

学校代码: 10589



学号: 15081000110002

分类号:

密级:

海南大学

博士学位论文

题目: 大规模室内超宽带定位网络关键技术研究

作者: 高倩

指导教师: 沈重 教授

专业: 信息与通信工程

时间: 二〇一九年十一月

Key Technologies of Large-Scale Indoor Ultra-Wideband Localization Network

A Thesis

Submitted in Partial Fulfillment of the Requirement
*For the Doctor of Philosophy Degree in the College of
Information Science & Technology*

By

Gao Qian

Supervisor: Shen Chong

Major: Information & Communication Engineering

Submitted time: November, 2019

海南大学学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律结果由本人承担。

论文作者签名：高倩

日期：2019年12月5日

学位论文版权使用授权说明

本人完全了解海南大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。学校可以为存在馆际合作关系兄弟高校用户提供文献传递服务和交换服务。本人授权海南大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密论文在解密后遵守此规定。

论文作者签名：高倩
日期：2019年12月5日

导师签名：江志
日期：2019年12月5日

本人已经认真阅读“CALIS 高校学位论文全文数据库发布章程”，同意将本人的学位论文提交“CALIS 高校学位论文全文数据库”中全文发布，并可按“章程”中规定享受相关权益。同意论文提交后滞后：☐半年；☐一年；☐二年发布。

论文作者签名：高倩
日期：2019年12月5日

导师签名：江志
日期：2019年12月5日

摘要

超宽带 (Ultra-wideband, UWB) 技术拥有极窄脉冲, 在穿透能力、精准测距、抗多径干扰等方面具有独特优势, 在精准定位方面具有广泛应用前景。尤其是企业级应用往往需要定位系统能够对大型厂区、数万平方米的物流分拣中心等场景进行大区域覆盖, 实现无缝精准定位, 因此本文主要就大规模区域可扩展的 UWB 定位网络进行研究。

对于低功耗的实时定位系统 (Real-Time Location System, RTLS) 部署, 到达时间差 (Time Difference of Arrival, TDOA) 方案的优点是标签只需发送一条消息就可以实现定位, 因此 TDOA 适合高密度节点的部署。UWB TDOA 室内单区域定位系统对环境依赖性强、定位有效范围有限, 为了覆盖更大和更复杂的区域, 系统可以扩展到含四个以上的基站。TDOA 基站间时钟同步采用无线时钟信号实现, 利于多基站布设, 使得布设更灵活。论文主要工作如下:

1、单定位区域采用主/从基站模式, 主基站周期性地发送时钟同步信号, 从基站接收时钟同步信号, 根据主从时钟偏移情况, 对标签定位信号到达时间差进行校准。时钟跟踪可以采用数字锁相环方法或 Kalman 滤波方法, 论文对比两种方法跟踪 UWB 时钟同步性能, 得出 Kalman 滤波收敛更快。针对 Kalman 滤波对测量值依赖性强、且纠错速度慢的缺点, 论文进行了算法改进和仿真对比, 当时钟同步发生大的错误时改进算法具有较好的鲁棒性。

2、大规模多基站相对时钟同步。该方案先分簇并选出各簇的簇头作为主基站, 簇内采用主/从基站时钟同步模式, 簇间采用主基站-中继-主基站传输模式, 并提出 vMISO-OR 路由策略进行时钟同步数据转发。最后, 论文通过路由算法仿真, 以及标签定位信号到不同簇基站的到达时间差 (估计距离差) 与实际距离差进行测试比较, 验证了所提方法的有效性。

3、移动标签在定位过程中, 不需要预先指定基站, 而是在每个位置估计过程中动态选择标签通信范围内的基站。论文提出一种根据基站的位置进行分簇, 将来自不同簇的基站配对并选出最优基站对, 通过最优基站对的中线夹角来控制双曲线的夹角, 并考虑标签的探测距离, 有效地减小了位置估计的误差及定位数据冗余, 同时支持移动标签在区域间实现无缝切换。

关键字: 超宽带; 大规模定位网络; 到达时间差; 时钟同步; 基站对选择

Abstract

Due to the narrow pulse, Ultra-wideband (UWB) has the advantages of anti-multipath, high ranging precision and penetrability. UWB is considered as a promising technology for high-accuracy localization. Especially for enterprise-level applications, the localization system often needs large-area coverage for large-scale factories or tens of thousands of square meters of logistics sorting centers to achieve seamless and precise positioning. Therefore, this dissertation mainly focuses on large-scale regional extensible UWB localization networks.

For low-power Real-Time Location System (RTLS) deployments, the advantage of the Time Difference of Arrival (TDOA) solution is that the tag is located by simply sending one message, so TDOA is suitable for higher node density deployment. The UWB TDOA indoor single-area localization system has strong environmental dependence and limited effective range of localization. In order to cover larger and more complex area, the system will be extended to more than four anchors. The clock synchronization between TDOA anchors is realized by using a wireless clock signal, which facilitates multiple anchors layout and makes the layout more flexible. The major innovations of this dissertation are summarized as follows:

1. The single localization area adopts the master/slave anchor mode. The master anchor sends a clock synchronization signal, which is received by the slave anchors. Once the tag localization signal arrives at the anchors, the anchor calibrates the positioning signal arrival time according to the master-slave clock offset condition. Clock tracking can be performed by digital phase-locked loop method or Kalman filter method. The synchronization performance of the two methods tracking UWB clocks is compared. It is concluded that Kalman filter converges faster. Kalman filter strongly depends on the measured value, and the speed of the error correction is slow. For these shortcomings, the algorithm is improved and compared with simulation. The improved algorithm is more robust when large errors occur in clock synchronization.

2. The large-scale system firstly clusters and selects the cluster heads as the master anchors in each cluster. The intra-cluster clock synchronization uses master/slave mode, and the inter-cluster anchors are in master-relay-master data transmission mode. An opportunity routing clock synchronization signal transmission routing method is proposed, and the vMISO-OR relay mode is adopted. The effectiveness of the proposed method is verified by the simulation of routing algorithm and the comparison of the estimated

distance difference with the actual distance difference.

3. For the mobile tag, it is not necessary to specify the anchors in advance, but it can dynamically select the anchors in the range of the mobile tag in each location estimation process. The proposed method clusters the anchors according to their geometrical location and selects the optimal anchor pair in different clusters. The included angle of the hyperbola is controlled by the included angle of the center line of the optimal anchor pair. What's more, the detection distance of the tag is taken into consideration. By considering the geometric location relationship between anchors and mobile tag, the location estimation error and localization data redundancy can be effectively reduced, so that mobile tags can be seamlessly switched between the areas. In this way, the error of position estimation and redundancy of location data are effectively reduced, and the mobile tag can be seamlessly switched between areas.

Key words: ultra-wideband; large-scale localization network; time difference of arrival; clock synchronization; selection of anchor pair

目 录

1 导论	1
1.1 研究背景和意义	1
1.2 国内外发展与应用现状	3
1.3 研究目的	5
1.4 本文的主要工作与章节安排	7
2 室内定位理论和超宽带相关协议模型	9
2.1 引言	9
2.2 室内定位影响因素	9
2.2.1 频谱干扰	9
2.2.2 视距传输	9
2.2.3 多径衰落	11
2.3 室内定位的测距方法	11
2.3.1 信号强度	11
2.3.2 到达角	11
2.3.3 到达相位	12
2.3.4 到达时间	13
2.3.5 到达时间差	20
2.4 TDOA 的建模	24
2.4.1 TDOA 的测量模型	25
2.4.2 动态系统模型	27
2.5 迭代定位技术	29
2.5.1 静态迭代技术	29
2.5.2 动态迭代技术	31
2.6 UWB 室内定位标准相关协议	32
2.6.1 物理层协议	33
2.6.2 第一路径检测	34
2.7 UWB 室内定位系统结构模型	36
2.7.1 UWB-TDOA 单区域定位系统	36
2.7.2 大区域定位系统建模	37
2.7.3 硬件系统示例及测试	40
2.8 本章小结	42
3 TDOA 定位系统时钟跟踪方法研究	43
3.1 引言	43
3.2 基于时间戳的无线时钟同步技术	43

3.3 TDOA 定位算法时钟同步方案	45
3.3.1 TDOA 时钟同步模型	45
3.3.2 基于 DPLL 的时钟跟踪方法	47
3.3.3 基于 Kalman 滤波的时钟跟踪方法	48
3.3.4 比较和分析	49
3.3.5 改进的 Kalman 滤波算法	51
3.4 本章小结	53
4 跨区域 UWB 定位系统的多基站时钟同步研究	54
4.1 引言	54
4.2 全局网络时钟同步概述	54
4.3 定位网络跨区域时钟同步	55
4.3.1 跨区域同步原理	55
4.3.2 基于 vMISO-OR 路由的时钟同步信号多跳传输示例	58
4.3.3 区域间时钟同步算法	61
4.4 实验结果和性能分析	63
4.4.1 时钟同步数据分组路由协议仿真分析	63
4.4.2 实际测试	65
4.5 本章小结	68
5 TDOA 定位最优基站对选择方法	69
5.1 引言	69
5.2 现有研究	69
5.2.1 最佳基站布设	69
5.2.2 最佳基站选择	70
5.3 TDOA 定位最优基站对选择	71
5.3.1 问题分析	71
5.3.2 基站空间位置分簇	73
5.3.3 最佳定位方案的基站选择策略	73
5.4 仿真实验及分析	76
5.4.1 仿真条件	76
5.4.2 仿真过程	76
5.4.3 噪声干扰结果分析	78
5.4.4 结论	81
5.5 本章小结	81
6 总结与展望	82
6.1 论文总结	82
6.2 研究展望	84

参考文献 86

附录 95

 A 基站对的 K 值 95

博士期间科研成果 99

致谢 101

1 导论

1.1 研究背景和意义

物联网(Internet of Things, IoT)和网络物理系统(Cyber Physical Systems, CPS)的核心使命是集成计算服务和物理系统, 以提供连贯和智能的服务[1]。在不同的时间和空间尺度上采集及处理各种数据, 其中确定人、设备和其他物体的位置信息无疑是最关键的一种数据。不仅因为位置数据涵盖范围广, 未来 80%的数据都需要跟位置信息结合, 而且位置数据对于实现 IoT 和 CPS 的应用也非常重要, 比如老人/小孩看护、贵重资产管理、车辆出行与运输定位、高危环境下的人员安防措施等等这些物联网具有典型意义的应用场景中都离不开对位置信息的采集。

关于位置数据的采集, 文献中经常使用以下术语[2]:

- 定位 (Positioning): 参考附近的某些地标确定物体或人的位置以及角度方向。
- 本地化/定位 (Localization): 仅参考地标确定目标实体的位置。
- 跟踪 (Tracking): 持续观察目标实体的位置, 并由第三个观察者记录所经路径。
- 测距 (Ranging): 计算待定位点到地标或静止锚点 (基站) 的距离。
- 方位 (Bearing): 计算待定位点相对于地标或静止锚点 (基站) 的角度。
- 导航 (Navigation): 通过特定路径监视和操纵人或物体, 使其移动到目的地。

多年来, 寻找人或物体的位置一直是人们关注的焦点。定位的最初需求可以追溯到海洋中船舶的定位和导航以及共同贸易道路上的贸易大篷车的导航。当时的常见解决方案是基于天体导航或航行, 依靠特定地标如海岸、山脉、湖泊或河流和灯塔定位。六分仪或磁罗盘等设备有助于改善定位和导航。但是, 所有这些解决方案都容易出现不准确的情况。这些不准确的主要原因是气候和天体现象的季节性变化、地标的侵蚀以及当时人类或自然力量的变化。

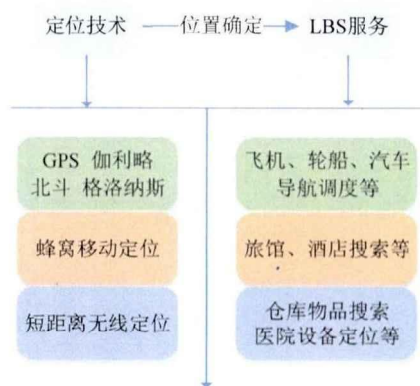


图 1 基于定位技术的服务

Fig. 1 Location-based services.

在这样的背景之下, 涌现了大量的定位技术, 如图 1 所示。在室外, 卫星定位系

统精度在十米以内，如全球定位系统（GPS），北斗等，在地面做差分增强系统之后，卫星信号定位精度可以达到厘米级。然而，在室内场景应用受限，卫星定位系统无法提供可靠的数据，甚至无法提供有用的数据（例如需要高精度的特殊情况）。因此，需要开发室内定位系统（Indoor Position Systems, IPS）提供高精度位置服务，如光通信（Light-Based Communication），计算机视觉（Computer Vision），超宽带无线电（Ultra-Wideband, UWB），无线局域网（Wireless Local Area Network, WLAN），蓝牙（Bluetooth），低功耗蓝牙（Bluetooth Low Energy），航位推算（Dead-reckoning）和基于射频识别（Radio Frequency Identification Devices, RFID）的解决方案等[3-5]。WLAN、RFID 和蓝牙技术都适用于低复杂度系统，但精准性不足。航位推算和基于图像的定位系统是准确的，但是其稳健性不如其他技术好，并且需要许多复杂的技术才能在商业环境中使用。超声波精准性较高，但是它们的规模非常差，这限制了它们在较大系统的应用性，并且对于不同的环境缺乏稳健性。随着室内定位系统的可用性不断增加[6]，预计将有新的室内定位服务可供导航和跟踪，营销，娱乐，信息检索，安全和保障领域使用。对于这些应用，准确性和响应时间是关键要求，并且由于存在障碍物穿透性、折射、干扰等，在室内环境中实现期望的性能指标更具有挑战性，需要进一步研究实现与户外环境相同的基于位置的应用程序的开发[7]。

综合分析各室内定位技术性能（图 2），UWB 因具有较强的抗多径能力、高时间分辨率和穿透能力，在精度、实时性和数据带宽、安全性等方面具有明显的优势。这些特点有利于室内复杂多径环境下的实时定位和动态数据采集。采用 UWB 技术传输室内检测信号，有效地提高了接收信号的精度。本论文研究 IPS 的无线电技术是 UWB 技术，更具体地说是 IEEE802.15.4-2011 标准[8]。

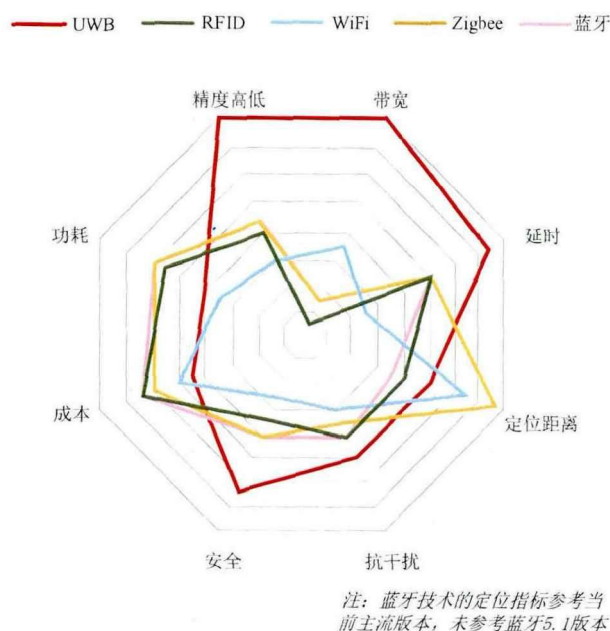


Fig. 2 Comparison of the performance of indoor localization.

1.2 国内外发展与应用现状

UWB 是一种用于短程、高带宽通信的无线电技术，诞生于军事用途，用于通信、雷达、定位。自 2002 年美国联邦通信委员会(Federal Communications Commission, FCC)正式开放 3.1 GHz- 10.6 GHz 频带（图 3）作为室内通信用途的 UWB，标志着 UWB 开始用于民用无线通信，并将其定义为“由天线发射的信号带宽超过 500MHz 或中心频率 20%的一种传输方式”。之后几年，日本、新加坡和欧盟等国家和团体的无线电管理部门都颁布了类似的牌照。中国从 2006 年开始进行 UWB 频谱规划的准备工作。经过两年多的调研，中国自己的 UWB 频谱规划于 2008 年 12 月 12 日正式发布，包括 UWB 信号的射频指标、设备核准、应用场所限制等方面的内容。

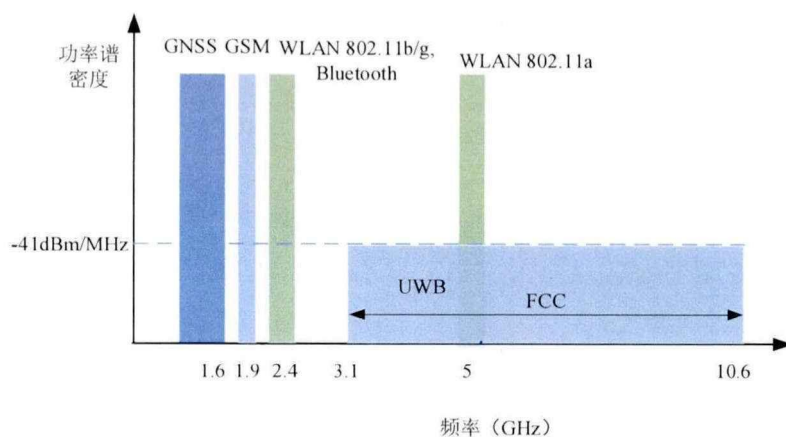


图 3 FCC 对 UWB 频谱的规定

Fig. 3 UWB spectrum regulation by FCC.

UWB 是从发射器发出并由接收器天线接收的无线电波信号。这些信号定义为脉冲无线电超宽带 (Impulse Radio UWB, IR-UWB)，它是基于极短脉冲间断发射的时间调制超宽带通信。事实上，将多个频率略不同的信号组合在一起，可以产生具有高定时的脉冲，即脉冲的峰值。正弦波信号频率较窄且时间较长，而脉冲持续时间很短且频域带宽很宽，见图 4。

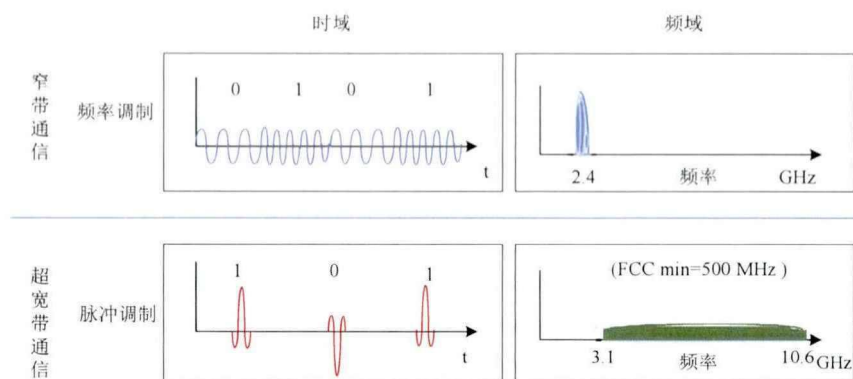


图 4 窄带通信与超宽带通信的时/频域对照

Fig. 4 Narrowband vs Ultra-wideband communication behavior in time and frequency domain.

这些特性使 IR-UWB 信号在通信和定位领域都具有重要的优势:通信时,IR-UWB 信号允许类噪声被拦截和检测屏蔽;由于脉冲持续时间非常短, UWB 信号特性可缓解多径反射的影响;分配的超宽带宽可实现高数据速率通信;此外,由于法律规定的低功率谱密度, UWB 信号对现有的 WiFi、蓝牙等窄带无线电系统干扰很小,可以以非常低的功耗发射。这些优点使得 UWB 信号天然地适用于定位和导航应用。

从目前国内的 UWB 技术产业现状来说,高精度定位是 UWB 技术应用的主战场,尤其是政/企业级的高精度定位应用,如图 5 所示。消费级应用的概念因为技术的不同,相应的产业略有差异。当然, UWB 定位技术在消费级的应用也开始出现,目前国内已有厂商研发了诸如跟随智能行李箱等消费级产品,而未来,如果 UWB 定位技术能够集成到手机里面,将会刺激消费级应用的迅猛爆发,伴随着出货量增大芯片的研发成本也会降低,对于整个行业发展的推动作用无疑是巨大的。



图 5 UWB 定位技术的应用

Fig. 5 Applications of UWB localization technology.

例如,利用数字化作为创新动力的汽车工厂,解决方案的主要部分是获得的工厂内所有操作的实时概览,包括各种环形操作、下降和空闲时间、行驶的距离和每台机器的效率等关键数据。定位系统实现所有车辆,包括自动导引车和叉车的跟踪获得超精确和可靠的位置数据,将工厂中所有运动的人或者物都数字化,实现大规模和复杂的生产。自动化仓储分拣系统提供基于业务人员位置的工时管理功能。业务人员仅需将分拣中心布局图导入系统,并在系统中自行设定不同工作区域,如沿着分拣线建立分拣工区,在车辆装卸月台建立装运工区,实时统计不同作业的总工时,每个人的有效作业工时、闲置工时等。这些应用场景对技术指标要求高,而 UWB 定位技术相比于其它无线定位技术最大的特点就是高精度、高刷新率、低延时、高稳定性等优越的技术指标。

1.3 研究目的

UWB 室内定位系统包括多个定位设备（参考节点，锚或基站）和多个待定位设备（标签）。基站通常安装在已知和固定的位置，而标签可移动。根据系统中部署的机制，基站和标签可通信以交换或报告所需的信息，这些信息之后用于估计标签的位置。UWB 实时定位系统（Real-Time Location System, RTLS）在估计标签位置时的准确性取决于几个因素，例如用于标签和基站之间通信的信道频率，标签和基站之间的距离和视距路径，基站的放置等。比较不同的室内定位系统时，总结出系统性能存在如下问题。

精准性：对于室内定位系统，精准性是确保所接收的数据对预期的应用有效的衡量标准，用精度表示。定位精度可以看作被跟踪目标的测量位置与实际位置的距离。为了给系统提供有效数据，要求定位误差低，甚至在厘米级以下的精度要求。

时延：考虑移动目标时，时延很重要，因为高时延会导致准确性降低。时延可以看作从系统获取数据到完成数据处理的时间（以秒为单位）。

功耗：需要将功耗保持在较低水平，使系统能够由电池供电，从而变得小型、便携和灵活。

可扩展性：含两方面，一方面是系统跟踪的标签数量可扩展，另一方面是根据不同需求系统定位区域可扩展。大多数室内定位应用程序中都需要良好的可扩展性，因为通常需要覆盖的区域很大，需要跟踪的目标也很多。本文将重点考虑一个扩展系统，可以应用于商场、园区等大规模场景。

鲁棒性：系统的鲁棒性决定了精度在高要求环境下的可靠性。重要因素是具有较低的最大误差和较小的干扰，并且能够处理非视距（Non-Line of Sight, NLOS）的应用条件，如货架、移动物体等障碍物的影响。

复杂性：指的是在新环境中安装系统或进行校准的难度和耗时长短，决定了系统是否具有商业可行性。

成本：每个被跟踪目标的成本需要保持在较低的水平，以支持跟踪多个目标，并允许在会缩短硬件寿命的恶劣条件下跟踪目标。

可移植性：描述了用作对象的硬件是否容易移动。良好的可移植性，一般要求标签限制大小、重量和能量消耗，从而标签能够在篮子、手推车等物体上实现定位跟踪。

安全性和完整性：因为系统跟踪违反人类活动的完整性。通过将跟踪目标硬件安装在物品上而不是跟踪人员或他们的手机，以减少诚信暴力。如果系统跟踪手机，它还能够保存设备的 ID，从而能够跟踪个人而不是随机的人。由于系统跟踪并保存人员的移动，存在安全风险，因此需要高安全性。

目前 UWB 定位技术主要集中在定位精度的提升、非视距误差的影响、无缝室内室外切换，企业和研究机构致力于 UWB 定位产业化。尽管在这方面取得了相当大的进展，但仍然存在许多挑战，特别是跨大区域的部署[10-11]。例如图 5 给出应用示例，

这些应用往往需要定位系统能够对大型厂区、养老院、数万平方米的物流分拣中心等场景进行大区域覆盖,实现无缝精准定位,因此本文主要就大规模区域可扩展的 UWB 定位网络进行研究。

我们在查阅了大量文献后发现只有少数研究针对大区域 UWB 到达时间差(Time Difference of Arrival, TDOA)定位网络的扩展性,下面简单讨论相关文献。

(1) 文献[12]基于 TDOA 的 UWB 定位系统可扩展性,重点在于主从基站间的时钟同步性能,为进一步实现网络大区域扩展提供理论支持。[13]针对典型的大型室内(工业)场景,利用基于 TDOA 的节点估计位置最小均方误差准则,提出了一种基于节点间距离的基站优化布局分析方法。[14]基于 UWB 技术和 TDOA 原理,研制并分析了一种三维室内定位演示系统,在大规模工业环境下进行了实测验证。[15]指出没有相关文献对大型建筑内部(没有墙壁和其他大型物体遮挡时,如车站大厅、机场或购物中心),对 UWB 信道进行仔细的测量和建模。因此,[15]介绍在这种大型室内环境中进行的 UWB 测量和传播的建模。[16]提出了时分多址接入(Time Division Multiple Access, TDMA)/TDOA 解决方案,采用现有的 WiFi 接入点来提供大区域多基站之间的连接。[17-19]等文献针对 UWB 大区域骨干网采用了物联网标准化的远程无线通信的 Sub-GHz。[20]针对远程大规模环境,研究用于战术军事应用的无线传感器网络设计。[21]提出在大规模传感器网络中,逐步选择高连通性的网络簇头。

以上这些研究对 UWB TDOA 大区域定位网络的信号传播、测量模型以及数据回传网络结构进行了描述,本文在此基础上进行研究。但是针对 UWB TDOA 大区域定位网络的基站时钟同步研究较少,需要确保无论标签在大规模网络的哪个区域,这些基站都可以采用相同的时钟对标签定位消息进行处理。

其他感兴趣的 UWB-IR 大规模定位场景研究包括[22-26]。其中,[22]提出了一种基于 UWB 的接收信号强度指示(Received Signal Strength Indication, RSSI)的节点分布式定位方案,节点在邻居的帮助下确定自己的位置。[23]提出了基于双向测距(Two-way Ranging, TWR)的异步无线导航网络分布式调度算法的设计框架,其中算法参数的优化是基于节点定位误差的时间演化。[24]介绍了目前已知的实时协同三维无线定位网络 Peregrine 系统。该系统由两大部分组成:硬件试验台,以及一套分布式实时算法,解决节点优先级、节点激活和节点定位等高度相关的问题。[25]研究了基于 TWR 的两种分布式算法,即共识子梯度法和加速加权梯度法来解决网络调整问题,并在三种网络结构上进行了仿真实验。[26]主要研究 UWB 室内定位用户大容量网络。然而,这些研究与本文的关系没有上述研究那么紧密。

(2) 大区域多小区网络是扩展系统的一个思路,然而不同区域边界附近出现的问题如果处理不当,这些问题将导致错误大于定位空间的其它部分。特别地,在小区间边界附近,存在两个导致位置估计误差增加的主要问题:a)接收机射频前端的饱和度和[27, 28],b)小区覆盖区域中的重叠[29, 30]。另一方面,对于基于距离的定位方法,基站相对于标签的几何形状以及基站的布设存在偏差的情况都会影响计算位置的

精准性。TDOA 定位方法利用两组基站的数据进行三边测量,可以得到标签位置的多个解,而且测量噪声会加剧多解问题。当移动标签靠近三边测量边界或在基站附近时,来自特定区域基站的估计误差总是较大的[29]。如果误差很大,当实际位置在区域外面,估计的位置是区域边界内的一个点。

文献[30]对 UWB TDOA 多小区定位系统小区边界检测以及路径预测问题进行分析。[31]研究了单边 TDOA 定位方法的基站对选择问题,所述单边 TDOA 即基站是定位信息发送端,标签是定位基站接收端。[31]仅对 UWB TDOA 单小区基站对选择根据拓扑进行了分类,并未就多小区多基站情况进行说明。

如果在标签的传输范围内有额外的基站,系统就可以根据所定位的标签选择几何形状最好、接收信号质量最好的基站,则可以抵消 TDOA 多解以及基站布设问题等造成的定位误差。在 UWB 多区域定位系统中,大量接收器被部署在一个大的室内仓库或一个广阔的园区。所有范围内基站的 TDOA 参数的冗余性和多样性为减少干扰、提高系统性能提供了便捷。

1.4 本文的主要工作与章节安排

本文以超宽带室内定位与导航为背景,对 UWB 无线网络实现大规模室内场景下目标定位与导航所面临的问题以及实现方案进行了深入研究,主要集中在时钟同步问题、重叠区域定位问题、基站布设及标签与相对位置对双曲线定位影响的问题、以及动态标签定位问题几个方面。全文共分 6 章,主要工作如下(图 6 所示):

第二章为室内定位理论和相关工作介绍。我们首先分析室内定位影响因素:频谱干扰、视距传输、多径衰落。其次,我们给出室内定位系统中一些常用的测距方法,并指出对于低功耗的实时定位系统部署,采用 TDOA 方案的优势是标签只需发送一条消息就可以进行定位,这也适合标签更高密度的部署。针对 TDOA 算法动态模型重点采用滤波迭代方法。然后,我们概述 IEEE 802.15.4-2011 UWB 标准相关的协议和定位信号第一路径检测方法。最后,我们给出 TDOA UWB 室内定位单区域系统和大规模区域扩展系统结构模型,并给出硬件系统及测试示例。

第三章针对 TDOA 定位系统的四基站间无线时钟同步的时钟跟踪问题展开研究。首先,我们分析了基于媒体接入层(Media Access Control, MAC)和物理层接口的时间戳的时钟同步方法的概念及分类。其次,我们对 TDOA 定位系统基站间实现时钟跟踪的两种方案(数字锁相环和 Kalman 滤波)进行分析比较。而 Kalman 滤波本身具有低通特性,对测量值依赖性很强,且纠错速度较慢,本章针对此缺点进行了改进,并给出算法仿真对比,当时钟同步信号发生大的错误时改进算法具有较好的鲁棒性。

第四章针对 TDOA 定位系统的大区域可扩展网络时钟同步问题展开研究。首先,我们将点对点时钟同步扩展到网络级时钟同步,描述了层-层时钟同步方法和基于网关节点的多区域时钟同步方法。进而,我们提出 TDOA 大区域定位可扩展网络的多

基站间相对时钟同步方案，并给出一种协作机会路由的时钟同步路由算法。最后，我们对路由算法进行了网络级仿真，对时钟同步效果进行功能测试，验证了所提算法可以满足大规模多基站时钟同步要求。

第五章讨论当多个基站接收到标签发送的定位信号时，如何合理选择定位基站的问题。TDOA 系统基站间实现时钟同步后，测距及定位方可有效进行（不要求待定位标签与基站同步）。当单个标签的测量值组合在一起时，基站相对于标签的位置几何形状以及基站的布设存在偏差的情况都会影响计算位置的准确性。如果在标签的范围内有额外的基站，系统就可以根据所定位的标签选择几何形状最好、接收信号质量最好的基站，则可以抵消这一点造成的定位误差。在基于距离的定位中，如基于到达时间和接收信号强度的系统中，基站的选择对位置估计的准确性有重要影响。本研究考虑基于距离的定位问题，移动标签在定位过程中，不需要预先指定基站，而是在每个位置估计过程都可以在与标签通信的基站中进行动态选择。我们提出一种根据基站位置进行分簇，并在不同簇中选择基站对，通过考虑基站对与标签的几何位置关系，有效地减小位置估计的误差及定位数据冗余，使得移动标签在区域间可以无缝切换。

第六章对论文的工作进行全面总结，给出论文的主要贡献和创新，最后对下一步的研究工作提出了构想。

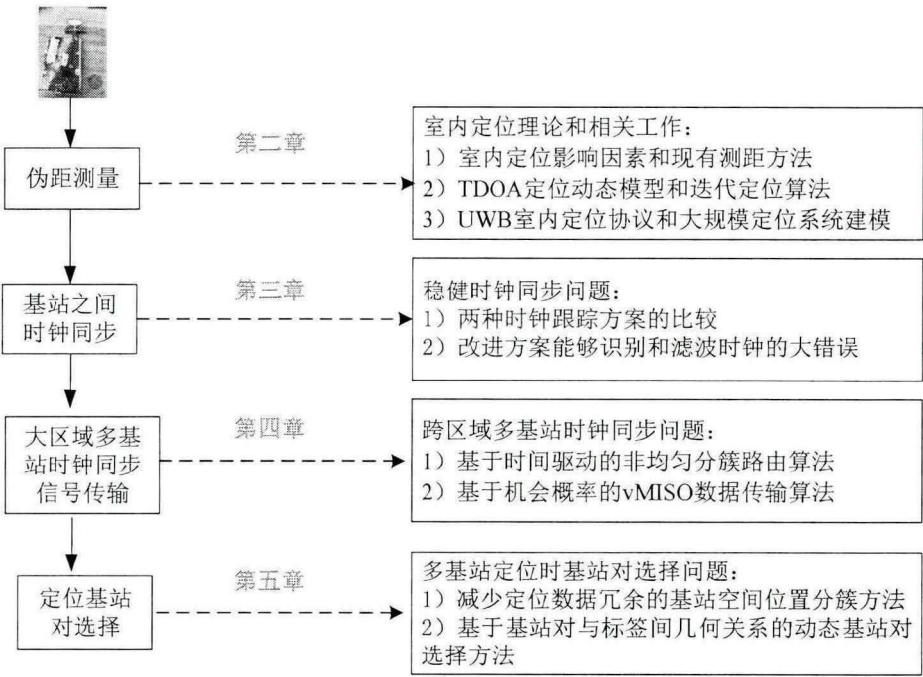


图 6 论文研究内容框图

Fig. 6 Block diagram of the research content.

2 室内定位理论和超宽带相关协议模型

2.1 引言

定位是提供各种位置感知服务的重要技术，其有利于使用节点位置信息的应用（目标跟踪、导航和环境监视等）更准确地掌握各个节点的位置。一种估计节点坐标的方法是计算目标节点与已知位置的基站之间的估计距离，然后通过几何计算确定目标节点的位置。估计距离是根据从基站获得的位置相关参数来计算的，节点的位置通过三边测量或双曲线原理确定。

本章将深入探讨室内定位的基础理论，以便在系统设计时充分考虑和改进影响定位精度诸多因素。首先，本章概述室内定位，了解在室内定位时造成定位困难的各种因素，以及由此造成的各种限制。其次，本章详细说明几种常用的定位方法，包含参考点到目标的测距方法以及根据测距结果实现目标位置计算的不同方法，着重对到达时间差定位方法的动态模型和迭代定位算法进行介绍。最后本章简要介绍 UWB 定位系统的标准协议和系统结构。

2.2 室内定位影响因素

2.2.1 频谱干扰

无论使用何种类型的电磁波进行信息传输和操作，无线系统都需要遵守频率使用规则以避免不同设备间的传输干扰。在欧洲，频段使用由电子通信委员会（ECC）控制，为避免在这些频段内工作的设备彼此严重干扰，其规定哪些频段可用于哪些情况[32]。因此经许可使用的频段普遍非常拥挤，在大多数无线传输系统中，频谱干扰导致的性能下降是一个常见问题，尤其是在室内操作时，因为室内系统的密度通常会高于户外[33-35]。

2.2.2 视距传输

室外卫星定位时，卫星通信的信号可以保证空中直射径清晰，而室内位置估计的一个最重要的问题是源和目标之间的空间经常被人、墙等物体阻挡[36]。因此测距时需要定义两种不同的情况，当源和目标之间的路径视距传播（Line of Sight, LOS），以及路径受到某些障碍阻隔的非视距传播（None Line of Sight, NLOS），如图 7 所示。在 LOS 情况下，电磁波的信号强度变化和传播时间都容易获得，假设不存在频谱干扰，各类定位系统在 LOS 环境下性能良好。然而，在 NLOS 时处理要复杂得多，它引入了高度依赖于个体环境和所用技术的未知因素[37]。根据电磁波的频率和障碍物的材料，电磁波可以穿透某些物体，但是它们将被严重衰减且传播时间将比空气更长。在某些情况下，直接路径中的信号将被完全阻挡，导致无法直接到达目标，仅通过反射到达目标，其特性取决于反射面，或者根本不反射。NLOS 如图 7（b）所示，发射

端试图与接收端接触，但是它们之间存在阻挡信号的物体。根据技术的不同，这将以不同的方式影响系统。有些信号完全被阻隔，而有些则能够穿透物体，但会产生不确定的误差，还有一些通过反射的信号到达物体，也会使结果产生较大误差。

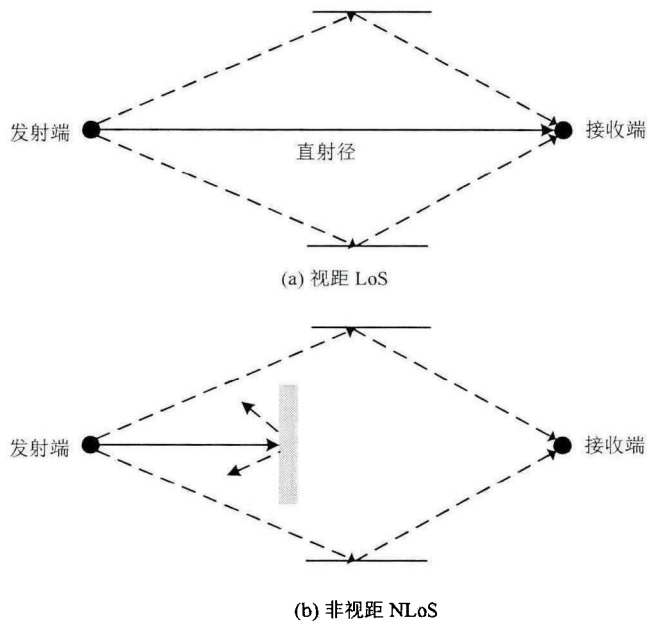


图 7 发射端和接收端的视距和非视距传播。

Fig. 7 Communication between source and target in LOS and NLOS.

文献[38, 39]等提出了针对 NLOS 的一些鉴别（或检测）和误差消除（或缓解）方法，这类方法对于在室内环境很重要，确保了系统没有严重性能损失，其分类如图 8 所示。

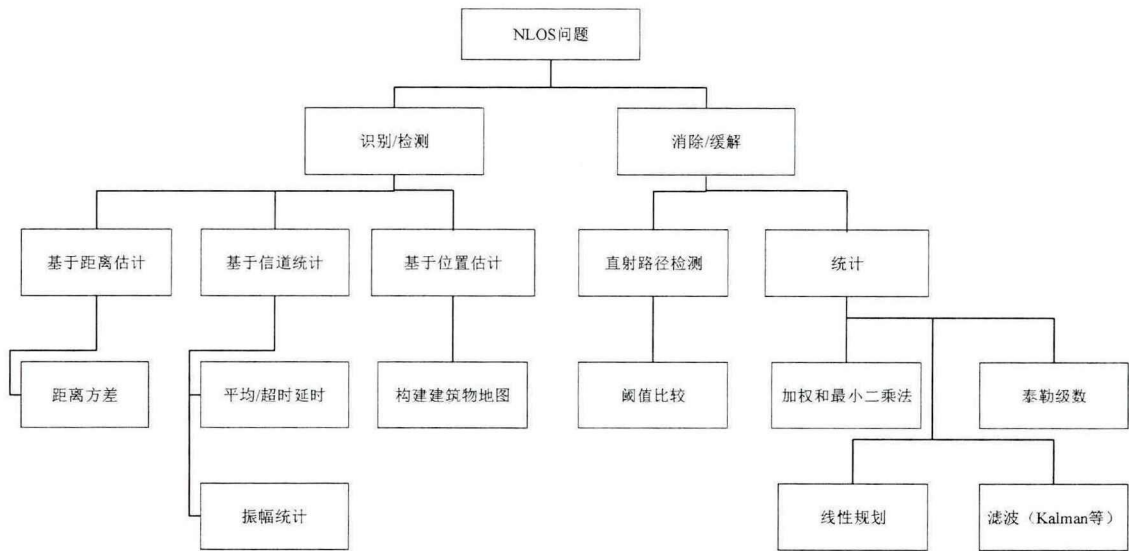


图 8 减少 NLOS 误差的方法分类[40]

Fig. 8 Classification of methods for NLOS error reduction.

2.2.3 多径衰落

复杂室内环境存在的另一个问题是多径衰落。来自不同表面的反射信号会造成干扰[41]，通常会引起相位不同，从而导致原始信号损失信号强度或变得扭曲[42, 43]。另外，很难从各种反射成分中分辨原始信号，导致信号的飞行时间（Time of Flight, TOF）或信号强度变得不准确，因为反射路径长于最短直射路径[44]。在复杂的室内环境中难以预测此类影响，并且导致 2.3 节中介绍的各种测距方法的不准确。优化算法可用于校正某些多径衰落效应[45]，算法性能具体取决于技术和环境的复杂性。这种情况下的多径衰落就是互干扰的反射信号，导致信号在到达接收器之前衰落。

2.3 室内定位的测距方法

本节介绍多种不同类型的测距方法，使用这些方法在三个或更多参考点之间给出三边测量的距离，从而得出与参考点位置相关的跟踪系统的坐标[46]。

2.3.1 信号强度

第一种技术是信号强度（也称为接收信号强度指示（Received Signal Strength Indicator, RSSI）），它从信号强度中查询距离参数。该参数几乎在所有接收器中都可用，这是实现成本较低的原因之一。然而，信号强度对多径噪声、阴影、散射和干扰敏感，导致超过几十 dB 的偏差。因此，该技术通常与其他技术结合使用，或者通过指纹识别等统计算法支持，以提高精度[47-49]。

节点距离与总接收功率之间的模型基于两个分量，即路径损耗传播模型，该模型包含一个常数分量和一个可变量，它对噪声、信号衰减、阴影、多路径效应等测距相关效应进行建模。该模型可表示为[50]：

$$d = d_0 \cdot 10^{\frac{P_0 - P(d)}{10n}} \Leftrightarrow P(d) = P_0 - 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2-1)$$

式中， n 是路径损耗分量（取决于环境[51]）， P_0 是距离 d_0 处的接收功率，其主要来自经验测量和 $P(d)$ 是需要估算的距离 d 处的测量功率。在 UWB 定位系统中， $P(d)$ 是所有多径分量的接收信号功率之和[50]：

$$p(d) = \frac{1}{T} \int_0^T |r(t)|^2 dt \quad (2-2)$$

式中， $r(t)$ 是信道脉冲响应中测量的多径分量的幅度， T 是包括所有多径分量的时间跨度。功率预测值 $P(d)$ 包括阴影噪声，它是零均值高斯变量。

2.3.2 到达角

到达角（Angle of Arrival, AOA）技术利用阵列天线的优势，根据信号的幅度或

比较节点天线的载波相位来计算到达信号的方向[52, 53]。AOA 方法的性能在短距离内更好,但是测量的精度随着距离的减小而减小,角度的微小变化会导致大量的误差[54]。为了查询节点的位置,至少需要两个具有已知坐标的固定节点。这个点是从锚点(固定节点)到移动节点的线的交点,如图 9 所示。这种定位方法称为角定位(涉及三个节点时的三角定位)。

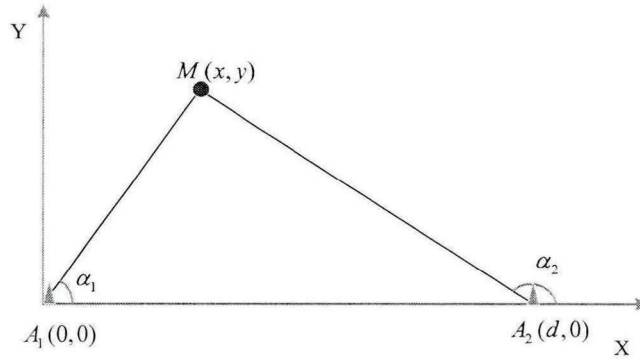


图 9 到达角定位技术

Fig. 9 AOA localization technique based on trilateration.

若一个基站(锚点)Anchor1 位于原点,而另一个 Anchor2 在距离第一个 Anchor 的范围 d 内,那么移动节点的位置坐标为 (x,y) ,其相对于 Anchor1 和 Anchor2 的角度分别为 α_1 和 α_2 ,该角度可根据[55]第 213 页的公式算得:

$$x = \frac{d \tan(\alpha_2)}{\tan(\alpha_2) - \tan(\alpha_1)}, \quad y = \frac{d \tan(\alpha_1) \tan(\alpha_2)}{\tan(\alpha_2) - \tan(\alpha_1)} \quad (2-3)$$

由于阵列天线的实现过于复杂,从具有多径的窄脉冲中提取角度具有挑战性,AOA 方法不太适合单独用作 UWB 定位技术[52, 53]。因此,基于时间的方法是超宽带定位系统的首选方法。

2.3.3 到达相位

达到相位(Phase of Arrival, POA)定位方法在接收端对发射端依次产生的不同频率的射频信号进行相位测量,根据测得的相位的差值可计算出两端之间的距离[56]。根据[55]第 113 页估算原始信号与接收信号相位的差值,并将其转换为距离信息:

$$d = \lambda \left(\frac{\Delta\phi}{2\pi} + n \right) \quad (2-4)$$

式中, d 是两节点间的距离, $\Delta\phi$ 是接收到的射频信号的相位差, λ 是波长, n 是信号发送和接收之间经过的周期数。如果信号的波长短于距离,则应精确控制 n 值,以避免在相位信息中增加周期。

2.3.4 到达时间

到达时间 (Time of Arrival, TOA) 方法的主要概念基于测量信号从一个节点到另一个节点所需的时间。如果已知无线电波在空中的速度 (接近光速), 则该时间与两个节点之间的距离线性相关。为了实现该方法, 需要具有高精度的高频时钟频率, 在某些情况下还需要两个节点之间的同步。该技术中的一个常见问题是多径效应, 这使得到达时间的检测具有挑战性。UWB 技术具有超窄脉冲, 可在一定程度上减少这一问题。因此, 基于时间的方法适合于 UWB 设备的定位。

TOA 方法有许多实现变体[3]。在其最简单的形式单向测距 (One Way Ranging) 中, 仅需要两个节点, 它们使用相同的时钟源。在发射机和接收机都知道的某个时间 t_{α} , 发射机将发送一个窄脉冲, 该脉冲在时间 t_{π} 到达接收机。假设参数 c 是空中无线电波的传播速度, Anchor n 和移动节点之间的距离 d_n 可以计算为:

$$d_n = (t_{\pi} - t_{\alpha})c \quad (2-5)$$

计算出节点间距离信息后, 利用已知坐标的固定节点与移动节点之间的欧式距离估计目标节点的 2 维位置[39]:

$$(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 = d_n^2 \quad (2-6)$$

式中, (x, y) 是移动节点的坐标, (x_n, y_n) 是锚点的坐标, d_n 是锚点 n 与移动节点的距离, 如式 (2-5)。然而, 在这个等式中有两个未知数。虽然这两个方程的结果足以得出答案, 但有时方程会得出多个解, 导致定位结果模糊不清。因此, 需要至少三个 Anchor 基于三个非线性方程来估计目标节点的位置, 式 (2-6) 扩展为:

$$\begin{cases} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 = d_1^2 \\ (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 = d_2^2 \\ \dots \\ (x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 = d_n^2 \end{cases} \quad (2-7)$$

式 (2-6) 是一个圆, 其中心位于 (x_n, y_n) , 直径 d_n 横跨于点 (x, y) 。如果我们有三个方程, 则通过找到三个圆的交点来估计移动节点的位置, 如图 10 所示。

在上述场景中, 假设节点与相应的输入同步而没有时钟漂移或相位差, 并且除了信号在发送和接收之间的传播时间之外没有延迟。然而, 这在实践中极难实现, 因为节点间的距离通常较远, 并且使用有线连接的同步成本高且低效。为了解决这个问题, 提出了许多其他方法来放宽案例的同步要求, 本节其余部分将讨论相关技术。

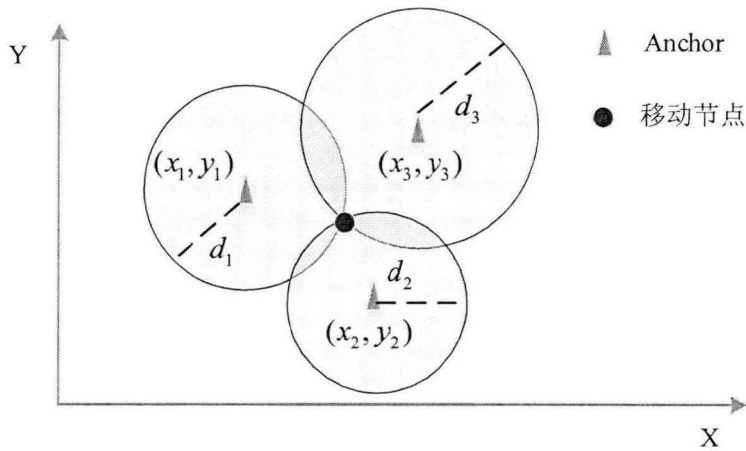


图 10 到达时间方法的几何定位解

Fig. 10 Geometrical solution of localization in TOA approach.

(1) 单边双向测距

为了避免节点间同步的要求，提出了单边双向测距（Single Sided Two-Way Ranging, SS-TW）方法。该方法将 UWB 脉冲信号从移动节点传输到 Anchor，经过一定的时间后再从 Anchor 发送回移动节点。这就要求 Anchor 和移动节点都能够改变它们作为发射机和接收机的角色。使用这种技术，每个节点可以在自己的时钟上运行而无需同步。这种方法的时间图如图 11 所示：

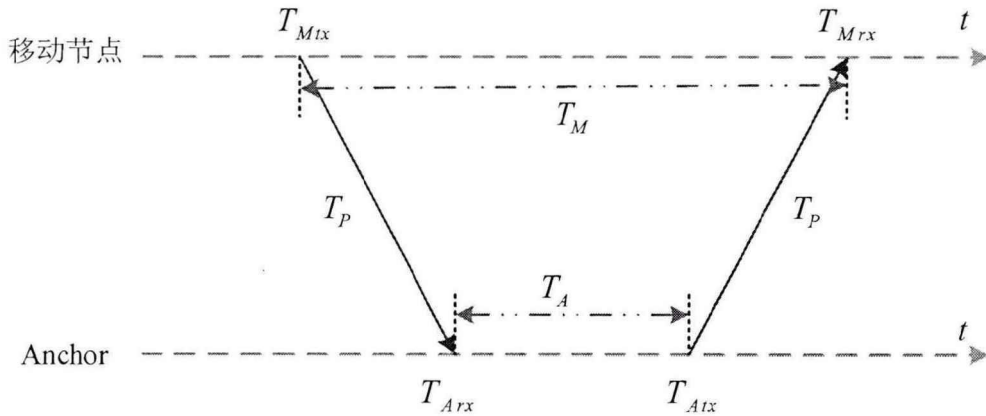


图 11 单边双向测距方法的时间图

Fig. 11 Time diagram of range estimation process in SS-TW method.

在传输时，移动节点记录自己的时间戳为 T_{Mtx} 。该信号在 Anchor 处到达时间为 T_{Arx} ，此时间也将加盖时间戳并记录在 Anchor 中。在两个节点都知道的某个时间间隔 T_A 之后，Anchor 在时间 T_{Atx} 发送信号，信号在时间 T_{Mrx} 到达移动节点。这两个节点之间的信号传播时间 T_P 的计算如下式：

$$T_A = T_{Atx} - T_{Arx} \quad (2-8)$$

$$T_M = T_{Arx} - T_{Mtx} = T_A + 2T_P \quad (2-9)$$

$$T_P = \frac{(T_M - T_A)}{2} \quad (2-10)$$

由式(2-10)可以看出,时钟数值的计算是差分的,因此收发两端的两个时钟不需要同步。时间 T_A 通常根据硬件准备和处理数据所需的时间来决定。此值还确定位置更新速率,较短的延迟会导致较高的更新速度,但会增加功耗。因此,该值是所需位置更新率和能量消耗以及硬件处理能力之间的折衷。在上述场景中,移动节点发起数据传输,因此测距信息将在移动节点上可用。但是,可以修改这一点,若 Anchor 启动了该过程,则 Anchor 获得测距数据。这点对于跟踪和监视应用程序非常有用。在这种情况下,Anchor 之间应使用有线或者无线方法进行同步,以避免信号干扰和 Anchor 彼此之间的干扰。

虽然 SS-TW 方法不是必须要求同步,但是仍然有一个问题值得关注。在这种方法中,两个节点的时钟速率应该相同,这就要求晶振具有较高的精度。然而,这在实践中是很难做到的,晶振在精度窗口中有一定的偏差,并且其标称值的偏移量是根据百分率(Parts Per Million, PPM)单位来评估。这导致尽管两个晶振具有相同的标称频率值,但根据其定义的精度范围,其中一个会比另一个运行得更快或更慢。如果我们考虑时钟频率误差偏移 δ , 则不准确的传播时间如下式所示[57]:

$$\hat{T}_P = \frac{1}{2}(T_M(1-\delta_m) - T_A(1-\delta_a)) \quad (2-11)$$

式中,下标 m 和 a 分别代表移动节点和 Anchor。因此,测距误差为:

$$e = \hat{T}_P - T_P = \frac{1}{2}(T_M(1-\delta_m) - T_A(1-\delta_a)) - \frac{1}{2}(T_M - T_A) \quad (2-12)$$

$$e = \hat{T}_P - T_P = \frac{1}{2}(\delta_a T_A - \delta_m T_M) \quad (2-13)$$

将 $T_A = T_M + 2T_P$ 应用到前面的等式中,我们可以将式(2-13)重写为:

$$e = \frac{1}{2}(\delta_a(T_M + 2T_P) - \delta_m T_M) = \frac{1}{2}T_M(\delta_a - \delta_m) + T_P\delta_a \quad (2-14)$$

已知传播时间 T_P 在纳秒范围内和间隔时间 T_M 在几毫秒范围内,我们可以忽略方程中的最后一项并将其简化为[58]:

$$e \approx \frac{1}{2}T_M(\delta_a - \delta_m) \quad (2-15)$$

为了说明时钟漂移分析的重要性,假设晶振的精度为 10ppm。该晶振每秒钟漂移 $10\mu s$, 如果包含延迟间隔的信号总往返时间为 10ms, 则产生的漂移为 100ns。考虑到波的速度接近 30cm/ns, 测距误差在 30m 左右,这对于精准定位系统来说是不可接

受的[59]。如果时钟的偏置偏移是恒定的,则可以通过校准来解决该问题。但是时钟行为通常具有动态部分,其根据诸如温度和噪声的环境条件而改变。双边双向测距方法(Double Sided Two Way Ranging, DS-TW)通过对移动节点和 Anchor 的时钟误差取平均的方法来减轻这种影响。

(2) 双边双向测距

双边双向测距(Double Sided Two-Way ranging, DS-TW)方法得益于两轮信号传输,即两点间的距离计算了两次,最终结果将是这两个距离信息的平均值。根据不同的应用,可以在 Anchor 或者移动节点中启动进程。我们以移动节点启动定位传输的情况为例,其余的过程基本与另一个案例相同。该方法的时序图如图 12 所示。

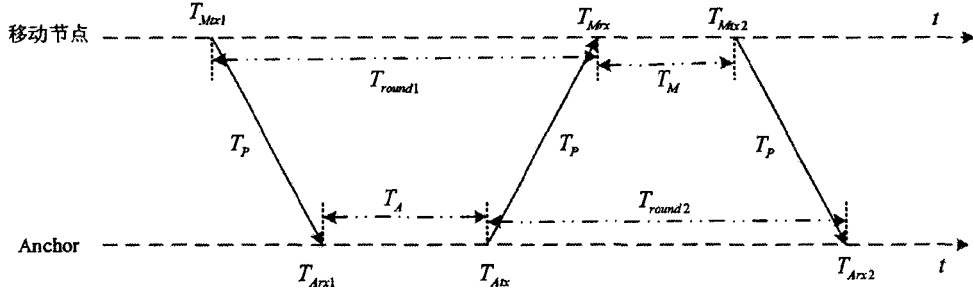


图 12 双侧双向测距(DS-TW)方法中距离估计过程的时序图

Fig. 12 Timing diagram of the range estimation process in DS-TW method.

该过程的初始部分与 SS-TW 方法相似。不同之处在于,在移动节点接收到信号之后需要增加一次数据传输。在接收到来自 Anchor 的信号间隔 T_M 之后,移动节点再次发送的数据被打上时间戳并将时间记录为 T_{Mtx2} 。Anchor 再次接收到信号的时间为 T_{Arx2} 。由式 (2-10) 可知,第一部分的传播时间为:

$$T_p = \frac{(T_{round1} - T_A)}{2} \quad (2-16)$$

同样,该过程的第二部分可以定义为:

$$T_p = \frac{(T_{round2} - T_M)}{2} \quad (2-17)$$

将式 (2-16) 和式 (2-17) 结合得到:

$$T_p = \frac{(T_{round1} - T_A) + (T_{round2} - T_M)}{4} \quad (2-18)$$

式中, T_{round1} 是从移动节点开始发送并收到返回信息的首轮时间, T_A 是 Anchor 的间隔时间, T_{round2} 是从 Anchor 开始发送并收到返回信息的次轮时间,最后 T_M 是移动节点中的间隔时间。为了评价新方法的性能,可以计算带噪声的传播时间,其计算过程与式 (2-11) - (2-13) 相似:

$$\hat{T}_p = \frac{(1-\delta_a)(T_{round1}-T_A)-(1-\delta_m)(T_{round2}-T_M)}{4} \quad (2-19)$$

将 $T_{round1} = T_A + 2T_p$ 和 $T_{round2} = T_M + 2T_p$ 代入上式, 测量误差计算如下:

$$e = \hat{T}_p - T_p = \frac{1}{2}T_p(\delta_a - \delta_m) + \frac{1}{4}(T_M - T_A)(\delta_a - \delta_m) \quad (2-20)$$

正如之前的方法中的情况一样, 我们可以忽略包括 T_p 的第一项, 因为这部分明显小于产生的第二项, 则有:

$$e \approx \frac{1}{4}(T_A - T_M)(\delta_a - \delta_m) \quad (2-21)$$

可以看出, 由于间隔误差彼此相减, 因此时钟漂移误差远小于 SSTW 中定义的误差。

这种方法的延迟间隔可以不同, 称为非对称双边双向测距(Asymmetric Double Sided Two Way Ranging, ADS-TW), 也可以相同, 称为对称双侧双向测距(Symmetric Double Sided Two Way Ranging, SDS-TW) [50, 57]。对于后一种情况, 由于式 (2-21) 计算的误差项近似为零, 所以该方法的性能更高, 但实际应用中很难得到两个时钟频率完全相同的晶振。

(3) 双响应双向测距

在双响应双向测距(Double Response Two-Way Ranging, DR-TW)方法中, Anchor 连续发送两个响应以补偿时钟漂移问题。该技术的优点是两个节点之间的距离可以仅在一个节点中估计, 而不需要与另一个节点交换信息, 因此与第二个节点的时钟是否准确无关。移动节点或 Anchor 都可以启动该过程, 这里以移动节点启动为例。在移动节点信号到达 Anchor 之后, 序列信号以相同的传输时间间隔被发送回移动节点。这样, 移动节点能够根据其自己的时钟测量 Anchor 的时间间隔, 从而直接将 Anchor 的时间间隔从信号往返一次的时间中减去。并由此直接从行程的圆周时间中减去它。DR-TW 测距程序的详细信息见图 13。

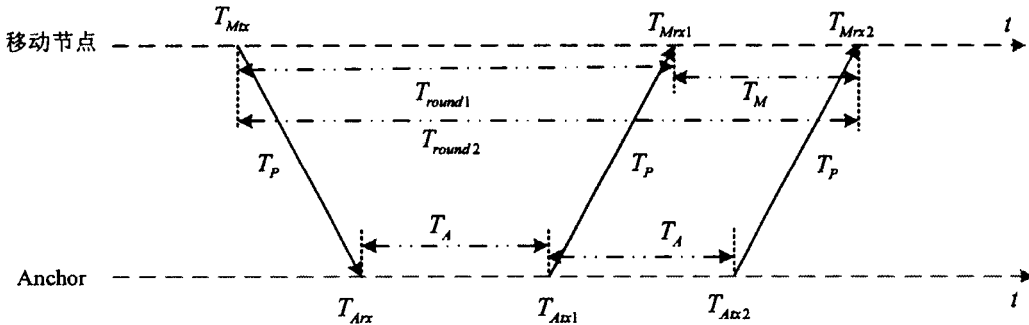


图 13 双响应双向测距方法的时序图

Fig. 13 Timing diagram of range estimation process in DR-TW method.

考虑到时间 T_M 和 T_A 相等, 两个节点之间的传播时间计算如下:

$$T_p = \frac{(T_{round2} - 2T_A)}{2} = \frac{(T_{round1} + T_M - 2T_M)}{2} = \frac{(T_{round1} - T_M)}{2} \quad (2-22)$$

由式(2-22)可知, 无需 Anchor 的时间戳就可以计算传播时间, 从而简化了测距过程。时钟漂移误差可定义为[60]:

$$\hat{T}_p = \frac{T_{round1}(1-\delta_m) - T_M(1-\delta_m)}{2} \quad (2-23)$$

$$e = \hat{T}_p - T_p = \frac{(T_{round1}(1-\delta_m) - T_M(1-\delta_m))}{2} - \frac{(T_{round1} - T_M)}{2} \quad (2-24)$$

已知 $T_M = T_A$, 并将 $T_{round1} = 2T_p + T_A = 2T_p + T_M$ 代入上式, 我们可以得到最终的误差结果:

$$e = \hat{T}_p - T_p = T_p(1-\delta_m) - T_p = -T_p\delta_m \quad (2-25)$$

由式(2-25)可知, 估计的最终误差与时延间隔及第二个 Anchor 的时钟都无关。唯一留下的项 $T_p\delta_m$ 在飞秒数量级, 因此可以将其忽略。

(4) 双边级联应答

如前所述, 为了找到移动节点的位置, 2D 定位至少需要 3 个节点, 3D 定位至少需要 4 个节点。由于每个移动节点一次只能执行一个测距过程, 所以应该从所有可用的 Anchor 依次收集测距数据。但是, 当有大量移动节点需要定位时, 这将耗费大量时间, 从而导致位置数据更新率较低。双边级联应答(Double Sided Cascaded Reply, DSCR)方法通过将传输的一部分级联在一起并在所有节点之间共享来解决这个问题。该过程由移动节点启动信号的传输, 信号将被所有 Anchor 接收。但并不是所有的响应都同时进行, 因为这会导致数据冲突。相反, Anchor 之间以一定的时间间隔一个接一个地回复。这意味着第一个 Anchor 延时 d 后回复, 第二个 Anchor 延时 $2d$ 后回复, 第 n 个 Anchor 延时 nd 后回复。移动节点在信号到达时进行测距计算, 但只有在接收到所有 Anchor 的回复后才能进行最终的位置估计。尽管针对移动节点是启动者的情况解释了该过程, 但是也可以反转该过程并在第一个 Anchor 中启动它。此方案对于集中式服务器中需要位置数据的跟踪应用程序非常有用。移动节点启动程序和 Anchor 启动程序见图 14。

如果测距过程的发起者是 Anchor, 应该注意所有的 Anchor 都必须同步, 以避免信号冲突。在这种情况下, 对于所有的 Anchor, 其的传输延迟不一定是相同的, 因为这些信息可以通过 Anchor 所发送的数据分组的有效载荷中传输到移动节点。测距信息可由下式进行估计:

$$T_{pn} = \frac{(T_{round_n} - T_{a_n})}{2} \quad (2-26)$$

式中, T_{pn} 是 Anchor n 和移动节点之间的传播时间, T_{round_n} 是从移动节点到 Anchor n 并

返回到移动节点的信号的往返行程时间， T_{a_n} 是 Anchor n 的回复时间。时钟漂移的误差与 SS-TW 算法中的误差相同，这可以利用级联形式的 DR-TW 方法来改善。

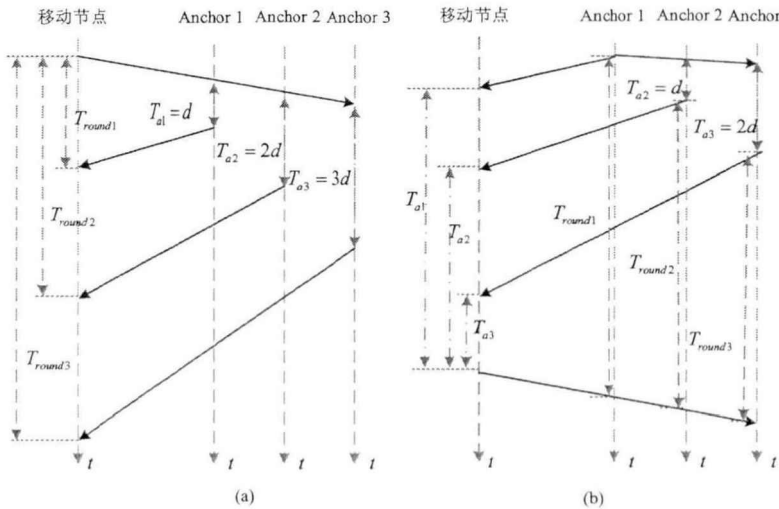


图 14 采用双边级联应答测距方法进行定位过程的时间图，(a)移动节点为发起者，(b)锚节点为发起者的情况

Fig. 14 Time diagram of localization process in DSCR-TW approach for cases where (a) the mobile node is initiator and (b) the anchor node is initiator.

(5) TOA 方法的比较

本节中提到的 TOA 算法未涵盖所有的解决方案，还可通过组合或修改这些方法实现定位。为了使某一种方法的选择更简单，在本节中我们总结了它们的优缺点[3]，如表 1 所示：

表 1 各种到达时间测距方法的优缺点对比

Table 1 Composition of the TOA ranging approaches.

测距方法	优点	缺点
One-Way	算法简单	要求同步及精准的时钟源
SS-TW	低无线电通信量，低功耗，无需同步	长回复延迟导致精度低，时钟漂移问题
ADS-TW	回复时间灵活，受时钟漂移影响小，不同步	高无线电通信量，高功耗，复杂的角色转换
SDS-TW	时钟漂移零影响，精度好，不同步	两台设备难以实现相同的回复时间，降低了位置更新速度
DR-TW	Anchor 间无时间戳信息，公式简单，无时钟漂移影响	比 SS-TW 更高的通信量
DSCR-TW	节点多时通信量低，低功耗	算法复杂度高，对大量节点更新速度慢，时钟漂移问题，需要同步

2.3.5 到达时间差

到达时间差 (Time Difference of Arrival, TDOA) 与 TOA 非常相似, 但不是计算每条消息从发送器传递到接收器的时间, 而是使用来自几个已知位置坐标的参考点的到达时间的差异来计算每个消息到达相的对距离[61]。TDOA 要求参考点之间严格同步以确保测量信号在同一时间发送, 但与 TOA 不同, 接收器不需要共享此同步, 因为测量到达时间差不是绝对时间[61]。这简化了系统, 因为参考点通常固定在空间中, 因此可以通过导线连接, 从而消除了对更复杂的无线时钟同步算法的需要。但是, 如果负责同步的主控点中断, 整个系统会迅速降级, 从而使可靠性成为问题。

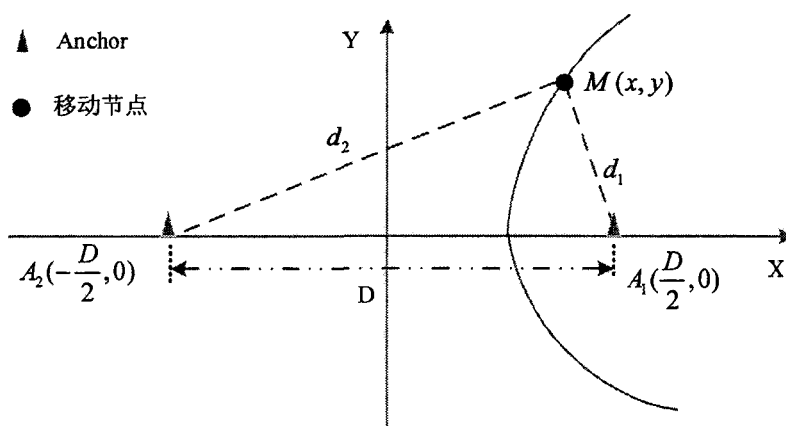


图 15 基于到达时间差方法的双曲线测距示意图

Fig. 15 Ranging in TDOA localization topology with a hyperbolic line (half of a hyperbola) between the anchors and the mobile node.

由于距离测量的差分结构, 得到的结果是双曲线, 其峰值位于两个 Anchor 之间的某处, 其焦点集中在离双曲线较近的锚点上。移动节点在双曲线上任意位置, 其到一对 Anchor 的距离差是恒定的。双曲线方程的形式为:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1, \quad a = \left(\frac{\Delta d}{2}\right)^2, \quad b = \left(\frac{D}{2}\right)^2 - a^2 \quad (2-27)$$

式中, (x, y) 是移动节点的坐标, $\Delta d = d_2 - d_1$ 是每两个 Anchor 和移动节点之间的距离的差, 且 D 是用于测量的两个 Anchor 之间的距离, 如图 15 所示。

双曲线方向始终是在最短距离一侧。例如, 如果图 15 中的 d_1 小于 d_2 则双曲线接近 $(\infty, \pm\infty)$ 的点, 而如果 d_1 大于 d_2 则双曲线倾向于 $(-\infty, \pm\infty)$ 点。如果两个距离相等, 则双曲线是位于 Anchor 中点并接近 $(0, \pm\infty)$ 的直线。一旦得到节点对的测距信息, 就可以通过寻找二维双曲线或三维双曲面的交点来估计移动节点的位置。对于 2D 情况, 可以使用下式进行估计:

$$\begin{aligned}
d_1 &= \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} \\
d_2 &= \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} \\
d_3 &= \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2} \\
R_{2,1} &= d_2 - d_1, R_{3,1} = d_3 - d_1, \dots, R_{n,1} = d_n - d_1
\end{aligned} \tag{2-28}$$

式中, d_n 是移动节点到 Anchor n 的距离, 参数 $R_{n,1}$ 是移动节点到 Anchor n 和 Anchor 1 之间距离的差值, (x_n, y_n) 是 Anchor n 的坐标, (x, y) 是移动节点的坐标。如果在定位系统中使用三个 Anchor 并且 Anchor 的坐标是已知的, 则有两个方程式足以解出两个未知变量 (x) 和 (y) 的值。这两个双曲线方程的几何表示如图 16。

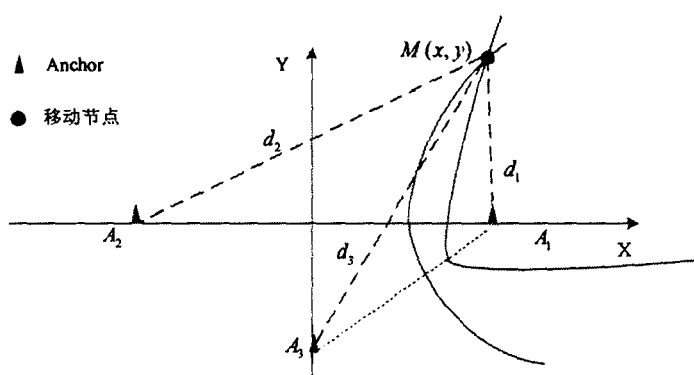


图 16 基站到达时间差定位算法的双曲线示意图

Fig. 16 TDOA localization principle using two hyperbolas derived from three anchor.

TDOA 概念可以应用于两种不同的拓扑结构, 即单边拓扑和多边拓扑[55]。在单边方法中, Anchor 是发射机, 移动节点只是接收机。因此, 移动节点使用接收的信号来定位自己。在多边方法中, 移动节点是发射机, Anchor 记录到达信号的时间戳。通过多边方法, 位置信息在连接到 Anchor 的集中式服务器中获得, 该服务器可以通过比较所有 Anchor 记录的时间戳来估计移动节点的位置。在本节的其余部分中, 将详细讨论每种方法, 并提供它们之间的比较。

(1) 多边 TDOA

多边方法的工作过程如下: 首先移动节点发送一条名为 Blink 的短消息。该 Blink 消息在其附近的所有 Anchor 节点的到达时间不同。假设这些 Anchor 节点是同步的且以相同的时钟频率运行, 则在每个 Anchor 上记录的时间戳将被收集到一个中央服务器。可以使用基于有线或无线的媒体来实现服务器和锚的同步以及数据通信。所记录的时间戳的差值在 Anchor 之间成对计算。利用每对的距离差信息和式 (2-28) 来计算移动节点的位置。该方法还支持多节点定位。在本例中, Blink 消息是随机发送的, 但传输时间很短, 通常在两个连续发送的间隔可变。这样定义是为了避免在网络中存

在太多发射机时不可避免的信号对其他节点的干扰。[3]中提供了基于这种方法的应用实例。多边 TDOA 定位网络结构及运行时序图如图 17 所示。

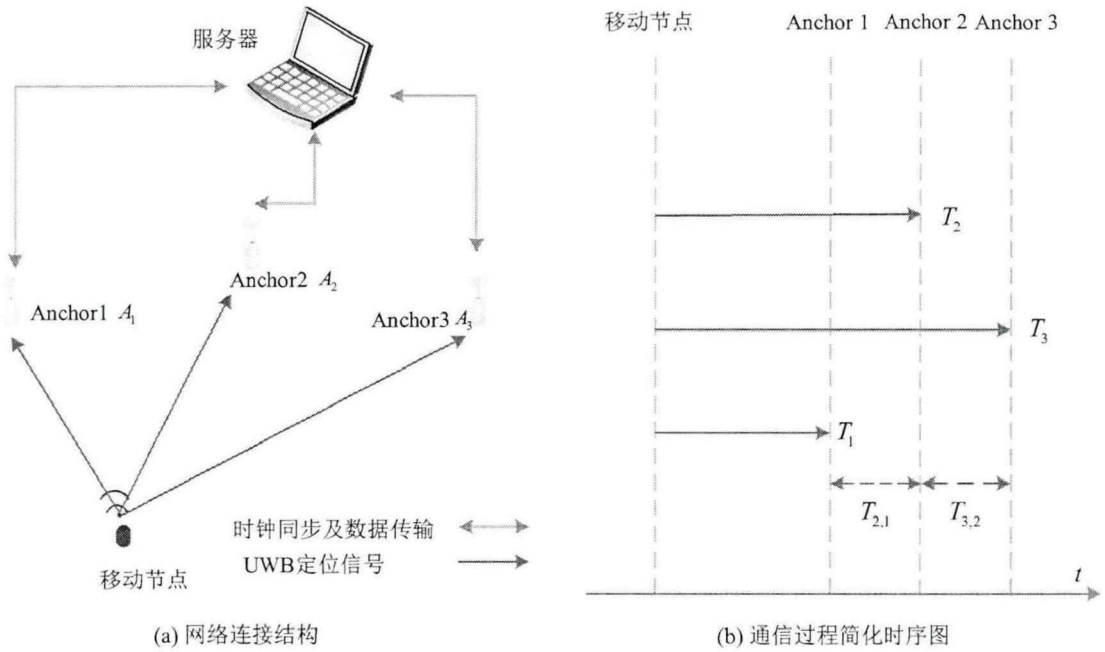


图 17 多边 TDOA 方法[62, 65]

Fig. 17 The multilateral TDOA approach.

根据图 17 (b) 所示的时序图，移动节点到 Anchor 的距离差可以用下式计算：

$$\begin{cases} R_{2,1} = cT_{2,1} = \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ R_{3,1} = cT_{3,1} = \sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \end{cases} \quad (2-29)$$

式中， c 是波速， (x, y) 是移动节点的坐标， (x_n, y_n) 是 Anchor n 的坐标， $R_{2,1}$ 和 $R_{3,1}$ 分别是在 Anchor 中记录的时间戳相减之后乘以 c 产生的距离差。

(2) 单边 TDOA

与多边方法概念相比，单边方法中发射器和接收器的角色互换，即移动节点仅是接收器，Anchor 是发射器。如果 Anchor 的采用相同的无线信道执行时钟同步，则 Anchor 也用作接收器。由于移动节点是接收器，因此移动节点之间不会发生信号干扰，该方法的主要优点是网络中使用的移动节点数量是无限的。这一事实使得单边方法适用于导航和自定位应用，其中涉及大量移动节点，最小的空中无线流量和实施成本。这种方法的基础设施是分散在该区域的一组 Anchor。在一些方法中，使用附加参考节点，其具有控制网络中所有节点的时钟漂移以及启动传输过程的角色。这种方法的例子可以在 ATLAS 项目[62]中找到。本节讨论的单边方法在许多其他的文献术语中也有提及，如异步 TDOA (A-TDOA)[63]或顺序 TDOA (S-TDOA)[62]。[64]提供了这种方法在车辆定位中的应用。单边方法的网络连接结构及简化的运行时间图如图 18 所示。

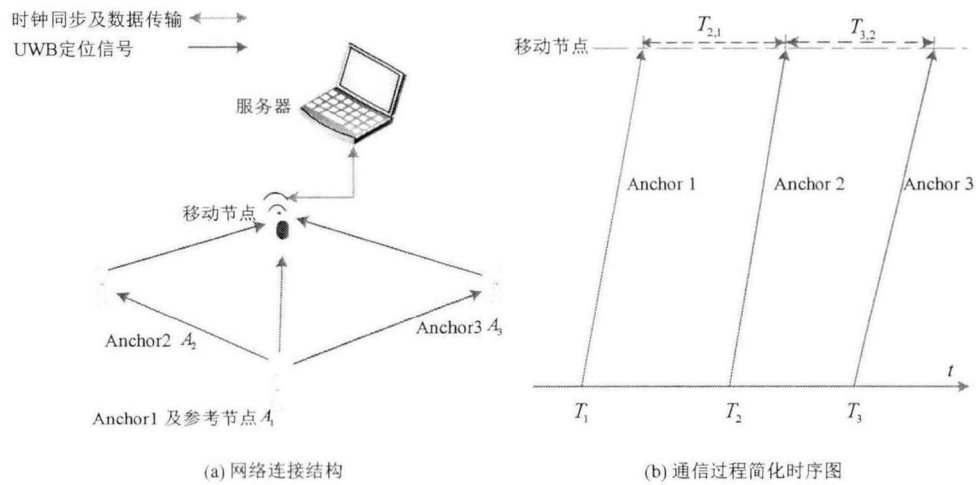


图 18 单边 TDOA 方法[65]

Fig. 18 The unilateral TDOA approach.

由于 Anchor 是单边技术中的发射器，因此需要一种方法来管理发射时间以避免 Anchor 节点之间的信号干扰。该问题的一个解决方案是在 Anchor 传输之间使用恒定的时间延迟来顺序传输。所有节点都预编程了相同的时间延迟，用于延迟传输。移动节点使用该延迟来重建时间戳，以便仅考虑信号的传播时间并减去延迟。第一个 Anchor 仅是发射器，其根据定义的时间间隔周期性地发送信号。

(3) TDOA 定位方法的比较

与 TOA 方法相比，TDOA 技术的优点是空中无线电通信量更少，因为传输是偶尔发生的(例如每隔几秒)，并且通常消息持续时间较短，多节点定位具有定位算法简单和更低的功耗。

表 2 比较两类 TDOA 方法的特性[62, 65]

Table 2 Comparison of the characteristics of different TDOA approaches.

特性	多边 TDOA	单边 TDOA
移动节点数量	有限（通信量负载）	无限
Anchor 数量	无限	有限（由于顺序传输）
功耗	移动节点的功耗很低，Anchor 的功耗高	移动节点平均功耗很高，Anchor 功耗低
时钟同步	Anchor 之间	仅需时钟漂移补偿
扩展性	所有 Anchor 应在参考 Anchor、同步器或服务器的范围内	Anchor 仅需在当前节点的范围
定位数据	在中央服务器中可用	在移动节点中可用
应用	资源跟踪，监控，安全，车队管理	机器人，人员，车辆导航，增强现实

根据 TDOA 方法定义的拓扑结构, 每种方法都有不同的应用, 表 2 总结了两种 TDOA 方法其他方面的差异。多边方法的主要应用是跟踪和监测动态实体, 例如人、机器人、室内车辆、工业机器等, 这些位置数据需要在中央服务器的进行计算。这种方法的主要挑战是将所有 Anchor 同步到一个统一的时钟, 但是 Anchor 和移动节点之间不需要同步。移动节点的发送时间是随机的。如果传输的持续时间足够短, 例如在 1-5ms 的范围内, 并且每个节点的发送间隔在 1-5s 的范围内, 那么系统可以支持大量的移动节点 (约 100 个) 且信号干扰概率较低 (10%)。在功耗方面, 由于移动节点只传输很短的时间, 而且在两个传输之间的时间间隔很大, 多边方法的性能非常好。例如, 如果节点消耗 100 mA 用于传输, 并且传输周期为 2ms, 时间间隔为 1s, 则节点的平均电流消耗可以计算为:

$$I_{avg} = \frac{2ms}{1s} \times 100mA = 200\mu A \quad (2-30)$$

另一方面, 单边方法的应用领域是机器人、车辆、无人机等的导航或自定位, 其中位置数据由设备内部用于其导航并且不需要中央监控。在这种方法中, 不需要 Anchor 和移动节点之间的时钟同步。但是, 为了避免大的测量误差, 时钟恢复系统是必要的。该方法移动节点在网络中仅作为监听器, 理论上可支持的移动节点的数量是无限的, 但是在其监听范围内可用 Anchor 的数量受到位置更新速率的影响 (受限 Anchor 的顺序传输, 即所有 Anchor 执行传输之后才获得位置数据)。由于移动节点需要激活收发器的接收模式, 而收发器的接收模式比传输模式 (≈ 150 mA) 消耗更多的功率, 所以单边方法的移动节点的功耗一般高于多边方法。除此之外, 接收器还需要依次接收所有 Anchor 的信号, 导致总功耗较高。举一个现实的例子, 考虑每个 Anchor 的消息长 2ms, Anchor 之间的传输延迟间隔为 10ms 的情况。如果网络中总共存在 4 个 Anchor, 则节点的平均电流消耗将为:

$$I_{avg} = \frac{2ms}{1s} \times 4 \times 150mA = 1.2mA \quad (2-31)$$

此电流值适用于 1Hz 的位置更新率。对于更高的速率, 如 20Hz, 该值增加到 $20 \times 1.2mA = 24mA$ 。

考虑到这两种方法的优缺点以及本文多目标定位、跟踪在室内区域的应用范围, 选择了多边方法。因此, 所有的算法和实验都是基于多边方法这种拓扑结构。

2.4 TDOA 的建模

定位算法主要是定义一组数学方程, 描述从参考节点到我们要定位的节点位置的伪距之间的关系。在本节中, 定义一个模型来描述这些关系。另外, 定位的目的地是估计目标对象的坐标, 例如动态的机器人。这意味着机器人的位置会随着样本的不同而变化。因此, 为了找到精确的位置估计, 需要考虑移动节点的这种动态行为, 实现一个描述目标节点动态的模型, 并将其与来自无线电节点的观测距离数据模型结合。下面将详细介绍该模型。

2.4.1 TDOA 的测量模型

回顾一下式 (2-29)，定义了移动节点的位置与距离差之间的数学关系。将该方程扩展到 n 个基站的情况，得到了一个 $(n-1)$ 方程组：

$$\begin{cases} R_{2,1} = \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ R_{3,1} = \sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ \vdots \\ R_{n,1} = \sqrt{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \end{cases} \quad (2-32)$$

如前所述，这些几何方程的解是双曲线的交点。然而，为了在数字系统中实现，需要一个代数解。这些方程是二次型的，因此是非线性的。闭式技术是一种以线性形式表示这些方程的方法，见[55]第 195 页。闭式技术首先根据距离分量将距离差表示为：

$$R_{i,1} = d_i - d_1, \quad i = 2, \dots, n \quad (2-33)$$

式中， d_i 是移动节点到基站 i 的距离， d_1 是移动节点到基站 1（参考基站）的距离。

假设 2D 中移动节点的坐标是 (x, y) ，则距离 d_i 可以表示为：

$$d_i^2 = (x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 \quad (2-34)$$

如果我们从 Anchor i 中减去 Anchor 1 的相同项，即：

$$d_i^2 - d_1^2 = (R_{i,1} + d_1)^2 - d_1^2 = R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}d_1 \quad (2-35)$$

因此，距离差的平方是：

$$R_{i,1}^2 = d_i^2 - d_1^2 - 2R_{i,1}d_1, \quad i = 2, \dots, n \quad (2-36)$$

式 (2-34) 扩展后代入式 (2-35) 有：

$$d_i^2 = x^2 + x_i^2 - 2xx_i + y^2 + y_i^2 - 2yy_i \quad (2-37)$$

$$\begin{aligned} R_{i,1}^2 &= x^2 + x_i^2 - 2xx_i + y^2 + y_i^2 - 2yy_i \\ &\quad - (x^2 + x_1^2 - 2xx_1 + y^2 + y_1^2 - 2yy_1) - 2R_{i,1}d_1 \end{aligned} \quad (2-38)$$

通过对一边的已知变量和另一边的未知变量进行重新组织，线性关系可以定义为：

$$(x_1 - x_i)x + (y_1 - y_i)y - R_{i,1}d_1 = \frac{1}{2}(R_{i,1}^2 - x_i^2 - y_i^2 + x_1^2 + y_1^2) \quad (2-39)$$

式中，基站 1 (x_1, y_1) 和基站 i (x_i, y_i) 的坐标是已知的，两个基站之间的距离差 $R_{i,1}$ 可从测量中获得。因此，未知变量是移动节点的坐标 (x, y) ， d_1 是移动节点到基站 1 的距

离。这意味着至少需要三个方程来计算三个未知数：

$$\begin{bmatrix} (x_1 - x_2) & (y_1 - y_2) & -R_{2,1} \\ \dots & \dots & \dots \\ (x_1 - x_i) & (y_1 - y_i) & -R_{i,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ d_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_2 \\ \dots \\ \delta_i \end{bmatrix} \quad (2-50)$$

$$\delta_i = \frac{1}{2}(R_{i,1}^2 - x_i^2 - y_i^2 + x_1^2 + y_1^2) \quad (2-51)$$

这种形式的方程是 $Ax=b$ 的常见表示。如果测量中没有误差，数据非常接近实际给定的设置，则该方程组有唯一解。然而，在实践中这些假设很难实现，即模型中参数 $R_{i,1}$ 包括一个额外的噪声项。因此，曲线之间存在一个交叉区域而不是交叉点，如图 19 所示。在这种情况下，给定的方程组没有唯一解。该模型中需要考虑这一误差，并且根据相应算法估计出误差最小化的点。含有误差的系统模型可表示为：

$$Ax + e = b \quad (2-52)$$

式中， e 是模型中添加的误差项，包括测量噪声。

在这种情况下，定位算法应该为 x 找到一个误差项最小化的值，如下式所示：

$$J = \hat{e}^2 = \hat{e}^T \hat{e} = (b - Ax)^T (b - Ax) \quad (2-53)$$

这个问题通常使用最小二乘法（Least Square, LS）来解决，如果矩阵 A 是一个满秩矩阵，则最小二乘法的解定义如下[66]：

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (2-54)$$

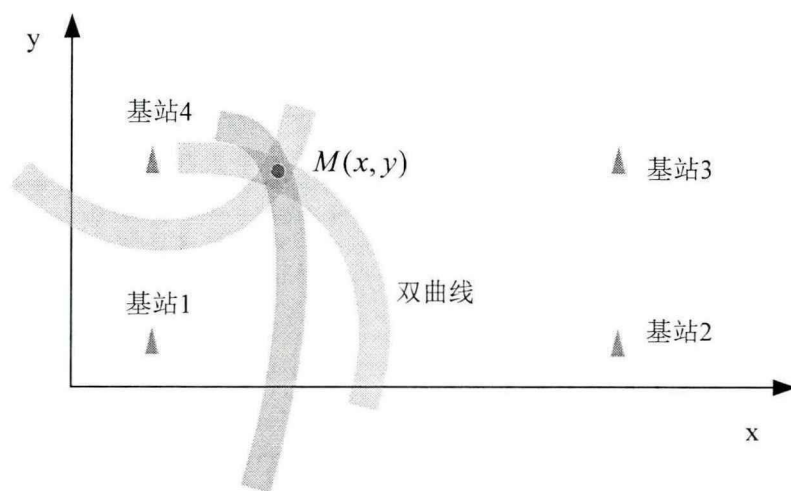


图 19 含有测量噪声的 TDOA 定位效果示意图

Fig. 19 Effect of the measurement noise on the localization of TDOA.

也可以使用最小二乘（LS）技术的其他变体，其性能优于 LS。[67]通过在球面插值法，球面交叉法和平面交叉法的基础上结合 LS 提出闭合形式的三种不同变体。[68]基于闭合形式提供了总体最小二乘解，扩展了对于大量锚的闭合形式方程。其它

求解方程(6-9)的方法：如加权最小二乘法(Weighted Least Square, WLS)(其中测量基于数据的方差加权)，贝叶斯最小二乘法受益于数据的先验信息或概率密度函数，或者最终概率方法，例如最大似然或最大后验状态(目标的位置)作为固定和未知的值，并尝试估计一个最大化发生概率的值[69]。最小二乘法是一种离线批处理方法。LS方法的另一种变体是递归最小二乘法(Recursive Least Square, RLS)，它通过引入仅保留一定数量的过去样本的记忆效应来在线估计未知变量[69]。

2.4.2 动态系统模型

静态设备的位置是时不变状态，其可以从上一节中描述的测量模型实现。然而，随着时间的推移，移动设备改变其状态，因此这种系统的定位模型应该考虑移动性特征。总的来说，三种一般形式的模型可以定义为位置(Position, P)，位置和速度(Position and Speed, PV)，位置，速度和加速度(Position, Speed and Acceleration, PVA)。尽管定义的定位系统中唯一可测量的参数是锚和节点之间的距离，但仍然可以通过位置测量微分来估计移动节点的速度和加速度。用于定义这些模型的方程的基础是牛顿运动学方程，定义如下：

$$P \text{ 模型: } x = x_0 \quad (2-55)$$

$$PV \text{ 模型: } x = vt + x_0 \quad (2-56)$$

$$PVA \text{ 模型: } x = vt + \frac{1}{2}at^2 + x_0 \quad (2-57)$$

式中， x 是位置， v 是速度， a 为加速度。下标0表示相应参数的初始条件。对于PVA模型，这些方程可以用状态空间形式表示，由下式推导：

$$\dot{x} = \frac{d}{dt}x, \ddot{x} = \frac{d}{dt}\dot{x}, \ddot{x} = q, y = x \quad (2-58)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} q \quad (2-59)$$

$$\dot{x} = Fx + Bu \quad (2-60)$$

$$y = Hx \quad (2-61)$$

在给定的状态空间形式中， q 是过程噪声，其通常被添加到具有最高导数阶的状态但是也可以存在于其他状态中。参数 y 是系统的输出，其与观测矩阵 H 上的状态有关。为了预测下一个采样时刻的状态值，需要计算转移矩阵(也称为基本矩阵) $\Phi(t)$ 。这可以使用两种技术来实现。第一个基于泰勒级数，其形式为：

$$\Phi(t) = e^{Ft} = I + Ft + \frac{(Ft)^2}{2!} + \dots + \frac{(Ft)^n}{n!} \quad (2-62)$$

仅考虑泰勒级数的前三项，并用式(2-59)代替式(2-62)中 F ，基本矩阵 $\Phi(t)$ 可以计算为[70]:

$$\Phi(t) \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} t + \frac{\left(\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} t \right)^2}{2} \quad (2-63)$$

$$\Phi(t) \approx \begin{bmatrix} 1 & t & 0.5t^2 \\ 0 & 1 & t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-64)$$

第二种技术得益于拉普拉斯逆变换的形式[70]:

$$\Phi(t) = L^{-1}(sI - F)^{-1} \quad (2-65)$$

$$\Phi(t) = L^{-1} \left[\left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] = L^{-1} \left[\begin{pmatrix} s & -1 & 0 \\ 0 & s & -1 \\ 0 & 0 & s \end{pmatrix}^{-1} \right] \quad (2-66)$$

$$\Phi(t) = L^{-1} \begin{bmatrix} s^{-1} & s^{-2} & s^{-3} \\ 0 & s^{-1} & s^{-2} \\ 0 & 0 & s^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & t & 0.5t^2 \\ 0 & 1 & t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-67)$$

计算出基本矩阵后，系统状态转移模型的空间形式为:

$$\begin{bmatrix} x(t+1) \\ \dot{x}(t+1) \\ \ddot{x}(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & 0.5\Delta t^2 \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \dot{x}(t) \\ \ddot{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} q \quad (2-68)$$

式中， x 是位置坐标 x 轴， $\dot{x}$ 是速度， $\ddot{x}$ 是移动节点的加速度，参数 Δt 是采样率的倒数。该式可以以相同的方式扩展到 2D 或 3D 空间定位。

在式(2-68)中加入过程噪声 q ，是为了将方程从确定性系统转化为随机系统。

这种离散形式的系统时变误差称为随机游走，它通常用于模拟随机过程。另一种常用的随机过程建模方法是马尔可夫模型，也称为有色噪声。该模型可以是连续的，也可以是离散的，它定义了当前状态只依赖于当前状态而不依赖于当前样本之前的样本的概率。其他建模方法有布朗运动模型（连续形式的随机游走）或随机路点游走模型，详见[60]。

考虑到过程噪声 q 仅应用于 $\ddot{x}$ ，过程噪声的协方差矩阵定义为 Q 。这可以用以下形式表示：

$$Q = E \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \phi_s \end{bmatrix} \quad (2-69)$$

ϕ_s 是方差的标量值。随机游走过程模型的矩阵定义如下[70]：

$$Q(t) = \int_{\tau=0}^{\tau=t+T} \Phi(\tau) Q \Phi^T(\tau) d\tau \quad (2-70)$$

将式 (2-67) 给出的矩阵代入式 (2-70) 中的变量后，我们有：

$$Q(t) = \int_{\tau=0}^{\tau=T} \begin{bmatrix} 1 & \tau & 0.5\tau^2 \\ 0 & 1 & \tau \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \phi_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \tau & 1 & 0 \\ 0.5\tau^2 & \tau & 1 \end{bmatrix} d\tau \quad (2-71)$$

$$Q(t) = \phi_s \begin{bmatrix} \frac{T^5}{20} & \frac{T^4}{8} & \frac{T^3}{6} \\ \frac{T^4}{8} & \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} \\ \frac{T^3}{6} & \frac{T^2}{2} & T \end{bmatrix} \quad (2-72)$$

因此，为了计算估计的协方差，需要采样率作为参数以及过程噪声的方差 ϕ_s 的常数值。表 3 提供了系统模型不同阶矩阵的实现结果。

表 3 状态空间形式的动态系统随机模型[70]

Table 3 Stochastic models of dynamic systems in the form of state space.

模型类别	动态矩阵 F	基本矩阵 Φ	协方差矩阵 Q
P	1	1	ϕ_s
PV	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\phi_s \begin{bmatrix} \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} \\ \frac{T^2}{2} & T \end{bmatrix}$
PVA	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & \Delta t & 0.5\Delta t^2 \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\phi_s \begin{bmatrix} \frac{T^5}{20} & \frac{T^4}{8} & \frac{T^3}{6} \\ \frac{T^4}{8} & \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} \\ \frac{T^3}{6} & \frac{T^2}{2} & T \end{bmatrix}$

2.5 迭代定位技术

2.5.1 静态迭代技术

静态定位方法定义为不需要知道先前状态来估计当前状态的算法。因此，仅使用无线电测量的结果来计算节点的位置。正如在 2.4.1 节中讨论的那样，伪距与节点位

置的关系是一组非线性方程。对于这类非线性问题，尤其是当数据噪声不准确时，通常不能得到闭式解。此外，闭合形式和 LS 方法的数学方程复杂并涉及矩阵求逆，当数据不可信或模型不准确时，导致定位算法发散。为了解决该问题，迭代方法通过初始预测并基于此预测和实际测量来评估模型结果之间的误差。在迭代过程中，以实现较小误差的方式优化初始预测。当模型结果和实际测量之间的误差最小时，该过程结束。迭代优化的一般算法如表 4。

表 4 静态迭代定位算法

Table 4 Iterative localization Algorithm.
Algorithm: Iterative localization Algorithm
$x(0)$ = 初始估计
$e(0) = 0$
Loop:
$x(t+1) = x(t) + \alpha.m.e(t)$
$e^2(t+1) = (\hat{y} - g(x(t+1)))^T (\hat{y} - g(x(t+1)))$
If $e^2(t+1) = e^2(t)$ or $e^2(t+1) < \delta$
End of Loop

在该算法中， $e(t)$ 是时间 t 的模型预测和测量的误差， $x(t)$ 是节点的估计位置， y 是测量的伪距， g 是与伪距相关的非线性函数，根据测量模型确定移动节点的位置。参数 α 确定初始预测的方向和改善量 m 。 δ 是误差的最小阈值，从而算法将停止以避免过多不必要的迭代。

迭代方法不需要对模型方程进行线性化，这是一个很大的优势。此外，即使模型选择不当或数据噪声很大，迭代方法也总能得出答案。还可以通过测量残差来建立用于评估数据质量的度量。即使在有限的微控制器中，这些算法也非常简单且易于实现。然而，迭代方法也存在一些缺点，因为算法通常是耗时的（由于迭代过程），需要良好的初始预测并且找到局部最小值而不是全局最小值。最后一个缺点与定位应用无关，因为方程是二次的，因此在 2D 或 3D 情况下只有一个最小值。高速微控制器解决了这些算法的长时估计问题。初始预测仍然是一个问题，但仅适用于第一轮计算，因为一旦执行第一轮测量，节点的前一个点可用作下一轮的初始预测。这样确保我们总是在移动节点的位置附近进行预测。有许多迭代优化方法，例如割线，斐波纳契（Fibonacci）搜索，拟牛顿，最速下降，牛顿，高斯-牛顿，Levenberg-Marquardt 等。

这些方法的详细信息可以在[71]中找到。本节简要回顾了其中的一些方法，并根据实际定位实验的结果对它们进行了比较。

2.5.2 动态迭代技术

动态迭代算法考虑节点位置的先前状态以及当前样本以决定节点的当前位置。利用这些信息，可以生成一个包含系统概率分布模型和测量数据统计特性的数据库。因此，该算法是利用定位系统的随机及动态行为来估计节点位置的概率过程。本节讨论的估计方法是贝叶斯滤波器家族的所有成员，其受益于所有先前的测量，包括当前测量，以便估计当前状态的概率分布函数（Probability Distribution Function, PDF）。这意味着滤波器正在尝试构造概率分布函数 $p(x_k | (y_1, y_2, \dots, y_{k-1}, y_k))$ ，其中 x_k 是当前状态， y_1 到 y_{k-1} 是从时间 1 到 $k-1$ 的先前测量， y_k 是当前的测量数据。贝叶斯估计理论使用先前观测到的状态和测量值来形成状态模型：

$$p(x_k | (y_1, \dots, y_{k-1})) = \int p(x_k | x_{k-1}) p(x_{k-1} | (y_1, \dots, y_{k-1})) dx_{k-1} \quad (2-73)$$

贝叶斯理论中两个变量的条件概率定义了两个随机变量 x ， y 的联合概率：

$$p(x, y) = p(x | y) p(y) = p(y | x) p(x) \quad (2-74)$$

利用贝叶斯定理，状态估计的预测值可由下式得到：

$$p(x_k | (y_1, \dots, y_k)) = \frac{p(y_k | x_k) p(x_k | y_1, \dots, y_{k-1})}{p(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})} \quad (2-75)$$

如果已知系统的当前状态 x_k ，则 $p(y_k | x_k)$ 定义为 y_k 的测量概率，即观察模型或测量模型，其通过测量噪声的统计来实现。分子中的另一项 $p(x_k | y_1, \dots, y_{k-1})$ 定义了见证当前状态 x_k 含有先前观察结果的概率，这是系统的先验分布模型。 $p(x_k | (y_1, \dots, y_k))$ 是后验估计模型，其考虑系统的观测模型和先验估计模型来估计系统的当前状态。等式的分母 $p(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})$ 是通过对两个 PDF 模型的乘积进行积分而得到的归一化常数，定义为：

$$p(y_k | y_1, \dots, y_{k-1}) = \int p(y_k | x_k) p(x_k | (y_1, \dots, y_{k-1})) dy_k \quad (2-76)$$

根据定义，PDF 函数下面积的积分等于 1。计算两个乘积即观测值和先验估计值后，应再次对数值进行归一化，得到一个积分值为 1 的 PDF。因为两个高斯分布的乘积也是高斯分布，贝叶斯估计方法的一个假设是噪声在测量模型和先验状态下的分布为高斯分布。此特征很重要，因为后验状态在下次迭代中再次用作先前状态，所以该假设在整个估计过程中保持为真。如果这个假设不成立，那么估计器的最优性就得

不到保证,甚至预期会出现发散。两种高斯分布模型及其乘积结果如图 20 所示。

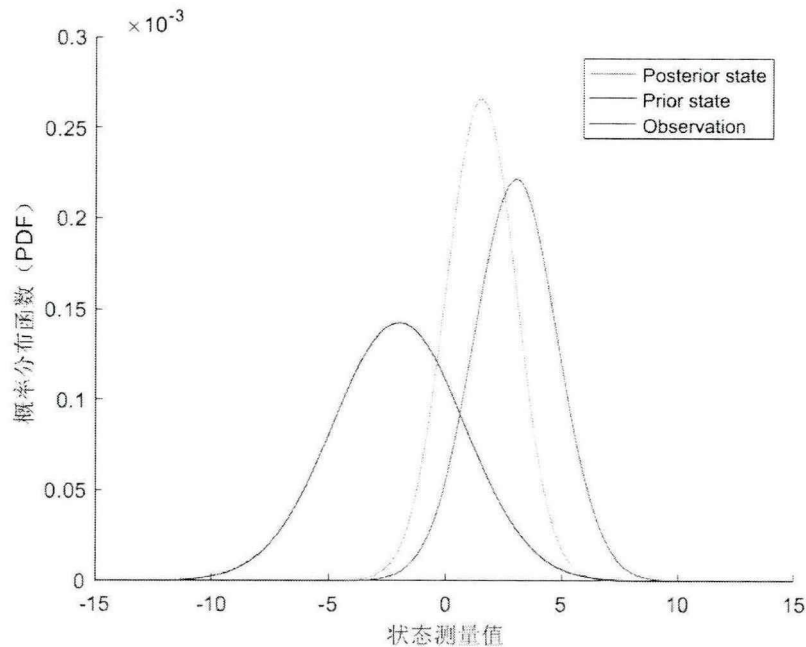


图 20 贝叶斯估计过程

Fig. 20 Process of Bayesian estimation.

贝叶斯估计算法广泛用于定位应用,常用的算法是扩展卡尔曼滤波、无迹卡尔曼滤波和粒子滤波。然而,还有许多其他变体可用,例如迭代卡尔曼滤波,间接卡尔曼滤波,集成卡尔曼滤波和粒子滤波[72]。[73]中提供了卡尔曼滤波器与神经网络等启发式方法的比较。粒子滤波方法基于蒙特卡罗估计理论[74],该理论也被广泛应用于定位以及即时定位与地图构建(Simultaneous Localization and Mapping, SLAM)等应用中。

2.6 UWB 室内定位标准相关协议

本论文是基于 RTLS 的 UWB IEEE802.15.4-2011 DecaWave DW1000 平台[59],在已经工作的室内定位系统的基础上设计和实现。该系统由集成电路(Integrated Circuit, IC) DW1000 和一些周围组件构成,如晶体振荡器,天线和一些电源管理电路。该 IC 专为实时定位服务(RTLS)而设计,包含使用 UWB 技术发送和接收消息的功能,以及可以高精度地确定传入消息的时间的高级边缘检测算法。收发器支持高达 6.8 Mbps 的无线信息传输速率,并且包含单独更改若干参数(例如前导码长度)的功能,以针对预期的使用区域调谐收发器。这些收发器可在六个不同频段工作,频段范围为 3.5-6.5 GHz,频率带宽不同。与收发器 IC 的通信通过主处理器的串行外设接口(Serial Peripheral Interface, SPI)完成,最高速度为 20 MHz,可快速采集对 RTLS 系统重要的测距数据。

2.6.1 物理层协议

为了分析基于 UWB 的定位能力，调制方案的基本属性必须考虑标准化参数。以下分析的基础建立在 IEEE 802.15.4-2011 之上。该标准定义了 UWB 物理协议数据单元 (Physical Protocol Data Unit, PPDU) 的结构，参见图 21，同步头 (Sync Header, SHR) T_{shr} ，物理数据头 (Physical Header, PHR) T_{phr} 和 PHY 服务数据单元 (PHY Service Data Unit, PSDU) T_{psdu} ，各个持续时间加起来即是整个 PPDU 持续时间 T_{ppdu} 。IEEE 802.15.4-2011 中定义的 UWB 使用脉冲位置调制和二进制相移键控 (BPM-BPSK) 的相结合的方法。由于监管要求，世界上大多数国家的传输功率限制在 $-41.3 \text{ dBm} / \text{MHz}$ 。因此，通过 SHR 定义的前导码在接收 UWB PPDU 中起重要作用。接收器需要定位并同步到 SHR 以便成功接收。在定位的情景中，这导致了一个相当有趣的现象，即与数据部分相比，SHR 部分通常在信道上花费更多时间。

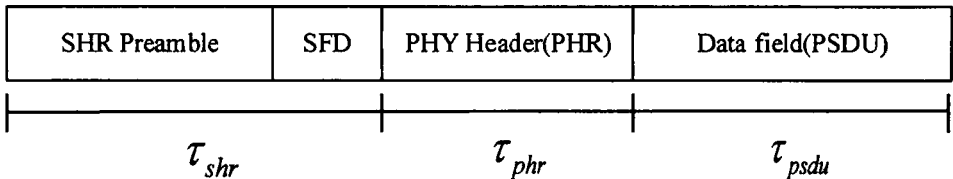


图 21 UWB PPDU 结构[8]

Fig. 21 Structure of a UWB PPDU.

典型的分组传输和接收配置示例：两个 UWB 收发器被配置为使用同步符号的数量 $N_{sync} = 4096$ ，帧定界符 (SFD) 符号的起始数 $N_{sfd} = 64$ ，以及平均脉冲重复频率 $PRF = 62.4 \text{ MHz}$ 来周期性地发送具有最强鲁棒调制参数的帧。数据速率 $R = 110 \text{ kb/s}$ ，有效载荷为 18 字节。使用分流器和常规示波器测量和记录每个收发器的功率。需要注意，分组的接收比传输功耗更高。

虽然发射机在实际传输期间利用大部分功率，但接收机需要通过相关性连续搜索信号，从而大大增加了整体功耗，因此可以使用特殊的前导码搜索模式来降低前导码搜索期间的功耗（然而接收器端的接收成本仍然很高）。对于典型的信道配置，数据速率与前导码长度的关系如表 5 所示：

表 5 数据速率与前导码长度的关系

Table 5 The relationship between data rate and preamble length.

数据速率	推荐的前导码长度
6.8Mbps	64 / 128 / 256
850kbps	256 / 512 / 1024
110kbps	2048 / 4096

2.6.2 第一路径检测

在接收到前导码部分和接收器同步之后, SFD 用于检测信号的到达时间。该时间表示接收信号的信道脉冲响应中的第一路径。大多数时候, 当接收信号具有高 SNR 并且节点之间存在视距传播时, 第一路径的能量最大, 其可以容易地与多径信号区分开。然而, 在噪声条件下, 包括非视距情况下, 第一路径被衰减, 有时根本检测不到。因此, 需要根据第一条路径的这种不同条件和行为采取更好的检测机制。本节简要回顾了常见的第一路径检测技术, [50]中提供了更多细节和替代技术。

(1) 峰值检测技术

该检测方法的基础是提取信道脉冲响应各分量的峰值, 并将它们进行比较以排除具有来自其他多径分量 (Multipath Components, MPC) 的最高能量的峰值。基于峰值检测概念操作的三种算法分别是单一搜索法, 搜索减去法和搜索、减去及调整法。单一搜索方法搜索最强的 N 个 MPC 峰值, 其中 N 由用户决定。在测量的峰值中, 选取最早出现的峰值作为第一路径[50]:

$$\tau = \min(k_1, k_2, \dots, k_N)T_s \quad (2-77)$$

式中, N 是检测到的峰值的数量, k_N 是每个 MPC 的时间索引, T_s 是采样时间。搜索减去法是在此基础上的改进, 该方法利用接收的脉冲形状再生 MPC 的最强峰值并从原始信号中将此峰值减去。这样第一条路径将是第二条最强的 MPC。重复该迭代过程, 直到减去所有 MPC。该算法的计算结果如式 (2-77), 但使用新提取的时间戳。第三种方法是基于每次迭代时信道分量的联合估计。在该技术中, 每一轮迭代计算的信道系数在下一轮迭代中再次使用。这种方法甚至可以提高搜索和减法的性能, 但是与其它两种方法相比, 这种方法的计算开销更大。

(2) 两步 TOA 估计

两步检测技术以不同的采样率, 分两步执行搜索过程。在第一步中, 利用低采样率进行搜索, 得到路径位置的粗略图像; 在第二步中, 利用较高的采样率进行搜索, 但只搜索第一步中发现的区域。这样可以降低搜索机制对采样率的高要求, 从而实现简单且硬件的功耗降低。第一步可以使用简单的检测方法, 如最大峰值检测。第二步采用采样率较高的方法, 能够准确地检测出第一路径。[50]给出了基于相关的技术或搜索算法的一些示例。

(3) 基于阈值的方法

该技术定义了基于 MPC 的绝对振幅的阈值, 并检测出高于阈值的第一个 MPC。该技术的优点是算法的实现简单和算法在模拟形式中的适用性, 而不需要高分辨率的 ADC[50]。

此类别最简单的方法是搜索超过定义阈值的第一个峰值。阈值的高低是通过评估

信道噪声、接收信号特性和运行条件来确定的。该参数的选择至关重要，因为较高的阈值会导致第一个路径的漏检，而较低的阈值会导致检测到的噪声作为接收信号第一路径。

与简单阈值法相比，跳回前向搜索算法(Jump Back and Search Forward, JBSF)是一种较好的方法。该算法以最强的 MPC 作为搜索基点，然后搜索索引将跳转到接收到的 MPC 的前沿，然后从该点开始搜索超过阈值的 MPC，以找到最强路径。这可以用数学形式表示为[50]:

$$i_{JBSF} = \min(i | x(i) > \lambda) \quad (2-78)$$

式中， $i \in \{i_{sb}, i_{sb} + 1, \dots, i_{max}\}$ 是 MPC 的索引，其中 i_{sb} 作为前导索引， i_{max} 作为表示检测到最强 MPC 的位置的最大索引。 i_{max} 和 i_{sb} 之间的距离定义为 $W_{sb} = i_{max} - i_{sb}$ 。参数 λ 是检测的阈值， $x(i)$ 是索引 i 处的 MPC 的绝对值。

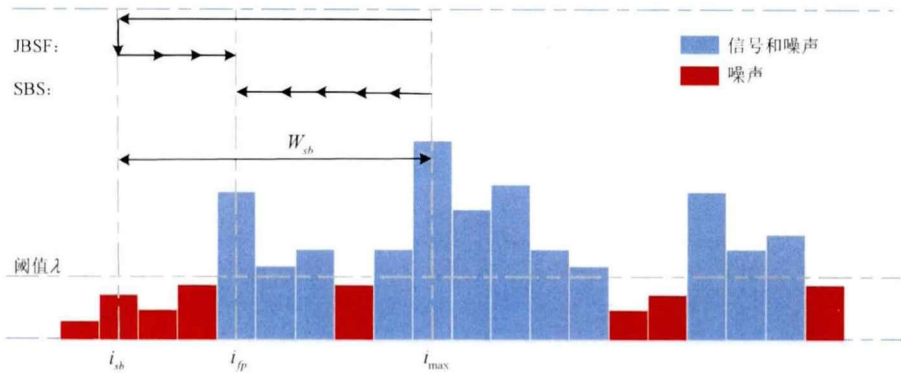


图 22 多集群案例：基于跳转前向搜索（JBSF）或串行后向搜索（SBC）的第一个路径检测算法

Fig. 22 The first path detection algorithms based on the jump back forward search (JBSF) or serial backward search SBC for a multi-cluster case.

类似的另一种方法是串行后向搜索算法(Serial Backward Search, SBS)。该技术也使用最强的 MPC 作为参考的搜索点，但不同于 JBSF 向后搜索前沿的方向。在信道脉冲响应(CIR)中，一般有两种类型的信号：这些信号要么只携带噪声，要么带有噪声的 MPC。如果有噪声的 MPC 是按顺序连接的，那么我们有一个单一的集群情况。但是，如果 MPC 组之间只有噪声块，则称为多集群场景。在后一种情况下，串行后向搜索方法应该继续搜索，直到观察到一定数量的连续噪声块。式 (2-79) 给出了单集群情况下 SBS 方法的数学表示，式 (2-80) 给出了多集群情况下 SBS 方法的数学表示[50]，见图 22。

$$i_{SBS-SK} = \max(i | x(i) > \lambda \text{ and } x(i-1) < \lambda) \quad (2-79)$$

$$i_{SBS-MK} = \max(i | x(i) > \lambda \text{ and } \max(x(i-1), \dots, x(\max(i-K, i_{sb}))) < \lambda) \quad (2-80)$$

式中, $i \in \{i_{\max}, i_{\max} - 1, \dots, i_{\max} - W_{sb}\}$ 是从最强路径的 MPC 索引, K 是根据经验获得的最佳阈值, 其余参数类似于式 (2-78) 中描述的参数。

2.7 UWB 室内定位系统结构模型

UWB 定位系统包含位置已知的参考节点 (基站) 和待定位目标节点 (标签), 通过基站与标签之间信息交换, 获取距离信息并以此计算标签的位置坐标。通常, 将定位系统分为集中式系统和分布式系统。其中, 集中式定位系统将测距数据回传至后台定位引擎进行位置计算, 分布式系统计算标签位置的工作是在标签本地完成。

集中式和分布式算法具有相对较高的通信成本。对于集中式方法, 每个传感器的估计必须通过许多跳转才能到达大型网络中的中央处理器, 基站功耗较大, 这种方法通常适合于 TDOA 定位算法。对于分布式方法, 每个传感器的估计仅在一跳之后发送, 由定位标签发送数据给 LE, 标签功耗大, 这种方法通常适用于 TWR 定位算法。为了降低独立使用每种方法的能耗, 可以将这些算法组合, 混合使用集中式和分布式功能。例如, 在大型网络中, 可以将部署区域划分为更小的区域, 在这些区域中可以为每个区域提供处理器, 然后每个区域都可以利用分布式算法来合并和优化定位测量 [75]。

2.7.1 UWB-TDOA 单区域定位系统

定位一个移动节点需要将测量值引用到多个固定的已知“基站”节点。通常至少需要三个基站节点才能在二维中定位移动节点, 而至少需要四个非共线基站节点才能在三维中定位移动节点。在实际场景中, 基站节点的间距必须保证四个基站始终处于移动标签的通信范围内。通信范围取决于数据速率和前导码长度, 前导码长度受节点密度要求的影响, 也受功耗的影响。基于到达时差(TDOA)的定位方法, 综合来自多个基站的测量结果, 由一个称为中央位置引擎 (Central Location Engine, CLE) 的软件功能来完成位置的计算。

单区域定位系统基于一个独立的室内区域, 如图 23 所示。它由基础设施和一组标签组成。基础设施包括: 同步的基站 (它们充当超宽带接收器), 网关 (Gateway, GW) 提供基站和 CLE 之间的链接, CLE 计算和显示标签位置。在本文 TDOA (如 2.3.5 节所示) 定位系统中, 标签仅起发射器的作用。标签通过 UWB 接口向基站发送定位数据。基站接收并测量数据分组到达时间, 将采集到的所有结果传输给系统控制器, 在 CLE 完成基于 TDOA 测距结果的位置计算。

该系统基于集中式方法, 标签估计仅发送短时 Blink 定位信息, 范围内各基站根据 Blink 信息的到达时间, 通过网关回传至 CLE, 由 CLE 根据各基站的到达时间差计算标签位置坐标。

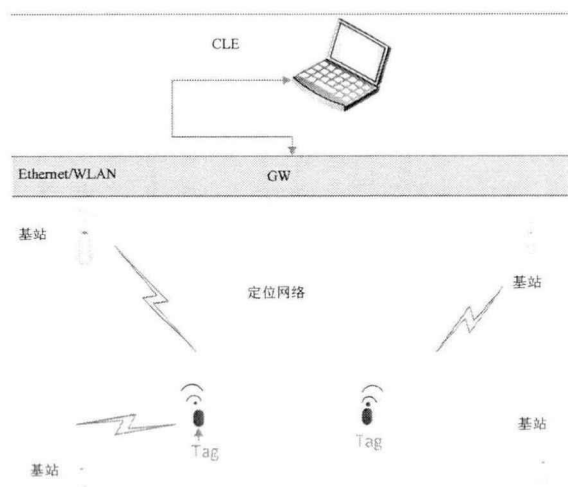


图 23 单区域定位系统

Fig. 23 Short-Scale Localization System.

2.7.2 大区域定位系统建模

当 RTLS 网络被部署在建筑物或更广泛的园区时,单系统的范围将无法覆盖所有区域,需要部署更多的基站。接下来研究如何扩展系统为网络分支提供更多基站。单系统中工作标签的占用空间是有限的,但是在扩展系统里相距足够远的不同标签可重复使用相同传输时间,这样它们之间就不会有任何干扰。

因此,系统设计存在两个主要问题:

- ①系统架构:收集,解决和使用测距结果在哪里。
- ②系统调度和控制:标签如何知道附近有哪些基站,它应该通过哪些基站以及何时测距。

下面将针对每个问题讨论解决方案。

(1) 用于大区域部署的系统架构

使用的定位方法是 PC (GUI) 应用程序的一部分,其通过两种方式实现[59]:

①当 PC 连接到同一个基站时,应用程序获取与主基站通信的所有标签的距离测量,并接收来自所有其它基站的估计值。通过这种方式,它可以解算并显示标签在系统中的定位结果。以这种方式,所有信息被收集,监视并以 RTLS 系统(跟踪)模式报告到中央定位引擎(CLE),如图 24 所示。

②当 PC 连接到移动标签时,它会在与其范围内的所有基站测定范围之后将估计的距离发送到应用程序,之后,利用此数据,计算移动标签的位置定位。这就是所谓的导航模式,其中标签和 PC 解算器是移动系统,标签移动时可获取自己的位置。

对于导航应用,还可以通过结合求解器在估计到基站的距离时计算其位置。基站本身并不是必须知道它们自己的位置,但它们可以在测距响应消息中传递这些数据。

解算器必须知道基站位置以根据三边测量计算移动标签的位置。根据移动设备的能力，基站可以通过任何种类的系统或通信技术来分发标签的位置信息。

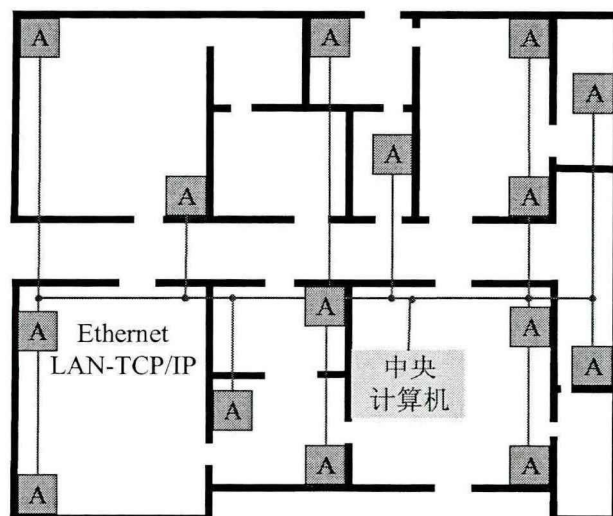


图 24 典型的带中央定位引擎的扩展 RTLS 系统[59]

Fig. 24 Typical expanded RTLS system with central location engine (CLE).

对于移动标签跟踪和定位，CLE 从基站处获取标签的测距信息，然后进行位置计算和位置显示。因此，数据回传需要将这些信息从基站或标签传输到 CLE。数据回传可以选择与定位不同的网络，例如有线以太网、Wi-Fi、蓝牙等。

如果解算器位于系统 CLE 中或移动标签节点中，则支持导航及资产跟踪用例。导航时，CLE 可以将 RTLS 计算结果传输到标签，或者可以将信息发送到中央监测站，以便根据需要进行报告和记录。其中一个主要问题是为系统中的新标签选择正确的服务基站，以及如何对其进行管理。

(2) UWB TDOA 大区域定位系统建议的解决方案

①大规模 UWB 室内定位系统模型

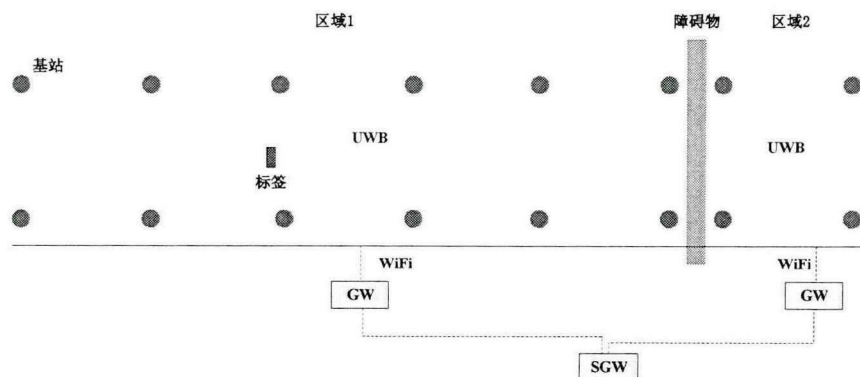


图 25 大规模定位场景

Fig. 25 Large-Scale Localization Scenario.

大规模定位系统的方案是一种集中式和区域可扩展的系统，其遵循关于初始系统

的非侵入性方法,作为短距离场景的系统,每级几乎具有相同的配置,测距数据使用例如 WiFi 等网络在传输距离内可采用同一网关 (Gateway, GW) 进行数据回传。当遇到厚的墙壁或金属等障碍物时,添加的小区重新配置网络。

图 25 展示了用于部署大规模定位系统的体系结构。目的是添加一个小区,允许小区成为此独特统一系统的一部分。这意味着可以智能判断一个新标签何时出现在网络中,以及它应该在哪个小区的执行测距。系统应该足够智能,以处理已经存在和已配置的标签在一个小区到另一个小区之间移动的情况,而不是目标丢失或定位失败。

根据之前的介绍,在每个区域中添加了一个 GW,能够使用 WiFi 或其它通信技术与基站通信,向基站发送它们需要能够执行的初始化参数到该特定区域的基站,用于定位。一旦标签被打开,就会开始与附近的基站进行测距,而不需要对附近的基站进行任何检查或控制。然而这是不合理的,因为在从网关接收与其所在的区域相对应的所有信息之前,标签不应执行任何测距。之后,所有这些网关将能够以某种方式共享信息。正是由于区域间的这种相互作用,才形成了一个大规模的系统。为此,增加了一个超级网关 (Super Gateway, SGW),具有处理与整个系统有关的所有信息的功能。SGW 和 GW 程序设置在 Raspberry Pi 3 Model B 中,这是一种单板计算机,可实现路由和数据处理等功能。将作为 SGW 运行的 Raspberry 只需要使用 TCP / IP 协议与 GW 进行通信,更具体地说,使用其 WLAN 接口,SGW 还生成 WLAN 网络,所有其他 GWs 都连接到 WLAN 网络。至于 GW,它将如前所述与 SGW 通信,也通过其 WiFi 接口与基站通信。

②部署结构

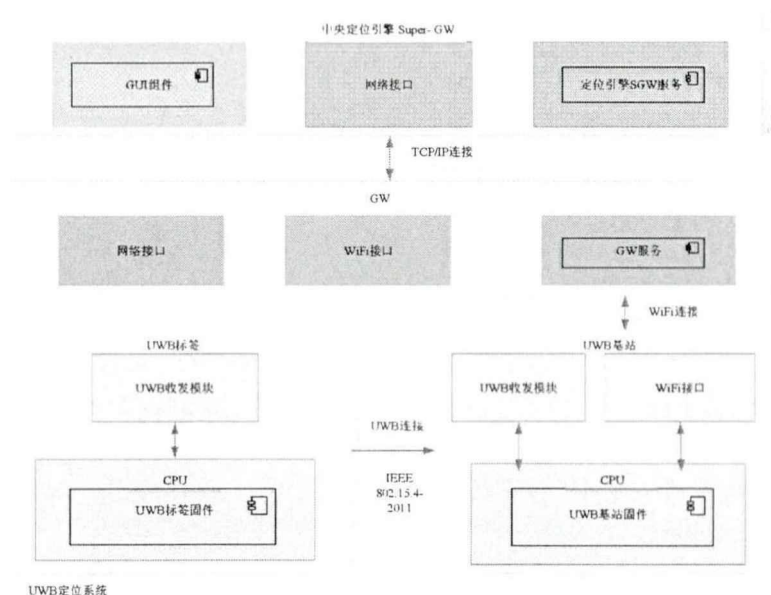


图 26 大规模系统部署体系结构

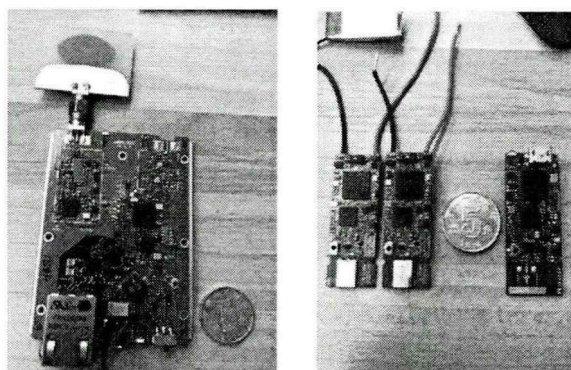
Fig. 26 Large-Scale system Deployment Architecture.

系统的部署设计和架构将指定将在每个定位区域中部署的硬件组件,以使网络可

操作。图 26 从下至上描述了 UWB 的定位系统到定位引擎超级网关各部分的芯片和组件。

2.7.3 硬件系统示例及测试

UWB 定位系统基站图 27 (a) 和标签图 27 (b) 是用于测试基于 UWB 的室内 RTLS 的原型。它们都将通过 UWB 收发器单元进行通信，其采用 UWB IEEE802.15.4-2011 标准[8]。



(a) UWB 基站 (b) UWB 标签

图 27 UWB 硬件平台

Fig. 27 UWB platform.

(1) 测试场景如图 28:

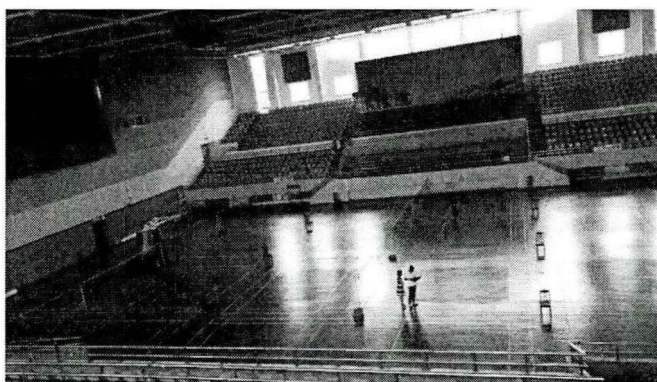


图 28 室内测试

Fig. 28 Indoor test.

(2) 测试配置

所用标签: B001, B016;

Panid=5758;

测距类型: Datatype=1, TDOA;

标签刷新率: Measurefreq=10; ;

CCP 周期: CCPinterval=100;

Sliceinterval=500;

Tagrestdetectinterval=1000;

Tagvbatchcheckinterval=5;

解集处理：最小方差解；

开启位置过滤：扩展卡尔曼滤波。

所用 6 基站配置见表 6：

表 6 基站配置

Table 6 Anchor configuration.

基站序号	ID 号	位置 (x, y, z)
M0	6039	(0, 0, 200)
S1	6191	(1510, 2810, 200)
S2	605D	(0, 1450, 200)
S3	6145	(0, 2810, 200)
S4	620D	(1510, 0, 200)
S5	620F	(1510, 0, 200)

(3) 测试结果

如图 29 所示，两个标签 B001 和 B016 分别沿所示红色虚线逆时针走一圈，在标签 B016 绕到图示右下角时，在标签 B016 和基站 6191 之间放置一块挡板，模拟 NLOS 条件。绿色线是两个标签的测试轨迹，其中测量误差采用 R95[76]统计方法。

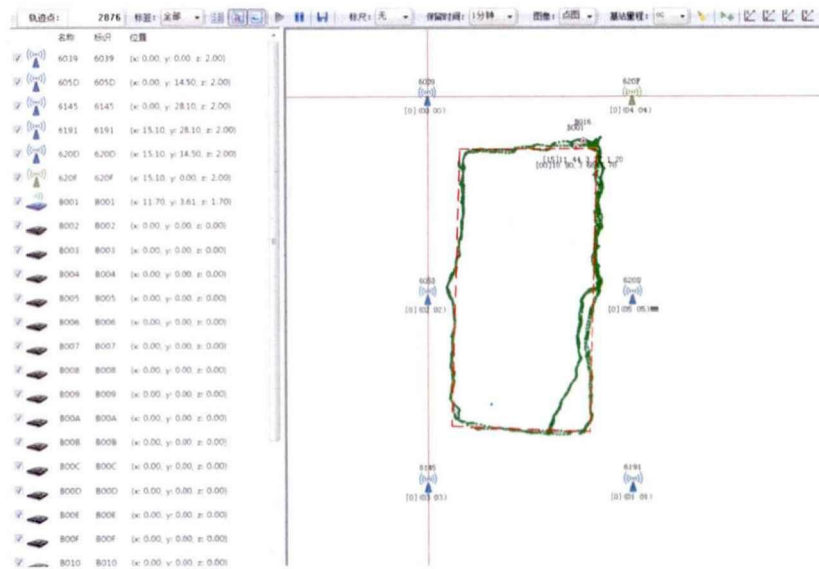


图 29 在室内测试中记录的两条轨迹

Fig. 29 Two of the recorded trajectories in indoor test.

由图 29 可以看出，标签轨迹在基站之间时较稳定，当移动标签靠近三边测量边

界或在基站附近时，来自特定区域基站的估计误差总是较大的。如果误差很大，当实际位置在区域外面，估计的位置是区域边界内的一个点，这是由于 TDOA 定位受基站与标签几何位置的影响，第 5 章将对此深入探讨。在模拟 NLOS 条件的下标签 B016 在靠近基站 6191 时轨迹产生严重偏移。

由表 7 可知，B001 的误差均值为 10.2cm，B016 的误差均值 50.1cm。B016 的误差均值远大于 B001 的主要原因是靠近基站 6191 时，由 NLOS 导致标签 B016 产生大的误差，而未对数据包接收率产生大的影响。

表 7 测试结果

Table 7 Test results.

测试性能	Max/Min/average
B001: Blink rate (%)	94.7795/92.7348/93.34248
B016: Blink rate (%)	94.9753/90.8196/92.63185
B001: Loc rate (%)	98.7342/98.7014/98.7200
B016: Loc rate (%)	98.7372/96.6536/97.4246
B001: 误差(cm)	25.1/6.2/10.2
B016: 误差(cm)	180/5.8/50.1

2.8 本章小结

本章对室内定位技术进行了概述。首先，我们分析了室内定位影响因素，分别是频谱干扰、视距传输、多径衰落。其次，我们介绍了室内定位系统中一些常用的测距方法，指出对于低功耗的实时定位系统（RTLS）部署，采用 TDOA 方案的优势是标签只需发送一条消息就可以进行定位，这也适合更高密度的部署。并对 TDOA 算法进行动态建模，在此模型基础上研究基于滤波的动态迭代定位算法。然后，我们概述了 IEEE 802.15.4-2011 UWB 物理层协议和第一路径检测方法。最后我们给出了 TDOA UWB 室内定位单区域系统和大规模区域扩展系统结构，并给出硬件系统及测试示例。

3 TDOA 定位系统时钟跟踪方法研究

3.1 引言

正如前一章所讨论的,基于时间的定位方法比 RSSI 或 AOA 等其他方法具有更高的精度。然而,为了达到预期的精度,时间定位方法需要具有稳定的高精度振荡器。实际上,晶体振荡器会受到制造工艺和环境条件的影响,例如温度、同一电路中其他电子设备的抖动噪声、电压振荡、电磁场等干扰源。这些因素使得几乎不可能找到两个完全相同的晶体振荡器以相同的频率运行并且没有漂移[77]。不同的启动时间意味着每个基站的时间零点不同,即计算任意两个基站的到达时间的时间基准都不同。[78]在几个实验中评估了时钟误差的影响,指出 TOA 和 TDOA 定位方法中的时钟漂移问题。基于时间的定位尤其是 TDOA 方法主要要求基站之间的同步,本章将对 UWB TDOA 系统基站间时钟同步的跟踪方法展开研究。

3.2 基于时间戳的无线时钟同步技术

基站(Anchor)时钟同步最简单的解决方案是使用导线将所有相关的 Anchor 连接到中央服务器,在该服务器上生成一个时钟并在所有节点之间分发。[79]给出了基于有线时钟同步的数学模型。然而,有线方式也带来了许多其它问题,如成本、安装复杂性、环境噪声、线路中的时钟延迟等。已有许多研究提出使用无线同步时钟方法,可以采用相同的通信信道或与定位不同的无线技术[80]。[81]比较了有线和无线同步技术。根据他们的实验,无线同步方法的标准偏差为 400ps,而相同硬件配置的有线同步的标准偏差为 133ps,这比无线方法更准确。但是,有线系统的布设困难使无线系统成为开发人员的首选。无线传感器网络的同步技术一直是许多研究的主题,虽然在无线电技术方面有所不同,但无线传感器网络的同步算法仍然可以用于 UWB 定位系统。[80]的综述对同步方法以及时钟模型比较进行了详细的分析。

无线同步方法的脉冲耦合技术通过直接发送和处理物理层脉冲来实现同步[80, 82, 83]。与脉冲耦合技术相比,分组耦合采用时间戳的时钟同步方法,如果时间戳发生在 MAC 层和物理层之间的接口上,则在多消息传递延迟源中,可以抵消发送、接入和接收时间误差。本节将研究传感器节点间通过数据分组打上时间戳进行时钟同步。

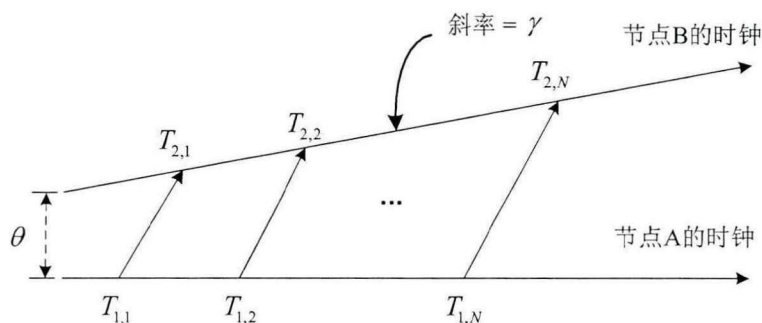
通常,定义时钟是时钟频率偏移(Clock Skew) γ 和时钟相位漂移(Clock Offset) θ 的连续函数[84]:

$$C_m(t) = t \quad (3-1)$$

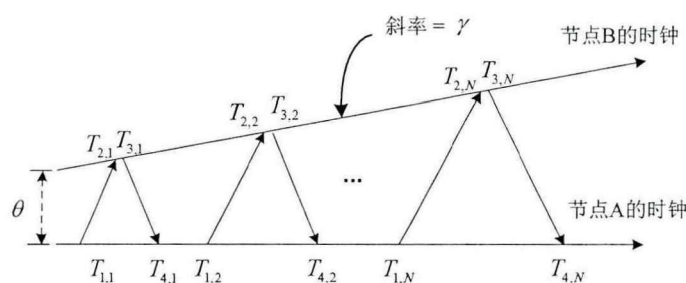
$$C_s(t) = \gamma \cdot t + \theta \quad (3-2)$$

式中, $C_m(t)$ 表示发送基站的参考时钟, $C_s(t)$ 表示接收基站的本地时钟。采用数字时钟, 重复时钟信号的周期数用来计时, 且在周期信号的每个上升沿累加计时。时钟同步主要是解决式 (3-1) 和 (3-2) 中的时间问题。

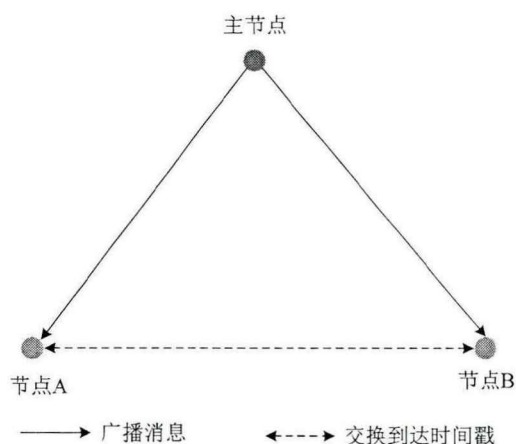
从信息交互方式看, 传感器网络同步算法主要分为 3 大类: 单发送方式、发送-接收交互方式和接收-接收交互方式。三种同步算法如图 30 所示:



(a) 单发送时钟同步方式



(b) 发送-接收交互方式



(c) 接收-接收交互方式

图 30 传感器网络同步方法

Fig. 30 Sensor network synchronization methods.

在 WSNs 中,时间同步是指在单跳或多跳无线网络上通过一组相互连接的传感器节点来同步时钟。到目前为止,已经设计了很多协议来解决这个问题,典型的算法包括参考广播同步(Reference Broadcast Synchronization, RBS)、轻量级时间同步(Lightweight Time Synchronization, LTS)、泛洪时间同步协议(Flooding Time Synchronization Protocol, FTSP)、时间同步(Timing-sync, TSync)、传感器网络时间同步协议(Timing Sync Protocol for Sensor Networks, TPSN)、Tiny-Sync and Mini-Sync (TS/MS)[84]。这些协议都有一些共同的基本特性:简单的无连接消息传递协议、节点之间的时钟信息交换、减轻消息传递中不确定性因素的影响,以及分别使用不同的方案和算法进行处理。

单向广播同步也称为接收-接收同步。节点定期向其邻居广播无线信标消息。接收机以报文到达时间作为比较时钟的参考点,然后交换接收到同一广播报文时的本地时间戳,最后根据接收时间的差异计算其偏差来同步时钟。其基本原理如图 30 (c) 所示。RBS 是一个典型的接收者-接收者协议。相比传统的协议在一个局域网工作,其主要贡献是直接删除两个最大的非确定性来源参与消息传输,通过利用消息的关键路径的概念。因此, RBS 可以在传感器网络中提供较高的同步精度,其缺点是对网络有一定的限制,并不适用于点对点通信的网络。FTSP 采用细粒度时钟、MAC 层时间戳和几种降低抖动的技术,以及时钟漂移估计来实现相对高精度的。

单发送方式假设链路传播延迟可忽略[85],原理如图 30 (a) 所示,其更适用于大型多跳网络。时间基准点主节点广播其时钟信息,多接收节点(被动节点)记录广播消息的到达时间,如第 2 个接收节点接收的第 j 个广播消息的时钟模型:

$$T_{2,j} = \gamma(T_{1,j} + \tau + X_j) + \theta \quad (3-3)$$

式中, τ 是固定延时, X_j 是节点 A 传输到节点 B 的可变延时。

3.3 TDOA 定位算法时钟同步方案

3.3.1 TDOA 时钟同步模型

研究所用 TDOA 时钟同步系统如图 31 所示。系统中有四个基站(Anchor): 主基站,其他三个基站为从基站。主基站发送时钟同步消息,从基站根据接收到的时钟同步消息,结合收到的来自定位标签(Tag)的定位消息 Blink 数据分组进行相对时钟补偿,计算标签的相对准确到达时间值,再将这个标签的相对到达时间值和标签对应的 ID 值返回给中间件 CLE 服务器, CLE 通过收到的相对到达时间计算出标签相对于各个基站的位置,再通过上位机软件的 TDOA、三角函数等算法计算出对应 ID 号定位标签的坐标。

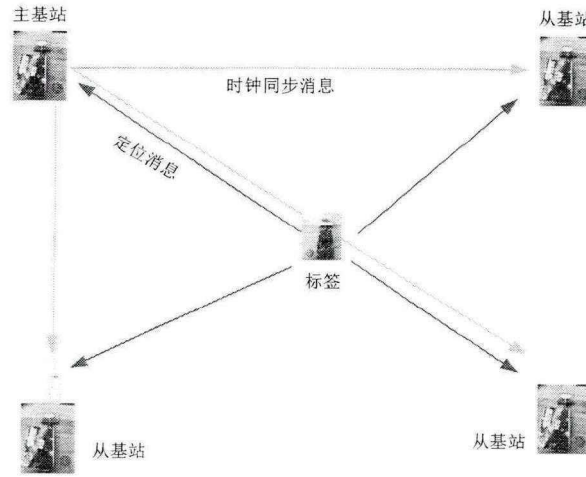


图 31 超宽带主从基站时钟同步模型

Fig. 31 Clock synchronization model for UWB master-slave anchors.

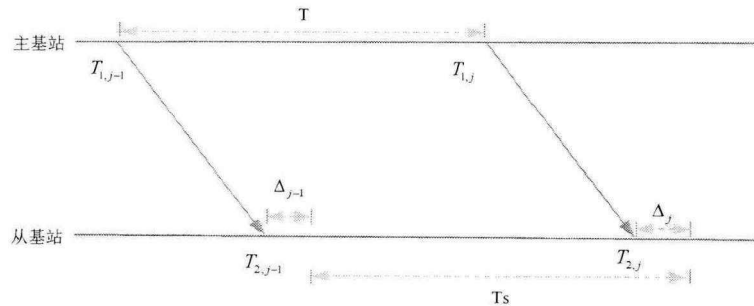


图 32 主从基站时空关系

Fig. 32 Space-time of master-slave anchors.

假设所有基站都可发送和接收带有时间戳的时钟同步校验数据分组（Clock Check Packet, CCP），且初始主基站发送 CCP 广播消息的周期为 T ，则第 j 轮广播消息时，主基站在 $T_{1,j}$ 时刻广播 CCP，则从基站接收到此数据分组并根据本地时间记录到达时间 $T_{2,j}$ ， Δ_j 表示接收信号和紧跟着的下一个时钟点的时间间隔，此时间间隔由时钟相位漂移产生，如图 32。根据[80]，第 j 个广播数据分组的时间模型为：

$$T_{2,j} \approx \gamma \cdot T_{1,j} + \theta + \psi_j \quad (3-4)$$

式中， ψ_j 表示数据分组传播过程中产生的随机延时。

时钟同步的主要步骤是通过跟踪两个输入实现：

- 主基站发送 CCP 的时间（根据其本地时钟）以及该 CCP 的传输时间。
- 从基站接收 CCP 的时间（根据其本地时钟）。

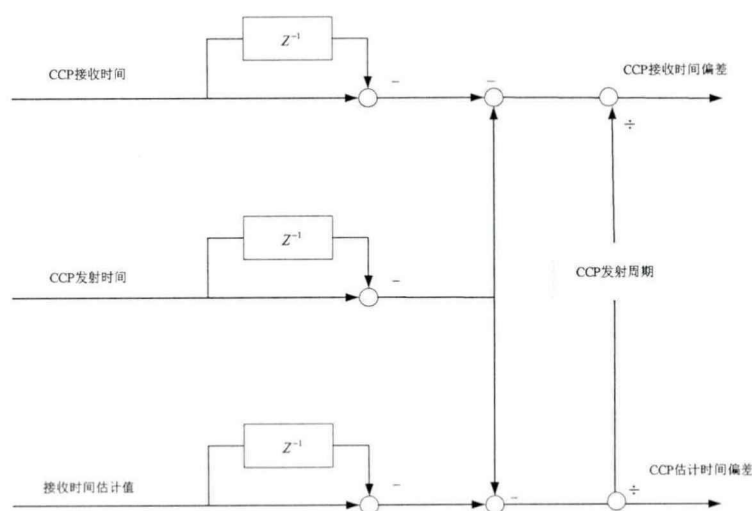


图 33 相对时间偏移跟踪

Fig. 33 Tracking the relative time variations.

根据图 33，时钟同步过程采用主基站的 CCP 的发送时间，从基站的 CCP 接收时间，以及主从基站的最佳估计时间。假设主从基站的位置坐标已知，则 CCP 的传输时间可通过距离除以速度获得。最终，时钟跟踪得出周期内主从基站的实际相对时钟偏差和最佳估计时钟偏差。数字锁相环（Digital Phase-Locked-Loop, DPLL）和卡尔曼滤波（Kalman Filter）都被广泛应用于时钟同步跟踪和时钟校正方案，其结构和性能相似。

3.3.2 基于 DPLL 的时钟跟踪方法

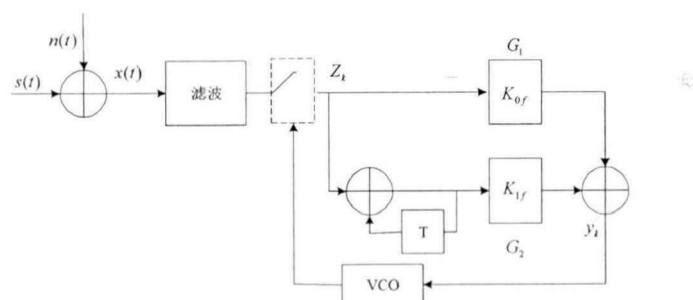


图 34 基于 DPLL 的时钟跟踪原理框图

Fig. 34 DPLL structure block diagram.

DPLL 是一种数字闭环自动控制系统，可以跟踪输入信号的频率和相位[86, 87]。基于锁相环的时钟同步原理如图 34 所示，主要由鉴相器（Phase Detector, PD）、压控振荡器（Voltage-Controlled Oscillator, VCO）和环路滤波器（Loop Filter, LF）三部分组成。

图 34 中， $x(t)$ 为含噪声的参考时钟信号， T_0 是未校正输入信号时钟周期。 $x(t)$ 被

数字时钟 t_k 采样后输出循环相位误差 z_k 。忽视量化误差, 序列 $\{z_k\}$ 直接进入数字滤波器, 经过平滑后数字滤波输出更可靠的序列 $\{y_k\}$, $y_k = D(z)z_k$ 。二阶 Z 变换函数为:

$$D(z) = G_1 + G_2(1 - z^{-1})^{-1} \quad (3-5)$$

式中, G_1, G_2 为循环增益因子。假设二阶 DPLL 的循环增益为 K_{0f} 和 K_{1f} , 有:

$$y_k = K_{0f}z_k + K_{1f}\sum_{i=0}^k z_i \quad (3-6)$$

输出信号 y_k 反馈至下一周期参与控制, $T_{k+1} = T_0 - y_k$ 。调整 T_k 直至锁相环进入锁定状态, T_k 为采样周期, $T_k = t_k - t_{k-1}, k=1, 2, \dots$ 。推导出采用时刻 t_k 为 $\hat{t}_{k+1} = \hat{t}_k + T_0 + K_{0f}z_k + K_{1f}\sum_{i=0}^k z_i$ 。

3.3.3 基于 Kalman 滤波的时钟跟踪方法

Kalman 滤波采用最小均方误差实现最佳线性滤波的方法[88, 89]。根据当前时刻的观测值、上一时刻的预测值及预测误差来计算得到当前的最优值去预测下一时刻的值。在实际过程中, 第 $k+1$ 同步周期主从时钟的时钟偏移和时钟漂移根据第 k 周期的信息预测。假设 T 为时钟同步周期, $U_{\theta,k}$ 和 $U_{\gamma,k}$ 分别为第 k 周期的时钟偏移和时钟漂移的修正值, θ_k 和 γ_k 为 kT 时钟的时钟偏移和时钟漂移。在 $(k+1)T$ 时刻, 时钟迭代关系为:

$$\theta_{k+1} = \theta_k - U_{\theta,k} + (\gamma_k - U_{\gamma,k})T + \omega_{\theta,k} \quad (3-7)$$

$$\gamma_{k+1} = \gamma_k - U_{\gamma,k} + \omega_{\gamma} \quad (3-8)$$

式中, $\omega_{\theta,k}$ 为时钟偏移方差, $\omega_{\gamma,k}$ 是时钟漂移方差。假设 $\omega_k = [\omega_{\theta,k} \ \omega_{\gamma,k}]^T$, 其加性协方差矩阵为 Q 。定义输入向量和矩阵如下:

$$x_k = [\theta_k; \gamma_k]^T, \quad u_k = [U_{\theta,k}; U_{\gamma,k}]^T \quad (3-9)$$

Kalman 滤波的迭代过程如下:

预测

$$\hat{x}_{k+1|k} = Ax_k + Bu_k \quad (3-10)$$

式中, $A = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} -1 & -T \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$, x_k 是待估计状态, U_k 是输入控制向量。

最小均方误差矩阵估计:

$$P_{k+1|k} = AP_k A^T + Q \quad (3-11)$$

式中, P_k 是 x_k 的最小误差估计矩阵。

Kalman 增益矩阵:

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} (H_{k+1})^T (R_{k+1} + H_{k+1} P_{k+1|k} (H_{k+1})^T)^{-1} \quad (3-12)$$

式中, R_{k+1} 是观测噪声的协方差矩阵, 测量矩阵 H_{k+1} 为单位矩阵。

修正:

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1} (z_{k+1} - H_{k+1} \hat{x}_{k+1|k}) \quad (3-13)$$

最小均方误差矩阵:

$$P_{k+1} = (1 - K_{k+1}) P_{k+1|k} \quad (3-14)$$

经过 Kalman 滤波, 第(k+1)时钟周期的修正值 $\hat{x}_{k+1} = [\hat{\theta}_{k+1}; \hat{\gamma}_{k+1}]^T$, 令 $u_{k+1} = \hat{x}_{k+1}$ 补偿时钟偏移和时钟漂移, 使得从基站的时钟在标签定位数据分组到来时可以进行时钟补偿。

对比 DPLL, 令 $X_k = [x_k; x_k]$, Kalman 增益向量 $K_k = [K_{0k}; K_{1k}]$ 。

$P_0 = [T_0^2 / 12; 0 T_0^2 f_{\Delta k}^2]$, 式中 $T_0^2 / 12$ 是初始相位 X_0 的方差, 满足 $E[(X_0)^2] = T_0^2 f_{\Delta k}^2$, 其中 $f_{\Delta k}^2 = E[(f_{\Delta} / f_0)^2]$ 服从标准差为 f_{Δ} 均值为零的正态分布。误差是

$$z_k = x_k - \hat{x}_{k|k-1} + n_k = y_k - H \hat{X}_{k|k-1}。$$

根据式 (3-5) - (3-8), $k = 0, 1, 2, \dots$ 有:

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_k + K_{0k} z_k \sum_{i=0}^k K_{1i} z_i \quad (3-15)$$

对比式 (3-6) 和 (3-15), 可以看出 DPLL 与 Kalman 的递归类型非常相似。

3.3.4 比较和分析

根据以上关于 Kalman 滤波和 DPLL 的描述, 本节将两者在 UWB 室内定位方案中进行性能分析。DPLL 采用数字滤波控制数字时钟输出修正数字信号序列直至环路

锁定。Kalman 滤波也是从反馈中抽取信息，使用前一时刻的数据估计当前数据。两种方案都采用误差 z_k 通过增益因子 K 找出最优估计。

定义从基站的实际时钟变化和最优估计时钟变化的误差 $e_k = x_k - \hat{x}_{k|k-1}$ 。定位服务器采用主从基站数据发送时间，数据接收时间，最佳估计时间以及数据分组传输时间，就可以计算出相对时钟变化量。

本节采用 Matlab 工具仿真。假设基站的坐标为：Anchor 1 (1.1,1.17,1.93)，Anchor 2 (11.3,1.17,1.21)。参考主基站 Anchor 1 到从基站 Anchor 2 的 CCP 传输时间 $TOF_{1,2} = 0.000000034123193s$ 。对于二阶 DPLL，可变环路增益下限 $K_{0f} = 0.2$ ， $K_{1f} = 0.05$ ， $E_b / N_0 = 10.6dB$ ， $\sigma_n^2 / T_0^2 = \hat{\sigma}_n^2 / T_0^2 = 0.001$ ， $f_\Delta / f_0 = 0.1$ 。时钟同步信号 CCP 周期为 150ms，测量噪声方差为 $3e-12$ ，过程噪声方差为 $5e-12$ 。另外，还可以采用更复杂的多级锁存失锁检测算法，根据系统的要求，对捕获、跟踪和误锁性能进行权衡。这种权衡问题超出了本文的范围[86, 90]。

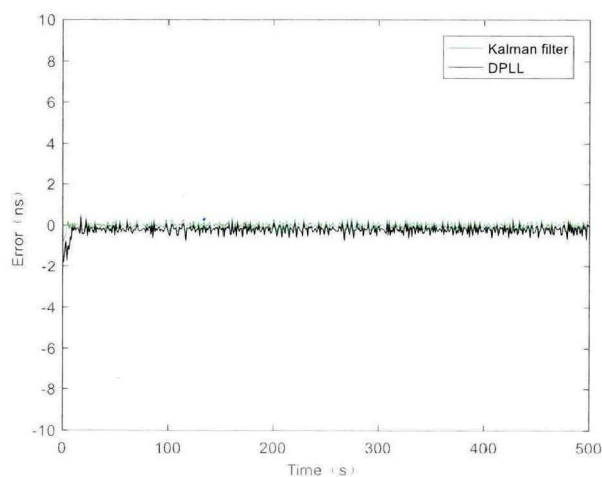


图 35 估计时钟和实际时钟的误差

Fig. 35 The difference between estimated time and real time.

如图 35 所示，绿色曲线代表 Kalman 滤波算法输出的时钟偏移量，黑色曲线为 DPLL 输出的时钟偏移量。可观察出经过短时间震荡后，两条曲线都趋于稳定，而 Kalman 滤波需要更短的捕获时间，且波形更平滑误差更小，Kalman 滤波明显优于 DPLL。

根据假设理论，DPLL 为了获得足够的信息，使其保持锁定状态，以便在性能良好的情况下继续进行实时定位系统操作(包括应对一定的报文错误/丢失率)，需要比卡尔曼滤波器更频繁地发送时钟同步消息。卡尔曼滤波减少了时钟同步数据分组所需的

占用空间，从而允许更多的时间用于接收定位数据分组 **Blink**。这从本质上增加了系统标签的容量，特别是在较低的数据速率、较长的前导码操作模式下。

3.3.5 改进的 Kalman 滤波算法

根据以上分析，Kalman 滤波更适用于 UWB 室内定位系统基站间的时钟同步。其计算基于这样一个假设：所有的测量都是由真实信号和加性高斯噪声组成的。在这个假设下，Kalman 滤波可以有效的从含测量噪声的信号中获得有用信息。但是在参考基站的 CCP 与标签含有时戳的定位数据分组发生碰撞，或发生其他错误，则假设不成立。Kalman 滤波会将此碰撞或错误当成可信的时钟偏移量，并以此进行计算。且 Kalman 滤波本身是一个低通滤波器，其纠错速度较慢。因此，碰撞引起的这个误差会长时间严重降低时钟同步算法的性能。

表 8 纠错算法

Table 8 Error correction algorithm.

Algorithm: Error correction algorithm

```

 $P = A \times P \times \text{trans}(A) + Q;$ 
 $X = 1 / (R + H \times P \times \text{trans}(H));$ 
 $OM = \text{measuredError} \times X \times \text{measuredError};$ 
if (OM > threshold) && (counter > 20),
    outlier = 1;
    measuredError = 0.0;
    outlier_counter = outlier_counter + 1;
if outlier_counter > 8,
    outlier_counter = 0;
    counter = 0;
end
x0 = x_0 + dt;
EstimatedTime(i) = x0;
else
 $K = P \times \text{trans}(H) \times \text{inv}(H \times P \times \text{trans}(H) + R);$ 
 $x = x + K \times \text{measuredError};$ 

```

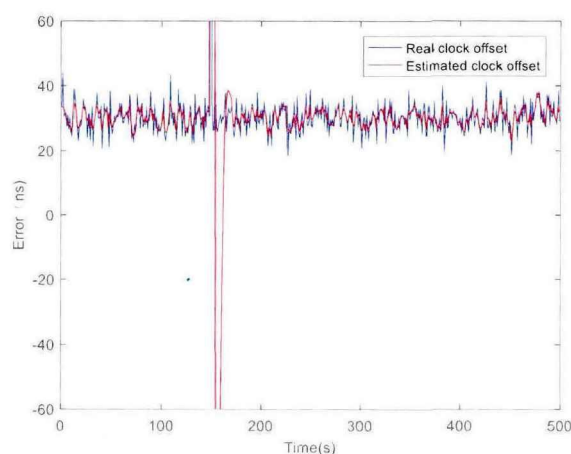
本节提出一种错误监测与避免算法，算法如表 8 所示。Kalman 滤波增益如式 (3-12) 所示，定义信息矩阵 X ：

$$X = (R_{k+1} + H_{k+1} P_{k+1|k} (H_{k+1})^T)^{-1} \quad (3-16)$$

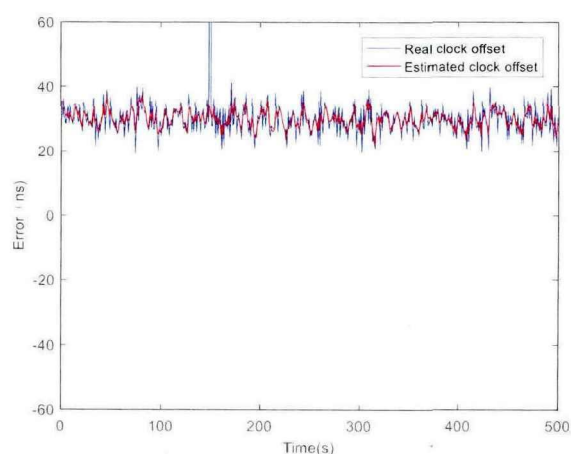
式中, X 为估计时钟误差和实际时钟误差的差值, 表示了滤波器当前输入与当前状态的匹配程度。

$$OM_{k+1} = (\hat{x}_{k+1} - x_{k+1}) \times X \times (\hat{x}_{k+1} - x_{k+1}) \quad (3-17)$$

假设偏离指数 (Outlier metric, OM) 作为当前输入不可信的门限值, 根据经验选为滤波器先前估计值的 5-8 倍。当超过 OM 时, 改进的 Kalman 滤波不更新当前状态 (或将其更新为状态均值), 且丢弃当前数据, 避免大的错误对滤波器输出的严重影响。



(a) 采用 Kalman 滤波进行时钟跟踪



(b) 采用改进的 Kalman 进行时钟跟踪

图 36 时钟同步信号大错误引起的时钟偏差

Fig. 36 The relative clock offset with a big disturbance.

图 36 (a) 和图 36 (b) 中, 蓝色曲线是实际时钟偏移, 红色曲线是 Kalman 滤波估计的时钟偏移。仿真时人为在 150s 时刻加入一个大的数据错误, 图 36 (a) 中估计的时钟偏移不能跟上实际时钟偏移上下波动。图 36 (b) 采用了不可信输入鉴别, 输出

的估计时钟偏移进行了平滑处理。对比图 36 (a) 和 36 (b) 可看出改进的 Kalman 滤波提高算法抵抗偶发大错误的能力。

将系统中涉及的所有基站的时钟速率与主基站的时钟同步,这意味着主基站的时钟源是测量的基础,因此它应该非常准确和稳定。主基站时钟中出现的任何误差都会使整个距离测量的范围增大或减小,这对位置估计至关重要。时钟误差反应在测量点的非线性位移或算法向其数值饱和极限的发散。解决这个问题一个方法是校准主基站的时钟,但是正如之前的讨论,这些偏差不是恒定的,并且与环境有关。较好的解决方案是采用温度补偿振荡器,甚至具有电压补偿特性的振荡器,在 1ppm 或更小的范围内提供更好的精度。这样,虽然仍然有时钟的误差,但它们被限制在非常低的数量级,更重要的是,环境的影响得到了一定程度的补偿。为了评价这些补偿振荡器对测量性能的影响及其噪声方差、稳定性、温度效应、容差面积等特性,进行了晶体振荡器的测试,参数如下:

- ①制造商: IQD;
- ②型号: LFTCXO070898;
- ③供电: 3.3v;
- ④技术: TCXO;
- ⑤精度: 1ppm;
- ⑥稳定度: 0.5ppm.

⑦该装置是温度补偿振荡器(TCXO),具有 1ppm 的高精度,需要单独供电,电压约为 3.3 V, 电流 2.5 mA。

3.4 本章小结

无论是单区域还是大规模多基站定位系统,基站间时钟同步都对系统性能有重要影响。本章针对 TDOA 算法的时钟同步问题展开研究,先介绍了基于 MAC 与 PHY 接口的时间戳的时钟同步技术,在此基础上分析了 DPLL 和 Kalman 滤波两种时钟跟踪方法,并进行理论和仿真对比,优选 Kalman 滤波技术作为 UWB 定位系统时钟跟踪方案。最后提出改进的 Kalman 滤波算法,在数据碰撞或其它大错误时,算法具有更强的鲁棒性。

4 跨区域 UWB 定位系统的多基站时钟同步研究

4.1 引言

TDOA 定位算法使用至少 4 个基站来确定标签在它们之间区域的三维位置, 这种实现受限于 UWB 收发器的最大实用范围, 其在很大程度上取决于环境, 当被某些物体挡住时会急剧下降。因此, 该系统仅适用于覆盖中等大小的区域, 没有明显的障碍物, 例如混凝土墙或金属屏障。为了能够覆盖更大更复杂的区域, 系统可以扩展到包括 4 个以上的基站, 这些基站可以在整个待监测区域内均匀分布, 移动标签在不同区域都能够与范围内的基站有效定位。预期效果: 无论标签在大规模网络的哪个区域, 这些基站都可以采用相同的时钟对标签定位消息进行处理。

第 3 章讨论了单定位区域的基站间时钟同步问题: 主基站定时向从基站发送时钟校验包, 针对产生的延时和噪声, 结合卡尔曼滤波方法和递归算法, 将测量估计得到的时钟偏差, 时钟漂移以及时钟漂移变化率, 用于主从基站间的时钟同步, 使得主从时钟保持一致。这保证了单定位区域标签定位的精准性, 而要实现跨区域多基站实时精准定位则需时钟同步网络可扩展。在选取不同区域网络主基站的基础上, 来研究各区域网络主基站的相对时钟同步, 将可扩展范围内所包含的基站分布式进行时钟同步。

4.2 全局网络时钟同步概述

网络可扩展性是研究大容量大区域实时精准定位系统的关键内容之一, 其前提是系统内所有基站时钟同步。然而, 局域网之间的差异很难实现时钟同步。一种方法是通过构建分层结构(生成树)可以直接扩展到网络范围的同步, 并在相邻级之间执行成对的同步。这种方法的代表性时钟同步协议是 TPSN, LTS 和 FTSP[80]。

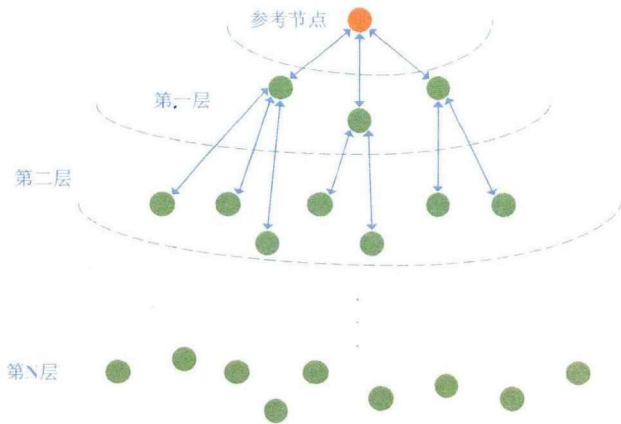


图 37 逐级时钟同步[80]

Fig. 37 Level-level clock synchronization.

如图 37 所示, 选择具有精确时间的一个 (或多个) 节点作为参考基站, 并且以参考基站作为根构建生成树, 然后通过生成树从根到叶执行时钟同步, 一次一层。由于同步误差沿树累积, 因此每个成对同步的准确性很重要。统计信号处理技术可以帮助设计最佳时钟同步算法并减少误差累积。[91]提出了各层的空间平均, 以改善大规模网络中的同步性能。此外, 像定位和跟踪目标这些需要严格同步精度的应用程序而言, 通过利用 MSE 分析和性能阈值 (例如 CRB), 可以预测网络中任意节点的同步精度, 并用于确定实现某个同步精度所需的数据样本数量。

另一种方法将网关节点的概念用于把相邻节点同步扩展到两个不能直接相互通信的节点之间, 如图 38 所示的 RBS 方法。节点 P_1 和 P_2 发出同步信标, 并且它们创建两个重叠的邻域, 其中节点 B 位于重叠区域中。由于节点 A 和节点 B 位于相同的邻域内, 因此可以从节点 P_1 的参考广播建立它们的时钟关系 (即, 时钟偏移和漂移)。类似地, 可以从节点 P_2 的参考广播建立节点 B 和节点 C 之间的时钟关系。因此, 节点 A 和节点 C 之间的时钟关系可以用节点 B 作为网关 (中继节点) 来计算。

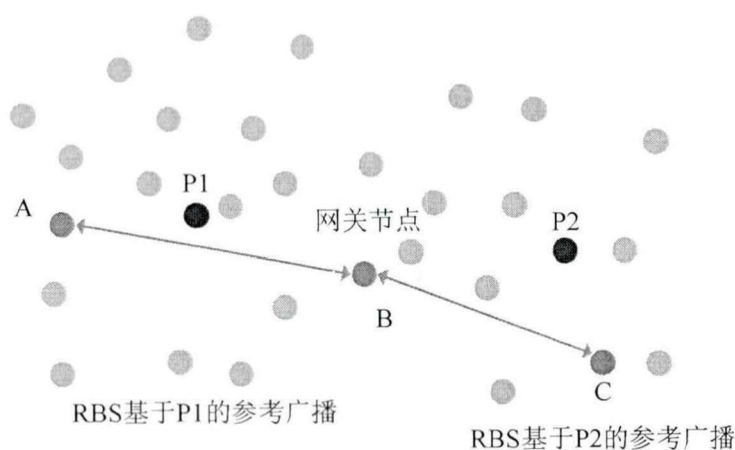


图 38 采用中继节点实现全网时钟同步[80]

Fig. 38 Extension of RBS to network-wide synchronization.

4.3 定位网络跨区域时钟同步

4.3.1 跨区域同步原理

本节研究不同区域的主基站相对时钟同步, 进而实现系统内所有基站时钟同步, 原理如图 39 所示。

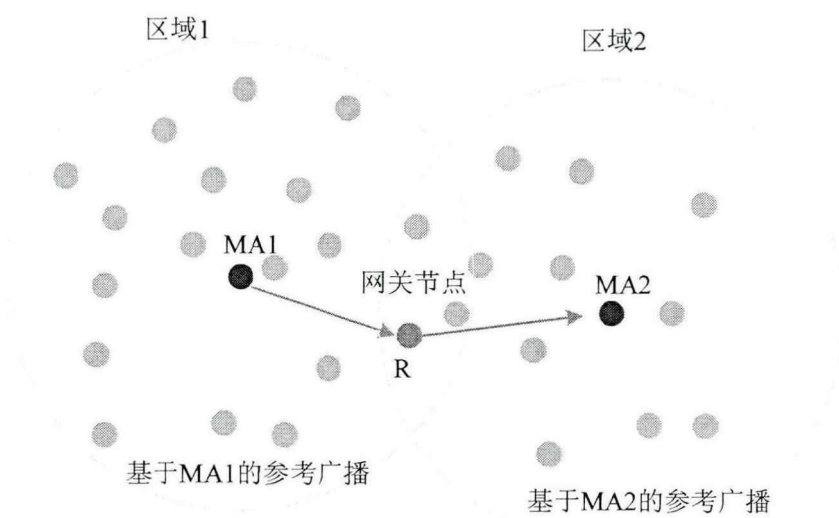


图 39 邻区域相对时钟同步

Fig. 39 Relative clock synchronization in adjacent cells.

假设每个定位子区域分别选出 1 个主基站 (Master Anchor, MA)，每个主基站负责以广播的形式发送时钟同步信号给从基站 (Slave Anchor, SA)，从基站接收到主基站的时钟同步信号后，记录时钟差，使其和主时钟保持同步。如图 39 所示，每个基站都有自己的 ID，基站 R 位于两个定位区域的交点，既是区域 1 的从基站（接收时钟同步信号），又是区域 2 的参考基站（发送时钟同步信号给 MA2），即中继基站。时钟同步信号会有延迟，但这并不影响标签在各自区域网络中的实时相对位置定位。根据这个原理即可实现不同子区域基站的相对时钟同步。

网络扩展技术的关键是减少主基站选择算法复杂度及传输功耗。该定位系统中，基站有两种工作模式，主基站/从基站，主基站发送时钟同步信号给从基站，从基站接收主基站的时钟同步信号。因此，主基站的选取决定了全网络定位精度。假如所选主基站能量不足或者损坏，系统将自动选取其从基站转为主基站模式，主/从基站工作模式如图 40 所示。

主基站有多种选择方法，主要原则是算法自适应能力提升和能量均衡路由算法的优化。一般来说，无线传感器网络有大量节点，且能量有限不能直接跟基站进行通信，就需要有效的路由协议，而分簇路由协议是其中一种，它将邻近区域的节点组成一个簇，并选出簇头，簇内节点先将数据传给簇头，簇头将数据融合之后再转发给下一跳或直接转发给基站。一般的基于分簇的路由协议有：低能量自适应分簇路由协议 (Low—Energy Adaptive Clustering Hierarchy, LEACH)，PEGASIS，两层数据传输协议 (Two-tier Data Dissemination, TTDD)，门限敏感能量有效传感器网络协议 (Threshold sensitive Energy Efficient Sensor Network protocol, TEEN)，分布式能量有效分簇 (Hybrid Energy—Efficient Distributed Clustering, HEED) [92]等。

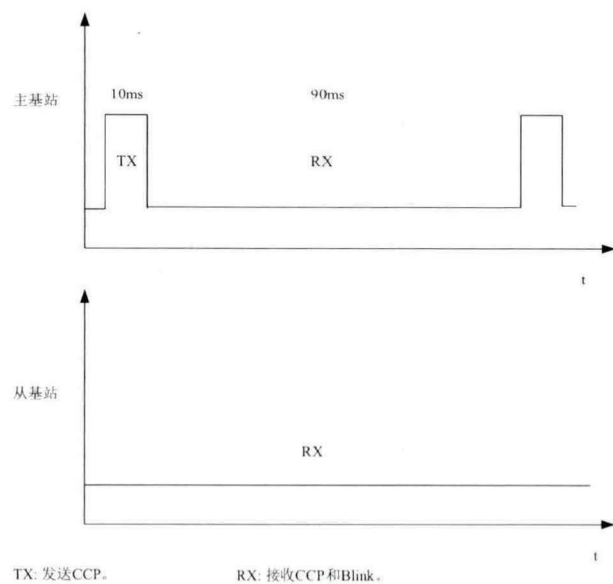


图 40 主/从基站工作模式示意图

Fig. 40 Master-slave anchor working mode.

以其中最著名的 LEACH 协议为例，其优点是：（1）每个节点均分能耗，延长了网络的生存时间；（2）提出了数据融合思想，在簇头节点，减少了数据传输量和碰撞几率，降低了能耗，提高了数据的精度。缺点是：（1）簇头选择的随机性，簇头个数不确定（保证了每一轮选择簇头的期望数 k ）；（2）簇头位置的随机性，没有考虑簇头的剩余能量分布不均，从而加速节点的死亡。

在 LEACH 协议基础上又有很多衍生的新协议。如 Leach_C 协议，每一轮考虑了节点的位置及能量；Leach_ED 协议结合能量消耗情况选择簇头时，尽量选择剩余能量多的节点充当簇头，这样能进一步延长网络生存周期[93]。图 41 和图 42 给出了优化的 LEACH 协议性能比较。

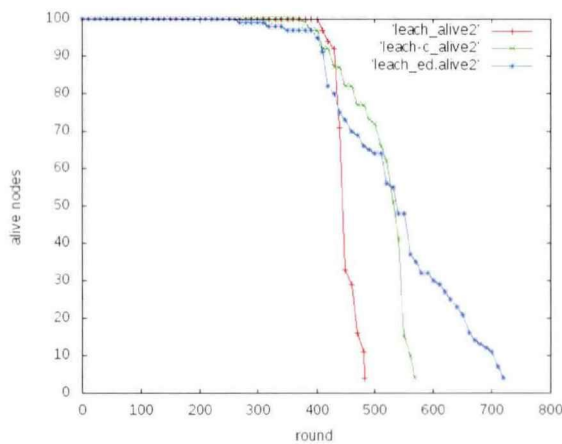


图 41 网络存活节点数随仿真时间变化曲线

Fig. 41 Living nodes in network versus simulation time.

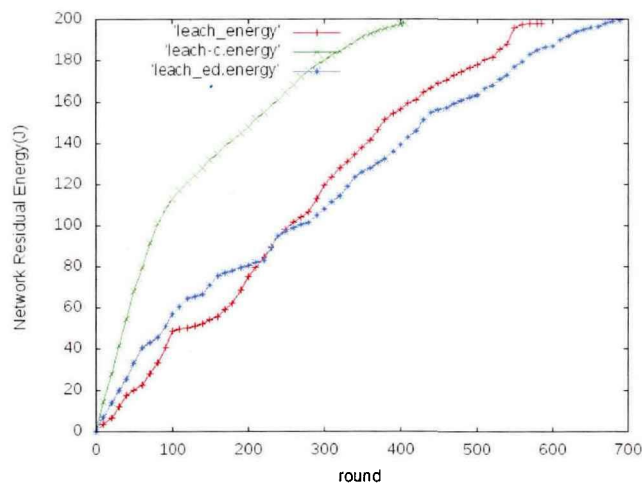


图 42 网络生于能量随仿真时间变化曲线

Fig. 42 Network residual energy versus simulation time.

可以看出 Leach_C 协议具较好的性能，在大规模多基站实现时钟同步时，可借鉴 Leach_C 分簇路由的思路来实现全网时钟同步数据分组（CCP）的分发。该方法采用层次分簇的方法对基站进行分簇：根据每个基站的坐标信息进行层次分簇，创建一个分簇树。然后系统获得一棵簇树，根据簇内基站的位置信息和剩余能量，从簇树中提取簇头，实现簇内的数据广播，簇间的数据转发。

4.3.2 基于 vMISO-OR 路由的时钟同步信号多跳传输示例

时钟同步数据分组被分发到基站以用于大区域定位。如图 43 所示，该区域可以划分为大小不均匀的簇，并且考虑节点剩余能量，平均节点度和功率效率以延长网络寿命。路由算法包括两个阶段：非均匀分簇和数据传输。数据传输阶段包括簇内数据传输和簇间数据传输。

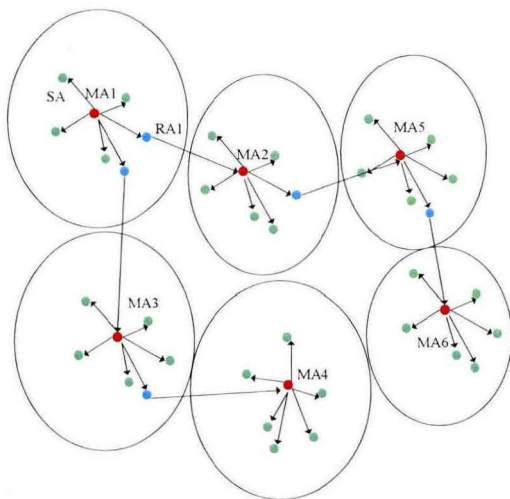


图 43 非均匀分簇的大规模网络时钟同步数据传输

Fig. 43 Clock synchronization of the extendable network.

(1) 基于时间的分簇过程

所有基站以竞争半径作为广播半径来广播“Hello”数据分组，其中包括基站 ID[94]。相比传统的簇头选择算法[92]，其簇头具有最短广播时间，以减少与簇头选择相关的数据交互[95]。

根据 MA_j 的广播数据分组的传输时间 t_{ji} ， SA_i 可以建立机会概率（Opportunity Probability, OP） OP_{ji} ：

$$OP_{ji} = E_{r_i} \cdot \frac{1}{t_{ji}} \cdot \beta \quad (4-1)$$

式中， E_{r_i} 是从基站 SA_i 的剩余能量， β 是一个常数。 t_{ji} 的值受节点 j 和节点 i 之间的距离和延时的影响。概率值 OP_{ji} 随着 E_{r_i} 和 t_{ji} 的大小而变化，变量间的关系是一个经验式。

当基站接收到“Hello”包时，会记录发送者的信息，该基站将不再广播“Hello”包。然后，候选者将忽略随后收到的所有“Hello”包。经过一段时间，所有的簇头候选者都被选中，成为主基站。如果一个普通基站只接收到 MA_j 的一个“Hello”包，那么它将加入簇 j 。如果接收到多个主基站的“Hello”包，它将选择第一次听到广播消息并加入该簇。一旦普通基站选择了它的簇头，它就会转发一个 JOIN_CLUSTER 消息来获得这个簇的许可，从而其成为该簇头的从基站。我们注意到，这种分簇方法的思路与 Leach 路由协议相同，整个过程都是以广播消息的发送和接收时间驱动。

(2) 数据传输

簇内每个 MA 将时钟同步数据分组广播给其 SA。通过路由确定簇间数据传输质量。在图 44 中，红色圆圈表示主基站，例如源节点 A 、目的节点 D ；绿色圆圈表示从基站，例如 B 、 C 、 E 、 F 等；蓝色圆圈表示中继基站，例如 C 和 G ，它们在 vMISO-OR 方案中协作以转发来自 MA 的数据分组。

在簇间数据传输开始时，MA 不需要像传统路由那样决定下一跳；它将机会概率 OP 值添加到数据分组头，并广播其时钟同步数据分组。图 44 中，基站 A 发广播数据分组，且广播数据分组头写入 $OP_{ad} = 0.5$ 。在 SA 接收到分组之后，将所接收分组的 OP_{jd} 与 SA 自己的 OP 进行比较，如果其自己的 OP 更大，则将分组存储并转发给相邻的簇头。 $OP_{bd}(3)$ 、 $OP_{cd}(1)$ 和 $OP_{gd}(2)$ 的值都大于 $OP_{ad}(0.5)$ ，因此，候选节点 B 、 C 和 G 将转发分组。从而有从基站集： $SA = \{B, C, E, F\}$ ，源 A 到目的 D 的中继集：

$R_{AD} = \{B, C, G\}$ 。相比之下, $OP_{ed}(0)$ 和 $OP_{fd}(0)$ 的值都小于 $OP_{ad}(0.5)$, 因此它们仅存储而不转发此时钟同步数据分组。

如图 44 所示, 假设簇间路由最多使用两个协作基站[96, 97]。这种假设的原因如下: ①在协作集中包括更多节点肯定不会节省能量, 因为协作节点的数量增加, 需要更多的电路能量和同步开销。此外, 增加的训练开销也会导致较大的能量损耗。文献[98]表明, 两个协作节点比 SISO, 3 * 3 MIMO 和 4 * 4 MIMO 模型更节能。②基于此假设, 扩展到具有两个协作节点的基于 vMISO-OR 的路由适合于低功耗网络[97]。

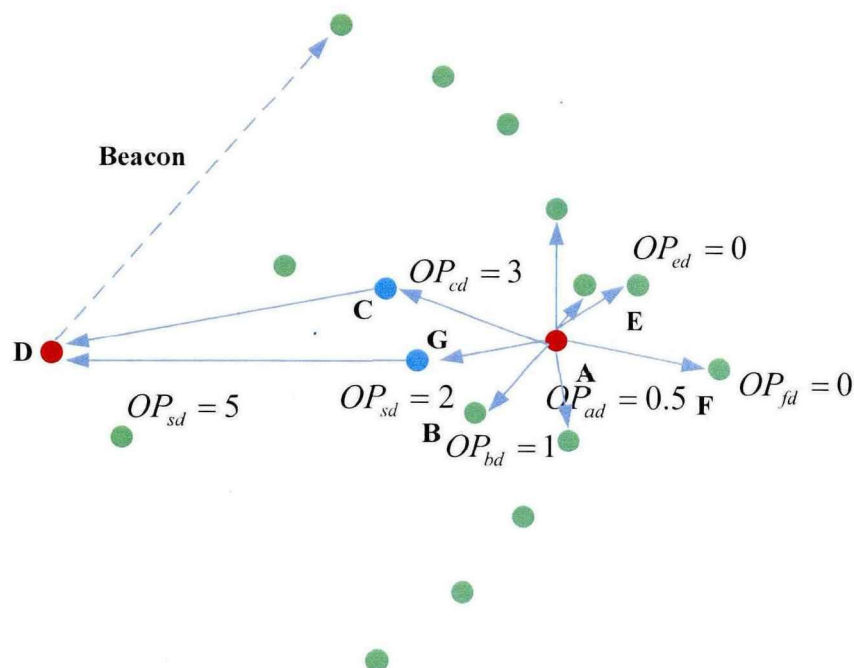


图 44 采用虚拟多转发机会路由转发数据分组

Fig. 44 Packet forwarding with vMISO-OR.

在实际中, 路由将有两个以上可以接收和转发分组的候选中继节点, 例如转发基站 B, C 和 G 根据它们自己的 OP 值与发送者的 OP 值之间的差异来确定其响应时间。假设中继基站 R 的转发概率为 OP_{rd} , 发送基站的机会概率为 OP_{jd} , 从而其响应时间 t_{re} 为:

$$t_{re} = f(\Delta OP) = \frac{\psi}{|OP_{rd} - OP_{jd}|} \quad (4-2)$$

式中, ψ 是由传输距离和基站密度决定的时间常数。对于给定的 (x'_i, y'_i) 和 ψ , t_{re} 随着 OP_{rd} 增加而减少。

簇间数据传输方法如表 9。

表 9 簇间数据转发

Table 9 Inter-cluster data transmission.

Algorithm: Inter-cluster data transmission

```

MA broadcasts data with its  $OP_m$ ;

Data received by its SAs;
While (no copy of data relayed)

{If ( $OP_s > OP_m$ )

    {Add the data to its cache;

     $t_{response} = f(\Delta OP) = f(OP_s - OP_m)$ ;

    If ( $t_{current\ time} < t_{current\ time} + t_{response}$ )

        If (the number of data copies received  $\leq 1$ )

            Forward the data;

        Else

            Delete the data;

    }

Else

    Drop the data;

Return;

}
```

如果在其响应时间内, R 监听到较高优先级的基站转发的数据分组, 则删除其存储的数据分组副本。若没有监听到任何更高优先级的转发数据分组, 则 R 充当转发数据分组的中继。如表 9 所示, 在 $OP_{cd} > OP_{bd}$ 条件下, B 的响应时间大于 C 的响应时间, 这意味着 C 正在转发数据分组, B 删除其存储的数据分组副本; 否则, B 转发其存储的数据分组副本。

4.3.3 区域间时钟同步算法

假设基站都可以发送和接收带有时间戳的时钟同步数据分组 CCP, 并且初始主基站周期性地广播发送 CCP。在第 k 轮消息广播中, MA1 发送时钟同步消息 CCP 的时间 $T_{1,k}$, SA1 记录接收该消息时的时间 $T_{2,k}$ 。设 Δ_k 表示接收信号和紧随其后的初始本地时钟周期之间的间隔, 该间隔由时钟偏移引起。根据[99], 第 k 个广播消息的时间模型由下式给出:

$$T_{2,k} \approx \gamma \cdot T_{1,k} + \theta + X_k \quad (4-3)$$

式中, X_k 为数据分组传输的随机延时变量。

为了实现全网时钟同步,有必要直接从整个网络的时间戳同时估计其时钟同步参数。由(4-3)得出 MA j 到其从基站 SA i 的传输:

$$T_2^{m_j,i} = \gamma^i \cdot T_1^{m_j,i} + \theta^i + X^{m_j,i} \quad (4-4)$$

式中, $T_1^{m_j,i}$ 是主基站 MA j 的发送时间, $X^{m_j,i}$ 是方差为 V_{ji} 的零均值独立高斯随机变量。

根据[100],可以在不同时间尺度上处理频率偏移和相位漂移。也就是说,可以每 T_s 时间单位对参数 γ^i 进行一次调整,每 τ_s 时间单位调整参数 θ^i , $T_s \gg \tau_s$ 且这些参数值取决于时钟的特性和设置。在计算漂移时,将偏移视为常数(并且已知),因此可以应用前面提出的理论。在更长的时间尺度上,使用相同的迭代过程(使用不同的变量)调整偏移量。

假设只估计时钟漂移,则 $T_2^{m_j,i}$ 的联合概率密度函数表达式为:

$$f(T_2^{m_j,i} | T_1^{m_j,i}, \theta^i) = \prod_{j,i} \frac{1}{\sqrt{2\pi V_{ji}}} e^{-\frac{(T_2^{m_j,i} - T_1^{m_j,i} - \theta^i)^2}{2V_{ji}}} \quad (4-5)$$

分别对式(4-5)中 $T_1^{m_j,i}$ 和 θ^i 取对数,可以得到两组方程。解决方案是通过最大化联合概率密度得的:

$$\begin{aligned} T_1^{m_j} &= \frac{\sum_i (T_2^{m_j,i} - \theta^i) / V_{ji}}{\sum_i 1/V_{ji}} & \text{for each } j, \\ \theta^i &= \frac{\sum_j (T_2^{m_j,i} - T_1^{m_j,i}) / V_{ji}}{\sum_j 1/V_{ji}} & \text{for each } i. \end{aligned} \quad (4-6)$$

时钟偏移 γ^i 以相同的方式进行估计。基于估计值,卡尔曼滤波算法具有良好的跟踪性能和低误差,可用于跟踪时钟偏移和时钟漂移(第3章)。

视距路径或第一路径的到达时间发生改变或受到干扰,这会显著降低同步性能。优化方法是多个中继协作将 CCP 发送到下一跳 MA,需要用到仅具有时间间隔的辅助设置。

在图 45 中, R1 和 R2 是中继。当监听到来自前一发送器 R1 的信号时,后续收发器 R2 在固定延时 Δ_0 之后发送,以避免在 R1 和 R2 数据碰撞。 Δ_0 可以由本地时钟独立产生,且满足 $T \gg \Delta_0 > \max \text{transmission range} / c$ 。从而,MA 的时钟在周期 T 内

被校正两次，提高了校正精度。

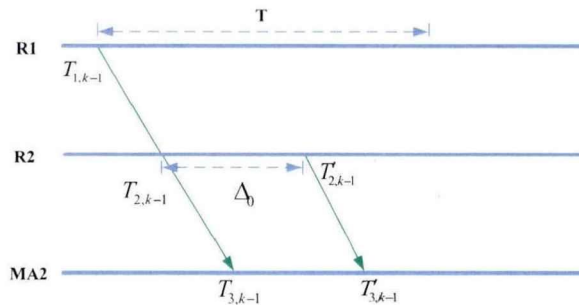


图 45 时钟同步的两中继时序图

Fig. 45 Space-time diagram of two relays.

具体时钟跟踪过程是 Kalman 滤波使用基站之间 CCP 传输时间、CCP 接收时间，以及 CCP 的 TOF 最佳估计时间。CCP TOF 本质上是一个固定的偏移量(对于任何固定位置的基站对)，它是由 CCP 在基站之间的传输时间产生的。这个常数可以根据基站的 (x, y, z) 坐标来计算。最后，Kalman 滤波得到了发送-接收单元间的真实相对时钟集和最佳估计相对时钟集。当标签定位信号 Blink 到各基站时，根据各基站的本地时钟和相对于主时钟偏差估计量，对各基站收到 Blink 的到 TDOA 进行校正，从而使得 TDOA 在计算结果有效。具体过程参见第 3 章。

4.4 实验结果和性能分析

4.4.1 时钟同步数据分组路由协议仿真分析

表 10 仿真参数设置

Table 10 Simulation Parameters.

参数	值
连接数	1-10
数据包发送时间	30.01 Sec
数据包发送速率	4 Packets/Sec
缓冲队列	50
监听模式	18.8 mA
发送模式	17.4 mA
接收模式	19.7 mA
空闲信道评估	128 μ Sec
字节传输时间	32 μ Sec

时钟校验数据分组以不同的路由协议分发给基站，目标是生存期优化和能量最小化，采用 NS-2 网络仿真来比较 4.3 节所提 vMISO-OR 与其它两种路由方案的性能：

SISO 中继（非协作路由）和使用 ExOR[101]以及等效的底层技术进行路由。仿真参数列于表 10 中。

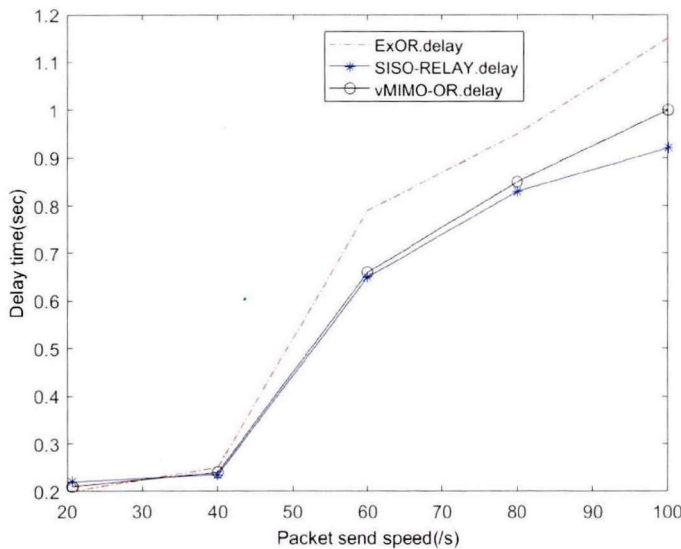


图 46 端到端平均延时随数据分组发送速度变化曲线图

Fig. 46 End-to-end average delay versus packet sending speed.

图 46 显示了三种路由方案的端到端延迟性能。根据该图，基于 vMISO-OR 和 SISO-RELAY 的响应时间都表现出比 ExOR 协议更好的性能。然而，vMIMO-OR 比 SISO-RELAY 性能差（尽管差异不是特别明显），这是由多次中继选择造成的。

图 47 表明 vMISO-OR 在吞吐量方面优于非合作系统，且随着时间的增加，平均吞吐量逐渐稳定。ExOR 的吞吐量大约 120 kbps，而 SISO-RELAY 的吞吐量稳定在大约 250 kbps。然而，所提出的 vMISO-OR 路由方案获得高达 300kbps 的吞吐量。

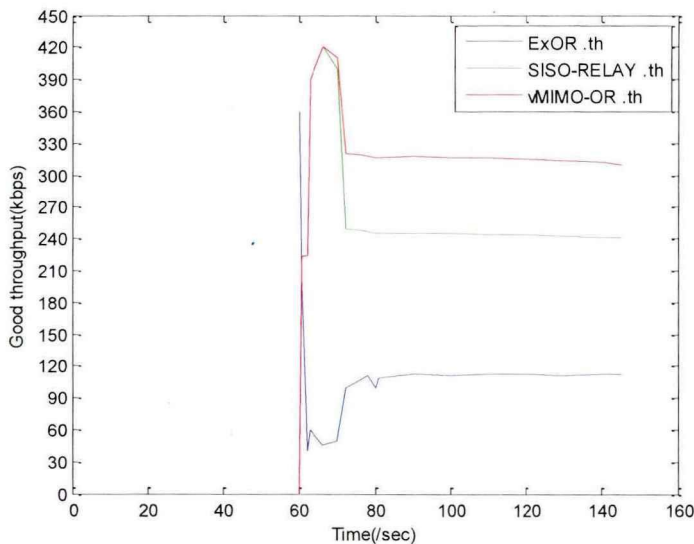


图 47 有效吞吐量随发送时间变化曲线图

Fig. 47 Good throughput versus sending time.

在下一步仿真中,考虑了丢包率与数据分组发送速度。如图 48 所示,随着分组发送速度的增加,ExOR 协议表现出较高的丢包率,并且由于 vMISO-OR 协议实现了协作,具有较低的丢包率。vMISO-OR 和 SISO-RELAY 都基于响应时间,但 ExOR 的转发器优先级包含在每个数据分组头中。低丢包率通常是由数据分组拥塞引起的;因此,基于协作的 vMISO-OR 在分组发送速度方面更稳健。

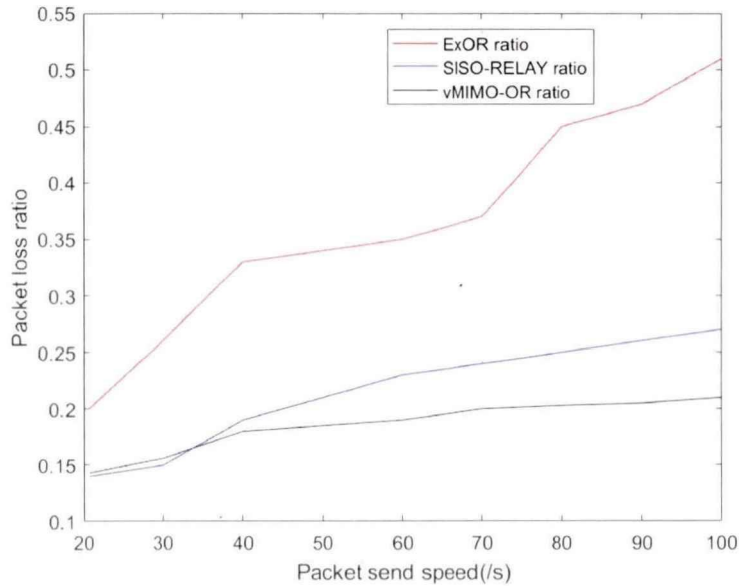


图 48 丢包率随分组发送速度变化曲线图

Fig. 48 Packet loss ratio versus packet sending speed.

4.4.2 实际测试

4.4.1 节仿真结果表明,所提 vMISO-OR 路由方案在整个网络的能量平衡方面性能较好。为了进一步证明 CCP 时钟同步路由对定位结果的影响,在本节中功能测试实验以评估所提出的 vMISO-OR 协议性能。

实验基于团队自主开发的硬件平台,定位芯片为 DW1000。监测区域为 40.8 m×25.2 m,其中 35 个基站均匀分布,区域均匀分为 24 个网格;位置区域预先被分为四个簇,每个簇只有一个 MA,所有基站和测试标签都位置固定,采用信道 2,前导码长 128byte,脉冲重复频率 64MHz,数据速率 110kb/s。vMISO-OR 方案是通过两个中继基站传输 CCP 到下一个簇,SISO 方案是仅通过一个中继基站的 CCP 传输。在这两种方案中,簇内的时钟同步都采用 MA 广播 CCP 给其 SA。在图 49 中,绿色圆圈表示基站,紫色星号表示实际标签位置,紫色圆圈表示定位获得的标签位置,黄色圆圈表示初始 MA。基站 Anchor1, Anchor2, Anchor3 和 Anchor4 分别位于不同簇中,Anchor5 是对照点。

主基站 MA 周期性地向其从基站 SA 广播 CCP,然后 SA 与 MA 保持时钟同步。

标签发送 Blink 数据分组到基站。收到 Blink 数据分组后，基站将数据分组的到达时间差校正后发送回定位引擎，以计算所有标签的精确位置坐标。

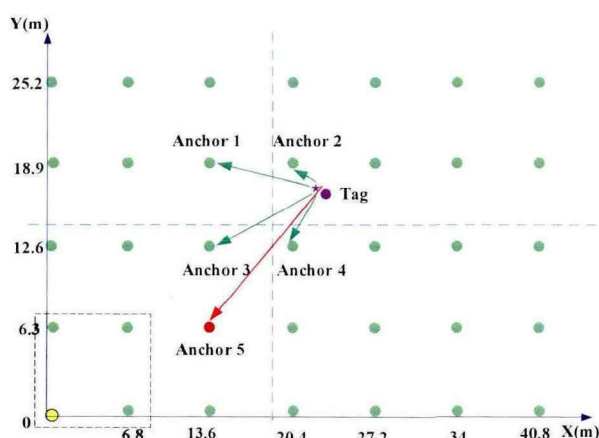
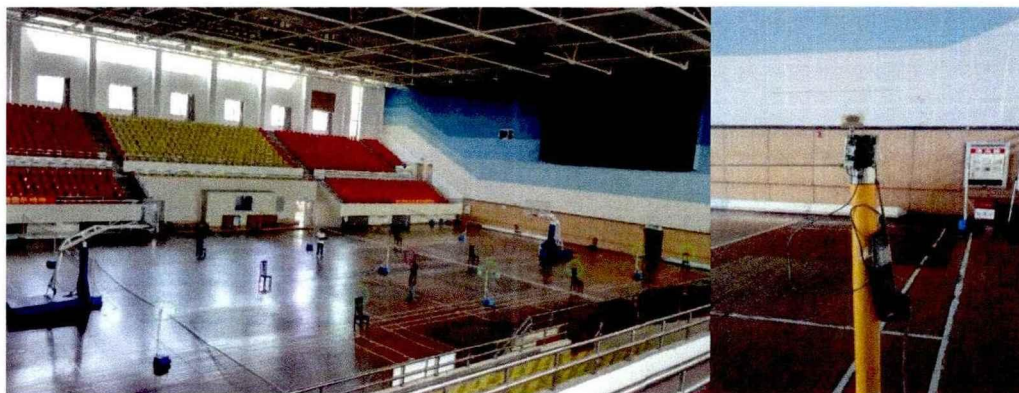


图 49 实验室原理演示系统现场照片及测试示意图

Fig. 49 Experimental environment at Hainan University Fellowship Hall.

为了分析时钟同步性能，标签发射 Blink 数据分组，在范围内的基站都收到了 Blink 数据分组。位置引擎根据 Blink 数据分组的到达时间差 TDOA 估计标签位置坐标。基站 Anchor1 和 Anchor5 的到达时间差：

$$TDOA_{1,5} = TOA_1 - TOA_5 \quad (4-7)$$

计算得出标签到 Anchor1 和 Anchor5 的距离差 $\Delta \hat{d}_1$ ：

$$\Delta \hat{d}_1 = c \cdot TDOA_{1,5} \quad (4-8)$$

式中， c 为电磁波传播速度。

实际测量的标签到 Anchor1 和 Anchor5 的距离差 Δd_1 ：

$$\Delta d_1 = d_1 - d_5 \quad (4-9)$$

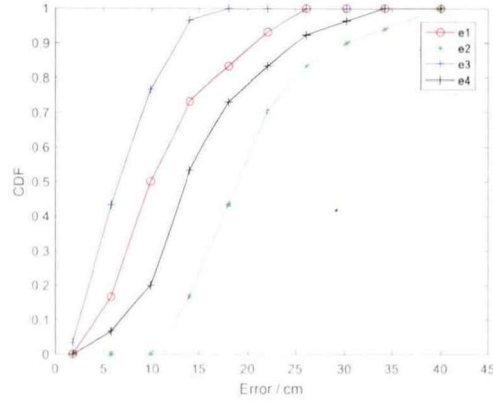
式中， d_1 和 d_5 分别为标签到 Anchor1 和 Anchor5 的实际距离。

定义距离误差 e :

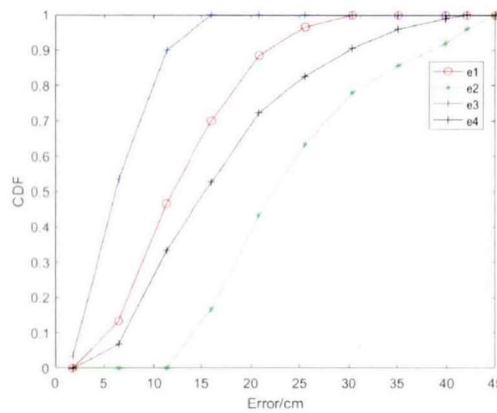
$$e_1 = |\Delta d_1 - \Delta \hat{d}_1| \quad (4-10)$$

根据式 (4-8), 在不考虑其它噪声干扰情况下, 如果 Anchor1 和 Anchor5 的时钟绝对同步, 则其 TDOA 仅相当于 Blink 数据分组从标签到 Anchor1 和 Anchor5 的传输时间的差值, 且传输时间通常与传输距离成正比。因此, 理论上距离误差 e 等于零。在实际测试系统中, 如果 Anchor1 和 Anchor5 没有完全同步, 则 TDOA 测量值除了受非视距遮挡和噪声干扰外, 主要受到 Anchor1 和 Anchor5 的时钟差的影响, 而且时钟差越大, 距离误差 e 越大。

以同样的方式, 可以获得距离误差 e_2 , e_3 和 e_4 。对于每个距离误差 e , 在每个测试点测量 30 次, 从而获得 30 个距离误差。本次实验测试了 vMISO-OR 方案和 SISO 方案。每个方案的距离误差的累积分布函数 (CDF) 如图 50 所示。



(a) vMISO-OR 方案



(b) SISO-Relay 方案

图 50 距离差的累积分布函数曲线图

Fig. 50 CDFs of distance errors.

在图 50 (a) 和 (b) 中, 距离误差 e_3 用蓝色曲线表示, 对比其它曲线, e_3 曲线在最左侧, 这意味着它具有最低测距误差。距离误差 e_2 用绿色曲线表示, 对比其它曲线其在最右侧, 这意味着它具有最大距离误差。曲线 e_1 和 e_4 均在 e_3 和 e_2 两条曲线之间。Anchor3 和 Anchor5 处于相同的簇中, 它们的距离误差 e_3 的范围为 2-15cm, 此误差主要由其它干扰因素产生而非时钟差。Anchor2 和 Anchor5 处于不同的簇中, 并且 CCP 多跳传输存在一些时钟差异, 因此不同的时钟是产生距离误差的主要因素。通过比较图 50 (a) 和 (b), 距离误差 e_1, e_2 和 e_4 在 vMISO-OR 方案中相应地低于 SISO 方案中, 差异为约 5cm。这是由于 vMISO-OR 协作传输的分集增益, vMISO-OR 方案具有比 SISO 方案更低的距离误差。实际中距离误差是由许多因素引起的, 例如来自大区域的多个基站的干扰误差、基站的坐标测量误差和非视距传输等。

4.5 本章小结

本章首先综述了现有的传感器网络无线时钟同步方法, 在此基础上针对大规模多基站无线时钟同步需求, 提出了一种跨区域 vMISO-OR 时钟同步校验包 (CCP) 传输协议, 以促进 UWB 室内定位网络的区域可扩展性。簇内基站的时钟同步基于主基站向从基站发送 CCP, 簇间使用两个中继协作的 vMISO-OR 传输 CCP。该协议被建模为多个主基站的相对时钟同步。仿真结果表明, vMISO-OR 协议可以提高网络生存时间和网络吞吐量。尽管存在传输延迟, 但是可以降低延时的影响, 因为式 (4-3) - (4-6) 中的时钟同步算法基于 CCP 传输的时间戳, 且标签定位消息 Blink 的 TDOA 校正也基于时钟偏移差。实验结果表明, vMISO-OR 方案比 SISO 方案具有更好的簇间同步性能, 验证了所提出的 vMISO-OR 协议可以提高路由性能, 改善大规模网络的基站时钟同步效果。

5 TDOA 定位最优基站对选择方法

5.1 引言

对于基于距离的定位方法,基站相对于标签的几何形状以及基站的布设存在偏差的情况都会影响计算位置的精准性。TDOA 定位方法利用两组基站的数据进行三边测量,可以得到标签位置的多个解,而且测量噪声会加剧多解问题。同时,根据 2.7.3 节测试结果图 29 可以观察到,当移动标签靠近三边测量边界或在基站附近时,来自特定区域基站的估计误差总是较大的[29]。如果误差很大,当实际位置在区域外面,估计的位置是区域边界内的一个点。这意味着,选择正确的估计值并不像选择由一组特定基站监视的区域边界内的估计值那么简单,导致多区域时存在区域边界位置模糊问题[30]。

如果在标签的传输范围内有额外的基站,系统就可以根据所定位的标签选择几何形状最好、接收信号质量最好的基站,则可以抵消以上问题造成的定位误差。在 UWB 多区域定位系统中,大量接收器被部署在大的室内仓库或广阔的园区。所有标签范围内基站的 TDOA 参数的冗余性和多样性可用来减少干扰,从而提高系统性能。因此,本章将提出一种简单而又极具吸引力的方法,优化地选择或组合最佳基站的 TDOA 结果,且在区域间边界附近可以选择合适的基站进行 TDOA 定位计算,实现标签从一个区域到另一个区域的无缝切换。

5.2 现有研究

由于基站与多个节点之间的距离是通过三边测量或双曲线原理确定的,定位系统需要解决的一个关键问题是确定基站的物理位置,因此位置估计中基站的选取对位置估计精度有不同程度的影响[102, 103]。在几乎所有的定位系统中,寻找最优的基站位置都很重要,基站的位置严重影响定位的质量。

使用更多与基站相关的信息可以提高定位的准确性,但是通信量和功率损耗也将相应地增加。另外,如果随机减少要使用的基站的数量,定位的准确率会明显下降。因此,需要一种通过适当的基站选择有助于提高位置估计精度的方法。

在大规模定位的网络中,标签的位置是未知的,基站的坐标是已知的。每个标签可移动,不需要为其预先指定基站,而是在每个位置估计过程中在与标签通信的基站中进行选择。在这样的条件下,通过研究优化基站的位置以及基站的选择来提高位置估计的准确性是很有必要的。

5.2.1 最佳基站布设

在相关研究中,以位置估计的最小均方误差为评价指标,提出了基站的最优部署方案。为了寻找最优的基站以减少定位估计误差,近年来提出了许多定位方法。在[104]

中,为了提高基于 RSS 定位的线性最小二乘和加权最小二乘算法的性能,对参考基站进行了优化。也有一些特别是对 UWB-RTLS 中基站的放置进行了研究。以往的大多数研究都是针对某一领域中基站节点的位置和数量的优化问题。[105, 106]研究了位置估计的目标在特定范围或形状内的前提下优化基站的位置。[107]提出了一个三层 UWB 室内定位系统和一种优化枢纽节点数量和位置的方法(在三层系统中枢纽节点工作类似于参考点),该区域被细分为立方体。[13]提出了一个简单的闭式表达式,用于根据走廊宽度和基站固定装置的高度来确定最佳的基站间距离,此表达式是基于到达时间差(TDOA)机制得出的,并通过 Matlab 仿真验证。[106]提出了一种部署基站节点的方案,使感兴趣区域的定位均方误差(MSE)最小化。类似地,[108]提出了两种求解基站拓扑优化的整数线性规划(Integer Linear Programming, ILP)公式。[108]中的工作还提出了当问题空间太大无法用 ILP 公式求解时,用剪枝算法进行贪心布局。[109]对基站间的 NLOS 条件定位系统进行研究,提出了一个商用 UWB RTLS 评估套件在两种不同的基站放置场景(基站间 LOS 条件和基站间 NLOS 条件)的性能研究。但是,动态使用基站的情况尚未得到解决[110],选择现有的基站或将基站添加到网络中。

5.2.2 最佳基站选择

文献[111]研究了一种根据基站对提高位置估计精度的贡献来选择少量基站的方法。从减少测距误差的角度来看,使用目标节点附近基站的效果较好,这说明基站的选择是基于信噪比的。[112]证明了基站的位置与节点能否被定位之间的关系,提出了一种基于线性方程条件数的基站选择算法,以提高基于距离的定位算法的精度。[113]的工作建议进行基站选择,使所使用的基站形成一个等边三角形来估计移动节点在室内传感器网络中的实时位置。[114]将基站的排列存在偏差的情况考虑为基于距离的定位问题,提出了一种基于层次化分簇的方法,通过考虑基站的位置偏差来减少用于位置估计的基站,但该算法未考虑目标节点与基站之间的相对关系。

研究的目標是在基站布设存在偏差的环境下,提高基于距离估计标签位置的精度。[115]表示,相对于目标节点,基站以均匀的角度分布排列的方式是最优的,但这在现实场景中不一定能得到。例如,使用无线局域网(WLAN)的接入点作为基站情况[115],或者使用位置估计的节点作为辅助基站。在基站布设存在偏差的情况下,如果只使用目标节点附近的基站,则角分布存在偏差且位置估计的精度下降。

在一个多基站定位系统中,为了提取时间差,需要确定哪些基站应该配成基站对。通常将第一个基站定义为参考基站,并将所有基站与此基站配对,这种配对概念称为星型。四个基站的星型配对结构如图 51(a)所示,链型配对结构如图 51(b),混合型配对结构如图 51(c)。[116]对 3 种配对方案进行了性能比较,不同的配对方案对定位结果影响不同。下面我们将分析基站对影响标签定位的深层次原因,并考虑基站数大于 4 的基站配对问题。

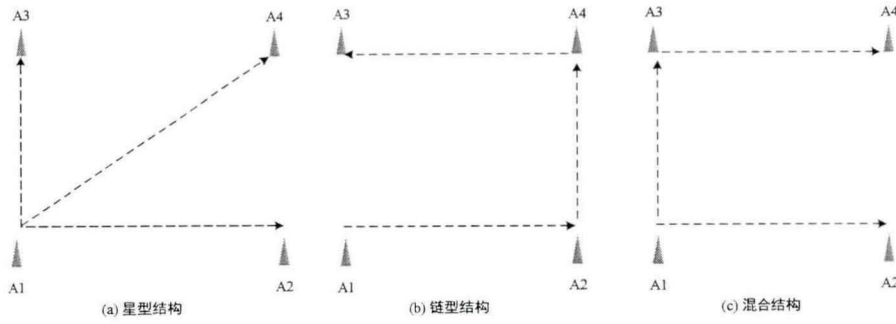


图 51 基站配对方案

Fig. 51 Anchor pairing scheme.

5.3 TDOA 定位最优基站对选择

5.3.1 问题分析

多基站参与定位时，不同基站两两配对形成基站对，受基站空间位置的影响，不同基站对对定位精度的贡献值不同。图 52 给出了基站 F_1 和 F_2 组成基站对 F_1-F_2 ， F_3 和 F_4 组成基站对 F_3-F_4 ，标签（Tag）采用这些基站进行双曲线定位的夹角。

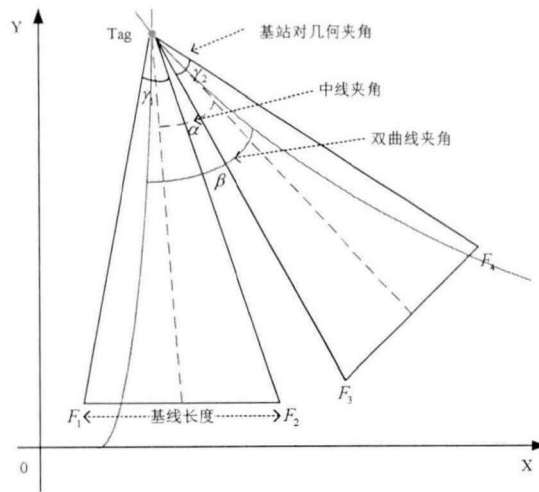


图 52 双曲线定位各夹角示意图

Fig. 52 Angles in hyperbolic positioning.

两条基线相邻的三点阵的定位误差精度如式 (5-1) [117]，由此式可知相邻三点阵定位时，影响精度的主要因素是两条双曲线之间的夹角和标签相对于基站对的几何夹角。

$$\sigma = \frac{1}{\sin \beta} \sqrt{\frac{\sigma^2(\Delta t_1)}{(2 \sin \gamma_1 / 2)^2} + \frac{\sigma^2(\Delta t_2)}{(2 \sin \gamma_2 / 2)^2}} \quad (5-1)$$

式中， β 为两条双曲线之间的夹角， γ_1 、 γ_2 为标签相对于基站对的几何夹角。在下文

中，待测标签和基站对的相互位置关系称为态势。

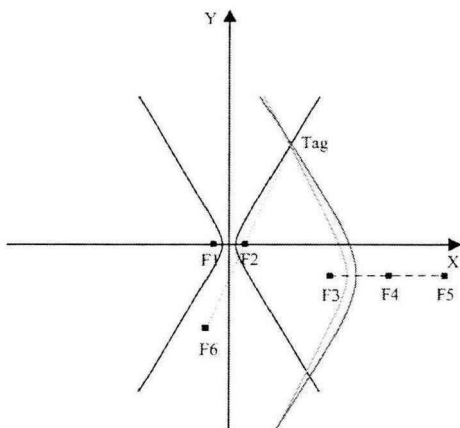


图 53 不同态势下双曲线定位示意图

Fig. 53 Hyperbolic positioning with different anchor pair.

如图 53 所示，红色和绿色两条双曲线夹角 β 较小，其对应的基站对 F_3-F_4 、 F_3-F_5 分别与基站对 F_1-F_2 进行定位。红色曲线和绿色曲线分别与黑色曲线相交，交点距离很近，即 F_3-F_4 和 F_3-F_5 定位效果相似，存在冗余；同时当 F_3-F_4 、 F_3-F_5 两个基站对进行定位时，定出的位置距标签实际位置较远，即定位误差较大。

另外，由于标签与基站对 F_2-F_6 的几何夹角 γ 较小，由式 (5-1) 可知， γ_1 或 γ_2 较小时定位误差 σ 较大。因此标签和基站对的几何夹角 γ 趋于 0° 或者 180° 时，即标签与基站对共线或在基线附近时，此类基站对产生的定位误差极大。

影响定位精度的因素还有探测距离、基线长度、基站对之间的中线夹角。对同一基站对，定位误差随着探测距离的增大而增大。同一态势下，在一定范围内，基线长度越长定位误差越小，当基线长度增大达到一定值后，定位误差随基线长度变化不再明显。对同一对基站对，中线夹角小于 30° 或大于 120° 时，定位误差剧增；中线夹角在 30° 至 120° 之间时，定位误差可控制在较小的范围内；当中线夹角控制在 $90^\circ \pm 30^\circ$ 时，两条双曲线接近正交，定位精度提高明显。当标签趋近于基线附近时，定位误差急剧增大。

针对上述基站冗余和误差较大的问题，寻求一种能够将相似特点的基站分簇，并在簇间选择出最优基站对的策略，加之一定的态势计算方法，能够筛选出基线长度合适、中线夹角合理并排除标签与基线共线的最佳方案。

5.3.2 基站空间位置分簇

根据空间基站布置情况，在同一方位距离附近存在多个定位贡献值相近的基站对，采用这些基站对组合定位时，误差较大；若这些基站对都与其它角度较好的基站对进行双曲线定位时，又存在一定的数据冗余。因此可采用一种分簇方法对一定空间范围内的基站进行分簇，簇内的基站具有相似的定位贡献，定位时选择来自不同簇的基站进行配对，达到减少数据冗余和提高定位精度的目的。

根据每个数据项与给定数据项之间的距离生成分层结构。每个数据片段首先被分成只包含项本身的簇，然后计算簇之间的距离，并按距离递减顺序合并簇。为了定义每对数据项之间的距离，可以根据目标数据使用不同的距离函数。在本研究中，由于簇的数据是每个基站的坐标，因此使用三维欧氏距离（5-2）作为距离函数：

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2} \quad (5-2)$$

式中， $l_i = (x_i, y_i, z_i)$ 和 $l_j = (x_j, y_j, z_j)$ 是两个基站的坐标， d_{ij} 表示两基站之间距离。当每一个数据都合并到某个簇后，分簇结束。以这种方式生成的树的高度表示簇之间的距离，在适当的高度对其进行切割，得到任意数量的簇。因此，在本文提出的基站选择方法中，生成的簇数可以在位置估计所需的最小基站数和可用基站数之间变化。关于应该使用多少个基站，存在着讨论的空间，考虑成本和准确性之间的权衡。然而，由于问题的重点是如何从不同的簇中选择基站来提高准确性，实验中使用的基站数量大于 3。一种分簇结果如图 54 所示。

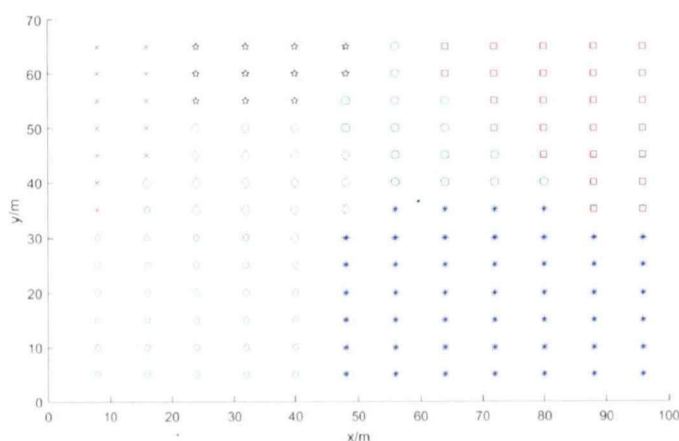


图 54 基站的分簇示例

Fig. 54 Clustering result.

5.3.3 最佳定位方案的基站选择策略

(1) 理论基础

由图 54 可知，对上述 156 个基站进行分簇，得到 7 个不同基站数量的簇，最少的簇包含 11 个基站，最多的簇包含 46 个基站。由于每个簇内的基站在方位距离上具

有一定的相似性,且随着基线长度的增加,定位精度会得到一定的提升,因此在选择基站对时,在每个簇中选择一个基站与来自不同簇的基站两两配对,从而一定程度上避免数据冗余和短基线问题。

文献[118]提出的一种基于条件数的最小地面接收站参考对选择 (Ground Receiving Station Reference Pair Selection, GREPS),计算每个基站对的系数如式(5-3), $M-N$ 为对照组基站对, $I-J$ 为待选基站对, K 值只与定位信号到达各基站间的距离差(时间差)有关,且 K 值越小标签越靠近基站对的中垂线,越有利于准确定位。因此,给定参照组, K 值最小的基站对为最优。另外,通过计算 K 值可避免标签与基站对共线的问题。

$$K(M_{ij}) = \left(\frac{R_{jm} \cdot R_{jn}}{R_{im} \cdot R_{in}} \right) + \left(\frac{R_{im} \cdot R_{in}}{R_{jm} \cdot R_{jn}} \right) \quad (5-3)$$

式中, R_{jm} 、 R_{jn} 分别表示定位信号达到基站 j 与基站 m 、基站 n 的距离差, R_{im} 、 R_{in} 分别表示定位信号到达基站 i 与基站 m 、基站 n 的距离差,且 $K(M_{ij}) \geq 2$ 。具体推导过程,参见附录 A。

对标签的某个固定位置通过 K 值选择最优基站对时,对照组基站对的选取对最优基站对的影响很小。下面用实验证明此结论:

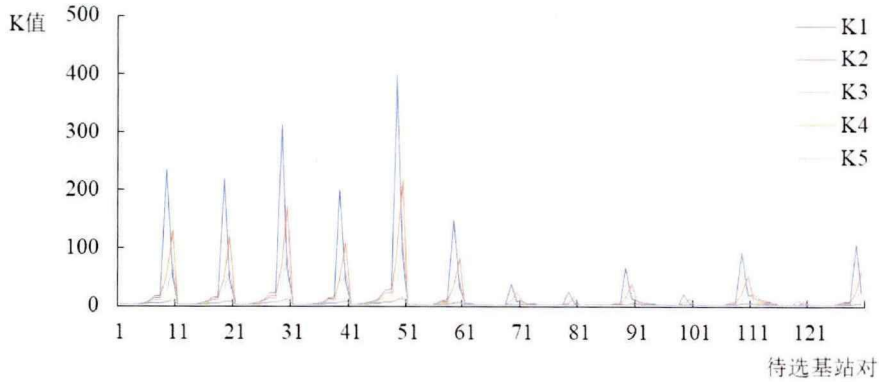


图 55 不同对照组计算待选基站对的 K 值

Fig. 55 K value of candidate pair versus different control pairs.

如图 55 所示,用 5 组不同的基站对作为对照组,分别将任意 130 个待选基站对代入式 (5-3) 计算相应的 K 值,得出 5 组 K 值: $K1$ 、 $K2$ 、 $K3$ 、 $K4$ 、 $K5$,用 5 种颜色分别表示。图中 5 组 K 值的曲线走势相同,且在某个横坐标处同时最小(本次实验各 K 值最小值都在横坐标为 12 处取得)。因此,标签位置确定时,最优基站对选取与对照组无关,仅与基站对与标签的相对位置有关。

因此在设置最优基站对策略时,对照组选择与待选基站对不相关的一组基站对即

可。需要说明的是, 对照组的选择一般不影响最优基站对的选择, 但是当对照组内任一基站与待选基站对内的任一基站距标签距离相等时, 式 (5-3) 中有一项分母会为 0, K 值趋于无穷大, 则会错过最优基站对。假如出现 K 值无穷大, 则更换对照组重新计算, 避免因分母为 0 而错过最优基站对。

(2) 选择策略

根据以上理论, 制定最优基站对的选择策略具体如下 (以图 54 分簇结果为例): 7 个簇为 $A = \{A_1, A_2, \dots, A_{30}\}$ 、 $B = \{B_1, B_2, \dots, B_{17}\}$ 、 $C = \{C_1, C_2, \dots, C_{12}\}$ 、 $D = \{D_1, D_2, \dots, D_{11}\}$ 、 $E = \{E_1, E_2, \dots, E_{15}\}$ 、 $F = \{F_1, F_2, \dots, F_{25}\}$ 、 $G = \{G_1, G_2, \dots, G_{46}\}$, 簇两两随机组合成 $C_7^2 = 21$ 个簇对。 A 、 B 、 C 、 D 、 E 、 F 、 G 相互无交集, 来自不同簇的基站两两配对, 如 A_1-B_1 、 A_1-B_2 、 $\dots$ 、 $F_{25}-G_{46}$ 。选 A_1-B_1 为对照组, 则 C 、 D 、 E 、 F 、 G 两两随机组合成的 $C_5^2 = 10$ 个簇对, 来自这些簇对的基站组成待选基站对。分别计算从标签到待选基站对与对照组的距离差 ($R_{im}, R_{jm}, R_{in}, R_{jn}$, 其中 $I-J$ 为待选基站对, $M-N$ 为对照组), 根据式 (5-3) 计算每个待选基站对对应的 K 值, 选择出每簇对内最小的 K 值对应的基站对。例如以 A_1-B_1 为对照组, C 、 D 簇对内基站对为待选基站对, 计算标签与 C_i-A_1 、 C_i-B_1 、 D_j-A_1 、 D_j-B_1 四组基站对的路径差 $R_{C_iA_1}$ 、 $R_{C_iB_1}$ 、 $R_{D_jA_1}$ 、 $R_{D_jB_1}$, 将所有路径差带入式 (5-3), 计算得 K 值最小的 C_x-D_y , 则 C_x-D_y 是标签处于此位置时的一个最优定位基站对。补充: 在计算 K 值的过程中, 若出现部分 K 值为无穷大时, 则更换对照组, 重新计算该簇对的基站对的 K 值。

以同样的方式, 其它 $C_7^2 - 1 = 20$ 对簇的成员两两配对后, 分别寻得各簇对的最优基站对。

标签位置与最优基站对的几何位置如图 56 所示。假设 $B-C$ 和 $E-F$ 都为标签 A 的最优基站对, AI 和 AJ 分别是标签到最优基站对的两条中线。当其中线正交时定位效果最好, 中线夹角的计算见定理 1。最佳定位方案的基站对选择原则为: 计算 21 组最优基站对两两间的中线夹角, 角度为 90° 时定位效果最佳, 由 90° 向 0° 和 180° 变化时定位效果逐渐变差; 若多组最优基站对间的中线夹角相等, 按每组 K 值之和从小到大进行排序, 选择 K 值之和最小的一组为最佳方案; 若存在多组 K 值之和相等的情况, 选择探测距离近的基站对组合即为最佳定位方案。

定理 1: 根据中线定理, 在任意三角形 $\triangle ABC$ 中, 如图 56, 设 I 为 BC 的中点, AI 为中线, 则有如下关系:

$$AB^2 + AC^2 = \frac{1}{2}BC^2 + 2AI^2 \quad (5-4)$$

同理，可求得三角形 $\triangle AEF$ 的中线长度 AJ 。

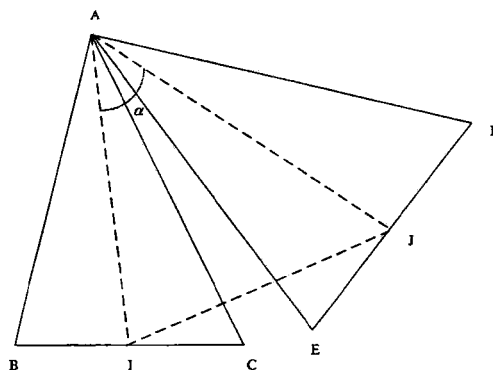


图 56 中线夹角示意图

Fig. 56 Angle of two medians.

在定位应用中，图 56 中 A 代表标签， B 、 C 、 E 、 F 分别代表基站，基站距离 BC 、 EF 在基站布设完成后为已知固定值。随机选择两组信噪比较大的最优基站对，解出标签 A 的大概位置，从而可得出 AB 、 AC 、 AE 、 AF 。故通过式 (5-4) 可以求得两组基站对的中线长度 AI 、 AJ 。

根据余弦定理，中线夹角的计算方法如下：

$$\cos \alpha = (AI^2 + AJ^2 - IJ^2) / (2AI \times AJ) \quad (5-5)$$

式中， AI 、 AJ 由式 (5-4) 计算可得。 IJ 为基站对之间的中点距离，基站布设完成后为已知固定值。因此由式 (5-5) 可求得基站对的中线夹角 α 。

5.4 仿真实验及分析

5.4.1 仿真条件

设定 $100 \times 70\text{m}$ 的矩形区域内，均匀布设 156 个基站，沿 x 轴间隔 8m ，沿 y 轴间隔 5m ，如图 57。可将标签置于该矩形区域任意位置，此次仿真将标签置于坐标 (36, 17.5) 的位置，静态测定标签的位置。

5.4.2 仿真过程

步骤一：将 12×13 的基站按照既定算法进行分簇，用不同颜色表示，每簇命名为 A 、 B 、 C 、 D 、 E 、 F 、 G ，每簇内基站自下至上、自右至左依次从 1 开始计数命名。

步骤二：按照最优基站对策略，计算簇间基站对的 K 值，每两簇中选择出 K 值最小时对应的基站对，即最优基站对。7 簇共组合出 21 个最优基站对，如图 57。

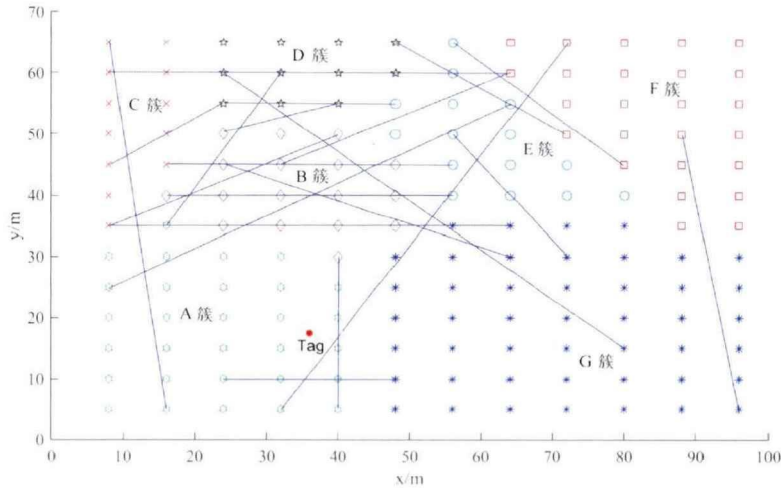


图 57 最优基站对选择情况图

Fig. 57 Optimal anchor pair selection diagram.

结果：21 组最优基站组合为 A_1-B_1 、 A_4-C_{12} 、 $A_{30}-D_6$ 、 $A_{25}-E_{11}$ 、 A_2-F_{24} 、 A_8-G_{14} 、 $B_{15}-C_1$ 、 $B_{17}-D_1$ 、 $B_{10}-E_4$ 、 $B_{13}-F_{20}$ 、 $B_{14}-G_{40}$ 、 C_4-D_3 、 C_3-E_7 、 $C_{10}-F_{20}$ 、 C_1-G_{45} 、 D_3-E_{13} 、 D_8-F_{11} 、 D_7-G_{17} 、 $E_{15}-F_7$ 、 E_9-G_{39} 、 F_9-G_1 。

步骤三：对最佳基站对进行两两组合，21 个最佳基站对共组合 $C_{21}^2 = 210$ 组，分别计算每组最优基站对的中线夹角，如下图 58，蓝色线条表示计算出的 210 个中线夹角，其中 90° 时是最佳中线夹角，用橙色线条表示。

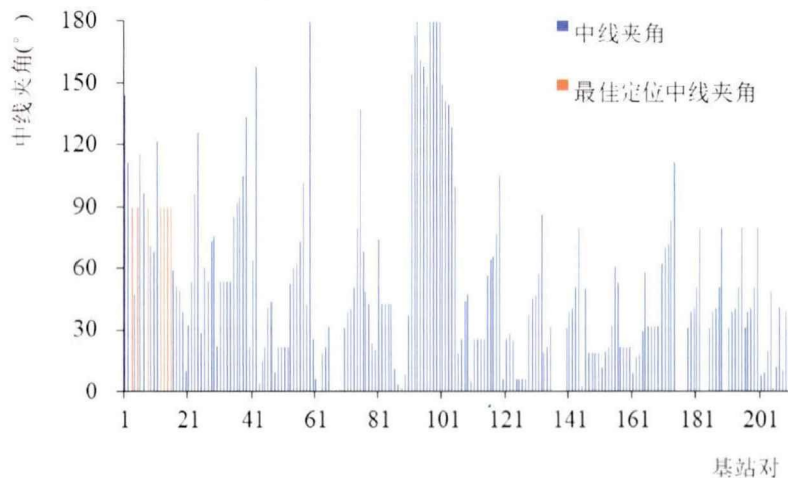


图 58 最佳基站对的中线夹角

Fig. 58 Angle of two medians in each group.

结果：最佳中线夹角的基站对组为 $(A_1-B_1, A_{25}-E_{11})$ 、 (A_1-B_1, A_8-G_{14}) 、

$(A_1 - B_1 B_{10} - E_4)$ 、 $(A_1 - B_1 C_3 - E_7)$ 、 $(A_1 - B_1 C_{10} - F_{20})$ 、 $(A_1 - B_1 C_1 - G_{45})$ 、 $(A_1 - B_1 D_3 - E_{13})$ 。

一般情况下, 根据上面步骤, 选出的最佳中线夹角的基站对即可满足定位需求。

步骤四: 对步骤三的结果按每组 K 值之和从小到大进行排序, 选择 K 值之和最小的一组为最佳方案。若存在多组 K 值之和相等的情况, 选择探测距离近的基站对组合即为最佳定位方案, 如图 59 红色线所示。

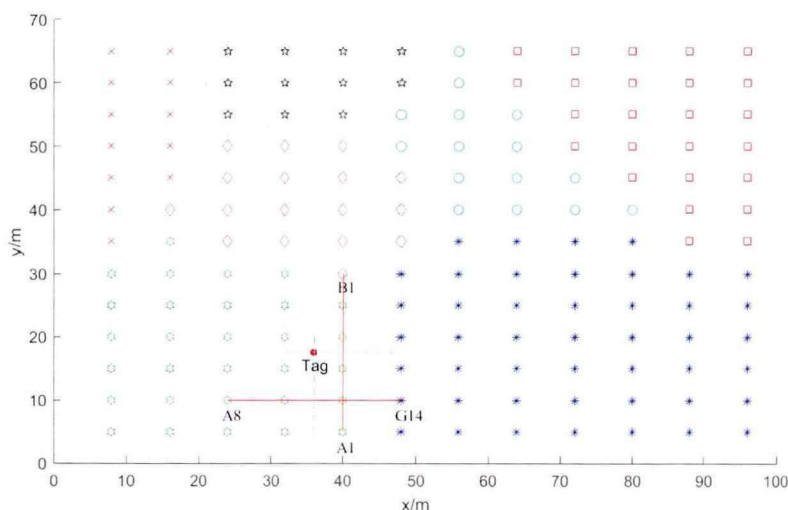


图 59 最佳定位方案

Fig. 59 Optimum positioning scheme.

结果: 最佳定位方案为 $(A_1 - B_1 A_8 - G_{14})$ 。

注: ①以上算法过程以二维定位为例, 可以将所步骤扩展至三维。其中, 计算 K 值时, 定位方程系数矩阵的条件数要考虑 z 轴对应的系数。

②以上算法支持基站数等于或大于 4 个, 以满足如第一章中应用范例的定位需求, 尤其是企业级应用往往需要定位系统能够对大型厂区、数万平方米的物流分拣中心、工业物联网等场景进行大区域覆盖。

5.4.3 噪声干扰结果分析

定位信号传输过程中存在各种干扰, 现在将各种干扰的结果建模为标签到两个基站的距离差的加性高斯白噪声, 重复 n 次实验, 对比步骤 4 的最佳方案 $(A_1 - B_1 A_8 - G_{14})$ 与任意方案在不同噪声情况下的定位误差比较。

例如, 从步骤二中随机选择一对基站 $A_{25} - E_{11}$ 作为对照组, 比较 $(A_1 - B_1 A_8 - G_{14})$ 和 $(A_1 - B_1 A_{25} - E_{11})$ 在不同噪声下的定位标准差, 见图 60。

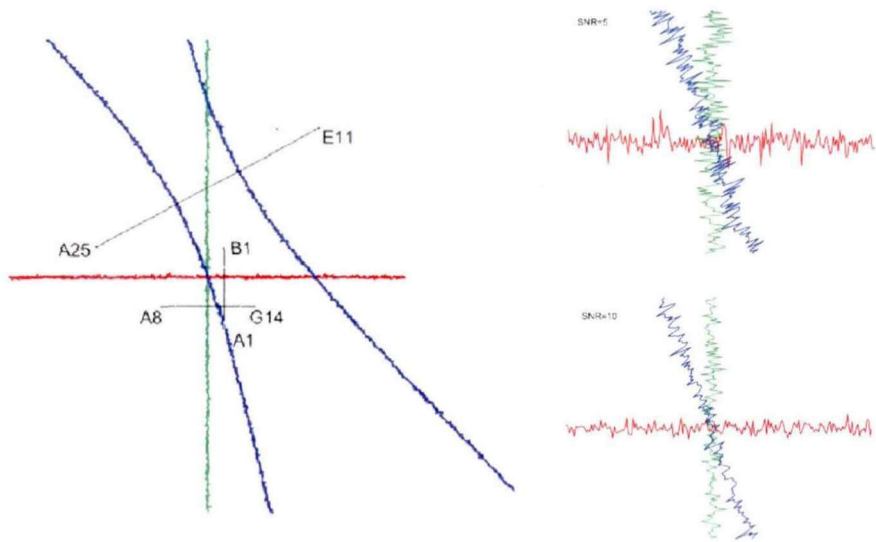


图 60 不同方案定位在噪声情况下的误差示意图

Fig. 60 Hyperbolas cross positioning in case of noise.

由于距离差测量中存在噪声，双曲线相交定位会产生不同的定位误差。如图 60 所示，当 SNR 等于 5 时双曲线的交点比 SNR 为 10 时更多，即低信噪比误差更大。

为了进一步阐明这一点，将步骤 4 中最优方案与其他五组方案在不同噪声条件下的定位误差进行比较，下文分别对 6 个方案进行编码，其中编号 1 对应最优方案，如表 11 所示。仿真重复 n 次，研究在平均绝对误差 (Mean absolute error, MAE)或标准差 (Standard Deviation, SD)准则下，不同优化方案的信噪比性能。结果如图 61 和图 62 所示。

表 11 基站对组合

Table 11 Anchor pair groups.

编号	基站对组合
1	$(A_1 - B_1 \ A_8 - G_{14})$
2	$(A_1 - B_1 \ A_{25} - E_{11})$
3	$(A_8 - G_{14} \ A_{10} - D_9)$
4	$(A_1 - B_1 \ A_{10} - D_9)$
5	$(A_{25} - E_{11} \ A_{10} - D_9)$
6	$(A_8 - G_{14} \ A_{25} - E_{11})$

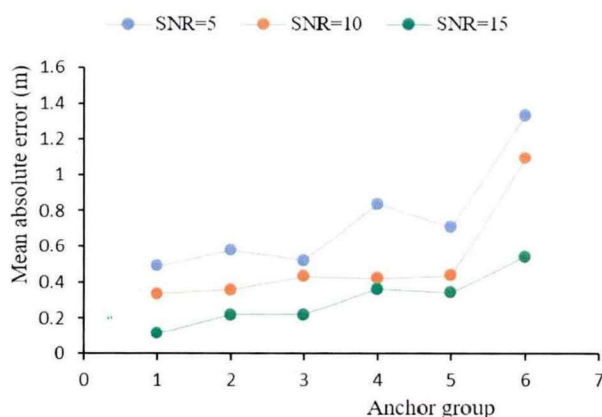


图 61 不同基站组的定位平均绝对误差

Fig. 61 Positioning MAE versus anchor group.

定位平均绝对误差的计算如下：

$$d_i = \sqrt{(x_i - x'_i)^2 + (y_i - y'_i)^2 + (z_i - z'_i)^2} \quad (5-6)$$

$$MAE = \frac{\sum_{i=1}^n d_i}{n} \quad (5-7)$$

式中， (x_i, y_i, z_i) 和 (x'_i, y'_i, z'_i) 分别是第 i 时刻节点位置坐标的估计值和实际值，且 d_i 是估计值和实际值的误差。

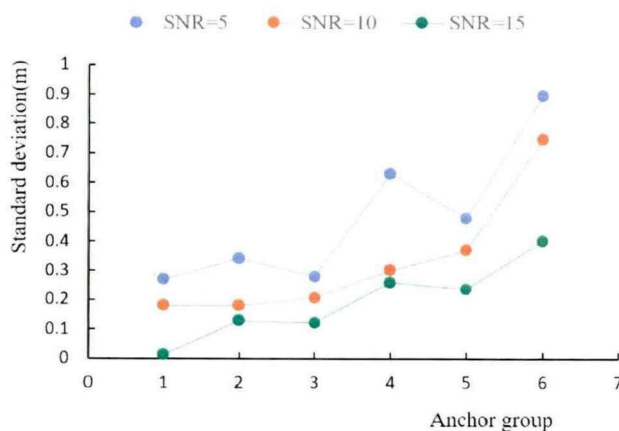


图 62 不同基站组的定位标准差

Fig. 62 Positioning standard deviation versus anchor group.

定位标准差的计算如下：

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (d_i - MAE)^2}{n}} \quad (5-8)$$

结果：图 61 和图 62 对应的折线具有相似的趋势。其中，组 1 作为在步骤 4 中的最佳基站组，在不同的噪声条件下都具有最小的定位平均绝对误差和标准差。信噪比越大，相应的定位误差越小。

5.4.4 结论

(1) K 值得范围为 $[2, \infty)$ ， K 值越小，双曲线开口越大。 $K=2$ 时，基站对为最优，此时标签位于此基站对的中垂线上。

(2) 最佳定位方案最终选择为 K 值为 2，中线夹角为 90° ，且距离最近的两组基站对。标签位于两条中垂线上，且两中垂线垂直，此时定位误差达到最小。同时 K 值为 2 的定位基站对组合，定出的标签位置唯一，可避免两条双曲线相交多解的问题。

(3) 依据既定的方案策略选择出的最佳定位方案控制了定位曲线的夹角，因而定位的均方差远远小于其它定位方案。同时随着信噪比的提升，定位的精度可得到一定提高。

通过对基站进行分簇，使每簇覆盖一定的方位、距离，一定程度上可以避免数据冗余和短基线问题。通过计算基站对的 K 值和中线夹角，可选择出定位曲线接近于基站对的中垂线且相互夹角接近于 90° 、相对距离较近的定位基站对，从而使定位误差控制到最小，达到精准定位的目的。

5.5 本章小结

本章首先介绍了与基站选择相关的研究，在此基础上提出一种在标签通信范围内基于基站位置及基站与标签相对位置的定位基站对选择策略，减少用于位置估计的基站数且不损失定位精度。该方法通过标签定范围内基站位置的分簇，选择来自不同簇的基站对来解决基站间方位差或距离差较小时的数据冗余和定位误差较大的问题，选择最优基站对和中线夹角来控制双曲线的夹角以减小定位误差。此方法可以避免常规方法精度恶化的情况，可应用于各种基于基站的位置估计的场景，对移动标签定位特别是当标签处于重叠区域可实现无缝切换。

6 总结与展望

6.1 论文总结

UWB 室内精准定位技术在商业、公共服务与安全、国防军事等领域均具有广阔的应用前景。本文针对 UWB 室内区域可扩展定位系统进行了研究,工作总结如下:

(1) TDOA 系统使用四个基站来确定标签在它们之间区域的位置。这种四基站模式受限于 UWB 收发器的最大通信范围且很大程度上取决于环境,尤其在遮挡时定位性能会急剧下降。因此,当没有混凝土墙或金属屏障等明显的障碍物时,该系统可覆盖中等大小的区域。为了覆盖更大和更复杂的区域,系统可以扩展到包括四个以上的基站,这些基站可以在整个待监测区域内均匀分布。然而实际场景空间几何区域不规则,同时存在大小不同的区域以及走廊等,需要根据实际场景将系统建模成 UWB 大规模多定位区域模型,每个区域设置网关实现数据传输,在中央位置引擎完成集中式位置计算及结果显示。该模型也支持导航模式,由网关实现数据下发至标签端显示(此为附加功能,本文未做详细讨论)。如果不同区域之间存在严重阻隔 UWB 定位信号的障碍物,则在阻隔区域的标签没有频谱拥塞的问题,这还将增加系统可处理的标签容量的副作用。该模型可以在当前系统的基础上进行建模,所需的工作与服务器决定哪些基站应该参与计算每个标签的定位计算有关,以及这些基站之间该如何实现时钟同步,从而使得 TDOA 定位算法有效运行。

系统需要为每个基站提供电源和以太网的物理连接,这严重限制了它们在目标区域中部署的自由度。解决该问题的一种方法是基站使用以太网供电或电池供电,从而不需要附近的电源插座。数据回传可使用蓝牙、WiFi 等不同于 UWB 无线电的网络,测距数据最终在装有位置引擎的后台服务器进行定位解算和处理。

(2) 针对 TDOA 定位系统基站之间时钟同步问题展开研究。首先对于四个基站的单区域定位系统,采用主基站-从基站时钟同步方式,主基站周期性地向从基站发送时钟校验数据分组,该数据分组被打上时间戳,从基站接收并计算主/从基站时钟相对偏移情况。与此同时标签向四个基站发送短的定位数据分组,其中包含了标签的同步信息、地址信息等。定位数据到达基站端后,根据基站时钟偏移情况对定位数据的到达时间差测量值进行校正,使定位数据到达各基站的时间基于相同的时间基准。标签通过到达时间差的定位方法确定了自身在该系统中的位置。然而,传输网络中的各种干扰使得主-从基站时钟之间的偏差无法进行精确测量。本文比较了两种不同的时钟跟踪方法,数字锁相环和 Kalman 滤波,同时还分析了判断时钟同步性能的检测指标。Kalman 滤波本身具有低通特性,对测量值依赖性很强,且纠错速度较慢,针对此缺点进行了改进,并给出算法仿真对比,当时钟同步分组发生大的错误时改进算法具有较好的鲁棒性。

单个区域定位网络的定位范围往往受基站时钟信号通信范围的限制,同时也比较

容易受到障碍物的阻隔影响。多个主基站是大规模室内定位区域可扩展的基础,也是克服信号传输范围短和适应复杂传播环境的有效方法。本文提出主基站自适应选取原则以及各区域间的时钟同步协议,将扩展区域内所包含的基站都进行时钟同步。处在两个或者多个小区范围内的基站,可以在不同的小区中分别被配置成一个主基站和多个从基站,实现时钟校验包从一个初始小区扩展到周边的小区,从而最终实现整个网络的时钟同步。最后给出了时钟校验包基于 vMISO-OR 的路由算法,并通过网络仿真验证路由算法的性能,在多基站预分簇后进行簇间基站同步误差监测,进行了时钟同步的功能测试。

(3) 由于标签与多个基站之间的距离是通过三边测量或双曲线原理确定的,定位系统需要解决的一个关键问题是确定基站的物理位置,因此基站的选取对位置估计精度有显著影响。可以通过使用与基站相关的更多信息来提高准确性,而通信量和能量消耗也会相应地增加。但是,如果随机减少要使用的基站的数量,准确率会明显下降。因此,需要一种通过适当的基站选择有助于提高位置估计精度的方法。在大规模定位的网络中,许多标签的位置是未知的,基站的坐标是已知的。每个标签都是可移动的,不需要预先指定基站,而是在每个位置估计过程中在与标签通信的基站中进行选择。在这样的环境下,研究优化基站的位置以及基站的选择来提高位置估计的准确性是非常有用的。

影响定位精度的因素有探测距离、基线长度、基站对间的中线夹角。对同一基站对,定位误差随着探测距离的增大而增大;同一态势下,在一定范围内,基线长度越长定位误差越小,当基线长度增大达到一定值后,定位误差随基线长度变化不再明显。给出了最佳定位基站选择方案:根据基站位置分簇→在不同簇中选择基站组成基站对,根据标签与基站对的几何位置关系计算基站对系数,并选择系数最小的为最优基站对→最后根据最优基站对的中线夹角大小,选择最佳四基站定位方案。将定位信号传输过程中存在各种干扰结果建模为:标签到两个基站的距离差的加性高斯白噪声,经过重复实验,验证在不同噪声情况下的所提方案的定位均方误差都最小。该方案有效地减小位置估计的误差及定位数据冗余,同时使得移动标签在区域间可以无缝切换。

(4) 针对 TDOA 动态系统拓扑结构,提出了一种动态模型来估计运动节点的位置,有两类定位算法。第一类称为静态方法,只需当前的测量信息来估计节点的位置。因此,在这些方法中,没有使用以前测量的测距数据。这类方法的例子有梯度下降法、牛顿法、高斯-牛顿法和 Levenberg-Marquardt (L-M)方法,也称为迭代优化算法。另一类算法是动态方法,其考虑节点在估计位置时的运动以及先前估计的结果。本章介绍了其中三种算法:扩展卡尔曼滤波器,粒子滤波器和无迹卡尔曼滤波器。室内定位系统存在的一个主要问题是非视距(NLOS)条件,导致定位误差较大,有时甚至出现

发散现象。在 TDOA 拓扑中, 这个问题甚至更复杂, 因为 NLOS 条件存在于标签与基站 1 之间, 或标签与基站 2 之间, 这样会导致所得到的偏差误差表现为正/负不确定的情况。本章提出了两种 NLOS 误差缓解方案。第一个是基于 NLOS 条件下测量噪声协方差矩阵的修正, 第二个是基于滤波器更新阶段的新息项的减少。定义了一种机制来应用这些变化的微分形式, 以便在缓解过程中考虑误差的符号。结果表明, 在大多数情况下, 该方法能够有效地减小 NLOS 偏差并稳定定位滤波器。

6.2 研究展望

本节对如何进一步开发和改进本文所述的 UWB TDOA 定位系统提出一些建议。这些建议将与第 4 章中讨论的性能权衡联系在一起, 并将以此为基础说明为什么值得进行这些改进。

(1) UWB 室内定位网络可扩展性包含两个方面, 一方面指定位区域可扩展, 另一方面指定位系统标签容量可扩展, 即同时可定位的标签数量。本文主要就大规模网络区域可扩展展开研究, 对标签容量未作深入分析。

使用多个标签存在两个主要问题, 这两个问题都可以通过系统设计得到改善。这个项目的 main 问题是, 定位一个标签的时间限制了在给定的更新频率下可以同时定位多少个标签。该问题的主要解决方案是提高主机处理器与 DWM100 之间的 SPI 链路的速度, 同时转移到高速模式进行传输, 以减少一次测距所需的时间。仅这一点就会显著增加标签容量, 而代价是稍微复杂一点的主机处理器, 而且传输速度更快。

如果还需要更多标签, 那么改进的下一步将是标签何时可以传输添加调度。本文所用系统不使用任何调度, 并且在没有获得轮询响应的标签只是等待一小段时间再重试。通过为每个标签提供特定的时隙来传输, 消息之间的冲突量将大大减少, 增加了可同时定位的标签数量。然而, 这增加了系统复杂性, 需要一些传输时间用于将调度从中央控制单元传输到标签。

如果仍然需要更高的更新频率, 则使用在不同信道上操作的多组四基站并在这些信道之间扩展标签。这样就可以在不干扰更新频率的情况下增大标签数量, 并且不会造成信道拥塞。此方案的复杂性取决于标签是否需要在信道之间动态移动, 但其需要更多硬件, 并且如果需要高更新频率, 仍然会限制标签数量。

可以根据标签位置变化速度, 调整更新频率: 当标签静止时, 使用较低的更新频率; 当标签快速移动时, 则使用较高的更新频率。这可以通过软件检测标签状态, 或者通过标签上添加加速度计来完成。如果大多数标签是静止的, 将允许系统跟踪大量标签, 因为这些标签对系统的总体繁忙时间影响较低。如果这样的静止标签的位置需要非常精确, 则可以让标签连续测量多次以获得准确的值, 然后在其他标签执行相同操作时停止。这将提供高精度位置但具有低频率间隔, 适用于标签不经常移动但需要高精度的情况。

(2) 研究表明, 采用多输入多输出 (Multiple input multiple output, MIMO) 传

输技术,可以提高距离分辨率。首先,将 MIMO 与大距离分辨率相结合,可以通过利用 MIMO 的阵列和空间复用增益来大幅提高频谱效率[119]。此外,联邦通信委员会(FCC)对 UWB 信号应用的功率限制可以通过利用 MIMO 技术的空间特征来满足,而不会对其他系统造成干扰。这是通过波束成形来实现的,以便精确地估计 UWB 射线的到达方向(Direction of Arrival, DOA) [120]和波束控制。MIMO-UWB 波束形成器在室内定位系统中非常重要,因为它们提供增强的定位性能。

在超宽带系统中集成 MIMO 技术可以促进各种定位应用。雷达应用已经达到了相当成熟的水平,采用多种方法实现了更好的定位分辨率。文献[121]利用信号分离来实现散射矩阵单元。仿真和测量结果表明,MIMO 雷达在提高自由度和角度精度的同时,与传统雷达相比具有相同的分辨率,即使天线数量较少。

时间反转(Time Reversal, TR)技术可通过利用散射和多径信息来提高分辨率。文献[122]研究了 TR 对多用户干扰(Multi-User Interference, MUI)的影响。事实上,根据一些实验结果[123],UWB 定位系统可以采取有效方法减小定位误差。然而,利用 TR 的空间聚焦(Space focus, SF)增益进行定位应用的研究工作较少。与定位目标相关的研究在对接收到的波形进行所有相关参数表征的同时,提高了定位精度。例如,在[124]中,TOA 是在单输入单输出(SISO)-UWB 系统中执行的,实现最小化测距误差。然而,TOA 方法很难在恶劣的环境中执行[125]。为此,在密集多径环境中,必须采用一组参数来描述系统并计算两个到达时间 TOA 的直接路径。采用 TR 可以利用这些问题,提高测距精度。[126]的工作采用 TDOA 进行铁路应用,采用 TR 增强无线电通信参数,利用了反射信号的能量分布。此外,还考虑了聚焦增益的影响,结果表明该方法具有较好的定位性能和较高的聚焦增益。

除了系统参数之外,现有基站的数量在定位系统的实现中影响较大。各种传统方案(如 TOA)至少需要三个固定位置的基站才能执行定位。只有少数研究试图解决这个问题。以[127]为例,利用多路径定位特性,提出了一种运行在 5.4GHz 波段的 SISO TR 室内定位系统多天线时间反转室内定位(Multi-Antenna Time-Reversal Indoor Positioning, TRIPS)。基于在实验区域的每个独立位置处的 CSI 的集合,提出了场景分析方案。结果表明,即使在 NLOS 条件下使用单个基站,TRIPS 也可以在 0.9m×1m 的感兴趣区域内实现完美的 10cm 定位精度和零误差率。

建立在恶劣的 NLOS 室内环境下工作的系统模型,充分利用 TR、MIMO 和 UWB 相结合的优势进行跟踪提高定位精度,是今后研究的一个突破点。

(3) 本文所研究的 UWB TDOA 大规模室内定位系统仍需不断地改进与完善,还存在很多没有解决的问题。首先,由于工程条件即实验环境限制,只对系统的大规模多区域模型进行了测试验证,对本文所提出的相关算法仅进行了理论分析、仿真模拟和功能测试,还有待将整套算法进行实际大型工业化环境中做定位测试及性能分析。其次,该定位系统只是提供了 UWB 定位系统的试验样机,尚未在无人工业化基地等大规模区域做实际的工业级应用部署。

参考文献

- [1] Calvaresi D, Marinoni M, Sturm A, et al. The challenge of real-time multi-agent systems for enabling IoT and CPS[C]. Proceedings of the International Conference on Web Intelligence. ACM, 2017: 356-364.
- [2] Groves P D. Principles of GNSS, inertial, and multi-sensor integrated navigation systems[M]. Artech House, 2013.
- [3] Alarifi A, Al-Salman A M, Alsaleh M, et al. Ultra wideband indoor positioning technologies: analysis and recent advances[J]. Sensors, 2016, 16(5): 707.
- [4] Koyuncu H, Yang S H. A survey of indoor positioning and object locating systems[J]. IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, 2010, 10(5): 121-128.
- [5] Benedetto, Di. Understanding ultra wide band radio fundamentals[J]. Pearson Education India, 2008.
- [6] Yassin A, Nasser Y, Awad M, et al. Recent advances in indoor localization: A survey on theoretical approaches and applications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 19(2): 1327-1346.
- [7] 刘琪, 陈诗军, 王慧强, 等. 运营商级高精度室内定位标准、系统与技术(英文版)[M]. 电子工业出版社, 2017.
- [8] IEEE 802.15.4-2011- IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). IEEE Computer Society Sponsored by the LAN/-MAN Standards Committee, 2011.
- [9] 深圳市物联传媒有限公司, 中国物联网产业应用联盟. 中国 UWB 定位技术企业级应用市场调研(2019 版)[R]. 物联传媒. 2019.
- [10] DÄDEBY S. A system for indoor positioning using ultra-wideband technology[D]. University of Gothenburg, Gothenburg, Sweden, 2017.
- [11] Nieto C, Delos J L. Design and implementation of an UWB-based indoor localization system for large scale scenarios[D]. Politecnico di Torino, 2018.
- [12] Long C, Shen C, Feng G, et al. Research on network scalability based on uwb indoor localization system[C]. MATEC Web of Conferences. EDP Sciences, 2016, 42: 1-5.
- [13] Monica S, Ferrari G. UWB-based localization in large indoor scenarios: optimized placement of anchor nodes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(2): 987-999.
- [14] Zwirello L, Schipper T, Jalilvand M, et al. Realization limits of impulse-based localization system for large-scale indoor applications[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(1): 39-51.

- [15] Briso C, Calvo C, Xu Y. UWB Propagation Measurements and Modelling in Large Indoor Environments[J]. IEEE Access, 2019, 7: 41913-41920.
- [16] Macoir N, Ridolfi M, Rossey J, et al. MAC Protocol for Supporting Multiple Roaming Users in Mult-Cell UWB Localization Networks[C]. 2018 IEEE 19th International Symposium on "A World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks"(WoWMoM). IEEE, 2018: 588-599.
- [17] Macoir N, Bauwens J, Jooris B, et al. Uwb localization with battery-powered wireless backbone for drone-based inventory management[J]. Sensors, 2019, 19(3): 467.
- [18] Van Herbruggen B, Jooris B, Rossey J, et al. Wi-PoS: A Low-Cost, Open Source Ultra-Wideband (UWB) Hardware Platform with Long Range Sub-GHz Backbone[J]. Sensors, 2019, 19(7): 1-16.
- [19] Minne K, Macoir N, Rossey J, et al. Experimental Evaluation of UWB Indoor Positioning for Indoor Track Cycling[J]. Sensors, 2019, 19(9): 1-17.
- [20] Lee S H, Lee S, Song H, et al. Wireless sensor network design for tactical military applications: Remote large-scale environments[C]. MILCOM 2009-2009 IEEE Military Communications Conference. IEEE, 2009: 1-7.
- [21] Lee S H, Lee S, Song H, et al. Gradual cluster head election for high network connectivity in large-Scale sensor networks[C]. 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2011). IEEE, 2011: 168-172.
- [22] Subramanian A, Lim J G. A scalable UWB based scheme for localization in wireless networks[C]. Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2005. IEEE, 2005: 182-186.
- [23] Wang T, Teague B, Win M Z. Distributed situation-aware scheduling algorithm for network navigation[C]. 2017 IEEE 17th International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB). IEEE, 2017: 1-5.
- [24] Teague B B A. Scalable network localization[D]. Massachusetts Institute of Technology, 2017.
- [25] Koppanyi Z, Toth C K, Brzezinska D G. Scalable ad-hoc UWB network adjustment[C]. 2018 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS). IEEE, 2018: 1502-1508.
- [26] Ridolfi M, Van de Velde S, Steendam H, et al. Analysis of the Scalability of UWB Indoor Localization Solutions for High User Densities[J]. Sensors, 2018, 18(6): 1-19.
- [27] Takeuchi Y, Shimizu Y, Sanada Y. Experimental examination of antennas for a UWB positioning system[C]. 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband. IEEE, 2005: 6-13.
- [28] Krishnan S, Sharma P, Woon O H. Antenna radiation pattern considerations for UWB localization[C]. 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. IEEE, 2007: 333-336.
- [29] Mizugaki K, Fujiwara R, Nakagawa T, et al. Accurate wireless location/communication system

- p>with 22-cm error using UWB-IR[C]. 2007 IEEE Radio and Wireless Symposium. IEEE, 2007: 455-458.
- [30] Sharma P, Krishnan S, Guoping Z. A multi-cell UWB-IR localization system for robot avigation[C]. 2008 IEEE Radio and Wireless Symposium. IEEE, 2008: 851-854.
- [31] Zandian R, Witkowski U. Evaluation of H-infinity Filter in Time Differential Localization Systems[J]. Proceedings of the 3rd KuVS/GI Expert Talk on Localization, 2018: 21-23.
- [32] Electronic Communications Committee. The European table of frequency allocations and applications in the frequency range 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA table)[C]. Proceedings of European Conference of Postal and Telecommunications Administrations; Electronic Communications Committee: Copenhagen, Denmark. 2013.
- [33] Queiroz D V, Alencar M S, Gomes R D, et al. Survey and systematic mapping of industrial Wireless Sensor Networks[J]. Journal of Network and Computer Applications, 2017, 97: 96-125.
- [34] Jamieson K, Hull B, Miu A, et al. Understanding the real-world performance of carrier sense[C]. Proceedings of the 2005 ACM SIGCOMM Workshop on Experimental Approaches to Wireless network design and analysis. ACM, 2005: 52-57.
- [35] Yang D, Xu Y, Gidlund M. Wireless coexistence between IEEE 802.11-and IEEE 802.15. 4-based networks: A survey[J]. International Journal of Distributed Sensor Networks, 2011, 7(1): 1-17.
- [36] Pahlavan K, Li X, Makela J P. Indoor geolocation science and technology[J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(2): 112-118.
- [37] Liu H, Darabi H, Banerjee P, et al. Survey of wireless indoor positioning techniques and systems[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews), 2007, 37(6): 1067-1080.
- [38] Marano S, Gifford W M, Wymeersch H, et al. NLOS identification and mitigation for localization based on UWB experimental data[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(7): 1026-1035.
- [39] Guvenc I, Chong C C. A survey on TOA based wireless localization and NLOS mitigation techniques[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2009, 11(3): 107-124.
- [40] Khodjaev J, Park Y, Malik A S. Survey of NLOS identification and error mitigation problems in UWB-based positioning algorithms for dense environments[J]. Annals of Telecommunications-Annales Des Télécommunications, 2010, 65(5-6): 301-311.
- [41] Tuchler M, Schwarz V, Huber A. Location accuracy of an UWB localization system in a multi-path environment[C]. Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on. IEEE, 2005: 414-419.
- [42] Watteyne T, Lanzisera S, Mehta A, et al. Mitigating multipath fading through channel hopping in

- wireless sensor networks[C]. Communications (ICC), 2010 IEEE International Conference on. IEEE, 2010: 1-5.
- [43] Adler S, Schmitt S, Kyas M. Path loss and multipath effects in a real world indoor localization scenario[C]. Positioning, Navigation and Communication (WPNC), 2014 11th Workshop on. IEEE, 2014: 1-7.
- [44] He J, Geng Y, Liu F, et al. CC-KF: Enhanced TOA performance in multipath and NLOS indoor extreme environment[J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(11): 3766-3774.
- [45] Fang S H, Lin T N, Lee K C. A novel algorithm for multipath fingerprinting in indoor WLAN environments[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(9): 3579-3588.
- [46] Al Nuaimi K, Kamel H. A survey of indoor positioning systems and algorithms[C]. Innovations in Information Technology (IIT), 2011 International Conference on. IEEE, 2011: 185-190.
- [47] Rida M E, Liu F, Jidi Y, et al. Indoor location position based on bluetooth signal strength[C]. Information Science and Control Engineering (ICISCE), 2015 2nd International Conference on. IEEE, 2015: 769-773.
- [48] Mautz R. Overview of current indoor positioning systems[J]. Geodetizacija i Kartografija, 2009, 35(1): 18-22.
- [49] Jekabsons G, Kairish V, Zuravlyov V. An analysis of Wi-Fi based indoor positioning accuracy[J]. Scientific Journal of Riga Technical University. Computer Sciences, 2011, 44(1): 131-137.
- [50] Sahinoglu Z. Ultra-wideband positioning systems[M]. Cambridge university press, 2008.
- [51] Zafari F, Gkelias A, Leung K K. A survey of indoor localization systems and technologies[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019.
- [52] Doğançay K, Hmam H. Optimal angular sensor separation for AOA localization[J]. Signal Processing, 2008, 88(5): 1248-1260.
- [53] Kułakowski P, Vales-Alonso J, Egea-López E, et al. Angle-of-arrival localization based on antenna arrays for wireless sensor networks[J]. Computers & Electrical Engineering, 2010, 36(6): 1181-1186.
- [54] Reddy N, Sujatha B. Tdoa computation using multicarrier modulation for sensor networks[J]. Int. J. Comput. Sci. Commun. Netw, 2011, 1: 85-90.
- [55] Bensky A. Wireless positioning technologies and applications[M]. Artech House, 2016.
- [56] 姚飞. 基于到达相位测距的室内定位系统研究与实现[D]. 华中师范大学, 2016.
- [57] Kim H. Double-sided two-way ranging algorithm to reduce ranging time[J]. IEEE Communications letters, 2009, 13(7): 486-488.
- [58] Neiryneck D, Luk E, McLaughlin M. An alternative double-sided two-way ranging method[C]. 2016 13th workshop on positioning, navigation and communications (WPNC). IEEE, 2016: 1-4.

- [59] DecaWave Ltd. DW1000 User Manual[Z], 2014: 1-125.
- [60] Frattasi S, Della Rosa F. Mobile positioning and tracking: from conventional to cooperative techniques[M]. John Wiley & Sons, 2017.
- [61] Shen G, Zetik R, Thoma R S. Performance comparison of TOA and TDOA based location estimation algorithms in LOS environment[C]. Positioning, Navigation and Communication, 2008. WPNC 2008. 5th Workshop on. IEEE, 2008: 71-78.
- [62] Tiemann J, Eckermann F, Wietfeld C. Atlas-an open-source tdoa-based ultra-wideband localization system[C]. 2016 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). IEEE, 2016: 1-6.
- [63] He S, Dong X. High-accuracy localization platform using asynchronous time difference of arrival technology[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2017, 66(7): 1728-1742.
- [64] Tiemann J, Schweikowski F, Wietfeld C. Design of an UWB indoor-positioning system for UAV navigation in GNSS-denied environments[C]. 2015 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). IEEE, 2015: 1-7.
- [65] Zandian R, Witkowski U. Robot self-localization in ultra-wideband large scale multi-node setups[C]. 2017 14th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC). IEEE, 2017: 1-6.
- [66] Kuo S P, Tseng Y C. Discriminant minimization search for large-scale RF-based localization systems[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2010, 10(2): 291-304.
- [67] Noroozi A, Sebt M A. Spherical interpolation method of emitter localisation using weighted least squares[J]. IET Signal Processing, 2016, 10(8): 841-854.
- [68] Weng Y, Xiao W, Xie L. Total least squares method for robust source localization in sensor networks using TDOA measurements[J]. International Journal of Distributed Sensor Networks, 2011, 7(1): 1-8.
- [69] Gibbs B P. Advanced Kalman filtering, least-squares and modeling: a practical handbook[M]. John Wiley & Sons, 2011.
- [70] Musoff H, Zarchan P. Fundamentals of Kalman filtering: a practical approach[M]. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009.
- [71] Nash J C. Compact numerical methods for computers: linear algebra and function minimisation[M]. Routledge, 2018.
- [72] Crassidis J L, Markley F L, Cheng Y. Survey of nonlinear attitude estimation methods[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2007, 30(1): 12-28.
- [73] Haykin S. Kalman filtering and neural networks[M]. John Wiley & Sons, 2004.
- [74] Steux B, El Hamzaoui O. tinySLAM: A SLAM algorithm in less than 200 lines C-language

- program[C]. 2010 11th International Conference on Control Automation Robotics & Vision. IEEE, 2010: 1975-1979.
- [75] Patwari N, Ash J N, Kyperountas S, et al. Locating the nodes: cooperative localization in wireless sensor networks[J]. IEEE Signal processing magazine, 2005, 22(4): 54-69.
- [76] Feng G, Shen C, Long C, et al. GDOP index in UWB indoor location system experiment[C]. 2015 IEEE SENSORS. IEEE, 2015: 1-4.
- [77] McElroy C, Neirynek D, McLaughlin M. Comparison of wireless clock synchronization algorithms for indoor location systems[C]. Communications Workshops (ICC), 2014 IEEE International Conference on. IEEE, 2014: 157-162.
- [78] Djaja-Josko V, Kolakowski J. A new method for wireless synchronization and TDOA error reduction in UWB positioning system[C]. 2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON). IEEE, 2016: 1-4.
- [79] Yu K, Sharp I, Guo Y J. Ground-based wireless positioning[M]. John Wiley & Sons, 2009.
- [80] Wu Y C, Chaudhari Q, Serpedin E. Clock synchronization of wireless sensor networks[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(1): 124-138.
- [81] Leugner S, Pelka M, Hellbrück H. Comparison of wired and wireless synchronization with clock drift compensation suited for U-TDoA localization[C]. 2016 13th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC). IEEE, 2016: 1-4.
- [82] Noh K, Serpedin E, Qaraqe K. A new approach for time synchronization in wireless sensor networks: Pairwise broadcast synchronization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(9): 3318-3322.
- [83] Noh K L, Wu Y C, Qaraqe K, et al. Extension of pairwise broadcast clock synchronization for multi-cluster sensor networks[J]. QNRS Repository, 2011, 2011(1): 1-10.
- [84] Tran T D, Oliveira J, Silva J S, et al. A scalable localization system for critical controlled wireless sensor networks[C]. Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2014 6th International Congress on. IEEE, 2014: 302-309.
- [85] Abdel-Ghaffar H S. Analysis of synchronization algorithms with time-out control over networks with exponentially symmetric delays[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(10): 1652-1661.
- [86] Ren F, Lin C, Liu F. Self-correcting time synchronization using reference broadcast in wireless sensor network[J]. IEEE Wireless Communications, 2008, 15(4): 79-85.
- [87] Shan C, Chen Z, Jiang J. An all digital phase-locked loop system with high performance on wideband frequency tracking[C]. Hybrid Intelligent Systems, 2009. HIS'09. Ninth International Conference on. IEEE, 2009, 3: 460-463.

- [88] Galleani L, Tavella P. Time and the Kalman filter[J]. IEEE Control Systems, 2010, 30(2): 44-65.
- [89] Kirsch F, Vossiek M. Distributed Kalman filter for precise and robust clock synchronization in wireless networks[C]. Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS'09. IEEE. IEEE, 2009: 482-485.
- [90] Soganci H, Gezici S, Poor H V. Accurate positioning in ultra-wideband systems[J]. IEEE Wireless Communications, 2011, 18(2): 19-27.
- [91] Hu A, Servetto S D. A scalable protocol for cooperative time synchronization using spatial averaging[J]. ArXiv Preprint cs/0611003, 2006.
- [92] Boyinbode O, Le H, Mbogho A, et al. A survey on clustering algorithms for wireless sensor networks[C]. 2010 13th International Conference on Network-Based Information Systems. IEEE, 2010: 358-364.
- [93] 曹行, 张立增, 底京浩. LEACH 与 LEACH-C, LEACH-E, LEACH-ED 的仿真与比较[J]. 信息与电脑 (理论版), 2016 (4): 50.
- [94] Soro S, Heinzelman W B. Prolonging the lifetime of wireless sensor networks via unequal clustering[C]. Parallel and Distributed Processing Symposium, 2005. Proceedings. 19th IEEE International. IEEE, 2005.
- [95] Chen G, Li C, Ye M, et al. An unequal cluster-based routing protocol in wireless sensor networks[J]. Wireless Networks, 2009, 15(2): 193-207.
- [96] Siam M Z, Krunz M, Younis O. Energy-efficient clustering/routing for cooperative MIMO operation in sensor networks[C]. INFOCOM 2009, IEEE. IEEE, 2009: 621-629.
- [97] He P, Tian H, Shen H. Energy-efficient cooperative MIMO routing in wireless sensor networks[C]. Networks (ICON), 2012 18th IEEE International Conference on. IEEE, 2012: 74-79.
- [98] Hussain S, Azim A, Park J H. Energy efficient virtual MIMO communication for wireless sensor networks[J]. Telecommunication Systems, 2009, 42(1-2): 139-149.
- [99] Crassidis J L. Sigma-point Kalman filtering for integrated GPS and inertial navigation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(2): 750-756.
- [100] Zachariah D, Dwivedi S, Händel P, et al. Scalable and passive wireless network clock synchronization in los environments[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(6): 3536-3546.
- [101] Biswas S, Morris R. ExOR: opportunistic multi-hop routing for wireless networks[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2005, 35(4): 133-144.
- [102] Baala O, Zheng Y, Caminada A. The impact of AP placement in WLAN-based indoor positioning system[C]. Networks, 2009. ICN'09. Eighth International Conference on. IEEE, 2009: 12-17.
- [103] Tahat A, Kaddoum G, Yousefi S, et al. A look at the recent wireless positioning techniques with a

- focus on algorithms for moving receivers[J]. IEEE Access, 2016, 4: 6652-6680.
- [104] Salman N, Ghogho M, Kemp A H. Optimized low complexity sensor node positioning in wireless sensor networks[J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(1): 39-46.
- [105] Tong K, Wang X, Khabbazi Basmenj A, et al. Optimum reference node deployment for TOA-based localization[C]. Communications (ICC), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015: 3252-3256.
- [106] Long F, Behnad A, Wang X. Optimum reference node deployment for indoor localization based on the average mean square error minimization[C]. Computing and Communications Conference (IPCCC), 2015 IEEE 34th International Performance. IEEE, 2015: 1-6.
- [107] Li Z, Dehaene W, Gielen G. System design for ultra-low-power UWB-based indoor localization[C]. Ultra-Wideband, 2007. ICUWB 2007. IEEE International Conference on. IEEE, 2007: 580-585.
- [108] Balac K, Akhmedov M, Prevostini M, et al. Topology optimization of wireless localization networks[C]. European Wireless 2016; 22th European Wireless Conference; Proceedings of. VDE, 2016: 1-7.
- [109] Suwatthikul C, Chantaweesomboon W, Manatriron S, et al. Implication of anchor placement on performance of UWB real-time locating system[C]. Information and Communication Technology for Embedded Systems (IC-ICTES), 2017 8th International Conference of. IEEE, 2017: 1-6.
- [110] Han G, Jiang J, Zhang C, et al. A Survey on Mobile Anchor Node Assisted Localization in Wireless Sensor Networks[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2016, 18(3): 2220-2243.
- [111] René J E, Ortiz D, Venegas P, et al. Selection of the reference anchor node by using SNR in TDOA-based positioning[C]. Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM), IEEE. IEEE, 2016: 1-4.
- [112] Min L, Li H, Guo Z. Placement and Selection Algorithm of Reference Nodes in WSN Localization[C]. China Conference on Wireless Sensor Networks. Springer, Berlin, Heidelberg, 2012: 357-362.
- [113] Han G, Choi D, Lim W. A novel reference node selection algorithm based on trilateration for indoor sensor networks[C]. Computer and Information Technology, 2007. CIT 2007. 7th IEEE International Conference on. IEEE, 2007: 1003-1008.
- [114] Nomura H, Ichikawa H, Kawakita Y. Reference node selection for range-based localization using hierarchical clustering[C]. Internet of Things (WF-IoT), 2018 IEEE 4th World Forum on. IEEE, 2018: 140-143.
- [115] Biswas J, Veloso M. Wifi localization and navigation for autonomous indoor mobile robots[C].

- Robotics and Automation (ICRA), 2010 IEEE International Conference on. IEEE, 2010: 4379-4384.
- [116] Zandian R, Witkowski U. Anchor pair selection in unilateral TDoA localization topologies [J]. Proceedings of the 3rd KuVS/GI Expert Talk on Localization, 2018: 13-15.
- [117] 王长利, 刘代志. 双曲线定位精度仿真分析[J]. 核电子学与探测技术, 2004, 24(3):288-291.
- [118] Shehu Yaro A, Sha'ameri A Z, Kamel N. Ground receiving station reference pair selection technique for a minimum configuration 3D emitter position estimation multilateration system[J]. Advances in Electrical and Electronic Engineering, 2017, 15(3): 391-399.
- [119] Kaiser T, Zheng F, Dimitrov E. An overview of ultra-wide-band systems with MIMO[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(2): 285-312.
- [120] Viteri-Mera C A, Teixeira F L. Space-time focusing performance of time-reversal beamforming in rich-scattering indoor channels[C]. 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. IEEE, 2015: 1774-1775.
- [121] Kpré E L, Fromenteze T, Decroze C, et al. Experimental implementation of an ultra-wide band MIMO radar[C]. 2015 European Radar Conference (EuRAD). IEEE, 2015: 89-92.
- [122] Carsenat D, Decroze C. UWB antennas beamforming using passive time-reversal device[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 779-782.
- [123] Fiorina J, Capodanno G, Di Benedetto M G. Impact of Time Reversal on multi-user interference in IR-UWB[C]. 2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB). IEEE, 2011: 415-419.
- [124] De Nardis L, Fiorina J, Panaitopol D, et al. Combining UWB with Time Reversal for improved communication and positioning[J]. Telecommunication Systems, 2013, 52(2): 1145-1158.
- [125] Ding H, Liu W, Zheng L, et al. Application of time reversal for TOA estimation in UWB ranging under dense multipath channel[C]. 2013 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB). IEEE, 2013: 61-65.
- [126] Fall B, Elbahhar F, Elabboubi A, et al. UWB and time-reversal techniques positioning system for railway application[C]. Future Access Enablers of Ubiquitous and Intelligent Infrastructures. Springer, Cham, 2015: 181-187.
- [127] Wu Z H, Han Y, Chen Y, et al. A time-reversal paradigm for indoor positioning system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(4): 1331-1339.

附录

A 基站对的 K 值

R_i 表示标签到第 i 个基站的距离, R_{im} 表示移动标签到第 i 个基站和第 m 个基站的距离差为:

$$R_{im} = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2} - \sqrt{(x-x_m)^2 + (y-y_m)^2 + (z-z_m)^2} \quad (A-1)$$

$$R_{im} = R_i - R_m \quad (A-2)$$

$$R_{in} = R_i - R_n \quad (A-3)$$

对第 j 个参考基站, 可有两个相互独立的距离差:

$$R_{jm} = R_j - R_m \quad (A-4)$$

$$R_{jn} = R_j - R_n \quad (A-5)$$

将式 (A-2) 和式 (A-3) 进一步化简, 得三维平面方程, 如下式所示:

$$A_{imn} = xB_{imn} + yC_{imn} + zD_{imn} \quad (A-6)$$

其中, 式 (A-6) 系数矩阵为:

$$A_{imn} = 0.5(R_{in} - R_{im} + \frac{k_{in}}{R_{in}} - \frac{k_{im}}{R_{im}}) \quad (A-7)$$

$$B_{imn} = \frac{X_{mi}}{R_{im}} - \frac{X_{ni}}{R_{in}} \quad (A-8)$$

$$C_{imn} = \frac{Y_{mi}}{R_{im}} - \frac{Y_{ni}}{R_{in}} \quad (A-9)$$

$$D_{imn} = \frac{Z_{mi}}{R_{im}} - \frac{Z_{ni}}{R_{in}} \quad (A-10)$$

$$k_w = (x_i^2 + y_i^2 + z_i^2) - (x_w^2 + y_w^2 + z_w^2) \quad (A-11)$$

$$X_w = x_i - x_w, Y_w = y_i - y_w, Z_w = z_i - z_w, w \in [m, n] \quad (A-12)$$

进一步将式 (A-4) 和 (A-5) 结合后化简得到另一个三维平面方程:

$$A_{jmn} = xB_{jmn} + yC_{jmn} + zD_{jmn} \quad (\text{A-13})$$

其中, 式 (A-13) 系数矩阵为:

$$A_{jmn} = 0.5(R_{jn} - R_{jm} + \frac{k_{jn}}{R_{jn}} - \frac{k_{jm}}{R_{jm}}) \quad (\text{A-14})$$

$$B_{jmn} = \frac{X_{mj}}{R_{jm}} - \frac{X_{nj}}{R_{jn}} \quad (\text{A-15})$$

$$C_{jmn} = \frac{Y_{mj}}{R_{jm}} - \frac{Y_{nj}}{R_{jn}} \quad (\text{A-16})$$

$$D_{jmn} = \frac{Z_{mj}}{R_{jm}} - \frac{Z_{nj}}{R_{jn}} \quad (\text{A-17})$$

$$k_{jw} = (x_j^2 + y_j^2 + z_j^2) - (x_w^2 + y_w^2 + z_w^2) \quad (\text{A-18})$$

$$X_{jw} = x_j - x_w, Y_{jw} = y_j - y_w, Z_{jw} = z_j - z_w, w \in [m, n] \quad (\text{A-19})$$

三维方程式 (A-6) 和式 (A-13) 以矩阵形式表示为:

$$\begin{bmatrix} B_{imn} & C_{imn} & D_{imn} \\ B_{jmn} & C_{jmn} & D_{jmn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{imn} \\ A_{jmn} \end{bmatrix} \quad (\text{A-20})$$

$$Q_{ij} \cdot L = a_{ij} \quad (\text{A-21})$$

式 (A-20) 是多点定位 3D 数学模型。矩阵 Q_{ij} 和 a_{ij} 的下标“ i, m, n ”和“ j, m, n ”表明:

第 i 个和第 j 个基站为参考基站, 第 m 个和第 n 个基站为非参考基站, 由基站 i 和基站 j 可以得到 $L = (x, y, z)$ 。具体以 TDOA 或路径差测量值和基站坐标为输入, 通过求解式(A-20)的逆矩阵得到待定位节点的位置 (x, y, z) 。

在实际应用中, 得到路径差测量值具有误差, 这些误差会影响由矩阵式(A-20)得到的解。路径差测量误差对矩阵式(A-20)解的影响由矩阵 Q_{ij} 的条件数值定义的灵敏度决定。方阵的条件数表示输入变量中的误差如何放大到使用该系统得到的解。式(A-21)中的矩阵 Q_{ij} 是一个矩形矩阵, 其条件数无法确定。假设基站布设在同一高度, 即:

$$\begin{aligned} Z_{iw} &= z_i - z_w = 0, \\ Z_{jw} &= z_j - z_w = 0 \end{aligned} \quad (\text{A-22})$$

对所有的 $1 \leq i \leq 4, 1 \leq j \leq 4, 1 \leq w \leq 4$ 且 $i \neq j \neq w$, 矩阵 Q_{ij} 可以化简为矩阵:

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} B_{imn} & C_{imn} \\ B_{jmn} & C_{jmn} \end{bmatrix} \quad (\text{A-23})$$

式中, $D_{imn} = D_{jmn} = 0$ 。

利用矩阵 A_{ij} 可得到条件数, 用于确定路径测量误差对三边测量算法位置估计精度的影响。式(A-23)中矩阵 A_{ij} 的条件数 $K(A_{ij})$:

$$K(A_{ij}) = \|A_{ij}\|_2 \cdot \|A_{ij}^{-1}\|_2 \quad (\text{A-24})$$

式中, $\|A_{ij}\|_2$ 和 $\|A_{ij}^{-1}\|_2$ 分别为矩阵 A_{ij} 及其逆矩阵的 2-范数。

矩阵 A_{ij} 及其逆矩阵的 2-范数与式 (A-23) 中的项有关:

$$\begin{aligned} \|A_{ij}\|_2 &= \sqrt{|B_{imn}|^2 + |C_{imn}|^2 + |B_{jmn}|^2 + |C_{jmn}|^2}, \\ \|A_{ij}^{-1}\|_2 &= \frac{\sqrt{|B_{imn}|^2 + |C_{imn}|^2 + |B_{jmn}|^2 + |C_{jmn}|^2}}{\det(A_{ij})} \end{aligned} \quad (\text{A-25})$$

式中, $\det(A_{ij})$ 是矩阵 A_{ij} 的行列式, $\det(A_{ij}) = (B_{imn} \cdot C_{jmn}) - (B_{jmn} \cdot C_{imn})$ 。

将式 (A-25) 代入式 (A-24), 则矩阵 A_{ij} 作为其项的函数的条件数为:

$$K(A_{ij}) = \frac{|B_{imn}|^2 + |C_{imn}|^2 + |B_{jmn}|^2 + |C_{jmn}|^2}{(B_{imn} \cdot C_{jmn}) - (B_{jmn} \cdot C_{imn})} \quad (\text{A-26})$$

矩阵 A_{ij} 可以分解成两个矩阵, 而其中一个矩阵的元素只有路径测量差。根据式 (A-23), 矩阵 A_{ij} 可以写成:

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} (\frac{X_{mi}}{R_{im}} - \frac{X_{ni}}{R_{in}}) & (\frac{Y_{mi}}{R_{im}} - \frac{Y_{ni}}{R_{in}}) \\ (\frac{X_{mj}}{R_{jm}} - \frac{X_{nj}}{R_{jn}}) & (\frac{Y_{mj}}{R_{jm}} - \frac{Y_{nj}}{R_{jn}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(X_{mi}R_{in} - X_{ni}R_{im})}{R_{im}R_{in}} & \frac{(Y_{mi}R_{in} - Y_{ni}R_{im})}{R_{im}R_{in}} \\ \frac{(X_{mj}R_{jn} - X_{nj}R_{jm})}{R_{jm}R_{jn}} & \frac{(Y_{mj}R_{jn} - Y_{nj}R_{jm})}{R_{jm}R_{jn}} \end{bmatrix} \quad (A-27)$$

$$= \begin{bmatrix} (R_{im} \cdot R_{in})^{-1} & 0 \\ 0 & (R_{jm} \cdot R_{jn})^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (X_{mi}R_{in} - X_{ni}R_{im}) & (Y_{mi}R_{in} - Y_{ni}R_{im}) \\ (X_{mj}R_{jn} - X_{nj}R_{jm}) & (Y_{mj}R_{jn} - Y_{nj}R_{jm}) \end{bmatrix}$$

使 $M_{ij} = \begin{bmatrix} (R_{im} \cdot R_{in})^{-1} & 0 \\ 0 & (R_{jm} \cdot R_{jn})^{-1} \end{bmatrix}$, 则有:

$$N_{ij} = \begin{bmatrix} (X_{mi}R_{in} - X_{ni}R_{im}) & (Y_{mi}R_{in} - Y_{ni}R_{im}) \\ (X_{mj}R_{jn} - X_{nj}R_{jm}) & (Y_{mj}R_{jn} - Y_{nj}R_{jm}) \end{bmatrix}$$

$$A_{ij} = M_{ij} \cdot N_{ij} \quad (A-28)$$

式中, 矩阵 M_{ij} 和 N_{ij} 都是方阵。矩阵 M_{ij} 仅使用任何基站对 (i, j) 计算路径测量差作为它的分量。该矩阵可代替矩阵 A_{ij} 进行条件数计算, 确定合适的基站对, 为定位估计提供参考。矩阵 M_{ij} 作为路径差测量函数的条件数如下式所示:

$$K(M_{ij}) = \frac{1}{\det(M_{ij})} \cdot \|M_{ij}\|_2^2 = \frac{1}{\det \left(\begin{bmatrix} (R_{im} \cdot R_{in})^{-1} & 0 \\ 0 & (R_{jm} \cdot R_{jn})^{-1} \end{bmatrix} \right)} \left\| \begin{bmatrix} (R_{im} \cdot R_{in})^{-1} & 0 \\ 0 & (R_{jm} \cdot R_{jn})^{-1} \end{bmatrix} \right\|_2^2$$

$$= \frac{\sqrt{(R_{im} \cdot R_{in})^{-2} + (R_{jm} \cdot R_{jn})^{-2}}}{(R_{im} \cdot R_{in} \cdot R_{jm} \cdot R_{jn})^{-1}} = (R_{im} \cdot R_{in} \cdot R_{jm} \cdot R_{jn}) \cdot \left(\frac{1}{(R_{im} \cdot R_{in})^2} + \frac{1}{(R_{jm} \cdot R_{jn})^2} \right) \quad (A-29)$$

将式 (A-29) 进一步化简, 则有:

$$K(M_{ij}) = \left(\frac{R_{jm} \cdot R_{jn}}{R_{im} \cdot R_{in}} \right) + \left(\frac{R_{im} \cdot R_{in}}{R_{jm} \cdot R_{jn}} \right) \quad (A-30)$$

又因为标签到第 i 个基站和第 m 个基站的路径测量差 $R_{im} = c \cdot \Delta\tau_{im}$, 其中 $\Delta\tau_{im}$ 为从标签到基站 i 与基站 m 的到达时间差 (TDOA), 则式 (A-30) 等价于:

$$K(M_{ij}) = \left(\frac{\Delta\tau_{jm} \cdot \Delta\tau_{jn}}{\Delta\tau_{im} \cdot \Delta\tau_{in}} \right) + \left(\frac{\Delta\tau_{im} \cdot \Delta\tau_{in}}{\Delta\tau_{jm} \cdot \Delta\tau_{jn}} \right) \quad (A-31)$$

博士期间科研成果

发表论文

- [1] Gao Q, Shen C, Dong F, et al. TIME-DRIVEN opportunistic routing protocol for ultra-wideband indoor positioning[J]. International Journal of Distributed Sensor Networks, 2016, 12(12): 15501477-16679846. (SCI 期刊检索, 第一作者)
- [2] Gao Q, Shen C, Zhang K. Comparing digital phase-locked loop and kalman filter for clock tracking in ultra-wideband location system[J]. Journal of Electrical and Computer Engineering, 2018. (EI 期刊检索, 第一作者)
- [3] Gao Q, Shen C, Zhang K. Network Scalability for ultra-wideband real-time location systems based on vMISO[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2018. (SCI 期刊检索, 第一作者)
- [4] Gao Q, Shen C, Chen X, et al. Weighted moving average-based differential UWB indoor localisation system for high external disturbance environment[J]. International Journal of Internet Protocol Technology, 2019, 12(3): 136-143. (EI 期刊检索, 第一作者)
- [5] Dynamic selection of optimal anchor pair for large-scale TDOA positioning system[J]. (SCI Under review, 第一作者)

国家发明专利

- [1] 一种事故船舶的定位技术方法, 中国发明专利号: 201711363729.5, 2017.12.18.
- [2] 一种船舶室内精准定位的方法及其系统, 中国发明专利号: 201711364678.8, 2017.12.18.

获奖

- [1] 博士研究生国家奖学金, 2017.
- [2] 海南大学优秀研究生, 2018.

主持及参与项目

- [1] 2017 年海南省研究生创新科研课题“基于机会路由的超宽带室内定位系统网络扩展研究”(Hyb2017-04), 2017. (主持)
- [2] 三亚市院地科技合作项目“海洋渔业分布式移动通信中路由策略研究”(2014YD13), 2014. (主持)
- [3] 国家自然科学基金“传感器网络能量有效空中重编程协议研究”(61461017), 2015. (参与)
- [4] 海南省重点研发计划“基于超宽带的室内外消防员无缝精准定位系统”(ZDYF2016002),

2016. (参与)

- [5] 海南省自然科学基金创新团队项目“基于超宽带的室内精准实时定位系统研究”(2017CXTD0004), 2017. (参与)
- [6] 国家自然科学基金“MIMO 超宽带精准实时 PDOA 跟随及协同算法研究”(61861015), 2018. (参与)

致谢

四年博士研究生生涯，弹指一挥间。仅以此文，献给自强不息的自己，献给一直指导我、陪伴我、关心我、鼓励我的老师、同学、朋友以及家人。

来海南大学读博后，我在沈重教授的实验室初次接触超宽带定位技术，从那时对定位技术的懵懵懂懂，到现在对超宽带室内定位技术各种算法、协议以及硬件测试平台的熟练掌握，并能根据实际需求独立进行优化研究，特别感谢我的博士导师沈重教授的指导与帮助。感谢沈老师为我提供良好的科研平台，对我研究成果发表和毕业论文的悉心指导。硕士期间，我师从西安电子科技大学的李长乐教授，学习 4G 在高铁通信上的应用研究。硕士毕业后，我在海南热带海洋学院就职任教。这些宝贵的科研经历都使我受益匪浅，并激励我不断前行。

四年时间，我送走了一批又一批硕士师弟师妹，感谢他们曾经的陪伴和各类帮助。特别感谢已毕业的罗勃、王志浩、朱雨豪、陈小斯等师弟，怀念大家扛着设备可以一整天在场地做测试。感谢我的博士同学韩慧蕊、张鲲、戴晶国等，交流使人进步，他们身上很多品质值得我学习。

更需要深深地感谢我的家人。感谢父亲、母亲对我的养育之恩，感谢他们一直以来对我学习工作生活的支持和帮助。感谢我的公公婆婆这四年对我生活上的理解和照顾。感谢我的丈夫曹道锋对我的爱和支持，从恋爱到结婚生子，风风雨雨十一年，他一直在为国家的国防事业奋斗，我一直在为自己的科研理想努力，而我们的女儿一直陪在我们身边快乐成长。

最后，衷心的感谢所有支持和帮助过我的各位领导、教授、老师、同学和朋友们。

高倩
2019年11月