

学校代号 10532

学 号 S1609W0518

分 类 号 TN961

密 级 公开



湖南大学
HUNAN UNIVERSITY

工程硕士学位论文

差分 GPS 相对定位的研究与实现

学位申请人姓名 骆云龙

培 养 单 位 电气与信息工程学院

导师姓名及职称 黎福海教授、漆一宏教授、周志飞高工

学 科 专 业 电子与通信工程

研 究 方 向 差分 GPS 定位算法和接收机噪声研究

论文提交日期 2019 年 4 月 1 日

学校代号：10532

学 号：S1609W0518

密 级：公开

湖南大学工程硕士学位论文

差分 GPS 相对定位的研究与实现

学位申请人姓名：_____骆云龙_____

导师姓名及职称：_____黎福海教授、漆一宏教授、周志飞高工_____

培 养 单 位：_____电气与信息工程学院_____

专 业 名 称：_____电子与通信工程_____

论文提交日期：_____2019 年 4 月 2 日_____

论文答辩日期：_____2019 年 5 月 12 日_____

答辩委员会主席：_____刘宏立教授_____

Research and Implementation of Differential GPS Relative Positioning

by

Luo Yunlong

B.E. (Hunan University)2016

A thesis submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Master of Engineering

in

Electronics and Communication Engineering

in the

Graduate School

of

Hunan University

Supervisor

Professor Li Fuhai

Professor Qi Yihong

April, 2019

湖 南 大 学

学位论文原创性声明

本人郑重声明:所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外,本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。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。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名: 骆云龙 日期: 2019 年 5 月 11 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定,同意学校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。本人授权湖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。

本学位论文属于

1. 保密□, 在____年解密后适用本授权书。
2. 不保密☑。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名: 骆云龙 日期: 2019 年 5 月 11 日

导师签名: 周志飞 日期: 2019 年 5 月 12 日

摘 要

基于卫星导航系统的室外高精度定位技术的研究在近三十年内发展很快，差分定位技术的定位精度达到了厘米级甚至是毫米级。但是差分定位系统并没有得到广泛应用，主要原因是传统的差分定位系统的成本太高。

差分定位中的重点和难点是求解载波相位整周模糊度，一般采用多频多系统的接收机，导致系统成本太高，单频接收机接收到 GPS 卫星数较少，导致求解整周模糊度困难。多径干扰和接收机噪声是影响差分定位精度和求解载波相位整周模糊度效率的主要因素。

针对上述问题，本文重点进行了以下工作。

1. 差分 GPS 的研究，其中重点是数学模型和载波相位整周模糊度的求解。
2. 研究抗多径 GPS 天线，提出低成本、小型化的抗多径 GPS 天线，有效抑制多径干扰对定位精度的影响。
3. 高性能 GPS 接收机的设计，GPS 接收机灵敏度是接收机设计的核心指标，根据改进的噪声理论，使得接收机灵敏度接近芯片物理极限。
4. 针对单频 GPS 接收机接收到的卫星数较少，在遮挡情况下无法定位的问题，将 GPS 和惯性导航传感器结合，并进行实际测试验证，有效提高了系统的有效性和稳定性。
5. 将差分 GPS 系统应用在方向测量领域，针对固定短基线的应用场景，提出了快速求解载波相位整周模糊度的算法。

基于以上工作基础，本文取得以下成果。将差分 GPS 定位和方向测量结合，成功应用在智能吹雪机的定位系统中，实现了高精度的相对定位和方向测量。利用差分 GPS 技术成功应用在基站天线工参测量系统中，快速、准确求解载波相位整周模糊度，实现了高精度的基站天线方位角测量。本文提出的低成本、高精度的差分 GPS 相对定位系统有助于差分 GPS 技术的推广和应用，具有很高的实用价值。

关键词：差分 GPS，抗多径天线，方向测量，天线工参

Abstract

The research on outdoor high-precision positioning technology based on satellite navigation system has developed rapidly in the past 30 years, and the positioning accuracy of differential positioning technology has reached centimeters or even millimeters. However, differential positioning systems have not been widely used, mainly because the cost of differential positioning systems is too high.

The key point and difficulty in differential positioning is to solve the carrier phase integer ambiguity. Generally, the multi-frequency multi-system receiver is used, which leads to the system cost being too high. The single-frequency receiver receives fewer GPS satellites, which makes it difficult to solve the integer ambiguity. Multipath interference and receiver noise are the main factors affecting the accuracy of differential positioning and the efficiency of solving carrier phase ambiguity.

In view of the above issues, this paper focuses on the following work.

1. Research on differential GPS, with emphasis on the mathematical model and the solution of the carrier phase ambiguity.
2. Research on anti-multipath GPS antennas, and propose low-cost, miniaturized anti-multipath GPS antennas to effectively suppress the influence of multipath interference on positioning accuracy.
3. Research on high-performance GPS receiver design, GPS receiver sensitivity is the core indicator of receiver design. According to the improved noise theory, the receiver sensitivity is close to the physical limit of the chip.
4. For the problem that the number of satellites received by the single-frequency GPS receiver can not achieve outdoor positioning under occlusion, the GPS and inertial navigation sensors are combined and the actual test is verified, which effectively improves the effectiveness and stability of the system.
5. The differential GPS system is applied in the orientation measurement direction. For the application scenario of fixed short baseline, an algorithm for quickly solving the carrier phase ambiguity is proposed.

Based on the above work, this paper achieved the following results. The combination of differential GPS positioning and orientation measurement has been successfully applied in the positioning system of the smart snow blower, achieving

high-precision relative positioning and orientation measurement. The differential GPS technology is successfully applied to the base station antenna engineering reference measurement system, which can quickly and accurately solve the carrier phase integer ambiguities and achieve high-precision base station antenna azimuth measurement. The low-cost, high-precision differential GPS relative positioning system proposed in this paper contributes to the promotion and application of differential GPS technology and has high practical value.

KeyWords: Differential global positioning system (DGPS), anti-multipath antenna, orientation estimation, antenna engineering reference

目 录

摘 要	II
Abstract	III
目 录	V
第 1 章 绪 论	1
1.1 研究背景及意义	1
1.2 当前研究现状和发展趋势	2
1.3 本文主要工作及内容安排	4
1.3.1 主要工作	4
1.3.2 本文内容安排	5
第 2 章 载波相位差分 GPS 相对定位基本原理	6
2.1 GPS 信号结构和误差分析	6
2.2 载波相位差分 GPS 相对定位	7
2.3 LAMBDA 算法	8
2.4 本章小结	11
第 3 章 差分 GPS 相对定位系统设计	12
3.1 抗多径 GPS 天线	12
3.2 GPS 接收机设计	14
3.3 差分 GPS 定位软件设计	16
3.3.1 GPS 数据预处理	16
3.3.2 差分运算	18
3.3.3 求解整周模糊度	21
3.4 本章小结	23
第 4 章 智能吹雪机的室外定位系统	25
4.1 应用背景	25
4.2 系统介绍	25
4.2.1 系统硬件结构	26
4.2.2 系统软件结构设计	28
4.3 室外定位软件设计	28
4.3.1 室外定位软件结构介绍	28
4.3.2 数据采集和数据通信	29
4.3.3 差分 GPS 定位结果校验	30

4.3.4 数据融合	31
4.4 测试结果	33
4.4.1 载波相位差分 GPS 静态定位测试	33
4.4.2 载波相位差分 GPS 方向测试	34
4.4.3 智能吹雪机运动轨迹记录	34
4.5 本章小结	36
第 5 章 基站天线工参测量	37
5.1 应用背景	37
5.2 系统组成	38
5.3 基站天线方位角测量软件系统	39
5.3.1 软件系统概述	39
5.3.2 固定短基线条件下求解整周模糊度	40
5.4 测试结果	41
5.5 本章小结	45
第 6 章 全文总结	46
6.1 论文研究的主要成果	46
6.2 需要进一步研究的问题	46
参考文献	48
致 谢	51

第 1 章 绪 论

1.1 研究背景及意义

随着物联网行业和机器人行业的快速发展,越来越多的应用场景需要高精度的室外定位,例如室外机器人。高精度的室外定位技术是机器人能够稳定工作的关键技术^[1,2],高精度的室外定位系统可以保证室外机器人在自动工作的过程中不破坏公共设施,也保证机器人本身不会受到损坏。室外机器人只是一个典型代表,比如室外高精度方向测量、建筑物形变监控等应用场景都需要高精度的室外定位系统^[3,4]。

室外定位技术有一些比较常用的技术,比如航位推算、惯性导航、视觉定位等^[5,6]。航位推算传感器在短时间内的定位精度比较高,但是一段时间后轨迹会发生偏移^[7]。惯性导航的主要问题在于会累计误差,导致无法长时间提供高精度的定位结果^[8]。视觉定位系统对于背景复杂的应用场景会出现误判率较高的问题,另外,视觉定位系统成本很高。

GPS 定位技术被广泛应用在室外定位, GPS 定位和导航成功应用在移动地图等领域^[9]。但是单点 GPS 定位的精度较差无法满足对定位精度要求高的应用场景。由于 GPS 定位的观测数据中的多种误差源,例如电离层误差、对流层误差、时钟误差、多径干扰、卫星星历误差以及接收机噪声等,所以单点 GPS 定位的精度只有米级^[10]。电离层误差、对流层误差、时钟误差、卫星星历误差这些观测数据中的误差项具有时间和空间上的相关性,差分 GPS 技术可以减少或者消除这些误差对于定位精度的影响^[11~13]。

1981 年,载波相位差分 GPS 系统技术首次被提出,在短基线条件下达到了厘米级的定位精度。载波相位差分 GPS 可以完全消除接收机时钟误差,根据基线距离的不同可以降低电离层误差、对流层误差,同时消除卫星星历误差对定位精度的影响。RTK (Real-Time Kinematics) 定位系统是载波相位差分技术的典型应用。在室外环境,RTK 被证明是可靠且有效的高精度定位技术^[14]。RTK 系统在解出载波相位的整周模糊度后可以提供厘米级或者分米级的定位精度。RTK 系统需要先获得参考站的绝对位置,通过计算出流动站和参考站之间的相对位置来得到流动站的高精度的定位结果。因此,RTK 系统需要一个高精度、高稳定性的参考站,安装一个参考站的成本很高。

RTX (Real-Time eXtended) 定位系统使用更多卫星系统: Global Navigation Satellite System (GNSS)和 Quasi-Zenith Satellite System。RTX 相比于 RTK,定位精度提高了 10%至 20%,RTX 的收敛时间也比 RTK 的收敛时间加快了几分钟,

但是成本也比 RTK 更高^[15]。

RTK 和 RTX 的定位精度都和基线距离紧密相关。基线距离越长，电离层误差和对流层误差就会越大，定位精度就会更差。对于长基线来说，通常使用双频差分 GPS 来降低对流层和电离层误差的影响，但是定位精度也只能达到分米级。此外，双频 GPS 芯片比单频 GPS 芯片的成本高很多。双频 RTK 参考站的成本达到几千美元，因此，双频 RTK 技术很难大规模推广。

低成本、高精度的室外定位系统有利于高精度室外定位技术更好地推广，也有利于相关领域技术的发展。低成本、高精度的室外定位系统可以让室外机器人的运动更加准确、稳定。低成本、高精度的室外定位系统可以使得灾害监测的监测密度更大，使得监测结果更加准确、可靠。低成本、高精度的室外定位系统可以帮助无人机的自动归位、自动飞行更加稳定、可靠。然而现在的高精度室外定位系统的高成本使得高精度定位技术的推广受到很大的限制，本文将介绍一个低成本、高精度的室外定位系统。

1.2 当前研究现状和发展趋势

目前全球卫星定位系统有美国的 GPS、俄罗斯的 GLONASS、欧洲的 GALILEO 以及中国的北斗卫星导航系统。2017 年 11 月 5 日，中国第三代导航卫星顺利升空；2018 年 12 月 27 日，北斗系统服务范围由区域扩展为全球，北斗系统正式迈入全球时代。

除了在室外定位方面的应用，由于载波相位差分技术可以获得高精度的相对位置关系，目前载波相位差分 GPS 技术也被广泛应用方向测量、姿态测量中。最早是 Spinney 在 1976 年提出利用 GPS 进行姿态测量的思想，国内外的科研人员在航空航天、室外机器人、无人机等应用领域都进行了实验和应用。在定位系统上安装两个 GPS 天线和接收机即可进行方向测量；安装三个或更多 GPS 天线，即可进行姿态测量。

GPS 接收机的测量机制只能确定载波相位锁定之后的具体相位变化，卫星到接收机之间的相位整周数的变化量是不知道的，这就是载波相位观测值中的整周模糊度。载波相位差分 GPS 的技术重点和难点在于求解出载波相位的整周模糊度，自 P.J.G. Teunissen 在 1993 年提出 LAMBDA (Least-squares AMBiguity Decorrelation Adjustment) 算法，极大地提高了求解载波相位的整周模糊度的效率。此外还有 FARA 法、Chilesky 分解法、最小二乘模糊度搜索法、快速模糊度搜索滤波 FASF 法等。现在 LAMBDA 算法已经成为求解载波相位模糊度最常用，最可靠的算法之一，但是也存在两个主要问题：第一点是求解速度较慢，求解速度和卫星数量、卫星信号质量紧密相关，一般要用 30 分钟以上才能得到正确结果；第二点是需要验证 LAMBDA 的求解结果的正确性，LAMBDA 的结果可能是错误

的解，需要用额外的验证算法来进行验证。

国内外专业开发高精度室外定位系统的公司有千寻位置，上海司南导航，美国的 Trimble、加拿大的 Novatel 等。它们的产品和解决方案都实现了厘米级和分米级的定位精度，但是它们的成本都很高。

Trimble 的 NetR9 系列参考站接收机采用多频多系统的 GNSS 技术，码差分 GNSS 定位的水平精度为正负 0.25m，垂直精度为正负 0.5 米；单基站条件下，水平精度为 8 毫米，垂直精度为 15 毫米。NetR9 的定位精度满足室外高精度定位系统的要求，目前在石油、矿山、水坝、桥梁等形变监测中，但是它的成本太高，一个参考站接收机的价格高达 12 万元，这个价格决定了价格敏感的产品和应用领域无法使用。

Trimble 的 ZEPHYR3 GEODETIC 天线相位中心精度 2 毫米，相位中心重复性小于 1 毫米。最大相位中心偏差 2 毫米，利用左旋圆极化技术来实现抗多径。但是天线尺寸太大：34.3 厘米直径 x7.6 厘米高，价格太高：单个天线价格高达 2 万多元。

Novatel 的 OEM615 差分定位精度 0.4 米，单频单点定位精度 1.5 米，单点双频（L1/L2）定位精度 1.2 米。OEM615 的精度比 Trimble 的 NetR9 低一些，但是价格也高达 3 万元。

传统的高精度定位系统的高成本是由于多频多系统的接收机和天线成本太高，最近几年开始国内外都在致力于研究基于单频接收机的载波相位差分定位系统以实现低成本、高精度的室外定位系统。但是由于单频接收机接收到的卫星数量较少，在求解载波相位的整周模糊度时速度很慢，在有遮挡情况下，接收到的卫星数量甚至无法满足求解载波相位整周模糊度的要求。GPS 接收机的灵敏度对定位精度和求解载波相位的整周模糊度的效率都非常关键，灵敏度越高则载波相位和伪距码的精度越高，使得求解过程搜索到正确解的速度更快；同时灵敏度越高，可以搜索到的卫星数也越多。

在不同的应用场景中，将 GPS 和其他辅助系统结合可以弥补单频 GPS 接收机的不足。对于室外移动机器人，将差分 GPS 系统和惯性导航系统结合在一起是非常有效的解决方案，惯性导航系统的输出频率高，但是会累加误差，使得定位误差越来越大。所以差分 GPS 系统和惯性导航系统结合优势互补：差分 GPS 系统可以修正惯性导航系统的误差，惯性导航系统在差分 GPS 系统无法求解的时候输出结果。对于静止物体的室外高精度定位可以选择适合接收 GPS 信号的位置来安装，避免出现接收到的卫星数量不足，无法进行差分运算的情况。对于方向测量，参考站和流动站是固定短基线，可以通过重力加速度计等其他传感器得到参考站和流动站之间的高度差，减少求解过程中对卫星数的要求。

此外，Trimble 等公司的产品主要是绝对定位，但是在大多数应用场景并不需

要绝对定位，相对定位更加合适，比如形变监测、方向测量等，包括在固定范围内运动的室外机器人。相对定位的优势在于两点：第一，绝对定位系统中流动站的位置需要依赖于参考站，参考站本身会引入误差；第二，参考站需要精确的位置信息，所以参考站的成本一般比流动站的成本更高，而相对定位的参考站不需要精确的位置信息。所以相对定位中的精度会比绝对定位更高，成本更低。

1.3 本文主要工作及内容安排

1.3.1 主要工作

前文介绍了载波相位差分 GPS 技术可以降低卫星星历误差、时钟误差、电离层误差、对流层误差对定位精度的影响，但是还有多径干扰和接收机噪声会对定位精度产生影响。

每个接收机受到的多径干扰都是不同的，所以无法通过差分运算进行消除。可以通过信号处理的方法来减少多径干扰对定位精度的影响^[16,17]，但是也可以设计一种新型的 GPS 天线来减少多径干扰^[18,19]。本文提出使用四馈电点的圆极化抗多径的天线来实现抑制多径干扰，这是更加有效、更加直接的方法来减少多径干扰。

接收机的灵敏度是影响差分 GPS 定位精度的另一个关键因素。基于改进的接收机噪声理论^[20~23]，本文所提出的 GPS 接收机的全向灵敏度达到-160dBm，比业内平均水平高出 20dBm。高灵敏度的接收机使得载波相位的精度更高，从而能有效提高载波相位差分 GPS 的精度。

高精度的室外定位系统的高成本是由于高性能的 GPS 芯片，高成本的参考站，高性能的 GPS 天线。本文提出的高精度室外定位系统采用多个低成本单频 GPS 芯片、自主研发的低成本抗多径天线、高性能的 GPS 接收机来实现低成本、高精度的室外定位系统。

本系统实现的定位系统不是获取流动站的绝对位置，而且获取流动站和参考站之间的相对位置，因此参考站也是同样的低成本解决方案，不需要像 RTK 系统一样搭建昂贵的参考站。参考站和流动站之间的基线是短基线（1 千米以内），这保证基本可以基本消除电离层和对流层误差。

本系统成功应用在智能吹雪机和基站天线的方向测量上。智能吹雪机一般是家庭使用，活动范围有限。但是智能吹雪机需要自动地把房屋周围的积雪清扫干净则需要一个稳定可靠的室外定位系统，由于智能吹雪机本身的成本要求，所以只有低成本、高精度的室外定位系统可以满足它的要求。利用惯性导航系统和差分 GPS 系统的结合，保证智能吹雪机在接收到的 GPS 数据无法满足定位要求时利用惯性导航传感器提供短时间内的高精度位置和方向信息，进一步提高智能吹

雪机室外定位的稳定性和可靠性^[24~26]。

基站的网络优化需要测量基站天线的机械下倾角、经纬度、海拔以及天线方位角。机械下倾角、经纬度、海拔已有解决方案，可以满足网络优化需求，但是天线方位角仍然没有理想方案^[27]。利用载波相位差分 GPS 的高精度定位可以进行高精度的方向测量，本系统的低成本、高精度的相对定位系统满足基站天线方位角测量的需求。利用差分 GPS 系统和重力加速度传感器的结合，使得本系统在接收三颗卫星时即可进行工作，这进一步提高了系统的环境适应性，尤其适用与遮挡和多径干扰严重的环境。

1.3.2 本文内容安排

在写作安排上，本文分为 6 章，具体安排如下，

第一章为绪论，分析本文的研究意义，介绍当前国内外的研究现状和发展趋势，最后介绍本文的研究内容和章节安排。

第二章主要介绍了 GPS 系统，分析 GPS 信号结构和定位误差以及载波相位差分 GPS 相对定位基本原理。

第三章介绍差分 GPS 相对定位系统设计，包括抗多径 GPS 天线设计、GPS 接收机设计和软件设计。

第四章介绍利用低成本、高精度的差分定位系统为智能吹雪机提供高精度的相对位置和方向信息。

第五章介绍利用低成本、高精度的差分定位系统实现高精度的基站天线工参测量，介绍固定距离的短基线情况下的快速求解整周模糊度的算法。

第六章总结本文内容，并结合本文研究中的不足，对接下来的研究做出展望。

第 2 章 载波相位差分 GPS 相对定位基本原理

2.1 GPS 信号结构和误差分析

GPS 信号分为三个层次：载波、伪码、数据码。其中伪码和数据码通过调制在载波上，卫星将调制后的载波信号发射出去。

本系统关注的是单频 GPS 信号，即 L1 频段。L1 频段的频率为 1575.42MHz，可以计算出 L1 频段载波的波长为 19cm。伪距和载波相位测量值包含着各种误差。根据误差来源的不同可以分为：与卫星相关的误差、与信号传播相关的误差、与接收机相关的误差。

与卫星相关的误差主要有卫星星历误差、卫星时钟误差。这些误差是因为地面监控部分对卫星运行轨道、卫星时钟的频偏无法做出绝对准确的测量、预测而引起的。卫星时钟的误差一般在 3m 以内，均方差大概为 2m。卫星星历在三维坐标的误差均方差为 3 至 5m，这个误差反应在伪距测量误差大概为 2m。

与信号传播相关的误差主要有电离层误差和对流层误差。GPS 信号在传播过程中需要穿越大气层，而大气层对 GPS 信号的影响是根据当时大气层的条件而发生变化的。电离层是指距离地面 70km 至 1000km 的范围，电离层的大气分子在受到太阳光的照射时会分解成大气离子和电子，它们会对电磁波的传播速度和方向产生影响。根据电离层的物理特性可以对电离层建立物理模型来减少误差，电离层误差模型大概能修正 50% 的误差，还是会产生 1m 至 5m 的误差。对流层位于大气层的底部，对流层顶部距离地面大概 40km。对流层中的氧气、氮气、水蒸气等会造成 GPS 信号的延时。

与接收机相关的误差主要包括接收机噪声、多径干扰以及软件计算的误差。接收机噪声是个广泛的定义，包括天线、电子器件、放大器的热噪声等，它们会影响伪距和载波相位的测量精度，从而影响定位精度。多径干扰是指接收机天线接收到的经反射之后的 GPS 信号，对于 GPS 信号来说，金属和水面都会反射 GPS 信号。多径信号的传播路径比直射信号的传播路径长，且多径信号对动态和静态的接收机都是随机的，多径干扰的误差很难预测。多径干扰是 GPS 特别是差分 GPS 定位中最主要的误差来源。

此外，上文提到的 GPS 卫星到用户设备的距离指的是 GPS 卫星天线的相位中心到接收机天线的相位中心的距离。所以接收机天线的相位中心不稳定也会带来较大的定位误差。

为了实现高精度的室外定位，接收机的性能和 GPS 天线的性能是定位精度的

决定性因素。高性能的 GPS 接收机可以有效抑制接收机噪声带来的误差；相位中心稳定的抗多径 GPS 天线能够有效抑制多径干扰和相位中心误差带来的定位误差。本系统基于高性能的 GPS 接收机和抗多径的 GPS 天线实现高精度的差分 GPS 定位。

2.2 载波相位差分 GPS 相对定位

上述的误差源导致单点 GPS 定位的精度较低，只有 10 米到 20 米的定位精度，所以无法满足高精度定位的需求。差分 GPS 定位需要两个 GPS 接收机，一个称为参考站，另一个称为流动站。对于同一时刻接收到的 GPS 信号，有一些误差是共同误差，通过差分运算可以消除这些共同误差，从而提高定位精度。

差分 GPS 可以分为位置差分、伪距差分以及载波相位差分三种。载波相位差分 GPS 是一种高精度的定位技术，定位精度可以达到厘米级甚至更高，现在已经成为高精度室外定位定向的主要方法。

$$\phi_k^p = \lambda^{-1} (r_k^p + c(t^p + t_k) + T_k^p - I_k^p) + N_k^p + \epsilon_k^p \quad (2.1)$$

式 (2.1) 为卫星 p 到接收机 k 之间的载波相位观测量，其中 r_k^p 卫星 p 到接收机 k 之间的距离，单位是米； λ 是载波的波长，单位是米； N_k^p 是整周模糊度； c 是真空中光速，单位是米每秒； t^p 和 t_k 分别是卫星和接收机的时钟误差，单位是秒； T_k^p 和 I_k^p 分别是对流层延时和电离层延时导致的定位误差，单位是米； ϵ_k^p 是相位观测量中的其他各种噪声，单位是米。

高性能接收机可以有效降低载波相位观测量的误差 ϵ_k^p 。参考站和流动站同时获取到的观测量进行做差，可以消除观测量中对同一颗卫星的时钟误差，轨道误差，这个过程称为单差 (Δ) 运算^[28, 29]。在短基线情况下，可以消除电离层和对流层的误差，长基线情况下无法完全消除电离层和对流层的误差，通常需要使用双频 GPS 接收机。

式 (2.2) 即为单差运算表达式：

$$\Delta\phi_{km}^p = \phi_k^p - \phi_m^p = \lambda^{-1} (\Delta r_{km}^p + c\Delta t_{km}) + \Delta N_{km}^p + \Delta\epsilon_{km}^p \quad (2.2)$$

多少距离定义为短基线，这个很难定义。电离层的活动和太阳黑子活动性有很大关系，当太阳黑子的活动性低的时候，电离层也不活跃，所以在距离比较远的范围内电离层对 GPS 信号产生的影响差别不大；当太阳黑子的活动性强的时候，电离层对 GPS 信号产生的影响随着距离的变化差异明显^[30]。

RTK (real-time kinematics) 系统使用的就是载波相位差分技术，RTK 系统的基线距离一般为 10km 到 1000km，所以 RTK 系统的定位精度一般只有厘米级，当基线距离比较远的时候甚至只有分米级。因为 RTK 系统提供绝对位置信息，但是很多定位系统并不需要绝对位置信息，仅仅需要相对位置信息，这种定位系统

的参考站和流动站之间的基线可以设置为 1km 以内。电离层和对流层误差在 1km 这种短基线范围内可以认为被完全消除。

单差运算之后，接收机的钟差没有被消除。利用不同卫星的单差结果进行差分运算，可以消除接收机的钟差，这个过程被称为双差($\nabla\Delta$)。

$$\nabla\Delta\phi_{km}^{pq} = \Delta\phi_{km}^p - \Delta\phi_{km}^q = \lambda^{-1}\nabla\Delta\rho_{km}^{pq} + \nabla\Delta N_{km}^{pq} + \nabla\Delta\epsilon_{km}^{pq} \quad (2.3)$$

根据式 (2.3)，在双差运算中还要求解整周模糊度，整周模糊度的求解是载波相位差分 GPS 中的重点和难点。高精度相对 GPS 定位是基于高精度的载波相位观测量，需要求解出载波相位的整周模糊度才能得到高精度的定位结果。

LAMBDA (Least-squares AMBiguity Decorrelation Adjustment) 算法是现在使用最广泛的用来求解整周模糊度的算法。

解出了整周模糊度之后，即可求解出基线向量，即可以得到参考站和流动站之间的相对位置关系。

2.3 LAMBDA 算法

有很多算法对求解整周模糊度的过程做出优化，提高求解的效率和准确率，比如最小二乘模糊度搜索算法 (LSAST)、快速模糊度解算法 (FARA)、快速模糊度搜索滤波法 (FASF) 等，但是现在载波相位差分定位领域应用最广的还是 LAMBDA 算法，因为 LAMBDA 算法求解速度快，准确率高，且具有比较完善的理论体系。

通过搜索的方法来求解整周模糊度就需要保证搜索的空间足够大，且需要包含正确的整周模糊度解，但是如果搜索空间足够大那么所需要的搜索时间很长则导致无法达到实时的效果，且对处理器的处理能力要较高要求。对于双频接收机或者是多系统多频的接收机来说，获取到的卫星数据足够多，利用卫星数据的冗余，可以使得搜索空间缩小。但是双频接收机或者多系统多频的接收机的成本很高，无法适用于更多需要高精度定位的领域，本系统采用的单频 GPS 接收机中使用的是普通的商用 GPS 芯片，成本低，具有很大的市场推广潜力，但是求解整周模糊度时的难度也提高了。

LAMBDA 算法分为两步，第一步是 Z 变换，第二步是搜索。为了提高求解的效率，LAMBDA 算法第一步 Z 变换是将搜索空间变换为一个更加有利于搜索的空间形状，在第一步中，利用转换矩阵 Z 将原始的双差整周模糊度转换为新的双差整周模糊度，求解出 Z 变换之后的整周模糊度之后，通过逆变换即可获得原始的双差整周模糊度的解。转换矩阵 Z 有两点限制条件：矩阵的元素需要是整数，转换前后的整周模糊度的搜索空间体积保持不变。

第二步搜索将搜索空间分层，搜索过程中对于下层的搜索是依赖于上层的搜索结果，搜索空间分层具体在 LAMBDA 算法中的体现是利用了条件序列最小二

乘。利用了条件序列最小二乘和 Z 变换之后的搜索空间的具体表达式为式(2.4)。
LAMBDA 算法中的 Z 变换和条件序列最小二乘的根本作用是把原始的模糊度去相关。原始的模糊度的搜索空间是狭长的，经过 Z 变换和条件序列最小二乘的处理之后，得到的新的模糊度之间去相关。

$$\sum_{i=1}^n (\hat{z}_{i|I} - z_i)^2 / \sigma_{\hat{z}_{i|I,i|I}} \leq \chi^2 \quad (2.4)$$

z_i 表示 Z 变换之后的第 i 个模糊度， $\hat{z}_{i|I}$ 表示基于前面 i-1 个模糊度的最小二乘估计的第 i 个模糊度， $\sigma_{\hat{z}_{i|I,i|I}}$ 表示 $\hat{z}_{i|I}$ 的方差，条件最小二乘估计值的表达式为式(2.5)。 χ^2 表示搜索空间的大小，这个空间需要包含正确的整周模糊度的解。 $\sigma_{\hat{a}_{(i|I,i|I)}}$ 表示原始的第 i 个模糊度的方差，通过上一节的分析已知 $\sigma_{\hat{a}_{(i|I,i|I)}}$ 从第 3 个到第 4 个时有很大的不连续性。这个不连续性表现在前三个的搜索范围很宽泛，但是第 4 个开始搜索范围变得很狭窄。

$$\hat{z}_{i|I} = \hat{z}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \sigma_{\hat{z}_{(i,j|I)}} \sigma_{\hat{z}_{(j|I,j|I)}}^{-1} (\hat{z}_{j|I} - z_j) \quad (2.5)$$

条件序列最小二乘是基于 Z 变换之后的新的整周模糊度，通过一个二维的例子来解释清楚如何得到 Z 矩阵。原始的整周模糊度矩阵和它的方差-协方差矩阵如式(2.6)。

$$\hat{a} = \begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \end{pmatrix} \text{ and } Q_{\hat{a}} = \begin{pmatrix} \sigma_{\hat{a}(1,1)} & \sigma_{\hat{a}(1,2)} \\ \sigma_{\hat{a}(2,1)} & \sigma_{\hat{a}(2,2)} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

根据上一节的分析已知条件序列可以使最小二乘估计的模糊度解相关，所以可得：

$$\begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_{2|1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

通过式(2.7)可以发现将原始的模糊度矩阵转换为条件序列的表达形式的转换矩阵是一个单位下三角矩阵，所以转换前后模糊度的搜索空间是保持不变的，这满足了 Z 矩阵的第一个条件，但是 Z 矩阵的第二个条件是矩阵中的元素都是整数这个条件无法满足，但是这个问题很好解决，将式(2.7)转换为式(2.8)的形式。

$$\begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_{2'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -[\sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1}] & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

式(2.8)中的 $-\lceil \sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1} \rceil$ 表示取整运算，对比式(2.8)和式(2.7)，虽然式(2.8)满足了 Z 矩阵的两个条件，但是无法实现将两个模糊度完全去相关了，但是也大大降低了两个模糊度的相关性，下面将证明这一点。

根据上一节的分析已知 $\sigma_{\hat{a}(1,1)} \leq \sigma_{\hat{a}(2,2)}$ ，因为一般从载波相位精度最高的开始搜索，这样搜索的效率最高。所以 $|\sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1}| \geq |\sigma_{\hat{a}(1,2)} \sigma_{\hat{a}(2,2)}^{-1}|$ ，且 $\sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1} \notin (-\frac{1}{2}, +\frac{1}{2}]$ ，否则 $[\sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1}] = 0$ ，则式(2.8)的模糊度转换没有实际的作用。

因为转换前后搜索体积不变，所以可得：

$$\sigma_{\hat{a}(1,1)}\sigma_{\hat{a}(2,2)}(1-\rho^2) = \sigma_{\hat{a}(1,1)}\sigma_{\hat{a}(2',2')}(1-\rho'^2) \quad (2.9)$$

根据式 (2.9), 如果转换之后的模糊度 $\hat{a}_{2'}$ 的方差比转换之后的模糊度的方差小, 则相关性系数也会降低, 即 $\rho'^2 < \rho^2$ 。前面分析已知条件序列最小二乘估计值 $\hat{a}_{2|1}$ 可以得到最小的方差, 所以将式 (2.8) 重写为:

$$\begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_{2|1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \varepsilon & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_{2|1} \end{pmatrix} \quad \text{with } |\varepsilon| \leq 1/2 \quad (2.10)$$

应用误差传播公式可得:

$$\begin{cases} \sigma_{\hat{a}(1,2')} = \varepsilon\sigma_{\hat{a}(1,1)} \\ \sigma_{\hat{a}(2',2')} = \varepsilon^2\sigma_{\hat{a}(1,1)} + (1-\rho^2)\sigma_{\hat{a}(2,2)} \end{cases} \quad (2.11)$$

式 (2.11) 中的第二个等式可以写成 $\sigma_{\hat{a}(2',2')} = \sigma_{\hat{a}(2,2)} - (\sigma_{\hat{a}(2,1)}^2\sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-2} - \varepsilon^2)\sigma_{\hat{a}(1,1)}$, 因为 $\sigma_{\hat{a}(2,1)}^2\sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-2} \geq 1/4$ 和 $\varepsilon^2 \leq 1/4$, 所以 $\sigma_{\hat{a}(2',2')} \leq \sigma_{\hat{a}(2,2)}$ 。

将 \hat{a}_2 转换为 $\hat{a}_{2'}$ 之后, 再把 \hat{a}_1 变换为 $\hat{a}_{1'}$ 。变换的公式为:

$$\begin{pmatrix} \hat{a}_{1'} \\ \hat{a}_{2'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - [\sigma_{\hat{a}(1,2')}\sigma_{\hat{a}(2',2')}^{-1}] \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_{2'} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

结合式 (2.11), $\sigma_{\hat{a}(1,2')}\sigma_{\hat{a}(2',2')}^{-1} = \varepsilon\sigma_{\hat{a}(1,1)}\sigma_{\hat{a}(2',2')}^{-1}$, 如果 $\sigma_{\hat{a}(1,1)} \leq \sigma_{\hat{a}(2',2')}$, 则可以得到 $\sigma_{\hat{a}(1,2')}\sigma_{\hat{a}(2',2')}^{-1} \in (-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]$, 所以 $[\sigma_{\hat{a}(1,2')}\sigma_{\hat{a}(2',2')}^{-1}] = 0$, 所以表明这个转换有意义的条件是 $\sigma_{\hat{a}(1,1)} > \sigma_{\hat{a}(2',2')}$ 。当条件满足转换是有意义的情况下, 每一次转换都会将模糊度之间的相关性进一步降低。将转换之后的模糊度用 \hat{z}_1 和 \hat{z}_2 表示, 这种转换可以在满足转换有意义的情下一直进行下去, 直到 $[\sigma_{\hat{z}(1,2)}\sigma_{\hat{a}(2,2)}^{-1}] = 0$ 和 $[\sigma_{\hat{z}(2,1)}\sigma_{\hat{z}(1,1)}^{-1}] = 0$ 。同时可以得到相关性系数。

$$\rho_{\hat{z}}^2 = \frac{\sigma_{\hat{z}(1,2)}^2}{\sigma_{\hat{z}(1,1)}\sigma_{\hat{z}(2,2)}} \leq 1/4 \quad (2.13)$$

这是一个重要的结论, 这个结论表明可以将原始模糊度转换为新的模糊度, 新的模糊度之间的相关性大大降低。因为 $\sigma_{\hat{z}(2|1,2|1)} = (1-\rho_{\hat{z}}^2)\sigma_{\hat{z}(2,2)}$ 以及 $\sigma_{\hat{z}(1,1)} \leq \sigma_{\hat{z}(2,2)}$, 所以得到:

$$\sigma_{\hat{z}(2|1,2|1)} \geq \frac{3}{4}\sigma_{\hat{z}(1,1)} \quad (2.14)$$

根据式 (2.14), 变换之后的条件序列最小二乘估计的模糊度也解决了原始模糊度搜索过程中条件方差-协方差差值太大的问题。

上述的将原始模糊度转换为新的模糊度的问题即为 Z 变换的过程。

假设 $\sigma = 0.2, \beta_1 = 5.0, \beta_2 = 6.0$, 可得:

$$Q_{\hat{a}} = \begin{pmatrix} 25.04 & 30 \\ 30 & 36.04 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

所以两个模糊度的相关性很高, 相关性系数 $\rho_{\hat{a}} = 0.999$ 。根据上面介绍的 Z 变换的方法可以得到 Z 变换矩阵:

$$Z^* = \begin{pmatrix} 6 & -5 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

转换之后的方差-协方差矩阵为：

$$Q_{\hat{z}} = \begin{pmatrix} 2.44 & -0.44 \\ -0.44 & 1.08 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

所以转换之后的模糊度之间的相关性大大降低，相关性系数为 $\rho_{\hat{z}} = -0.271$ 。条件序列的方差-协方差的差值也大大降低了，原始的条件序列的方差-协方差为 $\sigma_{\hat{a}(1,1)} = 25.04, \sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)} = 0.098$ ，转换之后的条件序列的方差-协方差为 $\sigma_{\hat{z}(1,1)} = 2.44$ ， $\sigma_{\hat{z}(2|1,2|1)} = 1.00$ 。 $Q_{\hat{a}}$ 和 $Q_{\hat{z}}$ 在转换过程中，大小保持不变，都等于 2.442。

将 LAMBDA 算法的过程总结一下即先将原始的模糊度向量通过 Z 矩阵转换为新的模糊度向量；然后基于新的模糊度向量进行搜索得到最优解；最后将最优解通过逆矩阵得到基线向量。

$$z = Z^* a, \hat{z} = Z^* \hat{a}, Q_{\hat{z}} = Z^* Q_{\hat{a}} Z \quad (2.18)$$

$$\check{b} = \hat{b} - Q_{\hat{b}\hat{z}} Q_{\hat{z}}^{-1} (\hat{z} - \check{z}) \quad (2.19)$$

2.4 本章小结

本章首先分析了 GPS 定位中的误差来源；重点介绍了载波相位差分 GPS 定位的原理和重难点，载波相位差分技术是高精度室外定位中的最常用的技术。最后重点介绍了 LAMBDA 算法求解整周模糊度的过程。

第 3 章 差分 GPS 相对定位系统设计

差分 GPS 相对定位系统包括参考站和流动站,参考站由抗多径 GPS 天线、GPS 接收机、通信模块组成;流动站由抗多径 GPS 天线、GPS 接收机、通信模块和处理器组成。因为是相对定位系统,所以参考站并不需要精确的绝对位置信息,参考站从 GPS 接收机接收到 GPS 原始数据后发送给流动站。流动站利用参考站发送过来的原始数据和流动站上 GPS 接收机输出 GPS 原始数据进行差分定位运算,得到流动站相对参考站的基线向量。

3.1 抗多径 GPS 天线

当差分运算消除了电离层误差、对流层误差、时钟误差、卫星星历误差之后,剩下的影响定位精度的因素就是和接收机相关了,即多径干扰和接收机噪声。多径干扰产生的误差要远大于接收机噪声对定位精度的影响。

可以采用信号处理的方法来识别和剔除多径信号,但是对于反射路径较短的多径信号很难被识别。相比于信号处理,采用抗多径的 GPS 天线来实现抑制多径干扰的方法更加直接有效。

GPS 信号是右旋圆极化,信号反射一次,右旋就会变成左旋。所以, GPS 信号经过奇数次的反射则会变成左旋圆极化,每一次反射 GPS 信号强度都会极大的衰减,所以多径信号中最主要的干扰是经过一次反射的 GPS 信号,经过一次反射的 GPS 信号是左旋圆极化。

目前市面上的 GPS 天线大多是微带天线或者是四臂螺旋天线,其中微带天线基本都是采用单馈电点或者双馈电点的陶瓷天线,这种天线的相位中心稳定度较差,根据前面的描述,相位中心稳定度较差导致定位精度会受到影响。因为测量的卫星到接收机的距离实际是卫星天线的相位中心到接收机天线的相位中心的距离,所以高精度的定位系统中对 GPS 天线的相位中心稳定度有较高的要求。

本系统采用的技术方案是四馈电点的高增益微带天线,如图 3.1 和图 3.2 所示,包括一个锥台和两层介质片。介质片分别为辐射片和馈电网络。

上层辐射片是由辐射铜板、FR4 介质片、背面地板敷铜层组成,如图 3.3 所示。该天线采用四馈电点设计,四馈电点有如下几点优势:一、每个馈电点的相位依次相差 90 度,因此实现了较好的圆极化特性;二、四馈电点天线能够实现较好的相位中心稳定度;三、四馈电点天线对称性好,能够使天线具有较好的圆度特性。

馈电网络由正面的铜层、F4B 介质片和背面金属地板敷铜层构成。馈电网络通过调节微带线的长度和宽度实现功分比为 1:1:1:1,四个馈电点的相位依次相差

90 度。天线外面加了一个金属锥台，其作用在于两个方面：第一加宽了天线的波束宽度；第二减少了外界对金属腔内的天线的影响。

整个天线的尺寸为直径 90mm，高度 11mm，工作在 GPS 的 L1 频段。这种小型化的设计不仅节省了生产成本，也使得应用在不同的场景时安装更方便。

该天线的相位中心稳定度小于等于 1mm，60 度圆度小于 1dB。圆极化特性好使得天线的抗多径效果更好；相位中心稳定好可以有效提高定位精度。该天线符合高精度室外定位系统对抗多径天线的需求。

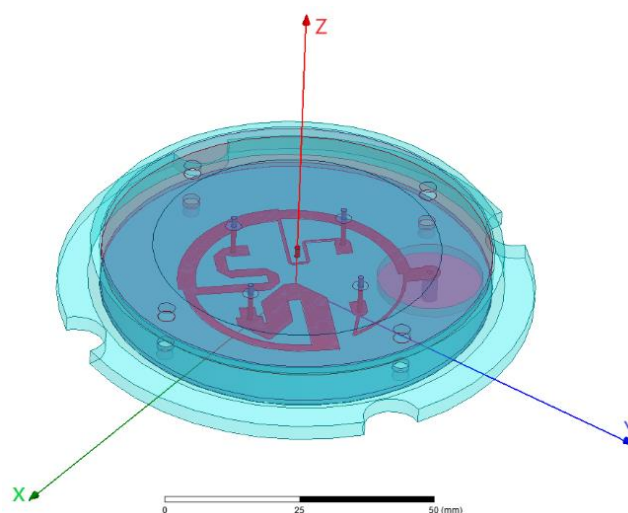


图 3.1 GPS 天线整体示意图

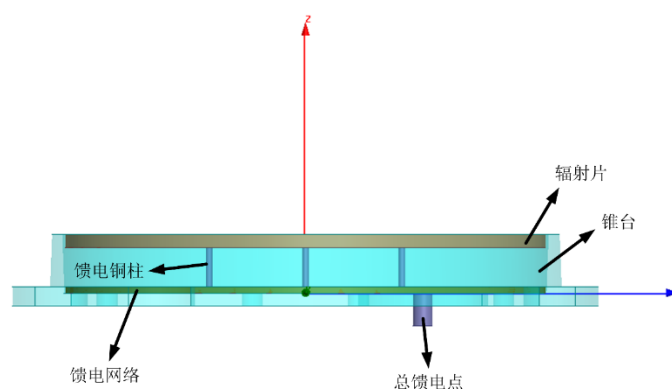


图 3.2 天线侧视图

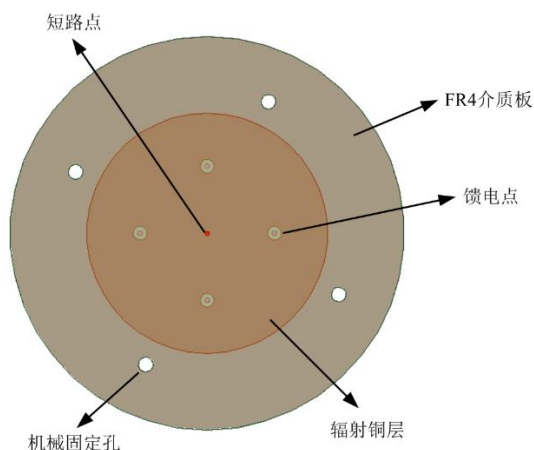


图 3.3 上层辐射片

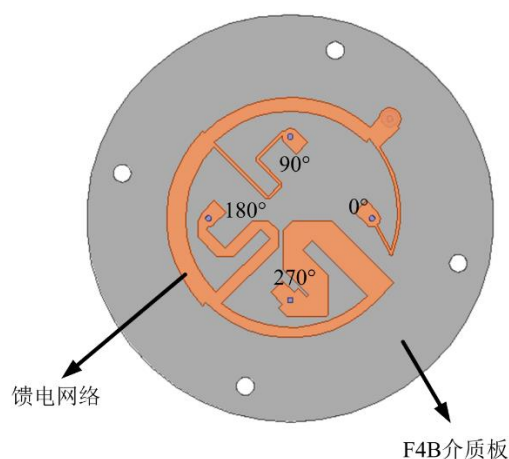


图 3.4 馈电网络

3.2 GPS 接收机设计

本系统需要进行载波相位差分 GPS 运算，所以需要 GPS 接收机输出 GPS 原始数据。本系统采用的是 AT6558，这是一颗高性能多模卫星导航接收机 SoC 单芯片，片上集成了射频前端，数字基带处理器，32 位的 RISC CPU，电源管理功能。AT6558 外设接口丰富，包括 2 个独立 UART 接口、1 个 I2C 接口、2 个独立的 SPI 接口，图 3.5 为芯片功能框图。如图 3.6 所示，CPU 通过串口接收 GPS 芯片输出的原始数据。

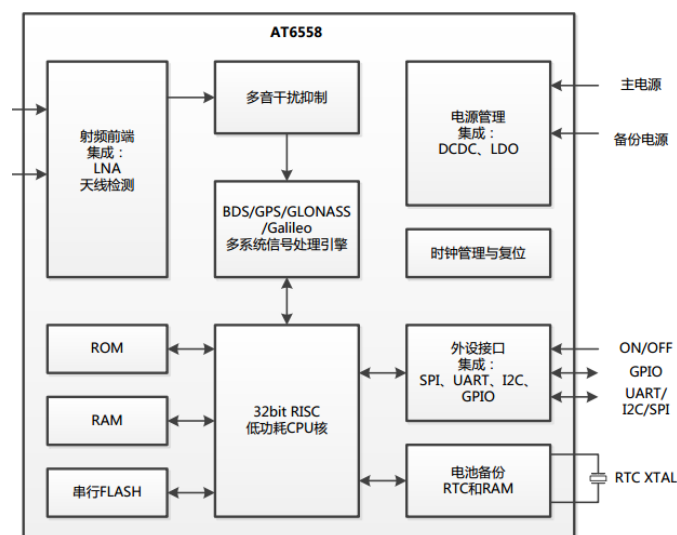


图 3.5 AT6558 功能框图

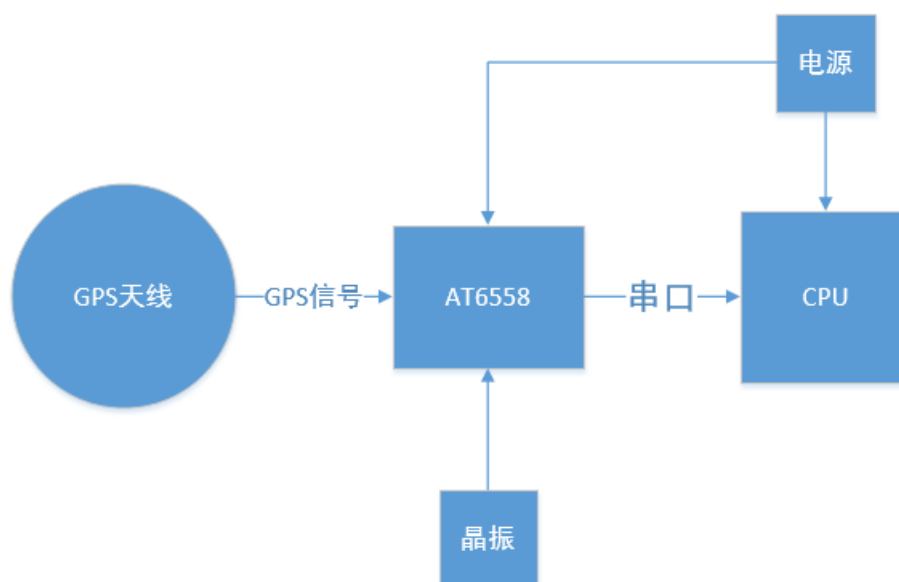


图 3.6 GPS 接收机硬件系统结构

根据图 3.5 所示，AT6558 所需要的外围电路包括电源和晶振，虽然外围电路并不复杂，但是决定了接收机的性能。提高接收机性能的方法关键是解决电磁兼容问题，产生电磁干扰需要有三个因素：干扰源，耦合途径，敏感设备。常用的解决电磁兼容的方法包括滤波技术、屏蔽技术、接地技术。该芯片的冷启动捕获灵敏度为-148dBm，跟踪灵敏度为-162dBm。GPS 接收机设计的核心是控制接收机噪声，使得整机全向辐射灵敏度（TIS）逼近芯片的跟踪灵敏度极限。

造成 GPS 接收机的性能下降的主要为两个方面：第一个方面是干扰将 GPS 芯片中的 LNA 性能压缩，第二个方面是 GPS 带宽中的噪声比较杂散，使接收机的信噪比下降。为了降低干扰信号对接收机性能的影响，需要在 LNA 前端加一个滤波器，这个滤波器的作用是将 GPS 信号中的载波信号的功率降低，但是并不会

直接对 GPS 信号功率产生影响。为了更好的性能，需要在 GPS 天线接入的位置加一个带通滤波器，这个带通滤波器的作用是将 GPS 带宽外的噪声从最开始进行抑制，避免这些噪声进入接收电路。

电源是引入噪声的关键因素，电源噪声在电磁干扰中属于干扰源。电源滤波电路中一般采用磁珠和电容组成组成低通滤波器，电容的选择非常关键。为了实现良好的滤波效果，需要选择容值从大到小多个不同的容值，对应的是不同的频率的噪声。GPS 的 L1 频段的频率是 1.575GHz，所以尤其要关注 GPS 的 L1 频段带宽内的噪声。5.6pF 的电容对应的滤波频率是 2GHz 左右，在滤波电路使用两个 5.6pF 的电容并联能够使滤波带宽更宽，滤波效果更好。除了 5.6pF，从低频到高频中间一般间隔 10 倍容值增加一个滤波电容。此外，如果电路中使用开关电源，那么噪声比线性稳压电源的噪声更大，一般选择线性稳压电源作为 GPS 芯片的供电电源。

晶振电路和电源电路不同，晶振属于敏感设备，要注意保护晶振电路的稳定性。晶振电路的设计中第一个方面需要关注的是晶振的负载电容，晶振的负载电容最基本的设计要求是和晶振的频率进行匹配，选择合适的容值。此外，在设计过程中，晶振的负载电容旁边需要设计一圈接地孔，通过这一圈接地孔把负载电容包围起来，避免噪声影响晶振的稳定性。第二个方面是需要避免温度对晶振的影响，所以在设计过程中需要把晶振底下的地平面挖空，这样保证晶振电路不受电路中其他元器件发热导致接地层温度升高的影响。

电磁屏蔽是利用屏蔽体对干扰信号的吸收、反射来达到减弱干扰能量的作用，切断电磁波的耦合途径。屏蔽盖被广泛应用在射频电路中，但是屏蔽盖的使用方法不同导致屏蔽效果差别显著。影响屏蔽盖屏蔽效果的因素一般包括开孔大小、是否使用导电胶。开孔是对屏蔽盖的屏蔽效果影响最大的因素，开孔的尺寸越小则屏蔽的效果越好，但是同样尺寸的孔，开一个和多个对屏蔽效果的影响不大。当屏蔽盖开孔之后，导电胶对屏蔽效果的影响就显著下降了，但是在没有开孔的情况下导电胶对屏蔽效果有显著提升。但是一般导电胶成本较高，所以在本系统中直接采用焊接的方法来代替导电胶。

3.3 差分 GPS 定位软件设计

3.3.1 GPS 数据预处理

本系统包含参考站和流动站，参考站通过串口从 GPS 接收机获得 GPS 的原始数据，并通过数传模块将这些原始数据传输给流动站。流动站一直监听来自参考站的原始数据，同时通过串口获得流动站上 GPS 接收机的原始数据。

数据预处理的主要功能是对观测数据进行初步处理，以对数据中的主要误差

进行修正，包括以下几个主要步骤：同步参考站和流动站的数据；提取出定位需要的参数；删除信噪比较差的卫星数据；删除低仰角的卫星数据；计算卫星的坐标；检查载波相位的周跳；计算 DOP；对流层和电离层误差修正；设计观测方差等。

本系统的 GPS 接收机芯片的输出频率是 1Hz，所以每一秒输出一组卫星数据，需要把参考站和流动站的原始数据进行同步，对于同一秒输出的数据进行处理和运算。

对于载波相位差分 GPS 定位来说，需要的数据有：伪距、载波相位、载波相位的锁定计数、卫星载噪比、卫星坐标 (x,y,z) 、卫星 ID 等。伪距是 GPS 定位中非常重要的一个概念，不管是普通的单点定位还是高精度的差分 GPS 定位都需要用到伪距观测值。伪距是 GPS 卫星到 GPS 接收机之间粗略的距离测量值，因为伪距中包含了很多误差和干扰，比如时钟误差、对流层误差、电离层误差、多径干扰，接收机噪声干扰等，所以这个距离被称为“伪”距。载波相位是高精度（分米级、厘米级、毫米级）定位中的关键参数。同一时刻，载波信号在传输路径上的不同位置的相位是不同的。载波相位和相位差都以周为单位，以周为单位的载波相位观测值乘以载波相位的波长就得到了距离。载波相位的波长为 19cm，载波相位的精度比伪距的精度高很多，载波相位的精度大概是几个毫米。GPS 接收机的设计对载波相位的精度影响很大，GPS 接收机的噪音控制的好则载波相位的精度就更高。但是载波相位观测值得到的是卫星信号发射时的相位和接收机接收到 GPS 信号的相位，但是并不知道从卫星到接收机之间的载波卫星整数周期数，这个整数周期数是利用载波相位进行差分 GPS 定位的重点和难点。这个整数周期数被称为整周模糊度。卫星载噪比是 GPS 信号中非常关键的指标，载噪比较差的 GPS 信号表示信号中的伪距和载波相位的误差比较大。载噪比较差的 GPS 数据不仅对增大定位误差，也会增大求解整周模糊度的难度。所以对于载噪比较差的 GPS 信号直接丢弃。利用 GPS 进行定位首先要建立坐标系，求解出各个卫星的坐标。GPS 涉及到的坐标系常用的有惯性坐标系和地球坐标系。在空间中静止或者是做匀速直线运动的坐标系被称为惯性坐标系，由于惯性坐标系跟地球的自转没有关系，所以地球上的任意一个固定点在惯性坐标系中的坐标都会随着地球的自转而时刻发生变化，所以在描述地面的位置关系的时候惯性坐标系很不方便。在地球坐标系中固定在地球上点在地球坐标系中的坐标不会随着地球旋转的变化而发生变化，所以地球坐标系又被地心地固坐标系（ECEF）。地心地固坐标系以地心为原点建立直角坐标系。

除了上述的载噪比较差的 GPS 信号之外，低仰角的 GPS 信号也是需要删除的。因为正常情况下接收到的 GPS 信号都来自头顶方向，对于低仰角方向的 GPS 信号往往是多径干扰信号。虽然本系统中采用了抗多径的 GPS 天线，但是对于偶次

数反射的 GPS 信号无法抑制。虽然偶次数反射的 GPS 信号已经衰减比较严重了，但是还是需要从软件上进行滤除，进一步提高定位的精度。

在导航学中通常用精度因子(DOP)来表示误差的放大倍数。DOP 分为 PDOP、GDOP、TDOP、HDOP、VDOP 等^[32]。PDOP 表示空间位置精度因子；GDOP 表示几何精度因子；TDOP 表示钟差精度因子；HDOP 表示水平位置精度因子；VDOP 表示高程精度因子。对于数据预处理来说，一般检查 PDOP，即卫星的分布关系。DOP 的值越小表示定位误差越小，而 PDOP 太大表示卫星分布的位置不理想，则不处理本次数据。当卫星分布在接收机的四周时，这种几何分布情况较好，当卫星集中在一处或者在一条线上时，这种分布较差。PDOP 只跟卫星几何分布有关，跟测量误差无关，意思是一个大的 PDOP 值并不一定意味着一个大的定位误差，如果 GPS 观测值的误差很小，同样可以正常定位。

电离层和对流层会对载波信号和伪距信号的观测值产生误差，需要通过物理模型来进行修正。但是修正模型也只是简单处理，无法完全消除电离层和对流层误差。单点 GPS 定位中这种误差直接导致了定位精度下降，但是对于短基线的差分 GPS 定位，通过差分运算可以基本消除对流层和电离层误差，所以在差分 GPS 定位中，只要基线距离不是太长，基本可以认为不存在电离层和对流层误差^[33]。

3.3.2 差分运算

GPS 数据经过预处理之后，提取出了定位所需要的关键数据，其中包括伪距、载波相位、卫星坐标等。因为本系统的目标是求解参考站和流动站的相对位置关系，所以不需求解参考站的绝对位置，可以直接利用原始数据进行差分 GPS 定位。

差分 GPS 定位具体分为 5 个步骤：建立定位的数学模型、转换为单差求解方程、转换为双差方程、根据双差方程组求解浮点解、求解整周模糊度、求解参考站和流动站的相对位置。

定位的数学模型是基于伪距定位算法的数学模型。

$$r^{(n)} = \sqrt{(x^{(n)} - x)^2 + (y^{(n)} - y)^2 + (z^{(n)} - z)^2} \quad (3.1)$$

式(3.1)表示接收机到卫星 n 的几何距离， $[x, y, z]^T$ 表示接收机的位置坐标向量， $[x^{(n)}, y^{(n)}, z^{(n)}]^T$ 表示卫星 n 的位置坐标向量。

$$\begin{cases} \sqrt{(x^{(1)} - x)^2 + (y^{(1)} - y)^2 + (z^{(1)} - z)^2} + \delta t_u = \rho_c^{(1)} \\ \dots \\ \sqrt{(x^{(N)} - x)^2 + (y^{(N)} - y)^2 + (z^{(N)} - z)^2} + \delta t_u = \rho_c^{(N)} \end{cases} \quad (3.2)$$

式(3.2)中 δt_u 表示接收机的钟差，之所以把接收机钟差作为求解的未知量第一个原因是接收机钟差对定位精度的影响较大，第二是典型的 GPS 定位具有授时的功能，所以一般的 GPS 定位求解方程都把接收机钟差作为未知量之一。根据式

(3.2)，方程组中有 4 个未知数，所以至少需要 4 颗卫星数据才行求解出接收机的坐标和钟差。

上述是基于伪距观测量建立的数学模型，载波相位差分 GPS 中即需要基于伪距观测量的数学模型，更需要基于载波相位的数学模型。载波相位的求解模型和伪距求解的数学模型同理，把伪距观测量替换为载波观测量，另外载波相位差分定位中为了实现高精度除了考虑接收机钟差还需要考虑卫星钟差。载波相位差分技术按照差分次数来区分有单差、双差、三差。单差观测值只涉及两个接收机在同一个时刻对同一颗卫星的测量值，接收机之间对同一颗卫星观测值进行一次差分，单差运算可以消除测量值的卫星钟差，此外，在短基线情况下，也可以基本消除大气延时产生的误差，即电离层误差和对流层误差。双差观测值涉及两个接收机在同一时刻对两颗卫星的测量值，双差是对两颗不同的卫星单差之间的差分运算，即在接收机之间和卫星之间各进行一次差分，双差相比于单差能够进一步消除观测值中的接收机钟差。双差消除了单差中的接收机钟差这个干扰项，但是存在双差整周模糊度，整周模糊度不确定就无法通过载波相位得到接收机到卫星的精确距离值，三差即利用不同时刻的双差载波相位观测值进行差分运算即可消除双差中的整周模糊度。三差运算涉及到两个接收机在两个时刻对两颗卫星的载波相位观测值。每多做一次差分运算虽然消除了定位中的误差或者未知数，但是差分运算中把接收机噪声和多径干扰这些误差项放大了，所以从双差到三差实际上定位精度是下降了，只要实现求解整周模糊度的算法，利用双差进行载波相位差分定位比利用三差进行载波相位差分定位的精度更高。本系统采用 LAMBDA 算法求解载波相位的整周模糊度，利用双差求解参考站和流动站之间的相对位置。

单差运算即两个接收机 i 和 j ，在同一时刻对同一颗卫星测量值作差，即式(3.3)。

$$\begin{cases} \phi_{ij}^{(1)} = \phi_i^{(1)} - \phi_j^{(1)} \\ \vdots \\ \phi_{ij}^{(N)} = \phi_i^{(N)} - \phi_j^{(N)} \end{cases} \quad (3.3)$$

根据式(2.1)可知，单差运算可以把卫星钟差 t^p 消除，但是单差测量噪声的均方差却放大到原载波相位测量噪声均方差的 $\sqrt{2}$ 倍。虽然载波相位的测量精度比伪距的测量精度高很多，但是对于差分定位系统，接收机的性能对差分定位的精度有很大影响，因为在差分运算过程中测量噪声的均方差被放大了。

从单差方程组转换为双差方程组是在单差方程组的基础上对两颗不同的卫星单差方程之间进行差分运算，如式 3.4 所示。

$$\begin{cases} \phi_{ij}^{(21)} = \phi_i^{(21)} - \phi_j^{(21)} \\ \vdots \\ \phi_{ij}^{(N1)} = \phi_i^{(N1)} - \phi_j^{(N1)} \end{cases} \quad (3.4)$$

式(3.4)表明以(3.3)方程组中第 2 个方程到第 N 个方程分别与第 1 个方程

做差，所以利用双差进行定位所需的最少卫星数比利用伪距进行定位所需的最少卫星数多 1 颗，即载波相位双差定位所需的最少卫星数为 5 颗，且如果只有 5 颗卫星的情况下，刚开始固定整周模糊度时得到正确解所需要的时间较长。

根据式 (2.1)、(2.2)、(2.3)，载波相位单差方程组转换为载波相位双差方程组之后，接收机的钟差 t_k 被消除了，但是双差观测量 $\nabla \Delta \epsilon_{km}^{pq}$ 的方差相比于单差观测量噪声 $\Delta \epsilon_{km}^p$ 的方差扩大了 $\sqrt{2}$ 倍。双差求解方程组得到之后，卫星钟差、接收机钟差都消除了，在短基线情况下，大气延时带来的电离层误差和对流层误差也基本消除了，剩下的影响定位精度的误差项就是接收机噪声、多径干扰。本系统重点针对这两个部分的误差，分别设计了高性能的接收机和抗多径的天线。基于双差求解方程组得到整周模糊度的正确解即可得到高精度的定位结果。

因为本系统的最终目标是参考站和流动站之间的相对位置，即基线矢量。所以需要把基线矢量和载波相位的单差和双差方程联系起来。流动站和参考站到卫星 p 的单差几何距离为 $r_{ij}^{(p)}$ ，等于流动站到参考站的基线矢量 \vec{b}_{ur} 在参考站对卫星 p 观测方向 $\vec{L}_j^{(p)}$ 上投影长度的相反数，即得到式 (3.5)。

$$r_{ij}^{(p)} = -\vec{b}_{ij} \cdot \vec{L}_i^p \quad (3.5)$$

式 (3.5) 中为单差条件下基线和卫星到接收机的单差几何距离的关系，等式右边为向量点乘。载波相位双差观测量和基线向量的关系为式 (3.6) 所示。

$$\phi_{ij}^{(pq)} = -\lambda^{-1} (\vec{L}_i^p - \vec{L}_i^q) \cdot \vec{b}_{ij} + N_{ij}^{pq} + \epsilon_{ij}^{pq} \quad (3.6)$$

基于式 (3.6) 得到 N 个卫星的双差求解矩阵方程式，如式 (3.7)。

$$\begin{bmatrix} \phi_{ij}^{(21)} \\ \phi_{ij}^{(31)} \\ \vdots \\ \phi_{ij}^{(N1)} \end{bmatrix} = \lambda^{-1} \begin{bmatrix} -(\vec{L}_i^2 - \vec{L}_i^1)^T \\ -(\vec{L}_i^3 - \vec{L}_i^1)^T \\ \vdots \\ -(\vec{L}_i^N - \vec{L}_i^1)^T \end{bmatrix} \vec{b}_{ij} + \begin{bmatrix} N_{ij}^{21} \\ N_{ij}^{31} \\ \vdots \\ N_{ij}^{N1} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

根据式 (3.7)，当载波相位的双差整周模糊度得到正确解之后，根据载波相位双差观测量即可得到参考站和流动站之间的基线向量，参考站和流动站的基线向量即差分相对定位的最终目标。

式 (3.7) 关于双差整周模糊度线性，但是实际上关于双差整周模糊度并不是线性的，所以可以将式 (3.7) 写成线性矩阵方程的形式，如式 (3.8)。

$$\vec{y} = A\vec{a} + B\vec{b} \quad (3.8)$$

\vec{y} 是双差载波相位观测值的向量， \vec{b} 是基线向量，或者可以理解成基线向量的校正量， \vec{a} 是需要解出来的双差整周模糊度向量， A 和 B 是常系数的矩阵，其他

的误差项，比如接收机噪声和多径干扰在式（3.8）中被忽略了。

基于最小二乘求解式（3.8）得到

$$\min_{a,b} \|\vec{y} - A\vec{a} - B\vec{b}\|_{Q_y}^2 \quad \text{with } a \in Z^n, b \in R^3 \quad (3.9)$$

其中 $\|\cdot\|_{Q_y}^2 = (\cdot)^* Q_y^{-1} (\cdot)$, Q_y 是双差载波相位观测值的方差-协方差矩阵, Z^n 是 n 维的整数, R^3 是三维的实数。式(3.9)是约束最小二乘问题, 因为约束条件是 $a \in Z^n$, 式（3.9）的最小化问题是整数最小二乘问题。

式（3.8）可以分解为

$$\|\vec{y} - A\vec{a} - B\vec{b}\|_{Q_y}^2 = \|\hat{e}\|_{Q_y}^2 + \|\hat{b}|a - b\|_{Q_{\hat{b}|a}}^2 + \|\hat{a} - a\|_{Q_{\hat{a}}}^2 \quad (3.10)$$

\hat{e} 是未建模的噪声，比如接收机噪声等。 \hat{a} 是实数，非约束的最小二乘模糊度向量, $Q_{\hat{a}}$ 是 \hat{a} 的方差-协方差矩阵。 $\hat{b}|a$ 是条件最小二乘基线向量, $Q_{\hat{b}|a}$ 是 $\hat{b}|a$ 的方差-协方差矩阵。分析式（3.10）可得求解式（3.9）可分为两步，第一步把式（3.9）中的约束条件 Z^n 用 R^n 替换，所以在第一步中没有整数约束限制，把问题简化为普通的无约束的最小二乘问题。通过第一步得到模糊度向量和基线向量的实数估计值 \hat{a} 和 \hat{b} 。同时获得它们的方差-协方差矩阵：

$$\begin{pmatrix} \hat{a} \\ \hat{b} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} Q_{\hat{a}} & Q_{\hat{a}\hat{b}} \\ Q_{\hat{b}\hat{a}} & Q_{\hat{b}} \end{pmatrix}$$

\hat{a} 和 \hat{b} 作为第二步的输入，第二步中首先求解模糊度的整数最小二乘估计值 \check{a} 。

$$\min_a (\hat{a} - a) Q_{\hat{a}}^{-1} (\hat{a} - a) \quad \text{with } a \in Z^n \quad (3.11)$$

当 \check{a} 求出来了，即可得到最终的基线结果：

$$\check{b} = \hat{b}|\check{a} = \hat{b} - Q_{\hat{b}\hat{a}} Q_{\hat{a}}^{-1} (\hat{a} - \check{a}) \quad (3.12)$$

上述步骤中的 \hat{a} 和 \hat{b} 一般被称为浮点解， \check{a} 和 \check{b} 一般被称为固定解。式（3.10）可能不是唯一解，但是一般还是假设式（3.10）是唯一解，因为一个可行的整周模糊度向量真实情况下是唯一的。

$Q_{\hat{b}|a} = Q_{\hat{b}} - Q_{\hat{b}\hat{a}} Q_{\hat{a}}^{-1} Q_{\hat{a}\hat{b}}$, 这个方差-协方差矩阵一般用来描述最终的基线向量 \check{b} 的精度。

3.3.3 求解整周模糊度

求解整周模糊度的算法大部分的思路都是求解整数型最小二乘问题，但是整数型的最小二乘问题没有解析解，所以这类的求解整周模糊度的算法都是通过搜索的方法。

最简单的求解整周模糊度的方法是将浮点解取整得到最近的整数，如果浮点解的方差-协方差矩阵是对角矩阵，那么这种方法是可以得到正确解的。因为所有的最小二乘实数估计值完全解相关，但是实际情况最小二乘实数估计值得到的浮

点解的方差-协方差矩阵是高度相关的。可以采用条件序列最小二乘估计来实现解相关：

$$\hat{a}_{i|I} = \hat{a}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \sigma_{\hat{a}(i,j|I)} \sigma_{\hat{a}(j|I)}^{-1} (\hat{a}_{j|I} - a_j) \quad (3.13)$$

举例解释下式 (3.13), $\hat{a}_{2|1} = \hat{a}_2 - \sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1} (\hat{a}_1 - a_1)$, 其中 \hat{a}_1 是第一个最小二乘估计值, 不需要做变换, $\hat{a}_{2|1}$ 和 \hat{a}_1 解相关了。 $\hat{a}_{3|2,1} = \hat{a}_3 - \sigma_{\hat{a}(3,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1} (\hat{a}_1 - a_1) - \sigma_{\hat{a}(3,2|1)} \sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)}^{-1} (\hat{a}_{2|1} - a_2)$, $\hat{a}_{3|2,1}$ 和 $\hat{a}_{2|1}$ 、 \hat{a}_1 都解相关了。以此类推。

$(\hat{a}_i - a_i) = (\hat{a}_{i|I} - a_i) + \sum_{j=1}^{i-1} \sigma_{\hat{a}(i,j|I)} \sigma_{\hat{a}(j|I)}^{-1} (\hat{a}_{j|I} - a_j)$, 记 $\hat{d} = (\hat{a}_1, \hat{a}_{2|1} \dots \hat{a}_{n|N})^*$, 可得:

$$(\hat{a} - a) = L(\hat{d} - a) \text{ and } Q_{\hat{a}} = LDL^* \quad (3.14)$$

其中 $D = \text{diag.}(\dots, \sigma_{\hat{a}(i|I,i|I)}, \dots)$, 当 $1 \leq i \leq j \leq n$ 时 $(L)_{ij} = 0$ 。当 $i=j$ 时 $(L)_{ij} = 1$ 。当 $1 \leq j \leq i \leq n$ 时 $(L)_{ij} = \sigma_{\hat{a}(i,j|I)} \sigma_{\hat{a}(j|I)}^{-1}$ 。所有 L 是个下三角矩阵, D 是一个对角矩阵。结合式 (3.10) 和式 (3.14), 可以把式 (3.10) 改写成:

$$\min_{a_1 \dots a_n} \sum_{i=1}^n (\hat{a}_{i|I} - a_i)^2 / \sigma_{\hat{a}(i|I,i|I)} \quad (3.15)$$

当满足浮点解完全解相关时, 即可使用对浮点解取整的方法来得到整周模糊度的固定解。

为了求解式 (3.15), 首先要固定搜索整周模糊度的空间范围, 然后对这个搜索范围的数进行枚举, 可以设定一个搜索范围:

$$\sum_{i=1}^n (\hat{a}_{i|I} - a_i)^2 / \sigma_{\hat{a}(i|I,i|I)} \leq \chi^2 \quad (3.16)$$

这个搜索范围以浮点解为中心, 它的形状由浮点解的方差-协方差矩阵决定, 它的大小由一个常数 χ^2 决定。通过一个二维的例子解释搜索的过程。对于二维的情况式 (3.16) 则可以写成:

$$(\hat{a}_1 - a_1)^2 / \sigma_{\hat{a}(1,1)} + (\hat{a}_{2|1} - a_2)^2 / \sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)} \leq \chi^2 \quad (3.17)$$

搜索的中心为 (\hat{a}_1, \hat{a}_2) , 这是椭圆形的搜索空间, 椭圆的轴线方向为 $(1, \sigma_{\hat{a}(2,1)} \sigma_{\hat{a}(1,1)}^{-1})$ 。可以得到两个模糊度的边界:

$$\begin{cases} (\hat{a}_1 - a_1)^2 \leq \sigma_{\hat{a}(1,1)} \chi^2 \\ (\hat{a}_{2|1} - a_2)^2 \leq \sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)} \lambda(a_1) \chi^2 \end{cases} \quad (3.18)$$

其中 $\lambda(a_1) = 1 - (\hat{a}_1 - a_1)^2 / \chi^2 \sigma_{\hat{a}(1,1)}$ 。首先选择一个整数模糊度 a_1 满足式 (3.18), 在搜索过程中一般作为最开始搜索的模糊度都是精度最高的载波相位, 即 $\sigma_{\hat{a}(1,1)} \leq \sigma_{\hat{a}(2,2)}$ 。基于 a_1 计算出条件最小二乘估计值 $\hat{a}_{2|1}$ 和 $\lambda(a_1)$, 这些值用来基于式 (3.18) 选择满足条件的 a_2 。搜索时选择距离 $\hat{a}_{2|1}$ 最近的整数作为 a_2 , 因为 $\hat{a}_{2|1}$ 是基于 a_1 计算得到的, a_1 第一次选择距离浮点解 \hat{a}_1 最近的整数。直到在椭圆中找到 (a_1, a_2) 满足式 (3.18), 下一步则是缩小 χ^2 的值, 即缩小搜索范围, 然后选择距离浮点解 \hat{a}_1 第二近的整数, 继续搜索满足条件的 (a_1, a_2) 。以此类推, 直到某次缩小搜索范围之后无法找到满足条件的 (a_1, a_2) 。最后一次找到的 (a_1, a_2) 即为整数最小二乘的解。

将二维空间的搜索过程扩展到 n 维空间即：

$$(\hat{a}_{i|I} - a_i)^2 \leq \sigma_{\hat{a}(i|I,i|I)} \lambda(a_i) \chi^2 \quad i = 1, \dots, n \quad (3.19)$$

其中 $\lambda(a_i) = 1 - \sum_{j=1}^{i-1} (\hat{a}_{j|I} - a_j)^2 / \chi^2 \sigma_{\hat{a}(j|I,i|I)}$ 。

根据上面的分析，搜索过程是在以浮点解为中心的一个搜索空间中进行搜索，如果浮点解的精度较差，那么在这个搜索空间中可能搜不到结果。搜索过程中搜索不到正确的结果是求解整周模糊度中最严重的问题，对于短的观测时间这个问题更加突出。这个问题本质上和 GPS 载波相位观测方程的模型相关。对于一个单基线模型，模糊度的条件方差从第三个条件方差 $\sigma_{\hat{a}(3|2,1,3|2,1)}$ 到第四个条件方差 $\sigma_{\hat{a}(4|3,2,1,4|3,2,1)}$ 时会出现一个很大的不连续性，下面举例说明这一点。

二维的最小二乘模糊度估计值的方差-协方差矩阵可以写成：

$$\begin{pmatrix} \sigma_{\hat{a}(1,1)} & \sigma_{\hat{a}(1,2)} \\ \sigma_{\hat{a}(2,1)} & \sigma_{\hat{a}(2,2)} \end{pmatrix} = \sigma^2 \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix}^* \quad (3.20)$$

其中 $\sigma^2 \ll \beta_1^2, \beta_2^2$; $\beta_1^2 \cong \beta_2^2$ 。首先考虑下两个模糊度 \hat{a}_1 和 \hat{a}_2 的相关性，通过式 (3.20) 可以得到它们的相关性系数：

$$\rho^2 = ((1 + \sigma^2 / \beta_1^2)(1 + \sigma^2 / \beta_2^2))^{-1} \quad (3.21)$$

所以可得 $\rho^2 \cong 1$ ，表明这两个模糊度 \hat{a}_1 和 \hat{a}_2 强相关。 \hat{a}_1 和 \hat{a}_2 的条件方差的表示可以改写成：

$$\sigma_{\hat{a}(1,1)} = \sigma^2 + \beta_1^2; \quad \sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)} = \sigma^2 + \beta_2^2 \frac{\sigma^2 / \beta_1^2}{1 + \sigma^2 / \beta_1^2} \quad (3.22)$$

可得 $\sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)} \ll \sigma_{\hat{a}(1,1)}$ ，所以从第一个模糊度的方差到第二个模糊度的条件方差时差值很大。假设 β_1^2 足够大，则 $\sigma_{\hat{a}(1,1)} \cong \beta_1^2$, $\sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)} \cong \sigma^2$ 。根据这个结论， $\sigma_{\hat{a}(1,1)}$ 很大表明第一个模糊度的边界条件很宽松，满足条件的备选整数较多； $\sigma_{\hat{a}(2|1,2|1)}$ 很小说明第二个条件序列最小二乘估计的模糊度的边界条件很严格，满足条件的备选整数很少。所以基于第一个备选整数去搜索第二个整数时很可能搜索不到，这就导致了搜索结果的失败。

从二维的例子推广到实际的 n 维搜索空间，条件序列最小二乘估计的模糊度的方差-协方差也存在类似的不连续性，这种不连续性是从第三个到第四个方差-协方差。前三个方差-协方差较大，意味着前三个模糊度在搜索时的边界很宽松，从第四个开始方差-协方差很小，表明搜索时的边界要求很严格。

利用 2.3 节中介绍了 LAMBDA 算法来实现整周模糊度的求解，将整周模糊度的解式 (3.12) 中即可得到参考站和流动站之间基线的解。

3.4 本章小结

本章介绍了差分 GPS 相对定位系统的系统组成，首先介绍了抗多径 GPS 天线，

然后分析了 GPS 接收机设计的关键技术，最后详细介绍了差分定位软件设计。软件设计中先介绍了差分定位系统软件中的数据预处理和差分定位的流程，详细讲解了求解整周模糊度的思路。

第 4 章 智能吹雪机的室外定位系统

4.1 应用背景

在一些纬度较高的地区，比如美国和加拿大的一些地区，冬天的时间长达三四个月，且经常有大雪天气。大雪的天气给生活和生产带来了极大的不方便。美国和加拿大的法律要求业主或者租户对自己房屋附近的人行道有责任去清除积雪。法律规定了清除积雪的范围和清除积雪的时间，每个地区的法律略有区别。比如纽约的法律规定雪停的时间是在早上 7 点到晚上 5 点之间的，必须在 4 小时内清扫干净；雪停的时间在晚上 5 点到晚上 9 点之间，必须在 14 小时内清扫干净；雪停的时间在晚 9 点到早 7 点之间，第二天上午 11 点以前必须清扫干净。

然而除雪是一件工作量很大，体力消耗很大的工作。对于老年人或者身体健康状况不好的人，除雪有很大的危险，容易引发心血管疾病。另外，有些人因为工作或者旅游的原因，下雪的时候并不在住的地方。

除雪机可以减轻人们的负担，但是并不能完全满足人们的要求，除雪机需要用户推着机器进行工作，一个全自动的除雪机则可以彻底解决人们除雪的困难。

全自动的除雪机被称为智能除雪机，智能除雪机的关键技术和难点之一就是高精度定位。因为没有高精度定位，智能除雪机就无法在室外单独工作。此外，定位精度不够会带来很多其他的问题，比如破坏除雪范围外的设施和建筑，对智能除雪机自身也会造成破坏。

已有的一些室外定位系统比如惯性导航、航位推算以及视觉定位等技术都无法满足智能除雪机的需求。惯性导航和航位推算定位方法的输出频率高，但是都会随着工作时间的加长而产生误差累积，误差会越来越大，无法满足高精度定位的需求。而视觉定位系统成本太高，对于智能除雪机这种家用设备来说不适用，且除雪机的应用场景是在大雪覆盖的地区，周围环境都是白色，这导致视觉定位的难度加大且准确率降低。

因为智能除雪机自身定价的限制，所以智能除雪机需要一个低成本、高精度的室外定位系统。本文介绍的单频载波差分 GPS 定位系统成功应用在智能除雪机上，给智能除雪机提供稳定可靠的服务。

4.2 系统介绍

智能除雪机的室外定位系统的组成为参考站和流动站。其中参考站安装之后固定在一个位置，流动站安装在智能除雪机上。智能除雪机的室外定位系统获

得并不是除雪机的绝对位置，而是除雪机相对于参考站的相对位置。所以本系统不需要像 RTK 系统一样安装昂贵的参考站，本系统的参考站和流动站都是低成本的解决方案。

4.2.1 系统硬件结构

参考站由三部分组成：单频 GPS 系统、处理器、通信模块。单频 GPS 系统包括抗多径 GPS 天线、GPS 接收机；处理器是树莓派 3B；通信模块为数传模块。参考站将接收到的 GPS 原始数据通过数传模块发送给流动站，原始数据包括 GPS 卫星的伪距、载波相位、星历数据等。图 4.1 为参考站硬件系统结构，图 4.2 为参考站实物图。

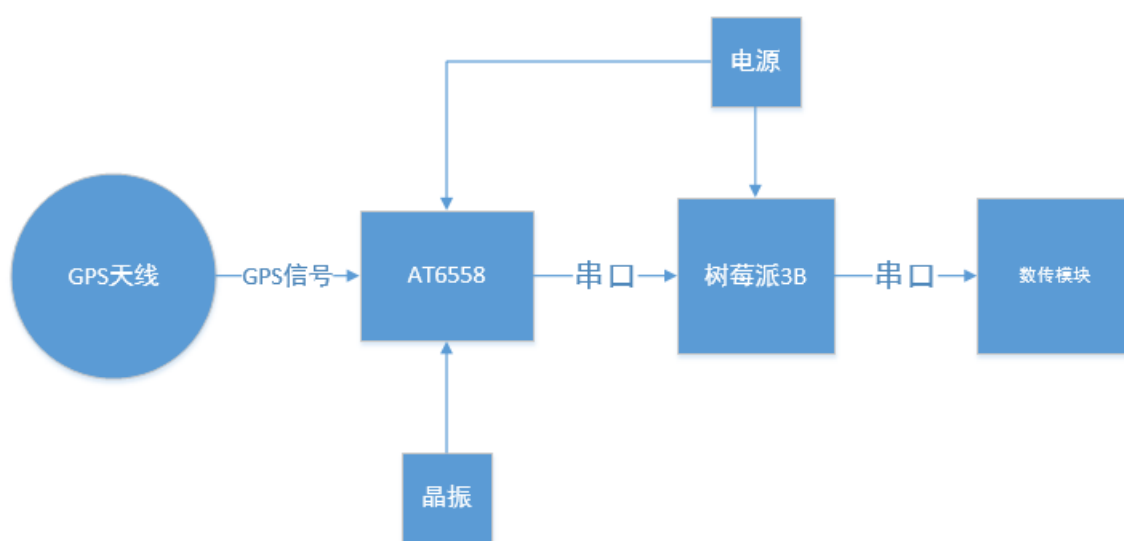


图 4.1 参考站硬件系统结构



图 4.2 参考站实物图

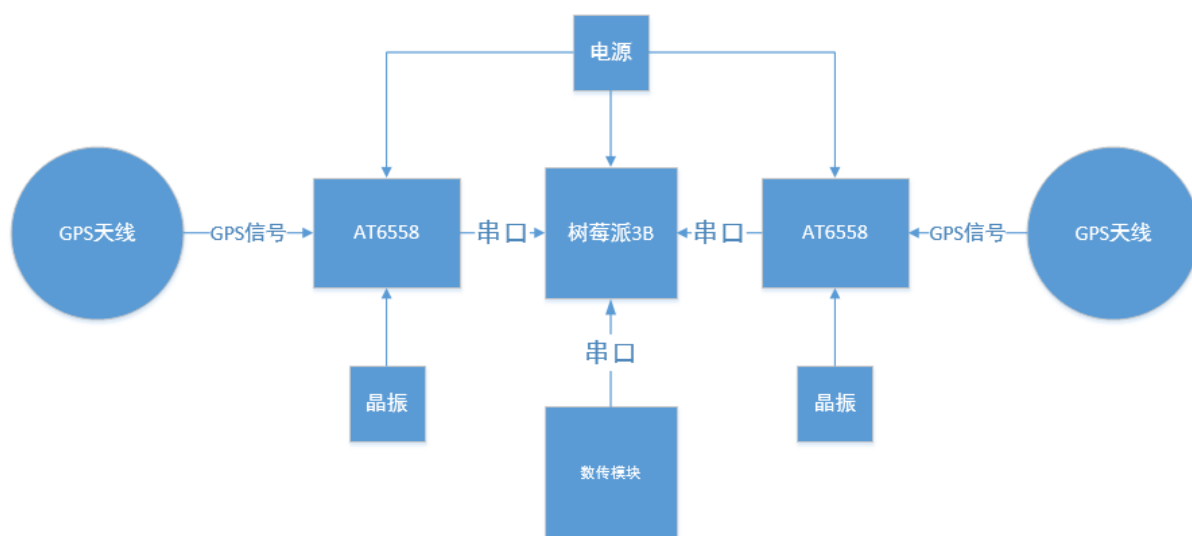


图 4.3 流动站硬件系统结构

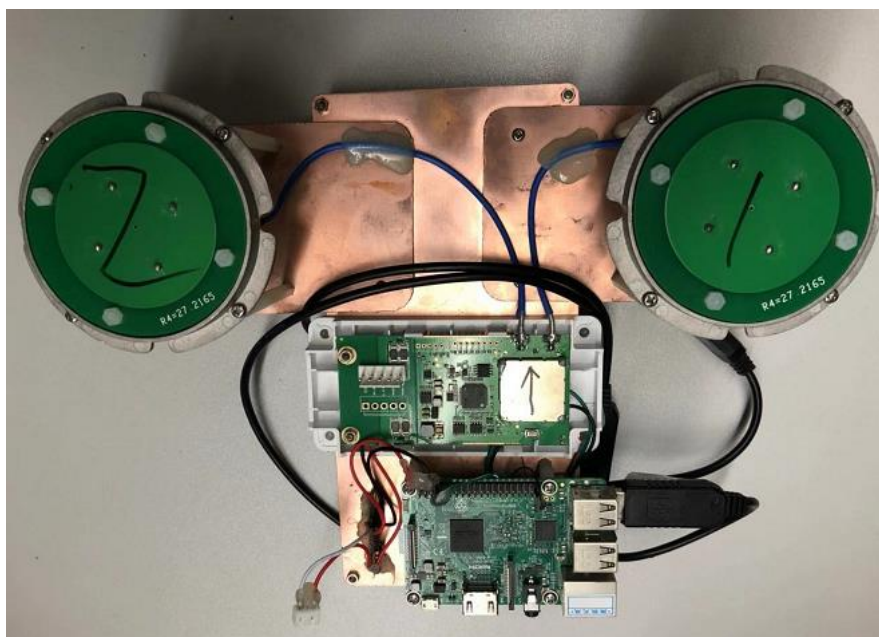


图 4.4 流动站实物图

流动站由四部分组成：单频 GPS 系统、处理器、惯性导航传感器、通信模块。单频 GPS 系统包括两个 GPS 天线、两个 GPS 接收机；处理器是树莓派 3B；通信模块为数传模块。在流动站上安装两个 GPS 天线和两个 GPS 接收机不仅可以实现流动站和参考站之间的相对定位，也可以实现方向测量^[31]。因为树莓派自身的 wifi 模块通信发射功率较低导致通信距离太近，无法满足要求，所以需要有一个单独的数据传输模块。GPS 信号在有遮挡的情况下会出现接收到的卫星数据较少无法定位，或者卫星数据质量较差，无法实现差分定位，所以需要和惯性导航模块配合实现优势互补。惯性导航模块的优势为输出频率高，差分 GPS 系统可以修正惯性导航模块的累计误差。所以惯性导航模块在 GPS 系统无法提供位置和方向信

软件部分分为定位和通信两个部分。定位部分包括差分 GPS 定位和惯性导航的结合，当系统初启动之后，差分 GPS 系统需要等待一段时间解算出整周模糊度的正确解，这个过程称为初始化。初始化完成之后即获得了流动站和参考站之间的精确的位置关系以及智能除雪机的方向，惯性导航模块也同时开始提供基于初始化的结果提供位置和方向信息。在智能除雪机的工作过程中，通信模块始终开启，保持流动站和参考站之间的数据传输和同步。

4.3.1 室外定位软件结构介绍

```

graph LR
    BR[Base Receiver] --> PGD[Process GPS data]
    RR[Rover Receivers] --> PGD
    subgraph DGPS
        PGD --> EFS[Estimate float solution]
        EFS --> AR[Ambiguity resolution]
        AR --> EFX[Estimate fixed solution]
    end
    EFX --> Val{Validation}
    Val -- YES --> DF((Data fusion))
    DF --> EKF[EKF]
    EKF -- "Estimated IMU error" --> Sum1((+))
    IMU[IMU driver] --> Sum1
    Sum1 --> INS[INS positioning]
    EKF -- "Estimated error" --> Sum2((-))
    INS --> Sum2
    Sum2 --> PVA[PVA output]

```

然后进行差分 GPS 运算。差分 GPS 运算包括求解出浮点解、载波相位的整周模糊度求解、求解载波相位的固定解。浮点解是基于载波相位差分 GPS 定位的非精确解，此时没有求解出载波相位的整周模糊度。本系统中采用的求解整周模糊

度的算法是 LAMBDA 算法,利用 LAMBDA 算法求解出整周模糊度之后代入浮点解求解出载波相位的固定解。

虽然利用 LAMBDA 算法可以高效地求解载波相位的整周模糊度,但是这个结果也有可能是错误解,所以差分 GPS 运算之后需要检验差分 GPS 的结果是否是正确的。如果差分 GPS 的解是正确的,将差分 GPS 的解和惯性导航的数据通过卡尔曼滤波进行融合,并修正惯性导航的累计误差。最终输出位置和方向信息。

4.3.2 数据采集和数据通信

应用在智能吹雪机上的相对差分定位系统不仅需要运算复杂的差分定位算法,还需要实时进行参考站和流动站的数据同步,所以选择了功能强大的树莓派 3B 作为处理器。

树莓派 3B 采用的芯片是 BCM2837,是 ARM Cortex-A53 四核,1.2GHz 的主频,足以胜任智能吹雪机上的相对差分定位软件处理工作。因为要保证参考站和流动站之间数据同步的实时性以及考虑参考站和流动站之间实际的作用范围为 1km 以内,参考站和流动站之间的数据传输使用的是数传电台,数传电台选择的工作频率为 433MHz,因为 433MHz 的信号在传输过程中衰减较小,适合于远距离的数据传输,发射功率为 5W,这个发射功率的数据传输参考距离为 10km,所以能够满足智能吹雪机的参考站和流动站之间短基线的应用场景。

数据传输过程中为了提高抗干扰性,除了简单的奇偶校验之外,加入了前向纠错。前向编码是参考站在发送数据的时候使用纠错码对传输的数据进行冗余编码,流动站在接收到数据之后,利用冗余编码部分检测出数据的有限个差错,前向编码的最大优势是检测出数据传输中的有限个差错之后,通常可以进行纠正而不用重传,对于参考站和流动站之间的数据同步的实时性有很大帮助。和前向纠错相比,还有一种解决传输过程中数据错误的方法就是重传,但是重传带来的延迟对实时定位系统的数据同步是不利的。

GPS 数据中分为两个部分,第一个部分是测量数据,测量数据的长度为 $16 + \text{卫星数量} \times 32$,单位是字节,如果接收到 5 颗卫星的数据,测量数据的长度为 176 字节。测量数据的前面 16 个字节中包含接收机时间、可用卫星数,这个时间分为周内时和周数。后面的部分是每颗卫星的数据,每颗卫星的数据长度为 32 字节,包含伪距观测值、载波相位观测值、多普勒、卫星 ID、锁定计数、载噪比。第二个部分是卫星数据,卫星数据的长度为 $16 + \text{卫星数量} \times 56$,单位是字节,如果接收到 5 颗卫星,卫星数据的长度为 296 字节。卫星数据的前 16 个字节和测量数据一样,同样包含接收机时间、可用卫星数目。后面的部分包含每颗卫星的坐标 (x, y, z) 和卫星 ID。对于单频 GPS 接收机,每次能接收到的卫星数目最多一般不超过 9 颗卫星,所以每秒传输的 GPS 数据长度最大为 824 字节,加上数据冗余部

分，每秒传输的数据长度都小于 2k 字节。

参考站和流动站的数传电台需要提前配对，第一次配对好之后即可自动配对。参考站和流动站的通信分为两个部分。第一个部分是参考站发送查询报文，查询流动站是否在线，当流动站不在线的情况下，参考站处在低功耗模式，即 GPS 接收机关闭，且发送报文的时间间隔为 30 秒。第二部分是流动站在线的情况，参考站收到流动站回复的查询报文之后即开始打开 GPS 接收机，把 GPS 原始数据发送给流动站，流动站接收到报文之后除了前向纠错检测之外，会提取出报文信息，如果提取出的报文信息不完整或者前向纠错之后的报文信息还是有误码，则返回给参考站的报文是失败，则参考站需要重传，第二次重传还是失败则继续重传。

参考站有两个线程同时进行，一个线程是通过串口读取 GPS 接收机的实时数据并保存；另一个线程是通信的线程，向流动站发送数据并监听回复。数据采集线程和通信线程之间要保证数据的实时性，所以要避免线程阻塞和线程自锁。参考站有两块数据存储的区域，一块是从 GPS 接收机获取的 GPS 原始数据，这个数据的更新频率是 1Hz，另一块是通信线程的数据缓存区域。为了保证定位结果的实时性，所以参考站和流动站之间每一组数据传输的时间不超过 1 秒，因为如果超过 1 秒则会影响下一秒的数据同步。

流动站设计了四个线程，流动站两个 GPS 接收机的数据是同时更新，所以这两个 GPS 接收机的数据采集需要两个独立的线程，分别存储在两个独立的区域；和参考站之间的数据通信需要一个单独的线程；主线程负责处理处理和差分 GPS 定位。流动站中的线程数较多且对线程安全要求很高，为了保证线程安全，本系统采用 C++ 的 `std::unique_lock` 线程控制库，因为这个库支持自动解锁，避免出现异常返回时线程锁死的问题；为了保证数据采集的线程消耗的 CPU 资源尽量少，因为数据采集和通信的时间较短，为了不占用数据处理和计算的资源，本系统采用条件变量来唤醒线程，当空闲时线程阻塞，降低资源消耗。

4.3.3 差分 GPS 定位结果校验

本系统采用 LAMBDA 算法求解载波相位的整周模糊度，差分 GPS 定位的求解过程详见第三章，虽然整周模糊度的效率和准确率比其他的求解整周模糊度的算法好，但是准确率也不是百分之百的。整周模糊度的结果需要二次验证，如果这个结果误差较大，对于整体定位效果影响很大，第一会导致定位误差变大，第二会导致很难重新收敛到正确解。

本系统中流动站上安装了两个 GPS 天线和两个 GPS 接收机，这个设计不仅是为了测量流动站的方向，同时也是为了验证载波相位的求解结果。因为计算流动站的位置和计算流动站的方向是独立的求解过程，所以这两个结果都需要单独校验载波相位的整周模糊度。

在利用差分 GPS 计算流动站的位置时, 分别利用流动站 1 和流动站 2 进行定位。所以得到的定位结果包括了流动站 1 和流动站 2。利用这两个基于参考站的相对位置坐标计算流动站 1 和流动站 2 的距离。因为在安装的时候流动站 1 和流动站 2 的距离是固定下来的, 为 40 厘米, 所以利用流动站 1 和流动站 2 相对于参考站的坐标计算得到的流动站 1 和流动站 2 之间的距离相对于这个固定距离如果偏差较大则认为载波相位的整周模糊度求解失败。本系统中设定这个误差大于 5cm 则认为是偏差过大。

同理, 在计算流动站的方向的时候, 设定流动站 1 为计算方向的参考站, 设定流动站 2 为计算方向的流动站。在计算方向之前是先得到流动站 1 和流动站 2 之间的相对位置坐标的, 利用这个相对位置坐标计算流动站 1 和流动站 2 的距离, 如果这个距离和真实距离偏差较大则认为是错误的计算结果, 同样设定大于 5cm 则认为是偏差过大。

本系统利用流动站上的两个 GPS 天线和两个 GPS 接收机保证了载波相位整周模糊度求解的准确率。

4.3.4 数据融合

前面介绍了差分 GPS 定位的理论和求解载波相位整周模糊度的过程, 虽然载波相位差分 GPS 的定位精度很高, 但是求解载波相位整周模糊度很困难, 当接收到的卫星数量少于 5 颗时无法进行差分 GPS 定位, 当接收到的卫星信号质量较差, 比如多径干扰比较严重时求解载波相位整周模糊度的时间很长或者甚至无法求解出正确的载波相位整周模糊度。

对于智能吹雪机这种移动机器人而言, 惯性导航系统是很成熟的辅助定位系统, 但是由于惯性导航系统的误差会累计, 导致误差越来越大, 所以无法单独提供高精度的定位系统。

惯性导航系统和 GPS 定位系统在多个方面形成互补, 主要表现在:

1. 惯性导航系统不依赖外部条件, 定位效率高。相反, GPS 定位系统对卫星数量和卫星质量有要求, 所以惯性导航系统可以全天候提供定位服务, 让智能吹雪机不至于丢失位置信息。
2. 惯性导航系统是利用惯性观测量的积分实现定位的, 惯性传感器中的误差和噪声比较小, 在较短时间内的定位精度很高, 但是这些误差和噪声随着时间的累加也会使定位误差较大, 所以载波相位差分 GPS 系统在可以定位的时候可以对惯性导航系统产生的误差进行清零, 使得惯性导航系统能够持续的保持高精度的定位精度。
3. GPS 接收机的输出频率较低, 本系统采用的 GPS 接收机是普通的商用接收机, 输出频率为 1Hz, 而惯性传感器的输出频率很高, 输出频率高便于

做滤波等信号处理，对于动态性高的载体也更适用。

可以利用卡尔曼滤波将 GPS 定位结果和惯性导航的定位结果进行融合，实际上在 GPS 定位过程中也有用到卡尔曼滤波，上文介绍求解浮点解的时候使用最小二乘算法，这个地方也可以用卡尔曼滤波进行替换，对于运动物体而言，使用卡尔曼滤波求解浮点解比使用最小二乘算法求解最小二乘的效果更好^[34]。

GPS 和惯性导航系统的融合通常可以分为松性融合、紧性融合、深性融合三种方式，不同的文献中对这三种方式的定义可能不完全相同。松性融合是指首先将 GPS 和惯性导航系统独立进行定位运算，然后将两者的定位结果通过卡尔曼滤波器融合到一起。紧性融合是指在伪距、载波相位、多普勒等观测量领域内进行融合，这种融合的方式比松性融合的方式复杂，但是效果一般也比松性融合的效果好。深性融合是在紧性融合的基础上，将惯性导航的定位结果反馈到 GPS 接收机信号跟踪环路中，通过掌握运动载体的最新运动情况对卫星信号的载波相位和伪距码相位进行预测。因为这个反馈信息准确反映了运动载体的运动状态，所以 GPS 接收机就可以减小信号跟踪环路的滤波带宽，这样就降低了环路中的测量噪声，提高了载噪比。比较这三种融合方式，虽然后两种的精度更高，但是系统复杂度较高，尤其深性融合需要 GPS 接收机芯片的支持，很难实现，针对本系统的情况松性融合的方式足以满足智能吹雪机的需求，所以本系统采用松性融合的方式对 GPS 定位结果和惯性导航的定位结果进行融合。卡尔曼滤波的结构框图如图 4.6 所示。

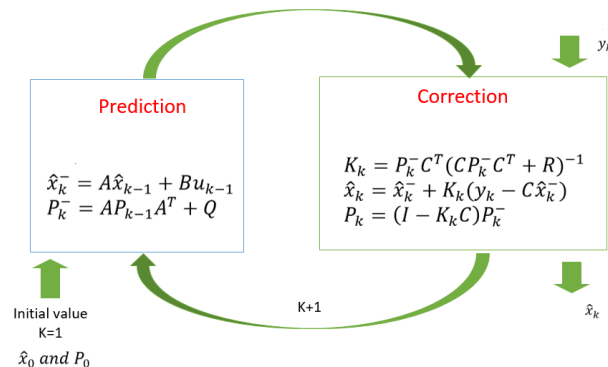


图 4.6 卡尔曼滤波算法的结构框图

结合图 4.3，本系统中流动站开始工作后需要先等载波差分 GPS 定位系统得到正确的定位结果，即获得了流动站和参考站的相对位置关系。然后惯性导航系统就开始工作，智能吹雪机也可以运动起来了。在运动的过程中如果载波相位差分 GPS 一直能获得正确的定位结果，则一直用高精度的差分 GPS 定位结果来纠正惯性导航定位的结果。如果因为环境原因导致载波相位差分 GPS 无法输出正确的定位结果，则利用惯性导航系统的定位和方向信息来为智能吹雪机的运动提供位置和方向服务信息。

4.4 测试结果

智能吹雪机的测试包括三个部分：载波相位差分 GPS 静态定位精度测试，载波相位差分 GPS 方向测试，智能吹雪机运动轨迹测试。

4.4.1 载波相位差分 GPS 静态定位测试

静态测试时流动站和参考站之间天线的相位中心距离 9.84 米，数据是 2018 年 4 月 18 日上午 10:30 至 12:00 之间采集，GPS 信号的输出频率为 1Hz。静态定位结果的标准差达到 0.00299 米，其中正北方向的定位结果的标准差达到 0.001925 米，正东方向的定位结果的标准差达到 0.003188 米，垂直方向的定位结果的标准差达到 0.006523 米。

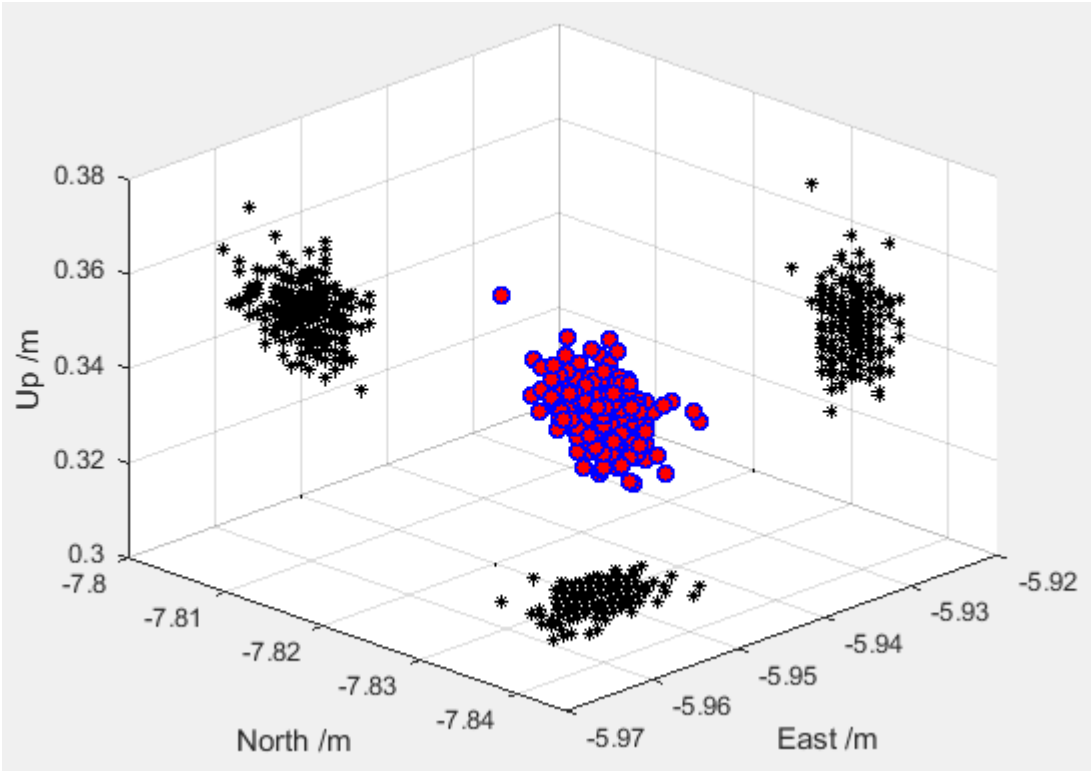


图 4.7 静态定位结果散点图

表 4.1 定位结果数据分析

名称	单位名称	数值
平均值	米	9.839809
最小值	米	9.834
最大值	米	9.849
标准差	米	0.00299

表 4.2 定位结果三维数据分析

名称	单位名称	数值
正东方向	米	0.003188
正北方向	米	0.001925
垂直方向	米	0.006523

4.4.2 载波相位差分 GPS 方向测试

智能吹雪机中的方向是指当前的朝向和正北方向的夹角，角度的范围是-180度到 180 度。本次测试数据是 2018 年 5 月 16 日晚上 19:30 至 21:00 之间采集，GPS 接收机的输出频率为 1Hz。本系统利用载波相位差分 GPS 进行方向测量是利用智能吹雪机上安装的两个 GPS 天线和两个 GPS 接收机，在定位的时候这两个接收机都是流动站，在进行方向测量时其中一个是参考站，另一个是流动站。方向测量结果的标准差达到 0.409 度，达到智能吹雪机运动时方向信息的精度要求。

表 4.3 方向测量结果

名称	单位名称	数值
平均值	度	-110.973
标准差	度	0.409

4.4.3 智能吹雪机运动轨迹记录

智能吹雪机的使用过程分为两步，第一步首先是使用者推着智能吹雪机设定扫雪范围，在这个过程中智能吹雪机利用载波相位差分 GPS 系统和惯性导航系统记录下和参考站的相对位置，轨迹如图 4.8 中的红色线部分；第二步是智能吹雪机在上述的扫雪范围内自动进行工作，轨迹为图 4.8 中的绿色线部分。图 4.8 中的红色箭头表示智能吹雪机的运动方向，点 O 为智能吹雪机自动运动起点，可以看到在这个点打点的数量较，因为在起点处需要等待载波相位差分 GPS 系统得到正确的定位结果。本次测试时间为 2018 年 5 月 20 日晚上 19:00 至 21:00。

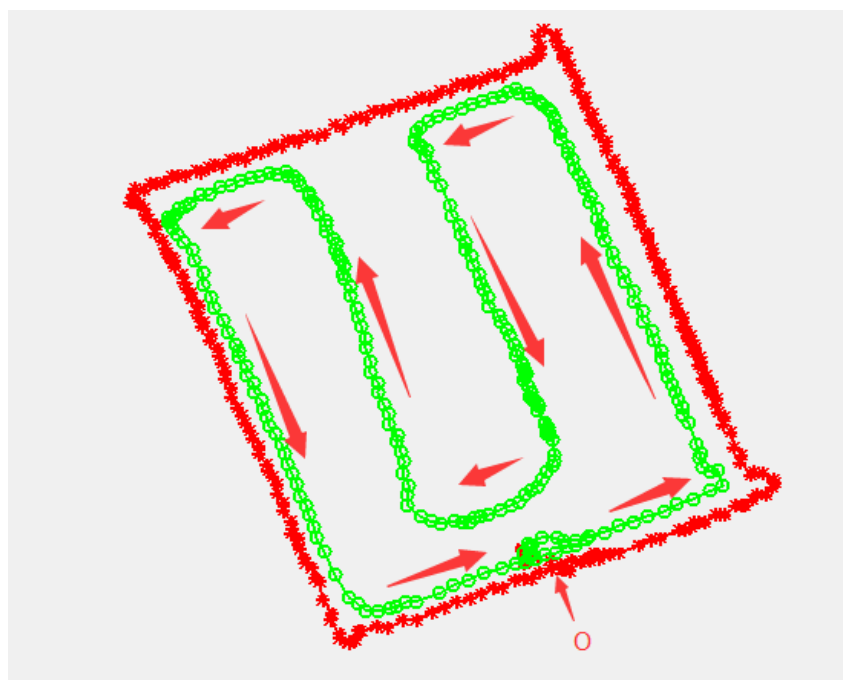


图 4.8 智能吹雪机运动轨迹

此外,为了说明不同时刻不同环境下接收到的 GPS 数量的差别和卫星 ID 的变化,本次测试记录了开始时刻和结束时刻参考站和流动站接收到的 GPS 卫星位置信息。图 4.9 为 2018 年 5 月 20 日晚上 19:00,参考站接收到 9 颗卫星,流动站只接收到 7 颗卫星,其中 9 号和 23 号卫星被遮挡。图 4.10 为 2018 年 5 月 20 日晚上 21:00,参考站和流动站都接收到 8 颗卫星,但是其中卫星分布位置发生较大变化。图 4.11 为智能吹雪机实物图。

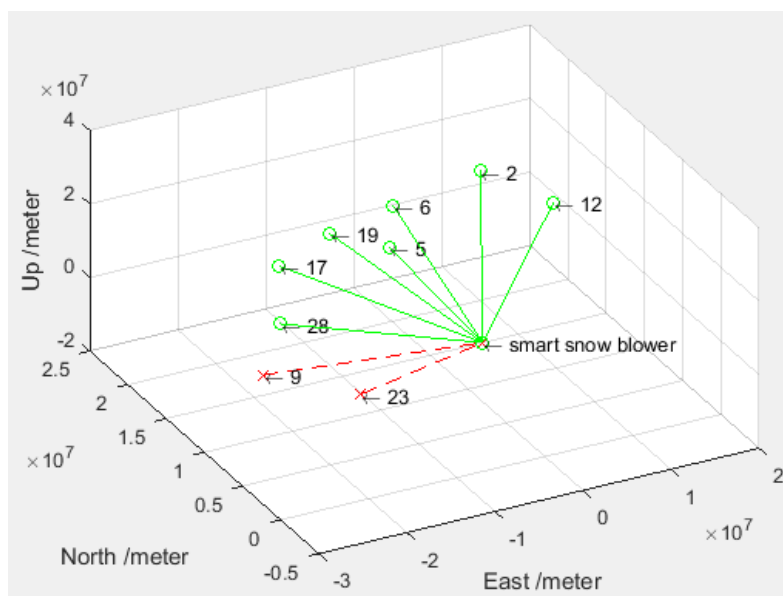


图 4.9 2018 年 5 月 20 日晚上 19:00 卫星分布

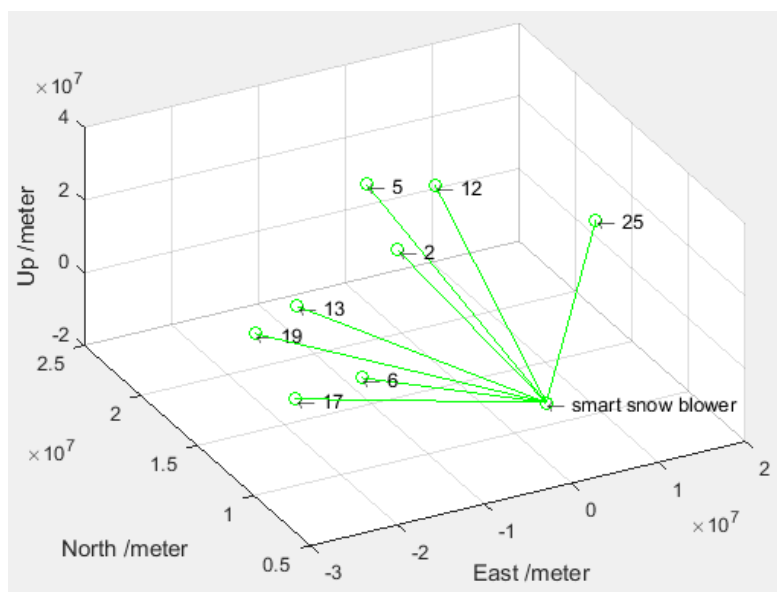


图 4.10 2018 年 5 月 20 日晚上 21:00 卫星分布



图 4.11 智能吹雪机

4.5 本章小结

本章介绍了应用在智能吹雪机上的高精度室外定位系统的硬件结构和软件框架。详细分析了通过卡尔曼滤波将 GPS 定位结果和惯性导航定位结果进行融合实现优势互补，保证智能吹雪机能够持续获得高精度的位置和方向信息。最后介绍了本系统的测试结果，包括载波相位差分 GPS 静态定位结果、方向测量结果和智能吹雪机的运动轨迹，测试结果证明本系统的定位精度达到了毫米级，能够为智能吹雪机提供高精度、稳定的位置和方向信息。

第 5 章 基站天线工参测量

5.1 应用背景

运营商的基站天线的姿态直接影响基站信号覆盖的质量，台风、材料老化、地震等非人为因素都会直接影响基站天线的姿态。基站天线的姿态包括下倾角、经纬度、方位角及海拔等参数，这些参数被称为天线的工参。基站的工参发生变化之后会造成用户通话质量差，这会增加客户投诉，所以对基站的工参进行精确监控是非常有必要的。

运营商的基站天线在监控工参时测量不准的问题是一直以来都存在的，工参测量本身也存在很多困难，比如：上塔费时费力，成本高；测量工具良莠不齐，塔上操作麻烦；人工测量和记录的过程中容易产生人为误差；天线发生变化后，无法实时获知工参变化等等。现有的测量手段包括电子罗盘、测量仪等各种测量工具，但是因为受到手机性能、金属干扰、磁场干扰、操作流程不规范等因素导致工参测量结果与实际情况存在较大差异。

基站天线的工参中机械下倾角、经纬度、海拔这些参数已有解决方案，也基本满足网络优化的需求。利用重力传感器进行测量机械下倾角，精度在 1 度以内；使用卫星定位技术测量经纬度、海拔，精度在 10 米以内。但是天线方位角测量仍然没有理想的方案，传统的基于地磁的电子罗盘测向方案，受外部环境影响较大，无法给出准确的测量值。地球磁场由地磁南极指向地磁北极，电子罗盘能够像指南针一样测量出本地磁场的方向，继而得到被测物体的朝向。但是磁场受铁磁性物质（铁钴镍等）影响很大，当被测物体周围有铁磁性物质时，磁场方向将发生较大变化，使得测量数据不可以。

近年来，一些新的方案被提出用于基站天线的测向，比如利用太阳光感、和差波束技术^{[35][36]}等。其中太阳光感技术是在被测物体上安放光线传感器，可获得被测物体和太阳间的相对方位。结合被测物体的坐标及时间（通过 GPS 获得），天文计算能够获得当地太阳在地球坐标系下绝对方位，已知太阳绝对方位以及被测物体与太阳的相对方位，可得被测物的绝对方位，但是这种方法受天气影响较大，无法稳定工作。如在有铁塔、上层天线、树木、楼宇、广告牌遮挡时工作都受到影响，当设备长期在室外安放时，雨水、灰尘、积雪等会影响设备工作吗，需要定期清理维护。和差波束技术是雷达测向中的常用技术，利用产生和波束及差波束的天线单元，同时对目标信号强度进行测量。由于两种波束相位可预先设定，因此通过信号强度的比较，当信号强度满足波束设定条件时，能够计算出目

标的方位信息。与太阳光测向相似，在基站天线测向应用中，将一个和波束单元安装在基站天线上，对固定方向的 GPS 信号进行测量。当 GPS 卫星运行到波束单元正前方时，能够触发波束设定条件，因此 GPS 卫星在这一时刻的访问就是天线的方向。但是和差波束测向的方法测量速度慢，只能等到 GPS 卫星运行至波束设定方向时才能够进行测量，可用性受方向及位置影响。由于卫星数量有限，且运行轨道固定，因此在一些特定的地点及方向上，如果没有 GPS 卫星运行至正前方，将无法进行测量，且易受反射，遮挡影响，实时性较差，无法满足要求。利用两个 GPS 接收机进行差分定位也可以测量基站天线的方向，但是存在两个问题：第一是传统的高性能 GPS 接收机价格昂贵，市面上现有的产品售价 5000 元以上；第二是基站天线的测量环境下反射信号、遮挡属于常见环境，反射信号和遮挡造成差分定位得到高精度解非常困难，传统的求解载波相位整周模糊度的算法无法快速稳定地解出正确结果。

本系统中利用自主研发的低成本、抗多径天线和低成本的单频 GPS 接收机实现低成本的载波相位差分 GPS 定位系统实现高精度的相对定位，得到基站天线的方位角。因为传统的求解载波相位整周模糊度的算法在遮挡严重、多径信号严重的条件下很难得到正确结果，所以本系统针对基站天线测量环境设计一种针对固定短基线的条件下的新型求解载波相位整周模糊度的算法^{[37][38]}。

5.2 系统组成

本系统由两个单频 GPS 天线、两个 GPS 接收机、处理器、重力加速度计组成。GPS 天线是 3.1 节中介绍的自主研发的低成本、抗多径天线；GPS 接收机是中科微的 AT6558 芯片，AT6558 是一款低成本的商用芯片；处理器采用 STM32F205，STM32F205 是 32 位的 Cortex-M3 CPU，主频为 120MHz。所以本系统实现了低成本的解决方案，在自主研发的抗多径天线、高性能的 GPS 接收机的灵敏度接近芯片的物理极限，实现高精度的测量结果。图 5.1 为工参测量系统结构框图，图 5.2 为工参测量系统的实物图。考虑基站天线的体积限制以及便于安装，两个 GPS 天线的相位中心距离 20 厘米。处理器和 GPS 接收机之间通过串口进行通信，包括给 GPS 接收机发送指令和接收 GPS 原始数据。此外，重力加速度计不仅用来测量机械下倾角，在求解差分 GPS 时也可以用来提供参考站和流动站的高度差。

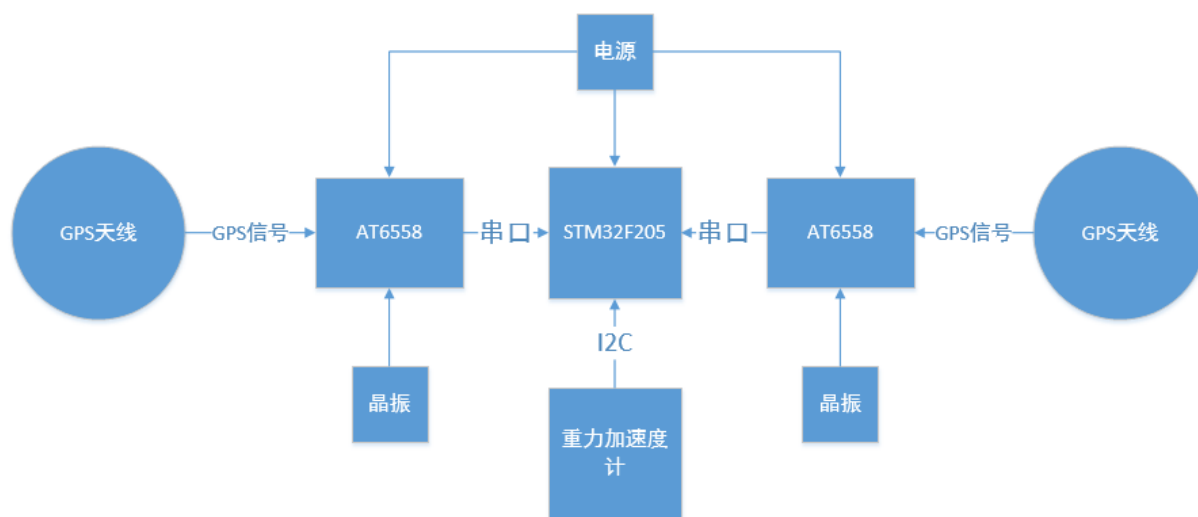


图 5.1 基站天线工参测量系统结构框图

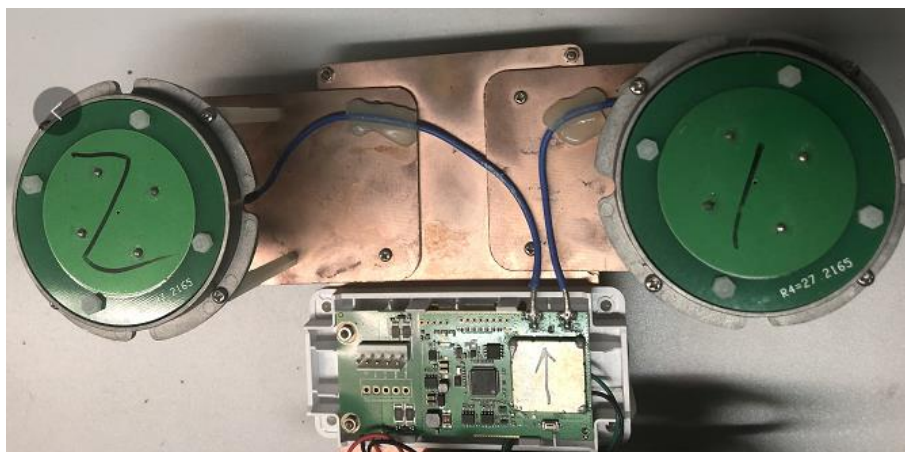


图 5.2 基站天线工参测量系统实物图

5.3 基站天线方位角测量软件系统

5.3.1 软件系统概述

本系统的主控芯片选用的是 STM32F205，主控芯片和两个 GPS 接收机芯片之间分别通过串口进行通信，本系统和运营商的网络平台通信需要遵循 AISG 协议，所以主控芯片通过 485 转串口和 AISG 通信单元进行数据传输。

STM32F205 通过串口中断监听 GPS 接收机芯片输出的原始数据，GPS 接收机芯片输出的频率为 1Hz，接收到 GPS 接收机芯片每秒输出的 GPS 数据之后，先进行 GPS 数据预处理，这部分内容和第三章中介绍的处理过程相似，不多赘述。基于 GPS 的基站天线方位角测量的原理和第三章的载波相位差分 GPS 定位原理相同，都是基于载波相位差分 GPS 定位实现高精度的相对位置测量，得到参考站和流动站之间的相对位置，即可计算基站天线的方位角^{[39][40]}。但是根据第三章的分析，求解载波相位的整周模糊度是载波相位差分 GPS 定位中的重点和难点，尤

其对于基站天线这种上层天线对下层天线遮挡严重、多径干扰严重的场景，按照传统的求解整周模糊度的算法是无法正常使用的。

本系统针对基站天线方位角测量这一特殊的应用场景，设计了固定短基线条件下求解整周模糊度的算法。

5.3.2 固定短基线条件下求解整周模糊度

第三章中介绍了 LAMBDA 算法，LAMBDA 算法针对基线有约束的条件也是有一些优化的处理方法的，这种基线约束的应用场景一般都是针对测量载体姿态的场景，比如飞机或者飞行器的飞行姿态等。载体姿态测量或者本系统针对的基站天线方位角测量这些应用场景都需要求解整周模糊度的效率非常高才行，一般安装三个天线即可测量三维姿态，本系统中只需要方位角，所以安装两个天线即可满足功能需求。

在基于载波相位差分 GPS 定位的求解模型中，如果把基线长度已知这一约束条件加入到求解模型中，可得到公式 (5.1)：

$$E(y) = Aa + Bb, \|b\|_{l_3} = l, a \in Z^m, b \in R^3 \quad (5.1)$$

有一些基于 LAMBDA 算法的基线约束的算法的求解思路还是先进行 Z 变换，然后进行搜索，不同的是有基线约束的条件下，搜索空间可以尽可能小，可以使得搜索到正确解的时间较短，但是对于本系统而言，这种方法同样不适用，因为本系统采用的是低成本的单片机，运算能力很有限。

因为 GPS 的 L1 频段的载波波长约等于 19cm，所以在设计的时候选择两个天线的相位中心的距离为 20cm，这样两个 GPS 接收机接收到的同一颗卫星的整周模糊度的差值只可能为 -1、0、1 这三种情况。根据式 (2.2)，载波相位的单差运算公式中的单差模糊度即为参考站和流动站的载波相位针对相同的卫星进行作差。

本系统求解模型和第三章中介绍的双差 GPS 定位求解不太一样，本系统是单差 GPS 求解模型。正常情况下对于单差模型需要 4 个整周模糊度才可以进行求解，因为有三维基线向量、接收机钟差这 4 个未知量，但是在本系统中，利用重力加速度计可以得到机械下倾角，也可以得到参考站和流动站的高度差，因为下倾角已知，基线距离已知，所以高度差已知。如果参考站和流动站同时接收到 m 颗卫星的数据，则有 m 个载波观测值、1 个高度观测值、一共有 m+1 个方程，m+4 个未知数，所以固定 3 个模糊度即可进行求解。此外，这更加说明了本系统在求解过程中对于卫星数的要求少了一颗，这对于在有严重遮挡的情况下是非常有帮助的，只要求 3 颗卫星即可进行求解，这使得求解的条件宽松了很多，也使得系统的环境适应性更强。

基于式 (3.1) 至式 (3.5)，可得到单差求解矩阵方程：

$$\begin{bmatrix} \phi_{ij}^{(1)} \\ \phi_{ij}^{(2)} \\ \dots \\ \phi_{ij}^{(n)} \end{bmatrix} = \lambda^{-1} \begin{bmatrix} -(\vec{L}_i^1)^T & 1 \\ -(\vec{L}_i^2)^T & 1 \\ \dots & \dots \\ -(\vec{L}_i^n)^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{b}_{ij} \\ c\delta t_{ij} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{ij}^{(1)} \\ N_{ij}^{(2)} \\ \dots \\ N_{ij}^{(n)} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

其中 λ 载波的波长， $c\delta t_{ij}$ 表示接收机钟差。

基于式(5.2)，求解分为三个步骤。首先第一步是对单差浮点模糊度直接取整，得到最开始的单差整周模糊度。第二步是选择三个载噪比高的卫星的整周模糊度，分别在刚才得到的单差整周模糊度的基础上枚举-1、0、+1，一共用 27 种组合，对这 27 种组合通过最小二乘算法求解基线向量，并得到基线长度和协方差，通过式(5.3)来判断可靠性，式(5.3)的值越小表示越可靠。

$$\text{objectValue} = (\text{计算得到的基线长度} - 20\text{cm}) / \text{协方差} \quad (5.3)$$

通过第二步中的枚举法得到最小值和次小值，重新代入所有整周模糊度，得到其他整周模糊度的值，并重新计算基线向量。

因为基线长度是固定且已知的，所有本系统在验证整周模糊度和单差求解结果的时候方法非常简单，计算出来的基线长度和 20cm 进行比较，如果误差在正负 1cm 以内则认为是正确解，利用基线向量，求解得到基站天线的方位角。

通过上述分析可知本系统最大的优势在于：一、三颗卫星即可进行求解；二、求解运算简单，求解速度快，不需要等待很长时间求解整周模糊度；三、对求解结果的验证高效可靠。

5.4 测试结果

本系统实现的基站天线工参测量系统在广东和江苏等多地进行试点，均取得了良好的使用效果和用户反馈。图 5.3 为安装的示意图。图 5.4 至图 5.6 为广东江门移动基站的 3 个不停环境下进行实测。



图 5.3 安装示意图

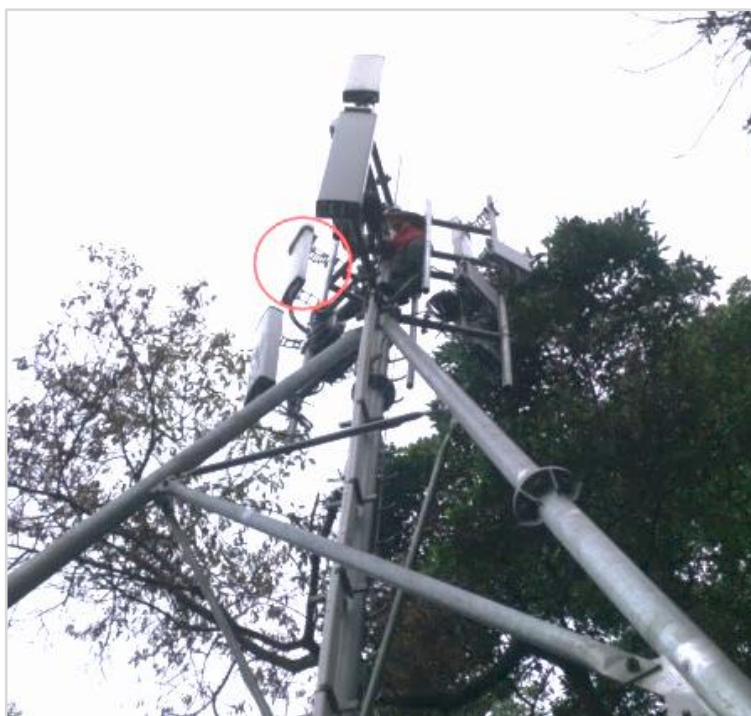


图 5.4 碧桂园映山站实测图



图 5.5 江邑大厦站实测图



图 5.6 北新区站实测图

其中碧桂园映山站的测试环境背靠高山，树木遮挡严重；江邑大厦站处于楼顶，四周空旷；北新区站的测试设备处于铁塔最底层，遮挡严重。

图 5.7 至图 5.9 为江苏省徐州移动公司的三个不同环境基站天线上进行实测。图 5.7 和图 5.8 都是在楼顶空旷处，图 5.9 在铁塔最底层，遮挡严重。



图 5.7 市区金山桥大厦站



图 5.8 邳州三联庄站

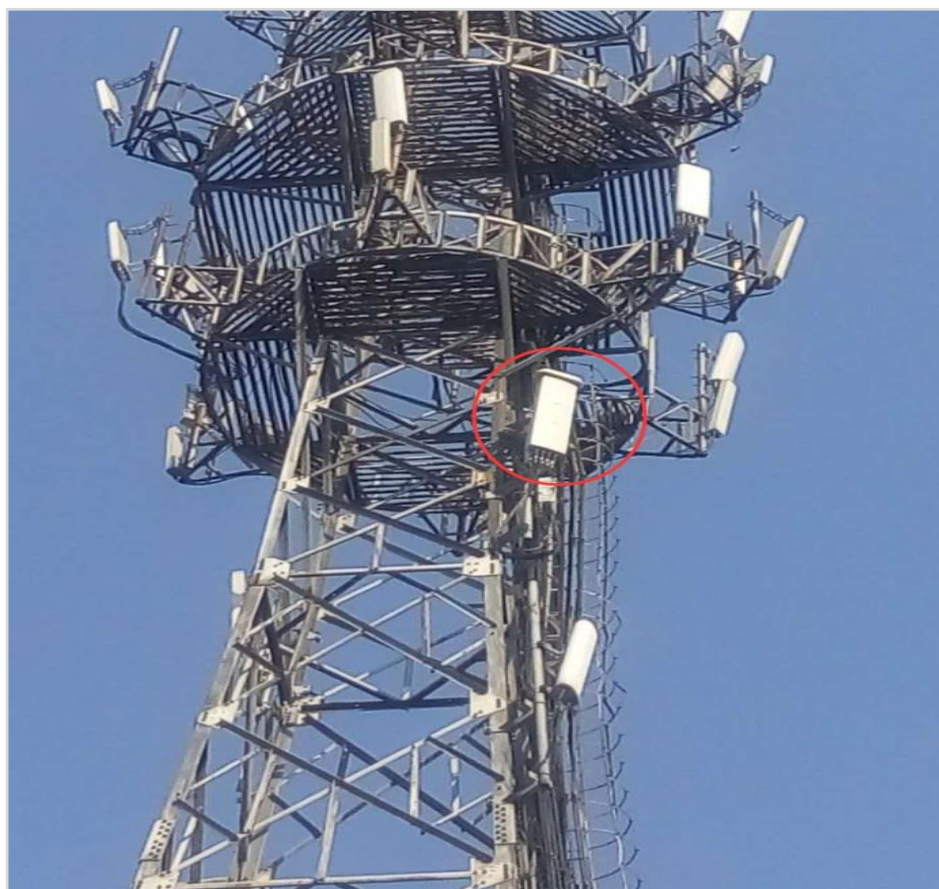


图 5.9 邳州解放东路站

本系统在不同环境下进行长时间测试，最终得到的测试结果中方位角的测试

精度为 2 度以内，在有遮挡的情况下，测试值没有发生异常变化，完全满足工参测量的要求。图 5.10 为方位角测量值和基准值的对比。

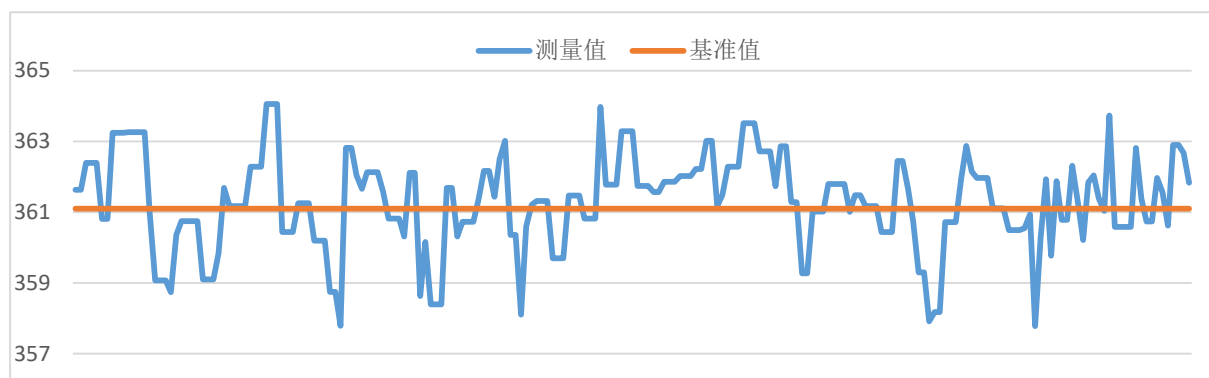


图 5.10 方位角测量值和基准值对比

下倾角的测量结果中波动范围在 1 度以内，能够满足工参测量的要求。图 5.11 为下倾角测试记录。

经纬度和海拔高度的测试结果均在 10 米内波动，通过长时间的监测数据的滤波处理，能够满足工参测量精度要求。

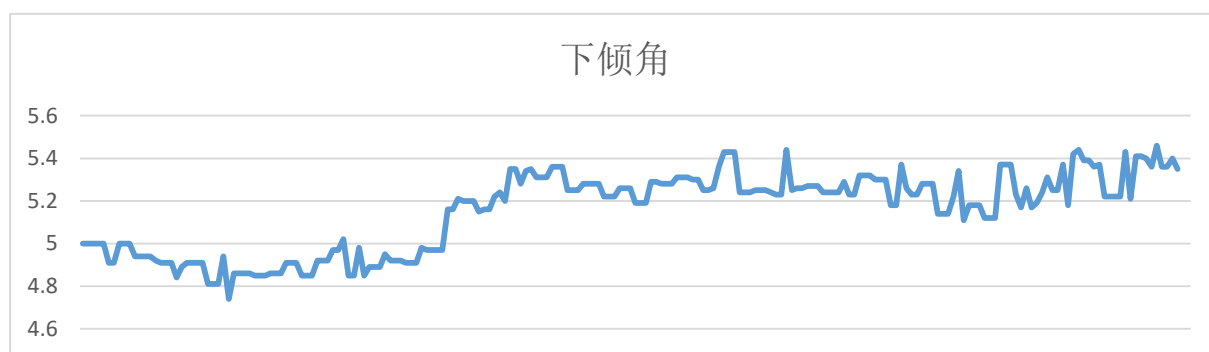


图 5.11 下倾角测量数据

5.5 本章小结

本章介绍了基站天线工参测量目前业内存在的问题，详细介绍了本文提出的基于载波相位差分 GPS 的精确测量基站天线方位角的方法。通过详细介绍求解过程和算法思路证明本系统能够在复杂环境下精确测量基站天线方位角的原理，并介绍在广东、江苏等多地移动公司进行实测的数据结果，数据结果显示本系统能够满足基站天线工参测量的要求。

第 6 章 全文总结

6.1 论文研究的主要成果

设计一个高精度，低成本的室外定位系统是非常有难度的。本文结合自主设计的低成本抗多径 GPS 天线和高性能 GPS 接收机实现低成本、高性能的定位系统，利用差分 GPS 技术，实现高精度、低成本的室外相对定位系统。

在智能吹雪机上应用本文提出的高精度相对定位系统，在短基线条件下，通过抗多径天线和高性能 GPS 接收机减少多径干扰和接收机噪声对定位精度的影响。通过惯性导航系统和 GPS 系统的结合，保证智能吹雪机的稳定工作，在 GPS 卫星数不够无法实现定位的情况下，利用惯性导航系统提供位置和方向信息。在智能吹雪机上安装两个距离已知的 GPS 天线和 GPS 接收机，既可以验证整周模糊度的正确性也可以用来测量智能吹雪机的朝向，实现高精度的定位、测向系统。

基站天线的方位角测量一直没有很好的解决方案，利用抗多径的 GPS 和高性能的 GPS 接收机，使得本文所提出的相对定位系统能够适应多径严重、遮挡严重的工作场景。在测量系统上安装两个距离为 20 厘米的 GPS 天线，结合重力加速度计，使得参考站和流动站之间的高度差已知，实现了最少接收三颗 GPS 卫星即可进行差分 GPS 求解，进一步提高了本系统的环境适应性。

6.2 需要进一步研究的问题

随着物联网技术的发展和物联网应用的普及，越来越多的应用场景需要高精度、低成本的室外定位系统。本文提出的高精度、低成本的相对定位系统解决了两类问题：室外移动机器人定位、短基线静态相对定位，但是还有很多困难没有克服。

现在很多学者都在研究多基线约束的条件下差分 GPS 定位、多系统融合的高精度室外定位系统。这两个研究方向都有可能实现高精度、低成本的室外定位系统，本文提出的系统需要朝着多系统融合的方向发展，结合北斗定位系统等其他全球定位系统来提高系统的环境适应性和求解速度。本系统现有的单频单系统的条件下想要进一步提升性能需要考虑多基线约束的条件下的求解模型，因为对于现在的低成本 GPS 天线和低成本 GPS 接收机而言，增加多个基线的成本不会增加太多，但是可以有利于求解整周模糊度的速度。

除了上述的两点技术上可以提升的方向之外，低成本、高精度的室外定位系统需要在更多的应用场景中得到应用，比如灾害监测、建筑物形变监测。灾害监

测是指山体滑坡等，对于这种应用场景，需要大量布点且需要每个节点低成本、高精度。建筑物形变监测需要能够适应各种复杂的工作场景，和基站天线的工参测量环境类似，需要适应遮挡、多径等各种环境。接下来将会把本文提出的高性能、低成本的相对定位系统进一步完善和推广，应用到更多应用场景中。

参考文献

- [1] Sun Q, Tian Y, Diao M. Cooperative localization algorithm based on hybrid topology architecture for multiple mobile robot system[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 5(6): 4753-4763.
- [2] Durrant-Whyte H. Where am I? A tutorial on mobile vehicle localization[J]. Industrial Robot: An International Journal, 1994, 21(2): 11-16.
- [3] Zanella A, Bui N, Castellani A, et al. Internet of things for smart cities[J]. IEEE Internet of Things journal, 2014, 1(1): 22-32.
- [4] Stankovic J A. Research directions for the internet of things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2014, 1(1): 3-9.
- [5] Mourikis A I, Roumeliotis S I. A multi-state constraint Kalman filter for vision-aided inertial navigation[C]//Proceedings 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation. IEEE, 2007: 3565-3572.
- [6] Vu A, Ramanandan A, Chen A, et al. Real-time computer vision/DGPS-aided inertial navigation system for lane-level vehicle navigation[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2012, 13(2): 899-913.
- [7] Wei L, Cappelle C, Ruichek Y. Camera/laser/GPS fusion method for vehicle positioning under extended NIS-based sensor validation[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, 62(11): 3110-3122.
- [8] Farrell J A, Givargis T D, Barth M J. Real-time differential carrier phase GPS-aided INS[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(4): 709-721.
- [9] Montenbruck O, Markgraf M, Garcia-Fernandez M, et al. GPS for microsatellites—status and perspectives[M]//Small Satellites for Earth Observation. Springer, Dordrecht, 2008: 165-174.
- [10] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 电子工业出版社, 2009.
- [11] Teunissen P J G. The least-squares ambiguity decorrelation adjustment: a method for fast GPS integer ambiguity estimation[J]. Journal of Geodesy, 1995, 70(1-2):65-82.
- [12] Teunissen P J G. Theory of carrier phase ambiguity resolution[J]. Wuhan University Journal of Natural Sciences, 2003, 8(2): 471.
- [13] Teunissen P J G, Odijk D. Ambiguity dilution of precision: definition,

- properties and application[J]. Proceedings of ION-GPS-97, Salt Lake City, 1997.
- [14] Stempfhuber W, Buchholz M. A precise, low-cost RTK GNSS system for UAV applications[J]. Proc. of Unmanned Aerial Vehicle in Geomatics, ISPRS, 2011.
- [15] Glocker M, Landau H, Leandro R, et al. Global precise multi-GNSS positioning with trimble centerpoint RTX[C]//2012 6th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies (Navitec 2012) & European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing. IEEE, 2012: 1-8.
- [16] Rost C, Wanninger L. Carrier phase multipath mitigation based on GNSS signal quality measurements[J]. Journal of Applied Geodesy, 2009, 3(2): 81-87.
- [17] Obst M, Bauer S, Reisdorf P, et al. Multipath detection with 3D digital maps for robust multi-constellation GNSS/INS vehicle localization in urban areas[C]//2012 IEEE Intelligent Vehicles Symposium. IEEE, 2012: 184-190.
- [18] Khosravi F, Moghadas H, Mousavi P. A GNSS antenna with a polarization selective surface for the mitigation of low-angle multipath interference[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(12): 5287-5295.
- [19] EnCheng W, Zhuopeng W, Zhang C. A wideband antenna for global navigation satellite system with reduced multipath effect[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 124-127.
- [20] Qi Y, Yu W. Unified antenna temperature[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(5): 1425-1431.
- [21] Dijk J, Jeuken M, Maanders E J. Antenna noise temperature[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1968, 115(10):1403-1410.
- [22] Qi Y, Fan J, Bi Y H, et al. A planar low-profile meander antenna design for wireless terminal achieving low self-interference[C]//2015 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity. IEEE, 2015: 320-323.
- [23] Liu Z, Li F, Qi Y, et al. An effective receiver sensitivity measurement[C]//2015 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity. IEEE, 2015: 310-313.
- [24] Li T, Zhang H, Gao Z, et al. High-accuracy positioning in urban environments using single-frequency multi-GNSS RTK/MEMS-IMU integration[J]. Remote Sensing, 2018, 10(2): 205.
- [25] Zhao S, Chen Y, Farrell J A. High-precision vehicle navigation in urban environments using an mem's Imu and single-frequency GPS receiver[J]. IEEE

- transactions on intelligent transportation systems, 2016, 17(10): 2854-2867.
- [26] Farrell J A, Givargis T D, Barth M J. Real-time differential carrier phase GPS-aided INS[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(4): 709-721.
- [27] 周君. 基站天线工参监测方案研究[J]. 电子测试, 2018.
- [28] Pereira R, Sanguino J. GPS ambiguity filter sensitivity to the precision of the prior knowledge of the baseline length[C]//2016 IEEE Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace). IEEE, 2016: 468-472.
- [29] Kaplan E, Hegarty C. Understanding GPS: principles and applications[M]. Artech house, 2005.
- [30] GPS for Geodesy[M]. Springer Science & Business Media, 2012.
- [31] Lu G. Development of a GPS multi-antenna system for attitude determination[M]. University of Calgary, 1995.
- [32] Odijk D, Teunissen P. Sensitivity of ADOP to changes in the single-baseline GNSS model[J]. Artificial Satellites, 2007, 42(2): 71-96.
- [33] Amiri-Simkooei A R, Tiberius C, Teunissen P J G. Noise characteristics in high precision GPS positioning[C]//VI Hotine-Marussi Symposium on Theoretical and Computational Geodesy. Springer, Berlin, Heidelberg, 2008: 280-286.
- [34] Brown R G, Hwang P Y C. Introduction to random signals and applied Kalman filtering[M]. New York: Wiley, 1992.
- [35] 朱林. 单脉冲测角和差波束形成算法研究与实现[D].南京理工大学,2018.
- [36] 杨扬. 测控单站多星和差多波束测角技术研究[D].西安电子科技大学,2011.
- [37] Elliott D, Kaplan, Christopher J, Hegarty. GPS 原理与应用[M]. 2012.
- [38] 施浒立, 孙希延, 李志刚. 转发式卫星导航原理[M]. 科学出版社, 2009.
- [39] Giorgi G, Teunissen P J G. Carrier phase GNSS attitude determination with the multivariate constrained LAMBDA method[C]//2010 IEEE Aerospace Conference. IEEE, 2010: 1-12.
- [40] C3ias J, Sanguino J, Oliveira P. Attitude determination using the Ambiguity filter with single-frequency L1 GPS receivers[C]//2012 International Conference on Localization and GNSS. IEEE, 2012: 1-6.

致 谢

硕士三年的时间如白驹过隙，这三年在湖南大学各位优秀的老师们的指导和帮助下进步了很多。

首先要感谢我的两位导师：漆一宏院士和黎福海教授。漆一宏院士学识渊博、治学严谨、待人谦和。在他的帮助和指导下，差分 GPS 定位的研究工作得以取得现在的进展。他始终教导我用理论指导实践，再从实践中的经验和现象上升到理论。黎福海教授多年来孜孜不倦地指导和教育我要严于要求自己，要知其然知其所以然。黎福海教授处处为学生考虑，在实验室指导我们动手实践，在教室传授我们知识，对学生高标准要求使得我们能够在硕士期间学到更多知识，得到更多锻炼。

我的实习单位的领导于伟博士、邓磊、杨春帆在学习、工作和生活方面都给我提供了非常多的机会和帮助。于伟博士时常教导我要了解一个研究领域的发展过程和关键技术的演进过程，这样才能更加清楚该领域的技术现在的一些技术特点的优势和原因。

我的师兄迟礼东、蔡张华、沈鹏辉、肖洋在学习和工作上对我提供了很多的帮助和指导，当我遇到困难和问题时他们总是主动帮助我分析问题解决问题。

我的同学李俊、涂志超、郑煜铭、吴欧健、唐钊、白杨对我的学习和实验工作提供了非常多的帮助，他们总是主动积极地帮助我解决学习和工作中遇到的问题，尤其是李俊、涂志超在测试过程中给我提供了很多帮助和建议。

非常感谢我的父母，亲戚朋友们在我硕士期间对我的鼓励和支持，他们是我坚强的后盾。

骆云龙

2019 年 5 月 8 日

于湖南大学