] M. H. Tsei, C. L. Huang, P. C. Chung, Y. K. Yang, Y. C. Hsu, and S. L. Hsiao, "A Psychiatric Patients Tracking System," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2006, pp. 4050-4053.
- [200] W. Choi and D. I. Oh, "R-LIM: an Affordable Library Search System Based on RFID," *International Conference on Hybrid Information Technology*, 2006.
- [201] R. O. Duda, P. E. Hart, and D. G. Stork, *Pattern Classification*, Seconded. Wiley, 2001.
- [202] E. Gokcay and J. C. Principe, "Information theoretic clustering," *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 24, no. 2, pp. 158-171, 2002.
- [203] ZigBee, <http://www.westvalley.cn/s>.
- [204] 李文仲, 段朝玉. ZigBee2006 无线网络与无线定位实战. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008.
- [205] CC2430datashate, <http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/cc2430.htmls>.
- [206] CC2431datashate, <http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/cc2431.htmls>.

- [207] 郭世富, 马树元, 吴平东, 陈之龙. 基于 ZigBee 无线传感器网络的脉搏信号测试系统, 计算机应用研究, vol. 24, no. 4, pp. 258-260, 2007.
- [208] 董大鹏, 唐晓英, 刘伟峰, 孟旭. ZigBee 无线通信技术在医疗监护中的应用, 生命科学仪器, vol. 6, no. 4, pp. 25-28, 2008.
- [209] 童基均, 郭希山, 潘敏, 陈裕泉. 基于无线技术的远程病人监护系统, 国际生物医学工程杂志, vol. 30, no. 2, pp. 128-131, 2007.
- [210] 林绍杰, 吴效明, 袁衡新. ICU 无线输液与监护系统的 ZigBee 网络, 微计算机信息, vol. 25, no. 3, pp. 89-90, 2009.
- [211] 马斌, 赵辽英. ZigBee 无线传感器网络在点餐系统中的应用, 计算机系统应用, vol. 19, no. 1, pp. 119-122.
- [212] 刘辉, 谢明华, 龙英勇. 基于 ZigBee 技术无线自助点餐系统的设计, 自动化技术及应用, no. 5, pp. 78-81, 2009.
- [213] 杨文举. 基于 ZigBee 技术的无线点餐系统的研究与设计, 硕士学位论文. 南昌: 南昌大学, 2009.
- [214] 金春嫣. 基于 ZigBee 和红外检测的停车位监控系统的研究, 硕士学位论文. 长沙: 中南大学, 2010.
- [215] 张典. 基于 ZigBee/ARM 技术的智能公交系统的研究与实现, 硕士学位论文. 青岛: 青岛科技大学, 2009.
- [216] 于晖, 傅家祥, 肇云波. 基于 GPRS 与 ZigBee 的智能家居设计, 单片机与嵌入式系统应用, no. 1, pp. 50-52, 2007.
- [217] 满莎, 杨恢先, 彭友, 王绪四. 基于 ARM9 的嵌入式无线智能家居网关设计, 计算机应用, no. 9, pp. 2541-2544, 2010.
- [218] 叶兴贵, 缪希仁. 基于 ZigBee 的智能家居物联网系统, 现代建筑电气 vol. 1, no. 9, pp. 1-4, 2010.
- [219] 周海瑞, 戴冠中. 叶芳宏, 康军. ZigBee 在温室监控系统中的应用, 自动化仪表, vol. 28, no. 8, pp. 48-49, 2007.
- [220] 李慧, 张庆范, 段培永. 智能居住环境的 Multi-Agent 体系构架, 自动化仪表, no. 10, pp. 1-4, 2009.
- [221] ZigBee 开发网. <http://www.zigbee123.com/Item/Show.asp?m=1&d=843s>.
- [222] 章坚武, 张璐, 应瑛, 高锋. 基于 ZigBee 的 RSSI 测距研究, 传感器技术学报, vol. 22, no. 2, pp. 285-288, 2009.
- [223] 林玮, 陈传峰. 基于 RSSI 的无线传感器网络三角形质心定位算法, 现代电子技术, vol. 32, no. 2, pp. 180-182, 2009.
- [224] IEEE 802.15.4 with Location Engine <http://focus.ti.com.cn/cn/docs/prod/folders/print/cc2431.htmls>.
- [225] 万群, 陈章鑫, 段林甫, 李金洋, 樊荣. 一种采用单站多信道的室内定位方法, 中国专利, 电子科技大学, 201020028128.0.
- [226] R. Fan, Z. Tian, L. F. Duan, J. Y. Li, and Q. Wan, "Indoor localization error measurements with multiple channels," *The 2nd International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing*, Wuhan, China, vol. 2, 2010, pp. 176-179.

- [227] M. Brandstein and D. Ward, *Microphone arrays: signal processing techniques and applications* vol. 1: Springer Berlin, 2001.
- [228] F. A. Everest, "The Master Hand of Acoustic," New York: McGraw-Hall, 2001.
- [229] 吴侯. 基于麦克风阵列的声源定位技术的研究, 硕士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2008.
- [230] A. Johansson, N. Grbic, and S. Nordholm, "Speaker localisation using the far-field SRP-PHAT in conference telephony," *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Kaohsiung, Taiwan ROC, 2002.
- [231] Y. Grenier, "A microphone array for car environments," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, San Francisco, CA vol. 12, 1992, pp. 25-39.
- [232] H. Krim and M. Viberg, Two decades of array signal processing research: the parametric approach, *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 67-94, 2002.
- [233] C. C. Took, S. Sanei, S. Rickard, J. Chambers, and S. Dunne, "Fractional Delay Estimation for Blind Source Separation and Localization of Temporomandibular Joint Sounds" *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 55, no. 3, pp. 949-956, March 2008.
- [234] J. E. Greenberg and P. M. Zurek, "Evaluation of an adaptive beamforming method for hearing aids," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 91, no. 3, pp. 1662-1676 1992.
- [235] B. Widrow and F. L. Luo, "Microphone arrays for hearing aids: An overview," *Speech communication*, vol. 39, no. 1-2, pp. 139-146, 2003.
- [236] Microsoft, "Microphone Array Support in Windows Vista," 2005.
- [237] Inter, Intel High Definition Audio specification, <http://www.intel.com/standards/hdaudio/s>.
- [238] NIST, www.nist.gov/smartspaces.
- [239] D. Mostefa, N. Moreau, K. Choukri, G. Potamianos, S. M. Chu, A. Tyagi, J. R. Casas, J. Turmo, L. Cristoforetti, and F. Tobia, "The chil audiovisual corpus for lecture and meeting analysis inside smart rooms." vol. 41: Springer, 2007, pp. 389-407.
- [240] 张奕. 复杂声学环境下的麦克风阵列语音定位研究, 博士学位论文. 大连: 大连理工大学, 2009.
- [241] 杨祥清. 声源定位算法及实现, 硕士学位论文. 合肥: 中国科技大学, 2007.
- [242] F. Asano, H. Asoh, and T. Matsui, "Sound source localization and separation in near field," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 83, no. 11, pp. 2286-2294, 2000.
- [243] F. A. Everest, *The Master Hand of Acoustic*: New York: McGraw-Hall, 2001.
- [244] J. B. Allen and D. A. Berkley, "Image method for efficiently simulating small-room acoustics," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 65, no. 4, pp. 943-950, 1979.
- [245] W. Hahn and S. Tretter, "Optimum processing for delay-vector estimation in passive signal arrays," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 19, no. 5, pp. 608-614, 2002.
- [246] J. A. Cadzow, Y. S. Kim, and D. C. Shiue, "General direction-of-arrival estimation: a signal subspace approach," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 31-47, 2002.

-
- [247] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408-1418, 2005.
- [248] G. Carter, "Variance bounds for passively locating an acoustic source with a symmetric line array," *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 62, no. 4, pp. 922-96, 1977.
- [249] W. Hahn and S. Tretter, "Optimum processing for delay-vector estimation in passive signal arrays," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 5, pp. 608-614, 2002.
- [250] W. Hahn, "Optimum signal processing for passive sonar range and bearing estimation," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 58, p. 201, 1975.
- [251] M. Wax and T. Kailath, "Optimum localization of multiple sources by passive arrays," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 5, pp. 1210-1217, 2003.
- [252] O. Frost III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, 2005.
- [253] L. Griffiths and C. Jim, "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 1, pp. 27-34, 1982.
- [254] J. M. Khalab and M. K. Ibrahim, "Novel multi rate adaptive beamforming technique," *Electronics Letters* vol. 30, no. 15, pp. 1194-1195, 1994.
- [255] R. Zelinski and R. I. Berlin, "A microphone array with adaptive post-filtering for noise reduction in reverberant rooms," *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, New York, NY, USA, vol. 5, 1988, pp. 2578-2581.
- [256] Y. Wu and M. Lv, "A New Speech Source Locating System Using Orthocenter Locating Algorithm," 2007, pp. 792-795.
- [257] M. Hawkes and A. Nehorai, "Wideband source localization using a distributed acoustic vector-sensor array," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 6, pp. 1479-1491, 2003.
- [258] D. Torrieri, "Statistical theory of passive location systems," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, no. 2, pp. 183-198, 2007.
- [259] R. Blumrich and J. Altmann, "Medium-range localisation of aircraft via triangulation," *Applied Acoustics*, vol. 61, no. 1, pp. 65-82, 2000.
- [260] Y. Guo, A. Xue, and D. Peng, "A recursive algorithm for bearings-only tracking with signal time delay," *Signal Processing*, vol. 88, no. 6, pp. 1539-1552, 2008.
- [261] P. Stoica and J. Li, "Lecture notes-source localization from range-difference measurements," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 23, no. 6, pp. 63-66, 2006.
- [262] J. Zheng, K. Lui, and H. So, "Accurate three-step algorithm for joint source position and propagation speed estimation," *Signal Processing*, vol. 87, no. 12, pp. 3096-3100, 2007.
- [263] J. Smith and J. Abel, "The spherical interpolation method of source localization," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 12, no. 1, pp. 246-252, 2002.
- [264] P. Aarabi, "The fusion of distributed microphone arrays for sound localization," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2003, pp. 338-347, 2003.

-
- [265] M. Omologo and P. Svaizer, "Acoustic event localization using a crosspower-spectrum phase based technique," 2002.
- [266] R. Dorf, *The electrical engineering handbook*: CRC Pr I Llc, 1997.
- [267] A. Weiss and E. Weinstein, "Fundamental limitations in passive time delay estimation--Part I: Narrow-band systems," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 2, pp. 472-486, 2003.
- [268] B. Sadler and R. Kozick, "A survey of time delay estimation performance bounds," 2008, pp. 282-288.
- [269] T. Gustafsson, B. Rao, and M. Trivedi, "Source localization in reverberant environments: modeling and statistical analysis," *Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 6, pp. 791-803, 2004.
- [270] Y. Chan and K. Ho, "A simple and efficient estimator for hyperbolic location," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 8, pp. 1905-1915, 2002.
- [271] Z. Chen, H. Wei, Q. Wan, S. Ye, and W. Yang, "A supplement to multidimensional scaling framework for mobile location: A unified view," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 2030-2034, 2009.
- [272] D. Li and Y. Hu, "Energy-based collaborative source localization using acoustic microsensor array," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2003, pp. 321-337, 2003.
- [273] D. Li and Y. H. Hu, "Energy-based collaborative source localization using acoustic microsensor array," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2003, pp. 321-337, 2003.
- [274] J. Allen and D. Berkley, "Image method for efficiently simulating small-room acoustics," *J. Acoust. Soc. Am*, vol. 65, no. 4, p. 943-C950, 1979.
- [275] 孙轩, 梁明, 陈慧斌, 李光权, 任燕. 高速电力线通信的电磁兼容探讨, *电气应用*, vol. 24, no. 10, pp. 79-82, 2005.
- [276] E. P. Stuntebeck, S. N. Patel, and T. Robertson, "Wideband PowerLine Positioning for Indoor Localization," in *Proceedings of the 10th international conference on Ubiquitous computing*, 2008, pp. 21-24.
- [277] H. Lin and P. Siohan, "Capacity Analysis for Indoor PLC Using Different Multi-Carrier Modulation Schemes," *IEEE Trans. On Power Delivery*, vol. 25, no. 1, pp. 113-124, 2010.
- [278] M. Tlich, A. Zeddan, F. Moulin, and F. Gauthier, "Indoor power-line communications channel characterization up to 100 Mhz—Part I: One parameter deterministic model," *IEEE Trans. On Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1392-1401, Jul. 2008.
- [279] M. Tlich, A. Zeddan, F. Moulin, and F. Gauthier, "Indoor powerline communications channel characterization up to 100 Mhz-Part II: Time-frequency analysis," *IEEE Trans. On Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1402-1409, Jul. 2008.
- [280] M. Zimmermann and K. Dostert, "A multipath model for the powerline channel," *IEEE Trans. Communication*, vol. 50, no. 4, pp. 553-559, Apr. 2002.

- [281] H. Lin and P. Siohan, "HS-OQAM PLC: Long filter or equalizer?," *WSPLC*, Udine, Italy, 2009.
- [282] 张有兵, 程时杰, 何海波, 熊兰. 低压电力线高频载波通信信道的建模研究, 电力系统自动化, vol. 26, no. 23, pp. 62-64, 2002.
- [283] O. G. Hooijen, "A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium," vol. 40, no. 4, pp. 331-336, 1998.
- [284] 黄安春. 电力线通信若干问题的分析与探讨, 硕士学位论文. 大连: 大连理工大学, 2007.
- [285] 房曙光. 低压电力线载波直序列扩频通信系统设计与实现, 硕士学位论文. 重庆: 重庆邮电大学, 2006.
- [286] J. R. Nicholson and J. A. Malack, "RF impedance of power lines and line impedance stabilization networks in conducted interference measurements," *IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility*, no. 2, pp. 84-86, 2007.
- [287] 房曙光. 低压电力线通信信道特性, 继电器, vol. 35, no. 22, pp. 53-56, 2007.
- [288] M. Zimmermann and K. Dostert, "A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range," *Proceedings of 3rd International Symposium on Powerline Communications and Its Applications*, Lancaster, UK, vol. 30, 1999, pp. 45-51.
- [289] 孙秀娟, 罗运虎. 等, 低压电力线载波通信的信道特性分析与抗干扰措施, 电力自动化设备, vol. 27, no. 2, pp. 43-46, 2007.
- [290] 付丽君. 电力通信的噪音仿真系统, 计算机仿真, vol. 21, no. 7, pp. 64-67, 2004.
- [291] E. P. Stuntebeck and S. N. Patel, "Wideband Power Line Positioning for Indoor Localization," *Proceeding of the 10th International Conference on Ubiquitous Computing*, 2008, pp. 21-24.
- [292] T. M. Mitchell, "Machine learning and data mining," *Communications of the ACM*, vol. 42, no. 11, pp. 30-36, 1999.
- [293] S. Arya, D. M. Mount, N. S. Netanyahu, R. Silverman, and A. Y. Wu, "An optimal algorithm for approximate nearest neighbor searching fixed dimensions," *Journal of the ACM*, vol. 45, no. 6, pp. 891-923, 1998.
- [294] S. Arya and D. M. Mount, "Approximate Range Searching" *Computational Geometry: Theory and Applications*, vol. 17, pp. 135-163, 2000.
- [295] T. Kanungo, D. M. Mount, N. S. Netanyahu, C. D. Piatko, R. Silverman, and A. Y. Wu, "An efficient k-means clustering algorithm: Analysis and implementation," *IEEE Trans on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 24, no. 7, pp. 881-892, July 2002.
- [296] T. Kanungo, D. M. Mount, N. S. Netanyahu, C. Piatko, R. Silverman, and A. Y. Wu, "The analysis of a simple k-means clustering algorithm," *Proc. 16th Ann. ACM Symp. Computational Geometry*, 2000, pp. 100-109.
- [297] S. Arora, P. Raghavan, and S. Rao, "Approximation schemes for Euclidean k-medians and related problems," *Proc. 30th Ann. ACM Symp. Theory of Computing.*, 1998, pp. 106-113.
- [298] Weka, Data Mining Software in Java, <http://www.cs.waikato.ac.nz/ml/weka/s> March, 2006.