



装备科技译著出版基金

GNSS与惯性 及多传感器组合导航系统原理 (第二版)

Principles of GNSS, Inertial, and
Multisensor Integrated Navigation Systems
(Second Edition)



[英] Paul D. Groves 著

练军想 唐康华 潘献飞 张开东 等译

吴美平 审校



国防工业出版社
National Defense Industry Press



责任编辑：肖志力 zlxiao@ndip.cn
责任校对：苏向颖
封面设计：王晓军

GNSS与惯性 及多传感器组合导航系统原理 (第二版)

Principles of GNSS, Inertial, and
Multisensor Integrated Navigation Systems
(Second Edition)



定价：168.00 元 (含光盘)



装备科技译著出版基金

GNSS 与惯性及多传感器组合导航系统原理

(第二版)

**Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor
Integrated Navigation Systems**
(Second Edition)

【英】Paul D. Groves 著

翻译 练军想 唐康华 潘献飞 张开东
李 涛 逯亮清 曹聚亮 吴文启

审校 吴美平

国防工业出版社

· 北京 ·

著作权合同登记 图字:军-2013-173 号

图书在版编目(CIP)数据

GNSS 与惯性及多传感器组合导航系统原理 / (英) 格鲁夫(Groves, P. D.) 著; 练军想等译. —2 版. —北京:国防工业出版社, 2015. 3

书名原文: Principles of GNSS, inertial, and multisensor integrated navigation systems (second edition)

ISBN 978-7-118-09871-6

I. ①G... II. ①格...②练... III. ①卫星导航-全球定位系统-惯性传感器-惯性导航系统 IV. ①TN967.1②P228.4

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2014)第 268647 号

Translation from the English language edition:

Principles of GNSS, Inertial and Multisensor Integrated Navigation Systems (Second Edition) by Paul D. Groves.

Copyright © 2013 Paul D. Groves.

All Rights Reserved.

Authorized translation from English language edition published by Artech House.

本书简体中文版由 Artech House 授权国防工业出版社独家出版发行
版权所有, 侵权必究。

※

国防工业出版社出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号 邮政编码 100048)

北京嘉恒彩色印刷有限责任公司

新华书店经售

*

开本 710 × 1000 1/16 印张 45 1/4 字数 864 千字

2015 年 3 月第 2 版第 1 次印刷 印数 1—2000 册 定价 168.00 元(含光盘)

(本书如有印装错误, 我社负责调换)

国防书店: (010)88540777

发行邮购: (010)88540776

发行传真: (010)88540755

发行业务: (010)88540717

译者序

2014年元旦前夕,在教研室组织的一次春联征集活动中,我撰写的春联有如下的句子:“从业知仅惯性,人生行需导航”。人生导航,这是社会学方面的用语。但由此也可以折射出起源于工程领域的“导航”一词的涵义流传之远、影响之大。纵观世界科学技术发展脉络,二战之后的近七十年,是自然科学和工程技术飞速发展的七十年。近七十年自然科学不仅进步的速度快,相比于四百年前伽利略开创近代科学以来的发展进程而言,借用惯性导航领域的专业用语来说,近七十年自然科学发展的加速度也很快。导航技术,作为现代科学技术的一个细小分支,近年来也不断的创新,取得了长足的进步。

导航,虽然只是控制学科下属的二级学科,但是追根溯源,可以与伽利略、牛顿时代提出的运动学、动力学原理找到密切联系。比如,基于牛顿力学的惯性导航技术,时至今日仍在不断地发展完善、推陈出新。约一百年前,伟大的科学家爱因斯坦及其同时代的玻尔、海森堡等人,修正了仅适用于低速、宏观尺度下的古典力学体系,提出全新的量子力学理论。狭义相对论更是颠覆了人们对传统时空观念的理解,首次肯定了电磁场是一种独立的物质存在形式。这些物理学上的新发现,均大大推动了导航技术的后续发展。基于量子力学对于光波的全新解释,1913年,法国科学家 Georges Sagnac 首次验证了 Sagnac 效应,这成为现代惯性导航中光学陀螺仪的基石;基于电磁场理论的无线电传播技术,在二战中诞生了无线电导航,随着卫星技术的成熟,又衍生出当前应用极其广泛、几乎无所不在的卫星导航技术。本书就是囊括了卫星导航、惯性导航及多传感器组合导航相关知识的一本力作。

各位从事导航领域的同仁应该深感庆幸,我们所从事的专业工作,与科学史上牛顿和爱因斯坦两大高峰,都是如此靠近;我们所从事的研究,与现实世界的时间、空间、惯性系等一系列基础性的本真概念,也并不遥远。时间与空间是物理世界的基本属性,因而对时间和空间关系的测量,就在现实世界中扮演着基础性、关键性的作用。导航技术是测量时间基准和空间坐标的技术。随着科学技术的发展,除了前述的卫星导航、惯性导航之外,各种导航定位技术,如航迹推算、陆基无线电导航、天文导航、匹配导航、组合导航等,已经并必将更加深入地影响生活的各个方面。

毕业于牛津大学的 Paul D. Groves 博士,以其在导航领域坚实宽广的理论

基础为背景,凭借工程领域专业丰富的实践知识,着力撰写了这本专著。细读之后发现,这是一本内容翔实、前沿,表达深入浅出、实用性好的优秀作品。该书主要有三个特点:其一,全面。涵盖了与导航相关的各个方面知识。其二,新颖。本书时效性好,导航领域诸多最新研究成果,均在书中得以准确体现。第二版的出版时间,相比于第一版之间隔了不到五年,但是在内容上,第二版要比第一版多出 50% 以上。第二版有八章是全新的内容,其余的章节则都在第一版的基础上进行了修订和扩充。其三,实用。本书包含有配套光盘,例程丰富,既易于初学者入门,又可为研究生、专业人士作参考。

国防科学技术大学机电工程与自动化学院导航技术教研室的几位老师,合作翻译了本书。具体分工如下:第 1 章(吴文启),第 2、3 章(曹聚亮),第 4、5 章及前言、符号、缩略语、光盘目录及 MATLAB 仿真软件指南(练军想),第 6、13 章(潘献飞),第 7~9 章(唐康华)、第 10~12 章(逯亮清),第 14~17 章(李涛),第 18 章(张开东)。练军想还对全部译稿进行了认真的校译,全书由练军想统稿。

Paul D. Groves 专著的翻译出版,将是国内导航学界的一件幸事。感谢独具慧眼的李涛副教授及时发现,并向大家推荐了这本高水平的专著;衷心感谢国防科技大学自动控制系导航技术教研室各位同事的辛勤付出,历时一年有余、累计七百多页,每字每句均力求准确、流畅,实属不易;感谢吴美平教授高校博士点基金的资助。在此,也要衷心感谢国防工业出版社肖志力编辑的大力帮助。我们希望本书的出版,对我国从事导航领域的同仁们有所裨益。

由于时间和水平有限,翻译过程中不足之处在所难免,敬请读者批评指正。

练军想

2014 年 8 月 3 日于长沙

关于作者

保罗 D. 格鲁夫(Paul D. Groves)拥有物理学学士学位(一级荣誉生)、硕士学位(牛津郡)和原子与激光实验物理方面的哲学博士学位。上述这些学位都是在牛津大学获得的。自从1997年1月加入防务评估与研究署后,他在导航系统的研究和开发领域表现活跃。在2001年7月QinetiQ Ltd成立时,他又转到QinetiQ Ltd工作。2009年10月,他成为伦敦大学学院讲师(学术系成员),领导一个项目组开展鲁棒定位和导航的研究。

Groves 博士对所有的导航定位技术均感兴趣。曾经对步行导航、道路车辆、飞机、制导武器、舰船、水下无人潜航器等应用开展过相关工作。他是GNSS阴影匹配技术的发明者,而且对多项导航技术创新均有贡献,这包括:地形参考导航、视觉导航、AM(调幅)无线电广播定位、各种特征匹配、GNSS非视线方向接收及多路径干扰的检测等。他还开发了多种算法,这包括:针对各种INS/GNSS的组合、多传感器组合、传递对准、准静态对准、零速修正、步行推算、GNSS载噪比测量、惯性导航等。同时,他在GNSS和IMU软件仿真方面也有丰富的经验。

Groves 博士是皇家导航学会的会士,服务于该学会的技术及R&D小组、NAV会议委员会,并定期担任R&D委员会的秘书和主席。他是导航学会的积极会员,同时也是物理学会的发起人。他担任了专业杂志“Navigation: Journal of the ION”及“IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems”副编辑,而且是多家期刊的审稿人。

前 言

本书的主要目的如下:

(1) 既从定性的角度、又从数学的角度,描述全球导航卫星系统(GNSS)、惯性导航、以及其他许多导航定位技术,关注于它们的工作原理、性能指标、以及如何将各种导航技术组合起来的方法;

(2) 提供一种关于导航系统的清晰的、易于接受的介绍,适合于事先没有任何导航基础知识的读者;

(3) 对导航和定位的技术发展水平进行综述,引入新思想的同时,也提供成熟技术的介绍。

本书面向的读者,是工业领域、学术机构和政府部分的专业工程师和科学家,以及学生群体,主要是硕士研究生和博士研究生。本书涵盖了空中、陆地、海洋、水下以及太空领域各类载体的导航,既包含有人驾驶的载体,也包含自主航行的载体,还包括步行导航。本书的内容,也与其他定位应用相关,包括移动测绘、机器控制和车辆测试。

本书一开始,对导航的主要原理做了基础性的介绍,对不同的技术进行了概述。接下来,介绍了坐标系统、姿态表征、多坐标系运动学、地球模型、基于卡尔曼滤波的估计技术等数学基础知识。然后,分别描述了各种不同的导航和定位技术。对于每一种主要技术,都是先解释基本原理,再深入分析技术细节。除了详细阐述 GNSS 技术和惯性导航技术之外,本书还介绍了陆基无线电导航、近程定位、环境特征匹配,以及推算导航技术。其中,推算导航技术包括里程计推算、步行推算(pedestrian dead reckoning, PDR)和多普勒雷达/声纳推算。GPS 和其他的 GNSS 系统一并予以介绍。在本书的最后五章,介绍了惯性导航系统(INS)/GPS 及多传感器组合导航;INS 对准、零速修正和运动约束;故障检测、完好性监测和测试;以及导航的应用。

全书的重点,在于提供一种对导航系统如何工作的理解,而不是具体的工程细节。本书聚焦于各种导航系统所基于的物理原理、如何得出导航结果、如何将它们合理组合、误差的起源和抑制等。后述章节的内容,建立在前述章节的基础之上,包含了详细的交叉索引。

第二版的内容,要比第一版的内容多出 50% 以上,以便有更多的篇幅构筑基本原理、详细探究更多的主题。其中有八章是全新的内容,或者说基本上是重

新撰写的;其余的章节则都进行了修订和扩充。第二版更深入地涵盖了以下内容:地图匹配、基于图像的导航、姿态确定、INS/GNSS 深耦合、声学定位、PDR、较差接收环境中的 GNSS 处理技术以及大量的陆基和近程无线电定位技术,包括超宽带 (ultrawideband, UWB) 定位。第二版中的新内容,则包括 UKF、粒子滤波、GNSS 阴影匹配、运动约束、场景定位、合作/协同、非完整惯性测量单元 (inertial measurement unit, IMU)、系统设计和测试。

还介绍了随书配送的 DVD 光碟。DVD 的内容包括:经过加工的例题 (Microsoft Excel 格式)、习题、MATLAB 软件,以及包含附属资料的 11 个附录。

致 谢

我要感谢 Artech House 的出版团队,感谢许多针对本书给予我有益意见和建议的人们。特别的感谢,要献给那些对新版的书稿提出建议的人士,包括: Ramsey Faragher, Simon Julier, Naomi Li, Sherman Lo, Bob Mason, Philip Mattos, Washington Ochieng, Alex Parkins, Andrey Soloviev, Toby Webb, Paul Williams, 以及 Artech House 出版机构中匿名的审阅者;感谢对第一版书稿提出建议的人士(名单在第一版中已列)。还要感谢 QinetiQ,允许我再次使用我自己为“组合导航原理”课程撰写的资料。这些内容出现在第 2、第 3 和第 5 章,以脚注的方式标明了 QinetiQ 的版权。最后,我要感谢我的家人、朋友以及同事,谢谢他们的耐心和支持。

目 录

第1章 绪 论 1

1.1 基本概念 1

1.2 航位推算 5

1.3 直接定位 6

1.3.1 直接定位方法 6

1.3.2 基于信号的 定位 10

1.3.3 环境特征匹配 ... 12

1.4 导航系统 14

1.4.1 需求 14

1.4.2 场景 15

1.4.3 组合 16

1.4.4 辅助 16

1.4.5 协助与协同 17

1.4.6 故障检测 17

1.5 本书概要 18

参考文献 20

第2章 坐标系,运动学和地球 ... 21

2.1 坐标系 21

2.1.1 地心惯性坐 标系 23

2.1.2 地心地固坐 标系 24

2.1.3 当地导航坐 标系 25

2.1.4 当地切平面坐 标系 26

2.1.5 载体坐标系 26

2.1.6 其他坐标系 27

2.2 姿态、旋转和投影轴系 变换 28

2.2.1 欧拉角姿态 表示 30

2.2.2 坐标转换矩阵 ... 32

2.2.3 四元数姿态 表示 36

2.2.4 旋转矢量 38

2.3 运动学 39

2.3.1 角速度 40

2.3.2 笛卡儿位置 42

2.3.3 速度 43

2.3.4 加速度 44

2.3.5 相对于旋转参考 坐标系的运动 ... 45

2.4 地球表面形状和重力 模型 47

2.4.1 地球表面椭球 模型 48

2.4.2 曲线坐标系位 置表示 50

2.4.3 位置变换 54

2.4.4 大地水准面、 垂线高度和地球 潮汐 56

2.4.5 投影坐标系 57

2.4.6 地球自转 59

2.4.7 比力、地心引力和重力	59	3.2.7 序贯观测更新 ...	92
2.5 坐标系变换	64	3.3 卡尔曼滤波实现中的问题	93
2.5.1 惯性系和地球系间转换	64	3.3.1 参数调整和算法稳定性	93
2.5.2 地球系和当地导航坐标系间转换	65	3.3.2 算法设计	95
2.5.3 惯性系和当地导航坐标系间转换	66	3.3.3 数值计算问题 ...	97
2.5.4 地球和当地切平面坐标系	66	3.3.4 时间同步	98
2.5.5 导航结果的转换	67	3.3.5 卡尔曼滤波设计过程	101
参考文献	68	3.4 卡尔曼滤波的扩展	101
参考书目	69	3.4.1 扩展和线性化卡尔曼滤波	101
第3章 卡尔曼滤波	70	3.4.2 UKF	104
3.1 介绍	70	3.4.3 时间相关噪声	106
3.1.1 卡尔曼滤波的要素	71	3.4.4 自适应卡尔曼滤波	107
3.1.2 卡尔曼滤波的流程	73	3.4.5 多假设滤波	108
3.1.3 卡尔曼滤波的应用	74	3.4.6 卡尔曼平滑	111
3.2 算法和模型	75	3.5 粒子滤波	113
3.2.1 定义	75	参考文献	116
3.2.2 卡尔曼滤波算法	79	第4章 惯性传感器	118
3.2.3 系统模型	83	4.1 加速度计	120
3.2.4 观测模型	86	4.1.1 摆式加速度计	121
3.2.5 卡尔曼滤波特性和状态可观测性 ...	89	4.1.2 振梁式加速度计	123
3.2.6 闭环卡尔曼滤波	91	4.2 陀螺仪	124
		4.2.1 光学陀螺	124
		4.2.2 振动陀螺	128
		4.3 惯性测量单元	129
		4.4 误差特性	132
		4.4.1 零偏	133
		4.4.2 比例因子和交叉	

耦合误差	135	更新	166
4.4.3 随机噪声	137	5.5.4 传感器采样周期和 振动的影响	167
4.4.4 深层误差源	138	5.5.5 折中设计	172
4.4.5 振动导致的误差	140	5.6 初始化和对准	173
4.4.6 误差模型	141	5.6.1 位置和速度初 始化	174
参考文献	142	5.6.2 姿态初始化	174
第5章 惯性导航	144	5.6.3 精对准	179
5.1 惯性导航介绍	145	5.7 惯性导航系统误差 传播	180
5.2 惯性系导航方程	148	5.7.1 短时间直线运动 误差传播	182
5.2.1 姿态更新	149	5.7.2 中、长时间导航 误差传播	186
5.2.2 比力坐标转 换	150	5.7.3 与机动相关的 误差	190
5.2.3 速度更新	151	5.8 旋转调制 IMU	192
5.2.4 位置更新	151	5.9 非完整 IMU	193
5.3 地球系导航方程	152	参考文献	193
5.3.1 姿态更新	153		
5.3.2 比力坐标转 换	153	第6章 航位推算,姿态和高度 测量	195
5.3.3 速度更新	154	6.1 姿态测量	195
5.3.4 位置更新	154	6.1.1 地磁定向	195
5.4 当地导航系导航方程	155	6.1.2 航海陀螺罗 经	199
5.4.1 姿态更新	155	6.1.3 捷联偏航轴 陀螺	200
5.4.2 比力坐标转 换	157	6.1.4 由轨迹确定 航向	201
5.4.3 速度更新	157	6.1.5 组合航向确 定	202
5.4.4 位置更新	158	6.1.6 加速度计调平和 倾斜传感器	203
5.4.5 游动方位导航 实现	159	6.1.7 地平线敏感	
5.5 导航方程的优化	161		
5.5.1 精确姿态更 新	162		
5.5.2 精确比力坐标转 换	165		
5.5.3 精确速度和位置			

法	204	7.3 用户设备	250
6.1.8 姿态航向参考 系统	205	7.3.1 结构	250
6.2 高度和深度测量	206	7.3.2 信号的同步测 量	251
6.2.1 气压高度计	206	7.3.3 基于测距信息 的定位计算	253
6.2.2 深度压力传感 器	207	7.4 传播、误差源和定位 精度	257
6.2.3 雷达高度计	208	7.4.1 对流层、电离层和地 面传播影响	257
6.3 里程计	209	7.4.2 衰减、反射、多路 径和散射	259
6.3.1 线性里程计	210	7.4.3 分辨率、噪声和跟 踪误差	260
6.3.2 差分里程计	213	7.4.4 发射机位置 and 时 间误差	262
6.3.3 里程计和非完 整 IMU 组合	214	7.4.5 信号几何分布的 影响	262
6.4 步行航位推算	215	参考文献	267
6.5 多普勒雷达和声纳	219	第 8 章 GNSS 基本原理、信号及 星座	269
6.6 其他航位推算技术	223	8.1 卫星导航的基础	269
6.6.1 基于相关的速 度测量	223	8.1.1 GNSS 的结构	270
6.6.2 大气数据	223	8.1.2 信号与测距	272
6.6.3 船速仪	223	8.1.3 定位	276
参考文献	224	8.1.4 误差源和性能 的限制	278
第 7 章 无线电定位原理	228	8.2 系统	280
7.1 无线电定位的结构 和方法	228	8.2.1 全球定位系统 GPS	281
7.1.1 自身定位和遥 测定位	228	8.2.2 GLONASS	282
7.1.2 相对定位	230	8.2.3 Galileo	282
7.1.3 邻近定位	231	8.2.4 “北斗”导航系统 (Beidou)	283
7.1.4 测距定位	232	8.2.5 区域导航系	
7.1.5 测角定位	241		
7.1.6 模式匹配	243		
7.1.7 多普勒定位	246		
7.2 定位信号	247		
7.2.1 调制类型	248		
7.2.2 无线电频谱	249		

统	283	端	320
8.2.6 增强系统	283	9.1.4 基带信号处	
8.2.7 系统的兼容		理	323
性	285	9.2 测距处理器	334
8.3 GNSS 信号	286	9.2.1 捕获	334
8.3.1 信号类型	287	9.2.2 码跟踪	339
8.3.2 全球定位系		9.2.3 载波跟踪	344
统 GPS	289	9.2.4 跟踪锁定检	
8.3.3 GLONASS	292	测	350
8.3.4 Galileo	293	9.2.5 导航电文解	
8.3.5 北斗	296	调	351
8.3.6 区域导航系		9.2.6 载波功率噪声密	
统	296	度比测量值	352
8.3.7 增强系统	297	9.2.7 伪距、伪距率及载波	
8.4 导航电文信息	297	相位测量值	352
8.4.1 GPS	298	9.3 测距误差源	354
8.4.2 GLONASS	299	9.3.1 星历预测和卫星	
8.4.3 Galileo	299	时钟误差	355
8.4.4 SBAS	300	9.3.2 电离层和对流层	
8.4.5 时间基准同		传播误差	356
步	300	9.3.3 跟踪误差	360
8.5 卫星轨道和几何分布	300	9.3.4 多路径、非视线	
8.5.1 卫星的轨道	301	和衍射	365
8.5.2 卫星位置和速		9.4 导航处理器	370
度	303	9.4.1 单点导航定位	
8.5.3 距离、距离率		解算	372
及视线矢量	309	9.4.2 滤波的导航定	
8.5.4 仰角和方位		位解算	376
角	313	9.4.3 信号的几何分	
参考文献	314	布和导航定位	
第9章 GNSS:用户设备信号处理和		解精度	387
误差	317	9.4.4 定位误差预	
9.1 接收机硬件及天线	318	算	392
9.1.1 天线	318	参考文献	394
9.1.2 参考晶振	319	第10章 卫星导航先进技术	398
9.1.3 接收机的前		10.1 差分 GNSS	398

10.1.1	GNSS 误差的空间 与时间相关 ...	399	10.4.1	天线技术	418
10.1.2	局域和区域 DGNS ...	399	10.4.2	接收机技术 ...	418
10.1.3	广域 DGNS 与精 密单点定位 ...	401	10.4.3	导航处理器技 术	419
10.1.4	相对 GNSS ...	401	10.5	辅助、协助与轨道预 测	420
10.2	动态实时载波相位 定位与定姿	402	10.5.1	捕获辅助与速度 辅助	421
10.2.1	距离增量累积观测 定位原理	403	10.5.2	辅助的 GNSS	422
10.2.2	利用双差 ADR 进行单历元导 航解算	406	10.5.3	轨道预报	422
10.2.3	基于几何的整周 模糊度解算 ...	407	10.6	阴影匹配	423
10.2.4	多频整周模糊 度解算	408	参考文献		424
10.2.5	GNSS 姿态确 定	409	第 11 章	中远程无线电导航	431
10.3	干扰抑制与弱信号 处理	411	11.1	航空导航系统	431
10.3.1	干扰源、干扰 与衰减	411	11.1.1	距离测量设 备	431
10.3.2	天线系统	412	11.1.2	距离 - 方位系 统	436
10.3.3	接收机前端滤 波	413	11.1.3	全向信标	438
10.3.4	扩展距离跟 踪	413	11.1.4	JTIDS/MIDS 相 对导航	438
10.3.5	接收机敏感 性	414	11.1.5	未来航空导航 系统	438
10.3.6	联合捕获与跟 踪	415	11.2	增强型罗兰	439
10.3.7	矢量跟踪	415	11.2.1	信号	439
10.4	多径干扰抑制与非视 线接收	417	11.2.2	用户设备与定 位	441
			11.2.3	误差源	443
			11.2.4	差分罗兰	444
			11.3	手机定位	445
			11.3.1	邻近与模式匹 配	446
			11.3.2	测距	446
			11.4	其他系统	447
			11.4.1	铱星定位	447

11.4.2 航海无线电信 标	448	12.5.3 红外	466
11.4.3 AM(调幅)无 线电广播	448	12.5.4 光学	466
11.4.4 FM(调频)无 线电广播	449	12.5.5 磁	466
11.4.5 数字电视与广 播	449	参考文献	467
11.4.6 通用无线电定 位	450	第13章 环境特征匹配	470
参考文献	450	13.1 地图匹配	472
第12章 近距离定位	454	13.1.1 数字公路地 图	473
12.1 伪卫星	454	13.1.2 道路路段识 别	473
12.1.1 带内伪卫星 ..	454	13.1.3 道路定位	478
12.1.2 Locata 与 Terralite XPS	455	13.1.4 铁路地图匹 配	479
12.1.3 室内消息系 统	455	13.1.5 行人地图匹 配	479
12.2 超宽带	455	13.2 地形参考导航	481
12.2.1 调制方案	457	13.2.1 序贯处理	482
12.2.2 信号对时	458	13.2.2 批处理	483
12.2.3 定位	459	13.2.3 性能	485
12.3 近距离通信系统	460	13.2.4 激光 TRN	486
12.3.1 无线局域网 (Wi-Fi)	460	13.2.5 声纳 TRN	487
12.3.2 无线私人区域 网络	461	13.2.6 气压 TRN	487
12.3.3 射频识别	462	13.2.7 地形数据库高 度辅助	487
12.3.4 低功耗蓝牙 ..	462	13.3 基于图像的导航	488
12.3.5 专用近距离通 信	463	13.3.1 图像传感器 ..	489
12.4 水下声学定位	463	13.3.2 图像特征比 较	491
12.5 其他定位技术	465	13.3.3 用单个特征的 位置修正	493
12.5.1 无线电	465	13.3.4 整体图像匹配的 位置修正	495
12.5.2 超声	466	13.3.5 视觉里程计 ..	496
		13.3.6 特征跟踪	497
		13.3.7 恒星导航	498

13.4 其他特征匹配技术	499
13.4.1 重力梯度测量	500
13.4.2 地磁场异常	501
13.4.3 太空 X 射线源	501
参考文献	502

第 14 章 INS/GNSS 组合

导航	507
14.1 组合结构	509
14.1.1 惯性导航参数校正	509
14.1.2 松耦合组合导航	513
14.1.3 紧耦合	514
14.1.4 GNSS 辅助	515
14.1.5 深组合	518
14.2 系统模型与状态选择	520
14.2.1 状态选择与可观测性	520
14.2.2 惯性系中的 INS 误差状态传播	523
14.2.3 地球系中的 INS 误差状态传播	527
14.2.4 当地导航坐标系下的 INS 误差状态传播	529
14.2.5 附加的 IMU 误差状态	533
14.2.6 INS 系统噪声	534
14.2.7 GNSS 状态传播与系统噪声	537
14.2.8 状态初始化	538

14.3 测量模型	540
14.3.1 松耦合组合导航	542
14.3.2 紧耦合组合导航	545
14.3.3 深耦合组合导航	549
14.3.4 姿态与仪表误差的估计	556
14.4 关于 INS/GNSS 组合的进一步讨论	557
14.4.1 差分 GNSS	557
14.4.2 载波相位定位	557
14.4.3 GNSS 姿态	559
14.4.4 大航向角误差	561
14.4.5 IMU 高级误差建模	562
14.4.6 平滑	563
参考文献	563

第 15 章 INS 对准、零速修正与

运动约束	568
15.1 传递对准	568
15.1.1 传统测量匹配	570
15.1.2 快速传递对准	572
15.1.3 参考导航系统	573
15.2 准静态对准	574
15.2.1 粗对准	574
15.2.2 精对准	576
15.3 零速修正	577
15.3.1 静止检测	578

15.3.2	零速修正	579	16.2.2	高度和深度 ...	609
15.3.3	零角速率修 正	579	16.2.3	里程计	609
15.4	运动约束	580	16.2.4	基于步距检测的步 行航位推算 ...	613
15.4.1	陆地车辆约 束	580	16.2.5	多普勒雷达和 声纳	616
15.4.2	步行约束	582	16.2.6	视觉里程计与地形参 考航迹推算 ...	617
15.4.3	舰船约束	583	16.3	定位型测量	617
参考文献		583	16.3.1	位置测量的组 合	618
第 16 章 多传感器组合导航		586	16.3.2	测距组合	620
16.1	组合结构	586	16.3.3	测角组合	625
16.1.1	级联单点组 合	587	16.3.4	定线组合	628
16.1.2	单点集中组 合	589	16.3.5	多值测量的处 理	629
16.1.3	级联滤波组 合	590	16.3.6	特征跟踪与地 图创建	630
16.1.4	集中滤波组 合	591	16.3.7	对定位系统的 辅助	632
16.1.5	联邦式滤波 结构	593	参考文献		632
16.1.6	混合组合结 构	596	第 17 章 故障检测、完好性监测 与测试		634
16.1.7	采用预测的全 状态卡尔曼滤 波器	596	17.1	故障模式	635
16.1.8	误差状态卡尔 曼滤波	599	17.1.1	惯性导航	635
16.1.9	主模式与备份 模式	600	17.1.2	航迹推算、姿态和 高度测量	635
16.1.10	场景自适应模 式	601	17.1.3	GNSS	635
16.2	航迹推算、姿态和高 度测量	603	17.1.4	陆基无线电导 航	636
16.2.1	姿态	604	17.1.5	环境特征匹配与 跟踪	636
			17.1.6	组合算法	637
			17.1.7	场景	637
			17.2	范围检查	637

17.2.1 传感器输出 ...	638	18.2 航空	661
17.2.2 导航参数	638	18.3 制导武器和小型无人 机	662
17.2.3 卡尔曼滤波器 估计	638	18.4 地面车辆应用	663
17.3 卡尔曼滤波器 测量新息	639	18.5 轨道导航	664
17.3.1 新息滤波	639	18.6 海洋导航	665
17.3.2 新息序列监 测	641	18.7 水下导航	666
17.3.3 对有偏状态估计 的补救	642	18.8 航天器导航	667
17.4 直接一致性检查	643	18.9 步行导航	668
17.4.1 测量一致性检查 与 RAIM	645	18.10 其他应用	669
17.4.2 多并行参数 ...	647	18.11 未来趋势	670
17.5 基于基础设施的 完好性监测	650	参考文献	671
17.6 参数保护与性 能需求	651	MATLAB 仿真软件指南	673
17.7 测试	654	M.1 简介	673
17.7.1 现场试验	654	M.2 示范性脚本文件	674
17.7.2 记录数据测 试	655	M.3 导航仿真主函数	677
17.7.3 实验室测试 ...	656	M.4 通用导航函数	678
17.7.4 软件仿真	656	M.5 工具函数	680
参考文献	656	M.6 运动轨迹	681
第 18 章 应用和发展趋势	659	M.7 导航误差文件格式	682
18.1 设计与开发	659	附录	684
		重要符号列表	684
		首字母缩略词和缩略语	693
		光盘目录	700
		《GNSS 技术和应用丛书》 介绍	704

第1章 绪论

什么是“导航”?“位置”(position)与“地点”(location)有何区别?全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite Systems, GNSS),如全球定位系统(Global Positioning System, GPS),是如何工作的?什么是惯性导航系统(Inertial Navigation System, INS)?本章介绍导航技术的基本概念及比较主要的导航技术,全面定性概述本书所涉及的内容。

1.1节阐述了导航与定位的基本概念,明确了本书的范围。1.2节和1.3节介绍了不同的导航方法和技术,分别涵盖了航位推算与直接定位。1.4节从总体上分析导航系统,讨论导航系统的需求与应用场景,导航系统的组合、辅助、协助、协同与故障检测。最后,1.5节概述了本书其他部分内容和配套的CD光盘。

1.1 基本概念

关于导航(navigation)并没有普遍认同的严格定义。《简明牛津辞典》(Concise Oxford Dictionary)^[1]将导航定义为:“通过几何学、天文学、无线电信号等任何手段确定或规划船舶、飞机的位置及航线的方法”。这里包含了两个概念,首先是确定运动体相对已知参考系的位置和速度,有时也称为导航科学;其次是由一个地方到另一个地方航线的规划与保持,回避障碍并避免碰撞,有时也称为导航方法,针对不同的运动载体也可称为引导、领航或航线规划。导航技术是确定位置和速度或航线的方法,或既确定位置和速度又确定航线,可以是人参与的也可以是自动完成的。本书只关注导航科学,即确定位置和速度,且重点在自动完成的导航技术。

定位(positioning)即确定载体的空间位置坐标,是导航的子集;另一方面,定位有多种应用,导航是其中的一种。定位的其他应用包括:勘测、绘图、跟踪、监视、机械控制、建筑工程、运载器测试、地球科学、智能交通系统(intelligent transportation systems, ITS)和基于位置的服务(location-based services, LBS)。

定位技术可按三种方式分类。第一种方式分为实时定位技术和事后处理定位技术。事后处理定位技术在获取测量数据后,典型情况下,需要几小时甚至几天才能完成定位。然而,导航需要实时定位,即在获取测量数据后,尽可能快地计算出位置。实时定位也可以分为满足导航要求的连续定位,以及应用中要求单个时间点位置的即刻定位。

定位的第二种分类方式是根据所关注的对象是固定的还是运动的。固定对

象的定位称为静态定位,而运动对象的定位称为移动定位、动态定位或运动定位。导航要求移动定位,可以进一步分为仅直接确定位置参数的技术以及同时还测量速度的技术。导航需要速度,不过,既可以由快速更新的位置中推导出速度,也可以采用另外的技术得到速度。因此两类移动定位是相关联的。

图 1.1 总结了不同的定位分类及其部分应用。本书重点在于连续、实时的移动载体自定位。不过,展示的大多数内容与其他类的定位也相关。

图 1.1 定位的分类及其部分应用

导航系统或导航技术的输出称为导航结果 (navigation solution, 或译为导航参数), 包括导航对象的位置和速度。一些导航系统也提供部分或全部的姿态 (包括航向)、加速度和角速度。位置结果即为导航对象的位置。对于汽车、火车、轮船以及户外的行人, 并不需要位置、速度的垂直分量, 可以采用仅工作于水平面上的二维定位技术。其他应用领域, 如航空、航天、水下以及室内的行人导航, 要求三维定位。

放置在被定位对象上的部分或全部的导航系统称为用户设备。

“位置”与“地点”两个词名义上可以互换,但通常指两个不同的概念。位置可定量表示为一组数字坐标,而地点则用城市、街道、建筑或房间定性表示。导航系统计算位置,而一个人、指示牌或地址会描述地点。地图或地理信息系统(GIS)将地点与位置相匹配。在地点与位置二者之间相互转换是非常有用的。图 1.2 说明了这一点。

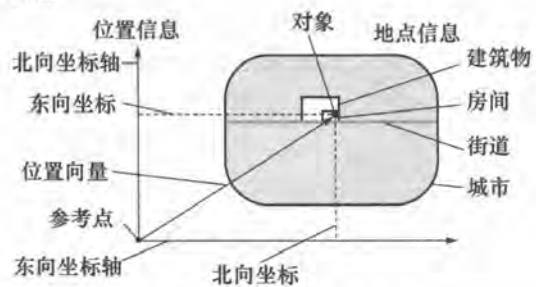


图 1.2 对象的位置和地点

一些作者用“确定地点”(localization)这个词代替“定位”,尤其是对于短距离的近程应用,这两者基本上可以互换。不过,确定地点也用于描述将位置参数限制在特定区域的技术,例如街道或房间,而不是确定坐标。

所有的导航定位技术都基于两类基本技术方法中的一种:直接定位与航位推算。直接定位采用可识别的外部信息直接确定位置,可以是信号或环境特征;图 1.3 说明了一些例子。通常采用无线电发射信号(例如 GNSS),但也可以是声波信号、超声波信号、光学或红外信号。环境特征包括全部或部分建筑物、标志牌、道路、河流、地形高度、声音、气味甚至磁场和重力场的变化。

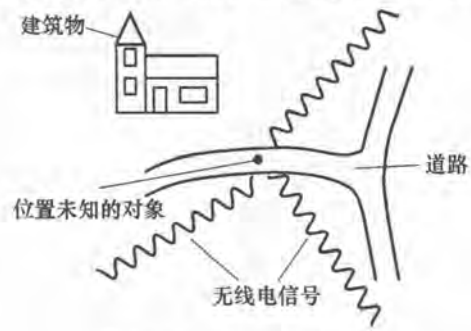


图 1.3 定位可用信息实例

通过将所在地可接收到的信号和/或可观察到的特征与数据库匹配,可以直接推测出位置。或者,可选择位置已知的更远处的地标,这些地标到用户的距离和/或方位是可测量的。地标可以是信号发射机或接收机,或者是一处环境特征。专为导航设置的地标称为导航辅助设备。

航位推算能够测量行驶的行程和方向,因而,如果初始位置已知,即可确定当前的位置,如图 1.4 所示。航位推算系统,如惯性导航系统,安装在导航载体上,可自主导航,不需要外部基础设施辅助。不过,通过比较同一地标的不同时刻测量值,环境特征也可以用于航位推算。

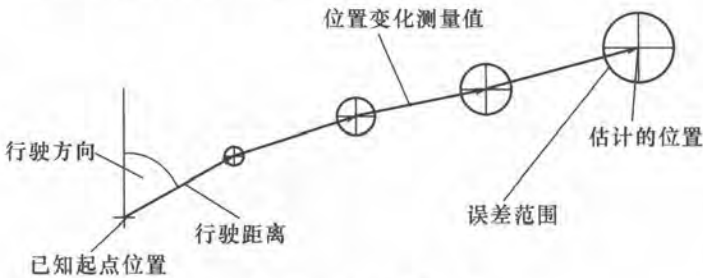


图 1.4 航位推算原理

图 1.5 描绘了导航定位的分类,展示了 1.2 节、1.3 节介绍的导航方法是如何归类的。该图也包括了本书其他部分所述技术的案例。

航位推算		直接定位				
惯性传感器 加速度计 陀螺仪	速度测量 里程计 步态测量 多普勒	多普勒定位				
		铱星定位	GNSS		GNSS 遮挡匹配	卫星定位
			DME 罗兰	伏尔		远程无线电定位
			广播无线电电视		广播无线电调频	中程无线电定位
		电话服务区识别	超宽带	高精度室内定位	无线局域网	近程无线电定位
姿态测量 磁力仪 陀螺罗盘 航迹			声波测距			声波/超声波信号定位
		主动标记	卫星激光测距	光电探测		光学/红外信号定位
压力测高测深		邻近定位	测距定位	测角定位	模式匹配定位	
气压高度表 深度传感器		摄像机全景图像	激光扫描仪 雷达	摄像机特征	地图匹配 地形参考 导航	环境特征定位

图 1.5 导航与定位技术的分类

1.2 航位推算

航位推算 (dead reckoning, 该词可能源自“推测估算” (deduced reckoning)), 通过测量位置变化量、或者测量速度并进行速度积分, 与原位置叠加, 从而得到当前位置, 如图 1.4 所示。速度或行程在载体坐标系中测量, 因而需要另外的姿态参数以获得相对于环境的行进方向。对于二维导航, 航向测量就足够了; 而对于三维导航, 则需要测量姿态的全部三个分量。当姿态变化时, 位置计算的步长越小, 导航参数越精确。以前计算由人工参与完成, 严重限制了数据更新率, 而现在由计算机完成。

传统的行程和速度测量方法包括利用步测杆进行步程计算, 以及通过卷轮将打结 (knot) 的绳索从船的后部放下去的方法。因此, “节” (knot) 被人们用作航海领域通用的速度单位。如今, 可以通过步程计自动实现行人的步程计数, 而采用加速度计的、更加复杂的步行航位推算技术 (pedestrian dead reckoning, PDR) 也可计算出步长。里程计通过测量车轮转动测量行程, 该项技术的出现可追溯到古罗马时代, 如今已成为所有道路车辆的标准设备。与里程计具有相似功能的航海设备, 是船用电磁计程仪或声纳。飞机可通过雷达地面回波的多普勒频移确定其飞行速度, 也可以采用环境特征跟踪的方式, 通过比较连续的摄像机、雷达或激光扫描图像确定其飞行速度。

可以采用磁罗盘测量航向, 虽然现在已有带电子读出装置的磁罗盘和磁强计, 这仍是一项古老的技术。对于航海应用, 可采用陀螺罗经确定航向; 对于陆地导航应用, 可以根据载车的航迹确定航向。对于三维导航应用, 可采用加速度计或倾斜传感器确定重力矢量方向, 从而确定姿态的滚动和俯仰分量, 也可以通过水平面传感器实现滚动和俯仰测量。当时间和近似的位置已知时, 太阳、月亮和恒星可以用来确定姿态。测量角速率的陀螺仪可用于测量姿态变化。差分里程计通过比较载车左轮和右轮的速度可以测量航向变化。通过组合绝对和相对的姿态传感器, 可获得精度更高、可靠性更好的姿态参数。

惯性导航系统 (inertial navigation system, INS), 是完备的三维航位推算导航系统。它包括一组惯性传感器, 称为惯性测量单元 (inertial measurement unit, IMU), 以及导航处理器。惯性传感器通常包括三个相互正交配置的加速度计和与加速度计对准安装的陀螺仪。导航处理器对惯性测量单元的输出结果进行积分, 得到位置、速度和姿态, 如图 1.6 所示。

导航处理器根据陀螺仪测量的角速率, 保持惯性导航系统的姿态参数, 而加速度计测量的是比力, 即引力之外所有外力引起的加速度。因此, 静态下加速度计测量结果包括引力的作用。捷联惯性导航系统中, 加速度计固联在导航载体坐标系中, 因而采用姿态参数将比力测量结果转换投影分解到导航处理器使用

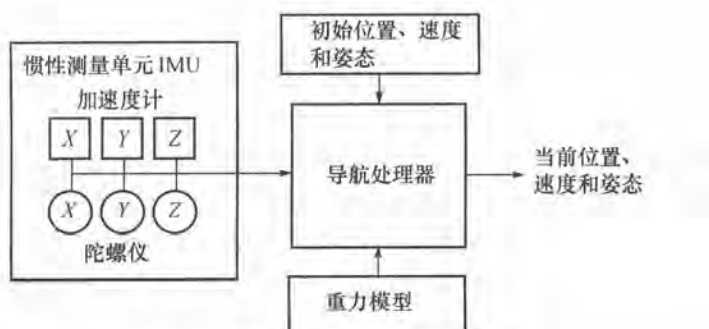


图 1.6 基本的惯性导航系统示意图

的坐标系中。根据位置参数,采用引力模型从比力中获取加速度信息。积分加速度产生速度参数,积分速度给出位置参数。在能够计算导航参数之前,需要将位置、速度和姿态初始化。

总体来说,依据惯性传感器的品质,惯性导航性能会变化几个数量级。数美元或数欧元就可买到的惯性传感器,精度还达不到导航的要求。在工作的第一个小时里水平位置误差漂移小于 1500m 的惯性导航系统,单价在 100000 美元或 80000 欧元左右,用于军用和商用飞机导航。中等品质的惯性传感器适合用于组合导航系统中。

相对于直接定位系统,惯性导航和其他航位推算技术的主要优点是连续工作、更新率高、短期噪声低,在提供位置、速度的同时,能够提供姿态、角速率和加速度测量值。主要缺点是:必须初始化位置参数,因为在连续的行程和方向测量过程中误差会积累,导致位置误差随时间增加。组合导航系统中,直接定位测量值可用于修正航位推算导航结果,也可以用于校正航位推算传感器误差。

1.3 直接定位

本节讲述并比较主要的直接定位方法,总结主要的基于信号的定位系统和环境特征匹配技术。

1.3.1 直接定位方法

有 5 种直接定位方法:邻近定位、测距定位、测角定位、特征匹配定位以及多普勒定位^[2]。依次讲解之后,将讨论其共性问题。

基本的邻近定位方法最为简单,如果接收机收到了无线电信号,则发射机位置即可当作接收机位置。类似地,如果识别出附近的环境特征,如建筑物,则所在位置可设定为特征的位置。因而用户距离地标越近,邻近定位方法越精确。甚近程无线电信号,如蓝牙(Bluetooth)和射频识别(radio frequency identification,

RFID)以及室内特征,适用于邻近定位。如采用多地标,可取其平均位置。

邻近定位的更高级版本是限制区交汇定位,采用同样的布尔逻辑测量方式,分为要么能观测到地标,要么观测不到地标两种状态。不过,每个地标都会确定一个限制区,表示该区域内可收到无线电信号或观测到环境特征。如观测到地标,则用户位置限制在该地标的限制区内。通过观测多个地标,可确定用户位置在这些地标限制区的交汇区内,交汇区的中心可作为定位点,如图 1.7 所示。

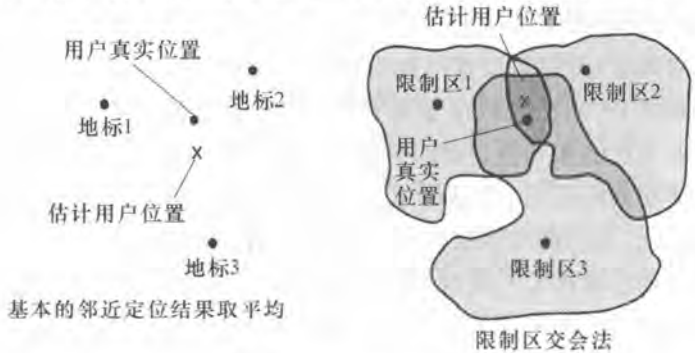


图 1.7 采用多地标的基本模式和高端模式的邻近定位

图 1.8 说明如何采用测距定位方法在二维平面内获取定位信息。每个距离测量值确定了一条圆形位置线 (line of position, LOP), 半径等于用户到地标的距离测量值, 圆心为该地标的已知位置。用户可能位于该位置线的任何地方。当获得两条位置线时, 用户即位于其交点。不过, 一对圆位置线相交于两点, 其中只有一点是正确的定位点。通常, 可采用先验信息确定是哪一个点。或者, 要求有第三个距离测量值。

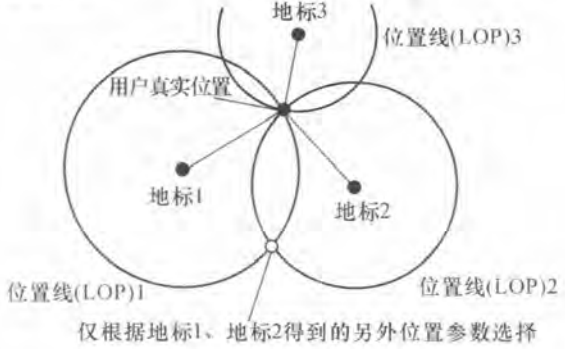


图 1.8 二维测距定位

在三维空间, 每个距离测量值确定一个球形位置面 (surface of position, SOP), 球心位于地标点。两个球位置面相交, 形成一条圆位置线, 三个球位置面相交于两点。因而, 需要三个或四个距离测量值方可唯一确定用户位置, 取决于是否有额外的定位信息。然而, 如果用户和所有地标均位于同一平面, 则只可能

确定该平面内的位置分量,而不能确定垂直于该平面方向的分量。因此,很难根据远程或中程地面测距系统确定垂直方向的用户位置分量。

通过测量信号的传输时间 (time of flight, TOF) 乘以 (相对应的) 光速或声速,可根据从地标发射到用户设备与/或反过来从用户设备发射到地标的信号,确定距离。精确的传输时间测量要求发射机与接收机间的时间同步。双向测距系统中,例如 DME 测距设备 (distance measuring equipment, DME), 信号双向传输,消除了大部分时间同步误差。

对于单向测距,发射机位置已知而接收机位置未知,各发射机时钟之间已经相互同步的条件下,在接收机位置解算中,接收机时钟偏差可作为增加的未知量。要确定该增加的未知量,需要增加一个发射机得到另外的距离测量值。该项技术称为被动测距定位,全球导航卫星系统 (GNSS) 的运行正是基于该项技术。另外,位置已知的参考接收机可用于测量发射机时钟偏差。

对于地标是环境特征的情况,需要采用主动式传感器测距,向地标发射调制信号,被地标反射后,测量回波信号的往返时间,典型的如采用雷达、声纳或激光测距。

方位是水平面内到目标的视线方向与已知方向间的夹角,通常相对于真北或磁北方向。当北向已知时,通过测量到两个位置已知地标点的方位,可实现二维平面内的测角定位,如图 1.9 所示。每个方位测量值在经过地标的方位方向确定了一条直线位置线,两条位置线相交于一点,即为用户位置。当无参考基准方向时,通过测量到两个地标方位间的方向差,可确定一条弯曲的位置线,这种情况下,需要三个地标实现二维测角定位。

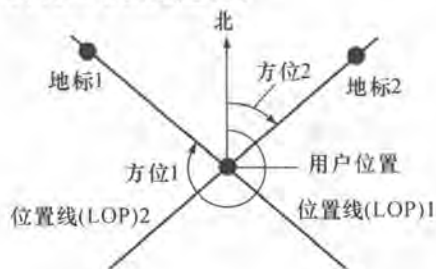


图 1.9 二维测角定位

通过测量到某一地标的仰角,测角定位可拓展到三维情况。仰角是指到目标的视线方向与水平面的夹角。对于给定的角度测量精度,随着到地标距离的增加,定位精度会逐步降低。也要注意,由于地球表面的曲率,在地标点测得的方位及仰角测量值与在用户位置测得的方位及仰角测量值将不会大小相等、方向相反。

可通过测向或发射各方向特性不同的信号确定无线电信号的到达角 (angle of arrival, AOA)。在测向方式中,采用具有可控接收模式的定向天线系统,在接

收机所在点测量方位。测向可以采用任何信号,不一定是专为定位而设计的信号。各方向特性不同的发射信号包括一个广播信号,其调制方式随方位变化,使接收机能够确定自身到发射机的方位和仰角。实例包括甚高频全向无线电信标(VHF omnidirectional radiorange, VOR),及诺基亚公司的高精度室内定位(high-accuracy indoor positioning, HAIP)。

可通过摄像机、激光扫描仪、成像雷达或多波束声纳测量环境特征,对于每一种情况,传感器图像中的特征位置必须与传感器的姿态结合,从而确定特征的方位和仰角。

在组合导航系统中,不必通过测距测角定位技术获取完整的定位信息,如 1.4.3 节所讨论的那样,单一测量信息也可以对整个导航解算结果有所贡献。如图 1.10 所示,通过测量到单一地标的距离和方位,可获得二维定位,增加仰角可获得三维定位。

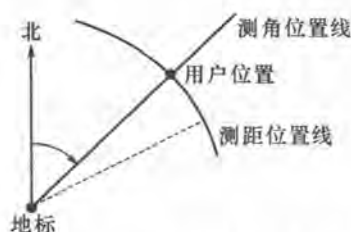


图 1.10 根据到单一地标的距离和方位的二维定位

采用地标定位需对地标进行识别。通过解调信号,通常可识别该信号。数字信号中通常包含了发射机身份识别信息,而模拟信号可通过频率和/或重复率得到识别。需通过将环境特征图像与存储信息进行比较,识别环境特征。必须捕获足够多的细节,才能对其进行唯一的识别。实际应用中,通常要求仔细选择具有唯一特性的特征,输入概略的位置信息,限制必须搜索的数据库大小,以获取匹配结果。即便如此,相比基于信号定位的方式,通过环境特征定位通常对处理器要求更为苛刻。

在模式匹配中,需要维持一个可测量参数的数据库,其中的可测量参数随位置变化。实例包括地形高度、来自多个无线局域网(wireless local area network, WLAN)接入点的接收信号强度、环境磁场以及那些 GNSS 信号被建筑物遮挡的确切信息。当前用户未知位置的测量值与一系列候选位置的存储值相比较,典型情况下,这些候选位置按网格方式排列。给出最佳匹配结果的候选位置即为所求解位置。如果几个相邻的候选位置均给出好的匹配结果,可通过插值确定所求解位置。对于识别地标的特征匹配,输入概略位置参数可限制需搜索数据库的大小。在模式匹配中,为提高获取唯一位置解的概率,可将多测量参数组合为位置特征(location signature),一起与数据库进行匹配。

有些情况下,例如地形高度,根据一个位置点上的测量值,不能有足够的信

息得到明确的定位结果。但如果导航系统在运动中,可在多个位置获得多个测量值,统称为剖面(transect)。采用航位推算确定剖面上点的相对位置,使测量值结合为位置特征,与数据库进行比较,图 1.11 说明了这一点。注意到剖面点距与数据库点距通常不相同,要求通过插值进行匹配。

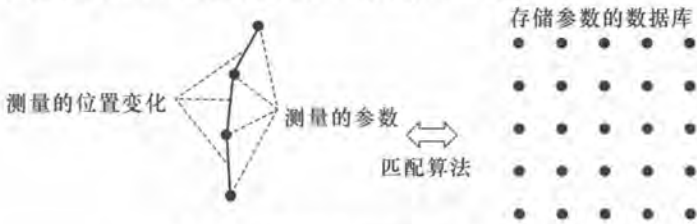


图 1.11 采用测量值剖面的模式匹配

最后一种定位方法是多普勒定位,要求信号的发射机和接收机间存在相对运动。通过测量信号的多普勒频移,可获取沿视线方向的相对速度分量,从中测定近似为圆锥形的位置面,这种方法用于铱星定位。

采用气压高度表,可根据压力测量值计算高度。压力传感器也可用于测量水下深度。雷达高度表可以测量相对地形的高度,因此当地形高度已知时,可用于确定飞机的海拔高度。

所有定位方法都需要数据,例如地标的位置、特征识别信息,以及模式匹配数据。这些数据可预先下载到用户设备中,但这需要不断更新,当大范围导航时,需要存储大量数据。有些数据库,尤其是在早期的系统中,只覆盖运载器规划的航线,或沿航线的一系列位置,称为航路点。

导航系统也可以建立自己的地标数据库,所采用的技术称为同步定位与建图(simultaneous localization and mapping, SLAM),即通过探索环境,多次观测特征,并采用航位推算测量航行的路程。采用同样的方法,可将新的信号与环境特征添加到已有数据库中。

许多基于信号的自定位系统,在所发射信号中包括发射机的位置信息,但从首次接收到信号,到以此计算出位置信息,在这之间会产生时间延迟。可建立单独的数据链提供所要求的必要的信息,称为协助(assistance),将在 1.4.5 节中讨论。

在确定绝对位置时,定位是必要的手段,定位误差与行程无关。但是,定位依赖于适合的信号或环境特征的可用性(availability),没有信号或环境特征,定位系统就不能工作。通过组合多种定位技术以及/或采用航位推算在定位间隔之间“搭桥”(bridge gaps),提供导航信息,可增强定位解算结果的可用性。

1.3.2 基于信号的定位

在 20 世纪 20 年代,无线电首次用于导航,采用低频、中频发射机进行测向,

采用 75MHz 信标通过简单的邻近定位方法指示飞机航线。第一个真正的全球无线电导航系统是奥米伽(Omega)系统,覆盖范围遍及全世界,提供连续的导航服务,不过定位精度相对较低。奥米伽系统在 20 世纪 70 年代实现全球覆盖,一直工作到 1997 年。

当前的地面无线电定位系统分为两大类,第一类包括了“幸存的一代”无线电导航系统,大部分在 20 世纪 40 年代和 50 年代研发,一直发展到 20 世纪 80 年代。这类系统包括用于飞机导航的无线电测距(DME)和甚高频全向无线电信标(VOR,伏尔)、用于测向的各类信标、以及在一些国家中用于航海导航的升级版的罗兰系统(long range navigation, LORAN, 远程导航),这些系统专门为导航的目的研发,远程覆盖,半径达几百千米(罗兰系统可达 3000km)。

第二类包括了 20 世纪 90 年代和 21 世纪初研发的技术,开发已有通信和广播信号,用于定位目的。移动电话信号、无线局域网(WLAN)或 Wi-Fi(wireless fidelity)、无线个人局域网(wireless personal area network, WPAN)如蓝牙(bluetooth)和“紫蜂”(Zigbee)、无线电射频标签(RFID)、超宽带(ultrawideband, UWB)通信、电视信号、无线电广播信号均可采用。专门为定位设计的 UWB 系统也得到研发。虽然广播信号通常可在 100km 远处接收,有些移动电话信号可达 35km 远,但这类定位技术中大部分是近程的,覆盖半径仅为几十米。其中仅有部分定位技术要求网络运营的配合协作。没有网络运营的配合协作而用于定位的信号称为泛无线电信号(signals of opportunity, SOOP, SOP, 或 SOO)。采用 SOOP 的测距技术要求测定发射机时钟,当发射机时钟稳定、传输模式规律时,可采用校正过程确定发射机时钟。否则,必须采用位置已知的参考站。

也可采用其他类型的信号实现地面定位。水声信号用于几千米远的水下测距,超声波、红外以及可见光信号可用于近程定位,通常在单个房间内。

世界第一个卫星导航系统是美国的子午仪卫星导航系统(Transit system),主要设计用于船舶导航。1961 年第一颗卫星发射,系统一直运行到 1996 年。采用多普勒定位,每隔 1~2h 获取一次二维定位结果,单次定位精度约为 25m。俄罗斯实现了类似的系统,称为圣卡达(Tsikada)卫星导航系统。

1978 年,美国的全球定位系统(global positioning system, GPS)第一颗运行工作的原型卫星发射升空,1993 年公布了整个 GPS 系统的初始运行能力(initial operational capability, IOC)。运行于俄罗斯的全球导航卫星系统(Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema, GLONASS)与 GPS 同时研发。第三个全球导航卫星系统——伽利略(Galileo),正由欧盟及其他合作伙伴研发,计划于 2016 年具备初始运行能力。此外,区域卫星导航系统正由中国、印度以及日本等国所采用,中国的“北斗”卫星导航系统正在扩展,将于 2020 年提供全球覆盖。这些系统,统称为全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS),依据相同的工作原理运行。

每个全球 GNSS 系统的星座都设计包含有 24 颗或更多的卫星,确保在任何地点至少能收到 4 颗卫星的信号。这一基本要求使得用户设备通过被动测距能够推算出三维定位结果,校正时钟偏差。其基本概念如图 1.12 所示。实际上,对于给定的星座,通常有更多的卫星在用户视野中,许多接收机还可利用来自多个星座的信号,使定位精度得到改善,并能够通过比较测量结果,辨识错误。

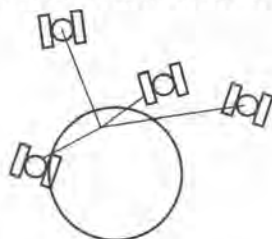


图 1.12 采用 4 颗卫星导航信号被动测距

GNSS 提供的基本定位精度可达数米,差分技术利用位置已知的基站校正部分误差,可以将定位精度进一步提高。载波相位定位技术的实时导航精度可以达到厘米级,该项技术还可以用于测量姿态。不过,相对基本的定位模式,载波相位技术对干扰、信号中断和卫星几何分布更加敏感。

GNSS 提供三维定位结果,而大多数地面无线电技术由于其信号的几何分布,仅局限于水平定位。除 UWB 超宽带无线电定位外,GNSS 比地面无线电系统定位精度更高,是目前唯一能够提供全球覆盖的定位技术。不过,GNSS 信号弱,易于受偶然突发或蓄意的干扰影响,容易被建筑物、树叶或山脉等障碍物削弱。远程的地面无线电系统,例如 DME 和增强型罗兰系统,对于安全性至关重要或任务非常关键的应用领域,可为 GNSS 提供备份;近程的地面无线电系统,可为 GNSS 信号较难渗透的室内和密集城区环境提供无线电覆盖。因此,利用多种类型无线电信号定位,可使导航参数的可用性和鲁棒性最大化。可以利用多种类型信号的组合进行定位,而不必根据每个单项技术分别计算定位结果。图 1.13 总结了不同定位技术的作用距离和精度。

1.3.3 环境特征匹配

人和其他动物自然地利用环境特征导航,这些特征可以与地图、照片、文字指南或记忆进行比较,从而测定位置。特征必须是静止的或按可预测的方式运动。历史上,采用经纬仪或磁罗盘测角定位,根据人工识别出的远方地面标识获取位置线。已研发出的基于图像的定位技术使该过程自动化。当采用立体相机、雷达、激光扫描仪或声纳时,距离也会得到测量。模式匹配技术也可根据图像直接推断用户位置。

太阳、月亮、恒星也可用作地标。例如,在春分点,根据太阳在水平面以上的



图 1.13 基于信号的定位技术的作用距离和精度

最高仰角可以确定纬度(地球上南北方向位置的一种度量)。更一般地,根据两颗或更多颗恒星的仰角可计算出位置,以及已知位置点的时间。历史上,采用六分仪测量这些仰角。如今,星像仪(star imager)可使整个过程自动化。需要精确的时间以测定经度(东西方向位置)。在计时技术方面,John Harrison 取得重要进展^[3],之后,自 18 世纪 60 年代起,根据时间确定经度的技术就在越洋航行中实际应用。

地形参考导航(terrain referenced navigation, TRN)根据其下方的地形高度确定用户位置,对于不同类型运载器的原理说明如图 1.14 所示。对于飞机,采用雷达高度表或激光扫描仪测量出到地形表面的高度,与导航参数中的飞机海拔高度求差,得到地形高度;船舶或潜艇采用声纳测量船体下方的地形深度,而陆地车辆直接根据自身的高度参数推测出地形高度。在每个实例中,系列测量结果与地形高度数据库比较,采用模式匹配测定运载体位置。基于雷达高度表的飞机导航技术自从 20 世纪 50 年代就已经得到研发,精度可达 50m。TRN 在陡峭多山的地形上工作效果最好,而在平坦地形上不能给出定位结果。

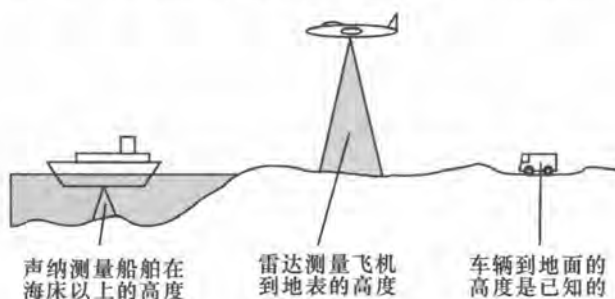


图 1.14 地形参考导航的概念

地图匹配技术利用这样一个事实:陆地车辆通常在道路或轨道上行驶,而行人不会步行穿过墙壁,以此限制航位推算结果的误差漂移,以及/或修正定位测量误差。从而使其导航参数与地图相符合,在导航参数偏离允许的区域时实施修正。地图匹配是汽车导航的关键组成部分,同时结合了邻近定位和模式匹配定位方法。还可以利用地图根据水平位置参数推断高程。

还可以采用其他环境特征进行定位,包括地球磁场和重力场异常,以及脉冲星。还可以采用多种不同类型的特征综合进行位置测定。

所有采用环境特征的定位技术,都直接依赖模式匹配、或通过模式匹配识别地标。模式匹配有时会产生误匹配,造成有误差的或不明确的定位结果,因此总要采用故障检测与恢复技术加以解决。

1.4 导航系统

应用背景不同,导航系统要满足的各种需求也会发生变化。导航系统的工作场景会为系统设计提供参考信息,也可以为导航参数求解提供额外的辅助信息。当采用多种定位技术时,各种输出应当结合起来,生成最优的组合导航参数,一种定位技术可用于辅助另一种定位技术。可采用通信链路提供附加的信息,协助导航系统。位于不同地点的导航系统间的直接通信,使其能够协同(或协作)。最后,要提供可靠的导航参数,要求在条件允许时能够进行故障检测和修正。本节依次介绍讨论上述每个专题。图 1.15 说明了在组合导航系统中这些功能如何相互作用。

1.4.1 需求

不同的导航应用,其需求也相差甚远,体现在精度、更新率、可靠性、成本预算、尺寸和重量等方面,以及在位置和速度参数之外,是否还要求姿态参数。例如,昂贵、有严格安全性要求的运载体,如飞机、船舶等,要求确保导航参数始终在指定的误差范围内,称为完好性,对导航参数的可用性要求很高,但精度要求可相对适中,可以允许高成本。对于军用领域,可以承受一定的风险,但导航系统必须是隐蔽的,能够在电子战环境下工作,有多种精度要求。对于个人导航、公路车辆应用,通常关键取决于成本、尺寸、重量和功耗。因此,采用不同的导航传感器组合可以适应不同的应用。

不同的需求导致不同的定位原则,对于高价值应用背景,可设计导航系统满足一系列专门的需求,提供相应的用户设备和基础设施;对于低成本应用背景,所采取的原则通常是充分利用可获得的各种信息,因而用户的导航设备所包含的传感器和无线电设备往往起初是为其他目的引入的,要基于所检测到的任何运动、信号和环境特征进行定位,导航性能往往依赖于场景。

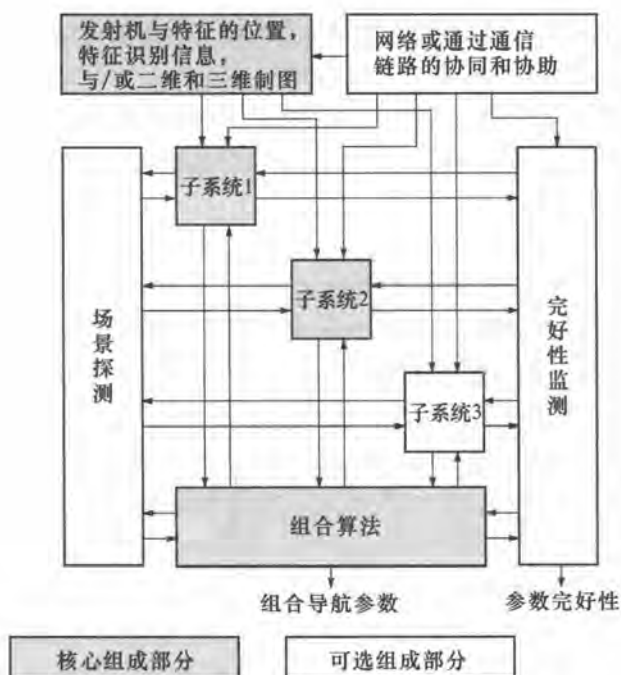


图 1.15 组合导航系统可行的各部分组成

1.4.2 场景

场景(context)指导航系统工作的周围环境以及运载体或用户的运动状态。这可以为导航参数求解提供额外的信息,通过一些实例可充分说明。陆地车辆紧贴地形行驶,船舶在水面,因此,位置参数中的一维是基本已知的。汽车行驶在道路上,列车运行限制在铁轨上,行人不会穿墙而过,这些事实也可用于限制位置参数。

每个运载器或人员都有最大的运动速度、加速度和角速度,且大小随方向变化(例如,速度的前向分量往往是最大的),速度和最大转弯角速率之间也存在关联,这可以用在导航系统中优化新旧测量信息的权值,减小噪声,同时保持足够的动态响应。车轮行进所引入的垂向和横向的运动约束,可用于减少航位推算所需要的传感器数量,或抑制惯性导航系统(INS)的误差积累。步行航位推算(PDR)依赖于人类步行的固有运动特征。

环境也很重要,室内、城区以及野外环境中,可获取不同的无线电信号,而其误差特性各不相同。行人和车辆的运动状态也会变化。相比野外环境,城区环境中的车辆通常行驶更缓慢、停留更频繁、转弯更多。飞机导航可获取各种无线电信号和环境特征,取决于其飞行高度以及飞越陆地还是海洋。最后,大多数无线电信号不能在水下传播。

导航系统的设计,应与其应用场景相匹配。不过,场景也会变化,尤其对于一些导航设备,如智能手机,既可在室内也可在室外环境中运动,既可静止也可随行人运动,还可以随车辆运动。为达到最佳性能,导航系统应能够检测出其工作场景,并作相应的适应性调整,这称为场景自适应(context - adaptive)或认知(cognitive)定位。

1.4.3 组合

组合导航系统包括两个或更多的基于不同导航技术的子系统,可以都是直接定位技术或直接定位与航位推算的组合。直接定位系统组合的鲁棒性更好,其中每个子系统分别得到的测量值,例如距离和方位,输入到共用的位置估计算法中。这称为测量域组合(measurement - domain integration),其优点是每个定位子系统即使没有足够的信息计算出独立的位置参数,也可以对组合导航参数有所贡献,同时,也容易得到测量误差特性,确保在导航参数求解中的最优权值。另一种位置域组合(position - domain integration)输入来自不同系统的位置参数。

图 1.16 表示了直接定位系统和航位推算系统组合的典型体系结构,例如 GNSS 和 INS。这利用了其迥异的误差特性,采用连续工作的航位推算系统提供组合的导航参数。估计算法采用由直接定位系统得到的测量值,通常基于卡尔曼滤波器,对航位推算系统的导航参数进行修正,校正其传感器误差。



图 1.16 直接定位与航位推算组合的典型体系结构

1.4.4 辅助

通过采用组合导航参数或另一种定位技术,有多种方式可以用于辅助定位系统或航位推算系统。航位推算要求其位置、速度参数初始化,还要求姿态初始化。由组合导航算法估计的导航参数修正量,可按一定的时间间隔反馈。由组合导航算法估计的传感器误差,也可以反馈到航位推算系统中,用于修正传感器输出。

任何采用模式匹配的定位系统,无论是定位还是识别环境特征作为地标,都要求输入概略的位置参数,以限制其搜索区域。这也可以帮助基于信号的直接定位系统搜索信号。从而,直接定位可递阶实现,一项技术用于获取概略位置信息,另一项技术采用来自前一系统的位置辅助,用于提供更精确的位置信息。

基于剖面的模式匹配技术,如地形参考导航,需要速度参数,以便将不同位置的测量参数结合成一个定位特征,与数据库中的特征进行匹配。速度辅助信息也可用于提高无线电定位系统的分辨率,在双向测距系统中补偿载体运动的影响。

1.4.5 协助与协同

协助(assistance)是指采用独立的通信链路,为导航系统提供可用于定位的信号和环境特征等相关信息。这包括发射机和其他地标的位置、信号特性(例如频率和调制信息)、特征识别信息以及模式匹配数据。

作为在导航系统中存储相关数据的另一种选择方案,协助可提供更多的当前信息,减少系统的数据存储需求。这是因为,只需要存储当前位置和周围区域的信息。作为从定位系统自身下载信息的另一种选择方案,协助能够更快、或在定位信号接收较差时,获得定位信息。

协助数据可由商业服务提供,例如移动电话运营机构或道路交通信息服务,这称为网络协助(net-work assistance),虽然定位数据通常包含在主服务业务中,网络协助会带来数据订购收费。

另外,附近的用户可以直接通过近程通信链路交换协助信息,这就是协同定位(cooperative positioning)的实例,也称为协作(collaborative)或点到点定位(peer-to-peer positioning)。协同定位系统的参与者可以是军事、安全部门或应急服务机构的一组人员、任何类型的一队车辆,或者甚至是若干公众成员。个人的智能手机也可以与主人的汽车协同定位,或从火车、渡船或飞机上接收定位信息。

协同定位不局限于交换能够从定位信号或服务机构获取的数据,参与者也可以使其时钟同步,交换他们本身已经获取的信息。实例包括:

- (1) 信号可用性和质量,以及/或环境特征;
- (2) 发射机时钟偏差和泛无线电信号的位置信息;
- (3) 环境特征的位置和相关识别信息;
- (4) 地形高度;
- (5) 气压表高度的校正参数。

协同定位也能协同进行相对定位。参与者通过邻近定位、测距、与/或测角定位测量其相对位置,使得参与者能够利用其不能直接观测到的信号或特征,这对于没有足够可用信息单独确定位置参数的情况特别有用。一些实例如图 1.17 所示。

1.4.6 故障检测

为确保可靠的导航参数,有必要检测任何可能出现的故障,无论故障存在于

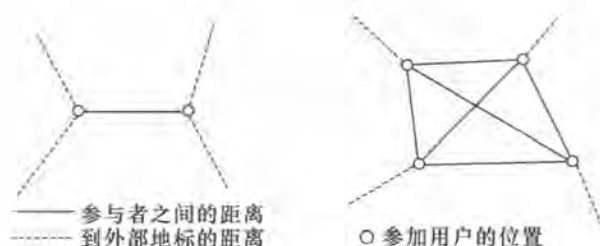


图 1.17 包含相对距离测量的二维协同定位

用户设备硬件中、软件中、数据库中或源于外部因素,如无线电导航信号,这称为完好性监测(integrity monitoring),并提供各种级别;故障检测(fault detection)只是告知用户出现了故障;而故障隔离(fault isolation)则识别故障出现在哪里,产生无故障部件数据参与的新的导航参数;故障排除(fault exclusion)还进一步要求验证新的导航参数是无故障的。只要有足够的冗余信息(例如,测量值的数量比定位所需的最少要求更多),基于用户的完好性监测能够检测任何来源的故障。不过,无线电导航信号中的故障可以根据已知位置的基站更加有效地检测出来,随后向导航系统的用户播发报警信号,这称为基于基础设施的完好性监测。对安全性有严格要求的应用场合,如民航,完好性监测系统必须得到正规的认证,以确保其符合一系列性能要求。

1.5 本书概要

本节概要总结了剩余的 17 章内容以及配套的 CD 光盘,接着讨论了所采用的一些惯例。

第 2 章和第 3 章为本书提供了数学基础。第 2 章介绍了坐标系、姿态表示方法、多坐标系运动学、地球模型以及坐标变换。第 3 章讲述了基于卡尔曼滤波的参数估计以及核心的统计学工具,用以根据定位和航位推算系统维持最优的实时导航参数。

第 4~6 章讲述了单独的导航技术,首先是航位推算。第 4 章讲述了惯性传感器的原理和特性。第 5 章说明了如何利用惯性传感器获取惯性导航参数。第 6 章讲述了一系列航位推算、姿态和高度测量技术,包括罗盘、高度表、里程计、采用步态测量技术的步行航位推算、多普勒雷达和声纳。

第 7~12 章讲述了无线电定位。第 7 章介绍了主要原理,包括系统组成结构、定位方法、信号、用户设备、信号传播与误差源。第 8~10 章专门讲述 GNSS,首先介绍基本原理、系统、信号、卫星轨道和几何分布;接着讲述天线、接收机硬件、测距处理器、误差源,以及导航处理器;之后,概述提高精度与增强鲁棒性的高端技术。第 11 章讲述远程和中程无线电导航系统,包括 DME、增强罗兰和移

移动电话定位。第 12 章讲述近程无线电定位技术,包括伪卫星、USB 和 WLAN 以及声波定位。

第 13 章讲述基于环境特征匹配的直接定位与航位推算技术,包括地图匹配、地形参考导航以及基于图像的导航。

第 14~16 章讲述组合导航。第 14 章的重点是 INS/GNSS 组合导航,涵盖了松耦合、紧耦合和深耦合组合体系结构。第 15 章讲述 INS 初始对准,当系统处于静态时零速修正的应用,以及依赖场景的运动约束。第 16 章涵盖了多传感器组合导航,概述了不同的体系结构,讲述了航位推算、姿态、高度以及直接定位测量信息的组合。

第 17 章讲述故障检测与完好性监测,包括常见故障模式总结,故障检测不同方法的概述,以及完好性认证的讨论,还讨论了导航系统的测试。最后,第 18 章讨论了如何有效利用前面章节讲述的技术,满足导航应用多样而广泛的需求,讨论了未来发展趋势。本书结尾列出了关键符号与首字母缩略词列表。

随书附带的 CD 光盘包括附录、工作实例、问题和练习,以及一些 INS/GNSS 的 MATLAB 仿真软件。附录 A 和 B 提供了向量、矩阵、统计、概率和随机过程的背景材料。附录 C~I 提供了更多的专题,涉及地球、状态估计、惯性导航、GNSS 及其他无线电定位技术、环境特征匹配、INS/GNSS 组合以及多传感器组合。附录 J 讨论了各种类型导航系统的软件仿真,重点是 GNSS 与惯性导航。最后,附录 K 讲述了导航与定位技术的部分历史。工作实例中还提供了 Microsoft Excel 文件,以便交互和修改。

和许多领域一样,一直以来导航界并没有沿用一致的符号与术语。在此,全书采用了统一的符号,对于常用的替代符号则在适当的地方进行了注明。书中采用最通用的惯例,但为了避免引起歧义且使表述更加明确,也有一些例外。

标量用大写或小写的斜体表示。矢量用小写粗体表示,矩阵用大写粗体表示,采用相应的标量表示矢量分量或矩阵的元素。矢量积(或叉乘)用符号 $\wedge$ 表示(许多文献采用符号 $\times$ 表示叉乘,译者注),而狄拉克标记(例如 $\dot{x}$, $\ddot{x}$ 等)通常用于表示对时间的导数。出现的所有方程都假设采用标准国际单位制:米、秒和弧度。正文中采用的其他一些单位有度($1^\circ = \pi/180$ 弧度)、小时($1\text{h} = 3600\text{s}$)以及用于表示重力加速度的单位 g ($1g = 9.80665\text{ m/s}^2$)。

除非另外声明,所有引用的不确定度及误差范围均为 1σ 总体标准差,若采用高斯(正态)分布,则对应 68% 的置信度水平,沿用该惯例是因为积分及其他估计算法采用 1σ 误差界限模型。

尽管每个人都付出了最大努力,大多数书籍仍会有错误和过时的信息。因此提供了在线的更新和修正列表,这可通过 CD 光盘中的选单获取。

本章的问题和练习也在随书配套的 CD 光盘中。

参 考 文 献

- [1] The Concise Oxford Dictionary, 9th ed. Oxford, U. K. : Oxford University Press, 1995.
- [2] Bensky A. Wireless Positioning Technologies and Applications. Norwood, MA : Artech House, 2008.
- [3] Sobel D. Longitude. London, U. K. : Fourth Estate, 1996.

第2章 坐标系,运动学和地球

本章给出了导航的数学和物理基础。其中,2.1节介绍了坐标系的概念,以及如何用坐标系来描述一个运动体、参考系或投影轴系,并介绍了导航领域用到的主要坐标系。2.2节介绍了描述姿态、旋转和投影轴系变换的各种方法及其转换关系。2.3节定义了多坐标系环境下的角速率、笛卡儿(即直角坐标系,译者注)位置、速度和加速度等概念,其中其参考坐标系或投影轴系可能存在旋转运动,然后介绍了离心力和哥氏力。2.4节给出了地球表面的建模方法,定义了纬度、经度和高度,介绍了比力的概念,并解释了重力和引力之间差异。最后,2.5节给出了不同坐标系表示法之间的转换公式。

2.1 坐标系

导航作为一门科学,描述了物体的位置、方向和运动。这里“物体”可能是某种导航设备,例如,卫星导航系统(GNSS)天线或惯性导航系统(INS),也可能是一种运载工具,例如,航空器、舰船、潜艇、汽车、火车或卫星,当然也可以是一个人、动物、移动计算装置或其他高价值设备。

要描述一个物体的位置或线运动,首先需要选择物体上的一点作为该物体的原点,该点可以是物体的质心、几何中心,或者是其上的任意一个合适的点,比如物体的一角。对无线电定位设备,无线电信号理论到达点,即天线的相位中心,是合适的原点。一组航位推算传感器敏感轴的交点也是一个合适的原点。

而要描述物体的方位和角运动,就必须要选择三个非共面的正交轴,常用的选择包括物体运动的方向、物体静止时的垂向、惯性传感器或其他航位推算传感器的敏感轴方向以及天线的视轴方向(其平面法线方向,一般也是灵敏度最大的方向)。

实际上,物体的位置、方位、运动等参数对物体本身而言是无意义的,需要相对于某种形式的参考系来描述。参考系也是由一个原点和一组轴系来定义的。常用的原点定义包括地球的中心、太阳系的中心或者当地的地标点。常用的轴系定义包括:北向、东向和垂向;地球的旋转轴和赤道平面内的向量;当地路网网格;建筑物的墙面;连接两个地标点的直线等。其他物体也可以当作参考系。

物体或参考系的原点和轴系一起构成了坐标系(coordinate frame),当轴系间相互垂直时,坐标系是正交的并且有6个自由度:原点 o 的位置和 x 、 y 和 z 三

个轴的方向,而这6个自由度只能在另外一个为之定义的坐标系中才能表示,如图2.1所示,图中上标表示由该原点和轴系确定的坐标系。本文约定用希腊字母表示普通坐标系,用罗马字母表示特指坐标系。

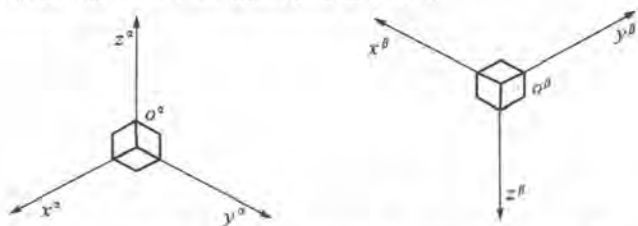


图2.1 两个正交坐标系(根据文献[1],©2002 QinetiQ 公司版权所有,允许再次印刷)

人们习惯于用右手正交准则来定义坐标系的轴系,即 x, y, z 轴互相垂直,而且其指向如下:如果右手的拇指、食指和中指被正交延长,则拇指方向是 x 轴,食指方向是 y 轴,中指方向是 z 轴。与之相反的左手准则则很少采用。本文提到的所有坐标系都满足右手正交准则。在正式的文献中,该轴系被称为右手正交基本轴系(orthogonal right-handed basis sets)。

物体或参考系均可由坐标系来描述,这两个概念实际上是可以互换的。在两坐标系问题中,定义哪一个是载体系或参考系是任意的,一定程度上取决于概念上定义的便利性。以坐标系 β 为参考坐标系描述坐标系 α 的位置和朝向,与以坐标系 α 为参考坐标系描述坐标系 β 的位置和方向是等效的。这就是相对运动原理:对所有的观察者来说,这个基本的物理法则都是一样的。例如,描述路相对于车的位置,与描述车相对于路的位置,表达了相同的信息。

任何导航问题至少包括两个坐标系:一个载体坐标系和一个参考坐标系。载体坐标系描述待定载体的位置和/或方向,而参考坐标系描述已知物体,例如地球。载体相对于参考坐标系的位置和/或方向是待求的。而通常情况下,很多导航问题涉及的参考坐标系不止一个,甚至载体坐标系也不止一个。例如惯性传感器测量的运动是相对于惯性空间的,而用户想知道的是他们相对于地球的位置。像处理简单的力学问题一样,在描述物体相对于地球的运动时忽略地球的自转是不行的,这会带来显著的误差。由于参考轴系的旋转会影响信号传播速度,所以在GNSS定位中也存在同样的问题。因此,要实现精密导航,必须对不同坐标系之间的关系进行合理建模。

任何两个坐标系之间都存在相对方位,这里称为姿态(attitude)。描述姿态的方法有很多种,详见2.2节。实际上,对每一种方法而言,两个坐标系之间的相对姿态是一组唯一的数字。

当然两个坐标系之间也可能存在相对位置、速度、加速度、角速度等关系,这些量可由矢量来描述,矢量可以沿着任何三个互相垂直的坐标轴分解。举例来说,坐标系 α 相对于坐标系 β 的位置,可以用坐标系 α 的轴、坐标系 β 的轴,或者

第三个坐标系 γ 的轴来投影描述。在实际中,车相对于路的位置可以分解到车的载体坐标系、路网坐标系或者北东地坐标系。这里,用上标来表示这些参量所参照的轴系,即投影坐标系(resolving frame)。注意,定义投影坐标系时,原点的定义不是必需的。在多坐标系问题下位置、速度、加速度、角速度的定义详见 2.3 节。

定义一个坐标系,需要一组称之为坐标系统(coordinate system)的规则,以及利用该规则描述已知物体相对于该坐标系的一组测量值。一个坐标系,可认为是利用该测量值的相应坐标系统的实现。实现同一个坐标系统的不同坐标系会有些许差异。历史上,很多国家定义了不同的坐标系。实际上,近年来国际地球自转和参考系统服务组织(International Earth Rotation and Reference Systems Service, IERS)定义的坐标系被越来越多的国家所采纳。关于这些坐标系的更多信息可参见相关测地学文献(见选定的参考文献)。

本节的后续部分定义了导航中常用坐标系:地心惯性坐标系(Earth-centered inertial frame, ECI)、地心地球固联坐标系(Earth-centered Earth-fixed frame, ECEF)、当地导航坐标系、当地切平面坐标系和载体坐标系。最后,以简要概括导航中用到的其他坐标系结束本节。

2.1.1 地心惯性坐标系

在物理学上,惯性(inertial)坐标系是指相对于宇宙的其他部分而言没有加速度和转动的坐标系。其中,地心惯性坐标系(Earth-centered inertial frame, ECI)是以地球质心为中心,以地球自转轴和恒星方向为坐标轴的坐标系,用符号 i 表示。严格地讲,这不是一个真正的惯性坐标系,因为地球在围绕太阳旋转的轨道上有加速度,它的旋转轴在缓慢地移动,而且整个银河系也是旋转的。但实际上,其影响比导航传感器的测量噪声影响还小,因此,对实际应用而言,地心惯性坐标系可认为是真惯性坐标系。

图 2.2 表示 ECI 坐标系的原点和坐标轴,旋转箭头表示地球相对于宇宙的自转方向。 z 轴是地球的自转轴,从地心指向北极(非磁北)。 x 轴和 y 轴在赤道平面内, y 轴在地球旋转的方向上总是超前 x 轴 90° ,但它们不随地球旋转。需注意部分学者对轴系的定义会有所不同。

要定义完整的坐标系,还需要指定:惯性系的轴向在什么时刻与地心地固坐标系(ECEF)轴向重合。有三种解决方法:一是在导航解算初始化时,简单地将两个坐标系的坐标轴重合;二是在子夜(零时)对准坐标系的轴向,但需要注意到这里可能会采用不同的时间基准,例如当地时间、协调世界时(coordinated universal time, UTC)、国际原子时间(international atomic time, TAI)或者 GPS 时间等;三是定义 x 轴为北半球春分时刻从地球到太阳的方向,或者说是从地心指向地球赤道平面与地球-太阳轨道面(黄道)交点的方向。最后一种方法定义

的 ECI 坐标系有时也被称为天球坐标系 (celestial coordinates) (或称天体坐标系,译者注)。

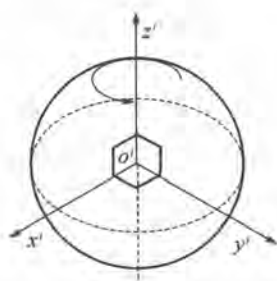


图 2.2 地心惯性坐标系的原点和坐标轴

(根据文献[1], © 2002 QinetiQ 公司版权所有, 允许再次印刷)

在实际应用中,确定 ECI 坐标系时,需要解决的一个问题是:要根据地球表面已知点,来确定地心位置。一种替代方案是,将地球表面椭球体模型(参见 2.4.1 节)的中心,作为 ECI 坐标系的原点,该点与地球的质心非常接近。

在精确定义坐标系时需要考虑的另一个问题是地球极点的移动。地球的自转轴相对固态地球而言实际上不是固定的,极点的波动范围大概在一个半径为 15 m 的圆内。一种解决方案是采用 **IERS 参考极点** (IERS reference pole, IRP), 或者 **协议地球极** (conventional terrestrial pole, CTP), 其中 CTP 是在 1900—1905 年间测量的极点平均位置。以地球质心为原点,采用 IRP 或 CTP 确定 z 轴,并以春分点地球—太阳轴为 x 轴的地心惯性坐标系,称为 **协议惯性参考系** (conventional inertial reference system, CIRS)。

由于惯性传感器测量的是相对于一般惯性坐标系的运动,因此惯性坐标系在导航中非常重要。也正由于惯性坐标系的存在,才可能使用简单形式的导航方程式,具体内容将在后续章节进行讲解。

2.1.2 地心地固坐标系

地心地固坐标系 (Earth-centered Earth-fixed, ECEF), 一般简称地球坐标系,除了坐标轴与地球固联外,它与 ECI 定义类似。两种坐标系采用相同的原点,即地球表面椭球体模型(参见 2.4.1 节)的中心,大致就在地球的质心。ECEF 用符号 e 表示。

ECEF 的原点和坐标轴如图 2.3 所示, z 轴定义与 ECI 坐标系相同,沿着地球自转轴从地心指向北极点(真极点,不是磁极点); x 轴从地心指向赤道与 IERS 参考子午线 (IERS reference meridian, IRM), 又称协议零度子午线 (conventional zero meridian, CZM) 的交点(协议零度子午线上,定义经度为 0°);由惯用的右手准则可知, y 轴从地心指向赤道与 90° 东经子午线的交点。同样,需注意

部分学者对轴系的定义与此处有差异。使用 IRP/CTP 和 IRM/CZM 的 ECEF, 也被称为协议地球参考系 (conventional terrestrial reference system, CTRS), 一些学者使用符号 t 表示。

人们一般想知道的是他们自己相对于地球的位置, 因此 ECEF 在导航中非常重要, 它常常既作为参考坐标系, 又作为投影坐标系来使用。

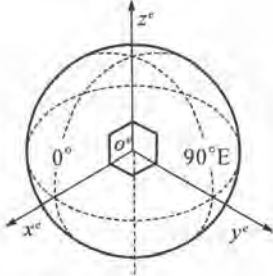


图 2.3 ECEF 原点和坐标轴 (根据文献 [1],
© 2002 QinetiQ 公司版权所有, 允许再次印刷)

2.1.3 当地导航坐标系

当地导航坐标系 (local navigation frame), 也称当地水平导航坐标、测地坐标系、地理坐标系或地面点坐标系, 常用符号 n (一些学者使用 g 或 l) 表示。其原点是由导航结果所描述的对象, 可能是导航系统自身的一点、载体或用户的质心等。

当地导航坐标系的原点和坐标轴如图 2.4 所示。坐标轴定义与地形方向 (北、东、垂向) 一致。这里按惯例, 定义 z 轴, 又称为地向 (D , down) 轴, 为参考椭球体 (见 2.4.1 节) 的法线方向, 大致指向地心。简单的重力模型 (见 2.4.7 节) 假定重力矢量与当地导航坐标系的 z 轴重合。实际上, 由于局部重力异常的存在, 真实的重力矢量与之稍有差异。 x 轴或北向 (N , north) 轴, 在垂直于 z 轴的平面内, 从用户指向北极的方向。由此得到的正交系的 y 轴总是指向东方, 因此又被称作东向 (E , east) 轴。

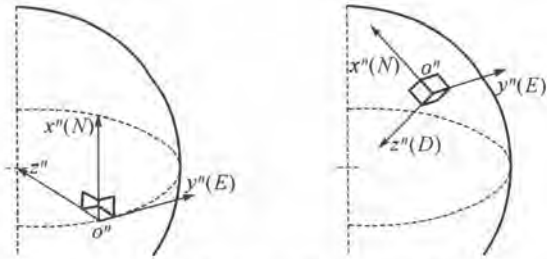


图 2.4 当地导航坐标系的原点和坐标轴

北、东、地是当地导航坐标系中最常采用的轴系顺序,在本文中也经常被用到,但也会用到其他形式的坐标系,例如 $x = E$ (东向), $y = N$ (北向), $z = U$ (天向) 和 $x = S$ (南向), $y = W$ (西向), $z = D$ (地向)。需注意轴系必须满足右手准则。

一般情况下,用户想要知道他们相对于北向、东向、地向的姿态,因此,当地导航坐标系在导航中很重要。虽然当地导航坐标系可以作为便利的投影坐标系表示位置和速度,但是不能作为位置或速度的参考系使用。

由于北向轴和东向轴在地球两极处的不确定性,当地导航坐标系的一个主要缺点是在地球两极存在奇异性。因此,使用这一坐标系的导航方程机械编排不适合在极区附近使用。实际应用中,通常采用其他坐标系,在导航数据处理结束的时候,再将其坐标系下的导航结果转换为当地导航坐标系。

在多媒体导航问题中,会有几个当地导航坐标系同时使用,而在实际应用中,人们感兴趣的往往只是其中的一个。此外,几米范围内的不同导航对象的当地导航坐标系,其坐标轴之间的指向差异常常可以忽略。

2.1.4 当地切平面坐标系

当地切平面坐标系(local tangent-plane frame),用符号 l 表示(部分学者用 t),其原点一般取地球表面一点,相对地球固定。与当地导航坐标系一样, z 轴指向垂向(上或下), x 轴和 y 轴也指向地形方向(即北向和东向),因此也被称为当地测地坐标系或观测中心坐标系。实际上, x 和 y 轴也可以指向诸如道路或建筑物等周围环境特征方向。同其他坐标系一样,其轴系也满足右手准则。因此,该坐标系是与地球固联,但原点不在地心。这类坐标系常用于区域性导航,例如航空器着陆、城市或室内定位等。

还有一种用于二维定位的平面坐标系,用符号 p 表示,其第三维被忽略。平面坐标系可以构成当地切平面坐标系的水平轴,或用于表示投影坐标系(参见 2.4.5 节)。

2.1.5 载体坐标系

载体坐标系(body frame),又称为运动载体坐标系,由导航中要解算的导航对象的原点和姿态确定。载体坐标系的原点与当地导航坐标系重合,但坐标轴却与载体固联,通常定义 x 轴为前向(即正常航行的方向), z 轴为地向(即向下方向), y 轴为右向,并由三个坐标轴组成正交坐标系。对于角运动来说,载体坐标系的轴也被称为滚动、俯仰和偏航轴,其中 x 轴方向为滚动轴, y 轴方向为俯仰轴,而 z 轴方向为偏航轴,如图 2.5 所示。右手螺旋法则规定,如果一个轴指向远离观察者方向,那么相对于这个轴的顺时针方向旋转为正。

在导航中,载体坐标系是基础,因为它表征的是导航结果所描述的对象。惯

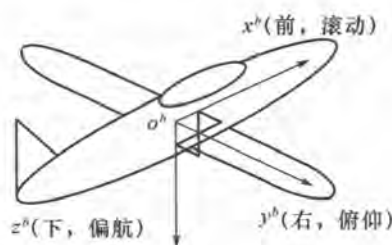


图 2.5 载体坐标系的坐标轴(根据文献[1],
© 2002 QinetiQ 公司版权所有)

性传感器或其他航位推算传感器测量的是载体坐标系的运动,绝大多数情况下,传感器与载体坐标系之间的姿态相对固定。

导航最关注的载体,其对应的载体坐标系一般用符号 b 表示。载体坐标系的原点可位于导航传感器内,或者是载体的质心,从而可以简化控制系统中的运动学问题。然而,许多导航问题都包含多个对象,每个对象都有自己的载体坐标系,因此为每个载体坐标系选择适当的符号是必要的,例如天线(antenna)用 a 表示,相机成像传感器(camera's imaging sensor)用 c 表示,前轮或环境特征(front wheels or an environmental feature)用 f 表示,后轮、参考基站或雷达收发机用 r 表示,卫星(satellite)用 s 表示,转发器用 t 表示,等等。对多卫星、多转发器、多环境特征的情况,坐标系可通过附加数字序号来表示。

2.1.6 其他坐标系

游动方位坐标系(wander azimuth frame),用符号 w 表示(有些学者使用 n),是当地导航坐标系的变形,其原点和 z 轴与当地导航坐标系一致,而 x 轴和 y 轴从北向和东向转了一个角度 ψ_{nw} (一些学者用 α),即游动方位角,如图 2.6 所示。该角度随着游动方位坐标系相对地球的移动而变化,且游动方位角是已知的。因此游动方位坐标系与当地导航坐标系间可直接转换。这一坐标系的使用避免了当地导航坐标系在地球两极的奇异问题,因此它被普遍用于惯性导航算法的机械编排。更深入的讨论参见 5.3.5 节。

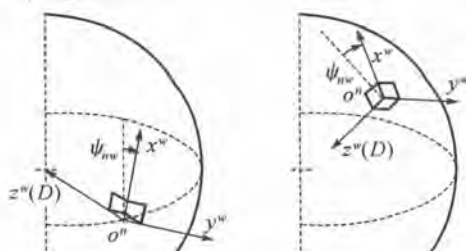


图 2.6 游动方位坐标系的坐标轴

另一种当地导航坐标系的变形是地心坐标系 (geocentric frame), 两者之间的差异是地心坐标系的 z 轴从原点指向地球的中心, 而当地导航系的 z 轴是椭球面的法线方向。 x 轴的定义方法一致, 是在与 z 轴垂直的平面内指向北极的方向。

在有方位传感器的导航系统中, 例如 IMU、里程计、雷达、多普勒声纳、图像传感器等, 每一个传感器的敏感轴都可认为有自己的体坐标系, 常称为传感器坐标系或仪表坐标系 (sensor frame or instrument frame)。这样, IMU 可能需要为每个加速度计和陀螺仪设置一个坐标系。实际上, 一种比较简单的处理方法是: 假设每个传感器相对导航系统载体坐标系的方位已知, 尤其是对大多数 IMU, 仪表的敏感轴一般与载体坐标系一致。或者, 将敏感轴与载体坐标系的偏差 (即仪表安装失准角) 看作一组扰动误差, 在对系统误差进行建模时, 必须予以考虑。

对一些传感器, 例如加速度计和里程计, 必须通过杆臂变换 (见 2.5.5 节), 将测量值由传感器坐标系的原点, 变换到系统载体坐标系的原点。对惯性导航系统, 这种变换一般在 IMU 内完成 (参见 4.3 节)。

当计算卫星的运动时, 还会用到轨道坐标系 (orbital coordinate frame), 用 o 表示。轨道坐标系是一种惯性坐标系, 其原点在地球的质心, 但坐标轴相对 ECI 坐标系会有倾斜, 以使卫星在 xy 平面内运动。更详细的介绍可参见 8.5.2 节。

视线坐标系 (line-of-sight, LOS) 本质上是一种零阶约束的载体坐标系 (参见 2.2.1 节)。视线坐标系的 x 轴为传感器到目标的视轴方向, y 轴在水平面内, 从视轴方向看指向右侧, z 轴方向由右手准则确定。例如, 当视轴在水平面内时, z 轴方向向下。

2.2 姿态、旋转和投影轴系变换

姿态 (attitude) 描述的是一个坐标系的轴系相对于另一个坐标系轴系的方向。表示姿态的方法之一, 是由一组轴系旋转到另一组轴系时所需的转动。图 2.7 给出了二维条件下的旋转变换, 要使坐标系 γ 的轴系与坐标系 β 的轴系对齐, 需要坐标系 γ 相对于坐标系 β 顺时针转动角度 ψ 。当然也可以由坐标系 β 相对于坐标系 γ 转动角度 $-\psi$ 来实现同样的目的。除非引入第三个坐标系, 否则这两种旋转是区分不开的。旋转过程中不需要两个坐标系原点重合。

现在考虑从坐标系 β 的原点到点 α 间长度为 $r_{\beta\alpha}$ 的线段, 绕坐标系 β 的原点自由旋转, 图 2.8 给出了 t_0 和 t_1 时刻线段的位置。

在 t_0 时刻, 点 α 相对于坐标系 β 原点的位置可在该坐标系下分解为

$$\begin{cases} x_{\beta\alpha}^{\beta}(t_0) = r_{\beta\alpha} \cos \phi \\ y_{\beta\alpha}^{\beta}(t_0) = r_{\beta\alpha} \sin \phi \end{cases} \quad (2.1)$$

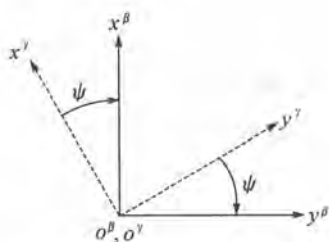


图 2.7 旋转坐标系 γ 的轴系使之与坐标系 β 的轴系对齐

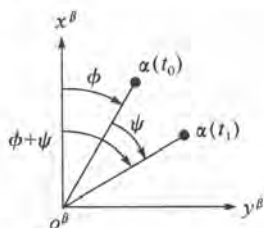


图 2.8 相对于坐标系 β 的轴系旋转线段 $\beta\alpha$

式中:上标 β 表示投影分解坐标系。

在 t_1 时刻,线段转过了角度 ψ ,因此 α 的位置为

$$\begin{cases} x_{\beta\alpha}^{\beta}(t_1) = r_{\beta\alpha} \cos(\phi + \psi) \\ y_{\beta\alpha}^{\beta}(t_1) = r_{\beta\alpha} \sin(\phi + \psi) \end{cases} \quad (2.2)$$

由三角恒等式,可推导出点 α 在两个时刻的坐标满足如下关系:

$$\begin{pmatrix} x_{\beta\alpha}^{\beta}(t_1) \\ y_{\beta\alpha}^{\beta}(t_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\psi & -\sin\psi \\ \sin\psi & \cos\psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{\beta\alpha}^{\beta}(t_0) \\ y_{\beta\alpha}^{\beta}(t_0) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

注意该矩阵所描述的旋转仅是旋转角度的函数,而与线段的初始方位无关。

图 2.9 描述了线段 $\beta\alpha$ 在 t_0 时刻相对于坐标系 β 和 γ 的方位,点 α 相对于坐标系 β 原点的位置在坐标系 γ 下分解为

$$\begin{cases} x_{\beta\alpha}^{\gamma}(t_0) = r_{\beta\alpha} \cos(\phi + \psi) \\ y_{\beta\alpha}^{\gamma}(t_0) = r_{\beta\alpha} \sin(\phi + \psi) \end{cases} \quad (2.4)$$

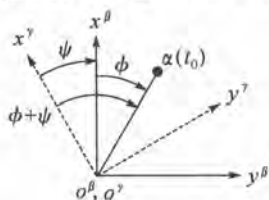


图 2.9 线段 $\beta\alpha$ 相对于坐标系 β 和 γ 轴的方位

同样由三角恒等式,可推导出点 α 在两个坐标系下的坐标满足如下关系:

$$\begin{pmatrix} x_{\beta\alpha}^y \\ y_{\beta\alpha}^y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\psi & -\sin\psi \\ \sin\psi & \cos\psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{\beta\alpha}^\beta \\ y_{\beta\alpha}^\beta \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

注意该矩阵所描述的坐标变换仅是两个坐标系间旋转角度的函数。与式(2.3)比较,式(2.3)的旋转矩阵与式(2.5)的坐标变换矩阵相同。其原因是:物体相对于投影轴系的旋转,与投影轴系相对于物体的等角度反向旋转是等效的。

可见,坐标变换矩阵不仅可用于描述旋转,也是姿态表示的一种有效方法。反过来,坐标变换(在参考坐标系中保持不变)也可表示旋转。由于旋转过程中矢量的大小不变,矢量在两个投影坐标系之间的变换,可认为是在空间对该矢量应用了一次旋转。

扩展到三维情况,坐标变换矩阵简单地从 2×2 矩阵扩展为 3×3 矩阵。扩展后的三维旋转角更加复杂,可以表示为绕已定义轴系的三次连续标量旋转,即欧拉角(Euler angle);也可表示为绕一个特定的轴的单次标量旋转,这时可由一组四元数或一个旋转矢量来表示。

本节详细介绍了欧拉角和坐标变换矩阵,概要介绍了四元数和旋转矢量,以及这些不同的姿态表示方法之间的转换公式。

不管采用什么姿态表示方法,在作连续旋转或轴系变换时,必须注意变换的顺序不能错,这是由于旋转或变换的顺序决定了最后的输出。正式的表述是:旋转具有不可交换性。例如,先围绕 x 轴旋转 90° 再绕 z 轴旋转 90° ,与先绕 z 轴旋转 90° 再绕 x 轴旋转 90° 的结果不同。不管是相对于载体坐标系还是参考坐标系的轴系旋转,都是这样,如图 2.10 所示。

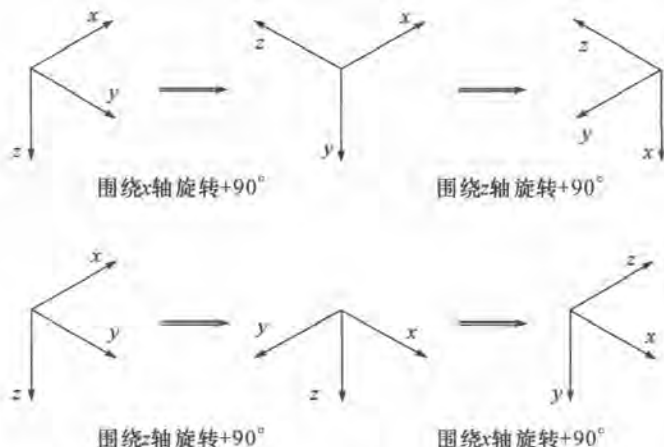


图 2.10 旋转的不可交换性

2.2.1 欧拉角姿态表示

欧拉(Euler)角是描述姿态最直观的方法,尤其是在描述载体坐标系相对于

对应的当地导航坐标系的运动时。姿态被分解为三个连续的转动过程,每次旋转所围绕的轴与前后旋转所围绕的轴正交。图 2.11 展示了这种旋转过程,通过两个过渡坐标系 ψ 和 θ ,将与坐标系 β 对齐的坐标系,旋转到与坐标系 α 对齐。

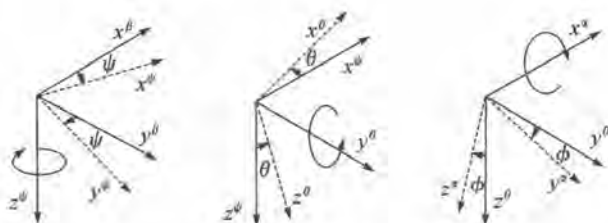


图 2.11 欧拉角的转动

第一次的转动角度 $\psi_{\beta\alpha}$ 是偏航角,绕 β 坐标系和第一个过渡坐标系共同的 z 轴旋转, x 轴和 y 轴转动, z 轴保持不变;下一个旋转角为俯仰角 $\theta_{\beta\alpha}$,绕第一个过渡坐标系和第二个过渡坐标系共同的 y 轴旋转, x 轴和 z 轴转动;最后一个旋转角为滚动角 $\phi_{\beta\alpha}$,绕第二个过渡坐标系和 α 坐标系共同的 x 轴旋转, y 轴和 z 轴转动。

通过欧拉角描述从参考坐标系到目标坐标系投影轴的旋转,可方便地表示目标坐标系相对于参考坐标系的方位。因此,滚动、俯仰和偏航欧拉角 $\phi_{\beta\alpha}$ 、 $\theta_{\beta\alpha}$ 和 $\psi_{\beta\alpha}$ 描述了目标坐标系 α 相对于参考坐标系 β 的方位。在特定的情况下,用欧拉角描述载体坐标系相对当地导航坐标系的姿态时,滚动角 ϕ_{nb} 被称作侧倾角 (bank),俯仰角 θ_{nb} 被称作仰角 (elevation),偏航角 ψ_{nb} 被称作航向角 (heading) 或方位角 (azimuth)。一些学者使用的“姿态”概念只包含侧倾角和仰角,而不包含方位角。侧倾角和仰角也可统称为倾斜角。在本书中,“姿态”的概念包含姿态的全部三个分量。

欧拉角也可以用来表示矢量 $\mathbf{x} = (x, y, z)$ 从投影坐标系 β 到投影坐标系 α 的转换。伴随着旋转,该转换过程可分为三步:第一步为偏航旋转,通过转动角度 $\psi_{\beta\alpha}$ 完成矢量的 x 和 y 分量转换,保持 z 分量不变。矢量旋转结果投影到第一个过渡坐标系 ψ :

$$\begin{cases} x^\psi = x^\beta \cos\psi_{\beta\alpha} + y^\beta \sin\psi_{\beta\alpha} \\ y^\psi = -x^\beta \sin\psi_{\beta\alpha} + y^\beta \cos\psi_{\beta\alpha} \\ z^\psi = z^\beta \end{cases} \quad (2.6)$$

注意这里的投影轴旋转与前文例子中式(2.4)中描述的方向相反。

第二步为俯仰旋转,通过转动角度 $\theta_{\beta\alpha}$ 完成矢量的 x 和 z 分量转换,矢量旋转结果投影到第二个过渡坐标系 θ :

$$\begin{cases} x^\theta = x^\psi \cos\theta_{\beta\alpha} - z^\psi \sin\theta_{\beta\alpha} \\ y^\theta = y^\psi \\ z^\theta = x^\psi \sin\theta_{\beta\alpha} + z^\psi \cos\theta_{\beta\alpha} \end{cases} \quad (2.7)$$

最后为滚动旋转,通过转动角度 $\phi_{\beta\alpha}$ 完成矢量的 y 和 z 分量转换,矢量旋转结果投影到所需的坐标系 α :

$$\begin{cases} x^\alpha = x^\theta \\ y^\alpha = y^\theta \cos\phi_{\beta\alpha} + z^\theta \sin\phi_{\beta\alpha} \\ z^\alpha = -y^\theta \sin\phi_{\beta\alpha} + z^\theta \cos\phi_{\beta\alpha} \end{cases} \quad (2.8)$$

将坐标系 β 到坐标系 α 的欧拉角旋转表示为矢量

$$\psi_{\beta\alpha} = \begin{pmatrix} \phi_{\beta\alpha} \\ \theta_{\beta\alpha} \\ \psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

这里需要注意的是:欧拉角按转动顺序的倒序排列。在使用时,三个旋转角的顺序不能改变。如果按照不同的次序(举例来说,滚动角在第一位)旋转,转换完成后坐标轴的姿态往往不同。也就是说,三个欧拉角旋转没有互换性。

因为欧拉角旋转 $(\phi_{\beta\alpha} + \pi, \pi - \theta_{\beta\alpha}, \psi_{\beta\alpha} + \pi)$ 的结果与 $(\phi_{\beta\alpha}, \theta_{\beta\alpha}, \psi_{\beta\alpha})$ 相同,所以为了避免表示相同变换的欧拉角的多值性,一般对俯仰角 θ 的范围作如下限定: $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 。欧拉角的另一个特性是:滚动旋转和偏航旋转所围绕的旋转轴通常不垂直,然而两者与俯仰旋转所围绕的轴都是垂直的。

实现欧拉角的逆变换,原先的操作都必须反转,从滚动旋转开始,或者使用不同的变换。如果仅对欧拉角的符号取反,将无法得到原始的姿态,即

$$\begin{pmatrix} \phi_{\alpha\beta} \\ \theta_{\alpha\beta} \\ \psi_{\alpha\beta} \end{pmatrix} \neq \begin{pmatrix} -\phi_{\beta\alpha} \\ -\theta_{\beta\alpha} \\ -\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

同样,连续的转换不能简单地表示为欧拉角相加:

$$\begin{pmatrix} \phi_{\beta\gamma} \\ \theta_{\beta\gamma} \\ \psi_{\beta\gamma} \end{pmatrix} \neq \begin{pmatrix} \phi_{\beta\alpha} + \phi_{\alpha\gamma} \\ \theta_{\beta\alpha} + \theta_{\alpha\gamma} \\ \psi_{\beta\alpha} + \psi_{\alpha\gamma} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

值得注意的是,当俯仰角为 $\pm 90^\circ$ 时,欧拉角变换存在奇异值,这时滚动角和偏航角不能区分。因为这些问题的存在,姿态计算中很少使用欧拉角。

2.2.2 坐标转换矩阵

坐标转换矩阵(coordinate transformation matrix)是一个 3×3 的矩阵,用符号

C_{α}^{β} 表示(一些作者用 R 或 T)。通过左乘适当的坐标变换矩阵,一步就可以完成矢量在两个投影坐标系之间的转换。即,对任意矢量 x

$$x^{\beta} = C_{\alpha}^{\beta} x^{\alpha} \quad (2.12)$$

式中: x 的上标表示投影坐标轴;矩阵的下标表示源坐标系,上标表示目标坐标系;坐标转换矩阵的行对应目标坐标系,列对应源坐标系。

当坐标转换矩阵用于表示姿态时,更一般的表示方法是:用上标(目标坐标系)表示参考坐标系 β ,用下标(源坐标系)表示载体坐标系 α 。这是由于目标相对于投影坐标系的旋转与投影坐标系相对于目标的旋转大小相等,方向相反,前者对应姿态,后者对应坐标变换。然而,很多学者也将姿态表示为参考坐标系到目标坐标系的变换矩阵 C_{β}^{α} 。

图 2.12 表示坐标转换矩阵的每个元素在将一个矢量从坐标系 α 变换到坐标系 β 投影轴上所起的作用。

$$C_{\alpha}^{\beta} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \alpha_x \rightarrow \beta_x & \alpha_y \rightarrow \beta_x & \alpha_z \rightarrow \beta_x \\ \hline \alpha_x \rightarrow \beta_y & \alpha_y \rightarrow \beta_y & \alpha_z \rightarrow \beta_y \\ \hline \alpha_x \rightarrow \beta_z & \alpha_y \rightarrow \beta_z & \alpha_z \rightarrow \beta_z \\ \hline \end{array}$$

图 2.12 坐标转换矩阵元素的功能

根据文献[2]可知,坐标转换矩阵各元素,可由两个坐标系的单位矢量点乘得到,分别等于各个相应轴夹角的余弦:

$$C_{\alpha}^{\beta} = \begin{pmatrix} u_{\beta x} \cdot u_{\alpha x} & u_{\beta x} \cdot u_{\alpha y} & u_{\beta x} \cdot u_{\alpha z} \\ u_{\beta y} \cdot u_{\alpha x} & u_{\beta y} \cdot u_{\alpha y} & u_{\beta y} \cdot u_{\alpha z} \\ u_{\beta z} \cdot u_{\alpha x} & u_{\beta z} \cdot u_{\alpha y} & u_{\beta z} \cdot u_{\alpha z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \mu_{\beta x, \alpha x} & \cos \mu_{\beta x, \alpha y} & \cos \mu_{\beta x, \alpha z} \\ \cos \mu_{\beta y, \alpha x} & \cos \mu_{\beta y, \alpha y} & \cos \mu_{\beta y, \alpha z} \\ \cos \mu_{\beta z, \alpha x} & \cos \mu_{\beta z, \alpha y} & \cos \mu_{\beta z, \alpha z} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

式中: u_i 表示 i 轴的单位矢量; $\mu_{i,j}$ 表示 i 轴和 j 轴的夹角,因此该矩阵常被称为方向余弦阵(direction cosine matrix, DCM)。

坐标转换矩阵使用起来很简单。由式(2.13)可知,可通过矩阵转置来实现旋转变换或坐标变换的逆变换,转置用上标 T 表示(参见随书 CD 附录 A 的 A.2 节),故

$$C_{\beta}^{\alpha} = (C_{\alpha}^{\beta})^T \quad (2.14)$$

通过坐标转换矩阵简单相乘即可实现连续的变换或旋转:

$$C_{\alpha}^{\gamma} = C_{\beta}^{\gamma} C_{\alpha}^{\beta} \quad (2.15)$$

如同一般矩阵的乘积一样,矩阵相乘的顺序非常重要:

$$C_{\alpha}^{\gamma} \neq C_{\alpha}^{\beta} C_{\beta}^{\gamma} \quad (2.16)$$

这也反映了旋转本身的不可交换性这一事实,如图 2.10 所示。

一次转换后,接着进行一次逆变换,就可得到原始矢量或矩阵,故

$$C_{\alpha}^{\beta} C_{\beta}^{\alpha} = I_3 \quad (2.17)$$

式中: I_n 表示 $n \times n$ 的单位矩阵。因此,坐标转换矩阵是正交矩阵(参见随书 CD 附录 A 的 A.3 节)。

对于特定的投影轴系,坐标转换矩阵也可用于矩阵变换。考虑用矩阵 M 将矢量 a 转换为矢量 b ,如果将 a 和 b 在坐标系 α 和 β 中分解,则转换过程可写为

$$b^{\alpha} = M^{\alpha} a^{\alpha} \quad (2.18)$$

或

$$b^{\beta} = M^{\beta} a^{\beta} \quad (2.19)$$

这时, M 的行和列必须与 a 和 b 的维数相同。将式(2.12)代入式(2.18)可得

$$C_{\beta}^{\alpha} b^{\beta} = M^{\alpha} C_{\beta}^{\alpha} a^{\beta} \quad (2.20)$$

左乘 C_{β}^{α} , 考虑式(2.17), 并将结果代入式(2.19)可得

$$M^{\beta} = C_{\alpha}^{\beta} M^{\alpha} C_{\beta}^{\alpha} \quad (2.21)$$

其中等式左边的坐标转换矩阵,转换 M 的行,等式右边的转换 M 的列。当只需要转换矩阵的行或列时,仅分别应用左边或右边的坐标转换矩阵即可。

虽然一个坐标转换矩阵有 9 个元素,但要满足式(2.17),只有其中的 3 个元素是独立的。因此,坐标转换矩阵与欧拉角有相同数目的独立元素。一组欧拉角可通过下面的方法转换为坐标转换矩阵:首先把式(2.6)~式(2.8)的每次旋转都表示成一个矩阵,然后相乘,注意第一个矩阵一定要放在右边。这样,欧拉角通过下式就可以转化为坐标转换矩阵:

$$\begin{aligned} C_{\beta}^{\alpha} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi_{\beta\alpha} & \sin\phi_{\beta\alpha} \\ 0 & -\sin\phi_{\beta\alpha} & \cos\phi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta_{\beta\alpha} & 0 & -\sin\theta_{\beta\alpha} \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta_{\beta\alpha} & 0 & \cos\theta_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\psi_{\beta\alpha} & \sin\psi_{\beta\alpha} & 0 \\ -\sin\psi_{\beta\alpha} & \cos\psi_{\beta\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\theta_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} & \cos\theta_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} & -\sin\theta_{\beta\alpha} \\ \begin{pmatrix} -\cos\phi_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \\ +\sin\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \cos\phi_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \\ +\sin\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} & \sin\phi_{\beta\alpha} \cos\theta_{\beta\alpha} \\ \begin{pmatrix} \sin\phi_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \\ +\cos\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} -\sin\phi_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \\ +\cos\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} & \cos\phi_{\beta\alpha} \cos\theta_{\beta\alpha} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.22)$$

反向变换为

$$\begin{cases} \phi_{\beta\alpha} = \arctan_2(C_{\beta 2,3}^\alpha, C_{\beta 3,3}^\alpha) \\ \theta_{\beta\alpha} = -\arcsin C_{\beta 1,3}^\alpha \\ \psi_{\beta\alpha} = \arctan_2(C_{\beta 1,2}^\alpha, C_{\beta 1,1}^\alpha) \end{cases} \quad (2.23)$$

注意这里必须用四象限(360°)反正切函数,其中 $\arctan_2(a, b)$ 等于 $\arctan(a/b)$ 。这些转换在 MATLAB 函数 Euler_to_CTM 和 CTM_to_Euler 中都被采用,见随书 CD。

对于姿态变换情况(例如 ψ_{nh} 与 C_b^n 之间),一般用下式表示:

$$C_\beta^\alpha = \begin{bmatrix} \cos\theta_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} & \begin{pmatrix} -\cos\phi_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \\ + \sin\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \sin\phi_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \\ + \cos\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \\ \cos\theta_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} & \begin{pmatrix} \cos\phi_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \\ + \sin\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} -\sin\phi_{\beta\alpha} \cos\psi_{\beta\alpha} \\ + \cos\phi_{\beta\alpha} \sin\theta_{\beta\alpha} \sin\psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \\ -\sin\theta_{\beta\alpha} & \sin\phi_{\beta\alpha} \cos\theta_{\beta\alpha} & \cos\phi_{\beta\alpha} \cos\theta_{\beta\alpha} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

和

$$\begin{cases} \phi_{\beta\alpha} = \arctan_2(C_{\alpha 3,2}^\beta, C_{\alpha 3,3}^\beta) \\ \theta_{\beta\alpha} = -\arcsin C_{\alpha 3,1}^\beta \\ \psi_{\beta\alpha} = \arctan_2(C_{\alpha 2,1}^\beta, C_{\alpha 1,1}^\beta) \end{cases} \quad (2.25)$$

同样,必须用四象限(360°)反正切函数。随书 CD 中的例 2.1,用可编辑的 Microsoft Excel 文件,给出了坐标变换矩阵与欧拉角之间的变换。

当用坐标变换矩阵和欧拉角描述一个小角度的扰动时,考虑到小角度近似,式(2.22)可表示为

$$C_\beta^\alpha \approx \begin{pmatrix} 1 & \psi_{\beta\alpha} & -\theta_{\beta\alpha} \\ -\psi_{\beta\alpha} & 1 & \phi_{\beta\alpha} \\ \theta_{\beta\alpha} & -\phi_{\beta\alpha} & 1 \end{pmatrix} = I_3 - [\psi_{\beta\alpha} \wedge] \quad (2.26)$$

式(2.24)变为

$$C_\alpha^\beta \approx I_3 + [\psi_{\beta\alpha} \wedge] \quad (2.27)$$

式中: $[\psi_{\beta\alpha} \wedge]$ 表示欧拉角的反对称矩阵(参见随书 CD 附录 A 的 A.3 节)。注意在小角度近似时, $\psi_{\beta\alpha} = -\psi_{\alpha\beta}$ 。

坐标变换矩阵的一个特征值(参见随书 CD 中附录 A 第 A.6 节)为 1,其余两个为模是 1 的复数。因此,有的矢量经坐标变换矩阵(或其转置)变换之后可保持不变。这些矢量形式为 $ke_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta}$, 其中 k 为任意标量, $e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta}$ 为坐标变换矩阵表征的旋转的转动轴单位矢量。当这个矢量由式(2.12)确定不变时,旋转轴与两个坐标系变换的轴相同。故

$$e_{\beta\alpha}^{\alpha} = e_{\beta\alpha}^{\beta} = e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} \quad (2.28)$$

注意当在其他坐标系内投影时,该旋转轴矢量的取值不同。可通过求解下式得到:

$$\begin{cases} e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} = C_{\beta}^{\alpha} e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} \\ e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta\top} e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} = 1 \end{cases} \quad (2.29)$$

可得到符号相反的两个解。很容易选择以下结果:

$$e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} = \frac{1}{2\sin\mu_{\beta\alpha}} \begin{pmatrix} C_{\beta 2,3}^{\alpha} - C_{\beta 3,2}^{\alpha} \\ C_{\beta 3,1}^{\alpha} - C_{\beta 1,3}^{\alpha} \\ C_{\beta 1,2}^{\alpha} - C_{\beta 2,1}^{\alpha} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

式中: $\mu_{\beta\alpha}$ 为旋转的幅度,由下式给出:

$$\begin{aligned} \mu_{\beta\alpha} &= \arcsin\left(\frac{1}{2}\sqrt{(C_{\beta 2,3}^{\alpha} - C_{\beta 3,2}^{\alpha})^2 + (C_{\beta 3,1}^{\alpha} - C_{\beta 1,3}^{\alpha})^2 + (C_{\beta 1,2}^{\alpha} - C_{\beta 2,1}^{\alpha})^2}\right) \\ &= \arccos\left[\frac{1}{2}(C_{\beta 1,1}^{\alpha} + C_{\beta 2,2}^{\alpha} + C_{\beta 3,3}^{\alpha} - 1)\right] \end{aligned} \quad (2.31)$$

注意 $e_{\alpha\beta}^{\beta/\alpha} = -e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta}$ 。这样,旋转轴和标量倍数是唯一与坐标变换保持不变的矢量(除非 $C_{\beta}^{\alpha} = I_3$)。

2.2.3 四元数姿态表示

一次转动可用一个四元数(quaternion)表示,即由四个元素组成的超复数:

$$\mathbf{q} = (q_0, q_1, q_2, q_3)$$

式中: q_0 为转动幅度的函数,其他三个元素为转动幅度和旋转轴的函数。

一些学者定义元素的序号为1~4,表示幅度的元素要么以开始的 q_1 表示,要么以结尾的 q_4 表示。因此要注意对四元数的正确表示。

与坐标变换矩阵一样,旋转的“目标”或“源”坐标系的旋转轴是一样的。四元数表示法与其他的姿态表示法一样,只有三个元素是独立的。该四元数姿态变换定义为

$$\mathbf{q}_{\beta}^{\alpha} = \begin{pmatrix} \cos(\mu_{\beta\alpha}/2) \\ e_{\beta\alpha,1}^{\alpha/\beta} \sin(\mu_{\beta\alpha}/2) \\ e_{\beta\alpha,2}^{\alpha/\beta} \sin(\mu_{\beta\alpha}/2) \\ e_{\beta\alpha,3}^{\alpha/\beta} \sin(\mu_{\beta\alpha}/2) \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

式中: $\mu_{\beta\alpha}$ 和 $e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta}$ 分别表示2.2.2节中定义的旋转幅度和旋转轴。

反之

$$\mu_{\beta\alpha} = 2 \arccos(q_{\beta 0}), \quad e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} = \frac{\mathbf{q}_{\beta 1,3}^{\alpha}}{|\mathbf{q}_{\beta 1,3}^{\alpha}|} \quad (2.33)$$

式中: $q_{1,3} = q_1, q_2, q_3$ 。

由于只有四个元素,对一些处理过程而言,四元数表示法比坐标变换矩阵的计算效率高,也避免了欧拉角中固有的奇异值问题。但四元数运算不直观,如果用它替换坐标变换矩阵,会使得导航方程的运算难以理解,增加了出错的概率。因此,这里对四元数的讨论仅限于它们与坐标变换矩阵之间的转换关系。更详细的关于四元数的内容和方法可参见随书 CD 附录 E 的 E.6 节。

通过下式可完成四元数与坐标变换矩阵之间的变换^[3]:

$$C_{\beta}^{\alpha} = \begin{pmatrix} q_{\beta 0}^2 + q_{\beta 1}^2 - q_{\beta 2}^2 - q_{\beta 3}^2 & 2(q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 2}^{\alpha} + q_{\beta 3}^{\alpha} q_{\beta 0}^{\alpha}) & 2(q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha} - q_{\beta 2}^{\alpha} q_{\beta 0}^{\alpha}) \\ 2(q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 2}^{\alpha} - q_{\beta 3}^{\alpha} q_{\beta 0}^{\alpha}) & q_{\beta 0}^2 - q_{\beta 1}^2 + q_{\beta 2}^2 - q_{\beta 3}^2 & 2(q_{\beta 2}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha} + q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 0}^{\alpha}) \\ 2(q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha} + q_{\beta 2}^{\alpha} q_{\beta 0}^{\alpha}) & 2(q_{\beta 2}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha} - q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 0}^{\alpha}) & q_{\beta 0}^2 - q_{\beta 1}^2 - q_{\beta 2}^2 + q_{\beta 3}^2 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

$$\begin{cases} q_{\beta 0}^{\alpha} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + C_{\beta 1,1}^{\alpha} + C_{\beta 2,2}^{\alpha} + C_{\beta 3,3}^{\alpha}} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + C_{\alpha 1,1}^{\beta} + C_{\alpha 2,2}^{\beta} + C_{\alpha 3,3}^{\beta}} \\ q_{\beta 1}^{\alpha} = \frac{C_{\beta 2,3}^{\alpha} - C_{\beta 3,2}^{\alpha}}{4q_{\beta 0}^{\alpha}} = \frac{C_{\alpha 3,2}^{\beta} - C_{\alpha 2,3}^{\beta}}{4q_{\beta 0}^{\alpha}} \\ q_{\beta 2}^{\alpha} = \frac{C_{\beta 3,1}^{\alpha} - C_{\beta 1,3}^{\alpha}}{4q_{\beta 0}^{\alpha}} = \frac{C_{\alpha 1,3}^{\beta} - C_{\alpha 3,1}^{\beta}}{4q_{\beta 0}^{\alpha}} \\ q_{\beta 3}^{\alpha} = \frac{C_{\beta 1,2}^{\alpha} - C_{\beta 2,1}^{\alpha}}{4q_{\beta 0}^{\alpha}} = \frac{C_{\alpha 2,1}^{\beta} - C_{\alpha 1,2}^{\beta}}{4q_{\beta 0}^{\alpha}} \end{cases} \quad (2.35)$$

当 $q_{\beta 0}^{\alpha}$ 趋近于 0 时,式(2.35)可替换为

$$\begin{cases} q_{\beta 1}^{\alpha} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + C_{\beta 1,1}^{\alpha} - C_{\beta 2,2}^{\alpha} - C_{\beta 3,3}^{\alpha}} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + C_{\alpha 1,1}^{\beta} - C_{\alpha 2,2}^{\beta} - C_{\alpha 3,3}^{\beta}} \\ q_{\beta 2}^{\alpha} = \frac{C_{\beta 2,3}^{\alpha} - C_{\beta 3,2}^{\alpha}}{4q_{\beta 1}^{\alpha}} = \frac{C_{\alpha 3,2}^{\beta} - C_{\alpha 2,3}^{\beta}}{4q_{\beta 1}^{\alpha}} \\ q_{\beta 3}^{\alpha} = \frac{C_{\beta 3,1}^{\alpha} + C_{\beta 1,3}^{\alpha}}{4q_{\beta 1}^{\alpha}} = \frac{C_{\alpha 1,2}^{\beta} + C_{\alpha 2,1}^{\beta}}{4q_{\beta 1}^{\alpha}} \\ q_{\beta 1}^{\alpha} = \frac{C_{\beta 1,2}^{\alpha} + C_{\beta 2,1}^{\alpha}}{4q_{\beta 1}^{\alpha}} = \frac{C_{\alpha 1,3}^{\beta} + C_{\alpha 3,1}^{\beta}}{4q_{\beta 1}^{\alpha}} \end{cases} \quad (2.36)$$

四元数和欧拉角之间的变换为^[3]

$$\begin{cases} \phi_{\beta\alpha} = \arctan_2[2(q_{\beta 0}^{\alpha} q_{\beta 1}^{\alpha} + q_{\beta 2}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha}), (1 - 2q_{\beta 1}^{\alpha 2} - 2q_{\beta 2}^{\alpha 2})] \\ \theta_{\beta\alpha} = \arcsin[2(q_{\beta 0}^{\alpha} q_{\beta 2}^{\alpha} - q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha})] \\ \psi_{\beta\alpha} = \arctan_2[2(q_{\beta 0}^{\alpha} q_{\beta 3}^{\alpha} + q_{\beta 1}^{\alpha} q_{\beta 2}^{\alpha}), (1 - 2q_{\beta 2}^{\alpha 2} - 2q_{\beta 3}^{\alpha 2})] \end{cases} \quad (2.37)$$

注意必须用四象限反正切函数,且

$$\begin{cases} q_{\beta 0}^{\alpha} = \cos\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) + \sin\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) \\ q_{\beta 1}^{\alpha} = \sin\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) - \cos\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) \\ q_{\beta 2}^{\alpha} = \cos\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) + \sin\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) \\ q_{\beta 3}^{\alpha} = \cos\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) - \sin\left(\frac{\phi_{\beta\alpha}}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta_{\beta\alpha}}{2}\right)\cos\left(\frac{\psi_{\beta\alpha}}{2}\right) \end{cases} \quad (2.38)$$

随书 CD 的例 2.1, 也给出了四元数与坐标变换矩阵和欧拉角之间的相互转换例子。

2.2.4 旋转矢量

旋转矢量(rotation vector)^[4]是本节介绍的最后一种表示姿态的方法。旋转矢量是一个三元素的矢量, 常用 ρ 表示(一些作者用 σ), 实际上是旋转轴单位矢量和旋转幅度的简单组合, 因此

$$\rho_{\beta\alpha} = \mu_{\beta\alpha} e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} \quad (2.39)$$

反过来

$$\mu_{\beta\alpha} = |\rho_{\beta\alpha}|, \quad e_{\beta\alpha}^{\alpha/\beta} = \frac{\rho_{\beta\alpha}}{|\rho_{\beta\alpha}|} \quad (2.40)$$

与四元数类似, 旋转矢量的运算也不直观, 因此, 在这里不作深入讨论。旋转矢量方法在导航中应用的更多内容参见文献[2]。

旋转矢量与四元数之间的变换关系为

$$q_{\beta 0}^{\alpha} = \cos\left(\frac{|\rho_{\beta\alpha}|}{2}\right), q_{\beta 1,3}^{\alpha} = \sin\left(\frac{|\rho_{\beta\alpha}|}{2}\right) \frac{\rho_{\beta\alpha}}{|\rho_{\beta\alpha}|} \quad (2.41)$$

$$\rho_{\beta\alpha} = \frac{2\arccos(q_{\beta 0}^{\alpha})}{\sqrt{1 - q_{\beta 0}^{\alpha 2}}} q_{\beta 1,3}^{\alpha} \quad (2.42)$$

旋转矢量可通过下式变换为坐标变换矩阵:

$$\begin{aligned} C_{\beta}^{\alpha} &= \exp[-\rho_{\beta\alpha} \wedge] \\ &= I_3 - \frac{\sin|\rho_{\beta\alpha}|}{|\rho_{\beta\alpha}|} [\rho_{\beta\alpha} \wedge] + \frac{1 - \cos|\rho_{\beta\alpha}|}{|\rho_{\beta\alpha}|^2} [\rho_{\beta\alpha} \wedge]^2 \end{aligned} \quad (2.43)$$

由式(2.30)和式(2.39), 可得反向变换为

$$\rho_{\beta\alpha} = \frac{\mu_{\beta\alpha}}{2\sin\mu_{\beta\alpha}} \begin{pmatrix} C_{\beta 2,3}^{\alpha} - C_{\beta 3,2}^{\alpha} \\ C_{\beta 3,1}^{\alpha} - C_{\beta 1,3}^{\alpha} \\ C_{\beta 1,2}^{\alpha} - C_{\beta 2,1}^{\alpha} \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

其中 $\mu_{\beta\alpha}$ 由 C_{β}^{α} C_{β}^{α} 定义, 见式(2.31)。

由下式可将旋转矢量变换为欧拉角表示的姿态:

$$\begin{cases} \phi_{\beta\alpha} = \arctan_2 \left[\left(\frac{\sin |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 1} + \frac{1 - \cos |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|^2} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 2} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 3} \right), \frac{\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 3}^2 - \cos |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}| (\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 1}^2 + \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 2}^2)}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|^2} \right] \\ \theta_{\beta\alpha} = \arcsin \left[\frac{\sin |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 2} - \frac{1 - \cos |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|^2} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 1} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 3} \right] \\ \psi_{\beta\alpha} = \arctan_2 \left[\left(\frac{\sin |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 3} + \frac{1 - \cos |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|^2} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 1} \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 2} \right), \frac{\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 1}^2 - \cos |\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}| (\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 2}^2 + \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha 3}^2)}{|\boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha}|^2} \right] \end{cases} \quad (2.45)$$

注意在小角度近似时, 旋转矢量和欧拉角是一样的。反向变换一般比较复杂, 因此最好通过四元数或坐标变换矩阵来完成。

在几种姿态表示方法中, 旋转矢量是唯一可以对旋转过程线性插值的方法, 因此旋转矢量在姿态插值中非常有用。例如, 坐标系 γ 处于从坐标系 β 旋转到坐标系 α 的 k 倍方位处, 则表示三者之间的相对姿态的旋转矢量可写为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\rho}_{\beta\gamma} = k \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha} \\ \boldsymbol{\rho}_{\gamma\alpha} = (1 - k) \boldsymbol{\rho}_{\beta\alpha} \end{cases} \quad (2.46)$$

注意非共线旋转矢量既不互易也不可累加。

2.3 运动学

导航中, 一个坐标系的线运动和角运动都是相对于另外一个坐标系而言的。运动学研究的是物体本身的运动, 而不考虑导致运动的起因。这与研究物体运动与其起因之间关系的动力学形成对比。

像位置、速度、加速度和角速度等大多数的运动学参量, 均涉及三种坐标系:

- (1) 描述载体运动, 即载体坐标系 (object frame), α ;
- (2) 运动所参照的坐标系, 即参考坐标系 (reference frame), β ;
- (3) 用于表现运动的坐标轴组成的坐标系, 记作投影坐标系 (resolving frame), γ 。

载体坐标系 α 与参考坐标系 β 不能相同, 否则将不存在运动。投影坐标系可能是载体坐标系、参考坐标系, 也可能是其他坐标系。只需定义投影坐标系的轴系方向, 不需要定义其原点。另外投影坐标系的选择不影响矢量的幅度。

要完整地描述这些运动参量, 这三个坐标系必须明确定义。但大部分学者并没做到这些, 这就造成了一些潜在的混乱。这里采用以下符号表示笛卡儿位置、速度、加速度和角速度:

$\mathbf{x}_{\beta\alpha}^{\gamma}$

矢量 $\mathbf{x}$ 描述了坐标系 α 相对于坐标系 β 的运动学特性,在坐标系 γ 中投影表示。在描述姿态时,只用到载体坐标系 α 和参考坐标系 β ,没有投影坐标系。

本节依次描述了角速度、笛卡儿(与曲线相对应)位置、速度和加速度。在速度和加速度的定义中,正确地处理参考坐标系和投影坐标系的各种旋转很重要。最后,介绍了相对于旋转坐标系的运动以及由此引起的离心力和哥氏力。

2.3.1 角速度

角速度(angular rate)矢量 $\omega_{\beta\alpha}^{\gamma}$,表示 α 坐标系相对于 β 坐标系的转动角速度在 γ 坐标系中的投影。图 2.13 说明了角速度矢量的方向及其对应的旋转。转动发生在与角速度矢量相垂直的平面内。一些作者用 p, q, r 分别表示投影坐标系的 x 轴、 y 轴和 z 轴角速度分量,即 $\omega_{\beta\alpha}^{\gamma} = (p_{\beta\alpha}^{\gamma}, q_{\beta\alpha}^{\gamma}, r_{\beta\alpha}^{\gamma})$ 。

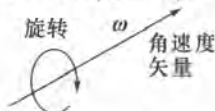


图 2.13 角速度旋转和矢量方向

通过简单的符号取反,就可以实现角速度在载体坐标系和参考坐标系之间的转换:

$$\omega_{\beta\alpha}^{\gamma} = -\omega_{\alpha\beta}^{\gamma} \quad (2.47)$$

倘若一个角速度的载体坐标系与另一个角速度的参考坐标系相同,则在同一投影轴系投影的角速度可简单地相加,即

$$\omega_{\beta\alpha}^{\gamma} = \omega_{\beta\delta}^{\gamma} + \omega_{\delta\alpha}^{\gamma} \quad (2.48)$$

只通过左乘对应的坐标变换矩阵就可以实现加速度的投影轴系变换:

$$\omega_{\beta\alpha}^{\delta} = C_{\gamma}^{\delta} \omega_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.49)$$

角速度的模 $|\dot{\omega}_{\beta\alpha}^{\gamma}|$ 与旋转轴无关,因此可简写为 $\omega_{\beta\alpha}$ 。但角加速度的模 $|\dot{\omega}_{\beta\alpha}^{\gamma}|$ 取决于投影坐标系的选择。

角速度矢量的斜对称矩阵常表示为

$$\Omega_{\beta\alpha}^{\gamma} = [\omega_{\beta\alpha}^{\gamma} \wedge] = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{\beta\alpha 3}^{\gamma} & \omega_{\beta\alpha 2}^{\gamma} \\ \omega_{\beta\alpha 3}^{\gamma} & 0 & -\omega_{\beta\alpha 1}^{\gamma} \\ -\omega_{\beta\alpha 2}^{\gamma} & \omega_{\beta\alpha 1}^{\gamma} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.50)$$

式中:矢量 $\omega_{\beta\alpha}^{\gamma}$ 作用于斜对称矩阵 $\Omega_{\beta\alpha}^{\gamma}$ 的行和列,均在 γ 坐标系投影。因此,由式(2.21)可知,斜对称矩阵的坐标转换可表示为

$$\Omega_{\beta\alpha}^{\delta} = C_{\gamma}^{\delta} \Omega_{\beta\alpha}^{\gamma} C_{\delta}^{\gamma} \quad (2.51)$$

坐标转换矩阵的时间导数可定义为^[5,6]

$$\dot{C}_{\beta}^{\alpha}(t) = \lim_{\delta t \rightarrow 0} \left(\frac{C_{\beta}^{\alpha}(t + \delta t) - C_{\beta}^{\alpha}(t)}{\delta t} \right) \quad (2.52)$$

如果将载体坐标系 α 的旋转看作是相对于固定坐标系 β 的旋转, 则 $t + \delta t$ 时刻的坐标变换矩阵可写为

$$C_{\beta}^{\alpha}(t + \delta t) = C_{\alpha(t)\alpha(t+\delta t)}^{\alpha(t+\delta t)} C_{\beta}^{\alpha}(t) \quad (2.53)$$

$t \sim t + \delta t$ 间隔内载体坐标系的旋转是无限小的, 因此可用小角度 $\psi_{\alpha(t)\alpha(t+\delta t)}$ 替换, 由式(2.26)可得

$$\begin{aligned} C_{\beta}^{\alpha}(t + \delta t) &= (I_3 - [\psi_{\alpha(t)\alpha(t+\delta t)} \wedge]) C_{\beta}^{\alpha}(t) \\ &= (I_3 - \delta t [\omega_{\beta\alpha}^{\alpha} \wedge]) C_{\beta}^{\alpha}(t) \\ &= (I_3 - \delta t \Omega_{\beta\alpha}^{\alpha}) C_{\beta}^{\alpha}(t) \end{aligned} \quad (2.54)$$

代入式(2.52)可得

$$\dot{C}_{\beta}^{\alpha} = -\Omega_{\beta\alpha}^{\alpha} C_{\beta}^{\alpha} \quad (2.55)$$

假设 β 坐标系旋转而 α 坐标系固定, 重复上述步骤可得 $\dot{C}_{\beta}^{\alpha} = -C_{\beta}^{\alpha} \Omega_{\beta\alpha}^{\beta}$ 。实际上, 由式(2.51)和式(2.17)可知, 上述结果是等效的。由式(2.47), 结果通常写为

$$\begin{aligned} \dot{C}_{\beta}^{\alpha} &= -C_{\beta}^{\alpha} \Omega_{\beta\alpha}^{\beta} = C_{\beta}^{\alpha} \Omega_{\alpha\beta}^{\beta} \\ &= -\Omega_{\beta\alpha}^{\alpha} C_{\beta}^{\alpha} = \Omega_{\alpha\beta}^{\alpha} C_{\beta}^{\alpha} \end{aligned} \quad (2.56)$$

反向变换为

$$\begin{cases} \Omega_{\alpha\beta}^{\alpha} = \dot{C}_{\beta}^{\alpha} C_{\alpha}^{\beta}, & \Omega_{\beta\alpha}^{\alpha} = -\dot{C}_{\beta}^{\alpha} C_{\alpha}^{\beta} \\ \Omega_{\alpha\beta}^{\beta} = C_{\alpha}^{\beta} \dot{C}_{\beta}^{\alpha}, & \Omega_{\beta\alpha}^{\beta} = -C_{\alpha}^{\beta} \dot{C}_{\beta}^{\alpha} \end{cases} \quad (2.57)$$

欧拉角姿态的时间导数用角速率形式表示为^[5]

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi}_{\beta\alpha} \\ \dot{\theta}_{\beta\alpha} \\ \dot{\psi}_{\beta\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \sin\phi_{\beta\alpha} \tan\theta_{\beta\alpha} & \cos\phi_{\beta\alpha} \tan\theta_{\beta\alpha} \\ 0 & \cos\phi_{\beta\alpha} & -\sin\phi_{\beta\alpha} \\ 0 & \sin\phi_{\beta\alpha}/\cos\theta_{\beta\alpha} & \cos\phi_{\beta\alpha}/\cos\theta_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \omega_{\beta\alpha}^{\alpha} \quad (2.58)$$

反向变换为

$$\omega_{\beta\alpha}^{\alpha} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta_{\beta\alpha} \\ 0 & \cos\phi_{\beta\alpha} & \sin\phi_{\beta\alpha} \cos\theta_{\beta\alpha} \\ 0 & -\sin\phi_{\beta\alpha} & \cos\phi_{\beta\alpha} \cos\theta_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\phi}_{\beta\alpha} \\ \dot{\theta}_{\beta\alpha} \\ \dot{\psi}_{\beta\alpha} \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

2.3.2 笛卡儿位置

如图 2.14 所示, α 坐标系的原点相对于 β 坐标系原点的笛卡儿位置 (Cartesian position) 在 γ 坐标系中投影, 记为 $\mathbf{r}_{\beta\alpha}^\gamma = (x_{\beta\alpha}^\gamma, y_{\beta\alpha}^\gamma, z_{\beta\alpha}^\gamma)$, 其中, x, y, z 表示 γ 坐标系 $x^\gamma, y^\gamma, z^\gamma$ 轴的投影分量。笛卡儿位置与曲线位置 (见 2.4.2 节) 的区别是: 投影轴独立于位置矢量。笛卡儿位置又称欧几里德位置。

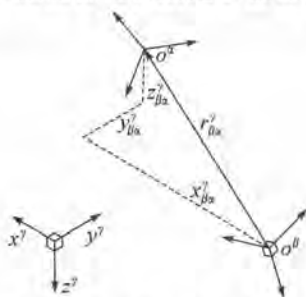


图 2.14 γ 坐标系中表示的 α 坐标系原点相对于 β 坐标系原点的笛卡儿位置

笛卡儿位置的载体坐标系与参考坐标系的转换可以简单地通过符号取反完成:

$$\mathbf{r}_{\beta\alpha}^\gamma = -\mathbf{r}_{\alpha\beta}^\gamma \quad (2.60)$$

同样, 倘若一个笛卡儿位置的载体坐标系与另一个的参考坐标系相同, 那么这两个具有相同投影坐标系的笛卡儿位置可以相加

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^\gamma &= \mathbf{r}_{\delta\alpha}^\gamma - \mathbf{r}_{\delta\beta}^\gamma \\ &= \mathbf{r}_{\beta\delta}^\gamma + \mathbf{r}_{\delta\alpha}^\gamma \end{aligned} \quad (2.61)$$

这也可用于将一个位置从一个参考坐标系变换到其他坐标系, 对其时间导数同样成立。

通过坐标转换矩阵可以实现笛卡儿位置在不同投影坐标系间的转换:

$$\mathbf{r}_{\beta\alpha}^\delta = \mathbf{C}_\gamma^\delta \mathbf{r}_{\beta\alpha}^\gamma \quad (2.62)$$

注意,

$$\mathbf{r}_{\alpha\beta}^\alpha = -\mathbf{C}_\beta^\alpha \mathbf{r}_{\beta\alpha}^\beta \quad (2.63)$$

以及

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^\beta &= \mathbf{C}_\delta^\beta (\mathbf{r}_{\beta\delta}^\delta + \mathbf{r}_{\delta\alpha}^\delta) \\ &= \mathbf{r}_{\beta\delta}^\beta + \mathbf{C}_\delta^\beta \mathbf{r}_{\delta\alpha}^\delta \end{aligned} \quad (2.64)$$

笛卡儿位置的模 $|\mathbf{r}_{\beta\alpha}^\gamma|$ 与投影轴无关, 因此可简写为 $r_{\beta\alpha}^\gamma$ 。实际上, 模的时间导数 $|\dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^\gamma|$ 取决于投影坐标系相对于参考坐标系和载体坐标系的旋转速率 (参见 2.3.3 节)。

考虑一些特殊的坐标系,例如,ECI 坐标系的原点与 ECEF 坐标系的原点重合,当地导航坐标系与载体坐标系的原点也重合,故

$$\mathbf{r}_{ie}^{\gamma} = \mathbf{r}_{nb}^{\gamma} = 0 \quad (2.65)$$

同时

$$\mathbf{r}_{ib}^{\gamma} = \mathbf{r}_{eb}^{\gamma} = \mathbf{r}_{in}^{\gamma} = \mathbf{r}_{en}^{\gamma} \quad (2.66)$$

上式对于相应矢量的时间导数同样成立。

2.3.3 速度

速度(velocity),表示载体坐标系原点的位置相对于参考坐标系原点和坐标轴的变化率。这个运动参量可以依次在第三个坐标系的坐标轴上投影表示。因此, α 坐标系相对于 β 坐标系的速度在 γ 坐标系中投影表示为

$$\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} = \mathbf{C}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} \quad (2.67)$$

载体坐标系 α 相对于参考坐标系 β 原点的移动,或者是参考坐标系 β 相对于坐标系 α 原点的移动,都会引入速度。然而,速度的定义不仅相对于参考坐标系的原点,还相对于参考坐标系的轴。因此,当参考坐标系 β 相对于载体坐标系 α 原点转动时也会引入速度。例如,观察者坐在办公椅上旋转,周围的物体就会相对于与椅子固连的参考坐标系移动。这对于导航尤其重要,因为通常采用的很多参考坐标系之间往往存在相对转动。

图 2.15 说明了引入速度的三种运动。载体坐标系的旋转,不会引入速度。投影坐标系 γ 相对于参考坐标系 β 的旋转,不会改变速度的大小。

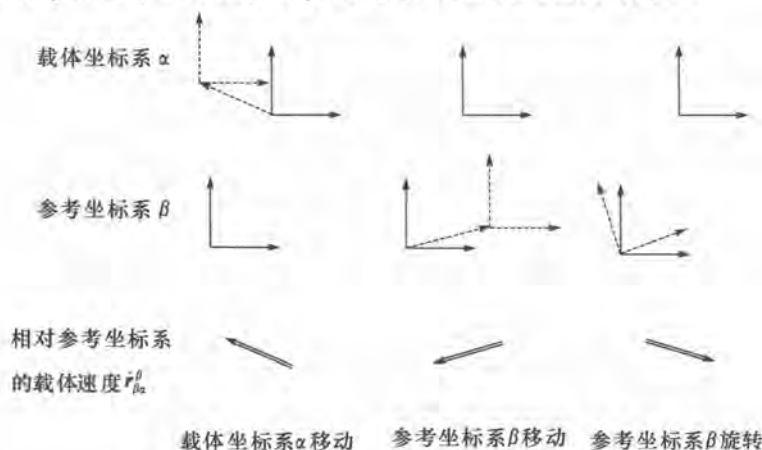


图 2.15 产生相对速度的运动

需要注意的是, $\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma}$ 不等于笛卡儿位置 $\mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\gamma}$ 对时间的导数,这是由于投影坐标系 γ 相对于参考坐标系 β 存在转动。由式(2.62)和式(2.67)可知

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\gamma} &= \dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} + \mathbf{C}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} \\ &= \dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} + \mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma}\end{aligned}\quad (2.68)$$

投影轴系和参考坐标系间的旋转在导航中很重要,因为当地导航坐标系的原点相对于地球发生移动时,当地导航坐标系就会相对于 ECEF 坐标系旋转。

如果参考坐标系和载体坐标系之间存在角运动,那么它们就不能像笛卡儿位置那样通过符号取反实现互换。正确的关系为

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\gamma} = -\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} - \mathbf{C}_{\alpha}^{\gamma} \dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\alpha} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} \quad (2.69)$$

尽管有

$$\left. \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\gamma} \right|_{\dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\alpha}=0} = -\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.70)$$

同理,参考坐标系间存在相互转动时,速度不具有可加性,即

$$\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} \neq \mathbf{v}_{\beta\delta}^{\gamma} + \mathbf{v}_{\delta\alpha}^{\gamma} \quad (2.71)$$

尽管有

$$\left. \mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} \right|_{\dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\delta}=0} = \mathbf{v}_{\beta\delta}^{\gamma} + \mathbf{v}_{\delta\alpha}^{\gamma} \quad (2.72)$$

可以使用合适的坐标转换矩阵,将速度从一个投影坐标系变换到另一个投影坐标系

$$\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\delta} = \mathbf{C}_{\gamma}^{\delta} \mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.73)$$

ECI 与 ECEF 具有共同的坐标原点,载体坐标系与当地导航坐标系也是如此。此时,

$$\mathbf{v}_{ie}^{\gamma} = \mathbf{v}_{nb}^{\gamma} = 0, \quad \mathbf{v}_{ib}^{\gamma} = \mathbf{v}_{in}^{\gamma}, \quad \mathbf{v}_{eb}^{\gamma} = \mathbf{v}_{en}^{\gamma} \quad (2.74)$$

然而,由于 ECEF 坐标系相对于惯性坐标系有旋转,故

$$\mathbf{v}_{ib}^{\gamma} \neq \mathbf{v}_{eb}^{\gamma}, \quad \mathbf{v}_{in}^{\gamma} \neq \mathbf{v}_{en}^{\gamma} \quad (2.75)$$

与投影坐标系的选择无关。

当地导航坐标系的地球参考速度 $\mathbf{v}_{eb}^n$ 或 $\mathbf{v}_{en}^n$ 在文献中常简写为 $\mathbf{v}^n$, 其在 ECEF 坐标系中的投影 $\mathbf{v}_{eb}^e$ 常简写为 $\mathbf{v}^e$, 而惯性参考速度 $\mathbf{v}_{ib}^i$ 则简写为 $\mathbf{v}^i$ 。

标量速度是速度矢量的模值,与投影轴无关,因此 $v_{\beta\alpha} = |\mathbf{v}_{\beta\alpha}^{\gamma}|$ 。但速度的时间导数的模 $|\dot{\mathbf{v}}_{\beta\alpha}^{\gamma}|$ 与投影轴的选择相关。

2.3.4 加速度

加速度(acceleration)定义为一个坐标系的原点位置相对于另一个坐标系原点和坐标轴的二次时间导数。因此, α 坐标系相对于 β 坐标系的加速度在 γ 坐标系中的投影可表示为

$$\mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} = \mathbf{C}_{\beta}^{\gamma} \ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} \quad (2.76)$$

加速度是在参考坐标系中作用在单位质量物体上的力,它的幅值与投影坐标系无关。由于投影坐标系 γ 相对于参考坐标系 β 可能存在转动,加速度并不简单地等同于 $\dot{\mathbf{v}}_{\beta\alpha}^{\gamma}$ 的时间导数,或者 $\mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\gamma}$ 的二次时间导数:

$$\dot{\mathbf{v}}_{\beta\alpha}^{\gamma} = \dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} + \mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.77)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\gamma} &= \ddot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} + \dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} + \dot{\mathbf{v}}_{\beta\alpha}^{\gamma} \\ &= \ddot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} + 2\dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} + \mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} \end{aligned} \quad (2.78)$$

由式(2.56)和式(2.62)知

$$\ddot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} = (\dot{\boldsymbol{\Omega}}_{\beta\gamma}^{\gamma} \boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} - \dot{\boldsymbol{\Omega}}_{\beta\gamma}^{\gamma}) \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.79)$$

同时由式(2.68)、式(2.56)和式(2.62)知

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} &= -\boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \mathbf{C}_{\beta}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} = \boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} (\dot{\mathbf{C}}_{\beta}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} - \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\gamma}) \\ &= -\boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\gamma} - \boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\gamma} \end{aligned} \quad (2.80)$$

代入式(2.78)有

$$\ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\gamma} = -\boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\gamma} - 2\boldsymbol{\Omega}_{\beta\gamma}^{\gamma} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\gamma} - \dot{\boldsymbol{\Omega}}_{\beta\gamma}^{\gamma} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\gamma} + \mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.81)$$

式中前三项与 2.3.5 节介绍的离心力、哥氏力和欧拉虚力有关^[7]。

与速度矢量类似,当参考坐标系间存在相互旋转时,加速度也不能简单地相加,即

$$\mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} \neq \mathbf{a}_{\beta\delta}^{\gamma} + \mathbf{a}_{\delta\alpha}^{\gamma} \quad (2.82)$$

同样,加速度可通过适当的坐标转换矩阵,变换到另一个投影坐标系中:

$$\mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\delta} = \mathbf{C}_{\gamma}^{\delta} \mathbf{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (2.83)$$

2.3.5 相对于旋转参考坐标系的运动

在导航中,相对于类似 ECEF 的旋转参考坐标系来描述运动比较常见。根据牛顿运动定律,在不受外力时,物体会相对于惯性参考坐标系作匀速运动,对旋转坐标系则不然。

考虑一个相对于参考坐标系静止的物体,该参考坐标系以恒定速率旋转。相对于惯性坐标系,该物体以旋转坐标系(假设其旋转轴相对于惯性坐标系固定)的旋转轴为中心作圆周运动。由于该物体相对于惯性坐标系作圆周运动,因此必须受一个力的作用。若物体 α 相对于惯性坐标系 i 的位置表示为

$$\begin{cases} x_{ia}^i = r \cos \omega_{i\beta} t \\ y_{ia}^i = r \sin \omega_{i\beta} t \end{cases} \quad (2.84)$$

式中: $\omega_{i\beta}$ 是角度; t 是时间, 则加速度为

$$\begin{pmatrix} \ddot{x}_{ia}^i \\ \ddot{y}_{ia}^i \end{pmatrix} = \omega_{i\beta}^2 r \begin{pmatrix} \cos \omega_{i\beta} t \\ \sin \omega_{i\beta} t \end{pmatrix} = -\omega_{i\beta}^2 \begin{pmatrix} x_{ia}^i \\ y_{ia}^i \end{pmatrix} \quad (2.85)$$

因此加速度指向旋转轴, 这就是向心加速度 (centripetal acceleration), 对应的力为向心力 (centripetal force)。例如旋转木马上的人, 要保持在木马上, 就必须受一个向心力的作用。

相对于旋转参考坐标系, 物体的加速度为零, 而向心力依然存在。因此, 从旋转坐标系的角度看, 一定存在一个与向心力大小相等但方向相反的力, 即离心力 (centrifugal force), 这是一种虚力, 也称为虚拟力或假想力。它的引入源自旋转参考坐标系的使用, 而非实际物理过程, 但它的作用与真实力一样。例如, 旋转木马上的人如果受的向心力不够大, 就会被离心力甩出木马。

现在考虑一个相对于旋转参考坐标系以恒定速度向旋转轴运动的物体, 相对于惯性坐标系, 该物体的运动轨迹为曲线, 因此一定存在加速度, 如图 2.16 所示。随着越来越接近转轴, 物体沿着旋转方向相对于惯性空间的速度逐渐减小。因此, 就像受向心力一样, 也会受一个沿旋转相反方向的阻力。相对于旋转坐标系, 物体以匀速运动, 因此加速度必定为零。因此一定有第二个抵消该阻力的虚力存在, 这就是哥氏力 (Coriolis force) [7]。

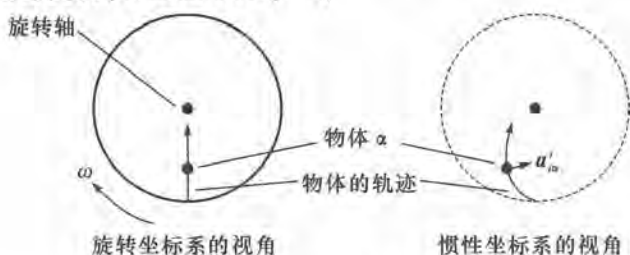


图 2.16 物体相对于旋转坐标系作匀速运动

哥氏加速度的方向与物体相对于旋转参考坐标系的速度垂直。图 2.17 给出了几个例子。如果一个物体在运动, 并没有施加的外力使其相对旋转参考坐标系保持恒定速度, 则物体相对于惯性坐标系的速度为常值。这时, 由于哥氏力的作用, 物体相对于旋转坐标系的轨迹为曲线。这可以通过在转盘上丢或滚动一个小球来做演示实验。

考虑一个相对于惯性坐标系静止的物体, 相对于旋转坐标系, 该物体以旋转坐标系的旋转轴为中心作圆周运动, 因此会受到向心加速度。所有物体相对于旋转参考坐标系而言均受到离心加速度, 与向心加速度大小相等, 方向相反。实际上, 由于物体相对于旋转坐标系有运动, 会受到哥氏加速度, 故并不矛盾。要描述物体相对于旋转坐标系的运动, 就需要考虑离心加速度和哥氏加速度合成

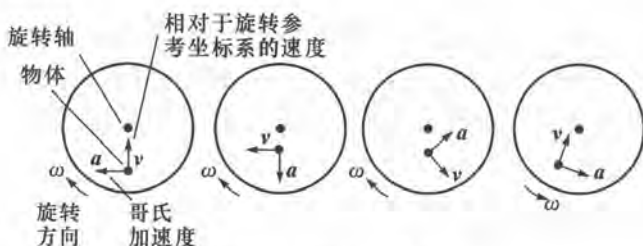


图 2.17 哥氏加速度举例

的向心加速度。

考虑载体坐标系 α 相对于旋转参考坐标系 β 的运动,用全加速度减去载体和参考坐标系在惯性参考系下的加速度的差,就可以得到虚拟加速度 $a_{\beta\alpha}^{P\beta}$,故

$$a_{\beta\alpha}^{P\beta} = a_{\beta\alpha}^{\beta} - a_{i\alpha}^{\beta} + a_{i\beta}^{\beta} \quad (2.86)$$

式中: i 表示惯性坐标系。

应用式(2.76)和式(2.61),

$$\begin{aligned} a_{\beta\alpha}^{P\beta} &= \ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} - \mathbf{C}_i^{\beta} (\ddot{\mathbf{r}}_{i\alpha}^i - \ddot{\mathbf{r}}_{i\beta}^i) \\ &= \ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} - \mathbf{C}_i^{\beta} \ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^i \end{aligned} \quad (2.87)$$

由式(2.29)可得

$$\mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} = \mathbf{C}_i^{\beta} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^i \quad (2.88)$$

两次微分可得

$$\ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} = \ddot{\mathbf{C}}_i^{\beta} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^i + 2\dot{\mathbf{C}}_i^{\beta} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^i + \mathbf{C}_i^{\beta} \ddot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^i \quad (2.89)$$

再代入式(2.87)得

$$a_{\beta\alpha}^{P\beta} = \ddot{\mathbf{C}}_i^{\beta} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^i + 2\dot{\mathbf{C}}_i^{\beta} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^i \quad (2.90)$$

应用式(2.76)和式(2.80),再重新排列可得

$$a_{\beta\alpha}^{P\beta} = -\boldsymbol{\Omega}_{i\beta}^{\beta} \boldsymbol{\Omega}_{i\beta}^{\beta} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} - 2\boldsymbol{\Omega}_{i\beta}^{\beta} \dot{\mathbf{r}}_{\beta\alpha}^{\beta} - \dot{\boldsymbol{\Omega}}_{i\beta}^{\beta} \mathbf{r}_{\beta\alpha}^{\beta} \quad (2.91)$$

式中:第一项为离心加速度;第二项为哥氏加速度;最后一项为欧拉加速度。欧拉力是第三种虚拟力,是当参考坐标系相对于惯性空间存在角加速度时产生的力。

2.4 地球表面形状和重力模型

在大多数应用中,需要确定载体相对于地球表面的位置,这需要定义一个相对于地心和地轴的参考表面,也需要定义一组坐标系来描述其相对于地球表面的位置,即经度、纬度和高度;对绘制地图而言,还需要将这些坐标系投影到一个平面的方法;要将惯性参考测量转换为地球参考测量,还必须定义地球的自转。

本节将依次解释这些问题,并展示了测地学在导航中的应用。此外,还将比较比力与加速度、重力与地心引力间的异同,这些都是惯性导航中的关键概念。最后介绍了重力模型的选择。随书 CD 中的附录 C 提供了更多关于位置表示、数据转换、坐标变换的信息。

2.4.1 地球表面椭球模型

地心地固坐标系 (ECEF) 使得用户可以参照地心来导航。然而,在多数实际导航问题中,用户需要知道自己相对于地球表面的位置,这首先需要在 ECEF 坐标系中对地球表面进行建模。地球表面是一个扁椭圆球,“扁”的意思是其赤道平面比自转轴方向宽,“椭圆球”的意思是与圆球体非常接近。不幸的是,地球表面是不规则的,在导航系统中对其进行精确建模不现实,因为这需要存储大量数据和更加复杂的导航算法。因此,地球表面一般被近似为接近于地球实际平均海平面的规则形状。

大部分导航系统中用到的地球表面模型是一种扁的旋转椭球体,该参考椭球的横截面如图 2.18 所示。为了直观显示,图 2.18 及下文中的参考椭球图形都放大了地球的扁率。该椭球体关于地球南北极轴 (z^e) 旋转对称,关于赤道平面镜像对称。参考椭球横截面需要用两个半径来定义:一个是赤道半径 R_0 (椭圆的长半轴 a),即从地心到赤道上任一点的距离,也是地心到地球表面的最远距离;另一个为极轴半径 R_p (椭圆的短半轴 b),是从地球中心到任一极点的距离,也是地心到地球表面的最近距离。

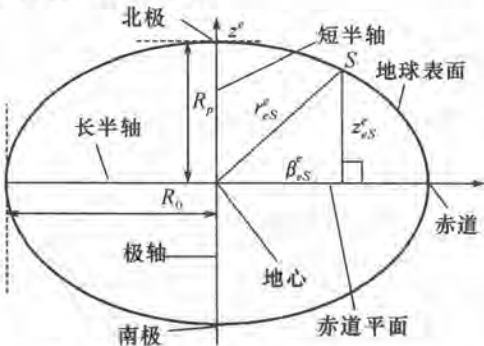


图 2.18 地球表面椭球模型横截面

通常情况下,参考椭球体需要根据赤道半径和椭球体的(“第一”或“主”)离心率 e 或扁率 f 来定义,具体定义为

$$e = \sqrt{1 - \frac{R_p^2}{R_0^2}}, \quad f = \frac{R_0 - R_p}{R_0} \tag{2.92}$$

两者之间的关系为

$$e = \sqrt{2f - f^2}, \quad f = 1 - \sqrt{1 - e^2} \quad (2.93)$$

参考椭球体表面上,点 S 的笛卡儿位置是 $r_{es}^e = (x_{es}^e, y_{es}^e, z_{es}^e)$ 。该点到地球中心的距离称为地心半径,即

$$r_{es}^e = |r_{es}^e| = \sqrt{x_{es}^{e^2} + y_{es}^{e^2} + z_{es}^{e^2}} \quad (2.94)$$

r_{es}^e 在赤道平面上的投影的幅值为 β_{es}^e , 即

$$\beta_{es}^e = \sqrt{x_{es}^{e^2} + y_{es}^{e^2}} \quad (2.95)$$

图 2.18 所示的椭球截面是包含 r_{es}^e 矢量的垂直面。 z_{es}^e 和 β_{es}^e 满足椭圆方程

$$\left(\frac{\beta_{es}^e}{R_0}\right)^2 + \left(\frac{z_{es}^e}{R_p}\right)^2 = 1 \quad (2.96)$$

将式(2.95)代入,得到椭球表面方程

$$\left(\frac{x_{es}^e}{R_0}\right)^2 + \left(\frac{y_{es}^e}{R_0}\right)^2 + \left(\frac{z_{es}^e}{R_p}\right)^2 = 1 \quad (2.97)$$

椭球体模型为确定位置提供了参考,同时它对定义当地导航坐标系(参见 2.1.3 节)也具有至关重要的作用,当地导航坐标系的向下方向为指向赤道平面的椭球面法线方向。注意除极点和赤道上点外,椭球体上其他点的法线与其中心并不相交。

实际上,建立椭球模型需要测量大量的地球表面点的位置。由于椭球体的中心不一定是严格的质心,故没有实用的相对于地球中心的位置测量方法。因此,只能通过测量一些点的相对位置来确定某点的位置,这个方法称为三角测量。目前,这个方法已经在多个国家、地区使用,并形成了多个不同的椭球模型或基准数据库。在其所关注区域,这些模型与地球表面匹配得较好,而在其他区域的匹配就相对较差^[8]。

随着卫星导航系统的出现,整个地球表面的测量有了共同的参考基准——卫星星座,这也引出了全球范围椭球模型的开发。目前,构建椭球模型的两个主要标准是世界测地坐标系 1984 (WGS 84, world geodetic system 1984)^[9] 和世界大地参考坐标系(international terrestrial reference frame, ITRF)^[10]。两者都将原点定义在地球质心,并用 IRP/CTP 来定义地球旋转。

WGS 84 是美国军用标准,由原美国国防部地图绘制中心,现在的美国国家地理空间情报中心(National Geospatial - Intelligence Agency, NGA)开发。它比原来的 WGS 60、WGS 66 和 WGS 72 更精确,在 GPS 和大部分惯性导航系统中得到应用,并已经成为导航系统的全球标准。WGS 84 最初的实现,利用了 1691 个子午仪(transit)定位点,每个定位点的精度达到 1 ~ 2m,20 世纪 90 年代用 GPS 测量和 ITRF 数据进行了修订^[11]。WGS 84 不仅可用于定义 ECEF 坐标系和椭球体,还提供了地球大地水准面(见 2.4.4 节)、重力场(见 2.4.7 节)及一系列

基本常数。WGS 84 模型利用赤道半径和扁率定义椭球体,进而导出极轴半径和偏心率。具体取值见表 2.1。

表 2.1 WGS 84 和 GRS 80 椭球模型参数

参数	WGS 84 值	GRS 80 值
赤道半径/ R_0	6378137.0m	6378137.0m
极轴半径/ R_p	6356752.31425m	6356752.31414m
扁率/ f	1/298.257223563	1/298.257222101
偏心率/ e	0.0818191908425	0.0818191910428

ITRF 由 IERS 维持,其数据库是科学家、特别是地理学家的首选,数据源自包括卫星激光测距、月球激光测距、超长基线干涉测量法(very long baseline interferometry, VLBI)和 GPS 在内的混合测量法。这些数据也被用于构建 GRS 80 (测地参考系统 1980, geodetic reference system 1980) 椭球模型,GRS 80 与 WGS 84 椭球模型差异小于 1mm,具体参数见表 2.1。

虽然通过 20 世纪 90 年代末对 WGS 84 的修订,使 WGS 84 与 ITRF 之间差距更小,然而 ITRF 依然比 WGS 84 更精确,而且现在 WGS 84 被认为是 ITRF 的成果。“伽利略计划”将采用 ITRF 的成果,这里称为伽利略大地参考坐标系(Galileo terrestrial reference frame, GTRF),GLONASS 计划采用 PZ-90.02 数据库,PZ-90.02 与 IRTF 的原点偏差约为 0.4m。“北斗”系统采用国家大地坐标系 2000 (China geodetic coordinate system 2000, CGCS 2000),基本与 ITRF 一致。

考虑到大陆架的漂移,地表各点相对于地球中心存在每年厘米级的位移,所有的数据库必须定期更新。随书 CD 中附录 C 的 C.1 节提供了关于这些数据库的更多信息,包括数据库之间的坐标变换。

2.4.2 曲线坐标系位置表示

物体相对于地球表面的位置可用三个正交轴构成的坐标系表示,其坐标轴与当地导航坐标系的轴相对应。沿着地球表面法线方向,从所描述的载体到地球表面的距离称为高度(height)或高程(altitude)。法线与地球表面相交的点的南-北轴坐标,称为纬度(latitude);东-西轴坐标称为经度(longitude)。这些将在后面作详细介绍。因为三个轴相对地球的方向随着载体位置的变化而改变,因此,纬度、经度和高度又合称为曲线或椭圆位置(curvilinear or ellipsoidal position)。

将椭球体表面相同纬度的点连接起来,构成一个以南北极轴为中心的圆,称为纬度圈(parallel),其半径为 β_{gs}^e 。同样,将椭球体表面相同经度的点连接起来,构成从极点到极点的半椭圆,称为子午圈(meridian)。纬度圈和子午圈的夹角

为 90° 。包含纬度圈或子午圈的平面分别称为纬度截面或子午截面。

传统上,纬度的测量主要依靠由铅垂方向确定的当地垂线,以及根据地球相对恒星运动所确定的地球自转轴来实现。但这种天文纬度 (astronomical latitude) 测量有两个缺陷:① 由于局部重力异常的存在,在一条子午线上,有多个天文纬度相同的点^[8];② 地球极点移动会导致地球上任何一点的纬度均会随着时间推移发生微小变动。

地心纬度 (geocentric latitude) Φ 指从地心到椭球体表面一点的射线与赤道平面的夹角,如图 2.19 所示。所有的纬度定义,传统上都以北半球的纬度为正,南半球纬度为负。根据三角测量法可得,地球表面任一点 S 的地心纬度为

$$\tan \Phi_S = \frac{z_{eS}^e}{\beta_{eS}^e} = \frac{z_{eS}^e}{\sqrt{x_{eS}^{e^2} + y_{eS}^{e^2}}}, \quad \sin \Phi_S = \frac{z_{eS}^e}{r_{eS}^e} \quad (2.98)$$

大地纬度 (geodetic latitude, 测地纬度) L 是椭球体法线与赤道平面的夹角,如图 2.19 所示,符号 ϕ 也常用来表示地理纬度。大地纬度是天文纬度的合理化表示,它在坚持天文纬度基本原则的前提下,消除了天文纬度不明确的部分。在陆地导航中,常作为纬度的标准表示法。由于大地纬度是根据表面法线定义,因此可以通过计算椭球体表面梯度得到。因此,对椭球体表面一点 S 来说:

$$\tan L_S = - \frac{\partial \beta_{eS}^e}{\partial z_{eS}^e} \quad (2.99)$$

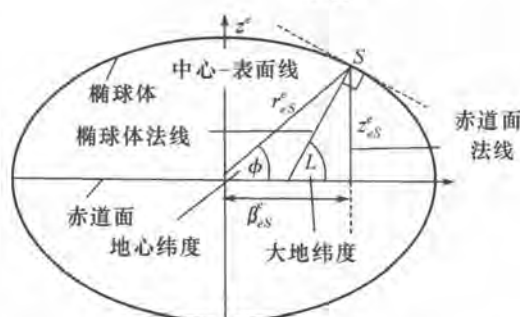


图 2.19 地心纬度和大地纬度

对式(2.96)求微分,并代入式(2.92)和式(2.95)可得

$$\frac{\partial \beta_{eS}^e}{\partial z_{eS}^e} = - \frac{z_{eS}^e R_0^2}{\beta_{eS}^e R_p^2} = - \frac{z_{eS}^e}{(1 - e^2) \beta_{eS}^e} \quad (2.100)$$

故

$$\tan L_S = \frac{z_{eS}^e}{(1 - e^2) \beta_{eS}^e} = \frac{z_{eS}^e}{(1 - e^2) \sqrt{x_{eS}^{e^2} + y_{eS}^{e^2}}} \quad (2.101)$$

代入式(2.98),可知大地纬度与地心纬度的关系为

$$\tan \Phi_s = (1 - e^2) \tan L_s \quad (2.102)$$

不在参考椭球体表面的载体 b 的地理纬度, 由经过该点的法线与参考椭球体表面交点 $S(b)$ 的纬度给出。因此有

$$\begin{cases} \tan L_b = \frac{z_{eS(b)}^e}{(1 - e^2) \sqrt{x_{eS(b)}^e{}^2 + y_{eS(b)}^e{}^2}} \\ \tan L_b \neq \frac{z_{eb}^e}{(1 - e^2) \sqrt{x_{eb}^e{}^2 + y_{eb}^e{}^2}} \end{cases} \quad (2.103)$$

经度(longitude) λ , 如图 2.20 所示, 是包含所关注点的子午面与 IERS 参考子午线(IERS reference meridian, IRM)/协议零度子午线(conventional zero meridian, CZM)/首子午线(prime meridian)在赤道平面上的夹角。IRM 子午线是全世界许多天文台所采用的零经度的平均值, 近似为经过英国伦敦格林尼治天文台的本初子午线。因为规定 IRM 东面的经度为正, 所以在东半球的经度为正而西半球为负, 也可用 $0^\circ \sim 360^\circ$ 或 2π 弧度来表示。也有些学者用符号 λ 表示纬度, 用 l, L 或 ϕ 表示经度。由三角测量法可得, 参考椭球体表面任一点 S 或任一载体 b 的经度为

$$\tan \lambda_s = \frac{y_{eS}^e}{x_{eS}^e}, \quad \tan \lambda_b = \frac{y_{eb}^e}{x_{eb}^e} \quad (2.104)$$

与欧拉角在 $\pm 90^\circ$ 有奇异类似, 在极点没有定义经度。当试图计算非常接近北极或南极点位置的经度时会出现显著的数值计算误差。

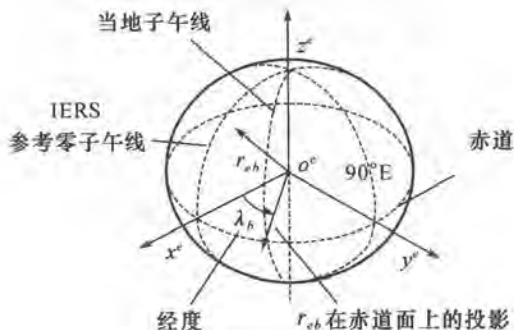


图 2.20 经度示意图

在这里, 定义参考椭球体的曲率半径是有意义的。沿南北向运动的曲率半径为子午面曲率半径 R_N (一些学者用 M 或 ρ), 它决定了一条子午线上大地纬度的变化率, 是过所关注点的北向及向下方向的参考椭球体横截面的曲率半径, 等于与所关注点的子午线椭圆最匹配的圆的半径。曲率半径的值随着纬度的变化而变化, 在赤道处, 即地心半径最大处, 达到最小, 在地球极点处达到最大。子午面曲率半径 R_N 由下式给出:

$$R_N(L) = \frac{R_0(1 - e^2)}{(1 - e^2 \sin^2 L)^{3/2}} \quad (2.105)$$

一个物体沿子午圈以单位速度运动,其大地纬度的变化率为 $1/R_N$ 。

沿东西向运动的曲率半径称为卯酉圈曲率半径 R_E (一些学者用 N 或 v),也可称为横向曲率半径、正规曲率半径或主垂线曲率半径。它是过所关注点的东向及向下方向的参考椭球体横截面的曲率半径。卯酉圈与子午圈垂直,但并非等纬度平面。它的大小也随着纬度变化而变化,并在赤道处达到最小。卯酉圈曲率半径,又等于从参考椭球体表面一点沿表面法线到极轴的长度,即

$$R_E(L) = \frac{R_0}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 L}} \quad (2.106)$$

一个物体在地球表面沿子午线的法平面(不是纬度圈)以单位速度运动,其相对于旋转轴的角度变化率为 $1/R_E$ 。

卯酉圈曲率半径在定义参考椭球体表面时也很有用,由式(2.92)、式(2.96)、式(2.101)和式(2.106)可知,纬度圈的半径 β_{eS}^e 和它与赤道面的距离 z_{eS}^e 有如下关系:

$$\begin{cases} \beta_{eS}^e = R_E(L_S) \cos L_S \\ z_{eS}^e = (1 - e^2) R_E(L_S) \sin L_S \end{cases} \quad (2.107)$$

一个物体沿纬度圈以单位速度运动,其经度变化率为 $1/\beta_{eS}^e$ 。

图 2.21 给出了子午圈和卯酉圈的曲率半径与地心半径随纬度的变化曲线,并将它们与赤道和极点半径进行了比较。注意两个曲率半径在未定义南北和东西方向的极点处是相同的。这些半径都是由随书 CD 中的 MATLAB 函数“Radii_of_curvature”计算得来的。

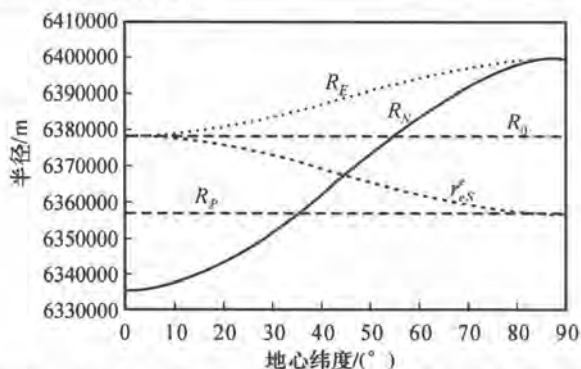


图 2.21 子午圈和卯酉圈曲率半径和地心半径随纬度的变化

任意方位 ψ_{nu} 的曲率半径为

$$R = \left(\frac{\cos^2 \psi_{nu}}{R_N} + \frac{\sin^2 \psi_{nu}}{R_E} \right)^{-1} \quad (2.108)$$

大地高度 (geodetic height) h , 有时又称为参考椭球体高度, 指载体沿着椭球表面法线, 到参考椭球体表面的距离, 规定载体在椭球外时高度为正, 如图 2.22 所示。由三角测量法知, 载体 b 的高度为

$$h_b = \frac{z_{eb}^e - z_{es(b)}^e}{\sin L_b} \quad (2.109)$$

代入式(2.107), 有

$$h_b = \frac{z_{eb}^e}{\sin L_b} - (1 - e^2) R_E(L_b) \quad (2.110)$$

载体 b 的曲线位置可以用矢量 $\mathbf{p}_b = (L_b, \lambda_b, h_b)$ 表示。这里需要注意的是, 在曲线位置的定义中, 只有确定了载体坐标系, 则隐含参考坐标系为 ECEF, 且投影坐标系为当地导航系。

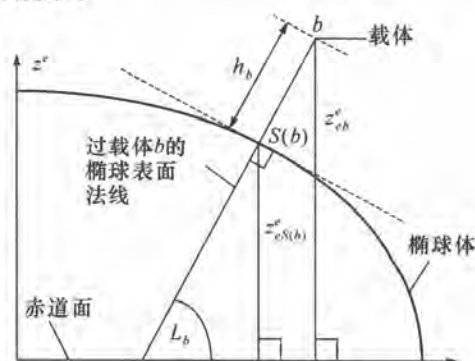


图 2.22 载体 b 的高度和大地纬度

在椭球外高度为 h_b 处子午圈和卯酉圈的曲率半径分别为 $R_N(L_b) + h_b$ 和 $R_E(L_b) + h_b$ 。同理可知, 在纬度圈内的曲率半径为 $(R_E(L_b) + h_b) \cos L_b$ 。沿曲线的速度除以曲线的曲率半径等于曲线所对应角度的时间导数。曲线位置的时间微分是地球参考速度在当地导航坐标系中的线性函数:

$$\begin{cases} \dot{L}_b = \frac{v_{eb,N}^n}{R_N(L_b) + h_b} \\ \dot{\lambda}_b = \frac{v_{eb,E}^n}{(R_E(L_b) + h_b) \cos L_b} \\ \dot{h}_b = -v_{eb,D}^n \end{cases} \quad (2.111)$$

这使得曲线坐标系位置可直接由速度求积分得到, 无需用笛卡儿坐标系作为中间过渡。

2.4.3 位置变换

利用式(2.95)、式(2.104)、式(2.107)和式(2.110), 可通过曲线位置得到

ECEF 系笛卡儿位置:

$$\begin{cases} x_{eb}^e = (R_E(L_b) + h_b) \cos L_b \cos \lambda_b \\ y_{eb}^e = (R_E(L_b) + h_b) \cos L_b \sin \lambda_b \\ z_{eb}^e = [(1 - e^2) R_E(L_b) + h_b] \sin L_b \end{cases} \quad (2.112)$$

随书 CD 上的例 2.2 用可编辑的 Microsoft Excel 文件给出了计算例程,也可参见随书 CD 中的 MATLAB 函数“NED_to_ECEF”。

将上面的过程逆转,即可由 ECEF 笛卡儿位置得到曲线位置^[12]:

$$\begin{cases} \tan L_b = \frac{z_{eb}^e [R_E(L_b) + h_b]}{\sqrt{x_{eb}^{e^2} + y_{eb}^{e^2}} [(1 - e^2) R_E(L_b) + h_b]} \\ \tan \lambda_b = \frac{y_{eb}^e}{x_{eb}^e} \\ h_b = \frac{\sqrt{x_{eb}^{e^2} + y_{eb}^{e^2}}}{\cos L_b} - R_E(L_b) \end{cases} \quad (2.113)$$

这里需要使用四象限反正切函数计算经度。因为 R_E 是纬度的函数,纬度和高度必须多次迭代计算,详见 CD 中附录 C 的 C.2.1 节例程。当前一个曲线位置有效时,可作为迭代计算的初值;否则,可用地心纬度 Φ_b 作为大地纬度的初值来加速迭代过程的收敛。 Φ_b 为

$$\Phi_b = \arctan \left(\frac{z_{eb}^e}{\sqrt{x_{eb}^{e^2} + y_{eb}^{e^2}}} \right) \quad (2.114)$$

在极区,式(2.113)可替换为

$$\begin{cases} \tan \left(\frac{\pi}{2} - L_b \right) = \frac{\sqrt{x_{eb}^{e^2} + y_{eb}^{e^2}} [(1 - e^2) R_E(L_b) + h_b]}{z_{eb}^e [R_E(L_b) + h_b]} \\ \tan \lambda_b = \frac{y_{eb}^e}{x_{eb}^e} \\ h_b = \frac{z_{eb}^e}{\sin L_b} - (1 - e^2) R_E(L_b) \end{cases} \quad (2.115)$$

纬度封闭解可由下式近似计算^[13],在地球表面附近位置其精度优于 1cm。

$$\tan L_b \approx \frac{z_{eb}^e \sqrt{1 - e^2} + e^2 R_0 \sin^3 \zeta_b}{\sqrt{1 - e^2} (\sqrt{x_{eb}^{e^2} + y_{eb}^{e^2}} - e^2 R_0 \cos^3 \zeta_b)} \quad (2.116)$$

其中,

$$\tan \zeta_b = \frac{z_{eb}^e}{\sqrt{1 - e^2} \sqrt{x_{eb}^{e^2} + y_{eb}^{e^2}}} \quad (2.117)$$

CD 中的附录 C 的 C.2 节给出了该公式的迭代版,另外还给出了其他迭代解和两种精确封闭解。这些方法都包含在 CD 中的例 2.2,同时 CD 中的 MATLAB 函数“ECEP_to_NED”给出了 Borkowski 精确封闭解。

当笛卡儿和曲线位置混合在一组导航公式中时,特别要注意要保证曲线位置计算的精度要足够高,否则会引起位置结果的发散。

对小的位置扰动可通过下式实现笛卡儿和曲线位置转换:

$$\delta r_{eb}^c \approx C_n^c T_p^{r(n)} \delta p_b, \quad \delta p_b \approx T_{r(n)}^p C_e^n \delta r_{eb}^e \quad (2.118)$$

其中,

$$T_{r(n)}^p = \frac{\partial p_b}{\partial r_{eb}^n} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_N(L_b) + h_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_E(L_b) + h_b) \cos L_b} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.119)$$

$$T_p^{r(n)} = \frac{\partial r_{eb}^n}{\partial p_b} = \begin{pmatrix} R_N(L_b) + h_b & 0 & 0 \\ 0 & (R_E(L_b) + h_b) \cos L_b & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.120)$$

这在作误差的标准差变换时尤其有用。

CD 中附录 C 的 C.3 节给出了曲线位置的法向矢量表示法,该方法可避免经度在极点的奇异问题。

目前,虽然大多数导航系统使用的是 WGS 84 坐标系,但很多地图还是基于各个国家或地区的坐标系,部分是由于历史原因,部分则是由于这种采用随板块运动的坐标系便于确定地图特征点。因此,就需要将曲线位置从一个坐标系转换到另一个坐标系,不同的坐标系可使用不同的原点、坐标轴和刻度,以及不同的曲率半径。坐标转换可参见 CD 中附录 C 的 C.1 节。WGS 84 与 ITRF 之间的差别非常小,一般不需要进行转换。

2.4.4 大地水准面、垂线高度和地球潮汐

重力势能是克服重力所需要的势能(见 2.4.7 节)。正如水总是从重力势能高的地区流向低的地区,平均海平面——整个潮汐周期的平均值,维持了一个大致等重力势能(固定洋流会导致差异)的表面。大地水准面就是有恒定重力势能的地球表面模型,是等势面的一种。大地水准面通常在平均海平面上下 1m 范围内^[13]。在陆地上,地球的物理表面,也称为地形,一般高于大地水准面。在地球表面上,任意点的重力矢量总是垂直于大地水准面,而不是垂直于椭球面或地表,尽管这之间实际差异很小。

由于地球重力场随着区域的变化而变化,大地水准面与参考椭球体的差距最大可达到 100m。大地水准面相对于椭球体的高度称为大地水准面-椭球间距(geoid-ellipsoid separation)(也称为大地水准面高度,译者注),记作 N 。现有

的 WGS 84 大地水准面模型称为**地球重力模型 2008** (Earth gravitational model 2008, EGM 08), 它需要 4730400 (2160×2190) 个参数定义大地水准面高度 N 。重力势能是大地纬度和经度的球谐函数^[14]。大地水准面模型也被称为**垂直基准面** (vertical datum)。

物体在大地水准面以上的高度或者是物体高于平均海平面的高度称为**垂线高度** (orthometric height or orthometric altitude), 记作 H , 也经常被称为高于平均海平面 (above mean sea level, AMSL) 的高度。地形的垂线高度称为**海拔** (elevation)。垂线高度与大地高度的关系为

$$H_b \approx h_b - N(L_b, \lambda_b) \quad (2.121)$$

因为大地高度是沿椭球体的法线测量得到的, 而垂线高度是沿大地水准面的法线测量得到的, 所以式 (2.121) 并不严格。图 2.23 分别给出了两种高度、大地水准面、椭球体和地形的图示关系。

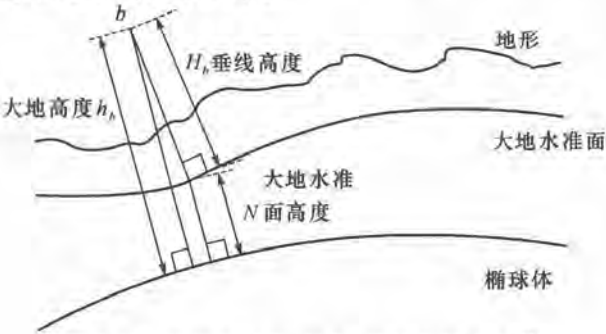


图 2.23 大地水准面、地形、椭球体的高度^[12]

在实际应用中, 垂线高度比大地高度更有应用价值。因为地图多用于表示相对于大地水准面的地形特征和高度, 这使得垂线高度在航空器的进场、着陆和低空飞行中的应用中更准确。在土木工程领域, 垂线高度也很重要, 例如它可以决定水的流向。因此, 导航系统常常需要大地水准面模型来实现地理高度和垂线高度之间的转换。

大家都知道, 月球的引力会引起海洋的潮汐运动, 实际上, 它同时会引起地壳的潮汐运动, 这就是月球引力的潮汐效应。这种潮称为**固体潮**, 会导致地形地貌的位置相对大地水准面和椭球体存在约 0.5m 幅度的波动。其中垂向位移最大, 也有水平位移。固体潮与多种不同周期的波动相关, 其中最主要的波动周期约为一天 (约 24h) 或半天 (约 12h)。

固体潮会对 GNSS 定位及其他基于卫星的技术带来显著影响, 一种合适的修正方法是获得时变的定位结果^[15]。实际上, 对大多数导航应用而言, 固体潮可忽略不计。

2.4.5 投影坐标系

投影坐标系提供了一种将椭球表示为平面的方法, 这对在纸上印刷地图或

在平板显示器上显示地图尤其有用。通过投影可实现大地纬度和经度与平面笛卡儿坐标系之间的相互转换。虽然可以采用多种投影方法,但应用更普遍的是:将椭球表面的汇聚点或线表示为二维表面的对应点和直线。二维表面在三维空间可用平面表示,当然也可以投影到圆柱或圆锥上。投影可分为圆柱投影、圆锥投影或平面投影等几类,图 2.24 给出了几种投影的例子^[13,16]。

方向(aspect)指的是二维表面的方位。对圆柱或圆锥投影,其旋转轴与椭球的南北轴重合时为正方向;如果二维投影表面的旋转轴在赤道平面内,则称为横方向;其他称为斜方向。平面投影的正方向为与赤道平面正交的方位;极点方向的平面投影,指投影面与赤道面平行;其他方向为斜方向^[16],参见图 2.24。

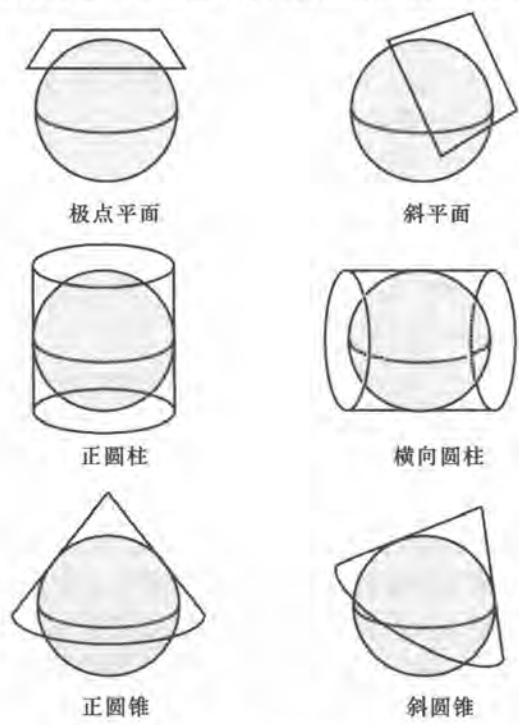


图 2.24 投影举例

根据几何学原理,平面与曲面本质上是不同的,因此所有的投影都会使原图的大尺度特征形状发生扭曲。不同的投影方法会保留一些几何特征,而其他特征会发生扭曲。等角投影保留了小尺度特征形状,等积投影保留了面积,等距投影保持了至少一条直线上的长度,方位图法投影保持了所有特征相对于投影中心的角度关系^[16]。

横轴墨卡托投影为一种横轴等角割圆柱投影,很多国家的制图部门常采用该投影方法,例如通用横轴墨卡托投影(universal transverse mercator, UTM)系统、高斯-克吕格区域投影系统(Gauss - Krueger zoned system)、很多美国的州平面、英联邦的坐标网格等。CD 中附录 C 的 C.4 节给出了关于投影的更多详

细内容以及经纬度与横轴墨卡托投影之间的变换公式。

2.4.6 地球自转

地球相对空间沿着 ECI 坐标系和 ECEF 坐标系的公共 z 轴旋转,如图 2.25 所示。地球的自转矢量在这些坐标系中可投影表示为

$$\omega_{ie}^i = \omega_{ie}^e = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_{ie} \end{pmatrix} \quad (2.122)$$

如果将地球自转矢量投影到当地导航坐标系中,可表示为大地纬度的函数:

$$\omega_{ie}^a = \begin{pmatrix} \omega_{ie} \cos L_b \\ 0 \\ -\omega_{ie} \sin L_b \end{pmatrix} \quad (2.123)$$

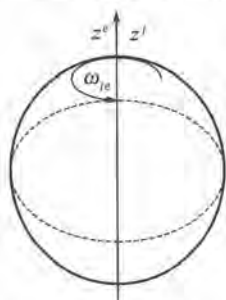


图 2.25 地球自转矢量在 ECI 坐标系和 ECEF 坐标系中的表示
(根据文献[1], © 2002 QinetiQ, 允许再次印刷)

地球相对于空间的自转周期称为一个恒星日,大约为 23 时 56 分 4 秒。这不同于 24h 制的平均太阳日,因为地球的轨道运动,引起地球—太阳方向在空间的变化,这导致地球自转每年要比太阳日(一天的 $1/365$ 是 4min)多出 1 圈。自转的速率不是恒定的,而是随着恒星日以每天几毫秒的速度不断变化。风和季节变化也会引起自转速率的随机变化,比如冰层的凝固和融化会改变地球的转动惯量等。长期而言,潮汐摩擦也会导致地球自转速度不断减小^[12]。

在导航领域,一般基于平均恒星日假设地球自转为一个恒定矢量。WGS 84 中给出地球自转速度为 $\omega_{ie} = 7.292115 \times 10^{-5} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ^[9]。

由地球旋转导致的地球表面的速度为

$$\mathbf{v}_{is}^e = \omega_{ie}^e \wedge \mathbf{r}_{eS}^e, \quad \mathbf{v}_{is}^n = \mathbf{C}_e^n (\omega_{ie}^e \wedge \mathbf{r}_{eS}^e) \quad (2.124)$$

如何获取上式可参见 2.5.5 节,最大速度在赤道处,约为 465m/s。

2.4.7 比力、地心引力和重力

比力(specific force)是指相对于惯性坐标系中敏感的、作用于单位质量物体

上的除引力之外的力。比力虽然可以在任意坐标系中投影表示,但相对于其他非惯性坐标系,比力没有任何意义。地心引力(gravitation)是基本的质量引力,它不包括任何向心力分量。

利用人工和仪表的方法可以敏感到比力。但是,地心引力在物体上所有点都是一样的,导致它们以相同的方式运动,所以无法测量得到。其他力的测量是基于点到点的作用,比如重量的测量就是利用重力的反作用力。这个反作用力在陆地就是回复力,在海洋就是浮力,在空中就是升力。

在物体自由落体过程中不能够测量重量,因为这时比力为零。反过来,在零加速度下,可以测量引力的反作用力,而比力与引力导致的加速度大小相等、方向相反。图 2.26 利用弹簧-质量块说明了上述关系。两种状态下作用在物体上的引力是相同的,然而,在静止状态下,弹簧提供的是反作用力。

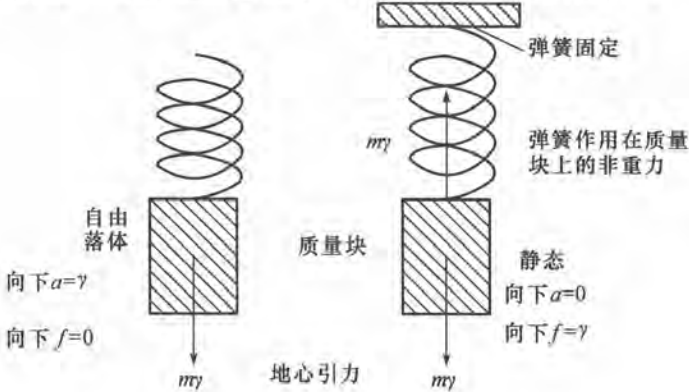


图 2.26 作用在弹簧上物体的力

如图 2.27 所示,电梯的上升运动是又一个例子。当电梯加速上升时,比力变大,电梯中的乘客将显得较重;而当电梯减速时,比力比正常情况变小,乘客将显得较轻。在无窗的电梯里,就会产生一种错觉,觉得电梯是冲过了要到的楼层再下降修正回来。

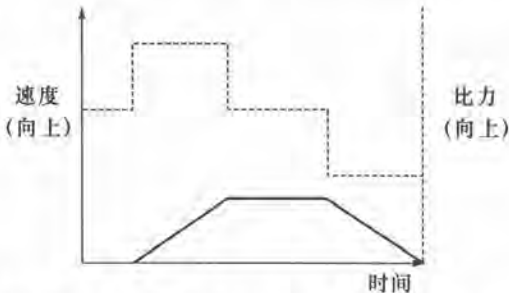


图 2.27 电梯上升时的速度和比力(根据文献[1],© 2002 QinetiQ 公司版权所有)

因此,比力 f 随着加速度 a 和地心引力导致的加速度 γ 的变化而变化,表示为

$$\mathbf{f}_{ib}^{\gamma} = \mathbf{a}_{ib}^{\gamma} - \boldsymbol{\gamma}_{ib}^{\gamma} \quad (2.125)$$

比力可通过加速度计进行定量测量。测量值是在加速度计的三轴体坐标系内表示的,因此,测量得到的比力为 $\mathbf{f}_{ib}^e$ 。

定义重力之前,首先需要考虑固联在像 ECEF 坐标系一样旋转着的坐标系中的物体,具有如下特性:

$$\mathbf{v}_{eb}^e = 0, \quad \mathbf{a}_{eb}^e = 0 \quad (2.126)$$

由式(2.67)、式(2.76)及式(2.66)可得

$$\dot{\mathbf{r}}_{ib}^e = \dot{\mathbf{r}}_{eb}^e = 0, \quad \ddot{\mathbf{r}}_{ib}^e = \ddot{\mathbf{r}}_{eb}^e = 0 \quad (2.127)$$

惯性参考加速度在 ECEF 中的表示为式(2.81),假设地球自转速度为常数,则有 $\dot{\boldsymbol{\Omega}}_{ie}^e = 0$:

$$\mathbf{a}_{ib}^e = \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{ib}^e + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \dot{\mathbf{r}}_{ib}^e + \ddot{\mathbf{r}}_{ib}^e \quad (2.128)$$

考虑式(2.127)可得

$$\mathbf{a}_{ib}^e = \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{ib}^e \quad (2.129)$$

将其代入比力定义的公式(2.125),有

$$\mathbf{f}_{ib}^e = \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{ib}^e - \boldsymbol{\gamma}_{ib}^e \quad (2.130)$$

当相对于地球坐标系保持相对静止时,所感受到的比力就是重力加速度的反作用力,因此重力(gravity)定义为

$$\mathbf{g}_b^{\gamma} = -\mathbf{f}_{ib}^{\gamma} \Big|_{\mathbf{a}_{ib}^{\gamma}=0}, \mathbf{v}_{eb}^{\gamma}=0 \quad (2.131)$$

由式(2.130)可得重力加速度为

$$\mathbf{g}_b^{\gamma} = \boldsymbol{\gamma}_{ib}^{\gamma} - \boldsymbol{\Omega}_{ie}^{\gamma} \boldsymbol{\Omega}_{ie}^{\gamma} \mathbf{r}_{ib}^{\gamma} \quad (2.132)$$

由式(2.122)和式(2.123)可得

$$\begin{cases} \mathbf{g}_b^e = \boldsymbol{\gamma}_{ib}^e + \boldsymbol{\omega}_{ie}^2 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{r}_{ib}^e \\ \mathbf{g}_b^n = \boldsymbol{\gamma}_{ib}^n + \boldsymbol{\omega}_{ie}^2 \begin{pmatrix} \sin^2 L_b & 0 & \cos L_b \sin L_b \\ 0 & 1 & 0 \\ \cos L_b \sin L_b & 0 & \cos^2 L_b \end{pmatrix} \mathbf{r}_{ib}^n \end{cases} \quad (2.133)$$

在式(2.132)和式(2.133)中,第一项表示地心引力引起的加速度;第二项表示由于地球自转引起的向外的离心加速度,而这是由于使用旋转的投影坐标系引起的虚拟力(见 2.3.5 节)。重力的两个分量如图 2.28 所示。从惯性坐标系的角度来讲,式(2.129)中的向心加速度的作用是保持物体与旋转坐标系相

对静止。正确区别重力加速度 g 和地心引力加速度 γ 是很重要的。在地球表面,重力加速度大约为 $9.8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$, 而其中的离心加速度部分可达 $0.034 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ 。在绕地轨道上,地心引力加速度变小而离心加速度变大。实际上,航天应用中常用的是惯性参考坐标系。

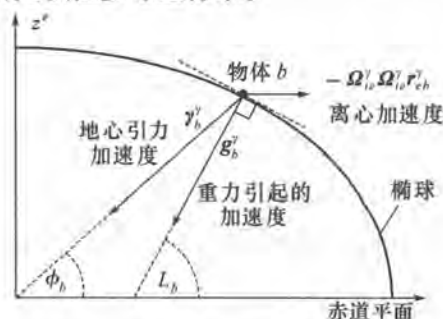


图 2.28 重力、地心引力和离心加速度

在地球的任意位置,地球重力加速度的离心加速度部分都可以准确计算,而地心引力的计算则要复杂得多。在航空应用中,通常使用地表重力的经验模型 g_0 ,同时采用一个简单的缩放规则来计算高度引起的重力变化。

在参考椭球体上,WGS 84^[9] 提供了一个简单的重力加速度模型,模型为纬度的函数:

$$g_0(L) \approx 9.7803253359 \frac{(1 + 0.001931853 \sin^2 L)}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 L}} \text{m} \cdot \text{s}^{-2} \quad (2.134)$$

这里称其为索米利亚纳(Somigliana)模型。索米利亚纳模型是地球重力场模型,不是引力场模型。虽然大地水准面(参见 2.4.4 节)定义了一个恒定的等重力势能面,但由于重力加速度是通过重力势能的梯度测量的,所以在大地水准面上重力并非恒定值。尽管真实重力矢量垂直于大地水准面(而非地形),但是对于大多数导航系统来说,把重力矢量看成与椭球体表面垂直,是一种合理的近似。因此,

$$g_0^\gamma(L) \approx g_0(L) u_{nd}^\gamma \quad (2.135)$$

式中: u_{nd}^γ 是当地导航坐标系向下方向的单位矢量。

在椭球模型中,引力加速度可以通过重力加速度减去离心加速度来获得,即

$$\gamma_0^\gamma(L) = g_0^\gamma(L) + \Omega_{ie}^T \Omega_{ie}^T r_{es}^\gamma(L) \quad (2.136)$$

由式(2.107)可得,参考椭球体表面的地心半径为

$$r_{es}^e(L) = R_E(L) \sqrt{\cos^2 L + (1 - e^2)^2 \sin^2 L} \quad (2.137)$$

引力场变化可近似按质点模型处理,所以引力加速度可按照高度进行标度:

$$\gamma_{ib}^{\gamma} \approx \frac{(r_{es}^e(L_b))^2}{(r_{es}^e(L_b) + h_b)^2} \gamma_0^{\gamma}(L_b) \quad (2.138)$$

当高度小于 10km 时,比例将更接近于 $(1 - 2h_b/r_{es}^e(L_b))$,重力加速度 g 可以用式(2.132)计算得到。由于重力加速度的离心加速度部分很小,在高度较小或者使用的加速度计精度较低时,使用高度标度计算 g 是可行的。文献[9]介绍了一个根据纬度和高度更精确计算重力的模型。重力加速度的垂向部分的近似值为

$$g_{b,D}^n(L_b, h_b) \approx g_0(L_b) \left\{ 1 - \frac{2}{R_0} \left[1 + f(1 - 2\sin^2 L_b) + \frac{\omega_{ie}^2 R_0^2 R_p}{\mu} \right] h_b + \frac{3}{R_0^2} h_b^2 \right\} \quad (2.139)$$

式中 μ 为地球的引力常数,在 WGS 84 中的值^[9]为 $3.986004418 \times 10^{14} \text{ m}^3 \cdot \text{s}^{-2}$ 。重力的北向分量随高度的变化关系为^[17]

$$g_{b,N}^n(L_b, h_b) \approx -8.08 \times 10^{-9} h_b \sin 2L_b \text{ m} \cdot \text{s}^{-2} \quad (2.140)$$

随书 CD 中的 MATLAB 函数“Gravity_NED”中用到了该模型。CD 中的例程 2.3 中有不同纬度和高度下计算重力加速度的例子。

在惯性参考坐标系中工作时,只需要引力加速度。它可由高度变化直接计算得出^[18]:

$$\gamma_{ib}^i = -\frac{\mu}{|r_{ib}^i|^3} \left\{ r_{ib}^i + \frac{3}{2} J_2 \frac{R_0^2}{|r_{ib}^i|^2} \begin{bmatrix} \left[1 - 5 \left(r_{ib,z}^i / |r_{ib}^i| \right)^2 \right] r_{ib,x}^i \\ \left[1 - 5 \left(r_{ib,z}^i / |r_{ib}^i| \right)^2 \right] r_{ib,y}^i \\ \left[3 - 5 \left(r_{ib,z}^i / |r_{ib}^i| \right)^2 \right] r_{ib,z}^i \end{bmatrix} \right\} \quad (2.141)$$

式中 J_2 为地球的第二引力常数,取值为 1.082627×10^{-3} ^[9]。分解到 ECEF 坐标系:

$$\gamma_{ib}^e = -\frac{\mu}{|r_{eb}^e|^3} \left\{ r_{eb}^e + \frac{3}{2} J_2 \frac{R_0^2}{|r_{eb}^e|^2} \begin{bmatrix} \left[1 - 5 \left(r_{eb,z}^e / |r_{eb}^e| \right)^2 \right] r_{eb,x}^e \\ \left[1 - 5 \left(r_{eb,z}^e / |r_{eb}^e| \right)^2 \right] r_{eb,y}^e \\ \left[3 - 5 \left(r_{eb,z}^e / |r_{eb}^e| \right)^2 \right] r_{eb,z}^e \end{bmatrix} \right\} \quad (2.142)$$

随书 CD 中的 MATLAB 函数“Gravitation_ECI”和“Gravity_ECEF”中用到了该模型。

使用球谐函数模型,如 4730400 系数的 EGM 2008 重力模型^[14],可以得到更高精度的重力值。更精确的模型可根据重力异常数据库得到,其中包含了按网

格位置划分的模型重力场与实际测量重力场的差异。重力异常表现最明显地区主要为山脉和海沟。

2.5 坐标系变换

导航数学运算的基本特征是提供了运动学参量在坐标系之间转换的能力。本节概述了表示两个坐标系之间相对姿态的方程,以及在惯性参考系、地球参考系和当地导航参考系间转换笛卡儿位置、速度、加速度和角速度的方程。本节还给出了将导航结果从一个载体转换到另一个载体的方程。

以同一个坐标系为参考,笛卡儿位置、速度、加速度和角速度在投影轴系之间的转换只需使用坐标转换矩阵(2.12)即可实现:

$$\mathbf{x}_{\beta\alpha}^{\gamma} = \mathbf{C}_{\beta\alpha}^{\gamma} \mathbf{x}_{\beta\alpha}^{\delta} \quad \mathbf{x} \in \mathbf{r}, \mathbf{v}, \mathbf{a}, \boldsymbol{\omega} \quad \gamma, \delta \in i, e, n, l, b \quad (2.143)$$

因此,上式中对每一对坐标系的转换没有全部明确予以标注。

包含载体坐标系的坐标系转换矩阵为

$$\mathbf{C}_b^{\beta}, \mathbf{C}_{\beta}^b \quad \beta \in i, e, n, l$$

它描述了载体坐标系相对于一个参考系的姿态。要得到载体相对于一个新的参考系的姿态,仅需乘以两个参考坐标系之间的坐标转换矩阵:

$$\mathbf{C}_b^{\delta} = \mathbf{C}_{\beta}^{\delta} \mathbf{C}_b^{\beta}, \quad \mathbf{C}_{\delta}^b = \mathbf{C}_{\beta}^b \mathbf{C}_{\delta}^{\beta}, \quad \beta, \delta \in i, e, n, l \quad (2.144)$$

将欧拉角、四元数或转动矢量描述的姿态转换到一个新的参考系,要复杂一些。一个解决方案是先将上述描述方法转换成坐标转换矩阵,利用坐标转换矩阵的方法转换到新的参考系,然后再换回为各种不同的姿态描述。

2.5.1 惯性系和地球系间转换

ECI 坐标系和 ECEF 坐标系的原点及 z 轴相同, x 轴和 y 轴在 t_0 时刻一致,且 ECEF 坐标系以 ω_{ie} 的角速度绕 z 轴旋转(见 2.4.6 节),因此有

$$\begin{cases} \mathbf{C}_i^e = \begin{pmatrix} \cos\omega_{ie}(t-t_0) & \sin\omega_{ie}(t-t_0) & 0 \\ -\sin\omega_{ie}(t-t_0) & \cos\omega_{ie}(t-t_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\ \mathbf{C}_e^i = \begin{pmatrix} \cos\omega_{ie}(t-t_0) & -\sin\omega_{ie}(t-t_0) & 0 \\ \sin\omega_{ie}(t-t_0) & \cos\omega_{ie}(t-t_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.145)$$

以这两个坐标系为参考的位置是一样的,只有投影轴系需要转换:

$$\mathbf{r}_{eb}^e = \mathbf{C}_i^e \mathbf{r}_{ib}^i, \quad \mathbf{r}_{ib}^i = \mathbf{C}_e^i \mathbf{r}_{eb}^e \quad (2.146)$$

速度和加速度的转换要复杂一些:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{eb}^e = C_i^e (\mathbf{v}_{ib}^i - \boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \mathbf{r}_{ib}^i) \\ \mathbf{v}_{ib}^i = C_e^i (\mathbf{v}_{eb}^e + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{eb}^e) \end{cases} \quad (2.147)$$

$$\begin{cases} \mathbf{a}_{eb}^e = C_i^e (\mathbf{a}_{ib}^i - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \mathbf{v}_{ib}^i + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \mathbf{r}_{ib}^i) \\ \mathbf{a}_{ib}^i = C_e^i (\mathbf{a}_{eb}^e + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{eb}^e) \end{cases} \quad (2.148)$$

角速度转换为

$$\boldsymbol{\omega}_{eb}^e = C_i^e \left(\boldsymbol{\omega}_{ib}^i - \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_{ie} \end{pmatrix} \right), \quad \boldsymbol{\omega}_{ib}^i = C_e^i \left(\boldsymbol{\omega}_{eb}^e + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_{ie} \end{pmatrix} \right) \quad (2.149)$$

随书 CD 中的例 2.4, 用可编辑的 Microsoft Excel 文件给出了位置、速度、加速度和角速度的变换工具。CD 中的 MATLAB 函数“ECEF_to_ECI”和“ECI_to_ECEF”完成了位置、速度和姿态变换。

在 ECI 和 ECEF 之间转换时要特别注意时间同步问题。例如在坐标系变换时, 两个时间基准 t 和 t_0 之间 1ms 的偏移会引起大到 0.465m 的位置误差。在无精确时间情况下, 用到 ECI 坐标系时需要重点关注该问题。

2.5.2 地球系和当地导航坐标系间转换

地球坐标系与当地导航坐标系的相对姿态, 是由其相应的载体坐标系的大地纬度 L_b 和经度 λ_b 确定的。载体坐标系的原点与相应的当地导航坐标系的原点是重合的, 故

$$\begin{cases} C_e^n = \begin{pmatrix} -\sin L_b \cos \lambda_b & -\sin L_b \sin \lambda_b & \cos L_b \\ -\sin \lambda_b & \cos \lambda_b & 0 \\ -\cos L_b \cos \lambda_b & -\cos L_b \sin \lambda_b & -\sin L_b \end{pmatrix} \\ C_n^e = \begin{pmatrix} -\sin L_b \cos \lambda_b & -\sin \lambda_b & -\cos L_b \cos \lambda_b \\ -\sin L_b \sin \lambda_b & \cos \lambda_b & -\cos L_b \sin \lambda_b \\ \cos L_b & 0 & -\sin L_b \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.150)$$

反之, 也可通过坐标变换矩阵由下式得到经纬度:

$$\begin{cases} L_b = \arctan(-C_{e3,3}^n / C_{e1,3}^n) = \arctan(-C_{e3,3}^e / C_{e3,1}^e) \\ \lambda_b = \arctan_2(-C_{e2,1}^n, C_{e2,2}^n) = \arctan_2(-C_{e1,2}^e, C_{e2,2}^e) \end{cases} \quad (2.151)$$

以当地导航坐标系为参考坐标系的位置、速度和加速度是无意义的, 因为载体坐标系的原点和当地导航坐标系的原点是重合的。以地球为参考的位置、速度和加速度的投影坐标系转换采用式(2.143)。故

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{eb}^n = C_e^n \mathbf{r}_{eb}^e, & \mathbf{r}_{eb}^e = C_n^e \mathbf{r}_{eb}^n \\ \mathbf{v}_{eb}^n = C_e^n \mathbf{v}_{eb}^e, & \mathbf{v}_{eb}^e = C_n^e \mathbf{v}_{eb}^n \\ \mathbf{a}_{eb}^n = C_e^n \mathbf{a}_{eb}^e, & \mathbf{a}_{eb}^e = C_n^e \mathbf{a}_{eb}^n \end{cases} \quad (2.152)$$

角速度的转换公式如下:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}_{nb}^n &= C_e^n (\boldsymbol{\omega}_{eb}^e - \boldsymbol{\omega}_{en}^e), & \boldsymbol{\omega}_{eb}^e &= C_n^e (\boldsymbol{\omega}_{nb}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \\ &= C_e^n \boldsymbol{\omega}_{eb}^e - \boldsymbol{\omega}_{en}^n \end{aligned} \quad (2.153)$$

其中, $\boldsymbol{\omega}_{en}^n$ 的求解见 5.4.1 节。随书 CD 中的例 2.5 给出了速度、加速度和角速度的变换工具。CD 中的 MATLAB 函数“ECEF_to_NED”和“NED_to_ECEF”完成了速度和姿态的变换。

2.5.3 惯性系和当地导航坐标系间转换

惯性系和当地导航坐标系的坐标转换矩阵是由式(2.145)和式(2.150)相乘得到:

$$\begin{cases} C_i^n = \begin{pmatrix} -\sin L_b \cos(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & -\sin L_b \sin(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & \cos L_b \\ -\sin(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & \cos(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & 0 \\ -\cos L_b \cos(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & -\cos L_b \sin(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & -\sin L_b \end{pmatrix} \\ C_n^i = \begin{pmatrix} -\sin L_b \cos(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & -\sin(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & -\cos L_b \cos(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) \\ -\sin L_b \sin(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & \cos(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) & -\cos L_b \sin(\lambda_b + \omega_{ie}(t - t_0)) \\ \cos L_b & 0 & -\sin L_b \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.154)$$

相对于地球的速度和加速度在当地导航系与惯性系之间的转换关系如下:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{eb}^n = C_i^n (\mathbf{v}_{ib}^i - \boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \mathbf{r}_{ib}^i) \\ \mathbf{v}_{ib}^i = C_n^i \mathbf{v}_{eb}^n + C_e^i \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{eb}^e \end{cases} \quad (2.155)$$

$$\begin{cases} \mathbf{a}_{eb}^n = C_i^n (\mathbf{a}_{ib}^i - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \mathbf{v}_{ib}^i + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \boldsymbol{\Omega}_{ie}^i \mathbf{r}_{ib}^i) \\ \mathbf{a}_{ib}^i = C_n^i (\mathbf{a}_{eb}^n + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n \mathbf{v}_{eb}^n) + C_e^i \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{eb}^e \end{cases} \quad (2.156)$$

角速度的转换为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}_{nb}^n &= C_i^n (\boldsymbol{\omega}_{ib}^i - \boldsymbol{\omega}_{in}^i) & \boldsymbol{\omega}_{ib}^i &= C_n^i (\boldsymbol{\omega}_{nb}^n + \boldsymbol{\omega}_{in}^n) \\ &= C_i^n (\boldsymbol{\omega}_{ib}^i - \boldsymbol{\omega}_{in}^i) - \boldsymbol{\omega}_{en}^n, & &= C_n^i (\boldsymbol{\omega}_{nb}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) + \boldsymbol{\omega}_{ie}^i \end{aligned} \quad (2.157)$$

CD 中的例 2.6 给出了速度、加速度和角速度的变换工具。同样,对精密坐标变换来说,时间也要求严格同步。

2.5.4 地球和当地切平面坐标系

坐标轴与北、东、地对齐的当地切平面坐标系相对于 ECEF 的方位,可由大

地纬度 L_l 和经度 λ_l 以及当地切平面坐标系原点确定:

$$\begin{cases} C_e^l = \begin{pmatrix} -\sin L_l \cos \lambda_l & -\sin L_l \sin \lambda_l & \cos L_l \\ -\sin \lambda_l & \cos \lambda_l & 0 \\ -\cos L_l \cos \lambda_l & -\cos L_l \sin \lambda_l & -\sin L_l \end{pmatrix} \\ C_l^e = \begin{pmatrix} -\sin L_l \cos \lambda_l & -\sin L_l & -\cos L_l \cos \lambda_l \\ -\sin L_l \sin \lambda_l & \cos L_l & -\cos L_l \sin \lambda_l \\ \cos L_l & 0 & -\sin L_l \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.158)$$

当地切平面坐标系相对于 ECEF 的原点和方位为常数, 这样, 通过简单的坐标轴旋转就可以得到速度、加速度和角速度的变换值:

$$\begin{cases} v_{lb}^l = C_e^l v_{eb}^e, & v_{eb}^e = C_l^e v_{lb}^l \\ a_{lb}^l = C_e^l a_{eb}^e, & a_{eb}^e = C_l^e a_{lb}^l \\ \omega_{lb}^l = C_e^l \omega_{eb}^e, & \omega_{eb}^e = C_l^e \omega_{lb}^l \end{cases} \quad (2.159)$$

笛卡儿位置变换为

$$\begin{cases} r_{lb}^l = C_e^l (r_{eb}^e - r_{el}^e) \\ r_{eb}^e = r_{el}^e + C_l^e r_{lb}^l \end{cases} \quad (2.160)$$

式中: r_{el}^e 为 l 坐标系原点的笛卡儿 ECEF 位置, 根据式(2.112)可由 L_l 和 λ_l 得到。

2.5.5 导航结果的转换

有时需要将导航结果从载体的一个位置转换到另一个位置, 例如, 在 INS 和 GNSS 天线之间, 在 INS 和载体重心之间, 或者在一个参考系和一个正处于对准状态 INS 之间, 都可能需要相互转换。这里给出了将坐标系 b 下的速度、位置和姿态转换到坐标系 B 下的方程。

设坐标系 B 相对坐标系 b 的姿态为 C_b^B , 坐标系 B 相对于坐标系 b 的位置在坐标系 b 中表示为 l_{bb}^b , 这里称为杆臂 (lever arm) 或力矩臂 (moment arm)。当 B 为载体坐标系, b 为参考和投影坐标系时, 笛卡儿位置与杆臂在数学上是相等的, 如图 2.29 所示。

直接进行姿态转换, 可得

$$C_B^R = C_b^R C_b^B, \quad C_B^B = C_b^B C_B^b \quad (2.161)$$

笛卡儿位置的转换可采用如下公式:

$$r_{BB}^r = r_{Bb}^r + C_b^r l_{bb}^b \quad (2.162)$$

纬度、经度和高度的精确转换需要先变换到笛卡儿位置, 然后再逆变换回来。然而, 若对 $1/R$ 作小角度近似, 其中 R 是地球半径, 可以使用一种更简单的方式进行转换:

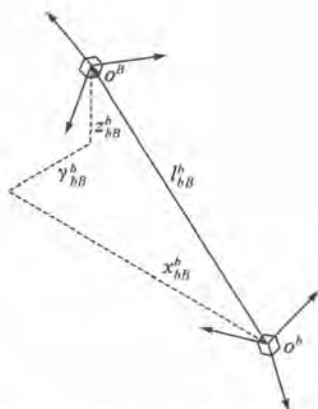


图 2.29 坐标系 b 到坐标系 B 的杆臂

$$\begin{pmatrix} L_B \\ \lambda_B \\ h_B \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} L_b \\ \lambda_b \\ h_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/(R_N(L_b) + h_b) & 0 & 0 \\ 0 & 1/[(R_E(L_b) + h_b) \cos L_b] & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} C_{bB}^n l_{bB}^h \quad (2.163)$$

最后,通过对式(2.162)求微分,再将其代入式(2.67)就可以得到速度的变换:

$$\mathbf{v}_{\beta B}^\gamma = \mathbf{v}_{\beta b}^\gamma + \mathbf{C}_{\beta}^\gamma \dot{\mathbf{C}}_b^\beta l_{bB}^h \quad (2.164)$$

假设 l_{bB}^h 为常值,代入式(2.56)得

$$\mathbf{v}_{\beta B}^\gamma = \mathbf{v}_{\beta b}^\gamma + \mathbf{C}_b^\gamma (\boldsymbol{\omega}_{\beta b}^b \wedge l_{bB}^b) \quad (2.165)$$

同理,加速度变换为

$$\mathbf{a}_{\beta B}^\gamma = \mathbf{a}_{\beta b}^\gamma + \mathbf{C}_b^\gamma [\boldsymbol{\omega}_{\beta b}^b \wedge (\boldsymbol{\omega}_{\beta b}^b \wedge l_{bB}^b) + (\dot{\boldsymbol{\omega}}_{\beta b}^b \wedge l_{bB}^b)] \quad (2.166)$$

本章内容的相关习题和作业,见随书 CD。

参 考 文 献

- [1] Groves P D. Principles of Integrated Navigation. Course Notes, QinetiQ Ltd., 2002.
- [2] Grewal M S, Weill L R, Andrews A P. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration, 2nd ed. New York: Wiley, 2007.
- [3] Kuipers J B. Quaternions and Rotation Sequences. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1999.
- [4] Bortz J E. A New Mathematical Formulation for Strapdown Inertial Navigation. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-7, No. 1, 1971, pp. 61-66.
- [5] Farrell J A. Aided Navigation: GPS with High Rate Sensors. New York: McGraw-Hill, 2008.
- [6] Rogers R M. Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems. Reston, VA, AIAA, 2000.
- [7] Feynman R P, Leighton R B, Sands M. The Feynman Lectures on Physics, Volume I, Reading, MA: Addison-

Wesley, 1963.

- [8] Ashkenazi V. Coordinate Systems;How to Get Your Position Very Precise and Completely Wrong. Journal of Navigation, Vol. 39, No. 2, 1986, pp. 269 – 278.
- [9] Anon. Department of Defense World Geodetic System 1984. National Imagery and Mapping Agency (now NGA) , TR8350. 2, Third Edition, 1997.
- [10] Boucher C, et al. The ITRF 2000, International Earth Rotation and Reference Systems Service Technical Note, No. 31, 2004.
- [11] Malys S, et al. Refinements to the World Geodetic System, 1984. Proc. ION GPS – 97, Kansas, MO, September 1997, pp. 915 – 920.
- [12] Misra P, Enge P. Global Positioning System Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. Lincoln, MA : Ganga – Jamuna Press, 2006.
- [13] Iliffe J, Lott R. Datums and Map Projections for Remote Sensing, GIS and Surveying, 2nd ed. Edinburgh, U. K. : Whittles Publishing, 2008.
- [14] Petit G, Luzum B. (eds.) , IER Conventions (2010) , IERS Technical Note No. 36, Frankfurt am Main, Germany: Verlag des Bundesamts für Kartographie und Geodäsie, 2010.
- [15] Galati S R. Geographic Information Systems Demystified, Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [16] NGA, WGS 84 Earth Gravitational Model, <http://earth-info.nga.mil/GandG/wgs84/gravitymod/>, accessed February 21, 2010.
- [17] Jekeli C. Inertial Navigation Systems with Geodetic Applications. Berlin, Germany: de Gruyter, 2000.
- [18] Britting K R. Inertial Navigation Systems Analysis. New York: Wiley, 1971.

参 考 书 目

Bomford G. Geodesy, Fourth Edition. London, UK: Clarendon Press, 1980.

Smith J R. Introduction to Geodesy: The History and Concepts of Modern Geodesy. New York: Wiley, 1997.

Torge W. Geodesy. Berlin, Germany: de Gruyter, 2001.

第3章 卡尔曼滤波

状态估计算法决定了一个系统的众多参数,例如通过测量系统属性所得到的位置、速度等参数。卡尔曼滤波(Kalman filter, KF)是导航系统中大多数状态估计算法的基础,如卫星导航结果的最优化求解、卫星导航用户设备与其他导航传感器间的组合导航、惯性导航系统的对准和标定等。状态估计已成为从各种有效观测数据中获得最优导航结果的关键技术。除了当前的观测值,卡尔曼滤波还可利用全时段输入的观测信息。

本章介绍了卡尔曼滤波算法及其在导航领域中的应用。3.1节给出了卡尔曼滤波的定性描述;3.2节介绍了具体算法和数学模型;3.3节讨论了卡尔曼滤波在实际应用中的一些问题;3.4节介绍了几种导航领域中基于卡尔曼滤波且更为先进的估计技术,包括导航中常用的扩展卡尔曼滤波、UKF滤波、卡尔曼平滑器等;最后在3.5节简要介绍了粒子滤波。此外,随书CD中附录D介绍了最小二乘估计,概述了施密特-卡尔曼滤波,并给出了更多关于粒子滤波的资料。同时在CD中的附录B中给出了关于统计测量、概率、随机过程的背景资料。

导航系统中卡尔曼滤波的应用实例可参见第9章和第14~16章,在CD中提供了相关的MATLAB软件,其中包括基于卡尔曼滤波的GNSS位置和INS/GNSS组合导航估计算法。对卡尔曼滤波更正式和更详细的介绍,可参见相应的应用数学类书籍^[1-6]。

在这里,有必要介绍系统误差和随机误差的区别。系统误差是可复现的,可通过卡尔曼滤波或其他估计算法根据先验信息预测,例如测量中的零偏或常值偏移。随机误差不可复现也不可预测。在实际应用中,误差一般既包含系统误差也包含随机误差,例如零偏会发生不可预计的漂移,这些也可以利用卡尔曼滤波来估计。

3.1 介绍

卡尔曼滤波不仅仅是一种滤波器,更是一种估计方法。R. E. 卡尔曼于1960年^[7]提出了该技术的基本理论,自此,许多学者对这项技术进行了更深入的研究和发展。卡尔曼滤波能够实时估计系统中的参数,如连续变化的位置、速度等。估计量通过一系列受噪声污染的观测值来更新,而观测值必须是待估计参数的函数。但是,特定时间的观测值集合,不一定足够包含唯一地确定此时待

估参数值的信息。

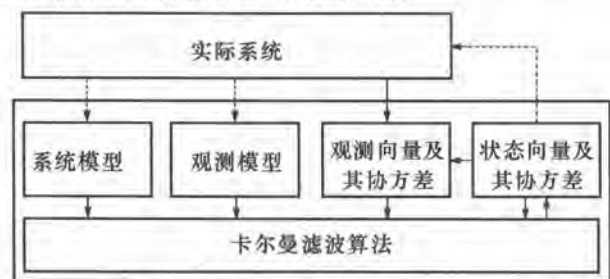
在得到有效信息后,卡尔曼滤波利用系统参数的确定性特性和统计特性等先验知识,以及观测量来获得最优估计,这是一种贝叶斯估计技术。在提供的初始估计基础上,卡尔曼滤波通过递推运算,用先验值和最新观测数据中得到的新值的加权平均来更新状态估计。相比之下,非递推估计算法中没有先验估计,估计结果由全部观测数据计算而来。在诸如导航系统等实时应用中,递推算法计算效率更高,这是因为在每次迭代中只需要处理新的观测数据,而旧的观测数据可以丢弃。

为实现数据的加权最优,卡尔曼滤波具有估计的不确定性,而且可给出不同参数估计误差间的相关性度量。这是随着参数估计的逐步迭代实现的,估计过程中也考虑了由于噪声引起的观测值的不确定性。

本节给出了卡尔曼滤波的定性描述和算法步骤。最后给出了一些简单的卡尔曼滤波的例子。算法的定量描述与推导见 3.2 节。

3.1.1 卡尔曼滤波的要素

图 3.1 给出了卡尔曼滤波的五个核心要素:状态向量及其协方差、系统模型、观测向量及其协方差、观测模型和滤波算法。



实线表明数据流一直有;虚线表明数据流只在某些应用中有。

图 3.1 卡尔曼滤波要素(根据文献[8],© 2002 QinetiQ 公司版权,允许再次印刷)

状态向量(state vector)是一组描述系统的参数,又称为状态,是卡尔曼滤波估计的对象。状态可能是常量也可能是时变量。在大多数导航应用中,状态量一般包括位置或者位置误差,速度、姿态及导航传感器的误差也可作为被估状态。注意有些学者用“状态”来表示整个状态向量,而非个别组成部分。

与状态向量相关联的是误差协方差矩阵(error covariance matrix)。该矩阵描述了卡尔曼滤波状态估计的不确定度及估计误差之间的相关程度。误差协方差矩阵中的相关信息非常重要,原因有三:① 它可完全表示状态估计的误差分布。如图 3.2 中的北向和东向位置估计所示,当不考虑相关性时,会导致一个方向过高估计而另一个方向过低估计。② 观测中往往没有足够的信息来独立

地估计卡尔曼滤波的状态,相关信息使得在等待新的观测信息时,可估计那些需保持的状态间的线性关系。③ 误差间的相关信息可以建立起观测量之间的联系。通过建立模型可使得某些状态可由其他状态确定(例如从一系列的位置中确定速度)。卡尔曼滤波是一个迭代过程,故状态向量和协方差矩阵的初始值需由用户设定或由其他过程确定。

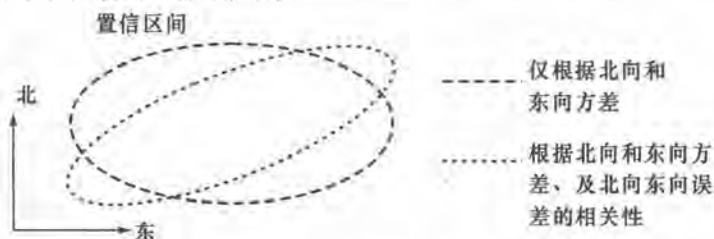


图 3.2 有、无误差相关性时的位置误差椭圆举例

系统模型(system model),也被称为过程模型或者时间传播模型,描述了卡尔曼滤波的状态及其误差协方差矩阵随时间的变化特性。例如,位置状态作为速度状态的积分,将会随时间发生变化;位置不确定度会因为速度不确定度的积分而随时间积累;并且,位置估计误差与速度估计误差之间的相关性会越来越强。系统模型对状态来说是确定的,因为它是基于系统的已知特性建立起来的。

在缺少新的观测信息的情况下,系统中的未知变化会导致状态估计过时,因此状态的不确定度也会随时间增加。这些变化可能是未被测量的动态变化量或仪器输出的随机噪声。例如,在加速度未知的情况下,速度的不确定度必然会随时间而增大。这种与状态真值间的偏差被称作系统噪声(system noise)或过程噪声,其统计特性一般由卡尔曼滤波设计者定义。

观测向量(measurement vector)是一组针对同一时刻的系统特性的观测值,是状态向量的函数。例如,观测量包括无线电导航系统中的距离测量值,还有被校准的惯性导航系统与参考导航系统之间导航结果的差值等。系统初始化后,所有状态估计值便可从这些信息中获得。与观测向量相对应的是观测噪声协方差(measurement noise covariance)矩阵,它描述了观测噪声的统计特性。对许多应用来说,新的观测信息按照固定的时间间隔输入到卡尔曼滤波。在某些其他应用中,观测量的时间间隔也可能不是固定的。

观测模型(measurement model)描述了在没有观测噪声的情况下,观测向量作为真实状态向量(区别于状态向量估计值)的函数是怎样变化的。例如,被校准的惯性导航系统与参考系统之间速度观测值的差异,与惯性导航系统速度误差直接成正比。就像系统模型一样,观测模型也是确定的,是基于已知的系统特性建立起来的。

卡尔曼滤波算法(Kalman filter algorithm)使用观测向量、观测模型和系统模

型来获得状态向量的最优估计。

3.1.2 卡尔曼滤波的流程

卡尔曼滤波算法由两个流程构成：系统传播流程和观测更新流程，两个流程每次迭代由 10 个步骤组成，如图 3.3 所示。步骤 1~4 是系统传播流程，步骤 5~10 是卡尔曼滤波的观测更新流程。每一次卡尔曼滤波迭代的完成，都是相对于特定的时间点而言的，一次迭代称为一个“节拍”。

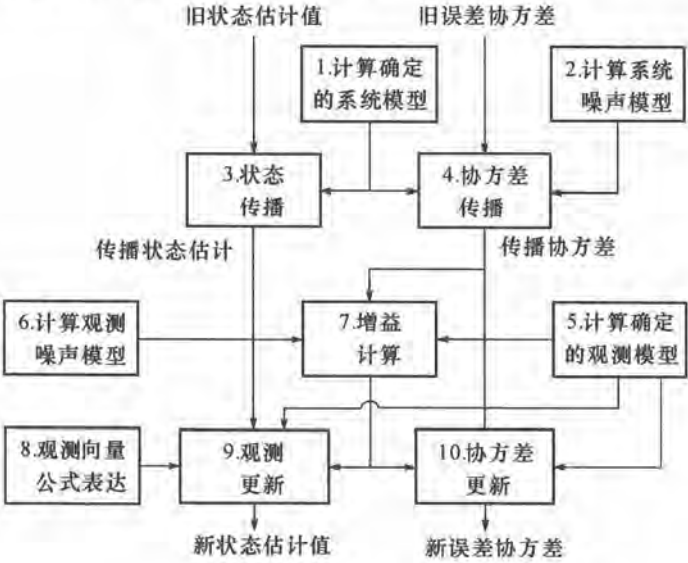


图 3.3 卡尔曼滤波算法步骤

系统传播(或称为时间传播)流程的目的,是根据已知的系统特性,从上一组观测量修正后的时刻推进到当前一组观测量的时刻,前向预测状态向量估计与误差协方差矩阵。举例来说,位置估计是利用相应的速度估计来预测的。当前时刻,在没有最新观测信息的情况下,系统传播提供了状态向量的卡尔曼滤波最优估计。前两个步骤计算了系统模型的确定性部分和噪声部分。第三步为状态传播(state propagation),利用该步实现状态向量估计的更新。第四步为协方差传播(covariance propagation),根据系统噪声引起的状态不确定度的增加,更新误差协方差矩阵。

在观测更新(或修正)流程中,用最新观测信息更新状态向量估计和误差协方差矩阵。第五步和第六步计算观测模型的确定性部分和噪声部分。第七步,增益计算(gain computation),计算卡尔曼滤波的增益矩阵。此步根据当前状态估计的不确定度和观测噪声情况,对状态的修正量进行优化加权。第八步构建观测向量。第九步,观测更新(measurement update),用卡尔曼增益加权的观测数据更新状态估计。最后,协方差更新(covariance update),用已包含在状态向

量估计值中的观测数据新信息来更新误差协方差矩阵。

图 3.4 定性地说明了卡尔曼滤波如何从连续的不完整观测值中确定位置解。在节拍 1, 初始的二维位置不确定度很大, 在该节拍的有效观察量是一条位置线(line of position, LOP), 该位置线可能来自于远程发射机或方位角测量仪等距离测量设备。观测只提供了与位置线正交方向上的位置信息, 并不能由此得到唯一的定位点信息。通过一次卡尔曼滤波观测更新, 使得位置估计值更接近观测位置线, 在与观测位置线正交方向上的位置不确定度大大降低, 但沿位置线方向并没有降低。

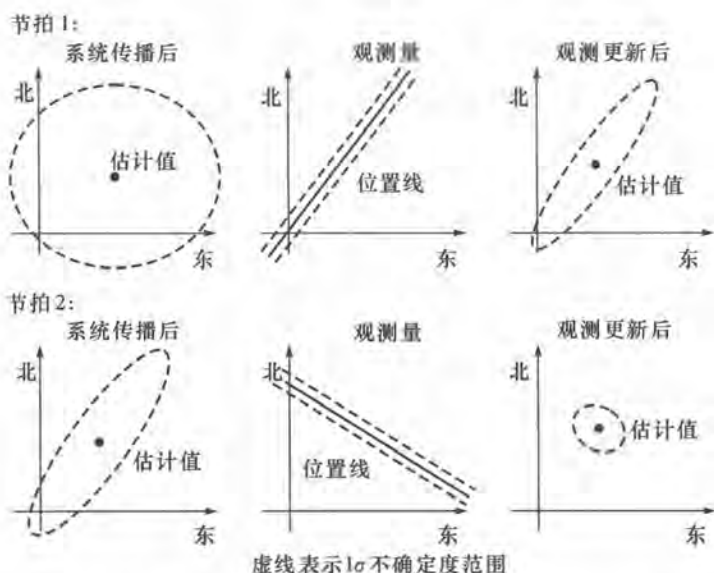


图 3.4 由两个连续不完整观测值确定的卡尔曼滤波二维位置

在节拍 2, 通过卡尔曼滤波系统传播流程, 利用物体可能存在的移动信息, 降低了位置不确定度。在节拍 2 的有效观察量也是一条位置线, 但与第一条方向不同, 因此提供了与第一次观测不同方向的位置信息。这样, 通过卡尔曼滤波观测更新, 就可以得到在两个方向上不确定度都很小的位置估计值。

3.1.3 卡尔曼滤波的应用

基于卡尔曼滤波的估计技术在导航中应用广泛, 包括 GNSS 和陆基无线电导航、GNSS 的信号监测、INS/GNSS 以及多传感器组合导航、惯性导航系统 (INS) 的精对准和标校等。

对单独的 GNSS 导航, 估计的状态为用户天线的位置、速度、接收机时钟偏差和时钟漂移, 观测是由每个接收机产生的各卫星信号视线距离测量值。GNSS 导航滤波在 9.4.2 节中有介绍。对陆基无线电导航, 由于信号拓扑结构的

限制,常忽略高度和垂直速度,当采用双通道或发射机间的差分来测量距离时,也可忽略时钟状态(参见第7章)。一个导航滤波器也可能同时处理 GNSS 和陆基无线电导航观测量,参见第16章内容。

GNSS 信号监测采用与 GNSS 导航相同的观测量,但因为接收机的位置和速度是准确已知的,并且使用了高精度接收机时钟,所以,与时间相关的测距误差可作为卡尔曼滤波状态估计量。通过位于不同地点的监测站组成的监测网络,可以对影响测距误差的各种因素,以独立的状态进行估计。

对 INS/GNSS 和多传感器组合导航,需估计组合导航系统的位置和速度误差,在个别组合导航体系结构中,导航结果本身也可作为被估计量。此类系统中观测量的类型是多种多样的,取决于组合设备的类型,例如位置测量、距离测量和传感器测量等。INS/GNSS 组合技术的讲解见第14章,多传感器组合见第16章。

在 INS 的对准和标校中,估计的状态为位置、速度及姿态的误差和惯性仪表误差,例如加速度计和陀螺仪的零偏。观测量为待标校 INS 跟外部参考系统之间的位置、速度和/或姿态差,外部参考系统可以使用另一个 INS 或 GNSS,这在 5.6.3 节和第14、15章将会有更详细的介绍。

3.2 算法和模型

本节介绍并推导了卡尔曼滤波算法、系统模型和观测模型,包括开环和闭环滤波的实现,以及对卡尔曼滤波过程和状态可观性的讨论。在此之前,首先讨论了误差类型,并且定义了卡尔曼滤波的主要参数。卡尔曼滤波可用于连续系统,但是最常见的仍然是离散型的滤波形式,这是与数字计算相适应的。因此,这里只介绍离散的卡尔曼滤波。

3.2.1 定义

离散时间卡尔曼滤波中所有误差的时变特性可归为以下三种假设中的一种:系统误差、白噪声和高斯—马尔可夫过程。如图 3.5 所示。系统误差(systematic errors)被假设为常值,是完全时间相关的,虽然当得到关于这些量的更多信息时,其卡尔曼滤波估计的值也会发生变化。

白噪声序列(white noise sequence)是零均值不相关随机变量构成的离散时间序列。例如,白噪声序列 w_i 满足

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(w_i w_j) &= \sigma_w^2, i = j \\ &0, i \neq j \end{aligned} \quad (3.1)$$

式中: $\mathbf{E}$ 为期望算子; σ_w^2 为方差。

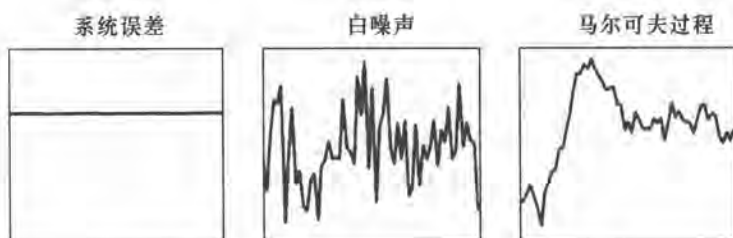


图 3.5 系统误差、白噪声和马尔可夫过程举例

CD 中附录 B 的 B. 4. 2 节描述了一种白噪声过程。有限带宽白噪声过程的采样, 可看作是采样率远小于双边噪声带宽的白噪声序列。对白噪声过程在时间间隔 τ_w 内积分, 得到的白噪声序列的方差为

$$\sigma_w^2 = \tau_w S_w \quad (3.2)$$

式中: S_w 为白噪声过程的功率谱密度 (power spectral density, PSD), 即单位带宽内的方差。

一般来说, PSD 是频率的函数。然而对有限带宽白噪声而言, 它在白噪声带宽内为常量, 运用在式 (3. 2) 中时必须远超过 $1/\tau_w$ 。在卡尔曼滤波中, 白噪声一般被假设为高斯分布 (或者叫正态分布) (参见 CD 中附录 B 的 B. 3. 2 节)。

高斯—马尔可夫过程 (Gauss - Markov processes) 是随时间变化的量, 是其先前值和白噪声序列的线性函数。当高斯—马尔可夫过程的特性已知时, 可以在卡尔曼滤波中进行建模。与更新间隔相比, 马尔可夫过程一般变化缓慢。一个一阶高斯—马尔可夫过程可看作是只与其先前值和噪声相关的线性函数。马尔可夫过程与连续时间马尔可夫序列等价。一阶高斯—马尔可夫过程 x_{mi} 可写为

$$\frac{\partial x_{mi}}{\partial t} = -\frac{x_{mi}}{\tau_{mi}} + w_i \quad (3.3)$$

式中: t 指时间; τ_{mi} 为相关时间。

由于其自相关函数是呈指数衰减的, 因此, 常被称为指数相关马尔可夫过程。关于马尔可夫过程或序列的更多细节可参见 CD 中附录 B 的 B. 4. 3 节。在卡尔曼滤波中, 通常假设其满足高斯分布。

卡尔曼滤波的基本假设是: 系统中模型化的误差为系统误差、白噪声或高斯—马尔可夫过程, 也可以是它们的线性组合或积分。例如, 随机游走过程是白噪声的积分, 一个常值加速度误差会导致速度误差随时间积累。作为被估状态的误差源, 一般假设是系统误差、马尔可夫过程或者它们的积分。所有噪声源都假设为白噪声, 需要注意的是马尔可夫过程含有白噪声的成分。实际的导航系统误差并不完全满足这些分布, 但是在许多情况下, 可以近似为这几种误差分布

形式,只要让模型化的误差充分包含其对应的实际误差即可。一个好的比喻是,你可以把一个方形楔子放进一个圆形洞中,只要这个洞足够大。

卡尔曼滤波中待估计参数称作**状态向量**(state vector),用 $\mathbf{x}$ 表示。卡尔曼滤波给出的估计值表示为 $\hat{\mathbf{x}}$,这个“^”号也常用来表示其他采用状态估计计算得到的量值。对系统绝对特性的状态估计,如位置、速度和姿态等,称为**全状态**(total-state)滤波(也被称为直接卡尔曼滤波,译者注)。对基于观测的系统误差值的估计,如INS位置误差、速度误差和姿态误差等,称为**误差状态**(error-state)滤波。实际上,状态向量可以是包含全状态和误差状态的混合形式。

注意到在卡尔曼滤波中,只对那些可直接确定导航结果或与之相关的状态进行估计,往往是不够的。必须把影响系统状态或观测值的主要系统误差源,或马尔可夫过程也加入状态向量,以防止导航状态退化。这是由于:卡尔曼滤波中假设所有未被建模的误差源均为白噪声。这些额外增加的状态有时被称为“扩展状态”。

状态向量残差(state vector residual) $\delta\mathbf{x}$ 是真实状态向量与其卡尔曼滤波估计之间的差值。故

$$\delta\mathbf{x} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (3.4)$$

在误差状态滤波中,状态向量残差代表状态被卡尔曼滤波估计修正后,系统中仍然存在的误差。直接将状态残差符号取反,即可得到状态估计的误差。

误差协方差矩阵(error covariance matrix) $\mathbf{P}$ 定义为状态估计与真值间偏差平方的期望值。即

$$\mathbf{P} = \mathbf{E}((\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^T) = \mathbf{E}(\delta\mathbf{x}\delta\mathbf{x}^T) \quad (3.5)$$

$\mathbf{P}$ 矩阵为对称矩阵(见CD中附录A的A.3节),矩阵的对角线元素是各个状态估计的方差,而它们的平方根是不确定度,故

$$P_{ii} = \sigma_i^2 \quad (3.6)$$

式中: σ_i 为第 i 个状态估计的不确定度。

$\mathbf{P}$ 矩阵的非对角元素为协方差,给出了不同状态估计误差之间的相关性。可写为

$$P_{ij} = P_{ji} = \sigma_i \sigma_j \rho_{ij} \quad (3.7)$$

式中: ρ_{ij} 为相关系数,定义见CD中附录B的B.2.1节。注意当 $i=j$ 时, $\rho_{ij}=1$ 。

当观测中缺乏足够的信息来独立地估计状态时,不同状态估计误差间的相关性可能会变得非常强,就像是方程组求解时,未知数的个数大于方程的个数一样。这个问题称为可观测性,将在3.2.5节中作更深入的讨论。

在误差状态滤波中,所有状态估计常常初始化为零。在全状态滤波中,可以

由用户来初始化状态,也可通过粗略的初始化过程,或者采用前一时刻主设备的使用值的估计值。协方差矩阵的初始化,一般由卡尔曼滤波的设计者来给定,而且均需谨慎选择初值。这样,状态初始化值构成了先验估计值,而初始协方差矩阵值代表状态设置的置信度。

在连续时间卡尔曼滤波系统和观测模型中,状态向量和其他参数均表现为时间 t 的函数。在离散时间卡尔曼滤波中,用下标 k 表示状态向量或其他参数的节拍或迭代次数。因此 $\mathbf{x}_k \equiv \mathbf{x}(t_k)$ 。

有必要在完成卡尔曼滤波的迭代后,以及在进行传播和更新步骤之间,对状态向量与误差协方差进行区分。这时,时间更新得到的状态估计和协方差分别用 $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ 和 $\mathbf{P}_k^-$ 表示(有些作者用 $\hat{\mathbf{x}}_k(-)$ 和 $\mathbf{P}_k(-)$, $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ 和 $\mathbf{P}_{k|k-1}$, 或者 $\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)$ 和 $\mathbf{P}(k|k-1)$ 表示)。其观测更新后的量用 $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ 和 $\mathbf{P}_k^+$ 表示(有些作者用 $\hat{\mathbf{x}}_k(+)$ 和 $\mathbf{P}_k(+)$, $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ 和 $\mathbf{P}_{k|k}$, 或者 $\hat{\mathbf{x}}(k|k)$ 和 $\mathbf{P}(k|k)$ 表示)。

观测向量 $\mathbf{z}$ (有些作者用 $\mathbf{y}$), 是用状态向量描述的系统特性的一系列测量值,可以是一组距离测量值,或者两个导航系统间位置和速度解算结果的差值。它由一个确定性函数 $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 和噪声 $\mathbf{w}_m$ (大多数作者用 $\mathbf{v}$, 也有用 $\boldsymbol{\mu}$ 或 $\mathbf{w}$) 组成。那么有

$$\mathbf{z} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{w}_m \quad (3.8)$$

观测新息 (measurement innovation) $\delta \mathbf{z}^-$ (有些作者用 $\boldsymbol{\mu}$ 或 $\mathbf{r}$), 是实际观测向量与观测更新之前、由状态估计计算得来的观测向量之间的差值:

$$\delta \mathbf{z}^- = \mathbf{z} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^-) \quad (3.9)$$

例如,观测新息可能是一组实际距离测量值与利用卡尔曼滤波估计出的位置预测值之间的差值。

观测残差 (measurement residual) $\delta \mathbf{z}^+$, 表示实际观测向量与观测更新之后、由状态向量计算得到的观测向量估计值之间的差值:

$$\delta \mathbf{z}^+ = \mathbf{z} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^+) \quad (3.10)$$

注意,一些作者也用“残差”(residual)来描述新息。

观测新息和残差是由状态估计误差与观测测量误差决定的,与状态估计值不相关,例如一组距离测量中的噪声。标准的卡尔曼滤波假设观测测量误差服从均值为零的高斯分布,与时间不相关,其标准方差为观测噪声协方差矩阵 (measurement noise covariance matrix) $\mathbf{R}$, 即观测噪声平方的期望值:

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}(\mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^T) \quad (3.11)$$

$\mathbf{R}$ 的对角线是每个观测量的方差,非对角线项代表不同观测噪声之间的相关性。 $\mathbf{R}$ 矩阵也是对称的。对大多数导航应用来说,观测向量中各成分之间相

互独立,因此 R 是一个对角矩阵。卡尔曼滤波中的其余符号的定义在使用时再作具体介绍。

3.2.2 卡尔曼滤波算法

参考图 3.3,离散时间卡尔曼滤波算法包含以下步骤:

- (1) 计算状态转移矩阵 Φ_{k-1} ;
- (2) 计算系统噪声协方差矩阵 Q_{k-1} ;
- (3) 状态向量估计值的传播,从 $\hat{x}_{k-1}^+$ 到 $\hat{x}_k^-$;
- (4) 误差协方差矩阵的传播,从 P_{k-1}^+ 到 P_k^- ;
- (5) 计算观测矩阵 H_k ;
- (6) 计算观测噪声协方差矩阵 R_k ;
- (7) 计算卡尔曼增益矩阵 K_k ;
- (8) 构建观测向量 z_k ;
- (9) 状态向量估计值的更新,从 $\hat{x}_k^-$ 到 $\hat{x}_k^+$;
- (10) 误差协方差矩阵的更新,从 P_k^- 到 P_k^+ 。

卡尔曼滤波的步骤不用严格遵守这个顺序,只要遵守图 3.3 所示的依赖关系。尽管许多卡尔曼滤波只是简单交替执行系统传播和观测更新流程,但也可能存在其他循环过程,3.3.2 节对此有所介绍。

前 4 个步骤组成了卡尔曼滤波的系统传播流程,也被称为是系统更新、系统外推、预测、时间更新或者时间传播流程。系统模型的获得见 3.2.3 节。

步骤(1)计算状态转移矩阵(transition matrix) Φ_{k-1} (部分学者用 F_{k-1})。状态转移矩阵定义了状态向量随时间的变化规律,在卡尔曼滤波系统模型中,状态是系统动力学过程的函数。例如,位置误差将会按照速度误差的积分特性而变化。行对应每种状态的新值,而列对应旧值。

不同的卡尔曼滤波应用,对应不同的状态转移矩阵,可由线性系统模型导出,参见 3.2.3 节。状态转移矩阵必然是卡尔曼滤波迭代时间间隔 τ_s 的函数,也经常是其他参数的函数。当这些参数随时间发生变化时,就必须在每次迭代中重新计算状态转移矩阵。注意到,在标准卡尔曼滤波中,状态转移矩阵并不是任何状态的函数,也就是说,系统模型不一定是线性的。

例 A 为在非旋转坐标系中沿一个轴由卡尔曼滤波估计位置和速度,状态向量和状态转移矩阵为

$$\mathbf{x}_A = \begin{pmatrix} r_{ib,x}^i \\ v_{ib,x}^i \end{pmatrix}, \Phi_A = \begin{pmatrix} 1 & \tau_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

其中位置为速度的积分。

例 B 为卡尔曼滤波估计二维位置,也是在非旋转坐标系中。状态向量和状

态转移矩阵为

$$\mathbf{x}_B = \begin{pmatrix} r_{ib,x}^i \\ v_{ib,y}^i \end{pmatrix}, \Phi_B = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

由于所有的状态是相互独立的,因此状态转移矩阵为简单的单位矩阵。CD 中例 3.1 和例 3.2 以可编辑的 Microsoft Excel 形式,分别给出了完成例 A 和例 B 中一个卡尔曼滤波周期数值计算的例程。

步骤(2)计算系统噪声协方差矩阵(system noise covariance matrix) $\mathbf{Q}_{k-1}$, 也被称为过程噪声协方差矩阵。该矩阵定义了卡尔曼滤波模型噪声源的影响下,状态估计的不确定度随时间增长的规律,例如不可测的动力学过程和不可测的仪器噪声等。在卡尔曼滤波系统模型中,这些变化被当作噪声源。系统噪声常常是迭代时间间隔 τ_i 的函数,针对不同的应用,可将其建模为时变值或常值(对给定的时间间隔)。系统噪声协方差矩阵为对称矩阵,通常可简化为对角线矩阵。

在例 A 中,系统噪声源于速度状态随时间的变化。例 B 中不包含速度状态,因此系统噪声源于两个位置状态的改变。这两个例子中的系统噪声协方差矩阵见第 3.2.3 节。

步骤(3)状态向量估计值随时间的传播,采用下式:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \Phi_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ \quad (3.14)$$

步骤(4)对应的误差协方差矩阵的传播,标准形式为

$$\mathbf{P}_k^- = \Phi_{k-1} \mathbf{P}_{k-1}^+ \Phi_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (3.15)$$

注意第一个 Φ 矩阵传播误差协方差矩阵的行,而第二个 Φ^T 矩阵传播列。经过这一步后,每个状态的不确定度要么增大,要么不变。

卡尔曼滤波算法中其余的步骤构成了观测更新流程或者说校正流程。观测模型的获得见 3.2.4 节。

步骤(5)计算观测矩阵(measurement matrix) $\mathbf{H}_k$ (一些作者用 $\mathbf{M}_k$, 而在 GNSS 导航滤波中有时也用 $\mathbf{G}_k$ 或 $\mathbf{A}_k$)。该矩阵定义了观测向量随状态的变化规律,其中行对应观测值,列对应状态。例如,无线电导航系统中的距离测量值会随接收机位置的不同而改变。在标准卡尔曼滤波中,每个观测值都假设是状态向量的线性函数。故

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}_k, t_k) = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k \quad (3.16)$$

在大多数应用中,观测矩阵是变化的,所以在每次卡尔曼滤波迭代中都必须重新计算。在导航中, $\mathbf{H}_k$ 常常是载体运动学或 GNSS 卫星几何构型的函数。

在例 A 和例 B 中,观测值分别为单轴位置和二维位置,再加上噪声。故观测模型和矩阵为

$$z_A = r_{ib,x}^i + w_m, \quad H_A = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

和

$$z_B = \begin{pmatrix} r_{ib,x}^i + w_{m,x} \\ r_{ib,y}^i + w_{m,y} \end{pmatrix}, \quad H_B = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

利用这些模型的观测更新,可参见 CD 中的例 3.1 和例 3.2。

步骤(6)计算观测噪声协方差矩阵 R_k 。在不同的应用中,可假设为常量,也可建模为动力学和/或信噪比测量的函数。

步骤(7)计算卡尔曼增益矩阵(卡尔曼 gain matrix) K_k 。该矩阵决定了观测信息在状态更新时的权值。其中行对应状态,列对应观测值。卡尔曼增益取决于实际观测向量 z_k 的误差协方差矩阵,和状态估计预测的观测向量 $H_k \hat{x}_k^-$ 的误差协方差矩阵。注意到误差协方差矩阵的对角元素为不确定度的平方。由式(3.8)~式(3.10)知,真实观测向量的误差协方差为

$$E((z_k - H_k x_k)(z_k - H_k x_k)^T) = R_k \quad (3.19)$$

并且从式(3.5)可得到由状态向量预测的观测向量的误差协方差为

$$E((H_k \hat{x}_k^- - H_k x_k)(H_k \hat{x}_k^- - H_k x_k)^T) = H_k P_k^- H_k^T \quad (3.20)$$

卡尔曼增益矩阵为

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.21)$$

其中 $()^{-1}$ 表示矩阵求逆,矩阵的逆运算在 CD 中附录 A 的 A.4 节讨论。一些作者用分式形式来表示逆矩阵,但这样会使得矩阵相乘的顺序不明确。注意,由于式(3.20)中第一项 H_k 矩阵在方差比的分子项中被去掉,卡尔曼增益矩阵以及对观测信息进行的加权,都从观测空间转移到了状态空间。矩阵 P_k^- 非对角元素中的相关信息,把观测向量和那些不能直接通过 H_k 矩阵与观测相关的状态耦合到了一起。

在例 A 中,由于观测值为标量,简化了卡尔曼增益计算。若协方差矩阵为

$$P_{A,k}^- = \begin{pmatrix} \sigma_r^2 & P_{rv} \\ P_{rv} & \sigma_v^2 \end{pmatrix}, \quad R_{A,k} = \sigma_z^2 \quad (3.22)$$

将该式和式(3.17)代入式(3.21),可得到卡尔曼增益为

$$K_{A,k} = \begin{pmatrix} \sigma_r^2 \\ P_{rv} \end{pmatrix} \frac{1}{\sigma_r^2 + \sigma_z^2} \quad (3.23)$$

注意到:假定先期位置估计和速度估计具有相关误差,速度通过位置观测值估计得到。

步骤(8)观测向量 z_k 的构建。在一些应用中,观测量的分量已经在卡尔曼

滤波系统模型中体现出来了(比如无线电导航距离测量)。在另外一些应用中, z_k 作为其他系统参数的函数,需要通过计算获得。例如待校准系统与参考系统间导航解算结果的差值,就需要计算才能得到。

在许多应用中,直接根据参数的函数关系,用状态估计值导出的修正量,对观测测量进行修正,即可得到观测新息 δz_k 。例如,惯导系统标校中,在用其他参考导航系统结果与 INS 导航结果求差之前,可先用卡尔曼滤波的状态估计值对 INS 导航结果进行修正。

步骤(9)用观测向量更新状态向量,公式为

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_k^+ &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k(\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \\ &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \delta \mathbf{z}_k\end{aligned}\quad (3.24)$$

观测新息 $\delta \mathbf{z}_k$ 与卡尔曼增益矩阵相乘,就可得到状态估计的修正量。

步骤(10)对应的误差协方差矩阵更新,采用以下公式:

$$\mathbf{P}_k^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (3.25)$$

更新后的状态向量估计,建立于更多信息的基础上,更新后状态的不确定度要比更新之前小。对于 Φ_{k-1} 和 $\mathbf{Q}_{k-1}$ 均为零的应用,卡尔曼滤波等同于迭代最小二乘估计(参见 CD 中附录 D 的 D.1 节)。

图 3.6 描述了卡尔曼滤波数据流。

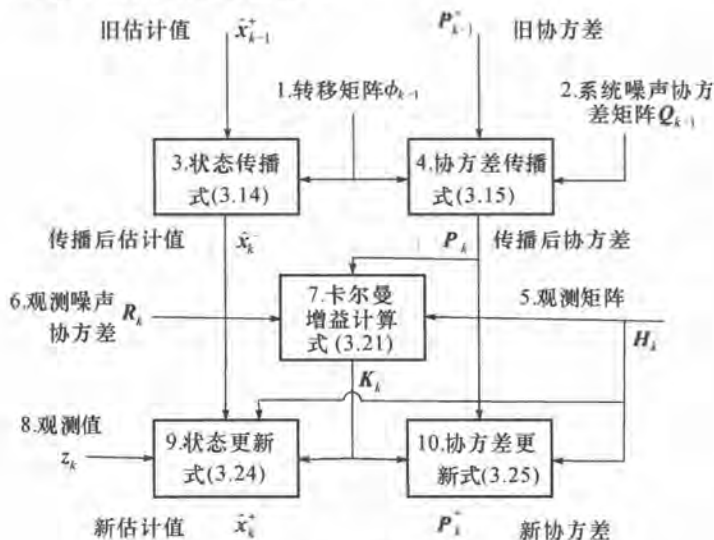


图 3.6 卡尔曼滤波数据流

这里介绍的算法为卡尔曼滤波的开环形式,所有的状态估计都保留在卡尔曼滤波算法内,而在 3.2.6 节介绍的闭环形式里,状态估计被反馈到系统里用以校正系统参数。

3.2.3 系统模型

为实现状态向量估计 $\hat{\mathbf{x}}$ 和误差协方差 $\mathbf{P}$ 随时间的传播,有必要知道状态随时间的变化规律,这就是系统模型的作用。这一节介绍如何从状态的动力学模型中获得卡尔曼滤波系统传播方程(3.14)和式(3.15),这是线性系统理论的一种应用。

卡尔曼滤波要求每个状态的时间导数是其他状态和白噪声的线性函数。这样,在 t 时刻卡尔曼滤波的实际状态向量 $\mathbf{x}(t)$ 都可由下面动态模型来描述:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}_s(t) \quad (3.26)$$

式中: $\mathbf{w}_s(t)$ 为系统噪声向量(有些学者用 $\mathbf{w}$, $\boldsymbol{\omega}$ 或 $\mathbf{v}$ 表示); $\mathbf{F}(t)$ 为系统矩阵(有些学者用 $\mathbf{A}$ 表示); $\mathbf{G}(t)$ 是连续系统噪声分布矩阵。系统噪声由一些独立的随机噪声源组成,每一个都假设为零均值均衡分布,例如高斯分布。 $\mathbf{F}(t)$ 和 $\mathbf{G}(t)$ 均为已知函数。要确定系统模型,这些函数必须是从系统已知特性中推导而来。

在例 A 中,通过两状态卡尔曼滤波估计单坐标轴上的位置和速度,因为估计量中没有加速度,加速度就变成了系统噪声。这样,该例中的状态向量和系统噪声可表示为

$$\mathbf{x}_A = \begin{pmatrix} r_{ib,x}^i \\ v_{ib,x}^i \end{pmatrix}, \quad \mathbf{w}_{s,A} = a_{ib,*}^i \quad (3.27)$$

状态的动力学方程比较简单

$$\dot{r}_{ib,x}^i = v_{ib,x}^i, \quad \dot{v}_{ib,x}^i = a_{ib,x}^i \quad (3.28)$$

将式(3.27)和式(3.28)代入式(3.16),得到系统矩阵和系统噪声分布矩阵:

$$\mathbf{F}_A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{G}_A = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

值得注意的是,在这个例子中,两个矩阵都是时不变的。

为获得一个估计值,需要使用期望算子 $\mathbf{E}$ 。真实状态向量 $\mathbf{x}(t)$ 的期望值就是被估计的状态 $\hat{\mathbf{x}}(t)$ 。系统噪声 $\mathbf{w}_s(t)$ 的期望值是零,因为噪声被假定为零均值。假设 $\mathbf{F}(t)$ 和 $\mathbf{G}(t)$ 为已知函数,因此与期望算子可交换。故计算式(3.26)的期望值得

$$\mathbf{E}(\dot{\mathbf{x}}(t)) = \frac{\partial}{\partial t} \hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(t)\hat{\mathbf{x}}(t) \quad (3.30)$$

解式(3.30),便得到了 t 时刻状态的估计值,该值是 $t - \tau_t$ 时刻状态估计的函数:

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \lim_{n \rightarrow \infty} \prod_{i=1}^n \exp\left(\mathbf{F}\left(t - \frac{i}{n}\tau_s\right)\frac{\tau_s}{n}\right)\hat{\mathbf{x}}(t - \tau_s) \quad (3.31)$$

参见 CD 中附录 A 式(A.17)。当 $\mathbf{F}$ 在时间间隔 $t - \tau_s \sim t$ 之间可当作常值时,有近似

$$\hat{\mathbf{x}}(t) \approx \exp(\mathbf{F}(t)\tau_s)\hat{\mathbf{x}}(t - \tau_s) \quad (3.32)$$

注意上式只有当 $\mathbf{F}$ 被当作常值时才成立^[9]。

在离散卡尔曼滤波中,状态估计值是其前一时刻估计值的线性函数,结合状态转移矩阵 Φ_{k-1} ,重复式(3.14):

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \Phi_{k-1}\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+$$

卡尔曼滤波的离散和连续形式是等价的, $\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}(t)$ 且 $\hat{\mathbf{x}}_{k-1} = \hat{\mathbf{x}}(t - \tau_s)$ 。因此,将式(3.32)代入式(3.14)得

$$\Phi_{k-1} \approx \exp(\mathbf{F}_{k-1}\tau_s) \quad (3.33)$$

其中,假设可以获得 $t_{k-1} = t_k - \tau_s$ 时刻和 t_k 时刻的数据,但传播时间间隔内的数据无法获得,这时系统矩阵 $\mathbf{F}_{k-1}$ 可以通过 $\frac{1}{2}(\mathbf{F}(t_k - \tau_s) + \mathbf{F}(t_k))$ 或者计算 $t_k - \tau_s$ 和 t_k 时刻 $\mathbf{F}$ 参数的均值来得到。一般来说,不能直接计算式(3.33),矩阵的指数并非其元素的指数矩阵。此种情况下,可以采用数值计算方法^[10],但是当矩阵比较大时计算量非常大。因此,转移矩阵经常通过系统矩阵 $\mathbf{F}$ 的幂级数展开来计算,设传播时间间隔为 τ_s :

$$\Phi_{k-1} = \sum_{r=0}^{\infty} \frac{\mathbf{F}_{k-1}^r \tau_s^r}{r!} = \mathbf{I} + \mathbf{F}_{k-1}\tau_s + \frac{1}{2}\mathbf{F}_{k-1}^2\tau_s^2 + \frac{1}{6}\mathbf{F}_{k-1}^3\tau_s^3 + \cdots \quad (3.34)$$

卡尔曼滤波的设计者必须依据状态的大概量级、时间间隔大小以及可用的误差阈值等来截取幂级数展开项。时间间隔越短,实现给定计算精确度所需的级数也越短。不同情况可能用到不同的截断,转移矩阵中的某些元素也可能存在精确解。在一些例子里,像例 A 中 $\mathbf{F}^2$ 项为 0,所以一阶解 $\mathbf{I} + \mathbf{F}_{k-1}\tau_s$ 就是精确的。

真实状态可看作前一时刻状态 $\mathbf{x}_{k-1}$ 的函数,并可以通过对式(3.26)从 $t_k - \tau_s \sim t_k$ 时刻求积分来获得, $\mathbf{F}(t)$ 和 $\mathbf{G}(t)$ 在积分时间间隔内近似为常数,再代入式(3.33)得到

$$\mathbf{x}_k = \Phi_{k-1}\mathbf{x}_{k-1} + \Gamma_{k-1}\mathbf{w}_{s,k-1} \quad (3.35)$$

式中: $\mathbf{w}_{s,k-1}$ 为离散系统的噪声向量; Γ_{k-1} 为离散系统噪声分布矩阵,故

$$\Gamma_{k-1}\mathbf{w}_{s,k-1} = \int_{t_k - \tau_s}^{t_k} \exp(\mathbf{F}_{k-1}(t_k - t'))\mathbf{G}_{k-1}\mathbf{W}_s(t')dt' \quad (3.36)$$

注意,由于系统噪声是在传播时间间隔内引入的,因此它通过 F 矩阵服从状态传播规律。计算系统噪声分布矩阵 G_{k-1} 与计算 F_{k-1} 的方法基本一样,要么通过计算 $\frac{1}{2}(G(t_k - \tau_s) + G(t_k))$, 要么通过计算 G 在 $t_k - \tau_s$ 和 t_k 时刻参数均值来计算。

由式(3.5)得知,观测更新后,时间传播前后的误差协方差矩阵为

$$\begin{cases} P_{k-1}^+ = E[(\hat{x}_{k-1}^+ - x_{k-1})(\hat{x}_{k-1}^+ - x_{k-1})^T] \\ P_k^- = E[(\hat{x}_k^- - x_k)(\hat{x}_k^- - x_k)^T] \\ P_k^+ = E[(\hat{x}_k^+ - x_k)(\hat{x}_k^+ - x_k)^T] \end{cases} \quad (3.37)$$

式(3.14)减去式(3.35)得

$$\hat{x}_k^- - x_k = \Phi_{k-1}(\hat{x}_{k-1}^+ - x_{k-1}) - \Gamma_{k-1}w_{s,k-1} \quad (3.38)$$

状态估计误差与系统噪声不相关,故

$$E[(\hat{x}_k^\pm - x_k)w_s^T(t)] = 0, E[w_s(t)(\hat{x}_k^\pm - x_k)^T] = 0 \quad (3.39)$$

因此,把式(3.38)和式(3.39)代入式(3.37)可得

$$P_k^- = \Phi_{k-1}P_{k-1}^+\Phi_{k-1}^T + E[\Gamma_{k-1}w_{s,k-1}w_{s,k-1}^T\Gamma_{k-1}^T] \quad (3.40)$$

定义系统的噪声协方差矩阵为

$$Q_{k-1} = E[\Gamma_{k-1}w_{s,k-1}w_{s,k-1}^T\Gamma_{k-1}^T] \quad (3.41)$$

得到式(3.15)中的协方差传播公式

$$P_k^- = \Phi_{k-1}P_{k-1}^+\Phi_{k-1}^T + Q_{k-1}$$

注意有些学者对 Q 的定义有所不同。将式(3.36)代入式(3.41),可得到在系统连续噪声方面的系统噪声协方差矩阵:

$$Q_{k-1} = E \left[\int_{t_k - \tau_s}^{t_k} \int_{t_k - \tau_s}^{t_k} \exp(F_{k-1}(t_k - t')) G_{k-1} w_s(t') w_s^T(t'') G_{k-1}^T \exp(F_{k-1}^T(t_k - t'')) dt' dt'' \right] \quad (3.42)$$

假设系统噪声为白噪声,由 CD 中附录 B 的 B.4.2 节式(B.102)可得

$$Q_{k-1} = \int_{t_k - \tau_s}^{t_k} \exp(F_{k-1}(t_k - t')) G_{k-1} S_{s,k-1} G_{k-1}^T \exp(F_{k-1}^T(t_k - t')) dt' \quad (3.43)$$

式中: $S_{s,k-1}$ 为对角矩阵,由连续系统噪声向量 $w_s(t)$ 各元素的单边 PSD(功率谱密度)组成。

系统噪声协方差常用近似值,最简单的方法是忽略离散滤波迭代中系统噪声的时间传播,通常给定

$$\mathbf{Q}_{k-1} \approx \mathbf{Q}'_{k-1} = \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{E} \left(\int_{t_k - \tau_s}^{t_k} \int_{t_k - \tau_s}^{t_k} \mathbf{w}_s(t') \mathbf{w}_s^T(t'') dt' dt'' \right) \mathbf{G}_{k-1}^T \quad (3.44)$$

或

$$\mathbf{Q}_{k-1} \approx \mathbf{Q}'_{k-1} = \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{S}_{s,k-1} \mathbf{G}_{k-1}^T \tau_s \quad (3.45)$$

其中噪声假设为白噪声。这种近似称为冲激近似,与其他所有近似一样,可不用事先知道分布的精确表达式。

类似地,将式(3.15)和式(3.42)代入式(3.43),可得到 $\Phi_{k-1} \mathbf{Q}'_{k-1} \Phi_{k-1}^T$ 的一阶近似,有

$$\mathbf{P}_k^- \approx \Phi_{k-1} (\mathbf{P}_{k-1}^+ + \frac{1}{2} \mathbf{Q}'_{k-1}) \Phi_{k-1}^T + \frac{1}{2} \mathbf{Q}'_{k-1} \quad (3.46)$$

回到例 A,如果加速度近似为白噪声,准确的系统噪声协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_A = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} S_a \tau_s^3 & \frac{1}{2} S_a \tau_s^2 \\ \frac{1}{2} S_a \tau_s^2 & S_a \tau_s \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

式中: S_a 为加速度的 PSD(功率谱密度)。

这体现了在一次传播间隔中系统噪声传播对位置状态的作用。如果传播间隔足够小,系统噪声协方差可近似为

$$\mathbf{Q}_A \approx \mathbf{Q}'_A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_a \tau_s \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

在例 B 中,由系统模型可知,两个状态不相关,因此精确的系统噪声协方差可简化为

$$\mathbf{Q}_B = \begin{pmatrix} S_{vx} \tau_s & 0 \\ 0 & S_{vy} \tau_s \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

式中: S_{vx} 和 S_{vy} 分别为 x 轴和 y 轴速度的 PSD(功率谱密度)。 $\mathbf{Q}_A$ 和 $\mathbf{Q}_B$ 的计算可分别参见 CD 中例 3.1 和例 3.2。

时间相关的系统噪声的处理将在 3.4.3 节讨论。

3.2.4 观测模型

为了用一组观测数据更新状态估计值,有必要知道观测量随状态的变化规律,这就是观测模型的作用。这一节介绍了卡尔曼滤波观测更新方程式(3.21)、式(3.24)和式(3.25)的推导。

在标准卡尔曼滤波中,观测向量 $\mathbf{z}(t)$ 一般被模型化为真实状态向量 $\mathbf{x}(t)$ 和白噪声源 $\mathbf{w}_m(t)$ 的线性函数,即

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}_m(t) \quad (3.50)$$

式中: $\mathbf{H}(t)$ 为观测矩阵并且由系统已知特性所决定。

例如, 如果状态向量包含航迹推算系统(如 INS)的位置误差, 并且观测向量包含航迹推算系统的位置与一个定位系统(如 GNSS)的位置之间的差值, 这时观测矩阵是简单的单位矩阵。如果对观测值离散化, 式(3.50)就变为

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_{mk} \quad (3.51)$$

有了观测值, 新的状态最优估计值, 就是观测值与前一时刻估计值的线性组合, 故

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \mathbf{K}_k \mathbf{z}_k + \mathbf{L}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- \quad (3.52)$$

式中: $\mathbf{K}_k$ 和 $\mathbf{L}_k$ 是待确定的权值函数。代入式(3.51)得

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{K}_k \mathbf{w}_{mk} + \mathbf{L}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- \quad (3.53)$$

卡尔曼滤波是一种无偏估计算法, 因此新老状态向量残差 $\hat{\mathbf{x}}_k^+ - \mathbf{x}_k$ 和 $\hat{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{x}_k$ 的期望值为 0, 观测噪声的期望值 $\mathbf{w}_{mk}$ 也是 0。这样, 计算式(3.53)的期望值得到

$$\mathbf{L}_k = \mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \quad (3.54)$$

代入式(3.52), 得到状态向量更新方程[重复式(3.24)]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_k^+ &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \\ &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \delta \mathbf{z}_k^- \end{aligned}$$

把式(3.51)代入式(3.24)并且减去真实状态向量

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ - \mathbf{x}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) (\hat{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{x}_k) + \mathbf{K}_k \mathbf{w}_{mk} \quad (3.55)$$

代入式(3.37), 可得到观测更新后的误差协方差矩阵 $\mathbf{P}_k^+$, 有

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{P}}_k^+ &= \mathbf{E} \left[\begin{aligned} &(\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{K}_k \mathbf{w}_{mk} (\hat{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{x}_k)^T (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k)^T \\ &+ (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) (\hat{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{x}_k) \mathbf{w}_{mk}^T \mathbf{K}_k^T + \mathbf{K}_k \mathbf{w}_{mk} \mathbf{w}_{mk}^T \mathbf{K}_k^T \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (3.56)$$

状态估计误差与观测噪声不相关, 故

$$\mathbf{E}[(\hat{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{x}_k) \mathbf{w}_{mk}^T] = 0, \quad \mathbf{E}[\mathbf{w}_{mk} (\hat{\mathbf{x}}_k^- - \mathbf{x}_k)^T] = 0 \quad (3.57)$$

把 $\mathbf{K}_k$ 和 $\mathbf{H}_k$ 与期望值算子交换顺序, 并把式(3.57)和式(3.11)代入式(3.56)得到

$$\mathbf{P}_k^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k)^T + \mathbf{K}_k \mathbf{R}_k \mathbf{K}_k^T \quad (3.58)$$

注意观测噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}_k$ 是由式(3.11)定义的。这个方程被称作协方差更新的约瑟夫(Joseph)形式。

有两种方法来确定权值函数 $\mathbf{K}_k$, 这里采用的最小方差法^[1,2,4], 以及极大似

然法^[1,3,5],两种方法得到的结果相同。最小方差法中权值函数 K_k 的最优选择标准是使 $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ 的估计误差最小。状态估计的方差由误差协方差矩阵的对角线元素给出。因此有必要使 P_k^+ 的迹关于 K_k 最小(参考CD中附录A的A.2节):

$$\frac{\partial}{\partial K_k} [\text{Tr}(P_k^+)] = 0 \quad (3.59)$$

代入式(3.58)并且应用CD中附录A中的矩阵关系式(A.42)可得

$$-2(I - K_k H_k) P_k^- H_k^T + 2K_k R_k = 0 \quad (3.60)$$

重新整理得到式(3.21):

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1}$$

正如文献[2]中解释的,这个结果与状态的单位 and/或标度无关。

把式(3.21)代入式(3.58),误差协方差更新方程就可以简化为式(3.25):

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^-$$

也可以写为:

$$P_k^+ = P_k^- - K_k (H_k P_k^-) \quad (3.61)$$

当观测向量的元素比状态向量少时,效率更高。

观测更新的一种替代方式为序贯处理,详见3.2.7节。

回到本节开头的简单例子,卡尔曼滤波利用INS-GNSS位置解算差值作为观测测量,来估计INS的位置误差,故观测矩阵 H 为单位矩阵。如果观测向量的所有分量含有相互独立的且标准方差为 σ_z 的噪声,状态估计不相关且其不确定度用 σ_x 描述,参见例C,并且可表示为

$$H_{C,k} = I_3, \quad R_{C,k} = \sigma_z^2 I_3, \quad P_{C,k}^- = \sigma_x^2 I_3 \quad (3.62)$$

将其代入式(3.21),这个例子的卡尔曼增益矩阵为

$$K_{C,k} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_x^2 + \sigma_z^2} I_3 \quad (3.63)$$

由式(3.24)和式(3.25)可知,状态估计值和误差协方差可由下式更新:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{C,k}^+ = \frac{\sigma_z^2 \hat{\mathbf{x}}_{C,k}^- + \sigma_x^2 \mathbf{z}_{C,k}}{\sigma_x^2 + \sigma_z^2} \\ P_{C,k}^+ = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_x^2 + \sigma_z^2} P_{C,k}^- = \frac{\sigma_x^2 \sigma_z^2}{\sigma_x^2 + \sigma_z^2} I_3 \end{cases} \quad (3.64)$$

假设卡尔曼滤波输入的观测向量 $\mathbf{z}$ 是由另一组观测向量 $\mathbf{y}$ 计算得来。例如,相对于笛卡儿坐标系的位置观测值可由距离转换而来。若观测值 $\mathbf{y}$ 的噪声协方差为 C_y ,卡尔曼滤波观测噪声协方差由下式确定:

$$R = \left(\frac{d\mathbf{z}}{d\mathbf{y}} \bigg|_{\mathbf{y}=\bar{\mathbf{y}}} \right) C_y \left(\frac{d\mathbf{z}}{d\mathbf{y}} \bigg|_{\mathbf{y}=\bar{\mathbf{y}}} \right)^T \quad (3.65)$$

其中向量的微分见 CD 中附录 A 的 A.5 节。注意到当原始的观测值 y 不是状态向量 x 的线性函数时, z 一般也不是 y 的线性函数, 这时通常需要这样的变换。非线性估计可参见 3.4.1 节、3.4.2 节和 3.5 节。

3.2.5 卡尔曼滤波特性和状态可观测性

对于一个可观测性良好的系统, 图 3.7 描述了卡尔曼滤波初始阶段状态估计不确定度的变化过程, 这里状态估计逐渐收敛到其真值。注意, 状态不确定度是误差协方差矩阵 P 的对角元素的平方根。初始时, 状态不确定度较大, 卡尔曼增益也会较大, 对状态估计加权后使得算法更依赖于新的观测量。随着状态估计向状态真值逐渐收敛, 卡尔曼滤波状态不确定度会迅速下降。但是, 假设观测噪声协方差 R 为常值, 状态不确定度的下降会导致卡尔曼增益下降, 对状态估计加权后, 使得估计结果更依赖于状态估计的先前估计值。这就减少了状态变化的速率, 所以状态不确定度降低的速度变慢。最后, 卡尔曼滤波会接近平衡点, 此时, 每次观测更新后状态不确定度的降低量与系统噪声造成的不确定度的增加量相匹配。在平衡点, 状态估计仍会变化, 但是状态不确定度所反映出的估计的置信度水平, 基本上已经固定了。

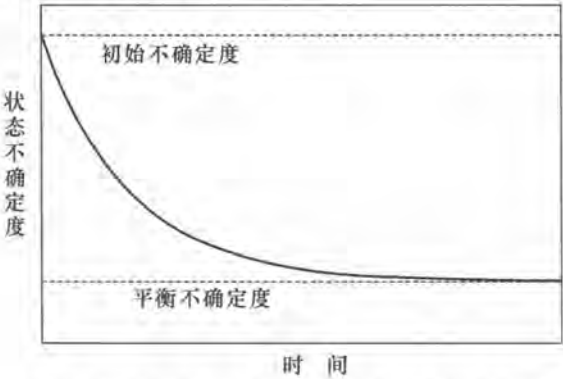


图 3.7 收敛过程中的卡尔曼滤波状态不确定度

状态估计的收敛速度基本上取决于该状态的可观测性。有两种可观测性：确定的（或几何的）和随机的。确定的可观测性指有足够的观测信息，无噪声，可独立地确定所有的状态，也称为全可观测。

卡尔曼滤波的观测模型类似于一组状态未知、待求的方程组，观测量为已知量，且观测矩阵 H 提供了状态的系数。因此，在单次迭代中，卡尔曼滤波不能完全观测比观测向量中所包含的更多的状态，只能得到状态的线性组合。然而，如果观测矩阵随时间改变，或者状态之间通过状态转移矩阵 Φ 有时间依存关系的话，随着时间的增加，观测到比观测向量中所包含的更多的状态便成为可能。误差协方差矩阵 P 记录了状态估计之间的相关性以及它们的不确定度。一个好

的例子,就是用导航中位置的变化率来确定速度。

要确定状态向量 $\mathbf{x}_1$ 是否可由一组观测向量 $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_k$ 完全可观,可定义观测矩阵 $\mathbf{O}_{1:k}^{[2,6,11]}$ 为

$$\begin{pmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{z}_k \end{pmatrix} = \mathbf{O}_{1:k} \mathbf{x}_1 + \begin{pmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_k \end{pmatrix} \quad (3.66)$$

其中噪声向量 $\mathbf{w}_i$ 既包含观测噪声也包含系统噪声,故由式(3.35)和式(3.51)可得

$$\mathbf{O}_{1:k} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \Phi_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_k \Phi_{k-1} \dots \Phi_2 \Phi_1 \end{pmatrix} \quad (3.67)$$

其中 $\mathbf{x}_1$ 是完全可观的,假设噪声满足零均值分布,计算式(3.66)的期望就可以得到 $\mathbf{x}_1$ 的估计,故

$$\hat{\mathbf{x}}_1 = (\mathbf{O}_{1:k}^T \mathbf{O}_{1:k})^{-1} \mathbf{O}_{1:k}^T \begin{pmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{z}_k \end{pmatrix} \quad (3.68)$$

这只有当可观测性矩阵有伪逆时才有解,即需要 $\mathbf{O}_{1:k}^T \mathbf{O}_{1:k}$ 非奇异(参见 CD 中附录 A 的 A.4 节)。这就需要矩阵 $\mathbf{O}_{1:k}$ 的秩为 n ,其中 n 为状态向量 $\mathbf{x}$ 的维数。矩阵的秩,等于其行列式为非零的最大子方阵(不一定要连续)的行数。

当 $\mathbf{O}_{1:k}$ 的秩为 m ,其中 $m < n$,就有 m 个可观测的状态的线性组合, $n - m$ 个不可观测的组合。这时状态向量部分可观。由这 m 个可观测状态的线性组合得到的向量 $\mathbf{y}$ 可由下式确定^[11]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{T} \mathbf{O}_m \mathbf{x} \quad (3.69)$$

式中: $\mathbf{O}_m$ 包含了 $\mathbf{O}_{1:k}$ 中 m 个线性独立的行; $\mathbf{T}$ 为任意非奇异的 $m \times m$ 矩阵。

确定完全可观的一种替代方法是计算信息矩阵 $\mathbf{Y}$:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_1^T \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{H}_1 + \sum_{i=2}^k \left[\left(\prod_{j=1}^{i-1} \Phi_{i-j}^T \right) \mathbf{H}_i^T \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{H}_i \left(\prod_{j=1}^{i-1} \Phi_j \right) \right] \quad (3.70)$$

其中 $\prod_{j=1}^n \Phi_j = \Phi_n \dots \Phi_2 \Phi_1$ 。如果状态向量全可观,上述信息矩阵就是正定的(参见 CD 中附录 A 的 A.6 节)。

许多参数的可观性是动态相关的。比如,在姿态不变的情况下,INS 的姿态误差和加速度计零偏不是独立可观测的。但是姿态改变后就可观测了,因为姿态变化改变了系统模型中状态之间的关系。更高阶的陀螺仪误差和加速度计误差的观测,需要载体有更高的动态性。然而,如果两个状态对观测量有相同的影响,以相同的方式随时间变化,并且具有相同的动态特性,它们就不会独立可观测,所以状态估计中它们应该组合在一起,以免浪费处理资源。

假定一个的状态或其线性组合是确定可观的,那么收敛的速度取决于随机可观性(stochastic observability)。而随机可观性,又取决于观测量的采样速率、观测噪声的量级和相关特性,以及系统噪声水平。采样率越高(相关时间约束下),观测噪声和系统噪声越低,随机可观性越大。

反之,系统噪声和观测噪声能够屏蔽那些对观测量影响较小的状态,使那些状态实际上不可观。对随机不可观的状态,稳态状态的不确定度会与初始不确定度相当,甚至比初始不确定度更大。

通过分析经 k 次卡尔曼滤波迭代周期(或协方差传播与更新)之后的规范化误差协方差矩阵 $\mathbf{P}'_k$, 可用来研究状态及其组合的联合可观性。由下式定义:

$$\mathbf{P}'_{k,ij} = \frac{\mathbf{P}_{k,ij}}{\sigma_{0,i}\sigma_{0,j}} \quad (3.71)$$

式中: $\sigma_{0,i}$ 为第 i 个状态的初始不确定度。

当 $\mathbf{P}'_k$ 的对角元素接近于零时,对应的状态强可观;当其接近于单位 1(或更大)时,对应的状态弱可观。由上文讨论内容可知,弱可观状态的线性组合可能是强可观的,这可通过计算 $\mathbf{P}'_k$ 的特征值和特征向量(见 CD 中附录 A 的 A.6 节)来判断。最小的特征值对应的特征向量,表示规范化状态的可观性最强的线性组合(即 $x_i/\sigma_{0,i}$)。

卡尔曼滤波设计得很好时,由误差协方差矩阵定义的状态不确定度的降低,会伴随着对应的状态残差的降低。这时,卡尔曼滤波是收敛的。反之,设计得不好时,会导致状态不确定度比状态残差小很多,甚至不确定度下降时残差还变大,这种现象就是发散。3.3 节讨论了这些问题的原因,以及在实际的卡尔曼滤波中如何缓解这些问题。

3.2.6 闭环卡尔曼滤波

标准卡尔曼滤波设计中,假设系统模型是线性的。实际上在许多导航应用中,例如 INS 的组合、对准和标校,实际系统模型是非线性的(例如状态向量的时间导数随状态向量元素的二阶量或更高阶量变化)。一种解决方案是采用修改版的卡尔曼滤波算法,例如扩展卡尔曼滤波(3.4.1 节)或 UKF(3.4.2 节)。实际应用中,经常可以忽略这些系统模型中的高阶项,便可得到实际可用的卡尔

曼滤波。与被忽略项相关的状态值越大,模型的线性近似度越弱。

在以线性近似系统模型为基础的误差状态卡尔曼滤波中,一种常用的获得最佳估计性能的技术就是闭环(closed-loop)卡尔曼滤波。这里,卡尔曼滤波得到的误差估计值,在每次迭代中或按固定时间间隔反馈回去,用于校正系统本身,使过程中卡尔曼滤波状态趋于零值。这个反馈过程使得卡尔曼滤波状态值为小量,减小了系统模型中忽略的状态高次乘积项的影响。相反,在没有反馈的开环(open-loop)卡尔曼滤波中,状态值会随时间增长而逐渐变大。

卡尔曼滤波算法中,反馈状态估计的最佳时机,是在观测更新后立即进行。这会在式(3.14)中的状态传播之初产生零状态估计,使该阶段完全被忽略。反馈过程中,会在真实和估计的状态上,加上或减去相同的量,因而误差协方差矩阵 P 不受此反馈过程的影响,所以仍然需要式(3.15)中的误差协方差传播。

卡尔曼滤波的闭环和开环实现可以混合,这样一些状态估计就能作为校正值被反馈,而另外一些不反馈。在实际应用中需要进行状态反馈,但是有些状态由于无法用于系统校正而不能被反馈时,这种混合结构就有用了。在设计这种卡尔曼滤波时,由于反馈状态中通过系统模型耦合了非反馈状态,一些反馈状态 $\hat{x}_k^-$ 可能不为零,在状态传播实现时要注意。

在执行全闭环卡尔曼滤波时(即在每次迭代时反馈所有状态估计值), $H_k \hat{x}_k^-$ 为零,此时观测值 z_k 和观测新息 δz_k^- 是相同的。

在导航中,闭环卡尔曼滤波普遍应用于组合导航、对准和低精度 INS 标校等过程,而且也可用于 GNSS 接收机时钟的校正。

3.2.7 序贯观测更新

卡尔曼滤波的序贯观测更新,也称为标量观测更新或序贯处理,是指在迭代过程中,同一时刻只用观测向量的一个元素,以替代式(3.21)、式(3.24)和式(3.25)中的向量观测更新。与标准卡尔曼滤波相比,系统传播过程不变。对序号为 j 的任一组观测数据,计算卡尔曼增益。在转入下一个观测数据前,更新估计状态向量和误差协方差矩阵等。 $\hat{x}_k^j$ 和 P_k^j 分别表示采用观测向量的所有元素(包括第 j 个)更新的状态向量估计和误差协方差。设观测数据的总数量为 m ,

$$\begin{cases} \hat{x}_k^0 \equiv \hat{x}_k^-, & P_k^0 \equiv P_k^- \\ \hat{x}_k^m \equiv \hat{x}_k^+, & P_k^m \equiv P_k^+ \end{cases} \quad (3.72)$$

当观测向量的元素之间统计上独立时,观测噪声协方差矩阵 R_k 为对角矩阵。这时,第 j 次观测的卡尔曼增益计算公式为

$$k_k^j = \frac{P_k^{j-1} H_{k,j}^T}{H_{k,j} P_k^{j-1} H_{k,j}^T + R_{k,j,j}} \quad (3.73)$$

式中: $H_{k,j}$ 为观测矩阵的第 j 行, 因此 $H_{k,j} P_k^j H_{k,j}^T$ 为标量。

注意 k_k^j 为列向量。序贯观测更新公式可写为

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_k^j &= \hat{\mathbf{x}}_k^{j-1} + k_k^j (z_{k,j} - H_{k,j} \hat{\mathbf{x}}_k^{j-1}) \\ &= \hat{\mathbf{x}}_k^{j-1} + k_k^j \delta z_{k,j}\end{aligned}\quad (3.74)$$

$$P_k^j = P_k^{j-1} - k_k^j (H_{k,j} P_k^{j-1}) \quad (3.75)$$

注意观测新息 $\delta z_{k,j}$ 的第 j 个元素, 必须在观测更新的第 $j-1$ 步完成之后再计算。由于在计算卡尔曼增益时不用计算矩阵求逆, 序贯观测更新模式的计算效率一般更高(参见 3.3.2 节), 但前提是观测数据各元素之间相互独立。

当观测噪声协方差 R_k 为非对角阵时, 意味着给定节拍内的观测噪声是相关的, 这时也可以采用序贯观测更新。首先需要将观测数据由下式表示为统计独立的元素形式:

$$\begin{aligned}z'_k &= T_k z_k \\ R'_k &= T_k R_k T_k^T \\ H'_k &= T_k H_k\end{aligned}\quad (3.76)$$

其中采用 Cholesky 分解, 用转换矩阵 T_k 对 R_k 作对角化处理, Cholesky 分解可参见 CD 中附录 A 的 A.6 节内容。观测更新由式 (3.73) ~ 式 (3.75) 中的 z_k 、 R_k 和 H_k 形式替换为 z'_k 、 R'_k 和 H'_k 形式。转换矩阵的计算需要计算一个 $m \times m$ 矩阵的逆, 与常规的卡尔曼增益计算一样。对观测数据相关的情况, 只有当每个节拍 k 的转换矩阵相同或相对稀疏时, 序贯观测更新的计算效率才能更高。

将观测向量分为几个子向量, 就可以采用序贯和常规观测更新的混合方法, 依次更新状态估计和误差协方差。当部分观测噪声组内彼此相关、而组与组之间无关时, 可采用该方法。

3.3 卡尔曼滤波实现中的问题

本节主要讨论在设计实际卡尔曼滤波器时, 必须要考虑的实现问题, 包括参数调整和算法稳定性、高效算法设计、数值计算问题和时间同步等, 并推荐了一种全面的设计过程。错误观测量的检测以及有偏状态估计, 在第 17 章中讨论。

3.3.1 参数调整和算法稳定性

卡尔曼滤波的参数调整是指, 由设计者或使用者为三个矩阵选值的过程。这些矩阵包括系统噪声协方差矩阵 Q_k 、观测噪声协方差矩阵 R_k 以及误差协方差矩阵初始值 P_0^+ 。正确选择这些参数是很重要的。如果选择的值太小, 卡尔曼滤波估计的实际误差就会比从 P 中得到的状态不确定度大得多。相反, 如果选择

的值太大,从 P 中得到的不确定度就会太大,这会导致使用卡尔曼滤波估计的外部系统对状态进行错误加权。

实际上,卡尔曼滤波中的关键参数是误差协方差矩阵 P_k^- 和观测噪声协方差矩阵 R_k 的比值,因为它们决定了卡尔曼增益 K_k ,如图 3.8 所示。如果 P/R 太小,相应的卡尔曼增益会很小并且状态估计收敛到真值的速度会更慢。对应到系统的变化,状态估计过程会变慢。相反,如果 P/R 太大,卡尔曼增益会非常大,这将使滤波更侧重于最近的观测值,从而会因为观测噪声对状态估计产生了太大的影响而导致滤波不稳,或产生估计偏差。有时,通过系统模型状态估计与观测噪声会形成正反馈,并最终导致滤波器的迅速发散,远离真值。

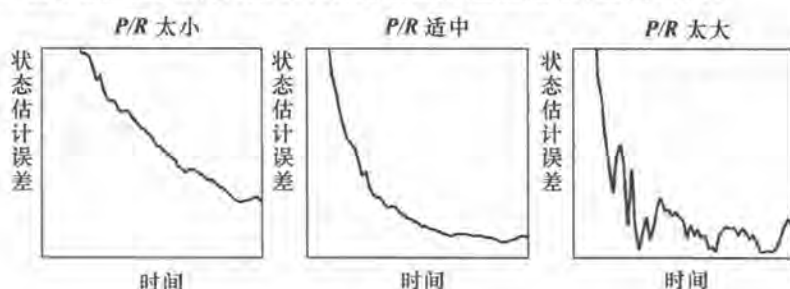


图 3.8 不同 P/R 比率下卡尔曼滤波误差传播

在理想卡尔曼滤波应用中,对噪声模型进行调整并给出合适的估计误差和不确定度,也能得到收敛到真值的稳定估计。然而,实际上,为了保证滤波稳定性,常常有必要调整滤波器,给出比相应的误差标准方差要大的 1σ 状态不确定度(一般为 $2 \sim 3$ 倍)。这是因为,系统的卡尔曼滤波模型只是真实系统的近似。

在卡尔曼滤波中存在许多近似:因可观测性或者处理能力限制,一些较小的误差状态经常被忽略;为了满足卡尔曼滤波方程的线性要求,系统模型和/或观测模型不得不作近似处理;随时间缓慢变化的状态的随机特性常常被过于简化;名义上的常值状态也可以随时间缓慢变化(比如因温度或压力变化);最后,卡尔曼滤波假设所有的噪声源都是白噪声,然而实际上,因频带限制的影响,噪声会展现出一定的时间相关性。因此,为克服卡尔曼滤波模型的限制,噪声建模必须足够充分,以涵盖实际系统的行为。形象地说,为了将真实世界的“方形楔子”放到卡尔曼滤波模型的“圆洞”中,为适应楔子的棱角,这个洞需要被拓宽。

进一步的问题是,如果允许状态不确定度变得非常小,还会导致一些数值计算问题(参见 3.3.3 节)。因此,最好对所有状态的系统噪声进行建模,保证 Q_k 是正定的(参见 CD 中附录 A 的 A.6 节)。换句话说,就可以对状态不确定度保持更低的限制。

对大多数应用来说,可以用制造商的规格说明和实验室测试数据,来确定合适的初始误差协方差矩阵和系统噪声协方差矩阵。当系统模型接近真实系统、

且系统噪声接近白噪声时,可采用类似的方法确定系统噪声协方差矩阵。但当系统噪声高度有色,或受对系统近似的补偿影响较大时,就需要用更有经验的方法,利用在实际工作环境中收集的测试数据来确定该矩阵。也有必要将系统噪声模型建立为振动和/或用户动态性的函数。

同样,当观测噪声近似为白噪声时,就可以采用制造商的规格说明或简单的实验室动态测量来确定观测噪声协方差矩阵。考虑到带宽限制带来的观测噪声时间相关性或者同步误差问题,另外观测噪声也会随着振动或用户运动发生变化,因此适当夸大 R 也是有必要的。对无线电导航,观测噪声也受信号接收条件影响。

在卡尔曼滤波调整中,将观测噪声影响从系统噪声和模型限制中分离出来,是很困难的。因此,一个好的参数调整原则是:固定 P_0^+ , 以及 Q_k 和 R_k 中容易分析确定的量,然后试着改变剩下的矩阵,通过判断估计误差,来找出能得到稳定状态估计的最小值。如果不能得到满意的性能,可改变其他可调整参数。自动的实时参数调整技术在 3.4.3 节讨论。

从本质上来说,卡尔曼滤波参数调整,是在寻求收敛速度和稳定性之间的折衷。然而,要着重指出的是:收敛速度也影响长期精度,一旦收敛速度与因噪声影响导致的实际状态改变的速度相匹配,就可以保证滤波的长期精度。对一些卡尔曼滤波应用,可用完好性监测技术(见第 17 章)来检测状态不稳定性并进行修复,在这种情况下可以选择参数调整来优化收敛过程。

3.3.2 算法设计

卡尔曼滤波实现中的处理负荷,取决于状态向量的维数 n 、观测向量的维数 m 和系统噪声向量的维数 l ,如表 3.1 所列。当状态的维数较大时,协方差传播和更新要求的计算量就最大。但是,当观测向量维数比状态向量维数大时,由于要完成向量的观测更新,卡尔曼增益计算对处理器负荷影响最大。因此,当在一个节拍中有大量无关的观测元素时,利用序贯观测更新,可显著地降低处理器负荷。

表 3.1 卡尔曼滤波过程需要的乘法和加法次数

卡尔曼滤波过程	公式	需要的乘法次数	需要的加法次数
系统传播流程			
状态传播	(3.14)	n^2	$n(n-1)$
协方差传播	(3.15)	$2n^3$	$n^2(2n-1)$
系统噪声分布矩阵计算	(3.41)	$n(n+1)l$	$n^2(l-1)$
观测更新流程(向量形式)			
卡尔曼增益计算	(3.21)	$2mn^2 = 2m^2n$	$mn(m+n-2) + m^2$

(续)

卡尔曼滤波过程	公式	需要的乘法次数	需要的加法次数
矩阵求逆		$(3/2)m^3 - (1/2)m$	$\sim m^3$
状态向量更新	(3.24)	$2mn$	$2nm$
协方差更新	(3.25) 或(3.61)	$mn^2 + n^3$ $2mn^2$	$n^2(m+n-1)$ $mn(2n-1)$
观测更新流程(序贯形式,假设 对角阵为 R)			
卡尔曼增益计算	(3.73)	$2mn^2 + 2mn$	$m(n^2 - n + 1)$
状态向量更新	(3.74)	$2mn$	$2mn$
协方差更新	(3.75)	$2mn^2$	$mn(2n-1)$

在卡尔曼滤波从理论到实际的转化过程中,在不对性能有显著影响的情况下,可以做一些修改来提高处理效率。例如,状态转移矩阵 Φ_k 和观测矩阵 H_k 的许多元素都为零,所以用稀疏矩阵乘法,即只相乘非零元素的方法,就更加有效。但是,在计算效率和算法复杂度之间存在折衷,因为更复杂的算法需花更长时间来开发、编写代码和调试。

另外一种选择是利用误差协方差矩阵 P_k 对称的特点,只计算对角线元素和上三角或下三角元素时,传播和更新协方差矩阵所需要的计算量,几乎可以减半。

稀疏矩阵乘法不能用在卡尔曼增益计算中的矩阵求逆或式(3.25)的协方差更新上,但可用于计算 $K_k H_k$ 。因此,卡尔曼滤波的观测更新流程,将总是比系统传播流程计算量大。观测更新的时间间隔会受处理能力的限制,也受观测频率或观测噪声相关时间的限制。还有,观测更新时间间隔有时候会非常大,以至于不能计算转移矩阵 Φ_k ,这是因为:只有当系统传播间隔 τ_s 足够小时,才可将系统矩阵 F 作为常数,式(3.34)中 $F\tau_s$ 的幂级数展开才会收敛。但是,卡尔曼滤波的不同流程,不必按同样的速度迭代。为减少传播时间间隔 τ_s ,系统传播可以比观测更新迭代更快。相似地,如果观测更新因为缺少有效数据而不能完成,系统传播也能继续进行。对给定的观测数据流,观测更新速度不应比系统传播速度快。

包含协方差矩阵 P 的卡尔曼滤波方程,比包含状态向量 x 的滤波方程计算负荷更大。但是,状态向量要求的精度更高,因而需要更短的传播时间间隔,以获得更高精度的状态转移矩阵,特别是对开环卡尔曼滤波更是如此。因此,状态向量传播迭代(式(3.14)),采用比误差协方差传播(式(3.15))更高的频率,有时会更有效。

当计算处理能力允许的观测更新时间间隔,比观测量数据流的噪声相关时间大

得多时,可通过求时间均值来减小观测噪声。在这种情况下,观测新息 δz^- 的计算速率更快,并且在处理能力允许的频率下,用平均观测新息来更新状态估计 $\hat{x}$ 和协方差 P 。当观测值 z 而不是观测新息被均值化时,考虑到状态传播在平均时间间隔上进行,必须对观测矩阵 H 加以修正^[12]。观测量均值化也被称为预滤波。

总而言之,卡尔曼滤波算法可以有四种不同的迭代速率:状态传播(式(3.14))、误差协方差传播(式(3.15))、观测累积和观测更新(式(3.21),式(3.24)和式(3.25))。图 3.9 给出了一个例子。此外,对同一个卡尔曼滤波,不同类型的观测量输入,比如位置和速度或者速度和姿态,可以用不同速率去累积和更新。

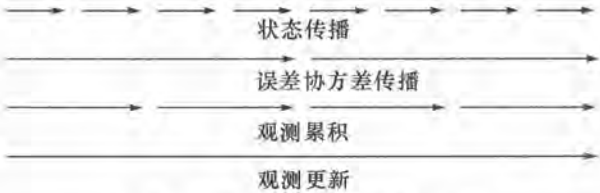


图 3.9 卡尔曼滤波迭代速率举例

3.3.3 数值计算问题

当在计算机上实现卡尔曼滤波时,由于储存和处理每个参数的字节数的限制,精度也会受限。采用的字节数越少,每次计算的舍入误差就会越大。使用双精度(64 位)算法比采用单精度(32 位)算法更稳健,单精度算法比早期采用的 16 位算法更稳健。

舍入误差对状态估计的影响,可认为是增大了系统噪声协方差 Q ,在很多情况下可由卡尔曼滤波的观测更新过程来校正。但是,对误差协方差矩阵 P 却没有相应的校正。卡尔曼滤波运行时间越长,迭代速率越高,矩阵的失真就会越大。这些失真的出现打破了矩阵的对角对称性,甚至会产生代表虚拟不确定度的负对角线元素。在 P 矩阵上,小的误差是相对无害的,然而,大的 P 矩阵误差会使卡尔曼增益矩阵 K 失真。太小的增益会产生反应迟缓的状态估计,而太大的增益会产生不稳定的、振荡的状态估计。如果卡尔曼增益矩阵中的一个元素符号搞错了,那么一次状态估计就会导致状态发散,远离真值。极端的协方差矩阵失真也能导致软件崩溃。因此,卡尔曼滤波的实现过程中,必须精心设计以使误差协方差矩阵的计算误差最小。特别是, P 必须保持为正定(即保持为正的行列式值和正的特征值)。

当初始不确定度大且观测噪声协方差小时,初始化后第一次观测更新的数值问题存在特别的风险。这是因为:协方差更新中,含有非常大的数与非常小的

数的乘积,从而可导致误差协方差矩阵产生非常大的改变。如果出现问题,要人为地把初始状态不确定度设置得小一点。只要使用的值仍然比那些收敛后期望的值大,状态不确定度就会随卡尔曼滤波收敛过程而得到校正^[4]。

通常,可以缩放卡尔曼滤波状态的标度,这样所有状态不确定度在数值上都有相同的量级,能有效地减少误差协方差矩阵的动态范围。调整观测向量的标度时,也需要减小计算卡尔曼增益所用到的 $H_k P_k^- H_k^T + R_k$ 矩阵的动态范围。相比浮点来说,使用定点算法时,更有必要进行标度调整。

另一种最小化舍入误差影响的方法是修改卡尔曼滤波算法。用约瑟夫(Joseph)式的协方差更新式(3.58)代替式(3.25)。相比于标准形式,它有更好的对称性,但是需要2倍多的处理能力。常用的近似方式就是协方差矩阵的分解。这个技术可有效地传播 $\sqrt{P}$ 而非 P ,可把动态范围减小2个量级,这样舍入误差的影响就小了。文献^[3,5,6]中给出了几种因数分解技术,但是最常用的是 Bierman - Thornton 方法或者 UDU 方法^[3,13]。

特别设计的、使误差协方差矩阵保持稳定的方法还有:每次系统传播及观测更新后,可以通过对 P 矩阵及其转置矩阵求均值来强制保持 P 矩阵的对称性,并设定状态不确定度的最小值。

3.3.4 时间同步

不同类型的导航系统表现出不同的数据滞后问题。所谓滞后是指:传感器测量时刻与基于这些观测值得到的导航输出时刻之间的不同步。传感器测量时间也被称为有效时间(time of validity)。在导航系统和卡尔曼滤波处理器之间,也可能存在通信时延。在卡尔曼滤波中,当观测比较两个不同导航系统的输出时,要确保那些输出对应于相同的有效时间。否则,因为导航系统之间的时间滞后造成的输出差异,将会被卡尔曼滤波错误地归结到状态中,进而破坏那些状态的估计值。系统动态程度越高,时间同步误差的影响就会越大。卡尔曼滤波中可以用非常低的增益,来减轻时间同步误差的影响,但是最好的方法是使观测数据同步。

数据同步要求把快速响应系统(如INS)的输出储存下来,一旦从较慢的系统(如GNSS接收机)接收到输出量,就从存储器里重新找回快速系统在相同有效时间的输出值,并形成卡尔曼滤波同步观测量的输入。图3.10描述了这种体系结构。一般来说,对存储的历史数据进行插值,比使用最近时间点上的数据要好。当所有数据都通过带有时标而实现精确同步时,数据滞后补偿更加有效。当时间标记难以获得时,可以通过利用假定的平均时间延时,来实现数据滞后补偿,倘若平均时延在10ms之内,那么实际滞后改变不会超过 $\pm 100\text{ms}$ 。也可以将两个数据流之间的时间滞后作为卡尔曼滤波的一个状态来估计。(参见CD中附录I第I.6节。)

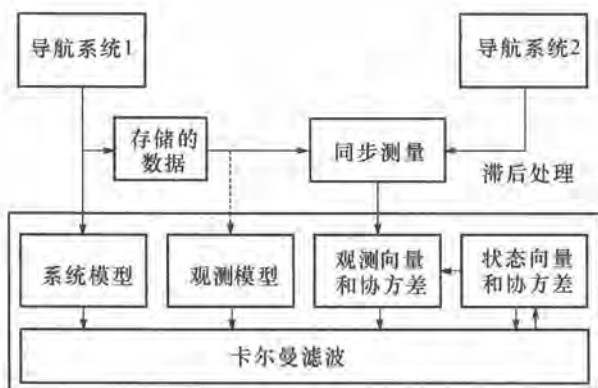


图 3.10 数据同步 (开环卡尔曼滤波)

卡尔曼滤波的系统传播流程,一般采用快速响应的导航系统的数据。因此,状态估计值可能传播到一个先于观测有效时间的时间点。用有效状态时间 t_s 与有效观测时间 t_m 之间的状态转移矩阵 Φ ,去右乘观测矩阵 H ,即可得到最优解,即

$$H(t_s) = H(t_m)\Phi(t_m, t_s) \quad (3.77)$$

另一种选择是简单地把系统传播范围限制在有效观测时间内。最简单的解决方法是通过增加观测噪声协方差 R 来处理时间不同步的影响,注意这些可能是时间相关的。具体解决方案的选择,是在对性能产生的影响、处理负荷以及复杂度等多个因素之间的均衡考虑的结果,也取决于所关注的应用需求。

在一些高完好性应用中,观测的有效时间与其应用时间之间可能存在数十秒的延时。这时,可先对这些观测数据进行多历元故障检测检验,以决定是否接受这些观测数据。在这种情况下,可用式(3.77)来建立观测模型中观测数据与当前状态之间的关联。

类似的问题是,测量向量包含不同时间的测量数据的情况。同样,最简单的方法是增加 R ,最优的方法是:用可完成状态和有效观测时间之间传播的转移矩阵,去右乘观测矩阵的相关行。另一种最优方案是:将观测向量分开,每个有效时间进行一次部分观测更新,分散在卡尔曼滤波系统传播过程中。

导航系统标校中,当使用卡尔曼滤波进行闭环修正时,数据延时补偿会在修正卡尔曼滤波观测数据流过程中引入延时。更多的延时则耗费在卡尔曼滤波观测更新和修正量的通信传输上,如图 3.11 所示。在这些滞后的影响下,可能会有一个或多个未修正的观测值集合被卡尔曼滤波处理,从而造成重复闭环修正。对导航系统的过度校正会造成不稳定,即导航解在真值上下振荡。这个问题的最佳解决方案是修正观测新息,或者采用图 3.10 中的数据存储器。然而,更简单的解决方案则是直接降低卡尔曼增益 K 的权值,或通过观测噪声协方差矩阵

R 来间接降低 K 值。

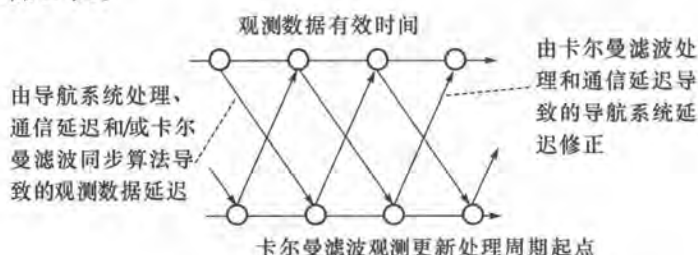


图 3.11 闭环卡尔曼滤波器的滞后处理

有时,卡尔曼滤波的观测输入可能是累加数、平均值或不同有效时间间的数据差值。这种情况下,观测和状态向量就不能同步到同一个有效时间。对累加或平均观测值,若性能指标允许的话,可简单地通过增加 R 来补偿不同步问题。对时间差分观测值,必须针对有效时间差分,建立明确的卡尔曼滤波系统模型,否则观测矩阵可能会是零。有两种方法来解决该问题。考虑下式所示的观测模型

$$z(t) = H(t)(x(t) - x(t - \tau)) + w_m(t) \quad (3.78)$$

一种解决方案是在系统模型上处理时间传播问题,扩展 t 时刻的状态向量,将 $t - \tau$ 时刻的状态包含进来。这些增加的状态称为延时状态。由上标 C 来标识的组合状态向量、转移矩阵、系统噪声协方差矩阵和观测矩阵变为

$$\begin{aligned} x^C(t) &= \begin{pmatrix} x(t) \\ x(t - \tau) \end{pmatrix}, & \Phi^C(t, t - \tau) &= \begin{pmatrix} \Phi(t, t - \tau) & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \\ Q^C(t, t - \tau) &= \begin{pmatrix} Q(t, t - \tau) & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, & H^C(t) &= (H(t) - H(t)) \end{aligned} \quad (3.79)$$

式中: $\Phi(t, t - \tau)$ 为状态向量在时间 $t - \tau$ 和 t 之间的连续时间转移矩阵,注意 $\Phi(t_k, t_k - \tau_s) = \Phi_{k-1}$ 。同理, $Q(t, t - \tau)$ 为连续时间噪声协方差矩阵。这就可以采用标准的卡尔曼滤波观测模型(3.50)来处理了。实际中,只有那些与观测矩阵之间关联的元素 $x(t - \tau)$,需要包含在状态向量内。

另一种方法是在建立观测模型时,考虑节拍之间状态向量的时间传播问题,将观测模型替换为

$$\begin{aligned} H'(t) &= H(t)[I - \Phi(t - \tau, t)] \\ &= H(t)[I - \Phi(t, t - \tau)^{-1}] \end{aligned} \quad (3.80)$$

期间保持常规的单步状态向量。与第一种方法相比,处理负荷增加较小,但忽略了 $t - \tau$ 和 t 时间之间系统噪声的影响,因此在使用前,需要针对第一种方法进行

验证。两种方法都可以扩展到处处理多节拍的平均或累加观测值。

3.3.5 卡尔曼滤波设计过程

这里给出一个好的卡尔曼滤波设计思路^[14]：首先根据已知的系统误差和特性，选择滤波状态，这些状态要可建模、可观测并且与整个系统的期望输出有关联，一般来说就是导航结果，有时也被称为实际模型(truth model)。再基于状态的选择，建立系统模型和观测模型。

然后开发一份仿真软件，软件中包含以下版本的卡尔曼滤波：可以选定或取消各个状态，可以以不同的速率运行不同的算法流程。选定所有状态，使所有卡尔曼滤波的流程都在最快速率下运行，再进行滤波参数调整和测试，以检查是否满足设计要求。在该阶段，处理器负荷不是首要考虑的对象。

假设已满足设计要求，然后取消选定部分卡尔曼滤波状态，按照不同组进行仿真，这些被取消的状态的影响，被建模为系统噪声。还要对卡尔曼滤波流程在低速运行的过程进行仿真测试。这些配置的不同组合也要进行分析。然后依次进行一些可减少处理负荷的调整，但是调整对卡尔曼滤波性能的影响要小，直到处理负荷降到处理器计算能力之内。

接下来再次对简化的卡尔曼滤波(有时也称为设计模型(design model))进行参数调整，并通过仿真和试验来检验其性能。

3.4 卡尔曼滤波的扩展

卡尔曼滤波算法的推导，建立在一系列对被估状态和噪声源特性的假设之上。实际上，这些假设并不总是适用于实际的导航系统。本节讨论如何扩展基本的卡尔曼滤波技术，使其用于解决非线性的观测测量或系统模型、时间相关噪声、系统噪声或观测噪声标准方差未知和观测数据非高斯分布等问题。另外还讨论了卡尔曼平滑技术、事后处理中可资利用的额外可用信息等。

3.4.1 扩展和线性化卡尔曼滤波

在标准的卡尔曼滤波中，观测模型假设为线性的(即，观测向量 z 是状态向量 x 的线性函数)，但实际系统并非总是这样。在一些应用中，例如大多数INS的对准和标校问题，观测模型的线性近似是一个非常有效的手段，虽然会因此引入较小的误差。而在处理距离测量的应用中(如GNSS导航滤波器等)，观测模型则是强非线性的。

在标准卡尔曼滤波中，系统模型也被假设为线性的(即 $\dot{x}$ 是 x 的线性函数)。应用状态估计进行系统闭环修正，可用于保持系统模型的线性近似(参见

3.2.6 节)。但是,完成所有必要的系统反馈并不总是可行的。例如在全状态 INS/GNSS 组合(参见 14.1.1 节)中,估计的是绝对位置、速度和姿态,而不是其中的误差。

扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)为卡尔曼滤波的非线性形式。在 EKF 中,状态传播和更新公式中的系统矩阵 F 和观测矩阵 H ,可以分别被状态的非线性函数 $f(x)$ 和 $h(x)$ 替换。在导航应用中,常常把 EKF 中的观测更新流程和标准卡尔曼滤波中的系统传播流程组合起来。相反的组合方式也会被用到,但是在导航中用到的很少。

EKF 的系统动态模型为

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}_s(t) \quad (3.81)$$

其中,状态向量的非线性函数 f ,替换了状态向量与系统矩阵的积,状态向量和其他项定义参见 3.2.3 节。状态向量传播公式为

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ + \int_{t_{k-1}}^{t_k} \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(t'), t') dt' \quad (3.82)$$

替换了式(3.14)。在传播间隔内, f 可假设为常值时,上式可简化为

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ + \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+, t_k) \tau_s \quad (3.83)$$

在 EKF 中,假设状态向量估计的误差远比状态向量小,因此可用线性系统模型计算状态向量残差:

$$\delta \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(t)\delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}_s(t) \quad (3.84)$$

这样传统的误差协方差传播公式(3.15)就可以用于在状态估计向量附近进行系统矩阵线性化,采用公式

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^-} \quad (3.85)$$

假定传播间隔 $\tau_s = t_k - t_{k-1}$ 足够小,近似于 $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t_k) \approx \mathbf{f}(\mathbf{x}, t_{k-1})$ 成立,用式(3.33)可计算转移矩阵

$$\Phi_{k-1} \approx \exp(\mathbf{F}_{k-1} \tau_s)$$

这里可像传统卡尔曼滤波一样用幂级数展开求解。

EKF 的观测模型为

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t), t) + \mathbf{w}_m(t) \quad (3.86)$$

其中 h 为状态向量的非线性函数,用实际观测向量来更新状态向量:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_k^+ &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k [\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-, t_k)] \\ &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \delta \mathbf{z}_k \end{aligned} \quad (3.87)$$

替换式(3.24),由式(3.9)和式(3.86)得到观测新息为

$$\begin{aligned}\delta z_k^- &= z_k - h(\hat{x}_k^-, t_k) \\ &= h(x_k, t_k) - h(\hat{x}_k^-, t_k) + w_{mk}\end{aligned}\quad (3.88)$$

一旦状态估计收敛到其对应真值,观测新息变小,这样新息就可以建模为状态向量的线性函数,而直接观测测量不能建模为线性函数。故

$$\delta z_k^- \approx H_k \delta x_k^- + w_{mk} \quad (3.89)$$

其中,

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x, t_k)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k^-} = \left. \frac{\partial z(x, t_k)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k^-} \quad (3.90)$$

F 和 H 线性化的结果,就是误差协方差矩阵 P 和卡尔曼增益 K 变为状态估计值的函数。这样有时会引起一些稳定性问题,并且在参数调整中,EKF 比标准卡尔曼滤波对初始化 P 矩阵更敏感。

要使 EKF 有效,须满足:在状态向量估计处线性化系统和观测模型分别得到的 F 和 H 值,必须与线性化真实状态向量得到的值非常接近。图 3.12 和图 3.13 分别给出了有效和无效的线性化单状态系统和观测模型的例子。

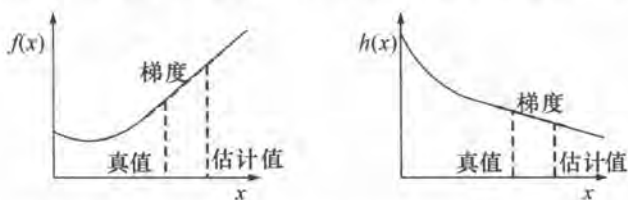


图 3.12 利用 EKF 进行系统和观测模型线性化有效的例子
(x 的真值和估计值处梯度相同)

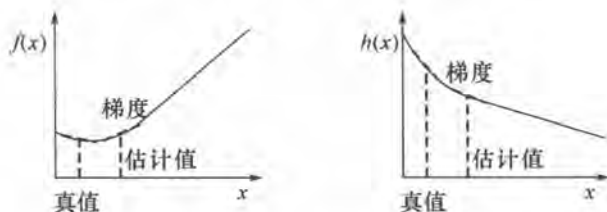


图 3.13 利用 EKF 进行系统和观测模型线性化无效的例子
(x 的真值和估计值处梯度不同)

一种判定系统模型线性化是否有效的方法,是对每一个状态 i 检测以下条件:

$$\left. \frac{\partial f(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^p + \Delta \mathbf{x}_{k-1}^i} \approx \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^p - \Delta \mathbf{x}_{k-1}^i}, \quad \Delta \mathbf{x}_{k-1,j}^i = \sqrt{P_{k-1,i,i}^*}, \quad j=i$$

$$0, \quad j \neq i \quad (3.91)$$

这个条件,确定了系统函数 f 在状态向量估计附近的一定范围内,梯度是否有显著变化。

同样,可以通过对每一个状态 i 检测以下条件判定观测模型线性化是否有效:

$$\left. \frac{\partial h(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k^p + \Delta \mathbf{x}_k^i} \approx \left. \frac{\partial h(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k^p - \Delta \mathbf{x}_k^i}, \quad \Delta \mathbf{x}_{k,j}^i = \sqrt{P_{k,i,i}^-}, \quad j=i$$

$$0, \quad j \neq i \quad (3.92)$$

这个条件,确定了观测函数 h 在状态向量估计附近的一定范围内,梯度是否有显著变化。更复杂的方法可参见文献[15]。

当上述条件不满足时,由 EKF 计算的误差协方差就会趋向于过度优化,最后导致状态估计的发散。这最容易发生在初始化期间,这时误差协方差矩阵 P 一般最大。当系统模型线性化为临界有效时,系统噪声协方差 Q 会增大以提供补偿。同样,当观测模型线性化为临界有效时,观测噪声协方差 R 会增大以提供补偿。当两种线性化均不保证有效时,就须用高阶的方法,例如 UKF(3.4.2 节)、迭代 EKF 或二阶 EKF^[2,6]。还有一种可解决多种二阶问题的新方法,即智能递推估计(intelligent method for recursive estimation, IMRE)卡尔曼滤波法。

一种使误差协方差和卡尔曼增益独立于状态估计值的可选方法,为线性化的卡尔曼滤波。该方法对系统和观测矩阵在预先确定的状态向量值 $\mathbf{x}^p$ 附近作线性化处理,其他的形式与 EKF 相同。

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{k-1}^p}, \quad \mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial h(\mathbf{x}, t_k)}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_k^p} \quad (3.93)$$

要使上式有效,式中 $\mathbf{F}$ 和 $\mathbf{H}$ 的值必须与系统和观测模型在真实状态向量处线性化得到的值非常接近,这往往不适用于 EKF 无效的情况。制导武器是一种合适的应用,在发射前近似弹道已知,由卡尔曼滤波来估计导航结果。

3.4.2 UKF

UKF(unscented Kalman filter)也称为 sigma 点卡尔曼滤波,是一种适用于非线性系统的卡尔曼滤波方法,该方法不要求系统函数 f 和观测函数 h 的梯度在状态估计值的附近近似为常值^[6,17]。

UKF 源于无迹变换(unscented transformation, UT),UT 变换可将 n 维的状态

向量估计 $\hat{\mathbf{x}}$, 及其误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$, 变换到一组 $2n$ 维的并行状态向量, 也称为 sigma 点。sigma 点的均值和方差分别是状态向量估计值和误差协方差矩阵, 因此 UT 变换是可逆的。有几种不同类型的 UT 变换^[6], 这里用的是根协方差型。与标准的卡尔曼滤波和 EKF 一样, UKF 也假设所有状态和噪声源的分布, 可通过均值和协方差完全描述(即高斯分布)。

对于仅系统模型为明显非线性的应用, UKF 的系统传播流程可以与传统卡尔曼滤波或 EKF 的观测更新流程结合起来。同样, 当仅观测模型为明显非线性时, UKF 的观测更新可与 EKF 或传统卡尔曼滤波的系统传播结合起来。在导航中, UKF 系统传播对姿态不确定度大的应用场合很有用; UKF 的观测更新对发射器和接收器距离较近的应用场合比较有用。

UKF 系统传播流程的第一步是求解误差协方差矩阵的均方根 $\mathbf{S}_{k-1}^+$, 通过 Cholesky 分解(参见 CD 中附录 A 的 A.6 节)来求解:

$$\mathbf{P}_{k-1}^+ = \mathbf{S}_{k-1}^+ \mathbf{S}_{k-1}^{+T} \quad (3.94)$$

接下来, 可由下式计算 sigma 点:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k-1}^{+(i)} &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ + \sqrt{n} \mathbf{S}_{k-1}^{+, :, i}, i \leq n \\ \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ - \sqrt{n} \mathbf{S}_{k-1}^{+, :, (i-n)}, i > n \end{aligned} \quad (3.95)$$

式中; 下标“:, i ”表示矩阵第 i 列。

每个 sigma 点可通过系统模型由下式实现传播:

$$\mathbf{x}_k^{-(i)} = \mathbf{x}_{k-1}^{+(i)} + (\mathbf{x}_{k-1}^{+(i)}, t_k) \tau_i \quad (3.96)$$

其中 f 在传播间隔内假设为常数, 否则必须使用公式(3.82)。传播后的状态估计及其误差协方差可由下式计算:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \mathbf{x}_k^{-(i)} \quad (3.97)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\mathbf{x}_k^{-(i)} - \hat{\mathbf{x}}_k^-) (\mathbf{x}_k^{-(i)} - \hat{\mathbf{x}}_k^-)^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (3.98)$$

假设系统噪声可通过系统模型线性传播。否则, sigma 点状态向量会因为系统噪声项而变大。

UKF 的观测更新流程起始于由下式产生新的 sigma 点:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k^{-(i)} &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \sqrt{n} \mathbf{S}_{k, :, i}^-, i \leq n & \mathbf{P}_k^- &= \mathbf{S}_k^- \mathbf{S}_k^{-T} \\ \hat{\mathbf{x}}_k^- - \sqrt{n} \mathbf{S}_{k, :, (i-n)}^-, i > n \end{aligned} \quad (3.99)$$

为节省处理负荷, 可省略该步, 用系统传播流程的 sigma 点替代, 但这会带来一定的性能损失。

sigma 点和平均观测新息可由下式计算:

$$\begin{cases} \delta \mathbf{z}_k^{-(i)} = \mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^{-(i)}, t_k) \\ \delta \mathbf{z}_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \delta \mathbf{z}_k^{-(i)} \end{cases} \quad (3.100)$$

由下式可得观测新息的协方差:

$$\mathbf{C}_{\delta \mathbf{z}, k}^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\delta \mathbf{z}_k^{-(i)} - \delta \mathbf{z}_k^-) (\delta \mathbf{z}_k^{-(i)} - \delta \mathbf{z}_k^-)^T + \mathbf{R}_k \quad (3.101)$$

假设观测噪声可通过观测模型线性传播。否则, sigma 点的状态向量会因为观测噪声项而变大。

最后, UKF 卡尔曼增益、状态向量更新和误差协方差更新为

$$\mathbf{K}_k = \left[\frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\mathbf{x}_k^{-(i)} - \hat{\mathbf{x}}_k^-) (\delta \mathbf{z}_k^{-(i)} - \delta \mathbf{z}_k^-)^T \right] (\mathbf{C}_{\delta \mathbf{z}, k}^-)^{-1} \quad (3.102)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \delta \mathbf{z}_k^- \quad (3.103)$$

$$\mathbf{P}_k^+ = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{C}_{\delta \mathbf{z}, k}^- \mathbf{K}_k^T \quad (3.104)$$

UKF 的系统传播流程也可与标准卡尔曼滤波或 EKF 的观测更新流程结合起来, 反之亦然。

3.4.3 时间相关噪声

在卡尔曼滤波中, 一般假设所有的观测噪声 $\mathbf{w}_m$ 是与时间无关的, 换言之, 观测噪声是白噪声, 而实际情况并非总是如此。例如, 导航中的卡尔曼滤波器的观测输入, 常常是其他卡尔曼滤波器、环路滤波器或其他估计算法的输出, 导航系统间的杆臂信息也可能是时间相关变量。卡尔曼滤波把新息中的时间相关部分归因于状态。因此, 时间相关的观测噪声可能会破坏状态估计。

主要有三种方法可以处理卡尔曼滤波中观测噪声的时间相关性问题。最好的方法是将时间相关噪声估计增加为卡尔曼滤波状态。但是, 由于可观测性和处理能力的限制, 该方法在实际中很难实现。第二种, 也是最简单的一种方法, 是减小卡尔曼滤波的增益。这可能会需要增加观测更新时间间隔, 使之与观测噪声相关时间相匹配, 设定的观测噪声协方差 $\mathbf{R}$ 也可能会增加, 或者卡尔曼增益 $\mathbf{K}$ 权值减小。相应于观测更新时间间隔的增加, 如果统计意义上的平均测量可看作是单次测量, 那么可采用测量平均值进行计算。这些用于减小增益的技术, 会增加卡尔曼滤波收敛的时间以及收敛值的不确定度。第三种处理时间相关噪声的方法, 是利用施密特-卡尔曼滤波器 (Schmidt-Kalman filter)^[18], 这可以在对时间相关噪声建模中, 有效增加误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$, 参见 CD 中附录 D 的 D.2 节。

卡尔曼滤波的另一个假设是系统噪声 $\mathbf{w}_k$ 与时间无关。实际上, 系统往往包含有显著的系统性的、以及其他与时间相关的误差, 由于可观测性或处理能力限

制,这些误差未被选作被估计状态,但是会影响被估计的状态。这些误差必须要考虑。

当相关时间相对较短的时候,系统误差可建模为白噪声。但是,白噪声必须覆盖影响卡尔曼滤波的收敛特性的相关噪声。对相关时间超过 1min 左右的误差源,白噪声近似无法有效地对那些误差源随时间传播造成的影响进行建模。解决方法是采用带不确定系统噪声参数的施密特-卡尔曼滤波器^[18]。详见随书 CD 中附录 D 的 D.2 节。

文献[19]描述了另一种用于处理时间相关 GNSS 观测误差的卡尔曼滤波公式。

3.4.4 自适应卡尔曼滤波

在大多数应用中,卡尔曼滤波的系统噪声协方差矩阵 Q 、观测噪声协方差矩阵 R 是在研发阶段,由实验室内系统测量、仿真和试验等方法确定的。但在有些情况下往往做不到这一点。例如,如果一个 INS/GNSS 组合算法,或 INS 标校算法设计中,要用到一系列不同的惯性传感器,在滤波运行之前,系统噪声协方差是未知的。同样,如果一个传递对准算法(见 15.1 节)设计中,用不同的飞机或武器挂舱,而没有先验的挠曲或振动环境信息,那么就无法事先获得观测噪声协方差。

另外,当应用背景变化时,最优的卡尔曼滤波参数调整会随时间变化。例如,对于静止状态、步行、车上等不同移动载体的 GNSS 导航滤波器,就需要不同的系统噪声模型。同样,GNSS 测量的精度会随信噪比水平、多路径环境等因素而变化。

对这些参数优化调整未知的和存在变化的应用,在运算中,可用自适应卡尔曼滤波器来估计矩阵 R 和/或 Q 。这里有两种主要的方法:基于新息的自适应估计方法(innovation-based adaptive estimation, IAE)^[20,21]和多模型自适应估计方法(multiple-model adaptive estimation, MMAE)^[22]。

IAE 方法要从观测新息统计中,计算系统噪声协方差 Q 、观测噪声协方差 R ,或者同时计算 Q 和 R 。第一步,计算最后 n 个观测新息的协方差 C :

$$\tilde{C}_{\delta z, k}^{-} = \frac{1}{n} \sum_{j=k-n}^k \delta z_j^{-} \delta z_j^{-T} \quad (3.105)$$

这可用于计算 R 和/或 Q :

$$\begin{cases} \tilde{Q}_k = K_k \tilde{C}_{\delta z, k}^{-} K_k^T \\ \tilde{R}_k = \tilde{C}_{\delta z, k}^{-} - H_k P_k^{-} H_k^T \end{cases} \quad (3.106)$$

当处理第一组观测新息统计值时,必须提供 R 和 Q 初始值。选择这些值

时,须尽可能谨慎。出现问题时,可限定这些值的最大最小范围,以稳定滤波器。

MMAE 方法利用一组并行卡尔曼滤波器进行计算,每一个滤波器对应于不同的系统噪声和/或观测噪声协方差矩阵,即 Q 和 R 。也可以采用误差协方差矩阵 P 的不同初始值。对第 i 个卡尔曼滤波器,其被分配的概率为^[3,4]

$$\begin{cases} p_{k,i} = \frac{\Lambda_{k,i}}{\sum_{j=1}^l \Lambda_{k,j}} \\ \Lambda_{k,i} = \frac{p_{k-1,i}}{\sqrt{(2\pi)^m |H_{k,i} P_{k,i}^{-} H_{k,i}^T + R_{k,i}|}} \exp \left[-\frac{1}{2} \delta z_{k,i}^{-T} (H_{k,i} P_{k,i}^{-} H_{k,i}^T + R_{k,i})^{-1} \delta z_{k,i}^{-} \right] \end{cases} \quad (3.107)$$

式中: m 为观测向量的维数; l 为滤波器的个数。

注意,矩阵的求逆计算在卡尔曼增益计算中已经完成。归一化观测新息最小的滤波假设,与观测数据流的一致性最好,因此分配给它最大的概率。

随着时间的推移,最优滤波假设的概率会接近单位 1,而其他的接近 0。为充分利用已有的计算处理能力,可以剔除弱的假设,并周期性地细分最强的假设,用于更精细的滤波器参数调整,并允许其响应系统的变化。

完整的状态向量估计和误差协方差由下式得出:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \sum_{i=1}^l p_{k,i} \hat{\mathbf{x}}_{k,i}^+ \quad (3.108)$$

$$P_k^+ = \sum_{i=1}^l p_{k,i} [P_{k,i}^+ + (\hat{\mathbf{x}}_{k,i}^+ - \hat{\mathbf{x}}_k^+) (\hat{\mathbf{x}}_{k,i}^+ - \hat{\mathbf{x}}_k^+)^T] \quad (3.109)$$

注意误差协方差矩阵必须既考虑滤波器假设的状态向量估计的传播,也要考虑每个假设的误差协方差。

比较 IAE 和 MMAE 自适应卡尔曼滤波技术,后者计算量更大,必须要处理的是一组而非一个卡尔曼滤波器。但是,在 IAE 卡尔曼滤波器中,系统噪声协方差、观测噪声协方差、误差协方差和卡尔曼增益矩阵均可能是状态估计的函数,而它们在 MMAE 滤波器组(假设是传统的卡尔曼滤波器而非 EKF 滤波器)中是相互独立的。因此,MMAE 滤波器更趋于稳定。

3.4.5 多假设滤波

标准卡尔曼滤波假设观测量满足单模分布(如高斯分布),从而可以用均值 z 和协方差 R 来表示观测向量。但是,并非所有的导航系统都满足这一假设。在测距系统中,当没有足够的信号来确定唯一值时,会导致双模位置测量结果产生;在某些特征匹配技术中(参见第 13 章),也会出现具有不规则位置分布的修正测量结果。在基于卡尔曼滤波估计的算法中,为处理这类测量问题,必须首先将其描述为一系列高斯分布的和的形式,称为“多假设”,每个假设对应的均值

为 z_i ,协方差为 R_i ,概率为 p_i 。同时也要为零假设赋概率值 p_0 ,表示其他假设都不成立的概率。对概率值作归一化处理:

$$\sum_{i=0}^{n_k} p_{k,i} = 1 \quad (3.110)$$

式中: n_k 为假设的个数; k 为卡尔曼滤波的迭代次数。

卡尔曼滤波技术中,主要有三种方法来处理多假设观测量问题:最优修正法、加权修正法和多假设滤波法。最优修正法是标准的卡尔曼滤波,它只接受具有最高概率的假设而拒绝其他假设。该方法要包含一个预滤波算法,当所有假设都不成立时,用以拒绝所有观测假设。该方法的优点是简单。当在多数迭代中,存在某一种假设明显起支配作用时,该方法很有效。

加权修正法把所有的观测量假设输入到滤波器,并根据其概率对其加权,但只保持一组状态估计。例如随机数据关联滤波器(probabilistic data association filter, PDAF)^[123,24],该滤波器主要用于目标跟踪问题。PDAF的系统传播流程与标准卡尔曼滤波一样,但在观测更新流程中,卡尔曼增益计算是基于每一个观测量假设完成的:

$$K_{k,i} = P_k^{-1} H_k^T [H_k P_k^{-1} H_k^T + R_{k,i}]^{-1} \quad (3.111)$$

从而状态向量和误差协方差矩阵更新方程为

$$\begin{aligned} \hat{x}_k^+ &= \hat{x}_k^- + \sum_{i=1}^{n_k} p_{k,i} K_{k,i} (z_{k,i} - H_k \hat{x}_k^-) \\ &= \hat{x}_k^- + \sum_{i=1}^{n_k} p_{k,i} K_{k,i} \delta z_{k,i}^- = \sum_{i=1}^{n_k} p_{k,i} \hat{x}_{k,i}^+ \end{aligned} \quad (3.112)$$

$$P_k^+ = [I - (\sum_{i=1}^{n_k} p_{k,i} K_{k,i}) H_k] P_k^- + \sum_{i=1}^{n_k} p_{k,i} (\hat{x}_{k,i}^+ - \hat{x}_k^+) (\hat{x}_{k,i}^+ - \hat{x}_k^+)^T \quad (3.113)$$

其中,

$$\hat{x}_{k,i}^+ = \hat{x}_k^- + K_{k,i} (z_{k,i} - H_k \hat{x}_k^-) = \hat{x}_k^+ + K_{k,i} \delta z_{k,i}^- \quad (3.114)$$

注意,与先验状态不确定度相比,当观测量假设广泛传播时,状态不确定度(P 阵对角线的方根)会随着观测更新变大,而这在标准卡尔曼滤波中是不会发生的。

与最优修正法相比,PDAF的优点是考虑了所有的真实观测假设,但缺点是同时也考虑了所有的错误观测假设。该方法最适于错误假设在逐次迭代中不相关,或真值为高斯观测假设的组合叠加的情况。

当错误的观测假设是时间相关时,多假设卡尔曼滤波(multiple-hypothesis Kalman filter, MHKF)可用一组卡尔曼滤波器并行计算,以保持多个状态向量假

设。该技术最初开发是用于目标跟踪的^[25],故常被称为多假设跟踪(multiple-hypothesis tracking, MPT)。当正确假设在一系列滤波循环后被辨识出来时,错误假设则逐渐被剔除出滤波器组。如同 MMAE 滤波器,MHKF 保留了一系列状态向量和误差协方差矩阵假设,它们采用传统的卡尔曼滤波公式,通过系统模型独立传播。每一个假设都有其相应的概率值。

在观测更新流程,滤波器组被分成了 $(n_k + 1)l$ 个假设,将每一个状态向量假设和观测假设及零观测假设结合起来,其原理如图 3.14 所示。接着对每个假设进行常规的卡尔曼滤波更新,其概率值取状态量和观测假设概率之积。为保持状态向量和观测假设之间的一致性,必须对新的假设概率赋值;可采用类似于 MMAE 算法中的概率加权[见式(3.107)]方式。接下来,必须对概率值重新归一化,注意零观测假设的概率值应保持不变。

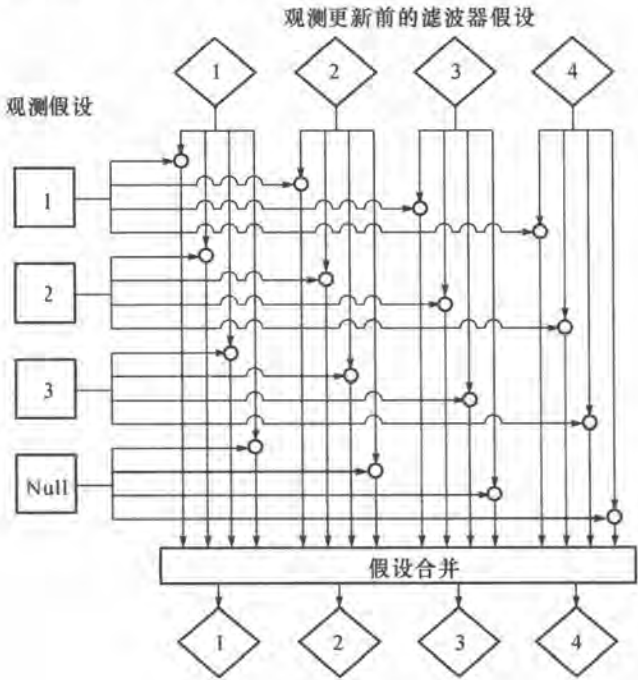


图 3.14 多假设卡尔曼滤波的观测更新($l=4, n_k=3$)

在每次卡尔曼滤波迭代中都增加状态向量假设的数量,显然是不现实的。因此观测更新过程结束时,必须将假设数减到 l 个,这可通过假设合并来实现。具体实现方法多种多样,但一般是将相似的假设互相合并,依据其概率值将最弱的假设并入其最邻近的假设。概率值低于某一固定下限的假设,可直接剔除。把两个假设 α 和 β 合并为新的 γ 假设,合并过程如下式所示:

$$p_{k,\gamma} = p_{k,\alpha} + p_{k,\beta} \tag{3.115}$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k,\gamma}^+ = \frac{p_{k,\alpha} \hat{\mathbf{x}}_{k,\alpha}^+ + p_{k,\beta} \hat{\mathbf{x}}_{k,\beta}^+}{p_{k,\gamma}} \quad (3.116)$$

$$\mathbf{P}_{k,\gamma}^+ = \sum_{i=\alpha,\beta} p_{k,i} \left[\mathbf{P}_{k,i}^+ + \left(\hat{\mathbf{x}}_{k,i}^+ - \hat{\mathbf{x}}_{k,\gamma}^+ \right) \left(\hat{\mathbf{x}}_{k,i}^+ - \hat{\mathbf{x}}_{k,\gamma}^+ \right)^T \right] \quad (3.117)$$

根据应用需要,总的状态估计和误差协方差,既可以按式(3.108)和式(3.109)的假设加权平均,也可以取概率值最高的假设。在闭环修正中(参见3.2.6节),不可能把所有滤波假设得到的修正量都反馈回去,因为不同滤波假设中得到的结果可能是矛盾的。闭环反馈时,应该把所有滤波器看成一个整体。所有的状态向量假设中,都要把系统反馈修正量减掉,以保持不同假设之间的差异。这样,状态估计在反馈时不会变为零,所以状态传播仍然按照开环卡尔曼滤波中的公式(3.14)进行。

基于后验概率的迭代高斯混合逼近算法(iterative Gaussian mixture approximation of the posterior, IGMAP)^[24],在单假设和多假设状态向量情况下都能运行,它把观测概率分布的高斯分布拟合和估计算法中的观测更新流程结合在一起,构成了一个迭代过程。当算法从开始的混合高斯分布逼近过渡到最后的观测更新时,逼近过程的残差会减小,从而产生更精确的状态估计。IGMAP算法的系统传播流程与传统的卡尔曼滤波或MHKF算法相同。但是,相比于PDAF和MHKF算法,IGMAP计算量更大。

使用蒙特卡洛(Monte Carlo)估计算法,可以省掉对观测噪声和系统噪声分布的高斯逼近,例如粒子滤波(particle filter,见3.5节)。但是,该方法的计算量至少比基于卡尔曼滤波的估计算法高一个数量级以上。

3.4.6 卡尔曼平滑

卡尔曼滤波器是为实时应用而设计的。它用于估计系统特定时刻的特性,所用信息是这一特定时刻之前的系统观测量。但是,在监视和测试应用中,当需要在某事件发生后的系统特性时,卡尔曼滤波实际上会扔掉一半的观测信息,因为卡尔曼滤波没有使用所关注时间点之后的观测量。

卡尔曼平滑器是卡尔曼滤波器的一个扩展,它不仅使用所关注时间点之前的观测信息,而且使用所关注时间点之后的观测信息。在非实时应用中,此方法能够得到更高的估计精度。有两类主要方法:前向-后向滤波算法^[2,26]和RTS(rauch, tung and stribel)算法^[4,27]。

前向-后向滤波算法包含两个卡尔曼滤波器:一个前向滤波器和一个后向滤波器。前向滤波器就是标准的卡尔曼滤波。后向卡尔曼滤波,是一个在时间上从后往前工作的卡尔曼滤波算法,从数据的结尾计算到开始。两个滤波器是相互独立的,不能用前向滤波的结果来初始化后向滤波器。平滑估计结果是两个滤波结果的简单加权组合,权值由它们误差协方差矩阵的比值来决定:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^+ = (\mathbf{P}_{f,k}^{+^{-1}} + \mathbf{P}_{b,k}^{+^{-1}})^{-1} (\mathbf{P}_{f,k}^{+^{-1}} \hat{\mathbf{x}}_{f,k}^+ + \mathbf{P}_{b,k}^{+^{-1}} \hat{\mathbf{x}}_{b,k}^+) \\ \mathbf{P}_k^+ = (\mathbf{P}_{f,k}^{+^{-1}} + \mathbf{P}_{b,k}^{+^{-1}})^{-1} \end{cases} \quad (3.118)$$

式中:下标 f 和 b 分别代表前向和后向; k 表示两个滤波器中的相同时间点, 因此后向滤波器时刻表示必须反向计时。

图 3.15 给出了前向、后向和结合后的滤波状态不确定度随时间的变化。在关注的时间点, 只需要记录状态估计值、误差协方差矩阵和计算矩阵的逆。需要注意的是, 前向滤波计算到关注数据的最后一个点就可以了, 而后向滤波只需要计算到关注数据的第一个点, 再超过就没必要了。

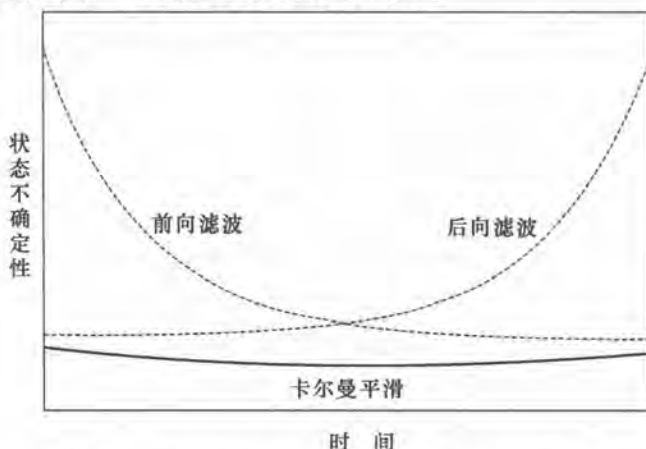


图 3.15 前向-后向卡尔曼平滑算法的状态不确定度

在 RTS 算法中, 传统的卡尔曼滤波随时间前向运行, 但是在每次系统传播和观测更新后, 记录状态向量 $\mathbf{x}$ 和误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$, 同时还存储状态转移矩阵 Φ 。一旦到达数据的末尾, 则开始反向从末尾到起始点进行数据平滑。每次迭代的平滑增益 $\mathbf{A}_k$ 由下式给出:

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{P}_k^+ \Phi_k^T (\mathbf{P}_{k+1}^-)^{-1} \quad (3.119)$$

平滑后的状态向量 $\hat{\mathbf{x}}_k^s$ 和误差协方差 $\mathbf{P}_k^s$ 为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^s = \hat{\mathbf{x}}_k^+ + \mathbf{A}_k (\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^s - \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-) \\ \mathbf{P}_k^s = \mathbf{P}_k^+ + \mathbf{A}_k (\mathbf{P}_{k+1}^- - \mathbf{P}_{k+1}^-) \mathbf{A}_k^T \end{cases} \quad (3.120)$$

当需要对每个点进行平滑时, RTS 算法更有效; 但是当需要对某个单点进行平滑时, 前向-后向算法更有效。

卡尔曼平滑还可用于半实时应用中, 这种情况下, 只采用所关注时间点后的限定时间段内的信息。在存在一个固定延迟的条件下, 平滑结果可以连续给出。在 GNSS 信号丢失期间, 这一方法对跟踪应用(如后勤、安保、道路使用收费系统等)中导航结果的接续很有用。

3.5 粒子滤波

本节利用基于卡尔曼滤波估计的术语和标识,来介绍粒子滤波^[29,30],这是一种非线性、非高斯贝叶斯估计技术。更多信息可参见相关的标准文本^[6,31-33]。注意很多关于粒子滤波的文献,均需要深厚的统计学知识背景。

在状态估计中,观测值、噪声源和状态估计本身均为随机分布,确切的值是不知道的。在各类基于卡尔曼滤波的估计方法中,所有分布均可由均值和协方差来建模。这可以满足对高斯分布的建模,但不一定能满足各类导航系统的实际应用需求。模式匹配系统会带来固有的非高斯观测分布,经常是多模的。利用环境特征进行距离或角度定位,当地标特征不明显时,就会产生多模观测值。对 INS,当姿态不确定度太大,不满足小角度近似时,也会存在非高斯误差分布。

粒子滤波是一种序贯蒙特卡洛估计方法(sequential Monte Carlo estimation algorithm)。状态估计由一组离散状态向量表示,称为粒子,粒子的传播会遍及其联合概率分布,二元高斯分布如图 3.16 所示。粒子滤波需要的处理能力至少比基于卡尔曼滤波估计的均值和协方差计算高一个数量级。不过,其核心优势是可以表示任意形式的概率分布,如图 3.17 所示,不需要近似为多元高斯分布(或 MHKF 中的累加求和)。

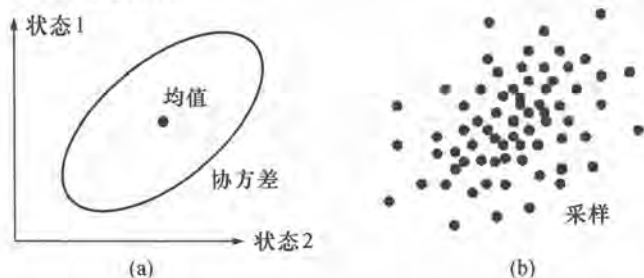


图 3.16 用均值和协方差(a)和一组粒子(b)表示二元高斯分布的两个状态



图 3.17 用一组粒子表示非高斯分布的两个状态

用到的粒子越多,可表示的状态估计的概率分布就越精确。同时,分布越复杂,要表示给定精度的分布所需的粒子数就越多。大多数粒子滤波都需要至少上千个粒子,有些要用上百万甚至更多。状态估计在 k 节拍的均值 $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ 、协方差 $\mathbf{P}_k^+$ 为

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \sum_{i=1}^N p_{X,k}^{z(i)} \hat{\mathbf{x}}_k^{(i)}, \quad \mathbf{P}_k^+ = \sum_{i=1}^N p_{X,k}^{z(i)} (\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_k^+) (\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_k^+)^T \quad (3.121)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)}$ 和 $p_{X,k}^{z(i)}$ 分别为第 i 个粒子的状态向量估计和概率; N 为粒子数量; 上标“-”和“+”分别表示观测更新的前和后, 且

$$\sum_{i=1}^N p_{X,k}^{z(i)} = 1 \quad (3.122)$$

粒子滤波包含三个流程, 见图 3.18。其中系统传播和观测更新流程与卡尔曼滤波中的流程相同, 而再采样(resampling)流程则在卡尔曼滤波中没有对应的步骤。

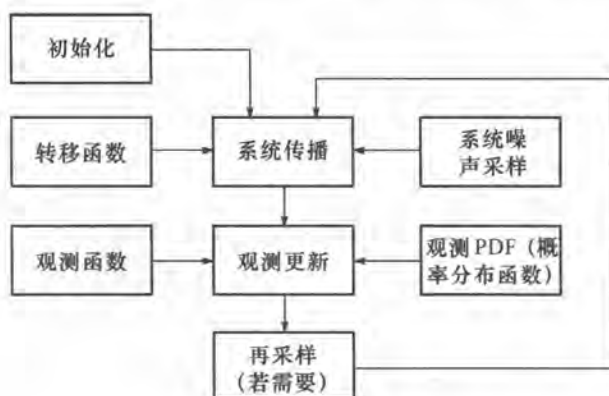


图 3.18 粒子滤波流程

每一个粒子都是通过系统模型分别传播的。第一步是对每个粒子独立完成的、按同一种分布、对每个粒子的离散系统噪声向量 $\mathbf{w}_{s,k-1}^{(i)}$ 采样。该分布可能是常值或随时间和/或其他已知参数变化的, 但不随已估计状态变化。粒子的状态向量估计可由下式完成传播:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)} = \varphi_{k-1}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)}, \mathbf{w}_{s,k-1}^{(i)}) \quad (3.123)$$

式中: φ_{k-1} 为转移函数, 对所有粒子是相同的。

上述估计, 不必是状态或系统噪声的线性函数, 可随着时间或其他已知参数变化, 也可能不变。另外, 也可选择采用 EKF 和 UKF 系统模型中类似的方法, 与式(3.82)类似:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)} &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} + \int_{t_k - \tau_x}^{t_k} f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)}, \hat{\mathbf{w}}_{s,k-1}^{(i)}, t') dt' \\ &\approx \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} + f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)}, \hat{\mathbf{w}}_{s,k-1}^{(i)}, t_k) \tau_x\end{aligned}\quad (3.124)$$

若系统模型为线性的,可简化为

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} + \Phi_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} + \Gamma_{k-1} \hat{\mathbf{w}}_{s,k-1}^{(i)} \quad (3.125)$$

通过一个系统模型进行多个状态向量的传播,每次传播伴随着一组不同的随机采样噪声源,这是一种蒙特卡洛仿真(参见 CD 中附录 J 的 J.5 节)。这也是将粒子滤波归类为一种蒙特卡洛估计算法的原因。

粒子滤波的系统传播流程,改变了每个粒子的状态估计,但其概率不变,即 $p_{\mathbf{x},k}^{-(i)} = p_{\mathbf{x},k-1}^{+(i)}$ 。与此相反,观测更新流程改变了概率,但状态估计不变。观测更新的第一步,是从每个粒子的状态向量估计中,得到观测向量的预测,故

$$\hat{\mathbf{z}}_k^{(i)} = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)}) \quad (3.126)$$

其中 $\mathbf{h}$ 为式(3.8)中定义的确定的观测函数,在 EKF 和 UKF 中用到过,该函数不需要是线性的。

下一步,比较预测的观测值与根据实际测量过程得到的概率分布函数 $\tilde{f}_{z,k}$,得到每个粒子的相对似然值,与先验概率相乘,得到绝对似然值,故

$$\Lambda_{x,k}^{(i)} = p_{x,k}^{-(i)} \tilde{f}_{z,k}(\hat{\mathbf{z}}_k^{(i)}) \quad (3.127)$$

若观测量为 m 元高斯分布,其概率分布函数(PDF)为

$$\tilde{f}_{z,k}(\hat{\mathbf{z}}_k^{(i)}) = \frac{1}{(2\pi)^{m/2} |\mathbf{R}_k|^{1/2}} \exp\left[-\frac{1}{2}(\hat{\mathbf{z}}_k^{(i)} - \tilde{\mathbf{z}}_k)^T \mathbf{R}_k^{-1} (\hat{\mathbf{z}}_k^{(i)} - \tilde{\mathbf{z}}_k)\right] \quad (3.128)$$

式中: $\tilde{\mathbf{z}}_k$ 为观测均值; $\mathbf{R}_k$ 为观测噪声协方差。

每个粒子更新后的概率,可通过重新规范化的似然值获得,即

$$p_{x,k}^{+(i)} = \frac{\Lambda_{x,k}^{(i)}}{\sum_{j=1}^n \Lambda_{x,k}^{(j)}} \quad (3.129)$$

粒子滤波的最后一步为再采样。若不进行再采样,很多粒子的概率经过连续多个节拍之后就会收缩,直到粒子概率小到不能维持自身所需要的处理能力。同时,用于表征状态估计分布核心特征的粒子数量也会衰竭,降低了精度。当粒子的分布概率相同时,粒子滤波效率最高。这时,在再采样流程中,低概率的粒子被删除,高概率的粒子被重复。系统噪声独立作用于每个粒子,保证重复的粒子在粒子滤波的下一个系统传播流程有所差异。关于再采样内容详见 CD 中附

录 D 的 D.3.1 节。最常用的再采样算法为:对再采样的粒子分配等概率密度(即 $1/N$)。

再采样使得粒子滤波更多地接收新的观测信息,但会在状态估计过程中加入噪声,降低了精度。因此,不必在每个滤波周期都进行再采样。可以每隔固定数目的周期,执行一次再采样,或由有效采样大小来确定间隔的周期数 N_{eff} :

$$N_{\text{eff}} = \left[\sum_{i=1}^N (p_{x,k}^{*(i)})^2 \right]^{-1} \quad (3.130)$$

一般低于一个确定的门槛,例如 $N/2$ 或 $2N/3$ 。

要初始化粒子滤波,需要通过对状态的初始分布进行随机采样,产生一组粒子。对于均衡分布或高斯分布,就简单了(见 CD 中附录 J 第 J.4.1 节和 J.4.3 节)。对更复杂的分布,就必须用 CD 中附录 D 的 D.3.2 节描述的重点采样方法。

也可以采用包含了粒子滤波和卡尔曼滤波的混合滤波器,参见 CD 中附录 D 的 D.3.3 节。

本章的习题和作业见随书 CD。

参 考 文 献

- [1] Jazwinski A. H. Stochastic Processes and Filtering Theory. San Diego, CA: Academic Press, 1970.
- [2] Gelb A. (ed.) Applied Optimal Estimation. Cambridge, MA: MIT Press, 1974.
- [3] Maybeck P. S. Stochastic Models, Estimation and Control, Vols. 1 – 3. New York: Academic Press, 1979 – 1983.
- [4] Brown R G, Hwang P Y C. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering, 3rd ed. New York: Wiley, 1997.
- [5] Grewal M S, Andrews A P. Kalman Filtering: Theory and Practice, 2nd ed. New York: Wiley, 2000.
- [6] Simon D. Optimal State Estimation. New York: Wiley, 2006.
- [7] Kalman R E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. ASME Transactions, Series D; Journal of Basic Engineering, Vol. 82, 1960, pp. 35 – 45.
- [8] Groves P D. Principles of Integrated Navigation. Course Notes, QinetiQ Ltd., 2002.
- [9] Kailath T. Linear Systems, Englewood Cliffs, NJ: Prentice – Hall, 1980.
- [10] Golub G H, Van Loan C F. Matrix Computations, Baltimore, MD: Johns Hopkins University Press, 1983.
- [11] Farrell J A. Aided Navigation; GPS with High Rate Sensors. New York: McGraw – Hill, 2008.
- [12] Rogers R M. Applied Mathematics in integrated Navigation Systems. Reston, VA: AIAA, 2000.
- [13] Bierman G L. Factorization Methods for Discrete Sequential Estimation, Mathematics in Science and Engineering, Vol. 128. New York: Academic Press, 1977.
- [14] Stimac L W, Kennedy T A. Sensor Alignment Kalman Filters for Inertial Stabilization Systems. Proc. IEEE PLANS, Monterey, CA, March 1992, pp. 321 – 334.
- [15] Xing Z, Gebre – Egziabher D. Comparing Non – Linear Filters for Aided Inertial Navigators. Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009, pp. 1048 – 1053.

- [16] Draganov A, Haas L, Harlacher M. The IMRE Kalman Filter – A New Kalman Filter Extension for Nonlinear Applications. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012, pp. 428 – 440.
- [17] Julier S J, Uhlmann J K. A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems. Proc. AeroSense; The 11th Int. Symp. on Aerospace/Defence Sensing, Simulation and Controls, SPIE, 1997.
- [18] Schmidt S F. Application of State Space Methods to Navigation Problems. in Advanced in Control Systems, Vol. 3, C. T. Leondes, (ed.), New York: Academic Press, 1966.
- [19] Petovello M G, et al. Consideration of Time – Correlated Errors in a Kalman Filter Applicable to GNSS. Journal of Geodesy, Vol. 83, No. 1, 2009, pp. 51 – 56 and Vol. 85, No. 6, 2011, pp. 367 – 368.
- [20] Mehra R K. Approaches to Adaptive Filtering. IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC – 17, 1972, pp. 693 – 698.
- [21] Mohammed, A. H. , and K. P. Schwarz, " Adaptive Kalman Filtering for INS/GPS, " Journal of Geodesy, Vol. 73, 1999, pp. 193 – 203.
- [22] Magill D T. Optimal Adaptive Estimation of Sampled Stochastic Processes. IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC – 10, 1965, pp. 434 – 439.
- [23] Bar – Shalom Y, Fortmann T E. Tracking and Data Association. New York: Academic Press, 1988.
- [24] Dezert J, Bar – Shalom Y. Joint Probabilistic Data Association for Autonomous Navigation. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 29, 1993, pp. 1275 – 1285.
- [25] Reid D B. An Algorithm for Tracking Multiple Targets. IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC – 24, 1979, pp. 843 – 854.
- [26] Runnalls A R, Groves P D, Handley R J. Terrain – Referenced Navigation Using the IGMAP Data Fusion Algorithm. Proc. ION 61st AM, Boston, MA, June 2005, pp. 976 – 987.
- [27] Fraser D C, Potter J E. The Optimum Linear Smoother as a Combination of Two Optimum Linear Filters. IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 7, 1969, pp. 387 – 390.
- [28] Rauch H E, Tung F, Striebel C T. Maximum Likelihood Estimates of Linear Dynamic Systems. AIAA Journal, Vol. 3, 1965, pp. 1445 – 1450.
- [29] Gordon N J, Salmond D J, Smith A F M. A Novel Approach to Nonlinear/Non – Gaussian Bayesian State Estimation. Proc. IEE Radar Signal Process. , Vol. 140, 1993, pp. 107 – 113.
- [30] Gustafsson F, et al. Particle Filters for Positioning, Navigation and Tracking. IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 50, 2002, pp. 425 – 437.
- [31] Ristic B, Arulampalam S, Gordon N. Beyond the Kalman Filter; Particle Filters for Tracking Applications. Norwood, MA; Artech House, 2004.
- [32] Doucer A, N. de Freitas, Gordon N, (eds.) Sequential Monte Carlo Methods in Practice. New York; Springer, 2001.
- [33] Doucet A, Johansen A M. A Tutorial on Particle Filtering and Smoothing; Fifteen Years Later. in Oxford Handbook of Nonlinear Filtering, C. Crisan and B. Rozovsky, (eds.), Oxford, U. K. : OUP, 2011, pp. 656 – 704.

第4章 惯性传感器

惯性传感器(inertial sensors)包括加速度计和陀螺仪,后者一般简称为陀螺。加速度计(accelerometer)测量比力,陀螺仪(gyroscope)测量角速率,两者的测量过程都不需要外部参照。某些装置也可以测量载体相对于环境特征的速度、加速度或角速率等参数,但这些需借助外部参照的测量装置不属于惯性传感器的范畴。

大多数加速度计仅测量单个轴向的比力,同样,大多数陀螺仪也只测量绕一个轴向的转动角速率。一个惯性测量单元(inertial measurement unit, IMU)包含多个加速度计和多个陀螺仪,通常是3个陀螺仪、3个加速度计,以实现三维的比力和角速率测量。IMU是惯性导航系统(inertial navigation system, INS)的传感部件。INS可以自主输出三维导航信息,在第5章将进一步介绍。新近设计的INS都采用捷联方式,也就是惯性传感器与载体直接固联。低精度的IMU还被用于航向姿态参考系统(AHRS),详见6.1.8节;以及步行航位推算(PDR),详见6.4节;还可用于内场环境探测,详见16.1.10节。在6.1.2节中介绍的陀螺罗经,也利用了陀螺仪技术。最后,参考文献[1]还介绍了惯性传感器在许多非导航领域的应用。

本章阐述了加速度计和陀螺仪的基本原理,介绍了IMU技术,并对不同类型的惯性传感器进行了比较,分析了误差来源。惯性传感器技术在文献[1,2]中也有介绍。

大多数加速度计的设计,要么采用摆式,要么采用振梁式。两种加速度计的基本原理是相同的,都将在4.1节中详细介绍。在随书CD的附录E中,E.1节介绍了时域转换(time-domain switching, TDS)加速度计和利用冷原子干涉的惯性测量原理。陀螺仪则主要有三种类型:光学陀螺仪、振动陀螺仪和转子陀螺仪。每种陀螺仪都有各自不同的物理原理,这将在4.2节和随书CD的E.2节中讨论。在随书CD的E.3节,还讨论了利用加速度计测量角速率的方法。不管是采用同一门技术设计,还是依据各自不同的原理开发,各种惯性传感器在体积、重量、性能和成本等方面都存在几个数量级的差别。一般来讲,惯性传感器的精度越高,相应的体积、重量越大,成本也越高。

当前,惯性传感器的发展方向主要集中于微机械系统(micro-electro-mechanical systems, MEMS)技术。利用蚀刻技术,将多个传感器集成在单独的硅晶片上,这使得小而轻的石英和硅类型的惯性传感器,可低成本、大批量地生

产^[3]。相比于传统的机械式设计和光学设计, MEMS 传感器表现出非常优良的抗冲击性能,被用于炮射弹药的制导^[4]。然而,目前大多数 MEMS 传感器精度相对较低。微光机电系统(micro-optical-electro-mechanical systems, MOEMS)技术采用光学读出方式替代许多 MEMS 的电容检测,因而更具提高精度的潜力^[5],本书写作时,该技术仍处于研究阶段。

IMU 规范惯性传感器的供电方式,将传感器的输出转换成工程上常用的量纲,并且把输出发送到数据总线。同时,IMU 还标定出很多项传感器原始误差。IMU 的功能将在 4.3 节详细讨论,4.4 节还分析了经过标定的加速度计和陀螺仪的误差特性。

对于 IMU 和惯性传感器而言,并没有高精度、中等精度或低精度的统一界定。某一位学者眼中所谓的中等精度,在另一位学者看来,可能是高精度,也可能是低精度。IMU、INS 和惯性传感器可以分为如下五类宽泛的精度类别:航海级、航空级、中等精度级、战术级和消费级。

此处讨论的最高精度的惯性传感器用于军舰、潜艇、某些洲际弹道导弹和飞机的导航。航海级(marine-grade)惯导系统的成本超过 100 万美元(或 80 万欧元),提供的导航定位精度为:24h 不超过 1.8km。早期设计这一精度级别的系统,体积非常大,直径大概到 1m;目前设计同精度产品,体积要小得多。采用低级别的传感器时,有时采用旋转调制(5.8 节)技术以实现所需的导航精度。

美国空军订购的航空级(aviation-grade),或者称为导航级精度的惯导系统,要求符合 SNU(Standard Navigation Unit, SNU)84 标准:在第 1 个小时的导航工作期间,水平定位误差最大不超过 1.5km。这种精度的惯导系统也被用于民用航空,以及全球范围的军用航空。它的成本大概 10 万美元(或 8 万欧元)左右,标准体积为 178mm × 178mm × 249mm。中等精度的 IMU,大约比航空级的精度低一个数量级,被用于小型飞机和直升机导航,成本大概在 2 万 ~ 5 万美元(或 1.6 万 ~ 4 万欧元)。

战术级(tactical grade)的 IMU,可用的单独工作时间仅为几分钟。但是,如果和其他的定位系统组合,比如 GPS,就可以实现长时间的高精度导航。战术级的 IMU,典型的成本在 2000 ~ 30000 美元(1600 ~ 25000 欧元),通常被用于制导武器和无人机(unmanned air vehicle, UAV)导航,大多数体积不超过 1mL。战术级的惯性传感器覆盖了相当宽的精度范围,特别是陀螺仪。

最低精度的惯性传感器被称为消费级(consumer grade)或汽车级(automotive grade)。在使用时,往往是以独立的加速度计或陀螺仪的形式售出,不是完整的 IMU,而且都是未经标定的。即便与其他的导航系统组合,这类系统也不足以达到惯性导航的精度,但仍可用于航向姿态参考系统(AHRS)、步行航位推算(PDR)及场景探测。典型的应用为计步器、汽车防抱死刹车系统(antilock braking system, ABS)、主动悬挂、安全气囊等。这个级别的加速度计价格在 1 美元

(或 1 欧元)左右,陀螺的价格不低于 10 美元(或 8 欧元)^[6],单个传感器的体积约为 $5\text{mm} \times 5\text{mm} \times 1\text{mm}$ 。

对 IMU 实施标定和其他处理,可以明显改变其性能,这一点对于 MEMS 传感器尤其显著^[7]。某些情况下,同一类型的 MEMS 惯性传感器,不经标定可以直接用于汽车制造业,而经过标定之后,就可用于战术级导航。“低成本”这个术语,被普遍应用于消费级和战术级惯性产品,涵盖了一个很宽的价格区间。

从消费级到航海级的惯性传感器,陀螺仪的精度跨越了 6 个数量级,而加速度计的精度仅有 3 个数量级的变化。部分原因在于:导航工作时间超过 40min 以后,陀螺仪的性能对导航精度的影响比加速度计的影响更大。这一点在 5.7.2 节中有详细解释。

4.1 加速度计

图 4.1 是一个简单的加速度计原理图。两端受弹簧约束的检测质量块(有时称之为悬挂,(suspension)),可以沿加速度计敏感轴方向、相对于加速度计壳体滑动。位移指示器测量质量块相对于壳体的位置变化。沿敏感轴方向给壳体施加一个外力,在开始加力的一瞬间,检测质量块将保持原有的速度不变,但壳体产生相对于质量块的运动,从而压缩一端的弹簧、拉伸另一端的弹簧。弹簧的变形改变了质量块和壳体之间的受力状况,壳体相对质量块持续运动,直至非对称的弹簧力导致的质量块加速度与外力导致的壳体加速度相当。结果是,质量块相对于壳体的位移与壳体加速度成正比。通过位移指示器测量位移,就可以间接获取壳体加速度的测量值。上述测量过程存在例外情况:它无法测量由引力导致的加速度。这是由于,引力直接作用于质量块本身,而不是通过弹簧施加给质量块,而且引力同样施加于加速度计的每一个部分。所以,加速度计受到引力作用时,质量块和壳体之间没有相对运动。因此,所有的加速度计敏感的只是比力(非引力加速度),而不是全加速度(见 2.4.7 节)。

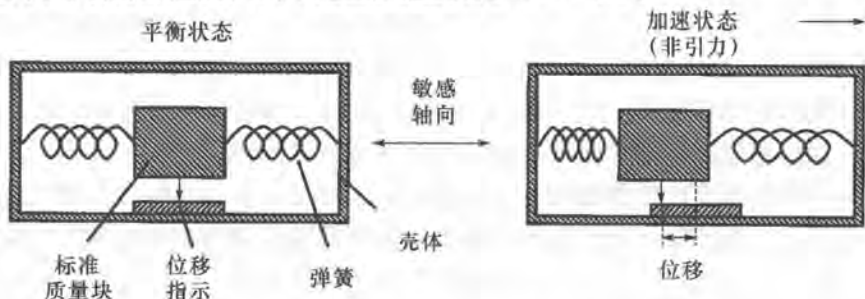


图 4.1 简化的加速度计

加速度计测量的体坐标系由加速度计的壳体确定,测量的参考坐标系为惯

性空间,测量值是沿加速度计的敏感轴分解的。因而,一个包含 3 个加速度计的 IMU,测量的是 IMU 本体相对于惯性空间的比力,在载体系上投影,记为矢量 f_b^c 。

图 4.1 所示的加速度计是不完整的。检测质量块需要在垂直于敏感轴的方向支撑,此外,为了限制质量块的振动,还需要有阻尼。不过,所有加速度计的设计都基于上述基本原理。捷联惯导系统中,目前实际应用的加速度计,要么是摆式设计,要么是振梁式设计。这两种类型加速度计下面都将详细介绍。摆式加速度计已有数十年的历史,而振梁式加速度计的设计起源于 20 世纪 80 年代。两种类型的加速度计既可以依据传统的机械设计技术制造,也可以采用 MEMS 技术制造。采用 MEMS 技术设计这两种加速度计时,加速度计的敏感轴既可平行于基面,也可垂直于基面,甚至还可以将三轴加速度计和相关电路蚀刻于同一个芯片上^[3,8]。尽管目前大多数 MEMS 加速度计只能达到消费级或战术级的性能,中等精度的 MEMS 加速度计也已经开发出来了^[9]。

随书 CD 附录 E 的 E.1 节,介绍了一种新型的 MEMS 加速度计,即时域转换加速度计。E.1.2 节介绍了冷原子干涉测量法,与传统技术相比,该方法可以更高精度地测量比力。另外一种加速度计——摆式积分陀螺加速度计(pendulous integrating gyro accelerometer, PIGA),可以实现非常高的精度,但不适合捷联式惯导系统使用。另外,对加速度计的研究一直在持续进行,比如,利用光学方法和 MEMS 技术设计大量新型加速度计^[1]。

加速度计的工作范围通常用重力加速度表示,简写为“ g ”, $1g = 9.80665 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ ^[10]。值得注意的是,实际重力值会因所处位置的变化而不同(见 2.4.7 节)。普通人只能承受几个 g 的加速度,经过专业训练和配备专业装备的人,最大可以承受约 $10g$ 的加速度。然而,在正常的行走过程中,人体的某些部位通常会短暂承受超过 $10g$ 的加速度(见 6.4 节)。为了满足导航需求,加速度计的工作量程至少为 $\pm 10g$ 。在强振动环境、某些制导武器以及无人机应用中,需要更大量程的加速度计。典型的机械式加速度计量程是 $\pm 100g$ ^[1]。可是,许多 MEMS 加速度计的量程很小。专为倾斜仪(倾角传感器)设计的加速度计只有 $\pm 2g$ 的量程。MEMS 加速度计可用于很多变化的工作量程,这些变化经常直接与量化误差成比例(见 4.4.3 节)。

4.1.1 摆式加速度计

图 4.2 给出了开环摆式加速度计的结构图。检测质量块通过摆臂和铰链,与壳体连接,形成一个摆。这种结构使得质量块只能沿敏感轴方向自由滑动,另外两个轴向的运动则受到限制。在敏感轴向,一对弹簧(或单弹簧)传递壳体与质量块之间的相互作用力,铰链则提供阻尼。还可以通过往壳体内部注油的方式,增强阻尼效果。

尽管按图 4.2 设计的开环加速度计勉强可用,但其性能受三个因素的严重

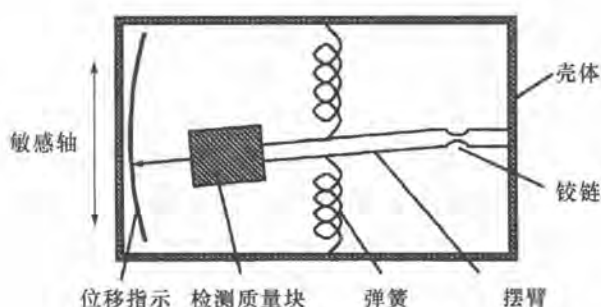


图 4.2 开环摆式加速度计结构图

制约:① 位移指示器的分辨率很差(通常采用可变电阻实现);② 弹簧产生的力与弹簧伸缩量之间,只是近似线性关系,从而表现出滞后和非线性特性;③ 由于加速度计敏感轴始终垂直于摆臂,如果摆臂运动,那么敏感轴就会相对于壳体发生变化,这将导致沿敏感轴方向比力测量的非线性、以及垂直敏感轴方向比力测量的灵敏性。

为了解决上述问题,高精度的加速度计采用闭环结构,或者称为力反馈(force - feedback)的结构^[1,2]。在力反馈加速度计的设计中,采用力矩装置,不论加速度计承受的比力多大,力矩装置都将摆臂保持在一个相对于壳体固定的平衡位置。位移指示器检测与平衡位置的相对位移,力矩器则调整摆臂重新回到平衡位置。不同于开环加速度计中直接测量位移信号,力反馈加速度计中,力矩器施加的力与加速度计需要测量的比力成正比。图 4.3 展示了一个力反馈加速度计的结构图。力矩器由两部分组成:一个与摆直接固连的电磁铁;一对安装于壳体两侧的极性相反的永磁体。图中采用电容式位移指示装置,4 个电容片在壳体和摆之间形成两组电容。当摆相对壳体的位置发生变化时,一组电容的电量增加,另一组电容的电量减少。除了采用电容式位移指示外,还可以采用电感式或光学方式实现位移指示。

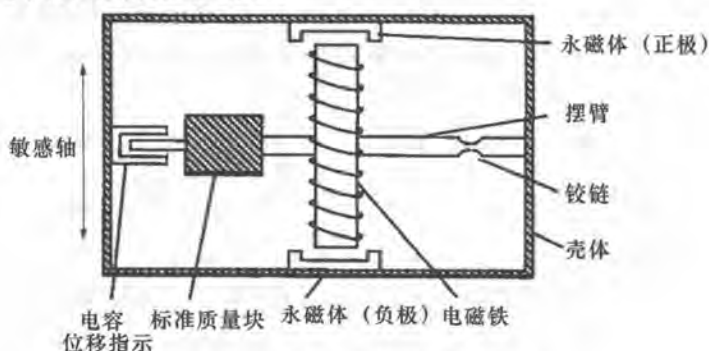


图 4.3 力反馈摆式加速度计结构图^[1]

闭环设计可以保证加速度计的敏感轴与壳体的夹角固定,且闭环方式的力

矩器比开环的弹簧和线位移指示具有更大的动态范围、以及更好的线性度。然而,闭环方式也有缺点:当闭环加速度计不通电时,摆臂不受约束,运输过程有被损坏的危险,尤其在壳体内部采用气体填充而不是注油填充的情况下,更容易被损坏。铰链、摆臂、检测质量块、力矩器、位移指示器以及控制电路,各个元件的设计都会影响加速度计的性能。选择不同品质的元件,可以生产出不同精度的加速度计,相应的价格也会有差别。

采用 MEMS 技术,同样可以设计出开环和闭环的摆式加速度计,后者采用静电方式取代常规的磁和力矩器方式。MEMS 加速度计的位移指示,既可以采用上述电容方式,也可以采用与铰链固连的电阻元件实现,电阻元件的阻值随拉伸和压缩的程度变化。

4.1.2 振梁式加速度计

振梁式加速度计(vibrating-beam accelerometer, VBA),又称为共振加速度计,保留了摆式加速度计的检测质量块和摆臂设计。但是,振梁式的质量块支撑方式不同于摆式加速度计。在加速度计的敏感轴方向,振梁式的检测质量块受振动梁的支撑,质量块相对于壳体的大部分运动都被振动梁约束。沿敏感轴方向对加速度计壳体施加一个外力时,振动梁就会推或者拉质量块。推动质量块时,振动梁会被压缩;相应地,拉动质量块时,振动梁会被拉伸。振动梁原本受加速度计电路的驱动,在其谐振频率下振动。然而,压缩振动梁会降低其振动频率;拉伸振动梁会使其振动频率升高。因此,通过测量梁的振动频率,沿加速度计敏感轴方向的比力大小就能被检测出来。

为了提高振梁式加速度计的精度,通常采用一对振动梁的设计方案,一个梁被压缩时,另一个梁同时被拉伸。振梁式加速度计既可采用单个检测质量块,也可采用两个独立的质量块,均如图 4.4 所示。由于双臂音叉(tuning fork)比单臂梁更加平衡,图中的振动梁采用了双臂的音叉设计。由于石英能产生尖锐的谐振峰,较大体积的振梁式加速度计都采用石英材料。MEMS 振梁式加速度计既可采用石英材料制造,也可采用硅材料制造。

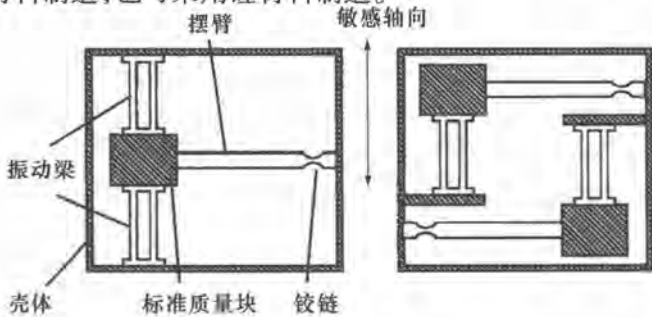


图 4.4 振梁式加速度计

从本质上说,振梁式加速度计是一个开环测量装置。然而,检测质量块实际上被振动梁约束固定,因此,振梁式加速度计的敏感轴不会相对于壳体发生变化。

4.2 陀螺仪

本节介绍两种主要类型陀螺仪的原理:光学陀螺和振动陀螺。光学陀螺主要有两种:激光陀螺和光纤陀螺。作为一种高精度陀螺技术,环形激光陀螺(ring laser gyro, RLG)的研究始于20世纪60年代^[11];干涉型光纤陀螺(interferometric fiber-optical gyro, IFOG)的研究始于20世纪70年代,它被认为是较低成本的陀螺仪^[12]。发展到现在,在战术级应用、中等精度应用以及航空应用中,环形激光陀螺和干涉型光纤陀螺的精度范围已经发生重叠。目前也已经开发出了谐振型光纤陀螺仪(resonant fiber-optic gyro, RFOG)和微光学陀螺仪(micro optic gyro, MOG)^[12]。

20世纪80年代,开始研究实用的振动陀螺仪。所有的MEMS陀螺都基于振动原理;也有投入实用的大型振动陀螺技术,且精度覆盖了整个应用范围。

第三种主要的角速率测量技术是采用质量转子陀螺。这种类型的陀螺利用角动量守恒的原理测量转动。马达驱动质量块绕一个自转轴旋转,如果在垂直于自转轴的方向施加一个力矩,那么转子就会绕同时垂直于自转轴和力矩的轴向转动。在随书CD附录E的E.2节中,有详细介绍。质量转子陀螺大多已经被光学陀螺和振动陀螺所取代。

随书CD附录E的E.1.2节介绍了冷原子干涉测量法,利用这一技术研制的角速率传感器,可能会大大超越目前陀螺仪的精度。许多其他的陀螺技术,包括核磁共振(nuclear magnetic resonance, NMR)、射流传感器、角加速度计,都被用于研究新型陀螺仪^[1]。核磁共振陀螺技术正在芯片尺度开展研究^[13]。在随书CD附录E的E.3节,还讨论了利用加速度计测量角速率的方法。

陀螺仪测量的目标坐标系由陀螺的壳体确定,测量的参考坐标系为惯性空间,测量值沿陀螺敏感轴分解。因而,包含3个陀螺的IMU所测量载体的角速度,是IMU相对于惯性空间的角速度在载体系上的投影,记为矢量 ω_{ib}^b 。

有人驾驶的车辆,转动角速度一般不会超过 $3 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ^[14]。而炮射的制导炮弹,转动角速度可达 $120 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ^[4]。因此,对陀螺仪量程的需求,会随不同的应用而变化。不同的技术,会导致不同的精度性能。

4.2.1 光学陀螺

光学陀螺工作的原理如下:在给定的介质中,光的传播速度相对于惯性坐标系是常值。沿不转动的闭合波导光路(由反射镜或光纤构成)中两个相反的方向

向发射光波,两束光传播路径的长度是相同的;然而,如果闭合光路绕着它所构成平面的垂直轴存在转动,从惯性坐标系来看,与转动同向的光束和反射面之间距离变远,相应地,与转动反向的光束和反射面之间的距离变近。因此,沿光束传播的相同方向转动闭合光路,导致光程增加;沿光束传播的相反方向转动闭合光路,导致光程减小。这就是所谓的 **Sagnac 效应** (Sagnac effect),如图 4.5 所示。通过测量光程的变化,闭合光路相对于惯性空间的转动角速度就可以被检测出来。若以转动的闭合光路所在的坐标系来看,光程并没有变化,而是光的传播速度发生了改变。光学陀螺测量角速率的量程一般超过 $\pm 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ [1]。

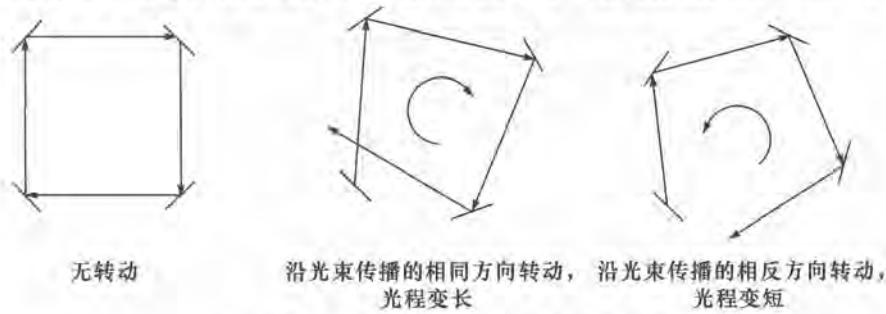


图 4.5 转动闭合波导光路对光程的影响

4.2.1.1 环形激光陀螺

图 4.6 给出了激光陀螺的原理图。至少由三条边腔组成一个闭合光路,里面填充氦氖混合气体,在每个拐角处放置高反射率镜片,组成激光腔。阴极和阳极之间,产生很高的电位差,形成穿过氦氖混合气体的电场。

气体原子从电场中吸收能量,成为激发态原子。激发态原子不稳定,最终将回到正常状态,也就是通常所说的基态。从激发态变回基态的过程中,气体原子会释放多余的能量,发射出光子,这一过程称为自发辐射。基态与激发态的势能有变化,自发辐射光子的波长分布形成共振谱线。在激光腔中外来光子的激励下,激发态的原子会产生受激辐射,从而发射出新的光子。受激辐射产生的光子与入射光子具有相同的波长、相同的相位和相同的轨迹,这就是所谓的守恒(动量守恒,能量守恒)。

在激光腔内,具有相同波长的光子会产生相互干涉。腔体的长度是整数倍波长时,形成相长干涉(也称全息干涉),达到谐振模态。否则,光波之间形成相消干涉。对于一个实际的激光器而言,激光腔内谐振模态的带宽必须窄于原子跃迁的共振带宽;而且,在原子的共振谱线内,必须有多個谐振模态。激光器工作时选择特定的模态,该模态的谐振波长与原子共振谱线峰值所对应波长最接近。

环形激光器在两个相向的方向有两个激光模态。如果腔体不转动,两个模

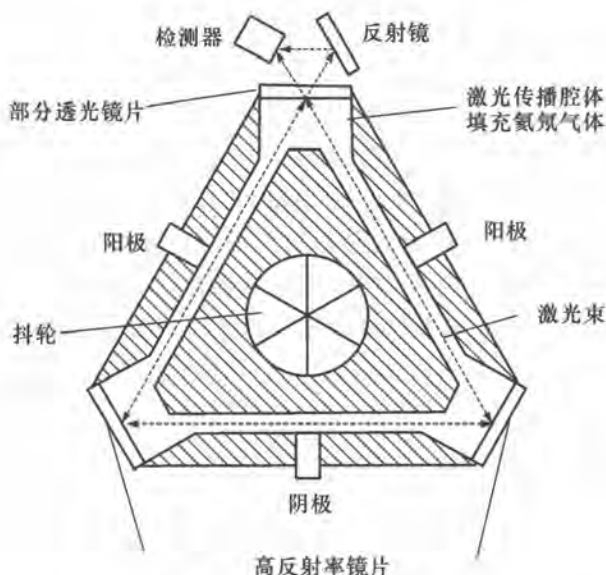


图 4.6 典型的激光陀螺

态具有相同的波长；如果腔体绕闭合光路所在平面的垂直轴发生转动，那么，与转动方向一致的模态，腔体长度会增加，而与转动方向相反的模态，其腔体长度减小。这导致与转动方向一致的激光波束的波长变长、频率降低；而与转动方向相反的波束，波长变短、频率增高。在激光陀螺的设计中，构成谐振腔的其中一个反射镜为部分反射，使得两种模态的光子能够集中在同一个检测器上，形成干涉。两路光的差频可以表示为^[1]

$$\Delta f \approx \frac{4A\omega_{\perp}}{\lambda_0} \quad (4.1)$$

式中： λ_0 为不转动时激光的波长； A 为不转动时激光陀螺闭合光路所围成的面积； $\omega_{\perp}$ 为绕激光腔体平面的垂直轴转动的角速率。

由于激光腔内存在散射，顺时针和逆时针的两路激光会有耦合。在腔体转动角速率较低的情况下，耦合会导致两路激光不能产生差频，形成所谓的“闭锁”效应。因此，基本的环形激光腔不能检测低角速率转动。为了消除闭锁，大部分激光陀螺采用了机械抖动方式——在敏感轴向、相对于陀螺壳体给激光腔体加入高频、小幅的角振动。此外，还有利用 Kerr 效应（磁光效应）改变部分腔体的折射率，以达到偏频的目的（磁镜偏频）。这将在陀螺壳体的转动角速率以内，持续改变锁区范围，最终实现角速率测量^[1,2]。

大部分激光陀螺组合包含 3 个独立的陀螺仪。也有少部分激光陀螺，在一个激光腔体内，设计了位于 3 个不同测量平面激光模态，实现三轴角速率测量。

4.2.1.2 干涉型光纤陀螺

图 4.7 给出了干涉型光纤陀螺（interferometric fiber-optical gyro, IFOG）的

主要构成。干涉型光纤陀螺往往简称为光纤陀螺 (fiber - optic gyro, FOG)^[1,2,15]。分光器将宽频的光源分成两束相同的光波,分别沿两个相反的方向射入光纤线圈。分光器还将两束光集中在检测器上,观测两束光的干涉。采用两个分光器的目的在于,使得两路光形成同样数量的转发和反射。当光纤线圈围绕垂直于它的轴转动时,两路光就会产生相位差 ϕ_c :

$$\phi_c \approx \frac{8\pi N A \omega_{\perp}}{\lambda_0 c_c} \quad (4.2)$$

式中: λ_0 为不变的光源波长; A 为光纤线圈所围成的面积; N 为线圈圈数; c_c 为线圈中的光速; $\omega_{\perp}$ 与激光陀螺中的物理意义相同,为绕垂直轴转动的角速率。

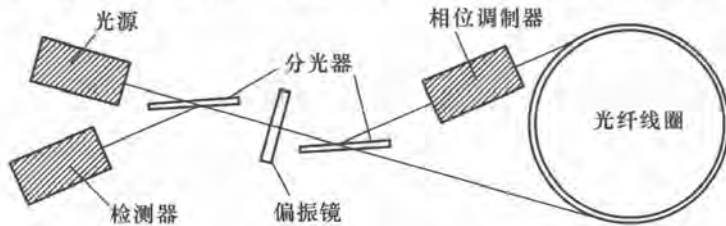


图 4.7 干涉型光纤陀螺

在一条光路的光纤线圈的入口处(也是另一条光路的出口),设置了一个相位调制器。沿相反方向进入线圈的两束光波,一束经过相位调制,另一束则不经过调制。这将导致两束光波通过不同的路径同时到达检测器时,它们之间存在一个时变的相移。两束光波的相移记为 $\phi_p(t)$ 。调节检测器和相位调制器的占空比,使之同步,就可以获取 ϕ_p 的特定采样值。检测器所收到信号的强度为

$$I_d = I_0 [1 + \cos(\phi_c(\omega_{\perp}) + \phi_p(t))] \quad (4.3)$$

式中: I_0 为常数。

光纤陀螺转动导致相移,信号强度是相移的函数。信号强度对相位差求偏导,可以得到测量的比例因子:

$$\frac{\partial I_d}{\partial \phi_c} = -I_0 \sin(\phi_c(\omega_{\perp}) + \phi_p(t)) \quad (4.4)$$

上式具有很强的非线性。特别地,如果没有相位调制器,在低角速率条件下,比例因子接近 0。通过选择采样时刻的调制器相移 ϕ_p ,使比例因子最大,以优化光纤陀螺的灵敏性。通过闭环设计可以获得最佳性能,方法是:持续改变采样时刻的相移 ϕ_p ,始终保持比例因子为最大值。为提高光纤陀螺灵敏性,还可以采用增大线圈直径、增加线圈圈数等方法。光纤陀螺的可靠性比激光陀螺和转子陀螺都要高。

4.2.2 振动陀螺

振动陀螺(vibratory gyroscope)均包含一个受迫作简谐振动的元件。振动元件可以是弦线、单梁、双梁,还可以是音叉、圆环、圆柱,或者半球等。各种不同的振动陀螺都基于同一个物理原理:当陀螺壳体转动时,振动元件会产生哥氏加速度,检测哥氏加速度就可以间接测量角运动。借助振动弦,可以很容易解释上述测量原理。考虑弦上的一个点元 a ,相对于陀螺仪体坐标系的中心 b 振荡,角频率为 ω_v 。假定振荡为纯简谐运动,那么作用于点元 a 的回复力,与点元 a 偏离中心 b 的位移成正比。牛顿运动定律仅适用于以惯性坐标系为参考的情形。因此,点元 a 相对于惯性坐标系原点和坐标轴的加速度可以表示为

$$\mathbf{a}_{ia}^b = -\omega_v^2 \mathbf{r}_{ba}^b \quad (4.5)$$

为了方便起见,使用陀螺体坐标系作为分解投影轴系。

在实际应用中,回复力还与位移的方向有关。同时,点元 a 还会受到重力作用,需要相应的回复力使其平衡。更进一步,在无驱动的方向上,振动需要被阻尼;在运动受约束的方向上,振动需要被严格阻尼。因此,点元 a 的加速度变成

$$\mathbf{a}_{ia}^b = -\mathbf{K}\mathbf{r}_{ba}^b - \mathbf{L}\mathbf{v}_{ba}^b + \gamma_{ia}^b \quad (4.6)$$

其中,标称的对称矩阵 $\mathbf{K}$ 和 $\mathbf{L}$,分别描述回复力系数和阻尼力系数。

陀螺本体可以相对惯性空间转动。因而,将式(2.86)和式(2.91)代入式(4.6),振动弦上某个点元相对于陀螺本体的运动方程为

$$\mathbf{a}_{ba}^b = -\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \mathbf{r}_{ba}^b - 2\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \mathbf{v}_{ba}^b - \dot{\boldsymbol{\Omega}}_{ia}^b \mathbf{r}_{ba}^b - \mathbf{K}\mathbf{r}_{ba}^b - \mathbf{L}\mathbf{v}_{ba}^b - \mathbf{f}_{ib}^b \quad (4.7)$$

其中,第一项为向心加速度,第二项为哥氏加速度,第三项为欧拉加速度。这些都在2.3.5节中有讨论。值得注意的是,陀螺本体所受的比力也会対弦的运动产生影响(引力加速度对点元 a 和中心 b 的影响是相同的)。如果振动的频率足够高,式(4.7)可以近似为

$$\mathbf{a}_{ba}^b \approx -2\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \mathbf{v}_{ba}^b - \mathbf{K}\mathbf{r}_{ba}^b - \mathbf{L}\mathbf{v}_{ba}^b \quad (4.8)$$

哥氏加速度激励产生简谐振动。简谐振动的方向既垂直于驱动振动方向,还垂直于壳体角速度矢量 $\boldsymbol{\omega}_{ib}^b$ 在驱动振动轴正交平面上的投影分量,运动幅度与壳体角速率成正比。绕振动轴向的壳体转动不产生哥氏加速度。在实际应用时,振动元件的运动被约束在垂直于受迫振动的方向上,只有绕输入轴的壳体转动才会导致输出轴上产生振摆运动,该运动方向和输入轴、驱动轴两两垂直,如图4.8所示。

如何检测振动陀螺的输出,取决于不同的陀螺结构^[1,2]。对于弦线和单梁振动结构,必须检测振动元件本身。对于双梁和音叉结构,由于两个振动元件受反相驱动,因而各自产生的哥氏振荡也是反相的。这将导致在振动元件的端部

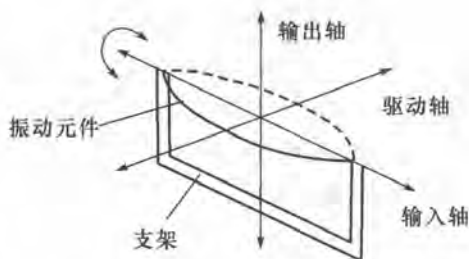


图 4.8 振动陀螺轴系关系

产生振荡的扭矩,可对其直接测量,或借助一对齿型装置测量。圆环、圆柱和半球谐振结构,在四个直角位置分别有一个驱动部件,在四个中间点上各有一个检测装置。当陀螺壳体不转动时,检测装置位于振型的波节,因此检测不到信号;当陀螺壳体有旋转,振型也围绕输入轴转动,如图 4.9 所示。

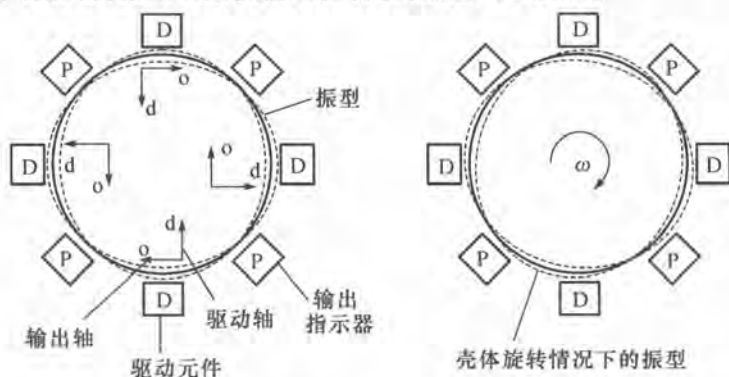


图 4.9 圆环、圆柱、半球谐振陀螺的振型

大多数振动陀螺精度较低,成本也比较低廉,采用 MEMS 技术^[3],使用石英材料设计振动陀螺可以比硅材料达到更好的性能。一个例外是半球谐振陀螺(hemispherical resonator gyro, HRG),它可以达到航空导航的精度级别。半球谐振陀螺质量轻,结构紧凑,工作于真空腔,因而逐渐在航天领域广泛应用^[8]。

MEMS 陀螺仪的工作量程,因模型不同而不同,分布在 $\pm 3 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \sim \pm 120 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 的范围^[1,4]。

4.3 惯性测量单元

图 4.10 给出了典型惯性测量单元的主要构成:加速度计和陀螺仪,IMU 处理器,标定参数存储器,温度传感器和相关电源系统。

只有陀螺仪和加速度计而没有其他元件的装置,有时被称作惯性传感器组合(inertial sensor assembly, ISA)^[14]。大多数 IMU 包含 3 个加速度计和 3 个单

自由度陀螺仪,安装在 3 个正交敏感轴向上。不过,也有一些 IMU 在斜交轴向上设计了冗余的惯性传感器,以防止某一个传感器出现故障,这将在 17.4 节详细讨论。附加的 MEMS 传感器也可用于漂移的辅助标定(见 4.4.1 节)。少于 6 个传感器的 IMU 称为非完整 IMU,有时被用于陆地导航,这在 5.9 节中有讨论。在随书 CD 附录 E 的 E.3 节中,介绍了全加速度计配置的 IMU。

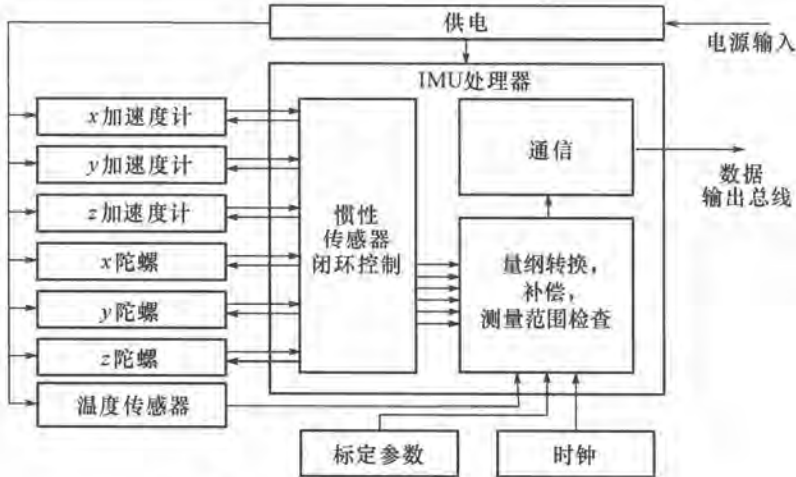


图 4.10 惯性测量单元(IMU)示意图

IMU 处理器对惯性传感器的输出进行量纲转换,对已知的误差项进行补偿,并检查输出量的范围以检测传感器是否正常。IMU 处理器还可能对加速度计和/或陀螺仪提供闭环力反馈或再平衡回路控制。量纲转换是指将惯性传感器的直接输出,比如电压差、电流或者脉冲信号,转化成比力或角速率。许多 IMU 在采样周期 τ_i 内,对比力和角速率积分,从而得到

$$\mathbf{v}_{ib}^b(t) = \int_{t-\tau_i}^t \mathbf{f}_{ib}^b(t') dt', \quad \boldsymbol{\alpha}_{ib}^b(t) = \int_{t-\tau_i}^t \boldsymbol{\omega}_{ib}^b(t') dt' \quad (4.9)$$

这就是经常所说的“delta - v ”和“delta - θ ”。然而,这里有点误导读者:delta - θ ,也就是 $\boldsymbol{\alpha}_{ib}^b$,是姿态增量;可是 delta - $v(\mathbf{v}_{ib}^b)$ 却不是速度增量。IMU 输出比力和角速率,或者它们的积分。根据 IMU 说明文档提供的比例因子,输出量的单位可以转化为国际单位(SI)。典型的输出频率在 100 ~ 1000Hz。

有些 IMU 对传感器端的采样频率高于 IMU 的输出频率。可以将传感器端的多次采样结果简单累加之后,在一个数据输出周期内向外发送。或者,按照 5.5.4 节中的方法组合处理后输出,以减小圆锥误差和划桨误差。

惯性传感器的常值误差在内场标定,并存放在存储器中。实际工作时,IMU 处理器根据事先标定的误差结果,对传感器输出进行修正。标定参数一般包括加速度计和陀螺零偏、比例因子和交叉耦合误差,以及陀螺与 g 有关的偏值误差

(见 4.4 节)。上述这些误差项都会随温度变化,因而需要在一定的温度范围实施标定,并且还要在 IMU 中安装温度传感器。然而,每一个惯性传感器内部的温度不一定与 IMU 的环境温度匹配,因此某些高精度的 IMU 采取温度控制措施,代替温度补偿^[1]。将一套 IMU 的标定系数应用于同批次生产的所有 IMU 上,可以最大限度降低标定的费用。确定交叉耦合误差需要通过 IMU 层级的标定,因此为了获取高精度,需要对每一个 IMU 或传感器单独标定。卡尔曼滤波被用于从测量数据中辨识标定系数^[16,17]。这里所讲的标定过程,专指内场标定,不同于后面将要讨论的现场标校。

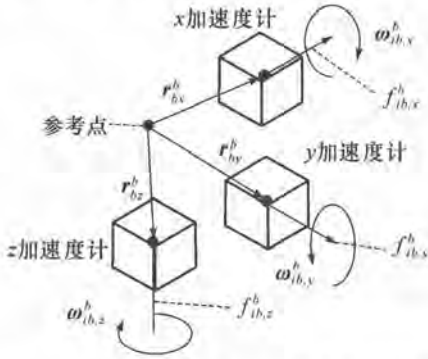


图 4.11 加速度计相对于 IMU 参考点的安装关系

能被 IMU 处理器补偿的、更深层的加速度计误差是尺寸效应(size effect)误差。为了计算空间中某个点的导航参数,IMU 的角速率和比力必须是基于一个参考点测量的,有些时候称之为撞击中心。在实际应用中,惯性传感器的结构布局,导致各个传感器的测量点之间存在几厘米的距离(对 MEMS 传感器,距离会更小),如图 4.11 所示。对于陀螺测量而言,不会有问题。但是,加速度计绕参考点的转动,会导致其敏感到向心力,而该向心力在参考点处是不存在的,且角加速度导致其测量到了欧拉力。这两种虚拟的力,在 2.3.5 节中都有介绍。根据式(2.91),加速度计相对于参考点的伪加速度可以由下式给出:

$$\begin{pmatrix} a_{bx}^{bP} & a_{by}^{bP} & a_{bz}^{bP} \end{pmatrix} = -(\Omega_{ib}^b \Omega_{ib}^b + \dot{\Omega}_{ib}^b) \begin{pmatrix} r_{bx}^b & r_{by}^b & r_{bz}^b \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

式中: r_{bx}^b 、 r_{by}^b 、 r_{bz}^b 分别表示 x 轴、y 轴、z 轴加速度计到 IMU 参考点的位移,且这些量都是已知的常数。

值得注意的是,摆式加速度计测量的是标准检测质量块的加速度,而不是铰链处的加速度。根据式(2.86),尺寸效应导致的参考点比力测量误差为

$$\delta f_{ib,size}^b = \begin{pmatrix} a_{ix,x}^b - a_{ib,x}^b \\ a_{iy,y}^b - a_{ib,y}^b \\ a_{iz,z}^b - a_{ib,z}^b \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} a_{bx,x}^{bP} \\ a_{by,y}^{bP} \\ a_{bz,z}^{bP} \end{pmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -(\omega_{ib,y}^b{}^2 + \omega_{ib,z}^b{}^2)x_{bx}^b + (\omega_{ib,x}^b \omega_{ib,y}^b - \ddot{\omega}_{ib,z}^b)y_{bx}^b + (\omega_{ib,x}^b \omega_{ib,z}^b + \ddot{\omega}_{ib,y}^b)z_{bx}^b \\ -(\omega_{ib,z}^b{}^2 + \omega_{ib,x}^b{}^2)y_{by}^b + (\omega_{ib,x}^b \omega_{ib,y}^b + \ddot{\omega}_{ib,z}^b)x_{by}^b + (\omega_{ib,y}^b \omega_{ib,z}^b - \ddot{\omega}_{ib,x}^b)z_{by}^b \\ -(\omega_{ib,x}^b{}^2 + \omega_{ib,y}^b{}^2)z_{bz}^b + (\omega_{ib,x}^b \omega_{ib,z}^b - \ddot{\omega}_{ib,y}^b)x_{bz}^b + (\omega_{ib,y}^b \omega_{ib,z}^b + \ddot{\omega}_{ib,x}^b)y_{bz}^b \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

其中,参考点定义为三个加速度计敏感轴的交点, $y_{bx}^b = z_{bx}^b = x_{by}^b = z_{by}^b = x_{bz}^b = y_{bz}^b = 0$, 因此,尺寸效应误差简化为

$$\delta f_{ib,size}^b = - \begin{bmatrix} (\omega_{ib,y}^b{}^2 + \omega_{ib,z}^b{}^2)x_{bx}^b \\ (\omega_{ib,z}^b{}^2 + \omega_{ib,x}^b{}^2)y_{by}^b \\ (\omega_{ib,x}^b{}^2 + \omega_{ib,y}^b{}^2)z_{bz}^b \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

IMU 处理器中,尺寸效应修正项简化为 $-\delta f_{ib,size}^b$ 。

值得注意的是,并非所有的 IMU 都对传感器的输出进行标定,也不一定修正尺寸效应误差。这也包括一些带温度传感器的 IMU。

正如 4.4.5 节中所讨论的,惯性传感器对振动很敏感(比如,来自推进系统的振动)。既有因机械引起的振动,也有因声波导致的振动。在将环境的振动传递到传感器的过程中,振动传递的强烈程度与 IMU 内部的封装方式和固联方式有关,还与 IMU 本身的安装相关。振动的传递,还随振动的频率和方向不同而变化。因此,许多 IMU 都配置了减振器,这同时也可以使元器件免受冲击影响。设计减振器时,既要限制传感器机械共振频率(及其谐振频率)附近的振动传递,还要限制 IMU 解算更新频率(及其谐振频率)附近的振动传递。

4.4 误差特性

各种加速度计和陀螺仪均存在零偏误差、比例因子误差、交叉耦合误差和一定程度的随机噪声。高阶的误差项、角速率/比力交叉敏感误差等,也可能存在,因传感器种类不同而异。上述每一项误差,本节都将依次讨论,最后探讨振动导致的误差及对误差建模的小结。

每一种系统性误差都包含四个部分:常值项、随温度变化项、逐次启动项和工作期间变化项。常值项每次开机都会存在,IMU 处理器根据内场标定结果,对其进行修正。随温度变化项也可以结合内场标定的温度参数进行补偿。如果不补偿温度变化项,传感器在开机之后的头几分钟,一般都会表现出系统误差。这是因为传感器需要预热过程,以使其达到正常工作温度。

每一个误差源的逐次启动项变化都影响总体误差,而且每次开机都不同,但在一次开机过程中,保持不变。虽然 IMU 处理器不能修正逐次启动项误差,但在初始对准和/或组合导航过程中对其进行标校,详见 5.6.3 节和 14 章、15

章的分析。第四部分误差——工作期间变化项,在一次开机工作过程中会缓慢变化,IMU 处理器和对准过程均不能补偿工作期间的变化项误差。理论上,惯性导航的工作期间变化误差可以通过与其他导航传感器的组合予以修正,但实际上难以实现。此外,如果 IMU 遭遇到大的冲击,比如炮弹发射^[4],也会导致瞬时误差变化。

本节在讨论各种不同精度的惯性传感器误差特性时,不再考虑内场已经标定出的、并且在 IMU 内部可以被修正的常值项误差。这是由于:真正决定惯性导航系统精度、影响组合导航系统设计的,是补偿了常值项误差之后惯性传感器的性能。经过 IMU 常值补偿之后,剩余的误差源还有逐次启动项、工作期间变化项误差,还包括常值项误差修正后的残余误差、温度相关误差等。

4.4.1 零偏

零偏(bias)是所有的加速度计和陀螺仪都表现出的常值误差。零偏与载体实际的比力和角速率都没有关系。图 4.12 图示化地展示了传感器零偏与输入、输出之间的关系。在大多数情况下,零偏误差项是惯性仪表所有误差的主要成分。某些场合,还区分“与 g 无关的零偏”和“与 g 有关的零偏”,这将在 4.4.4 节讨论。

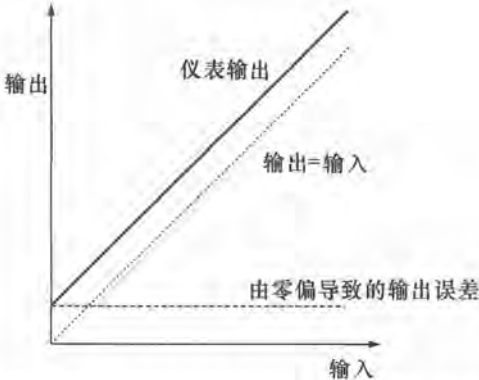


图 4.12 含零偏误差的传感器输入输出关系

经过标定、补偿之后,IMU 中加速度计和陀螺的零偏用矢量形式表示,分别记为 $\mathbf{b}_a = (b_{a,x}, b_{a,y}, b_{a,z})$ 和 $\mathbf{b}_g = (b_{g,x}, b_{g,y}, b_{g,z})$ 。IMU 的误差通常是在载体系中表示,因此上标 b 可以省略。如果加速度计和陀螺安装在正交的三个轴上, $b_{a,x}$ 则表示 x 轴加速度计(即敏感体坐标系 x 轴的比力)的零偏, $b_{g,y}$ 则为载体系 y 轴陀螺的零偏,其他变量的含义依此类推。对于采用传感器斜交配置安装的 IMU,其零偏仍然可以用三维矢量表示,只不过其分量不再与惯性仪表一一对应。

为方便起见,有时将零偏分成静态分量($\mathbf{b}_{as}$ 、 $\mathbf{b}_{gs}$)和动态分量($\mathbf{b}_{ad}$ 、 $\mathbf{b}_{gd}$)两部分:

$$\begin{cases} b_a = b_{as} + b_{ad} \\ b_g = b_{gs} + b_{gd} \end{cases} \quad (4.13)$$

零偏的静态分量,也称为固定零偏、启动零偏或者零偏重复性,包含逐次启动零偏和经标定补偿之后的剩余常值项零偏。零偏的静态分量在一次启动的整个工作过程中都保持不变,但逐次启动则会有变化。零偏的动态分量,也称为工作期间零偏变化量或零偏不稳定性,在数分钟的工作时间内就会有变化。零偏的动态分量包含经标定补偿之后的温变零偏剩余项。一般地,动态零偏占静态零偏的 10%。

加速度计和陀螺的零偏值一般不用国际单位表示。一般采用 mg 和 μg 作为加速度计零偏单位, $1g = 9.80665\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 。陀螺零偏,通常用“度/小时”(°·h⁻¹或(°)/h)表示, $1^\circ \cdot \text{h}^{-1} = 4.848 \times 10^{-6} \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 。对于精度特别低的陀螺,其零偏则用“度/秒”表示。表 4.1 给出了不同精度 IMU 中典型加速度计和陀螺的零偏^[1,8]。

摆式加速度计的精度范围覆盖了绝大部分应用领域,而振梁式加速度计的零偏在 0.1mg 以上。对于 MEMS 加速度计而言,不管采用摆式还是振梁式技术,其零偏都是所有加速度计中最大的,分布范围在 0.3 ~ 10mg。高精度激光陀螺的零偏可以达到 0.001°/h,而低成本激光陀螺的零偏则达 10°/h。干涉式光纤陀螺的零偏在 0.01 ~ 100°/h 之间,振动陀螺的零偏在 1°/h 到 1°/s 的范围。未经标定的 MEMS 加速度计和陀螺,会表现出很大的温变零偏。在传感器的工作温度范围内, MEMS 加速度计的温变零偏可达几个 mg,而 MEMS 陀螺的温变零偏每秒可达几度^[18]。

同一批次生产的 MEMS 传感器,会表现出相同的零偏特性。因而,将同一批次的两个传感器的敏感轴反向安装、一起使用,将输出的结果作差后,大部分零偏误差可以被抵消掉,可以将误差影响减小一个数量级^[18]。一组 12 个传感器的输出可以利用如下公式组合:

$$\tilde{f}_{ib}^b = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \tilde{f}_{ib,x}^{b,+} - \tilde{f}_{ib,x}^{b,-} \\ \tilde{f}_{ib,y}^{b,+} - \tilde{f}_{ib,y}^{b,-} \\ \tilde{f}_{ib,z}^{b,+} - \tilde{f}_{ib,z}^{b,-} \end{pmatrix}, \quad \tilde{\omega}_{ib}^b = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \tilde{\omega}_{ib,x}^{b,+} - \tilde{\omega}_{ib,x}^{b,-} \\ \tilde{\omega}_{ib,y}^{b,+} - \tilde{\omega}_{ib,y}^{b,-} \\ \tilde{\omega}_{ib,z}^{b,+} - \tilde{\omega}_{ib,z}^{b,-} \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

式中:上标+和-,分别表示沿敏感轴正向和反向安装的传感器输出。

表 4.1 不同等级 IMU 中,加速度计和陀螺的典型零偏

IMU 等级	加速度计零偏		陀螺零偏	
	mg	$\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$	(°) · h ⁻¹	rad · s ⁻¹
航海级	0.01	10 ⁻⁴	0.001	5 × 10 ⁻⁹

(续)

IMU 等级	加速度计零偏		陀螺零偏	
航空级	0.03 ~ 0.1	$3 \times 10^{-4} \sim 10^{-3}$	0.01	5×10^{-8}
中等	0.1 ~ 1	$10^{-3} \sim 10^{-2}$	0.1	5×10^{-7}
战术级	1 ~ 10	0.01 ~ 0.1	1 ~ 100	$5 \times 10^{-6} \sim 5 \times 10^{-4}$
消费级	> 3	> 0.03	> 100	$> 5 \times 10^{-4}$

4.4.2 比例因子和交叉耦合误差

比例因子误差(scale factor error)是指:经过 IMU 单位转换之后,惯性仪表输入-输出的单位斜率的偏差,如图 4.13 所示。由加速度计比例因子误差导致的加速度计输出误差,与沿敏感轴方向真实比力成正比;同样,由陀螺比例因子误差导致的陀螺输出误差,与绕敏感轴的真实转动角速率成正比。IMU 中,加速度计和陀螺的比例因子误差分别记为矢量 $s_a = (s_{a,x}, s_{a,y}, s_{a,z})$ 和 $s_g = (s_{g,x}, s_{g,y}, s_{g,z})$ 。

在各种类型的 IMU 中,交叉耦合误差(cross-coupling errors)都是由于惯性传感器的敏感轴与载体坐标系的正交轴之间不对准造成的。导致轴与轴之间不对准的本质原因,是受加工工艺所限,如图 4.14 所示。因此,一些学者也将这类误差描述为“不对准误差”。轴与轴之间不对准,导致每个加速度计会测量到与其敏感轴向正交方向上的比力分量;同样,每个陀螺会测量到与其敏感轴向正交方向上的角速率分量。轴间的不对准误差也会产生附加的比例因子误差,典型地,这部分误差比交叉耦合误差小 2 ~ 4 个数量级。在振动型惯性传感器中,各个单独的传感器之间的串扰,也可能导致交叉耦合误差。对于消费级的 MEMS 传感器,传感器自身的交叉耦合误差(有时也称为交叉轴敏感性 cross-axis sensitivity),可能会超过安装不对准导致的误差。 α 轴加速度计敏感 β 轴向上比力的交叉耦合系数,用符号 $m_{a,\alpha\beta}$ 表示;类似地, α 轴陀螺敏感 β 轴向上角速率的交叉耦合系数,用 $m_{g,\alpha\beta}$ 表示。

对于名义上三轴正交的加速度计和陀螺仪组合而言,比例因子和交叉耦合误差可以用下面的矩阵形式表示:

$$M_a = \begin{pmatrix} s_{a,x} & m_{a,xy} & m_{a,xz} \\ m_{a,yx} & s_{a,y} & m_{a,yz} \\ m_{a,zx} & m_{a,zy} & s_{a,z} \end{pmatrix}, M_g = \begin{pmatrix} s_{g,x} & m_{g,xy} & m_{g,xz} \\ m_{g,yx} & s_{g,y} & m_{g,yz} \\ m_{g,zx} & m_{g,zy} & s_{g,z} \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

根据上式,由比例因子和交叉耦合误差导致的比力、角速率测量总误差分别为 $M_a f_{ib}^b$ 和 $M_g \omega_{ib}^b$ 。比例因子和交叉耦合误差均没有单位,一般用百万分之多少(ppm)或百分之多少表示。某些生产厂商描述交叉耦合误差时,也使用“轴间不

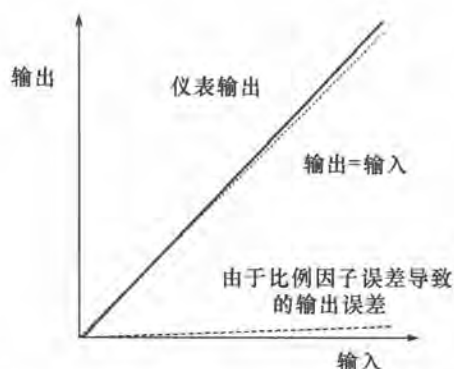


图 4.13 比例因子误差(见文献[19] ,© 2002 QinetiQ Ltd,经允许再次印刷)

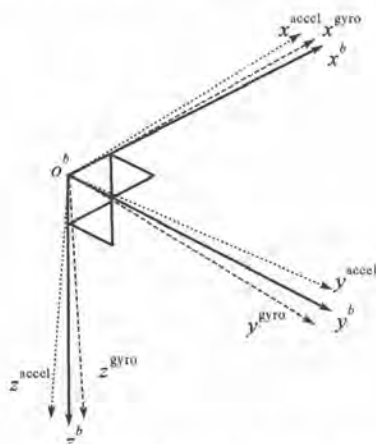


图 4.14 加速度计和陀螺仪的敏感轴与载体坐标系不对准

对准角”的概念,注意本文的交叉耦合误差是“轴间不对准角”的正弦表示。

既然交叉耦合误差仅由轴间的不对准造成,则可以通过沿传感器敏感轴方向定义载体坐标系的重合坐标轴,消除 12 项交叉耦合误差中的 3 项。一个惯例是:将 z 陀螺的敏感轴向定义为载体坐标系的 z 轴,载体系的 y 轴与载体系的 z 轴正交,并且 y 陀螺的敏感轴位于载体系的 y 轴、 z 轴所构成的 yz 平面内。这种定义载体坐标系的方式,可以消除 $m_{g,zx}$ 、 $m_{g,zy}$ 和 $m_{g,yx}$ 三项误差。

大多数惯性传感器的比例因子和交叉耦合误差在 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ (100 ~ 1000ppm) 之间。但存在两个主要的特例:一些未经标定的消费级 MEMS 陀螺的比例因子误差可以达到 0.1 (10%),交叉耦合误差达到 0.02 (2%);而激光陀螺的该项误差可以小至 $10^{-6} \sim 10^{-4}$ (1 ~ 100ppm)。

成本极低的惯性传感器还表现出严重的比例因子非对称性,意味着在正、反两向输入激励时,比例因子误差不相同。详见图 4.15。

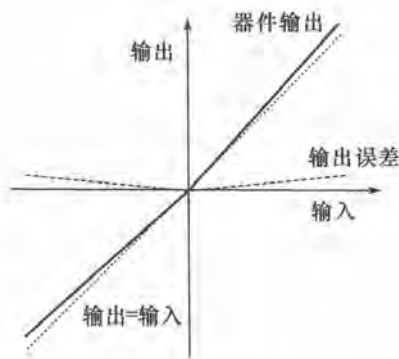


图 4.15 比例因子不对称

4.4.3 随机噪声

受多种误差源的影响,所有的惯性传感器都表现出随机噪声。电气方面的噪声限制了惯性传感器的分辨率,特别地,对输出信号非常微弱的 MEMS 传感器而言更是如此。由于机械结构不稳定,导致摆式加速度计会输出噪声;为了克服闭锁效应,机抖激光陀螺在补偿了随机抖动之后的残余项也会产生噪声^[1]。振梁式加速度计(VBA)和振动陀螺也表现出高频共振。此外,机抖激光陀螺的抖轮振动、转子陀螺的转子振动都会导致加速度计产生测量噪声^[20]。在 IMU 的每个采样输出中,陀螺和加速度计的随机噪声矢量形式分别表示为:

$$\mathbf{w}_g = (w_{g,x}, w_{g,y}, w_{g,z}), \mathbf{w}_a = (w_{a,x}, w_{a,y}, w_{a,z})。$$

在陀螺和加速度计的噪声谱中,频率低于 1Hz 的分量近似为白噪声。因而,比力和角速率平均噪声的标准偏差,与平均时间的方根成反比。惯性传感器的噪声通常用“功率谱密度”(PSD)方根的形式来表征。加速度计随机噪声的常用单位是 $\mu g/\sqrt{\text{Hz}}$,且 $1\mu g/\sqrt{\text{Hz}} = 9.80665 \times 10^{-5} \text{ m} \cdot \text{s}^{-1.5}$;陀螺随机噪声的常用单位是 $^{\circ}/\sqrt{\text{h}}$ 或 $^{\circ}/\text{h}/\sqrt{\text{Hz}}$,其中 $1^{\circ}/\sqrt{\text{h}} = 2.909 \times 10^{-4} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-0.5}$, $1^{\circ}/\text{h}/\sqrt{\text{Hz}} = 4.848 \times 10^{-6} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-0.5}$ 。对应功率谱密度的方根乘以采样频率的方根或者除以采样周期的方根,就得到随机噪声采样的标准偏差。由于惯性传感器的随机白噪声与过去和将来的取值都不相关,因此既不能被标校,也无法补偿。

MEMS 传感器同样也表现出很显著的高频噪声^[21]。在 IMU 载体系中,这些高频噪声以秒级的时间被平滑掉。传感器的输出经过惯性导航方程(第 5 章)后,绝大部分高频噪声都会被消除。然而,如果 IMU 存在转动,在惯性导航计算坐标系中,噪声被平滑掉的程度就会不一致。因此,在高动态应用中,选用 MEMS 传感器时须慎重。

忽略动态性的条件下,将低通滤波器直接用于传感器或者 IMU,会减小高频噪声的影响。小波滤波技术^[22]或者人工神经网络(artificial neural network,

ANN)^[23]等方法,比传统的低通滤波的效果要好。然而,采用这些技术,在引入时间滞后的同时,也减小了传感器的有效带宽。解决有效带宽不足的一个手段是:根据动态水平,实时地调节滤波器的通带范围^[24]。

加速度计和陀螺的随机噪声有时也被描述为随机游走,它可能是引发混淆的原因。比力测量的随机噪声积分之后,产生惯导速度计算的随机游走误差;同样,角速率测量的随机噪声积分之后,产生姿态随机游走误差。随机游走过程的标准偏差正比于积分时间的方根。对 IMU 输出的比力积分和速度增量的随机噪声分别求和,同样可以得到随机游走误差。

加速度计随机噪声的功率谱密度方根(PSD 方根),变化范围从航空级 IMU 的大概 $20\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$,到战术级 IMU 中摆式或石英振梁式加速度计的 $100\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ 左右,再到 MEMS 传感器的 $80 \sim 1000\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的量级。环形激光陀螺的随机噪声在 $0.001 \sim 0.02^\circ/\sqrt{\text{h}}$ 的范围,取决于精度级别。采用光纤陀螺或石英振动陀螺的战术级 IMU,其陀螺随机噪声的 PSD 方根在 $0.03 \sim 0.1^\circ/\sqrt{\text{h}}$ 的范围。MEMS 硅质振动陀螺随机噪声的 PSD 方根一般为 $0.06 \sim 2^\circ/\sqrt{\text{h}}$,而且会随着输入角速率的增大而增大^[7]。

对于消费级的 MEMS 加速度计和陀螺,许多生产商采用一定传感器输出频率下、全体噪声(白噪声和低频噪声)的标准偏差来描述随机噪声,而不提供 PSD 信息。对于输出频率为 1kHz 或更高频率的器件,加速度计的噪声水平一般在 $2.5 \sim 10\text{mg}$ 的范围,陀螺仪的噪声水平一般在 $0.3 \sim 1^\circ/\text{s}$ 。

IMU 数据总线输出采样值时,量化过程是另一个噪声来源。量化,是将传感器的输出化为某个常值的整数倍,该常值被称作量化因子,如图 4.16 所示。对于战术级 IMU 而言,比力积分 v_{ib}^b 和姿态增量 α_{ib}^b 输出的字长一般为 16bit,这使得各自量化因子的数量级分别为 $10^{-4}\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 和 $2 \times 10^{-6}\text{rad}$ 。而 IMU 内部的处理器的运算精度高于量化因子,因此量化后的剩余误差被转移到下一个计算周期。这样一来,在达到 IMU 内部的量化极限以前,在连续的 IMU 输出上,被平滑的量化噪声标准偏差与采样次数成反比,而不是与采样周期的方根成反比。

对于消费级传感器,一般采用 8 ~ 12bit 的短字长,因此量化误差会更大一些,对于 v_{ib}^b 和 α_{ib}^b 的量化因子,分别为 $10^{-3}\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 和 $2 \times 10^{-5}\text{rad}$ 。然而,量化因子一般略小于提供的噪声标准偏差。在这类传感器中,量化后的剩余误差一般不会转移到下一个周期,因此,IMU 连续输出的平均量化噪声的标准偏差与采样数目的方根成反比。尽管量化误差具有线性分布,但根据中心极限定理,其均值(采样足够多)呈现高斯分布。

4.4.4 深层误差源

由于惯性传感器的设计方式不同,加速度计和陀螺仪还表现出某些深层次

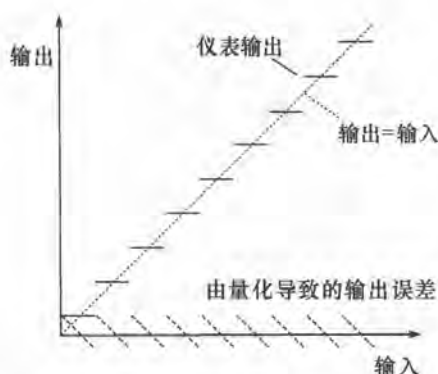


图 4.16 量化对传感器输出的影响

的误差特性。

振动陀螺、质量转子陀螺,以及某些光纤陀螺,表现出与比力相关的误差,也就是所谓的 g 相关零偏(g -dependent bias)。振动陀螺对比力的敏感已经在式(4.7)中有表述。光纤陀螺的 g 相关零偏系数约为 $1^\circ/\text{h}/g$ ($4.944 \times 10^{-5} \text{ rad} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}$),而未经标定的振动陀螺的 g 相关零偏系数为 $10 \sim 200^\circ/\text{h}/g$ ^[1]。三个轴向的加速度都可以影响同一个陀螺测量,因而对三个陀螺组合的 IMU 而言, g 相关零偏是一个 3×3 的矩阵,记为 G_g 。

惯性传感器还表现出比例因子非线性误差,有时简称为非线性。非线性误差是指比例因子随着比力或角速率的大小不同而变化。比例因子非线性导致的误差,可以建模为传感器测量值的幂级数形式。幂级数包含真实角速率或比力的平方项、三次方项、四次方项,等等。详见图 4.17。

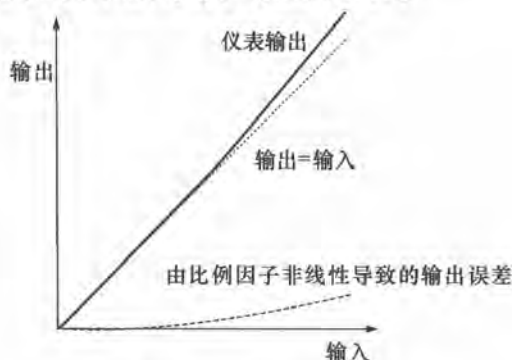


图 4.17 比例因子非线性

在一些仪表的技术规范中,提供了仪表的非线性幂级数系数的平方或三次方的标准偏差(比如,振梁式加速度计的 K_2 和 K_3 项^[25])。然而,通常用比例因子在整个工作范围内的变化量来表征非线性误差。这种表示方式并不能详细刻画比例因子变化形状,比例因子可能从线性区间变化到不规则区间,而且不一定关

于零点对称。对于激光陀螺,非线性误差从 10^{-5} 起;大多数惯性传感器的非线性误差在 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ 之间;某些 MEMS 陀螺则达 10^{-2} 。当传感器测量最大角速率或最大比力时(full scale, FS, 满刻度),比例因子会最大程度地偏离线性。

开环传感器,包括一些 MEMS 加速度计、振动陀螺等,也表现出随测量的比力和角速率变化的交叉耦合误差(含符号变化)。这是由于:敏感轴的方向,相对于敏感到的比力或角速率,发生了轻微的变化。这将导致所谓的不等惯量误差。加速度计的不等惯量误差正比于两个正交轴上比力的乘积。对于摆式加速度计,敏感轴和摆轴的乘积占主导。同样地,陀螺的不等惯量误差正比于两个正交轴上角速率的乘积。这种现象也是导致比例因子非线性的部分原因。

在测量值超过工作量程时, MEMS 传感器往往出现误差。此时,传感器仅输出最大的正读数或负读数。对于一般智能手机所采用的加速度计和陀螺仪,人体的运动可以轻易超出它们的量程。因此,选取与应用需求相匹配的传感器很重要。

测量过程超越传感器的带宽,也会引起误差。最大带宽是更新频率的 $\frac{1}{2}$ 。由于采用了传感器硬件阻尼或滤波进行降噪,一些传感器的带宽还不到更新频率的 $\frac{1}{2}$ 。因此,传感器的带宽必须与将要测量的动态性相匹配。对于高频振动环境,这一点尤其重要。比如飞机,带宽需要高于 50Hz,以便对圆锥误差和划桨误差进行补偿。

不同类型的传感器,还表现出不同的高阶系统误差。摆式加速度计存在滞后误差,且与测量的比力是增加还是减小有关^[1]。振动陀螺,会敏感到绕输入轴和输出轴的角加速度、以及绕输入轴和输出轴的角速率的平方,如式(4.7)所示。振动陀螺还存在 g 相关比例因子误差;在启动头几秒的工作时间内,也会表现出较大误差。

足部安装的 IMU,由于每次脚接触地面时的比力很大,导致其误差会大于期望值。产生误差是多个因素共同起作用的结果,包括非线性、交叉轴敏感性以及量程限制等。

最后,智能手机的惯性传感器测量值一般都会通过手机的操作系统输出。这将引起一系列问题,包括变化滞后、错漏测量或重复测量、更新频率降低、量化增加等。

4.4.5 振动导致的误差

在振动环境中,运动与传感器比例因子和交叉耦合误差相互作用,产生振荡传感器误差。一段时间后,这些误差的均值为 0。然而,任何比例因子和交叉耦合误差的不对称或非线性,都将构成振动误差的一部分,并且不会随时间相互抵消。这就是所说的振动整流误差(vibration rectification error, VRE),表现出随振动幅度变化的、与零偏类似的误差特性。传感器内部的不对称阻尼,也可能导

致振动整流误差^[26]。值得注意的是,振动陀螺对于线振动和角振动都敏感^[7]。MEMS 加速度计中的振动整流误差也会随载体的比力而变化^[7]。

摆式加速度计沿敏感轴和摆轴的同步振动,也会与不等惯量误差相互作用,产生类似于零偏的误差,称为振摆误差^[1]。

更深入的问题是:不同传感器输出的振荡误差,通过惯性导航方程相互作用,产生圆锥误差和划桨误差。这将在 5.5.4 节中详述。

当外部振动的频率与某个惯性传感器的共振频率或更新处理频率接近时,需要很长时间才能消掉振动误差。这将导致在振动频率和传感器的共振频率或更新处理频率之间的拍频上,产生一个时变的零偏。

由于多个原因,MEMS 传感器特别容易出现因振动导致的误差。比例因子和交叉耦合误差的非线性和不对称,相对而言都比较大。为了降低高频噪声而采用的低通滤波,放大了圆锥和划桨效应。如果振动频率和高频传感器噪声的频率接近,这二者的相互作用还会产生时间相关的误差。

4.4.6 误差模型

下面的公式给出了加速度计和陀螺仪输出值的主要误差构成:

$$\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b = \mathbf{b}_a + (\mathbf{I}_3 + \mathbf{M}_a)\mathbf{f}_{ib}^b + \mathbf{w}_a \quad (4.16)$$

$$\tilde{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b = \mathbf{b}_g + (\mathbf{I}_3 + \mathbf{M}_g)\boldsymbol{\omega}_{ib}^b + \mathbf{G}_g\mathbf{f}_{ib}^b + \mathbf{w}_g \quad (4.17)$$

式中: $\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b$ 和 $\tilde{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b$ 为 IMU 输出的比力和角速度矢量; $\mathbf{f}_{ib}^b$ 和 $\boldsymbol{\omega}_{ib}^b$ 则为对应的真实值; $\mathbf{I}_3$ 为单位阵。这在随书 CD 的 MATLAB 函数 IMU_model 中,都有计算程序。加速度计和陀螺仪的总误差为

$$\begin{cases} \delta\mathbf{f}_{ib}^b = \tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \mathbf{f}_{ib}^b \\ \delta\boldsymbol{\omega}_{ib}^b = \tilde{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b - \boldsymbol{\omega}_{ib}^b \end{cases} \quad (4.18)$$

随书 CD 的 Example 4.1,展示了单个加速度计给出的比力误差变化。该例子可以通过 Microsoft Excel 进行编辑。

如果零偏、比例因子和交叉耦合误差、陀螺的与 g 相关误差等误差项都可以估计出来,那么经过补偿之后的比力和角速度为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{f}}_{ib}^b &= (\mathbf{I}_3 + \hat{\mathbf{M}}_a)^{-1}(\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \hat{\mathbf{b}}_a) \\ &\approx (\mathbf{I}_3 + \hat{\mathbf{M}}_a)^{-1}\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \hat{\mathbf{b}}_a \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b &= (\mathbf{I}_3 + \hat{\mathbf{M}}_g)^{-1}(\tilde{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b - \hat{\mathbf{b}}_g - \hat{\mathbf{G}}_g\hat{\mathbf{f}}_{ib}^b) \\ &\approx (\mathbf{I}_3 + \hat{\mathbf{M}}_g)^{-1}\tilde{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b - \hat{\mathbf{b}}_g - \hat{\mathbf{G}}_g\hat{\mathbf{f}}_{ib}^b \end{aligned} \quad (4.20)$$

其中上三角符号 $\wedge$ 表示估计值。利用幂级数展开,

$$(I_3 + \hat{M}_{a/g})^{-1} = I_3 + \sum_r \begin{pmatrix} -1 \\ r \end{pmatrix} \hat{M}_{a/g}^r \approx I_3 - \hat{M}_{a/g} + \hat{M}_{a/g}^2 \quad (4.21)$$

式(4.19)和式(4.20)的近似表达式,忽略了IMU误差的乘积项。类似的形式被用于实验室内场标定。在这种情况下,误差测量值都是温度的函数。

随书CD中,有本章的习题和作业。

参 考 文 献

- [1] Titterton D H, Weston J L. Strapdown Inertial Navigation Technology, 2nd ed. Stevenage, U. K. : IEE, 2004.
- [2] Lawrence A. Modern Inertial Technology, 2nd ed. New York: springer - Verlag, 2001.
- [3] Kempe V. Inertial MEMS Principles and Practices. Cambridge, U. K. : Cambridge University Press, 2011.
- [4] Karnick D, et al. Honeywell Gun - Hard Inertial Measurement Unit(IMU) Development. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2007, pp. 718 - 724.
- [5] Norgia M, Donati S. Hybrid Opto - Mechanical Gyroscope with Injection - Interferometer Readout. Electronics Letters, Vol. 37, No. 12, 2001, pp. 756 - 758.
- [6] El - Sheimy N, Niu X. The Promise of MEMS to the Navigation Community. Inside GNSS, March - April 2007, pp. 46 - 56.
- [7] Pethel S J. Test and Evaluation of High Performance Micro Electro - Mechanical System Based Inertial Measurement Units. Proc. IEEE/ION PLANS, San Diego, CA, April 2006, pp. 772 - 794.
- [8] Barbour N M. Inertial Navigation Sensors. Advances in Navigation Sensors and Integration Technology, NATO RTO Lecture Series - 232. London, U. K. , October 2003, paper 2.
- [9] Zwahlen P, et al. Breakthrough in High Performance Inertial Navigation Grade SigmaDelta MEMS Accelerometer. Proc. IEEE/IONPLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012, pp. 15 - 19.
- [10] Tennent R M. Science Data Book. Edinburgh, U. K. ; Oliver & Boyd. 1971.
- [11] Mace W M, Davis D T M. Rotation Rate Sensing with Traveling - Wave Ring Lasers. Applied Physics Letters, Vol. 2, No. 5, 1963, pp. 67 - 68.
- [12] Vali V, Shorthill R W. Fiber Ring Interferometer. Applied Optics, Vol. 15, No. 15, 1976, pp. 1099 - 1100.
- [13] Donely E A. Nuclear Magnetic Resonance Gyroscopes. Proc. IEEE Sensors 2010, Waikoloa, HI, November 2010, pp. 17 - 22.
- [14] Grewal M S, Weill, L R, Andrews A P. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration, 2nd ed. New York: Wiley, 2007.
- [15] Matthews A. Utilization of Fiber Optic Gyros in Inertial Measurement Units. Navigation; JION, Vol. 27, No. 1, 1990, pp. 17 - 38.
- [16] Fountain J R. Silicon IMU for Missile and Munitions Applications. Advances in Navigation Sensors and Integration Technology, NATO RTO Lecture Series - 232, London, U. K. , October 2003, paper 10.
- [17] Rogers R M. Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems. Reston, VA: AIAA, 2000.
- [18] Yuksel Y, N. El - Sheimy, Noureldin A. Error Modeling and Characterization of Environmental Effects for Low Cost Inertial MEMS Units. Proc. IEEE/IONPLANS, Palm Springs, CA, May 2010, pp. 598 - 612.
- [19] Groves, P D. Principles of Integrated Navigation. Course Notes, QinetiQ Ltd. , 2002.
- [20] Woolven S, Reid D B. IMU Noise Evaluation for Attitude Determination and Stabilization in Ground and Air-

borne Applications. Proc. IEEEPLANS. Las Vegas, NV, April1994, pp. 817 – 822.

- [21] Fountain J R. Characteristics and Overview of a Silicon Vibrating Structure Gyroscope. Advances in Navigation Sensors and Integration Technology, NATORTO Lecture Series – 232, London, U. K. , October 2003, paper 8.
- [22] Shalard J, Bruton A M, Schwarz K P. Detection and Filtering of Short Term($1/f^\gamma$) Noise in Inertial Sensors. Navigation; JION, Vol. 46, No. 2, 1999, pp. 97 – 107.
- [23] El – Rabbany A, M. El – Diasty. An Efficient Neural Network Model for De – noising of MEMS – Based Inertial Data. Journal of Navigation, Vol. 57, No. 3, 2004, pp. 407 – 415.
- [24] De Agostino M. A Multi – Frequency Filtering Procedure for Inertial Navigation. Proc. IEEE/IONPLANS, Monterey, CA, May 2008, pp. 115 – 121.
- [25] Le Traon O, et al. The VIA Vibrating Beam Accelerometer; Concept and Performances. Proc. IEEE PLANS, Palm Springs, CA, 1998, pp. 25 – 37.
- [26] Christel L A, et al. Vibration Rectification in Silicon Micromachined Accelerometers. Proc. IEEE Transducers' 91, San Francisco, CA, June 1991, pp. 89 – 92.

第5章 惯性导航

惯性导航系统(inertial navigation system, INS),有时也称惯性导航单元(inertial navigation unit, INU),是推算导航系统的范例。位置结果通过积分速度获得,速度结果则通过 IMU 测量的加速度积分后获得。姿态结果也是通过积分 IMU 测量的角速率获取。经过初始化后,不再需要新的外部环境信息,惯性导航也能持续工作。因此,惯性导航系统是自治系统。

从 20 世纪六七十年代以来,惯性导航被用于民航、军用飞机、潜艇、军舰以及制导武器等。在随书 CD 附录 E 的 E.4 节中,可以找到历史上的一些应用记录。惯性导航系统既可以单独工作,也可以作为组合导航系统的一部分使用。对于一些新的应用,比如轻型飞机、直升机、无人机(UAV)、陆地车辆、移动建图、步行导航等,一般采用低成本的传感器建立惯性导航系统,从而构成 INS/GNSS 组合导航或多传感器组合导航系统的一部分(第 14、16 章)。

惯性导航系统包括一个惯性测量单元和一个导航处理器,如图 5.1 所示。上一章中介绍的 IMU,其功能是利用一组加速度计和陀螺测量比力和角速率。第 4 章关于 IMU 精度分级的叙述,总体上也适用于 INS。导航处理器可以与 IMU 一起封装,以完整的 INS 的形式出售;也可以在组合导航处理器或用户中心处理器上,实现导航方程的计算。在航海、航空和中等精度级别的惯性导航系统中,导航传感器往往被集成为 INS 的一部分出售;而战术级惯性传感器,通常只作为 IMU 出售。不管哪种处理器配置方式,功能都是相同的。因此,本章中的“惯性导航系统”是指:能够获取三维导航结果的惯性传感器测量系统。



图 5.1 惯性导航系统基本结构

本章集中关注导航处理器。5.1 节通过简单的一维和二维的例子,介绍惯性导航的主要概念。三维的导航方程在 5.2~5.5 节给出。在本章范围内,假定惯性传感器和载体固联,都为捷联配置。有关平台式系统的介绍,在随书 CD 附录 E 的 E.5 节中有所讨论。

惯性导航计算是一个迭代计算过程,需要用到前一时刻的计算结果。因此,在 INS 正式工作前,必须对它进行初始化。5.6 节介绍了初始化位置、速度和姿态的不同方法,包括自对准、精对准等。

5.7 节讲述了惯性导航系统的误差特性。惯性导航系统的误差可能来源于 IMU、初始对准过程以及导航计算过程。这些误差源借助惯性导航方程传播,产生随时间变化的位置误差、速度误差和姿态误差。对短期误差和长期误差都予以考察、分析。最后,5.8 节讨论了用于提高舰船和潜艇导航精度的旋转调制技术,5.9 节介绍了非完整 IMU 的惯性导航。随书 CD 附录 E 中给出了很多相关问题的深入信息,CD 中还给出了一个基于 MATLAB 的惯性导航仿真。

有必要提及:本章的内容,建立在第 2 章的数学基础之上。

5.1 惯性导航介绍

首先考察一维惯性导航的例子。载体 b , 相对于地球固联参考坐标系 p , 被约束在垂直于重力的方向上做直线运动。载体的各轴向相对于 p 系的姿态保持不变,因而,载体的运动只有一个自由度。敏感轴沿运动方向安装的单个加速度计,可以测量载体的地球参考加速度(忽略哥氏力)。

如果初始 t_0 时刻的速度已知,记为 $v_{pb}(t_0)$ 。那么,后续 t 时刻的速度可以通过对加速度 a_{pb} 的积分简单确定:

$$v_{pb}(t) = v_{pb}(t_0) + \int_{t_0}^t a_{pb}(t') dt' \quad (5.1)$$

类似地,如果初始 t_0 时刻的位置已知,记为 $r_{pb}(t_0)$ 。那么, t 时刻的位置可以通过对速度的积分获取:

$$\begin{aligned} r_{pb}(t) &= r_{pb}(t_0) + \int_{t_0}^t v_{pb}(t') dt' \\ &= r_{pb}(t_0) + (t - t_0)v_{pb}(t_0) + \int_{t_0}^t \int_{t_0}^{t'} a_{pb}(t'') dt'' dt' \end{aligned} \quad (5.2)$$

将上述例子扩展到二维。载体的运动现在约束于水平面上,该平面由 p 系的 x 轴和 y 轴定义。载体可以在平面内任意方向运动,但仍被约束在平面上。因此,载体具有一个角自由度和两个线自由度。类比一维的例子,载体的位置和速度,沿参考系 p 的轴向投影分解,用下面的公式更新:

$$\begin{pmatrix} v_{pb,x}^p(t) \\ v_{pb,y}^p(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{pb,x}^p(t_0) \\ v_{pb,y}^p(t_0) \end{pmatrix} + \int_{t_0}^t \begin{pmatrix} a_{bp,x}^p(t') \\ a_{bp,y}^p(t') \end{pmatrix} dt' \quad (5.3)$$

$$\begin{pmatrix} x_{pb}^p(t) \\ y_{pb}^p(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{pb}^p(t_0) \\ y_{pb}^p(t_0) \end{pmatrix} + \int_{t_0}^t \begin{pmatrix} v_{bp,x}^p(t') \\ v_{bp,y}^p(t') \end{pmatrix} dt' \quad (5.4)$$

为了测量两个正交方向上的加速度,需要两个加速度计。加速度计的敏感轴需要与载体 b 的轴向对齐。要确定 p 系各轴向上投影的加速度值,还需要知道 b 系相对于 p 系的航向角 ψ_{pb} 。图 5.2 对此给予了解释。载体相对于参考系的转动,可以用单个陀螺测量水平面上的转动(忽略地球自转)。因此,二维空间内三个自由度的运动,需要使用三个惯性器件测量。

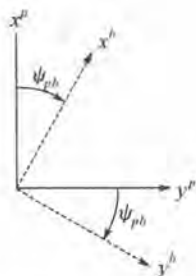


图 5.2 水平面内载体轴相对于投影轴的方向

如果初始 t_0 时刻的航向角已知,记为 $\psi_{pb}(t_0)$ 。那么,后续 t 时刻的航向,可以通过对角速率 $\omega_{pb,z}^b$ 的积分确定:

$$\psi_{pb}(t) = \psi_{pb}(t_0) + \int_{t_0}^t \omega_{pb,z}^b(t') dt' \quad (5.5)$$

利用一个 2×2 的坐标转换矩阵,可以将加速度计的测量值转换到 p 系的投影轴上:

$$\begin{pmatrix} a_{pb,x}^p(t') \\ a_{pb,y}^p(t') \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\psi_{pb}(t') & -\sin\psi_{pb}(t') \\ \sin\psi_{pb}(t') & \cos\psi_{pb}(t') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{pb,x}^b(t') \\ a_{pb,y}^b(t') \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

在计算上述方程时,可以发现明显的依赖关系。航向角的更新计算,必须在加速度计输出的投影坐标系转换之前;而该投影转换,又必须在速度更新之前;速度更新计算则必须在位置更新之前。随书 CD 的例 5.1,解释了这四个测量周期。可以用 Microsoft Excel 对例子进行编辑。

给出这些一维和二维的例子,只是为了帮助理解惯性导航的概念。对于所有实际的应用,包括舰船、火车和路面车辆,都是三维的运动。尽管地面和海面导航本质上是二维问题,但由于地形的倾斜和舰船的俯仰横滚,捷联惯性传感器不会始终处在一个水平面内。如果加速度计不处于水平面内,就会同时敏感到重力和水平加速度。 $10\text{mrad}(0.57^\circ)$ 的平台倾斜,会产生 $0.1\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 的加速度误差。如果这个加速度误差持续时间达到 100s ,产生的速度误差将达到 $10\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$,而位置误差将达到 500m 。对于车辆和舰船而言,倾斜的程度超过上述角度 10 倍,是很常见的现象。

三维空间中的运动一般有 6 个自由度:3 个线自由度和 3 个角自由度。因此,测量运动需要 6 个传感器。完整配置的捷联 IMU,输出比力的测量值 f_{ib}^b ,以

及角速率的测量值 ω_{ib}^b 。这些值是载体坐标系相对于惯性空间的运动,在载体系中的投影表示。运动的测量并不相对于地球。传感器的输出也可以是比力积分 v_{ib}^b 和姿态增量 α_{ib}^b 。一般地,并不存在直接测量纯加速度的加速度计。因此,从比力测量中确定相对于惯性空间的加速度,还需要结合引力加速度的模型。要获取地球参考加速度,必须要采用重力模型(见 2.4.7 节)。

图 5.3 给出了惯性导航处理器的结构图。对 IMU 输出积分,生成更新后的位置、速度和姿态等导航结果。导航方程的求解分为四步:

- (1) 姿态更新;
- (2) 比力投影转换,该转换是从 IMU 载体坐标系,到位置、速度求解坐标系的;
- (3) 速度更新,包括采用重力模型或引力模型、将比力转化为加速度的过程;
- (4) 位置更新。

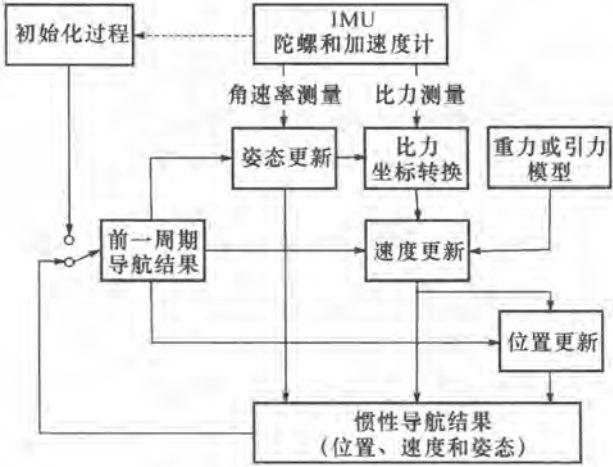


图 5.3 惯性导航处理器结构图

在组合导航系统中,可以使用组合算法中的估计值,来对 IMU 输出和惯性导航结果进行校正(见 14.1.1 节)。

惯性导航方程的形式,也称为捷联解算,取决于参考坐标系和投影轴系的选择(见 2.1 节)。5.2 节介绍了地心惯性坐标系(ECI)下实现的导航方程;以此为基础,5.3 节给出了如何修改导航方程,以实现转动的地心地固系(ECEF)下的惯性导航。5.4 节介绍了以地球为参考系、当地导航坐标系下投影的方程形式(曲线位置),并讨论了游动方位坐标系下方程的不同之处。此外,随书 CD 附录 E 的 E.7 节,给出了当地切平面的实现。注意到,因用户输出的不同,导航结果可被转换成不同的形式,这在 2.4.3 节和 2.5 节中有介绍。

连续时间的导航方程,比如前述一维和二维的例子,从物理上描述了载体的运动。离散时间的导航方程,也称为方程的机械编排,提供了在一个离散时间间隔内更新导航结果的方法。离散方程是连续方程的近似。5.2~5.4节的内容,既给出了连续导航方程,也给出了最简单的、实用的离散机械编排。这些编排采用了很多一阶近似,并且假定所有的步骤都按IMU的输出频率进行迭代。5.5节介绍了如何提高惯性导航方程计算精度和计算效率的方法;并探讨了针对不同需求,应当采用的方程形式。

根据4.3节中的讨论,IMU输出一个离散采样间隔 τ_i 内比力和角速率的平均值或积分值。这提供了一个自然的周期,用于计算每个惯性导航处理循环。因此,IMU的这一输出间隔,在5.2~5.4节中被用作导航方程更新的时间步长。采用其他时间步长的方案,在5.5节讨论。位置、速度和姿态结果,在IMU采样间隔的最后截止时间有效,见图5.4。

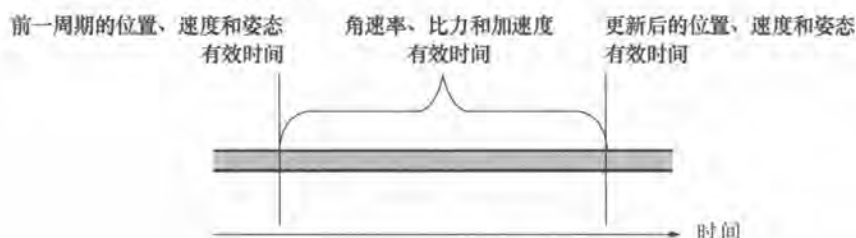


图 5.4 惯性导航中物理量的有效时间

对惯性导航而言,精确的时间很重要。在对速度正确积分以更新位置时,需要精确的时间;对比力和角速率积分时,同样需要。在 ECI 与 ECEF 之间分解轴系、进行参考坐标转换时,也需要精确的时间。所有的惯性导航机械编排都离不开坐标转换。

本章提供的导航方程均采用方向余弦矩阵表征姿态,因为它的物理意义最为清晰。有关采用四元数进行姿态更新的方法,参见随书 CD 附录 E 的 E6.3 节。文献[1, 2]中也有导航方程的表述。

5.2 惯性系导航方程

图 5.5 展示了如何利用 $t \sim t + \tau_i$ 时间内,相对于惯性系的角速率和比力测量值,更新计算惯性坐标系中的姿态、速度和位置等导航参数。图中依次给出了导航计算的四个步骤。后缀(-)表示在导航解算周期开始、 t 时刻的取值,而(+)则表示导航解算周期结束、 $t + \tau_i$ 时刻的取值。惯性系下的导航方程是本章介绍的所有方程中最简单的一组方程形式。为了获取用户所需的地球参考坐标系下的导航参数,还需要将惯性系下导航方程的输出结果转换到地球系。随书

CD 的例 5.2,展示了本节中近似导航方程的一个处理循环,该例子可利用 Microsoft Excel 进行编辑。

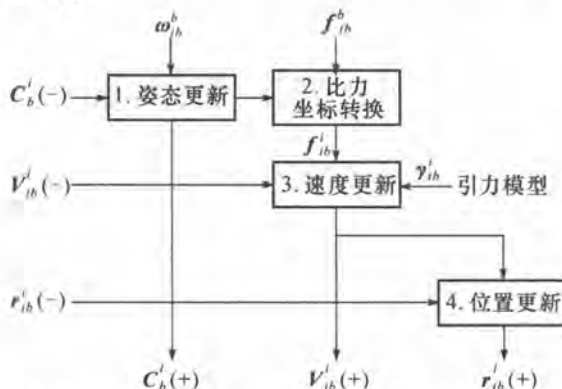


图 5.5 地球中心惯性系 (ECI) 下导航方程模块图

5.2.1 姿态更新

惯性导航方程中的姿态更新,是利用 IMU 输出的角速率测量值 ω_{ib}^b 更新姿态结果的过程。姿态结果采用载体系到惯性系的坐标转换矩阵 C_b^i 表示。

根据式(2.56),方向余弦矩阵对时间求导:

$$\dot{C}_b^i = C_b^i \Omega_{ib}^b \quad (5.7)$$

回顾 2.3.1 节, $\Omega_{ib}^b = [\omega_{ib}^b \wedge]$, 表示角速率的反对称矩阵。对式(5.7)积分, 可得

$$C_b^i(t + \tau_i) = C_b^i(t) \left[\lim_{n \rightarrow \infty} \prod_{i=1}^n \exp \left(\Omega_{ib}^b \left(t + \frac{n-i}{n} \tau_i \right) \frac{\tau_i}{n} \right) \right] \quad (5.8)$$

注意随书 CD 附录 A 中的式(A.17)。在姿态积分的时间步长内,如果假设角速率是常值,那么上式可以简化为

$$\begin{aligned} C_b^i(t + \tau_i) &\approx C_b^i(t) \exp(\Omega_{ib}^b \tau_i) \\ &= C_b^i(t) \exp([\omega_{ib}^b \wedge] \tau_i) \end{aligned} \quad (5.9)$$

若以 IMU 输出频率进行姿态积分,往往采用上述“角速率是常值”的假设。利用式(4.9),式(5.9)可以表达为姿态增量 α_{ib}^b 的形式:

$$C_b^i(t + \tau_i) = C_b^i(t) \exp([\alpha_{ib}^b \wedge]) \quad (5.10)$$

5.5.4 节中介绍了如何对连续增量求和,以得到姿态增量的方法。该方法精确地计算了转动的不可交换性误差。因 α_{ib}^b 的计算方式不同,式(5.10)既可以看做是严格的表达式,也可以看做近似公式。

对整个矩阵求指数,与对矩阵各元素分别求指数,二者结果不同。将

式(5.10)展开成幂级数的形式:

$$C_b^i(t + \tau_i) = C_b^i(t) \sum_{r=0}^{\infty} \frac{[\alpha_{ib}^b \wedge]^r}{r!} \quad (5.11)$$

将幂级数展开式截断,只取一阶近似,可以得到姿态更新的最简形式:

$$C_b^i(+) \approx C_b^i(-)(I_3 + [\alpha_{ib}^b \wedge]) \quad (5.12)$$

若假定在一个姿态积分周期内角速率为常值,那么 $\alpha_{ib}^b \approx \omega_{ib}^b \tau_i$ 。在这种情况下,式(5.12)改写为

$$C_b^i(+) \approx C_b^i(-)(I_3 + \Omega_{ib}^b \tau_i) \quad (5.13)$$

其中,

$$I_3 + \Omega_{ib}^b \tau_i = \begin{pmatrix} 1 & -\omega_{ib,z}^b \tau_i & \omega_{ib,y}^b \tau_i \\ \omega_{ib,z}^b \tau_i & 1 & -\omega_{ib,x}^b \tau_i \\ -\omega_{ib,y}^b \tau_i & \omega_{ib,x}^b \tau_i & 1 \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

式(5.11)的一阶近似是一种小角度近似,即 $\sin\theta \approx \theta, \cos\theta \approx 1$ 。幂级数截断会给姿态积分引入误差,在低迭代频率(τ_i 较大)和载体大角速率机动条件下,截断误差更大。正如 5.5.1 节中所讨论的,采用一阶近似时,截断误差达到最大。在实际应用中,一阶近似可用于动态性较低的陆地车辆导航,但对高动态的导航则不适用,比如航空导航。对于有规律的周期性运动,比如步行导航和船舶导航,一阶近似也不适用。

提高姿态积分精度的手段有:式(5.11)中保留更多的幂级数展开项,或者将姿态更新拆分成多个小步长进行处理(见 5.5.5 节),或采用 5.5.1 节中的精确姿态更新方法。采用这些手段后,求解过程会更复杂,处理器的计算负担也会更重。

5.2.2 比力坐标转换

IMU 直接测量的比力,沿载体系各轴投影。而在导航坐标系——ECI 坐标系中进行速度积分运算时,比力必须与速度一样,也在 ECI 坐标系中表征。借助坐标转换矩阵,可以实现比力的坐标转换:

$$f_{ib}^i(t) = C_b^i(t) f_{ib}^b(t) \quad (5.15)$$

由于比力测量值是 t 时刻到 $t + \tau_i$ 时刻的平均值,因此坐标转换矩阵也应该取平均。假设角速率为常值,一种简单的实现方式为

$$f_{ib}^i \approx \frac{1}{2}(C_b^i(-) + C_b^i(+)) f_{ib}^b \quad (5.16)$$

然而,两个坐标转换矩阵的平均值,并不能精确表示两个姿态的平均值。更精确的计算方法在 5.5.2 节介绍,5.5.4 节给出了在一个更新间隔内如何计算

角速率变化的方法。在计算周期内,姿态变化越缓慢,上述近似方法的误差就越小。

如果 IMU 输出比力积分,也采用相同的坐标变换方法:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{v}_{ib}^i &= \bar{\boldsymbol{C}}_b^i \boldsymbol{v}_{ib}^b \\ &\approx \frac{1}{2}(\boldsymbol{C}_b^i(-) + \boldsymbol{C}_b^i(+)) \boldsymbol{v}_{ib}^b \end{aligned} \quad (5.17)$$

式中: $\bar{\boldsymbol{C}}_b^i$ 是 t 时刻到 $t + \tau_i$ 时刻坐标转换矩阵的平均值。

5.2.3 速度更新

根据式(2.125),惯性参考加速度可以通过如下方式获取:将引力加速度加到比力上,即得到惯性参考系下的加速度。

$$\boldsymbol{a}_{ib}^i = \boldsymbol{f}_{ib}^i + \boldsymbol{\gamma}_{ib}^i(\boldsymbol{r}_{ib}^i) \quad (5.18)$$

式中:引力加速度 $\boldsymbol{\gamma}_{ib}^i$ 是 ECI 坐标系中笛卡儿位置的函数,参见式(2.141)的模型。

严格来讲,位置也需要在 t 时刻到 $t + \tau_i$ 时刻内平均,以获得准确的引力加速度。但是,计算平均位置需要递归计算导航方程,再加上引力场随位置变化很缓慢,因此一般用计算周期开始 t 时刻的位置 $\boldsymbol{r}_{ib}^i(-)$ 已足够满足要求。

当相对参考坐标系和投影坐标系是同一坐标系,速度对时间求导数,即为加速度,也见于式(2.77)。因而,

$$\boldsymbol{v}_{ib}^i = \boldsymbol{a}_{ib}^i \quad (5.19)$$

速度更新周期内,如果加速度的变化量不可知(更新周期内,加速度视为常值,译者注),当计算速度积分的频率与 IMU 输出频率相同时,积分式(5.19),可以得到速度更新公式^①:

$$\boldsymbol{v}_{ib}^i(+) = \boldsymbol{v}_{ib}^i(-) + \boldsymbol{a}_{ib}^i \tau_i \quad (5.20)$$

根据式(4.9)、式(5.18)和式(5.19),比力积分更新速度的计算公式为

$$\boldsymbol{v}_{ib}^i(+) = \boldsymbol{v}_{ib}^i(-) + \boldsymbol{v}_{ib}^i + \boldsymbol{\gamma}_{ib}^i \tau_i \quad (5.21)$$

5.2.4 位置更新

在 ECI 坐标系中实现导航解算时,将 ECI 系的笛卡儿位置对时间求导,即可得到相对于 ECI 系的速度,并且也在 ECI 中投影,参看式(2.68)。因而,

$$\dot{\boldsymbol{r}}_{ib}^i = \boldsymbol{v}_{ib}^i \quad (5.22)$$

^① 本段中,到标注点为止,都是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

在速度更新周期中,加速度的变化不可知,在 t 时刻到 $t + \tau_i$ 时刻, $\mathbf{v}_{ib}^i$ 可以看作时间的线性函数。对式(5.22)求积分,则位置成为时间的二次函数。在位置更新周期的开始和结束,速度均已知,因此位置更新可以采用如下公式:

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_{ib}^i(+)&= \mathbf{r}_{ib}^i(-) + (\mathbf{v}_{ib}^i(-) + \mathbf{v}_{ib}^i(+)) \frac{\tau_i}{2} \\&= \mathbf{r}_{ib}^i(-) + \mathbf{v}_{ib}^i(-) \tau_i + \mathbf{a}_{ib}^i \frac{\tau_i^2}{2} \\&= \mathbf{r}_{ib}^i(-) + \mathbf{v}_{ib}^i(+)\tau_i - \mathbf{a}_{ib}^i \frac{\tau_i^2}{2}\end{aligned}\quad (5.23)$$

上式中三种实现方式同样有效^①。

5.3 地球系导航方程

地心地固坐标系(ECEF),通常被用作卫星导航系统的相对参考以及投影坐标系(参见9.4节)。因而,在卫星/惯性组合导航系统中,将ECEF系确定为惯性导航计算坐标系较为便利。在某些应用中,比如航空摄影测量,在ECEF系中表示最终导航结果更加方便^[4]。与惯性系下导航相比,ECEF系下导航也有缺点:用作导航的ECEF系,绕传感器测量输出的惯性系存在转动,这会增加求解的复杂性。图5.6展示了如何利用角速率和比力测量值,更新地球系下姿态、速度和位置的过程。下面依次介绍导航计算的四个步骤。

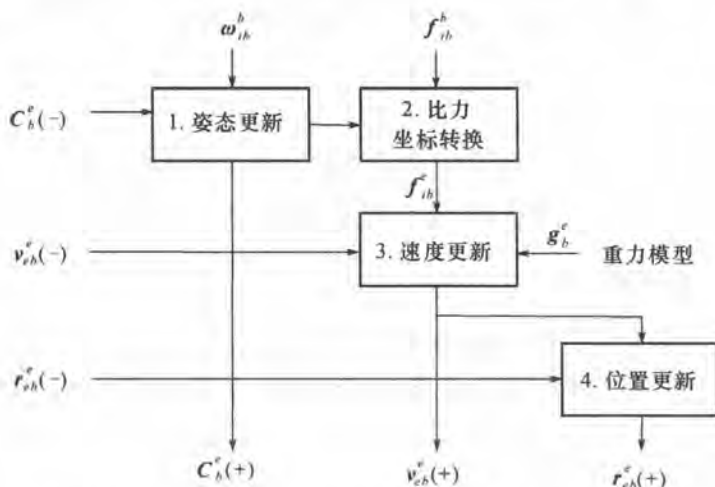


图 5.6 地球中心地球固连坐标系(ECEF)下导航方程模块图

5.3.1 姿态更新

ECEF 下惯性导航姿态更新,是利用角速率测量值 ω_{ib}^b 更新姿态结果的过程。姿态结果采用载体系到地球系的方向余弦矩阵 C_b^e 表示。根据式(2.56)、式(2.48)和式(2.51), C_b^e 对时间求导:

$$\begin{aligned}\dot{C}_b^e &= C_b^e \Omega_{eb}^b \\ &= C_b^e \Omega_{ib}^b - \Omega_{ie}^e C_b^e\end{aligned}\quad (5.24)$$

式中: Ω_{ib}^b 是 IMU 测量角速度的反对称阵; Ω_{ie}^e 是地球转动角速度矢量的反对称阵。

在 ECEF 系中更新姿态时,地球转动也需要计算在内。根据式(2.122),

$$\Omega_{ie}^e = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{ie} & 0 \\ \omega_{ie} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

对式(5.24)两边积分,得到

$$\begin{aligned}C_b^e(t + \tau_i) &\approx C_b^e(t) \exp(\Omega_{eb}^b \tau_i) \\ &= C_b^e(t) \exp[(\Omega_{ib}^b - \Omega_{ie}^e) \tau_i] \\ &= C_b^e(t) \exp(\Omega_{ib}^b \tau_i) - C_b^e(t) [\exp(\Omega_{ie}^e \tau_i) - I_3] \\ &= C_b^e(t) \exp([\alpha_{ib}^b \wedge]) - [\exp(\Omega_{ie}^e \tau_i) - I_3] C_b^e(t)\end{aligned}\quad (5.26)$$

注意, Ω_{ie}^e 假定为常值。在 ECI 坐标系中导航解算时,指数需要展开成幂级数的形式计算。将展开式取一阶截断、小角度近似,并假定在积分周期内 IMU 角速率测量值为常数,即 $\alpha_{ib}^b \approx \omega_{ib}^b \tau_i$, 得到

$$C_b^e(+) \approx C_b^e(-) (I_3 + \Omega_{ib}^b \tau_i) - \Omega_{ie}^e C_b^e(-) \tau_i \quad (5.27)$$

与 IMU 测量得到的角速率相比,地球自转角速率非常小。在进行姿态更新计算时,通常可以对地球自转角速率部分采用小角度近似。但是,正如 5.2.1 节和 5.5.1 节中讨论的,大部分的应用都要求更加精确地计算陀螺测量项。

5.3.2 比力坐标转换

ECEF 系下的比力转换,可以采用与 ECI 系下相同的转换形式:

$$\begin{aligned}f_{ib}^e(t) &= C_b^e(t) f_{ib}^b(t) \\ \Rightarrow f_{ib}^e &\approx \frac{1}{2} (C_b^e(-) + C_b^e(+)) f_{ib}^b\end{aligned}\quad (5.28)$$

或者

$$v_{ib}^e = C_b^e v_{ib}^b$$

$$\approx \frac{1}{2}(\mathbf{C}_b^e(-) + \mathbf{C}_b^e(+))\mathbf{v}_{ib}^b \quad (5.29)$$

5.3.3 速度更新

在惯性系下计算时,参考坐标系和投影坐标系一致,根据式(2.76)和式(2.77),

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = \mathbf{a}_{eb}^e = \ddot{\mathbf{r}}_{eb}^e \quad (5.30)$$

现依次应用式(2.61)、式(2.65)和式(2.66),

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{eb}^e &= \mathbf{r}_{ib}^e - \mathbf{r}_{ie}^e \\ &= \mathbf{r}_{ib}^e \end{aligned} \quad (5.31)$$

再将上式代入式(5.30),

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = \ddot{\mathbf{r}}_{ib}^e \quad (5.32)$$

根据式(2.81),考虑到地球自转角速率 $\boldsymbol{\omega}_{ie}^e$ 为常值,

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = -\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{ib}^e - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{ib}^e + \mathbf{a}_{ib}^e \quad (5.33)$$

由于地球系的转动,在地球系中投影的速度的变化率,包含向心加速度项和哥氏加速度项,这一点在2.3.5节中有解释。根据式(2.66)和式(2.67),

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = -\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{eb}^e - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e + \mathbf{a}_{ib}^e \quad (5.34)$$

根据式(2.125),载体承受的加速度 $\mathbf{a}_{ib}^e$ 是测量的比力 $\mathbf{f}_{ib}^e$ 与引力加速度 $\mathbf{g}_{ib}^e$ 之和。根据式(2.132),重力加速度 $\mathbf{g}_b^e$ 则是引力加速度和向心加速度之和。将相应关系式代入式(5.34),有

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = \mathbf{f}_{ib}^e + \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e) - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e \quad (5.35)$$

求上式的解析解比较复杂。考虑到哥氏加速度项远小于比力和重力项,除了航空航天应用以外,在积分周期内忽略哥氏项的变化是一种合理的近似。因而,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{eb}^e(+) &\approx \mathbf{v}_{eb}^e(-) + (\mathbf{f}_{ib}^e + \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e(-)) - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e(-))\tau_i \\ &= \mathbf{v}_{eb}^e(-) + \mathbf{v}_{ib}^e + (\mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e(-)) - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e(-))\tau_i \end{aligned} \quad (5.36)$$

大多数重力模型都根据纬度和高度计算重力值,而纬度和高度可以通过ECEF系下的位置坐标求解,见式(2.113)。左乘 $\mathbf{C}_n^e$ 可以将当地导航系下的重力值转换到ECEF系中,见式(2.150)。此外,ECEF系下也有重力模型公式^[4]。

5.3.4 位置更新

在ECEF系下更新位置,位置的参考系和投影系一致,根据式(2.68),

$$\dot{\mathbf{r}}_{eb}^e = \mathbf{v}_{eb}^e \quad (5.37)$$

假定积分周期内速度呈线性变化,对上式积分,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{eb}^e(+)&= \mathbf{r}_{eb}^e(-) + (\mathbf{v}_{eb}^e(-) + \mathbf{v}_{eb}^e(+)) \frac{\tau_i}{2} \\ &\approx \mathbf{r}_{eb}^e(-) + \mathbf{v}_{eb}^e(-) \tau_i + (\mathbf{f}_{ib}^e + \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e(-)) - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e(-)) \frac{\tau_i^2}{2} \end{aligned} \quad (5.38)$$

5.4 当地导航系导航方程

在当地导航系进行惯性导航计算时,ECEF 系被作为参考系,而当地导航系(北、东、地)构成投影坐标系。利用载体系到导航系的方向余弦阵 $\mathbf{C}_b^n$ 表示姿态,速度则表示为载体相对于地球的速度在导航系中的投影,记为 $\mathbf{v}_{eb}^n$ 。位置以曲线位置的形式表示(比如大地纬度 L_b 、经度 λ_b ,以及大地高度 h_b)。上述位置结果通常利用速度积分直接获取,而不是从笛卡儿直角坐标系转换得到。

当地导航系导航方程的优势是:计算的导航结果适合用户直接使用。然而,相比于 ECI 系和 ECEF 系中的导航计算,在当地导航系中导航计算增加了复杂程度。原因在于:投影坐标系与参考坐标系之间的姿态关系取决于载体位置。图 5.7 展示了如何利用角速率和比力测量值,更新当地导航系下姿态、速度和位置的过程。下面依次介绍导航计算的四个步骤,随后简单介绍游动方位坐标系中的导航计算。

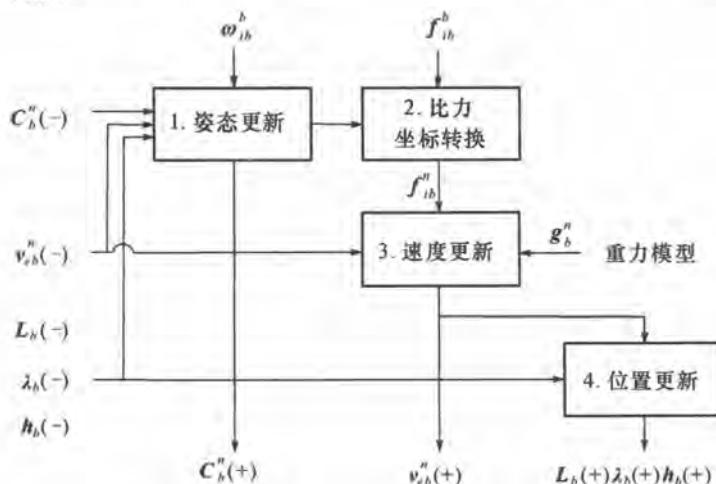


图 5.7 当地导航坐标系下导航方程模块图

5.4.1 姿态更新

当地导航系导航方程计算姿态、更新 $\mathbf{C}_b^n$ 时,除了用到角速率测量值以外,

还需利用位置和速度结果。这是因为:在导航系统相对地球运动时,北、东、地三个轴向的指向也会变化,参看 2.1.3 节的解释。根据式(2.56),方向余弦矩阵对时间的导数为

$$\dot{\mathbf{C}}_b^n = \mathbf{C}_b^n \boldsymbol{\Omega}_{nb}^b \quad (5.39)$$

利用式(2.48)和式(2.51),上式可以拆分为三项:

$$\dot{\mathbf{C}}_b^n = \mathbf{C}_b^n \boldsymbol{\Omega}_{ib}^b - (\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\Omega}_{en}^n) \mathbf{C}_b^n \quad (5.40)$$

第一项是载体相对于惯性系的转动角速率,由陀螺测量得到;第二项是由于地球相对于惯性系转动导致的;第三项,也被称为转移角速率(transport rate),是由于当地导航坐标系中心(导航系统)相对地球运动时产生的在当地导航系各轴向投影的转动角速率。当载体系相对于当地导航系的姿态保持常值时,需要对陀螺所测量的地球自转和转移速率进行修正,以确保姿态不变。

在式(2.123)中,给出了地球自转角速度矢量在当地导航系的表示,其反对称矩阵形式为

$$\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n = \omega_{ie} \begin{pmatrix} 0 & \sin L_b & 0 \\ -\sin L_b & 0 & -\cos L_b \\ 0 & \cos L_b & 0 \end{pmatrix} \quad (5.41)$$

注意上式是纬度的函数。

根据式(2.56),求解下面的矩阵微分方程,可以获取转移角速率

$$\dot{\mathbf{C}}_e^n = -\boldsymbol{\Omega}_{en}^n \mathbf{C}_e^n \quad (5.42)$$

式(2.150)给出了 ECEF 系到当地导航系的方向余弦矩阵,对该式两端求时间的导数:

$$\dot{\mathbf{C}}_e^n = \left[\begin{pmatrix} -\dot{\lambda}_b \cos L_b \\ \dot{L}_b \\ \dot{\lambda}_b \sin L_b \end{pmatrix} \wedge \right] \mathbf{C}_e^n \quad (5.43)$$

将上式代入式(5.42),根据式(2.111)中纬度和经度的微分表示,

$$\left\{ \begin{aligned} \boldsymbol{\Omega}_{en}^n &= \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{en,x}^n & \omega_{en,y}^n \\ \omega_{en,x}^n & 0 & -\omega_{en,z}^n \\ -\omega_{en,y}^n & \omega_{en,z}^n & 0 \end{pmatrix} \\ \boldsymbol{\omega}_{en}^n &= \begin{pmatrix} v_{eb,E}^n / (R_E(L_b) + h_b) \\ -v_{eb,N}^n / (R_N(L_b) + h_b) \\ -v_{eb,E}^n \tan L_b / (R_E(L_b) + h_b) \end{pmatrix} \end{aligned} \right. \quad (5.44)$$

对式(5.39)积分,得到

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}_b^n(t + \tau_i) &\approx \mathbf{C}_b^n(t) \exp(\boldsymbol{\Omega}_{nb}^b \tau_i) \\
 &= \mathbf{C}_b^n(t) \exp[(\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b - \boldsymbol{\Omega}_{ie}^b - \boldsymbol{\Omega}_{en}^b) \tau_i] \\
 &= \mathbf{C}_b^n(t) \exp(\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \tau_i) - \mathbf{C}_b^n(t) \{ \exp[(\boldsymbol{\Omega}_{ie}^b + \boldsymbol{\Omega}_{en}^b) \tau_i] - \mathbf{I}_3 \} \\
 &= \mathbf{C}_b^n(t) \exp([\boldsymbol{\alpha}_{ib}^b \wedge]) - \{ \exp[(\boldsymbol{\Omega}_{ie}^b + \boldsymbol{\Omega}_{en}^b) \tau_i] - \mathbf{I}_3 \} \mathbf{C}_b^n(t)
 \end{aligned} \tag{5.45}$$

其中,假定在一个姿态更新周期内,载体的速度和位置均为常值。因此,上式中 $\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n$ 和 $\boldsymbol{\Omega}_{en}^n$ 在更新周期内也假定为常值。如果计算它们的变化,需要用到5.5节中的递归导航方程。然而,对绝大多数应用而言,可以采用一种合理的近似:忽略姿态更新周期内速度和位置的变化,并且对地球自转项和转移速率项取其幂级数展开式的一阶截断,得到

$$\mathbf{C}_b^n(+) \approx \mathbf{C}_b^n(-)(\mathbf{I}_3 + \boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \tau_i) - (\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-) + \boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-)) \mathbf{C}_b^n(-) \tau_i \tag{5.46}$$

其中,利用 $L_b(-)$ 计算 $\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-)$,利用 $L_b(-)$ 、 $h_b(-)$ 和 $v_{eb}^b(-)$ 计算 $\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-)$ 。正如5.2.1节中所讨论的,大多数应用都需要对陀螺测量项的采取更高精度的计算方法。更高精度的姿态求解过程将在5.5.1节中讨论。

5.4.2 比力坐标转换

当地导航系的比力坐标转换,本质上与 ECI 系及 ECEF 系中比力坐标转换是相同的。因而有

$$\begin{aligned}
 f_{ib}^n(t) &= \mathbf{C}_b^n(t) f_{ib}^b(t) \\
 \Rightarrow f_{ib}^n &\approx \frac{1}{2}(\mathbf{C}_b^n(-) + \mathbf{C}_b^n(+)) f_{ib}^b
 \end{aligned} \tag{5.47}$$

或

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{ib}^n &= \bar{\mathbf{C}}_b^n \mathbf{v}_{ib}^b \\
 &\approx \frac{1}{2}(\mathbf{C}_b^n(-) + \mathbf{C}_b^n(+)) \mathbf{v}_{ib}^b
 \end{aligned} \tag{5.48}$$

由于陀螺敏感到的转动角速率通常远大于地球自转角速率分量和转移角速率分量,这种近似的精度和惯性系中转换的精度相同^①。

5.4.3 速度更新

在当地导航系计算速度更新时,速度的投影坐标系和参考坐标系并不一致。

① 本段中,到标注点为止,都是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

根据式(2.73),当地导航系速度可由下式表示为 ECEF 系中的速度在当地导航系中的对应值:

$$\mathbf{v}_{eb}^n = \mathbf{C}_e^n \mathbf{v}_{eb}^e \quad (5.49)$$

对上式取微分,

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^n = \mathbf{C}_e^n \dot{\mathbf{v}}_{eb}^e + \dot{\mathbf{C}}_e^n \mathbf{v}_{eb}^e \quad (5.50)$$

因而,在 5.3.3 节中 ECEF 系速度更新时,除了所包含的施加的加速度、向心加速度和哥氏加速度分量以外,当地导航系的速度更新还包含了一个转移角速率项。将式(2.56)和式(2.73)代入上式第一项,将式(5.34)代入第二项,得到

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^n = -\boldsymbol{\Omega}_{en}^n \mathbf{v}_{eb}^n + \mathbf{C}_e^n (-\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{eb}^e - 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e + \mathbf{a}_{ib}^e) \quad (5.51)$$

利用式(2.51)、式(2.62)、式(2.73)和式(2.83)转换投影轴系,并整理,得到

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^n = -\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n \boldsymbol{\Omega}_{ie}^n \mathbf{r}_{eb}^n - (\boldsymbol{\Omega}_{en}^n + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n) \mathbf{v}_{eb}^n + \mathbf{a}_{ib}^n \quad (5.52)$$

注意地球自转和转移角速率的反对称阵分别由式(5.41)和式(5.44)给出。

利用式(2.125)和式(2.132),将加速度表示为比力、重力和向心加速度的形式,得到

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^n = \mathbf{f}_{ib}^n + \mathbf{g}_b^n(L_b, h_b) - (\boldsymbol{\Omega}_{en}^n + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n) \mathbf{v}_{eb}^n \quad (5.53)$$

其中,由重力产生的加速度建模为纬度和高度的函数。同样地,求取上式完整的解析解很困难。然而,考虑到哥氏加速度分量和转移角速率分量一般非常小,在一个积分周期内忽略它们的变化,是一种合理的近似。类似地,在一个积分周期内,重力加速度的变化通常也被忽略不计。因此有

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{eb}^n(+) &\approx \mathbf{v}_{eb}^n(-) + [\mathbf{f}_{ib}^n + \mathbf{g}_b^n(L_b(-), h_b(-)) - \\ &\quad (\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-) + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-)) \mathbf{v}_{eb}^n(-)] \tau_i \\ &= \mathbf{v}_{eb}^n(-) + \mathbf{v}_{ib}^n + [\mathbf{g}_b^n(L_b(-), h_b(-)) - \\ &\quad (\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-) + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-)) \mathbf{v}_{eb}^n(-)] \tau_i \end{aligned} \quad (5.54)$$

5.4.4 位置更新

根据式(2.111),纬度、经度和高度的微分是速度、纬度和高度的函数,因此^①:

① 本段及后续几个段落,是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

$$\begin{cases} L_b(+) = L_b(-) + \int_t^{t+\tau_i} \frac{v_{eb,N}^n(t')}{R_N(L_b(t')) + h_b(t')} dt' \\ \lambda_b(+) = \lambda_b(-) + \int_t^{t+\tau_i} \frac{v_{eb,E}^n(t')}{(R_E(L_b(t')) + h_b(t')) \cos L_b(t')} dt' \\ h_b(+) = h_b(-) - \int_t^{t+\tau_i} v_{eb,D}^n(t') dt' \end{cases} \quad (5.55)$$

子午圈曲率半径 R_N 和卯酉圈曲率半径 R_E 随大地纬度 L_b 的变化非常缓慢, 因而, 在积分周期内忽略它们随纬度的变化是可以接受的。假定积分周期内速度变化是时间的线性函数, 一种计算位置更新的合理近似为

$$\begin{cases} h_b(+) = h_b(-) - \frac{\tau_i}{2} (v_{eb,D}^n(-) + v_{eb,D}^n(+)) \\ L_b(+) \approx L_b(-) + \frac{\tau_i}{2} \left(\frac{v_{eb,N}^n(-)}{R_N(L_b(-)) + h_b(-)} + \frac{v_{eb,N}^n(+)}{R_N(L_b(+)) + h_b(+)} \right) \\ \lambda_b(+) = \lambda_b(-) + \frac{\tau_i}{2} \left(\frac{v_{eb,E}^n(-)}{(R_E(L_b(-)) + h_b(-)) \cos L_b(-)} + \right. \\ \left. \frac{v_{eb,E}^n(+)}{(R_E(L_b(+)) + h_b(+)) \cos L_b(+)} \right) \end{cases} \quad (5.56)$$

注意高度、纬度和经度的更新要按上述顺序计算^①

此外, 位置更新也可通过求解下面的微分方程

$$\dot{\mathbf{C}}_n^e = \mathbf{C}_n^e \boldsymbol{\Omega}_{en}^n \quad (5.57)$$

其中, 式(2.150)和式(2.151)给出了 $\mathbf{C}_n^e$ 和 L_b, λ_b 之间的转化方。一阶的结果如下:

$$\mathbf{C}_n^e(+) \approx \mathbf{C}_n^e(-) \left(\mathbf{I}_3 + \frac{1}{2} (\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-) + \boldsymbol{\Omega}_{en}^n(+)) \tau_i \right) \quad (5.58)$$

上式中, $\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-)$ 和 $\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(+)$ 分别利用 $\mathbf{v}_{eb}^n(-)$ 和 $\mathbf{v}_{eb}^n(+)$, 通过式(5.44)计算得到。这种方法在地球极点处也将失效, 原因是 $\omega_{en,z}^e$ 趋于无穷大。

5.4.5 游动方位导航实现

当地导航系的导航方程编排, 在地球极点附近会产生奇异。为了减小这种不利影响, 可以在游动方位坐标系中编排惯性导航方程^[5]。游动方位坐标系(见2.1.6节)记为 w , 与当地导航坐标系较为相似。两个坐标系的 z 轴重合, 都指向下, 然而游动方位坐标系的 x 轴和 y 轴均绕 z 轴、相对于当地导航系转动了

① QinetiQ 版权内容结束。

一个游移角,该角度随当地位置变化而变化。游移角可以简单地看作从当地导航系到游动方位坐标系的航向(方位)欧拉角,此处记为 ψ_{nw} ,尽管很多作者也用 α 表示。根据式(2.22)和式(2.24),有

$$C_n^w = \begin{pmatrix} \cos\psi_{nw} & \sin\psi_{nw} & 0 \\ -\sin\psi_{nw} & \cos\psi_{nw} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad C_w^n = \begin{pmatrix} \cos\psi_{nw} & -\sin\psi_{nw} & 0 \\ \sin\psi_{nw} & \cos\psi_{nw} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.59)$$

通常,在导航开始时,游移角的初始值为0。注意到一些学者采用相反符号的游移角定义,记为 ψ_{wn} ,也可能表示为 α 。

采用游动方位编排时,经度和纬度被 C_e^w 取代,即 ECEF 系到游动方位系的坐标转换矩阵。根据式(2.15)、式(2.150)和式(5.59),该转换矩阵可以用经度、纬度和游移角表示为

$$C_e^w = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} -\sin L_b \cos \lambda_b \cos \psi_{nw} \\ -\sin \lambda_b \sin \psi_{nw} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} -\sin L_b \sin \lambda_b \cos \psi_{nw} \\ +\cos \lambda_b \sin \psi_{nw} \end{pmatrix} & \cos L_b \cos \psi_{nw} \\ \begin{pmatrix} \sin L_b \cos \lambda_b \sin \psi_{nw} \\ -\sin \lambda_b \cos \psi_{nw} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \sin L_b \sin \lambda_b \sin \psi_{nw} \\ +\cos \lambda_b \cos \psi_{nw} \end{pmatrix} & -\cos L_b \sin \psi_{nw} \\ -\cos L_b \cos \lambda_b & -\cos L_b \sin \lambda_b & -\sin L_b \end{pmatrix} \quad (5.60)$$

反过来,

$$\begin{cases} L_b = -\arcsin(C_{e,3,3}^w) \\ \lambda_b = \arctan_2(-C_{e,3,2}^w, -C_{e,3,1}^w) \\ \psi_{nw} = \arctan_2(-C_{e,2,3}^w, C_{e,1,3}^w) \end{cases} \quad (5.61)$$

注意到经度和游移角在极点($L_b = \pm 90^\circ$)都没有定义,因此这两个变量在极点附近将引发严重的计算截断误差。

游动方位坐标系下的姿态、速度和高度的惯性导航方程,与此前给出的当地导航系下的基本一致,可以用 w 替换 n ,但有一个不同:转移角速率在垂直方向没有分量。因而

$$\omega_{cw}^w = C_n^w \begin{pmatrix} \omega_{en,N}^n \\ \omega_{en,E}^e \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.62)$$

根据式(5.44),上式可以用游动方位坐标系投影的速度来计算:

$$\omega_{cw}^w = C_n^w \begin{pmatrix} 0 & 1/(R_E(C_{e,3,3}^w) + h_b) & 0 \\ -1/(R_N(C_{e,3,3}^w) + h_b) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} C_w^n v_{cb}^w$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{\cos\psi_{nw}\sin\psi_{nw}}{R_E(C_{e,3,3}^w) + h_b} - \frac{\cos\psi_{nw}\sin\psi_{nw}}{R_N(C_{e,3,3}^w) + h_b} & \frac{\cos^2\psi_{nw}}{R_E(C_{e,3,3}^w) + h_b} + \frac{\sin^2\psi_{nw}}{R_N(C_{e,3,3}^w) + h_b} & 0 \\ -\frac{\cos^2\psi_{nw}}{R_N(C_{e,3,3}^w) + h_b} - \frac{\sin^2\psi_{nw}}{R_E(C_{e,3,3}^w) + h_b} & \frac{\cos\psi_{nw}\sin\psi_{nw}}{R_N(C_{e,3,3}^w) + h_b} - \frac{\cos\psi_{nw}\sin\psi_{nw}}{R_E(C_{e,3,3}^w) + h_b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{v}_{eb}^w \quad (5.63)$$

其中,根据式(2.105)、式(2.106)和式(5.61),子午圈和卯酉圈曲率半径可以直接用 $C_{e,3,3}^w$ 表示为

$$R_N(C_{e,3,3}^w) = \frac{R_0(1-e^2)}{(1-e^2C_{e,3,3}^w)^{3/2}}, \quad R_E(C_{e,3,3}^w) = \frac{R_0}{\sqrt{1-e^2C_{e,3,3}^w}} \quad (5.64)$$

在极点处, $R_N = R_E = R_0/\sqrt{1-e^2}$ 。因此,极点附近(比如,当 $|C_{e,3,3}^w| > 0.99995$),式(5.63)可以由下式替代,以避免计算游移角:

$$\boldsymbol{\omega}_{ew}^w \approx \frac{1}{\frac{R_0}{\sqrt{1-e^2}} + h_b} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{v}_{eb}^w \quad (5.65)$$

根据式(2.143),地球自转角速度矢量为

$$\boldsymbol{\omega}_{ie}^w = \mathbf{C}_n^w \boldsymbol{\omega}_{ie}^n \quad (5.66)$$

采用时间一阶近似,经度和纬度可以用如下的式子更新:

$$\mathbf{C}_e^w(+) \approx \left(\mathbf{I}_3 - \frac{1}{2}(\boldsymbol{\Omega}_{ew}^w(-) + \boldsymbol{\Omega}_{ew}^w(+))\tau_i \right) \mathbf{C}_e^w(-) \quad (5.67)$$

上式中, $\boldsymbol{\Omega}_{ew}^w(-)$ 和 $\boldsymbol{\Omega}_{ew}^w(+)$ 分别利用 $\mathbf{v}_{eb}^w(-)$ 和 $\mathbf{v}_{eb}^w(+)$, 通过式(5.63)计算得到。

注意到 $\mathbf{v}_{eb,D}^n = \mathbf{v}_{eb,z}^w$, 高度的更新可以使用式(5.56)计算。

5.5 导航方程的优化

前述章节中给出的惯性导航方程,都采用了近似,且表现出各种误差。这些误差会随着载体动态性、振动水平和更新间隔的增加而增大。以增加复杂性和处理计算量为代价,本节介绍的精确导航方程,可以给出更高精度的导航结果。之后,本节还讨论了传感器采样周期和振动的影响,包括圆锥和划桨误差,以及它们的抑制方法。本节结束时,讨论了必须采取的折衷设计,即:选择合适的迭代频率和近似方法,以适应不同的惯性导航应用。需要考虑的因素包括:性能需求、操作环境、传感器质量、处理器能力,以及可资利用的开发时间等。

随书 CD 中的三个 MATLAB 函数, Nav _ equations _ ECI、Nav _ equations _

ECEF 和 Nav _ equations _ NED,分别是本节介绍的 ECI 系、ECEF 系和当地导航系下的精确惯性导航计算的实现程序。

5.5.1 精确姿态更新

为方便起见,定义姿态更新矩阵:在计算导航方程时,一个计算步长内从姿态更新结束时刻的载体系,到该步长开始时刻的载体系的方向余弦矩阵,记为 C_{b+}^{b-} (一些学者用 A)。在 ECI 坐标系中,可以用姿态更新矩阵表征姿态更新过程:

$$\begin{cases} C_b^i(+)=C_b^i(-)C_{b+}^{b-} \\ C_{b+}^{b-}=C_i^b(-)C_b^i(+)\end{cases}\quad (5.68)$$

将式(5.10)和式(5.11)代入式(5.68),可以得到用姿态增量 α_{ib}^b 表示的姿态更新矩阵:

$$C_{b+}^{b-}=C_{b(1+\tau_i)}^{b(1)}=\exp[\alpha_{ib}^b\wedge]=\sum_{r=0}^{\infty}\frac{[\alpha_{ib}^b\wedge]^r}{r!}\quad (5.69)$$

其中,假定角速率为常值。

对幂级数展开式取截断时,会产生截断误差。并且,该误差的大小取决于姿态增量的步长以及幂级数截断后所保留的阶次。表 5.1 给出了几种算例的误差量值对比结果^[1]。显然,三阶、四阶算法的性能要明显优于一阶、二阶算法。还需注意的是,一阶、二阶算法的误差随姿态增量的二次方变化;而三阶、四阶算法的误差则随姿态增量的四次方变化。因此,算法的阶次越高,提高迭代频率对精度的影响越大。

在实际应用中,载体沿同一方向持续转动的情况极为少见,因此,角振荡引起的绕单个轴的误差,会随着时间抵消。如果存在绕两个轴的同步角振荡,通常就会产生圆锥误差:若采用一阶姿态更新方法,在与振荡的两个轴都垂直的轴向上,会导致姿态漂移。该漂移一般与两个角振荡幅值的乘积成正比,而且符号不变。因此,后续的姿态误差会随时间增大。如果存在同步的角振荡和线振荡,类似产生的误差称为划桨误差。圆锥误差和划桨误差将在 5.5.4 节进一步讨论。

反对称矩阵的三次方、四次方有如下特性:

$$\begin{cases} [\mathbf{x}\wedge]^3=-|\mathbf{x}|^2[\mathbf{x}\wedge] \\ [\mathbf{x}\wedge]^4=-|\mathbf{x}|^2[\mathbf{x}\wedge]^2\end{cases}\quad (5.70)$$

将此代入式(5.69):

$$C_{b+}^{b-}=I_3+\left(\sum_{r=0}^{\infty}(-1)^r\frac{|\alpha_{ib}^b|^{2r}}{(2r+1)!}\right)[\alpha_{ib}^b\wedge]+\left(\sum_{r=0}^{\infty}(-1)^r\frac{|\alpha_{ib}^b|^{2r}}{(2r+2)!}\right)[\alpha_{ib}^b\wedge]^2\quad (5.71)$$

取四阶近似:

$$C_{b+}^{b-} \approx I_3 + \left(1 - \frac{|\alpha_{ib}^b|^2}{6}\right) [\alpha_{ib}^b \wedge] + \left(\frac{1}{2} - \frac{|\alpha_{ib}^b|^2}{24}\right) [\alpha_{ib}^b \wedge]^2 \quad (5.72)$$

注意到式(5.71)中的幂级数展开形式可以表示为正弦和余弦函数的形式:

$$C_{b+}^{b-} = I_3 + \frac{\sin |\alpha_{ib}^b|}{|\alpha_{ib}^b|} [\alpha_{ib}^b \wedge] + \frac{1 - \cos |\alpha_{ib}^b|}{|\alpha_{ib}^b|^2} [\alpha_{ib}^b \wedge]^2 \quad (5.73)$$

这就是著名的罗德里格斯(Rodrigue's)公式。在 $|\alpha_{ib}^b|$ 非常小的时候,为了避免除零问题,上式应该用近似形式替代。

表 5.1 100Hz 更新频率时,1~4 阶姿态更新算法的漂移

算法阶次	100Hz 更新频率的姿态漂移 $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1} (^{\circ}/\text{h})$	
	步长 $ \alpha = 0.1 \text{ rad}$	步长 $ \alpha = 0.05 \text{ rad}$
1	0.033(6830)	8.3×10^{-3} (1720)
2	0.017(3430)	4.2×10^{-3} (860)
3	3.4×10^{-5} (6.9)	2.5×10^{-6} (0.4)
4	8.3×10^{-6} (1.7)	5.2×10^{-7} (0.1)

据此,ECI 坐标系下的姿态更新可以精确表示。注意到通过式(5.73)可以反算出用姿态更新矩阵表示的姿态增量:

$$\alpha_{ib}^b = \frac{\mu_{b+b-}}{2\sin\mu_{b+b-}} \begin{pmatrix} C_{b+3,2}^{b-} - C_{b+2,3}^{b-} \\ C_{b+1,3}^{b-} - C_{b+3,1}^{b-} \\ C_{b+2,1}^{b-} - C_{b+1,2}^{b-} \end{pmatrix}, \quad \mu_{b+b-} = \arccos \left[\frac{\text{Tr}(C_{b+}^{b-}) - 1}{2} \right] \quad (5.74)$$

在 ECEF 系姿态更新中,也可以采用类似的方法。出于精度方面的考虑,式(5.27)的一阶计算结果,可用下式替代:

$$\begin{aligned} C_b^e(+) &= \begin{pmatrix} \cos\omega_{ie}\tau_i & \sin\omega_{ie}\tau_i & 0 \\ -\sin\omega_{ie}\tau_i & \cos\omega_{ie}\tau_i & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} C_b^e(-) C_{b+}^{b-} \\ &\approx C_b^e(-) C_{b+}^{b-} - \Omega_{ie}^e C_b^e(-) \tau_i \end{aligned} \quad (5.75)$$

其中,姿态更新矩阵由前述式(5.73)给出。对于地球角速率项,保留了一阶近似。在 10Hz 的更新频率下,此近似导致的误差仅为 $1.3 \times 10^{-15} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ($7.4 \times 10^{-14} ^{\circ}/\text{h}$);而在 100Hz 的更新频率下,误差仅为 $1.3 \times 10^{-17} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ($7.4 \times 10^{-16} ^{\circ}/\text{h}$)。上述近似导致的误差远小于目前最高精度的陀螺漂移。因此,对于所有的实际应用来讲,上述求解精度均满足要求。

在当地导航系更新姿态时,也有转移角速率项 ω_{en}^n 的计算问题,见式(5.44)。即便速度高达 $467 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ (1.4 马赫,对应的转移角速率小于地球自

转角速率,但涵盖了绝大部分的应用),取 $\exp(\boldsymbol{\Omega}_{en}^n \tau)$ 幂级数展开的一阶近似也是合理的。因此,为了提高精度,式(5.46)的一阶结果可用下式替换:

$$\mathbf{C}_b^n(+)\approx \mathbf{C}_b^n(-)\mathbf{C}_{b+}^{b-}-(\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e(-)+\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-))\mathbf{C}_b^n(-)\tau_i \tag{5.76}$$

然而,对于某些高精度、高动态的应用,更新步长内转移角速率的变化可能会比较显著。采取高精度的比力坐标转换方法时(见 5.5.2 节),并不要求在坐标转换阶段就更新姿态。因此,可以将姿态更新步骤从导航方程计算环路的开始,移到环路的最后;从而在更新姿态时,利用转移角速率的平均值。

$$\mathbf{C}_b^n(+)=\left[\mathbf{I}_3-\left(\boldsymbol{\Omega}_{ie}^e(-)+\frac{1}{2}\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-)+\frac{1}{2}\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(+)\right)\tau_i\right]\mathbf{C}_b^n(-)\mathbf{C}_{b+}^{b-} \tag{5.77}$$

其中 $\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(+)$ 利用 $L_b(+)$ 、 $h_b(+)$ 和 $v_{eb}^n(+)$ 计算得到。图 5.8 给出了修正之后的当地导航系高精度导航计算的结构图。

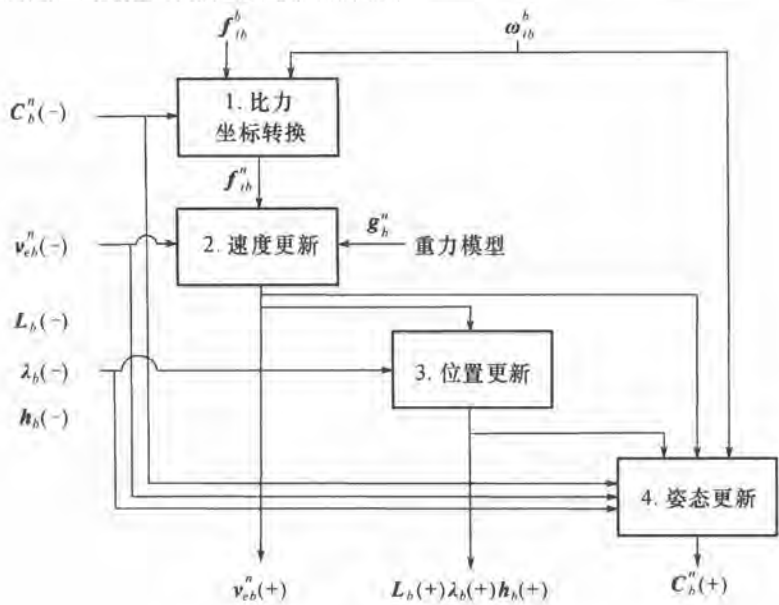


图 5.8 当地导航坐标系下精确导航方程模块图

方向余弦矩阵为正交阵,见式(2.17)。因此,方向余弦阵的任意两行或两列的内积,结果为 0。在准确的导航计算过程中,正交性可以一直保持。然而,采用近似计算以及计算时的舍入误差,都会导致方向余弦阵不再严格正交。因此,有必要在特定的间隔对方向余弦阵进行重新正交化和归一化^①。

将方向余弦阵拆分为 3 行(略去具体的坐标系),即

^① 本段及后续几个段落,是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \mathbf{c}_1^T \\ \mathbf{c}_2^T \\ \mathbf{c}_3^T \end{pmatrix} \quad (5.78)$$

正交化的具体计算过程是先计算每两行之间的内积 $\Delta_{ij} = \mathbf{c}_i^T \mathbf{c}_j$, 然后在每行上平均分摊修正量^①:

$$\begin{cases} \mathbf{c}_1(+) \approx \mathbf{c}_1(-) - \frac{1}{2}\Delta_{12}\mathbf{c}_2(-) - \frac{1}{2}\Delta_{13}\mathbf{c}_3(-) \\ \mathbf{c}_2(+) \approx \mathbf{c}_2(-) - \frac{1}{2}\Delta_{12}\mathbf{c}_1(-) - \frac{1}{2}\Delta_{23}\mathbf{c}_3(-) \\ \mathbf{c}_3(+) \approx \mathbf{c}_3(-) - \frac{1}{2}\Delta_{13}\mathbf{c}_1(-) - \frac{1}{2}\Delta_{23}\mathbf{c}_2(-) \end{cases} \quad (5.79)$$

归一化算法则是在每行上作如下处理:

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_i(+) &= \frac{1}{\sqrt{\mathbf{c}_i^T(-)\mathbf{c}_i(-)}}\mathbf{c}_i(-) \\ &\approx \frac{2}{1 + \mathbf{c}_i^T(-)\mathbf{c}_i(-)}\mathbf{c}_i(-) \end{aligned} \quad (5.80)$$

正交化、归一化算法也可以按列处理。值得注意的是, 只有方向余弦矩阵的非正交、未归一为小量时, 上述修正的效果最好。

5.5.2 精确比力坐标转换

在 ECI 坐标系投影的瞬时比力, 与载体系投影的瞬时比力相关。重写式(5.15):

$$\mathbf{f}_{ib}^i(t) = \mathbf{C}_b^i(t) \mathbf{f}_{ib}^b(t)$$

IMU 输出从 t 时刻到 $t + \tau_i$ 时刻的平均比力, 因而 ECI 坐标系下投影的比力也同样被平滑了。转换过程为

$$\mathbf{f}_{ib}^i = \bar{\mathbf{C}}_b^i \mathbf{f}_{ib}^b \quad (5.81)$$

其中, 在计算周期内方向余弦矩阵的平均值按如下方式获取:

$$\bar{\mathbf{C}}_b^i = \frac{1}{\tau_i} \int_t^{t+\tau_i} \mathbf{C}_b^i(t') dt' \quad (5.82)$$

代入式(5.11), 注意到积分步长内角速率的变化不可知,

$$\bar{\mathbf{C}}_b^i = \frac{1}{T_i} \mathbf{C}_b^i(-) \int_0^{t+\tau_i} \sum_{r=0}^{\infty} \frac{\{(t'/\tau_i)[\boldsymbol{\alpha}_{ib}^b \wedge]\}^r}{r!} dt'$$

① QinetiQ 版权内容结束。

$$= C_b^i(-) \sum_{r=0}^{\infty} \frac{[\alpha_{ib}^b \wedge]^r}{(r+1)!} \quad (5.83)$$

运用式(5.70),

$$\begin{aligned} \bar{C}_b^i &= C_b^i(-) C_b^{b-}, \\ C_b^{b-} &= I_3 + \frac{1 - \cos |\alpha_{ib}^b|}{|\alpha_{ib}^b|^2} [\alpha_{ib}^b \wedge] + \frac{1}{|\alpha_{ib}^b|^2} \left(1 - \frac{\sin |\alpha_{ib}^b|}{|\alpha_{ib}^b|} \right) [\alpha_{ib}^b \wedge]^2 \end{aligned} \quad (5.84)$$

同样,在 $|\alpha_{ib}^b|$ 非常小的时候,为了避免除零问题,上式应该用近似形式替代。

将上式代入式(5.81),ECI坐标系中的比力 f_{ib}^i 可以精确计算;或者代入式(5.17),则可精确计算比力积分 v_{ib}^b 。注意到不是正交矩阵,因此,利用式(5.81)进行反变换时, $\bar{C}_b^i$ 必须要求逆。

保留地球自转角速率的一阶近似项,将比力精确转换到ECEF系的计算公式为

$$\begin{aligned} f_{ib}^e &= \bar{C}_b^e f_{ib}^b, \\ \bar{C}_b^e &= C_b^e(-) C_b^{b-} - \frac{1}{2} \Omega_{ie}^e C_b^e(-) \tau_i \end{aligned} \quad (5.85)$$

在将比力转换到当地导航系的过程中,转移角速率也需要一阶近似,且计算转移角速率所用到的载体速度在 $t + \tau_i$ 时刻已经计算出。有

$$\begin{aligned} f_{ib}^n &= \bar{C}_b^n f_{ib}^b, \\ \bar{C}_b^n &= C_b^n(-) C_b^{b-} - \frac{1}{2} (\Omega_{ie}^n(-) + \Omega_{en}^n(-)) C_b^n(-) \tau_i \end{aligned} \quad (5.86)$$

如需计算ECEF系和当地导航系中的比力积分,则需要将计算的 $\bar{C}_b^e$ 和 $\bar{C}_b^n$ 分别代入式(5.29)和式(5.48)。

5.2.2节、5.3.2节和5.4.2节中比力转换导致的误差,近似随姿态增量的二次方变化,且在旋转轴垂直于比力方向时达到最大。 $|\alpha_{ib}^b| = 0.1 \text{ rad}$ 时,最大相对误差为 8.3×10^{-4} ; $|\alpha_{ib}^b| = 0.05 \text{ rad}$ 时,最大相对误差为 2.1×10^{-4} 。

5.5.3 精确速度和位置更新

如果导航方程的迭代计算频率与IMU输出频率相同、且更新周期内加速度可看作常值,那么除开重力变化之外,5.2.3节和5.2.4节中给出的ECI坐标系下速度、位置更新公式是精确的。至于更新周期内重力的变化,量级很小,可以忽略。然而,在ECEF系和当地导航系中更新速度、位置时,需要进行递归求解:

精确计算速度,要用到哥氏项和转移角速率项;而精确计算哥氏项和转移角速率项则又需要更新周期结束时刻的速度值。对于绝大多数应用而言,式(5.36)和式(5.54)的一阶近似精度已经足够满足要求。但是,对于高精度、高动态应用,上述近似可能会导致严重的导航误差。文献[2]给出了一种利用前面时刻的速度值预测下一时刻速度的方法。另一种更好、但计算量更大的方法,是采用两步递归求解,此处给出当地导航系的求解公式:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{eb}^{n'} = \mathbf{v}_{eb}^n(-) + [\mathbf{f}_{ib}^n + \mathbf{g}_b^n(L_b(-), b_b(-)) - (\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-) + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-))\mathbf{v}_{eb}^n(-)]\tau_i \\ \mathbf{v}_{eb}^n(+) = \mathbf{v}_{eb}^n(-) + \left\{ \begin{aligned} &[\mathbf{f}_{ib}^n + \mathbf{g}_b^n(L_b(-), b_b(-)) - \frac{1}{2}[\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(-) + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-)]] \\ &\mathbf{v}_{eb}^n(-) - \frac{1}{2}[\boldsymbol{\Omega}_{en}^n(L_b(-), b_b(-), \mathbf{v}_{eb}^{n'}) + 2\boldsymbol{\Omega}_{ie}^n(-)]\mathbf{v}_{eb}^{n'} \end{aligned} \right\} \tau_i \end{cases} \quad (5.87)$$

如果 ECI 系和 ECEF 系中的位置更新频率与速度更新频率相同,并且忽略当地导航系按式(5.56)近似处理子午圈曲率半径的影响,那么在上述速度近似的基础上,位置更新过程不会引入新的近似误差。

如果采用当地导航系或游动方位系到 ECEF 系的转换矩阵来更新纬度和经度,使用罗德里格斯(Rodrigue's)公式可以达到更高的精度:

$$\begin{cases} \mathbf{C}_n^e(+) = \mathbf{C}_n^e(-) \left(\mathbf{I}_3 + \frac{\sin |\boldsymbol{\alpha}_{en}^n|}{|\boldsymbol{\alpha}_{en}^n|} [\boldsymbol{\alpha}_{en}^n \wedge] + \frac{1 - \cos |\boldsymbol{\alpha}_{en}^n|}{|\boldsymbol{\alpha}_{en}^n|^2} [\boldsymbol{\alpha}_{en}^n \wedge]^2 \right) \\ \mathbf{C}_w^e(+) = \mathbf{C}_w^e(-) \left(\mathbf{I}_3 + \frac{\sin |\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w|}{|\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w|} [\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w \wedge] + \frac{1 - \cos |\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w|}{|\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w|^2} [\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w \wedge]^2 \right) \end{cases} \quad (5.88)$$

其中

$$\begin{cases} \boldsymbol{\alpha}_{en}^n = \int_t^{t+\tau_i} \boldsymbol{\omega}_{en}^n(t') dt' \approx \frac{1}{2}(\boldsymbol{\omega}_{en}^n(-) + \boldsymbol{\omega}_{en}^n(+))\tau_i \\ \boldsymbol{\alpha}_{ew}^w = \int_t^{t+\tau_i} \boldsymbol{\omega}_{ew}^w(t') dt' \approx \frac{1}{2}(\boldsymbol{\omega}_{ew}^w(-) + \boldsymbol{\omega}_{ew}^w(+))\tau_i \end{cases} \quad (5.89)$$

在 $|\boldsymbol{\alpha}_{en}^n|$ 或 $|\boldsymbol{\alpha}_{ew}^w|$ 非常小的时候,为了避免除零问题,应该采用上式的近似形式。

由于重力模型的精度受限,可能在 1h 的航行过程中导致几百米的位置误差。因此,当采用高精度的惯性传感器,并且使用高精度的导航计算公式时,采用精确的重力模型可以显著提高导航精度(见 2.4.7 节)^[6]。此外,也可以采用重力梯度仪(13.4.1 节)实时测量重力变化^[7]。

5.5.4 传感器采样周期和振动的影响

惯性传感器可以测量采样周期 τ_i 时段的比力和角速率的平均值。然而,传

传感器并不能给出采样周期内比力和角速率的变化信息。不同的比力和角速率变化曲线,却可以产生相同的传感器输出,如图 5.9 所示。惯性导航的处理解算,通常基于这样的假定:在采样周期时段,投影在载体系的比力和角速率均为常值,如图 5.10 所示。

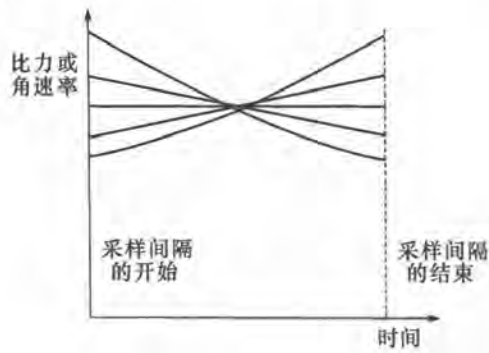


图 5.9 不同的比力或角速率变化曲线,导致相同的传感器输出

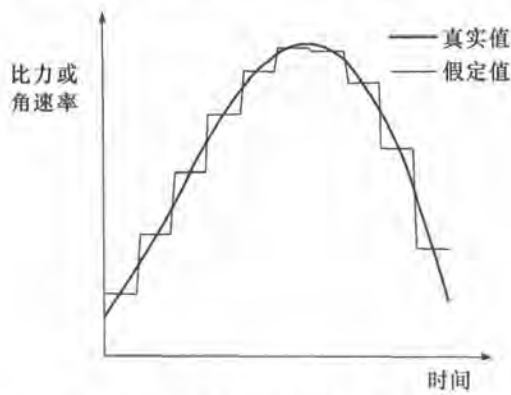


图 5.10 真实和假定的传感器输出

如果在陀螺采样周期内,载体转动的方向保持不变,那么,根据平均角速率获取的姿态更新结果,与根据真实角速率获取的姿态更新结果是相同的。然而,如果转动方向发生了变化,由于绕不同方向的连续转动具有不可交换性(见 2.2 节),仅根据平均角速率更新姿态,就会产生误差。

类似地,如果在加速度计采样周期内,IMU 载体姿态保持不变,那么,根据平均比力获取的速度更新结果,与根据真实比力获取的速度更新结果是相同的。然而,如果采样周期内载体是转动的,任何未知的比力变化将会引起比力坐标转换的误差,从而导致速度计算误差。同样,即使采样周期内比力是常值,若角速率发生了变化,也会产生类似误差。值得注意的是:加速度实际上存在变化时,却人为假定加速度为常值,也会导致位置更新的误差。

考虑三个例子,均假定按 100Hz 的频率采样。第一个例子:以 $1\text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 的

角速率绕某个轴向转动,同时,与该转动轴垂直的轴向上存在 $1\text{rad} \cdot \text{s}^{-2}$ 的角加速度。这将导致在与上述两个轴都正交的轴向上,产生 $1.7 \times 10^{-5} \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ($3.5^\circ/\text{h}$) 的角速率误差。第二个例子:在某个轴向上存在的 $1\text{rad} \cdot \text{s}^{-2}$ 角加速度,同时,与该轴垂直的轴向上存在 $10\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 的比力。这将导致在与上述两个轴都正交的轴向上,产生 $8.3 \times 10^{-5} \text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ ($8.5\mu\text{g}$) 的比力坐标转换误差。第三个例子:沿某个轴向存在 $100\text{m} \cdot \text{s}^{-3}$ 的加速度变化率,同时,与该轴垂直的轴向上以 $1\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 的角速率转动。这将导致在与上述两轴都正交的方向上,产生 $8.3 \times 10^{-4} \text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ ($85\mu\text{g}$) 的比力坐标转换误差。如果这些运动是由载体的机动导致的,那么施加比力和角速率误差的时间一般都较短。连续的机动,往往导致误差对消。然而,振动导致的误差会更加深刻地影响惯性导航的性能。

振动的影响,可以通过圆锥运动和划桨运动的实例予以解释。两个正交轴均存在同步角振荡时,会产生圆锥运动,如图 5.11 所示。如果两个轴向的振荡之间存在相位差,转动的合成轴向上就会产生进动,画出一个圆锥面。值得注意的是,三个机械抖动激光陀螺组合(见 4.2.1.1 节),会导致圆锥运动^[8]。

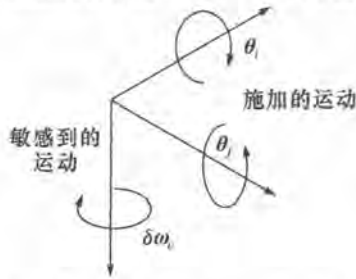


图 5.11 圆锥运动(见文献[9], ©2002 QinetiQ Ltd, 经允许再次印刷)

在两个相互正交的轴向上,同时存在幅值分别为 θ_i 和 θ_j 、角频率为 ω_c 、相位差为 ϕ 的角振荡,在时间段 τ 内对三个陀螺的输出积分,就会在第三个正交轴上敏感到一个虚假的转动 $\delta\omega_c$,有

$$\delta\omega_c = \omega_c \theta_i \wedge \theta_j \sin\phi \left(1 - \frac{\sin\omega_c \tau}{\omega_c \tau} \right) \quad (5.90)$$

产生这一现象的原因在于:在积分时间段内,转动的真实顺序和设想的顺序是有差别的。圆锥误差 $\delta\omega_c$ 并不是周期振荡的,而是一个常值。因此,载体的姿态会产生一个固定的圆锥运动漂移。圆锥运动的频率越高、陀螺输出的积分时间越长,相应地导致的圆锥漂移就越大。例如,如果圆锥运动的振幅是 1mrad , 频率是 $100\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ (15.9Hz), 积分间隔是 0.01s , 那么最大的圆锥误差是 $1.59 \times 10^{-5} \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ($3.3^\circ/\text{h}$)。如果振动频率达到 $200\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$, 最大误差则是 $1.09 \times 10^{-4} \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ($22.5^\circ/\text{h}$)。上述这些结果,都是采用严格的导航方程得出来的。如果采用近似方法,将会产生更大的圆锥误差,尤其是在姿态更新步

骤中。

两个相互正交的轴,其中一个轴存在绕该轴的角振荡,而另一个轴存在沿该轴的线振荡,就会同步产生划桨运动,如图 5.12 所示。这会导致三个加速度计组合的输出产生误差。如果振荡角频率为 ω_s ,线振荡加速度的幅值为 a_j ,在第三个正交轴上敏感到的虚假加速度 δa_s 为^[1]

$$\delta a_s = \frac{1}{2} \theta_s \wedge a_j \cos \phi \left(1 - \frac{\sin \omega_s \tau}{\omega_s \tau} \right) \quad (5.91)$$

同样,划桨误差 δa_s 不是周期振荡的,因而导航结果会存在一个固定的划桨运动漂移。与圆锥运动类似,积分时间越长,划桨频率越高,漂移越大。例如,如果角振动的振幅是 1mrad ,线振动的幅值是 1mm ,频率是 $100\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ (15.9Hz),积分间隔是 0.01s ,那么最大的划桨误差是 $7.9 \times 10^{-4} \text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ ($79\mu\text{g}$)。如果振动频率达到 $200\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$,最大误差则是 $1.09 \times 10^{-2} \text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ (1.1mg)。同样地,如果采用近似导航方程,将会产生更大的划桨误差。

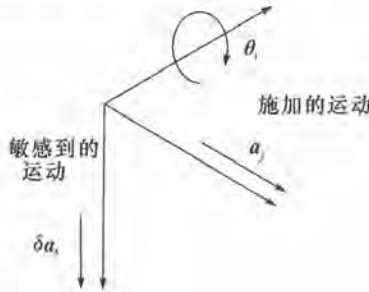


图 5.12 划桨运动(见文献[9], ©2002 QinetiQ Ltd, 经允许再次印刷)

尽管在实际系统中,长期、同步的圆锥和划桨运动很少出现,但是正交的振动模态仍然会严重制约导航精度。因而,标准的圆锥和划桨运动为惯性导航算法提供了一个有用的测试范例。设计导航方程时,算法对振动的影响能够抑制到何种程度,取决于精度需求和振动环境。高强度振动的一个典型例子是飞机机翼挂架,该位置通常安装制导武器或者传感器吊舱。

圆锥误差和划桨误差,以及其他由于比力和角速率平均导致的误差一起,近似按平均时间间隔的二次方变化。因此,出于减小处理器计算量的目的,当采用导航方程迭代频率低于 IMU 输出频率的方案时,连续的 IMU 输出不应该采取简单的平均处理。

利用最小化圆锥误差的方法,角速率测量应该组合起来。如果姿态更新的积分周期包含 n 个 IMU 输出周期,将每个输出周期的姿态矩阵相乘,可以构建一个精确的姿态更新矩阵:

$$\mathbf{C}_{b \rightarrow s}^{b_n} = \exp[\mathbf{a}_{ib,1}^b \wedge] \exp[\mathbf{a}_{ib,2}^b \wedge] \cdots \exp[\mathbf{a}_{ib,n}^b \wedge] \quad (5.92)$$

其中

$$\alpha_{ib,j}^b = \int_{t+(j-1)\tau/n}^{t+j\tau/n} \omega_{ib}^b(t') dt' \quad (5.93)$$

若按照式(5.92)给出的形式进行计算,相比于以 IMU 输出周期更新姿态而言,不会节省计算量。根据式(2.43),姿态更新矩阵可以表示为转动矢量的形式^[10]:

$$C_{b+}^b = \exp[\rho_{b-b+} \wedge] \quad (5.94)$$

注意到在相同的时间间隔内,载体系的转动矢量 ρ_{b-b+} , 等于载体系相对于惯性空间的姿态增量,在载体系投影,即 α_{ib}^b 。因此

$$\rho_{b-b+} = \int_t^{t+\tau} \omega_{ib}^b(t') dt' \quad (5.95)$$

但要注意的是:通常,转动矢量和姿态增量的含义并不相同。

在连续的角速率测量过程中,载体转动时,转轴指向是不断变化的。因此,转动矢量并不是简单的姿态增量求和。从物理意义上解释,这是由于连续姿态增量的投影轴持续变化所导致的。从数学上解释,是由于表征连续姿态增量的反对称矩阵具有不可交换性。

根据文献[10],转动矢量变化率与角速度的关系为

$$\begin{aligned} \dot{\rho}_{b-b+}^* &= \omega_{ib}^b + \frac{1}{2} \rho_{b-b+} \wedge \omega_{ib}^b + \\ &\quad \frac{1}{|\rho_{b-b+}|^2} \left[1 - \frac{|\rho_{b-b+}| \sin |\rho_{b-b+}|}{2(1 - \cos |\rho_{b-b+}|)} \right] \rho_{b-b+} \wedge \rho_{b-b+} \wedge \omega_{ib}^b \end{aligned} \quad (5.96)$$

根据文献[2, 11],仅取式(5.96)前两项的二阶近似,有如下结果:

$$\rho_{b-b+} \approx \sum_{j=1}^n \alpha_{ib,j}^b + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-1} \sum_{k=j+1}^n \alpha_{ib,j}^b \wedge \alpha_{ib,k}^b \quad (5.97)$$

如果计算处理能力足够,按照 IMU 输出频率迭代更新姿态,既简单、又精确。

类似地,如果投影分解的、用于更新速度的比力,在多个 IMU 输出周期上积分,那么在进行比力坐标转换的过程中,需要考虑这样一个事实:载体坐标系方向变化时,每个连续的 IMU 比力测量值,均可以在不同的坐标系上投影分解。这样处理可以使划桨误差达到最小。根据文献[1, 2, 11],将 n 个连续的 IMU 比力测量转换到 ECI 坐标系,二阶的转换和求和公式可以表示为

$$\begin{aligned} v_{ib,\Sigma}^i &\approx C_b^i(-) \left[\sum_{j=1}^n v_{ib,j}^b + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \alpha_{ib,j}^b \wedge v_{ib,k}^b \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-1} \sum_{k=j+1}^n (\alpha_{ib,j}^b \wedge v_{ib,k}^b - \alpha_{ib,k}^b \wedge v_{ib,j}^b) \right] \end{aligned} \quad (5.98)$$

式中: $\mathbf{v}_{ib,j}^b$ 和 $\alpha_{ib,j}^b$ 分别表示 IMU 输出的第 j 个比力积分和姿态增量; $\mathbf{v}_{ib,\Sigma}^b$ 表示 ECI 坐标系下比力积分的求和。

同样需要说明的是,如果处理器的计算能力足够,按照 IMU 的输出频率迭代计算比力坐标转换,形式上更简单,且精度更高。

式(5.97)和式(5.98)中的高阶项有时被称为圆锥修正和划桨修正。如果 IMU 采集陀螺和加速度计的频率高于其输出角速率和比力的频率,那么在 IMU 输出角速率和比力之前,可以先对采样信号实施圆锥和划桨修正,修正之后再由 IMU 输出。

如果不在 IMU 内部进行圆锥和划桨修正,且载体振动频率低于 IMU 输出频率的 1/2 (即 Nyquist 频率),对圆锥误差和划桨误差的抑制,可以通过对 IMU 的测量值进行插值来实现。插值之后,可以得到更高频率的 IMU 输出。这样,可以利用时间上靠前和靠后的测量值,估计采样周期内的比力和角速率变化。该方法在时域和频域都能实现。详见图 5.13。在原来的测量周期内,插值后的测量平均值,必须与原始的测量值相等。因而,可以利用式(5.93)和式(5.98)对测量值进行重新组合。注意到,如果插值过程用到了后面时刻的测量值,就会产生处理延时。采用插值方法时,信号的变化必须大于 IMU 的噪声和量化因子的水平(见 4.4.3 节);对消费级 MEMS 传感器而言,这是一个突出问题。

如果位置更新的周期,要比假定的、IMU 测量输出为常值的时间更长,那么,更新周期内假设加速度为常值,就会引入一个可修正的位置误差。一般来说,这项误差比要求的位置精度和(或)其他误差源要小。如果有必要,这项误差可以通过文献[2,11]中介绍的划桨修正来消除。

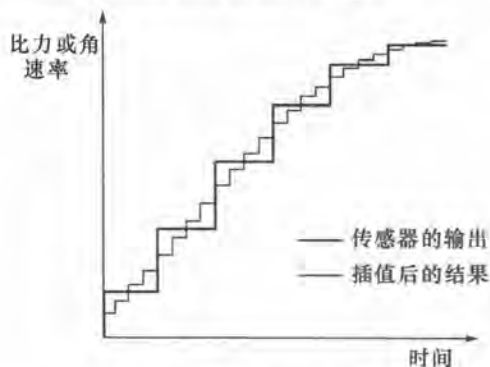


图 5.13 惯性传感器输出插值

5.5.5 折中设计

一套惯性导航方程的设计方案,是综合考虑精度、计算效率和复杂性三者之

后的折中。可以优化其中某两个方面,但不能使三者同时达到最优。在确定精度需求时,很重要的一点是,将导航系统作为一个整体来考虑。例如,如果惯性传感器的精度相对较低,从整体性能上来看,就可以忽略导航方程对精度的改进。另外一个需要考虑的是,与其他导航传感器组合到什么程度,才可以修正 INS 的误差^[12]。与其他传感器组合,位置和速度更容易被修正。因而,修正姿态更新精度时,则需要更加苛刻的组合方式(见 14.2.1 节)。

传统上,对惯性导航的精度需求很高。包含高质量惯性元件的惯导系统,曾被用作单一的地面二维导航设备,或者隔几个小时才偶尔接收一次位置修正。直到 20 世纪 90 年代,计算机的处理能力也不过是奔腾处理器的水平。因此,大量的努力集中于开发高精度、高效率,同时也是高复杂性的导航算法^[2]。然而在今天,采用高速的处理器,往往比耗费大量的努力去设计、实现以及调试复杂的导航方程,具有更高的效费比。

导航方程的精度取决于三个因素:迭代频率、所用近似方法的特性,以及动态振动环境。动态性越高或振动越剧烈,导航方程的近似及迭代频率的变化,对导航结果精度的影响就越强。对于既定的动态性或振动程度,迭代频率较低时(积分步长较大),近似的影响效果会更加突显。

在导航方程计算的不同阶段,采用不同的近似方法,对整体位置、速度和姿态误差会产生不同的影响,这取决于载体动态振动的类型和振动的幅值。比如,在 ECEF 系和当地导航系实现导航计算时,地球自转角速率、转移角速率和哥氏加速度项,往往远小于陀螺和加速度计的测量值。因此,用较低的迭代频率计算地球自转角速率、转移角速率和哥氏项,或者近似处理这些项,对整体导航精度而言,不会有影响,而且还能够提高计算处理的效率。一个常用的方案是:利用式(5.94)、式(5.97)和式(5.98),联合处理连续的 IMU 输出;然后,按较低的更新频率(比如,50~200Hz)依据精确的惯性导航方程(5.5.1~5.5.3 节),进行迭代计算^[2]。

随书 CD 附录 E 的 E.8 节,讨论了大量的迭代频率问题,包括:不同的导航解算阶段采用不同的迭代频率,数值积分方法,当导航方程的迭代快于 IMU 输出频率时的近似形式。

5.6 初始化和对准

INS 通过积分惯性传感器测量值来计算导航结果,如图 5.3 所示。因而,导航方程的每一次迭代,都需要利用前一次的导航结果作为其初始值。因此,在使用 INS 提供导航结果前,必须要对它进行初始化。初始位置和初始速度信息需要外部提供。初始姿态信息既可通过外部信息源提供,也可由 INS 自身通过敏

感重力矢量和地球自转矢量来确定^①。姿态初始化的过程也称为对准,这是由于:在平台惯导系统中(见随书 CD 附录 E 的 E.5 节),这一过程就是在物理上将惯性器件与当地导航系轴向对齐。

如果载体静止或具有外部参考,惯导系统初始化的过程还常常伴随着一段时间(一般持续数分钟)的标校,这就是所谓的精对准。其主要目的在于减小姿态初始化误差。

5.6.1 位置和速度初始化

INS 的初始位置和初始速度必须由外部信息提供。前次使用 INS 之后,如果载体的位置没有变化,那么前次存储的已知位置可以作为本次导航的初始位置。在连续导航工作中,为了防止导航结果产生累积漂移误差,在某些时刻还需要引入准确的外部位置参考对 INS 进行修正。

INS 的初始位置可以由其他导航系统提供。其他导航系统可能是另一个 INS、GNSS 的用户接收机,或者地面无线电导航的用户设备等。此外,还可以将 INS 放置在预先测量的已知位置点附近,或者移动到相对于某个地标的距离和角度都可测量的位置。不管采用哪种方式,均需测量 INS 和位置参考点之间的杆臂。如果仅知道载体系中的杆臂值,还需要利用 INS 的姿态将杆臂转换到参考位置的同一坐标系中予以表示(见 2.5.5 节)。

保持 INS 对地静止,初始速度可以简单地设为 0。其他的导航系统,比如 GNSS、多普勒雷达、另外的 INS 等,都可以作为速度参考。采用其他导航系统的速度作为参考时,需要考虑杆臂和角速率,以便计算杆臂效应速度。

速度初始化的深层次问题在于扰动、振动和挠曲变形。例如,虽假定 INS 对地静止,但载体可能会受到阵风或人员活动的干扰,比如加注燃油、装载货物等。对舰艇而言,水流的运动也会造成速度瞬时变化。若在运动条件下初始化速度,INS 和参考导航系统之间的杆臂可能会导致相对变形或振动。解决办法是在数秒钟之内进行初始化测量,然后取平均。初始位置也可能会受到变形和振动的影响,但由此产生的位置误差量级通常小于所要求的位置精度,因而可被忽略。

在随书 CD 的 MATLAB INS/GNSS 组合导航软件中,惯性导航的位置和速度都用 GNSS 的结果实现初始化。对于独立运行的惯性导航程序,则使用 MATLAB 函数 Initialize_NED 进行简单初始化。该初值是将用户指定的偏差,叠加到真值上。

5.6.2 姿态初始化

载体静止时,除由极低精度惯性器件构成的系统外,其他类型的 INS 均可采

^① 本段中,到标注点为止,都是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

用自对准,以实现滚动角和俯仰角的初始化。如果方位角精确初始化也需采用自对准实现,则要求构成系统的陀螺具备航空级以上精度。常采用磁罗盘对方位进行初始化,见 6.1.1 节的介绍。

INS 在运动中对准时,必须由另外的导航系统提供姿态参考。通常利用载机的主惯导信息实现制导武器 INS 的初始化。多天线 GNSS 用户接收机也可用于测量姿态,然而 GNSS 提供的姿态测量结果一般包含很大的噪声,改进的方法是采用长基线和/或长时间测量平均,参看 10.2.5 节的介绍。对某些应用而言,实现外部姿态测量的另一选择是利用星体跟踪器、采用天文方法确定姿态,详见 13.3.7 节的说明。不管采用哪种方案,INS 姿态初始化的精度都取决于参考导航系统与 INS 之间的相对方向关系的精度,以及参考导航系统的姿态精度。如果两个导航系统之间的杆臂存在严重的挠曲变形,比如安装在机翼下的设备,两者的相对姿态关系就只能确定到几十个毫弧($1^\circ \sim 2^\circ$)的精度。

对绝大多数安装在陆地车辆上的 IMU 而言,车辆不转弯时可以假定行进的方向即为载体 x 轴方向(见 6.1.4 节)。根据此假定,利用定位系统(比如 GNSS)测量的运动轨迹,可以对车载 INS 的俯仰角和航向角进行初始化。如果使用可移动的 IMU,则不能保证载体系的 x 轴与行进方向对齐。对于地面车辆,正常的行进方向,与车辆起动时的加速度和停止时的减速度方向一致,加速度和减速度通常伴随着前向运动而产生^[13]。一旦 IMU 与车辆对齐,IMU 的航向可以从运动轨迹中得出。

对飞机和舰船而言,上述利用行进方向的办法,只能给出一个粗略的姿态初值。原因在于:风和海浪运动引起舰船和载机发生侧滑,导致载体方位和运动轨迹之间产生偏角;飞机的俯仰角由获得升力所必需的攻角定义,舰船的俯仰角则随海浪呈振荡变化。基于轨迹的航向对准方法受环境的制约。

其他对准方法还包括:存储对准,即认为 INS 的姿态与最近一次使用后的相同;利用预先对准好的便携式 INS,从已知的基准传递姿态;将载体与已知的地标,比如铁轨,进行对准^[14]。

自对准(self-alignment)包含调平和罗经对准两个过程。前者初始化滚动角和俯仰角,后者则初始化方位。一般先调平,然后进行罗经对准。

调平(leveling)的原理:当 INS 对地静止时(或以固定速度行进),加速度计测量的比力仅由重力导致,且该比力方向与地球表面当地导航系地轴的反方向近似重合,见图 5.14。由于载体对地加速度为 0,即 $\mathbf{a}_{ib}^b = 0$,因而,姿态矩阵 $\mathbf{C}_b^n$ 可以通过求解下面的方程得到^①

$$\mathbf{f}_{ib}^b = \mathbf{C}_b^n \mathbf{g}_b^n(L_b, h_b) \quad (5.99)$$

① 本段及后续几个段落,是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

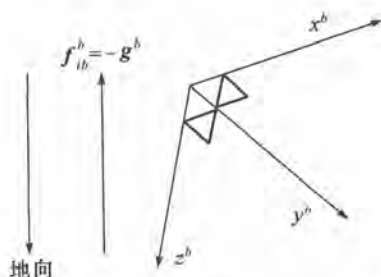


图 5.14 调平原理(见文献[9], ©2002 QinetiQ Ltd, 经允许再次印刷)

根据式(2.22), 取 C_b^n 的第三列, 式(5.99)可以表示为欧拉角的形式, 其中俯仰角为 θ_{nb} , 滚动角为 ϕ_{nb} :

$$\begin{pmatrix} f_{ib,x}^b \\ f_{ib,y}^b \\ f_{ib,z}^b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\theta_{nb} \\ -\cos\theta_{nb}\sin\phi_{nb} \\ -\cos\theta_{nb}\cos\phi_{nb} \end{pmatrix} g_{b,D}^n(L_b, h_b) \quad (5.100)$$

式中: $g_{b,D}^n$ 为由重力导致的地向加速度分量。

式(5.88)为超定方程, 因此, 不需要知道重力, 从而也不需要位置, 便可确定俯仰角和滚动角。利用下式计算^①:

$$\theta_{nb} = \arctan\left(\frac{f_{ib,x}^b}{\sqrt{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2}}\right), \quad \phi_{nb} = \arctan_2(-f_{ib,y}^b, f_{ib,z}^b) \quad (5.101)$$

注意在计算滚动角时, 应使用四个象限取值的反正切函数。

如果 INS 对地绝对静止, 则调平的精度仅由加速度计的误差决定。例如, $10^{-3}g$ 精度的加速度计, 调平可以达到 1mrad 的水平姿态精度。机械振动、阵风以及人员活动等扰动影响, 会干扰调平过程。如果扰动可被平滑掉, 则可通过对加速度计测量结果在数秒钟内取平均, 消除其对调平过程的影响。

根据调平原理, 俯仰角和滚动角的初始化误差为

$$\begin{cases} \delta\theta_{nb} = \frac{(f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2)\delta f_{ib,x}^b - f_{ib,x}^b f_{ib,y}^b \delta f_{ib,y}^b - f_{ib,x}^b f_{ib,z}^b \delta f_{ib,z}^b}{(f_{ib,x}^b{}^2 + f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2) \sqrt{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2}} \\ \delta\phi_{nb} = \frac{f_{ib,z}^b \delta f_{ib,y}^b - f_{ib,y}^b \delta f_{ib,z}^b}{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2} \end{cases} \quad (5.102)$$

其中, 加速度计误差模型在 4.4.6 节有介绍。

罗经对准 (gyrocompassing) 原理: 当 INS 对地静止 (或在惯性系中沿直线运动), INS 所敏感到的转动只有地球自转, 且转动的方向为 ECEF 系的 z 轴方向。通过测量载体系中的地球自转, 可以确定载体的方位。但也有例外: 在非常接近

① QinetiQ 版权的内容结束。

地球南北两极的位置,重力矢量方向和地轴近乎重合,方位难以确定。图 5.15 解释了罗经对准的概念。有两种类型的罗经对准:直接型和间接型。

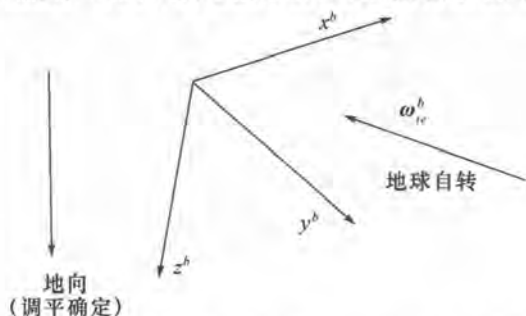


图 5.15 罗经对准原理(见文献[9], ©2002QinetiQ Ltd, 经允许再次印刷)

直接型罗经对准利用陀螺直接测量地球转动。由于载体对地转动角速度 $\omega_{eb}^y = 0$, 姿态矩阵 C_b^n 可以通过求解下面的方程得到:

$$\omega_{ib}^b = C_b^n C_e^n(L_b, \lambda_b) \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_{ie} \end{pmatrix} \quad (5.103)$$

代入式(2.150), 重新整理, 得到

$$\begin{pmatrix} \cos L_b \omega_{ie} \\ 0 \\ -\sin L_b \omega_{ie} \end{pmatrix} = C_b^h \omega_{ib}^b \quad (5.104)$$

其中, 滚动角和俯仰角已经通过调平方法获取。在当地导航坐标系中, 地球自转角速度矢量在东向没有分量, 据此, 罗经对准时可以不需要事先获取位置。将式(2.24)代入式(5.104), 取第二列, 可以得到利用滚动角、俯仰角以及陀螺测量值表示的方位角 ψ_{nb} :

$$\begin{cases} \psi_{nb} = \arctan_2(\sin \psi_{nb}, \cos \psi_{nb}) \\ \sin \psi_{nb} = -\omega_{ib,y}^b \cos \phi_{nb} + \omega_{ib,z}^b \sin \phi_{nb} \\ \cos \psi_{nb} = \omega_{ib,x}^b \cos \theta_{nb} + \omega_{ib,y}^b \sin \phi_{nb} \sin \theta_{nb} + \omega_{ib,z}^b \cos \phi_{nb} \sin \theta_{nb} \end{cases} \quad (5.105)$$

同样, 在计算方位角时, 需使用四个象限取值的反正切函数。很多文献^[1,15,116]给出了一步实现调平和罗经对准的公式, 但是这些方法均需事先获取纬度信息。

随书 CD 的例 5.3, 解释了存在加速度计和陀螺误差条件下的调平和直接罗经对准方法。可以利用 Microsoft Excel 对该例子进行编辑。

存在干扰角运动时, 直接型罗经对准中的陀螺测量值必须按时间平均。然而, 即便是小量级的角振动, 产生的角速率也远大于地球自转角速率。INS 安装

在任何载体上,采用直接罗经对准可能都需要数小时的平均时间。因而,使用直接型罗经对准方法会受到限制。

间接型罗经对准利用陀螺测量计算出相对姿态,利用该姿态将比力测量值转换到惯性投影坐标系。在惯性系投影的重力矢量绕地轴旋转,从而可以确定地轴的方向。经过一个恒星日,重力矢量形成一个圆锥。重力矢量对时间的导数,在与地轴正交的平面内转动。如图 5.16 所示。

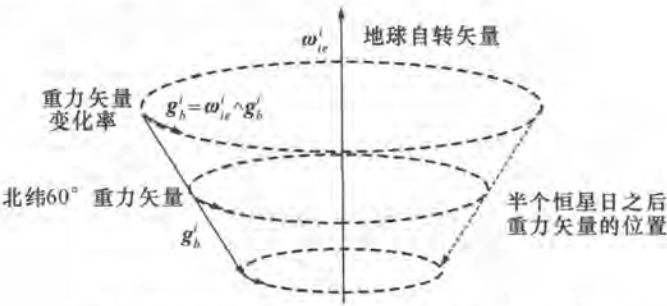


图 5.16 ECI 系中表示的地球自转和重力矢量

这一过程一般需要 2 ~ 10min,时间长短取决于线振动和扰动的量级、以及要求达到的对准精度。间接型罗经对准一般与精对准一起使用。15.2 节介绍了一种适用的准静态对准算法。

两种类型罗经对准算法的精度均取决于陀螺性能。假定地球自转角速度 $\omega_{ie} \approx 7 \times 10^{-5} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$,要获取 1mrad 的方位初始化精度,陀螺精度需要在 $7 \times 10^{-8} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 或 $0.01^\circ/\text{h}$ 左右。只有航空和航海级陀螺能达到这一精度。陀螺漂移超过 $5^\circ/\text{h}$ 的 INS,根本不具备罗经对准的能力。注意:滚动角和俯仰角的初始化精度,也会影响方位对准精度。

文献[17]给出了罗经对准的方位误差公式:

$$\delta\psi_{nb} = -\frac{\delta f_{ib,y}^b}{g_{b,D}^n} \tan L_b + \frac{\delta\omega_{ib,y}^b}{\omega_{ie}} \sec L_b \quad (5.106)$$

其中,加速度计和陀螺的误差模型在 4.4.6 节给出。

从原理上讲,如果载体对地加速度 α_{eb}^b 和角速度 ω_{eb}^b 可由外部传感器提供,INS 在非静止环境也能实现调平和罗经对准^①。然而,这需要事先知道 INS 与外部传感器之间的相对姿态,采用非静止环境的对准,还不如直接利用外部传感器作为姿态参考。

^① 本段中,到标注点为止,都是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

5.6.3 精对准

一旦用户要求最小化位置和速度误差,绝大多数情况下均要求惯性导航的姿态达到 1mrad 或者更高的精度。大部分姿态初始化技术都不能实现这一精度指标。因而,在初始化之后,有必要再进行一段时间的姿态校准,也就是所谓的精对准^①。

精对准技术通过测量速度误差的增长,间接敏感粗对准之后剩余的姿态误差。例如, 1mrad 的俯仰或滚动姿态误差,导致重力加速度投影产生误差,因而引起水平加速度误差以 $10\text{mm} \cdot \text{s}^{-2}$ 的变化率增长。

主要有三类精对准方法,各类对准方法的参考基准不同。**准静态对准**(quasi-stationary alignment):认为 INS 的位置已知、且对地静止,利用零速修正(zero velocity update, ZVU)或零速度积分更新,实现精对准;**GNSS 对准**(GNSS alignment)或 INS/GNSS 组合导航:利用 GNSS 提供的位置和速度信息实现对准或组合导航,该过程既可在对准阶段实施,也可在导航阶段进行;**传递对准**(transfer alignment):利用另外的 INS 或 INS/GNSS 提供的位置或速度信息,有时也用到姿态信息,实现本地 INS 的精对准。传递对准一般用于制导武器 INS 上电之后、发射之前的对准^②。此外,任何其他的能够提供三维位置和速度的定位或推算技术,或者它们的组合,都可用作精对准过程的参考。对于安装在足部的惯性导航,在每一个站立的步态,都可以实施零速修正(ZVU)。

不管哪类精对准方法,都是将 INS 的输出与外部参考值之差输入给估计算法,比如卡尔曼滤波器,以标校出 INS 准确的速度、姿态等导航参数,有时也标校位置。至于具体标校哪些导航参数,取决于选择何种测量值。如图 5.17 所示。对准过程中,往往也一并估计惯性器件误差,比如加速度计和陀螺的零偏。当 INS 静止时,不能完全分离姿态误差与器件误差的影响。例如, $10\text{mm} \cdot \text{s}^{-2}$ 的加速度计零偏与 1mrad 的姿态误差,两者对速度的影响相同。要分离出这些误差,则必须采取机动手段,参见 14.2.1 节中的讨论。比如,当 INS 转动时,同一种加速度计误差对速度的影响,将与不同的姿态误差造成的影响效果相同。在准静态对准中,机动方式常限于改变载体方位,且载体机动时对准过程暂停。对 GNSS 对准和传递对准而言,机动方式仅受载体运动范围限制。即便采用机动,精对准之后,仍然还有一些耦合的剩余误差存在。^③

本书第 14 章详细介绍了 INS/GNSS 组合导航算法,而准静态对准、传递对

① 本段及后续几个段落,是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

② QinetiQ 版权内容结束。

③ 本段中,到标注点为止,都是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

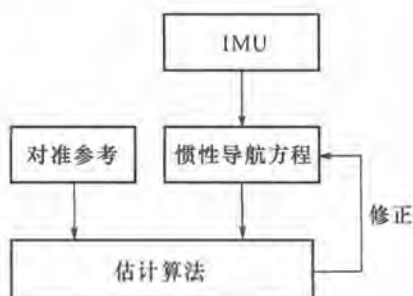


图 5.17 INS 精对准结构图

准和零速修正(ZVU)则在第 15 章介绍。第 16 章介绍了利用其他导航系统标校 INS 误差的方法,值得注意的是,应该采用以 INS 为参考的误差状态积分结构。

尽管三类精对准方法都可以利用速度作为测量量,但它们的主要不同点在于所采用的测量量的类别;此外,需要对准的 INS 与参考系统之间测量差值的噪声特性也各不相同。在准静态对准中,假定对地的速度和角速度均为 0,主要的测量噪声来源于载体的振动,比如阵风影响,以及加注燃油、装载货物等人为活动的影响。在 GNSS 对准中,GNSS 接收机的测量是包含噪声的。在传递对准中,主、子惯导之间杆臂的振动、变形均会引入噪声^①。

绝大多数精对准算法在开始运行时,INS 的位置、速度和姿态都概略已知。这对于确定系统误差如何随时间变化、以及如何实施模型简化(比如小角度近似)都很重要。对于某些应用,比如对战术级 INS 实施 GNSS 对准时,可能事先并不知道 INS 的概略方位。14.4.4 节讨论的 GNSS 对准和传递对准算法^[18],可用于处理这类问题。

采用何种精对准方法最为合适,取决于具体应用。如果 INS 在地面上静止,采用准静态精对准方法最合适,因为噪声水平最低。针对飞行对准应用场合,如果要在传递对准和 GNSS 对准二者中作选择,那么利用 INS/GNSS 作为参考的传递对准方法是首选。原因在于:该方案结合了 INS 短期精度高、更新频率快和 GNSS 长期精度高的优点^②。如果既不能用 GNSS 对准,也不能用传递对准,则需要考虑采用其他导航技术。

5.7 惯性导航系统误差传播

引起惯性导航系统产生位置、速度和姿态误差的原因来自三个方面:加速度计和陀螺的测量误差,初始化误差,以及近似处理引入的误差。近似处理的误差

① 本段及后续几个段落,是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

② QinetiQ 版权内容结束。

包括:离散时间导航方程的近似,迭代频率受限的影响,重力建模近似,计算截断误差,以及计时误差等。

加速度计和陀螺零偏经过导航方程积分后,产生的位置、速度和姿态误差随时间增大。同样,速度初始化误差在积分之后,导致位置误差增加。陀螺和加速度计的随机噪声误差、以及导航计算误差对导航结果误差均有累积效应。此外,姿态误差将导致速度误差和位置误差,而位置误差反过来通过重力模型对导航误差产生积极、消极两个方面的影响。

载体运动也会影响 INS 的误差传播。例如,比例因子和交叉耦合误差的大小取决于载体的运动方式。同样,载体的运动将姿态误差,特别是方位误差,与速度、位置误差关联起来。

完全确定 INS 误差传播关系是一个复杂的问题,人们一直利用仿真软件对此开展研究。随书 CD 的 MATLAB 软件中,包含了多个不同精度级别的惯性导航实例演示。这里通过多个简单的例子来阐述误差传播的主要规律,分别按短时间导航、中等时间导航和长时间导航三种情况予以分析,接着还讨论了载体机动航行对误差传播的影响。至于更为详细的 INS 误差传播关系,可以从许多其他惯性导航教材中找到相关内容^[1, 11, 17]。

通常,惯性导航误差用 INS 输出值与相应的真实值之差表示。INS 输出值用符号“~”表示。据此,笛卡儿坐标中的位置、速度和加速度的误差可表示为

$$\begin{cases} \delta r_{\beta\alpha}^{\gamma} = \tilde{r}_{\beta\alpha}^{\gamma} - r_{\beta\alpha}^{\gamma} \\ \delta v_{\beta\alpha}^{\gamma} = \tilde{v}_{\beta\alpha}^{\gamma} - v_{\beta\alpha}^{\gamma} \\ \delta a_{\beta\alpha}^{\gamma} = \tilde{a}_{\beta\alpha}^{\gamma} - a_{\beta\alpha}^{\gamma} \end{cases} \quad (5.107)$$

类似地,纬度、经度和高度误差表示为

$$\begin{cases} \delta L_b = \tilde{L}_b - L_b \\ \delta \lambda_b = \tilde{\lambda}_b - \lambda_b \\ \delta b_b = \tilde{b}_b - b_b \end{cases} \quad (5.108)$$

姿态误差利用坐标转换矩阵计算。表示姿态误差的坐标转换矩阵定义为

$$\delta C_{\beta}^{\alpha} = \tilde{C}_{\beta}^{\alpha} C_{\alpha}^{\beta} \quad (5.109)$$

其中,姿态误差分量在 α 坐标系的各轴投影。这是由于,将一个坐标转换矩阵与另外一个的转置相乘,可以得出两个矩阵各自所表示的态的差异。注意到

$$\begin{cases} \delta C_{\alpha}^{\beta} = \tilde{C}_{\alpha}^{\beta} C_{\beta}^{\alpha} = C_{\alpha}^{\beta} (\delta C_{\beta}^{\alpha})^T C_{\beta}^{\alpha} \\ (\delta C_{\beta}^{\alpha})^T = C_{\beta}^{\alpha} \tilde{C}_{\alpha}^{\beta} \end{cases} \quad (5.110)$$

其中, $\delta C_{\alpha}^{\beta}$ 的分量在 β 坐标系的各轴投影。

除了小角度近似条件以外,以欧拉角形式表示的姿态误差都必须按坐标变换矩阵(或四元数、转动矢量)的形式计算。采用小角度近似时,姿态误差可表示为在某个选定坐标系投影的矢量。比如, $\delta\psi_{\beta\alpha}^\gamma$ 的含义为:表征 INS 姿态的 α 系相对于 β 系的姿态误差在 γ 坐标系的投影。根据式(2.26),小角度姿态误差误差可以表示为坐标转换矩阵的形式:

$$[\delta\psi_{\beta\alpha}^\alpha] \approx I_3 - \delta C_\beta^\alpha, \quad [\delta\psi_{\beta\alpha}^\beta] \approx \delta C_\alpha^\beta - I_3 \quad (5.111)$$

姿态误差有时也被称为失准误差或定向误差。但本书在表述姿态误差时,故意回避了“失准误差”或“定向误差”的表述,以避免同惯性传感器敏感轴与载体体系坐标轴之间的“不对准”概念产生混淆。传感器敏感轴不对准,导致产生交叉耦合误差(见 4.4.2 节)。

根据 4.4.6 节的介绍,加速度计和陀螺的误差可表示为[重写式(4.18)]

$$\begin{cases} \delta f_{ib}^b = \tilde{f}_{ib}^b - f_{ib}^b \\ \delta \omega_{ib}^b = \tilde{\omega}_{ib}^b - \omega_{ib}^b \end{cases}$$

简单的重力场模型,仅表示为纬度、高度及少数几个参数的函数形式(见 2.4.7 节)。这类模型在各个方向的精度,通常为 $10^{-3} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ (0.1 mg) 左右^[1,17]。采用高精度惯性传感器时,这将成为严重的误差源。

计时误差的影响,在随书 CD 附录 E 的 E.9 节中有所介绍。除了最高精度的应用外,其他情况下,相比于惯性传感器导致的误差,计时误差可以忽略。

5.7.1 短时间直线运动误差传播

分析 INS 误差传播时,最简化的情况是:假定载体在水平面内作匀速直线运动,且时间很短。由于仅考察短期误差,重力场变化、地球自转和地球表面曲率等对 INS 误差传播的影响都可忽略。当载体以常值速度行进时,不存在由载体运动导致的误差。

图 5.18 给出由常值速度、加速度、姿态及角速度误差导致的位置误差变化情况。对速度误差积分便得到位置误差,因而给定常值速度误差时,有

$$\delta r_{\beta b}^\gamma(t) = \delta v_{\beta b}^\gamma t \quad (5.112)$$

其中 β 为参考坐标系, γ 为投影分解坐标系。在各个坐标轴向之间没有误差传递。如图 5.18 所示, $0.1 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的初始速度误差,导航 300s (5min) 之后造成的位置误差为 30m。

速度误差是加速度误差的积分。常值加速度偏差产生的速度和位置误差为

$$\delta v_{\beta b}^\gamma(t) \approx C_b^\gamma b_a t, \quad \delta r_{\beta b}^\gamma(t) \approx \frac{1}{2} C_b^\gamma b_a t^2 \quad (5.113)$$

如果 INS 姿态保持不变,各个坐标轴向之间就不会有误差传递。如

图 5.18 所示, $0.01\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ (约 1mg) 的加速度偏值, 在 300s 后将导致 450m 的位置误差。加速度误差也可能由近似重力模型、计时误差及姿态误差导致。

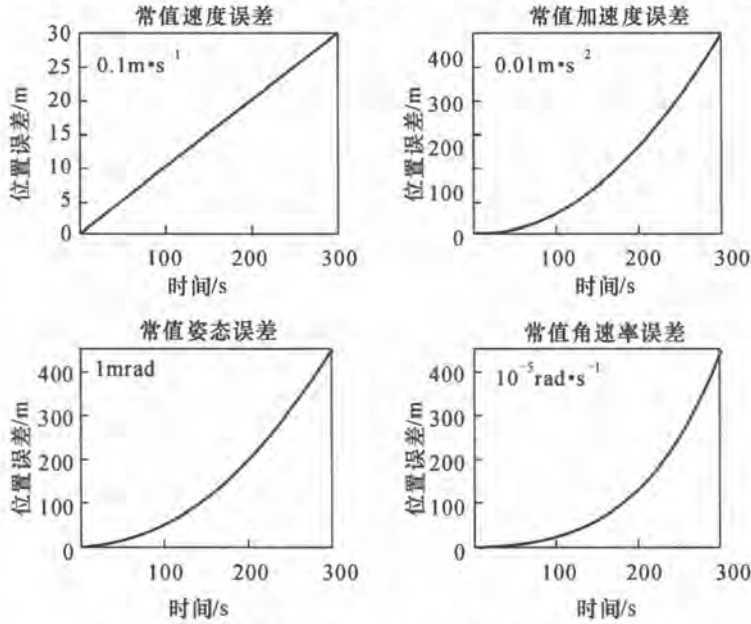


图 5.18 不同误差源激励的、短时间直线导航位置误差

利用坐标转换, 将比力从载体坐标系变换到 ECI 系、ECEF 系或当地导航系投影时, 姿态误差会导致坐标转换的误差, 进而在投影坐标系中产生加速度误差。如图 5.19 所示。当姿态误差可以用小角度表示时, 由坐标转换导致的加速度误差为

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{a}_{pb}^{\gamma}(t) &\approx \delta \boldsymbol{\psi}_{\gamma b}^{\gamma} \wedge (\mathbf{C}_b^{\gamma} \tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b) \\ &= \mathbf{C}_b^{\gamma} (\delta \boldsymbol{\psi}_{\gamma b}^b \wedge \tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b) \end{aligned} \quad (5.114)$$

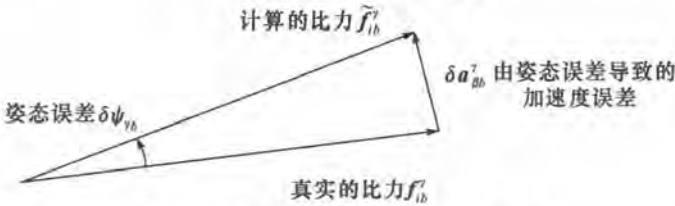


图 5.19 由姿态误差导致的加速度误差

短时间水平面匀速运动时, 测量的比力仅为重力加速度的相反值。因而, 俯仰角 (绕载体系 y 轴) 姿态误差产生的耦合加速度误差沿载体运动轨迹方向 (沿载体系 x 轴), 而滚动角 (绕载体系 x 轴) 姿态误差产生的耦合加速度误差则垂直于载体运动轨迹方向 (沿载体系 y 轴)。这些加速度误差积分后产生如下的

速度和位置误差:

$$\begin{cases} \delta v_{\beta b}^{\gamma}(t) \approx \delta \psi_{\gamma b}^{\gamma} \wedge \left[\mathbf{C}_b^{\gamma} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} \right] t = \mathbf{C}_b^{\gamma} \left[\delta \psi_{\gamma b}^b \wedge \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} \right] t \\ \delta r_{\beta b}^{\gamma}(t) \approx \frac{1}{2} \delta \psi_{\gamma b}^{\gamma} \wedge \left[\mathbf{C}_b^{\gamma} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} \right] t^2 = \frac{1}{2} \mathbf{C}_b^{\gamma} \left[\delta \psi_{\gamma b}^b \wedge \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} \right] t^2 \end{cases} \quad (5.115)$$

如图 5.18 所示, $1\text{mrad}(0.057^{\circ})$ 的初始姿态误差, 在 300s 之后产生的位置误差约为 $440\text{m}^{①}$ 。

如果小角度近似有效, 由陀螺零偏 $\mathbf{b}_g$ 导致的姿态误差可以简单表示为

$$\delta \psi_{ib}^b \approx \mathbf{b}_g t \quad (5.116)$$

那么, 速度和位置误差为

$$\begin{aligned} \delta v_{\beta b}^{\gamma}(t) &\approx \frac{1}{2} \mathbf{C}_b^{\gamma} \left[\mathbf{b}_g \wedge \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} \right] t^2, \\ \delta r_{\beta b}^{\gamma}(t) &\approx \frac{1}{6} \mathbf{C}_b^{\gamma} \left[\mathbf{b}_g \wedge \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{pmatrix} \right] t^3 \end{aligned} \quad (5.117)$$

如图 5.18 所示, $10^{-5} \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} (2.1^{\circ}/\text{h})$ 的陀螺零偏, 在 300s 之后产生的位置误差约为 $439\text{m}^{②}$ 。

本节另一个主要误差源是噪声。在设计良好的系统中, 惯性传感器噪声将会是最大的噪声源。在超过 1s 的时间比例尺上, 惯性传感器噪声可被视为白噪声。如果加速度计噪声的单边功率谱密度 (PSD) 为 S_a , 根据随书 CD 附录 B 中的式 (B.113) 和式 (B.116), 由该噪声导致的速度误差和位置误差的标准偏差为

$$\begin{cases} \sigma(\delta v_{\beta b, i}^{\gamma}) = \sqrt{S_a t}, \\ \sigma(\delta r_{\beta b, i}^{\gamma}) = \sqrt{\frac{1}{3} S_a t^3} \end{cases} \quad i \in x, y, z \quad (5.118)$$

类似地, 如果陀螺噪声的功率谱密度 (PSD) 为 S_g , 根据随书 CD 附录 B 中的式 (B.113) 和式 (B.116), 由该噪声导致的姿态误差、水平位置误差和速度误差的标准偏差为

① 本段及后续几个段落, 是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

② QinetiQ 版权内容结束。

$$\begin{cases} \sigma(\delta\psi_{\beta b,i}^{\gamma}) = \sqrt{S_g t}, & i \in x, y, z \\ \sigma(\delta v_{\beta b,j}^n) = g \sqrt{\frac{1}{3} S_g t^3}, & j \in N, E \\ \sigma(\delta r_{\beta b,j}^n) = g \sqrt{\frac{1}{5} S_g t^5} \end{cases} \quad (5.119)$$

图 5.20 给出了位置误差的标准偏差随传感器噪声增长的情形。如果加速度计随机噪声的功率谱密度为 $10^{-6} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$ (相应的功率谱方根约为 $100 \mu\text{g} \sqrt{\text{Hz}}$), 300s 后每个轴向上的位置误差的标准偏差为 3m。类似地, 如果陀螺随机噪声的功率谱密度为 $10^{-9} \text{ rad}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ (功率谱方根约为 $0.1^\circ/\sqrt{\text{h}}$), 300s 后每个水平轴向上的位置误差的标准偏差约为 22m。

根据表 5.2 列出的战术级和航空级 INS 精度特性, 图 5.21 给出了水平位置误差的标准偏差变化情况。300s 之后, 战术级 INS 的误差比航空级 INS 的大出不止一个数量级。战术级 INS 的水平 and 垂向之间存在精度差异, 这是由于匀速条件下陀螺零偏起主导作用, 且陀螺零偏只影响水平导航精度。对于航空级 INS 而言, 加速度误差、横滚角误差和俯仰角误差占主导。值得注意的是, 最开始的 1min 后, 初始的位置误差的影响很小。随书 CD 的例 5.4 给出了计算过程, 而且可用 Microsoft Excel 软件编辑。

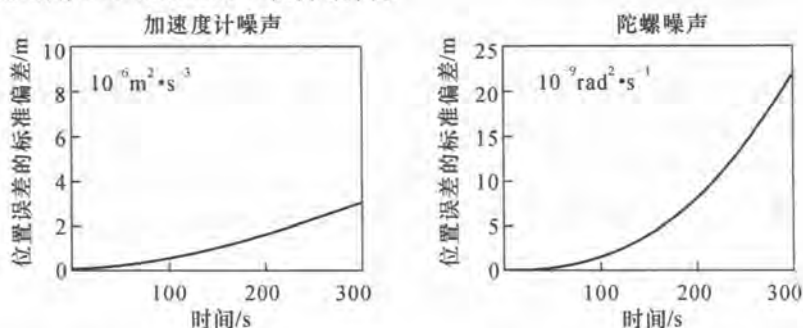


图 5.20 由惯性传感器噪声导致的短期、直线导航位置误差的标准偏差

表 5.2 战术级和航空级 INS 特性

传感器级别	战术级	航空级
初始位置误差标准偏差	10m	10m
初始速度误差标准偏差	$0.1 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$	$0.01 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$
初始姿态(滚动和俯仰)误差标准偏差	1mrad	0.1mrad
加速度计零偏标准偏差	$0.01 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2} (1 \text{ mg})$	$0.001 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2} (0.1 \text{ mg})$
陀螺零偏标准偏差	$5 \times 10^{-5} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} (10^\circ/\text{h})$	$5 \times 10^{-8} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} (0.01^\circ/\text{h})$
加速度计噪声功率谱密度	$10^{-6} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-3} (100 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}})^2$	$10^{-7} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-3} (32 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}})^2$
陀螺噪声功率谱密度	$10^{-9} \text{ rad}^2 \cdot \text{s}^{-1} (0.1^\circ/\sqrt{\text{h}})^2$	$10^{-12} \text{ rad}^2 \cdot \text{s}^{-1} (0.003^\circ/\sqrt{\text{h}})^2$

表 5.2 中,假定传感器未经 IMU 生产商标定,且假定横滚和俯仰两个水平姿态角已经利用简单的调平程序实现初始对准(见 5.6.2 节)。横滚角和俯仰角的调平误差中,包含了加速度计零偏的影响。在调平过程中,如果 IMU 的航向不变,由加速度计零偏导致的速度误差,大部分可以被消除掉;如果 IMU 的指向始终保持在水平面内,由加速度计零偏导致的速度误差,大部分可以被补偿。如果 IMU 转动 90° ,加速度计零偏对速度误差的影响、相互独立。图 5.21 给出的例子,也假定误差影响相互独立。

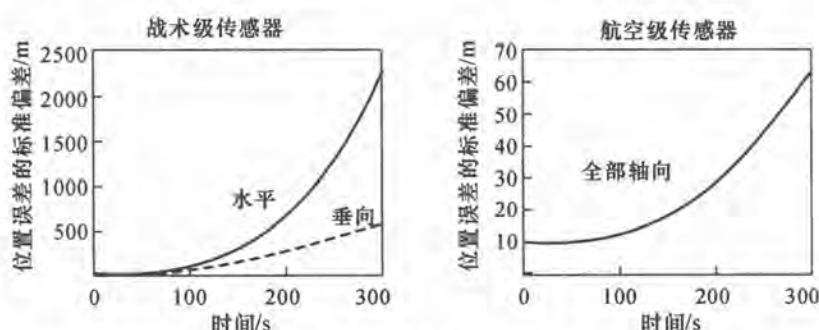


图 5.21 战术级和航空级 INS 的短时间直线导航时,各轴向位置误差的标准偏差

精对准过程的标校(见 5.6.3 节,及 14~16 章),可以显著减小加速度计零偏和陀螺零偏对姿态误差的影响。结合标定后的战术级 INS,图 5.22 给出了水平位置误差标准偏差的变化曲线,其中对准后剩余的横滚角、俯仰角误差均为 0.3 mrad ,加速度计零偏为 $0.003 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ (0.3 mg),陀螺零偏为 $5 \times 10^{-6} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ($1^\circ/\text{h}$)。比较图 5.22 和图 5.21,可以看出,通过标定,300s 水平位置精度提高了 8 倍,垂向位置精度提高了 3 倍。这个算例也可参见随书 CD 的例 5.4。

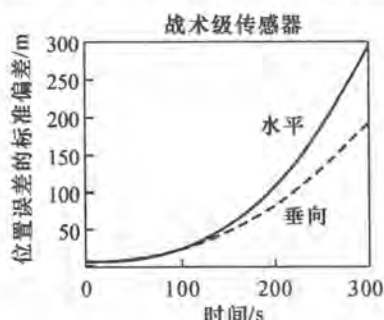


图 5.22 标定之后战术级 INS 的短时间直线导航时,各轴向位置误差的标准偏差

5.7.2 中、长时间导航误差传播

不管采用哪种坐标系编排方案,惯性导航方程中所采用的重力模型都表现

出两个作用:一方面使水平位置误差稳定;另一方面则使垂直通道误差发散^①。

考虑地球表面的载体,沿地球表面存在位置误差 δr_h 。这样一来,根据重力场模型确定的重力方向,与真实重力方向之间就存在夹角 $\delta\theta = \delta r / r_{es}^e$,其中 r_{es}^e 表示地心半径,如图 5.23 所示。因此,在位置误差的相反方向,INS 会敏感到一个错误的加速度 $\delta \ddot{r}_h$ 。这一错误加速度,对水平位置误差形成负反馈修正。采用小角度近似,有

$$\delta \ddot{r}_h = -\frac{g}{r_{es}^e} \delta r_h \quad (5.120)$$

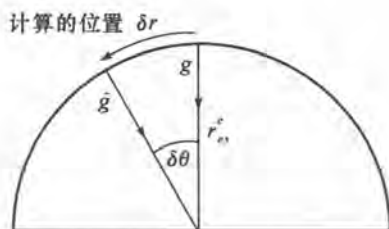


图 5.23 水平位置误差对重力估计的影响

(见文献[9], © 2002 QinetiQ Ltd, 经允许再次印刷)

上式即为简谐运动方程,角频率为 $\sqrt{g/r_{es}^e}$,即舒勒频率。由此决定的误差过程以舒勒振荡的形式传播。对应的物理模型为舒勒摆:假定有单摆的支点位于地心、摆锤在 INS 所在位置,即构成所谓的舒勒摆^②。更一般地,在任何地点的导航系统,其舒勒频率为 $\omega_s = \sqrt{g_b/r_{eb}^e}$,相应的舒勒振荡周期为

$$\tau_s = \frac{2\pi}{\omega_s} = 2\pi \sqrt{\frac{r_{eb}^e}{g_b}} \quad (5.121)$$

由于重力大小、INS 距地心的距离都会随载体高度、纬度而变化,舒勒周期也会相应发生变化。在地表赤道位置, $\tau_s = 5974\text{s}$ (84.6min)。因而,由初始速度误差、初始姿态误差或加速度计零偏导致的位置误差均以小时为量级作有界振荡;而由陀螺零偏导致的位置误差则随时间线性增大,不再随时间三次方变化。表 5.3 给出了 4h 左右导航时,不同误差源激励的水平位置误差^[1]。值得注意的是,在实际应用中,东向轴和北向轴上的器件零偏并不会保持常值^③。

① 本段及后续几个段落,是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

② QinetiQ 版权内容结束。

③ 本段中,到标注点为止,都是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

表 5.3 中等时间(4h)导航,各误差源激励的水平位置误差

误差源	北向位置误差, $\delta r_{nb,N}^n$	东向位置误差, $\delta r_{nb,E}^n$
初始速度误差 $\delta \mathbf{v}_{eb}^n$	$\frac{\sin \omega_s t}{\omega_s} \delta \mathbf{v}_{nb,N}^n$	$\frac{\sin \omega_s t}{\omega_s} \delta \mathbf{v}_{nb,E}^n$
常值加速度计零偏 $(C_b^n \mathbf{b}_a)$	$\frac{1 - \cos \omega_s t}{\omega_s^2} (C_b^n \mathbf{b}_a)_N$	$\frac{1 - \cos \omega_s t}{\omega_s^2} (C_b^n \mathbf{b}_a)_E$
初始姿态误差 $\delta \boldsymbol{\psi}_{nb}^n$	$-(1 - \cos \omega_s t) r_{es}^e \delta \boldsymbol{\psi}_{nb,E}^n$	$(1 - \cos \omega_s t) r_{es}^e \delta \boldsymbol{\psi}_{nb,N}^n$
常值陀螺零偏 $(C_b^n \mathbf{b}_g)$	$-\left(t - \frac{\sin \omega_s t}{\omega_s}\right) r_{es}^e (C_b^n \mathbf{b}_g)_E$	$\left(t - \frac{\sin \omega_s t}{\omega_s}\right) r_{es}^e (C_b^n \mathbf{b}_g)_N$

在图 5.24 中,给出了 6000s(100min)时间内,分别由下列误差源激励的位置误差大小: $0.1\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的初始速度误差、 $0.01\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 的加速度误差、 1mrad 的初始姿态误差以及 $10^{-5}\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ 角速率误差。注意,由陀螺零偏激励的位置误差与其他误差源激励的不同,不是有界振荡。正因为如此,人们开发高精度陀螺的投入,远大于开发高精度加速度计的投入。因而,在不同精度级别的 INS 和 IMU 中,陀螺的精度变化大于加速度计精度变化。对于表 5.2 中的航空级 INS,忽略传感器噪声影响,图 5.25 给出了 6000s 导航的总体位置误差标准偏差。

实际应用中的位置误差变化,要比图 5.24 和图 5.25 显示的曲线复杂得多。在这两幅图中,都假定载体做匀速运动。一旦载体在某个时刻改变航向,加速度计和陀螺的零偏,相对于北向轴和东向轴的方向就会发生变化。这将重置舒勒周期,该时刻以前积累的速度和姿态误差,将作为新的舒勒周期的初始速度误差和姿态误差。这种现象就是所说的舒勒泵。由于存在运动激励的速度和姿态误差,新的舒勒周期将会叠加在既有的舒勒振荡上(见 5.7.3 节)。每一次导航解算更新时,惯性传感器噪声以及振动激励的噪声,也会触发微小的附加舒勒周期。

在惯性导航结果被持续修正的闭环组合导航系统中,舒勒振荡大部分都不相关(见 14.1.1 节)。

如果在 ECEF 系或当地导航系中表征 INS 误差,还会表现出由于地球自转角速率 ω_{ie} 导致的地球振荡,以及以 $\omega_{ie} \sin L_b$ 的角频率调制舒勒振荡幅值而产生的傅科(Foucault)振荡。这两种振荡模态都是由导航方程中的哥氏项反馈导致的。若在 ECI 坐标系导航计算,不会出现地球振荡和傅科振荡。但是,若将 ECI 坐标系的导航结果转换到 ECEF 系或当地导航系,仍然会表现出这两种振荡。有关长时间惯性导航误差传播的详细讨论,可参看文献[1,15,17]。

下面考虑垂直通道误差传播。正如 2.4.7 节介绍的,重力随高度变化的关

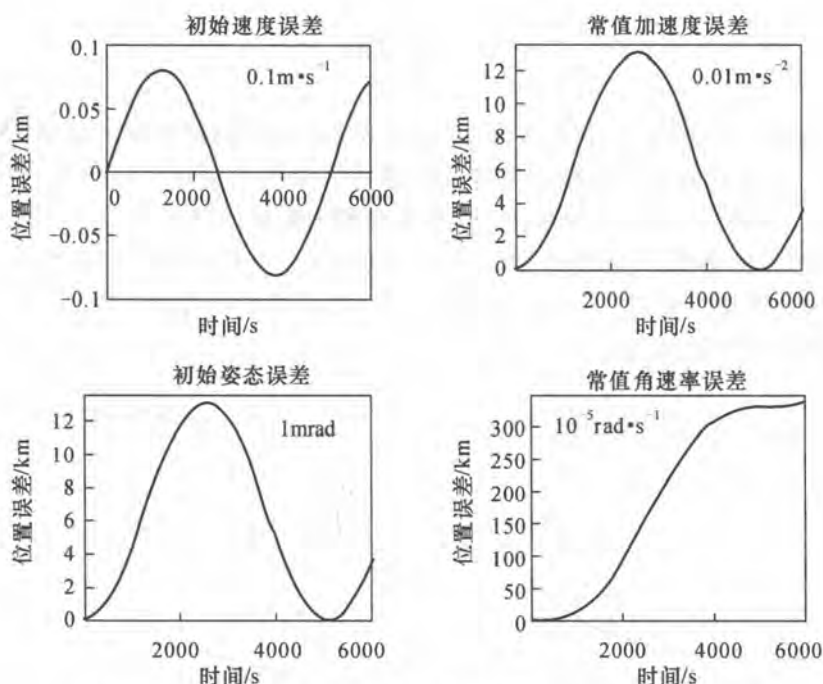


图 5.24 在不同的误差源激励下,导航 6000s 水平位置误差变化

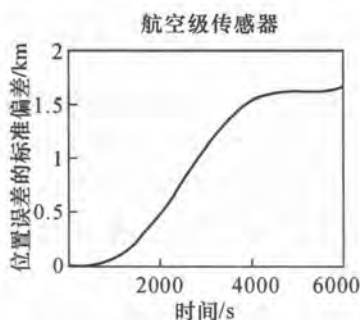


图 5.25 航空级 INS,导航 6000s 水平位置误差变化

系可近似表示为^①

$$g(\mathbf{h}_b) \approx \left(1 - \frac{2h_b}{r_{es}^e}\right)g_0 \quad (5.122)$$

正向的高度误差 δh_b , 导致估算的重力值减小。重力加速度与高度测量的方向相反, 因而实际加速度会沿高度误差的相同方向增加。因此^②,

① 本段及后续几个段落, 是基于作者为 QinetiQ 而撰写的材料。因此包含了 QinetiQ 版权的内容。

② QinetiQ 版权内容结束。

$$\delta \ddot{h}_b \approx \frac{2g}{r_{es}} \delta h_b \quad (5.123)$$

如果存在 10m 的初始高度误差,以及 $0.1\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的初始速度误差,图 5.26 给出了 1800s 时间内的高度误差变化。垂直方向的位置误差具有正反馈的特点,在约 750s(12.5min)的时间内,误差就会增加到初始值的 2 倍。高度误差接下来的第二次翻番,只需要约 420s(7min)的时间。由垂向初始速度导致的高度误差,增长更快。因而,对于关注高度方向的长时间惯性导航,必须有其他导航传感器辅助才可以实现。

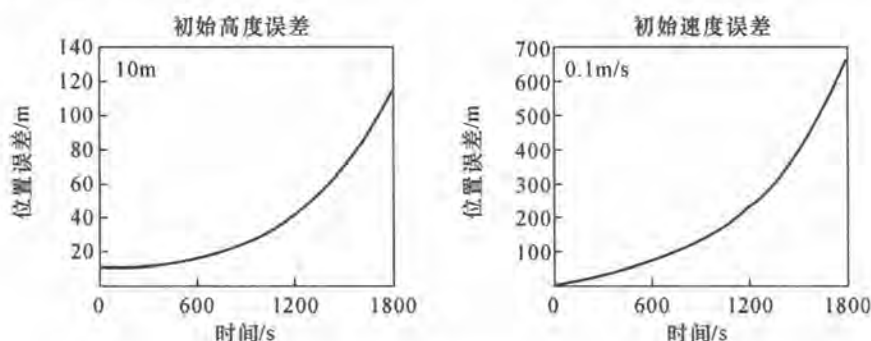


图 5.26 1800s 内,由初始高度误差和初始速度误差导致的垂向位置误差

在 GNSS 出现以前,气压高度计一直被用于航空导航的垂直通道辅助,目前仍然是许多组合导航系统的一部分。利用标准大气模型,气压高度计通过测量空气压力获取高度。测高误差会随天气因素变化。有关气压高度计的工作原理和误差来源,在 6.2.1 节有更详细的讨论。在 16.2.2 节中,介绍了 INS 和气压高度计组合导航的相关内容。

对于陆地和海面导航应用,可以认为地面和海平面的平均高度是常值。

5.7.3 与机动相关的误差

惯性导航中,大部分误差的传播取决于载体所实施的机动。正如 5.7.1 节中讨论的,姿态误差对速度和位置结果的影响,取决于比力。在匀速运动条件下,姿态误差对速度的影响仅限于滚动角和俯仰角误差导致产生水平速度误差。可是,直线加速或减速机动,将航向误差耦合到侧向速度中,此外,还将俯仰角误差耦合到垂向速度中。类似地,转弯机动会产生横向加速度,这会把航向误差耦合到前向速度中,此外,还把滚动角误差耦合到垂向速度中。

一般地,航向角误差要比滚动角、俯仰角误差大一个数量级,这是由于航向角的对准和标校比较困难(见 5.6.2 节和 14.2.1 节)。因此,剧烈的机动可以导

致速度误差发生快速变化。考察一个例子,如图 5.27 所示:飞机以 $100\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的速度向北飞行,北向速度误差为 $0.05\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$,东向速度误差为 $0.1\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$,航向角误差为 1mrad 。当飞机加速到 $200\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,导致东向速度误差翻倍,达到 $0.2\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 。然后,飞机 90° 转弯,向西匀速飞行。转向机动使得北向速度误差增加到 $0.25\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$,且使东向速度误差降低到 0。

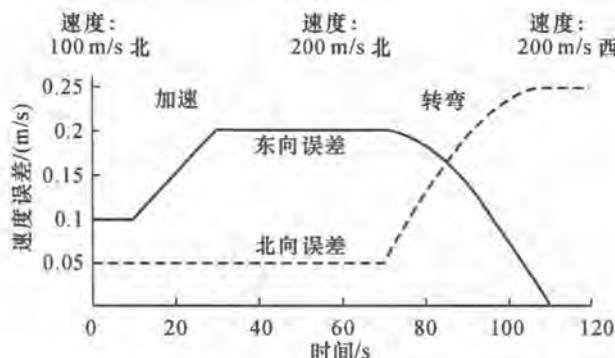


图 5.27 航向误差为 1mrad 时,载体机动对速度误差的影响

加速度计比例因子误差、陀螺比例因子误差、交叉耦合误差、陀螺的 g 相关误差、以及高阶的惯性传感器误差等误差项(见 4.4 节),对导航误差的影响也与载体机动有关。在前面的例子中,如果 x 加速度计存在 500ppm 的刻度因子误差,在加速的机动段,将会导致北向速度误差增加 $0.05\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$;如果 z 陀螺比例因子误差为 -637ppm ,将会在转弯机动阶段,使得航向角误差翻倍,达到 2mrad 。

在连续机动航行过程中,载体速度和方向的变化往往可以对消,因此,比例因子和交叉耦合误差的影响大部分都可以被平均掉。一个例外的情况是:载体沿圆形或椭圆形轨迹运动时,由陀螺比例因子和交叉耦合误差导致的姿态误差,将会随时间持续增长。由此导致的速度误差,则会出现振荡,且振幅随时间增大;位置误差则是振荡项的求和,表现出线性漂移。当飞机在某个区域进行航测作业、或处于盘旋等待状态时,其运动轨迹呈现出圆形。赛车运动也是环形赛道。对于绕滚动轴自旋的制导武器,也存在类似问题。

采用战术级精度的陀螺,典型的比例因子和交叉耦合误差在 300ppm 左右。载体每转一圈,战术级陀螺每个轴向上的姿态误差将会增加 0.1° 左右。如果转动的周期为 2min ,那么,由此导致的位置误差每小时增加 400m 左右。

对于沿“8”字形轨迹运动的载体,由陀螺刻度因子和交叉耦合误差导致的姿态误差将会呈现振荡变化,且与实际行驶的方向有关。这将导致速度误差,且该速度误差每个运动周期都会增加。采用战术级陀螺, 1h 产生的位置误差为几千米。

5.8 旋转调制 IMU

在旋转调制(indexed)或旋转式(carouseling)IMU中,惯性传感器组合相对于壳体做规则性转动,通常转动增量为 90° 。一般有两种转动结构:绕双轴转动,或仅绕单轴转动(垂向轴)。

分度转位,使得加速度计零偏和陀螺零偏导致的位置、速度误差,在时间上产生对消。对于陀螺零偏而言,分度转位技术特别管用,这是由于:因重力模型的反馈(见5.7.2节),陀螺零偏是导致水平方向的位置误差和速度误差无界增长的唯一主要来源。根据式(5.113)和式(5.117),位置误差和速度误差的增大取决于IMU载体系相对于导航结果投影坐标系的姿态。因此,如果惯性传感器敏感轴的方向出现周期性反转,那么,传感器的零偏将导致位置误差和速度误差呈现振荡状态,而不是持续的增加。为了实现周期性反转,相比于转动整个载体,仅转动惯性传感器组合部分当然更为便利。

单轴旋转调制,往往设计为绕惯性传感器组合的 z 轴转动,一般也是垂直轴。这种旋转方式可以将 x 轴、 y 轴上陀螺和加速度计零偏的影响消除,但是对 z 轴向上的零偏不起作用。由于载体机动需要与航向角误差耦合,才能产生位置和速度误差(见5.7.3节),因此, z 轴陀螺零偏对导航精度的影响要略小一些。 z 轴加速度计零偏主要影响垂直高度,正如5.7.2节所讨论的。垂向通道往往需要其他传感器辅助测量,或利用载体本身的运动约束,这取决于具体的应用环境。双轴旋转调制,可以消除6个传感器零偏对水平位置的影响^[19]。

值得注意的是,旋转调制不能消除与 g 相关的零偏。由于重力场模型的反馈, g 相关零偏导致的误差也是无界的。因此,在旋转调制IMU中,要避免使用 g 相关零偏较大的陀螺仪。

旋转调制的方案很重要。如果绕指定轴的转动都沿着同一个方向,陀螺比例因子和交叉耦合误差,会导致持续增长的姿态误差。因此,绕某个特定轴向的转动角度,在时间上的平均值应该为零。对于双轴旋转调制,绕任意两个轴转动的乘积,在时间上的平均值也应为零。这一点很重要。

一般不要求旋转IMU的惯性传感器组合与载体对齐。惯性导航处理器将计算出惯性传感器相对于投影坐标系的姿态,这正是定位所需要的。载体的姿态,可以通过传感器组合的相对方位转换确定。方位转换关系,则根据旋转机制确定。

旋转调制IMU一般配置在潜艇或者军舰上。这类载体,需要惯性导航具备数天独立工作的能力,而且还能接受因旋转调制而增加的体积、重量和功耗等要求。在足部固定的惯性导航中,采用绕左-右轴旋转的方案,可以限制航向的漂移^[20]。

5.9 非完整 IMU

常规的地面车辆,受两种运动约束的限制,也被称为非完整约束(nonholonomic constraints)。沿任何一个车轮的转轴方向,车辆的速度都是零。在垂直于路面或垂直于铁轨表面的方向上,车轮转动轴的转速投影也是零。注意,由于坐标系转动,载体速度为零,并不意味着加速度也为零。因此,在正常条件下(车轮无打滑现象),地面车辆的运动只有4个自由度,而不是6个。通过对应用环境的信息进行分析,车辆的运动仅需要4个惯性传感器就可以测量,构成所谓的非完整IMU。存在打滑现象的车辆运动,可以参考文献[21]中的介绍。

一般类型的非完整IMU,包含3个加速度计和1个陀螺仪。3个加速度计的敏感轴相互正交,陀螺仪用于测量绕载体系 z 轴的角速率,进而测量载体航向的变化。这种配置有时被称为3A1G非完整IMU,或称为1G3A。通常,使用5.2~5.5节的传统惯性导航算法,处理非完整IMU的测量数据。缺失的惯性传感器,其结果由估计值替代,也就是通常所说的伪测量。

生成伪测量数据及应用运动约束的方法主要有两种。第一种方法,简单假定绕 x 轴和 y 轴的转动角速率都是零($\omega_{ib,x}^b = \omega_{ib,y}^b = \alpha_{ib,x}^b = \alpha_{ib,y}^b = 0$)。这会导致:一旦出现俯仰或滚动的姿态变化,车辆的位置、速度和姿态结果都将产生误差。利用运动约束作为卡尔曼滤波的观测,上述误差可以被修正。参见15.4.1的介绍^[22]。

第二种方法,是利用运动约束和既有的传感器,计算伪测量的值。在随书CD附录E的E.10节,有相关介绍。

也有建议使用2A1G(或1G2A)的非完整IMU配置。这种配置,利用 $-g$ 的伪测量值代替 z 轴垂向的加速度计输出^[22]。然而,即使利用非完整运动约束,也没有足够的信息用以区分是前向加速,还是俯仰角的变化。因此,这种利用非完整传感器配置的单一手段导航系统,还需要沿前进方向的常值坡度地形约束,以及外部的俯仰角初始化。实际应用中,2A1G的非完整IMU配置仅仅适合与其他传感器联合使用,比如里程计(6.3节),或者GNSS(第8~10章)。

随书CD中,有本章的习题和作业。

参考文献

- [1] Titterton D H, Weston J L. Strapdown Inertial Navigation Technology, 2nd ed. Stevenage, U. K.: IEE, 2004.
- [2] Savage P G. Strapdown Inertial Navigation Integration Algorithm Design Part 1: Attitude Algorithms. Journal of Guidance Control and Dynamics, Vol. 21, No. 1, 1998, pp. 19~28; Strapdown Inertial navigation Integration Algorithm Design Part 2: Velocity and Position Algorithms. Journal of Guidance Control and Dynam-

ics, Vol. 21, No. 2, 1998, pp. 208 – 221.

- [3] King R. The Effects of Approximations in the Processing of Strapdown Inertial Navigation Systems. MSc Thesis, University College London, 2011.
- [4] Wei M, Schwarz K P. A Strapdown Inertial Algorithm Using an Earth – Fixed Cartesian Frame. *Navigation: JION*, Vol. 371, No. 2, 1990, pp. 153 – 167.
- [5] Jekeli C. *Inertial Navigation Systems with Geodetic Applications*. Berlin, Germany; de Gruyter, 2000.
- [6] Grejner – Brzezinska D A, et al. Enhanced Gravity Compensation for Improved Inertial Navigation Accuracy. *Proc. ION GPS/GNSS 2003*, Portland OR, September 2003. pp. 2897 – 2909.
- [7] Jekeli C. Precision Free – Inertial Navigation with Gravity Compensation by an Onboard Gradiometer. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 29, No. 3, 2006, pp. 704 – 713.
- [8] Johnson D. Frequency Domain Analysis for RLG System Design. *Navigation: JION*, Vol. 34, No. 3, 1987, pp. 178 – 189.
- [9] Groves P D. *Principles of Integrated Navigation*. Course Notes, QinetiQ Ltd. , 2002.
- [10] Bortz J E. A New Mathematical Formulation for Strapdown Inertial Navigation. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES – 7, No. 1, 1971, pp. 61 – 66.
- [11] Savage P G. *Strapdown Analytics*, Parts 1 and 2. Maple Plain, MN; Strapdown Associates, 2000.
- [12] Farrell J L. Strapdown at the Crossroads. *Navigation: JION*, Vol. 51, No. 4, 2004, pp. 249 – 257.
- [13] Vinande E, Axelrad P, Akos D. Mounting – Angle Estimation for Personal Navigation Devices. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 59, No. 3, 2010, pp. 1129 – 1138.
- [14] Tzartas D A, Kayton M, Mark J G. *Inertial Navigation*, in *Avionics Navigation Systems*, 2nd ed. M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York: Wiley, 1997, pp. 313 – 392.
- [15] Farrell J A. *Aided Navigation: GPS with High Rate Sensors*. New York: McGraw – Hill, 2008.
- [16] Rogers R M. *Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems*. Reston, VA; AIAA, 2000.
- [17] Britting K R. *Inertial Navigation Systems Analysis*. New York: Wiley, 1971 (Republished by Norwood, MA; Artech House, 2010).
- [18] Rogers R M. IMU In – Motion Alignment without Benefit of Attitude Initialization. *Navigation: JION*, Vol. 44, No. 4, 1997, pp. 301 – 311.
- [19] Levinson E, Majure R. Accuracy Enhancement Techniques Applied to the Marine Ring Laser Inertial Navigator (MARLIN). *Navigation: JION*, Vol. 34, No. 1, 1987, pp. 64 – 86.
- [20] Abdulrahim K. Heading Drift Mitigation for Low – Cost Inertial Pedestrian navigation. Ph. D. Thesis, University of Nottingham, 2012.
- [21] Bevilacqua D M, Cobb S, (eds.) *GNSS for Vehicle Control*. Norwood, MA: Artech House, 2010.
- [22] El – Sheimy N. The Potential of Partial IMUs for Land Vehicle Navigation. *Inside GNSS*, Spring 2008, pp. 16 – 25.

第 6 章 航位推算,姿态和高度测量

本章介绍除惯性导航(第 5 章)以外其他常用的航位推算(dead-reckoning, DR)技术,包括姿态、高度和深度测量等诸多相关技术。磁场和压力测量常被归为特征匹配方式,但根据它们通常的用法,这里把它们一起归到航位推算系统。

航位推算技术用来测量用户相对于环境的运动,不需要无线电信号或大量的特征数据库。由于传感器的测量信息是相对体坐标系的,因此求解地球坐标系内的运动,必须求得航向信息或全姿态信息(根据需要)。另外,类似 5.6.1 节介绍的惯性导航,航位推算要求必须预先获得初始位置信息。

6.1 节介绍姿态测量,包括磁罗盘、陀螺定向和加速度计调平;6.2 节介绍高度和深度传感器;6.3 节介绍里程计或轮式速度传感器,包括与非完整 IMU 组合的里程计;6.4 节介绍基于步伐探测的步行航位推算;6.5 节介绍多普勒雷达和声纳;最后,6.6 节讨论了基于相关的速度测量、大气数据和船速仪。另外,基于环境特征跟踪的航位推算技术在第 13 章讲述。

6.1 姿态测量

本节介绍一些独立的姿态测量技术。先介绍航向测量技术,包括磁罗盘、航海陀螺罗经、捷联偏航陀螺及轨迹定向等。接着讨论多传感器组合航向确定方法。然后,介绍利用加速度计调平、倾角传感器和水平仪等传感器的滚动角和俯仰角测量方法。最后介绍了姿态航向参考系统(AHRS)。

本书的其他章节已经介绍了一些定姿方法,如第 5 章的惯性导航方法,6.3.2 节的差分里程计方法,10.2.5 节的 GNSS 多天线定姿方法,13.3.7 节的恒星图法,以及随书 CD 上的附录 E 中 E.2.3 节的飞行器方位陀螺法等。

6.1.1 地磁定向

如图 6.1 所示,地磁场穿过地球,从地磁北极指向地磁南极,而沿着相反的路径穿过高层大气。所以地磁场在两磁极是沿铅垂方向的,在赤道附近则是沿水平方向的。磁极会随时间缓慢移动,2010 年 1 月 1 日地磁北极位置在北纬 80.08° ,西经 72.21° ,地磁南极位置在南纬 80.08° ,东经 107.79° ,所以地磁场与地球旋转轴之间有 9.98° 的倾角^[1]。

磁场通常用磁通密度向量来描述,单位长度的磁感应力等于磁通密度和电

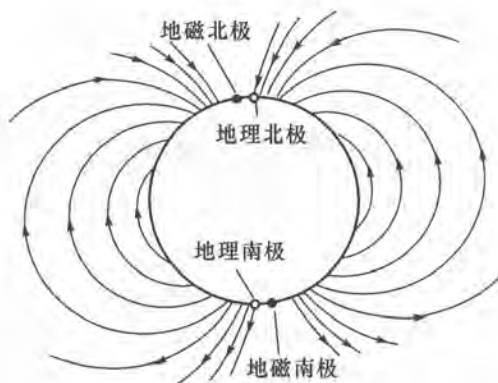


图 6.1 地球地磁场

流向量的叉乘。磁通密度的国际单位(SI unit)是特斯拉(T), $1\text{ T} = 1\text{ N} \cdot \text{A}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$, 其标准符号为 B 。但是, 本书 B 表示矩阵, b 表示仪表零偏, 所以这里磁通密度用 m 表示。

用下标 E 表示地球磁场磁通密度, 其在当地导航坐标系下可表示为

$$\mathbf{m}_E^n(\mathbf{p}_b, t) = \begin{pmatrix} \cos\alpha_{nE}(\mathbf{p}_b, t) \cos\gamma_{nE}(\mathbf{p}_b, t) \\ \sin\alpha_{nE}(\mathbf{p}_b, t) \cos\gamma_{nE}(\mathbf{p}_b, t) \\ \sin\gamma_{nE}(\mathbf{p}_b, t) \end{pmatrix} B_E(\mathbf{p}_b, t) \quad (6.1)$$

式中: B_E 为磁通密度的幅值; α_{nE} 为磁偏角或磁变; γ_{nE} 为地磁场的磁倾角; 这三个参数都是位置和时间的函数。

磁通密度在赤道约为 $30\mu\text{T}$, 在两极约为 $60\mu\text{T}$, 其他区域磁通密度在这两者之间。而磁倾角本质上是地磁纬度, 故在大地纬度 L_b 的 10° 以内。磁偏角给出了地磁场相对真北的方向, 是三个参数中唯一一个用于地磁场定向的参数。磁偏角可以看作是位置和时间的函数, 它能利用 275 系数国际地磁参考场(international geomagnetic reference field, IGRF)^[2] 或 336 系数美/英世界磁场模型(world magnetic model, WMM)^[1] 等全球模型计算得到。由于局部地质因素的影响, 千米级的区域变化能引起地磁模型的变化。全球模型的典型精度约为 0.5° , 但是在某些位置也可能出现几度的误差^[3]。一些国家可以提供全国的高分辨率模型。地磁场一天(白天—晚上)约有 50nT 的变化。由太阳活动引起的磁暴, 也会导致全球地磁场的短期时变异常。对磁偏角的影响在赤道处约 0.03° , 到高纬 80° 以上区域则超过 1° ^[4]。

磁力计测量总磁通密度, 用下标 m 表示。若磁力计敏感轴与惯性传感器敏感轴对齐, 体坐标系用 b 表示, 磁力计的测量值分解到体坐标系可表示为

$$\mathbf{m}_m^b = \mathbf{C}_n^b \begin{pmatrix} \cos\alpha_{nm} \cos\gamma_{nm} \\ \sin\alpha_{nm} \cos\gamma_{nm} \\ \sin\gamma_{nm} \end{pmatrix} B_m \quad (6.2)$$

式中: B_m 、 α_{nm} 和 γ_{nm} 分别为总磁通密度的幅值、偏角和倾角。

由式(2.22)可得

$$\mathbf{m}_m^b = \begin{pmatrix} \cos\theta_{nb} & 0 & -\sin\theta_{nb} \\ \sin\phi_{nb}\sin\theta_{nb} & -\cos\phi_{nb} & \sin\phi_{nb}\cos\theta_{nb} \\ \cos\phi_{nb}\sin\theta_{nb} & \sin\phi_{nb} & \cos\phi_{nb}\cos\theta_{nb} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\Psi_{mb}\cos\gamma_{nm} \\ \sin\Psi_{mb}\cos\gamma_{nm} \\ \sin\gamma_{nm} \end{pmatrix} B_m \quad (6.3)$$

式中: ϕ_{nb} 为滚动角; θ_{nb} 为俯仰角; Ψ_{mb} 为磁航向角, 由下式给出:

$$\Psi_{mb} = \Psi_{nb} - \alpha_{nm} \quad (6.4)$$

当滚动角和俯仰角为零时, 磁航向测量值可以由磁力计测量值通过下式得出:

$$\tilde{\Psi}_{mb} = \arctan_2(-\tilde{m}_{m,y}^b, \tilde{m}_{m,x}^b) \quad (6.5)$$

当滚动角和俯仰角为已知的非零值时, 磁航向测量值为

$$\tilde{\Psi}_{mb} = \arctan_2 \left(\frac{-\tilde{m}_{m,y}^b \cos\hat{\phi}_{nb} + \tilde{m}_{m,z}^b \sin\hat{\phi}_{nb}}{\tilde{m}_{m,x}^b \cos\hat{\theta}_{nb} + \tilde{m}_{m,y}^b \sin\hat{\phi}_{nb} \sin\hat{\theta}_{nb} + \tilde{m}_{m,z}^b \cos\hat{\phi}_{nb} \sin\hat{\theta}_{nb}} \right) \quad (6.6)$$

在两种情况下都要使用四象限反正切函数。

浮针磁罗盘已经用了几个世纪, 但是它不能提供电子读数。电子罗盘使用两个或三个正交安装的磁力计测量磁场, 然后用式(6.5)或式(6.6)计算磁航向角。最后, 由下式给出真实航向:

$$\tilde{\Psi}_{nb} = \tilde{\Psi}_{mb} + \alpha_{nE} \quad (6.7)$$

适用于导航系统的磁力计有以下几种类型: 磁通门、霍尔效应传感器、磁导传感器和磁阻传感器^[3]。磁导和磁阻传感器体积小, 精度约为 $0.05\mu\text{T}$ ^[5], 在存在其他误差源的情况下, 这个精度足以满足大多数导航应用。磁通门传感器的性能更好, 并可具有双敏感轴, 但是体积大且昂贵。霍尔效应传感器的性能更差。

为避免定向误差, 双轴磁罗盘必须与水平面保持物理对齐。当对滚动角和俯仰角作小角度近似时, 定向误差为

$$\delta\Psi_{mb} \approx (\theta_{nb}\sin\Psi_{mb} - \phi_{nb}\cos\Psi_{mb})\tan\gamma_{nm} \quad (6.8)$$

因此, 为了保持水平, 双轴磁罗盘往往安装在一套稳定平台上。但在道路应用中, 磁力计测量幅值的变化可用来估计俯仰角, 并据此校正航向^[6]。

三轴或捷联磁罗盘, 通过三轴加速度计组件, 利用调平方法(6.1.6节)来测量滚动角和俯仰角, 仅需花费 50 美元(40 欧元)。但此调平装置易受加速度干扰, 不适用于高动态应用环境。加速度引入的误差, 对于步行导航等高振动环境应用也有影响, 但是可以通过对测量值进行秒级平滑而显著改善性能^[7]。如果

有 INS 或 AHRS 提供的滚动角和俯仰角,则最好采用这些信息,而不是调平装置的测量信息。

对于平台式和浮针式罗盘而言,虽然可以通过机械阻尼来减小加速度的干扰,但如果是和惯导系统一起使用,它们一般都被捷联式罗盘取代。

陆用的主要问题是车辆、建筑物、桥梁、街灯和电线等人造对象产生的磁场干扰^[6,7]。在数米的范围内,这些磁场的影响很严重,且不易与地磁场区分。单独使用磁罗盘时,降低这些局部异常的唯一办法,是把磁通密度测量值的幅值 $|m_m^b|$ 与阈值区间比较,来确定它是否与地球磁场一致,然后剔除超出阈值范围的磁力计测量值。当磁力计朝向相对垂直方向的角度已知时,通过附加测试倾角值或分别测量水平和垂直方向的磁通密度,可以改善异常探测的灵敏度。但是,这仍然不能消除磁场异常产生的不可探测的度级的航向误差,因此当检测到异常时,导航系统只能依赖于历史的航向测量值。

当磁罗盘与另一种航向传感器组合时(参见 6.1.5 节,6.1.8 节和 16.2.1 节),组合过程自然地平滑了局部异常的影响,而测量新息滤波(17.3.1 节)可用于剔除最恶劣的磁罗盘测量值^[7,10]。16.2.1.1 节也探讨了通过磁力计推导角速率的方法。

用磁力计测量定向的最后障碍在于:磁力计不仅测量地磁场和局部异常,而且测量导航系统自身、主载体和任何所带设备的磁场。设备磁性可分为硬铁磁性和软铁磁性。硬铁磁性是由永磁铁和电子设备产生的磁场,而软铁磁性是由材料引起基础磁场的扭曲而产生的。软铁磁性在舰船上大,而在飞行器和陆地车辆上小。

磁力计组件测量的总磁通密度为

$$m_m^b = b_m + (I_3 + M_m) C_n^b (m_E^n + m_A^n) + w_m \quad (6.9)$$

式中: m_E^n 与前面一样,为地磁场磁通密度; m_A^n 为局部磁场异常磁通密度; b_m 为硬铁磁通密度在体坐标系下的分量; M_m 为软铁标度因数和交叉耦合矩阵; w_m 为磁力计随机测量噪声。

硬铁和软铁磁性呈现的零偏、标度因数和交叉耦合误差与惯性传感器(参见 4.4 节)类似。磁力计自身也有零偏、标度因数和交叉耦合误差,但是,典型情况下它们比硬铁和软铁磁性的误差小得多,而且不能相互区分,因此不需要分别考虑。典型的 MEMS 磁力计测量噪声的方根功率谱密度为 $0.01 \mu\text{T}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

CD 中的例 6.1 显示了不同源的磁通密度如何对磁力计测量值产生影响,以及对合成磁场计算和真实航向测量的影响。它可用 Microsoft Excel 编辑。

设备的磁性是相对体坐标系的,而环境磁性是相对地球的,由此可以区分设备和环境的磁通密度。考虑到摇摆(swinging)过程中磁罗盘的方位角、滚动角和俯仰角都会变化,因此可以通过摇摆过程中一系列测量值来标校 b_m 和 M_m 。

由于摇摆过程位置固定不动,所以可以假设环境磁通密度为常量。因此可以利用磁罗盘中内置的非线性估计算法或 EKF^[11-13] 来估计标校参数和环境磁通密度。然后,用下式对磁力计测量值进行补偿:

$$\hat{\mathbf{m}}_m^b = (\mathbf{I}_3 + \hat{\mathbf{M}}_m)^{-1} \tilde{\mathbf{m}}_m^b - \hat{\mathbf{b}}_m \quad (6.10)$$

式中: $\hat{\mathbf{b}}_m$ 和 $\hat{\mathbf{M}}_m$ 为估计的硬铁和软铁磁性。

当磁罗盘安装在一个大型载体上时,物理摇摆过程是难以实现的,但一些磁罗盘可以利用自激磁场产生的电摇摆来替代实现^[8]。

对近似保持水平的磁罗盘应用,仅仅通过罗盘绕航向轴的摇摆,即可实现一种简单的四系数校准。利用下式可实现航向修正^[8]:

$$\hat{\Psi}_{mb} = \tilde{\Psi}_{mb} + \hat{c}_{b1} \sin \tilde{\Psi}_{mb} + \hat{c}_{b2} \cos \tilde{\Psi}_{mb} + \hat{c}_{s1} \sin 2 \tilde{\Psi}_{mb} + \hat{c}_{s2} \cos 2 \tilde{\Psi}_{mb} \quad (6.11)$$

式中: $\hat{c}_{b1}$ 和 $\hat{c}_{b2}$ 为硬铁磁性校正系数, $\hat{c}_{s1}$ 和 $\hat{c}_{s2}$ 为软铁校正系数。

注意仅当磁罗盘水平时,这种校准才有效。

6.1.2 航海陀螺罗经

从 20 世纪初期开始,陀螺罗经就被用在船上来确定航向^[14,15]。它与用于角速率测量的转子陀螺有相关性(CD 上附录 E.2 节)。它由一个大的转子陀螺组成,陀螺旋转轴在水平面内,对准南北方向。陀螺组件由一个电机驱动的转盘构成,转盘的大部分质量集中于转盘边沿。陀螺组件的壳体与陀螺罗经的壳体通过一套万向支架相连或悬浮在水银中,以隔离船体的运动。因此,通过读出陀螺旋转轴和船体前向轴之间的夹角,就能确定船体的航向。

角动量守恒使得陀螺旋转轴相对于惯性空间稳定(忽略仪器误差)。因此,随着地球自转和船体运动,陀螺自旋轴将产生进动从而与南北轴失准。相对于北-东-地坐标系,陀螺自旋轴在方位和俯仰方向产生进动。而且,如果自旋轴指向东北方向,由于地球自转,俯仰角将增加。这个关系可被用于重力控制技术,当安装在万向支架中的转子的底部比上部重时,转子是不平衡的(反之亦然)。因此,当自旋轴不水平时,重力将施加力矩在转子组件上。由于角动量守恒,导致的旋转将垂直于力矩和自旋方向。因此如果正确设置自转方向,当俯仰轴向上抬起时自旋轴将向西进动,当俯仰轴向下降低时自旋轴向东进动。经过一个完整的循环,自旋轴将描绘出一个以水平面内的南北轴为中心的椭圆锥,这就是所谓的“寻北”。

常用阻尼来保持陀螺自旋轴维持在南北轴线上,阻尼一般采用方位力矩的形式,力矩与自旋轴偏离水平面的位置成正比。阻尼间接地减少了方位角进动的幅度。典型的阻尼时间常数是 60 ~ 90min。由于重力和阻尼的联合作用,自旋轴的方向“螺旋”对准于水平面内的南北轴。陀螺罗经因而是自对准的,不需

要初始对准过程,并可确保陀螺传感器误差不会引起随时间增长的陀螺罗经航向误差。典型的陀螺罗经在启动和正常使用之间有约 1h 的稳定时间。

对于对准的陀螺罗经,地球自转仍将使自旋轴以正比于纬度正弦的速率偏离南北方向,重力和阻尼控制环路将抵消这种偏离。但是,应用这种校正时仍有滞后,导致与纬度相关的航向偏差,这种纬度偏差可以通过施加在转子组件上的与纬度相关的力矩来补偿,从而补偿地球自转的影响。因此,所有的陀螺罗经都要求输入纬度。

一艘正在行进的船,相对于惯性空间绕它的俯仰轴缓慢转动(以转移角速率转动,见 5.4.1 节),从而保持它的 xy 平面平行于(平均)海平面。当船以南北方向航行时,船体的俯仰轴,与陀螺罗经的、不随船转动的转子俯仰轴一致。因此,罗经转子自旋轴,相对于船体、绕船的俯仰轴缓慢转动。陀螺罗经的重力控制环路由此会产生一个航向扰动,扰动量正比于 $\nu_{eb,N}^n / \cos L_b$ 。在中纬度地区, $20\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的南北向速度引入约 1° 的偏移。这种“激增式误差”也可以通过下面的手段予以补偿:通过对陀螺罗经输出校正,或者用恢复力矩来重对准陀螺自旋轴的方法。因此,陀螺罗经也需要北向速度输入。当船航行在东西方向时,俯仰轴与陀螺罗经转子的自旋轴一致,所以船的转动不会影响陀螺罗经的控制环路。

以飞机的速度,激增式误差不能被有效补偿,所以陀螺罗经不适用于飞机。激增式误差也使陀螺罗经不能在地球的极点工作。然而对舰船来说,历史上穿越极地已经不是什么难题。

为避免性能下降,在重力控制环路和阻尼环路的时间常数内,积累的传感器误差必须很小。因此,传感器性能应该不亚于飞行级 IMU 的传感器(见第 4 章)。典型的陀螺罗经航向精度约 0.1° ,价格约 15000 美元(12000 欧元),尺寸约 $0.4 \sim 0.5\text{m}^3$ 。

6.1.3 捷联偏航轴陀螺

陆地车辆体坐标系的 xy 平面与路面近似平行。因此,当路面水平时,单个偏航轴陀螺敏感体坐标系 z 轴的转动,即可直接测量航向的变化。但很多因素都将引入航向误差,如倾斜、摇晃和崎岖不平的地形、车体的滚转,陀螺安装不对准角,传感器误差,地球自转角速度等。其中一些误差因素可以被补偿^[16]。

由式(2.49),偏航陀螺测量的角速率与载体相对于当地导航坐标系的角速率有关:

$$\omega_{ib,z}^b = C_{b3,1:3}^n (\omega_{nb}^n + \omega_{in}^n) \quad (6.12)$$

航向角可以用下式近似更新:

$$\hat{\Psi}_{nb}(t + \tau_i) \approx \hat{\Psi}_{nb}(t) + \omega_{ib,z}^b \tau_i \quad (6.13)$$

式中: τ_i 为更新时间间隔。

图 6.2 显示了倾斜路面对航向测量的影响。绕载体系 z 轴的旋转角 $\alpha_{ib,z}^b$, 小于相应的航向变化 $\Delta\psi_{nb}$ 。因此, 偏航轴陀螺在倾斜地形上将低估航向改变。除了坡道和山坡外, 快速路上的弯道常常通过路面倾斜来辅助车辆高速转弯时的稳定。当顺着倾斜的弯道行进时航向变化将被低估, 而逆着倾斜的弯道时航向变化将被高估。当滚转角和俯仰角在 $0.14\text{rad}(\sim 8^\circ)$ 内时, 等价于 10% 的斜坡, 角速率标度因数误差将小于 1%^[16]。

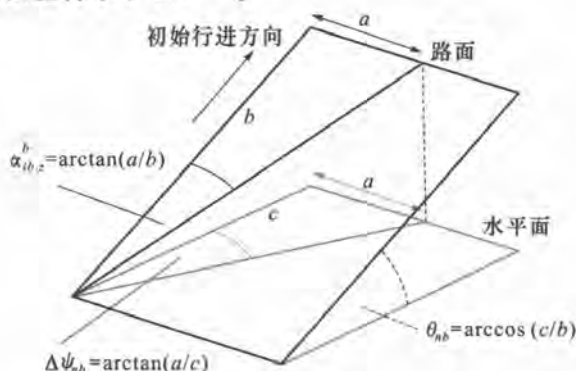


图 6.2 当用一个敏感轴垂直于路面的陀螺测量时路面倾斜对航向测量的影响

车载转弯时车身也会相对于路面滚转, 大小取决于车辆的设计和驱动形式。摩托车可以承受最大的滚转角。但是, 滚转角可以被作为速度和转向率的函数来估计, 并用来补偿陀螺输出^[17]。

在崎岖路面上将会有更多的误差产生, 航向陀螺敏感瞬时的滚转和俯仰变化, 导致航向的随机游走误差(假设俯仰和滚转运动不相关)。但这仅影响越野时的性能^[16]。

最后, 当车辆静止时, 可以假设航向不变化。这不仅能抑制航向输出变差, 而且也能用来校正陀螺偏差。在 15.3.3 节将讲述零速更新。

原则上, 更精确的航向更新算法可用精确的俯仰角实现。俯仰角可通过地形高度梯度数据库得到, 也可通过水平和垂直的速度解推导得到。但是, 滚转角比较难确定。因此, 对于更高精度的应用, 建议用非完整 IMU(5.9 节) 或 AHRS 来实现。

6.1.4 由轨迹确定航向

当陆地车辆以直线行进时, 行进方向与车体坐标系的 x 轴一致。此时航向能被相对于地球的速度解求得:

$$\Psi_{nb} = \arctan_2(v_{eb,E}^n, v_{eb,N}^n) \quad (6.14)$$

此处必须用四象限反正切函数。为了避免正反馈误差, 如果速度是此航向解的函数, 那么航向解就不能用此速度值来计算, 但可以用从定位系统如 GNSS 得到

的速度解^[16,18]。航向不确定度为

$$\sigma_{\psi} = \frac{\sqrt{\nu_{eb,E}^2 \sigma_{\nu,N}^2 + \nu_{eb,N}^2 \sigma_{\nu,E}^2}}{\nu_{eb,N}^2 + \nu_{eb,E}^2} \quad (6.15)$$

式中： $\sigma_{\nu,N}$ 和 $\sigma_{\nu,E}$ 分别是北向和东向速度不确定度。

因此，由速度推得的航向角精度，决定于车辆速度的快慢。当速度低于2m/s时，GNSS速度不能用来确定航向^[16]。另一个方法是从地图匹配来估计航迹(13.1节)^[19]。

当车辆转弯时，航向与轨迹不再一致。但是，当偏航角速率已知时，速度解可以从体坐标系原点转换到包含车辆后轴的垂直平面上。假设后轮为非驱动轮，这个平面被限制在仅能沿着体坐标系 x 轴移动(见6.3.1节)。因此航向变为

$$\Psi_{nb} = \arctan_2[(\nu_{eb,E}^n + \omega_{nb,z}^n l_{br,x}^b \cos \Psi_{nb}), (\nu_{eb,N}^n - \omega_{nb,z}^n l_{br,x}^b \sin \Psi_{nb})] \quad (6.16)$$

式中： $l_{br,x}^b$ 是从 b 系原点到后轴的前向距离。

但是，需注意转弯时的车轮滑动会影响航向解精度。如果角速率(或杆臂)未知，航向变化时由轨迹推算的航向角值应该被忽略。关于公路车辆运动更多的信息可参考文献[20]。

对于飞机、舰船和小船，由于风或水流的影响，航向和对地轨迹之间有差异。因此，由轨迹推导的航向仅适用于为对准过程提供一个粗的初始值，和作为故障诊断的参考值(第17章)。

陆地车辆的俯仰姿态可以用同样的方法确定，这里俯仰角是常数：

$$\theta_{nb} = \arctan\left(\frac{-\nu_{eb,D}^n}{\sqrt{\nu_{eb,N}^2 + \nu_{eb,E}^2}}\right) \quad (6.17)$$

6.1.5 组合航向确定

如前所述，不同的航向确定方法呈现不同的误差特性。磁航向测量(6.1.1节)精度受加速度和局部磁场异常的影响。多天线GNSS测量航向(10.2.5节)噪声大且易受信号中断的影响。由轨迹推得的航向角(6.1.4节)依赖于可得到的速度解，且低速时不可靠。单陀螺(6.1.3节)或差分里程计(6.3.2节)能提供精确的短期航向变化测量，但由于传感器误差和车辆侧倾、斜坡或路面不平等因素的影响会造成误差积累。

更稳定和更精确的航向解，通常通过绝对航向测量方法和角速率测量方法组合得到。前者如磁测量、GNSS测量或轨迹推导的航向，后者如陀螺测量或差分里程计测量。角速率传感器可以平滑绝对航向测量的噪声，而绝对航向测量可以校正陀螺或里程计的漂移。

将磁罗盘与陀螺(4.2节和4.4节)或差分里程计(10.3节)组合,可获得更稳定的航向测量。这两种传感器能够提供短时的精确航向变化,但有长期漂移较大的缺点。因此,陀螺或里程计可以平滑磁罗盘噪声,而磁罗盘能够修正陀螺/里程计的漂移。

传感器可以用固定增益平滑滤波方法来融合,如磁罗盘和陀螺可以用下式进行融合:

$$\hat{\Psi}_{nb}(t) = W_m \hat{\Psi}_{nb,m}(t) + (1 - W_m) [\hat{\Psi}_{nb}(t - \tau) + \tilde{\omega}_{ib,z}^b \tau] \quad (6.18)$$

式中: $\hat{\Psi}_{nb}$ 为组合航向; $\hat{\Psi}_{nb,m}$ 为磁罗盘指示的真实航向; $\tilde{\omega}_{ib,z}^b$ 为陀螺或里程计测量的角速率; W_m 为磁罗盘权重。

任何当磁场异常被探测到时, W_m 可以被置为零。但更好的方法是使用16.2.1.2节讲述的卡尔曼滤波,因为它能够修正陀螺或里程计的偏差,使得权重最优化,并提供更多的方法来滤除绝对航向测量的异常值。

6.1.6 加速度计调平和倾斜传感器

5.6.2节介绍过,惯性导航的两个姿态分量——滚动角和俯仰角,通常利用调平来初始化。三轴加速度计组件用来检测重力加速度的方向,忽略局部变化,这个方向表示当地导航坐标系的地轴。俯仰角和滚动角由式(5.101)给出:

$$\theta_{nb} = \arctan\left(\frac{f_{ib,x}^b}{\sqrt{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2}}\right), \quad \phi_{nb} = \arctan_2(-f_{ib,y}^b, -f_{ib,z}^b)$$

其中, f_{ib}^b 是比力计算滚动角要用四象限反正切函数。在INS/GNSS组合导航、传递对准、准静态对准、零速修正和其他INS组合算法中,均基于相同的原理,用速度误差的变化率来校准滚动角和俯仰角误差(参见第14~16章)。

在无陀螺导航系统中,省掉了相对加速度计而言更为昂贵的陀螺,调平可能是确定滚动角和俯仰角的唯一手段。但是式(5.101)假设加速度计是静止的,只测量重力响应,因此任何其他加速度都会干扰调平过程。例如, $1\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 的前向加速度将会导致约 100mrad (5.7°)的俯仰角误差。

倾角传感器也叫倾角计,通过测量比力的方向而不是幅度来确定滚动和俯仰姿态。因此,它们也包含加速度引入的误差。一些倾角传感器是基于加速度计的,也有其他类型的,包括摆式、液体电容传感器、电解传感器,以及常被叫做水平仪的气泡式传感器。传感器有单轴的,也有双轴的,价格在5~200美元(4~160欧元)之间。

图6.3示意了一个电解倾角传感器。它由一个填充了部分导电液的小瓶子构成,液体中包含了一些平行电极。任何一对电极之间的导电率正比于浸没在液体中的电极长度。典型的单轴传感器有2~3个电极而双轴传感器有4~5

个。大量程的传感器噪声很小,有约 0.01° 的重复性(比小量程的更好)。但是,如电极的安装失准误差等系统性误差是严重的,交叉耦合误差约占 10%。因此,为了获得更好的性能,传感器使用前必须先标定。

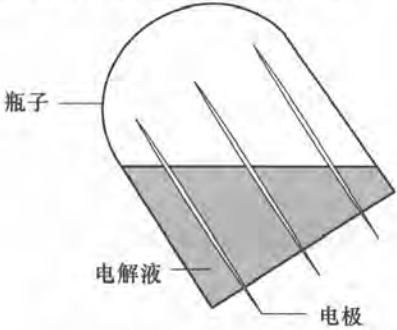


图 6.3 电解倾角传感器

6.1.7 地平线敏感法

地平线敏感法,通过测量地球地平线相对于传感器体坐标系的方向,来确定滚动和俯仰角。当载体的 xy 平面平行于包含地平线的平面时,载体是水平的。地平线敏感与比力无关,因而不受载体加速度的影响。简单的地平线传感器假设地球为圆球,但要得到最好的精度必须假设地球为椭球。

地平线敏感法从 20 世纪 60 年代起,就被用于轨道太空飞行器的姿态确定。用红外频谱的 $5 \sim 15\mu\text{m}$ 区域能得到最好的效果。波束扫描型地平线传感器现在大部分已经被图像传感器所取代。

近年来,利用安装在前端的消费级摄像机,地平线敏感法被用于微型飞行器上(MAV)^[22,23]。在低海拔地区,地平线近似直线,从倾斜度可以确定滚动角,从图像内的垂直位移可以确定俯仰角。图 6.4 显示了此原理。用标准分辨率的相机能达到度级的噪声水平。当图像处理算法对地平线误判时,应该用异常探测方法(见第 17 章)来滤除测量点。

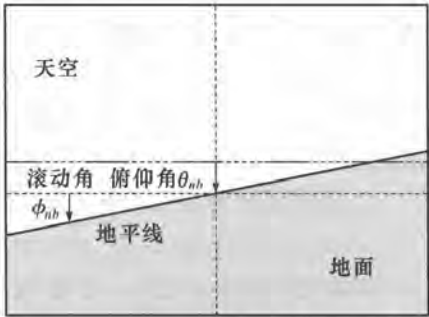


图 6.4 低高度条件下利用地平线探测法来确定滚动角和俯仰角

温度地平线敏感法的工作原理,是利用了地面能比天空辐射更多热量的特点。通过 6 个热电偶的测量值,来确定滚动和俯仰角,热电偶以相反方向、相向安装在 3 个互相垂直的轴上。一套传感器价格约 100 美元(80 欧元),常被用于 MAV。

6.1.8 姿态航向参考系统

图 6.5 显示了一个基本的姿态航向参考系统(attitude and heading reference system, AHRS),或航向姿态参考系统(heading and attitude reference system, HARS)的示意图,由一个消费级或战术级的低成本 IMU 和一个磁罗盘构成。其典型的应用为低成本航空设备,例如私人飞机和无人飞行器(UAV)。它能提供三个分量的惯性姿态但不提供位置和速度。对于海上应用,它有时被称为捷联陀螺罗经。与惯导(参见第 5 章)一样,姿态由积分陀螺测量得到。注意,当位置和速度未知时,地球自转和转移速率在当地导航坐标系下的分量必须忽略。

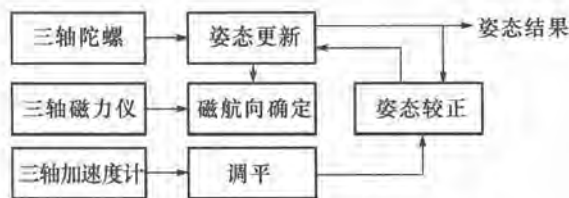


图 6.5 姿态航向参考系统的基本构成框图

6.1.6 节已介绍,加速度计通过调平得到滚动角和俯仰角。这两个角度可以通过低增益的方式,平滑掉载体机动导致的水平测量偏差,从而校正陀螺推算出的滚动角和俯仰角。磁罗盘同样可以通过低增益方式平滑掉短时误差,校正陀螺推算出的航向。经校正后,陀螺指示的滚动角和俯仰角结合三轴磁力计测量值,就可以通过式(6.6)确定磁航向。许多 AHRS 利用机动检测算法滤除高动态时的加速度计测量值。这也可以通过比较比力幅度与重力加速度幅度来实现。类似的,当探测到磁场异常时磁航向测量也应该被忽略。利用 16.2.1.4 节描述的卡尔曼滤波进行多传感器信息融合,可使平滑增益动态最优,并使陀螺偏差得到校正。

当载体直线水平飞行时,典型的 AHRS 能提供 10mrad(0.6°)的滚动角和俯仰角精度以及 20mrad(1.2°)的航向精度。其性能取决于所使用的惯性传感器精度和所用的处理算法。在高动态机动时,精度通常下降一倍。更多有关 AHRS 的信息可参考文献[8],而 AHRS 与其他导航系统的组合将在 16.2.1.4 节讨论。

注意,AHRS 有时用来表示较低级别的惯导,而不是一个仅确定姿态的设备。

6.2 高度和深度测量

高度确定对飞行器导航是必需的,而深度确定对潜艇、潜水员、水下遥控航行器(ROV)或水下自主航行器(AUV)来说,也是很关键的。当要确定行人在建筑物的哪一层时,也需要确定高度信息。而且,对车辆来说,独立的高度解能被用于约束 GNSS 的位置,提高鲁棒性。这也被用在伪卫星、UWB 和声学定位中(见第 12 章)。陆地车辆的高度是经纬度的函数,可通过地形高度数据库^[24,25]来确定。而船的高度可通过大地水准面模型和潮汐模型来确定。

本节介绍独立的高度和深度测量方法,包括气压高度计、深度压力传感器和雷达高度计。

6.2.1 气压高度计

气压高度计利用气压表测量周围的大气压力 p_b ,图 6.6 显示了其随高度的变化。可从标准大气模型,并利用下式确定高度^[26,27]:

$$h_b = \frac{T_s}{k_T} \left[\left(\frac{p_b}{p_s} \right)^{-\left(\frac{Rk_T}{g_0} \right)} - 1 \right] + h_s \quad (6.19)$$

式中: p_s 和 T_s 分别为表面压力和温度; h_s 为测量点的大地高程; $R = 287.1 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ 为气体常; $k_T = 6.5 \times 10^{-3} \text{ K} \cdot \text{m}^{-1}$ 为大气温度梯度; $g_0 = 9.80665 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ 为表面平均重力加速度。

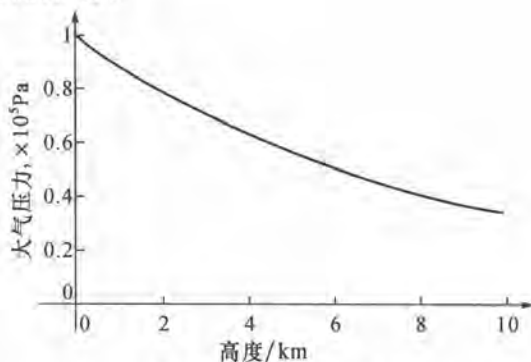


图 6.6 气压随高度的变化

对于差分气压测量法,需把参考基准站的表面温度和压力传递给用户。对于独立气压测量法,设定标准平均海平面的 $p_s = 101.325 \text{ kPa}$, $T_s = 288.15 \text{ K}$ 。此时, $h_b - h_s$ 即是 2.4.4 节定义的正高 H_b 。注意,式(6.19)仅适用于正高不超过 10.769km 时的情况,超过此高度,认为空气温度为常值 218.15K, $h_b = 73607 - 147051gP_b \text{ m}$,此处 P_b 单位为 Pa ^[28]。

气压高度计测量的分辨率约为 10Pa ^[10], 对应地表附近 1m 高度或 10km 海拔处的 3m 高度。当快速爬升和下降时, 压力测量会出现严重滞后, 且会受到湍流和声爆的干扰。对于直升机应用, 气压传感器必须被仔细定位和校准, 以阻止机翼转动产生的下降气流导致的读数失真, 在地面附近失真尤为严重。但是, 气压高度测量的主要误差源, 来自于温度和压力的真实值与模型值的差异。对于独立气压测量, 高度误差能达几百米。对于差分气压测量, 误差随着距基准站的距离和标定数据的年限增加而增大。当导航系统穿过气象锋面时, 可能会导致气压高度误差的急剧变化。

在 GNSS 出现之前, 气压计是在高海拔区域测量飞行器绝对高度的唯一方法, 因为惯导的垂直通道是不稳定的(参见 5.7.2 节)。为了保证飞行器安全的飞行间距, 对于不同飞行器, 高度测量的一致性要比准确性更重要。所以, 在高度超过 5.486km 时, 所有飞行器都使用标准平均海平面值 p_s 和 T_s ^[28]。另外, 航空管制系统依据气压高度, 而不是大地高程或正高来分配飞行高度层。飞行器气压高度计价格高于 150 美元(120 欧元)。

传统上, 常利用三阶控制回路将飞行器气压测量值与惯导系统垂直通道组合。当载体直线水平飞行时, 气压高度计更稳定, 没有载体爬升和俯冲时产生的标度因数误差, 高度数据可通过用不同的增益对惯导进行修正 ^[29,30]。但是, 当利用卡尔曼滤波将气压和惯导系统与其他导航系统, 如 GNSS 组合时, 气压—惯导回路会产生问题。这是因为在组合算法中, 难以保持准确的气压—惯导回路模型, 尤其当技术细节未知时。因此, 气压和惯导系统总是作为独立的传感器进行组合。气压组合将会在 16.2.2 节讨论。

在陆地应用中, 气压高度计提供了一种紧凑且便宜的测量高度变化的方法。MEMS 气压计价格约 30 美元(25 欧元)。它们被用来确定绝对高度, 考虑到天气变化, 必须在每个使用周期开始时, 对其进行再校准, 校准可用 GNSS 或一个已知的起始点来完成。在协同导航中, 校准参数可以在成员中共享。当在城市峡谷等地方, GNSS 信号可用性很差时, 使用校准的高度计可以在仅有三颗 GNSS 卫星的情况下获得位置解 ^[31]。在建筑物内, 由于气流差异, 气压高度在不同房间之间可能有米级的差异, 尤其在楼梯间。开门也会干扰读数。在汽车内, 当行驶在隧道中、开窗或风扇设置改变时, 也会有几米的变化 ^[32]。

6.2.2 深度压力传感器

深度压力传感器通过测量水压 p_b 来确定潜艇、ROV、AUV 或潜水员的深度 d_b 。高精度的压力到深度的转换详细描述在文献[33]。但是, 深到几百米后, 深度可被建模作为压力的的线性函数, 有

$$d_b = h_s - h_b \approx \frac{p_b - p_s}{\rho g} \quad (6.20)$$

式中: h_s 和 h_b 分别为水面和压力传感器的大地高程; p_s 为水面的大气压力; ρ 为水的密度; g 为重力加速度。

水的密度是温度和盐度的函数,淡水近似为 $10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$,海水近似为 $1.03 \times 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$ 。深度每增加 10m,压力增加约 1 个大气压(10^5 Pa)。压力测量的典型精度在 0.2% 之内。需要注意的是,表面高度 h_s 会受潮汐的影响而变化。

6.2.3 雷达高度计

雷达高度计(radar altimeter),通过向下播发无线电信号并测量其从地面反射后返回的时间,来测量飞行器、导弹或 UAV 的离地高度。价格一般在 5000 ~ 10000 美元(4000 ~ 8000 欧元)范围内。离地高度通常直接用来做辅助降落、地面避碰或地形跟踪飞行。当纬度和经度已知时,还可与地形高程数据库结合,来确定载体的大地高程或正高。雷达高度计和地形高度数据库也可用来实现地形辅助导航,这将在 13.2 节介绍。

雷达高度计通常以 4.3GHz 的频率发射信号,也有一些采用 15.6GHz 的频率。离地的高度范围通常随传输能量的四次方根变化,其典型值为 1500m。有三种主要的调制技术:调频连续波(frequency-modulated continuous-wave, FM-CW)雷达发射频率变化的连续信号,离地高度可以从发射和接收信号的频率差获得;脉冲雷达发射一系列短脉冲,根据发射和接收的时间延迟来确定高度;扩谱雷达与 GNSS 原理相同(参见 7.3.2 节和 8.1.2 节),它在播发信号上调制伪随机噪声(PRN)码,将接收到的信号与相同编码的时移信号作相关处理,相关峰值的时移量确定了离地高度。三种类型的雷达都使用跟踪环路来平滑连续测量噪声并滤除异常返回值^[34]。

雷达高度计硬件测量精度为 1m。但是,飞行器正下方离地高度的测量精度只到高度值的 1% ~ 3%。这是因为发射的雷达波束很宽,其典型的半峰全宽(full width at half maximum, FWHM)为 $\pm 60^\circ$,在 4.3GHz 处返回信号的有效宽度约为 20° 。所以,如果主载体离地高度 1000 m,雷达覆盖范围的有效直径为 350 m。因此,飞行器正下方周围的地形对高度的测量有影响。当地形平坦时,覆盖范围中心返回的路径长度短于边缘,故雷达高度计处理有偏差,且有利于先返回的信号。这也有利于障碍避碰。飞行器高度越高,波束覆盖范围越大,覆盖范围内地形变化越复杂,因此其高度测量误差也越大,如图 6.7 所示。用大孔径天线或更高的频率可以降低波束的宽度。

当载体非水平时,发射的雷达波束的峰值不会打到飞行器正下方的地面。但是,有利的是地面反射率总是在垂直入射时最高,并且最短返回路径通常仍为载体正下方。这样,当滚动角和俯仰角较小时雷达高度计测量值仍是有效的,但超过一定阈值时雷达高度测量值应该禁用。与窄波束设计相比,宽波束的雷达

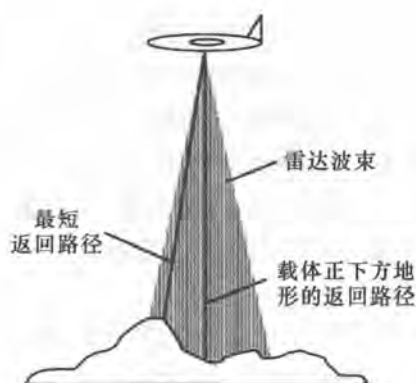


图 6.7 雷达波束覆盖范围和地形高度变化对雷达高度计性能的影响

高度计能容许更大的俯仰角和滚动角。

激光测距仪的覆盖范围要小得多,能通过扫描找到最短的返回路径。因此,它提供了一个比雷达更精确的离地高度的测量。但是,它的测量距离更短并且受天气影响。

超声波高度计能在低成本和低重量的同时提供高精度测量,但测量范围仅限于几米。因此,它们一般被用在自动降落而不是导航上。

对于舰船、潜艇和 AUV,声波回波探测或声纳可以利用相似的原理测量船体相对于河床或海底的高度。

6.3 里程计

里程计通过测量陆地车辆车轮的旋转来确定速度和行驶距离。已知最早的应用是在罗马战车上。这种被称为里程计的传感器传统上被固定在传动轴上。但是,大多数新型车辆在每个轮上都安装一个里程计,也被称为轮速传感器 (wheel speed sensor, WSS),用于防抱死刹车系统 (ABS)。机器人也可用 WSS。

通过区分左右 WSS 的测量值,可以得到车辆的偏航速率,这就是所谓的差分里程技术,这已在公元 3 世纪中国的指南车 (south-pointing chariot) 上得到应用。

为了避免机械磨损,里程计一般用旋转编码器式的非接触式传感器。大多数里程计安装在传动轴或轮轴的铁齿轮上,每当锯齿穿过传感器,磁通密度就会变化,测量它会产生一个脉冲信号,脉冲数与行驶的距离成正比。这些传感器有时也被称为轮脉冲或轮位式传感器。通过差分可给出速度。低成本里程计和 WSS 使用基于可变磁阻的被动传感器,信噪比较差,所以易受振动和干扰的影响。另外,当速度低于 $1\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时不能使用,所以不建议用于导航。主动传感器一般是基于霍尔效应,在任何速度都能提供一个很强的信号,但是价格更

贵^[6,35]。此外也可使用光学传感器,但是易受污染。

在公路车辆中,WSS 或里程计测量值能通过车载诊断接口(on-board diagnostics, OBD)获取。不同的国家被指定不同的 OBD 版本,如美国的 OBD-II、欧盟的 EODB 和日本的 JOBD。OBD 的通用协议是 CAN 总线。从 OBD 接口获得的速度测量值通常有很大的量化误差。通过差分车轮旋转数据能获得高精度的轮速值,车轮旋转数据一般为脉冲计数^[37]。注意由里程计推导的加速度值相对从 IMU 获得的加速度值噪声更大。

本节首先介绍线性里程计,然后是差分里程计,最后是里程计和非完整 IMU 的组合。用摄像机的视觉里程计将在 13.3.5 节讲述。

6.3.1 线性里程计

为了描述前轮导向车辆的里程计导航,有必要引入三个坐标系:体坐标系 b ,用于描述载体上导航参数对应的点;后轮坐标系 r ,原点沿转动轴位于两个后轮的等距中心,方向沿载体行驶方向,这与体坐标系是一致的,故 $C_r^n = C_b^n$;前轮坐标系 f ,原点沿转动轴位于两个前轮的等距中心,方向与前轮行驶方向对齐,方向由转向角 ψ_{bf} 确定。这样,

$$C_f^n = C_b^n \begin{pmatrix} \cos \Psi_{bf} & -\sin \Psi_{bf} & 0 \\ \sin \Psi_{bf} & \cos \Psi_{bf} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (6.21)$$

从体坐标系到后轮和前轮的水平杆臂分别为 l_{br}^b 和 l_{bf}^b 。传动轴测量给出驱动轮(后轮或前轮)坐标系的速度 v_{er} 或 v_{ef} 。轮速测量给出每个轮的速度 v_{erL} 、 v_{erR} 、 v_{efL} 和 v_{efR} 。后轮和前轮坐标系的速度为

$$\begin{cases} v_{er} = \frac{1}{2}(v_{erL} + v_{erR}) \\ v_{ef} = \frac{1}{2}(v_{efL} + v_{efR}) \end{cases} \quad (6.22)$$

当车辆转弯时,每个车轮速度不同,前轮和后轮行驶方向不同,但都沿着前轮或后轮坐标系的前向轴(x)行驶。此时,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{erL}^r &= \begin{pmatrix} v_{erL} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, & \mathbf{v}_{erR}^r &= \begin{pmatrix} v_{erR} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{v}_{efL}^f &= \begin{pmatrix} v_{efL} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, & \mathbf{v}_{efR}^f &= \begin{pmatrix} v_{efR} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (6.23)$$

如图 6.8 所示,在车身的不同位置,速度的大小和方向不同^[18]。后轮距 T ,

为两个后轮与地面接触面中心之间的距离,也是车轮路面轨迹的垂线距离。前轮距 T_f 为两个前轮与地面接触面中心之间的距离,但其路面轨迹的垂线距离为 $T_f \cos \psi_{bf}$ 。

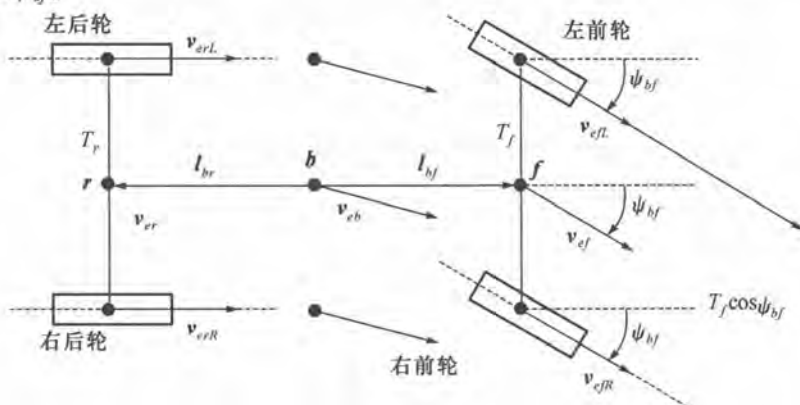


图 6.8 陆地车辆转弯时的轮速和车速

由式(2.165)和式(6.23)可知,体坐标系速度可以通过后轮和前轮的测量值获得:

$$\mathbf{v}_{eb}^b = \mathbf{C}_r^b \begin{pmatrix} \nu_{er} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \boldsymbol{\omega}_{eb}^b \wedge \mathbf{l}_{br}^b \approx \begin{pmatrix} \nu_{er} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \boldsymbol{\omega}_{eb}^b \wedge \mathbf{l}_{br}^b \quad (6.24)$$

或

$$\mathbf{v}_{eb}^b = \mathbf{C}_f^b \begin{pmatrix} \nu_{ef} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \boldsymbol{\omega}_{eb}^b \wedge \mathbf{l}_{bf}^b = \begin{pmatrix} \nu_{ef} \cos \Psi_{bf} \\ \nu_{ef} \sin \Psi_{bf} \\ 0 \end{pmatrix} - \boldsymbol{\omega}_{eb}^b \wedge \mathbf{l}_{bf}^b \quad (6.25)$$

其中 $\boldsymbol{\omega}_{eb}^b$ 的偏航分量可以由差分里程计给出(见 6.3.2 节),或者由偏航轴陀螺扣除地球自转角速率给出。忽略其他分量和转移速率(5.4.1 节),式(6.24)和式(6.25)可化简为

$$\begin{pmatrix} \nu_{eb,x}^b \\ \nu_{eb,y}^b \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} \nu_{er} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_{br,y}^b \\ -l_{br,x}^b \end{pmatrix} \dot{\Psi}_{nb} \quad (6.26)$$

或

$$\begin{pmatrix} \nu_{eb,x}^b \\ \nu_{eb,y}^b \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} \cos \Psi_{bf} \\ \sin \Psi_{bf} \end{pmatrix} \nu_{ef} + \begin{pmatrix} l_{bf,y}^b \\ -l_{bf,x}^b \end{pmatrix} \dot{\Psi}_{nb} \quad (6.27)$$

忽略车辆滚动角和俯仰角,从时刻 t 到 $t + \tau_0$ 过程中位置的变化为

$$\begin{pmatrix} \Delta r_{eb,N}^n(t, t + \tau_0) \\ \Delta r_{eb,E}^n(t, t + \tau_0) \end{pmatrix} \approx \int_t^{t+\tau_0} \begin{pmatrix} \cos \Psi_{nb}(t') & -\sin \Psi_{nb}(t') \\ \sin \Psi_{nb}(t') & \cos \Psi_{nb}(t') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_{eb,x}^b(t') \\ \nu_{eb,y}^b(t') \end{pmatrix} dt' \quad (6.28)$$

其中,时刻 t 到 $t + \tau_0$ 过程中,传感器测量的平均速度、航向角速率和转向角均已知,将式(6.26)或式(6.27)代入式(6.28)并积分得

$$\begin{pmatrix} \Delta r_{eb,N}^n(t, t + \tau_0) \\ \Delta r_{eb,E}^n(t, t + \tau_0) \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} \cos \Psi_{nb}(t) - \frac{1}{2} \dot{\Psi}_{nb} \tau_0 \sin \Psi_{nb}(t) \\ \sin \Psi_{nb}(t) + \frac{1}{2} \dot{\Psi}_{nb} \tau_0 \cos \Psi_{nb}(t) \end{pmatrix} v_{er} \tau_0 \\ + \begin{pmatrix} \cos \Psi_{nb}(t) & -\sin \Psi_{nb}(t) \\ \sin \Psi_{nb}(t) & \cos \Psi_{nb}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} l_{br,y}^b \\ -l_{br,x}^b \end{pmatrix} \dot{\Psi}_{nb} \tau_0 \quad (6.29)$$

或

$$\begin{pmatrix} \Delta r_{eb,N}^n(t, t + \tau_0) \\ \Delta r_{eb,E}^n(t, t + \tau_0) \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} \cos[\Psi_{nb}(t) + \Psi_{bf}(t)] - \frac{1}{2}(\dot{\Psi}_{nb} + \dot{\Psi}_{bf})\tau_0 \sin[\Psi_{nb}(t) + \Psi_{bf}(t)] \\ \sin[\Psi_{nb}(t) + \Psi_{bf}(t)] + \frac{1}{2}(\dot{\Psi}_{nb} + \dot{\Psi}_{bf})\tau_0 \cos[\Psi_{nb}(t) + \Psi_{bf}(t)] \end{pmatrix} \\ v_{ef} \tau_0 \begin{pmatrix} \cos \Psi_{nb}(t) & -\sin \Psi_{nb}(t) \\ \sin \Psi_{nb}(t) & \cos \Psi_{nb}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} l_{bf,y}^b \\ -l_{bf,x}^b \end{pmatrix} \dot{\Psi}_{nb} \tau_0 \quad (6.30)$$

其中,对 $\dot{\Psi}_{nb} \tau_0$ 和 $\dot{\Psi}_{bf} \tau_0$ 作了小角度近似,并忽略了 $\dot{\Psi}_{nb}^2$ 。可以看出用前轮里程计导航时需要转向角及其变化率。在两种情况下,纬度和经度解均利用下式更新:

$$\begin{cases} L_b(t + \tau_0) = L_b(t) + \frac{\Delta r_{eb,N}^n(t, t + \tau_0)}{R_N(L_b(t)) + h_b(t)} \\ \lambda_b(t + \tau_0) = \lambda_b(t) + \frac{\Delta r_{eb,E}^n(t, t + \tau_0)}{[R_E(L_b(t)) + h_b(t)] \cos L_b(t)} \end{cases} \quad (6.31)$$

其中, R_N 和 R_E 由式(2.105)和式(2.106)给出。

里程计或 WSS 测量的是地面行驶的距离,而不是水平面上的距离。因此,如果载体行驶在斜坡上,里程计会高估水平距离,如图 6.9 所示。车辆横滚和道路侧倾不影响速度和距离的测量。对于小于 140 mrad (8°) 的斜坡,误差小于 1%。如果俯仰角已知,斜坡的影响可以通过把速率、速度和/或行驶距离乘以 $\cos \theta_{nb}$ 来修正。俯仰角可以用 IMU、GNSS 速度测量值或地形高度数据库来估计,也可以由气压高度随行驶距离的变化率来估计:

$$\hat{\theta}_{nb} = \arctan \left(\frac{\Delta h_b}{\sqrt{\Delta r_{eb,N}^n{}^2 + \Delta r_{eb,E}^n{}^2}} \right) \quad (6.32)$$

由车轮半径的不确定性引起的标度因数误差是线性里程计的主要误差源。在轮胎的使用寿命内,由摩擦产生的半径减小可达到 3%,而压力、温度、载重和

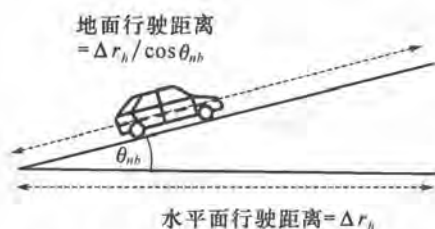


图 6.9 斜坡对行驶距离测量的影响

速度的变化,也可能产生 1% 级别的变化^[39-41]。因此,标度因数误差必须用其他导航传感器来标定,例如 16.2.3 节介绍的 GNSS。

例 6.2 给出了一个含有标度因数误差的后轮里程计的例子,它可以用 Microsoft Excel 来编辑。

铁轮齿导致的量化误差是短时速度误差的重要误差源。但是,量化误差总是可以由连续测量校正,其引起的长期位置和航向误差可以忽略^[38]。随机误差来自于路面的不平坦度。

当在光滑路面急加速或刹车时,车轮会打滑或滑行,这时里程计和轮速传感器会错误测量车速。这一般可通过第 17 章介绍的完好性监测技术检测并滤除。车辆 ABS 和牵引控制系统可以通过比较 WSS 测量值和汽车级的加速度计测量值来判断车轮打滑或滑行。驱动轮受滑动影响更大,因此用非驱动轮上的里程计更可靠^[41]。里程计是一种场景依赖型的导航技术,当车辆在渡船、火车或拖车上时,里程计会给出错误信息。

里程计在铁轨上应用是不可靠的,因为车轮很容易打滑。通常驱动轮传感器高估火车的速度而随动轮低估它,尤其在加速时。在刹车时,所有传感器都将低估火车速度。而且,为了使火车不需要转向就能沿路线行驶,火车轮是锥形的并安装在固态轴上。因此,轨道间距的变化(典型的有 $\pm 1\text{ cm}$)会导致标度因数误差的变化。

6.3.2 差分里程计

当每个车轮的速度都可以测量时,就能实现差分里程计输出。偏航角速率由后轮给出为

$$\dot{\Psi}_{nh} = \frac{\nu_{erL} - \nu_{erR}}{T_r} \quad (6.33)$$

由前轮给出为

$$\dot{\Psi}_{nh} = \frac{\nu_{efL} - \nu_{efR}}{T_f \cos \Psi_{bf}} \dot{\Psi}_{bf} \quad (6.34)$$

其中,里程计测量的是 t 到 $t + \tau_0$ 时间间隔内的值,航向可由下式更新:

$$\Psi_{nb}(t + \tau_0) = \Psi_{nb}(t) + \frac{1}{T_r}(\nu_{erL} - \nu_{erR})\tau_0 \quad (6.35)$$

或

$$\Psi_{nb}(t + \tau_0) = \Psi_{nb}(t) + \frac{2 + \dot{\Psi}_{bf}\tau_0 \tan \Psi_{bf}}{2T_f \cos \Psi_{bf}}(\nu_{erL} - \nu_{erR})\tau_0 - \dot{\Psi}_{bf}\tau_0 \quad (6.36)$$

差分里程计受斜坡、侧倾和不平坦地形的影响(不受车辆横滚影响),与 6.1.3 节讲述的偏航轴陀螺的测量是同样的原理。当航向变化很小时,斜坡影响可以通过偏航角速率或航向变化量除以 $\cos \theta_{nb}$ 来补偿。但是,对侧倾地形的补偿更为复杂。当横滚角和俯仰角未知时,航向误差必须通过与其他导航传感器的组合来修正。

差分里程计对于标度因数误差非常敏感。例如,当以 10m/s 的速度行驶时,左轮和右轮标度因数 1% 的不同会导致 3°/s 的偏航角速率误差。偏航角速率测量值的标度因数误差受轮距 T_r 和 T_f 误差的影响,正如受轮胎半径的影响一样。当轮胎更换时轮距也会改变,尤其在乡村,冬天和夏天分别用不同的轮胎^[42]。因此,偏航角速率的标度因数误差,应该用其他导航传感器的测量值来校准。差分里程计的例子在 CD 上的例 6.2 中。

路面的不平坦是差分里程计主要的随机误差源,且其对差分里程计的影响比对速度测量的影响大得多。例如,仅影响车辆一边的坑洞或者鼓包,可能引起 1° 的航向误差,但仅造成 1.5cm 的行驶距离误差。而且,转弯时路面上的拱弧面(设计用来辅助排水)能引入正和负的标度因数误差,而直行时路面的拱弧变化将导致错误的转弯输出^[36]。因为改变了等效的轮胎半径,路面拱弧产生的曲面也能使差分里程计产生偏差。这可以通过加速度计调平(见 6.1.6 节)得到的车辆横滚角来补偿^[37]。

差分里程计也受车轮打滑和滑动的影响,而传感器的量化误差影响了短时的角速率测量,但在测量长期航向角变化时可以忽略。

6.3.3 里程计和非完整 IMU 组合

正如 5.9 节所述,即使用非完整运动约束,一个 2A1G 的非完整 IMU 也没有足够的自由度来测量陆地车辆的运动。但是,线性里程计的加入,可以提供必要的辅助信息。如 16.2.3 节所述,里程计的测量值可以被作为一个分离的传感器来组合。但是,组合导航解也可以直接从传感器测量值确定^[43]。

如 6.3.1 节所述,体坐标系的速度 v_{eb}^b 可从里程计或 WSS 获得,结合陆地车辆的非完整约束 $v_{eb,z}^b = 0$ 。从式(2.17)、式(2.56)、式(2.67)和式(2.77),可得

$$a_{eb}^b = \dot{v}_{eb}^b + \Omega_{eb}^b v_{eb}^b \quad (6.37)$$

如果忽略地球自转及角速率的横滚和俯仰分量,则可被近似为

$$\mathbf{a}_{eb}^b \approx \begin{pmatrix} \dot{\nu}_{eb,x}^b - \omega_{ib,z}^b \nu_{eb,y}^b \\ \dot{\nu}_{eb,y}^b + \omega_{ib,z}^b \nu_{eb,x}^b \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.38)$$

而且, $\omega_{ib,x}^b$ 和 $\omega_{ib,y}^b$ 必须从当前时刻和过去时刻的姿态解中递推得到。

体坐标系下的重力加速度估计,可以从加速度计测量值用下式获得:

$$\mathbf{g}_b^b \approx \begin{pmatrix} -f_{ib,x}^b + a_{eb,x}^b \\ -f_{ib,y}^b + a_{eb,y}^b \\ \cos\phi_{nb}\cos\theta_{nb}g_{b,D}^n(L_b, h_b) \end{pmatrix} \quad (6.39)$$

其中 $g_{b,D}^n(L_b, h_b)$ 可从重力模型得到(见 2.4.7 节)。利用调平技术(见 5.6.2 节),横滚和俯仰角的估计也可以用下式获得:

$$\theta_{nb} = \arctan\left(\frac{-g_{b,x}^b}{\sqrt{g_{b,y}^b{}^2 + g_{b,z}^b{}^2}}\right), \quad \phi_{nb} = \arctan_2(g_{b,y}^b, g_{b,z}^b) \quad (6.40)$$

这里式(6.39)和式(6.40)迭代直到收敛,式(6.39)第一次迭代时用之前的横滚和俯仰解。

忽略地球自转和转移速率,航向可用下式更新:

$$\Psi_{nb}(t + \tau_0) \approx \Psi_{nb}(t) + \frac{\cos\phi_{nb}}{\cos\theta_{nb}} \omega_{ib,z}^b \tau_0 \quad (6.41)$$

此处俯仰轴角速率可以忽略(否则有必要附加一项 $(\sin\phi_{nb}/\cos\theta_{nb})\omega_{ib,y}^b \tau_0$)。

得到全姿态解后,当地导航坐标系下的里程计测量的速度如下:

$$\mathbf{v}_{eb}^n = \mathbf{C}_b^n \mathbf{v}_{eb}^b \quad (6.42)$$

位置解更新见 5.4.4 节。

6.4 步行航位推算

步行导航是导航技术中最具挑战性的应用之一。步行导航系统必须能在 GNSS 和其他大多数无线电导航系统性能很差的城区、树下、甚至室内,正常工作。可以利用惯性传感器,通过航位推算,对前向运动进行测量。但是,步行应用一般要求体积小、重量轻、功耗小,并且在大多数情况下,要求成本低。因此,必须使用 MEMS 传感器。但单独使用时 MEMS 惯性导航性能较差,而低动态和高振动的环境条件也限制了 GNSS 或其他定位系统对其进行校正。一种解决办法是:使用安装在鞋上的 IMU 来进行惯性导航,结合每步进行零速修正(见 15.3 节)。但是,鞋装传感器并不是对每种应用条件都适用。

这里介绍另一种用惯性传感器对步数计数的方法。注意,一步是指一只脚移动而另一只脚保持静止,而跨步(stride)指双脚的连续移动。这种方法常被称为步行航位推算(pedestrian dead reckoning, PDR)。注意,一些学者也用这个词描述鞋装传感器结合零速修正的惯性导航。本书中,PDR指步态探测方法。对于与身体固连的传感器或手持装置,PDR的性能大大优于传统惯性导航,即使使用战术级传感器^[7]。

大多数 PDR,在实现方式上,仅仅使用加速度计敏感运动,有些也用陀螺。PDR 可以使用垂直安装在身体上、或安装在鞋前向轴上的单一加速度计。但使用三轴加速度计组件或完整的 IMU,可以把传感器放置在人体的几乎任何位置,或者安装在手持装置中,并能使 PDR 不受用户方位的影响^[44]。它也能辅助对运动分类。消费级的三轴加速度计或 IMU,常被用在移动电话上。

PDR 也可用其他的传感器来实现。安装在用户鞋底的压力传感器可以用来探测脚的着地^[45]。一个指向下的照相机,可以用来测量脚步的运动^[46]。肌电信号(electromyography, EMG)测量法可以通过测量腿部肌肉的电场来探测运动,肌电传感器必须被绑在一条或两条腿上^[47]。下面的讨论中都假设用 IMU 或加速度计,但大多数方法也适用于其他传感器。

步行航位推算算法包括三个阶段:步伐探测、步幅估计和导航结果更新,如图 6.10 所示。步伐探测阶段主要识别一步已经迈出。对于鞋装加速度计,当脚踩在地面时测量的比力为常量,而当脚摆动时为变量,这使得行走很容易被识别^[48]。对于与身体固连的传感器,垂直的加速度计信号或加速度计信号的平方和开根号(root sum of square, RSS),在行走过程中呈现双峰值振荡模式,如图 6.11 所示。步伐可以通过“过零加速度”检测实现,此时比力上升大于重力加速度,或下降低于重力加速度,同时要加入识别窗口来限制误检测^[44]。另外,步伐也可通过检测加速度信号的峰值实现^[49]。

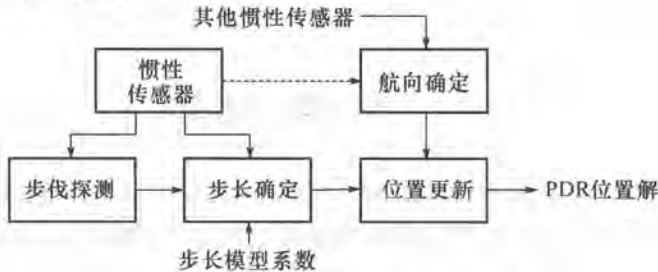


图 6.10 行人航位推算的处理过程

步幅不仅人与人不同,而且与地形的坡度和质地、是否要穿越障碍、是否疲惫、是否携带东西、独行或与人同行等,都有关系。因此,假设用户有固定步幅的 PDR,其精度约为行走距离的 10%^[50]。但是,步幅与步频呈近似线性关系^[49]。它也与加速度计的测量方差^[51]、地形坡度^[10]或垂直速度^[52]相关。

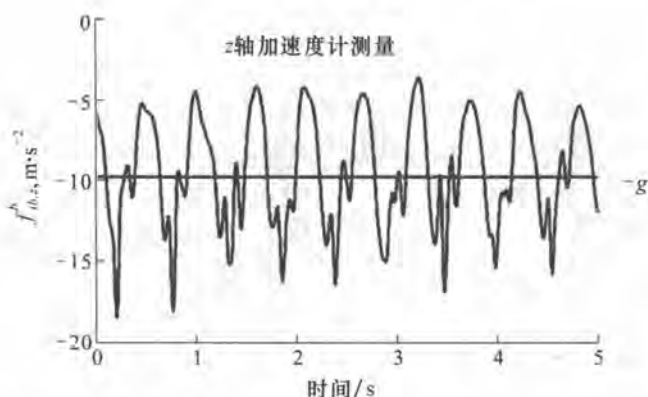


图 6.11 行走中的垂直加速度计输出信号 (QinetiQ 公司授权数据)

PDR 估计的步长 Δr_p 可以用以下方程来建模^[53]:

$$\Delta r_p = c_{p0} + \frac{c_{p1}}{\tau_p} + c_{p2}\sigma_f^2 + c_{p3}\hat{\theta}_{nb} \quad (6.43)$$

式中: τ_p 为相邻步伐之间的时间间隔; σ_f^2 为比力测量的方差; $\hat{\theta}_{nb}$ 为估计的斜坡角; $c_{p0}, c_{p1}, c_{p2}, c_{p3}$ 为模型系数。

用此方法能达到行走距离约 3% 的定位精度^[51,52]。每个用户的模型系数可以通过 GNSS 测量或其他的定位系统来估计。16.2.4 节讨论了基于 EKF 的方法,证明了用模糊逻辑或人工神经网络来校准的方法。

惯性传感器如何响应行人的运动,依赖于它们的安装位置。因此,如把安装在腰部的传感器的步长模型优化系数,用于装在口袋、背包、手持装置或鞋上的传感器,可能得不到最好的效果。传感器装在移动装置如手机中时,是一种更为特殊的情况,此时传感器将会围绕身体在不同位置间运动。图 6.12 显示了传感器固连在人体上和装在移动装置上的各种可能的位置。

基本的 PDR 算法,假设所有探测的步伐都是朝前走的,因此朝后或侧向的步伐将导致错误测量。而且,针对行走步态进行优化的步长模型系数,对于跑步、转向和上下楼梯等运动效果不好。军事和急救人员也可能有爬行、翻滚和跳跃等多种不同的运动。图 6.13 总结了不同的运动类别。

所以 PDR 是受双重条件影响的。算法的合理配置取决于传感器的位置和人体行为方式。鲁棒性好的 PDR 应该包含一个实时的分类系统,用来探测运动形式和传感器位置,并据此调整步伐探测和步长估计算法^[54-58]。图 6.14 显示了一种典型的方法。第一步用来从传感器输出中得到与方位无关的信号。运动分类系统要求至少一套三轴加速度计组件,而传感器位置确定需要完整的 IMU。适用的信号包括三轴加速度计和陀螺的幅度 $|\mathbf{f}_{ib}^b|$ 和 $|\boldsymbol{\omega}_{ib}^b|$, 以及动态加速度 $|\mathbf{f}_{ib}^b| - g_b$ 。对于传感器位置和方向已知的应用,可以分别用水平和垂直信号^[56]。



图 6.12 惯性传感器在人体上可能的位置



图 6.13 人体运动分类

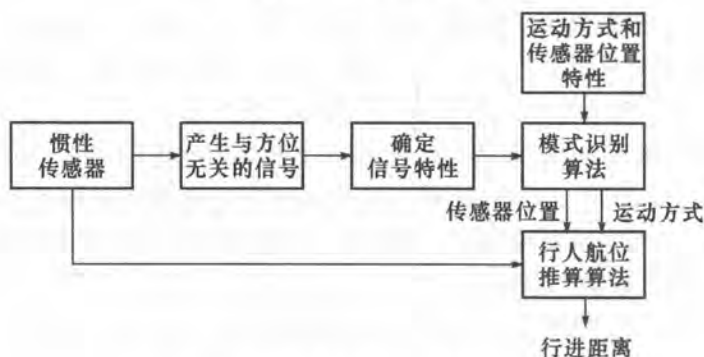


图 6.14 运动分类和传感器定位算法

第二步是用几秒钟的数据来确定每个信号的特点。适用的时域特性包括均值、标准差、均方根(RMS)、四分位差、均值绝对偏差、最大最小值、最大幅值、过零次数和过均值次数等。频域特性可通过快速傅里叶变换(FFT)确定,包括频率峰值、幅度峰值和在某一频带内的能量值^[55-58]。

最后一步是用模式识别算法,将测量的信号特性与储存的不同运动和传感器位置的信号特性进行匹配。可能的算法包括 k 近邻判别法(k -nearest-neighbors, KNN)、线性判别分类法(linear discriminant analysis, LDA)、二次判别分析法(quadratic discriminant analysis, QDA)、单纯贝叶斯分类法(naïve Bayesian classifier, NBC)、贝叶斯网络、决策树、人工神经网络(artificial neural network, ANN)和支持向量机(support vector machine, SVM)^[58]。

PDR 本身不能做航位推算,因为它仅仅测量行走距离而不测量方向,但它可以与航向测量系统(6.1.5 节)结合。注意 PDR 可以与 AHRS(6.1.8 节)共用加速度计组件,在此情况下位置参数利用下式更新:

$$\begin{cases} L_b(+) = L_b(-) + \frac{\Delta r_p \cos(\Psi_{nb} + \Psi_{bh})}{R_N(L_b(-)) + h_b(-)} \\ \lambda_b(+) = \lambda_b(-) + \frac{\Delta r_p \sin(\Psi_{nb} + \Psi_{bh})}{[R_E(L_b(-)) + h_b(-)] \cos L_b(-)} \end{cases} \quad (6.44)$$

式中: Ψ_{bh} 为视线角;后缀(-)与(+)分别表示更新前和更新后。

视线角为航向传感器的前向轴与运动方向的夹角在水平面上的投影,当传感器与运动方向对准时角度为零。而且,它可与步幅估计系数一起校准^[21]。

另外,PDR 还可用来校正 INS 的漂移,并可共享加速度计,这将在 16.2.4 节介绍^[7,59]。当使用战术级 IMU 时,这能够平滑步幅估计误差。但是,当使用没有校准的消费级传感器时,对于惯导位置解算意义不大。

在以 GNSS 和/或其他定位系统作为观测的全状态导航滤波器中(见 9.4.2 节、10.5 节、16.1.7 节和 16.2.4 节),步伐探测也可以用来根据运动水平来改变系统噪声。

6.5 多普勒雷达和声纳

若发射端发射无线电或声波信号,而接收端正在接近或远离发射端,则到达接收端的信号频率比发射的要更快或更慢,也就是说,接收到的信号将会产生频移,其一阶表示为

$$\Delta f_r \approx -\frac{f_t}{c} \mathbf{u}_r^T \mathbf{v}_r \quad (6.45)$$

式中: f_t 为发射频率; c 为光速或声速; $\mathbf{u}_r^T$ 为从发射端到接收端的视线方向单位向量; $\mathbf{v}_r^T$ 为接收端相对发射端的速度。

这就是多普勒效应。当发射端和接收端都在载体 b 上,信号从一表面 s 反射,则多普勒频移各方向相加,得

$$\Delta f_{tr} \approx -\frac{2f}{c} \mathbf{u}_{bs}^b \mathbf{v}_{bs}^b \quad (6.46)$$

从同一表面反射三个或更多非共面的无线电波束或声波束,并测量多普勒频移,可以得到载体相对该表面的速度,这就是多普勒雷达导航和声纳导航的原理。大多数系统采用四波束杰纳斯型(Janus)配置,如图 6.15 所示。每一波束相对组件体坐标系的方向由(负)仰角 θ_{bs} 和方位角 ψ_{bs} 给出,则视线向量为

$$\mathbf{u}_{bs}^b = \begin{pmatrix} \cos \Psi_{bs} \cos \theta_{bs} \\ \sin \Psi_{bs} \cos \theta_{bs} \\ -\sin \theta_{bs} \end{pmatrix} \quad (6.47)$$

声纳的仰角一般是 -60° ,而雷达的是 $-65^\circ \sim -80^\circ$,且理论上各波束相同^[14,34]。理论的方位角,为如图 6.15 所示的 $30^\circ \sim 45^\circ, 135^\circ \sim 150^\circ, 210^\circ \sim 225^\circ$ 与 $315^\circ \sim 330^\circ$,或者是 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 与 270° 。实际的仰角和方位角,会因制造公差而不同,这可以被标校并编入组件的软件中。波束宽度为 $3^\circ \sim 4^\circ$ ^[14,34]。

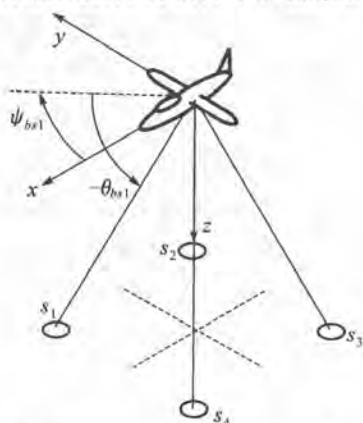


图 6.15 典型四波束杰纳斯(Janus)型多普勒雷达配置

多普勒组件的返回信号,来自于波束覆盖范围内的物体对雷达或声纳的散射,而不是表面镜面反射。因此,多普勒频移是散射物体与主载体相对速度的函数,而不是波束的距离变化率的函数。当散射物体固定在地球表面时, $\mathbf{v}_{bs}^b = -\mathbf{v}_{eb}^b$,则多普勒组件测量的是相对地球的速度。测量模型为

$$\begin{pmatrix} \Delta \tilde{f}_{tr1} \\ \Delta \tilde{f}_{tr2} \\ \Delta \tilde{f}_{tr3} \\ \Delta \tilde{f}_{tr4} \end{pmatrix} = \mathbf{H}_D^b \mathbf{v}_{eb}^b + \begin{pmatrix} w_{m1} \\ w_{m2} \\ w_{m3} \\ w_{m4} \end{pmatrix} \quad (6.48)$$

其中, w_{mi} 为第 i 个波束的量测噪声, 量测矩阵 H_D^b 为

$$H_D^b = \frac{2f_i}{c} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{b1}^{bT} \\ \mathbf{u}_{b2}^{bT} \\ \mathbf{u}_{b3}^{bT} \\ \mathbf{u}_{b4}^{bT} \end{pmatrix} \quad (6.49)$$

相对地球的速度可以由最小二乘法(见 7.3.3 节)获得, 注意当多普勒频移和速度之间是线性关系时, 没有必要进行迭代。因此,

$$\hat{\mathbf{v}}_{eb}^b = (H_D^{bT} H_D^b)^{-1} H_D^{bT} \begin{pmatrix} \Delta \tilde{f}_{ir1} \\ \Delta \tilde{f}_{ir2} \\ \Delta \tilde{f}_{ir3} \\ \Delta \tilde{f}_{ir4} \end{pmatrix} \quad (6.50)$$

注意当用四个(或更多)雷达或声纳波束时, 速度方程是超定的。这可以通过一致性检查(见 17.4 节)来识别错误测量。当运动的动物或车辆打断一个波束时错误测量就可能出现。

为了获得位置解, 需要姿态矩阵 C_b^n 。多普勒雷达和声纳不能测量姿态, 故需要使用 AHRS、INS 或其他姿态传感器。然后, 纬度、经度和高度可由下式更新:

$$\begin{pmatrix} L_b(+) \\ \lambda_b(+) \\ h_b(+) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_b(-) \\ \lambda_b(-) \\ h_b(-) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/[R_N(L_b(-)) + h_b(-)] & 0 & 0 \\ 0 & 1/[R_E(L_b(-)) + h_b(-)] \cos L_b(-) & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \hat{C}_b^n \hat{\mathbf{v}}_{eb}^b \quad (6.51)$$

因为散射物体是随机分布的, 多普勒频移在每个波束的覆盖范围内都会不同, 从而导致测量噪声。噪声标准差随速度的平方根变化^[34]。当覆盖范围增加或返回信号强度减小时, 噪声也会随着离地面或海底的高度而增加, 且不同类型的地形有不同的散射性质。由于要用接收机中的频率跟踪环路平滑噪声, 所以雷达有约 0.1s 的动态响应延迟。另外, 由于残余波束失准, 以及多普勒组件与姿态传感器的体坐标系失准, 也将产生速度交叉耦合误差。另外, 包含极端横滚或俯仰角的车辆机动会引起多普勒速度测量信号的中断, 因为速度测量要求在系统测量范围内至少三个波束从地面反射。

现代多普勒雷达的工作频率在 13.325GHz,且通常为调频方式。此技术在 20 世纪 40 年代中期得到发展,在 50 年代成为军事应用,60 年代发展为民用^[60]。尽管高性能的设计方案在精度上要好 2 倍,但典型的体坐标系对地速度精度为 $0.06\text{m} \cdot \text{s}^{-1} \pm 2\%$ 。与 AHRS 姿态信息组合,长期的位置精度为行驶距离的 1%,与 INS 姿态信息组合时,精度为行驶距离的 0.15%^[34]。最大离地高度要最少 3000m 以上^[61]。

多普勒雷达在水面上使用时性能很差,因为随着入射角的变化,散射系数变化很大。这会让速度低估 1%~5%,平静水面上的速度误差更大。老一点的多普勒雷达系统向用户提供陆地/海洋修正开关,使残余误差降低到 0.3%~0.6% (1σ)。新一点的设计通常使用改进的波束形状,使速度误差降低至 0.2% 以内,而高性能组件则采用更多的或可操纵的波束来测量散射系数变化^[34]。此外,测量的速度是对水速度,而不是对地速度,若要修正为对地速度,则需要实时校正数据,或与 GNSS 等定位系统组合。

由于航空级惯导系统通常价格昂贵,故多普勒雷达常被用在速度较慢 ($100\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 以下) 的直升机上用来提供速度信息,相对速度较快的固定翼飞机,其有更高的速度精度。航空用的多普勒雷达单元,尺寸约为 $400\text{mm} \times 400\text{mm} \times 50\text{mm}$,质量约 5kg,价格约 10000 美元(8000 欧元)。

忽略列车的侧向速度,双波束多普勒雷达有时也用于轨道列车。这可以避免车辆滑动引入的误差,但可能被火车乘客丢落在道路上的杂物所干扰。现在的多普勒雷达单元已足够小,可以用于道路车辆甚至行人应用。对于行人应用,多普勒雷达必须与三轴陀螺组件组合来跟踪由人体运动产生的传感器方位变化^[62]。

多普勒声纳系统也被称为多普勒测速仪(Doppler velocity log, DVL),通常用于水下,测量相对水底的速度,可应用于舰船、潜艇、ROV、AUV 和潜水员的导航。典型的 DVL 价格约 10000 美元(8000 欧元),质量 3~20kg,直径 120~250mm,长度约 200mm。典型的声纳转换器既能发射也能接收,工作频率在 100kHz~1MHz,一般采用脉冲信号^[14]。其作用距离为几百米,使用较低的频率能够获得更长的作用距离,但是产生更大的测量噪声。在水下,声速约为 $1500\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$,但是会因温度、深度和盐度而变化几个百分点。为了获得声纳的最佳性能,这个误差必须被建模修正。

当在浑浊的水中工作时,声纳将受到声学噪声的影响,水中微粒对声波的散射,会引入水流相关误差。当水中出现空洞(气泡)时,也会产生较大误差,而传感器必须定期清除附着的贝类生物。一个经过良好校准并对准的多普勒雷达导航系统,精度可达行驶距离的 0.2%~0.5%^[14,63,64]。

6.6 其他航位推算技术

本节简要介绍一些可以用于测量或校正体坐标系下速度的其他技术,每一种都针对一种特定的环境。包括基于相关的速度测量、大气数据和船速仪等。每种系统的速度信息,必须与姿态测量相结合,才能得到其位置参数。

6.6.1 基于相关的速度测量

对于海上应用,相关测速仪(correlation velocity log, CVL),也叫声学相关仪,直接向水下发射宽束声纳脉冲,通过水底散射而产生干涉图形,载体上的接收换能器阵列测量接收到的干涉图案。对接收到的连续声纳脉冲的干涉图案进行相关处理,可获得载体在体坐标系下的速度^[65,66]。一维接收阵列只能提供前向速度,而二维接收阵列可同时给出两个水平速度分量。

使用较宽的波束,具有相同尺寸换能器的 CVL 能够工作在比多普勒测速仪更低的频率,并提供更长的测量距离,典型频率在 $20 \sim 40\text{kHz}$ ^[67]。一般 CVL 能工作在距海底 3500 m 以上。CVL 速度测量噪声比 DVL 的大,但是不受声速变化的影响,其长期精度与 DVL 相近,约为行驶距离的 $0.1\% \sim 0.5\%$ 。

对于地面车辆,加速度计可以用来敏感路面的颠簸。通过测量前后轮颠簸的时间间隔,前向速度可以被确定^[68]。这种方法不提供连续的速度测量,但能用来校准其他的航位推算传感器。

低空飞行器的速度可以通过比较前后激光扫描仪的信息来确定,这将在 13.2.4 节讨论。

6.6.2 大气数据

与地速不同,空速指飞行器相对空气速度的前向分量。测量朝前安装的空速管和固定在飞行器侧面的空速管的压力差,就可以得到空速^[28]。当速度大于 $50\text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,精度可达约 $2\text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$,但当速度低于此值时精度会变低。对于相对空气飞行的飞行器,空速是飞行控制的基本要素。但大气数据测量的对地速度精度很差,一般不用来导航。另一种导航传感器,如 GNSS 可以将风速误差校准至约 $1\text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 以内^[69]。

6.6.3 船速仪

船速仪(ship's log)测量舰船相对水的速度。由于结构简单和廉价,推进叶轮或涡轮常被用在游艇上。工作原理很简单:涡轮转速正比于对水速度。通常每个旋转发出一个脉冲,由此就可算出速度和行进距离。因此,叶轮测速仪等价于海上里程计(见 6.3 节),可被装在船体上或通过长电缆拖在船后面。它必须

按时保养,因为推进叶轮会被杂物阻塞,拖缆也可能被缠绕。

对于大型船只,常用电磁(EM)测速仪或声纳来测量船的对水速度。电磁测速仪在船体附近的水中生成电磁场,方向垂直于行进方向。因为盐水是电导体,产生的电位差正比于船体的对水速度,方向垂直于磁场方向和船体运动方向。电位差可通过一对电极测量。EM测速仪精度约为 $0.03\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$,也能用于测量横向速度^[14,15],但是不能用在淡水中。

通过测量悬浮于水中的微粒所散射的声波,DVL和CVL也能用来确定相对于水的速度。这种声波信号可以通过计时,与从水底反射的信号区分开来。但一般仅当水底反射的信号不能接收时,才会测量相对水的速度。

由于船体周围水流的影响,EM测速仪和安装在船体上的叶轮必须被校准,才能获得最好的精度。这是因为船体附近的水流会相对于主水团移动。影响程度取决于测速仪传感器在船体上的位置。

原理上,水流可以通过测速仪和其他惯性传感器的组合来校准,从而使水速转换为地速。

一些历史上的测速仪在CD上的附录K的K.7.5节讲述。

本章的问题和练习在配套的CD上。

参 考 文 献

- [1] Maus S, et al. The US/UK World Magnetic Model for 2010—2015, Technical Report NESDIS/NGDC. Washington, D. C. : National Oceanic and Atmosphere Administration, and Edinburgh, U. K. : British Geological Survey, 2010.
- [2] Finlay C C, et al. International Geomagnetic Reference Field: The Eleventh Generation. *Geophysical Journal International*, Vol. 183, No. 3, 2010, pp. 1216 – 1230.
- [3] Langley R B. Getting Your Bearings: The Magnetic Compass and GPS. *GPS World*, September 2003, pp. 70 – 81.
- [4] Goldenberg F. Magnetic Heading, Achievements and Prospective. *Proc. ION NTM*, San Diego, CA, January 2007, pp. 743 – 755.
- [5] Caruso M J. Applications of Magnetic Sensors for Low Cost Compass Systems. *Proc. IEEE PLANS 2000*, San Diego, CA March 2000, pp. 177 – 184.
- [6] Zhao Y. *Vehicle Location and Navigation Systems*. Norwood, MA: Artech House, 1997.
- [7] Mather C J, Groves P D, Carter M R. A Man Motion Navigation System Using High Sensitivity GPS, MEMS IMU and Auxiliary Sensors. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006, pp. 2704 – 2714.
- [8] Kayton M, Wing W G. Attitude and Heading References. in *Avionics Navigation Systems*, 2nd ed. M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York: Wiley, 1997, pp. 426 – 448.
- [9] Afzal M H, Renaudin V, Lachapelle G. Magnetic Field Based Heading Estimation for Pedestrian Navigation Environments. *Proc. Indoor Positioning and Indoor navigation*, Guimarães, Portugal, September 2011.
- [10] Ladetto Q, et al. Digital Magnetic Compass and Gyroscope for Dismounted Soldier Position & Navigation. *Proc. NATO RTO Symposium on Emerging Military Capabilities Enabled by Advances in Navigation Sen-*

sors, Istanbul, Turkey, October 2002.

- [11] Gebre – Egziabher D, et al. Calibration of Strapdown Magnetometers in Magnetic Field Domain. *Journal of Aerospace Engineering*, Vol. 19, No. 2, 2006, pp. 87 – 102.
- [12] Siddharth S, et al. A Game – Theoretic Approach for Calibration of Low – Cost Magnetometers Under Noise Uncertainty. *Measurement Science and Technology*, Vol. 23, No. 2, 2012, paper 025003.
- [13] Guo P, et al. The Soft Iron and hard Iron Calibration Method Using Extended Kalman Filter for Attitude and Heading Reference System. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008, pp. 1167 – 1174.
- [14] Tetley L, Calcutt D. *Electronic Aids to Navigation*. London, U. K. : Edward Arnold, 1986.
- [15] Appleyard S F, Linford R S, Yurwood P J. *Marine Electronic Navigation*. 2nd ed. London, U. K. : Routledge & Kegan Paul, 1988.
- [16] Groves P D, Handley R J, Parker S T. Vehicle Heading Determination Using Only Single – Antenna GPS and a Single Gyro. *Proc. ION GNSS 2009*, Savannah, GA, September 2009, pp. 1775 – 1784.
- [17] Coaplen J P, et al. On Navigation Systems for Motorcycles: The Influence and Estimation of Roll Angle. *Journal of Navigation*, Vol. 58, No. 3, 2005, pp. 375 – 388.
- [18] Gu D, El – Sheimy N. Heading Accuracy Improvement of MEMS IMU/DGPS Integrated Navigation System for Land Vehicles. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008, pp. 1292 – 1296.
- [19] Fouque C, Bonnifait P, Bétaille D. Enhancement of Global Vehicle Localization Using Navigable Road Maps and Dead – Reckoning. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008, pp. 1286 – 1291.
- [20] Brown L, Edwards D. Vehicle Modeling. in *GNSS for Vehicle Control*, D. M. Bevy and S. Cobb, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2010, pp. 61 – 89.
- [21] Pfeifer D, Powell W B. “The Electrolytic Tilt Sensor”, *Sensors*, May 2000.
- [22] Winkler S, et al. Improving Low – Cost GPS/MEMS – Based INS Integration for Autonomous MAV Navigation by Visual Aiding. *Proc. ION GNSS 2004*, Long Beach, CA, September 2004, pp. 1069 – 1075.
- [23] Ettinger S M, et al. Vision – Guided Flight Stability and Control for Micro Air Vehicles. *Proc. IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Lausanne, Switzerland, October 2002, pp. 2134 – 2140.
- [24] Amt J H R, Raquet J F. Positioning for Range – Based Land Navigation Systems Using Surface Topography. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006, pp. 1494 – 1505.
- [25] Zheng Y, Quddus M. Accuracy Performances of Low Cost Tightly Coupled GPS. DR Sensors and DEM Integration System for ITS Application. *Proc. ION GNSS 2009*, Savannah, GA, September 2009, pp. 2195 – 2204.
- [26] *Manual of ICAO Standard Atmosphere*, Document 7488/2, Montreal, Canada: International Civil Aviation Organization, 1964.
- [27] Kubrak D, Macabiau C, Monneran M. Performance Analysis of MEMS Based Pedestrian Navigation Systems. *Proc. ION GNSS 2005*, Long Beach, CA, September 2005, pp. 2976 – 2986.
- [28] Osder S S. Air – Data Systems. in *Avionics Navigation Systems*, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New Wiley, 1997, pp. 393 – 425.
- [29] Ausman J S. Baro – Inertial Loop for the USAF Standard RLGINU. *Navigation; ION*, Vol. 38, No. 2, 1991, pp. 205 – 220.
- [30] Bekir E. *Introduction to Modern Navigation Systems*. Singapore: World Scientific, 2007.
- [31] Käppi J, Alanen K. Pressure Altitude Enhanced AGNSS Hybrid Receiver for a Mobile Terminal. *Proc. ION GNSS 2005*, Long Beach, CA, September 2005, pp. 1991 – 1997.
- [32] Parviainen J, Kantola J, Collin J. Differential Barometry in Personal navigation. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008, pp. 148 – 152.

- [33] Fofonoff N P, Millard R C, Jr. Algorithms for Computation of Fundamental Properties of Seawater. Unesco Technical Papers in Marine Science 44, Paris, France; Unesco, 1983.
- [34] Fried W R, Buell H, Hager J R. Doppler and Altimeter Radars. in Avionics Navigation Systems, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York; Wiley, 1997, pp. 449 – 502.
- [35] Hay C. Turn, Turn, Turn; Wheel – Speed Dead Reckoning for Vehicle Navigation. GPS World, October 2005, pp. 37 – 42.
- [36] Wilson J L. Low – Cost PND Dead Reckoning using Automotive Diagnostic Links. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007, pp. 2066 – 2074.
- [37] Wilson J L, Slade M J. Accelerometer Compensated Differential Wheel Pulse Based Dead Reckoning. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009, pp. 3087 – 3095.
- [38] Carlson, C R, Gerdes J C, Powell J D. Error Sources When Land Vehicle Dead Reckoning with Differential Wheelspeed. Navigation; JION, Vol. 51, No. 1, 2004, pp. 13 – 27.
- [39] Bullock J B, et al. Integration of GPS with Other Sensors and Network Assistance. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA; Artech House, 2006, pp. 459 – 558.
- [40] French R L. Land Vehicle Navigation and Tracking. in Global Positioning System: Theory and Applications Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996, pp. 275 – 301.
- [41] Stephen J, Lachapelle G. Development and Testing of a GPS – Augmented Multi – Sensor Vehicle Navigation System. Journal of Navigation, Vol. 54, No. 2, 2001, pp. 297 – 319.
- [42] Hollenstein, C, et al. Performance of a Low – Cost Real – Time Navigation System Using Single – Frequency GNSS Measurements Combined with Wheel – Tick Data. Proc. ION GNSS 2008, Savannah, GA, September 2008, pp. 1610 – 1618.
- [43] Georgy J, et al. Low – Cost Three – Dimensional Navigation Solution for RISS/GPS Integration Using Mixture Particle Filter. IEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 59, No. 2, 2010, pp. 599 – 615.
- [44] Käppi J, Syrjärinne J, Saarinen J. MEMS – IMU Based Pedestrian Navigator for Handheld Devices. Proc. ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 2001, pp. 1369 – 1373.
- [45] Moafipoor S, Grejner – Brzezinska D A, Toth C K. Multi – Sensor Personal Navigator Supported by Adaptive Knowledge Based System; Performance Assessment. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008, pp. 129 – 140.
- [46] Aubeck F, Isert C, Gusenbauer D. Camera Based Step Detection on Mobile Phones. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Guimarães, Portugal, September 2011.
- [47] Chen W, et al. Comparison of EMG – Based and Accelerometer – Based Speed Estimation Methods in Pedestrian Dead Reckoning. Journal of Navigation, Vol. 64, No. 2, 2011, pp. 265 – 280.
- [48] Cho S Y, et al. A Personal Navigation System using Low Cost MEMS/GPS/Fluxgate. Proc. ION 59th AM, Albuquerque, NM, June 2003, pp. 122 – 127.
- [49] Judd T. A Personal Dead Reckoning Module. Proc. ION GPS – 97, Kansas, MO, September 1997, pp. 47 – 51.
- [50] Collin J, Mezenrehev O, Lachapelle G. Indoor Positioning System Using Accelerometry and High Accuracy Heading Sensors. Proc. ION GPS/GNSS 2003, Portland, OR, September 2003, pp. 1164 – 1170.
- [51] Ladetto Q. On Foot Navigation; Continuous Step Calibration using Both Complementart Recursive Prediction and Adaptive Kalman Filtering. Proc. ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 2000, pp. 1735 – 1740.

- [52] Leppäkoski H, et al. Error Analysis of Step Length Estimation in Pedestrian Dead Reckoning. Proc. ION GPS 2002, Portland, OR, September 2002, pp. 1136 – 1142.
- [53] Groves P D, et al. Inertial Navigation Versus Pedestrian Dead Reckoning Optimizing the Integration. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007, pp. 2043 – 2055.
- [54] Park C G, et al. Adaptive Step Length Estimation with Awareness of Sensor Equipped Location for PNS. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007, pp. 1845 – 1850.
- [55] Kantola J, et al. Context Awareness for GPS – Enabled Phones. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2010, pp. 117 – 124.
- [56] Frank K, et al. Reliable Real – Time Recognition of Motion Related Human Activities Using MEMS Inertial Sensors. Proc. ION GNSS 2010. Portland, OR, September 2010, pp. 2919 – 2932.
- [57] Sacchi S, et al. Context Aware Mobile Personal Navigation Using Multi – Level Sensor Fusion. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011, pp. 1394 – 1403.
- [58] Pei L, et al. Using Motion – Awareness for the 3D Indoor Personal Navigation on a Smartphone. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011, pp. 2906 – 2913.
- [59] Soehren W, Hawkinson W. A Prototype Personal Navigation System. Proc. IEEE/ION PLANS, San Diego, CA, April 2006, pp. 539 – 546.
- [60] Tull W J. The Early History of Airborne Doppler Systems, Navigation: JION, Vol. 43, No. 1, 1996, pp. 9 – 24.
- [61] Buell H. Doppler Radar Systems for Helicopters. Navigation: JION, Vol. 27, No. 2, 1980, pp. 124 – 131.
- [62] McCroskey R, et al. GLANSER—AN Emergency Responder Locator System for Indoor and GPS – Denied Applications. Proc. ION GNSS 2010. Portland, OR, September 2010, pp. 2901 – 2909.
- [63] Jordan D W. Poppler Sonar navigator Error Propagation and Correction. Navigation: JION, Vol. 32, No. 1, 1985, pp. 29 – 56.
- [64] Butler B, Verrall R. Precision Hybrid Inertial/Acoustic Navigation System for a Long – Range Autonomous Underwater Vehicle. Navigation: JION, Vol. 48, No. 1, 2001, pp. 1 – 12.
- [65] Grosz B L. The Application of the Correlation Sonar to Autonomous Underwater Vehicle Navigation. Proc. IEEE Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology, Washington, D. C., June 1992, pp. 298 – 303.
- [66] Boluyk P, et al. Improvement of Velocity Estimate Resolution for a Correlation Velocity Log using Surface Fitting Methods. Proc. MTS/IEEE Oceans '02, October 2002, pp. 1840 – 1848.
- [67] Griffiths G, Bradley S E. A Correlation Speed Log for Deep Waters. Sea Technology, Vol. 39, No. 3, 1998, pp. 29 – 35.
- [68] Shih P, Weinberg H. A Useful Role for the ADXL202 Dual – Axis Accelerometer in Speedometer – Independent Car – Navigation Systems. Analog Dialogue, Vol. 35, No. 4, 2001, pp. 1 – 3.
- [69] An D, Rios J A, Liccardo D. A UKF Based GPS/DR Positioning System for General Aviation. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005, pp. 989 – 998.

第7章 无线电定位原理

本章从物理的角度解释无线电定位的原理,并且讨论了空基和地基无线电定位的共性问题。7.1节对不同的无线电定位结构进行了比较,并描述了不同的无线电导航定位的方法。7.2节讨论了定位信号的特性。7.3节描述了无线电导航用户设备的主要特征,包括使用测距的二维定位解的计算。最后,7.4节讨论各种误差源和几何分布对定位精度的影响。

7.1 无线电定位的结构和方法

使用无线电信号定位的结构和方法有许多种,每一类都有其优缺点,根据其优缺点确定它们的应用场景。本节首先比较不同的定位结构,即信号传播途径是从已知位置点到未知位置点、还是从未知位置点到已知位置点,使用的无线电信号是专用的、还是已存在的信号;然后讨论相对定位;接下来描述五类主要的定位方法:邻近、测距、测角定位、模式匹配和多普勒定位^[1,2]。基于任意无线电信号,可以采用大多数方法实现定位。并且,在同一类型的信号上,可以同时使用多种定位方法。根据应用场景,在同一信号上可以使用不同的定位方法,如开阔领域的测距、室内的模式匹配,及城市环境中测距和模式匹配两种方法的混合运用。

7.1.1 自身定位和遥测定位

无线电定位系统可以分为遥测定位和自身定位。在遥测定位系统(也称为基于网络或多边定位系统)中,发射机位于待求位置点上,而众多的接收机位于已知位置点。将接收机得到的测量值传递给主控站,从而能够计算出发射机的位置。在自身(也称为移动或单边)定位系统中,多个发射机位于已知位置点上,而用户接收机位于待求位置点上,在接收机中就能够计算出其位置。图7.1叙述了这两种定位的结构。在这两种结构中,位于待求位置点的目标通常称为移动站,而位于已知位置点上的接收机或发射机则称为基站^[1]。

遥测定位的位置信息在主控站中得到,而不是从目标接收机本身得到,因此非常适合于跟踪应用。然而,当位置信息能够传播到目标接收机时,也适用于导航的应用,在这种情况下,传播的目标定位信息将包含目标的识别信息。遥测定位的不足是:在同一时刻跟踪的目标数目受到限制。从一定程度上来说,可以通

过增加定位解的更新率来增加跟踪目标的数目,但是受到可用无线电频谱、每一接收机能够处理的信号数和主站的处理能力等因素的限制。

自身定位比较适合于导航定位的应用,在这种情况下,位置信息从目标接收机(如导航系统的用户设备)中获取。大多数自身定位系统具有如下的优点:用户的数目不受限制。

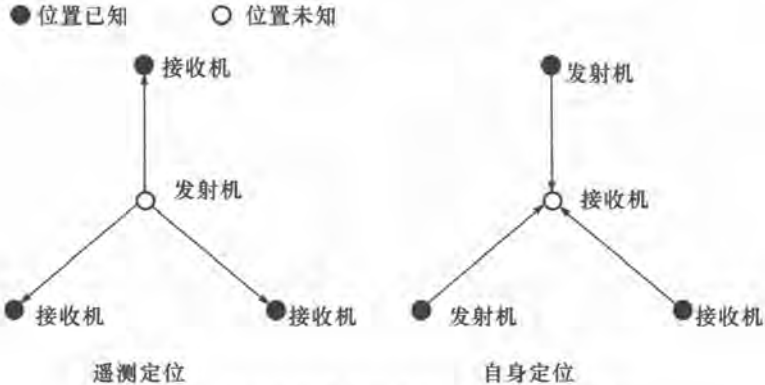


图 7.1 遥测和自身定位的结构(单向传播情况)

除了模式匹配和一些邻近定位方法(它们需要信号接收数据库)外,自身定位系统必须包含将发射机位置传播至用户设备的方法。在最早的地基无线电导航系统中,如 DME/VOR/TACAN(参考 11.1 节)和较老版本的罗兰系统(Loran)(参考 11.2 节),发射机的位置简单存储在用户设备中。典型的作法是:生产商将发射机数据库预装在用户设备中,而新增的发射机信息则通过手动输入。在较新的自身定位系统中,如 GNSS(参考第 8~10 章),每一个发射机的位置和速度信息都调制在它的信号上。当移动的发射机的轨迹不完全可预测时,这种方法很必要。更进一步传输发射机位置信息的方法,是通过单独的数据链实现。辅助的 GNSS(参考 10.5.2 节)采用这种方法来提高数据下载的速度,及改善单独 GNSS 定位的鲁棒性。

虽然一些无线电定位系统双向发射信号,但是,依据定位解是在用户设备,还是在主站中计算,它们仍然可以分为遥测或者是自身定位。同时注意,双向发射信号的自身定位和遥测定位一样,同样存在用户设备数目限制的问题。

遥测和自身定位技术都可以使用泛在信号(signal(s) of opportunity, SOOP),该信号设计不仅仅是为了定位,同样可以用于广播或者通信。在自身定位情况下,采用泛在信号将极大地减少基础设施的成本。当合适的接收机已经存在(例如通信应用),采用泛在信号同样能够减少用户设备的成本。但是,使用泛在信号的定位性能,可能不如使用专用定位信号的性能。而且信号有可能不包含发射机位置信息,在这种情况下,为了定位,需要数据库或者单独的数据链。

由于绝大多数用来导航的无线电定位系统是自身定位,因此除了特别说明

之外,在本书中,都是指自身定位。

7.1.2 相对定位

在相对定位中,是通过在参与者之间传输信号来确定它们的相对位置。因此每一个参与者既能接收信号又能发射信号。相对定位可以组合运用自身定位或者遥测定位,来确定参与者的绝对位置。相对定位是协同定位的一个组成部分(参考 1.4.5 节),因此也称之为协作定位或者点对点定位。

相对定位有两种结构:链路和网络。在自身定位链路中,如图 7.2 所示,每一个参与者广播的信号包括自己的位置,有时也包含位置的不确定性。链路开始端的参与者位于已知位置点上。链路上的其他参与者,则通过使用链路上在它们之前的参与者的信号,获取它们的位置信息,这可以采用任何的定位方法,或者组合的定位方法予以实现。因此,链路上的参与者越位于链路的后端,其定位精度越差。为了防止正反馈,在链路上必须保证严格的分级。但是,随着参与者的移动,严格的分级会发生改变。在如下的例子中包含这种情况:联合战术信息分布系统(joint tactical information distribution system, JTIDS)、多功能信息分布系统(multi-functional information distribution system, MIDS)(参考 11.1.4 节)和一些 UWB 定位系统(参考 12.2 节)。遥测定位链路工作原理与自身定位链路的原理一样,但是在链路上连接处,信号的发射和接收方向相反。

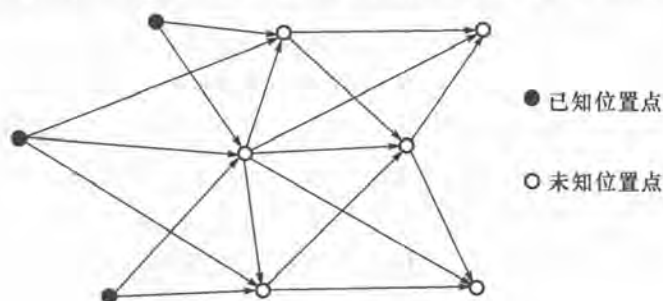


图 7.2 相对或者自身定位链

在一个相对定位网络中,如图 7.3 所示,定位信号在所有的参与者中进行交换,且所有的参与者相互位于一定距离内,参与者相互使用短距离通信系统(参考 12.3 节)或 UWB 进行信息交换。在遥测定位网络中,所有的信号测量值传输至主控站,在主控站中计算所有参与者的相对位置。在自身定位网络中,定位的处理过程是在参与者之间分布进行的。某一些参与者可以作为主节点,用来确定它们自己的位置及邻近节点的位置^[3-5]。一个大的网络可以分成多个组,每一组都包含一个主节点,而单个参与者可以从一个组移动到另一个组中。

对于一个二维相对定位的求解,使用测距信息时至少需要 4 个参与者;而对于一个三维定位的解,至少需要 6 个参与者。在一个网络中,如果没有方位信

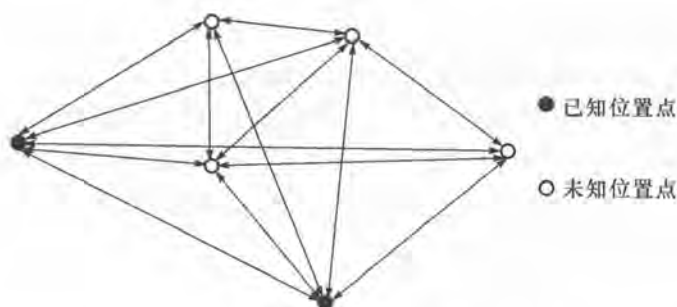


图 7.3 相对导航网络

息,求解二维绝对位置,至少需要知道 2 个参与者的位置。而求解三维绝对位置,至少需要知道 3 个参与者的位置。此外,需要其他参与者提供近似位置来解决镜像对称。当一个参与者的位置和方向已知时,可以使用角定位测量值来获取网络上其他点的绝对位置。作为选择,使用网络之外的信号或特征来获取绝对位置解所要求的测量值,可以分布于不同的网络之间。这可以被认为是整个网络外部信号的分布接收天线,借此利用不同位置点接收条件的空间多样性优势^[3]。

7.1.3 邻近定位

邻近定位是最简单的无线电定位形式。在最基本的形式中,假定为一个自身定位系统,用户的位置被简单认为是与发射机位置一致。发射机发射信号的覆盖区则定义了位置的不确定范围。当发射机不在覆盖区域的中心(如使用有向天线或者是存在障碍物),可以认为用户的位置是覆盖区域的中心。

当使用短距离发射机时,邻近定位方法能够充分满足许多应用的精度要求。例如,射频识别(radio frequency identification, RFID)、无线个人区域网络(wireless personal area network, WPAN)、无线局域网(wireless local area network, WLAN)技术使用邻近定位方法能够达到几米到几十米的定位精度,所有这些技术将在 12.3 节中介绍。

使用移动电话(参考 11.3.1 节)的邻近定位被称为基站的识别,在市区环境能够达到 1km 的定位精度,而在乡村能够达到 35km 的定位精度^[36]。使用公共广播信号的定位误差是很大的,但是这样近似的定位解,对于诸如 GNSS(参考 10.5.1 节)的长距离定位系统中的信号辅助捕获过程是很有帮助的。

使用多个发射机能够提高邻近定位的精度。最简单的方法是将定位解设置成接收到的发射机位置的平均值。然而较低功率的发射机通常会离目标点的位置较近,以确保接收到的发射机信号能达到一个较高的信号强度。因此,通常采用加权平均以得到较高的定位精度。

一个比较高级的邻近定位方法是限制区的交集,每一个发射机接收覆盖区

域,可以认为是一个限制区,用户的设备位于该限制区。因此,如果接收到了多个发射机信号,那么用户设备将位于所有限制区的交集中,如图 7.4 所示,这同样使得定位解的不确定变成可以确定。在实际中,由于障碍物和地形高度变化的影响,限制区不是一个简单的圆,同样,发射天线增益方式将使得覆盖圆半径随着天线增益方向变化而变化。由于建筑物和其他障碍物的遮挡,同样也会使得发射机发射信号覆盖区域有所变化。

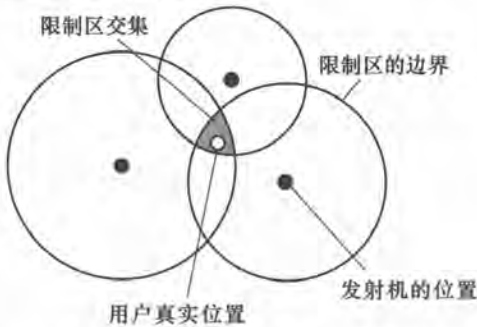


图 7.4 使用容积交集的邻近定位

当覆盖区域的边界没有明确定义时,情况就有些复杂。衰减(参考 7.1.4.6 节)和多路径干扰(参考 7.4.2 节)由于信号强度的变化将会造成位置变化。此外,接收机灵敏度会变化,并且接收天线可能存在方向增益方式,也可能与频率相关。人和交通工具同样也能够使信号发生短暂的遮挡。对于这个问题的一种解决方法,是设置限制区的内部和外部,分别对应覆盖区域的内部界限和外部界限。如果接收到一个信号,那么用户设备被假定位于外部限制区以内,反之,如果没有接收到信号,那么用户设备则位于内部限制区之外。可以使用接收信号的强度(received signal strength, RSS)的测量值来改善容积的交集,从而依据 RSS 将容积区分解成一系列的重叠区域。

7.1.4 测距定位

测距定位就是通过测量目标点到许多位于已知位置点上目标的距离来确定目标点的位置。测距定位也被称作测向定位和“距离-距离”定位,该定位方法使用三个信号表征三边测量法的距离,使用三个以上的信号表征多边测距。测距是无线导航最常用的方法。在自身定位中,是测量位于已知位置点上的发射机到位于未知点上的接收机之间的距离。通常通过测量信号的传输时间(time of flight, TOF)来获取距离信息,有时通过估计接收信号的强度来获取距离。信号同步测量在 7.3.2 节中介绍。

本节中,通常假定所有发射机和接收机都位于同一平面内,并且仅仅要求平面内的二维位置解。通过测距的三维定位将在 8.1.3 节、9.4 节和 12.2.3 节中

描述,在 11.1.1.2 节中将介绍考虑天线高度差异的水平定位方法。

当自身定位仅仅使用单发射机的距离测量值时,则用户接收天线在一平面内的位置解在以发射机天线为圆心的圆上,而圆的半径就是两天线之间的距离,称为几何距离。圆轨迹是位置线(line of position, LOP)。更一般地来说,LOP 就是可能位置的轨迹,它的形状跟定位方法相关。

当引入第二个发射机时,且发射机的天线与第一个发射机天线位于同一平面内,那么用户位置轨迹限制在两个 LOP 的交点上,而两个 LOP 分别是以两发射机天线为圆心,半径分别为 r_1 和 r_2 的两个圆,如图 7.5 所示。在图 7.5 中,两圆相交于两点。因此通过两个距离测量值获取的二维位置解具有二值性,即模糊性。同样如图 7.5 所示,可以通过引入第三个发射机的距离测量值,来解决定位解的二值性问题,使得二维解具有唯一性。也可通过一些先验信息来解决定位解模糊性问题。例如,结合前一时间段定位解,并且知道在这段时间内用户的移动距离,就可以限制当前的定位解。三维定位比二维定位多要求一个距离测量值。

在二维定位中,依据用户位置 (x_{pa}^p, y_{pa}^p) 和发射机位置 (x_{pt}^p, y_{pt}^p) ,每一个几何距离 r_{at} 可以表示成如下:

$$r_{at} = \sqrt{(x_{pt}^p - x_{pa}^p)^2 + (y_{pt}^p - y_{pa}^p)^2} \tag{7.1}$$

式中: a 为用户天线体坐标系; t 为发射机天线体坐标系; p 为平面坐标系;并且定义所有的发射机天线和用户天线都位于 xy 平面内。

注意,几何距离是与方向无关,因此有 $r_{ta} = r_{at}$,在这不考虑时间同步、信号传播、坐标系转换和测量误差的影响。

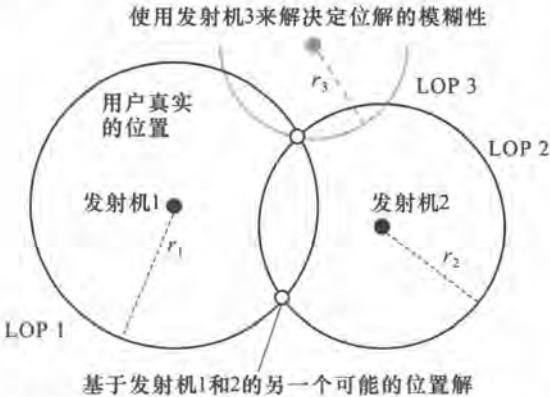


图 7.5 平面内基于单测距、双侧距和三测距的 LOP

基于一组距离测量值,通过求解一组如式(7.1)的方程,就可以估计用户的位置。这些方程是非线性的,必须采用 7.3.3 节介绍的迭代方法求解。

有 5 种基于 TOF 测距方法:

- (1) 无源测距或到达时间 (time of arrival, TOA) 的方法;
- (2) 到达时间对发射机的差分 (time difference of arrival, TDOA) 或双曲线测距方法;
- (3) 差分测距或对接收机的 TDOA;
- (4) 对接收机和发射机进行双差测距;
- (5) 双向测距。

通常 TOA 和 TDOA 术语是用来描述短距离定位系统,而无源、双曲线和差分测距术语是用来描述长距离定位系统。每一种测距方法将在下文中依次介绍,然后讨论基于 RSS 的测距。基于测距信息的定位计算将在 7.3.3 中介绍。

7.1.4.1 基于无源测距或到达时间的定位

在无源测距或 TOA 测量中,接收机在接收天线 a 处测量的特征信号的到达时间为 $t_{sa,a}^t$,特征信号在发射机发射天线 t 处的发射时间为 $t_{st,a}^t$ 。发射时间可以是系统的一个预定特征或者可能被调制到信号上。将到达时间减去发射时间,然后乘以光速 c ($c = 299792458 \text{ m/s}$),就可以得到测量距离如下:

$$r_{at} = (t_{sa,a}^t - t_{st,a}^t)c \quad (7.2)$$

方程(7.2)中不考虑误差因素的影响。

采用接收机的时钟来测量信号的到达时间,而使用发射机的时钟来确定信号的传输时间。在实际中,这些时钟是不同步的。如果接收机时钟比系统的时钟快,那么测量的到达时间 $\tilde{t}_{sa,a}^t$ 将滞后于实际的到达时间 $t_{sa,a}^t$,这将导致偏大的距离测量值。如果卫星时钟比系统的时钟快,那么实际的卫星信号发射时间 $t_{st,a}^t$ 将超前于预期的发射时间 $\tilde{t}_{st,a}^t$,而预期的发射时间 $\tilde{t}_{st,a}^t$ 在用户设备中是通过测距码得到的,从而导致距离测量的估计偏小。如果用 δt_c^a 表示接收机时间超前于系统时间的值,用 δt_c^t 表示发射机时钟超前于系统时间的值,忽略其他误差,则距离测量值可以表示如下:

$$\begin{aligned} \rho_a^t &= (\tilde{t}_{sa,a}^t - \tilde{t}_{st,a}^t)c \\ &= (t_{sa,a}^t + \delta t_c^a - t_{st,a}^t - \delta t_c^t)c \\ &= r_{at} + (\delta t_c^a - \delta t_c^t)c \end{aligned} \quad (7.3)$$

式中: ρ_a^t 为测量的距离,为了与无钟差的距离区别开来,称之为伪距 (pseudo-range);上标是指发射机,而下标是指接收机。图 7.6 对此进行了图示说明。

与几何距离不一样,伪距与信号的传播方向相关。因此信号从 a 传播到 t 的伪距可以表示为

$$\rho_t^a = r_{ta} + (\delta t_c^t - \delta t_c^a)c$$

$$\begin{aligned}
&= r_{at} + (\delta t_c^t - \delta t_c^a) c \\
&= \rho_a^t - 2(\delta t_c^a - \delta t_c^t) c
\end{aligned} \quad (7.4)$$

在实际中,如 7.4.1 节和 7.4.2 节讨论的那样,伪距和距离测量值同样将受到传播误差的影响;原始的(raw)测量值用下标 R 表示。如 7.4.3 讨论的那样,接收机同样存在测量误差,可以用符号 $\sim$ 来表示。因此发射天线 t 到用户设备天线 a 的伪距测量值可以表示为 $\tilde{\rho}_{a,R}^t$ 。伪距的传播和/或时钟误差的修正,可用下标 C 表示,即修正后的伪距可表示为 $\tilde{\rho}_{a,C}^t$ 。



图 7.6 发射机和接收机时钟不同步对距离测量的影响

为了让无源测距的自身定位能正常工作,发射机时钟必须是同步的,否则须采用差分定位(参考 7.1.4.3 节)。发射机时钟同步有 3 种方法。第一个可选方法:对于所有的发射机时钟,采用同一个时间基准进行同步,如采用标准时间(coordinated universal time, UTC)。在不同的时间,不同的发射机使用同一频率可以实现同步。第二个可选的方法是:测量每一个发射机和一个基准时间的的时间偏移,然后将之调制到信号上。用户设备使用发射机的时钟漂移 δt_c^t 来修正伪距测量值。这种方法在 GNSS 系统中得到应用(参考第 8 ~ 10 章)。最后一个可选的方法是链路同步方法,在链路上,每一个基站收到前一个基站发射同步信号后,以固定的时间间隔发射同步信号。发射机链路可能是一个环路,也可能是一个开路,在开路中主基站先发射。

当发射机之间的时钟同步之后,只有接收机时钟相对于发射机基准时间的漂移是未知的。在接收机定位解算时,可以认为是未知参数。因此,在二维定位的情况下,发射机时钟误差修正后的伪距测量值 $\tilde{\rho}_{a,C}^t$ 可以表示为

$$\tilde{\rho}_{a,C}^t = \sqrt{[x_{pt}^p(t_{st,a}^t) - x_{pa}^p(t_{sa,a}^t)]^2 + [y_{pt}^p(t_{st,a}^t) - y_{pa}^p(t_{sa,a}^t)]^2} + \delta \rho_c^a(t_{sa,a}^t) \quad (7.5)$$

式中: $\delta \rho_c^a = \delta t_c^a c$; 其他的误差不予考虑。

注意,在信号的传播过程中,接收机和发射机之间的距离可能会发生变化。因此,在计算用户的位置时,接收机的位置必须是信号到达时刻的位置,而发射机的位置是信号发射时刻的位置。这在 GNSS 定位中要特别注意,原因是 GNSS 信号的传输时间比较长,而发射机相对于地球是运动的。

求解接收机的时钟漂移,需要增加观测量的数目,因此对于二维定位解的计算,至少要求 3 个无源测距的测量值,而对于三维定位解的计算至少要求 4 个测量值。在图 7.5 中,当没有充分的先验信息解决 LOP 交叉点的模糊性时,在这种情况下,二维定位解的计算至少要求 4 个测量值,三维定位解的计算至少要求 5 个测量值。如果接收机采用一个高度稳定的时钟(参考 9.1.2 节),那么在几十分钟内接收机的时钟漂移可以认为是一个常数,因此一旦接收机的时钟被修正后,获取定位解则需要较少的无源测距值。

如果不同分组的发射机与不同的时间基准同步,并且各组时间基准之间的时间差未知,那么这些时间差也可以作为定位解的未知量,可以在定位解算中予以估计。每一个时间差需增加一个测距量。但是如果时间差是恒定的,只需要在初始时刻增加测量值。

不同的信号到达接收机的时间不一样,这将导致定位计算变得复杂,这是因为在不同的时间内,必须补偿用户位置和接收机时钟漂移的变化。通常来说,使用信号的跟踪功能(参考 7.3.2 节)来估计伪距率,于是伪距就可以和一个共同的信号到达时间同步。

7.1.4.2 基于发射机间的到达时间差分定位

在基于到达时间的发射机间差分定位中,距离测量值是在发射机之间进行差分,从而能够抵消接收机的时钟漂移(假设为自身定位)。和无源测距类似,发射机的时钟必须是同步的,且定位所需测量值的数目也和无源测距一样。通过对无源测距测量的伪距值进行简单求差,可以得到距离差分测量值,或者叫距离增量测量值。因此对于发射机 s 和 t ,有

$$\Delta \tilde{\rho}_{a,c}^a = \tilde{\rho}_{a,c}^t - \tilde{\rho}_{a,c}^s \quad (7.6)$$

换言之,两个信号的 TDOA, $\Delta \tilde{t}_{TD,a}^a = \tilde{t}_{sa,a}^t - \tilde{t}_{sa,a}^s$,可以直接测量得到。有时也称为时间差分(TD)测量。于是距离可以表示为

$$\Delta \tilde{\rho}_{a,c}^a = (\Delta \tilde{t}_{TD,a}^a - \Delta \tilde{t}_{NED,a}^a) c \quad (7.7)$$

式中: $\Delta \tilde{t}_{NED,a}^a = \tilde{t}_{sa,a}^t - \tilde{t}_{sa,a}^s$ 为两个信号传播标称时间之差,有时称之为标称发射延时(nominal emission delay, NED)。

对于链路同步的发射机,直接 TDOA 测量值是在系统中产生。而对于没有同步的不同链路中的信号,不应当产生 TDOA 测量值。

从历史角度讲,由于在二维定位中,通过距离差分获得的位置轨迹为一个双曲线(将式(7.5)代入式(7.6)中),因此基于发射机间的 TDOA 定位称为双曲线定位。图 7.7 显示 LOP 的一些例子。而在三维定位情况下,通过一个测距差分获得的位置轨迹为一个双曲面。

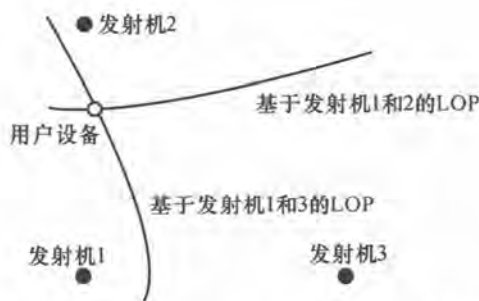


图 7.7 使用三个发射机的二维空间基于 TDOA 测量值定位的双曲线
(另一个交点在图中没有显示)

7.1.4.3 差分定位

在差分的自身定位系统中,同一发射机的发射测距信息,在接收机之间进行差分,通常是在用户接收机和参考接收机进行差分。使用单独的数据链路,将参考站的测量信息传递给用户接收机,如图 7.8 所示。在差分过程中,该技术抵消了发射机时钟漂移的影响,当发射机的时钟不同步时,该技术是非常必要的。但是在该技术中,接收机时钟漂移将作为未知量与定位解一起进行解算。当接收机之间的距离相对比较近时,差分定位同样能够抵消发射机位置和信号传输误差(参考 7.4 节)。该方法有时称为接收机间的 TDOA 定位。

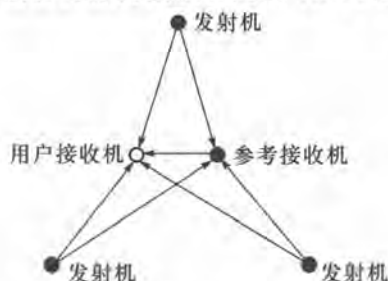


图 7.8 差分定位

通过对原始伪距测量值进行差分,可以得到距离差分测量值,用下标 R 表示:

$$\nabla \hat{\rho}_{ra,R}^i = \hat{\rho}_{a,R}^i - \hat{\rho}_{r,R}^i \quad (7.8)$$

式中:下标 a 和前面一样,均表示用户接收机天线;下标 r 表示参考接收机天线。

同样,可以直接将用户接收机接收到的信号和参考接收机接收到的信号求差,得到距离差分信息,然后将其发送给用户接收机^[7]。但是,这往往需要较大的数据链带宽,并且接收信号的用户设备要求短期数据存储。

当参考接收机的位置已知时,通过解如下的联立方程可以获得二维的用户接收机的位置:

$$\nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^i = \sqrt{[x_{pt}^p(t_{sa,a}^i) - x_{pa}^p(t_{sa,a}^i)]^2 + [y_{pt}^p(t_{sa,a}^i) - y_{pa}^p(t_{sa,a}^i)]^2} - r_n + \nabla \rho_c^{ra}(t_{sa,a}^i) \quad (7.9)$$

式中: r_n 为参考基站到发射机的真实距离; $\nabla \rho_c^{ra} = \delta \rho_c^a - \delta \rho_c^r$ 为差分的接收机时钟漂移。

因此,当参考接收机位于已知坐标点上时,用户接收机的位置求解所需测量值的数目,和无源测距定位的要求是一样的。

对位于未知坐标点上的一对接收机,同样可以执行差分定位。当两个接收机都需要位置信息时,那么数据通信链的通信必须是双向的。当两个接收机都进行二维定位时,至少需要 5 个发射基站的测量值;而当两个接收机都进行三维定位时,至少需要 7 个发射基站的测量值。为了解决定位结果的模糊性,需要增加一个附加发射基站。

通过使用较多数目的接收机,可以减少发射机的数目,该方法有时称为矩阵方法^[8]。如果存在 n 个接收机, m 个发射机,那么有 mn 个未差分的伪距测量值, $m+n-1$ 个未知的相对时钟漂移,对于二维定位有 $2n$ 个位置分量,对于三维定位有 $3n$ 个位置分量。因此,为了得到 d 维的位置结果,必须满足条件 $mn \geq m + (d+1)n - 1$ 。对于二维定位发射基站的最小数目为 4 个,而对于三维定位发射基站的最小数目为 5 个。同样,为了解决定位解的模糊性,需要进一步增加一个发射基站。

7.1.4.4 双差测距定位

合并差分定位和 TDOA 定位,就可以得到双差测量值如下:

$$\begin{aligned} \nabla \Delta \tilde{\rho}_{ra,R}^{st} &= \tilde{\rho}_{a,R}^i - \tilde{\rho}_{a,R}^s - \tilde{\rho}_{r,R}^i - \tilde{\rho}_{r,R}^s \\ &= \Delta \tilde{\rho}_{a,R}^{st} - \Delta \tilde{\rho}_{r,R}^{st} \\ &= \nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^i - \nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^s \end{aligned} \quad (7.10)$$

这在 GNSS 载波相位差分定位中经常使用(参考 10.2 节)。

双差测量值再对时间进行差分,可以得到三差测量值。在对时间差分时,位置会发生改变。

7.1.4.5 双向测距定位

在自身双向测距定位系统中,移动用户一起或依次向基站发射信号,然后等待固定间隔的时间后,基站反过来向用户发射信号。用户设备测量的信号往返传播时间(round-trip time, RTT)为 $\Delta t_{ra,a}^i$,其中下标表示初始信号的发射机和响应信号的接收机,而上标表示初始信号的接收机和响应信号的发射机。据此,估计的平均距离可表示为

$$\bar{r}_{at} = \frac{1}{2} (\Delta \tilde{t}_{n,a}^i - \tau_r^i) c \quad (7.11)$$

式中: $\sim$ 表示测量量; τ_r^i 表示基站的响应时间间隔, τ_r^i 值要么固定, 要么包含在基站发射的信号中。

因为传输过程由输入信号触发, 所以并不要求基站的时钟同步。移动用户时钟漂移的影响, 在信号的来回传输过程中很大部分会被抵消。因此, 在 RTT 测量中, 时间误差表示为

$$\Delta \tilde{t}_{n,a}^i - \Delta t_{n,a}^i = \delta t_c^a(t_{sa,a}^i) - \delta t_c^a(t_{st,i}^a) \quad (7.12)$$

式中: δt_c^a 为用户时钟漂移; $t_{st,i}^a$ 为用户到基站的信号发射时刻; $t_{sa,a}^i$ 为从基站到用户接收机信号的到达时间, 如图 7.9 所示。

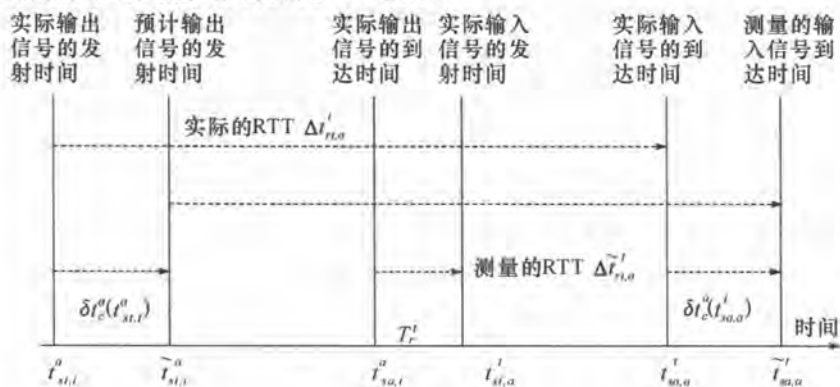


图 7.9 时钟误差对往返时间测量的影响

对于一个常值的时钟漂移, RTT 误差随着到基站的距离增加而增大。但是, 即便使用廉价的晶振, 测距误差也不会超过十万分之一 (晶振的相对频率误差)。由于基站的响应时间影响, 误差会进一步增加。但是当时间分辨率贡献的误差远超过基站时钟漂移贡献的误差时, 且基站的响应时间足够短, 那么可以把基站响应引起的误差认为是噪声。

当用户接收机相对于基站运动时, 式 (7.1) 给出的距离值是往返测量时间内的平均值。如果使用信号跟踪功能 (参考 7.3.2 节) 来估计 RTT 的变化率 $\Delta \tilde{t}_{n,a}^i$, 那么在 t 时刻的距离估计值可表示为

$$\bar{r}_{at}(t) = \frac{1}{2} \left[\Delta \tilde{t}_{n,a}^i - \tau_r^i + \left(t - \frac{1}{2} \tilde{t}_{sa,a}^i - \frac{1}{2} \tilde{t}_{st,i}^a \right) \Delta \tilde{t}_{n,a}^i \right] c \quad (7.13)$$

这同样可以用于不同基站测量值之间的同步。

忽略同步误差, 将式 (7.13) 代入式 (7.1), 可以获得一个二维的定位解。如果使用一些先验信息来解决解的模糊性, 那么仅需要 2 个基站的测量值就能进行二维定位解算。而对于三维定位计算, 至少需要 3 个基站测量值。因此, 双向

测距具有其他方法不具有的优点:需要基站数比其他的方法少 1 个。但是如果用户的时钟漂移引入的误差太大,那么在进行定位解算时,必须确定时钟的漂移。在这种情况下,需要一个额外的基站辅助。因而,与长距离应用比较,双向测距更适用于短和中距离的定位。

有一些双向测距定位系统,实行对称的双边测距协议^[9]。凭借该协议,信号可从 A 传输给 B,然后从 B 传递给 A,最后 A 再次传递给 B。这就给 A 和 B 提供了 RTT 测量值,从测量值能够计算 A 和 B 的距离,这在相对定位中是特别有用的(参考 7.1.2 节)。

7.1.4.6 基于接收信号强度的定位

在自由空间中,当发射机发射多于两个波长的信号时,接收机接收到的信号强度(RSS)跟发射机与接收机之间距离的平方成反比。但是在陆地环境下,RSS 和距离的关系比较复杂。对于频率高于 30MHz 的信号,地面充当近乎完美的反射镜,使得信号的相位发生反转。直射信号和地面反射信号在接收机端产生干扰,如图 7.10 所示。这种干扰可能是有用的,也有可能是破坏性的,主要依据发射机和接收机天线之间的距离及两天线离地面的高度而定。当接收机相对于发射机移动时,RSS 趋向于振荡,这种现象称为衰减^[10]。进一步的干扰称为多路径(参考 7.4.2 节),是由反射或衍射的信号产生,而直射信号被障碍物遮挡或衰减。另外一个难题是,RSS 测量值可能受到接收天线增益的直接变化和载体或用户屏蔽的影响。

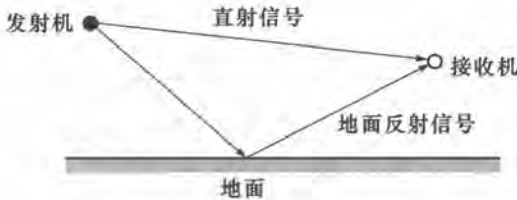


图 7.10 视线和地面反射信号

对于采用合适的频率、接收环境和基站天线高度的半经验模型,其 RSS 测量值可能暗含水平测距。在文献[1,11]中可以找到一些例子。由 RSS 获取的距离测量值并不受时间同步误差的影响,因此可以通过解方程(7.1)获得一个二维定位解。为了获得二维解,依据是否有足够的先验信息解决解的模糊性问题,需要使用二或三个基站的测量数据。通常,由 RSS 获取的距离测量值比通过 TOF 测量获得距离测量值的精度要低。然而,RSS 不需要知道信号的结构,仅仅需要知道信号的功率,而且从信号获取测距信息并不要求增加附加的硬件,而信号最初的设计并不是为了测距的目的。

在室内,RSS 不仅依赖于建筑物的布局,同样也依赖于离发射机的距离,因

此从 RSS 很难获得有用的距离信息。

7.1.5 测角定位

测角定位,同样也称为角度测量或到达角(angle of arrival, AOA)的方法,是通过从用户到两个、或多于两个已知位置点的视线方向,来确定用户的位置。每一个视线(line of sight, LOS)形成了一条位置线。而用户的位置,位于两条位置线的交叉点上。和测距的方法相比较,测角定位方法不存在模糊性的问题(除非信号在地球表面向所有的方向传播)。在自身定位中,发射机位于已知位置点上,而用户接收机位于待求位置点上。

用户 a 到发射机 i 的视线矢量 u_{ai}^n (参考 8.5.3 节)在水平面内的投影,与真北的夹角 ψ_{ni}^a ,称为相对于真北的方位或者是方位角(azimuth)。它与 2.2.1 节描述的方位角的含义是一样的,同样是指用户指向发射机。地球表面的弯曲,使得在发射机端测量方位角稍微有点不同。在二维情况下,通过测量到两个发射机的方位角,就可以确定用户的位置,如图 7.11 所示。为了方便使用笛卡儿方法,在当地切平面坐标系下表示位置方程,是比较方便的。当地切平面坐标系(参考 2.1.4 节)用 l 表示,坐标原点位于用户处, x 轴、 y 轴和 z 轴分别指向北、

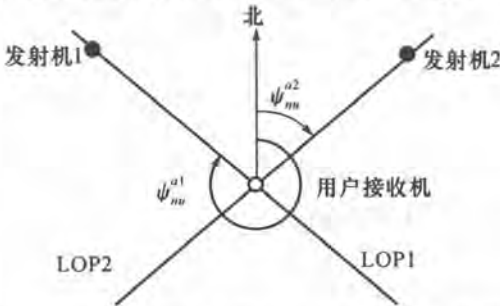


图 7.11 水平面内基于绝对方位角测量的测角定位

东和地。因此每一个方位角都可以表示为用户天线位置 (x_{la}^l, y_{la}^l) 和发射机位置 (x_{li}^l, y_{li}^l) 的函数:

$$\tan \Psi_{ni}^a = \frac{y_{li}^l(t_{si,a}^i) - y_{la}^l(t_{sa,a}^i)}{x_{li}^l(t_{si,a}^i) - x_{la}^l(t_{sa,a}^i)} \quad (7.14)$$

那么使用两个发射机的水平位置解为

$$\begin{cases} x_{la}^l(t_{sa,a}^{1,2}) = \frac{x_{l1}^l(t_{s1,a}^1) \tan \Psi_{n1}^{a1} - x_{l2}^l(t_{s2,a}^2) \tan \Psi_{n1}^{a2} - y_{l1}^l(t_{s1,a}^1) + y_{l2}^l(t_{s2,a}^2)}{\tan \Psi_{n1}^{a1} - \tan \Psi_{n1}^{a2}} \\ y_{la}^l(t_{sa,a}^{1,2}) = \frac{(x_{l1}^l(t_{s1,a}^1) - x_{l2}^l(t_{s2,a}^2)) \tan \Psi_{n1}^{a1} \tan \Psi_{n2}^{a2} - y_{l1}^l(t_{s1,a}^1) \tan \Psi_{n1}^{a2} + y_{l2}^l(t_{s2,a}^2) \tan \Psi_{n1}^{a1}}{\tan \Psi_{n1}^{a1} \tan \Psi_{n2}^{a2}} \end{cases} \quad (7.15)$$

其中,两个发射天线的体坐标系分别用 1 和 2 表示,同时假定信号的到达时间相同。

当方位测量值多于 2 个时,可以采用迭代的最小二乘方法获取位置信息,这在 CD 附录 F 的 F.1 节中有所描述。如果视线相对任意参考轴的方位已知,但是绝对方位角(例如相对于真北)未知,仍然可以确定水平的用户位置,但是最少需要已知 3 个发射机的测量值。CD 中附录 F 的 F.1 节同样也描述了这种方法的迭代的最小二乘算法(iterated least-squares, ILS)。

用户到发射机的视线矢量和水平面的夹角 θ_{nu}^{at} 称为俯仰角,它与 2.2.1 节描述的俯仰角的含义是一样的,也是用户指向发射机。同样,在发射机处测量的俯仰角与用户处测量的稍有不同。如果用户到发射机的距离已知,使用一个发射机的俯仰角测量值,就能够确定用户的高度。图 7.12 阐述了这个问题。

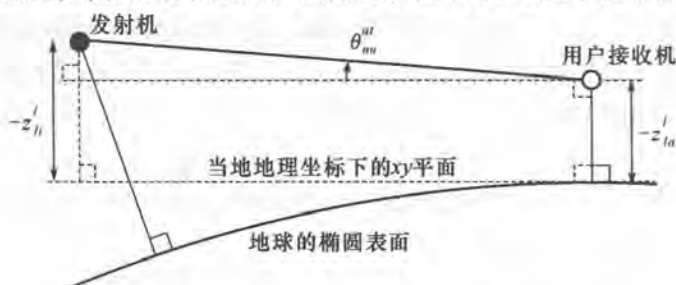


图 7.12 基于俯仰角的用户高程的确定

使用当地切平面坐标系,假定直线传播(参考 7.4.1 节),那么俯仰角可以表示为用户位置和发射机位置的函数:

$$\tan \theta_{nu}^{at} = - \frac{z_{li}^l(t_{st,a}^t) - z_{la}^l(t_{sa,a}^t)}{\sqrt{(x_{li}^l(t_{st,a}^t) - x_{la}^l(t_{sa,a}^t))^2 + (y_{li}^l(t_{st,a}^t) - y_{la}^l(t_{sa,a}^t))^2}} \quad (7.16)$$

如果切平面的 xy 平面与椭球相交,且交点位于椭球到用户的法线上,那么用户天线的高程由下列公式给出:

$$\begin{aligned} h_a(t_{sa,a}^t) &= -z_{la}^l(t_{sa,a}^t) \\ &= -[z_{li}^l(t_{st,a}^t) + \tan \theta_{nu}^{at} \sqrt{(x_{li}^l(t_{st,a}^t) - x_{la}^l(t_{sa,a}^t))^2 + (y_{li}^l(t_{st,a}^t) - y_{la}^l(t_{sa,a}^t))^2}] \end{aligned} \quad (7.17)$$

CD 中附录 F 的 F.1 节给出了基于一组方位角和俯仰角测量值获取三维位置 ILS 方法。

可以采用两种方法确定到达角(AOA):定向方法和各向异性传播法。在一个定向系统中,使用用户天线来确定 AOA。定向系统的最简单形式是一个定向天线。在大多数情况下,旋转定向天线,使得接收的信号强度最小。这是由于大多数天线在其天线增益图中,在最小值处的形状比最大值处的要尖锐。一个商

用型的调幅(amplitude modulation, AM)无线电天线或者环形电视天线,均适用于这种情况。为了避免天线的物理旋转,可以采用两个正交安装的定向天线,该定向天线的信号包含测角信号。通过改变混合信号的增益和相位,就能改变天线系统的敏感方向^[12]。使用多个测角计,就能同时确定多发射机方向。

一个旋转天线或测角计系统能够测量信号的 AOA,其精度为 1° 左右。注意由于信号传播的影响,有效定位精度有时会差一些。使用这种方法,仅仅用来确定方位,且存在一个 180° 的模糊性。但是这不影响位置的确定。

使用可控接收模式天线(controlled reception pattern antenna, CRPA)或智能天线,可实现定向^[11]。这包含一个非定向天线阵列和一个控制单元,各天线距离一般为半个波长。通过合并每一个天线的信号,且每一个天线信号的增益和相位不同,就可以产生一个变化的定向接收模式,并且整个天线阵列作为一个整体。阵列中天线的数目越多,定向的精度越高。尺寸的限制使得实际的天线阵列仅仅适用于较高频率的信号。同时,它们的价格也是昂贵的。

如果发射机的位置已知,使用定向方法的自身定位,可以使用任何信号工作,并不需要知道信号的结构和时间信息。但是,装备的尺寸往往会限制其在航空和船舶中的使用。对于陆用来说,可以使用基于定向方法的遥测定位,在这种情况下,定向天线安装在基站上。

注意,当用户位置已知时,定向方法可以用来确定用户天线的姿态,进而可以确定天线安装载体的姿态。

各向异性发射方法,包含一个信号,它的调制随着方向变化而变化。在自身定位中,简单通过解调信号,用户从发射机就能确定它们的方位角和/或俯仰角。用户方并不需要定向天线系统或已知自身姿态。从理论上来讲,位置的求解是复杂的,由于方位角和/或俯仰角是在发射机中测量,而不是在用户设备中测量。但是,正因为如此,各向异性发射方法的距离和精度,在实际中不足以成为主要问题。各项异性定位方法的一个例子,为 VOR(参考 11.1.2 节)。

当仅仅只有一个基站时,测角定位可以和测距一起使用,以确定二维或三维的定位解。但是,在存在 180° 方位角模糊性的情况下,位置解有两个候选值,需要使用先验信息进行区分。

7.1.6 模式匹配

模式匹配方法,是通过对接收到的信号特性与数据库中不同位置的值进行比较,从而确定用户的位置,其中接收信号的特征,随着用户位置的变化而变化。模式匹配最简单的形式,就是仅比较测量信号和预测信号的可用性。但是 RSS 模式匹配,也称为指纹或 RSS 映射,是最常用的方法^[1,2,13-15]。当多位置点上的信号可用性或 RSS 相类似时,通常使用多信号来减少位置的模糊性。因此给定位置点上一系列信号的可用性或 RSS,就形成了该位置点上位置的识别标识,如

图 7.13 所示。模式匹配也可以使用诸如 WLAN、移动电话、FM 广播信号等多种不同类型信号的组合。在环境特征中,也可以使用模式匹配,见第 13 章中的讨论。

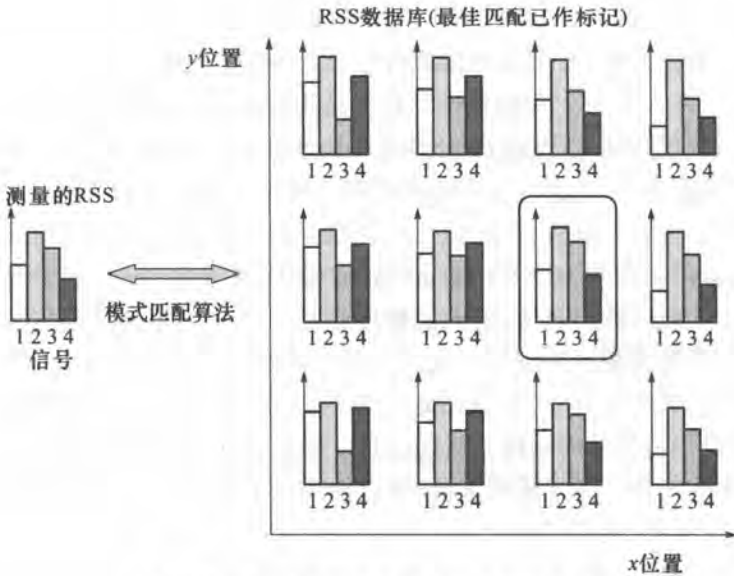


图 7.13 使用接收信号强度的模式匹配算法

所有的模式匹配都要求一个近似的位置解,以限制搜索的数据库区域。对于短距离无线电信号,可以使用邻近定位方法。因此,搜索区域包含接收的信号和数据库中的信号两者近似匹配的区域。由于信号的遮挡和数据库编码引起的变化,并不能获取精确的一致性匹配结果。

对于每一个搜索区域内的位置,必须予以测试统计。欧几里德(Euclidean)距离被广泛使用,即:测量信号强度的对数、与数据库指示的信号强度对数之差的方根。因此,在候选位置 (x_{pa}^p, y_{pa}^p) 处 RSS 指纹的测试统计为

$$d_s(x_{pa}^p, y_{pa}^p) = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{j=1}^m [\tilde{S}_j - S_{D,j}(x_{pa}^p, y_{pa}^p)]^2} \quad (7.18)$$

式中: $\tilde{S}_j$ 为第 j 个信号测量的信号强度(dB); $S_{D,j}(x_{pa}^p, y_{pa}^p)$ 为在候选位置处的数据库指示的信号强度; m 为测量的信号数目,也是数据库中出现的信号数目。

对于不同设计的用户设备,要求一些形式的校正来补偿同一信号上 RSS 测量值的差异。

另一种测试统计方法,采用测量的信号强度与数据库指示信号强度之差的方差:

$$\sigma_s^2(x_{pa}^p, y_{pa}^p) = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m [\tilde{S}_j - S_{D,j}(x_{pa}^p, y_{pa}^p)]^2 - \frac{1}{m^2} \left(\sum_{j=1}^m [\tilde{S}_j - S_{D,j}(x_{pa}^p, y_{pa}^p)] \right)^2 \quad (7.19)$$

这有助于补偿不同类型接收机的灵敏度和天线增益的差异。另外,可以使用 RSS 测量值的秩次,而不是它们的值,来执行模式匹配,在这种情况下,使用秩而不是信号的强度来构成测试统计系统^[16]。

最可能的位置点,其测试统计值是最小的。最简单的方法,称为最近邻点方法(nearest neighbor, NN),简单地将具有最小测试统计的候选位置认为是定位解。但是,具有相同的最小测试统计的候选位置点,可能有多。k-最近邻点方法就是将 k 个具有最小测试统计的候选位置的平均值作为定位解,通常 k 的典型取值为 3 或 4。对于一个统计上的严格方法,可以使用下式构造一个似然面:

$$\Lambda_s(x_{pa}^p, y_{pa}^p) = \exp \left[-\frac{d_s^2(x_{pa}^p, y_{pa}^p)}{2d_{s,R}^2} \right] \quad (7.20)$$

或

$$\Lambda_s(x_{pa}^p, y_{pa}^p) = \exp \left[-\frac{\sigma_s^2(x_{pa}^p, y_{pa}^p)}{2\sigma_{s,R}^2} \right] \quad (7.21)$$

式中: $d_{s,R}$ 为期望的欧几里德的距离; $\sigma_{s,R}^2$ 为真实位置点的期望方差。

如果只存在一个峰值,对似然函数周围点进行二元高斯函数分布拟合,就可以获得定位解。若存在多个竞争的峰值,则定位解存在模糊性。

解决定位解模糊性的一种方法是:让用户来回走动时,从连续的 RSS 或信号可用性测量值集合中,确定候选位置。从连续测量值集合中获取的候选定位解越集中,那么候选定位解越可能正确。当用户设备装有航位推算系统时,那么连续测量值之间载体航行的距离已知,从而使得 RSS 或可用性测量值可组合成一个横切面,能够和数据一起匹配。由于基于横切面的位置特征包含很多信息,因此唯一的匹配的可能性更大。关于从模式匹配似然面中获取位置解的详细情况请参考 13.2.2 节。

在自身定位中,当用户设备进入工作区域时, RSS 或信号可用性数据库必须先预装,或者由用户下载。但是, RSS 识别通常在远距离定位中实现,位置解通常由服务器传输给用户。在遥测定位中,也可以利用从用户到一组基站传输的 RSS。

可以通过收集大量的测量数据,或者使用环境的三维模型,来预测信号的传播特性,以构建信号的可用性或 RSS 数据库。同样,也可以使用这两种方法的组合。由于需要确定测量点的真实位置,因此测量活动是很复杂的。一种方法是使用同步构图定位(参考第 13 章和 16.3.6 节的介绍),同时确定信号的特征

和定位信息。可以采用装有合适的接收机和航位推算系统的个人或机器人,巡逻欲测量的区域,收集足够的测量数据来构建数据库^[17,18]。

由于 GNSS 卫星是移动的,因此建立 GNSS 的可用性或 RSS 数据库是不现实的。相反,当要求使用用户设备存储的环境模型,或者要求下载模型时,则必须预测信号的遮挡(参考 10.6 节)。

由于门的开关,载体、人、家具及设备的移动,固定位置点的 RSS 测量值和信号的可用性,会随着时间的改变而变化。通过使用大量的位于已知点上的参考基站实时地测量这些变化,就可以提高模式匹配的定位精度^[19]。

与测距和改进的邻近等其他的 RSS 定位方法相比较,模式匹配在室内的环境中给出了一个最好的性能。在室内环境中,RSS 和位置的关系是高度非线性的。但是,由于必须构建数据库,因此模式匹配实现起来是很昂贵的。同时,定位算法很消耗处理器的资源。例如,为了处理模糊测量数据库的匹配,可能使用的多假设滤波(参考 3.4.5 节)或者粒子滤波(参考 3.5 节)。

7.1.7 多普勒定位

当接收机和发射机之间存在明显的运动时,可以从信号的多普勒频移得到定位信息。在实际中,当接收机或者发射机位于卫星上时,可以采用多普勒定位。它在铱星定位系统中得到应用(参考 11.4.1 节),同样可能应用于计算近似的 GNSS 定位解^[20]。

忽略相对论的影响,从多普勒频移 $\Delta f_{ca,a}^i$ 获取的距离变化率 $\dot{r}_{ai}$ 可以表示为

$$\dot{r}_{ai} \approx - \left(\frac{\Delta f_{ca,a}^i}{f_{ca}} + \delta t_c^a - \delta t_c^i \right) \quad (7.22)$$

式中, f_{ca} 为载波频率; δt_c^a 为接收机时钟漂移; δt_c^i 为发射机时钟漂移。

距离变化率同样可以表示成如下物理量的函数:接收机天线三维惯性参考位置 $\mathbf{r}_{ia}^i$ 、发射天线惯性参考位置 $\mathbf{r}_{it}^i$ 、接收机天线惯性参考速度 $\mathbf{v}_{ia}^i$ 和发射机天线的惯性参考速度 $\mathbf{v}_{it}^i$, 即

$$\dot{r}_{ai} = \frac{(\mathbf{r}_{it}^i(t_{st,a}^i) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^i))^T (\mathbf{v}_{it}^i(t_{st,a}^i) - \mathbf{v}_{ia}^i(t_{sa,a}^i))}{|\mathbf{r}_{it}^i(t_{st,a}^i) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^i)|} \quad (7.23)$$

在自身定位中,当发射机的位置和速度、用户相对于惯性空间的速度和时钟漂移均已知时,单个多普勒频移测量值给出的用户位置解的轨迹为圆锥面。圆锥的顶点在发射机上,圆锥的对称轴为发射机与接收天线、发射天线的相对速度方向的交线。

通常情况下,如果接收机的位置未知,则接收机惯性参考速度也未知。但是其地球参考速度 $\mathbf{v}_{ea}^e$ 可能已知,特别是当用户静止时, $\mathbf{v}_{ia}^i$ 可以表示为 $\mathbf{v}_{ea}^e$ 和地球参考位置 $\mathbf{r}_{ea}^e$ 的函数。在这种情况下, SOP (位置面) 是一个变形的圆锥。将

式(2.146)、式(2.147)和式(7.22)代入式(7.23)就可以得到

$$-\frac{\Delta f_{ca,a}^i c}{f_{ca}} = \frac{(\mathbf{r}_{ia}^i(t_{ia,a}^i) - \mathbf{C}_e^i(t_{ia,a}^i) \mathbf{r}_{ea}^e(t_{ia,a}^i))^T [\mathbf{v}_{ia}^i(t_{ia,a}^i) - \mathbf{C}_e^i(t_{ia,a}^i) (\mathbf{v}_{ea}^e(t_{ia,a}^i) + \Omega_{ie}^e \mathbf{r}_{ea}^e(t_{ia,a}^i))] }{|\mathbf{r}_{ia}^i(t_{ia,a}^i) - \mathbf{C}_e^i(t_{ia,a}^i) \mathbf{r}_{ea}^e(t_{ia,a}^i)|} + (\delta t_c^a - \delta t_c^i) c \quad (7.24)$$

使用式(7.24),至少需要4个多普勒频移测量值,才获得用户的位置 $\mathbf{r}_{ea}^e$ 、接收机的时钟漂移 δt_c^a 。三个圆锥面(跟四维空间等价)相交点个数可达8个,为了解决定位解的模糊性,需要根据信号几何分布和定位解的限制条件,增加测量值的个数。当用户速度未知时,用户的速度可以当成导航结构的一部分一起求解,但是至少需要增加3个多普勒频移的测量值。

当发射机或接收机移动时,信号的几何分布会发生变化。因此,当没有充足的信号可用来进行单历元位置求解,且时钟漂移稳定及用户的运动已知,那么可以采用多历元方法求解用户的位置。在式(7.24)中,可用下式替代:

$$\mathbf{r}_{ea}^e(t_{ia,a}^i) = \mathbf{r}_{ea}^e(t_0) + \Delta \mathbf{r}_{ea}^e(t_0 + t_{ia,a}^i) \quad (7.25)$$

式中: $\Delta \mathbf{r}_{ea}^e(t_0, t_{ia,a}^i)$ 为 t_0 和 $t_{ia,a}^i$ 时间内的用户位置矢量,且假定已知: $\mathbf{r}_{ea}^e(t_0)$ 为 t_0 时刻的位置,可以采用多普勒定位确定。

使用该方法,基于单颗卫星,经过一段时间后,可以获取多普勒定位解。

7.2 定位信号

无线电信号的最简单形式,就是一个没有调制的载波。它没有调制任何信息,仅仅通过它的频率来识别。然而,它可以方便地用于邻近定位、AOA定位和模式匹配定位。对基于TOF测距而言,必须测量信号的载波相位。对于获取的距离或测量伪距来说,这将导致波长的模糊度。使用下列公式,根据载波相位测量值 $\tilde{\phi}_a^i$,可以得到伪距测量值:

$$\tilde{\rho}_a^i = - \left(\frac{\tilde{\phi}_a^i}{2\pi} + N_a^i \right) \lambda_{ca} \quad (7.26)$$

式中: λ_{ca} 为载波的波长; N_a^i 为未知的整周数,其值通常为负值。

由于 $\tilde{\phi}_a^i$ 是发射时间相对于接收时间的测量,所以常出现符号的改变。对于长波(低频)信号,使用先验信号可以解决模糊性的问题。另一个解决方法是采用多频率的方法。如果相位能够被测量,并且精度足够高,那么模糊度的距离能够增加到波长最小公倍数(lowest common multiple, LCM)的整数倍。如果LCM波长大于发射机到接收机最大距离加时钟的不确定(用距离表示),那么就

不存在模糊性问题。

当载波上调制有信息时,发射机的标识、发射机的位置和时间数据,可以传递给用户设备。进一步,如果调制信号的某种特征的发射时间已知,或经过与参考基站比较后可以确定,那么调制可以用来测距。基于调制的测距,可能存在模糊性,也可以无模糊性,这主要与特征信号的接收时间间隔相关。当特征信号接收时间间隔,超过信号传播的最大距离加时钟不确定时,则存在模糊性问题,否则不存在模糊性问题。但是,调制测量的模糊度距离,总是远大于载波相位测量值的模糊度距离。本节余下部分讨论调制类型和无线电频谱。

7.2.1 调制类型

将模拟信号调制到载波上有三种方法:调幅(amplitude modulation, AM),载波的幅度以函数形式随着调制信号的改变而改变;调频(frequency modulation, FM),载波的频率以函数形式随着调制信号的改变而改变;调相(phase modulation, PM),载波的相位以函数形式随着调制信号的改变而改变。这些调制类型也可以混合使用。正交调幅(quadrature amplitude modulation, QAM)在同一频率上包含了两个载波,它们的相位相差 90° ,每一个幅度上调制不同的信号。这两个信号被称为相位正交。由于同一幅角的正弦和余弦的乘积取平均为零,所以能够没有干扰地分离这两个信号。

数字调制的最简单形式是开关键控(on-off keying, OOK),是通过载波的简单开关来传输信息。AM、FM 和 PM 的数字等价形式分别为幅移键控(amplitude shift keying, ASK)、频移键控(frequency shift keying, FSK)和相移键控(phase shift keying, PSK)。数字信号包含一个符号序列,序列中的每一个符号可以是状态整数中的一个。如果状态数为 2^k ,那么每一符号能够传输 k 位信息。但是状态数不必是2的幂。

一个数字调制通常用状态数加调制类型来表示。例如,一个8-FSK调制包含一个在8个不同频率点发生跳变的载波。一个二状态的系统用“bi”来表示(如二相移键控(biphase shift keying, BPSK)),而四状态系统用“正交(quadrature)”来表示(如正交幅移键控(quadrature-amplitude shift keying, QASK))。其他的直接使用数字。

一个 n -QAM数字调制包含两个 $\sqrt{n}$ 状态信号,相位正交,同时利用了幅度和二进制相移键控(例如,它们有正和负的值)调制信号。因此一个4-QAM与正交相移键控(quadrature-phase shift keying, QPSK)是一样的。对于多于8个状态的系统,QAM比PSK更有效。

一个正交频分复用技术(orthogonal frequency division multiplex, OFDM)包含一系列闭空间载波,每一个载波都调制有低符号速率的PSK或QAM,且加上一个符号之间的保护间隔。OFDM使得多发射机能够在同一频率上同时广播相

同的信号,而不会造成破坏性的干扰。并且数据的传输能够抗强的多路径干扰(参见 7.4.2 节)。

数字信号同样也包含脉冲序列,通过调幅获得。可以通过许多方法来传输信号。在一个特定时间,脉冲可有可无。脉冲的时间可以改变,称为脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)。也可以改变载波相对于脉冲包络的相位。最后可以改变脉冲形状本身,称之为线性调频(chirping)。

发射(和接收)一个数字无线电信号所要求最小的双边带宽,为符号速率的 2 倍。大多数的带宽可能是被谐波所占用。较高带宽的信号提供较高的时间分辨率(参考 7.4.3 节),这比较适用于测距。当收到干扰功率一定时,在固定的频率、固定的传播距离,发射一信号所要求的功率,与符号的速率和每个符号上状态数成正比。然而,这仅适用于对接收机而言还未知的符号。

扩频技术不需要通过增加信号的发射功率,就能够获得一个比高带宽信号的更好分辨率。而通过进一步调制对用户已知的扩频码,就能增加传输功率。在 8.1.2 节描述的直接序列扩频技术(direct-sequence spread spectrum, DSSS)通过 BPSK 来使用扩频码。而跳频扩频技术(frequency-hopping spread spectrum, FHSS)使用的是 FSK,跳时扩频技术(time-hopping spread spectrum, THSS)使用的是 PPM。也有使用宽带脉冲的,有时称之为线性调频扩频技术(chirp spread spectrum, CSS)。扩频技术的其他好处还有:抗窄带干扰,若不知道扩频码结构就不能解调信号,以及能以最低的干扰共享频率。

7.2.2 无线电频谱

图 7.14 介绍了导航、广播和电信使用的频谱。在图中同时也描述了国际电信联盟(International Telecommunication Union, ITU)所使用的频谱,及电气和电子工程协会(Institute of Electrical and Electronic Engineers, IEEE)定义的各种频谱区域。作为一个总的规则,从陆地发射机传播时,低频信号传输得更远,而高频信号允许分配较高的带宽。

无线电天线的最优尺寸是信号波长的 $1/4$ 或 $1/2$ 。因此,低频无线电系统在基站使用较大的天线。为了克服移动设备必须使用小的低效率天线的限制,低频无线电系统通常发射高功率的信号^[2]。通常从移动设备发射高功率的信号是不现实的,因此 VLF、LF 和 MF 频谱更适用于单向自身定位,而不适用于遥测定位或双向定位。

不同发射机共享无线电频谱的方法主要有三种:在一个频分多址(frequency division multiple access, FDMA)的系统中,在固定位置处的每一个可接收的发射信号,使用一个单独的频率;在时分多址(time division multiple access, TDMA)系统中,每一个发射的信号使用不同的时段;在一个码分多址(code division multiple access, CDMA)系统中,不同的发射信号使用同一频率和同一时间段,通过

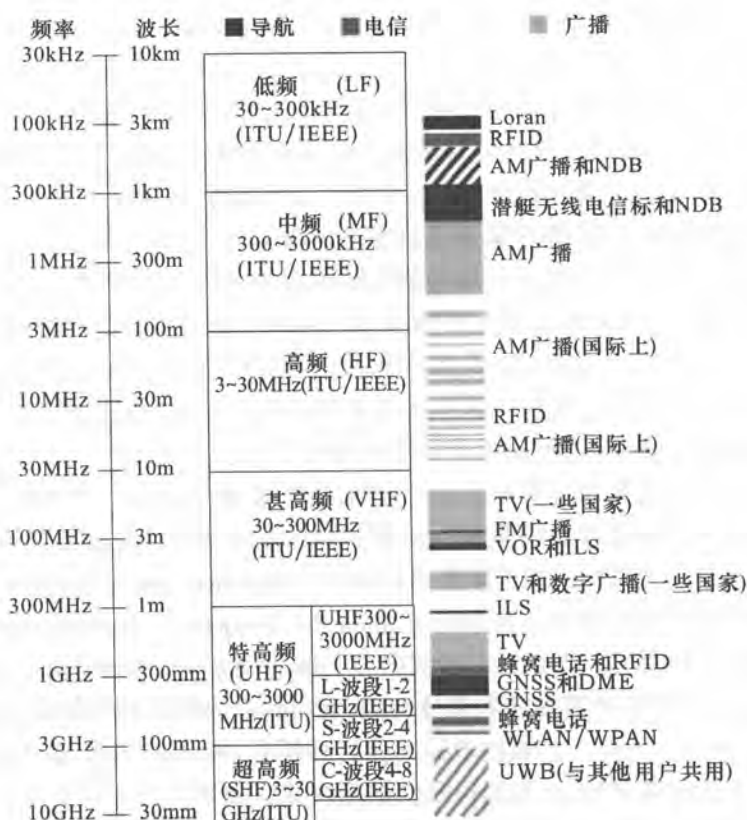


图 7.14 导航、广播和电信使用的无线电频谱

不同的 DSSS 或 FHSS 扩频码来区分信号。FDMA、TDMA 和 CDMA 可以混合使用。

7.3 用户设备

本节介绍无线电定位中用户设备的一些概况,侧重于介绍不同系统的共性问题。在介绍了基于测距定位计算之后,描述了用户设备的结构和信号的同步测量。在第 9 章中详细介绍了 GNSS 信号处理,而其他无线电导航系统在第 11 章和第 12 章中介绍。

7.3.1 结构

图 7.15 说明了一个仅接收信号的无线电自身定位系统的用户设备结构。接收天线的作用是将一个电磁信号转换成电信号,以便无线电接收机能够对它进行处理。发射天线执行相反的操作。天线的增益随着频率的变化而变化。因

此,对使用的相关定位信号的频带,无线电导航天线必须是敏感的。对于邻近定位、测距和模式匹配,一个全向天线在好的接收条件下,能够给出最好的性能。

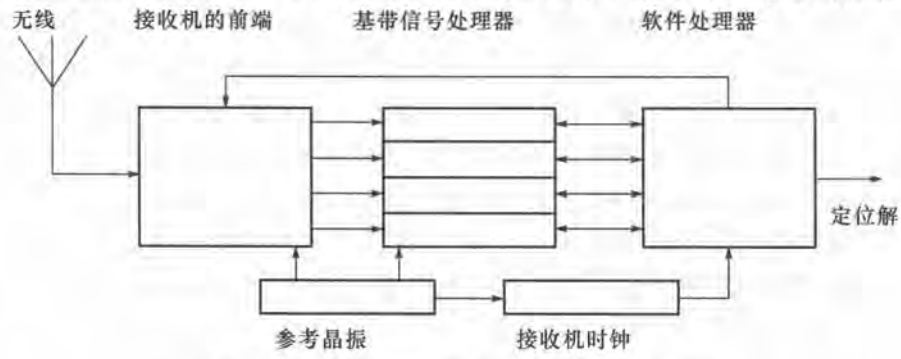


图 7.15 无线电自身定位系统用户设备(仅接收)

接收机的前端是在模拟域内处理天线给出的信号,这有时被称为信号的调理(signal conditioning),包括:信号的带限,即除去信号的带外干扰;信号的下变频,即将射频信号(radio frequency, RF)转换成中频信号(intermediate frequency, IF)。然后采用 A/D 转换器(analog-to-digital converter, ADC)对 IF 信号进行采样。典型的作法是一个频带对应一个前端,在这个频带上信号能够被同步接收。在一个 FDMA 系统中,通过软件可以控制每一个前端工作在哪一个频率上。在低价、低性能的用户设备中,单个前端可以在不同频率上循环使用。在前端确定了接收信号和带内噪声混合的强度。

每一个基带信号处理器解调其中一路信号,输出该信号上调制的数据。它同样可能输出测量值,从这些测量值中可以确定信号的同步和/或信噪比。这个阶段,通常采用数字化的硬件实现,但也可以采用软件方式来实现。

每一个无线电接收机,都需要参考晶振来确保正确的频率选择和数据解调。在测距系统中,采用一个晶振来驱动接收机时钟,确保信号的同步测量。9.1.2 节中介绍的 GNSS 接收机晶振,一般来说可应用于无线电导航系统。

软件处理器执行如下的功能:确定选用什么样的信号、信号的捕获和跟踪(参考 7.3.2 节)、信号上的数据解调和定位解的计算。

对于不同的无线电导航系统,用户设备通常都有一个单独的天线、前端和信号处理,但是可以共用同一晶振和软件处理器。

7.3.2 信号的同步测量

在基于测距的定位系统中,最简单的同步信号的方法是记录已知特征的调制信号到达时间,有时称之为能量检测。信号的特征,可能是上升沿、下降沿,或者是脉冲信号的峰值,或者是一个特殊符号序列的尾端。同步的精度受到时钟分辨率的影响,而 RF 噪声在确定采样点时也会引入误差(参考 7.4.3 节)^[1]。

因此,通常采用对几个连续时间测量值求平均的方法来确定距离。除了能够从信号中直接确定距离变化的速率之外,平均时间受到距离变化速率的影响。

大多数现代的用户设备,通过相关来确定信号的时间。也就是对已知特征调制的输入信号,与一个用户接收机内部产生的复制信号(或者是另一个接收机产生的信号)进行相关,有时称之为匹配滤波器。相关过程,就是将两个信号在每一个采样点上相乘,然后在一段时间内对相乘的结果进行求和。当输入信号和本地参考信号完全对齐时,累加的相关器输出值最大。如图 7.16 所示。在相同信噪比条件下,与简单特征同步相比较,信号的相关能够给出更高的分辨率。同时,在较低信噪比的条件下,信号相关能够获得有用的同步测量值。这是由于信号相关能够有效地同步输入信号的所有已知特征,而不仅仅是选择的特征。信号相关不足点是:需要较大的处理能力,特别是处理高带宽信号情况。

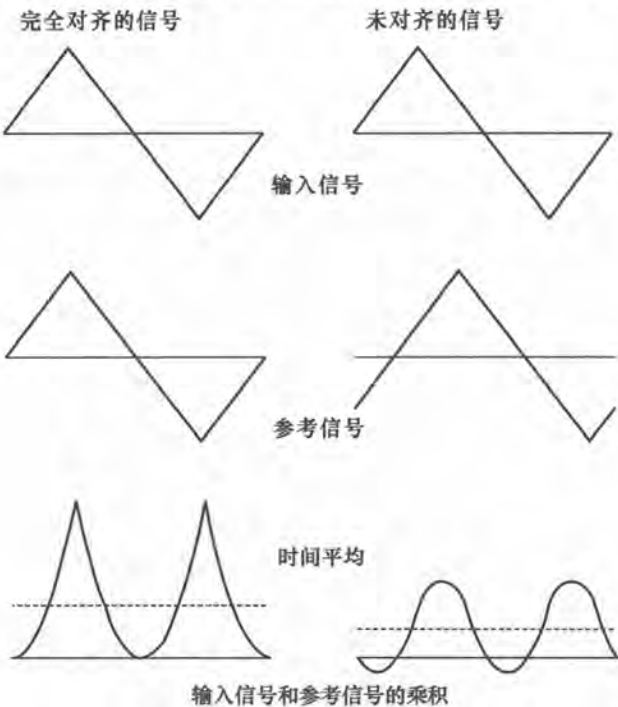


图 7.16 完全对齐和没对齐信号的相关

信号相关包含两个步骤:捕获和跟踪。在捕获阶段,信号的时间是未知的、或部分已知,于是,每一个可能的复制信号必须和输入信号作相关,以便确定其中的一个信号是正确的。对此可以采用串行、并行或者串并行组合的方法。在一些系统,捕获过程还必须确定输入信号的多普勒频移(加上晶振的频率偏差)。

在跟踪中,从前面捕获的测量值可以获得信号时间的精确预测。一般采用

一对分别称之为超前和滞后,本地复制的信号与测量信号时间进行比较,然后分别与输入信号作相关。用得到的结果对预测时间进行修正。如果超前信号相关输出大于滞后相关的输出,表示预测的信号到达时间是太滞后了,反之亦然。由于捕获比跟踪要求更多的信号对齐测试,因此捕获要求一个较大处理能力和/或较高的信噪比。

单独从信号的载波获取绝对测距信息,要求信号采用多载波频率发射,从而解决模糊性的问题(参考 7.2 节)。然而,从单频载波就能精确地确定一段时间内的距离变化率,精度要比从调制信号中获得的要高。其精度之差,与调制带宽和载波频率的商成正比。因此,使用从载波跟踪获得测量值,使得基于调制获得的时间测量噪声能够在更长的时间范围内进行平均,从而提高了导航定位解的精度。一些诸如 GNSS 的系统,同样要求载波频率跟踪来确保信号的正确解调。

7.3.3 基于测距信息的定位计算

如 7.1 节讨论的那样,大多数、但并不是所有的无线电定位系统,均使用某些形式的测距来求解用户的位置。本节描述了使用距离测量值来求解导航位置的一些数学方法。主要集中在最简单的位置几何分布:二维定位。基于测距的三维定位在 9.4 节和 12.2.3 节中叙述。基于发射机与接收机高度差的二维定位将在 11.1.1.2 节中介绍,球体表面的二维定位将在 11.2.2 节中介绍。

定位算法可以采用单历元算法,也可以采用滤波的算法。单历元或即时定位算法,仅使用当前的测量值,而滤波的定位算法同时也使用之前时刻的测量数据。滤波的定位解噪声较少,但是在响应动态性上存在滞后。本节重点介绍单历元定位算法。基于无线电的滤波定位算法在 9.4.2 节、第 14 章和第 16 章中介绍。

最简单的二维定位问题就是从两个双向距离测量值 $\bar{r}_{a1}$ 和 $\bar{r}_{a2}$ 获得位置解,其中不考虑时间误差。从式(7.1),通过解如下方程,获得测量的用户位置 $(\hat{x}_{pa}^p, \hat{y}_{pa}^p)$:

$$\begin{cases} \bar{r}_{a1} = \sqrt{(x_{p1}^p - \hat{x}_{pa}^p)^2 + (y_{p1}^p - \hat{y}_{pa}^p)^2} \\ \bar{r}_{a2} = \sqrt{(x_{p2}^p - \hat{x}_{pa}^p)^2 + (y_{p2}^p - \hat{y}_{pa}^p)^2} \end{cases} \quad (7.27)$$

其中,发射机的位置 (x_{p1}^p, y_{p1}^p) 和 (x_{p2}^p, y_{p2}^p) 已知,注意发射天线体坐标系用数字 1 和 2 表示。一般,解方程的第一步为产生预测的用户位置 $(\hat{x}_{pa}^{p-}, \hat{y}_{pa}^{p-})$,然后从预测的位置计算预测距离 $\hat{r}_{a1}^-$ 和 $\hat{r}_{a2}^-$,公式如下:

$$\hat{r}_{aj}^- = \sqrt{(x_{pj}^p - \hat{x}_{pa}^{p-})^2 + (y_{pj}^p - \hat{y}_{pa}^{p-})^2}, \quad j \in 1, 2 \quad (7.28)$$

预测的位置一般为前一时刻的定位解。测量的距离和预测的距离相减,在

预测位置处使用一阶泰勒级数展开可得

$$\begin{pmatrix} \bar{r}_{a1} - \hat{r}_{a1}^- \\ \bar{r}_{a2} - \hat{r}_{a2}^- \end{pmatrix} = \mathbf{H}_R^p \begin{pmatrix} \bar{r}_{pa}^p - \hat{r}_{pa}^{p-} \\ \bar{y}_{pa}^p - \hat{y}_{pa}^{p-} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \delta r_{L1} \\ \delta r_{L2} \end{pmatrix} \quad (7.29)$$

式中: δr_{L1} 和 δr_{L2} 是线性化误差; $\mathbf{H}_R^p$ 为测量矩阵, 也称之为几何分布矩阵或者设计矩阵。 $\mathbf{H}_R^p$ 计算公式如下:

$$\mathbf{H}_R^p = \begin{pmatrix} \frac{\partial r_{a1}}{\partial x_{pa}^p} & \frac{\partial r_{a1}}{\partial y_{pa}^p} \\ \frac{\partial r_{a2}}{\partial x_{pa}^p} & \frac{\partial r_{a2}}{\partial y_{pa}^p} \end{pmatrix} \bigg|_{(x_{pa}^p, y_{pa}^p) = (\hat{x}_{pa}^{p-}, \hat{y}_{pa}^{p-})} = \begin{pmatrix} -\frac{x_{p1}^p - \hat{x}_{pa}^{p1}}{\hat{r}_{a1}^-} & -\frac{y_{p1}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{r}_{a1}^-} \\ -\frac{x_{p2}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{r}_{a2}^-} & -\frac{y_{p2}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{r}_{a2}^-} \end{pmatrix} \quad (7.30)$$

重新整理方程(7.29), 就可以获得用户位置的估计值如下:

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p+} \\ \hat{y}_{pa}^{p+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p-} \\ \hat{y}_{pa}^{p-} \end{pmatrix} + \mathbf{H}_R^{p-1} \begin{pmatrix} \bar{r}_{a1} - \hat{r}_{a1}^- \\ \bar{r}_{a2} - \hat{r}_{a2}^- \end{pmatrix} \quad (7.31)$$

其中, 根据 CD 附录 A 中的 A.4 节, 2×2 矩阵求逆公式为

$$\mathbf{H}^{-1} = \frac{1}{H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}} \begin{pmatrix} H_{22} & -H_{12} \\ -H_{21} & H_{11} \end{pmatrix} \quad (7.32)$$

根据方程(7.29)和(7.30), 定位解存在误差, 是由于下式的线性化过程:

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p+} - \hat{x}_{pa}^p \\ \hat{y}_{pa}^{p+} - \hat{y}_{pa}^p \end{pmatrix} = \mathbf{H}_R^{p-1} \begin{pmatrix} \delta r_{L1} \\ \delta r_{L2} \end{pmatrix} \quad (7.33)$$

用 $(\hat{x}_{pa}^{p+}, \hat{y}_{pa}^{p+})$ 替代 $(\hat{x}_{pa}^{p-}, \hat{y}_{pa}^{p-})$, 重复前面的过程, 那么能够获得一个更高精度的定位解。如果连续两次迭代的定位解之差满足精度要求, 那么结束迭代。图 7.17 说明定位解迭代的求解过程。CD 中的例子 7.1, 可用 Microsoft 的 Excel 来编辑, 同样也说明了这个过程。如果在规定的迭代次数内, 没有达到要求的定位精度, 那么存在不收敛的问题, 定位计算应当终止。

如图 7.5 所示的那样, 式(7.27)通常存在两个解, 这两个解关于两个发射机的连线对称。通过上述过程获得的定位解, 是接近于初始预测用户位置的那个解。例外的情形是, 预测的解恰好位于连接发射机的线上, 在这种情况下, $\mathbf{H}_R^p$ 将是奇异的且不存在逆矩阵。

当存在三个或者三个以上的距离测量值时, 就可以解决解的模糊性问题。但是由于距离测量的误差, 多个距离测量值的位置线将不会相交于一个单点。如图 7.18 所示。因此很有必要引入测量残差 $\delta r_{aj, \varepsilon}$, 其含义与测量误差不一样。对于第 j 个信号, 测量残差定义为: 测量的距离和根据定位解预测的距离 $\hat{r}_{aj}$ 之差。一些学者使用相反的符号, 因此

$$\delta r_{aj,\varepsilon} = \tilde{r}_{aj} - \hat{r}_{aj}^+ \quad (7.34)$$

并且

$$\tilde{r}_{aj} = \sqrt{(x_{pj}^p - \hat{x}_{pa}^{p+})^2 + (y_{pj}^p - \hat{y}_{pa}^{p+})^2} + \delta r_{aj,\varepsilon} \quad (7.35)$$

式中: $(\hat{x}_{pa}^{p+}, \hat{y}_{pa}^{p+})$ 为估计的定位解, 用来预测 $\hat{r}_{aj}^+$ 。



图 7.17 迭代的单历元定位计算的过程(不考虑超定的情况)

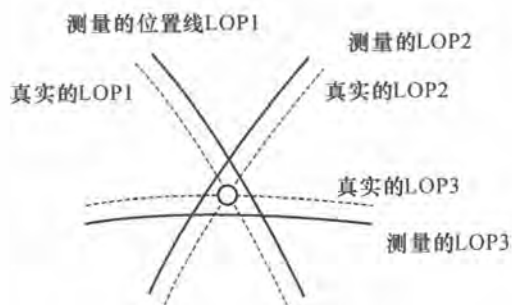


图 7.18 超定解的位置线

最佳的定位解, 跟测量值最一致。对前面提到的迭代位置求解算法进行修正, 当测量残差的平方和最小时, 就可以求得位置解, 称为迭代的最小二乘算法, 可参考 CD 附录 D 中的 D.1 节。当测量值的数目多于定位解的数目时, 方程组是超定的。结果是, 测量矩阵 H 不是方阵, 因此没有逆矩阵, 必须使用伪逆(参考 CD 附录 A 的 A.4 节)。因此, 在 ILS 算法中, 式(7.31)由下式代替:

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p+} \\ \hat{y}_{pa}^{p+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p-} \\ \hat{y}_{pa}^{p-} \end{pmatrix} + (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \mathbf{H}_R^p \mathbf{T} \begin{pmatrix} \hat{r}_{a1}^- - \hat{r}_{a1}^- \\ \hat{r}_{a2}^- - \hat{r}_{a2}^- \\ \vdots \\ \hat{r}_{am}^- - \hat{r}_{am}^- \end{pmatrix} \quad (7.36)$$

式中: m 为测量值的数目; 测量矩阵为

$$\mathbf{H}_R^p = \begin{pmatrix} -(\hat{x}_{p1}^p - \hat{x}_{pa}^{p-})/\hat{r}_{a1}^- & -(\hat{y}_{p1}^p - \hat{y}_{pa}^{p-})/\hat{r}_{a1}^- \\ -(\hat{x}_{p2}^p - \hat{x}_{pa}^{p-})/\hat{r}_{a2}^- & -(\hat{y}_{p2}^p - \hat{y}_{pa}^{p-})/\hat{r}_{a2}^- \\ \vdots & \vdots \\ -(\hat{x}_{pm}^p - \hat{x}_{pa}^{p-})/\hat{r}_{am}^- & -(\hat{y}_{pm}^p - \hat{y}_{pa}^{p-})/\hat{r}_{am}^- \end{pmatrix} \quad (7.37)$$

预测的测量值由式(7.28)给出, CD 中的例 7.2 说明了这个问题。

当使用无源测距或 TOA 定位时, 距离测量值由伪距测量值替代, 用距离表示钟差 $\delta\rho_c^a$, 必须为导航定位解的一部分。通过解如下方程可以获得定位解:

$$\tilde{\rho}_{a,c}^j = \sqrt{(\hat{x}_{pj}^p - \hat{x}_{pa}^{p+})^2 + (\hat{y}_{pj}^p - \hat{y}_{pa}^{p+})^2} + \delta\rho_c^{a+} + \delta\rho_{a,\varepsilon}^j, \quad j \in 1, 2, \dots, m \quad (7.38)$$

式中: $\delta\rho_{a,\varepsilon}^j$ 为第 j 个测量值的残差; 对所有的发射机而言, 伪距测量值都已经进行了钟差修正。

使用 ILS 算法, 通过迭代, 就可以获得位置解为

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p+} \\ \hat{y}_{pa}^{p+} \\ \delta\rho_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p-} \\ \hat{y}_{pa}^{p-} \\ \delta\rho_c^{a-} \end{pmatrix} + (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \mathbf{H}_R^p \mathbf{T} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,c}^1 - \hat{\rho}_{a,c}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,c}^2 - \hat{\rho}_{a,c}^{2-} \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{a,c}^m - \hat{\rho}_{a,c}^{m-} \end{pmatrix} \quad (7.39)$$

其中, 测量矩阵为

$$\mathbf{H}_R^p = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{x}_{p1}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^1 - \delta\rho_c^{a-}} & -\frac{\hat{y}_{p1}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^1 - \delta\rho_c^{a-}} & 1 \\ -\frac{\hat{x}_{p2}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^2 - \delta\rho_c^{a-}} & -\frac{\hat{y}_{p2}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^2 - \delta\rho_c^{a-}} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{\hat{x}_{pm}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^m - \delta\rho_c^{a-}} & -\frac{\hat{y}_{pm}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^m - \delta\rho_c^{a-}} & 1 \end{pmatrix} \quad (7.40)$$

预测的测量值为

$$\hat{\rho}_{a,c}^{j-} = \sqrt{(x_{pj}^p - \hat{x}_{pa}^{p-})^2 + (y_{pj}^p - \hat{y}_{pa}^{p-})^2} + \hat{\delta\rho}_c^{a-}, \quad j \in 1, 2, \dots, m \quad (7.41)$$

当使用一个接收机的 TDOA 定位时,重复式(7.6),测量值为

$$\Delta \tilde{\rho}_{a,c}^{st} = \tilde{\rho}_{a,c}^s - \tilde{\rho}_{a,c}^t$$

因此,使用 ILS 算法,通过迭代,就可以获得位置解为

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p+} \\ \hat{y}_{pa}^{p+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^{p-} \\ \hat{y}_{pa}^{p-} \end{pmatrix} + (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \mathbf{H}_R^p \mathbf{T} \begin{pmatrix} \Delta \tilde{\rho}_{a,c}^{s1} - \hat{\rho}_{a,c}^{1-} + \hat{\rho}_{a,c}^{s-} \\ \Delta \tilde{\rho}_{a,c}^{s2} - \hat{\rho}_{a,c}^{2-} + \hat{\rho}_{a,c}^{s-} \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\rho}_{a,c}^{sm} - \hat{\rho}_{a,c}^{m-} + \hat{\rho}_{a,c}^{s-} \end{pmatrix} \quad (7.42)$$

其中,测量矩阵为

$$\mathbf{H}_R^p = \begin{pmatrix} -\frac{x_{p1}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{1-}} + \frac{x_{ps}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{s-}} & -\frac{y_{p1}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{1-}} + \frac{y_{ps}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{s-}} \\ -\frac{x_{p2}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{2-}} + \frac{x_{ps}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{s-}} & -\frac{y_{p2}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{2-}} + \frac{y_{ps}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{s-}} \\ \vdots & \vdots \\ -\frac{x_{pm}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{m-}} + \frac{x_{ps}^p - \hat{x}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{s-}} & -\frac{y_{pm}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{m-}} + \frac{y_{ps}^p - \hat{y}_{pa}^{p-}}{\hat{\rho}_{a,c}^{s-}} \end{pmatrix} \quad (7.43)$$

且由式(7.28)可以求得预测的测量值。

使用加权的 ILS 三维的位置和速度求解方法,请参考 9.4.1 节,而使用 ILS 的测角定位请参考 CD 附录 F 的 F.1 节。

7.4 传播、误差源和定位精度

无线电定位的精度受到诸多因素的影响:对流层、电离层和地面传播影响;衰减、反射、多路径和散射的影响;分辨率、噪声和跟踪误差的影响;发射机位置误差和时间误差的影响。本节将依次对上述内容进行介绍,然后介绍信号的几何分布如何影响导航定位解。在本节中都假定为自身定位。

7.4.1 对流层、电离层和地面传播影响

电离层是地球大气的一个电离区域,从离地面约 50km 开始一直伸展到约 1000km 高度的地球高层大气空域,电离层的大气存在相当多的自由电子和离子。当大气电离是由太阳辐射引起时,电离层的特性随着昼夜、纬度和季节的变

化而变化,同样也受到太阳风暴活动的影响。电离层对信号传播的影响跟信号的频率有关。

在白天,LF(低频)和MF(中频)信号在电离层最底层受到较大吸收,该层称为D层。但是在夜间,吸收会减少,而在E和F层,低仰角的信号容易被反射。这些反射的信号称为天波,是同信道干扰的主要来源。因此,一个LF或MF发射机的有效的覆盖区域,在晚上通常要小一些。

对于频率高于30MHz以上的信号,电离层反射的影响可以忽略。但是信号通过电离层时会产生与频率相关的折射,从而造成调制信号的滞后和相位的超前。电离层对GNSS的影响在9.3.2节中描述。

对流层位于地球大气层的最低层,伸展到地球表面约12km。与信号在真空中传播相比较,对流层大气的折射,造成了调制信号和相位的延迟,该延迟与信号的频率无关。在地球表面,信号传播将放慢约1.000292倍。由于对流层的大气密度随着高度增加而降低,所以折射率随着高度增加而降低。因此,信号在对流层向地球传播的路径是弯曲的。这会造成很多的影响。第一个影响是无线电信号的传播将超过光学水平面之外。在平坦地面,无线电地平线的半径(例如信号的最大距离)可由Pythagoras理论近似:

$$r_H = \sqrt{\frac{8}{3}R_0(h_t - h_r)} \quad (7.44)$$

式中: h_t 为发射天线的高度; h_r 地形的高度(相对于同一基准),采用地球半径 R_0 乘以4/3,来补偿信号的弯曲传播。

信号的可能接收距离 r_R ,同样与接收天线的高度有 h_a 关:

$$r_R = \sqrt{\frac{8}{3}R_0(h_t - h_r)} + \sqrt{\frac{8}{3}R_0(h_a - h_r)} \quad (7.45)$$

对于地面系统,第二个影响是对流层引入的信号传播延迟的变化,与发射机至接收机的距离之间存在非线性成分,从而使得距离的计算变得复杂。第三个影响是随着距离的增加,接收信号仰角将偏离接收机至发射机的视线方向,从而会影响基于信号仰角的用户高度的确定(参考7.1.5节)。

对流层的折射率随着天气的变化而变化,特别是水蒸气含量,这将导致传播延迟变化大的标准差约为10%。在9.3.2节同样描述了对流层对GNSS的影响。

对流层有三个深层的影响因素值得注意:①折射率的空间变化能够导致信号以多路的方式到达接收机,从而造成如7.4.2节那样的多路径干扰。对于地面接收机和发射机,在300~1000MHz频段,限制最大可靠的传播距离为80km,频率越低,传播的距离越长,频率越高,传播的距离越短^[10]。②在VHF和UHF波段,偶尔会出现大气波导现象,从而造成比正常的情况下的信号传播更远,引

起同信道干扰。③在高于 10GHz 的波段,雨水能够明显地造成信号衰减。

在地球表面,缓慢的信号传播产生电流。这将使得信号的传播路径发生弯曲,从而造成信号贴近地面传播,使得信号的传播能够超越无线电地平面。按照这种方式传播的信号称为地波。地波很容易被吸收造成衰减,衰减与其频率和传播的距离成正比。因此,地波的传播仅仅适用于 LF 和 MF 信号。地波的衰减同样与地形相关,在海上的衰减比陆地上的衰减要小^[10]。地波不适用于用来确定高度。

7.4.2 衰减、反射、多路径和散射

在发射机至接收机的传播路径中,当信号通过一物体时,就会发生衰减。信号的衰减度与物体材料、结构和厚度有关,同时也和信号的频率有关。当衰减后的信号强度低于调制所要求的信号强度时,信号就被遮挡。

当物体的尺寸小于 LF 和 MF 信号的波长时,由于衍射的原因,LF 和 MF 信号很难被它们遮挡,尽管这会影响测角定位和载波相位测距。同时,地波的传播使得信号能够避开大多数地形障碍物。但是钢框架建筑物、钢筋混凝土和金属壳体的载体,可以用作法拉第笼,完全能够阻挡信号的接收。

VHF 和 UHF(包括 L 波段)的信号通过山坡、建筑物、车辆、雾和人时,也会造成信号衰减。金属墙能完全阻挡无线电信号。虽然金属窗户对信号的衰减比非金属的要大,但是窗户对信号的衰减一般比墙要小得多。于是,在建筑物内,可能只有一个方向的信号能够被接收到。但是,在一个大的建筑物的深处,或者在地下室内,信号就完全不能被接收。

当 RF 能量达到任何物体表面时,一部分能量被吸收,而另一部分能量被反射。当物体表面平滑时,就发生镜面发射(specular reflection);否则就出现散射(scattering),也称之为漫反射^[12]。在光频段,液体、金属和玻璃通常为镜面发射,而大多数物体表面反射为漫发射。

对于镜面发射,能量以一定的方向入射到反射面,然后以一定方向反射。对于入射信号和反射信号,描述信号传播方向的、平行于反射面的信号矢量上,入射和出射分量是一样的;而垂直于反射面方向的矢量,入射和反射的符号相反。如图 7.19 所示。当入射角小于布儒斯特角时,在包含入射和反射路径的平面内的极化信号分量存在反向(或者 180°相差)。而垂直于该平面的极化信号分量不受影响,同样如图 7.19 所示。绝大部分的入射信号能够通过镜面反射。

散射包含许多的小反射。因此,RF 能量从物体表面不同的方向反射,在某一个方向仅仅很少的能量被反射。在一特定点接收的信号能量,是从物体表面多个点反射的,因此得到的信号相移是随机的。

与视线方向信号比较,反射信号将经过一个更长的路径,反射信号的到达角将不同,信号的强度将减少。因此,所有的无线电定位将受到影响。当反射是镜

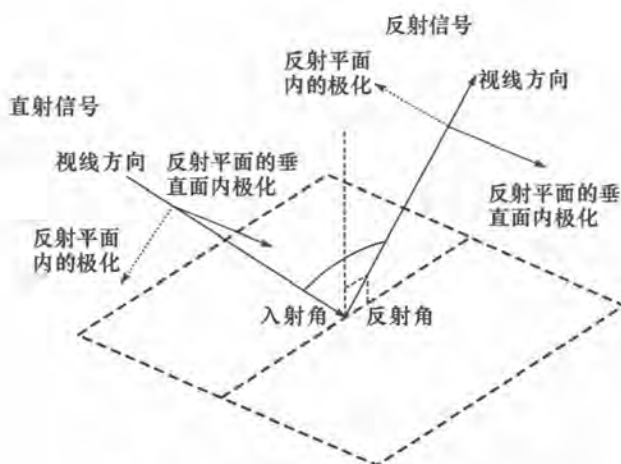


图 7.19 一个信号的镜面反射实例

面反射时,并且反射面的位置已知时,从原理上来说,产生的误差是可以校正的,但是在实际中很难实现。

通常,用户设备除了接收视线方向的信号外,还接收其反射信号,同一信号的多次反射信号将也可能被接收。在这种情况下,将造成多路径干扰。根据信号是同相还是异相,能决定干扰是有益的还是破坏性的。当 RSS 随着干扰的相对相位的变化而变化时,称为衰落(fading)。因此,基于 RSS 的位置求解直接受到多路径的影响。当 RSS 最小值方向不再垂直于信号直接接收方向时,多路径干扰同样影响定向。但是,使用适当的处理技术,在天线系统分辨率的限制内,应当能够对信号进行分离。

多路径对距离测量的影响是复杂的,主要和相对幅度相关。距离可能被低估也可能被高估。一般来说,当路径差超过 c/B_{PC} ,其中 B_{PC} 为双边调制带宽,通过接收机的处理,多路径分量可能被分离。同样使用先进的天线设计技术,对反射信号进行映射,在导航处理器中进行处理,多路径可以被抵消。多路径对 GNSS 信号的影响和多路径抵消技术,分别在 9.3.4 节和 10.4 节中介绍。

在障碍物遮挡信号的边界就会出现衍射现象。在直射信号被遮挡的区域,会造成信号的衰减接收。在 VHF 和 UHF 波段衍射的影响一般仅限于局部。但是,衍射能够在很宽区域内影响 LF 和 MF 信号的传播,因此,不同衍射路径接收信号之间的干扰是很常见的。

7.4.3 分辨率、噪声和跟踪误差

如 7.3.2 节描述的那样,当特征信号的发射时间已知时,通过测量发射信号一个或多个已知特征的到达时间,就可以确定距离。当仅仅测量一个特征时,时钟的分辨率对测距的精度影响巨大。例如,如果参考晶振产生一个 30MHz 的脉

冲,那么单向测距的分辨率为 100m。如果通过对多个信号特征进行同步来获取一个距离测量值,那么分辨率误差可以减小。如果特征在时间上均匀分布,那么分辨率误差有一个最小值,且与特征的数量成反比。依据信号特征和参考晶振重复间隔的关系,可以获得最优的时间分辨率。由于多普勒频移和晶振频率漂移的影响,参考晶振重复间隔会发生变化,因此必须谨慎地选择晶振频率。简单的关系,例如一个间隔是其他间隔的倍数,或者两个间隔有一个大的公因子的情况,应当避免出现。

当接收机对输入信号和内部产生的复制信号作相关时,多个信号特征的同步是内在的。在给定时间间隔内测量的特征点有效数目,是信号变化的次数和采样点数二者中的较小值。注意在连续采样内若信号没有改变,则不能够提取时间信息。

为了获取特定距离分辨率,测量足够的信号特征所耗费的时间,与调制在信号上的特征信号的速率有关。对于一个脉冲信号,就是脉冲的重复率。对于连续信号,一般是调制带宽和用于距离测量的任务周期的比例的函数。

接收机内的 RF 噪声和热噪声使得输入信号失真,在特征信号同步时会造成误差。图 7.20 说明了这样一个例子。对于给定的信号噪声比,对于较高带宽的信号噪声,引入的误差将较小,这是因为信号的变化较快。通过对多信号特征进行同步,同样也能够减少噪声引入的测距误差。对于带限白噪声,误差的标准差与测量值的数目的平方根成反比(参考随书 CD 中附录 B 的 B.4.2 节)。在大多数实际导航系统中,噪声对导航精度的影响要比时钟分辨率对导航精度的影响大得多。

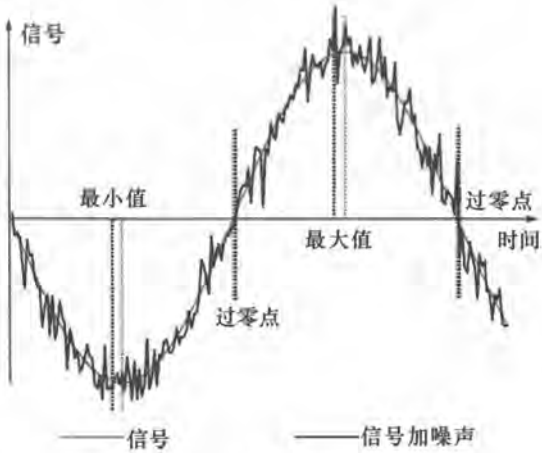


图 7.20 噪声引入的时间误差

时间平均,使得 RF 噪声和时间分辨率对测距精度影响最小。问题是由于用户的运动、发射机的运动和/或时间偏移,平均时间间隔内的距离或伪距可能

发生变化。因此,通常使用跟踪滤波器,而不是简单的平均。然而,一阶距离跟踪滤波器对距离的变化存在一个滞后响应。使用二阶滤波器能够抵消距离变化引起的滞后响应,能够跟踪距离率。二阶滤波器对于距离率的变化,同样存在滞后响应,可以使用三阶滤波器处理,依此类推。但是跟踪滤波器的有用阶数受到噪声的限制。因此,由于对动态的滞后响应,总是存在跟踪误差。

跟踪滤波器的带宽越低(于是时间常数越长),噪声引入的跟踪误差就越小,而动态性引入的跟踪误差就越大。这在 9.3.3 节 GNSS 部分中详细讨论。需要根据信噪比和载体的动态性能,调节跟踪滤波器的参数,使得整个距离跟踪误差最小。当信噪比和载体的动态性变化时,可以使用一个自适应跟踪滤波器,自适应滤波器的带宽随着这些条件的变化而变化。

7.4.4 发射机位置和时间误差

发射机的位置误差如何影响用户位置误差,这与定位方法有关。对于邻近定位,发射机的位置误差直接叠加到其他误差源上。对于测距定位,发射机到接收机视线方向上的发射机的位置误差,占主导作用。当误差远小于发射机到用户的距离时,垂直于视线方向的发射机位置误差影响可以忽略。而对于测角定位,垂直于视线方向的发射机位置误差分量是主要影响因素。对于测距和测角混合定位,发射机位置误差对定位解的影响,依赖于 7.4.5 节叙述的信号几何分布。

发射机位置误差对模式匹配没有影响。模式匹配定位误差主要和数据库的精度有关。

发射机时间误差只会直接影响测距定位,它和沿视线方向的发射机位置误差有同样的影响效果。当发射机移动时,发射机时间误差也会造成用户计算出错误的发射机位置。

7.4.5 信号几何分布的影响

通过测距获得定位解的精度,不仅与测距精度有关,还与信号的几何分布有关。图 7.21 以最简单的双向测距的二维定位情况为例说明该问题。图中的弧线表示每一个距离测量值的均值和误差区间,而阴影处表示定位解算的不确定范围,箭头方向表示从用户到信号发射机的视线矢量。给定测距精度,当视线矢量互相垂直时,定位误差最小。

根据方程(7.36),平面坐标系内定位误差,可以用双向距离测量值中的误差表示如下:

$$\begin{pmatrix} \delta x_{pa}^p \\ \delta y_{pa}^p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{pa}^p - x_{pa}^p \\ \hat{y}_{pa}^p - y_{pa}^p \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \mathbf{H}_R^p \mathbf{T} \begin{pmatrix} \delta r_{a1} \\ \delta r_{a2} \\ \vdots \\ \delta r_{am} \end{pmatrix} \quad (7.46)$$

式中: $\delta r_{aj} = \tilde{r}_{aj} - r_{aj}$; 测量或者几何分布矩阵 $\mathbf{H}_R^p$ 由式(7.37)给出。

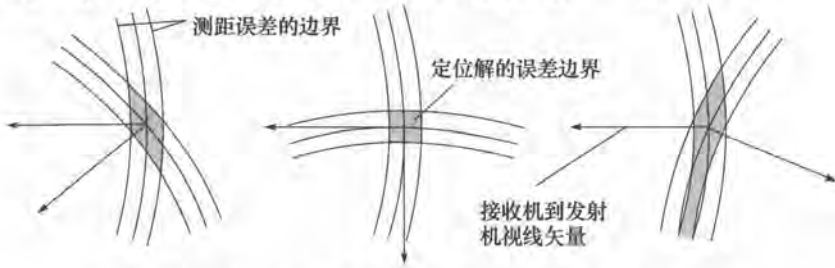


图 7.21 二维测距时卫星信号几何分布对定位精度的影响^[21]

平方和取数学期望,定位解误差协方差矩阵(参考 CD 中附录 B 的 B.2.1 节)可以表示为

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & P_{x,y} \\ P_{y,x} & \sigma_y^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \mathbf{H}_R^p \begin{pmatrix} \sigma_{r1}^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_{r2}^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_{nm}^2 \end{pmatrix} \mathbf{H}_R^p (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \quad (7.47)$$

式中: σ_x^2 和 σ_y^2 分别为 x 轴和 y 轴位置误差的方差; $P_{x,y} = P_{y,x}$ 为协方差; σ_{rj}^2 为第 j 距离测量误差的方差,并且假定距离测量值的误差是相互独立的。

当所有的测量值误差的方差相同时,式(7.47)简化为

$$\mathbf{P} = (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \sigma_r^2 \quad (7.48)$$

图 7.22 ~ 图 7.25 显示了视线矢量和对应的定位误差椭圆。根据不同几何分布的、具有相等的误差标准差的双向测距值,可以获得这些椭圆。误差椭圆与各个方向的误差标准差相联系。一般的规则是:当给定轴与给定信号的视线方向的夹角最小时,基于该信号获取的位置信息在该轴上具有最高的定位精度。

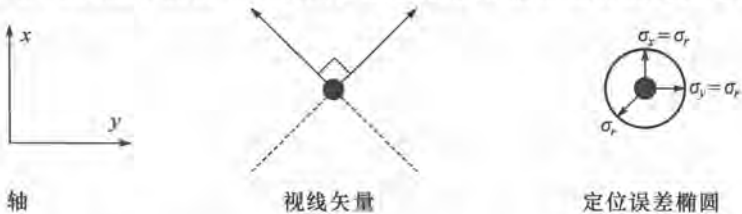


图 7.22 二维基于最优几何分布的两个双向距离测量值

给定测距信号,沿某轴向的定位精度,与该轴向和用户至卫星视线矢量之间的夹角有关,夹角越小,该轴向上的定位精度越高。

在图 7.22 中,有两个距离测量值,它们的视线矢量互相垂直。这是一个最优的几何分布,导致了一个圆位置误差分布,圆半径等于距离测量值误差标准

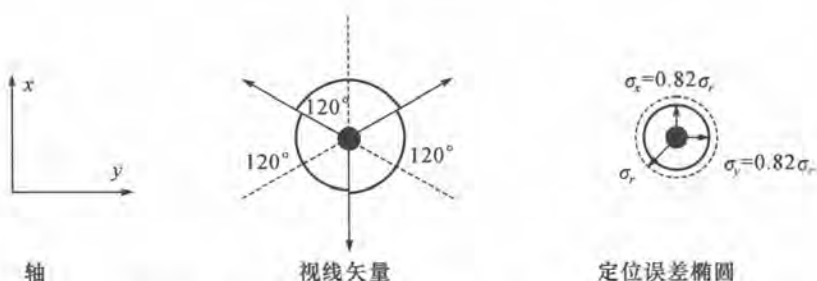


图 7.23 二维基于最优几何分布的三个双向距离测量值

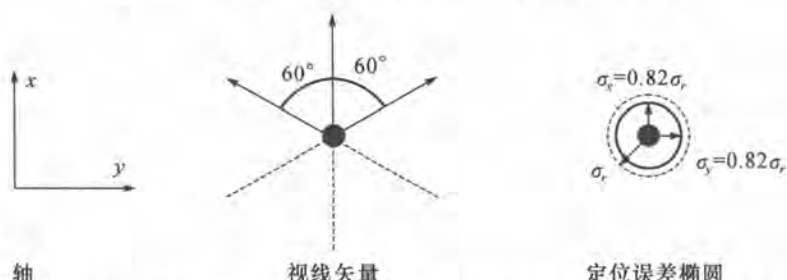


图 7.24 二维基于最优几何分布的三个双向距离测量值,其中一个双向距离值反向

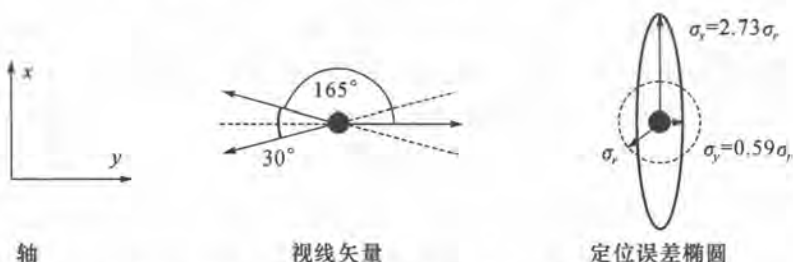


图 7.25 二维基于次优几何分布的三个双向距离测量值

差。图 7.23 是使用三个距离测量值的最优几何分布,这导致了一个半径等于 $\sqrt{2/3}\sigma_r$ 的圆位置误差分布。图 7.24 显示了图 7.23 的场景,但是其中一个视线矢量反向。由于采用双向测距,因此反向对定位精度没有影响。

图 7.25 展示了采用三个距离测量值的次优几何分布。在这种情况下,所有的视线矢量都靠近于 y 轴,结果是 x 轴的位置不确定性远大于 y 轴的位置不确定性。这代表了城市峡谷的场景,在这种场景中,街道两边的建筑阻挡了无线电信号。

图 7.25 所示的几何分布是较极端的一种情形,可以用来表示使用地面无线电发射机定位的垂直截面。在这种情况下,视线矢量几乎都平行于地面,这导致了垂直方向的位置不确定性远大于水平位置的不确定性,这就是为什么中、长距离地面无线电定位不能提供垂直位置信息的原因,特别是对于陆基和海基用户。

位置的不确定性、或者误差的标准差,是通过精度因子(dilution of precision, DOP)与测量值的不确定性、或者是误差标准差相关联。因此,

$$\sigma_x = D_x \sigma_r, \quad \sigma_y = D_y \sigma_r \quad (7.49)$$

式中: D_x 和 D_y 分别表示 x 轴和 y 轴的 DOP 值。

根据测量矩阵定义 DOP 为余因子矩阵:

$$\Pi^p = \begin{pmatrix} D_x^2 & \cdot \\ \cdot & D_y^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \quad (7.50)$$

当在当地导航坐标系(n 系)的 xy 平面,或在当地导航系的当地切平面(l)内进行二维定位计算时,北向 DOP(记为 D_N)和东向 DOP(记为 D_E)由下式给出:

$$\begin{pmatrix} D_N^2 & \cdot \\ \cdot & D_E^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^{nC} \mathbf{H}_R^{nC})^{-1} = (\mathbf{H}_R^l \mathbf{H}_R^l)^{-1} \quad (7.51)$$

使用式(7.37)(用 l 代替 p)计算测量矩阵 $\mathbf{H}_R^{nC}$ 或 $\mathbf{H}_R^l$ 。此外,也可以使用方位角计算(由式(7.14)给出)。因此,

$$\mathbf{H}_R^{nC} = \mathbf{H}_R^l = \begin{pmatrix} -\cos \Psi_{nu}^{a1} & -\sin \Psi_{nu}^{a1} \\ -\cos \Psi_{nu}^{a2} & -\sin \Psi_{nu}^{a2} \\ \vdots & \vdots \\ -\cos \Psi_{nu}^{am} & -\sin \Psi_{nu}^{am} \end{pmatrix} \quad (7.52)$$

水平精度因子(horizontal dilution of precision, HDOP)定义为

$$D_H = \sqrt{D_N^2 + D_E^2} \quad (7.53)$$

对于单向测距的二维定位,定位误差和残留的接收机钟差 $\delta\delta\rho_c^a$,可用伪距测量误差表示如下:

$$\begin{pmatrix} \delta x_{pa}^p \\ \delta y_{pa}^p \\ \delta\delta\rho_c^a \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^p \mathbf{H}_R^p)^{-1} \mathbf{H}_R^p \mathbf{T} \begin{pmatrix} \delta\rho_{a,C}^1 \\ \delta\rho_{a,C}^2 \\ \vdots \\ \delta\rho_{a,C}^m \end{pmatrix} \quad (7.54)$$

式中: $\mathbf{H}_R^p$ 由式(7.40)给出; $\delta\rho_{a,C}^j = \tilde{\rho}_{a,C}^j - \rho_{a,C}^j$ 。

当所有的伪距测量值误差有相同的方差 σ_p^2 时,位置和时间解的误差协方差矩阵为

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & P_{x,y} & P_{x,c} \\ P_{y,x} & \sigma_y^2 & P_{y,c} \\ P_{c,x} & P_{c,y} & \sigma_c^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_r^T \mathbf{H}_R^p)^{-1} \sigma_p^2 \quad (7.55)$$

式中: σ_c^2 为残留钟差的方差(用距离表示); $P_{x,c} = P_{c,x}$ 和 $P_{y,c} = P_{c,y}$ 为协方差。

注意, 式(7.55)同样能够用来计算 TDOA 定位的精度, 也可以计算无源测距的定位精度。

对于单向测距, DOP 定义为

$$\begin{pmatrix} D_x^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & D_y^2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_T^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^T \mathbf{H}_R^p)^{-1} \quad (7.56)$$

或者

$$\begin{pmatrix} D_N^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & D_E^2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_T^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_R^{nC} \mathbf{H}_R^{nC})^{-1} = (\mathbf{H}_R^l \mathbf{H}_R^l)^{-1} \quad (7.57)$$

式中: D_T 为时间精度因子(time dilution of precision, TDOP), 且根据方位角可以计算测量矩阵如下:

$$\mathbf{H}_R^{nC} = \mathbf{H}_R^l = \begin{pmatrix} -\cos\Psi_{nu}^{a1} & -\sin\Psi_{nu}^{a1} & 1 \\ -\cos\Psi_{nu}^{a2} & -\sin\Psi_{nu}^{a2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\cos\Psi_{nu}^{am} & -\sin\Psi_{nu}^{am} & 1 \end{pmatrix} \quad (7.58)$$

图 7.26 和图 7.27 展示了使用三个单向距离测量值的定位误差椭圆。它们的几何分布, 分别与图 7.23 和图 7.24 所示双向测距的例子是一样的。在图 7.26 中, 视线矢量在空间均匀分布。这是最优的几何分布, 与双向测距的几何分布(图 7.23)给出了同样的 DOP。

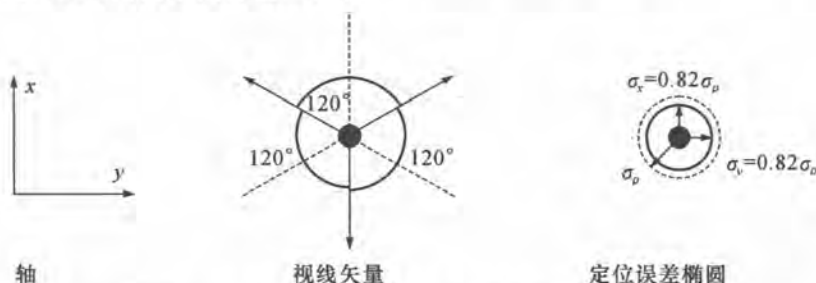


图 7.26 二维基于三个单向距离测量值的最优几何分布

如果一个信号的方向反向,如图 7.27 所示,那么在这个方向上的精度下降(在这个例子中,下降 3 倍)。这是由于:需要反方向的信号,使得接收机时钟偏移和定位解完全去相关。

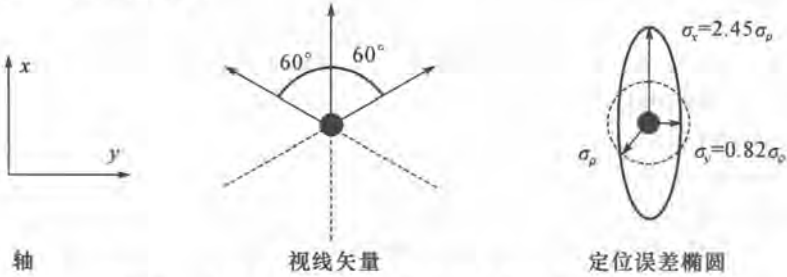


图 7.27 二维基于三个单向距离测量值的次优几何分布

为了说明这个问题,考虑使用两个无源距离测量值的一维定位情况。信号可以来自同一方向,也可以来自相反的方向。接收机时钟偏移的变化,将总是对两个测量值有同样的影响。当信号来自同一个方向时,位置的变化将对两个测量值有同样的影响;然而,当信号来自相反方向时,位置的变化将对两个伪距产生一个相反的改变。因此,只有当信号来自相反方向时,才可能获得位置和时钟偏移分离的解。

再来看二维定位情况,对于最小要求的三个信号的定位的情况,当三个信号视线矢量中的两个矢量比较靠近时,定位精度明显下降。当三个矢量都比较靠近时,定位精度会严重下降。例如,当三个视线矢量在水平面内方位角间隔 10° 时,与最优的几何分布比较,定位精度下降 400 倍。

三维中的信号的几何分布对无源测距的影响,在 9.4.3 节中介绍。

信号的几何分布同样影响测角定位。与双向测距使用同样的几何分布,能够获得最佳的定位精度。但是,由于从每一个信号获得的定位信息精度是不同的,因此 DOP 不是一个有用的概念。这是因为,对于给定的姿态测量值,对应的位置误差是和发射机到接收机的距离成正比的。

本章的习题和作业请参考随书光盘 CD。

参 考 文 献

[1] Bensky A. Wireless Positioning Technologies and Applications. Norwood, MA: Artech House, 2008.

[2] Fuller R. Combining GNSS with RF Systems. in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre-Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009, pp. 211–244.

[3] Grejner-Brzezinska D A, et al. Challenged Positions: Dynamic Sensor Network, Distributed GPS Aperture, and Inter-Nodal Ranging Signals. GPS World, September 2010, pp. 35–42, 56.

[4] Figueiras J, Frattasi S. Cooperative Mobile Positioning. in Mobile Positioning and Tracking from Conventional to Cooperative Techniques, J. Figueiras and S. Frattasi, (eds.), New York: Wiley, 2010,

pp. 213 – 250.

- [5] Garello R, et al. Peer – to – Peer Cooperative Positioning Part II : Hybrid Devices with GNSS & Terrestrial Ranging Capability. Inside GNSS, July/August 2012, pp. 56 – 64.
- [6] Kitching T D. GPS and Cellular Radio Measurement Integration. Journal of Navigation, Vol, 53, No. 3, 2000, pp. 451 – 463.
- [7] Webb T A, et al. A New Differential Positioning Technique Applicable to Generic FDMA Signals of Opportunity. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011, pp. 3527 – 3538.
- [8] Duffett – Smith P J, Hansen P. Precise Time Transfer in a Mobile Radio Terminal. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2005, pp. 1101 – 1106.
- [9] Sahinoglu Z, Gezici S, Guvenc I. Ultra – Wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols. New York: Cambridge University Press, 2008.
- [10] Wharton W, Metcalfe S, Platts G C. Broadcast Transmission Engineering Practice. Oxford, U. K. : Focal Press, 1992.
- [11] Munoz D, et al. Position Location Techniques and Applications. Burlington, MA: Academic Press, 2009.
- [12] Forssell B. Radionavigation Systems. Norwood, MA: Artech House, 2008 (first published 1991).
- [13] Bahl P, Padmanabhan V N. RADAR: An In – Building RF – Based User Location and Tracking System. Proc INFOCOM 2000. Tel Aviv, Israel, March 2000, pp. 775 – 784.
- [14] Eissfeller B, et al. Indoor Positioning Using Wireless LAN Radio Signals. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004, pp. 1936 – 1947.
- [15] Hatami A, Pahlavan K. A Comparative Performance Evaluation of RSS – Based Positioning Algorithms Used in WLAN Networks. Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, March 2005, pp. 2331 – 2337.
- [16] Machaj J, Brida P, Piché R. Rank Based Fingerprinting Algorithm for Indoor Positioning. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Guimarães, Portugal, September 2011.
- [17] Bruno L, Robertson P. WISLAM: Improving FootSLAM with WiFi. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Guimarães, Portugal, September 2011.
- [18] Faragher R M, Sarno C, Newman M. Opportunistic Radio SLAM for Indoor Navigation using Smartphone Sensors. Proc. IEEE/IONPLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012, pp. 120 – 128.
- [19] Chey J, et al. Indoor Positioning Using Wireless LAN Signal Propagation Model and Reference Points. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2005, pp. 1107 – 1112.
- [20] Van Diggelen F. A – GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS, Norwood, MA: Artech House, 2009.
- [21] Misra P, Enge P. Global Positioning System Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. Lincoln, MA: Ganga – Jamuna Press, 2006.

第 8 章 GNSS 基本原理、信号及星座

全球导航卫星系统是一类导航系统的总称,这些导航系统使用在轨卫星发射无线电信号,进行被动测距来确定用户三维位置。因此 GNSS 是一个自身定位系统,即在用户设备中计算定位解,用户设备计算位置结果,不需要发射任何信号。

许多卫星导航系统的目标是提供全球覆盖的导航定位服务。最著名的为卫星测距与授时导航(navigation by satellite ranging and timing, NAVSTAR)全球定位系统(global positioning system, GPS),或者通常简称为 GPS,它由美国政府控制运营。俄罗斯的全球导航卫星系统(global navigation satellites system, GLO-NASS)同样在运行当中。到本书写作时间为止,欧洲伽利略全球卫星导航系统(Galileo)正在发展之中。中国政府已经宣称建设提供全球覆盖的“北斗 II”卫星定位系统。另外还包含许多用来增强和补充全球系统的区域卫星导航系统。

一些学者通常使用术语 GPS 来描述卫星导航,而 GNSS 有时用来描述采用多个卫星导航系统信号的定位。本文中术语 GPS 指 NAVSTAR 系统,而术语 GNSS 描述所有的卫星导航系统的共同特性。相类似,术语 GLONASS、Galileo、“北斗”等用来表示各自的卫星导航系统。

本章介绍了卫星导航,并描述了卫星的信号和卫星的轨道。8.1 节介绍了 GNSS 的基本原理,包括系统结构、信号特性、测距、定位方法和误差源。8.2 节归纳不同卫星导航系统的主要特点。8.3 节描述了信号,8.4 节介绍了导航电文。最后,8.5 节介绍了卫星的轨道、几何分布,包含卫星位置、速度、距离、距离率、视线、方位角和仰角的计算。

我们将在第 9 章中对 GNSS 的接收机信号处理进行详细的介绍。这章根据 GNSS 信号的传播途径依次介绍接收机的天线、接收机的硬件、信号的捕获、信号的跟踪、导航解的计算,同时也在第 9 章中也包含各种误差源的描述。在第 10 章中,将介绍在复杂环境下如何对基本 GNSS 技术进行改进来提高导航定位精度和改善导航定位的鲁棒性。光盘 CD 中的附录 G 提供了许多 GNSS 热点主题。在 CD 中也提供了使用 MATLAB 的一些基本的 GNSS 仿真。

8.1 卫星导航的基础

在详细介绍各种卫星导航系统和服务之前,首先介绍一些基本的概念。首

先,根据空间段、控制段、用户段及它们的功能,介绍 GNSS 的结构。然后介绍 GNSS 信号的结构以及如何使用它们来获取测距信息。最后,根据测距信息,讲解用户位置和速度的求解,同时对各种误差源和性能的限制进行了总结。本章是第 7 章无线电定位原理的延续,注意,在第 7 章中的大多数例子主要介绍的是二维定位,而 GNSS 提供的是三维定位。

8.1.1 GNSS 的结构

图 8.1 描述了卫星导航系统的结构,主要包含三部分:空间段、控制段或者地面段和用户段,而用户段依次包含用户设备的多个部分^[1-3]。每一种 GNSS 都有自己独立的空间和控制段,而用户设备可以接收 1、2 或者多种 GNSS 信号。

空间段包含众多的卫星,称为星座(constellation),主要负责将信号广播给控制段和用户设备。一些学者用术语“空间飞行器”(space vehicle,SV)来替代卫星。典型 GNSS 卫星,包含太阳帆板在内,重约 1000kg,宽约 5m。每一个具备完全操作的星座,至少包含 24 颗卫星。到 2020 年,在轨 GNSS 卫星可能多于 100 颗。

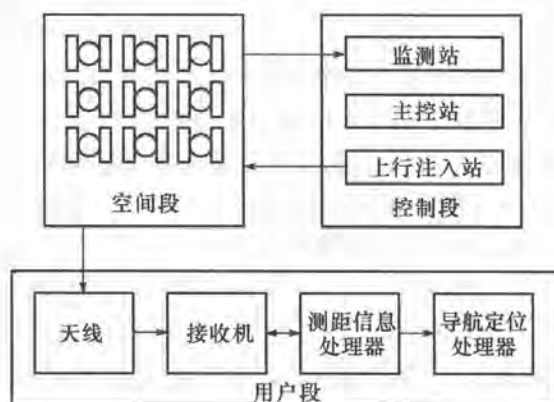


图 8.1 GNSS 系统的结构

GPS、GLONASS、Galileo 和 Beidou 卫星分布在许多中地球轨道 (medium earth orbit, MEO) 上。GPS 卫星轨道半径为 26580km,每个恒星日绕地球 2 圈(参考 2.4.6 节),运动速度为 3800m/s。为了给三维定位提供合适的信号几何分布(参考 9.4.3 节),每一个星座上的卫星必须分布在几个非平行的轨道平面上。因此,与地球同步卫星的赤道轨道相比较,GNSS 轨道平面与赤道有一个倾角(对于 GPS 卫星而言,倾角为 55°)。即使在极地地区,GNSS 也能够提供较好的覆盖。图 8.2 说明了这种情况。在一较开阔的地方,在大多数时刻,可见的 GPS 卫星在 5~14 颗之间。赤道和极地地区能够观察卫星的数目比中纬度地区要多^[4]。所有卫星星座的轨道将在 8.5 节中介绍,关于卫星硬件更多的信息请参考 CD 中附件 G 的第 G.1 节。

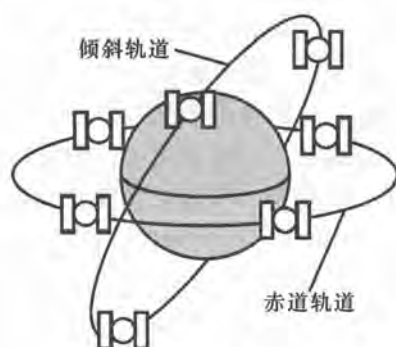


图 8.2 赤道轨道和倾斜轨道

GNSS 卫星在几个频段上广播多种信号。广播的信号包含测距码和导航电文。用户设备使用测距码来确定所接收信号的发射时刻,而导航电文包含时间参数和卫星轨道的信息,使用这些信息就能够确定卫星的位置。每一颗卫星上的多个原子钟使得时间参考基准保持稳定。GNSS 信号和导航电文分别在 8.3 节和 8.4 节中介绍。

控制段或地面段包含一个监测站网、一或多个控制站和许多的上行注入站,如图 8.3 所示。GPS 控制段包含 16 个监测站,12 个上行注入站和 2 个控制站。监测站获取从卫星到监测站的测距信息,并且将这些信息发送到控制站。监测站位于精确测定的位置点处,且有同步时钟,使用它们的测距信息可以确定卫星轨道并校正卫星的时钟。也可以使用雷达和激光跟踪测量。

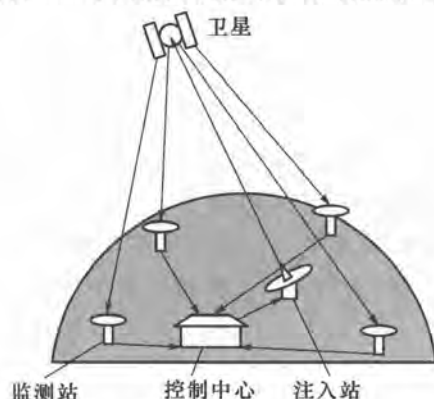


图 8.3 控制段的操作

控制站计算每一颗卫星的导航电文信息,并且决定卫星是否需要执行变轨。这些信息通过上行注入站发射给空间段。卫星变轨校正是很罕见的,称之为轨道保持,使得卫星保持在正确的轨道上。但是如果卫星发生故障,则对卫星进行重新布置,将故障卫星变轨到另一个轨道上,并将一个新的卫星变轨到发生故障的位置点。卫星并没有从一个轨道平面变轨到另一轨道面上。每一个 GNSS 系

统的控制段详细情况,请参考 CD 附录 G 的 G.1 节部分。

几乎所有的 GNSS 用户设备,要么是单独接收 GPS 信号,要么是除了接收 GPS 信号外,还接收一个或多个其他的 GNSS 信号。GNSS 用户设备一般是指 GPS、GLONASS、Galileo、Beidou 和 GNSS 接收机。但是,在图 8.1 中,接收机仅仅是指每个用户设备组合中的一部分。天线的功能是将输入的 GNSS 无线电信号转化成电信号,然后送给接收机。接收机使用时钟提供的时间参考基准,对天线提供的信号进行解调。测距处理器对接收机输出信号进行处理,即采用捕获和跟踪算法确定天线至所收到的每一颗卫星的距离,同时,也对接收机进行控制和导航电文进行解码。最后,导航处理器使用测距信息确定位置、速度和时间(position, velocity, and time, PVT)解。

对于不同的应用,将设计许多不同类型的 GNSS 用户设备。用户设备可以作为一个完整的单元提供,包括电源和用户接口,天线可以集成到用户设备中,也可以单独提供。接收机和导航处理器同样可以作为一个模块提供,通常称之为原始设计制造商(original equipment manufacturer, OEM)接收机。一个 OEM 接收机要求直流(direct current, DC)电源输入和一个外部的天线。OEM 接收机通过数据链跟其他模块进行通信,也可以和其他传感器构成一个多传感器组合导航系统。最后,GNSS 接收机同样可以作为芯片形式提供,在这种情况下,一些处理如定位解算可能在主系统处理器中执行。GNSS 芯片典型的应用是在智能手机和其他的移动设备中。

消费型 GNSS 用户设备设计,要充分考虑低成本和低功耗。这类接收机通常工作在单频方式,定位精度相对来说可能较差。芯片的生产成本大约为 1 美元,而用于汽车、快艇或步行导航的集成导航设计成本大约为 100 美元(80 欧元)。专业级用户设备设计时主要考虑精度和可靠性。这类接收机通常是双频或者是多频接收机,主要用于航空、航海和大地测量等特殊的应用领域。这类接收机的定价可以达到 10000 美元(8000 欧元)。最后,军用型的用户设备在设计时通常考虑最大的鲁棒性,典型使用可用的专用信号。

记住,由于术语“GNSS”或“GPS”是指整个系统,而不仅仅是用户设备,因此将用户设备称为“GNSS”或“GPS”是不对的,在第 9 章将详细介绍用户设备。

8.1.2 信号与测距

大多数 GNSS 信号在电磁波频谱 1~2GHz 的 L 波段频域内进行广播。每一颗卫星发射几种频率的载波,通常情况下每一个频率上调制不同的信号。所有的 GNSS 信号均采用右手圆极化(right-handed circular polarization, RHCP)。

GNSS 信号包含一个载波、扩频码或者测距码,在大多数情况下还包含一个导航电文信息。在大多数信号中,码和导航电文通过二进制相移键控(bi-phase shift key, BPSK)调制在一载波上(参考 7.2.1 节)。这是通过对载波相位

移动 0° 或 180° 实现的, 等价于载波乘以一个由 -1 和 $+1$ 组成的序列(而不是 0 和 1 的二进制序列)。扩频码和导航电文通过简单相乘合并在一起。图 8.4 显示了一个 BPSK 码如何调制在一个载波上。

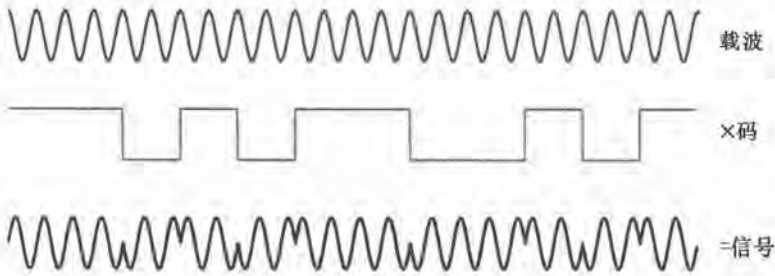


图 8.4 一个载波的 BPSK 调制(没有标度)

每一个 BPSK 调制的 GNSS 信号的幅度 s 可表示为

$$s(t) = \sqrt{2P}C(t)D(t)\cos(2\pi f_{ca}t + \phi_0) \tag{8.1}$$

式中: P 为信号功率; C 为扩频码; D 为导航电文; f_{ca} 为载波频率; t 为时间; ϕ_0 为相位偏移^[3,5]。 C 和 D 的取值为 ± 1 , 并且随时间变化而变化。

最常用的 GNSS 信号为 GPS 粗/捕获码(coarse/acquisition, C/A)。它的导航电文速率 f_d 取值为 50symbol/s, 而扩频码速率 f_{co} 的取值为 1.023Mchip/s。不同类型的 GNSS 信号的详细情况在 8.3 节中介绍。注意为了方便起见, 用“符号”(symbol) 描述导航电文, 用“码片”(chip) 描述扩频码, 在数学上这两项可以互换。使用术语“码片”(与位或符号比较) 来描述扩频码, 是因为扩频码上不载有任何信息。

扩频码由一伪随机噪声序列(pseudo - random noise, PRN) 组成, 该序列对接收机来说是已知的。之所以称之为扩频码, 是因为该码与导航电文和载波的相乘使得信号的频谱主瓣的双边带宽增加到扩频码速率的 2 倍, 而功率谱密度则成比例减小。于是信号的带宽远大于发射数据所要求的最小带宽。这种技术称为直接序列扩频技术。其他类型的扩频技术在 7.2.1 节中介绍。

在接收机中, 输入的扩频谱信号与复制的扩频码相乘, 这就是相关或者是解扩处理。如果接收机产生的扩频码相位与输入信号的相位相匹配, 那么两个码序列的乘积就会有最大值, 这样就能恢复载波和导航电文。如果两个码序列的相位不匹配, 它们的乘积符号将发生变化, 一段时间的均值将很小, 就不能恢复载波和导航电文, 如图 8.5 所示。

通过调整接收机所产生 PRN 码的相位, 直到与输入 PRN 码的乘积出现相关峰值(例如: 载波和导航电文数据是可恢复的), 那么输入 PRN 码的相位就能被测量。通过这种方法, 就可以得到信号的发射时间(从卫星 s) $\tilde{t}_{s,a}'$ 。从接收机时钟就能确定信号的到达时间 $\tilde{t}_{sa,a}'$ 。将信号的到达时间 $\tilde{t}_{sa,a}'$ 减去发射时间 $\tilde{t}_{s,a}'$,

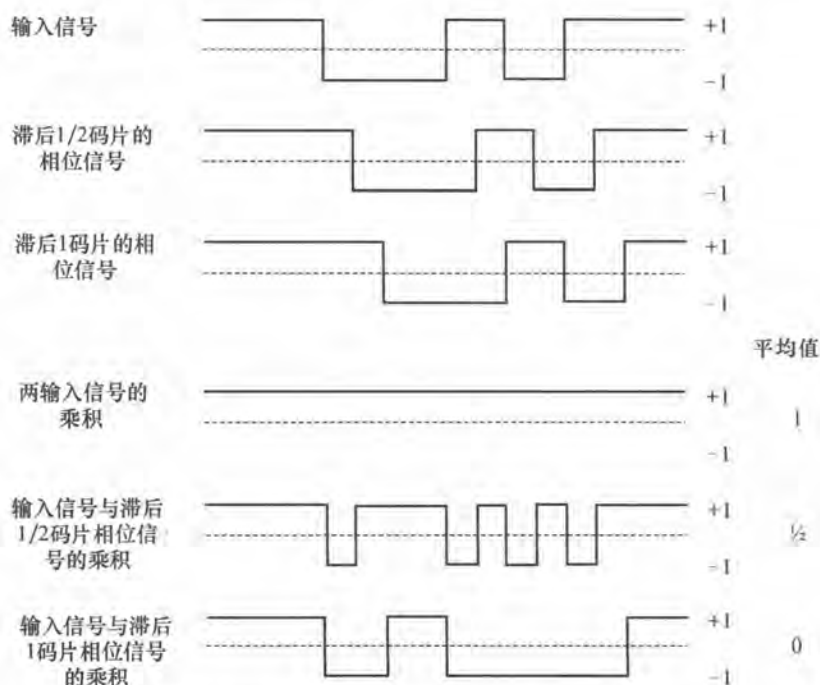


图 8.5 伪随机噪声 (PRN) 信号相关的例子

再乘以光速 c 就可以得到原始的 GNSS 伪距测量值 $\bar{\rho}_{a,R}^s$ 。因此,

$$\bar{\rho}_{a,R}^s = (\bar{t}_{sa,a}^s - \bar{t}_{ra,a}^s) c \quad (8.2)$$

其中忽略误差源。因此, PRN 码也称为测距码。如 7.1.4.1 节解释的那样, 由于发射机和接收机时钟的同步误差, 伪距与真实的距离是不同的。

接收机产生的 PRN 码同样也将干扰扩频至码的带宽上。相关处理之后, 接收机的带宽可以降低到导航电文解码所需要的带宽, 这样就能够消除大部分干扰的影响。因此, 经过扩频后, 广播的 GNSS 信号每单位带宽上的功率 (经过扩频后) 可以比热噪声低得多。图 8.6 说明了扩频信号的调制和解调处理过程。



图 8.6 扩频信号的调制与解调

如果信号和接收机所产生的 PRN 码不同, 则它们的相关峰值比两个相同且对齐码序列的相关值要小得多。因此只要每个信号使用不同的扩频码, 许多不同的信号就可以同时调制在同一载波上。于是接收机选择扩频码作为理想信

号。这就是码分多址的一个例子(参考 7.2.2 节), 广泛应用到所有的 GPS、Galileo、Beidou、区域系统的信号以及一些 GLONASS 信号。

如果输入信号仅仅与 PRN 码相关, 如图 8.7 所示。由于剩下信号为载波分量, 因此结果为一个正弦信号, 其平均值为零。因此为了检测一个 GNSS 信号, 必须将信号与复制的载波信号相乘。结果为正弦信号, 它的频率为输入信号和参考信号频率 2 倍。如图 8.8 所示, 如果输入信号和参考信号同相, 那么它们的乘积总是正的, 但是当它们的相位相差 90° 时, 它们的乘积平均为零, 则不能够检测到信号。但是, 如果输入信号与两个相位相差 90° 的参考信号相关, 那么不

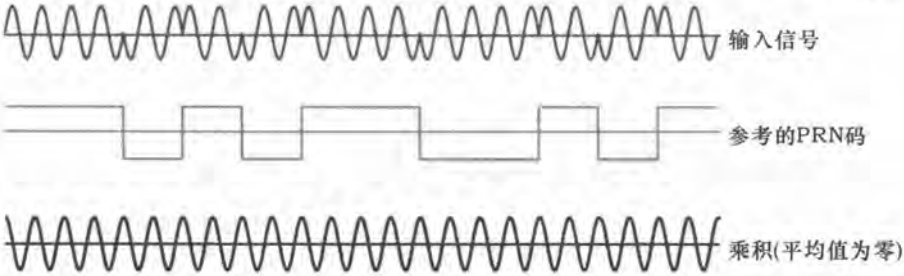


图 8.7 输入信号仅仅与参考码相关示意图

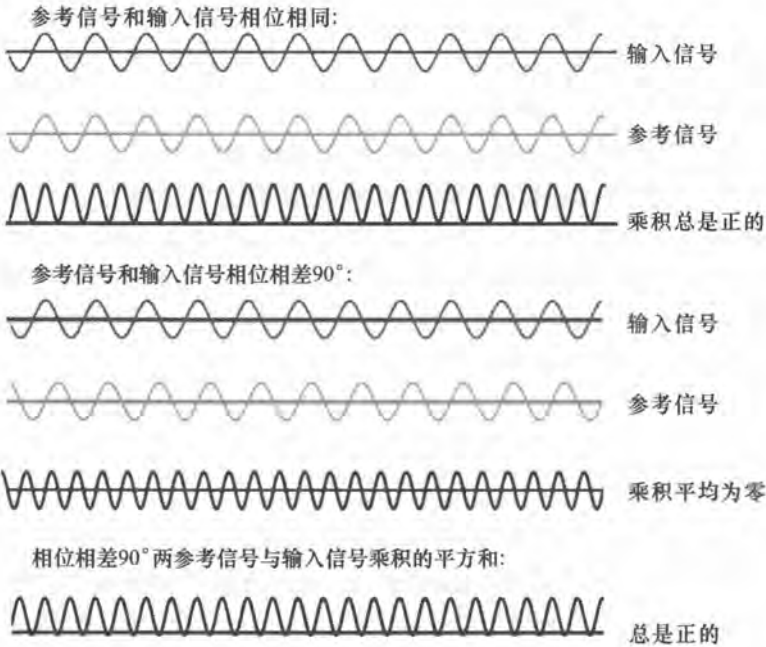


图 8.8 输入载波信号与同相参考信号相关、与正交参考信号相关和乘积的平方和
(注意, 在实际中, 经常采用相关后求平方和)

管参考信号和输入信号的相位怎样,两个乘积的平方和总是正的。因此,并不需要载波相位对齐(虽然载波相位的对齐能够提高精度)。为了获得最佳的信噪比性能(参考 9.1.4 节),两个相关乘积应当在平方之前至少在 1ms 内分别累加,然后再合并。于是在累加的时间周期内,必须避免参考信号和输入信号相位差发生大的变化。否则,将出现如图 8.9 所示那样的情况,平均的相关乘积接近于零。因此,参考信号的载波频率必须与输入信号的载波频率对齐。

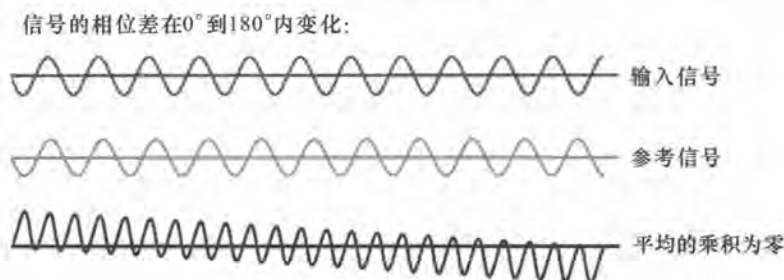


图 8.9 相位差变化时的输入信号和参考信号相关示意图

如果伪距未知,那么必须搜索接收机产生扩频码的所有相位,直到发现相关峰值,这个过程称为信号的捕获(signal acquisition)。然而,如果根据前一时刻的伪距测量值进行伪距的预测,那么仅仅需要稍微改变接收机所产生扩频码的相位,这就是信号的跟踪(signal tracking)。一旦完成 GNSS 信号的捕获,用户设备就切换到该信号的跟踪状态。对于大多数接收机来说,跟踪所要求信号的信噪比要比捕获所要求的低得多。

由于多普勒的影响,接收到的 GNSS 信号的载波频率是变化的。由于接收机时钟漂移的影响,本地产生信号的载波频率也是变化的。因此为了确保信号有效的解调,载波频率必须也被 GNSS 接收机跟踪(有时也包含载波相位)。载波跟踪既可以用来辅助码跟踪,同时也可提供低噪声的伪距率测量。伪距率可简单地认为是伪距的变化速率。因此当伪距率未知时,捕获过程同时必须搜索信号的多普勒频移。信号的相关、捕获和跟踪将在 9.1.4 节和 9.2 节中介绍。

8.1.3 定位

通过三维空间的无源测距(参考 7.1.4.1 节),可以求解 GNSS 导航定位解^[6]。如果仅仅使用单颗卫星的测距信息,则用户的位置解为以卫星为球心半径为 r 的球面,这就是一个位置面(surface of position, SOP)。若使用两颗卫星的测距信息,则用户位置解的轨迹为半径分别为 r_{a1} 和 r_{a2} 两个球的相交圆。如果再增加第三个卫星测距信息,则用户的位置解限制在图 8.10 所示圆上的两个点上。对于大多数应用情况,实际上仅仅存在一个位置解,而另一个位置解可能在

太空,也可能在地球内部或者是用户操作区域之外。如果两个解都可行的话,则可以使用第四个距离测量值来解决定位解的模糊性。

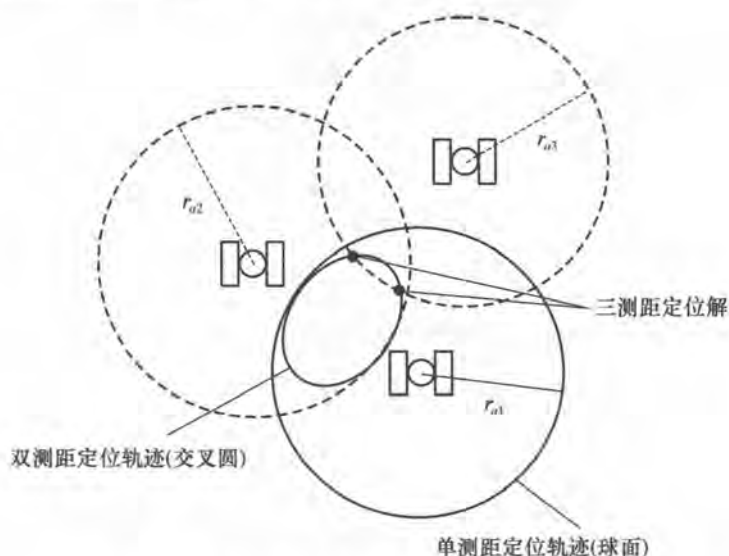


图 8.10 基于单、双和三测距信息定位解的轨迹

在 GNSS 系统中,接收机和卫星的时钟并不是同步的。因此产生的测量值为伪距,而不是距离。根据式(7.3),从卫星 s 到用户天线 a 的伪距为

$$\rho_a^s = r_{as} + (\delta t_c^a - \delta t_c^s)c \quad (8.3)$$

式中: r_{as} 为对应的真实距离; δt_c^a 为接收机的钟差; δt_c^s 为卫星的钟差。

卫星的钟差由控制段来测量,并通过导航电文发射,因此导航处理器能够校正卫星钟差。而接收机的钟差是未知的,但是对于一给定的接收机,对所有同时接收的伪距测量值,接收机钟差是一样的。因此,它可以作为导航解的一部分和用户位置一起求解。除非采用限制条件,GNSS 的导航解是四维的,包含三个位置和一个接收机钟差。

四维导航解的求解,至少要求四个不同的 GNSS 卫星的测量值。图 8.11 从信号的几何分布说明这个问题。如果半径等于伪距的球面放置在四颗卫星中任意一颗卫星周围,正常的情况下,四个球面不存在任何交叉点。但是,每一个伪距减去由于接收机钟差造成的距离误差 $\delta \rho_c^a = \delta t_c^a c$,那么仅仅剩下距离。而半径等于距离的四个球面将相交于用户的位置点。因此,通过调整四个球的半径,且调整的大小相等,直到它们相交,就能够得到 $\delta \rho_c^a$ 。在实际中,位置和钟差是同时求解的。记住,如果存在两个解,仅仅其中一个解是切实可行的位置解。

经过卫星钟差(以及其他已知误差)修正后的每个伪距测量值 $\tilde{\rho}_{a,c}^i$,可以表示为在信号发射时刻 $t_{a,a}^i$ 卫星的位置 r_{ia}^i 、在信号到达时刻 $t_{sa,a}^i$ 的用户天线位置 r_{ia}^i

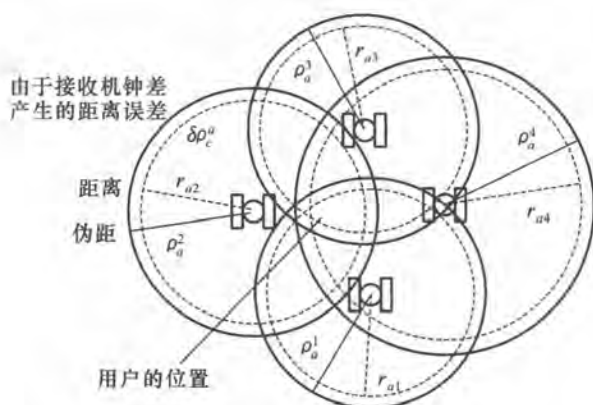


图 8.11 基于四个伪距测量值的位置求解

和接收机钟差所导致的测距误差 $\delta\rho_c^a$ 的函数:

$$\tilde{\rho}_{a,c}^i = \sqrt{(r_{is}^i(t_{st,a}^i) - r_{ia}^i(t_{sa,a}^i))^T (r_{is}^i(t_{st,a}^i) - r_{ia}^i(t_{sa,a}^i))} + \delta\rho_c^a(t_{sa,a}^i) \quad (8.4)$$

其中忽略测量噪声。如图 8.12 所示。根据导航电文中广播的一系列描述卫星轨道的参数,称为星历(ephemeris)(参见 8.5.2 节),以及修正后的卫星信号发射时间测量值,就可以求解卫星的位置。如果信号的到达时间一样,那么由天线位置和接收机钟差构成的四个未知量对每一颗卫星的伪距方程来说都是相同的。因此通过求解四个由伪距测量值所构成的瞬间方程可以得到四个未知量的解。用同样的方法,采用一系列的伪距率测量值即伪距的变化率,可以求解用户天线的速度和接收机的钟差漂移。GNSS 导航解的计算在 9.4 节中详细介绍。

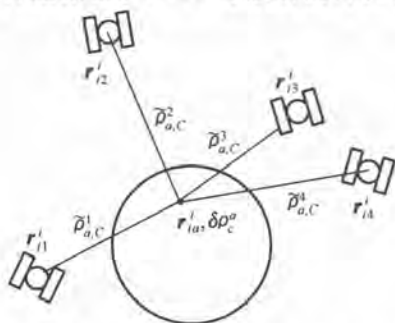


图 8.12 使用四颗卫星导航信号确定导航解示意图

除了导航和定位功能,GNSS 也可用于授时服务,用来同步一个网络中的所有时钟。详细情况请见参考文献[3,7]。

8.1.4 误差源和性能的限制

大多数的 GNSS 误差源在图 8.13 中被阐述。GNSS 导航解计算的误差源包

含广播星历与真实星历间的误差和卫星钟差。信号传播延迟误差来源于信号在电离层和对流层中的折射,从而造成很大的测距误差。使用模型可以部分补偿电离层和对流层的延迟误差。然而,如果一颗卫星使用多个频点的测距信息,那么可以使用差分技术确定电离层传播延迟误差。接收机的测量误差是由于接收机动态响应延迟、接收机噪声、射频(radio frequency, RF)干扰及信号的多路径干扰而引起的。当 GNSS 信号被建筑物和地面反射时,接收到的信号多于一路,则就出现了多路径现象。

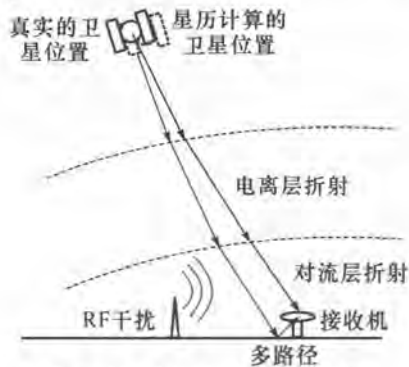


图 8.13 GNSS 的基本误差源

一颗卫星的仰角就是用户到卫星的视线矢量与水平面的夹角(参考 8.5.4 节)。低仰角的卫星信号存在较大的电离层和对流层传播延迟,同时也易遭受多路径干扰。因此,大多数 GNSS 接收机摒弃低于某一仰角的卫星信号,该仰角称为屏蔽角。屏蔽角的值通常设为 $5^{\circ} \sim 15^{\circ}$ 。误差源的详细情况在 9.3 节中描述。

在好的接收条件下,GNSS 的定位精度典型的为几米,定位性能与所采用的信号有关,将在 9.4.4 节中讨论。如果使用一个或者多个已知精确位置的参考基站提供的修正信息,那么导航定位的精度能够改善到米级。这就是差分 GNSS (differential GNSS, DGNSS) 技术,将在 10.1 节中介绍。在好的环境下,采用 10.2 节讨论的载波相位差分技术可以获得厘米级的定位精度。参考基站也可用于 GNSS 信号的故障监测,这种处理称为完好性监测,在第 17 章中介绍。

在一些恶劣的环境中,GNSS 的性能会下降。GNSS 信号可能被建筑物、地形和用户设备的载体一部分所遮挡。接收机可能仅仅接收反射路径的信号,称为非视线(nonline-of-sight, NLOS)接收,非视线接收引入了大的正的距离误差。如图 8.14 所示。低仰角的卫星信号受到影响更大。在高楼环绕的街道称为城市峡谷(urban canyons)中,GNSS 信号的遮挡和多路径干扰常常发生。建筑物高度与接收机到建筑物之间的距离之比决定了有多少颗卫星信号能够绕过建筑物而被接收机所接收。在城市区域,接收到的 GNSS 星座数对定位的性能有较大的影响^[8]。在山区,GNSS 信号的遮挡同样经常发生,主要是由于在山谷,

低仰角的卫星被遮挡。

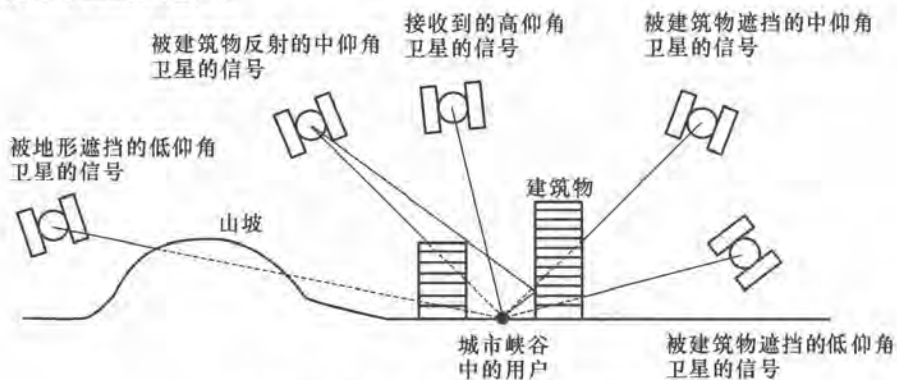


图 8.14 地形、建筑物和卫星仰角的影响

因此,接收到可进行导航解算所需的 4 颗卫星信号并不是经常可行的,尤其是仅仅使用一种星座时。有时候,通过预测接收机钟差,或者假设用户高度不变,当卫星数目小于 4 颗时,在一段有限时间内可以获得用户的导航解。即使当收到 4 颗或者 4 颗以上的卫星信号时,如果信号的几何分布很差时,也可能在某一方向导致较差的定位精度(参考 9.4.3 节)。多路径和 NLOS 抵消技术在 10.4 节中讨论,而在 10.6 节中描述了影像匹配(shadow matching)技术,即一种使用三维城市模型的新的定位技术,用来提高城市峡谷环境中的 GNSS 定位性能。

当信号衰减时,GNSS 性能也会下降,如在室内或者树下的环境。邻近频段的通信信号的 RF 干扰、任意频段强信号的滤波留下的谐波和 GNSS 信号本身的故意干扰都会造成 GNSS 性能的下降。与其他类型的无线电信号比较,GNSS 信号相当脆弱,因此它们很容易衰减和容易受到干扰。在低信噪比环境下改善定位性能的技术在 10.3 节和 10.5.1 节中介绍。

最后一个在此讨论的 GNSS 性能的限制,是首次定位时间(time to first fix, TTFF)。当一个 GNSS 用户设备首次上电时,可能花费大约 1min 的时间获得定位解。首先,通过反复试探,必须确定四颗捕获到卫星的码相位和多普勒频移。然后,必须解调出每一颗卫星信号的导航电文。对于 GPS C/A 码的导航电文,大约用 30s 的时间。信号中断后的重捕获是较快的,这是由于用户设备已经知道卫星的位置和速度及近似的用户位置和接收机时钟参数。如果在初始捕获之前用户设备能够获取这些信息,那么 TTFF 将减少很多,这就是辅助的 GNSS(assisted GNSS, AGNSS)的原理,将在 10.5.2 节中讨论。

8.2 系 统

本节介绍了 GNSS 系统的组成。全球卫星导航系统:GPS、GLONASS、Galileo

和“北斗”在本节中依次介绍。每一个系统使用不同的信号提供公开服务和受限的服务。公开服务能够对所有拥有合适装备的用户提供服务,而受限服务仅对授权用户开放。然后介绍了区域卫星导航系统,包括准天顶卫星导航系统(quasi - zenith satellite system, QZSS)和印度的区域卫星导航系统(indian regional navigation system, IRNSS)。接下来介绍了空基和地基增强系统。最后,讨论不同系统之间的兼容性。对于每一个系统,描述了当前的状态和将来的计划。注意,GNSS的发展和配置常常滞后于其计划。另外,CD 中附录 G 的 G.2 节提供了 GNSS 发展的一些历史记录。

8.2.1 全球定位系统 GPS

NAVSTAR GPS 首先由美国政府所研制,用作军用导航系统。GPS 由 GPS 指挥部控制,其是在国防部(department of defense, DoD)资助下进行运作。第一颗可运行的原型卫星于 1978 发射,在 1993 年末宣称具备初步运行能力(initial operational capability, IOC),在 1994 年末具备了完全运行能力(full operational capability, FOC)^[9]。

GPS 为导航用户提供两类服务:一种称为标准定位服务(standard positioning service, SPS)的公开或民用服务,和一种称为精密定位服务(precise positioning service, PPS)的受限或军用服务。SPS 对所有具有合适设备的用户提供定位服务,而 PPS 仅仅对美国政府授权的用户提供定位服务,包括美国 and NATO 军队及他们的供货商,PPS 信号为加密信号。

表 8.1 列举了当前的和计划的 GPS 卫星。从 20 世纪 90 年代末开始,GPS 正在执行一个现代化的过程,目的是改善控制段、改善卫星设计和为 SPS 及 PPS 用户引入另外的信号体制,将在 8.3.2 节中叙述。Block III 卫星将引入新的信号体制,并且将广播一些功率较高的信号。

到本书写作时为止,在好的接收条件下,基本的 SPS 水平定位精度大约为 3.8m(1 σ),垂直定位精度大约为 6.2m(1 σ),而 PPS 水平定位精度大约为 1.2m(1 σ),垂直定位精度大约为 1.9m(1 σ)(参考 9.4.4 节)。现代化后的 SPS 定位精度与 PPS 相当。

表 8.1 当前和将来的下一代 GPS 卫星

GPS 卫星 Block	发射时期	卫星数目
Block II A	1990 - 1997	19
Block II R	1997 - 2004	12 ^a
Block II R - M	2005 - 2009	7 ^b
Block II F	2010 - 2015	12
Block III	2015 - 2024	24(计划中)

注: ^a 排除发射失败的卫星; ^b 排除故障卫星

8.2.2 GLONASS

与 GPS 并行发展, GLONASS (global' naya navigatsionnaya sputnikovaya sistema) 从 20 世纪 70 年代中期由苏联政府开始建设, 苏联解体后, GLONASS 由俄罗斯继续开发, 主要用作军用导航系统。和 GPS 一样, GLONASS 提供民用和军用导航定位服务。第一颗 GLONASS 卫星于 1982 年发射升空。整个 GLONASS 星座于 1995 年简单地完成。但是, 由于俄罗斯财政问题和 GLONASS 卫星相对短的寿命, GLONASS 星座上的卫星数目迅速减少, 到 2001 年星座上仅 6 颗可用卫星。GLONASS 现代化项目被提上日程, 主要包含重建 GLONASS 星座、引入新的信号和升级控制段。在 2010 年完成了 18 颗卫星的配置, 具备初步运行能力 (IOC)。接下来在 2011 年完成了 24 颗卫星全星座的配置。

表 8.2 列举了当前和计划的下一代 GLONASS 卫星。GLONASS - M 卫星仅仅广播频分多址信号, 每一颗卫星在不同的频率上广播同一 PRN 码。GLONASS - K 卫星还附加广播 CDMA 信号, 同时增加了搜救服务 (search - and - rescue, SAR)。当现代化完成之后, GLONASS 能提供和 GPS 一样精度的定位服务。

表 8.2 过去和将来的下一代 GLONASS 卫星

卫星 Block ^a	发射时期	卫星数目
GLONASS - M	2003 - 2015	50 ^a
GLONASS - K1	2011 - 2013	2
GLONASS - K2	2015 -	25 (计划)
GLONASS - KM	待确定	待确定
注: ^a 排除发射失败的卫星		

8.2.3 Galileo

伽利略 (Galileo) 卫星导航系统的开发最初由欧盟 (European Union, EU) 和欧洲航天局 (European Space Agency, ESA) 于 1999 年提出。第一颗试验卫星 GIOVE - A 于 2005 年发射升空, 计划于 2015 年具备初步运行能力 (18 颗卫星配置), 于 2016 年具备完全运行能力 (26 颗卫星)。与 GPS 和 GLONASS 不同, Galileo 设计为纯粹的民用导航系统, 它由 GNSS 监督管理局 (GNSS Supervisory Authority, GSA) 管理, 主要由欧盟 (EU) 资助发展。许多非欧洲国家正在参与 Galileo 的发展建设, 但是不涉及到项目的核心技术。

Galileo 最初提供两种导航服务: 开放服务 (open service, OS) 和公共规范服务 (public regulated service, PRS), Galileo 同样提供搜索救援 (search - and - rescue, SAR) 服务^[10,11]。Galileo 开放服务 (OS) 提供两个频段上的信号, 为所有具有合适接收设备的用户提供免费服务。当具备完全运行能力 (FOC) 之后, Galileo 将

提供和 GPS 现代化 SPS 服务相同的定位性能:水平定位精度 $2\text{m}(1\sigma)$,垂直定位精度 $4\text{m}(1\sigma)$ 。Galileo 开放服务(OS)可能在其他服务之前开始实行。

公共规范服务(PRS)是一个受限制的服务,设计目的是为欧盟成员国的信任订户如急救、安全和军队提供高完好性、连续性和抗干扰服务。然而其定位精度比开放服务(OS)精度略低,定位精度为:水平定位精度 $3\text{m}(1\sigma)$,垂直定位精度 $6\text{m}(1\sigma)$ 。公共规范服务(PRS)不是一个专用的军用服务,但是它的操作方式和 GPS PPS 相类似,即在两个频段上采用加密信号。对于公共规范服务(PRS),基于安全方面考虑,只会公开一些有限的信息。

进一步的导航服务:生命安全服务(safety-of-life, SOL)和商业服务(commercial services, CS)在不久的将来可能会实现^[10,11]。生命安全服务(SOL)和开放服务(OS)使用同样的信号,但是增加了信号的完好性和认证数据,这些数据用来确定 Galileo 信号的真实性,防止被欺骗(虚假信号的发射)。商业服务(CS)被认为是一个受限服务,将对那些愿意预先付费的订户提供改善性能的服务。

8.2.4 “北斗”导航系统(Beidou)

“北斗”,在 2007—2012 年期间通常称之为“Compass”,已经发展到第三个阶段。第一个阶段的试验系统,使用双向测距,在 CD 附录 F 的 F.2 节中介绍。使用 GNSS 技术的第一颗卫星于 2007 年发射。第二阶段于 2012 年完成,使用 12 颗卫星,对中国和及其周围区域提供局域的 GNSS 导航服务。当前正进行的是第三阶段,计划到 2020 年提供全球 GNSS 服务。第二和第三阶段的卫星广播开放和授权的信号。

8.2.5 区域导航系统

虽然 QZSS 信号能够覆盖东亚和大洋洲的大部分区域,但是在日本,QZSS 主要为汽车和个人接收机用户提供导航服务。对于日本这样一个多山和高楼林立的国家,QZSS 定位服务通过增加可见卫星数目来增强 GPS。QZSS 也能够提供高分辨率的差分修正服务^[12]。首颗 QZSS 卫星于 2010 年发射,希望在 2013 年具备 FOC 能力。

IRNSS 的目的是为印度提供一个完全独立的 GNSS 服务。它将由印度政府单独控制,计划在 2014—2015 年可以使用,于 2013 年发射第一颗卫星。覆盖经度为 $40^{\circ}\sim 140^{\circ}$ 的区域,在印度国内,水平和垂直定位精度将为 10m 左右 $(1\sigma)^{[13]}$ 。

8.2.6 增强系统

一个 GNSS 增强系统有两种定义:广义的定义和狭义的定义。广义的增强

系统包含能够对 GNSS 提供如下补充功能的任意系统:提供差分修正提高精度(参考10.1节和10.2节)、提供辅助数据加速信号捕获(参考10.5.2节)和/或提供完好性预警使得用户免受错误的 GNSS 信号影响(参考17.5节)。注意,到本书写作时为止,GPS 控制段仅仅监测 PPS 信号的健康状态,然而由于上行调度以及传统导航电文格式的限制,向用户告警需要大约2h的时间。一些学者将增强系统认为是一个 GNSS 系统的第四段(参考8.1.1节)。

增强系统狭义的定义是为了满足关键安全应用的需求,如民用航空,提供差分修正和完好性预警的系统。满足该定义存在两种主要类型的增强系统:空基增强系统(space-based augmentation system, SBAS),主要服务大的国家或者是小的大陆,通过静止地球轨道卫星向用户广播;地基增强系统(ground-based augmentation system, GBAS),服务于诸如机场等局部地区,它通过地面发射设备广播给用户设备,它能够提供更比 SBAS 更高精度的导航服务。

到本书写作时为止,有6个 SBAS 系统处于不同的发展阶段,在表8.3中对它们进行了概述。每一个 SBAS 系统采用几十个基站网络对它所覆盖区域的 GNSS 信号进行监测。只有在参考基站覆盖的区域,差分修正才有效。然而,在每一颗静止地球轨道卫星的覆盖区内,都可以使用卫星信号的故障预警信息。静止地球轨道卫星覆盖范围为纬度在 $-70^{\circ} \sim 70^{\circ}$,经度在 70° 以内。通过增加参考基站,一个 SBAS 系统全服务覆盖区域可以在卫星信号覆盖区内扩展^[14-16]。

表 8.3 星基增强系统

SBAS	全服务覆盖区域	状 态
广域增强系统(WAAS)	北美	正在运行
欧洲地球同步卫星增强系统(EGNOS)	欧洲及周围国家	正在运行
多功能交通卫星(MTSat)卫星增强系统	日本	正在运行
GPS/GLONASS 和 GEO 增强导航(GAGAN)	印度	测试
差分修正和监测系统(SDCM)	俄罗斯	配置和测试
卫星导航增强系统(SNAS)	中国	正在建设

SBAS 系统差分修正包含单个卫星时钟和星历数据,同时也包含适用于任何 GNSS 信号的电离层模型的系数。到本书写作时为止,WAAS、EGNOS 和 MSAS 仅仅对 GPS 卫星提供完好性预警、时钟和星历修正。在 EGNOS 上增加称为多星座区域系统(multi-constellation regional system, MRS)的 Galileo 数据的建议正在考虑当中。SDCM 将同时发射 GPS 和 GLONASS 修正,但是数据仅仅对覆盖区域内的可见卫星有效。

一些 SBAS 信号同样可以用来测距,增加覆盖和辅助用户设备进行完好性监测(参考第17章)。WAAS 提供 SBAS 的测距,但是 EGNOS 不提供。

GBAS 差分修正和完好性数据在 108 ~ 118MHz VHF 波段上广播,在许多国家的机场配有 GBAS 系统,使得 GPS 能够用于 I 类着陆。满足 II 类和 III 类着陆需求的研究和发展正在进行当中。在美国,GBAS 有时也称为区域增强系统(local area augmentation system, LAAS)^[17],而军用联合精确方法和着陆系统(joint precision approach and landing system, JPALS)是基于 GBAS 的。GBAS 概念能够扩展到陆基的类 GPS 发射器,也叫伪卫星,能够提供附加的测距信号。

同样注意,在民用航空领域,GNSS 与惯性导航(第 14 章)、诸如气压高度计的其他传感器(第 16 章)和机载完好性监测(第 17 章)等的集成称为机载增强系统(aircraft-based augmentation system, ABAS)。

8.2.7 系统的兼容性

在冷战期间,GPS 和 GLONASS 最初主要用作军用系统,对它们之间的兼容性不做要求。通过使用不同的轨道,可以避免卫星之间发生物理碰撞,并且由于使用不同频率的信号,信号的干扰不是问题。

在 20 世纪 90 年代末开始发展的 Galileo 系统,绝大多数的 GNSS 用户为民用用户。已经意识到,已存在的使用 GPS 开放服务的用户除了使用 GPS 外,将最大可能会使用 Galileo。因此在设计 Galileo 开放服务时,应使得与 GPS 使用同一频率的双标准用户设备的代价最小。这就会出现一个对 GPS 干扰的考虑,会促使美国和欧盟进行双边协商,来解决 Galileo 和现代的 GPS 信号格式兼容性问题。

接下来,中国和俄罗斯因为相似的原因宣称计划使用同一频率。在 2005 年末在联合国的资助下,这促使了国际 GNSS 委员会(International Committee on GNSS, ICG)的建立。ICG 为 GNSS 服务提供者提供一个多变协商的论坛。

到目前为止,所有的 GNSS 卫星(不包含 IRNSS)计划大约到 2020 年发射开放服务的信号,这些信号使用共同的频率和调制方法。这对于诸如密集市区和室内的恶劣环境中的用户来说,是有益处的。但是在开放区域,这将增加卫星间的干扰,使得整个系统的性能下降^[18]。

兼容性的进一步要求是,由于不同的系统使用不同的参考系和时间基准,它们之间要求对齐。GPS 使用的是 WGS84 坐标系,而 Galileo 使用的是 GTRF 坐标系,两个坐标系都是基于 ITRF 系。WGS84、GTRF 和 ITRF 系差别仅仅只有几厘米,因此仅仅对于高精度用户才会产生问题。GLONASS 采用的是 PZ-90.02 坐标系。该坐标系与 ITRF 系对齐,原点相差 0.4m。“北斗”使用的是 CGCS2000 坐标系,也与 ITRF 系对齐。但是所有的 4 个系统使用不同的时间基准,这将在 8.4.5 节中介绍。

对于多星座 GNSS 用户设备来说,存在一个明确的需求:在挑战环境下提高定位解的可用性,通过平均掉多测量值的噪声和误差源来提高定位精度(参考

9.4.3 节),和提高基于一致性的完好性监测的鲁棒性(参考 17.4 节)。在 2010 年—2012 年期间,大多数厂家尽管增加了成本和由于 FDMA GLONASS 信号引起的复杂性,还是设计了混合的 GPS/GLONASS 双系统用户设备。俄罗斯已经对不能接收 GLONASS 信号的 GNSS 用户设备实行了进口限制。

使用两个 GNSS 星座的性能胜过优先使用一个星座的。但是,当多于两个星座的卫星可以使用时,许多设备厂家为了限制硬件成本和功耗,将选择众多信号中的一个子集。选择准则包括信号的设计、卫星时钟和星历数据的质量及提供即时的完好性预警。

军用用户要求其信号使用单独的频谱,以便能够干扰其对手对 GNSS 信号的使用,而对他们自己的 GNSS 使用影响最小。如果另一个 GNSS 也使用同一频谱,那么就会存在问题。

8.3 GNSS 信号

一旦现代化完成,每一颗 GNSS 卫星典型将发射大约 10 种信号,包含 3 个或者 4 个频点。不同的信号包含开放和受限服务,而频率的不同可进行电离层传播延迟修正,可以减少干扰对单频的影响并可以辅助载波相位定位(参考 10.2.4 节)。而且不同类型的信号可应用于不同的应用场景和工作条件。一些接收机使用单类型的信号,如 GPS C/A 码,而其他一些接收机使用每颗卫星的多类型信号。表 8.4 和图 8.15 描述了大部分 GNSS 所使用的频点。

表 8.4 GPS、GLONASS、Galileo 和第三阶段的“北斗”频点

频点名称	载波频率的下限/MHz	载波频率 /MHz	载波频率的上限/MHz	带宽/MHz
Galileo E5 和“北斗”B2	1145.76	1191.795	1237.83	92.07
Galileo E5a 和 Compass B2a	1145.76	1176.45	1191.795	46.04
GPS 和 GLONASS L5	1161.105	1176.45	1191.795	30.69
Galileo E5b 和 Compass B2b	1191.795	1207.14	1237.83	46.04
GLONASS L3	1192.002	1202.025	1212.258	20.46
GPS L2	1212.255	1227.60	1242.945	30.69
GLONASS L2	1237.8275	变化的	1258.29	20.46
Galileo E6 和 Compass B3	1258.29	1278.75	1299.21	40.92
Galileo E1 和 Compass B1	1554.96	1575.42	1595.88	40.92
GPS L1 和 GLONASS L1OCM	1560.075	1575.42	1590.765	30.69
GLONASS L1(主要的)	1590.765	变化的	1611.225	20.46

本节首先比较不同类型的 GNSS 信号,并讨论了它们的优缺点。然后依次描述了 GPS 信号、GLONASS 信号、Galileo 信号和“北斗”信号,最后是区域系统和增强系统的信号。在 CD 附录 G 的 G.3 节讨论了信号的多路复用和测距码的设计。

本节叙述的标称信号功率为最小值。卫星开始发射时功率较高,但是随着时间推移,信号的功率逐渐下降。受限信号的一些详细情况是不公开的,在本节的表中标明为限制于授权用户(restricted to authorized users, RAU)。到本书写作时为止,将还没有公开的、详细的开放信号标明为待确定(to be determined, TBD)。

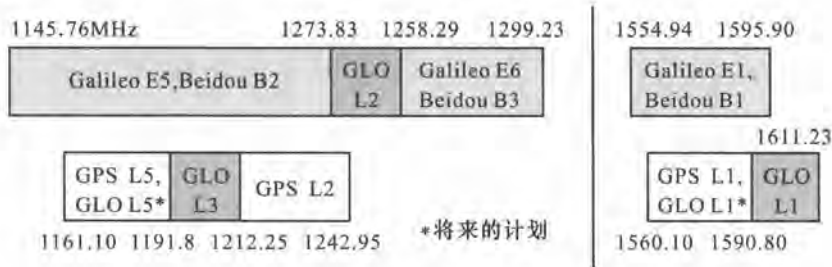


图 8.15 GPS、GLONASS、Galileo 和第三阶段的“北斗”频点

8.3.1 信号类型

GNSS 信号主要在三个方面有所不同: DSSS 调制、码重复周期和导航电文数据调制。

扩频码的码速率越高,抗窄带干扰能力就越强。同时提供较高精度的距离测量值(参考 9.3.3 节),并且扩频码的码速率越高,抗多路径干扰能力就越强(参考 9.3.4 节)。但接收机需要更强的计算处理能力来处理它们,因此最新的 GNSS 卫星提供了一系列开放的不同码速率的信号。

许多较新的 GNSS 信号使用二进制偏移载波信号(binary offset carrier, BOC)调制方式而不是 BPSK 调制。这种调制方式增加了一个副载波 S 分量,总的信号可以表示为

$$s(t) = \sqrt{2PS(t)C(t)D(t)} \cos(2\pi f_{ca}t + \phi_{ca}) \quad (8.5)$$

副载波函数的重复周期为 $1/f_s$, 它将信号扩频到中心频率为 $f_{ca} \pm f_s$ 的两个旁频带内。为了分离这些旁频带的主瓣, f_s 必须大于等于扩频码速率 f_{co} 。BOC 调制可用于减小与同载频 BPSK 信号的干扰。与使用同一扩频码速率的 BPSK 信号比较, BOC 调制能够提供更好的码跟踪性能和抗多路径性能^[19,20]。但是 BOC 信号使得接收机的设计较复杂(参考 9.1.4 节和 9.2 节)。

对于最基本的 BOC 调制,副载波函数是码速率为 $2f_s$ 的简单方波。副载波

可能是正弦相位,在这种情况下,副载波函数的相位跳变跟扩频码的跳变相同;或者可能是余弦相位,在这种情况下,副载波函数的相位跳变与扩频码相位的跳变相差 $1/4$ 副载载相位^[20]。如图 8.16 所示。同样可以使用比较复杂的副载波函数,例如 Galileo E5 信号采用的是交替的 BOC 调制(参见 8.3.4 节)。正弦相位副载波函数的 BOC 调制可以简记为 $\text{BOC}_s(f_s, f_{co})$,余弦相位副载波函数的 BOC 调制可以简记为 $\text{BOC}_c(f_s, f_{co})$,其中 f_s 和 f_{co} 通常是 $1.023 \times 10^6 \text{ chip/s}$ 的整数倍。也可采用符号 $\text{BOC}_{\sin}(f_s, f_{co})$ 和 $\text{BOC}_{\cos}(f_s, f_{co})$ 表示。图 8.17 分别给出了 BPSK 调制、正弦相位 BOC、余弦相位 BOC 调制信号的功率谱密度图。

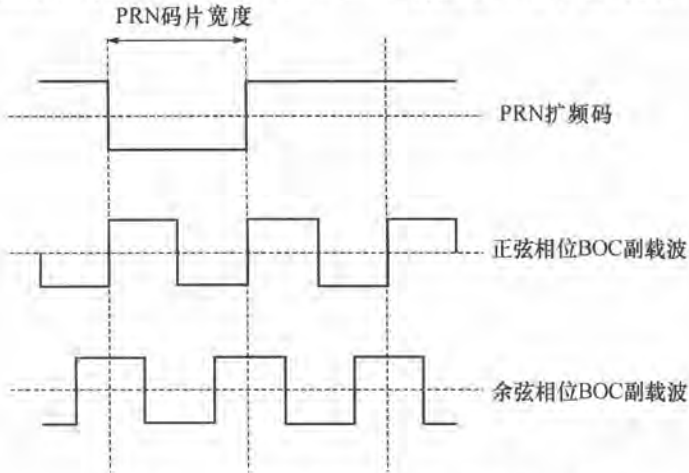


图 8.16 正弦相位和余弦相位 BOC(1,1) 调制

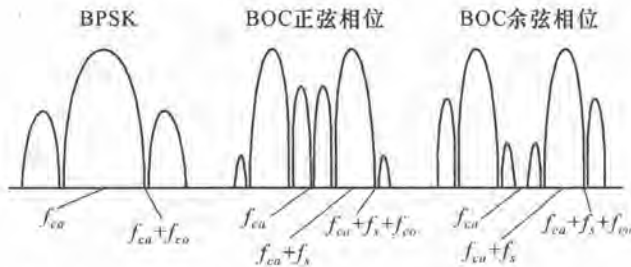


图 8.17 BPSK 和 BOC 调制信号的功率谱密度(对数标度)

根据码片数,扩频码的重复长度越短,则在捕获过程中需要搜索的范围越小。然而在 CDMA 系统中,同一扩频码的两个未同步复制码之间以及相同信道的两个不同的扩频码之间,存在虚假的相关峰值。码重复长度越短,则虚假的相关峰值就越大。可以采用分层码来解决该问题。短重复长度的基码乘以一个码片长度与其相等的从码,就产生了一个重复长度较长的全码。接收机则用本地产生的基码或者全码来跟输入的信号作相关处理,图 8.18 说明了这个过程。所有受限信号使用的码都有很长的重复长度,这样可以防止非授权用户通过分析

信号的方法来确定它们。

导航电文速率越快,广播的信息就越多,或者信息量一定时下载速度就越快。然而,快的数据更新率要求较高的后相关带宽,并且也降低了抗干扰能力(参考 9.1.4 节和 10.3 节)。为了解决这一矛盾,许多 GNSS 卫星在一些信号上调制导航电文,而在其他信号上则不调制(例如在式(8.1)中省略 D)。这种没有调制导航电文的信号有时称为导频信号,可以使用较窄的后相关带宽对其进行捕获和跟踪。无数据的信号同时能够具有更好的载波跟踪性能,见 9.2.3 节。

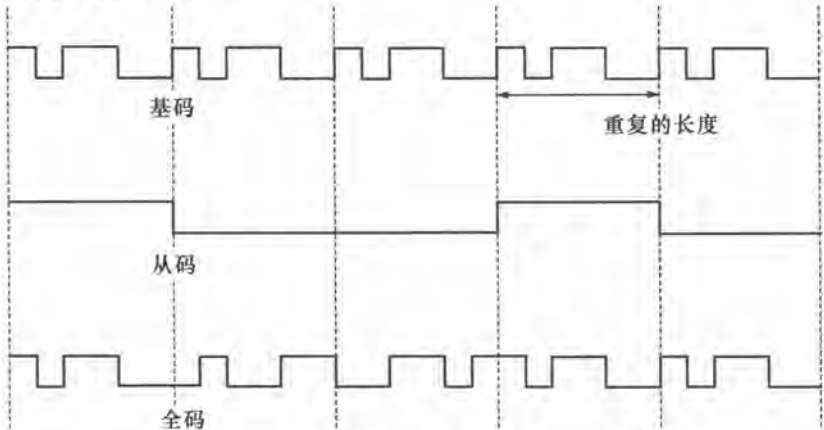


图 8.18 一个简单的重叠扩频码

大多数新的 GNSS 信号,或者以调制导航电文数据和导频数据对的形式发射,或者在扩频码上轮流调制导航数据的形式发射。后者的方法称为时分多址(time - division multiplex, TDM)或者时分数据多址(time - division data multiplex, TDDM),调制数据的分量和导频分量或者是共用一个 PRN 码,或者是使用单独 PRN 码,单独的码片是交替的^[21-23]。对于调制导航电文数据和导频数据对信号及 TDM 信号,接收机可以跟踪调制数据的分量、导频分量或者两者。

对于所有的现代化 GNSS(除 IRNSS 外),四个开放的信号是一样的,它们是 1176.45MHz 频点上的调制数据和速率为 10.23Mchip/s 的导频 BPSK 信号(称为 L5、E5a 和 B2a),1575.42MHz 频点上的调制数据和导频复用 BOC(multiplexed BOC, MBOC)或者是 BOC_c(1,1)信号(称为 L1、E1 和 B1)。MBOC 信号是较高功率 BOC_c(1,1)信号和较低功率 BOC_c(6,1)信号的合并。为了减轻处理负担,接收机可以选择对 BOC_c(6,1)信号不进行处理。

8.3.2 全球定位系统 GPS

GPS 导航信号包含 10 种不同的信号,通过三个频段广播,这三个频段分别

为 L1(link 1)、L2(link 2) 和 L5(link 5)。由于 C/A 码和精密(加密的精密) (precise (encrypted precise), P(Y))码信号在 GPS 现代化项目之前已经存在, 因此将它们称为传统的 GPS 信号。其他的信号作为 GPS 现代化的一部分正在被介绍,并没有被所有的卫星广播。表 8.5 对所有的信号进行了总结,其功率谱密度(PSD)如图 8.19 所示^[24-27]。时间复用 BOC 信号(time-multiplexed BOC, TMBOC)信号包含占时间 29/33 的 BOC_c(1,1)信号和占时间 4/33 的 BOC_c(6,1)信号。更多的详情可参考 CD 附录 G 的 G.3.1 节。记住 Block III 卫星发射的一些信号的功率较高,等于 L1 和 L2 频段上的功率和。

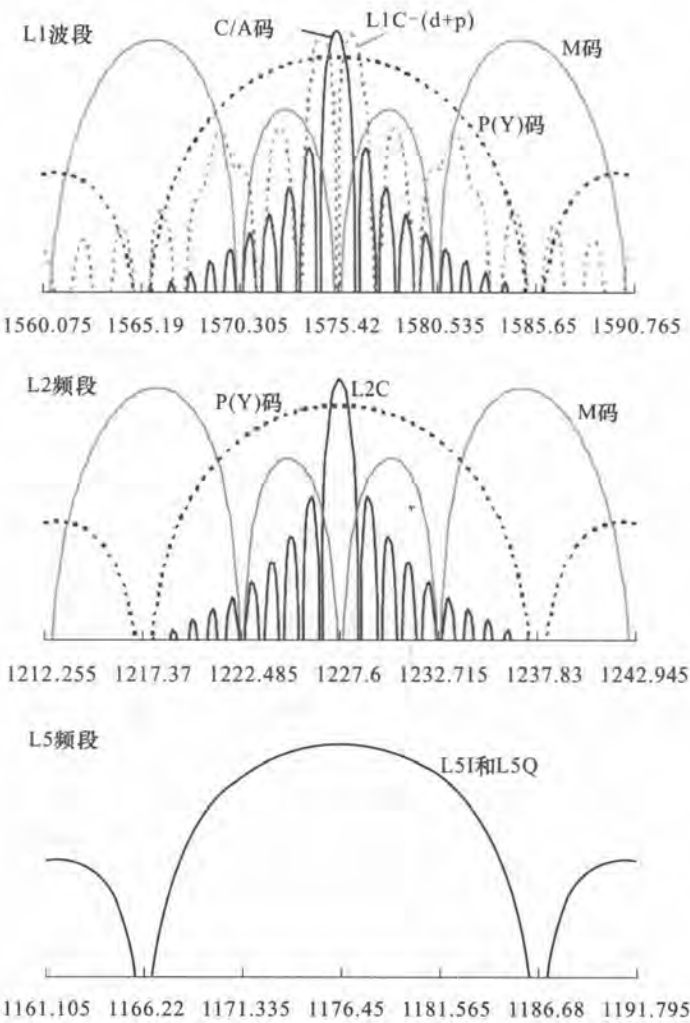


图 8.19 GPS 信号多路功率谱密度(对数标度)

表 8.5 GPS 信号的特性

信号	频段和载波频率/MHz	服务	调制和码速率 $/ \times 1.023 \text{ Mchip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 $/ \text{symbol} \cdot \text{s}^{-1}$	最小接收信号的功率/dBW	卫星批次
C/A	L1, 1575.42	SPS/PPS	BPSK 1	50	-158.5	所有卫星
P(Y)	L1, 1575.42	PPS	BPSK 10	50	-161.5	所有卫星
M 码	L1, 1575.42	PPS	$\text{BOC}_x(10, 5)$	TDM, RAU	RAU	从 IIR-M 开始
L1C-d	L1, 1575.42	PPS	$\text{BOC}_x(1, 1)$	100	-163	从 III 开始
L1C-p	L1, 1575.42	PPS	TMBOC	None	-158.3	从 III 开始
L2C	L2, 1227.60	SPS	BPSK 1	TDM, 50	-160	从 IIR-M 开始
P(Y)	L2, 1227.60	PPS	BPSK 10	50	-164.5	所有卫星
M 码	L2, 1227.60	PPS	$\text{BOC}_x(10, 5)$	TDM, RAU	RAU	从 IIR-M 开始
L5I	L5, 1176.45	SPS	BPSK 10	100	-158	从 IIF 开始
L5Q	L5, 1176.45	SPS	BPSK 10	None	-158	从 IIF 开始

表 8.6 给出了公开信号的码长度,许多是分层码^[24,26,27]。C/A 码的命名源于它比 P(Y)码提供的导航精度要低,且大多数 PPS 用户设备在捕获 P(Y)码之前先捕获 C/A 码(参见 9.2.1 节)。由于 C/A 码的重复周期为 1ms(例如,1kHz 的速率),这使得 C/A 码相对容易被捕获。但是由于互相关峰值仅仅比主自相关峰值低 21~24dB,因此相关特性较差。

L2C(Link 2 Civil)信号是时分复用(time-division multiplex, TDM)的两路信号,一路是调制有导航电文的民用中等长度(civil moderate, CM)码,一路是没有调制导航数据的民用长(civil long, CL)码,两者的码速率为 511.5Kchip/s。有导航电文调制的 CM 码和无电文调制的 CL 码组合成 L2C 信号,L2C 信号轮流发送两种信号,产生的 L2C 信号的码速率为 1.023Mchip/s^[24]。相对 CL 码来说,CM 码的捕获速度要快或者计算量要少一些。而没有调制导航电文数据的 CL 码,在低信噪比环境下,其载波跟踪精度和性能要好。虽然 CM 码相对于 C/A 码来说,捕获的难度大一些,但是 CM 码在主自相关峰值和互相关峰值之间提供了 45dB 的余度^[21,22]。由于在 L2 频段上存在许多的干扰,所以 L2C 信号并不适合于生命安全相关的应用。

表 8.6 GPS 公开信号的码长度

信号	基码		从码	全码	
	长度	重复周期	长度	长度	重复周期
C/A	1023	1ms	—	1023	1ms
L1C-d	10230	10ms	—	10230	10ms
L1C-p	10230	10ms	1800	184140000	18s

(续)

信号	基码		从码	全码	
	长度	重复周期	长度	长度	重复周期
CM(L2C)	10230	20ms	—	10230	20ms
CL(L2C)	767250	1.5s	—	767250	1.5s
L5I	10230	1ms	10	102300	10ms
L5Q	10230	1ms	20	204600	20ms

加密的精密码(Y码)由公开精密码(P码)乘以一加密码而构成,只有授权的PPS用户才能够使用。对于敌方来说,通过广播复制信号来欺骗GPS用户设备是很困难的,因此该加密技术称为抗欺骗(Anti-Spoofing, AS)措施。通常所有的GPS卫星都广播Y码,但是也能够切换到广播P码。不需要采用加密码,GPS信号仿真器可以采用P码来测试PPS用户设备。标识符P(Y)码通常用来表示对P和Y码的统称^[5]。2020年后,P(Y)码信号的功率可能要减少,且信号的相位也会发生变化。

新的军(military, M)码信号是首次采用BOC调制的GNSS信号。这样做的目的就是使M码的频谱与SPS信号的频谱分离,从而允许使用干扰防止敌方使用GPS服务,并在不干扰民用GPS服务的情况下加大PPS信号的发射功率^[28]。尽管M码使用长码且码速率高,但是M码是可以直接捕获的。许多辅助的捕获方法同样也正在研究之中^[23]。

8.3.3 GLONASS

表8.7对GLONASS FDMA信号进行了总结。FDMA使用短测距码,抗卫星之间的信号互干扰能力比CDMA的要强。GLONASS的C/A码的码长度为511码片,周期为1ms。P码可能被加密,被截断为5110000码片长度,周期为1s。每一颗卫星分配一通道号 k ,其在L1频段上占用的频率为 $1602 + 0.5625k$ MHz,而在L2频段上占用的频率为 $1246 + 0.4375k$ MHz。使用的通道号为 $-7 \sim +6$,且在同一轨道平面上位置相反的卫星使用同一通道号,这样仅仅对空间的用户设备产生干扰^[30]。

表8.7 GLONASS FDMA信号的特性(所有的卫星都发射)

信号	载波频率 /MHz	调制和码速率 / $\times 1.023 \text{ Mchip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 /symbol $\cdot \text{s}^{-1}$	最小接收信号 功率/dBW
L1OF(C/A)	1598.0625 ~ 1605.375	BPSK 0.5	50	-161
L1SF(P)	1598.0625 ~ 1605.375	BPSK 5	50	-161
L2OF(C/A)	1242.9375 ~ 1248.625	BPSK 0.5	50	-167
L2SF(P)	1242.9375 ~ 1248.625	BPSK 5	50	-167

和 GPS 一样,一些 GLONASS 信号仅仅在新一代卫星上广播。P 码最初仅仅为军队用户设计,并且能够加密,然而在现实中还未完成。GLONASS L1 和 L2 频段分别比 GPS L1 和 L2 频段要稍高一点,而 GLONASS L3 频段在 GPS L5 频段和 GPS L2 频段之间^[35]。

表 8.8 对 GLONASS CDMA 的信号进行了总结。不同代的卫星引入不同的信号,仅仅在最新的卫星上广播 CDMA 信号。已经计划到 2020 年为止,所有的卫星发射 CDMA 信号。公开的信号用名字“O”表示,而受限信号用“S”来表示。表 8.9 给出了 L3OC 信号的码长度,它们是分层码。

表 8.8 GLONASS CDMA 信号的特性(所有的信号可能会变化)

信 号	载波频率 /MHz	调制和码速率 / $\times 1.023\text{Mcbip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 /symbol $\cdot \text{s}^{-1}$	最小接收信号 功率/dBW	卫星批次
L1OC - d	1600.995 ^a	BSPK 1	TBD	TBD	从 K2 开始
L1OC - p	1600.995 ^a	BOC _s (1,1)	None	TBD	从 K2 开始
L1SC	1600.995	BOC _s (5,2,5)	RAU	RAU	从 K2 开始
L1OCM - d	1575.42	BOC _s (1,1)	TBD	TBD	从 KM 开始
L1OCM - p	1575.42	BOC _s (1,1)	TBD	TBD	从 KM 开始
L2OC	1248.06 ^a	BOC _s (1,1)	None	TBD	从 K2 或 KM 开始
L2SC - a	1248.06 ^a	BSPK 1	RAU	RAU	从 K2 开始
L2SC - b	1248.06	BOC _s (5,2,5)	RAU	RAU	从 K2 开始
L3OC - d	1202.025	BSPK 10	200	- 158	从 K1 开始
L3OC - p	1202.025	BSPK 10	None	- 158	从 K1 开始
L5OCM - d	1176.45	BSPK 10	TBD	TBD	从 KM 开始
L5OCM - p	1176.45	BSPK 10	TBD	TBD	从 KM 开始

注:^a 建议对两个 L1OC 信号,L2OC 信号和 L2SC - a 信号采样交替码片的时分复用

表 8.9 GLONASS L3OC 信号码长度

信 号	基 码		从码	全 码	
	码长度	重复周期	码长度	码长度	重复周期
L3OC - d	10230	1ms	5	512150	5ms
L3OC - p	10230	1ms	10	102300	10ms

8.3.4 Galileo

Galileo 系统在三个频段上广播 10 种不同的导航信号,三个频段分别为 E5、E6 和 E1^[11, 20, 32]。E1 频段有时也称为 L1,和 GPS 的术语一样。在接口控制文

档中(interface control document, ICD)两个术语都使用。表 8.10 对 Galileo 系统的信号进行了总结,而图 8.20 则阐述了它们的功率谱密度。E6 和 E1 信号使用的是加密的测距码。综合的 BOC(composite BOC, CBOC)信号是一种 MBOC 信号,是由占功率 10/11 的 $\text{BOC}_c(1,1)$ 信号和占功率 1/11 的 $\text{BOC}_c(6,1)$ 信号组成。详细的情况请参考 CD 附录 G 的 G.3.1 节。

表 8.11 分别给出了 Galileo 系统 OS、SOL 和 CS 测距码的码长和重复周期^[32]。测距码通常采用分层码。对于调制导航电文信号的测距码,总码的长度设置为导航电文数据符号的长度。而对于没有调制导航电文的信号,或者导频信号,其码周期设置为 100ms,以确保码的长度乘以光速不小于卫星至用户的距离。对于调制导航电文信号的测距码和没有调制导航电文的测距码,采用不同的基码。

表 8.10 Galileo 信号的特性

信 号	频段和载波 频率/MHz	服 务	调制和码速率 $/ \times 1.023 \text{ Mchip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 $/ \text{symbol} \cdot \text{s}^{-1}$	接收信号的最 小功率/dBW
E1 - A	E1, 1575.42	PRS	$\text{BOC}_c(15, 2.5)$	TDM, RAU	-157
E1 - B	E1, 1575.42	OS, SOL, CS	CBOC	250	-160
E1 - C	E1, 1575.42	OS, SOL, CS	CBOC	无	-160
E5a - I	E5a, 1176.45	OS, CS	BPSK 10	50	-158
E5a - Q	E5a, 1176.45	OS, CS	BPSK 10	无	-158
E5b - I	E5b, 1207.14	OS, SOL, CS	BPSK 10	250	-158
E5b - Q	E5b, 1207.14	OS, SOL, CS	BPSK 10	无	-158
E6 - A	E6, 1278.75	PRS	$\text{BOC}_c(10, 5)$	TDM, RAU	-155
E6 - B	E6, 1278.75	CS	BPSK 5	1000	-158
E6 - C	E6, 1278.75	CS	BPSK 5	无	-158

Galileo 卫星连贯地广播 E5 - a 和 E5 - b 信号,这使得用户可以选择跟踪单宽带信号,而不是跟踪单独的信号,就能获得更高精度的伪距测量值。但是由于 E5a - I 和 E5b - I 信号上调制了不同的导航电文数据,所以并不能使用标准的 BOC 调制,而是采用一种交替的二进制偏移载波调制(alternate - binary - offset - carrier, AltBOC)方式,其中副载波的频率为 15.345MHz,扩频码的码速率为 10.23Mchip/s。中心频率在 1191795MHz 处宽带宽的 AltBOC 信号由 8PSK 调制(参考 7.2.1 节),这就允许对旁瓣进行微分^[11,33],详情请参考 CD 附录 G 的 G.3.2 节。

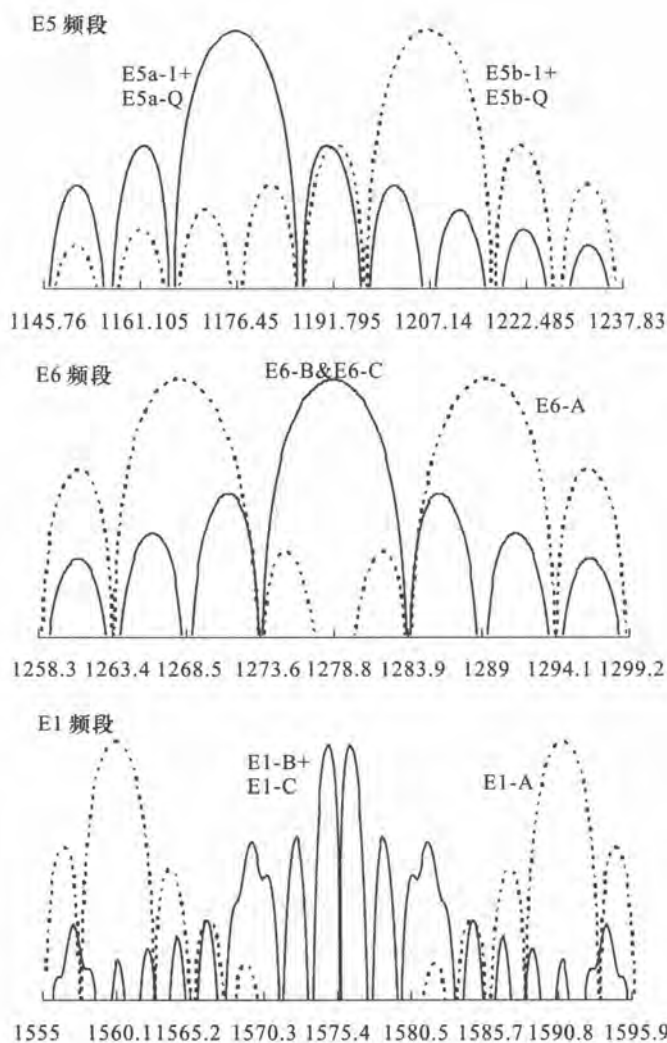


图 8.20 Galileo 多路信号复用功率谱密度(对数标度)

表 8.11 Galileo OS、SOL 和 CS 码长度

信 号	基 码		从码	全 码	
	码长度	重复周期	码长度	码长度	重复周期
E5a - I	10230	1 ms	20	204600	20ms
E5b - I	10230	1 ms	4	40920	4ms
E5a - Q, E5b - Q	10230	1 ms	100	1023000	100ms
E6 - B	5115	1 ms	—	5115	1 ms
E6 - C	5115	1 ms	100	511500	100ms
E1 - B	4092	4ms	—	4092	4ms
E1 - C	4092	4ms	25	102300	100ms

8.3.5 北斗

表 8.12 对第二阶段的“北斗”卫星信号的特性进行了总结,表 8.13 列举了到本书写作为止时的第三阶段计划的“北斗”卫星信号的特性^[34]。在 1191.795MHz 频点上四个第三阶段的 B2 信号同样包含 AltBOC(15,10)信号。到本书写作时为止,很少有公开的文献对此进行报道。

表 8.12 第二阶段的“北斗”卫星信号的特性

名 称	载波频率 /MHz	调制和码速率 / $\times 1.023\text{Mchip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 /symbol $\cdot \text{s}^{-1}$	服务
B1I	1561.098	BPSK 2	50 或 500	公开
B1Q	1561.098	BPSK 2	500	授权
B2I	1207.14	BPSK 10	50 或 500	公开
B2Q	1207.14	BPSK 10	500	授权
B3	1268.52	BPSK 10	50 或 500	授权
注:GEO 卫星上调制有效高速率的导航电文				

8.3.6 区域导航系统

QZSS 将在四个频段上发射导航信号。标准版的 GPS C/A 码、高速率(500symbol/s)版的称为 L1-SAIF 信号和新的 GPS L1C 信号将在 L1 频段上广播,类 GPS L2C、L5I 和 L5Q 信号将在 L2 和 L5/E5a 频段上广播。最后一个称为 L 波段试验信号(L-band experimental, LEX),与 Galileo E6-B 信号共用同一频率和调制方法,但是其通过将 8 位数据位译码成一个符号,实现了 250 symbol/s 的高导航数据率^[35]。

在 S 波段的 1176.45GHz(L5)和 2492.08GHz 两个频点上,IRNSS 在每一个频点上广播一个码速率为 1.023Mchip/s 的 BPSK 标准定位服务信号和两个 BOCs(5,2)受限服务(restricted-service, RS)信号,包含数据通道和导频通道^[13]。

表 8.13 第三阶段提出的“北斗”卫星信号的特性

名 称	载波频率 /MHz	调制和码速率 / $\times 1.023\text{Mchip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 /symbol $\cdot \text{s}^{-1}$	服务
B1-CD	1575.42	BOC _s (1,1)或 MBOC ^a	100	公开
B1-CP	1575.42	BOC _s (1,1)或 MBOC ^a	无	公开
B1D	1575.42	BOC _s (14,2)	100	授权
B1P	1575.42	BOC _s (14,2)	无	授权

(续)

名 称	载波频率 /MHz	调制和码速率 / $\times 1.023 \text{ Mchip} \cdot \text{s}^{-1}$	导航电文速率 /symbol $\cdot \text{s}^{-1}$	服务
B2aD	1176.45	BPSK 10	50	公开
B2aP	1176.45	BPSK 10	无	公开
B2bD	1207.14	BPSK 10	100	公开
B2bP	1207.14	BPSK 10	无	公开
B3	1268.52	QPSK 10	500	授权
B3-AD	1268.52	$\text{BOC}_c(15, 2.5)$	100	授权
B3-AP	1268.52	$\text{BOC}_c(15, 2.5)$	无	授权
注:“在 MBOC 信号调制包含占 10/11 功率的 $\text{BOC}_c(1,1)$ 信号和占 1/11 功率的 $\text{BOC}_c(6,1)$ 信号				

8.3.7 增强系统

所有的 SBAS 系统都广播相同的信号格式,最初是为 WAAS 设计的,这样所有的 SBAS 系统可使用相同的接收机。在 L1 载频上广播的信号,具有和 C/A 码一样的码速率和码长度,但 PRN 码和导航电文不同,导航电文的速率为 $500 \text{ symbol/s}^{[36-38]}$ 。第二个信号,基于 GPS L5I 信号,在 2012/13 年正在增加到 WAAS 上,同样在 2018 年后也可能增加到 EGNOS 上。

8.4 导航电文信息

导航电文信息有两个主要的作用:①通过导航电文推导出信号的发射时间,同时去掉了由于 PRN 的重复周期而引起的测距模糊性;②通过导航电文提供的两种不同数据计算卫星的位置、速度和卫星的钟差。精确星历数据重复周期相对较快,仅仅描述发射它的这颗卫星。历书数据包含近似的星历参数、时钟修正、信号的健康和导航电文的健康信息,用来描述整个星座的卫星。但是其精度相对较差,重复周期较长。历书数据主要的作用是用来选星和捕获信号。

大多数卫星广播几个不同类型的导航电文,其数据速率和格式是变化的。导航电文的格式可以是固定帧格式也可以是变化帧格式。在固定帧格式中,数据总是按照相同的顺序发射,并且重复周期也是一样的。当接收条件较差时,根据连续发射电文信息接收机容易恢复中断的导航电文。在变化帧格式中,一系列固定长度的信息按照一定的格式发射。当故障出现时,变化帧格式使得完好性预警信息广播较快。变化帧格式为以不同的速率发射不同的电文信息提供了较大灵活性,同时也允许增加新类型的电文信息。

许多新的 GNSS 导航电文数据采用前向纠错编码 (forward error correction, FEC), 这种方法在导航电文数据中引入了冗余, 从而校正译码错误, 因此即使在低信噪比环境下也可以成功解码电文数据。但是, 假定为二进制调制, 调制信号的速率 (称为符号速率), 必须高于信息传输的速率 (称为数据速率)。GNSS 采用 1/2 速率 FEC, 于是符号的速率为 100 symbol/s, 而数据速率为 50 bit/s。在 8.3 节中给出的导航电文速率为符号速率。对于没有 FEC 的二进制信息, 符号速率和数据速率是相同的。

本节中, 依次总结了 GPS、GLONASS、Galileo 和 SBAS 导航电文的主要特性。详细信息请参考相应的 ICD^[24-27, 29, 32, 35-38]。到本书写作时为止, “北斗” 导航电文信息还没有公开。在本节的最后, 介绍了时间基准同步。

8.4.1 GPS

GPS 卫星广播三种不同的导航电文信息: 传统的导航电文信息同时在 C/A 码和两个 P(Y) 码信号上广播, MNAV 导航电文信息在 M 码信号上广播, CNAV 导航电文信息在 L2C 信号 (CM 分量) 和 L5I 信号上广播。在将来, 将在 L1C 信号上引入 C2NAV 导航电文。

传统的导航电文采用固定帧格式广播, 没有采用前向纠错编码 (FEC), 数据速率为 50bit/s。电文分解成 30 位的字, 每个字的传播时间为 0.6s, 包含一个奇偶校验。一个完整的导航电文信息持续时间为 12.5min^[24, 39]。

发射卫星的卫星时钟修正数据 (参考 9.3.1 节) 和用 16 个开普勒轨道参数表示的卫星星历信息 (参考 8.5.2 节) 每 30s 广播一次。当导航电文数据更新时, 星历数据龄期 (issue of data ephemeris, IODE) 和时钟数据龄期 (issue of data clock, IODC) 整数就累加一次, 当前是每 2h 更新一次。转换字 (handover word, HOW) 的主要作用是辅助 GPS 接收机由 C/A 码跟踪转换到 P(Y) 码跟踪, 这是通过一个 1.5s P(Y) 码周期 Z 计数来实现的, 转换字 (HOW) 每 6s 发射一次。

最大到 32 颗的卫星历书数据每 12.5min 广播一次。历书数据有效时间比精密星历的要长, 使用 1 天内的历书数据计算的卫星位置精度为 900m, 使用 1 周内的历书数据计算的卫星位置精度为 1200m, 使用 2 周内的历书数据计算的卫星位置精度为 3600m。同时为单频接收机用户提供 8 个电离层传播延迟修正参数 (参考 9.3.2 节) 和 GPS-UTC 时间转换数据, 是每 12.5min 广播一次。

MNAV 和 CNAV 导航电文采用基于 FEC 的变化帧格式。MNAV 导航电文子帧的长度为 400 位, 而 CNAV 导航电文子帧的长度为 300 位。CNAV 导航电文信息采用 1/2 速率的 FEC, 也就是数据的速率为符号速率的 1/2, 因此在 L2C 上导航电文的数据速率为 25bit/s, 在 L5I 上导航电文的数据速率为 50bit/s。与传统的导航电文相比, MNAV 导航电文广播的精密星历参数和卫星时钟参数的

精度更高。CNAV 导航电文采用固定帧格式和变化帧格式的混合格式。

8.4.2 GLONASS

GLONASS 在 C/A 码和 P 码信号上广播不同的导航电文信息。两个导航电文都使用没有前向纠错编码(FEC)的固定帧格式,数据速率为 50bit/s,导航电文信息分解成 100 位的排,持续时间为 2s,并且包含奇偶效验。一个完整的 C/A 码电文每 2.5min 重复一次,而 P 码的电文每 12min 重复一次。发射卫星的星历和卫星时钟参数,在 C/A 码上每 30s 广播一次,而在 P 码上每 10s 广播一次,而概略星历信息按照全导航电文的速率重复。GLONASS 并不广播电离层模型参数。GLONASS 导航电文信息乘以一个码速率为 100 chip/s,码长为 30 个码片的“迂回序列”^[29]。

所发射卫星的星历简单表示成 ECEF 系下的位置、速度和日月引力加速度及参考时间的形式,而不是采用开普勒轨道参数表示。用户设备采用比力模型来确定当前的位置、速度。这些参数能够较快地发射,但是每 30min 必须更新。

在 L3 频段上的导航电文采用固定帧格式,数据速率为 100bit/s。包含 8 或者 10 个 15s 的帧,每 2min 或 2.5min 重复一次。每一帧星历重复一次,而历书一个完整地导航文速率重复一次^[40]。

8.4.3 Galileo

Galileo 卫星导航系统广播四种不同的导航电文信息:调制在 E5a-I 信号上的免费访问的导航电文信息(freely accessible, FNAV);调制在 E5b-I 和 E1-B 上的完好性导航电文信息(Integrity, INAV);中心在 E6-B 信号上的商用导航电文信息(commercial, CNAV)和调制在两个 PRS 信号上的官方导航电文(government-access, GNAV)。所有的 Galileo 导航电文都采用前向纠错编码(FEC)的可变的帧格式结构。所以对于 FNAV,数据的速率为 25bit/s;对于 INAV,数据的速率为 125bit/s;对于 CNAV,数据的速率为 500bit/s。调制在 E5b-I 和 E1-b 信号上的 INAV 电文是交错的,从而使得用户能够同时跟踪两个信号,从而能够较快地解调出导航电文。

星历和历书数据与 GPS 传统导航电文中的星历和历书数据相类似,而对于发射的卫星和星座,卫星时钟参数的分辨率更高。当星历和时钟数据更新时,通用导航数据龄期(issue of data navigation, IODNav)整数累加一次,数据通常 3h 更新一次。历书数据龄期(issue of data almanac, IODA)的整数也同样处理。电离层传播延迟修正模型采用的是 3 个系数 NeQuick 电离层模型,而不是 8 个系数 Klobuchar 模型。

完好性数据,包含三个级别的完好性预警数据和鉴别数据,建议在 INAV 和 GNAV 导航电文中广播。

8.4.4 SBAS

L1 频段上的 SBAS 导航电文采用前向纠错编码(FEC)可变帧格式结构,其数据速率为 250 bit/s。每一个导航电文长度为 250 位,需要 1s 发送完。导航电文的数据包含 GPS 信号的差分修正信息、电离层模型参数,以及用来估计 SBAS 修正的伪距测量值精度的数据,对于一些系统,还包含 SBAS 卫星的位置、速度信息。SBAS 的快速修正电文信息,允许差分修正、精度和卫星健康数据以较快速率更新,在正常的情况下是每 10s 发射一次。如果很快发生了卫星信号故障,在检测到故障后 6s 内,快速修正电文信息会被提前发送,向用户提供完好性预警。

8.4.5 时间基准同步

每一个 GNSS 使用一个稍微不同的时间基准。GPS 时间跟世界协调时(universal coordinated time, UTC)同步,UTC 时间由美国海军天文台(U. S. Naval Observatory, USNO)维护。GPS 时间不存在跳秒,表示成星期数和一个星期内秒数之和,而一周内的秒计数是从星期六/星期天午夜开始计数的。星期数每 1024 周重置(最大可表示 19 年 227/228 天)。到写作本书时,GPS 时间在每一天的边界(如,00:00UTC)相对于 UTC 时间存在米级的跳变。可以将它认为是接收机钟差的突然改变,由用户设备设计者对它进行补偿。

GLONASS 系统时间使用的是 UTC 时间的俄罗斯标准,相对于莫斯科当地时间存在一个 3h 的偏差。不像 GPS、GLONASS 系统时间存在跳秒。

Galileo 系统时间(galileo system time, GST)与国际原子时间(international atomic time, TAI)相比较精度在 50ns 以内。和 GPS 时间一样,GST 用星期和秒来表示,但是 GST 每 4096 周(大约 78 年)重新开始计数。“北斗”使用的是“北斗”时间(Beidou time, BDT),它也是和 UTC 时间对齐的。

虽然这些时间名义上是同步的,但是在 GNSS 测距项中存在明显的不同。因此在使用不同星座信号求解相同的位置时,需要时间基准转换数据。Galileo 导航电文包含了 GST-UTC 和 Galileo-GPS 的时间转换数据,而 GLONASS-GPS 时间转换数据包括在 GLONASS 历书中。GPS CNAV 和 C2NAV 电文有灵活的数据格式,能够广播 Galileo-GPS 和 GLONASS-GPS 时间转换数据,也能更新支持“北斗”和任何将来的系统。

当时间转换数据不可用时,星座之间时间偏差可以认为是导航解的一个附加未知量。GPS-GLONASS 时间偏移,用距离表示能够达到 100m 的量级。

8.5 卫星轨道和几何分布

本节介绍了卫星的轨道和信号的几何分布。首先,对每一星座的轨道进行

了总结。然后,介绍了根据导航电文信息计算卫星位置和速度。接着,介绍了距离和距离率的计算,其中包括地球自转的影响以及在不同信号处理阶段中不同误差的影响。最后,依据视线向量、仰角和方位角,定义了用户接收机天线处的卫星信号的方向。

8.5.1 卫星的轨道

现阶段运行的 GPS 标称星座包含 24 颗卫星。但是,备用卫星提供一个全服务,因此最大卫星数目可达 36 颗。GLONASS 和 Galileo 设计的星座分别包含 24 颗和 27 颗卫星。它们的备用卫星并不向用户发射信号,但它们停留在轨道上,当一颗老的卫星故障时,备用卫星就替换它。所有的 GPS、GLONASS 和 Galileo 卫星都是中地球轨道卫星。第二阶段的“北斗”卫星包含 4 颗对地静止轨道卫星、5 颗倾斜同步地球轨道 (inclined geosynchronous orbit, IGSO) 卫星和 3 颗 MEO 卫星。第三阶段的“北斗”卫星包含 3 颗对地静止轨道卫星、3 颗 IGSO 卫星和 27 颗 MEO 卫星。

所有四个星座的中地球轨道卫星特性如表 8.14 所列^[4,15,41]。轨道平面在经度上均匀分布,分布图如图 8.21 所示。表 8.14 中的轨道周期是参考惯性空间的。一颗卫星的地面轨迹就是卫星在地球表面直接星下点轨迹。星下点轨迹的重复周期是地球自转周期和卫星轨道周期的最小公倍数。由于 GPS 星下点轨迹大约每个太阳日重复一次,所以 GPS 星座按岁差相对地球表面进动,每个恒星日大约进动 4min。倾斜角就是轨道平面和赤道平面的夹角。

表 8.14 GNSS 中地球轨道的特性

星座	轨道平面数目	半径/km	高度/km	周期	每个太阳日的轨道圈数	星下点轨迹重复周期/太阳日	轨道倾角
GPS	6	26580	20180	11h,58min	2	1	55°
GLONASS	3	25500	19100	11h,15min	2.125	8	64.8°
Galileo	3	29620	23220	14h,5min	1.7	10	56°
Compass	3	27840	21440	12h,52min	1.857	7	55°

每一个 GPS 轨道平面至少包含 4 颗卫星。在轨道上,这些卫星并不是均匀分布的,当在轨道平面上包含最少 4 颗卫星时,其中两颗卫星之间相隔 30°,而其他两颗分别相隔 92°和 137°^[4]。这样设计的目的是为了减少单卫星停用带来的影响。为了方便替换,新的卫星在轨道平面被放置比较近。GLONASS、Galileo 和“北斗”卫星在它们的轨道平面内均匀分布。Galileo 均匀分布的两卫星间隔误差在 ±2°内。

表 8.15 对“北斗”、QZSS 和 IRNSS IGSO 卫星的特性进行了总结。它们的

轨道和星下点轨迹重复周期为一个太阳日,但是和地球静止轨道不一样,它们相对于地球表面在纬度方向是移动的,从而产生一个“8”字形的星下点轨迹。QZSS 星下点轨迹相对于赤道是不对称的,以确保在日本至少能够观察到一颗高仰角的卫星。这就是准天顶(**quasi - zenith**)的由来。为了使得 SBAS 能够覆盖极地地区,IGSO 卫星已经被提上日程。

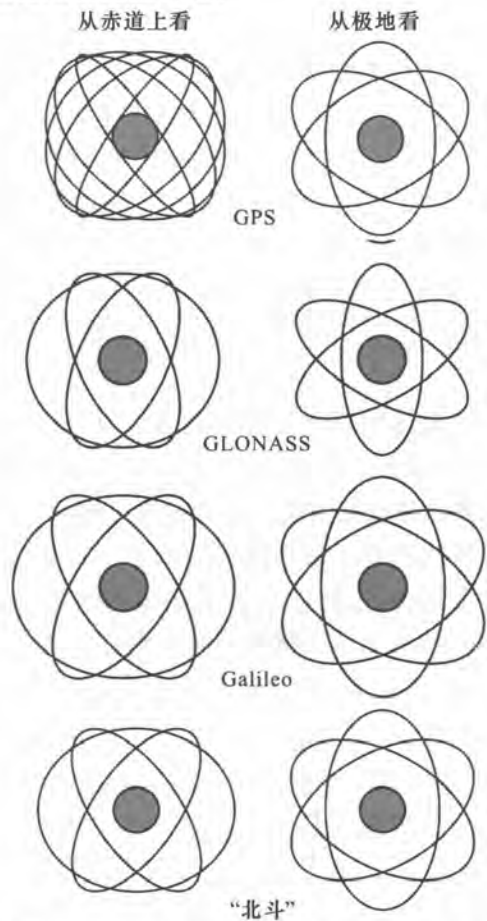


图 8.21 GNSS 卫星轨道(标度但是没有和经度对齐)

表 8.15 GNSS 倾斜同步轨道的特性

星座	卫星的数目	倾角	与赤道交点的经度
Compass	5(第二阶段)	55°	118°
QZSS	3	45°	126°和149°
IRNSS	2	55°	55°
IRNSS	2	55°	112

表 8.16 给出了“北斗”、IRNSS 和 SBAS 地球静止轨道卫星的经度,注意 GAGAN 和 SNAS 分别使用的是 IRNSS 和“北斗”卫星。地球静止卫星轨道和地球同步卫星轨道轨道半径都为 42200km(高度为 35800km)。

表 8.16 GNSS 和 SBAS 地球同步卫星的总结

星 座	经 度
Compass 和 SNAS	58.8°,84°,139.9°,160°
IRNSS 和 GAGAN	34°,83°,132°
WAAS	-133°, -107.3°, -98°
EGNOS	-15.5°,21.5°,25°
MSAS	140°,145°
SDCM	-16°,95°,167°

8.5.2 卫星位置和速度

GPS、Galileo 系统广播卫星轨道数据,称为卫星星历,是用 16 个开普勒轨道参数表示的。这些参数见表 8.17,其中包含了这些参数的分辨率(以最低有效位表示),这种表示方法 适用于传统的 GPS 导航电文^[27]和 Galileo 公开服务电文。注意 ICD 中大多数角度参数以半周为单位,而本文中使用的单位为弧度。此外引入两个常量参数:地球自转角速率 ω_{ie} (见 2.4.6 节)和地球重力常数 μ (见 2.4.7 节)。

表 8.17 GPS 与 Galileo 卫星轨道星历参数

公式符号	含 义	分辨率(最低有效位)
t_{oc}	星历的参考时刻	$2^4 = 16\text{s}$
M_0	参考时刻的平近点角	$2^{-31}\pi = 1.462918079 \times 10^{-9}\text{rad}$
e_0	轨道的偏心率	$2^{-33} = 1.164153218 \times 10^{10}$
$a^{1/2}$	轨道长半轴的方根	$2^{-19} = 1.907348633 \times 10^{-6}\text{m}^{-0.5}$
Ω_0	参考时刻的升交点赤经	$2^{-31}\pi = 1.462918079 \times 10^{-9}\text{rad}$
i_0	参考时刻的轨道倾角	$2^{-31}\pi = 1.462918079 \times 10^{-9}\text{rad}$
ω	近地点角距	$2^{-31}\pi = 1.462918079 \times 10^{-9}\text{rad}$
Δn	平均角运行的速度差	$2^{-43}\pi = 3.57158 \times 10^{-13}\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
Ω_d	参考时刻的升交点赤经变化率	$2^{-43}\pi = 3.5715773 \times 10^{-13}\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
i_d	轨道倾角变化率	$2^{-43}\pi = 3.5716 \times 10^{-13}\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
C_{uc}	幅角的余弦谐波修正项的振幅	$2^{-29} = 1.86265 \times 10^{-9}\text{rad}$
C_{us}	幅角的正弦谐波修正项的振幅	$2^{-29} = 1.86265 \times 10^{-9}\text{rad}$
C_{rc}	轨道半径余弦谐波修正项的振幅	$2^{-5} = 0.03125\text{m}$

(续)

公式符号	含 义	分辨率(最低有效位)
C_n	轨道半径正弦谐波修正项的振幅	$2^{-5} = 0.03125\text{m}$
C_{ic}	轨道倾角余弦谐波修正项的振幅	$2^{-29} = 1.86265 \times 10^{-9}\text{rad}$
C_{is}	轨道倾角正弦谐波修正项的振幅	$2^{-29} = 1.86265 \times 10^{-9}\text{rad}$

虽然大多数 GNSS 卫星轨道名义上为圆轨道,但是为了精密计算卫星位置,必须考虑轨道偏心率。卫星的基本运动用二体开普勒模型表示。该模型假设卫星沿椭圆轨道运动,且受到位于椭圆某一焦点处的引力作用^[3,6]。纯开普勒轨道用以下七个参数表示:参考时刻 t_{oe} ,三个描述轨道平面内的卫星轨道参数,三个描述轨道相对地球方向的参数。

图 8.22 描述了卫星在轨道平面内的运动。轨道大小用椭圆的半长轴长度 a 表示,也就是不断变化的轨道半径的最大值。轨道形状用偏心率 e_o 表示,下标 o 用于区分地球表面椭圆的偏心率。椭圆的两个焦点位于沿半长轴方向与椭圆中心距离为 $e_o a$ 处,其中一个焦点为地球的地心。近地点(perigee)为距离地球地心最近的点,位于半长轴端点处。近地点的方向为从椭圆轨道的圆心经地球地心指向近地点。参考时刻轨道上的卫星位置由真近点角 v 定义,真近点角为近地点方向与地心-卫星视线方向的逆时针夹角。真近点角在轨道上不随着一个常速率的变化而变化,故 GNSS 卫星广播平近点角 M ,平近点角的变化率为常量,可由此计算真近点角。

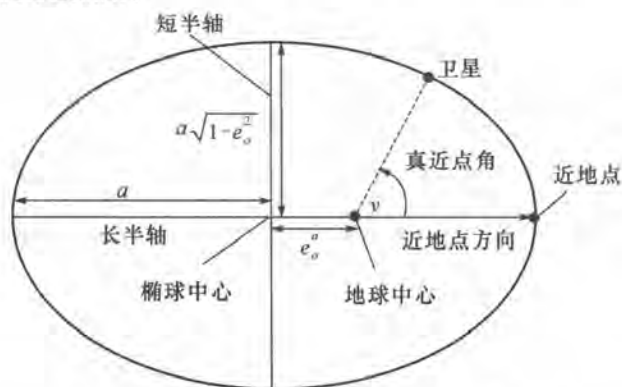


图 8.22 卫星在轨道平面内的运动

轨道平面相对于地球赤道面的方向如图 8.23 所示。倾角 i 为轨道面的法线与地球极轴之间的夹角,其取值为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。升交点(ascending node)为当卫星沿 ECI 和 ECEF 坐标系的 z 轴正方向运动时(即从南至北),卫星轨道与地球赤道面的交点。降交点(descending node)为当卫星沿相反的方向运动时,轨道与地球赤道面的交点。升交点和降交点在 ECI 坐标系中是固定不变的,而在

ECEF 坐标系中,随着地球自转而不断变化。因此升交点的经度 Ω ,也称为升交点赤经,是根据参考时间定义的。

最后一个确定轨道的参数项为轨道平面内近地点的方向。近地点的方向由近地点角距 ω 定义,即为从地心 - 升交点矢量方向与地心 - 近地点矢量方向之间的逆时针夹角。如图 8.24 所示,图中坐标系为轨道坐标系,以符号 o 表示,原点在地球的质心,与 ECI 和 ECEF 坐标系相同。轨道坐标系的 x 轴定义为指向升交点方向,并且位于地球的赤道平面内。 z 轴的方向为赤道面朝北半球的法线方向,如图 8.23 所示, y 轴的定义遵守右手正交法则。

由于地球引力场的不均匀、太阳和月亮引力场、太阳辐射压力以及其他因素的综合影响,GNSS 卫星的运动并非完全符合开普勒运动规律。其余的星历参数可近似表示以上因素的影响,包括平近点角、倾角和升交点赤经的变化率以及六个摄动谐波校正项。

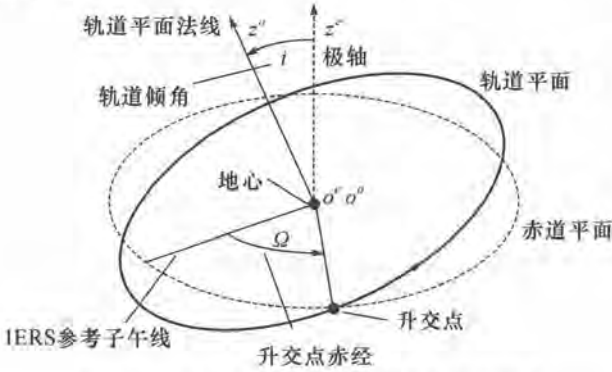


图 8.23 卫星轨道面与地球赤道面相对朝向

卫星位置的计算有两个步骤:首先计算卫星在轨道坐标系中的位置,而后再按照要求转换到 ECEF 坐标系或 ECI 坐标系。但是,首先必须计算相对于星历参考时间的卫星信号传播时间:

$$\Delta t = t_{st,a}^s - t_{oe} \tag{8.6}$$

GPS 星历的参考时刻是从 GPS 星期的开始时刻计算的(见 8.4.1 节)。若信号发射时刻 $t_{st,a}^s$ 与星历参考时间相类似,且当两个时间跨过整周时间时,则需要使用 $\pm 604800s$ 对 Δt 修正。即当 $|\Delta t| > 302400$ 时,使用 $\pm 604800s$ 对 Δt 进行修正。

接下来,由信号传播射时间计算平近点角 M 如下:

$$M = M_0 + (\bar{\omega}_{is} + \Delta n) \Delta t \tag{8.7}$$

其中,卫星轨道运动的平均角速度 $\bar{\omega}_{is}$,由下式得出:

$$\bar{\omega}_{is} = \sqrt{\mu/a^3} \tag{8.8}$$

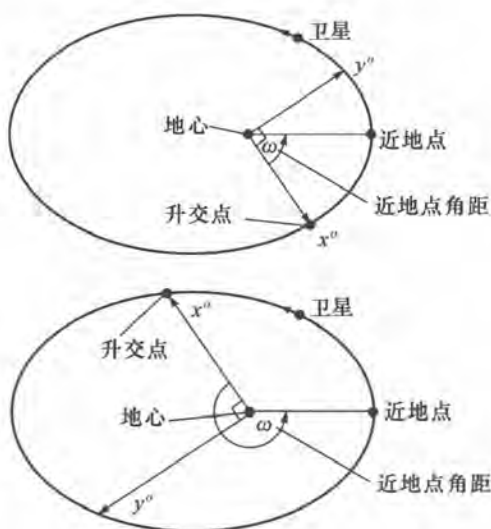


图 8.24 近地点角和卫星轨道坐标系

由平近点角和偏近点角 E 计算得到真近点角 v 。使用开普勒方程得到偏近点角(见文献[3,6])如下:

$$M = E - e_0 \sin E \quad (8.9)$$

上式需用迭代法求解。常用的数值解法如下:

$$\begin{cases} E_0 = M + \frac{e_0 \sin M}{1 - \sin(M + e_0) + \sin M} \\ E_i = M + e_0 \sin E_{i-1} \quad i = 1, 2, \dots, n \\ E = E_n \end{cases} \quad (8.10)$$

经过 20 次迭代(如 $n = 20$)后,精度可达到厘米级;经过 22 次迭代后,精度可达到毫米级。

根据偏近点角,获得的真近点角的表达式如下:

$$\begin{aligned} v &= \arctan_2(\sin v, \cos v) \\ &= \arctan_2 \left[\left(\frac{\sqrt{1 - e_0^2} \sin E}{1 - e_0 \cos E} \right), \left(\frac{\cos E - e_0}{1 - e_0 \cos E} \right) \right] \end{aligned} \quad (8.11)$$

其中上式必须使用四象限反正切函数。

轨道坐标系中的卫星位置用极坐标表示;极半径表示为 r_{ω}^o , 纬度角表示为 Φ , 其中纬度角简单表示为近地点角和真近点角的和。因此,

$$\Phi = \omega + v \quad (8.12)$$

轨道半径为偏近点角的函数,加入摄动调和校正项修正,得到

$$\begin{cases} r_{os}^o = a(1 - e_o \cos E) + C_{ra} \sin 2\Phi + C_{rc} \cos 2\Phi \\ u_{os}^o = \Phi + C_{us} \sin 2\Phi + C_{uc} \cos 2\Phi \end{cases} \quad (8.13)$$

式中: u_{os}^o 为校正后的纬度角。

于是轨道坐标系中的卫星位置可表示为

$$x_{os}^o = r_{os}^o \cos u_{os}^o, y_{os}^o = r_{os}^o \sin u_{os}^o, z_{os}^o = 0 \quad (8.14)$$

通过坐标变换将位于同一坐标原点的轨道坐标系下的位置变换到 ECEF 或 ECI 坐标系中。因此有

$$r_{es}^e = C_o^e r_{os}^o, \quad r_{is}^i = C_o^i r_{os}^o \quad (8.15)$$

从 ECEF 坐标系到轨道坐标系的欧拉变换包含:转动角度为升交点赤经 Ω 的偏航角旋转,然后是转动角度为倾斜角 i 的横滚角旋转。对于 GPS 来说,升交点赤经是在周历元时刻发射,而不是参考时刻,因此在信号发射时刻升交点赤经值为

$$\Omega = \Omega_0 - \omega_{ic}(\Delta t + t_{oe}) + \dot{\Omega}_d \Delta t \quad (8.16)$$

而倾斜角采用下面的公式进行修正为

$$i = i_0 + \dot{i}_d \Delta t + C_{is} \sin 2\Phi + C_{ic} \cos 2\Phi \quad (8.17)$$

将 $\psi_{eo} = \Omega, \phi_{eo} = i$ 和 $\theta_{eo} = i$ 代入式(2.24)中,得到

$$C_o^e = \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\cos i \sin \Omega & \sin i \sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos i \cos \Omega & -\sin i \cos \Omega \\ 0 & \sin i & \cos i \end{pmatrix} \quad (8.18)$$

因此,根据式(8.15),ECEF 坐标系中的卫星位置表示为

$$r_{es}^e = \begin{pmatrix} x_{os}^o \cos \Omega - y_{os}^o \cos i \sin \Omega \\ x_{os}^o \sin \Omega + y_{os}^o \cos i \cos \Omega \\ y_{os}^o \sin i \end{pmatrix} \quad (8.19)$$

根据式(2.145)和式(2.146),ECI 坐标系中的卫星位置表示为

$$r_{is}^i = \begin{pmatrix} x_{os}^o \cos[\Omega + \omega_{ic}(t_{st,a}^i - t_0)] - y_{os}^o \cos i \sin[\Omega + \omega_{ic}(t_{st,a}^i - t_0)] \\ x_{os}^o \sin[\Omega + \omega_{ic}(t_{st,a}^i - t_0)] - y_{os}^o \cos i \cos[\Omega + \omega_{ic}(t_{st,a}^i - t_0)] \\ y_{os}^o \sin i \end{pmatrix} \quad (8.20)$$

式中: t_0 为 ECI 坐标系和 ECEF 坐标系的重合的时刻。

根据式(2.67),通过对卫星位置相对于时间 $t_{st,a}^i$ 简单的微分可以得到卫星的速度。对式(8.9)~式(8.14)进行微分,可得卫星在轨道坐标系中的速度:

$$\dot{E} = \frac{\bar{\omega}_{is} + \Delta_n}{1 - e_o \cos E} \quad (8.21)$$

$$\dot{\Phi} = \frac{\sin \nu}{\sin E} \dot{E} \quad (8.22)$$

$$\begin{cases} \dot{r}_{os}^o = (ae_o \sin E) \dot{E} + 2(C_{rs} \cos 2\Phi - C_{rc} \sin 2\Phi) \dot{\Phi} \\ \dot{u}_{os}^o = (1 + 2C_{us} \cos 2\Phi - 2C_{uc} \sin 2\Phi) \dot{\Phi} \end{cases} \quad (8.23)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{os}^o = \dot{r}_{os}^o \cos u_{os}^o - \dot{r}_{os}^o \dot{u}_{os}^o \sin u_{os}^o \\ \dot{y}_{os}^o = \dot{r}_{os}^o \sin u_{os}^o + \dot{r}_{os}^o \dot{u}_{os}^o \cos u_{os}^o \\ \dot{z}_{os}^o = 0 \end{cases} \quad (8.24)$$

对式(8.16)和式(8.17)微分得

$$\dot{\Omega} = \dot{\Omega}_d - \omega_{ie} \quad (8.25)$$

$$\dot{i} = \dot{i}_d + 2(C_{is} \cos 2\Phi - C_{ic} \sin 2\Phi) \dot{\Phi} \quad (8.26)$$

对式(8.19)和式(8.20)微分,可得到 ECEF 坐标系和 ECI 坐标系中的卫星速度:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{es}^e = & \begin{pmatrix} \dot{x}_{os}^o \cos \Omega - \dot{y}_{os}^o \cos i \sin \Omega + \dot{y}_{os}^o \sin i \sin \Omega \\ \dot{x}_{os}^o \sin \Omega + \dot{y}_{os}^o \cos i \cos \Omega - \dot{y}_{os}^o \sin i \cos \Omega \\ \dot{y}_{os}^o \sin i + \dot{y}_{os}^o \cos i \end{pmatrix} + \\ & (\omega_{ie} - \dot{\Omega}_d) \begin{pmatrix} x_{os}^o \sin \Omega + y_{os}^o \cos i \cos \Omega \\ -x_{os}^o \cos \Omega + y_{os}^o \cos i \sin \Omega \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (8.27)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{is}^i = & \begin{pmatrix} \dot{x}_{os}^o \cos[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] - \dot{y}_{os}^o \cos i \sin[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] + \dot{y}_{os}^o \sin i \sin[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] \\ \dot{x}_{os}^o \sin[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] + \dot{y}_{os}^o \cos i \cos[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] - \dot{y}_{os}^o \sin i \cos[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] \\ \dot{y}_{os}^o \sin i + \dot{y}_{os}^o \cos i \end{pmatrix} \\ & - \dot{\Omega}_d \begin{pmatrix} x_{os}^o \sin[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] + y_{os}^o \cos i \cos[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] \\ -x_{os}^o \cos[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] + y_{os}^o \cos i \sin[\Omega + \omega_{ie}(t_{st,a}^i - t_0)] \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (8.28)$$

当卫星在近似的发射时间 $\bar{t}_{st,a}^i$ 处的位置已经计算,那么可以采用下式进行修正:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{es}^e(t_{st,a}^i) \approx \mathbf{r}_{es}^e(\bar{t}_{st,a}^i) + (t_{st,a}^i - \bar{t}_{st,a}^i) \mathbf{v}_{es}^e(\bar{t}_{st,a}^i) \\ \mathbf{r}_{is}^i(t_{st,a}^i) \approx \mathbf{r}_{is}^i(\bar{t}_{st,a}^i) + (t_{st,a}^i - \bar{t}_{st,a}^i) \mathbf{v}_{is}^i(\bar{t}_{st,a}^i) \end{cases} \quad (8.29)$$

时间的修正不能超过 1s。

CD 附录 G 的 G.4 节给出了相应的加速度计算,同时也描述了根据 GLO-NASS FDMA 导航电文广播的 ECEF 系下的卫星位置、速度和日月引力加速度,以及如何使用比力模型来计算卫星的位置、速度和加速度。

表 8.18 中给出了 GPS、GLONASS、Galileo 和“北斗”卫星星座的平均轨道半径,以及惯性系下的卫星参考速度和角速度。

表 8.18 GNSS 卫星轨道半径,速度及角速率

星 座	GPS	GLONASS	Galileo	Compass
平均轨道半径 $\bar{r}_{sa}/\text{km}$	26580	25500	29620	27840
平均的卫星速度 $\bar{v}_{is}/\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$	3870	3950	3670	3780
平均的卫星轨道角速度 $\bar{\omega}_{is}/\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	1.46×10^{-4}	1.55×10^{-4}	1.24×10^{-4}	1.36×10^{-4}

8.5.3 距离、距离率及视线矢量

真实距离 r_{as} 为卫星 s 在发射信号时刻 $t_{sa,a}^s$ 的卫星位置和用户天线 a 在接收信号时刻 $t_{sa,a}^s$ 的位置之间的距离。如图 8.25 所示,由于地球的自转作用,即使用户相对地球静止,卫星-地球之间的距离在信号传播时间内也会发生变化。将信号传播时间测量值乘以光速得到伪距测量值。在惯性参考系中光速是恒定的,其中 $c=299792458\text{m/s}$,在旋转坐标系如 ECEF 中光速不是恒定的。因此,ECI 坐标系中的距离计算最为简单,有

$$r_{as} = | \mathbf{r}_{is}^i(t_{sa,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s) | = \sqrt{(\mathbf{r}_{is}^i(t_{sa,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s))^T (\mathbf{r}_{is}^i(t_{sa,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s))}$$

(8.30)

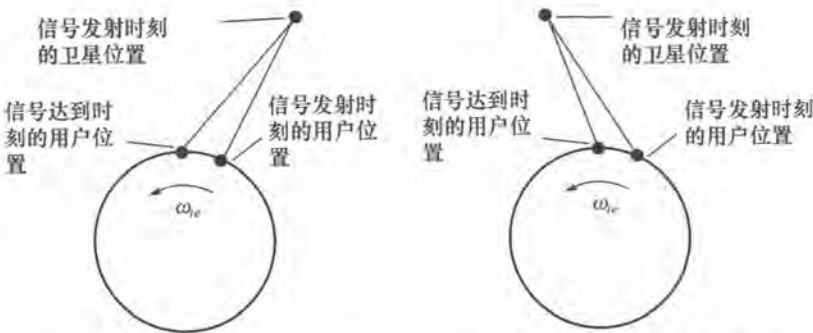


图 8.25 地球转动对测距的影响(用户相对地球静止,惯性系下解算)

用户位置的计算是相对地球而言的,GPS 接口规范^[24]中给出了 ECEF 坐标系下卫星位置计算的公式,故卫星-用户距离在 ECEF 坐标系下计算较为方便。由于忽略了地球在卫星信号传播时间内的转动的影响,计算得出的卫星-用户

距离可能偏大或者偏小,如图 8.25 所示。在赤道地区,由地球转动引起的距离误差可达 $41\text{m}^{[43]}$ 。为了解决该问题,在计算距离的公式上增加 $\delta\rho_{ie,a}^s$ 项,称为 Sagnac 校正或地球自转校正。因此,

$$r_{as} = |r_{es}^e(t_{st,a}^s) - r_{ea}^e(t_{sa,a}^s)| + \delta\rho_{ie,a}^s \quad (8.31)$$

然而计算 Sagnac 修正项要求精确计算 ECI 坐标系下卫星和用户的位置,通常近似表示为

$$\delta\rho_{ie,a}^s \approx \frac{\omega_{ie}}{c} [y_{es}^e(t_{st,a}^s)x_{ea}^e(t_{sa,a}^s) - x_{es}^e(t_{st,a}^s)y_{ea}^e(t_{sa,a}^s)] \quad (8.32)$$

CD 中的例子 8 说明这个问题,在微软的 Excel 中可编辑。

在卫星信号到达或者发射时刻将 ECI 和 ECEF 坐标系对准,就既能够获得 ECEF 坐标系下计算的方便性,也能获得 ECI 坐标系下计算的高精度^[43]。由式(2.145)和式(2.146)可知,

$$r_{ia}^I(t_{sa,a}^s) = r_{ea}^e(t_{sa,a}^s) \quad r_{is}^I(t_{st,a}^s) = C_e^I(t_{st,a}^s)r_{es}^e(t_{st,a}^s) \quad (8.33)$$

式中: I 表示在卫星信号达到时刻与 ECEF 坐标系同步的 ECI 坐标系,且

$$C_e^I(t) = \begin{pmatrix} \cos\omega_{ie}(t - t_{sa,a}^s) & -\sin\omega_{ie}(t - t_{sa,a}^s) & 0 \\ \sin\omega_{ie}(t - t_{sa,a}^s) & \cos\omega_{ie}(t - t_{sa,a}^s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (8.34)$$

卫星-用户间的距离可表示为

$$r_{as} = |C_e^I(t_{st,a}^s)r_{es}^e(t_{st,a}^s) - r_{ea}^e(t_{sa,a}^s)| \quad (8.35)$$

在卫星信号传播时间内,对于地球自转采用小角度近似。因此,

$$C_e^I(t_{st,a}^s) \approx \begin{pmatrix} 1 & \omega_{ie}(t_{sa,a}^s - t_{st,a}^s) & 0 \\ -\omega_{ie}(t_{sa,a}^s - t_{st,a}^s) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \omega_{ie}r_{as}/c & 0 \\ -\omega_{ie}r_{as}/c & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (8.36)$$

且

$$r_{as} = (t_{sa,a}^s - t_{st,a}^s)c \quad (8.37)$$

注意,使用的是距离而不是伪距。

卫星信号到用户天线的方向可由一个单位矢量来表示。坐标系 α 的原点到坐标系 β 的原点连线方向的单位矢量在坐标系 γ 中表示为 $u_{\beta\alpha}^\gamma$ (部分文献使用 1 或 e)。单位矢量具备以下特征:

$$u_{\beta\alpha}^\gamma{}^T u_{\beta\alpha}^\gamma \equiv u_{\beta\alpha}^\gamma \cdot u_{\beta\alpha}^\gamma = 1 \quad (8.38)$$

根据坐标转换矩阵,可得到在其他坐标系下单位矢量的表达式

$$\mathbf{u}_{\beta\alpha}^{\delta} = \mathbf{C}_{\gamma}^{\delta} \mathbf{u}_{\beta\alpha}^{\gamma} \quad (8.39)$$

从用户天线 a 到卫星 s 的视线方向单位矢量,在 ECI 坐标系下表示为

$$\mathbf{u}_{as}^i = \frac{\mathbf{r}_{is}^i(t_{st,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s)}{|\mathbf{r}_{is}^i(t_{st,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s)|} = \frac{\mathbf{r}_{is}^i(t_{st,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s)}{r_{as}} \quad (8.40)$$

视线方向单位矢量在 ECEF 坐标系下为

$$\mathbf{u}_{as}^e = \mathbf{C}_i^e(t_{sa,a}^s) \mathbf{u}_{as}^i \approx \frac{\mathbf{r}_{es}^e(t_{st,a}^s) - \mathbf{r}_{ea}^e(t_{sa,a}^s)}{|\mathbf{r}_{es}^e(t_{st,a}^s) - \mathbf{r}_{ea}^e(t_{sa,a}^s)|} \quad (8.41)$$

距离率为距离的变化率,对式(8.30)进行微分得

$$\dot{r}_{as} = \frac{(\mathbf{r}_{is}^i(t_{st,a}^s) - \mathbf{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^s))^T (\dot{\mathbf{r}}_{is}^i(t_{st,a}^s) - \dot{\mathbf{r}}_{ia}^i(t_{sa,a}^s))}{r_{as}} \quad (8.42)$$

因此,根据式(8.40),将卫星-用户天线速度差沿视线方向单位矢量投影,也可以得到距离率:

$$\dot{r}_{as} = \mathbf{u}_{as}^{iT} (\mathbf{v}_{is}^i(t_{st,a}^s) - \mathbf{v}_{ia}^i(t_{sa,a}^s)) \quad (8.43)$$

当用户静止时,相对于地球的最大距离率为 1200m/s。最大的距离率出现在赤道处,这是由于地球自转引起的惯性参考速度为最大值。

由式(2.147),距离率也可由 ECEF 坐标系下的速度计算得到:

$$\dot{r}_{as} = \mathbf{u}_{as}^{eT} [\mathbf{C}_e^I(t_{st,a}^s) (\mathbf{v}_{es}^e(t_{st,a}^s) + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{es}^e(t_{st,a}^s)) - (\mathbf{v}_{ea}^e(t_{sa,a}^s) + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \mathbf{r}_{ea}^e(t_{sa,a}^s))] \quad (8.44)$$

或根据式(8.31)得到

$$\dot{r}_{as} = \mathbf{u}_{as}^{eT} (\mathbf{v}_{es}^e(t_{st,a}^s) - \mathbf{v}_{ea}^e(t_{sa,a}^s)) + \delta\rho_{ie,a}^* \quad (8.45)$$

其中,距离率的 Sagnac 修正项近似为

$$\delta\rho_{ie,a}^* \approx \frac{\omega_{ie}}{c} \left(\begin{aligned} &v_{es,y}^e(t_{st,a}^s) x_{ea}^e(t_{sa,a}^s) + y_{es}^e(t_{st,a}^s) v_{ea,x}^e(t_{sa,a}^s) \\ &- v_{es,x}^e(t_{st,a}^s) y_{ea}^e(t_{sa,a}^s) - x_{es}^e(t_{st,a}^s) v_{ea,y}^e(t_{sa,a}^s) \end{aligned} \right) \quad (8.46)$$

若不对式(8.45)作 Sagnac 修正,计算所得的距离率误差可达 $2\text{mm} \cdot \text{s}^{-1}$ 。CD 中的例子 8.1 同样介绍了视线单位矢量和距离率的计算。

CD 附录 G 中的 G.4 节描述了怎样计算距离加速度。

真实的距离和距离率只用作学术研究。在 GNSS 信号处理的不同阶段会用到不同的距离、伪距、距离率及伪距率。由于卫星信号在电离层和对流层中被折射延迟,即使在接收机和卫星时钟完全同步的情况下,测量的实际距离也比真实距离要长。此外,接收机实际测量的伪距还受到卫星和接收机钟差的影响(参考 8.1.3 节)。用户接收机测量得到的卫星 s 信号 l 的伪距和伪距率可表示为

$$\begin{cases} \rho_{a,R}^{s,l} = r_{as} + \delta\rho_{l,a}^{s,l} + \delta\rho_{T,a}^s - \delta\rho_c^{s,l} + \delta\rho_c^a \\ \dot{\rho}_{a,R}^{s,l} = \dot{r}_{as} + \delta\dot{\Phi}_{l,a}^{s,l} + \delta\dot{\rho}_{T,a}^s - \delta\dot{\rho}_c^{s,l} + \delta\dot{\rho}_c^a \end{cases} \quad (8.47)$$

式中: $\delta\rho_{l,a}^{s,l}$ 、 $\delta\Phi_{l,a}^{s,l}$ 和 $\delta\rho_{T,a}^s$ 分别为码电离层、载波电离层和对流层传播误差(见 9.3.2 节); $\delta\rho_c^{s,l}$ 为卫星钟差引起的测距误差(见 9.3.1 节); $\delta\rho_c^a$ 为接收机钟差引起的测距误差(见 9.1.2 节); $\delta\dot{\rho}_{l,a}^{s,l}$ 、 $\delta\dot{\Phi}_{l,a}^{s,l}$ 、 $\delta\dot{\rho}_{T,a}^s$ 、 $\delta\dot{\rho}_c^{s,l}$ 和 $\delta\dot{\rho}_c^a$ 为对应的距离率误差。

接收机测量的原始伪距和伪距率包含以下误差项:

$$\begin{cases} \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} = \rho_{a,R}^{s,l} + \delta\rho_{M,a}^{s,l} + w_{\rho,a}^{s,l} \\ \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} = \dot{\rho}_{a,R}^{s,l} + \delta\dot{\rho}_{M,a}^{s,l} + w_{\dot{\rho},a}^{s,l} \end{cases} \quad (8.48)$$

式中: $w_{\rho,a}^{s,l}$ 和 $w_{\dot{\rho},a}^{s,l}$ 为跟踪误差(见 9.3.3 节); $\delta\rho_{M,a}^{s,l}$ 和 $\delta\dot{\rho}_{M,a}^{s,l}$ 为多路径/或 NLOS 引起的误差(见 9.3.4 节)。

导航处理器作定位解算时,需对伪距和伪距率测量值进行校正,公式为

$$\begin{cases} \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \hat{\delta\rho}_{l,a}^{s,l} - \hat{\delta\rho}_{T,a}^s + \hat{\delta\rho}_c^{s,l} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} + \hat{\delta\rho}_c^{s,l} \end{cases} \quad (8.49)$$

式中: $\hat{\delta\rho}_{l,a}^{s,l}$ 和 $\hat{\delta\rho}_{T,a}^s$ 分别为估计的电离层和对流层校正(见 9.3.2 节); $\hat{\delta\rho}_c^{s,l}$ 和 $\hat{\delta\rho}_c^a$ 为估计的卫星钟差和钟差漂移(见 9.3.1 节)。

最后,大多导航处理器使用估计的伪距和估计伪距率,表示如下:

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{a,C}^s &= |\hat{\mathbf{r}}_{is}^i(\hat{t}_{st,a}^s) - \hat{\mathbf{r}}_{ia}^i(\hat{t}_{sa,a}^s)| + \hat{\delta\rho}_c^a(\hat{t}_{sa,a}^s) \\ &= |\mathbf{C}_e^T(\hat{t}_{st,a}^s)\hat{\mathbf{r}}_{es}^e(\hat{t}_{st,a}^s) - \hat{\mathbf{r}}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s)| + \hat{\delta\rho}_c^a(\hat{t}_{sa,a}^s) \end{aligned} \quad (8.50)$$

和

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{a,C}^s &= \hat{\mathbf{u}}_{as}^{i,T} (\hat{\mathbf{v}}_{is}^i(\hat{t}_{st,a}^s) - \hat{\mathbf{v}}_{ia}^i(\hat{t}_{sa,a}^s)) + \hat{\delta\rho}_c^a(\hat{t}_{sa,a}^s) \\ &= \hat{\mathbf{u}}_{as}^{e,T} [\mathbf{C}_e^T(\hat{t}_{st,a}^s)(\hat{\mathbf{v}}_{es}^e(\hat{t}_{st,a}^s) + \mathbf{\Omega}_{ie}^e\hat{\mathbf{r}}_{es}^e(\hat{t}_{st,a}^s)) - (\hat{\mathbf{v}}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s) + \\ &\quad \mathbf{\Omega}_{ie}^e\hat{\mathbf{r}}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s))] + \hat{\delta\rho}_c^a(\hat{t}_{sa,a}^s) \end{aligned} \quad (8.51)$$

式中: $\hat{\mathbf{r}}_{is}^i$ 或 $\hat{\mathbf{r}}_{es}^e$ 和 $\hat{\mathbf{v}}_{is}^i$ 或 $\hat{\mathbf{v}}_{es}^e$ 分别为卫星位置和速度的估计值,可由导航电文得到; $\hat{\mathbf{r}}_{ia}^i$ 或 $\hat{\mathbf{r}}_{ea}^e$ 和 $\hat{\mathbf{v}}_{ia}^i$ 或 $\hat{\mathbf{v}}_{ea}^e$ 分别为导航处理器对接收机天线位置和速度的估计值; $\hat{\delta\rho}_c^a$ 和 $\hat{\delta\dot{\rho}}_c^a$ 分别为接收机钟差和钟差漂移的估计值; $\hat{\mathbf{u}}_{as}^i$ 和 $\hat{\mathbf{u}}_{as}^e$ 分别为由卫星和用户位置的估计值得到的视线方向矢量; $\hat{t}_{st,a}^s$ 和 $\hat{t}_{sa,a}^s$ 分别为估计的信号发射时间和信号到达时间,由下式确定:

$$\begin{aligned}\hat{t}_{sa,a}^s &= \bar{t}_{sa,a}^s - \delta \hat{t}_c^a = \bar{t}_{sa,a}^s - \delta \hat{\rho}_c^a / c, \\ \hat{t}_{st,a}^s &= \hat{t}_{sa,a}^s - \hat{r}_{as}^s / c = \bar{t}_{sa,a}^s - \hat{\rho}_{c,c}^a / c\end{aligned}\quad (8.52)$$

距离和距离率的估计值表示为

$$\begin{aligned}\hat{r}_{as} &= \hat{\rho}_{a,c}^s - \delta \hat{\rho}_c^a(\hat{t}_{sa,a}^s) \\ &= |\hat{\boldsymbol{r}}_{is}^s(\hat{t}_{st,a}^s) - \hat{\boldsymbol{r}}_{ia}^s(\hat{t}_{sa,a}^s)| \\ &= |\boldsymbol{C}_e^l(\hat{t}_{st,a}^s) \hat{\boldsymbol{r}}_{es}^e(\hat{t}_{st,a}^s) - \hat{\boldsymbol{r}}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s)|\end{aligned}\quad (8.53)$$

和

$$\begin{aligned}\dot{\hat{r}}_{as} &= \dot{\hat{\rho}}_{a,c}^s - \delta \dot{\rho}_c^a(\hat{t}_{sa,a}^s) \\ &= \hat{\boldsymbol{u}}_{as}^{i\top} (\hat{\boldsymbol{v}}_{is}^i(\hat{t}_{st,a}^s) - \hat{\boldsymbol{v}}_{ia}^i(\hat{t}_{sa,a}^s)) \\ &= \hat{\boldsymbol{u}}_{as}^{e\top} [\boldsymbol{C}_e^l(\hat{t}_{st,a}^s) (\boldsymbol{v}_{es}^e(\hat{t}_{st,a}^s) + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \hat{\boldsymbol{r}}_{es}^e(\hat{t}_{st,a}^s)) - (\hat{\boldsymbol{v}}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s) + \boldsymbol{\Omega}_{ie}^e \hat{\boldsymbol{r}}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s))]\end{aligned}\quad (8.54)$$

估计的距离和距离率误差为

$$\begin{aligned}\hat{r}_{as} - r_{as} &= \delta \rho_e^s - \boldsymbol{u}_{as}^{i\top} \delta \boldsymbol{r}_{ia}^i(\hat{t}_{sa,a}^s) \\ &= \delta \rho_e^s - \boldsymbol{u}_{as}^{e\top} \delta \boldsymbol{r}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s)\end{aligned}\quad (8.55)$$

和

$$\begin{aligned}\dot{\hat{r}}_{as} - \dot{r}_{as} &= \delta \dot{\rho}_e^s - \boldsymbol{u}_{as}^{i\top} \delta \boldsymbol{v}_{ia}^i(\hat{t}_{sa,a}^s) \\ &= \delta \dot{\rho}_e^s - \boldsymbol{u}_{as}^{e\top} \delta \boldsymbol{v}_{ea}^e(\hat{t}_{sa,a}^s)\end{aligned}\quad (8.56)$$

式中: $\delta \rho_e^s$ 和 $\delta \dot{\rho}_e^s$ 分别为导航电文星历误差引起的距离和距离率误差(见 9.3.1 节); $\delta \boldsymbol{r}_{ia}^i$ 或 $\delta \boldsymbol{r}_{ea}^e$ 和 $\delta \boldsymbol{v}_{ia}^i$ 或 $\delta \boldsymbol{v}_{ea}^e$ 分别为用户位置和速度解的误差。

8.5.4 仰角和方位角

用户端到 GNSS 卫星的方向通常可用仰角 θ_{nu}^{as} 和方位角 ψ_{nu}^{as} 来描述。与用于描述载体姿态角的俯仰角和方位角相对应(见 2.2.1 节), 仰角和方位角定义了视线矢量与当地导航坐标系北向、东向和地向坐标轴之间的相对方向, 如图 8.26 所示。根据在当地导航坐标系中的视线矢量 $\boldsymbol{u}_{as}^n = (u_{as,N}^n, u_{as,E}^n, u_{as,D}^n)$, 仰角和方位角可表示如下:

$$\theta_{nu}^{as} = -\arcsin(u_{as,D}^n), \quad \psi_{nu}^{as} = \arctan_2(u_{as,E}^n, u_{as,N}^n) \quad (8.57)$$

其中, 必须使用四象限正切函数。CD 中的例子 8.1 说明了这个问题。式(8.57)的逆变换表示为

$$\mathbf{u}_{as}^n = \begin{pmatrix} \cos\theta_{nu}^{as} \cos\psi_{nu}^{as} \\ \cos\theta_{nu}^{as} \sin\psi_{nu}^{as} \\ -\sin\theta_{nu}^{as} \end{pmatrix} \quad (8.58)$$

使用式(8.39)、式(2.150)或式(2.154),当地导航坐标系下的视线矢量可与 ECI 和 ECEF 坐标系下视线矢量相互转换。

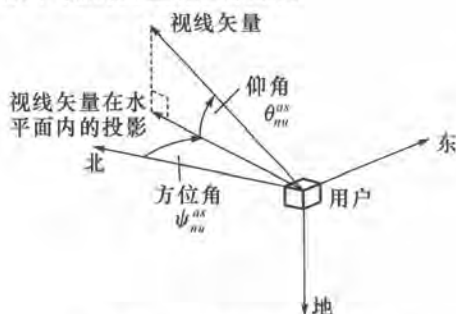


图 8.26 卫星俯仰角和方位角

本章的习题和作业请参考随书光盘。

参考文献

- [1] Dorsey A J, et al. GPS System Segments. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006, pp. 67-112.
- [2] Spilker J J, Jr, Parkinson B W. Overview of GPS Operation and Design. in Global Positioning System: Theory and Applications Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C.: AIAA, 1996, pp. 29-55.
- [3] Misra P, Enge P. Global Positioning System Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press, 2006.
- [4] Spilker J J, Jr. Satellite Constellation and Geometric Dilution of Precision. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C.: AIAA, 1996, pp. 177-208.
- [5] Spilker J J, Jr. Signal Structure and Theoretical Performance. in Global positioning System: Theory and Applications, Volume, I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C.: AIAA, 1996, pp. 57-119.
- [6] Kaplan E D, et al. Fundamentals of Satellite Navigation. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006, pp. 21-65.
- [7] Klepczynski W J. GPS for Precise Time and Time Interval Measurement. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C.: AIAA, 1996, pp. 483-500.
- [8] Wang L, Groves P D, Ziebart M K. Multi-Constellation GNSS Performance Evaluation for Urban Canyons

- Using Large Virtual Reality City Models, *Journal of Navigation*, Vol. 65, No. 3, 2012, pp. 459 – 476.
- [9] Parkinson B W. Introduction and Heritage of NAVSTAR. in *Global Positioning System: Theory and Applications*, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996, pp. 3 – 28.
- [10] Ruiz L, Crescinberi R, Breeuwer E. Galileo Services Definition and Navigation Performance. *Proc. ENC – GNSS 2004*, Rotterdam, the Netherlands, May 2004.
- [11] Falcone M, Erhard P, Hein G W. Galileo. in *Understanding GPS Principles and Applications*, 2nd ed. E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006, pp. 559 – 594.
- [12] Petrovsky I G. QZSS: Japan's New Integrated Communication and Positioning Service for Mobile Users. *GPS World*, June 2003, pp. 24 – 29.
- [13] Rao V J, Lachapelle G, Kumar V. Analysis of IRNSS over Indian Subcontinent. *Proc. ION ITM*, San Diego, CA, January 2011, pp. 1150 – 1162.
- [14] Habererder H, Schempp I, Bailey M. Performance Enhancements for the Next Phase of WAAS. *Proc. ION GNSS 2004*, Long Beach, CA, September 2004, pp. 1350 – 1358.
- [15] Hein G W, et al. Envisioning a Future GNSS System of Systems, Part 1. *Inside GNSS*, January/February 2007, pp. 58 – 67.
- [16] Enge P K, Van Dierendonck A J. Wide Area Augmentation System. in *Global Positioning System: Theory and Applications*, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996, pp. 117 – 142.
- [17] Braff R. Description of the FAA's Local Area Augmentation System (LAAS). *Navigation: JION*, Vol. 44, No. 4, 1997, pp. 411 – 423.
- [18] Gibbons G. GNSS Interoperability: Not So Easy, After All. *Inside GNSS*, January/February 2011, pp. 28 – 31.
- [19] Beta J W. Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation. *Navigation: JION*, Vol. 48, No. 4, 2001, pp. 227 – 246.
- [20] Partt A R. New Navigation Signals and Future Systems in Evolution. in *GNSS Applications and Methods*, S. Glesason and D. Gebre – Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009, pp. 437 – 483.
- [21] Fontana R D, et al. The New L2 Civil Signal. *Proc. ION GPS 2001*, Salt Lake City, UT, September 2001, pp. 617 – 631.
- [22] Tran M. Performance Evaluation of the New GPS L5 and L2 Civil (L2C) Signals. *Navigation: JION*, Vol. 51, No. 3, 2004, pp. 199 – 212.
- [23] Dafesh P, et al. Description and Analysis of Time – Multiplexed M – Code Data. *Proc. ION 58th AM*, Albuquerque, NM, June 2002, pp. 598 – 611.
- [24] Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, IS – GPS – 200, Revision F, GPS Directorate, September 2011.
- [25] Navstar GPS Military – Unique Space Segment/User Segment Interfaces, ICD – GPS – 700, Revision A, ARINC, September 2004.
- [26] Navstar GPS Space Segment/User Segment L5 Interfaces, IS – GPS – 705, Revision B, GPS Directorate, September 2011.
- [27] Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interface, IS – GPS – 800, Revision B, GPS Directorate, September 2011.
- [28] Barker B C, et al. Overview of the GPS M code Signal. *Proc. ION NTM*, Anaheim, CA, January 2000, pp. 542 – 549.

- [29] Global Navigation Satellite System GLONASS Interface Control Document, Edition 5.1, Russian Institute of Space Device Engineering, 2008.
- [30] Feairheller S, Clark R. Other Satellite Navigation Systems. in *Understanding GPS Principles and Applications*, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006, pp. 595 – 634.
- [31] Stupak G. GLONASS Signals Development, Proc. International Summit on Satellite Navigation, Munich, Germany, March 2011.
- [32] European GNSS (Galileo) Open Service Signal in Space Interface Control Document, Issue 1 Revision 1, GNSS Supervisory Authority, September 2010.
- [33] Issler J. – L, et al. Spectral Measurements of GNSS Satellite Signals Need for Wide Transmitted Bands. Proc. ION GPS/GNSS 2003, Portland, OR, September 2003, pp. 445 – 460.
- [34] Chengqi R. Beidou Navigation Satellite System. Proc. 5th Meeting of International Committee on GNSS, Turin, Italy, October 2010.
- [35] Quasi – Zenith Satellite System: Interface Specification for QZSS, Draft V1.2, Japan Aerospace Exploration Agency, March 2010.
- [36] Minimum: Operational Performance Standards for Global Positioning System/Wide Area Augmentation System Airborne Equipment, RTCA/DO229C, November 2001.
- [37] U. S. Department of Transportation Federal Aviation Administration Specification for the Wide Area Augmentation System, DTFA01 – 96 – C – 00025 Modification No. 0111, August 2001.
- [38] User Guide for EGNOS Application Developers, Edition 1.1., CNES, European Commission, and ESA, July 2009.
- [39] Spilker J J, Jr. GPS Navigation Data. in *Global Positioning System: Theory and Applications Volume I*, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996, pp. 121 – 176.
- [40] Ulichich Y, et al. GLONASS Developing Strategy. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010, pp. 1566 – 1571.
- [41] Dinwiddie S F, Breeuwer F, Hahn J H. The Galileo System. Proc. ENG – GNSS 2004, Rotterdam, the Netherlands, May 2004.
- [42] Maeda H. QZSS Overview and Interoperability. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005.
- [43] Di Esposti R. Time – Dependency and Coordinate System Issues in GPS Measurement Models. Proc. ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 2000, pp. 1925 – 1929.

第9章 GNSS:用户设备信号处理和误差

本章讲述了GNSS用户设备如何处理卫星信号获得测距信息,以及如何获得导航解。同时介绍了GNSS误差源,以及描述了导航信号的几何分布影响。这些都是8.1节介绍的卫星导航基础理论的延续。

在不同的文献中,对GNSS用户端的结构有不同描述^[1-4]。如图9.1所示,本文将GNSS用户端分为四个功能模块:天线、接收机硬件、测距处理器及导航处理器。为了与第14章中的不同INS/GNSS组合导航的结构相对应,将信号处理、测距处理、导航解算等功能模块分开描述。

在9.1节中描述了天线与接收机硬件,重点介绍了信号处理。9.2节中描述了测距处理器,包括捕获、码和载波跟踪,锁定检测,导航电文解码,信噪比测量,伪距、伪距率和载波相位的生成。9.3节讨论了导致测距误差的误差源,包括星历误差、卫星钟差、电离层和对流层延迟误差、跟踪误差、多路径干扰、NLOS接收和衍射。卫星钟差、电离层和对流层误差可在用户端的测距处理器或导航解算处理器中进行校正。最后,9.4节描述了导航处理器,包括单点定位解算和基于滤波的导航解算,同样也讨论了导航解的几何分布对定位精度影响,并以导航误差预算的讨论来结束本章。



图9.1 GNSS用户设备功能模块图

9.1 接收机硬件及天线

本节介绍 GNSS 接收机的硬件组成,如图 9.2 所示。首先简单介绍天线和参考晶振,接着描述接收机前端硬件所执行的信息处理,然后介绍基带信号处理器。GNSS 信号在前端进行放大、滤波、下变频和采样处理。

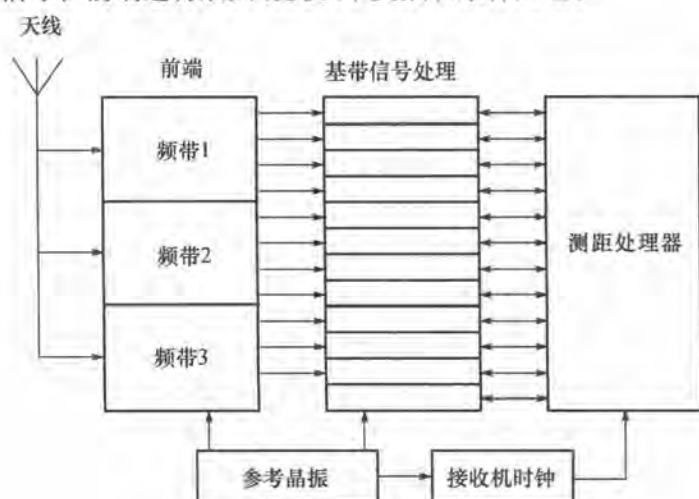


图 9.2 GNSS 接收机的硬件结构

在基带信号处理器中,信号与接收机内部生成的码和载波进行相关,并进行累加,产生累加的相关器输出,将累加的相关器输出送给测距处理器做进一步处理。注意对这一节中符号进行了简化,省略了发射卫星和接收机的标号。

9.1.1 天线

GNSS 用户设备必须集成一个天线,该天线在接收信号的载波频率附近具有峰值灵敏度,并且具有充分的带宽,使得接收的信号能够通过。当接收机处理多个频带的信号时,要求天线必须敏感频带上的所有信号。另一个可选的方法是对于每一个频带的信号采用一个独立的天线。天线的带宽应当匹配或者超过接收机的预相关处理带宽(参考 9.1.3 节)。

通常来说,一个 GNSS 天线应当敏感所有方向的信号。一个典型的 GNSS 天线对于垂直入射的信号有 2~4dB 的增益(如在天线的顶端上的信号)。增益随着入射角的增加而下降,当入射角大于 75°时增益通常为负值(用 dB 表示)。对于水平安装的天线,75°的入射角对应 15°仰角的卫星信号。一些典型的 GPS 天线的增益图案可参见参考文献[1,2]。

GNSS 信号采用右圆极化(right-handed circular polarization, RHCP)的方式

发射。当一个信号的入射角小于布儒斯特角时,经过表面反射后的信号,将转为左圆极化(left-handed circular polarization, LHCP)方式。当发射地面不是很平整时,就会产生椭圆极化方式,而椭圆极化方式是右圆极化(RHCP)方式和左圆极化方式(LHCP)的综合。因此,为了最大限度减小多路径带来的影响(参见 9.3.4 节),天线应当仅仅对右圆极化(RHCP)方式的信号敏感。

虽然 GNSS 用户设备通过天线接收 GNSS 信号,但是 GNSS 用户设备确定的未知点是空间的某一特殊点,称之为电相位中心。天线的电相位中心并不一定需要和天线的物理中心重合,甚至天线的电相位中心可能在天线罩的外部。对于给定的天线,相位中心随着输入信号的仰角、方位角和频率的变化而变化,其变化值能够达到 1cm(对于高级的天线,变化值要小些)。因此对于高精度的应用,对天线的电相位中心进行校正是很重要的。

基本的 GNSS 天线具有多种形状和尺寸。片状或微带天线具有低价、扁平 and 耐用的优点,但是天线的极化方式随着入射角的变化而变化。而圆顶或螺旋形(涡旋型)天线能够获取较好的性能。可以采用较先进的天线技术来抑制射频(radio frequency, RF)干扰和/或多路径的影响,这在 10.3.2 节和 10.4.1 节中进行介绍。

对于跟踪设备、智能手机和其他移动设备应用,这类天线的性能为消费级,设计时主要考虑最小的尺寸和最低的价格。它们通常采用线性极化方式,一般会损耗 3dB 的增益。当天线的极化轴与卫星的视线方向重合时,增益的损耗能达到 20dB。线性极化同样会增加对多路径干扰的敏感。由于空间的限制,将 GNSS 天线安装在设备的顶端有时将进一步减少有效的增益。

对于手持的应用,天线通常和用户设备集成在一块,然而对于运载体的应用来说,通常在载体上安装一个分离的天线。天线和接收机之间的电缆线会对输入信号造成共模延迟。然而天线电缆延迟的影响和接收机的钟差偏移是无法区分的,因此导航处理器简单地将天线电缆延迟的影响作为钟差偏移的一部分进行估计。天线电缆也会对信号造成衰减,每米衰减大约为 0.3dB。通过在天线中引入放大器可以减少这种信号衰减。

详细的 GNSS 天线处理技术请参考文献[5-7]。

9.1.2 参考晶振

GNSS 接收机的时序是由参考晶振控制。参考晶振为 GNSS 接收机提供了一个频率基准,它驱动接收机时钟,为测距处理器、导航处理器、接收机前端的各种晶振和基带处理器提供时间基准。如果频率误差不大,还达不到干扰前端的地步,那么接收机频率基准的长期误差和漂移能够在导航处理器中得到补偿。一旦 GNSS 用户设备解调出导航电文,根据 GNSS 系统时间就能够重置 GNSS 的频率基准。但是当晶振频率的短期变化超过相关器的相干积分时间(参考

9.1.4 节)和载波跟踪环路的时间常数(参考 9.2.3 节)时,就会存在问题,特别是在低信噪比环境下对用户设备进行性能优化时(参考 10.3 节)。

一个基本的 GNSS 接收机使用石英晶振(quartz-crystal oscillator, XO)作为频率基准。它的主要误差源是它的频率随着温度的变化而变化,在典型的工作温度范围内,振荡器频率的变化为 $1/10^5$ 或 $1/10^6$ ^[4]。温补晶振(temperature-compensated quartz crystal oscillator, TCXO)在接收机中经常被采用,费用大概为几美元。TCXO 使用温度传感器来改变晶振的控制电压,虽然整个晶振的误差仍然在 10^6 分之几,但是在 1s 时间间隔内能够将频率稳定在 $1/10^8$,这与量级为 1000m/s 的距离率误差或一天漂移几百毫秒的时钟漂移相对应。在正常的情况下,受控制过程中量化的影响,频率的变化是连续的,但是也有可能发生称为微跳(microjump)的突然变化^[8]。

恒温控制晶振(oven-controlled quartz crystal oscillator, OCXO)采用一个恒温装置使得晶振的温度保持在固定值。这样在 1s 时间间隔内,频率的变化大约为 $1/10^{11}$,而频率偏差在 $1/10^8$,对应距离率的偏差为 3m/s 的量级。但是,OCXO 相对而言具有体积大、功耗大及价格高等缺点,价格大约为 100 美元或 80 欧元。因此,它的应用限制在特殊的领域,如测量型的接收机^[3,18]。

石英晶振还存在与载体承受的比力成正比的频率误差。在晶振体的三个轴方向上,晶振体坐标系三个轴上的 g 敏感误差系数是不一样的。由 1m/s^2 加速度引起的频率误差变化范围为 $1/10^{12} \sim 1/10^8$ 。在高动态和高振动环境下,大的 g 敏感误差会引起载波环路失锁^[9,10]。

广域差分 GNSS 的基站、GNSS 系统的信号监测和 GNSS 系统控制自身都需要提供精确距离测量。为此,它们需要一个精确的时间基准。因此它们使用的是铯或铷原子钟而不是晶振,其短期稳定性为 $1/10^{11}$,长期稳定性为 $1/10^{12} \sim 1/10^{13}$ ^[3]。

常用的原子钟体积大,并且功耗相对较高。芯片级的原子钟(chip-scale atomic clock, CSAC)质量大约为 35g,功耗约为 100mW,适合于导航的应用。它的稳定性为 1s 为 $1/10^{10}$,1h 为 $1/10^{11}$,对应的伪距漂移为 10m^[11,12]。到目前为止,可用的 CSAC 的成本约为 1500 美元(1200 欧元),但是其技术正在不断地更新。

9.1.3 接收机的前端

接收机前端在模拟域内对天线接收的 GNSS 信号进行处理,称为信号的调理(signal conditioning),接着对信号进行数字化,输出给基带信号处理器^[3,13]。在同一频段上所有信号被统一处理。虽然多频段 GNSS 前端已经发展起来了,但是多频段接收机一般情况下为每一个频段提供一个前端。对于诸如 GPS L1 和 GLONASS FDMA L1 相邻近频带的前端,可以共用一些部件^[15]。对于采用

FDMA 的 GLONASS 接收机,通常采用宽频带的前端,以便在给定频带上覆盖所有的 FDMA 通道。

图 9.3 是一个典型前端结构图,图中包含射频处理部分,然后是两级中频(intermediate frequency, IF)下变频部分,接着是模数转换部分(analog-to-digital converter, ADC)^[4]。虽然两级下变频比较普遍,然而有一些接收机采用一级下变频,另外一些接收机采用多于 2 级下变频。另外还有一种直接数字化或者直接转化的方法,这种方法在参考文献[16,7]已有论述。

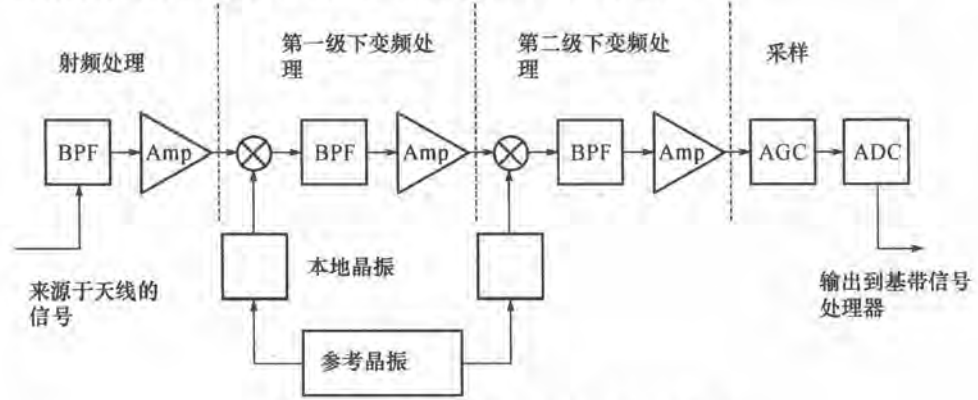


图 9.3 一个典型 GNSS 接收机的前端结构

载波频率下变频是将原始的 L 波段无线电频率下变频为较低频率的中频,以便能够采用较低的采样速率,从而减轻了基带的处理负担。在每一级下变频阶段,载波频率为 f_i 的输入信号乘以由接收机产生的频率为 f_o 的正弦信号,从而在载波频率为 $|f_i - f_o|$ 和 $f_i + f_o$ 处产生两路信号,每一路信号与输入信号都有相同的调制。最后采用带通滤波器(bandpass filter, BPF)将较高频率的信号滤掉,同时也将带外的干扰滤掉^[3]。在天线和 ADC 之间,必须将信号幅值放大大约 7 个数量级。为了防止反馈带来的问题,放大过程通常在射频(RF)和中频(IF)处理阶段之间进行^[4]。

进入 ADC 的整定信号带宽称为预相关带宽(pre-correlation bandwidth)。对于 BPSK 信号,要求的最小双边带宽大约为码速率的 2 倍,而对于 BOC(f_c, f_{co})信号,要求的最小双边带宽为 $2(f_c + f_{co})$ (参考 8.3.1 节)。表 9.1 给出了当前主要 GNSS 信号的最小预相关带宽。然而一个较宽的预相关带宽将使得码相关函数形状更尖(参考 9.1.4.1 节),从而可以改善性能,特别是提高抗多路径性能(参考 10.4.2 节)。最大的有效预相关带宽就是指 GNSS 卫星的发射带宽,如表 8.4 所列。

为了减轻处理负担,像处理类似 BPSK 信号那样,仅处理 BOC 信号的一个旁瓣,必须滤波掉 BOC 信号的其他旁瓣,但是当 $f_c \leq 2f_{co}$ (如 BOC_c(1,1))时,就很难实现。这个滤波可以在前端中进行,在这种情况下,如果单独处理两个旁瓣信号,必须采用双前端。也存在 ADC 后的滤波技术。

表 9.1 选择的 GNSS 信号最小接收机预相关带宽

信号	最小的预相关带宽/MHz
GPS C/A 和 L2C	2.046
GPS P(Y) 和 L5	20.46
GPS M 码	30.69
GPS L1C(BOC _d (1,1)分量)	4.092
GLONASS C/A	1.022
GLONASS P	10.22
GLONASS L3	8.19
Galileo E5a 和 E5b	20.46
Galileo E5 Alt BOC	51.15
Galileo L1F(BOC _d (1,1)分量)	4.092
Galileo L1P	35.805
Galileo E6P	30.69
Galileo E6C	10.23

为了简化起见,以 BPSK 信号为例,不考虑带限的影响,在天线相位中心接收到的卫星信号幅度可以表示成^[3]

$$s_a(t_{sa}) = \sqrt{2P}C(t_{st})D(t_{st})\cos[2\pi(f_{ca} + \Delta f_{ca})t_{sa} + \phi_0] \quad (9.1)$$

式中: P 为信号的载波功率; C 为扩频码; D 为导航数据信息; ϕ_0 为相位偏移,见 8.1.2 节的定义; f_{ca} 为发射的载波频率; Δf_{ca} 为由于接收机天线与卫星相对运动而产生的多普勒频移; t_{sa} 为卫星信号到达天线的时间; t_{st} 为卫星信号的发射时间。

多普勒频移可以表示如下:

$$\Delta f_{ca} = -\frac{f_{ca}}{c} \frac{\partial \rho_R}{\partial t_{sa}} \approx -\frac{f_{ca}}{c} \dot{\rho}_R = \rho_R \quad (9.2)$$

记住由于相对论效应的影响,同样存在附加的多普勒频移,见参考文献[18],在 CD 中的附录 G 第 G.5 节中进行了总结。

同样,忽略带限影响,经过前端处理后的信号幅度可以表示为

$$S_{IF}(t_{sa}) = A_a C(t_{st}) D(t_{st}) \cos[2\pi(f_{IF} + \Delta f_{ca})t_{sa} + \phi_{IF}] \quad (9.3)$$

式中: A_a 为放大之后的信号幅度; f_{IF} 为最后的中频频率,于是有

$$\phi_{IF} = \phi_0 + \delta\phi_{IF} \quad (9.4)$$

式中: $\delta\phi_{IF}$ 为相位偏移,同种类型所有信号相位偏移都是一样的。

注意载波频率经过下变频处理后,多普勒频移的大小并没有发生变化。

为了防止载波跟踪中断所产生的混叠效应,ADC 的采样频率必须至少为中

频频率的 2 倍^[3], 同样为了防止频谱重叠导致信号的失真, 中频频率必须超过单边预相关带宽。采样率应当与中频频率和码片速率是不同步的, 这样可以确保采样点在码和载波相位上不断变化, 从而完整地覆盖整个信号波形。

低成本的接收机采用一位采样。但是这样降低了有效的信噪比, 称之为实现损耗。使用二位或者多位量化, 并且同时使用自动增益控制 (automatic gain control, AGC) 能够获得更好的性能。自动增益控制就是改变输入到 ADC 中信号的幅度, 从而和量化过程中的动态范围相匹配。在相关之前, 当噪声水平高于信号水平时, 尽管信号功率是变化的, 但是自动增益控制 (AGC) 可保证基带信号处理器中的噪声和测距处理器产生测量噪声为近似的常值标准差。伴随着快速的响应速率, AGC 能够用来压制脉冲干扰^[1]。

ADC 的采样率和量化水平决定了基带信号处理器所需的处理能力。因此, 通常在接收机的性能和价格方面会采取一折衷的方法。为了避免采样率高于所需的速率, 中频频率 (IF) 和预相关带宽之间的匹配很重要。

在多频接收机中, 不同频带之间会产生同步偏差, 甚至同一频带内不同 GLONASS FDMA 通道之间或不同 BOC 主瓣之间会产生同步偏差, 称为频率间偏差, 通常由接收机厂家进行校准, 但是偏差的影响仍然存在^[19]。

9.1.4 基带信号处理

基带信号处理器将内部产生的测距 (扩频) 码和载波的复制信号, 与接收机射频前端输出的、经过采样和整定的 GNSS 信号进行相关, 实现对 GNSS 信号的解调。然后对相关后的采样值进行累加, 并发送到测距处理器进行处理, 而内部生成的载波和码信号由测距处理器控制。

由于信号捕获和跟踪的控制回路跨越测距处理器软件和基带信号处理器硬件, 因此许多学者将测距处理器归为基带处理器的一部分。本文将测距处理器和基带信号处理器区别开来, 这是因为在当前的 GNSS 用户设备中, 基带信号处理器与测距处理器接口就是传统上的软件和硬件部分的分界线。另外, 高级用户设备能够合并测距和导航处理器的功能 (参考 10.3.7 节)。

基带信号处理器可以分成一系列的并行通道, 每一通道处理一颗 GNSS 卫星信号。一个典型的仅包含 C/A 码的 GPS 接收机通常有 10 或 12 个通道, 而多星座、多频点 GNSS 接收机的通道个数可能超过 100 个。图 9.4 给出了一个典型的 GNSS 接收机基带信号处理器的通道结构图。高级的设计可以在每个通道实现多于 6 个的相关器来加速信号捕获 (参考 9.2.1 节)、抵消多路径 (参考 10.4.2 节)、捕获和跟踪 BOC 信号 (参考 9.2.1 节和 9.2.2 节) 以及抵消低信噪比环境带来的影响 (参考 10.3 节)。

在当前的 GNSS 接收机中, 基带信号处理采用专用集成电路 (application-specific integrated circuit, ASIC) 的数字化硬件来实现的。大多数实验型的接收

机,称为软件接收机或软件概念的接收机(software – defined receivers, SDR),是在通用处理器和/或数字信号处理器(digital signal processor, DSP)中采用软件的方法实现基带信号处理^[10,20-22]。软件接收机具有硬件接收机所不具有的优点,它能够对信号处理器进行重构以适应不同的应用环境如高动态、低信噪比、强多路径等。软件接收机同样可以保存 GNSS 信号的采样数据,从而更容易解决同步误差问题。但是软件接收机在每个单元定价的处理能力和功耗方面的效率比采用 ASIC 的实现要低。基于可编程设备(programmable logic devices, PLD)或现场可编程门阵列(field – programmable gate array, FPGA)实现的接收机对软件接收机和硬件实现的接收机提供了一个折衷。

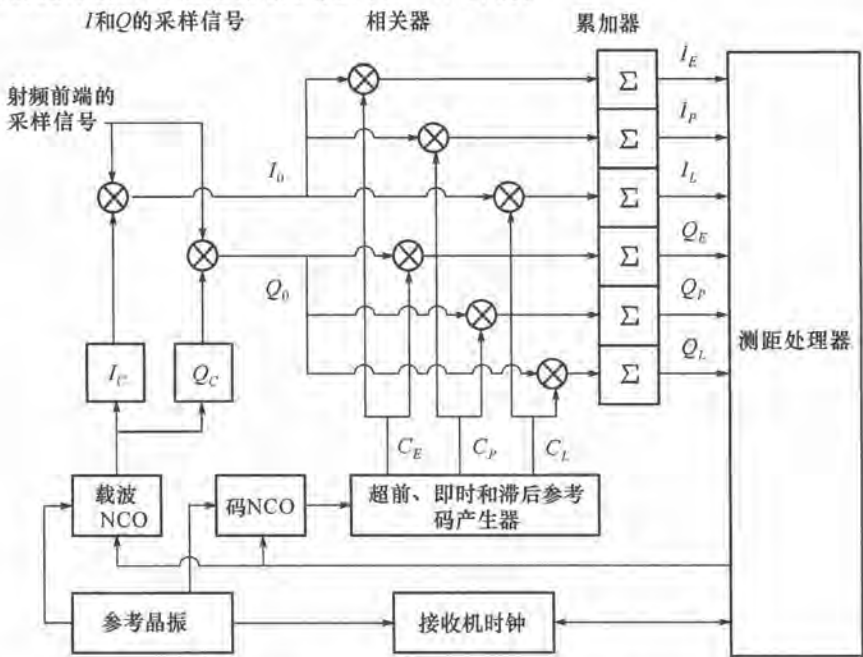


图 9.4 一个 GNSS 基带信号处理器通道

接收机的设计不一样,基带信号的处理顺序也会发生改变,但是输出到测距处理器的信号是一样的。这里仅仅讨论一种典型的方法。

每个通道首先进行同相(in – phase, I)和正交相(quadraphase, Q)采样,也称为载波或多普勒剥离。来自接收机前端的连续采样值具有不同的载波相位,因此不管输入信号和接收机所产生的码是否对齐,这些采样点的值之和将趋近于零。同相和正交相采样有时也称为相位正交采样,就是将预相关信号的采样转换成两路数据流: I_0 和 Q_0 ,每一路数据流具有一个常值载波相位。载波相位同相和正交相数据流之间有一个 90° 相位差。对 I 和 Q 数据流进行平方和计算就是非相干处理,这与载波的相位不相关(参考 8.1.2 节),而通过比较两个数据流就可以测量载波。由于每个信号的多普勒频移不同,所以对每一个通道的载

波剥离处理均单独进行。

ADC 输出的采样,包含了期望的信号 s_{IF} 、同一频率上的无用信号和噪声,它乘以接收机产生的载波同相采样 I_c 和正交相采样 Q_c ,就得到同相和正交相采样,而 I_c 和 Q_c 可以表示为^[3]

$$\begin{cases} I_c(t_{sa}) = \cos[2\pi(f_{\text{IF}} + \Delta\tilde{f}_{ca})t_{sa} + \tilde{\phi}_{\text{IF}}] \\ Q_c(t_{sa}) = \sin[2\pi(f_{\text{IF}} + \Delta\tilde{f}_{ca})t_{sa} + \tilde{\phi}_{\text{IF}}] \end{cases} \quad (9.5)$$

式中: $\Delta\tilde{f}_{ca}$ 为测距处理器的多普勒频移测量值; $\tilde{\phi}_{ca}$ 为前端处理后的载波相位偏移测量值。为了减轻处理器的处理负担,采用近似的正弦和余弦函数^[13]。频率

$f_{\text{IF}} + \Delta\tilde{f}_{ca}$ 由载波数字控制振荡器(numerically controlled oscillator, NCO),也称为数控振荡器,(digitally controlled oscillator, DCO)生成,数字控制振荡器由参考晶振驱动并由测距处理器控制。对于使用一个共用前端处理的 GLONASS FDMA 信号,对于每一个单独的信号, f_{IF} 是不同的。因此每一个通道的 NCO 必须使用合适的值。

使用式(9.3)和式(9.5),忽略频率 $2f_{\text{IF}}$ 处的分量和其他谐波,这些分量已经被滤掉,则同相和正交相信号的采样可以表示为

$$\begin{cases} I_0(t_{sa}) = A_0 C(t_{st}) D(t_{st}) \cos[2\pi(\Delta\tilde{f}_{ca} - \Delta\tilde{f}_{ca})t_{sa} + \phi_{\text{IF}} - \tilde{\phi}_{\text{IF}}] + w_{I0}(t_{sa}) \\ Q_0(t_{sa}) = A_0 C(t_{st}) D(t_{st}) \sin[2\pi(\Delta\tilde{f}_{ca} - \Delta\tilde{f}_{ca})t_{sa} + \phi_{\text{IF}} - \tilde{\phi}_{\text{IF}}] + w_{Q0}(t_{sa}) \end{cases} \quad (9.6)$$

式中: A_0 为经过 AGC 和 ADC 后的信号幅度; w_{I0} 和 w_{Q0} 表示由接收机、RF 干扰和其他卫星信号所引起的噪声。

当测距处理器得到的载波相位和频率估计值正确时,那么信号的所有功率是分布在同相采样点上。如果相位的估计值相差 90° ,那么信号的功率分布在正交相采样点上。当频率估计存在误差时,信号的功率在同相和正交相采样点上振荡,频率误差越大,振荡周期越短。

一些接收机包括全数字接收机在 ADC 处进行相位的正交采样。但是它们仍然要求进行载波剥离处理,以便在接收机前端中的共用载波频率上使用每一个信号的多普勒频移^[1]。

基带信号处理的第二步为码相关,已在 8.1.2 节中介绍。对于 BPSK 信号,码相关包含预相关采样值 I_0 、 Q_0 与超前、即时及滞后参考码相乘,参考码可以表示为

$$\begin{cases} C_E(t_{s0}) = C(\tilde{t}_{st} + d/2f_{co}) \\ C_P(t_{sa}) = C(\tilde{t}_{st}) \\ C_L(t_{sa}) = C(\tilde{t}_{st} - d/2f_{co}) \end{cases} \quad (9.7)$$

式中: $\tilde{t}_a$ 为 GNSS 信号发射时间在测距处理器中的测量值; d 为超前和滞后参考码信号之间码相位偏移, 单位为码片。

即时参考码信号的相位为超前和滞后参考码信号相位的中间值。根据信号的类型和接收机的设计不同, 超前和滞后相关器的间隔在 0.05 ~ 1 码片范围内变化。码相关也称为码剥离。参考码产生器的相位就是码 NCO 输出值的积分。码 NCO 由参考晶振驱动, 而由测距处理器控制。调制有分层码的信号可以与全码作相关也可以仅仅与基本码作相关。

为了减少处理负担, 一些接收机采用超前减滞后相关器, 而不是单独的超前相关器和单独的滞后相关器, 在这种情况下, I_0 和 Q_0 与下列表达式相乘:

$$\begin{aligned} C_{E-L}(t_{sa}) &= C_E(t_{sa}) - C_L(t_{sa}) \\ &= C(\tilde{t}_a + d/2f_{ca}) - C(\tilde{t}_a - d/2f_{ca}) \end{aligned} \quad (9.8)$$

相关器的输出在时间间隔 τ_a 中进行积分, 时间间隔 τ_a 最小取值为 1ms, 然后将积分的相关器输出值发送给测距处理器作进一步的处理。虽然累加严格上讲就是求和, 但是如果有足够的采样点, 那么累加从解析角度可以当作积分, 因此累加通常称为积分和清零 (integrate and dump)。超前、即时和滞后的同相和正交相的累加相关器输出可以表示为

$$\begin{cases} I_E(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_E(t) dt, & Q_E(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_E(t) dt \\ I_P(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_P(t) dt, & Q_P(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_P(t) dt \\ I_L(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_L(t) dt, & Q_L(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_L(t) dt \end{cases} \quad (9.9)$$

其中 f_a 为 ADC 的采样频率, 注意在相关器时间间隔末端使用了时间标记。这些相关器的输出一般通常简称为 I_s 和 Q_s 。

将式(9.6)和式(9.7)代入到式(9.9), 并且假定使用了一个 AGC, 那么累加的相关器输出可以表示为^[1]

$$\begin{cases} I_E(t_{sa}) = \sigma_{IQ} [\sqrt{2(c/n_0)\tau_a} R(x - d/2) D(t_a) \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) \cos(\delta\phi_{ca}) + w_{IE}(t_{sa})] \\ I_P(t_{sa}) = \sigma_{IQ} [\sqrt{2(c/n_0)\tau_a} R(x) D(t_a) \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) \cos(\delta\phi_{ca}) + w_{IP}(t_{sa})] \\ I_L(t_{sa}) = \sigma_{IQ} [\sqrt{2(c/n_0)\tau_a} R(x + d/2) D(t_a) \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) \cos(\delta\phi_{ca}) + w_{IL}(t_{sa})] \\ Q_E(t_{sa}) = \sigma_{IQ} [\sqrt{2(c/n_0)\tau_a} R(x - d/2) D(t_a) \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) \sin(\delta\phi_{ca}) + w_{QE}(t_{sa})] \\ Q_P(t_{sa}) = \sigma_{IQ} [\sqrt{2(c/n_0)\tau_a} R(x) D(t_a) \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) \sin(\delta\phi_{ca}) + w_{QP}(t_{sa})] \\ Q_L(t_{sa}) = \sigma_{IQ} [\sqrt{2(c/n_0)\tau_a} R(x + d/2) D(t_a) \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) \sin(\delta\phi_{ca}) + w_{QL}(t_{sa})] \end{cases} \quad (9.10)$$

式中: σ_{n0} 为噪声标准偏差; c/n_0 为载波功率噪声密度比; R 为码相关函数; x 为以码片为单位的码跟踪误差; δf_{ca} 为载波频率跟踪误差; $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$; $\delta\phi_{ca}$ 为载波相位跟踪误差; w_{IE} 、 w_{IP} 、 w_{IL} 、 w_{QE} 、 w_{QP} 和 w_{QL} 是归一化的 I 和 Q 噪声项。对于没有调制导航电文的 GNSS 信号, 或称为导频信号, 则省略了导航电文 D。

跟踪误差定义如下:

$$\begin{cases} x = (t_{st} - \tilde{t}_{st})f_{co} \\ \delta f_{ca} = \Delta f_{ca} - \tilde{\Delta f_{ca}} \\ \delta\phi_{ca} = \phi_{IF} - \tilde{\phi}_{IF} + (2\pi t_{sa} - \pi\tau_a)\delta f_{ca} \end{cases} \quad (9.11)$$

从式(8.2)、式(8.47)、式(8.48)和式(9.2)中可以看出, 跟踪误差可以表示成伪距和伪距率测量误差的形式:

$$\begin{cases} x = (\tilde{\rho}_R - \rho_R)f_{co}/c \\ \delta f_{ca} = (\tilde{\dot{\rho}}_R - \dot{\rho}_R)f_{ca}/c \end{cases} \quad (9.12)$$

在接下来的小节中, 将分别介绍 BPSK 相关函数、BOC 相关、载波功率噪声密度比和噪声特性, 然后介绍信号累加时间间隔、信号的多路复用处理和半无编码相关。

9.1.4.1 BPSK 码相关函数

码相关函数提供当输入信号和参考码信号之间对齐时, 需移动参考码的码片测量值。不考虑带限的影响, 根据式(9.6)~式(9.11), BPSK 信号的相关函数可以表示为

$$R_{\text{BPSK}}(x) = \frac{1}{T_a} \int_{t_{st}-\tau_a}^{t_{st}} C(t) C(t - x/f_{co}) dt \quad (9.13)$$

如 8.1.2 节所述, 测距码 C 的取值为 ± 1 。因此, 当输入信号和参考码完全对齐时, 相关函数 $R(0)$ 的取值为单位 1。BPSK 的测距码为伪随机码, 因此如果跟踪误差超过一个码片, 则在给定时间点上, 信号和参考码的乘积取值为 +1 或 -1 的概率近似相等。在累加积分时间间隔内, 对信号和参考码的乘积进行积分就会得到一名义上为零值的相关函数。当码跟踪误差为半个码片时, 那么信号和参考码将在累加时间间隔的 1/2 处匹配, 而在另外 1/2 处它们乘积的平均将近似为零, 从而相关函数的值为 $R(0.5) = 0.5$ 。如图 9.5 所示。一般来说, 跟踪误差越小, 信号和参考码将匹配得越好。因此相关函数可以近似表示为

$$R_{\text{BPSK}}(x) \approx \begin{cases} 1 - |x|, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (9.14)$$

这个公式可以用图 9.5 来说明。在实际中,预相关带限对卫星发射器和接收机的射频前端处的信号有影响,其影响是使信号码片在跃迁处产生舍入,参考图 9.6。产生这样情况的原因是矩形波由无数被带限截断的正弦傅里叶级数组成。同样如图 9.5 所示,码片的平滑将使得相关函数平滑。

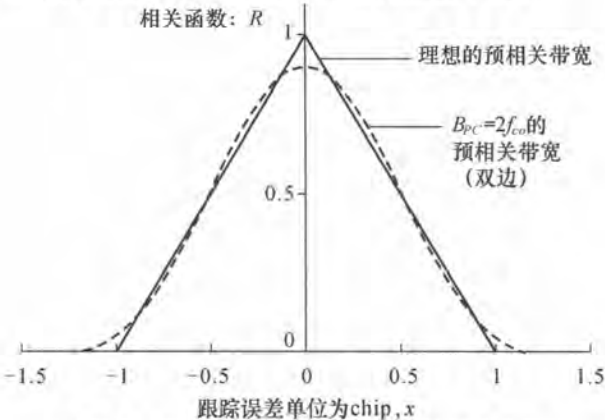


图 9.5 无限和带限信号的 BPSK 码相关函数

对带限信号码进行近似的一种方法是用上升时间为 $\Delta x \approx 0.88f_{co}/B_{PC}$ 的梯形波替代矩形波,其中 B_{PC} 为双边预相关带宽^[23],如图 9.6 所示。在梯形近似下的相关函数可以表示为^[24]

$$R(x, \Delta x) \approx \begin{cases} 1 - \frac{\Delta x}{4} - \frac{x^2}{\Delta x}, & 0 \leq |x| \leq \Delta x/2 \\ 1 - |x|, & \Delta x/2 \leq |x| \leq 1 - \Delta x/2 \\ \frac{1}{2\Delta x} - \left(\frac{|x|}{\Delta x} - \frac{1}{2} \right) \left(1 - \frac{|x|}{2} + \frac{\Delta x}{4} \right), & 1 - \Delta x/2 \leq |x| \leq 1 + \Delta x/2 \\ 0, & 1 + \Delta x/2 \leq |x| \end{cases} \quad (9.15)$$

使用傅里叶分析,带限相关函数可以表示得更精确。

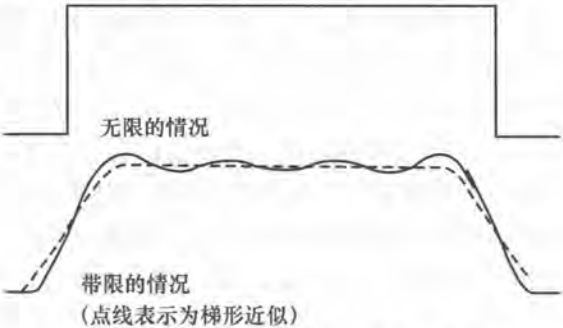


图 9.6 无限和带限码片信号的比较

对于码跟踪误差大于一个码片的情况, PRN 码序列的自相关函数并不确切等于零。相反, 它的特性表现为标准偏差为 $1/\sqrt{n}$ 的噪声, 其中 n 为码重复周期或者是累加积分间隔时间内的码片数, 无论哪一个情况, 码片数都较少^[3]。参考码和相同长度的不同 PRN 码之间的互相关函数, 同样是一个标准偏差为 $1/\sqrt{n}$ 的噪声。GNSS 信号所采用的测距码并不是随意选择的。例如, GPS C/A 码选取的原则是将互相关峰值和自相关次峰值限制在 +0.064 和 -0.062 以内。

9.1.4.2 BOC 相关

对于 BOC 信号, 载波剥离后的 I_0 和 Q_0 采样可以表示为

$$\begin{cases} I_0(t_{sa}) = A_0 C(t_{st}) S(t_{st}) D(t_{st}) \cos[2\pi(\Delta f_{ca} - \Delta \hat{f}_{ca})t_{sa} + \phi_{IF} - \tilde{\phi}_{IF}] + w_{I0}(t_{sa}) \\ Q_0(t_{sa}) = A_0 C(t_{st}) S(t_{st}) D(t_{st}) \sin[2\pi(\Delta f_{ca} - \Delta \hat{f}_{ca})t_{sa} + \phi_{IF} - \tilde{\phi}_{IF}] + w_{Q0}(t_{sa}) \end{cases} \quad (9.16)$$

为了对上式中的信号进行解调, 式(9.16)必须乘以一个参考副载波函数。这可以是一个与参考码对齐的超前、即时或者滞后副载波, 因此,

$$\begin{cases} I_E(t_{sa}) = f_s \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_E(t) S_E(t) dt, & Q_E(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_E(t) S_E(t) dt \\ I_P(t_{sa}) = f_s \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_P(t) S_P(t) dt, & Q_P(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_P(t) S_P(t) dt \\ I_L(t_{sa}) = f_s \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_L(t) S_L(t) dt, & Q_L(t_{sa}) = f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_L(t) S_L(t) dt \end{cases} \quad (9.17)$$

其中,

$$\begin{cases} S_E(t_{sa}) = S(\hat{t}_{st} + d/2f_{co}) \\ S_P(t_{sa}) = S(\hat{t}_{st}) \\ S_L(t_{sa}) = S(\hat{t}_{st} - d/2f_{co}) \end{cases} \quad (9.18)$$

累加的相关器输出与式(9.10)一样, 但是相关函数更复杂, 可以表示如下:

$$R_{BOC}(x) = \frac{1}{\tau_a} \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} C(t) C(t - x/f_{co}) S(t) S(t - x/f_{co}) dt \quad (9.19)$$

副载波函数的码片比扩频码短, 有一比扩频码码片短或者相等的重复周期。因此如果码跟踪误差小于一个扩频码片长度, 但是大于副载波函数码片长度, 则

参考码和信号有一个负的相关值。图 9.7 说明了主要的 BOC GNSS 信号的混合相关函数^[25]。

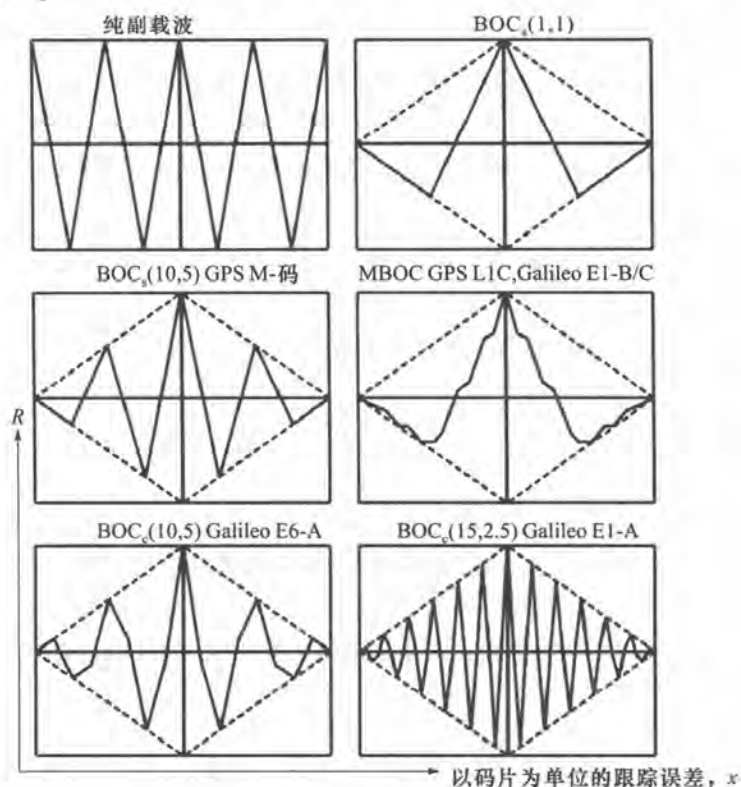


图 9.7 BOC 混合扩频和副载波码相关函数
(不考虑带限影响;虚线为等价 BPSK 相关函数)

同样让信号与另一个副载波函数作相关来辅助 BOC 信号的捕获与跟踪。一个副载波的例子表示如下:

$$\begin{aligned}
 I_{p\Delta}(t_{sa}) &= f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} I_0(t) C_p(t) S_{\Delta}(t) dt, \\
 Q_{p\Delta}(t_{sa}) &= f_a \int_{t_{sa}-\tau_a}^{t_{sa}} Q_0(t) C_p(t) S_{\Delta}(t) dt
 \end{aligned} \quad (9.20)$$

其中,

$$S_{\Delta}(t_{sa}) = S(\tilde{t}_{st} + e/2f_s) - S(\tilde{t}_{st} - e/2f_s) \quad (9.21)$$

式中: e 为两个副载波在副载波周期内的偏移量。

9.1.4.3 载波功率噪声密度比和噪声特性

载波功率噪声密度比 c/n_0 , 为接收信号的功率与单边噪声 PSD 的比值, 被

GNSS 信号的频谱用来加权。它是用来确定 GNSS 性能的信号噪声比环境的基本测量值。它通常用分贝形式表示,为了避免混淆,采用等价的大写形式 C/N_0 来表示(一些学者采用 C/N_o):

$$C/N_0 = 10\lg(c/n_0), c/n_0 = 10^{\frac{C/N_0}{10}} \quad (9.22)$$

将载波功率噪声密度比作为信号强度、干扰水平、接收机和天线设计的函数,见参考文献[3,23]。对于垂直入射到优质天线的强 GPS C/A 码信号,在没有干扰的条件下, C/N_0 值可能超过 45dB-Hz。在 9.2.6 节中,将讨论用户设备 c/n_0 值的测量,而 c/n_0 值对距离测量误差的影响在 9.3.3 节中讨论。CD 中附录 G 的 G.6.1 节描述了信噪比和载波功率噪声密度比的关系。

根据式(9.10),累加的相关器输出值 I 和 Q 的噪声标准差定义为 σ_{IQ} 。 σ_{IQ} 主要和下列四个因素有关:采样前的噪声标准差、ADC 的量化水平、累加的时间间隔以及基带处理器中 I 和 Q 输出值的任何缩放比例。AGC 使得量化水平和预采样噪声标准差的比值保持不变。因此对于使用连续 AGC 的所有接收机来说,若累加的时间间隔已知,那么 σ_{IQ} 将是一个常值,但是接收机的设计不同, σ_{IQ} 也不一样。

通过定义,归一化的相关器输出噪声项的均值为零,方差为 1。由于在累加时间间隔内, I_e 和 Q_e 的乘积平均趋近于零,因此同相和正交相通道的噪声是不相关的。于是噪声项有如下的数学期望:

$$\begin{cases} E(w_{I\alpha}^2) = E(w_{Q\alpha}^2) = 1 \\ E(w_{I\alpha}) = E(w_{Q\alpha}) = 0, \alpha, \beta \in E, P, L. \\ E(w_{I\alpha}w_{Q\beta}) = 0 \end{cases} \quad (9.23)$$

由于同一噪声序列 $w_{I0}(t_{sa})$ 和 $w_{Q0}(t_{sa})$ 乘以同一参考码,参考码之间的相位偏移小于 1 个码片,因此超前、即时和滞后相关器输出的噪声是相关的。因此,在参考码对齐的相关时间间隔整数倍处,噪声相同。忽略预相关带限的影响,相关特性可以表示为

$$\begin{cases} E(w_{IE}w_{IP}) = E(w_{QE}w_{QP}) = E(w_{IP}w_{IL}) = E(w_{QP}w_{QL}) = 1 - d/2 \\ E(w_{IE}w_{IL}) = E(w_{QE}w_{QL}) = 1 - d \end{cases} \quad (9.24)$$

由于带限在输入噪声序列 $w_{I0}(t_{sa})$ 和 $w_{Q0}(t_{sa})$ 中引入了时间相关,因此带限增加了超前、即时和滞后相关器输出之间的相关性^[27]。

9.1.4.4 累加积分时间

累加积分时间间隔 τ_a 就是对相关器输出进行累加的时间,其选择是基于以下四个因素的折衷:信噪比、信号的相干性、导航电文数据位的处理和测距处理器的带宽。像 CD 中附录 G 的 G.6.1 节表示的那样,最大化累加积分时间 τ_a 可

以使基带信号处理器的 I 和 Q 输出值的信噪比最优。但是累加积分时间 τ_a 选取越短,则其他因素的性能变得最优。

经过载波剥离后,如果载波相位残差随着累加积分时间的变化而变化,那么累加的采样将相互干扰,如图 8.9 所示。这可以通过式(9.10)中的 $\text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a)$ 项得到说明。在整个累加时间间隔内,当相位误差的变化为一整数周期时,总的相位误差可以抵消。为了使 I 和 Q 的信噪比最大,在累加积分时间内,必须保持相位误差恒定,称为保持相位相干,而 I 和 Q 的线性求和称为相干积分。为了限制由于载波相位干扰而引起的信号功率损失不超过 $1/2$,下列条件必须满足:

$$\begin{cases} \text{sinc}(\pi\delta f_{ca}\tau_a) < 1/\sqrt{2} \\ |\delta f_{ca}| < \frac{0.443}{\tau_a} \\ |\dot{\delta\phi}| < 0.443 \frac{c}{f_{ca}\tau_a} \end{cases} \quad (9.25)$$

因此,对于 $\tau_a = 20\text{ms}$ 和 L1 频段的信号,距离率误差必须小于 4.2m/s 。

在比累加积分时间更长的时间周期内, I 和 Q 的平方和能够消除载波相位的干扰,因此 $I^2 + Q^2$ 求和称为非相干积分。但是非相干积分的功率信号噪声比会随着积分时间均方根的变化而变化,这正好与线性相干积分情况相反。因此通过如下的方式可以使得功率信号噪声比最优:当载波相位干扰开始产生影响之前,采用相干求和方式,之后进行非相干求和。

所有传统的 GNSS 信号和大多数新的 GNSS 信号都调制有导航电文信息。如果相干累加跨越两个导航电文数据位,那么这些数据位的符号相同或相反的概率相等。如果这些导航数据位符号不同,那么在求和过程中,有一半信号部分的符号发生改变,因此累加信号的功率将相互抵消。对于累加时间超过一个数据位情况,对相关器的输出进行累加同样阻碍导航数据的解调。因此,数据位的长度是影响累加积分时间选取的一个重要因素,而不同的 GNSS 系统,导航数据位长度是不一样的,如 Galileo E6C-d 数据长度为 1ms ,而传统的卫星信号、GPS L2C 和 Galileo E5a-d 的数据长度为 20ms (参考第 8 章),避开这种限制的特殊处理技术在 10.3.5 节中讨论。

对于一些比较新的、调制有导航电文的 GNSS 信号,码的重复周期大于或等于导航数据位的长度,因此从测距码就能确定导航数据位的边沿。然而, GPS 和 GLONASS 的 C/A 码在每一位导航数据位中重复 20 次,因此需要使用搜索过程来初始确定导航数据位的边界(参考 9.2.5 节)。当数据位的边界未知时,唯一避免跨越数据位边界的求和方法是将累加积分时间限制为 1ms 的码长度时间。但是对于累加积分时间低于 20ms 的情况,当求和超过数据位的边界时,将有不到 $1/4$ 的信号功率会损失。对于 GLONASS FDMA 信号, 100chip/s 的迂回曲折

序列将进一步增加复杂性(参考 8.4.2 节)。

当包含分层码的信号仅仅与基码做相关时(如捕获期间),应当类似地避免超过连续从码边界的相干求和,记住这些边界总是已知的。

最后一个决定累加积分时间的因素是测距处理器的奈奎斯特准则。在跟踪状态,跟踪函数的采样率至少是跟踪环路带宽的 2 倍,对于载波跟踪来说,环路带宽是比较大的。跟踪函数的采样率通常是累加积分时间 τ_a 的倒数,称为后相关或预检测带宽。在捕获状态,长的累加积分时间将导致长的捕获时间或者要求较多的相关器(参考 9.2.1 节)。

最优的累加积分时间,与测距处理器是处在捕获还是跟踪状态相关,也与信号噪声的环境相关。在基带相关器中可以改变累加积分时间。但是也可以在基带处理器中简单地将它固定在最小的要求值 1ms 上,然后在测距处理器中再进行附加的求和。

9.1.4.5 信号多路复用处理

GPS L5 和 L1C 信号、一些 GLONASS CDMA 信号、大多数 Galileo 信号及“北斗”第三阶段的信号都是采用同相和正交相对的方式广播,而导航电文的数据仅仅调制在其中某一路上。GPS L2C、GPS M 码、Galileo PRS 和一些 GLONASS CDMA 信号采用的是时分多址方式广播,即调制导航电文的码和没有调制导航的码交替广播。许多的接收机将同时处理这两种信号,许多基带处理器的功能可以被这些信号所共用。由于这些多路复用信号对的码和载波同相,因此码和载波的 NCO 能够被共用。

在码相关器输出之前,TDM 信号对可以当作单一信号进行处理,然后将交替的参考码比特流对应的采样分别送到数据通道和导频通道累加器。此外,每一个分量可采用单独的码相关器,而参考码取值为 +1、-1 和 0 中的一个,这样当一个分量的参考码非零时,则另一个分量的参考码为零^[28,29]。

对于同相和正交相信号的多路复用传输,由于两者同时发射,因此必须采用单独的码相关器。但是由于一个信号的同相采样正好是另一个信号的正交相采样,因此同相和正交相采样或者是载波剥离的相位是可以共用的。

9.1.4.6 半无码相关

原则上,GPS P(Y)码被译成 Y 码时,仅仅可以被授权用户使用。但是,非授权用户可通过利用该码的分层特性来跟踪它。Y 码由公众已知的速率为 10.23Mbit/s 的 P 码乘以一个速率为 0.515 Mbit/s 加密码得到。因此,当相关器输出的相干积分时间限制在每一个加密码片 20 位的长度时,通过与 P 码作相干,也能够捕获和跟踪 L2 波段上的 Y 码信号。除此之外,必须采用非相干累加,即对 $I^2 + Q^2$ 或其方根进行求和,该技术称为半无码技术^[30]。与和全 Y 码作相关的方法比较,该方法将导致 18dB 信噪比的损失。另外,无码技术也将在文

献[30]中介绍。

9.2 测距处理器

GNSS 测距处理器使用接收机累加的相关器输出值来确定伪距、伪距率和载波相位,以及控制本地参考码和载波的生成。本节介绍了 GNSS 信号的捕获以及码和载波的跟踪,接着讨论了跟踪锁定检测、导航电文解调、信噪比测量和提供给导航处理器的测量信息产生。在 9.2.1 节~9.2.6 节中,使用了简化的记号,并且省略发射机和接收机的名称。

9.2.1 捕获

当 GNSS 用户设备刚刚开机或有新卫星进入接收机的视野时,卫星信号的码相位是未知的。为了确定信号的码相位并获取信号的发射时间,需移动本地参考码相位,直到和接收到的卫星信号码相位相匹配。当本地产生的一参考码与接收信号的码相位差小于一个码片时,在接收机的累加相关器输出中可观测到解扩信号(见 9.1.4 节)。此外,还需获得足够精度的载波多普勒频移信息以保证在累加间隔内的信号相干。否则,本地参考信号的多普勒频移同样必须被改变。上述卫星信号搜索过程称为捕获(acquisition)^[1,3,13]。设计捕获算法是在速度、灵敏度、可靠性和处理能力中寻求一个折衷。

每个搜索的码相位与多普勒频率称为一个搜索间隔(bin),两者组合的搜索区间称为一个搜索单元(cell)。每一个搜索单元相关所消耗的时间称为驻留时间(dwell time),包括相干积分和非相干积分两种。码相位搜索间隔通常为半个码片,多普勒搜索间隔由相干积分时间 τ_a 决定,一般为 $1/2\tau_a$,长驻留时间情况除外。对每个搜索单元,将同相和正交相通道的输出平方和 $I^2 + Q^2$ 与捕获门限值相比较,并进行统计检验。若大于捕获门限,则认为捕获到卫星的信号。

传统捕获算法如 Tong 检测法,是在多普勒频率搜索窗口的中心两侧轮流搜索。而在给定的多普勒频移的情况下,对所有的码相位进行搜索,若没有检测到卫星信号,再进入下一个多普勒搜索间隔。码相位搜索是从超前到滞后,这样直射信号会在反射信号之前被发现。每个基带处理器通道典型的有三对 I 和 Q 相关器,因此可以同时搜索 3 个码相位。捕获时不应当采用窄的相关间隔。基带处理器通常采用多个并行通道来同时对多个单元进行搜索或同时对多个卫星信号进行捕获。若搜索结果超过捕获门限,则在同一搜索单元内进行一定次数捕获,若信号的捕获被确认则捕获结束。信号捕获的确定过程就是对于每一个搜索窗口,在驻留时间不是很长的情况下,使虚警概率和漏检概率值最小。图 9.8 描述了信号的捕获过程。

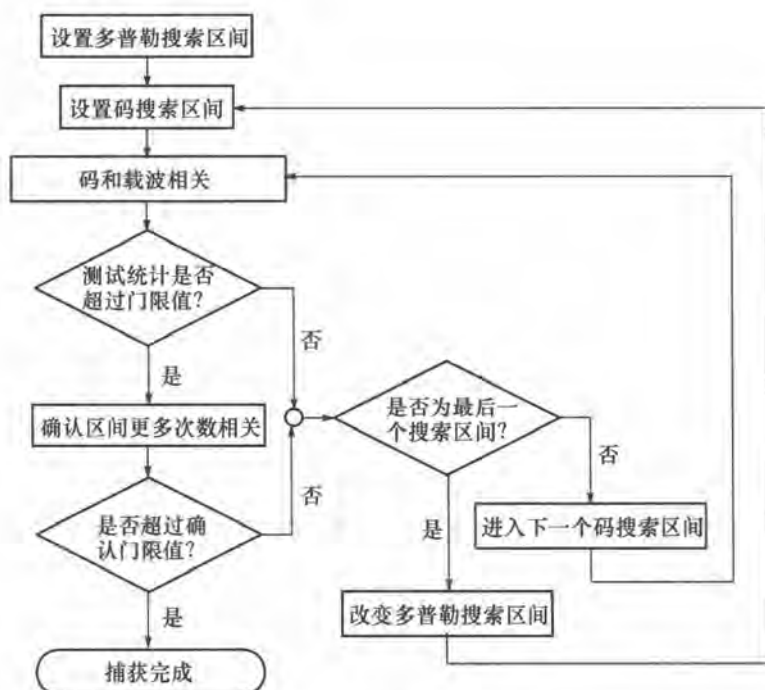


图 9.8 信号的时域捕获过程

捕获搜索时可能出现多个峰值。由于码相关函数的局限(见 9.1.4.1 节),码相位搜索时可能出现幅值较小的自相关峰值和互相关峰值,而且码周期越长,副峰值越小。在多普勒搜索过程中,由于式(9.10)中的 sinc 函数副峰值的影响,多普勒方向搜索时会出现如图 9.9 所示的较小峰值。所有的 GNSS 信号都会出现这样的情况,GNSS 信号的多普勒副相关峰值大于码相位副相关峰值。为了避免捕获算法首先检测到副相关峰值,在信噪比较大环境中,捕获门限的设置要高于副峰的峰值。若第一次搜索完所有单元后检测不到卫星信号,才可减小捕获门限值。注意直到信号被捕获时,才能计算信噪比。

当捕获诸如 GPS C/A 短码的微弱信号时,就会出现一些相关的问题。本地参考码与较强的 C/A 码信号互相关值能够产生误匹配,被认为是捕获到信号。一个好的捕获算法将首先捕获最强的信号,然后确定频率上的互相关峰值,并且捕获算法能够识别频率上的互相关峰值,并剔除它。即使当频率上的搜索步长为 1kHz 时,同样也能够发现互相关峰值,因此必须通过载波循环和码片之间误匹配来识别互相关峰值^[31]。

若使用 AGC,则噪声水平为常值。否则,需根据噪声水平不断的变化捕获门限值以保证恒定的捕获虚警率。当信噪比降低时,误检率随之增大。因此在恶劣信噪比环境下的 GNSS 信号捕获可通过延长驻留时间来减小误检率,从而使得在上述噪声和/或干扰环境下信号能够被识别。对于相干积分,要求的驻留

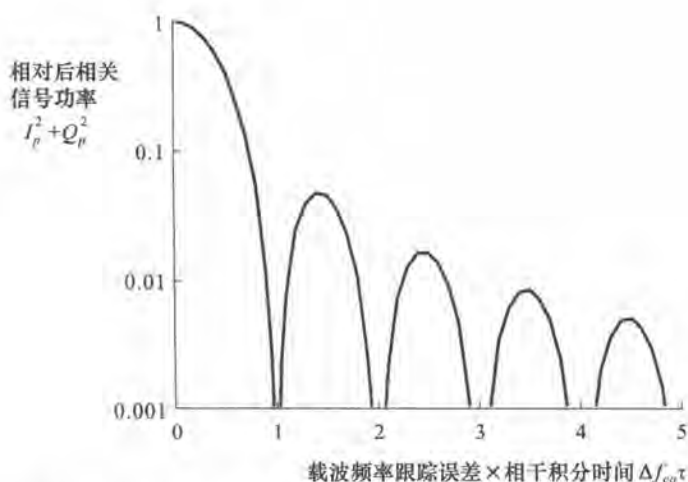


图 9.9 相对的相关后信号功率与载波频率跟踪误差的函数图

时间随 $(c/n_0)^{-1}$ 变化而变化,而对于非相干积分,要求的驻留时间随 $(c/n_0)^{-2}$ 变化而变化。因此增加相干积分时间 τ_a 能够获取较多的好处,这并不要求减少多普勒搜索步长、增加多普勒搜索窗口的数目^[32]。

对较长时间的相干积分,在整个积分时间间隔内,由于码相位的变化将取代载波相位的变化成为一个限制因素,因此长的非相干积分同样需要较密的多普勒搜索间隔。对于 GPS C/A 码门限值约为 20s,而对于 P(Y) 码为 2s(假定 $\tau_a = 20\text{ms}$)。于是要求的多普勒搜索区间的数目跟码片率与驻留时间的乘积成正比。

由于载体的机动造成多普勒频率的变化,在这种情况下实现长的驻留时间的捕获是成问题的,但是可以通过外部辅助来补偿(参考 10.5.1 节)。

多数情况下,用户接收机通常可以从上次定位结果或与其他导航系统的组合系统中得到近似的时间、用户位置和卫星的历书数据,这种情况下的接收机的捕获称为温启动(warm starts)。若捕获时没有此类可用信息,则接收机进行冷启动(cold start)。在星历数据可用且时间精度优于 1ms 的情况下的捕获称为热启动(hot starts)。码搜索窗口的大小取决于时间和位置的不确定性,通常取 3σ 范围。对于短码的捕获,如 GPS 和 GLONASS 的 C/A 码,码的搜索区间限制为一个码周期,在没有可用信息的情况下,可大大减少码相位与多普勒搜索单元。相反,对于长码的捕获,如 GPS 的 P(Y) 和 M 码以及 Galileo 的 PRS 码,在没有可用时间信息的情况下不能完成捕获。

对于固定的搜索窗口,需搜索的码间隔数目与码率成正比。多普勒搜索区间的数目取决于卫星和用户相对速度的不确定性,通常也取 3σ 范围,边界为视线方向上用户最大速度及视线上卫星最大速度(约 1200m/s)决定的最大取值。此外,若使用低成本参考晶振(见 9.1.2 节),为了确定接收机时钟漂移,在首次

捕获时要求搜索更多数目的多普勒搜索窗口,一个典型值为 $\pm 2500\text{m/s}$ 。

当接收机捕获到 4 颗或多于 4 颗卫星时,使得能够进行导航定位解算,且当前历书数据可用,此时若再捕获其他卫星或重捕获失锁卫星(称为**重捕**(reacquisition)),不需在多普勒方向上进行搜索,且码搜索窗口的数目很小。对于同一颗卫星发射的多个信号的捕获,若已经捕获到其中一种信号,则可减小其他信号的搜索窗口数目。故大多数 PPS GPS 用户设备,均首先捕获 C/A 码,再对 P(Y) 码进行捕获。可以采用同样捕获方法对较长的长度和较高速率的其他码进行捕获。

在冷启动捕获过程中, GPS C/A 码的搜索间隔的数目为 2046。在强信噪比环境下,当采用 TCXO 晶振的接收机静止时,且多普勒搜索间隔数目大约为 20 个时,驻留时间取 1ms 已经足够。若一次搜索三个单元,单通道可在约 15s 内完成搜索。但是,采用长驻留时间低信噪比信号的捕获、高码片率信号的捕获以及很少有可用先验信息的长周期信号的捕获,若使用传统捕获技术均需花费更长时间。注意若码速率越高,则抗窄带干扰的性能越好,而对于 GPS M 码信号的捕获,独立于其他信号,有一个特定的要求。

解决这些具有挑战性的捕获任务或者加速捕获过程都需要较多的硬件资源。采用大量并行相关器阵列的接收机,能够并行搜索数千个码窗口,而在普通的接收机内部,在每个频带内只能并行搜索 30 ~ 36 个方格^[33,34]。但是,采用快速傅里叶变换(FFT)的捕获技术是一种比较有效的信号捕获技术。

基于 FFT 的捕获算法是基于如下的基本原理:频域的相乘与时域的卷积是等价的。对载波剥离后的同相和正交相采样 I_0 和 Q_0 可以使用 FFT 的捕获算法。在给定多普勒频移条件下将相干积分时间 τ_a 内的卫星信号采样进行 FFT 变换,转换成频域信号,按照同样的方法将本地参考信号转换成频域信号,然后两个频域信号在频域内进行相乘。最后对结果作 FFT 逆变换,得到所有码相位窗口的测试统计结果^[16,22,35,36]。图 9.10 说明了信号的 FFT 捕获过程。记住一个 FFT 仅仅能够处理 2^n 个采样值,其中 n 为整数。为了提高处理效率,避免导航数据位和从码码片边界外的相关,可以对参考码进行补零(参考 9.1.4.4 节)。

大量的并行相关和 FFT 的捕获都比跟踪需要更多的处理能力。因此,通常采用专用处理器来实现信号的捕获,称之为一个**捕获器**(acquisition engine),它仅仅在需要捕获时才上电。

GPS 的 L5 码和大多 Galileo 码为分层码,该特性用来加快捕获速度。初始时将相干积分时间限制为基码的周期,则捕获时码片的搜索数目为基码的码长。一旦捕获到基码的码相位,就捕获到了完整码。在捕获从码时,则需设置较长的相干积分时间与驻留时间,但是搜索码片窗口数目小于从码的码长。

由于 BOC 信号的相关函数峰很窄(见 9.1.4.2 节),完整的 BOC 信号捕获

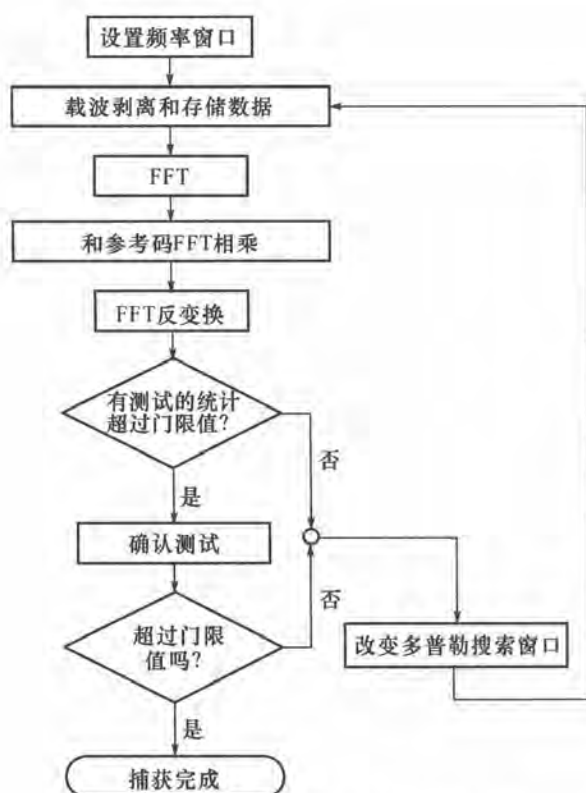


图 9.10 基于 FFT 的信号捕获过程

要求的码搜索窗口之间的间距为 $1/4$ 的副载波周期。若捕获时仅仅使用一个旁瓣或通过非相干结合独立相关的数个旁瓣,码窗口之间的间隔仅需为一个扩频码的半个码片。对 GPS 的 L1C 和 Galileo 的 E1-B/C 信号(假定仅仅使用 BOC_(1,1)分量)而言,捕获搜索单元数减少 2 倍;对 GPS 的 M 码和 Galileo 的 E6-A 码而言,捕获搜索单元数减少 4 倍;对于 Galileo 的 E1-A 信号而言,捕获搜索单元数减少 12 倍。但是,单旁瓣的操作将使有效地信噪比减半,而旁瓣的单独相干则需要附加的硬件。

副载波的抵消提供了同样的性能,码窗口的数目与采用与单独的旁瓣相关时的窗口数是一样的,但是仅仅需要一个前端。信号与同步且有区别的副载波作相关(参考 9.1.4.2 节),测试的统计为^[37,38]

$$s_{\text{SCC}} = \sqrt{I_P^2 + Q_P^2} + \sqrt{I_{PA}^2 + Q_{PA}^2} \quad (9.26)$$

对于正弦相位的 BOC 信号,式(9.26)产生了一个金字塔形状的相关函数,图 9.11 显示了一些例子。

当一颗卫星在同一频段上发射一对信号时,不管有没有调制导航电文,这一对信号能够被同时捕获,对相关器的输出进行非相干合并,得到的测试统计

如下：

$$s_{d+p} = I_d^2 + Q_d^2 + I_p^2 + Q_p^2 \tag{9.27}$$

式中：下标 d 和 p 分别为有导航数据调制和导频^[39]。

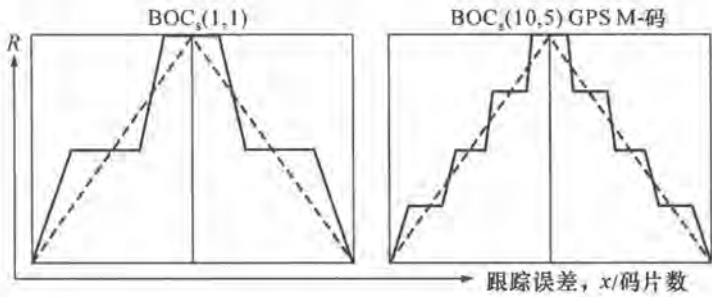


图 9.11 使用副载波抵消的有效地 BOC 相关函数
(忽略带限,点线表示相当的 BPSK 相关函数)

9.2.2 码跟踪

一旦 GNSS 信号捕获成功后,码跟踪处理就是根据基带信号处理器输出的 I 、 Q 测量值来获得码相位测量值的精确值,并控制码 NCO,保持本地码和卫星信号的对齐。码相位也用来计算伪距测量值,参考 9.2.7 节。太多 GNSS 用户端使用固定增益的延迟锁定环(delay lock loop, DLL)对每一信号进行单独的码跟踪^[23],同样也可以使用卡尔曼滤波器^[32]。码跟踪也可以与导航解算合并,参考 10.3.7 节。

图 9.12 表示了一个典型的码跟踪环路。码鉴别器根据超前、即时、滞后的同相和正交相累加相关器的输出,计算码跟踪误差。据此校正跟踪环路的码相位估计值,预测下一时刻的码相位,然后产生码 NCO 控制量,并送给接收机以闭合跟踪回路。预测下一时刻的码相位可借助载波跟踪环、导航处理器或 INS 系统或航迹推算系统(参考 10.5.1 节)提供作为辅助量的距离变化率信息。同一卫星上的其他信号的载波跟踪环路的输出同样可以作为距离率的辅助量^[40]。下面对每一步进行描述。

鉴别器函数可以在一个导航数据位周期内对 I 和 Q 信息进行相干积分。但是,由于跟踪环本质上就是执行非相干积分,因此执行非相干积分并没有什么好处。将 I 和 Q 在 τ_c 内累加,使用累加值生成鉴别器函数 D ,其输出与码跟踪误差 x 成正比。最常用的鉴别器有点积功率(dot-product power, DPP)、超前减滞后功率(early-minus-late power, ELP)和超前减滞后包络(early-minus-late envelope, ELE)非相干鉴别器^[1,13]：

$$\begin{cases} D_{\text{DPP}} = (I_E - I_L)I_P + (Q_E - Q_L)Q_P \\ D_{\text{ELP}} = (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \\ D_{\text{ELE}} = \sqrt{I_E^2 + Q_E^2} - \sqrt{I_L^2 + Q_L^2} \end{cases} \quad (9.28)$$

注意上式中, 仅仅点积鉴别器使用即时的相关输出。它的公式就是一个超前减滞后相关器(参考 7.1.4 节)。

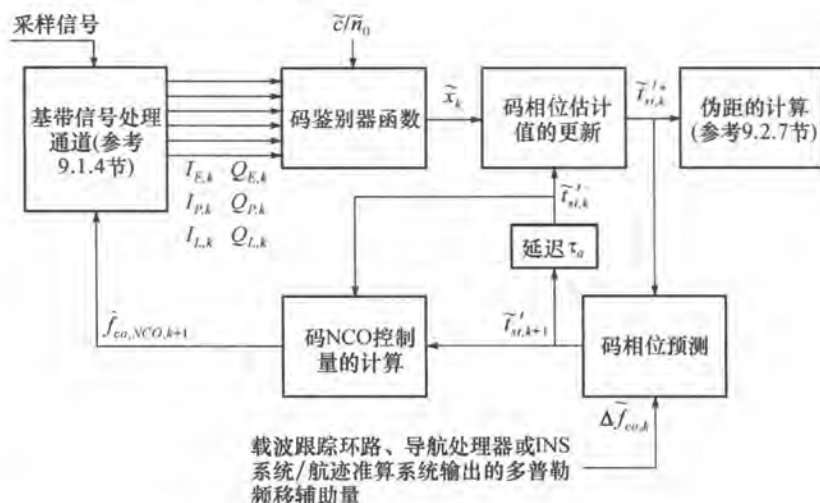


图 9.12 码跟踪环路

相干鉴别器噪声相对较小,但为了保证信号的功率在同相通道上,需采用载波相位跟踪。但是,由于载波相位跟踪的鲁棒性远不及码跟踪,因此在低信噪比环境中仅仅使用非相干鉴别器。一个相干鉴别器例子,直接决策鉴别器可表示为

$$D_{\text{Cob}} = (I_E - I_L) \text{sign}(I_P) \quad (9.29)$$

所有这些鉴别器的工作原理是:当即时参考码与卫星信号完全同步时,超前相关通道和滞后相关通道的信号功率相等。为了得到码跟踪误差的测量值,鉴别器输出必须与归一化函数 N_D 相乘。因此有

$$\tilde{x}_k = N_D D \quad (9.30)$$

其中,

$$N_D = \frac{x}{\lim_{x \rightarrow 0} E[D(x)]} \quad (9.31)$$

注意,仅仅当跟踪误差 x 很小时,鉴别器函数为 x 的线性函数。

根据式(9.10)、式(9.14)、式(9.23)和式(9.24),不考虑预相关带限的影响,并假设 $|x| < 1 - d/2$ 且 $\delta f_{co} = 0$ 鉴别器函数的数学期望可表示为

$$\begin{cases} E(D_{\text{DPP}}) = 2\sigma_{IQ}^2 (c/n_0) \tau_a (1 - |x|) (|x + d/2| - |x - d/2|) \\ E(D_{\text{ELP}}) = 2\sigma_{IQ}^2 (c/n_0) \tau_a (2 - |x + d/2| - |x - d/2|) (|x + d/2| - |x - d/2|) \\ E(D_{\text{ELE}}) = \sigma_{IQ} \sqrt{2(c/n_0) \tau_a} (|x + d/2| - |x - d/2|) \\ E(D_{\text{Coh}}) = \sigma_{IQ} \sqrt{2(c/n_0) \tau_a} (|x + d/2| - |x - d/2|) \cos(\delta\phi_{ca}) \end{cases} \quad (9.32)$$

由式(9.31), 归一化函数表示为

$$\begin{cases} N_{\text{DPP}} = \frac{1}{4\sigma_{IQ}^2 (\tilde{c}/\tilde{n}_0) \tau_a} \\ N_{\text{ELP}} = \frac{1}{4(2-d)\sigma_{IQ}^2 (\tilde{c}/\tilde{n}_0) \tau_a} \\ N_{\text{ELE}} = \frac{1}{2\sigma_{IQ} \sqrt{2(\tilde{c}/\tilde{n}_0) \tau_a}} \\ N_{\text{Coh}} = \frac{1}{2\sigma_{IQ} \sqrt{2(\tilde{c}/\tilde{n}_0) \tau_a}} \end{cases} \quad (9.33)$$

注意到上式中, 载波功率噪声密度比的测量值已经代替它的真实值。在一些接收机中通过除以 $I_2 + Q_2$ 或其平方根得到归一化函数。然而仅在强信噪比环境中, $I_2 + Q_2$ 与 $(c/n_0) \tau_a$ 成正比。

忽略噪声的影响, 图 9.13 给出了当超前和滞后相关器的间隔为 0.1 和 1 个码片时, 鉴别器函数的输入/输出曲线。相关器的间隔越大, 鉴别器对码跟踪误差的响应就越大, 于是就有一个更大的拖近距离和一个较长的线性区。但是如 9.3.3 节描述那样, 此时码的跟踪噪声就越大。

码跟踪函数的码相位估计值用 $\hat{t}_{st}$ 表示, 与信号发射时间 t_{st} 相差整数个码周期。由鉴别器的输出得到码相位的更新方程如下:

$$\hat{t}_{st,k}^+ = \hat{t}_{st,k}^- + K_{co} \tilde{x}_k / f_{co} \quad (9.34)$$

式中: K_{co} 为码跟踪环路的增益; 与卡尔曼滤波器的符号类似, 下标 k 表示迭代次数, 上标 $-$ 和 $+$ 分别表示更新的前和后; 环路增益设为小于 1 的值, 用来平滑相关器输出的噪声。

码跟踪环的双边噪声带宽 B_{L-co} 可以表示为^[1,13]

$$B_{L-co} = K_{co} / 4\tau_a \quad (9.35)$$

反过来, 有

$$K_{co} = 4B_{L-co}\tau_a \quad (9.36)$$

码跟踪环的带宽典型取值范围为 0.05 ~ 1 Hz。带宽越窄, 抗噪声能力越强,

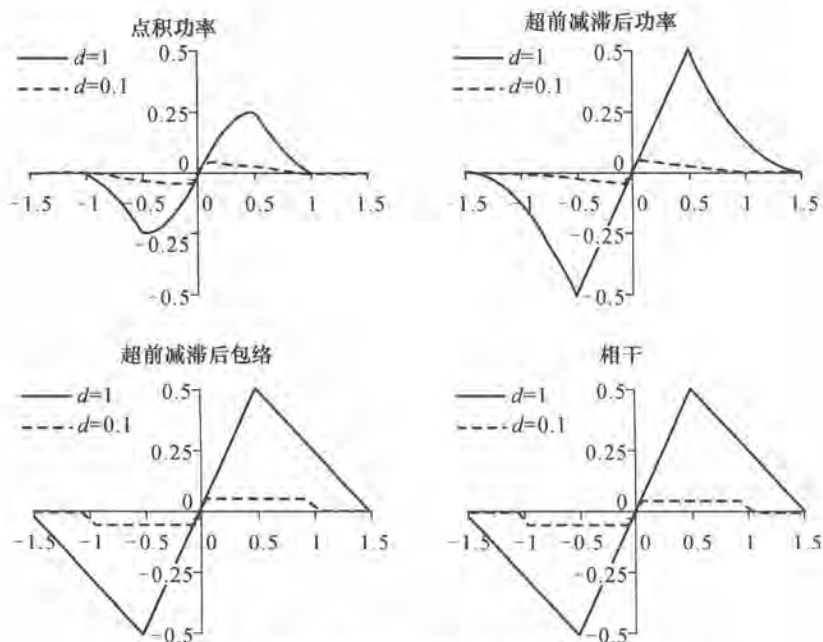


图 9.13 码鉴别器输入/输出曲线(单位为码片)

但环路动态响应时间越长(见 9.3.3 节)。因此,根据应用情况,带宽的选择需折衷考虑。码跟踪环路不需要跟踪绝对的码相位,而是通过对距离率辅助量进行积分获得码相位偏差。最准确的辅助信息源是来自于载波相位跟踪环路,在这种情况下,码跟踪环仅需跟踪由电离层散射引起的码-载波测量偏差(见 9.3.2 节)。然而载波相位跟踪容易失锁。若载波频率跟踪环或其他导航系统提供辅助信息,那么码跟踪环必须跟踪距离率辅助量引起的误差。若两种或两种以上辅助量可用时,需根据各自的不确定范围设置相应的权重。

如果辅助信息由 GNSS 导航处理器提供,则仅仅只能提供由于卫星运动和地球自转引起的距离率变化,则码跟踪环路需跟踪用户接收机的动态性。当用户速度低于最大跟踪误差的 $4B_{L-CO}$ 倍时,正常跟踪才变得可能(见 9.3.3 节)。当码跟踪环路带宽设计为 1Hz 时,对于大多数 GNSS 信号,GNSS 接收机可跟踪陆用车辆系统的动态性。

此外另一个问题是导航解要求的更新率。独立码相位观测值之间统计间隔约为 $1/4B_{L-CO}$ 。因此,在静态应用情况下,趋向使用最小的码跟踪带宽。

下一个迭代周期码相位估计值计算公式如下:

$$\hat{t}_{a,k+1} = \hat{t}_{a,k} + \frac{f_{co} + \Delta f_{co,k}}{f_{co}} T_a \quad (9.37)$$

式中: f_{co} 为发射信号的码片率; $\Delta f_{co,k}$ 为由辅助信息得到的码多普勒频移。

可由载波多普勒频移或伪距率得到

$$\hat{\Delta f_{co}} \approx \frac{f_{co}}{f_{ca}} \Delta \hat{f_{ca}} \approx -\frac{f_{co}}{c} \dot{\hat{\rho}}_R \quad (9.38)$$

注意,由于载波-码的不一致,这将通过码跟踪环路来修正,式(9.38)会有一些小的差异。

大多数的 GNSS 接收机不允许对本地参考码进行阶跃变化,故根据多普勒频移引起的码片率变化设置码 NCO 速率,从而达到码相位修正的目的。可由下式设置码 NCO 的频率:

$$\hat{f_{co,NCO,k+1}} = \frac{\hat{t_{st,k+1}} - \hat{t_{st,k}}}{\tau_a} \hat{f_{co}} \quad (9.39)$$

当允许阶跃变化时,参考码移动 $\hat{t_{st,k+1}} - \hat{t_{st,k}}$,码 NCO 的频率设置为 $\hat{f_{co}} + \Delta \hat{f_{co,k}}$ 。

除了软件接收机外,码跟踪过程与信号相关是同时进行的。因此,在对接收机进行 NCO 控制修正时,存在一个相关周期 τ_a 的滞后,如图 9.14 所示。但是,当跟踪环的时间常数远大于时间滞后值时,可不考虑其影响。

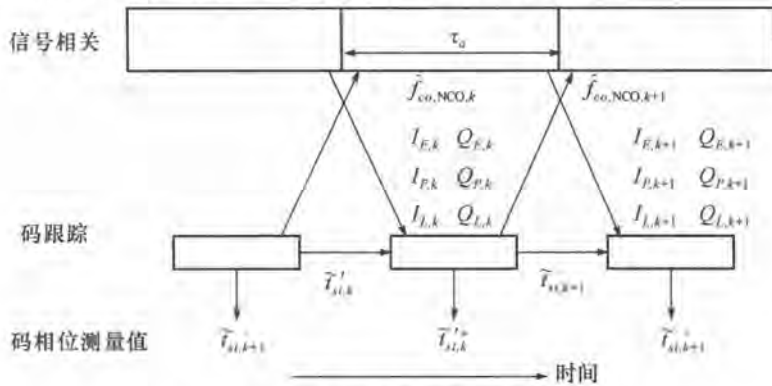


图 9.14 信号相关与码跟踪处理的时序

对于 BOC 信号的跟踪,必须谨慎地选择相关器的间隔,选择相关器间隔必须保证超前码、即时码和滞后码均位于相关函数的中心峰值处(见图 9.7),从而对于小的码跟踪误差,确保鉴别器函数有正确的符号^[41]。即使限制锁定在相关函数次峰上的跟踪误差,对于大的跟踪误差,鉴别器函数仍可能存在符号错误^[42]。进一步,捕获到信号后,可能锁定到错误的峰值上。

可以使用许多的技术来无模糊的跟踪 BOC 信号。使用一种称为双估计器(double estimator)的双重跟踪分别跟踪副载波和 PRN 码,双估计器有独立的鉴别器、跟踪环路和 NCO^[38,43]。副载波跟踪提供一个精确但是存在模糊性的伪距测量值,而码跟踪是用来解决模糊性的问题。碰撞阶跃(bump jumping)使用附加的远超前和远滞后相关器来测量相关函数的邻近峰值。如果发现邻近峰值

中的一个大于当前跟踪的相关函数峰值,那么使用半副载波周期对码相位估计值进行修正^[44]。在光盘 CD 附录 G 的 G. 6. 2 节中较详细地介绍了两种方法,同时对其他一些 BOC 跟踪技术进行了总结。

当同时跟踪一颗卫星同一频段上的一对信号时,其中这一对信号一个包含有导航电文,另外一个没有导航电文(导频信号)(参考 9. 1. 4. 5 节),它们可以共用同一跟踪函数。对于导频信号,当使用较长相干积分时间时,应当给其鉴别器一个较重的加权^[28]。另外,可以使用导频信号的测量值来确保对两个信号的跟踪。

9. 2. 3 载波跟踪

GNSS 用户设备进行载波跟踪主要目的是对载波多普勒频移进行测量。这也用来在相关器累加时间间隔内保持信号的相干。载波跟踪的结果可用于辅助码跟踪环,以及为导航处理器提供噪声较小的伪距率测量值。载波跟踪可对相位或频率进行跟踪,需注意的是,载波相位跟踪函数也可跟踪频率。

载波相位跟踪使得导航电文更容易地被解调,同时使得高精度载波相位定位技术成为可能(参考 10. 2 节)。由于载波频率跟踪环路在较大跟踪误差下也能够保持锁定,因此载波频率跟踪环路在低信噪比和高动态的环境中有更好的鲁棒性。因此,很多 GNSS 用户设备设计载波频率跟踪环路作为相位跟踪的补充,以及作为信号捕获和相位跟踪的中间过渡。

一个 GNSS 载波相位跟踪函数跟踪的是接收信号相对于参考信号在载波频率 f_{ca} 处的相位,定义为

$$\phi_{ca} = 2\pi(\Delta f_{ca} t_m - N_0) + \phi_{IF} \quad (9. 40)$$

式中: N_0 为一任意整数值,典型的作法是:在跟踪初始时,对其进行设置使得 $|\phi_{ca}|$ 值最小或者是 $\phi_{ca} \approx 2\pi\rho_R/\lambda_{ca}$; λ_{ca} 为载波的波长; ρ_R 为码跟踪环路测量的伪距。注意为了对相位进行时间差分得到伪距的变化, ϕ_{ca} 的取值范围并不限制在 $-\pi \sim \pi$ 或者是 $0 \sim 2\pi$ 。但是,在一些用户接收机的设计中,载波相位整数部分和载波相位的小数部分是分开存储的^[13]。

大多 GNSS 用户设备对每颗卫星的信号单独进行载波跟踪,用固定增益的相位锁定环(phase lock loop, PLL)进行相位跟踪,用频率锁定环(frequency lock loop, FLL)进行频率跟踪。图 9. 15 和图 9. 16 分别表示典型的载波相位跟踪环路和载波频率跟踪环路。这些环路与码跟踪环类似。载波跟踪环与码跟踪环的主要区别在于:载波跟踪环只用了基带信号处理器中相关器的即时输出;载波跟踪环路通常没有外部辅助信息;载波跟踪环估计的三个变量一个用于相位跟踪,两个变量用于频率跟踪。载波频率的估计值可用于辅助载波相位估计,频率变化率的估计用于辅助载波频率估计。可实现使用两种类型鉴别器组合的 PLL

和 FLL^[45]。BOC 信号的载波跟踪与 BPSK 相同。

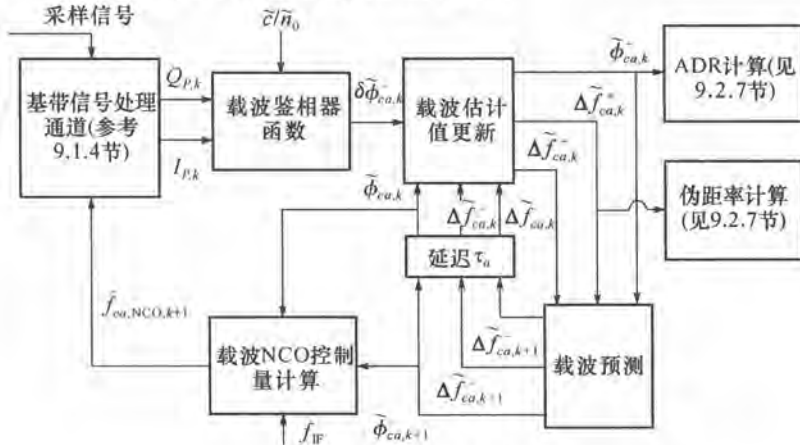


图 9.15 载波相位跟踪环

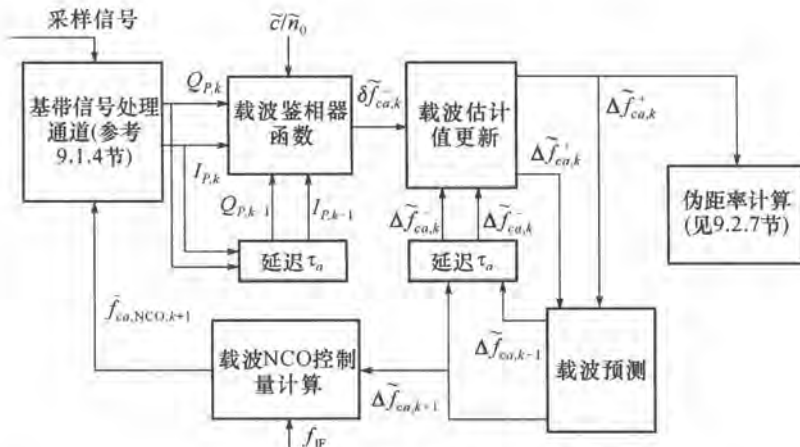


图 9.16 载波频率跟踪环

对于调制有导航电文的信号,由于导航数据位, I 和 Q 采样值存在共同符号的不确定性。为了防止这种情况破坏载波跟踪,使用 Costas 鉴相器,它可以在不考虑数据位符号的情况下给出相同的结果。例如 IQ 乘积 (IQ-product, IQP), 直接决策 Q (decision-directed-Q, DDQ), Q 除 I (Q-over-I, QOI), 二象限反正切 (arctangent, ATAN) 鉴相器^[1,13];

$$\begin{cases} P_{IQP} = Q_p I_p, P_{DDQ} = Q_p \text{sign}(I_p) \\ P_{QOI} = Q_p / I_p, P_{ATAN} = \arctan(Q_p / I_p) \end{cases} \quad (9.41)$$

Costas 鉴相器仅对 $-90^\circ < \delta\phi_{ca} < 90^\circ$ 范围内的载波相位跟踪误差敏感,在此范围外产生符号误差。且 Q 除 I 鉴相器在跟踪误差为 $\pm 90^\circ$ 时产生奇异,因此必须使用上限和下限来防止跟踪不稳定。

Costas 鉴相器也可用于导频信号的跟踪。然而,最好使用 PLL 的鉴相器,它对于跟踪误差的整个范围均敏感。包含正交相通道(quadraphase - channel, QC)和四象限反正切(ATAN2)鉴相器的函数例子如下:

$$P_{QC} = Q_P, P_{ATAN2} = \arctan_2(Q_P, I_P) \quad (9.42)$$

为了获得载波相位误差的测量值,归一化的鉴相器为

$$\delta\tilde{\phi}_{ca} = N_P P \quad (9.43)$$

其中,

$$N_P = \frac{\delta\phi_{ca}}{\lim_{\delta\phi \rightarrow 0} E[P(\delta\phi_{ca})]} \quad (9.44)$$

给出归一化函数:

$$\begin{cases} N_{IQP} = \frac{1}{2\sigma_{IQ}^2 (\bar{c}/\bar{n}_0) \tau_a} \\ N_{DDQ} = N_{QC} = \frac{1}{\sigma_{IQ} \sqrt{2(\bar{c}/\bar{n}_0) \tau_a}} \\ N_{QOI} = N_{ATAN} = N_{ATAN2} = 1 \end{cases} \quad (9.45)$$

图 9.17 给出了鉴相器的输入/输出曲线。需注意 Costas 鉴相器函数以 180° 为周期重复,故应用载波跟踪环可能将跟踪 180° 的反相认成是同相。

若使用一个共用的载波跟踪函数来跟踪同一频带上的包含和不包含导航电文的一对信号,虽然使用了加权平均,但是最好对载波鉴相器使用导频信号^[28]。

载波频率鉴频器需使用当前和前一时刻的相关器输出。直接判决叉积鉴频器(decision - directed cross - product, DDC)、叉积除点积(cross - over - dot product, COD)、鉴频器以及 ATAN 鉴频器均为 Costas 鉴相器,可用于跨越导航数据位跳变的情况,表达式如下:

$$\begin{cases} F_{DDC} = (I_{P,k-1} Q_{P,k} - I_{P,k} Q_{P,k-1}) \text{sign}(I_{P,k-1} I_{P,k} + Q_{P,k-1} Q_{P,k}) \\ F_{COD} = \frac{I_{P,k-1} Q_{P,k} - I_{P,k} Q_{P,k-1}}{I_{P,k-1} I_{P,k} + Q_{P,k-1} Q_{P,k}} \\ F_{ATAN} = \arctan\left(\frac{I_{P,k-1} Q_{P,k} - I_{P,k} Q_{P,k-1}}{I_{P,k-1} I_{P,k} + Q_{P,k-1} Q_{P,k}}\right) = \arctan\left(\frac{Q_{P,k}}{I_{P,k}}\right) - \arctan\left(\frac{Q_{P,k-1}}{I_{P,k-1}}\right) \end{cases} \quad (9.46)$$

其中,对于 COD 鉴频器必须采用上限和下限的限制以防止在奇异值情况下的跟踪不稳定。

叉积(cross - product, CP)和 ATAN2 鉴频器为 FLL 鉴频器,不能用于导航数据跳变的边界变化情况:

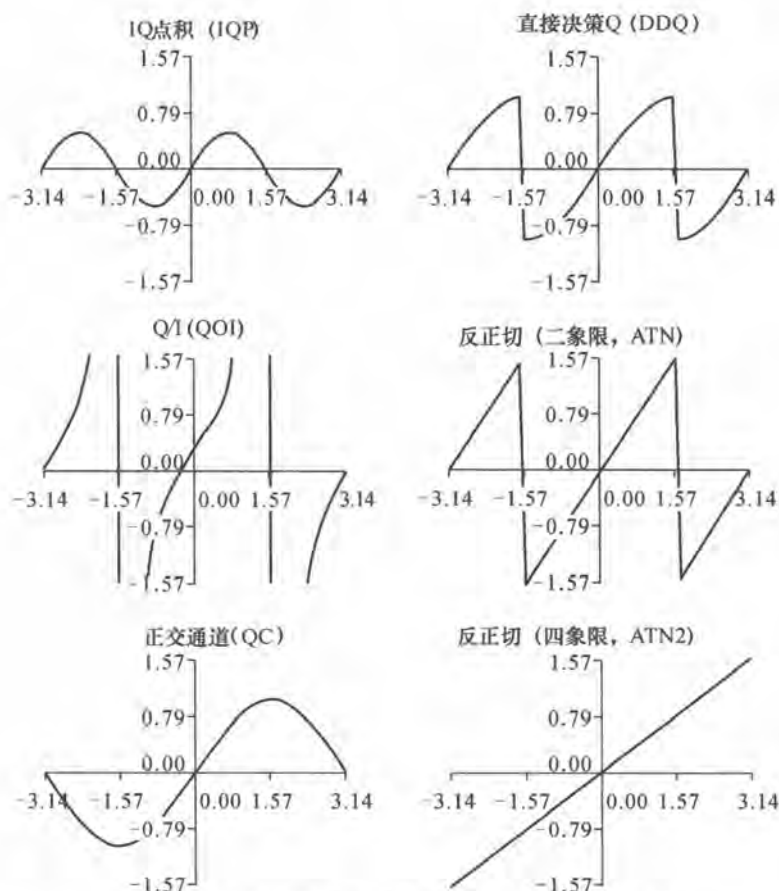


图 9.17 载波相位鉴相器输入/输出曲线(单位:rad)

$$\begin{cases} F_{CP} = I_{P,k-1}Q_{P,k} - I_{P,k}Q_{P,k-1} \\ F_{ATAN2} = \arctan_2[I_{P,k-1}Q_{P,k} - I_{P,k}Q_{P,k-1}, (I_{P,k-1}I_{P,k} + Q_{P,k-1}Q_{P,k})] \\ \quad = \arctan_2(Q_{P,k}, I_{P,k}) - \arctan_1(Q_{P,k-1}, I_{P,k-1}) \end{cases} \quad (9.47)$$

为了获得载波频率误差的测量值,鉴频器被归一化:

$$\delta f_{ca}^{\sim} = N_F F \quad (9.48)$$

其中,

$$N_F = \frac{\delta f_{ca}}{\lim_{\delta\phi \rightarrow 0} E[F(\delta f_{ca})]} \quad (9.49)$$

给出归一化的函数:

$$\begin{cases} N_{DDC} = N_{CP} = \frac{1}{4\pi\sigma_{IQ}^2(\tilde{c}/\tilde{n}_0)\tau_a^2} \\ N_{COD} = N_{ATAN} = N_{ATAN2} = \frac{1}{2\pi\tau_a} \end{cases} \quad (9.50)$$

其中此处假设 τ_a 为 I、Q 采样间隔, 也称之为累加周期。图 9.18 表示了鉴频器的输入输出曲线。需注意对于所有的鉴频器而言, 最大频率误差与累加时间间隔成反比^[13]。

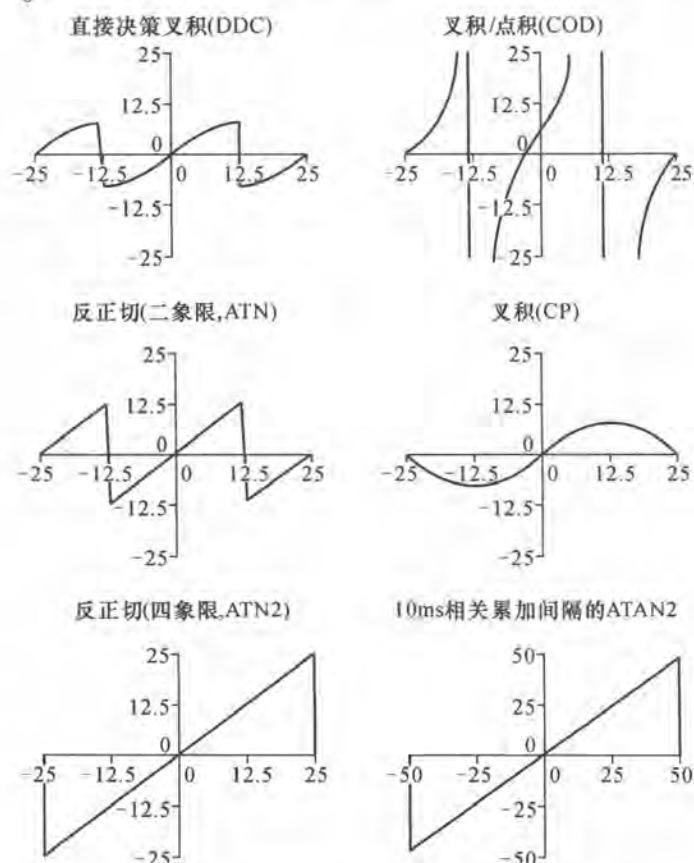


图 9.18 载波频率鉴频器输入/输出曲线
(单位: Hz; 若无标注, 相关累加时间间隔取 20ms)

在载波相位跟踪函数中, 典型 PLL 为三阶环, 载波相位估计值 $\tilde{\phi}_{ca}$ 、多普勒频移 $\tilde{\Delta f}_{ca}$ 和多普勒变化率 $\tilde{\Delta \dot{f}}_{ca}$ 由下式更新:

$$\begin{cases} \tilde{\phi}_{ca,k}^+ = \tilde{\phi}_{ca,k}^- + K_{ca1} \delta \tilde{\phi}_{ca,k} \\ \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^- + \frac{K_{ca2}}{2\pi\tau_a} \delta \tilde{\phi}_{ca,k} \\ \tilde{\Delta \dot{f}}_{ca,k}^+ = \tilde{\Delta \dot{f}}_{ca,k}^- + \frac{K_{ca3}}{2\pi\tau_a^2} \delta \tilde{\phi}_{ca,k} \end{cases} \quad (9.51)$$

式中: K_{ca1} 、 K_{ca2} 和 K_{ca3} 为跟踪环路增益; k 、+ 和 - 与码跟踪环中的定义相同。

载波相位跟踪的带宽为^[13]

$$B_{LCA} = \frac{K_{ca1}^2 K_{ca2} + K_{ca2}^2 - K_{ca1} K_{ca3}}{4(K_{ca1} K_{ca2} - K_{ca3}) \tau_a} \quad (9.52)$$

常用的一组增益可表示为^[11]

$$K_{ca1} = 2.4 B_{LCA} \tau_a, K_{ca2} = 2.88 (B_{LCA} \tau_a)^2, K_{ca3} = 1.728 (B_{LCA} \tau_a)^3 \quad (9.53)$$

与码跟踪一样,较窄的带宽使得噪声更平滑,而较宽的带宽给出更好的动态响应。当用户天线静止时,信号动态变化很慢。但是,为了保持载波相位的锁定,需对接收机的晶振噪声进行跟踪。对于这种情况,5Hz 的跟踪带宽就已经足够。当天线处于高动态或强振动状态时,为了跟踪视线方向加速度或加加速度的变化,则需 15~18Hz 的带宽,甚至使用更宽的带宽。

使用二阶 FLL 的载波频率跟踪函数相位的更新可表示为

$$\begin{cases} \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^- + K_{cf1} \delta \tilde{f}_{ca,k} \\ \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^- + \frac{K_{cf2}}{\tau_a} \delta \tilde{f}_{ca,k} \end{cases} \quad (9.54)$$

并且载波频率跟踪环路的带宽为

$$B_{LCF} = \frac{K_{cf1}^2 + K_{cf2}}{4K_{cf1} \tau_a} \quad (9.55)$$

FLL 环路带宽的典型值为 2Hz^[14]。一对合适的增益可以表示如下:

$$K_{cf1} = 3.4 B_{LCF} \tau_a, K_{cf2} = 2.04 (B_{LCF} \tau_a)^2 \quad (9.56)$$

注意载波相位跟踪环路的频率跟踪带宽表示为

$$B_{LCF} = \frac{K_{ca2}^2 + K_{ca3}}{4K_{ca2} \tau_a} \quad (9.57)$$

下一次迭代前的载波相位跟踪环的预测估计值可表示为

$$\begin{cases} \tilde{\phi}_{ca,k+1}^- = \tilde{\phi}_{ca,k}^+ + 2\pi \tilde{\Delta f}_{ca,k}^- \tau_a + \pi \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ \tau_a^2 \\ \tilde{\Delta f}_{ca,k+1}^- = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ + \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ \tau_a \\ \tilde{\Delta f}_{ca,k+1}^- = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ \end{cases} \quad (9.58)$$

而频率跟踪环路的估计值的预测为

$$\begin{cases} \tilde{\Delta f}_{ca,k+1}^- = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ + \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ \tau_a \\ \tilde{\Delta f}_{ca,k+1}^- = \tilde{\Delta f}_{ca,k}^+ \end{cases} \quad (9.59)$$

通过设置载波 NCO 的频率高于或低于载波多普勒频移,使得接收机中参考信号的载波相位也将超前或滞后。因此,在用户设备中,为了实现载波相位跟踪,载波 NCO 频率设置为

$$\begin{aligned}\hat{f}_{ca,NCO,k+1} &= f_{IF} + \Delta\hat{f}_{ca,k+1} + \frac{\hat{\phi}_{ca,k}^+ - \hat{\phi}_{ca,k}^-}{2\pi\tau_a} \\ &= f_{IF} + \Delta\hat{f}_{ca,k+1} + \frac{K_{ca}\delta\hat{\phi}_{ca,k}}{2\pi\tau_a}\end{aligned}\quad (9.60)$$

若使用载波频率跟踪,载波 NCO 频率简单设置为测距处理器的最优估计值:

$$\hat{f}_{ca,NCO,k+1} = f_{IF} + \Delta\hat{f}_{ca,k+1} \quad (9.61)$$

码和载波环路滤波器框图可参考文献[1,13]。

9.2.4 跟踪锁定检测

若 GNSS 用户端失去对某一卫星码信号的跟踪时,必须及时检测出来,以避免导航处理器接收到错误的伪距数据,进而影响导航解算,然后该通道重新进入捕获状态,重新恢复卫星信号。

当跟踪误差超过鉴别器的拖近范围时,则码跟踪环路失锁。在拖近范围内,鉴别器的无噪声输出与跟踪误差有相同的符号。如图 9.13 所示,拖近范围由相关器间隔和鉴别器的类型决定。

当载波功率噪声密度比 C/N_0 过小和/或信号的动态性过高时,跟踪锁定失锁。通过测量 C/N_0 值并与最小值相比较,可确定该信噪比是否可以维持码的跟踪。阈值的选取与码鉴别器的拖近范围相关,通常约为码跟踪噪声标准差的 3 倍(见 9.3.3 节),且允许 C/N_0 测量误差有一定的裕度。较低的阈值适合于较低的环路跟踪带宽,对于一个 1Hz 码跟踪带宽的情况,信噪比阈值约为 19dB-Hz。高动态会导致 C/N_0 估计值偏低,故上述方法可用于检测由于载体动态性而导致的码跟踪环路失锁^[24]。

为了避免码跟踪环和导航处理器收到错误的多普勒测量值必须检测载波相位跟踪是否失锁,以便使测距处理器的工作模式切换为载波频率跟踪模式。与码跟踪环路类似,使用 C/N_0 阈值来确定当前的信噪比是否满足载波相位跟踪的要求。典型的一个门限值取值为 24-30dB-Hz,依据跟踪环路的带宽、鉴相器类型和应用的要求,门限值取值有所不同。

基于 C/N_0 的锁定检测器不检测由载体动态性引起的失锁。然而,由于载波的鉴相器函数的重复周期为 180°(Costas)或 360°(PLL),所以载波跟踪环路可自然地恢复锁定。在失锁和恢复锁定的时间间隔内,载波相位估计与真实值

之间可能存在 180° 或 360° 倍数的超前或者延迟,称之为周跳。周跳对累加距离增量测量值(见 9.2.7 节)和导航电文解码(见 9.2.5 节)会产生影响。对于需要检测周跳的应用,则应当使用基于载波相位鉴相器统计的相位锁定检测器^[1,13]。另外,可以使用一个并行的 FLL 来进行周跳检测^[46]。

当确保在相关器累加时间间隔内的信号相干(见 9.1.4.4 节)时,载波频率的锁定对于保持码的跟踪是必需的,而保证载波频率跟踪所需 C/N_0 的水平比码跟踪所需的稍高。然而如图 9.18 所示,在信号功率主峰值与跟踪误差关系曲线(图 9.9)中,载波鉴频器重复了数个周期。因此,FLL 可能错误地锁定在与真实载波频率相差 $n/2\tau_a$ 处,其中 n 为整数(假定为 Costas 鉴频器)。这将导致伪距率测量值有几 m/s^{-1} 的误差,且影响导航电文解码。由于周跳的影响,PLL 也会发生频率误锁。为了避免这种情况,必须使用频率误锁检测器,也就是简单地对 FLL 或 PLL 获取的多普勒频移和码跟踪环的多普勒频移进行对比。

9.2.5 导航电文解调

在独立 GNSS 用户端中,必须解调导航电文来获得卫星位置、速度,以及计算卫星信号传播时间的模糊度。若载波相位跟踪处于锁定状态,则导航数据位简单地由下式得到:

$$D(t) = \text{sign}(I_p(t)) \quad (9.62)$$

若采用载波频率跟踪,则可通过检测 $\arctan 2(I_p, Q_p)$ 的 180° 相位变化得到导航数据位,此时解调数据的噪声大于基于载波相位跟踪的。在以上两种情况中,解调出的数据流存在符号不确定性。在频率跟踪情况下,由于初始数据位的符号未知而出现这种情况;而在载波相位跟踪情况下,由于跟踪环锁定在同相或 180° 反相未知,从而出现这种情况。可通过导航电文中的奇偶校验信息确定数据位的符号。由于相位跟踪易受周跳的影响,频率跟踪易受数据位误检的影响,因此需连续检测数据位符号^[1]。

将相关器累加间隔(见 9.1.4.4 节)设为与数据位长度一致,则数据解调时的信噪比为最优。应当避免在数据位跃变时进行累加。对于新的 GNSS 信号,数据位跃变的时间由测距码确定。然而,对于 GPS 和 GLONASS 的 C/A 码,由于每个数据位包含 20 个码周期,码的起始位置未知,故测距处理器需对数据位的边沿进行搜索。对不同的码偏移信号进行 20 次相干累加统计,然后在 n 个数据周期内进行非相干累加,从而形成 20 次测试统计。测试统计结果表示为

$$T_r = \sum_{i=1}^n \left(\sum_{j=1}^{20} I_{P, (20i+j+r)} \right)^2 \quad (9.63)$$

对于载波相位跟踪,有

$$T_r = \sum_{i=1}^n \left[\left(\sum_{j=1}^{20} I_{P, (20i+j+r)} \right)^2 + \left(\sum_{j=1}^{20} Q_{P, (20i+j+r)} \right)^2 \right] \quad (9.64)$$

其中,对于频率跟踪, r 的取值为 $1 \sim 20$, I 和 Q 的累加时间间隔为 1ms 。统计结果的最大值对应正确的位同步^[13,32]。

传统导航电文的可靠解调要求的 C/N_0 大约为 $30\text{dB} - \text{Hz}$ 。新的包含有FEC的导航电文能够被解调所要求的 C/N_0 值要低。当 C/N_0 值太低不能可靠地解调导航电文或者信号经常中断(如在城市环境)时,通过连续的导航电文传播循环的综合信息可以重构导航电文^[32,47]。对于固定格式的导航电文,导航电文的重构变得较简单(参考8.4节)。

9.2.6 载波功率噪声密度比测量值

跟踪锁定检测需用到载波功率噪声密度比 c/n_0 ,参考第9.1.4.3节中的定义。 c/n_0 也用于确定导航处理器中各种测量值的权值,也可以根据 c/n_0 对跟踪环路进行调整,以适应不同的信噪比环境。

为了准确衡量接收机的性能,在卫星信号与本地参考码信号进行相关之后,需计算 c/n_0 。一个合适的方法是窄-宽功率比测量方法^[1,24]。窄-宽带功率比测量方法首先在时间段 τ_{aW} 中,通常为数据位周期,计算相干累加窄带功率 P_N 以及非相干累加宽带功率 P_W ,计算公式如下:

$$P_N = \left(\sum_{i=1}^M I_{P,i} \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^M Q_{P,i} \right)^2, P_W = \sum_{i=1}^M (I_{P,i}^2 + Q_{P,i}^2) \quad (9.65)$$

其中, $I_{P,i}$ 与 $Q_{P,i}$ 在 $\tau_{aW} = \tau_{aN}/N$ 时间(通常为 1ms)内累加。而后计算功率比,在 n 次累加后取平均以减少噪声,公式为

$$\bar{P}_{N/W} = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \frac{P_{N,r}}{P_{W,r}} \quad (9.66)$$

典型的平均时间为 1s ,取期望

$$E(\bar{P}_{N/W}) \approx \frac{M[c/n_0]\tau_{aN} + 1}{M + (c/n_0)\tau_{aN}} \quad (9.67)$$

载波功率噪声密度比测量值计算如下:

$$\tilde{c}/\tilde{n}_0 = \frac{M(\bar{P}_{N/W} - 1)}{\tau_{aN}(M - P_{N/W})} \quad (9.68)$$

使用式(9.22)可得到 C/N_0 。在CD中附录G的G.6.3节中介绍了一些其他的计算方法。在低 c/n_0 环境下,所有的这些方法受噪声影响较大,需采用较长平均时间来计算所需测量信息。平均时间需根据噪声和响应时间两方面折中选取。

9.2.7 伪距、伪距率及载波相位测量值

GNSS测距处理器能够输出4种类型的测量值:伪距、伪距率或多普勒频移、

距离增量和累加距离增量(accumulated delta range, ADR)。累加距离增量也称为载波相位。伪距测量值来源于码跟踪,而其他测量信息来源于载波跟踪。注意,一些学者,特别是测量和大地测量领域内的学者,使用术语“观测”(observation)而不是“测量”,使用术语“观测量”(observable)表示一个可以测量的参数。

从卫星 l 到用户天线 a 的原始测量的伪距可表示如下:

$$\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} = (\tilde{t}_{sa,a}^{s,l} - \tilde{t}_{st,a}^{s,l})c \quad (9.69)$$

式中: $\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}$ 为卫星信号到达时刻,由接收机时钟测量; $\tilde{t}_{st,a}^{s,l}$ 为卫星信号发射时间。

由码跟踪环得到码相位 $\tilde{t}_{st}^l$ (见 9.2.2 节),加上由导航电文得到的码整周数,即可得到信号的发射时间。

GPS 和 GLONASS 的 C/A 码必须对数据位边沿进行检测(见 9.2.5 节)。位同步误差导致 $\tilde{t}_{st}$ 有 $\tilde{t}_{st,a}^{s,l}$ 个 1ms 误差,导致伪距产生数个 300km 的误差。导航处理器需对上述误差进行检测。

多普勒频移测量值 $\tilde{\Delta f_{ca,a}^{s,l}}$ 由载波跟踪环直接得到(见 9.2.3 节)。由多普勒频移计算伪距率公式如下:

$$\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} \approx -\frac{c}{f_{ca}} \tilde{\Delta f_{ca,a}^{s,l}} \quad (9.70)$$

对于高速运动(相对于地球)的用户接收机,应当对残留的相对论效应进行修正,参见文献[18],同时在 CD 附录 G 中的第 G.5 节进行了总结。

距离增量是伪距率在上一测量时刻到当前时刻的时间内的积分,可表示如下:

$$\Delta \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l}(\tilde{t}_{sa,a,k}^{s,l}) = \int_{\tilde{t}_{sa,a,k-1}^{s,l}}^{\tilde{t}_{sa,a,k}^{s,l}} \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l}(t) dt \quad (9.71)$$

简单地将载波相位测量值 $\tilde{\Phi}_{ca,a}^{s,l}$ 转换到距离域就可以得到 ADR, $\tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l}$, 因此有

$$\tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l} = -\frac{c}{2\pi f_{ca}} \tilde{\Phi}_{ca,a}^{s,l} = -\frac{\lambda_{ca}^l}{2\pi} \tilde{\Phi}_{ca,a}^{s,l} \quad (9.72)$$

注意,由于输入信号相对于参考晶振相位有一个超前,表示伪距的减少,因此存在符号的变化。ADR 包含当前载波周期内的相位和加上从载波跟踪初始时刻开始的整周数的变化,在一些情况下,还包含一偏移(载波的整数值)。距离增量同样通过对 ADR 时间差分得到:

$$\Delta \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l}(\tilde{t}_{sa,a,k}^{s,l}) = \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l}(\tilde{t}_{sa,a,k}^{s,l}) - \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l}(\tilde{t}_{sa,a,k-1}^{s,l}) \quad (9.73)$$

由于所有的载波测量值均包含相同的信息,故导航处理器仅需要其中一种载波获取的测量值。相类似,用户设备常常仅输出一种类型载波获取的测量值。当导航处理器的更新频率低于载波跟踪的带宽时,ADR 和测距增量测量值有平

滑载波跟踪噪声的优点。

跟踪环的任务周期通常与导航电文数据位边沿或/和码重复周期一致。因此,不同信号的跟踪环是不同步的,从而产生对应于不同到达时刻的测量值。若假设所有卫星信号均同时到达,可简化导航解算过程。因此,像参考文献[13]描述的那样,在同一到达时刻之前,对测量值进行了预测。

结合码和载波测量值,得到平滑的伪距 $\tilde{\rho}_s$ 为

$$\tilde{\rho}_{a,s}^{s,l}(t) = W_{co}\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l}(t) + (1 - W_{co})[\tilde{\rho}_{a,s}^{s,l}(t - \tau) + \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l}(t) - \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l}(t - \tau)] \quad (9.74)$$

其中, W_{co} 为码测量值的权重系数, τ 为更新时间。这称为 Hatch 滤波。该方法可改善单点定位精度或接收机自主完好性监测(receiver autonomous integrity monitoring, RAIM)算法的精度(见 17.4.1 节),但由于已经隐含了平滑,所以对滤波定位或完好性监测的效果不明显。时间常数 τ/W_{co} 通常设为 100s,这样可以限制码-载波电离层误差发散(见 9.3.2 节)及周跳的影响。通过平滑使得码跟踪噪声减小了一个数量级^[48]。

同样可以采用伪距率测量值来平滑伪距,公式如下:

$$\tilde{\rho}_{a,s}^{s,l}(t) = W_{co}\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l}(t) + (1 - W_{co})[\tilde{\rho}_{a,s}^{s,l}(t - \tau) + \tau\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l}(t)] \quad (9.75)$$

式(9.75)的精度比 ADR 的要低,但是鲁棒性要好^[49]。

GNSS 用户端可输出原始的伪距和伪距率,此外还提供卫星钟差、电离层传播误差和对流层传播误差校正,见下节的内容。某些用户端的导航处理器在 ECEF 系下进行解算时,也对 Sagnac 效应 $\delta\rho_s$ 进行校正,但是并不是在所有的文档中都有记录。

一些 GNSS 用户设备使用其当前接收机时钟漂移估计值来修正伪距输出,这个处理过程称为时钟导引(clock steering)。载波测量值可以进行相类似的处理,也可以不进行处理。较常用的做法是对伪距进行周期的毫秒修正,从而保证接收机的时钟的精度与 GPS 时间比较在 1mm 内。注意,当这些钟跳出现时,实际测量时间的差异与连续测量时间的差异可能存在 1ms 的偏差。

9.3 测距误差源

GNSS 用户设备产生的伪距、伪距率及 ADR 测量值主要包含两类误差:与时间相关的误差和噪声类误差。卫星钟差、电离层和对流层传播误差在小时数量级时间内相关,用户设备可根据式(8.49)对其进行部分校正。校正前的误差称为原始误差,校正处理之后剩余的误差称为残差。

跟踪误差在小于 1s 时间内相关,不能校正,仅可平滑处理。对于大多数导航应用,由多路径和 NLOS 接收引入的误差一般在数秒内相关,根据 10.4 节所

述,可应用许多的技术进行消除。

在 7.4 节讨论的基础上,本节依次介绍以上各种误差源,同时也介绍了星历预测误差,通过卫星位置和速度的计算,星历预测误差影响导航解算。关于距离误差的修正的进一步信息请参考 CD 中附录 G 的 G.7 节,同时在 G.6 节中给出了相对论频移的修正。

需注意的是,接收机的钟差和时钟漂移作为未知项在导航解算中求解,而不是作为误差源。

9.3.1 星历预测和卫星时钟误差

星历预测误差可简单地认为是地面控制段对卫星位置的预测误差。预测误差的组成部分用轨道坐标系的柱面坐标表示为 $\delta r_{\alpha\beta}^o, \delta u_{\alpha\beta}^o, \delta z_{\alpha\beta}^o$, 如图 9.19 所示, 这些误差项在小时数量级时间内相关。当导航电文中的星历数据更新一次时, 预测误差发生变化。由卫星星历误差引起的测距误差可表示为

$$\delta \rho_e^i = \frac{r_{\beta_i}^\beta}{|r_{\beta_i}^\beta|} \cdot u_{\alpha\beta}^\beta \delta r_{\alpha\beta}^o + \frac{v_{\beta_i}^\beta}{|v_{\beta_i}^\beta|} \cdot u_{\alpha\beta}^\beta r_{\alpha\beta}^o \delta u_{\alpha\beta}^o + \frac{r_{\beta_i}^\beta \wedge v_{\beta_i}^\beta}{|r_{\beta_i}^\beta| |v_{\beta_i}^\beta|} \cdot u_{\alpha\beta}^\beta \delta z_{\alpha\beta}^o, \beta \in i, e, l \tag{9.76}$$

根据卫星信号的几何分布变化,卫星星历误差引起的测距误差将发生变化, 故对于不同位置的用户而言是不同的,但主导因素为径向分量 $\delta r_{\alpha\beta}^o$ 。

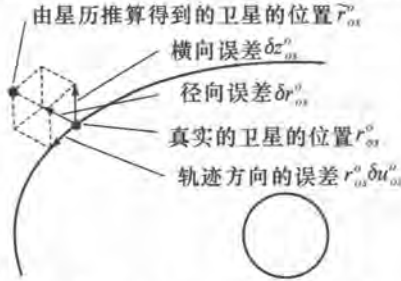


图 9.19 星历预测误差的组成

卫星的钟差是由晶振噪声的累积效应引起。使用导航电文广播的三个标定系数 a_{f0}, a_{f1}, a_{f2} 及参考时刻 t_{oc} 可修正大部分卫星钟差, 并且同一颗卫星上的所有信号卫星钟差的修正都是一样的。还有一个附加的修正项, 卫星中信号之间的同步偏差项 $\Delta a_{u,l}^{i,l}$, 必须被补偿。另外, 相对论的修正用来补偿卫星时钟速度的变化, 这与椭圆轨道上的卫星速度和重力势有关^[18,50]。对于卫星 s 上的信号 l , 总的卫星时钟修正为

$$\delta \hat{\rho}_e^{i,l} = [a_{f0}^i + a_{f1}^i (t_{u,a}^{i,l} - t_{oc}^i) + a_{f2}^i (t_{u,a}^{i,l} - t_{oc}^i)^2 + \Delta a_{u,l}^{i,l}] c - 2 \frac{r_{es}^e \cdot v_{es}^e}{c} \tag{9.77}$$

其中当 $|t_{st,a}^{s,l} - t_{oc}^s| > 302400\text{s}$ 时,即跨越整周计数时,对 t_{oc}^s 作 $\pm 604800\text{s}$ 的修正。使用导航电文的数据计算 $\Delta a_{st}^{s,l}$ 请参考 CD 中附录 G 的 G.7.1 节。对于多星座导航定位的情况,在式(9.77)中必须增加星座之间的同步偏差修正(参考 8.4.5 节)。

距离率的卫星时钟修正公式如下:

$$\hat{\delta p}_c^s = \left[a_{f1}^s + \frac{a_{f2}^s}{2} (t_{st,a}^{s,l} - t_{oc}^s) \right] c \quad (9.78)$$

注意相对论项可以忽略或者单独修正,请参考 CD 中附录 G 中的 G.5 节。

残余的钟差和星历误差取决于控制段轨道和时钟建模的质量、广播的导航电文的有效期和量化、卫星和控制段时钟的稳定性和控制段监控网络的容量。通过改善观测量的几何分布,更大的监测站网络可以更好地分离三个星历误差分量及卫星钟差。在 2005 年的 L - AII 后,平均 GPS 星历测距误差为 $0.45\text{m}^{[39]}$ 。在 2005 年 L - AII 实施后, GPS 星座的平均残余钟差为 $1.0\text{m}^{[39]}$ 。然而,在 Block - IIR 及后继卫星上安装的铷钟较之前卫星上使用的铯钟而言,在数据校正时间周期内幅值稳定性提高了一个数量级,随着星座的更新,该值将会进一步减小^[2,40]。

GNSS 的运行通常会引入空间信号 (signal - in - space, SIS) 误差, SIS 误差是由于星历和卫星时钟误差引起的综合距离误差的标准差。对于 GPS 星座,在 2011 年平均的 SIS 误差为 $0.9\text{m}^{[51]}$ 。但是 SIS 误差随着卫星的设计不同而不同。如对于 Block IIR 和 IIR - M 卫星, SIS 误差大约为 0.5m ,而对于 Block IIF 卫星, SIS 误差大约为 0.3m 。使用新的 CNAV、MNAV 和 C2NAV 电文同样能够获得较低的 SIS 误差。GLONASS 的 SIS 误差在 2012 年为 $1.6\text{m}^{[52]}$ 。

9.3.2 电离层和对流层传播误差

如 7.4.1 节讨论的那样, GNSS 信号在地球大气层的电离层和对流层区域会发生折射。低仰角的卫星信号比高仰角的卫星信号更容易受到折射,这是因为信号的传播经过更多的大气层,如图 9.20 所示。

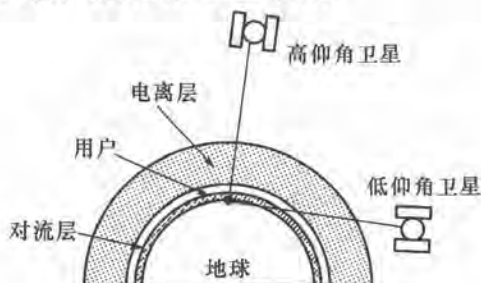


图 9.20 对于高、低仰角卫星的电离层和对流层传播(未标度)

电离层传播延迟随仰角的变化而变化,近似表示为

$$\delta\rho_{I,a}^{s,l} \propto \left[1 - \left(\frac{R \cos\theta_{nu}^{as}}{R + h_i} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (9.79)$$

式中: R 为地球的平均半径; h_i 为平均电离层高度,约为 350km。

对流层传播延迟的变化可近似表示为^[3,50]

$$\delta\rho_{T,a}^{s,l} \propto \left[1 - \left(\frac{\cos\theta_{nu}^{as}}{1.001} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (9.80)$$

这些被称为倾斜因子或映射函数,在图 9.21 所示。对于天顶或垂直入射的卫星,其仰角为 90° ,该值为 1。大多 GNSS 用户设备均实行最低仰角阈值,称为屏蔽角,取值在 $5^\circ \sim 15^\circ$ 。在导航解算时,低于这个角度的卫星信号将被剔除。

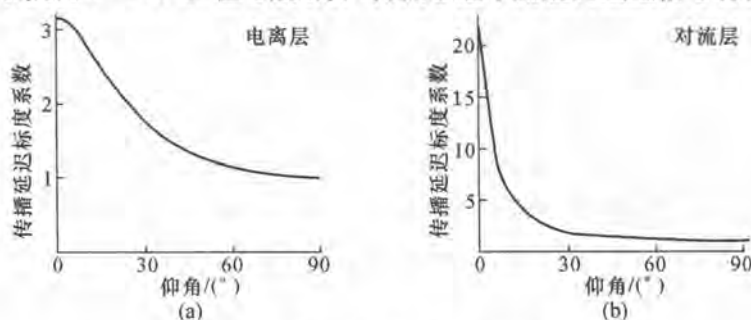


图 9.21 电离层和对流层延迟的映射函数

电离层为色散介质,意味着传播速度根据频率变化而变化。由于具备非色散折射,信号的调制(PRN 码和导航数据)会产生传播延迟。然而,载波相位会产生与之大小相同的传播,但是是超前的^[50]。因此调制(PRN 码和导航数据)和载波的电离层传播误差分别表示为 $\delta\rho_{I,a}^{s,l}$ 和 $\delta\Phi_{I,a}^{s,l}$,它们的关系可以表示为

$$\delta\rho_{I,a}^{s,l} \approx -\delta\Phi_{I,a}^{s,l} \quad (9.81)$$

由电离层引起的基于码的测距误差的时间微分与基于载波的测距误差的时间微分符合相反,称为码载波的差异。当电离层气体的电离由太阳辐射引起时,在电离层白天的折射比晚上的折射要强。对于天顶处卫星的信号,信号调制延迟的变化为:在 02:00 时左右为 1~3m 到 14:00 时左右为 5~15m。卫星信号传播延迟/超前量的 99% 以上随着 f_{eq}^{-2} 的变化而变化^[53]。而高阶项的影响仅仅补偿几厘米的测距误差^[54]。

对流层为非色散介质,故所有 GNSS 信号延迟相等,不存在码-载波测距的差异。平均大约 90% 的延迟是由大气中的干燥气体引起,并且相对稳定;剩下的 10% 是由水蒸气引起,根据天气变化该值会发生变化。在天顶处的总传播延迟约为 2.5m,且随着气候和天气的变化会变化 $\pm 10\%$ 。

若 GNSS 接收机跟踪多频点信号,可用来消除大部分电离层传播延迟。对

于较老的 GPS 卫星,仅在 L1 频段上调制公开信号,非授权用户在 L2 频段仅仅通过半无码相关来访问 P(Y)码信号,此时,经电离层校正的伪距可表示为

$$\tilde{\rho}_{a,R}^{s,IC} = \frac{(f_{ca}^{\alpha})^2 \tilde{\rho}_{a,R}^{s,\alpha} - (f_{ca}^{\beta})^2 \tilde{\rho}_{a,R}^{s,\beta}}{(f_{ca}^{\alpha})^2 - (f_{ca}^{\beta})^2} \quad (9.82)$$

式中:上标 α 和 β 表示两个频点上的信号。

必须采用一个加权信号间的同步偏差对卫星时钟进行修正,在 CD 附录 G 的 G.7.1 中描述。然而,这种组合将导致跟踪噪声的增加。校正后的伪距跟踪误差的标准差可表示为^[55]

$$\sigma_{\rho_w}^{IC} = \frac{\sqrt{(f_{ca}^{\alpha})^4 (\sigma_{\rho_t}^{\alpha})^2 + (f_{ca}^{\beta})^4 (\sigma_{\rho_t}^{\beta})^2}}{|(f_{ca}^{\alpha})^2 - (f_{ca}^{\beta})^2|} \quad (9.83)$$

式中: $\sigma_{\rho_w}^{\alpha}$ 和 $\sigma_{\rho_w}^{\beta}$ 为两个频点的码跟踪误差的标准差。

若两个频率越接近,跟踪误差就越大。对于使用 GPS L1 和 L2 频点的用户,则 $\sigma_{\rho_w}^{IC}/\sigma_{\rho_w}^{L1} \approx 3.36$ 。需注意的是,由于不同的发射功率,则 $\sigma_{\rho_w}^{L2}/\sigma_{\rho_w}^{L1} \approx 2$ 。使用半无码相关的比值会更高。使用一个相似的比率,多路径误差会增加。

由于电离层传播延迟变化缓慢,其相关时间约为 0.5h^[56],因此采用时间平滑的电离层修正可减小跟踪误差。经过 m 次迭代平滑, k 表示当前的迭代,则校正的伪距可表示为

$$\tilde{\rho}_{a,R,k}^{s,IC} = \tilde{\rho}_{a,R,k}^{s,\alpha} - \delta \hat{\rho}_{l,a,k}^{s,\alpha} \quad (9.84)$$

其中,

$$\delta \hat{\rho}_{l,a,k}^{s,\alpha} = \frac{(f_{ca}^{\beta})^2}{m[(f_{ca}^{\alpha})^2 - (f_{ca}^{\beta})^2]} \sum_{r=k+1-m}^k (\tilde{\rho}_{a,R,r}^{s,\beta} - \tilde{\rho}_{a,R,r}^{s,\alpha}) \quad (9.85)$$

此外,如果两个频点的测量值被加权,那么将使得跟踪噪声最小,

$$\tilde{\rho}_{a,R,k}^{s,IC} = W_{\alpha} \tilde{\rho}_{a,R,k}^{s,\alpha} + (1 - W_{\alpha}) \tilde{\rho}_{a,R,k}^{s,\beta} - \delta \hat{\rho}_{l,a,k}^{s,W} \quad (9.86)$$

其中,

$$\delta \hat{\rho}_{l,a,k}^{s,W} = \frac{(1 - W_{\alpha})(f_{ca}^{\alpha})^2 + W_{\alpha}(f_{ca}^{\beta})^2}{m[(f_{ca}^{\alpha})^2 - (f_{ca}^{\beta})^2]} \sum_{r=k+1-m}^k (\tilde{\rho}_{a,R,r}^{s,\beta} - \tilde{\rho}_{a,R,r}^{s,\alpha}) \quad (9.87)$$

并且,

$$W_{\alpha} = \frac{(\sigma_{\rho_w}^{\beta})^2}{(\sigma_{\rho_w}^{\alpha})^2 + (\sigma_{\rho_w}^{\beta})^2} \quad (9.88)$$

经双频平滑校正后的残余电离层误差的数量级为 0.1m^[50]。

对于考虑电离层传播延迟的载波平滑的伪距可以表示为

$$\tilde{\rho}_{a,S}^{s,IC}(t) = \frac{W_{co}((f_{ca}^{\alpha})^2 \tilde{\rho}_{a,R}(t) - (f_{ca}^{\beta})^2 \tilde{\rho}_{a,R}(t))}{(f_{ca}^{\alpha})^2 - (f_{ca}^{\beta})^2} + (1 - W_{co})$$

$$\left[\hat{\rho}_{a,S}^{s,R}(t-\tau) + \frac{(f_{ca}^{\alpha})^2 (\hat{\Phi}_{a,R}^{s,\alpha}(t) - \hat{\Phi}_{a,R}^{s,\alpha}(t-\tau)) - (f_{ca}^{\beta})^2 (\hat{\Phi}_{a,R}^{s,\beta}(t) - \hat{\Phi}_{a,R}^{s,\beta}(t-\tau))}{(f_{ca}^{\alpha})^2 - (f_{ca}^{\beta})^2} \right] \quad (9.89)$$

同样,对于码-载波电离层差异可进行校正,因此允许使用较长的平滑时间常数^[48]。

对于诸如 Galileo AltBOC 的宽带 GNSS 信号,在整个信号的带宽上,电离层传播误差的变化很明显。在基本的双频电离层校正中,这将导致几厘米的误差,并且也能使得相关函数失真,从而导致增加的随着电离层变化而变化的跟踪噪声^[57]。

单频用户可使用模型估计电离层传播延迟,该模型是时间、用户经度和纬度、每颗卫星视线矢量的仰角和方位角的函数。对于所有 GNSS 信号,可以使用一个电离层模型来校正测量值。在 CD 中附录 G 的 G.7.2 节描述的 Klobuchar 模型,是最广泛使用的模型,可校正大约 50% 的传播延迟。该模型包含 8 个由 GPS 导航电文广播的参数,对所有卫星都一样^[53,58]。而 Galileo 使用较为复杂 NeQuick 电离层模型,该模型包含 3 个广播参数^[59,60]。GLONASS 不广播任何电离层数据。CD 附录 G 中的 G.7.3 节描述的 SBAS 电离层模型是最精确的模型,但是仅仅在服务覆盖区域内有效(参考 8.2.6 节)。

同样使用模型来校正对流层传播延迟。NATO 标准化协定(standardization agreement, STANAG)模型简单地将传播延迟表示为卫星仰角和用户正高的函数。天顶延迟可表示为^[61]

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{Tz}^s = & [2.464 - 3.248 \times 10^{-4} H_a + 2.2395 \times 10^{-8} H_a^2] \text{m}, H_p < 1,000 \text{m} \\ & [2.284 \exp(-0.1226 |10^{-3} H_a - 1|) - 0.122] \text{m}, 1,000 \text{m} \leq H_a \leq 9,000 \text{m} \\ & 0.7374 \exp(1.2816 - 1.424 \times 10^{-4} H_a) \text{m}, 9,000 \text{m} \leq H_a \end{aligned} \quad (9.90)$$

那么对于单个信号,估计的对流层延迟为

$$\hat{\rho}_{T,a}^s = \frac{\hat{\rho}_{Tz}^s}{\sin \theta_{na}^{as} + \frac{0.00143}{\tan \theta_{na}^{as} + 0.0455}} \quad (9.91)$$

使用该模型后的残留误差为 0.6m 量级。初始 WAAS 和纽布伦斯威克大学 3 (University of New Brunswick 3, UNB3) 模型同样也能够补偿由于纬度与季节变化的对流层传播延迟。这两个模型分别在 CD 附录 G 中的 G.7.4 节和 G.7.5 节中介绍。使用 UNB3 模型后的残留误差大约为 0.2m^[50]。文献[3,4,62,63]中描述了更多不同的模型。结合当前的温度、压力和湿度测量值,就能够获取最优的性能。但是在大多数 GNSS 用户设备中加入气象传感器是不实际的。对于高精度的用户需求,有一个选择是将天气预报数据广播给用户^[64,65]。

对于高精度应用,残留的对流层传播延迟误差可以作为导航解的一部分进行修正。这利用了不同卫星信号上的对流层传播延迟误差高度相关性,使用该

方法能够使定位精度改善到几厘米。

在强太阳风暴活动期间,电离层的折射指数在局部地区存在秒到秒的波动,该过程称为闪烁。在日落和午夜期间,在中心位于地磁纬度 $\pm 20^\circ$ 的两个区域内,电离层闪烁最明显,同样在能够看到极光的极地地区也出现电离层闪烁现象^[26,66,67]。虽然闪烁正常仅仅影响天空的一部分,但是偶尔能够影响固定位置上接收的所有 GNSS 信号。

电离层闪烁对 GNSS 用户设备有两个影响:①使得折射指数快速波动,称之为相位闪烁,会导致低带宽的载波跟踪环路失锁(参考 9.3.3 节);②使得折射指数空间变化,会导致信号以多路径方式到达用户接收机。导致的多路径干扰(参考 9.3.4 节)引入了附加的测距误差。当不同信号路径的信号幅度相同,且干扰可能有用或有害时,得到的信号幅度会快速变化,信号的幅度可能会低于跟踪门限值,这种现象称为幅度闪烁。在导航定位解算中,当可能时,应当将受闪烁影响的卫星信号剔除。

9.3.3 跟踪误差

由于接收机热噪声、RF 干扰和相同频率的其他 GNSS 信号,9.2.2 节及 9.2.3 节中描述的码和载波鉴别器函数具有随机误差。当多于两个星座的卫星在同一频段上广播一个相类似的信号时,其他 GNSS 信号的干扰将超过热噪声^[68]。当信号衰减时,给定强度的噪声将产生较大的跟踪误差。将在 10.3.1 节中讨论干扰和衰减源。

忽略预相关带限,文献[69]中给出了 BPSK 信号码鉴别器的噪声方差为

$$\begin{cases} \sigma^2(N_{\text{DPP}}D_{\text{DPP}}) \approx \frac{d}{4(c/n_0)\tau_a} \left[1 + \frac{1}{(c/n_0)\tau_a} \right] \\ \sigma^2(N_{\text{ELP}}D_{\text{ELP}}) \approx \frac{d}{4(c/n_0)\tau_a} \left[1 + \frac{2}{(2-d)(c/n_0)\tau_a} \right] \\ \sigma^2(N_{\text{ELE}}D_{\text{ELE}}) \approx \frac{d}{4(c/n_0)\tau_a}, (c/n_0)\tau_a \gg 1 \\ \sigma^2(N_{\text{Coh}}D_{\text{Coh}}) \approx \frac{d}{4(c/n_0)\tau_a} \end{cases} \quad (9.92)$$

其中,当 $d \geq \pi f_{\text{co}}/B_{\text{PC}}$ 时,无限预相关带宽近似才有效(否则,用 $\pi f_{\text{co}}/B_{\text{PC}}$ 替代 d)。文献[24]给出了梯形近似下的 D_{DPP} 和 D_{ELP} 的方差,而文献[27]讨论了一般情况。

跟踪环路能够平滑鉴别器的噪声,但是也引入了动态响应的延迟。码鉴别器输出可表示为

$$\bar{x}_k = k_{\text{ND}}(x_k)x_k + w_{\text{ND}} \quad (9.93)$$

式中: w_{ND} 为鉴别器的噪声; k_{ND} 为鉴别器的增益,可由图 9.13 的斜率得到。

对于定义的小跟踪误差,增益为 1,但是当跟踪误差接近鉴别器的拖近门限时,

增益将减小。根据式(9.11)、式(9.34)和式(9.93),码跟踪误差可按照下式传递:

$$\begin{aligned} x_k^* &= x_k^- - K_{co}(k_{ND}k_k^- + w_{ND}) \\ &= (1 - K_{co}k_{ND})x_k^- - K_{co}w_{ND} \end{aligned} \quad (9.94)$$

码跟踪误差的均值为0、标准差为 σ_x ,而鉴别器噪声的均值为0、标准差为 σ_{ND} ,由式(9.92)给出。式(9.94)求平方后,其数学期望为

$$\sigma_x^2 = (1 - K_{co}\bar{k}_{ND})^2 \sigma_x^2 + K_{co}^2 \sigma_{ND}^2 \quad (9.95)$$

式中: $\bar{k}_{ND}$ 为跟踪误差分布内的平均鉴别器的增益。

假设 $K_{co} \approx 1, \bar{k}_{ND} \approx 1$,除了在跟踪失锁边界,它总是有效的,有

$$\sigma_x^2 \approx \frac{1}{2} K_{co} \sigma_{ND}^2 \quad (9.96)$$

代入式(9.36)中,有

$$\sigma_x^2 \approx 2B_{LCO}\tau_a\sigma_{ND}^2 \quad (9.97)$$

因此以码片数为单位的码跟踪噪声的标准差表示如下:

$$\begin{aligned} \sigma_x &\approx \sqrt{\frac{B_{LCO}d}{2(c/n_0)} \left[1 + \frac{1}{(c/n_0)\tau_a} \right]} & D = D_{DPP} \\ &\sqrt{\frac{B_{LCO}d}{2(c/n_0)} \left[1 + \frac{2}{(2-d)(c/n_0)\tau_a} \right]} & D = D_{ELP} \\ &\sqrt{\frac{B_{LCO}d}{2(c/n_0)}} & D = D_{ELE}, (c/n_0)\tau_a \gg 1 \text{ 或 } D = D_{Coli} \end{aligned} \quad (9.98)$$

注意上式忽略预相关带限的影响。当 $d < \pi f_{co}/B_{PC}$,通过用 $\pi f_{co}/B_{PC}$ 替代 d 可以获得一个近似。为了补偿预相关带限的影响,超前减滞后功率鉴别器的一个较精确的模型在文献[13,27]中给出。图9.22描述了在不同跟踪带宽下,码跟踪噪声标准差与 C/N_0 的关系。

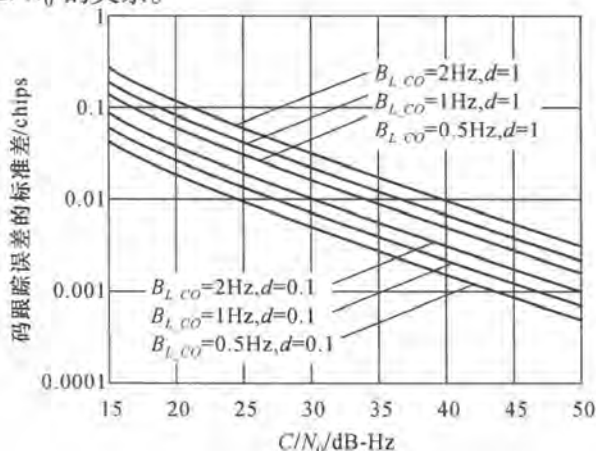


图9.22 $\tau_a = 20\text{ms}$ 时一个点积功率鉴别器的码跟踪噪声标准差

由跟踪误差引起的伪距误差的标准差为

$$\sigma_{pw} = \frac{c}{f_{co}} \sigma_x \quad (9.99)$$

对于 BOC(f_s, f_{co}) 信号, 可忽略预相关带限的影响, 码跟踪噪声的标准差为码片率为 f_{co} 的 BPSK 信号噪声的标准差乘以 $\frac{1}{2} \sqrt{f_{co}/f_s}$ [70]。实际上, 这仅适用于 BOC_s(1,1) 信号, 而其他的 GNSS BOC 信号需更窄的相关间隔, 故预相关带限的影响很明显。GPS M 码的跟踪噪声的标准差在文献[13,41]中给出。

载波鉴相器的噪声方差为^[1,3]

$$\sigma^2(N_P P) \approx \frac{1}{2(c/n_0)\tau_a} \left[1 + \frac{1}{2(c/n_0)\tau_a} \right] \quad (9.100)$$

对于 Costas 鉴相器, 可表示为

$$\sigma^2(N_P P) \approx \frac{1}{2(c/n_0)\tau_a} \quad (9.101)$$

对于 PLL 鉴相器, 载波跟踪噪声的标准差可表示为

$$\sigma_{\delta\phi} \approx \sqrt{\frac{B_{L,CA}}{(c/n_0)} \left[1 + \frac{1}{2(c/n_0)\tau_a} \right]}, \text{Costas}$$

$$\sqrt{\frac{B_{L,CA}}{(c/n_0)}}, \text{PLL} \quad (9.102)$$

图 9.23 描述了在不同跟踪带宽下, 载波相位跟踪噪声标准差与 C/N_0 的关系。假定不存在周跳, 跟踪噪声引起的 ADR 标准差为

$$\sigma(\tilde{\Phi}) = \frac{c}{2\pi f_{co}} \sigma_{\delta\phi} \quad (9.103)$$

使用载波相位跟踪, 载波频率跟踪噪声的标准差为

$$\sigma_{\delta f} \approx \sqrt{\frac{0.72 B_{L,CA}}{\tau_a} \frac{\sigma_{\delta\phi}}{2\pi}} \quad (9.104)$$

使用载波频率鉴频器的噪声方差为

$$\sigma^2(N_F F) \approx \frac{1}{2\pi^2(c/n_0)\tau_a^3} \left[1 + \frac{1}{(c/n_0)\tau_a} \right], \text{Costas}$$

$$\frac{1}{2\pi^2(c/n_0)\tau_a^3}, \text{FLL} \quad (9.105)$$

从而给出频率跟踪噪声的标准差为^[13]

$$\sigma_{\delta f} \approx \frac{1}{\pi\tau_a} \sqrt{\frac{B_{L,CF}}{(c/n_0)} \left[1 + \frac{1}{2(c/n_0)\tau_a} \right]}, \text{Costas}$$

$$\frac{1}{\pi\tau_a} \sqrt{\frac{B_{L,CF}}{(c/n_0)}} \quad , \text{FLL} \quad (9.106)$$

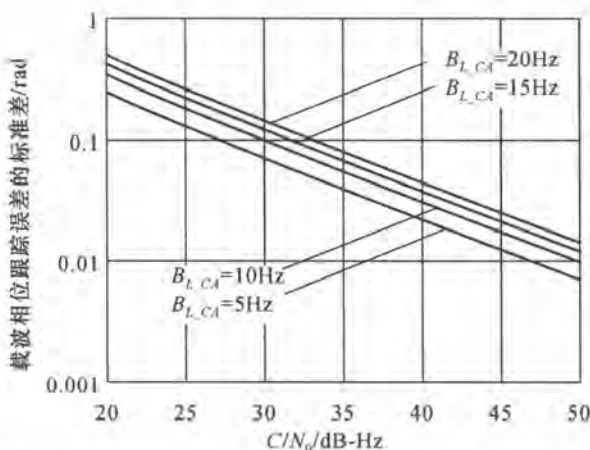


图 9.23 $\tau_a = 20\text{ms}$ 时基于 Costas 鉴相器的码载波相位跟踪噪声标准差

图 9.24 和图 9.25 显示了在不同跟踪带宽下分别采用 PLL 和 FLL 的载波频率跟踪噪声的标准差与 C/N_0 的关系。由跟踪噪声引起的伪距率误差的标准差为

$$\sigma_{rw} = \frac{c}{f_{ca}} \sigma_{\delta f} \quad (9.107)$$

由动态响应引起的码跟踪误差取决于跟踪环带宽和辅助距离率的误差

$\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \dot{\rho}_{a,R}^s$ 。由常值距离率误差引起的稳态跟踪误差可表示为

$$\begin{cases} \delta \rho_{a,lag}^{s,l} = \frac{(\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \dot{\rho}_{a,R}^s) \tau_a}{K_{co}} = \frac{\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \dot{\rho}_{a,R}^s}{4B_{L-CA}} \\ \chi_{a,lag}^{s,l} = \frac{f_{co}^l}{4B_{L-CA}c} (\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \dot{\rho}_{a,R}^s) \end{cases} \quad (9.108)$$

需注意的是,当码跟踪环路带宽为 1Hz,相干积分时间为 20ms 时,对于 BPSK 信号,在码跟踪误差达到码鉴别器的拖进范围之前,距离率辅助的误差将会导致信号相干损失。

三阶载波相位跟踪环对速度或加速度的响应不敏感,但易受视线方向加加速度的影响。由常值视线方向加加速度引起的稳态 ADR 和相位跟踪误差为^[1]

$$\delta \Phi_{a,lag}^s = -\frac{\tilde{\rho}_{a,R}^s}{(1.2B_{L-CA})^3} \cdot \delta \phi_{ca,a,lag}^s = \frac{2\pi f_{ca}}{c} \frac{\tilde{\rho}_{a,R}^{s, \dots}}{(1.2B_{L-CA})^3} \quad (9.109)$$

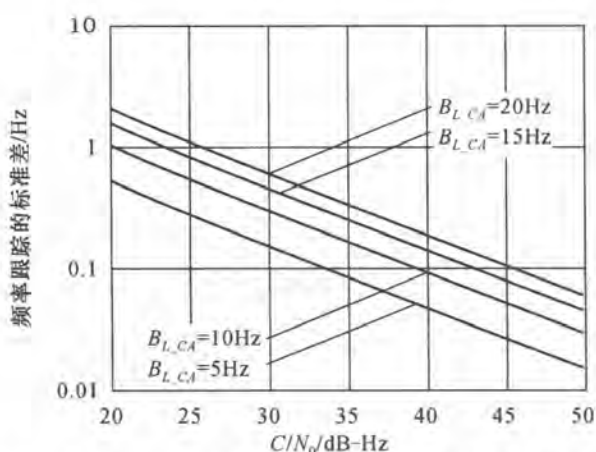


图 9.24 使用 PLL, $\tau_a = 20\text{ms}$, 基于 Costas 鉴相器的码载波频率跟踪噪声标准差

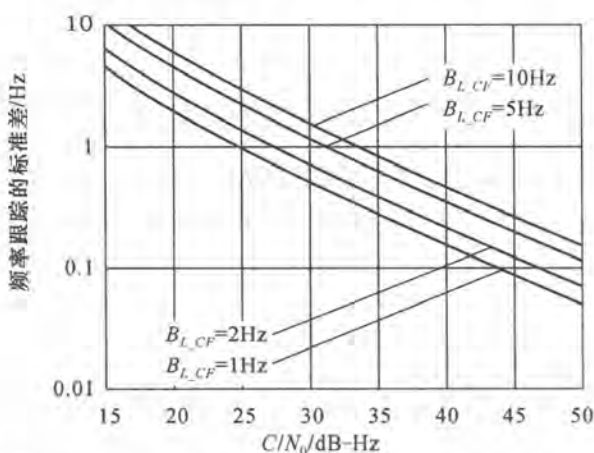


图 9.25 使用 FLL, $\tau_a = 20\text{ms}$, 基于 Costas 鉴频器的码载波频率跟踪噪声标准差

其中,假定跟踪环的增益如式(9.53)。为了防止周跳,采用 Costas 鉴,鉴相器视线方向加加速度需满足

$$|\ddot{\rho}_{a,R}^s| < \frac{(1.2B_{L,CA})^3 c}{4f_{ca}} \quad (9.110)$$

对于 PLL 鉴相器,为上式值的 2 倍。需注意的是,该门限值适用于载波跟踪环的时间常数为 $1/4B_{L,CA}$ 内的平均加加速度。因此,很短的时间内可以容忍较高的加加速度。实际情况下,为了避免由加加速度和噪声组合引起的周跳,门限应低于该值。稳态的距离率和多普勒误差为

$$\delta\dot{\rho}_{a,\text{lag}}^s = -\frac{\ddot{\rho}_{a,R}^s}{(1.2B_{L,CA})^2}, \delta\Delta f_{ca,a,\text{lag}}^s = \frac{f_{ca}}{c} \frac{\ddot{\rho}_{a,R}^s}{(1.2B_{L,CA})^2} \quad (9.111)$$

由常值加加速度引起的二阶载波频率跟踪环的稳态误差为^[1,13]

$$\delta \rho_{a,lag}^s = - \frac{\ddot{\rho}_{a,R}^s}{(1.885B_{L_{CF}})^2}, \delta \Delta f_{ca,a,lag}^s = \frac{f_{ca}}{c} \frac{\ddot{\rho}_{a,R}^s}{(1.885B_{L_{CF}})^2} \quad (9.112)$$

为了避免错误锁定,对于 Costas 鉴别器,视线方向加加速度需小于

$$|\ddot{\rho}_{a,R}^s| < \frac{(1.885B_{L_{CF}})^2 c}{2f_{ca}\tau_a} \quad (9.113)$$

对于其他鉴别器,为该值的 2 倍。此外,实际情况下,由于噪声的影响,门限应低于该值。表 9.2 列出了所选择的 PLL 和 FLL 跟踪环路带宽对应的加加速度的容忍值。

表 9.2 所选择的 PLL 和 FLL 跟踪环路带宽对应的加加速度的容忍值

PLL 跟踪环路 带宽/Hz	PLL 对加加速度 容忍值/(m·s ⁻³)	FLL 跟踪环路 的带宽/Hz	FLL 对加加速度的 容忍值/(m·s ⁻³)
5	10.6	1	4.37
10	85.0	2	17.5
15	287	5	109
20	680	10	427

9.3.4 多路径、非视线和衍射

用户接收机除了接收指定卫星发射的直射信号或者没有接收直射信号之外,还可能接收其反射的信号,则会产生多路径干扰。对于陆地应用,多数信号通常会被地面、建筑、车辆载体或树木等周围的环境反射。对于空、海和太空的应用,卫星信号常被主载体反射。水、玻璃和金属能够产生特别强烈的反射(参考 7.4.3 节),反射信号至少衰减 2~3dB。雨水同样增强了诸如道路、树叶和建筑物等表面的反射率。低仰角信号通常比高仰角的信号存在更强的多路径干扰。

与直接信号相比,反射信号总是存在延迟,而且具有较小的幅值,除非直接信号被衰减(如被建筑或植被)。当仅仅接收反射信号时,称之为非视线接收(nonline-of-sight, NLOS),伪距测量误差潜在是无界的并且总是正值。虽然 NLOS 测量值误差正常是在几百米之内,但是当信号被远距离高建筑物反射时,偶尔会产生几千米的误差。由于目标反射体对信号的反射,在用户的运动方向能产生距离率误差。结果是,垂直于运动方向的反射体比平行于运动方向的反射体能够产生较大的导航误差,特别是基于滤波的导航解算(参考 9.4.2 节)。同样,反射体离运动的用户天线越近,伪距误差就越小,但是伪距率误差就越大。

当一个信号被一障碍物部分遮挡时,就会出现衍射现象,使得信号的传播

路径弯曲。衰减伴随着衍射角的增加而增大,而接收的 GNSS 信号的衍射角可到 5° ^[71]。衍射的信号同样存在延迟,典型的仅产生分米级的测距误差。在正常的情况下,用户接收机能接收衍射信号而不接收直射信号,但是偶尔会发生接收直射信号的情况。

卫星和用户之间的信号路径不是一个简单的射线,而是由菲涅耳带(Fresnel zones)决定。因此有效信号轨迹在一个反射或衍射目标上的半径为 $\sqrt{r\lambda_{ca}}$,其中 r 为目标到用户接收机的距离。目标表面的不平整将影响反射或衍射信号的特性。

当用户接收机除了接收直射信号外,还接收一路或多路反射(或衍射)信号,那么就会出现多路径干扰。图 9.26 列举了一个例子进行了说明。

在接收机内部(如用户天线的后面)每个反射或衍射的信号可用相对于直射信号(如果没有接收到直射信号,为最强的信号)的幅值 α_i 、距离延迟 Δ_i 和载波相位偏移 φ_i 表示。此外还有载波频率偏移 $\delta f_{m,i}$,当用户相对于反射面运动时,该值增大^[72]。相对的幅度由下式给出:

$$\alpha_i = \sqrt{\frac{C_i R_i}{G_0 R_0}} \quad (9.114)$$

式中: G_i 和 G_0 分别为第 i 和最强信号的天线增益; R_i 和 R_0 为反射系数,当最强信号为直射信号时, $R_0 = 1$ 。

对于图 9.26 中建筑物反射的信号,距离延迟 $\Delta = a + b$,而对于地面反射的信号有 $\Delta = d - e$ 。相位的偏移为

$$\varphi_i = \left(\frac{2\pi\Delta_i}{\lambda_{ca}} + \varphi_{Ri} \right) \text{MOD} 2\pi \quad (9.115)$$

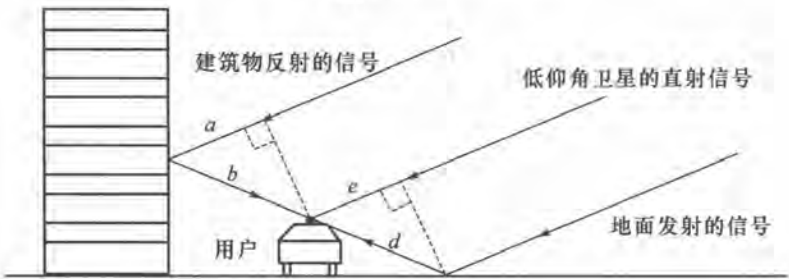


图 9.26 多路径干扰示例

式中:MOD 算子表示求余; φ_{Ri} 为反射的相位偏移,对于入射角小于布儒斯特角的总体上偏平的特殊反射面来说,相位偏移为 π 弧度。频率偏移可表示为

$$\delta f_{M,i} = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\Delta_i}{\lambda_{ca}} + \frac{\varphi_{Ri}}{2\pi} \right) \quad (9.116)$$

与式(9.1)类似,总的接收信号可表示为

$$s_a(t_{sa}) = \sqrt{2P} \sum_{i=0}^n \left\{ \alpha_i C(t_{st} - \Delta_i/c) D(t_{st} - \Delta_i/c) \times \cos[2\pi(f_{ca} + \Delta f_{ca} + \delta f_{M,i})t_{sa} + \phi_{ca} + \varphi_i] \right\} \quad (9.117)$$

式中: n 为反射或衍射信号的数量; $\alpha_0 = 1$; $\Delta_0 = \varphi_0 = \delta f_{m0} = 0$ 。那么式(9.10)给出的累加相关器输出则变成

$$\begin{cases} I_E(t_{sa}) = \sigma_{IQ} \left\{ \sqrt{2(c/n_0)\tau_a} D(t_{st}) \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i R(x - \delta_i - d/2) \text{sinc}(\pi(\delta f_{ca} + \delta f_{M,i})\tau_a) \right] \times \cos(\delta\phi_{ca} + \varphi_i) \right\} \\ I_P(t_{sa}) = \sigma_{IQ} \left\{ \sqrt{2(c/n_0)\tau_a} D(t_{st}) \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i R(x - \delta_i) \text{sinc}(\pi(\delta f_{ca} + \delta f_{M,i})\tau_a) \right] \times \cos(\delta\phi_{ca} + \varphi_i) \right\} \\ I_L(t_{sa}) = \sigma_{IQ} \left\{ \sqrt{2(c/n_0)\tau_a} D(t_{st}) \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i R(x - \delta_i + d/2) \text{sinc}(\pi(\delta f_{ca} + \delta f_{M,i})\tau_a) \right] \times \cos(\delta\phi_{ca} + \varphi_i) \right\} \\ Q_E(t_{sa}) = \sigma_{IQ} \left\{ \sqrt{2(c/n_0)\tau_a} D(t_{st}) \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i R(x - \delta_i - d/2) \text{sinc}(\pi(\delta f_{ca} + \delta f_{M,i})\tau_a) \right] \times \sin(\delta\phi_{ca} + \varphi_i) \right\} \\ Q_P(t_{sa}) = \sigma_{IQ} \left\{ \sqrt{2(c/n_0)\tau_a} D(t_{st}) \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i R(x - \delta_i) \text{sinc}(\pi(\delta f_{ca} + \delta f_{M,i})\tau_a) \right] \times \sin(\delta\phi_{ca} + \varphi_i) \right\} \\ Q_L(t_{sa}) = \sigma_{IQ} \left\{ \sqrt{2(c/n_0)\tau_a} D(t_{st}) \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i R(x - \delta_i + d/2) \text{sinc}(\pi(\delta f_{ca} + \delta f_{M,i})\tau_a) \right] \times \sin(\delta\phi_{ca} + \varphi_i) \right\} \end{cases} \quad (9.118)$$

其中,不计多路径效应对导航电文接收的影响,并且 $\delta_i = \Delta f_{co}/c$ 为延迟的码片数。

当载波相位偏移值为 0° 和 180° 时,由多路径引起的跟踪误差最大。当 $-90^\circ < \phi_{mi} < 90^\circ$ 时,多路径干扰起增强作用,否则起衰减作用。图 9.27 表示的是当 $\delta = 1/4$, $\alpha = 1/2$, $\delta\phi_{mi} = 0^\circ, 180^\circ$, 且不考虑预相关带限的影响时,单一干扰信号、直接信号、反射信号与组合的相关函数。因此相关函数的形状由于多路径干扰的影响而失真。需注意的是,若 $\delta > 1 + d/2$,主相关峰没有干扰。因此,码片速率高的信号较不易受多路径干扰的影响,因为对反射信号若要影响主相关峰值,那么距离延迟 Δ 需更小。

由于码跟踪环路的作用,使得超前和滞后相关通道的信号功率相同,故当多路径存在时,跟踪误差可由下式得到:

$$I_E^2 + Q_E^2 - I_L^2 - Q_L^2 = 0 \quad (9.119)$$

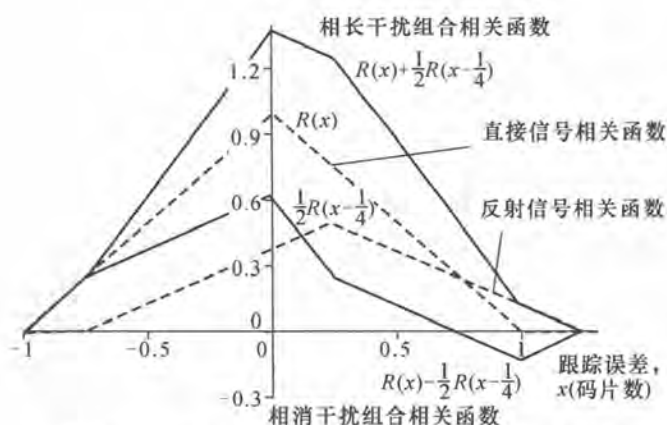


图 9.27 直接信号、反射信号和组合信号的相关函数
($\delta = 1/4, \alpha = 1/2, \delta\phi_{mi} = 0^\circ, 180^\circ$, 不考虑预相关带限)

如图 9.28 所示,跟踪误差的大小取决于超前-滞后码的相关间隔。多路径对相关函数峰值的影响较小,故较窄的相关间隔常常导致较小的跟踪误差^[69]。然而,如果当预相关带限的影响比较明显时,使得相关函数在峰值处变成圆形,那么窄相关间隔的优势就减弱,图 9.29 说明了该问题。

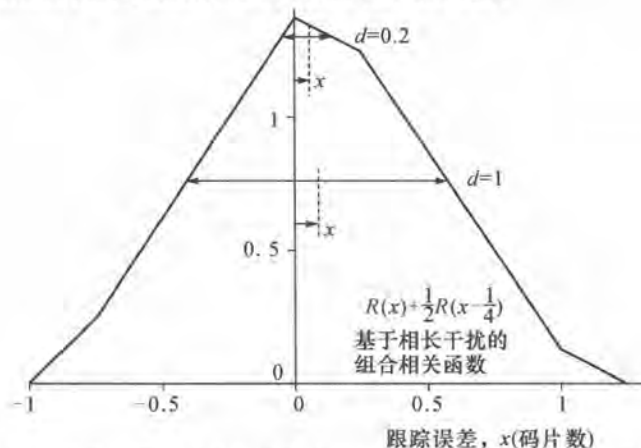


图 9.28 超前-滞后码间隔对多路径误差的影响(不考虑预相关带限)

若仅有一个延迟信号(例如从一个单目标的特殊反射),且延迟较小,不考虑频率偏移及预相关带限,式(9.119)解析解的表达式为

$$\begin{cases} x = \frac{\alpha^2 + \alpha \cos \varphi}{\alpha^2 + 2\alpha \cos \varphi + 1} \delta \\ \delta \rho_M = \frac{\alpha^2 + \alpha \cos \varphi}{\alpha^2 + 2\alpha \cos \varphi + 1} \Delta \end{cases} \quad |x - \delta| < d/2 \quad (9.120)$$

否则,必须用数值方法。

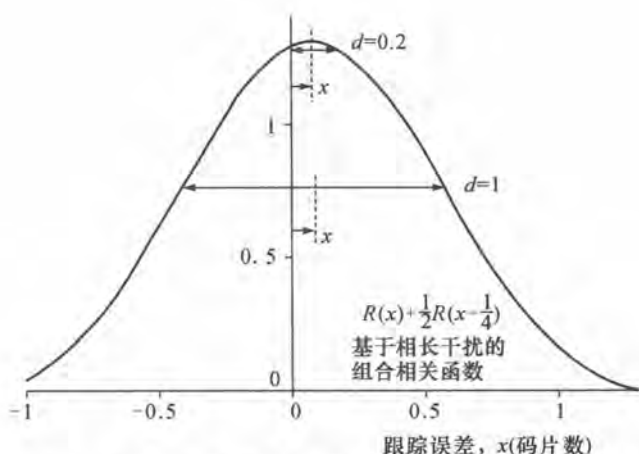


图 9.29 超前-滞后码间隔对多路径误差的影响, 预相关带限为 $B_{PC} = 2f_{co}$

假定信号为 BPSK 信号, 图 9.30 表示了在不同的相关间隔下, 码跟踪误差的极限^[73]。实际的跟踪误差随着载波相位偏移的变化而振荡。需注意的是, 在整个载波相位偏移内进行平均的跟踪误差为非零。对于 BOC 信号, 码跟踪误差在距离误差方向上均匀分布在 $2f_s/f_{co} - 1$ 个节点上^[42,74]。对于 Galileo BOC_c (15, 2.5) 信号, 多路径干扰能够使得码相关函数变形, 以致不能正确辨识正确的峰值^[75]。

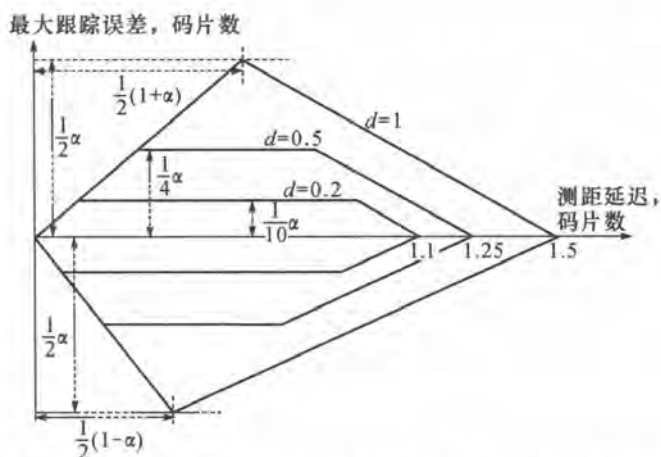


图 9.30 多路径导致的码跟踪误差的极限(不考虑预相关带限)

若距离延迟为几个码片, 由 GPS 或 GLONASS 的 C/A 码相关函数的一个次峰干扰引起的跟踪误差可达 1m^[76]。

多路径干扰也产生载波相位跟踪误差。对于一个单延迟信号, 载波相位误差为

$$\delta\phi_M = \arctan_2\left(\frac{\alpha R(x-\delta)\sin\varphi}{1 + \alpha R(x-\delta)\cos\varphi}\right) \quad (9.121)$$

当 $\alpha < 1$ 时,该值不超过 90° ,在 L1 波段上对应 4.8cm 载波相位跟踪误差。

若用户向反射表面运动,伪距率跟踪误差会很明显,公式如下:

$$\dot{\delta\rho}_M = \frac{\alpha\sin\varphi c \frac{\partial R(x-\delta)}{\partial\delta} \frac{\partial\delta}{\partial t} - [1 + \alpha R(x-\delta)\cos\varphi + \alpha^2 R^2(x-\delta)]c \frac{\partial\phi}{\partial t}}{2\pi[1 + 2\alpha R(x-\delta)\cos\varphi + \alpha^2 R^2(x-\delta)]f_{ca}} \quad (9.122)$$

当卫星和用户移动时,主要是当用户移动时,多路径、NLOS 传播和衍射引入的误差会随着时间的变化而变化。如果用户垂直于反射面运动,当反射的载波相位偏移改变时,伪距和载波相位多路径误差的符号将快速波动,从而导致大多数的误差被平均掉。

多路径和 NLOS 消除技术将在 10.4 节中讨论。注意许多的学者将 NLOS 和衍射归类为多路径,这是不正确的。它们是不同的现象,可能单独发生,也可能一起发生。

9.4 导航处理器

本节描述 GNSS 导航处理器使用伪距、伪距率(或者等效的)测量值如何计算用户的位置、速度,并校正接收机钟差。定位计算是以 7.3.3 节基于测距定位的叙述和 8.1.3 节中的 GNSS 定位的介绍为基础的。使用载波相位获得 ADR 测量值的定位在 10.2 节中介绍。

测距处理器输出所有跟踪卫星信号在同一到达时刻的测量值。如果测距处理器不对卫星钟差、电离层和对流层传播延迟进行校正(见 9.3 节),那么就应该在导航处理器中进行修正(重复式(8.49)),公式如下:

$$\begin{cases} \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \delta\tilde{\rho}_{l,a}^{s,l} - \delta\tilde{\rho}_{T,a}^{s,l} + \delta\tilde{\rho}_c^{s,l} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} + \delta\tilde{\rho}_c^{s,l} \end{cases}$$

导航处理器估计在信号到达时刻 $t_{sa,a}^{s,l}$ 的用户位置 $\hat{r}_{ia}^i = (\hat{x}_{ia}^i, \hat{y}_{ia}^i, \hat{z}_{ia}^i)$ 和接收机时钟误差 $\delta\hat{\rho}_c^a$ 。根据这些估计值,每个校正后的伪距测量值 $\tilde{\rho}_{a,C}^{s,l}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} &= \sqrt{[\hat{r}_{is}^i(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^{s,l})]^T [\hat{r}_{is}^i(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ia}^i(t_{sa,a}^{s,l})]} + \delta\hat{\rho}_c^a(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) + \delta\hat{\rho}_{a,e}^{s,l} \\ &= \sqrt{[\hat{x}_{is}^i(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) - \hat{x}_{ia}^i(t_{sa,a}^{s,l})]^2 + [\hat{y}_{is}^i(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) - \hat{y}_{ia}^i(t_{sa,a}^{s,l})]^2 + [\hat{z}_{is}^i(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) - \hat{z}_{ia}^i(t_{sa,a}^{s,l})]^2} \\ &\quad + \delta\hat{\rho}_c^a(t_{sa,a}^{s,l}) + \delta\hat{\rho}_{a,e}^{s,l} \end{aligned} \quad (9.123)$$

式中: $\hat{r}_{is}^i$ 为根据导航电文计算得到的卫星位置,参见 8.5.2 节; $\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}$ 为测量的发射

时间; $\delta\rho_{a,e}^{s,l+}$ 为测量值的残差,表示如下:

$$\delta\rho_{a,e}^{s,l+} = \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} - \hat{\rho}_{a,C}^{s,l+} \quad (9.124)$$

式中: $\hat{\rho}_{a,C}^{s,l+}$ 为导航解算预测的伪距值。

注意在一个超定或滤波的导航解中,残差是非零的。

发射时间可由测距处理器处理得到。否则,由下式给出:

$$\tilde{t}_{st,a}^{s,l} = \tilde{t}_{sa,a}^{s,l} - (\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} + \delta\rho_c^{s,l})/c \quad (9.125)$$

注意,接收机包含在伪距中的钟差和信号的到达时间是相互抵消的。

当使用多于一个星座的 GNSS 测量值时,并且在卫星钟差修正中没有考虑星座间的同步偏差(参考 8.4.5 节),那么在导航解算中必须作为未知数进行估计(参考 CD 附录 G 的 G.8.1 节)。

每个伪距率测量值 $\tilde{\rho}_{a,C}^{s,l}$ 可由导航处理器的用户速度 $\tilde{v}_{ia}^i$ 和接收机时钟漂移 $\delta\rho_c^a$ 来表示:

$$\tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = u_{as}^T [\tilde{v}_{is}^i(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{v}_{ia}^i(t_{sa,a}^{s,l})] + \hat{\delta\rho}_c^a(t_{sa,a}^{s,l}) + \delta\rho_{a,e}^{s,l+} \quad (9.126)$$

其中,卫星速度 $\hat{v}_{is}^i$ 和视线向量 u_{as}^i 的计算参考 8.5.2 节,测量残差为

$$\delta\rho_{a,e}^{s,l+} = \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} - \hat{\rho}_{a,C}^{s,l+} \quad (9.127)$$

若用户的位置和速度在 ECEF 坐标系下进行估计,那么式(9.123)和式(9.126)可被替换为

$$\begin{cases} \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} - \delta\rho_{ie,a}^s = \sqrt{[\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^e(t_{sa,a}^{s,l})]^T [\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^e(t_{sa,a}^{s,l})]} + \hat{\delta\rho}_c^a(t_{sa,a}^{s,l}) + \delta\rho_{a,e}^{s,l+} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} - \delta\rho_{ie,a}^s = u_{as}^T [\hat{v}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{v}_{ea}^e(t_{sa,a}^{s,l})] + \hat{\delta\rho}_c^a(t_{sa,a}^{s,l}) + \delta\rho_{a,e}^{s,l+} \end{cases} \quad (9.128)$$

其中,Sagnac 校正由式(8.32)和式(8.46)给出,或者由下式给出:

$$\begin{cases} \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = \sqrt{[C_e^l(\tilde{t}_{st,a}^{s,l})\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l})]^T [C_e^l(\tilde{t}_{st,a}^{s,l})\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l})]} + \hat{\delta\rho}_c^a(t_{sa,a}^{s,l}) + \delta\rho_{a,e}^{s,l+} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = u_{as,j}^T [C_e^l(\tilde{t}_{st,a}^{s,l})\hat{v}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) + \mathcal{I}_{ie}^e\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - (\hat{v}_{ea}^e(t_{sa,a}^{s,l}) + \mathcal{I}_{ie}^e\hat{r}_{ea}^e(t_{sa,a}^{s,l}))] + \hat{\delta\rho}_c^a(t_{sa,a}^{s,l}) + \delta\rho_{a,e}^{s,l+} \end{cases} \quad (9.129)$$

注意 I 系和 ECEF 系在真实的信号到达时刻是同步的,而与测量的到达时间是不同步的。因此,使用式(8.36)计算的 C_e^l 是用户天线到卫星之间距离的一个函数,而不是伪距的函数。

通过解由四颗或四颗以上卫星的伪距和伪距率测量值构成的方程组,就可以得到导航解。单点(single-point)或瞬间(snapshot)导航解算仅仅使用测距处理器的当前测量值集合,在本节首先进行介绍。而后介绍基于滤波的导航解

算,基于滤波的导航解算用到之前的测量数据。滤波导航解算方法噪声较小,但是存在动态响应延迟;而连续的单点解算是独立的,故可以更快检测错误测量信息。因此,单点定位解算对于完好性检测是有用的(见 17 章)。通过载波平滑伪距可以提高单点定位的精度,但是连续解的噪声是相关的。同时使用单点定位的解来初始化滤波导航解算。

本节以信号的几何分布对导航定位精度的影响和导航误差分配讨论作为结束。在 CD 附录 G 的 G.8 节叙述了星座之间同步偏差估计、星间 TDOA 的定位解、使用距离测量值增量的定位解算和使用芯片原子钟的信号几何分布。CD 中的 MATLAB 函数 GNSS_Least_Squares 和 GNSS_Kalman_Filter 分别仿真了单历元和滤波的导航解算。

9.4.1 单点导航定位解算

使用式(9.123),从伪距测量值集合中不能容易地得到定位的解析解。因此,在预测的用户位置 $\hat{r}_{ia}^{i-}$ 和预测的时钟偏差 $\hat{\delta\rho}_c^{a-}$ 处应用泰勒级数展开,将方程线性化,与卡尔曼滤波线性化类似(见 3.4.1 节)。用户位置和时钟偏差的预估值通常为前一时刻的导航解。初始化后,为了使线性化误差最小,迭代二或三次得到导航解,因此,式(9.123)可改写为

$$\begin{pmatrix} \tilde{\rho}_{a,C}^1 - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^2 - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \tilde{\rho}_{a,C}^m - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} = H_G^i \begin{pmatrix} \hat{x}_{ia}^{i+} - \hat{x}_{ia}^{i-} \\ \hat{y}_{ia}^{i+} - \hat{y}_{ia}^{i-} \\ \hat{z}_{ia}^{i+} - \hat{z}_{ia}^{i-} \\ \hat{\delta\rho}_c^{a+} - \hat{\delta\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \delta\rho_{a,e}^{1+} \\ \delta\rho_{a,e}^{2+} \\ \vdots \\ \delta\rho_{a,e}^{m+} \end{pmatrix} \quad (9.130)$$

其中测量值数目 m 至少为 4。注意,线性化引入的误差包含在残差中,使用 j 表示一颗卫星 s 和信号 l 的综合,基于第 j 测量值的预测伪距为

$$\hat{\rho}_{a,C}^{j-} = \sqrt{[\hat{r}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a}^i) - \hat{r}_{ia}^{i-}(\tilde{t}_{sa,a}^i)]^T [\hat{r}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a}^i) - \hat{r}_{ia}^{i-}(\tilde{t}_{sa,a}^i)]} + \hat{\delta\rho}_c^{a-} \quad (9.131)$$

测量矩阵或几何矩阵 H_G^i 为

$$H_G^i = \begin{pmatrix} \frac{\partial \rho_a^1}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial z_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial \rho_c^a} \\ \frac{\partial \rho_a^2}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial z_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial \rho_c^a} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_a^m}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial z_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial \rho_c^a} \end{pmatrix}_{\substack{i \\ r_{ia} = \hat{r}_{ia}^{i-}}} \quad (9.132)$$

在式(9.123)中,对用户位置和时钟偏差求微分,得到

$$\mathbf{H}_G^i = \begin{pmatrix} -u_{a1,x}^i & -u_{a1,y}^i & -u_{a1,z}^i & 1 \\ -u_{a2,x}^i & -u_{a2,y}^i & -u_{a2,z}^i & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -u_{am,x}^i & -u_{am,y}^i & -u_{am,z}^i & 1 \end{pmatrix}_{r_{ia}^i = \hat{r}_{ia}^i} \quad (9.133)$$

其中,根据式(8.40),使用预测的用户位置,就可得到视线方向的单位矢量。若有4个伪距测量值,则测量值的数目和未知量的个数匹配,于是测量残差为零。那么用户位置和时钟的解可表示为

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_{ia}^{i+} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{ia}^{i-} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + \mathbf{H}_G^{i-1} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,C}^{1-} - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{2-} - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{3-} - \hat{\rho}_{a,C}^{3-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{4-} - \hat{\rho}_{a,C}^{4-} \end{pmatrix} \quad (9.134)$$

当伪距测量值多于4个时,导航解算是超定的,并且没有测量残差项,测量值的集合不能产生一个一致性的导航解。然而,多余的测量值能够平滑部分测量噪声。如7.3.3节讨论的那样,使用一个迭代的最小二乘算法(参考CD中附录D中的D.1节)。对式(9.130)使用最小二乘迭代算法,位置和钟差的解为^[77]

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_{ia}^{i+} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{ia}^{i-} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + (\mathbf{H}_G^{i\top} \mathbf{H}_G^i)^{-1} \mathbf{H}_G^{i\top} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,C}^{1-} - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{2-} - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{a,C}^{m-} - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} \quad (9.135)$$

在CD中的例子9.1中,用一个五卫星ECI坐标系位置求解过程说明这个问题,并且使用微软Excel进行编辑。

当已知伪距测量值的精度不同时,例如由于 c/n_0 的变化或残余电离层和对流层传播误差,这取决于卫星的仰角,那么加权的最小二乘估计可由下式计算^[77]:

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_{ia}^{i+} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{ia}^{i-} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + (\mathbf{H}_G^{i\top} \mathbf{C}_\rho^{-1} \mathbf{H}_G^i)^{-1} \mathbf{H}_G^{i\top} \mathbf{C}_\rho^{-1} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,C}^{1-} - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{2-} - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{a,C}^{m-} - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} \quad (9.136)$$

其中,测量值残差协方差矩阵 C_p 的对角线元素为每个伪距误差的预估方差,非对角线元素代表伪距误差之间的任意相关。需注意的是,残差协方差矩阵 C_p 包含时间相关误差(如偏差),而卡尔曼滤波器的测量噪声协方差矩阵 R 不包含此项。一个经常使用的与仰角相关的模型为

$$C_p = \begin{pmatrix} \sigma_p^2(\theta_{nu}^{a1}) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_p^2(\theta_{nu}^{a2}) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_p^2(\theta_{nu}^{am}) \end{pmatrix}, \quad \sigma_p(\theta_{nu}^{aj}) = \frac{\sigma_{pz}}{\sin(\theta_{nu}^{aj})} \quad (9.137)$$

式中: σ_{pz} 为天顶卫星伪距误差的标准差。注意,当该值对 ILS 解没有影响时,可以设定为任意值。

速度和接收机时钟漂移的加权最小二乘解为

$$\begin{pmatrix} \hat{v}_{ia}^{i+} \\ \hat{\delta\rho_c^{a+}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{v}_{ia}^{i-} \\ \hat{\delta\rho_c^{a-}} \end{pmatrix} + (H_G^T C_r^{-1} H_G)^{-1} H_G^T C_r^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{\rho}_{a,C}^1 - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^2 - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \tilde{\rho}_{a,C}^m - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} \quad (9.138)$$

其中,

$$\hat{\rho}_{a,C}^{j-} = \hat{\mathbf{u}}_{aj}^{i-T} [\hat{v}_{ij}^i(\hat{t}_{st,a}^j) - \hat{v}_{ia}^{i-}(\hat{t}_{sa,a}^j)] + \hat{\delta\rho_c^{a-}} \quad (9.139)$$

并且需注意的是,测量矩阵与位置/钟差求解采用的测量矩阵是一样的。一个类似的测量误差的协方差矩阵模型为

$$C_r = \begin{pmatrix} \sigma_r^2(\theta_{nu}^{a1}) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_r^2(\theta_{nu}^{a2}) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_r^2(\theta_{nu}^{am}) \end{pmatrix}, \quad \sigma_r(\theta_{nu}^{aj}) = \frac{\sigma_{rz}}{\sin(\theta_{nu}^{aj})} \quad (9.140)$$

式中: σ_{rz} 为天顶卫星伪距率误差的标准差。

若使用 ECEF 坐标系,加权的最小二乘解为

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \hat{r}_{ea}^{e+} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{ea}^{e-} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + (H_G^e{}^T C_p^{-1} H_G^e)^{-1} H_G^e{}^T C_p^{-1} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,C}^{1-} - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{2-} - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{a,C}^{m-} - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \hat{v}_{ea}^{e+} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{v}_{ea}^{e-} \\ \delta \hat{\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + (H_G^e{}^T C_r^{-1} H_G^e)^{-1} H_G^e{}^T C_r^{-1} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,C}^{1-} - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{2-} - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{a,C}^{m-} - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (9.141)$$

其中,

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\rho}_{a,C}^{j-} = \sqrt{[\hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{st,a}^j)]^T [\hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j)]} + \delta \hat{\rho}_c^{a-} + \delta \hat{\rho}_{ie,a}^{j-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{j-} = u_{aj}^{e-T} [\hat{v}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j) - \hat{v}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j)] + \delta \hat{\rho}_c^{a-} + \delta \hat{\rho}_{ie,a}^{j-} \end{array} \right. \quad (9.142)$$

或者

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\rho}_{a,C}^{j-} = \sqrt{[C_e^l(\tilde{t}_{st,a}^j) \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j)]^T [C_e^l(\tilde{t}_{st,a}^j) \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j)]} + \delta \hat{\rho}_c^{a-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^{j-} = \hat{u}_{aj}^{e-T} [C_e^l(\tilde{t}_{st,a}^j) (\hat{v}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j) + \Omega_{ie}^e \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a}^j)) - (\hat{v}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j) + \Omega_{ie}^e \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j))] + \delta \hat{\rho}_c^{a-} \end{array} \right. \quad (9.143)$$

并且

$$H_G^e = \begin{pmatrix} -u_{a1,x}^e & -u_{a1,y}^e & -u_{a1,z}^e & 1 \\ -u_{a2,x}^e & -u_{a2,y}^e & -u_{a2,z}^e & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -u_{am,x}^e & -u_{am,y}^e & -u_{am,z}^e & 1 \end{pmatrix}_{r_{ea}^e = \hat{r}_{ea}^{e-}} \quad (9.144)$$

相比于直接计算,使用式(2.113)和式(2.73),根据 r_{ea}^e 和 v_{ea}^e ,更易得到曲线位置 (L_a, λ_a, h_a) 和当地导航坐标系下的速度 v_{ea}^n ,其中, C_e^n 由式(2.150)给出。

估计的接收机时钟偏移可以反馈到测距处理器来校正时钟本身,可以在每一个迭代周期校正,也可以当误差超过一门限值时(如 1ms),进行校正。时钟漂移同样也被反馈。

CD 上的 MATLAB 函数:GNSS_LS_position_velocity,使用迭代的最小二乘法,实现了没有加权的 ECEF 系下的位置和速度解算。

9.4.2 滤波的导航定位解算

对于实时应用的大多数 GNSS 用户设备来说,都采用了滤波的导航计算方法。不像单历元定位算法,滤波的导航定位算法使用了之前测量值的信息。先验的时钟偏差和漂移解用来预测当前时钟偏差和时钟漂移,并且先验的用户位置和速度可用来预测当前的用户位置和速度。当前的伪距和伪距率测量值是用来校正预测的导航解。在第 3 章中描述的基于卡尔曼滤波器的估计算法,能够根据之前测量信息得到的估计值,对由当前的伪距、伪距率测量值集合得到的估计值进行最优加权。

滤波导航解算有很多优势。在位置解算时,由载波得到的伪距率测量值可平滑码跟踪噪声。这同样也能够减少伪距多路径误差对导航定位解算的影响,特别是当载体移动时。若时钟误差标定得很好,在仅有 3 颗卫星时,导航解算可维持一段时间,当所有的卫星信号受到遮挡时,如在隧道中,粗略的导航解算可维持数秒。

下面对待估计的状态选取进行讨论,然后描述系统和测量模型,再讨论测量噪声协方差阵、距离偏差的处理、星座变换和星历更新处理。基本的扩展卡尔曼滤波算法在 3.2.2 节和 3.4.1 节中已经描述,在此不再赘述。商用接收机生产厂家通常采用自适应系统噪声和测量噪声模型来实现综合的导航滤波器处理,详细情况是保密的。

9.4.2.1 状态选取

GNSS 导航解由卡尔曼滤波器的状态向量组成,根据应用情况选择合适的待估计的状态量^[78]。不管载体是否移动,位置总是被估计的,同时速度也必须被估计。对于大多数陆地和海上的应用,当动态性低时,加速度可以建模为系统噪声。当载体的动态性高时,如战斗机、制导武器、赛车和航天运载器,加速度应当作为卡尔曼滤波器的状态进行估计。然而,在实际应用中,通常使用 INS/GNSS 组合导航系统(见 14 章)。

导航状态可选择任意坐标系。ECI 坐标系中系统和测量模型的实现最为简单。而在当地导航系中用地球参考速度能够估计纬度、经度和高度,从而避免了用户输出时的坐标系转换,然而在笛卡儿 ECEF 坐标系中的实现是很普遍的折衷方法。

接收机时钟偏差和漂移必须一直被估计。对于超高动态的应用,应当对时钟 g 敏感性误差进行建模(参考 14.2.7 节)。当使用 GNSS 多星座时,如果星座之间的同步偏差不能从导航电文信息中得到确定,那么必须被估计,这在 CD 附录 G 中的 G.8.1 节中有所描述。

严格来说,由星历误差、残余卫星时钟、电离层和对流层误差引起的相关测距误差(见 9.3 节)同样也应当被估计,以确保误差协方差矩阵 P 能够表示真实

的系统。这些测距误差的标准差约数米,相关时间约 30min。如果仅仅使用 4 颗卫星的信号,则这些距离偏差是不可观的,而多于 4 颗卫星的情况是部分可观的。将距离偏差包含在状态向量中进行估计明显地增加了处理器的计算负担,而改善的性能很小,因此很少被使用。典型的做法是像 9.4.2.5 节描述的那样,用一个特殊的方式对距离偏差进行建模。在超低动态或使用 INS/GNSS 紧耦合时,距离偏差的可观性可得到改善。它也可通过使用高性能参考晶振来改善。对于单频接收机用户而言,通过对电离层模型的一些系数估计校正可以部分补偿距离偏差。

若使用双频接收机,每个频点的伪距测量值可单独输入,电离层传播延迟作为卡尔曼滤波器的状态进行估计,在这种情况下隐含电离层校正的平滑。然而,使用多频率的电离层校正的伪距是比较有计算效率的。

当使用载波平滑的伪距(参考 9.2.7 节)时,它们存在明显的时间相关跟踪误差,这些跟踪误差可以作为附加的卡尔曼滤波器状态量进行估计。这样就使得伪距率测量值可以被省略,尽管从历元间载波平滑的伪距中可以得到距离率的信息。由于仅使用一个矢量的测量更新,从而减轻了计算负担,而当使用序贯测量更新的实现时,增加了计算处理负担。

对于此处描述的导航滤波器的系统模型和观测模型,有 8 个待估的状态:天线位置、速度、接收机时钟偏差和接收机时钟漂移。首先介绍 ECI 坐标系中的实现,而后讨论在 ECEF 系和当地导航系下的不同。状态向量为

$$x^i = \begin{pmatrix} r_{ia}^i \\ v_{ia}^i \\ \delta\rho_c^a \\ \delta\dot{\rho}_c^a \end{pmatrix}, x^e = \begin{pmatrix} r_{ea}^e \\ v_{ea}^e \\ \delta\rho_c^a \\ \delta\dot{\rho}_c^a \end{pmatrix}, x^n = \begin{pmatrix} L_a \\ \lambda_a \\ h_a \\ v_{ea}^e \\ \delta\rho_c^a \\ \delta\dot{\rho}_c^a \end{pmatrix} \quad (9.145)$$

其中,用上标 i, e 和 n 区分不同坐标系下的实现。

9.4.2.2 系统模型

卡尔曼滤波器的系统模型(见 3.2.3 节)描述了状态及其不确定度如何随时间向前传播。系统模型描述了 GNSS 测距处理器的连续测量值输出之间的用户运动特性和接收机时钟动态特性。在 GNSS 信号中断期间,使用系统模型的向前传播也能提供一粗略的导航解算。

ECI 坐标系中的 GNSS 导航系统模型很简单。由式(2.67),位置对时间求导得到速度,同时时钟偏差对时间求导数得到时钟漂移,速度和时钟漂移不是卡尔曼滤波器任何状态量的函数,因此它们的数学期望为零。于是,状态动力学方程为

$$\begin{cases} \dot{r}_{ia}^i = v_{ia}^i, & \frac{\partial}{\partial t} \delta \rho_c^a = \delta \dot{\rho}_c^a \\ E(v_{ia}^i) = 0, & E\left(\frac{\partial}{\partial t} \delta \rho_c^a\right) = 0 \end{cases} \quad (9.146)$$

将上式代入式(3.26),得到系统转移矩阵为

$$F^i = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (9.147)$$

用子矩阵来描述卡尔曼滤波器状态矩阵是很方便的,子矩阵与状态向量的子向量(如位置、速度、钟差和钟差漂移)相对应。因此,

$$F^i = \begin{pmatrix} 0_3 & I_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (9.148)$$

式中: I_n 为 $n \times n$ 维单位矩阵; 0_n 为 $n \times n$ 维0矩阵, $0_{n,m}$ 为 $n \times m$ 维0矩阵。

ECEF坐标系中的状态动力学实现是相同的,故 $F^e = F^i$ 。若使用基于曲线位置的当地导航坐标系的实现,位置对时间的导数可由式(2.111)给出。严格意义上说,这违背了卡尔曼滤波器系统模型的线性假设。然而,在状态传递时间间隔内,分母可认为是常数。因此,

$$\begin{cases} F^n \approx \begin{pmatrix} 0_3 & F_{12}^n & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ F_{12}^n = \begin{pmatrix} 1/[R_N(\hat{L}_a) + \hat{b}_a] & 0 & 0 \\ 0 & 1/[(R_E(\hat{L}_a) + \hat{b}_a) \cos \hat{L}_a] & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (9.149)$$

其中, R_N 和 R_E 由式(2.105)和式(2.106)给出。

在三种实现中,式(3.34)中的高阶项为0,故状态转移矩阵可简化表示为

$$\Phi_{k-1} = I_8 + F_{k-1}\tau_s \quad (9.150)$$

式中: τ_s 为状态传递时间间隔。

状态估计值的增加不确定度主要来源于由用户运动和接收机时钟漂移的随机游走而引起的速度变化。同样也存在一些附加的对钟差漂移有影响的相位噪声。根据式(3.43),对这些噪声源的功率谱密度在状态传播的时间间隔内进行积分就可以得到系统噪声协方差矩阵,从而可以补偿系统模型不确定的影响。因此,

$$\begin{aligned} Q_{k-1}^\gamma &= \int_0^{\tau_s} \exp(F_{k-1}^\gamma t') \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & S_a^\gamma & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & S_{\phi}^a \end{pmatrix} \exp(F_{k-1}^{\gamma T} t') dt' \\ &= \int_0^{\tau_s} (I_8 + F_{k-1}^\gamma t') \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & S_a^\gamma & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & S_{\phi}^a \end{pmatrix} (I_8 + F_{k-1}^{\gamma T} t') dt' \end{aligned} \quad \gamma \in i, e, n, \quad (9.151)$$

式中: S_a^γ 为加速度的 PSD 矩阵,可在坐标系 γ 各坐标轴上进行分解; S_{ϕ}^a 为接收机时钟频率漂移的 PSD; S_{ϕ}^a 为接收机时钟相位漂移的 PSD。

假定 PSD 为常数,代入方程(9.148)和方程(9.149),得

$$\begin{aligned} Q_{k-1}^\gamma &= \int_0^{\tau_s} \begin{pmatrix} I_3 & I_3 t' & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & I_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & t' \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & S_a^\gamma & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & S_{\phi}^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ I_3 t' & I_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & t' & 1 \end{pmatrix} dt' \\ &= \begin{pmatrix} \frac{1}{3} S_a^\gamma \tau_s^3 & \frac{1}{2} S_a^\gamma \tau_s^2 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ \frac{1}{3} S_a^\gamma \tau_s^2 & S_a^\gamma \tau_s & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a \tau_s + \frac{1}{3} S_{\phi}^a \tau_s^3 & \frac{1}{2} S_{\phi}^a \tau_s^2 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & \frac{1}{2} S_{\phi}^a \tau_s^2 & S_{\phi}^a \tau_s \end{pmatrix} \quad \gamma \in i, e \quad (9.152) \end{aligned}$$

以及

$$\begin{aligned}
\mathbf{Q}_{k-1}^n &= \int_0^{\tau_s} \begin{pmatrix} I_3 & F_{12}^n t' & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & I_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & t' \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_3 & S_a^\gamma & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & S_{\phi}^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_3 & 0_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ F_{12}^{nT} t' & I_3 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & t' & 1 \end{pmatrix} dt' \\
&= \begin{pmatrix} \frac{1}{3} F_{12}^n S_a^n F_{12}^{nT} \tau_s^3 & \frac{1}{2} F_{12}^n S_a^n \tau_s^2 & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ \frac{1}{2} S_a^n F_{12}^{nT} \tau_s^2 & S_a^\gamma \tau_s & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a \tau_s + \frac{1}{3} S_{\phi}^a \tau_s^3 & \frac{1}{2} S_{\phi}^a \tau_s^2 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & \frac{1}{2} S_{\phi}^a \tau_s^2 & S_{\phi}^a \tau_s \end{pmatrix} \quad (9.153)
\end{aligned}$$

根据动态性能,对于小的传播时间间隔,可近似为

$$\mathbf{Q}_{k-1}^\gamma \approx \mathbf{Q}_{k-1}'^\gamma = \begin{pmatrix} 0_{3,3} & 0_{3,3} & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{3,3} & S_a^\gamma \tau_s & 0_{3,1} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & S_{\phi}^a \tau_s & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & S_{\phi}^a \tau_s \end{pmatrix} \quad \gamma \in i, e, n \quad (9.154)$$

上式可以和式(3.46)一起使用。但是对于1s或者更长时间的传播间隔,推荐使用式(9.152)或者式(9.153)。

在一个卡尔曼滤波器中,系统噪声假定为白噪声。但是真实的速度和时钟行为较为复杂,因此为了保证滤波器稳定性,系统噪声协方差模型应反映系统的真实行为。

加速度的 PSD 矩阵可表示为

$$\mathbf{S}_a^i = \mathbf{C}_n^i \begin{pmatrix} S_{aH} & 0 & 0 \\ 0 & S_{aH} & 0 \\ 0 & 0 & S_{aV} \end{pmatrix} \mathbf{C}_i^n, \mathbf{S}_a^e = \mathbf{C}_n^e \begin{pmatrix} S_{aH} & 0 & 0 \\ 0 & S_{aH} & 0 \\ 0 & 0 & S_{aV} \end{pmatrix} \mathbf{C}_e^n, \mathbf{S}_a^n = \begin{pmatrix} S_{aH} & 0 & 0 \\ 0 & S_{aH} & 0 \\ 0 & 0 & S_{aV} \end{pmatrix} \quad (9.155)$$

式中: $\mathbf{C}_n^i$ 和 $\mathbf{C}_n^e$ 分别由式(2.154)和式(2.150)给出; S_{aH} 和 S_{aV} 分别表示水平和垂直加速度 PSD,建模为

$$\begin{cases} S_{aH} = \frac{\sigma^2(v_{eb,N}^n(t + \tau_s) - v_{eb,N}^n(t))}{\tau_s} = \frac{\sigma^2(v_{eb,E}^n(t + \tau_s) - v_{eb,E}^n(t))}{\tau_s} \\ S_{aV} = \frac{\sigma^2(v_{eb,D}^n(t + \tau_s) - v_{eb,D}^n(t))}{\tau_s} \end{cases}$$

(9.156)

水平和垂直方向的加速度 PSD 由应用的动态性决定,因此系统的噪声跟具体应用相关。对于步行和船载应用,取 $S_{aH} = 1\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$ 较合理,对于汽车应用,取 $S_{aH} = 10\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$ 较合理;而对于军用飞行器应用,取 $S_{aH} = 100\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$ 较合理。垂直的加速度 PSD 通常要小。较复杂的模型可以将 PSD 表示为速度的函数,并且假定横向和纵向值是独立的。

相类似,时钟的 PSD 可以建模为

$$S_{\epsilon}^a = \frac{\sigma^2(\delta\rho_c^a(t+\tau_s) - \delta\rho_c^a(t))}{\tau_s}, S_{\epsilon\phi}^a = \frac{\sigma^2(\delta\rho_c^a(t+\tau_s) - \delta\rho_c^a(t) - \delta\rho_c^a(t)\tau_s)}{\tau_s} \quad (9.157)$$

对于 TCXO 晶振,典型的取值为 $S_{\epsilon}^a = 0.04\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$ 和 $S_{\epsilon\phi}^a = 0.01\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3[79]}$ 。

对于不需要估计速度的应用,在位置状态中必须对基于速度 PSD 的系统噪声进行建模。即使当系统是静止的,也应当对系统小的噪声进行建模以确保卡尔曼滤波器可接收新的测量值。

当 GNSS 导航为卡尔曼滤波器的全状态实现时,则要求对滤波器的状态估计进行非零初始化。可使用单点定位的导航解(见 9.4.1 节)来初始化位置和时钟偏差,可采用同样的方法来初始化速度和时钟漂移。然而,对于大多数的应用,将初始位置处的速度初值设为该处地球的速度,时钟漂移估计的初值设为零。

误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$ 的初值,需反映初始化过程的精度。因此,时钟漂移状态初始化为零,那么它的初始化不确定性必须与实际接收机时钟漂移的标准差相匹配。

CD 中的 MATLAB 函数 GNSS_KF_Epoch,实现了本节描述的 ECEF 系下的单 EKF 周期的系统模型。

9.4.2.3 测量模型

GNSS 导航滤波器的测量模型(见 3.2.4 节)使用测距处理器的测量值来更新导航解,这与 9.4.1 节介绍的单历元导航解算的测量模型类似。测量矢量包含导航处理器输出的伪距和伪距率测量值。因此,对于跟踪到 m 颗卫星的情况,有

$$\mathbf{Z}_G = \{\tilde{\rho}_{a,G}^1, \tilde{\rho}_{a,G}^2, \dots, \tilde{\rho}_{a,G}^m, \{\tilde{\dot{\rho}}_{a,G}^1, \tilde{\dot{\rho}}_{a,G}^2, \dots, \tilde{\dot{\rho}}_{a,G}^m\} \quad (9.158)$$

其中,下标 G 表示 GNSS 的测量值。注意,由于卡尔曼滤波器执行了类似载波平滑伪距的作用,因此采用载波平滑的伪距与采用没有平滑的伪距和伪距率相比较,并没有带来明显的好处。

按式(9.123)式(9.129)建模的伪距和伪距率,是状态估计值的非线性函数。因此,必须使用 EKF 测量模型(见 3.4.1 节)。测量新息向量可由下式

给出:

$$\delta z_{G,k}^- = z_{G,k} - h_G(\hat{x}_k^-) \quad (9.159)$$

其中,

$$h_G(\hat{x}_k^-) = (\hat{\rho}_{a,C}^{1-}, \hat{\rho}_{a,C}^{2-}, \dots, \hat{\rho}_{a,C}^{m-}, [\hat{\rho}_{a,C}^{1-}, \hat{\rho}_{a,C}^{2-}, \dots, \hat{\rho}_{a,C}^{m-}]_k) \quad (9.160)$$

除了预测的用户位置、速度、接收机时钟偏差和时钟漂移由卡尔曼滤波器的估计值代替外,预测的伪距和伪距率与单历元导航解算所使用的相同,而卡尔曼滤波器的状态估计量由系统模型向前传播。因此,在 ECI 系中的实现为

$$\begin{cases} \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \sqrt{[\hat{r}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ia,k}^{i-}]^T [\hat{r}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ia,k}^{i-}]} + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \\ \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \hat{u}_{aj,k}^{i-T} [\hat{v}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{v}_{ia,k}^{i-}] + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \end{cases} \quad (9.161)$$

其中, j 表示卫星 s 和该卫星上发射信号 l 的总称,使用 $\hat{r}_{ia,k}^{i-}$, 视线单位向量可由式(8.40)得到。由式(3.90), 测量矩阵为

$$H_{G,k}^i = \begin{pmatrix} \frac{\partial \rho_a^1}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial z_{ia}^i} & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial \rho_c^a} & 0 \\ \frac{\partial \rho_a^2}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial z_{ia}^i} & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial \rho_c^a} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_a^m}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial z_{ia}^i} & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial \rho_c^a} & 0 \\ \hline \frac{\partial \rho_a^1}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial z_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial v_{ia,x}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial v_{ia,y}^i} & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial v_{ia,z}^i} & 0 & \frac{\partial \rho_a^1}{\partial \rho_c^a} \\ \frac{\partial \rho_a^2}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial z_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial v_{ia,x}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial v_{ia,y}^i} & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial v_{ia,z}^i} & 0 & \frac{\partial \rho_a^2}{\partial \rho_c^a} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_a^m}{\partial x_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial y_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial z_{ia}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial v_{ia,x}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial v_{ia,y}^i} & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial v_{ia,z}^i} & 0 & \frac{\partial \rho_a^m}{\partial \rho_c^a} \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k^-} \quad (9.162)$$

需注意的是,伪距不是用户速度或时钟漂移的函数,而伪距率也不是时钟偏差的函数。伪距率与位置的关系很弱,1m 的位置误差可导致约 $5 \times 10^{-5} \text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的速度误差,故 $\partial \rho \cdot / \partial r$ 项通常忽略。因此,由式(9.123)和式(9.126)可得到

$$H_{G,k}^i \approx \begin{pmatrix} -u_{a1,x}^i & -u_{a1,y}^i & -u_{a1,z}^i & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -u_{a2,x}^i & -u_{a2,y}^i & -u_{a2,z}^i & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -u_{am,x}^i & -u_{am,y}^i & -u_{am,z}^i & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -u_{a1,x}^i & -u_{a1,y}^i & -u_{a1,z}^i & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -u_{a2,x}^i & -u_{a2,y}^i & -u_{a2,z}^i & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -u_{am,x}^i & -u_{am,y}^i & -u_{am,z}^i & 0 & 1 \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k^i} \quad (9.163)$$

注意,测量矩阵各元素的含义与单历元最小二乘中的测量矩阵的各元素含义一样。

对于笛卡儿 ECEF 系中的实现,预测的伪距和伪距率为

$$\begin{cases} \hat{\rho}_{a,C,k}^j = \sqrt{[\hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]^T [\hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]} + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} + \delta \rho_{ie}^j \\ \hat{\rho}_{a,C,k}^j = \hat{u}_{aj,k}^{e-T} [\hat{v}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{v}_{ea,k}^{e-}] + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} + \delta \rho_{ie}^j \end{cases} \quad (9.164)$$

或

$$\begin{cases} \hat{\rho}_{a,C,k}^j = \sqrt{[C_e^l(\tilde{t}_{st,a,k}^j) \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]^T [C_e^l(\tilde{t}_{st,a,k}^j) \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]} + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \\ \hat{\rho}_{a,C,k}^j = \hat{u}_{aj,k}^{e-T} [C_e^l(\tilde{t}_{st,a,k}^j) (\hat{v}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) + \Omega_{ie}^e \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j)) - (\hat{v}_{ea,k}^{e-} + \Omega_{ie}^e \hat{r}_{ea,k}^{e-})] + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \end{cases} \quad (9.165)$$

同时,将观测矩阵 $H_{G,k}^i$ 中的 u_{aj}^i 用 u_{aj}^e 代替就可得 $H_{G,k}^e$ 。在 CD 中的 MATLAB 函数 GNSS_KF_Epoch 中给出了其实现。

对于当地导航系中的实现,使用式(2.112)计算的笛卡儿位置和式(2.152)计算的 ECEF 速度,很容易如上计算预测的伪距和伪距率。观测矩阵为

$$H_{G,k}^n \approx \begin{pmatrix} h_L u_{a1,N}^n & h_\lambda u_{a1,E}^n & u_{a1,D}^n & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ h_L u_{a2,N}^n & h_\lambda u_{a2,E}^n & u_{a2,D}^n & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_L u_{am,N}^n & h_\lambda u_{am,E}^n & u_{am,D}^n & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -u_{a1,N}^n & -u_{a1,E}^n & -u_{a1,D}^n & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -u_{a2,N}^n & -u_{a2,E}^n & -u_{a2,D}^n & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -u_{am,N}^n & -u_{am,E}^n & -u_{am,D}^n & 0 & 1 \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k^n} \quad (9.166)$$

其中,

$$h_L = -[R_N(\hat{L}_a) + \hat{h}_a], h_\lambda = -[R_E(\hat{L}_a) + \hat{h}_a] \cos \hat{L}_a \quad (9.167)$$

如果接收机时钟偏差采用了闭环校正,那么当每一次反馈到测距处理器后,对应的卡尔曼滤波的状态估计值必须清零。在每一次迭代后可能周期性校对一次,或者是当超过门限值如 1ms 时,进行校正。对于接收机时钟漂移反馈,可以采用同样的方法。

如果在 GNSS 用户设备之外实现导航滤波,而在内部实现 1ms 的校正,那么在测量更新处理开始时,对伪距测量值的不连续的检测和响应是很有必要的,测量更新处理使用如图 9.31 所示的算法。

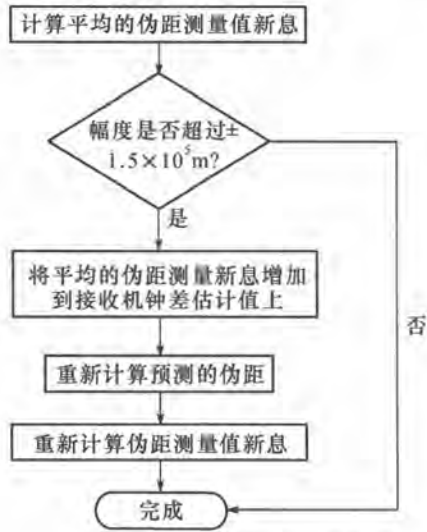


图 9.31 钟跳检测与修正算法

9.4.2.4 测量噪声协方差

测量噪声协方差矩阵 R_c ,就是对伪距和伪距率测量值的类似噪声误差进行建模,如跟踪误差、多路径变化和卫星时钟噪声。在大多数 GNSS 导航滤波器中, R_c 建模为常值对角矩阵,但若已知 $\hat{c}/\hat{n}_0$ 和/或载体动态水平,可将 R_c 表示为它们的函数,会有更好的效果。

伪距和伪距率测量值类似噪声的误差通常互不相关,原因是由于伪距来自于码跟踪环,而伪距率来自于载波跟踪环。然而,若使用载波相位平滑的伪距,如式(9.74)或式(9.75),则它们是相关的,需对伪距和伪距率测量值的噪声相关性进行建模。

从理论上来说,测量噪声协方差不应当补偿由电离层、对流层和卫星时钟引起的偏置误差。从原理上来说,这些误差应当作为状态量进行估计,但是通常很难估计(参考 9.4.2.1 节)。因此,为了使得这些测量值引起的距离偏差的标准

差较低,在导航解中应给较重的加权, R_G 也可以包含与仰角相关的项。

考虑仰角、 c/n_0 和距离加速度的影响,测量噪声协方差模型可表示为

$$R_G = \begin{pmatrix} \sigma_{\rho 1}^2 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_{\rho 2}^2 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_{\rho m}^2 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \hline 0 & 0 & \cdots & 0 & \sigma_{r1}^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \sigma_{r2}^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & \sigma_{rm}^2 \end{pmatrix}, \quad \begin{aligned} \sigma_{\rho j}^2 &= \frac{1}{\sin^2(\theta_{nu}^{aj})} \left(\sigma_{\rho z}^2 + \frac{\sigma_{\rho c}^2}{(c/n_0)_j} + \sigma_{\rho a}^2 \ddot{r}_{aj}^2 \right) \\ \sigma_{rj}^2 &= \frac{1}{\sin^2(\theta_{nu}^{aj})} \left(\sigma_{rz}^2 + \frac{\sigma_{rc}^2}{(c/n_0)_j} + \sigma_{ra}^2 \ddot{r}_{aj}^2 \right) \end{aligned} \quad (9.168)$$

其中,根据经验确定系数 $\sigma_{\rho z}$ 、 $\sigma_{\rho c}$ 、 $\sigma_{\rho a}$ 、 σ_{rz} 、 σ_{rc} 和 σ_{ra} , CD 中附录 G 中的 G. 4.1 节说明了如何计算距离加速度 $\ddot{r}_{aj}$ 。

EKF 的一个假设就是测量噪声为白噪声。但是在实际中,测量噪声并不是白噪声。当伪距的测量更新率高于 2Hz 或者伪距率更新率高于 10Hz 时,有必要依据跟踪环路的设计,考虑跟踪噪声的时间相关性。同时也必须考虑多路径和 NLOS 误差的相关时间,其相关时间通常比跟踪噪声的相关时间长。通常可以通过增加 R_G 的值来补偿时间相关的测量噪声。因此测量噪声协方差阵的每一个元素的合适取值为伪距或伪距率误差的方差乘以误差相关时间与测量更新时间的比值。对于 1Hz 测量更新率的伪距测量噪声协方差阵,典型的取值为 $(1-5\text{m})^2$,而对于伪距率,取值为 $(0.1-1\text{ms}^{-1})^2$,在较差的 GNSS 接收条件下,应取更大的值。对于一些特殊的应用环境,应当根据一些经验选取模型系数的最优值。

载波平滑的伪距测量值(参考 9.2.7 节)比没有平滑的伪距测量值存在较少的噪声。但是载波平滑的伪距噪声是与平滑间隔时间相关的。因此,这些测量值的权重应当与没有平滑的是一样的,要求它们使用相同的测量噪声方差。但是当时间相关的跟踪噪声作为卡尔曼滤波器状态进行估计时,载波平滑的伪距应当使用一个较小的测量噪声方差阵。

9.4.2.5 测距偏差,星座变换以及星历更新

若由残余电离层误差、对流层误差、卫星时钟误差和星历误差等引起的相关测距误差不在卡尔曼滤波器中进行估计,将会使位置和时钟误差的估计结果偏离真值。为了补偿这些误差,在卡尔曼滤波器的状态不确定度建模中还需增加额外的一项。那么校正的位置和时钟偏差的不确定为

$$\begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \sigma_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{P_{1,1} + \Delta\sigma_x^2} \\ \sqrt{P_{2,2} + \Delta\sigma_y^2} \\ \sqrt{P_{3,3} + \Delta\sigma_z^2} \\ \sqrt{P_{7,7} + \Delta\sigma_T^2} \end{pmatrix} \quad (9.169)$$

对 ECI 和笛卡儿 ECEF 系下的位置, $\Delta\sigma_x$ 、 $\Delta\sigma_y$ 和 $\Delta\sigma_z$ 分别为 ECI 或 ECEF 系三个坐标轴上的位置误差的标准差,是由于相关的测距误差引起的。 $\Delta\sigma_T$ 为对应的时钟偏差的标准差,单位和距离的单位一致。通过将相关距离误差的标准差与合适的 DOP 相乘(参考 9.4.3 节)就可以获得近似的值。位置误差和时钟偏差的协方差阵的非对角元素可以使用 9.4.3 节介绍的余因子矩阵非对角元素近似地校正。

校正后的曲线位置不确定性由下式给出:

$$\begin{pmatrix} \sigma_L \\ \sigma_\lambda \\ \sigma_h \\ \sigma_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{P_{1,1} + \Delta\sigma_L^2} \\ \sqrt{P_{2,2} + \Delta\sigma_\lambda^2} \\ \sqrt{P_{3,3} + \Delta\sigma_D^2} \\ \sqrt{P_{7,7} + \Delta\sigma_T^2} \end{pmatrix} \quad (9.170)$$

其中,

$$\Delta\sigma_L = \frac{\Delta\sigma_N}{R_N(L_a) + h_a}, \Delta\sigma_\lambda = \frac{\Delta\sigma_E}{[R_E(L_a) + h_a] \cos L_a} \quad (9.171)$$

并且, $\Delta\sigma_N$ 、 $\Delta\sigma_E$ 和 $\Delta\sigma_D$ 分别指由于相关测距误差引起的北向、东向和垂直方向的位置误差的标准差。RMS 误差半径距离(参考 CD 附录 B 的 B.2.3 节)为

$$\begin{aligned} r_D &= \sqrt{\sigma_N^2 + \sigma_E^2} \\ &= \sqrt{[R_N(L_a) + h_a]^2 P_{1,1} + [R_E(L_a) + h_a]^2 \cos^2 L_a P_{2,2} + \Delta\sigma_N^2 + \Delta\sigma_E^2} \end{aligned} \quad (9.172)$$

若接收机跟踪到的卫星发生变化,称为星座变换,或存在星历更新,由相关测距误差引起的导航解的误差将发生变化。若位置和时钟偏差的状态不确定度增大,卡尔曼滤波器对此变化将快速响应。若测距偏差作为状态量进行估计,在星座变换或星历更新时需对相关的状态进行重置。

对于每天边界(例如大约 UTC 时间 00:00)的星历更新,存在 GPS 系统的时间不连续,导致米级距离跳变。可以通过增加时钟偏差状态的不确定性进行建模。

9.4.3 信号的几何分布和导航定位解精度

GNSS 导航解算的精度不仅与测距精度有关,还与卫星信号的几何分布有关。在 7.4.5 节讨论了二维信号的几何分布,在本节扩展到三维定位。

信号几何分布对导航解算精度的影响用精度因子(dilution of precision, DOP)来表示^[50]。每一伪距测量值的不确定误差称为用户等效距离误差(user-equivalent range error, UERE),表示为 σ_ρ 。导航解的不确定范围与用户等效距离误差以及 DOP 之间的关系可表示如下:

$$\begin{cases} \sigma_N = D_N \sigma_\rho, \sigma_E = D_E \sigma_\rho, \sigma_D = D_V \sigma_\rho, \sigma_H = D_H \sigma_\rho \\ \sigma_x = D_x \sigma_\rho, \sigma_y = D_y \sigma_\rho, \sigma_z = D_z \sigma_\rho, \sigma_P = D_P \sigma_\rho \\ \sigma_T = D_T \sigma_\rho, \sigma_C = D_C \sigma_\rho \end{cases} \quad (9.173)$$

其中,不同的定位误差以及对应的 DOP 见表 9.3 中的定义。

表 9.3 不确定性及相关的精度因子

不确定性	精度因子(DOP)
σ_N , 北向位置	D_N , 北向精度因子
σ_E , 东向位置	D_E , 东向精度因子
σ_D , 天向位置	D_V , 天向精度因子 VDOP
σ_H , 水平位置	D_H , 水平精度因子 HDOP
σ_x , x 轴位置	D_x , x 轴精度因子
σ_y , y 轴位置	D_y , y 轴精度因子
σ_z , z 轴位置	D_z , z 轴精度因子
σ_P , 三维位置	D_P , 三维精度因子 PDOP
σ_T , 接收机钟差	D_T , 时间精度因子 TDOP
σ_C , 三维位置和接收机钟差	D_C , 几何精度因子 GDOP

考虑 GNSS 接收机同时跟踪 m 颗卫星信号的情况,每一颗卫星的伪距误差为 $\delta\rho_a^s$ 。使用视线方向的单位矢量,从导航解算估计伪距误差矢量 $\delta\rho$,可以用导航解的位置误差 δr_{ea}^n 和残余钟差 $\delta\delta\rho_c^a$ 表示:

$$\delta\rho = \begin{pmatrix} \delta\rho_a^1 \\ \delta\rho_a^2 \\ \vdots \\ \delta\rho_a^m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -u_{a1,N}^n & -u_{a1,E}^n & -u_{a1,D}^n & 1 \\ -u_{a2,N}^n & -u_{a2,E}^n & -u_{a2,D}^n & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -u_{am,N}^n & -u_{am,E}^n & -u_{am,D}^n & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta r_{ea,N}^n \\ \delta r_{ea,E}^n \\ \delta r_{ea,D}^n \\ \delta\delta\rho_c^a \end{pmatrix} = H_G^{nC} (\delta r_{ea}^n, \delta\delta\rho_c^a) \quad (9.174)$$

式中: $\mathbf{H}_G^{nC}$ 为当地导航坐标系下笛卡尔测量值或者单历元解的几何分布矩阵。

类似的有

$$\delta \rho = \begin{pmatrix} \delta \rho_a^1 \\ \delta \rho_a^2 \\ \vdots \\ \delta \rho_a^m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -u_{a1,x}^\beta & -u_{a1,y}^\beta & -u_{a1,z}^\beta & 1 \\ -u_{a2,x}^\beta & -u_{a2,y}^\beta & -u_{a2,z}^\beta & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -u_{am,x}^\beta & -u_{am,y}^\beta & -u_{am,z}^\beta & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta r_{\beta a,x}^\beta \\ \delta r_{\beta a,y}^\beta \\ \delta r_{\beta a,z}^\beta \\ \delta \delta \rho_c^a \end{pmatrix} = \mathbf{H}_G^\beta (\delta r_{\beta a}^\beta, \delta \delta \rho_c^a), \beta \in i, e \quad (9.175)$$

式中: $\mathbf{H}_G^i$ 和 $\mathbf{H}_G^e$ 为分别为 ECI 系和 ECEF 系下的几何分布矩阵。

对式(9.174)两边平方后,取数学期望得

$$E(\delta \rho \delta \rho^T) = \mathbf{H}_G^{nC} E[(\delta r_{ea}^n, \delta \delta \rho_c^a)(\delta r_{ea}^n, \delta \delta \rho_c^a)^T] \mathbf{H}_G^{nC^T} \quad (9.176)$$

笛卡尔本地导航系下导航解的误差协方差矩阵为

$$\mathbf{P} = E[(\delta r_{ea}^n, \delta \delta \rho_c^a)(\delta r_{ea}^n, \delta \delta \rho_c^a)^T] = \begin{pmatrix} \sigma_N^2 & P_{N,E} & P_{N,D} & P_{N,T} \\ P_{E,N} & \sigma_E^2 & P_{E,D} & P_{E,T} \\ P_{D,N} & P_{D,E} & \sigma_D^2 & P_{D,T} \\ P_{T,N} & P_{T,E} & P_{T,D} & \sigma_T^2 \end{pmatrix} \quad (9.177)$$

假定各卫星的伪距误差互不相关,且不确定性相同,有

$$E(\delta \rho \delta \rho^T) = \mathbf{I}_n \sigma_\rho^2 \quad (9.178)$$

需指出的是,在实际情况中,这种假设不适用于电离层和对流层传播误差。如果为了补偿伪距误差不确定性,在导航解算中需考虑对其测量值进行加权,那么与没有使用加权的相比较,DOP 提供了一个较好的定位性能估计。

将式(9.177)和式(9.178)代入式(9.176),并重新整理可得

$$\mathbf{P} = \mathbf{H}_G^{nC^{-1}} (\mathbf{H}_G^{nC^T})^{-1} \sigma_\rho^2 = (\mathbf{H}_G^{nC^T} \mathbf{H}_G^{nC})^{-1} \sigma_\rho^2 \quad (9.179)$$

根据式(9.173)和式(9.177), DOP 参数可根据几何分布矩阵定义为

$$\mathbf{I}^n = \begin{pmatrix} D_N^2 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & D_E^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_V^2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & D_T^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}_G^{nC^T} \mathbf{H}_G^{nC})^{-1} \quad (9.180)$$

式中: $\mathbf{I}^n$ 为当地导航系下的余因子矩阵,并且

$$\begin{cases} D_H = \sqrt{D_N^2 + D_E^2} \\ D_P = \sqrt{D_N^2 + D_E^2 + D_V^2} \\ D_G = \sqrt{D_N^2 + D_E^2 + D_V^2 + D_T^2} = \sqrt{\text{tr}[(\mathbf{H}_G^{nC^T} \mathbf{H}_G^{nC})^{-1}]} \end{cases} \quad (9.181)$$

相类似,有

$$\mathbf{H}^{\gamma} = \begin{pmatrix} D_x^2 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & D_y^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_z^2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & D_T^2 \end{pmatrix} = (H_G^{\gamma T} H_G^{\gamma})^{-1}, \gamma \in i, e \quad (9.182)$$

式中: $\mathbf{H}^i$ 和 $\mathbf{H}^e$ 分别为 ECI 系和 ECEF 系下的余因子矩阵,并且

$$\begin{cases} D_P = \sqrt{D_x^2 + D_y^2 + D_z^2} \\ D_G = \sqrt{D_x^2 + D_y^2 + D_z^2 + D_T^2} = \sqrt{\text{tr}[(H_G^i)^T H_G^i]^{-1}} = \sqrt{\text{tr}[(H_G^e)^T H_G^e]^{-1}} \end{cases} \quad (9.183)$$

由式(9.174)可得

$$H_G^{nCT} H_G^{nC} = \begin{pmatrix} g_{NN} & g_{NE} & g_{ND} & g_{NT} \\ g_{NE} & g_{EE} & g_{ED} & g_{ET} \\ g_{ND} & g_{ED} & g_{DD} & g_{DT} \\ g_{NT} & g_{ET} & g_{DT} & n \end{pmatrix} \quad (9.184)$$

其中,

$$\begin{cases} g_{NN} = \sum_{j=1}^m u_{aj,N}^2, & g_{NT} = - \sum_{j=1}^m u_{aj,N}^n, & g_{NE} = \sum_{j=1}^m u_{aj,N}^n u_{aj,E}^n \\ g_{EE} = \sum_{j=1}^m u_{aj,E}^2, & g_{ET} = - \sum_{j=1}^m u_{aj,E}^n, & g_{ND} = \sum_{j=1}^m u_{aj,N}^n u_{aj,D}^n \\ g_{DD} = \sum_{j=1}^m u_{aj,D}^2, & g_{DT} = - \sum_{j=1}^m u_{aj,D}^n, & g_{ED} = \sum_{j=1}^m u_{aj,E}^n u_{aj,D}^n \end{cases} \quad (9.185)$$

当 $H_G^{nC} H_G^n$ 为对称阵,则矩阵求逆比较简单。矩阵求逆详见 CD 附录 A 的 A.4 部分。将 x, y 和 z 代替 N, E 和 D ,使用同样的方法计算其他的余因子矩阵。余因子矩阵转换为

$$\mathbf{H}^{\beta} = \begin{pmatrix} C_{\alpha}^{\beta} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 1 \end{pmatrix} \mathbf{H}^{\alpha} = \begin{pmatrix} C_{\beta}^{\alpha} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 1 \end{pmatrix} \quad (9.186)$$

因此在一个坐标系下计算的 DOP 很容易转换到另一个坐标下。

如 7.4.5 节讨论的那样,当测距信号的视线方向与给定轴之间夹角最小时,那么从该测距信号得到的沿轴向的位置信息是最大的。然而,当 GNSS 用户使用无源测距时,需要反方向的信号来隔离位置和时间信息。因此,当存在低仰角的卫星时,并且卫星信号的视线矢量在方位角内均匀分布时,那么水平 GNSS 定位精度是最优的。当不同仰角的卫星信号包括高仰角的卫星可用时,那么垂直

方向的 GNSS 定位精度是最优的。但是,由于负仰角的卫星通常被地球遮挡,所以,垂直方向的定位精度通常比水平定位精度要差。

图 9.32 说明了 4 颗卫星的最优信号几何分布,图 9.33 ~ 图 9.35 说明了一些差的信号几何分布情况。在图 9.33 中,由于卫星信号仅仅分布在一个 60° 范围的方位角内,从而造成在信号的传播方向和垂直方向上的定位精度差,在这种情况下很难区分定位误差和时间误差。当两互相垂直的墙遮挡了卫星信号时,就会出现这种情况。在图 9.34 中,所接收的卫星信号都是高仰角的信号,由于很难分离高程和时间,所以高程的精度很差,在拥挤的市区和山区地方会出现这种情况。在图 9.35 中,由于接收的信号来自于两个相反的方向,因此在垂直于这两个相反方向的水平方向的定位精度差,但是这种情况能够很好地区分定位信息和时间信息,在较深的峡谷和两边有高楼的城市街道环境会出现这种信号的几何分布。CD 中的 9.2 例子显示了这些 DOP 的计算,可以使用微软的 Excel 进行编辑。

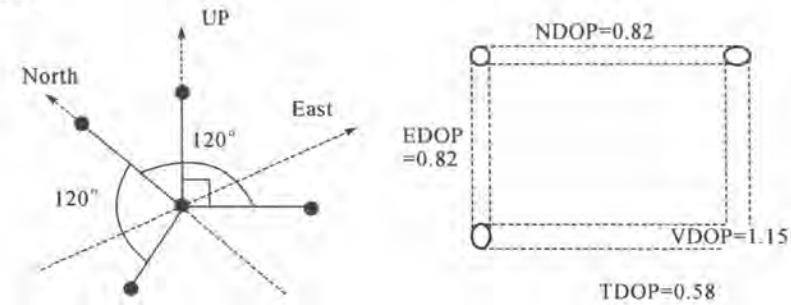


图 9.32 最优的 4 颗 GNSS 卫星信号几何分布图

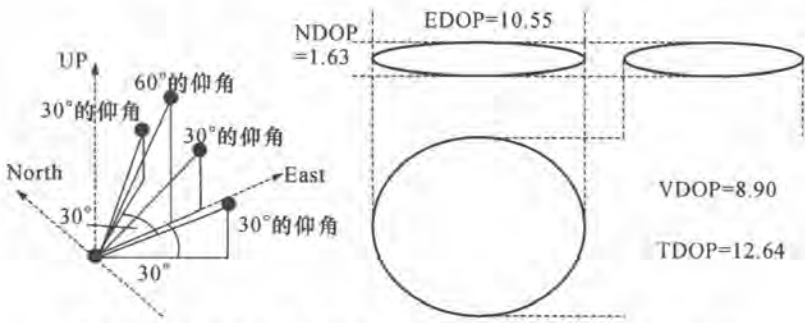


图 9.33 由于方位角分布而引起差的 GNSS 卫星信号几何分布

很差的信号几何分布也可能会巧合地出现。三个 LOS 矢量将总是定义一个圆锥表面。圆锥面上的一个附加的 LOS 矢量可用其他三个 LOS 矢量的线性组合表示。因此,测量矩阵 H 的行不是线性独立的。为了获得位置和时间偏差的导航解,测量矩阵 H 至少要求四行是线性独立。否则, $H^T H$ 是不可逆的,且一些或所有的 DOP 值是无穷大。当仅仅跟踪 4 颗卫星时,这些 DOP 值奇异的情

况是很常见的。但是多于 4 颗卫星的情况,DOP 奇异是比较少见的。

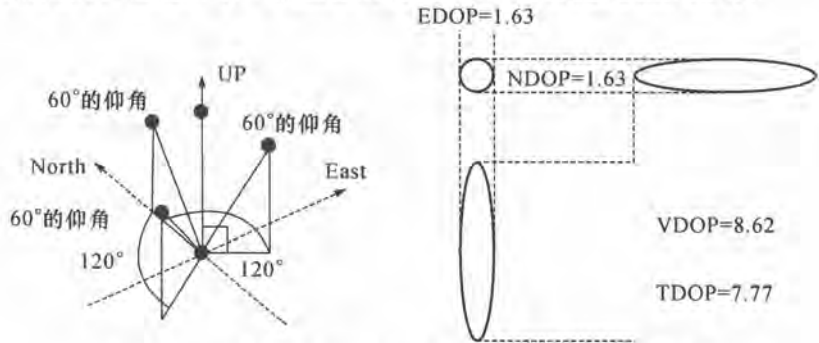


图 9.34 由于高仰角而引起差的 GNSS 卫星信号几何分布

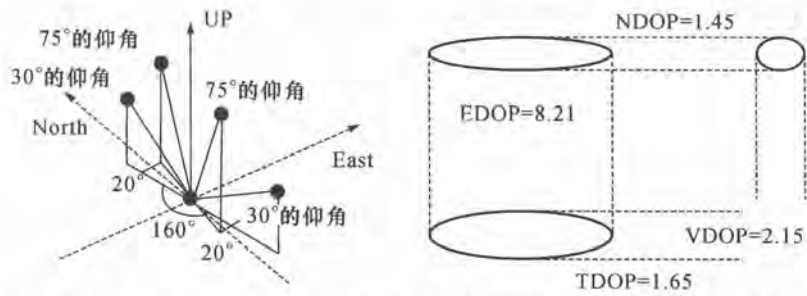


图 9.35 由于仅仅从反方向接收信号而引起差的 GNSS 卫星信号几何分布

当选择 GNSS 信号的一个子集来定位或跟踪时,应当选择一个好的信号几何分布的卫星信号组合来提高定位性能。

对于标称的 24 颗卫星 GPS 星座,表 9.4 给出了不同纬度上的平均 DOP 值,且假定该地点上的可见卫星均被跟踪。注意,VDOP 值远大于 HDOP 值,特别是在极地区域。虽然差别不大,但是在赤道附近 DOP 值总的来说是最好的。

CD 附录 G 中的 G. 8.1 和 G. 8.4 节分别讨论了星座之间同步偏差估计对 DOP 的影响和使用芯片级的原子钟对 DOP 的影响。

表 9.4 基于标称星座和全视角接收机的平均 DOP 值

纬度	0°	30°	60°	90°
GDOP	1.78	1.92	1.84	2.09
PDOP	1.61	1.71	1.65	1.88
HDOP	0.80	0.93	0.88	0.75
VDOP	1.40	1.43	1.40	1.73
TDOP	0.76	0.88	0.80	0.90

来源:QinetiQ 公司

9.4.4 定位误差预算

GNSS 定位解算的误差取决于测距误差和信号的几何分布。在每一个公开的文献中,由于系统性能、接收机设计、跟踪的卫星数量、屏蔽角和多路径/NLOS 环境假设各不相同,所以 GNSS 误差分配也不相同。

在此处的数值计算中,假定为 GPS Block IIR/IIR - M 卫星的时钟和星历误差^[51]。考虑的是 BPSK(1), BOC_s(1,1), BPSK(10) 和 BOC_s(10,5) 信号调制。在计算跟踪噪声时假定 $C/N_0 = 40\text{dB} - \text{Hz}$, $\tau_a = 20\text{ms}$, 使用点积功率鉴别器, $B_{L-CD} = 1\text{Hz}$, 接收机预相关带宽与发射带宽相匹配。考虑了三种多路径环境,每个环境的延迟信号衰减因数为 5,并且短距离模型的平均延迟分布为 0~2m,中距离模型为 0~20m,远距离模型为 1~200m。不考虑 NLOS 的接收。表 9.5 列出了各测距误差分量的标准差。

表 9.5 平均测距误差标准差的来源

误差源	测距误差的标准差/m
残留卫星钟差和星历误差	0.5
残留的电离层误差(单频用户)	4.0
残留的电离层误差(双频用户)	0.1
残留的对流层误差	0.2
跟踪噪声:	
BPSK(1)信号, $d=0.1$	0.67
BOC _s (1,1)信号, $d=0.1$	0.39
BPSK(10)信号, $d=1$	0.21
BOC _s (10,5)信号	0.06
短距离多路径误差	0.1
中等距离多路径误差	0.94
长距离多路径误差:	
BPSK(1)信号, $d=0.1$	1.44
BOC _s (1,1)信号, $d=0.1$	1.33
BPSK(10)信号, $d=1$	0.12
BOC _s (10,5)信息[13]	0.23

注意对于地球表面的定位,与参考椭球相对应,由于地球潮汐的影响引起一个附加的定位误差:垂直方向为 0.3m,水平方向为 0.05m(参考 2.4.4 节)。

将平均的测距误差标准差乘以平均的 DOP 就可以估计平均的定位精度。在表 9.4 中对各 DOP 作加权平均,假定可跟踪到 GPS 星座 24 颗卫星中的所有

可见星,PDOP 为 1.67,HDOP 为 0.88,VDOP 为 1.42。但是对于个人定位场景,由于所有误差源的大的变化,应当谨慎地使用上述的方法。

表 9.6 给出了单星座的定位误差的预算。对于两个星座,将表 9.6 中的值除以 $\sqrt{2}$ 就能够得到近似的定位误差预算值。对于三星座的情况,是除以 $\sqrt{3}$,对于四星座的情况,是除以 2。由于不同星座之间卫星的测距误差是相关的,所以多星座的定位误差的预算是次优的,并且随着卫星的数目增加,测距误差的相关性越明显。

表 9.6 定位误差分配

频率	多路径	信号	定位误差标准差/m		
			总计	水平(径向)	垂直方向
单频	短距离	BPSK(1)	6.8	3.6	5.8
		BOC _s (1,1)	6.8	3.6	5.8
		BPSK(10)	6.8	3.6	5.8
		BOC _s (10,5)	6.8	3.6	5.8
	中距离	BPSK(1)	7.0	3.7	6.0
		BOC _s (1,1)	6.9	3.7	5.9
		BPSK(10)	6.9	3.7	5.9
		BOC _s (10,5)	6.9	3.7	5.9
	长距离	BPSK(1)	7.2	3.8	6.2
		BOC _s (1,1)	7.1	3.8	6.1
		BPSK(10)	6.8	3.6	5.7
		BOC _s (10,5)	6.8	3.6	5.7
双频	短距离	BPSK(1)	1.5	0.8	1.2
		BOC _s (1,1)	1.1	0.6	1.0
		BPSK(10)	1.0	0.5	0.8
		BOC _s (10,5)	1.0	0.5	0.8
	中距离	BPSK(1)	2.1	1.1	1.8
		BOC _s (1,1)	1.9	1.0	1.6
		BPSK(10)	1.8	1.0	1.6
		BOC _s (10,5)	1.8	1.0	1.6
	长距离	BPSK(1)	2.8	1.5	2.4
		BOC _s (1,1)	2.5	1.3	2.1
		BPSK(10)	1.0	0.5	0.9
		BOC _s (10,5)	1.0	0.5	0.9

本章的习题和作业请参考随书的光盘。

参 考 文 献

- [1] Van Dierendonck A J. GPS Receivers. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. , (eds.) , Washington, D. C. : AIAA, 1996:329 – 407.
- [2] Dorsey A J, et al. GPS System Segments. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed. , E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.) , Norwood, MA: Artech House, 2006:67 – 112.
- [3] Misra P, Enge P. Global Positioning System Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. Lincoln, MA: Ganga – Jamuna Press, 2006.
- [4] Grewal M S, Weill L R, Andrews A P. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration, 2nd ed. New York: Wiley, 2007.
- [5] Chen X, et al. Antennas for Global Navigation Satellite Systems. New York: Wiley, 2012.
- [6] Rama Rao B, Kunysz W, McDonald K. GNSS Antennas. Norwood, MA: Artech House, 2012.
- [7] Modernaut G J K, Orban D. GNSS Antennas: An Introduction to Bandwidth, Gain Pattern, Polarization, and All That. GPS World, February 2009:42 – 48.
- [8] Vittorini L D, Robinson B. Receiver Frequency Standards: Optimizing Indoor GPS Performance. GPS World, November 2003:40 – 48.
- [9] Pratt A R. g – Effects on Oscillator Performance in GPS Receivers. Navigation: JION, Vol. 36, No. 1, 1989: 63 – 75.
- [10] Chiou T Y, et al. Model Analysis on the Performance for an Inertial Aided FLL – Assisted – PLL Carrier – Tracking Loop in the Presence of Ionospheric Scintillation. Proc. ION NTM, San Deigo, CA, January 2007: 1276 – 1295.
- [11] Kitching J. Time for a Better Receiver: Chip – Scale Atomic Frequency References. GPS World, November 2007:52 – 57.
- [12] DeNatale J F, et al. Compact, Low – Power Chip – Scale Atomic Clock. Proc IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008:67 – 70.
- [13] Ward P W, Betz J W, Hegarty C J. Satellite Signal Acquisition, Tracking and Data Demodulation. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed. , E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.) , Norwood, MA: Artech House, 2006:153 – 241.
- [14] Adane Y, Ucar A, Kale I. Dual – Tracking Multi – Constellation GNSS Front – End for High – Performance Receiver Applications. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011:803 – 807.
- [15] attos P G. Adding GLONASS to the GPS/Galileo Consumer Receiver, with Hooks for Compass. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010. pp. 2835 – 2839.
- [16] Bao – Yan Tsui J. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, 2nd ed. New York: Wiley, 2004.
- [17] Weiler R, et al. L1/E5 Receiver: Pulling in Wideband. GPS World, June 2009:12 – 29.
- [18] Ashby N, Spilker J J, Jr. Introduction to Relativistic Effects on the Global Positioning System. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. , (eds.) , Washington, D. C. : AIAA, 1996:623 – 697.
- [19] Yamada H, et al. Evaluation and Calibration of Receiver Inter – Chaael Biases for RTK – GPS/

GLONASS. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010:1580 – 1587.

- [20] Akos D M, et al. Real – Time GPS Software Radio Receiver. Proc. ION NTM, Long Beach, CA, January 2001:809 – 816.
- [21] Borre K, et al. A Software – Defined GPS and Galileo Receiver; A Single Frequency Approach. Boston; MA, Birkhäuser, 2007.
- [22] Pany T. Navigation Signal Processing for GNSS Software Receivers. Norwood, MA: Artech House, 2010.
- [23] Spilner J J, Jr. Fundamentals of Signal Tracking Theory. in Global Positioning System: Theory and Applications Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilner, Jr. , (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996:245 – 327.
- [24] Groves P D. GPS Signal to Noise Measurement in Weak Signal and High Interference Environments. Navigation: JION, Vol. 52, No. 2, 2005:83 – 92.
- [25] Hien G W, et al. Performance of Galileo L1 Signal Candidates. Proc. ENC GNSS 2004, Rotterdam, the Netherlands, May 2004.
- [26] Ward P W, Betz J W, Hegarty C J. Interference, Multipath and Scintillation. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed. , E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006:243 – 299.
- [27] Betz J W, Kolodziejski K R. Extended Theory of Early – Late Code Tracking for a Bandlimited GPS Receiver Navigation: JION, Vol. 47, No. 3, 2000:211 – 226.
- [28] Tran M, Hegarty C. Receiver Algorithms for the New Civil GPS Signals. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2002:778 – 789.
- [29] Dafesh P, et al. Description and Analysis of Time – Multiplexed M – Code Data. Proc. ION 58th AM, Albuquerque, NM, June 2002:598 – 611.
- [30] Woo K T. Optimum Semicodeless Carrier – Phase Tracking on L2. Navigation: JION, Vol. 47, No. 2, 2000:82 – 99.
- [31] Mattos P G. High Sensitivity GNSS Techniques to Allow Indoor Navigation with GPS and with Galileo. Proc. GNSS 2003, ENC, Graz. Austria, April 2003.
- [32] Ziedan N I. GNSS Receivers for Weak Signals. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [33] Harrison D, et al. A Fast Low – Energy Acquisition Technology for GPS Receivers. Proc. ION 55th AM, Cambridge, MA, June 1999:433 – 441.
- [34] Lee W C, et al. Fast, Low Energy GPS Navigation with Massively Parallel Correlator Array Technology. Proc. ION 55th AM, Cambridge, MA, June 1999:443 – 450.
- [35] Scott L, Jovancevic A, Ganguly S. Rapid Signal Acquisition Techniques for Civilian & Military User Equipment Using DSP Based FFT Processing. Proc. ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 2001:2418 – 2427.
- [36] Lin D M, Tsui J B Y. An Efficient Weak Signal Acquisition Algorithm for a Software GPS Receiver. Proc. ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 2001:115 – 119.
- [37] Ward P W. A Design Technique to Remove the Correlation Ambiguity in Binary Offset Carrier (BOC) Spread Spectrum Signals. Proc. ION 59th AM, Albuquerque, NM, June 2003:146 – 155.
- [38] Blunt P D. GNSS Signal Acquisition and Tracking in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre – Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009:23 – 54.
- [39] Borio D, O'Driscoll C, Lachapelle G. Coherent, Noncoherent, and Differentially Coherent Combining Techniques for Acquisition of New Composite GNSS Signals. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 45, No. 3, 2009:1227 – 1240.
- [40] Qaisar S U. Performance Analysis of Doppler Aided Tracking Loops in Modernized GPS Receivers. Proc. ION

GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009;209 – 218.

- [41] Betz J W. Design and Performance of Code Tracking for the GPS M Code Singal. Proc. ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 2000;2140 – 2150.
- [42] Betz J W. Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation. Navigation; JION, Vol. 48, No. 4, 2001; 227 – 246.
- [43] Hodgart M S, Blunt P D. Dual Estimate Receiver of Binary Offset Carrier Modulated Signals for Global Navigation Satellite Systems. Electronics Letters, Vol. 43, No. 16, 2007;877 – 878.
- [44] Fine P, Wilson W. Tracking Algorithm for GPS Offset Carrier Signals. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 1999;671 – 676.
- [45] Ward P. Performance Comparisons Between FLL, PLL and a Novel FLL – Assisted PLL Carrier Tracking Loop Under RF Interference Conditions. Proc. ION GPS – 98, Nashville, TN, September 1998;783 – 795.
- [46] So H, et al. On – Line Detection of Tracking Loss in Aviation GPS Receivers Using Frequency – Lock Loops. Journal of Navigation, Vol. 62, No. 2, 2009;263 – 281.
- [47] Duffett – Smith P J, Pratt A R. Reconstruction of the Satellite Ephemeris from Time – Spaced Snippets. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007;1867 – 1875.
- [48] Hwang P Y, McGraw G A, Bader J R. Enhanced Differential GPS Carrier – Smoothed Code Processing Using Dual – Frequency Measurements. Navigation; JION, Vol. 46, No. 2, 1999;127 – 137.
- [49] Bahrami M. Getting Back on the Sidewalk; Doppler – Aided Autonomous Positioning with Single – Frequency Mass Market Receivers in Urban Areas. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009; 1716 – 1725.
- [50] Conley R, et al. Performance of Stand – Alone GPS. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA; Artech House, 2006;301 – 378.
- [51] Gruber B. GPS Program Update. Civil GPS Service Interface Committee (CGSIC) meeting, Nashville, TN, September 2012.
- [52] Revniviykh S. GLONASS Status and Modernization. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN, September 2012.
- [53] Klobuchar J A. Ionosphere Effects on GPS. in Global Positioning System; Theory and Applications, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996;485 – 515.
- [54] Morton Y T, et al. Assessment of the Higher Order Ionosphere Error on Position Solutions. Navigation; JION, Vol. 56, No. 3, 2009;185 – 193.
- [55] Groves P D, Harding S J. Ionosphere Propagation Error Correction for Galileo. Journal of Navigation, Vol. 56, No. 1, 2003;45 – 50.
- [56] Olynyk M, et al. Temporal Variability of GPS Error Sources and Their Effect on Relative Position Accuracy. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2002;877 – 888.
- [57] Gao G X, et al. Ionosphere Effects for Wideband GNSS Signals. Proc. ION 63rd AM, Cambridge, MA, April 2007;147 – 155.
- [58] Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, IS – GPS – 200, Revision F, GPS Directorate, September 2011.
- [59] Radicella S M, Leitinger R. The Evolution of the DGR Approach to Model Electron Density Profiles. Advances in Space Research, Vol. 27, No. 1, 2001;35 – 40.
- [60] European GNSS (Galileo) Open Service Signal in Space Interface Control Document, Issue 1 Revision 1 GNSS Supervisory Authority, September 2010.
- [61] Collins J P. Assessment and Development of a Tropospheric Delay Model for Aircraft Users of the Global Positioning System, Technical Report No. 203, University of New Brunswick, September 1999.

- [62] Spilker J J, Jr. Tropospheric Effects on GPS. in *Global Positioning System: Theory and Applications*, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. , (eds.) , Washington, D. C. : AIAA, 1996:517 – 546.
- [63] Mendes V B, Langley R B. Tropospheric Zenith Delay Prediction Accuracy for High – Precision GPS Positioning and Navigation. *Navigation: JION*, Vol. 46, No. 1, 1999:25 – 34.
- [64] Powe M, Butcher J, Owen J. Tropospheric Delay Modelling and Correction Dissemination Using Numerical Weather Prediction Fields. *Proc. GNSS 2003*, ENC, Graz, Austria, April 2003.
- [65] Jupp A, et al. Use of Numerical Weather Prediction Fields for the Improvement of Tropospheric Corrections in Global Positioning Applications. *Proc. ION GPS/GNSS 2003*, Portland, OR, September 2003:377 – 389.
- [66] Conker R S, et al. Modeling the Effects of Ionospheric Scintillation on GPS/Satellite – Based Augmentation System Availability. *Radio Science*, Vol. 38, No. 1, 1001, 2003.
- [67] Nichols J, et al. High – Latitude Measurements of Ionospheric Scintillation Using the NSTB. *Navigation: JION*, Vol. 47, No. 2, 2000:112 – 120.
- [68] Gibbons G. GNSS Interoperability: Not So Easy, After All. *Inside GNSS*, January/February 2011:28 – 31.
- [69] Van Dierendonck A J, Fenton P, Ford T. Theory and Performance of a Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver. *Navigation: JION*, Vol. 39, No. 3, 1992:265 – 283.
- [70] Ries L, et al. Tracking and Multipath Performance Assessments of BOC Signals Using a Bit – Level Signal Processing Simulator. *Proc. ION GPS/GNSS 2003*, Portland, OR, September 2003:1996 – 2010.
- [71] Bradbury J. Prediction of Urban GNSS Availability and Signal Degradation Using Virtual Reality City Models. *Proc. ION GNSS 2007*, Fort Worth, TX, September 2007:2696 – 2706.
- [72] Braasch M S. Multipath Effects. in *Global Positioning System: Theory and Applications*, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. , (eds.) , Washington, D. C. : AIAA, 1996:547 – 568.
- [73] Van Nee R D J. GPS Multipath and Satellite Interference. *Proc. ION 48th AM*, Washington, D. C. , June 1992:167 – 177.
- [74] Isigler M, Eissfeller B. Comparison of Multipath Mitigation Techniques with Consideration of Future Signal Structures. *Proc. ION GPS/GNSS 2003*, Portland, OR, September 2003:2584 – 2592.
- [75] Hodgart M S. Galileo's Problem with PRS or What's in a Phase? *International Journal of Navigation and Observation*, 2011, Article ID 247360.
- [76] Braasch M S. Autocorrelation Sidelobe Considerations in the Characterization of Multipath Errors. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 33, No. 1, 1997:290 – 295.
- [77] Hegarty C J. Least – Squares and Weighted Least – Squares Estimates. in *Understanding GPS Principles and Applications*, 2nd ed. , E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.) , Norwood, MA: Artech House, 2006:663 – 669.
- [78] Axelrad P, Brown R G. Navigation Algorithms. in *Global Positioning System: Theory and Applications*, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. , (eds.) Washington, D. C. : AIAA, 1996:409 – 493.
- [79] Brown R G, Hwang P Y C. *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, 3rd ed. New York: Wiley, 1997.

第 10 章 卫星导航先进技术

本书前面章节描述了卫星导航系统及其用户设备。本章主要回顾一些增强 GNSS 精度、鲁棒性及可靠性的技术。

10.1 节讨论了如何利用附加设施,通过差分技术来改善 GNSS 定位精度;10.2 节则描述了如何在条件较好时应用载波相位技术,同时获得高精度位置和姿态测量信息;10.3 节和 10.4 节论述了在恶劣环境下提高 GNSS 鲁棒性的技术,分别涵盖低信噪比环境下的作业、以及对于多路径与 NLOS(非直射信号)接收的抑制;10.5 节讨论了辅助、协助与轨道预测;10.6 节则描述了阴影匹配——一种基于模式匹配的城市峡谷定位技术。

环境自适应或感知接收机,能够实时对自身进行重新配置以响应环境变化,诸如变动的信噪比水平、多路径,以及用户或载体动态变化^[1,2]。它也可以在精度、敏感性以及 TTFF(首次定位时间)/功耗比等不同的性能要求之间进行调整。相关器数目与配置、捕获跟踪算法以及导航处理器都可能发生变动。其中环境检测在 16.1.10 节进一步讨论。

10.1 差分 GNSS

由星历预报误差以及卫星时钟、电离层、对流层误差的残差导致的相关测距误差,随时间和用户位置缓慢变化。这样,已知位置上的参考站(reference station)或称基准站,可以用来比较伪距观测量,从而检定出相关测距误差。由于仅残留信号跟踪与多径误差,导航解算精度得到提高,这就是后述差分 GNSS(DGNSS)的原理。图 10.1 阐述了这个概念。这样带来的一个额外的益处是用户和参考站之间的地球潮汐效应被大幅削弱(见 2.4.4 节)。

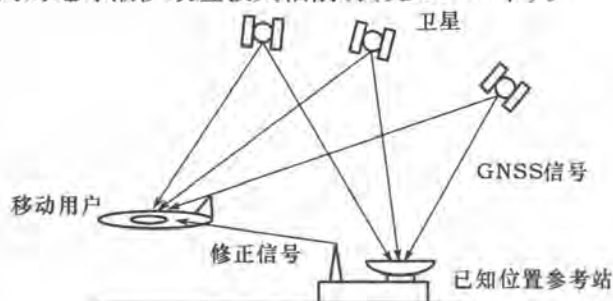


图 10.1 差分 GNSS 示意图

本节讨论了 DGNSS 的几种不同实现方法,包括在局域采用单基准站和在区域或广域采用多基准站等。在此之前,首先讨论了不同 GNSS 误差源的空间和时间相关特性。本节最后描述了相对 GNSS。

10.1.1 GNSS 误差的空间与时间相关

表 10.1 给出了 GNSS 相关误差源随时间和空间的典型变化情况^[3,4]。它表明:DGNSS 导航解算精度,随用户相对参考站的距离以及相对检定数据的延迟而变化。由用户远离参考站而导致的相关测距误差发散,称为空间解相关(spatial decorrelation)。由于测量时间的不一致导致的相关测距误差发散则称为时间解相关(time decorrelation)。

表 10.1 GNSS 相关误差源的时间空间典型变化

误差源	100s 变化	水平距离 100km 变化	垂直距离 1m 变化
卫星时钟残余	0.1 m	/	/
星历	0.02m		
电离层(未校正)	0.1 ~ 0.4m	0.2 ~ 0.5 m	可忽略
对流层(未校正)	0.1 ~ 1.5m	0.1 ~ 1.5 m	1 ~ 2m*
*:地面参考站			

卫星时钟误差对所有观测者而言都是相同的,星历误差的空间变化也很小。上述误差的时间变化也很小。而电离层、对流层传播误差则大得多,而且受观测仰角、时间延迟和天气影响很大。当接收机之间存在“气象锋”时,对流层误差的空间变化达到最大。

在不同位置的用户,它们的跟踪和多路径误差是不相关的,从而无法通过 DGNSS 进行修正。因此,这些误差必须在参考站得到最小化,以避免对移动用户的导航解算产生破坏性影响。采用窄的超前-滞后相关器间隔,和窄的跟踪环路带宽(参见 9.3.3 节),结合载波平滑的伪距测量(见 9.2.7 节),并使用高性能参考振荡器(见 9.1.2 节),可使跟踪误差最小。窄的相关器间隔同时减小了多路径干扰的影响(见 9.3.4 节),更进一步的多路径抑制技术在 10.4 节中进行讨论。

10.1.2 局域和区域 DGNSS

在局域 DGNSS(local area DGNSS, LADGNSS)系统中,修正量从单个参考站发送给其作用范围内的移动用户(有时称为漫游者)。用户距离参考站越近,则导航结果就越精确。用户距离参考站的水平距离,若在 150km 半径以内,则定位精度可达 1m。

传送位置修正量,需要所有用户和参考站使用相同的卫星,这样才能消除影响每颗卫星的相关误差。这是不现实的,因为卫星信号不定期地会被建筑物、地形,有时甚至是用户载体本身所遮挡。相反,传送距离修正量,则允许用户选择由参考站跟踪的任意卫星组合。距离修正量可能会受到参考站接收机钟差的影响,然而,由于用户的导航处理器解算的是用户和参考站之间的相对时钟误差和时钟漂移,而不是用户的接收机钟差,因此上述问题其实并不存在。

为了得到经差分修正的伪距测量 $\bar{\rho}_{a,DC}^{s,l}$,可将差分修正量 $\nabla \rho_{dc}^{s,l}$ 直接取代卫星时钟、电离层、对流层修正项:

$$\bar{\rho}_{a,DC}^{s,l} = \bar{\rho}_{a,R}^{s,l} + \nabla \rho_{dc}^{s,l} \quad (10.1)$$

或者是作为上述修正项的附加项:

$$\bar{\rho}_{a,DC}^{s,l} = \bar{\rho}_{a,R}^{s,l} - \delta\hat{\rho}_{I,a}^{s,l} - \delta\hat{\rho}_{T,a}^{s,l} + \delta\hat{\rho}_c^{s,l} + \nabla \rho_{dc}^{s,l} \quad (10.2)$$

式中符号定义参见 8.5.3 节。仅采用上述修正项的一部分也是有效的,不过关键之处在于参考站和用户遵循相同的约定。由双频观测量获取的电离层改正量精度往往比 DGNSS 来得要高,而对于空中应用来说,由于对流层误差随高度显著变化,必须采用对流层模型。经差分修正后,可采用与独立 GNSS 相同的方法进行位置确定(参见 9.4 节)。应当对测量误差协方差或测量噪声协方差进行调整,剔除那些用户和参考站之间抵消了的误差协方差,同时增加参考站接收机跟踪噪声协方差。

大多数 LADGNSS 系统采用无线电技术委员会(Radio Technical Committee for Maritime, RTCM)海事服务专门委员会的 104 号传输协议。该协议支持几种不同消息,从而允许对每个 LADGNSS 系统的发射进行裁剪,来适应不同的用户基站与数据传输率,数据传输率可以低至 50bit/s^[5,6]。发送伪距率,可使用户对伪距改正信息进行延迟补偿,而发送伪距增量改正(delta correction),主要用于那些使用了卫星星座播发的过期星历和时钟数据的用户。

许多 LADGNSS 基准站以 283.5 ~ 325kHz 的海事无线电信标频段进行传输,覆盖半径可达 500km。有时也采用 VHF、UHF 频段数据链路、移动通信系统、广播电视、因特网、罗兰信号(见 11.2.1 节)以及铱星系统(见 11.4.1 节)。而在协同定位中可点对点传送差分修正。

区域 DGNSS(regional area dGNSS, RADGNSS)通过使用来自多个参考站的修正信息,可使 LADGNSS 用户获得更高的定位精度。其中修正信息采用如下形式:

$$\nabla \rho_{a,dc}^{s,l} = \sum_i W_i \nabla \rho_{a,dc,i}^{s,l}, \sum_i W_i = 1 \quad (10.3)$$

式中,加权因子 W_i 由用户距各参考站的距离而定。RADGNSS 可在接收机端内部完全实现,或者一次就传输多个参考站的修正信息。

参考站不一定设置于固定位置,处于移动状态的用户如能介入更精确的定位系统,也可以对 DGNSS 修正量实施估计,如 16.3.2 节所述^[7]。

10.1.3 广域 DGNSS 与精密单点定位

广域差分 GNSS (wide area DGNSS, WADGNSS) 系统,其目的是使用比 LADGNSS 或 RADGNSS 少得多的参考站,在诸如整个欧洲,或者国土面积较大的国家如美国等范围内,提供米级定位精度。从用户角度出发,关键区别在于不同误差源的修正是独立发送的。一般由 10 个或更多已知站址的参考站,向主控站(master control station, MCS)发送伪距和双频电离层延迟测量信息,然后 MCS 计算出 GNSS 系统广播星历和卫星时钟参数改正数,以及电离层网格模型系数,一起发送给用户^[5-7]。电离层数据包括穿透点格网的垂直传播延迟估计,CD 中附录 G 的 G7.3 节,演示了如何对其进行应用。

WADGNSS 与 GNSS 控制段的工作原理相同(参见 8.1.1 节与 CD 中附录部分的 G.1 节)。实际上一个独立的 GNSS 就是一个全球 WADGNSS 系统,因为没有控制段确定卫星星历和星钟参数并通过卫星发送给用户,该系统就无法正常工作。

WADGNSS 其实是 8.2.4 节和 8.4.4 节所描述的 SBAS 系统的功能之一。其他的由卫星分发的 WADGNSS 服务,还包括:NASA 的全球差分 GPS 系统^[11]、商用 OmniStar^[12] 以及 StarFire^[13] 等系统。WADGNSS 数据还可通过陆基无线电链路、手机以及互联网发送给用户。

采用比系统控制段密集的参考站网络,在由参考站所拓展的区域内,可使 WADGNSS 实现更为精确的星历和卫星时钟校正。不过电离层模型系数的优化是在服务区而非全球。然而,GNSS 卫星广播的星历和卫星时钟数据精度的提升,以及民用用户双频电离层校正的出现,将限制 WADGNSS 的优越性。

精密单点定位(precise point positioning, PPP)是一种融合 WADGNSS 与双频电离层延迟校正(见 9.3.2 节)、伪距载波相位平滑(见 9.2.7 节)的定位技术。该技术多用于事后处理,不过也应用于实时定位,特别是近海油气产业。

经过大约 20min 初始化,待伪距载波相位平滑收敛,并对码跟踪误差进行平均后,PPP 即可提供分米级定位精度。实时星历与卫星时钟数据,可从服务提供商处获取。应用案例包括 OmniStar 高性能(HP)服务^[15]与 StarFire^[16]。

替代广播导航电文数据的精密轨道和时钟产品,可由国际 GNSS 服务(IGS)免费提供。这是一个分布于 80 多个国家的、由 200 多个组织自发构成的网络,它运营着 370 多个主动参考站^[12]。其实时轨道和时钟数据精度位于 10cm 上下^[17],而对由于事后应用,轨道和时钟数据精度可达 2.5cm^[18]。

10.1.4 相对 GNSS

相对 GNSS(relative GNSS, RGNSS)应用于诸如舰载机着陆、空中加油等场

合,即用户相对参考站的位置必须精确已知,而相对于地球的位置精度无关紧要。上述相对位置即所谓的基线(baseline)。RGNSS 中,参考站发送绝对伪距测量,这些测量与用户的伪距测量作差:

$$\nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \tilde{\rho}_{r,R}^{s,l} \quad (10.4)$$

式中:后缀 r 为参考站体坐标系。

由式(8.49)和式(9.128),假定用户和参考站距离足够近,从而电离层、对流层和萨格纳克(Sagnac)修正量均被抵消:

$$\nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^{s,l} \approx |\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^e(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l})| - |\hat{r}_{es}^e(\tilde{t}_{st,r}^{s,l}) - \hat{r}_{er}^e(\tilde{t}_{sa,r}^{s,l})| + \nabla \hat{\rho}_c^{ra}(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l}) + \delta \rho_{ra,e}^{s,l+} \quad (10.5)$$

式中: $\nabla \hat{\rho}_c^{ra}(\tilde{t}_{sa,a}^{s,l})$ 表示接收机相对时钟误差。

与式(9.141)类似,在 ECEF 坐标系下相对位置的加权最小二乘解为

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_{ra}^{e+} \\ \nabla \hat{\rho}_c^{ra+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{ea}^{e+} - \hat{r}_{er}^{e+} \\ \nabla \hat{\rho}_c^{ra+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{ra}^{e-} \\ \nabla \hat{\rho}_c^{ra-} \end{pmatrix} + (H_G^e C_\rho^{\nabla-1} H_G^e)^{-1} H_G^e C_\rho^{\nabla-1} \begin{pmatrix} \nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^1 - \nabla \hat{\rho}_{ra,R}^{1-} \\ \nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^2 - \nabla \hat{\rho}_{ra,R}^{2-} \\ \vdots \\ \nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^m - \nabla \hat{\rho}_{ra,R}^{m-} \end{pmatrix} \quad (10.6)$$

式中: $\hat{r}_{ra}^{e-}$ 与 $\nabla \hat{\rho}_c^{ra-}$ 分别为预测的相对位置和时钟偏差;测量矩阵 H_G^e 由式(9.144)给出; C_ρ^{∇} 为差分观测误差协方差阵;预测的伪距差分由下式给出:

$$\nabla \tilde{\rho}_{ra,R}^{j-} \approx |\hat{r}_{es}^{e-}(\tilde{t}_{st,a}^j) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{t}_{sa,a}^j)| - |\hat{r}_{es}^{e-}(\tilde{t}_{st,r}^j) - \hat{r}_{er}^{e-}(\tilde{t}_{sa,r}^j)| + \nabla \hat{\rho}_c^{ra-}(\tilde{t}_{sa,a}^j) \quad (10.7)$$

式中: j 表示卫星 s 及其所发信号 l 的组合。类似的,基于 EKF 的解算对相对位置 $\hat{r}_{ra}^e$ 和速度 $\hat{v}_{ra}^e$ 进行估计,而不是绝对位置和速度。

10.2 动态实时载波相位定位与定姿

如果用户和参考站相对距离较近,则基于码差分 GNSS 的精度,取决于跟踪和多径误差。然而就测距而言,载波相位跟踪比码跟踪噪声小得多,且其多径误差也较小。因此,同时利用码测量与载波相位进行相对定位,可实现厘米级定位精度。不过,由于连续波形的无法分辨特性,必须解决载波相位测距中固有的模糊度问题。

存在适应不同应用需求的多种载波相位定位技术,可以划分为实时、事后以及静态、动态等类型。而仅有实时动态技术与导航相关。针对实时移动基线的载波相位定位技术,被称为实时动态(RTK)定位或者动态载波相位跟踪

(KCPT)。有关甚高精度的静态定位可参见文献[19-21]。

与差分 GNSS 的其他形式类似,RTK 定位也可以用于局域、区域或广域系统。局域 RTK 采用单个参考站。当模糊度解算出后,利用单频可实现 20km 以内基线厘米级定位精度。然而对更长基线,由于电离层和对流层传播误差的相关性下降(参见 10.1.1 节),定位精度也随之降低。对于较长基线,需要双频操作并实施对流层建模。

区域 RTK,即所谓的网络 RTK,通过采用空间分布更为广泛的参考站来实现特定的精度。虚拟参考站技术,将多个参考站观测量进行内插,以生成靠近用户的虚拟参考站,从而补偿大部分空间去相关效应^[22]。通常由测量设备制造商提供网络 RTK 参考数据。参考站在多个国家开放运行,其数据可通过互联网免费获取用于事后处理(尽管有时速率较低)。

最后,广域 RTK 又称为 PPP-RTK。通过向一个基本的 PPP 服务(参见 10.1.3 节)增加额外信息,可解算出整数波长模糊度,从而改善精度并压缩所需的初始化时间^[23,24]。此外还提供电离层、对流层格网误差估计。

本节首先描述利用距离增量累积观测量(常不严格称为载波相位)进行定位的原理,然后阐述单历元导航解算,接着讨论采用信号几何以及多频的、更为有效的模糊度解算技术,最后描述利用 GNSS ADR 测量进行姿态确定。有关模糊度解算的进一步信息,可参见 CD 中附录部分 G.9。

10.2.1 距离增量累积观测定位原理

ADR 观测量(参见 9.2.7 节)对于所有同类信号具有共同的相位参考,并且每个信号都有一个整数波长模糊度,只要载波相位跟踪连续保持无周跳发生,则上述模糊度保持不变。采用科斯塔斯(Costas)载波相位鉴别器时,由于存在导航数据位,载波相位测量可能缺失半周。一般由用户设备利用导航数据信息中已知位的符号来进行校正。否则,波长模糊度可同时取整数和半整数。

与式(8.47)和式(8.48)类似,原始的 ADR 观测量 $\tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l}$ 可用真实距离 r_a 、波长模糊度 $N_a^{s,l}$ 以及不同的误差源来表示:

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l} = & r_a + N_a^{s,l} \lambda_{ca}^l + \delta\Phi_{I,a}^{s,l} + \delta\rho_{T,C}^s - \delta\rho_c^{s,l} \\ & + \delta\rho_c^a - \delta\Phi_b^{s,l} + \delta\Phi_b^a + \delta\Phi_{p,c}^{s,l} + \delta\Phi_{M,a}^{s,l} + w_{\phi,a}^{s,l} \end{aligned} \quad (10.8)$$

其中, $\delta\Phi_{I,a}^{s,l}$ 、 $\delta\rho_{T,a}^s$ 、 $\delta\rho_c^{s,l}$ 与 $\delta\rho_c^a$ 分别为以下因素导致的测距误差:载波的电离层传播、对流层传播、卫星时钟以及接收机时钟,前面均已定义; $\delta\Phi_b^{s,l}$ 与 $\delta\Phi_b^a$ 分别为卫星和接收机相位偏差导致的测距误差; $\delta\Phi_{p,a}^{s,l}$ 为视线相关的相位缠绕误差导致的测距误差; $\delta\Phi_{M,a}^{s,l}$ 为载波相位多径和 NLOS(非视线方向)接收导致的测距误差; $w_{\phi,a}^{s,l}$ 为载波相位跟踪测距误差。

不同的学者对卫星和接收机相位偏差采用不同的约定,这里定义为载波相位相对一种码的延迟,该延迟与视线方向不相关,生成于发射机或接收机硬件、软件以及发射与接收天线之中。对于码和载波产生同等效应的延迟,都归入时钟偏差项。接收机相位延迟随不同的 GLONASS FDMA 频率发生变化,为了利用 GLONASS FDMA 信号进行精密定位,必须对上述延迟进行标定^[25]。

相位缠绕延迟,是接收的载波相位相对另一种码的延迟,这种码与发射和接收天线的相对方位有关。该延迟的产生,是因为 GNSS 信号的圆极化特性。将天线在其平面内旋转,无论视线方向如何,每完整旋转一周则测量的载波相位即变化一周。结果,由于接收天线在其平面内的朝向导致的相位缠绕,对所有接收信号都是相同的,从而可以归入接收机相位偏差项 $\delta\Phi_b^{a,l}$ 。类似的,卫星天线在其平面内朝向相关的相位缠绕,也可以归入卫星相位偏差 $\delta\Phi_b^{s,l}$ 。残余的相位缠绕误差 $\delta\Phi_{p,a}^{s,l}$ 取决于视线矢量相对于两个天线平面的方向。当用户和参考接收机二者天线平面平行(比如二者均处于水平状态)、且基线足够短,从而使得对共同卫星的 LOS 矢量近乎完全平行时,将抵消上述残余相位缠绕误差。

为了从 ADR 观测量中确定距离,式(10.8)中除了残余的载波相位跟踪误差,所有其他项必须明确。卫星时钟误差和相位偏差,以及电离层和对流层误差的大部分,都通过差分 GNSS 被消除了。在广域或 PPP RTK 应用中,卫星相位偏差信息发送给用户^[23,24]。通过采用 10.4 节所描述的某些技术,可以使得多径误差最小化。由于接收机时钟偏移和相位偏差对同类型的所有信号都是一致的,所以可以作为导航解的部分进行估计。然而,在局域和区域 RTK 中,ADR 观测量通常是经过双差处理的(见 7.1.4.4 节),这样就消除了接收机相位偏差和时钟偏移。

当参考站发布绝对观测量时,双差伪距和 ADR 观测量如下:

$$\begin{cases} \nabla \Delta \tilde{\rho}_{ra,R}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \tilde{\rho}_{a,R}^{t,l} - \tilde{\rho}_{r,R}^{s,l} + \tilde{\rho}_{r,R}^{t,l} \\ \nabla \Delta \tilde{\Phi}_{ra,R}^{s,l} = \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l} - \tilde{\Phi}_{a,R}^{t,l} - \tilde{\Phi}_{r,R}^{s,l} + \tilde{\Phi}_{r,R}^{t,l} \end{cases} \quad (10.9)$$

式中: s 和 t 分别为两颗不同卫星的体坐标系; r 为参考接收机体坐标系。

如果经参考站发布修正信息,则双差观测量为

$$\begin{cases} \nabla \Delta \tilde{\rho}_{ra,R}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \tilde{\rho}_{a,R}^{t,l} + \nabla \tilde{\rho}_{dc}^{s,l} - \nabla \tilde{\rho}_{dc}^{t,l} \\ \nabla \Delta \tilde{\Phi}_{ra,R}^{s,l} = \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l} - \tilde{\Phi}_{a,R}^{t,l} + \nabla \tilde{\Phi}_{dc}^{s,l} - \nabla \tilde{\Phi}_{dc}^{t,l} \end{cases} \quad (10.10)$$

式中: $\nabla \tilde{\Phi}_{dc}^{s,l}$ 和 $\nabla \tilde{\Phi}_{dc}^{t,l}$ 是两个信号的差分 ADR 修正项。

现在仅剩双差整周模糊度需要确定了,即模糊度求解过程。最简单的方法,是首先将用户和参考站天线置于已知位置,然后利用下式来估计模糊度:

$$\nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{ts,l} = \frac{1}{\lambda_{ca}^l} (\nabla \tilde{\Phi}_{ra,R}^{ts,l} - |\hat{r}_{is}^l - \hat{r}_{ia}^l| + |\hat{r}_{is}^l - \hat{r}_{ia}^l| + |\hat{r}_{is}^l - \hat{r}_{ir}^l| - |\hat{r}_{is}^l - \hat{r}_{ir}^l|) \quad (10.11)$$

并通过将 $\nabla \hat{\Delta N}_{ra}^{ts,l}$ 就近取整 (或包括半整数) 得到 $\nabla \Delta N_{ra}^{ts,l}$ 。上述过程有时称为接收机初始化^[12]。

注意, 通过将模糊度取整或半整, 使得利用 ADR 观测量实现更高精度的定位。否则, 得到的精度不会优于载波平滑码的技术。

当用户设备未在已知位置初始化, 则伪距观测量可用来辅助模糊度解算。图 10.2 演示了从码和载波所获取的双差伪距观测量的概率分布。基于载波的观测量, 存在模糊度, 但更为精确。将二者组合在一起, 可能的整周模糊度总数将降低一个数量级。

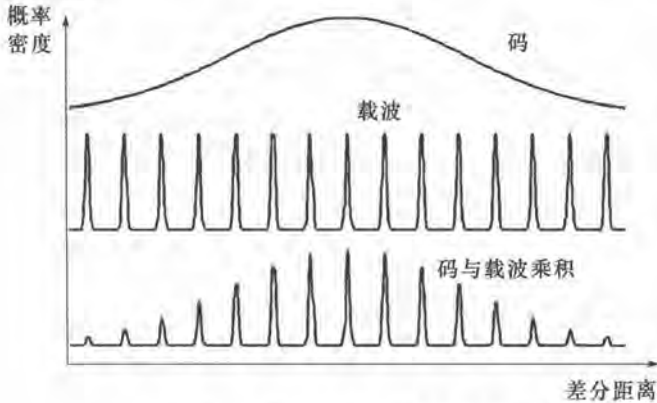


图 10.2 码与载波伪距双差概率分布

根据式 (8.47) 和式 (8.48), 可将伪距观测量表示为:

$$\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} = r_{as} + \delta\rho_{l,a}^{s,l} + \delta\rho_{T,a}^s - \delta\rho_c^{s,l} + \delta\rho_c^a + \delta\rho_{M,a}^{s,l} + w_{\rho,a}^{s,l} \quad (10.12)$$

从相应的 ADR 中扣除双差伪距观测量, 并利用式 (9.81)、式 (10.8)、式 (10.9) 和式 (10.12), 可将双差模糊度表示为:

$$\nabla \Delta N_{ra}^{ts,l} \approx \frac{1}{\lambda_{ca}^l} \left(\nabla \Delta \tilde{\Phi}_{ra,R}^{ts,l} - \nabla \Delta \tilde{\rho}_{ra,R}^{ts,l} + 2 \nabla \Delta \delta\rho_{l,ra}^{ts,l} + \nabla \Delta \delta\rho_{M,ra}^{ts,l} \right. \\ \left. + \nabla \Delta w_{\rho,ra}^{ts,l} - \nabla \Delta \delta\Phi_{p,ra}^{ts,l} - \nabla \Delta \delta\Phi_{M,ra}^{ts,l} - \nabla \Delta w_{\phi,ra}^{ts,l} \right) \quad (10.13)$$

式中: $\nabla \Delta \delta\rho_{l,ra}^{ts,l}$, $\nabla \Delta \delta\rho_{M,ra}^{ts,l}$, $\nabla \Delta w_{\rho,ra}^{ts,l}$, $\nabla \Delta \delta\Phi_{p,ra}^{ts,l}$, $\nabla \Delta \delta\Phi_{M,ra}^{ts,l}$ 和 $\nabla \Delta w_{\phi,ra}^{ts,l}$ 分别是下述因素导致的双差测距误差: 电离层调制延迟, 码多径误差, 码跟踪误差, LOS 相关的相位缠绕, 载波多径误差以及载波跟踪误差。其标准偏差典型值为几个波长。通过将用户和参考站接收机之间的基线设为最小, 并使各自天线平面保持平行, 可将电离层和相位缠绕误差最小化。利用时间平均可减小跟踪与多径误差效应。

这样双差模糊度可用下式进行估计:

$$\nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{ts,l} = \frac{1}{n\lambda_{ca}^l} \sum_{k=1}^n (\nabla \Delta \hat{\Phi}_{ra,R,k}^{ts,l} - \nabla \Delta \hat{\rho}_{ra,R,K}^{ts,l}) \quad (10.14)$$

式中: k 为历元; n 为利用的历元数量。

一旦估计的不确定度低于一个波长的某一确定分值得, 则相应的模糊度固定值 $\nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{ts,l}$ 可通过将 $\nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{ts,l}$ 就近取整 (或半整数) 来获得。这是一个几何无关的模糊度解算技术。实际上, 这种方式需要很长时间收集足够数据来固定模糊度。而利用多颗卫星 (见 10.2.3 节) 和/或多个频率 (见 10.2.4 节) 信号的模糊度固定技术, 则有效得多^[19,20,26]。

载波周跳 (参见 9.2.4 节) 因改变整周模糊度将严重干扰载波相位定位。注意采用科斯塔斯鉴别器, 可能产生半周跳现象, 当用户设备识别出导航数据信息中的符号错误时, 即可完成半周修正。因此, 一种鲁棒的载波相位定位算法, 必须融合周跳检测与修正。一种方法是: 将连续载波相位或者双差观测量的步幅变化, 与距离变化率观测量^[27] 或者速度解算结果的预测步幅变化进行比对。

10.2.2 利用双差 ADR 进行单历元导航解算

采用 9.4.1 节所述的加权最小二乘方法, 可根据双差 ADR 观测量与固定的模糊度, 通过下式确定用户天线相对参考站天线在 ECEF 坐标下的相对位置 $\hat{r}_{ra}^{e+}$:

$$\hat{r}_{ra}^{e+} = \hat{r}_{ra}^{e-} + (H_C^{\Delta eT} C_\Phi \nabla^{\Delta} H_C^{\Delta e})^{-1} H_C^{\Delta eT} C_\Phi \nabla^{\Delta} \begin{pmatrix} \nabla \Delta \hat{\Phi}_{ra,R}^{1,l} - \nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{1,l} \lambda_{ca}^l - \nabla \Delta \hat{r}_{ra}^{1l-} \\ \nabla \Delta \hat{\Phi}_{ra,R}^{2,l} - \nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{2,l} \lambda_{ca}^l - \nabla \Delta \hat{r}_{ra}^{2l-} \\ \vdots \\ \nabla \Delta \hat{\Phi}_{ra,R}^{lm,l} - \nabla \Delta \hat{N}_{ra}^{lm,l} \lambda_{ca}^l - \nabla \Delta \hat{r}_{ra}^{lmi-} \end{pmatrix} \quad (10.15)$$

式中: $\hat{r}_{ra}^{e-}$ 为相对位置预测值; $\nabla \Delta \hat{r}_{ra}^{ts-}$ 为双差伪距预测值, 由下式给出:

$$\begin{aligned} \nabla \Delta \hat{r}_{ra}^{ts-} = & |\hat{r}_{es}^e(\tilde{r}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{r}_{sa,a}^{s,l})| - |\hat{r}_{et}^e(\tilde{r}_{st,a}^{s,l}) - \hat{r}_{ea}^{e-}(\tilde{r}_{sa,a}^{s,l})| \\ & - |\hat{r}_{es}^e(\tilde{r}_{st,r}^{s,l}) - \hat{r}_{er}^{e-}(\tilde{r}_{sa,r}^{s,l})| + |\hat{r}_{et}^e(\tilde{r}_{st,r}^{s,l}) - \hat{r}_{er}^{e-}(\tilde{r}_{sa,r}^{s,l})| \end{aligned} \quad (10.16)$$

$H_C^{\Delta e}$ 为星间差分测量的观测矩阵; C_Φ^{Δ} 为双差 ADR 测量误差协方差阵, 其为非对角阵, 二者由下式给出:

$$H_C^{\Delta e} = D_C H_{rG}^e, G_\Phi^{\nabla \Delta} = D_C C_\Phi \nabla D_G^T \quad (10.17)$$

而上式中单颗卫星观测量的相应测量矩阵 H_{rG}^e 以及差分矩阵 D_C 又由下式给出:

$$H_{rG}^e = \begin{pmatrix} -u_{a1,x}^e & -u_{a1,y}^e & -u_{a1,z}^e \\ -u_{a2,x}^e & -u_{a2,y}^e & -u_{a2,z}^e \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -u_{am,x}^e & -u_{am,y}^e & -u_{am,z}^e \\ -u_{at,x}^e & -u_{at,y}^e & -u_{at,z}^e \end{pmatrix}_{r_{ea}^e = \hat{r}_{ea}^e}, D_G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & -1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (10.18)$$

式中: C_ϕ^∇ 为接收机间 ADR 差分测量的误差协方差阵,其包含了两端接收机的跟踪噪声和多径误差,电离层、对流层空间解相关,以及与 LOS 相关的相位缠绕误差。

10.2.3 基于几何的整周模糊度解算

当导航解为超定时(即:不同卫星间的双差 ADR 观测数量,多于待估位置与偏差状态数量),可应用信号几何构型来辅助模糊度解算,这需要至少 5 颗跟踪卫星。此时,只有整周波长模糊度的某个解才会产生一个一致的解。图 10.3 演示了上述情形:利用 4 个存在模糊度的距离观测量确定二维位置。在搜索域中,存在多处来自两个距离观测量的备选位置线相交的位置,几处三三相交的位置,而仅存在一处四者相交的位置。

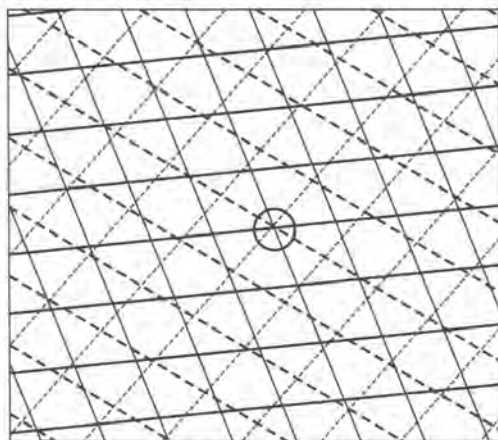


图 10.3 4 个模糊距离观测测量的二维位置线相交图

为了利用信号几何构型来改善模糊度解算,所有双差 ADR 观测量的模糊度必须一起解算。这就是基于几何的模糊度解算技术所要做的。

原则上,可通过在双差伪距定义的搜索空间中,对所有可能的模糊度组合进行导航解算,并选择一致性最高的那组来确定模糊度。一种适宜的一致性测量就是 17.4.1 节中所描述的测量残差的 Chi-方统计检验。然而对于动辄数以百

万计可能组合的评估,此种方式是不现实的。

浮点/固定解方法是比较有效的^[19,20,26]。首先,模糊度组合作为连续值进行估计,此谓浮点模糊度,是导航解的一部分。上述浮点模糊度经由双差 ADR 观测量以及双差伪距进行计算。CD 中附录 G 部分的 G9.1 节和 G9.2 节分别描述了单历元与基于滤波的浮点解算。

将历元 k 时刻的浮点解 $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ 及其误差协方差阵 P_k^+ 划分为如下:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{G,k}^+ \\ \hat{\mathbf{x}}_{N,k}^+ \end{pmatrix}, P_k^+ = \begin{pmatrix} P_{G,k}^+ & P_{GN,k}^+ \\ P_{GN,k}^{+T} & P_{N,k}^+ \end{pmatrix} \quad (10.19)$$

式中:下标 N 为双差波长模糊度; G 为位置和其他附加状态如速度。

可通过搜索与浮点解最为一致的整数,作为模糊度固定解。一种适宜的统计检验为

$$s_{N,i}^2 = (\mathbf{x}_{N,i} - \hat{\mathbf{x}}_{N,k}^+)^T (P_{N,k}^+)^{-1} (\mathbf{x}_{N,i} - \hat{\mathbf{x}}_{N,k}^+) \quad (10.20)$$

式中: $\mathbf{x}_{N,i}$ 为第 i 组整周模糊度备选解,利用了浮点解误差协方差来对固定解和浮点解之间的距离进行规范化。只要产生 $S_{N,i}^2$ 最小值的备选解组合即视为最可能的解。

如果整周模糊度搜索空间是由模糊度浮点估计的各个不确定度定义的,并调整尺度以生成一个合适的置信区域,则需考虑的备选解数量将非常之多。不过,浮点模糊度估计相互之间高度相关,从而能够显著压缩搜索空间。应用最为广泛的方法是最小二乘模糊度解相关调整(LAMBDA)方法^[28,29]。CD 中附录 G 部分的 G9.3、G9.4 和 G9.5 分别描述了浮点模糊度估计的相关特性,及 LAMBDA 方法和一个简单的模糊度固定解验证方法。

当模糊度组合固定解 $\hat{\mathbf{x}}_N$ 通过验证,位置解以及其他所有估计状态通过下式进行调整:

$$\hat{\mathbf{x}}_{G,k}^+ = \hat{\mathbf{x}}_{G,k}^+ + P_{GN,k}^+ (P_{N,k}^+)^{-1} (\hat{\mathbf{x}}_N - \hat{\mathbf{x}}_{N,k}^+) \quad (10.21)$$

如果验证失败,则仍保留浮点解并需要进一步的观测量以固定模糊度。或者,部分波长模糊度或其组合可被固定,而其余的仍保持浮点值^[30]。

当足够多的卫星被跟踪,基于几何的方法,根据一组观测量即可提供模糊度固定解,尤其是对于较短基线情况。否则,需要采集若干分钟数据来平滑跟踪误差和多径干扰效应。跟踪的卫星数目越多,则模糊度解算可能就越快。由于卫星运动产生的信号几何变化也能对模糊度解算起到辅助作用。

10.2.4 多频整周模糊度解算

对于用户和参考接收机间的短基线而言,电离层传播延迟基本抵消,因此第二个频率可用来辅助模糊度解算。每个频率上,备选解相应的载波差分伪距观测量之间的间隔是不同的,因此只需要考虑备选解差分伪距的不同频率观测量

的对齐问题,图 10.4 表明了这一点。

一种常用的双频模糊度解算方法,是组合两个频率的 ADR 观测量来生成具有更长波长、但同时噪声较大的宽巷观测量。通过组合双差伪距,使得噪声最小化。双差伪距不确定度与波长之比也显著减小,使得模糊度解算更为容易。无几何和基于几何的模糊度解算技术都可以采用^[19,20,26]。关于宽巷观测量的更多信息,可参见 CD 中附录 G 部分的 G9.6 节。

对于较长的基线,用户和参考站接收机间的电离层传播延迟存在区别,不能忽略。不过当其显著小于单个波长时,仍然可以采用无几何的浮点解来实施双频模糊度解算,对双频的双差距离、电离层延迟和模糊度进行估计。也可以将电离层状态融合进基于几何的浮点解算之中。上述方法还可以用于更长基线的三频以及多频模糊度解算^[31,32]。

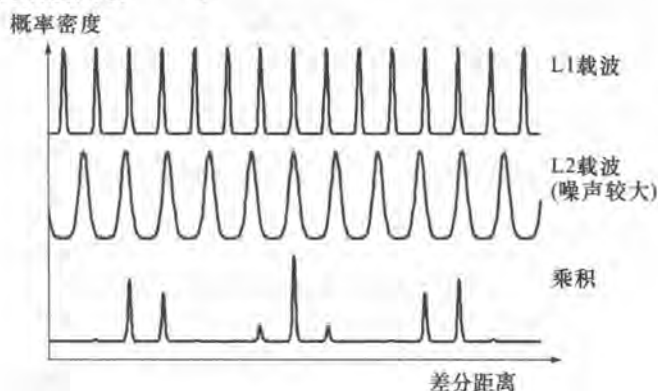


图 10.4 双频载波观测差分距离概率分布

10.2.5 GNSS 姿态确定

固定在同一个运动载体上的一对天线,当对其进行 GNSS 载波相位相对定位时,其结果可用于获取运动载体的姿态信息。由于天线之间的基线远远小于其到卫星之间的距离,则从一对天线到给定卫星之间的视线矢量可看作是平行的。因此,基线与视线矢量之间的夹角 θ 可由 $\cos\theta = (r_{bs} - r_{as})/r_{ab}$ 给出,其中 r_{as} 、 r_{bs} 分别为卫星 s 与天线 a 、天线 b 之间的距离, r_{ab} 是两个天线之间的已知间距,如图 10.5 所示。相对地球的视线矢量是已知的,因此可以得到运动载体相对地球的姿态信息。这种技术被称为干涉定姿或 GNSS 罗盘。

更一般的,如果利用 GNSS 载波相位得到的是基线在当地导航坐标系中的测量信息 $\tilde{r}_{ab}^n$ (可以由 ECEF 参考系观测量、并利用式(2.62)和式(2.150)得到),则它可以利用下式与已知的体坐标系基线矢量 r_{ab}^b 关联:

$$r_{ab}^n = \tilde{C}_b^n r_{ab}^b \quad (10.22)$$

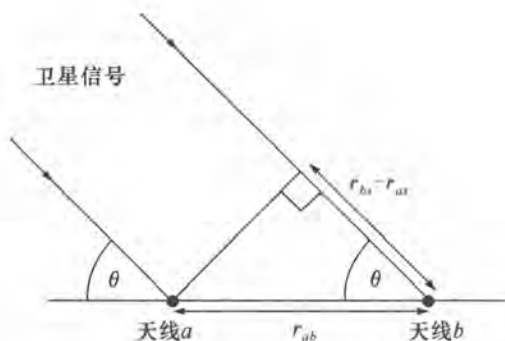


图 10.5 GNSS 定姿示意图

然而,这并不能给出姿态 C_b^n 的唯一解,因为基线分量是不确定的。从单个基线测量中仅能得到两个元素。为了解决上述问题,必须引入与另两个天线非共线的第三个天线(以 c 表示),以提供第二根基线。组合两个观测量^[3],有

$$(\tilde{r}_{ba}^n \quad \tilde{r}_{bc}^n) = \tilde{C}_b^n (r_{ba}^b \quad r_{bc}^b) \quad (10.23)$$

可通过附加一个矢量积列向量并重新排列,得到姿态结果:

$$\tilde{C}_b^n = (\tilde{r}_{ba}^n \quad \tilde{r}_{bc}^n \quad \hat{r}_{ba}^n \wedge \hat{r}_{bc}^n) (r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{ba}^b \wedge r_{bc}^b)^{-1} \quad (10.24)$$

利用 4 个或更多的天线,若其共面,则姿态解为

$$\begin{aligned} \tilde{C}_b^n = & (\tilde{r}_{ba}^n \quad \tilde{r}_{bc}^n \quad \hat{r}_{ba}^n \wedge \hat{r}_{bd}^n \quad \cdots) (r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{ba}^b \wedge r_{bd}^b \quad r_{bc}^b \wedge r_{bd}^b \quad \cdots)^T \\ & \times [(r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{ba}^b \wedge r_{bc}^b \quad r_{ba}^b \wedge r_{bd}^b \quad \cdots) (r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{ba}^b \wedge r_{bc}^b \quad r_{ba}^b \wedge r_{bd}^b \quad \cdots)^T]^{-1} \end{aligned} \quad (10.25)$$

否则为

$$\begin{aligned} \tilde{C}_b^n = & (\tilde{r}_{ba}^n \quad \tilde{r}_{bc}^n \quad \tilde{r}_{bd}^n \quad \cdots) (r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{bd}^b \quad \cdots)^T \\ & [(r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{bd}^b \quad \cdots) (r_{ba}^b \quad r_{bc}^b \quad r_{bd}^b \quad \cdots)^T]^{-1} \end{aligned} \quad (10.26)$$

其他解算方法在文献[33,34]中有相应讨论。

当整周模糊度得到确定,有可能仅利用 2 颗 GNSS 卫星信号就得到姿态解算。这是由于已知的基线长度从基线测量中剔除了一个自由度。而采用相同的接收机设计,且所有天线共用接收机时钟,则可去除相对相位偏移,只要天线电缆延迟已得到标校。同时注意,已知的基线长度可用来对模糊度进行约束^[35]。

姿态测量精度,由基线的载波相位测量精度与基线长度之间的比值给出。因此,对于 1m 的刚性基线,如果测量精度为 1cm,则姿态测量的标准偏差为 10mrad (约 0.6°)。基线越长,则提供的姿态测量精度就越高,只要基线是刚性的。弹性变形会降低测量精度。不过,短基线的好处是要搜索的整周模糊度组合更少。

由于测量误差与噪声非常类似,因此静态应用可通过时间平均来改善精度。

对于动态应用,可通过与 14.4.3 节所描述的 INS 进行组合来实现噪声平滑。

通过将单个精密标定天线所接收的各路信号测量的信噪比 C/N_0 ,与天线增益模式进行对比,也可以实现单天线定姿。这在空间应用中较为典型,因为天线标定成本不成问题,空间中无信号衰减,并且唯一的多径干扰来自于航天器本身,是可以预测的。利用单个 GNSS 星座的定姿精度约为 200mrad,而利用两个星座时可达 140mrad^[36],显然比干涉方法差得多。

10.3 干扰抑制与弱信号处理

本节描述了几种技术,可使 GNSS 用户设备工作于信噪比较低(即 C/N_0 低)的环境下,讨论了天线系统、接收机前端滤波器、扩展距离跟踪、接收机敏感性、组合的捕获与跟踪以及矢量跟踪等技术。其中多数技术可联合应用,并可通过 10.5 节所讨论的辅助与协助技术来提升性能。本节首先对可导致低信噪比水平的各种非人为的干扰源、蓄意干扰以及信号衰减进行总述。

10.3.1 干扰源、干扰与衰减

非人为干扰源包括广播电视、移动卫星服务、超宽带通信、雷达、移动通信、车用钥匙、DME/战术航空导航(tactical air navigation, TACAN),以及劣质的 GNSS 用户设备等^[37-40]。美国关于引入紧邻 L1/E1 频谱移动宽带服务的建议,引发了广泛关注并最终被取消^[41]。具有较高预相关带宽(参见 9.1.3 节)的接收机,一般更易受到邻近频带的干扰。大多数非人为干扰可通过采用高于一个频带的 GNSS 信号来得到抑制。然而,太阳的电磁风暴干扰,可影响所有的 GNSS 信号^[42]。

对 GNSS 信号的蓄意干扰,历来是一个军事问题。然而,随着基于 GNSS 的交通收费、资产跟踪以及执法行为等的出现,这个问题会变得更加普遍。GPS 干扰器的设计已经现身于互联网。低功耗的干扰器,有时也称为个人隐私装置,可阻断几米以内的 GNSS 信号接收,已经可以经商务渠道购得,价格不足 30 美元(25 欧元)。性能更为强大的 25W 干扰器也已经问世,据供应商声称,作用范围可至 300m^[40]。

在室内环境下,GNSS 信号一般要比室外微弱 15~40dB。这是由于建筑物结构衰减、强度相近的信号之间多路径干扰的快速衰减综合作用的结果^[43]。GNSS 信号也会被树叶所削弱,衰减典型值为每棵树 1~4dB^[31],被人体和直升机叶片衰减,以及受到来自设备的遮挡,尤其是手机内置的接收机。

在城市峡谷中,用户不得不使用 NLOS(非直射信号)来获取定位解,这些信号已被衰减且往往是左手圆极化(LHCP)的,从而减小了天线增益。散射信号也是经过衰减的。对于空间应用,信号的接收可能会来自 GNSS 卫星天线模式

的低增益区。

在空中、室内以及密集的城市环境下,某些 GNSS 信号比其他信号更强,从而造成了信号间的干扰问题。其可以表现为诸如类噪声干扰或者互相关效应(见 9.2.1 节)

GNSS 也很容易遭受欺骗,发射虚假信号将导致用户设备发送错误的位置解。文献^[48]对欺骗的生成、检测与抑制方法进行了回顾。

10.3.2 天线系统

抵御非人为和人为干扰的最有效方法,是采用可控接收模式天线(controlled-reception-pattern antenna, CRPA)系统。CRPA 由 GPS 天线阵列组成,天线中心的安装间距一般为半个波长,如图 10.6 所示。实际可操作的 CRPA 往往由 4~7 个阵元组成,更大的阵列已经在实验室中得到开发应用。天线阵列中有一个天线控制单元(ACU),该单元组合每个天线接收不同增益和相位的信号,并据此改变天线阵列的接收模式。

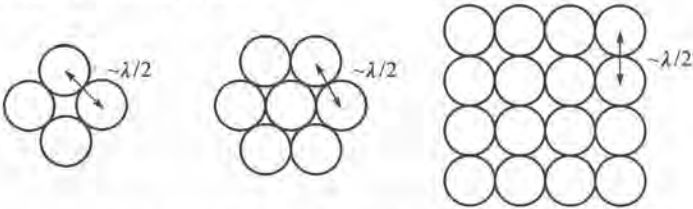


图 10.6 4、7、16 阵元可控接收模式天线示意图

早期的 CRPA 系统设计是调零设计,即假设不要的干扰信号总是比需要的 GNSS 信号强,因为后者低于热噪声水平(见 8.1.2 节),ACU 则使接收的射频功率最小。结果是天线模式在每个干扰源方向最小或者为零,从而在接收机内部将信噪比水平提高了 20 多分贝^[38,39]。由 n 个天线单元构成的 CRPA 系统可产生 $n-1$ 个人为的零点。也可能出现偶然的或者寄生的零点。零点有时会与 GNSS 卫星视线方向重合,从而衰减该卫星的信号。调零 CRPA 系统在微弱信号环境中无任何优势。

更为先进的 CRPA 系统是集束型的,即生成的天线模式在需要的卫星信号方向增益最大^[50]。对每颗被跟踪的卫星均形成独立的天线模式,因此接收机必须具有多个前端。通过寻求接收机 C/N_0 测量最大化,ACU 决定增益的最大值。或者,通过 INS 与卫星视线方向信息的组合,为 CRPA 提供姿态。集束 CRPA 系统可望改善微弱信号环境下的接收机信噪比。

CRPA 系统的不足是比较昂贵,单价超过 10000 美元或欧元,并且体积大,7 单元 CRPA 其直径介于 14~30cm。对于航空应用,一种简单的备选方案是补偿器(canceller),它仅利用两个天线,分别朝向上方和下方,其主要利用了以下事

实:GNSS 信号一般来自上方而干扰往往来自下方^[49]。可采用合成阵列处理技术实现单个移动天线单元的波束集成^[51]。

当由于强烈的多径衰落和/或衰减,使得信号强度发生显著的空间变动,可通过采用间隔半波长的双天线设置,且具备独立接收机硬件并在相关器输出中进行组合,来实现更为可靠的信号接收。

10.3.3 接收机前端滤波

精心设计的接收机 AGC 与 ADC,可改善在微弱信噪比环境中的性能。AGC 使接收机避免因干扰而饱和,而较高的量化水平,则允许信号的更多信息通过^[38,39]。脉冲抑制可消除脉冲干扰,这样,当干扰超过特定边界时,ADC 输出为零,从而改善了基带信号处理器中的时间平均信噪比,这在 L5/E5 频带内尤其重要,因为来自 DEM/TACAN 以及其他原因的干扰可造成问题^[53,54]。来自通信系统的干扰也可能突然爆发。注意:脉冲抑制允许继续跟踪,但中断了导航数据信息的解调。

如果干扰源带宽比需要的 GNSS 信号窄,可利用频谱滤波技术对其进行滤除,例如自适应横向滤波器(ATF)^[38],或者频域干扰压缩器(FDIS)^[55]。它们采用 FFT 生成频域功率谱,然后对可能遭受干扰的频率进行辨识。处于干扰频率的信号成分被衰减。可采用无线电认知技术,对脉冲抑制和频谱滤波进行最优组合^[56]。

10.3.4 扩展距离跟踪

传统的码与载波跟踪,存在一个限制因素,就是鉴别器函数的诱导(pull in)范围(参见图 9.13,图 9.17 以及图 9.18)。如果诱导范围可以扩大,则在跟踪失锁前,可以容忍更高级别的跟踪噪声和更大的动态响应延迟(参见 9.3.3 节)。

通过额外增加与超前-滞后码相关通道相似的低频和低频相关通道,也可以在更低的信噪比保持载波频率跟踪。上述通道在偏移载波频率处(即 $\pm 0.443/\tau_a$)滤除载波(参见 9.1.4 节),然后将信号与即时参考码进行相关。合适的载波频率鉴别器为

$$\begin{cases} F_{DPP} = (I_{LF} - I_{HF})I_P + (Q_{LF} - Q_{HF})Q_P \\ F_{LHP} = (I_{LF}^2 + Q_{LF}^2) - (I_{HF}^2 + Q_{HF}^2) \end{cases} \quad (10.27)$$

式中:下标 LF 和 HF 分别代表低频和高频相关器输出。

将码跟踪函数的超前即时滞后相关器替换成相关器组,可以扩展其诱导范围。不过,将扩展范围的相关器组输出反馈至鉴别器函数(function)将会增加噪声,从而抵消扩展诱导范围所带来的优势。一种解决方法,是把相关器组的输出反馈至一个有限窗口捕获算法,该算法工作周期由若干相关器累计间隔拓展而

成,然后与所期望的跟踪环时间常数进行匹配。采用快速傅里叶变换(FFT)也可以拓展载波频率的诱导范围。在这种批处理(batch processing)方法^[57,58]中,可利用以码和多普勒,通过 NCO 的伴随周期,搜索窗口为中心的一个捕获周期输出,来构建跟踪环,如图 10.7 所示。批处理方法使得以较低的信噪比水平保持跟踪,尽管是以更重的处理负担为代价。注意在跟踪失锁之前将会表现出比传统跟踪更大的伪距和伪距率误差。

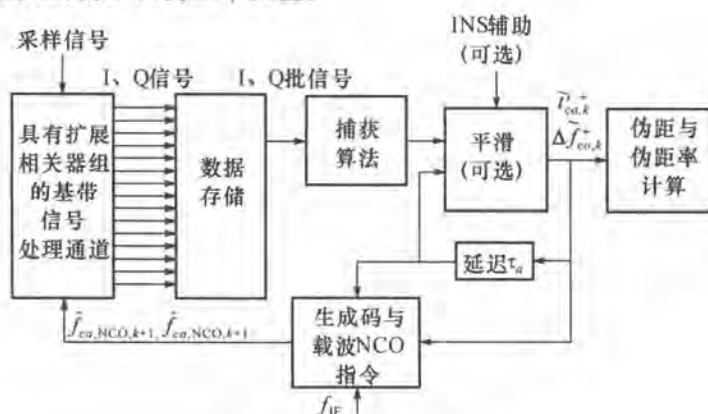


图 10.7 批处理跟踪结构

10.3.5 接收机敏感性

通过将累加或者相干积分的时间以及相关器 I 与 Q 输出间隔调整到最大,可以优化弱信噪比环境中接收机捕获与跟踪的灵敏度。对于新的无数据 GNSS 信号,累加间隔仅受伪距率跟踪精度所限制,如 9.1.4.4 节中所讨论的那样。这可以采用 CSAC(参见 9.3.2 节)以及通过其他导航传感器的辅助(见 10.5.1 节)进行增强,同时也可以拓展非相干积分间隔(参见 9.2.1 节)。

对于调制有导航数据信息的信号,当超过一个数据位间隔进行累积时,还需要接收机将参考码或相关器输出与本地生成的复制信息相乘,称为数据清除。辅助型 GNSS(见 10.5.2 节)与协作型 GNSS,令接收机在强信噪比环境下发送实时导航数据消息,而传统 GPS 与 GLONASS 电文则足够规范,用户设备能够根据最近存储的消息,预测其中大部分内容,这样即可进行数据采集。

已经发展了多种技术来估计未知的导航数据位^[59-62],也可以用于未知的第二 PRN 码位。它们用每一种可能的数据位组合,来计算备选的相干累加量,并使用具有 $\left(\sum I_p^2\right) + \left(\sum Q_p^2\right)$ 最大值的那一组。已经利用静态天线、辅助 GPS 以及高性能参考振荡器对 10s 相干积分时间进行了演示验证^[63]。

如 9.2.2 节、9.2.3 节和 9.2.4 节所述,码与载波跟踪环路的带宽,是噪声抑制和动态响应之间的一种平衡,包括参考振荡器的噪声。这样,可通过减小跟踪

环路带宽,来改善低信噪比与低动态环境下的跟踪敏感性。这相当于扩展了捕获模式下的相干或非相干积分间隔,取决于鉴别器是相干还是非相干。对于非相干码鉴别器或科斯塔斯载波鉴别器,能够维持跟踪的最小 C/N_0 ,与跟踪环路带宽的平方成反比变化,同时也与相干鉴别器的带宽成反比变化。

可以这样设计测距处理器:跟踪环路的带宽是所测 C/N_0 的函数,从而在噪声抑制和动态跟踪之间保持最佳平衡。若采用卡尔曼滤波实现信号跟踪^[59],此时码与载波跟踪功能是组合在一起的^[64,65],就已经隐含地实现了上述功能。在高动态环境中,利用来自其他导航传感器的辅助信息(参见 10.5.1 节),可以保持较窄的跟踪环路带宽,而 CSAC 则展示了比传统晶振低得多的噪声水平。

10.3.6 联合捕获与跟踪

新的 GNSS 卫星,广播多种开放式信号。如果这些信号一起捕获与跟踪,而不是分别捕获跟踪,则可有效改善信噪比。同一频率的信号是同步的,因此可将不同相关器的输出进行组合,以生成共同的捕获检测统计参数和跟踪鉴别器功能模块,如 9.2.1 节与 9.2.2 节所述。

不同频率上的信号,由于电离层传播延迟以及频率相关的卫星和接收机偏差,从而存在偏移。对于捕获来说,上述偏移小于低码率信号的码片间隔。只要不在多个频率上捕获高码率信号,不同信号的相关器输出则可能组合在一起,形成共同的检测统计参数。

多频跟踪需要采用基于卡尔曼滤波的估计算法,以估计码与载波频率偏移,以及码相位、载波相位、载波频率与频率变化率等。观测量包括每路信号单独的码与载波鉴别器函数。

10.3.7 矢量跟踪

在传统 GNSS 用户设备中,来自基带信号处理通道的信息 I、Q 分量,经码与载波跟踪环滤波,然后传送至导航处理器。这样就平滑了噪声,且使得导航处理器可以保持较低的迭代速率。然而,信号的部分信息也被滤掉了。输入导航处理器的每一组伪距和伪距率量,都是源自连续的若干组 I 和 Q 分量,但是之前的数据被跟踪环降低了权重,甚至部分被丢弃。

一旦得到导航初始解,信号跟踪与导航解的确定即可融入单一算法中,一般采用基于卡尔曼滤波的算法。I 与 Q 分量用来估计导航解修正值,并从中导出 NCO 控制指令,称为矢量跟踪。由此带来的好处是:所有的 I、Q 数据在导航解算中都具有相等权值,从而减小了跟踪误差的影响。若导航解算为超定,各路信号的跟踪由其他信号进行辅助,且通过单一的信号输出,保持跟踪锁定状态。这样,即使在低信噪比环境下,也可以保证给定的导航解算精度。主要缺点在于增加了处理器负担。当少于 4 颗跟踪卫星时,用户设备必须返回传统跟踪。

矢量跟踪最简单的实现方式是矢量延迟锁定环(VDLL)^[69]。它采用导航处理器来进行码跟踪,但保留了独立的载波跟踪环,如图 10.8 所示。当跟踪 4 颗 GNSS 卫星时,状态和系统模型与 9.4.2 节描述的传统导航滤波器是相同的。采用鉴别器功能模块,从 9.2.2 节讨论的 I 和 Q 分量来获得每一个码跟踪误差 $\tilde{x}_k^j$ 的测量。利用式(9.12),每一个伪距测量信息可通过下式得到:

$$\begin{aligned}\delta z_{\rho,k}^j &= \rho_{a,C,k}^j - \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} + w_{m,\rho,k}^j \\ &\approx \rho_{a,R,k}^j - \hat{\rho}_{a,R,k}^{j-} + w_{m,\rho,k}^j \\ &= -\frac{c}{f_{ca}} \tilde{x}_k^j\end{aligned}\tag{10.28}$$

式中: w_m 为测量噪声。

伪距率观测量由载波跟踪环获取,其作用与传统跟踪环的伪距率辅助输入相同。可采用 9.4.2.3 节所描述的测量模型。

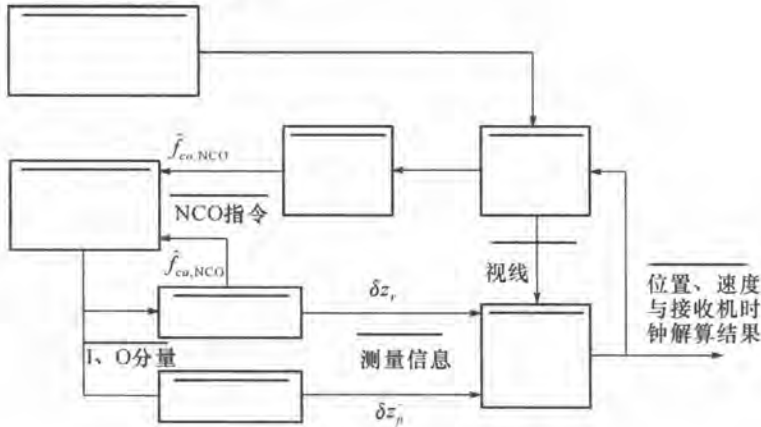


图 10.8 速度延迟锁定环

当跟踪多个频率信号时,每颗卫星的电离层传播延迟必须作为卡尔曼滤波器状态进行估计。跟踪卫星超过 4 颗时,可利用距离偏差估计,将码跟踪保持在每路信号的相关函数峰值处。当相关峰值很窄时这一点尤其重要,比如应用于多个 BOC 信号且/或只采用单一频率时,将导致很大测距偏差。

码的 NCO 指令生成,如 14.3.35 节所述(对于 INS/GNSS 深组合)。更新间隔可能比相关周期 τ_a 要长,在此间隔内,将测量新息进行平均。然而,更新率至少应为码跟踪带宽 B_{LCO} 的 2 倍,后者在卡尔曼滤波实现中并非常数。

矢量延迟锁定环,可由载波鉴别器导出各伪距率测量新息(参见 9.2.3 节),进而将载波频率跟踪纳入其中进行拓展:

$$\delta z_{r,k}^j = \rho_{a,C,k}^j - \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} + w_{m,r,k}^j$$

$$\begin{aligned}
 &\approx \hat{\rho}_{a,R,k}^j - \hat{\rho}_{a,R,k}^{j-} + w_{m,r,k}^j \\
 &= -\frac{c}{f_{ca}} \delta f_{ca,k}^{j-}
 \end{aligned}
 \tag{10.29}$$

这也被称为矢量延迟与频率锁定环 (VDFLL)^[70,71], 如图 10.9 所示。在 14.3.3.5 节, 也对载波 NCO 指令的生成进行了描述。推荐附加加速度和钟漂速率作为卡尔曼滤波状态, 以实现二阶而非一阶频率跟踪。测量更新率至少应为 2 倍的载波跟踪带宽, 因此 50Hz 的更新率可允许最大 25Hz 带宽。

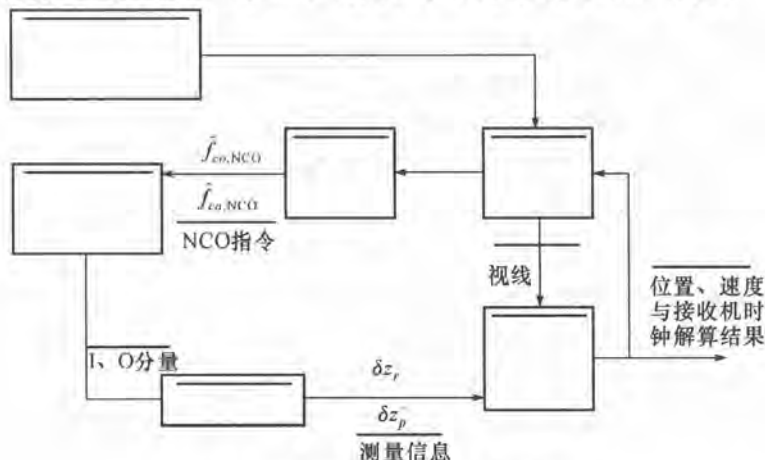


图 10.9 矢量延迟与频率锁定环

VDFLL 的动态容忍度, 取决于接收机与导航处理器之间的接口^[72]。如果 50Hz 的 NCO 指令可接收, 且利用加速度估计来补偿控制延迟, 则可容忍 120m/s^2 的最大加速度。若允许来自导航处理器指令的 NCO 之间的频率变化, 或者更新率更高, 那么 VDFLL 的动态容忍度, 与具有同等跟踪带宽的传统频率多锁定环 FLL 相匹配。

当信噪比观测量 C/N_0 用于确定卡尔曼滤波器的测量噪声协方差矩阵 R_c 时, VDLL 与 VDFLL 观测量可同时得到优化加权。应当采用状态不确定度 (由误差协方差阵 P 得到)、而不是信噪比观测量 c/n_0 , 来决定跟踪锁定, 正如 14.3.3.1 节解释的那样。

随书 CD 附录 G. 10.1 节和 G. 10.2 节, 分别讨论了矢量锁相环 (VPLL) 和一种矢量化的捕获过程——集总检测。

10.4 多径干扰抑制与非视线接收

如 9.3.4 节所述, 多径干扰与非视线接收, 会对 GNSS 用户设备的码与载波相位测量产生显著误差。当存在多径干扰时, 反射信号产生的误差, 取决于信号

类型、天线设计和接收机设计,但只有反射信号而无直射信号被接收时则不然。本节描述了抑制上述误差的几种技术,主要集中在码跟踪误差上,可分为基于天线的、基于接收机的、以及基于导航处理的技术。有些方法仅抑制多径干扰,而其他的则同时抑制多径和非视线接收。不同的技术可同时运用。

此外,多径映射与某些参考站技术,在随书 CD 附录 G 的 G.11 节进行了讨论,而有关载波相位的多径抑制技术,在文献[73]中进行了讨论。

10.4.1 天线技术

反射信号到达 GNSS 接收机的强度,可通过天线系统的精心设计而最小化。GNSS 的发射是右手圆极化 (RHCP) 的信号,而被光滑表面反射后一般会逆变为左手圆极化 (LHCP),假定入射角小于布儒斯特角。因此,天线设计为对右手圆极化信号敏感,但对左手圆极化信号不敏感,则可以降低多径干扰约 10dB。然而,被极度粗糙表面所反射的信号极化是随机的,因此右手圆极化天线仅能将其衰减 3dB^[74]。

多路径环境的另一特征,是大多数反射信号的仰角很低,甚至是负的。阻塞环天线将一系列同心环安装于围绕天线单元的底板上,来抑制上述信号。对于多数导航应用来讲,可能尺寸过大,但可以部署于舰船上。

集束成形 CRPA 系统,通过对直射信号的天线增益最大化,来抑制多路径^[75-77]。一个由 7 个(天线)单元组成的 CRPA 系统,可将多路径导致的伪距误差减小 1/2,且对高仰角卫星具有更好的效果。另一个方案,可以利用合成阵列处理技术实现单个移动天线单元的集束成形^[78]。

所有这些天线技术可衰减反射信号,降低多径干扰误差。然而,由于非视线 NLOS 接收导致的测距误差并未削弱,除非信号已经衰减得无法进行捕获与跟踪。

天线阵列也可以用来测量信号入射角,本质上是相干姿态确定的逆向运用(见 10.2.5 节)。通过对比视线测量值与经卫星和用户位置确定的结果,可对 NLOS 接收以及严重的多径干扰进行检测^[79]。

10.4.2 接收机技术

GNSS 信号的高频成分,受中等延迟多路径干扰的影响较弱。基于此,已经发展了多种通过增加码鉴别器的分辨率来抑制多路径的方法。然而,由于 BPSK GNSS 信号的能量主要集中在低频分量,这些方法是以损失信噪比性能为代价来实现多路径抑制的^[80]。上述方法不能抑制 NLOS 信号接收导致的误差。

文献[81]对取代了传统超前、即时和滞后相关器的三种技术进行了对比。双差鉴别器(也称为莱卡 A 型^[82])、选通相关器^[83]、高分辨率相关器^[84],以及脉冲孔径相关器,在传统的窄间隔相关器基础上,增加了甚超前(very early, VE)

和甚滞后(very late, VL)相关器,并用它们来估计鉴别器函数的校正量:

$$D_{\Delta\Delta} = (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) - \frac{1}{2}(I_{VE}^2 + Q_{VE}^2) + \frac{1}{2}(I_{VL}^2 + Q_{VL}^2) \quad (10.30)$$

超前/滞后斜坡技术,或者多路径消除技术(multipath elimination technology, MET)^[85],在相关峰值两侧设置了两对窄间隔相关器通道,并用它们来计算每侧的斜坡。即时相关通道与上述两个斜坡的交点同步。ele2 技术^[86]的作用机理则是:多路径干扰主要对相关器函数的滞后部分产生扭曲(见图 9.27)。因此,它在峰值的超前一侧放置了两个相关器通道,并力图在二者之间保持固定比例。

门控相关器方法^[84],保留了传统鉴别器,但在码转换中取消了信号和参考码,从而使自相关函数更尖锐。超级分辨率方法^[87],通过对参考码和/或相关之前的信号进行谱滤波,简单地增强高频成分。

多路径估计延迟锁定环(multipath-estimating delay lock loop, MEDLL),是另一种超相关技术,它采用一组多达 48 个的窄间隔相关器,对直射和反射信号全部组合的相关函数进行采样^[88]。然后将若干理想相关器函数累加,并与观测量进行适配,从而分离出直射和反射信号成分。

景象相关器^[89],利用额外的累加器测量码片转换的形式。然后将若干理想化的码片转换值与测量值进行适配,从而能够确定反射成分的相对幅度、延迟和相位,并修正信号跟踪。与以前的技术相比,这种方法已经表明具有更佳的性能,尤其对于短延迟的多路径。

所有上述多路径抑制技术,都要求一个相对码率而言较大的预相关带宽,以获得最优性能。因为受发射带宽限制,很少将其应用于高码速率的 GNSS 信号。然而,高码速率信号仅受短延迟多路径影响,基于接收机的抑制技术不能很好地补偿这种影响。因此,上述多路径抑制技术,以降低信噪比性能为代价,有效地将低码速率信号的多路径性能提高到与高码速率信号的多路径性能相当。因此,如果可以,最好使用高码速率信号。

当用户载体朝反射体相对运动时,反射信号与直射信号具有不同的距离变化率。这样,采用码相位与多普勒频移的并行扩展距离跟踪(见 10.3.4 节),有可能通过多普勒频移分离出不同的信号成分。为了实现移动载体所必需的解算,相干积分间隔必须扩展至 100ms(参见 9.1.4.4 节和 10.3.5 节)^[90,91]。

10.4.3 导航处理器技术

当用户设备相对反射体运动时,多径误差随相位变化而快速波动。因此,可通过对伪距测量进行载波相位平滑,来大幅降低多径对伪距测量的影响。这可以直接利用式(9.74)、式(9.75)或式(9.89)实现,或者采用滤波器实现导航解算(见 9.4.2 节),滤波器的测量噪声协方差则与伪距率测量相匹配。也可以采

用矢量跟踪(见 10.3.7 节),来使得多径干扰与 NLOS 接收对导航解算的影响降至最低。

通过预测各观测量对多径的影响,以及预测 NLOS 接收对导航解算引入测距误差的敏感性,并在导航解算中进行相应加权(参见 9.4 节),可以减小导航解算误差。可采用多种标准实现。降低和/或波动的信噪比,意味着 NLOS 接收和严重的多径干扰^[93],尽管还有其他因素(参见 10.3.1 节)。低仰角信号更易遭受多径和 NLOS 接收。其他因素,诸如信号相对街道方向的方位角,与最近建筑物的距离,以及建筑物的高度等,若必要的的数据可以得到,则都可以运用^[94]。

通过检测多径污染与 NLOS 的观测量,并且降低它们在导航解算中的权重,或者根据其他可用观测量的数量与质量进行剔除,可能得到更好的定位性能。10.4.1 节讨论了基于 AOA 的检测方法。

对比来自不同卫星的信号,可检测出 NLOS 接收和大的多径误差。单历元一致性检验(见 17.4 节),提供了错误观测量的快速检测。但在大多数接收信号都遭受污染的环境下,该方法可能颇为勉强。当采用基于信噪比测量的加权时^[98,99],该方法有更好的表现。对于陆地应用,地形高度数据库(参见 13.2 节)可以提供额外信息,以增加一致性检验的鲁棒性^[100]。

当采用滤波导航解算时,基于测量新息的粗差检测(见 17.3 节),将比一致性检验更为敏感,尤其是采用多传感器导航滤波时。同时,通过将新息序列与前一个存在偏差的序列对比,以及与后一个具有较大方差的序列进行对比,可区分出是 NLOS 接收,还是多径干扰^[101]。

NLOS 接收与很强烈的多径干扰,可通过对双极化天线的 RHCP 和 LHCP 输出进行单独相关,并与信噪比观测量进行对比来进行检测^[102]。

对空指向全景相机,或者相机阵列,可以生成接收机遮蔽角上方全视野图像。若相机朝向一致,可从图像中确定被阻挡的视线方向,从而可使 NLOS 信号得到辨识^[103,104]。也可以利用三维城市模型来辨识上述视线阻挡方向。当用户位置已知时,上述方法是简便易行的^[105],否则必须联合确定用户位置和 NLOS 信号^[106,107]。

对于舰船、火车、大型飞行器以及参考站,天线可能布置于多个位置,可用一致性检验(见 15.4 节),来确定哪些测量受多路径和/或 NLOS 接收所污染。

10.5 辅助、协助与轨道预测

辅助与协助是利用外部信息源,用以改善 GNSS 性能,缩短首次定位时间,和/或在不利 GNSS 接收条件下仍能捕获、跟踪与定位计算。这与组合是截然不同的,这里的外部信息如 14 章和 16 章讨论的那样,仅用来计算导航结果。辅助,定义为有关用户位置、速度和当前时间的信息,而协助则包含有关卫星及其

信号的信息。部分人士采用其他定义。同时要注意,有时高程辅助这个术语用于描述将 GNSS 观测量(如伪距)与 13.2.7 节和 16.3.2 节讨论的、其他高程测量融合的组合架构。

本节讨论辅助与协助,随后是轨道预测技术。协助与轨道预测可在无导航数据解调,即伪距存在模糊时,仍能进行定位。CD 中附录 G 的 G.12 节,讨论了利用上述模糊伪距的定位技术。

10.5.1 捕获辅助与速度辅助

有两种主要的辅助类型:捕获辅助与速度辅助。捕获辅助用来压缩搜索空间,使得捕获更为迅速,且/或以较低的信噪比水平实现捕获(参见 9.2.1 节)^[108]。概略的时间和用户位置,能够对卫星相对地球运动引起的距离变化率进行预测(假定概略卫星轨道已知)。已知频率的陆基无线电频率辅助,也可以校准接收机时钟漂移,从而可潜在消除静态用户的多普勒搜索。也可以从铱星信号中获取时间与频率辅助(参见 11.4.1 节)。

位置辅助通常可精确至几个码片之内。不过,为了压缩码相位搜索区间,必须将接收机时钟校准至单个码接收间隔以内(对于 GPS C/A 码来说是 1ms)。精确的时钟校准包含在 CDMA 接收标准(IS)-95 与 CDMA IS-2000 移动电话通信系统中。其他的移动电话通信系统基站未进行同步,但保持一个稳定的时间偏移。它们可用已接收到导航电文的 GNSS 用户设备来进行校准,然后再用于辅助捕获接收机,这就是所谓的精密时间辅助技术(FTA)^[109]。

在协同定位中,捕获辅助可由附近另外一部 GNSS 接收机来提供。除了时间、频率与概略位置信息,还可以提供各卫星信号的伪距、多普勒频移与信噪比信息^[110]。

当精度优于单独 GNSS 的辅助定位系统可资利用时,即使不是连续的,也可以用来估计 GNSS 测距偏差,正如 16.3.2 节讨论的那样^[7]。

速度辅助,包含一个独立的用户速度解算(如来自 INS 或其他航位推算传感器的信息),用其来辅助码与载波跟踪环,接着跟踪辅助信息和接收机时钟误差,而不是跟踪用户的绝对运动。这样可以工作于较低的跟踪带宽,增强噪声抑制(参见 9.3.3 节)。速度辅助,也可以在用户处于运动状态时,通过调整用户运动的参考信号与卫星运动,使得捕获可工作于更长的滞留时间。类似的,它可以在卫星信号接收丢失期间,通过桥接(bridging)参考信号来辅助重捕。最后,速度辅助,可以扩展捕获和跟踪的相干积分或累积间隔。注意:间隔越长,则速度辅助必须越精确(参见 9.1.4.4 节)。

速度辅助并不能补偿接收机时钟漂移的变化,因此振荡器噪声将限制可达到的性能。一种解决办法是,采用具有明确稳定频率和发射地点的无线电信号,且需对该信号进行多普勒频移补偿^[111];另一种则是采用 CSAC。

当利用 GNSS 对提供跟踪辅助的速度解算进行校准时,必须谨慎设计组合结构,以避免正反馈而导致跟踪失稳(参见 14.1.4 节)。一种解决方法是将跟踪与组合融合在同一个算法中,称为深耦合组合,与矢量 GNSS 跟踪相类似(见 10.3.7 节)。深耦合 INS/GNSS 组合在 14.1.5 节与 14.3.3 节中有所讨论。里程计和 UWB 测量也已被用于和 GNSS 的深耦合^[112,113]。

如果外部速度解算不用于辅助载波跟踪环,则可以用于检测 GNSS 周跳(参见 9.2.4 节),这可以通过对比 ADR 变化与根据速度解算和时钟漂移估计的预测值来实现。惯导速度^[114]和里程计^[115]已被用于周跳检测。

外部辅助也可用于确定行为环境(参见 16.1.10 节),使得 GNSS 捕获、跟踪和导航算法,适应用户天线动态特性。对于步行导航,当检测到单步运动时,导航滤波器的位置不确定度将会增加(参见 6.4 节)。

10.5.2 辅助的 GNSS

在许多微弱信噪比环境中,GNSS 信号仍可捕获和跟踪,然而无法解调导航电文。由于连续的载波跟踪需要下载星历数据,在密集城区与室内环境下,会出现断续的信号遮挡,从而难以实现连续的载波跟踪。因此,单独的 GNSS 接收机可能不得不依赖过期的星历、卫星时钟和电离层校正参数,从而降低了导航解算性能,在冷启动时则根本无法得到导航解。一种解决办法是辅助的 GNSS(assisted GNSS, AGNSS),它利用单独的通信链路来提供导航电文^[108,116],这样也缩短了 TTFF(首次定位时间)。

经常通过移动电话系统等方式来实现 AGNSS,此时又称为网络辅助(GNSS),并融合了捕获辅助(参见 10.5.1 节)。在某些基于手机的 AGNSS 系统中,导航解是通过网络而不是用户设备来确定的。AGNSS 数据也可以通过无线网络链接来获取,而铱星卫星(见 11.4.1 节)可同时提供 AGNSS 数据和频率辅助。类似的,任何可以提供绝对星历和卫星时钟数据、而不是广播星历校正的差分 GNSS 系统,都是 ANGSS 系统。辅助数据也可以在附近用户之间通过协作方式,经直接通信互相提供^[110]。

10.5.3 轨道预报

如果无法通过广播导航电文、或当前 AGNSS 数据链路获取当前星历数据,则往往可通过最近可用的星历数据,预测获取比历书数据更为精确的卫星轨道信息,称为星历外推。需要对重力、太阳辐射压等进行受力建模,才能得到最佳性能^[117]。可以在一台服务器上进行轨道预报,然后通过 AGNSS 播发给用户,并一直存储至所需时间^[108]。自助模式下,在用户设备自身来进行上述运算。然而,力建模方法运算量密集。一种精度略逊一筹,但更为简单的选择是:对广播星历数据进行简单外插^[118]。

因为其本质为随机游走过程,卫星时钟误差无法精确预报。不过广播的时钟参数,在3天左右的时间还是有用的。在此期间,利用轨道预报可实现精度100m 以内的定位^[118]。

10.6 阴影匹配

阴影匹配是基于模式识别,而非测距的一种多星座 GNSS 定位技术(参见 1.3.1 节和 7.1.6 节),它主要用于传统 GNSS 定位精度表现较差的密集城市区域,尤其是垂直街道的方向。原因在于:即使可接收到足够的直射 LOS 信号,几何构型一般较差,如图 9.35 所示。

阴影匹配基于与 RSS 指纹类似的原理(参见 7.1.6 节)。不过,由于 GNSS 卫星总是处于运动之中,要根据 RSS 观测量来建立数据库是不现实的。相反,采用三维城市模型,来预测哪颗卫星是直接可视,而哪些则被建筑遮挡^[119]。许多 GNSS 卫星信号在街道的某些位置可直接接收,但其他位置则不然。因此,通过确定给定卫星的直射信号是否可被接收,并将其与城市模型的预测结果进行对比,用户可将其位置确定在该街道中的一处位置,图 10.10 演示了这一原理。通过考虑其他卫星,位置解还可能进一步精细。这样观测信号的阴影与预测的阴影进行匹配,以确定位置。

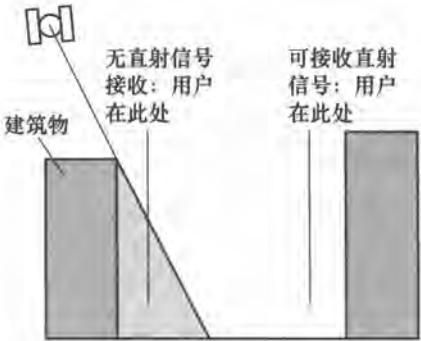


图 10.10 阴影匹配概念

图 10.11 展示了阴影匹配算法的步骤^[120]。首先必须获取传统的 GNSS 位置解以及视线、信噪比观测量。其次对传统解的精度进行评估,以决定是否有必要实施阴影匹配。如果是,就定义一个合适的搜索区域。还必须确认一个室外定位环境(参见 16.1.10 节)。然后确定一组候选位置,将搜索区域的室外部分划分为均匀分布的网格。通过对比每个 LOS 与三维城市模型,预测各点的直射信号可见性。在各点预先计算作为方位函数的建筑物边界仰角,并存储下来,可减轻实时处理负担。

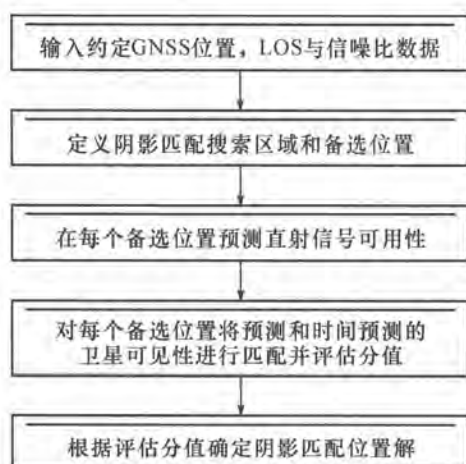


图 10.11 阴影匹配算法步骤

下一个步骤,是在各候选位置,评估预测与观测的卫星可见性之间的相似性,对仰角大于遮蔽角的各卫星,计算相应分值(score)。当接收到高信噪比的信号,如果为预测信号则分值为1,否则为0。类似的,如果无接收信号,而预测了信号接收,则分值为0,否则为1。间断的分值,分配给具有较低信噪比水平的信号,因为它们可能是NLOS、散射信号或衰减的直射信号。各位置的总体分值,就是简单地对卫星匹配分值进行求和。具有最高总分的那个,就是最可能的用户位置。

利用GPS和GLONASS观测量的测试表明,阴影匹配可以准确确定用户位于街道的哪一边,而传统GNSS定位则不行^[120,121]。

如果只有基本的道路地图可用,可通过对比最高信噪比信号的方位与道路方向,来辨别城市区域的垂向街道[与P. Mattos的私人通信,2011年8月]。

本章有关习题和作业,可见随书附送CD。

参 考 文 献

- [1] Lin T, O'Driscoll C, Lachapelle G. Development of a Context - Aware Vector - Based High - Sensitivity GNSS Software Receiver. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2011:1043 - 1055.
- [2] Shivaramaiah N C, Dempster A G. Cognitive GNSS Receiver Design; Concept and Challenges. Proc. ION GNSS 2001, Portland, OR, September 2011:2782 - 2789.
- [3] Costantino R J, et al. Differential GPS. in Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006:379 - 352.
- [4] Parkinson B W, Engo P K. Differential GPS. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. (eds.), Washington, D. C.: AIAA, 1996:3 - 50.
- [5] Kalafus R M, Van Dierendonck A J, Pealer N A. Special Committee 104 Recommendations for Differential GPS Service. Navigation: JION, Vol. 33, No. 1, 1986:26 - 41.

- [6] SC 104, RTCM Recommended Standards for Differential GNSS Service, Version 3.0, RTCM, Alexandria, VA, 2004.
- [7] Rife J, Xiao X. Estimation of Spatially Correlated Errors in Vehicular Collaborative Navigation with Shared GNSS and Road – Boundary Measurements. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010; 1667 – 1677.
- [8] Kee C, Parkinson B W, Axelrad P. Wide Area Differential GPS. Navigation; JION, Vol. 38, No. 2, 1991; 123 – 145.
- [9] Ashkenazi V, et al. Wide – Area Differential GPS; A Performance Study. Navigation; JION, Vol. 40, No. 3, 1993; 297 – 319.
- [10] Kee C. Wide Area Differential GPS. in Global Positioning System; Theory and Applications, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, DC: AIAA, 1996; 81 – 115.
- [11] Mennerschoen R J, et al. Real – Time Precise – Positioning Performance Evaluation of Single Frequency Receivers Using NASA's Global Differential GPS System. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004; 1872 – 1880.
- [12] El – Rabbany A. Introduction to GPS; The Global Positioning System, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [13] Sharpe T, Hatch R, Nelson F. John Deere's StarFire System; WADGPS for Precision Agriculture Proc. ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 2000; 2269 – 2277.
- [14] Bisnath S, Gao Y. Precise Point Positioning; A Powerful Technique with a Promising Future. GPS World, April 2009; 43 – 50.
- [15] Pocknee S, et al. Experiences with the OmniSTAR HP Differential Correction Service on an Autonomous Agricultural Vehicle. Proc. ION 60th AM, Dayton, OH, June 2004; 346 – 353.
- [16] Dixon K. StarFire™; A Global SBAS for Sub – Decimeter Precise Point Positioning. Proc. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, September 2006; 2286 – 2296.
- [17] Caissy M, et al. Coming Soon; The International GNSS Real – Time Service. GPS World, June 2012; 52 – 58.
- [18] International GNSS Service. <http://igsb.jpl.nasa.gov/>, accessed in November 2011.
- [19] Leick A. GPS Satellite Surveying, 3rd ed. New York: Wiley, 2004.
- [20] Hoffman – Wellenhop B, Lichtenegger H, Wasle E. GNSS; Global Navigation Satellite Systems; GPS, GLONASS, Galileo & More, Vienna, Austria: Springer, 2008.
- [21] Rizos C, Grejner – Brzezinska D A. Geodesy and Surveying, in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre – Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009; 347 – 380.
- [22] Raquet J, Lachapelle G, Melgard T. Test of a 400 km × 600km Network of Reference Receivers for Precise Kinematic Carrier – Phase Positioning in Norway. Proc. ION GPS – 98, Nashville, TN, September 1998; 407 – 416.
- [23] Wübbena G, Schmitz M, Bagge A. PPP – RTK; Precise Point Positioning Using State – Space Representation in RTK Networks. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005; 2584 – 2594.
- [24] Ge M, et al. Resolution of GPS Carrier – Phase Ambiguities in Precise Point Positioning (PPP) with Daily Observations. Journal of Geodesy, Vol. 82, No. 7, 2008; 389 – 399.
- [25] Yamada H, et al. Evaluation and Calibration of Receiver Inter – Channel Biases for RTK – GPS/GLONSS. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010; 1580 – 1587.
- [26] Misra P, Enge P. Global Positioning System Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. Lincoln, MA: Ganga – Jamuna Press, 2006.
- [27] Kim D, Langley R B. Instantaneous Real – Time Cycle – Slip Correction for Quality Control of GPS Carrier –

phase Measurements. *Navigation; ION Vol. 49, No. 4, 2002*; 205 – 222.

- [28] Hatch R R. A New Three – Frequency, Geometry – Free, Technique for Ambiguity Resolution. *Proc. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, September 2006*; 309 – 316.
- [29] Teunissen P J G. Least Squares Estimation of Integer GPS Ambiguities. *Proc. International Association of Geodesy General Meeting, Beijing, China, August 1993*.
- [30] Teunissen P J G, De Jonge P J, Tiberius C C J M. Performance of the LAMBDA Method for Fast GPS Ambiguity Resolution. *Navigation; ION, Vol. 44, No. 3, 1997*; 373 – 383.
- [31] Lawrence D G. A New Method for Partial Ambiguity Resolution. *Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009*; 652 – 663.
- [32] Feng Y, Li B. Three Carrier Ambiguity Resolution; Generalised Problems, Models, Methods and Performance Analysis Using Semi – Generated Triple Frequency GPS Data. *Proc. ION GNSS 2008, Savannah, GA, September 2008*; 2831 – 2840.
- [33] Cohen C E. Attitude Determination. in *Global Positioning System: Theory and Applications, Volume II*, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996; 518 – 538.
- [34] Farrell J A, Barth M. *The Global Positioning System and Inertial Navigation*. New York: McGraw – Hill, 1999.
- [35] Teunissen P J G, Giorgi G, Buist P J. Testing of a New Single – Frequency GNSS Carrier Phase Attitude Determination Method: Land, Ship and Aircraft Experiments. *GPS Solutions, Vol. 15, No. 1, 2011*; 15 – 28.
- [36] Wang C, Walker R A, Feng Y. Performance Evaluation of Single Antenna GPS Attitude Algorithms with the Aid of Future GNSS Constellations. *Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007*; 883 – 891.
- [37] Carroll J, et al. Vulnerability Assessment of the Transportation Infrastructure Relying on the Global Positioning System, John A. Volpe National Transportation Systems Center report for U. S. Department of Transportation, 2001.
- [38] Spilker J J, Jr., Natali F D. Interference Effects and Mitigation Techniques. in *Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I*; 717 – 771, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. (eds.), Washington D. C. : AIAA, 1996.
- [39] Ward P W, Betz J W, Hegarty C J. Interference, Multipath and Scintillation. in *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006; 243 – 299.
- [40] Thomas M, et al. *Global Navigation Space Systems: Reliance and Vulnerabilities*. London, U. K. : Royal Academy of Engineering, 2011.
- [41] Boulton P, et al. GPS Interference Testing: Lab Live, and LightSquared. *Inside GNSS July/August 2011*; 32 – 45.
- [42] Cerruti A. Observed GPS and WAAS Signal – to – Noise Degradation Due to Solar Radio Bursts. *Proc. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, September 2006*; 1369 – 1376.
- [43] Haddrell T, Pran A R. Understanding the Indoor GPS Signal. *Proc. ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 2001*; 1487 – 1499.
- [44] Spilker J J, Jr. Foliage Attenuation for Land Mobile Users. in *Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I*, R. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996; 569 – 583.
- [45] Bancroft J B, et al. Observability and Availability for Various Antenna Locations on the Human Body. *Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010*; 2941 – 2951.
- [46] Bancroft J B, et al. GNSS Antenna – Human Body Interaction. *Proc. ION GNSS 2011, Portland, CR, September 2011*; 3952 – 3958.

- [47] Brodin G, Cooper J, Walsh D. The Effect of Helicopter Rotors on GPS Signal Reception. *Journal of Navigation*, Vol. 58, No. 3, 2005:433 – 450.
- [48] Jafarnia – Jahromi A, et al. GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Antispoofing Techniques. *International Journal of Navigation and Observation*, 2012, Article ID 127072.
- [49] Rounds S. Jamming Protection of GPS Receivers, Part II: Antenna Enhancements. *GPS World*, February 2004:38 – 45.
- [50] Owen J I R, Wells M. An Advanced Digital Antenna Control Unit for GPS. *Proc. ION NTM*, Long Beach, CA, January 2001:402 – 407.
- [51] Soloviev A, Van Graas F. Beam Steering in Global Positioning System Receivers Using Synthetic Phased Arrays. *IEEE Trans. of Aerospace and Electroms Systems*, Vol. 446, No. 3, 2010:1513 – 1521.
- [52] Nielson J, et al. Enhanced Detection of Weak GNSS Signals Using Spatial Combining. *Navigation: JION*, Vol. 56, No. 2, 2009:83 – 95.
- [53] Hegarty C, et al. Suppression of Pulsed Interference Through Blanking. *Proc. ION 56th AM*. San Diego, CA, June 2000:399 – 408.
- [54] Anyaegbu E, et al. An Integrated Pulsed Interference Mitigation for GNSS Receivers. *Journal of Navigation*, Vol. 61, No. 2, 2008:239 – 255.
- [55] Capozza P T, et al. A Single – Chip Narrow – Band Frequency – Domain Excisor for a Global Positioning System (GPS) Receiver. *IEEE Journal of Solid – State Circuits*, Vol. 35, No. 3, 2000:401 – 411.
- [56] Dafesh P A, Prabhu R, Valles E L. Cognitive Antijam Receives System (CARS) for GNSS. *Proc. ION NTM*, San Diego, CA, January 2010:657 – 666.
- [57] Van Graas F, et al. Comparison of Two Approaches for GNSS Receiver Algorithms: Batch Processing and Sequential Processing Considerations. *Proc. ION GNSS 2005*, Long Beach, CA, September 2005:200 – 211.
- [58] Anyaegbu E. A Frequency Domain Quasi – Open Tracking Loop for GNSS Receivers. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006:790 – 798.
- [59] Ziedan N I. *GNSS Receivers for Weak Signals*. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [60] Soloviev A, Van Graas F, Gunawardena S. Implementation of Deeply Integrated GPS/Low – Cost IMU for Reacquisition and Tracking of Low CNR GPS Signals. *Proc. ION NTM*, San Diego, CA, January 2004:923 – 935.
- [61] Ziedan N I, Garrison J L. Unaided Acquisition of Weak GPS Signals Using Circular Correlation or Double – Block Zero Padding. *Proc. IEEE PLANS*, Monterey, CA, April 2004:461 – 470.
- [62] Psiaki M L, Jung H. Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Singals. *Proc. ION GPS 2002*, Portland OR, September 2002:2539 – 2553.
- [63] Watson W, et al. Investigating GPS Signals Indoors with Extreme High – Sensitivity Detection Techniques. *Navigation: JION*, Vol. 52, No. 4, 2005:199 – 213.
- [64] Mongredien C, Cannon M E, Lachapelle G. Performance Evaluation of Kalman Filter Based Tracking for the New GPS L5 Signal. *Proc. ION GNSS 2007*, Fort Worth, TX, September 2007:749 – 758.
- [65] Kim K. – H, et al. The Adaptive Combined Receiver Tracking Filter Design for High Dynamic Situations. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008:203 – 209.
- [66] Ioannides R T, Aguado L E, Brodin G. Coherent Integration of Future GNSS Signals. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006:1253 – 1268.
- [67] Gernot C, O’Keefe K, Lachapelle G. Assessing Three New GPS Combined L1/L2C Acquisition Methods. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 47, No. 3, 2011:2239 – 2247.
- [68] Gernot C, O’Keefe K, Lachapelle G. Combined L1/L2 Kalman Filter – Based Tracking Scheme for Weak

- [69] Spilker J J, Jr. Fundamentals of Signal Tracking Theory. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996; 245 – 327.
- [70] Lashley M, Bevyly D M. Vector Delay/Frequency Lock Loop Implementation and Analysis. Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009 :1073 – 1086.
- [71] Bhattacharyya S, Geber – Egziabher D. Development and Validation of Parametric Models for Vector Tracking Loops. NAVIGATION: ION, Vol. 57, No. 4, 2010 :275 – 295.
- [72] Groves P D, Mather C J. Receiver Interface Requirements for Deep INS/GNSS Integration and Vector Tracking. Jnl of Navigation, Vol. 63, No. 3, 2010 :471 – 489.
- [73] Lau L, Cross P. Investigations into Phase Multipath Mitigation Techniques for High Precision Positioning in Difficult Environments. Journal of Navigation, Vol. 60, No. 1, 2007 :95 – 105.
- [74] Braasch M S. Multipath Effects. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume I, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996 :547 – 568.
- [75] Brown A, Gerein N. Test Results from a Digital P(Y) Code Beamsteering Receiver for Multipath Minimization. Proc. ION 57th AM, Albuquerque, NM, June 2001 :872 – 878.
- [76] Weiss J P, et al. Analysis of P(Y) Code Multipath for JPALS LDGPS Ground Station and Airborne Receivers. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004 :2728 – 2741.
- [77] McGraw G A, et al. GPS Multipath Mitigation Assessment of Digital Beam Forming Antenna Technology in a JPALS Dual Frequency Smoothing Architecture. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2004 :561 – 572.
- [78] Draganov S, Haracher M, Haas L. Multipath Mitigation via Synthetic Aperture Beamforming. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009 :1707 – 1715.
- [79] Keshvadi M H, Broumandan A, Lachapelle G. Analysis of GNSS Beamforming and Angle of Arrival Estimation in Multipath Environments. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2011 :427 – 435.
- [80] Pratt A R. Performance of Multi – Path Mitigation Techniques at Low Signal to Noise Ratios. Proc. ION GNSS 2004. Long Beach, CA, September 2004 :43 – 53.
- [81] Irsigler M, Eissfeller B. Comparison of Multipath Mitigation Techniques with Consideration of Future Signal Structures. Proc. ION GPS/GNSS 2003, Portland, OR, September 2003 :2584 – 2592.
- [82] Hatch R R, Keegan R G, Stansell T A. Leica's Code and Phase Multipath Mitigation Techniques. Proc. ION NTM, January 1997 :217 – 225.
- [83] Garin L, Rousseau I M. Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code and Carrier. Proc. ION GPS – 97, Kansas, MO, September 1997 :559 – 568.
- [84] McGraw G A, Braasch M S. GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts. Proc. ION GPS – 99, Nashville, TN, September 1999 :333 – 342.
- [85] Townsend B, Fenton P. A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Errors in a L1 GPS Receiver. Proc. ION GPS – 94, Salt Lake City, UT, September 1994 :143 – 148.
- [86] Mattos P G. Multipath Elimination for the Low – Cost Consumer GPS. Proc. ION GPS – 96, Kansas, MO, September 1996 :665 – 672.
- [87] Weill L R. Application of Superresolution Concepts to the GPS Multipath Mitigation Problem. Proc. ION NTM, Long Beach, CA, January 1998 :673 – 682.
- [88] Townsend B R. Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop. Proc. ION NTM, Anaheim, CA, January 1995.
- [89] Fenton P C, Jones J. The Theory and Performance of NovAtel Inc's Vision Correlator. Proc. ION GNSS 2005,

Long Beach, CA, September 2005;2178 – 2186.

- [90] Soloviev A, van Graas F. Utilizing Multipath Reflections in Deeply Integrated GPS/INS Architecture for Navigation in Urban Environments. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008;383 – 393.
- [91] Xie P, Petoello M G, Basnayake C. Multipath Signal Assessment in the High Sensitivity Receivers for Vehicular Applications. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR;1764 – 1776.
- [92] Lashley M, Bevil D M. Comparison in the Performance of the Vector Delay/Frequency Lock Loop and Equivalent Scalar Tracking Loops in Dense Foliage and Urban Canyon. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011;1786 – 1803.
- [93] Viandier N, et al. GNSS Performance Enhancement in Urban Environment Based on Pseudo – Range Error Model. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008;377 – 382.
- [94] Mendoume I, et al. GNSS Positioning Enhancement Based on Statistical Modeling in Urban Environment. Proc. ION GNSS 2010. Portland, OR, September 2010;2221 – 2227.
- [95] Kashiwayanagi T, et al. Novel Algorithm to Exclude Multipath Satellites by Dual Frequency Measurements in RTK – GPS. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007;1741 – 1747.
- [96] Mattos P G. Multipath Indicator to Enhance RAIM and FDE in GPS/GNSS Systems. Patent Application No. 11112819.5, filed July 2011.
- [97] Mubarak O M, Dempster A G. Analysis of Early Late Phase in Single – and Dual – Frequency GPS Receivers for Multipath Detection. GPS Solutions, Vol. 14, No. 4, 2010;381 – 388.
- [98] Jiang Z, et al. Multi – Constellation GNSS Multipath Mitigation Using Consistency Checking. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR;3889 – 3902.
- [99] Jiang Z, Groves P. GNSS NLOS and Multipath Error Mitigation Using Advanced Multi – Constellation Consistency Checking with Height Aiding. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN, September 2012;79 – 88.
- [100] Iwase T, Suzuki N, Watanabe Y. Estimation and Exclusion of Multipath Range Error for Robust Positioning. GPS Solutions, 2012, DOI 10.1007/s10291 – 012 – 0260 – 1.
- [101] Spangenberg M, et al. Detection of Variance Changes and Mean Value Jumps in Measurement Noise for Multipath Mitigation in Urban Navigation. Navigation:JION, Vol. 57, No. 1;35 – 52.
- [102] Jiang Z, Groves P D. NLOS GPS Signal Detection Using a Dual – Polarization Antennas. GPS Solutions, Accepted for publication December 2012, DOI 10.1007/s10291 – 012 – 0305.
- [103] Marais J, Berbineau M, Heddebaut M. Land Mobile GNSS Availability and Multipath Evaluation Tool. IEEE, Trans, on Vehicular Technology, Vol. 54, No. 5, 2005;1697 – 1704.
- [104] Meguro J, et al. GPS Multipath Mitigation for Urban Area Using Omnidirectional Infrared Camera. IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems, Vol. 10, No. 1, 2009;22 – 30.
- [105] Obst M, Bauer S, Wanielik G. Urban Multipath Detection and Mitigation with Dynamic 3D Maps for Reliable Land Vehicle Localization. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012;685 – 691.
- [106] Groves P D, et al. Intelligent Urban Positioning Using Multi – Constellation GNSS with 3D Mapping and NLOS Signal Detection. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN, September 2012;458 – 472.
- [107] Bourdeau A, Sahmoudi M, Tournet J – Y. Tight Integration of GNSS and a 3D City Model for Robust Positioning in Urban Canyons. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN, September 2012;1263 – 1269.
- [108] Van Diggelen E. A – GPS; Assisted GPS, GNSS, and SBAS, Norwood, MA; Artech House, 2009.
- [109] Pratt T, Faragher R, Duffett – Smith P. Fine Time Aiding and Pseudo – Synchronisation of GSM Networks. Proc. ION NTM, Monterey, CA, January 2006;167 – 173.
- [110] Garello R, et al. Peer – to – Peer Cooperative Positioning Part 1: GNSS – Aided Acquisition. Inside GNSS, March/April 2012;55 – 63.

- [111] Wesson K D, et al. Opportunistic Frequency Stability Transfer for Extending the Coherence Time of GNSS Receiver Clocks. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010:2959 – 2968.
- [112] Li T, et al. Real – Time Ultra – Tight Integration of GPS L1/L2C and Vehicle Sensors. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2011:725 – 736.
- [113] Chan B, Petovello M G. Collaborative Vector Tracking of GNSS Signals with Ultra – Wideband Augmentation in Degraded Signal Environments. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2011:404 – 413.
- [114] Colombo O L, Bhapkar U V, Evans A G. Inertial – Aided Cycle – Slip Detection/Correction for Precise, Long – Baseline Kinematic GPS. Proc. ION GPS – 99, Nashville, TN, September 1999:1915 – 1921.
- [115] Song J, et al. Odometer – Aided Real Time Cycle Slip Detection Algorithm for Land Vehicle Users. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2011:326 – 335.
- [116] Bullock J B, et al. Integration of GPS with Other Sensors and Network Assistance. in *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd ed. , E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006:459 – 558.
- [117] Stacey P, Ziebart M. Long – Term Extended Ephemeris Prediction for Mobile Devices. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011:3235 – 3244.
- [118] Mattos P G. Hotstart Every Time: Compute the Ephemeris on the Mobile. Proc. ION GNSS 2008, Savannah, GA, September 2008:204 – 211.
- [119] Groves P D. Shadow Matching: A New GNSS Positioning Technique for Urban Canyons. *Journal of Navigation*, Vol. 64, No. 3, 2011:417 – 430.
- [120] Wang L, Groves P D, Ziebart M K. GNSS Shadow Matching: Improving Urban Positioning Accuracy Using a 3D City Model with Optimized Visibility Prediction Scoring. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN, September 2012:423 – 237.
- [121] Groves P D, Wang L, Ziebart M K. Shadow Matching: Improved GNSS Accuracy in Urban Canyons. *GPS World*, February 2012:14 – 29.

第 11 章 中远程无线电导航

本章讨论有别于 GNSS 的、中远程无线电导航的主要特点,建立在第 7 章所描述的原理之上,并主要关注自身定位。这些系统的大部分而非全部,采用地面基准站。注意,在单一信号不足以定位的地点,不同类型信号的观测量可进行组合,以形成位置解。

11.1 节讨论了航空导航系统,包括距离测量设备(distance measuring equipment, DME)。11.2 节和 11.3 节分别描述了增强型罗兰和手机定位。最后,11.4 节总述了利用铱星、航海无线电信标、广播电视等进行定位,并讨论了一般的无线电定位技术。

进一步的定位系统,在 CD 中的附录 F 部分有所描述。F.2 节讨论了无线电测定卫星服务(RDSS),包括“北斗”定位报告服务;F.3 节讨论了航空着陆制导系统;F.4 节描述了几种无线电跟踪系统,包括增强的位置定位报告系统(EPLRS),Datatrak,以及深空网络(DSN);F.5 节汇总了手机定位术语;F.6 节提供了利用电视与广播信号定位的进一步信息。此外,有关历史上的无线电导航系统,包括奥米加、台卡导航器以及罗兰 A-D,可参见 CD 中的附录 K 部分。

11.1 航空导航系统

目前已经开发了几种无线电导航系统,专门用于航空,并在此背景下实现了最优化,包括 VHF(甚高频)和 UHF(超高频)信号,其依赖于视线传播。受地球曲率和地面遮挡的双重影响,当发射机或接收机位于空中时,上述信号传播得更远。假定发射天线高度为距地面 100m,图 11.1 表明了无线电平面(horizon)(参见 7.4.1 节)是如何随接收机高度变化的。

这里所讨论的大多数技术,都出现于 GNSS 之前,并被留作 GNSS 的备份与补充,从而可满足许多航空应用对于完好性、连续性和可用性的苛刻要求(参见 17.6 节)。首先讨论 DME,然后是测距-方位系统,全向信标,以及 JTIDS/MIDS 相对导航。最后以讨论未来可能的系统结束。另外,CD 中附录 F 部分 F.3 节描述了仪表着陆系统(ILS)与微波着陆系统(MLS),它们用于引导飞机接近跑道。

11.1.1 距离测量设备

距离测量设备是一种中程双向测距系统(参见 7.1.4.5 节),仅能提供水平位置信息^[1-3]。在第二次世界大战期间及战后,几个国家发展了互不兼容的 DME 系统。1959 年国际民航组织(ICAO)采用了国际标准,形成了当前 DME 系统的基础。DME 的设计初衷是作为测距-方位系统的一部分(参见 11.1.2 节)。然而,利用两个或更多基站的独立 DME,是目前推荐的运行模式。这有时被称为 DME/DME,并且多个新建的 DME 测站已被吸纳进来,以改善覆盖性能。注意根据 7.1.4 节,当仅采用两个基站时,需要先验或附加信息来解算模糊度。

DME 基站的标准服务半径,在距地面 5.5~13.7km 为 240km,在距地面 4.4~5.5 和 13.7~18.3km 时降为 185km,而在距地面 0.3~4.4km 时则降为 74km^[4]。现代设备最终可运行于 500km 范围^[5](无线电平面许可),尽管精度有所降低。

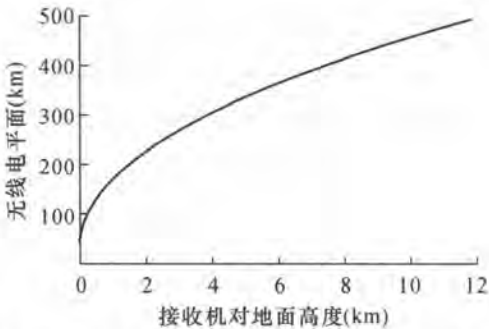


图 11.1 发射天线位于地面 100m 高度时作为接收机高度函数的无线电平面

11.1.1.1 信号结构与测距协议

DME 信号为垂直极化且包括两个脉冲,比单脉冲更容易从脉冲干扰中区分出来。测距由称为问询机的用户装置发起,发射双脉冲。DME 基站或信标台,称为应答器机,当接收到应答器信号 50 μ s 或 56 μ s 后,以单独的频率播发双脉冲信号。根据 7.1.4.5 节所述,由应答器计算距离。

DME 运行于 960~1215MHz 航空无线电导航频段范围内,其载波频率的间隔为 1MHz,总共使用 252 个载波频率。在标准的 DME 工作模式下,带宽为 300~400kHz,且脉冲形状为具有 $3.5 \pm 0.5\mu$ s FWHM 幅值的高斯形^[3]。DME 最初设计为单 FDMA(频分多址)系统。然而,为了增加容量,随后引入有限的 4 种 CDMA 模式,称为 X、Y、W 和 Z。多数站台工作于 X 模式。这样单个 DME 通道包括一对频率和一种模式。表 11.1 列出了模式特性^[6]。所有情形下,问询机

和回复频率都是间隔 63MHz。

表 11.1 DME 模式特性

模式	X	Y	W	Z
脉冲间隔(询问机)/ μ s	12	36	24	41
脉冲间隔(应答)/ μ s	12	30	24	15
应答器响应延迟/ μ s	50	56	50	56
通道数	126	126	20	80
询问机频率/MHz	1025 ~ 1150	1025 ~ 1150	1042 ~ 1080 (仅偶数)	1042 ~ 1081, 1104 ~ 1143
应答频率/MHz	962 ~ 1024, 1151 ~ 1213	1025 ~ 1150	979 ~ 1017 (仅奇数)	1042 ~ 1081, 1104 ~ 1143

每个 DME 应答机,设计为同时向 100 名用户提供服务,尽管新型应答机可应对更多用户。若多个用户试图使用同一个应答机,则只有最强询问机的信号被响应。当在很短间隔内,典型值为 100 μ s,连续收到来自两个询问机的信号,应答机只能响应前面那个。连续两次询问之间的随机间隔,避免了任意一对用户之间频繁的冲突。

由于每个 DME 应答机均发射脉冲以响应多个用户,询问机必须识别出哪一个响应自己的信号。最初到应答机的距离是未知的,此时询问机工作于如下搜索模式,实质上是一个捕获过程,即:它每秒可发射多达 150 个脉冲对。它试图在发射后的若干固定间隔检测响应信号(取决于可用的处理功率),同时每几个脉冲变换一次间隔时间。当间隔与响应时间相符时,将会接收到响应大多数询问机的脉冲信号。否则,只能偶尔接收到脉冲信号,因为对其他用户的响应与询问机发射是不相关的,如图 11.2 所示。一旦搜索到响应时间,询问机就切换至跟踪模式,将询问频率降低到每秒 30 个脉冲对,并且只处理接近预测响应时间的响应。现代用户设备,一般可在 1s 内捕获一个 DME 应答机。当多个 DME 应答机被捕获和跟踪时,采用限制脉冲率的办法,限制总的询问机输出。

各 DME 站台每 30 ~ 40s 发送一个约 3s 的识别信息,在此期间停止对询问机的响应。DME 跟踪环时间常数足够长,从而可利用以往数据来填补此间隙。询问机一般在未收到基准站响应 10s 后会切换至捕获模式。当 DME 与其他导航传感器组合时,必须对此进行补偿。

每个基准站配备有一个监测询问机,当出现故障时,就将该站切换至独立应答机模式,或将其关闭。

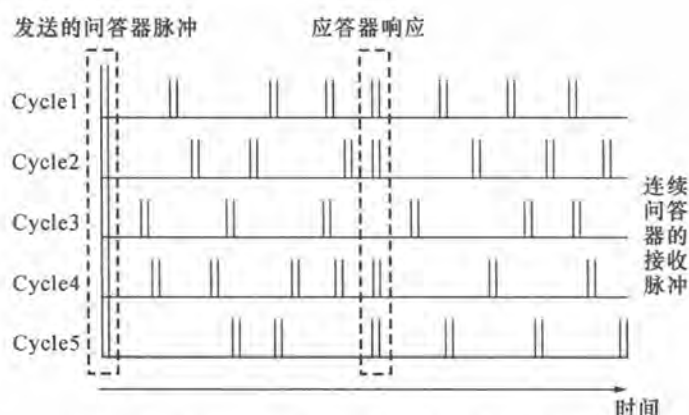


图 11.2 连续问器的 DME 接收脉冲(根据文献[1])

11.1.1.2 位置确定

DME 仅提供水平位置解。不过,7.3.3 节所描述的基本二维定位算法不能提供精确解,有如下两个原因:①地球曲率对中程系统有显著影响;②航空器与基准站之间的高程差必须补偿。因此,DME 的观测量为斜距,图 11.3 表明了这一点。因此,应当采用包含航空器高程的三维定位方程(参见 9.4 节),其中高程信息可从高度计获取(见 6.2 节),并作为已知参数。

假定 m 个观测量的过确定情况,通过解算以下形式方程,可得到用户天线在 ECEF 坐标系下的笛卡儿位置 $\hat{r}_{ea}^e$:

$$\tilde{r}_{aj,c} = \sqrt{(r_{ej}^e - \tilde{r}_{ea}^e)^T (r_{ej}^e - \tilde{r}_{ea}^e)} + \delta r_{aj,e}^+, j \in 1, 2, \dots, m \quad (11.1)$$

式中: $\tilde{r}_{aj,c}$ 为修正了对流层延迟误差估计量(参见 7.4.1 节)的第 j 个斜距观测量。这里萨格纳克(Sagnac)效应(参见 8.5.3 节)可忽略不计,因为其引入的误差不足 1m。利用式(2.112)可从纬度、经度和高程获取 ECEF 笛卡儿位置。

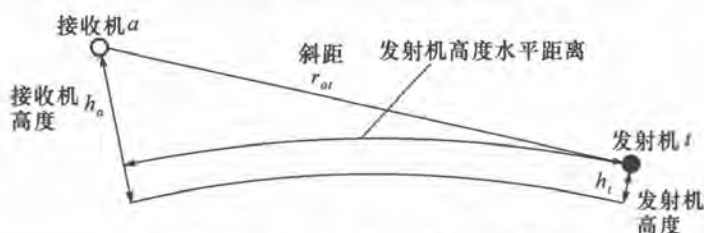


图 11.3 斜距与水平距离之间的关系

预测的斜距,可由用户位置预测值 $\hat{r}_{ea}^{e-}$ 根据下式来获取:

$$\tilde{r}_{aj}^- = \sqrt{(r_{ej}^e - \hat{r}_{ea}^{e-})^T (r_{ej}^e - \hat{r}_{ea}^{e-})}, j \in 1, 2, \dots, m \quad (11.2)$$

将斜距预测值从距离测量中扣除,并在用户位置预测值处采用一阶泰勒展开,可得

$$\begin{pmatrix} \tilde{r}_{a1,C} - \hat{r}_{a1,C}^- \\ \tilde{r}_{a2,C} - \hat{r}_{a2,C}^- \\ \vdots \\ \tilde{r}_{am,C} - \hat{r}_{am,C}^- \end{pmatrix} = \mathbf{H}_R^{L\lambda} \begin{pmatrix} \tilde{L}_a - \hat{L}_a^- \\ \tilde{\lambda}_a - \hat{\lambda}_a^- \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \delta r_{a1,\varepsilon}^+ \\ \delta r_{a2,\varepsilon}^+ \\ \vdots \\ \delta r_{am,\varepsilon}^+ \end{pmatrix} \quad (11.3)$$

这里线性化误差已包含在残差中,且观测矩阵 $\mathbf{H}_R^{L\lambda}$ 由下式给出:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_R^{L\lambda} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial r_{a1}}{\partial x_{ea}^e} & \frac{\partial r_{a1}}{\partial y_{ea}^e} & \frac{\partial r_{a1}}{\partial z_{ea}^e} \\ \frac{\partial r_{a2}}{\partial x_{ea}^e} & \frac{\partial r_{a2}}{\partial y_{ea}^e} & \frac{\partial r_{a2}}{\partial z_{ea}^e} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_{am}}{\partial x_{ea}^e} & \frac{\partial r_{am}}{\partial y_{ea}^e} & \frac{\partial r_{am}}{\partial z_{ea}^e} \end{pmatrix}_{r_{ea}^e = \tilde{r}_{ea}^-} \times \begin{pmatrix} \frac{\partial x_{ea}^e}{\partial L_a} & \frac{\partial x_{ea}^e}{\partial \lambda_a} \\ \frac{\partial y_{ea}^e}{\partial L_a} & \frac{\partial y_{ea}^e}{\partial \lambda_a} \\ \frac{\partial z_{ea}^e}{\partial L_a} & \frac{\partial z_{ea}^e}{\partial \lambda_a} \end{pmatrix}_{(L_a, \lambda_a) - (\hat{L}_a^-, \hat{\lambda}_a^-)} \\ &= \begin{pmatrix} -\hat{u}_{a1,x}^e & -\hat{u}_{a1,y}^e & -\hat{u}_{a1,z}^e \\ -\hat{u}_{a2,x}^e & -\hat{u}_{a2,y}^e & -\hat{u}_{a2,z}^e \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\hat{u}_{am,x}^e & -\hat{u}_{am,y}^e & -\hat{u}_{am,z}^e \end{pmatrix} \\ &\quad \begin{pmatrix} -(R_E(\hat{L}_a^-) + \hat{b}_a) \sin \hat{L}_a^- \cos \hat{\lambda}_a^- & -(R_E(\hat{L}_a^-) + \hat{b}_a) \cos \hat{L}_a^- \sin \hat{\lambda}_a^- \\ -(R_E(\hat{L}_a^-) + \hat{b}_a) \sin \hat{L}_a^- \sin \hat{\lambda}_a^- & (R_E(\hat{L}_a^-) + \hat{b}_a) \cos \hat{L}_a^- \cos \hat{\lambda}_a^- \\ [(1 - e^2) R_E(\hat{L}_a^-) + \hat{b}_a] \cos \hat{L}_a^- & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (11.4)$$

式中: e 为地球椭球偏心率; $\partial R_E / \partial L_a$ 可忽略; 第 j 个视线单位矢量为

$$\hat{\mathbf{u}}_{aj}^{e-} = \frac{\mathbf{r}_{ej}^e - \hat{\mathbf{r}}_{ea}^{e-}}{\sqrt{(\mathbf{r}_{ej}^e - \hat{\mathbf{r}}_{ea}^{e-})^T (\mathbf{r}_{ej}^e - \hat{\mathbf{r}}_{ea}^{e-})}} \quad (11.5)$$

利用递推最小二乘算法(参见 7.3.3 节),利用下式来更新位置解:

$$\begin{pmatrix} \hat{L}_a^+ \\ \hat{\lambda}_a^+ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{L}_a^- \\ \hat{\lambda}_a^- \end{pmatrix} + (\mathbf{H}_R^{L\lambda T} \mathbf{H}_R^{L\lambda})^{-1} \mathbf{H}_R^{L\lambda T} \begin{pmatrix} \tilde{r}_{a1,C} - \hat{r}_{a1,C}^- \\ \tilde{r}_{a2,C} - \hat{r}_{a2,C}^- \\ \vdots \\ \tilde{r}_{am,C} - \hat{r}_{am,C}^- \end{pmatrix} \quad (11.6)$$

然后是式(11.2)和式(11.4)~式(11.6)进行迭代,直至达到所需收敛程

度。也可以采用加权 ILS 或滤波位置确定算法(参见 9.4 节)。

11.1.1.3 误差源与位置精度

DME 测距误差随用户与基准站之间距离而显著变化,因为多数误差源都随距离增长。只有在近距离时,主要误差源为测量噪声;距离较远时,因为信号强度减弱会产生较大影响。测量噪声会同时影响应答机和问询机接收信号的测时,如 7.4.3 节所讨论的。采用现代设备的双向信号测时,精度可达 $0.1\mu\text{m}$,相应单向测距误差为 $15\text{m}^{[2]}$ 。然而,老式应答机或问询机仅能精确至 $1\mu\text{m}^{[3]}$ 。对于位于 240km 标准服务范围内的用户来说,应答机引入的测距误差当前指标为 $92.5\text{m}(1\sigma)$ 。

因问询机振荡器偏差导致的标度因数误差(与距离成正比的偏差)可至 10ppm 。对流层折射系数受天气影响的变动可导致 25ppm 左右的标度因数误差^[7]。多路径对近距离低纬度用户影响显著,测距误差可达 $20\text{m}^{[7]}$,具体取决于基准站天线的设计与位置。最后如采用旧有数据基准站测量,误差可达 5m 量级^[7]。采用现代装备,总的中程 DME 测距误差为 100m 左右(1σ)。

如 7.4.5 节所述,总体定位误差也依赖于信号几何。受问询机和应答机非共面影响,将导致进一步的精度衰减。当所有仰角都相同时,附加的 DOP 因子为 $1/\cos\theta_{\text{仰}}^{\text{仰}}$,其中 $\theta_{\text{仰}}^{\text{仰}}$ 为仰角^[8]。由于假定的问询机高程误差也会产生水平位置误差。

11.1.1.4 未来发展

为提升容量并引入数据链,提出了由 DME 基准站发射的附加无源测距信号^[9]。它包括每秒 500 个脉冲对,以及将脉冲位置调制方式发射的数据与已知的同步序列进行组合。单独采用无源测距,由于至少需要三路信号,从而将降低覆盖性和可用性。无源测距方式的定位精度也比 7.4.5 节所描述的双向测距对信号几何更为敏感。因此,提出一种混合系统,其中每个用户将生成比目前方式更少的双向测距观测测量,从而使其可同时为更多用户提供服务^[10]。

传统上,采用第一个脉冲的半幅值点来测量 DME 距离,这是因为首个脉冲比波形的后面部分不易受多路径干扰的影响。对接收信号的相关测距与曲线拟合,可同时降低跟踪噪声和多径干扰。不过,需要采用规范化的脉冲形状^[11]。

尽管 DME 脉冲不是相干的,但信号的载波是连续的。因此,通过测量每次接收脉冲的载波相位,借鉴与 GNSS 相似的方式,可利用 PLL 或 FLL 来跟踪基准站到航空器的信号载波。对于无源测距,这样可以利用与 GNSS 相同的伪距测量载波平滑(参见 9.2.9 节),来减小跟踪与多路径误差^[12]。

11.1.2 距离-方位系统

距离-方位定位系统,组合了双向测距(见 7.1.4.5 节)与角度定位(见

7.1.5 节), 可利用单个基准站实现二维水平定位, 图 11.4 对此进行了演示。

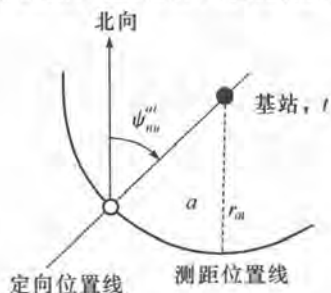


图 11.4 利用单基准站的水平测距与角度定位

起初, DME 是设计作为美国与北约军事力量部署的战术航空导航 (TACAN) 距离-方位系统的测距部分。对于民用距离-方位导航, 其与 VHF 全向无线电测距组合, 而 VORTAC 信标台同时为 VOR/DME 和 TACNA 用户提供服务。无论何种情况, 都需要配置测距与方位信标台。

VOR 先于 DME 出现, 并于 1949 年确立了国际标准。信标台发射波段为 108 ~ 118 MHz, 200 个通道, 每一个均与一个 DME 通道配对, 覆盖半径与 DME 相同。各个 VOR 在副载波上以 30 Hz 调幅 (AM) 和 30 Hz 调频 (FM) 信号, 调制一路识别码和一路可选语音信号。调幅和调频信号的相对相位随方位变化, VOR 接收机对此进行测量, 可获取其相对发射机的方位, 一般以磁北为基准^[1-3]。精度为 $1^\circ \sim 2^\circ$, 当距离为 240 km 时, 相应定位精度为 4 ~ 8 km。

TACAN 以 DME 应答机响应的相同频率, 发射方位信息^[1]。应答信标台所发射的所有 DME 脉冲幅值, 利用以 15 Hz 频率旋转的方位相关信号进行调制。只要最大幅值指向东向, 则每一个周期发射北向基准脉冲码, 在其中插入 8 个附加的基准脉冲码。这样每秒共发射 135 个基准脉冲码, 具有比响应问询机更高的优先级。用户通过比较基准脉冲和常规脉冲的幅值与时间, 来确定自身方位。TACAN 方位比 VOR 略为精确。

RSBN, 近程导航无线电工程师系统的俄语首字母缩写, 是与 VOR、DME 和 TACAN 相类似的系统, 覆盖范围和精度均相似, 只是方位信息相对于真北。RSBN 采用 116 ~ 118 MHz 进行测角定位, 873 ~ 1001 MHz 进行测距与测角定位。该系统用于东欧、俄罗斯和周边国家的军事和民用, 尽管某些航线已转换为 VOR 和 DME。

所有测距-方位系统可采用以下公式计算概略的用户纬度和经度:

$$\begin{cases} \tilde{L}_a \approx L_i + \frac{\sqrt{\tilde{r}_{ai,C}^2 - (\hat{b}_a - b_i)^2} \cos(\hat{\psi}_{mu}^{ia} + \hat{\alpha}_{nm})}{R_N(L_i) + b_i} \\ \tilde{\lambda}_a \approx \lambda_i + \frac{\sqrt{\tilde{r}_{ai,C}^2 - (\hat{b}_a - b_i)^2} \sin(\hat{\psi}_{mu}^{ia} + \hat{\alpha}_{nm})}{[R_N(L_i) + b_i] \cos L_i} \end{cases} \quad (11.7)$$

式中: $\hat{r}_{a,c}$ 为斜距观测量; $\hat{\psi}_{mu}^a$ 为发射机到用户相对磁北的方位; $\hat{\alpha}_{nm}$ 为磁倾角(参见 6.1.1 节); L_i 、 λ_i 和 b_i 为信标台纬度、经度和高程; $\hat{b}_u$ 是用户高程;这里忽略了地球曲率,因为其导致的误差比方位测量误差要小得多。

测距-方位导航系统,一般用于飞机沿连接信标台之间的航路飞行,以相对信标台的方位和斜距,而非纬度、经度(或者地球参考坐标),进行导航。所有飞机沿同样路径并保持安全的航向间距,并不需要精确的横向定位。然而,航路正在被区域导航(RNAV)路径规划所取代,当前的测距-方位系统已然精度不够,因此许多 VOR 和陆基 TACAN 信标台已被撤除^[4,13]。将保留最小规模的 VOR 发射机网络,直至多个 DME 或其他陆基系统具有足够的覆盖面(参见 11.1.5 节),而海基 TACAN 将保留至基于 GNSS 的舰船着陆技术已成熟。

11.1.3 全向信标

全向信标(NDB)是最古老且最简单的无线电定位系统的形式。它们广播具有简单的莫尔斯识别码的全向信号。大多数全向信标在 190~530kHz 波段进行广播,只有少数为 530~1750kHz。定向接收机(参见 7.1.5 节)可测量方位至 5°以内。利用两个信标台可获取非常粗略的位置解。不过飞机倾向于利用该方位信息以飞向或驶离信标台。信标台发射模式中存在一个垂向零值,当飞机飞越信标台时,对此进行检测可获得一个概略的位置解^[1]。专用 NDB 正在被淘汰,写作本书时很多已经退役。在 DME 信号不可及的偏远地区,还保留少数 NDB^[4,13]。有时也采用海事无线电信标台(见 11.4.2 节)与调幅广播电台(见 11.4.3 节)作为 NDB。

11.1.4 JTIDS/MIDS 相对导航

联合战术信息分发系统与多功能信息分发系统的相对导航(RelNav)功能,是相对导航链的一个案例(参见 7.1.2 节)。它们由北大西洋公约组织(NATO)的飞机使用,采用 960~1215MHz 波段的 16 号链路(Link 16)信号进行通信^[14,15]。各参与者,每 3~12s 就播发覆盖距离大约为 500km 的测距信号。由于各参与者已时间同步,故采用无源测距。定位精度与惯性导航组合时为 10~30m,取决于用户在链中靠近后端的程度。

11.1.5 未来航空导航系统

写作本书时,美国联邦航空管理署(FAA)正在开发另一种定位、导航和授时(APNT)技术,以提供 GNSS 全现代化的备份^[9]。有三种选择,以及其中的组合正在考虑之中:对 DME 的增强(见 11.1.1.4 节),自动相关监测广播(ADS-B)多边交汇,以及伪卫星系统。

ADS-B 是一种远程定位系统,在地面利用飞机发射的信号确定其位置,然后将位置解上传给飞机。

远程伪卫星系统(参见 12.1 节)在地面以 960 ~1215MHz 频段发射频分多址 FDMA、或码分多址 CDMA 的类 GNSS 信号。在欧洲,已经提出未来的 L 波段数字航空通信系统(LDACS)用于上述系统^[16]。

11.2 增强型罗兰

增强型远程导航(Eloran,常写为 eLoran),是远程单向测距系统系列中最新的一种,主要在具有很高可用性和完整性要求的海事定位和关键授时应用中,为 GNSS 提供备份,也适合于航空非精密进场。如 CD 中附录 K 部分 K.4 节所描述,E 罗兰是基于国际协作,改进以往的罗兰 C 系统,该项目起始于 20 世纪 90 年代中期,写作本书时仍在进行。E 罗兰的名称于 2004 年前后开始采用。

E 罗兰采用 90 ~110kHz 的频谱低频区,与 GNSS 采用的频段区别甚大,因此共同失效模式被最小化。发射机被同步至 UTC(独立于 GNSS),因此采用无源测距进行定位(见 7.1.4.1 节)。由于历史原因,发射机被分成若干条链,每条链均包括一个主站和 2 ~5 个副站。有些发射机具有双速率,属于两条链^[1-3,18]。

采用地波以低频传播,可抵达较远距离而不受高度影响。信号在地面接收距离为 1000 ~2000 km(取决于地形),而在海上可达 3000km。天波信号传播更远,但不够可靠和精确。天波干扰在夜间较强,能够导致地面作用距离减少约 30%,具体与地磁纬度和太阳气候有关^[3]。与 GNSS 相比,罗兰信号的一个主要优点在于:可以很好地穿透山谷、城市峡谷和建筑物,甚至地下室。LF 信号在广阔区域内也难以被干扰。

E 罗兰定位精度要求为普通 150m(1σ),港口和航路等提供差分修正的区域为 5m(1σ)。

到 2012 年,E 罗兰原型信号已在北欧与西欧、韩国和沙特阿拉伯进行播发。也有提议对俄罗斯的与罗兰几乎相同的恰卡系统升级至增强恰卡(E 恰卡)。此外,在美国和其他几个国家仍然有老式的罗兰-C 基础设施可用于 E 罗兰,或采用相同 LF 频谱的新型定位系统^[21]。

本节首先描述 E 罗兰信号,然后讲述用户设备处理、定位方法以及误差源。最后概述了差分罗兰(D 罗兰)。

11.2.1 信号

罗兰信号全部以 20kHz 双边带宽及垂直极化的 100kHz 载波进行发射。同一台链内的站台,轮流发射 TDMA 形式的信号。图 11.5 表示的是从一个台链接

收到的信号^[2]。每次发射包括一组 8 个 500 μ s 的脉冲,起始间隔为 1ms,主台在第 8 个脉冲后的 2ms 时刻增加额外的一个脉冲(恰卡系统为 1ms)。

每个发射机以 40 ~ 99.99ms 的固定间隔进行重复发射,该间隔称为组重复间隔(group repetition interval, GRI)。GRI 与标称发射延迟(台链内发射基之间)一起,必须足以覆盖区域内任一位置,同一台链内不同发射机的脉冲,避免发生重叠。每个台链的 GRI 不同,因此可作为不同台链的标识。欧洲与印度采用多个 10 μ s,其他区域则采用多个 100 μ s。来自不同罗兰台链的信号存在潜在干扰。需慎重选择 GRI,使得链间干扰的重复间隔超过 10s。另外,现代罗兰用户设备,能够预测哪些脉冲可能受到来自其他罗兰站台的干扰,因此可以将其忽略甚至扣除无用信号的复制信号。这样,比最强的可用信号微弱 40dB 的信号,也可被跟踪^[19]。

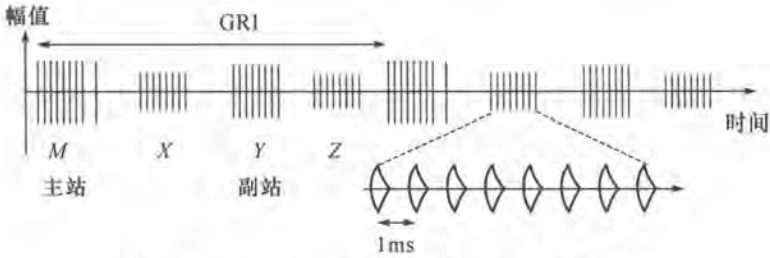


图 11.5 同一台链接收的罗兰信号(根据文献[2])

来自同一个发射机的天波信号,将以多路径的形式令接收到的信号脉冲发生变形。单反射天波相对地波延迟 35 ~ 500 μ s,而多次反射的天波延迟可达 4ms。在夜间以及较远距离,天波可比相应的地波强度大 20dB。接收机对每个脉冲多次采样,然后进行处理,以分离出地波成分^[22]。

同一组内每个脉冲的极性是变化的,以生成重复周期为两组的相位码,该重复周期称为相位码间隔(PCI)。相位码的选取,是使得当超过 1ms 间隔的信号相关时,其乘积在 PCI 内均值为零^[3]。这样就将来自同一信号的多次反射天波传播的干扰最小化,同时还减小了来自其他台链的罗兰发射机的干扰效应。副站采用与主站不同的相位码。两种相位码是正交的,无论它们之间的偏移为多少,二者之积在 PCI 内均值为零。不同 GRI 与脉冲码之间的组合形式为 CDMA 形式。

每个罗兰脉冲信号,如图 11.6 所示,可表示为^[1,3]

$$s(t_{sa}) = \begin{cases} A \left(\frac{t_{sa} - t_0}{\tau_p} \right)^2 \exp \left[-2 \frac{t_{sa} - t_0}{\tau_p} \right] \sin [2\pi (f_{ca} + \Delta f_{ca})(t_{sa} - t_0) + \phi_{PC} + \phi_{ECD}], & t_{sa} \geq t_0 \\ 0, & t_{sa} < t_0 \end{cases} \quad (11.8)$$

式中: t_{sa} 为到达时间; A 为与信号幅值成正比的常数; t_0 为起始脉冲的到达时间;

τ_p 为脉冲时间常数(通常为 $65\mu\text{s}$) ; f_{ca} 为载波频率; Δf_{ca} 为多普勒频移; $\phi_{PC} \in 0, \pi$ 为相位码; ϕ_{ECD} 为周期差的包络(ECD)。

ECD 的产生,是源自地波传播的散射特性,且随发射机距离和地面传导率而发生变化。散射同时也会影响脉冲形状。恰卡脉冲比罗兰脉冲更短^[1],但罗兰/恰卡联合台链除外。

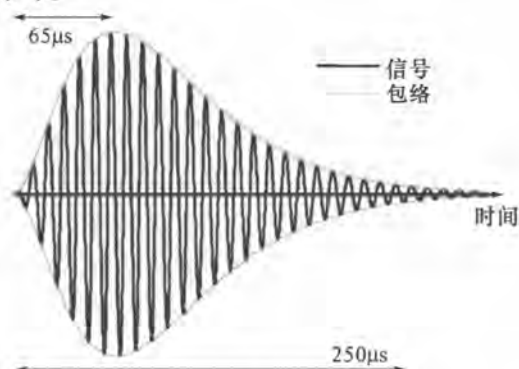


图 11.6 罗兰脉冲波形

E 罗兰的一个创新是结合了数据链。欧洲当前采用的是 Eurofix 系统,起初开发目的是在罗兰 - C 信号中传输 GNSS 差分修正。Eurofix 采用脉冲位置调制,将每个脉冲的时间分别偏移 $0, +1\mu\text{s}$ 或 $-1\mu\text{s}$,以提供数据通道。每个脉冲组的平均定时保持一致,以使得测距失真最小化。数据率为每 GRI 有 7 位,即 $70 \sim 140$ 位/s,其中某些用于误差校正。不过,需要提高数据率,或通过修改 Eurofix 的调制,或增加附加的数据调制。

完整的 E 罗兰实现中,数据链将包括站台识别、发射机位置历书、定时信息、认证数据、差分罗兰数据(参见 11.2.4 节)以及完好性报警^[20]。E 罗兰已经包含了基于设施的完好性监测(见 17.5 节)。然而,当检测到错误时,目前的处理方式还是关闭发射机。

11.2.2 用户设备与定位

现代罗兰用户设备,将会跟踪所有的可接收信号,其数量超过 30 路,称为全视野作业。天线可为磁(H)场或电(E)场。电场天线在舰船上性能更好,只要采用天线罩来减小降雨的静态干扰(与 P. Williams 在 2012 年 8 月的私人通信)。

磁场天线完全消除了降雨静态干扰^[19,23],而且对诸如光照等人为干扰较不敏感。用于接收垂直极化信号的磁场天线,在水平面内具有方向性。因此必须采用正交安装的一对天线,以确保对所有信号的良好接收。它们可作为无线方向探测器的组成部分,用于定向(参见 7.1.5 节),可确定运动载体的航向,这有

时被称为“罗兰罗盘”。无线方向探测器也可以用来将干扰降至最小。

可采用 7.3.2 节所描述的,将每一路接收信号与内部生成的复制信号相关,来实现信号定时。载波相位和脉冲包络同时被跟踪,而且利用包络来有效解算载波测距模糊度。可利用下式从 TOA $\tilde{\rho}_{sa,a}^t$ 测量中得到修正的伪距观测量 $\tilde{\rho}_{a,c}^t$:

$$\tilde{\rho}_{a,c}^t = (\tilde{t}_{sa,a}^t - t_{st,a}^t)c + \Delta\rho_{ASF,a}^t \quad (11.9)$$

式中: $t_{st,a}^t$ 为发射时间; c 为在海面的有效传播速度; $\Delta\rho_{ASF,a}^t$ 为(负的)传播延迟校正,被称为附加二次因子(ASF)。

ASF 类似于对 GNSS 伪距的多种修正(参见 8.5.3 和 9.3 节),它对信号传播速度中的变化量建模,以陆地为主,比水面传播要低约 0.5%。这样对于 1000km 地面路径,ASF 约为 5km。传播速度随地面传导率而变化,而后者又随季节变化。比如,从夏季到冬季,因地面冰冻和解冻的变化,ASF 可达 100m^[24]。传播速度也会因地面粗糙程度而变化,相比平坦地形而言,信号穿过山谷和山区需更远的传播路径。

E 罗兰用户设备根据数据库导出其 ASF 修正。ASF 观测量通过建模进行内插,用来提供修正将测距偏差减小至 100m 以内^[25]。利用比普通应用更高分辨率的格网,可针对兴趣点,诸如机场和港口,获取更高精度的 ASF 修正^[26]。在数据库中,也可以包含 ASF 的季节性变化,然而精度受测时、以及各年度季节准确性变化限制。

对于陆地与海面用户,用户设备测量信号为沿大圆路径传播的地波。这样伪距就可由发射机纬度 L_t 、经度 λ_t 和用户纬度 $\hat{L}_a$ 、经度 $\hat{\lambda}_a$ 表示,由下式解算:

$$\tilde{\rho}_{a,c}^t = \hat{s}(L_t, \lambda_t; \hat{L}_a, \hat{\lambda}_a) + \delta\hat{\rho}_c^a + \delta\rho_{a,c}^{t+} \quad (11.10)$$

式中: $\delta\hat{\rho}_c^a$ 为接收机时钟偏差估值; $\delta\rho_{a,c}^{t+}$ 为发射机 t 的信号测量残差; $\hat{s}$ 为测地线,即发射机与接收机沿地球表面的最短距离。注意萨格纳克效应已经在 ASF 修正中进行了补偿。

测地线概略值为^[3]

$$\begin{aligned} \hat{s}(L_t, \lambda_t; \hat{L}_a, \hat{\lambda}_a) &\approx \hat{u}(L_t, \lambda_t; \hat{L}_a, \hat{\lambda}_a) \\ &\times \sqrt{\frac{1}{2}(R_N^2(L_t)R_N^2(\hat{L}_a)) \frac{\sin^2\psi_{n(a)s}^{at}}{2} \left[\frac{\cos^2\hat{L}_a}{\cos^2L_t} (R_E^2(L_t) \quad R_N^2(L_t)) R_E^2(\hat{L}_a) \quad R_N^2(\hat{L}_a) \right]^2} \end{aligned} \quad (11.11)$$

式中: R_N 、 R_E 分别为南北向、东西向大圆曲率半径,由式(2.105)、式(2.106)给出; μ 为测地线的对角,由下式给出:

$$\hat{u}(L_t, \lambda_t; \hat{L}_a, \hat{\lambda}_a) \approx \arccos[\sin L_t \sin \hat{L}_a + \cos L_t \cos \hat{L}_a \cos(\lambda_t - \lambda \hat{L}_a)] \quad (11.12)$$

式中: $\hat{\psi}_{n(a)s}^{at}$ 为从用户天线到发射机 t 的测地线相对真北的方位角, 在用户天线处由下式给出:

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_{n(a)s}^{at} &\approx \arcsin\left(\frac{\sin(\lambda_t - \hat{\lambda}_a)\cos L_t}{\sin[u(L_t, \lambda_t; \hat{L}_a, \hat{\lambda}_a)]}\right) & L_t \geq \hat{L}_a \\ \pi - \arcsin\left(\frac{\sin(\lambda_t - \hat{\lambda}_a)\cos L_t}{\sin[u(L_t, \lambda_t; \hat{L}_a, \hat{\lambda}_a)]}\right) & & L_t < \hat{L}_a\end{aligned}\quad (11.13)$$

更精确的计算公式可参见文献[27]。

m 个观测量的最小二乘解为

$$\begin{pmatrix} \hat{L}_a^+ \\ \hat{\lambda}_a^+ \\ \delta\hat{\rho}_c^{a+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{L}_a^- \\ \hat{\lambda}_a^- \\ \delta\hat{\rho}_c^{a-} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/R_N(\hat{L}_a^-) & 0 & 0 \\ 0 & 1/[R_E(\hat{L}_a^-)\cos\hat{L}_a^-] & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\rho}_{a,C}^1 - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \hat{\rho}_{a,C}^2 - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{a,C}^m - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix} \quad (11.14)$$

式中: $\hat{\rho}_{a,C}^j$ 为第 m 个伪距测量的预测值, 观测矩阵为

$$H_R^{nC} = \begin{pmatrix} -\cos\hat{\psi}_{n(a)s}^{a1-} & -\sin\hat{\psi}_{n(a)s}^{a1-} & 1 \\ -\cos\hat{\psi}_{n(a)s}^{a2-} & -\sin\hat{\psi}_{n(a)s}^{a2-} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\cos\hat{\psi}_{n(a)s}^{am-} & -\sin\hat{\psi}_{n(a)s}^{am-} & 1 \end{pmatrix} \quad (11.15)$$

对于航空用户, 由于信号传播为地波与直线传播的混合, 导航解算较为复杂。在给定的纬度和经度上, 信号将传播得更远以到达航空用户。然而, 直线传播比地波传播更迅速。高程相关的 ASF 数据库, 实际上与陆地/海面位置确定方法联合使用。

11.2.3 误差源

造成罗兰伪距测量偏差的主要原因, 是未被数据库补偿的 ASF 变化。这包括随空间和时间同时变化, 而逐年的受季节效应的变化是一个显著的影响因素。ASF 受气象的日变化为 3 ~ 10m 量级^[19,28]。由于受地波与视线混合传播复杂性、以及气象导致的对流层折射率变化的影响, 对于航空用户来说, ASF 一般不

够精确。为完全校正时变偏差,必须采用差分罗兰(见 11.2.4 节),或将罗兰与 GNSS 等其他定位系统进行组合(参见 16.3 节)。

与任何其他无线电系统类似,罗兰信号易受多路径的影响。由于波长很长,多路径仅出现在像山峰、桥梁、传输线缆等大型物体上。当采用高分辨率的数据库时,多路径效应可以并入 ASF 修正之中,因为它在几百米之内都是相关的,而且由于发射机是固定的,几乎不随时间变化。然而,传导线缆对信号的吸收和二次辐射将会是一个问题,尤其是在城市区域,除多径效应外,还会引入相位失真,原则上必须对其进行校正。因此,E 罗兰可实现的测距精度,取决于具体的应用环境。

罗兰测量中的随机误差,源自发射机/接收机测试跳变、大气电气噪声产生的射频(RF)噪声、人为干扰、天波传播、邻近罗兰频带的信号干扰,以及来自其他罗兰信号的交叉速率(cross-rate)干扰。对于较强信号和现代用户设备,噪声导致的测距误差标准差可低至 $1.5\text{m}^{[23]}$,而弱信号的噪声可达 100m 。这样,对于全视野(all-in-view)用户设备,在导航解算中对每个测量量进行适当加权,就非常重要。和 GNSS 一样(参见 9.3.3 节),在噪声性能与动态响应之间,有一个设计上的权衡。罗兰用户设备的信号跟踪算法,典型时间常数为几秒,这样,对于用户载体速度变化的响应延迟,可导致显著的定位误差。因此,应该缜密地设计用户设备,使其与应用相匹配。

如 7.4.5 节讨论的,可用精度衰减因子来预测伪距精度导致的位置精度。对于伪距观测量,精度衰减因子 DOP 由下式给出:

$$\begin{pmatrix} D_N^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & D_E^2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_T^2 \end{pmatrix} = (H_R^{nC^T} \quad H_R^{nC})^{-1} \quad (11.16)$$

式中: H_R^{nC} 由式(11.15)给出。

实际上,如果所有信号来自相近方向,则定位精度将大幅降低,这在靠近 E 罗兰系统覆盖区域边界时会发生。当用户设备配有精密时钟时,诸如 CSAC(参见 9.1.2 节)的时钟可独立校正(比如利用 GNSS),信号几何的影响将减小。

11.2.4 差分罗兰

如同差分 GNSS(见 10.1 节)一样,设计差分罗兰的目的,是为了消除时变的信号传播延迟和发射时间误差,这通过在已知位置的参考站进行测量然后向用户发射校正信息来实现。校正信息包含平滑的伪距观测量与其标称值之间的差值。利用数据库补偿传播延迟的空间变化,这专门设计用于特定的参考站,以确保差分与空间修正之和能给出准确的 ASF 总修正量^[29]。

差分修正量和监测站位置可借助 Eurofix 或者专属链路发射。由于地波传

播特性在不同地形的变化,空间不相关性高于 DGNSS,因此可得到的最好结果是在距参考站 30km 以内的范围^[17]。然而时间不相关性较低,因此可采用较低的更新率进行修正。在具有良好的(信号)几何处,可得到小于 5m(1σ)的定位精度。在英国的几处港口,已经实现了可运行的差分罗兰服务^[30]。

注意差分罗兰对于大多数航空应用不适合,因为还不能实时测量 ASF 随高程的变化。

11.3 手机定位

移动电话或手机定位的开发,起初主要是用于满足紧急呼叫的定位需求,如众所周知的美国 E911 和欧洲 E112,也用于基于位置的服务和个人导航。其中可采用多种方法。不过本节集中于采用手机信号的定位本身。

移动电话主要采用 800 ~ 960MHz、1710 ~ 2170MHz 和 2490 ~ 2690MHz 等频段,不同国家采用变化的精确波段。有两种主要的第二代(2G)标准,提供数字音频通信和有限数据。在欧洲和其他许多国家采用全球移动通信系统(GSM),而美国则主要采用 CDMA IS - 95 的 2G 标准。通用移动通信系统(UMTS)是国际第三代(3G)标准,提供更高的数据通信速率。CDMA IS - 2000 或简称 CDMA2000,是从 CDMA IS - 95 改进来的一种很有竞争力的 3G 标准。上述所有系统都融合了 FDMA 与频率共享。GSM 采用 TDMA,将每个 200kHz 带宽的信道分割为 8 个时间片,每个分配给不同用户。其他系统采用 CDMA 在用户间共享信道,其中 IS - 95 和 IS - 2000 信道带宽为 1.25MHz,UMTS 的为 5MHz^[5]。

有两种第四代(4G)标准提供最高的数据通信速率,它们是 Long - Term Evolution (LTE) Advanced 和 IEEE802. 16m,也称为微波接入移动全球互操作(WiMAX)2.0 发行版和高级无线城市接入网络(MAN)。两种标准都采用了正交的频分多址(OFDMA)。LTE 分配不同数量的副载波,根据所要求的数据率,可提供 1.4 ~ 20MHz 之间的带宽^[31]。IEEE802. 16m 信号具有 10MHz 的带宽^[32]。

实现方式上,既可以自定位,即采用来自基站的下行链路(或前向链路)信号;也可以采用遥测定位,采用来自手机的上行信号^[5]。也可以同时采用邻近(proximity)、测距和模式匹配定位方法。遥测定位也可以通过基站天线阵列定向实现角度定位。不过,手机定向往往给出反射面的方向,而不是基站方向,且定向天线阵列太大,不适于手机。

手机主要通过其所在蜂窝单元与基站进行通信。不过它们也通过邻近蜂窝单元与基站交换控制信号,以简化转换。下行控制信号对所有接收机都是可用的,而不仅仅是注册相关网络的用户,因此可作为几率信号,无需网络供应商的协作而用于定位。

多网络 SOOP 方法大幅提升了可用于定位的基站数量。不过操作者并未将其基站位置公开发布以供使用。许多国家的管理者提供了站址,但精度仅为 100m,而且不包括可能变化的基站单元 ID。

本节剩余部分讨论接近、模式匹配和测距定位方式,而 CD 中附录 F 部分的 F.5 节总述了一些手机定位术语,它们在不同标准之间有所不同。

11.3.1 邻近与模式匹配

基站服务区 ID 是最简单的移动手机定位形式,只报告用户位于提供服务的基站覆盖区内某位置。然而覆盖区半径可从城区 1km 变化至乡村 35km,因此精度较差。设计用于服务大规模用户的服务区,可依据相对基站的方位划分为多至 6 个分区,每个都具有自己的信道,这样可提升服务区 ID 精度^[5]。

服务区 ID 可采用限制区交集(参见 7.1.3 节和图 7.4),或者模式匹配(见 7.1.6 节)来进行增强^[33]。对于多网络 SOOP 定位,上述方法具有无需基站位置而只要信号可用位置信息的优势。定位算法必须鲁棒,以适应信号接收被当地障碍物(包括用户本身)所遮挡,而手机仍位于基站正常接收区域的情况。

模式匹配方法,可通过利用接收信号强度、而非简单的信号可用性,来进一步增强^[34,35]。同样,由于用户自身和其他障碍物导致的信号衰减也必须进行补偿。在城市环境下以 30m 的格网间距,利用所有可用的手机信号可实现的典型定位精度为 50m(1σ)^[36]。

11.3.2 测距

所有 CDMA IS-95、IS-2000 与 IEEE802.16m 基站以及某些 LTE 基站都与 UTC 同步,因此可采用下行链路实现手机无源测距(见 7.1.4.1 节)。为得到唯一的纬度和经度结果,需要来自至少 4 个基站的控制信号。如果有先验位置信息,可仅使用 3 个基站,且利用 2 个基站可以得到一条位置线。采用 IS-95 或者 IS-2000 上行信号测距是不现实的,这是因为:当手机靠近服务基站时,为避免对其他手机信号产生干扰,上行链路的信号功率将会降低^[5]。

GSM 与 UMTS 基站未进行规范的时间同步,而且 LTE 也可以运行于异步模式。因此,一般采用差分定位(见 7.1.4.3 节)。参考站方法已被矩阵方法大规模替代,后者将多部手机伪距观测量汇集到一起^[37]。如 7.1.4.3 节所讨论的,二维位置解需要至少 4 个基站和 3 部手机(或 5 个基站和 2 部手机)。上述两种方法可采用上行链路或下行链路信号,并且可以在手机或网络中来计算位置解。

基站采用高质量振荡器,以保持频率稳定性。因此时钟相对稳定性高,依据设计,每 3 天漂移在 2~300 μ s^[38]。这样,只要校准了时钟偏差,即可通过无源测距获得单手机位置解。与矩阵方法相同,如 16.3.2 节所讨论的,利用已标定基站信号,或其他定位技术,可实现时钟偏差的校准。此外,也可以通过访问与单

部手机紧密相邻的多个位置,来实现矩阵定位。

在 SOOP 定位中,也可以通过若干不同位置的测距,确定基站位置。而上述若干位置,可利用已知位置的多个发射机信号来确定^[39]。当已知信号不足,但可用航位推算时,可以运用 SLAM 技术。在协同定位中,发射机位置和时钟偏差信息可在用户之间共享。

计算位置解时,地球曲率可忽略。这是由于其导致的移动手机距离误差,与测量误差相比很小。为获得最佳水平定位精度,必须考虑基站和手机之间的高程差。可运用地形高程数据库,来估计室外手机的高程。然而实际往往采用二维定位算法,因为忽略高程的误差一般比信号传播误差要小得多。

定位精度对于 GSM IS-95 和 IS-2000 的典型值为 50~100m, UMTS 为 25~50m,取决于信号传播环境和信号构型^[5,37,40]。多径干扰和非视线信号接收导致的测距误差,在城区和室内环境可达几百米^[41]。UMTS 和 LTE 信号具有较大的带宽,从而具有更好的多径分辨率,但不影响非视线接收导致的误差。

手机信号测距的一个主要限制是:有效距离内,并不总是存在足够的基站来确定位置解。对于铁路网内语音和数据通信的 GSM-Rail (GSM-R) 来说,基站布局允许沿轨道方向的定位,但横向则一般不行^[42]。

GSM 和 UMTS 手机,也可以利用双向测距观测量将其 TDMA 时段与服务基站同步,从而提供一个圆形位置线,其精度对于 GSM 和 UMTS 而言,分别为 500m^[43]和 35m。在无法由测距获取完整位置解时,这可以用来增强邻近定位。

从最大可用性角度考虑,手机信号定位应当作为多传感器导航系统的一部分来使用,而不是独立定位。

11.4 其他系统

本节描述铱星定位、航海无线电信标、AM 和 FM 无线电广播、数字电视与广播以及普通的无线电定位。无线电与电视广播提供了便捷的广泛覆盖信号,且调制方式与大多数发射机位置(精度达几十米)都是公开已知的。

11.4.1 铱星定位

铱星是一个卫星通信系统。其星座包括 66 个低地球轨道(LEO)卫星,分布于相对赤道轨道倾角为 86.4°的 6 个轨道面上。轨道半径为 7158km,相应轨道高度约为 780km。在地球大多数位置,任何时间可以看到 1 或 2 颗卫星,在极区可见星更多。轨道周期为 100min,对于给定用户,单颗卫星可见时段约为 9min。采用 1616~1626.5MHz 波段,进行用户-卫星间双向通信。每个信道宽度为 141.67kHz,混合采用 TDMA 和 FDMA。

波音授时与位置(Boeing time and location, BTL)服务,是在铱星

1626.104MHz 的页面信号上增加了一个测距服务。无论何时,当卫星在 BTL 服务覆盖区内可接收时,每 1 ~ 1.5s 就包含一个 23.32ms 的脉冲。BTL 信号比 GNSS 信号强得多,使得失锁前的衰减容忍度提升了 15 ~ 20dB。实际上,在地面以上的任何建筑物均可获得 BTL 位置解^[45]。

仅利用 BTL 信号,可采用多普勒定位(见 7.1.7 节),在 30s 左右时间内,得到精度为 30 ~ 100m 的位置解。此时由于视线变化迅速,单颗铱星就足够了。通过无源测距接收机,时钟偏差和漂移也得到了修正。因此正如 10.5.1 节所讨论的,BTL 可用来辅助 GNSS 捕获与跟踪。BTL 服务于 2012 年在美国启动,且易于扩展至全球。

也有人曾提出,利用铱星差分载波相位测距,对 GNSS 载波相位模糊度解算与完好性监测进行辅助^[46]。

11.4.2 航海无线电信标

航海无线电信标,以 283.5 ~ 325kHz 波段广播全向信号。它们沿海岸线部署,以提供海面覆盖。典型作用距离为 300km。信标台起初是如同 NDB 一样,通过简单的莫尔斯识别码进行定向(参见 7.1.5 节)。良好条件下,可实现约 2° 的定向精度。位于陆海边界的地波折射,将使得信号路径弯曲,这对定位会产生影响。可通过将发射机尽可能布置于最靠近海岸线处,来最小化路径弯曲的影响。然而,当信号路径穿越半岛时,将产生显著的定位误差^[47]。

自从 20 世纪 90 年代后期,许多国家用航海无线电信标台,发射 LADGNSS 信息(参见 10.1.2 节),安装附加的发射机以提供内陆区域的覆盖。已经提出发射机与 UTC 同步,从而可使得作为 GNSS 备份的组成部分,用于无源测距^[48,49]。这一概念被称为 R 模式。根据模糊度解算调制的载波相位,可获取精密的测距观测量。可以与 E 罗兰相似的方式,提供 ASF 修正,以补偿地形传播速度变化,并利用空间变化以及差分修正数据库,补偿时间变化。有效覆盖区域在夜间因受天波干扰将减小。

R 模式也可以融合来自自动识别系统(automatic identification system, AIS)信标的无源测距。AIS 是一种 VHF 通信系统,用于船只发射其自身位置、速度、目的地及其他信息。用于礁石与沙洲等危险标识的固定信标,也可以布置于浮标上。AIS 属于 TDMA 系统,各站台一般每分钟发射 10 次,发射距离为 60km 上下。

与罗兰情况相似,为用户配备诸如 CSAC 的、经独立校准的精密时钟,可以在 R 模式信号来自相近方向时,对较差的信号构型进行补偿。

11.4.3 AM(调幅)无线电广播

AM 无线电广播是最初的泛无线信号,自 1920 年开始正常广播后不久,即

用于方向确定。从 1990 年开始,发展了若干种差分测距定位系统。注意 AM 无线电发射机一般是不同步的,除非作为单频网络(SFN)的一部分。采用一个窄带滤波器,即可将载波从调制信号中剥离。由载波相位获取的距离测量,比调制信号要精确得多,不过易受载波整周模糊度的影响。

MF(中波)与 LF(长波)广播波段的波长,从 175m 变化至 2km。可采用三种方法来解算整周模糊度:在已知位置启动(初始化)^[50],调制测距^[51],以及信号之间的一致性检验^[52]。一致性检验相比其他方法,需要更多的信号。在 MF 波段的差分载波相位定位,可实现 10m 内的定位精度^[50,52]。然而,这需要用户和参考站之间的基线长度,限制在几千米以内;或者,对地形和频率相关的地波传播速度,以及发射天线方位相关的相位偏差,进行集中校准^[52]。

导线对信号的吸收和再辐射,将完全改变进入和穿越建筑物的载波相位、以及传播线路,在这些位置,将使得传统载波相位定位失效^[52]。上述扰动导致信号电场与磁场分量之间产生邻近场位置相关的相位差。可通过用户配置单独的电场和磁场天线测量该相位差,并用于模式匹配定位^[53]。

注意:有些国家正在淘汰 AM 广播。

11.4.4 FM(调频)无线电广播

RSS 模式匹配定位方法(参见 7.1.6 节),已经利用 FM 无线电广播得到了实现。室外精度可达数十米^[54],而假定建筑物已知时,室内精度可达几米^[55,56]。88~108MHz 波段的 FM 广播信号,受人体的影响比更高频率信号要小得多,因此在特定位置的 RSS 更加稳定。同时,空间变化也更小,这样限制了精度,但也压缩了模糊度。

11.4.5 数字电视与广播

数字电视的每一次发射,也就是多路复用,包含多套电视节目与其他数据。多路复用通道带宽为 6MHz、7MHz 或 8MHz(包括一个安全间隔),具体因国家而不同。频率范围 45~900MHz,尽管大多数国家采用 174~223MHz 和 470~854MHz。有关不同的标准,在 CD 中附录 F 部分的 F.6.1 节进行了描述。

为准确解调数字信号,接收机必须与发射机时间同步。这可以通过发射接收机已知的数据序列来实现,并可采用相关、捕获与跟踪过程来实现(参见 7.3.2 节)。上述同步信号,可以用来测距^[57,58]。

电视信号测距精度变化相当剧烈。当可以视线方向接收时,将参考接收机置于已知位置,或利用精确同步的发射机进行无源测距,可实现 10m 上下的精度,具体视多径条件而定^[57,58]。由于电视信号通常接收仰角较低,在城市区域和室内,视线接收经常被遮挡。采用反射信号将引入 100m 左右的测距误差^[58~60]。利用同步较差的发射机的信号进行无源测距,将引入几千米的测距

误差^[59]。

在欧洲,从同一个发射塔上发射某服务区域的所有电视信号是很常见的。在美国等缺乏共享发射塔文化背景的国家,发射塔经常集中在山上或者一组高楼大厦。当所有信号来自同一方向,不可能通过无源或差分测距来分离出位置和定时信息(参见 7.4.5 节)。然而,因为测距采用的是已知的符号序列,它可以用比电视内容接收低得多的信号强度来工作。这使得可以从为邻近区域提供电视覆盖的信号中,获取额外的距离观测量。

数字音频广播(DAB)及其派生物,形成了欧洲和其他若干国家的陆基数字无线电标准。DAB 发射机构成 SFN,是严格时间同步的,发射机之间相对 UTC 的偏差是变动的,以防止破坏性的干扰。可在偏差已知区域,实现无源测距。否则,必须采用差分定位。利用原型系统,已经实现了约 150m 的定位精度^[61]。有关 DAB 及其数字无线电系统的进一步信息,在 CD 中附录 F 部分的 F.6.2 节有所描述。

11.4.6 通用无线电定位

利用邻近、定向与 RSS 模式匹配定位的实现,可采用任意的可识别信号。然而,大多数测距技术,要求信号结构的部分信息,以测量传输时间。通过在信号域而非距离域中,进行差分定位,任何调制的 FDMA 信号均可能用于测距,而无需任何有关信号调制的知识。

下变频且经过滤波的信号,同时在用户和参考接收机端,以一致的速率、在一致的周期内进行采样,无需解调。然后,将采样由一个接收机发射至另一个,并在后者处在一定的时间偏差范围内进行相关。对应相关峰值的时间偏差,为两部接收机间的 TDOA(到达时间差),且受二者之间的相对时钟偏差影响。必须在接收机之间进行充分的时间同步,以使得两个采样窗口具有显著的重叠,这可以采用相互之间的数据链路来实现。已经采用 AM 无线电广播,演示了上述调制相关技术^[51]。

没有必要对全部信号进行相关,因此可在数据链路带宽与测距精度之间进行平衡。一种降低数据率的方法,是采用频谱压缩处理(spectral compression processing,SCP)^[62]。

本章的习题与练习在附送的 CD 之中。

参考文献

- [1] Uttam B J, et al. Terrestrial Radio Navigation Systems, in Avionics Navigation Systems, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York: Wiley, 1997:99-177.
- [2] Enge P, et al. Terrestrial Radionavigation Technologies. Navigation: JION, Vol. 42, No. 1, 1995:61-108.

- [3] Forssell B. Radionavigation Systems. Norwood, MA; Artech House, 2008 (originally published 1991).
- [4] Anon. 2010 Federal Radionavigation Plan, U. S. Departments of Defense, Homeland Security, and Transportation, 2010.
- [5] Bensky A. Wireless Positioning Technologies and Applications. Norwood, MA; Artech House, 2008.
- [6] RTCA Sub – committee 149, Minimum Operational Performance Standards for Airborne Distance Measuring Equipment (DME) Operating Within the Radio Frequency Range of 960 – 1215, RTCA DO – 189, September 1985.
- [7] Latham R W, Townes R S. DME Errors. Navigation: JION, Vol. 22, No. 4, 1975:332 – 342.
- [8] Tran M. DME/DME Accuracy. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2008:443 – 451.
- [9] Lo S C, et al. Alternative Position Navigation & Timing (APNT) Based on Existing DME and UAT Ground Signals. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011:3309 – 3317.
- [10] Lo S C, Enge P K. Signal Structure Study for a Passive Ranging System using Existing Distance Measuring Equipment (DME). Proc. ION ITM, Newport Beach, CA, January 2012:97 – 107.
- [11] Li K, Pelgrum W. Optimal Time – of – Arrival Estimation for Enhanced DME. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011:3493 – 3502.
- [12] Li K, Pelgrum W. Flight Test Performance of Enhanced DME (eDME). Proc. ION ITM, Newport Beach, CA, January 2012:131 – 141.
- [13] Navigation Application & NAVAID Infrastructure Strategy for the ECAC Area Up to 2020, Edition 2. 9, Eurocontrol, May 2008.
- [14] Fried W R, Kivett J, Westbrook E. Terrestrial Integrated Radio Communication – Navigation Systems. in Avionics Navigation Systems, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York; Wiley, 1997; 283 – 312.
- [15] Ranger J F O. Principles of JTIDS Relative Navigation. Journal of Navigation, Vol. 49, No. 1, 1996:22 – 35.
- [16] Belabbas B, et al. LDACS1 for an Alternate Positioning Navigation and Time Service. Proc. 5th European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, Toulouse, France, December 2011.
- [17] Shmihluk K, et al. Enhanced LORAN Implementation and Evaluation for Timing and Frequency. Proc. ION 61st AM, Cambridge, MA, June 2005:379 – 385.
- [18] Lo S, Peterson B. Integrated GNSS and Loran Systems. in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre – Egziabher, (eds.), Norwood, MA; Artech House, 2009:269 – 289.
- [19] Roth G L, Schick P, W. New Loran Capabilities Enhance Performance of Hybridized GPS/Loran Receivers. Navigation: JION, Vol. 46, No. 4, 1999:249 – 260.
- [20] Enhanced Loran (eLoran) Definition Document, International Loran Association, October 2007.
- [21] Helwig A, et al. Low Frequency (LF) Solutions for Alternative Positioning, Navigation, Timing, and Data (APNT&D) and Associated Receiver Technology. Proc. NAV 10, London, U. K., November – December 2010.
- [22] Offermans G W A, Helwig A W S. Integrated Navigation System Eurofix: Vision, Concept, Design, Implementation & Test, Ph. D. Thesis, Delft University, 2003.
- [23] Roth G L, et al. Performance of DSP: Loran/H – Field Antenna System and Implications for Complementing GPS. Navigation: JION, Vol. 49, No. 2, 2002:81 – 90.
- [24] Lo S C, et al. Developing and Validating the Loran Temporal ASF Bound Model for Aviation. Navigation: JION, Vol. 56, No. 1, 2009:9 – 21.
- [25] Williams P, Last D. Mapping the ASFs of the North West European Loran – C System. Journal of Navigation,

- [26] Hartnett R, Johnson G, Swaszek P. Navigating Using an ASF Grid for Harbor Entrance and Approach. Proc. ION 60th AM, Dayton, OH, June 2004:200 – 210.
- [27] Vincenty T. Direct and Inverse Solutions of Geodesics on the Ellipsoid with Application of Nested Equations. Survey Review, Vol. 23, No. 176, 1975:88 – 93.
- [28] Samaddar S N. Weather Effect on LORAN – C Propagation. Navigation: JION, Vol. 27, No. 1, 1980:39 – 53.
- [29] Hargreaves C, Williams P, Bransby M. ASF Quality Assurance for eLoran. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012:1169 – 1174.
- [30] Williams P, Shaw G, Hargreaves C. GLA Maritime eLoran Activities in 2011 (and beyond!). Proc. ENC 2011, London, U. K., November – December 2011.
- [31] Kangas A, Siomina I, Wigren T. Positioning in LTE. in Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances, S. A. Zekavat and R. M. Buehrer, (eds.), New York: Wiley, 2012:1081 – 1127.
- [32] Tseng P. – H, Feng K – T. Cellular – Based Positioning for Next – Generation Telecommunication Systems. in Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances, S. A. Zekavat and R. M. Buehrer, (eds.), New York: Wiley, 2012:1055 – 1079.
- [33] Bshara M, et al. Robust Tracking in Cellular Networks Using HMM Filters and Cell – ID Measurements. IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 60, No. 3, 2011:1016 – 1024.
- [34] Laitinen H, Lahteenmaki J, Nordstrom T. Database Correlation Method for GSM location. Proc. IEEE 53rd Vehicular Technology Conference, Rhodes, Greece, May 2001:2504 – 2508.
- [35] Chen M Y, et al. Practical Metropolitan – Scale Positioning for GSM Phones. Proc. Ubicomp 2006, Irvine, CA, September 2006:225 – 242.
- [36] Bhattacharyya T, et al. Location by Database: Radio – Frequency Pattern Matching. GPS World, June 2012: 8 – 12.
- [37] Duffett – Smith P J, Hansen P. Precise Time Transfer in a Mobile Radio Terminal. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2005:1101 – 1106.
- [38] Couronneau N, Duffett – Smith P J. Experimental Evaluation of Fine – Time Aiding in Unsynchronized Networks. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN, September 2012:711 – 716.
- [39] Pesnya K M, et al. Tightly – Coupled Opportunistic Navigation for Deep Urban and Indoor Positioning. Proc. ION GNSS 2011, Portland OR, September 2011:3605 – 3616.
- [40] Kim H S, et al. Performance Analysis of Position Location Methods Based on IS – 801 standard. Proc. ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 2000:545 – 553.
- [41] Faragher R M, Duffett – Smith P J. Measurements of the Effects of Multipath Interference on Timing Accuracy in a Cellular Radio Positioning System. IET Radar, Sonar, and Navigation, Vol. 4, No. 6, 2010:818 – 824.
- [42] Faragher R M, Lost in Space: The Science of Navigation (Without GPS). presentation by BAE Systems at University College London, January 2012.
- [43] Kitching T D. GPS and Cellular Radio Measurement Integration. Journal of Navigation, Vol. 53, No. 3, 2000:451 – 463.
- [44] Pratt S R, et al. An Operational and Performance Overview of the IIRIDIUM Low Earth Orbit Satellite System. IEEE Communications Surveys, Second Quarter 1999:2 – 10.
- [45] Whelan D, Gutt G, Enge P. Boeing Timing & Location: An Indoor Capable Time Transfer and Geolocation System. 5th Stanford University Symposium on Position, Navigation, and Timing, Menlo Park, CA, No-

vember 2011.

- [46] Joerger M, et al. Analysis of Iridium – Augmented GPS for Floating Carrier Phase Positioning. Navigation; JION, Vol. 57, No. 2, 2010;137 – 160.
- [47] Tetley L, Calcutt D. Electronic Aids to Navigation. London, U. K. ; Edward Arnold, 1986.
- [48] Johnson G W, et al. Beacon – Loran Integrated Navigation Concept (BLINC) : An Integrated Medium Frequency Ranging System. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007;1101 – 1110.
- [49] Oltmann J – H, Hoppe M. Maritime Terrestrial Augmentation and Backup Radio Navigation Systems; State of the Art and Future Developments. Presentation by Wasser – und Schifffahrtsverwaltung des Bundes, 2008.
- [50] Duffett – Smith P J, Woan G. The CURSOR Radio Navigation and Tracking System. Journal of Navigation, Vol. 45, No. 2, 1992;157 – 165.
- [51] Webb T A, et al. A New Differential Positioning Technique Applicable to Generic FDMA Signals of Opportunity. Proc. ION GNSS 2011, Portland OR, September 2011;3527 – 3538.
- [52] Hall T D. Radiolocation Using AM Broadcast Signals, Ph. D. thesis. Cambridge, MA; Massachusetts Institute of Technology, September, 2002.
- [53] Schantz H G. Theory and Practice of Near – Field Electromagnetic Ranging. Proc. ION ITM, Newport Beach, CA, January 2012;978 – 985.
- [54] Fang S – H, et al. Is FM a RF – Based Positioning Solution in a Metropolitan – Scale Environment? A Probabilistic Approach with Radio Measurements Analysis. IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 55, No. 3, 2009;577 – 588.
- [55] Moghtadaiee V, Dempster A G, Lim S. Indoor Localization Using FM Radio Signals: A Fingerprinting Approach. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Guimarães, Portugal, September 2011.
- [56] Popleteev A, Osmani V, Mayora O. Investigation of Indoor Localization with Ambient FM Radio Stations. Proc. IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, Lugano, Switzerland, March 2012;171 – 179.
- [57] Rabinowitz M, Spilker J J, Jr. A New Positioning System Using Television Synchronization Signals. IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 51, No. 1, 2005;51 – 61.
- [58] Kováčik, P, Vejražka. Multi System Navigation Receiver. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008;860 – 864.
- [59] Do, J – Y, Rabinowitz M, Enge P. Multi – Fault Tolerant RAIM Algorithm for Hybrid GPS/TV Positioning. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2007;788 – 797.
- [60] Thevenon P, et al. Positioning Using Mobile TV Based on the DVB – SH Standard. Navigation; JION, Vol. 58, No. 2, 2011;71 – 90.
- [61] Palmer D, et al. Radio Positioning Using the Digital Audio Broadcasting (DAB) Signal. Journal of Navigation, Vol. 64, No. 1, 2011;45 – 59.
- [62] Mathews M B, Macdoran P F, Gold K L. SCP Enabled Navigation Using Signals of Opportunity in GPS Obstructed Environments. Navigation; JION, Vol. 58, No. 2, 2011;91 – 110.

第 12 章 近距离定位

基于第 7 章所描述原理,本章讨论近距离无线电定位系统。与无线电定位工作原理相同的声学、超声、红外、光学以及地磁定位,也在此进行了描述。上述系统,一般作用距离不超过 3km。尽管这里描述的多种技术可同时用于导航与跟踪,但本章重点在于导航用、而非跟踪用的定位系统。

许多近距离定位系统,工作于国际 2.4 ~ 2.5GHz 工业、科学与医学(ISM)频段。位于 ISM 频段内的低功率发射,是无需任何证书的。其他的 ISM 频段包括:欧洲、非洲和亚洲部分在内的 433.05 ~ 434.79MHz,美洲 902 ~ 928MHz,以及国际 5.725 ~ 5.875GHz。

12.1 伪卫星

伪卫星是一种陆基、船载或空中的类 GNSS 信号发射器(参见第 8 章),其工作原理与 GNSS 相同。伪卫星定位的一个关键优势在于:用户设备硬件可与 GNSS 定位共享,从而降低了成本。主要不足是:当 CDMA 用于陆基定位时,邻近发射机的信号,将会阻断来自远方发射机的信号。这就是近-远问题,从而将伪卫星技术限制于近距离应用。

最初在 GPS 发展阶段,卫星星座受限时,开发伪卫星对用户设备进行测试。后来,有人建议将其用于改善单星座 GBAS 的完好性和模糊度解算(见 8.2.6 节)^[1]。而近来,还用伪卫星来抑制密集城市区域、露天矿区、以及山区港口的 GNSS 信号阴影问题^[2]。

本节讨论带内伪卫星、Locata 与 Terralite XPS 以及 IMES;有关 GNSS 转发器,则在 CD 附录 G 的 G.13 节进行讨论。

12.1.1 带内伪卫星

发射与 GNSS 信号同频率的伪卫星信号,且采用相同调制方式时,因为可采用相同的前端与基带信号处理器,这使得用户设备成本达到最小化。只需要对 GNSS 用户设备的软件进行增强,以支持伪卫星信号不同的测距码和导航电文格式。注意,卫星星历参数并不适于播发陆基或空中发射机的位置^[3]。用于补充 GNSS 的带内伪卫星,应当与 GNSS 系统时间对齐,这可以通过接收 GNSS 信号来实现,或者也可以采用基准站实现差分定位。

带内伪卫星系统的设计,必须避免对 GNSS 信号接收产生干扰。因为具有相对较短的码重复长度,近-远问题对于 GPS C/A 码尤其严重;当接收信号强度变化超过 21dB 时,将会产生互相关干扰(参见 9.1.4 节)。L1/E1 也是单频 GNSS 用户设备的频带选择。因此许多国家已经禁止此频带内的伪卫星(以及 GNSS 转发器)。L5/E5 频带内的 GNSS 信号不易受近-远问题影响,使其更适合于伪卫星作业。另一种抑制近-远问题的方法,是令伪卫星信号进行脉冲化开关处理^[1,4]。由于伪卫星信号并不穿过电离层,因此无需采用多频方式。

当局部需要布置多个伪卫星时,通过共用信号发生器,以及对每个发射器采用不同的时间延迟,可以压缩基础设施成本^[5]。只要接收区域的接收信号之间差异始终大于两个码元,互干扰不会大于单独的 PRN 码。

12.1.2 Locata 与 Terralite XPS

Locata 与 Terralite XPS,是基于伪卫星的专利定位系统。Locata,主要设计用于测量,工作于 2.4~2.48GHz ISM 频段^[6]。每个发射器,称为 Locatalite,广播 10M/s 的 DSSS 测距码,同时也接收来自 Locataneet 网络内其他 Locatalite 的信号。每个 Locatalite 利用 GNSS 确定其自身位置,并通过接收的 Locata 信号用于相对主站实现时间同步。同时,采用 TDMA 与 CDMA 来解决近-远问题(即每个 Locatalite 交替发射 TDMA 与 CDMA)。然而,来自 ISM 频段内其他用户的干扰仍会发生。

Terralite XPS 设计用于露天深矿定位,其工作原理与 Locata 类似,不过使用的是 X 频段 9.5~10GHz^[7]。

上述两种系统,作用距离为 2~10km,具体取决于信号遮挡程度。当有足够的直射视线接收信号时,同时采用码与载波测量(并假定固定的对流层折射系数),对于静态用户,可实现几厘米的水平定位精度。由于信号几何原因,垂直精度则一般较差。

12.1.3 室内消息系统

IMES 是日本 QZSS(准天顶卫星系统)的组成部分,用于室内定位系统(见 8.2.5 节)^[8]。该系统采用 L1 频段 C/A 码发射器,作用距离 3m。较低的功率限制了它对 GPS 的干扰。通过 $\pm 8.2\text{kHz}$ 的频率偏移(当伪距率为 $\pm 1560\text{m/s}$ 时,该频移等价于多普勒频移),进一步限制了干扰。IMES 未经过时间同步,且不进行测距。用户只需每隔几秒对导航电文解码,以获取概略位置解(见 7.1.3 节)以及其他定位信息。

12.2 超宽带

超宽带信号,正式定义为绝对带宽至少为 500MHz、或者分数带宽(带宽除以载波频率)为 20% 的信号,带宽为双边,且连续区间内 PSD(功率谱密度)位于

最大值的 10dB 以内^[9,10]。

UWB 信号用于定位的主要吸引力,在于多径分辨率(参见 7.4.2 节)。比如,若信号带宽为 1GHz,具有 0.3m 或以上不同路径延迟的多径分量可独立解析出来。这使得在室内和城市环境下,可获得极佳的测距精度。此环境下,从发射机到接收机的信号往往有多条路径,而直射路径常被墙面严重衰减,使其比某些反射信号还要微弱。GHz 区信号典型衰减值为:内墙 10dB,外墙 20dB,混凝土地面达 30dB^[11]。

UWB 发射的专用频谱是不存在的,因此 UWB 信号必须与其他用户共享频谱。为避免对上述其他用户的干扰,UWB 必须以极低的 PSD 进行发射。未认证 UWB 发射的最大平均 PSD 为 -41.3dBmW/MHz ($7.4 \times 10^{-14}\text{W/Hz}$)^[9,10]。这相当于 1GHz 带宽信号,最大功率为 $74\mu\text{W}$ 。图 12.1 展示了不同国家所允许的 UWB 通信与测距的不同频谱。有些国家额外要求在某些频段使用检测与规避(detect and avoid,DAA)技术,就是连续检测窄带信号,并在有争议的频谱将 UWB 发射功率最小化。

为了以较低 PSD 获得有用覆盖,采用了扩频技术(参见 7.2.1 节)。假定 PSD 靠近极大值,作用距离取决于带宽/数据率比值,对于 UWB 信号来说,该比值一般较高。比如,带宽/数据率比值为 10^5 时,自由空间作用距离为 1km ^[11]。UWB 测距往往采用已知的数据序列,并将带宽/数据率比值最大化。这提高了接收机的灵敏度(与通信应用相比),允许进行更高精度的校时测量。同时,当测距所需的直接路径信号被高度衰减时,也可以对其进行检测。当采用较高比例的、总体 UWB 系统的占空比进行测距时,具有更好的定位性能。

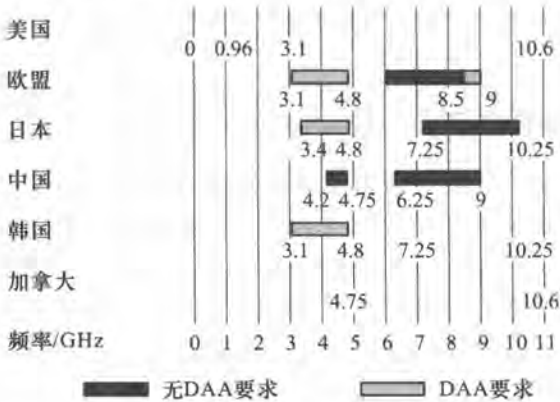


图 12.1 选定国家的 UWB 频谱分配

UWB 定位的一个重要应用,是在建筑物内部,不必依赖基站情况下,应急与军事人员的导航与跟踪^[12,13]。用于相对定位系统中路面车辆之间的测距,已经得到演示^[14],且已应用于室内特定物体的跟踪^[9]。

本节下面描述 UWB 调制方案、信号定时以及定位。

12.2.1 调制方案

有三种不同类型的调制,可用于 UWB 测距:脉冲无线电(IR),正交频分多路复用,以及跳频直序扩谱。

IR 系统发射一系列超宽带的亚纳秒脉冲,在实际 UWB 系统中,将其调制为一个或多个载波^[15]。脉冲间隔一般比脉冲持续时间大得多。脉冲相对极性与对时的变化,用来传递数据,同时也作为扩谱技术。尽管基于互相关的接收机(参见 7.3.2 节)更加敏感,IR 的一个优点是:可采用简单接收机,将入射信号进行平方并检测脉冲^[10]。

OFDM 包含多路载波,对于 UWB 来说,典型值约为 100 路,每一路都用数据和 DSSS 码的组合进行调制(参见 7.2.1 节)。相对 IR,OFDM 调制有两个主要优点^[10]:①其谱更接近平直,使得可高效利用如图 12.2 所示的给定通道;② OFDM 信号并不一定占用频谱中的连续部分,从而可避免带内窄带信号对频率的占用,使得相互干扰最小。这对于易受 DAA 约束的频谱,是至关重要的。

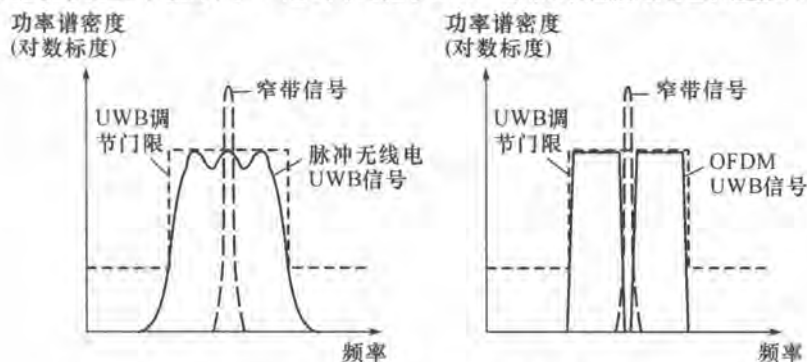


图 12.2 IR 与 OFDM 信号频谱对比

未调制的 OFDM 称为多载波(MC)。可通过测量连续载波之间的接收相位差,来实现测距。而在每一路载波上采用已知的初始相位偏移,可实现 CDMA(码分多址)^[16]。注意:存在与载波间隔成反比的距离模糊度。比如,300kHz 的间隔产生 1km 的模糊度。

FH-DSSS 信号包含一路调制了数据与 DSSS 码的跳频载波。不同的发射机采用不同的跳频序列,以使干扰最小化。比如,泰雷兹研究与技术(Thales research and technology, TRT) UWB 定位系统,采用在 1ms 周期内跳变 1.25GHz 的 20M/s 码率信号,生成每毫秒 1.25GHz 的信号带宽^[11]。FH-DSSS 调制与 OFDM 频谱效率几乎相同,也能够避免带内的窄带信号。

有三种标准协议用于 UWB 通信^[9,10]: Ecma-368 标准,用于作用距离为若干千米的高速率通信,采用 OFDM 调制并支持 50 ~ 480Mb/s 的数据率;

IEEE802. 15. 4a 与 802. 15. 4f UWB 标准,用于几十米距离的低速率通信。它们采用 IR 调制并支持 0. 11 ~ 27Mbit/s 的数据率。上述三种标准都包含双向测距协议(见 7. 1. 4. 5 节)。然而,只有 802. 15. 4f 是专门设计用于支持定位的。为通信优化的传输协议,并不一定提供最佳的测距性能(反之亦然)。因此许多 UWB 定位系统采用专有协议。

12. 2. 2 信号定时

在典型 UWB 定位环境中,信号将沿着发射机与接收机之间的多条路径传输。因此,接收信号与内部生成的复制的发射信号之间进行相关,将产生多个峰值。直射路径信号并不总是最强的信号,因此,可认为直射路径信号对应于超过一定门限、且最早到达的相关峰,并位于最大峰值的一定时间窗内,图 12. 3 表明了这一点。

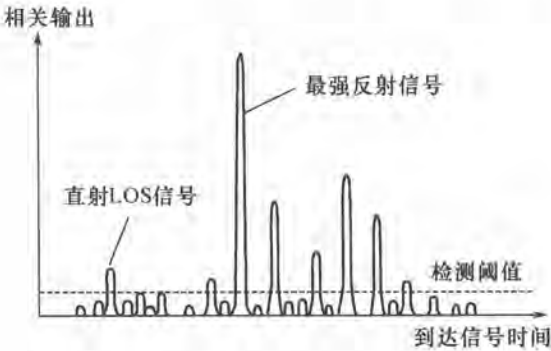


图 12. 3 多径环境下接收与内部生成的 UWB 信号之间的典型相关

典型 UWB 定位接收机,捕获并跟踪接收信号的最强分量。此外,采用一组与最强信号峰值保持固定时间偏移的平行相关器来测量相关值,并用其来定位^[9]。

UWB 接收机之所以可能选择错误的峰值,有以下几个原因:①直接路径信号可能过于微弱,跌至检测门限以下;②可能存在来自另一路同类 UWB 信号的干扰,称为多重接入干扰(multiple access interference, MAI),这是 IEEE802. 15. 4a 协议特有的问题^[9];③如果信号波形和扩谱序列没有精心设计^[9],将可能把较大相关峰值的旁瓣误当作直接路径信号。

利用多径分量相关峰值检测作统计检验,可用于估计直接 LOS 信号是否可以接收以及可否区分^[17]。当得到足够的距离观测量时,可以利用新息滤波器(见 17. 3. 1 节)和一致性检验(见 17. 4 节),来辨识非视线信号观测量。NLOS 距离测量,可用来定义一个包容区(参见 7. 1. 3 节),因为它总是超过直接距离。

假定正确选择了直接路径分量,则信号的定时误差就取决于接收机和发射

机的时间分辨率、稳定性、信噪比水平、窄带干扰、建筑材料的绝缘特性,以及接收与发射天线的频散特性^[9,13]。通过修改用于相关的内部生成信号波形,可抑制天线的频散^[10]。

12.2.3 定位

UWB 定位系统,可以采用基站-移动站测距、移动站-基站测距,或者双向测距,具体视应用而定^[18]。然而,双向测距具有三个显著的优点:所需的基站更少,基站无需时间同步,以及为实现信号几何最优化而对基站布置的约束更少(参见 7.4.5 节)。如图 7.24 和图 7.27 所示,双向测距无需用基站全面包围用户以获得最佳定位精度,而单向测距则必须如此^[13]。双向测距协议,还允许用点对点测距来轻松地对移动站-基站之间的双线测距进行补充(见 7.1.2 节),从而拓展覆盖区^[12]。

由于 UWB 提供近距离的高精度定位,发射机和接收机之间存在显著的高程差。根据 UWB 信号,总是有足够的信号几何来确定这一高程差。因此,应当采用三维定位算法。当地切平面坐标系,以 l 表示,可作为合适的参考解算坐标系。用户天线的位置解 $\hat{r}_{la}^l$,可利用下述公式解算得到:

$$\hat{r}_{aj,C} = \sqrt{(r_{lj}^l - \hat{r}_{la}^l)^T (r_{lj}^l - \hat{r}_{la}^l) + \delta r_{aj,e}^+} \quad (12.1)$$

式中: j 为第 j 个基站天线坐标系; $\hat{r}_{aj,C}$ 为用户和 j 个基站的距离双向测量值,已进行了必要的修正; $\delta r_{aj,e}^+$ 为第 j 个残差。

采用 ILS(递推最小二乘)算法(参加 7.3.3 节),可由 m 个观测量通过下式递推,得到用户位置估计 $\hat{r}_{la}^l$:

$$\hat{r}_{la}^l = \hat{r}_{la}^{l-} + (H_R^l)^T H_R^l)^{-1} H_R^l)^T \begin{pmatrix} \hat{r}_{a1,C} - \hat{r}_{a1}^- \\ \hat{r}_{a2,C} - \hat{r}_{a2}^- \\ \vdots \\ \hat{r}_{am,C} - \hat{r}_{am}^- \end{pmatrix} \quad (12.2)$$

式中: $\hat{r}_{la}^{l-}$ 为用户位置预测值; H_R^l 为观测矩阵,由下式给出:

$$H_R^l = \begin{pmatrix} -(x_{l1}^l - \hat{x}_{la}^{l-})/\hat{r}_{a1}^- & -(y_{l1}^l - \hat{y}_{la}^{l-})/\hat{r}_{a1}^- & -(z_{l1}^l - \hat{z}_{la}^{l-})/\hat{r}_{a1}^- \\ -(x_{l2}^l - \hat{x}_{la}^{l-})/\hat{r}_{a2}^- & -(y_{l2}^l - \hat{y}_{la}^{l-})/\hat{r}_{a2}^- & -(z_{l2}^l - \hat{z}_{la}^{l-})/\hat{r}_{a2}^- \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -(x_{lm}^l - \hat{x}_{la}^{l-})/\hat{r}_{am}^- & -(y_{lm}^l - \hat{y}_{la}^{l-})/\hat{r}_{am}^- & -(z_{lm}^l - \hat{z}_{la}^{l-})/\hat{r}_{am}^- \end{pmatrix} \quad (12.3)$$

$\hat{r}_{aj}^-$ 为第 j 个距离预测值,由下式给出:

$$\hat{r}_{aj}^- = \sqrt{(r_{lj}^l - \hat{r}_{la}^{l-})^T (r_{lj}^l - \hat{r}_{la}^{l-})} \quad (12.4)$$

也可以采用基于卡尔曼滤波的位置解算方法(参见 9.4.2 节)。注意由于发射机和接收机之间较短的距离,应用 UKF 测量模型可能得到更好的结果(见 3.4.2 节)。

不同 UWB 系统的定位性能是变化的。TRT 据称,在收发之间没有间隔墙体时精度约 5cm,而间隔墙体时则为约 1m。作用距离如下:收发之间存在一堵外墙或两堵内墙时,约为 100m;存在一堵外墙和一堵内墙或混凝土地面时,约为 30m^[11]。

12.3 近距离通信系统

利用已存在的短距离通信设施与标准用户设备进行定位,是非常具有吸引力的,因为这可以使得实施与作业成本同时最小化。解算可以在用户设备里进行自身定位,或者由网络服务器进行远程定位(参见 7.1.1 节)。然而,需注意:采用并非设计用于定位的设备和通信协议,将对性能产生明显制约。下面分别对 WLAN、WPAN、RFID、低功耗蓝牙,以及 DSRC 进行讨论。

12.3.1 无线局域网(Wi-Fi)

无线局域网技术,提供 2.4 ~ 2.5GHz ISM 频带的计算机联网,以及 4.5 ~ 5.9GHz 范围各种频率的计算机联网,具体因国家而定,属于智能手机标准。其中多数实际 WLAN 对应 IEEE802.11 体系标准,即所谓的 Wi-Fi(无线保真 Wireless Fidelity 的缩略语)。基站称为接入点(access point, AP),布置于家中、办公室以及诸如咖啡厅、机场等公共区域。每一个 AP 具有唯一的识别码。WLAN 信号作用距离可达 100m,不过墙体和建筑的衰减通常将其减小至几十米。信号带宽为 22MHz,根据标准可采用 OFDM 或 DSSS 调制。

实际的 WLAN 定位系统可采用邻近(法)或模式匹配。多种商用定位服务同时采用上述两种方法。测距与测角定位原理上也是可行的。以下分别对两种方法进行讨论。

邻近定位(参见 7.1.3 节)辨识哪些接入点位于用户范围,然后采用 AP 位置数据库来确定用户位置,一般为 20 ~ 30m。领先的商用供应商是 Skyhook Wireless,为苹果和戴尔供货商并生产 Loki 工具。谷歌则单独运行另一套系统。数据库覆盖全球主要城镇与城市。由于仅采用已存在的接入点,因此实际可将其作为泛无线信号。这样其服务可用性取决于兴趣点范围内的 AP,因此城区覆盖比郊区要好。

数据库的生成,可通过移动车辆扫描范围内每个 AP 来实现,称为“接入点映射”。然后采用一种专利算法,根据车辆位置解和 WLAN 信号强度数据来估计 AP 位置^[19]。另一种可选方法是集群源,即:具有良好 GNSS 位置解的手机用

户,上传其接收的 WLAN 接入点至一个中央服务器,来构建数据库。接入点可移动位置,包括在数据库更新期间从一个城市到另一个。因此,用户在利用单个 AP 得到的位置解时必须谨慎。

可以利用 7.1.6 节所描述的模式匹配根据 WLAN RSS 观测量来获取位置解。典型精度为 1~5m,具体取决于可接收的 AP 数量、数据库格网间距,以及数据库生成中所采用的测量数据和信号传播模型的组合^[20,21]。商用系统包括 Ekahau 实时定位系统(RTLS)^[22]和 Aeroscout 移动视景(MobileView)。不过需注意,WLAN RSS 测量并非标准化,因此对于相同信号,不同芯片将产生不同的结果。此外,单个设备完成一个新的 AP 扫描费时 5s,而为获得最佳精度,往往需要比提供互联网服务更多数量的 AP。

利用 WLAN 信号测距面临多种挑战。WLAN 发射并未时间同步,因此必须采用差分或双向测距(参见 7.1.4.3 节和第 7.1.4.5 节)。标准的 Wi-Fi 设备,只能将信号时间同步至 1 μ s 分辨率,相应距离为 300m,这样需要多个观测量来实现精确测距。为获得米级分辨率,必须持续观测约 10s^[10]。此外在市内和城市环境下,直接路径信号常被墙体衰减,而发射信号可能更强。信号带宽不足以轻松识别多径分量。因此,基于测时的 WLAN 定位,采用标准用户设备时,典型精度限制在 10m 上下^[23]。通过差分测距,利用专用高采样率用户和参考接收机,并应用超级分辨率技术将被多径污染的信号分量隔离出来,可能获得亚米级定位精度^[24]。

若 AP 修改为包含天线阵列模式,也可以采用 IEEE802.11nWLAN 标准来实现测角定位(参见 7.1.5 节)。已有报道,采用这样方法可实现 2m 左右的定位精度^[25]。

12.3.2 无线个人局域网络

无线个人局域网络(wireless personal area networks,WPAN),是设计用于移动用户之间的点对点通信,尽管也可以用于移动用户和基站之间的通信。因此,WPAN 适合于实现合作或协同定位概念。这包括相对定位(见 7.1.2 节)、共享 GNSS 辅助数据(参见 10.5.2 节)以及通过地图匹配算法交换空间数据(见 13.1 节)。

有 6 种主要的 WPAN 标准^[10]:蓝牙(IEEE802.15.1)、ZigBee(IEEE802.15.4)、IEEE802.15.3 以及 IEEE802.15.4 线性调频扩谱版本,这 4 种全部使用 2.4~2.5GHz ISM 频段。另外两个标准采用 UWB 信号,涵盖在 12.2 节之中,它们是 Ecma-368 和 IEEE802.15.4aUWB 版本。本节重点放在蓝牙与 ZigBee。

蓝牙是全球占主导地位的 WPAN 标准,用于多种消费领域。大多数蓝牙设备属于 2 级功耗,提供 10m 作用范围(1 级设备具有 100m 范围,3 级设备为 1m)。所有实用的蓝牙定位都采用邻近方法(见 7.1.3 节)。标准蓝牙硬件不支

持测时测距,而 RSS 测距组合了可变发射功率和标准 RSS 指示协议,该协议在最优值 20dB 范围内的任意 RSS 输出相同值,实际表现并不实用^[10]。

蓝牙定位一个进一步的障碍是,它需要几秒时间来建立蓝牙连接。对于车辆导航而言,这往往超过了蓝牙设备出现所需的时间。即使对于行人导航,也可能没有足够时间来连接范围内所有蓝牙设备,从而限制了包容区交汇邻近法的运用(参见 7.1.3 节)。

ZigBee 是无线传感器网络中常用的一种低功率低速率 WPAN 标准。ZigBee 信号作用距离一般为 20 ~ 30m,可于 15ms 内建立连接。除了邻近定位,某些 ZigBee 硬件还具有从 RSS 衍生的距离观测量定位的能力,精度可达几米(参见 7.1.4.6 节)^[10]。而通过安装于天花板的基站,运用 RSS 模式匹配,可获得约 2m(1 σ)的位置精度^[26]。

12.3.3 射频识别

射频标签(radio frequency identification, RFID)以类似条形码的方式来识别目标,但无需标签与阅读器之间的直线对视。典型应用包括货物、图书与医疗设备的跟踪,楼宇进入控制,以及公共交通刷票(比如伦敦的 Oyster 系统)。

无源 RFID 标签,通过阅读器射频信号的电磁感应来获取能量。它们成本仅几毛钱,但其内存有限且只响应某个识别码。有源标签自带电池,可以存储和传输更多信息,但单个成本为几十美元。RFID 实用的频率包括欧洲 125 ~ 134.2kHz、140 ~ 148.5kHz、13.56MHz 和 863 ~ 870kHz,美洲 125 ~ 134.2kHz 以及 ISM 频段。无源标签在 LF 频段作用距离为 0.5m,在 13.56MHz 为几米^[10]。有源标签一般工作范围为几十米^[27]。

RFID 定位,可工作于远程定位或自身定位配置模式(参见 7.1.1 节)。对于跟踪,一般采用远程定位模式,即标签移动而阅读器固定;而对于导航,则自身定位更为常见,即标签固定而阅读器移动。邻近定位方法(见 7.1.3 节),因为其较短的作用距离,一般用于无源 RFID 标签。无源标签不能发射自身位置,因此必须由移动用户存储数据库或者通过单独的数据链路介入。

更远距离的有源标签定位采用 RSS 模式匹配技术(见 7.1.6 节)来实现几米的精度。由于 RFID 阅读器(及标签)采用方向性天线,可通过测量多个方向的 RSS 来改善性能^[27]。

12.3.4 低功耗蓝牙

低功耗(bluetooth low energy, BLE)是蓝牙 4.0 技术的特征之一,有可能成为智能手机的标准配置。然而,它更接近于有源 RFID 系统而非 WPAN。它是设计用于少量数据的快速通信。通过低的占空比,实现功耗最小化,标签以短脉冲方式工作,因而电池可用数年。可在 3ms 内建立连接,作用距离约为 50m。

通过在各个房间安装基本的 BLE 标签,可实现房间级别的邻近定位精度。通过电池供电使得安装成本最小化。

诺基亚的高精度室内定位系统,采用各向异性发射实现测角定位(参见 7.1.5 节)。安装于天花板的 HAIP 信标,广播多个高度定向 BLE 信号,然后根据哪些信号被接收以确定用户位置。精度从办公室环境的 0.3m 到大型室内区域(诸如购物中心、机场和火车站)的 1m 不等^[28]。

12.3.5 专用近距离通信

专用近距离通信(dedicated short-range communication, DSRC),用于智能交通系统中车辆及基础设施之间的通信。车辆之间(V2V)的通信频率为 5.725~5.925GHz 频段。不同国家采用不同的标准与频率。DSRC 为车辆之间的协同定位提供了一种合适的数据链。原理上,它也可以用于相对定位。然而,由于距离为几百米,该方法不适于邻近定位。RSS 模式匹配,需要一种可预测的环境,基于 RSS 的测距不够精确,基于 TOF 的测距需要对用户设备和协议进行修改^[29]。

12.4 水下声学定位

无线电导航信号无法在水下传播。潜艇、ROV、AUV 以及某些个人潜水者,采用声音来进行水下定位,而不再采用无线电信号。如图 12.4 所示,有 4 种不同的自定位方法可用于声学定位。

长基线(long baseline, LBL)定位中,将 3 个或更多的应答器放置于水下河床的已知位置^[30]。相互之间的基线长度,从几百米到几千米不等。将应答器置于概略平面上,由于信号几何强度不足以从一个空间维度上(随用户位置变化的方向)分离出用户时间偏差,故必须采用双向测距仪确定三维用户位置(参见 7.4.5 节与 9.4.3 节)。当航行器接近海底,定位时垂向的定位几何也很差。注意,无需采用第 4 个应答器来解决定位模糊度,因为水下只有两种可能的位置解,另一个位于地面以下。

由用户发起双向测距。主运载体应答器发出一个称之为“砰”(ping)的数字调制音频脉冲,采用的频率可高至 40kHz。LBL 应答器收到用户砰信号间隔固定时间,也以相似的“砰”信号进行回应。

必须对 LBL 系统进行校准,才能确定应答器位置。应答器间测距可确定彼此相对位置。然而,必须在若干已知地点对舰船进行测距,才能确定绝对位置。反之,LBL 可同时用于水面和水下船只定位。

短基线(short baseline, SBL)定位与 LBL 定位相似,只不过应答器是置于下方邻近的舰艇上。这种架构,适合于距离舰艇相对较近的水下航行器(和潜水

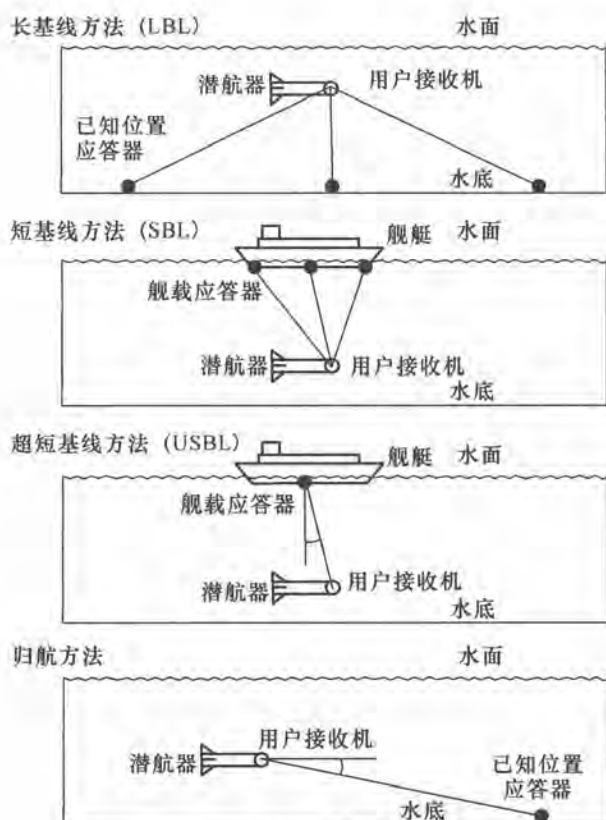


图 12.4 水下声学定位方法

者)。这是因为,当移动用户至舰船的距离远远超过船载应答器之间的基线长度时,信号几何结构变差,从而导致定位精度下降。

超短基线(USBL)定位,也称为极短基线(SSBL)定位,采用安装在舰艇底部的单个定向应答器^[30,31]实现定位。该方法包含多个相对距离为 0.1m 左右的超短基线换能器。与 GNSS 定姿(见 10.2.5 节)类似,(在舰船端)通过对比声音信号达到每个天线的相位,进行 AOA(到达角度)测量。双向测距由舰船发起,并由移动单元做出响应,然后在舰船端计算移动载体位置。一个例子就是远程定位。注意:根据 AOA 测量进行精确定位,需要舰船精确的姿态解。长/超短基线(long and ultra short baseline,LUSBL),组合了 LBL 和 USBL 技术,并同时应用舰载和海底应答器。

最后一种方法称为归航,即移动载体配备声学定向应答器,并通过在已知点布置一系列应答器,同时进行双向测距与 AOA 测量^[32]。

根据声学 RTT 测量确定双向距离,需要水中声音传播速度的有关知识,大概为 1500m/s。然而,它会随温度、深度和盐度发生变化。因此,速度的常值假定,将会导致百分之几的标度因子误差。所以,必须精心测定声音传播速度。一

种方法是:对位于已知点和海面已知位置的应答器之间的距离进行测量。有些 LBL 系统也采用固定应答器之间的距离测量。

声学定位系统极易遭受水下噪声的干扰,而过多的海水气泡,将严重地衰减信号。因此不能依赖其提供连续定位,一般用作组合导航系统的一部分。

工作频率位于 10 ~ 15kHz 的应答器,最大作用距离为 10km^[30]。以 1500m/s 的速度传播,则发送起始信号和接收返回信号的时间间隔将超过 10s。在此期间,载体存在显著运动,必须在定位时对此进行补偿。水下航行器和舰船一般都配备了航位推算系统,因而可以相对精确地确定短期的位置变化。

对于 LBL 和 SBL 测距,应当解算以下形式的定位方程:

$$(\Delta t_{rt,a}^i - \tau_r^i) c_w = \sqrt{[r_{lr}^i - r_{la}^i(t_{st,i}^a)]^T [r_{lr}^i - r_{la}^i(t_{st,i}^a)]} + \sqrt{[r_{lt}^i - r_{la}^i(t_{sa,a}^i)]^T [r_{lt}^i - r_{la}^i(t_{sa,a}^i)]} \quad (12.5)$$

式中: $\Delta t_{rt,a}^i$ 为移动用户和应答器 i 之间的 RTT 测量值; τ_r^i 为应答器响应时间; c_w 为水中声速; r_{lr}^i 为当地水平坐标系中的应答器及其解算位置; r_{la}^i 为用户天线位置; $t_{st,i}^a$ 为出发信号的发射时刻; $t_{sa,a}^i$ 为接收信号的到达时间。

对于 USBL 定位,必须对海面舰船的运动进行补偿。

一个经过良好校准的归航声学定位系统,定位精度可达 0.2 ~ 2m^[30,32]。USBL 定位精度,可从近距离的 0.2m,变化至最大作用距离(约 3km)的 10m^[30]。

装备了 GNSS 的智能浮标(GIB),可用于声学远程定位。水下潜航器和潜水者发送信号至水面浮标网络,然后由网络服务器进行定位。

12.5 其他定位技术

本节简要回顾其他几种近距离定位技术,可分为无线电、超声、红外、光学与磁。

12.5.1 无线电

目前,几种采用邻近方式(见 7.1.3 节)的定位技术,已投入应用。用于公交网络的无线电路标^[33],用于铁路导航的 balises,都可以与航位推算一起使用。Balises 是安装于铁轨上的应答器,由经过的列车感应供电,可以提供亚米级定位精度。

专有信号可用于 ISM 波段的测时和测距(见 7.1.4 节),克服了标准 WLAN 和 WPAN 协议的某些限制。

12.5.2 超声

超声是位于人耳听力上限以上频率的声音。由于声音在空气中的传播速度较低(约为 340m/s),对于给定的测时分辨率,相对于无线电方法超声可提供很高的测距分辨率。比如,频率为 40kHz 的超声波,其波长不足 1cm 。然而高精度测距,需要信号能够视线传播。传感器同时对于环境超声噪声,也会作出响应,包括刺耳的钥匙声、猛力摔门声、有故障的荧光灯,以及其他超声信号,因此需要进行粗差检验^[22]。

由于必须满足视线传播的要求,多数室内超声定位系统,在每个房间布置一组单独的信标台。此类例子包括 MIT“蟋蟀”^[36]、“主动蝙蝠”^[37]、“海豚”^[38],以及 3D-LOCUS^[39]。“蟋蟀”和“主动蝙蝠”采用无线电实现超声信号的时间同步,以及向移动单元传递信标台位置信息。“蟋蟀”、“主动蝙蝠”和“海豚”的定位精度可达几个厘米,而 3D-LOCUS 已经演示了亚米级定位。一般的,通过更密集的信标台网络,将获得更为精确的定位。

已经演示了地面车辆超声系统的相对定位(见 7.1.2 节),给出了亚米级定位精度^[40]。

12.5.3 红外

红外技术,类似于遥控所采用的技术,可用于低成本的邻近定位(见 7.1.3 节)。典型消费型技术作用距离可达 30m ,尽管存在强的日光或环境热源时,可能显著减小^[22]。此类例子包括用于楼宇内人员定位的“主动标记”系统^[41]。

12.5.4 光学

光信号 AOA(到达角,或入射角)可用 3 个正交的低成本光电二极管来测量。对入射光的强度进行测量,而该强度为每个检测元件处入射角的函数。光信号也可能从多个发光二极管(LED)发出,可对其进行幅值调制,从而可识别不同信号。已经利用两个 LED 信标,实现了信标间距 5% 的定位精度^[42]。

12.5.5 磁

人工磁场的幅值和方向随位置发生变化。因此,对其进行测量,可由单个磁源推导出三维用户位置。为了从地磁场和其他人造磁源中辨别出前述磁信号,必须进行调制。 100Hz 以下的频率,落在典型磁强计带宽范围,应当避免 50Hz 和 60Hz 的主要能量频率。可实现的作用距离为 20m 左右,且磁信号可以穿透并抵达建筑内部深处,甚至可以在地面以下接收到^[43]。

本章习题与作业可见随书 CD。

参考文献

- [1] Elrod B D, and Van Dierendonck A J. Pseudolites. in *Global Positioning System: Theory and Applications*, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr. , (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996:51 – 79.
- [2] Grant A, et al. "MARUSE: Demonstrating the Use of Maritime Galileo Pseudolites. *Proc. ION GNSS 2007*, Fort Worth, TX, September 2007:1923 – 1930.
- [3] Kim D, et al. Design of Efficient Navigation Message Format for UAV Pseudolite Navigation System. *IEEE Trans. AES*, Vol. 44, No. 4, 2008:1342 – 1355.
- [4] O' Driscoll C, Borio D, Fortuny – Guasch J. Investigation of Pulsing Schemes for Pseudolite Applications. *Proc. ION GNSS 2011*, Portland, OR, September 2011:3480 – 3492.
- [5] In S – H, Jee G – I. Feasibility Study of Pseudolite Techniques Using Signal Transmission Delay and Code Offset. *Proc. ION ITM*, Anaheim, CA, January 2009:798 – 803.
- [6] Barnes J, et al. High Accuracy Positioning Using Locata' s Next Generation Technology. *Proc. ION GNSS 2005*, Long Beach, CA, September 2005:2049 – 2056.
- [7] Zimmermann K R, et al. A New GPS Augmentation Solution: Terralite™ e XPS System for Mining Applications and Initial Experience. *Proc. ION GNSS 2005*, Long Beach, CA, September 2005:2775 – 2788.
- [8] Manandhur D, et al. Development of Ultimate Seamless Positioning System Based on QZSS IMES. *Proc. ION GNSS 2008*, Savannah, GA, September 2008:1698 – 1705.
- [9] Sahinoglu Z, Gezici S, Guvenc I. *Ultra – Wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols*, New York: Cambridge University Press, 2008.
- [10] Bensky A, *Wireless Positioning Technologies and Applications*. Norwood, MA: Artech House, 2008.
- [11] Harmer D. Indoor Positioning. *Proc. NAV '09—Positioning & Location*, Nottingham, U. K. , November 2009.
- [12] Harmer D, et al. EUROPCOM: Emergency Ultrawideband Radio for Positioning and Communications. *Proc. IEEE International Conference on Ultra – Wideband*, Hannover, Germany, September 2008:85 – 88.
- [13] Michalson W R, Navalekar A. , Parikh H K. Error Mechanisms in Indoor Positioning Systems Without Support from GNSS. *Journal of Navigation*, Vol. 62, No. 2, 2009:239 – 249.
- [14] Petovello M G, et al. Demonstration of Inter – Vehicle UWB Ranging to Augment DGPS for Improved Relative Positioning. *Proc. ION GNSS 2010*, Portland, OR, September 2010:1198 – 1209.
- [15] Yu H. Long – Range High – Accuracy UWB Ranging for Precise Positioning. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006:83 – 94.
- [16] Cyganski D, Orr J, Michalson W R. Performance of a Precision Indoor Positioning System Using a Multi – Carrier Approach. *Proc. ION NTM*, San Diego, CA, January 2004:175 – 180.
- [17] Guvenc I. , Chong C C, Watanabe F. NLOS Identification and Mitigation for UWB Localization Systems. *Proc. IEEE Wireless Communications Networking Conference*, Hong Kong, China, March 2007: 3488 – 3492.
- [18] Kang D, et al. A Simple Asynchronous UWB Position Location Algorithm Based on Single Round – Trip Transmission. *Proc. International Conference on Advanced Communication Technology*, February 2006: 1458 – 1461.
- [19] Jones K, Liu L, Alizadeh – Shabdiz F. Improving Wireless Positioning with Look – Ahead Map – Matching. *Proc. MobiQuitous 2007*, Philadelphia, PA, February 2008:1 – 8.
- [20] Eissfeller B, et al. Indoor Positioning Using Wireless LAN Radio Signals. *Proc. ION GNSS 2004*, Long

Beach, CA, September 2004; 1936 – 1947.

- [21] Hatami A, Pahlavan K. A Comparative Performance Evaluation of RSS – Based Positioning Algorithms Used in WLAN Networks. *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, March 2005; 2331 – 2337.
- [22] Kolodziej K W, Hjelm J. , *Local Positioning Systems: LBS Applications and Services*, Boca Raton, FL: CRC/Taylor and Francis, 2006.
- [23] Galler S, et al. Analysis and Practical Comparison of Wireless LAN and Ultra – Wideband Technologies for Advanced Localization. *Proc. IEEE/ION PLANS*, San Diego, CA, April 2006; 198 – 203.
- [24] Nur K, et al. A New Time Estimation Technique for High Accuracy Indoor WLAN. *Proc. European Navigation Conference*, London, U. K. , November 2011.
- [25] Wong C M. , Messier G G, Klukas R. Evaluating Measurement – Based AOA Indoor Location Using WLAN Infrastructure. *Proc. ION GNSS 2007*, Fort Worth, TX, September 2007; 1139 – 1145.
- [26] Hsu L – T, Tsai W – M, Jan S – S. Development of a Real Time Indoor Location Based Service Test Bed. *Proc. ION GNSS 2010*, Portland, OR, September 2010; 1175 – 1183.
- [27] Fu Q, Retscher G. Active RFID Trilateration and Location Fingerprinting Based on RSSI for Pedestrian Navigation. *Journal of Navigation*, Vol. 62, No. 2, 2009; 323 – 340.
- [28] Kalliola K. High Accuracy Indoor Positioning Based on BLE. *Nokia Research Center Presentation*, April 27, 2011.
- [29] Allen J W, Bevil D M. Performance Evaluation of Range Information Provided by Dedicated Short Range Communication (DSRC) Radios. *Proc. ION GNSS 2010*, Portland, OR, September 2010; 1631 – 1635.
- [30] High Precision Acoustic Positioning—HiPAP. Kongsberg product description, accessed March 2010.
- [31] Jalving B, Gade K. Positioning Accuracy for the Hugin Detailed Seabed Mapping UUV. *Proc. IEEE Oceans* * 98, 1998; 108 – 112.
- [32] Butler B, Verrall R. Precision Hybrid Inertial/Acoustic Navigation System for a Long – Range Autonomous Underwater Vehicle. *Navigation; JION*, Vol. 48, No. 1, 2001; 1 – 12.
- [33] El – Gelil M A, El – Rabbany A. Where 's My Bus? Radio Signposts, Dead Reckoning and GPS. *GPS World*, June 2004; 68 – 72.
- [34] Mirabadi A, Schmid F. , Mort N. Multisensor Integration Methods in the Development of a Fault – Tolerant Train Navigation System. *Journal of Navigation*, Vol. 56, No. 3, 2003; 385 – 398.
- [35] Hedley M, Humphrey D, Ho P. , System and Algorithms for Accurate Indoor Tracking Using Low – Cost Hardware. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008; 633 – 639.
- [36] Priyantha N B. The Cricket Indoor Location System, Ph. D. Thesis. Massachusetts Institute of Technology, 2005.
- [37] Harter A, et al. The Anatomy of a Context – Aware Application. *Proc. Mobicom* * 99, Seattle, WA, August 1999.
- [38] Hazas M, Hopper A. Broadband Ultrasonic Location Systems for Improved Indoor Positioning. *IEEE Trans. on Mobile Computing*, Vol. 5, No. 5, 2006; 536 – 547.
- [39] Prieto J C, et al. Performance Evaluation of 3D – LOCUS Advanced Acoustic LPS. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 8, 2009; 2385 – 2395.
- [40] Henderson H P, Jr, Bevil D M. Relative Position of UGVs in Constrained Environments Using Low Cost IMU and GPS Augmented with Ultrasonic Sensors. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008; 1269 – 1277.
- [41] Want R, et al. The Active Badge Location System. *ACM Transactions on Information Systems*, Vol. 10,

No. 1, 1992; 91 – 102.

- [42] Arafa A, Jin X, Klukas R, A Differential Photosensor for Indoor Optical Wireless Positioning. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011; 1758 – 1763.
- [43] Blankenbach J, Norrdine A. Position Estimation Using Artificial Generated Magnetic Fields. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Zurich, Switzerland, September 2010.

第 13 章 环境特征匹配

环境特征匹配技术通过测量环境特征并与基准数据库进行比较来确定用户位置,正如人用地图来比较特征一样。特征可以是人造的,比如道路、楼宇、街道设施;也可以是地球物理特征,比如地形高度、地球重力和磁场。图 13.1 显示了一个特征匹配定位系统的主要组成。在 1.3.1 节讲到的邻近定位、测距定位、测角定位和模式匹配定位方法都可以用在环境特征匹配中,不同的定位方法适用于不同的特征。环境特征在邻近定位、测距定位、测角定位中被作为地标,这与把特征用在模式匹配技术中是基本相同的。但是,这里提及的特征匹配过程不要与模式匹配定位相混淆。

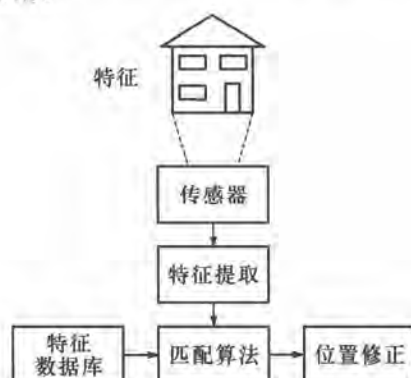


图 13.1 一般的特征匹配定位系统

大多实际的环境特征定位系统,都需要另外一个导航系统辅助来给出位置,以达到初始化的目的。类似于无线电定位系统中的导航辅助,可用来限定数据库的搜索区域,这样可以降低计算量,并减少特征测量值与数据库发生多重匹配的情况。

数据库通常可通过互联网预先加载到特征匹配系统中,并经常更新。或者当用户进入相关区域时通过移动数据链路下载当地特征数据,这也是一种网络辅助方法。在协作(或协同)定位系统中,特征数据也可以在参与者之间互相交换。因为不同环境对应不同特征,特征匹配本质上是场景相关的。因此,在应用中数据库与传感器的匹配十分重要。

环境匹配也可以用于航位推算。如图 13.2 所示,通过对同一特征连续测量的比较来确定车辆运动。一些特征匹配系统能工作在定位或航位推算两种模

式,当观测特征和数据库不足以进行匹配定位时就用航位推算模式。但是,不是所有用来测量环境特征的传感器都适用于航位推算,因为这要求对同一个特征的多次测量。多次测量可以通过在同一个车辆上使用图像传感器、移动传感器或多个传感器来实现。

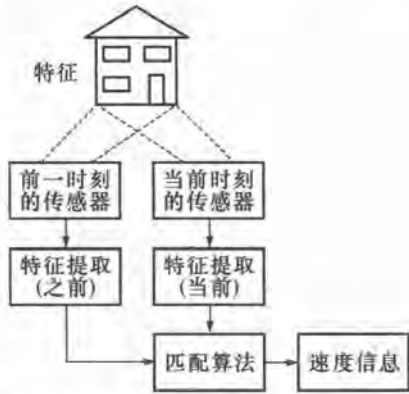


图 13.2 一般的特征匹配航位推算系统

如果环境特征或数据库信息不充分,环境特征匹配和跟踪可能不能提供导航信息。模糊的特征可能引起匹配问题,如平行的道路或一组相似的房屋。处理模糊匹配有三种主要的方法:选择其中一个候选信息,排除所有候选信息,或者考虑多种可能性直到有充分的信息可以解除模糊。最后一种方法鲁棒性最好,但信息处理工作量最大。把模糊特征匹配组合到一种多传感器组合算法的方法将在 16.3.5 节中讨论。环境的临时特征也能产生错误的定位结果,如一顶帐篷或一辆汽车、过期的数据库或传感器的故障。因此,正如第 17 章所述,任何使用环境特征和跟踪的系统应该具有故障探测和修复能力。

通过把多种环境特征组合成一个位置标记,共同进行匹配,可以降低模糊性。一个位置标记可以包含不同类别的特征,也可以结合不同的位置观测,它们之间的相对位置可以由速度解得到。类似的,如果合适的环境特征不是连续可得,则需要速度值作为中断的定位信息之间的过渡。速度可从特征匹配系统自身的航位推算模式中得到,或者由最近的定位信息来预测。但是,更常用的方法是用其他外部传感器如惯性导航或者里程计来辅助。因此,基于环境特征的定位常被作为多传感器组合导航系统的一部分。

与移动测绘和航位推算(通过特征跟踪或其他方法)一样,环境特征匹配是大多数实时定位和测绘系统的核心组件。SLAM 建立自己的环境特征数据库,用其航位推算导航解来确定特征的近似位置。当再次观测到特征时,特征匹配被用来更新载体的位置解并且改善特征的位置估计。经过几次对特征的访问,数据库就可得到完善。SLAM 将会在 16.3.6 节进一步讨论,它常被用在无人驾驶车上通过图像传感器来实现。但是,SLAM 的概念可以更广,也可以通过用户

之间的数据共享来协同实现。

本章 13.1 节介绍公路、铁路以及步行地图匹配技术。13.2 节介绍在空中、海洋和陆地应用中的地形参考导航 (TRN), 以及地形数据库高度辅助。13.3 节介绍基于图像的导航, 包括用一系列用不同传感器的恒星导航。最后, 13.4 节讨论其他的特征匹配技术, 主要是重力梯度、磁场变化和太空 X 射线。更多信息在本书附带的 CD 中的附录 H 中。

13.1 地图匹配

陆地车辆通常在公路上行驶, 火车总是在铁轨上穿梭, 行人不会穿墙行走。地图匹配, 也被称为地图辅助或地图适配, 常利用这些限制条件来校正陆地应用中的组合导航解。因为载体或用户的正常行为是被嵌入地图匹配算法规则中的, 所以它们是前后相关的。它结合了近距定位和模式匹配定位方法两个方面。

地图匹配最常用于陆地车辆导航, 通常与 GNSS 和航位推算系统组合^[1]。地图匹配算法比较其他导航系统的位置结果与数据库中的公路信息, 当导航结果偏离公路时, 可以得到垂直于公路方向的位置修正, 如图 13.3 所示。

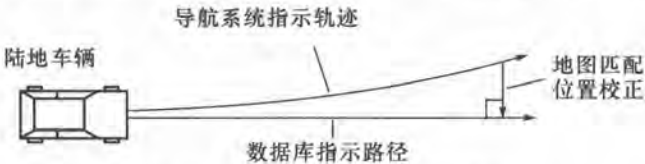


图 13.3 车辆导航的地图匹配位置校正

当载体沿直线行驶时, 地图匹配仅提供一维定位; 要获得二维修正需要转弯, 如图 13.4 所示。然而, 在 GNSS 卫星可视性和几何构型一般很差的城市峡谷和沟壑中, 地图匹配在沿街道或路径方向比在街道或路径交叉方向能得到好得多的定位结果 (参见 9.4.3 节和 10.3.1 节)。因而地图匹配的交叉口定位是具有互补性的。当每个方向有多条行车道时, 地图匹配目前还不能实现行车道的识别。

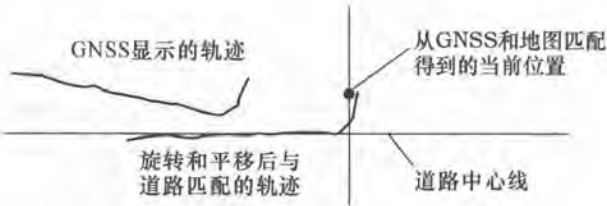


图 13.4 车辆转弯过程中的两维地图匹配

本节从公路地图匹配开始,首先介绍数字公路地图,然后是路段识别和定位。最后讨论铁路和徒步地图匹配。

13.1.1 数字公路地图

数字公路地图是一种以矢量格式存储的 GIS。每条路的中心线由一系列直线段组成,这些线段被称为“路段”(links),通过节点相连。曲线通常由一系列的直线来近似。多车道公路(双行道)一般表示成平行的成对的路段。节点以二维坐标来存储,常以投影形式表示(参见 2.4.5 节),而路段存储为其每个端点的节点 ID^[2,3],一些公路地图还包括方向约束(如单行道)、转弯限制及车道数量信息,图 13.5 显示了一些例子。

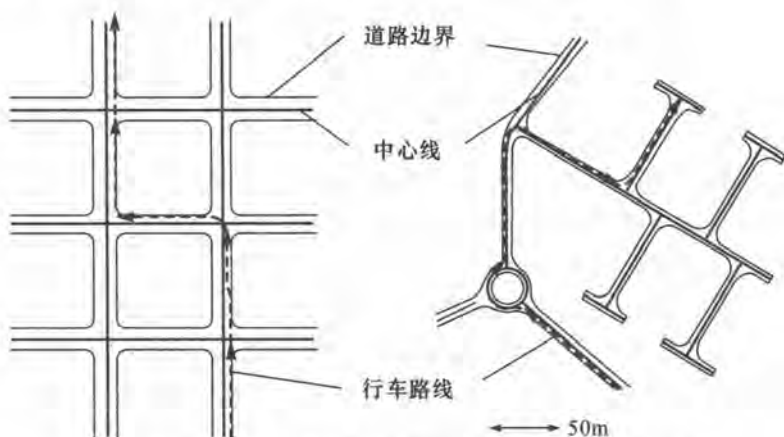


图 13.5 美国城市(左)和英国郊区(右)的道路地图的例子

公路地图描述了每条公路的中心线,但是,车辆是在一个 2.4 ~ 3.7 m 宽的单车道上行驶,因此,把车辆位置匹配在公路中心线引入了一个类似零偏的误差,这种车道的偏差范围从狭窄居民区道路的 1 m 到四车道公路外道的 5.4 m 不等。把曲线近似为直线会引入类似噪声的误差,同时存在测量误差。

13.1.2 道路路段识别

地图匹配成功的关键是正确识别车辆行驶在地图数据库中的哪个路段。最简单的技术称为点到线(point-to-curve)匹配,这种技术仅仅选择与其他导航系统(如 GNSS 或 GNSS 与航位推算组合系统)的指示位置最近的公路路段。这种方法在乡村地区能够较好工作,因为公路之间的距离大大超过了输入的导航解的不确定区间。然而,在公路网密集、GNSS 性能差的城市地区,这种方法经常产生错误,如图 13.6 所示。

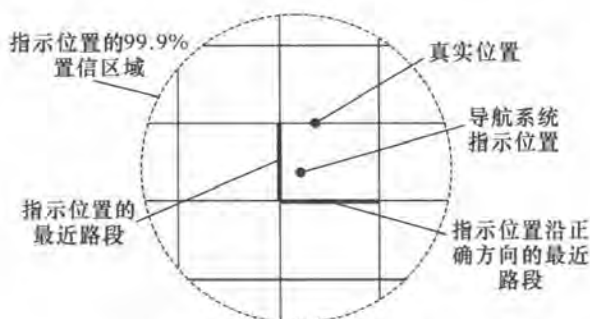


图 13.6 在城市地区的错误路径识别

道路路段的识别也可通过匹配行驶方向来改善。但是这种方法仍然可能导致错误匹配,特别是当路段排布成网格形状时,如图 13.6 所示。交通规则信息,例如单行道和非法转弯,也可提供辅助。但是,可靠的路段识别需要线到线 (curve-to-curve) 匹配技术,它将连续得到的一系列位置与地图数据库匹配^[3]。这利用了连通性信息,因此连续的车辆位置应该在同一条道路路段上或者直接相连的路段上。如果车辆没有足够的时间在位置之间从一个路段到达另一个路段,那么这些路段中至少有一个必然是错误的。

大多数路段 ID 算法都采用了多重假设方法,在由输入位置的不确定边界定义的搜索区域内,所有的路段都被当作候选项。搜索区域应该代表至少 99% 的置信度水平(见 CD 中的附录 B),而且应该考虑到输入位置的方向偏差的不确定性。每个候选路段都会得到一个基于邻近性、方向性和连通性的一个得分。这个得分可以由纯启发式^[2]或基于模糊逻辑^[4]确定,或由证据融合理论 (Dempster-Shafer theory) (也称作置信理论或证据理论)^[5]或贝叶斯推理^[6]来确定。从连续定位信息得到的分数根据路段的连通性进行结合。得分低于某个阈值的路段假设被丢弃,而留下来的假设继续进行下一次定位修正。这个过程一直持续直到剩下最后一个假设,即是正确的路段。图 13.7 描述了这个算法的步骤。

k 时刻的第 i 个候选路段的似然度得分 Λ_k^i 可由下式确定:

$$\Lambda_k^i = \Lambda_{p,k}^i \Lambda_{d,k}^i \sum_j c_j^i \Lambda_{n,k-1}^j \quad (13.1)$$

式中: $\Lambda_{p,k}^i$ 为邻近似然度; $\Lambda_{d,k}^i$ 为方向似然度; $\Lambda_{n,k-1}^j$ 为前一时刻第 j 个路段的规范化似然度; c_j^i 为从路段 j 到路段 i 的连通性。注意前一时刻考虑的路段可能与当前时刻的不同。

邻近似然度为

$$\Lambda_{p,k}^i = \exp \left[-\frac{1}{2} (\hat{x}_{bm}^{p,i} \quad \hat{y}_{bm}^{p,i}) (C_{xy,bm}^p)^{-1} \begin{pmatrix} \hat{x}_{bm}^{p,i} \\ \hat{y}_{bm}^{p,i} \end{pmatrix} \right] \quad (13.2)$$

式中: $(\hat{x}_{bm}^{p,i}, \hat{y}_{bm}^{p,i})$ 指从输入位置 b 到第 i 条路段上最近点 m 的线,并分解到平面

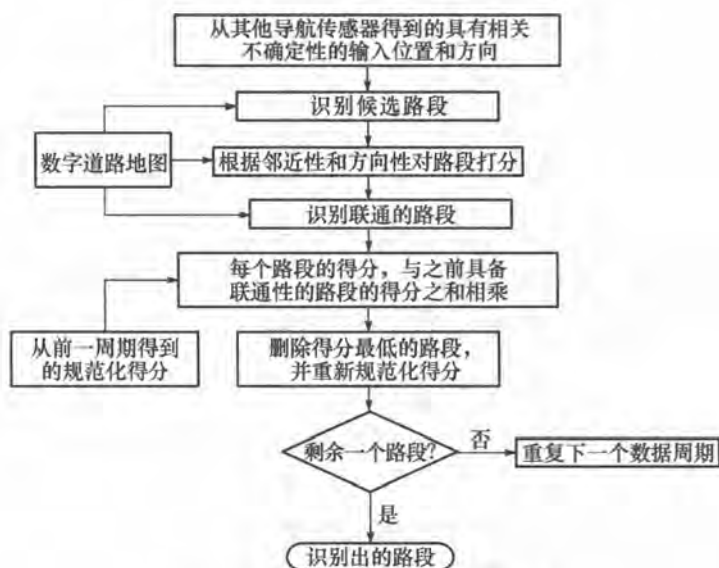


图 13.7 一种路段识别算法的步骤

坐标系 p 上; $C_{xy_bm}^p$ 为对应的误差协方差矩阵, 由下式给出:

$$C_{xy_bm}^p = C_{\gamma}^p P_b^T C_p^T + R_m \quad (13.3)$$

式中: P_b^T 为输入位置误差协方差矩阵, 分解到一般坐标系 γ 中; C_{γ}^p 为由 γ 系到 p 系的坐标转换矩阵(该矩阵只有两行); R_m 为地图路段的位置误差协方差, 一般为 2×2 的对角阵。

为了确定 m , 从 b 到公路路段的法线的相交点 q 的位置必须被首先计算。如图 13.8 所示。如果路段的起点为 s 终点为 f , 则法线交点可由下式确定:

$$\mathbf{r}_{bq}^T \mathbf{r}_{sf} = 0 \quad (13.4)$$

和

$$\mathbf{r}_{bq} \wedge \mathbf{r}_{sf} = \mathbf{r}_{bs} \wedge \mathbf{r}_{sf} \quad (13.5)$$

此处为了简化省略了路段 ID。



图 13.8 在道路路段上的法线交点和最近点

求解上述方程,注意到平面坐标中的 z 轴分量为 0,则解为

$$\hat{x}_{pq}^p = \hat{x}_{pb}^p + \frac{(\hat{x}_{bs}^p y_{sf}^p - \hat{y}_{bs}^p x_{sf}^p) y_{sf}^p}{x_{sf}^{p2} + y_{sf}^{p2}}, \quad \hat{y}_{pq}^p = \hat{y}_{pb}^p + \frac{(\hat{y}_{bs}^p x_{sf}^p - \hat{x}_{bs}^p y_{sf}^p) x_{sf}^p}{x_{sf}^{p2} + y_{sf}^{p2}} \quad (13.6)$$

其中,

$$\begin{cases} \hat{x}_{bs}^p = x_{ps}^p - \hat{x}_{pb}^p, & x_{sf}^p = x_{pf}^p - x_{ps}^p \\ \hat{y}_{bs}^p = y_{ps}^p - \hat{y}_{pb}^p, & y_{sf}^p = y_{pf}^p - y_{ps}^p \end{cases} \quad (13.7)$$

当平面坐标系 p 为当地切平面坐标系时,一个相对于参考坐标系 β 并分解在坐标系 γ 中的笛卡儿位置输入,可用下式转换:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{x}_{pb}^p \\ \hat{y}_{pb}^p \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} x_{p\beta}^p \\ y_{p\beta}^p \end{pmatrix} + C_\gamma^p \hat{r}_{\beta b}^\gamma \\ &= C_\gamma^p (\hat{r}_{\beta b}^\gamma - r_{\beta p}^\beta) \end{aligned} \quad (13.8)$$

当坐标系 p 由投影坐标组成时,输入位置的转换会更加复杂。CD 中附录 C.4 介绍了这种横轴麦卡托投影。也可能需要进行数据转换,这将在 CD 中的附录 C.1 介绍。

当法线交点位于路段上(如在起点和终点之间),则路段上最近的点 m 与法线交点 q 重合。否则, m 与起点或终点重合,取更近的那个。如图 13.8 所示。因此,

$$\begin{aligned} (\hat{x}_{pm}^p, \hat{y}_{pm}^p) &= (\hat{x}_{pq}^p, \hat{y}_{pq}^p), 0 < \mu < 1 \\ (x_{ps}^p, y_{ps}^p), \mu &\leq 0 \\ (x_{pf}^p, y_{pf}^p), 1 &\leq \mu \end{aligned} \quad (13.9)$$

其中,

$$\mu = \frac{(\hat{x}_{pq}^p - x_{ps}^p) \text{sign}(x_{sf}^p) + (\hat{y}_{pq}^p - y_{ps}^p) \text{sign}(y_{sf}^p)}{\sqrt{x_{sf}^{p2} + y_{sf}^{p2}}} \quad (13.10)$$

最后,

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_{bm}^{p,i} \\ \hat{y}_{bm}^{p,i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{pm}^{p,i} \\ \hat{y}_{pm}^{p,i} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \hat{x}_{pb}^p \\ \hat{y}_{pb}^p \end{pmatrix} \quad (13.11)$$

方向似然度为

$$\Lambda_{d,k}^i = \exp \left[-\frac{(\hat{\psi}_{nb} - \psi_{nL}^i)^2}{2(\sigma_{\psi_{nb}}^2 + \sigma_{\psi_{nLi}}^2)} \right]_k \quad (13.12)$$

式中: $\hat{\psi}_{nb}$ 为由其他导航系统得到的输入航向; ψ_{nL}^i 为道路路段的方向,以方位来表示; $\sigma_{\psi_{nb}}$ 为输入航向的不确定度; $\sigma_{\psi_{nLi}}$ 为车辆航向与正确的道路路段方向差异的期望标准偏差; $\sigma_{\psi_{nLi}}$ 可被建模为偏航率的函数,偏航率可由适当的测量方

法获得。

对于单行道, $\psi_{nb} - \psi_{nl}^i$ 在加或减 2π 的倍数后应该被限制在 $-\pi \sim \pi$ 范围内。对于双行道, 相反方向行驶的车辆与路段匹配很好, 因此 $\psi_{nb} - \psi_{nl}^i$ 在加或减 π 的倍数后应该被限制在 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 范围内。

道路路段的方向由下式给出:

$$\psi_{nl}^i = \arctan_2(r_{yf,E}^{n,i}, r_{yf,N}^{n,i}) \quad (13.13)$$

其中,

$$r_{yf}^{n,i} = C_p^n \begin{pmatrix} x_{yf}^{p,i} \\ y_{yf}^{p,i} \end{pmatrix} \quad (13.14)$$

式中: C_p^n 为从平面坐标系到北东地坐标系的两列的坐标转换矩阵, 注意它随着平面坐标系投影位置坐标变化而变化(参见 2.4.5 节内容)。

输入航向的精度是变化的, 计算似然度时所用的不确定度必须反映此点。尤其从车辆轨迹得到的航向(见 6.1.4 节)在低速时是不可靠的, 当车辆停止时是不可得到的。当航向不确定度超过一定阈值时, 从式(13.1)可知方向似然度应该忽略。

转弯过程中, 航向可能不能与任何路段很好地匹配, 而与一些路段可能有较好的邻近性匹配。这些信息可用来把车辆位置与交叉路口匹配, 尤其当转弯可由偏航轴陀螺或差分里程计测量时。

如果路段 i 和 j 连在一个共有的节点上(或同一个), 一种简单的路段 ID 算法会设定连通性 C_j^i 为 1, 否则设为 0。但是, 行进方向也应该考虑。车辆应该从在当前路段上的共有节点处移开, 朝向之前路段的节点。当连通性不确定时, 可能取 0~1 之间的某个值。当违反了转弯限制或单行道规则时, 连通性应该大大降低。更复杂的算法, 可以利用车辆的速度, 来估计其在不同时刻间行驶了多远。

在式(13.1)中, 隐含的假设是, 在不同时刻之间的地图匹配误差是相互独立的。事实上, 由于输入导航解和地图数据库中都有类零偏误差, 它们是显著相关的。路段识别算法中考虑到这一点将能提高可靠性, 代价是增加复杂性。

在所有的候选路段的似然度计算出之后, 低于某个阈值(如 0.01)的路段应该从候选路段列表中删除。为了避免每个路段的似然度得分随时间变得越来越小, 需要一个规范化过程。如果假设车辆在剩余的某个路段上, 那么每个路段的概率可以简化为它的似然度除以所有剩余候选路段的似然度之和。

但是, 车辆可能不在数据库中的任何一条道路上, 它可能停车或行驶在一条新公路或私有车道上。因此地图匹配算法必须考虑不在路上的假设^[7], 当车辆

不在已知的路网上时,最好是给出非地图匹配的测量值,而不是给出错误的定位结果。

道路外假设可以被当做是给规范化系数 $k_{N_{\max}}$ 施加一个最大值,因此规范化的似然度为

$$\Lambda'_{n,k} = k_N \Lambda'_k, \quad k_N = \min\left(\frac{1}{\sum_j \Lambda'_j}, k_{N_{\max}}\right) \quad (13.15)$$

这里删除的路段在累加和中忽略。

识别正确道路路段的另一种方法为,利用类似批处理 TRN(见 13.2.2 节)的技术,把一系列的输入位置与地图进行匹配。这就是所谓的拓扑地图匹配,通过把轨迹的形状与路网进行匹配来实现。

一旦一条正确的路段被高置信度地确定,车辆可假设一直在当前道路上行驶,直到遇到一个十字路口(或交叉点),或者当前路段的似然度得分低于某个阈值,这种情况下路段识别需要重新进行^[3]。

13.1.3 道路定位

道路地图匹配算法能输出位置信息到路线引导算法和/或组合导航算法,它们要求不同。

路线引导算法要求车辆的位置在基于矢量的路网地图中,而不需要笛卡儿位置或曲线坐标位置。因此,应该提供车辆所在的路段以及在这个路段上的位置和行进方向。这些信息可以从地图匹配算法和其他导航传感器中获得,如 GNSS。定位信息应该仅在高置信度的路段识别时给出,否则可能给驾驶员提供错误的指示。

路段中的位置是此路段到输入位置的最近点,在 13.1.2 节中用 m 表示,从路段起始点到它的距离为

$$r_{sm} = \sqrt{(\hat{x}_{pm}^p - x_{ps}^p)^2 + (\hat{y}_{pm}^p - y_{ps}^p)^2} \quad (13.16)$$

组合导航算法利用从所有导航传感器中得到的信息进行三维导航解算。地图匹配的测量信息应该与其他导航传感器的测量信息相互独立。因此,它们应该只包含从地图匹配本身所得到的信息,而不含输入地图匹配算法中的信息。由地图匹配独立提供的信息为路段的位置,因此输出到组合算法中的合适的信息是路线修正。这是一种一维位置测量值,注意地图匹配只从单输入位置中产生一维信息。这种组合算法中线路修正测量的处理将在 16.3.4 节中介绍。

一个线路修正可被表示成描述路段方向的方位 ψ_{nl} 和路段的起点位置 (x_{ps}^p, y_{ps}^p) 。前者为式(13.13)中的 ψ_{nl} ,后者必须被转换成在组合算法中所用的形式。当 p 为当地平面坐标系时,可以用下式得到一个笛卡儿位置坐标:

$$\begin{aligned}\hat{r}_{\beta t}^{\gamma} &= r_{\beta p}^{\gamma} + C_p^{\gamma} \begin{pmatrix} \hat{x}_{ps}^p \\ \hat{y}_{ps}^p \end{pmatrix} \\ &= C_p^{\gamma} \begin{pmatrix} \hat{x}_{ps}^p - x_{p\beta}^p \\ \hat{y}_{ps}^p - y_{p\beta}^p \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (13.17)$$

投影坐标转换和数据转换,在 CD 中的附录 C 中进行讨论。

应注意,用融合了地图匹配测量值的组合导航解来提供位置,同时又用车辆方向输入到地图匹配算法,这引入了正反馈,可能导致路段 ID 算法错误地认为车辆继续沿当前道路行驶,而它实际上已经转弯了。

含有地图匹配的导航系统能够实现大约 10m(1 σ)的水平定位精度^[3]。

13.1.4 铁路地图匹配

铁路地图匹配与公路地图匹配类似,一般铁路网络比公路网络简单。火车总被限制在轨道上运行,没有不确定的交叉轨迹,因此轨道地图可以有效地把铁路导航约束为一维问题。线路修正可应用在组合导航算法中^[8]。

平行轨道在铁路地图上总是分别表示,它们的中心线在一些国家有 3.3m 的距离。对于很多应用,比如说信号传输,知道火车在哪条轨道上非常重要。初始轨道确定要求一个从差分 GNSS 或应答器中获取的精确位置输入。通过把方位陀螺或 IMU 测得的航向变化与数据库中的候选轨道曲线进行匹配,可以探测火车在轨道切换点处平行轨道之间的移动^[9]。图 13.9 举了一个例子。应该调整沿轨道的位置来获取对每条曲线的最佳匹配。曲线匹配也可用来获取曲线轨道上的沿轨道的位置信息,而直线轨道可以用来校准陀螺或 IMU。

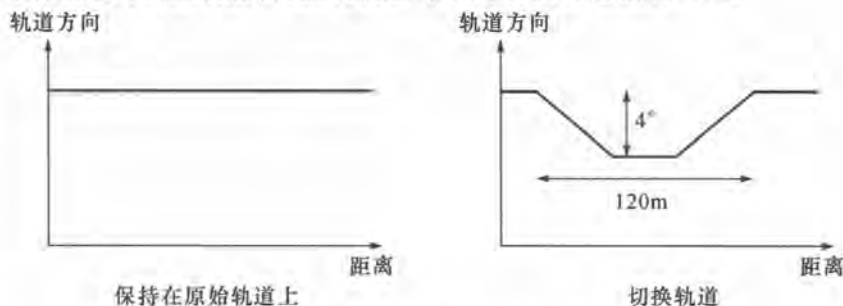


图 13.9 在切换处(点)的轨道航向曲线

13.1.5 行人地图匹配

对于行人导航,用户的位置远不像汽车或火车那样受到约束。行人不能总是被假设沿着街道或走廊方向行进。因此,需要更加灵活的地图匹配方法。一种方法就是基于障碍物的地图匹配。图 13.10 举了一些例子,如果导航解和数

据库指示用户正要垂直地穿越墙壁,位置解应该被修正到最近的门口。而发现用户逐渐偏移将要穿过旁边的墙壁时,则需要修正行进方向。一个实用的地图数据库并不需要包含所有的墙面和障碍物。

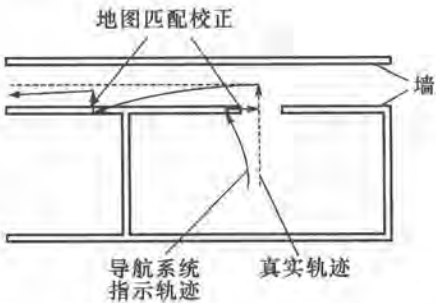


图 13.10 步行导航地图匹配设备

对于地图匹配算法,前面的讨论都假设用导航解来确定正确的路径是足够精确的。更精确的算法是用粒子滤波(见 3.5 节)来保证航位推算假设的分布,这些假设包含不同的位置、航向及解的漂移。任何时候当一个假设不符合地图时(如要求道路穿过墙壁),它就会被删除。持续这个过程直到仅剩正确的假设保留^[10-12]。这种方法使得室内定位只用惯性传感器和地图即可实现。但是在一栋有重复特征的建筑里,获取一个唯一的修正需要很强的信息处理能力,而且难度很大。

一种可代替基于障碍的地图匹配的方法是利用许可路线的数据库,把位置解移动到最近的路线上。数据库可以结合多个用户的行进路线,共同合作建立^[13]。但是,这可能会忽视一些不常用的许可路线。

场景(见 1.4.2 节)也可被用作行人地图匹配,在 16.1.10 节中介绍的室内/室外场景探测可被用来把位置解约束在地图的室内外区域内。而且,正如 6.4 节所描述的,不同种类的人体运动可以通过惯性传感器来识别。这就使得步行、爬楼梯、电梯、自动扶梯等能被识别并通过地图匹配来确定位置^[14]。

对于沿着走廊步行的行人,位置解被约束在路段和节点的网络中,可采用类似道路地图匹配的方法。这也可用于一些国家的人行道网络,那里横穿马路的人行横道仅被允许设在某些特定位置^[15]。

在典型建筑物内,大多数行走都是沿着与外墙方向匹配的 4 个基本方向之一。这些方向可以从城市模型中得到,而建筑物的内部地图不再需要。这也可同样应用在许多城市的人行道网络中。通过把测量的轨迹与最接近的基本方向对准,基本航向辅助可修正装在脚部的惯性导航和利用步伐探测的 PDR 系统的固有的航向漂移^[16]。如图 13.11 所示。航向测量新息由下式计算;

$$\delta z_{\psi,k} = \psi_e - \arctan_2(\Delta \hat{r}_{eb,E}^n, \Delta \hat{r}_{eb,N}^n) \tag{13.18}$$

式中: ψ_e 为最近的基本方向的指向; $\Delta \hat{r}_{eb}^n$ 为过去几步位置测量的变化。

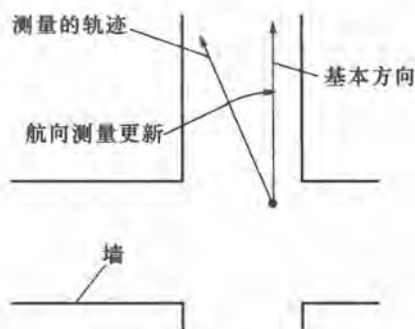


图 13.11 基本航向测量

然后航向测量可被 15.1.2 节介绍的方法处理。注意,传感器的安装并不是被假定与行进方向对准。

基本航向辅助并不是所有时刻都可以使用。行人可能偏离基本航向来躲避障碍或穿过一片开阔区域。一种方法是,仅在测量轨迹为直线且保持在基本方向的某个阈值内(如 10°)时,执行基本航向更新^[16]。另一种方法是限制每个时刻修正量的大小^[17]。

13.2 地形参考导航

地形参考导航(terrain - referenced navigation, TRN)通过将一系列地形高度测量值与数据库对比来确定位置。地形可以是陆地或者海床。它也被称为地形辅助导航(terrain - aided navigation, TAN)、地形等高线导航(terrain - contour navigation, TCN)和地形等高线匹配(terrain contour matching, TCM)。而且,地形参考导航这个名称有时也用来描述更广的基于地形的特征匹配技术。

TRN 发展始于 20 世纪 60 年代,用的是模拟技术^[18]。当前市场上可用的系统包括地形剖面匹配(Terrain Profile matching, TERPROM)^[19,20]和地形等高线匹配(terrain contour matching, TERCOM)^[21]。除了导航,它们也被用于地形避碰。

传统机载 TRN 系统利用载体的绝对高度减去雷达高度计(见 6.2.3 节)测量的载体离地距离来确定地形高度,如图 13.12 所示。离地高度也可以用摄像机测量,方法是把飞机速度(假设已知)与某个特征流通过图像的速率进行比较(见 13.3.5 节)^[22]。

有许多不同分辨率和覆盖区域的高度数据库,如数字地形模型(digital terrain model, DTM)或数字高程模型(digital elevation model, DEM)^[23]。为了寻求精度与数据存储量的最佳折衷,数据库的分辨率应该与雷达高度计的测量值相匹配。大多数军用 TRN 系统使用由国家地球空间情报局(National Geospatial -

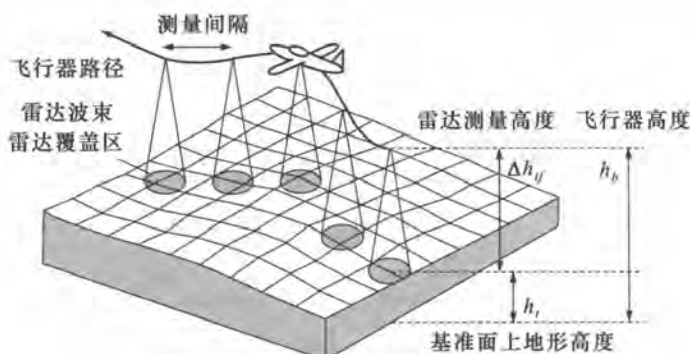


图 13.12 用雷达高度计的地形高度测量

Intelligence Agency, NGA) 整理的一级数字地形高程数据 (digital terrain elevation data, DTED), 其网格间距大约 100 m, 整个地球数据库大约需要 2 GB 的存储空间^[24]。注意数据库更倾向于使用正高而不是大地高程 (见 2.4.4 节)。

理论上, 从 TRN 获得三维定位需要 3 个地形高度测量值。然而, 与短距离地形高度变化相比, 测量误差和数据库误差要大一些, 因此为了让测量值与数据库能唯一匹配, 通常需要更多的测量值。在地势平坦地区或水面上, TRN 仅仅能提供高度信息, 而不能提供水平位置修正。根据测量值确定位置的方法有两类: 序贯处理和批处理。下面将逐一介绍, 并讨论两种方法的性能及其误差源, 以及 TRN 技术中的高精度激光测距仪。

近几年里, 用声纳来确定距离海床高度的 TRN 技术逐渐应用于海上, 尤其是水下航行器。陆地上用气压高度计的 TRN (见 6.2.1 节) 也已经得到研究。ADM 也可以用于高度辅助, 这些问题将在本节讨论。

13.2.1 序贯处理

序贯处理 TRN 用于 TERPROM 和森迪亚惯性地形辅助导航 (Sandia inertial TAN, SITAN)^[25], 采用扩展卡尔曼滤波 (参见 3.4.1 节) 来估计载体导航系统的位置误差。它独立处理每个雷达高度计的测量值 $\Delta \tilde{h}_r$, 并据此优化位置误差估计。与批处理技术相比, 该方法的主要优点是计算量小得多。

测量新息由测量值与数据库预测地形高度的差值构成, 即

$$\delta z_T = \hat{h}_b - (0 \quad 0 \quad 1) \hat{C}_b^a \mathbf{I}_{br}^b - \Delta \tilde{h}_r - h_{i,D}(\hat{L}_b, \hat{\lambda}_b) \quad (13.19)$$

式中: $\hat{L}_b$, $\hat{\lambda}_b$ 和 $\hat{h}_b$ 分别为主导航系统校正后的纬度、经度和高度; $\mathbf{I}_{br}^b$ 为载体系到雷达天线的杆臂; $h_{i,D}$ 为来自数据库的大地高程。

定义状态向量为

$$\mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} \delta L_b \\ \delta \lambda_b \\ \delta h_b \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta r_n^\gamma \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, l \quad (13.20)$$

式中: δL_b 、 $\delta \lambda_b$ 、 δh_b 分别为纬度误差、经度误差和高度误差, 由式(5.108)定义; 笛卡儿位置坐标误差由式(5.107)定义, 测量矩阵为

$$\mathbf{H}_T^n = \begin{pmatrix} \frac{\partial h_{i,D}(\hat{L}_b, \hat{\lambda}_b)}{\partial L} & \frac{\partial h_{i,D}(\hat{L}_b, \hat{\lambda}_b)}{\partial \lambda} & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{H}_T^\gamma = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\partial h_{i,D}(\hat{L}_b, \hat{\lambda}_b)}{\partial L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial h_{i,D}(\hat{L}_b, \hat{\lambda}_b)}{\partial \lambda} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} & \mathbf{T}_{r(n)}^\gamma \mathbf{C}_\gamma^n & 0 \end{bmatrix} \quad \gamma \in i, e, l \quad (13.21)$$

其中 $\mathbf{T}_{r(n)}^\gamma$ 由式(2.119)式给出。

此方法成功的关键是精确地获取地形梯度 $\partial h_{i,D}/\partial L$ 和 $\partial h_{i,D}/\partial \lambda$ [6], 这受限于数据库的精度。但是, 最主要的限制在于梯度的计算是基于估计的载体位置, 而不是真实的位置。如果在这些位置的坡向不同, 估计的位置将偏离真实位置而不收敛。实际中, 当位置与数据库的综合误差超过几百米时, 基于 EKF 的序贯处理 TRN 并不能很好地工作。

目前解决此问题的方法有两种。一是利用非线性高斯滤波算法, 例如 Viterbi 算法 [27]、点群滤波算法 [28] 或粒子滤波算法 [29,30], 来替代扩展卡尔曼滤波。这解决了算法对单点地形梯度的依赖, 但却大大增加了处理器的负担。另一种方法是像典型的 GNSS 用户设备一样分成“跟踪”和“捕获”两种工作模式 [31]。当位置的不确定性小于工作极限时, 工作在“跟踪”模式, 采用 EKF 技术处理测量信息。其他情况工作于“捕获”模式, 可以采用批处理算法(参见 13.2.2 节)或并联滤波器, 例如多模自适应滤波器组(参见 3.4.4 节) [32]。对于滤波器组, 每个滤波器采用不同的经度和纬度偏差及相应的地形梯度。在一段时间内, 最接近真实位置的滤波器的测量新息最小。

13.2.2 批处理

批处理 TRN 也称为模型匹配或地形等高线匹配, 它把一系列的高度测量值一起处理。一起处理的测量值通常为 5 ~ 16 个, 称为一个剖面 (transect), 剖面上的每一点与载体导航系统的位置参数 $\hat{L}_b$ 、 $\hat{\lambda}_b$ 和 $\hat{h}_b$ 相对应。每个点的载体高度

值减去雷达测量值,然后把这些点连在一起形成一个三维位置剖面。这等价于把图 13.12 所示的雷达覆盖点连接在一起。然后,定位分两步进行:①通过对剖面与地形高度数据库进行匹配,得到剖面上所有点共同的位置误差的概率分布;②从这个分布中获得位置修正信息^[33]。

获取关于位置的连续分布函数是不切实际的,所以应用网格。网格的范围通常与载体导航参数的 3σ 误差范围相一致,而网格间距由数据库的分辨率、地形相关长度和处理能力决定。对于一个 n 点剖面,以 $\delta L, \delta \lambda, \delta h$ 表示估计的载体位置误差,则测量新息向量为

$$\delta z_T(\Delta L, \Delta \lambda, \Delta h) = \begin{pmatrix} \hat{h}_{b,1} + \Delta h - (0 \ 0 \ 1) \hat{\mathbf{C}}_{b,1}^m \mathbf{I}_{br}^b - \Delta \tilde{h}_{tr,1} - h_{t,D}(\hat{L}_{b,1} + \Delta L, \hat{\lambda}_{b,1} + \Delta \lambda) \\ \hat{h}_{b,2} + \Delta h - (0 \ 0 \ 1) \hat{\mathbf{C}}_{b,2}^m \mathbf{I}_{br}^b - \Delta \tilde{h}_{tr,2} - h_{t,D}(\hat{L}_{b,2} + \Delta L, \hat{\lambda}_{b,2} + \Delta \lambda) \\ \vdots \\ \hat{h}_{b,m} + \Delta h - (0 \ 0 \ 1) \hat{\mathbf{C}}_{b,m}^m \mathbf{I}_{br}^b - \Delta \tilde{h}_{tr,m} - h_{t,D}(\hat{L}_{b,m} + \Delta L, \hat{\lambda}_{b,m} + \Delta \lambda) \end{pmatrix} \quad (13.22)$$

其中符号在上一节定义。给定测量值,利用均方差统计,可得特定位置偏差的似然函数为^[33]

$$\Lambda(\Delta L, \Delta \lambda, \Delta h) = \exp\left(-\frac{1}{2} \delta z_T^T \mathbf{R}_T^{-1} \delta z_T\right) \quad (13.23)$$

式中: $\mathbf{R}_T$ 为测量噪声协方差,由雷达测量噪声和数据库误差引起。

由于雷达覆盖区误差(参见 6.2.3 节)和载体速度误差的存在,可能产生不同剖面点的相关测量误差,故矩阵不一定是对角阵。

由于处理器能力的限制,得到三维似然网格是不现实的。垂直分量可以通过剖面上连续点的差分消除^[33]。或者,可通过最小二乘拟合来优化每一纬度和经度偏差对应的高度偏差值,公式如下^[34]:

$$\Delta h(\Delta L, \Delta \lambda,) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m [\Delta \tilde{h}_{tr,i} + h_{t,D}(\hat{L}_{b,i} + \Delta L, \hat{\lambda}_{b,i} + \Delta \lambda) - \hat{h}_{b,i} + (0 \ 0 \ 1) \hat{\mathbf{C}}_{b,i}^m \mathbf{I}_{br}^b] \quad (13.24)$$

一旦一个似然网格已经获得,可以用来确定位置修正。有时似然函数有唯一的峰值,清晰地指示载体的位置。但是,并非总是如此。当测量值-数据库的匹配存在多义时,一个典型的两维网格上的似然表面见图 13.13。由于存在多个峰值和明显的噪声,使得难以确定正确的位置偏差进行修正。由于噪声的存在,最大似然点不一定是正确点。另外,对表面进行二变量高斯分布拟合,有可能增加部分解空间的权重,而降低另一部分的权重。例如,分布的均值可能会落在两个峰值之间,那里的似然值非常低。有多种方法可以从这种

不规则的似然表面中确定修正量,下面以算法计算量逐步增大的顺序分别进行讨论。

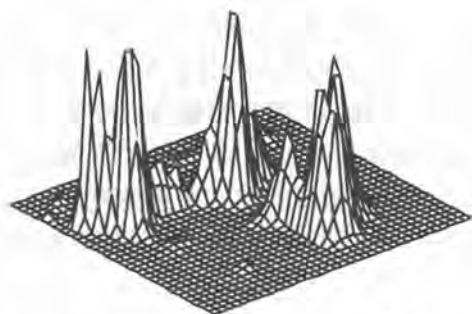


图 13.13 当测量值-数据库的匹配多义时的一种 TRN 似然函数表面(见文献[14])

最简单的解决办法是让剖面足够长,使得不确定的匹配尽量少;这种方法通常至少需要 3 km 的剖面^[33]。然而,长剖面降低了更新率,增大了导航系统速度误差对组合导航定位的影响。另外,速度误差还会导致剖面末端的最佳位置校正偏离初始的最佳位置校正,从而使近似表面形成拖尾。

SPARTAN (stockpot algorithm for robust TAN)是另一种简单的方法,它用高斯分布拟合似然表面,然后把拟合后的残差加入下一个剖面的似然表面^[33]。

另一种方法是对似然函数做多重高斯分布拟合。一种简单做法是将似然网格分为信号和噪声单元,然后对每个相邻的信号单元组拟合一个高斯函数^[34]。另一种对处理器要求较高但性能更好的方法,是利用高斯函数的加权和来迭代拟合似然表面。以上两种方法,都用到了多位置修正假设,每个假设都有一个协方差和概率值,这些信息都为组合算法所使用(参见 3.4.5 节和 16.3.5 节)。

最复杂的批处理 TRN 算法,是修改组合滤波器,将整个似然表面作为测量。IGMAP^[35]算法将组合算法位置误差的先验分布与 TRN 的似然表面相乘,然后用一个或多个高斯函数拟合这个乘积。粒子滤波(见 3.5 节)^[36]和其他的蒙特卡罗估计算法,例如 MCMCMC 方法^[37],则完全不用高斯近似。

13.2.3 性能

在最佳条件下,传统 TRN 的水平位置误差大约为 50m(1σ)。性能的好坏取决于载体下方地形的粗糙度。已建立的 TRN 系统通常要求地形梯度的均方根(RMS)不小于 3%,并且不同方向的高度都有变化。要获得最佳性能,需要更大的粗糙度。更复杂的 TRN 算法能够在低粗糙度条件下获得较好的性能^[30,34],并且将来能在极低粗糙度的条件下应用。而地形太粗糙也会影响系统性能,因为此时雷达覆盖范围内地形高度的变化会引起飞行器到正下方地面的测距误差变大(参见 6.2.3 节)。因此,为了保证 TRN 在整个航行过程中连续可用,必须

仔细规划飞行轨迹^[38]。

其他一些因素也会影响 TRN 性能。惯导或其他航位推算系统的速度精度决定了雷达连续测量值之间的假想距离精度,以及 TRN 噪声在组合导航解中的平滑程度。由于 TRN 的可用信息依赖于地形的相关长度,故载体的速度是至关重要的,载体的速度越大,获取信息的速率越快。由于较大的雷达覆盖范围导致较大的量测噪声,故随着离地高度的增加 TRN 的性能会下降。然而,制约 TRN 性能的最基本的因素是数据库精度和雷达波束宽度。较新的地形高度数据库,其精度和分辨率比 DTED 1 级高^[23],而干涉雷达能够提供比传统雷达更窄的波束^[24]。组合在一起,可以实现约 3m 的定位精度。

13.2.4 激光 TRN

用激光测距仪替代雷达,可以消除传感器覆盖范围过大的问题,采用传统的 TRN 算法可使平均位置误差降低 50%^[39]。同时,在一定的航行距离内,让激光束从一侧扫描到另一侧,如图 13.14 所示,可以获得更多的数据点^[18,40,41]。利用载体的速度和姿态参数,每一数据点可从时间、距离和扫描角的形式转换到地形上激光反射点相对于载体的位置。然后采用批处理算法(参见 13.2.2 节),将测量值与数据库进行对比。当使用 DTED 1 级数据库时,就基本去除了不确定匹配,如果与航空级惯导系统组合,则精度可以达到约 30m(1σ)^[40]。

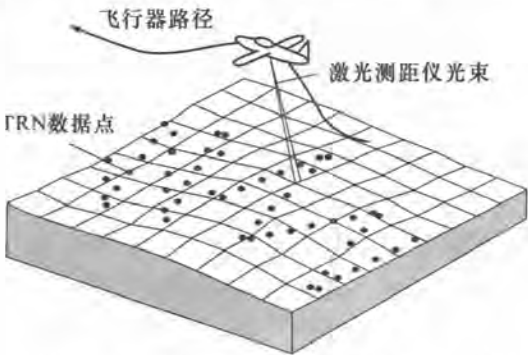


图 13.14 利用扫描激光测距仪测量 TRN 数据点

为了充分发挥激光扫描仪的效能,需要更高的数据库分辨率,如 5 m 网格间距和亚米级精度的数据库,这可使系统的水平位置精度达到 10 m(1σ)^[18,41]。使用 1 m 网格间距的数据库和航空级惯导系统时,每轴可以获得大约 2m(1σ)的定位精度^[18,42]。然而,随着数据量的增大,传统批处理算法计算量非常大。解决方法为,对激光扫描数据进行降采样以匹配地形相关长度,以及采用基于梯度的匹配算法。

对超前和朝后两个方向的两个激光扫描仪的测量数据剖面进行相关性分

析,可以在没有数据库信息的地形上通过航位推算来确定飞行器的速度^[43]。这两个传感器的覆盖点间距越大,在同一片地形上获取的连续数据剖面之间的时间间隔越大,对一个给定分辨率的传感器来说得到的速度分辨率就越高。

激光测距仪的另一个问题是比雷达高度计的测量距离短,并且易受天气干扰。但是在大多数低海拔应用中它具有更高的精度,如陆地应用。

13.2.5 声纳 TRN

利用多波束声纳回声测深仪,潜艇、AUV 和 ROV 能够测量载体到海底或者河床多个点的距离,并得到这些点之间的相对位置。这些点组成一个测深剖面(bathymetric profile),然后利用批处理法将测深剖面与适当的数据库匹配,就可以实现 TRN。有时也称为底部等高线导航(bottom - contour navigation, BCN)。与其他形式的 TRN 一样,系统的精度取决于地形高度变化和传感器分辨率,最高分辨率的传感器能同时测量超过 10000 个点,定位精度可达到 1m,但是一般精度在 10m 左右^[44-46]。

如果数据库不可用,可以通过比较连续重叠的测深剖面进行航位推算来获取坐标系下的速度 v_{eb}^b 。

13.2.6 气压 TRN

对于陆地车辆和户外行人来说,导航系统一般保持在一个恒定的离地高度上,所以可以用零偏校准后的气压高度计(参见 16.2.2 节)来测量地形高度。因此,原理上可以实现地形参考导航^[47,48]。然而,由于载体或用户的速度非常低,需要很高分辨率的数据库来捕获地形高度变化。如何确定系统能工作的地形范围还需要做更多的研究。同样注意到,这项技术是与环境相关的,在室内是不适用的。

13.2.7 地形数据库高度辅助

地形数据库高度辅助利用 DTM 从经纬度或水平投影坐标信息来确定陆地车辆或户外行人的高度,必要时可采用内插法。对于海上应用,潮汐模型可用来估计海平面高于或低于大地水准面的高度。大地水准面模型要求将正高转换成大地高。高度辅助可用已知的水平位置信息来简单地确定高度。它也可通过判断水平和垂直分量是否匹配来测试三维位置解的有效性。

另外一种使用高度辅助的方法是,在只能得到 3 个伪距测量或信号几何构型不好时,使得 GNSS 依然能进行四维定位。高度辅助通过定义一个球形的位置表面形成一个虚拟的距离测量。当水面或地形表面平坦时,地球中心可被当做虚拟测量的原点,而距离可简化为 ECEF 坐标系下笛卡儿位置坐标的幅值,其中笛卡儿位置坐标由近似的经纬度和数据库高程通过式(2.112)得到。对于斜

坡地形,把从虚拟距离测量得到的 SOP 拟合到近似经纬度处的 DTM。16.3.2 节描述了如何把虚拟距离测量融合进组合导航解。

当输入经纬度的不确定性严重时,高度辅助应该迭代使用。因此,可用高度辅助测量和从 GNSS 得到的经纬度来确定一个更精确的高度辅助测量,之后再 用此来计算一个更高精度的经纬度。这可能需要多次迭代。不管用何种模式匹 配技术,当 DTM 地形表面有多个点与 GNSS 测量一致时,就会有一些错误和模 糊匹配。

当初始经纬度未知时,高度辅助测量应该被设定为以地球中心为原点的赤 道半径。式(2.137)给出的椭球半径应该被用于第二次迭代,并和地形高度数 据库一起用于后续迭代,图 13.15 显示了这个过程。地形高度辅助技术也被用 于 RDSS(CD 中附录 F 的 F.1 节)、多普勒定位以及短程的 UWB 定位和伪卫星 定位中。不同高度辅助方法的比较可以参考文献[49]。

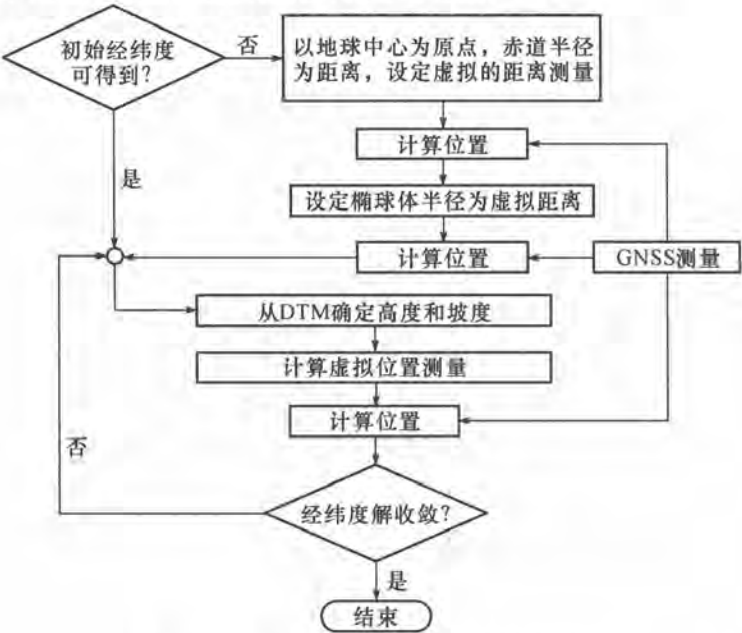


图 13.15 用 GNSS 和数据库高度辅助的定位

13.3 基于图像的导航

基于图像的导航系统用传感器获取周边环境的二维或三维图像。对于地形特征成像的传感器,在空中应用中一般视角向下,在陆地和海上应用中视角向前。通过将图像与已知的环境特征数据库对比,就可以得到传感器的定位与定向信息,有时也称为 pose 信息。通过对连续图像进行对比,就能获取传感器的

平移和旋转运动信息,这也是一种形式的航位推算法。同样的传感器可以同时用于位置修正及航位推算。

与 TRN 相似,图像匹配不是在所有地形条件下都能工作,因为它需要独特的地形特征如人造物体来进行匹配。在平坦的地形上,TRN 性能很差,而图像匹配特征往往更丰富,因此这两种技术是有互补性的。在水面上方不能进行图像匹配。

本节首先介绍了图像传感器,然后讨论了特征对比的方法。接着讨论用单个图像特征和整体图像特征的位置修正方法。之后再讨论两种主要的航位推算法,一种是对比连续的图像特征的视觉里程计,另一种是在几个图像中对单个特征的跟踪。最后介绍恒星导航法。

这里只考虑从内向外的定位,即通过运动的用户观察环境来定位。但在跟踪应用中,图像传感器常常由外向内配置,即通过环境来观察移动目标。

13.3.1 图像传感器

图像传感器可被分为方位-仰角、距离-方位或三维型等几类,这取决于它们生成图像的类型。在任何情况下,传感器与载体间的对准及传感器与载体坐标系之间的杆臂必须被严格校准,以便能从传感器姿态推导出载体的导航解。

最古老的图像传感器是人类的眼睛。配合一个装在转动框架上的望远镜,可用来获取环境特征的精确的方位以及仰角。在舰船上这种技术仍在使用。

摄像机也能提供方位-仰角信息。它是一种只接收信息的被动型传感器。一个能提供 640×480 和 1920×1080 像素的标准摄影机,对导航是适用的。红外摄像机可在晚上或照明度不好的地方良好地工作,几乎不受雨和云的影响。

摄像机必须被校准以使视轴上的每个像素与一个方位和仰角相匹配。假设一个理想的摄像机,一个特征 f 相对于导航系统体坐标系 b 的视线向量,由下式给出^[50]:

$$\mathbf{u}_{bf}^b = \frac{1}{\sqrt{x_{cf}^2 + y_{cf}^2 + F^2}} \mathbf{C}_c^b \begin{pmatrix} -x_{cf}^c \\ -y_{cf}^c \\ F \end{pmatrix} \quad (13.25)$$

式中: (x_{cf}^c, y_{cf}^c) 为特征在摄像机探测器或图像平面中的位置,如图 13.16 所示; F 为摄像机镜头的焦距; $\mathbf{C}_c^b$ 为摄像机到体坐标系的转换矩阵,假设是已知的。

实际中,需要一个更加精确的模型来考虑镜头的光学变形及其他系统误差。视线向量与方位角 ψ_{bu}^{bf} 和仰角 θ_{bu}^{bf} 有关,为

$$\mathbf{u}_{bf}^b = \begin{pmatrix} \cos\theta_{bu}^{bf} \cos\psi_{bu}^{bf} \\ \cos\theta_{bu}^{bf} \sin\psi_{bu}^{bf} \\ -\sin\theta_{bu}^{bf} \end{pmatrix}, \quad \begin{aligned} \theta_{bu}^{bf} &= -\arcsin(u_{bf,z}^b) \\ \psi_{bu}^{bf} &= \arctan_2(u_{bf,y}^b, u_{bf,x}^b) \end{aligned} \quad (13.26)$$

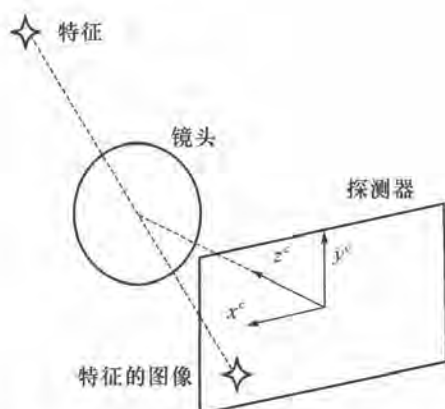


图 13.16 在摄像机坐标系内的特征图像

对于导航应用,通常把一个宽视场(FOV)摄像机通过捷联方式安装在载体上,这样可以同时观测多个特征。在空中应用中,当摄像机高度变化时可用变焦镜头来保持视场内一片地形区域的恒定。或者,把一个窄视场的摄像机安装在稳定平台上,这被称作光电传感器,可提供单个特征的高精度观测。

可以用很多方法给摄像机图像增加距离信息。对于地面车辆,摄像机可被假定处于地面上一个固定高度上,而飞机离地高度可由雷达确定(见 6.2.3 节),或者通过对载体高度与地形高度数据库的高度求差得到。更一般的是,可以用已知特征的大小来获取图像的比例,或者把图像的速度和已知载体速度的另一个独立观测相比较,这就等价于从多个位置观测特征。距离也可以通过立体摄像机直接测量^[51],或者使用编码孔径对图像进行散焦来测量^[52]。

对于更精确的距离确定,必须采用基于雷达、声纳或 LADAR/LIDAR 等主动式传感器。主动式传感器发射信号,并测量这些信号反射回传感器耗费的时间,它们比被动式传感器成本高且耗能多。而对于军事应用,它们隐蔽性不好。雷达和 LIDAR 都是扫描式传感器,因此载体在扫描周期中的运动可能需要补偿。

成像雷达是一个距离-方位传感器,是船舶和许多飞机的标准设备。舰载雷达采用大型旋转天线,并可进行每 1.5 ~ 3s 的 360°全方位扫描。波束宽度水平角为 1° ~ 2°,垂直角为 20°,典型的距离分辨率为 2 ~ 16m。作用距离取决于目标的大小^[53],在 2 ~ 40km 之间。许多浮标和海岸线特征点都配备了雷达信号,当它们收到雷达信号时就会发射识别码。

机载雷达可探测远至 300km 的目标。原始方位分辨率比舰船低,是因为没有足够的空间装大型天线。但是,如多普勒波束锐化和合成孔径雷达(SAR)等处理技术,利用飞机的快速移动优势,可大大改善图像的分辨率。用 SAR 可得

到 $1.5\text{m} \times 1.5\text{m}$ 的地面分辨率。但高分辨率的雷达图像的大小仅受处理能力的限制^[54,55]。

激光扫描仪的分辨率比亚厘米级距离分辨率的雷达高得多,但其作用距离要短得多,单轴扫描仪水平安装时可提供距离-方位图像,可在几十毫秒内扫描超过 180° 。通过垂直于移动载体行进方向进行扫描,并结合从连续扫描得到的测量信息,可以得到三维图像。但由于没有点被多次扫描,这不能用于特征跟踪。双轴激光扫描仪可以在几秒内扫描一个完整的半球,但还没有被用于导航。

FLASH LADAR/LIDAR 是一种三维成像系统,它发射广角激光脉冲并用传感器阵列探测返回信号,测量距离精度在 1cm 以内。这消除了与扫描系统相关的运动模糊。在撰写本书时,在一个约 $40^\circ \times 40^\circ$ 的视场内角分辨率为 128×128 ,所以每个图像在三维空间中包括 16384 个数据点,被称为点云。典型更新率为 30Hz 或 60Hz ^[56]。

用主动式传感器,TRN(参见 13.2 节)和基于图像的导航可用同一个传感器来实现。这减少了硬件成本,去除了相对校准误差,并可用距离数据辅助图像边界的检测^[40]。

基于图像的导航常被自主车和机器人所青睐,因为它们已经有合适的传感器来进行路径规划和躲避障碍。

13.3.2 图像特征比较

有许多方法可用来比较相机图像之间的特征。最简单的是面相关法,通过比较一对图像之间或图像的选定区域之间的每个像素来确定相关度。这种方法在图像之间的不同的偏移距离上互相重复进行,通过最匹配的像素点进行图像对准。

面相关法还要求图像缩放和旋转的匹配。如果缩放和旋转的尺度不能用外部信息确定,则必须把其也加入搜索过程。这将大大增加处理器负担,提高由噪声和模糊造成错误匹配的概率。如果相机不是直接向下看,则可能要求关于 3 个轴的旋转搜索。

对于图像-数据库匹配,由于季节变化、光照条件改变、红外图像的昼/夜对比度反转等原因,直接对全彩或灰度图像进行比较效果并不好。而且,捕获的图像和存储的图像可能由不同类型的传感器得到。替代方式是图像被处理成抽取的边界,如图 13.17 所示^[57,58]。同时也有减少相关处理负荷和数据库存储量的优点。

直线特征匹配比面相关匹配处理量低,数据存储高效,因为仅需存储起点和终点。空中图像中合适的线特征包括公路、铁轨、建筑物和场地边界^[58,59]。图 13.17 显示了一个从图像中抽取线特征的例子。通过比较出现在图像中和特

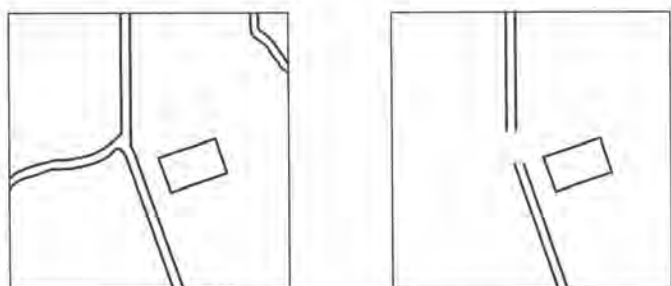


图 13.17 航拍图像中边界特征(左)和线特征(右)提取的例子

征数据库中的或两幅图像之间的相似方向的线的偏差,就可以获得绝对或相对的位置信息。从两条非平行线或一根包含完整图像的线就可以获得二维的位置信息。但是,对于一根延伸超出图像边界的线,仅能获取沿着垂直于这条线的图像方向的位置信息。因此,图像匹配系统有时可能只产生线修正(见 16.3.4 节),而不是位置修正。

由于线特征非常简单且常常平行出现,所以模糊成为一个问题;一幅图像的线可能与特征数据库中或另一幅图像的多条线产生匹配。而且,数据库中的一根线可能与一幅图像中的多条线对应。例如,铁轨可能用两条线也可能用一条线表示。因此,所有可能的匹配必须被考虑并进行一致性检查(见 17.4 节),用来确定能给出最一致的图像-数据库或图像-图像偏差的特征的组合。当没有足够的信息来做到这一点,可以输出多个修正假设。16.3.5 节讨论了多传感器组合导航中模糊测量的处理问题。当一幅图像的方向和/或缩放比例未知时,解决模糊问题要困难得多,且需要更多的线特征。在实际中,这个问题可能变得非常棘手。

比较图像的另一种方法是使用小特征描述符。首先,在一幅由许多变化的像素块组成的图像中,选择几十个小特征。这些特征往往是基于角落周围选取。对于每一个特征,构建一个描述符,其对摄像机视角的改变是不敏感的,包括相机的缩放比例、旋转和照明。常用的描述符包括尺度不变特征变换(SIFT)^[60]、加速鲁棒特征(SURF)^[61]和二进制鲁棒独立元素特征(BRIEF)^[62]等方法。这些描述符可被用来在从不同视角得到的图像之间进行对象匹配。通过匹配给定对象的几个小特征描述符来解决模糊问题。

在不同地点,相似特征的重复出现引起的模糊匹配也是个问题,尤其是在室内和城市环境。一种解决方案是通过在环境中放置光学标签的方式引入独特的特征,如 QR 码或其他矩阵条形码等^[63]。图 13.18 显示了一些例子。

最后,利用标准的光学字符识别(OCR)软件,符号文本可从摄像机图像中抽取。它具有易于存储和处理的优点。标准的象形标识如路标,也可以使用^[64]。一些标识区分度很高,而另一些可在很多地方出现。



图 13.18 一些光学标签的例子

机载雷达可产生与相机类似的图像,所以可以用相同的特征比较技术。但是,对于水平面内的雷达和单轴激光扫描设备来说,每个方向上只能测得最近的物体,因此可用信息较少。远处的物体通常作为点目标比较。近处的特征如墙壁可以作为线特征比较,而墙角作为点特征比较^[65]。

由三维激光传感器产生的点云,每个方向的信息也被限制在最近的物体上。但比二维扫描提供的信息要多得多。在不同扫描中的单个点会落在周围物体的不同部分,因此不能直接比较。相反,面、线和角特征可被提取。例如,通过匹配 3 个不平行的平面,两个点云之间的平移和旋转可被唯一确定^[56]。此外,在不同点云的平面之间有模糊对应的地方,必须使用另外的平面,并通过一致性检查确定最佳匹配。

最后,条件允许时,特征识别也可以由人工操作,因为人类视觉仍比机器视觉更可靠。

13.3.3 用单个特征的位置修正

正如本章简介里讨论的,实际中用环境特征进行位置修正需要输入一个近似的位置解及相关的不确定度,以限制特征数据库的搜索区域。把位置解的 3σ 不确定边界定义为搜索区域是合适的,位置解可由辅助信息输入(见 16.3.7 节)或由前一个位置来预测。

可以用在第 1.3.1 节中描述的邻近定位方法。近似位置可以从与数据库相匹配的单个环境特征得到。更精确的定位需要多个特征,求它们的位置均值或用交叉点约束。但是,通过测距和角度定位通常可提供更高的精度。

要从单个匹配的环境特征得到精确和完整的位置修正,需要从传感器获取特征的距离、方位和仰角,如图 13.19 所示。传感器测量相对于其视轴的特征的方位和仰角。但是,视轴相对于特征数据库坐标系的方位角、仰角和滚动角也是必需的。传感器的视轴相对于导航系统体坐标系的方向通过传感器的安装校准确定,而体坐标系相对于数据库坐标系的方向由载体姿态解来确定。

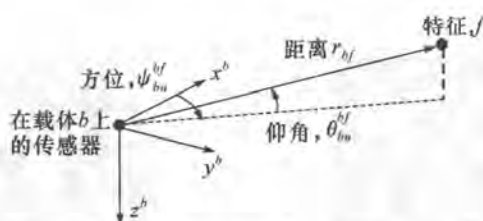


图 13.19 由单个环境特征的距离、方位和仰角来确定位置

用户相对于当地切平面坐标系 l 的位置为

$$\mathbf{r}_{lb}^l = \mathbf{r}_{lf}^l - \mathbf{C}_b^l [\mathbf{u}_{bf}^b \mathbf{r}_{cf}^b + \mathbf{l}_{bc}^b] \quad (13.27)$$

式中: $\mathbf{r}_{lf}^l$ 为特征位置; $\mathbf{r}_{cf}^b$ 为距离; $\mathbf{C}_b^l$ 为载体坐标系到当地切平面坐标系的转换矩阵; $\mathbf{l}_{bc}^b$ 为载体到传感器的杆臂长度。

当距离不能测量时,方位和仰角的测量仍能辅助组合导航(见 16.3.3 节)。用两个环境特征可以得到一个唯一的位置修正,如图 13.20 所示,前提是特征和传感器位置不共线。位置确定原理与无线电信号的角度定位是一样的(见 7.1.5 节)。当视线垂直时精度最高。但只有单个图像传感器并不总能实现定位。

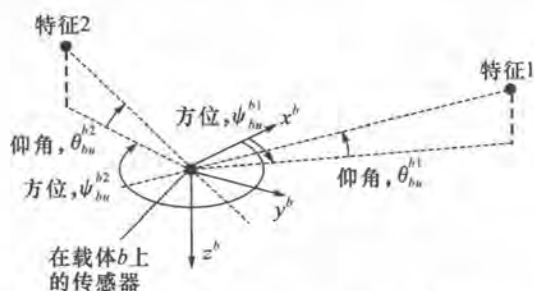


图 13.20 由两个环境特征的方位和仰角来确定位置

当传感器方向不准确已知时,可以用第三个特征通过二维定位得到,如图 13.21 所示。或者,两个匹配特征的相对方位和相对仰角仍可辅助组合导航。相反,如果传感器位置已知,两个环境特征的方位和仰角测量可用来确定传感器和载体的姿态。

当图像特征与数据库不完全匹配时(如一条未知终点的线),仅可确定距离、方位和仰角(或只有方位和仰角)的线性组合。因此,获得一个完整的位置修正需要更多的特征。附加的特征也可以用于一致性检查以识别错误匹配(见 17.4 节)。

用舰载雷达或单轴激光扫描仪在水平面内运行,通过获取相对单个已知环境特征点的距离和绝对方向,可以得到一个水平位置修正。或者,相对两个已知特征点的距离和未校准的方向测量,可以确定水平位置和传感器视轴方位角。

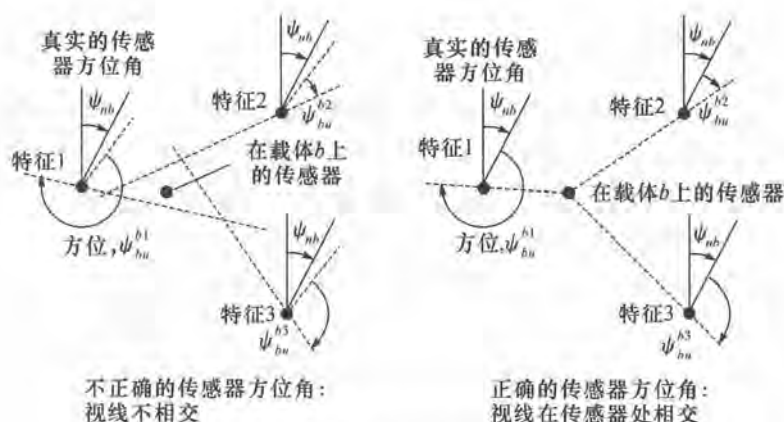


图 13.21 由三个环境特征的方位测量来确定传感器视线角

另一种不同的方法是,在每个方向上测量到最近物体的距离,然后用一幅包含布尔网格点的地图,通过模式匹配的方法来确定位置,网格点要么被占用,要么没被占用,不需要单个特征的识别^[66]。

图像特征匹配中的系统误差源包括数据库误差、传感器对准和标定误差、未补偿的缩放尺度变化。类噪声误差来自于聚焦误差、传感器分辨率极限、数据库和图像匹配算法。图像匹配算法中假设的统计参数必须考虑这些误差。在图像匹配算法中假定的统计参数必须被调整以对应这些误差,以及与输出位置信息相关的不确定性。而且,如果位置解是由不同时间的特征匹配计算的,在图像捕捉之间的载体运动必须考虑。

CD 上附录 H 的 H.1 节介绍了一个图像特征匹配系统的例子,一个机载的连续视觉导航(CVN),当与惯性导航组合时精度可达 10 ~ 20m。

图像特征匹配的一种特殊情况是路标探测^[67]。这可提高道路地图匹配中交叉点的定位精度(见 13.1 节),可实现车道识别,也可以用于车道偏离警告系统。

13.3.4 整体图像匹配的位置修正

图像中单个特征匹配方法的一种替代方法是整体图像匹配。数据库中的每幅图像被存储为一系列小特征描述符,其中一些是共同的重叠图像。从敏感图像中抽取小特征描述符,并与数据库图像对比。在某个阈值之上,哪个数据库图像匹配的特征最多,则可认为是正确匹配,这幅图像的视点就被设为传感器位置^[68]。因此,定位是通过近似的方法。这种技术可以用手机摄像头来实现。

给定视点的每个视线方向都对应有不同的数据库图像。因此该技术还可以提供传感器航向信息。精度受限于同一个环境特征从不同视点采集的图像所能被区分的角度。

13.3.5 视觉里程计

使用连续的二维摄像机图像进行的航位推算有时也被称为视觉里程计。第一步是在不同图像之间匹配环境特征,一种通用的方法是光流法^[69]。一幅图像被划分成 100 ~ 1000 片大小相等的片,其中每一片都通过面相关法与其他图像进行匹配,以确定该片的质心运动。其他方法包括以角落为中心的更小的片的面相关法^[70]、小特征描述符匹配法^[71,72] 和不规则边界特征匹配法^[73]。图 13.22 显示了匹配的运动矢量结果。

环境中位于一个共同平面内的相匹配的图像特征,可以用对应性矩阵 $\mathbf{H}$ 建立关系:

$$\begin{pmatrix} x_{cf}^e(+)\cr y_{cf}^e(+)\cr 1\end{pmatrix} = \mathbf{H} \begin{pmatrix} x_{cf}^e(-)\cr y_{cf}^e(-)\cr 1\end{pmatrix} \quad (13.28)$$

式中:下标(-)和(+)分别表示旧的和新的图像; $\mathbf{H}$ 可以用最小二乘估计方法从 4 个或更多个匹配特征得到;平面的方向用单位法线 $\mathbf{n}_p^l$ 表示,到相机的距离用法线距离 d_{pc} 表示,当这两者都已知时,相机的运动,有时已知为自运动,可用下式推导^[70]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}_{c(-)}^{c(+)} + \mathbf{C}_l^c \frac{\Delta \mathbf{r}_{lc}^l \mathbf{n}_p^{lT}}{d_{pc}} \mathbf{C}_c^l \quad (13.29)$$

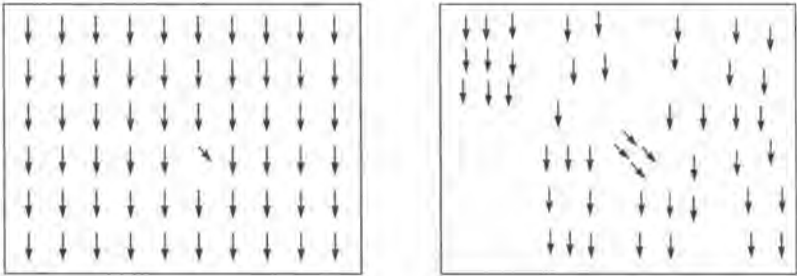


图 13.22 用光流法(左)和小特征匹配法(右)得到的显示连续的下视图图像间运动的向量。主飞行器正在左转,图像中间的异常是由于另一架飞行器正在下方飞行。

式中: $\Delta \mathbf{r}_{lc}^l$ 为相机位置的变化; $\mathbf{C}_{c(-)}^{c(+)}$ 为从旧相机坐标系到新相机坐标系的转换矩阵; $\mathbf{C}_l^c$ 表示从当地切平面坐标系到相机坐标系的转换矩阵。

相机转动和平移的分离可能比较困难,尤其当图像和目标平面平行时分离更是不可能的。一种解决方法是用惯性传感器来测量转动。对于陆地车辆,可以使用运动约束(见 15.4.1 节)^[69]。另一种可选方法是在垂直方向使用多个相机^[74]。

大多数情况下,地面被用作航位推算的参考平面。用下视摄像机,大部分的特征将在地面上,用分离性检测来移除不匹配的和移动的特征,包括云。用前视摄像机,地面通常会占据该图像底部的中心部位,在视野中与其他物体的分离则更具挑战性^[69]。用相机的视觉里程计精度在行程的2%以内^[70]。

用前视摄像机,在视轴方向上线特征的消影点可被用来确定传感器的旋转。这个点由既不是垂线也不垂直于垂线的线的交叉点给出,如图 13.23 所示。消影点在图像平面内的平动确定了俯仰和偏航运动,而相对消影点的特征旋转则可确定滚动^[75]。

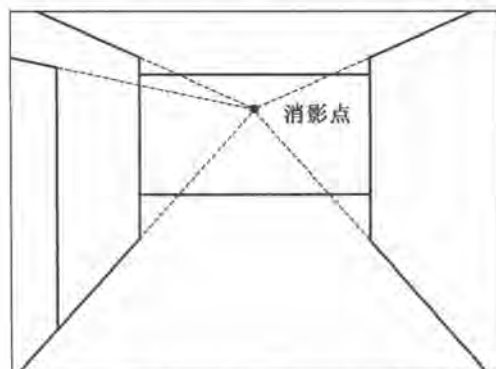


图 13.23 在具有线特征的前视图像中的消影点

在水平面内用二维激光扫描仪,体坐标系的水平速度和偏航角速率,可通过匹配连续扫描之间的两个或多个线特征来确定^[76,77]。线特征典型的是对应于墙壁,精度可达到行程的1%。利用闪烁式 LADAR 或三维扫描仪,通过匹配在连续扫描之间的3个平面,可获得体坐标系内的全三维速度和角速率。

13.3.6 特征跟踪

要通过几个连续的图像或扫描来跟踪单个的环境特征,其位置必须在导航滤波器中与用户的位置、速度和姿态一起作为附加的状态来估计^[65,78,79],如图 13.24 所示。初始的几个测量值用于确定特征位置,后续测量来保持用户位置解。若用方位-仰角图像传感器,特征必须从不同的方向观测来完全确定其位置。

这一技术常常用于万向框架式的 EO 传感器,它一次仅能观测一个特征。但是,必须跟踪多个特征以分别确定载体的速度和角速率。实时跟踪特征的数量受限于处理能力。在基本的特征跟踪中,一旦相关特征出了视野,特征位置的状态就被删除。但在 SLAM 中,它们会被保留,以防这些特征将来被再次访问。

环境特征跟踪总是与其他导航技术组合,如惯性导航,可以用来校准它们的误差。第 16.3.6 节描述了特征跟踪状态和测量值的组合形成的一种多传感器融合算法。

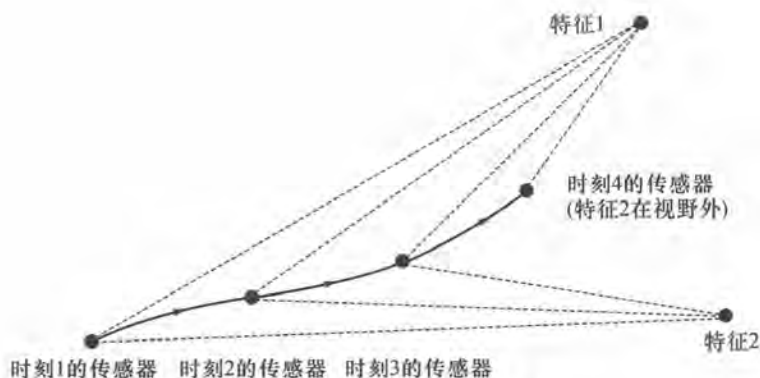


图 13.24 跟踪特征的连续观测

13.3.7 恒星导航

恒星或天文导航已经被使用了几个世纪。目前,在远洋或遥远地区其他信号不能得到的船舶中,它被用作 GNSS 的备份。对于其他行星的探索也是一个性价比很高的定位技术。这里只介绍基于恒星图像的现代方法,历史上的天文导航技术在 CD 中的附录 K7.1 ~ K7.3 中介绍。

恒星成像中测量许多星体的视线向量,然后与编目的星体比较,来确定传感器相对于 CIRS 惯性系的姿态,以角坐标形式表示。这一般用于姿态确定,特别是卫星和其他航天器的姿态确定。而确定位置则需要更多的信息。

星象仪或捷联星跟踪仪,由一个固定在载体上的 CCD (charge - coupled - device) 摄像机构成,其分辨率大约为 1000×1000 像素,视场为 $8^\circ \sim 40^\circ$ ^[80]。它昼夜都能正常工作,可用遮光板来减少从视场外进来的背景光。红外传感器比可见波段工作的传感器对覆盖云层的敏感性更低。相机故意散焦以散布每个星的图像到几个像素。然后,一种定中心算法,可以确定恒星图像的中心到亚像素精度^[50,81],精度取决于相机的敏感度和噪声水平。高规格的传感器在太空中可以测量约 $5\mu\text{rad}$ 内的星的姿态。但是,在大气层中精度被限制在约 $50\mu\text{rad}$ 。

典型的编目星体数据库,将存储至少 6000 颗星的视线数据。只要给定准确的时间,它就能用来修正地球自转轴的进动和章动,以及恒星视差和光行差^[82]。假设至少测量 4 颗星,它们可在没有任何先验位置或方向信息的情况下被识别。金字塔方法把测量的星体视线之间的角度与星体数据库中的角度对比,以找到最佳匹配^[83]。

星体特征 f 的坐标,通常用赤经 α_f 和赤纬 δ_f 来表示。则投影在 CIRS 惯性坐标系的视线向量为

$$\mathbf{u}_{if}^i = \begin{pmatrix} \cos\delta_{if}\cos\alpha_{if} \\ \cos\delta_{if}\sin\alpha_{if} \\ \sin\delta_{if} \end{pmatrix} \quad (13.30)$$

这也与由相机观测到的星体图像中心的视线向量相关(见 13.3.1 节),有

$$\mathbf{u}_{if}^i = \mathbf{C}_b^i \mathbf{u}_{if}^b, \quad f \in 1, 2, \dots \quad (13.31)$$

式中: $\mathbf{C}_b^i$ 为体坐标系到惯性坐标系的转换矩阵,是待定值。

由于姿态有 3 个独立的分量,而视线只有 2 个分量,故至少需要 2 颗星的测量值。实际应用中通常用约 10 颗星,采用最小二乘估计来确定最优姿态解^[50,83]。

应用式(2.144),相对于 ECEF 坐标系的姿态 $\mathbf{C}_b^e$,可在时间已知时得到。相对于当地导航坐标系的姿态 $\mathbf{C}_b^n$,可在经纬度已知时得到。因此,恒星图像可以用来校准惯性导航中的陀螺漂移。若用航空级 INS,水平位置误差理想上应该被永远控制在约 500m 内(见 5.7.2 节)^[82,84]。这种系统已经部署在高水平的侦察机和远程轰炸机上。

恒星导航可以确定经纬度、时间源及滚动和俯仰角。其中经纬度由恒星图像得到的惯性参考姿态来确定,滚动角和俯仰角由惯性导航、AHRS、加速度计调平、倾斜传感器或地平线测量来得到^[85]。从 ECEF 到游动方位坐标系的转换矩阵由下式给出:

$$\mathbf{C}_e^w = \mathbf{C}_b^w \mathbf{C}_i^b \mathbf{C}_e^i \quad (13.32)$$

其中,

$$\mathbf{C}_b^w = \begin{bmatrix} \cos\theta_{nb} & \sin\phi_{nb}\sin\theta_{nb} & \cos\phi_{nb}\sin\theta_{nb} \\ 0 & \cos\phi_{nb} & -\sin\phi_{nb} \\ -\sin\theta_{nb} & \sin\phi_{nb}\cos\theta_{nb} & \cos\phi_{nb}\cos\theta_{nb} \end{bmatrix} \quad (13.33)$$

经纬度由式(5.61)得到,不需要航向解。用精度为 $100\mu\text{g}$ 的加速度计,经纬度精度可被确定在约 600m 内。为获得更高的精度,必须用高精度的重力场模型,及更高质量的水平传感器^[85]。

13.4 其他特征匹配技术

本节讨论使用其他类型环境特征的导航,这些特征由不同类型的传感器测量得到。原则上,任何可测量的环境特征都可用于导航。确定给定类别特征的适用性有三条标准。首先,应该有空间变化,因此特征必须是随空间变化的一种环境属性,或是一种仅能在某些特定地方出现的可识别目标。在具有空间相关性的特征的不同观测之间的距离,决定了定位精度。而在不同位置之间的观测

的相似度决定了模糊定位的近似度。

第二个标准是随时间的变化。一个随时间具有不可预测变化的特征,比随时间不变或以预测规律变化的特征的作用要小得多。如果一个特征的时变比空间变化大得多,它对导航用处很小。缓慢的时变量可以通过定期更新数据库来减小。

最后一个标准是实用性。用来测量特征的传感器的尺寸、重量、成本和能耗必须对相关应用是适用的,正如特征识别和位置确定所要求的数据处理和存储要求一样。

在本节中,重力梯度、磁场变化,以及宇宙 X 射线将会被依次讨论。此外,道路质地、气味和颗粒,背景声音、小气候、背景辐射和天电探测会在 CD 上的附录 H 第 H.2 节讨论。

13.4.1 重力梯度测量

物质间的万有引力产生了重力,地形越高其包含的物质越多,因此地形高度变化导致重力加速度在几千米的尺度上就会有细微变化。不同材料具有不同密度,因此地质构造也会引起重力加速度在几十千米的尺度上有所不同。

原则上,将测量的重力加速度与数据库中一系列高分辨率的重力数据匹配,可以确定位置。但实际上,通过匹配空间重力梯度 $\partial g / \partial \mathbf{r}$ 可达到更好的性能。这是因为重力梯度测量中局部变化的信噪比更大,且其不易受到载体运动的干扰。空间重力梯度 $\partial g / \partial \mathbf{r}$ 有 9 个分量,但其中只有 5 个是独立的,3 个对角线元素之和为常数,而因为 g 本身就是的重力势能 V_g 的空间导数,且两次空间微分操作可以交换,所以 $\partial g / \partial \mathbf{r}$ 是一个对称矩阵。

重力梯度仪通过差分具有平行敏感轴的一对加速度计的输出信号来测量重力梯度的分量;载体加速度和常值重力分量可以通过差分消除。将加速度计安装在一个旋转的圆盘上并处理其输出信号,可消掉仪器偏差^[86],但这样限制了重力梯度的测量带宽。当旋转速率为常用的 0.25Hz 时,传感器带宽为 0.06Hz^[87]。

重力梯度测量通常使用在军用潜艇上,与高性能 INS 和深度传感器组合,能够将位置误差限制在约 400m^[86]。它具有比声纳更加隐蔽的优点。该仪器约有 1m³ 大小,质量有几百千克。

原理上,重力梯度测量可用于飞行器定位。地面上,用地形高度数据库可以计算重力分布的更高的空间频率^[88],重力梯度测量也是几种能在水上实施的环境特征匹配技术之一。但是,如果把潜艇上的重力梯度仪用在飞行器上,则定位精度仅能达到 2 km。一方面是由于带宽的限制,另一方面是由于在空中需要灵敏度更高的传感器,因为重力梯度随离地距离的三次方衰减^[87]。

新的重力梯度仪设计,基于超导加速度计技术,具有提供米级精度的重力 -

惯性导航的潜力^[89]。但是,这些设备温度被要求冷却到 4K,且体积和传统梯度仪近似。冷原子干涉测量(见 CD 上附录 E 中 E.1.2 节)可以在更小的封装,无需外部冷却条件下提供高精度重力梯度测量^[90]。

重力梯度测量也可用于机载测量和探矿,并被建议用于其他行星附近航天器的导航^[89]。

13.4.2 地磁场异常

地磁场(参见 6.1.1 节)会随着位置的变化而变化。如果能利用其他方法确定载体姿态(包括航向),则可以通过将测量到的地磁倾角和地磁偏角与全球地磁场模型对比而确定载体位置。对于轨道空间飞行器,地磁场是规则的,定位精度在几百米以内^[91]。

对于空中和潜艇应用,地磁局部异常可能是时变的,这使得从全球地磁场获得的定位精度只能到几千米。但是,在几千米范围内测量地磁场变化,再用模式匹配方法与相应数据库匹配,低空飞行器可以获得大约 1000m 的定位精度^[92]。在舰船和潜艇中也能达到类似精度。

对于行人和道路车辆导航,局部磁异常可以作为特征与数据库进行模式匹配来确定位置。在连续的步伐中(用惯性传感器探测),得到一系列的三维磁通密度或总体磁场幅度的测量。然后把这个测量样本上的测量值与数据库比较,来确定位置和行进方向,数据库可以是基于网格的^[93],或者由已知的路线组成^[94,95]。三维磁通密度匹配,必须考虑在用户航向解中出现明显错误匹配的可能性。若当地有足够明显的磁场变化,则可以达到亚米级的定位精度。

13.4.3 太空 X 射线源

脉冲星是能产生规律稳定的宽谱脉冲的自转中子星,脉冲可以用有指向性的 X 射线探测器来测量。虽然至每个脉冲星的距离和传输时间未知,但视线可被确定到很高精度。因此,差分测距可用于确定航天器相对参考基站的相对位置。由于脉冲星是高度稳定的,从参考基站的更新可能很少。但是,信号非常弱,因此千米级精度也需要几个小时的观测时间。脉冲星信号每隔几毫秒重复,因此模糊度大约在 1000km 量级。

更强的天空 X 射线源也可得到,但它们的信号是不规则的。因此,差分测距需要更多的信息通过数据链路进行传输。X 射线信号也可用于恒星成像(见 13.3.7 节)。尽管有几十年的研究,X 射线导航仍然处于试验阶段,它最有潜力的应用是用于太阳系外的行星的探索任务^[96,97]。

本章的习题和练习在随书附带的光盘上。

参 考 文 献

- [1] Zhao Y. Vehicle Location and Navigation Systems. Norwood, MA: Artech House, 1997.
- [2] Taylor C, Blewitt G. Intelligent Positioning: GIS - GPS Unification. New York: Wiley, 2006.
- [3] Quddus M A. High Integrity Map Matching Algorithms for Advanced Transport Telematics Applications, Ph. D. Thesis. Imperial College London, 2006.
- [4] Quddus M A, Ochieng W Y, Noland R B. Current Map - Matching Algorithms for Transport Applications: State - of - the - Art and Future Research Direction. Transportation Research Part C, Vol. 15, No. 5, 2007: 312 - 328.
- [5] Yang, D, Cai B, Yuan Y. An Improved Map - Matching Algorithm Used in Vehicle Navigation System. Proc. IEEE Intelligent Transportation Systems Conference, Shanghai, China, October 2003: 1246 - 1250.
- [6] Pyo J - S, Shin D H, Sung T - Y. Development of a Map Matching Method Using the Multiple Hypothesis Technique. Proc. IEEE Intelligent Transportation Systems Conference, Oakland, CA, August 2001: 23 - 27.
- [7] Jagadeesh G R, Srikathan T, Zhang X D. A Map Matching Method for GPS Based Real - Time Vehicle Location. Journal of Navigation, Vol. 57, No. 3, 2004: 429 - 440.
- [8] Zheng Y, Cross P. Integrated GNSS with Different Accuracy of Track Database for Safety - Critical Railway Control Systems. GPS Solutions, Vol. 16, No. 2, 2012: 169 - 179s.
- [9] Mueller T, et al. Design and Testing of a Robust High Speed Rail Prototype GPS Locomotive Location System. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004: 729 - 740.
- [10] Woodman O, Harle R. Pedestrian Localisation for Indoor Environments. Proc. UbiComp'08, Seoul, Korea, September 2008.
- [11] Beauregard S, Widyawan, Klepal M. Indoor PDR Performance Enhancement Using Minimal Map Information and Particle Filters. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008: 141 - 147.
- [12] Blanchart P, He L, Le G land F. Information Fusion for Indoor Localization. Pro. 12th International Conference on Information Fusion, Seattle, WA, July 2009: 2083 - 2090.
- [13] Robertson P, Garcia Puyol M, Angermann M. Collaborative Pedestrian Mapping of Buildings Using Inertial Sensors and FootSLAM. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011: 1366 - 1377.
- [14] Gusenbauer D, Lserst C, Krötsche J. Self - Contained Indoor Positioning on Off - the - Shelf Mobile devices. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Zürich, Switzerland, September 2010.
- [15] Ren M, Karimi H A. Movement Pattern Recognition Assisted Map Matching for Pedestrian/Wheelchair Navigation. Journal of Navigation, Vol. 65, No. 4, 2012: 617 - 633.
- [16] Abdulrahim K, et al. Aiding Low Cost Inertial Navigation with Building Heading for Pedestrian Navigation. Journal of Navigation, Vol. 64, No. 2, 2011: 219 - 233.
- [17] Aggarwal P, et al. Map Matching and Heuristic Elimination of Gyro Drift for Personal Navigation Systems in GPS - Denied Conditions. Measurement Science and Technology, Vol. 22, No. 2, 2011, paper 025205.
- [18] Campbell J L. Application of Airborne Laser Scanner: Aerial Navigation, Ph. D. Dissertation, Ohio University, 2006.
- [19] Robins A J. Recent Developments in the TERPROM Integrated Navigation System. Proc. ION 44th AM, Annapolis, MD, June 1988.
- [20] Cowie M, Wilkinson N, Powlesland R. Latest Development of the TeRPROM Digital Terrain System

- (DTS). PROC. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008;1219 – 1229.
- [21] Golden J P. Terrain Contour Matching (TERCOM): A Cruise Missile Guidance Aid Image Processing for Missile Guidance, SPIE Vol. 238,1980;10 – 18.
 - [22] Xhang J, Hu W, Wu Y. Novel Technique for Vision – Based UAV Navigation. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 47, No. 4, 2011; 2731 – 2741.
 - [23] El – Sheimy N, Valeo C, Habib A. Digital Terrain Modeling: Acquisition, Manipulation, and Applications. Norwood, MA: Artech House, 2005.
 - [24] Perrett M, Krempasky J. Terrain Aiding for Precision Navigation in Heavy GPS Jamming. Proc. ION GPS 2011, Salt Lake City, UT, September 2011; 924 – 931.
 - [25] Boozer D D, Fellerhoff J R. Terrain – Aided Navigation Test Results in the AFTT/F – 16 Aircraft. Navigation; ION, Vol. 35, No. 2, 1988; 161 – 175.
 - [26] Yu P, Chen Z, Hung C. Performance Evaluation of Six Terrain Stochastic Linearization Techniques for TAN. Proc. IEEE National Aerospace and Electronics Conference, Dayton, OH, May 1991; 382 – 388.
 - [27] Enns R, Morrell D. Terrain – Aided Navigation Using the Viterbi Algorithm. Journal of Guidance. Control and Dynamics, Vol. 18 No. 6, 1995; 1444 – 1449.
 - [28] Bergman N, Ljung L, Gustafsson F. Terrain Navigation Using Bayesian Statistics. IEEE Control Systems Magazine, June 1999; 33 – 40.
 - [29] Nordlund P – J, Gustafsson F. Recursive Estimation of Three – Dimensional Aircraft Position Using Terrain Aided Positioning. Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Orlando, FL, 2002; 11 – 1121 – 1124.
 - [30] Metzger J, Trommer G F. Improvement of Modular Terrain Navigation Systems by Measurement Decorrelation. Proc. ION 59th AM, Albuquerque, NM, June 2003; 353 – 362.
 - [31] Vaman D, Ooninx P. Exploring a GPS Inspired Acquisition and Tracking Concept for Terrain Referenced Navigation. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2010; 459 – 466.
 - [32] Hollowell J. HELL/STTAN: A Terrain Referenced Navigation Algorithm for Helicopters. Proc. IEEE PLANS. Las Vegas, NV, March 1990; 616 – 625.
 - [33] Runnalls A R. A Bayesian Approach to Terrain Contour Navigation. Proc. NATO AGARD 40th Guidance and Control Panel Symposium, May 1985, paper 43.
 - [34] Groves P D, Handley R J, Runnalls A R. Optimising the Integration of Terrain Referenced Navigation with INS and GPS. Journal of Navigation, Vol. 59, No. 1, 2006; 71 – 89.
 - [35] Runnalls A R, Groves P D, Handley R J. Terrain – Referenced Navigation Using the IGMAP Data Fusion Algorithm. Proc. ION 61st Annual Meeting, Boston, MA, June 2005; 976 – 987.
 - [36] Nordlund P J, Gustafsson F. Marginalized Particle Filter for Accurate and Reliable Terrain – Aided Navigation. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 45, No. 4, 2009; 1385 – 1399.
 - [37] Runnalls A R, Handley R J. The ‘Gold Standard Navigator. Proc. Eurofusion’98, Great Malvern, U. K., November 1998; 77 – 82.
 - [38] Bar – Gill A, Ben – Ezra P, Bar – Itzack I Y. Improvement of Terrain – Aided Navigation in a Trajectory Optimization. IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 2, No. 4, 1994, p. 336 – 342.
 - [39] Neregard F, et al. Saab TERNAV, an Algorithm for Real Time Terrain Navigation and Results from Flight Trials Using A Laser Altimeter. Proc. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, September 2006; 1136 – 1145.
 - [40] Handley R J, et al. Future Terrain Referenced Navigation Techniques Exploiting Sensor Synergy. Proc. GNSS 2003, ENC, Graz, Austria, April 2003.

- [41] Campbell J I, Uijt de Haag M, van Graas F. Terrain Referenced Positioning Using Airborne Laser Scanner. *Navigation; JION*, Vol. 52, No. 4, 2005: 189 – 197.
- [42] Campbell J I, Uijt de Haag M, van Graas F. Terrain Referenced Precision Approach Guidance Proof – of – Concept Flight Test Results. *Navigation; JION*, Vol. 54, No. 1, 2007: 21 – 29.
- [43] Vadlamanai A K, Uijt de Haag M. Use of Laser Range Scanners for Precise Navigation in Unknown Environments. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006. pp. 1104 – 1114.
- [44] Lucido L, et al. A Terrain Referenced Underwater Positioning Using Sonar Bathymetric Profiles and Multi-scale Analysis. *Proc. MTS/IEEE Oceans'96*, Fort Lauderdale, FL, September 1996, p. 417 – 421.
- [45] Strauss O, Comby F, Aldon M J. Multibeam Sonar Image Matching for Terrain – Based Underwater Navigation. *Proc. MTS/IEEE Oceans'99*, September 1999: 882 – 887.
- [46] Nygren I. Robust and Efficient Terrain Navigation of Underwater Vehicles. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008: 923 – 932.
- [47] Soehren W, Hawkinson W. A Prototype Personal Navigation Aystem. *Proc. IEEE/ION PLANS*, San Diego, CA, April 2006: 539 – 546.
- [48] Sönmez T, Bingöl H E. Modeling and Simulation of a Terrain Aided Inertial Navigation Algorithm for Land Vehicles. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008: 1046 – 1052.
- [49] Amt J R, Raquet J F. Positioning for Range – Based Land Navigation System Using Surface Topography. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006. pp. 1494 – 1505.
- [50] Christian J A, Lightsey E G. High – Fidelity Measurement Models for Optical Spacecraft Navigation. *Proc. ION GNSS 2009*, Savannah, GA, September 2009: 1486 – 1503.
- [51] Veth M J. Fusion of Imaging and Inertial Sensors for Navigation, Ph. D. Dissertation. Air Force Institute of Technology, 2006.
- [52] Morrison J R, Raquet J F, Veth M J. Performance Evaluation of a Vision Aided Inertial Navigation System Augmented with a Coded Aperture. *Proc. Ion ITM*, Anaheim, CA, January 2009: 61 – 73.
- [53] Nris A. Integrated Bridge System Vol. 1: Radar and AIS. London, U. K. : The Nautical Institute, 2008.
- [54] Pearson J O, Abbott T S, Jr, Jeffers R H. Mapping and Multimode Radars in KF. in *Avionics Navigation Systems*, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York: Wiley, 1997: 503 – 550.
- [55] Bevington J E, Marttila C A. Precision Aided Inertial Navigation Using SAR and Digital Map Data. *Proc. IEEE PLANS*, Las Vegas, NV, March 1990: 490 – 496.
- [56] Campbell J L, et al. Flash – LADAR Inertial Navigator Aiding. *Proc. IEEE/ION PLANS*, San Diego, CA, April 2006: 677 – 683.
- [57] Sim D – G, et al. Hybrid Estimation of Navigation Parameters from Aerial Image Sequence. *IEEE Trans. on Image Processing*, Vol. 8, No. 3, 1999: 429 – 435.
- [58] Handley R J, Abbott J P, Surawy C R. Continuous Visual Navigation: An Evolution of Scene Matching. *Proc. ION NTM*, Long Beach, CA, January 1998: 217 – 224.
- [59] Handley R J, Dack L, McNeil P. Flight Trials of the Continuous Visual Navigation System. *Proc. ION NTM*, Long Beach, CA, January 2001: 185 – 192.
- [60] Lowe D G. Distinctive Image Features from Scale – Invariant Keypoints. *International Journal of Computer Vision*, Vol. 60, No. 2, 2004: 91 – 110.
- [61] Bay H, et al. SURF: Speeded Up Robust Features. *Computer Vision and Image Understanding*, Vol. 10, 2008: 346 – 359.
- [62] Calonder M, et al. BRIEF: Binary Robust Independent Features. *Lecture Notes in Computer Science*, Vol. 6314, 2010: 778 – 72.

- [63] Harle R, Hopper A. Cluster Tagging: Robust Fiducial Tracking for Smart Environments. Proc. Second International Workshop on Location – and Context – Awareness, Dublin, Ireland, May 2006;14 – 29.
- [64] Walter D. Feasibility Study of Novel Environmental Feature Mapping to Bridge GNSS Outages. University College London, 2012.
- [65] Hirokawa R, et al. Autonomous Vehicle Navigation with Carrier Phase DGPS and Laser Scanner Augmentation. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004; 1115 – 1123.
- [66] Ma Y, McKitterick J B. Range Sensor Aided Inertial Navigation Using Cross Correlation on the Evidence Grid. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012; 422 – 427.
- [67] Allen J W, Bevely D M. Relating Local Vision Measurements to Global Navigation Satellite Systems Using Waypoint Based Maps. Proc. IEEE/ION PLANS, Palm Springs, CA, May 2010; 1204 – 1211.
- [68] Hide C, Botterill T, Andreotti M. An Integrated IMU, GNSS and Image Recognition Sensor for Pedestrian Navigation. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009; 527 – 537.
- [69] Giachetti A, Campani M, Torre V. The Use of Optical Flow for Road Navigation. IEEE Trans. on Robotics and Automation, Vol. 14, No. 1, 1998; 34 – 48.
- [70] Hide C, Botterill T, Andreotti M. Vision – Aided IMU for Handheld Pedestrian Navigation. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010; 534 – 541.
- [71] Wang J J, Kodagoda S, Dissanayake G. Vision Aided GPS/INS System for Robust Land Vehicle Navigation. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009; 600 – 609.
- [72] De Agostino M, et al. GIMPHI: A Novel Vision – Based Navigation Approach for Low Cost MMS. Proc. IEEE/ION PLANS, Palm Springs, CA, May 2010; 1238 – 1244.
- [73] Sanchiz J M, Pla F. Feature Correspondence and Motion Recovery in Vehicle Planar Navigation. Pattern Recognition, Vol. 32, 1999; 1961 – 1977.
- [74] Soloviev A, et al. Integrated Multi – Aperture Sensor and Navigation Fusion. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009; 759 – 766.
- [75] Kessler C, et al. Vision – Based Attitude Estimation for Indoor Navigation Using Vanishing Points and Lines. Proc. IEEE/ION PLANS, Palm Springs, CA, May 2010; 310 – 318.
- [76] Joerger M, Pervan B. Range – Domain Integration of GPS and Laser – Scanner Measurements for Outdoor Navigation. Proc. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, September 2006; 115 – 1123.
- [77] Soloviev A, Bates D, van Graas F. Tight Coupling of Laser Scanner and Inertial Measurements for a Fully Autonomous Relative Navigation Solution. Navigation: JION, Vol. 54, No. 3, 2007; 189 – 205.
- [78] Hoshizaki T, et al. Performance of Integrated Electro – Optical Navigation Systems. Navigation: JION, Vol. 51, No. 2, 2004; 101 – 121.
- [79] Pachter M, Porter A, Polat M. INS – Aiding Using Bearings – Only Measurements of an Unknown Ground Object. Navigation: JION, Vol. 53, No. 1, 2006; 1 – 19.
- [80] Liebe C C. Star Trackers for Attitude Determination. IEEE AES Magazine, June 1994; 10 – 16.
- [81] Woodbury D P, et al. Stellar Positioning System (Part II): Improving Accuracy During Implementation. Navigation: JION, Vol. 57, No. 1, 2010; 13 – 24.
- [82] Knobbe E J, Haas G N. Celestial Navigation, in Avionics Navigation Systems, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York: Wiley, 1997; 551 – 596.
- [83] Mortari D, et al. The Pyramid Star Identification Technique. Navigation: JION, Vol. 51, No. 3, 2004; 171 – 183.
- [84] Levine S, Dennis R, Bachman K L. Strapdown Astro – Inertial Navigation Utilizing the Optical Wide – Angle Lens Startracker. Navigation: JION, Vol. 37, No. 4, 1990; 347 – 362.

- [85] Parish J J, et al. Stellar Positioning System (Part I) : An Autonomous Position Determination Solution Navigation; JION, Vol. 57, No. 1, 2010; 1 – 12.
- [86] Jircitano A, Dosch D E. Gravity Aided Inertial Navigation System (GAINS). Proc. ION 47th AM, June 1991; 221 – 229.
- [87] Gleason D M. Passive Airborne Navigation and Terrain Avoidance Using Gravity Gradiometry. Journal of Guidance, Cuidance, Control and Dynamics, Vol. 18, No. 6, 1995; 1450 – 1458.
- [88] Affleck C A, Jircitand A. Passive Gravity Gradiometer Navigation System. Proc. IEEE PLANS, Las Vegas, NV, March 1990; 60 – 66.
- [89] Richeson J A. Gravity Gradiometer Aided Inertial Navigation Within Non – GNSS Environments, Ph. D. Dissertation, University of Maryland, 2008.
- [90] Brown D, et al. Atom Interferometric Gravity Sensor System. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012; 30 – 37.
- [91] Zuo W, Song F. An Autonomous Navigation Scheme Using Global Positioning System Geomagnetism Integration for Small Satellites. Proc. Institute of Mecbanical Engineers, Vol. 214G, No. 4, 2000; 207 – 215.
- [92] Wilson J M, et al. Passive Navigation Using Local Magnetic Field Vaiations. Proc. ION NTM, Monterey, CA, January 2006; 770 – 779.
- [93] Storms W F. Raquet F. Magnetic Field Aided Vehicle Tracking. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009, pp. 1767 – 1774.
- [94] Judd T, Vu T. Use of a New Pedometric Dead Reckoning Module in GPS Denied Environments. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008; 120 – 128.
- [95] Shockley J A, Raquet J F. Three – Axis Magnetometer Navigation in Suburban Areas. Proc. ION GNSS 2012, Nashville, TN; 1607 – 1618.
- [96] Ray P S, et al Deep Space Navigation Using Celestial X – Ray Sources. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2008; 101 – 109.
- [97] Sheikh S I, et al. Deep Space Navigation Augmentation Using Variable Celestial X – Ray Sources. Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009; 34 – 48.

第 14 章 INS/GNSS 组合导航

惯性导航(第 5 章)具有很多优点:连续工作,很少出现硬件故障;可以提供最少 50Hz 的高带宽输出;具有很低的短时噪声。它既能提供有效的姿态、角速率和加速度测量,又能输出位置和速度,而且不易被干扰,对外无辐射(这对用军用的隐蔽非常重要)。然而,由于惯性仪表误差通过导航方程被不断积分,因此惯性导航解算的精度随时间下降,且需要初始化,而且经过初始对准后,能够长时间提供有效且可用导航参数的惯性导航系统非常昂贵,大约 100000 美元(80000 欧元)。

GNSS(第 8~10 章)可以提供长时间内误差只有几米(单点定位)的高精度位置输出,并且用户设备只需花费不到 100 美元(80 欧元)。但与 INS 相比,其输出频率低,典型值大约为 10Hz,且基于码的位置输出具有较大的短时噪声,并且标准 GNSS 用户设备不能测量姿态。GNSS 信号会被遮挡或干扰,因此不能依赖 GNSS 来提供连续导航参数。

INS 和 GNSS 的优缺点是互补的,因此可以将二者组合在一起,结合两种技术的优势,以提供连续、高带宽、长时和短时精度均较高的、完整的导航参数。在 INS/GNSS 或者 GNSS/INS 组合导航系统中,GNSS 测量抑制了惯性导航的漂移,而 INS 对 GNSS 导航结果进行了平滑并弥补了其信号中断。

INS/GNSS 组合(integration)系统,有时也称作混合(hybridization)系统,适用于已经装配了惯性导航系统的舰船、民用飞机、军用飞机以及远程导弹。与 GNSS 组合,还使得低成本战术级惯性传感器(第 4 章)可用于惯性导航,从而使 INS/GNSS 可用于轻型飞机、直升机、UAV、短距离和中距离制导武器、小型船只,甚至可用于火车。INS/GNSS 有时还可用于道路车辆和个人导航。而类似于里程计、PDR 等低成本航迹推算技术与 GNSS 的组合,将在 16.2 节中讨论。

图 14.1 给出了一个典型 INS/GNSS 组合导航系统的基本结构。组合算法比较惯性导航与 GNSS 用户设备输出,并估计惯性导航位置、速度、姿态以及其他参数的校正量。算法通常基于第 3 章讨论的卡尔曼滤波器。校正后的惯性导航输出构成组合导航输出。不管 GNSS 是否可用,这种组合结构总可以保证始终有组合导航结果输出。图 14.1 中的虚线,表示该数据流可能在一些系统中存在,但在另一些系统中不存在,见后面的讨论。

INS/GNSS 系统的硬件结构是可变的,组合算法可以运行在 INS 中、GNSS 用户设备中,或者两者皆有。或者所有的软硬件在一个单元中,有时称这种方案为 GNSS 嵌入 INS(embedded GNSS in INS, EGI)或者 GNSS/INS 组合(integrated

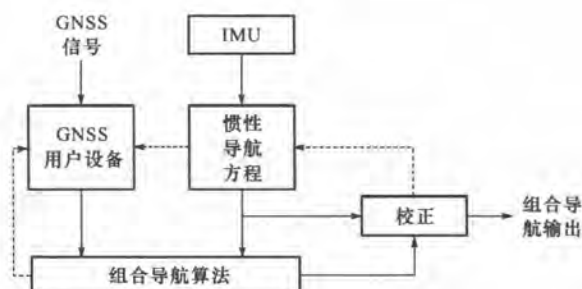


图 14.1 INS/GNSS 组合的一般结构

GNSS/INS, IGI)。如果惯性导航方程和组合算法共用同一个处理器,但 IMU 是独立的,有时也称这种系统为 IMU/GNSS 组合或者 GNSS/IMU 组合,但 IMU/GNSS 与 INS/GNSS 没有什么不同。

14.1 节描述并比较了不同 INS/GNSS 组合结构。14.2 节讨论了 INS/GNSS 组合卡尔曼滤波器的状态选择,并给出了典型的系统方程。14.3 节讨论了测量模型。最后,14.4 节讨论了 INS/GNSS 的高级实现,比如使用差分、载波相位 GNSS、GNSS 姿态、大航向误差处理、平滑以及先进的惯性传感器建模技术。除此以外,CD 中的附录 I 讨论了其他几种 INS/GNSS 的组合形式,以及时间同步误差估计。CD 中还包含了 INS/GNSS 组合的 MATLAB 软件以及几个演示程序。

图 14.2 给出了 INS/GNSS 组合算法的典型步骤。

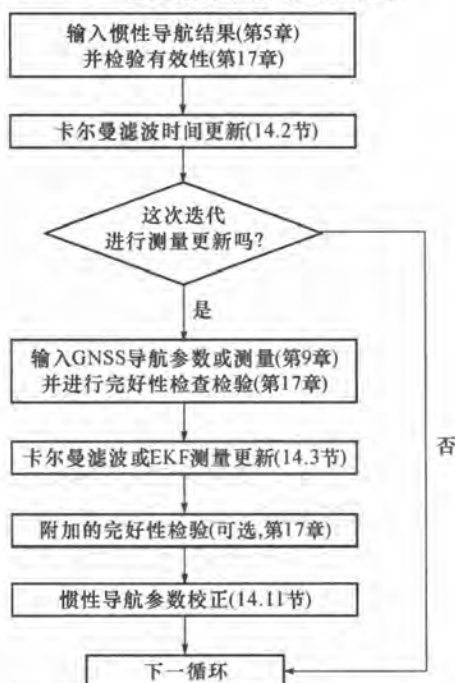


图 14.2 INS/GNSS 组合算法的典型步骤

14.1 组合结构

INS/GNSS 组合导航系统体系结构的不同表现在三个方面:对惯性导航参数如何校正;使用什么类型的 GNSS 测量;INS 和组合算法如何辅助 GNSS 用户设备。这三方面在很大程度上是相互独立。在文献中,比如松耦合(loosely coupled)、紧耦合(tightly coupled)、超紧耦合(ultratightly coupled)、紧密耦合(closely coupled)、级联(cascaded)以及深(deep)组合等这些术语,均被用于定义组合结构^[1-5],但均没有公认的定义。这里采用了最常用的定义。

松耦合(loosely coupled) INS/GNSS 系统,使用 GNSS 位置和速度作为组合算法的测量输入,与 INS 校正类型或 GNSS 辅助无关。由于 GNSS 用户设备已经融入了导航滤波器,因此松耦合系统是一个级联结构。这是位置域组合。

紧耦合(tightly coupled) INS/GNSS 系统,使用 GNSS 伪距和伪距率、伪距增量或者 ADR 测量作为组合算法的输入,同样不考虑 INS 校正类型或 GNSS 辅助。这是距离域组合。

深耦合(deeply coupled) INS/GNSS,将 INS/GNSS 组合和 GNSS 信号跟踪合并为单个估计算法。这种组合,要么直接地、要么借助鉴别器函数,采用 GNSS 相关通道中的 I 和 Q 信号作为测量,生成用于控制 GNSS 接收机中参考码和载波的 NCO 命令(见 9.1.4 节)。这是跟踪域的组合,也称作深组合。

超紧耦合(ultratightly coupled, UTC)这一术语用来描述带有 GNSS 跟踪环辅助的跟踪域和距离域的组合,而紧密耦合(closely coupled)这一术语用于位置域和距离域的组合结构。鉴于这两个术语存在模糊性,本书不再使用这两个术语。

组合 INS 和 GNSS 最简单的方法是非耦合(uncoupled)系统,这里 GNSS 只是简单地以一定的时间间隔,重置惯性导航参数,这种重置通常采用人工命令的方式。已安装 INS 的飞机进行 GPS 改造时,常采用这种结构,它不是真正意义上的组合,因此后面不再讨论。

本节首先给出了惯性导航参数校正的不同方法:开环校正,闭环校正,以及全状态组合。然后讨论并比较了松耦合和紧耦合结构,接着阐述了这些结构的 GNSS 辅助,最后研究了深组合结构。

14.1.1 惯性导航参数校正

INS/GNSS 组合导航系统中的组合导航参数,是校正后的惯性导航参数。在传统的组合结构中,通常采用一个误差状态卡尔曼滤波器和独立的惯性导航处理,校正方式既可以是开环,也可是闭环校正,而不管使用什么类型的 GNSS 测量,也不管怎么辅助 GNSS 用户设备。

开环校正结构,有时也称作前馈互补滤波器,见图 14.3。估计出的位置、速

度和姿态误差,用于在组合算法的每次迭代中校正惯性导航参数,但并不反馈给INS。这样,只有组合导航的输出反映了卡尔曼滤波器估计的效果,而原始的惯性导航结果则可用于完好性监测(见 17.4.2 节)。原始的 INS 参数或组合导航参数,均可用于 GNSS 辅助。

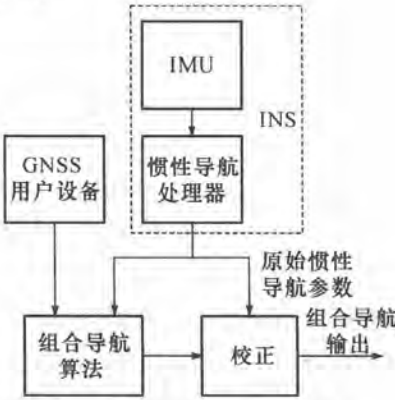


图 14.3 INS 开环校正结构

校正后的惯性导航参数 $\hat{C}_b^\gamma$ 、 $\hat{v}_{\beta b}^\gamma$ 和 $\hat{r}_{\beta b}^\gamma$ 或 $\hat{p}_b$, 构成了组合导航输出。校正后的参数通过下式,从原始惯性导航参数 $\tilde{C}_b^\gamma$ 、 $\tilde{v}_{\beta b}^\gamma$ 和 $\tilde{r}_{\beta b}^\gamma$ 或 $\tilde{p}_b$ 获得:

$$\hat{C}_b^\gamma = \delta \hat{C}_b^\gamma \tilde{C}_b^\gamma \quad (14.1)$$

$$\hat{v}_{\beta b}^\gamma = \tilde{v}_{\beta b}^\gamma - \delta \tilde{v}_{\beta b}^\gamma \quad (14.2)$$

和

$$\hat{r}_{\beta b}^\gamma = \tilde{r}_{\beta b}^\gamma - \delta \tilde{r}_{\beta b}^\gamma \quad (14.3)$$

或者

$$\begin{cases} \hat{L}_b = \tilde{L}_b - \delta \tilde{L}_b \\ \hat{\lambda}_b = \tilde{\lambda}_b - \delta \tilde{\lambda}_b \\ \hat{h}_b = \tilde{h}_b - \delta \tilde{h}_b \end{cases} \quad (14.4)$$

这里,姿态、速度和位置误差 $\delta \hat{C}_b^\gamma$ 、 $\delta \hat{v}_{\beta b}^\gamma$ 、 $\delta \hat{r}_{\beta b}^\gamma$ 、 $\delta \hat{L}_b$ 、 $\delta \hat{\lambda}_b$ 以及 $\delta \hat{h}_b$ 由式(5.107)和式(5.109)定义,其中 $\hat{\cdot}$ 表示卡尔曼滤波估计,注意 $\delta \hat{C}_b^\gamma$ 是投影在 γ 坐标系。参考坐标系 β 和投影坐标系 γ 由下式给出:

$$\{\beta, \gamma\} \in \{i, i\}, \{e, e\}, \{e, n\} \quad (14.5)$$

并依赖于惯性导航方程使用的坐标系(见第 5 章)。

如果可以对姿态误差做小角度近似,尽管这对开环组合经常不适合,式(14.1)会变成

$$\hat{\mathbf{C}}_b^\gamma = (I_3 - [\delta \hat{\psi}_{\gamma b}^\gamma \wedge]) \hat{\mathbf{C}}_b^\gamma \quad (14.6)$$

式中: $\delta \hat{\psi}_{\gamma b}^\gamma$ 为 INS 体坐标系 b 相对坐标系 γ 姿态误差的卡尔曼滤波器估计, 在坐标系 γ 上的投影。对应的四元数校正见随书 CD 附录 E 的 E. 6.3 节。

闭环校正结构, 有时也称作反馈互补滤波器, 借助于组合算法, GNSS 用于辅助 INS, 见图 14.4。估计出的位置、速度和姿态误差, 被反馈到惯性导航处理器, 用来校正惯性导航参数本身, 反馈可以出现在每次的卡尔曼滤波器迭代, 或者更长的间隔时间。在每次反馈校正后, 卡尔曼滤波器的位置、速度和姿态误差估计置零。因此, 不存在独立的未校正惯性导航参数。正如 3.2.6 节的讨论, 对于闭环卡尔曼滤波器, 系统模型的线性化误差最小, 则状态的维数也就最少。

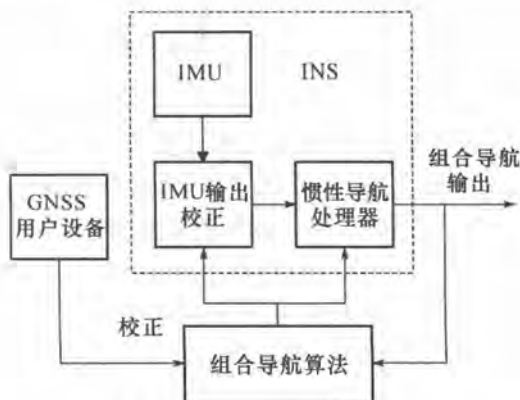


图 14.4 INS 闭环校正结构

在闭环组合中, 只有经过校正的惯性导航参数。新的校正方程如下:

$$\hat{\mathbf{C}}_b^\gamma(+) = \delta \hat{\mathbf{C}}_b^{\gamma T} \hat{\mathbf{C}}_b^\gamma(-) \approx (I_e - [\delta \hat{\psi}_{\gamma b}^\gamma \wedge]) \hat{\mathbf{C}}_b^\gamma(-) \quad (14.7)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{\beta b}^\gamma(+) = \hat{\mathbf{v}}_{\beta b}^\gamma(-) - \delta \hat{\mathbf{v}}_{\beta b}^\gamma \quad (14.8)$$

和

$$\hat{\mathbf{r}}_{\beta b}^\gamma(+) = \hat{\mathbf{r}}_{\beta b}^\gamma(-) - \delta \hat{\mathbf{r}}_{\beta b}^\gamma \quad (14.9)$$

或者

$$\begin{cases} \hat{L}_b(+) = \hat{L}_b(-) - \delta \hat{L}_b \\ \hat{\lambda}_b(+) = \hat{\lambda}_b(-) - \delta \hat{\lambda}_b \\ \hat{h}_b(+) = \hat{h}_b(-) - \delta \hat{h}_b \end{cases} \quad (14.10)$$

这里, 上标 $(-)$ 和 $(+)$ 表示分别校正前和校正后。相应地, 通常可以对姿态误差做小角度近似。

在闭环组合结构中,IMU 测量作为导航方程的输入,借助式(4.19)和式(4.20),任何由卡尔曼滤波器估计的加速度计和陀螺误差,都被用来反馈校正 IMU 测量。与位置、速度和姿态校正不同,在导航方程的每个迭代周期都必须进行加速度计和陀螺的校正,并且卡尔曼滤波必须周期性地更新这些加速度计和陀螺误差。可以每次反馈估计值给导航方程,也可以估计误差残差并反馈这些扰动给存储的误差估计。当选择后一种情况时,卡尔曼滤波器估计在反馈后置零。

对 INS/GNSS 组合中开环或闭环校正的选择,与 INS 和组合算法的性能相关。如果使用低精度惯性传感器,无论组合算法的性能如何,只适合采用闭环校正策略。这是因为原始的惯性导航结果用处不大,开环策略极有可能导致卡尔曼滤波器较大的线性化误差。相反,当采用高性能的 INS 和低精度的组合算法,尽管闭环校正的线性化误差会比较小,但有时倾向于采用开环校正策略来进行完好性监测。或者,可以采用原始的纯惯性导航和闭环组合导航并存。如果采用高性能的 INS 和组合算法,则开环和闭环策略均可。

如果导航系统的 IMU 是单独提供的,并且惯性导航和组合算法共享一个处理器,由于组合导航系统设计者可以完全控制反馈校正,则闭环策略比较合适。但如果 INS 构成独立单元,则采用闭环策略就要谨慎,因为必须确保以要求的格式将校正量发送给 INS,而这常常没有清晰的定义。

对 INS/GNSS 组合导航中的误差状态卡尔曼滤波器而言,一种替代方案是采用全状态卡尔曼滤波器,这种滤波器不是估计 INS 输出参数的误差,而是直接估计位置、速度和姿态。在全状态卡尔曼滤波器中,惯性导航方程嵌入在系统模型中,由于方程的非线性,必须使用扩展卡尔曼滤波器(见 3.4.1 节),因此系统模型是 IMU 输出的函数^[6]。图 14.5 给出了这种系统结构。

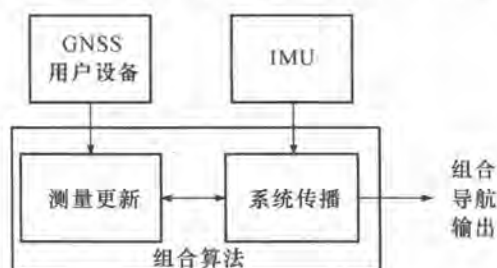


图 14.5 全状态 INS/GNSS 组合结构

在全状态组合中,系统模型的迭代更新率,必须与误差状态滤波器中实现惯性导航方程迭代的更新率相同。可以让协方差矩阵 P 的传播更新率低于系统状态向量 x 的更新率,从而降低对处理器的要求。在处理模型上,INS/GNSS 的全状态实现与闭环误差状态实现是相同的,因此这两者的性能也相同,其差别在

于软件结构。

14.1.2 松耦合组合导航

图 14.6 给出了一个松耦合的 INS/GNSS 组合结构。GNSS 输出的位置和速度参数(见 9.4 节),作为测量输入给组合卡尔曼滤波器,组合卡尔曼滤波器用它来估计 INS 误差。卡尔曼滤波器估计的 INS 误差,对 INS 导航参数进行校正,经过校正后的 INS 导航参数构成组合导航输出。这样,组合是在位置域进行的,与之对应的还有距离域。

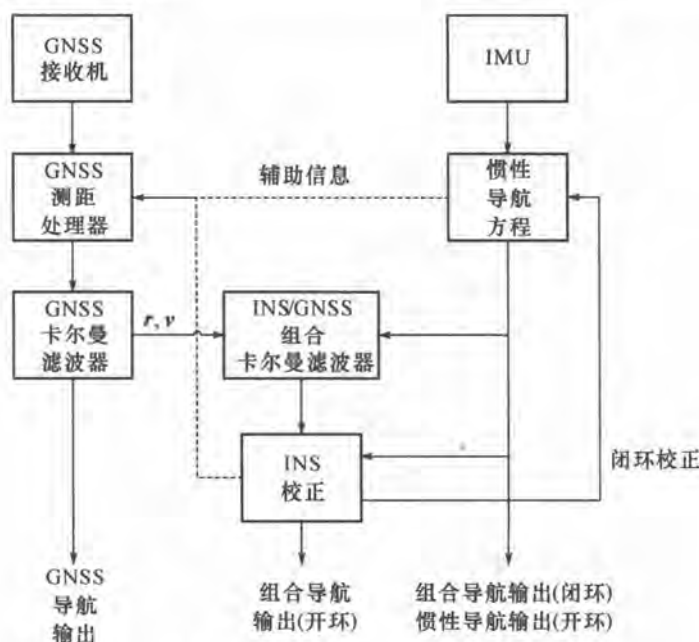


图 14.6 松耦合 INS/GNSS 组合结构

松组合可以只使用 GNSS 的位置测量,因为根据位置误差的变化率,卡尔曼滤波器可以推出 INS 速度误差。同样,根据速度误差的变化可以推出 INS 的姿态误差和仪表误差(见 14.2.1 和 14.3.4 节)。但是,与采用基于载波平滑码或基于 EKF 获取的速度相比,由位置微分得到的速度噪声更大,尤其是采用基于码的单历元 GNSS 位置结果进行微分时,速度噪声问题更为突出。原则上,组合也可以仅仅使用 GNSS 速度测量来进行,但由于速度测量噪声会被积分进位置状态估计中,这会导致不能完全约束 INS 位置误差的增长,因此大多数 INS/GNSS 组合算法同时使用位置和速度测量。

松耦合组合导航的主要优点是简单。由于可以使用任何 INS 和任何 GNSS 用户设备,这使得松耦合非常适合于改进类应用。另一个优点是冗余:除了组合导航参数,通常还有独立的 GNSS 导航输出;而若采用开环 INS 校正,还有独立

的 INS 导航输出,这使得可以并行地进行完好性监测(见 17.4.2 节)。

如果 GNSS 导航处理器是基于卡尔曼滤波的,或者使用了载波平滑的伪距测量,它会输出带有时间相关噪声的位置和速度参数。但 INS/GNSS 组合中的卡尔曼滤波器有一个假设,即假设输入的测量噪声是时间上不相关的。这是级联滤波组合结构存在的一个典型问题(见 16.1.3 节)。正如 3.4.2 节讨论的,除非减少滤波器增益,或者相关的误差被作为状态建模,否则时间相关的测量输入会妨碍卡尔曼滤波器的状态估计。GNSS 导航输出误差的相关时间是变化的,位置误差的相关时间可以达到 100s,速度误差的相关时间可以达到 20s。因此组合卡尔曼滤波器的增益以及测量更新的频率的选择非常关键。如果它们都太高,滤波器可能会变得不稳定;但如果太低,INS 误差的统计可观性会降低(见 3.2.5 节)。从稳定性考虑,需要调整组合导航卡尔曼滤波器的带宽,使之小于 GNSS 卡尔曼滤波器的带宽。值得注意的是,带宽是变化的。在松耦合组合系统中,通常采用 10s 的测量更新间隔。

当 GNSS 用户设备通过无载波平滑的伪距计算的单历元位置参数时(除非更新间隔超过跟踪环路时间常数),级联的稳定性问题不会出现。但这种位置参数噪声更大,因此这时组合卡尔曼滤波器需要一个低的增益。

还有一个问题是,这种组合滤波器需要已知 GNSS 导航参数的协方差,来确保正确的增益以及组合导航参数的精度。但 GNSS 导航参数的协方差随着卫星的几何构型和可用性而变化,对于某些几何构型,沿着不同轴向的位置和速度误差存在明显的相关(见 7.4.5 节和 9.4.3 节)。而且 GNSS 导航处理器的设计,也可能导致位置和速度误差的显著相关。输出真实误差协方差的 GNSS 用户设备很少,很多只是输出 DOP 信息,有一些根本不提供任何与精度有关的信息。因此,必须保守地假设 GNSS 参数协方差,这又进一步限制了卡尔曼滤波的增益。

松耦合组合系统的最后一个限制,是最少需要 4 颗卫星才能保证 GNSS 导航参数输出,尽管卫星更少时,基于 EKF 的输出可以在短时间内维持导航参数输出。因此,如果只能跟踪较少的卫星,GNSS 数据就不能用于对 INS 进行辅助。

14.1.3 紧耦合

图 14.7 给出了一个紧耦合 INS/GNSS 组合结构。一个扩展卡尔曼滤波器,它的测量输入是源于 GNSS 测距处理器(见 9.2 节)的伪距和伪距率,据此估计 INS 误差以及 GNSS 接收机的时钟偏差和漂移。因此,组合是在距离域完成的。与松耦合结构相同,组合导航输出结果,是校正后的惯性导航参数。由于绕过了 GNSS 导航处理,因此这这也是一个中心滤波组合。GNSS 的导航处理功能被纳入了 INS/GNSS 组合滤波中。

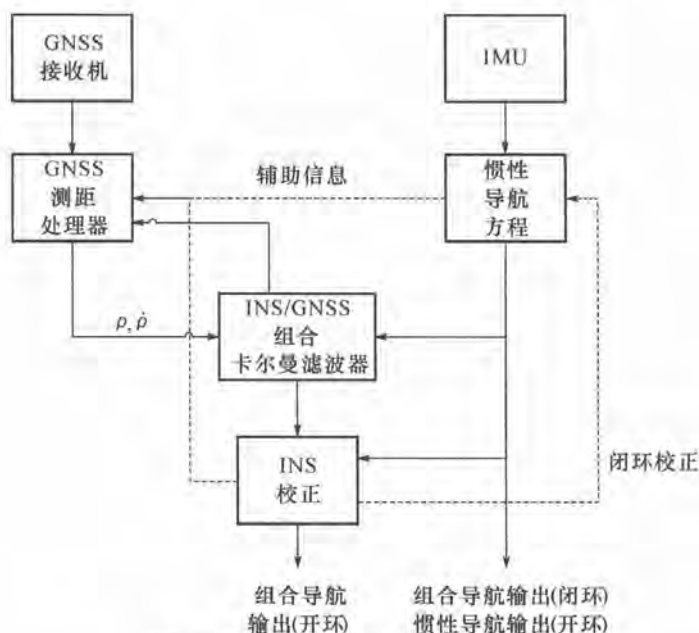


图 14.7 紧耦合 INS/GNSS 组合结构

伪距和伪距率测量是相辅相成的,伪距来自于码跟踪,可以用来确定绝对位置,而伪距率源于更精确但鲁棒性不够的载波环,可用于确定位置的变化。标准的应用是两者都使用。GNSS 用户设备有时输出多普勒频移,而不是伪距率,但后者可以根据式(9.70)由前者计算出来。对 EKF 的设计做一些适当的修改,也可以使用 ADR 或者距离变化作为测量,而不用伪距率作为测量。

紧耦合组合导航架构有不少优点。通过将 GNSS 导航处理器和 INS/GNSS 组合算法合并为一个算法,松耦合组合导航滤波器的级联问题就不存在了。而且,由卫星几何分布和可用性导致的 GNSS 导航参数协方差的变化,组合算法也隐式地将其包含了,这使得可以采用更高的增益,从而增加了 INS 误差的统计可观性。但滤波器的带宽仍然必须在 GNSS 跟踪环带宽以内,以防止时间相关的跟踪噪声影响状态估计。紧耦合组合导航的最后一个优点是:当没有足够的卫星信号来计算出一个独立的 GNSS 导航参数时,GNSS 测量数据仍输入给组合系统,并用来辅助 INS。

紧耦合组合的缺点是:不是所有 GNSS 用户设备都输出需要的距离域测量;尽管没有内在的独立 GNSS 导航参数,但在需要完好性监测的情况下,可以并行维持输出独立的 GNSS 导航参数。给定相同的惯性设备和 GNSS 用户设备,紧耦合 INS/GNSS 组合系统通常比相应的松耦合系统具有更好的精度和鲁棒性。

14.1.4 GNSS 辅助

在松耦合和紧耦合组合中,惯性导航输出可用于辅助 GNSS 的捕获和跟踪,

见 10.5.1 节^[7] 的讨论。深耦合中对 GNSS 捕获的辅助与松耦合、紧耦合组合中相同,但深耦合中对跟踪的辅助属于其组合结构的固有组成部分。如果使用开环 INS 校正,则原始的或校正后的惯性导航参数,均可以用于 GNSS 捕获和跟踪的辅助。校正后的导航参数通常更精确,而原始导航参数则完全独立于 GNSS (初始化后),从而不存在正反馈引起的误差。在紧耦合和深耦合中,接收机时钟也可能需要校正。

辅助捕获为 GNSS 测距处理器提供了近似的位置和速度,减少了为信号捕获而搜索的单元个数(见 9.2.1 节)。对于重捕获,由于卫星位置和速度已知,接收机时钟也已标定,这时搜索单元的个数会非常少,可以允许非常长的驻留时间。仿真表明,惯性辅助重捕获可降低 C/N_0 水平 10 dB-Hz^[8]。使用 AGNSS (见 10.5.2 节)来提供卫星信息以及接收机时钟标定,可以让惯性辅助的初始捕获^[9]获得类似的性能。

GNSS 跟踪环路带宽,是对动态响应与抗噪性能(见 9.2.2 节、9.2.3 节和 9.3.3 节)两个方面的折衷。但若使用惯性导航参数辅助跟踪环路,则跟踪环路只需要跟踪接收机时钟噪声和 INS 参数误差,而不是用户天线的全部运动,这样跟踪环路带宽可以更窄,进而提高对噪声的抑制程度,并能够在更低 C/N_0 时保持跟踪^[10]。带有 GNSS 跟踪辅助的组合结构,有时也称作超紧耦合。

但是,跟踪带宽的变窄,会导致输入至组合算法的 GNSS 测量误差的相关时间变长,图 14.8 给出了码跟踪时间常数与最小 C/N_0 间的函数关系。这就需要采用更低的卡尔曼滤波增益来防止系统的不稳定(见 3.4.3 节)。这对于航空级的 INS 而言不是问题,但对于战术级惯性传感器,低增益的卡尔曼滤波会导致惯性系统标定效果更差、且导航参数误差更大。一种解决方法是采用自适应紧耦合(adaptive tightly coupled, ATC)的组合方式^[11,12],这种方式下跟踪环路带宽随测量的 c/n_0 ,以及跟踪带宽相适应的组合算法测量噪声协方差而变化,从而实现卡尔曼滤波器增益与跟踪误差相关时间的匹配。与对 INS 进行了标定优化的传统紧耦合系统相比,ATC 可以实现 C/N_0 低 8dB-Hz 的 GNSS 码跟踪^[11]。

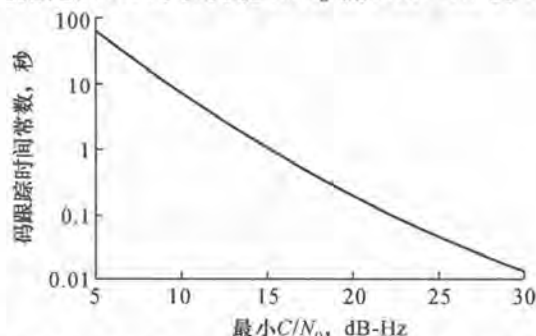


图 14.8 码跟踪时间常数对最小 C/N_0 (采用式(9.98)计算,并假设 $\sigma_x \ll 1/10$ 码片,采用 DPP 鉴别器,且时间常数为 $1/4B_{L,CO}$)

码跟踪环路的惯性辅助,通常与载波辅助的实现方式相反。根据惯性导航参数得到的伪距率估计为

$$\begin{aligned}\hat{\dot{\rho}}_R^i &= \hat{u}_{as}^{i\top} (\hat{V}_{ia}^i(t_{ia,a}^i) - \hat{V}_{ia}^i(t_{ia,a}^i)) + \delta \hat{\dot{\rho}}_c^a - \delta \hat{\dot{\rho}}_c^s \\ &= \hat{u}_{as}^{e\top} (\hat{V}_{ea}^e(t_{ea,a}^e) - \hat{V}_{ea}^e(t_{ea,a}^e)) + \delta \hat{\dot{\rho}}_{ie,a}^s + \delta \hat{\dot{\rho}}_c^a - \delta \hat{\dot{\rho}}_c^s \quad (14.11)\end{aligned}$$

式中符号的定义见 8.5.3 节。对于接收机钟漂的估计 $\delta \hat{\dot{\rho}}_c^a$,在紧组合系统中由组合卡尔曼滤波器获得,在松组合系统中由 GNSS 卡尔曼滤波器获得。卫星速度 $\hat{v}_{ia}^i$ 或者 $\hat{v}_{ea}^e$ 通过导航电文(见 8.5.2 节)获得。视线向量 $\hat{u}_{as}^i$ 或 $\hat{u}_{as}^e$ 见式(8.40)或式(8.41),Sagnac 校正 $\delta \hat{\dot{\rho}}_{ie,a}^s$ 见式(8.46),卫星钟漂校正 $\delta \hat{\dot{\rho}}_c^s$ 通过对式(9.77)微分得到。根据式(2.165),GNSS 天线速度为

$$\hat{v}_{\beta a}^\gamma = \hat{v}_{\beta b}^\gamma + \hat{C}_b^\gamma (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{ba}^b) \quad (14.12)$$

式中: l_{ba}^b 为从 IMU 到天线的杆臂在 IMU 体坐标系的投影; β 和 γ 的定义见式(14.5)。当对载波跟踪失锁时,为了使接收机和 GNSS 测距处理器在相关器累加间隔内的信号相干,必须使用惯性辅助信息控制载波 NCO(见 9.1.4.4 节)。对于一个 20ms 的累加间隔,这意味着伪距率精度必须优于 4m/s。

当信号短时间中断时,惯性辅助也可用于保持参考码相位和载波频率的同步,从而当信号恢复时继续跟踪,而不需要首先经过重捕获。在信号丢失和跟踪失锁检测之间的同步补偿是关键,所有通道几十秒的信号中断,或单通道几分钟的信号中断,都可以通过这种方法进行弥合^[8]。

码跟踪环路的惯性和载波辅助也可以同时实现,这时可以基于这两个伪距率的误差标准差,构建一个针对这两个伪距率的加权平均。

使用战术级的惯性传感器和高精度的接收机晶振,仿真表明,对于惯性辅助的载波相位跟踪,在最小容许 C/N_0 上可以减小 4dB-Hz^[13]。但对于高动态应用,由于需要严格的时间同步,因此辅助载波跟踪的实现具有挑战性^[14]。一种方法是存储并再次使用预相关的信号采样,以便同步的 IMU 测量能够用于惯性辅助,但这需要使用软件接收机。

组合算法的接收机时钟估计,可以通过类似于 INS 闭环校正的方式,来反馈校正接收机时钟本身。卡尔曼滤波器状态在反馈校正后清零。反馈校正可以在每次迭代时进行,或者以一定时间间隔进行,或者当估计值超过了预定义的门限后进行。在对时钟进行校正时,必须注意任何时间延迟的影响,并禁止从 GNSS 卡尔曼滤波器引出任何时钟反馈。在卡尔曼滤波器中,由于对时钟状态没有作任何近似,因此接收机时钟的闭环校正对系统性能没有影响。

校正后的惯性导航参数也可以用于 GNSS 完好性监测(见 17 章)和 GNSS 周跳检测(见 10.5.1 节)。

14.1.5 深组合

INS/GNSS 深耦合或者深组合导航,等效于 10.3.7 节讨论的 GNSS 导航与跟踪组合成的矢量跟踪架构。术语超紧耦合,以及深度组合,也用于描述这种架构。图 14.9 给出了具有闭环 INS 校正的深组合结构。码和载波 NCO 的控制,根据如下参数计算获得:校正后的惯性导航参数,取自导航电文的卫星位置和速度,以及各种 GNSS 误差估计。GNSS 接收机的相关器累加输出 I_s 和 Q_s ,经过一个预滤波器输入给组合算法。基于卡尔曼滤波器的组合算法估计 INS 和 GNSS 误差。与其他结构相同,校正后的惯性导航参数构成组合导航结果。因此组合是在跟踪域进行的,与之对应的还有距离域和位置域。

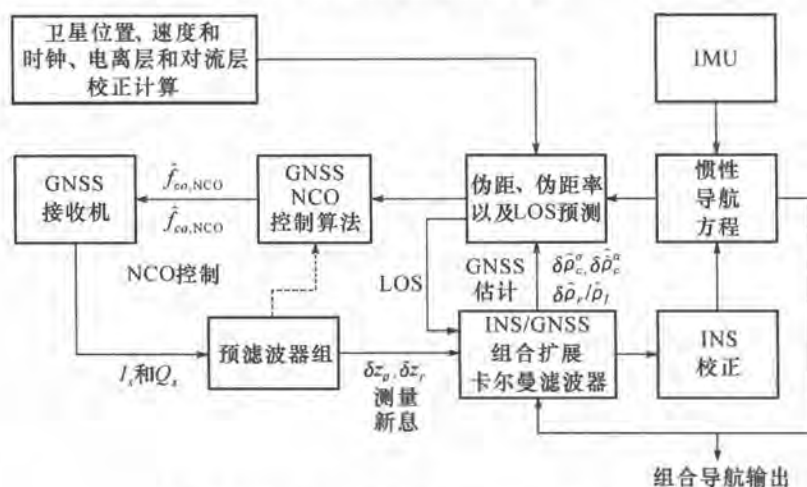


图 14.9 INS/GNSS 深组合结构(闭环 INS 修正)

与 GNSS 的矢量跟踪相比,INS/GNSS 深组合具有只需要跟踪 INS 参数误差、而不需跟踪整个运动的优点。这就允许采用低的跟踪带宽,进而增强了抗噪声能力。深组合还可以在少于 4 颗 GNSS 卫星的情况下工作一段时间。

与紧耦合的组合导航相比,当伪距或者伪距率输出时间间隔大于跟踪时间常数时,深组合避免了旧的 I 和 Q 测量数据权值下降的问题;当输出间隔不大于跟踪时间常数时,也不存在降低卡尔曼滤波器增益的问题。因此通过改变测量权值,深组合与 ATC 一样可适用于不同的 C/N_0 水平。当信号短时中断时,深组合也可以闭合码和载波频率跟踪。由于去除了跟踪环路滤波和组合滤波的级联,因此深组合是一个最优的组合结构^[15]。

对于调制了数据的信号,GNSS 接收机必须至少以导航电文的输出率(对于民用 GPS 和 GLONASS 信号为 50Hz)输出 I_s 和 Q_s 。更快的伪距率减小了通信延迟,但组合算法需要知道导航数据位在何处转换,以便对 I_s 和 Q_s 进行正确的

相干求和。NCO 控制通常也以相同的速率输入。GNSS 用户设备和组合算法之间需要新的、更快的接口,这是深组合难于改进的主要缺点,并很难用于改造式的应用^[16]。

按接收机的输出频率,预滤波器从接收机输入 I_s 和 Q_s ,对其进行处理,然后输出伪距和伪距率或者距离增量的新息给组合滤波器。组合滤波器通常采用 EKF,并以较低的频率,典型地 1~10Hz 来计算。减少输入到 EKF 的测量个数,降低输入频率,都可以将运算负载减小到可接受的水平。有的设计采用一个跟踪的卫星或信号,配置一个预滤波器的方案。在一些结构中,从预滤波器来的信息,也用于校正 NCO 控制,见图 14.9 中的点线。

预滤波器和组合滤波器的联合使用的一个例子,实际上是 16.1.5 节^[17]中描述的联邦滤波结构。由于深组合的一个关键动力是最大化滤波增益,以消除滤波器的级联影响,因此深组合通常采用联邦架构中的置零实现。当误差传递到组合滤波器时,通过去除预滤波器中的信息,这种方案可以避免级联误差。

有两种深组合算法:相干的和非相干的^[18],其区别在于预滤波器的设计。在非相干深组合中,预滤波器使用分开的码和载波鉴相器函数来处理 I_s 和 Q_s 。在相干深组合中,预滤波器将直接输入 I_s 和 Q_s ,并在组合 EKF 的更新之间估计码相位、载波相位以及载波频率的跟踪误差。如果绕过预滤波器,直接将 I_s 和 Q_s 输入给组合滤波器,组合是相干的。但由于处理负载过高,目前这么做是不现实的。

由于避免了鉴相器非线性,并将码跟踪噪声减小到相干鉴相器可以达到的水平(见 9.3.3 节),相干深组合更准确。但其只能工作在满足载波相位跟踪的信噪比水平上。而非相干深组合具有更好的鲁棒性。根据信号的质量和动态范围,预滤波器可以在相干和非相干之间切换,从而得到这两种方法的好处。这类似于的传统 GNSS 接收机在载波相位和载波频率跟踪间的切换,见 9.2.3 节的讨论。

测试表明,使用战术级的 IMU^[19-22],非相干 INS/GNSS 深组合可以在 8~12dB-Hz 或更低的 C/N_0 水平上稳定地实现码跟踪。这表明,传统的具有较宽跟踪带宽的紧耦合 INS/GPS 系统,至少还有 8~12dB-Hz 的裕度。对相干深组合及导航数据位估计,已经表明其载波相位跟踪可降低 C/N_0 水平到 15dB-Hz^[23,24]。

跟踪灵敏度受几个因素的影响:IMU 的性能很重要,因为传感器噪声限制了接收机跟踪带宽可以压缩的幅度。在大多数文献的研究中,使用战术级的 IMU。使用航空级的 IMU,比使用战术级的 IMU,跟踪的 C/N_0 可以再低 6 dB-Hz^[21]。但对于标定过的汽车级或者消费级的惯性传感器,跟踪敏感性要比战术级的弱 4 dB-Hz^[21,22],这不见得比使用矢量跟踪的独立 GNSS 更灵敏。接收机晶振也要足够准,尤其是对相关实现^[26]。

另一个限制因素是 C/N_0 测量算法(见 9.2.6 节), C/N_0 测量(或者等价参

数如信号幅度)用于确定组合滤波器中 GNSS 测量的正确权值(见 14.3.3 节)。但当信噪比很低时, C/N_0 测量噪声很大,并且已经表明^[18], C/N_0 测量算法的设计对跟踪的鲁棒性有重要影响。

14.2 系统模型与状态选择

卡尔曼滤波器的系统模型在 3.2.3 节已经进行了讨论。对于 INS/GNSS 组合导航,其系统模型依赖于哪些量要作为卡尔曼滤波器的状态进行估计,而这与具体应用、惯性传感器、组合结构以及坐标系的选择有关。这里首先讨论状态选择,然后推导了一个 ECI 坐标系下的典型 INS 状态传播模型,接着讨论了 ECEF 和当地导航坐标系下的相应模型,然后讨论了附加的 IMU 误差建模、INS 系统噪声建模,以及 GNSS 的状态选择和系统噪声。本节还完整地讨论了状态和误差协方差的初始化。另外,对游动方位坐标系和当地水平坐标系的状态传播模型的描述,见 CD 上附录 I 的 I.3 和 I.4 节。

在系统模型中,INS 和 GNSS 状态之间没有相互作用,它们仅通过测量模型实现相互作用。因此系统矩阵、系统转换矩阵和系统噪声协方差矩阵可以划分成

$$F = \begin{pmatrix} F_{INS} & 0 \\ 0 & F_{GNSS} \end{pmatrix}, \quad \Phi = \begin{pmatrix} \Phi_{INS} & 0 \\ 0 & \Phi_{GNSS} \end{pmatrix}, \quad Q = \begin{pmatrix} Q_{INS} & 0 \\ 0 & Q_{GNSS} \end{pmatrix} \quad (14.13)$$

这里

$$x = \begin{pmatrix} x_{INS} \\ x_{GNSS} \end{pmatrix} \quad (14.14)$$

这里假设为误差状态实现。对于全状态 INS/GNSS 组合,要使用第 5 章的惯性导航方程替换位置、速度和姿态误差方程。

14.2.1 状态选择与可观性

所有的误差状态 INS/GNSS 组合算法均估计位置和速度误差。这些误差在 ECI 坐标系表示为 δr_{ib}^i 和 δv_{ib}^i , 在 ECEF 坐标系为 δr_{eb}^e 和 δv_{eb}^e , 或者在当地导航坐标系为 $\delta L_b, \delta \lambda_b, \delta h_b$ 和 δv_{eb}^n 。ECI 坐标系下的实现会导致最稀疏的系统矩阵,从而可以更有效地实现乘操作。但组合算法中使用的坐标系,最好与惯性导航方程中使用的坐标系(见第 5 章)一致。

除了最高精度的 INS,对所有其他 INS,在组合中对姿态误差进行估计均可以显著提高系统性能,这里姿态误差表示为投影到导航坐标系的小角度 $\delta \psi_{\gamma b}^n$,也可以表示为投影到 INS 体坐标系的 $\delta \psi_{\gamma b}^b$ (见 CD 中附录 I 的 I.5 节),或者表

示为一个四元数^[27]或旋转矢量^[21]的形式。当采用 INS 闭环校正或者高精度 INS 时,姿态误差可以进行小角度近似。比如,2°的姿态误差近似将影响状态估计约为5%。对大姿态误差的讨论见 14.4.4 节。

对惯性仪表误差估计的选择,依赖于其对位置、速度和姿态参数的影响。如果一个 IMU 误差对导航精度有重要影响,则其可观;反之,若其影响比不可能标定的随机噪声还小(见 4.4.3 节),则其不可观。卡尔曼滤波器状态可观性的一般讨论见 3.2.5 节。惯性传感器误差和姿态误差的确定可观性(deterministic observability),与用户运动有关。其随机可观性(stochastic observability)主要依赖于 IMU 的设计。越大的系统性误差越容易观测,但随机噪声会让系统性误差的观测变得更难,滤波器测量噪声也影响状态的随机可观性。INS 误差状态的可观性更正式的讨论见文献[28]。注意可观性与状态在哪个坐标轴上投影无关。

除非非常小,只要估计姿态误差,加速度计零偏 b_a 就应该估计。或者相反,若估计加速度计零偏,则姿态误差也应该估计。否则,加速度计误差将影响姿态误差估计,反之亦然。这是因为:在 INS/GNSS 组合中,姿态和加速度误差均通过其产生的速度和姿态误差的增长(见 14.3.4 节)来观测。如 5.7 节所述,两种误差均导致速度误差的线性增长和位置误差的二次增长。

如式(5.114)所示,当有水平加速度时,方位误差仅产生速度误差,因此,若使用 GNSS 测量,载体必须通过大的机动来对 INS 方位误差进行观测和标定。若导航系统处于水平状态且没有加速度,垂直加速度计零偏是唯一能导致垂直速度误差增长的卡尔曼滤波器状态,此时垂直加速度计零偏是可观性最强的加速度计零偏,之后,当 GNSS 丢失若干分钟时,INS/GNSS 导航参数中位置的垂直漂移要比水平漂移小很多。

在常加速度和常姿态的情况下,滚动和俯仰误差与水平加速度计零偏的线性组合可观,为了完全分离这些状态的估计,载体必须拐弯,这时前向加速度将分离俯仰角误差和前向加速度计零偏。卡尔曼滤波器在其误差协方差矩阵 P 的非对角元素中记录这些状态估计的相关性,当姿态和加速度误差对速度误差的影响发生变化时,这些相关性就可以分离姿态和加速度误差的估计。注意,通过加速度计调平来初始化滚动和俯仰参数,会带来滚动和俯仰误差与全部三个加速度计零偏之间的相关,见 14.2.8 节讨论。

陀螺零偏 b_g ,在大多数 INS/GNSS 组合算法中均被估计,它是唯一影响速度误差随时间二次方增长的误差源。因此, x 轴和 y 轴陀螺零偏,会不断地与速度误差耦合(见 5.7.1 节),比滚动和俯仰误差以及水平加速度计零偏有更好的确定可观性,从其他状态中分离 x 轴和 y 轴陀螺零偏也不需要机动。但由于必须要一段时间的测量,才能从速度误差的增长中区分二次、线性以及随机部分的影响,因此 x 轴和 y 轴陀螺零偏有更差的随机可观性。对于姿态误差, z 轴(方位)陀螺零偏更难观测,因为需要一系列的机动,才能使方位误差确定可观。

对加速度计和陀螺的标度因数、交叉耦合误差(见 4.4.2 节)或者陀螺 g 相关零偏(见 4.4.4 节)进行估计,是否有益,取决于载体的加速度和角速度以及这些误差的大小。与机动相关的 INS 误差见 5.7.3 节的讨论。对大多数空中、陆地、海洋和空间应用,这些误差是难于可观的,除非机动相当大。例外情况是诸如赛车运动、战斗机以及一些制导武器等高动态应用。对于作圆运动的飞机和滚转稳定的制导武器,陀螺标度因数和交叉耦合误差对其有重要影响。

在大多数 IMU 中,标度因数误差和交叉耦合误差相当,但一个常见的误解是:只估计标度因数误差,但不估计交叉耦合误差。估计所有标度因数和交叉耦合误差需要 15 个状态,估计所有陀螺 g 相关零偏还需要 9 个状态。通常,个别与动态相关的 IMU 误差是可观的,但不是全部可观。因此为了更好地有效使用处理能力,应该进行仿真或者敏感分析,来确定究竟应该估计哪些误差(见 3.3.5 节和 CD 中附录 J)。

有时,当标度因数和交叉耦合误差是临界可观时,通过在卡尔曼滤波器中使用一个更准确的 IMU 模型,在卡尔曼滤波器状态向量中包括这些误差可以提高加速度计和陀螺零偏的估计精度。将零偏分成静态和动态两种状态(见 4.4.1 节),有同样的效果^[11]。或者,可以将这些误差建模为相关的系统噪声,并使用施密特-卡尔曼滤波器(见 CD 中附录 D 的 D.2 节)。

惯性导航参数受重力模型误差的影响。重力模型误差会产生与参考坐标系平行的加速度偏差。简单的重力模型^[1,29]带来的偏差,其量级为 $10^{-3} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ 每轴。精确的重力模型^[30]带来的偏差,其量级则为 $2 \times 10^{-4} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ 每轴。但通常只在高精度应用中,才将重力模型误差作为独立的状态进行估计。其他应用中,重力模型误差的影响,被纳入 z 轴加速度计零偏状态,以及姿态误差状态在水平轴上的投影部分。

GNSS 估计状态的选择依赖于组合结构。在松耦合组合导航中,不用估计 GNSS 状态。在紧耦合和深组合导航中,对于独立的 GNSS 导航滤波器,如 9.4.2 节所述,必须估计接收机钟差 δp_c^a 和钟漂 $\delta \dot{p}_c^a$ 。在一个 INS/GNSS 组合导航系统中,作用在接收机参考晶振的比力是已知的,因此如果时钟的 g 相关误差对系统性能有影响,可以通过卡尔曼滤波器对其进行估计。在多星座的系统中,星座间的时序偏差也要估计。

在紧耦合组合导航中,GNSS 测量可以作星间差分,这可以消除接收机时钟误差,从而除去时钟状态,降低处理器负担。但为了可以处理 GNSS 测量以及进行 INS 标校,必须最少跟踪 2 颗卫星。而且当一部分 GNSS 信号丢失时,校正后的 GNSS 时钟有助于限制位置误差的增长。

在双频 GNSS 用户设备中,如 9.3.2 节所述,通过组合不同频率的伪距测量,通常可以校正电离层传播误差。另一种进行平滑的方法,是分别输入不同频率的伪距测量,将电离层传播延迟作为卡尔曼滤波器的状态进行估计。在紧耦

合结构中,这会大大增加处理器的负担且不会带来任何性能的提高,但在深组合中,这是进行双频电离层修正的唯一方法。整个电离层传播延迟或者电离层模型预测误差均可以估计。

如 9.4.2.1 节所述,卡尔曼滤波器还可以估计由星历、卫星时钟残差、对流层以及电离层误差(见 7.4 节)引起的相关距离误差,当跟踪的 GNSS 卫星超过 4 颗时,这些距离偏差是部分可观的。将其包含进系统状态或者相关系统噪声,可以更好地描述误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$ 。在深组合中,由于距离偏差是码片长度的重要部分,因此距离偏差的估计可用于对齐参考码与其对应信号的相关峰值。若没有估计距离偏差,位置和时钟偏移的不确定性,应该按照 9.4.2.5 节讨论的方法进行修改。

如果建模的相关时间比较短,距离偏差还可以用于吸收 NLOS 接收噪声和多路径误差,减少其对导航参数的影响。

最后,如果实际中 IMU 到 GNSS 天线之间的杆臂 l_{ba}^b 不能精确测量,则其应该作为卡尔曼滤波器的状态进行估计。

14.2.2 惯性系中的 INS 误差状态传播

这里给出了一个用于卡尔曼滤波器的状态传播模型,该滤波器估计相对于、并投影到 ECI 坐标系的姿态、速度和位置误差,以及加速度计和陀螺零偏。其中状态向量的 INS 部分包括以下 15 个状态:

$$\mathbf{x}_{\text{INS}}^i = \begin{pmatrix} \delta\psi_{ib}^i \\ \delta\mathbf{v}_{ib}^i \\ \delta\mathbf{r}_{ib}^i \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \end{pmatrix} \quad (14.15)$$

式中:上标 i 用于表示组合滤波器的 ECI 坐标系实现,与 9.4.2 节使用的标注一致。

为了得到 INS 系统模型,必须计算每个卡尔曼滤波器状态的时间导数。这里首先推导姿态误差传播方程,然后是速度和位置误差传播方程,接着给出了完整的连续时间系统模型,并讨论了其转移矩阵离散时间实现的形式。

在实际的导航系统中,姿态、速度和其他运动学参数的真值是未知的,可以获得的最好估计是校正后 INS 值。因此,对于某一参数 y ,在推导系统模型时必须进行 $y \approx E(y) \approx \hat{y}$ 的近似,这也同样适用于测量模型。注意当 INS 误差采用闭环校正时,原始的和校正后的 INS 输出是相同的,即对于参数 y 有 $\bar{y} \approx \hat{y}$ 。

14.2.2.1 姿态误差传播

根据式(5.111),小角度姿态误差 $\delta\boldsymbol{\Psi}_{ib}^b$ 的时间导数,可以通过对相应的坐标转换矩阵求导获得:

$$[\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \wedge] \simeq \delta\tilde{\mathbf{C}}_b^i \quad (14.16)$$

根据式(5.109),有

$$\delta\hat{\mathbf{C}}_b^i = \tilde{\mathbf{C}}_b^i \mathbf{C}_i^b + \tilde{\mathbf{C}}_b^i \hat{\mathbf{C}}_i^b \quad (14.17)$$

而根据式(2.56),有

$$\mathbf{C}_b^i = \mathbf{C}_b^i \boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \quad (14.18)$$

注意 $\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b$ 是角速度 $\boldsymbol{\omega}_{ib}^b$ 的反对称矩阵。将式(14.18)和式(14.17)代入式(14.16),有

$$[\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \wedge] \simeq \tilde{\mathbf{C}}_b^i \boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \mathbf{C}_i^b + \tilde{\mathbf{C}}_b^i \mathbf{C}_i^b \boldsymbol{\Omega}_{bi}^i \quad (14.19)$$

应用式(2.51)并重排

$$\hat{\mathbf{C}}_i^b [\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \wedge] \mathbf{C}_b^i \approx \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{ib}^b - \boldsymbol{\Omega}_{ib}^b \quad (14.20)$$

卡尔曼滤波器的一个基本假设是系统模型为状态估计的线性函数,否则就必须采用非线性估计算法。对于实际中一个有效的线性系统模型,卡尔曼滤波器中任何两个状态的乘积必须忽略,这样,应用近似 $\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \approx 0$,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{C}}_i^b [\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \wedge] \mathbf{C}_b^i &\approx \hat{\mathbf{C}}_i^b [\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i \wedge] \hat{\mathbf{C}}_b^i \\ &= [(\hat{\mathbf{C}}_i^b \delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i) \wedge] \end{aligned} \quad (14.21)$$

将上式代入式(14.20),取反对称矩阵的元素并重新排列有

$$\begin{aligned} \delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i &\approx \hat{\mathbf{C}}_b^i (\bar{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b - \boldsymbol{\omega}_{ib}^b) \\ &= \hat{\mathbf{C}}_b^i \delta\boldsymbol{\omega}_{ib}^b \end{aligned} \quad (14.22)$$

陀螺的三轴角速度输出误差 $\delta\boldsymbol{\omega}_{ib}^b$ 由式(4.17)和式(4.18)给出。当陀螺误差只将零偏建模为卡尔曼滤波器状态时,式(14.22)变为

$$E(\delta\dot{\boldsymbol{\Psi}}_{ib}^i) \approx \hat{\mathbf{C}}_b^i \mathbf{b}_g \quad (14.23)$$

14.2.2.2 速度误差传播

根据式(5.18)和式(5.19),ECI 坐标系下速度的时间导数为

$$\dot{\mathbf{v}}_{ib}^i = \mathbf{f}_{ib}^i + \boldsymbol{\gamma}_{ib}^i \quad (14.24)$$

这样,速度误差的时间导数为

$$\delta \dot{\mathbf{v}}_{ib}^i = \tilde{\mathbf{f}}_{ib}^i - \mathbf{f}_{ib}^i + \tilde{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i - \boldsymbol{\gamma}_{ib}^i \quad (14.25)$$

加速度计在体轴测量比力,因此 $\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^i$ 的误差源于加速度计和姿态误差:

$$\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^i - \mathbf{f}_{ib}^i = \tilde{\mathbf{C}}_b^i \tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \mathbf{C}_b^i \mathbf{f}_{ib}^b \quad (14.26)$$

假设忽略卡尔曼滤波器状态的乘积,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{f}}_{ib}^i - \mathbf{f}_{ib}^i &= \frac{1}{2}(\tilde{\mathbf{C}}_b^i + \mathbf{C}_b^i)(\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \mathbf{f}_{ib}^b) + \frac{1}{2}(\tilde{\mathbf{C}}_b^i - \mathbf{C}_b^i)(\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b + \mathbf{f}_{ib}^b) \\ &\approx \hat{\mathbf{C}}_b^i(\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \mathbf{f}_{ib}^b) + (\mathbf{C}_b^i - \hat{\mathbf{C}}_b^i)\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b \end{aligned} \quad (14.27)$$

加速度计测量的三轴比力输出误差 $\delta \mathbf{f}_{ib}^i$ 由式(4.16)和式(4.18)给出。当加速度计误差只将零偏建模为卡尔曼滤波器状态,有

$$E(\tilde{\mathbf{f}}_{ib}^b - \mathbf{f}_{ib}^b) = E(\delta \mathbf{f}_{ib}^b) \approx b_a \quad (14.28)$$

对姿态误差应用小角度近似,由式(5.109)和式(5.111),有

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_b^i - \hat{\mathbf{C}}_b^i &= (\delta \mathbf{C}_b^i - \mathbf{I}_3) \mathbf{C}_b^i \\ &\approx [\delta \boldsymbol{\psi}_{ib}^i \wedge] \mathbf{C}_b^i \end{aligned} \quad (14.29)$$

现在看式(14.25)中的引力项,根据2.4.7节,该项基本与高度成比例关系(重复式(2.138)):

$$\boldsymbol{\gamma}_{ib}^i \approx \frac{(r_{es}^e(L_b))^2}{(r_{es}^e(L_b) + h_b)^2} \boldsymbol{\gamma}_0^i(L_b)$$

这里地球表面的地心半径见式(2.137)

引力随纬度的变化很小,因此纬度误差对引力加速度的影响可以忽略。增加假设 $h_b \ll r_{es}^e$,有

$$\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i - \boldsymbol{\gamma}_{ib}^i \approx -2 \frac{(\tilde{h}_b - h_b)}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i \quad (14.30)$$

式中: $\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i$ 是估计位置 $\hat{\mathbf{r}}_{ib}^i$ 处的引力加速度。

假设高度误差与沿着地心位置矢量投影的位置误差近似相当,则有

$$\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i - \boldsymbol{\gamma}_{ib}^i \approx -\frac{2\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \frac{\hat{\mathbf{r}}_{ib}^{i \top}}{|\hat{\mathbf{r}}_{ib}^i|} \delta \mathbf{r}_{ib}^i \quad (14.31)$$

将式(14.28)和式(14.29)代入式(14.27),再将式(14.27)和式(14.31)代入式(14.25),可以得到卡尔曼滤波器速度误差状态时间导数的期望:

$$E(\delta \dot{\mathbf{v}}_{ib}^i) \approx -(\hat{\mathbf{C}}_b^i \hat{\mathbf{f}}_{ib}^b) \wedge \delta \boldsymbol{\psi}_{ib}^i - \frac{2\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \frac{\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^i}{|\hat{\mathbf{r}}_{ib}^i|} \delta \mathbf{r}_{ib}^i + \hat{\mathbf{C}}_b^i b_a \quad (14.32)$$

14.2.2.3 位置误差传播

由于参考坐标系和投影坐标系一样,因此 ECI 坐标系下位置的时间导数就是速度,如式(5.22)所示:

$$\dot{r}_{ib}^i = v_{ib}^i$$

因此位置误差的时间微分就是速度误差:

$$\delta \dot{r}_{ib}^i = \delta v_{ib}^i \quad (14.33)$$

14.2.2.4 系统及转移矩阵

假设加速度计零偏 b_a 和陀螺零偏 b_g 不随时间变化,即它们的时间导数的期望是零:

$$E(\dot{b}_a) = 0, \quad E(\dot{b}_g) = 0 \quad (14.34)$$

将式(14.23)和式(14.32)~式(14.34),代入式(3.26),则对于式(14.15)的状态向量,以 3×3 子矩阵表示的系统矩阵为

$$\mathbf{F}_{\text{INS}}^i = \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{C}_b^i \\ F_{21}^i & 0_3 & F_{23}^i & \hat{C}_b^i & 0_3 \\ 0_3 & I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{pmatrix} \quad (14.35)$$

其中

$$F_{21}^i = [-(\hat{C}_b^i \hat{f}_{ib}^b) \wedge], \quad F_{23}^i = -\frac{2 \hat{\gamma}_{ib}^i}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \frac{\hat{r}_{ib}^T}{|\hat{r}_{ib}^i|} \quad (14.36)$$

正如 3.2.3 节所述,转移矩阵 Φ 是 $F\tau_i$ 的幂级数展开。实际中卡尔曼滤波器的设计者必须决定要包含哪些项、要忽略哪些项。截断的级数不一定要相同(比如都包含二阶项而忽略其他高阶项)。假设零次项和一次项全部保留,则应该估计每个高阶项的最大幅度,并决定其是否对组合算法性能有明显影响。状态传播的时间间隔 τ_i 越短,则高阶项的影响越小。为了确保级数展开的收敛, τ_i 应该是 1s 或更小。如果测量更新的时间间隔较长,比如在很多松耦合实现中,系统传播的时间间隔必须更短,或者使用非线性滤波如 UKF。

若将 $F\tau_i$ 的级数展开仅限制到一阶项,则转移矩阵为

$$\Phi_{\text{INS}}^i \approx \begin{bmatrix} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{C}_b^i \tau_s \\ F_{21}^i \tau_s & I_3 & F_{23}^i \tau_s & \hat{C}_b^i \tau_s & 0_3 \\ 0_3 & I_3 \tau_s & I_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 \end{bmatrix} \quad (14.37)$$

若包含 $F\tau_s$ 的三阶项,并且对于所有 i 和 j ,假设有 $|F_{23,ij}^i| \tau_s^2 \ll 1$,则转移矩阵为

$$\Phi_{\text{INS}}^i \approx \begin{bmatrix} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{C}_b^i \tau_s \\ F_{21}^i \tau_s & I_3 & F_{23}^i \tau_s & \hat{C}_b^i \tau_s & \frac{1}{2} F_{21}^i \hat{C}_b^i \tau_s^2 \\ \frac{1}{2} F_{21}^i \tau_s^2 & I_3 \tau_s & I_3 & \frac{1}{2} \hat{C}_b^i \tau_s^2 & \frac{1}{6} F_{21}^i \hat{C}_b^i \tau_s^3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 \end{bmatrix} \quad (14.38)$$

14.2.3 地球系中的 INS 误差状态传播

如果卡尔曼滤波器估计的姿态、速度和位置误差是相对 ECEF 坐标系、并在 ECEF 系上投影,状态向量变成

$$\mathbf{x}_{\text{INS}}^e = \begin{pmatrix} \delta\psi_{eb}^e \\ \delta\mathbf{v}_{eb}^e \\ \delta\mathbf{r}_{eb}^e \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \end{pmatrix} \quad (14.39)$$

式中:上标 e 表示 ECEF 坐标系。

正如 5.3.1 节的讨论,姿态的传播依赖于地球转动角速率和陀螺测量,由其在 ECI 坐标系下的式(14.16)~式(14.22),姿态误差导数为

$$\delta\dot{\psi}_{eb}^e \approx \hat{C}_b^e (\hat{\omega}_{eb}^e - \omega_{eb}^b) \quad (14.40)$$

将该式分成陀螺测量和地球转动角速率项,并应用式(5.109)和式(5.111),有

$$\begin{aligned} \delta\dot{\psi}_{eb}^e &\approx \hat{C}_b^e \delta\omega_{ib}^b - \hat{C}_b^e (\hat{C}_e^{ib} - C_e^{ib}) \omega_{ie}^e \\ &= \hat{C}_b^e \delta\omega_{ib}^b - \Omega_{ie}^e \delta\psi_{eb}^e \end{aligned} \quad (14.41)$$

表示成卡尔曼滤波器状态,姿态误差变化率的期望为

$$E(\delta\dot{\psi}_{eb}^e) \approx -\Omega_{ie}^e \delta\psi_{eb}^e + \hat{C}_b^e \mathbf{b}_g \quad (14.42)$$

对地速度的变化率为(重复式(5.35))

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = \mathbf{f}_{ib}^e + \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e) - 2\Omega_{ie}^e \mathbf{v}_{eb}^e$$

这样,速度误差的时间导数为

$$\delta\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e = \dot{\mathbf{f}}_{eb}^e - \mathbf{f}_{eb}^e + \mathbf{g}_b^e(\hat{\mathbf{r}}_{eb}^e) - \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e) - 2\Omega_{eb}^e(\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e - \mathbf{v}_{eb}^e) \quad (14.43)$$

与 ECI 坐标系下的实现相比,这里将引力项替换为重力项,并加入了哥氏项,类似于 14.2.2.2 节,比力的期望为

$$E(\dot{\mathbf{f}}_{ib}^e - \mathbf{f}_{ib}^e) \approx -(\hat{\mathbf{C}}_b^e \dot{\mathbf{f}}_{ib}^e) \wedge \delta\psi_{eb}^e + \hat{\mathbf{C}}_b^e \mathbf{b}_a \quad (14.44)$$

重力误差可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e) - \mathbf{g}_b^e(\mathbf{r}_{eb}^e) &= \dot{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^e - \boldsymbol{\gamma}_{ib}^e - \Omega_{ie}^e \Omega_{ie}^e \delta \mathbf{r}_{eb}^e \\ &\approx -\frac{2\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^e}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \frac{\hat{\mathbf{r}}_{eb}^{eT}}{|\hat{\mathbf{r}}_{eb}^e|} \delta \mathbf{r}_{eb}^e \end{aligned} \quad (14.45)$$

这里 $\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^e$ 见式(2.142)。假设 $h_b \ll r_{es}^e$, 并且鉴于在地球表面,离心项是比三阶更小的量,忽略离心项。

将式(5.107)、式(14.44)和式(14.45)代入式(14.43),可以得到卡尔曼滤波器速度误差状态时间导数的期望为

$$E(\delta\dot{\mathbf{v}}_{eb}^e) \approx -(\hat{\mathbf{C}}_b^e \dot{\mathbf{f}}_{ib}^e) \wedge \delta\psi_{eb}^e - 2\Omega_{ie}^e \delta\mathbf{v}_{eb}^e - \frac{2\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^e}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \frac{\hat{\mathbf{r}}_{eb}^{eT}}{|\hat{\mathbf{r}}_{eb}^e|} \delta \mathbf{r}_{eb}^e + \hat{\mathbf{C}}_b^e \mathbf{b}_a \quad (14.46)$$

位置误差的时间导数与 ECI 坐标系的实现相同,因此有

$$\delta\dot{\mathbf{r}}_{eb}^e = \delta\mathbf{v}_{eb}^e \quad (14.47)$$

将式(14.42)、式(14.46)、式(14.47)和式(14.34)代入式(3.26),系统矩阵变为

$$\mathbf{F}_{\text{INS}}^e = \begin{pmatrix} -\Omega_{ie}^e & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{\mathbf{C}}_b^e \\ \mathbf{F}_{21}^e & -\Omega_{ie}^e & \mathbf{F}_{23}^e & \hat{\mathbf{C}}_b^e & 0_3 \\ 0_3 & \mathbf{I}_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{pmatrix} \quad (14.48)$$

这里

$$\mathbf{F}_{21}^e = [-(\hat{\mathbf{C}}_b^e \dot{\mathbf{f}}_{ib}^e) \wedge], \quad \mathbf{F}_{23}^e = -\frac{2\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{ib}^e}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \frac{\hat{\mathbf{r}}_{eb}^{eT}}{|\hat{\mathbf{r}}_{eb}^e|} \quad (14.49)$$

从连续时间转到离散时间,并限定到 $F\tau_s$ 一阶项,则转移矩阵为

$$\Phi_{\text{INS}}^e \approx \begin{bmatrix} I_3 - \Omega_{ie}^e \tau_s & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{C}_b^e \tau_s \\ F_{21}^e \tau_s & I_3 - 2\Omega_{ie}^e \tau_s & F_{23}^e \tau_s & C_b^e \tau_s & 0_3 \\ 0_3 & I_3 \tau_s & I_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 \end{bmatrix} \quad (14.50)$$

CD 中附录 I 的 I.1 节,给出了一个展开到 $F\tau_s$ 三阶的版本。CD 中的 MATLAB 函数,LC_KF_Epoch 和 TC_KF_Epoch 是本节中系统模型的一阶版本。

14.2.4 当地导航坐标系下的 INS 误差状态传播

若卡尔曼滤波器估计的是相对于地球、并投影到当地导航坐标系的姿态和速度误差,而估计的位置误差以纬度、经度和高度来表示,则状态向量变成

$$\mathbf{x}_{\text{INS}}^n = \begin{pmatrix} \delta\psi_{nb}^n \\ \delta\mathbf{v}_{nb}^n \\ \delta p_b \\ b_a \\ b_g \end{pmatrix}, \quad \delta p_b = \begin{pmatrix} \delta L_b \\ \delta \lambda_b \\ \delta h_b \end{pmatrix} \quad (14.51)$$

式中:上标 n 表示当地导航坐标系。

正如 5.4.1 节给出的,除了地球旋转角速度和陀螺测量值以外,姿态传播方程还引入了一个转移角速度项。根据式(14.16)~式(14.22)给出的 ECI 坐标系表示,当地导航坐标系下的姿态误差为

$$\delta\dot{\psi}_{nb}^n \approx \hat{C}_b^n (\tilde{\omega}_{nb}^b - \omega_{nb}^b) \quad (14.52)$$

将其展开成陀螺测量、地球旋转角速度以及转移角速度项,有

$$\delta\dot{\psi}_{nb}^n \approx \hat{C}_b^n \delta\omega_{ib}^b - \hat{C}_b^n (\tilde{\omega}_{ie}^b - \omega_{ie}^b) - \hat{C}_b^n (\tilde{\omega}_{en}^b - \omega_{en}^b) \quad (14.53)$$

展开地球旋转角速度以及转移角速度项,并忽略误差状态乘积项,有

$$\begin{aligned} \hat{C}_b^n (\tilde{\omega}_{ie}^b - \omega_{ie}^b) + \hat{C}_b^n (\tilde{\omega}_{en}^b - \omega_{en}^b) &\approx \hat{C}_b^n (\hat{C}_n^b - C_n^b) (\tilde{\omega}_{ie}^n + \tilde{\omega}_{en}^n) + \\ &\quad (\tilde{\omega}_{en}^n - \omega_{ie}^n) + (\tilde{\omega}_{en}^n - \omega_{en}^n) \\ &\approx \Omega_{in}^n \delta\psi_{nb}^n + (\tilde{\omega}_{ie}^n - \omega_{ie}^n) + (\tilde{\omega}_{en}^n - \omega_{en}^n) \end{aligned} \quad (14.54)$$

由式(2.123),地球旋转角速度误差的期望为

$$E(\hat{\omega}_{ie}^n - \omega_{ie}^n) = -\omega_{ie} \begin{pmatrix} \sin \hat{L}_b \\ 0 \\ \cos \hat{L}_b \end{pmatrix} \delta L_b \quad (14.55)$$

由式(5.44),忽略误差状态的乘积项和纬度对曲率半径变化的影响。转移角速度误差的期望为

$$E(\hat{\omega}_{en}^n - \omega_{en}^n) \approx \begin{bmatrix} \delta v_{eb,E}^n / (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \\ -\delta v_{eb,N}^n / (R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \\ -\delta v_{eb,E}^n \tan \hat{L}_b / (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \frac{\hat{v}_{eb,E}^n}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos^2 \hat{L}_b} \delta L_b + \begin{bmatrix} -\hat{v}_{eb,E}^n / (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2 \\ \hat{v}_{eb,N}^n / (R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2 \\ \hat{v}_{eb,E}^n \tan \hat{L}_b / (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2 \end{bmatrix} \delta h_b \quad (14.56)$$

速度 v_{eb}^n 的变化率为(重复式(5.53))

$$\dot{v}_{eb}^n = f_{ib}^n + g_b^n(L_b, h_b) - (\Omega_{en}^n + 2\Omega_{ie}^n) v_{eb}^n$$

其相对于 ECEF 坐标系的表示,增加了一个转移角速度项。速度误差的时间导数为

$$\delta \dot{v}_{eb}^n = \hat{f}_{ib}^n - f_{ib}^n + g_b^n(\tilde{L}_b, \tilde{h}_b) - g_b^n(L_b, h_b) - (\tilde{\Omega}_{en}^n + 2\tilde{\Omega}_{ie}^n) \tilde{v}_{eb}^n + (\Omega_{en}^n + 2\Omega_{ie}^n) v_{eb}^n \quad (14.57)$$

类似于 14.2.2.2 节,比力的期望为

$$E(\hat{f}_{ib}^n - f_{ib}^n) \approx -(\hat{C}_b^e \hat{f}_{ib}^e) \wedge \delta \psi_{nb}^n + \hat{C}_b^e b_a \quad (14.58)$$

重力误差可以近似为

$$g_b^n(\tilde{L}_b, \tilde{b}_b) - g_b^n(L_b, b_b) \approx -2 \frac{g_0(\hat{L}_b)}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \delta h_b \hat{u}_D^n \quad (14.59)$$

式中: $\hat{u}_D^n$ 为当地导航坐标系下的向下单位矢量,且假设有 $h_b \ll r_{es}^e$,忽略了离心项以及纬度误差相关项。

对于一个有效的线性系统模型,任何两个卡尔曼滤波器状态的乘积必须忽略。因此,地球旋转角速度和转移角速度可以近似为

$$\begin{aligned} & (\tilde{\Omega}_{en}^n + 2\tilde{\Omega}_{ie}^n) \hat{v}_{eb}^n - (\Omega_{eb}^n + 2\Omega_{ie}^n) v_{eb}^n \\ & \approx (\hat{\Omega}_{en}^n - \Omega_{en}^n) \hat{v}_{eb}^n + 2(\tilde{\Omega}_{ie}^n - \Omega_{ie}^n) \hat{v}_{eb}^n + (\hat{\Omega}_{en}^n + 2\hat{\Omega}_{ie}^n) (\tilde{v}_{eb}^n - v_{eb}^n) \end{aligned}$$

$$= (\hat{\Omega}_{en}^n + 2\hat{\Omega}_{ie}^n)\delta v_{eb}^n - \hat{v}_{eb}^n \wedge (\hat{\omega}_{en}^n - \omega_{en}^n) - 2\hat{v}_{eb}^n \wedge (\hat{\omega}_{ie}^n - \omega_{ie}^n) \quad (14.60)$$

将式(5.107)、式(14.58)和式(14.59)代入式(14.57),可以得到作为卡尔曼滤波器状态的速度误差时间导数的期望:

$$E(\delta \dot{v}_{eb}^n) \approx -(\hat{C}_b^n \hat{f}_{ib}^b) \wedge \delta \psi_{nb}^n - (\hat{\Omega}_{en}^n + 2\hat{\Omega}_{ie}^n)\delta v_{eb}^n + \hat{v}_{eb}^n \wedge E(\hat{\omega}_{en}^n - \omega_{en}^n) + 2\hat{v}_{eb}^n \wedge E(\hat{\omega}_{ie}^n - \omega_{ie}^n) - 2\frac{g_0(\hat{L}_b)}{r_{eS}^e(\hat{L}_b)}\hat{u}_D^n \delta b_b + \hat{C}_b^n \hat{b}_a \quad (14.61)$$

根据式(2.111),忽略误差状态乘积项和纬度对曲率半径变化的影响,位置误差时间导数的期望为

$$\left\{ \begin{aligned} E(\delta \dot{L}_b) &= \frac{\delta v_{eb,N}^n}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} - \frac{\hat{v}_{eb,N}^n \delta h_b}{(R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} \\ E(\delta \dot{\lambda}_b) &\approx \frac{\delta v_{eb,E}^n}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos \hat{L}_b} + \frac{\hat{v}_{eb,E}^n \sin \hat{L}_b \delta \hat{L}_b}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos^2 \hat{L}_b} - \frac{\hat{v}_{eb,E}^n \delta h_b}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2 \cos \hat{L}_b} \\ \delta \dot{h}_b &\approx -\delta v_{eb,D}^n \end{aligned} \right.$$

将式(14.53)代入式(14.56)、式(14.61)和式(14.62),将式(14.34)代入式(3.26),则有系统矩阵

$$\mathbf{F}_{\text{INS}}^n = \begin{pmatrix} F_{11}^n & F_{12}^n & F_{13}^n & 0_3 & \hat{\mathbf{C}}_b^n \\ F_{21}^n & F_{22}^n & F_{23}^n & \hat{\mathbf{C}}_b^n & 0_3 \\ 0_3 & F_{32}^n & F_{33}^n & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{pmatrix} \quad (14.63)$$

其中

$$\mathbf{F}_{11}^n = -[\omega_{in}^n \wedge] \quad (14.64)$$

$$\mathbf{F}_{12}^n = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & 0 \\ \frac{1}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\tan \hat{L}_b}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & 0 \end{bmatrix} \quad (14.65)$$

$$F_{13}^n = \begin{bmatrix} \omega_{ie} \sin \hat{L}_b & 0 & \frac{\hat{v}_{eb,E}^n}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} \\ 0 & 0 & \frac{-\hat{v}_{eb,N}^n}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} \\ \omega_{ie} \cos \hat{L}_b + \frac{\hat{v}_{eb,E}^n}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos^2 \hat{L}_b} & 0 & \frac{-\hat{v}_{eb,E}^n \tan \hat{L}_b}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)} \end{bmatrix} \quad (14.66)$$

$$F_{21}^n = - [(\hat{C}_b^n \hat{f}_{ib}^b \wedge)] \quad (14.67)$$

$$F_{22}^n = \begin{bmatrix} \frac{\hat{v}_{eb,D}^n}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & -\frac{2\hat{v}_{eb,E}^n \tan \hat{L}_b}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} - 2\omega_{ie} \sin \hat{L}_b & \frac{\hat{v}_{eb,N}^n}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} \\ \frac{\hat{v}_{eb,E}^n \tan \hat{L}_b}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} - 2\omega_{ie} \sin \hat{L}_b & \frac{\hat{v}_{eb,N}^n \tan \hat{L}_b + \hat{v}_{eb,D}^n}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & \frac{\hat{v}_{eb,E}^n}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} + 2\omega_{ie} \cos \hat{L}_b \\ -\frac{2\hat{v}_{eb,N}^n}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & -\frac{2\hat{v}_{eb,E}^n}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} - 2\omega_{ie} \cos \hat{L}_b & 0 \end{bmatrix} \quad (14.68)$$

$$F_{23}^n = \begin{bmatrix} \frac{(\hat{v}_{eb,E}^n)^2 \sec^2 \hat{L}_b}{R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} - 2\hat{v}_{eb,E}^n \omega_{ie} \cos \hat{L}_b & 0 & \frac{(\hat{v}_{eb,E}^n)^2 \tan \hat{L}_b}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} - \frac{\hat{v}_{eb,N}^n \hat{v}_{eb,D}^n}{(R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} \\ \left(\frac{\hat{v}_{eb,N}^n \hat{v}_{eb,E}^n \sec^2 \hat{L}_b}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} + 2\hat{v}_{eb,N}^n \omega_{ie} \cos \hat{L}_b \right) & 0 & -\frac{\hat{v}_{eb,N}^n \hat{v}_{eb,E}^n \tan \hat{L}_b + \hat{v}_{eb,E}^n \hat{v}_{eb,D}^n}{(R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} \\ 2\hat{v}_{eb,E}^n \omega_{ie} \sin \hat{L}_b & 0 & \frac{(\hat{v}_{eb,E}^n)^2}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} + \frac{(\hat{v}_{eb,N}^n)^2}{(R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} - \frac{2g_0(\hat{L}_b)}{r_{eS}(\hat{L}_b)} \end{bmatrix} \quad (14.69)$$

$$F_{32}^n = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos \hat{L}_b} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (14.70)$$

$$F_{33}^n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\hat{v}_{eb,N}^n}{(R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2} \\ \frac{\hat{v}_{eb,E}^n \sin \hat{L}_b}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos^2 \hat{L}_b} & 0 & -\frac{\hat{v}_{eb,E}^n}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b)^2 \cos \hat{L}_b} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14.71)$$

从连续时间转换到离散时间,约束到 $F\tau_s$ 一阶的转换矩阵为

$$\Phi_{\text{HNS}}^n \approx \begin{bmatrix} I_3 + F_{11}^n \tau_s & F_{12}^n \tau_s & F_{13}^n \tau_s & 0_3 & \hat{C}_b^n \tau_s \\ F_{21}^n \tau_s & I_3 + F_{22}^n \tau_s & F_{23}^n \tau_s & \hat{C}_b^n \tau_s & 0_3 \\ 0_3 & F_{32}^n \tau_s & I_3 + F_{33}^n \tau_s & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & I_3 \end{bmatrix} \quad (14.72)$$

CD 中附录 I 的 I.1 节,给出了一个展开到 $F\tau_s$ 三阶的版本。

当使用消费级的惯性传感器时,陀螺误差会比地球自转角速度以及转移角速度大得多,从而系统模型可以忽略地球自转角速度以及转移角速度,则近似的系统矩阵类似于 ECI 下的系统矩阵:

$$F_{\text{INS}}^n \approx \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{C}_b^n \\ F_{21}^n & 0_3 & F_{23}^n & \hat{C}_b^n & 0_3 \\ 0_3 & F_{32}^n & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{pmatrix}, \quad F_{23}^n = -\frac{2g_0(\hat{L}_b)}{r_{es}^e(\hat{L}_b)} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (14.73)$$

CD 中附录 I 的 I.2 节给出了另一种当地导航坐标系下的 INS/GNSS 组合导航形式,这种形式采用直角坐标表示的位置误差状态。I.3 节则给出了游动方位坐标系下的实现。

14.2.5 附加的 IMU 误差状态

如果估计的话,通常将标度因数、交叉耦合以及 g 相关误差建模为没有时间变化的确定性变量,即

$$E(\dot{\mathbf{M}}_a) = 0_3, \quad E(\dot{\mathbf{M}}_g) = 0_3, \quad E(\dot{\mathbf{G}}_g) = 0_3 \quad (14.74)$$

式中: $\mathbf{M}_a$ 为加速度计标度因数和交叉耦合误差构成的矩阵; $\mathbf{M}_g$ 为陀螺标度因

数和交叉耦合误差构成的矩阵; G_g 是陀螺的 g 相关误差矩阵,其定义见 4.4 节。

附加的 IMU 误差项,会给姿态和速度误差模型带来附加项:

$$E(\delta \dot{\psi}_{\gamma b}^{\gamma}) \rightarrow E(\delta \dot{\psi}_{\gamma b}^{\gamma}) + \hat{C}_b^{\gamma} M_g \dot{\psi}_{ib}^b + \hat{C}_b^{\gamma} C_g \dot{f}_{ib}^b \quad (14.75)$$

$$E(\delta \dot{v}_{\beta b}^{\gamma}) \rightarrow E(\delta \dot{v}_{\beta b}^{\gamma}) + \hat{C}_b^{\gamma} M_a \dot{f}_{ib}^b \quad (14.76)$$

这里 γ 和 β 的定义见式(14.5)。

若加速度计标度因数、交叉耦合误差以及陀螺 g 相关误差没有作为卡尔曼滤波器的状态进行估计,则这些误差的乘积项对重力的作用(比如平均的比力)会干扰加速度计和陀螺零偏的估计。不过,只要充分考虑了这些零偏状态的初始不确定性,这就不成问题,尤其是对低动态应用。

使用下式(重复式(4.13)),可以将加速度计和陀螺零偏分成独立的静态和动态状态:

$$\begin{cases} b_a = b_{as} + b_{ad} \\ b_g = b_{gs} + b_{gd} \end{cases}$$

静态零偏状态 b_{as} 和 b_{gs} ,建模为期望的时间变化为零:

$$E(\dot{b}_{as}) = 0, \quad E(\dot{b}_{gs}) = 0 \quad (14.77)$$

而动态零偏状态 b_{ad} 和 b_{gd} ,应该建模为指数相关、固定方差的一阶马尔可夫过程(见 CD 中附录 B 的 B.4.3 节),则其确定性的时间变化为

$$E(\dot{b}_{ad}) = -\frac{b_{ad}}{\tau_{bad}}, \quad E(\dot{b}_{gd}) = -\frac{b_{gd}}{\tau_{bgd}} \quad (14.78)$$

式中: τ_{bad} 和 τ_{bgd} 分别为动态加速度计和陀螺零偏的相关时间,注意这些状态会吸收振动整流误差(见 4.4.5 节)以及传感器零偏本身的变化。

对更高阶 IMU 误差的建模选择见文献[3]。

若估计重力模型误差,则应该建模为指数相关、固定方差的一阶马尔可夫过程,且其相关时间与速度有关,因为这些误差是空间相关而不是时间相关的。若使用精确的重力模型,则未建模的当地重力变化,其标准差大约为每轴 $2 \times 10^{-4} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$,其相关距离大约为 $40 \text{ km}^{[30]}$ 。

14.2.6 INS 系统噪声

惯性导航参数主要的系统噪声源,是由加速度计比力测量噪声导致的速度误差随机游走,以及由陀螺角速率测量噪声带来的姿态误差随机游走。IMU 随机噪声在 4.4.3 节已经讨论过。另外,如果没有单独估计加速度计和陀螺的动态零偏状态,则加速度计和陀螺零偏在运行时的变化(见 4.4.1 节)可以近似为白噪声。

根据式(3.43),在状态传播的时间间隔内,考虑确定性系统模型,对这些噪

声源的功率谱密度积分,可以得到系统噪声协方差。这样,假设估计由式(14.15)、式(14.39)或者式(14.51)定义的15个状态,则INS系统噪声协方差矩阵 Q_{INS}^{γ} 为

$$Q_{\text{INS}}^{\gamma} = \int_0^{\tau_1} \exp(F_{\text{INS}}^{\gamma} t') \begin{pmatrix} S_{rg} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & S_{ra} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & S_{bad} I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & S_{bgd} I_3 \end{pmatrix} \exp(F_{\text{INS}}^{\gamma T} t') dt',$$

$$\gamma \in i, e, n \quad (14.79)$$

式中: S_{rg} 、 S_{ra} 、 S_{bad} 和 S_{bgd} 分别为陀螺随机噪声、加速度计随机噪声、加速度计零偏变化和陀螺零偏变化的功率谱密度,并假设所有陀螺和加速度计有相同的噪声特性。

假设这些功率谱密度是常值,并将其代入式(14.35)、式(14.38)以及式(14.63),则有系统噪声协方差矩阵为

$$Q_{\text{INS}}^{\gamma} = \begin{pmatrix} Q_{11} & Q_{21}^{\gamma T} & Q_{31}^{\gamma T} & 0_3 & \frac{1}{2} S_{bgd} \tau_s^2 \hat{C}_b^{\gamma} \\ Q_{21}^{\gamma} & Q_{22}^{\gamma} & Q_{32}^{\gamma T} & \frac{1}{2} S_{bad} \tau_s^2 \hat{C}_b^{\gamma} & \frac{1}{2} S_{bgd} \tau_s^3 F_{21}^{\gamma} \hat{C}_b^{\gamma} \\ Q_{31}^{\gamma} & Q_{32}^{\gamma} & Q_{33}^{\gamma} & Q_{34}^{\gamma} & Q_{35}^{\gamma} \\ 0_3 & \frac{1}{2} S_{bad} \tau_s^2 \hat{C}_{\gamma}^b & Q_{34}^{\gamma T} & S_{bad} \tau_s I_3 & 0_3 \\ \frac{1}{2} S_{bgd} \tau_s^2 \hat{C}_{\gamma}^b & \frac{1}{3} S_{bgd} \tau_s^3 F_{21}^{\gamma T} \hat{C}_{\gamma}^b & Q_{35}^{\gamma T} & 0_3 & S_{bgd} \tau_s I_3 \end{pmatrix}$$

$$\gamma \in i, e, n \quad (14.80)$$

其中

$$\begin{cases} Q_{11} = \left(S_{rg} \tau_s + \frac{1}{3} S_{bgd} \tau_s^3 \right) I_3 \\ Q_{21}^{\gamma} = \left(\frac{1}{2} S_{rg} \tau_s^2 + \frac{1}{4} S_{bgd} \tau_s^4 \right) F_{21}^{\gamma} \\ Q_{22}^{\gamma} = \left(S_{ra} \tau_s + \frac{1}{3} S_{bad} \tau_s^3 \right) I_3 + \left(\frac{1}{3} S_{rg} \tau_s^3 + \frac{1}{5} S_{bgd} \tau_s^5 \right) F_{21}^{\gamma} F_{21}^{\gamma T} \\ Q_{31}^{i/e} = \left(\frac{1}{3} S_{rg} \tau_s^3 + \frac{1}{5} S_{bgd} \tau_s^5 \right) F_{21}^{i/e} \\ Q_{31}^n = \left(\frac{1}{3} S_{rg} \tau_s^3 + \frac{1}{5} S_{bgd} \tau_s^5 \right) T_{r(n)}^p F_{21}^n \\ Q_{32}^{i/e} = \left(\frac{1}{2} S_{ra} \tau_s^2 + \frac{1}{4} S_{bad} \tau_s^4 \right) I_3 + \left(\frac{1}{4} S_{rg} \tau_s^4 + \frac{1}{6} S_{bgd} \tau_s^6 \right) F_{21}^{i/e} F_{21}^{i/e T} \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{aligned} Q_{32}^n &= \left(\frac{1}{2} S_{ra} \tau_s^2 + \frac{1}{4} S_{bad} \tau_s^4 \right) T_{r(n)}^p + \left(\frac{1}{4} S_{rg} \tau_s^4 + \frac{1}{6} S_{bgd} \tau_s^6 \right) T_{r(n)}^p F_{21}^n F_{21}^{nT} \quad \gamma \in i, e, n \\ Q_{33}^{i/e} &= \left(\frac{1}{3} S_{ra} \tau_s^3 + \frac{1}{5} S_{bad} \tau_s^5 \right) I_3 + \left(\frac{1}{5} S_{rg} \tau_s^5 + \frac{1}{7} S_{bgd} \tau_s^7 \right) F_{21}^{i/e} F_{21}^{i/eT} \\ Q_{33}^n &= \left(\frac{1}{3} S_{ra} \tau_s^3 + \frac{1}{5} S_{bad} \tau_s^5 \right) T_{r(n)}^p T_{r(n)}^p + \left(\frac{1}{5} S_{rg} \tau_s^5 + \frac{1}{7} S_{bgd} \tau_s^7 \right) T_{r(n)}^p F_{21}^n F_{21}^{nT} T_{r(n)}^p \\ Q_{34}^{i/e} &= \frac{1}{3} S_{bad} \tau_s^3 \hat{C}_b^\gamma \\ Q_{34}^n &= \frac{1}{3} S_{bad} \tau_s^3 T_{r(n)}^p \hat{C}_b^n \\ Q_{35}^{i/e} &= \frac{1}{4} S_{bgd} \tau_s^4 F_{21}^{i/e} \hat{C}_b^\gamma \\ Q_{35}^n &= \frac{1}{4} S_{bgd} \tau_s^4 T_{r(n)}^p F_{21}^n \hat{C}_b^n \end{aligned} \right. \quad (14.81)$$

且 $T_{r(n)}^p$ 见式(2.119)。

对于小的传播时间间隔 ($\tau_s \leq 0.2s$)，系统噪声协方差矩阵可以近似为

$$Q_{INS}^\gamma \approx Q_{INS}^\gamma = \begin{pmatrix} S_{rg} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & S_{ra} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & S_{bad} I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & S_{bgd} I_3 \end{pmatrix} \tau_s, \gamma \in i, e, n \quad (14.82)$$

同时应用式(3.46)，这种近似可以用于更长的时间间隔。本版本的系统噪声协方差模型见 CD 中的 MATLAB 函数 LC_KF_Epoch 和 TC_KF_Epoch。

如果 σ_{ra} 是加速度计比力测量噪声的标准差， σ_{rg} 是陀螺角速率测量噪声的标准差，则加速度计和陀螺噪声的 PSD 为

$$S_{ra} = \sigma_{ra}^2 \tau_i, \quad S_{rg} = \sigma_{rg}^2 \tau_i \quad (14.83)$$

式中： τ_i 为输入给惯性导航方程的加速度计和陀螺测量时间间隔。

注意振动会大大增加传感器噪声，尤其是对于 MEMS 传感器。功率谱密度应该足够大以便容许考虑到最大可能的振动水平，或者将其建模为 IMU 测量到的振动水平的函数。

类似地，零偏变化的功率谱密度为

$$S_{bad} = \frac{\sigma_{bad}^2}{\tau_{bad}}, \quad S_{bgd} = \frac{\sigma_{bgd}^2}{\tau_{bgd}} \quad (14.84)$$

式中： σ_{bad} 和 σ_{bgd} 分别为加速度计和陀螺动态零偏的标准差，而且应该包含 VRE

(见 4.4.5 节) 和传感器零偏本身的变化, 也可以包含可选的与振动有关的模型。

考虑到重力模型误差的空间变化, 这些都没有作为状态估计, 因此水平姿态误差和垂直加速度计零偏的系统噪声必须足够大。

若诸如加速度计和陀螺的标度因数、交叉耦合以及 g 相关误差没有建模为系统状态或相关系统噪声, 它们的影响可以通过加大加速度计和陀螺随机噪声来大概近似。为了更有效地考虑这些误差, 传感器噪声的 PSD 可以建模为加速度和角速度的函数。注意, 这些误差的乘积项对重力的影响, 通常会纳入零偏状态的范畴予以考虑。为了确保卡尔曼滤波器稳定, 这种对白噪声的近似, 必须大于对卡尔曼滤波器状态的实际影响。若将高阶的 IMU 误差建模为系统状态, 则应该建模一定水平的系统噪声, 以考虑任何运行时的变化。

状态 x_{mi} 的系统噪声方差, 可以建模为固定方差的指数相关一阶马尔科夫过程:

$$Q_{mi} = [1 - \exp(-2\tau_i/\tau_{mi})] \sigma_{mi}^2 \quad (14.85)$$

式中: σ_{mi} 为状态的标准差; τ_{mi} 为相关时间。

式(14.85)可用于估计加速度计和陀螺的动态零偏。

由于卡尔曼滤波器假设所有噪声源均为白噪声, 因此之前的讨论, 假设 PSD 是与频率无关。但真正的 PSD, 是随频率变化的, 因此假设的 PSD 只是一个近似。

系统噪声协方差的估计, 可以从传感器生产商给的规格说明, 或者应用本身可能遇到的动态及振动范围来估计。但最好是采用部分实验的方法。如果系统噪声还需要考虑一些未建模的系统性误差, 这时部分实验的方法尤为重要。在一些典型条件下, 应该使用记录的数据进行测试, 从而比较不同系统噪声系数是整个 INS/GNSS 组合导航系统的性能。只要有合适的设备, 还应该进行典型动态和振动情况下的 IMU 实验室测试。

系统噪声建模的进一步讨论见 14.4.5 节。

14.2.7 GNSS 状态传播与系统噪声

如果估计接收机的钟差和钟漂, 则根据式(9.146), 其动态模型为

$$\frac{\partial}{\partial t} \delta \rho_c^a = \delta \dot{\rho}_c^a, \quad E\left(\frac{\partial}{\partial t} \delta \dot{\rho}_c^a\right) = 0 \quad (14.86)$$

从而有

$$\Phi_{\text{GNSS}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \tau_s & 1 \end{pmatrix} \quad (14.87)$$

如 9.4.2.2 节所述, 这些状态准确的系统噪声协方差为

$$Q_{\text{GNSS}} = \begin{pmatrix} S_{\text{c}\phi}^a \tau_s + \frac{1}{3} S_{\text{f}}^a \tau_s^3 & \frac{1}{2} S_{\text{f}}^a \tau_s^2 \\ \frac{1}{2} S_{\text{f}}^a \tau_s^2 & S_{\text{f}}^a \tau_s \end{pmatrix} \quad (14.88)$$

式中: S_{f}^a 为接收机时钟频率漂移的 PSD ($\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$); $S_{\text{c}\phi}^a$ 为相位漂移 PSD ($\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$)。

对于小的传播时间间隔并与式(3.46)联合,则协方差矩阵可以近似为

$$Q_{\text{GNSS}} \approx Q'_{\text{GNSS}} = \begin{pmatrix} S_{\text{c}\phi}^a \tau_s & 0 \\ 0 & S_{\text{f}}^a \tau_s \end{pmatrix} \quad (14.89)$$

对于 TCXO, 通常有 $S_{\text{f}}^a \approx 0.04 \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$ 和 $S_{\text{c}\phi}^a \approx 0.01 \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1[32]}$ 。这个 GNSS 系统模型见 CD 中的 MATLAB 函数 LC_KF_Epoch 和 TC_KF_Epoch。

如需要估计时钟的 g 相关误差系数 s_{cg}^a , 则钟差偏差时间导数的期望有

$$E\left(\frac{\partial}{\partial t} \delta \rho_c^a\right) = \delta \dot{\rho}_c^a + \hat{f}_{ib}^b \text{T} S_{\text{cg}}^a \quad (14.90)$$

这里, 假设接收机参考晶振的轴系相对 IMU 固定。 g 相关误差系数可以假设为常数, 因此没有必要对这些状态相应的系统噪声进行建模。 但一个很小的系统噪声对于维持数值上的稳定非常有用。

如果要在系统状态中包含电离层和距离偏差状态, 则它们应当建模为指数相关且方差固定的一阶马尔科夫过程, 见式(3.3), 其系统噪声由式(14.85)给定。 电离层状态的标准差是卫星仰角和当地时间的函数, 见 9.3.2 节的讨论, 其相关时间大约为 30min 比较合适。 距离偏差状态的标准差也是仰角相关的, 但其相关时间的选择, 依赖于是否主要是想获得星历、卫星钟、电离层和对流层误差, 此时则需要长的相关时间; 或者主要想获得多径和 NLOS 误差, 则需要短得多的相关时间。 如果两个误差均需要, 则使用分立的两个状态。

14.2.8 状态初始化

对于误差状态的 INS/GNSS 组合导航实现, 状态估计一般应该初始化为零。 但在紧耦合和深耦合组合导航中, GNSS 接收机时钟偏差和漂移的估计是例外, 应该使用 GNSS 导航结果来初始化(单历元或者滤波后的, 见 9.4 节)。 这主要是为了避免不同状态之间大的不确定性导致的数值问题。

初始的误差协方差矩阵 $\mathbf{P}_0$, 应该尽可能精确地反映状态的不确定性以及状态之间的协方差。 当位置、速度和接收机时钟参数由 GNSS 初始化后, 只要 GNSS 导航结果的误差协方差矩阵可用, 就应该用它来初始化相关的 $\mathbf{P}_0$ 部分。 否则, 若卫星视线方向已知, 则误差协方差可以根据下式由几何矩阵 $\mathbf{H}_c$ 估计(见 9.4.3 节):

$$E\left[\begin{pmatrix} \delta\delta r_{\beta b}^{\gamma} \\ \delta\delta \rho_c^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta\delta r_{\beta b}^{\gamma} \\ \delta\delta \rho_c^a \end{pmatrix}^T\right] = (H_G^{\gamma T} H_G^{\gamma}) \sigma_{\rho}^2, \quad E\left[\begin{pmatrix} \delta\delta v_{\beta b}^{\gamma} \\ \delta\delta \dot{\rho}_c^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta\delta v_{\beta b}^{\gamma} \\ \delta\delta \dot{\rho}_c^a \end{pmatrix}^T\right] = (H_G^{\gamma T} H_G^{\gamma}) \sigma_r^2 \quad (14.91)$$

式中: σ_{ρ} 和 σ_r 分别为估计的伪距和伪距率的误差标准差;前导字符 δ 表示为状态残差(见 3.2.1 节); β 和 γ 由式(14.5)给出。 σ_{ρ} 和 σ_r 的设置与 GNSS 接收机的设计以及工作环境有关。对大多数应用, $\sigma_{\rho} = 5\text{m}$ 和 $\sigma_r = 0.05\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 比较合适。

另外一种常用方法,是假设位置和速度的各个分量的不确定性相等,且协方差的非对角线元素为零。通常对时钟偏差和位置各分量的不确定性设置为 10m,时钟漂移和速度各分量的不确定性设置为 $0.1\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 。对于当地导航坐标系实现,垂直分量的不确定性需要一个比其他分量大 2 倍的系数。

根据式(2.118),曲线位置误差协方差可以根据下式确定:

$$E\left[\begin{pmatrix} \delta\delta p_b \\ \delta\delta \rho_c^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta\delta p_b \\ \delta\delta \rho_c^a \end{pmatrix}^T\right] = \begin{pmatrix} T_{r(n)}^p & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{pmatrix} E\left[\begin{pmatrix} \delta\delta r_{eb}^a \\ \delta\delta \rho_c^a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta\delta r_{eb}^a \\ \delta\delta \rho_c^a \end{pmatrix}^T\right] = \begin{pmatrix} T_{r(n)}^p & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{pmatrix} \quad (14.92)$$

这里, $T_{r(n)}^p$ 由式(2.119)给定。

位置、速度以及接收机时钟状态是很容易观测和快速收敛的。因此,组合算法的性能对这些状态的初始不确定性不是特别敏感,除非它们过大或过小。姿态和 IMU 误差的初始不确定性的影响更大。

制造商的性能指标,可以指导 IMU 误差初始不确定性的选择。传感器的性能指标不总是完整的,并且振动环境会导致传感器的实际性能发生变化,因此也应该进行实验测试。不同类型惯性传感器的典型误差见 4.4 节的讨论。

方位初始化技术的讨论见 5.6.2 节、6.1 节、15.1 节以及 15.2.1 节。不同的技术适合不同的应用,并且精度因环境和传感器性能而不同。若方位额度初始不确定性超过 2° 或 35mrad ,就应该考虑大方位误差下的卡尔曼滤波实现(见 14.4.4 节)。

滚转和俯仰姿态角通常根据加速度计的调平过程来初始化(见 5.6.2 节)。因此用弧度表示的滚转和俯仰的初始不确定性,其与用 g 表示的加速度计零偏大概一致。但调平过程在姿态误差和加速度计零偏之间带来了相关。根据式(5.102),初始的滚转和俯仰误差分别用 $\delta\phi_{nb}$ 和 $\delta\theta_{nb}$ 表示,可以根据下式用加速度计零偏来表示:

$$\begin{cases} \delta\phi_{nb} = \frac{f_{ib,z}^b b_{a,y} - f_{ib,y}^b b_{a,z}}{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2} \\ \delta\theta_{nb} = \frac{(f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2) b_{a,x} - f_{ib,x}^b f_{ib,y}^b b_{a,y} - f_{ib,x}^b f_{ib,z}^b b_{a,z}}{(f_{ib,x}^b{}^2 + f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2) \sqrt{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2}} \end{cases} \quad (14.93)$$

根据式(2.59),小角度姿态误差可以根据下式用滚转、俯仰和方位误差来表示:

$$\delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} = C_b^{\gamma} T_{\psi}^{\omega} \begin{pmatrix} \delta\phi_{nb} \\ \delta\theta_{nb} \\ \delta\psi_{nb} \end{pmatrix}, \quad T_{\psi}^{\omega} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta_{nb} \\ 0 & \cos\phi_{nb} & \sin\phi_{nb}\cos\theta_{nb} \\ 0 & -\sin\phi_{nb} & \cos\phi_{nb}\cos\theta_{nb} \end{pmatrix} \quad (14.94)$$

从而,考虑到误差的相关性,初始姿态误差和加速度计零偏的协方差为

$$E\left[\begin{pmatrix} \delta\delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} \\ \delta b_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta\delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} \\ \delta b_a \end{pmatrix}^T\right] = \begin{pmatrix} C_b^{\gamma} T_{\psi}^{\omega} & 0_3 \\ 0_3 & I_3 \end{pmatrix} A \begin{pmatrix} \sigma_{ba}^2 I_3 & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & \sigma_{\delta\psi}^2 \end{pmatrix} A^T \begin{pmatrix} T_{\psi}^{\omega T} C_b^{\gamma} & 0_3 \\ 0_3 & I_3 \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{f_{ib,z}^b}{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2} & \frac{-f_{ib,y}^b}{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2} & 0 \\ \frac{f_{yz}}{f_{xyz}^2} & \frac{-f_{ib,x}^b f_{ib,y}^b}{f_{xyz}^2 f_{yz}} & \frac{-f_{ib,x}^b f_{ib,z}^b}{f_{xyz}^2 f_{yz}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \begin{aligned} f_{yz} &= \sqrt{f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2} \\ f_{xyz}^2 &= f_{ib,x}^b{}^2 + f_{ib,y}^b{}^2 + f_{ib,z}^b{}^2 \end{aligned} \quad (14.95)$$

式中: $\sigma_{\delta\psi}$ 为方位的书痴不确定性; σ_{ba} 为每个加速度计零偏的标准差。

如果使用传递对准(见 15.1 节)、或者准静基座对准(见 15.2 节)来初始化 INS,则应该使用对准算法最后的误差协方差矩阵,来初始化 INS/GNSS 组合算法中相对应项的误差协方差矩阵。考虑到对准参考的误差协方差,这些项应该适当变大。若用的是开环校正,则对准的状态估计也应该传递给组合算法。

14.3 测量模型

卡尔曼滤波器测量模型在 3.2.4 节已经讨论过。在 INS/GNSS 组合中,GNSS 用户设备的测量输出,与根据惯性导航参数预测的那些测量值之间的差,被用来更新状态向量。采用哪些测量,依赖于组合结构。因此,这里首先讨论松耦合测量模型,然后是紧耦合和深组合模型,最后讨论如何估计姿态和设备误差。多个不同形式的松耦合和紧耦合测量模型,可以见 CD 中附录 I 的 MAT-

LAB 函数, Loosely_coupled_INS_GNSS 和 Tightly_coupled_INS_GNSS, 这两个函数分别模拟松耦合和紧耦合组合导航。

考虑由 GNSS 用户设备得到的输出测量 $\tilde{m}_G$, 以及由原始惯性导航参数 (和 GNSS 导航电文, 如果需要) 得到的预测测量 $\tilde{m}_I$, 测量中的误差 $\delta \tilde{m}_G$ 和 $\delta \tilde{m}_I$ 可以由卡尔曼滤波器状态向量来估计。于是, 可以合理地通过两种方式, 构成一个卡尔曼滤波器的测量值 z_G 和估计 $\hat{z}_G$, 这两种形式为

$$z_G = \tilde{m}_G - \tilde{m}_I, \quad \hat{z}_G = \delta \hat{m}_G - \delta \hat{m}_I \quad (14.96)$$

和

$$z_G = \tilde{m}_G, \quad \hat{z}_G = \tilde{m}_I - \delta \hat{m}_I + \delta \hat{m}_G \quad (14.97)$$

如果 INS 采用闭环修正, 由校正后的惯性导航参数得到的预测测量值为 $\hat{m}_I$ 。注意到 $\hat{m}_I = \tilde{m}_I - \delta \hat{m}_I$, 因此在开环结构中, 也可以方便地得到校正后的预测测量值。测量和估计可以选为

$$z_G = \tilde{m}_G - \hat{m}_I, \quad \hat{z}_G = \delta \hat{m}_G \quad (14.98)$$

和

$$z_G = \tilde{m}_G, \quad \hat{z}_G = \hat{m}_I + \delta \hat{m}_G \quad (14.99)$$

对于紧耦合组合导航, 式 (14.97) 和式 (14.99) 需要扩展卡尔曼滤波器 (见 3.4.1 节), 但式 (14.96) 和式 (14.98) 通常不需要。测量新息 δz_G 在所有情况下相同:

$$\begin{aligned} \delta z_G &= \tilde{m}_G - \delta \hat{m}_G - \tilde{m}_I + \delta \hat{m}_I \\ &= \tilde{m}_G - \delta \hat{m}_G - \hat{m}_I \end{aligned} \quad (14.100)$$

并可以直接计算。因此标准卡尔曼滤波器和 EKF 的区别在于表述上而不是实现上, 这里通常采用测量新息的直接表达。注意区分于其他类型的多传感器组合导航, 下标 G 用于 GNSS 测量新息 (见第 16 章)。

由 INS 和 GNSS 得到的测量值必须是同时有效的。否则时间同步误差对测量新息的影响, 会导致状态估计变差。通过保存 INS 导航参数, 并在需要时重新获取与 GNSS 具有同样时间点的 INS 导航参数, 可以解决时间同步误差 (见 3.3.4 节)。但这种方法需要 IMU 和 GNSS 测量以同一个时间基准进行同步。此时, 可以通过载体机动时, 比较 INS 和 GNSS 速度和/或位置来确定 INS 与 GNSS 间的时序偏差。偏差确定后, 就可以手动得到一个非常有效的比较图。当 INS 和 GNSS 的时序是通过 GNSS 用户设备同步时, 通常会有固定的偏差。对于不断变化的偏差, 可以在初始化组合算法之前, 借助于一小段数据, 使用迭代最小二乘来估计位置、速度和时间偏差。时间偏差也可以作为卡尔曼滤波的状态来估计, 见 CD 中附录 I 的 I.6 节。

在 GNSS 测量输入给组合算法之前,应当进行故障检验,见第 17 章的讨论。对于高完好性要求的应用,在多个历元上的检验,会导致测量延时。但由于在测量的有效时间之间,以及当处理后的测量是部分正确时,惯性误差会增长,因此检验是以精度为代价的。3.3.4 节给出了一种处理有延时测量数据的方法。

14.3.1 松耦合组合导航

松耦合 INS/GNSS 组合导航,使用 GNSS 用户设备的位置和速度参数。因此,测量新息向量包括 GNSS 与校正后的惯性位置和速度的差值,并补偿了从 INS 到 GNSS 天线的已知杆臂 L_{ba}^b 。测量新息的坐标系应该与状态向量的坐标系一致。因此有

$$\delta z_{G,k}^i = \begin{pmatrix} \hat{r}_{iaG}^i - \hat{r}_{ib}^i - \hat{C}_b^i L_{ba}^b \\ \hat{v}_{iaG}^i - \hat{v}_{ib}^i - \hat{C}_b^i (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) \end{pmatrix}_k \quad (14.101)$$

$$\delta z_{G,k}^e = \begin{pmatrix} \hat{r}_{eaG}^e - \hat{r}_{eb}^e - \hat{C}_b^e L_{ba}^b \\ \hat{v}_{eaG}^e - \hat{v}_{eb}^e - \hat{C}_b^e (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) + \Omega_{ie}^e \hat{C}_b^e L_{ba}^b \end{pmatrix}_k \quad (14.102)$$

和

$$\delta z_{G,k}^n = \begin{pmatrix} \hat{p}_{aG}^n - \hat{p}_b^n - \hat{T}_{r(n)}^p \hat{C}_b^n L_{ba}^b \\ \hat{v}_{eaG}^n - \hat{v}_{eb}^n - \hat{C}_b^n (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) + \Omega_{ie}^n \hat{C}_b^n L_{ba}^b \end{pmatrix}_k \quad (14.103)$$

式中:下标 k 表示测量迭代;上标 i 、 e 和 n 分别表示 ECI、ECEF 和当地导航坐标系;下标 G 表示 GNSS; Ω_{ie}^e 、 Ω_{ie}^n 和 Ω_{en}^n 分别由式(5.25)和式(5.41)给出。

根据式(2.119),直角坐标到曲线位置的转换矩阵 $\hat{T}_{r(n)}^p$ 为

$$\hat{T}_{r(n)}^p = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos \hat{L}_b} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (14.104)$$

根据式(5.109)和式(5.111),有

$$\tilde{\hat{C}}_b^\gamma \simeq (I_3 + [\delta\psi_{\gamma b}^\gamma \wedge]) C_b^\gamma \quad (14.105)$$

将姿态误差状态用其残差 $\delta\psi_{\gamma b}^\gamma$ 替代(见式(3.4)):

$$\tilde{C}_b^\gamma \simeq (I_3 + [\delta\psi_{\gamma b}^\gamma \wedge]) C_b^\gamma \quad (14.106)$$

因此有

$$\hat{C}_b^\gamma L_{ba}^b \approx C_b^\gamma L_{ba}^b - [(C_b^\gamma L_{ba}^b) \wedge] \delta \delta \psi_{\gamma b}^\gamma \quad (14.107)$$

和

$$\begin{aligned} \hat{C}_b^\gamma (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) &\approx C_b^\gamma (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) - [\{ C_b^\gamma (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) \} \wedge] \delta \delta \psi_{\gamma b}^\gamma \\ &\approx C_b^\gamma (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) - [\{ C_b^\gamma (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) \} \wedge] \delta \delta \psi_{\gamma b}^\gamma - C_b^\gamma (L_{ba}^b \wedge \delta b_g) \end{aligned} \quad (14.108)$$

测量矩阵由式(3.90)给出:

$$H_k = \frac{\partial h(x, t_k)}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_k} = \frac{\partial z(x, t_k)}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_k}$$

取测量向量为式(14.101),状态向量为式(14.15),注意在松耦合组合导航中没有估计 GNSS 状态,使用式(14.107)和式(14.108),ECI 坐标系下的松耦合 INS/GNSS 组合导航测量矩阵为

$$H_{G,k}^i = \begin{pmatrix} H_{r1}^i & 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 \\ H_{v1}^i & -I_3 & 0_3 & 0_3 & H_{\epsilon 5}^i \end{pmatrix}_k \quad (14.109)$$

其中

$$\begin{cases} H_{r1}^i \approx [(\hat{C}_b^i L_{ba}^b) \wedge] \\ H_{v1}^i \approx [\{ \hat{C}_b^i (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) \} \wedge] \\ H_{\epsilon 5}^i = \hat{C}_b^i [L_{ba}^b \wedge] \end{cases} \quad (14.110)$$

注意校正后的 INS 姿态 $\hat{C}_b^i$ 是真实姿态 C_b^i 的最优估计。

同样,由式(14.102)、式(14.39)、式(14.107)和式(14.108),ECEF 坐标系下松耦合的测量矩阵为

$$H_{G,k}^e = \begin{pmatrix} H_{r1}^e & 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 \\ H_{v1}^e & -I_3 & 0_3 & 0_3 & H_{\epsilon 5}^e \end{pmatrix}_k \quad (14.111)$$

其中

$$\begin{cases} H_{r1}^e \approx [(\hat{C}_b^e L_{ba}^b) \wedge] \\ H_{v1}^e \approx [\{ \hat{C}_b^e (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) - \Omega_{ie}^e \hat{C}_b^e L_{ba}^b \} \wedge] \\ H_{\epsilon 5}^e \approx \hat{C}_b^e [L_{ba}^b \wedge] \end{cases} \quad (14.112)$$

根据式(14.103)、式(14.51)、式(14.107)以及式(14.108),地球参考当地导航坐标系下的松耦合测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{G,k}^n = \begin{pmatrix} H_{rl}^n & 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 \\ H_{vl}^n & -I_3 & 0_3 & 0_3 & \mathbf{H}_{vs}^n \end{pmatrix} \quad (14.113)$$

其中

$$\begin{cases} H_{rl}^n \approx \hat{T}_{r(n)}^P [(\hat{\mathbf{C}}_b^n \mathbf{L}_{ba}^b) \wedge] \\ H_{vl}^n \approx [(\hat{\mathbf{C}}_b^n (\hat{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^b \wedge \mathbf{L}_{ba}^b) - \boldsymbol{\Omega}_{ie}^n \hat{\mathbf{C}}_b^n \mathbf{L}_{ba}^b) \wedge] \\ H_{vs}^n \approx \hat{\mathbf{C}}_b^n [\mathbf{L}_{ba}^b \wedge] \end{cases} \quad (14.114)$$

除非杆臂特别大,式(14.102)、式(14.103)、式(14.112)以及式(14.114)中的地球旋转项可以忽略。

在实际中,姿态误差和陀螺零偏通过杆臂项在测量中是弱耦合的。如14.3.4节所述,这些状态主要通过速度误差的变化进行估计。因此,测量矩阵经常近似为

$$\mathbf{H}_{G,k}^{v/e/n} \approx \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{pmatrix}_k \quad (14.115)$$

注意测量信息式(14.101)~式(14.103)中的杆臂项一定不能忽略。CD中的MATLAB函数LC_KF_Epoch,包含了ECEF坐标系下测量模型的近似版本。

多个因素的组合,包括RF和温度噪声、动态响应延时、多径干扰以及NLOS信号的接收等,导致测量噪声。GNSS导航处理器内部的EKF或者载波平滑算法,会对这些噪声进行平滑,这种平滑减小了噪声的幅度,但增加了其相关时间。理想地,依据GNSS用户设备自身的置信水平对GNSS数据加权,则测量噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}_c$ 应该基于GNSS导航参数(见7.5.2节)的误差协方差矩阵(比如一个EKF的 P)。但这个置信水平信息在实际中很少输出。通常假设测量噪声协方差是常值,但最好建模为测量的载噪比 $\bar{c}/\hat{n}_0$ 、卫星几何分布和加速度的函数。与加速度相关是因为:在高动态下INS与GNSS之间时间同步误差的影响更大。测量噪声,还必须考虑在INS和GNSS天线之间杆臂的任何挠曲变形,这些挠曲变形也是由机动激励的。

如果测量更新间隔比GNSS位置、速度噪声的相关时间短,则应该增大组合导航卡尔曼滤波器的测量噪声协方差,从而减小测量的权值。注意,缩短测量更新间隔可以更好地捕获载体的动态运动,从而提高某些姿态和设备误差状态的可观性。

测量噪声协方差的一个比较合适的取值,是位置和速度误差的变化乘以一个比值,这个比值是误差相关时间比测量更新间隔,对于1Hz更新和间隔,典型的位置协方差为 $(2 \sim 20\text{m})^2$,速度协方差为 $(0.1 \sim 1\text{m} \cdot \text{s}^{-1})^2$,如果在城市,GNSS接收的信号相对较弱,则取值应该更大。

在松耦合测量模型的当地导航坐标系实现中,纬度和经度采用弧度,而高度采用米,这种单位的混合会带来测量更新中 $(H_k P_k^- H_k^T + R_k)$ 矩阵求逆的数值问题。一种解决办法是给纬度和经度分量乘以一个标度因数,此时,测量更新 $\delta z_{G,k}^n$ 和测量矩阵 $H_{G,k}^n$ 变为

$$\delta z_{G,k}^n = \begin{pmatrix} S_p (\hat{p}_{aG} - \hat{p}_b - \hat{T}_{r(n)}^p \hat{C}_b^n L_{ba}^b) \\ \hat{v}_{eaG}^n - \hat{v}_{eb}^n - \hat{C}_b^n (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) + \hat{\Omega}_{ie}^n \hat{C}_b^n L_{ba}^b \end{pmatrix}_k \quad (14.116)$$

$$\begin{aligned} H_{G,k}^n &= \begin{pmatrix} S_p H_{r1}^n & 0_3 & -S_p & 0_3 & 0_3 \\ H_{v1}^n & -I_3 & 0_3 & 0_3 & H_{v5}^n \end{pmatrix}_k \\ &\approx \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & -S_p & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{pmatrix}_k \end{aligned} \quad (14.117)$$

式中: S_p 为曲线位置的标度因数矩阵,

$$S_p = \begin{pmatrix} s_{L,\lambda} & 0 & 0 \\ 0 & s_{L\lambda} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (14.118)$$

式中: $s_{L\lambda}$ 的一个合适值是 10^3 ,它把测量信息中纬度和经度分量的单位,从弧度变成毫弧度。

14.3.2 紧耦合组合导航

紧耦合 INS/GNSS 组合导航,使用 GNSS 测距处理器的伪距和伪距率测量值,这些测量值分别由码和载波跟踪得到。测量模型基于 9.4.2.3 节的 GNSS 导航滤波器。根据校正后的惯性导航参数、估计的接收机钟差和钟漂、隐含卫星位置和速度的导航电文,可以计算得到伪距与伪距率的预测值。GNSS 测量的伪距与伪距率,与计算得到的同一时刻的预测值,这两者的差构成测量新息向量,即

$$\delta z_{G,k}^- = \begin{pmatrix} \delta z_{p,k}^- \\ \delta z_{r,k}^- \end{pmatrix}, \quad \begin{aligned} \delta z_{p,k}^- &= (\hat{\rho}_{a,C}^1 - \hat{\rho}_{a,C}^{1-}, \hat{\rho}_{a,C}^2 - \hat{\rho}_{a,C}^{2-}, \dots, \hat{\rho}_{a,C}^m - \hat{\rho}_{a,C}^{m-})_k \\ \delta z_{r,k}^- &= (\hat{\rho}_{a,C}^1 - \hat{\rho}_{a,C}^{1-}, \hat{\rho}_{a,C}^2 - \hat{\rho}_{a,C}^{2-}, \dots, \hat{\rho}_{a,C}^m - \hat{\rho}_{a,C}^{m-})_k \end{aligned} \quad (14.119)$$

对于第 j 次测量,若包含从卫星 s 来的信号 l ,校正的伪距和伪距率 $\tilde{\rho}_{a,C}^j \equiv \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l}$ 和 $\tilde{\rho}_{a,C}^j \equiv \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l}$ 为(重复式(8.49))

$$\begin{cases} \tilde{\rho}_{a,C}^{s,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} - \delta \hat{\rho}_{I,a}^{s,l} + \delta \hat{\rho}_{T,a}^{s,l} + \delta \hat{\rho}_c^{s,l} \\ \tilde{\rho}_{a,C}^{z,l} = \tilde{\rho}_{a,R}^{z,l} + \delta \hat{\rho}_c^{z,l} \end{cases}$$

对应的估计为(重复式(9.161))

$$\begin{cases} \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \sqrt{[\hat{r}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ia,k}^{i-}]^T [\hat{r}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ia,k}^{i-}]} + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \\ \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \hat{u}_{aj,k}^{i-}{}^T [\hat{v}_{ij}^i(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{v}_{ia,k}^{i-}] + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \end{cases}$$

对于 ECI 坐标系有(重复式(9.164))

$$\begin{cases} \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \sqrt{[\hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]^T [\hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]} + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} + \delta \hat{\rho}_{re}^j \\ \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \hat{u}_{aj,k}^{e-}{}^T [\hat{v}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{v}_{ea,k}^{e-}] + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} + \delta \hat{\rho}_{ie}^j \end{cases}$$

或者(重复式(9.165))

$$\begin{cases} \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \sqrt{[C_e^I(\tilde{t}_{st,a,k}^j) \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]^T [C_e^I(\tilde{t}_{st,a,k}^j) \hat{r}_{ej}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]} + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \\ \hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \hat{u}_{as,j}^{e-}{}^T [C_e^I(\tilde{t}_{st,a,k}^j) (\hat{v}_{ei}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j) + \Omega_{ie}^e \hat{r}_{ei}^e(\tilde{t}_{st,a,k}^j)) - (\hat{v}_{ea,k}^{e-} + \Omega_{ie}^e \hat{r}_{ea,k}^{e-})] + \delta \hat{\rho}_{c,k}^{a-} \end{cases}$$

对于 ECEF 坐标系下的计算,用于计算 $\hat{r}_{ej}^e$ 的发射时间为(重复式(9.125))

$$\tilde{t}_{st,a}^{s,l} = \tilde{t}_{sa,a}^{s,l} - (\tilde{\rho}_{a,R}^{s,l} + \delta \hat{\rho}_c^{s,l})/c$$

但作为用户与天线距离(不是伪距)的函数, C_e^I 使用式(8.36)计算,这是因为 I 坐标系是在信号到达的真实时间而不是测量时间,与 ECEF 坐标系同步的。

用户天线的位置和速度可根据惯性导航参数由下式获得:

$$\begin{cases} \hat{r}_{ia}^i = \hat{r}_{ib}^i + \hat{C}_b^i L_{ba}^b \\ \hat{v}_{ia}^i = \hat{v}_{ib}^i + \hat{C}_b^i (\omega_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) \end{cases} \quad (14.120)$$

$$\begin{cases} \hat{r}_{ea}^e = \hat{r}_{eb}^e + \hat{C}_b^e L_{ba}^b \\ \hat{v}_{ea}^e = \hat{v}_{eb}^e + \hat{C}_b^e (\omega_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) + \Omega_{ie}^e \hat{C}_b^e L_{ba}^b \end{cases} \quad (14.121)$$

或

$$\begin{cases} \hat{r}_{ea}^e = \begin{pmatrix} (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos \hat{L}_b \cos \hat{\lambda}_b \\ (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos \hat{L}_b \sin \hat{\lambda}_b \\ [(1 - e^2) R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b] \sin \hat{L}_b \end{pmatrix} + \hat{C}_a^e \hat{C}_b^n L_{ba}^b \\ \hat{v}_{ea}^e = \hat{C}_n^e \hat{v}_{eb}^N + \hat{C}_n^e \hat{C}_b^n (\omega_{ib}^b \wedge L_{ba}^b) + \Omega_{ie}^e \hat{C}_n^e \hat{C}_b^n L_{ba}^b \end{cases} \quad (14.122)$$

这里 Ω_{ie}^e 和 $\hat{C}_n^e$ 分别由式(5.25)和式(2.150)给出,且除非杆臂非常大,地球旋转

项可以忽略。

对于紧耦合组合导航,状态向量通常包括惯性导航状态、接收机钟差和接收机钟漂,因此有

$$x^\gamma = \begin{pmatrix} x_{\text{INS}}^\gamma \\ \delta\rho_c^a \\ \delta\dot{\rho}_c^a \end{pmatrix} \quad (14.123)$$

这里惯性导航状态假设由式(14.15)、式(14.39)和式(14.51)给出。

测量矩阵由式(3.90)给出,并可用分块矩阵表示为

$$H_{G,k}^\gamma = \begin{pmatrix} \frac{\partial z_\rho}{\partial \delta\psi_{\gamma b}^\gamma} & 0_{m,3} & \frac{\partial z_\rho}{\partial \delta r_{\gamma b}^\gamma} & 0_{m,3} & 0_{m,3} & \frac{\partial z_\rho}{\partial \delta\rho_c^a} & 0_{m,1} \\ \frac{\partial z_r}{\partial \delta\psi_{\gamma b}^\gamma} & \frac{\partial z_r}{\partial \delta v_{\gamma b}^\gamma} & \frac{\partial z_r}{\partial \delta r_{\gamma b}^\gamma} & 0_{m,3} & \frac{\partial z_\rho}{\partial b_g} & 0_{m,1} & \frac{\partial z_r}{\partial \delta\rho_c^a} \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k}, \quad \gamma \in i, e \quad (14.124)$$

或

$$H_{G,k}^n = \begin{pmatrix} \frac{\partial z_\rho}{\partial \delta\psi_{nb}^n} & 0_{m,3} & \frac{\partial z_\rho}{\partial \delta p_b} & 0_{m,3} & 0_{m,3} & \frac{\partial z_\rho}{\partial \delta\rho_c^a} & 0_{m,1} \\ \frac{\partial z_r}{\partial \delta\psi_{nb}^n} & \frac{\partial z_r}{\partial \delta v_{nb}^n} & \frac{\partial z_r}{\partial \delta p_b} & 0_{m,3} & \frac{\partial z_\rho}{\partial b_g} & 0_{m,1} & \frac{\partial z_r}{\partial \delta\rho_c^a} \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k} \quad (14.125)$$

通过摄动状态估计值并计算伪距伪距率对估计的变化,可以解析或数值计算式中的微分。测量新息与姿态误差之间,以及位置和陀螺误差与伪距率测量之间,是弱相关的,因此对解析解的一个常用近似为

$$H_{G,k}^\gamma \approx \begin{pmatrix} 0_{1,3} & 0_{1,3} & u_{a1}^{\gamma T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & u_{a2}^{\gamma T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & u_{am}^{\gamma T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ \hline 0_{1,3} & u_{a1}^{\gamma T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \\ 0_{1,3} & u_{a2}^{\gamma T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{1,3} & u_{am}^{\gamma T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k}, \quad \gamma \in i, e \quad (14.126)$$

或

$$H_{G,k}^n \approx \begin{pmatrix} 0_{1,3} & 0_{1,3} & h_{pp}^{1T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & h_{pp}^{2T} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & h_{pp}^{mT} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 1 & 0 \\ \hline 0_{1,3} & u_{a1}^n{}^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \\ 0_{1,3} & u_{a2}^n{}^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{1,3} & u_{am}^n{}^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0_{1,3} & 0 & 1 \end{pmatrix}_{k=\hat{k}_k} \quad (14.127)$$

其中

$$h_{pp}^i = \begin{pmatrix} (R_N(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) u_{aj,N}^n \\ (R_E(\hat{L}_b) + \hat{h}_b) \cos \hat{L}_b u_{aj,E}^n \\ - u_{aj,D}^n \end{pmatrix} \quad (14.128)$$

这里视线方向单位矢量 u_{aj}^n 的定义见 8.5.3 节。若位置误差比较大(比如跟踪的 GNSS 卫星少于 4 颗),则沿北、东、地方向投影的视线方向矢量,其误差会很大。CD 中的 MATLAB 函数 TC_KF_Epoch,包含了这个 ECEF 坐标系下测量模型的近似版本。

测量噪声协方差 R_c 与 GNSS 跟踪误差、多径的变化、卫星钟噪声、INS-GNSS 同步误差残差以及 IMU 与 GNSS 天线间杆臂的挠曲运动等有关。尽管经常假设测量噪声协方差为常值,但理想情况下应该建模为 $\hat{c}/\hat{n}_0$ 和加速度的函数。根据距离偏差的标准差的预期值,并考虑时间相关噪声的影响,测量噪声协方差也可以是对多个测量的加权。除非伪距测量是载波平滑的,则矩阵 R_c 是对角矩阵,关于这一点 9.4.2.4 节有更多的讨论。

使用载波平滑的伪距(见 9.2.7 节),并将时间相关跟踪误差作为卡尔曼滤波器估计,可以替代伪距率测量。载波平滑的伪距,其变化可以得到伪距率。从处理器的负载考虑,若采用向量测量更新则效率更高,而采用序贯测量更新则效率要低。使用载波平滑的伪距并不能对性能产生重要影响。

还可以用距离增量替代伪距率测量,它是 ADR 的变化。当测量更新周期比载波跟踪环相关时间长时,距离增量测量的噪声比伪距率的更小,这对 1s 更新间隔和载波相位跟踪适用。但使用距离增量测量,增加了卡尔曼滤波器的复杂性,因为这需要使用延迟的位置误差状态,或者在测量模型中引入系统模型的反向传播关系,见 3.3.4 节以及 CD 中附录 G 的 G.8.3 节^[31,33]。

正如 14.2.1 节所述,伪距和伪距率、或距离增量测量,也可以做星间差

分^[31],这样做的好处是消除了接收机的时钟误差。使用 Δ 来表示差分测量,则差分的测量新息、测量矩阵以及测量噪声协方差矩阵,其对应的差分表述为

$$\begin{cases} \delta z_{G,k}^{\Delta} = \begin{pmatrix} D_G & 0 \\ 0 & D_G \end{pmatrix} \delta z_{G,k}^T \\ H_{G,k}^{\Delta\gamma} = \begin{pmatrix} D_G & 0 \\ 0 & D_G \end{pmatrix} H_{G,k}^{\gamma}, \quad \gamma \in i, e, n \\ R_{G,k}^{\Delta} = \begin{pmatrix} D_G & 0 \\ 0 & D_G \end{pmatrix} R_{G,k} \begin{pmatrix} D_G & 0 \\ 0 & D_G \end{pmatrix} \end{cases} \quad (14.129)$$

式中: D_G 是差分矩阵,若采用共同的参考星,则见式(10.18)。注意测量噪声协方差矩阵 $R_{G,k}^{\Delta}$ 不是对角矩阵。

一些 GNSS 接收机周期性地地进行 1ms 时钟校正,从而导致伪距测量有 3×10^{-5} m 的跳变。采用这种接收机的紧耦合组合导航算法必须检测这种跳变,并使用图 9.31 给出的算法校正钟偏估计 $\delta \hat{\phi}_e^a$ 。

14.3.3 深耦合组合导航

深耦合的组合导航及跟踪算法,包括组合滤波的测量模型以及预滤波器,并且每个信号或卫星都有一个预滤波器。本节首先介绍组合滤波器的测量模型,然后是非相干和相干预滤波器,以及多信号预滤波的讨论,最后是关于接收机 NCO 控制的介绍。

14.3.3.1 组合滤波器测量模型

组合滤波器估计 INS 和接收机时钟误差,以及可选地估计电离层或距离偏差状态。测量更新率通常在 1 ~ 10Hz。为了跟踪接收机时钟噪声并捕获载体的动态,测量更新率必须足够高。

伪距和伪距率的测量新息由预滤波器产生,并直接输入给组合卡尔曼滤波器。这样,组合滤波器测量模型,本质上与 14.3.2 节讨论的紧耦合组合的测量模型一致。

如果将距离偏差和/或电离层传播延时也作为状态进行估计,则测量矩阵 $H_{G,k}$ 还有其他列。对于伪距率测量,这些列为零。对于伪距测量,如果对应的是同一个卫星,则相应的距离偏差元素为 1,否则为 0。同样地,若伪距测量对应的是同一个卫星,则电离层状态对应元素等于 $(f_{co}^L/f_{co}^I)^2$, 否则为 0。 f_{co}^I 是测量的载波频率,而 f_{co}^L 是参考载波频率,通常就是 L1 频率,组合滤波器测量噪声协方差 R_G 的确定参见预滤波器的讨论。

只有跟踪是锁定状态,才能接受来自这个信号的测量,否则,必须重新捕获

这个信号。由于深耦合组合导航可以弥补 GNSS 信号的短时丢失, 锁定检测不能基于 c/n_0 。将位置误差和钟偏状态的不确定性沿每个卫星实现方向分解, 可以获得伪距的不确定性, 通过比较伪距的不确定性和码片长度, 可以确定码跟踪的锁定。为了确定载波-频率跟踪的锁定, 可以根据速度误差和钟漂状态的不确定性, 获得伪距率的不确定性, 并与式(9.25)给出的容差进行比较。伪距率的不确定性与相关积分或者累积时间间隔 τ_a 成反比。当 c/n_0 不够大从而会影响跟踪的保持, 则 R_c 会变大, 从而导致状态的不确定性增大。

14.3.3.2 非相干预滤波器

图 14.10 给出了非相干预滤波器的流程。当接收机以更快的速率产生 I_s 和 Q_s , 并且数据位的转换时序已知, 则可以在一个导航数据位的时间间隔内, 实现对 I_s 和 Q_s 的相干求和。同样, 若擦掉了导航数据(见 10.3.5 节), 或者使用的是无数据信号, 则需要更长的时间间隔来进行相干 I 和 Q 的求和。如 9.1.4.4 节所述, 增大相关求和时间间隔会提高信噪比, 但降低了载波-频率跟踪的容差。可以选择可变的相干求和时间间隔, 它的变化是预测的伪距率的不确定性的函数。

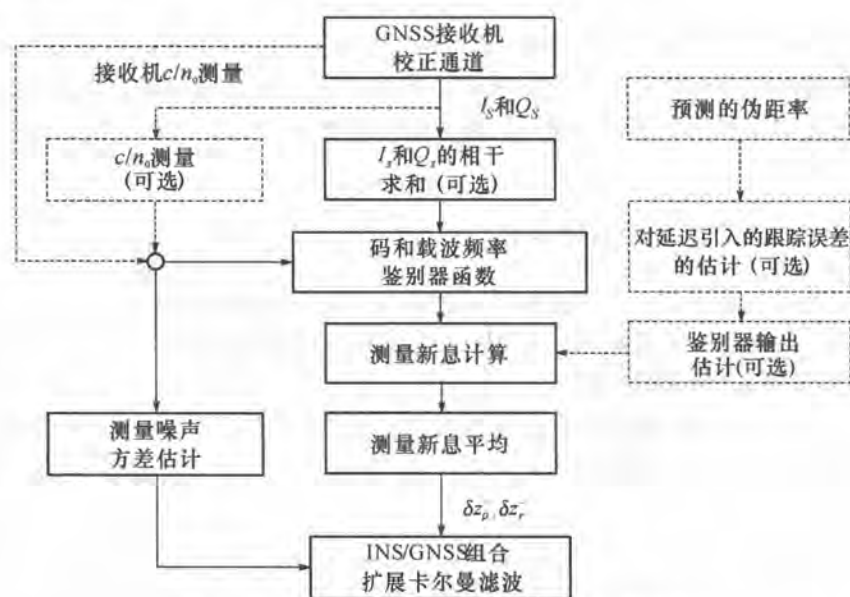


图 14.10 深耦合组合导航中的非相干预滤波器

相干求和之后, 与 9.2.2 节和 9.2.3 节中讨论的传统 GNSS 测距处理器相同, I_s 和 Q_s 用来形成鉴别器测量, 伪距和伪距率测量新息可以使用下式由鉴别器输出获得:

$$\begin{cases} \delta z_{\rho,k}^- = -\frac{c}{f_{ca}}(\bar{x}_k^j - \hat{x}_k^j) \\ \delta z_{rk}^- = -\frac{c}{f_{ca}}(\delta \hat{f}_{ca,k}^j - \delta \hat{f}_{ca,k}^j) \end{cases} \quad (14.130)$$

式中: $\bar{x}_k^j$ 为通道 j 在 k 次迭代时的码鉴别器输出; $\delta \hat{f}_{ca,k}^j$ 为相应的载波频率鉴别器输出; $\bar{x}_k^j$ 和 $\delta \hat{f}_{ca,k}^j$ 是其相应的估计。这里假设码鉴别器输出已经根据 $\bar{c}/n_0$ 做了归一化。

注意如果 NCO 指令的执行没有明显延迟(比如使用软件接收机或 NCO 指令以 IMU 输出速率执行),则估计的鉴别器输出为零。主要延迟的构成因素依赖于载体运动。

除非使用长的相干积分时间间隔,式(14.130)给出的测量新息,在连续的迭代上进行平均(非相干),可以降低组合滤波器的处理负担。注意,应该总是采用平滑,而不是进行欠采样(undersampling),因为平滑具有更好的信噪比。

伪距和伪距率测量的噪声方差为

$$E(w_{m,\rho,k}^i)^2 = \frac{c^2 \sigma^2(N_D D)}{f_{ca}^2 n_D} + R_{\rho D,k}^i, \quad E(w_{m,r,k}^j)^2 = \frac{c^2 \sigma^2(N_F F)}{f_{ca}^2 n_D} + R_{rD,k}^j \quad (14.131)$$

式中: $\sigma^2(N_D N)$ 和 $\sigma^2(N_F N)$ 分别为码和载波-频率鉴别器的方差,见 9.3.3 节,是连续的 n_D 个鉴别器测量,对其进行平均构成了测量新息; $R_{\rho D,k}^i$ 和 $R_{rD,k}^j$ 为凭经验决定的项,用于补偿的 NCO 控制延时(见 14.3.3.5 节),未补偿的 NCO 控制延时,与视线方向加速度和/或加加速度的平方成正比。

理论上,由传统载波相位鉴别器获得的载波相位测量,非相干预滤波也可以进行处理。但实际中,只使用相干预滤波器来处理载波相位测量。

14.3.3.3 相干预滤波器

图 14.11 给出了深耦合 INS/GNSS 组合导航中,相干与滤波器的主要组成。可见,其核心是一个估计码相位、载波相位以及载波频率跟踪误差的跟踪滤波器。这个滤波器可以是 EKF,或者非线性估计算法^[34-36]。为了维持精确的载波相位估计,跟踪滤波器测量更新必须最少是 50Hz。因此,只有当接收机对 I 和 Q 的输出频率更高时,才能进行跟踪滤波之前的 I 和 Q 相关求和。在深耦合组合导航的相干实现中,伪距和伪距率或者伪距增量测量,其输出到组合滤波器的频率通常为 1Hz 或 2Hz。

所有相干滤波器,都估计码跟踪误差 x^j 、载波相位误差 $A\phi_{ca}^j$ (见式(9.11))以及载波频率误差 δf_{ca}^j ,还可以估计载波频率时间导数的跟踪误差 $\delta \dot{f}_{ca}^j$ 以及信号幅度或者载波功率噪声密度比^[34,35]。

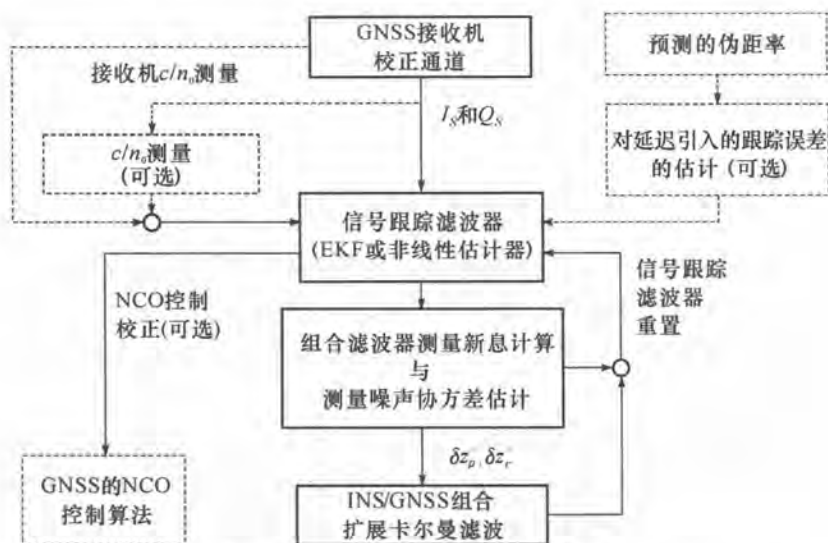


图 14.11 深耦合组合的相干预滤波器

如果估计载波频率跟踪误差的导数,则该状态与载波频率跟踪误差之间的确定性的系统模型为

$$\frac{\partial}{\partial t} \delta f_{ca}^j = \delta \dot{f}_{ca}^j, \quad E\left(\frac{\partial}{\partial t} \delta \dot{f}_{ca}^j\right) = 0 \quad (14.132)$$

如果不估计,则确定性的系统模型为

$$E\left(\frac{\partial}{\partial t} \delta f_{ca}^j\right) = 0 \quad (14.133)$$

当预滤波器的频率跟踪误差估计不用来修改 NCO 指令,则码和载波相位跟踪误差的确定性系统模型为

$$\delta \dot{x}^j = \frac{f_{co}}{f_{ca}} \delta \dot{f}_{ca}^j, \quad \delta \dot{\phi}_{ca}^j = 2\pi \delta f_{ca}^j \quad (14.134)$$

若修改,则状态估计的确定性系统模型变成

$$E(\delta \dot{x}^j) = 0, \quad E(\delta \dot{\phi}_{ca}^j) = 0 \quad (14.135)$$

这是因为,应该通过 NCO 指令的校正,来补偿这个已知的频率跟踪误差。但式(14.134)应该用作预滤波器误差协方差 P_p^j 的传播。

如果需要,考虑到将 IMU 测量的运动应用于 GNSS 接收机的 NCO 指令时,已知的跟踪误差有时间延时,控制输入可以加到系统模型。

由于接收机时钟噪声的存在,频率跟踪误差必须建模相应的系统噪声方差 $f_{ca}^2 S_c^a \tau_{ps} / c^2$, 这里 τ_{ps} 预滤波器的系统传播时间间隔, S_c^a 的定义见 14.2.7 节。如果估计了 $\delta \dot{f}_{ca}^j$ 和 δf_{ca}^j , 则对 $\delta \dot{f}_{ca}^j$ 也要建模系统噪声。或者考虑到未补偿的 NCO 控制延时,也需要对 $\delta \dot{f}_{ca}^j$ 也要建模系统噪声。噪声的方差,可以与实现方向加

速度和/或加速度的平方成正比。

在相干预滤波器中,测量的 I_s 和 Q_s 与其预测值之间的差,构成测量新息,为

$$\delta z_{P,k}^{j-} = \begin{pmatrix} \tilde{I}_E^j - \hat{I}_E^{j-} \\ \tilde{I}_P^j - \hat{I}_P^{j-} \\ \tilde{I}_L^j - \hat{I}_L^{j-} \\ \tilde{Q}_E^j - \hat{Q}_E^{j-} \\ \tilde{Q}_P^j - \hat{Q}_P^{j-} \\ \tilde{Q}_L^j - \hat{Q}_L^{j-} \end{pmatrix}_{k'} \quad (14.136)$$

式中:上标 P 表示预滤波器;上标 j 表示相应的信号; k' 表示预滤波器的迭代。

作为测量的载波功率噪声密度比 $\tilde{c}/\tilde{n}_0$ 、估计的码跟踪误差 $\hat{x}_k^j$ 、载波跟踪误差 $\delta \hat{\phi}_{ca,k'}^j$ 和频率跟踪误差 $\delta \hat{f}_{ca,k'}^j$ 的函数,预测的 I_s 和 Q_s 可以使用式(9.10)计算。式(9.10)对卡尔曼滤波器状态微分,可以得到测量矩阵 $\mathbf{H}_{P,k'}^j$ 。

如果采用 EKF 作为估计算法,为了计算预测的 I_s 和 Q_s 以及测量矩阵,需要载波相位的精确估计,否则,跟踪滤波器无法工作。针对这个问题的一个解决方案,是使用粒子滤波器,因为每个粒子有它自己的载波相位估计^[37]。这样,在失锁前,粒子滤波器能够容忍更大的载波相位跟踪误差,但处理器负载更大。

如果采用擦除导航电文的或者无电文的信号,将 I_s 和 Q_s 作为测量引入卡尔曼滤波器,可以保持相干求和一段时间,时间的长短由卡尔曼滤波器的增益决定,这种引入优化了信噪比(见 9.1.4.4 节)。从而在输入到跟踪滤波器之前, I_s 和 Q_s 的相干求和对性能只有很小的影响^[26],如果存在没有估计出的数据位(见 10.3.5 节),相干积分被限制在数据位时间间隔,积分算法必须使用 I_s 和 Q_s 之一的符号来校正数据位,即

$$\delta z_{P,k'}^{j-} = \begin{pmatrix} \tilde{I}_E^j \tilde{D}_{k'}^j - \hat{I}_E^{j-} \\ \tilde{I}_P^j \tilde{D}_{k'}^j - \hat{I}_P^{j-} \\ \tilde{I}_L^j \tilde{D}_{k'}^j - \hat{I}_L^{j-} \\ \tilde{Q}_E^j \tilde{D}_{k'}^j - \hat{Q}_E^{j-} \\ \tilde{Q}_P^j \tilde{D}_{k'}^j - \hat{Q}_P^{j-} \\ \tilde{Q}_L^j \tilde{D}_{k'}^j - \hat{Q}_L^{j-} \end{pmatrix}_k, \quad \tilde{D}_{k'}^j = \begin{cases} \frac{\text{sign}(\tilde{I}_P^j)}{\text{sign}(\hat{I}_P^{j-})}, & |\tilde{I}_P^j| \geq |\tilde{Q}_P^j| \\ \frac{\text{sign}(\tilde{Q}_P^j)}{\text{sign}(\hat{Q}_P^{j-})}, & |\tilde{I}_P^j| < |\tilde{Q}_P^j| \end{cases} \quad (14.137)$$

若接收机前端有 AGC, 测量噪声就应该是常数(信号幅度随 c/n_0 的函数变化)。一个合适的测量噪声协方差矩阵(假设的阶数由式(14.136)定义)为

$$R_p = \sigma_{IQ}^2 \begin{pmatrix} 1 & (1-d/2)^2 & (1-d)^2 & 0 & 0 & 0 \\ (1-d/2)^2 & 1 & (1-d/2)^2 & 0 & 0 & 0 \\ (1-d)^2 & (1-d/2)^2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & (1-d/2)^2 & (1-d)^2 \\ 0 & 0 & 0 & (1-d/2)^2 & 1 & (1-d/2)^2 \\ 0 & 0 & 0 & (1-d)^2 & (1-d/2)^2 & 1 \end{pmatrix} \quad (14.138)$$

式中: σ_{IQ} 为相关器累积输出的噪声标准差; d 为用码片表示的超前一滞后相关器间隔。对角线元素有非零项, 是因为每个通道的 3 个 I 测量之间以及 3 个 Q 测量之间是噪声部分相关的。噪声标准差因接收机的设计而不同, 因此必须根据经验确定。如果在一个信号还能跟踪的 c/n_0 水平上, AGC 的增益最小, 则有必要引入一个 $\tilde{c}/\tilde{n}_0$ 相关项, 这也必须根据经验确定。

根据下式, 跟踪滤波器的状态估计, 可以计算出用于组合滤波器的伪距和伪距率测量新息输出:

$$\delta z_{p,k}^{j-1} = -\frac{c}{f_{co}} \hat{x}_{k'}^j, \quad \delta z_{rk}^{j-1} = -\frac{c}{f_{ca}} \delta f_{ca,k'}^j \quad (14.139)$$

若采用联邦置零架构(见 16.1.5.3 节)来实现跟踪滤波器中码相位和载波频率状态, 则当数据输出给组合滤波器, 以确保两个顺序执行的滤波器不会同时保有任何信息时, 这些状态清零。对应的状态不确定性也必须重置为源自组合滤波器的码相位和载波频率跟踪的不确定性。误差协方差矩阵 P_p^j 的非对角线元素, 附属于那些重置状态的, 也清零。估计的 δf_{ca}^j 同样重置。但载波相位误差状态不重置, 这是因为该信息还要用于将来 I 和 Q 测量的处理, 并且不会传给组合滤波器。

对应信号的组合滤波器测量噪声协方差 R_c 元素, 应该由跟踪误差协方差 P_p^j 来确定。注意, 对于相关预滤波器, 伪距和伪距率测量噪声会相关, 有

$$E \left[\begin{pmatrix} w_{m,p,k}^j \\ w_{m,r,k}^j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_{m,p,k}^j \\ w_{m,r,k}^j \end{pmatrix}^T \right] = \begin{pmatrix} \frac{c}{f_{co}} & 0 \\ 0 & \frac{c}{f_{ca}} \end{pmatrix} E \left[\begin{pmatrix} \delta x_{k'}^j \\ \delta \delta f_{ca,k'}^j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta x_{k'}^j \\ \delta \delta f_{ca,k'}^j \end{pmatrix}^T \right] \begin{pmatrix} \frac{c}{f_{co}} & 0 \\ 0 & \frac{c}{f_{ca}} \end{pmatrix} \quad (14.140)$$

对于相干深耦合 INS/GNSS 组合的预滤波器, 还可以采用 10.3.4 节讨论的批处理的捕获与跟踪算法, 来替换这里描述的跟踪滤波器^[38]。

14.3.3.4 多信号预滤波

如果接收机处理多个频率的 GNSS 信号,对来自一个卫星的所有测量进行处理,则采用相同的预滤波器会更有效。在这种情况下,预滤波器必须保持一个电离层传播延时的估计,用于 NCO 控制算法。

在一个非相干预滤波器中,对每一个电离层校正后的信号,都应该计算独立的鉴别器(见 9.3.2 节),计算后的信号构成测量新息,输出给组合滤波器。由不同频率导致的鉴别器之间的差异,应该作为测量值,输入给电离层延时估计算法,这个估计算法可能就是一个简单的固定增益环路滤波器。

一种配置多频相干预滤波器的方法,是对每个信号施加一个单独的跟踪滤波器。在输出和重置阶段,电离层校正后的跟踪滤波器估计的组合能够用来构成测量新息,输出给组合滤波器,此时跟踪滤波器估计之间的差,用来更新电离层延时估计。

14.3.3.5 GNSS 接收机的 NCO 控制

在深度耦合的 INS/GNSS 组合导航中,GNSS 接收的 NCO 控制命令是导航处理器形成的。类似于式(9.39),第 j 个信号的码 NCO 命令为

$$\hat{f}_{co,NCO,k+1}^j = f_{co} \left[1 - \frac{(\hat{\rho}_{a,R,k+1}^j - \hat{\rho}_{a,R,k}^j)}{c\tau_N} \right] \quad (14.141)$$

式中: τ_N 为 NCO 命令的更新间隔时间;伪距估计为

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{a,R}^j &= |\hat{r}_{ij}^j(t_{u,a}^j) - \hat{r}_{ia}^j| + \delta\hat{\rho}_c^j + \delta\hat{\rho}_{T,a}^j + \delta\hat{\rho}_{I,a}^j - \delta\hat{\rho}_c^j + \delta\hat{\rho}_r^j \\ &= |\hat{C}_e^j(t_{u,a}^j)\hat{r}_{ej}^j(t_{u,a}^j) - \hat{r}_{ea}^j| + \delta\hat{\rho}_c^j + \delta\hat{\rho}_{I,a}^j + \delta\hat{\rho}_{T,a}^j - \delta\hat{\rho}_c^j + \delta\hat{\rho}_r^j \end{aligned} \quad (14.142)$$

式中: $\delta\hat{\rho}_r^j$ 为卡尔曼滤波器估计的距离偏差的残差(见 14.2.1 节);其他符号的定义见 8.5.3 节;接收机钟偏估计 $\delta\hat{\rho}_c^j$,来自组合导航卡尔曼滤波器;卫星位置 $\hat{r}_{ij}^j$ 根据导航电文获得,见 8.5.2 节;卫星时钟校正 $\delta\hat{\rho}_c^j$ 见式(9.77);对流层误差估计 $\delta\hat{\rho}_{T,a}^j$ 源自对流层模型模型;电离层误差估计 $\delta\hat{\rho}_{I,a}^j$ 源自电离层模型模型和/或相对应的预滤波器或组合导航卡尔曼滤波器,对流层和电离层模型见 9.3.2 节以及 CD 中附录 G 的 G.7 节。

根据式(2.162),GNSS 天线位置为

$$\hat{r}_{\gamma a}^\gamma = \hat{r}_{\gamma b}^\gamma + \hat{C}_b^\gamma L_{ba}^b, \quad \gamma \in i, e \quad (14.143)$$

这里, $\hat{r}_{ab}^b$ 可以根据式(2.112)由 $\hat{L}_b$ 、 $\hat{\lambda}_b$ 和 $\hat{h}_b$ 计算。

假设信号和参考载波相位没有同步,载波 NCO 命令为

$$\hat{f}_{ca,NCO,k+1}^j = f_{IF} - \frac{f_{ca}}{c} \hat{\rho}_{a,R,k+1}^j \quad (14.144)$$

这里,伪距率由惯性导航参数根据式(14.11)来估计,注意接收机钟漂估计由组合导航卡尔曼滤波器获得。

用于产生 NCO 命令的惯性导航参数的有效时间,与在 GNSS 接收机中应用这些命令的时间之间,会存在明显的延时。影响这个延时的因素包括:IMU 采样窗口的长度;从 IMU 采样输出到导航处理器、惯性导航参数计算、生成 NCO 命令花费的时间;与 GNSS 接收机进行 NCO 命令通信、应用 NCO 命令花费的时间;GNSS 相关窗口长度等^[16]。NCO 控制的延时会带来明显的跟踪误差。用估计的伪距加速度来提前预测 NCO 命令,预测的超前时间长度为惯性导航参数的有效时间到信号相关时间,这种方法可以减小 NCO 控制延时。距离加速度的计算见 CD 中附录 G 的 G.4.1 节。可以假设伪距加速度与钟漂的变化率相同,但钟漂的变化率不容易预测。如果接收机不容许在相关时间间隔内 NCO 频率变化,则 NCO 控制算法应该提供平均值,平均值由伪距加速度确定。

若导航系统经受明显的加加速度,在 IMU 采样时间间隔上的加速度,等到用于 GNSS 信号的相关计算时,可能已经失效。但到了预滤波器处理 I 和 Q 测量时,已经处理了更多的 IMU 测量。因此,可以在预滤波器内实施校正,见 14.3.3.2 节和 14.3.3.3 节。

使用软件接收机可以消除 NCO 控制延时,因为软件接收机可以保存 GNSS 信号采样,直到处理了对应的 IMU 测量。

对于大多数应用,如果作了数据的延迟补偿,以 50Hz 来更新 NCO 命令就足够了。但若没有延迟补偿,则建议更新率 100Hz。如果加速度超过 $100\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 或者加加速度超过 $100\text{m} \cdot \text{s}^{-3}$,应用中有这么大的动态或者振动出现,则上述的更新率不适合。注意,当位置振动的幅度远小于 GNSS 载波波长时,晶振上的加加速度会导致跟踪失锁^[16]。

14.3.4 姿态与仪表误差的估计

在 INS/GNSS 组合中,输入给卡尔曼滤波器的测量新息是基于位置和速度,或者伪距和伪距率的。如式(14.115)、式(14.126)、式(14.127)给出的,这些测量到姿态及仪表误差状态的直接耦合通常可以忽略。但卡尔曼滤波器仍然要估计这些误差,它的作用过程并不直观,这里给出一种解释。

正如 14.2.1 节所述,姿态和仪表误差是通过由其产生的速度误差的增长而可观的,姿态误差和加速度计零偏导致速度误差的线性增长,而陀螺零偏导致其平方增长。相应地,其导致的位置误差增长是二次和三次方的。系统模型反映了这些状态的耦合(见 14.2.2 ~ 14.2.5 节)。误差协方差矩阵 P 通过系统模型的每次更新(使用式(3.15)或式(3.46)),有关姿态和仪表误差残差与位置速度误差残差之间的相关信息均已经反映在 P 的非对角线元素上,这使得测量模型可以根据位置速度误差测量来估计姿态和仪表误差状态的校正量(或者线性组

合)。

当实施测量更新时,根据式(3.21),误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$ 被用来计算卡尔曼增益矩阵 $\mathbf{K}$ 。 $\mathbf{P}$ 的非对角线元素与测量矩阵 $\mathbf{H}_c$ 中的元素相乘,将对位置和速度误差到测量的耦合,转移给了 $\mathbf{K}$ 中表示测量到姿态和仪表误差耦合的元素。这样,当状态向量做了式(3.24)的更新,随着位置、速度以及所有 GNSS 状态的更新,姿态和仪表误差的估计也进行了更新。

14.4 关于 INS/GNSS 组合的进一步讨论

本节收集了一些关于 INS/GNSS 组合的高级主题,讨论了包括 INS 与差分、载波相位以及多天线的组合,大方位角误差的建模,IMU 高级误差建模以及平滑等。

14.4.1 差分 GNSS

星历预测误差、卫星时钟误差残差、电离层折射以及对流层折射,可以产生伪距测量中的很多时空相关偏差,通过校准这些偏差,10.1 节描述的差分 GNSS 提高了位置精度。

本质上,DCNSS 与 INS 的组合结构和独立 GNSS 与 INS 的组合结构相同,只是对伪距测量做了差分校正。在松耦合组合导航中,这种差分校正是在 GNSS 用户设备内部实现。对于紧耦合组合导航,伪距测量可以通过 GNSS 测距处理器或者在组合算法的测量模型中进行差分校正。对于深耦合组合导航,差分校正是在 NCO 控制算法中实现。

由于差分校正后,没有改变跟踪噪声、多路径、时间同步误差以及杆臂的挠曲运动,它们与单独的 GNSS 的误差相同,因此测量噪声协方差 $\mathbf{R}_c$ 不变。但不管距离偏差是建模为状态(见 14.2.1 节和 14.2.7 节),或者作为附加的位置和钟差不确定性(见 9.4.2.5 节),其标准差应该更小,其大小应该与整个差分校正的精度相当。鉴于测量过程之间的距离偏差标准差的变化,这种标准差的减小也影响了 $\mathbf{R}_c$ 的权重。由于参考站采用平滑处理,差分校正的噪声要比用户接收机伪距测量噪声小很多。

14.4.2 载波相位定位

正如 10.2 节所述,通过比较 GNSS 与精密测量型基站用户设备产生的 ADR 测量,可以获得实时的厘米级定位。该定位方式与 INS 组合,则不仅可以在 GNSS 信号丢失时定位,还可以在信号丢失长达约 1min 的时间内继续进行模糊度求解^[39,40],并辅助周跳的检测与校正^[41]。

除了需要调整测量噪声协方差 $\mathbf{R}_c$,载波相位 GNSS 与 INS 的松耦合组合导

航与单独或差分 GNSS 组合是相同的。调整测量噪声协方差 R_G , 是为了兼顾更小的 GNSS 定位误差以及不同的时间相关特性。位置误差方差通常为 $(0.01 \sim 0.05\text{m})^2$ 的量级。但对基于码的 GNSS 位置, 上述位置方差必须乘以误差校正时间与测量更新时间间隔的比值, 以确定 R_G 。误差相关时间随 GNSS 用户设备的设计而不同。

将经整周模糊度校正的双差 ADR 测量, 输入给组合算法^[42,43], 紧耦合 INS/GNSS 组合导航可以独立于模糊度的求解而运行。仅仅使用下式, 就可以将双差 ADR 测量转化为模糊度校正后的星间差分 ADR 测量:

$$\Delta \tilde{\Phi}_{a,R}^{ts,l} = \nabla \Delta \tilde{\Phi}_{ra,R}^{ts,l} - \nabla \Delta \Phi \tilde{N}_{ra}^{ts,l} \lambda_{ca}^l + |C_e^l(t_{u,r}^{s,l}) \hat{r}_{es}^e(t_{u,r}^{s,l}) - r_{er}^e - |C_e^l(t_{u,r}^{s,l}) \hat{r}_{er}^e(t_{u,r}^{s,l}) - r_{er}^e| \quad (14.145)$$

上述符号的定义见 10.2 节。假设参考站位置 r_{er}^e 已知, 则测量新息向量为

$$\delta z_{\phi,k}^- = \begin{pmatrix} \Delta \tilde{\Phi}_{a,R}^{t1,J} - \hat{r}_{a1}^- + \hat{r}_{a1}^- \\ \Delta \tilde{\Phi}_{a,R}^{t2,J} - \hat{r}_{a2}^- + \hat{r}_{a2}^- \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\Phi}_{a,R}^{tm,J} - \hat{r}_{am}^- + \hat{r}_{a1}^- \end{pmatrix}_k \quad (14.146)$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{r}_{a1,k}^- &= \sqrt{[\hat{r}_{ia}^j(t_{u,a,k}^{s,i}) - \hat{r}_{ia,k}^{i-}]^T [\hat{r}_{ia}^j(t_{u,a,k}^{s,i}) - \hat{r}_{ia,k}^{i-}]} \\ &= \sqrt{[\hat{r}_{ea}^e(t_{u,a,k}^{s,i}) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]^T [\hat{r}_{ea}^e(t_{u,a,k}^{s,i}) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}] + \delta \rho_{ie}^s} \\ &= \sqrt{[C_e^l(t_{u,a,k}^{s,i}) \hat{r}_{es}^e(t_{u,a,k}^{s,i}) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]^T [C_e^l(t_{u,a,k}^{s,i}) \hat{r}_{es}^e(t_{u,a,k}^{s,i}) - \hat{r}_{ea,k}^{e-}]} \end{aligned} \quad (14.147)$$

注意伪距或者伪距率测量与 ADR 测量一起使用没有优势, 尽管伪距被用于整周模糊度的确定。

除了接收机时钟状态省略外, 状态向量与传统紧耦合组合导航相同。假设状态向量由式(14.15)、式(14.39)或者式(14.51)得到, 则观测矩阵为

$$H_{\phi,k}^{\Delta\gamma} \approx \begin{pmatrix} 0_{1,3} & 0_{1,3} & (u_{a1}^\gamma - u_{at}^\gamma)^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & (u_{a2}^\gamma - u_{at}^\gamma)^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & (u_{am}^\gamma - u_{at}^\gamma)^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k}, \quad \gamma \in i, e \quad (14.148)$$

或者

$$\mathbf{H}_{\phi,k}^{\Delta\gamma} \approx \begin{pmatrix} 0_{1,3} & 0_{1,3} & (h_{pp}^1 - h_{pp}^i)^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & (h_{pp}^2 - h_{pp}^i)^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{1,3} & 0_{1,3} & (h_{pp}^m - h_{pp}^i)^T & 0_{1,3} & 0_{1,3} \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k} \quad (14.149)$$

这里 h_{pp}^i 由式(14.128)给定。

测量噪声协方差矩阵是非对角线的,表示为

$$\mathbf{R}_{\phi,k}^{\nabla\Delta} = D_G \mathbf{R}_{\phi,k}^{\nabla} D_G^T \quad (14.150)$$

式中: $\mathbf{R}_{\phi,k}^{\nabla}$ 为对角线矩阵,表示的是单个卫星的 ADR 测量,且经过了用户和基站间的差分。它通常是厘米级的,并应该同时考虑基站和用户测量的噪声。通常可以忽略距离偏差。

在松耦合和紧耦合组合架构中,校正后的 INS 位置参数可以用来辅助 GNSS 模糊度求解。但此时组合算法和模糊度求解算法必须仔细设置,以避免正反馈。或者,若模糊度求解算法是基于卡尔曼滤波的,则可以与组合算法合并为一个算法,来对 INS 误差和浮点模糊度解进行估计。关于这个的讨论,见 CD 中附录 I 的 1.7.1 节,同时这种结构也可以用于深耦合组合导航。

14.4.3 GNSS 姿态

如 10.2.5 节所述,在同一载体上安装多个天线,并利用天线之间相对的载波相位定位,可以进行 GNSS 定姿。GNSS 姿态的噪声比较大但不会漂移,从而成为一个 INS 姿态的很好补充,或者用于解决一些 INS/GNSS 组合应用中出现的方位标定问题。将 INS 与多天线 GNSS 联合,可以获得一个精确稳定的姿态结果。完整的 GNSS 姿态需要 3 个或更多天线。但对于 INS/GNSS 组合而言,如果传统的组合能够满足滚动角和俯仰角的要求,则两个天线就足够了^[44]。

对于与 GNSS 姿态的松耦合组合导航,需要增加另外一个测量新息:

$$\mathbf{I}_3 + [\delta z_{\psi,k}^{\gamma-} \wedge] \simeq \hat{\mathbf{C}}_{aG,k}^{\gamma} \mathbf{C}_b^a \hat{\mathbf{C}}_{\gamma,k}^{b-}, \gamma \in i, e, n \quad (14.151)$$

式中 $\hat{\mathbf{C}}_{aG,k}^{\gamma}$ 为 GNSS 姿态测量,并假设 INS 和 GNSS 体坐标系的相对朝向 $\mathbf{C}_b^a$ 已知,测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{\psi,k}^{i/e/n} = (\mathbf{I}_3 \quad \mathbf{0}_3 \quad \mathbf{0}_3 \quad \mathbf{0}_3 \quad \mathbf{0}_3) \quad (14.152)$$

这里假设状态向量由式(14.15)、式(14.39)或式(14.51)定义。

通过输入天线间差分后的 ADR 测量,可以实现与 GNSS 姿态的紧耦合组合^[45]。注意,这种差分消除了位置和速度信息,只剩下姿态。也可以对测量做星间差分,来消除天线间的相位和时序残留偏差。注意,通常多天线 GNSS 共用一个接收机时钟。

若测量值包含星间的、以及天线 a 与天线 A 间的双差 ADR, 则紧耦合的测量新息为

$$\delta z_{\psi,k}^{\gamma} = \begin{pmatrix} \nabla \Delta \tilde{\Phi}_{aA,R}^{1,l} - \nabla \Delta \tilde{N}_{aA}^{1,l} \lambda_{ca}^l + (u_{a1}^{\gamma} - u_{aA}^{\gamma})^T \hat{C}_b^{\gamma} r_{aA}^b \\ \nabla \Delta \tilde{\Phi}_{aA,R}^{2,l} - \nabla \Delta \tilde{N}_{aA}^{2,l} \lambda_{ca}^l + (u_{a2}^{\gamma} - u_{aA}^{\gamma})^T \hat{C}_b^{\gamma} r_{aA}^b \\ \vdots \\ \nabla \Delta \tilde{\Phi}_{aA,R}^{tm,l} - \nabla \Delta \tilde{N}_{aA}^{tm,l} \lambda_{ca}^l + (u_{am}^{\gamma} - u_{aA}^{\gamma})^T \hat{C}_b^{\gamma} r_{aA}^b \end{pmatrix}_k, \quad \gamma \in i, e, n \quad (14.153)$$

这里 $\nabla \Delta \tilde{\Phi}_{aA,R}^{ts,l}$ 为双差 ADR, 有

$$\nabla \Delta \tilde{\Phi}_{aA,R}^{ts,l} = \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l} - \tilde{\Phi}_{A,R}^{s,l} - \tilde{\Phi}_{a,R}^{s,l} + \Phi_{a,R}^{s,l} \quad (14.154)$$

式中: $\nabla \Delta \tilde{N}_{aA}^{ts,l}$ 为固定的双差整周模糊度估计; r_{aA}^s 为天线 A 相对天线 a 的相对位置, 并沿 INS 体坐标系轴 b 投影。

若校正后惯性姿态参数的误差 $\hat{C}_b^{\gamma}$ 相对较小, 则正确的模糊度就是使测量新息最小化的那些值。测量矩阵为

$$H_{\psi k}^{\gamma} = \begin{pmatrix} (u_{a1}^{\gamma} - u_{aA}^{\gamma})^T [(\hat{C}_b^{\gamma} r_{aA}^b) \wedge] & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} \\ (u_{a2}^{\gamma} - u_{aA}^{\gamma})^T [(\hat{C}_b^{\gamma} r_{aA}^b) \wedge] & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} \\ \vdots & & & & \\ (u_{am}^{\gamma} - u_{aA}^{\gamma})^T [(\hat{C}_b^{\gamma} r_{aA}^b) \wedge] & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} \end{pmatrix}_{x=\hat{x}_k}, \quad \gamma \in i, e, n \quad (14.155)$$

同样, 假设状态向量由式(14.15)、式(14.39)或式(14.51)定义。测量噪声协方差由式(14.150)给定。注意, 加上第二对天线间的 ADR 差分测量, 才能得到三轴的 GNSS 姿态测量。

注意, GNSS 姿态的松耦合和紧耦合组合, 均可以与 GNSS 距离测量的松耦合或者紧耦合组合联合使用。

另一种形式的姿态紧耦合组合, 在一个单独的 EKF 中处理来自每个天线距离域测量, 这些距离域测量根据码和载波相位得到。这种姿态紧耦合与位置速度的松耦合组合是不兼容的。为了获得姿态信息, 源自载波相位测量的天线间差分运算由上述 EKF 的测量矩阵执行。注意, 杆臂必须合理建模, 并且测量矩阵 H_c 中与姿态误差对应的元素一定不能忽略^[42]。

INS/GNSS 组合的姿态精度, 由惯性传感器的精度以及天线间的距离决定。天线间的杆臂越长, GNSS 姿态测量的精度越高, 但会受挠曲变形的影响。一种

解决办法是,使用主 IMU、天线上附加的惯性传感器以及变形测量器来测量它^[46]。

通过约束搜索空间,或者在组合算法中估计模糊度浮点解,惯性姿态参数可以辅助 GNSS 整周模糊度的求解。见 CD 中附录 I 的 I.7.2 节。若基线比较短,则只用惯性姿态就可以求解模糊度。

14.4.4 大航向角误差

在 14.2 节和 14.3 节给出的 INS/GNSS 组合卡尔曼滤波器中,姿态误差是小角度近似。这通常对经过调平就可获取的滚动角和俯仰角有效(见 5.6.2 节)。但航向角(或方位角)更难初始化。只有高精度的 INS 具备陀螺罗经确定方位的能力,而磁航向经常受磁环境异常的影响,由 GNSS 轨迹得到的航向则经常会因侧滑带来误差。

若采用消费级的惯性传感器,则姿态所有 3 个分量的误差都比较大,特别是当 GNSS 信号丢失或很弱时。

当小角度近似应用于水平姿态分量而不是航向,则姿态误差坐标转换矩阵可以表示为

$$\begin{aligned} \delta C_b^n &\approx \begin{pmatrix} \cos\delta\psi_{nb,D}^n & -\sin\delta\psi_{nb,D}^n & \delta\psi_{nb,N}^n\sin\delta\psi_{nb,D}^n + \delta\psi_{nb,E}^n\cos\delta\psi_{nb,D}^n \\ \sin\delta\psi_{nb,D}^n & \cos\delta\psi_{nb,D}^n & -\delta\psi_{nb,N}^n\cos\delta\psi_{nb,D}^n + \delta\psi_{nb,E}^n\sin\delta\psi_{nb,D}^n \\ -\delta\psi_{nb,E}^n & \delta\psi_{nb,N}^n & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos\delta\psi_{nb,D}^n & -\sin\delta\psi_{nb,D}^n & 0 \\ \sin\delta\psi_{nb,D}^n & \cos\delta\psi_{nb,D}^n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \left(I_3 + \begin{bmatrix} \delta\psi_{nb,N}^n \\ \delta\psi_{nb,E}^n \\ 0 \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (14.156)$$

注意姿态的向下分量 $\delta\psi_{nb,D}^n$ 就是航向角误差 $\delta\psi_{nb}$ 。

使用式(14.156),系统模型就不再是误差状态的线性函数,这是卡尔曼滤波器的关键要求。一种解决方法是将姿态误差状态替换为正弦项和余弦项,即 $\sin\delta\psi_{nb}$ 和 $\cos\delta\psi_{nb}$ ^[47],或 $\delta\sin\psi_{nb}$ 和 $\delta\cos\psi_{nb}$ ^[48,49]。这使得即使没有航向的先验知识,也可以进行 INS/GNSS 组合导航和其他形式的精对准(见 5.6.3 节)。

若航向角误差非常大,航向误差状态与其他状态的乘积就不能忽略,这样最少需要一个二阶系统模型。这对于消费级的 IMU,滚动和俯仰也同样适用。由于扩展卡尔曼滤波线性化了误差协方差矩阵 P 的传播过程,而姿态误差是通过误差协方差 P 观测(见 14.3.4 节),因此扩展卡尔曼滤波器不再适用(见 3.4.1 节)。使用 UKF(见 3.4.2 节)^[50]或其他众多的非线性滤波器^[51]进行大航向误差下的对准,已经表明是可行的,而且注意非线性滤波只在系统更新阶段需要。但其他研究表明,对初始姿态误差小于 30° 的情况,带有闭环 INS 修正的传统方法也同样有效^[53]。若初始航向完全未知,可以使用粒子滤波(见 3.5 节)。

若采用粒子滤波或者系统更新阶段采用 UKF,则应该采用 14.1.1 节讨论的全状态组合。此时,对于每个粒子或者 Sigma 点,均完成独立的惯性导航计算,并对 IMU 执行独立的校正。并且每个系统时间更新通常包括几十个惯性导航处理周期。每个惯性导航处理多个连续的 IMU 输出。图 14.12 给出了 UKF 的例子。GNSS 状态估计可以在一步内实现时间更新。

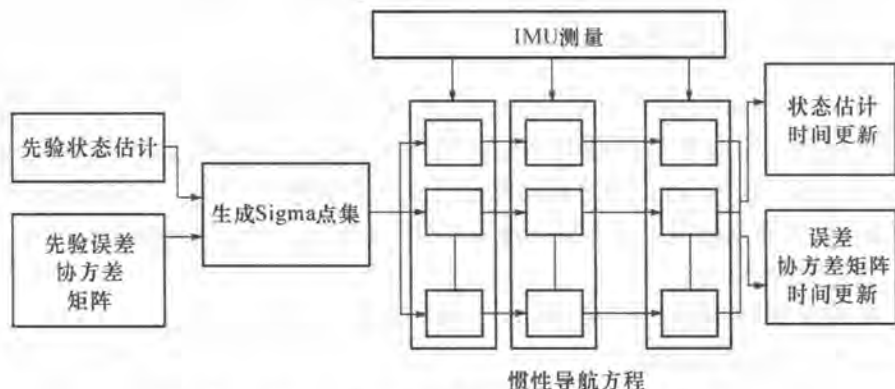


图 14.12 INS 状态在使用 UKF 时的全状态传播

14.4.5 IMU 高级误差建模

低精度的 IMU,尤其是那些使用 MEMS 传感器的 IMU,具有很大的噪声。为了优化这类系统的卡尔曼滤波器增益,如 3.3.1 节所述,假定的传感器噪声与其真值的匹配非常重要。不幸的是,由于单个传感器的噪声水平不同,以及振动环境下有效噪声水平的不同(见 4.4.3 节和 4.4.5 节),制造商给出的性能指标可能不是准确的。

一种解决方法是使用 3.4.4 节的自适应卡尔曼滤波器,其系统噪声协方差根据测量新息变化。基于新息和多模的自适应估计技术,均已经表明可以加快状态估计收敛到其真值的速度^[54-57]。有趣的是,这些方法均倾向于选择大的系统初始噪声,从而让卡尔曼滤波器增益高,收敛快。滤波器收敛后再切换到低系统噪声,此时增益小、状态估计更稳定,状态的不确定性更小。注意到时间相关测量噪声,IAE 导出的协方差可能需要重新调整。使用 ANN,将系统噪声协方差看作是速度和姿态增量的函数来估计^[58],以及使用增强学习来自动实现以前的手动调整过程^[59],均可以提高系统性能。

如果主要的振动模态已知,或者可以由 IMU 数据确定,则这些模态可以整合到卡尔曼滤波器中。已经表明:将传感器噪声建模为相关二阶马尔科夫过程,使用施密特-卡尔曼滤波器(见 CD 中附录 D 的 D.2 节),可以提高机载导弹的对准性能^[60]。

基于 MEMS 的 IMU,还会表现出复杂高阶系统误差和缓变误差,并且这些

误差难以用卡尔曼滤波器建模。然而,这些误差可以使用 ANN 建模,并加上一个估计 INS 中 15 个标准误差状态的传统卡尔曼滤波器(见 14.2.2 ~ 14.2.4 节)。当有 GNSS 数据可用时,训练神经网络,并在 GNSS 信号失锁时预测 INS 位置误差残差。注意训练和预测时的运动必须类似。当没有 GNSS 信号时,与单独使用卡尔曼滤波相比,使用一些 ANN 和卡尔曼滤波器融合算法,已经表明可以明显提高位置精度^[61-65]。但注意,目前的测试,均假设训练时 GNSS 接收良好,预测时 GNSS 信号完全丢失。因此,还需要进一步研究 GNSS 接收信号变差时的情况。

加速度计和陀螺零偏(见 4.4.1 节)随时间变化。通常,这些变化建模为零偏状态上的系统白噪声,或者将每个零偏状态建模为一阶马尔可夫过程,或一个常数加一个马尔可夫状态。但这些模型仅仅是传感器噪声特性的简单近似。将零偏建模为二阶和三阶自回归模型,并根据传感器类型调整参数^[66,67],已经表明可以提高性能。频率域方法^[68]没有时变的先验假设条件,因此可以提高收敛速度。

所有这些建模了 IMU 误差的方法,均需要更强的处理能力,而且在本书写作时还相对不成熟。但它们指出了可以对 14.2 节的传统系统模型加以改进的地方。

14.4.6 平滑

对于很多应用,比如测量、地理参考、车辆测试和军用靶场等,导航参数用于事后分析。这时,可以使用之前和之后的 GPS 测量来标定 INS 误差。标准卡尔曼滤波器不能用于这种目的;解决方法是 3.4.6 节讨论的卡尔曼平滑器。平滑能否大大提高性能,取决于具体应用。如果在感兴趣的数据段之前,INS 还没有经过一段时间的校正,或者需要航向角但航向误差难于观测,这时卡尔曼平滑器就非常有用。但当 GNSS 信号的可用性比较差,比如在城市内,或者当需要载波相位级的精度^[69],或使用了一个低精度的 IMU^[70]时,卡尔曼平滑器对系统的影响最大。平滑器有效地缩短了 GNSS 信号丢失时 INS 的漂移周期,其位置误差最大可减小 4 倍。

本章的问题和练习见 CD。

参考文献

- [1] Titterton D H, Weston J L. Strapdown Inertial Navigation Technology, 2nd ed. Stevenage, U. K.: IEEE, 2004.
- [2] Grewal M S, Weill L R, Andrews A P. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration, 2nd ed. New York: Wiley, 2007.
- [3] Farrell J A. Aided Navigation. New York: McGraw-Hill, 2008.

- [4] Phillips R E, Schmidt G T. GPS/INS Integration. Proc. NATO AGARD MSP Lecture Series on "System Implications and Innovative Applications of Satellite Navigation," LS-207, Paris, France, July 1996.
- [5] Greenspan R L. GPS and Inertial Integration. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C.; AIAA, 1996; 187-220.
- [6] Wagner J F, Kasties G, Klotz M. An Alternative Filter Approach to Integrate Satellite Navigation and Inertial Sensors. Proc. ION NTM, Santa Monica, CA, January 1997; 141-150.
- [7] Cox D B, Jr. Integration of GPS with Inertial Navigation Systems. Navigation; JION, Vol. 25, Nos. 2, 1978; 236-245.
- [8] Groves P D, Long D C. Inertially - Aided GPS Signal Re - Acquisition in Poor Signal to Noise Environments and Tracking Maintenance Through Short Signal Outages. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005; 2408-2417.
- [9] Kubrak D, et al. Improvement of GNSS Signal Acquisition Using Low - Cost Inertial Sensors. Proc. ION GNSS 2008, Savannah GA, September 2008; 2145-2155.
- [10] Alban S, et al. Performance Analysis and Architectures for INS - Aided GPS Tracking Loops. Proc. ION NTM, Anaheim, CA, January 2003; 611-622.
- [11] Groves P D, Long D C. Combating GNSS Interference with Advanced Inertial Integration. Journal of Navigation, Vol. 58, No. 3, 2005; 419-432.
- [12] Groves P D, Long D C. Adaptive Tightly Coupled, a Low Cost Alternative AntiJam INS/GPS Integration Technique. Proc. ION NTM, Anaheim, CA, January 2003; 429-440.
- [13] Gebre - Egziabher D, et al. Sensitivity and Performance Analysis of Doppler - Aided GPS Carrier - Tracking Loops. Navigation; JION, Vol. 52, No. 2, 2005; 49-60.
- [14] Bye C T, Hartmann G L, Killen A. Inertial and GPS Technology Advances on the GGP Program. Proc. ION 53rd AM, June 1997; 639-648.
- [15] Copps E M, et al. Optimal Processing of GPS Signals. Navigation; JION, Vol. 27, No. 3, 1980; 171-182.
- [16] Groves P D, Mather C J. Receiver Interface Requirements for Deep INS/GNSS Integration and Vector Tracking. Journal of Navigation, Vol. 63, No. 3, 2010; 471-489.
- [17] Carlson N A. Federated Filter for Distributed Navigation and Tracking Applications. Proc. ION 58th AM, Albuquerque, NM, June 2002; 340-353.
- [18] Groves P D, Mather C J, Macaulay A A. Demonstration of Non - Coherent Deep INS/GPS Integration for Optimized Signal to Noise Performance. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth TX, September 2007; 2627-2638.
- [19] Gustafson D, Dowdle J, Flueckiger K. A Deeply Integrated Adaptive GPS - Based Navigator with Extended Range Code Tracking. Proc. IEEE PLANS, San Diego, CA, March 2000; 118-124.
- [20] Buck T M, Wilmore J, Cook M J. A High G, MEMS Based, Deeply Integrated, IN/GPS, GPS, Guidance, Navigation and Control Flight Management Unit. Proc. IEEE/ION PLANS, San Diego, CA, April, 2006; 772-794.
- [21] Mather C J, Macaulay A A, Pratt A R. Performance Evaluation of Ultra Tightly Coupled INS/GPS Integration Using a C/A Code GPS Receiver. Proc. European Navigation Conference, London, U. K., November 2011.
- [22] Kiesel S, et al. Discriminator Weighting and Performance of Deeply Coupled GPS/INS System at Low C/N₀. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2011; 858-867.
- [23] Soloviev A, Gunawardena S, Van Grass F. Deeply Integrated GPS/Low - Cost IMU for Low CNR Signal

- Processing: Concept Description and In - Flight Demonstration. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004; 1598 - 1608.
- [24] Soloviev A, Gunawardena S, Van Grass F. Deeply Integrated GPS/Low - Cost IMU for Low CNR Signal Processing; Flight Test Results and Real Time Implementation. Navigation; JION, Vol. 55, No. 1, 2008; 1 - 13.
 - [25] Lashley M, Bevil D M, Hung J Y. Impact of Carrier to Noise Power Density, Platform Dynamics, and IMU Quality on Deeply Integrated Navigation. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008; 9 - 16.
 - [26] O' Driscoll C, Petovello M G, Lachapelle G. Impact of Extended Coherent Integration Times on Weak Signal PTK in an Ultra - Tight Receiver. Proc. NAV 08 (Royal Institute of Navigation), London, U. K., October 2008.
 - [27] Jun W, et al. Quaternion - Based Attitude Estimation Using Multiple GPS Antennas, MEMS IMU. Proc. ION GPS/GNSS 2003, Portland, OR, September 2003; 480 - 488.
 - [28] Rhee I, Abdel - Hafez M F, Speyer J L. Observability of an Integrated GPS/INS During Manoeuvres. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 40, No. 2, 2004; 526 - 535 and 1421.
 - [29] Britting K R. Inertial Navigation Systems Analysis. New York: Wiley, 1971 (Republished by Norwood, MA: Artech House, 2010).
 - [30] Farrell J L. GNSS Aided Navigation and Tracking. Baltimore, MD: American Literary Press, 2007.
 - [31] Farrell J L. GPS/INS—Streamlined. Navigation; JION, Vol. 49, No. 4, 2002; 171 - 182.
 - [32] Brown R G. Hwang P Y C. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering, 3rd ed. New York: Wiley, 1997.
 - [33] Wendel J, Obert T, Trommer G F. Enhancement of a Tightly Coupled GPS/INS System for High Precision Attitude Determination of Land Vehicles. Proc. ION 59th AM, Albuquerque, NM, June 2003; 200 - 208.
 - [34] Sennott J W, Senffner D. Navigation Receiver with Coupled Signal - Tracking Channels. U. S. Patent 5,343,209, granted 1994.
 - [35] Abbott A S, Lillo W E. Global Positioning System and Inertial Measuring Unit Ultratight Coupling Method. U. S. Patent 6,516,021, granted 2003.
 - [36] Beser J, et al. Trunav: A Low - Cost Guidance/Navigation Unit Integrating a SAASM - Based GPS and MEMS IMU in a Deeply Coupled Mechanization. Proc. ION GPS 2002, Portland OR, September 2002; 545 - 555.
 - [37] Sivananthan S, Weitzen J. Improving Optimality of Deeply Coupled Integration of GPS and INS. Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009; 426 - 433.
 - [38] Van Grass F, et al. Comparison of Two Approaches for GNSS Receiver Algorithms; Batch Processing and Sequential Processing Considerations. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005; 200 - 211.
 - [39] Petovello M G, Cannon M E, Lachapelle G. Benefits of Using a Tactical Grade IMU for High - Accuracy Processing. Navigation; JION, Vol. 51, No. 1, 2004; 1 - 2.
 - [40] Zhang H T, Petovello M G, Cannon M E. Performance Comparison of Kinematic GPS Integrated with Different Tactical Level IMUs. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2005; 243 - 254.
 - [41] Colombo O L, Bhapkar U V, Evans A G. Inertial - Aided Cycle - Slip Detection/Correction for Precise, Long - Baseline Kinematic GPS. Proc. ION GPS - 99, Nashville, TN, September 1999; 1915 - 1921.
 - [42] Farrell J A, Barth M. The Global Positioning System and Inertial Navigation. New York: McGraw - Hill, 1999.
 - [43] Lorga J F M, Chu Q P, Mulder J A. Tightly Coupled IMU/GPS Carrier - Phase Navigation System. Proc.

ION NTM, Anaheim, CA, January 2003;385 – 396.

- [44] Tazartes D, et al. Synergistic Interferometric GPS – INS. Proc. ION NTM, Anaheim, CA, January 1995; 657 – 671.
- [45] Hirokawa R, Ebinuma T. A Low – Cost Tightly Coupled GPS/INS for Small UAVs Augmented with Multiple GPS Antennas. Navigation:JION, Vol. 56, No. 1, 2009;35 – 44.
- [46] Wagner J F, Kasties G. Modelling the Vehicle Kinematics as Key Element for the Design of Integrated Navigation System. Proc. IAIN World Congress, Berlin, Germany, October 2003.
- [47] Scherzinger B M. Inertial Navigator Error Models for Large Heading Uncertainty. Proc. IEEE PLANS, Atlanta, GA, April 1996;477 –484.
- [48] Rogers R M. IMU In – Motion Alignment Without Benefit of Attitude Initialization. Navigation; JION, Vol. 44, No. 3, 1997;301 –311.
- [49] Han S, Wang J. A Novel Initial Alignment Scheme for Low – Cost INS Aided by GPS for Land Vehicle Applications. Journal of Navigation, Vol. 63, No. 4, 2010;663 –680.
- [50] Shin E – H, El – Sheimy N. An Unscented Kalman Filter for In – Motion Alignment of Low – Cost IMUs. Proc. IEEE PLANS, Monterey, CA, April 2004;273 –279.
- [51] Fujioka S, et al. Comparison of Nonlinear Filtering Methods for INS/GPS In – Motion Alignment. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005;467 –477.
- [52] Xing Z, Gebre – Egziabher D. Comparing Non – Linear Filters for Aided Inertial Navigators. Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009; 1048 – 1053.
- [53] Wendel J, et al. A Performance Comparison of Tightly Coupled GPS/INS Navigation Systems Based on Extended and Sigma Point Kalman Filters. Navigation:JION, Vol. 53, No. 1, 2006;21 –31.
- [54] Mohammed A H, Schwarz K P. Adaptive Kalman Filtering for INS/GPS, Journal of Geodesy, Vol. 73, 1999;193 –203.
- [55] Wang J, Stewart M, Tsakiri M. Online Stochastic Modelling for INS/GPS Integration. Proc. ION GPS'99, Nashville, TN, September 1999;1887 –1895.
- [56] Hide C, Moore T, Smith M. Adaptive Kalman Filtering for Low Cost INS/GPS. Journal of Navigation, Vol. 56, No. 1, 2003;143 –152.
- [57] Hide C, Moore T, Smith M. Multiple Model Kalman Filtering for GPS and Low-Cost INS Integration. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004;1096 –1103.
- [58] Lee J K, Jekeli C. Neural Network Aided Adaptive Filtering and Smoothing for an Integrated INS/GPS Unexploded Ordnance Geolocation System. Journal of Navigation, Vol. 63, No. 2, 2010;251 –268.
- [59] Goodall C, Niu X, El – Sheimy N. Intelligent Tuning of a Kalman Filter for INS/GPS Navigation Applications. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007;2121 –2128.
- [60] Wendel J, Trommet G F. An Efficient Method for Considering Time Correlated Noise in GPS/INS Integration. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2004;903 –911.
- [61] Kaygisiz B H, Erkmen I, Erkmen A M. GPS/INS Enhancement for Land Navigation Using Neural Network. Journal of Navigation. Vol. 57, No. 2, 2004;297 –310.
- [62] El – Sheimy N, Abdel – Hamid W, Lachapelle G. An Adaptive Neuro – Fuzzy Model for Bridging GPS Outages in MEMS – IMU/GPS Land Vehicle Navigation. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004;1088 –1095.
- [63] Goodall C, El – Sheimy N, Chiang K – W. The Development of a GPS/MEMS INS Integrated System Utilizing a Hybrid Processing Architecture. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005; 1444 – 1455.

- [64] Abdelazim T, Abdel – Hamid W, El – Sheimy N. A Genetic Fuzzy and Kalman Filtering Model for MEMS – IMU/GPS Integration. Proc. ION ITM, Anaheim, CA, January 2009:609 – 616.
- [65] Aggarwal P, et al. MEMS – Based Integrated Navigation. Norwood, MA:Artech House,2010.
- [66] Nassar S, et al. Modeling Inertial Sensor Errors Using Autoregressive (AR) Models. Proc. ION NTM, Anaheim, CA,January 2003, pp. 116 – 125.
- [67] Nassar S, El – Sheimy N. A Combined Algorithm of Improving INS Error Modeling and Sensor Measurements for Accurate for Accurate INS/GPS Navigation. GPS Solutions, Vol. 10, No. 1,2006:29 – 39.
- [68] Soloviev A, van Graas F. Investigation into Performance Characteristics of Frequency Domain INS Calibration Procedure Under Noisy GPS Environments. Proc. ION GPS 2002,Portland, OR September 2002, pp. 1454 – 1463.
- [69] Shin E – H, El – Sheimy N. Optimizing Smoothing Computation for Near – Real – Time GPS Measurement Gap Filling in INS/GPS Systems. Proc. ION GPS 2002,Portland, OR, September 2002:1434 – 1441.
- [70] Hide C, Moore T. GPS and Low cost INS Integration for Positioning in the Urban Environment. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005; 1007 – 1015.

第 15 章 INS 对准、零速修正与运动约束

本章讨论了一系列基于卡尔曼滤波的标定和约束 INS 误差的方法。传递对准和准静基座对准,都是精对准方法(见 5.6.3 节),可以用于在 INS 初始化和导航参数可用前这段时间内,标校 INS 姿态和惯性传感器误差(见 5.6 节)。传递对准是使用来自附近参考导航系统的测量,在几秒或者几分钟的时间内,对运动中的 INS 进行初始化、对准以及标定(见 15.1 节)。准静基座对准是基于 INS 相对于地球基本静止这一事实来实现对准(见 15.2 节)。准静基座粗对准可用于航空或航海级 INS 的方位初始化。而在方位大致已知后,可以使用准静基座精对准。

零速修正(ZVU 或者 ZUPT)在 15.3 节讨论,其和准静基座精对准原理相同,常用于陆地应用,用来在载体(或人)停止时校正导航参数或者标定 INS 误差。当知道载体没有旋转时,也可以使用零角速率修正(zero angular rate update, ZARU)的方法。

运动约束,也称作非完整约束,则用于研究载体或人运动时的约束,并用其来校正和标定 INS 误差,这部分内容见 15.4 节,该技术常用于非完整 IMU(见 5.9 节)。

本章讨论的技术,除了准静态粗对准以外,其他均遵从与第 14 章 INS/GNSS 组合导航相同的原理。通过另外的测量模型,它们都可以在一个卡尔曼滤波或 EKF 中实现,而其系统模型则与组合导航类似。

15.1 传递对准

传递对准用于初始化、对准和标校运动中的 INS,广泛应用于:

- (1) 飞机和舰船发射的制导武器和 UAV;
- (2) 舰载机、AUV 和舰船发射的 ROV;
- (3) 从舰船和潜艇发射的鱼雷;
- (4) 各种载体上 IMU 的传感器瞄准,对于这种应用,对准是不停止的。

本节主要讨论机载传递对准,也称为飞行对准,这一术语也用在基于 GNSS 的对准。

图 15.1 给出了最具挑战性的机载传递对准环境。这里,包含待对准 INS 的

武器、UAV,安装于机翼挂架;而参考导航系统,一个 INS 或者 INS/GNSS 组合导航系统,则装于机体内。在这种环境下,两个导航系统间杆臂的线运动和角运动最大。当飞机机动,或者由于燃油消耗、其他武器或 UAV 发射导致负载随时间变化时,还会产生机翼和挂架变形。紊流和飞机引擎振动的传导,会导致振动。尽管也会有变形和振动,但靠近机体的肩上挂架以及机体内的吊舱环境相对较好。

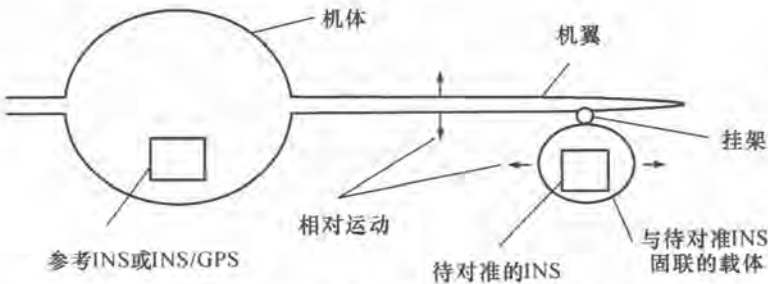


图 15.1 一个机载传递对准环境的举例

传递对准包括三个阶段:直接(one-shot)初始化阶段;测量匹配阶段;以及待对准 INS 所在载体发射前的即刻重新初始化阶段^[1]。在直接初始化阶段,参考导航系统的位置、速度和姿态结果,被用于初始化待对准 INS。参考导航系统的导航结果,需经过两个导航系统间杆臂参数和相对朝向的校正,以及数据传输延迟的预测补偿。这对于位置的初始化已经足够好,但变形和振动限制了姿态精度,只能到大约 2°,从而导致在导航的前 1min 里位置误差会超过 500m(见 5.7.1 节)。

在测量匹配阶段,采用卡尔曼滤波器(见第 3 章),来比较待对准 INS 和参考导航系统的导航参数,并估计待对准 INS 导航参数的校正值、标校 IMU 误差。这个阶段的时间根据应用的不同,可以从 2s 至几分钟不等,最佳的性能需要至少 2min。图 15.2 展示了对待对准 INS 进行连续闭环修正的情况(见 14.1.1 节)。传统的测量匹配只使用线运动测量,而快速传递对准还使用角运动测量。下面对这两种方法进行讨论,并接着讨论了不同类型参考导航系统。随书 CD 附录 I 的 I.3.5 节介绍了游动方位坐标系中的实现,I.5.4 节介绍了载体系投影的姿态误差。

在重新初始化阶段,待对准 INS 的位置参数由飞机的组合位置参数重置。而且,如果用匹配阶段的误差协方差矩阵 P 来初始化随后的组合导航卡尔曼滤波器,则重置时必须考虑参考导航系统的误差。这是因为:这些误差由待对准 INS 继承,但在测量匹配阶段, P 矩阵并没有考虑参考导航系统的误差。

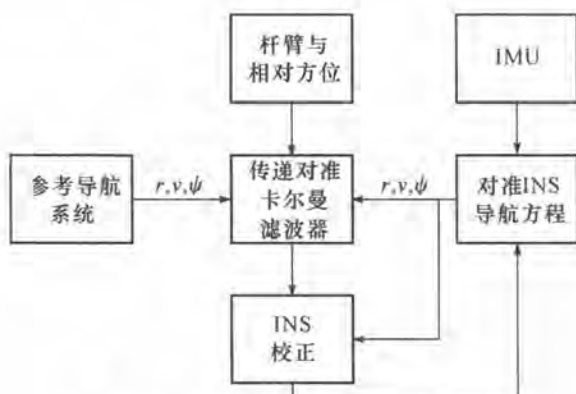


图 15.2 传递对准测量匹配阶段的结构

15.1.1 传统测量匹配

传统传递对准只使用线运动测量匹配。与多种形式的 INS/GNSS 组合导航相比,传递对准要么使用位置测量、要么使用速度测量,而不是同时使用两者。由于位置是速度的积分,位置和速度测量包含了相同的信息。由于位置误差是姿态误差和 IMU 误差的多重积分,因此使用速度测量通常可以更快地估计姿态和 IMU 误差。但如果测量更新频率低到只有大约 1Hz,则由于平均了杆臂振动产生的测量噪声,位置测量匹配的性能更好。采用速度的时间平均作为测量,可以同时获得两种测量类型的好处^[2]。平均可以减少振动引起的噪声,测量更新周期与振动间的同步问题会导致状态估计偏差,更快的测量更新或平均速率可以减小这个偏差^[3]。

对传递对准中系统模型与状态的选择,其本质上与 14.2 节 INS/GNSS 组合导航中 INS 状态模型的选择相同。但如果使用了带有闭环反馈校正的速度匹配,则位置误差状态可以忽略,因为在几分钟的传递对准过程中,位置误差的增长很小,而且位置误差会在重新初始化阶段清零。有时候也估计待对准 INS 和参考导航系统间的杆臂误差,但其较难观测,并且 0.5m 以内的杆臂误差通常都可以忍受。

测量模型类似于松耦合 INS/GNSS 组合导航的测量模型(见 14.3.1 节)。测量新息包括参考导航系统与校正后的待对准 INS 速度的差,并经过参考导航系统到待对准 INS 间的杆臂 $l_{\gamma b}^b$ 补偿,这里杆臂假设为已知的。注意 γ 表示参考导航系统的体坐标系。对于其在 ECI、ECEF 和当地导航坐标系下的实现,相应的测量新息为

$$\delta z_{V,k}^i = [\hat{v}_{irR}^i - \hat{v}_{ib}^i + \hat{C}_b^i (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{\gamma b}^b)]_k \quad (15.1)$$

$$\delta z_{V,k}^e = [\hat{v}_{erR}^e - \hat{v}_{eb}^e + \hat{C}_b^e (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{\gamma b}^b) - \Omega_{re}^e \hat{C}_{rb}^e l_{\gamma b}^b]_k \quad (15.2)$$

和

$$\delta z_{V,k}^n = [\hat{v}_{erR}^n - \hat{v}_{eb}^n + \hat{C}_b^n (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{\gamma b}^b) - \hat{\Omega}_{ie}^n \hat{C}_b^n l_{\gamma b}^b]_k \quad (15.3)$$

式中:下标 R 表示由参考导航系统给出的; $\hat{\Omega}_{ie}^n$ 、 $\hat{\Omega}_{ie}^n$ 分别由式(5.25)和式(5.41)给出。

待对准 INS 和参考速度必须按照 3.3.4 节讨论的方法进行时间同步。时间偏差也可以作为卡尔曼滤波器状态进行估计,见 CD 中附录 I 的 I.6.3 节。

定义状态向量如下:

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma b}^\gamma \\ \delta v_{\beta b}^\gamma \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad \{\beta, \gamma\} \in \{i, i\}, \{e, e\}, \{e, n\} \quad (15.4)$$

式中: $\delta\psi_{\gamma b}^\gamma$ 为待对准 INS 姿态误差; $\delta v_{\beta b}^\gamma$ 为待对准 INS 速度误差; $\mathbf{b}_a$ 为待对准 INS 加速度计零偏; $\mathbf{b}_g$ 为待对准 INS 陀螺零偏; 测量矩阵为

$$H_{V,k}^\gamma = (H_{v1}^\gamma \quad -I_3 \quad 0_3 \quad H_{v4}^\gamma \quad 0)_k, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.5)$$

其中

$$\begin{cases} H_{v1}^i \approx -[\hat{C}_b^i (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{\gamma b}^b) \wedge] \\ H_{v4}^i \approx -\hat{C}_b^i [l_{\gamma b}^b \wedge] \end{cases} \quad (15.6)$$

$$\begin{cases} H_{v1}^e \approx -[\hat{C}_b^e (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{\gamma b}^b) - \hat{\Omega}_{ie}^e \hat{C}_b^e l_{\gamma b}^b \wedge] \\ H_{v4}^e \approx -\hat{C}_b^e [l_{\gamma b}^b \wedge] \end{cases} \quad (15.7)$$

和

$$\begin{cases} H_{v1}^n \approx -[\hat{C}_b^n (\hat{\omega}_{ib}^b \wedge l_{\gamma b}^b) - \hat{\Omega}_{ie}^n \hat{C}_b^n l_{\gamma b}^b \wedge] \\ H_{v4}^n \approx -\hat{C}_b^n [l_{\gamma b}^b \wedge] \end{cases} \quad (15.8)$$

测量中姿态误差和陀螺零偏是通过杆臂耦合的,由于是弱耦合,因此可以合理地近似为

$$H_{V,k}^\gamma \approx (0_3 \quad -I_3 \quad 0_3 \quad 0_3 \quad 0)_k, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.9)$$

测量噪声主要源于杆臂的振动和时间同步误差,因此与载机以及待对准 INS 的安装位置有关。为了获得最优性能,应该针对每种场景确定合适的测量噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}_V$,但实际中,通常取“最恶劣”情况下的值。

根据 14.3.4 节所述的,速度误差随时间的传播规律,可以确定姿态和 IMU 误差。速度匹配时,这些误差的可观性与 14.2.1 节讨论的 INS/GNSS 组合导航

相同。为了观测航向角误差,并从水平加速度计误差中分离滚动角和俯仰角误差,载机必须进行包括拐弯在内的大机动,缺少大机动将大大降低对准性能,通常采用 S 盘旋对准机动^[4]。注意在机动结束后和传递对准完成前,航向角精度会轻微下降。

15.1.2 快速传递对准

在传统线运动测量匹配传递对准的基础上,快速传递对准算法增加了姿态测量匹配。其目的是提高姿态误差估计的收敛速度,使得传递对准可以在 10s 内完成^[5],注意 IMU 误差标定需要更长的估计时间。快速传递对准降低了对机动的要求,如果进行了振翼(对称且相反的一对滚转机动),就不需要拐弯。它也避免了航向角对准精度的降低。

快速传递对准首先在直升机上进行了验证^[6]。尽管有非常大的振动,但与机动相关的杆臂变形比较小。如果对准 INS 安装在固定翼飞机的机翼挂架上,则由飞机机动引起的机翼变形,会明显地改变待对准 INS 和参考系统间的相对方向,尤其是滚转机动对相对滚转方向的影响,可能变化几度。如果卡尔曼滤波器没有对变形建模,则一些姿态和 IMU 误差的估计会产生严重偏差^[7,8]。之所以如此是因为,滚转机动时作用在机体坐标系中的力与平飞和坐标转弯时的力差别很大,如图 15.3 所示。对这个问题的最简单解决方法,是将姿态测量匹配仅作用于航向分量,因为变形对其影响最小,且航向角误差是使用传统传递对准方法最难观测的。航向测量新息简化为

$$\delta z_{\psi,k}^- = (\hat{\psi}_{nr} - \hat{\psi}_{nb} + \psi_{rb})_k \quad (15.10)$$

式中: $\hat{\psi}_{nb}$ 为待对准 INS 给出的航向; $\hat{\psi}_{nr}$ 为参考系统给出的航向,假设相对航向 ψ_{rb} 已知。通过加或者减 2π , $\delta z_{\psi,k}^-$ 必须限定在 $-\pi \sim \pi$ 之间。



图 15.3 由不同机动带来的作用在机翼上的比力

假设状态向量由式(15.4)定义,则测量矩阵有

$$\mathbf{H}_{\psi,k}^n = ((0 \ 0 \ -1) \ 0_{1 \times 3} \ 0_{1 \times 3} \ 0_{1 \times 3} \ 0)_k \quad (15.11)$$

或

$$\mathbf{H}_{\psi,k}^n = (-C_{\gamma^3,1;3}^n \ 0_{1 \times 3} \ 0_{1 \times 3} \ 0_{1 \times 3} \ 0)_k, \quad \gamma \in i, e \quad (15.12)$$

或者,将比力作为附加的卡尔曼滤波状态,通过估计相对方位变化的系数,来使用 3 个姿态分量的匹配^[8]。完整的姿态匹配测量新息 $\delta z_{A,k}^-$ 为

$$I_3 + [\delta z_{A,k}^{\gamma} \wedge] = \hat{C}_r^{\gamma} \hat{C}_b^{\gamma} \hat{C}_{\gamma}^b, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.13)$$

这里估计的是相对方向,假设为小角度,为^[8]

$$\begin{cases} \hat{C}_b^{\gamma} = I_3 + [\hat{\psi}_{rb} \wedge] \\ \hat{\psi}_{rb} = \hat{\psi}_{rb,s} + \begin{pmatrix} 0 & \hat{\eta}_{xy} & \hat{\eta}_{xz} \\ \hat{\eta}_{yx} & 0 & \hat{\eta}_{yz} \\ \hat{\eta}_{zx} & \hat{\eta}_{zy} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{ib,x}^b \\ f_{ib,y}^b \\ f_{ib,z}^b + g \end{pmatrix} \end{cases} \quad (15.14)$$

式中: $\psi_{rb,s}$ 为静态相对方向; $\eta = [\eta_{xy}, \eta_{xz}, \eta_{yx}, \eta_{yz}, \eta_{zx}, \eta_{zy}]$ 为变形系数; g 为重力加速度。

定义状态向量

$$x^{\gamma} = \begin{pmatrix} \delta \psi_{\gamma b}^{\gamma} \\ \delta v_{\beta b}^{\gamma} \\ b_a \\ b_g \\ \psi_{rb,s} \\ \eta \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad \{\beta, \gamma\} \in \{i, i\}, \{e, e\}, \{e, n\} \quad (15.15)$$

姿态测量矩阵为

$$H_{A,k}^{\gamma} = (-I_3 \quad 0_3 \quad 0_3 \quad 0_3 \quad \hat{C}_b^{\gamma} \quad H_{a6}^{\gamma} \quad 0)_k, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.16)$$

其中

$$H_{a6}^{\gamma} = \hat{C}_b^{\gamma} \begin{pmatrix} f_{ib,y}^b & f_{ib,z}^b + g & 0 & 0_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{ib,x}^b & f_{ib,z}^b + g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & f_{ib,x}^b & f_{ib,y}^b \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.17)$$

对于战术级 IMU,不包括继承自参考导航系统的误差,对准后的位置误差漂移,在最初的 60s 内每个轴向不会超过 $10\text{m}^{[1,9]}$ 。待对准 INS 载体发射后,立即承载大加速度,这会增加姿态和加速度计标度因数误差与位置和速度误差间的耦合,从而降低位置和速度精度。

15.1.3 参考导航系统

与单独的 INS 相比,INS/GNSS 组合导航系统的速度不会漂移。因此,INS/

GNSS 组合可以为传递对准提供更高精度的参考。由于 INS/GNSS 组合的速度噪声很低,且有姿态新息可用,因此作为基准,比单独的 GNSS 更好^[10]。但当 GNSS 经过长时间的信号丢失后进行重捕获时,会对组合导航参数产生较大的校正,从而 INS/GNSS 组合导航系统的速度会有一个过渡过程,这个过渡过程会影响传递对准过程,因为卡尔曼滤波器会错误地将速度的变化归到对准 INS 的姿态和 IMU 误差^[8]。有三种可选的方法来解决这个问题:

最简单的方法是使用纯 INS 作为参考。在传递对准最后的重新初始化阶段,采用载机 INS/GNSS 的位置和校正后的速度进行重新初始化,这种方法对姿态和 IMU 误差估计的精度损失最小。但如果参考 INS 的高度通道是高度计辅助的(见 6.2.1 节),则垂直速度也存在过渡过程,这个过程在传递对准卡尔曼滤波器中很难建模。因此需要将速度匹配约束在水平分量。这种只限于水平速度匹配的处理,会 2 倍地影响待对准 INS 垂直通道的性能。

解决参考导航系统过渡过程的最优解决方案,是把用于参考 INS 的速度(和姿态)校正量发送给待对准 INS。在待对准 INS 中,绕过卡尔曼滤波器,直接将这些校正应用于导航参数。这样,在传递对准测量新息中看不到过渡过程^[8]。第三种方法通过新息序列监测来实现,见 17.3.2 和 17.3.3 节^[8]。

15.2 准静态对准

只有当 INS 相对于地球近似静止时,准静态对准才有效。这个信息可以作为参考来标定速度、姿态和 IMU 误差。振动及由于人员活动,如搬运、登机 and 加油等导致的小位移,均可以看作测量噪声。如果假定的测量噪声足够大,足以包含海况导致的摇摆运动,且更新频率不是海况运动的谐振频率,那么准静态对准也可以用于船载的对准。

可以使用三种测量:比力、速度、位移或积分速度。在低振动环境中,由于比力测量与这些误差间有更少的积分步骤,因此比力测量^[11]可以更快地估计姿态和 IMU 误差。但在高振动环境中,由于可以正确地将位移的标准差建模为常数,而不是随时间增长,因此位移^[12]或积分速度^[13]测量有更好的性能。也可以使用比力积分作为测量^[14]。

这里首先讨论粗对准,然后是精对准。

15.2.1 粗对准

如果准静态对准开始时方位未知,只要陀螺精度足够高,就可以在对准过程中使用 5.6.2 节的陀螺罗经法来确定方位。当滚动和俯仰已知,但初始方位未知,则必须使用游动方位坐标系(见 2.1.6 节)。下面讨论的算法使用了误差状态卡尔曼滤波器和位移观测。

由于对地速度的平均值为零,惯性导航方程可以简化。进一步,由于在地球表面重力引起的加速度北向分量非常小,并且游动方位坐标系相对于北向的角度未知,因此由重力引起的加速度北向分量可以忽略。姿态更新如下:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{C}}_b^w(+)&\approx\hat{\mathbf{C}}_b^w(-)(\mathbf{I}_3+\boldsymbol{\Omega}_{ib}^b)-\\&\omega_{ie}\tau_i\begin{pmatrix}0 & \sin L_b & -\sin\psi_{nw}\cos L_b \\ -\sin L_b & 0 & -\cos\psi_{nw}\cos L_b \\ \sin\psi_{nw}\cos L_b & \cos\psi_{nw}\cos L_b & 0\end{pmatrix}\hat{\mathbf{C}}_b^w(-)\end{aligned}\quad (15.18)$$

对其按照 5.5.1 节所述进行正交化和归一化。速度和位移更新为

$$\mathbf{v}_{eb}^w(+)\approx\mathbf{v}_{eb}^w(-)+\mathbf{f}_{ib}^w\tau_i+\begin{pmatrix}0 \\ 0 \\ g_{b,0}^n(L_b,h_b)\end{pmatrix}\tau_i\quad (15.19)$$

和

$$\Delta\mathbf{r}_{eb}^w(+)=\Delta\mathbf{r}_{eb}^w(-)+\frac{\tau_i}{2}(\mathbf{v}_{eb}^w(-)+\mathbf{v}_{eb}^w(+))\quad (15.20)$$

纬度 L_b 和高度 h_b 在位置初始化过程中获得(见 5.6.1 节),并假设为常数。同时假设采用 IMU 误差估计值来校正比力和角速率,且位移、速度、姿态和游动方位角 ψ_{nw} 从卡尔曼滤波开始运行,就采用闭环校正(见 3.2.6 和 14.1.1 节)。

为了保证卡尔曼滤波是线性的,将游动方位的正弦和余弦作为导航方程和卡尔曼滤波器中的独立参数。由于两者均为零均值的,因此可以将它们初始化为零,然后一旦获得它们的可信估计,可以通过一个共同的标度系数来使其满足 $\cos^2\psi_{nw}+\sin^2\psi_{nw}=1$ 。

假设远离极点工作,则一个合适的卡尔曼滤波器状态向量为

$$\mathbf{X}^w=\begin{pmatrix}\delta\psi_{wb}^w \\ \delta\mathbf{v}_{eb}^w \\ \delta\mathbf{r}_{eb}^w \\ \delta\sin\psi_{nw} \\ \delta\cos\psi_{nw} \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \\ \vdots\end{pmatrix}\quad (15.21)$$

式中: $\delta\psi_{wb}^w$ 、 $\delta\mathbf{v}_{eb}^w$ 和 $\delta\mathbf{r}_{eb}^w$ 为姿态、速度和位置误差(见 5.7 节); $\delta\sin\psi_{nw}$ 和 $\delta\cos\psi_{nw}$ 为游动角的正弦和余弦误差; $\mathbf{b}_a$ 和 $\mathbf{b}_g$ 为加速度计和陀螺零偏。

假设 $\dot{\nu}_{eb}^w \approx 0$, 根据 14.2 节所述, 由系统模型形成的状态传播方程可以简化为

$$\begin{cases} E(\delta \dot{\psi}_{wb}^w) = -[\hat{\omega}_{ie}^w \wedge] \delta \psi_{wb}^w + \omega_{ie} \cos \hat{L}_b \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \delta \sin \psi_{nw} - \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \delta \cos \psi_{nw} + \hat{C}_b^w b_g \\ E(\delta \dot{\nu}_{eb}^w) \approx -[(\hat{C}_b^w f_{ib}^b) \wedge] \delta \psi_{wb}^w + \hat{C}_b^w b_a \\ E(\delta \dot{r}_{eb}^w) = \delta \nu_{eb}^w \\ E\left(\frac{\partial \delta \sin \psi_{nw}}{\partial t}\right) = 0, \quad E\left(\frac{\partial \delta \cos \psi_{nw}}{\partial t}\right) = 0 \\ E(\dot{b}_a) = 0, E(\dot{b}_g) = 0 \end{cases} \quad (15.22)$$

其中

$$\hat{\omega}_{ie}^w = \omega_{ie} \begin{pmatrix} \cos \hat{\psi}_{nw} \cos \hat{L}_b \\ -\sin \hat{\psi}_{nw} \cos \hat{L}_b \\ \sin \hat{L}_b \end{pmatrix} \quad (15.23)$$

游动角误差限制了姿态 C_b^w 对地球转动的补偿。正是这些误差经过系统模型的时间更新, 才使得卡尔曼滤波器可以由位移测量来标定游动角和航向角 $\psi_{nb} = \psi_{nw} + \psi_{wb}$ (见 14.3.4 节)。

位移测量总是零, 因此准静态对准的测量新息简化为

$$\delta z_{Q,k}^w = -\Delta \hat{r}_{eb,k}^w \quad (15.24)$$

这里测量矩阵为

$$H_{Q,k}^w = (0_3 \quad 0_3 \quad -I_3 \quad 0_{1,3} \quad 0_{1,3} \quad 0_3 \quad 0_3 \quad 0) \quad (15.25)$$

测量噪声协方差代表了由振动和干扰导致的位移变化。根据振动频率和测量更新率的关系, 有必要将测量噪声看作时间相关的 (见 3.4.3 节), 这样, R_Q 最好能够根据具体应用确定。

通常需要 30 ~ 60s 就可以确定航向角到 2° 以内的精度, 这样就可以进行小角度近似, 然后几分钟就可以得到受陀螺零偏约束的航向角精度。

15.2.2 精对准

如果已知航向在几度以内, 就可以使用标准惯性导航方程 (见 5.2 ~ 5.5 节), 以及一个与 INS/GNSS 及多传感器组合导航 (见第 14 章和第 16 章) 具有相同状态向量和系统模型的卡尔曼滤波器, 来进行准静态精对准。这样, 导航阶段相同的卡尔曼滤波器还可以使用初始对准阶段的静态或零速测量信息。

对于几分钟内的对准,位移测量可以对振动做最好的建模。在当地导航坐标系下测量新息为

$$\delta \mathbf{z}_{Q,k}^n = \hat{\mathbf{p}}_b(t_0) - \hat{\mathbf{p}}_b(t) \quad (15.26)$$

在 ECEF 坐标系下则有

$$\delta \mathbf{z}_{Q,k}^e = \hat{\mathbf{r}}_{eb}^e(t_0) - \hat{\mathbf{r}}_{eb}^e(t) \quad (15.27)$$

在 ECI 坐标系下有

$$\delta \mathbf{z}_{Q,k}^i = \begin{pmatrix} \cos \omega_{ie}(t - t_0) & -\sin \omega_{ie}(t - t_0) & 0 \\ \sin \omega_{ie}(t - t_0) & \cos \omega_{ie}(t - t_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \hat{\mathbf{r}}_{ib}^i(t_0) - \hat{\mathbf{r}}_{ib}^i(t) \quad (15.28)$$

式中: t_0 为对准开始时刻。

若状态向量为

$$\mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} \delta \psi_{nb}^n \\ \delta \mathbf{v}_{eb}^n \\ \delta \mathbf{p}_b \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta \psi_{\gamma b}^\gamma \\ \delta \mathbf{v}_{\gamma b}^\gamma \\ \delta \mathbf{r}_{\gamma b}^\gamma \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \\ \vdots \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e \quad (15.29)$$

这里曲线位置误差 $\delta \mathbf{p}_b$ 由式(14.51)确定,测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{Q,k} = \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & -I_3 & 0_3 & 0_3 & 0 \end{pmatrix} \quad (15.30)$$

CD 中附录 I 的 I.2.6 节和 I.3.6 节,分别有一个直角坐标位置误差表示的当地导航坐标系下的实现,以及一个游动方位坐标系下的实现。

15.3 零速修正

如果在导航期间,载体或者用户经常静止,则可以采用零速修正(zero velocity update, ZVU)来对 INS 继续对准或标定,在这种情况下,由于 INS 主要是静止,因此速度测量要比位置测量好。在城区内 GNSS 信号比较差的环境, ZVU 尤其有用。ZVU 可以用于没有里程计(里程计可以全时提供速度信息)的陆地车辆导航^[15],可以借助步态检测与 PDR 联合(见 6.4 节),也可以用于惯性导航^[16]。对于在鞋上安装 IMU 的步行导航,可以在每一步都进行 ZVU。若与一个减少航向漂移的方法联合, ZVU 可以使得超低成本消费级惯性传感器的位置漂移率大大降低^[17-20]。ZVU 的其他应用包括机器人、直升机导航以及惯性测量。

本节首先讨论静止检测,然后讨论零速修正,并以一个零角速率修正结束。ZVU 和 ZARU 通常一起运行,也可以单独实现。

15.3.1 静止检测

只有在导航系统静止时才能进行 ZVU,对于测量型应用,静止通常由操作员给出指示。但对于导航,则需要自动检测。这是环境检测的一个例子(见 1.4.2 节),并且必须根据具体应用裁剪。

步行的静止检测基于这样一个事实:在走和跑时,人体的大部分是常加速和常减速的。比如,在走的过程中,脚的加速度可以达到 $30\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$,跑时可以达到 $60\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 。根据加速度计测量得到的检测量 $|\dot{f}_{ib}^b| - g(L_b, h_b)|$,与一个阈值比较,如果在整个滑动时间窗口内,检测量低于阈值,就认为导航系统静止。如果传感器是固定在身体上的,为了决定步行者是静止的,比较合适的检测窗口是 $0.5\text{s}^{[16]}$ 。

若惯性传感器固定在脚上,则可以采用相同的检测量,但需要更小的检测窗口,来决定每一步的起步阶段(即脚在地面上的时候)。行走状态取 0.2s 的窗口和 $1.5\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ 的阈值比较合适,奔跑状态窗口更短、阈值更高^[20]。使用惯性传感器输出的增量变化以及合成比力 $|\dot{f}_{ib}^b|$ 的变化,进行起步检测已经表明是可行的^[19,21]。有的学者建议采用角速率的幅度以及联合使用加速度计和陀螺测量进行检测^[22]。在爬行的起步阶段,脚会出现明显的摆动,这会造成静止检测和应用 ZVU 的困难更大。

对于地面车辆,经常还用水平速度参数进行静止检测。在一个合适的时间窗口内,水平速度与一个阈值进行比较。检测阈值必须反映传感器的性能。对于采用航空级 IMU 的移动地图测量而言,每轴的阈值要低于 $0.0075\text{m} \cdot \text{s}^{-1[15]}$ 。而对于采用消费级传感器的导航, $0.5\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的阈值更实际^[23]。检测阈值也可以根据速度的不确定性而不断变化。

对于陆地车辆而言,由于车辆运动时的加速度可能比较低,因此基于加速度的静止检测要更难一些。但静止时车辆的振动通常很小,因此可以用加速度计测量的标准差,来对基于速度的静止检测做进一步的确认^[23]。采用频域滤波器可以消除大多数引擎引起的振动,这种处理增加了基于加速度的静止检测算法的灵敏度^[24]。

陆地车辆静止时不会拐弯,因此可以使用方位角速率来做另外的检验^[15]。不管有没有局部磁异常,磁强计测量的沿体坐标系每个轴的磁通密度是常值,因此磁强计也可以用来确认车辆的静止。

对于机器人应用而言,当机器人静止时,制导控制系统可以通知导航系统。而且当位置和速度的不确定性超过一定的阈值^[25],导航系统可以请求制导控制系统停止机器人,进行 ZVU。

如果静止阶段比较长,可以进行多次 ZVU,从而保证惯性传感器的误差标定保持最新,并平均掉残留运动带来的噪声。

15.3.2 零速修正

ZVU 的测量新息为

$$\delta z_{ZV,k}^{\gamma} = -\hat{v}_{eb,k}^{\gamma}, \quad \gamma \in e, n \quad (15.31)$$

或者

$$\delta z_{ZV,k}^{i-} = \Omega_{ie}^i \hat{r}_{ib,k}^i - \hat{v}_{ib,k}^i \quad (15.32)$$

假设状态向量由式(15.29)定义,则测量矩阵为

$$H_{ZV,k}^{\gamma} = (0_3 \quad -I_3 \quad 0_3 \quad 0_3 \quad 0_3 \quad 0), \quad \gamma \in e, n \quad (15.33)$$

或者

$$H_{ZV,k}^i = (0_3 \quad -I_3 \quad \Omega_{ie}^i \quad 0_3 \quad 0_3 \quad 0) \quad (15.34)$$

测量噪声协方差,描述的是由振动或干扰带来的零速的方差和协方差。车辆会受阵风、其他车辆经过、人在车内移动以及装货卸货等的影响。类似地,固定点上本应静止的行人,也可能会晃动。ZVU 期间剩余运动的大小,与静止检测算法相关,因此在假设的测量噪声协方差与检测阈值之间,存在一定的关系。

尽管 ZVU 不能提供绝对的位置信息,但通过误差协方差矩阵 P 的非对角线元素,卡尔曼滤波器的系统模型已经建立了速度和位置误差的相关信息,因此 ZVU 可以校正自上次测量或上次 ZVU 以来,大多数的位置漂移^[16]。

按道理,航向角误差和方位陀螺零偏也可以使用 ZVUs 标校(见 14.3.4 节)。但实际中,它们的可观性比较弱,尤其是对于步行导航而言。因此使用诸如 UKF 等能够容许更大方位误差的算法,可以获得更好的性能,见 14.4.4 节的讨论^[26]。

静止时间更长,则可以采用 15.2.5 节的零位移测量,来取代零速测量。

15.3.3 零角速率修正

零角速率修正(zero angular rate update, ZARU)可用于那些使用低性能陀螺的应用。可用于非完整 IMU(见 5.9 节)、单陀螺(见 6.1.3 节)以及完整 IMU 等应用。ZARU 与 ZVU 应用的条件不同,因此 ZARU 和 ZVU 有时分开执行,但有时联合执行。

对于陆地车辆应用,只要车辆静止,就可以假设满足零角速率,从而只要进行 ZVU 就可以进行 ZARU。若有里程计(见 6.3 节),则车辆静止时就可以触发 ZARU。

当车辆沿着一个固定的航向运动时,也可以进行 ZARU。并且可以通过 3

个参数与阈值的比较来检测,这3个参数包括:最近的方位陀螺角速率测量的标准差,转向角指令的标准差以及由差分里程计得到的方位变化率(见6.3.2节)^[27]。

在步行导航中采用ZARU要小心。静止的人其身体的角运动,有可能会比陀螺误差还大很多,并且起步阶段脚会转动。因此当检测到静止时,不应该每次都进行ZARU。相反,还应该做附加的检测,来决定ZARU是否要和ZVU一起进行。比如IMU应该比起步阶段的静止时间更长,并进行转动检测。由于行人的转动运动,很少以常速率进行,因此转动检测应该给予陀螺测量的标准差。当磁强计是静止或者没有转动时,其测量的磁通密度在体坐标系的每个轴上应该是常值,因此可以用磁强计来进行检测。

完整IMU的ZARU,其测量新息为

$$\delta z_{ZA,k}^{-} = -\hat{\omega}_{ib,k}^b \quad (15.35)$$

假设状态向量由式(15.29)给出,则测量矩阵可以简化为

$$\mathbf{H}_{ZA,k} = \begin{pmatrix} 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & -I_3 & 0 \end{pmatrix} \quad (15.36)$$

可见,其与位置、速度以及姿态定义的坐标系无关。

测量噪声协方差表示的是由振动或干扰带来的零角速率的方差和协方差。对于静止的地面车辆,方位轴的干扰通常比滚动和俯仰轴的干扰小,这个信息应该在测量噪声协方差中反映出来。运动的车辆则应该具有更大的测量噪声。

只有当陀螺误差比角运动干扰大很多时,ZARU才有用。应此ZARU有时只用于方位轴,且用于高精度陀螺的情况并不常见。

15.4 运动约束

运动约束,利用载体或者行人在运动方面的限制,是为了校正和标定INS误差。基于工作的环境,如1.4.2节所述,这些运动约束为导航参数提供附加的信息。运动约束也称作非完整约束,它在当前运动的各个状态值之间引入了相关性(除了系统模型已经考虑的因素外)。本节描述了陆地车辆的运动约束以及行人、船舶的运动约束。

15.4.1 陆地车辆约束

一般的陆地车辆有2个运动约束,沿车轮的转轴方向,以及路面或轨道面的垂直方向,车辆的速度为零^[28,29]。注意,由于坐标系的转动,零速度并不一定意味着零加速度。以后轮为例,这些约束可以表示为

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{v}_{\sigma}^r = 0 \quad (15.37)$$

式中: r 表示后轮体坐标系; 每个方程的上面一行表示横向约束, 底下一行表示垂直约束。应用式(2.165), 并假设从 IMU 体坐标系到 r 坐标系的坐标转换矩阵 C_b^r 是常数, 则约束变为

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} C_b^r (C_\gamma^b \hat{v}_{\beta b}^\gamma - \hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{rb}^b) \approx 0, \quad \{\beta, \gamma\} \in \{i, i\}, \{e, e\}, \{e, n\} \quad (15.38)$$

式中: L_{rb}^b 是从 r 坐标系到 b 坐标系的杆臂, 并已经忽略了地球旋转和转移速率项。

车辆速度约束可以用作卡尔曼滤波测量更新, 其测量新息为

$$\delta z_{VC,k}^\gamma = - \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \hat{C}_b^r (\hat{C}_\gamma^b \hat{v}_{\beta b}^\gamma - \hat{\omega}_{ib}^b \wedge L_{rb}^b), \quad \{\beta, \gamma\} \in \{i, i\}, \{e, e\}, \{e, n\} \quad (15.39)$$

这是一个伪测量的例子。假设状态向量由式(15.29)定义并忽略了由杆臂引起的姿态误差以及陀螺零偏与测量的耦合, 测量矩阵可以近似为

$$H_{VC,k}^\gamma \approx \begin{pmatrix} 0_{2 \times 3} & - \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \hat{C}_b^r \hat{C}_\gamma^b & 0_{2 \times 3} & 0_{2 \times 3} & 0_{2 \times 3} & 0 \end{pmatrix}_k, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.40)$$

这等价于沿着两个轴的 ZVU, 但与 ZVU 相比, 可以一直应用运动约束, 且不需要静止检测。原则上, 只要导航参数更新, 就可以进行运动约束测量更新。但更新率要足够低, 要与其他类型测量的卡尔曼滤波处理周期相适应。

正确地运用运动约束, 需要已知姿态 C_b^r 、位置、IMU 相对于后轮的杆臂 L_{rb}^b 。如果在安装的时候, L_{rb}^b 的测量精度不够, 则作为卡尔曼滤波状态, 它们是估计不出来的^[30]。通过使用加速度计检测启动和停止, 可以确定相对航向 ψ_{rb} ^[31]。

车辆的真实运动与假设的运动之间的差别, 必须在测量噪声协方差设置时予以考虑。这些差别包括转弯时沿车轮旋转轴的侧滑、车辆悬挂系统带来的零均值垂直运动以及引擎在这两个方向上的振动^[28]。测量更新率比较高时, 这些影响的时间相关也很重要。

侧滑使切向速度约束失效, 并且只要车辆转弯的角速率大于 $0.05 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, 侧滑就会出现。在侧滑明显时使用切向速度约束, 会导致速度参数出现偏差。因此更好的解决办法是, 当方位角速率超过一个给定的阈值时, 忽略切向速度约束测量^[32], 这不会影响垂直速度约束。在打滑或者一个轮子与地面失去接触时, 真实运动和假设运动之间的差别也会变大, 这可以通过测量新息滤波来解决(见 17.3.1 节)。

当非完整 IMU(见 5.9 节)出现传感器输出缺失时, 可以用零值的 IMU 假测

量来替代,运动约束测量可以矫正这些零值 IMU 测量中的误差^[33]。在这种情况下,INS 系统噪声协方差(见 14.2.6 节)必须修改为传感器伪测量的模型误差,而不是真实传感器噪声。每个轴对应的值都不一样。在时间更新间隔小的近似下,式(14.82)变为

$$Q_{INS}^{\gamma} \approx Q'^{\gamma}_{INS} = \begin{pmatrix} Q_{11} & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & Q_{22} & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & S_{bad}I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & S_{bgd}I_3 \end{pmatrix} \tau_1, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.41)$$

其中

$$Q_{11} = C_b^{\gamma} \begin{pmatrix} S_{\omega_x} & 0 & 0 \\ 0 & S_{\omega_y} & 0 \\ 0 & 0 & S_{\omega_z} \end{pmatrix} C_b^b, \quad Q_{22} = C_b^{\gamma} \begin{pmatrix} S_{f_x} & 0 & 0 \\ 0 & S_{f_y} & 0 \\ 0 & 0 & S_{f_z} \end{pmatrix} C_b^b, \quad \gamma \in i, e, n \quad (15.42)$$

式中: S_{ω_x} 、 S_{ω_y} 和 S_{ω_z} 是角速率的 PSD; S_{f_x} 、 S_{f_y} 和 S_{f_z} 是比力的 PSD。

若使用真实传感器,则 PSD 与相应的传感器噪声 PSD 相同,见式(14.83)。而当采用伪测量时,PSD 为实际车辆运动的 PSD。在这两种情况下,都需要将一个与频率相关的 PSD 近似为与频率无关的 PSD。

对于室内机器人应用,还可以进一步假设地面是平的,从而可以把这个附加的约束用于滚动和俯仰角^[34]。

15.4.2 步行约束

对于步行导航,在两个脚上都绑定 IMU,除了进行 ZVU 以外,还可以通过测量两个 IMU 之间的距离来标定两个方位陀螺零偏,从而约束方位漂移^[17]。通过超声测距,这个方法已经得到验证^[35]。另一个基于约束的更简单的方法也已经得到验证,那就是假设两个 IMU 在体坐标系上位移是固定的,当每次检测到一只脚处于站立不动时(见 15.3.1 节),就进行一次相对位置测量的处理^[36]。

行人往往走直线,尤其是在室内或者市区时,因为墙和路往往都是直的。因此可以使用的另一个约束就是,假设人的方位是常数,只要一段时间内 INS 方位角的变化小于一个给定的阈值^[37]。对于街道是网格布局的市区或是室内环境,这个约束大多数情况下是可用的。

在室内,地面往往是平的,因此高度可以假设为常数,除非每步或每次测量之间的高度变化大到可以认为行人在台阶上^[38],这时还需要鉴别自动扶梯、电

梯以及坡道。

15.4.3 舰船约束

舰船总是在水面上,因此可以通过垂直方向的零位移测量,来约束惯性导航参数(见 15.2.2 节)。测量噪声协方差必须考虑由海况引起的周期性起伏。

本章的习题及练习见 CD。

参 考 文 献

- [1] Groves P D. Optimising the Transfer Alignment of Weapon INS. *Journal of Navigation*, Vol. 56, No. 3, 2003: 323 – 335.
- [2] Spalding K. An Efficient Rapod Transfer Alignment Filter. *Proc. AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, Hilton Head Island, SC, August 1992:1276 – 1286.
- [3] Wendel J, Trommer G. Impact of Mechanical Vibrations on the Performance of Integrated Navigation Systems and an Optimal IMU Specification. *Proc. ION 57th AM*, Albuquerque, NM, June 2001:614 – 621.
- [4] Titterton D H, Weston J L. *Strapdown Inertial Navigation Technology*, 2nd ed. Stevenage, U. K.; IEE, 2004.
- [5] Kain J E, Cloutier J R. Rapid Transfer Alignment for Tactical Weapon Applications. *Proc. AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, Boston, MA, August 1989:1290 – 1300.
- [6] Graham W, Shorrelle K. Advanced Transfer Alignment for Inertial Navigators (A – Train). *Proc. ION NTM*, Anaheim, CA, January 1995: 113 – 124.
- [7] Rogers R M. *Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems*. Reston:VA, AIAA, 2000.
- [8] Groves P D, Wilson G G, Mather C J. Robust Rapid Transfer Alignment with an INS/GPS Reference. *Proc. ION NTM*, San Diego, CA, January 2002:301 – 311.
- [9] Graham W R, Shortelle K J, Rabourn C. Rapid Alignment Prototype (RAP) Flight Test Demonstration. *Proc. ION NTM*, Long Beach, CA, JANUARY 1998:557 – 568.
- [10] Groves P D, Littlefield C A, Long D C. The Need for Transfer Alignment in a GPS Jamming Environment and Optimization for MEMS IMU. *Proc. ION GNSS 2004*, Long Beach, CA, September 2004: 775 – 783.
- [11] Farrell J A, Barth M. *The Global Positioning System and Inertial Navigation*. New York: McGraw – Hill, 1999.
- [12] Savage P G. *Strapdown Analytics*, Parts 1 and 2. Maple Plain, MN: Strapdown Associates, 2000.
- [13] Hua C. Gyrocompass Alignment with Base Motions: Result for a 1 nmi/h INS. *GPS Ssystem. Navigation; JION*, Vol. 47, No. 2, 2000:65 – 75.
- [14] Gu D, et al. Coares Alignment for Marine SINS Using Gravity in the Inertial Frame as Reference. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008:961 – 965.
- [15] Grejner – Brzezinska D A, Yi Y, Toth C K. Bridging Gaps in Urban Canyons: The Benefits of ZUPTS. *Navigation; JION*, Vol. 48, No. 4, 2001:217 – 225.
- [16] Mather C J, Groves P D, Carter M R. A Man Motion Navigation System Using High Sensitivity GPS, MEMS IMU and Auxiliary Sensors. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006: 2704 – 2714.

- [17] Brand T J, Phillips R E. Foot – to – Foot Range Measurements as an Aid to Personal Navigation. Proc. ION 59th AM, Albuquerque, NM, June 2003;113 – 125.
- [18] Foxlin E. Pedestrian Tracking with Shoe – Mounted Inertial Sensors. IEEE Computer Graphics and Applications Magazine, November/December 2005. pp. 38 – 46.
- [19] Godha S, Lachapelle G, Cannon M E. Integrated GPS/INS System for Pedestrian Navigation in Signal Degraded Environment. Proc. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, September 2006;2151 – 2164.
- [20] Groves P D, et al. Inertial Navigation Versus Pedestrian Dead Reckoning: Optimizing the Integration. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007, pp. 2043 – 2055.
- [21] Kwakkel S P, Lachapelle G, Cannon M E. GNSS Aided In Situ Human Lower Limb Kinematics During Running. Proc. ION GNSS 2008, Savannah, GA, September 2008;1388 – 1397.
- [22] Skog I, Nilsson J – Ö, Händel P. Evaluation of Zero – Velocity Detectors for Foot Mounted Inertial Navigation Systems. Proc. Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Zurich, Switzerland, September 2010.
- [23] Aggarwal P, et al. MEMS – Based Integrated Navigation. Norwood, MA; Artech House, 2010.
- [24] Ramanandan A, et al. Detection of Stationarity in an Inertial Navigation System. Proc. ION GNSS 2010, Portland, OR, September 2010;238 – 244.
- [25] Venable D T, et al. Performance Evaluation of Coupling Between Vehicle Guidance and Vision Aided Navigation. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009, pp. 826 – 834.
- [26] Zampella F, et al. Unscented Kalman Filter and Magnetic Angular Rate Update (MARU) for an Improved Pedestrian Dead – Reckoning. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012;129 – 139.
- [27] Basnayake C. A Novel Yaw Rate Sensor Bias Error Containment Method Using Existing Vehicle Sensors. Proc. ION GNSS 2009, Savannah, GA, September 2009;555 – 563.
- [28] Dissanayake G, et al. The Aiding of a Low – Cost Strapdown Inertial Measurement Unit Using Vehicle Model Constraints for Land Vehicle Applications. IEEE Trans. on Robotics and Automation, Vol. 17, No. 5, 2001; 731 – 747.
- [29] Niu X, Nassar S, El – Sheimy N. An Accurate Land – Vehicle MEMS IMU/GPS Navigation System Using 3D Auxiliary Velocity Updates. Navigation; JION, Vol. 54, No. 3, 2007, pp. 177 – 188.
- [30] Wu Y, Goodall C, El – Sheimy N. Self – Calibration for IMU/Odometer Land Navigation; Simulation and Test Results. Proc. ION ITM, San Diego, CA, January 2010;839 – 849.
- [31] Vinande E, Axelrad P, Akos D. Mounting – Angle Estimation for Personal Navigation Devices. IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 59, No. 3, 2010; 1129 – 1138.
- [32] Ryan J, Bevilacqua D. Robust Ground Vehicle Constraints for Aiding Stand Alone INS and Determining Inertial Sensor Errors. Proc. ION ITM, Newport Beach, CA, January 2012;374 – 384.
- [33] El – Sheimy N. The Potential of Partial IMUs for Land Vehicle Navigation. Inside GNSS, Spring 2008, pp. 16 – 25.
- [34] Chen C, et al. Low Cost IMU Based Indoor Mobile Robot Navigation with the Assist of Odometry and Wi – Fi Using Dynamic Constraints. Proc. IEEE/ION PLANS, Myrtle Beach, SC, April 2012;1274 – 1279.
- [35] Laverne M, et al. Experimental Validation of Foot to Foot Range Measurements in Pedestrian Tracking. Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011;1386 – 1393.
- [36] Bancroft J B, et al. Twin IMU – HSGPS Integration for Pedestrian Navigation. Proc. ION GNSS 2008, Savannah, GA, September 2008;1377 – 1387.

- [37] Borenstein J, Ojeda L, Kwanmuang S. Heuristic Reduction of Gyro Drift for Personnel Tracking Systems. *Journal of Navigation*, Vol. 62, No. 1, 2009; 41 – 58.
- [38] Abdulrahim K, et al. Using Constraints for Shoe Mounted Indoor Pedestrian Navigation. *Journal of Navigation*, Vol. 65, No. 1, 2012, pp. 15 – 28.

第 16 章 多传感器组合导航

本章讨论航迹推算、陆基无线电导航以及特征匹配导航系统与 INS、GNSS 以及互相之间是如何组合的。这是第 14 章关于 INS/GNSS 组合导航讨论的延续。

不同导航传感器的组合适用于不同的应用,与环境、动力学、预算、精度需求以及需求的鲁棒性和完好性有关。对于商业民航和大多数军用飞机,INS 和 GNSS 构成了导航系统的核心,再加上更多的传感器如磁罗盘、气压高度计和雷达高度计、DME/VOR/TACAN,以提供更强的鲁棒性。陆地车辆通常采用地图匹配来增强 GNSS,也可以采用里程计或轮速传感器、惯性传感器以及磁罗盘。为了实现路径导引和避障,自主车辆和机器人通常融合视觉和(或)激光雷达、航迹推算传感器、无线电导航等,用于导航。无线电信号不能穿透深水,因此水下载体采用惯性导航、各种声纳和声学设备、深度传感器,有的还采用重力梯度仪。对不同导航系统应用需求、以及典型多传感器方案的讨论,见第 18 章。

16.1 节讨论并比较了可用于组合多种导航系统测量的不同结构。16.2 节讨论了与航迹推算、姿态以及高度测量相关的组合系统模型和测量模型。16.3 节讨论了定位、距离测量、角度测量、直线确定以及由陆地无线电和环境特征匹配获得的相关组合。将 INS 与 GNSS 组合进多传感器组合架构,本质上与第 14 章的 INS/GNSS 组合相同。组合也称作数据融合、传感器融合以及混合(hybridization)。

16.1 组合结构

多个导航系统信息的组合方法是多种多样的。组合结构的设计是在最大化导航精度和鲁棒性、最小化复杂性,以及处理效率最优之间的折中。此外,必须考虑不同导航技术的特点,融合由不同导航系统提供的不同类型测量,并为各导航系统提供合适的辅助信息。

航迹推算系统,包括惯性导航和特征跟踪,测量的运动都是沿体坐标系分解投影的。为了更新位置,这些信息必须转换到外部坐标系(比如北、东和地),航迹推算的位置随时间漂移,但可以使用定位系统来标定。

邻近定位系统会存在比较大的关联不确定性,或者会包含形状不规则的覆盖区域。测距定位系统和测角定位系统需要最小数目的信号或地标来确定位

置,但也可以为组合导航系统提供单个测量。基于数据库进行测量匹配,模式匹配系统会产生候选位置解的分值阵列。这些候选解可以用来确定位置,或者直接输入给组合算法。

环境特征匹配系统,需要一个近似的位置来确定数据库的搜索区域,近似位置也可以加速无线电定位的信号捕获。模式匹配系统,如 TRN,必须进行多位置的测量,才能确定唯一的位置,并需要速度输入。

很多导航传感器包含偏差和其他系统误差,这些误差可以在组合导航系统中标定。但这种标定,会导致一个导航传感器中的故障污染另一种导航传感器。第 17 章讨论的故障检测与完好性监测,可以在所有多传感器组合结构中实施。在某些组合结构中,完好性监测要比在其他组合结构中需要更多的处理能力。

设计组合导航系统的主要约束,是需要对不同制造商的设备进行组合。如果没有原始的传感器或距离测量,则系统的组合不得不在“黑盒”导航参数下工作,有时这些“黑盒”导航参数没有关于其误差特性的信息,如协方差、相关时间或不确定性等,这些系统还受限于其能够接收哪种反馈信息。

本节讨论不同组合结构及其优缺点。组合结构可以是级联的、集中式以及单点(single-epoch)或滤波式的。按照单点级联、单点集中、级联滤波、集中滤波、联邦滤波的顺序讨论,包括了滤波架构下全状态和误差状态实现。接着是混合结构。然后给出了更详细的全状态和误差状态卡尔曼滤波,包括预测和时序。并在结束时讨论了主模式、回退模式、场景自适应模式以及场景检测。

16.1.1 级联单点组合

级联单点或者逐点(epoch-byepoch)组合,是最简单的组合不同导航系统信息的方法,见图 16.1。每个子系统,以下标 i 表示,提供了一个位置或者速度结果 $\hat{x}_i$ 以及相关的误差协方差矩阵 P_{ii} ,其中包含有类似偏差以及类似噪声的误差。原则上,每个子系统可以使用定位或者航迹推算。定位算法可以是单点或者滤波形式,若是滤波形式的则为局部滤波器。

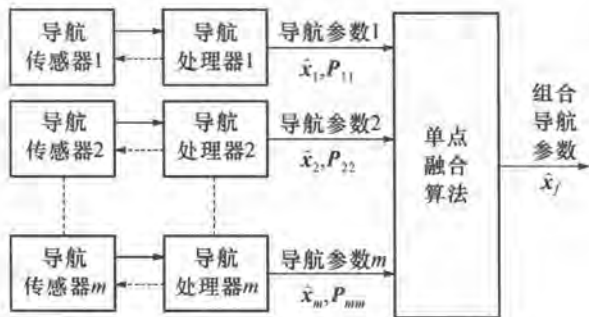


图 16.1 单点级联组合架构

借助于单点融合算法,子系统的导航结果被融合,这种融合算法类似于 9.4.1 节讨论的 GNSS 单点定位算法。典型的算法为最小二乘估计。因此,组合导航结果 $\hat{x}_f$,只是简单地对 m 个独立参数进行加权最小二乘组合,表示为

$$\hat{x}_f = (H^T P^{-1} H)^{-1} H^T P^{-1} \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \vdots \\ \hat{x}_m \end{pmatrix}, H = \begin{pmatrix} I_n \\ I_n \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (16.1)$$

式中:测量矩阵 H 为 m 个 $n \times n$ 单位矩阵构成的矩阵; n 是 x 分量的个数; P 是单个导航结果的误差协方差,为 $mn \times mn$ 矩阵:

$$P = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1m} \\ P_{21} & P_{22} & \cdots & P_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{m1} & P_{m2} & \cdots & P_{mm} \end{pmatrix} \quad (16.2)$$

融合后导航结果的协方差为

$$P_{ff} = (H^T P^{-1} H)^{-1} \quad (16.3)$$

若子导航系统均使用不同的信息获得其导航结果,则不同导航结果的误差是不相关的,因此对于 $i \neq j$,有 $P_{ij} = 0$ 。这样式(16.1)和式(16.3)简化为

$$\hat{x}_f = P_{ff} \sum_{i=1}^m P_{ii}^{-1} \hat{x}_i \quad (16.4)$$

$$P_{ff} = \left(\sum_{i=1}^m P_{ii}^{-1} \right)^{-1} \quad (16.5)$$

如果子系统导航参数的有效时间不同,则在融合前必须插值到同一个时间。载体运动越快,同步时间的精度越高。

由于单点级联融合算法不需要知道导航系统误差怎样随时间变化且没有反馈,因此单点级联组合结构适用于黑盒导航系统。但要对不同导航参数进行优化组合,还需要精确的误差协方差信息。图 16.2 表明,忽略某个特定子系统对应的 P 阵非对角线元素,会导致精度在一个方向上估计过高而在另一个方向上估计过低。使用非对角线元素,还可以实现非完整导航参数的融合,但这需要导航系统输出信息矩阵 P^{-1} ,而不是误差协方差矩阵,因为非完整导航参数在一两个方向有无限的不确定性。

如果导航系统没有输出不确定性信息,融合算法必须估计其误差协方差。这对于无线电导航系统(如 GNSS)是一个问题,因为精度会随着跟踪卫星个数、几何分布以及信噪比而变化。

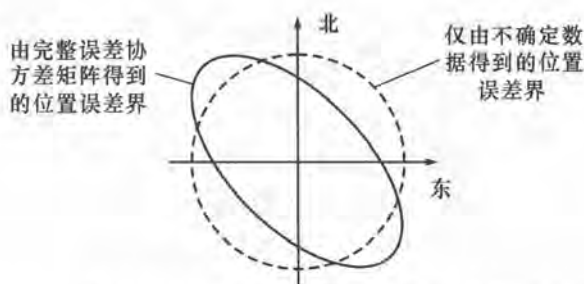


图 16.2 误差协方差非对角线元素对位置误差边界的影响

单点级联组合具有简单、处理器负载低的优点。由于子系统完全独立,可以进行测量一致性检查,因此这种结构也便于实现完好性监测(见 17.4.1 节)。但它有一个基本限制:对惯性导航或航迹推算系统的组合不适用,因为它没有办法对位置漂移进行标定。当惯性或航迹推算位置精度变差时,它仅仅根据权值输出组合导航结果。如果专门添加反馈来校正位置漂移,则航迹推算的位置参数将不再独立,必须考虑其他子系统对其误差的相关性。

16.1.2 单点集中组合

在单点集中组合架构中,来自不同系统的距离测量、方向测量、高程测量以及定线测量,在同一时间点,用最小二乘估计进行组合,见图 16.3。本质上是将 7.3.3 节、9.4.1 节、11.1.1.2 节、11.2.2 节以及 12.2.3 节讨论的多个单系统单点定位算法,融合成一个多传感器定位算法。为了得到每个子系统的最优权值,需要每个测量的误差标准差。

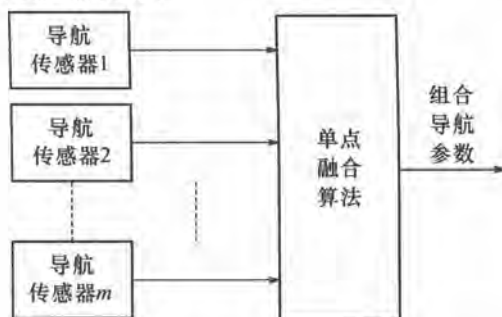


图 16.3 单点集中组合架构

当没有足够的信息,从而子系统不能单独定位时,集中结构中每个子系统的测量还可以用于组合导航参数的求解,这是集中结构比级联结构有优势的地方。

在单点集中组合中,包括在子系统内部,任何时间点上的信息都不会带到下一个时间点。可是,在单点级联组合中,子系统内部会产生时间点之间的信息传递。这带来了 3 个主要缺点:①若当前没有足够的测量信息,则没有导航结果,

导航结果不能根据历史测量计算;②不能利用多个时间点的数据标定子系统的系统性误差;③航迹推算传感器不能很方便地用于位置参数求解(它们可以用于速度参数求解)。但单点集中组合也有优势:源自子系统的测量时完全独立的,有利于实现测量一致性检查(见 17.4.1 节),而且错误的测量也不会从这个时间点传到下个时间点,因此容易实现故障隔离(见第 17 章)。

单点集中式组合,最适合于既不需要持续的导航参数、也没有航迹推算传感器的(外部)应用。

16.1.3 级联滤波组合

图 16.4 给出了一个全状态(total-state)的级联组合结构。它与单点级联组合结构类似,只是用一个卡尔曼滤波器(见第 3 章)代替了单点融合算法。级联组合结构估计导航参数,并能估计导航子系统的误差。由于基于卡尔曼滤波器的组合算法保留了各个分导航系统的历史信息,因此它可以标定 INS 或其他航迹推算系统的位置漂移和其他误差。这里,全状态适用于位置、速度和姿态,但不是全部的状态向量。对于不同有效时间点上、不同传感器的测量,滤波组合也可以更容易地处理(例如,借助于估计的速度,利用一个子导航系统的位置信息,来预测另一个时间点上的其他子系统的位置)。

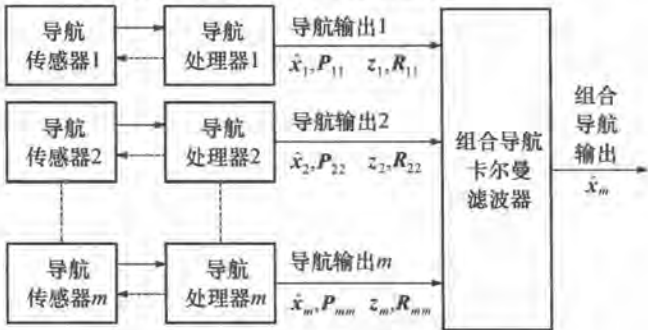


图 16.4 全状态级联组合架构

图 16.5 给出了一个误差状态(error-state)的级联组合结构。其根据卡尔曼滤波器估计的位置、速度和姿态误差,对航迹推算参考系统(比如 INS)进行校正,校正后的导航结果构成组合导航结果。关于参考系统的开环和闭环校正见 14.1.1 节和 16.1.8 节。其他子系统为辅助系统,因为这些系统借助组合算法来辅助参考系统。这种结构的优势在于:组合导航参数的更新频率,可以比卡尔曼滤波器的迭代更新快,从而降低了处理器负担。级联式组合的一个例子是 14.1.2 节讨论的 INS/GNSS 松耦合组合导航系统,其使用了一个 GNSS 导航滤波器。如果误差状态卡尔曼滤波器对两个航迹推算系统进行组合,则一个作为参考系统,而另一个作为辅助系统。通常将惯性导航作为组合的参考系统。

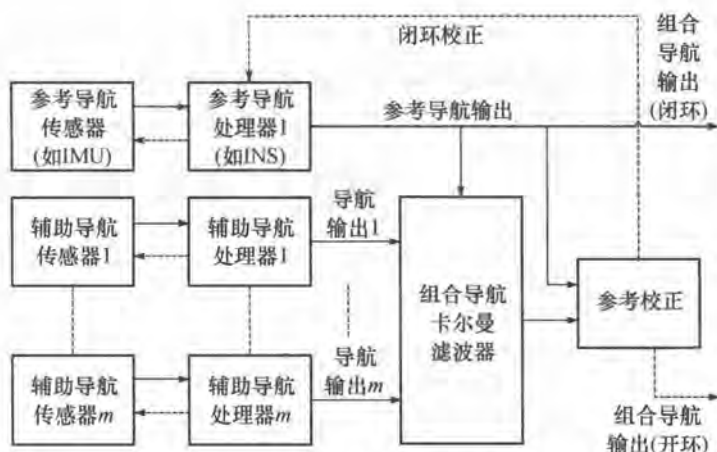


图 16.5 误差状态级联式组合架构参考导航处理器

尽管没有在图中显示,若子导航系统的软件能够接收反馈,组合算法的校正值可以反馈给任何子导航处理器。对于各种形式的闭环修正,反馈以后,卡尔曼滤波器里与反馈对应的状态估计要清零。也可以反馈参考系统或组合导航结果(比如为了辅助 GNSS 信号跟踪,或者为了确定环境特征识别或模式匹配的搜索区域)。但反馈降低了导航系统间的独立性,从而更难以借助导航参数的比较进行故障检测。

在全状态实现中,所有导航系统的导航输出构成卡尔曼滤波器观测向量 $\bar{z}$ 。在误差状态实现中,观测向量包含的是辅助系统与参考系统导航结果的差值。14.3.1 节给出了 GNSS 与 INS 的这种组合是怎样实现的。这种实现对于其他组合系统类似。注意如 3.3.4 节所述,必须补偿任何时间延迟。源于不同导航子系统的观测不必同时处理。

卡尔曼滤波器的一个基本假设是导航系统误差由系统误差和白噪声混合构成。系统误差作为状态进行估计,白噪声则建模为参考系统的系统噪声或其他系统的测量噪声。但在单个子系统导航处理器中,卡尔曼滤波器和平滑滤波器的使用,会引入时间相关噪声。组合导航卡尔曼滤波器必须考虑这点,以防止滤波器的不稳定,如 3.4.3 节所述。对于这个问题,最简单的解决方法是增大测量噪声协方差矩阵 R ,从而降低滤波器的增益。这样的话,如果在级联式组合中集成了黑盒导航系统,就必须确定黑盒导航系统在所有工作情况下的误差特性,以确保能够正确调节组合导航卡尔曼滤波器。如果做不到这一点,就不应该采用级联式组合结构。在级联式结构中,处理不完整的子系统导航结果也很困难。

16.1.4 集中滤波组合

图 16.6 和图 16.7 分别给出了全状态和误差状态的集中滤波组合结构实现。全状态滤波器适用于定位系统组合,而误差状态滤波器适用于使用惯性导

航或其他航迹推算的场合。两种形式的实现都可以估计各个子系统的误差与级联式结构相比,组合卡尔曼滤波器输入的是传感器测量值,而不是导航结果。无线电导航系统通常提供距离测量,因此 INS/GNSS 紧耦合组合导航(见 14.1.3 节)是一个集中式组合导航的例子。在一个导航系统没有足够的信号形成导航结果时,该集中式结构仍然能够协助组合导航结果的计算。

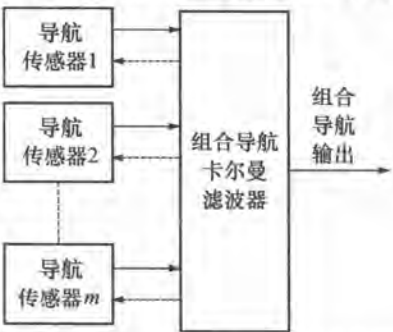


图 16.6 全状态集中式滤波组合架构

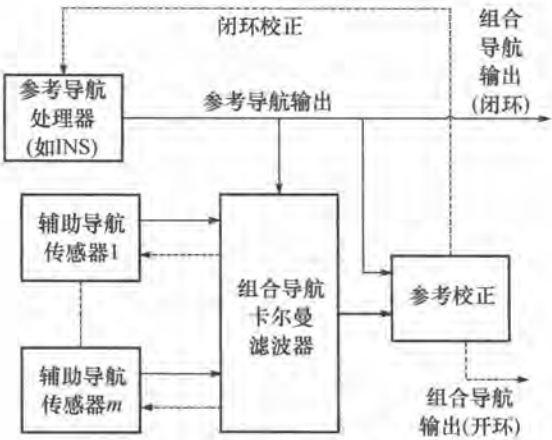


图 16.7 误差状态集中式滤波组合架构

基本的卡尔曼滤波器很少适合集中滤波组合架构。由于测量模型是非线性的,因此通常需要扩展卡尔曼滤波(见 3.4.1 节)来处理距离测量值。对于短距离定位系统,与测量的距离相比,系统位置的不确定性比较大,此时需要使用 UKF 滤波(Unscented Kalman Filter)⁽¹⁾。另外,若利用不确定的环境特征来定位,则需要使用多假设卡尔曼滤波(见 3.4.5 节)或粒子滤波(见 3.5 节)。对于集中滤波组合架构,术语“卡尔曼滤波器”的意思应该指的是“基于卡尔曼滤波器的估计算法”。

由于惯性导航方程没有包含任何平滑或估计算法,因此 IMU 或 INS 测量都可以用于集中式滤波组合结构。除非经过了平滑或估计算法,其他航迹推算系

统和环境特征匹配系统也可以输出传感器或导航参数测量。

9.4.2 节中描述了处理 GNSS 测量的全状态卡尔曼滤波,14.3.2 节中,则为结合了 INS 参考的误差状态卡尔曼滤波。处理航迹推算测量在 16.2 节中介绍,16.3 节给出了处理陆基无线电导航和环境特征匹配的处理。在集中式组合结构中,数据延迟的修正处理需要特别关注(见 3.3.4 节)。

在集中式滤波组合结构中,基于卡尔曼滤波器的估计算法需要对所有导航传感器的系统误差和噪声源进行建模,这样可以保证:考虑了所有误差的相关性;加权优化了所有测量;使用尽可能多的信息来标定每个误差。在对稳定性没有影响的前提下,卡尔曼滤波器级联的消除可以获得更高的增益。也就是说,从精度和鲁棒性上来说,集中式滤波组合结构提供了最优导航结果。但这需要仔细的设计,以及足够的信息来对所有传感器正确建模。

由于所有的误差源建模在一个地方,集中式滤波架构的最大缺点是处理器负荷高。由于没有独立的子系统导航结果,对于有完好性需求的应用,就需要大量处理器来进行并行滤波器的处理(见 17.4.2 节)。由于集中式滤波架构需要原始测量及其误差特性,因此不适合于黑盒导航系统。

16.1.5 联邦式滤波结构

联邦组合导航结构将误差状态的滤波组合算法分成了两个阶段。在第一个阶段,作为参考系统的惯性或者其他航迹推算导航系统,分别与每个辅助导航系统单独组合,构成了一组局部的误差状态卡尔曼滤波器——EKF 和/或 UKF。在输入给局部滤波器之前,参考导航结果可以先计算,或者在每个局部滤波器内部单独计算参考导航结果。后一种方法可以让局部滤波器对参考导航结果单独进行反馈闭环校正^[2]。每个局部滤波器对其导航传感器的组合,可以是集中式的或者级联式的,且每个局部滤波器不需要相同。

联邦组合导航的第二个阶段,是将局部滤波器的输出进行组合,形成组合导航结果。有很多种方法来对局部滤波器的输出进行组合。联邦组合的无重置版、融合重置版、清零重置版以及级联版,均在下面予以介绍。

16.1.5.1 无重置

图 16.8 给出了联邦无重置(federated no - reset, FNR)组合结构。这里,局部滤波器计算的导航结果和参考系统误差估计值,采用一个由式(16.4)和式(16.5)给出的单点融合算法进行组合^[3]。在融合算法更新时,原始参考导航参数的变化,可被用于更新组合导航输出。

对于那些可以接受通用 INS 辅助信息作为输入的黑盒导航系统,由于不存在级联方法内在的参数不易调整问题,比较适合采用 FNR 结构。通过测量一致性检查,局部滤波器输出还可用于完好性监测(见 17.4.1 节)。即使局部滤波器都可以接受融合算法算出的闭环校正参数,这些参数也只能反馈给参考系统,

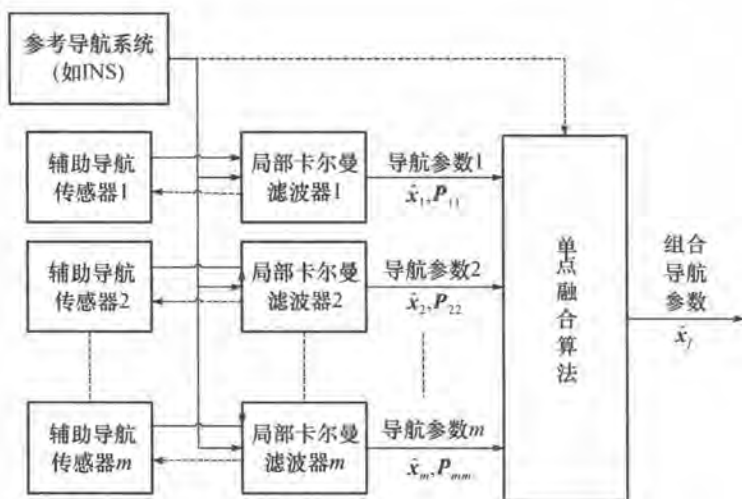


图 16.8 联邦无重置组合架构(误差状态)

否则,未建模的过渡过程会破坏局部滤波器的估计。另外,可以采用 INS 开环组合,但需要高精度的传感器。

FNR 结构的问题在于:由于参考导航系统为所有局部滤波器共用,因此这些导航参数不再独立,即 $P_{ij} \neq 0$ 。这样,局部滤波器参数的权值是次优的,并且组合导航参数的协方差 P_f 是过于乐观的。有一个变通的方法绕开这个问题,即对那些局部滤波器中与参考系统有关的状态,采用乘以局部滤波器个数 m 的方法,调高其初始误差协方差和系统噪声协方差^[4]。尽管这样做会过高地估计 (overestimated) 了这些状态的卡尔曼滤波器增益。

16.1.5.2 融合重置

联邦融合重置 (federated fusion - reset, FFR) 结构见图 16.9, 单点融合算法得到的状态估计和误差协方差反馈给了局部滤波器, 局部滤波器替换相应的状态以及误差协方差矩阵, 协方差矩阵要乘以系数 m ^[5]。这使得标定信息可以在所有子系统间共享, 并且由于没有级联的卡尔曼滤波器, 其需要的处理能力要比集中式组合低得多。局部滤波器可以用并行处理器实现。但由此带来的问题是: 怎样对每个局部滤波器中通用状态和局部状态的相关性进行建模。一个解决方法是每个局部滤波器并行地采用传统的卡尔曼滤波器^[6]。

FFR 结构有很多集中式结构的缺点: 与黑盒导航系统不相容, 不能提供用于完好性监测的子系统独立输出, 而且它比集中式结构复杂且性能更差^[7]。

16.1.5.3 归零重置

联邦归零重置 (federated zero - reset, FZR) 结构见图 16.10, 其采用一个卡尔曼滤波器来组合局部滤波器的输出。在输入给主卡尔曼滤波器后, 所有局部滤波器状态均置零, 并且相应的误差协方差矩阵元素置为初值^[3], 通过这种方

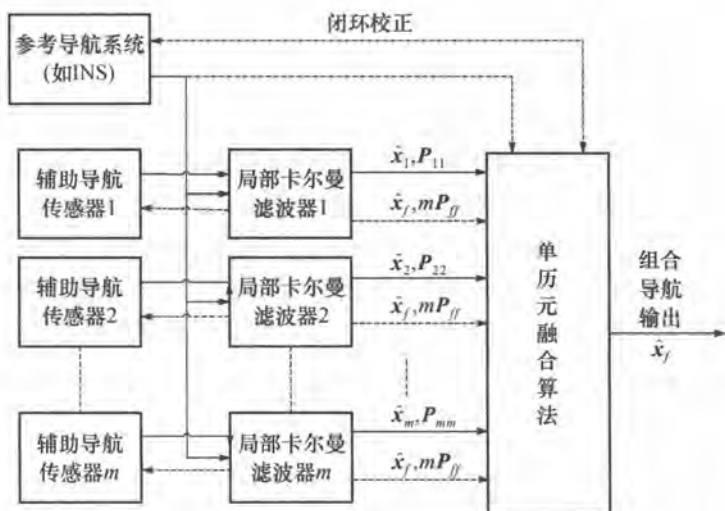


图 16.9 联邦融合重置架构(误差状态)

法, FZR 避免了滤波器的级联。那些没有传递给主滤波器的状态, 在其局部滤波器中保持不变。这种归零重置可以防止相同数据多次输入给主滤波器。与 FNR 和 FFR 结构不同, FZR 中不同局部滤波器的测量可以由主滤波器在不同时间点上处理。

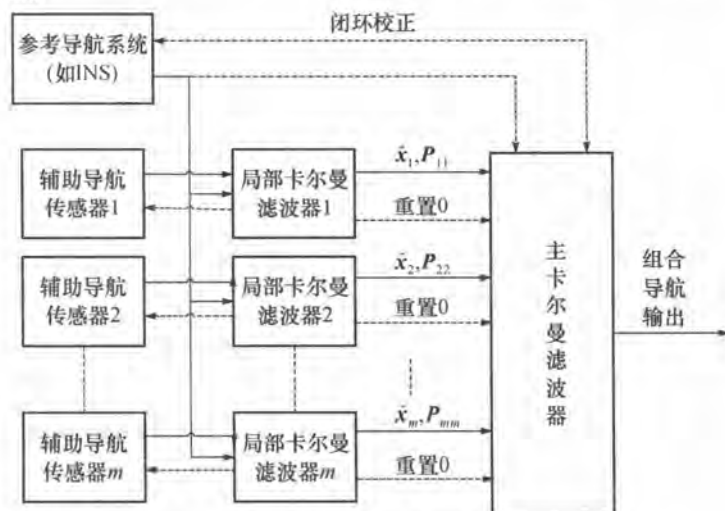


图 16.10 联邦归零重置架构(误差状态)

如果测量处理的频率比组合算法的运行频率快, FZR 架构非常有用。相干 INS/GPS 深组合(见 14.3.3 节)就是采用这种结构, 其在局部滤波器中处理信号跟踪, 而在主滤波器进行组合。

16.1.5.4 级联结构

图 16.11 给出了一个没有任何重置、采用卡尔曼滤波器对局部滤波器输出进行组合的联邦滤波器结构。由于主滤波器对局部滤波器进行了组合,因此滤波器是级联的,这就带来了测量噪声的时间相关问题(见 3.4.3 节)。如果任何一个局部滤波器也是级联的,则整个系统就是双重级联的。而且,局部滤波器输出之间、以及局部滤波器输出与参考系统之间的误差是相关。这种结构在使用时要非常小心,因为为了避免不稳定,需要仔细调整主卡尔曼滤波器参数,以产生实际的不确定性估计。该结构的唯一好处是兼容黑盒局部滤波器。

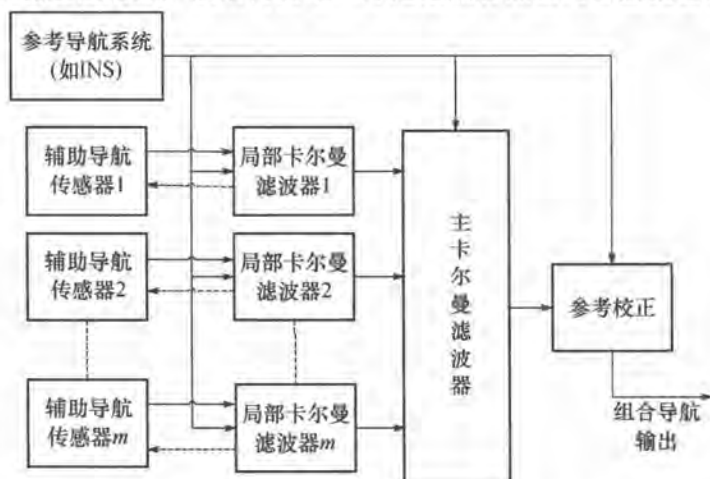


图 16.11 级联的联邦滤波器组合架构(误差状态)

16.1.6 混合组合结构

只要最后的处理环节是共用的,在一个组合导航系统中就可以采用不同的结构来处理组合中的各种传感器。这样,单点级联、单点集中、FNR 以及 FFR 架构可以混用,正如级联滤波、集中滤波、FZR 以及联邦级联架构一样,均可混用。但使用单点最小二乘融合算法来生成组合导航结果的结构,不能与使用卡尔曼滤波器的结构混用。当子导航系统的设计限制了所需结构的使用时,常采用混合结构。图 16.12 给出了一个 INS 与 GNSS 采用集中式组合、与 DME/TACAN 采用级联式组合、与 TRN 采用联邦-级联式组合的组合导航系统例子。

16.1.7 采用预测的全状态卡尔曼滤波器

采用预测的全状态卡尔曼滤波器,可用于定位系统组合时的集中、主滤波和局部卡尔曼滤波。也适用于速度测量噪声大于载体速度测量变化值的航迹推算传感器。

状态向量包括导航参数 x_{Nav}^y 以及参与组合的每个系统的误差状态 $x_{Sensor-i}$ 。

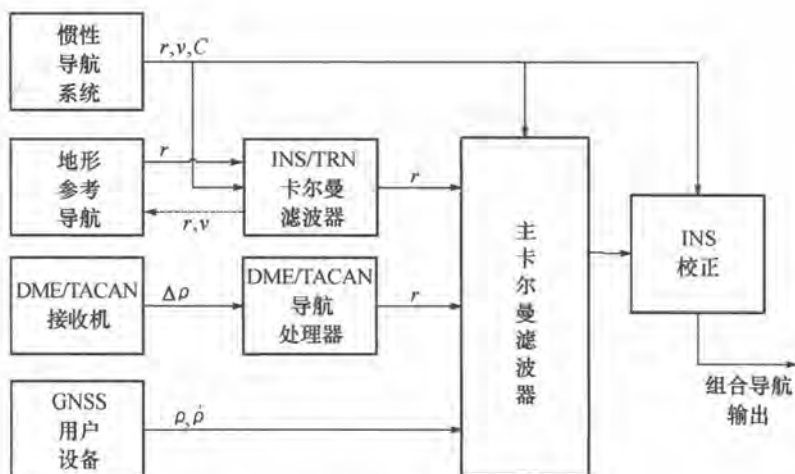


图 16.12 INS 与 GNSS 采用集中式、与 DME/TACAN 采用级联式、与 TRN 采用联邦级联式的混合组合导航系统

这样,专有名词“全状态”(total state)仅指导航结果状态。如果组合了 n 个传感器,状态向量表示为

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} x_{\text{Nav}}^\gamma \\ x_{\text{Sensor-1}} \\ x_{\text{Sensor-2}} \\ \vdots \\ x_{\text{Sensor-n}} \end{pmatrix}, \gamma \in i, e, n \quad (16.6)$$

ECI、ECEF 和当地导航坐标系下的导航参数为

$$\mathbf{x}_{\text{Nav}}^i = \begin{pmatrix} r_{ib}^i \\ v_{ib}^i \end{pmatrix}, \mathbf{x}_{\text{Nav}}^e = \begin{pmatrix} r_{eb}^e \\ v_{eb}^e \end{pmatrix}, \mathbf{x}_{\text{Nav}}^n = \begin{pmatrix} L_b \\ \lambda_b \\ h_b \\ v_{eb}^n \end{pmatrix}, \mathbf{x}_{\text{Nav}}^l = \begin{pmatrix} r_{lb}^l \\ v_{lb}^l \end{pmatrix} \quad (16.7)$$

如果组合了 DR 传感器,则需要将姿态作为状态加入系统。或者,组合全状态的位置、速度以及误差状态的姿态。

在全状态组合中,位置参数根据速度参数向前预测,这有助于平滑导航系统测量、辅助时间同步以及衔接导航系统测量的间断(比如在隧道中)。预测参数的精度依赖于载体的动态,因此必须正确建模其不确定性,以确保预测和传感器测量在导航参数中有正确的权值。预测在卡尔曼滤波器的系统模型中进行(见 3.2.3 节)。同样,用于 GNSS 导航滤波的预测(见 9.4.2.2 节),这一结构也具有通用性。

对于高动态应用,通过给卡尔曼滤波器加入加速度状态,可以提高导航参数

的预测性能。还可以增加力学模型来进一步提高预测性能。除了弹道导弹和制导炮弹,对于大多数空中、陆地和水下应用,实际的力学模型非常复杂,很难用其来提高预测性能。但对于空间应用,力学模型会非常精确(见 18.8 节)。

大多数传感器误差可以建模为随机游走或一阶马尔可夫过程。对于随机游走状态 x_{ri} ,状态的动态模型和系统噪声方差模型为

$$E\left(\frac{\partial x_{ri}}{\partial t}\right) = 0, Q_{ri} = S_{ri}\tau_x \quad (16.8)$$

式中: τ_x 为状态传播间隔; S_{ri} 为对产生随机游走的噪声的 PSD 的一个频率无关近似。一个指数相关、固定方差的一阶马尔可夫过程,其状态的动态和系统噪声方差模型由式(3.3)和式(14.85)给出。对所有子导航系统而言,不一定要估计所有误差状态。

卡尔曼滤波器、EKF 以及 UKF 的测量模型分别见 3.2.4 节、3.4.1 节、3.4.2 节。如果所有导航系统输出的测量是在同一个有效时间点上,则可以由卡尔曼滤波器一起处理,否则必须分开处理。类似于式(14.96)~式(14.100),每个传感器的测量新息向量为

$$\delta z_i^- = \hat{m}_i^- - \hat{m}_{Nav}^- \quad (16.9)$$

式中: $\hat{m}_i^-$ 为传感器 i (比如一个位置参数或者距离测量集合)输出的测量向量; $\delta \hat{m}_i^-$ 为卡尔曼滤波器估计的测量误差,由 $\hat{x}_{Sensor-i}^-$ 计算得到; $\hat{m}_{Nav}^-$ 为由预测导航参数 $\hat{x}_{Nav}^{\gamma-}$ 估计的 m 。

注意,必须使用系统模型来将估计的导航参数预测到下一个有效测量时间点上。因此测量矩阵有

$$H_{i,k}^{\gamma} = \left(-\frac{\partial m}{\partial x_{Nav}^{\gamma}} \quad 0 \quad \frac{\partial m}{\partial x_{Sensor-i}^{\gamma}} \quad 0 \right)_{x^{\gamma} = \hat{x}_k^{\gamma-}} \quad (16.10)$$

注意对于 $j \neq i$, $\partial m / \partial x_{Sensor-i}^{\gamma}$ 是零矩阵。GNSS 的测量模型见 9.4.2.3 节和 14.3 节,与航迹推算有关的模型见 16.2 节,陆基无线电导航和环境特征匹配的测量模型分别见 16.3 节。

多传感器组合导航系统的一个问题是,由于不同传感器的工作周期不同,不同传感器间数据处理的延时也不同,得到测量值的时序与其实际测量时序可能不严格一致。在接受测量前,多时间点上的故障检测也会给测量带来延时(见 17 章)。最简单的解决方法是对短延时的测量进行延时处理,以便测量可以按照其实际测量时序处理。但这种处理给组合导航输出带来延迟。另一种方法是用系统模型进行时间更新(传播),每次均更新到一个测量值的测量时间(见 3.3.4 节)。

16.1.8 误差状态卡尔曼滤波

在误差状态的多传感器组合导航中,利用其他子导航系统的测量对参考导航系统的导航参数进行校正,校正后的导航参数构成组合导航输出。参考系统必须是 INS 或航迹推算系统。如果使用的是非惯性的航迹推算,则测量速度或行驶距离的传感器必须与姿态测量传感器组合,这样导航参数才可以投影到 ECI、ECEF 或者当地导航坐标系上。参考导航参数取代了全状态卡尔曼滤波器中的预测参数。

状态向量包括参考导航系统的误差状态 x_{Ref}^γ 、其他辅助系统的误差状态 $x_{\text{Sensor}-i}$ 。若辅助导航传感器个数为 n ,则状态向量为

$$x^\gamma = \begin{pmatrix} x_{\text{Ref}}^\gamma \\ x_{\text{Sensor}-1} \\ x_{\text{Sensor}-2} \\ \vdots \\ x_{\text{Sensor}-n} \end{pmatrix}, \gamma \in i, e, n, l \quad (16.11)$$

参考导航系统误差状态包括姿态、速度和位置误差,以及参考传感器误差 $x_{\text{Sensor}-\text{Ref}}$,见 5.7 节定义。这样,ECI、ECEF 和当地导航坐标系以及当地水平坐标系下的误差状态为

$$x_{\text{Ref}}^i = \begin{pmatrix} \delta\psi_{ib}^i \\ \delta v_{ib}^i \\ \delta r_{ib}^i \\ x_{\text{Sensor}-\text{Ref}} \end{pmatrix}, x_{\text{Ref}}^e = \begin{pmatrix} \delta\psi_{eb}^e \\ \delta v_{eb}^e \\ \delta r_{eb}^e \\ x_{\text{Sensor}-\text{Ref}} \end{pmatrix}, x_{\text{Ref}}^n = \begin{pmatrix} \delta\psi_{nb}^n \\ \delta v_{nb}^n \\ \delta p_b \\ x_{\text{Sensor}-\text{Ref}} \end{pmatrix}, x_{\text{Ref}}^l = \begin{pmatrix} \delta\psi_{lb}^l \\ \delta v_{lb}^l \\ \delta r_{lb}^l \\ x_{\text{Sensor}-\text{Ref}} \end{pmatrix} \quad (16.12)$$

这里 δp_b 由式(14.51)定义。INS 系统模型见 14.2 节,DR 系统模型见 16.2 节。辅助传感器的系统模型与全状态组合中的一致。

对比全状态组合,每个辅助传感器的测量新息向量和测量矩阵为

$$\delta z_i^- = \tilde{m}_i - \delta \hat{m}_i^- - \hat{m}_{\text{Ref}}^- \quad (16.13)$$

和

$$H_{i,k}^\gamma = \left(-\frac{\partial \tilde{m}}{\partial x_{\text{Ref}}^\gamma} \quad 0 \quad \frac{\partial \tilde{m}}{\partial x_{\text{Sensor}-i}} \quad 0 \right)_{x^\gamma} = \hat{x}_k^{\gamma-} \quad (16.14)$$

式中: $\hat{m}_{\text{Ref}}^-$ 为校正后参考导航参数 m 的估计值。

如 16.1.7 节所述,由于不同的子系统延迟不同,借助于对测量时间点上的参考导航结果进行存储和处理,可以实现测量新息的时间同步(见 3.3.4 节)。

如果使用合理的参考导航结果,不同时间点上的测量值可以一起处理。对卡尔曼滤波系统模型进行时间更新(传播),更新到相应的测量时间点,可以处理长延迟的同步(见 3.3.4 节)。

辅助传感器的测量模型与全状态组合一样。对于位置和速度误差,则存在一个符号变化,因此有

$$\frac{\partial m}{\partial \delta v_{\beta\alpha}^y} = -\frac{\partial m}{\partial v_{\beta\alpha}^y}, \quad \frac{\partial m}{\partial \delta r_{\beta\alpha}^y} = -\frac{\partial m}{\partial r_{\beta\alpha}^y}, \quad \frac{\partial m}{\partial \delta p_b} = -\frac{\partial m}{\partial p_b} \quad (16.15)$$

在测量更新后,如 14.1.1 节所述,可以采用与惯性导航参数相同的校正方式,对航迹推算参考导航参数进行开环或闭环校正。

只要参考导航参数的有效时间在所有任何辅助传感器之前,有效时间上的误差状态卡尔曼滤波器就可以处理时间上乱序的测量输出。但正如 3.3.4 节讨论的,如果传感器有不同的工作周期和处理延迟,则对参考导航参数的多次重复闭环反馈校正问题,会在多传感器系统中被放大。因此为了保证系统稳定,卡尔曼滤波器必须仔细设计。

如 14.1.1 节所述,在系统模型中包含参考导航系统导航方程,这样的全状态卡尔曼滤波器,与相应的误差状态卡尔曼滤波器加上参考系统导航方程在数学上等价,因此这里不再单独讨论。

16.1.9 主模式与备份模式

在一些组合结构中,只有在称作主系统的子系统不可用或者不可靠时,被称作备份系统的另一个子系统,才会在组合导航参数中起作用。通常,一个更精确的技术(比如 GNSS)会作为主系统,与一个精度不高的技术(如 ELoran)作为备份系统,进行组合。此时组合系统有两种模式:使用主系统的主模式和使用备份系统的备份模式。在主模式下,主要的子系统的导航结果可用于标定备份系统的误差,标定算法可以用基于卡尔曼滤波的、或者 ANN 的算法,见图 16.13。

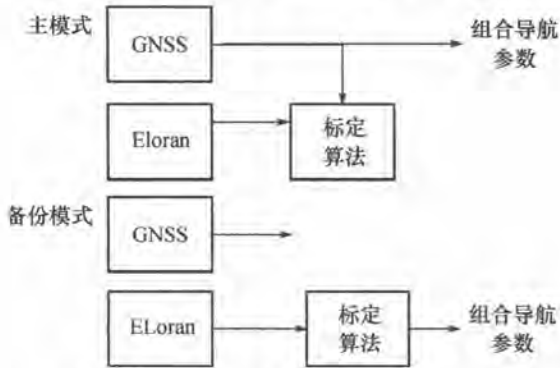


图 16.13 组合结构之主模式与备份模式

在更复杂的组合结构中,一些子系统采用主模式,一些子系统采用备份模式,一些子系统则兼采用两种模式。图 16.14 给出的例子中,GNSS 为主系统,ELoran 为备份系统,而惯性导航作为共用的传感器。

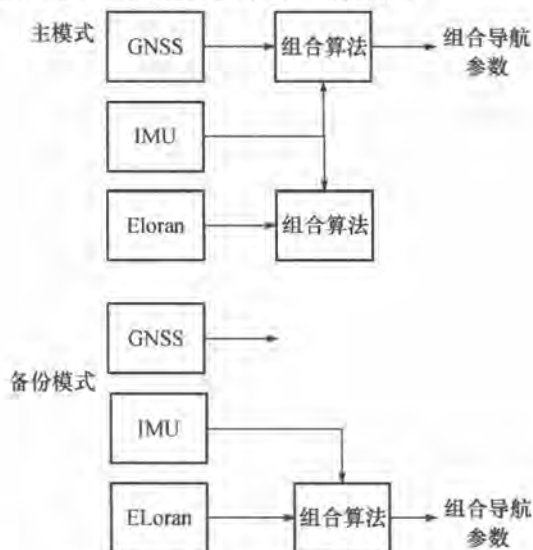


图 16.14 GNSS、ELoran 和惯性导航以主模式与备份模式方式进行的误差状态组合结构

一个备份子系统也可以用来初始化主要子系统,从而构成一个分层的定位。一个近似的位置可以通过缩小搜索空间来辅助 GNSS 信号捕获(见 10.5.1 节)。同样的方法也可以帮助其他基于测距的定位系统。模式匹配定位技术需要近似的位置来定义其搜索区域。同样地,那些采用环境特征识别的定位技术,通常也需要近似的位置,用于确定待搜索的特征数据库的范围,以及限定可能匹配解的数量。

总之,主模式和备份模式可以用来组合一个精度不高但鲁棒性好、且不存在模糊解的定位技术,和另一个更精确但鲁棒性比较差和/或存在模糊解的技术。这类似于无线电中组合基于调制与基于载波的测量。

16.1.10 场景自适应模式

正如在 1.4.2 节和其他地方讨论的,很多导航技术是场景相关的,即依赖于环境和载体或者用户行为的一些先验知识。不同的环境,尤其是室内,可以采用不同类型的无线电信号。全状态卡尔曼滤波器(比如 GNSS 导航滤波器)的参数优化依赖于用户的动态。对于道路上的车辆、火车、室外的行人以及室内行人(见 13.1 节),必须采用不同的地图匹配算法。处理 IMU 数据的方法,比如在 PDR 中使用的步态检测,车辆运动约束的使用,也都是场景相关的。

自适应模式对于多场景的应用非常重要,比如需要在室内、室外以及车内均正常工作的手持式导航设备。要做到最优性能,则导航系统必须与其所在的场景相适应。图 16.15 描述了场景自适应的(或者认知的)导航系统结构。组合导航参数和传感器的测量值,输入给一个场景检测算法,这个算法来选择工作模式,模式中包含了场景适应的传感器处理算法和组合算法。一些算法可能仅仅用于一种模式,而其他则会以不同的参数用于多种模式。一旦模式变化,一些状态的估计值以及它们的误差协方差,会从老的算法传递给新的算法,而其他的则会重置。

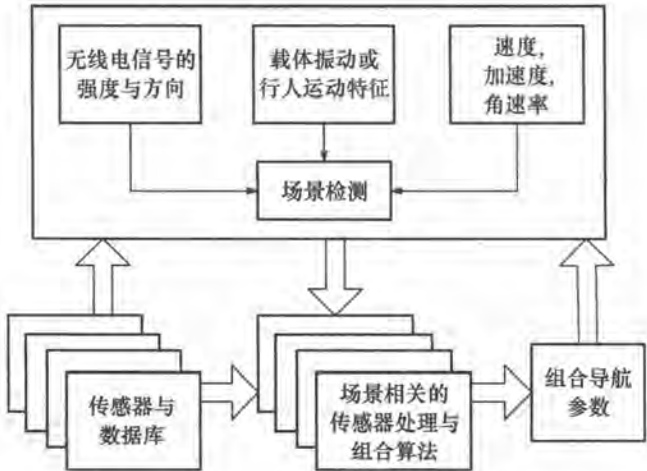


图 16.15 自适应场景的导航系统

行为的场景检测算法,必须决定导航系统是在载体上还是行人上,以及它是运动还是静止。有时区分载体的类型以及载体和行人的运动类型也很有用。

载体类型可以通过其运动来识别,飞机要比船和陆地车辆跑的快得多,并且飞行高度也可以变化很剧烈。相反,行人要比几乎所有运动载体慢得多,并且可以突然停止和改变方向。载体也可以根据其振动特征来识别,这些振动特征包括引擎的振动、由空气湍流引起的振动、海浪引起的或者不规则路面带来的振动。

如果载体装有短距离通信系统,则一个移动设备可以用它来判断该设备是否在载体的附近,并识别该载体。但还需要更多的信息来确定设备是否在载体里面。

步行表现出明显的特征,采用惯性传感器可以识别这些特征,见 6.4 节的讨论。这些运动特征与运动的类型(比如走或跑)以及传感器在身体上的位置有关,这些特征在不同人身上也有差异。

用于行人和陆地车辆(包括机器人)的静止检测见 15.3 节的讨论。当导航系统静止的时间比较长时,因为导航结果不会变化,大多数导航子系统都应该关

掉来省电。车载导航系统在工作模式和待机模式间切换,并且只有当车辆在用的时候,才会给车载导航系统供电。但对于自主导航系统,必须自身完成待机模式的切换,并且使用最少的传感器信息再次激活自己进入工作模式。一个低精度加速度计可用于简单运动的检测。对于移动设备,当用户开始与导航系统交互,或者一个应用程序需要位置信息时,也应该可以重新激活导航系统。

环境的场景可以使用无线电信号来检测,比如 GNSS 或者 Wi-Fi。在开放环境中,可以从所有方向得到强 GNSS 信号,但在城市环境,只能从一定的方向获得极少的强信号。在建筑物内部,几乎所有 GNSS 信号都要比外面弱。应该也可以检测接收机天线是否在车里。

Wi-Fi 信号随环境的变化刚好与 GNSS 相反。在室内,可以接收到很多高强度的 WLAN AP 信号,并且其 RSS 变化很大。在城市环境,可以收到更多的 WLAN AP 信号,但信号强度要低得多^[8]。而在开阔环境,即便有,也只是很少的 AP 信号能够收到。

对于移动设备,环境的场景检测也可以使用那些本不是用于导航的传感器,比如麦克风以及环境光线传感器。但一定环境下的声和光,其强度会随着每天的时间、季节、天气以及环境内的活动而变化。

16.2 航迹推算、姿态和高度测量

在误差状态组合中,航迹推算系统(见第 6 章)可以作为参考系统,也可以作为辅助导航系统(见 16.1 节)进行组合。这两种方法中的航迹推算系统传感器误差的系统模型很大程度上是通用的。如果使用了 INS,则 INS 总是参考系统,而 DR 作为辅助系统进行组合。这是因为惯性传感器的测量频率高,并且必须据此获得速度和姿态,然后组合。航迹推算系统也可以作为全状态组合的组成部分,就像误差状态组合中作为辅助系统进行组合一样。本节均假设采用基于滤波的组合结构。

航迹推算参考系统可以是二维或者三维的。不管如何,其必须引入一个姿态或航向测量系统,以及一个行驶的距离或者速度的测量系统。若速度/距离测量只是水平方向的,则参考系统还需要包含一个单独的高度测量。但若有多个航迹推算系统提供相同的测量类型(比如角运动或线运动),则只能用一个作为参考。14.4.4 节讨论的 INS 大方位角误差处理技术,也适用于其他航迹推算系统。

如 6.3~6.5 节所述,从辅助传感器获得的姿态和速度/距离测量,可以联合起来给出投影到 ECI、ECEF、当地导航坐标系、或者当地切平面坐标系下的速度/距离。但如果把这些量分开处理,就可以进行完好性监测,比如测量新息滤波(见 17.3.1 节)。分开处理允许接受一个传感器的测量而拒绝另一个传感器

的测量。

组合算法对系统误差进行估计,这些估计可以反馈给航迹推算系统,也可以校正航迹推算系统的传感器测量值。如 16.1 节所述,作为闭环校正反馈给子系统的那些卡尔曼滤波器估计,在校正后其对应的状态都要清零。因此一旦航迹推算子系统获得了一个校正量,这个校正量应该校正所有后续的传感器测量值,而后续的校正量应该叠加到已有的校正量上(而不是替换原有的)。

通过初始化其导航结果,或者对其校正,可以辅助一个只计算自身导航结果的航迹推算系统。定位系统的结果可以直接初始化其位置。但校正信息通常由组合算法提供。校正的方法与惯性导航一样。

反过来,与惯性导航一样,航迹推算系统或者导航传感器的组合,可以用来辅助 GNSS 的捕获与跟踪(见 14.1.4 节)。使用航迹推算系统辅助其他定位系统的讨论见 16.3.7 节。

本节首先讨论姿态测量的组合,然后是高度和深度测量、里程计、使用步态检测 PDR 以及多普勒雷达/声纳。其他航迹推算传感器的组合,包括视觉里程计/地形参考航迹推算,遵循同样的原理。另外,CD 中的附录 I 给出了另外一种实现,这种实现采用直角坐标的当地导航坐标系位置误差,或者体坐标系下的姿态误差,并给出了怎样估计时间同步误差的方法,其中时间同步误差作为卡尔曼滤波器的状态。

16.2.1 姿态

6.1 节讨论的姿态传感器的测量,可以作为辅助传感器或者参考的导航系统的一部分进行组合。这里首先讨论了磁航向的组合,然后是其他类型的航向测量、加速度计调平测量以及 AHRS 传感器组合的卡尔曼滤波器实现。

16.2.1.1 磁航向

如果卡尔曼滤波器中磁罗盘(见 6.1.1 节)是作为辅助传感器来组合,则测量新息为

$$\delta z_{M,k} = (\tilde{\psi}_{mb} - \delta \hat{\psi}_{mb} + \hat{\alpha}_{nE} - \hat{\psi}_{nb})_k \quad (16.16)$$

式中: $\tilde{\psi}_{mb}$ 为磁航向; $\delta \hat{\psi}_{mb}$ 为磁航向误差,由磁罗盘卡尔曼滤波器状态 x_M 进行估计; $\hat{\alpha}_{nE}$ 为根据地磁模型计算的磁偏角; $\hat{\psi}_{nb}$ 为组合航向输出,包含校正后的 INS、AHRS、陀螺或者差分里程计给出的航向。

若状态向量定义为

$$x^\gamma = \begin{pmatrix} \delta \psi_{\gamma h}^\gamma \\ \vdots \\ x_M \end{pmatrix}, \gamma \in i, e, n, l \quad (16.17)$$

式中: $\delta \hat{\psi}_{\gamma b}^{\gamma}$ 为整个姿态误差; 测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{M,k}^{\gamma} = \begin{pmatrix} -\frac{\partial \tilde{\psi}_{nb}}{\partial \delta \tilde{\psi}_{\gamma b}^{\gamma}} & 0 & \frac{\partial \tilde{\psi}_{mb}}{\partial x_M} \end{pmatrix}_{x^{\gamma}} = \hat{x}_k^{\gamma-} \quad (16.18)$$

应用小角度近似有

$$\frac{\partial \tilde{\psi}_{nb}}{\partial \delta \tilde{\psi}_{\gamma b}^{\gamma}} \approx (0 \quad 0 \quad 1) \mathbf{C}_{\gamma}^n \quad (16.19)$$

对作为卡尔曼滤波器状态予以估计的磁强计误差, 其选择应根据具体的应用而变化。如果磁罗盘软件能够充分校正硬铁和软铁设备的影响, 并且其影响在校正后不变, 那么在组合算法中不需要作进一步标定。否则卡尔曼滤波器可以估计由式 (6.10) 定义的体坐标系上的硬铁和软铁磁场 $\mathbf{b}_m$ 和 $\mathbf{M}_m$, 或者式 (6.11) 定义的航向域上的硬铁和软铁标定系数 c_{h1} 、 c_{h2} 、 c_{s1} 和 c_{s2} , 通常则只有硬铁磁场需要估计。为了观测航向域上的设备磁场系数, 载体必须转弯。而若要完全观测体坐标系上的完整磁场系数, 还需要载体作绕俯仰和滚动轴的机动。这样, 对于水下和陆地应用, 航向域模型更好。

若要估计航向域上的标定系数, 则磁罗盘误差状态向量为

$$\mathbf{x}_M = \begin{pmatrix} c_{h1} \\ c_{h2} \\ c_{s1} \\ c_{s2} \end{pmatrix} \quad (16.20)$$

测量矩阵的系数为

$$\left. \frac{\partial \tilde{\psi}_{mb}}{\partial x_M} \right|_{x^{\gamma}} = \hat{x}_k^{\gamma-} = (-\sin \tilde{\psi}_{mb} \quad -\cos \tilde{\psi}_{mb} \quad -\sin 2\tilde{\psi}_{mb} \quad -\cos 2\tilde{\psi}_{mb})_k \quad (16.21)$$

估计的磁航向误差为

$$\delta \hat{\psi}_{mb} = -(\hat{c}_{h1} \sin \tilde{\psi}_{mb} + \hat{c}_{h2} \cos \tilde{\psi}_{mb} + \hat{c}_{s1} \sin 2\tilde{\psi}_{mb} + \hat{c}_{s2} \sin 2\tilde{\psi}_{mb}) \quad (16.22)$$

根据地磁场模型, 卡尔曼滤波器也可以估计磁偏角随区域或者时间的变化。为了观测磁偏角的变化, 则航向误差对位置测量的可观性必须很强。这一可观性通过速度误差的增长体现 (见 14.2.1 节和 14.3.4 节)。

对于陆地应用, 磁航向测量经常受当地磁异常的影响 (见 6.1.1 节)。鉴于此, 磁罗盘不应该作为参考传感器参与组合。而且为了避免污染组合导航参数, 应该识别和拒绝磁强计的异常测量。这可以通过测量新息滤波 (见 17.3.1 节) 和/或对磁通密度测量进行阈值比较 (见 6.1.1 节) 来实现。

只要外部磁场是恒定的,即便有磁异常,传感器的旋转也会引起三轴磁强计测量的变化。因此磁强计也可以用来测量角速率,在一个磁角速率更新(magnetic angular rate update, MARU)中,这个角速率可以用来标定陀螺误差^[9]。只要检测到磁强计是静止的(见 15.3.1 节),就可以进行 MARU。对于安装在脚上的步行惯性测量系统,每一个行走过程中的瞬时静止阶段,都可以实施 MARU。更一般地,只要测量的磁通密度幅度时间变化足够小、从而可以判断为一个准静态场(quasi-static field, QSF),就可以触发一个 MARU^[10]。

16.2.1.2 航向测量组合

假设载体基本水平,则通过对捷联方位轴陀螺的输出进行积分(见 6.1.3 节),可以获得航向。在误差状态组合架构中,这个积分作为参考航向,而其他传感器作为辅助测量。方位陀螺的零偏可以作为状态进行估计,并通过方位误差估计值的变化来观测(见 14.3.4 节),其系统模型与 INS 组合的模型一样(见 14.2 节)。陀螺零偏也可以根据零角速率更新(见 15.3.3 节)来观测。在全状态组合结构中,组合算法把陀螺给出的方位角速率作为测量值输入量。

舰船的陀螺罗经(见 6.1.2 节)可以直接给出航向测量,陆地车辆可以根据车辆轨迹直接计算得到航向。在没有陀螺时,这些信息可以作为参考航向,也可以作为辅助传感器组合。这些航向测量带有与时间相关的误差。若在组合中作为参考信息,则这些误差建模为组合航向误差 $\delta\psi_{nb}$,其变化则建模为系统噪声。

若在组合中作为辅助测量,则应该估计传感器的方位偏差 b_ψ 。一个比较恰当的测量新息为

$$\delta z_{\tilde{\psi},k} = (\bar{\Psi}_{nb,\psi} - \hat{\Psi}_{nb} - \hat{b}_\psi)_k^- \quad (16.23)$$

式中: $\hat{\Psi}_{nb}$ 为经过校正的组合航向结果; $\tilde{\psi}_{nb,\psi}$ 为航向传感器测量值;通过适当地加減 2π , $\delta z_{\tilde{\psi},k}$ 必须限定在 $-\pi \sim \pi$ 之间。

定义状态向量

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma b} \\ b_\psi \\ \vdots \end{pmatrix}, \gamma \in n, l \quad (16.24)$$

测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{\psi,k}^l = (-1 \quad 1 \quad 0) \quad (16.25)$$

通过对差分里程计测量进行积分(见 6.3.2 节),也可以获得航向参考。里程计组合见 16.2.3 节。

组合后的航向测量系统(见 6.1.5 节),其输出也可以作为单个的测量值,与其他导航传感器组合,从而形成级联架构(见 16.1.3 节)。然而,将这些子传感器采用集中式架构进行组合,可以使得误差建模更具代表性。

16.2.1.3 加速度计调平

如果还有其他姿态传感器,则加速度计调平往往作为辅助系统(除非另有说明,这里滚动角和俯仰角直接计算,见 6.1.6 节)。其测量新息,是校正后的加速度计给出的滚动角和俯仰角(用下标 A 表示)与组合的滚动角和俯仰角结果(无下标)的差值:

$$\delta \mathbf{z}_{L,k} = \begin{pmatrix} \hat{\phi}_{nbA} - \hat{\phi}_{nb} \\ \hat{\theta}_{nbA} - \hat{\theta}_{nb} \end{pmatrix}_k \quad (16.26)$$

这里,根据式(5.101),可以使用加速度计零偏 b_a 的估计值对水平测量进行校正,即

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{nbA} = \arctan_2[-\hat{f}_{ib,y}^b, -\hat{f}_{ib,z}^b] \\ \hat{\theta}_{nbA} = \arctan\left[\frac{\hat{f}_{ib,x}^b}{\sqrt{\hat{f}_{ib,y}^{b2} + \hat{f}_{ib,z}^{b2}}}\right] \end{cases} \quad (16.27)$$

其中

$$\hat{f}_{ib}^b = \hat{f}_{ib}^b - \hat{b}_a \quad (16.28)$$

加速度计零偏的系统模型与 INS 加速度计的(见 14.2 节)相同。若有其他姿态新息如陀螺或者 GNSS 姿态,则加速度计零偏可观。若使用了陀螺,为了估计加速度计零偏,导航系统必须绕滚动或者俯仰轴旋转,且陀螺零偏不能太大。

定义状态向量为

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma^b}^\gamma \\ b_a \\ \vdots \end{pmatrix}, \gamma \in i, e, n, l \quad (16.29)$$

测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{L,k}' = \begin{pmatrix} -\frac{\partial\phi_{nb}}{\partial\delta\psi_{\gamma^b}^\gamma} & \frac{\partial\phi_{nbA}}{\partial f_{ib}^b} & 0 \\ -\frac{\partial\theta_{nb}}{\partial\delta\psi_{\gamma^b}^\gamma} & \frac{\partial\theta_{nbA}}{\partial f_{ib}^b} & 0 \end{pmatrix}_{x,y} = \hat{\mathbf{x}}_e^{\gamma-} \quad (16.30)$$

其中

$$\begin{pmatrix} \partial\phi_{nbA}/\partial f_{ib}^b \\ \partial\theta_{nbA}/\partial f_{ib}^b \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} 0 & \frac{f_{ib,z}^b}{f_{ib,y}^{b2} + f_{ib,z}^{b2}} & \frac{-f_{ib,y}^b}{f_{ib,y}^{b2} + f_{ib,z}^{b2}} \\ \frac{f_{yz}}{f_{xyz}^2} & \frac{-f_{ib,x}^b f_{ib,y}^b}{f_{xyz}^2 f_{yz}} & \frac{-f_{ib,x}^b f_{ib,z}^b}{f_{xyz}^2 f_{yz}} \end{pmatrix}, \begin{cases} f_{yz} = \sqrt{f_{ib,y}^{b2} + f_{ib,z}^{b2}} \\ f_{xyz}^2 = f_{ib,x}^{b2} + f_{ib,y}^{b2} + f_{ib,z}^{b2} \end{cases} \quad (16.31)$$

应用小角度近似,有

$$\begin{pmatrix} \partial\phi_{nb}/\partial\delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} \\ \partial\theta_{nb}/\partial\delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{C}_{\gamma}^b \quad (16.32)$$

滚动和俯仰测量噪声协方差为

$$\begin{aligned} R_L &= E \left[\begin{pmatrix} \delta\phi_{nb\Lambda} \\ \delta\theta_{nb\Lambda} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta\phi_{nb\Lambda} \\ \delta\theta_{nb\Lambda} \end{pmatrix}^T \right] \\ &= \begin{pmatrix} \partial\phi_{nb\Lambda}/\partial f_{ib}^b \\ \partial\theta_{nb\Lambda}/\partial f_{ib}^b \end{pmatrix}_{x^{\gamma}} = \hat{\mathbf{x}}_b^{\gamma} \begin{pmatrix} \sigma_{a,x}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{a,y}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{a,z}^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \partial\phi_{nb\Lambda}/\partial f_{ib}^b \\ \partial\theta_{nb\Lambda}/\partial f_{ib}^b \end{pmatrix}_{x^{\gamma}}^T = \hat{\mathbf{x}}_b^{\gamma} \quad (16.33) \end{aligned}$$

式中: $\sigma_{a,x}^2$ 、 $\sigma_{a,y}^2$ 和 $\sigma_{a,z}^2$ 为加速度计测量误差的方差(见 4.4 节),且不包括作为状态估计的零偏。

通过对加速度计的连续多个输出进行平均,来获得调平测量,因此测量噪声对方差的影响与这个平均的个数成反比。注意最优的平均时间间隔,与加速度计的噪声以及载体的动态范围有关。系统性的误差因素包括标度因数,交叉耦合以及高阶误差项。由于这些误差源与重力的耦合通常都被包纳入零偏项,那么这些系统性误差应该建模为加速度的函数,前提是加速度已知。

16.2.1.4 航姿参考系统(AHRS)

如果 AHRS(见 6.1.8 节)的传感器组合进了卡尔曼滤波器,则陀螺应该作为参考系统,而其他传感器作为辅助测量,见 16.2.1.1 节和 16.2.1.3 节。合适的状态向量为

$$\mathbf{x}^{\gamma} = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} \\ \mathbf{b}_a \\ \mathbf{b}_g \\ \mathbf{x}_M \end{pmatrix}, \gamma \in i, e, n, l \quad (16.34)$$

这里,对姿态误差 $\delta\psi_{\gamma b}^{\gamma}$ 和陀螺偏 $\mathbf{b}_g$ 的建模,应该与 INS 中的一样(见 14.2 节)。

AHRS 姿态结果也可以作为一个独立单元,与其他传感器组合,从而形成级联结构(见 16.1.3 节);或者作为集中结构(见 16.1.4 节)中的分传感器。集中结构可以更好地对姿态误差建模,但需要更多的处理能力。

如果 AHRS 与定位系统组合,如 GNSS,位置测量就可以用于估计加速度修正量,从而校正水平测量^[11]。由于对俯仰和滚动的校正是惯性与定位系统组合的固有部分(见 14.2.1 节和 14.3.4 节),因此一个更有效的解决方法是:当定位系统可用时,在 INS 模式下对低精度 IMU 数据作简单处理,而 AHRS 水平测量作为恢复模式只用于定位系统失效时的情况^[12]。

16.2.2 高度和深度

气压、雷达或者声纳的高度与深度测量(见 6.2 节),可以作为参考或者辅助传感器进行组合。如果它们构成参考系统,则其系统误差就要建模为卡尔曼滤波器中的高度和垂直速度误差状态。如果它们作为辅助传感器组合,则需要专门的误差状态。

对于工作在地球表面的气压和深度压力传感器,只需要估计零偏。而且只要有任何其他高度信息,如 GNSS,则零偏可观。对于空中和水下应用,还需要估计标度因数误差。此时需要垂直方向的运动才能让标度因数误差可观。对于雷达高度计,不需要估计误差,除非地形高度数据库有偏差。对于声纳高度计测量,标度因数误差的估计需要考虑声速的影响。

对于作为辅助传感器的气压或深度组合,若其偏差 b_b 和标度因数误差 s_b 需要估计,则测量新息为

$$\delta z_{\bar{b},k} = [\bar{h}_{bB} - \hat{b}_b - \hat{h}_b(1 + \hat{s}_b)]_k \quad (16.35)$$

式中: $\bar{h}_{bB}$ 为气压高度测量; $\hat{h}_b$ 为组合后的大地高度。

如果状态向量为

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \delta h_b \\ \vdots \\ b_b \\ s_b \end{pmatrix} \quad (16.36)$$

测量矩阵则为

$$\mathbf{H}_{B,k} \approx (-1 \quad 0 \quad 1 \quad \hat{b}_{b,k}) \quad (16.37)$$

这里忽略了误差状态的乘积项。同样的模型适用于雷达和声纳高度计,但误差状态更少。

气压测量噪声方差 $\mathbf{R}_B$, 包括测量噪声对应的常值项,与相关时间成比例,以及由于受响应延迟的影响而引起的与垂直速度平方成比例的一部分。对于雷达和声纳,测量噪声协方差 $\mathbf{R}_B$ 应该随雷达覆盖面积以及地形平整程度而变化。

气压高度计的零偏和标度因数误差,主要受天气的影响,因此同一片区域的多个用户,其误差有共同部分。因此,在协同定位系统中,参与者可以共享这些误差的估计值。

16.2.3 里程计

里程计和轮速传感器测量的组合(见 6.3 节),需要将标度因数误差作为卡尔曼滤波器的状态进行估计。如果测量的是所有单个车轮的速度,则每个车轮

需要一个标度因数误差状态。对应于每个车轮的状态,可以记为 s_{orL} 、 s_{orR} 、 s_{ofL} 和 s_{ofR} , 这里 r 表示后轮, f 表示前轮, L 表示左, R 表示右。或者对每对轮胎估计一个标度因数的平均值和差值:

$$\begin{cases} s_{or} = \frac{1}{2}(s_{orL} + s_{orR}), & s_{\Delta or} = s_{orL} - s_{orR} \\ s_{of} = \frac{1}{2}(s_{ofL} + s_{ofR}), & s_{\Delta of} = s_{ofL} - s_{ofR} \end{cases} \quad (16.38)$$

只要有独立的定位信息,并且定位之间车辆运动过,平均标度因数误差就可观。要让差分标度因数误差可观,车辆必须转弯。注意,假设的车辆宽度 T_r 和 T_f 的误差不是独立可观的,会被纳入相应的差分标度因数差状态 $s_{\Delta or}$ 和 $s_{\Delta of}$ 。

轮胎的磨损是影响标度因数变化的主要长期项因素,温度变化则是主要的短期项因素。每对轮子的标度因数误差是非常相关的。对于单轮的标度因数状态,初始误差协方差矩阵 P_0^+ 和系统噪声协方差矩阵 Q 的非对角线元素必须不为零。标度因数误差状态的均值和差值之间是互不相关的。均值的初始不确定性和系统噪声要大一些。如果使用传动轴进行测量,则只需要估计 s_{or} 或者 s_{of} 。

如果组合时里程计作为参考导航系统的一部分,应该对原始里程计的测量实施俯仰角校正,见 6.3 节的讨论,这样位置增量是在水平面内的。如果俯仰角未知,则需要建模附加的系统噪声。标度因数误差对导航参数的影响在系统模型中表示^[13]。考虑只估计后轮传感器的 s_{or} 和 $s_{\Delta or}$, 以及位置、姿态或方位误差,但没有速度误差,则状态模型为

$$\delta r_{\gamma b}^{\gamma} = C_n^{\gamma} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} C_{\gamma}^n v_{\gamma b}^{\gamma} s_{or}, \gamma \in i, e \quad (16.39)$$

或者

$$\begin{cases} \delta L_b = \frac{v_{eb,N}^n}{R_N(L_b) + h_b} s_{or} \\ \delta \lambda_b = \frac{v_{eb,E}^n}{[R_E(L_b) + h_b] \cos L_b} s_{or} \end{cases} \quad (16.40)$$

并且,根据式(6.33),有

$$\delta \hat{\psi}_{\gamma b}^{\gamma} \approx C_{n1,3,3}^{\gamma} \left(\hat{\psi}_{nb} s_{or} + \frac{v_{er}}{T_r} s_{\Delta or} \right), \gamma \in i, e, n \quad (16.41)$$

式中: $C_{n1,3,3}^{\gamma}$ 是 C_n^{γ} 的第三列; T_r 是车后轮距的宽度, R_N 和 R_E 由式(2.105)和式(2.106)给出,并忽略地球旋转速度和转移速度,假设里程计只在水平面内测量。

如果里程计测量作为辅助传感器,或者使用全状态组合,则对单轮速度测量

有很多种不同的处理方法。这些测量,可以组成一个当地导航系、ECEF 或者 ECI 坐标系下的速度或所行驶的距离,也可以表示成体坐标系下的前向速度或所行距离,再加上一个航向角速率或航向变化。或者分开处理每个轮的测量信息。任何一种处理提供的信息都是相同的。如果使用的是传动轴传感器,则只能得到前向速度或所行距离^[14]。

在所有的情况下,均假设沿每个轮子转动轴方向的横向速度为零,这是一个非完整运动约束的例子(见 15.4.1 节)。里程计的即时速度噪声很大,因此如果采用速度而不是距离,则应该对里程计测量数据进行时间平均。

下面的例子中,里程计的测量包含从 $t - \tau_o$ 到 t 时刻的平均后轮前向速度 $\tilde{v}_{er0}$ 和平均方位角速率 $\tilde{\psi}_{nb0}$,并假设轨迹的法向速度为零(即运动约束)。作为辅助传感器,并假设没有俯仰角校正(见 6.3 节),因此测量是沿道路表面而不是水平面。假设后轮坐标系与体坐标系对齐(即 $C_b^r = I$),则测量新息为

$$\delta z_{0,k} = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{er0}(1 - \hat{s}_{or}) - \hat{v}_{er} \\ \hat{\psi}_{nb0}(1 - \hat{s}_{or}) - \frac{\hat{v}_{er}}{T_r} \hat{s}_{\Delta or} - \hat{\psi}_{nb} \overline{\cos \hat{\theta}_{nb}} \\ - \hat{v}_c \end{pmatrix}_k \quad (16.42)$$

式中: $\hat{v}_{er}$ 、 $\hat{\psi}_{nb}$ 和 $\hat{v}_c$ 分别为预测的后轮前向速度、方位角速率和轨迹法向速度,均源自校正后的导航参数。根据存储的参考速度和姿态,这些量可以使用下式获得:

$$\hat{v}_{er} = \frac{1}{\tau_o} \int_{t-\tau_o}^t (1 \ 0 \ 0) [\hat{C}_\gamma^b(t') \hat{v}_{\beta b}^\gamma(t') + (\omega_{\beta b}^b(t') \wedge l_{br}^b)] dt' \quad (16.43)$$

$$\hat{\psi}_{nb} \overline{\cos \hat{\theta}_{nb}} = \frac{1}{\tau_o} [\hat{\psi}_{nb}(t) - \hat{\psi}_{nb}(t - \tau_o)] \int_{t-\tau_o}^t \cos \hat{\theta}_{nb} dt' \quad (16.44)$$

和

$$\hat{v}_c = \frac{1}{\tau_o} \int_{t-\tau_o}^t (1 \ 0 \ 0) [\hat{C}_\gamma^b(t') \hat{v}_{\beta b}^\gamma(t') + (\omega_{\beta b}^b(t') \wedge l_{br}^b)] dt' \quad (16.45)$$

其中

$$|\beta, \gamma| \in \{i, j\}, \{e, e\}, \{e, n\} \quad (16.46)$$

定义状态向量

$$\mathbf{x}^{\gamma} = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma b}^{\gamma} \\ \delta v_{\beta b}^{\gamma} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{\varepsilon} \\ \vdots \\ s_{or} \\ s_{\Delta or} \end{pmatrix} \quad (16.47)$$

注意当参考系统包括陀螺时,只估计了陀螺零偏,测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{0,k}^{\gamma} \approx \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{011}^{\gamma} & \mathbf{H}_{012}^{\gamma} & 0 & 0 & 0 & \hat{v}_{er} & 0 \\ \mathbf{H}_{021}^{\gamma} & 0 & 0 & -\frac{\cos \hat{\theta}_{nb}}{\tau_o} (0 \ 0 \ 1) \hat{C}_b^n & 0 & \hat{\psi}_{nb} & \frac{\hat{v}_{er}}{T_r} \\ \mathbf{H}_{031}^{\gamma} & \mathbf{H}_{032}^{\gamma} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}_{x^{\gamma}} = \hat{\mathbf{x}}_k^{\gamma-} \quad (16.48)$$

其中

$$\begin{cases} H_{011}^{\gamma} = -\frac{1}{\tau_o} \int_{t-\tau_o}^t (1 \ 0 \ 0) \hat{C}_{\gamma}^b(t') [\hat{v}_{\beta b}^{\gamma}(t') \wedge] dt' \\ H_{012}^{\gamma} = -\frac{1}{\tau_o} \int_{t-\tau_o}^t (1 \ 0 \ 0) \hat{C}_{\gamma}^b(t') dt' \\ H_{021}^{\gamma} \approx \frac{1}{\tau_o} [\hat{\psi}_{nb}(t) - \hat{\psi}_{nb}(t - \tau_o)] \int_{t-\tau_o}^t \sin \hat{\theta}_{nb} (0 \ \cos \hat{\phi}_{nb} \ \sin \hat{\phi}_{nb}) \hat{C}_{\gamma}^b(t') dt' \\ H_{031}^{\gamma} = -\frac{1}{\tau_o} \int_{t-\tau_o}^t (0 \ 1 \ 0) \hat{C}_{\gamma}^b(t') [\hat{v}_{\beta b}^{\gamma}(t') \wedge] dt' \\ H_{032}^{\gamma} = -\frac{1}{\tau_o} \int_{t-\tau_o}^t (0 \ 1 \ 0) \hat{C}_{\gamma}^b(t') dt' \end{cases} \quad (16.49)$$

$\mathbf{H}_{0,k}^{\gamma}$ 中与姿态误差相关的列,其推导过程见 CD 中附录 I 的 L 8.1 节。若在后轮坐标系和体坐标系之间存在未知的不对准角,则方位分量要作为附加的卡尔曼滤波状态来估计,见 CD 中附录 I 的 L 8.2 节。

里程计测量噪声协方差可以表示为

$$R_{o,k} = \begin{pmatrix} 0.5 & 0.5 & 0 \\ 1/T_r & -1/T_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_{orL}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{orR}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{cmc}^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0.5 & 1/T_r & 0 \\ 0.5 & -1/T_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (16.50)$$

式中: σ_{orL}^2 和 σ_{orR}^2 为左后轮和右后轮的 WSS 噪声方差; σ_{cmc}^2 为垂直于轨迹的运动约束的噪声方差。

WSS 噪声的主要来源是传感器量化噪声。若俯仰角未知(包含在 $\hat{C}_y^b$ 中), 则测量噪声协方差应该更大一些。运动约束噪声的讨论见 15.4 节。

前轮里程计测量的组合要更复杂, 这是因为由于转向角的存在, 使得前轮坐标系偏离体坐标系, 如 6.3 节所述。这样组合算法必须输入转向角和角速率以及里程计测量。如果需要, 可以将转向角偏差和标度因数作为卡尔曼滤波器的状态进行估计。

陆地车辆可能出现轮子打滑, 从而导致偶尔的里程计测量错误。因此应该采用测量新息滤波(见 17.3.1 节), 来隔离可疑的测量。

16.2.4 基于步距检测的步行航位推算

对基于步距检测的 PDR 测量(见 6.4 节)进行组合, 需要估计步长系数、或者对其缺省值的校正量, 以及对未知或者时变的轴线角 ψ_{bh} 进行估计。PDR 估计的步长 Δr_p 可以建模为(重复式(6.43))

$$\Delta r_p = c_{p0} + \frac{c_{p1}}{\tau_p} + c_{p2}\sigma_f^2 + c_{p3}\hat{\theta}_{nb}$$

式中: τ_p 为当前步的时间长度; σ_f^2 为比力测量的方差; $\hat{\theta}_{nb}$ 为估计的倾角; 步长估计模型中的系数为

$$c_p = \begin{pmatrix} c_{p0} \\ c_{p1} \\ c_{p2} \\ c_{p3} \end{pmatrix} \quad (16.51)$$

只需要更精确的位置信息, 第一个模型系数 c_{p0} 就可观, 行人步幅的变化可以让系数 c_{p1} 和 c_{p2} 可观, 而系数 c_{p3} 的可观需要地面倾角的变化。轴线角的可观性取决于转弯。

如果基于步距检测的 PDR 作为参考导航系统的一部分参与组合, 这些 PDR 状态对导航参数的影响则在系统模型中予以表示。如果一旦检测到一步, 卡尔曼滤波器就进行一步时间更新, 则位置误差时间更新的期望为

$$\begin{aligned}
& \delta r_{\gamma b, k-1}^{\gamma+} + C_n^{\gamma} \begin{pmatrix} \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{\tau_p} & \sigma_f^2 & \hat{\theta}_{nb} \end{pmatrix} \delta c_{p, k-1} \\
& E(\delta r_{\gamma b, k}^{\gamma-}) = + C_n^{\gamma} \begin{pmatrix} + \sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ 0 \end{pmatrix} \Delta \hat{r}_p (\delta \psi_{nb, k-1} + \delta \psi_{bh, k-1})
\end{aligned} \tag{16.52}$$

或者

$$\begin{aligned}
& \delta p_{b, k-1}^+ + T_{r(n)}^p \begin{pmatrix} \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{\tau_p} & \sigma_f^2 & \hat{\theta}_{nb} \end{pmatrix} \delta c_{p, k-1} \\
& E(\delta p_{b, k}) = + T_{r(n)}^p \begin{pmatrix} - \sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ 0 \end{pmatrix} \Delta \hat{r}_p (\delta \psi_{nb, k-1} + \delta \psi_{bh, k-1})
\end{aligned} \tag{16.53}$$

式中: $\delta c_p = \hat{c}_p - c_p$ 为 PDR 假设的模型系数的误差; $\Delta \hat{r}_p$ 为根据校正后的模型系数计算出来的步长; $\delta \psi_{bh} = \hat{\psi}_{bh} - \psi_{bh}$ 为 PDR 假设的轴线角的误差; $\delta \psi_{nb}$ 为航向误差, 它可以根据姿态误差由下式计算得到:

$$\delta \hat{\psi}_{nb} \approx \begin{pmatrix} 0 & \frac{\sin \hat{\phi}_{nb}}{\cos \hat{\theta}_{nb}} & \frac{\cos \hat{\phi}_{nb}}{\cos \hat{\theta}_{nb}} \end{pmatrix} \hat{C}_{\gamma}^b \delta \hat{\psi}_{\gamma b}^{\gamma}, \quad \gamma \in i, e, n, l \tag{16.54}$$

考虑到存在未建模的步长变化, 应该给位置误差状态添加几厘米标准差的系统噪声。

如果基于步距检测的 PDR 作为辅助测量参数进行组合, 或者是在一个全状态组合结构中, 则测量可以投影到体坐标系或者位置参数所在坐标系。可以应用横向运动为零这个非完整约束。应用横向运动为零这一约束, 并投影到北向和东向轴, 测量新息为

$$\delta_{\varepsilon p, k} = \begin{pmatrix} \Delta \hat{r}_p \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) - \Delta r'_N \\ \Delta \hat{r}_p \sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) - \Delta r'_E \end{pmatrix}_k \tag{16.55}$$

这里 $\Delta \hat{r}_p$ 根据估计的步长系数 $\hat{c}_p$ 计算, 并有

$$\begin{pmatrix} \Delta \hat{r}'_N \\ \Delta \hat{r}'_E \end{pmatrix} = \int_{t-\tau_p}^t \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \hat{C}_\gamma^n(t') \hat{v}_{\beta b}^\gamma(t') dt' \quad (16.56)$$

$$\{\beta, \gamma\} \in \{i, i\}, \{e, e\}, \{e, n\}, \{l, l\} \quad (16.57)$$

定义状态向量为

$$x^\gamma = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma b}^\gamma \\ \delta v_{\beta b}^\gamma \\ \vdots \\ \delta c_p \\ \psi_{bh} \end{pmatrix} \quad (16.58)$$

测量矩阵为

$$H_{p,k}^\gamma = (H_{p_1}^\gamma \ H_{p_2}^\gamma \ 0 \ H_{p_4}^\gamma \ H_{p_5}^\gamma) \hat{x}_k^\gamma = \hat{x}_k^{\gamma-} \quad (16.59)$$

其中

$$H_{p_1}^\gamma \approx \begin{pmatrix} -\sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \end{pmatrix} \Delta \hat{r}_p \begin{pmatrix} 0 \frac{\sin \hat{\phi}_{nb}}{\cos \hat{\theta}_{nb}} \frac{\cos \hat{\phi}_{nb}}{\cos \hat{\theta}_{nb}} \end{pmatrix} \hat{C}_\gamma^b - \int_{t-\tau_p}^t \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \hat{C}_\gamma^n(t') [\hat{v}_{\beta b}^\gamma(t') \wedge] dt' \quad (16.60)$$

$$H_{p_2}^\gamma \approx - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \hat{C}_\gamma^n(t) \tau_p \quad (16.61)$$

$$H_{p_4}^\gamma = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{\tau_p} & \sigma_f^2 & \hat{\theta}_{nb} \end{pmatrix} \quad (16.62)$$

$$H_{p_5}^\gamma = \begin{pmatrix} -\sin(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \\ \cos(\hat{\psi}_{nb} + \hat{\psi}_{bh}) \end{pmatrix} \Delta \hat{r}_p \quad (16.63)$$

关于 $H_{p_1}^\gamma$ 的推导过程见 CD 中附录 I 的 I.8.1 节。

模型中未考虑的步长和轴线变化,均会影响测量噪声协方差 $\mathbf{R}_p$ 的大小,但模型系数误差则不会影响。未建模的步长变化通常在几个厘米。

步长模型参数的大小因人而异,因此在不同的工作阶段估计这些参数时,应该基于同一个用户执行,并在不同用户使用予以重置。对多个用户保留各自的模型系数估计值,这种做法非常有用。

应该采用测量新息滤波(见 17.3.1 节)来拒绝可疑的错误测量。这些错误测量通常源于错误的步态检测或不正确的运动分类。

在全状态组合结构中,一种不使用 PDR 作为测量输入的方法是:用步态检测来调整位置和/或速度状态对应的系统噪声大小。这种方法的一种实现是,只

要检测到步伐,就增大位置的不确定性。当不能轻易确定行走的方向时,这种做法有用。

16.2.5 多普勒雷达和声纳

对多普勒和声纳测量(见 6.5 节)的组合,卡尔曼滤波器需要估计标度因数误差状态 s_D 。对于雷达,这是受水面散射的影响;而对于声纳,则是由于声速误差。只要源自其他传感器的速度或加速度测量足够精确,则标度因数误差可观。

对于水面上的雷达,如果定位系统的测量可用,如 GNSS,则表面速度也需要估计。载机必须做激励速度变化的机动,表面速度和标度因数误差才能都可观。

当载机在陆上和水上飞行之间切换时,标度因数误差会突然变化。应该检测这种变化并重置状态估计。或者,组合算法单独估计陆上和水上标度因数误差,并在合适的时机切换。或者仅仅在水上飞行时,激活标度因数误差状态。

如果传感器和载体坐标系之间存在比较大的未知的不对准角,则要增加 3 个要估计的状态,这 3 个状态代表一个坐标系到另外一个坐标系的旋转,类似于 INS 的姿态误差。如果需要,还可以估计单个波束的不对准角。

如果多普勒作为参考系统的一部分参与组合,标度因数误差对导航参数的影响可以在系统模型中予以考虑。在下面这个例子中,估计了表面速度 v_{es}^e ,但没有估计不对准角。状态方程为

$$\delta \dot{r}_{ib}^i = s_D (v_{ib}^i - v_{ie}^i) + v_{es}^i \quad (16.64)$$

$$\delta \dot{r}_{eb}^e = s_D v_{eb}^e + v_{es}^e \quad (16.65)$$

或

$$\begin{pmatrix} \delta \dot{L}_b \\ \delta \dot{\lambda}_b \\ \delta \dot{h}_b \end{pmatrix} = T_{r(n)}^p (s_D v_{eb}^n + v_{es}^n) \quad (16.66)$$

这里 $T_{r(n)}^p$ 意义见式(14.104)。

如果多普勒是作为辅助传感器参与组合,或者采用了全状态组合,则多普勒速度可以沿体坐标系投影,或者将每个波速作为单独的测量进行处理。如果波束的方向已知,对于体坐标系的多普勒速度测量 $\tilde{v}_{ebD}^e$,测量新息为

$$\delta z_{D,k} = [\tilde{v}_{ebD}^h (1 - \hat{s}_D) - \hat{C}_\gamma^h (\tilde{v}_{eb}^\gamma - \hat{v}_{es}^\gamma)]_k, \gamma \in e, n \quad (16.67)$$

定义状态向量为

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta\psi_{\gamma b}^\gamma \\ \delta v_{cb}^\gamma \\ \vdots \\ s_D \\ v_{ea}^\gamma \end{pmatrix}, \gamma \in e, n \quad (16.68)$$

测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{D,k}^\gamma = (-\hat{\mathbf{C}}_\gamma^b [\hat{v}_{eb}^\gamma - \hat{v}_{ea}^\gamma] \wedge) - \hat{\mathbf{C}}_\gamma^b \quad 0 \quad \hat{\mathbf{C}}_\gamma^b \hat{v}_{eb}^\gamma \quad \hat{\mathbf{C}}_\gamma^b)_{\hat{x}^\gamma = \hat{s}_L^\gamma} \quad (16.69)$$

注意这是一个 EKF 测量模型,其中 $\mathbf{H}_{D,k}^\gamma$ 是 $\hat{v}_{ea}^\gamma$ 的函数,CD 中附录 I 的 I.8.1 节和 I.8.2 节则给出了 $\mathbf{H}_{D,k}^\gamma$ 中姿态误差列的推导过程,以及多普勒传感器和参考体坐标系之间不对准角估计的推导过程。

多普勒测量噪声协方差 $\mathbf{R}_D$,应该建模为速度和地形高度的函数(见 6.5 节)。若多普勒是作为参考系统组合的,这个噪声应该建模为位置误差上的系统噪声。

动物或者其他载体对波束的影响,会导致偶尔的错误测量。应该采用测量新息滤波(见 17.3.1 节)来拒绝这些测量。

16.2.6 视觉里程计与地形参考航迹推算

视觉里程计(见 13.3.5 节)和地形参考航迹推算(见 13.2.4 节和 13.2.5 节)可以产生相对于地球的速度测量,这些投影在体坐标系上的速度 v_{cb}^b ,可以是二维或者三维的,这与传感器配置有关。二维的测量可以采用与轮速里程计相同的方式组合,而三维测量则可以看作与多普勒雷达或声纳测量(见 16.2.5 节)类似。

从传感器到参考特征的距离测量误差,会带来速度标度因数误差。对于陆地车辆和步行应用,传感器距离地面的高度可以作为状态估计^[15]。传感器不对准带来的误差也可以估计,见附录 I 的 I.8.2 节。

16.3 定位型测量

本节讨论与定位测量有关的组合,包括测距、测向、仰角以及定线(line-fix)测量。这些测量新息可以是源自陆基无线电导航(见第 11 章和第 12 章),源自声音、超声以及红外定位系统(见 12.4 节和 12.5 节),源自环境特征匹配系统,比如地图匹配、TRN、地形数据库高程辅助以及基于图像的导航(见第 13 章)。可以根据不同类型的环境特征和信号,包括 SOOP,来确定位置。

定位技术可以在全状态组合滤波器和单点组合中,作为组合导航系统的组成部分,也可以在误差状态组合滤波器中作为辅助系统,但不能在误差状态组合滤波器中作为参考系统。

对于陆基定位系统,其组合结构本质上与 GNSS 的(见 14.1 节)相同。松耦合组合导航中使用位置测量,这些位置可以是根据任何定位方法获得的,这些方法包括邻近、测距、测角定位以及模式匹配(见 7.1 节)。紧耦合中则使用距离测量(如伪距、双向距离或者距离差)、角度测量(如方位角和仰角)、定线测量,或者这些的任意组合。

本节依次讨论与位置、距离、角度以及定线测量的组合。接着讨论了处理模糊测量的方法,这些模糊测量源于模式匹配或者特征识别类型的定位系统。然后讨论了特征跟踪和地图匹配,包括 SLAM。最后讨论了利用组合导航结果来辅助定位系统的技术。另外,CD 中的附录 I 给出了当地导航坐标系下,用直角坐标系表示位置误差的替代实现,并给出了怎样将时间同步误差作为卡尔曼滤波器状态,并对其进行估计的方法。

为了避免公式的重复,本节均采用 a 来表示用户天线和特征匹配传感器的体坐标系。

16.3.1 位置测量的组合

位置测量的组合是典型的松耦合组合,形成级联组合结构的一部分。其优点在于:可以和任何无线电导航用户设备、或环境特征匹配系统一起工作。采用某个给定的定位技术,只有信息足够多时才能产生定位测量。一个定位子系统可以只使用一种类型的信号或者环境特征,也可以使用多种类型的信号或者环境特征。

16.1.1 节讨论了对位置测量的单点组合。本小节的剩余部分则集中讨论位置测量的滤波组合。

大多数无线电导航的位置有慢变的偏差,类似地,环境特征匹配定位会受慢变的数据库偏差的影响。若组合导航系统输入的测量来自于精度更高的定位系统,比如 GNSS 的位置测量,则这些慢变的偏差在组合系统中可观,从而可以作为卡尔曼滤波器的状态进行估计并标校。例如,这种方法可以大大提高 ELoran 的精度^[16]。否则,就有必要将这种偏差建模为时间相关的测量噪声(见 3.4.3 节),并/或增加组合导航参数的误差协方差。

对于无线电导航,每当用来计算导航参数的信号组合发生变化时,这种偏差就表现出一种阶跃的变化。对于环境特征匹配,偏差的阶跃变化发生在数据库的边界上。对此,如果估计了这种偏差,则卡尔曼滤波器应该增加偏差状态的不确定性予以应对;若没有估计这种偏差,则应该增加位置状态的不确定性。

曲线位置测量新息为

$$\begin{aligned}\delta z_{R,k}^- &= S_p(\hat{p}_{bR} - \hat{p}_b - \hat{b}_R^p)_k^- \\ &= S_p(\hat{p}_{aR} - \hat{p}_b - \hat{T}_{r(n)}^p \hat{C}_b^a \mathbf{I}_{ba}^b - \hat{b}_R^p)_k^- \quad (16.70)\end{aligned}$$

式中: k 表示迭代标记; $\hat{p}_{bR} = (\bar{L}_{bR}, \bar{\lambda}_{bR}, \bar{h}_{bR})$ 是陆基无线电导航或者环境特征匹配子系统体坐标系的曲线位置结果; $\hat{p}_{aR} = (\bar{L}_{aR}, \bar{\lambda}_{aR}, \bar{h}_{aR})$ 是用户天线或特征匹配传感器子系统的曲线位置结果; $\hat{p}_b = (\bar{L}_b, \bar{\lambda}_b, \bar{h}_b)$ 是同一时刻的组合位置参数; $\mathbf{I}_{ba}^b$ 为到载体到天线或者载体到传感器的杆臂; $\hat{T}_{r(n)}^p$ 由式(14.104)给定; $\hat{b}_R^p$ 是估计的曲线位置偏差; S_p 是式(14.118)给出的曲线位置标度因数矩阵。

类似地, ECI 坐标系、ECEF 坐标系以及当地水平坐标系下的测量新息为

$$\begin{aligned}\delta z_{R,k}^\gamma &= (\hat{r}_{\gamma bR}^\gamma - \hat{r}_{\gamma b}^\gamma - \hat{b}_R^\gamma)_k^- \\ &= (\hat{r}_{\gamma aR}^\gamma - \hat{r}_{\gamma b}^\gamma - \hat{C}_b^\gamma \mathbf{I}_{ba}^b - \hat{b}_R^\gamma)_k^- \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.71)\end{aligned}$$

式中: $\hat{r}_{\gamma bR}^\gamma$ 是载体的直角坐标位置; $\hat{r}_{\gamma aR}^\gamma$ 是用户天线或特征匹配传感器的直角坐标位置; $\hat{r}_{\gamma b}^\gamma$ 是组合导航位置; $\hat{b}_R^\gamma$ 是估计的直角坐标位置偏差; 这些均投影到 γ 坐标系。

注意, 一些子系统需要组合导航结果的反馈(见 16.3.7 节), 这些子系统输出的是位置校正量 $\hat{p}_{bR} - \hat{p}_b$ 或者 $\hat{r}_{\gamma bR}^\gamma - \hat{r}_{\gamma b}^\gamma$, 而不是位置本身。

很多陆基无线电导航和环境特征匹配系统省略了高度分量, 因此曲线或者当地切平面坐标系的位置是二维的。有时, 也有必要将位置转换到一个共同的基准, 见 CD 中附录 C 的 C.1 节, 这对于短距离系统尤其重要。

对于全状态组合, 定义状态向量为

$$\mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} p_b \\ \vdots \\ b_R^p \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} r_{\gamma b}^\gamma \\ \vdots \\ b_R^\gamma \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.72)$$

或者对于误差状态组合, 有

$$\mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} \delta p_b \\ \vdots \\ b_R^p \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta r_{\gamma b}^\gamma \\ \vdots \\ b_R^\gamma \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.73)$$

测量矩阵有

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{R,k}^n &= S_p(k_R \mathbf{I} \quad 0 \quad \mathbf{I})_+, \\ \mathbf{H}_{R,k}^\gamma &= (k_R \mathbf{I} \quad 0 \quad \mathbf{I}), \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.74)\end{aligned}$$

这里 k_R 对于全状态组合为 1, 对于误差状态组合为 -1。

对于角度定位系统, 包括很多基于图像的技术, 以及有一定间隔距离的模式匹配系统(比如 TRN), 导航系统的姿态误差会严重影响位置测量, 因此应在组

合算法中考虑,比如扩展误差状态向量为

$$\mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} \delta \mathbf{p}_b \\ \vdots \\ \mathbf{b}_R^n \\ \delta \psi_{nb}^n \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta \mathbf{r}_{\gamma b}^\gamma \\ \vdots \\ \mathbf{b}_R^\gamma \\ \delta \psi_{\gamma b}^\gamma \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.75)$$

此时测量矩阵变为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{R,k}^n &= S_p (-I \quad 0 \quad I \quad -[(C_b^n | u_{bf}^b r_{af} + I_{ba}^b) \wedge])_{x^n = \hat{x}_k^n}, \\ \mathbf{H}_{R,k}^\gamma &= (-I \quad 0 \quad I \quad -[(C_b^\gamma | u_{bf}^b r_{af} + I_{ba}^b) \wedge])_{x^\gamma = \hat{x}_k^\gamma}, \quad \gamma \in i, e, l \end{aligned} \quad (16.76)$$

式中: u_{bf}^b 为从载体到特征的视线方向矢量(见 13.3.1 节); r_{af} 为从传感器到同一特征的距离。对于 TRN 和其他指向下的系统, $u_{bf}^b \approx (0 \quad 0 \quad 1)^T$ 。

如果有的话,测量噪声协方差 $\mathbf{R}_R$ 应该基于子系统定位结果的误差协方差。否则,对于无线电测距和角定位系统,就应该建模为信噪比、信号几何分布以及载体动态性的函数。无论是这两种中的任何一种,测量噪声协方差都应该随噪声的时间相关来变化。当子系统使用卡尔曼滤波计算的导航参数,而不是用单点定位来计算时,这一点更为重要。14.3.1 节讨论的 GNSS 测量噪声协方差,也非常适用于其他无线电导航系统。

对于邻近定位而言,定位误差分布不是高斯型的,并随局部地形、基站天线模式以及信噪比水平而变化。如果是基于卡尔曼滤波的估计算法,则输入给它的位置测量,其测量噪声协方差 $\mathbf{R}_R$ 应该设为比其真实误差分布要大的高斯分布。或者,使用非高斯估计算法,比如粒子滤波(见 3.5 节)。对于给定基站,邻近定位误差随时间的变化,与载体的速度相一致。这样,原则上从另一个导航传感器得到的轨迹信息可以用来将邻近定位约束到更小的区域。

对于环境特征匹配导航,测量噪声协方差 $\mathbf{R}_R$ 与传感器的分辨率、数据库的分辨率、特征的特殊性以及特征到传感器的距离等相关。

CD 中附录 I 的 I.9.1 节,介绍了采用无线电导航速度测量增强松耦合组合导航的内容。

16.3.2 测距组合

测距组合是一种紧耦合组合导航,其组合是在距离域,并且结构总是集中式的。紧耦合组合导航的优点在于:即便没有足够的信息来计算基于单一技术的位置结果,紧耦合也可以组合无线电导航、声学测距、特征匹配测量(包括地形高度辅助)。当联合不同定位技术的距离测量可以获得位置输出时,紧耦合就非常有用。紧耦合的另一个好处是,在距离域对偏差建模,要比在位置域容易得

多^[16, 17]。本节的大部分内容都采用滤波或者单点的集中式组合。

对于被动测距的伪距测量(见 7.1.4.1 节),测量新息为

$$\delta z_{R,k} = \begin{pmatrix} \bar{\rho}_{a,C}^1 - \hat{\rho}_{a,C}^{1-} \\ \bar{\rho}_{a,C}^2 - \hat{\rho}_{a,C}^{2-} \\ \vdots \\ \bar{\rho}_{a,C}^m - \hat{\rho}_{a,C}^{m-} \end{pmatrix}_k \quad (16.77)$$

式中: m 为发射台个数; $\bar{\rho}_{a,C}^j$ 为与发射台或者跟踪通道 j 对应的伪距,且经过了任何可预测误差的校正(如 ELoran 的 ASF); $\hat{\rho}_{a,C}^{j-}$ 为相应的先验估计,由下式计算:

$$\hat{\rho}_{a,C,k}^{j-} = \left[\sqrt{(\hat{r}_{yj}^\gamma - \hat{r}_{yb}^\gamma - \hat{C}_b^\gamma \mathbf{I}_{ba}^b)^T (\hat{r}_{yj}^\gamma - \hat{r}_{yb}^\gamma - \hat{C}_b^\gamma \mathbf{I}_{ba}^b)} + \delta \hat{\rho}_c^a + \hat{b}_r^j \right]_k, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.78)$$

式中: $\delta \hat{\rho}_c^a$ 为钟偏; $\hat{r}_{yj}^\gamma$ 为发射台 j 的位置, $\hat{b}_r^j$ 为其距离偏差;若估计的话,其他项的定义见 16.3.1 节。

式(16.78)假设距离足够短,因此可以忽略 Sagnac 效应。在紧耦系统中,接收机时钟可以在不同无线电导航系统中共用。

对于双向的距离测量(见 7.1.4.5 节),RSS 导出的距离测量(见 7.1.4.6 节)或者图像特征匹配(见 13.3.3 节),及根据地形数据库高度辅助得到的虚拟距离测量(见 13.2.7 节),测量新息为

$$\delta z_{R,k} = \begin{pmatrix} \bar{r}_{a1,C} - \hat{r}_{a1,C}^- \\ \bar{r}_{a2,C} - \hat{r}_{a2,C}^- \\ \vdots \\ \bar{r}_{am,C} - \hat{r}_{am,C}^- \end{pmatrix}_k \quad (16.79)$$

式中: $\bar{r}_{aj,C}$ 为校正后的测量,它是根据第 j 个发射台、环境特征或虚拟测距源计算得到的; $\hat{r}_{aj,C}^-$ 为对应的先验估计,由下式计算:

$$\hat{r}_{ai,C,k}^- = \left[\sqrt{(\hat{r}_{yj}^\gamma - \hat{r}_{yb}^\gamma - \hat{C}_b^\gamma \mathbf{I}_{ba}^b)^T (\hat{r}_{yj}^\gamma - \hat{r}_{yb}^\gamma - \hat{C}_b^\gamma \mathbf{I}_{ba}^b)} + \hat{b}_r^j \right]_k, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.80)$$

式中: $\hat{r}_{yj}^\gamma$ 是第 j 个发射台、环境特征或虚拟测距源的位置。

如果需要,用户、发射台以及特征的位置可以根据式(2.112)从曲线位置转化到直角坐标位置。有必要的話,也可以将发射台或特征的位置转换到一个共同基准,见 CD 中附录 C 的 C.1 节。对于高度辅助,虚拟距离测量的原点也许是

地心,此时有 $\hat{r}_{ij}^i = \hat{r}_{ij}^e = 0$ 以及 $\hat{r}_{ij}^l = -\hat{r}_{el}^l$ 。

对于伪距测量,全状态组合的状态向量定义为

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} r_{\gamma b}^\gamma \\ \vdots \\ b_r \\ \delta \rho_c^a \\ \delta \dot{\rho}_c^a \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, l \quad \mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} p_b \\ \vdots \\ b_r \\ \delta \rho_c^a \\ \delta \dot{\rho}_c^a \end{pmatrix} \quad (16.81)$$

误差状态组合的状态向量定义为

$$\mathbf{x}^\gamma = \begin{pmatrix} \delta r_{\gamma b}^\gamma \\ \vdots \\ b_r \\ \delta \rho_c^a \\ \delta \dot{\rho}_c^a \end{pmatrix}, \quad \gamma \in i, e, l \quad \mathbf{x}^n = \begin{pmatrix} \delta p_b \\ \vdots \\ b_r \\ \delta \rho_c^a \\ \delta \dot{\rho}_c^a \end{pmatrix} \quad (16.82)$$

式中: $\delta \rho_c^a$ 为钟漂。

删除时钟状态,则这些状态向量也可以用于双向测距、RSS 导出的测距、环境特征测距以及虚拟测距。

对于那些可能没有同步到 UTC,因此不知道时序偏差的信号,尤其是那些间断性的信号,要使用这种信号定位,在让对应的发射台参与定位前,有必要估计这个时序上的偏差。可以使用距离偏差状态来估计相应的时序上的偏差。通常没有必要估计时钟漂移,因为频率的稳定性决定了其是小量。事实上,时钟漂移应该建模为一定水平的系统噪声。如果噪声的大小不知道,则可以采用自适应估计(见 3.4.4 节)。若一组发射台互相间已经同步,则可以用单个状态来估计共有的时序偏差。对于地形数据库高度辅助,当载体的高度不确定或者数据库存在偏差时,会出现有影响的距离偏差。

只有当距离偏差状态可观时才对其进行估计。对于松耦合组合导航而言,只有当测量源自更高精度的定位系统时,该状态才可观。当使用了超过 4 个地标(对于二维导航是 3 个)的测量时,该状态部分可观。在协同定位中,距离偏差估计及其相应的不确定性可以在多用户间共享。这样,如果一个距离偏差不可观,但仍有可能从另一个可观的用户那里得到该估计。

对于环境特征和 SOOP 的情况,特征或发射台的位置可能未知。16.3.6 节介绍了怎样估计这些信息。

伪距的测量矩阵近似为

$$\mathbf{H}_{R,k}^\gamma \approx \begin{pmatrix} -k_R u_{a1}^{\gamma T} & 0 & h_b^{1T} & 1 & 0 \\ -k_R u_{a2}^{\gamma T} & 0 & h_b^{2T} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -k_R u_{am}^{\gamma T} & 0 & h_b^{mT} & 1 & 0 \end{pmatrix}_{x^\gamma = \tilde{\mathbf{y}}_k^\gamma}, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.83)$$

或者

$$\mathbf{H}_{R,k}^n \approx \begin{pmatrix} -k_R h_{pp}^{1T} & 0 & h_b^{1T} & 1 & 0 \\ -k_R h_{pp}^{2T} & 0 & h_b^{2T} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -k_R h_{pp}^{mT} & 0 & h_b^{mT} & 1 & 0 \end{pmatrix}_{x^T = \tilde{x}_k^T} \quad (16.84)$$

式中: u_{aj}^T 为从用户天线到发射台 j 的视线向量。

$$\mathbf{h}_{pp}^j = \begin{pmatrix} (R_N(L_b) + h_b) u_{aj,N}^n \\ (R_E(L_b) + h_b) \cos \hat{L}_b u_{aj,E}^n \\ -u_{aj,D}^n \end{pmatrix} \quad (16.85)$$

$$\mathbf{h}_b^{jT} = (\delta_{1j} \quad \delta_{2j} \quad \cdots \quad \delta_{nj}) \quad (16.86)$$

式中: δ 是 Kronecker Delta 函数; k_R 对于全状态组合是 1, 对于误差状态组合是 -1。

如果忽略时钟状态对应的列, 或者将其置为 0, 则这些测量矩阵可以用于双向测距、RSS 导出的距离、到已匹配特征的距离以及根据高度辅助计算的虚拟距离。

如果滤波组合的是无线电和声波定位, 则测量噪声协方差 $\mathbf{R}_R$ 需要考虑: 接收机跟踪误差、多径的变化、发射台时钟噪声、时间同步误差的残差以及天线杆臂的挠曲运动。对于环境特征匹配而言, $\mathbf{R}_R$ 与传感器分辨率以及数据库分辨率有关, 并且特征的可区分程度以及到传感器的距离, 也可能会影响 $\mathbf{R}_R$ 。对于地形数据库高度辅助, $\mathbf{R}_R$ 要考虑数据库本身和输入经纬度的不确定性以及插值过程。矩阵 $\mathbf{R}_R$ 通常是对角线矩阵, 并与误差相关时间与测量更新间隔的比值相适应。

对于单点组合, 通常不估计偏差, 因此测量误差协方差 $\mathbf{C}_R$, 与距离偏差以及测量噪声相关。

CD 中附录 I 的 I.9.2 节, 讨论了在紧耦合组合导航中如何加入伪距率或距离率测量。

对于发射台间差分的 TDOA 测量(见 7.1.4.2 节), 则共用参考站的测量新息为

$$\delta z_{R,k}^{\Delta} = \begin{pmatrix} \Delta \bar{\rho}_{a,C}^{r1} - \hat{r}_{a1,C}^- + \hat{r}_{ar,C}^- \\ \Delta \bar{\rho}_{a,C}^{r2} - \hat{r}_{a2,C}^- + \hat{r}_{ar,C}^- \\ \vdots \\ \Delta \bar{\rho}_{a,C}^{rm} - \hat{r}_{am,C}^- + \hat{r}_{ar,C}^- \end{pmatrix}_k \quad (16.87)$$

式中: $\Delta \rho_{a,c}^j$ 是校正过的发射台 j 测量的伪距, 与校正过的参考发射台 r 测量的伪距之差。

忽略时钟状态, 可以使用式 (16.81) 和式 (16.82) 定义的状态向量。注意距离偏差是相对于参考信号的。测量矩阵可以近似为

$$H_{R,k}^\gamma \approx \begin{pmatrix} k_R(u_{ar}^\gamma - u_{a1}^\gamma)^\top & 0 & h_b^{1\top} \\ k_R(u_{ar}^\gamma - u_{a2}^\gamma)^\top & 0 & h_b^{2\top} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k_R(u_{ar}^\gamma - u_{am}^\gamma)^\top & 0 & h_b^{m\top} \end{pmatrix}_{x^\gamma = \hat{x}_k^\gamma}, \quad \gamma \in i, e, l \quad (16.88)$$

或者

$$H_{R,k}^n \approx \begin{pmatrix} k_R(h_{pp}^r - h_{pp}^1)^\top & 0 & h_b^{1\top} \\ k_R(h_{pp}^r - h_{pp}^2)^\top & 0 & h_b^{2\top} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k_R(h_{pp}^r - h_{pp}^m)^\top & 0 & h_b^{m\top} \end{pmatrix}_{x^\gamma = \hat{x}_k^\gamma} \quad (16.89)$$

测量噪声协方差不是对角线的, 其为

$$\mathbf{R}_{R,k}^\Delta = \mathbf{D}_{R,k} \mathbf{R}_{R,k} \mathbf{D}_{R,k}^\top \quad (16.90)$$

式中: $\mathbf{R}_{R,k}$ 为未差分伪距的测量噪声协方差, 是一个 $(m+1) \times (m+1)$ 的矩阵, 其最后一行和最后一列与参考发射台对应; $\mathbf{D}_{R,k}$ 是一个 $m \times (m+1)$ 的差分矩阵, 其定义为

$$\mathbf{D}_{R,k} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & -1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (16.91)$$

注意一个 TDOA 测量集合不一定有一个公共的参考。TDOA 测量也可以在接收机间差分 (见 7.1.4.3 节), 或者在发射台间和接收机间双差 (见 7.1.4.4 节)。

距离测量的组合导航必须与该定位系统的技术特性相适应。对于短距离系统, 比如伪卫星、UWB、声波测距、城区或室内的图像匹配, 应该考虑采用 UKF 测量更新 (见 3.4.2 节)^[1], 此时对每个 Sigma 点都必须计算测量新息。对于双向声波测距 (见 12.4 节), 在信号传播间隔内, 应该将载体的运动建模为式 (16.80) 中用户的平均位置。

对于只提供二维定位的系统, 比如 DME、ELoran、移动电话、大多数间断性的信号、雷达以及一些激光扫描仪, 测量模型中只包含用户位置状态中的 2 个水

平分量。高度要么用其他传感器估计,要么从状态向量中删除。为了计算伪距的先验估计(见式(16.78)),或者距离的先验估计(见式(16.80)),发射台和接收机间的相对高度或者忽略,或者使用任何可用的信息来估计,采用哪种方法决定于信号的几何分布以及用户的需求。航空应用总是采用估计的相对高度。对于采用地波传输的系统,比如 ELoran,式(16.78)和式(16.80)中的平方根项必须替换为式(11.11)给出的测地项。在为期 3s 的识别消息发送过程中,不应该使用 DME 的距离测量,因为这些距离测量是根据更早的测量预测得到的。

TRN 系统中的地形高度测量(见 13.2 节)是一类距离测量。对于序贯 TRN 系统的集中式组合导航,测量的和数据库指示的地形高度差值,要采用 13.2.1 节讨论的测量模型,直接输入给组合导航卡尔曼滤波器。

16.3.3 测角组合

测角组合是一种紧耦合的组合导航,并且总是集中式的。组合在角度域进行。对于使用方位角和仰角测量进行角度定位(见 7.1.5 节),滤波架构或单点架构的测量新息为

$$\delta z_{\psi,k} = \begin{pmatrix} \bar{\psi}_{lu}^{a1} - \hat{\psi}_{lu}^{a1-} \\ \bar{\psi}_{lu}^{a2} - \hat{\psi}_{lu}^{a2-} \\ \vdots \\ \bar{\psi}_{lu}^{am} - \hat{\psi}_{lu}^{am-} \end{pmatrix}_k, \quad \delta z_{\theta,k} = \begin{pmatrix} \bar{\theta}_{lu}^{a1} - \hat{\theta}_{lu}^{a1-} \\ \bar{\theta}_{lu}^{a2} - \hat{\theta}_{lu}^{a2-} \\ \vdots \\ \bar{\theta}_{lu}^{aM} - \hat{\theta}_{lu}^{aM-} \end{pmatrix}_k \quad (16.92)$$

式中; $\bar{\psi}_{lu}^{aj}$ 和 $\bar{\theta}_{lu}^{aj}$ 为发射台或特征 j 测量的方位角和仰角; $\hat{\psi}_{lu}^{aj-}$ 和 $\hat{\theta}_{lu}^{aj-}$ 为对应的先验估计,其为

$$\hat{\psi}_{lu}^{aj-} = \arctan_2[(\hat{y}_{li}^j - \hat{y}_{la}^j), (\hat{x}_{li}^j - \hat{x}_{la}^j)]_k + \hat{b}_{\psi,k}^j, \quad (16.93)$$

$$\hat{\theta}_{lu}^{aj-} = -\arctan\left(\frac{\hat{z}_{lj}^j - \hat{z}_{la}^j}{\sqrt{(\hat{x}_{lj}^j - \hat{x}_{la}^j)^2 + (\hat{y}_{lj}^j - \hat{y}_{la}^j)^2}}\right)_k + \hat{b}_{\theta,k}^j \quad (16.94)$$

式中; $\hat{b}_{\psi}^j$ 和 $\hat{b}_{\theta}^j$ 为发射台或特征 j 对应的方位角(azimuth)和仰角偏差,并且如果估计的话,则基准为当地水平坐标系。

由于无线信号和雷达的折射和绕射,因此偏差是随空间变化的。对于光学信号和红外特征匹配而言,偏差随空间的变化并不明显。在合适的时候加、或减 2π ,使得测量新息必须要约束在 $-\pi \sim \pi$ 之间。

如果需要,用户、发射台以及特征的位置可能从曲线坐标转换到直角坐标,见式(2.112)。也可能必须将发射台和/或环境特征的位置,转换到一个共同基准,见 CD 中附录 C 的 C.1 节。16.3.6 节讨论了如何估计发射台和特征的未知位置。

定义全状态组合的状态向量为

$$\mathbf{x}^l = \begin{pmatrix} r_{lb}^l \\ b_\psi \\ b_\theta \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (16.95)$$

或者误差状态组合的状态向量为

$$\mathbf{x}^l = \begin{pmatrix} \delta r_{lb}^l \\ b_\psi \\ b_\theta \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (16.96)$$

测量矩阵近似为

$$H_{\psi,k}^l \approx \begin{pmatrix} k_\psi h_{\psi r}^{1T} & h_b^{1T} & 0 & 0 \\ k_\psi h_{\psi r}^{2T} & h_b^{2T} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ k_\psi h_{\psi r}^{mT} & h_b^{mT} & 0 & 0 \end{pmatrix}_{\hat{\mathbf{x}}^l = \hat{\mathbf{x}}_k^l} \quad (16.97)$$

$$H_{\theta,k}^l \approx \begin{pmatrix} k_\theta h_{\theta r}^{1T} & 0 & h_b^{1T} & 0 \\ k_\theta h_{\theta r}^{2T} & 0 & h_b^{2T} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ k_\theta h_{\theta r}^{M^T} & 0 & h_b^{M^T} & 0 \end{pmatrix}_{\hat{\mathbf{x}}^l = \hat{\mathbf{x}}_k^l} \quad (16.98)$$

这里 k_ψ 和 k_θ 对于全状态组合是 1, 对于误差状态组合为 -1。

$$h_{\psi r}^{jT} = \left(\frac{\hat{y}_{lj}^l - \hat{y}_{la}^l}{(\hat{x}_{lj}^l - \hat{x}_{la}^l)^2 + (\hat{y}_{lj}^l - \hat{y}_{la}^l)^2} - \frac{\hat{x}_{lj}^l - \hat{x}_{la}^l}{(\hat{x}_{lj}^l - \hat{x}_{la}^l)^2 + (\hat{y}_{lj}^l - \hat{y}_{la}^l)^2} 0 \right) \quad (16.99)$$

$$h_{\theta r}^{jT} = \left(-\frac{(\hat{x}_{lj}^l - \hat{x}_{la}^l)(\hat{z}_{lj}^l - \hat{z}_{la}^l)}{(\Delta_{xyz}^j)^2 \Delta_{xy}^j} - \frac{(\hat{y}_{lj}^l - \hat{y}_{la}^l)(\hat{z}_{lj}^l - \hat{z}_{la}^l)}{(\Delta_{xyz}^j)^2 \Delta_{xy}^j} \frac{\Delta_{xy}^j}{(\Delta_{xyz}^j)^2} \right) \quad (16.100)$$

$$\begin{aligned} (\Delta_{xyz}^j)^2 &= (\hat{x}_{lj}^l - \hat{x}_{la}^l)^2 + (\hat{y}_{lj}^l - \hat{y}_{la}^l)^2 + (\hat{z}_{lj}^l - \hat{z}_{la}^l)^2 \\ \Delta_{xy}^j &= \sqrt{(\hat{x}_{lj}^l - \hat{x}_{la}^l)^2 + (\hat{y}_{lj}^l - \hat{y}_{la}^l)^2} \end{aligned} \quad (16.101)$$

并且 h_b 见式(16.86)。注意已经忽略了体坐标系原点到用户天线的杆臂 $\mathbf{l}_{ba}^b$ 。

若方位是根据发射随朝向变化 (bearing-varying) 的信号, 诸如 VOR (见 11.1.2 节), 则发射台处的北向参考 (可以是磁北) 与 l 坐标系的 x 轴的差值, 必

须用来校正得到的测量。注意若 l 坐标系与用户坐标系的北、东、地对齐,则其就不会与发射台处的北、东、地对齐。

若方位和仰角是由用户设备根据无线电测向得到的,或者来自基于图像的导航,则测量是相对体坐标系的,而不是当地水平面坐标系的,因此必须根据姿态参数做转换:

$$\begin{aligned} \bar{\theta}_{lu}^{aj} &= -\arcsin(\bar{u}_{lj,z}^l) \\ \bar{\psi}_{lu}^{aj} &= \arcsin_2(\bar{u}_{lj,y}^l, \bar{u}_{lj,x}^l) \end{aligned}, \quad \bar{u}_{lj}^l = \hat{C}_b^l \begin{pmatrix} \cos \bar{\theta}_{bu}^{aj} \cos \bar{\psi}_{bu}^{aj} \\ \cos \bar{\theta}_{bu}^{aj} \sin \bar{\psi}_{bu}^{aj} \\ -\sin \bar{\theta}_{bu}^{aj} \end{pmatrix} \quad (16.102)$$

式中: $\bar{\psi}_{bu}^{aj}$ 和 $\bar{\theta}_{bu}^{aj}$ 为发射台或特征 j 测量的、相对于体坐标系的方向角 (bearing) 和仰角。若 b 系的 xy 平面与 l 系的平行,则有简化

$$\bar{\theta}_{lu}^{aj} = \bar{\theta}_{bu}^{aj}, \quad \bar{\psi}_{lu}^{aj} = \bar{\psi}_{bu}^{aj} + \bar{\psi}_{lb}^{aj} \quad (16.103)$$

在这种情况下,姿态误差必须包含进状态向量。假设是误差状态组合,则状态向量变为

$$\mathbf{x}^l = \begin{pmatrix} \delta \mathbf{r}_{lb}^l \\ \mathbf{b}_\psi \\ \mathbf{b}_\theta \\ \delta \psi_{lb}^l \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (16.104)$$

并且测量矩阵变为

$$\mathbf{H}_{\psi,k}^l \approx \begin{pmatrix} -h_{\psi r}^{1T} & h_b^{1T} & 0 & h_{\psi\psi}^{1T} & 0 \\ -h_{\psi r}^{2T} & h_b^{2T} & 0 & h_{\psi\psi}^{2T} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -h_{\psi r}^{mT} & h_b^{mT} & 0 & h_{\psi\psi}^{mT} & 0 \end{pmatrix}_{\hat{x}^l = \hat{x}_k^{l-}} \quad (16.105)$$

$$\mathbf{H}_{\theta,k}^l \approx \begin{pmatrix} -h_{\theta r}^{1T} & 0 & h_b^{1T} & h_{\theta\psi}^{1T} & 0 \\ -h_{\theta r}^{2T} & 0 & h_b^{2T} & h_{\theta\psi}^{2T} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -h_{\theta r}^{MT} & 0 & h_b^{MT} & h_{\theta\psi}^{MT} & 0 \end{pmatrix}_{\hat{x}^l = \hat{x}_k^{l-}} \quad (16.106)$$

这里

$$h_{\psi\psi}^{jT} = (\tan \hat{\theta}_{lu}^{aj-} \cos \hat{\psi}_{lu}^{aj-} \quad \tan \hat{\theta}_{lu}^{aj-} \sin \hat{\psi}_{lu}^{aj-} \quad 1) \quad (16.107)$$

$$h_{\theta\psi}^{jT} = (-\sin \hat{\psi}_{lu}^{aj-} \quad \cos \hat{\psi}_{lu}^{aj-} \quad 0) \quad (16.108)$$

若只有方位误差比较大,包括二维系统, $\delta \psi_{lb}^l$ 的前两个分量可以忽略,并且方位 (azimuth) 测量矩阵中方向 (bearing) 误差对应的列为 1, 仰角测量中方向

(bearing)误差对应的列为0。若方向(bearing)完全未知,则通过在不同特征或发射台间做差分测量,可以从方位测量模型中消除方向(bearing),差分见CD中附录I的1.9.3节,假定滚动和俯仰角已知。

来自图像传感器的测量,其输入也可以是基于像平面坐标系,或者像素。此时到方向和仰角的转换(见13.3.1节),包含在组合算法测量模型中^[18]。

对于滤波组合,测量噪声协方差 $R_{\psi\theta}$ 由用户设备的分辨率决定,与角度信息是来自信号解调、无线电测向或者图像匹配都没有关系。对于图像匹配而言,特征的独特性也是一个问题。

对于单点组合,通常不估计偏差,因此测量误差协方差 $C_{\psi\theta}$ 需要考虑方位和仰角偏差以及测量噪声。

16.3.4 定线组合

环境特征匹配系统,包括地图匹配和一些基于图像的技术,有时可以确定用户在一条轨迹上,但不能确定其在轨迹的哪一点,即提供的是水平面上的一维测量。测量值可以用轨迹的方位 $\tilde{\psi}_{nF}$ 和轨迹上任意点 f 的位置 r_{fj}^l 或 $\tilde{p}_f$ 来描述。从估计的用户位置 r_{fj}^l 或 $\tilde{p}_f$ 到该轨迹的垂直距离,构成测量新息 δz_L ,该轨迹的方向用于计算测量矩阵,如图16.16所示。这里的讨论忽略了杆臂、数据库偏差和传感器对准误差。

测量新息可以用下式计算:

$$\delta z_{L,k} = [(-\sin\tilde{\psi}_{nL} \quad \cos\tilde{\psi}_{nL} \quad 0)(\tilde{r}_{fj}^l - \hat{r}_{lb}^l)]_k \quad (16.109)$$

这里当地水平坐标系与北东地对齐。或者

$$\delta z_{L,k} = [(-\sin\tilde{\psi}_{nL} \quad \cos\tilde{\psi}_{nL} \quad 0)(\hat{T}_p^{r(n)}(\tilde{p}_f - \tilde{p}_b))]_k \quad (16.110)$$

这里 $T_p^{r(n)}$ 由式(2.120)给出。

当状态向量简单地取为 r_{lb}^l 或者 δr_{lb}^l 时,测量矩阵为

$$H_{L,k}^l = k_L[-\sin\tilde{\psi}_{nL} \quad \cos\tilde{\psi}_{nL} \quad 0]_k \quad (16.111)$$

当状态向量简单取为 p_b 或者 δp_b 时,测量矩阵为

$$H_{L,k}^n = k_L[(-\sin\tilde{\psi}_{nL} \quad \cos\tilde{\psi}_{nL} \quad 0)\hat{T}_p^{r(n)}]_k \quad (16.112)$$

注意 k_L 对于全状态组合为1,对于误差状态组合为-1。

由于特征匹配系统需要组合后的位置结果(见16.3.7节),因此轨迹确定也可以输出位置校正 $\delta \tilde{z}_L$ 和朝向校正 $\tilde{\psi}'_{nF}$,见图16.16。此时测量新息就是校正量,测量矩阵为

$$H_{L,k}^l = -k_L[\cos\tilde{\psi}'_{nL} \quad \sin\tilde{\psi}'_{nL} \quad 0]_k \quad (16.113)$$

或者

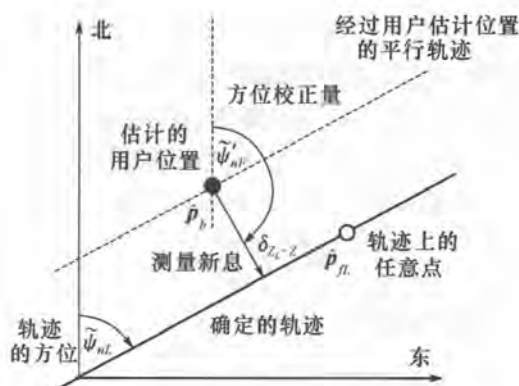


图 16.16 轨迹确定中观测量的几何关系

$$\mathbf{H}_{L,k}^n = -k_L [(\cos \tilde{\psi}'_{nL} \quad \sin \tilde{\psi}'_{nL} \quad 0) \hat{T}_p^{(n)}]_k^- \quad (16.114)$$

与其他环境特征匹配系统一样,滤波组合中的测量误差协方差 $\mathbf{R}_L$,与传感器和数据库的分辨率、特征的独特性以及特征传感器的范围有关。

16.3.5 多值测量的处理

在那些使用模式匹配定位方法、或者从图像中识别环境特征的系统中,测量和数据库之间并不总是有明确的匹配关系。当环境包含重复特征时,测量和数据库分辨率的限制会导致难于区分相似特征。例如,一个图像匹配系统可能会看到多条火车轨道,但数据库中只有一条。由于这些多义性,基于环境特征匹配或者无线电信号模式匹配的系统,都会产生偶然的错误测量。为了防止错误的测量污染滤波器架构的组合导航参数,要采用 17.3 节讨论的基于测量新息的故障检测和完好性监测技术。

一个鲁棒性更好的方法是,这些子系统输出一个多假设观测,每个观测均与数据库中一个可能的匹配对应,包括位置、协方差和匹配概率;观测还要包含没有正确匹配的空假设。基于卡尔曼滤波的组合算法可以采用新息滤波(见 17.3.1 节)来剔除所有与先验导航参数严重不一致的假设,然后采用最优定位、加权定位或者多假设滤波方法融合剩余假设(见 3.4.5 节)。或者将所有测量假设看作一个组合概率分布,输入给一个粒子滤波。粒子滤波也可以输入模式匹配测量的完整概率分布。

对于采用传统雷达传感器,并工作在低粗糙度地形的 TRN,与简单地采用最优观测相比,使用加权观测的组合滤波器时,导航参数对错误 TRN 位置具有更好的鲁棒性。而多假设滤波^[19]方法并没有进一步的改善。在连续多个图像上,比如 CVN(见 CD 中附录 H 的 H.1 节),如果虚匹配具有相关性,则多假设滤波对于最优性能而言非常关键^[20]。

若组合了多个模式匹配子系统,每个子系统都有定位结果,这个定位结果是

根据不同候选位置对应的匹配度得到的。此时,可以将不同子系统相应位置的匹配度进行组合,从而产生联合的定位结果,达到减小多值测量的效果。如果有速度输出(比如航位推算系统),则可以将前一节点匹配度对应的位置信息,根据节点间载体的运动,外推到当前节点,从而相同子系统的不同节点间的匹配度,也可以组合。多子系统和多节点组合的图示见图 16.17。

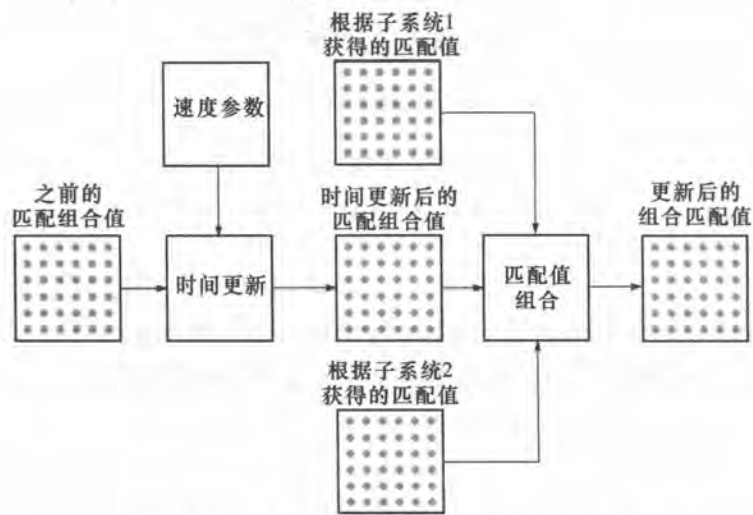


图 16.17 组合多个子系统和多节点的匹配结果

16.3.6 特征跟踪与地图创建

特征跟踪系统中,在刚开始几个连续的历元上,测量的是未知的环境特征或偶然信号。第一个测量必须用于确定特征的近似位置。之后,这些测量就可以用来校正组合导航结果。为了在超越特征的范围后,还能记住特征的位置估计以及识别信息,可以建立一个备用的特征地图,这实际上是一种同时定位与地图创建(SLAM)。在协同定位中,这些信息可以在用户间共享^[21, 22]。

对于估计位置、速度、姿态误差以及特征位置的系统,所有量都是相对于当地水平坐标系且投影到该坐标系的,则合理的状态向量为

$$\mathbf{x}^i = \begin{pmatrix} \delta \mathbf{r}_{lb}^i \\ \delta \mathbf{v}_{lb}^i \\ \delta \boldsymbol{\psi}_{lb}^i \\ \mathbf{r}_{l1}^i \\ \mathbf{r}_{l2}^i \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{lm}^i \end{pmatrix} \tag{16.115}$$

式中: $r_{l1}^l, r_{l2}^l, \dots, r_{lm}^l$ 为特征位置。

每次识别新的特征后, 还要加入增加的特征位置状态。为了将状态向量限制到一个合适的大小, 那些再也观察不到的特征, 其对应的状态要删除。在地图创建模式下, 存储位置估计及其对应的误差协方差。为了能够连续估计特征的位置, 必须采用集中式滤波组合架构。

用相应的状态估计代替数据库导出的特征位置, 则距离、方位以及仰角测量的公式表述见 16.2.2 节和 16.2.3 节。对于式(16.115)定义的状态向量, 其测量矩阵为

$$\mathbf{H}_{R,k}^l \approx \begin{pmatrix} u_{a1}^{\gamma^T} & 0 & 0 & u_{a1}^{\gamma^T} & 0 & \cdots & 0 \\ u_{a2}^{\gamma^T} & 0 & 0 & 0 & u_{a2}^{\gamma^T} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{am}^{\gamma^T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & u_{am}^{\gamma^T} \end{pmatrix}_{s^l = s_k^l -} \quad (16.116)$$

$$\mathbf{H}_{\psi,k}^l \approx \begin{pmatrix} -h_{\psi r}^{1^T} & 0 & h_{\psi\psi}^{1^T} & -h_{\psi r}^{1^T} & 0 & \cdots & 0 \\ -h_{\psi r}^{2^T} & 0 & h_{\psi\psi}^{2^T} & 0 & -h_{\psi r}^{2^T} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -h_{\psi r}^{m^T} & 0 & h_{\psi\psi}^{m^T} & 0 & 0 & \cdots & -h_{\psi r}^{m^T} \end{pmatrix}_{s^l = s_k^l -} \quad (16.117)$$

$$\mathbf{H}_{\theta,k}^l \approx \begin{pmatrix} -h_{\theta r}^{1^T} & 0 & h_{\theta\psi}^{1^T} & -h_{\theta r}^{1^T} & 0 & \cdots & 0 \\ -h_{\theta r}^{2^T} & 0 & h_{\theta\psi}^{2^T} & 0 & -h_{\theta r}^{2^T} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -h_{\theta r}^{m^T} & 0 & h_{\theta\psi}^{m^T} & 0 & 0 & \cdots & -h_{\theta r}^{m^T} \end{pmatrix}_{s^l = s_k^l -} \quad (16.118)$$

若同时兼有测距和测角定位, 则采用 UKF 可以将最近特征的线性化误差变成最小。但若只有距离测量, 则特征位置估计的初始分布将是环状的, 不容易在基于卡尔曼滤波器的估计算法中表示。因此经常采用非高斯估计技术, 比如粒子滤波(见 3.5 节)。

若只有角测量, 则特征位置估计的初始分布是楔形的(wedge-shaped), 它可以在基于卡尔曼滤波器的估计中表示为 6 个状态, 包括: 特征第一次观测到时的用户位置、从用户位置到特征的朝向和仰角以及距离的逆^[23]。用距离的逆可以对很大的距离不确定性建模。

在完整的 SLAM 实现中, 保留了之前根据特征位置估计的用户位置以及其误差协方差。这样, 当用户再次观测到一个之前观测过的特征或者信号时, 这称作回路闭合(loop closure), 可以根据所有该特征对应的后续数据进行优化组合。

当用户实时位置估计比较差时,这种方法会有很大的效果。

SLAM 也可用于创建模式匹配数据库,并已经用于无线电信号可用性的地图创建^[24],以及建筑物内行人路线的地图创建^[25]。

16.3.7 对定位系统的辅助

包含环境特征识别或者模式匹配的子系统,需要知道大概位置,来决定要搜索的数据库区域。因此位置辅助对于初始化很重要,除非不知道起始点位置。采用组合位置参数(不是子系统位置参数),可以让搜索区域最小,尤其是当子系统没有足够的信息来计算其精确的位置时。

由于位置辅助能够预测哪些信号可见,从而可以通过减小搜索范围实现快速捕获,因此位置辅助对于使用无线电或者其他信号的系统也非常有用。另外,对测距系统而言,通过减小搜索空间,一个已知的近似位置和时间可以加速信号捕获过程。

组合导航参数的速度辅助,可以用来协助低信噪比环境下测距信号的捕获与跟踪,从而有效增加接收机的灵敏性。深耦合组合导航中(见 14.1.5 节和 14.3.3 节),组合算法跟踪测距信号时,也可以利用速度辅助,然而必须用于信号,而不能用于 GNSS。

在双向测距子系统中,速度辅助还可以用于补偿载体运动的影响。由于声速相对较低,这对于声波定位(见 12.4 节和 12.5.2 节)非常有用。

对于模式匹配系统,比如 TRN,需要在对多个位置上的测量才能确定位置,则速度辅助能够将多个测量的切面组合成一个位置特征,这个特征能够以最小的多义性与数据库匹配。这个方法可以扩展到任何模式匹配系统,来增加位置特征的独特性。

最后,基于图像的定位系统以及无线电测向系统,可以从姿态辅助中获益,实现对传感器对准的优化,并提高寻找环境特征和信号的快速性。

本章的习题及练习见随附 CD。

参 考 文 献

- [1] Xing Z, Gebre - Egziabher D. Comparing Non - Linear Filters for Aided Inertial Navigators. Proc. ION ITM, Anaheim, AC, January 2009; 1048 - 1053.
- [2] Gu D, Qin Y, El - Sheimy N. A New Federated Kalman Filter for Integrated Navigation Syetem Based on SINS. Proc. ION GNSS 2007, Fort Worth, TX, September 2007; 551 - 561.
- [3] Carlson N A, Berarducci M P. Federated Kalman Filter Simulation Results. Navigation; JION, Vol. 41, No. 3, 1994; 297 - 321.
- [4] Garlson N A. Federated Filter for Distributed Navigation and Tracking Applications. Proc. ION 58th AM, Albuquerque, NM, June 2002; 340 - 353.

- [5] Carlson N A. Federated Square Root Filter for Decentralized Parallel Processing. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 26, No. 3, 1990:517 – 525.
- [6] Hamilton A S, Chilton B W. A Flexible Federated Navigation System for Next Generation Military Aircraft. *Proc. ION 52nd AM*, Cambridge, MA, June 1996:409 – 415.
- [7] Levy L J. Suboptimality of Cascaded and Federated Kalman Filters. *Proc. ION 52nd AM*, Cambridge, MA, June 1996:399 – 407.
- [8] Shafiee M, O’Keefe K, Lachapelle G. Context – Aware Adaptive Extended Kalman Filtering Using Wi – Fi Signals for GPS Navigation. *Proc. ION GNSS 2001*, Portland, OR, September 2001:1305 – 1318.
- [9] Zampella F. Unscented Kalman Filter and Magnetic Angular Rate Update (MARU) for an Improved Pedestrian Dead – Reckoning. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Myrtle Beach, SC, April 2012:129 – 139.
- [10] Afzal M H, Renaudin V, Lachapelle G. Use of Earth’s Magnetic Field for Mitigating Gyroscope Errors Regardless of Magnetic Perturbation. *Sensors*, Vol. 11, 2011:11390 – 11414.
- [11] Gebre – Egziabher D, et al. A Gyro – Free Quaternion – Based Attitude Determination System Suitable for Implementation Using Low Cost Sensors. *Proc. IEEE PLANS*, San Diego, CA, March 2000:185 – 192.
- [12] Wendel J, et al. MAV Attitude Estimation Using Low – Cost MEMS Inertial Sensors and GPS. *Proc. ION 61st AM*, Cambridge, MA, June 2005:397 – 403.
- [13] Carlson C R, Gerdes J C, Powell J D. Error Sources When Land Vehicle Dead Reckoning with Differential Wheel speeds. *Navigation: JION*, Vol. 51, No. 1, 2004:13 – 27.
- [14] Zhao L, et al. An Extended Kalman Filter Algorithm for Integrating GPS and Low Cost Dead Reckoning System Data for Vehicle Performance and Emissions Monitoring. *Journal of Navigation*, Vol. 56, No. 2, 2003:257 – 275.
- [15] Hide C, Botterill T, Andreott M. Vision – Aided IMU for Handheld Pedestrian Navigation. *Proc. ION GNSS 2010*, Portland, OR, September 2010:534 – 541.
- [16] Enge P K, McCullough J R. Aiding GPS with Calibrated Loran – C. *Navigation: JION Navigation*, Vol. 35, No. 4, 1988:469 – 482.
- [17] Hide C, et al. Integrated GPS, LORAN – C and INS for Land Navigation Applications. *Proc. ION GNSS 2006*, Fort Worth, TX, September 2006:59 – 67.
- [18] Chu C – C, et al. Performance Comparison of Tight and Loose INS – Camera Integration. *Proc. ION GNSS 2011*, Portland, OR, September 2011:3516 – 3526.
- [19] Groves P D, Handley R J, Runnalls A R. Optimising the Integration of Terrain Referenced Navigation with INS and GPS. *Journal of Navigation*, Vol. 59, No. 1, 2006:71 – 89.
- [20] Handley R J, Dack L, McNeil P. Flight Trials of the Continuous Visual Navigation System. *Proc. ION NTM*, Long Beach, CA, January 2001:185 – 192.
- [21] Berezin F, et al. Collaborative GPS/INS Navigation in Urban Environment. *Proc. ION ITM*, San Diego, CA:1114 – 1125.
- [22] Kasser Z M, Humphreys T E. Observability and Estimability of Collaborative Opportunistic Navigation with Pseudorange Measurements. *Proc. ION GNSS 2012*, Nashville, TN, September 2012:621 – 630.
- [23] Civera J, Davison A J, Martinez Montiel J M. Inverse Depth Parametrization for Monocular SLAM. *IEEE Trans. on Robotics*, Vol. 24, No. 5, October 2008:932 – 945.
- [24] Faragher R M, Sarno C, Newman M. Opportunistic Radio SLAM for Indoor Navigation Using Smartphone Sensors. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Myrtle Beach, SC, April 2012:120 – 128.
- [25] Kaiser S, Garcia – Puyol M, Robertson P. Maps – Based Angular PDFs Used as Prior Maps for FootSLAM. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Myrtle Beach, SC, April 2012:113 – 119.

第 17 章 故障检测、完好性监测与测试

与其他技术一样,导航系统也会偶尔产生输出误差,这些输出误差要远远超出指示或规定的边界。这可能是由于硬件或软件故障所致,或非正常的工作条件所致。对导航系统不同故障模式的讨论见 17.1 节。

为了得到导航系统的最佳性能,就应该应用故障检测与故障修复技术。这些技术在不同层面上工作:故障检测(fault detection)简单地指示有故障并向用户告警;故障检测与恢复(fault detection and recovery, FDR)识别故障位置并试图修复被污染的导航参数,这些参数在检测到故障之前已被污染;故障检测与隔离(fault detection and Isolation, FDI)提供不受故障数据影响(也就是未被污染)的导航参数;故障检测与排除(fault detection and exclusion, FDE)进一步验证恢复的导航参数是无误的。注意有些学者对这些术语有不同的定义。

完好性监测系统实现两个单独且有关联的功能:

- (1) 检测并缓解故障;
- (2) 确定导航参数是否可用,也称作参数保护。

由于这两个功能是有区别的,因此即便检测到有故障,只要这个故障对导航参数的影响可以缓解,导航参数就仍然可用。或者相反,如果没有足够的信息来确保没有故障,即便此时并没有检测到故障,导航参数也可能不可用。另一方面,由于这两个功能之间是有联系的,与没有检测到相比,检测到故障时的导航参数更有可能不可用。

对于安全很关键的应用,必须有完好性监测。这些应用往往需要证明导航参数是满足多个性能标准的,比如无故障导航参数的可用性,以及故障无法识别的概率。但对于所有应用而言,往往都需要某些形式的故障检测与缓解技术。

故障检测与完好性监测技术可以分为两类:基于用户的和基于设施的。基于用户的也称作传感器级,基于设施的也称作系统级的。本章首先讨论传感器级的方法;17.2 节讨论了基于范围检查的故障检测;17.3 节讨论了卡尔曼滤波新息监测;17.4 节讨论了基于直接一致性检查的完好性监测,这种一致性检查是在不同测量组合的计算结果之间进行的;17.5 节讨论了基于设施的也即系统级方法。不同的完好性监测技术不是互相排斥的,通常可以组合使用。

完好性监测是一种典型的假设检验,假设检验在 CD 中附录 B 的 B.5 节有研介绍。假设检验是用数据来回答一个是或者否的问题,比如是否有故障,或者导航参数是否可用。由于系统在工作中,其数据有噪声以及误差,因此对故障检

测的假设检验可能产生错误的结果:有故障但假设检验给出的是无故障,就产生了漏检(missed detection);没有故障但假设检验给出的是有故障,就产生虚警(false alarm)。17.6节有对此的进一步讨论,同时还讨论了完好性监测的导航参数保护功能,以及规定导航性能(required navigation performance, RNP)说明。

最后,17.7节讨论了导航系统的各种测试方法,这些测试用来验证系统是否满足了需要的性能指标。这些测试包括实地测试、基于记录数据的测试、实验室测试以及软件仿真。

17.1 故障模式

针对各种主要的导航技术,本节总结了导航系统可能发生的,且可由完好性监测系统检测到的主要故障,并对组合算法的故障模式、场景故障(context failures)进行了讨论。

17.1.1 惯性导航

由硬件故障导致的单个惯性传感器故障有:无输出、无读数、重复读数或者超出指标的大误差。一旦检测到了一个传感器故障,就不应该接受该传感器任何数据。如果没有冗余的惯性传感器,这种故障就意味着丧失全部惯性导航参数。如果全部惯性传感器的输出都包含大的误差,这可能意味着系统正处在一个比设计指标大得多的振动环境,或者存在安装故障。整个IMU或者INS也可能会产生电源故障、软件故障或者通信故障,这时应该尝试重启。惯性导航系统需要冗余的硬件才能实现FDR、FDI或者FDE。

17.1.2 航迹推算、姿态和高度测量

与很多其他设备类似,航迹推算系统会有硬件或者软件故障,且每种技术均有其短期或长期故障模式。由于设备磁场标定的不正确、环境磁场异常以及有加速度时传感器的定向问题等,磁航向测量会产生错误。在有音暴和气象锋(weather fronts)时,气压高度计输出会表现出不连续。里程计会受到车轮侧滑的影响。而异常的运动欺骗PDR算法。当运动的生物体或载体遮断了一个波束,多普勒雷达和声纳测速会出现错误。大气数据和船速仪容易受到紊流、风速及水流变化的影响。

17.1.3 GNSS

GNSS故障模式可以分成4类:卫星故障;大气层传输异常;本地通道故障,包括影响用户设备单个通道的故障;一般用户设备故障。各种故障的总结见文献[1,2]。故障也可能出现在差分校正或辅助数据上。

卫星故障包括:低传输功率故障、时钟故障、导航电文传输错误以及非正常的码波形等。非正常码波形也称作有害波形,源于信号生成的硬件故障,或者信号自相关的扭曲。故障对伪距测量误差的影响与接收机的设计有关,因此未必能在 DGSS 系统中消除。卫星故障最好通过地基信号监测网来检测,见 17.5 节的讨论。

太阳或气象风暴会导致大的电离层或对流层传输延迟,或者电离层闪烁。监测网络有可能检测到这种故障,但这与网络的密度以及风暴的地点相关。风暴和气象条件还会导致差分和相对 GNSS 残差变大,这会让异常的大气层传播表现为本地通道故障。

导致本地通道故障的其他原因包括:NLOS 的接收、多径干扰、失锁中的跟踪环路、影响单个通道的接收机硬件和软件故障。如果没有监测网络或者监测网络只是用于备份,则卫星故障和大范围的大气层问题,会被检测为本地通道故障。只要跟踪的卫星足够多,就可以对单通道故障进行 FDI 和 FDE 级别的保护。简单地,丢弃故障信号,使用其余信号可以计算导航参数。

大多数用户设备故障会影响所有卫星信号。硬件故障可能发生在天线、接收机或者参考晶振上,这时处理和通信功能均可能受到影响。这些故障有时会在所有通道上产生输出错误,但不会根本没输出,因此需要对这些故障进行检测。重新启动用户设备可以恢复软件故障。对硬件故障的恢复需要硬件的冗余。

17.1.4 陆基无线电导航

很多陆基无线电导航系统的故障,与 GNSS 故障具有相同的类型。所有系统均易产生发射器故障,从而导致广播错误信号。用户设备也会包含不正确的、或者过期的发射器位置信息或预测的 RSS。

异常的大气条件与洪水,会影响信号的传播。所有无线电信号都会受多径和/或 NLOS 接收的影响。在一定的位罝,干扰或信号衰减会影响所有或者部分信号。在检测到信号不可用前,这些问题会导致很多接收机产生一系列的错误测量。用户设备还存在硬件或者软件故障。

17.1.5 环境特征匹配与跟踪

特征匹配系统具有固有的不可靠性。环境特征可能没有正确识别。对于模式匹配方法,在测量与数据库之间总是存在一定概率的误匹配,尤其是当数据库有错误或者过期时。误定位的概率要与定位可用性折中考虑,但误定位不能完全消除。借助先前的定位结果和其他定位系统的结果,可以验证特征匹配的位罝结果。在得到有效验证之前,特征匹配的位罝结果只能是临时的。注意,惯性导航或航迹推算可用于连续定位结果的辅助比较。3.4.4 节已经讨论了多假设

卡尔曼滤波技术。连续图像间的误匹配,同样很容易影响特征跟踪系统。对于完好性要求非常高的应用,环境特征匹配与跟踪是否根本不适用,这一点仍有疑义。

17.1.6 组合算法

除了处理器硬件和软件故障,基于卡尔曼滤波器的组合导航算法或导航处理器还会表现出三种故障:数值问题、调参不当与模型故障。数值问题在 3.3.3 节讨论过,且应该在设计时消除,但如果卡尔曼滤波器工作时间长于设计的工作时间,这种故障仍然可能发生。

正如 3.3.1 节讨论的,卡尔曼滤波器的调参是对收敛速度和稳定性的折衷。如果对初值不确定性、系统噪声以及测量噪声的假设过于乐观,状态估计误差很可能明显大于状态的不确定性。

如果系统模型和测量模型没有对导航系统的行为正确建模,就会发生模型故障。比如,高阶惯性器件误差、接收机时钟 g 相关误差或者振动导致的误差,可能被错误地忽略。或者对用户的动态性估计过低,时间同步误差或者时间相关噪声没有考虑,或者忽略了 GNSS 测量噪声随 c/n_0 的变化,这些都会导致状态估计误差明显超过状态的不确定性。

调参不当与模型故障带来的状态估计误差,如果能够检测,则可以通过增加状态的不确定性(见 17.3.3 节)对其进行补救。但对于高完好性要求的应用,必须尽量对所有误差源建模并正确调参。完好性监测不应该替代设计的不足。

同样的故障模式也可用于非卡尔曼滤波器的估计算法。

17.1.7 场景

很多导航技术被设计成在一定的场景中工作,这些技术均对环境 and/或载体(用户)的行为有一定的假设。这些技术包括:地图匹配、基于步检测的 PDR 以及运动约束的应用等。如果导航系统工作的环境超出了设计的场景,则假设可能是错误的,从而导致错误的导航参数。一个自适应场景的导航系统(见 16.1.10 节)可以检测其工作的环境,并选择相应的算法。但会出现场景检测错误,从而导致错误的导航参数。

17.2 范围检查

本节讨论参数合理范围的验证检查(Range Checks),包括传感器输出、导航参数以及卡尔曼滤波器估计。参数偏离其正常工作范围是系统故障的表现,尽管反过来未必如此。范围检查不能检测所有故障模式,但检查传感器输出,可立即对简单故障做出响应从而保护导航参数。而对导航参数的检查则提供了一个

附加的保护,对卡尔曼滤波估计的检查则可以检测慢变故障。

17.2.1 传感器输出

对导航传感器的输出,如加速度计和陀螺的测量、GNSS 的伪距、伪距率或者 I_e 和 Q_e 、磁场的测量以及雷达的距离测量等,可以作很多检查。测量的绝对值和变化量,可以与制造商给出的传感器量程、预期的传感器工作范围进行比较。比如,所有载体都有一个最大的加速度和角速率,但振动可能导致传感器测量值更大,因此在很多情况下,将范围检查用于平滑后的测量更有效。最大的 GNSS 伪距率是卫星速度、用户速度范围以及接收机钟漂的函数。磁场测量可以与地球磁场强度作比较。尽管很可能是由于环境异常而不是传感器故障,导致测量值有差异,但仍然值得临时去掉那些测量。

产生任意测量值或一系列零值的错误,表明传感器存在故障。故障传感器也可能产生一系列重复测量。偶尔或通信突变导致的单个重复测量,不应该看作是故障。重复测量发生的概率依赖于传感器噪声与量化水平之比,因此可以据此设置发生故障的重复测量个数。

17.2.2 导航参数

每个导航系统应用都有个工作范围包络。陆地车辆或者船只应该总是在地球表面附近,每架飞机都有一个最大高度,否则飞机就不能有效飞行。同样,每个载体都有一个最大对地速度,例如当今使用的民航飞机不会超声音速,道路上的车辆很少超过 50m/s。因此,如果导航系统给出的位置或者速度超过了用户的工作范围,就可能有故障。这同样适用于 GNSS 接收机钟漂大大超过参考晶振指标的情况。

17.2.3 卡尔曼滤波器估计

卡尔曼滤波器是一个检测故障的有力工具。在大多数包含 IMU 的组合导航系统中,加速度计和陀螺零偏被作为状态估计。因此,如果零偏的估计超过制造商给出的指标好几倍(5σ 的阈值比较合适),那么这个传感器很可能有故障。如果因为缺少测量或可观性问题,使得 INS 未得到良好标定,也会导致状态估计异常,因此,在任何故障检测的检验中,都应该考虑当前状态的不确定性。

范围检查也可以用于 GNSS 距离偏差的状态估计。如果其建模为短时间相关的,则估计值过大可能表示一个 NLOS 接收。这种方法也适用于陆地无线电导航,数据库偏差的估计值比较大,则可以用来检测特征匹配错误。磁航向偏差、气压高度计以及多普勒雷达/声纳标度因数误差,对它们的卡尔曼滤波估计值进行的范围检查,也可以用于故障检测。

状态估计检查本质上是一种形式的一致性检查,因此它们依赖冗余的测量

数据,尽管不一定是相同类型的数据。通过隔离源自故障传感器或信号的测量值,可以进行 FDR。但正如 17.4.2 节所述,FDI 则需要利用并行的多个组合导航结果。

17.3 卡尔曼滤波器测量新息

根据 3.2 节的定义,卡尔曼滤波器的测量新息 δz_k^- ,可以指示测量与状态估计是否一致。新息滤波可以即时检测大的异常,而新息序列的监测可以在一段时间内检测小的异常。本节对二者均进行了讨论,并讨论了在检测到故障之后卡尔曼滤波估计的修复方法。

测量残差 δz_k^+ 也可以用于序贯监测,并由于其有更小的协方差,从而对错误更敏感。但在卡尔曼滤波器中,测量残差需要特定计算才能得出,而新息及其协方差则是卡尔曼滤波器正常计算的一部分。

对于一个真实的卡尔曼滤波器,测量新息向量是

$$\delta z_k^- = z_k - H_k \hat{x}_k^- \quad (17.1)$$

而对于一个 EKF(见 3.4.1 节),其为

$$\delta z_k^- = z_k - h(\hat{x}_k^-) \quad (17.2)$$

新息的协方差 $C_{\delta z, k}^-$,是测量噪声协方差以及转换到测量空间的状态估计的误差协方差之和,即

$$C_{\delta z, k}^- = H_k P_k^- H_k^T + R_k \quad (17.3)$$

这是卡尔曼滤波器增益的分母。

归一化的新息定义为

$$y_{k,j}^- = \frac{\delta z_{k,j}^-}{\sqrt{C_{\delta z, k,j,j}^-}} \quad (17.4)$$

在一个理想的卡尔曼滤波器中,这些新息为零均值单位方差的高斯分布(见 CD 中附录 B 的 B.3.2 节),并且一旦估计的状态已经收敛到其对应的真值,这些新息后续的输出几乎独立。但是,时间相关的系统噪声或者测量噪声,模型系统噪声和测量噪声的协方差与真值的差异(比如,由于超限),对误差源的忽略,对非线性系统的状态估计进行闭环反馈,以及扩展卡尔曼滤波器的应用等,这些都会使新息不再具有上述属性^[3]。因此,在实际系统中,总是在设计要用的完好性监测算法之前,就对归一化后的新息进行统计测量。

17.3.1 新息滤波

新息滤波也称作峰值滤波(spike filtering)、测量选通(measurement gating)、

测量编辑(measurement editing)、合理性检验(reasonability testing)或者预滤波(prefiltering),注意预滤波也用于测量平均(见 3.3.2 节),其用来确定新的测量是否和以前的测量一致。它用一个阈值来比较每一个归一化的测量新息 y^- 的幅度,并剔除那些超过阈值的测量。在卡尔曼滤波器增益计算之前,使用新息滤波(见 3.2.2 节)。如果测量被剔除,则必须从卡尔曼滤波器增益计算式(3.21)、误差协方差更新式(3.25)以及状态向量更新式(3.24)中排除 H 的相应行和 R 的相应列。如果归一化的新息是零均值单位方差高斯分布,则新息滤波采用的阈值为真实测量的 99.73%。在实际中,阈值与虚警率之间的关系是变化的,必须根据经验来设定。但如果阈值设置太低,状态估计将偏向其初值。

新息滤波使用归一化的新息而不是原始新息,这是因为在正常的卡尔曼滤波器中,测量新息的大小会变化。在初始化后不久,或者测量存在一个明显的时间间断时,状态的不确定性会变大。状态不确定性或者测量噪声的变大,会导致测量新息变大,见图 17.1。

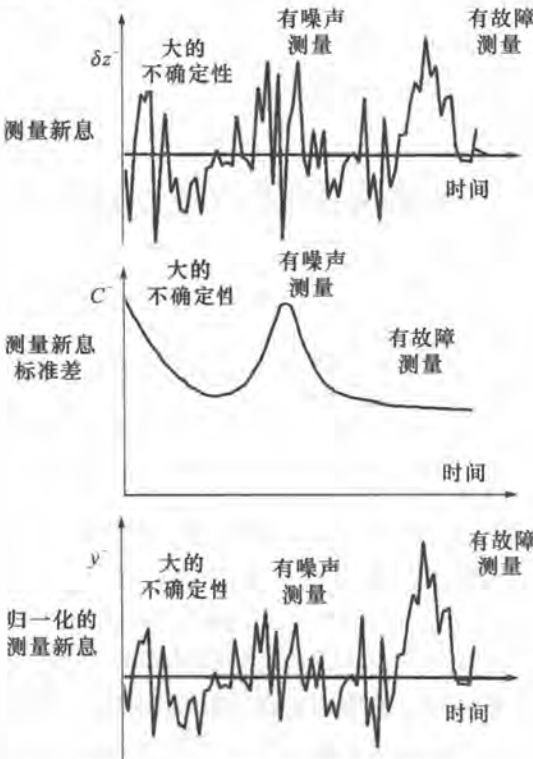


图 17.1 原始的和归一化的测量新息

若卡尔曼滤波的测量更新是序贯执行的(见 3.2.7 节),则在测量更新过程的开始,新息是被一起滤波的。而在每步的序贯测量更新之前,新息是单独滤波的。对于序贯方法,由于引入了更多的测量数据,检验变得更敏感。因此,滤波

输出会受到检验测量顺序的影响。对于非相关测量,测量更新对应的归一化新息可以用来决定处理的顺序。

如果导航传感器产生的是位置、速度或者姿态测量,则当该传感器的任何部件导致新息滤波器故障时,所有源自该传感器的测量都应该在滤波迭代中剔除。对于 GNSS 和其他提供距离测量的无线电导航系统而言,新息滤波应该独立地用于每个卫星或发射器的测量。但如果同时有大量测量使得新息滤波故障,则用户设备就值得怀疑,因此所有测量都应该剔除。如果剔除了一个 GNSS 伪距测量,则对应的伪距率或者 ADR 也应该剔除,但反过来并不成立。

新息滤波是卡尔曼滤波器设计的一个通用特性,甚至对于那些没有正式完好性要求的应用也是如此。它对于滤掉短期错误数据非常有用,如源于特征匹配系统的误定位、环境磁场异常导致的磁强计测量以及处于失锁边沿的 GNSS 跟踪环路测量。它也可用于滤掉测量序列中由于电磁干扰、数据通信错误以及时序问题导致的测量毛刺。如果这些毛刺足够大,则不需要冗余测量信息就可以剔除这些测量的阶跃变化。

如果测量使新息滤波器产生重复的故障,则表明测量正处于过渡过程,但这可以有不同的解释,一个 GNSS 位置参数可能正处在移除错误信号的过渡过程,类似地,用于传递对准的 INS/GNSS 速度测量可能正处在信号丢失后的重捕获过程。一个过渡过程也可能指示故障的发生,但故障源还不确定。在 INS/GNSS 组合导航滤波器中,一个影响所有测量的过渡过程,可能是由 INS 或者 GNSS 用户设备故障所致。类似地,在磁强计或特征匹配定位中,若初始化刚完成,此时之前测量的置信度低,则过渡过程可能表示在新的或者之前的测量中存在错误。通常,获得的信息越多,越容易找到导致过渡过程的原因,冗余信息对于所有形式的完好性监测均有帮助。

新息滤波很难响应逐渐建立的测量误差。这是因为在故障变得大到足以检测之前,那些误差就已经污染了状态估计。如果缺乏冗余测量,测量新息会比较小,因此故障根本就不会被检测到。另外,受污染的状态估计也妨碍了有效的故障隔离。

17.3.2 新息序列监测

测量与状态估计之间更小的和缓慢建立的偏差,可以通过最新的 N 个测量构成统计检验来辨识:

$$\mu_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{i=k+1-N}^k \tilde{y}_{i,j} \quad (17.5)$$

零均值单位方差高斯分布的 N 个独立采样,其均值的标准差为 $1/\sqrt{N}$ 。因此,如果满足下述条件,则可以辨识在测量新息中的偏差:

$$|\mu_{kj}| > \frac{T_{b\mu}}{\sqrt{N}} \quad (17.6)$$

式中: $T_{b\mu}$ 为新息阈值。

式(17.6)就是新息序列监测或者新息偏差监测。理论上,这个阈值是标准差的单位,并且虚警率可以根据高斯分布确定。但若连续的测量信息不独立,则检验统计量与虚警率之间的关系必须靠经验确定。

如果检测到新息偏差,则可能是由于测量序列间的偏差导致,或者是由于滤波器参数没有调整好而引起的卡尔曼滤波器状态不确定性过于乐观所致。过于乐观的状态不确定性将会导致很多观测序列上的新息偏差。对错误的测量序列,序列间的不一致将使偏差更大,但最少还要有两个冗余测量序列。

总的来说,对滤波器而言,一个合适的新息检验统计量为^[4]

$$s_{\delta z, k}^2 = \delta z_{\mu}^{-T} C_{\mu}^{-1} \delta z_{\mu}^{-} \quad (17.7)$$

其中

$$\begin{cases} C_{\mu}^{-1} = \sum_{i=k+1-N}^k C_{\delta z, i}^{-1} \\ \delta z_{\mu}^{-} = C_{\mu}^{-} \sum_{i=k+1-N}^k C_{\delta z, i}^{-1} \delta z_i^{-} \end{cases} \quad (17.8)$$

只要协方差 C_{μ}^{-} 正确,该新息检验统计量就满足具有 m 个自由度的 χ^2 分布(见 CD 中附录 B 中的 B.3.3 节),这里 m 是测量向量的分量数目,因此 $s_{\delta z, k}$ 与阈值的比较,就是 χ^2 检验。

如果发现测量序列故障,则必须剔除该序列的后续测量。依据不同的故障原因,有的测量有可能恢复,这样对测量新息的计算和监测就可以继续。对有偏状态估计进行补救的讨论见 17.3.3 节。对于单卡尔曼滤波器,只有 FDR 可用;FDI 则需要 17.4.2 节描述的并行滤波器。

采样长度 N 的选择,是对响应时间和敏感性的折中,而阈值 $T_{b\mu}$ 的选择则是敏感性和虚警率间的折衷。响应时间越快,受影响的状态估计越少。采用不同样本大小和阈值的多个检验统计量,可以更快地监测更大的偏差^[5]。采用一个附加的卡尔曼滤波器,来估计检验统计量的变化率,并与另一个阈值比较,有时可以更快地检测慢变误差^[6]。

一种不增加虚警率就可以提高响应时间的方法,是对并行滤波器采用两个阈值^[7]。如果新息偏差超过阈值下限,那么就创建一个补偿偏差的并行滤波器,并剔除可疑序列的后续测量。如果超过阈值上限,则删除旧的滤波器。而如果在一定时间内没有突破阈值上限,则删除新的滤波器,见图 17.2。

17.3.3 对有偏状态估计的补救

对卡尔曼滤波器状态的不确定性过度乐观,会导致新息偏差。如果检测到

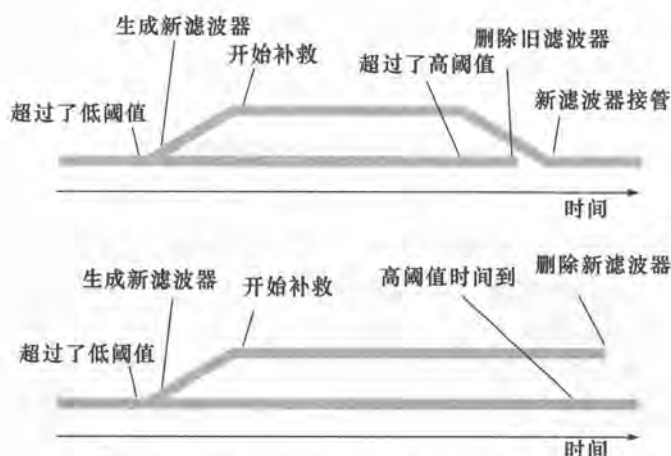


图 17.2 应用于新息偏差检测的并行滤波器
(见文献[8], © 2002 QinetiQ Ltd, 经允许再次印刷)

了这个信息偏差,则这些不确定性必须增大到给出实际值并优化卡尔曼增益。如果错误的测量数据或校正测量序列的过渡过程,已经污染了状态估计,为了校正这些估计,则卡尔曼滤波器必须对新的测量更敏感,或者也可以通过增大状态的不确定性来实现校正。

由于其重置 P 矩阵,因此增大状态的不确定性也称作协方差重置 (covariance reset),或者称作 Q 放大/缩小 (boost/bump),因为其有效地增加了额外的系统噪声。有很多不同的重置技术可以使用,包括:

- (1) 合理增加 P 矩阵的对角线元素的噪声方差;
- (2) 给 P 矩阵的对角线元素乘以一个常值标度因子;
- (3) 对整个 P 矩阵乘以一个标度因子;
- (4) 在 P 矩阵前一个值和初始值之间内插。

有时候,也可以仅对 P 矩阵的一个子集进行协方差重置。

在协方差重置后,用于新息序列监测的残差,其已经经过规范化并保存,这时应该置零以防止协方差重置的重复触发。或者对卡尔曼滤波器进行一系列的迭代,并不断用一个相对小的协方差不断重置,直到再也检测不到新息偏差。

17.4 直接一致性检查

直接一致性检查 (direct consistency check),通过比较源自不同测量组合的计算量,以决定它们是否一致。这种一致性检查的例子,包括单点 GNSS,或者陆基无线电导航参数,IMU 加速度计和陀螺测量值,以及里程计或多普勒速度测量。使用不同测量组合并行计算,得到的完整导航结果,也可以进行一致性检

查。这里首先讨论测量一致性检查,然后讨论并行导航结果的完好性监测。GNSS 测量一致性检查通常称为接收机自主完好性监测(receiver autonomous integrity monitoring, RAIM)。

一致性检查需要冗余信息(比如,需要更多的数据来形成一个导航结果)。如果参与比较的量,其计算最少需要 m 个测量,则故障检测就需要 $m+1$ 个测量值,故障排除需要 $m+2$ 个测量。例如,一个 IMU 需要 3 个加速度计和 3 个陀螺来测量三维的比力和角速度,因此故障检测需要 4 个加速度计和 4 个陀螺,而故障排除则每种传感器需要 5 个^[9]。类似的,需要 4 个伪距才能确定 GNSS 位置结果,因此需要 5 个伪距才能进行故障检测,需要 6 个伪距才能进行故障排除。

冗余可以通过不同类型的传感器予以实现。比如,GNSS 测量可以用来确定 4 个加速度计中的哪个出故障了,从而惯性导航可以继续使用其他 3 个传感器。这可以通过并行参数法很容易实现。地形数据库高度辅助(见 13.2.7 节)也可以用于一致性检查,它可以提供一个虚拟的测量,或者在数据库给出的高度和导航系统给出的高度之间求差,并与阈值比较。

除了测量的数量,测量的几何结构对一致性检查也很重要。对于故障检测而言,必须可以根据其他测量来对每个测量进行预测。图 17.3 给出了一个二维双向测距的例子。图 17.3(a)的几何结构很好,因为每一对测量都可以预测第三个测量,并且如果所有测量的精度相同,则预测的精度也相同。但图 17.3(b)的几何结构则不够好,测量 1 和 2 可以互相预测,但不能预测测量 3,因为它与测量 1 和 2 垂直,测量 3 没有任何共用的用户位置信息。图 17.3.(c)从几何结构上而言,是足以进行一致性检查的,但对测量 3 的预测要比测量 1 和 2 的精度低。类似的,如果惯性传感器的敏感轴是垂直的,则在它们之间不可能做一致性检查,因此若需要冗余,则传感器往往倾向于斜置安装^[9]。

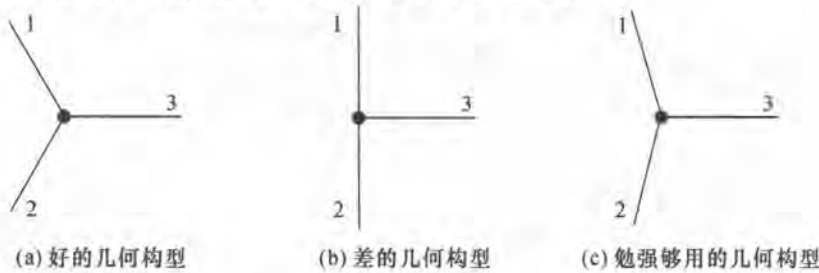


图 17.3 二维空间上的双路距离测量的不同的测量几何结构,对采用一致性检查进行故障检测的影响

对于故障的修复、隔离以及排除,传感器的配置的几何结构必须满足如下条件:当去除任何一个测量后,可以使用其他测量来对其进行预测。一个可行的例子见图 17.4(a)。但在图 17.4(b)的例子中,若去掉测量 1,则不能预测测量 3。也就是说,如果发现测量 1 和测量 3 不一致,不可能确定它们中的哪个故障。测

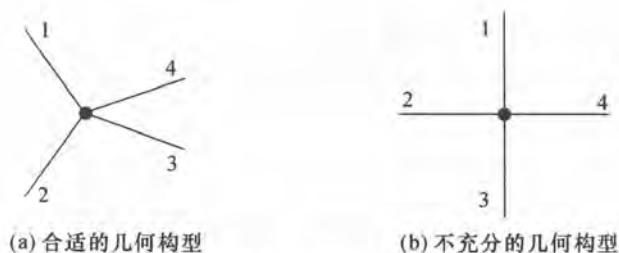


图 17.4 二维空间上的双向距离测量的不同的测量几何结构,对采用一致性检查进行故障修复、隔离以及排除的影响

量 2 和测量 4 有同样的问题。

17.4.1 测量一致性检查与 RAIM

有 4 种主要方法可用于一般的测量一致性检查或特定的 RAIM^[10]。其基本原理是相同的,因此它们有相似的性能。

参数分离方法^[11]:如果有 m 个测量,则可以得到 m 个不同的位置、比力和角速度或者速度,每次排除一个不同的测量。图 17.5 将这种方法应用于 GNSS 的 RAIM。该方法计算每个结果间的差值,最大差值或者所有差值的平均值被用来与阈值做比较,大于阈值则表示故障。



图 17.5 区分根据不同 GNSS 信号组合计算的位置参数

距离比较方法^[12]:使用前 n 个测量值来计算位置或其他比较量,然后用这个量来预测剩下的 $m - n$ 个测量。如果测量与预测一致,则一致性检验通过,否则表示发生故障。

最小二乘残差方法:首先使用所有测量,例如 GNSS 的伪距,来计算一个 n 维状态向量的最小二乘估计 $\hat{x}$,比如 GNSS 位置和钟差,公式为

$$\hat{x}_k = (H_k^T H_k)^{-1} H_k^T \delta z_k^- \quad (17.9)$$

式中: $\delta \mathbf{z}_k^-$ 是测量新息向量(实际值减预测值); $\delta \hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^+ - \hat{\mathbf{x}}_k^-$ 是状态新息向量(最小二乘估计减预测状态); $\mathbf{H}_k$ 是测量矩阵,与卡尔曼滤波器中的类似(见 3.2.4 节); k 表示历元。

然后使用下式计算测量残差 $\delta \mathbf{z}_k^+$:

$$\delta \mathbf{z}_k^+ = \delta \mathbf{z}_k^- - \mathbf{H}_k \delta \hat{\mathbf{x}}_k \quad (17.10)$$

实际测量值与根据估计的状态 $\hat{\mathbf{x}}_k^+$ 计算的结果,这两者之间的差与上式相等。最大或平均残差可以与一个阈值进行比较。但更通用的是借助 $\delta \mathbf{z}^{+T} \delta \mathbf{z}^+$ 或者下面规范化后的检验统计量进行 χ^2 检验:

$$s_{\delta \mathbf{z}}^2 = \delta \mathbf{z}_k^{+T} \mathbf{C}_{\delta \mathbf{z},k}^{+}{}^{-1} \delta \mathbf{z}_k^+ \quad (17.11)$$

式中: $\mathbf{C}_{\delta \mathbf{z},k}^+$ 为测量残差协方差矩阵(见 CD 中附录 D 的 D.1.3 节)。只要这个协方差正确,由于残差不独立,该量就是具有 $m-n$ 自由度的 χ^2 分布^[13]。

均势方法 (parity method)^[14], 在每个历元使用当前测量来精确计算一个包含 n 个分量最小二乘估计的比较量 x_k (比如 GNSS 位置和钟漂), 以及一个包含 $m-n$ 分量的奇偶向量 $\mathbf{p}_k$, 其平方 $\mathbf{p}_k^T \mathbf{p}_k$ 等于 $\delta \mathbf{z}_k^{+T} \delta \mathbf{z}_k^+$ 。

检验统计量的阈值,是对敏感性和虚警率的折中。对于 GNSS、陆基无线电导航和 IMU 测量,检验统计量可以对一段时间内的连续测量进行平均,来同时改善敏感性和虚警率,从而使得测量一致性检查类似于卡尔曼滤波器新息序列监测(见 17.3.2 节)。如果使用载波平滑的伪距,则这种平均是隐含的。但时间平均会延长响应时间。若输入给组合算法的测量有时间延迟(见 3.3.4 节),则可以考虑采用不同平均时间的多个检验统计量。注意当车轮侧滑或波束中存在移动物体时,里程计和多普勒速度测量会出现瞬时故障,此时它们不适合进行平均。

当检测到故障,有很多种方法都可以识别出有故障的测量序列。对于最小二乘残差和均势方法,最大的测量残差 $\delta \mathbf{z}^+$ 就属于故障测量。更一般地,如果有最少两个冗余测量,则测量一致性检查只需要简单地在 m 个测量集合中重复抽取 $m-1$ 个测量。没有故障测量的集合将通过检验并具有最小的检验统计量。

如果通过一致性检查的测量被专门用于计算最终的导航参数,则简单地排除有故障的测量就可以获得 FDI。但如果测量输入给了导航或者组合卡尔曼滤波,或者被用于航迹推算,则只能得到 FDR。这是因为可能很早就使用了未检测到故障的测量数据,尤其是在使用时间平均的检验统计量时。在这种情况下,FDI 需要并行的多个导航结果。

GNSS 的 RAIM 采用的伪距测量,如果是经过载波平滑的,则称其为绝对 RAIM。若 RAIM 使用的是伪距增量测量,则称其为相对 RAIM。由于伪距增量包含了历元间的载波相位变化,因此相对 RAIM 对刚开始的新故障更敏感。相

对 RAIM 可以与绝对 RAIM 或者基于基础环境的完好性监测(见 17.5 节)联合使用,此时相对 RAIM 可以补偿通信延时^[15]。

对于差分载波相位 GNSS 定位(见 10.2 节),测量一致性检查必须与整周模糊度的确认一起使用,来保证位置参数的完好性^[16]。

17.4.2 多并行参数

多个并行参数的完好性监测方案,包含一定数量的并行导航参数或滤波器,每个滤波器都将来自一个传感器或无线电导航信号的数据排除在外。通过一致性检验,每个附加的导航参数或滤波器都与主导航参数进行比较。如果检验失败,则表明被该导航参数排除的传感器或信号存在故障。之后,导航系统输出就切换到没有包含该故障传感器或信号的导航参数。由于这个导航参数从来没有引入故障源的数据,因此也隔离了故障。因此多并行参数的主要优势在于提供了 FDI。主要缺点是增加了处理器负载。

给每个导航参数去除两个输入的测量序列,可以降低处理器的负载。但若检测到它们存在故障,则就得去除两个测量序列。

图 17.6 给出了借助于多个导航处理器,如何将 FDI 应用于包含冗余传感器的惯性导航。除了主导航参数,每个导航参数去除一个传感器。通过同时忽略一对加速度计和陀螺,可以降低处理器负担。但如果检测到故障,则两个传感器必须同时隔离。

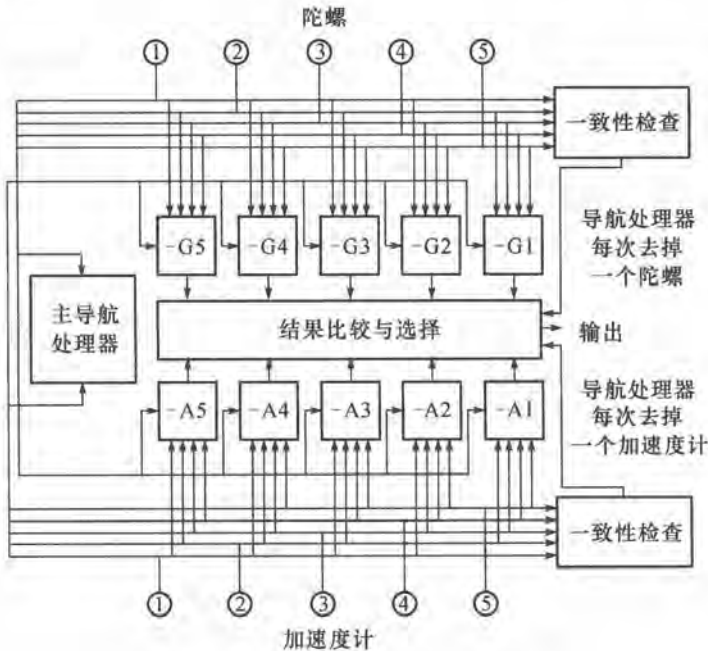


图 17.6 带冗余传感器的惯性导航并行参数完好性监测

图 17.7 给出了用于 GNSS 的并行完好性监测,这里使用了多个卡尔曼滤波器,主滤波器使用所有测量数据,而每一个其他滤波器(也叫子滤波器)忽略来自某一颗卫星的数据。

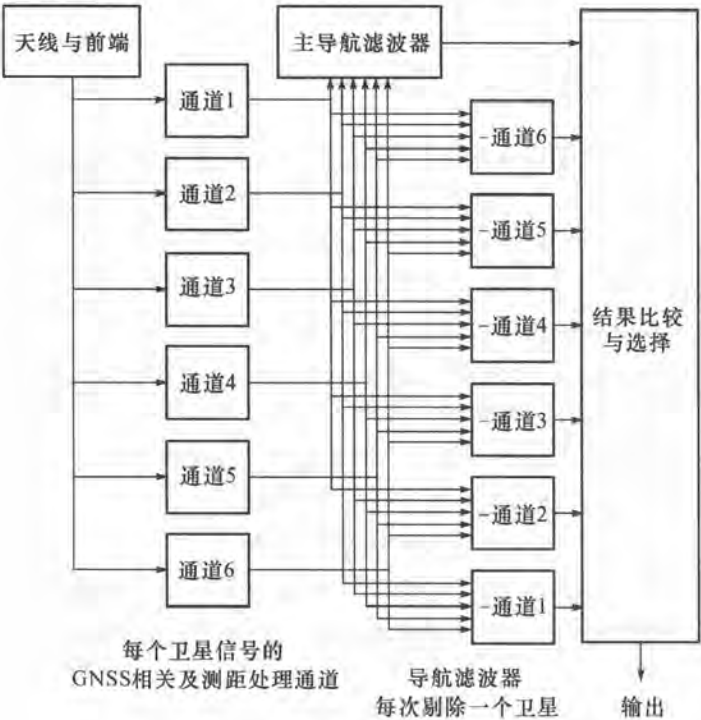


图 17.7 GNSS 并行参数完好性监测

对于无冗余惯性传感器的 INS/GNSS,图 17.8 给出了其完好性监测结构。其中只有主导航滤波器的输出,才用于惯性导航方程的闭环反馈校正。为了补偿对 INS 反馈校正的影响,这些校正信息还同时反馈给子滤波器以校正其状态估计。如果采用冗余的惯性传感器,则忽略单个传感器的惯性导航结果,可以进一步构成子滤波器,则整个结构还要加上这些子滤波器。

对于采用集中式结构的多传感器组合导航(见 16.1.4 节),忽略单个传感器、信号的测量,或者忽略源自不同类型导航系统的位置或速度参数,可以构成子滤波器,进而将其包含进系统,就可以应用 INS/GNSS 的完好性监测结构。在联邦架构(见 16.1.5 节)中,并行参数的完好性监测可以在局部滤波器中实现。而测量一致性检查,正如 17.4.1 节所述,可以应用于融合前的局部滤波器组输出。注意故障监测需要 2 个局部滤波器,故障隔离或恢复则需要 3 个。

若并行导航参数被独立地用于惯性导航或航迹推算,则一致性检查可以在测量层级进行,如 17.4.1 节所述,这里并行参数仅提供故障隔离。

对于并行卡尔曼滤波器,一致性检查的有多种方式,外推法^[4]对每个卡尔

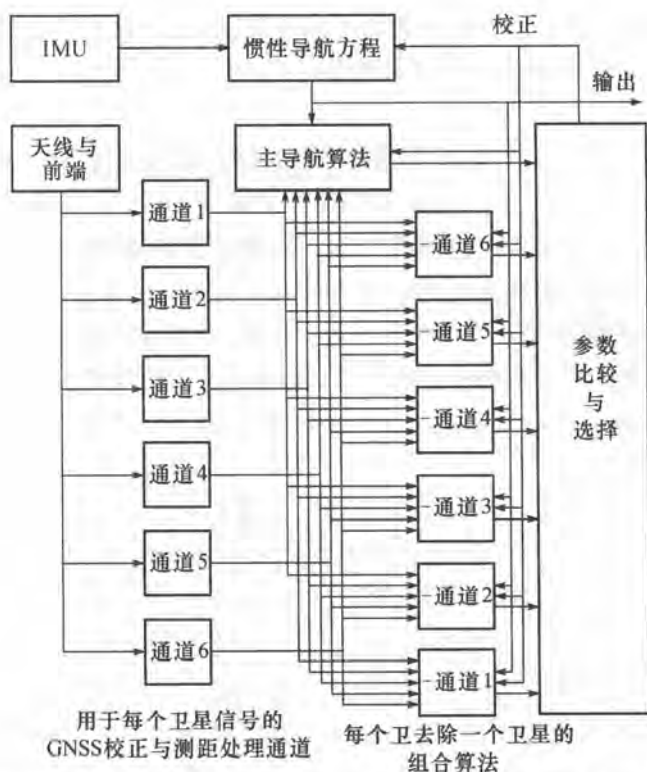


图 17.8 多并行滤波器的 INS/GNSS 完好性监测(无冗余惯性传感器)

曼滤波器进行新息序列监测,如 17.3.2 节所述,并通常需要计算 χ^2 检验统计量,见式(17.7)。也可以用测量一致性检查(见 17.4.1 节)。在这两种实现下,如果有故障,除了那个忽略故障数据的滤波器外,所有其他滤波器的检验统计量均会超过阈值。

参数分离法^[17]用主滤波器(以下标 0 表示),来比较每个子滤波器的状态估计(以下标 j 表示)。假定正确的协方差信息可用,对于第 j 个子滤波器,一个合适的 χ^2 检验统计量为

$$s_{\text{ex},j,k}^2 = (\hat{x}_{j,k}^+ - \hat{x}_{0,k}^+)^T B_{j,k}^{+^{-1}} (\hat{x}_{j,k}^+ - \hat{x}_{0,k}^+) \quad (17.12)$$

式中: $B_{j,k}^+ = E[(\hat{x}_{j,k}^+ - \hat{x}_{0,k}^+)(\hat{x}_{j,k}^+ - \hat{x}_{0,k}^+)^T]$ 为状态向量差的协方差。根据文献[5],有

$$B_{j,k}^+ = P_{j,k}^+ - P_{0,k}^+ \quad (17.13)$$

注意主滤波器的状态不确定性应该比那些子滤波器的小。

一旦故障已经隔离,则故障的排除还需要另外一个步骤,来对修复的导航结果进行无故障验证。无故障验证可以通过新息序列监测或者测量一致性检查来实现。与对参数的隔离检验需要一组二级子滤波器(subsubfilters)一样,如果无

故障验证中每个二级子滤波器排除两个测量流,则处理效率会更高。如果需要隔离两个故障,则必须使用二级子滤波器。

17.5 基于基础设施的完好性监测

有很多故障的检测只能依赖用户设备的完好性监测。对于无线电导航,包括 GNSS,固定监测站更容易检测发送信号中的故障。这是因为,固定监测站天线的用户位置已知,并具有高性能的接收机时钟,从而测量数据可主要用来确定输入信号的精度。基于基础设施的完好性监测,就是使用固定监测站来确定故障,并借助数据链将该信息发送给用户。很多应用,比如民航,需要在故障发生后的 10s 内提醒用户。

对于 GNSS,发送信号中的错误,必须与信号传播带来的测距错误区分开来,这些信号传输错误包括:多径,异常的电离层或对流层行为,以及源自监测站自身的故障。在完好性监测服务覆盖的范围内,分布在多个不同位置的监测站网络,能够区分这些错误。监测站可以与 DGNSS 的参考基站组合。但对 DGNSS 服务自身的独立监测,需要一个单独分开的网络。若发现故障,可以借助于 SBAS、GBAS 或者其他数据链,将完好性告警广播给用户,有的将其称为 GNSS 完好性通道(GNSS integrity channel, GIC)。同时广播的还有每个信号的误差边界参数,这样用户就可以计算位置参数的置信区间,以及保护水平(见 17.6 节)^[18]。从原理上讲,这些信息也可以借助 GNSS 信号本身发送出去。

监测站可以检测的 GNSS 卫星故障包括:过低的发射功率,时钟故障,有故障导航数据的发送,不规范的码波形^[19]。卫星时钟故障可能表现为突变,可以通过伪距测量的逐步变化来检测,或者当表现为很高的漂移率时,通过观察大的伪距率误差予以检测。将每个卫星发送的星历、卫星时钟以及电离层模型参数,与由监测站计算的这些参数进行比较,可以检测有故障的导航数据。通过使用带有多个窄间隔相关通道的接收机,比如 MEDLL,观测自相关函数,以便于信号质量监测算法检测不规范的码波形。也可以使用视觉相关(vision - correlator)接收机^[20]。

卫星自主完好性监测(satellite autonomous integrity monitoring, SAIM),是指每个 GNSS 卫星监测自身的信号故障,比如异常信号功率、不规范的码波形、码-载波背离、时钟异常以及导航数据故障^[21]。借助于星间测量^[22],SAIM 可以扩展到监测邻近卫星的信号。

Loran 和 DME 的基础设施内建了信号监测。对于 Loran,一个在已知位置上的系统区域监测站,可以检验一组台链的输出。而对于 DME,则在基站旁边有检验用询问器。若发生了故障,则只需关闭相应的 ELoran 发送器或 DME 基站。

17.6 参数保护与性能需求

对于至关重大安全的应用,如民航和许多水下应用,仅仅实现完好性监测是不够的,导航系统还必须经过检定以达到保证的性能水平,这被称为规定导航性能(required navigation performance, RNP),并以精度、完好性、连续性以及可用性来表示。

对精度的要求简单地表述为:所有条件下导航系统必须满足的平均精度,并常常表示为水平径向和垂直位置误差的 95% 边界(即大于精度要求的误差不超过工作时间的 5%)。这通常是最容易满足的要求。

如果说精度关心的是误差分布的中心,那么完好性关心的就是分布的尾巴。完好性要求以水平告警门限(horizontal alert limit, HAL)和垂直告警门限(vertical alert limit, VAL)表示,它表示在没有给用户告警的情况下,不能超过的径向水平和垂直位置误差。由于统计粗差的原因,采用一成不变的告警门限是不行的。告警门限必须满足漏检的最大概率 p_{md} ,通常以完好性风险(integrity risk)来定义,它是故障未检测到的概率,故障未检测到称作完好性失败(integrity failure),可能发生在一段时间内的任何一点。注意,高的告警门限与低的完好性风险联合,等价于低的告警门限与高的完好性风险联合。

故障检测算法必须满足可用导航参数的完好性需求,但用于故障检测的可用信息的数量是变化的。因此对于一定的 HAL 和 VAL,检验的漏检概率会变化。当其超过最大允许值,必须声明已经无法进行故障检测检验。能否进行故障检测,是根据完好性监测系统中的参数保护功能来决定的。当不能进行故障检测时,必须给出完好性告警,就好像检测到了一个不可修复的故障。

完好性检验是一种假设检验(见 CD 中附录 B 的 B.5 节)。由于存在噪声和未知的系统性误差,要比较的值是不确定的。在一个卡尔曼滤波器中,这些不确定性由误差协方差矩阵 $\mathbf{P}$ 和测量噪声协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 来表示。这样,给定完好性检验的故障检测阈值,真实位置误差就是一个概率分布,见图 17.9。

完好性需求允许位置误差超过告警门限、且未检测到的概率小于 p_{md} 。可以定义一个水平保护级别(horizontal protection level, HPL)和垂直保护级别(vertical protection level, VPL),当这个检验统计量比故障检测阈值小的概率低于 p_{md} 时,相应的径向水平和垂直位置误差大于该保护级别值。这样,若 HPL 大于 HAL,或者 VPL 大于 VAL,则触发一个完好性告警。

无论何种完好性监测系统,均需要在保护级别、误检概率和虚警率之间折衷。给定保护级别,用于完好性监测的检验统计量,其检测阈值决定了在 p_{md} 和虚警概率 p_{fa} 之间的折衷,如图 17.10 所示^[23]。

对于一个检验统计量 s 和阈值 T , p_{fa} 和 p_{md} 的定义为

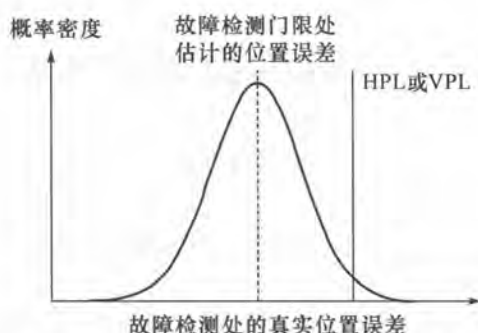


图 17.9 故障检测中真实位置误差的阈值分布

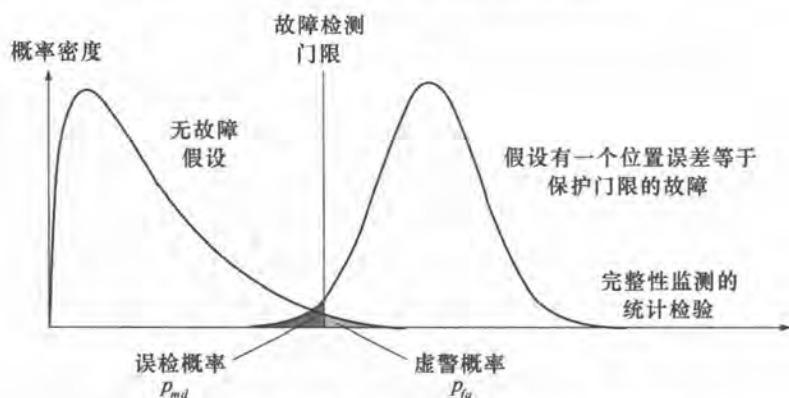


图 17.10 作为故障检测门限函数的漏检和虚警概率

$$\int_T^{\infty} f_0(s) ds = p_{fa}, \int_{-\infty}^T f_1(s) ds = p_{md} \quad (17.14)$$

式中: f_0 是检验统计量的无故障概率密度函数(见 CD 中附录 B 中的 B.2 节); f_1 是给定位置误差等于保护级别时的 PDF。

为了使漏检概率和虚警率为常值,检测阈值和保护级别必须是变化的。若在计算 HPL 和 VPL 中做了近似,则为了防止对 HPL 和 VPL 的计算过于乐观而导致安全风险,必须确保假设的误差分布超过其真实值^[24]。

如果实现了 FDE,检测到故障时并不会自动触发完好性告警。只有在排除失败(如恢复的导航参数不能通过故障检测检验)后才会触发。若排除成功,则通过忽略故障卫星,可以重新计算导航参数的 HPL 和 VPL。如果新的 HPL 或 VPL 超过 HAL 或 VAL,则触发告警。否则,若完好性检验通过,导航参数就可以安全使用。

本质上,完好性监测系统会报告的是对 HAL 和 VAL 是否进行了保护,而不是故障是否发生,不管 HAL 或 VAL 是否由于真实故障、虚警或者不完整数据而被触及。

有两种不同的方法来明确完好性风险需求:具体风险和平均风险^[25]。具体风险用于航空,而平均风险用于海上和陆地。一个具体的完好性风险必须适用于任何可能的故障。也就是说,对于任何故障,由位置误差的 PDF 决定的 HPL 和 VPL,必须小于 HAL 和 VAL。对任何想象得到的故障模式和故障大小,计算其保护级别是不现实的。但实际中,只需要对那些最难观测的信号或传感器故障计算 HPL 和 VPL,因为在一定的故障检测阈值下,这些故障会产生最大的位置误差。

对于整个信号或传感器,保护门限通常表示为估计位置误差和检验统计量之比的最大值,也称作斜率(slope)^[26, 27]。对于 GNSS 和其他定位系统,信号的几何分布是变化且不对称的,因此斜率会根据信号和环境特征而变化。通过重新计算最小二乘位置参数或卡尔曼滤波测量的权重,以便使所有信号故障等权值可观,可以减小最大斜率,从而使 HPL 和 VPL 变小。这样提高了完好性的性能,但以损失导航参数精度为代价^[28, 29]。还有一种选择,是选取那些具有最小化 HPL 或 VPL 权值的测量^[30],该选择比前面的方式更为关键。

平均完好性风险适用于全局概率分布。每个测量的误差分布,在无故障到全故障情况之间进行平均,根据各自的概率取权重。在没有检测到故障的情况下,位置误差分布的计算,需要基于测量误差分布和故障检测算法的特性进行。最终,利用平均完好性风险,根据位置误差分布,计算 HPL 和 VPL。

比较两种类型的完好性风险,在值相同的情况下,具体的完好性风险要比平均的完好性风险,对系统的要求更高。这是因为具体的完好性风险是针对系统发生的特定故障,而平均的完好性风险则是针对系统的整个行为。使用平均完好性风险计算的 HPL 和 VPL,比使用相同的具体完好性风险计算的 HPL 和 VPL 要小 2~5 倍,因此使用平均完好性风险计算的 HPL 和 VPL,更容易满足给定的 HAL 和 VAL 范围^[25]。

最后一点完好性需求是告警时间。它是从违反 HAL 或 VAL 到用户得到告警的最大时间。

连续性是指,即使有故障发生,导航参数仍保持在 HAL 或 VAL 内一定时间的能力,也称作保护窗口,注意连续性需要 FDE。连续性需求定义为保护窗口内故障发生的概率,乘以该故障发生时违反 HAL 或 VAL 的概率。通过去除一个信号或传感器,并在整个保护窗口计算每个导航参数的 HPL 和 VPL,并且将其与 HAL 或 VAL 进行比较,可以确定连续性。

连续性对于如飞机的仪表着陆或自动着陆等应用非常重要,这里驾驶员从开始着陆到完成需要一定长度的时间,在这段时间里,驾驶员无法响应完好性告警。因此对于这种应用,连续性是实时计算的,若在保护窗口内,发生的故障使得 HPL 或 VPL 预测触犯了 HAL 和 VAL,则系统会给用户一个连续性告警的标记。连续性和完好性之间存在一个折衷。较低的测试阈值将会降低误检率,提

高完好性。然而,同时也会提高虚警率,降低连续性^[18]。可用性需求是时间的比值,即导航系统在满足精度要求下,工作时间与完好性和连续性告警门限保护的时间之比。注意,给定虚警率,若为了最小化 HPL 和 VPL 而使虚警率过高,则可用性会降低。

对于那些 HPL 和 VPL 变化的系统,如 GNSS,可以在一个由位置和时间构成的网格内计算可用性,这个网格包含所有可能的信号几何分布。通过确定网格上的 HPL 和 VPL 来计算可用性,那些落在 HAL 和 VAL 以内的 HPL 和 VPL,其所占的比例就是可用性。如果 HPL 和 VPL 可以解析确定,则完好性监测方法就比较容易得到可用性。对于基于新息的方法,HPL 和 VPL 根据经验计算,因此必须经过蒙特卡罗仿真验证,且往往不实用^[31]。

表 17.1 给出了一个飞机导航 RNP 的例子^[23]。由于卫星数量不够,单独的 GPS 不能满足实际 RNP 的可用性和连续性需求。降低对飞机的途中导航和非精密进场、船只进港等的 RNP 要求,并与其他导航技术如 DME,SBAS 信号的组合使用,或者加上 GLONASS 或 Galileo 信号^[32],则 GPS 可以满足要求。要满足飞机着陆的 RNP,则还需要使用差分 GNSS。

表 17.1 飞机导航的 RNP 举例

项		途中(海洋)	非精密进场	I 类着陆
精度	水平	3.7km	220m	16m
(95%)	垂直	—	—	—
明确的完好性风险		$10^{-7}/h$	$10^{-7}/h$	每次着陆 2×10^{-7}
	HAL	7.4km	556m	40m
	VAL	—	—	15~10m
告警时间		5min	10s	6s
连续性		$10^{-4} \sim 10^{-8}/h$	$10^{-4} \sim 10^{-8}/h$	$8 \times 10^{-6}/15s$
故障率				
可用性		99%~99.999%	99%~99.999%	99%~99.999%

17.7 测 试

为了确认导航系统是否满足需要的性能指标,必须对其进行测试。本节讨论了不同的测试方法,包括现场测试、记录数据测试、实验室测试以及软件仿真。

17.7.1 现场试验

在交付一个新的导航系统之前,系统必须在实际的工作环境下测试。这种

方式测试整个系统需要现场试验(field trials)。现场试验时,导航参数与真实参考基准进行比较,并且这种试验要包含一定范围的场景,这些场景要覆盖载体的整个工作环境范围。

在闭环线路进行试验,可以计算系统输出的起点和终点的位置差,有的学者通过这种方法确定航迹推算系统的性能。但这种试验的结果会产生误导,因为初始方位误差对该点的影响最小(见图 17.11),因此需要在多个不同的位置上提供真实的位置参考信息。一种方法是测量一系列的航路点并记录通过这些点的时间。另一种方法是沿着一个在地图上预先确定的轨迹(这个轨迹必须转换到与待测导航系统一致的坐标系上),则真实参考信息的精度,就与地图的精度以及载体(或人)跟随轨迹的精度都相关。还有,就是使用航空级的 INS/GNSS 系统,并与待测系统装在相同的载体上,这种方法的优点在于:除了位置外,还可以提供速度和姿态基准。



图 17.11 当只有初始航向误差时,闭环试验线路上的真实与指示位置

现场试验的局限性在于,难于进行非常规条件下的试验。极限动态测试需要长的测试距离以及昂贵的测试载体。不可能生成面向公众的无线电导航信号故障,而不影响其他用户。GNSS 和其他无线电信号的人为干扰,需要政府的允许。针对事关安全的用户,则必须在远程对其做进一步的通知。

17.7.2 记录数据测试

采用现场试验,来比较不同算法和软件配置的性能,代价昂贵。记录数据测试能够用一组试验数据来做多个测试。因为对传统的现场试验,需要有真实基准。通常,对于航位推算系统,采用记录其原始的传感器测量信息(比如 IMU 的比力和角速率测量)的方式。对于无线电导航系统,比如 GNSS,可以采用两种方法。一种是记录接收机的测量信息,比如伪距、双向距离、RSS 或 AOA 等。或者记录无线电信号本身,通常是在接收机前端的数字化采样之后。后一种方法可以测试信号处理硬件和软件^[33]。目前 GNSS 记录与回放设备有很多。记录的数据对于研究数据同步问题很有用,并且通过修改数据,可以测试导航系统对故障的响应。

17.7.3 实验室测试

在实验室内,可以在更宽的场景范围内,或者比现场试验更容易控制的条件下,评估导航设备。考虑到实验室设备的成本,导航系统每次测试的成本要低很多。

很多测试都可以用于表现惯性传感器运行的特点^[34]。静态测试可以用来评价噪声和零偏,离心机可以产生角速率和向心加速度。还可以使用振动台和温控箱。类似地,可以使用起伏路面来测试里程计,用脚踏车测试 PDR。

对于无线电导航,用模拟器来产生信号,然后将这些信号输入给用户设备,来替换天线信号。通过调整每个信号的时间延时和多普勒频移,可以模拟用户运动。发射台的时序和位置误差、信号传播延时、多径干扰、RF 噪声以及各种故障,这些都可以加到信号中。但复杂的环境比如市区则很难模拟。在卫星发射的新信号还没有广泛使用之前,就通过模拟器来测试 GNSS 用户设备响应新信号的能力,这对于用户设备非常重要^[35]。

对于用户天线测试,信号仿真设备与一组发射天线连接,这些天线以及用户设备都安装在一个无回波的房间内。这种测试环境还可以生成干扰信号。旋转这些天线可以仿真信号与用户间方向的变化^[36]。

对于 INS/GNSS 组合导航的测试,则可以联合采用 GNSS 信号模拟器和 IMU 信号模拟器,这两个模拟器必须使用相同的用户运动模型。借助于测试接口,INS/GNSS 系统接收仿真的 IMU 信号,并忽略其内部的 IMU 信号^[37]。

17.7.4 软件仿真

在系统设计时,对于不同配置的导航系统,采用软件仿真可以很好地预测其性能。软件仿真还可以用于特殊条件下的算法和软件测试。软件仿真的优点在于其成本低、可重复,并具有精确的真实基准数据。但软件仿真的精度主要在于传感器模型的精度。通常会忽略一些误差源,从而当这个仿真环境超出了最初的设计范围时,会产生误导性的结果。因此软件仿真必须要由其他形式的测试来支持。

CD 中的附录 J 讨论了各种类型导航系统的软件仿真,重点则是 GNSS 和惯性导航。CD 中还包含了一些简单 MATLAB 仿真软件。

本章的问题和练习题见随书 CD。

参考文献

- [1] Bhatti U I, Ochieng W Y. Failure Modes and Models for Integrated GPS/INS Systems. *Journal of Navigation*, Vol. 60, No. 2, 2007, 327–348.

- [2] Pullen S, Rife J. Differential GNSS: Accuracy and Integrity. in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre – Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009; 87 – 119.
- [3] Chaffee J, Kovach K, Robel G. Integrity and the Myth of Optimal Filtering. Proc. ION NTM, Santa Monica, CA, January 1997; 453 – 461.
- [4] Diesel J, Luu S. GPS/IRS AIME; Calculation of Thresholds and Protection Radius Using Chi – Square Methods. Proc. ION GPS – 95, Palm Springs, CA, September 1995; 1959 – 1964.
- [5] Young R S Y, McGraw G A. Fault Detection and Exclusion Using Normalised Solution Separation and Residual Monitoring Methods. Navigation; JION, Vol. 50, No. 3, 2003; 151 – 169.
- [6] Bhatti U I, Ochieng W Y, Feng S. Integrity of an Integrated GPS/INS System in the Presence of Slowly Growing Errors. Part II : Analysis. GPS Solutions, Vol. 11, No. 3, 2007; 183 – 192.
- [7] Moore S, Myers G, Hunt R. Future Integrated Navigation Guidance System. Proc. ION NTM, Long Beach, CA, January 2001; 447 – 457.
- [8] Groves P D. Principles of Integrated Navigation. Course Notes, Qineti Q Ltd., 2002.
- [9] Sukkarieh S, et al. A Low – Cost Redundant Inertial Measurement Unit for Unmanned Air Vehicles. International Journal of Robotics Research, Vol. 19, No. 11, 2000; 1089 – 1103.
- [10] Brown R G. Receiver Autonomous Integrity Monitoring. in Global Positioning System: Theory and Applications, Volume II, B. W. Parkinson and J. J. Spilker, Jr., (eds.), Washington, D. C. : AIAA, 1996; 143 – 165.
- [11] Brown R G, McBurney P W. Self – Contained GPS Integrity Check Using Maximum Solution Separation as the Test Statistic. Proc. ION GPS – 87, Colorado Springs, CO, September 1987; 263 – 268.
- [12] Lee Y C. Analysis of Range and Position Comparison Methods as a Means to Provide GPS Integrity in the User Receiver. Proc. ION 42nd AM, Seattle, WA, June 1986; 1 – 4.
- [13] Parkinson B W, Axelrad P. Autonomous GPS Integrity Monitoring Using the Pseudorange Residual. Navigation; JION, Vol. 35, No. 2, 1988; 255 – 274.
- [14] Sturza M A. Navigation System Integrity Monitoring Using Redundant Measurements. Navigation; JION, Vol. 35, No. 4, 1988; 483 – 501.
- [15] Gratton L, Joerger M, Pervan B. Carrier Phase Relative RAIM Algorithms and Protection Level Derivation. Journal of Navigation, Vol. 63, No. 2, 2010; 215 – 231.
- [16] Milner C, et al. A Holistic Approach to Carrier – Phase Receiver Autonomous Integrity Monitoring (CRAIM). Proc. ION GNSS 2011, Portland, OR, September 2011; 2689 – 2695.
- [17] Brenner M. Integrated GPS/Inertial Fault Detection Availability. Navigation; JION, Vol. 43, No. 2, 1996; 111 – 130.
- [18] Rife J, Pullen S. Aviation Applications. in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre – Egziabher, (eds.) Norwood, MA: Artech House, 2009; 245 – 267.
- [19] Xie G, et al. Integrity Design and Updated Test Results for the Stanford LAAS Integrity Monitor Testbed. Proc. ION 57th AM, Albuquerque, NM, June 2001; 681 – 693.
- [20] Fenton P C, Jones J. The Theory and Performance of NovAtel Inc. 's Vision Correlator. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005; 2178 – 2186.
- [21] Vidarsson L, et al. Satellite Autonomous Integrity Monitoring and Its Role in Enhancing GPS User Performance. Proc. ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 2001; 690 – 702.
- [22] Xu H, Wang J, Zhana X. GNSS Satellite Autonomous Integrity Monitoring (SAIA) Using Inter – Satellite Measurements. Advances in Space Research, Vol. 47, No. 7, 2011; 1116 – 1126.
- [23] Feng S, et al. A Measurement Domain Receiver Autonomous Integrity Monitoring Algorithm. GPS Solutions,

- [24] DeCleeve B. Defining Pseudorange Integrity – Overbounding. Proc. ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 2000; 1916 – 1924.
- [25] Pullen S, Walter T, Enge P. Integrity for Non – Aviation Users: Moving Away from Specific Risk. GPS World, July 2011; 28 – 36.
- [26] Conley R, et al. Performance of Stand – Alone GPS. in Understanding GPS Principles and Applications, 2nd ed., E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2006; 301 – 378.
- [27] Powe M, Owen J. A Flexible RAIM Algorithm. Proc. ION GPS – 97, Kansas, MO, September 1997; 439 – 449.
- [28] Hwang P Y, Brown R G. RAIM FDE Revisited: A New Breakthrough in Availability Performance with NioRAIM (Novel Integrity – Optimized RAIM). Navigation: JION, Vol. 53, No. 1, 2006; 41 – 51.
- [29] Hwang P Y. Applying NioRAIM to the Solution Separation Method for Inertially – Aided Aircraft Autonomous Integrity Monitoring. Proc. ION NTM, San Diego, CA, January 2005; 992 – 1000.
- [30] Milner C D, Ochieng W Y. Weighted RAIM for APV; The Ideal Protection Level. Journal of Navigation, Vol. 64, No. 1, 2011; 61 – 73.
- [31] Lee Y C, O’Laughlin D G. Performance Analysis of a Tightly Coupled GPS/Inertial System for Two Integrity Monitoring Methods. Navigation: JION, Vol. 47, No. 3, 2000; 175 – 189.
- [32] Ochieng W Y, et al. Potential Performance Levels of a Combined Galileo/GPS Navigation System. Journal of Navigation, Vol. 54, No. 2, 2001; 185 – 197.
- [33] Vinande E, et al. GNSS Receiver Evaluation Record – and – Playback Test Methods. GPS World, January 2010; 28 – 34.
- [34] Titterton D H, Weston J L. Strapdown Inertial Navigation Technology, 2nd ed. Stevenage, U. K. : IEE, 2004.
- [35] Boulton P, Read A, Wong R. Formal Verification Testing of Galileo RF Constellation Simulators. Proc. ION GNSS 2007, Fort. Worth, TX, September 2007; 1564 – 1575.
- [36] Boasman N J, Briggs P. The Development of an Anechoic GPS Test Facility. Proc. ION 58th AM, Albuquerque, NM, June 2002; 483 – 494.
- [37] Fedora N, Ford C, Boulton P. A Versatile Solution for Testing GPS/Inertial Navigation Systems. Proc. ION GNSS 2008, Savannah, GA, September 2008; 1227 – 1236.

第 18 章 应用和发展趋势

本章讨论了如何将前面章节所讨论的技术进行合理配置,以满足不同的导航应用需求。18.1 节讨论了系统设计和开发的一般过程,其他各节分别关注于某个特定的应用领域;18.2 节讨论航空应用;18.3 节讨论了无人机和制导武器;18.4 节介绍地面车辆应用;18.5 节介绍轨道导航;18.6 节介绍海洋导航;18.7 节介绍水下航行;18.8 节讨论航天器导航;18.9 节涉及步行导航;18.10 节介绍了导航技术的其他应用。美国联邦无线电导航计划^[1]综述了各类导航与定位的应用需求。

18.11 节通过讨论导航和定位技术未来的发展趋势,对本书进行了总结。

18.1 设计与开发

图 18.1 是一个新的导航系统可能的设计和开发过程流程图。第一步是确定需求、可以分为性能需求、环境约束条件、工程约束条件和经济约束条件等几个方面。

最基本的需求是该系统必须提供导航输出。这可能只是位置,或者包括速度、加速度、姿态和角速率。对于每一项,其关键性能指标包括精度、完好性、连续性和可用性等方面,正如 17.6 节所述。对于某些应用,可能只需要部分指标。另外还有更新率这一技术指标需求。

环境约束条件指的是导航系统将应用于什么地方,可以是在陆地、空中、太空、水上或水下。对于陆用系统,在开阔地带、山区、林地、城市、室内或者地下等不同环境其约束条件,都有显著的差异。同样重要的是车辆的动态特性,如最大速度、加速度、加加速度、角速度和角加速度,以及振动和环境温度。另一个需要考虑的约束条件是用户是否是训练有素的专业人士,或普通用户。

工程约束条件的关键指标包括尺寸、质量和功耗。对于诸如步行导航之类的小尺寸应用,其约束条件的指标比飞机和船只等大型载体应用背景的指标要苛刻得多。对于一些军事应用,另外一项约束条件是隐蔽性,要求导航系统不能发出可被跟踪的信号。

最后,经济约束条件包括交付时间表、所需数量以及价格,当然价格可以按照单套设备计算或者按照整个项目计算。其他需要注意的事项包括:市场是否

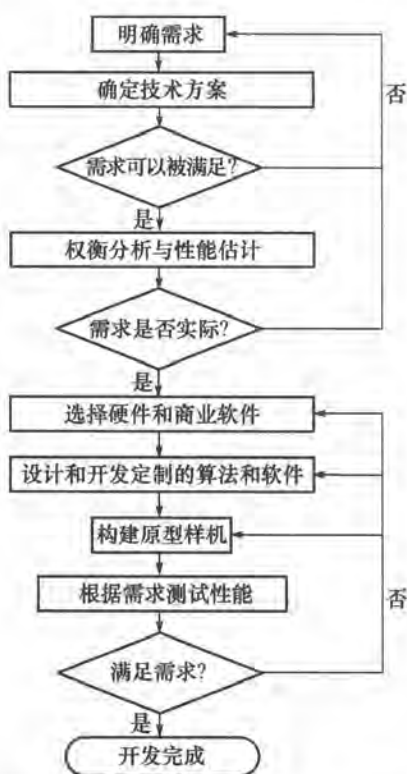


图 18.1 导航系统的设计和开发过程

受限制,是单一客户还是多客户,以及客户是买产品还是订购服务。这些约束有助于确定研究可行性、开发投入以及新的基础设施配置等情况。

设计的第二阶段是确定可行的导航技术方案。有些需求可以由单一的技术来满足,而有些则需要采用多传感器解决方案。对于多传感器方案,首先应选择能满足大部分指标的主要技术,这往往是全球导航卫星系统(GNSS)。接下来,要明确该技术离导航系统整体指标的差距,这可能包括使用环境(如室内或水下)、更新率和动态性,以及在信号中断时提供连续输出的能力。之后就需要确定一个或多个技术来弥补这种差距,如采用航迹推算和/或位置修复算法。当没有合适的导航传感器组合方案时,就有必要对需求进行修改。

通常情况下,可以采用多种解决方案,包括采用不同的导航技术或者基于相同技术但等级不同的方案,在这种情况下就需要通过权衡分析来确定最优技术方案。结合一定范围的工作场景,使用仿真软件可以对性能进行估计(第17.7.4节和光盘附录J)。在这个阶段,需要考虑需求的实用性,如有必要就要对需求进行修订。

下一阶段是选择要用的硬件和商业软件,以及为满足需求而需要设计的定

制算法和软件。这包括导航传感器输出处理(见第 4 ~ 13 章)、导航系统集成和对准(见第 14 ~ 16 章)、故障检测和完好性监测(见第 17 章),以及通信和用户接口。这个步骤可能也需要通过深入研究才能达到技术要求。接下来是进行原型样机的装配,当然必须对样机进行测试,如 17.7 节所讨论的。在满足所有的技术指标之前,设计方案和系统实现方案都可能需要进行多次修改。

18.2 航 空

航空可分为三类:商业航空运输、通用航空和军用航空。每一类都有不同的导航需求和解决方案,不同的需求还取决于所处的空域。不过,对于所有飞行器,连续性是至关重要的。导航系统一旦出现故障,让飞行器停止飞行是不可能的,因此,冗余技术是必不可少的,而且通常需要配置备份设备。为满足飞行控制的需求,还需要空速测量以及水平姿态测量解决方案。

商业航空运输使用大型飞机运送乘客和货物。采用仪表飞行规则(instrument flight rules, IFR)可保证飞机在能见度受限的情况下完成飞行任务。安全性是至关重要的,通过严格限制飞机的间隔距离以及对导航系统性能的强制要求,来达到对飞行空域的控制^[1,2]。一架飞机,不得由于未被检测到的导航系统故障(可检测的故障可报告给空中交通管制,从而加大间距),而飞入分配给另一架飞机的飞行空域。因此,完好性是一项关键指标,比精度更为重要。预警限值随飞行阶段的不同而不一样,表现为不同的飞机间距。图 18.2 是一些例子,并指出在所有情况下,确切的完好性风险是 $10^{-7}/h$ 。

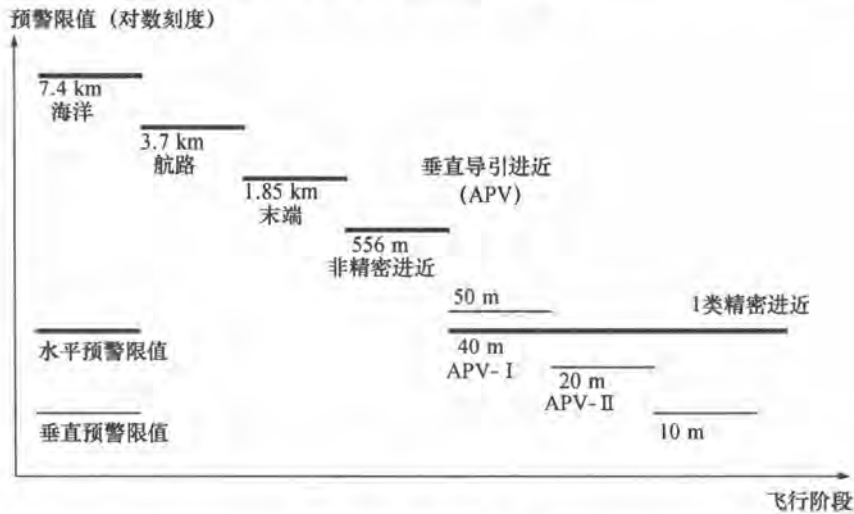


图 18.2 民航预警限值

SBAS 增强 GPS 经认证,可用于航路、末端、非精密进场(NPA),以及精密进场等飞行阶段。多星座全球导航卫星系统也可满足指标要求,但在撰写本书时尚未得到认证。与惯性导航组合的 DME/VOR 和 DME 已在航路、末端和 NPA 飞行中得到认证,但只能用于陆地上空的飞行。采用传感器冗余配置的纯惯性导航系统符合海洋航路的要求,并且还提供了姿态数据。在海拔 5.486km 以上,分配给管制空域内飞机的飞行高度是用标准大气模型计算出来的大气高度,因此必须利用气压传感器来获取飞机的高度。

最小的预警限值适用于自动的、以及基于仪表的进场和着陆。ILS 适用于绝大多数的情况。然而,GBAS 系统现在被部署在机场,可使 GPS 应用于 RNP 要求最低的 I 类着陆。

通用航空(GA)包括休闲、应急服务、私人商务旅行,以及向作物喷洒农药。飞机在管制空域内必须满足相应的 RNP,以便在 IFR 规则下进行作业。否则,必须使用目视飞行规则(VFR)避免冲突,空域要求 IFR 的则不能使用。多数通用航空飞机使用全球导航卫星系统确定水平位置,但有些靠 VOR 和 DME。使用地标进行人工导航,是按照目视飞行规则进行飞行的备用手段。姿态通常由航姿系统(AHRS)提供,老式飞机可能是采用磁罗盘、定向陀螺仪和倾斜传感器的组合方案。对航空测绘、遥感和精密农业则不一样,这些需要更高精度的位置和姿态,在此,通常采用载波相位差分 GNSS 和惯性导航组合方案。

军用飞机执行多种不同的任务角色^[3],精度要求一般比民用航空高,并且动态性往往要求更高。相反,完好性的重要程度则降低,因为军事任务本身存在风险因素。当然也有例外,如当使用采用 IFR 规则的民用空域时,以及自动着陆,特别是在舰上^[4]。INS/GNSS 组合是大多数军用航空导航系统的核心,军用 GNSS 信号被那些具有获取这些信号权限的国家所使用。全球导航卫星系统信号的干扰是必须面对的主要威胁,如 10.3 节所述,一般通过其他备份措施来应对干扰,如其他无线电信号、气压高度和地形参考导航,以及 INS。

直升机在通用航空和军事航空中都适用,其相对较低的作业速度和高度使它们适合于多普勒雷达导航,通过与 AHRS 组合,可提供低成本的航位推算和辅助盘旋飞行。

雷达高度计用于防止直升飞机和低空飞行固定翼飞机与地面碰撞,也可用于辅助自动着陆。

18.3 制导武器和小型无人机

制导武器包括导弹、制导炸弹和制导炮弹。它们可以自己寻找目标,或者被引导到处于特定位置的目标,或者被引导到目标附近的点(然后交接给寻的制导接管)。仅在后两种应用中需要导航系统。导弹是自动推进的,需要利用

IMU 进行飞行控制。短程导弹可以只使用惯性导航,而中程和远程导弹还需要 GNSS,有时需要地形参考导航或图像匹配。制导炸弹和炮弹使用控制舵来改变它们的飞行轨迹;导航系统可以是惯性导航、GNSS 或 INS/GNSS 组合。然而,对于炮射的制导炮弹,导航传感器必须能够承受发射时所带来的巨大冲击力。对于所有的武器应用,成本、体积、重量和功耗都是重要的设计约束条件。

无人机的质量从 1kg 以下到 10t 不等,飞行高度从 250m 以下到 20km 以上^[5]。对于大多数军用大型无人机,其导航需求和解决方案,本质上和有人驾驶飞机相同(见第 18.2 节)。但是,对于小型无人飞行器(<30kg)和微型飞行器(<1kg),尺寸和质量的约束极大地限制了导航传感器的选择。例如,惯性传感器必须是基于 MEMS 的,限制了可达到的性能。此外,这些无人机通常在建筑物附近使用(对于微型飞行器甚至是在室内),这就限制了 GNSS 信号的获取。因此,GNSS 和 INS 通常使用无人机的摄像头进行辅助。地平线传感器^[6]可用于改善姿态的稳定性,而图像匹配和跟踪技术可提高定位精度。

18.4 地面车辆应用

道路车辆导航,通常被称为“卫星导航”,为驾驶员提供路线指引,如图 18.3 所示^[7]。由于安全性对于道路车辆导航不是至关重要的,因此没有强制性的性能指标要求。在实际中,定位必须足够准确,以正确地确定车辆所处的路段,在密集城区精度一般是 10m,而在农村地区精度一般是 100m。该系统必须足够可靠而不至于误导用户。在实际中,地图的限制往往比定位错误带来更多的麻烦。

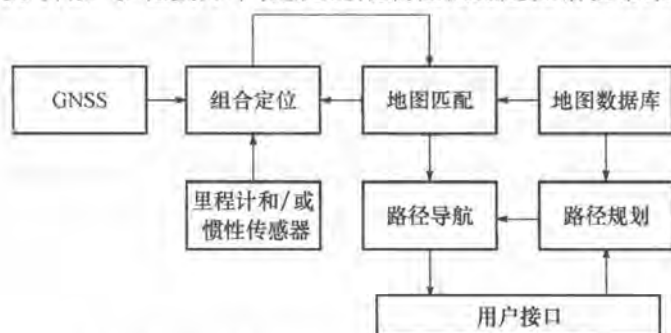


图 18.3 道路车辆导航系统的组成(含路径导航)

智能交通系统应用,如交通监控、车辆跟踪和紧急通知等,与路径导航有着类似的需求。然而,对于其他的智能交通系统应用,如道路收费、基于距离的保险、执法、自适应巡航控制和自动防碰撞等,导航完好性和连续性是至关重要的,而且精度必须是始终可知的^[1]。对于一些智能交通系统应用,车辆位置通过 V2V 和 V2I 通信广播给其他用户,这可用于网络援助以及协同定位。

GNSS 和地图匹配是道路车辆导航的核心技术。在城市地区为提高可靠性,必须两者都同时使用。工厂原装的导航系统还可以使用里程计,有的还包括一个方位陀螺。对于上市销售的导航系统,连接车辆里程计是比较困难的,研究表明,采用 MEMS 器件的不完整 IMU,可用于提高导航系统的鲁棒性。在不能用地图匹配辅助 GNSS 的越野应用中,航迹推算是非常重要的方法。

自主车和机器人都配备了摄像头,有的配备了激光扫描仪或雷达,这些既可用于航迹推算,也可用于通过环境特征匹配的定位。

对于移动测绘,可以采用差分或者 RTK 载波相位 GNSS 技术,这取决于所需的测绘精度。测绘传感器的方位测量可采用多天线 GNSS 测姿技术,可集成惯性导航来提高连续性^[8]。高精度 INS/GNSS 可用于自主车辆,包括精准农业、采矿、建筑、机器人和无人驾驶地面车辆(UGVs)。里程计也被用于这些应用中,需指出的是,通过与惯性导航进行比对,可用于车轮打滑检测^[9]。

18.5 轨道导航

列车位置确定的传统方法,是采用固定位置发信号的方式来实现。轨道旁边的基础设施,可用于确定轨道的某部分是否被占用,或者列车是否已经通过特定的位置。然而,采用更为高效的移动位置发信号的方式,需要获取所有列车的连续位置和速度,这就需要用到基于列车的导航技术。该项安全系数要求极高的应用,要求做到较高的连续性、完好性和可用性。沿轨道的位置精度要求始终精确已知,这样才能保证合理设置列车间的距离。该应用还要求必须确定每列火车占用的是哪一组轨道。

GNSS 和其他无线电信号的接收,受到隧道、室内车站、断面以及邻近建筑物的影响。沿着轨道方向的信号接收通常比轨道垂直方向的接收要好,因此 GSM-R(GSM-Rail)基站的部署方式,是为了提供垂直轨道方向上的良好的信号覆盖。由于列车被限制在轨道上移动,因此,除了在铁路岔道处,轨道导航实质上是一个一维问题。一种解决方案是采用里程计(需进行车轮防滑标定)和多普勒雷达,并用应答器不断对位置进行修正。航位推算的性能要求是:误差不超过 $5\text{m} + \text{自上次应答器修正后行驶距离的 } 5\%$ ^[10]。然而,采用 GNSS、MEMS IMU 和地图匹配的组合方案,可提供低成本且性能更好的应用前景^[11]。图 18.4 描绘了一个可行的轨道导航集成方案。GNSS 已经应用于对安全系数要求不高的轨道导航应用,如实时乘客信息。

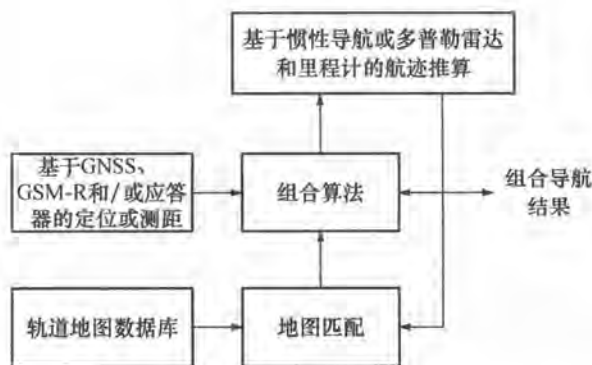


图 18.4 轨道导航系统集成方案

18.6 海洋导航

海洋导航不仅包括定位、航向和速度确定,也包括航线导引,还包括障碍探测与规避。这是领航员、船长和船员的职责所在。船上装备的每一件导航设备被称为导航辅助设备(navigation aid, navaid),而外部设备,诸如灯塔、浮标或者无线电台被称为助航设备(aid to navigation)。在海洋导航领域,组合导航是一个相对较新的概念,因为在历史上,比较并综合不同来源的信息一直是领航员的职责。海洋综合舰桥系统,有时又被称为组合导航系统,集成了路径导航、防碰撞、图形显示以及综合了位置修正和航迹推算传感器。

对商船的导航要求是由国际海上生命安全公约(International Convention on Safety of Life at Sea, SOLAS)进行管理,并由国际海事组织(International Maritime Organization, IMO)进行监管。对于超过一定质量(含货物)的船只,对其必须配备的导航设备进行了规定。在远海航行,几千米的位置精度对航线确定而言,已经足够。然而,为避免碰撞,在利用自动识别系统(AIS)向其他船舶传输位置信息的时候,完好性是很重要的。在靠近海岸地区、港口和内河航道,精度更为重要,因为要避开陆地、固定障碍物和其他船只^[1]。当船舶偏离预定航道时,还有一个重要的危险就是搁浅,因此,位置误差不能超过几米。图 18.5 表示了一个海洋导航系统的可行组成方案。

船舶唯一的强制性无线电导航设备是测向仪。但在实际中,所有船舶都使用 GNSS。旧的船载 GPS 设备的设计不够稳定,当 GPS 信号中断时可能发出危险的误导性信息^[12]。国际海事组织(IMO)也因此为现代化 GNSS 提出了 RNP,其中包括了 25m 的一般导航预警限值和 2.5m 的港口预警限值,综合平均完好性风险系数为 10^{-5} ^[13]。一般需求可以用单点 GNSS 用户设备来实现,在港口则需要用 DGNSS 实现^[14]。备份位置修复技术,包括其他只要能提供可用信号的无线电导航系统,还包括适合地标或浮标的雷达和视觉修正,以及天文或恒星

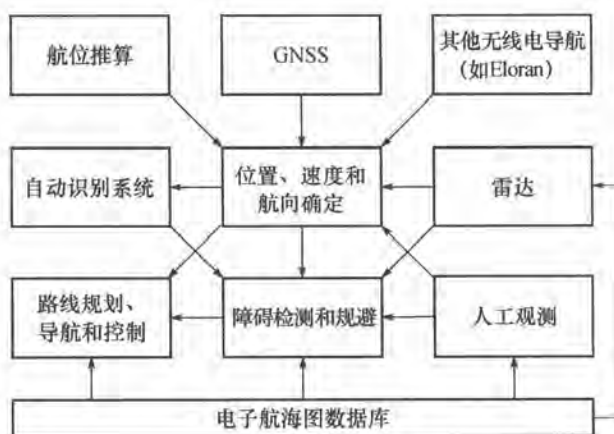


图 18.5 海洋导航系统的组成

导航^[15]。

航迹推算是定位的一种有效补充方式,商船航向的确定使用电罗经或 AHRS(通常被称为捷联罗经),速度的确定则利用电磁速度记录仪、DVL 和/或 CVL。海军舰艇和水文调查船使用惯性导航,通常使用能提供高带宽和高精度姿态信息的旋转调制 IMU,以便用于传感器的校准。

动态定位用于保持船只或海上平台的绝对或相对位置,而无需使用实际的锚,几米的精度是必需的。而且,完好性和连续性是至关重要的,所以需要多个独立的定位系统,如 GNSS、声学测距,一般都需要与惯性导航进行组合,基于激光测距或绷紧线缆的系统也常被采用。

针对小船和游艇的规定则较少,它们通常使用 GNSS、磁罗盘和基本的速度记录仪。

18.7 水下导航

水下导航被用于军事、科考、石油和天然气勘探等,平台包括载人潜艇^[16]、远程遥控潜水器、自主水下机器人^[17]和潜水员^[18]。一个关键问题是,除 VLF 系统外(见光盘附录 K 的 K.2 节),无线电信号不能很好地穿透水。因此,为了进行 GNSS 定位,天线必须伸出水面,在军事上,这与隐蔽性是相互矛盾的。

水下导航系统的核心是惯性导航,同时需要与深度压力传感器和多普勒声纳或相关测速声纳进行组合。INS 提供高带宽和高精度的姿态信息,传感器的性能根据平台的大小和任务不同而不同。在军用潜艇上通常采用旋转调制 IMU。深度传感器用于对垂直位置进行阻尼,可跟踪底部的声纳可限制惯性导航误差的发散。

对于局部应用,利用声学测距可对位置进行修正。基于 USBL 或 SBL 的测

距可在船只附近使用,否则需要部署 LBL 换能器网络。对于长距离的任务,水下位置修正可以通过声纳 TRN 或重力梯度测量和重力测量得到。图 18.6 是一种用于 ROV 的可行组合方案。

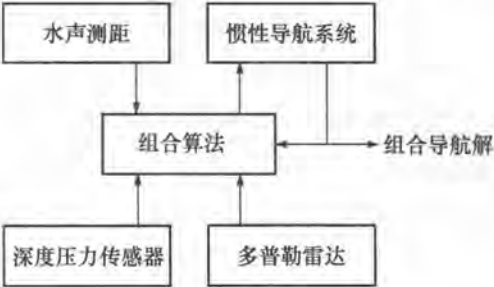


图 18.6 水下 ROV 组合方案

18.8 航天器导航

航天器导航被划分为两类问题:姿态确定和轨道确定。相对于 CIRS 姿态确定采用星跟踪器,相对于太阳的姿态确定采用日传感器,相对于地球的姿态确定则采用水平传感器。三轴陀螺仪用于稳定从其他传感器获得的结果^[19]。地球低轨道卫星也可以使用多天线 GNSS 定姿技术。

轨道确定是基于力学模型,并辅以距离测量^[20,21],星际飞行器和卫星都是如此。图 18.7 说明了航天器的主要受力情况。多个天体的引力必须得考虑。太阳辐射压力的影响取决于飞行器的方向,及其表面对太阳光谱的反射率和吸收率。必须考虑来自地球、月球和其他星体的反射,如同必须考虑从航天器的一部分到另一部分的反射。建立了完善的模型,不用新的测量,在一个完整的轨道上卫星位置的预测精度可达到几米。

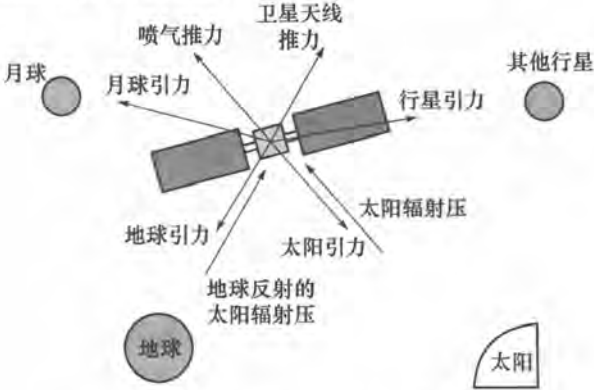


图 18.7 地球轨道航天器的主要作用力

在地球轨道上,距离测量可使用 GNSS、多普勒无线电定轨定位系统 (Doppler orbitography radiopositioning integrated by satellite, DORIS)、雷达跟踪以及卫星激光测距 (satellite laser ranging, SLR),其中卫星激光测距使用地球上的激光器和基于卫星的反射器^[22]来实现距离测量。在空间使用的 GNSS 接收机,必须考虑在轨道速度上更大的多普勒频移、信号强度的更大变化、大气传播误差的不同以及信号在负卫星高度角时的可用性问题^[23,24]。和所有的空间硬件一样,它们必须能够抗辐射和极端温度。

星际航天器可以通过多站通信链路双向测距^[25]、脉冲星导航以及观测行星和卫星的方向来实现。

18.9 步行导航

步行导航在室内通常需要达到房间级精度,在室外需要达到楼栋级精度,同时系统应能辨别在街道的哪一侧。为满足更多应用的需求,达到米级定位精度和高可靠性是必要的,如对军事和安全人员的定位、导盲、消防员在烟雾弥漫的建筑物内的导航。

步行导航被认为是最具挑战性的应用。用户设备必须小型、轻量、低功耗,同时许多情况下还要求低成本。工作场景低动态,但强振动,并且行人通过一个给定环境时可以选择许多不同的路线。无线电导航比较复杂,而且信号通常是快速衰减的。

关于步行导航已经提出了许多不同的技术方案^[26,27]。超宽带测距和脚底安装惯性导航适用于军事定位、安全和消防人员。然而,由于大量建设 UWB 基础设施的成本高,很难推广到大众市场,而且有可能消费者不愿意在脚底安装设备。

房间级的室内定位可以使用 Wi-Fi 的 RSS 模式匹配、BLE、RFID 和 IMES 来实现,只要能提供合适的基础设施。可靠性可以用步长检测和地图匹配 PDR 技术得到增强。一些企业已经形成了室内定位联盟 (in-location alliance) 来发展和规范智能手机用户的室内定位^[28]。在户外,开阔空间的 GNSS 可以很容易提供建筑级的定位精度,但在密集城市地区性能大幅降低。新的智能城市定位技术通过将多星座 GNSS、三维城市模型、PDR 和/或其他无线电信号进行组合,可以提供更高性能的定位服务^[29]。但是,在撰写本书时,最有效的步行导航技术仍然在研究过程中。图 18.8 描述了在智能手机上潜在可用的导航与定位技术。

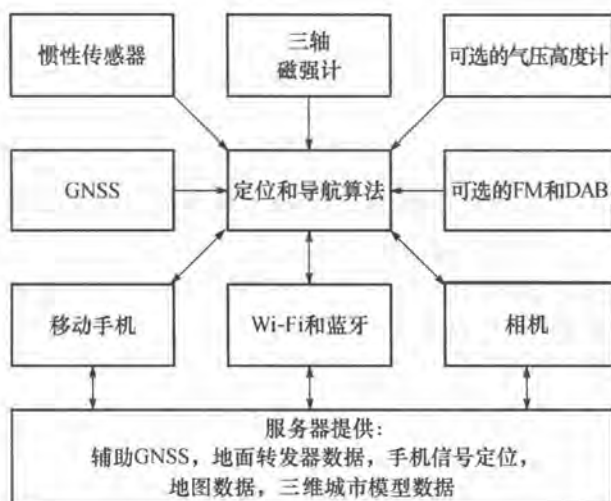


图 18.8 智能手机潜在的导航与定位技术

18.10 其他应用

最初为导航所设计的技术,在许多其他方面找到了应用。基于位置的服务(LBS)是任何基于位置信息的服务的通用术语。GNSS、Wii - Fi 和手机定位是采用的主要技术。LBS 的例子包括^[30,31]：

- (1) 车辆、人、动物和货物跟踪；
- (2) 紧急呼叫定位；
- (3) 基于位置的计费；
- (4) 虚拟安全围栏和欺诈检测；
- (5) 照片和地理数据的位置标注；
- (6) 位置敏感的目录服务,广告,旅游信息,停车场信息和天气；
- (7) 导游和博物馆解说;建筑和地标识别；
- (8) 基于位置的社交网络,游戏和体育运动。

载波相位差分 GNSS 是工程测量、测定建筑位置和结构变形监控等高精度应用的关键技术。它也广泛用于大地测量学,如建立坐标基准和测量板块、海平面和极地冰盖的移动变化^[32]。惯性传感器也可用于地下和钻井测量、重力场测量、图像传感器的稳定和车辆自动驾驶^[33]。

GNSS 也被大量用于时间同步。无线电通信、数字广播和电力分配已经需要精确依赖该技术。很多国家逐渐考虑将 GNSS 和其他技术,如 ELoran,作为关键的定位、导航和定时(PNT)基础服务设施的一部分。

18.11 未来趋势

导航和定位领域在过去 25 年发生了重要革新,而且还将继续下去,因为新的应用需求将推动新技术的开发,同时新技术又将为新的应用铺平道路。基于目前的研究趋势,以下 10 个方面值得关注:

(1) 传感器技术:给定性能指标的传感器的成本、尺寸、重量和功耗等可能会降低。例如,美国国防部高级研究计划局(DARPA)正在资助新的加速计、陀螺仪和时钟技术^[34]。

(2) GNSS:利用新的 GNSS 星座和信号以提高定位性能的新技术,已经在开发中。

(3) 通信:新的通信标准在不断地发展,在可行的地方均可用于定位。

(4) 相机:数码相机体积小、价格便宜,并且可能会变得越来越无处不在。在许多不同的地方它们可用于导航和定位,很多人已经开始对这方面进行研究。

(5) 测绘:日渐盛行的三维测绘能够以很多不同的方式来辅助定位和导航,包括步行地图匹配、信号遮蔽预测、高程辅助,以及地形参考导航。

(6) 多传感器导航:针对最具挑战性的导航和定位问题,需要运用一系列不同的技术和方法,才能得到具有鲁棒性的解决方案。因此,多传感器组合导航系统可能变得更加复杂,包含更多的子系统。

(7) 场景:不同的导航技术和不同的技术配置方案,适用于不同的环境和不同的载体或用户行为。信号接收和环境特征的可用性,在不同的地方均不一样,而运动特性的先验知识可用于辅助导航。因此,最佳的导航系统应该检测其工作场景,并做出相应的调整。

(8) 随机性信息:在大多数地方,有许多不同的随机性信号和环境特征可用于定位。有公司已经测绘了特定的信号分类(例如,Wi-Fi 或手机信号)。但是,使用不同种类信号和特征的混合方案,提供了更好的灵活性和鲁棒性,同时用户可以建立自己的图库和数据库。

(9) 合作:用户之间合作(或协同)的兴趣在增加,这使得信号和特征信息能快速发布,延伸到合作成图,同时相对定位可使用户利用他们不能直接观察到的信号和特征。有效的室内定位,同样需要用户和建筑物经营者之间的合作。

(10) 完好性:随着技术的成熟,用户期望更高的可靠性。反过来,更可靠的技术也能得到安全关键型和任务关键型应用的信赖。因此,完好性可能是让定位在未来得到更广泛应用的激励因素。

本章的问题和练习可见于附带的光盘。

参考文献

- [1] 2010 Federal Radionavigation Plan. U. S. Departments of Defense, Homeland Security, and Transportation, 2010.
- [2] Radio Navigation Aids. Annex 10, Volume 1 of Standards and Recommended Practices (SAPPS), 6th ed., International Civil Aviation Organization, 2012.
- [3] Kayton M. Introduction. in Avionics Navigation Systems, 2nd ed., M. Kayton and W. R. Fried, (eds.), New York: Wiley, 1997: 1 - 20.
- [4] Mather C, et al. Performance of Integrity Monitoring Techniques for Shipboard Relative GPS Landing Systems. Proc. ION GNSS 2005, Long Beach, CA, September 2005: 2882 - 2894.
- [5] de Fátima Bento M. Unmanned Aerial Vehicles; An Overview. Inside GNSS, January/February 2008. pp. 54 - 61.
- [6] Winkler S, et al. Improving Low - Cost GPS/MEMS - Based INNS Integration for Autonomous MAV Navigation by Visual Aiding. Proc. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, September 2004: 1069 - 1075.
- [7] Zhao Y. Vehicle Location and Navigation Systems, Norwood, MA: Artech House, 1997.
- [8] Piras M, Cina A, Lingua A. Low Cost Mobile Mapping Systems: An Italian Experience. Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008: 1033 - 1045.
- [9] Bevilacqua D, Cobb S, (eds.) GNSS for Vehicle Control. Norwood, MA: Artech House, 2010.
- [10] ECTS System Description, Railway Group GE/GN8605, Rail Safety and Standards Board, February 2010.
- [11] Jiang Z. Digital Route Model Aided Integrated Satellite Navigation and Low - Cost Inertial Sensors for High - Performance Positioning on the Railways, Ph. D. Thesis. University College London, 2010.
- [12] Grant A, et al. GPS Jamming and the Impact on Maritime Navigation. Journal of Navigation, Vol. 62, No. 2, 2009: 173 - 187.
- [13] International Maritime Organization, Revised Maritime Policy and Requirements for a Future Global Navigation Satellite System (GNSS), Resolution A.915(22), November 2001.
- [14] Parkins A J. Performance of Precise Marine Positioning Using Future Modernised Global Satellite Positioning Systems and a Novel Partial Ambiguity Resolution Technique, Ph. D. Thesis. University College London, 2009.
- [15] Bowditch N A, et al. The American Practical Navigator, Bicentennial ed. Bethesda, MD: National Imagery and Mapping Agency, 2002.
- [16] Vajda S, Zorn A. Survey of Existing and Emerging Technologies for Strategic Submarine Navigation. Proc. IEEE PLANS, Palm Springs, CA, April 1998: 309 - 315.
- [17] Butler B, Verrall R. Precision Hybrid Inertial/Acoustic Navigation System for a Long - Range Autonomous Underwater Vehicle. Navigation: JION, Vol. 48, No. 1, 2001: 1 - 12.
- [18] Hartman R, Hawkinson W, Sweeney K. Tactical Underwater Navigation System (TUNS). Proc. IEEE/ION PLANS, Monterey, CA, May 2008: 898 - 911.
- [19] Wertz J R, (ed.) Spacecraft Attitude Determination and Control. Dordrecht, Netherlands: Reidel, 1980.
- [20] Tapley B D, Schutz B E, Born G H. Statistical Orbit Determination, Burlington, MA: Academic Press, 2004.
- [21] Milani A, Gronchi G. Theory of Orbit Determination. Cambridge, U. K.: Cambridge University Press, 2009.
- [22] Seeber G. Satellite Geodesy. New York: De Gruyter, 2003.
- [23] Lightsey E G. Space Applications. in GNSS Applications and Methods, S. Gleason and D. Gebre - Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009: 329 - 346.

- [24] Ebinuma T, Unwin M. GPS Receiver Demonstration on a Galileo Test Bed Satellite. *Journal of Navigation*, Vol. 60, No. 3, 2007; 349 – 362.
- [25] Lanyi G E, Border J S, Shin D K. Radiometric Spacecraft Tracking for Deep Space Navigation. *Proc. ION NTM*, San Diego, CA, January 2008; 86 – 90.
- [26] Grejner – Brzezinska D A, Toth C K, Moafipour S. A Step Ahead; Human Motion, Machine Learning Combine for Personal Navigation. *GPS World*, November 2008; 34 – 41.
- [27] Challamel R, et al. Performance Assessment of Indoor Location Technologies. *Proc. IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, May 2008; 624 – 632.
- [28] Indoor Location: To Bildly Go. . . with or without GNSS. *Inside GNSS*, www.insidegnss.com, September 2012.
- [29] Groves P D, et al. Intelligent Urban Positioning Using Multi – Constellation GNSS with 3D Mapping and NLOS Signal Detection. *Proc. ION GNSS 2012*, Nashville, TN, September 2012; 458 – 472.
- [30] Kolodziej K W, Hjelm J. *Local Positioning Systems: LBS Applications and Services*. Boca Raton, FL: CRC/ Taylor and Francis, 2006.
- [31] Mannings R. *Ubiquitous Positioning*. Norwood, MA: Artech House, 2008.
- [32] Rizos C, Grejner – Brzezinska D A. Geodesy and Surveying. in *GNSS Applications and Methods*, S. Gleason and D. Gebre – Egziabher, (eds.), Norwood, MA: Artech House, 2009; 347 – 380.
- [33] Titterton D H, Weston J L. *Strapdown Inertial Navigation Technology*, 2nd ed. Stevenage, U. K. : iee, 2004.
- [34] Shkel A M. Microtechnology Comes of Age. *GPS World*, September 2011; 43 – 50.

MATLAB 仿真软件指南

Paul D. Groves

本文档提供了一份 MATLAB 仿真软件的使用指南。该软件是《GNSS、惯性及多传感器组合导航系统原理》(第 2 版)一书的附属软件。本文档有意写成提纲纵览的风格,而不是详细的描述。软件中的函数和脚本,自身都包含抬头说明,在说明中已经概括了它们各自的功能,以及给出了所有输入、输出的定义。代码都有完整的注释,且参考了专著正文中对应的公式。变量的名称,要么是描述性的设置,要么是基于正文中的符号来设置。包含上标、下标的希腊字母,在程序中其上标和下标前都用下划线连接。对于书中既有上标、又有下标的符号,一般先给出下标。

M.1 节介绍了软件总体情况,给出了其主要功能及结构。M.2 节给出了配置和运行软件的示范性脚本文件。M.3 节介绍了几个导航主函数,用以仿真独立运行的惯性导航、独立运行的 GNSS,以及 INS/GNSS 组合导航。M.4 节概述了构成仿真程序的通用导航函数。M.5 节介绍了大量的工具函数,用以读取、写入和操作数据文件,以及结果绘图等。M.6 节描述了提供用于仿真的准确位置、速度和姿态运动轨迹。最后,M.7 节列出了输出误差文件的格式。

M.1 简介

本软件对惯性导航、GNSS 以及它们的组合进行仿真。软件包含:

- 一个简单的 IMU 模型;
- 一个简单的 GNSS 卫星星座及误差模型;
- 在 ECI 系、ECEF 系以及当地导航系中实现的惯性导航方程;
- 单历元迭代最小二乘 GNSS 定位算法(ECEF 系);
- 一套基于 EKF 的 GNSS 定位算法(ECEF 系);
- 一套 INS/GNSS 松耦合算法;
- 一套 INS/GNSS 紧耦合算法;
- 附属函数和程序;
- 示范性脚本文件以及运动轨迹。

通过配置,本软件既可用于仿真单独的惯性导航计算、单独的 GNSS 计算,

还可以用于仿真 INS/GNSS 的组合导航计算。

本软件的开发目的,是用于教学。作者试图用本软件阐释书中的要点,而不是为了设计真正实用的、严格的导航仿真程序。因此,做了如下的简化:

- 所有 IMU 和 GNSS 的误差源,都假定为常值或白噪声序列。
- 用于 GNSS 定位和 INS/GNSS 组合导航的卡尔曼滤波估计算法,相对而言都比较基础:测量噪声模型很简单,且没有滤波更新。
- GNSS 的星座模型,假定为圆轨道,且卫星均匀分布在 6 个轨道面上。
- 没有给出 GNSS 接收机仿真;接收机误差简单建模为白噪声序列。也没有考虑跟踪环路的动态响应延迟。
- 没有给出 GNSS 信号遮挡、衰减、自然干扰、人为干扰、反射或衍射的仿真。多路径干扰的仿真,只能通过增加接收机噪声的标准偏差予以实现。

在光盘的 MATLAB Software 目录下,本软件包含了一系列扩展名为“.m”的文件。可以将这些文件复制到本地磁盘驱动器。这些就是熟知的 M 文件,每个文件都包含一个函数或脚本,且函数名与文件名相同。一旦将包含这些文件的目录添加到 MATLAB 路径,函数和脚本就可以在 MATLAB 命令窗口直接调用。也可以用 Octave 环境运行 M 文件,但是,本软件还没有在 Octave 环境中测试过。

本软件包含 4 种类型的 M 文件:示例性脚本,导航仿真主函数,通用导航函数和工具函数。这些都在 M.2 ~ M.5 中分别介绍。随书光盘中,还包含了大量扩展名为“.csv”的运动轨迹文件。这类文件,描述了导航系统在每一个仿真时间点上准确的位置、速度和姿态,而且可以用 MATLAB、Octave、Microsoft Excel 等其他软件导入。运动轨迹的介绍在 M.6 节。仿真软件还可以利用运动轨迹输出导航结果,该导航结果是时间的函数。也可以输出导航误差文件,见 M.7 节的介绍。

每一个仿真都有一个脚本文件配置,用于设置参数、读入准确运动轨迹、调用导航仿真主函数、输出结果文件,以及调用绘图函数。而脚本文件的调用,只需简单地在 MATLAB 命令窗口中键入脚本文件名,然后回车即可。在脚本文件被调用之后,脚本文件中直接用到的变量,仍然会缓存在 MATLAB 工作空间中。在 M.2 节中,提供了大量的示范性脚本文件。鼓励读者通过编辑这些文件,以创建自己的脚本文件。

M.2 示范性脚本文件

表 M.1 概括了本软件提供的示范性脚本文件。在每个脚本文件的开始,都有文件功能的简短描述。然后,在脚本文件中,依据以下顺序分别配置参数:

- 输入文件名和输出文件名;
- 初始化误差(如有必要);

- IMU 模型参数(如有必要);
- GNSS 模型参数(如有必要);
- 卡尔曼滤波参数(如有必要);
- 随机数发生器的种子参数。

在读者自己的脚本文件中,可以按任意顺序配置参数。相应地,下列函数将被调用(按顺序):

- Read_profile — 读入准确的运动轨迹;
- 导航仿真主函数(见 M.3 节);
- Plot_profile — 在屏幕上绘制准确运动轨迹;
- Plot_errors — 在屏幕上绘制位置、速度和姿态误差;
- Write_profile — 将每一个步长的导航结果写到输出文件中;
- Write_errors — 将位置误差、速度误差和姿态误差写到输出文件中。

表 M.1 示范性脚本文件列表

名称	导航系统	准确运动轨迹	备注
GNSS_Demo_1	单独的 GNSS, 利用最小二乘定位	Profile_1 (车载运动: 两个 90° 转弯)	
GNSS_Demo_2	单独的 GNSS, 利用 EKF 定位	Profile_1 (车载运动: 两个 90° 转弯)	
GNSS_Demo_3	单独的 GNSS, 利用 EKF 定位	Profile_0 (静止)	
GNSS_Demo_4	单独的 GNSS, 利用 EKF 定位	Profile_2 (车载运动: 两个 90° 转弯, 曲线和停止)	
GNSS_Demo_5	单独的 GNSS, 利用 EKF 定位	Profile_3 (机载运动: 两个 45° 转弯和 500m 爬升)	
GNSS_Demo_6	单独的 GNSS, 利用 EKF 定位	Profile_4 (船载运动: 两个 45° 转弯, 三级海况)	
Inertial_Demo_1 ECEF	单独的惯性导航 (ECEF 系方程)	Profile_1 (车载运动: 两个 90° 转弯)	战术级 IMU
Inertial_Demo_1 ECI	单独的惯性导航 (ECI 系方程)	Profile_1 (车载运动: 两个 90° 转弯)	战术级 IMU
Inertial_Demo_1 NED	单独的惯性导航 (当地导航系方程)	Profile_1 (车载运动: 两个 90° 转弯)	战术级 IMU
Inertial_Demo_2	单独的惯性导航 (当地导航系方程)	Profile_1 (车载运动: 两个 90° 转弯)	航空级 IMU

(续)

名称	导航系统	准确运动轨迹	备注
Inertial_Demo_3	单独的惯性导航(当地导航系方程)	Profile_1(车载运动:两个90°转弯)	消费级 IMU
Inertial_Demo_4	单独的惯性导航(当地导航系方程)	Profile_0(静止)	战术级 IMU
Inertial_Demo_5	单独的惯性导航(当地导航系方程)	Profile_2(车载运动:两个90°转弯,曲线和停止)	战术级 IMU
Inertial_Demo_6	单独的惯性导航(当地导航系方程)	Profile_3(机载运动:两个45°转弯和500m爬升)	航空级 IMU
Inertial_Demo_7	单独的惯性导航(当地导航系方程)	Profile_4(船载运动:两个45°转弯,三级海况)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_1	紧耦合 INS/GNSS	Profile_1(车载运动:两个90°转弯)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_2	紧耦合 INS/GNSS	Profile_0(静止)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_3	松耦合 INS/GNSS	Profile_1(车载运动:两个90°转弯)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_4	松耦合 INS/GNSS	Profile_0(静止)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_5	紧耦合 INS/GNSS	Profile_1(车载运动:两个90°转弯)	航空级 IMU
INS_GNSS_Demo_6	紧耦合 INS/GNSS	Profile_0(静止)	航空级 IMU
INS_GNSS_Demo_7	紧耦合 INS/GNSS	Profile_1(车载运动:两个90°转弯)	消费级 IMU
INS_GNSS_Demo_8	紧耦合 INS/GNSS	Profile_0(静止)	消费级 IMU
INS_GNSS_Demo_9	紧耦合 INS/GNSS	Profile_2(车载运动:两个90°转弯,曲线和停止)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_10	紧耦合 INS/GNSS	Profile_3(机载运动:两个45°转弯和500m爬升)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_11	紧耦合 INS/GNSS	Profile_4(船载运动:两个45°转弯,三级海况)	战术级 IMU
INS_GNSS_Demo_12	紧耦合 INS/GNSS	Profile_3(机载运动:两个45°转弯和500m爬升)	航空级 IMU

M.3 导航仿真主函数

本软件一共有 7 个导航仿真的主函数：

- GNSS_Kalman_Filter — 在 ECEF 系下,采用 EKF 的单独 GNSS 定位;
- GNSS_Least_Squares — 在 ECEF 系下,单历元、采用最小二乘的单独 GNSS 定位;
- Inertial_navigation_ECEF — 在 ECEF 系下,单独的惯性导航方程;
- Inertial_navigation_ECI — 在 ECI 系下,单独的惯性导航方程;
- Inertial_navigation_NED — 在当地导航系下,单独的惯性导航方程;
- Loosely_coupled_INS_GNSS — 松耦合 INS/GNSS;ECEF 系惯性导航方程,与单历元最小二乘 GNSS 定位在 ECEF 系中松组合;
- Tightly_coupled_INS_GNSS — 紧耦合 INS/GNSS;ECEF 系惯性导航方程,与 GNSS 在 ECEF 系中紧组合。

每一个函数都对导航系统进行初始化,在序贯的步长上实施仿真,同时计算导航误差。INS 仿真的时间步长,与准确运动轨迹更新步长相同。而 GNSS 仿真的时间步长,需要在 GNSS 模型配置中设定。组合导航算法则以 GNSS 仿真的时间步长为准,在每一个更新周期对惯性导航的结果进行反馈修正,并且更新加速度计和陀螺仪的零偏估计。利用估计的零偏,在进入惯性导航方程时,对 IMU 测量值进行修正。

下面的一些信息是输入量,取决于运行哪种类型的仿真:

- in_profile — 数组,包含准确运动轨迹;
- no_epochs — 变量,表示准确运动轨迹的帧数量;
- initialization_errors — 结构体,用于在惯性导航结果的准确值上,叠加初始化误差(如果 GNSS 的位置、速度可用,则利用 GNSS 的位置和速度);
- IMU_errors — 结构体,包含 IMU 模型配置参数;
- GNSS_config — 结构体,包含 GNSS 模型配置参数;
- GNSS_KF_config — 结构体,包含 GNSS EKF 配置参数;
- LC_KF_config — 结构体,包含松耦合卡尔曼滤波配置参数;
- TC_KF_config — 结构体,包含紧耦合 EKF 配置参数。

下面的一些信息是输出量,取决于运行哪种类型的仿真:

- out_profile — 数组,包含每一帧 INS,GNSS 或者组合导航的结果;
- out_errors — 数组,表示每一帧导航结果的误差;
- out_IMU_bias_est — 数组,包含组合卡尔曼滤波估计出的每一帧陀螺仪和加速度计的零偏值;
- out_clock — 数组,包含估计出的 GNSS 接收机钟差及钟差漂移,利用每

— 历元数据, 根据最小二乘定位算法、GNSS 卡尔曼滤波或者紧耦合卡尔曼滤波予以估计;

- out_KF_SD — 数组, 包含每一帧卡尔曼滤波(或者 EKF)估计误差的标准偏差。

M.4 通用导航函数

下面的函数, 被部分或所有的导航仿真主函数所调用, 有些是直接调用, 有些则是间接调用:

- Calculate_errors_NED — 计算位置误差 δr_{eb}^a 、速度误差 δv_{eb}^a 以及姿态误差 $\delta \psi_{nb}$, 误差量的投影坐标系均为“北—东—地”系, 根据准确的或估计的曲率位置(经纬高)、速度以及从载体系到 NED 的坐标转换矩阵定义;

- CTM_to_Euler — 将坐标转换矩阵变换为相应的欧拉角集合;

- ECEF_to_ECI — 将相对于 ECEF 坐标系以及在 ECEF 坐标系投影的位置、速度和姿态, 转换到相对于 ECI 坐标系以及在 ECI 坐标系投影, 比如: 将 r_{eb}^e 、 v_{eb}^e 和 C_b^e 转换为 r_{ib}^i 、 v_{ib}^i 和 C_b^i ;

- ECEF_to_NED — 将笛卡儿直角坐标下的位置 r_{eb}^e 转换为纬度 L_b 、经度 λ_b 和高程 h_b , 将 ECEF 系下投影的速度 v_{eb}^e 转换为 NED 系下的速度 v_{eb}^n , 将以 ECEF 系为参考的姿态矩阵 C_b^e 转换为以 NED 系为参考的姿态矩阵 C_b^n ;

- ECI_to_ECEF — 将相对于 ECI 坐标系以及在 ECI 坐标系投影的位置、速度和姿态, 转换到相对于 ECEF 坐标系以及在 ECEF 坐标系投影, 比如: 将 r_{ib}^i 、 v_{ib}^i 和 C_b^i 转换为 r_{eb}^e 、 v_{eb}^e 和 C_b^e ;

- Euler_to_CTM — 将欧拉角集合变换为相应的坐标转换矩阵;

- Generate_GNSS_measurements — 根据准确的用户位置 r_{eb}^e 、用户速度 v_{eb}^e , 以及准确的卫星位置 r_{es}^e 、卫星速度 v_{es}^e , 产生一套高于俯仰屏蔽角的、所有卫星的、GNSS 伪距和伪距率的测量值, 并且在伪距上叠加常值漂移误差, 在伪距和伪距率上都叠加跟踪噪声;

- GNSS_KF_Epoch — 运行一个完整的单独 GNSS 扩展卡尔曼滤波周期, 输出更新后的状态估计值 $\hat{x}_k^+$, 及其估计误差的协方差矩阵 P_k^+ ;

- GNSS_LS_position_velocity — 运行两个连续的最小二乘迭代, 计算如下变量的值: 第一, 利用单历元伪距测量集合, 计算用户位置 r_{eb}^e 和接收机钟差; 第二, 利用单历元伪距率测量集合, 计算用户速度 v_{eb}^e 和接收机钟差漂移;

- Gravitation_ECI — 计算 ECI 坐标系下投影的引力加速度 γ_{ib}^i ;

- Gravity_ECEF — 计算 ECEF 坐标系下投影的重力加速度 g_b^e ;

- Gravity_NED — 计算北、东、地坐标系下投影的重力加速度 g_b^n ;

- IMU_model — 在准确的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i 上, 叠加零偏、刻度因子误差、交叉耦合误差、陀螺的 g 相关误差、噪声以及量化误差, 以得到 IMU 输出的仿真比力和角速率;

- Initialize_GNSS_biases — 初始化 GNSS 伪距偏差, 该偏差由空间信号、电离层和对流层误差 (仿真全过程中都假定为常值) 导致;

- Initialize_GNSS_KF — 根据一个输入的单历元最小二乘解, 对 GNSS 的 EKF 状态进行初始化, 并根据 EKF 的配置参数, 对误差协方差阵 P 进行初始化;

- Initialize_LC_P_matrix — 根据卡尔曼滤波的配置参数, 对松耦合 INS/GNSS 卡尔曼滤波的误差协方差阵 P 进行初始化;

- Initialize_NED — 根据各自的准确值, 叠加用户指定的误差, 对惯性导航的纬度 L_b 、经度 λ_b 和高程 h_b 、速度 v_{eb}^n 及姿态 C_b^n , 进行初始化;

- Initialize_NED_attitude — 根据准确值, 叠加用户指定的误差, 对惯性导航的姿态 C_b^n 进行初始化;

- Initialize_TC_P_matrix — 根据 EKF 滤波的配置参数, 对 INS/GNSS 紧耦合 EKF 滤波的误差协方差阵 P 进行初始化;

- Kinematics_ECEF — 根据当前时刻和前一时刻的 ECEF 系速度 v_{eb}^e 、姿态 C_b^e 、当前位置 r_{eb}^e 以及时间间隔 τ_i , 计算准确的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i ;

- Kinematics_ECI — 根据当前时刻和前一时刻的 ECI 系速度 v_{ib}^i 、姿态 C_b^i 、当前位置 r_{ib}^i 以及时间间隔 τ_i , 计算准确的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i ;

- Kinematics_NED — 根据当前时刻和前一时刻的 NED 系投影的速度 v_{eb}^n 、姿态 C_b^n 、当前纬度 L_b 和高程 h_b 以及时间间隔 τ_i , 计算准确的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i ;

- LC_KF_Epoch — 运行一个完整的松耦合 INS/GNSS 卡尔曼滤波周期, 对惯性导航结果 r_{eb}^e 、 v_{eb}^e 和 C_b^e 进行修正, 更新加速度计零偏 b_a 和陀螺零偏 b_g 的估计, 输出状态更新的误差协方差矩阵 P_k^+ ;

- Nav_equations_ECEF — 根据 IMU 测量的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i 以及时间间隔 τ_i , 运行 ECEF 系下精确惯性导航方程的一个完整计算周期, 以更新位置 r_{eb}^e 、速度 v_{eb}^e 和姿态 C_b^e ;

- Nav_equations_ECI — 根据 IMU 测量的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i 以及时间间隔 τ_i , 运行 ECI 系下精确惯性导航方程的一个完整计算周期, 以更新位置 r_{ib}^i 、速度 v_{ib}^i 和姿态 C_b^i ;

- Nav_equations_NED — 根据 IMU 测量的比力 f_{ib}^i 和角速率 ω_{ib}^i 以及时间间隔 τ_i , 运行当地导航系下精确惯性导航方程的一个完整计算周期, 以更新纬度 L_b 、经度 λ_b 和高程 h_b , 以及速度 v_{eb}^n 和姿态 C_b^n ;

- NED_to_ECEF — 将纬度 L_b 、经度 λ_b 和高程 h_b 转换为笛卡儿直角坐

标下的位置 $\mathbf{r}_{eb}^e$,将 NED 系下的速度 $\mathbf{v}_{eb}^n$ 转换为 ECEF 系下投影的速度 $\mathbf{v}_{eb}^e$,将以 NED 系为参考的姿态矩阵 $\mathbf{C}_b^n$ 转换为以 ECEF 系为参考的姿态矩阵 $\mathbf{C}_b^e$;

- `pv_ECEF_to_NED` — 将笛卡儿直角坐标下的位置 $\mathbf{r}_{eb}^e$ 转换为 L_b 、 λ_b 和 h_b ,将 ECEF 系下投影的速度 $\mathbf{v}_{eb}^e$ 转换为 NED 系下的速度 $\mathbf{v}_{eb}^n$;

- `pv_NED_to_ECEF` — 将纬度 L_b 、经度 λ_b 和高程 h_b 转换为笛卡儿直角坐标下的位置 $\mathbf{r}_{eb}^e$,将 NED 系下的速度 $\mathbf{v}_{eb}^n$ 转换为 ECEF 系下投影的速度 $\mathbf{v}_{eb}^e$;

- `Radii_of_curvature` — 根据大地纬度计算子午圈半径 R_N 和卯酉圈半径 R_E ;

- `Satellite_positions_and_velocities` — 计算准确的卫星位置 $\mathbf{r}_{es}^e$ 和卫星速度 $\mathbf{v}_{es}^e$;

- `Skew_symmetric` — 根据输入量,输出反对称矩阵,也就是 $[\mathbf{a} \wedge]$;

- `TC_KF_Epoch` — 运行一个完整的紧耦合 INS/GNSS 扩展卡尔曼滤波周期,对惯性导航结果 $\mathbf{r}_{eb}^e$ 、 $\mathbf{v}_{eb}^e$ 和 $\mathbf{C}_b^e$ 进行修正,更新加速度计零偏 $\mathbf{b}_a$ 和陀螺零偏 $\mathbf{b}_g$ 的估计,以及 GNSS 接收机钟差和漂移,输出状态更新的误差协方差矩阵 $\mathbf{P}_k^+$ 。

M.5 工具函数

下面的函数仅由演示性脚本文件调用:

- `Plot_errors` — 在一个屏幕窗口中,绘制位置、速度和姿态误差(未经 Octave 测试);

- `Plot_profile` — 在一个屏幕窗口中,绘制位置变化,以及速度和姿态结果(未经 Octave 测试);

- `Read_profile` — 将一个 .csv 文件的运动轨迹读入到一个数组中,并检查文件中数据的列数是否正确、确定帧数为多少,以及将角度值转化为弧度值;

- `Write_errors` — 将位置误差、速度误差和姿态误差写到一个 .csv 文件中,并将姿态误差从弧度值转化为角度值;

- `Write_profile` — 将一个运动轨迹(导航计算结果或准确轨迹)写到一个 .csv 文件中,并将弧度值转换为角度值。

下面的函数用于编辑运动轨迹文件,且直接从 MATLAB 命令窗口调用:

- `Adjust_profile_position` — 调整一个运动轨迹文件中的位置值,使它与速度值相符;

- `Adjust_profile_velocity` — 调整一个运动轨迹文件中的速度值,使它与位置值相符;

- `Interpolate_profile` — 对一个运动轨迹进行插值,将原文件的帧间隔时间进行等分,增加轨迹的跳动(如有必要);

- Smooth_profile_velocity — 对一个运动轨迹文件中的速度值进行平滑, 补偿数值跳动, 以便作为输入轨迹文件供 Adjust_profile_velocity 函数处理;
- Update_curvilinear_position — 利用当前时刻和前一时刻的速度, 更新纬度、经度和高程(为 Adjust_profile_position 函数所用);
- Velocity_from_curvilinear — 根据当前和前一时刻的经纬高、以及前一时刻的速度, 确定当前时刻的速度(为 Adjust_profile_velocity 函数所用)。

值得注意的是, 需要先运行一个插值函数(或几个插值函数)之后, 再运行调整函数, 以保证位置变化和速度是相符的。

M.6 运动轨迹

运动轨迹文件提供了仿真所用的每一帧位置、速度和姿态数据, 其中每一行数据即表示一帧。文件内容都是用逗号隔开的文本文件, 扩展名为 .csv, 以便于很多数据分析软件包自动读取, 比如 MATLAB、Octave 及 Microsoft Excel。轨迹文件也可以用文本编辑器显示。表 M.2 给出了轨迹文件的格式。这些文件既可用于表示准确的运动轨迹, 还可以表示仿真的导航结果。本仿真软件包含下列运动轨迹文件:

- Profile_0 — 60s, 对地静止, 保持水平, 航向指北;
- Profile_1 — 60s, 手工产生的车载运动, 速度为 $20\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, 包括两个相反方向的 90° 转弯;
- Profile_2 — 175s, 利用 Spirent SimGen 产生的车载运动, 包含下述机动: 初始速度为 $10\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, 加速至 $20\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, 减速到 $10\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, 90° 转弯, 加速到 $20\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, -30° 转向; 加速到 $30\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, 30° 转向, 减速到 $5\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, -90° 转弯, 停车;
- Profile_3 — 418s, 利用 Spirent SimGen 产生的机载运动: 以 $200\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的速度飞行, 其间两次相反的 45° 转向, 然后爬升 500m;
- Profile_4 — 300s, 利用 Spirent SimGen 产生的船载运动: 三级海况下, 以 $10\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的速度航行, 其间两次相反的 45° 转向。

表 M.2 运动轨迹文件的格式

列数	内容描述
1	时间, $t(\text{s})$
2	大地纬度, $L_b(^{\circ})$
3	经度, $\lambda_b(^{\circ})$
4	大地高度, $h_b(\text{m})$
5	北向速度, $v_{eb,N}^a(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$
6	东向速度, $v_{eb,E}^a(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$

(续)

列数	内容描述
7	地向速度, $v_{eb,D}^n (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$
8	倾斜(载体系相对于 NED 系的横滚角), $\varphi_{nb} (^{\circ})$
9	仰角(载体系相对于 NED 系的俯仰角), $\theta_{nb} (^{\circ})$
10	航向(载体系相对于 NED 系的偏航角), $\psi_{nb} (^{\circ})$

M.7 导航误差文件格式

导航误差文件,给出了每一帧仿真的位置误差、速度误差和姿态误差,其中每一行数据即表示一帧。文件内容都是用逗号隔开的文本文件,扩展名为 .csv,以便于很多数据分析软件包自动读取,比如 MATLAB、Octave 及 Microsoft Excel。导航误差文件也可以用文本编辑器显示。表 M.3 给出了误差文件的格式。

表 M.3 导航误差文件的格式

列数	内容描述
1	时间, $t (\text{s})$
2	北向位置误差, $\delta r_{eb,N}^n (\text{m})$
3	东向位置误差, $\delta r_{eb,E}^n (\text{m})$
4	地向位置误差, $\delta r_{eb,D}^n (\text{m})$
5	北向速度误差, $\delta v_{eb,N}^n (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$
6	东向速度误差, $\delta v_{eb,E}^n (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$
7	地向速度误差, $\delta v_{eb,D}^n (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$
8	绕北向的姿态误差, $\delta \psi_{nb,N}^n (^{\circ})$
9	绕东向的姿态误差, $\delta \psi_{nb,E}^n (^{\circ})$
10	绕地向的姿态误差, $\delta \psi_{nb,D}^n$, 等同于航向误差 $\delta \psi_{nb} (^{\circ})$

不承诺担保声明

本书以及附属光盘中的技术细节、流程和计算机程序,都是尽最大的努力开发的。然而,这些都无任何形式的保证。Artech House 公司和书名为 Principles of GNSS, Inertial, and Multisensro Integrated Navigation Systems 的作者,并没有保证过、表达过或暗示过书中及附属品中的公式、程序及流程,比如软件等,是没有错误的、或符合任何特别的商业标准、或满足任何特殊的应用需求。不能依靠上述程序,解决那些错误结果可能导致人身伤害或财产损失的问题。任何以这种

方式使用程序和流程,造成的风险都由用户自己承担。对于使用本书及附属品中的程序和软件时,所造成的任何直接、或间接的损失,作者和出版方都没有义务承担责任。

软件特许声明

Principles of GNSS, Inertial, and Multisensro Integrated Navigation Systems(第2版)的配套 MATLAB 仿真软件,依据修订的 Berkeley 软件发布(BSD, Berkeley Software Distribution)许可予以发布,具体如下:

如果遵守以下条件,以源代码或二进制的形式(可以修改)再发布和使用本软件,都是允许的:

- 再发布源代码时,必须保留上述版权通知,本条件列表以及下述的不承诺声明。
- 以二进制的形式再发布时,必须在文档中(和/或其他发布材料中)重复上述版权通知,本条件列表以及下述的不承诺声明。
- 若无事先明确的书面许可,作者和有贡献者的名字都不能用于签署或推销根据本软件衍生出的产品。

作者提供的此软件,任何的表达或隐含的保证(这其中包括、但不限于:商业性的隐含保证,及用于特定目标的适应性),都是没有给予承诺的。作者对于任何直接的、间接的、偶然的、特殊的、仿效的、或引起的间接损害(包括,但不限于:获取替代性物品或服务;效用、数据或利益的缺失;或商务中断)决不负责;使用本软件的过程中,作者对由此造成的任何理论上的义务,不管是否受合同、严格赔偿责任约束、或发生民事侵权行为(包括疏忽导致或其他),都决不负责。

附 录

重要符号列表

此处列出了在书中各部分用到的符号。更加完备的符号列表,可以参看附属 CD。所有的符号在第一次出现时,都给出了定义。符号可以分为矩阵(大写粗体)、向量(小写粗体)、标量(斜体)、上标和下标、以及限定词。这里只给出了在多个符号中出现的上标和下标,否则直接给出复合符号。向量和矩阵的分量,用对应的带下标索引的标量表示。向量的幅值,用对应的无下标的标量表示。分块矩阵保留了原矩阵的符号,但是会增加下标索引以示区别。

矩阵:

C	坐标转换矩阵
C	协方差矩阵(普通)
D	差分矩阵
F	系统矩阵
G_g	陀螺 g 相关误差
H	测量矩阵
I_n	$n \times n$ 的单位阵(主对角线为 1,其余为 0)
K	卡尔曼增益
M	比例因子和交叉耦合误差
P	误差协方差矩阵
Q	系统噪声协方差矩阵
Q^e	近似的系统噪声协方差矩阵
R	测量噪声协方差阵
S	功率谱密度矩阵
T	位置变化转换矩阵
P	余因子矩阵
F	转移矩阵
W	角速率反对称矩阵

向量

a	加速度
b	零偏误差
c	表示标定系数的向量
f	比力
f	系统函数
g	由重力产生的加速度
h	测量函数
k	标量测量时的卡尔曼增益
l	杆臂
m	交叉耦合误差
m	磁通密度
m	测量值的个数
p	曲线位置(大地纬度,经度和大地高度)
q	姿态四元数
r	笛卡儿坐标位置
s	标度因数误差
s_{cg}	卫星时钟 g 相关误差系数
u	单位向量和视线单位向量
v	速度
w	白噪声源向量
w_m	测量噪声向量
w_s	系统噪声向量
x	状态向量
z	测量向量
α	姿态增量
γ	引力导致的加速度
Δr	位移
δx	状态向量残差
δz^-	测量新息
δz^+	测量残差
v	比力积分
ψ	欧拉角(滚动,俯仰,偏航)(无上标)
ψ	小角度姿态(上标对应投影轴)
ω	角速率

标量

A	信号幅值的常值比例
a_f	卫星钟标定系数
b	零偏误差
B	双边噪声带宽
$B_{L,CA}$	载波相位跟踪环路带宽
$B_{L,CF}$	载波频率跟踪环路带宽
$B_{L,CO}$	码跟踪环路带宽
B_{PC}	双边预相关带宽
C	扩频码
c	自由空间或光纤中的光速
c	标定系数
C/N_0	$10\log_{10}$ 载波功率对噪声的密度比
c/n_0	载波功率对噪声的密度比
D	导航电文
D	精度因子
D	码鉴相函数
d	早迟相关通道的码片间隔
d	深度
e	地球椭球偏心率
F	载波频率鉴别器函数
f	频率
f	概率密度函数
H	正交高度
h	大地高度
I	同相采样
k	鉴别器增益
L	大地纬度
l	系统噪声向量维数
m	测量向量维数
m	测量的数量
m	发射机的个数
N	大地水准面高度
N	采样个数

(续)

N	高斯分布采样
N	整周模糊度
n	状态向量维数
n	步数
P	载波相位鉴别器函数
p	压力
p	假设概率
Q	四相制采样
r	(几何)距离
r	求和迭代计数
R_E	卯酉圈曲率半径
R_N	子午圈曲率半径
R_P	地球极半径
R_0	赤道地球半径
S	副载波函数
S	功率谱密度或交叉谱密度
s	标度因数误差
T	跟踪宽度
t	时间
t_{sa}	信号到达时间
t_{st}	信号发射时间
W	权值系数
w	白噪声源
w_p	伪距跟踪误差
w_ϕ	以距离形式表达的载波相位跟踪误差
w_r	伪距率跟踪误差
x	笛卡儿位置或一般向量的第一个分量
x	码片中的码跟踪误差
y	笛卡儿位置或一般向量的第二个分量
z	笛卡儿位置或一般向量的第三个分量
α	磁倾角/变化
β	位置到赤道面投影的幅值
γ	磁倾角
Δf	多普勒频移

(续)

Δr	运动的距离
δr_L	线性化误差
δt	时间增量
δt_c	时钟偏移
$\delta \rho_c$	由时钟偏移导致的距离误差
$\Delta \rho_{dc}$	差分修正
$\delta \rho_e$	由历书数据导致的距离误差
$\delta \rho_I$	电离层传播误差
$\delta \rho_{ie}$	萨格奈克(Sagnac)修正
$\delta \rho_M$	多径导致的距离误差
$\delta \rho_T$	对流层传播误差
$\delta \Phi_b$	相位漂移,表示为距离的形式
$\delta \Phi_I$	由电离层传播导致的相位误差,表示为距离的形式
$\delta \Phi_p$	视线相关的相位卷曲误差,表现为距离的形式
θ	俯仰角
θ_{nu}	卫星视线向量仰角
λ	经度
Λ	似然
λ_{ca}	载波波长
μ	角度幅值或转动幅值
μ	地球重力常数
ρ	伪距
σ	标准差或误差标准差
σ_{IQ}	累加相关器输出噪声标准差
τ	相关时间
τ	传播时间
τ_a	相关器累加间隔
τ_i	惯性导航积分间隔
τ_s	系统传播时间
Φ	累加距离增量
ϕ	滚动角
ϕ	相位
ϕ_0	相位偏移
ψ	偏航或方位角

(续)

ψ_{bh}	瞄准角
ψ_{mu}	视线方向矢量相对于地磁北向的夹角
ψ_{nu}	视线矢量方位角
ω	角频率

上、下标:

A	表示加速度计的标注
A	表示姿态匹配传递对准测量量
a	表示加速度计
a	表示用户天线体坐标系
a	表示用户特征匹配传感器体坐标系(见 16.3 节)
B	表示气压高度计高度测量
b	表示体坐标系或者 INS 体坐标系
b	表示气压高度计
bad	表示加速度计动态零偏
bgd	表示陀螺动态零偏
C	表示修正后的
c	表示相机或特征匹配传感器体坐标系
ca	表示载波或载波相位
cf	表示载波频率
cf	表示时钟频率漂移
co	表示码
$c\phi$	表示时钟相位漂移
D	表示向下的分量
D	表示多普勒测量
D	表示数据库给出的
d	表示动态
DC	表示差分校正
E	表示向东的分量
E	表示超前相关通道
E	表示地磁场
e	表示地心地固坐标系
ECD	表示包络到循环的差异
F	表示特征匹配测量

(续)

f	表示前轮坐标系
f	表示完成点坐标系
f	表示特征坐标系
G	表示最终的位置和时间
G	表示由 GNSS 得到的
g	表示陀螺
GNSS	表示 GNSS 部分
H	表示水平的
h	表示高程
h	表示硬铁
I	信号到达时刻与 ECEF 坐标系同步的 ECI 坐标系
I	表示同相
I	表示由 INS 得到的
i	一般索引
i	表示地心惯性坐标系
INS	表示 INS 部分
j	卫星、信号或跟踪通道号
k	卡尔曼滤波或跟踪环路的迭代次数
L	表示迟后相关通道
L	表示纬度
L	表示左(轮)
L	表示调平测量
L	表示线定位测量
l	表示切平面坐标系
l	表示从指定卫星或发射机发出的特殊信号
$L\lambda$	表示经纬度
M	表示磁的航向测量或误差状态
M	表示由于多径导致的
m	表示马尔科夫过程
m	表示磁强计测量的磁通密度或坐标系
m	表示磁强计
m	表示直线上最靠近点的坐标系
N	表示北向分量

(续)

N	表示模糊状态
n	表示当地导航坐标系
Nav	表示导航结果
O	表示里程计测量
o	表示轨道坐标系
o	表示里程计
P	表示位置
P	表示即时相关通道
P	表示 PDR 测量
P	表示预滤波
p	表示平面坐标系
p	表示曲面位置
Q	表示四相制
Q	表示准静态对准测量
q	表示直线上交汇点坐标系
R	表示右(轮)
R	表示地基无线电导航及相应的测量
R	表示特征匹配测量(见 16.3 节)
R	表示粗略值(比如:未校正)
r	表示伪距率
r	表示后轮坐标系
r	表示接收机
r	表示参考接收机或参考天线体坐标系
r	表示参考体坐标系
ra	表示加速度计随机噪声
Ref	表示参考导航系统
rg	表示陀螺随机噪声
S	表示地球椭球表面上的一个点
s	表示大地水准面或水平面上的一个点
s	表示静态的
s	表示卫星体坐标系
s	表示软铁
s	表示散射表面体坐标系
s	表示起始点坐标系

(续)

T	表示矩阵转置
T	表示 TRN 测量
t	表示发射器或发射器坐标系
t	表示特征或特征体坐标系(见 16.3 节)
u	表示用户接收机
V	表示速度匹配传递对准
V	表示垂向
v	表示速度
VC	表示速度约束测量
w	表示游动方位坐标系
x	表示向量或坐标轴的第一个分量
y	表示向量或坐标轴的第二个分量
z	表示向量或坐标轴的第三个分量
ZA	表示 ZARU 测量
ZV	表示 ZVU 测量
α	表示一般体坐标系
β	表示一般参考坐标系
γ	表示一般投影轴系
Δ	表示差分测量或辅助载波
δ	表示一般坐标系
ε	表示单历元导航结果测量残差
θ	表示仰角测量
λ	表示经度
ρ	表示伪距
Φ	表示累加距离增量
ψ	表示姿态/GNSS 姿态/航向/方位的测量值
0	表示在大地水准面上的值
0	表示初值
0	表示一个常量
0	表示在参考时刻
-	表示状态演化之后、测量更新之前
-	表示预测
+	表示测量更新后
$\perp$	表示垂直

限定词

E()	期望运算
δ	表示一个小的增量或误差
Δ	表示发射器之间的一个增量、误差或变化量
∇	表示接收器之间的差异
'	表示另一种
"	表示另一种
$\wedge$	表示估计
U	表示模糊确定的估计
$\sim$	表示导航系统测量
-	表示平均
(-), -	表示导航处理周期的开始
(+), +	表示导航处理周期的结束

首字母缩略词和缩略语

下面列出了在书中多个地方出现的首字母缩略词和缩略语。完整的缩略词/语的列表,详见附属 CD。所有的缩略词在首次使用时,都给出了其定义解释。

2 - D	Two dimensional	二维
3 - D	Three dimensional	三维
ADC	Analog - to - digital converter	模数转换
ADR	Accumulated delta range	累积小量距离
AGC	Automatic gain control	自动增益控制
AGNSS	Assisted GNSS	增强 GNSS
AHRS	Attitude and heading reference system	姿态航向参考系统
AltBOC	Alternate binary offset carrier	交替二进制偏移载波
AM	Amplitude modulation	调幅
ANN	Artificial neural network	人工神经网络
AOA	Angle of arrival	到达角
ASF	Additional secondary factor	附加第二因子
ATAN	Arctangent	反正切
ATAN2	Arctangent (four quadrant)	反正切(四象限)

(续)

2 - D	Two dimensional	二维
AUV	Autonomous underwater vehicle	自主水下潜航器
baro	barometric altimeter	气压高度计
BLE	Bluetooth low energy	低功耗蓝牙
BOC	Binary offset code	二进制偏移码
BPSK	Biphase shift key	二进制移相键控
C/A	Coarse/acquisition	粗/捕获
CD	Compact disc	光盘
CDMA	Code - division multiple access	码分多址
CGCS	China Geodetic Coordinate System	中国大地坐标系
CIRS	Conventional inertial reference system	协议惯性参考系
CL	Civil long	民用长码
CM	Civil moderate	民用中等长度码
CRPA	Controlled - reception - pattern antenna	受控接收模式天线
CSAC	Chip - scale atomic clock	芯片级原子钟
CVL	Correlation velocity log	相关速度仪
CVN	Continuous visual navigation	连续视觉导航
DGNSS	Differential GNSS	差分 GNSS
DLL	Delay lock loop	延迟锁定环路
DLoran	Differential long - range navigation	差分 Loran
DME	Distance measuring equipment	距离测量装置
DOP	Dilution of precision	精度衰减因子
DPP	Dot - product power	点乘功率
DR	Dead reckoning	推算
DSRC	Dedicated short - range communication	专用近程通信
DSSS	Direct - sequence spread spectrum	直接序列展频技术
DVL	Doppler velocity log	多普勒速度仪
ECEF	Earth - centered earth - fixed	地球中心地球固联
ECI	Earth - centered inertial	地心惯性
EGNOS	European Geostationary Navigation Overlay System	欧洲同步卫星导航系统
EKF	Extended Kalman filter	扩展卡尔曼滤波

(续)

2 - D	Two dimensional	二维
ELE	Early - minus - late envelope	超前减滞后包络
ELoran	Enhanced long - range navigation	增强型 Loran
ELP	Early - minus - late power	超前减滞后功率
FDMA	Frequency - division multiple access	频分多址
FDE	Fault detection and exclusion	故障检测与排除
FDI	Fault detection and isolation	故障检测与隔离
FDR	Fault detection and recovery	故障检测与恢复
FFR	Federated fusion - reset	联合融合复位
FFT	Fast Fourier transform	快速傅里叶变换
FH	Frequency hopping	频率跳变
FLL	Frequency lock loop	频率锁定环路
FM	Frequency modulation	调频
FOC	Full operational capability	完全运行能力
FWHM	Full width at half maximum	半峰全宽
GAGAN	GPS/GLONASS and Geo - augmented Navigation	GPS/GLONASS 地球增强导航
GBAS	Ground - based augmentation system	地基增强系统
GDOP	Geometric dilution of precision	几何精度衰减因子
GIS	Geographic information system	地理信息系统
GLONASS	GLObal' naya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema	俄罗斯全球卫星导航系统
GNSS	Global navigation satellite systems	全球导航卫星系统
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
GSM	Global standard for mobile communications	全球移动通信标准
GSM - R	Global standard for mobile communications—Rail	全球移动通信标准(铁路网)
GTRF	Galileo Terrestrial Reference Frame	伽利略陆地参考坐标系
gyro	Gyroscope	陀螺仪
HAIP	High - accuracy indoor positioning	高精度室内定位
HAL	Horizontal alert limit	水平报警门限
HDOP	Horizontal dilution of precision	水平精度衰减因子
HPL	Horizontal protection level	水平防护范围
IAE	Innovation - based adaptive estimation	基于新息的自适应估计
ICD	Interface control document	接口控制文档
ID	Identification	识别
IERS	International Earth Rotation and reference systems Service	国际地球自转与参考系统服务

(续)

2 - D	Two dimensional	二维
IF	Intermediate frequency	中频
IFOG	Interferometric fiber - optic gyro	干涉光纤陀螺
IGMAP	Iterative Gaussian mixture approximation of the posterior	基于后验概率的迭代高斯混合逼近算法
ILS	Instrument landing system; iterated least squares	仪表着陆系统; 迭代最小二乘
IMES	Indoor Messaging System	室内消息系统
IMU	Inertial measurement unit	惯性测量单元
INS	Inertial navigation system	惯性导航系统
IOC	Initial operational capability	初始运行能力
IRM	IERS reference meridian	IERS 参考子午线
IRNSS	Indian Regional Navigation Satellite System	印度区域导航卫星系统
IRP	IERS reference pole	IERS 参考极点
IS	Interface standard	IERS 参考极点
ISM	Industrial, scientific, and medical	工业的、科学的和医学的
ITRF	International Terrestrial Reference Frame	国际大地参考坐标系
ITS	Intelligent transportation systems	智能交通系统
JTIDS	Joint tactical information distribution system	联合战术信息分布系统
KF	Kalman filter	卡尔曼滤波
KNN	K nearest neighbors	K 近邻判别法
laser	Light amplification by stimulated emission and radiation	受激发射和辐射的光度增强
LADAR	Laser detection and ranging	激光探测和测距
LADGNSS	Local area differential GNSS	局域差分 GNSS
LBL	Long baseline	长基线
LBS	Location - based services	基于定位的服务
LHCP	Left - handed circular polarization	左旋圆极化
LEO	Low Earth orbit	近地轨道
LF	Low frequency	低频
LIDAR	Light detection and ranging	光探测和测距
LOP	Line of position	位置线
Loran	Long - range navigation	长距离导航
LOS	Line of sight	视线
L1/2/3/5	Link 1/2/3/5	Link 1/2/3/5

(续)

2-D	Two dimensional	二维
L1C	Link 1 civil	Link 1 民用
L2C	Link 2 civil	Link 2 民用
L5I	Link 5 in - phase	Link 5 同相
L5Q	Link 5 quadrature phase	Link 5 四相制
M	Military	军用
MAV	Micro air vehicle	微型飞行器
MBOC	Multiplexed binary offset carrier	多路二进制偏移载波
MEDLL	Multipath - estimating delay lock loop	多径估计的延迟锁定环
MEMS	Microelectromechanical systems	微机电系统
MEO	Medium Earth orbit	中等地球轨道
MF	Medium frequency	中频
MHKF	Multiple - hypothesis Kalman filter	多假设卡尔曼滤波
MIDS	Multifunctional information distribution system	多功能信息分布系统
MMAE	Multiple - model adaptive estimation	多模自适应估计
MSAS	MTSat Satellite Augmentation System	多功能卫星的卫星增强系统
NATO	North Atlantic Treaty Organization	北大西洋公约组织(北约)
NCO	Numerically controlled oscillator	数控振荡器
NDB	Nondirectional beacon	无方向信标
NGA	National Geospatial - Intelligence Agency	国家地球空间情报局
NLOS	Nonline - of - sight	非视线方向
OFDM	Orthogonal frequency division multiplex	正交频率分配复用
P	Precise	精确
PDF	Probability density function	概率密度函数
PDOP	Position dilution of precision	位置精度因子
PDR	Pedestrian dead reckoning	步行航位推算
PLL	Phase lock loop	锁相环
PNT	Positioning, navigation, and timing	定位、导航和授时
ppm	parts per million	百万分之
PPP	Precise point positioning	精密单点定位
PPS	Precise positioning service	精密定位服务
PRN	Pseudo - random noise	伪随机噪声
PRS	Public regulated service	公共规范服务
P(Y)	Precise (encrypted precise)	精确(加密精确)

(续)

2 - D	Two dimensional	二维
QPSK	Quadrature - phase shift key	正交移相键控
QZSS	Quasi - Zenith Satellite System	准天顶卫星系统
radalt	radar altimeter	雷达高度计
RAIM	Receiver autonomous integrity monitoring	接收机自主完好性监测
RDSS	Radio determination satellite service	卫星无线电测定业务
RF	Radio frequency	无线电频率(射频)
RFID	Radio - frequency identification	射频识别
RHCP	Right - handed circular polarization	右旋圆极化
RLG	Ring laser gyro	环形激光陀螺
RMS	Root mean square	均方根
RNP	Required navigation performance	规定的导航性能
ROV	Remotely operated vehicle	遥控车辆(航行器)
RSS	Received signal strength	接收信号强度
RTK	Real - time kinematic	载波相位实时动态定位
RTT	Round - tri Ptime	往返时间
SBAS	Space - based augmentation system	天基增强系统
SBL	Short baseline	短基线
SD	Standard deviation	标准偏差
SDCM	System of Differential Corrections and Monitoring	系统差分修正和监测
SI	Système International d' unités	国际单位
SLAM	Simultaneous localization and mapping	同步成图定位
SNAS	Satellite Navigation Augmentation System	卫星导航增强系统
SOL	Safety of life	生命安全
SOOP	Signal(s) of opportunity	泛无线电信号
SOP	Surface of position	位置面
SPS	Standard positioning service	标准定位业务
TACAN	Tactical air navigation	塔康(战术航空导航)
TBD	To be determined	待定
TCXO	Temperature - compensated crystal oscillator	温补晶振
TDM	Time - division multiplex	时分多路传输
TDMA	Time - division multiple access	时分多址
TDOA	Time difference of arrival	到达时间差
TDOP	Time dilution of precision	时间精度因子

(续)

2 - D	Two dimensional	二维
TOA	Time of arrival	到达时间
TOF	Time of flight	飞行时间
TRN	Terrain - referenced navigation	地形参考导航
TTFF	Time to first fix	首次定位时间
VHF	Very high frequency	甚高频
UAV	Unmanned air vehicle	无人飞行器
UDA	Undefined acronym	未定义的缩略语
UHF	Ultra - high frequency	超高频
UKF	Unscented Kalman filter	Unscented 卡尔曼滤波
USBL	Ultra - short baseline	超短基线
UTC	Coordinated Universal Time	协调世界时
UWB	Ultra - wideband	超宽带
VAL	Vertical alert limit	垂直报警门限
VBA	Vibrating - beam accelerometer	振梁加速度计
VDOP	Vertical dilution of precision	垂直精度因子
VOR	VHF omnidirectional radiorange	伏尔(甚高频全向无线电信标)
VPL	Vertical protection level	垂直保护限制
VRE	Vibration rectification error	振动整流误差
V2I	Vehicle to infrastructure	载体到设施
V2V	Vehicle to vehicle	载体到载体
WAAS	Wide Area Augmentation System	广域增强系统
WGS84	World Geodetic System 1984	世界测地坐标系 1984
Wi - Fi	Wireless Fidelity	无线保真(Wi - Fi)传输
WLAN	Wireless local area network	无线局域网
WPAN	Wireless personal area network	无线个人网络
WSS	Wheel speed sensor	轮速传感器
Y	Encrypted precise	加密精确
ZARU	Zero angular rate update	零角速率修正
ZVU	Zero velocity update	零速修正

光盘目录

附录 A 向量和矩阵

A.1 向量介绍	A-1
A.2 矩阵介绍	A-3
A.3 特殊矩阵类型	A-5
A.4 矩阵求逆	A-6
A.5 微积分	A-7
A.6 特征值、特征向量和矩阵分解	A-7
参考文献	A-10

附录 B 统计测量、概率和随机过程

B.1 数据的随机测量	B-1
B.2 概率	B-2
B.3 标准分布	B-11
B.4 随机过程	B-15
B.5 假设检验	B-20
参考文献	B-24

附录 C 位置表征、变换和转化

C.1 数据	C-1
C.2 笛卡儿坐标到曲线坐标的转化方法	C-2
C.3 正交向量	C-5
C.4 逆墨卡托(Mercator)投影	C-7
参考文献	C-9

附录 D 状态估计的补充专题

D.1 最小二乘估计	D-1
D.2 施密特-卡尔曼滤波	D-3
D.3 粒子滤波专题	D-4
参考文献	D-7

附录 E 惯性传感器和惯性导航的补充专题

E.1 新型惯性传感器技术	E-1
---------------	-----

E.2	质量转子陀螺仪	E-3
E.3	全加速度计 IMU	E-6
E.4	惯性导航的历史	E-7
E.5	平台式惯性导航系统	E-7
E.6	四元数导航方程的实现	E-8
E.7	当地切平面坐标系导航方程	E-14
E.8	导航方程迭代频率的有关问题	E-15
E.9	时间同步误差的影响	E-16
E.10	利用运动约束生成的伪测量	E-16
	参考文献	E-18

附录 F 无线电定位的补充专题

F.1	利用迭代最小二乘的角度定位	F-1
F.2	无线电测定卫星业务	F-3
F.3	着陆引导系统	F-4
F.4	无线电跟踪系统	F-5
F.5	电话定位术语	F-7
F.6	数字电视和无线电广播	F-8
	参考文献	F-9

附录 G GNSS 补充专题

G.1	GNSS 空间和控制段	G-2
G.2	GNSS 发展历史	G-5
G.3	GNSS 信号设计注意事项	G-8
G.4	卫星的位置、速度和加速度	G-11
G.5	相对论频移	G-14
G.6	接收机和测距处理器设计注意事项	G-14
G.7	距离误差修正	G-19
G.8	导航处理器	G-23
G.9	整周模糊度求解	G-29
G.10	矢量跟踪和捕获	G-35
G.11	多路径和非视线路径的应对措施	G-36
G.12	利用模糊伪距的定位	G-37
G.13	GNSS 中继站	G-37
	参考文献	G-37

附录 H 环境特征匹配的补充专题

H.1 连续视觉导航	H-1
H.2 备选环境特征	H-2
参考文献	H-3

附录 I 组合导航和对准的补充专题

I.1 高阶 INS 状态转移矩阵	I-2
I.2 当地导航系笛卡儿位置误差	I-4
I.3 游动方位实现	I-9
I.4 当地切平面实现	I-16
I.5 载体坐标系分解的姿态误差	I-18
I.6 时间同步误差的估计	I-26
I.7 整周模糊度的求解	I-32
I.8 推算导航、姿态和高程	I-35
I.9 陆基无线电导航和环境特征匹配	I-39
参考文献	I-42

附录 J 仿真

J.1 仿真的理由	J-1
J.2 仿真的体系结构和保真度	J-2
J.3 真实模型	J-6
J.4 误差生成	J-9
J.5 蒙特卡洛仿真	J-12
参考文献	J-12

附录 K 历史上的导航系统

K.1 从导航辅助设备到导航系统	K-2
K.2 超低频导航	K-3
K.3 台卡导航系统	K-5
K.4 罗兰	K-7
K.5 美国海军导航卫星系统(Transit)和俄罗斯卫星导航系统(Tsikada)	K-9
K.6 其他无线电导航系统	K-11
K.7 天文导航、推算导航和姿态确定	K-14
参考文献	K-16

习题和作业

符号全表

首字母缩略词和缩略语的全表

MATLAB 仿真软件指南

第一版读者指南

例 2.1:姿态变换

例 2.2:笛卡儿位置和曲线位置的变换

例 2.3:重力计算

例 2.4:ECEF 系和 ECI 系之间的转换

例 2.5:ECEF 系和当地导航系之间的转换

例 2.6:ECI 系和当地导航系之间的转换

例 3.1:卡尔曼滤波器估计单轴位置和速度

例 3.2:卡尔曼滤波器估计二维位置

例 4.1:加速度计误差

例 5.1:二维惯性导航

例 5.2:ECI 系惯性导航更新循环

例 5.3:调平和罗经指向

例 5.4:惯性导航系统短期误差增长

例 6.1:磁航向

例 6.2:后轮里程计

例 7.1:二维测距精确定位

例 7.2:二维测距最小二乘定位

例 8.1:距离计算、视线方向、距离率和仰角

例 9.1:GNSS 伪距测量最小二乘定位

例 9.2:精度衰减因子计算

《GNSS 技术和应用丛书》介绍

丛书编辑: Elliott Kaplan, Christopher Hegarty

A – GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS, Frank van Diggelen

*Applied Satellite Navigation Using GPS, GALILEO, and Augmentation Systems,
Ramjee Prasad and Marina Ruggieri*

*Digital Terrain Modeling: Acquisition, Manipulation, and Applications,
Naser El – Sheimy, Caterina Valeo, and Ayman Habib*

Geographical Information Systems Demystified, Stephen R. Galati

GNSS Applications and Methods, Scott Gleason and Demoz Gebre – Egziabher

GNSS Markets and Applications, Len Jacobson

GNSS Receivers for Weak Signals, Nesreen I. Ziedan

GNSS for Vehicle Control, David M. Bevil and Stewart Cobb

GPS/GNSS Antennas, B. Rama Rao, W. Kunysz, R. Fante, and K. McDonald

*Introduction to GPS: The Global Positioning System, Second Edition,
Ahmed El – Rabbany*

*MEMS – Based Integrated Navigation, Priyanka Aggarwal, Zainab Syed,
Aboelmagd Noureldin, and Naser El – Sheimy*

Navigation Signal Processing for GNSS Software Receivers, Thomas Pany

Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems, Second Edition, Paul D. Groves

Server – Side GPS and Assisted – GPS in Java™, Neil Harper

Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communications, Jack K. Holmes

Understanding GPS: Principles and Applications, Second Edition, Elliott Kaplan and Christopher Hegarty, editors

Ubiquitous Positioning, Robin Mannings

Wireless Positioning Technologies and Applications, Alan Bensky

如需有关上述书籍更多的信息,以及 Artech House 其他书名信息,包括以前认为不再发行的书籍、现在通过“永久出版”(In – Print – Forever®, IPR®)计划可以再版的书籍信息,请联系:

Artech House Publishers

685 Canton Street

Norwood, MA02062

Phone: 781 – 769 – 9750

Fax: 781 – 769 – 6334

e – mail: artech@artechhouse.com

Artech House Books

16 Sussex Street

London SW1V 4RW UK

Phone: +44 (0)20 7596 8750

Fax: +44 (0)20 7630 0166

e – mail: artech-uk@artechhouse.com

在国际互联网上联系我们:www.artechhouse.com