GPS 在飞行器定位导航中的应用

袁建平 方群 郑谔 著

陕西省优秀科学、文艺著作出版基金 西北工业大学出版基金

西北工业大学出版社

2000年11月 西安

(陕)新登字 009 号

【内審簡介】 这是一本系统介绍卫星定位技术在飞行器定位导航中应用的科技 专著,书中首先简要介绍了 GPS 的概况,然后详细论述了差分技术和组合系统设计,最 后给出了 GPS 在航空、空间飞行器定位、外弹道测量及时间体系方面的应用。本书是作 者多年科研工作的总结,它必定会对航空、航天界的研究、设计人员有所裨益。

图书在版编目(CIP)数据

GPS 在飞行器定位导航中的应用/袁建平,方群,郑谔著. 一西安:西北工业大学出版社,2000.1

ISBN 7 - 5612 - 1193 - 7

I.G... I.①袁...②方...③郑... Ⅱ.全球定位系统 (GPS)-应用-航空导航:定点导航 N.V 249.32

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999) 第 51562 号

¥

西北工业大学出版社出版发行

(邮编:710072 西安市友谊西路 127 号 电话: 8493844)

全国各地新华书席经销

西安市长安县第二印刷厂印装 *

开本:850 毫米×1 168 毫米 1/32 印张:14.062 5 插页:1 字数:347 千字 2000 年 1 月第 1 版 2000 年 11 月第 2 次印刷

印数:2000-3000册 定价:35.00元

购买本社出版的图书,如有缺页、错页的,本社发行部负责调换。

前 吉

人造地球卫星的出现使古老的无线电信标导航迈向了太空, 实现了全球覆盖、全天候工作、高精度定位等一系列重大变革。卫 星定位与导航是 20 世纪后半叶航天科学技术领域的一个重大事 件,也是空间技术与大地测量技术、大气测量技术、高频无线电技 术、数字通信技术及计算机应用技术相结合的产物。

卫星系统用于定位导航几乎与人造卫星本身的发展同步进 行,这一事实充分说明了卫星定位导航在社会、军事、经济等诸多 领域的重要性。世界上第一颗人造卫星是苏联于1957年发射升空 的,一年以后,美国启动了第一代卫星导航系统"子午仪"的研发工 作,并于1964年交付使用。全球定位系统(GPS)即是在子午仪的 基础上于1973年开始发展的。这套投资120多亿美元、耗时20年 的系统对许多领域的发展都产生了重大影响。在该卫星导航系统 刚开始布置时,世界各国的科学家们就开始探索其各种用途,美国 在海湾战争中第一次将此技术用于实战。目前,GPS应用的范围 越来越广,它被称为是"第四代导航系统",是美国继"阿波罗"登 月、航天飞机之后的"第三大航天工程",是"美国国防部内影响最 深远的计划之一"。不仅如此,GPS还从高技术应用领域走向人们 的日常生活,美国《未来学家》杂志1997年2月号预计,未来30年 中"人人将接触 GPS,GPS将大大改变人类的生活方式"。

航空航天是 GPS 应用的主要领域,也是推动 GPS 应用发展 的源动力之一。目前,每年都有大量的关于 GPS 在航空航天方面 应用的文章以不同的形式发表。本书仅是作者近年来从事 GPS 在 航空航天技术应用方面的科研成果和工作总结,并参考了一些最 新资料,希望对 GPS 在航空航天领域的应用有所贡献。

本书的出版和书中所涉及的作者的科研项目得到了国家自然 科学基金委员会、国家高技术航天领域专家委员会、航空科学基金 委员会、航天科学基金委员会、国防科学基金委员会和陕西省优秀 科学、文艺著作出版基金委员会以及西北工业大学出版社的大力 支持;周其焕教授为第4章有关内容提供了资料,在此,一并深致 谢忱。

著者

1999年2月

	_	
1		

录

第1章	绪 论	1
1.1	导航的概念和方法	1
1.2	GPS 概述	3
1.3	GNSS	7
1.4	坐标系	7
1.5	高度关系	:3
第 2 章	差分 GPS	6
2.1	差分 GPS 的概念	6
2.2	差分 GPS 的主要类型	8
2.3	SCAT-I差分格式 4	0
2.4	差分 GPS 的误差分析 4	6
2.5	载波-相位差分 GPS 6	2
2.6	宽域差分 GPS ······ 7	7
参考	文献	6
第3章	组合导航系统 8	8
3.1	多传感器导航系统的设计理论	0
3.2	GPS/INS 组合导航系统 10	8

3.3	GPS/INS/SAR 组合导航与目标识别系统	164
3.4	GPS/INS/罗兰 - C 组合导航系统	189
3.5	GPS/INS/TAN 组合导航系统 ······	209
参考	文献	227
第4章	GPS 在航空中的应用 ······	229
4.1	概述	229
4.2	FANS 进程及 RNP 概念 ·······	232
4.3	基于 GPS 的进场/着陆 ••••••••••••••••••••••••••••••••••••	252
4.4	GPS 用于空中交通管理	261
4.5	GPS 在通用航空中的应用	278
参考	文献	284
第5章	GPS 用于空间飞行器定位 ·······	285
5.1	概述	285
5.2	空间应用的可用性和完善性	288
5.3	空间应用环境与选星	299
5.4	空间定位的误差分析	310
5.5	空间定轨算法研究	329
5.6	空间相对定位	356
参考	文献	378
第6章	GPS 用于飞行器跟踪与测量系统 ·······	379
6.1	国外导弹与航天器测控系统现状	379
6.2	弹道测量的分类和要求	390
6.3	GPS 飞行器跟踪与测量系统	394
6.4	远程武器弹道的测试分析	410

•

第7章	GPS 时间及其应用		420
7. 1	时间基准的基本概念		420
7.2	时间传递技术	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	423
7.3	GPS 时间传递方法 ··	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	428
7.4	GPS 时间传递的应用	••••••	435
参考	文献		442

第1章 绪 论

1.1 导航的概念和方法

人类早期的导航经历随着岁月的流失已成为过去,但历史却 记录下了许多导航事例,如古代的航海家通过观测星球来导引船 舶。今天,这种古老的方法随着空间技术、微电子技术和计算机技 术的出现又得以发展。现代的卫星导航系统正是以这些综合技术 为基础,掀起了人类导航史上的一场革命。

"导航"的传统定义为:引导交通工具或其它运动物体从一个 位置移动到另一个位置的过程。我们面临的世界交通运输和其它 运载体迅猛增加,而能源日趋短缺,交通伤亡和能源浪费难以计 数。因此,现代导航不仅要解决运动体移动的目的性,更要解决其 运动过程的安全性和有效性。

目前广泛使用的导航方法有下列 5 种:

(1)航标方法:过去人们习惯称之为目视方法,这是一种借助 于信标或参照物把运动物体从一个地点引导到另外一个地点的方法。在飞机进场着陆时,这种方法仍在使用,经验性很强。

(2) 航位推算法:通过推算一系列测量的速度增量来确定位置。目前,航位推算法仍广泛使用在航海、航空和车辆自动定位系统中。航位推算导航技术克服了前一种方法的缺点,不受天气、地理条件的限制,保密性强,是一种自主式导航。但随着时间的推移,其位置累积误差会越来越大。惯性导航系统(INS, Inertial)

Navigation System)在原理上就是采用这种方法,但人们常说的 航位推算大都采用方位仪(如磁罗盘)和速度表。

(3)天文导航:通过对天体精确定时观测来定位的一种方法, 目前仍广泛用在航海和航天,特别是星际航行中。它的缺点是误差 累积及受时间和气象条件的限制,定位时间长,操作计算比较 复杂。

(4)惯性导航:通过积分安装在稳定平台(物理的或数学的) 上的加速度计的加速度输出来确定载体的位置和速度。它的应用 领域非常广泛,可用于空间、航空、陆地、海上和水下,但是 INS 的 漂移误差会随时间累积。因此,目前 INS 常常和其它导航系统组 合应用。

(5)无线电导航:通过测量无线电波从发射台天线到接收机 天线的传输时间来定位的一种方法(也有测量无线电信号的相位 或相角的)。按照发射机或转发器所在的位置,无线电导航可分为 陆基导航系统和星基导航系统,如罗兰 - C(Loran - C)、奥米加 (Omege)、塔康(Tacan)、夫尔(Vor)、测距仪(DME)等为陆基导航 系统,而子午仪(Transit)、全球定位系统(GPS)、全球卫星导航系 统(GLONASS)等为空基导航系统,目前这些导航系统大约有 100 多种。

属于卫星导航系统的有第一代卫星导航系统子午仪;1978年 由法国国家空间研究中心、美国宇航局(NASA)和美国国家海洋 和大气监督局发展起来的多普勒卫星系统(ARGOS);1983年因 商业需要而提出的世界上第一个能提供无线电测量、无线电导航、 无线电定位、双向数字通信和救援服务的商用网络(GEOSTAR) 系统;1985年由欧洲空间局(ESA)开发的多用途卫星定位系统 (NAVSAT);苏联开发的卫星导航系统(GLONASS)以及美国的 GPS。

GLONASS 导航卫星于 1982 年 10 月开始发射,现已投入使

用。它由 24 颗卫星组成卫星星座(21 颗工作卫星和 3 颗在轨备用 卫星),均匀分布在 3 个轨道平面内,卫星高度为 19 100 km,轨道 倾角为 64.8°,卫星运行周期为 11 h 15 mm。GLONASS 与 GPS 极为相似。主要区别在于,前者采用频分制,后者采用码分制,对于 频分制每颗卫星采用不同的射电频率。此外,GLONASS 采用的 C/A 码长度比 GPS 的 C/A 码短一半,而码率又比 GPS 的 C/A 码低一倍。GPS 的星历数据是由轨道的开普勒根数给出,根据星 历计算卫星在 WGS ~ 84 坐标系中的直角坐标和速度分量,而 GLONASS 的星历是直接用直角坐标和速度分量表示。

GEOSTAR 系统由美国科学家于 70 年代末提出,它利用地 球同步定点卫星进行导航定位和通信。GEOSTAR 系统由沿赤道 均匀分布的 6 颗地球同步卫星、地面中心站和用户设备组成。地面 中心站用 6 500 MHz 的频率向 1 颗卫星发射询问信号,卫星接到 询问信号后将它转换为 2 492 MHz 的信号向各用户转发。用户收 到卫星信号后随即作出响应,发出 1 618 MHz 的应答信号,经两 颗 GEOSTAR 卫星转发,将其送回到地面中心站。中心站根据发 出访问信号的时刻和应答信号返回的时刻可计算出各卫星至用户 的距离,进而确定出用户的二维位置。GEOSTAR 系统的特点是 卫星数量少,结构简单,主要工作集中在地面中心站,用户设备简 单,价格低廉,同时具有定位和通信服务能力。

1.2 GPS 概述

1957 年 10 月 4 日,苏联发射了人类历史上第一颗人造地球 卫星"Sputnik"号。美国 J. 霍普金斯大学应用物理实验室的科学 家们通过对这颗卫星用无线电方法跟踪观察,发现了所测得的多 普勒频移与卫星运动之间的关系。进一步研究认为,在对地球重力 场充分了解的基础上,通过对已知轨道卫星的观测,可以确定观测 者自己的位置,这就是卫星导航的思想。这一设想正好是美"北极 星"潜艇导航所需要的,为此该实验室得到了第一笔经费,揭开了 第一代卫星导航系统子午仪研究的序幕。该系统的第一颗卫星在 1959年9月发射升空,1964年开始交付海军使用,1967年正式组 网并允许民用。

子午仪系统由 6 颗卫星组成,卫星轨道近似圆形,轨道倾角为 90°左右,轨道高度为 1 100 km,周期约 107 min,每颗卫星覆盖半 径为 3 000~3 500 km。对地面用户来说,1 颗卫星每次通过其上 空时仅有 18 min 的跟踪观测弧段。卫星连续发播 400 MHz 和 150 MHz两种载波信号,供用户对卫星进行观测。在 400 MHz 的 载波上调制有导航电文,它向用户提供卫星位置和时间信息,用于 用户的位置解算。

作为第一代卫星导航系统,子午仪实现了全球、全天候导航。 它解决了一系列关键技术,如能源系统、振荡器设计、重力梯度稳 定试验等,完成了开创性工作。该系统当时主要用于陆、海、空军以 及诸如海上钻井平台定位等测量方面。虽然子午仪系统基本上满 足了当时的要求,但尚存在不少问题,诸如:不能进行连续实时导 航;两次定位时间间隔为 1.5~4 h;其"单星、低轨、低频测速"体 制无法满足现代军事和民用的高精度要求。

鉴于这些缺点,美国军方提出了对子午仪的修改计划,同时在 1964 年 9 月开始发展海军的 TIMATION 计划及空军 621B 系 统。1973 年 12 月,这两种系统合并成为现在的 Navstar - GPS 方案。

GPS 基本上弥补了子午仪的不足,这是因为它采用了几项关 键技术,如:超稳定原子钟技术,其稳定度达到 10⁻¹⁴量级;晶体振 荡器技术,它使用户设备在可接受的价格范围内保持了足够的精 度;精密星历跟踪和预报技术,它直接提高了定位精度。

GPS 由空间部分(卫星星座)、监控部分和用户部分组成。

空间部分由高度为 20 183 km 的 21 颗工作卫星和 3 颗在轨 热备份卫星组成卫星星座,卫星分布在 6 个等间隔的、倾角为 55° 的近圆轨道上,运行周期为 11 h 58 min。空间部分的主要任务是 播发导航信号,星上设备有具有长期稳定度的原子钟(其误差为 1 s/300万年)、L 波段双频发射机、S 波段接收机、伪码发生器及导 航电文存储器。卫星采用 3 种频率工作: $L_1(1 575.42$ MHz)和 L_2 (1 227.6 MHz)用于导航定位, $L_3(1 381.05$ MHz)是 GPS 卫星的 附加信号,发射能探测到大气中核爆炸的星载传感器信息。卫星发 播的导航电文包括:卫星星历、时钟偏差校正参数、信号传播延迟 参数、卫星状态信息、时间同步信息和全部卫星的概略星历。导航 电文由 5 个子帧组成 1 个主帧,长度为 30 s,共1 500 bit。用户通 过对导航电文的解码,可以得到以上各参数,用于定位计算。

监控部分包括监控站、注入站和主控站。在初期阶段,设了 4 个监控站,分别在范登堡空军基地、夏威夷、关岛和阿拉斯加。为了 提高系统性能,现采用改进的业务控制系统,利用 5 个监控站来跟 踪卫星(分别设在科罗拉多的斯普林斯、亚森逊岛、迪戈加西亚岛、 夸贾林、夏威夷),各监控站配有 GPS 接收机、环境数据测量仪、原 子频标和处理机,它们将收集到的数据传送到主控站,主控站利用 卡尔曼滤波器对伪距和累积距离差的数据处理,来估算卫星轨迹、 时钟相位、频率及其变化。注入站的任务是当每颗卫星运行至头顶 上时,把导航数据和主控站的指令注入到卫星。

用户即 GPS 接收机,它的主要功能是接收卫星发播的信号并 利用本机产生的伪随机码取得距离观测值和导航电文,根据导航 电文提供的卫星位置和钟差改正信息,计算接收机的位置。用户接 收机可以有许多种类:按使用环境可以分为低动态用户接收机和 高动态接收机;按所要求的精度可分为单频粗捕获码(C/A 码)接 收机和双频精码(P 码)接收机;按用途可分为测量型和导航型,后 者又有机载式、弹载式、星载式、舰载式、车载式、手持式等。

5

卫星定位系统是当今科学技术的重大成果之一。从第一颗人 造卫星发射升空到第一代卫星定位系统的立项只用了一年时间, 而第二代卫星定位系统(GPS)尚未完成布局,就已渗透到军、民等 许多应用领域,并在海湾战争中显示了巨大的作用。这种异乎寻常 的发展,说明了社会需求的迫切性。目前,GPS 应用的范围、深度 以及基于 GPS 的许多组合系统、复合系统和间接的应用还处于不 断探索中。

GPS 最重要的用户之一是民航,它可用于飞机的全球航路导 航、终端、非精密进场、精密进场、着陆、离场和机场地面的导航。国 际民航组织(ICAO)已明确了 GPS 应用的阶段实施目标和任务, 并已取得了初步成效。在航天方面,GPS 可以为航天飞机从起飞、 在轨运行、再入大气层到进场着陆实行一体化服务,可以为中、低 轨道的卫星和空间站定轨,可以用于空间飞行器的交会和对接。自 1982 年以来,美国就已在陆地卫星(Landsat)、航天飞机等空间飞 行器上进行了 GPS 的定位试验。在航海方面,到 1995 年底,GPS 已拥有了10万以上的导航用户,并正在向港口交通管理、海洋地 球物理勘探、海上平台定位、航标和浮标的设立等方面发展。利用 卫星定位在一个点上长时间观测或多点联测或加事后处理,可以 达到厘米级的观测精度,因而为研究地球动力学、地壳运动、地球 自转和极移、大地测量、地震监测等提供了新的观测手段。各种地 面车辆(包括火车)的定位和导航也是 GPS 应用前景极为广阔的 领域。把 GPS 与数字地图、景像匹配、航位推算等技术结合起来, 可以用于列车调度、各种车辆监控和指挥等。作为美国国防部内影 响最深远的计划之一的 GPS,以上民间应用只是一部分。实际上, GPS 从它的萌芽到整个发展过程都是为军方服务的,从单兵定位 到空间防务、核爆炸探测,从地面到外层空间,GPS 被用于各军、 兵种,并已在海湾战争中得到了验证。/

6

1.3 GNSS

全球卫星导航系统(GNSS)是一个更为广泛的卫星导航系统 概念,它是建立在 GPS,GLONASS 之上,不受某一国家控制,而 由国际管理、国际运行的系统。

ICAO 认为,GNSS 是一种多元系统,从现有星座到未来星座的综合、发展和扩大民间成分,最终使得民间成分能够自成体系。 GPS 和 GLONASS 首先作为主要的候选子系统,加入 Inmarsat-3静止卫星导航重叠的民间成分,然后加发民间导航卫 星,并使民间导航卫星的数目增加,达到二维以至三维定位和导航 的可用性。

欧洲将集中发展民用 GNSS,并分两步完成。GNSS - 1 是用 少量卫星(如 Inmarsat - 3)增强现有的 GPS 和 GLONASS,使其 能进行测距服务、完善性广播和差分修正服务。GNSS - 2 目前处 于概念设计阶段,它应具有双频测距信号、后向兼容通道、附加数 据广播(如气象、应急等)、接收机自主完善性监视等。

国际海事卫星组织也提出分步实现导航计划。首先在国际海 事卫星(Inmarsat-3)上实现静止卫星导航重叠,即导航转发器搭 载,实现附加测距、广播完善性电文和广域增强作用,然后在 Inmarsat-4卫星上加载导航载荷,实现自主导航星座并能发射第 二频率,以利电离层折射修正和对上行数据加密,从而改善服务的 安全性。

1.4 坐标系

在 GPS 应用中,我们首先需要建立某种参考坐标系,以便在 这种参考框架内确定 GPS 卫星的轨道和飞行器的位置及速度。因 此,本节介绍几种要涉及的坐标系。

1.4.1 地球固连坐标系

地球固连坐标系是以地球质心为原点,与地球固连,随地球转动的非惯性坐标系。利用此坐标系来表述点的位置和处理 GPS 观测结果十分方便。

1. 地球椭球

根据长期研究和实测结果证明,能模拟地球的最简单的几何 体是旋转椭球体,称之为地球椭球。该椭球是由一椭圆绕其短轴旋 转而成。

国际上明确规定采用以下 4 个参数来综合表示地球椭球的几 何和物理特性:

(1) a,长半轴;

(2) GM,引力常数与地球质量的乘积;

(3) J_2 ,地球重力场二阶带谐系数;

(4) ω, 地球自转角速度。

2. 地球坐标系

该系统有两种表达形式,即直角坐标系和大地坐标系,如图 1-1 所示。

地心直角坐标系的定义是:原点 O 与地球质心重合, Z 轴指向 地球北极, X 轴指向格林威治平子午面与地球赤道的交点 E, Y 轴 垂直于 XOZ 平面,构成右手坐标系。

地心大地坐标系的定义是:地球椭球的中心与地球质心重合, 椭球的短轴与地球自转轴相合,大地纬度 B 为过地面点的椭球法 线与椭球赤道面的夹角,大地经度 L 为过地面点的椭球子午面与 格林威治平子午面之间的夹角,大地高 h 为地面点沿椭球法线至 椭球面的距离。

于是,任一地面点 T,在地球坐标系中的坐标,可表示为(X,

Y,Z) 或(B,L,h)。这两种坐标的换算关系为

$$X = (N + h)\cos B\cos L$$

$$Y = (N + h)\cos B\sin L$$

$$Z = [N(1 - e^{2}) + h]\sin B$$

$$(1 - 1)$$

式中 N — 椭球的卯酉圈曲率半径; e — 椭球的第一偏心率。



图 1-1 地心直角坐标系与大地坐标系

若以 a, b 分别表示所取椭球的长半轴和短半轴,则有

$$N = \frac{a}{W}$$
$$W = (1 - e^2 \sin^2 B)^{\frac{1}{2}}$$
$$e^2 = \frac{a^2 - b^2}{a^2}$$

当由空间直角坐标转换为大地坐标时,通常可使用下式:

$$B = \arctan\left[\tan\Phi\left(1 + \frac{ae^2}{Z}\frac{\sin B}{W}\right)\right]$$

$$L = \arctan\left(\frac{Y}{X}\right)$$

$$H = \frac{R\cos\Phi}{\cos B} - N$$

$$(1-2)$$

式中

$$\Phi = \arctan\left[\frac{Z}{(X^2 + Y^2)^{\frac{1}{2}}}\right]$$
$$R = [X^2 + Y^2 + Z^2]^{\frac{1}{2}}$$

可见,当应用式(1-2)计算大地纬度时,要采用逐次趋近法。 但是,考虑到该式简明,趋近计算一般收敛很快,所以实用上仍普 遍采用。

3. 地极移动与协议地球坐标系

对于与地球体固连的坐标系来说,地极点是作为地球坐标系的一个重要基准点,自然我们希望它在地球上的位置是固定的,否则地球参考系的Z轴方向将有所改变。也就是说,地球赤道面和起始子午面的位置均将有所改变,从而引起地球上点的坐标变化。

事实上,人们早已发现,地球自转轴相对地球体的位置并不是 固定的,因而地极点在地球表面上的位置是随时间而变化的。这种 现象称为地极移动,简称极移。观测瞬间地球自转轴所处的位置, 我们称为瞬时地球自转轴,而相应的极点称为瞬时极。

通过大量观测资料的分析表明,地极在地球表面上的运动,主要包含两种周期性的变化:一种是周期约为1年,振幅约为0.1"的变化;另一种是周期约为432d,振幅约为0.2"的变化。后一种周期变化,一般又称为张德勒(S.C.Chandler)周期变化。

为了描述地极移动的规律,通常取一平面直角坐标系来表达 地极的瞬时位置。为此,假设该平面通过地极的某一平均位置,即 平极 *P_n*,并与地球表面相切。在此平面上取直角坐标系(*x_p*,*y_p*), 并设其原点与平极 P_n 相合, x_p 轴指向平均格林威治天文台, y_p 轴 指向格林威治零子午面以 西 90°的子午线方向。于 是,任一历元 t 的瞬时极 p_n 的 位 置 可 表 示 为 $(x_p,$ y_p)(如图 1-2)。 地极的移动,将使地球 坐标系坐标轴的指向发生



国际天文学联合会(IAU, International Astronomical Union)和 国际大地测量学协会(IAG, International Association of Geodesy)早在1967年便建议,采用国际上5个纬度服务站,以 1900—1905年的平均纬度所确定的平均地极位置作为基准点。平 极的这个位置,是相应于上述期间地球自转轴的平均位置,通常称 为国际协议原点(CIO, Conventional International Origin)。 与之相应的地球赤道面,称为平赤道面或协议赤道面。在实际工作 中,至今仍普遍采用 CIO 作为协议地极(CTP, Conventional Terrestrial Pole)。以 CTP 为基准点的地球坐标系,称为协议地球 坐标系(CTS, Coventional Terrestrial System),而与瞬时极相应 的地球坐标系,称为瞬时地球坐标系。

变化。这样一来,将给实际

工作造成许多困难。因此,

在上述地极平面坐标系中,地极的瞬时坐标 (x_p, y_p) 是由国际地球自转服务组织(IERS,International Earth Rotation Service)根据所属台站的观测资料,推算并定期出版公报向用户提供的。

极移现象主要引起了瞬时地球坐标系相对协议地球坐标系的旋转。如果以(XYZ)crs和(XYZ),分别表示协议地球空间直角坐标系和观测历元 t 的瞬时地球空间直角坐标系,那么其间的关

系为

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{\text{CTS}} = M \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}, \qquad (1-3)$$

$$\boldsymbol{M} = \boldsymbol{R}_2(-\boldsymbol{x}_p)\boldsymbol{R}_1(-\boldsymbol{y}_p)$$

考虑到地极坐标为微小量,如果仅取至一次微小量,则有

$$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & x_{\rho} \\ 0 & 1 & -y_{\rho} \\ -x_{\rho} & y_{\rho} & 1 \end{bmatrix}$$

4. WGS-84 坐标系

WGS-84 坐标系的定义如下:

原点:地球的质量中心。

Z 轴: 平行于协议地极、由 BIH(Bureau International de L'Heure)采用 BIH 站的坐标定义。

X 轴:WGS-84 基准子午面与协议地极所定义赤道面的交线,WGS-84 基准子午线与 BIH 采用的 BIH 站的坐标定义的零子 午线相同。

Y 轴:与 X 轴、Z 轴构成一个右手、以地心为原心、固连在地球 上的直角坐标系,即在协议地极所定义的赤道面内把 X 轴向东转 90°。

WGS-84 是本节开始定义的地球坐标系的一种。

5. 局部大地系统

WGS-84 没有出现以前,世界各地采用的大地系统大多是根据本国的实际地表情况建立的,由于缺乏本地区以外的测量资料, 使这样建立起来的大地系统只适应某一国家或某一地区。WGS-84 不能取代这些局部的大地系统,一方面是各国根据自己的大地 系统绘制了大量的地形图,多年的沿用已形成了习惯,另一方面是 政治和军事保密的原因。 不同的国家或地区根据本地区的地表情况按椭球面与本地区 域大地水准面最吻合的原则建立起自己的大地系统,供本国或本 地区使用。由于受观测资料的局限,定义的椭球参数不尽相同,在 参考椭球的基础上建立起局部大地系统。我国目前使用的大地坐 标系统主要是1954年北京坐标系(简称BJ54系)和1980年国家大 地坐标系。

BJ54 坐标系采用的是苏联的克拉索夫斯基椭球,此椭球参数 是通过与 1942 年坐标系联测建立的。因此 BJ54 系实际上是苏联 1942 年坐标系的延伸,它的大地原点为普尔科沃天文台圆柱大厅 中心。BJ54 系存在的主要问题是:

(1) 椭球参数只有两个几何参数,且长半轴与现代参数相比 误差较大。

(2) 坐标轴指向与当前国际、国内采用的方向不一致。

1980年国家大地坐标系的大地原点设在陕西省泾阳县永乐镇。椭球参数选用 1975年国际大地测量与地球物理联合会第 16 届大会的推荐值,简称 IUGG - 75 地球椭球参数。

6. WGS-84 与其它大地系统的关系

全球大地系统(如 WGS-84) 与局部大地系统(如 BJ54) 之间 有如下的转换关系(基于参考椭球体的直角坐标系):

 $\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{WGS-84} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{Local} + \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta S & \omega & -\Psi \\ -\omega & \Delta S & \varepsilon \\ \Psi & -\varepsilon & \Delta S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - x_0 \\ y - y_0 \\ z - z_0 \end{bmatrix}_{Local}$ (1-4)

式中 $\Delta S, (\epsilon, \Psi, \omega)$ —— 刻度和相对方位在局部大地系统中的 变化;

> (x₀, y₀, z₀) — 定义的"初始"点在局部大地系中的 坐标;

 $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ ——两个坐标系之间的原点平移量。

BJ54 系与WGS-84坐标系之间的转换参数值并不精确已知, 这需要测绘工作者进行大量的实测和计算。

在大地坐标(经度 λ ,纬度 φ ,高度h)系中,两个坐标系之间的转换可用 Moledensky 公式获得,即

$$\begin{bmatrix} \varphi \\ \lambda \\ h \end{bmatrix}_{\text{Local}} = \begin{bmatrix} \varphi \\ \lambda \\ h \end{bmatrix}_{\text{WGS-84}} + \begin{bmatrix} \Delta \varphi \\ \Delta \lambda \\ \Delta h \end{bmatrix}$$
(1-5)

 $(\Delta \varphi, \Delta \lambda, \Delta h)^{\mathrm{T}}$ 由 Moledensky 公式计算,则

$$\begin{bmatrix} \Delta \varphi \\ \Delta \lambda \\ \Delta h \end{bmatrix} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} + \mathbf{R} \begin{bmatrix} \Delta a \\ \Delta f \end{bmatrix}$$
(1-6)

式中,S为平移矩阵,即

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} -\frac{\sin\varphi\cos\lambda}{M+h} & -\frac{\sin\varphi\sin\lambda}{M+h} & \frac{\cos\varphi}{M+h} \\ -\frac{\sin\lambda}{(M+h)\cos\varphi} & \frac{\cos\lambda}{(M+h)\cos\varphi} & 0 \\ \cos\varphi\cos\lambda & \cos\varphi\sin\lambda & \sin\varphi \end{bmatrix}$$
(1-7)

R 为形变矩阵,即

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \frac{Nf(2-f)}{a(M+h)} \sin\varphi \cos\varphi & \frac{N(1-f) + M/(1-f)}{M+h} \sin\varphi \cos\varphi \\ 0 & 0 \\ -\frac{a}{N} & N(1-f) \sin^2\varphi \end{bmatrix}$$

式中 M ——子午圈曲率半径;
 N ——图廓点卯酉圈曲率半径;

- f —— 参考椭球扁率;
- a —— 参考椭球的长半轴。'

1.4.2 天球坐标系

1. 天球的基本概念

天球被定义为以地球质心为中心,半径为任意长度的假想球体。在天文学中,通常把天体投影到天球的球面上,利用球面坐标 来表示天体位置,参见图1-3。



图 1-3 天球的概念

天轴与天极 —— 地球自转轴的延伸直线为天轴,天轴与天球 的交点 *P*₁, 和 *P*, 称为天极,其中 *P*₁, 为北天极,*P*, 为南天极。

天球赤道面与天球赤道 —— 通过地球质心 *M* 与天轴垂直的 平 面,称为天球赤道面,这时天球赤道面与地球赤道面相重,该赤 道面与天球相交的大圆,称为天球赤道。

天球子午面与子午圈 —— 包含天轴并通过地球上任一点的 平面,称为天球子午面,而天球子午面与天球相交的大圆,称为天 球子午圆。 时圈 —— 通过天轴的平面与天球相交的半个大圆。

黄道 —— 地球公转的轨道面与天球相交的大圆,即当地球绕 太阳公转时,地球上的观测者所见到的太阳在天球上运动的轨迹。 黄道面与赤道面的夹角 ε,称为黄赤交角,约为 23.5°。

黄极 —— 通过天球中心,且垂直于黄道面的直线与天球的交点。其中靠近北天极的交点 Π,称为北黄极,靠近南天极的交点 Π,称为市黄极。

春分点 —— 当太阳在黄道上从天球南半球向北半球运行时, 黄道与天球赤道的交点 Γ。

在天文学和卫星大地测量学中,春分点和天球赤道面是建立 参考系的重要基准点和基准面。

2. 天球坐标系

如图 1-4 所示,任一天体 s 的位置在天球坐标系中,可用天球 空间直角坐标系和天球球面坐标系两种形式来描述。



图 1-4 天球空间直角坐标系和天球球面坐标系

在天球空间直角坐标系中,天体s的坐标为(x,y,z)。该系统

的定义是:原点位于地球质心 M;z 轴指向天球北极 $P_n;x$ 轴指向 春分点 $\Gamma;y$ 轴垂直于xMz 平面, 与x 轴和z 轴构成右手坐标系统。

在天球空间直角坐标系中,天体s的坐标为(α , δ ,r)。该系统的 定义是:原点位于地球质心 M;赤经 α 为含天轴和春分点的天球子 午面,与过天体s的天球子午面之间的夹角;赤纬 δ 为原点 M 至天 体s的连线与天球赤道面之间的夹角;向经长度r为原点M至天体 s的距离。各坐标值以图 1-4 中箭头所指方向为正。

由于在上述两种坐标系统中表达同一天体的位置是等价的, 故有下列转换关系:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} \cos \delta \cos \alpha \\ \cos \delta \sin \alpha \\ \sin \delta \end{bmatrix}$$
(1-8)

或

$$r = \sqrt{x^{2} + y^{2} + z^{2}}$$

$$\alpha = \arctan \frac{y}{x}$$

$$\delta = \arctan \frac{z}{\sqrt{x^{2} + y^{2}}}$$
(1 - 9)

在实践中,以上关于天球坐标系的两种表达形式应用都很普遍。由于它们和地球的自转无关,所以对于描述天体或人造地球卫 星的位置和状态尤为方便。

3. 岁差与章动的影响

上述坐标系统的建立,是基于假设地球为均质的球体,且没有 其它天体摄动力影响的理想情况,即假定地球的自转轴在空间的 方向是固定的,因而春分点在天球上的位置保持不变。但是,实际 上地球的形体接近于一个赤道隆起的椭球体,因此,在日月引力和 其它天体引力对地球隆起部分的作用下,地球绕太阳运行时,自转 轴的方向不再保持不变,从而使春分点在黄道上产生缓慢的西移, 这种现象在天文学中称为岁差。在岁差的影响下,地球自转轴在空间绕北黄极产生缓慢的旋转(从北天极上方观察为顺时针方向,以 下同),因而使北天极以同样的方式在天球上绕北黄极产生旋转。

地球自转轴在空间的方向变化主要是由日月引力共同作用的 结果,其中又以月球的引力影响为最大。由于太阳较月球距地球为 远,所以其引力的影响仅为月球影响的 0.46 倍。如果月球的引力 及 其运行的轨道都是固定不变的,同时忽略其它行星引力的微小 影 响,那么日月引力的影响仅使北天极绕北黄极以顺时针方向缓 慢地旋转,构成如图 1-5 所示的一个圆锥面。这时,在天球上北天 极的轨迹近似地构成一个以北黄极 Π , 为中心、以黄赤交角 ϵ 为半

径的小圆。在这个小圆上,北天极 每年西移约为 50.371",周期大约 为25 800 年。

在天球上,以这种规律运动的 北天极,通常称为瞬时平北天极 (或简称为平北天极),而与之相应 的天球赤道和春分点,称为瞬时天 球平赤道和瞬时平春分点。但是, 在太阳和其它行星引力的影响下, 月球的运行轨道以及月地之间的 距离都是不断变化的,所以,北天 极在天球上绕北黄极旋转的轨迹,



图 1-5 岁差影响

实际上要复杂得多。如果把观测时的北天极称为瞬时北天极(或称 真北天极),而与之相应的天球赤道的春分点,称为瞬时天球赤道 和瞬时春分点(或称真天球赤道和真春分点),那么,在日月引力等 因素的影响下,瞬时北天极将绕瞬时平北天极产生旋转,大致成椭 圆形轨迹,其长半径约为9.2″,周期约为18.6年(图1-6)。这种现 象称为章动。



图 1-6 章动影响

因此,为了描述北天极在天球上的运动,通常把这种复杂的运动分解为两种规律的运动,首先是平北天极绕北黄极的运动,这就 是上面介绍的岁差现象;其次是瞬时北天极绕平北天极顺时针的 转动,即章动现象。在岁差和章动的共同影响下,瞬时北天极绕北 黄极旋转的轨迹实际上如图1-6所示。

4. 协议天球坐标系的定义和转换

由以上讨论可知,在岁差和章动的影响下,瞬时天球坐标系的 坐标轴指向在不断地变化。在这种非惯性坐标系统中,不能直接根 据牛顿力学定律来研究卫星的运动规律。为了建立一个与惯性坐 标系相接近的坐标系,人们通常选择某一时刻to作为标准历元,并 将此刻地球的瞬时自转轴(指向北极)和地心至瞬时春分点的方 向,经该瞬时的岁差和章动改正后,分别作为z轴和 x轴的指向。 由此所构成的空固坐标系,称为所取标准历元 to 的平天球坐标系 或协议天球坐标系,也称协议惯性坐标系(CIS,Conventional Inertial System)。天体的星历通常都是在该系统中表示的。IAG 和 IAU 决定从 1984 年 1 月 1 日后启用的协议天球坐标系,其坐标轴 的指向,是以 2000 年 1 月 15 日 TDB(太阳系质心力学时)为标准 历元(标以 J 2 000.0)的赤道和春分点所定义。

为了将协议天球坐标系的卫星坐标转换到观测历元 t 的瞬时 天球坐标系,通常可分为两步,即首先将协议天球坐标系中的坐标 换 算到观测瞬间的平天球坐标系,然后再将瞬时平天球坐标系的 坐标转换到瞬时天球坐标系。

(1)将协议天球坐标系转换为瞬时平天球坐标系。根据定义, 协议天球坐标系与瞬时平天球坐标系的差别,仅在于由岁差引起 的坐标轴指向不同。所以,为了进行上述转换,只需将协议天球坐 标系的坐标轴加以旋转。如果取(*xyz*)_{CIS}和(*xyz*)_{MI}分别表示协议 天球坐标系和瞬时平天球坐标系,则其关系为

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{M_1} = T \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{CIS}$$
(1 - 10)

 $\boldsymbol{T} = \boldsymbol{R}_3(-z)\boldsymbol{R}_2(\theta)\boldsymbol{R}_3(-\zeta)$

$$\boldsymbol{R}_{3}(-z) = \begin{bmatrix} \cos z & -\sin z & 0 \\ \sin z & \cos z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{R}_{2}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{R}_{3}(-\zeta) = \begin{bmatrix} \cos\zeta & -\sin\zeta & 0^{-1} \\ \sin\zeta & \cos\zeta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式中,z, θ , ζ 分别为与岁差有关的三个旋转角,其表达形式为 $z = 0.640\ 616\ 1^{\circ}T + 0.000\ 304\ 1^{\circ}T^{2} + 0.000\ 005\ 1^{\circ}T^{3}$ $\theta = 0.556\ 753\ 0^{\circ}T - 0.000\ 118\ 5^{\circ}T^{2} - 0.000\ 011\ 6^{\circ}T^{3}$ $\zeta = 0.640\ 616\ 1^{\circ}T + 0.000\ 083\ 9^{\circ}T^{2} + 0.000\ 005\ 0^{\circ}T^{3}$ (1 - 11) 其中 $T = (t - t_0)$ 是从标准历元 t_0 至观测历元t的儒略世纪数^{*}。

(2) 将瞬时平天球坐标系转换为瞬时天球坐标系。瞬时平天 球坐标系与瞬时天球坐标系的区别是由地球自转轴的章动现象引 起的。因此,为了实现上述转换,还需将瞬时平天球坐标系进行旋 转。如果取(xyz),表示瞬时天球坐标系,则它与瞬时平天球坐标系 统之间的转换关系为

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{t} = N \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{Mt}$$
(1-12)
$$N = \mathbf{R}_{1}(-\epsilon - \Delta\epsilon)\mathbf{R}_{3}(-\Delta\psi)\mathbf{R}_{1}(\epsilon)$$
$$\mathbf{R}_{1}(-\epsilon - \Delta\epsilon) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\epsilon + \Delta\epsilon) & -\sin(\epsilon + \Delta\epsilon) \\ 0 & \sin(\epsilon + \Delta\epsilon) & \cos(\epsilon + \Delta\epsilon) \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{R}_{3}(-\Delta\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\psi) & -\sin(\Delta\psi) & 0 \\ \sin(\Delta\psi) & \cos(\Delta\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{R}_{1}(\epsilon) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\epsilon) & \sin(\epsilon) \\ 0 & -\sin(\epsilon) & \cos(\epsilon) \end{bmatrix}$$

式中, ϵ , $\Delta\epsilon$, $\Delta\psi$ 分别为黄赤交角、交角章动及黄经章动。

在地球自转轴章动现象的影响下,黄道与赤道的交角通常表 示为

 $\varepsilon = 23^{\circ}26'21.448'' - 46.815''T - 0.00059''T^2 +$

 $0.001 813'' T^3$ (1-13)

而关于 $\Delta \epsilon$ 和 $\Delta \psi$,根据IAU所采用的最新章动理论,其常用表达形

^{*} 儒略历是公元前罗马皇帝儒略·凯撒所实行的一种历法。1 个儒略世纪含有 36 525 个儒略日。儒略日是公元前 4713 年儒略历 1 月 1 日格林威治平正午起算的连续 天数。新标准历元 J2 000.2 相应的儒略日为 2 451 545.0。

式是含有多达 106 项的复杂级数展开式。在天文年历中载有这些展开式的系数值,实用上根据 T 值便可精确地计算相应的 $\Delta \phi$ 和 $\Delta \epsilon$ 值。

由此,根据式(1-10)和(1-12)便可写出

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{t} = NT \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{CIS}$$
(1 - 14)

1.4.3 协议地球坐标系与协议天球坐标系的转换

根据协议地球坐标系和协议天球坐标系的定义可知:

(1) 两坐标系的原点均位于地球的质心,故其原点位置相同;

(2)瞬时天球坐标系的 z 轴与瞬时地球坐标系的 Z 轴指向 相同;

(3)两瞬时坐标系 x 轴与 X 轴的指向不同,其间夹角为春分 点的格林威治恒星时。

如果春分点的格林威治恒星时以 GAST(Greenwich Apparent Sidereal Time)表示,则瞬时天球坐标系与瞬时地球坐标系之间的转换关系可简单地表示为

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{t} = \boldsymbol{R}_{3}(\text{GAST}) \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{t}$$
(1-15)

$$\boldsymbol{R}_{3}(\text{GAST}) = \begin{bmatrix} \cos(\text{GAST}) & \sin(\text{GAST}) & 0\\ -\sin(\text{GAST}) & \cos(\text{GAST}) & 0\\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

考虑到式(1-3),则有

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{CTS} = MR_3(GAST) \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_t$$
(1 - 16)

于是,应用式(1-14)便可得到协议天球坐标系与协议地球坐 标系之间的转换关系为

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{\text{CTS}} = SNT \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{\text{CIS}}$$
(1-17)

式中

 $\boldsymbol{S} = \boldsymbol{R}_2(-x_p)\boldsymbol{R}_1(-y_p)\boldsymbol{R}_3(\text{GAST})$

1.5 高度关系

地球表面是一个复杂的曲面,不宜作为实际测量的基准。在实际的高度测量中以铅垂线为基准线,以水准面为基准面。在地球的重力场中,处处与重力方向(铅垂线)成正交的曲面,称为水准面。 一个与处于流体静平衡状态的海洋面(无浪、无潮汐、无水流和大 气压力变化引起的扰动)重合并延伸到陆地区域的水准面称为大 地水准面。它通常用来表述整个地球形状。

大地水准面是高程的起算面。一个点沿垂线到大地水准面的 距离,称为正高,通常也称海拔高度(以 H 表示)。相对于参考椭球 的垂直距离称为大地高,也称为椭球高度(以 h 表示)。大地水准面 差距,简称高度差(以 N 表示)。

严格地讲,由于椭球面法线与铅垂线不一致,故(H + N)不 等于 h,但两者的差异甚小。因此有

$$h = H + N$$

为了 GPS 应用的需要,根据大量实测数据,建立了 N 值的数 据库,在 WGS-84 系统中为一般用户提供 10°× 10°的表格,为授 权用户提供 1°× 1°的表格。对任一点,先由直角坐标算出椭球高 度,再由数据库和插值算法求 N,最后得到海拔高度。

图 1-7 表示了海拔高度 *H*、椭球高度 *h*、高度差 *N* 之间的 关系。



图 1-7 高度关系

非规则曲面建模的加权函数法提供了一个简单方法,由规则 步长数据近似非规则地表面,用在 GPS 接收机中计算标准海平 面,其结果是对 WGS - 84 大地水准面的一阶近似。插值的大地水 准高度 N_s(φ, λ) 的数学公式为

$$N_{p} = \sum_{i=1}^{4} W_{i}(x, y) N_{i}$$

其中加权函数的一般方程为

 $W(x, y) = x^2 y^2 (9 - 6x - 6y + 4xy)$

N, 是图 1-8 所示四边形 4 个顶点的大地水准高度值 \cdot N_ρ为所考虑的点 P(地理坐标为 φ , λ)的大地水准高度 \cdot 且

 $W_1(x, y) = W(x, y)$



图 1-8 插值算法

大地水准高度值的一个网格化矩阵用完整的 WGS-84 系数 计算获得,该矩阵以 10°步长给出了全球范围的大地水准高度值, 并在最小平方的意义上使插值与由全系数计算的值之间的余差 最小。

第2章 差分 GPS

2.1 差分 GPS 的概念

GPS 的差分工作方式为动态导航应用提供了 1~10 m 精度 的可能性。在短基线即小于 20 km 的情况下,利用动态载波相位 技术,DGPS(差分 GPS)可以达到优于 10 cm 的精度。DGPS 的概 念对应用过差分罗兰 - C、差分奥米加和位移模式下的 Transit 系 统的用户是非常熟悉的。把一个参考接收机放置在一个已知的测 绘点上,通过由 GPS 测到的位置与已知位置的比较,可以确定其 定位修正量,这些修正量通过广播传给附近的用户,用以改善它们 的定位解。如果主要误差是由接收机之外的原因引起的,差分技术 就可以起作用。对 GPS 而言,情况正是如此,其主要误差源来自 5 个方面。

(1)选择可用性(SA)误差:美国为安全起见,人为引入到卫星中的误差。这种类型的伪距误差(1-σ)大约是 30 m。PPS 用户具有完全消除这些误差的能力。

(2) 电离层滞后:信号传播群延迟,典型情况下白天 20~
 30 m,晚间 3~6 m。采用双频接接机可以绝大部分消除这种影响。

(3)对流层滞后:由低层大气引起的信号传播延迟,当卫星仰 角较低时该延迟可达 30 m。这些误差是一致且可建模的。折射指数的变化对低轨卫星可引起参考站与用户间 1~3 m 的差。

(4) 星历误差:实际卫星位置与卫星轨道数据预报的位置之

间的差。通常情况下大约只有 3 m,但在 SA 作用下可达 30 m。

(5)卫星钟误差:卫星时钟时间与卫星数据预告时间的差。地面监控站建立修正量并送至星上数据信息包中,用户读出这些数据,校准授时信号。

只要用户与参考站使用相同的卫星数据,差分工作可以完全 补偿卫星钟误差。星历误差,除非它们很大(30 m 或更大)可由差 分进行类似的补偿。影响信号时标的 SA 误差也可由差分来补偿, 但经过一段时间该修正量会失去有效性。对参考站邻近的用户,到 卫星的相应信号路径非常接近,因而补偿几乎是全部的。随着用户 -参考站距离的增加,到卫星的不同电离层和对流层路径相距甚 远,以致大气层的不同性引起滞后的较大差别。这就在差分 GPS 中构成了一个误差,称做空间不相关性。这类误差随用户-参考站 距离增大而增大。

差分 GPS 还提供完善性监控功能,监测和改善大的卫星信号 误差。表 2-1 是 GPS 与 DGPS 用户误差预算比较。

堤 	GPS 误差/m		DGPS 残余误差/m	
	P码	C/A 码	P码	C/A 码
卫星钟误差	3.048	3.048	0	0
星历误差	2.62	2.62	0	0
电离层延迟	0.40	6.40	0.15	0.15
对流层延迟	0.40	0.40	0.15	0.15
接收机噪声	0.24	2.4	0.24	2.4
接收机通道间差	0.15	0.61	0.15	0.61
多路径误差	1.22	3.048	1.22	3.048
UERE(RMS)	4.24	8.50	1.28	3.96

表 2-1 GPS 与 DGPS 用户误差概算^[1]

由表 2-1 可知,差分 GPS 的确能大幅度提高定位精度,但对 每一种误差源,作用是不同的。特别对于随机误差(如接收机噪声 等)经差分作用后应有所增大,除非采用了特殊的滤波措施。

2.2 差分 GPS 的主要类型

根据差分参考站发送的信息方式可将差分 GPS 分为位置差 分、伪距差分、相位平滑伪距差分及载波相位差分。它们均基于相 同的工作原理,又有不同的修正方式。

2.2.1 位置差分

从系统的构成和原理上讲,位置差分是一种最简单的差分方式。安装在参考站上的 GPS 接收机观测 4 颗卫星后便可进行三维 定位解算,解算出参考站的坐标。由于存在着轨道误差、时钟误差、 SA 影响、大气影响、多路径效应以及其它误差,解算出的坐标与 参考站的已知坐标是不一样的,其误差为

$$\Delta x = x' - x_0$$

$$\Delta y = y' - y_0$$

$$\Delta z = z' - z_0$$

$$(2 - 1)$$

式中 x', y', z' ----GPS 实测的坐标;

x₀,y₀,z₀ —— 采用其它方法求得的参考站精确坐标;

 $\Delta x, \Delta y, \Delta z \longrightarrow$ 坐标修正量。

参考站利用数据链将此修正量发送出去,由用户站接收并对 其解算的用户站坐标进行修正。

$$x_{u} = x'_{u} - \Delta x y_{u} = y'_{u} - \Delta y z_{u} = z'_{u} - \Delta z$$
 (2-2)

考虑到修正量在 to 时刻形成, 而在 ta 时刻被用户利用, 可能造成修

正量的"老化"。加入附加的修正,有

$$x_{u}(t_{u}) = x'_{u}(t_{u}) - \Delta x(t_{0}) + \frac{d}{dt}\Delta x(t) \cdot (t_{u} - t_{0})$$

$$y_{u}(t_{u}) = y'_{u}(t_{u}) - \Delta y(t_{0}) + \frac{d}{dt}\Delta y(t) \cdot (t_{u} - t_{0})$$

$$z_{u}(t_{u}) = z'_{u}(t_{u}) - \Delta z(t_{0}) + \frac{d}{dt}\Delta z(t) \cdot (t_{u} - t_{0})$$
(2-3)

这种差分方式的优点是计算方法简单,只需在解算的坐标中加修正量即可,能适用于一切 GPS 接收机,包括最简单的接收机。缺点是必须严格保持参考站与用户观测同一组卫星。如果有 8 颗可观测卫星,将组成 70 个组合,由于观测环境不同,特别是用户处于运动状态时,无法保证两站观测同一组卫星。

如图 2-1 所示,用户 U 和卫星 S, 之间的关系为

$$\boldsymbol{r}_u = \boldsymbol{r}_{st} - \boldsymbol{r}_t \tag{2-4}$$

式中 r_u — 地心至用户的矢径;

 r_{s} —— 地心至卫星 S_{i} 的矢径;

r, —— 用户 U 至卫星 S, 的矢径。



接收机观测到的伪距 p. 可表示为
$$\rho_i = r_i + l_u + l_s \tag{2-5}$$

式中 $r_i \rightarrow r_i$ 向量的模,即用户至卫星的距离;

l_u —— 用户钟差对应的空间距离;

l, — 卫星钟差对应的空间距离。

设 $e_i = r_i/r_i$ 为用户至卫星 S_i 的单位向量,则

 $e_i \cdot r_u - l_u = e_i \cdot r_s + l_s - \rho_i$ (2-6) 当同时观测 4 颗卫星时,取 i = 1, 2, 3, 4, 在地心坐标系 Oxyz

中写出上式的分量方程为

$$\begin{bmatrix} l_1 & m_1 & n_1 & 1 \\ l_2 & m_2 & n_2 & 1 \\ l_3 & m_3 & n_3 & 1 \\ l_4 & m_4 & n_4 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_u \\ y_u \\ z_u \\ -l_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & E_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \end{bmatrix}$$

$$(2-7)$$

于是式(2 - 7) 可写为

$$G_{\nu}X_{\nu} = A_{\nu}S - \rho \qquad (2-8)$$

或

式

$$\boldsymbol{X}_{u} = \boldsymbol{G}_{u}^{-1} [\boldsymbol{A}_{u} \boldsymbol{S} - \boldsymbol{\rho}] \qquad (2-9)$$

在位置差分方式中,参考站 a 和用户 b 的定位误差 $\Delta X_a, \Delta X_b$ 可表示为

$$\Delta \boldsymbol{X}_{a} = \boldsymbol{G}_{ua}^{-1} (\boldsymbol{A}_{ua} \Delta \boldsymbol{S}_{a} - \Delta \boldsymbol{\rho}_{a})$$
$$\Delta \boldsymbol{X}_{b} = \boldsymbol{G}_{ub}^{-1} (\boldsymbol{A}_{ub} \Delta \boldsymbol{S}_{b} - \Delta \boldsymbol{\rho}_{b})$$

当a, b 两处的接收机观测同一卫星组时,有

$$\Delta \mathbf{S}_a = \Delta \mathbf{S}_b = \Delta \mathbf{S}$$

位置差分定位误差 ΔX_d 为

$$\Delta X_{a} = \Delta X_{b} - \Delta X_{a} = (G_{ub}^{-1} A_{ub} - G_{ua}^{-1} A_{ua}) \Delta S + G_{ua}^{-1} \Delta \rho_{a} - G_{ub}^{-1} \Delta \rho_{b}$$
(2-10)

上式右端第一项由卫星-用户视线的方向余弦组成,当*a*,*b*两点相 距不远时可以忽略括号中的项,式(2-10)变为

 $\Delta \boldsymbol{X}_{a} = \boldsymbol{G}_{ub}^{-1} \Delta \boldsymbol{\rho}_{b} - \boldsymbol{G}_{ua}^{-1} \Delta \boldsymbol{\rho}_{a} \qquad (2-11)$

根据误差源的性质,伪距误差 Δρ可以分为系统误差 B 和随机误差 V 两部分,于是上式又可写为

 $\Delta X_{a} = G_{ua}^{-1}B_{a} - G_{ub}^{-1}B_{b} + G_{ua}^{-1}V_{a} - G_{ua}^{-1}V_{b} \qquad (2 - 12)$ $\downarrow J = V_{b} H = 2 \pm U_{b} = 0, B_{a} = B_{b} + 2 \pm 12$ $\downarrow J = E \{V_{a}\} = E \{V_{b}\} = 0, B_{a} = B_{b} + 2 \pm 12$

$$\Delta \boldsymbol{B} = \boldsymbol{B}_{b} - \boldsymbol{B}_{a}$$

$$\Delta \boldsymbol{G} = \boldsymbol{G}_{ub}^{-1} - \boldsymbol{G}_{ua}^{-1}$$

$$P = E \left\{ \Delta \boldsymbol{X}_{d} \Delta \boldsymbol{X}_{d}^{T} \right\}$$

$$(2 - 13)$$

由式(2-12)和(2-13)并忽略三阶小量,得

$$P = \mathbf{G}_{ua}^{-1} \Delta \mathbf{B} \mathbf{B}_{a}^{\mathrm{T}} \Delta \mathbf{G}^{\mathrm{T}} + \Delta \mathbf{G} \mathbf{B}_{a} \mathbf{B}_{a}^{\mathrm{T}} \Delta \mathbf{G}^{\mathrm{T}} + \mathbf{G}_{ua}^{-1} \Delta \mathbf{B} \Delta \mathbf{B}^{\mathrm{T}} (\mathbf{G}_{ua}^{-1})^{\mathrm{T}} + \Delta \mathbf{G} \mathbf{B}_{a} \Delta \mathbf{B}^{\mathrm{T}} (\mathbf{G}_{ua}^{-1})^{\mathrm{T}} + \mathbf{G}_{ua}^{-1} \sigma_{vb}^{2} (\mathbf{G}_{ua}^{-1})^{\mathrm{T}} + \mathbf{G}_{ua}^{-1} \sigma_{vb}^{2} (\mathbf{G}_{ub}^{-1})^{\mathrm{T}}$$

$$\Leftrightarrow, \sigma_{va}^{2} = \mathrm{E} \{ V_{a} V_{a}^{\mathrm{T}} \}, \ \sigma_{vb}^{2} = \mathrm{E} \{ V_{b} V_{b}^{\mathrm{T}} \}_{a}$$

$$(2 - 14)$$

由式(2-14)可以看出,由测距系统误差 B 引起的定位误差只剩下二阶小量,因此位置差分已将绝大部分系统误差消除了。由测距随机误差 V 引起的定位误差增大了,但 V 引起的定位误差在系统总误差中所占比例很小,所以总体上的定位误差大幅度降低。

由式(2-12)和(2-14)可以看出,消除系统误差的关键在于 $G_{ua}^{-1} \approx G_{ub}^{-1}, B_a \approx B_b, G_u$ 取决于卫星至用户矢径的方向余弦,而由 电离层延迟、对流层延迟等因素引起的系统误差 B 取决于卫星至 用户的电磁波传播路径。因此,位置差分法适用于参考站与用户相 距不远的情况。

2.2.2 伪距差分

伪距差分是目前用途最广的一种差分技术,几乎所有的商用 差分 GPS 接收机均采用这种技术,航海无线电技术委员会 (RTCM)和航空无线电技术委员会(RTCA)均推荐伪距差分。

在参考站上的接收机要求得到它至可见星的距离,并将此计 算出的距离与含有误差的测量值加以比较,利用一个 α - β 滤波器 将 此差值滤波并求出其偏差。然后将所有卫星的测距误差传输给 用 户,用户利用此测距误差来修正测量的伪距。最后,用户利用修 正后的伪距求解出本身的位置。

设参考站的地心坐标为(x_r, y_i, z_r),参考站到卫星 S_i 的真实 距离为·

 $R_{i} = \left[(x_{y} - x_{r})^{2} + (y_{y} - y_{r})^{2} + (z_{y} - z_{r})^{2} \right]^{1/2}$

伪距修正量和它的变化率分别为

$$\Delta \rho_i = R_i - \rho_i$$
$$(\Delta \rho_i) = \Delta (\Delta \rho_i) / \Delta t$$

因而加给用户的修正量为

 $\Delta \rho_i^u = \Delta \rho_i + (\Delta \rho_i)(t-t_0)$

这种差分的优点首先是其修正量是直接在 WGS-84 坐标系

上计算的,无须坐标变换,因而可保证精度;其次是这种方法能提 供伪距修正量及其变化率,可以精确地考虑时间延迟的影响;最后 是它能提供所有卫星的修正量,用户可选用任意4颗卫星定位。与 位置差分相似,伪距差分能将两站绝大部分公共误差消除,但随用 户到参考站距离的增加,系统误差将增大。表2-2 是差分 GPS 误 差随用户-参考站距离变化的预算^[2],虽然表中的数值代表了一种 特殊工作环境下的结果,但其变化趋势已足以说明某些误差被 DGPS 彻底消除了,另一些误差不受距离变化的影响,更多的误差 随距离增大而增大。

距 离 /km	0	30	150	300	600
卫星时钟误差 /m	0	0	0	0	0
卫星星历误差 /m	0	0.1	0.5	1	2
电离层效应 /m	0	2.7	5.3	7.0	9.0
对流层效应 /m	0	2	2	2	2
接收机噪声 /m	1	1	1	1	1
UERE(RMS)	1	3.5	5.8	7.4	9.5

表 2-2 DGPS 误差随距离变化

2.2.3 广域差分和局域差分

广域差分是伪距差分在空域上的扩展,旨在消除用户-参考站 距离对差分工作的影响。实现广域差分的方式有很多种,这不仅取 决于工作空域大小,还与用户的性质有关,但基本上都包括了对主 要误差源的附加修正。

FAA(美国联邦航空局)在其1994年的一项计划中列出了卫 星导航系统将支持未来 NAS(National Airspace System)的飞行 安全性、有效性、增加机场和空域能力等一系列要求,正在着手推 行 WAAS(广域系统)和LAAS(局域系统)方案^[3]。WAAS用来改 善GPS SPS 信号的完善性、可用性和精度,通过卫星广播对飞机的基本GPS SPS 修正信号,支持从航路直到Cat. I 的所有飞行阶段的基本导航方式。LAAS 也能改善GPS SPS 信号的能力,支持Cat. I 到Cat. II 的精密进场,它的修正信号是通过在飞机视线内的地面参考站发布的,作用距离通常不超过 80 km。1995 年 FAA完成了用 DGPS 进行 Cat. II b 自动着陆可行性的飞行测试,Boeing 公司进行了它自己的类似试验,采用 B-757 飞机和分别由Collins/DASA,Honeywell/Pelorus,Litton/Wilcox 提供的设备,其中 Collins/DASA 开发的系统于 1996 年 3 月在西安咸阳机场进行了演示。

WAAS在FAA 那里的定义是,以GPS为基础的导航增强系统。它包括了GEO(静地卫星)、WRS(广域基准站)、WMS(广域主控站)和GES(地面地球站),但具体的布置可能不同。表 2-3 是几种系统的配置(资料引自 Proceedings of ION GPS'95)。其中AAAS是亚-澳增强系统,它的工作过程是:WRS收集对所有可见的GPS和GEO的测量数据,按联合软件处理和汇总并发往各国的WMS;每个国家的WMS制作和编辑包括卫星完善性电文、差分修正及电离层延迟信息的用户数据电文,送到GES;经交叉检验、综合,连同GPS信号一起上行到所有GEO。

配置 WAAS	WRS	WMS	GES	GEO	服务区
FAA	$15 \sim 30$	$2 \sim 4^{+}$	$2 \sim 4$	$2\sim 6$	美国大陆
日本	4	1	2(1)	2	日本
澳大利亚	10 ~ 12	2(1)	2(1)	$2 \sim 3$	AAOI
中国	8~15	2(1)	2(1)	$2 \sim 3$	中国
AAAS	$22 \sim 31$	3	4(2)	4~6	亚−澳

表 2-3 WAAS 的几种系统配置

注: AAOI = Australia Area of Interest, 括号中为 Active

2.2.4 相位平滑伪距差分

GPS 可以提供伪距测量,同时还可提供载波相位测量。由于载 波相位的测量精度比码相位的测量精度高两个数量级,因此,如果 能获得载波整周数,就可以获得近乎无噪声的伪距测量量。载波整 周数(或称整周模糊数)的求解是目前正在研究的课题。实际上,载 频多普勒计数测量反映了载波相位变化信息,亦即反映了伪距的 变化率,利用这一信息来辅助码伪距测量可以获得更高的精度。

经差分修正后,伪距和相位的观测方程为

 $\rho_i = R_i + c \mathrm{d}\tau + v_1$

$$\lambda = (\varphi_i + N_i) = R_i + c d\tau + v_2$$

式中 dī — 用户钟差;

· 9; —— 观测的相位小数;

- N. ——相位整周数;
- λ---- 波长;

v,── 接收机测量噪声(i = 1,2)。

取 t₁ 和 t₂ 时刻的相位观测之差

 $\delta \rho_i(t_1, t_2) = \lambda \big[\varphi_i(t_2) - \varphi_i(t_1) \big] =$

 $R_{i}(t_{2}) - R_{i}(t_{1}) + c d\tau(t_{2}) - c d\tau(t_{1}) + v_{2}'$

其中相位整周数被消除了。GPS相位测量的噪声电平为毫米量级,所以相对伪距观测而言,可忽略 v2 。此时,在t2 时刻的伪距观测 量为

 $\rho_{i}(t_{2}) = R_{i}(t_{2}) + cd\tau(t_{2}) + v_{1} =$ $R_{i}(t_{1}) + cd\tau(t_{1}) + \delta\rho_{i}(t_{1}, t_{2}) + v_{1} =$ $\rho_{i}(t_{1}) + \delta\rho_{i}(t_{1}, t_{2})$

由于差分伪距观测量的噪声属高斯白噪声,均值为零,可认为在 t₁ 和 t₂ 时刻均为 v₁。

假设有 k 个时刻的观测值 $\rho_i(t_1), \rho_i(t_2), \dots, \rho_i(t_k),$ 利用相位观

测量可求出从 t_1 到 t_k 的相位差值 $\delta \rho_i(t_1, t_2), \delta \rho_i(t_1, t_3), \dots, \delta \rho_i(t_1, t_k)$,于是有

$$\rho_{i}(t_{1}) = \rho_{i}(t_{1})$$

$$\rho_{i}(t_{1}) = \rho_{i}(t_{2}) - \delta\rho_{i}(t_{1}, t_{2})$$
.....

$$\rho_i(t_1) = \rho_i(t_k) - \delta \rho_i(t_1, t_k)$$

并可得到 t1 时刻的伪距平滑值

$$\bar{\rho}_{i}(t_{1}) = \frac{1}{k} \Sigma \rho_{i}(t_{1})$$

若每时刻的噪声都服从于假设的高斯分布,其方差记为 σ²(ρ),则 差分伪距平滑值的误差方差为

$$\sigma^2(\bar{\rho}) = \frac{1}{k}\sigma^2(\rho)$$

求得 t₁ 时刻的平滑值后,可推得其它各时刻的平均值,即

 $\bar{\rho}_{i}(t_{j}) = \bar{\rho}_{i}(t_{1}) + \delta \rho_{i}(t_{1}, t_{j})$ $j = 2, 3, \cdots, k$ 以上推导适用于数据的后处理。如实时应用,采用另一种平滑形式

$$\bar{\rho}_{i}(t_{j}) = \frac{1}{j}\rho_{i}(t_{j}) + \frac{j-1}{j}[\rho_{i}(t_{j-1}) + \delta\rho_{i}(t_{j-1}, t_{j})]$$

该式可理解为相位平滑的差分伪距是直接差分伪距观测量与推算 量的加权平均。

2.2.5 载波相位差分

载波相位差分技术又称为RTK(Real Time Kinematic)技术, 是建立在实时处理两个测点的载波相位基础上的。与伪距差分原 理相同,由参考站通过数据链实时将其载波观测量及站坐标信息 一同传送给用户。用户接收GPS 卫星的载波相位与来自参考站的 载 波相位组成相位差分观测值进行实时处理,能实时给出厘米级 的定位结果。 载波相位观测量为

 $\rho_i = \lambda(N_{i0} + N_i) + \varphi_i$

式中 N_{n_0} —— 相位整周数的初始值;

N, —— 从起始历元开始至观测历元的相位整周数;

 $\varphi \longrightarrow 测量相位的小数部分。$

我们用上标 f 和 u 区分参考站和用户的值。利用数据链,把参 考站的修正量加到用户的测量结果上,并认为星历误差、电离层误 差、对流层误差已被差分修正掉。最后得

 $\rho_{i}^{u} + \Delta \rho_{i}^{f} = \rho_{i}^{u} + R_{i}^{f} - \rho_{i}^{f} = R_{i}^{f} + \lambda (N_{i0}^{u} - N_{i0}^{f}) +$

 $\lambda(N_{i}^{u} - N_{i}^{f}) + q_{i}^{e} - q_{i}^{f} = R_{i}^{u} + \Delta d\rho$ (2-15) R_{i}^{u} 中包括了待求的用户坐标, $\Delta d\rho$ 中包含同一观测历元的各项残 差:时钟偏差、多路径效应、接收机噪声。 R_{i}^{f} 是已知的, 求解此方程 的关键是起始相位模糊数。在静态测量中已有多种方法, 例如删除 法、模糊度函数法、搜索法、消去法等^[2]。一种称为快速逼近技术的 方 法可用来求解静态和动态定位中的起始相位模糊数。在式 (2-15) 中认为 $\Delta d\rho$ 在每个历元之间基本保持不变, R_{i}^{f} 已知, N_{i}^{f} , N_{i}^{u} , q_{i}^{f} , q_{i}^{u} 可测到。未知量为用户位置(含于 R_{i}^{u} 中), $\Delta d\rho$, 整数差 ($N_{i0}^{u} - N_{i0}^{f}$)。在这8个未知量中, 用户位置是变量, 其余为常量, 经 过 5个历元的观测后, 全部未知量便可以解出。

2.2.6 相对差分

GPS 是建立在大地直角坐标系的 WGS-84 坐标系基础上的, 至此我们所谈论的 GPS 或 DGPS 都是相对地球而定位,因而称为 绝对定位、绝对差分,但是在许多应用场合,特别是在航空航天领 域,例如空间飞船的交会对接,飞机的空中加油,航天飞机对卫星 的 空间释放和收回,导弹的空中拦截,飞机在活动平台(如航空母 舰)上的起降等,对地球的定位是不重要的,重要的是两个运动物 体之间的相对位置、相对速度和相对姿态。相对定位通过相对差分 来实现,与绝对差分不同之处是参考站可以是活动的,其已知的参 考坐标可相对于任何一点来定,也可相对于活动的参考站本身(即 设为零),于是代替式(2-1)为

$$\Delta x = x'_{u} - x'$$

$$\Delta y = y'_{u} - y'$$

$$\Delta z = z'_{u} - z'$$

等号的右项为用户和参考站的 GPS 测量值, 左项为用户相对于参 考站的位置坐标。在动态情况下, 相对差分目前由码伪距测量来完成, 相位差分在探讨之中, 主要是要解决整数周模糊数问题。

2.2.7 码伪距多重差分方法

1. 单差方法

接收机之间的单差 △ 定义为从用户所在点的伪距中减去参考 点的伪距,即

$$\Delta \equiv (\cdot)_{u} - (\cdot)_{r}$$

所以

$$\Delta \rho = \Delta R + \Delta d\rho - c\Delta b + \Delta T + \Delta I + \epsilon (\Delta \rho)$$

式中 $\rho \longrightarrow$ 测量得到的用户和卫星之间的码伪距;

R ---- 相应的实际几何距离;

- dp —— 卫星轨道误差;
 - b----接收机钟差;
 - I-----电离层误差;
- T —— 对流层误差;

ε(Δρ) ----- 是测量噪声剩余误差。

这种差分方法中。卫星钟误差消除了,卫星轨道误差和大气层 误差明显减小,但测量噪音未减少。用户坐标包含在 ΔR 中。

卫星之间的单差δ定义为同一接收机对两颗卫星进行观测所

得到的两个伪距之差,即

 $\delta \equiv (\cdot)_{\mathrm{SV}_2} - (\cdot)_{\mathrm{SV}_1}$

所以

 $\delta \rho = \delta R + \delta d\rho + c \delta B + \delta I + \delta T + \varepsilon (\delta \rho)$

这种差分方法中,卫星钟差 B 不能消除,但接收机钟差消除了,大 气层影响相对减小,未知量包含在 &R 中。

不同时刻之间的单差 δ 定义为单台接收机对同一卫星,在不同时刻进行观测所得到的两个伪距之差,即

$$\delta \equiv (\cdot)_{i2} - (\cdot)_{i1}$$

所以

 $\delta \rho = \delta R + \delta d\rho + c(\delta B - \delta b) + \delta I + \delta T + \varepsilon(\delta \rho)$

在这种方法中,轨道和大气层误差明显减少,未知量包含在δR中。 不同时刻的差分实际上是按时间计算距离差,因此有时也称为多 普勒观测。这种距离差分对C/A码而言有1~3m的分辨力。差分 精度与时间间隔有关。

2. 卫星-接收机双差

卫星-接收机双差 Δ▽ 定义为先对两颗卫星单差,再对两个接 收机单差,即

$$\Delta \nabla \equiv \{(\cdot)_{\mathrm{SV}_2} - (\cdot)_{\mathrm{SV}_1}\}_* - \{(\cdot)_{\mathrm{SV}_2} - (\cdot)_{\mathrm{SV}_1}\}_r$$

所以

 $\Delta \nabla \rho = \Delta \nabla R + \Delta \nabla d\rho + \Delta \nabla I + \Delta \nabla T + \epsilon (\Delta \nabla \rho)$

可以看出,卫星钟差和接收机钟差已消除,轨道和大气层误差 也明显减少。当然,测量噪音不会减少。未知量包含在 △∇D 中。

3. 三差

三差定义为在上述双差的基础上再对不同时刻的结果差分, 即 $\delta \Delta \nabla \equiv \left[\{ (\cdot)_{\mathrm{SV}_2} - (\cdot)_{\mathrm{SV}_1} \}_{u} - \{ (\cdot)_{\mathrm{SV}_2} - (\cdot)_{\mathrm{SV}_1} \}_{r} \right]_{t_2} - \frac{1}{t_2} -$

所以

$$\delta \Delta \nabla \rho = \delta \Delta \nabla R + \delta \Delta \nabla d\rho + \delta \Delta \nabla I + \delta \Delta \nabla T + \epsilon (\delta \Delta \nabla \rho)$$

该差分的结果是,卫星钟差和接收机钟差已消除,轨道误差和大气 层延迟误差大大减小。未知量隐含在 δ∆∇R 中。

多重差分最初是为静态测量用户而用的,数据处理方法进行 了修改和提高后,也可用于动态实时用户,例子参见文献[4]。

应该注意的是,参考站和用户要使用相同的卫星星历;参考站 不必做过多的修正,因为正是要利用参考站的相关误差去修正用 户的相应误差;参考站修正量的时间也要告诉用户,以便用户去估 计任何随时间变化着的信息的完善性和可用性。

2.3 SCAT-I 差分格式

本节介绍由航空无线电技术委员会 159 专门委员会 (RTCA/SC - 159) 公布的最低航空系统性能标准 —— 差分全球 卫星导航系统仪表进场系统。特 I 类(SCAT - I) 差分电文格式, 这种能支持 DGNSS 精密进场的电文由三部分组成:48 bit 的电文 头、电文(可变字长) 及完善性检测(CRC,32 bit)。电文类型包括:

(1) 差分修正;

(2) 差分修正的变化(选项);

(3)参考站位置(选项);

(4) 精密进场轨迹定义(选项);

- (5) 远距离差分修正(选项);
- (6) 远距离差分修正的变化(选项);
- (7)试验(选项);

(8) 卫星可用性(选项)。

RTCM/SC-104为DGPS应用定义了12种电文格式,还有另 外6种分配给将来使用。这12种电文中只有3种直接与航空相关 且被用于精密进场。现将有关内容介绍于下。

2.3.1 电文字头

电文字头包含了与每个 SCAT - I 发射的内容相关信息,其构成如表 2-4 所示。

	bit 数	字数
电文块 ID('1001 1001')	8	
参考站 ID	24	
备 用	2	
电文类型	6	
电文长度	8	6

表 2-4 电文字头格式

值得注意的是,参考站 ID 由 RTCM/SC-104 标准中的 10 bit 扩展为 24 bit,以便与 ICAO 的机场识别标准相兼容。电文长度在 RTCM 中是 30 bit,与 GPS 字长一致,这里只用了 8 bit,用以支持 一般的电文类型。

2.3.2 电文1---- 差分修正

电文类型1为每个 GPS 卫星提供差分修正数据,其格式如表 2-5 所示。

尽管在SCAT-I格式中包含了与RTCM相同的一般信息,这 里却有两处不同:6 bit 的奇偶校验域和序列号被从 RTCM 中拿 掉了。

·····		
参 _ 数	·bɪt 数	字 数
修正乙计数	13	
加速度误差界	3	2
卫星 ID	6	
伪距修正	. 16	
数据发布	8	
距离率修正	12	
UDRE	6	6
(N个卫星重复)		
卫星 ID	6	•
伪距修正	16	
数据发布	8	
距离率修正	12	
UDRE	6	6

表 2-5 电文类型 1 格式

修正 Z 计数的分辨率为 0.2 s, 而在 GPS 定义中为 6 s, 在 RTCM DGPS 中为 0.6 s。因而 RTCA 可支持潜在的快速更新率, 达到每秒 5 个独立的电文。

加速度误差界是伪距修正的加速度误差的估计,在 RTCM 标 准里无此项,代之以参考站健康域。该估值应当是地面系统确定为 可用的可见工作星的最大加速度。

RTCM 电文格式为卫星 ID 域分配了 5 bit,这就不允许多于 8 个附加测距信号,例如同步卫星、伪卫星等。这里为卫星 ID 域多增 加了 1 bit,以扩大其能力。 伪距修正的分辨率是 0.02 m, 伪距修正量(PRC)可产生 ± 655.34 m 的距离, 如果这不够的话, 类型5电文可发送。下式是 伪距(PR)、PRC、距离变化率修正(RRC)和参考时间(由修正2计 数确定)之间的数学关系:

 $PR_{corre}(t) = PR_{meas}(t) + PRC + RRC^{*}(t - t_{ref})$

RRC 的分辨率是 0.002 m/s,产生 \pm 4.094 m/s 的值。($t - t_{ref}$) 表示了修正量的龄。

UDRE(用户差分距离误差)是由参考站所做的对差分修正 精度的估计,其置信度应至少为 99.5%,分辨率为 0.2 m,产生从 0.0~12.4 m 的数值。全为1时(11111)表示卫星的修正量不 可用。这里的 UDRE 也与 RTCM 标准不同,它反映了对航空系统 地面发射设备性能的更严格要求。

2.3.3 电文 2----差分修正变化

这种电文类型在最小航空系统性能标准差分全球卫星导航仪 表进场系统中是不需要的。该电文为 GPS 卫星提供了由一个 IOD(数据发布)到下一个时间伪距和距离率修正的变化,以使接 收机在类型1电文没有时也能用修正的 IOD 继续工作,其结构和 格式完全与类型1相同,只有伪距和距离率修正由前一个 IOD 到 目前的伪距修正变化和距离率修正变化代替。考虑了变化量的修 正关系为

 $PR_{torre}(t) = PR_{meas}(t) + (PRC_{new IOD} + \Delta PRC) +$

 $RRC_{new IOD} + \Delta RRC^* (t - t_{ref_2})/(t - t_{ref_1})$

式中,tref1是类型1电文的参考时间,tref2是类型2电文的参考时间。

2.3.4 电文 3--- 参考站位置

电文类型3被备留为参考站天线在WGS-84坐标系中的精确

位置,其定义见表2-6。RTCM标准中确定参考站位置用直角坐标系,需 96 bit。这里用经-纬-高度表示,需要的 bit 数少些。

参数	bıt 数	字数
 纬度		
N/S	1	
(°)	7	
(')	22	
经度		
E/W	1	
(?)	8	
(')	22	× ·
髙度	19	10

表 2-6 电文类型 3 格式

2.3.5 电文 4--- 终端进场阶段(FAS) 结构数据

该电文可被选用来广播 SCAT-I在 WGS-84 中定义的跑道的终端进场轨迹。它包含一个进场轨迹或多个进场轨迹的特征。电 文格式见表 2-7 所示。

表中:

TCH:穿越门槛高度;

TCWP:穿越门槛航路点;

GPIWP:下滑道横截航路点;

GPIWP 纬度 = TCWP 纬度 + Δ 纬度;

GPIWP 经度 = TCWP 经度 + Δ 经度;

GPIWP 高度 = TCWP 高度 + Δ 高度。

 Δ 纬度和 Δ 经度的分辨率是 0.000 1',它可产生 ± 1.638 3' 范 围的数, Δ 高度的分辨率是 0.1 ft,产生 ± 15.58 m 范围的修正数。

表 2-7 电文类型 4 格式

参数	bit 数	字数
机场 ID	24	3
跑道号	6	
跑道标记	2	
ТСН	8	2
TCWP(全规定)		
纬度 N/S	1	
(°)	7	
(')	22	
经度 E/W	1	
(°)	8	
(')	22	
高度	19	10
GPIWP(参考全 TCWP)		
△纬度(近似)	12	
△经度(近似)	12	
△ 高度(近似)	8	4

(对下一个跑道,重新定义上面数据块)

•

.....

2.3.6 电文5—— 大距离差分修正/电文6—— 差分修正的 大距离变化

这两种电文是当卫星有特别大的伪距漂移时提供差分修正 (或变化)。它是用来支持伪距误差特别大时的差分工作,而不是支 持 DIAS。其电文结构、格式和使用方法与电文 1/电文 2 相同,所 不同的是这里的伪距修正占 24 bit(在电文 1 中占 16 bit),同样 0.02 m 分辨率,可产生 167 772.14 m 范围的修正值;距离率修正 占 20 bit(在电文 1 中占 12 bit),可产生 1 048.576 m/s 的修正值。 电文 6 中的 Δ 伪距修正和 Δ 距离率修正具有类似的情况。

2.3.7 电文7

电文 7 可定义用作试验、私人用途、专利系统实施等的特殊 电文。

2.3.8 衔接循环冗余校验

为了保证电文的完善性,在每个电文中设置了 24 bit 的循环 冗余校验(CRC)。

高水平的完善性是精密进场系统的最基本部分,当故障发生时能尽可能快地检测出来对飞机的安全性是非常重要的。RTCM 建议的完善性检测完全与 GPS 相同,即 6 bit 奇偶校验,这种方法 不能满足航空应用的完善性要求,因为 6 bit 的漏检概率大约产生 1.6 × 10⁻² 的置信度,而 CRC 方法的漏检概率小于 6.0 × 10⁻⁵。

2.4 差分 GPS 的误差分析

差分 GPS 的主要优点是可以消除或减少系统性误差,而对随 机性误差则没有什么作用。但由误差理论知道,系统误差具有累积 性影响;而偶然误差具有随机性,通过增加观测次数(静态)或增加跟踪观测时间(动态),可大大减弱偶然误差的影响,提高测量结果的精度。

差分校正的残余误差将影响差分 GPS 导航解的精度,其关系 式为

差分 GPS 误差 = (残余的偏差 + 噪声) × PDOP

其中 PDOP 的典型值为 2.6,可以小到 1(最佳卫星几何关系)。卫星在轨运动时,PDOP不断发生变化。限制差分GPS 精度的因素有以下几个:

(1) 星历不确定性。星历误差不能由差分校正完全消除,剩余 误差是用户与参考站之间距离的函数。

(2)电离层延迟。用户和差分参考站到卫星的路径经过了不同的大气层,因而导致了不同的信号延迟。

(3)对流层延迟。当地对流层条件对GPS信号有明显影响,这种影响在用户所在地和参考站所在地也许不相同。

(4) 地球曲率。即用户可视的卫星而参考站可能不可视。

(5) 遮挡。建筑物、结构物或地形可能遮蔽卫星,使之只对用 户可视而对参考站不可视。

(6)多路径。它由天线周围的反射引起,其误差具有随机的性质。任何两个天线周围的反射状况都是不同的。

(7) 接收机噪音。它是差分 GPS 的一个重要问题。噪声电平与 差 分校正为相同的数量级甚至前者略大,当接收机不处于一个固 定位置以及位置精度系数不是最佳的时候,噪声误差特别明显。用 户动态将增加测量噪声。

(8) 选择可用性(SA)。

上述误差大多数是位置的函数。通常,参考站提供的修正量与 用户所用的最好的修正量之间具有一阶关系

$$\Delta \rho_{u} \approx \Delta \rho_{r} + \frac{\partial (\Delta \rho)}{\partial x} \delta x + \Delta \dot{\rho} \Delta t + \delta \rho$$

式中,用户最好的修正量 $\Delta \rho_u$ 指它可以把用户的误差全部消除掉, 实际上参考站提供的修正 $\Delta \rho_r$ 只是其中一部分,其余部分为剩余 误差,我们分别定义这些误差为 1,2,3 类误差。

第1类,距离反相关误差[$\partial(\Delta \rho)/\partial x$] δx 。它是由参考站与用 户之间距离引起的、在二者之间不相关的误差,因而未能包含在 $\Delta \rho_r$ 中被修正掉。

第2类,时间反相关误差△p△t。它是由差分修正随时间变化而 引起的,这种影响常被称为"等待时间"或"数据龄"。为了解决这 个问题,大多数差分系统都把修正量随时间变化率作为通信信息 的一部分播发。对于10s的时间延迟,这种一阶修正可以达到大约 0.5 m的精度。高阶变化率也可以随修正信号广播,但其估值充满 了噪声,SA 带来的高频变化给预测造成了困难。

第 3 类,不相关误差 δρ。它不能用差分 GPS 修正,如果用户离 参考站很近并且没有延迟,这一项可以被看作是用户和参考站的 误差。用户和参考站都为总的差分 GPS 用户误差贡献了分量。

下面将要分析这些误差源,并给出差分修正后的剩余误差 估计。

2.4.1 差分 GPS 的接收机噪声、干扰及多路径误差

由于接收机噪声、干扰以及多路径对于差分 GPS 构成了一个 噪声层,所以它们可以放在一起。这些误差基本上都属于上述第3 类,它们的距离反相关性很小。因此,噪声、干扰和多路径效应对参 考站的影响与对运动接收机的影响常常是无关的。

必须特别注意参考站的第3类误差。由于它们是所播发的修 正量中的相关误差,参考站修正量中非任何影响都可直接加到用 户误差中。因此,参考站接收机设计的主要目的是消除这些影响。 通 过载波辅助和窄相关器技术的应用能使这些影响最小,有效地 减少差分 GPS 噪声层。这两种技术同样能够用于运动接收机。

当来自于 GPS 卫星的信号从许多路径传播时就会出现多路 径效应。多路径反射误差依赖于用户附近的反射表面的性质。反射 信号有时与直接信号一样强,使得 GPS 接收机跟踪的是反射信 号,而不是直接信号。由于传输路径包含了反射,某些信号相对于 直接传输的信号就有了延迟。反射物可以是建筑物、船、飞机、卡 车,甚至是公路路面和海面。通常,最强的反射来自于与接收机很 近的反射物。如果这些反射信号的延迟大于 1.5 μ s(大约相当于增 加了 500 m 长的路径),它们在反相关处理中将被抑制,这是因为 对于大于 1 $\frac{1}{2}$ 码片(chip)的延迟,C/A 码的自相关性几乎为零。然 而,如果信号延迟小于 1.5 μ s,那么它们的影响就主要取决于它们 的振幅、延迟量以及反射的持续性。这种持续性能够数量化为相关 时间。

在选择和放置天线时,尤其对参考站而言,多路径效应是一个 主要问题。某些先进的天线在旁波瓣抑制方面有实质的改善,从而 有助于在多路径效应进入接收机之前就进一步减小它。

另外,天线的放置避开反射物,也可以大大地减少多路径 效应。

码测量和载波测量都存在着随机观测噪声。在没有多路径时, 载波噪声的标准偏差是1 cm 或更小,相比来说,无辅助的码都超 过1 m。因此,载波相位测量比码测量的精度要高得多,但载波相 位测量却受损于所谓的整数模糊性 Nλ,它由用户到卫星之间载波 相位周期的未知数引起。

载波辅助是应用载波观测量的精确性去平滑码相位观测量的 技术。下列循环就是一个应用滤波器的例子。即

 $\hat{\rho}_{u}(t_{k}) = \frac{1}{L} \rho_{u}(t_{k}) + \frac{L-1}{L} [\hat{\rho}_{u}(t_{k-1}) + \varphi_{u}(t_{k}) - \varphi_{u}(t_{k-1})]$

 $\hat{\rho}_u(t_0) = \rho_u(t_0)$

循环的第一项是被 1/L 加权后的当前码相位测量量,其中 L 是一 个大数,或许是 100 或 200。由于第二项的载波相位差分预估了具 有 很高精度的伪距未来值,所以当前的码相位测量就得到了一个 很低的加权。采用了载波差分后,进一步的估值就不再受整周模糊 度的影响。此外,在大多数情况下,一个设计较好的 GPS 锁相环 (PLL) 很少受能引起精度下降的周跳的影响。

这里的载波辅助技术不应该与速率辅助技术混淆起来,后者 用 的是积分多普勒测量。实际上,载波相位测量保留了相位相干 性,不会由累积起来的测量噪声所带来的累积误差而增加。另外, 由 于码载波的发散性,进一步的预估最终要降低精度。事实上,为 了平衡载波测量的很低的噪声与码载波发散的累积,加权常数 *L* 必须仔细选择。在没有较大的多路径效应时,载波辅助可把伪距误 差的标准差限制到十分之几米的范围内。如果 *L*₂ 频率测量被用来 跟踪电离层延迟,滤波器的时间常数可以大得多,因而可以获得更 好的精度。

在运动的飞行器上,由于差分路径的长度在迅速变化,多路径 的相关时间可能很小,因而载波辅助对任何干扰总体上说都会相 当有效。事实上,目前正在考虑为移动的平台设计一种有意识地使 直接信号与延迟信号之间的相位差随机化的天线。在固定位置,相 关时间趋向于更长,这样,载波辅助就无效了。当然,为了在固定位 置消除多路径效应,还可以更仔细地设计天线和设置天线位置,以 使其在低仰角或负仰角时有很低的增益。

除了天线选择和放置,有一种接收机处理技术可以用来在某种程度上减小多路径的影响。通过使前后两个相关器采样之间的时间最小,可进一步减少多路径干扰,这种技术被称为窄相关器间隔(Narrow Correlator Spacing)。

2.4.2 差分 GPS 的卫星钟差

卫星钟差是指真实的信号传输时间与导航信息所给出的时间 之间的差。在没有 SA 作用时,这些误差比较小,而且是慢变化的。 在 SA 不起作用的期间,钟差产生大约 1 ~ 2 m 的距离误差,相关 时间大约为 5 mm。

在有 SA 作用时,20 ~ 30 m 的钟差是正常的。差分 GPS 能够 非常有效地修正钟差,因为它们的有效性只随时间而不随距离降 低。由于 SA 具有比较大、相当随机的速度和加速度幅值,它完全 支配了"等待时间"所激起的误差增大,因此,差分 GPS 定位误差 随差分修正量的龄而增长。

大多数差分 GPS 的实现比较简单,它是用目前伪距和其变化 率预估未来伪距的修正量。在这种情况下,由 SA 带来的残留伪距 误差的增长是 $\frac{1}{2}at^2$,这里,*a* 是 SA 的均方根加速度(随机变量),*t* 是修正量的龄(s)。在典型情况下,SA 的加速度 *a* 误差(1 σ)为 4 mm/s²,因此,如果等待时间是 10 s,SA 带来的伪距误差(1 σ)预 计增长到大约 0.2 m。

更精确一些的差分 GPS 系统,应用系统识别技术建立更为复 杂的 SA 模型。以下是三个很好的应用实例。

(1) 二阶高斯-马尔可夫模型;

(2) 自回归移动均值(ARMA) 模型;

(3) 自回归模型和点阵滤波器技术。

所有这些模型仍然是有局限性的。但是如果把这些特殊的估 计器模型的参数以及测量到的 SA 偏差的目前状态传递给用户, 还可进行一些改善。用户接收机于是可以构造 SA 模型的目前近 似,从而进行更复杂的预测。

图 2-2 示出了作为修正量的龄的函数差分 GPS 距离误差的

标准偏差。没有差分修正的用户误差是大约 34 m 的水平线,标有 "两状态"的曲线是采用 SA 目前值及其速率的简单估计的差分用 户,标有"最优线性估计值"的曲线是采用更完善的估计器模型的 差分用户。这里假定估计器模型参数由已知的 SA 统计值进行最 优化得到。



图 2-2 SA 引起的水平 DGPS 距离误差的增长

由图可以看出,只要修正量能及时传递,差分 GPS 就能减少 伪距误差。我们注意到两种情况在初始时(前 30 s) 误差的增长都 是抛物线型的,它随时间的平方增长。事实上,20 s 的延迟将导致 大约 3 m 的伪距误差标准差,对应于 10 m 的(2rms) 定位误差。

最优预测误差不会超过用户没有修正的误差。对比一下,如果 速率项被用来估计很远的未来值,两状态预测的误差远大于无差 分情况。但对很小的修正量的龄,两状态预测很接近最优预测。例 如,修正量的龄超过 50 s,差分误差增长将超过 10 m,但对小于 50 s 的修正量的龄,两状态预测几乎与最优预测一样好。 表 2-8 列举出差分 GPS 卫星钟差的统计值。

表 2-8 差分 GPS 修正前后的钟差

	无差分修正		差分:零基线 无延迟		己时间 目关	与地理位置 反相关
<u>偏差</u> m	<u>随机</u> m	<u>偏差</u> m	<u>随机</u> m	速度 (m・s ⁻¹)	加速度 (m・s ⁻²)	m/100 km
21.0	0.1	0.0	0.14	0.21	0.004	0.0

2.4.3 差分 GPS 的卫星星历误差

本节结合作者 1990 年在德国布伦瑞克工业大学的研究工作 讨论卫星星历误差。假定由于卫星星历的误差,使卫星的真实位置 与预报的位置不重合,具体而言,设卫星 *S*,的高度为 *h*,仰角为 *e*, 而由星历预报的高度和仰角分别变成了($h + \Delta h$)和($e + \Delta e$)。于 是伪距残差,即经差分修正后伪距的残留误差为

$$\begin{split} \Delta \rho &= (\rho_u - \rho_i) - (\rho'_u - \rho'_i) = \\ & \left[\frac{\sin A'_r}{\cos(e_i + \Delta e_i)} - \frac{\sin A'_u}{\cos(e_u + \Delta e_u)} \right] (h + \Delta h) - \\ & \left[\frac{\sin A_i}{\cos e_i} - \frac{\sin A_u}{\cos e_u} \right] h \\ \text{式中} \quad \nabla \forall u, r \longrightarrow \Pi \dot{P}, \& \forall \dot{S} \dot{S} \dot{s}; \\ \rho \longrightarrow \dot{I} \dot{g} \dot{g} \dot{G} \vec{Z} \dot{D} \dot{G} \dot{D} \dot{D} \dot{B} \vec{E}; \\ \rho' \longrightarrow \dot{I} \dot{g} \dot{G} \vec{Z} \dot{D} \dot{D} \dot{D} \dot{B} \vec{E}; \\ A \longrightarrow \dot{I} \dot{M} \dot{R}, & \mu \Pi \dot{P} (\vec{u} \dot{S} \dot{S} \dot{S} \dot{L}) & \eta \dot{U} \dot{U} \dot{E} \dot{\xi} \dot{S} \\ & \Omega \vec{E} \eta \dot{U} \dot{U} \dot{G} \dot{S} \dot{S} \dot{S} \dot{L} & \eta \dot{U} \dot{U} \dot{E} \dot{\xi} \dot{S} \\ & A = 90^\circ - e - \sin^{-1} \left[\frac{R_0}{P} \cos(e + \Delta e) \right] \approx A - \Delta e \end{split}$$

 R_0 为地球平均半径, P为卫星到地心的距离。

研究表明,由于各种干扰力的作用,卫星的轨道参数随时间近 似地线性增加,卫星位置误差在沿轨道方向上约为垂直于轨道平 面方向上的2倍,约为径向的6倍。如果主控站12h对卫星无修 正,沿轨道方向的误差可能有360m,其余两个方向分别有180m 和60m。在这个假设下,为方便起见考虑两种平面情况,如图 2-3所示。



图 2-3 星历误差(二维情况)

卫星线偏移用 ε 表示,则偏移角和地球角为

$$\delta = \epsilon/P$$

$$A'_{u} = A_{u} + \delta$$

$$A'_{i} = A_{i} + \delta$$

$$A_{u} - A_{i} = D/R_{0}$$

式中 D 为用户与参考站之间的基线长度。根据几何关系,则有

$$\Delta \rho = \delta R_0(\cos e_i - \cos e_u) = \frac{R_0 \varepsilon}{h + R_0}(\cos e_i - \cos e_u)$$

当 $D \ll \rho$, $D \ll R_0$, 有

$$\cos e_{u} = \cos \left(e_{u} + \frac{D}{\rho} + \frac{D}{R_{0}} \right) pprox \cos e_{u} - \left(\frac{D}{\rho} + \frac{D}{R_{0}} \right) \sin e_{u}$$

于是

$$\Delta \rho = -\frac{D\varepsilon}{R_0 + h} \left(1 + \frac{R_0}{\rho}\right) \operatorname{sin}_{e_u}$$

如果卫星仰角为 90°,高度 20 000 km,地球半径 6 371 km,取 D = 100 km, $\epsilon = 200$ m,可知伪距残差 $\Delta \rho = 1$ m。当 GDOP 为 6 时,定 位误差为 6 m。图 2 - 4 是不同 D 值时最差情况下的 $\Delta \rho - \epsilon$ 曲线。



图 2-4 轨道误差的计算结果



2.4.4 差分 GPS 的电离层延迟误差^[7]

电离层延迟是 GPS 的一个最重要的误差源,它可造成 10 ~ 50 m 的定位误差,并且难以预报,即使采用复杂的数学模型和庞大的数据库也无法全部消除。GPS 算法模型是由 Klobuchar 提供的,根据大量测量数据把电离层误差近似为一常数与一段余弦曲线的和,即

$$T_{g} = \begin{cases} F \Big[DC + A\cos\frac{(t-\varphi)}{p} 2\pi \Big] & \frac{t-\varphi}{p} < \frac{1}{4} \\ F \times DC & \frac{t-\varphi}{p} \ge \frac{1}{4} \end{cases}$$
(2-16)

式中 F — 倾斜因子,当考虑卫星仰角e 变化时电磁波穿过电 离层的不同距离, $e = 90^{\circ}$ 时,F = 1;

- DC—— 常数,取为 5 × 10⁻⁹ s;
- φ —— 常数,取为 14 × 3 600 s;
- A 对不同时间处于不同地方的用户具有不同的幅值,
 由磁纬度的三次多项式拟合,其系数由导航电文提 供(α₀, α₁, α₂, α₃);
 - p—— 与 A 类似,由磁纬度的三次多项式拟合,其系数由 导航电文给出(β_0 , β_1 , β_2 , β_3);

t —— 当地时间,电磁波由卫星到用户传播路径与平均高 度为 350 km 的电离层相交时的时间。

差分修正可以消除绝大部分电离层延迟误差,但仍有剩余的 误差存在。这是因为用户和参考站所接收到的 GPS 信号通过电离 层的位置不同(即不同的地磁纬度和入射点当地时间),通过电离 层的入射角不同(反映在倾斜因子不同)等其它一些原因。

我们把差分修正后电离层误差的剩余部分称为电离层残差。 由式(2-16)并考虑到 DC 和 φ是常数,可得电离层残差

$$\Delta T_{s} = \begin{cases} \Delta F[DC + A\cos x] + F[\Delta A\cos x - \frac{A}{p}2\pi(\Delta t - x\Delta p)\sin x] \\ x < 1/4 \\ \Delta F \cdot DC \qquad x \ge 1/4 \end{cases}$$

式中

$$x \triangleq 2\pi (t - \varphi)/p$$
$$\Delta A = \left(\sum_{r=1}^{3} \alpha_{r} \Phi^{r-1}\right) \Delta \Phi$$
$$\Delta p = \left(\sum_{r=1}^{3} \beta_{r} \Phi^{r-1}\right) \Delta \Phi$$

利用电离层模型参数 α, β, 的典型值进行仿真计算。参考站置 于西安地区(N34°, E109°),用户和卫星的相对位置分为以下几种 情况考虑:

(1) 卫星仰角为 5°, 用户在参考站西边的同一纬度线上变化。

(2) 卫星仰角为 5°, 用户在参考站东边的同一纬度线上变化。

(3) 卫星在参考站上方(仰角 90°),用户在参考站西边的同一 纬度线上变化。

(4) 卫星在参考站上方(仰角 90°),用户在参考站东边的同一 纬度线上变化。

仿真结果见图 2-5。仿真表明,以上第一种情况最为严重,并 且春秋季节的电离层残差较冬夏季要大,当用户和参考站相距




(a) 情况 1 的电离层残差(DTG) 随参考站-用户距离(LR) 的变化曲线

(b)卫星-参考站仰角为 5°,参考站分别设在赤道及北纬 20°,34°,60°

GPS 信号的电离层延迟测量误差可由 GPS 卫星发射机和参

考站接收机的所谓"互频偏置"(Inter-Frequency Biases)引起,文 献[8]为广域差分网提供了一种分析和估算互频偏置的方法。

2.4.5 差分 GPS 的对流层误差

在标准条件下,较低大气层的折射指数不是完全统一的(典型的是1.0003),它由温度、压力和湿度来决定。在低卫星仰角(大约10°以下)时,对流层折射能够造成较大的延迟,最终,这个延迟的很大一部分可以用仅与卫星仰角有关,而与当地的压力、温度和湿度无关的模型消除掉。如果无差分修正,这个模型具有可消除延迟90%的特殊作用。但是在大约5°的仰角时,模型未消除的误差可达2~3m,采用差分修正,这个剩余误差几乎始终是非常的小。然而,如果到用户和参考站的发射信号要穿过大量的气象参数相差较大的路径,那么,对于所需的应用,这个误差就会带来诸多不便。例如,如果参考站和用户之间有一个较大的高度差(几千米),那么折射指数的变化就比较大。在这种情况下,DGPS 用户就可应用这些高度差的差分对流层模型(见表 2-9)。

	对有国	戈没有	零基	线无	与延迟	巳时间	与地理位
误	SA 钟	高频振	延迟〕	DGPS	反相关		置反相关
差	荡无 DG	PS 修正	(3)	类)	(2	类)	m/100 km
种						r	
类	偏差	随机	偏差	随机	速度	加速度	(1 **)
	m	m	m	m	m/s	m/s ²	
对流层 误差	2 × 倾 斜因子	< 0.1 × 倾斜 因子	0.0	< 0.14	忽略	忽略	< 0.1

表 2-9 由对流层延迟引起的剩余 DGPS 用户伪距误差

2.4.6 区域差分 GPS 误差概述

为了方便,我们把各种差分 GPS 误差源所引起的结果列在表 2-10中。首先,设计粗劣的 DGPS 系统始终比所估计的要差,造成 设计不够完好的因素很多,但大多数的共同之处是与 DGPS 的通 讯链有关的。第二,伪距误差值(1σ)的概述已在表 2-11 中给出, 由于这些误差源许多都是随机的,所以,有时更好,有时则更糟。

误 差 种	无 DGPS 修正		零基线无 与 无 DGPS 修正 延迟 DGPS (3 类)		与延迟时间 反相关 (2 类)		与地理位 <u>置反相关</u> m/100 km
类	<u>偏差</u> m	<u>随机</u> m [·]	<u>偏差</u> m	<u>随机</u> m	<u>速度</u> m/s	<u>加速度</u> m/s²	(1类)
接收机 噪声	0.5	0.2	0.3	0.0	0.0	0.0	0.0
多路径	0.3~ 3.0	$0.2 \sim 1.0$	$0.4 \sim$ 3.0	0.2 ~ 1	0.0	0.0	0.0
卫星 钟差	21.0	0.1	0.0	0.14	0.21	0.004	0.0
未引入 SA 的 卫星星历 误差	10.0最 大情况	0.0	0.0	0.0	忽略	忽略	< 0.05
在星历中 引入 SA 的卫星星 历误差	100.0 最大 情况	0.0	0.0	0.0	< 0. 01	< 0. 001	< 0.5

表 2-10 剩余 DGPS 伪距误差概述

~							
误 差 种	无 DGPS 修正		零基 延迟 (3	线无 DGPS 类)	与延 反 (2	8时间 相关 类)	与地理位 <u>置反相关</u> m/100 km
类	<u>偏差</u> m	<u>随机</u> m	<u>偏差</u> m	<u>随机</u> m	速度 m/s	加速度 m/s ²	(1 类)
电离层 误差	2 到 10 (乗倾斜 因子)	< 0.1 (乗倾斜 因子)	0.0	< 0.14	< 0.02	忽略	< 0. 2
对流层 误差	2 (乘倾斜 因子)	< 0.1 (乗倾斜 因子)	0.0	< 0.14	忽略	忽略	< 0. 2

续表

表 2-11 相距参考站 50 km 的用户差分 GPS 误差估值

造 荚 观		误差(1o)/m	
—————————————————————————————————————	偏差	随机	总和
星历数据	0.0	0.0	0.0
卫星钟	0.0	0.7	0.7
电离层	0.0	0.5	0.5
对流层	0.0	0.5	0.5
多路径	1.0	1.0	1.4
接收机测量噪声	0.0	0.2	0.2
参考站误差	0.3	0.2	0.4
UERE 均方根	1.0	1.4	1.8
滤波 UERE 均方根	1.0	1.4	1.1
误差(1σ)		$V_{\rm DOP} = 2.5$	2.8
		$H_{\rm DOP}=2.0$	2.2

图 2-6 给出了随时间(修正数据"龄")和距离(用户到参考站 距离)变化并假定存在 SA 误差情况下,差分修正的伪距残差。



2.5 载波-相位差分 GPS

利用载波-相位测量,可以构造出相位伪距,即

 $\varphi_{us} = R + c(b_u - B_s) + c(T - I + \varepsilon(\varphi)) + N_{us}\lambda$ (2-17)

式中,下标 u,s分别代表用户和 GPS 卫星,b 和 B 表示钟差,T 和 I表示大气干扰, φ_u ,表示初始时刻卫星到接收时刻用户之间相位差 乘以波长, N_u ,是该相位差中的整数部分,如果接收机跟踪不失锁 它在测量的各时刻保持不变。此外 测量噪声 $\varepsilon(\Phi)$ 要比码测量中 噪声的量级小得多。

如果用户具有载波相位测量能力,并与参考站所测得的载波 相位进行比较,可以获得载波波长几个百分点的测距精度(小于 0.5 cm)。但差分方法并不能消除整周模糊度。

2.5.1 差分方法

1. 单差方法

接收机之间的单差为Δ。根据式(2-17)及类似于码伪距中关 于Δ的定义,有

 $\Delta \Phi(t) = \Delta R + \Delta d\rho - c\Delta b_u + \lambda \Delta N_{us} - \Delta I + \Delta T + \varepsilon (\Delta \Phi)$ (2-18)

可以看出,卫星钟差已被消除。对于短基线(100 km 以内)差分,轨 道误差项和大气误差项也会消除大部分。两台接收机对卫星的整 周模糊度变成了相对模糊度参数 ΔN_w,接收机钟差变成了相对接 收机误差 *c*Δb_w。未知坐标包含在 ΔR 之中。

假设r是参考站接收机,u是未知的用户接收机,并假定式(2-18)中其它项已知或已消除,所观测的卫星为j,对式(2-18)线性 化,注意到 $\Delta R = R_u - R_r$,有偏导数

$$\frac{\partial \Delta \Phi^{j}}{\partial x_{u}} = -\frac{x_{j}(t) - x_{u}}{R_{u}^{j}(t)}$$

$$\frac{\partial \Delta \Phi^{j}}{\partial y_{u}} = -\frac{y_{j}(t) - y_{u}}{R_{u}^{j}(t)}$$

$$\frac{\partial \Delta \Phi^{j}}{\partial z_{u}} = -\frac{z_{j}(t) - z_{u}}{R_{u}^{j}(t)}$$

$$\frac{\partial \Delta \Phi^{j}}{\partial \Delta N_{uj}} = \lambda$$

$$\frac{\partial \Delta \Phi^{j}}{\partial \Delta b_{u}} = -c$$

$$(2 - 19)$$

为了求解式(2-18)中的未知数,对两台接收机(r和u)和3颗卫星

(用i, j, k表示)我们需要3个观测时刻(用 t_1 , t_2 , t_3 表示),于是 可写出系统方程

$$\overline{\mathbf{W}} = \overline{\mathbf{A}}_{\boldsymbol{\Phi}} \overline{\mathbf{X}}_{\boldsymbol{\Phi}} \qquad (2-20)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta \Phi'(t_1)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_1)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_1)}{\partial z_u} & \lambda & 0 & 0 & -c & 0 & 0 \\ \frac{\partial \Delta \Phi'(t_1)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_1)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_1)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & -c & 0 & 0 \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_1)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_2)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_2)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & -c & 0 & 0 \\ \frac{\partial \Delta \Phi'(t_2)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_2)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_2)}{\partial z_u} & \lambda & 0 & 0 & -c & 0 \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_2)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_2)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_2)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c & 0 \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_2)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_2)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_2)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c & 0 \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi'(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & \lambda & 0 & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi_*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi_*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi_*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi_*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi_*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial x_u} & 0 & 0 & \lambda & 0 & 0 & -c \\ \frac{\partial \Delta \Phi_*(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \Phi^*(t_3$$

残差为

$$\overline{W} = \begin{bmatrix} \Delta \Phi^{i}(t_{1}) - R_{u}^{i}(t_{1}) + R_{r}^{i}(t_{1}) \\ \Delta \Phi^{j}(t_{1}) - R_{u}^{j}(t_{1}) + R_{r}^{j}(t_{1}) \\ \Delta \Phi^{k}(t_{1}) - R_{u}^{k}(t_{1}) + R_{r}^{k}(t_{1}) \\ \Delta \Phi^{i}(t_{2}) - R_{u}^{i}(t_{2}) + R_{r}^{i}(t_{2}) \\ \Delta \Phi^{j}(t_{2}) - R_{u}^{j}(t_{2}) + R_{r}^{j}(t_{2}) \\ \Delta \Phi^{k}(t_{2}) - R_{u}^{i}(t_{2}) + R_{r}^{k}(t_{2}) \\ \Delta \Phi^{k}(t_{3}) - R_{u}^{i}(t_{3}) + R_{r}^{i}(t_{3}) \\ \Delta \Phi^{k}(t_{3}) - R_{u}^{i}(t_{3}) + R_{r}^{i}(t_{3}) \\ \Delta \Phi^{k}(t_{3}) - R_{u}^{k}(t_{3}) + R_{r}^{k}(t_{3}) \\ \end{bmatrix}$$

在残差中没有考虑轨道误差和大气层误差项。

由卫星单差 ▽ 和时间单差 δ 可以得到如下的观测方程:

 $\nabla \Phi(t) = \nabla R + \nabla d\rho + c \nabla B_s + \lambda \nabla N -$

$$\nabla I + \nabla T + \varepsilon (\nabla \Phi) \qquad (2-21)$$

 $\nabla R = R_{\rm sv_2} - R_{\rm sv_1}$

两个卫星的单差消除了接收机钟差。

 $\delta \Phi(t) = \delta R + \delta d\rho + c (\delta B_s - \delta b_u) - \delta I + \delta T + \varepsilon (\delta \Phi)$ (2-22)

$$\delta R = R(t_1) - R(t_2)$$

如果接收机在 t₁ 和 t₂ 之间保持相位锁定,差分结果使周期模 糊度项消失,轨道误差和大气层误差减少,式(2-21)和(2-22)的 线性化处理及设计矩阵的推导与式(2-18)类似。

δ方法经常用于载波平滑码伪距测量技术中,在此,相位测量 的差分与绝对伪距测量相结合。⊽技术常用在精密静态差分测量 中,其缺点是接收机钟差仍保留,这种误差随时间变化,在每个观 测时刻必须引入新的钟误差,未知量的个数就会增加。另外,周期 模 糊度会影响接收机间的和卫星间的所有差分测量,因此必须进 行周期滑动检测和修正。

下面实测的例子有助于读者建立数量关系的概念。

例1 卫星 PRN9 的相位测量和δ值由表 2-12 给出。

GPS 时 /s	Φ ,/周	δΦ,/周	の "/ 周	δΦ./周
426 916	627 113.893		622 753.863	
		16 653.736		16 080.085
426 924	643 767.629		638 833.948	
		16 625.626		16 084.525
426 932	660 393.255		654 918.473	
		16 597.087		16 094.415
426 940	676 990. 342		671 012.888	

表 2-12
例 2 卫星 PRN13 和 PRN9 的相位测量和 Δ 值由表 2-13 给出。

表 2-13

	GPS 时 /s	9./ 周	<i>q</i> "/周	∆ <i>φ/</i> 周
PPNo	426 916	627 113.893	622 753.863	4 360.030
	426 924	643 767.629	638 833. 948	4 933.681
IKIY	426 932	660 393. 2 55	654 918.473	5 474.782
	426 940	676 990.342	671 012. 888	5 977.454
	426 916	- 846 502.672	- 883 957.417	37 454.745
PRN13	426 924	- 819 350.117	- 857 378.431	38 028. 314
	426 932	- 792 211.933	- 830 781.263	38 569.330
	426 940	- 760 588.594	- 804 160. 483	39 071.889

例3 卫星 PRN13 和 PRN9 的相位测量值和 ▽ 值由表 2-14 给出。

表 2-14

	GPS 时 /s	PRN13 Φ/ 周	PRN9 Φ/ 周	▽ ⊄/ 周
会	426 916	- 846 502.672	627 113.893	- 1 473 616.565
ッ 半	426 924	- 819 350.117	643 767.629	- 1 463 117.747
~ 7	426 932	- 792 211.933	660 393.255	- 1 452 605. 188
站	426 940	- 760 588.594	676 990.342	-1 442 078.936
Ħ	426 916	- 883 957.417	622 753.863	- 1 506 711.280
ля 	426 924	- 857 378.431	638 833.948	- 1 496 212.378
ь	426 932	- 830 781.263	654 918.473	- 1 485 699.736
۲	426 940	- 804 160.483	671 012.883	- 1 475 173.371

2. 双差方法 △▽

相位双差的观测方程为

 $\Delta \nabla \Phi = \Delta \nabla R + \Delta \nabla d\rho + \lambda \Delta \nabla N_{w}^{ij} -$

 $\Delta \nabla I + \Delta \nabla T + \epsilon (\Delta \nabla \Phi) \qquad (2-23)$

$$\Delta \nabla R = R_{u}(\mathrm{SV}_{2}) - R_{r}(\mathrm{SV}_{2}) - R_{u}(\mathrm{SV}_{1}) + R_{r}(\mathrm{SV}_{1})$$

(2 - 24)

$$\Delta \nabla N_{\mu s}^{ij} = N_{\mu}^{i} - N_{s}^{j} - N_{\mu}^{j} + N_{s}^{j} \qquad (2 - 25)$$

通 过双差,卫星钟误差和接收机钟误差均已消除。对于短基线测量,轨道误差和大气层误差也会大大减小,因此,分析式(2~23)时 可不考虑右端的第 2,4,5项。求解式(2~23)时,两台接收机对 3 颗卫星 *i*, *j*, *k* 进行相位观测,至少需要 3 个观测时刻。对式 (2-23)进行线性化处理,求出偏导数

$$\frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t)}{\partial x_u} = -\left[\frac{x^i(t) - x_u}{R_u^i(t)} - \frac{x^j(t) - x_u}{R_u^j(t)}\right]$$
$$\frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t)}{\partial y_u} = -\left[\frac{y^i(t) - y_u}{R_u^i(t)} - \frac{y^j(t) - y_u}{R_u^j(t)}\right]$$
$$\frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t)}{\partial z_u} = -\left[\frac{z^i(t) - z_u}{R_u^i(t)} - \frac{z^j(t) - z_u}{R_u^j(t)}\right]$$

系统方程为

$$\overline{A}_{\Delta\nabla} = A_{\Delta\nabla} X_{\Delta\nabla} \qquad (2-26)$$

$$\overline{A}_{\Delta\nabla} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_1)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_1)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_1)}{\partial z_u} & \lambda & 0 \\ \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_1)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_1)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_1)}{\partial z_u} & 0 & \lambda \\ \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_2)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_2)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_2)}{\partial z_u} & \lambda & 0 \\ \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_2)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_2)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_2)}{\partial z_u} & 0 & \lambda \\ \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ij}(t_3)}{\partial z_u} & \lambda & 0 \\ \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_3)}{\partial x_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_3)}{\partial y_u} & \frac{\partial \Delta \nabla \Phi^{ik}(t_3)}{\partial z_u} & 0 & \lambda \\ \end{bmatrix}$$

未知量为

$$\overline{X}_{\Delta\nabla} = \begin{bmatrix} \Delta x_u & \Delta y_u & \Delta z_u & \Delta \nabla N^{ij} & \Delta \nabla N^{ik} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

残差为

$$\overline{W}_{\Delta\nabla} = \begin{bmatrix} \Delta \nabla \Phi^{\prime\prime}(t_1) - [R_{u}^{\prime}(t_1) - R_{r}^{\prime}(t_1)] + [R_{u}^{\prime}(t_1) - R_{r}^{\prime}(t_1)] \\ \Delta \nabla \Phi^{\prime\prime}(t_1) - [R_{u}^{\prime}(t_1) - R_{r}^{\prime}(t_1)] + [R_{u}^{k}(t_1) - R_{r}^{k}(t_1)] \\ \Delta \nabla \Phi^{\prime\prime}(t_2) - [R_{u}^{\prime}(t_2) - R_{r}^{\prime}(t_2)] + [R_{u}^{\prime}(t_2) - R_{r}^{\prime}(t_2)] \\ \Delta \nabla \Phi^{\prime\prime}(t_2) - [R_{u}^{\prime}(t_2) - R_{r}^{\prime}(t_2)] + [R_{u}^{\prime}(t_2) - R_{r}^{\prime}(t_2)] \\ \Delta \nabla \Phi^{\prime\prime}(t_3) - [R_{u}^{\prime}(t_3) - R_{r}^{\prime}(t_3)] + [R_{u}^{\prime}(t_3) - R_{r}^{\prime}(t_3)] \\ \Delta \nabla \Phi^{\prime\prime}(t_3) - [R_{u}^{\prime}(t_3) - R_{r}^{\prime}(t_3)] + [R_{u}^{\prime}(t_3) - R_{r}^{\prime}(t_3)] \end{bmatrix}$$

双差技术(卫星之间的差分和接收机之间的差分组合)的优 点是消除了钟差,减少了卫星轨道误差和大气层误差,小基线时, 正确的周期模糊度也容易确定。对于较长基线的情况,由于残差的 存在,整周模糊度亦难以确定,仍需采用合适的方法予以检测和 校正。

3. 三差方法

三差 δΔ∇ 的测量方程为

$$\delta \Delta \nabla \Phi = \delta \Delta \nabla R + \delta \Delta \nabla d\rho - \delta \Delta \nabla I + \delta \Delta \nabla T + \epsilon (\delta \Delta \nabla \Phi) \qquad (2 - 27)$$

$$\delta \Delta \nabla R = [R_{u}(SV_{2}) - R_{r}(SV_{2}) - R_{u}(SV_{1}) + R_{r}(SV_{1})]_{t_{2}} -$$

 $[R_{\mu}(\mathrm{SV}_2) - R_r(\mathrm{SV}_2) - R_{\mu}(\mathrm{SV}_1) + R_r(\mathrm{SV}_1)]_{c_1}$

经 过三差后,卫星钟差和接收机钟差已消除。如果跟踪不失锁,整 周模糊度也已消除,轨道误差和大气层误差进一步降低。

考虑观测4颗卫星*i*,*j*,*k*,*l*和8个观测时刻,对式(2-27)进行线性化处理。先求偏导数

$$\frac{\partial \delta \Delta \nabla \Phi_{m,m+1}^{q}}{\partial x_{u}} = -\left[\frac{x'(t_{m+1}) - x_{u}}{R'_{u}(t_{m+1})} - \frac{x^{q}(t_{m+1}) - x_{u}}{R'_{u}(t_{m+1})}\right] + \left[\frac{x'(t_{m}) - x_{u}}{R'_{u}(t_{m})} - \frac{x^{q}(t_{m}) - x_{u}}{R'_{u}(t_{m})}\right] \\ \frac{\partial \delta \Delta \nabla \Phi_{m,m+1}^{i,q}}{\partial y_{u}} = -\left[\frac{y'(t_{m+1}) - y_{u}}{R'_{u}(t_{m+1})} - \frac{y^{q}(t_{m+1}) - y_{u}}{R'_{u}(t_{m+1})}\right] +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{y'(t_m) - y_u}{R_u(t_m)} - \frac{y^q(t_m) - y_u}{R_u^q(t_m)} \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial \delta \Delta \nabla \Phi_{m,m+1}^{iq}}{\partial z_u} = - \begin{bmatrix} \frac{z'(t_{m+1}) - z_u}{R_u^q(t_{m+1})} - \frac{z^q(t_{m+1}) - z_u}{R_u^q(t_{m+1})} \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} \frac{z'(t_m) - z_u}{R_u^q(t_m)} - \frac{z^q(t_m) - z_u}{R_u^q(t_m)} \end{bmatrix}$$

其中,q = j, k, l, m = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7。在这种情况下,设计 矩阵为

$$\bar{A}_{\delta\Delta\nabla} = \begin{bmatrix} \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{1,2}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{2,3}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial y_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial z_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} \\ \frac{\partial\delta\Delta\nabla\Phi_{3,4}'}{\partial x_{u}} & \frac{\partial$$

未知量为 Δx_u , Δy_u , Δz_u 。

这里要说明的是,三差测量是互相关的,且一般都用在静态定 位中,它的主要优点是周期模糊度已经消除。Gu 把三差方法用于 飞机轨迹的测量^[4]。许多商用软件包也采用这种技术,以获得周期 滑动检测和校正的"快速鲁棒"解。但由于引入更多的测量噪声, 这种方法的精度通常并不见得优于双差方法。

2.5.2 周期滑动检测和校正

载波相位测量中存在着一个很关键的问题就是周期滑动和相 位模糊度问题,周期滑动的检测对于厘米级定位是非常重要的。但 由于在动态方式中有附加的多普勒漂移,因此,在动态定位中要比 在静态定位中更难确定。一般来讲,周期滑动检测的方法取决于接 收机工作方式(动态或静态)以及接收机类型(单频或双频),在实 际中,大多数方法使用预测的相位值与实测的相位值比较来检测 周期滑动。

所谓周期滑动,定义为当接收机打开时,整数计数器初始化, 接收机测量小数差拍相位。在接收机跟踪期间,每当小数相位从 0 变成 2π,计数器就加 1,这样,在一给定时刻,所观测到的累积相位 是小数相位和整数计数值的和。但卫星和接收机之间的初始周期 数 N 是未知数,如果接收机不失锁,此相位模糊度保持常数。一旦 失锁出现,整数计数器重新初始化会引起瞬时累积相位跳动一个 整数周期数,这种跳动称为周期滑动,也称周跳,当然这只限于相 位测量中。

通常,按照产生周跳的原因可以分为三类:第一类是卫星信号 受到障碍物的阻拦或遮挡引起周期滑动,如树、建筑物、桥梁等。这 种周期滑动是最常见的。第二类周期滑动是由于低信噪比引起的, 如坏电离层条件、多路径、接收机高动态、低卫星仰角。最后一类是 由于接收机软件故障产生的,会引起错误的信号处理。当然卫星频 率源也会引起周期滑动,但这种情况非常罕见。

图 2-7 是周期滑动的几何表示。很清楚,为了进行周期滑动检测 和校正,必须首先确定出周跳的位置,即周期滑动定位,然后才能确定周期滑动的幅度大小,进而通过改正所有的相位测量达到 周期滑动校正的目的。



图 2-7 周期滑动的几何表示

目前广泛使用的检测方法主要有三种:① 双差方法,这种方法主要用在静态方式单频或双频测量中;② 相位速率趋势分析法,通常用在动态方式单频测量中;③ L₁/L₂ 差分方法,主要用在动态方式双频测量中。

无论哪个方法,其周期滑动检测均是基于所测量的载波相位 和码伪距测量。对于单点定位,即用一台接收机,测试量是相位、相 位组合或相位与码伪距组合,单台接收机测试是非常重要的,因为 在这种测试中,周期滑动检测和校正可以通过接收机内部软件实 现。当测量中涉及两台接收机(相对定位)时,单差、双差和三差将 给出周期检测所需要的测试量。

周期滑动检测之例:周期滑动检测的方法之一是差分,其原理 可由表 2-15 说明。

<i>t</i> ,	<i>y</i> (<i>t</i>)	y^1	y^2	y^3	\mathcal{Y}^4
t_1	0	0			
t_2	0		0		
t ₃	0	0	ε		— 3ε
<i>t</i> ₄	0	Е 	— ε	28	3ε
t ₅	0	0	0		-ε
t ₆	0	0	0		
<i>t</i> ₇	0	0		 	

表 2 - 15

 $y(t_i)(i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7)$ 是载波相位测量的时间序列, 在 t_4 时含有周期跳动 ε ,而 y^1 , y^2 , y^3 , y^4 分别表示一阶、二阶、三 阶、四阶差分。很清楚,数据不规律的重要特性就是在高阶差分处 理时,周跳被放大,这种特性提高了跳动检测的可能性。理论上,差 分处理相当于高通滤波器,抑制低频并消除常数部分,高频部分对 应于周期滑动。

这里介绍双差方法。设在时刻 k,计算的双差和测量的双差之间的差用公式表示为

 $W_{k} = \Delta \nabla \rho_{k} - \Delta \nabla \Phi_{k} \approx \lambda \Delta \nabla N \qquad (2-28)$

假设没有周期滑动,则 N 是常数。在时刻 k + 1 时有

 $W_{k+1} = \Delta \nabla \rho_{k+1} + \Delta \nabla \Phi_{k+1} \approx \lambda \Delta \nabla N$ (2-29) 所以, *W*_k 和 *W*_{k+1} 的差可用来指出是否存在周期滑动。例如, 如果 $|W_k - W_{k+1}| = 0.191$ m, 则有 1 个周期的滑动(对于 *L*₁ 有 0.191/λ)。这种方法假设 $\Delta \nabla \rho$ 是已知的并有相当好的精度, 这意 味着观测点的位置已经确定, 因为三差不受周期滑动的影响。通常 采用三差方法来近似估计测量点的位置, 然后计算 $\Delta \nabla \rho_0$ 但这种 方法只能用于静态方式,基于这种方法的商用软件包已可利用。

动态周期滑动检测:首先介绍单频相位速率趋势分析方法。设 \hat{q}_{k} 是k时刻的相位预测值(周, $\Phi = \lambda \varphi$),则可由 q_{k-1} 以及在 $k \pi k - 1$ 1 时刻的相位速率(多普勒测量)得到

$$\hat{\varphi}_{k} = \varphi_{k-1} + \frac{\varphi_{k} - \varphi_{k-1}}{2} \Delta t \qquad (2-30)$$

如果 $|\hat{q}_{h} - q_{h}| < n_{h}$,则没有周期滑动出现, n_{h} 是预先设置的一个阈值,当相位速率在 Δt 内保持常数时, n_{h} 是 Δt 和接收机载体动态特性的函数。如果 $\Delta t \leq 1$ s,通常可取 $n_{h} = 1$ 个周期,但在高动态环境下,其值可能超过 1。

例如,卫星 PRN12 在 154 430 s 出现周期滑动,见表 2-16。

GPS 时间 /s	<i>q</i> / 周	Ŷ	Ŷ	$ arphi-\hat{arphi} $	周期 滑动
154 426	4 847.073	146.266			
154 427	4 992.748	144.844	4 992.628	0.120	无
154 428	5 136.899	143.688	5 137.014	0.115	无
154 429	5 280. 325	143.156	5 280. 321	0.004	无
154 430	5 452.985	142.032	5 422.919	30.006	有

表 2-16

动态周期滑动检测的另一种方法是 L₁/L₂ 差分方法。考虑一 台接收机(双频)和一颗卫星的情况,对于 L₁ 和 L₂,有测量方程

 $\lambda_{L1}\varphi_{L1}(t) = R(t) + \lambda_{L1}N_{L1} + c(b_u - B_s) - A(t)/f_{L1}^2 + \cdots$

 $\lambda_{L2}\varphi_{L2}(t) = R(t) + \lambda_{L2}N_{L2} + c(b_u - B_s) - A(t)/f_{L2}^2 + \cdots$

上两式相减,有

$$\lambda_{L1} \varphi_{L1}(t) - \lambda_{L2} \varphi_{L2}(t) = \lambda_{L1} N_{L1} - \lambda_{L2} N_{L2} - \frac{A(t)}{f_{L1}^2} + \frac{A(t)}{f_{L2}^2}$$

用λ_{L1} 除以上式,有

$$\varphi_{L1}(t) - \frac{f_{L1}}{f_{L2}}\varphi_{L2}(t) = N_{L1} - \frac{f_{L1}}{f_{L2}}N_{L2} - \frac{A(t)}{\lambda_{L1}f_{L1}^2} \left(1 - \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2}\right)$$
(2-31)

式(2-31)所表示的模型常常称为电离层残差。很显然,这种双频 组合使电离层影响减少了(1- $f_{L_1}^{\epsilon}/f_{L_2}^{\epsilon}$)倍^[9]。如果没有周期滑动, 对于短基线,电离层残差的变化在正常条件下比较小。如果周期滑 动出现,它表现为电离层残差的突然跳动。因此,问题就是要确定 周期滑动出现在 L_1 和 L_2 上或同时出现在这两个频率上。通常,在 短的时间间隔内,可用下面的双频差运算来检测周期滑动,即

 $\lambda_{L_1} \delta \varphi_{L_1} - \lambda_{L_2} \delta \varphi_{L_2} = \delta I_{L_1} - \delta I_{L_2}$ (2-32) 如果时间间隔为 1 s,由于 L_1 和 L_2 比较接近且电离层的散射作用 较小,式(2-32)的差值远小于 1,如果该值大于 1,就说明有周期 滑动出现。

相位和码伪距的组合也能用来检测周期滑动。把同一时刻相 位测量和码伪距测量值相减,有

 $\lambda \varphi(t) - \rho(t) = \lambda N - 2I \qquad (2-33)$

除电离层折射外,其它时间相关项已从方程的右边消除。如果忽略 电离层的影响或对它进行预先模型校正,式(2-33)可用来检测周 期滑动。但是这种方法受噪声影响,码伪距和相位组合时间序列的 噪 声可达 10 个周的量级,而且主要由码测量噪声引起。目前的接 收 机硬件已经获得了很大的改进,接收机测量分辨率可达 λ/1 000,因此,相位和码伪距组合仍不失为周期滑动检测的理想 方法。

至此,我们已介绍了通过检测两个连续时刻测量值之间的差,

确定出周期滑动的位置的方法。为了获得周期滑动的准确值,有必要详细研究测量值的时间序列。无论采用哪种方法,周期滑动都应 是整数,但由于电离层残差的存在,计算结果周期滑动将不再是整 数值。

确定周期滑动幅值的一种方法就是用周期跳动发生前后的测量值进行曲线拟合,通过比较两条拟合曲线得到周期滑动的幅值。 拟合的方法很多,可以用简单的线性递归或最小二乘法,这些方法 也称为内插技术。也可用卡尔曼滤波器,这是一种预测方法,通过 比较某一时刻预测值和观测值来确定周期滑动的大小。

一旦检测到周期滑动并确定了周期滑动的大小,我们就要在 后续的测量量中加入周期滑动校正量。但是当测量量是相位的组 合时,如何分配周期滑动校正量仍然是模糊的,下面我们就来讨论 这个问题。

考虑式(2-31),假设周期模糊度变化 ΔN_{L1} 和 ΔN_{L2} 是由周期 滑动引起的,则电离层残差方程中的周期跳动 ΔN 可以检测到,这 种跳动为

$$\Delta N = \Delta N_{L1} - \frac{f_{L1}}{f_{L2}} \Delta N_{L2} \qquad (2 - 34)$$

显然 ΔN 不是整数,式(2-34)有两个未知数 ΔN_{L_1} 和 ΔN_{L_2} ,因此没 有惟一解。当满足 $\Delta N = 0$ 时,有

$$\frac{\Delta N_{L1}}{\Delta N_{L2}} = \frac{f_{L1}}{f_{L2}} = \frac{154}{120}$$

如果 ΔN_{L1} 小于 77 周,解就不是模糊的。原理上, ΔN 可以从两次顺 序的电离层残差测量中导出,即

$$\Delta N(\Delta t) = \left[\varphi_{L1}(t + \Delta t) - \frac{f_{L1}}{f_{L2}}\varphi_{L2}(t + \Delta t)\right] - \left[\varphi_{L1}(t) - \frac{f_{L1}}{f_{L2}}\varphi_{L2}(t)\right]$$

2.5.3 模糊度分辨

整数模糊度问题是相位测量中存在的固有问题,在长基线测量中由于残差的影响,模糊度的求解要比短基线更复杂。大多数模 糊度问题的解决方法是通过比较各种整数模糊度组合来完成的。 通常人们总是选择在最小二乘意义下测量残差均方和最小的组 合。下面讨论几种基本方法。

1. 单频相位方法

当只有单频(L₁或L₂)相位测量可利用时,采用本节已介绍的 线性化处理方法,模糊度 N 和待求的未知量(如点坐标、钟参数) 可一起进行估计。但在这种几何方法中,未模型化的误差会影响所 有 要估计的参数,因此,模糊度的整数特性已失去,而是作为实数 估计。许多误差源,如不完整的相位模型、基线长度、轨道误差等都 会对模糊度产生影响。为了把模糊度确定在整数上,必须进行一系 列 的调整处理。例如,为了辅助模糊度搜索,需要利用从被调整的 实数模糊度中导出的协方差信息,在以该实数为中心的临近区域, 可 以认为所有整数都可能是所要求的模糊度,对其进行所有可能 的组合,如果某个组合给出的定位解具有最小均方根(RMS)误 差,就认为它是最好的解。在完成初调整之后,我们可以选择一个 最靠近它的,而且有最小标准差的整数作为模糊度值,然后确定其 偏差,并重复这种调整得到另一个模糊度。在短基线上进行双差处 理时,这种方法是相当成功的。影响这种方法模糊度分辨率的主要 因素是电离层折射。

2. 双频相位方法

利用 L_1 和 L_2 双频相位测量数据,可使模糊度分辨率明显改 变。由于有各种可能的线性相位组合存在,双频相位方法有许多优 点。宽带技术就是其中之一。宽带信号的频率 $f_W = f_{L_1} - f_{L_2} =$ 347.82 MHz,对应的波长是 $\lambda_W = 86.2$ cm,与原始的波长 19.0 cm 和 24.4 cm 相比有明显的增加。由于宽带波长增加了模糊度间隔, 这使得模糊度分辨更容易。

3. 双频相位和码伪距组合方法

采用宽带技术时电离层的影响随基线长度的增加而变得更为 严重,对此可以通过把相位和码测量相结合加以克服。基本思路是 利用在两个频率上测得的码伪距(单位化为周期数)和载波相位, 先在对应的载波和码相位之间进行差分,消除了几何距离和钟误 差项,对该结果再次差分,就产生了宽带信号和宽带模糊度。所得 结果可用来确定每一时刻每个观测点的宽带模糊度,且与基线长 度和电离层影响无关,但仍受多路径的影响,因为多路径对相位测 量和码伪距测量的作用是不同的,通常可达几个周期。

载波相位和码伪距组合的方式有多种,只要能消去主要误差、 解出模糊度。高动态环境下模糊度求解仍是困难的,目前关于这方 面的研究还在进行。

2.6 宽域差分 GPS

2.6.1 引 言

差分 GPS 是一种能在局部区域改善导航精度的方法。随着用 户和参考站距离的增加,距离的相关性减小,于是精度下降。引起 这种误差增加的原因是星历误差、电离层时间滞后误差、对流层误 差。当用户距参考站较远时,星历误差在用户-卫星视线上的投影 与在参考站-卫星视线上的投影不再相同,其残差(即星历误差的 上述两个投影之差)最大可达该星历误差的 *D/R* 倍。这里,*D* 是用 户到参考站距离,*R* 是卫星到用户距离。当然,上述两条视线所经 过的电离层是不同的,因而有了电离层残差,对流层有类似的情 况,但影响较小。 当用户与参考站相距超过100 km 时,一个单独的距离修正不能精确地实现 GPS 的差分功效。事实上,如果要在美国全部提供标准站,差分 GPS 辅助,需要几百个地面站。宽域差分GPS(WADGPS)将能解决这一问题。FAA 已规划在国家空域系统实施 WADGPS,因而专家们提出了各种 WADGPS 技术的建议。

2.6.2 WADGPS 的结构和分类

普通的 DGPS 是计算每个卫星的标量距离误差修正量,而 WADGPS 能够提供向量的误差修正量,它包括每个卫星的三维星 历误差加上电离层时间滞后参数。WADGPS 的修正精度在它覆盖 的区域内基本保持常数。

WADGPS 网包括了至少一个主站,一些监控站和通信链。每 个监控站装备一个高质量的钟和一个能跟踪视野中所有卫星的高 质量 GPS 接收机,每个监控站进行 GPS 测量并送到主站,主站根 据监控站的已知位置及收集到的信息,计算 GPS 误差分量并以任 何方便的通信形式送给用户。该工作过程可简述如下:

(1) 各监控站在已知位置上收集所有可见卫星的伪距;

- (2) 伪距和双频测量的电离层滞后送到主站;
- (3) 主站计算误差修正向量;
- (4) 误差修正向量送给用户;

(5) 用户把误差修正量用到它自己测量的伪距和电离层数据 上,以改善导航精度。

WADGSP可以由主站的估计器来分类。因为它最主要应用在 航空,所以导航精度是我们最关心的。主站估计三维星历误差、卫 星钟差、监控站接收机钟差以及电离层时间滞后参数。监控站接收 机钟差不发射给用户。

原则上讲,单频接收机可以通过测量电离层时间滞后对码信

号 和载波信号的分散影响来估计电离层时间滞后。由于电离层时 间滞后在伪距和在连续的载波相位中大小相等,符号相反,因而可 以用单频接收机估算电离层时间滞后。但是,单频技术还需进一步 研究。双频接收机可直接给出电离层时间滞后,因此可节约时间并 改善精度。下面介绍三种 WADGPS 算法。

算法 I:监控站和用户都采用单频接收机,不直接提供电离 层的时间滞后测量。在该算法中,主站估计三维星历误差、卫星钟差,利用一个大的滤波器和伪距测量估计电离层时滞参数。发射的 信息包括星历误差、卫星钟差及电离层参数。优点是成本低,缺点 是计算量大,精度差。

算法 I:在监控站用双频接收机附加测量电离层时间滞后, 可以把算法 I中使用的一个大的估计器分成两个小的估计器,电 离层估算和其它算法分别采用两个处理器。这里,用户仅需要单频 接收机,因为在双频接收机里,电离层时间滞后是分别测量的。与 算法 I相比,算法 I 的精度更高一些,计算量更小一些。发射给用 户的信息包括三维星历误差、卫星钟差以及电离层参数。原则上 讲,单频用户和双频用户都可利用这种误差修正量来改善精度。

算法 II:如果移动用户可以测量电离层滞后,主站就不需要 估算电离层参数,只要估算三维星历误差和卫星钟差。算法 II 要 求在监控站放置一个双频接收机。由于不进行电离层参数估算,计 算量要小于算法 II。如果用户电离层时间滞后的估算是精确的, 算法 II 将比其它两种算法精度高。

WADGPS 修正量可以转换成 RTCM - 104 标准差分格式。钟 差(含 SA) 被观测到的变化具有 3 min 量级的时间常数,于是 0.1 ~ 0.2 Hz 的更新率足以消除钟误差。星历误差变化的时间常数的 量级为 $0.5 \sim 6$ h,1~5 min 的更新率足以消除星历误差。通常,总 电子含量在天顶的变化是很慢的(6~12 h 量级),但电离层的闪 烁 现象,即电离层在小区域的突变将使电离层误差的估算变得困

	内容	更新率
	PRN	$5 \sim 10 \text{ s}$
时标(GPS 时)	发射的时间	
SV 钟偏	偏差	$5\sim 10~{ m s}$
	偏差率	
SV 位置误差(在 WGS ~ 84 系)	x,y,z 分量	$1\sim 5$ min
电离层参数	8个参数	$2\sim 5 { m min}$

难。表 2~17 是 WADGPS 修正信号的内容。

表 2-17 WADGPS 修正信号内容

用户采用WADGPS能获得的导航精度列于表 2-18。SA 误差 包括在卫星钟差中,因为它的一部分是由卫星钟抖动引起的。按时 间 10 次测量求平均,可以减小接收机噪声。多路径效应可以通过 用连续的载波相位信息平滑码伪距来减小。

误 差 源	误差统计 /m
星历误差	0.4
星钟偏差(含SA)	0.2
电离层时间滞后	0.5
对流层时间滞后	0. 3
接收机噪声(10次测量均值)	0.2
多路径影响(载波相位平滑)	0.1
用户等效距离误差(均方根)	0.77
导航精度(HDOP = 1.5, 均方根)	1.2

表 2-18 WADGPS 误差统计

2.6.3 主站误差模型

WADGPS的关键是主站误差修正向量的公式和计算。修正量 由三维星历误差、一个或多个监控站视野中所有 GPS 卫星的钟偏 加 8 个电离层时滞参数组成。这些参数根据监控站收集的信息估 算。除此之外,主站还必须估算每个监控站相对一个参考的偏差。

1. 电离层时滞模型

在 2.4.4,我们曾列出了 GPS 使用的 Klobuchar 电离层模型, 见式(2-16),这里仍以此为基础。主站的任务是产生 8 个参数[α_0 , α_1 , α_2 , α_3 , β_0 , β_1 , β_2 , β_3],使式(2-16)的结果在 WADGPS 网的 覆盖范围内得到最好的电离层估计。

对卫星 $i = 1, \dots, m$,监控站 $j = 1, \dots, n$,收集电离层时滞 $T_{r}(i_{1}),$ 简写为 $T_{i_{1}},$ 有测量方程

$$\overline{d} = \overline{T}(\overline{I}) + \overline{v} \qquad (2-35)$$

式中 $\vec{d} = [d_{11} \cdots d_{1n} \cdots d_{n1} \cdots d_{nm}]^{T};$ $d_{ij} \longrightarrow$ 表示用双频技术测量的由第 i 站到第 j 星的电离层 时滞;

$$\overline{I} = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \beta_0 & \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$

$$\overline{T}(\overline{I}) = \begin{bmatrix} T_{11}(\overline{I}) & \cdots & T_{1n}(\overline{I}) & \cdots & T_{m1}(\overline{I}) \\ \cdots & T_{mn}(\overline{I}) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$

ū-----测量噪声向量。

式(2-35)的线性化形式为

$$\delta \overline{d} = H \cdot \delta \overline{T} + v \qquad (2 - 36)$$

这里, $\overline{I} = \overline{I}_0 + \delta \overline{I}$,分别表示标称值和增量、

$$\delta \overline{d} = \overline{d} - \overline{T}(\overline{I}_0)$$
$$H = \partial \overline{T} / \partial \overline{I} |_{I=I_0}$$

用非线性静态估计技术可以解决电离层参数对监控站所收集

到的数据的拟合问题。定义状态向量 x 和测量向量 z,即

 $\overline{x} = \overline{I}$

 $\overline{z} = \overline{d}$

求解算法如下:

(1) 给 \bar{x} 一个估值; (2) 求 $\bar{T}(\bar{x})$ 和 H; (3) $p = (M^{-1} + H^{T}V^{-1}H)^{-1}$; (4) $\partial J/\partial \bar{x} = M^{-1}(\bar{x} - \tilde{x}) - H^{T}V^{-1}[\bar{z} - \bar{T}(\bar{x})] = GR$; (5) 如果 $|GR| \le \epsilon, \Leftrightarrow \hat{x} = \bar{x}, \bar{\beta} \perp, \bar{\alpha} \notin \bar{x} = \bar{x};$ (6) $\Leftrightarrow \bar{x} = (\bar{x} - p \cdot GR);$ (7) 转向(2)。

2. 星历误差与星钟误差

GPS 卫星广播的导航信息提供了一种计算卫星在 WGS - 84 坐标系中位置的方法。采用"逆 GPS"方法,可通过监控站网来估 算星历误差:用4个或更多的监控站观测同一颗卫星,可以解出卫 星的准确位置和卫星钟差,就像通过4颗卫星解1个用户位置一 样。如果观测量的个数多于未知量个数,观测方程是所谓"过确定" 的,定解条件是使测量残差的平方和最小。如果观测量个数少于未 知数,解是"欠确定"的,由最优估计使 $\overline{x} = H^{T}(HH^{T})^{-1}\overline{z}$ 的双模 (Two-Norm)最小来定。在这种情况,星历误差和钟差的修正是不 精确的,但用户的定位仍是精确的,因为误差修正向量到卫星视线 上的投影是重要的。

2.6.4 计算机仿真

用算法 I 说明计算机仿真过程,仿真程序由 4 个模块组成: GPS 卫星模块、监控站模块、主站模块、用户模块。图 2 - 8 为 WADGPS 计算机仿真框图,表 2 - 19 为模型的误差指标。



图 2-8 WADGPS 计算机仿真框图

误差源	误差模型	时间 常数	<u>最小</u> m	<u>最大</u> m	<u>均方根</u> m
三维星历误差	一阶马尔可夫过程	1 800 s			20
卫星钟偏	一阶马尔可夫过程	200 s			30 ·

表 2-19 仿真模型误差指标

误差源	误差模型	时间 常数	<u>最小</u> m	<u>最大</u> m	<u>均方根</u> m
电离层时滞	Klobuchar 模型加空 间正弦偏差和噪声	6 h	1.5 (天顶)	30 (天顶)	
对流层误差	模型化为接收噪声	i			
监控站接收 机钟偏	二阶马尔可夫过程1				
用户接收机 钟偏	二阶马尔可夫过程 ²				
接收机噪声	白噪声				
多路径	模型化为接收机噪声				

续表

注:(1) $h_0 = 2.0 \times 10^{-22}$, $h_{-1} = 4.0 \times 10^{-26}$, $h_{-2} = 1.5 \times 10^{-33}$

(2) $h_0 = 9.4 \times 10^{-20}$, $h_{-1} = 1.8 \times 10^{-19}$, $h_{-2} = 3.8 \times 10^{-21}$

1. GPS 卫星模块

21 颗 GPS 卫星星座,星历中考虑了一个误差向量(白噪声), 卫星钟偏也考虑了白噪声。电离层滞后模型依据 Klobuchar 模型, 再根据观测,在电离层滞后中加上了幅值为 5% 的正弦函数和一 个白噪声。

2. 监控站模块

该模块产生由监控站接收机观测到的伪距测量和电离层滞后。监控站接收机钟偏相对于 GPS 时的模型由一个白噪声输入到 一个二阶马尔可夫过程,参数 h₀, h₋₁, h₋₂ 基于典型的铷钟,接收 机噪声被假定为具有零均值、0.2 m 标准差的白噪声,这个数据是 根据 1 s 间隔、10 个测量量的平均而来,仿真中假设了 15 个监控 站,覆盖了美国本土及阿拉斯加、夏威夷。

• 3. 主站模块

该模块收集从监控站模块来的数据并完成电离层误差和星历

误差的估算。

4. 用户模块

该模块模拟用户接收机的工作,用户钟差被假定是一个白噪 声输入到一个二阶马尔可夫过程,参数 h₀, h₋₁, h₋₂ 是基于一个 典型的石英钟标准。接收机噪声设为零均值、0.2 m 标准差的白噪 声,也是由 1 s 间隔的 10 个测量平均而来。

表 2-20列出了仿真结果。其中最大值和均方根值都是指美国 大陆。仿真采用了非线性静态估计(NSE)技术。

类 别	垂向 最 大	垂向 均方根	水平 最大	水平 均方根
单位定位,均方根	93.1	82.1	45.4	42.3
WADGPS,均方根	1.9	1.5	1.5	1.1
WADGPS 误差 / 单独定位误差	2.6%	1.9%	3.0%	2.1%
WADGPS 定位误差最大值	9.1	6.3	6.0	3.6

表 2-20 定位误差

2.6.5 一种军用 WADGPS 的概念^[10]

WADGPS 用于军事上要受到一些限制。在民用方面,用户离监控站不超过 300 n mile,而在战场环境下就难以保证了。另一个限制是军用上需要一个连续的数据链,以1 Hz 的更新率发送修正信息来消除 SA 的钟抖动影响。另外,军事用户需要双频接收机补偿卫星钟和星历飘移。因此,军用 WADGPS 的基本要求是无需在战区附加监控站和数据链就能提供 DGPS 精度。为此要具备如下主要功能:

(1) 监控站网。为了覆盖较大的战区(例如1000 n mile 或更

远),需要建立监控站网,它由一个监控站群、数据链及一个集中式 滤波器组成,这里的数据链指诸监控站到主站之间的联系。

(2)修正量数据链。1993年,SRI公司向GPS联合工作组提出 建议,利用GPS卫星导航电码的第4子帧的空余页作为差分修正 数据链,后来这个想法被实现,即在每个卫星中装入了"期望距离 偏差"(ERD,Expected Range Deviations)向用户发布。在精确制 导炸药(PGM)系统中,携带GPS制导炸药的飞机平台用嵌入式 GPS接收机从所有可见星读取导航信息,并在武器发射前把修正 信号传递给它,同时被传递的还有目标坐标。如果卫星广播的信号 不够精确,可考虑采用另外的数据链。

(3)授权的 GPS 接收机。GPS 接收机经小的改型,就可用 DGPS 修正量改善其精度。一旦空间信号误差被减小后,用户接收 机有关的误差源将变为主要的。为了获得最高精度,可直接利用民 用用户的某些技术,多路径可被避免、测量、校正或载波平滑,卫星 选择算法中可考虑误差源的变化并能向用户提供更为灵活的选择 余地,采用具有亚米级精度的导航滤波器。

(4)寻的与制图。精确的目标坐标或地图信息对许多 GPS 应 用是必要的,包括无寻的头的 PGM。DGPS 监控站网本身可用作 寻的辅助手段,它可实时地提供精确的卫星钟修正和星历修正,这 些修正量可用来在一幅图像内建立控制点。

参考文献

- 1 刘徐德主编·差分 GPS 文集·西安:导航技术研究所,1995
- 2 王广运等 · 差分 GPS 定位技术与应用 · 北京:电子工业出版社,1996
- 3 Michael Shaw. FAA Implementation Planning for the Use of GPS in Air Navigation and Landing. National Technical Meeting, 1995
- 4 Xiaogang Gu. Beitrag zur Präzisionsnavigation durch Trägerphasenaus-

wertung des GPS. ZLR-Forschungsbericht, Nr. 96-07, 1996

- 5 RTCA/SC 159. Minimum Aviation System Performance Standards. DGNSS Instrument Approach System; Special Category I, Aug. 1993, Washington DC
- 6 RTCA Change No. 2 to RTCA/DO 217. RTCA Paper No. 381-96/ TMC - 241, Nov. 1996
- 7 袁建平,熊焰.用于远距离差分 GPS 的电离层误差分析与补偿.西安: 西北工业大学学报,1993,11(1)
- 8 YiChung Chao, et al. The Ionospheric Model Improvement for the Stanford WAAS Network. Proceedings of the National Technical Meeting, 1995,1
- 9 Hofmann Wellenhof B, Lichtenegger H, Collins J. Global Positioning System Theory and Practice. 3rd Re. Wien: Springer - Verlag, 1994
- 10 Earl Blackwell, et al. A Global DoD-Optimized DGPS for Precision-Strike. ION GPS'95, 1995
- 11 Yeou Jyh Tsai, et al. Validation of the RTCA Message Format for WAAS. ION GPS'95, 1995

第3章 组合导航系统

在 1990—1991 年海湾战争期间,GPS 作为美国海陆空三军 主要导航手段,其作用为世人瞩目。随着当代数字电子技术的迅速 发展,体积小、价格低的集成电路块和元器件的出现,使 GPS 的应 用范围已扩展到引导武器(炸弹、炮弹和导弹)的投放。但是,GPS 并非十全十美。非自主、在电子战环境中易受干扰、卫星在有些地 方受遮挡而影响定位或丢失信号,以及定位精度受选择可用性 (SA)和电子欺骗等影响是它的主要缺点。因而在许多应用场合, GPS 需要与其它导航系统,特别是与 INS 配合使用,互相取长补 短,构成组合导航系统,以便在高动态情况下,实时获取高可靠性 的、高精度的六自由度导航解。

INS 是一种自主式导航设备,它基于加速度的二次积分进行 航程推算。三个正交安装的加速度计用来测量载体的加速度,三个 正交安装的陀螺仪用来测量载体的角速度或角位置。后者提供的 信息用来稳定基准导航坐标系。这个坐标系可以是平台式惯导的 物理机电平台,也可以是捷联式惯导的数学平台。在给定初始条件 和初始对准之后,根据惯性器件(陀螺仪和加速度计)的测量值, INS 可以以很高的数据率(50 Hz)实时输出载体的位置、速度和姿 态等导航参数。INS 的缺点是其导航参数误差会随时间积累增大, 长时间工作时往往不能满足导航精度要求。在组合导航系统中,利 用卡尔曼滤波器估计各个导航系统的误差状态并进行校正,可显 著提高组合系统的导航精度,增强其可靠性。组合导航系统已成为 现代飞行器导航设备的一个主要发展方向。 GPS/INS组合导航系统和地形辅助导航系统(TAN, Terrain Aided Navigation System)是近年来受到广泛重视并已成功 使用的组合导航系统。二者正常工作时精度都相当高,但若单独使 用都有一些难以克服的缺点。例如,在低高度,特别是在丘陵地带 和山区,GPS由于观察到的导航卫星少而难以达到完善的星座几 何配置,其导航精度将明显降低,而此时 TAN 正处于最佳状态。 TAN 需要事先由大地测量或卫星测绘的精确地图,而且在平坦地 形和海面上空,几乎失去定位能力。

90 年代以来,军用飞机无论是执行空-空任务还是执行空-地 任务,对导航系统的性能要求都在不断加重,如威胁回避(TA)和 任务优化、地形跟踪/地形回避(TF/TA)、合成孔径雷达(SAR, Synthetic Aperture Radar)的运动补偿/瞄准、武器投放点的信息、 发动机控制、座舱显示及天线和光学传感器的稳定、自动进场着 陆、传递对准……均需要导航系统提供实时的高精度导航信息。现 代航空电子系统对导航系统的性能要求,概括起来就是,高精度、 高可靠性和可用性、高度的自主和高动态性能及高抗干扰性能。这 样任何一种单一的导航系统或两两导航传感器组合的导航系统, 从性能、成本上考虑都难以胜任。因此,利用机载的各种导航传感 器 (这 里 传 感 器 被 理 解 为 具 有 独 立 的 硬 件 和 一 定 导 航 功 能 的 系 统),采用先进的传感器数据融合、滤波技术和智能化技术,构成以 惯性为基础的"惯性/多传感器导航系统(I/MNS, Inertial/Multisensor Navigation System)是满足现代航空电子系统全部战术技 术要求的主要发展趋势。现代航空电子系统中的主要导航传感器 有 GPS, INS, TAN, 多模式雷达, 罗兰 - C 和大气数据系统等。下 面 先 介 绍 多 传 感 器 组 合 导 航 系 统 的 设 计 理 论, 然 后 分 别 研 究 GPS/INS 组合导航系统,GPS/INS/SAR 组合导航与目标识别系 统、GPS/INS/罗兰 - C组合导航系统及GPS/INS/TAN组合导 航系统的基本组成及设计原理。

3.1 多传感器导航系统的设计理论

3.1.1 卡尔曼滤波方程

卡尔曼滤波是一种最优估计技术。在工程技术问题中,为了了 解工程对象(滤波中称为系统)的各个物理量(滤波中称为状态,经 常是随机状态)的数值,或为了达到对工程对象进行控制的目的, 必须利用测量手段对系统的各个状态进行测量。但是,量测值可能 仅反映系统的部分状态或是部分状态的线性组合,且量测值可有 随机误差(常称为量测噪声),最优估计能将仅与部分状态有关的 量测值进行数据处理,得出从某种统计意义上讲估计误差最小的 更多状态的估值。

虽然工程对象一般都是连续系统,但卡尔曼滤波器常用离散 化模型来描述系统。现在来讨论一般的离散随机线性系统的最小 方差递推滤波估计方法。假设给定系统

 $X_{k} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} X_{k-1} + \boldsymbol{\Gamma}_{k-1} W_{k-1}$ (3-1)

$$\boldsymbol{Z}_{k} = \boldsymbol{H}_{k}\boldsymbol{X}_{k} + \boldsymbol{V}_{k} \tag{3-2}$$

式中 $X_k \longrightarrow t_k$ 时刻(以下简记为 k 时刻)的 n 维状态向量;

- $Z_k \longrightarrow k$ 时刻的 *m* 维量测向量;
- $\Phi_{k,k-1}$ ——k-1到 k 时刻的 $n \times n$ 阶状态转移矩阵;

 $H_k \longrightarrow k$ 时刻的 $m \times n$ 阶量测矩阵;

- W_{k-1} k 1 时刻加在系统上的r维随机干扰向量,通常 把它叫做系统噪声;
- $\Gamma_{k-1} \longrightarrow n \times r$ 阶系统噪声矩阵,它表征由k-1到k时刻的 各个系统噪声分别影响k 时刻各个状态的程度;
 - $V_k k$ 时刻的 m 维量测噪声。

按卡尔曼滤波要求,假设 $\{W_k\}$ 和 $\{V_k\}$ 是互不相关的零均值的

高斯(正态)随机序列,且有

$$\mathbf{E} \{ \boldsymbol{W}_{k} \boldsymbol{W}_{j}^{\mathrm{T}} \} = \boldsymbol{Q}_{k} \delta_{kj}$$
$$\mathbf{E} \{ \boldsymbol{V}_{k} \boldsymbol{V}_{j}^{\mathrm{T}} \} = \boldsymbol{R}_{k} \delta_{kj}$$

式中, Q_k 和 R_k 分别为系统噪声和量测噪声的方差矩阵,在卡尔曼 滤波中要求它们分别是已知值的非负定阵和正定阵,并且

$$\delta_{kj} = \begin{cases} 1 & k = j \\ 0 & k \neq j \end{cases}$$

初始状态的一阶、二阶统计特性取为

 $E\{X_0\} = m_{X0}; \text{ var}\{X_0\} = C_{X0}$

式中, $var\{\cdot\}$ 为对 $\{\cdot\}$ 求方差的符号,卡尔曼滤波要求 m_{x_0} 和 C_{x_0} 为已知量,且要求 X_0 与 $\{W_k\}$ 及 $\{V_k\}$ 都互不相关。

所谓滤波估计,指的是根据过去的所有测量值来估计当前时 刻的状态向量值。现在的问题是给定量测数据 $\{Z_i, j = 1, 2, \dots, k\}$ 之后,求状态向量 X_k 在某种意义下的最优滤波估计,记作 $\hat{X}_{k/k}$ 。 如果 $\hat{X}_{k/k}$ 使得

 $\mathbf{E}\left\{\left[\boldsymbol{X}_{k}-\hat{\boldsymbol{X}}_{k/k}\right]^{\mathrm{T}}\left[\boldsymbol{X}_{k}-\hat{\boldsymbol{X}}_{k/k}\right]\right\}$

达到最小,那么 $\hat{X}_{k/k}$ 叫做 X_k 的最小方差估计。记 $\tilde{X}_{k/k} = X_k - \hat{X}_{k/k}$ 为估计误差, $P_{k,k} = E\{[X_k - \hat{X}_{k/k}][X_k - \hat{X}_{k/k}]^T\}$ 为估计误差的协 方差矩阵(亦称估计均方误差阵)。如果 $E\{\hat{X}_{k/k}\} = E\{X_k\}$,则称 $\hat{X}_{k/k}$ 为 X_k 的无偏估计。如果 $\hat{X}_{k/k}$ 是 Z_1, Z_2, \dots, Z_k 的线性函数,则 $\hat{X}_{k/k}$ 就叫做 X_k 的线性估计。下面所要讨论的就是在给定量测数据 $\{Z_j, j = 1, 2, \dots, k\}$ 后寻求状态向量 X_k 的最小方差线性无偏滤 波估计 $\hat{X}_{k/k}$ 。

假定给了量测数据{ $Z_{j}, j = 1, 2, ..., k - 1$ } 之后,已经找到 了状态向量 X_{k-1} 的一个最小方差线性无偏滤波估计 $\hat{X}_{k-1/k-1}$,但 是在 t_k 时刻还没有获得新的量测数据,那么根据已有的量测数据 我们对于 t_k 时刻的状态向量 X_k 能够做什么样的预测呢?观察方程 式(3-1)可以发现,由于随机干扰向量 W_{k-1} 是一个不能预测的随 机向量,自然只能用

$$\hat{X}_{k/k-1} = \mathbf{\Phi}_{k,k-1} \hat{X}_{k-1/k-1}$$
(3-3)

作为对系统状态向量 X_k 的一个预测估计,当 $\hat{X}_{k-1/k-1}$ 是状态向量 X_{k-1} 的最小方差滤波估计时, $\hat{X}_{k/k-1}$ 就是状态向量 X_k 的最小方差 预测估计。按照这种推断,通过方程式(3-2)可以预计在 t_k 时刻可能量测到的信息 Z_k 的预测值为

$$\hat{Z}_{k/k-1} = H_k \hat{X}_{k/k-1}$$
(3-4)

然而,如果在 t_k 时刻我们实际量测到的值为 Z_k ,显然与按照方程式 (3-4) 推测的值有误差,这个误差是

$$Z_k - H_k \hat{X}_{k/k-1}$$

称为量测残差。造成这个量测残差的原因,一是对状态向量 X_k 的预测有误差,二是 t_k 时刻的量测本身有误差。因此,为了获得状态向量 X_k 的滤波估计 $\hat{X}_{k/k}$,我们自然会想到用量测残差去修正 X_k 的预测估计 $\hat{X}_{k/k-1}$ 。在线性估计范围内,通常总是采用加权的办法来做修正,于是 X_k 的滤波估计可表示为

$$\hat{X}_{k/k} = \hat{X}_{k/k-1} + K_k [Z_k - H_k \hat{X}_{k/k-1}] \qquad (3-5)$$

式中, K_k 是一个 $n \times m$ 阶待定的滤波增益矩阵。方程式(3-5)叫做 线性递推滤波方程,式(3-3)叫做线性预测方程。剩下的问题是根 据最小化判据确定增益矩阵 K_k 。

由方程式(3-1)~(3-5)得出

$$X_{k} - \hat{X}_{k/k} = [I - K_{k}H_{k}] \Phi_{k,k-1} [X_{k-1} - \hat{X}_{k-1/k-1}] + [I - K_{k}H_{k}] \Gamma_{k-1} W_{k-1} - K_{k}V_{k}$$
(3-6)

由假设可以推知, W_{k-1} 和 $X_{k-1} - \hat{X}_{k-1/k-1}$ 是相互独立的, V_k 和 $X_{k-1} - \hat{X}_{k-1/k-1}$ 也是相互独立的。令 $P_{k,k} = E\{[X_k - \hat{X}_{k/k}][X_k - \hat{X}_{k/k}]^T\}$, $P_{k,k-1} = E\{[X_k - \hat{X}_{k/k-1}][X_k - \hat{X}_{k/k-1}]^T\}$,对式(3-6)两 边取协方差运算可以导出

 $\boldsymbol{P}_{k,k} = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_{k}\boldsymbol{H}_{k}][\boldsymbol{\varphi}_{k,k-1}\boldsymbol{P}_{k-1,k-1}\boldsymbol{\varphi}_{k,k-1}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{\Gamma}_{k-1}\boldsymbol{Q}_{k-1}\boldsymbol{\Gamma}_{k-1}^{\mathrm{T}}] \times$

$$\begin{bmatrix} I - K_k H_k \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + K_k R_k K_k^{\mathrm{T}}$$
(3-7)
类似地,也可得

 $P_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1}P_{k-1,k-1}\Phi_{k,k-1}^{T} + \Gamma_{k-1}Q_{k-1}\Gamma_{k-1}^{T} \qquad (3-8)$ 于是,把 $P_{k,k-1}$ 代人关于 $P_{k,k}$ 的公式中可推得

 $\boldsymbol{P}_{k,k} = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{H}_k] \boldsymbol{P}_{k,k-1} [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{H}_k]^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{R}_k \boldsymbol{K}_k^{\mathrm{T}} \qquad (3-9)$

选择增益矩阵 K_k 的判据是使误差协方差阵 P_{k,k} 的对角元素的加权标量和为最小。因此,选性能指标函数

 $\boldsymbol{J}_{k} = \mathbf{E}\{[\boldsymbol{X}_{k} - \hat{\boldsymbol{X}}_{k/k}]^{\mathsf{T}}[\boldsymbol{X}_{k} - \hat{\boldsymbol{X}}_{k/k}]\} = \mathbf{E}[\boldsymbol{\widetilde{X}}_{k}^{\mathsf{T}}\boldsymbol{\widetilde{X}}_{k}] \qquad (3-10)$ $\vec{\mathbf{g}}$

$$\boldsymbol{J}_k = \mathrm{tr} \boldsymbol{P}_{k,k}$$

这等价于使估计误差向量的长度为最短。为了求使 J_k 最小的 K_k 值,必须取 J_k 对 K_k 的偏导数,并使它等于零。利用 A,B(B 为对称 矩阵) 两个矩阵乘积的迹的偏导数关系式

$$\frac{\partial}{\partial A} \left[\operatorname{tr}(ABA^{\mathsf{T}}) \right] = 2AB$$

由方程式(3-9)和(3-10)可得

$$-2[\boldsymbol{I}-\boldsymbol{K}_{k}\boldsymbol{H}_{k}]\boldsymbol{P}_{k,k-1}\boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{T}}+2\boldsymbol{K}_{k}\boldsymbol{R}_{k}=0$$

解出

 $\boldsymbol{K}_{k} = \boldsymbol{P}_{k,k-1} \boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{T}} [\boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{P}_{k,k-1} \boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{R}_{k}]^{-1} \qquad (3-11)$

当 tr $P_{k,k}$ 达到最小时,由式(3-11)确定的增益矩阵 K_k 是最优增益 矩阵。这时由方程(3-5)得到的状态向量 X_k 的估计 $\hat{X}_{k/k}$ 就是最小 方差线性滤波估计。为了保证这个估计的无偏性,取

$$\ddot{\boldsymbol{X}}_{0/0} = \mathrm{E}\{\boldsymbol{X}_0\} = \boldsymbol{m}_{X0}$$

 $P_{0,0} = P_0 = \{ [X_0 - m_{X_0}] [X_0 - m_{X_0}]^T \} = var \{ X_0 \} = C_{X_0}$ 于是归纳以上的讨论可以得到离散卡尔曼滤波方程(或最小方差 线性递推滤波方程)为

$$\hat{X}_{k/k-1} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} \hat{X}_{k-1/k-1}
\hat{X}_{k/k} = X_{k/k-1} + K_{k} [Z_{k} - H_{k} \hat{X}_{k/k-1}]
K_{k} = P_{k,k-1} H_{k}^{\mathrm{T}} [H_{k} P_{k,k-1} H_{k}^{\mathrm{T}} + R_{k}]^{-1}
P_{k,k-1} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} P_{k-1,k-1} \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1}^{\mathrm{T}} + \Gamma_{k-1} Q_{k-1} \Gamma_{k-1}^{\mathrm{T}}
P_{k,k} = [I - K_{k} H_{k}] P_{k,k-1} [I - K_{k} H_{k}]^{\mathrm{T}} + K_{k} R_{k} K_{k}^{\mathrm{T}}
\vec{x} P_{k,k} = [I - K_{k} H_{k}] P_{k,k-1}$$
(3 - 12)

图 3-1 表示第 k 步的估计过程,可以看出,从 $\hat{X}_{k-1/k-1}$ 到 $\hat{X}_{k/k}$ 的计算是一个递推循环过程,这个过程得到的 $\hat{X}_{k/k}$ 是滤波器的主要输出量。从 $P_{k,k-1}$ 到 $P_{k,k}$ 的计算是另一个递推循环过程,它主要为计算 $\hat{X}_{k/k}$ 提供 K_k ,但这个过程中的 $P_{k,k}$ 除了为计算下一步的 K_{k+1} 用之外,还是滤波器估计性能好坏的主要表征。将 $P_{k,k}$ 阵的对角线各元素求平方根,就是各个状态估值的误差均方差,其数值就是在统计意义上衡量估计精度的直接依据。



图 3-1 离散卡尔曼滤波方程计算流程图

对非线性系统,例如连续和离散系统以及它们的量测向量,有 以下模型:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}[\mathbf{X}(t), t] + \mathbf{G}(t)\mathbf{W}(t)$$

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{h}[\mathbf{X}(t), t] + \mathbf{V}(t)$$

$$(3-13)$$

和

$$X_{k+1} = f[X_k, k] + \Gamma_k W_k$$

$$Z_{k+1} = h[X_{k+1}, k+1] + V_{k+1}$$

$$(3-14)$$

式中 $f[\cdot]$ —*n*维非线性向量函数;

h[·]----m 维非线性向量函数。

对非线性系统状态进行卡尔曼滤波估计时,最简单的方法是 先采取适当的线性化处理,然后按线性方程进行估计。广义卡尔曼 滤波是常用的一种线性化滤波方法,它是围绕估值将系统方程和 量测方程进行线性化的。非线性离散系统广义卡尔曼滤波方程为

$$\hat{X}_{k/k-1} = f[\hat{X}_{k-1}, k-1] + \hat{X}_{k-1/k-1}
\hat{X}_{k} = \hat{X}_{k/k-1} + K_{k}[Z_{k} - h(\hat{X}_{k/k-1}, k)]
P_{k,k-1} = \phi_{k,k-1}P_{k-1}\phi_{k,k-1}^{T} + \Gamma_{k-1}Q_{k-1}\Gamma_{k-1}^{T}
K_{k} = P_{k,k-1}H_{k}^{T}[H_{k}P_{k,k-1}H_{k}^{T} + R_{k}]^{-1}
P_{k} = [I - K_{k}]P_{k,k-1} =
[I - K_{k}H_{k}]P_{k,k-1}[I - K_{k}H_{k}]^{T} + K_{k}R_{k}K_{k}^{T}$$
(3-15)

初始条件取为 $\hat{X}_0 = E\{X_0\} = m_{X_0}, P_0 = E\{[X_0 - m_{X_0}][X_0 - m_{X_0}]^T\} = C_{X_0}$ 。

组合卡尔曼滤波器是组合导航系统的核心。用卡尔曼滤波器 进行估计的主要对象通常是某一种导航系统(经常采用 INS) 输出 的导航参数(例如经纬度 λ,φ 和地速 v_N,v_W,v_Z) 的误差。滤波器设 计 中把它作为滤波器主要状态,利用状态估值去对原系统进行校 正。按对系统校正方式的不同,卡尔曼滤器有开环校正即输出校正 和闭环校正即反馈校正之分。

开环卡尔曼滤波器的状态方程中没有控制项。组合卡尔曼滤 波器将 INS 和其它导航系统各自计算的某些导航参数(分别用 X₁ 和 X_N 表示)进行比较,其差值就包含了 INS 某些导航参数误差 ΔX_I 和其它导航系统的误差 ΔX_N ,即

$$\boldsymbol{X}_{I} - \boldsymbol{X}_{N} = (\boldsymbol{X} + \Delta \boldsymbol{X}_{I}) - (\boldsymbol{X} + \Delta \boldsymbol{X}_{N}) = \Delta \boldsymbol{X}_{I} - \Delta \boldsymbol{X}_{N} \qquad (3-16)$$

滤波器将这种差值作为量测值,经过滤波计算,得到滤波器状态 (也即包括 ΔX_I 和 ΔX_N 在内的各种误差状态)的估值。

所谓输出校正,就是用导航参数误差的估值 $\Delta \hat{X}$ 去校正系统输出的导航参数,得到组合导航系统的导航参数估值 \hat{X} (见图 3-2(a)),即

$$\hat{X} = X_I - \Delta \hat{X}_I \tag{3-17}$$



(b)

图 3-2 输出校正和反馈校正的滤波示意图

定义 X 的估计误差 X 为

$$\widetilde{X} = X - \hat{X}$$

则

$$\widetilde{X} = X - (X_I - \Delta \widehat{X}_I) = X - (X + \Delta X_I) + \Delta \widehat{X}_I$$
$$= \Delta \widehat{X}_I - \Delta X_I \underline{\Delta} - \Delta \widetilde{X}_I \qquad (3 - 18)$$

即组合导航系统的导航参数 \hat{X} 的误差 \hat{X} 就是INS导航参数误差估值 $\Delta \hat{X}_{I}$ 的估计误差 $\Delta \hat{X}_{I}$ 。开环卡尔曼滤波方程为式(3-12)。

闭环卡尔曼滤波是状态方程中带有控制项(U_{*})。离散系统状态方程和量测方程为

 $\boldsymbol{X}_{k} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} \boldsymbol{X}_{k-1} + \boldsymbol{B}_{k,k-1} \boldsymbol{U}_{k-1} + \boldsymbol{\Gamma}_{k-1} \boldsymbol{W}_{k-1} \qquad (3-19)$

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \tag{3-20}$$

采用反馈校正的卡尔曼滤波是将 INS 导航参数误差 ΔX_I 的估 值 $\Delta \hat{X}_I$ 反馈到 INS 内,在力学编排计算方程中校正计算的速度值 和 经纬度值,并给惯导平台施矩以校正掉平台误差角。因此,经过 反馈校正后,INS 输出的导航参数就是组合导航系统的输出。反馈 校正的滤波器示意图见图 3 ~ 2(b)。

从形式上看,输出校正仅校正系统的输出量,而反馈校正则校 正系统内部的状态,但可以证明,利用输出校正的组合导航系统输 出量 \hat{X} 和利用反馈校正的组合导航系统输出量 X_I 具有同样的精 度。从这一点讲,两种校正方法的性质是一样的。但是,输出校正的 滤波器所估计的状态是未经校正的导航参数误差 ΔX_I ,而反馈校 正 的滤波器所估计的状态是经过校正的导航参数误差。前者数值 大,后者数值小,而状态方程都是经过一阶近似的线性方程,状态 的数值越小,则近似的准确性越高。因此,利用反馈校正的系统状 态方程更能接近真实地反映系统误差状态的动态过程。

既然两种校正的效果是一样的,则前面讨论输出校正时得到 的估计误差关系式(3-18)对两种校正方法就都能适用。对所述组 合滤波来讲,不论采用哪种校正方法,校正后系统导航参数估值 \hat{X} 的估计误差 \hat{X} 就是导航参数误差估值 $\Delta \hat{X}_{I}$ 的估计误差 $\Delta \hat{X}_{I}$,而滤 波器中的 P_{k} 就是这种估计误差 $\Delta \hat{X}_{I}$ 的均方值(阵),因而可以得到 以下结论:滤波器计算得到的误差状态估计均方误差阵 P_{k} ,就是 利用误差状态的估值去校正系统状态后的状态误差 \hat{X} 的均方阵。

闭环卡尔曼滤波方程为

$$\hat{X}_{k/k-1} = \Phi_{k,k-1}X_{k-1/k-1} + B_{k,k-1}U_{k-1}$$

$$\hat{X}_{k/k} = \hat{X}_{k/k-1} + K_{k}[Z_{k} - H_{k}\hat{X}_{k/k-1}]$$

$$K_{k} = P_{k,k-1}H_{k}^{T}[H_{k}P_{k,k-1}H_{k}^{T} + R_{k}]^{-1}$$

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

$$P_{k,k} = [I - K_{k}H_{k}]P_{k,k-1}$$
(3 - 21)

闭环卡尔曼滤波方程在预测估计中多了一项控制项,其它方 程和开环卡尔曼滤波方程形式相同。

在复杂系统中,通常有多个位置分散的导航传感器,采用经典的集中式处理的卡尔曼滤波技术,以最优方式实现时,对运算速度、通信能力、存储容量都提出了苛刻要求,不仅难以实现最优,有时甚至还是发散的,且对实现系统的容错设计极为不便。因此,70年代以来出现了分散滤波的设计思想。随着并行处理技术的出现,强调系统具有容错能力,使得分散滤波成为大系统理论的一个重要研究方向。I/MNS 是具有高精度、高度容错性能的导航系统,采用经典的集中处理的卡尔曼滤波器难以开发出它的潜力。分级分散卡尔曼滤波最适合于 I/MNS 设计,它包含两级数据处理过程,由相互独立的几个局部滤波器组成第一级,每个局部滤波器只基于自身传感器获得的量测数据做出自己的局部状态估计,然后由 第二级滤波器——主滤波器对各个局部状态估计进行融合,得出最优的全局状态估计。

3.1.2 惯性/多传感器导航系统的联合卡尔曼滤波算法[4.5.6]

1987 年 N.A. Carlson 对 G.J. Bierman 的分散滤波方法进 行了实质性的改进,提出了一种新的并行、分散处理的联合滤波算 法(Federated Kalman Filter)。图 3-3 是 I/MNS 的联合滤波的一 般结构框图。它使用信息分享原理,在信息分享策略、主滤波器融 合信息的反馈、子/主滤波器周期的选择等方面,均可动态地采用 多种不同的方式,因此,联合滤波器实际上包含了一族分散滤波 算法。



图 3-3 采用 Carlson 联合滤波器的 I/MNS

完整的 I/MNS 的误差动力学方程,一般可用线性、时变的状态方程来描述

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{W}(t) \qquad (3-22)$$

其离散形式

$$X_{k} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} X_{k-1} + W_{k-1} \qquad (3-23)$$

式中,X_k为I/MNS 建模的误差状态,包括基准传感器 INS 的位置 误差、速度误差、平台姿态角误差、陀螺仪和加速度计的误差状态 以及其它导航传感器的误差状态,W_{k-1} 是系统噪声,Q_{k-1} 为其方 差阵。

由第 *i* 个独立的导航传感器的输出与 INS 的输出相比较,获得的量测为

$$\boldsymbol{Z}_{ik} = \boldsymbol{H}_{ik}\boldsymbol{X}_k + \boldsymbol{V}_{ik} \tag{3-24}$$

式中,V., 为第 i 个导航传感器的量测噪声,R, 为其方差。

常规的单个集中式处理的卡尔曼滤波器,在 k 时刻将从 n 个导航传感器获得的所有量测信息

 $\mathbf{Z}_{k} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{1k}^{\mathrm{T}} & \mathbf{Z}_{2k}^{\mathrm{T}} & \cdots & \mathbf{Z}_{nk}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ (3 - 25)

以一步处理的方式,作出整个系统状态的最优估计。此处,把方程 式(3-12)改写为下列两组方程,即

预测:

$$\hat{X}_{k(-)} = \boldsymbol{\varphi}_{k,k-1} \hat{X}_{k-1(+)}
 \boldsymbol{P}_{k(-)} = \boldsymbol{\varphi}_{k,k-1} \boldsymbol{P}_{k-1(+)} \boldsymbol{\varphi}_{k,k-1}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{Q}_{k-1}$$
(3-26)

量测更新:

$$\hat{X}_{k(+)} = \hat{X}_{k(-)} + K_{k}[Z_{k} - H_{k}\hat{X}_{(-)}] \\
K_{k} = P_{k(-)}H_{k}^{T}[H_{k}P_{k(-)}H_{k}^{T} + R_{k}]^{-1} \\
P_{k(+)} = [I - K_{k}H_{k}]P_{k(-)}$$
(3 - 27)

这里,(一)和(+)表示更新前后的状态估计值。

$$\boldsymbol{H}_{k} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{1k}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{H}_{2k}^{\mathrm{T}} & \cdots & \boldsymbol{H}_{nk}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{R}_{k} = \mathrm{diag} \begin{bmatrix} R_{1} & \cdots & R_{n} \end{bmatrix}$$

联合卡尔曼滤波采用两级数据处理方法。在第一级,为每个导航 传感器设计专门的局部 INS/导航传感器的卡尔曼滤波器。第 *i* 个子系统的状态方程和量测方程为

$$X_{ik} = \Phi_{i(k,k-1)} X_{i(k-1)} + W_{i(k-1)}$$
(3-28)

 $\boldsymbol{Z}_{ik} = \boldsymbol{H}_{ik}\boldsymbol{X}_{ik} + \boldsymbol{V}_{ik} \tag{3-29}$

式中, X_{ii} 为子系统i的状态变量,它包括 INS 的基本状态,记为公 共系统状态 X_{a} ,加上局部传感器i的误差状态 X_{bi} ,即

$$\boldsymbol{X}_{ik} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{ci} \\ \boldsymbol{X}_{bi} \end{bmatrix}$$
(3 - 30)

 $W_{i(k-1)}$ 是子系统 i 的系统噪声,其方差阵为 $Q_{i(k-1)}$, V_{ik} 是局部传感器 i 的量测噪声,其方差阵为 R_{ik} 。局部 INS/导航传感器的卡尔曼 滤波器,采用前述标准的卡尔曼滤波方程。各子滤波器将它自己作 出的局部状态估计 $\hat{X}_i(取公共状态)$ 及其估计误差协方差阵 P_i 送 人联合滤波器信息处理的第二级 —— 主滤波器,按信息分享原理 进 行融合,以形成全局最优的状态估计。与子滤波器相比,主滤波器的状态向量更复杂一些,它可能包含基准系统(INS) 所专有的 某些偏置误差。主滤波器把各子滤波器的独立的输出作为量测,连 续地更新全局状态向量。主滤波器作出的状态估计为 \hat{X}_m ,相应的 方差阵为 P_m 。 X_m 与 X_i 的关系为

$X_{i} = M_{i}X_{m}$

设融合后的全局解用估计误差协方差阵 P_f 和状态向量 \hat{X}_f 表示,第*i*个子滤波器的解为 P_i 和 \hat{X}_i ,主滤波器的解为 P_m 和 \hat{X}_m 。下标 $i = 1, \cdots, n$ 代表子滤波器,下标 m 代表主滤波器。用信息这个术语 来表示滤波器的解。如果子滤波器的解和主滤波器的解在统计上 相互独立,它们可用下列相加的信息算法进行最佳融合,式中协方 差阵 P^{-1} 称为信息矩阵,即

 $\boldsymbol{P}_{f}^{-1} = \boldsymbol{P}_{1}^{-1} + \dots + \boldsymbol{P}_{n}^{-1} + \boldsymbol{P}_{m}^{-1}$ (3-31)

 $\boldsymbol{P}_{f}^{-1}\hat{\boldsymbol{X}}_{f} = \boldsymbol{P}_{1}^{-1}\hat{\boldsymbol{X}}_{1} + \cdots + \boldsymbol{P}_{n}^{-1}\hat{\boldsymbol{X}}_{n} + \boldsymbol{P}_{n}^{-1}\hat{\boldsymbol{X}}_{n} \qquad (3-32)$

这个算法的物理意义是很明显的。若 \hat{X} ,的估计精度差,即P,大,那么它在全局估计中的贡献 $P_i^{-1}\hat{X}$,就比较小。

联合滤波算法的关键是构造各子滤波器与主滤波器的解,以 使 它们在任何时刻都能按上述简单算法进行融合或再融合。特别 是这种算法结构不需要保持子滤波器 / 子滤波器或子滤波器 / 主 滤 波器之间的交叉协方差,完成这个计算的步骤就反映出信息分 享方法的本质。
首先,假定我们已得到全局解 P_{I}, \hat{X}_{I} ,把这个解分给 $i = 1, 2, \dots, n$ 个子滤波器和主滤波器 m,使它们各分享总信息的 β_{I} 和 β_{m} ,即

(3 - 33)

根据信息守恒原理,信息分享因子 β ,之和等于1,即

$$\beta_m + \sum_{i=1}^n \beta_i = 1$$
 (3-34)

显然,这些子滤波器与主滤波器之解可按方程式(3-31)和(3-32)进行再融合,以求得正确的全局解 P_{I}, \hat{X}_{I} 。

其次,考察离散时间传播过程(预测过程)。这个过程可通过独 立的、各子滤波器和主滤波的并行操作来实现。假定公共系统噪声 信息也和公共状态信息一样被分享,即

$$\begin{array}{c} \boldsymbol{Q}_{f}^{-1} = \boldsymbol{Q}_{1}^{-1} + \cdots + \boldsymbol{Q}_{n}^{-1} + \boldsymbol{Q}_{m}^{-1} \\ \boldsymbol{Q}_{j}^{-1} = \boldsymbol{Q}_{f}^{-1}\boldsymbol{\beta}_{j} \quad \text{is } \quad \boldsymbol{Q}_{j} = \boldsymbol{Q}_{j}\boldsymbol{\beta}_{j}^{-1} \end{array} \right\}$$

$$(3-35)$$

对每个 $j=1, \dots, n, m$ 滤波器,Q,都用于从时间t到时间t'的标准 协方差传播方程式中

$$\begin{array}{c} \boldsymbol{P}_{j}^{\prime} = \boldsymbol{\Phi}_{j} \boldsymbol{P}_{j} \boldsymbol{\Phi}_{j}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{G}_{j} \boldsymbol{Q}_{j} \boldsymbol{G}_{j}^{\mathrm{T}} \\ \hat{\boldsymbol{X}}_{j}^{\prime} = \boldsymbol{\Phi}_{j} \hat{\boldsymbol{X}}_{j} \end{array}$$

$$(3 - 36)$$

现在假设滤波器 j的矩阵 σ_j , G_j 等于全局滤波器值 σ_f 和 G_f 。 这样,如果 P_j , \hat{X}_j 值在初始时已按方程式(3 - 33)得到,并且 Q_j 值 按方程式(3 - 35)求得,则经时间传播后的 P'_j , \hat{X}'_j 可再次按简单融 合算法式(3 - 31)和(3 - 32)相加以产生正确的全局解 P'_j , \hat{X}'_j ,即

$$\sum_{j=1}^{n,m} \boldsymbol{P}_{j}^{'-1} = \sum_{j=1}^{n,m} [\boldsymbol{\Phi}_{j} \boldsymbol{P}_{j} \beta_{j}^{-1} \boldsymbol{\Phi}_{j}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{G}_{j} \boldsymbol{Q}_{j} \beta_{j}^{-1} \boldsymbol{G}_{j}^{\mathrm{T}}]^{-1} =$$

$$\left[\sum_{j=1}^{n,m}\beta_{j}\right]\left[\boldsymbol{\Phi}_{f}\boldsymbol{P}_{f}\boldsymbol{\Phi}_{f}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{G}_{f}\boldsymbol{Q}_{f}\boldsymbol{G}_{f}^{\mathrm{T}}\right]^{-1}=\boldsymbol{P}_{f}^{'-1}\qquad(3-37)$$

最后考察量测更新过程。每个子滤波器 *i* 从其所专有的第 *i* 个导航传感器输入离散量测值 Z_i。量测信息按下列方式加给子滤波器 *i*,式中 R_i⁻¹ 是第 *i* 个传感器的量测信息矩阵,即

$$P_{i+}^{-1} = P_{i}^{-1} + H_{i}^{T} R_{i}^{-1} H_{i}$$

$$P_{i+}^{-1} \hat{X}_{i+} = P_{i}^{-1} \hat{X}_{i} + H_{i}^{T} R_{i}^{-1} Z_{i}$$

$$(3-38)$$

此处下标i + 表示第i 个子滤波器加入量测值之后。仍然用融合算 法式(3-31)和(3-32)对上述结果进行融合,以得到正确的全局 解,这个解就像是由单个集中式卡尔曼滤波器处理所有i = 1, ..., n 个传感器的量测所得到的解一样,即

$$P_{m}^{-1} + \sum_{i=1}^{n} [P_{i}^{-1} + H_{i}^{T} R_{i}^{-1} H_{i}] =$$

$$P_{f}^{-1} + \sum_{i=1}^{n} H_{i}^{T} R_{i}^{-1} H_{i} = P_{f+}^{-1} \qquad (3-39)$$

类似地,可得到融合后的状态向量 \hat{X}_{f} ,即

$$P_{m}^{-1}\hat{X}_{m} + \sum_{i=1}^{n} [P_{i}^{-1}\hat{X}_{i} + H_{i}^{T}R_{i}^{-1}Z_{i}] =$$

$$P_{f}^{-1}\hat{X}_{f} + \sum_{i=1}^{n} H_{i}^{T}R_{i}^{-1}Z_{i} = P_{f+1}^{-1}\hat{X}_{f+1} \qquad (3-40)$$

由方程式(3-33)~(3-40)可以证明,联合滤波器的解和单 个集中式卡尔曼滤波器的解一样。因此,如果满足条件:① 信息分 享因子之和为1;② 主滤波器融合周期等于子滤波器更新周期,即 所有子滤波器的输出在下一拍更新之前都应当被融合;③ 全局解 应 当以和融合速率相同的速率被分割并反馈给主子滤波器,则联 合滤波器的解也是全局最优的。

实际上,子滤波器经常仅包含某些公共的 INS 状态和它自身 专有的传感器偏置。因此,矩阵 $P_{,,}\phi_{,}$ 和 $Q_{,}$ 仅包含全矩阵 $P_{,}$ 的一部 分。在这种情况下,假定满足方程式(3-31)和(3-32),信息分享 因子 β, 仅相应地适用于公共 INS 状态,因为只是这些状态为子滤 波器与主滤波器所共用。

工程应用中,有时为了获得更好的容错性能和更有效地降低 计算、通信负荷,有意不满足上述三个条件的某些要求。这种联合 滤波结构代表了一族次优的联合滤波算法。这些代表性次优方 法有以下几种方式:

(1)无主滤波融合反馈的高度容错形式。在这种方式中,主滤波器融合后的协方差和状态估计不再反馈回子滤波器,信息分享只在滤波器初始化时进行。这种方式的优点是,出现故障的传感器可方便地从主滤波器中剔除,而不用对其它子滤波器进行重调。这样避免了子滤波器由于全局结果反馈可能带来的互相污染问题。这种联合滤波方式以精度的略微降低为代价,换来了系统的高度容错能力和计算负荷的大幅度下降。

(2)低的主滤波器融合、反馈速率方式。在这种方式中,主滤波器融合、反馈的速率大大低于最优工作方式所要求的速率。这样做带来的好处是提高了系统检测时变故障的能力。每个子滤波器在足够长的时间内独立地保持自己的滤波结果,使时变故障增大到足够的程度,以便有利于检测出这些故障。

(3)部分状态融合方式。如果全局状态向量维数很大,那么主 滤波器的融合算法式(3-31)和(3-32)中的矩阵求逆非常耗费 CPU时间。实际使用时可以仅对部分状态进行融合,如仅对位置、 速度误差状态进行融合。在满足精度要求的条件下,大大降低了计 算负荷。

信息分享的不同策略,也包括了一族次优联合滤波器。具有代 表性的几种信息分享策略:

(1) 过程信息全部保留在子滤波器中;

(2) 过程信息分割在主 / 子滤波器中;

(3) 过程信息全部保留在主滤波器中。在这种方式中,子滤波

器可采用低阶的 INS 及导航传感器误差模型,在两次子滤波器初 始化之间进行短期状态估计,执行数据压缩功能。主滤波器可采用 高阶模型,以较低的速率工作。

3.1.3 惯性 / 多传感器导航系统的故障检测、隔离及系统重 构(FDIR)^[6,11]

以智能化为目标,采用联合滤波结构的 I/MNS,其故障检测、 隔离及系统重构(FDIR),可以在三个层次上设计,以实现系统高 度而实时的容错能力。

1. 传感器层的 FDIR

INS 在 I/MNS 中居于中心位置,如果 INS 失效则将对整个 I/MNS 导致灾难性后果。因此一个针对 INS 的 FDIR 对整个系统 是 很重要的。对平台一般至少应配置两套独立的平台式惯性测量 装置(IMU)。对捷联式 INS,则可采用余度惯性器件斜置配置的 IMU,并在计算机、电源、内部数据总线等方面进行余度设计,采 用硬件冗余和解析冗余的方法来设计容错的 INS。对捷联式 INS 来说,由于惯性器件的斜置余度配置,个别惯性器件的失效,在 FDIR 的支持下,仍可获得完整的高精度 INS 解。如果失效器件的 数量太多,不能得到完整的 INS 解时,FDIR 可使 INS 退化为航姿 系统、方位陀螺或垂直陀螺,同时报告下一层的 FDIR 执行相应的 系统重构策略。对 GPS 接收机来说,可利用从视野内所有可见卫 星获得的量测信息来进行自身的 FDIR,即完善性监测。余度惯性 器件配置的捷联 IMU 的 FDIR 与 GPS 接收机的完善性监测,可使 用 同样的 FDIR 算法。总之,这一级的 FDIR 设计主要靠各导航传 感器的内部自检,依赖其本身的信息冗余或硬件冗余来实现。

2. 当地子滤波器层的 FDIR

这个层次的 FDIR 主要目标是保护当地子滤波器不会被带有 故障的量测所污染,进而提高了主滤波器对故障的免疫力,可通过 适当的量测残差或状态 χ^2 检验(Chi-Square Test) 来设计这一层的 FDIR。子滤波器的 χ^2 检验的方法是,假定子滤波器在正常工作条件下, $\xi(k)$ 是一个 m 维零均值高斯白噪声向量,方差阵为V(k),则

$$\zeta_{\xi}(k) = \sum_{i=k-N+1}^{k} \boldsymbol{\xi}^{\mathrm{T}}(i) \boldsymbol{V}^{-1}(i) \boldsymbol{\xi}(k) \sim \boldsymbol{\chi}^{2}(Nm)$$

即 $\zeta_{\epsilon}(k)$ 是一个自由度为Nm的 χ^{2} 分布的随机变量(N是数据窗口的长度),当子滤波器发生故障时, $\xi(k)$ 的统计特征发生变化, $\zeta(k)$ 不再服从 $\chi^{2}(Nm)$ 分布。由此可得一个故障判断准则:

当 $\zeta_{\epsilon}(k) \ge \epsilon$ 时,故障发生;

当 $\zeta_{\epsilon}(k) < \epsilon$ 时,正常工作。

其中门限值 ε 可由预定的虚警概率借助 χ^2 分布表来选定。残差 χ^2 检验是将子滤波器的量测残差作为 $\xi(k)$ 来构造 $\zeta_{\varepsilon}(k)$ 。状态的 χ^2 检验是借助一个状态传播器(State Propagator)的状态估计,将子 滤波器的状态估计与状态传播器的状态估计相比较,由 $\xi(k)$ 来构 造 $\zeta_{\varepsilon}(k)$ 进行检验的方法。

3. 主滤波器层的 FDIR

在信息分享下,子滤波器之间以及主滤波器的状态估计均互 不相关,因此可方便地进行状态 χ^2 检验。即成对提取两子滤波器 或主 / 子滤波器的结果: $\hat{X}_i(k), \hat{X}_j(k)$ (*i*, *j* = 1,...,*n*,*m*,*i* \neq *j*),则 $\xi(k) = \hat{X}_i(k) - \hat{X}_j(k)$ 是零均值高斯分布随机向量,方差为 P_i + P_j ,用 $\xi(k)$ 来构造 χ^2 检验。这里 \hat{X}_j , P_j 是第 *j* 个子滤波器的状态估 计及方差阵。当发现某一导航子系统出现故障,可采用合适的系统 重 构策略来最大限度地提高系统的精度。系统的重构设计可分为 两个方面:

(1) INS 出现故障或系统退化时的系统重构策略。如果 INS 出现故障或者是其本身的 FDIR 支持的系统退化时(如退化为航 姿系统、垂直或航向陀螺),对整个 I/MNS 来说是个大的灾难,这

第3章 组合导航系统

时系统不得不退出联合滤波的结构。由于 GPS 的精度高而且提供 的导航信息多,可转入以 GPS 为中心的组合模式,用其它导航传 感器提供的信息来提高 GPS 本身的完善性,如用气压高度来改善 GPS 的几何配置或使罗兰 - C 工作在测距方式,由此获得的伪距 可直接用于 GPS 的 FDIR,并可构成 GPS/ 罗兰 - C 组合导航系 统。该组合系统的性能大大优于两系统单独工作时的性能。

(2) INS 工作正常,其它导航传感器出现故障时的系统重构 策略。这时仍保持整个 I/MNS 的联合滤波结构,主滤波器融合各 子 滤波器的结果时,不再使用该导航传感器所对应的本地子滤波 器的结果,同时改变信息分享因子,信息分享在保留下来的子滤波 器与主滤波器之间进行。隔离出来的子滤波器可根据故障类型,关 闭 该导航传感器,或者利用自身的信息以及主滤波器的结果来重 构该子滤波器,待其正常工作之后重新加入联合滤波器。

应当指出,FDI 检测出的故障传感器或滤波器,有可能无法隔离,而且 FDI 往往有一定的时延,在实施有效的系统重构行为之前,为了防止或减轻故障对系统可能的污染,系统应具有故障防护的能力,即要求系统具有如下功能:导航传感器的输出数据和本地子滤波器的输出数据在被 FDI 诊断为"健康"之前,不允许参加后续的信息处理。显然,这个技术对保证整个系统的容错性能是很重要的。

综上所述,令人感兴趣的是,按照联合滤波(FF)理论可灵活 地设计出导航精度最佳或容错能力最强的多传感器组合导航系 统,而其计算量远较常规的集中式滤波器(CF)所需的计算量低; 进一步仿真试验还表明,与目前使用的松散耦合的级联(LCC)设 计方法相比,联合滤波算法的突出特点是能提供稳定、可靠的估计 性能。

3.2 GPS/INS 组合导航系统

在 I/MNS 组合导航系统中,GPS/INS 组合系统是目前定位 精度最高的组合模式。GPS/INS 系统是 I/MNS 最重要的子系统。 根据 GPS/INS 系统要达到的性能,GPS 接收机和 INS 设备改动的 程度和两系统间信息交换的深度,GPS/INS 系统可有多种组合方 式。典型的有下述三种。

1. 位置、速度组合的级联卡尔曼滤波方式

这是采用现代最优估计 —— 卡尔曼滤波技术的最简单的组 合方式。组合卡尔曼滤波器以 INS 的线性误差方程作为状态方程, 以 GPS 接收机和 INS 各自输出的位置、速度之差作为观测量。滤 波器的状态方程和量测方程都是线性的。

$$X_{k} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} X_{k-1} + W_{k-1} \qquad (3-41)$$

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \tag{3-42}$$

式中 X_k ---- 状态向量,包括 INS 导航参数误差和惯性器件 误差;

Z_k---- 量测向量;

 W_{k-1}, V_k —— 互相独立的零均值高斯白噪声向量。

组合滤波器直接使用标准离散卡尔曼滤波算法,对 INS 的位置误差、速度误差、平台姿态误差以及惯性器件误差作出最优估计,从而对 INS 进行输出或反馈校正。这种组合方式的优点是实现容易,可大幅度提高系统的导航精度,使 INS 具有动基座、空中对准能力;其缺点是由于有滤波器驱动滤波器效应,存在组合滤波器 鲁棒性差的问题。

2. 伪距、伪距率组合的广义卡尔曼滤波方式

这种组合是上述组合方式的改进,它直接采用 GPS 接收机的

原始测量数据 —— 伪距、伪距率作为组合滤波器的观测量。这种 情况下,滤波器的状态方程是线性的,而量测方程是非线性的。

 $X_{k} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} X_{k-1} + W_{k-1} \qquad (3-43)$

$$\mathbf{Z}_k = h(\mathbf{X}_k) + \mathbf{V}_k \tag{3-44}$$

式中 X_{k} —— 状态向量,包括 INS 导航参数误差、惯性器件误差 和 GPS 时钟误差;

 $h(\cdot)$ ——非线性量测函数。

与上述组合方式相比,其优点有以下几点:

(1)由于使用的是GPS接收机原始的伪距、伪距率观测量,而 不是GPS接收机内部卡尔曼滤波器输出的位置、速度,不仅提高 了系统的导航精度,而且克服了上述组合方式中的相关量测问题。

(2)卫星的几何配置效应直接反映在组合卡尔曼滤波器中, 减轻了不良几何配置所带来的系统精度下降。

(3) 在可见卫星少于 4 颗的情况下,也能在较短的时间内正 常工作。

(4) 组合卡尔曼滤波器不仅对 INS 误差建模,而且能对 GPS 接收机时钟误差建模,从而可获得对 GPS 接收机时钟误差的校正能力。

与第一种组合方式相比,其缺点是成倍地增加了软件,需要严格的定时接口,要求 GPS 接收机具有输出伪距、伪距率和卫星星历的能力,这往往需要专用的 GPS 接收机。

3. 具有 GPS 接收机带宽控制及其惯性辅助的组合方式

在GPS/INS组合系统中,设计GPS接收机带宽控制及其惯性 辅助,最主要的好处是可提高GPS接收机的抗干扰和高动态性 能,它被认为是深组合的一个最重要的标志。在接收机对输入噪信 比J/S的估计和 INS提供的载体动态指示的基础上,控制信号跟 踪环路带宽,可提高接收机对噪声或干扰的容限,抑制载体动态所 引人的跟踪误差。另一方面,当跟踪环路在窄带方式下工作时,加 入惯性辅助,可基本上除去由载体动态所引入的跟踪误差,这样便 克服了环路抗干扰性能和高动态性能对环路带宽的矛盾要求。

与第一种和第二种组合方式相比,第三种组合(深组合)的特 点是 GPS 接收机的码环及载波环和惯性器件在原理结构上都局 限于敏感元件的功能,它们分别被当作 GPS 码及载波的测量信息 源 和惯性加速度及角速率的信息源,这些敏感元件的输出由一个 高 阶组合滤波器构成的导航处理器进行处理。导航处理器把速度 或加速度辅助信息反馈给 GPS 跟踪环,对它进行带宽控制和惯性 辅助。深组合的概念常与嵌入式 GPS 接收机相联系,它与 IMU 不 仅在功能上,而且在物理实体及电子学上都有紧密耦合。

3.2.1 容错级联 GPS/INS 组合导航系统设计[2.3.6.8.13]

采用常规级联卡尔曼滤波器的 GPS/INS 组合系统框图如图 3-4 所示。



图 3-4 用常规级联卡尔曼滤波器的 GPS/INS 系统

在这种组合水平上,组合卡尔曼滤波器对 INS 误差建模(因此 把这种方式的组合滤波器称为 INS 卡尔曼滤波器),将 GPS 接收 机输出的位置、速度与 INS 输出的位置、速度之差作为组合滤波器 的 量测。这种组合方式是使用卡尔曼滤波器实现二者组合的最简 单方式,而且可直接利用市售的 INS 设备和 GPS 接收机,仅需根 据二者的 I/O 接口,设计一个组合处理机,对二者的内部可不做或 做很少的改动。这种组合系统的测试也较方便、简单。如果 INS 导 航处理器有足够的吞吐量,也可承担组合卡尔曼滤波的任务。这种 组合方式有一些影响组合滤波器鲁棒性的潜在问题需要解决。

1. 量测相关问题

一般 GPS 接收机输出位置、速度的数据率为 1 Hz。在级联组 合 方法中,GPS 接收机输出的位置、速度作为组合卡尔曼滤波器 的量测输入。为了满足组合卡尔曼滤波器对量测的统计特性要求, 在两个更新时刻,量测应是不相关的(即 $E[V,V_i^T] = 0, \exists i \neq j$ 时, V 是量测噪声)。目前大多数导航型 GPS 接收机使用广义卡尔曼滤 波器,对来自 GPS 接收机码环和载波环的伪距、伪距率进行线性 化处理作为量测,从而估计出载体的位置、速度和时间(PVT)。在 稳态情况下,卡尔曼滤波器本质上是一个具有近似时间常数

$$\tau = \sqrt{\frac{\mathrm{tr}\boldsymbol{R}}{\mathrm{tr}\boldsymbol{Q}}}$$

的 滤波器。这里 R 是量测噪声方差阵,Q 是系统噪声方差阵。通常 GPS 接收机位置估计的时间常数为 10 ~ 20 s,速度估计的时间常 数为 0.5 ~ 1 s。解决量测相关问题的一般方法是使组合卡尔曼滤 波器的位置更新周期大于 GPS 位置解的相关时间,速度更新周期 也应如此。

2. GPS 的位置偏置问题

GPS 接收机输出的位置解中包括有偏置误差。这主要是由于

GPS 接收机测量的伪距中有对流层、电离层传播校正后残留的误差,卫星时钟校正后残留的误差以及慢变化非平稳的 SA 误差。当 所选卫星星座改变时,这些误差的稳态值就会从一个水平变到另 一个水平。这种伪距误差的变化会引起 GPS 接收机内的卡尔曼滤 波器和组合卡尔曼滤波器不希望有的位置误差估计的暂态变化。 对其它状态的影响过程,取决于它们与位置误差的关联程度。这种 暂态变化严重时,会导致滤波器发散。一般采用以下改善措施:

(1) 当改变所选卫星星座时,适当加大 GPS 接收机内部的卡尔曼滤波器相应位置误差状态和时钟偏置所对应的 Q 阵元素,以 便降低位置误差和其它状态的相关性,加快暂态衰减,尽量减小对 其它状态的影响。

(2) 增大组合卡尔曼滤波器的位置量测噪声,以便补偿这种 变化。

3. GPS 接收机速度跳变

一般情况下,GPS 接收机提供的速度精度很高,大约是 0.2 ~ 0.4 m/s(1\sigma)。在级联 GPS/INS 组合方案中,在位置组合的基础上,加上速度组合,可提高速度误差、方位误差和惯性器件误差的估计精度和收敛速度,增强 INS 的空中对准性能。但 GPS 接收机的 试飞结果表明,在某些情况下,GPS 接收机在没有任何警告的前提下,其速度误差会出现 ± 4 m/s 的跳变。如在飞机机动时,无外部信息辅助的 GPS 接收机就经常会出现这种现象,这种情况还是一种"可控环境"。因为在飞机机动时,可禁止对卡尔曼滤波器进行 速度更新,但在其它时候这种跳变经常是不可预测的。GPS 速度跳变往往会使组合卡尔曼滤波不适应这种变化,从而导致发散。通常解决的途径是基于残差假设检验的故障诊断方法。

针对上述常规级联 GPS/INS 组合的潜在缺陷,我们研究一种 新的容错级联滤方法,它采用无融合反馈的联合滤波结构,实现 GPS/INS 的级联组合。新的滤波结构如图3-5 所示。



图 3-5 级联 GPS/INS 组合系统新的滤波结构

这种方法是设计两个并行处理的子滤波器,一个子滤波器以 大于GPS 位置时间相关常数的周期处理 GPS 的位置信息,称为位 置子滤波器,实现位置组合;另一个子滤波器以较快的更新速率处 理 GPS 的速度信息,称为速度子滤波器,实现速度组合。主滤波器 融合速度和位置子滤波器的结果,得出系统最优估计。

与常规的 GPS/INS 级联组合相比,这种滤波结构有以下的突出优点是:

(1)多速率的滤波编排,方便地解决了GPS接收机的输出信息的时间相关问题。

(2)并行的位置、速度组合方式大大提高了级联 GPS/INS 组 合系统的快速故障检测、隔离及系统重构能力。位置子滤波器、主 滤波器的结果可直接与速度子滤波器的结果相比较,在检测出 GPS 接收机的速度跳变后可方便地将速度子滤波器隔离出来,以 避免使整个滤波器发生灾难性的后果。下面以当地水平、指北捷联 惯导(SINS)为例,研究这种新的级联 GPS/INS 组合滤波器设计 方法。

A. 位置子滤波器。

滤波器状态变量包括SINS导航参数计算误差、陀螺仪测量误 差、加速度计测量误差和 GPS 接收机测量误差。状态变量选为

式中 下标 N,W,Z ---- 分别为北、西、天地理坐标系(g);

x,y,z —— 机体坐标系(b);

 $\delta v_N, \delta v_W, \delta v_Z$ —— INS 速度计算误差;

 $\Phi_N, \Phi_W, \Phi_Z \longrightarrow$ 平台姿态角计算误差;

 $\delta \varphi, \delta \lambda, \delta h \longrightarrow$ 纬度、经度和高度计算误差;

 $\epsilon_r, \epsilon_v, \epsilon_z$ — 陀螺仪漂移误差;

▽,,▽,,▽,一加速度计零位误差;

 $\delta q_{0}, \delta \lambda_{0}, \delta h_{0}$ ——GPS 接收机的位置误差。

根据 INS 的导航参数误差传播方程、陀螺仪及加速度计误差 特性可得:

a. 速度误差方程

$$\delta v_{N} = -\frac{v_{Z}}{R_{h}} \delta v_{N} + 2(\Omega_{Z} - \frac{v_{W} \tan \varphi}{R_{h}}) \delta v_{W} - \frac{v_{N}}{R_{h}} \delta v_{Z} + (2\Omega_{N} - \frac{v_{W} \sec^{2}\varphi}{R_{h}}) v_{W} \delta \varphi - f_{Z} \Phi_{W} + f_{W} \Phi_{Z} + C_{11} \nabla_{x} + C_{12} \nabla_{y} + C_{13} \nabla_{z}$$

$$\delta v_{W} = (\frac{v_{W} \tan \varphi}{R_{h}} - 2\Omega_{Z}) \delta v_{N} + (\frac{v_{N} \tan \varphi - v_{Z}}{R_{h}}) \delta v_{W} + (2\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R_{h}}) \delta v_{Z} + [\frac{v_{W} v_{N} \sec^{2} \varphi}{R_{h}} - 2(v_{Z}\Omega_{Z} + v_{N}\Omega_{N})] \delta \varphi + f_{Z} \Phi_{N} - f_{N} \Phi_{Z} + C_{21} \nabla_{x} + C_{22} \nabla_{y} + C_{23} \nabla_{z}$$

$$\delta v_{Z} = \frac{2v_{N}}{R_{h}} \delta v_{N} - 2(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R_{h}}) \delta v_{W} + 2\Omega_{Z} v_{W} \delta \varphi - f_{W} \Phi_{N} + f_{N} \Phi_{W} + \frac{2g}{R_{h}} \delta h + C_{31} \nabla_{z} + C_{32} \nabla_{y} + C_{33} \nabla_{z}$$

$$(3 - 46)$$

式中
$$f$$
 — 比力;
 g — 重力加速度;
 $R_h = R_e + h;$
 R_e — 地球平均半径;
 h — 飞行高度;
 $\Omega_N = \omega_{re} \cos\varphi, \ \Omega_Z = \omega_{re} \sin\varphi;$
 ω_{re} — 地球自转角速率。
 $C_b^e = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix}$

其中C%为机体坐标系到导航坐标系的方向余弦变换矩阵。

b. 平台姿态角误差方程

$$\begin{split} \Phi_{N} &= -\frac{\delta v_{W}}{R_{h}} - \Omega_{Z}\delta\varphi + (\Omega_{Z} - \frac{v_{W}\tan\varphi}{R_{h}})\Phi_{W} - \frac{v_{N}}{R_{h}}\Phi_{Z} + \\ & \frac{v_{W}}{R_{h}^{2}}\delta h + C_{11}\varepsilon_{x} + C_{12}\varepsilon_{y} + C_{13}\varepsilon_{z} \\ \Phi_{W} &= (\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R_{h}})\Phi_{Z} + (\frac{v_{W}\tan\varphi}{R_{h}} - \Omega_{Z})\Phi_{N} + \frac{\delta v_{N}}{R_{h}} - \\ & \frac{v_{N}}{R_{h}^{2}}\delta h + C_{21}\varepsilon_{r} + C_{22}\varepsilon_{y} + C_{23}\varepsilon_{z} \\ \Phi_{Z} &= -(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R_{h}})\Phi_{W} + (\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R_{h}\cos^{2}\varphi})\delta\varphi + \frac{v_{W}\tan\varphi}{R_{h}^{2}}\delta h - \\ & \frac{\tan\varphi}{R_{h}}\delta v_{W} + \frac{v_{N}}{R_{h}}\Phi_{N} + C_{31}\varepsilon_{x} + C_{32}\varepsilon_{y} + C_{33}\varepsilon_{z} \end{split}$$

$$(3 - 47)$$

c. 位置误差方程

$$\delta\varphi = \frac{1}{R_{h}}\delta v_{N} - \frac{v_{N}}{R_{h}^{2}}$$

$$\delta\lambda = -\frac{1}{R_{h}\cos\varphi}\delta v_{W} - \frac{v_{W}\tan\varphi}{R_{h}\cos\varphi}\delta\varphi + \frac{v_{W}}{R_{h}^{2}}$$

$$\delta\dot{h} = \delta v_{Z}$$

$$(3 - 48)$$

d. 陀螺漂移误差模型。假定沿机体坐标系三个轴向安装的陀 螺仪误差模型相同,均为一阶马尔可夫过程。

$$\epsilon_{i} = -\frac{1}{\tau_{\epsilon_{i}}}\epsilon_{i} + w_{\epsilon_{i}}$$
 $i = x, y, z$ (3-49)

式中, τ, 为相关时间。

e. 加速度计误差模型。假定三个轴向的加速度计误差模型相同,均为一阶马尔可夫过程。

$$\dot{\nabla}_{i} = -\frac{1}{\tau_{\nabla i}} \nabla_{i} + w_{\nabla i}, \quad i = x \cdot y \cdot z \quad (3-50)$$

式中, τ⊽ 为相关时间。

根据飞行试验数据,GPS 接收机输出位置的误差模型取为一 阶马尔可夫过程。

$$\delta\varphi_{G} = -\frac{1}{\tau_{\varphi G}}\delta\varphi_{G} + w_{\varphi G}$$

$$\delta\lambda_{G} = -\frac{1}{\tau_{\lambda G}}\delta\lambda_{G} + w_{\lambda G}$$

$$\delta h_{G} = -\frac{1}{\tau_{\lambda G}}\delta h_{G} + w_{\lambda G}$$

$$(3-51)$$

式中, τ_G为相关时间。

把式(3-46)~(3-51)综合在一起,可得位置子滤波器数学 模型的状态方程式,即

 $X_1(t) = F_1(t)X_1(t) + G_1(t)W_1(t) \qquad (3-52)$ 式中, $X_1(t)$ 的表达式见式(3-45), $F_1(t)$, $G_1(t)$ 和 $W_1(t)$ 的表达 式为

 $F_1(t) =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3\times3} & (\mathbf{C}_{b}^{g})_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ (\mathbf{F}_{SINS})_{9\times9} & (\mathbf{C}_{b}^{g})_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ & \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ \mathbf{0}_{6\times9} & (\mathbf{F}_{Gyro})_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ & \mathbf{0}_{3\times3} & (\mathbf{F}_{ACC})_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ & \mathbf{0}_{3\times15} & (\mathbf{F}_{GPS})_{3\times3} \end{bmatrix}$$
(3 - 53)

式中

$$\boldsymbol{F}_{Gyro} = -\operatorname{diag}(1/\tau_{\varepsilon r} \quad 1/\tau_{\varepsilon y} \quad 1/\tau_{\varepsilon z}) \qquad (3-54)$$

$$\mathbf{F}_{ACC} = -\operatorname{diag}(1/\tau_{\nabla x} \quad 1/\tau_{\nabla y} \quad 1/\tau_{\nabla z}) \quad (3-55)$$

$$\boldsymbol{F}_{\text{GPS}} = -\operatorname{diag}(1/\tau_{\varphi G} \quad 1/\tau_{\lambda G} \quad 1/\tau_{hG}) \qquad (3-56)$$

$F_{\rm SINS} =$								
$-\frac{v_Z}{R_h}$	$2\left(\Omega_{Z}-\frac{v_{W}\tan\varphi}{R_{h}}\right)$	$-\frac{v_N}{R_h}$	0	$-f_z$	fw	$v_{W}\Big(2\Omega_{N} - rac{v_{W}}{R_{h} \mathrm{cos}^{2} arphi} \Big)$	0	0
$\left rac{v_W an arphi}{R_h} - 2\Omega_Z ight $	$\frac{v_N \tan \varphi - v_Z}{R_h}$	$2\Omega_N - rac{v_W}{R_h}$	f_{Z}	0	$-f_{N} = f_{K}$	$\frac{v_N v_W}{Q_A \cos^2 \varphi} - 2(v_Z \Omega_Z + v_N \Omega_N)$	0	0
$\frac{2v_N}{R_h}$	$-2\left(\Omega_N-\frac{v_W}{R_h}\right)$	0	$-f_W$	f_N	Ø	$2\Omega_Z v_W$	0	$\frac{2g}{R_h}$
0	$-\frac{1}{R_h}$	0	0	$\Omega_Z - rac{v_W an arphi}{R_h}$	$-\frac{v_N}{R_h}$	$-\Omega_{z}$	0	$\frac{v_W}{R_h^2}$
$\frac{1}{R_h}$	0	0	$rac{v_w an arphi}{R_h} - \Omega$	z 0	$\Omega_N - rac{v_W}{R_h}$	0	0	$-\frac{v_N}{R_h^2}$
0	$-\frac{\mathrm{tan}\varphi}{R_h}$	0	$\frac{v_N}{R_h}$	$rac{v_W}{R_h} - arOmega_N$	0	$arOmega_N - rac{v_W}{R_h \mathrm{cos}^2 arphi}$	0	$\frac{v_W \tan \varphi}{R_h^2}$
$\frac{1}{R_h}$	0	0	0	0	0	0	0	$-\frac{v_N}{R_h^2}$
0	$-\frac{1}{R_h\cos\varphi}$	0	0	0	0	$-\frac{v_w \tan \varphi}{R_h \cos \varphi}$	0	$\frac{v_W}{R_h^2}$
Lo	0	1	0	0	0	0	0	0
							(3-57)

118

GPS 在飞行器定位导航中的应用

式中, w_{ar} , w_{gr} (i = x, y, z)分别为加速度计及陀螺仪的零均值高 斯白噪声; $W_1(t)$ 的元素为互不相关的零均值高斯白噪声,且有

 $\mathbf{E}[w_{j}(t)w_{j}(\tau)] = \sigma_{j}^{2}\delta(t-\tau)$

j = ax, ay, az, gx, gy, gz

 $\mathbf{E}[w_{i}(t)w_{i}(\tau)] = 2\sigma_{i}^{2}\tau_{i}\delta(t-\tau)$

 $\iota = \epsilon x, \epsilon y, \epsilon z, \nabla x, \nabla y, \nabla z, \varphi g, \lambda g, hg$

这里 o², 为测量噪声误差的方差值。

位置子滤波器的量测是 INS 输出的经纬度、高度信息和 GPS 接收机输出的相应信息的差值。

INS 的位置信息为

$$\left. \begin{array}{l} \varphi_{\rm INS} = \varphi_i + \delta\varphi \\ \lambda_{\rm INS} = \lambda_i + \delta\lambda \\ h_{\rm INS} = h_i + \delta h \end{array} \right\}$$

$$(3-60)$$

GPS 接收机输出的位置信息为

$$\left.\begin{array}{l} \varphi_{\text{GPS}} = \varphi_{i} - \frac{N_{N}}{R_{h}} \\ \lambda_{\text{GPS}} = \lambda_{i} - \frac{N_{W}}{R_{h}\cos\varphi} \\ h_{\text{GPS}} = h_{i} - N_{h} \end{array}\right\}$$

$$(3-61)$$

式中 q_i, λ_i, h_i ——飞行器所处的真实位置;

N_N,*N_W*,*N_k* —— GPS接收机沿北、西、天方向的位置误差。 定义位置量测向量为

$$\mathbf{Z}_{1}(t) = \begin{bmatrix} (\varphi_{\text{INS}} - \varphi_{\text{GPS}})R_{h} \\ (\lambda_{\text{INS}} - \lambda_{\text{GPS}})R_{h}\cos\varphi \\ h_{\text{INS}} - h_{\text{GPS}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{h}\delta\varphi + N_{N} \\ R_{h}\cos\varphi\delta\lambda + N_{W} \\ \delta h + N_{h} \end{bmatrix} = \\ \mathbf{H}_{1}(t)\mathbf{X}_{1}(t) + \mathbf{V}_{1}(t) \qquad (3-62)$$

式中

$$\boldsymbol{H}_{1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}_{3\times 6} \mid \operatorname{diag}(\boldsymbol{R}_{h} \quad \boldsymbol{R}_{h} \cos\varphi \quad 1) \mid \boldsymbol{0}_{3\times 9} \end{bmatrix} \quad (3-63)$$

$$\boldsymbol{V}_1 = \begin{bmatrix} N_N & N_W & N_h \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{3-64}$$

取量测噪声为白噪声,伪距测量白噪声方差为 σ²_ρ。

$$\boldsymbol{R}_{1} = \begin{bmatrix} (\text{HDOP} \cdot \boldsymbol{\sigma}_{\rho})^{2} & 0 & 0 \\ 0 & (\text{HDOP} \cdot \boldsymbol{\sigma}_{\rho})^{2} & 0 \\ 0 & 0 & (\text{VDOP} \cdot \boldsymbol{\sigma}_{\rho})^{2} \end{bmatrix}$$

$$(3-65)$$

B. 速度子滤波器。

滤波器状态变量选为

 $X_{2}(t) = \begin{bmatrix} \delta v_{N} & \delta v_{W} & \delta v_{Z} & \Phi_{N} & \Phi_{W} & \Phi_{Z} & \delta \varphi & \delta \lambda & \delta h \\ \varepsilon_{x} & \varepsilon_{y} & \varepsilon_{z} & \nabla_{x} & \nabla_{y} & \nabla_{z} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ (3-66)

速度子滤波器数学模型的状态方程式为

 $\dot{X}_2(t) = F_2(t)X_2(t) + G_2(t)W_2(t)$ (3-67)

 $F_2(t), G_2(t)$ 和 $W_2(t)$ 的表达式为

$$\mathbf{W}_{2}(t) = \begin{bmatrix} w_{ax} & w_{ay} & w_{az} & w_{gx} & w_{gy} & w_{gz} & 0 & 0 \\ w_{\epsilon x} & w_{\epsilon y} & w_{\epsilon z} & w_{\nabla x} & w_{\nabla y} & w_{\nabla z} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \qquad (3-70)$$

 $W_2(t)$ 的元素为互不相关的零均值高斯白噪声。

速度子滤波器的量测是 INS 输出的速度信息和 GPS 接收机 输出的相应信息的差值。

INS 的速度信息为

$$v_{\text{INS},N} = v_N + \delta v_N$$

$$v_{\text{INS},W} = v_W + \delta v_W \qquad (3-71)$$

$$v_{\text{INS},Z} = v_Z + \delta v_Z$$

式中, v_N, v_W, v_Z 是飞行器沿地理坐标系各轴的真实速度。

GPS 接收机输出的速度信息为

$$v_{\text{GPS},N} = v_N + M_N$$

$$v_{\text{GPS},W} = v_W + M_W$$
 (3 - 72)

$$v_{\text{GPS},Z} = v_Z + M_Z$$

式中, M_N , M_W , M_Z 为GPS接收机测速误差,设为白噪声。

定义速度量测向量为

$$\mathbf{Z}_{2}(t) = \begin{bmatrix} v_{\text{INS }N} - v_{\text{GPS,}N} \\ v_{\text{INS,}U} - v_{\text{GPS,}U} \\ v_{\text{INS,}Z} - v_{\text{GPS,}Z} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{2}(t)\mathbf{X}_{2}(t) + \mathbf{V}_{2}(t) \quad (3-73)$$

式中

 $\boldsymbol{H}_{2} = \begin{bmatrix} \text{diag}(1 \ 1 \ 1) \quad \boldsymbol{0}_{3 \times 12} \end{bmatrix} \quad (3 - 74)$

 V_2 是 GPS 接收机输出速度的量测噪声。

用 σ²_μ 表示 GPS 接收机的伪距率测量噪声方差,得到

$$\boldsymbol{R}_{2} = \begin{bmatrix} (\text{HDOP} \cdot \boldsymbol{\sigma}_{\rho})^{2} & 0 & 0 \\ 0 & (\text{HDOP} \cdot \boldsymbol{\sigma}_{\rho})^{2} & 0 \\ 0 & 0 & (\text{VDOP} \cdot \boldsymbol{\sigma}_{\rho})^{2} \end{bmatrix}.$$

$$(3-75)$$

位置、速度子滤波器均采用标准的卡尔曼滤波算法。整体组合 滤波器的状态估计为 \hat{X}_{i} ,估计误差方差阵为 P_{i} ;位置、速度子滤波 器的状态估计分别为 \hat{X}_{1},\hat{X}_{2} ,相应的估计误差方差阵为 P_{1},P_{2} 。系 统信息 P_{f}^{-1},Q_{f}^{-1} 由两个子滤波器共同分享,主滤波器执行其状态 的时间传播,以及子、主滤波器的融合,其融合算法仅对两个子滤 波器的公共状态[$\delta v_{N} \quad \delta v_{u} \quad \delta v_{z} \quad \Phi_{N} \quad \Phi_{z} \quad \delta \varphi \quad \delta \lambda \quad \delta h \in \epsilon_{i}$ $\varepsilon_{v} \quad \varepsilon_{z} \quad \nabla_{x} \quad \nabla_{y} \quad \nabla_{z}$]进行。

主滤波器的时间传播为

$$\hat{X}_{m(k-1)} = \boldsymbol{\Phi}_{m(k-1)} \hat{X}_{m(k-1)}$$
(3-76)

虽然主滤波器状态的时间传播值并没有在信息融合中使用, 但可用来与速度子滤波器的结果相比较以检测 GPS 速度是否出 现跳变。

融合算法:

$$\begin{array}{c} \boldsymbol{P}_{l}^{-1} = \boldsymbol{P}_{1}^{-1} + \boldsymbol{P}_{2}^{-1} \\ \hat{\boldsymbol{X}}_{l} = \boldsymbol{P}_{l} (\boldsymbol{P}_{1}^{-1} \hat{\boldsymbol{X}}_{1} + \boldsymbol{P}_{2}^{-1} \hat{\boldsymbol{X}}_{2}) \end{array}$$
 (3 - 77)

取信息分享因子 $\beta_1 = \beta_2 = 0.5$,初始信息分享

$$\begin{array}{ccc} \boldsymbol{P}_{1} = \boldsymbol{P}_{f}/\beta_{1}; & \boldsymbol{P}_{2} = \boldsymbol{P}_{f}/\beta_{2} \\ \boldsymbol{Q}_{1} = \boldsymbol{Q}_{f}/\beta_{1}; & \boldsymbol{Q}_{2} = \boldsymbol{Q}_{f}/\beta_{2} \end{array} \right\}$$
 (3-78)

应当指出的是,GPS 接收机输出的位置、速度量测的白噪声 之间是空间相关的,即 $E[V_1 V_2^T] \neq 0$,而联合滤波器的最优性,要 求 二者是不相关的。因此,就这点来说,即使采用联合滤波的融合 反馈方式,这种滤波结构也是次优的。但是这种相关对系统的精度 影响很小。因为本质上 GPS 的位置解来源于伪距量测,速度解来 源于伪距率量测,而伪距、伪距率是分别由 GPS 的码环和载波环 测 量的,可以认为是不相关的。其次,在常规的集中式级联 GPS/INS 卡尔曼滤波器中,经常采用以不同的速率将位置、速度 分开修正的方式,这种方式事实上也忽略了二者的相关性。

为了考察这种新的级联 GPS/INS 组合滤波器的性能,我们进行了计算机仿真。仿真研究中选用的典型飞行轨迹如图 3-6 和 3-7 所示。

为使仿真分析的结果具有一般性的意义,导航设备的误差参数按目前型号所能满足的性能指标来选定,具体数值见表 3-1,滤 波计算所用的初始值见表 3-2^[6,10]。



图 3-6 水平飞行 剖面



图 3-7 高度飞行剖面

表 3-1 传感器误差

传感器	误差源	误差值 (1σ)	相关时间	
	陀螺漂移	0. 5°/h	1 h	
CINC	陀螺测量白噪声	0.005°/h	0	
51115	加速度计偏置	$5 imes 10^{-4}\mathrm{g}$	0.5 h	
	加速度计测量白噪声	$5 imes 10^{-6}{ m g}$	0	
	位置白噪声	20 m	0	
	水平位置偏置	35 m	1 200 s	
Gro接收机	高度偏置	.80 m	1 200 s	
	速度白噪声	0.3 m/s	0	

误 差 状 态	初值(1σ)
N, W, Z 向速度误差	1.0 m/s
水平姿态误差角	5′
方位角误差	25'
纬度、经度误差	3″
高度误差	100 m

表 3-2 滤波初值

图 3-8 为纯 INS 的位置误差曲线。由图可见,纯 INS 的位置误 差上升很快,在 550 s 时, $\delta R_N(1\sigma) = 2$ 150 m, $\delta R_W(1\sigma) = 2$ 500 m, $\delta h(1\sigma) = 840$ m。



图 3-8 纯 INS 位置误差(1o)

图 3-9 是 GPS/INS 单独位置组合的 δR_N , δR_W , δh 的估计误 差曲线, 位置更新周期为 T = 25 s, 平均位置误差(1 σ) 约 40 m, 高 度误差(1 σ) 约 75 m。从图 3-9 中可以看出, 在两次位置更新之间 INS 误差有所上升, 一旦获得位置更新即可消除所增加的误差。图 3-10 是速度估计误差曲线, 在飞机机动时最大速度估计误差(1 σ) 约 1.8 m/s,平直飞行时可减小至 0.5 m/s(1 σ) 左右。位置组合仅 能对速度误差提供间接的观测能力,因而其估计效果欠佳。图 3-11 是平台姿态角估计误差曲线,在 500 s 时, Φ_N , Φ_u 和 Φ_2 可分 别校正到 1.5'(1 σ) 和 5.0'(1 σ)。组合滤波器对 GPS 的位置偏置的 估计能力很弱,几乎是不可估计的,但将其建模作为卡尔曼滤波器 的状态,虽然不能提高整个系统的精度,但有助于提高滤波器的鲁 棒性。



图 3-9 位置估计误差(1o)



图 3-10 速度估计误差(1o)



图 3-11 姿态角估计误差(1o)

图 3-12 是 GPS/INS 单独速度组合时的位置误差曲线,速度 更新周期为 T = 1 s。图 3-13 和 3-14 分别是速度估计误差曲线 和平台姿态角估计误差曲线。从图中可看出,单纯的速度组合不具 备 对位置误差的估计能力。速度组合比位置组合可提供更精确的 速度误差(δv_N , δv_w , δv_z),方位角误差(Φ_z) 及惯性器件误差(ϵ , ∇)的估计效果和更快的收敛速度。速度误差估计性能受飞机机 动性的影响甚微,稳态速度估计误差(1 σ)约为 0.1 m/s。方位角误 差可在 150 s 左右减小到 3'(1 σ),这对实现 INS 的空中对准是非常 有益的。



127



图 3-14 姿态角估计误差(1o)

图 3~15 是位置、速度联合组合的位置估计误差曲线,位置更 新周期为 T = 25 s,速度更新周期 T = 1 s。图 3~16 和 3~17 分别 是 速度估计误差曲线和平台姿态角估计误差曲线。由图中可以看 出,位置、速度联合估计继承和集中了单独位置、速度组合的优点, 而克服了其缺点。

图 3-18~3-20 是新滤波器的位置误差、速度误差及平台姿态角误差的协方差分析和10次 MC(Monte Carlo) 仿真结果。位置

子 滤波器的更新周期为 25 s,速度子滤波器的更新周期为 1 s,主 滤波器融合周期为 25 s。从图中可看出,总的滤波精度与集中式级 联组合方式相同。在两次融合之间,主滤波器采用时间传播获得状 态估计,从 MC 曲线可以看出这一点,融合时刻的状态估计要优于 两 次融合之间的时间传播值。位置误差的估计精度主要是由位置 子滤波器决定的,而其它状态的估计精度由速度子滤波器确定。



图 3-16 速度估计误差(1o)



图 3-19 速度估计误差(1σ,MC)



图 3-20 姿态角估计误差(1o,MC)

假设在 196 s 后 GPS 接收机的速度误差(1σ) 由 0.3 m/s 跳变 为 ± 4 m/s。表 3-3 给出了集中式级联卡尔曼滤波器的速度误差 及位置误差的协方差和 MC 仿真结果(195 ~ 205 s)。从表中可看 出,当 196 s 出现速度误差跳变时,滤波器的速度误差和位置误差 的实际估计误差在逐渐增大,在 200 s 位置更新后滤波器立即发 散。因此,在集中式级联组合的 GPS/INS 中,即使 FDI 算法检测出 GPS 速度跳变,滤波器往往已经被污染。如果此时 INS 处于误差反 馈校正方式,则 INS 也有可能受到污染。系统重构的惟一办法是重 新初始化滤波器,拒绝速度更新,而滤波器重新进入稳态之前不可 避免地需要一段过渡时间。

表 3-3 滤波器的结果

<u>时间</u> s	δv_N		δv_W		δv_{2}		δX_N		δX_W		δX_z	
	$P_{1\overline{1}}^{i}$	MC 结果	$P_{22}^{\nu_{2}}$	MC 结里	$P_{3\bar{3}}^{\mathcal{V}_2}$	MC ∕≠ ⊞	${ m P}_{77}^{\nu_{1}}$	MC 结用	P_{88}^{12}	MC 结果	${ m P}_{99}^{1/2}$	MC 结盟
		和不		汨木		泊木		和不		11不		511 75
195	0.077	0.058	0.069	0.056	0.061	0.077	32.1	26 2	31.4	27.5	62.1	24.8
196	0.077	0.064	0.068	0.054	0.061	0.078	32. 1	26.3	31.4	27.5	60.1	24.6

त्राच्च होज्य	δv_N		δv_W		δv_Z		δX_N		δX_W		δX_Z	
8 11 11	$P_{1\dot{1}}^{\iota}$	MC 结果	$\mathbf{P}_{22}^{1/2}$	MC 结果	$\mathbf{P}_{3\dot{3}}^{'}$	MC 结果	$\mathbf{P}_{77}^{\nu_i}$	MC 结果	\mathbf{P}_{83}^{1}	MC 结果	$\mathbf{P}_{\mathfrak{o}\mathfrak{c}}^{*}$	MC 结果
197	0.078	0.265	0.068	0.28	0.059	0.21	32.1	29.1	31.4	24.5	60.1	24.4
198	0.078	0.524	0.068	0.54	0.059	0.38	32.1	32.2	31.4	21.9	60.1	28.8
199	0.078	0.511	0.068	0.51	0.058	0.37	32.1	32.3	31.4	22.1	60.1	28.9
200	0. 081	4110	0.070	2781	0. 058	372	31.8	4×10 ⁶	31.1	3×10 ⁶	59.8	4×10^{5}
201	0.081	3870	0.069	2637	0.058	311	31.8	4×10 ⁶	31.1	3×10 ⁶	59.8	4×10 ⁵
202	0. 081	3636	0.069	2496	0.057	260	31.8	4×10 ⁶	31.1	3×10 ⁶	69.8	4×10 ⁵
203	0. 081	3409	0.069	2359	0. 057	218	31.8	4× 1 0⁵	31.1	3×10 ⁶	69.8	4×10 ⁵
204	0.08	3189	0.069	2225	0.056	182	31.8	4×10 ⁶	31.1	3×10°	69.8	4×10 ⁵

续 表

图 3-21 ~ 3-23 是新滤波结构中在 180 ~ 220 s 的北向、西向和天向速度误差曲线(MC)。从图中可看出,即使在 200 s 主滤波器融合时,速度子滤波器的故障还没有积累到可被检测出来的程度,在下一个融合时刻(225 s)之前速度子滤波器恶化已增大到足以被检测出来的程度。这样可在下一个融合之前将速度子滤波器隔离出来,系统的输出仅取自位置子滤波器。当 GPS 速度误差恢复到正常水平后,重调速度子滤波器,待速度子滤波器进入稳态后可将其重新纳入主滤波器的融合。需要指出的是,其它状态估计没有速度误差估计增长来得明显,这是因为速度误差是速度子滤波器直接的观测量。总之,无论是直接比较主滤波器和速度子滤波器的速度误差估计,或构造二者的状态 χ^2 检验,或子滤波器本身残差 χ^2 检验,较长的主滤波器融合周期都有利于检测出 GPS 的速度跳变。



图 3-23 天向速度估计误差(MC)

在 225 s 前将速度子滤波器隔离,系统进行重构,位置子滤波器的输出作为整个滤波器的输出。图 3-24 ~ 3-26 分别是其速度估计误差、位置估计误差和方位角估计误差曲线。从图中看出,虽然系统的精度降为单独的位置组合水平,但没有被污染的位置子滤波器仍保持了较好的精度,显示出系统较强的容错能力。



图 3-25 北向位置估计误差(1σ,MC)

总之,无预先告警的 GPS 接收机的速度跳变会严重恶化级联 GPS/INS 组合滤波器性能。单独使用位置组合虽然较为保险,但

速度精度低,空中对准效果差,而且时间较长。将联合滤波器的无融合反馈结构应用于级联 GPS/INS 组合,形成一个新的级联 GPS/INS 组合滤波结构,可提高系统的容错性能。位置、速度子滤波器和主滤波器分别工作于不同的更新频率,不仅较好地解决了 GPS 接收机输出位置、速度误差的时间相关问题,而且提供了状态估计冗余,大大方便了系统的快速故障检测、隔离和系统重构。



图 3-26 方位角估计误差(1σ,MC)

3.2.2 采用伪距、伪距率组合的 GPS/INS 导航系统[6.7]

1. 系统状态方程式

采用伪距、伪距率组合的 GPS/INS 系统,组合卡尔曼滤波器的状态由两部分组成。一部分是 INS 的误差状态,它包括 INS 的导航参数计算误差(δv_N , δv_W , δv_Z , Φ_N , Φ_W , Φ_Z , $\delta \varphi$, $\delta \lambda$, δh)、陀螺仪测量误差(ϵ_x , ϵ_v , ϵ_z)和加速度计测量误差(∇_x , ∇_y , ∇_z);另一部分是 GPS 接收机的误差状态,它通常包括 GPS 接收机的时钟相位误差(δb)和时钟频率误差(δf)。另外,在系统设计分析中我们还引入了大气数据计算中的气压高度计测量误差(δh_b)。这样,组合滤波器的状态变量总计为 18 个,即

 $\boldsymbol{X}(t) = \begin{bmatrix} \delta v_N & \delta v_W & \delta v_Z & \boldsymbol{\Phi}_N & \boldsymbol{\Phi}_W & \boldsymbol{\Phi}_Z & \delta \varphi & \delta \lambda & \delta h \end{bmatrix}$

 $\boldsymbol{\epsilon}_{x} \quad \boldsymbol{\epsilon}_{y} \quad \boldsymbol{\epsilon}_{z} \quad \nabla_{x} \quad \nabla_{y} \quad \nabla_{z} \quad \delta h_{b} \quad \delta b \quad \delta f \rceil^{\mathrm{T}} \quad (3 \rightarrow 79)$ 滤波器数学模型的状态方程式为 $\dot{\boldsymbol{X}}(t) = \boldsymbol{F}(t)\boldsymbol{X}(t) + \boldsymbol{G}(t)\boldsymbol{W}(t) \qquad (3-80)$ 式中 F(t) = $(F_{SINS})_{9\times9} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{3\times3} & (C_b^g)_{3\times3} \\ (C_b^g)_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{5\times9} & \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} \\ \mathbf{0}_{3\times3} & (F_{ACC})_{3\times3} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{5\times9} & \mathbf{0}_{3\times3} & (F_{ACC})_{3\times3} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{5\times9} & \mathbf{0}_{5\times9} \\ \vdots & \mathbf{0}_{5\times9} & \mathbf{0}_{5\times9} \\ \vdots$ (3 - 81) $-\frac{V_{o}}{D_{1}}$ 0 0 0 0 1 $0 0 -\frac{1}{\tau_{cl}}$ $0_{3 \times 15}$ (3 - 82) $\boldsymbol{W}(t) = \begin{bmatrix} w_{ax} & w_{ay} & w_{az} & w_{gx} & w_{gy} \end{bmatrix}$ $0 \quad 0 \quad 0 \quad w_{\epsilon r} \quad w_{\epsilon y} \quad w_{\epsilon z} \quad w_{\nabla x} \quad w_{\nabla y} \quad w_{\nabla z}$ $w_{hb} w_{Gb} w_{Gf}$ (3 - 83)

W(t)的元素为互不相关的零均值高斯白噪声。

2. 滤波器量测方程式

在下面的公式推导过程中,小写下标r,m,c分别表示变量的 真实值、测量值和计算值,下标s表示与导航卫星有关的变量。 (1) 伪距差量测方程式。设在地球坐标系中,飞机的真实位置、SINS 计算的飞机位置以及 GPS 导航卫星的位置坐标分别为 $(x_r, y_i, z_i), (x_i, y_i, z_i), (x_u, y_u, z_u)$ (t = 1, 2, 3, 4),飞机至 第 t 个导航卫星的真实距离 ρ_{ru} ,SINS 计算的距离 ρ_{cu} 分别为

$$\rho_{yy} = \left[(x_r - x_y)^2 + (y_r - y_y)^2 + (z_r - z_y)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3 - 84)$$

 $\rho_{\iota_{n}} = \left[(x_{\iota} - x_{n})^{2} + (y_{\iota} - y_{n})^{2} + (z_{\iota} - z_{n})^{2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3 - 85)$ 由式(3 - 85) 可得 SINS 计算飞机至第 ι 个导航卫星距离时的计算 误差为

$$\delta \rho_{\iota u} = \rho_{\iota u} - \rho_{\iota u} \approx - \left(\cos \alpha_u \delta x_\iota + \cos \beta_u \delta y_\iota + \cos \gamma_u \delta z_\iota \right)$$
(3 - 86)

式中, α_n , β_n , γ_n 表示飞机至第 ι 个导航卫星的方向矢量与地球坐标系三个坐标轴的夹角,且

$$\cos\alpha_{q} = \frac{x_{q} - x_{r}}{\rho_{rq}}; \ \cos\beta_{q} = \frac{y_{q} - y_{r}}{\rho_{rq}}; \ \cos\gamma_{q} = \frac{z_{q} - z_{r}}{\rho_{rq}}$$

$$(3 - 87)$$

又由 (x_i, y_i, z_c) 与计算的飞机纬度、经度和高度 (q_i, λ_c, h_c) 之间的关系式

$$\begin{bmatrix} x_{i} \\ y_{i} \\ z_{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi_{i}\cos\lambda_{i} \\ \cos\varphi_{i}\sin\lambda_{i} \\ \sin\varphi_{i} \end{bmatrix} (R_{e} + h_{i}) \qquad (3 - 88)$$

式中 h, ---- 计算的飞机高度;

R,-----地球平均半径。

得到

$$\begin{bmatrix} \delta x_c \\ \delta y_i \\ \delta z_c \end{bmatrix} = \boldsymbol{D}_A \begin{bmatrix} \delta \varphi \\ \delta \lambda \\ \delta h \end{bmatrix}$$
(3 - 89)
$$\boldsymbol{D}_{A} = \begin{bmatrix} -R_{h} \sin q \cos \lambda & -R_{h} \cos q \sin \lambda & \cos q \cos \lambda \\ -R_{h} \sin q \sin \lambda & -R_{h} \cos q \cos \lambda & \cos q \sin \lambda \\ R_{h} \cos q & 0 & \sin q \end{bmatrix}$$
(3-90)

式中, $R_h = R_r + h(h)$ 为飞机的真实飞行高度)。伪距差组合时,滤波器的量测值为GPS测量的伪距与SINS计算的飞机至导航卫星的距离之差

$$z_{\rho_l} = \rho_{m_M} - \rho_{c_l}$$
 $l = 1, 2, 3, 4$ (3-91)

考虑到前面所建立的 GPS 测量误差数学模型,可得伪距组合时滤波器的量测方程式

$$\boldsymbol{Z}_{\rho}(t) = \boldsymbol{H}_{\rho}(t)\boldsymbol{X}_{\rho}(t) + \boldsymbol{V}_{\rho}(t) \qquad (3-92)$$

式中

$$\boldsymbol{H}_{\rho} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}_{4\times 6} & (\boldsymbol{D}_{B}\boldsymbol{D}_{A})_{4\times 3} & \boldsymbol{0}_{4\times 7} & (\boldsymbol{H}_{GSP})_{4\times 2} \end{bmatrix}$$
(3-93)

$$\boldsymbol{D}_{B} = \begin{bmatrix} D_{B1} & D_{B2} & D_{B3} & D_{B4} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(3 - 94)

$$\boldsymbol{D}_{B_{l}} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_{u} & \cos \beta_{u} & \cos \gamma_{u} \end{bmatrix} \qquad \iota = 1, 2, 3, 4 \qquad (3 - 95)$$

$$\boldsymbol{H}_{\rm GSP} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\rm T}$$
(3 - 96)

$$\boldsymbol{V}_{\rho} = \begin{bmatrix} V_{\text{GP1}} & V_{\text{GP2}} & V_{\text{GP3}} & V_{\text{GP4}} \end{bmatrix}^{\text{T}} \qquad (3-97)$$

 V_{ρ} 的元素为互不相关的 GPS 伪距离量测白噪声。

(2) 伪距率量测方程式。对式(3-84) 两边求导,可得飞机至第,个导航卫星的距离真实变化率为

$$\rho_{iy} = \frac{1}{\rho_{iy}} \Big[(x_i - x_y) (x_i - x_y) + (y_i - y_y) (y_i - y_y) + (z_i - z_y) (z_i - z_y) \Big]$$
(3-98)

根据 SINS 输出的导航参数所计算的飞机至第 / 个导航卫星 之间距离的变化率为

$$\rho_{\iota_{y}} = \frac{1}{\rho_{\iota_{y}}} [(x_{\iota} - x_{y})(x_{\iota} - x_{y}) + (y_{\iota} - y_{y})(y_{\iota} - y_{y}) + (z_{\iota} - z_{y})(z_{\iota} - z_{y})]$$
(3-99)

于是有

$$\delta \rho_{in} = \rho_{in} - \rho_{in} = \frac{1}{\rho_{in}} [(x_r - x_n)\delta x_i + (y_r - y_n)\delta y_i + (z_r - z_n)\delta z_c + (x_r - x_n)\delta x_i + (y_r - y_n)\delta y_i + (z_r - z_n)\delta z_c] - \rho_n \frac{1}{\rho_n^2} [(x_r - x_n)\delta x_i + (y_r - y_n)\delta y_i + (z_r - z_n)\delta z_c] = D_{C_i} [\delta x_i \quad \delta y_i \quad \delta z_c]^{\mathrm{T}} + D_{B_i} [\delta x_c \quad \delta y_c \quad \delta z_c]^{\mathrm{T}} \quad i = 1, 2, 3, 4$$

$$(3 - 100)$$

式中,**D**_B,见式(3-95),且

$$\boldsymbol{D}_{C_{r}} = \frac{1}{\rho_{u}} \begin{bmatrix} (x_{r} - x_{u}) + \rho_{u} \cos \alpha_{u} \\ (y_{r} - y_{u}) + \rho_{u} \cos \beta_{u} \\ (z_{r} - z_{u}) + \rho_{u} \cos \gamma_{u} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(3-101)

由

$$\begin{bmatrix} x_{r} \\ y_{r} \\ z_{r} \end{bmatrix} = C_{g} \begin{bmatrix} v_{N} \\ v_{W} \\ v_{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\varphi\cos\lambda & \sin\lambda & \cos\varphi\cos\lambda \\ -\sin\varphi\sin\lambda & -\cos\lambda & \cos\varphi\sin\lambda \\ \cos\varphi & 0 & \sin\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{N} \\ v_{W} \\ v_{Z} \end{bmatrix}$$

$$(3 - 102)$$

以及

$$\begin{bmatrix} x_{\iota} \\ y_{\iota} \\ z_{\iota} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\varphi_{\iota}\cos\lambda_{\iota} & \sin\lambda_{\iota} & \cos\varphi_{\iota}\cos\lambda_{\iota} \\ -\sin\varphi_{\iota}\sin\lambda_{\iota} & -\cos\lambda_{\iota} & \cos\varphi_{\iota}\sin\lambda_{\iota} \\ \cos\varphi_{\iota} & 0 & \sin\varphi_{\iota} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{N_{\iota}} \\ v_{W_{\iota}} \\ v_{Z_{\iota}} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 & -\delta\lambda & 0 \\ \delta\lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{C}_{g}^{*} + \mathbf{C}_{g}^{*} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \delta\varphi \\ 0 & 0 & 0 \\ -\delta\varphi & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{N_{\iota}} \\ v_{W_{\iota}} \\ v_{Z_{\iota}} \end{bmatrix}$$

$$(3 - 103)$$

式中, C_s 为地理坐标系 g至地球坐标系 e 的方向余弦矩阵,故得

$$\begin{bmatrix} \delta x_{\iota} \\ \delta y_{\iota} \\ \delta z_{\iota} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\delta\lambda & 0 \\ \delta\lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{C}_{g}^{\epsilon} \begin{bmatrix} v_{N} \\ v_{W} \\ v_{Z} \end{bmatrix} + \mathbf{C}_{g}^{\epsilon} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \delta\varphi \\ 0 & 0 & 0 \\ -\delta\varphi & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{N} \\ v_{W} \\ v_{Z} \end{bmatrix} + \mathbf{C}_{g}^{\epsilon} \begin{bmatrix} \delta v_{N} \\ \delta v_{W} \\ \delta v_{Z} \end{bmatrix} = \mathbf{D}_{E} \begin{bmatrix} \delta\varphi \\ \delta\lambda \end{bmatrix} + \mathbf{C}_{g}^{\epsilon} \begin{bmatrix} \delta v_{N} \\ \delta v_{W} \\ \delta v_{Z} \end{bmatrix}$$
(3 - 104)

式中

$$\boldsymbol{D}_{k} = \begin{bmatrix} -v_{N}\cos\varphi\cos\lambda - v_{Z}\sin\varphi\cos\lambda & v_{N}\sin\varphi\sin\lambda + v_{W}\cos\lambda - v_{Z}\cos\varphi\sin\lambda \\ -v_{N}\cos\varphi\sin\lambda - v_{Z}\sin\varphi\sin\lambda & -v_{N}\sin\varphi\cos\lambda + v_{W}\sin\lambda + v_{Z}\cos\varphi\cos\lambda \\ v_{Z}\cos\varphi - v_{N}\sin\varphi & 0 \end{bmatrix}$$
(3 - 105)

从而由式(3-89),(3-100)和(3-104)可得

$$\delta \rho_{cy} = \boldsymbol{D}_{F_t} \begin{bmatrix} \delta v_N \\ \delta v_W \\ \delta v_Z \end{bmatrix} + \boldsymbol{D}_{C_t} \begin{bmatrix} \delta \varphi \\ \delta \lambda \\ \delta h \end{bmatrix} \qquad (3 - 106)$$

式中

 $D_{F_i} = D_{B_i}C_i^c$ i = 1, 2, 3, 4 (3-107)

 $\boldsymbol{D}_{G_{\ell}} = \boldsymbol{D}_{C_{\ell}}\boldsymbol{D}_{A} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{D}_{B_{\ell}}\boldsymbol{D}_{E} & 0 \end{bmatrix} \quad \ell = 1, 2, 3, 4 \quad (3-108)$

伪 距率组合时,滤波器量测值为 GPS 测量的伪距率与 SINS 计算的飞机至导航卫星的距离变化率之差

 $Z_{\rho_{i}} = \rho_{m_{i}} - \rho_{c_{i}}$ i = 1, 2, 3, 4 (3-109) 考虑到前面所建立的 GPS 测量误差数学模型,可得伪距率组合时 滤波器的量测方程式

$$\mathbf{Z}_{\rho}(t) = \mathbf{H}_{\rho}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{V}_{\rho}(t) \qquad (3-110)$$

式中

$$\boldsymbol{H}_{\rho} = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{D}_{F})_{4\times3} & \boldsymbol{0}_{4\times3} & (\boldsymbol{D}_{G})_{4\times3} & \boldsymbol{0}_{4\times7} & (\boldsymbol{H}_{GSV})_{4\times2} \end{bmatrix} (3-111)$$
$$\boldsymbol{D}_{F}^{T} = \begin{bmatrix} D_{F1}^{T} & D_{F2}^{T} & D_{F3}^{T} & D_{F4}^{T} \end{bmatrix} \qquad (3-112)$$

第3章 组合导航系统

 $\boldsymbol{D}_{G}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} D_{G1}^{\mathrm{T}} & D_{G2}^{\mathrm{T}} & D_{G3}^{\mathrm{T}} & D_{G4}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} \qquad (3 - 113)$

$$\boldsymbol{H}_{\rm GSV} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{\rm T}$$
(3 - 114)

 $\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{\rho}} = \begin{bmatrix} V_{\mathrm{GV}_1} & V_{\mathrm{GV}_2} & V_{\mathrm{GV}_3} & V_{\mathrm{GV}_4} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \qquad (3-115)$

V;的元素为互不相关的 GPS 伪距率量测白噪声。

(3) 采用气压高度(h_b) 与 INS 计算高度(h_t) 之差作为组合卡 尔曼滤波器的另一个观测量,以阻尼惯性高度误差的发散。此时的 量测方程为

$$Z_{h}(t) = H_{h}(t)X(t) + V_{h}(t) \qquad (3-116)$$

式中

 $H_h = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 8} & 1 & \mathbf{0}_{1 \times 6} & -1 & \mathbf{0}_{1 \times 2} \end{bmatrix}$ (3-117) V_h 为气压高度表测量白噪声。 ~

综合式(3-92),(3-110)和(3-116)得组合卡尔曼滤波器量 测方程式

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{V}(t) \qquad (3-118)$$

式中

$$H = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4\times6} & (\mathbf{D}_{B}\mathbf{D}_{A})_{4\times3} & \mathbf{0}_{4\times7} & (\mathbf{H}_{GSP})_{4\times2} \\ (\mathbf{D}_{F})_{4\times3} & \mathbf{0}_{4\times3} & (\mathbf{D}_{G})_{4\times3} & \mathbf{0}_{4\times7} & (\mathbf{H}_{GSV})_{4\times2} \\ \mathbf{0}_{1\times8} & 1 & \mathbf{0}_{1\times6} & -1 & \mathbf{0}_{1\times2} \end{bmatrix}$$

$$V = \begin{bmatrix} V_{GP1} & V_{GP2} & V_{GP3} & V_{GP4} & V_{GV1} & V_{GV2} & V_{GV3} \\ & V_{GV4} & V_{A} \end{bmatrix}^{T}$$
(3 - 120)

对 GPS/INS 组合导航系统性能进行仿真分析时,取 INS 传感器误差模型见表 3-1,GPS 接收机误差 δb , δf 的数值分别为

30 m(1 σ),0.3 m/s(1 σ), δf 的过程相关时间为3600 s,伪距测量 白噪声为90 m(1 σ),伪距率测量白噪声为0.1 m/s(1 σ),气压高度 表偏置误差 δh_{s} 为50 m(1 σ),测量白噪声为5 m(1 σ),过程相关距 离 $D_{1} = 450000$ m, v_{G} 是飞机地速。仿真飞行轨迹如图3-6和 3-7,滤波初值见表3-2,滤波周期T = 1 s。典型的仿真结果如图 3-27~3-31 所示。平滑的曲线是协方差阵的 l σ 值,带毛刺的曲 线是相应的 MC 仿真结果。下面根据计算结果对组合滤波器性能 做一些简要分析。



图 3-28 北向位置估计误差



图 3-31 GPS 时钟漂移估计误差

A. 速度误差与位置误差状态的估计精度。

在t = 550 s 时,北向、西向和天向的速度估计误差(1 σ)分别为 0.035 m/s,0.032 m/s 和 0.045 m/s。北向、西向和天向的位置估计误差(1 σ)分别为 6.5 m,6.2 m 和 12.5 m。之所以有这样好的估计效果,主要原因是:

a. GPS 的速度信息和位置信息的精度很高,从一开始就可对 INS 的初始位置误差和初始速度误差迅速地产生良好校正作用。

b. 采用 GPS 伪距和伪距率信息与 INS 的速度和位置信息进行 双重组合是估计精度高的重要原因之一。从位置组合的角度上来说,它不仅有利于对位置误差的估计,而且能对速度误差有估计作用。同样,速度组合不仅改善了速度估计的精度,同时也有利于 对位置误差的估计。两者相互作用,产生了很好的估计效果。

c. 组合导航系统对 GPS 的测量误差偏置项有较高的估计能 力(见图 3-30 和 3-31)。由于飞机与导航卫星之间的相对运动,使 得 GPS 测量误差中的偏置项能被滤波器估计出来,这非常有利于 提高导航系统的导航精度。另外,最优滤波系统对测量噪声具有较 强的过滤作用,使得速度和位置估计误差的均方差大大地小于 GPS 的测量噪声的均方差。

B. 方位角误差估计精度分析。

由于 GPS 采用了速度组合(或伪距率组合)和位置组合(或伪 距组合)两种组合方法,从而对 INS 的方位角误差具有一定的估 计能力。在飞机做水平匀速直线飞行时,方位误差主要靠位置组合 的作用进行估计,这时因方位误差的可观测性比较弱,需要通过较 长 的飞行时间才能使方位误差的估计值逐渐下降。转弯飞行动作 发 挥了速度组合对方位误差估计的作用,在转弯飞行中方位误差 的可观测性迅速提高,经过 180°的转弯飞行后,在很短的时间内 即可从转弯前的 25′ 下降到 3′ 左右。

仿真研究表明,组合系统的导航性能对惯性器件误差在一定

范围内的变动并不敏感,采用成本较低的中低精度惯导与 GPS 相 组合仍可获得很高的导航精度。

3.2.3 深组合 GPS/INS 导航系统设计^[6.12]

深组合 GPS/INS 导航系统最大的优点是可提高 GPS 接收机 的抗干扰和高动态性能以及 GPS 信号的捕获、再捕获性能,其标 志是 GPS 接收机信号跟踪环路的带宽控制和惯性信息辅助。

1. GPS 接收机的信号捕获、跟踪及数据处理

GPS 信号采用了先进的伪随机码扩展频谱技术。常规的 GPS 接收机,使用延迟锁定环路(DLL)进行码捕获跟踪、解扩信号并 测得伪距观测量,使用 I-Q 环或称 Costas 形式锁相环路(PLL)进 行载波捕获、跟踪、解调导航数据并测得载波相位或伪距率观测 量。三个观测量:伪距、载波相位和伪距率,以及解调出来的导航数 据(卫星星历等)被送入数据处理部分进行导航解算,获得载体的 位置、速度和时间信息(PVT)。

虽然载波相位观测量的精度比伪距观测量的精度要高得多, 但需要解算初始相位模糊,而且容易发生周跳,因而一般导航型 GPS 接收机仅使用伪距、伪距率作为观测量,而大地测量用的测 量型 GPS 接收机采用事后处理载波相位观测量,以满足大地测量 所需要的定位精度。使用多重配置的 GPS 天线对测得的不同相位 观测量进行干涉处理,可确定载体的姿态。

早期的接收机采用模拟器件来实现 GPS 接收机的两个信号 跟踪环路,但模拟环路存在一些固有的缺点,如直流零点漂移,部 件饱含,必须进行初始化校准,而且调整困难、稳定性差、成本较 高。随着数字信号处理技术发展,特别是超大规模集成芯片 (VLSI)的出现,数字电路在 GPS 接收机中的比重日益增大。现在 的 GPS 接收机几乎都使用高性能的数字信号处理机,以软件方式 实现 GPS 的载波和码跟踪,称为数字化 GPS 接收机,其一般结构



框图如图 3-32 所示。

图 3-32 数字化 GPS 接收机结构框图

捕获和跟踪是锁相环路的两种基本的工作状态。DLL的捕获 过程是将输入的码片与本地码片的码相位之差调整在半个码片之 内,以便使 DLL 进入正常的精确跟踪状态。Costas 环的捕获过程 是将本地载波频率与输入载波频率之差落入环路的同步带过程。 一般来说,捕获过程需要附加控制逻辑及其处理过程。

接收机的数据处理,即导航处理,主要是采用广义卡尔曼滤波器获得导航解,以及进行卫星管理和信号跟踪通道的控制等。信号跟踪环路、晶振及其频率合成和 GPS 卡尔曼滤波器三部分的性能 决定了 GPS 接收机的性能。在设计跟踪环路时,选择带宽需要在 这样一对矛盾中折衷:噪声所引起的跟踪误差随环路带宽的增大 而增大,但动态跟踪误差则随环路带宽的减小而增大。输入信号的 动态变化来源于载体的机动、本地振荡器的动态变化和信号传播 路径的扰动。用惯导信息来辅助 GPS 信号跟踪环路可基本上消除 由载体机动所引起的跟踪误差,因而可用降低环路的带宽来扩展 环路在动态环境下的抗干扰区域。

在中等干扰环境(GPS 接收机的这种工作环境被定义为 GPS 状态 6^[15])或在干扰很小或几乎没有干扰的环境(GPS 接收机的这 种工作环境被定义为 GPS 状态 5)中,载波环能正常工作,可为码 环提供高质量的速率辅助。在强干扰、高动态的场合(GPS 接收机 的这种工作环境被定义为 GPS 状态 3),需要用惯导信息辅助载波 环。随着干扰或动态的增强,当惯导辅助的载波环最终失锁时,需 用惯导信息来辅助码环,使得尽可能延缓 GPS 信号的失锁。

2. 常规的惯性辅助方式

常规的惯性辅助方法是将从 INS 得出的伪距变化率与跟踪环的环路滤波器的输出相加,送入载波 NCO 或码 NCO(数控振荡器),如图 3-33 所示。



图 3-33 惯性辅助的信号跟踪环路模型

图中, τ 为跟踪的码时延或载波相位, $\hat{\tau}$ 是 τ 的估值。 τ_{ad} 是 INS 的速率辅助。辅助的作用是使跟踪环不再跟踪 τ (它包括载体完整 的动态),而是跟踪辅助误差 $\tau_e = \tau - \tau_{ad}$ 。由于 τ_{ad} 极好地匹配了 τ 中的高频成分,因此, τ_e 要比 τ 包括的高频成分少得多。这样可降低 环路的带宽以削弱外来的干扰,同时不会牺牲环路的动态性能。

在高动态环境中,如果没有惯性速率辅助,通常要求载波环的

带宽为 30 Hz 左右。如有适当的速率辅助,并假定接收机拥有良好 的 时钟,则载波环带宽可降到 1 Hz,这样抗干扰能力大约提高了 15 dB。然而这种性能提高的潜力,在实际应用上很难实现。为了保 证载波环锁定,要求峰值跟踪误差通常小于 ¼ 波长,即 5 cm。这个 约束条件对 INS 辅助提出了以下几点严格要求:

(1) 很高的数据更新率;

(2) 定时延迟必须保持在几个毫秒之内;

(3) 需要有从 δV 中计算加速度变化率的预测算法;

(4) IMU 应当安装在 GPS 天线附近。

最后这个条件是针对很难补偿的 IMU 与 GPS 天线间的挠曲 运动所造成的误差而提出的。

对码环的惯性辅助来说,与载波环的情况大不相同。当载波环 失锁后大多数 GPS/INS 系统都可对码环进行速率辅助。这是由于 码环允许有米数量级的跟踪误差。

在 GPS 状态 3 时,使用 INS 计算的伪距与受惯性辅助的码环 所测的伪距之差作为组合卡尔曼滤波的量测。采用常规惯性辅助 方式的深组合系统将码跟踪误差视为白噪声,整个系统具有潜在 的不稳定性,其原因是:

(1)惯性辅助的码环处于窄带工作状态下,环路的时间常数 很大(远大于组合卡尔曼滤波器的更新周期),INS 辅助误差缓慢 地被滤除。这样码跟踪误差不仅在时间上相关的,而且与组合卡尔 曼滤波器中建模的 INS 误差状态也是相关的。

(2) 整个系统存在一个正反馈信息流。来自 INS 速度辅助的 精度下降,会导致码跟踪误差增大,而为低精度 SINS 调谐的组合 卡尔曼滤波器受量测修正较大,这样增大的量测误差又被反馈给 INS,导致 INS 提供的惯性辅助信息精度的进一步下降。

因此,深组合 GPS/INS 系统设计主要是针对三个问题:① GPS 接收机工作在干扰环境中;② 在载体高动态机动条件下进行 GPS 信号跟踪;③ INS 误差会随时间增大。当 GPS 接收机采用常 规惯性辅助的跟踪环路时,组合系统具有潜在的不稳定性,必须采 用 特殊的组合方式来解决这一难题。其中一种方法是增广组合卡 尔 曼滤波器的状态变量,把码跟踪误差也扩充为滤波器的状态变 量。但是增大的状态会导致过大的计算负荷,并且它要求实时估计 环路增益,这在强干扰环境中是非常困难的。而且这种方法并没有 消除问题的根源,它仅仅是根据相关的量测优化了滤波器,并不是 一个可接受的方案。

对于 INS 辅助信号来说,码跟踪环是一个高通滤波器。因此设 计一个与码跟踪环路具有相同传递函数的高通网络,其输入是 INS 辅助信号,其输出信号便用来补偿码环所测伪距中相关的码 跟 踪误差。这种方法在实施中也遇到了需要估算时变滤波器增益 的难题。

基于码跟踪误差估计器的两种深组合系统设计方法:解相关 伪距法和卡尔曼跟踪器 / 导航器法,是克服有惯性辅助跟踪时常 规组合系统不稳定性的有效方法。类似的设计思想已在型号设计 中得到应用。

3. 深组合 GPS/INS 系统设计

基于码跟踪误差估计器的卡尔曼跟踪器 / 导航器方法的设计 思路是在 GPS 状态 3 时将组合卡尔曼滤波器纳入码跟踪环路,使 得 组合滤波器既充当码跟踪环的环路滤波器,又承担组合滤波器 本身的 INS 和 GPS 误差状态的估计任务,同时采用码跟踪误差估 计器来白化 GPS 状态 3 时伪距量测中相关的码跟踪误差。这种方 法的不足之处是:① 对没有建模的 INS 误差比较敏感,在高机动 条件下没有建模的 INS 误差可能导致码跟踪误差大于标准码跟踪 误差检测器的 ± 1 码片容限;② 对卡尔曼滤波器的更新率很敏 感,这是由于在滤波器更新周期中开环跟踪的码跟踪误差是发散 的,发散的程度取决于这个期间内 INS 提供的伪距率信号质量。 针对所述问题我们研究一种改进的深组合 GPS/INS 导航系 统设计方法。

(1) 深组合 GPS/INS 系统结构。

在 GPS 状态 5 或 GPS 状态 6 时,深组合系统结构如图 3-34 所示。



图 3-34 GPS 状态 5(或 6) 深组合 GPS/INS 系统

采用联合滤波器来实现伪距、伪距率组合。伪距子滤波器采用 17 阶的 INS 误差方程和 GPS 时钟误差方程。伪距率子滤波器采用 高阶的 INS 误差方程。

在实际应用中,GPS 接收机的工作环境通常分为三种情况。

A. 没有干扰(GPS 状态 5 或 GPS 状态 6)。对所选 4 颗卫星均 可保持正常的载波跟踪和码跟踪。

B. 临界和间歇干扰。对所选 4 颗卫星能保持部分卫星的载波 跟踪和全部的码跟踪。 C. 强干扰(GPS 状态 3)。对所选 4 颗卫星载波环均失锁,能保持 全部或部分卫星的码跟踪。随着干扰的增强可能导致码环全部 失锁。

对上述三种情况,组合滤波器的状态估计输出和参与码跟踪 环的情况为:

对于 A,组合滤波器不参与 GPS 的信号跟踪环路,组合滤波器的 INS 位置、速度和姿态误差估计来自主滤波器的结果,INS 的惯性器件误差估计来自伪距率子滤波器。

对于 B,组合滤波器的主滤波器参与部分通道的码跟踪。组合 滤波器的 INS 位置、速度和姿态误差估计来自主滤波器的结果。 INS 的惯性器件误差估计来自伪距率子滤波器。

对于 C,组合滤波器的伪距子滤波器参与全部通道的码跟踪, 所有状态估计都取自伪距子滤波器。

高阶的伪距率子滤波器采用次优滤波方法以提高其实时更新的速率。主滤波器融合两个子滤波器的结果,提供全局最优的状态估计。这种 GPS/INS 深组合滤波结构的好处是:① 量测方程的维数 由集中式滤波的 8 维降为 4 维,降低了求增益阵时矩阵求逆的阶数,从而减轻了计算负荷;② 伪距率子滤波器采用高阶 INS 误差模型,在能保持载波锁定时,精确的伪距率测量用来更新高阶的伪距率子滤波器,可准确地对 INS 的误差源进行校正;③ 低阶的伪距子滤波器可方便而迅速地在GPS 状态 3 时进入卡尔曼跟踪器 / 导航器方式;④ 并行、分散的滤波结构,带来状态冗余估计,便于实现 GPS/INS 系统的 FDIR,并且非常适合使用并行计算机作为组合处理机。

在 GPS 状态 3 中当所选 4 颗卫星的载波环全部失锁时,深组 合系统的码跟踪及组合滤波编排如图 3~35 所示,这时载波环不能 为码环提供正常的速率辅助。组合滤波器的伪距子滤波器被纳入 GPS 的码环,它一方面根据信号的噪声和动态特性以及 INS 的误 差变化自适应地调整码环的跟踪特性,另一方面也完成对 INS 及 GPS 接收机的误差状态估计。

在每次伪距测量周期的开始,将码发生器预置于计算所得的 最优伪距估计 ρ̂上。根据 GPS 卫星的星历,经组合滤波器校正的 INS 位置信息和确定的卫星时钟校正量以及计算的大气时延可算 出 ρ̂。在两次伪距预置之间,码环处于开环跟踪状态,码跟踪误差 取 决于辅助的伪距率 ρ 的精度。由于码环包含了伪距组合卡尔曼 滤 波器,码环的带宽很窄,因此具有很强的抗干扰能力。码跟踪误 差完全是由组合滤波器校正后 INS 精度决定的。组合滤波器校正 INS 误差状态的能力取决于滤波器的规模和GPS 接收机所受的干 扰及滤波器的更新速率。

自适应码跟踪误差估计器用来补偿伪距量测中的相关码跟踪 误差。前面曾指出,惯性辅助的窄带码环,其码跟踪误差不仅是时 间相关的,而且也与组合滤波器中建模的 INS 误差状态相关,这是 整个系统潜在不稳定的根源。

深组合 GPS/INS 系统有以下设计特点:

A. 采用自适应码跟踪误差估计器,使组合滤波器获得白化的伪距量测残差。采用自适应技术可在系统及环境变化的不确定条件下使码跟踪误差估计器保持优良的性能。

B. GPS 状态 5 或 GPS 状态 6 时采用联合滤波器结构。

(2) 自适应码跟踪误差估计器的设计。

由图 3-35 可知,伪距子滤波器的量测为

$$Z = \rho_{\rm INS} - \rho_{\rm GPS} \qquad (3 - 121)$$

式中, $\hat{\rho}_{\text{INS}}$ 是估计的伪距, ρ_{GPS} 是接收机所测量的伪距。由于 $\hat{\rho}_{\text{INS}} = \rho + \delta \rho_{\text{EST}}, \rho_{\text{GPS}} = \rho + \delta \rho_{\text{TRK}},$ 故上式为

$$Z = \delta \rho_{\rm EST} - \delta \rho_{\rm TRK} \qquad (3 - 122)$$



图 3-35 GPS 状态 3 深组合 GPS/INS 系统

第3章 组合导航系统

153

在 GPS 状态 5 或 GPS 状态 6 时,载波环为码环提供速率辅助, 伪距子滤波器将 δρ_{TRK} 建模为白噪声。在 GPS 状态 3 时,系统进入 卡 尔曼跟踪器·/导航器方式。码跟踪误差估计器用来补偿测量伪 距中相关的码跟踪误差

$$Z = \delta \rho_{\text{EST}} - \delta \rho_{\text{TRK}} + \delta \rho_{\text{TRK}} \qquad (3 - 123)$$

如果 $\delta \hat{\rho}_{TRK} = \delta \rho_{TRK}$,则 $Z = \delta \rho_{EST}$,这是伪距子滤波器处理的理想量测,其数学模型为

 $Z = -\boldsymbol{U}^{\mathrm{T}} - \delta \boldsymbol{R}_{\mathrm{INS}} + C \delta T_{\boldsymbol{R}} + V, \qquad (3 - 124)$

式中 U — 沿卫星视线方向的单位向量;

δ**R**_{INS} —— INS 位置误差向量;

C —— 光速;

 δT_R —— 时钟偏置误差;

V, —— 量测噪声。

采用标准码跟踪误差检测器的码相关-误差检测网络,其输出 与码跟踪误差具有以下线性关系:

$$Z = h\delta\rho_{\rm TRK} + V \qquad (3-125)$$

式中 h —— 与码相关-误差检测器网络增益有关的常数;

V----- 量测噪声,它随接收机的外界干扰增大而增大。

在卡尔曼跟踪器 / 导航器方式下,如果伪距子滤器的更新周 期为 T_m ,码相关-误差检测网络采样输出周期为 T_n ,在 T_m 内可获 得的式(3-125)量测值的数目是 $K = T_m/T_n$ 。在伪距子滤波器的 更新周期内,码环处于开环跟踪状态, $\delta\rho_{TRK}$ 的动态状况取决于 $\hat{\rho}$ 的质量和振荡器的动态性能以及 GPS 信号传播路径的扰动变化。 码跟踪误差估计器的设计目标就是,在 $\delta\rho_{TRK}$ 动态变化的条件下, 作出 $\delta\rho_{TRK}$ 的最优估计,同时滤除式(3-125)中的 V_n 因此,采用卡 尔曼滤波技术来设计码跟踪误差估计器,所选的状态变量为码跟 踪误差及码跟踪误差变化率,即

 $\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \delta \rho_{\mathrm{TRK}} & \delta \hat{\rho}_{\mathrm{TRK}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$

系统状态方程为

 $\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ W \end{bmatrix}$

离散化后得

$$\boldsymbol{X}_{k+1} = \boldsymbol{\mathcal{O}}_{k+1,k} \boldsymbol{X}_{k} + \boldsymbol{W}_{k} \qquad (3-126)$$

量测方程为

$$\mathbf{Z}_{k} = \mathbf{H}\mathbf{X}_{k} + \mathbf{V}_{k} \tag{3-127}$$

式中, $H = \begin{bmatrix} h & 0 \end{bmatrix}^{T}$, τ_{c} 是相关时间, W_{k} , V_{k} 均为互不相关的零均值 高斯白噪声,且有

 $\mathbf{E}[\boldsymbol{W}_{k}\boldsymbol{W}_{L}^{\mathrm{T}}] = Q_{k}\delta_{kL} \\ \mathbf{E}[\boldsymbol{V}_{k}\boldsymbol{V}_{L}^{\mathrm{T}}] = R_{k}\delta_{kL}$

 $-\phi$ \hat{v}

Ŷ

 $\mathbf{E}[\boldsymbol{W}_{k}\boldsymbol{V}_{L}^{\mathrm{T}}]=0$

码跟踪误差估计器受伪距子滤波更新周期的限制,量测数目 有限,而且为了不使伪距子滤波器的量测在时间上相关,要在伪距 子滤波器的每个量测间隔的开始(即码环的每个伪距预置之后), 将码跟踪误差估计器重新初始化。 Q_k 代表 $\delta \rho_{\text{TRK}}$ 的动态情况, R_k 代 表干扰强度。由于事先对 Q_k , R_k 并不能准确知道,因此,采用自适 应卡尔曼滤波器来有效地估计码跟踪误差。考虑到量测是一维的, \hat{R} 的正定性监测变为判定其正、负,因此, \hat{R} 采用无偏估计算法。如 果 \hat{R}_k 为负,则 $\hat{R}_k = \hat{R}_{k-1}$ 。自适应卡尔曼滤波算法如下:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{k/k-1} &= \mathbf{\varphi}_{k,k-1} \mathbf{x}_{k} \\
\mathbf{\varepsilon}_{k} &= \mathbf{Z}_{k} - \mathbf{H}_{k} \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} \\
\mathbf{P}_{k,k-1} &= \mathbf{\Phi}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{\Phi}_{k,k-1}^{\mathrm{T}} + \mathbf{K}_{k-1} \mathbf{\varepsilon}_{k} \mathbf{\varepsilon}_{k}^{\mathrm{T}} \mathbf{K}_{k-1}^{\mathrm{T}} \\
\left\{ \hat{\mathbf{R}}_{k} &= (1 - d_{k-1}) \hat{\mathbf{R}}_{k-1} + d_{k-1} [\mathbf{\varepsilon}_{k} \mathbf{\varepsilon}_{k}^{\mathrm{T}} - \mathbf{H}_{k} \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_{k}^{\mathrm{T}}] \\
\text{Jump } \hat{\mathbf{R}}_{k} \not \to \mathbf{\mathfrak{H}}, \mathbf{\mathfrak{M}} \hat{\mathbf{\mathfrak{H}}}, \mathbf{\mathfrak{M}} \hat{\mathbf{\mathfrak{R}}} = \hat{\mathbf{R}}_{k-1} \\
\mathbf{K}_{k} &= \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_{k}^{\mathrm{T}} [\mathbf{H}_{k} \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_{k}^{\mathrm{T}} + \hat{\mathbf{R}}_{k}]^{-1} \\
\hat{\mathbf{X}}_{k} &= \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_{k} \mathbf{\varepsilon}_{k} \\
\mathbf{P}_{k} &= [\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k} \mathbf{H}_{k}] \mathbf{P}_{k,k-1} [\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k} \mathbf{H}_{k}]^{\mathrm{T}} + \mathbf{K}_{k} \hat{\mathbf{R}} \mathbf{K}_{k}^{\mathrm{T}} \\
d_{k} &= (1 - b) / (1 - b^{k+1})
\end{aligned}$$
(3 - 128)

式中,*b*为遗忘因子,0<*b*<1。

(3) 组合滤波器的设计及仿真研究。

伪距子滤波器的状态变量选为

 $X_{\scriptscriptstyle 1} = egin{bmatrix} \delta v_{\scriptscriptstyle M} & \delta v_{\scriptscriptstyle Z} & \Phi_{\scriptscriptstyle N} & \Phi_{\scriptscriptstyle M} & \Phi_{\scriptscriptstyle Z} & \delta arphi & \delta \lambda & \delta h \end{pmatrix}$

 $\boldsymbol{\varepsilon}_{i} \quad \boldsymbol{\varepsilon}_{i} \quad \boldsymbol{\varepsilon}_{i} \quad \nabla_{i} \quad \nabla_{i} \quad \nabla_{i} \quad \delta b \quad \delta f^{-1}$

其中, δv_{χ} , δv_{μ} , δv_{z} 是 INS 的速度误差, Φ_{χ} , Φ_{μ} , Φ_{z} 是平台姿态误 差角, $\delta \varphi$, $\delta \lambda$, δh 是位置误差, ϵ_{χ} , ϵ_{χ} 是陀螺漂移, ∇_{χ} , ∇_{χ} 、 ∇_{χ} 是加 速度计零偏误差, δb , δf 分别是 GPS 接收机时钟偏置和时钟频漂。 伪距子滤波器的量测为估计的伪距与 GPS 实测的伪距之差。在 GPS 状态 3 时,用码跟踪误差估计器的结果来白化伪距残差。

伪距率子滤波器的状态变量选为

$$\begin{split} \boldsymbol{X}_{2} &= \begin{bmatrix} \delta v_{\mathrm{N}} & \delta v_{\mathrm{H}} & \delta v_{\mathrm{Z}} & \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{N}} & \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{H}} & \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{Z}} & \delta \varphi & \delta \lambda & \delta h \\ & \boldsymbol{\varepsilon}_{r} & \boldsymbol{\varepsilon}_{s} & \boldsymbol{\varepsilon}_{z} & \nabla_{s} & \nabla_{s} & \delta b & \delta f \\ & \boldsymbol{\varepsilon}_{ks} & \boldsymbol{\varepsilon}_{ks} & \boldsymbol{\varepsilon}_{ks} & \nabla_{ks} & \nabla_{ks} \end{bmatrix}^{\mathrm{I}} \end{split}$$

其中, ϵ_{kt} , ϵ_{kv} , ϵ_{kz} 为陀螺刻度系数误差, ∇_{kt} , ∇_{kz} 是加速度计 刻度系数误差。它们均为表示在x,y,z机体坐标系内的量。伪距率 子滤波器的量测为估计的伪距率与 GPS 实测伪距率之差。

伪距子滤波器采用标准的卡尔曼滤波算法,滤波更新周期为 1 s。伪距率子滤波器采用高阶的 INS 误差模型,为了提高其修正 速率,降低计算负荷,而采用一种次优滤波方法:滤波更新周期为 1 s,而滤波器增益阵的更新周期为 5 s,将时变的增益阵用分段常 值阵来逼近,以降低计算负荷。

主滤波器对伪距、伪距率子滤波器的公共状态进行融合。采用 无融合反馈的联合滤波算法,避免了两个子滤波器在出现故障时 的互相污染,为整个系统提供了高水平的容错性能。

为了检验所设计的滤波结构的性能,先对 23 阶集中式卡尔曼 滤波器进行协方差分析。各传感器的精度及其滤波初值分别见表 3-4和3-5,飞行轨迹见图3-6和3-7。

传感器	误差源	误差值(1σ)	相关时间
GPS	时钟偏置	30 m	~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
	时钟漂移	0.3 m/s	1 h
	伪距测量白噪声	90 m	0
	伪距率测量白噪声	0.1 m/s	0
INS	陀螺漂移	0.5°/h	1 h
	陀螺测量白噪声	0.001°/h	0
	陀螺刻度系数	1×10^{-4}	~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
	加速度计偏置	$5 \times 10^{-1} \mathrm{g}$	0.5 h
	加速度计测量白噪声	$5 \times 10^{-6} \mathrm{g}$	0
	加速度计刻度系数	1×10^{-4}	∞

表 3-4 传感器精度

表 3-5 滤波初值

误差状态	误差值(1σ)	
δv_{λ} , δv_{W} , δv_{Z}	1 m/s	
$oldsymbol{\Phi}_{\scriptscriptstyle N}$, $oldsymbol{\Phi}_{\scriptscriptstyle W}$	5'	
Φ_{\prime}	25'	
δφ,δλ	3″	
δh	100 m	

23 阶集中式卡尔曼滤波器的典型计算结果如图 3-36~3-38 所示。它们分别是速度估计误差、姿态角估计误差和位置估计误差 曲线。从图中看出,在t = 550 s时,速度估计误差(1 σ)约为 0.04 m/s,方位角估计误差(1 σ)约为1′,水平位置估计误差(1 σ) 约为8 m,这些计算结果可作为对比分析不同滤波结构性能的基 准。图 3-39~3-41分别是伪距子滤波器的北向速度估计误差、北 向位置估计误差及方位角估计误差的仿真曲线。图 3-42~3-44 分别是伪距率子滤波器的北向速度估计误差、北向位置估计误差 及方位角估计误差的仿真曲线。仿真结果表明,对于采用联合滤波 结构的系统而言,位置误差及GPS时钟偏置的估计精度主要由伪 距子滤波器决定,而速度误差、姿态角误差、INS惯性器件误差及 GPS 时钟漂移的估计精度则主要由伪距率子滤波器决定。









图 3-40 北向位置估计误差





图 3-44 方位角估计误差

图 3-45~3-47 是主滤波器的北向速度估计误差、北向位置 估 计误差及方位角估计误差的仿真曲线。可以看出其估计精度与 集中式 23 阶滤波器的估计精度基本相同。

假设 GPS 接收机所受的临界与间歇干扰为:

- 250~320 s 1颗卫星的载波环失锁
- 320~390 s 2颗卫星的载波环失锁
- 390~460 s 3颗卫星的载波环失锁
- 460~550 s 4颗卫星的载波环失锁

主滤波器的计算结果如图 3-48~3-50 所示,它们分别是北向速 度估计误差曲线、方位角估计误差曲线和北向位置估计误差曲线。 与图 3-39~3-41 所示伪距子滤波器的计算结果相比较可以看 出,GPS 接收机受到临界、间歇干扰时,主滤波器的精度仍高于伪 距 子滤波器的精度。因此,在 4 个通道的载波环全部失锁之前,对 辅助的码环来说,应将主滤波器纳入跟踪环路,只有当全部载波环 都失锁时才将伪距子滤波器纳入码环。





这里研究的深组合系统设计方法是在卡尔曼跟踪器 / 导航器 方法的基础上引入联合滤波技术,其目的在于解决滤波器规模、更 新速率和对 INS 校正能力之间的矛盾。在这种滤波结构中,伪距子 滤波器采用低阶 INS 误差模型,伪距率子滤波器采用了高阶 INS 误差模型。同时也研究了一种高效的次优滤波算法,以提高伪距率 子 滤波器的更新速率。理论与仿真分析都表明了这种深组合导航 系统滤波结构的有效性。

3.3 GPS/INS/SAR 组合导航与

目标识别系统

INS/SAR 组合系统是一种正在兴起的组合导航新体制。 GPS/INS/SAR 组合系统不仅是一个高精度的组合导航系统,而 且具有目标识别的能力。

SAR 是一种基于距离-多普勒(Range - Doppler) 二维分辨原 理的成像雷达,它可以在能见度极差的气象条件下,提供类似于光 学照相的高分辨率图像。这样,把即时获得的雷达图像信息与事先 准备好的机载数字地图或景像信息进行比较和辨识,即可确定飞 机所处的即时位置。确定位置的精度主要取决于数字地图的精度 和雷达图像的分辨率。把精确的位置信息与 INS 的信息相比较,就 可对其定位误差进行补偿修正,而 INS 的即时位置信息又可帮助 确定雷达图像信息与数字地图进行匹配的大致地区范围。另一方 面,在雷达成像时,飞机速度的变化及天线姿态的稳定要影响成像 质量。为了提高合成孔径雷达成像的品质,就要按 INS 所提供的速 度及姿态信息对其进行运动补偿,这样,INS 和合成孔径雷达相组 合,借助数字地图数据库(DMD, Digital Map Database),利用其 互补性和相互依赖性,便很自然地构成一种新型的高性能组合导 航系统。 将 GPS 加入 INS/SAR 组合系统可增加信息的冗余,进一步 提高系统的性能。GPS/INS/SAR 组合导航与目标识别系统是一 个新的、多学科技术密集性很强的研究领域。本节所做的探索性研 究,着重于概念、原理的形成与发展,以及某些关键技术的理论 探讨。

3.3.1 INS/SAR 组合系统的功能原理^[6.16.23.24]

图 3-51 是机载高分辨多模式合成孔径雷达系统框图,图中示出 INS 对 SAR 的辅助作用:① 天线的稳定、对准;② 运动补偿。



图 3-51 机载高分辨多模式合成孔径雷达系统框图

SAR 的运动补偿过程,就是在一个合成孔径时间内利用 INS 数据确定 SAR 天线相对地面目标的位置、速度和姿态,SAR 处理 器由这些信息反复计算天线相位中心沿目标视线(LOS) 至目标 的斜距 R(t),按式(3 - 129) 校正 SAR 回波信号的相位 $\phi(t)$,以保 持回波信号的相干相位历史。

$$\phi(t) = \frac{4\pi}{\lambda} R(t) \qquad (3-129)$$

式中,λ为雷达载波波长。

典型的运动补偿性能要求是:在合成孔径时间内,利用自动聚 焦除去低频相位误差后,剩余的相位误差 δφ 应小于 8°RMS,对于 3 cm 雷达波长,相当于 RMS 距离误差 $\delta R = 0.33 \text{ mm}_{2}$ INS 所能提 供的运动补偿精度直接影响 SAR 图像的分辨率。通常根据 SAR 的 分辨率要求,系统成本和载体的动态情况有以下三种运动补偿 技术:① 杆臂分析法,根据 INS 输出的姿态数据和 SAR 天线与 INS 之间的杆臂,外推运动补偿所需的位置、速度和姿态信息;② 在方法①中,将三个加速度计正交安装于 SAR 天线处,以便提高 外推数据的精度:③ 在 SAR 天线处安装一个小型辅助捷联惯性 测量装置(IMU),用它提供的高数据率运动数据和飞机主 INS 产 生的低数据率运动数据,以及大气数据系统的气压高度信息和雷 达高度表的真实高度信息进行最佳组合,构成校正向量,可获得比 较理想的运动补偿效果。由于 IMU 的成本日益降低,方法 ③ 得到 了广泛采用。一种典型的 SAR 运动补偿系统(SAR MCS) 结构框 图如图 3-52 所示;它包括下列检测系统:① 靠近飞机质心安装的 高精度平台惯导系统(MINS);② 多普勒雷达(或 GPS 接收机); 轮传动装置上,距天线相位中心约50 cm;④ 测量大气静压与温度 的敏感元件,用以确定气压高度;⑤ 雷达高度表。

对大多数航空应用而言,SAR的合成孔径时间通常都小于 1 min,与正常的长期惯导性能要求(例如每小时 1.85 km)相比, SAR 成像品质的运动补偿要求应具有优良的短期导航性能。在图 3-52 中,主 INS 与捷联惯导系统均采用游移方位力学编排。卡尔 曼 滤波器综合主惯导与气压高度信息求得位置、速度和姿态的最 佳估值。多普勒雷达用来阻尼主惯导的舒勒振荡误差。主惯导确定



图 3-52 SAR MCS 结构原理图

的基准导航坐标系通过传递对准传给捷联惯导。在每次 SAR 触发脉冲打开之前把 LOS 与距离数据加给 SAR MCS。初始视线按雷达高度表信息和雷达天线环形齿轮编码器给出的方位角估算出来,其后 SAR MCS 可连续地确定视线的姿态并在地球固联坐标系 内计算沿时变视线和沿参考航迹方向的速度分量。由速度的积分可获得合成孔径期间各个时刻从相位中心到目标的距离变化,以及沿参考航迹上发射 / 接收点的位置。SAR 处理器利用前者把视线方向的所有回波相互进行对准,利用后者在参考航迹方向上内插各个回波,使合成的回波等间隔的排列在这个方向上。

INS/SAR 组合导航系统的原理框图如图 3-53 所示。从 INS 的输出中减去 INS 误差的即时估算值就能获得载体的即时位置和 航向估算数据。根据上述导航参数估算值进行计算,就能确定 SAR 传感器的即时视场(FOV)及需要的用以平移和转动地图图 像 的参数,以便使其与矫正后的 SAR 图像对准。地图数据库管理 系统利用视场信息,以存取和编制适当的地图数据,从而产生能覆 盖 所期望的成像地形的图像。与数据库中存储的不同种类的地形 信息相对应,这个图像可以有几个组成部分或分为若干层。然后把 地图图像转动和平移,使其与期望的 SAR 图像相一致。但是,由于 SAR 传感器数据和存储的地图数据之间分辨率有差别,该点上的 地图图像和 SAR 图像并不是一一对应的。

如果地形标高变化很大,SAR 图像会出现畸变,为了补偿这种畸变和利用阴影效果,要对数字地图标高数据进行分析,以预测 畸变影响和阴影的位置。

SAR 图像的地形特征提取是在选定的"分析窗口"内采用专用的分割算法。"分析窗口"的定位过程是从地图图像中搜索一个包含特征的地形区域,这个地形区域应当易于由对应的 SAR 图像处 理算法来分割。在这个搜索中,需要并行执行好几种算法,每种算法与某个地形特征类型相对应。例如,一种处理算法用来搜索运

输线特征,确定该区域内是否包含相对笔直的公路段。类似的算法 用来搜索水文特征,如江河的水道,而另一种算法则用来搜索人文 地貌特征,以识别突出的人工建筑物。设置"窗口"的尺寸应当与 INS 的导航误差和目标尺寸相适应。"窗口选择"的输出是以二值 图像形式表示的,它包含每一类特征的"分析窗口"的位置和预测 特征的位置。



图 3-53 INS/SAR 组合系统的原理框图

由于 SAR 图像与地图图像的分辨率一般是不同的,不同分辨 率的两幅图像不便于进行特征相关,"尺度变换"就是将两者不同 的分辨率变换为相同的分辨率的过程。

"算法控制"过程为每个特征类型产生的"窗口"列表,相应地

给 SAR 特征提取和特征相关产生控制序列。在每个"窗口"中,都 用专门的 SAR 图像分割算法以二值图像代码表示地形特征。为了 估算平移和旋转偏差,要把上述二值 SAR 图像与从数字地图获得 的 相应图像加以比较。估算偏差所用的算法是最小二乘方轮廓匹 配技术。

如图 3-54 所示,为了获得单一 的估算值和相关联的误差协方差矩 阵,要把某一幅场景中的多窗口偏 差估算值融合在一起,然后把该场 景融合后的测量数据作为组合卡尔 曼 滤 波 器 的 量 测, 卡 尔 曼 滤 波 器 作 [Φ₁, K_a⁻¹], [Φ₂, K_a⁻¹], [Φ₃, K_a⁻¹] 出 INS 误差的最优估计,用来对 INS 进行输出校正或反馈校正。

在图 3-54 中.0 是来自第1 个 "窗口"的地形特征偏差量测向量, 它包含平移和旋转部分。θ 是要估 计的参数向量,它包括使用 INS 指 示的位置和航向所引起的平移和旋





图 3-54 多窗口数据的融合

转误差,分别用 $\delta X_{P}^{c},\delta Y_{P}^{c}$ 和 $\delta \alpha$ 来表示。 ϕ 是一个随机向量,其均值 $\dot{\eta}$, $\dot{\theta}$ 和"窗口"位置而定。如果航向误差较小,那么 ϕ ,的均值可近似 表认为θ的线性函数

$$\mathbf{E}[\boldsymbol{\Phi}_{i}] = \boldsymbol{F}_{i}\boldsymbol{\theta} \qquad (3-130)$$

式中,F,是有适当维数的矩阵。如果假设 O,是一个独立的高斯分 布的随机向量,其方差为 K_{α} ,均值为 F,θ ,那么,在给定向量 Θ ,时, θ 的最大似然估计为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \left[\sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{F}_{i}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{K}_{\boldsymbol{\varphi}}^{-1} \boldsymbol{F}_{i}\right]^{-1} \left[\sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{F}_{i}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{K}_{\boldsymbol{\varphi}}^{-1} \boldsymbol{\varphi}_{i}\right] \qquad (3-131)$$

 θ 的协方差可表示为

$$\operatorname{cov}[\hat{\boldsymbol{\theta}}] = \left[\sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{F}_{i}^{\mathsf{T}} \boldsymbol{K}_{\boldsymbol{\varphi}}^{-1} \boldsymbol{F}_{i}\right]^{-1} \qquad (3-132)$$

式中,N是一幅图中"分析窗口"的数目。

上述系统利用了导航系统即时估算值来提供合成孔径雷达图像中地形特征或陆标的大概位置,接着又反过来用这个位置取得导航修正值。为使系统能正常工作,必须保持足够高的导航精度,以使"分析窗口"把所需要的特征包括进去。

3.3.2 SAR MCS 卡尔曼滤波器设计

由图 3-52 看出,天线 S/D IMU 的输出与飞机主 INS 和多普 勒雷达(或 GPS 接收机)的信息都一道加给卡尔曼滤波器,由它估 计 出与这些设备有关的各种系统误差和仪表误差。滤波器估计的 S/D IMU 误差和其惯性仪表误差反馈给 S/D IMU 导航算法,按 闭 环方式校正相关的参数。卡尔曼滤波器综合的最终结果是使多 普勒速度(或 GPS 速度 / 位置)阻尼的主 INS 平台定向反复地传递 给 S/D IMU。滤波器的故障诊断数据和校正后的主 INS 导航数据 也作为 SAR MCS 的次要的输出。下面以 GPS 速度 / 位置阻尼的 方案为例阐述综合卡尔曼滤波器数学模型的设计方法。

SAR MCS 卡尔曼滤波器包括两个独立的子滤波器:一个是 执行对主 INS 误差的阻尼;另一个是完成从主 INS 平台到 S/D 平 台的传递对准。

1. 主 INS 与 GPS 组合卡尔曼滤波器数学模型

游移方位坐标系(w)与地理坐标系(g)的定向关系如图 3-55 所示。地理坐标系在惯性空间既跟踪地球的自转也跟踪载 体运动所形成的绕地球的转动,即它在惯性空间转动的角速度为

$$\omega_{ig}^{g} = \omega_{ie}^{g} + \omega_{e}^{g}$$

式中, \ow_g 为 g 系相对惯性坐标系 / 的角速度在 g 系三个轴向的分 量列矩阵; 其余符号的意义类同。在北西天 g 系中



图 3-55 惯性坐标系 1,地球坐标系 e,地理坐标系 g 和游移方位坐标系 w 的取向

$$\omega_{ig}^{g} = \begin{bmatrix} \omega_{ir}\cos\varphi - \frac{v_{y}^{g}}{R} \\ \frac{v_{x}^{g}}{R} \\ \omega_{ir}\sin\varphi - \frac{v_{y}^{g}}{R}\tan\varphi \end{bmatrix}$$
(3 - 133)

式中,R为地球平均半径, ω_{ie} 为地球自转角速度。由此,在指北方位 INS中,需按上式给平台施加指令角速度,使平台跟踪地理坐标系 在惯性空间的转动。由于 tan φ 的发散性,在高纬度地区,沿垂直轴 的施矩速度很大,物理上难以实现。为避免这一困难,通常 INS 采 用 游移方位坐标系力学编排。游移方位坐标系沿垂直轴只跟踪地 球自转角速度 $\omega_{ie}\sin\varphi_{o}$ 该坐标系相对地理坐标系有一个游移方位 角 α_{o}

$$\alpha = \alpha_0 + \int_0^t \frac{v_y^g}{R} \tan\varphi \,\mathrm{d}t \qquad (3-134)$$

载体航向角 ϕ 和平台航向角 ϕ_P 的关系为

$$\psi = \psi_P - \alpha \qquad (3-135)$$

由于在垂直方向上去掉了(v^g_y/R)tan φ项的跟踪速度,因而克服了 指北方位 INS 中施矩太大,不能在高纬度地区正常工作的难题。

利用 GPS 信息阻尼 INS 的误差时应当考虑到这样一个事实: GPS 的速度、位置信息通常用分解在地理坐标系(如北西天 NWZ 坐标系)的位置、速度量表示,在游移方位坐标系中进行力学编排 的 INS 与其组合时,卡尔曼滤波器中的误差动力学模型应当选用 列写于地理坐标系(g)的游移方位惯导基本误差方程。这样才便 于把 INS 的输出量与 GPS 的输出量相比较,从而建立适合于这种 组合情况下的滤波器数学模型。

(1) 状态方程。采用g 系的游移方位 INS 速度误差为

 $\delta \mathbf{v}^{g} \triangleq \mathbf{v}^{g_{c}}_{c} - \mathbf{v}^{g} = \begin{bmatrix} \delta v_{N} & \delta v_{W} & \delta v_{Z} \end{bmatrix}$

式中,角标g。为游移方位INS的计算地理坐标系。采用g系的游移 方位 INS 速度误差方程为

 $\delta v^{g} = -(2\Omega^{g} + \omega^{g}_{eg}) \times \delta v^{g} - (2\delta\Omega^{g} + \delta\omega^{g}) \times v^{g} +$

$$f^{g} \times \Phi^{g} + C^{g}_{w} \nabla^{w} + \delta g^{g} \qquad (3-136)$$

式中, Ω 为地球自转角速度, δg 为重力误差。垂直通道采用气压高 度信息阻尼时,式(3-136)的分量形式为

$$\delta v_N = \frac{-v_Z}{R} \delta v_N + 2(\Omega_Z - \frac{v_W}{R} \tan\varphi) \delta v_W - \frac{v_N}{R} \delta v_Z + \left(2\Omega_N - \frac{v_W \sec^2\varphi}{R} \right) v_W \delta \varphi + \frac{1}{R^2} (v_N v_Z + v_W^2 \tan\varphi) \delta h - f_Z \Phi_W + f_W \Phi_Z + \nabla_x \cos\alpha - \nabla_y \sin\alpha$$
$$\delta \dot{v}_{W} = -\left(2\Omega_{Z} - \frac{v_{W}}{R} \tan\varphi\right) \delta v_{N} + \frac{1}{R} (v_{N} \tan\varphi - v_{Z}) \delta v_{W} + \left(2\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R}\right) \delta v_{Z} - \left[2(\Omega_{N} v_{N} + \Omega_{Z} v_{Z}) - \frac{1}{R} v_{N} v_{W} \sec^{2}\varphi\right] \delta \varphi - \frac{1}{R^{2}} (v_{N} v_{W} \tan\varphi - v_{W} v_{Z}) \delta h + f_{N} \Phi_{Z} - f_{Z} \Phi_{N} + \nabla_{x} \sin\alpha + \nabla_{y} \cos\alpha$$

$$\delta \dot{v}_{Z} = \frac{2v_{N}}{R} \delta v_{N} - 2\left(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R}\right) \delta v_{W} + 2\Omega_{Z} v_{W} \delta \varphi - \frac{v_{W}^{2} + v_{N}^{2}}{R^{2}} \delta h - f_{W} \Phi_{N} + f_{N} \Phi_{W} + \nabla_{z} + 2\omega_{S}^{2} \delta h_{z} - k_{2} (\delta h_{z} - \delta h_{b})$$

$$(3 - 137)$$

式中
$$\Omega_{z} = \omega_{te} \sin \varphi;$$

 $\Omega_{N} = \omega_{te} \cos \varphi;$
 $\nabla_{x}, \nabla_{y}, \nabla_{z}$ — 沿游移方位坐标系轴的加速度计误差;
 $\omega_{s} = 1.24 \times 10^{-3} 1/s;$
 $k_{2} = 1.111 \times 10^{-3} s^{-2};$
 k_{2} — 气压高度阻尼系数。

游移方位惯导平台误差角向量Φ在g系和w系中的分量分别为 $Φ_N, Φ_W, Φ_2$ 和 $Φ_x, Φ_y, Φ_z$,它们之间的关系是g系和w系之间的坐标变换关系。采用g系的游移方位惯导平台误差角方程为

 $\dot{\Phi}^{g} = -\omega_{ig}^{g} \times \Phi^{g} + \delta\Omega^{g} + \delta\omega^{g} + C_{w}^{g}\epsilon^{w} \qquad (3-138)$

式中

$$\boldsymbol{\Phi}^{\boldsymbol{g}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi}_{N} & \boldsymbol{\Phi}_{W} & (\boldsymbol{\Phi}_{z} - \Delta \alpha) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(3-139)

上式说明, Φ^{α} 的两个分量 Φ_{N} , Φ_{W} 就是游移方位惯导平台绕N向和 W向的误差角,而 $\Phi_{Z} = \Phi_{z} - \Delta \alpha$,它不是游移方位惯导平台绕垂直 轴 Z 的误差角 Φ_x , 而是 Φ_x 与游移方位角误差 $\Delta \alpha$ 的差值, Φ_z 称为游移方位惯导的航向误差角。采用 g 系的游移方位惯导平台误差角 方程为

$$\begin{split} \Phi_{N} &= -\frac{\delta v_{W}}{R} + \left(\Omega_{Z} - \frac{v_{W}}{R} \tan\varphi\right) \Phi_{W} - \frac{v_{N}}{R} \Phi_{Z} - \Omega_{Z} \delta\varphi + \\ & \varepsilon_{x} \cos\alpha - \varepsilon_{y} \sin\alpha + \frac{v_{W}}{R^{2}} \delta h, \\ \Phi_{W} &= \frac{\delta v_{N}}{R} - \left(\Omega_{Z} - \frac{v_{W}}{R} \tan\varphi\right) \Phi_{N} + \left(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R}\right) \Phi_{Z} + \\ & \varepsilon_{x} \sin\alpha + \varepsilon_{y} \cos\alpha - \frac{v_{N}}{R^{2}} \delta h, \\ \Phi_{Z} &= -\frac{\delta v_{W}}{R} \tan\varphi + \frac{v_{N}}{R} \Phi_{N} - \left(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R}\right) \Phi_{W} + \\ & \left(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R} \sec^{2}\varphi\right) \delta\varphi + \varepsilon_{Z} + \frac{v_{W}}{R^{2}} \tan\varphi \delta h, \end{split}$$
(3-140)

式中, ε_x, ε_y, ε_z 为沿游移方位坐标轴的陀螺漂移误差。

采用 g 系的游移方位惯导位置误差方程及游移方位角误差方 程为

$$\delta \dot{\varphi} = \frac{\delta v_N}{R} - \frac{v_N}{R^2} \delta h,$$

$$\delta \lambda = \frac{-1}{R \cos \varphi} \left(\delta v_W + v_W \tan \delta \varphi - \frac{v_W}{R} \delta h, \right)$$

$$\delta h_i = \delta v_Z - k_1 (\delta h_i - \delta h_b)$$

$$\delta \alpha = \frac{1}{R} \tan \varphi \left(\frac{-v_W}{\cos \varphi \sin \varphi} \delta \varphi + \delta v_W - \frac{v_W}{R} \delta h, \right)$$

(3-141)

式中, $k_1 = 0.066 6 \text{ s}^{-1}$, k_1 为气压高度阻尼系数。

本设计中 INS 的高度通道除采用气压高度信息阻尼外,还利

用 GPS 高度信息对其进行校正。一般情况下,组合卡尔曼滤波器 不需要估计游移方位角误差 δα。

气压高度误差方程为

$$\delta h_b = -\frac{v_G}{D} \delta h_b + w_h \tag{3-142}$$

式中 v_G —— 飞机地速;

D ── 气压相关距离, D = 463 km;

wh----测量误差噪声。

陀螺漂移误差模型为

₩.---- 零均值高斯白噪声。

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{bj} = -\beta_{\varepsilon_j} \boldsymbol{\varepsilon}_{bj} + \boldsymbol{w}_{\varepsilon bj} \qquad (3-144)$$

影响 GPS 距离及距离率测量精度的主要误差源有 GPS 接收 机时钟相位误差 δb 和时钟频率误差 δn。

$$\left. \begin{array}{l} \delta b = \delta n + w_{\delta b} \\ \delta n = -\beta_{\delta n} \delta n + w_{\delta n} \end{array} \right\} \tag{3-145}$$

式中 δn ——一阶马尔可夫过程;

w3b, w3n---- 零均值白噪声;

 β_{δ_n} — 反相关时间常数。

SAR MCS 中用 GPS 阻尼主 INS 的卡尔曼滤波器所包含的状态变量有 15 个。

 $\boldsymbol{X}_{1}(t) = \begin{bmatrix} \delta v_{N} & \delta v_{W} & \delta v_{Z} & \boldsymbol{\Phi}_{N} & \boldsymbol{\Phi}_{W} & \boldsymbol{\Phi}_{Z} \end{bmatrix}$

 $\delta \varphi \quad \delta \lambda \quad \delta h_i \quad \delta h_b \quad \epsilon_x \quad \epsilon_y \quad \epsilon_z \quad \delta b \quad \delta n]^{\mathsf{T}}$ (3-146) 滤波器数学模型的状态方程式为

 $\dot{X}_1(t) = F_1(t)X_1(t) + G_1(t)W_1(t)$ (3-147)

式中

0 $\frac{0}{k_2} \qquad \mathbf{0}_{3-3}$ 0 $(\boldsymbol{F}_{\text{INS}})_{9\times9} = 0 = (\boldsymbol{C}_{h}^{g})_{3\times3} = \boldsymbol{0}_{13}$ 0 0 $\boldsymbol{F}_{1} = \begin{vmatrix} 0 & \mathbf{0}_{1}, \\ 0 & \mathbf{0}_{2}, \\ \vdots & \vdots \\ -\beta_{h} & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots \end{vmatrix}$ (3 - 148) $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0}_{6\times9} \end{array}$ $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} \qquad (\boldsymbol{F}_{\text{GPS}})_{2-2} \end{array}$ $F_{\epsilon} = diag(-\beta_{\epsilon_{\ell}} - \beta_{\epsilon_{\lambda}} - \beta_{\epsilon_{\lambda}})$ (3-149) $F_{\text{GPS}} = \text{diag}(0 - \beta_{\delta u})$ (3 - 150)(3-151) $\boldsymbol{W}_{1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{w}_{\nabla}, & \boldsymbol{w}_{\nabla}, & \boldsymbol{w}_{\nabla z} & \boldsymbol{w}_{z}, & \boldsymbol{w}_{zy} & \boldsymbol{w}_{zz} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}$ (3-152) $w_h w_{\epsilon b_i} w_{\epsilon b_y} w_{\epsilon b_z} w_{\delta h} v_{\delta h}$

第3章

组合导航系统

式中,0表示有相应维数的零矩阵,C%为机体坐标系(b)到北西天 地理坐标系(g)的方向余弦阵。

	$-\sin\gamma\sin\theta\cos\psi$	$-\cos\gamma\sin\theta\cos\psi$
$\cos \theta \cos \varphi$	$\varphi + \cos\gamma\sin\phi$	$-\sin\gamma\sin\psi$
$C_b^g = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots \\ & & & \dots & & \dots \end{bmatrix}$	$\sin\gamma\sin\theta\sin\phi$	$\cos \psi \sin \theta \sin \psi$
$-\cos\theta\sin\varphi$	$+\cos\gamma\cos\psi$	- sınγcosψ
sınθ	sınγcosθ	$\cos \gamma \cos \theta$
	$\begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi \\ \dots & \dots \\ -\cos\theta\sin\psi \\ \dots & \dots \\ \sin\theta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\sin\gamma\sin\theta\cos\psi & -\sin\gamma\sin\theta\cos\psi \\ +\cos\gamma\sin\psi & +\cos\gamma\sin\psi \\ -\cos\theta\sin\psi & +\cos\gamma\cos\psi \\ \sin\theta & \sin\gamma\cos\theta \end{bmatrix}$

(3 - 153)

 φ 是从地理北向计算的航向角, W_1 的元素为互不相关的零均值白 噪声。

(2) 量测方程。采用位置组合时,卡尔曼滤波器的量测值为 GPS 测量的伪距与 INS 计算的距离之差

 $Z_{
ho} =
ho_{
m ms} -
ho_{
m cs}$ $\iota = 1, 2, 3, 4$ (3-154) 滤波器量测方程为

$$\mathbf{Z}_{\rho}(t) = \mathbf{H}_{\rho}(t)\mathbf{X}_{1}(t) + \mathbf{V}_{\rho}(t) \qquad (3-155)$$

 H_{ρ}, V_{ρ} 的设计可参见公式(3-93)~(3-97)。

 $\boldsymbol{H}_{\rho} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}_{4 \times 6} & (\boldsymbol{D}_{B} \boldsymbol{D}_{A})_{4 \times 3} & \boldsymbol{0}_{4 \times 4} & (\boldsymbol{H}_{GSP})_{4 \times 2} \end{bmatrix}$ (3 - 156)

采用速度组合时,卡尔曼滤波器的量测值为 GPS 测量的伪距 率和 INS 计算的距离变化率之差

$$Z_{\rho_l} = \rho_{ms_l} - \rho_{cs_l}$$
 $l = 1, 2, 3, 4$ (3 - 157)

滤波器量测方程为

$$\mathbf{Z}_{\rho}(t) = \mathbf{H}_{\rho}(t)\mathbf{X}_{1}(t) + \mathbf{V}_{\rho}(t) \qquad (3-158)$$

 H_{ρ} , V_{ρ} 的设计参见公式(3-111) ~ (3-115)。

 $\boldsymbol{H}_{\rho} = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{D}_{F})_{4\times 3} & \boldsymbol{0}_{4\times 3} & (\boldsymbol{D}_{G})_{4\times 3} & \boldsymbol{0}_{4\times 4} & (\boldsymbol{H}_{GSV})_{4\times 2} \end{bmatrix}$ (3 - 159)

气压高度 h_b 与惯性高度 h, 之差作为组合卡尔曼滤波器的另 一个观测量。量测方程为

$$Z_{h}(t) = H_{h}(t)X_{1}(t) + V_{h}(t) \qquad (3-160)$$

式中 $H_h = [\mathbf{0}_{1 \times 8} \ 1 \ -1 \ \mathbf{0}_{1 \times 5}];$ $V_h \longrightarrow$ 气压高度测量白噪声。

综合式(3-155),(3-158),(3-160)得组合卡尔曼滤波器量 测方程为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{\rho}(t) \\ \mathbf{Z}_{\rho}(t) \\ \mathbf{Z}_{h}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\rho}(t) \\ \mathbf{H}_{\rho}(t) \\ \mathbf{H}_{h}(t) \end{bmatrix} \mathbf{X}_{1}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\rho}(t) \\ \mathbf{V}_{\rho}(t) \\ \mathbf{V}_{h}(t) \end{bmatrix}$$
(3-161)

或写成

 $\mathbf{Z}_{1}(t) = \mathbf{H}_{1}(t)\mathbf{X}_{1}(t) + \mathbf{V}_{1}(t) \qquad (3-162)$

2. 主 INS 与 S/D IMU 进行传递对准的卡尔曼滤波器数学 模型

(1) 状态方程。卡尔曼滤波器所包含的状态变量有:S/D IMU 相对主 INS 的速度误差($\delta v_{sN}, \delta v_{SW}$)、相对平台误差角(Φ_{sN}, Φ_{SW} , Φ_{sZ})和 S/D 陀螺漂移误差($\epsilon_{sr}, \epsilon_{sv}, \epsilon_{sc}$), 总计为 8 个误差状态 变量。

 $\boldsymbol{X}_{2} = \begin{bmatrix} \delta v_{SN} & \delta v_{SW} & \boldsymbol{\Phi}_{S\lambda} & \boldsymbol{\Phi}_{SW} & \boldsymbol{\Phi}_{SZ} & \boldsymbol{\epsilon}_{Sx} & \boldsymbol{\epsilon}_{Sy} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ (3 - 163)

在模型设计中,采用相对 S/D 系统误差而不是绝对 S/D 系统 误差,是出自以下两点考虑:首先,从理论分析上来看,借对比两个 有相同误差动力学的系统信息所构成的测量值只对两个系统的相 对误差有观测性;另外,从实用上考虑,对相对 S/D 误差进行建模 时,能够指望 S/D 仪表误差要比主 INS 仪表误差大得多。可以证 明,X₁ 的估计实际上与 X₂ 的估计是解耦的,其含义是在卡尔曼滤 波器运算中,在这两组子矢量之间没有什么有意义的相关性。这种 特 性在数学上等效于两个独立的卡尔曼滤波器,这是一种可靠的 鲁棒的结构设计,在卡尔曼滤波器中轻微的低性能 S/D IMU 建模 误差不会通过其速度匹配测量值反馈给主 INS 系统,从而损害其 系统误差估计。应当提醒的是,必须加以控制的误差量是 S/D 平 台的绝对失准角,即在闭环误差控制中,S/D IMU 应当用 X_1 和 X_2 中有关量之和进行校正,它代表 S/D 绝对误差的滤波器估计值。

本设计中游移方位惯导采用g系中的惯导水平速度误差方程

$$\delta v_{SN} = -\frac{v_Z}{R} \delta v_{SN} + \left(\Omega_Z - \frac{v_W}{R} \tan \varphi \right) \delta v_{SW} - f_Z \Phi_{SW} + f_W \Phi_{SZ} + \nabla_{Sr} \cos \alpha - \nabla_{Sy} \sin \alpha$$

$$\delta v_{SW} = - \left(2\Omega_Z - \frac{v_W}{R} \tan \varphi \right) \delta v_{SN} + \frac{1}{R} (v_N \tan \varphi - v_Z) \delta v_{SW} - f_N \Phi_{SZ} + f_Z \Phi_{SN} + \nabla_{Sx} \sin \alpha + \nabla_{Sy} \cos \alpha$$

$$(3 - 164)$$

式中, ▽_s, , ▽_s, 为沿游移方位坐标轴 *x* 和 *y* 的加速度计零位误差。 相对平台误差角方程为

$$\begin{split} \dot{\Phi}_{SN} &= -\frac{\delta v_{SW}}{R} + \left(\Omega_{Z} - \frac{v_{W}}{R} \tan\varphi\right) \Phi_{SW} - \frac{v_{N}}{R} \Phi_{SZ} + \\ & \varepsilon_{Sr} \cos\alpha - \varepsilon_{Sr} \sin\alpha \\ \Phi_{SW} &= \frac{\delta v_{SN}}{R} - \left(\Omega_{Z} - \frac{v_{W}}{R} \tan\varphi\right) \Phi_{SN} + \left(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R}\right) \Phi_{SZ} + \\ & \varepsilon_{Sr} \sin\alpha + \varepsilon_{Sr} \cos\alpha \\ \dot{\Phi}_{SZ} &= -\frac{\delta v_{SU}}{R} \tan\varphi + \frac{v_{N}}{R} \Phi_{SN} - \left(\Omega_{N} - \frac{v_{W}}{R}\right) \Phi_{SW} + \varepsilon_{SZ} \end{split}$$

$$(3 - 165)$$

式中, ϵ_{Sx} , ϵ_{Sy} , ϵ_{Sz} 为沿游移方位坐标轴的陀螺漂移误差。

陀螺漂移误差模型与式(3-143),(3-144)类同。

由方程式(3-164),(3-165)和(3-143),(3-144)得到卡尔 曼滤波器的状态方程

 $X_{2}(t) = F_{2}(t)X_{2}(t) + G_{2}(t)W_{2}(t) \qquad (3-166)$ $F_{2},G_{2} \ \pi W_{2} \ \text{obstat}$

$$\boldsymbol{F}_{2} = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{F}_{\text{INS}})_{5\times 5} & \boldsymbol{0}_{2\times 3} \\ \dots & (\boldsymbol{C}_{5}^{\ell})_{3\times 3} \\ \boldsymbol{0}_{3\times 3} & (\boldsymbol{F}_{\epsilon})_{3\times 3} \end{bmatrix}$$
(3 - 167)

$$F_{\epsilon} = \operatorname{diag}(-\beta_{Sbx} - \beta_{Sby} - \beta_{Sbz}) \qquad (3-168)$$
$$G_{2} = \begin{bmatrix} (C_{ij})_{2 \times 2} & 0 & 0 \\ 0 & C_{b}^{\epsilon} & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \qquad (3-169)$$

$$\boldsymbol{W}_{2} = \begin{bmatrix} w_{S \nabla x} & w_{S \nabla y} & w_{S \epsilon x} & w_{S \epsilon y} & w_{S \epsilon x} & w_{S b x} & w_{S b y} & w_{S b x} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$(3 - 170)$$

式中,W₂的元素为互不相关的零均值白噪声。

(2) 量测方程。取主 INS 计算的速度与 S/D IMU 计算的速度 之差作为滤波器量测值。

 $Z_{2N} = \delta V_{SN} + \eta_{2N}; \quad Z_{2W} = \delta V_{SW} + \eta_{2W}$

$$\mathbf{Z}_2 = \begin{bmatrix} Z_{2N} & Z_{2W} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}; \quad \mathbf{V}_2 = \begin{bmatrix} \eta_{2N} & \eta_{2W} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

量测方程为

$$\mathbf{Z}_{2}(t) = \mathbf{H}_{2}(t)\mathbf{X}_{2}(t) + \mathbf{V}_{2}(t) \qquad (3 - 171)$$

式中

表示

$$\boldsymbol{H}_{2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3-172)$$

3. SAR MCS 卡尔曼滤波器数学模型

综合方程式(3-147),(3-162),(3-166)和(3-171)得到 SAR MCS 卡尔曼滤波器数学模型

$$\boldsymbol{X}(t) = \boldsymbol{F}(t)\boldsymbol{X}(t) + \boldsymbol{G}(t)\boldsymbol{W}(t) \qquad (3-173)$$

$$Z(t) = H(t)X(t) + V(t)$$
 (3-174)

式中

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_1 & \boldsymbol{X}_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{3-175}$$

$$\boldsymbol{F} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{F}_1 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{F}_2 \end{bmatrix} \tag{3-176}$$

$$\boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{G}_1 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{G}_2 \end{bmatrix} \tag{3-177}$$

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{W}_1 & \boldsymbol{W}_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{3-178}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_1 & \mathbf{Z}_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{3-179}$$

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_1 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{H}_2 \end{bmatrix} \quad (3-180)$$

 $\boldsymbol{V} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_1 & \boldsymbol{V}_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{3-181}$

SAR MCS 采用适中精度的 S/D IMU 测量天线的运动。典型 的飞行试验数据是:卡尔曼滤波器估计的主 INS 平台倾斜角误差 (RMS)约为 0.19',水平速度误差(RMS)约为 0.05 m/s;卡尔曼 滤波器估计的 S/D 相对平台倾斜角误差(RMS)约为 0.42', S/D 相对速度误差(RMS)约为 0.12 m/s。滤波器的重要功能是控制和 校正 S/D 平台的失准角,并通过瞄准算法精确估算 LOS 方向和 *R(t)*。分析表明,平台失准角和 LOS 误差是造成运动补偿误差的 主要误差源。

3.3.3 GPS/INS/SAR 组合导航与目标识别系统的设计方法 当机载多模式多功能雷达处于空-空工作状态,或为了隐身不

允许雷达工作,或者测绘到的 SAR 图像中没有预定的地形特征时,SAR 便失去对 INS 修正的能力。为了保持高精度的导航信息,并为 SAR 提供高质量的运动补偿,在 INS/SAR 组合系统中,引入GPS 是非常必要的。

为了提高系统的容错性能,可采用联合滤波方法来设计 GPS/INS/SAR 组合导航与目标识别系统的组合滤波器,其原理 框图如图 3-56 所示。GPS/INS 组合子系统的研究已有大量的结 果,下面将重点研究 INS/SAR 组合滤波器的性能。



图 3-56 GPS/INS/SAR 系统的组合滤波器

目标识别的处理流程如图 3-57 所示。现有的目标识别主要靠 人工参与识别,自动化、智能化的目标识别是目前大力开发和研究 的热门领域。



3.3.4 INS/SAR 组合滤波器的性能分析与仿真^[6.25]

由 3.3.1 可知,将一幅 SAR 图像中各"分析窗口"的特征相关 所得出的偏差估计进行融合,经坐标转换,得出的是 INS 位置误差 $\delta \varphi$, $\delta \lambda$ 及方位角误差 Φ_z 的估计及其估计误差方差。因此组合滤波 器的量测方程为

 $\boldsymbol{Z}_{k} = \begin{bmatrix} \delta \varphi & \delta \lambda & \boldsymbol{\Phi}_{Z} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{V}_{k}$ (3 - 182) $\boldsymbol{\mathcal{X}} + \boldsymbol{\mathrm{E}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{i} & \boldsymbol{V}_{i}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} = \boldsymbol{R} \delta_{i},;$

从量测方程可以看出,由于不能提供对 INS 高度误差的观测 量,因此单纯的 INS/SAR 组合系统不能消除 INS 高度通道的发 散,需要加入气压高度或雷达高度信息对惯性高度通道进行阻尼。 Φ_{ℓ} 是直接的观测量,系统能提供较高的方位精度。

在对 INS 建模时,取误差状态为

 $X = \begin{bmatrix} \delta v_N & \delta v_u & \delta v_z & \Phi_N & \Phi_W & \Phi_z & \delta \varphi & \delta \lambda & \delta h \\ \epsilon_x & \epsilon_v & \epsilon_z & \nabla_x & \nabla_y & \nabla_z \end{bmatrix}^T \quad (3 - 183) \\ \text{ 仿真计算中,考虑到合成孔径雷达对地面成像时, 一般要求载 } \\ \text{ 体在直线飞行状态。因此, 假设飞机以 300 m/s 的速度, 在 10 km } \\ \text{ 高度上向东飞行, 惯性器件的精度及滤波初值见表 3 - 6 和 3 - 7 . } \end{cases}$

表 3-6

误差项	误差值(1σ)	相关时间
陀螺漂移	0. 1°/h	1h
陀螺测量白噪声	0.001°/h	0
加速度计零偏	$5 \times 10^{-4} g$	0. 5h
加速度计测量白噪声	$5 \times 10^{-6} g$	0

δv_N , δv_L , δv_Z	1 m/s *
$oldsymbol{\Phi}_{N}$, $oldsymbol{\Phi}_{W}$	5′
Φ_2	25'
δφ,δλ	1″
δh	30 m ·

表 3-7 滤波初始值(1o)

关于图像匹配,选取一幅分辨率为5m的512×512像素点的 雷达地图图像作为地图数据库中的基准图,把对该图进行旋转并 平移后加入高斯白噪声的图像作为实时的雷达测量图像。在平移 距离50km,噪声方差为2个像素点,即10m,旋转角为0.05°的 条件下,利用代价最小化提取图像边缘特征的方法进行仿真计算。 所得结果表明:位置偏差为一个像素,即5m;对100km视区内方 位偏差为0.05°。这样,仿真分析中便参照上述数据选择测量方程 中的测量噪声。系统仿真中滤波更新周期取100s或30s。

图 3-58~3-61 是滤波更新周期取 100 s 的仿真计算结果。 它们分别是 INS/SAR 组合系统的水平位置估计误差曲线、高度 估计误差曲线、速度估计误差曲线和平台姿态角估计误差曲线。从 图中可以看出,SAR 对 INS 的位置校正是第一位的,其次才是对 速度精度的提高。INS 的高度通道是发散的,需要引入气压高度或 雷达高度信息进行阻尼。提高 SAR 对 INS 的修正率,可明显提高 系统的精度。图 3-62 和 3-63 分别是更新周期为 30 s 并加入气 压高度阻尼信息后的水平位置误差和速度误差曲线。从图中可以 看出,尽管 INS 的陀螺漂移和加速度计零偏误差都比较大,但组 合系统的位置误差在 200 s 后,基本保持在数字地图的误差和雷 达图像分辨率的水平上,其精度是比较高的。在允许 SAR 对地面 进行测绘的条件下,提高修正速率的主要途径是增加 SAR 图像中 搜索地形特征的类型,增加并行算法的数目。







图 3-63 INS/SAR 速度估计误差(1o)

INS/SAR 组合系统的一个重要优点是,飞机不需要做机动飞 行即可获得 INS 空中对准的优良性能。在一般的位置/速度组合 导航系统中,平台姿态角误差 Φ_N , Φ_W , Φ_Z 的观测能力主要依赖于 比力把姿态角误差耦合进速度误差方程中。

 $\delta V' = f' \times \Phi' + C_b \delta a^b + [舒勒、哥氏及重力误差项]$ (3-184)

式中 $\delta V'$ —— 分解在导航坐标系统中的速度误差;

f' —— 导航坐标系中的比力;

♥ ── 姿态角误差;

C。——机体坐标系到导航坐标系的方向余弦矩阵;

 δa^b —— 加速度测量误差。

由于水平姿态角误差可将重力耦合进导航坐标系的水平轴向,因此水平姿态角误差可连续进行观测。虽然陀螺罗径效应也能 对 Φ₂ 提供一定的观测能力,但其效应太弱,以至需要很长的时间。 为了增强观测力,一般要求飞机进行S形机动飞行用以产生水平 方向的比力分量,增大对方位角误差 Φ₂ 的观测力。

在 INS/SAR 组合系统中,方位角误差 Φ_z 是直接可观测项, 因此在平直飞行中即可提供对 Φ_z 的观测力,这是其它位置/速度 组合导航系统所不具备的优点。

3.3.5 实现 GPS/INS/SAR 组合系统的关键技术

INS/SAR 组合系统是一种新的组合导航体制,与其它位置/ 速度组合导航系统不同,它是一种利用图像相关技术获得 INS 位 置、方位修正的组合导航系统并具有目标识别的能力。加入 GPS 的目的是进一步提高系统的信息冗余,增强系统的自主性及容错 功能。GPS/INS/SAR 系统除可用于飞机外,也可作为各类中远程 导弹的全程制导手段。中制导时,用 GPS,SAR 修正 INS;末制导 时,用 SAR 搜索、识别及瞄准并引导导弹攻击目标,使寻的系统具 有视觉能力。

实现 GPS/INS/SAR 系统的关键技术包括:

(1) 从 SAR 图像中自动、可靠地提取地形特征的技术;

(2)从数字地图中形成地图图像,并在此基础上自动预测清晰、可取的 SAR 地形特征的技术;

(3) 鲁棒的地形特征偏差估计及融合技术;

(4)建立由 INS 导航误差所引起的 SAR 图像失真的精确 模型;

(5)自动初始捕获、匹配技术,当由于低截获、隐身的需要,不 能获得 SAR 修正和由于干扰也不能获得 GPS 修正时,INS 的误 差有可能增大到不能使用"分析窗口"的程度,这时如果再进入 INS/SAR 组合状态,自动初始捕获和匹配技术就显得非常重要;

(6)快速、鲁棒的飞机主 INS 对天线处捷联惯导的传递对准 及校正技术。

能够提供地面图像的传感器除 SAR 外,还有电光图像传感器、毫米波雷达及激光雷达等。正在发展中的激光雷达能进行图像和距离的探测,它具有分辨率高、特征稳定性好等优点。在图像传感器和图像处理技术日益发展的今天研究这样的组合系统,具有重要的价值。

3.4 GPS/INS/罗兰-C组合

导航系统[6.21.22]

与 INS 组合的理想系统,首先是 GPS。目前 GPS/INS 组合系统的精度可以满足航路导航的要求。采用差分 GPS 及伪卫星技术,或使用 GPS 载波相位观测量与 INS 组合可满足精密进场着陆的精度要求。罗兰 - C 是一种远程、低频、脉冲相位式双曲线导航系统。标准的罗兰 - C 接收机,在罗兰 - C 信号的良好覆盖区内可

提供优于 500 m 的位置精度。我国是继美国、俄罗斯之后,世界上 第三个独立发展罗兰 - C 系统的国家。近几年,我国沿海地区已陆 续配置了三个罗兰 - C 台链。南海台链已在 1990 年投入使用,东 北海台链于 1993 年底进入试运行,现已投入使用。它们基本上覆 盖了我国的沿海地区,又与日本、韩国、俄罗斯的台链相互交叠,罗 兰 - C 系统将成为我国的一种可靠且精度较高的远程无线电导航 系统。因此,将罗兰 - C、气压高度表加入 GPS/INS 系统,即使整 个系统的精度没有明显提高,但由于罗兰 - C 提供了冗余的水平 位置信息,气压高度表提供了冗余的高度信息,也会显著增强系统 的可靠性及容错功能。

在本节中,作为 I/MNS 的一个子系统,首先研究了时差组合的 INS/罗兰 - C 导航系统的设计方法及容错设计;其次,作为一 个具体的惯性/多传感器导航系统,研究了 GPS/INS/罗兰 - C 组 合系统的联合滤波器设计方法。

3.4.1 时差组合的 INS/罗兰 - C 导航系统设计

1. 罗兰 - C 的误差模型

罗兰-C最初是由美国海军为其海岸导航发展起来的一种双 曲线无线电定位系统。其基本工作原理是测量主台、第一副台到载 体的信号传播时差(TD,Time Difference)和主台、第二副台到载 体的信号传播时差。两个时差代表两条位置线(LOP,Lune of Position),按两条位置线的交点可确定载体的位置。TD 的测量是通过 脉冲粗测和载波相位精测实现的。罗兰-C 的主要误差源是信号 的传播误差,即实际发射台一接收机的信号穿越陆地和海水上空 大气的传播时间与信号以光速在相应的理想真空中的传播时间之 差。主要的误差可分为:①陆上(海上)的传播误差。这是由于电磁 波传播在自由空间与陆上(海上)大气层之间的差异造成的,如二 次相位因子误差(SPF)和附加二次相位因子误差(ASF)。②接收 机噪声。实际应用中,该误差通常建模为零均值高斯白噪声。③ 周 选误差(Cycle Selection)。这种误差是由于接收机未能正确地选择 脉冲包络内第3周载波的过零点造成的。例如,若接收机选择了第 4周波,则在时差测量中将会产生10μs的误差,引起位置线有 3km以上的误差。

由于传播条件的变化以及接收点信噪比的不同等因素,不同 接收点的测量 TD 的误差往往不同,一般将用确定的误差模型补 偿了 SPF 和 ASF 后的 TD 误差 &TD 建模为一阶马尔可夫过程和 一个高斯白噪声过程之和

$$\delta \mathrm{TD} = \delta \mathrm{TD}_{M} + W_{1} \qquad (3 - 185)$$

$$\delta \dot{\mathbf{T}} \mathbf{D}_{M} = -\frac{1}{T_{M}} \delta \mathbf{T} \mathbf{D}_{M} + W_{M} \qquad (3 - 186)$$

式中 δTD_{M} ——一阶马尔可夫过程;

 $T_{\rm M}$ ——相关时间;

- ₩ _ 激励白噪声;
- ₩ 测量白噪声。
- 时差组合 INS/罗兰-C 导航系统组合卡尔曼滤波器数学 模型

由于罗兰 - C 不能提供载体的高度信息,因此将气压高度表加入 INS/罗兰 - C 组合导航系统,以使 INS 的惯性高度跟踪气压高度的变化。时差组合的 INS/罗兰 - C 系统的原理框图如图 3-64所示。

TD 预处理的内容和目的为:① 使用确定的模型补偿 SPF 和 ASF;② 平滑 TD 测量值,变换 TD 量测的数据率,使之与组合卡 尔曼滤波器的更新周期相匹配;③ 检测 TD 是否出现周选误差。

卡尔曼滤波器状态变量包括 INS 的导航参数计算误差、陀螺 仪测量误差、加速度计测量误差、气压高度表测量误差和罗兰 - C 时差测量误差。状态变量选为

$$X(t) = \begin{bmatrix} \delta v_N & \delta v_W & \delta v_Z & \Phi_N & \Phi_W & \Phi_Z & \delta \varphi & \delta \lambda & \delta h \\ \varepsilon_r & \varepsilon_v & \varepsilon_z & \nabla_x & \nabla_y & \nabla_z & \delta h_h & \delta TD_{M1} & \delta TD_{M2} \end{bmatrix}^T \\ (3 - 187)$$

式中 $\delta v_N, \delta v_W, \delta v_Z \longrightarrow INS 速度计算误差; \\ \Phi_N, \Phi_W, \Phi_Z \longrightarrow \Psi 台 姿态角误差; \\ \delta \varphi, \delta \lambda, \delta h \longrightarrow 纬度, 经度和惯性高度误差; \\ \varepsilon_x, \varepsilon_v, \varepsilon_z \longrightarrow 陀螺仪漂移误差; \\ \nabla_{e_1}, \nabla_{v_1}, \nabla_{e_2} \longrightarrow m 速度零偏误差; \end{cases}$

 $\delta h_b \longrightarrow$ 气压高度偏置; $\delta TD_{M1}, \delta TD_{M2} \longrightarrow$ 时差测量误差。



图 3-64 时差组合的 INS/罗兰 - C 系统框图

卡尔曼滤波器数学模型的状态方程式为

X(t) = F(t)X(t) + G(t)W(t) (3-188)

式中 X(t)的表达式见式(3-187),F(t),G(t)和 W(t)的表达式分 别为

$$F(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3}, & (\mathbf{C}_{b}^{k})_{3}, & \mathbf{0}_{3}, & \\ & (\mathbf{C}_{b}^{k})_{3}, & \mathbf{0}_{3}, & \\ & (\mathbf{C}_{b}^{k})_{3}, & \mathbf{0}_{3}, & \\ & (\mathbf{F}_{(wro)})_{3}, & \mathbf{0}_{3}, & \\ & (\mathbf{F}_{(wro)})_{3}, & \mathbf{0}_{3}, & \\ & (\mathbf{F}_{(wro)})_{3}, & \mathbf{0}_{3}, & \\ & (\mathbf{F}_{(uc)})_{3}, & \\ & (\mathbf{F}_{(uc)})_{3},$$

式中,W(t)的元素为互不相关的零均值高斯白噪声。

组合滤波器的量测为用 INS 及已知的罗兰 - C 主、副台位置 和每个发射机的编码延时计算出的时差 TD₁、s,与罗兰-C 接收机 实测的时差 TDL 之差。另外,还包括 INS 惯性高度和气压高度 之差。

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathrm{TD}_{\mathrm{INS1}} - \mathrm{TDL}_{1} \\ \mathrm{TD}_{\mathrm{INS2}} - \mathrm{TDL}_{2} \\ h_{\mathrm{INS}} - h_{h} \end{bmatrix}$$
(3 - 192)

从罗兰-C主台 M,副台 S 测出的 TD 为 TD_{ms}=($\rho_m - \rho_s$)/C。 其中 C 为电波传播速度, ρ 是从发射台到罗兰-C 接收机的测地距 离。TD_m的误差为 δ TD_m=($\delta\rho_m - \delta\rho_s$)/C。用 INS 位置,已知的罗 兰-C 发射台 M 的位置以及已知的发射机编码延时计算的 ρ_{INSm} 的 误差为

 $\delta \rho_{\rm INSm} = R_e (\cos \psi_m \delta \varphi + \cos \varphi_p \sin \psi_m \delta \lambda)$

式中, R_e 为地球平均半径, ϕ_m 为从飞机到罗兰-C主台 M连线的方位角。罗兰-C接收机到发射台 M的大圆几何图形如图 3-65 所示。



图 3-65 大圆几何图形

$$\psi_{m} = \arctan\left\{\frac{\cos\psi_{m}\sin(\lambda_{m}-\lambda_{p})}{\sin\varphi_{m}\cos\varphi_{p}-\cos\varphi_{m}\cos(\lambda_{m}-\lambda_{p})\sin\varphi_{p}}\right\}$$

方位角的符号按表 3-8 表示的参数确定。

表 3-8 ψ_m 的确定

ψ", 角的象限	tan ψ_m	$\lambda_m - \lambda_p$	ψ",角的象限	tan ψ_m	$\lambda_m - \lambda_p$
1	+	+	3	+	_
2	-	+	4		—

由此,式(3-192)可改写为

$$Z = HX + V$$
 (3 - 193)

式中

$$H = \begin{bmatrix} \frac{R_{c}(\cos\psi_{m} - \cos\psi_{s1})}{C} & \frac{R_{c}\cos\varphi(\sin\psi_{m} - \sin\psi_{s1})}{C} & 0 \\ \frac{R_{c}(\cos\psi_{m} - \cos\psi_{s2})}{C} & \frac{R_{c}\cos\varphi(\sin\psi_{m} - \sin\psi_{s1})}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ V = \begin{bmatrix} V_{L} & V_{L} & V_{b} \end{bmatrix}^{T} \end{bmatrix}$$

此处 φ_m 为飞机到罗兰-C 主台(*M*)连线的方位角, φ_n 为飞机到罗 兰 -C 副台(*S*1,*S*2)连线的方位角, V_L 为 TD 测量白噪声, V_n 为 气压高度测量白噪声。

实用中,如所测时差误差中的周选误差不能及时剔除,将会造成系统性能的严重下降。因此,采用残差 χ² 检验来检测时差的周选误差。当系统没有发生故障,滤波器正常工作时,卡尔曼滤波器的测量残差(新息序列)为

$$\widetilde{Z}_k = Z_k - H_k \hat{X}_{k-1}$$

是零均值的高斯白噪声序列,且有

 $\mathbf{E}[\widetilde{\boldsymbol{Z}}_{k} \quad \widetilde{\boldsymbol{Z}}_{k}^{\mathrm{T}}] = \boldsymbol{H}_{k}\boldsymbol{P}_{k,k-1}\boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{R}_{k}$

若构造一个随机变量 S_{i} ,则

 $S_{k} = \widetilde{\boldsymbol{Z}}_{k}^{\mathrm{T}} [\boldsymbol{H}_{k} \boldsymbol{P}_{k-1} \boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{R}_{k}]^{-1} \widetilde{\boldsymbol{Z}}_{k}$

当系统正常工作时, S_k 是一个服从自由度为 *m* 的 χ^2 分布的 随机变量(*m* 是量测 Z_k 的维数)。当故障发生时, \tilde{Z}_k 不是零均值的

高斯白噪声,这样. S_k 不再服从自由度为m的 χ^2 分布。由此可得故障判断准则:

当 $S_k > \epsilon$ 时,故障发生;

当 S_k ≤ε时,系统正常工作。

其中门限值 ϵ 可由预定的虚警概率,借助于 χ^2 分布来选定。为增加检测故障的灵敏度,采用 \tilde{Z}_k 的每个分量的 χ^2 检验方法。对应于 $\tilde{Z}_i(k)$ 有

 $\lambda_{i}(k) = \widetilde{\mathbf{Z}}_{i}(k) / [\mathbf{H}_{k}\mathbf{P}_{k,k-1}\mathbf{H}_{k}^{\mathrm{T}} + \mathbf{R}_{k}]_{''}$

 $\lambda_i(k)$ 服从自由度为1的 χ^2 分布。给定显著水平 α=0.005, 査 χ^2 表 得 $\chi^2_{1,005}(1) = 7.88$, 这便是报警值。

3. INS/罗兰-C组合导航系统性能的仿真分析

组合卡尔曼滤波器采用标准的卡尔曼滤波方程。仿真分析中 选择中国东海罗兰-C台链,主台在宣城,副台分设于荣城和饶 平,见图 3-66。选用沿东海某地区的一段飞行轨迹,飞行剖面如 图 3-67 和 3-68 所示。飞行过程中罗兰-C接收机的GDOP 值变 化曲线见图 3-69。惯性传感器和罗兰-C接收机的精度如表3-9 所示,滤波初值见表 3-10。滤波器的更新周期取 1 s。





传感器	误差项	误差值(1o)	相关时间
INS	陀螺漂移	0.5°/h	1 h
	陀螺测量白噪声	0.001 °/h	0
	加速度计偏置	5×10 ⁻⁴ g	0.5h
	加速度计测量白噪声	5×10^{-6} g	0
GPS 接收机	时钟偏置	30m	∞
	时钟漂移	0.3 m/s	1 h
	伪距测量白噪声	90 m	0
	伪距率测量白噪声	0.1 m/s	
罗兰-C接收机	时差相关误差	1.5 μ s(450 m)	1 h
	时差白噪声	0.3 μs(100 m)	0
气压高度表	高度偏置	50 m	D_1/v_G
	测量白噪声	`5 m	0
注:D1(相关距离)	=450 km,vg 为地速	<u> </u>	

表 3-9 传感器精度

表 3-10 滤波初值(1σ)

$\delta v_N, \delta v_W, \delta v_Z$	l m/s
Φ_N, Φ_W	5'
Φ_{z}	25'
δφ,δλ	3″
δh	100 m

图 3 - 70 为纯 INS 的位置误差曲线。由图可见,纯 INS 的位置误差上升很快,在 t = 550 s 时,北向位置误差 $\delta R_{\Lambda} = 2$ 150 m (1 σ),西向位置误差 $\delta R_{\mu} = 2$ 500 m(1 σ)。



图 3-70 纯 INS 位置误差(1o)

图 3-71~3-74 分别是组合系统的位置估计误差、北向速度 估计误差、方位角估计误差和罗兰-C 时差估计误差曲线。图中比 较平滑的曲线是 1 σ 值,带毛刺的曲线是相应的 MC 结果。从图中 可以看出,INS 与罗兰-C 组合后,明显提高了系统的位置精度, 发散的 INS 位置误差已被限制在罗兰-C 的精度范围以内。开始 时 INS 的精度稍高于罗兰-C 的精度,TD 的可观测性较好,位置 修正作用较显著,随着时间增长,INS 的误差增大,TD 的观测力 降低,所以系统的位置误差有所增加。在 t=550 s 时, $\delta R_{\text{H}}=210 \text{ m}$ (1 σ), $\delta R_{N}=195 \text{ m}(1\sigma)$ 。INS/罗兰-C 系统属于位置组合系统,位 置组合不仅有利于对位置误差的估计,而且对速度误差也有估计 作用。在 t=550 s 时,北向速度估计误差被限制在约 1 m/s(1 σ)。 位置组合中,方位误差的可观测性较弱,需要通过较长的时间才能 使方位角估计误差逐渐下降。t=550 s 时,方位角估计误差约为 6'(1 σ)。



图 3-73 方位角估计误差



图 3-74 罗兰-C TD 估计误差

仿真分析中,假设在 $t = 250 \sim 270$ s 时罗兰-C 接收机出现周选误差。图 3-75 与 3-76 分别是滤波器的北向位置估计误差曲线和残差曲线。可以看出,若不能及时发现周选误差时,残差从白噪声状态跳变为偏置。卡尔曼滤波器在进行状态估计过程中总是朝着减小新息的方向修正所估计的状态。图 3-77 为 χ^2 检验的 λ_1 (k)值曲线。可以看出,出现周选误差时, $\lambda_1(k)$ 远远超过了报警值。 当 $\lambda(k)$ 越过报警值后应立即拒绝使用该时刻的量测对滤波器进行更新。滤波器将使用预测值作为状态估计。



图 3-75 北向位置估计误差(出现周选误差)



图 3-78 和 3-79 分别是用 $\lambda(k)$ 进行监控后的北向位置误差 和 $\lambda(k)$ 曲线。从图中看出,采用分量 χ^2 检验可完全排除周选误差 的影响。



图 3 – 79 χ^2 检验的 $\lambda_1(\lambda_1$ 监测后)

3.4.2 容错的 GPS/INS/罗兰~C 导航系统设计

采用联合滤波器设计的 GPS/INS/罗兰-C 组合系统原理框 图如图 3-80 所示。

联合滤波有两种基本工作方式。第一种方式,主滤波器融合 LF_1 和 LF_2 的结果得出全局最优解,这个解与使用所有量测的集 中式卡尔曼滤波器解的精度是相同的。为了实现估计的最优性,主 滤波融合后的状态估计和方差阵,须以子滤波器相同的更新速率, 反 馈回子滤波器。这种方式称为融合/反馈模式(Fusion Reset Mode),其最大优点是可使低精度的 LF₂ 工作在高精度方式下,利 用主滤波器反馈回来的精确信息能对罗兰 - C 的时差误差进行更 好的校正。这样,当 LF₁ 发生故障时,LF₂ 可提供较长时间高精度 解。但这种方式的最大缺点是,失去了高度容错的特性。一旦某一 传感器出现故障,立即会污染其它子滤波器。一般渐变软故障的发 现需要积累一定的时间,当发现故障时,所有子滤波器可能都已被 污染。系统重构的惟一策略便是重新初始化所有的子滤波器,保留 没有出现故障的子滤波器。



图 3-80 采用联合滤波器的 GPS/INS/罗兰-C 组合系统

第二种方式是,主滤波器融合 LF1,LF2 的结果,得出全局的、 但是次优的解。这主要是由于信息分享仅在滤波初始时进行,滤波 过程中,主滤波器不再将融合后的状态估计及其方差阵返回子滤 波器。这是联合滤波的一种高度容错方式,被称为无融合反馈模式 (No-Reset Mode)。在这种方式中,LF2 只工作在其单独操作时的 精度,它不能从主滤波器获得融合的高精度信息来提高自身的状 态估计精度。这样便存在两个明显缺点:① LF2 解的精度不足以 对 LF₁ 解提供直接的子滤波器之间的故障检测;② 一旦 LF₁ 出现 故障,系统解立即转向 LF₂,而 LF₂ 的精度与其独立工作时的精度 相当。这样、INS/罗兰 - C 子系统仅作为 GPS/INS 子系统的一个 低精度备份,对提高整个 GPS/INS/罗兰 - C 组合系统的精度没 有显著贡献。

在这两个方式之间,一种折衷的解决方法是,主滤波器以降低的速率进行融合和反馈,增大主滤波器的融合、反馈周期,以便子 滤波器可独立工作较长时间,使故障积累到足够大以达到可以检 测出来的程度,避免子滤波器互相污染。

对 GPS/INS/罗兰 - C 组合系统进行仿真研究时,选择 LF₁ 建模的状态变量为 $X_1 = [\delta v_{\chi} \ \delta v_{\eta} \ \delta v_{\chi} \ \Phi_{\chi} \ \Phi_{\eta} \ \Phi_{\chi} \ \delta \varphi \ \delta \lambda$ $\delta h \ \epsilon_{\chi} \ \epsilon_{\chi} \ \epsilon_{\chi} \ \nabla_{\chi} \ \nabla_{\chi} \ \delta h_{\chi} \ \delta b \ \delta f]^{1}$,其中各变量的含 义与 3.2.2 相同,系统状态方程式见式(3 - 80)。滤波器的测量为 INS 计算的伪距、伪距率与 GPS 实测的伪距、伪距率之差,以及 INS 指示的惯性高度与气压高度计测量的气压高度之差,量测向 量为 9 维。系统量测方程式为式(3 - 92),(3 - 110)和(3 - 116)的 综合。LF₂的状态方程和量测方程同 3.4.1。仿真使用的飞行轨 迹、传感器精度和滤波初始值如图 3 - 67,3 - 68 及表 3 - 9,3 - 10 所示。

图 3 - 81~3 - 84 为状态方程 20 维,量测方程 11 维的集中式 卡尔曼滤波器的典型协方差分析结果,它们分别是速度估计误差 曲线、平台姿态角估计误差曲线、位置估计误差曲线和罗兰 - C 时 差估计误差曲线。从图中可以看出,t = 550 s 时,速度估计误差 (1 σ)约为0.04 m/s,水平位置估计误差(1 σ)约为8 m,方位角估计 误差(1 σ)可校正到 2',罗兰 - C 时差估计误差(1 σ)为 40 m,它代 表了 GPS/INS/罗兰 - C 组合导航系统所能达到的性能基线。

图 3-85~3-88 分别为融合反馈(FR)时(主、子滤波器的滤 波周期均为1s)主滤波器的北向位置误差曲线、GPS/INS 子滤波 器的北向位置误差曲线、INS/罗兰 - C 子滤波器的北向位置误差 曲线和罗兰 - C 时差估计误差曲线。可以看出,主滤波器的精度主 要是由高精度的 GPS/INS 子滤波器决定的,低精度 INS/罗兰 -C 子滤波器对主滤波器的精度几乎没有贡献。在 FR 方式下,INS/ 罗兰 - C 子滤波器可以从主滤波器中获得更精确的信息,从而使 其工作在高精度方式下,对罗兰 - C 时差、误差有较高的估计 精度。



图 3-82 姿态角估计误差(1o)



图 3-85 主滤波器(FR)的北向位置误差估计





图 3-87 INS/罗兰-C 子滤波器(FR)的北向位置误差估计



图 3-88 INS/罗兰-C 子滤波器(FR)的 TD 误差估计

3.5 GPS/INS/TAN 组合

导航系统[14.16~20]

3.5.1 地形辅助导航(TAN)技术概述

利用地形特征对飞机进行导航是人们所熟知的最古老的导航 技术,从19世纪末飞机出现起,飞行员就通过目视地形、地物进行 导航。然而,现代 TAN 技术与古老的地形导航技术截然不同,它 把地形数据库与地形匹配概念结合起来,使导航定位性能达到了 前所未有的精度。TAN 技术已经和卫星导航、惯性导航等一样, 构成了当今重要的军事导航技术领域。

TAN 是利用地形和地物特征进行导航的总概念。在这个总 概念下,发达国家已研制出了多种不同的 TAN 系统,有的叫地形 轮廓匹配 TERCOM,有的叫惯性地形辅助导航 SITAN,有的叫地 形参考导航 TRN,有的叫地形剖面匹配系统 TERPROM,等等。

TAN 系统之所以能够迅速发展和成熟,是由下列因素决定的:

(1)研制出了能从有噪声和多值性的数据中提取精确信息的 各种算法;

(2)处理器体积的缩小和性能的提高使其能在飞行器上实时 地完成这些算法;

(3)新型存储装置(如大容量动态随机存取存储器芯片和光盘)的出现使其能将世界范围的对作战来说有用区域的地形数据存储在飞行器上的标准航空电子机箱内。

目前,TAN 系统的种类很多,但基本上可以分为两大类:一类 是以地形标高剖面图为基础的;另一类是以从数字地图导出的地 形斜率为基础的。它们都包含有地形特征传感设备、推算导航设
备、数字地图存储装置和数据处理装置4部分。地形特征传感设备 (如雷达高度表、气压高度表和大气数据计算机)测量出飞行器下 方的地形剖面或其它特征,推算导航设备(如 INS,多普勒导航雷 达)估算出的地形特征位置,再以这个估算位置为基础,在数字地 图存储装置中搜索出能与测得的地形特征有最好拟合的地形特 征,这个地形特征在数字地图中所处的位置,便是飞行器的精确位 置,然后再用这个精确位置数据对推算导航设备(如 INS)进行修 正,如此不断迭代,就能使飞行器连续不断获得任一时刻的精确位 置。拟合是一种相关处理过程,用精确位置去修正推算导航系统也 要借助于卡尔曼滤波处理技术,因此,TAN 系统中要有功能很强 的数据处理装置。

与通常的组合导航系统相比,TAN 只增加了大容量存储器这 惟一的硬件,而导航精度却能提高近一个数量级,达到十几米的定 位精度,这正是它的生命力之所在。然而,这种系统基本上是一种 适用于低空飞行的导航系统。在 300 m 以上的高度,其精度会降 低,而到了 800~1 500 m 的高度则无法使用。人们不禁要问:目前 GPS 已获得广泛使用与发展,为什么还要耗费巨资大力开发研究 TAN 呢? 这主要是因为 TAN 系统具有一些 GPS 所不具备的性 能,因而能弥补 GPS 的不足。

(1) 在崎岖的山区作低空飞行时,由于受地形的遮蔽,很有可 能找不到或难于找到 GPS 定位所必需的几何配置良好的 4 颗星 座,因而,其定位连续性或精度受到影响,而此时 TAN 系统则正 处于最佳状态。

(2) 虽然 GPS(P 码)从绝对定位的意义上说可能比 TAN 更 精确,但 GPS 位置是用 WGS - 84 大地测量坐标系确定的,而 TAN 则自动地相对地图定位,这就消除了在水平方向上的地图基 准误差,其相对定位精度反过来可能比 GPS 还高,这在武器投放 中具有很大意义。 (3) 垂直方向上的导航误差对地形跟踪和贴地告警有重要影响。GPS 是相对 WGS-84 椭球体定位的,而地图通常是相对大地 水准面定位的,它是由重力引力而形成的重力平面。测绘人员所测 量的高度很自然地是相对大地水准面而言的。对于整个地球,椭球 体是对大地水准面的最好拟合,在有些地方会包含几十米的位置 误差,这种误差可以通过重力测量而获得并修正之,然而对于 TAN 则不存在这种误差。在许多情况下,TAN 在垂直平面的测 量往往更精确,而这对于许多应用是至关重要的。

(4) TAN 不依赖于任何外部设备,因而其自主性好,且很难 被发现和干扰。

(5) 许多现有飞机在改装时都应用了 TAN 和 GPS。TAN 基本上是一种软件功能,它通常以附加的模块或软件的形式装入现 有的 INS 和雷达高度表或新的装置中,仅在处理器中附加少量运 行时间。数据库存储可能已经包括在数字地图显示的功能之中。

从上述内容可以看出,TAN 系统具有 GPS 所不具备的许多 优点,它是一种精确的自主式全天候导航系统,能够满足战术飞机 机动飞行,尤其是低空、超低空飞行的要求。利用 GPS 与 TAN 的 互补特性所构成的 GPS/INS/TAN 组合导航系统将会在各类战 术、战略武器的制导中发挥重要作用。

TERCOM 和 SITAN 是 TAN 技术中的两种典型算法。

TERCOM 算法,即地形轮廓匹配算法,其原理框图如图 3-89所示。气压式高度表经惯性平滑后所得绝对高度和雷达高 度表实测相对高度相减得到地形实际高程剖面(序列),与根据 INS 位置信息和地形高程数据库所得的计算地形高程剖面(序 列),按一定算法做相关分析,所得相关极值点对应的位置就是匹 配后的位置。若再采用卡尔曼滤波技术,还可利用位置误差的观测 量对速度误差、陀螺漂移及平台误差角做出估计,从而对 INS 的 导航状态做出修正,得到最优导航状态。显然,TERCOM 算法要 在获得一串地形高程序列后才能进行,属于后验估计或成批处理 方法,因而其实时性能较差。



图 3-89 TERCOM 算法原理框图

景像相关是另一种相关分析法,又称为地表二维图像相关。它 可以通过一个数字景像匹配区域相关器将载体飞越区域的景像与 预存在计算机中有关地区的数字景像进行匹配,从而获得很高的 导航精度。由于地形高度相关特别适合于山丘地形,而景像相关则 特别适用于平坦地形,且具有更高的定位精度(可达到几米),因此 将两者结合起来可获得最佳的匹配效果。

SITAN 算法是美国桑地亚实验室研制的桑地亚惯性地形辅助导航算法,它不同于相关分析法,采用了广义递推卡尔曼滤波算法,具有更好的实时性,其原理框图如图 3 - 90 所示。根据 INS 输出的位置可在数字地图上找到地形高程,而 INS 输出的绝对高度与地形高程之差为飞行器相对高度的估计值,它与雷达高度表实测相对高度之差就是卡尔曼滤波的量测值。由于地形的非线性特性导致了量测方程的非线性,采用地形随机线性化算法可实时地获得地形斜率,得到线性化的量测方程;结合 INS 的误差状态方程,经卡尔曼滤波递推算法可得导航误差状态的最优估值,采用输出校正可修正 INS 的导航状态,从而获得最优导航状态。SITAN 算法比 TERCOM 算法具有更好的实时性,更适合于具有高机动 性的战术飞机使用



图 3-90 SIIAN 算法原理框图

3.5.2 GPS/INS/TAN 组合导航系统的设计方法

GPS 能以多种方式与 TAN 系统进行理想的组合。在海面和 平地上空飞行时,TAN 有产生漂移的趋向,而卫星不会被遮挡,因 而可以选择最佳星座。在地形崎岖的地区,低空飞行飞机的导航定 位可能会受卫星被遮挡的影响,但 TAN 的定位精度却十分高。这 样,它们相互补充,能达到完美的结合。

在 GPS/INS/TAN 组合系统中,INS 被认为是基础性的导航 传感器,这主要是因为它能以很高的数据率(50 Hz)提供六自由度 导航信息,其自主性强,可不受外界干扰的影响。

为了提高组合系统的精度及容错性能,我们采用联合滤波方 法来设计 GPS/INS/TAN 组合导航系统,其原理框图如图 3 - 91 所示。主滤波器包含 20 个状态:

- INS 位置误差----3个状态;
- INS 速度误差——3个状态;
- 平台姿态角误差——3个状态;
- 加速度计零位误差——3个状态;
- 陀螺漂移误差——3 个状态;
- 气压高度表偏置----1个状态;
- GPS 接收机时钟相位误差及频率误差——2个状态;

- 数字地图误差——1个状态;
- 雷达高度表测量误差——1个状态。



图 3-91 GPS/INS/TAN 组合滤波器

GPS/INS 组合子系统的研究,前面已有大量的结果,下面两 节重点研究 TERCOM 系统相关处理算法和 SITAN 系统数学模 型及算法。

3.5.3 TERCOM 系统相关处理算法

TERCOM 算法的基本工作原理在于:在地球陆地表面上任 何地点的地理坐标,都可以根据其周围地域的等高线地图或地貌 来单值地确定。当飞行器飞越某块已数字化了的地形时,机载雷达 高度表测得飞行器离地面的相对高度 h,,同时气压式高度表与 INS 相组合测得飞行器的绝对高度(或海拔高度)h。h 与 h,相减即 可求出地形高度 h,,如图 3-92 所示。当飞行器飞行一段时间后,即 可测得其真实航迹下的一串地形高程序列。将测得的地形轮廓数 据 与预先存储的数字地图进行相关分析,具有相关峰值的点即被 确定为飞行器的估计位置。这样,便可用这个位置来修正 INS 指示 的位置,如图 3-93 所示。在做相关处理的过程中,可根据 INS 确定 的飞行器位置从数字地图数据库中调出某一特定区域的数字地 图,该数字地图应能包括飞行器可能出现的位置序列,以保证相关 分析处理得以进行。



图 3-92 h,,h 和 h, 关系示意图



图 3-93 地形轮廓匹配的示意图

TERCOM 系统相关处理的作用是在存储地形上找一条路径,这条路径平行于导航系统指示的路径并最接近于高度表实测

的路径。为了简单起见,我们把二维的问题表示成等效的一维问题,并把高度表示成真实高度加上一个随机噪声。测量的高度表示为

$$h_i(i) = h(i) + n_i(i)$$
 (3-194)

存储的地形高度表示为

 $h_m(\iota, j\delta x) = h(\iota, j\delta x) + n_m(\iota, j\delta x) \qquad (3-195)$ 式中 $h(\iota), h(i, j\delta x) \longrightarrow$ 真实地形高度:

 $n_i(i), n_m(i, i\delta x)$ —— 随机噪声:

jδx — 存储路径偏离测量路径的距离。

相关处理算法就是确定一种性能指标,寻找一条使性能指标 最好的路径,即为所求的路径。

TERCOM 系统相关算法采用的性能指标有三种,即交叉相关算法(COR, Cross Correlation)、平均绝对差算法(MAD, Mean Absolute Difference) 和均方差算法(MSD, Mean Square Difference)。它们的定义分别为

$$J_{\text{COR}}(j\delta x) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L} h_m(i, j\delta x) h_i(i)$$

$$J_{\text{MAD}}(j\delta x) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L} |h_m(i, j\delta x) - h_i(i)|$$

$$J_{\text{MSD}}(j\delta x) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L} [h_m(i, j\delta x) - h_i(i)]^2$$
(3-196)

最优路径的计算是使 $J_{COR}(j\delta x)$ 最大, $J_{MAD}(j\delta x)$ 和 $J_{MSD}(j\delta x)$ 最小。

采样数 L 和经过的距离 d_L ,采样间隔 S(s) 及速度 v 有关,因为 $d_L = vSL_od_L$ 也叫做"累积距离"。其规范化形式为

$$\beta = d_L / \delta x_c \qquad (3 - 197)$$

式中, δx_{ι} 为地形的相关长度。为了不出现错误的定位,通常取 $\beta \ge 4$ 。为了得到更好的精度,可取 $\beta \approx 10$ 。为此,采样需要的地形 轮廓长度即累积距离约为6~9km。

假设信号和噪声都是指数相关的,且其相关距离相同,存储地 形噪声和量测噪声无关。把式(3-194),(3-195)代入式(3-196) 中,并取其数学期望,则得

$$E[J_{COR}(j\delta x) = \overline{J}_{COR}(j\delta x) =$$

$$E\left[\frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L}h(i,j\delta x)h(i)\right] = R_{\epsilon}(j\delta x) \quad (3-198)$$

$$E[J_{MSD}(j\delta x)] = \overline{J}_{MSD}(j\delta x) =$$

$$E\left\{\frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L}[h^{2}(i,j\delta x) + h^{2}(i) - 2h(i,j\delta x)h(i) + n_{m}^{2}(i,j\delta x) + n_{\ell}^{2}(i)]\right\} =$$

$$2[R_{\epsilon}(0) - R_{\epsilon}(j\delta x)] + R_{n}(0) \quad (3-199)$$

式中 $R_n(0) = n_m^2(\iota, \jmath \delta x) + n_\iota^2(\iota)$ 。

假设相关函数 $R_{\epsilon}(j\delta x) = \sigma_{1}^{2}\exp(-j\delta x/\delta x_{\epsilon}), R_{n}(j\delta x) = \sigma_{n}^{2}\exp(-j\delta x/\delta x_{\epsilon}), 式中 \rho = \sigma_{1}^{2}/\sigma_{n}^{2}$ 是信噪比。取规范化的偏离距 离为 $\delta x' = \delta x/\delta x_{\epsilon},$ 规范化的性能指标 $J(\delta x')/\sigma_{1}^{2}, J(\delta x')/\sigma_{1}^{2}$ 和 $\delta x'$ 的关系如图 $J(\delta x')/\sigma_{1}^{2}$

可以看出,性能最优 的条件是 $j\delta x = 0$, 即 $\delta x' = 0$,此时, J_{COR} 最大,而 J_{MSD} 最 小。由于 MSD 的曲 线更陡峭,因而更容 易达到最优。





图 3-94 MSD 和 COR 性能指标期望值

有限,通常交叉相关算法得不到真正的最大值,因而精度不高。三 种算法的精度比较如图3-95所示。纵坐标为规范化的定位误差标准差 $\sigma_{\epsilon}/\delta x_{co}$ 从图上可以看出,即使噪声为零的情况下,COR算法也没有带有噪声的MAD和MSD算法精度高。MAD和MSD相比,MSD算法精度略高于MAD算法,但MAD算法能够提供精度和计算效率的最佳结合。



图 3-95 算法精度比较

可以看出,上述算法只能预测飞行器的位置。只有将该位置作为观测值与 INS 的位置估算值相结合,并通过卡尔曼滤波,才能估计和修正 INS 的导航状态误差(见图 3-89)。为了正确地进行这些更新,必须知道这些定位数据的精度。图 3-96 是一种采用 MSD 算法的模拟结果,它以信噪比的函数形式给出,取 $\sigma_T = 25 \text{ m} \ \pi \delta x_c$ = 650 m 的地图,对 200 次飞行试验模拟的定位误差量进行了平均。可以看出,在高信噪比(~ 20 dB)情况下,只要经过 2 个或 3 个相关长度之后就能获得良好的定位;在中等信噪比(5 ~ 10 dB)时,必须要飞过 5 ~ 10 个相关长度;在低信噪比(~ 0dB)情况下,



必须飞过很长的距离才能获得较好的定位。

图 3-96 相关处理的定位精度

用 TERCOM 算法预测飞行器的位置,是通过毫无遗漏地搜 索在误差圈或存储地形图的区域内的每个格网位置的办法来实现 的。在收集雷达高度表的测量数据时,不可能用递推的方法来执行 上述搜索,而是测得了一串地形轮廓序列之后才可实现,正是这种 全局搜索的特点使其计算时间增长。此外,这种算法还要求飞行器 在 测定地形轮廓的过程中不做机动飞行,而要按规定的航向和已 知的速度飞行。上述要求使这种算法对航向误差较敏感。

3.5.4 SITAN 系统数学模型及算法

SITAN 采用一种广义卡尔曼滤波器算法,它连续地处理离地 高度测量值,从而估算出未被辅助的 INS 所产生的航迹误差。

取 INS 的三维(东向、北向及垂向)位置误差 $\delta x, \delta y, \delta h$ 和二维 速度误差 $\delta v_x, \delta v_y$ 作为滤波器状态,记为

 $X = \begin{bmatrix} \delta x & \delta y & \delta h & \delta v_x & \delta v_y \end{bmatrix}^T \qquad (3 - 200)$ 系统的 5 维运动方程为

$$egin{aligned} &\delta \dot{x} = \delta v_x + w_x \ &\delta y = \delta v_y + w_y \ &\delta \dot{h} = w_z \ &\delta v_x = w_{vx} \ &\delta v_y = w_{vy} \end{aligned}$$

于是有系统的状态方程

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{F}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{W} \tag{3-201}$$

式中

设滤波周期为T,离散化后的状态方程为

$$X_{k} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} X_{k-1} + W_{k-1} \qquad (3 - 203)$$

式中

$$\boldsymbol{\varphi}_{k,k-1} = \begin{bmatrix} \delta x_k & \delta y_k & \delta h_k & \delta v_{xk} & \delta v_{yk} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \qquad (3-204)$$
$$\boldsymbol{\varphi}_{k,k-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{W}_k = \begin{bmatrix} \boldsymbol{w}_{xk} \\ \boldsymbol{w}_{yk} \\ \boldsymbol{w}_{zk} \\ \boldsymbol{w}_{vxk} \\ \boldsymbol{w}_{vxk} \\ \boldsymbol{w}_{vyk} \end{bmatrix} \qquad (3-205)$$

SITAN 算法利用 INS 和数字地图信息估算的相对高度 \hat{h} , 和 雷达高度表测量的相对高度 \hat{h} , 之差获得一维量测值 Z。由此可建 立系统的量测方程。

由于地形高度 h_i 是水平位置(x,y)的函数,记为 $h_i(x,y)$,其 中 x,y 为飞机的真实位置, h_i 为真实的地形高度。INS 指示的三维 位置为 $(\hat{x},\hat{y},\hat{h})$,其中 \hat{h} 为绝对高度。根据 (\hat{x},\hat{y}) ,从数字地图中可 查出地形高度 $h_d(\hat{x}, \hat{y})$ 。显然,估算的相对高度 \hat{h} ,可表示为 $\hat{h}_r = \hat{h} - h_d(\hat{x}, \hat{y})$ (3-206)

而

$$h_d(\hat{x}, \hat{y}) = h_t(\hat{x}, \hat{y}) + \gamma_m$$
 (3-207)

式中, γ_m 为数字地图制作时的测量与量化噪声。从雷达高度表可获得测量的相对高度 $\tilde{h}_i(x,y)$,并有

$$h_{i}(x,y) = h_{i}(x,y) + \gamma_{i}$$
 (3-208)

式中 h, — 真实相对高度;

 γ_{r} —— 雷达高度表的量测噪声。

卡尔曼滤波器的量测值为

$$Z = \hat{h}_{r} - \tilde{h}_{i} = \hat{h} - h_{d}(\hat{x}, \hat{y}) - \tilde{h}_{i}(x, y) =$$

$$h + \delta h - [h_{i}(x + \delta x, y + \delta y) + \gamma_{m}] - (h_{i} + \gamma_{i}) =$$

$$h - h_{i} - h_{i}(x, y) - \frac{\partial h_{i}(x, y)}{\partial x} \delta x - \frac{\partial h_{i}(x, y)}{\partial y} \delta y +$$

$$\delta h - \gamma_{m} - \gamma_{i} - \gamma_{i} \qquad (3 - 209)$$

式中采用一阶泰勒展开法, Y₁为由此产生的线性化噪声。飞机的真 实高度 h 可表示为

$$h = h_t + h_t(x, y)$$
 (3 - 210)

将式(3-210)代入式(3-209)可得

$$Z = -\frac{\partial h_i(x,y)}{\partial x} \delta x - \frac{\partial h_i(x,y)}{\partial y} \delta y + \delta h - \gamma_m - \gamma_i - \gamma_i$$

设

$$\frac{\partial h_i(x,y)}{\partial x} = h_i; \quad \frac{\partial h_i(x,y)}{\partial y} = h_j$$

式中,h_x和 h_y为地形在 x,y方向上的斜率。并设

(3 - 211)

 $\gamma = -\gamma_m - \gamma_r - \gamma_l$

为量测噪声,它由数字地图制作噪声、雷达高度表量测噪声以及地 形随机线性化噪声所组成。最后可得卡尔曼滤波量测方程

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\gamma} \tag{3-212}$$

式中

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} -h_x & -h_y & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3-213)$$

此处采用一阶泰勒展开法将非线性量测方程简化为线性化方程。

除上述滤波器数学模型外,还设计了并行 SITAN,这是因为, 当初始位置误差(IPE) 接近几百米时,SITAN 达到稳定状态所需 要的距离过大。并行 SITAN 是一排广义卡尔曼滤波器,它们处理 的 是相同的高度表测量值,而每个滤波器所利用的数字地图位置 数据各不相同,经过一些修正次数之后,就认为平均加权残差二乘 方(AWRS) 值最小的那个滤波器有正确的位置估值。AWRS 值定 义为

$$AWRS_{\#_{f} \uparrow \# \& \& \#} = \frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^{n} \frac{\Delta_{i}^{2}}{H_{i} P_{i} H_{i}^{T} + R_{i}} \right]_{\#_{f} \uparrow \& \& \& \#} \qquad (3 - 214)$$

式中 $\Delta_i \longrightarrow$ 第 ι 次修正时的残差, $\Delta_i = Z_i - H_i \hat{X}_{i/i-1}$;

n —— 修正次数;

 $HPH^{T} + R - - - - _ 残差的方差;$

H,,P,,R, — 分别为第 i 次测量的卡尔曼滤波的量测矩阵、协 方差矩阵和量测噪声方差阵。

一旦并行滤波器减小了初始位置误差,单滤波器就能很好地 工作,实质上稳定状态就开始了。

要实现并行 SITAN 就必须规定所需要的并行滤波器的数量 和几何布局以覆盖 IPE。可以用间隔固定的方格,把滤波器的中心 定在 INS 指示的水平位置周围,然后去掉各个角上及角附近的滤 波器,以减少滤波器数量。为了进一步减轻计算负担,在并行 SITAN 中往往使用3状态而不是5状态滤波器,即

 $\boldsymbol{X}_{k} = \begin{bmatrix} \delta \boldsymbol{x}_{k} & \delta \boldsymbol{y}_{k} & \delta \boldsymbol{h}_{k} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ (3 - 215)

对单滤波器和并行滤波器两种实现方法来说,都用叫做随机 线性化的最小二乘方平面对地图进行拟合,以计算斜率 h, 和 h、。 误差协方差矩阵的水平方向标准偏差 σ, 和 σ、由下式确定:

 $\boldsymbol{P} = \mathbf{E}[(\boldsymbol{X} - \hat{\boldsymbol{X}}) \quad (\boldsymbol{X} - \hat{\boldsymbol{X}})^{\mathsf{T}}]$

diag $P = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & \sigma_y^2 & \sigma_h^2 & \sigma_{yy}^2 \end{bmatrix}$

σ_x和σ_y用来确定平面的大小_x把平面拟合的残差 RFIT_x加到测量 误差方差 R_x上,以保证当平面拟合很大或飞机处于不平坦地形上 空时,SITAN 滤波器对测量值加上较小的权,因而适应于当地地 形情况。

SITAN 系统可工作于三种模型,即搜索模式、跟踪模式和丢 失模式。

系统起动时,SITAN 就进入搜索工作模式,搜索模式能可靠 而有效地在一个很大的不确定区域内定出飞机的位置。926 m 的 初始位置圆概率误差由中心定在格网不同点上的 57 个 3 状态滤 波器所覆盖,它们的初始位置估值相隔 525 m(图 3 - 97)。如果初 始定位误差是用具有规定的 CEP 的二维正态分布来描述的,那么 飞机位置落在滤波器网篮内的概率为 0.978 5。

当认定 57 个滤波器中有一个有可靠的飞机真实位置估值时, 系统便进入跟踪工作模式。在这种模式中,以所选定的搜索滤波器 的估算位置开启一个 5 状态滤波器。在跟踪模式中,所用数字地图 为一条狭长的区域,该区域的宽度取决于系统定位精度。此时,每 隔 100 m 输出一次飞机位置的估值,并用它来控制座舱显示器。表 3~11 列出了搜索模式和跟踪模式的卡尔曼滤波算法。

			□ 54	□ 55	□ 56			
		□ 53	□ 34	□ 35	□ 36	□ 37		
	□ 52	□ 20	□ 21	□ 22	□ 23	□ 24	□ 38	
0 51	□ 33	□ 19	□ 6	ロ 7	□ 8	□ 9	□ 25	□ 39
ロ 50	□ 32	□ 18	□ 5	□ 0	□ 1	□ 10	□ 26	□ 40
□ 49	口 31	□ 17	□ 4	□ 3	□ 2	□ 11	□ 27	□ 41
	□ 48	□ 16	□ 15	□ 14	□ 13	□ 12	□ 42	
		□ 47	□ 30	□ 29	□ 28	□ 43		
			□ 46	□ 45	ロ 44			

图 3-97 并行滤波器的布局

表 3-11 SITAN 广义卡尔曼滤波算法

2. 预测(传播)误差状态和协方差

 $X_{k+1}^{(-)} = \boldsymbol{\varphi} X_k^{(+)}$ $P_{k+1}^{(-)} = \boldsymbol{\varphi} P_k^{(+)} \boldsymbol{\varphi}^1 + \boldsymbol{\varphi}$

- 用 X⁽⁻⁾_{k+1}, P⁽⁻⁾_k 和数字地形标高数据(DTED) 来计算 H_{k+1}, RFIT_{k-1} 和 h(X⁽⁺⁾_{k+1}), RFIT 为地形非线性化所引起的拟合误差的方差
- 4. 增益计算

 $\boldsymbol{K}_{k+1} = \boldsymbol{P}_{k+1}^{(-)} \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} [\boldsymbol{H}_{k+1} \boldsymbol{P}_{k+1}^{(-)} \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{R} + \mathrm{RFIT}_{k+1}]^{-1}$

5. 更新误差状态和协方差

 $X_{k+1}^{(+)} = X_{k+1}^{(-)} + K_{k+1} [Z_{k+1} - (h_{k+1}^{(-)} - h(X_{k+1}^{(-)}))]$

续 表

对于搜索滤波器:

 $P_{k+1}^{(+)} = [I - K_{k+1}H_{k+1}]P_{k+1}^{(-)}$

对于跟踪滤波器:

$$P_{k+1}^{(+)} = [I - K_{k+1}H_{k+1}]P_{k+1}^{(-)}[I - K_{k+1}H_{k+1}]^{1} + K_{k+1} \times (R + \operatorname{RFIT}_{k+1})K_{k+1}^{\Gamma}$$

6. 更新飞行器状态估值

 $X_{k+1}^{(+)} = X_{k+1}^{(NS)} + \delta X_{k+1}^{(+)}$

7. 返回到第2步。

把 RFIT 当作附加测量不确定性来处理,并在卡尔曼增益矩阵的计算过程中,加到测量方差 R中去,可在拟合不好时适时调节增益。

如果在搜索模式中,模式控制逻辑确认飞机不在某个搜索半 径范围内(如2363m),则进入丢失模式。在丢失模式中,系统不提 供任何位置估计,飞行员必须修正 INS,使 SITAN 系统重新开始 工作,从丢失模式返回到搜索模式。

SITAN 系统的设计性能用正确的滤波器从搜索模式进入跟 踪模式的可靠性以及跟踪滤波器估算飞机位置的精度来衡量。

为了用统计方法评价搜索模式的可靠性,采用了美国中南部 区域的实际飞行数据进行 MC 运算。每次运算都根据二维正态分 布随机地选择水平初始位置误差,从而获得 926 m 的圆概率误差。 在一次典型的模拟试验中,为进入跟踪模式所选择的那些滤波器 的径向误差分布是:中值为 106 m,95% 为 226 m。在径向误差大 于 300 m 时,无滤波器进入跟踪模式。模式控制逻辑一次也未进入 丢失模式。该次飞行以 150 m 的平均离地高度在不太平坦的地形

*

上空持续飞行了2600s,不太平坦的地形有起伏的山丘和大片树林。在平坦、不太平坦和不平坦混合地形上空飞行时,所选的这些 滤波器的径向误差上升到·138m(中值)和287m(95%)。由此,证 明了搜索-跟踪模式控制逻辑的工作是非常可靠的。



图 3-98 AFTI/SITAN 算法跟踪模式精度

图 3-98 示出 SITAN 算法跟踪模式精度。未经辅助的 INS 初 始位置误差为 646 m。从t = 0到t = 71 s 系统处于搜索模式,在这 段时间内,不给火控计算机提供 SITAN 估值。经过 96 次修正之后 (t = 71 s),系统以 76 m 的水平位置误差进入跟踪模式。跟踪模式 的中值误差为 64 m,95% 为 91 m。这一段飞行是在斜率标准偏差 约为 5% 的不太平坦的地形上空进行的。在各式各样地形上空以 大得多的初始位置误差开始的飞行也获得了不到 100 m 的中值跟 踪精度。结果表明,采用 SITAN 算法,使数字地形标高数据库 (DTED) 与攻击机上通常装载的雷达高度表和 INS 结合起来使 用,可产生出其精度大大高于只用惯导所得精度的飞行轨迹。

参考文献

- 1 Parkinson B W. Global Positioning System: Theory and Applications. American Institute of Aeronautics and Astronautics. INC,1996
- 2 关筆直主编.线性控制系统理论在惯性导航系统中的应用.北京:科学 出版社,1984
- 3 郑谔.捷联式惯性导航系统.西安:西北工业大学,1982
- 4 Carlson N A. Federated Filter for Fault Tolerant Integrated Navigation Systems. IEEE PLANS, 1988
- 5 Carlson N A, Berarducci M P. Federated Kalman Filter Simulation Results. Navigation, 1994, 42(43)
- 6 安东.惯性/多传感器导航系统的设计理论及方法研究:[学位论文].西安:西北工业大学,1995
- 7 达人·容错组合导航系统设计理论与方法:[学位论文].西安:西北工业 大学,1990
- 8 Britting K R. Inertial Navigation System Analysis. Wiley-Interscience, 1971
- 9 Mayback P S. Stochastic Models, Estimation and Control. Academic Press, 1979(1)
- 10 Sturza M A. GPS/AHRS: A Synergistic Mix. IEEE NAECON, 1984
- 11 Carlson N A. Federated Filter for Computer-Efficient, Near-optimal GPS Integration. IEEE PLANS, 1996
- 12 安东,郑谔.一种新型深组合 GPS/INS 系统的设计与性能仿真研究. 中国惯性技术学报,1995(1)
- 13 郑谔,倪世宏, GPS/SINS 组合导航系统性能研究.西北工业大学学报,1990(1)
- 14 袁信,俞济祥,陈哲.导航系统.北京:航空工业出版社,1993
- 15 Spalding K J. Advanced GPS-Inertial Integration Concept. AIAA 3501CP, 1989
- 16 刘徐德主编. 地形辅助导航系统技术. 北京:电子工业出版社,1994

- 17 Priestley N. Terrain Referenced Navigation. IEEE PLANS, 1990
- 18 Baird C A. Design Techniques for Improved Map-Aided Navigation. NAECON, 1985
- 19 Boozer D D, Lau M K, Fellerhoff J R. The AFTI/F16 Terrain-Aided Navigation System. NAECON, 1985
- 20 Michael A G. Development of a TRN/INS/GPS Integration System. IEEE, 1991
- 21 杨致友,罗兰C导航数学方法,西安:西北工业大学出版社,1991
- 22 Enge P K, et al. Combining Pseudorange from GPS and Loran-C for Air Navigation, Navigation, 1990, 37(1)
- 23 张澄波.综合孔径雷达原理、系统、分析.北京:科学出版社,1988
- 24 Hepburn J S A, et al. Motion Compensation for High Resolution Spotlight SAR. NAECON, 1984
- 25 Bevington J E. Precision Aided Inertial Navigation Using SAR and Digital Map Data. IEEE PLANS, 1990

第4章 GPS 在航空中的应用

4.1 概 述

航空是人类利用飞行器在地球大气层内的航行活动,习惯上 仅包括有人或无人驾驶的飞机的飞行活动。美国人莱特兄弟在 20 世纪初制造成功世界上公认的第一架飞机,开创了现代航空的新 纪元。这是人类首次实现持续的、有动力的、可操纵的飞行。为了 实现飞机的飞行操纵,飞行员必须通过机上机械操纵系统操纵舵 面和油门杆,控制飞机的飞行;或者通过飞行自动控制系统操纵舵 面和油门杆,自动控制飞机的飞行,它包括完成姿态和航向保持、 增稳和控制增稳、空速控制、航迹控制、自动导航、自动着陆、地形 跟随或地形回避、自动瞄准、编队飞行、配合自动空中交通管理以 及其它特殊任务飞行,如空中搜寻与急救、空中加油、海上平台的 起降等。所有这些功能的实现都有赖于飞机运动状态(姿态、质心 位移、速度、加速度等)的确定,而卫星定位系统(如 GPS)则提供 了一种全球、全天候、精确、连续的7维信息测量系统。

现代航空中,为了保证民航飞机的安全和有效活动,建立了空中交通管理(ATM)系统,它包括空域管理、空中交通流量管理和 空中交通服务。其目的是避免飞行中的碰撞,保证飞行中每架飞机 的最佳效率,紧急情况下对飞机的援助,以及提供各种必要的信息 等。除此之外,通信、导航和监视(CNS)都是现代航空的必要支持。 随着 21 世纪的来临,世界各国及其航空工业正面临前所未有的挑战。这些挑战来自不断增长但又往往无法预料的空中交通量,不断 出现的新技术,迅速变化的商业和管理体系,不断强化的环境保护 意识,以及需要对基础设施大量投资。例如,从1981—1991年,固 定航空交通以吨计算,运输量增加了65%,同期内飞行活动增加 了30%,客运总量1987年首次超过10亿人次。预计到21世纪 初,飞行活动将增加25%,旅客年人次约为18亿左右。如此大量 的空中交通量对ATM和CNS提出了极高的要求。为了满足全球 范围内民用航空日益增长的要求,提高机场和空域的使用效率,并 通过为飞机提供最佳航路来控制费用,ICAO 1983年成立的新航 行系统(FANS)委员会对现有系统和新技术的应用进行了广泛的 研究,得出结论:开发卫星技术是克服现有系统的局限性,并在全 球范围内满足未来的成本-效益要求的惟一可行办法。

航空是 GPS 及其相关技术的最大的也是最重要的用户,迄今 为止的试验和开发工作已表明,GPS 可以用于航空飞行的诸多方 面。特别是由于它的星基特点,有可能提供一种全球导航-着陆一 体化、空-地一体化的系统,完全改变了 CNS 和 ATM 的方式和概 念,也改变了国际 FANS 的进程。总括 GPS 在航空方面的应用大 约有以下几个方面:

(1) 航路导航。根据 GPS 的精度和动态适应能力,它将可直 接用于飞机的航路导航。特别是它的全球、全天候、无误差积累的 特点,更是中、远程航线上目前最好的导航系统。GPS 不依赖地面 设备,可与机载计算机等其它设备一起进行航路规划和航路突防, 为军用飞机的导航增加了许多灵活性。

(2)监视。目前飞机的监视主要靠雷达来实现,即使建立了全 球网络,也不能保证全球、全天候工作。利用 GPS 和无线电数据 链,报告飞机的运动状态,完成"自动相关监视",这是 FANS 计划 中的 ATM 的一部分。

(3)进场/着陆。基于 GPS 或差分 GPS 的组合系统将会取代 或部分取代现有的仪表着陆系统(ILS)和微波着陆系统(MLS), 并使飞机的进场/着陆变得更为灵活,机载和地面设备更为简单、 廉价。来自美国、德国的报道说,GPS 系统已可完成 ICAO 的 Ⅱ级 精密进场。

(4)机场管理。包括终端区飞行管理和机场场面管理。由 GPS/数字地图/数据链组合系统可使机场塔台监视和调动机场附 近空域的飞机及地面滑行中的飞机和车辆。

(5)特种飞机应用。航空母舰上飞机着舰/起飞导引系统,直 升机临时起降导引,军用飞机的编队、突防、空中加油、空中搜索与 救援等。

(6) 航测。除了一般飞机要求的导引、起降功能外,用于航测的飞机还需提供与机载测量或摄影设备的位置及时统信息交联、数据记录及事后处理。

可以肯定,以上并未包括 GPS 在航空中应用的所有方面,并 且新的用途仍在试验与开发之中。根据 FAA 关于 GPS 正式运行 的时间表(表 4 - 1),可以粗略看出 GPS 应用的进程。

飞行阶段	多传感器导航	补充导航	单一导航
海洋航路	1991年6月	1993年12月	1995年6月
大陆航路	1991年6月	1993年12月	2000年6月
终端区	1992年2月	1993年12月	2000年6月
非精密进场	1992年2月	1993年12月	2000年6月
机场表面引导	1994 年 12 月	1998年12月	
1 类精密进场	1994 年 12 月	1998年12月	2005年6月
Ⅱ/Ⅲ类精密进场		待 定	

表 4-1 FAA 的 GPS 运行时间表

4.2 FANS 进程及 RNP 概念

4.2.1 新航行系统(FANS)所规定的航空导航发展方向

1. FANS 概念及其形成

ICAO鉴于现存民航通信、导航、监视系统的缺陷及局限性, 不足以应付新飞机航速航程的扩展和日益增长的空中交通量,以 及在新技术飞跃发展下,缺乏统一研究,阻碍了它的进展。今后更 难于进行交互工作和协调运行,这对国际民航的发展极为不利。于 是 ICAO 于 1983 年底成立了一个 FANS 专门委员会,并规定其 任务为对空中航行的有关技术进展(包括卫星技术)进行研究,对 国际民航未来 25 年期间的发展情况提出新系统协调发展的概念。 该委员会经过 5 年时间的努力,在 1988 年 5 月的 FANS 第 4 次会 议上提出了最终报告,列出了对未来 25 年内空中航行系统的总体 概念,各个组成部分及其可行性的论证和推荐。经过航行委员会批 准,并认为有必要继续完善和研究如何在全球协调实施的问题。又 成立了新的 FANS 第二阶段的特别委员会(简称 FANS/I),负 责制定 FANS 的实施计划和过渡安排。同时,FANS 的概念和基 本方案,在 1991 年 ICAO 第 10 次航行会议上一致通过,并于 1992 年 10 月得到ICAO第 29 届大会批准。

FANS/ I 专门委员会在 1993 年的第 4 次会议上宣布完成了 历史使命,从而全面转入实施未来航行系统的阶段,同时认为,既 然已经进入实施阶段,不再是"未来"的系统,所以改称为"国际民 航组织的 CNS/ATM 系统",简称"新航行系统"。此次会议公布了 两个典范性文件,一是"新航行系统"总论,一是带有时间进程的 "新航行系统全球过渡协调计划",用以指导今后实施阶段的工作。 这样,FANS 已成为 ICAO 历史性的法定的未来航行系统,ICAO 全体成员国将遵照执行。

1994 年 10 月 ICAO 又临时成立了一个实施 FANS 工作班 子,由 ICAO 主要成员国的民航局高级领导参加,讨论了今后的实 施策略,并对组织、法律、经济、规章诸方面的建设作了安排。现正 在成立一个 FANS 实施委员会,该委员会是今后指导 FANS 实施 的 ICAO 最高机构。其任务是审议实施 FANS 全球过渡协调计划 以及各国、各国际组织、航空公司和工业界实施计划的进度。

1995年10月 ICAO 第31 届大会决议, 责成理事会尽快组织 召开一次实施 FANS 的全球大会, 讨论与实施 FANS 有关的财 政、组织、合作、法律和规章问题。

在过去的十几年中,许多国家投入了大量人力和财力,对 FANS 进行了多方面的论证和试验。有的国家已经开始了向 FANS 过渡的实际步骤,一些国家正在制定本国的过渡计划。从国 际发展总的趋势看,当前已进入在局部地区建设和发展 FANS 的 试验和演示阶段。

2. FANS 的构成及特点

FANS 由通信(C)、导航(N)、监视(S)和空中交通管理 (ATM)4部分组成。通信、导航和监视系统是基础设施,空中交通 管理是管理体制、配套设施及其应用软件的组合。

FANS 是一个以星基为主的全球通信、导航、监视加上自动化 的空中交通管理的系统。从技术上说,是卫星技术+数据链技术+ 计算机网络技术。FANS 所采用的新技术有:一是卫星技术利用, 从陆基通信、导航、监视系统逐步向星基通信、导航、监视系统过 渡,早期阶段先用星基系统作为陆基系统的补充,后期除少数陆基 设备作星基系统的备用外,大部分陆基设备将被淘汰撤离,逐步以 星基系统为主;二是数据链的开发利用,实现空-地、地-地可靠的 数据交换,并进一步实现空-空数据交换;三是系统的数字化、计算 机化及联网化。 FANS 规定了未来导航系统的组成:

(1) 逐步引进区域导航(RNAV)能力,并使其符合所需导航 性能(RNP)。

(2) GNSS 将提供全球覆盖的导航,用作飞机导航和非精密 进场。

(3) MLS 或差分全球卫星导航系统(DGNSS)将取代 ILS,用 作精密进场和着陆。

(4) 自动定向仪(ADF)及无方向性信标(NDB)、甚高频全向 信标(VOR)、测距设备(DME)将逐渐退出。

(5) 奥米加导航和罗兰 - C 导航将消失, INS 将保留并发展, 发展组合导航。

向 FANS 的演进为:

最低导航性能规范		DNIAX (DNID
奥米加/罗兰-C		
NDB		GNSS
全向信标/测距仪		气压高度
气压高度		GNSS 测高(超高空)
惯性导航/惯性基准		惯性导航/惯性基准
IL TAL WEAR		MLS
ILS	Ι.	

4.2.2 区域导航(RNAV)的实施

RNAV 是一种导航方法,允许飞机在台基导航设备的基准台 覆盖范围内或在自主导航设备能力限度内,或两者配合下按任何 希望的飞行路径运行。

这里引用了台基导航设备和自主导航设备两个名词。根据其 注解可知:依靠外部电台信号而工作的导航设备叫台基导航设备, 它包括陆基导航设备(即一切传统的以地面电台为基础的)和星基 导航设备(即新的卫星导航系统),通常人们也称其为"非自主导航 设备"。而自主导航设备是不依靠任何外部的人为信号源工作的导 航设备,它包括多普勒雷达系统、INS及天体导航设备。针对以上 定义,RNAV允许在任意两个航路点之间建立飞行路线。也就是 说,在管制区域内可以自行任意定义航路点,并以航路点的连线为 航路,允许在这些已批准的自由建立的航路上飞行。

RNAV 是一种导航方法,从方法来说是基于不同定位计算的 方法。传统的无线电导航方法采用算出飞机相对电台位置实施导 航,RNAV 方法采用算出飞机绝对位置导航。在 NDB,VOR, DME,TACAN,VORTAC 无线电导航居上风的时代,航线是按 逐台飞越的原则编排的。航线就是导航台之间线段的连接。无线 电定位只能定出相对于电台的位置,所以传统导航方法是从一个 导航台飞向另一个导航台。自从出现了 DECCA,LORAN, OMEGA,多普勒雷达,惯性导航以后,情况有很大变化。无线电定 位或其它定位方法可以定出飞机的绝对位置(地理坐标)和/或飞 机相对于计划航线的位置(航线坐标),从理论上解决了不需飞向 或飞越电台本身,航线可以由不设电台的航路点之间的线段连接 所组成,因而使得航线编排更为灵活。

但 RNAV 不仅是一种导航方法,它涉及航路结构和空域环 境。传统无线电导航方法的航路结构固连在地面电台连线上, RNAV 不受此限制,因而空域环境不同,ATC 管制上也不同。所 以在某种意义上来说,RNAV 不仅是一种方法,而且是一种制式, 它对应着 ATC 管制体制。RNAV 对应英语为 Area Navigation, 又被称为随机导航(Random Navigation),由于航线不依附于地面 导航台、地标或人为限制,可以在两个航路点间任选航线或航线上 自定义航路点,具有很大的随机性,故其缩略语为 RNAV。这种新 的导航实施方法与传统的导航方法的区别在于航线结构,传统导 航方法的航线和导航台连线重叠在一起,不能脱离这些导航台之

.

间的连线,只能实施逐台飞行。RNAV 允许在管制区域内脱离电 台连线,在块块里另外定义航路点,实现逐点飞行,跳点穿插,甚至 实现出发点和到达点之间的直飞,易于建立临时绕飞、平行偏飞、 等待航线等,可以缩短航程和提高灵活性。

1. RNAV 应用

•

RNAV 有如下 4 种应用航路:

(1)固定航路。在该区域内公布的永久性的 RNAV 航路,包括某些航路上由于缺乏信号源(陆基导航台)作航迹制导,只能由 具备 RNAV 能力的飞机作 RNAV 运行,还包括某些高空航路。

(2)偶用航路。在该区域内公布的短期性的 RNAV 航路,只 在遇到不寻常的、发生于短期(时、日、季节)通知的临时需要所选 用。例如,常规航路上某个关键无线电导航台不能服务时,允许具 备 RNAV 能力的飞机通过相应的一段偶用航路。

(3)随机航路。非公布航路,在指定的随机 RNAV 区域内由 飞行计划自行确定的航路。例如,由离导航台设定的一些航路点构成,这些航路点之间的距离一般不超过 650 km(400 n mile)。

(4)终端(航站)区航路。包括 RNAV 标准到达程序、RNAV 进场程序、RNAV 标准离场程序、RNAV 等待程序等。目前正在 逐步定义扩大应用。

易于推行 RNAV 并获得早期效益的区域将是海洋飞行和边远地区的飞行,像澳大利亚、加拿大、阿拉斯加、俄罗斯、中国等广大地区,既无充分的无线电导航设施,也无充分的雷达覆盖,势必-要依靠 RNAV 建立航线,RNAV 可以早期应用和得益。

在我国西北地区加设导航台、雷达站均很困难,如要发展空中 交通,增辟航线应该依赖于RNAV。可以利用RNAV建立一些更 为短捷的固定的和偶用的航线,通用航空飞机可以自行选择一些 随机航线。从率先建立的RNAV 航路上取得经验,逐步形成缩减 间隔的标准,然后推广到其它航路和空域。 近代大中型运输机上都已装备 RNAV/FMS 设备,就设备本 身来说,其精度和可靠性都已符合 RNAV 运行要求,而目前仍然 沿袭传统导航方法,没有充分发挥这些设备的优势。随着惯性导航 和卫星导航的发展,一旦陆基导航设施列为淘汰之列,也就是全面 推行 RNAV 之日。

2. RNAV 对机载设备的需求

RNAV 对导航系统的可靠性和精确性有一定要求,当前盛行 的导航系统为 VOR/DME, TACAN, VORTAC, DME/DME, OMEGA/VLF,罗兰 - C, INS/IRS, ADIRS, GNSS(即 GPS 和/或 GLONASS),以及上述任何系统的组合导航。RNAV 对机载设备 的要求主要是对计算机的要求,导航计算机既可以和导航传感器 的主体结合在一起,也可以是单独的计算机组件或结合进飞行管 理计算机内。正如 RNAV 特点所决定, RNAV 的计算机起码要有 以下的功能:

(1)应能在飞行前根据引进的航路点选定或编排飞行计划, 还可以在飞行中修改飞行计划;

(2) 计算大圆航线上的应飞航迹;

(3) 实现飞机在地理坐标上的定位;

(4)连续实时地在本航段(飞离航路点和前方航路点之间的 大圆线段)上实现航线坐标上的导航计算,输出主要导航参数(已 飞或待飞距离、侧向偏离)及其导出参数,如待飞时间或预计到达 时间(ETA)、地速、航迹角、航迹误差(TKE)、应飞航迹角等。

目前组合导航用的计算机及导航管理或飞行管理计算机的功 能更多,在设计时,一般具有如下功能:

(1)应能在控制显示组件(CDU)上引进航路点和选定飞行计划。编排飞行计划可以有多种方法:选用内存编号航路或选用内存 航路点,以及自行输入定义航路点(包括用经度/纬度给定、方位/ 距离给定或其它参数给定)等方法。 (2)对选定的或修改了的飞行计划和备用飞行计划,必须由 飞行员验证作出肯定的操作后才能生效,并在实时飞行中逐个航 段地执行。

(3)在飞行中的任何阶段可以查阅并修改飞行计划中任何部分的导航数据。

(4)在飞行中,当查阅、修改或验证飞行计划时,不影响即时的生效计划,不影响制导输出。

(5) 允许对显示的位置数据进行验证或改正(即位置更新)。

(6)当导航设备超出规定的精度时,应能进行检测,并发出 故障警告。

(7) 能向 CDU 和 EFIS 显示器提供计算输出,使 EFIS 显示 计划航线和实际航迹。

(8)能向飞行指引仪和自动驾驶仪提供侧向偏离和航迹角误 差信息,可以和自动驾驶仪耦合进行自动飞行。

(9) 在到达前方航路点之前的一定时间内,应有注意灯和其 它目视或音响通知。自动飞行时,具有自动航段循序前进的功能, 即能自动地转换到下一个航段,并有转弯提前量,圆滑过渡。但飞 行员可以超控,用手动修改顺序,包括允许超越某个航路点,直飞 某个航路点或返回原航路点等。

(10) 计算机具有存储航路点、机场和跑道、导航台数据的能力,扩展的导航数据库还可以包括标准到达程序、标准离场程序、进场程序、等待程序、固定的公司航线及空域内的禁区、限制区等。还应备有一部分存储区供飞行员自行定义和输入航路点的能力。

(11)导航存储器或导航数据库可以向 EFIS 的电子平面状态 显示器(EHSI)或活动地图显示器提供背景数据。

总之,卫星导航和惯性导航以及卫星导航和其它导航的组合, 将最适宜用于 RNAV。表 4-2 将 RNAV 与传统导航作了简单 对比。

项 目	传统导航	RNAV
航路结构和 导航实施	电台 - 电台构成逐 台飞行,一个电台飞 向下一个电台	航路点 - 航路点构成逐点飞 行也可以跳越中间航路点
依赖的导航设备	四波束归航台 NDB 归航台 VOR DME 	VOR/DME DME/DME TACAN(VOTAC) OMEGA/VLF 罗兰 - C INS,IRS,ADIRS GPS,GLONASS
机载设备组成	无线电导航接收机	导航传感器,加区域导航 计算机包括导航数据库
机载设备配置	单套或双套设备	双套或三套设备 (海洋飞行)有余度保证的组 合设备提高精度提高可靠性
定位和导航计算	相对法,相对于电台 本地平面上计算	绝对法、地理坐标,并转换到 航线坐标(以航线为纵轴),大 圆航线上计算
航道宽度	50 km (航线两侧左右各 25 km)	基本 RNAV: 18 532 m (航线两侧左右各 9 266 m) 精密 RNAV: 7 412.8 m (航线两侧左右各 3 706.4 m)
纵向间隔	海洋 20 min 陆地 10 min	海洋试行 148 256 m 陆地试行 55 596 m

表 4-2 传统导航和 RNAV 对比

•

4.2.3 所需导航性能(RNP)及其在航路上的应用

RNP 是一种对空域和航路划分类型的判据,同时它是对进入 该空域或航路飞行的飞机所需导航性能的要求。RNP 主要利用导 航性能精度划分空域类型,在实行 RNAV 和优化的航路结构上提 出要求,将是适应未来空中交通需求、提高空域容量和飞行效率的 积极方法。针对未来 CNS/ATM 系统的实施,有必要建立这种国 际标准的分级判据。

1. RNP 的由来

ICAO 的 FANS 委员会在考虑发展 FANS 时就认识到,应对 飞机规定导航性能的要求,而不再去规定配备何种导航设备。理由 是,由于技术上的发展,越来越多的用户所配备的导航设备能够满 足他们自己的和其它地区导航所需要求,这些导航设备不仅相当 于国家规定的设备,而且往往是更为先进的和质量更高的设备。应 该按导航性能要求规定一种统一的准则,而不是在一开始由 I-CAO 去评审或批准使用新设备。这种方法和最低导航性能规范 (MNPS)有些类似,但是它们的运行条件和环境有所不同。

MNPS 概念于 1977 年底引入,用于北大西洋空域中的编组 航迹系统(OTS)。它是针对无雷达监视程序管制下的海洋环境, 根据预期的交通密度、所需的航迹空间和安全目标等级(TLS)对 编组航迹系统的许多平行航线建立了一整套 MNPS 准则,规定侧 向间隔 111 192 m 和垂直间隔 610 m。

考虑到 FANS 实现后,世界上大部分地区将有雷达监视或 ADS 能力,因而管制能力将大大提高,必要时可以进行管制干预。 而 RNP 概念是针对具有充分监视(不论雷达或 ADS)条件下和管 制干预能力下的空域环境提出的,即根据空域、航路结构及其运行 情况划分类型,建立了 RNP 的要求。

2. RNP 的定义、参数和 RNP 的类型

RNP 概念的关键,是利用不同导航性能要求去定义不同等级的 RNP 类型,制定空域规划时划分空域和/或航路的类型。导航性能包括各性能参数,即精度、可靠性、完善性、可用性、覆盖范围、定位速率、定位维数、容量、模糊度、恢复导航时间等。对应于某个等级的空域和/或航路类型的各性能参数都有要求,但为了表述方便起见,择其主要的具有代表性的参数去划分类型,因而采用用户群统计概率上所要求的精度这个单一参数为代表来划分类型。这里所用的"精度"参数是指"系统使用精度",它由导航传感器误差、机载接收机误差、显示误差和飞行技术误差(FTE)组合,这种组合也称为"导航性能精度"。

在某一个空域或某一条航路上,要求其每架飞机的导航系统 使用精度在总飞行小时的至少 95%时间内出现飞机偏离,希望航 迹的距离不得超过某一数值。这个统计特性上的精度值被定义为 "包容距离"。因而有如下一些定义:

RNP---在一个定义空域中运行所需导航性能精度的一种 表述。

导航性能精度——基于导航传感器误差、机载接收机误差、显示误差和飞行技术误差组合的总导航精度,也称为系统使用精度。

包容度(包容距离)——在占总飞行时间的至少 95%的飞行时间内,发现飞机偏离本应占有位置的距离。

目前已经定义了 4 种 RNP 类型,对应的 RNP 精度和其它性 能参数的要求参见表 4 - 3。

RNP1的精度为±1.85 km(±1 n mile),它支持高效率的 ATS 航路运行,能提供最精密的位置信息,并通过利用 RNAV, 允许航路和航路改变,在系统需要的实时响应上具有最大灵活性, 此类型也支持高效率的向/从机场过渡到 ATS 航路飞行运行、飞 行程序和空域管理。应用于大陆空域。

RNP 类型导航性能参数	RNP1	RNP4	RNP12.6	RNP20		
系统使用精度	\pm 1 n mile \pm 1.85 km	\pm 4 n mile \pm 7.4 km	± 12.6 n mile ± 23.3 km	± 20 n mile ± 37 km		
可用性	接近 100%					
完善性(报警时间)	10 s	30 s	120 s			
覆盖(接近 100%)	管制空域内		所飞航路内			
定位速率	10 s	10 s	10 s			
定位维数			维			
空量	无限					
模糊度	Э	Ē	可由运行者解决			
恢复导航时间	5 s	5 s	10 s			
人为可操纵性	飞行员可遵照管制员指令操纵飞机					

表 4-3 各 RNP 类型对导航性能参数的要求

RNP4 的精度为 \pm 7.4 km(\pm 4 n mile),它支持离导航台有限 距离(100 n mil 以内)设计的 ATS 航路和空域。应用于大陆空域。

RNP12.6的精度为±23.2 km(±12.6 n mile),它支持低等 级导航设施的区域内有限优化航路,也应用于海洋空域。

RNP20的精度为±37 km(±20 n mile),为支持可接受的 ATS 航路运行的最低能力,这种最低等级性能希望在任何时间内 符合于任何管制空域内的任何飞机。除例外情况外,能力差于 RNP20 的空域、运行或程序都是不准许的。一般可用于海洋空域。

高于 RNP1 的类型,在许多机场附近的运行有其需要,例如 在飞机场和 ATS 航路之间的过渡,ICAO 正在评估终端区运行的 RNP 概念扩展的可能性。 某些国家需要实施 RNP5 作为 RNP4 变异的临时措施,以便 允许对现有导航设备不经改装而使其继续运行于现有航路结构。 还有考虑到个别国家当前主要机队的导航精度已超过 RNP4 的 要求,并有独立的雷达监视,因而一种宽度为±5 km (±2.7 n mile)的走廊将继续使用。

上述 RNP 类型规定了一个空域中的最低导航性能的精度要求,显然一架飞机的导航性能低于 RNP 类型所规定的精度时,通 常将此飞机排斥在定义空域之外。但可用较严格的要求,对其施加 增大飞行间隔标准的配置。

3. RNP 和空域结构、安全间隔标准的关系

区划 RNP 类型可以按整个空域、局部空域或空域中的一条 航路或一组航路去规定。换言之,RNP 可以规定一条航路、一组航 路(例如平行或编组航路)、一个区域、整个空域或在空域中选定任 何规定尺寸的空间的类型。理想情况下,一个空域应规定单一的 RNP 类型,但在一个定义的 RNP 空域内,空中交通管理局也可以 根据需要批准一个特定的 RNP 类型的 ATS 航路,也可以采用混 合 RNP 类型,例如,在同一个 VOR/DME 空域内可以指定一条较 高要求的双测距(DME - DME)的 RNP 类型,或在某一个空域内 指定另一条较低要求的 RNP 类型的航路。

RNP 可以适用于固定的 RNP 航路、偶用 RNP 航路,也可以 在有限时间段内(按小时、天、季节)批准特定的 RNP 类型,以便 建立符合不寻常临时性需要的航路。此外,在公布了 RNP 类型的 空域内,国家或当局也可以根据飞行计划去批准非公布航迹(即随 机航路)。

RNP 类型可以被空域规划人员利用去发挥空域的潜在使用 能力,RNP 类型是定义航路宽度的一个输入量(给定值)。虽然 RNP 本身对飞行间隔标准配置上尚不是充分条件,但它也是定义 间隔标准的一个给定值。RNP 是一种导航要求,仅为用以决定所 需飞行间隔判据的诸因素之一。单独 RNP 不能也不应蕴含或表达任何间隔标准或判据。任何国家空管局对建立航路间隔和飞行间隔标准作决策时,必须考虑空域基础设施,它包括监视和通信设施在内。此外,也应考虑其它因素,例如,干预能力、容量、空域结构和航路布占率(Occupancy)或通过频度(Passing Frequency)。总之,要考虑整个空域特性。

在相撞险情分析中,相撞险情是导航性能、飞机暴露(Aircraft exposure,由航路结构和交通密度所决定)和干预能力(Intervention Capability,由监视、通信、管制能力所决定)的函数,而险情的可接受等级依赖于安全目标值(TLS),一旦 TLS 和间隔判据已经确定,则空域系统的导航性能和干预能力的最低要求就可以置定,因而决定 RNP 类型的导航性能精度也是安全间隔标准的一个基本参数。

在相同导航性能精度下,RNP 空域的飞行间隔可以比 MNPS 空域的更为缩小。这是因为 RNP 空域具有充分的监视能力,允许 管制员在发现险情时进行干预而解脱。针对既定的 TLS,邻近飞 机重叠险情可能出现在双机导航系统使用误差同时大到接近边 缘,使误差概率分布曲线在拖尾部分两两交叠。这种情况对程序间 隔的空域(如 MNPS)是不允许的,但对雷达(或 ADS)间隔的空域 (如 RNP)允许管制员插入干预,所以 RNP 空域所规定的飞行间 隔相应小些。但是还应考虑到过多的干预,将引起管制员的工作负 担加重,以及出现疏忽和遗漏,这些都是在确定间隔标准时所应权 衡考虑到的,也就是要估量空域内监视、通信手段所能达到的等级 和管制能力的强弱。

4. RNP 对飞机装备的要求

RNP 概念是基于空域中机群期望的导航性能精度,这就要求 个别的飞机、飞机制造厂商和飞机运行者(航空公司)要使其飞机 达到规定 RNP 类型空域中所需的导航性能。在不同类型的空域 中,对飞机导航装备及其功能的要求不同,例如,一个 RNP 类型 高的空域中要求具有平行偏距飞行能力,而类型低的空域仅要求 有点到点的导航功能。

RNAV 设备是导航传感器和计算机(带有导航数据库)的组合,用以实现RNAV 功能的机载设备。现代飞机上的飞行管理系统(FMS)是一种组合系统,它包括各种机载传感器、接收机和具有飞机导航数据库、性能数据库提供优化飞行的计算机,可以实现侧向导航、垂直导航、燃油管理、航路计划等的咨询和控制功能,这些系统也可分别被称为导航管理系统、性能管理系统和飞行管理控制系统。这些系统应设计得能拒绝错误输入,利用余度信息和各种符合性检查,以提高制导输出的可靠性。具有相应导航传感器的RNAV 和 FMS 设备将由国家民航局批准其用于规定的 RNP 类型空域。

对各种传感器提供输入的 RNAV 设备的初始批准,要对其精 度、故障指示、环境指标等方面进行技术评估,去验证其符合于相 应的 RNP 类型。随后具有相同的 RNAV 设备装到其它飞机上时, 只需要附加技术评估,附加内容取决于系统和飞机上其它系统的 组合。

总之,飞机导航性能和功能应符合 RNP 类型的要求,一架飞 机要改变其 RNP 类型时,也应作相应的技术评估。

5. RNP 的实施

实施 RNP 允许增强 ATS 系统容量和效率,同时维持或改善 系统已建立的安全目标,给定的 RNP 类型将提供已知等级的导 航精度并支持空域设计、空中交通管制程序和飞行运行程序,国家 应决定在给定类型空域中保证提供符合性能的手段。

达到 RNP 的主要手段是采用 RNAV 设备,它已被广泛地利用。许多国家和地区对 RNAV 运行,在适航和运行批准、空域规划、飞行间隔和航路间隔要求、用户技术、训练、信息公布和交换等
方面已有相当经验。由于目前在许多地区导航精度已达到了 RNP4、RNP12.6 和 RNP20 的要求,所以这些 RNP 类型已经能 够实施了,从 1995 年开始逐步实施起来。但对 RNP1 的开发,需要 机群装备符合其性能等级的达到高百分比。某些运行者由此将需 要对新设备(例如对卫星导航设备)的投资,以便完全实现 RNP1 的效益,从 1998 年开始逐步实施起来。RNP 的实施是可行的,但 将是一种渐进的过程。

目前只有 GPS 的导航精度能达到 RNP1,但是其可用性和完善性仍需增强,在此基础上能在大部分空域和航路上实现 RNP1 类型。

当前的 RNP 概念仅限于适应二维导航的技术手段,首先建 立航路运行的 RNP 类型,因而对垂直导航和时间因素的三维和 四维导航未作考虑。在可以预见的未来,航路垂直导航仍将依赖于 气压测高(因为卫星导航的垂直精度不如水平精度),所以高度分 层所采用的手段(依靠气压测高)和垂直间隔标准都仍沿袭原有体 制。今后测高技术上有了变化,才能考虑垂直性能上的分级判据。 RNP 概念同样适用于终端区和进场着陆,但终端区和进场着陆的 RNP 标准尚在深入研究审议中,有望于不久的将来也能公布 推行。

4.2.4 用于进场、着陆和起飞的 RNP 概念

1. RNP 参数

总系统包括保持飞机处在所定义空域内的所有必要设备,即 机载的和飞机以外的。在进场、着陆和离场飞行阶段,RNP由如下 的总系统参数来描述:

(1)精度。在特定过程的每一个点上,总系统以95%概率保持 飞机位置在总系统误差极限内的能力,同时以每次进场不小于 1-1.0×10⁻⁷的概率保持其在一个性能外边界内的能力。精度的 量度是总系统误差(TSE),它是导航系统误差(NSE)和飞行技术 误差(FTE)的综合,前者包含空间信号源误差,机载设备误差及地 面设备误差:FTE包含人工驾驶时的飞行员判读和操纵误差或自 动飞行控制系统的全回路误差。TSE的95%概率值对应于内隧道 尺寸,其1-1.0×10⁻⁷概率对应于外隧道尺寸。

(2)完善性。它与总系统所提供信息正确性或置信度有关。完善善性指系统在工作过程中不能工作时向用户提供及时告警的能力,它是以每次进场中所出现的事件(故障或超差)对应时间的概率来表述的。完善性是为了检测和监控系统,减少潜在故障的威胁,提高安全可靠程度。

(3)连续性。在需要的工作期间系统完成任务而不间断的能力。全系统的连续性包括地面设备(外部设备)、空间信号和机载设备总体上的无中断连续合格服务,任何的短时中断将使飞机暴露在事故中。连续性是短时可靠性的标志,它是以每15s进场时段中所出现的事件(中断)对应时间概率来表述的。

(4)可用性。总系统在希望的工作过程初始点上所具有完成 任务的能力。对于进场过程,可用性定义为当飞机下降到进场点始 端时获得所需制导能力的概率。可用性是对系统在规定覆盖范围 内提供可用服务能力的指标,它与其它 RNP 参数不同,并不是险 情(Risk)计算中的直接因素,但在进场点开始时全部制导功能必 须可用,这时所需考虑的就是非预测故障(或中断)。

RNP参数在全系统中分配,决定了对机载设备、陆基或星基导航传感器的要求,它们包括误差概算、功率概率(信号覆盖)、监控结构(表达式)、设备余度、所需的监控报警验证和硬件/软件设
计上重要性等。RNP精度由两个图来确定,95%的边界内性能是2σ值,外边界是按三倍的内边界来确定的。对任何建议的系统,必须有把握使飞机轨迹分布以不大于10⁻⁷的风险保持在那个边界内。完善性依据风险和产生报警的时间来确定,连续性依希望的工

作区间开始时是否可用而定。有关数据见表 4-4~4-7 所示。

RNP 类型	精度	完善性	连续性	可用性
RNP I 类 精密进场	见表 4 - 5	1—3.3×10 ⁻⁷ , 6 s 告 警	1-1.0×10 ⁻⁵ 工作时间持续 15 s	0.997 5
RNPⅡ类 精密进场	见表 4 - 6	1-3.3×10 ⁻⁸ , 2s告警 1-3.3×10 ⁻⁹ , 1s告警	1-4.0×10 ⁻⁶ 工作时间持续 15 s	0.998 5
RNP II 类 精密进场	见表4-6 (进场) 见表4-7 (着陆)	1—3.3×10 ⁻⁹ 1 s 告警	1-4.0×10 ⁻⁶ 工作时间持续 30 s	0.999 0
RNP 离场 (无起飞导 引)	至 少 横 向 边界	11.0×10 ⁻⁶ 6 s 告警	1-1.0×10 ⁻⁵ 工作时间持续 15 s	0.997 5
RNP 非 精 密进场	待定	待定	待定	待定
RNP 曲线 进场	待定	待定	待定	待定
RNP复飞	待定	待定	待定	待定

表 4-4 适用于进场、着陆和起飞的 RNP 概念(暂定值)

表 4-5 RNP I 类进场精度(暂定值)

(由人工飞行性能导出,无飞行指示器,沿3°下滑线,

其值以 m 表示)

门槛上高度	60	75	90	120	150	230	300	380	460
横向 95%性能	40	43	45	51	57	80	110	141	172
垂直 95%性能	12	12	12	15	18	26	36	48	59
横向性能外边界	121	128	136	152	171	239	330	424	517
垂直性能外边界	37	37	37	44	54	78	109	144	178

门槛上高度/m 60 75 120 150 230 300 380 460 横向 95%性能 92 108 垂直 95% 性能 1.5 4.6 横向外边界 111 130 178 227 275 324 垂直外边界 36 44 53 74 95 116 137

表 4 - 6 RNP Ⅱ / Ⅲ 类进场精度(暂定值)

表 4 - 7 RNPⅢ类着陆精度(暂定值)

横向 95%性能边界	离中心线±8.2 m
纵向 95%性能边界	离下滑交会点-150~300 m
	轨迹在跑道内

2. 隧道

上述的 RNP 性能参数界定了一个空间区域:对每一个进场 和着陆飞行阶段确定一个飞行轨迹,围绕该飞行轨迹的飞机性能 边界(外部和内部)定义了所谓的"隧道",其概念是设计飞机和飞 机导航系统以使其真实飞行轨迹落在该隧道里。当飞机非故意地 离开了外边界,我们就说发生了隧道事件。除了外边界外,还有 95%的内边界,它们的大小共同确定了 RNP 精度(见图 4 - 1)隧 道事件并不一定导致飞机失事事故,但它增加了事故机会。隧道事 件是否导致事故取决于称之为事故/事件比的条件概率。



图 4-1 精密进场与着陆的隧道边界

飞行阶段的描述在不同文献中是不同的。英文的 Approach 可译为进场或进近,在 AWOP/15 中被解释为飞机离开由前一飞 行阶段(如航路、保持、引导等,典型情况离机场跑道门槛 37 km) 的 RNP 所决定的空域,到达最小下降高度(MDA)或决策高度 (DA),而在中国民航系统的有关文献中,Approach 过程又可分为 近场和进场两部分,前段为从脱离航路到进场点,包含了转弯、下降等过渡航路,后段则已成为(基本对准了下滑道的)固定形状的 航道。Approach 终结于决断高度,接着为着陆段或复飞段。

对运行上来说,隧道概念适用于所有飞行阶段——起飞、爬 升、巡航、下降、进场和着陆,每个飞行阶段有一个虚设的隧道。如 果飞机及其导航性能、飞行技术能满足该飞行阶段的 RNP,则飞 机可以顺利通过隧道,隧道概念的中心思想是保护空域标准—— 飞机的飞行或导航故障导致飞机的非故意偏离隧道的概率必须小 于安全目标所规定的概率。对直线进场的最后阶段,其内隧道和外 隧道的尺寸见图 4-2 和 4-3。



图 4-2 RNP I 类精密进场着陆



4.3 基于 GPS 的进场/着陆

进场/着陆是飞机最重要的飞行阶段,也是对飞机导航系统的 准确性和可靠性要求最高的阶段,因此航空界在进场/着陆的机场 设备和机载设备上投入了大量的人力和物力。在不同的历史发展 时期,为满足当时的飞行要求和限于当时的技术条件,研制了不同 种类的进场/着陆系统,例如,VOR,DME,归航台(NDB)等,它们 能够为飞机建立一个较大宽度的轨道,因而称之为非精密进场。在 20世纪 40年代以前,同时发展的精密进场设备有 ILS 和地面雷 达导引系统(GCA),后者因为不能给飞行员提供灵活的使用和操 纵条件而逐渐被淘汰。ILS 被 FAA 1941 年采用,ICAO 1949 年接 受。目前 ILS 在提供 I 类、II 类仪表进场方面正在充分地发挥着 它的效能,在个别设施完备的机场,ILS 也能提供 II 类精密进场和 自动着陆导引。根据 1992 年 3 月的材料,仅美国已在 551 个机场 上安装了 836 套 ILS。然而,随着空中交通量的剧增以及空中交通 状况的日益复杂,ILS 在某些方面暴露出了本身的缺点和局限性, 例如,不能进行曲线进场、多下滑道/可变下滑道进场、有限的覆盖 面积、易受干扰等,于是,在 20 世纪 70 年代初,一些国家开始发展 MLS,1979 年 ICAO 确定了 MLS 的技术标准。按照 ICAO 的要 求,FAA 原计划在 1998 年 1 月 1 日前在所有它的国际机场安装 MLS。MLS 被希望用来支持 I、I、I类精密进场着陆和起飞,它 可以向飞机提供多个下滑道,它将克服 ILS 的缺点,并能满足 I-CAO 目前的全部技术要求。由于 MLS 的费用高以及迅速发展起 来的卫星定位系统可提供精密进场着陆能力,MLS 的使用和推广 在航空界受到了限制。据报道,FAA 安装 MLS 的计划已取消。

4.3.1 进场/着陆的安全指标与天气标准

从以往 30 年历史记录统计,全球航班涡喷飞机在进场着陆中 的偶发事件概率为 5.1×10⁻⁷,因而取 1×10⁻⁷为进场着陆中的目 标安全指标,这已被世界所公认。在 II 类进场中引入 10 : 1 的偶发 事件/事故率,即假定每 10 次偶发事件会产生 1 次事故,取 1× 10⁻⁷为进场着陆中偶发事件最大允许概率,则事故概率为 1× 10⁻⁸,和历史记录相比,飞行安全提高了近 50 倍,这是当前防撞险 情模型计算所用目标安全指标的依据。

进场着陆的天气标准是根据跑道附近的垂直能见度和水平能 见度决定的,当飞机下降后能否见到跑道、跑道灯、跑道标志等,将 要在决断高度上决定着陆或复飞。ICAO于1965年制定了全天候 运行的 ILS 精密进场着陆的最低天气标准(见表4-8),在目前还 没有专门为 GPS 着陆制定天气标准以前,可以作为参考。

类别	Ⅰ类	∎类	■₄类	∎ в 类	II c 类
最低决断高度/m	60.96	30.48	0	0	0
跑道水平视程/m	792.48	365.76	213.36	45.72	0

表 4 - 8 ICAO 精密进场着陆的最低天气标准

4.3.2 精密进场/着陆的精度要求

前已述及,在RNP和RNAV等这些新概念提出之前,精密进 场/着陆的精度要求是以对设备的要求提出的。1950年国际民航 公约附件 10 公布了 ILS 设备标准。MLS 问世以来,参照 ILS 制定 了 MLS 的设备标准,在 1980 年也由国际民航公约附件 10 公布, 1985 年作讨补充修正。长期以来没有对精密仪表讲场/着陆空域 和机场环境上的全系统运行的统一标准,因而只对地面设备、机载 设备、飞行技术、进场区的超障净空要求等分别制定各自的标准。 ILS 的地面设备标准分别规定了精度、完善性、连续性等指标,但 是由于此标准单纯针对 ILS 设备,采用不同的参数混合给出,再 加上附加的推荐参数,很难直接导出全系统要求。MLS 的地面设 备标准移用了 ILS 的某些指标,包括完善性、连续性等。GPS 在用 于进场/着陆的试验中,不断摸索经验,试行去制定有关标准,能够 既和 ILS/MLS 对应,又能适合卫星导航的特点。我们相信, RNP 等新概念的提出将会更好地适应各种导航设备和方法。但是,无论 是设备(机载的或地面的)还是人员(飞行员或技术保障人员)都有 一个适应过程,并且这个过渡过程不会很短。按 ICAO 的估计,从 正式决定采用 GPS 算起,完全取代现有设备需要 10 年以上的时 间。因此, 迄今完成的基于 GPS 的进场/着陆试验基本上都采用了 ILS 的标准。表 4 - 9~4 - 11 给出了精密进场、着陆的精度、完善 性和连续性要求。

表 4 - 9 ILS/MLS 地面设备精度要求(2σ)

(按 3°下滑角换算到决断高度上的线偏差)

(m)

	侧向偏差/ 垂直偏差	在 I 类决断高度 60.96 m 点上	在 I 类决断高度 30.48 m 点上	在 Ⅱ 类 跑 道 人 口 15.24 m 点上
	根 据 R.J. Kelly 跑道长 3 048 m	$\pm 30.27/\pm 7.346$	$\pm 10.424/\pm 3.08$	\pm 7.44/ \pm 1.04
	根据L.H. Hogle 跑道 长3048m	$\pm 20.73/\pm 4.572$	$\pm 7.315/\pm 1.89$	$\pm 5.49/\pm 0.67$
ILS	根据L.H. Hogle 跑道 长2438.4m	$\pm 17.13/\pm 4.15$	$\pm 5.15/\pm 1.74$	$\pm 4.02/\pm 0.55$
	根据 Robert Loh	$\pm 16.46/\pm 3.41$	$\pm 6.49/\pm 1.615$	$\pm 4.115/\pm 0.49$
	根据美联邦 导 航 计 划 FRP	$\pm 9 14/\pm 3.048$	$\pm 4.57/\pm 1.40$	$\pm 4.11/\pm 0.40$
	根 据 R. J. Kelly 跑道长 3 048 m	$\pm 7.92/\pm 2.53$	$\pm 6.71/\pm 1.25$	$\pm 6.10/\pm 0.61$
MLS	根据美联邦 导 航 计 划 FRP	$\pm 9.14/\pm 3.048$	$\pm 4.57/\pm 1.4$	$\pm 4.11/\pm 0.40$
	国际民航公 约附件 10设备标准			$\pm 3.96/\pm 0.61$

等级 水平	完 善 性 (对 任 一 次 进 场 着 陆)	连续性(对任一进近 段)	平 均 故 障 间 隔时间/h	对应 ILS 类别
1	$1 - 1.3 \times 10^{-7}$	1-10 ⁻⁵ (任意 15 s)	<417	Ⅰ类
2	1-10-7	14×10 ⁻⁶ (任意 15 s)	<1 000	Ⅱ类
3	$1 - 0.5 \times 10^{-9}$	1-2×10 ⁻⁶ (任意 15 s)	<2 000	Ш _Α 类 Ш _Β 类
4	1-0.5×10 ⁻⁹	1-2×10 ⁻⁶ (LOC:任意 30 s 周期 GS:任意 15 周期)	LOC<4 000 GS<2 000	℡c类

表 4~10 精密进场着陆地面设备完善性和连续性要求

表 4 - 11 精密进场/着陆完善性报警时间

(s)

类别	ILS 侧向超差报警	ILS 垂直超差报警	MLS 超差报警
1类	<10	<6	<1
∎类	<5	<2	<1
■类	<2	<2	<1

4.3.3 进场/着陆的技术关键

民用航空采用 GPS 的进场/着陆已在德国、美国、瑞典、加拿 大、英国、法国等许多国家试飞成功,并且仍有包括中国在内的一 些国家正在研究、试验。不同的试验者可能采用了不同的硬件设置 和软件设计,采用了不同的进场/着陆方式,但都基于相同的基本 原理。需要解决的技术关键主要有:

(1) 差分 GPS。单独使用 C/A 码的 GPS 不能满足精密进场/ 着陆的精度要求,因此,必须采用差分方式来增强。ICAO 业已公 布航空用GPS 差分格式,包括用于进场/着陆的差分规定。在成功的试验者中,有采用位置差分的(如德国 Braunschweig 工业大学),有采用伪距差分的(如美国 Honeywell 公司),还有采用伪卫 星的。目前正在建立的 WAAS 和 LAAS 均可提供某些等级的进场/着陆。

(2) 多传感器组合。由于 GPS 自主性差、高动态环境的适应 性差,数据输出率低,有必要利用其它传感器予以增强。目前已完 成的试飞系统都采用了 INS 和高度表与 GPS 的组合。INS 可以是 平台式、捷联式或简易航姿系统,高度表可以是无线电高度表、气 压高度表或二者兼用。此外,还有采用罗兰 - C、多普勒导航仪、大 气数据系统等,只要能满足"所需导航性能",并不限制传感器的种 类。多传感器的信息融合经常采用卡尔曼滤波技术。

(3)人工下滑道设计。现役的 ILS 和 MLS 是依靠地面设施发 射一个下滑波束线,引导飞机下降。GPS 通过卫星定位,在机载计 算机中输入机场跑道坐标,靠软件建立一个下滑线引导飞机下降。 在最初的试验中,人工下滑道都是模仿 ILS 的 3°直线下滑道。既 然基于 GPS 的着陆系统的下滑道不受地面设备限制,人工下滑道 完全不必限于直线 3°下降,而是可以依不同机种、不同机场跑道、 不同气象条件采用不同的下降方式,如可变下滑道、曲线进场等。 特别是,应研究适用于 RNP 隧道的下滑道,适用于航空母舰着 舰,适用于航天飞机,再入式飞船着陆的下滑道。

(4)信息处理。多种传感器的信息是在不同的基坐标下提供的。例如,GPS 定位结果在 WGS-84 中给出,INS 信息在惯性坐标系中提供,机场坐标在"BJ 54"中提供,无线电高度表相对地面测量,气压高度表相对于海平面测定等。其信息处理关系见图 4-4。

(5)完善性监控。完善性已在上节中定义。虽然完善性是GPS 应用中普遍应解决的问题,但它在进场/着陆中尤为重要。目前,完 善性监控仍是研究课题之一。利用差分参考站可以监控卫星信号 的完善性,利用伪卫星可同时改善GPS星座布置,提供差分信号 和完善性监测。



图 4-4 信息处理关系

4.3.4 Honeywell 进场/着陆系统简介

为了较为完整地了解基于 GPS 的进场着陆系统及其工作过程,我们介绍美国 Honeywell 的试飞验证系统。1990年11月1日,Honeywell 与 NASA 联合完成了世界上首次商用喷气机 (Boeing 737-100)采用 DGPS/INS 的自动着陆试验。为了收集GPS 用于进场飞行过程的性能数据,Honeywell 与 FAA 从 90年10月起联合安排了5个阶段的飞行试验。其第二阶段 1992年2月在大西洋城国际机场 FAA 技术中心举行的试飞,中国航空工业总公司派工程师代表团参加了试飞评估。

1. 概况

本次试飞曲线进场,收集局部差分 GPS 的传感器精度数据和 总系统精度数据,采用 180°进场航迹;收集气压高度表的温度补 偿事后分析数据,以便用于进场的垂直导引中;收集 GPS 导引时 复飞过程的有关数据。系统方块图见图 4 - 5。

2. 飞行试验设备

(1) 机载导航部分:SPZ8000 组合飞行控制系统,包括 FMS 2 套,GPSSU(GPS 传感器组件)2 套,GPIRS(GPS 惯性参考系统)3 套,机载无线电1套。

(2) 机载试验板:EFIS 显示装置,3个2通道 ARINC 记录器 (用于记录 GPIRS,GPSSU,FMS,ILS 无线电数据),FMSLRN (飞管系统远距导航)接口选择板,ARINC 选择开关板,试验电缆, RSA/模拟记录器(记录雷达高度表数据和差分修正数据,转换差 分修正数据由 RS232 到 ARINC429),组合编码器。

(3) 差分地面站:DCP(差分修正计算机),GSR(地面站电台),组合编码器,非差分的GPSSU,天线,电缆,电源。

(4) 试验车设备: DCP, GSR, 天线, 电缆。

3. 飞行航迹设计

在大西洋城国际机场的 13 号跑道上空,飞机下降,同时作 180°转弯以接近离门槛 3.0 n mile,跑道中心线上的转弯点(P), 高度 290 m,规划的转弯半径 2.3 n mile。如果气象条件(风)不利, 飞行将转移到 31 号跑道(在 13 号跑道的另一端,反向)。整个过程 采用稳定进近的概念,到达决断高度时由飞行员决定着陆或复飞。 试飞的规划航迹见图 4 - 6。

4. 飞行试验过程

(1) 飞行试验硬件布置描述(略)。

(2) 地面测试过程:

监控器和座舱显示接通时对机载设备正常工作的影响; 轮流检查试验仪器的组合;



图 4-6 规划航迹

ARINC 记录仪;

2 号 FMS 在各种可能位置上的检查,选择开关; 地面站通电检查,GPSSU 检查(发送数据);

飞机向机载系统提供电源检查;

GPS 初始校准;

差分数据链验证。

(3) 飞行中的试验程序:

起飞前:加载 FMS 软件;关掉 2 号 FMS 不用的传感器;打开 LRN,通试各种布置;ARINC 记录器和所有总线测试;删掉不用 的数据文件并储存前日文件;格式化软盘;验证 EFIS 显示器;确 认有足够的数据记录纸;确认电缆和设备连接完好;确认视频记录 工作正常并有足够的磁带;开动差分数据链确认其功能正常(进人 正常状态前不要发送信号);确认地面参考站坐标合适;把飞机移 动到校准点上,记录至少 10 min 数据。

进入规划的航迹前:机上的飞行试验总工程师与飞行员确认 飞行规划;记录数据(在专用纸上);ARINC 记录器工作正常;确认 差分数据链工作正常且 GPSSU 解可用、可信。

试验中:监控机上仪器处在规划的模式下,工作正常;按规定 做人工记录。

事后处理:所有数据文件拷贝两份,一份留作处理,一份交 FAA 人员;关闭仪器和摄像设备。

5. 飞行试验记录格式(略)。

6. 最优 HDOP。由记录的卫星数据可以确认是 HDOP<2.0, VDOP<2.75。

4.4 GPS 用于空中交通管理

4.4.1 以 GPS/ADS 为核心的空中交通管理系统

1. 自动相关监视(ADS)概念

早期对飞机的监视,在高交通密度区靠雷达监视,在低交通密 度区以至边远或海洋地区只能靠飞行员利用高频(HF)无线电台 用电报或话音发送飞机位置报告,由于缺乏可靠的通信手段,所以 后者是非常不可靠的,因此除雷达监视以外,缺乏其它监视手段。

雷达监视是地面独立地对空监视,从一次监视雷达发展到二

次监视雷达,从 A/C 模式发展到未来的 S 模式,已成为国际上普 遍采用的技术。为了满足远程边远海洋地区监视的需要,FANS 委 员会认为采用可靠空/地通信(例如卫星通信)自动地周期性地用 数字式数据报告飞机位置,虽是非独立监视,但仍然是有效的监视 技术,为此推荐了 ADS 技术。

根据定义:ADS 是一种监视技术,由飞机将机上导航定位系统导出的数据通过数据链自动地发送,这些数据至少包括飞机识别、4 维位置和所需附加数据。ICAO 又制定了 ADS 的标准和建议 措施(SARP),目前已在海洋飞行采用。通过南太平洋美国至新西 兰、澳大利亚航路上进行的 ADS 太平洋工程试验(PET)已经取得 很好的经验,目前正在推广应用,主要用在波音-747 等宽机身容 机上。利用惯性导航或 GPS 导航系统、飞行管理计算机(FMC)和 卫星通信设备结合 FANS - 1 软件来实现。地面装备了通信终端 和显示终端,其飞行数据处理系统(FDPS)将飞机位置点图形化地 映射到显示屏幕上,使其能像雷达点迹一样地在雷达屏幕上显示 出来,因此 ADS 的显示被称为"伪雷达",它可以提供交通冲突的 检测和分辨。当发现双机接近的险情时,可以进行告警和由管制员 进行干预,向一方发出解脱指令。

ADS 可以弥补某些缺乏二次监视雷达监视服务的区域,特别 是海洋空域和某些边远地区装备二次监视雷达有困难的地方, ADS 可以完全取代二次监视雷达,ADS 在其它区域(包括高密度 区)可作为二次监视雷达的补充或备用。因此一次监视雷达就不再 需要了。今后一次雷达只供军用、气象探测用和地面活动监视用。

ADS 主要依靠导航数据源和空地数据链来实现。导航数据取 自卫星导航或惯性导航设备,空地数据链利用卫星移动业务或甚 高频数据链。飞机只需有一个 ADS 装置采集飞机位置和其它导航 数据,将其格式化后按约定周期定时地通过机载通信设备发送给 地面。 ADS 报告有 8 种数据块,即基本位置报告(包括飞机位置的 经纬度、高度、发送时间、导航质量指标)以及其它 7 种辅助报告 (包括地速矢量、空速矢量、气象数据、计划剖面、临时意向、中间意 向(绕飞)、延伸的计划剖面等)。

2. 自动相关监视(ADS)的报告字场

和 GPS 有关的报告字场主要有三种,即基本位置报告、地速 矢量和空速矢量。

基本 ADS 报告由 11 个字节组成。第一个字节为 ADS 报告标 号。(对周期性报告其标号取值为 7,应急周期性报告取值为 9,事 件报告取值为 18、19 或 20)。第 2~11 个字节为数据、包括纬度 21 位、经度 21 位、高度 16 位、时间印记 15 位、空 2 位和质量指标 (FOM)5 位。质量指标的定义方法如下:

最高位(第5位)表示机载避撞系统(TCAS)工作状态。此位1 表示有效工作,0表示不工作。

中间3位(第4,3,2位)表示定位精度(95%概率),分8个 等级。

最低位(第1位)表示导航定位系统的余度。此位1表示有双 套以上,0表示单套工作。地速矢量/空速矢量信息组字场组成为 每组由6个字节组成:前面1个字节为信息组标号(地速矢量组取 值14,空速矢量组取值15),后面5个字节为数据,航迹角/航向占 13位,地速/马赫数或空速占12位,末两位为00。

ADS 对飞机与地面管制部门之间的通信链路和通信协议有 一定的要求,必须是双向空/地数据链,两者之间的连接采取合同 制,必须由地面管制部门和飞机建立合同,要求指明发送数据及其 附加内容和发送周期,因而需建立端到端连接的选址播发。当应急 时,此双向数据链还可用作飞行员和管制员之间的应急话音通信。

3. 广播式自动相关监视(ADS-B)概念

ADS 是建立在地对空监视基础上的,20世纪 80年代后期发展的机载避撞系统(ACAS)或交通避撞系统(TCAS)是建立在空对空监视基础上的,而用于机场场面活动监视(防止车辆和飞机之间或飞机相互之间在地面活动区相撞)是地对地监视。近期技术的迅速发展使得人们设想将这三种监视技术结合成一体的可能性,如果这些运动着的飞机(包括车辆)各自自发地广播自我位置报告,本机收到邻机位置报告后都能具有空对空相互监视作用。地面管制部门接收场面飞机和车辆的位置报告,就能起到场面活动监视作用,因而试验并建议发展近距的广播式自发位置报告系统。通过这几年来的试验,已获得了成果,目前已被 ICAO 的 ADS 专家组认可并被定名为广播式自动相关监视(ADS - B),其标准也正在制定中。

ADS-B的发展过程。1989年以来,瑞典民航局(SCAA)和 Swedavia 机构在对 FANS 的开发研究中提出了一个和移动电话 系统结构相似的方案,称之为"蜂窝式 CNS 概念"(CCC)。其核心 系为 GNSS(或 GPS)转发器加上 VHF 自组织 TDMA 数据链实 现飞机广播位置报告和地面上传 DGNSS(或 DGPS)修正数据。整 个系统按机载设备的名称被称为 GNSS 转发器,它可以按自治式 (周期性变时槽广播)或受控式(由地面台指配时槽广播)工作,播 发 GNSS 位置报告,并利用 GPS 系统时作定时和同步。瑞典和丹 麦合作已在斯堪的那维亚半岛上从斯德哥尔摩至哥本哈根区域内 建立了 5 个地面台作大面积试验。1994 年 6 月进行了较大规模的 飞行试验。欧洲的 EUROCAE WG - 51 工作组研究了上述问题, 为此制定最低运行性能标准,作为 ADS - B 的标准。它是 ADS - B 的第一个典型系统。

在 1992 年 3 月,FAA 委托麻省理工学院林肯实验室进行 S 模式数据链应用的示范,建议利用 S 模式长格式自发报告去广播 飞机的 GPS 测定位置,并于 1993 年 4 月,利用 S 模式进行 DGPS

修正数据的全方向广播。整个系统被称为"GPS 自发报告",核心 问题是S模式通信功能的利用。其机载设备即为原来飞机上早已 装备的 S 模式应答器,作简单的改装,使其能发送长格式(112 位) 自发报告(三级功能)。其地面设备不必用二次监视雷达,而只需S 模式通信功能的发射-接收设备,根据用途分成三种,即作用距离 3 n mile 的机场场面活动监视功能;作用距离 50 n mile 的终端监 视功能和作用距离 100 n mile 的航路监视功能都用全方向天线, 但终端监视的发射机需提高功率到 3 kW,航路监视需采用 6 个 60°扇区天线,使天线增益提高到 14 dB,并配置 6 个低噪声接收 机, 而 3 kW 发射机在扇区间转换。RTCA 的第二工作组(TF-2) 也研究了上述问题,并定义了一个新的术语:"自动相关监视一广 播"(ADS-B)。FAA 发展和研究的 GPS-Squitter 也是 ADS-B 的一种典型系统。不论利用 UHF 频段的 S 模式的 GPS - Squitter 或利用 VHF 频段的自组织时分多址(S-TDMA)制的 GNSS 转 发器,都是一种近程的陆基系统,尽管它们都可用陆地覆盖的航 路、终端以及场面监视,但是它们无法在边远和海洋运行,它们并 不能取代全部 ADS(在陆地上,有可能取代部分二次监视雷达)。 两种系统的对比参见表 4-12。

对比项目	ADS	ADS – B
主要工作 方式	飞机和空中交通管制单位之 间建立端到端合同进行数据 通信。飞机位置报告及附加数 据按约定周期自动发送,也能 由事件触发发送。	飞机广播式自发位置报告。 飞机之间可互相接收而知 道对方位置。
作用距离	远程	近程
连接方式	空-地	空-空、空-地、地-地

表 4~12 两种自动相关监视的比较

GPS 在飞行器定位导航中的应用

续表		
对比项目	ADS	ADS – B
采用数据链	以卫星数据链为主,也可采用 其它物理链路。	以 VHF 或 S 模式数据链为 主也可采用其它物理链路。
主要功能	海洋管制单位利用飞机位置 报告实现对海洋航路上飞行 的飞机监视,也可用于陆地、 航路及终端监视。	空中飞机与飞机之间自我 保持间隔。地面管制单位对 终端和航路飞行的飞机监 视。机场场面活动的飞机和 车辆之间保持间隔,起到场 面活动监视作用。
适用环境	海 洋 空 域 为 主, 兼 顾 其 它 空域。	多种空域,兼顾场面活动。
数据链最低 能力要求	双向数据链	机载单向广播,地面单向接 收。
机载设备	、 ADSU+卫星通信	VHF GNSS 转发器或 S 模 式 GPS 应答器可配合驾驶 舱交通信息显示器(CDTI) 或交通势态显示器(TSD)。
地面设备	卫星通信地网接口+FDPS+ PPI	VHF S - TDMA 收发机或 S 模式收发机+FDPS+PPI
标准文件	1. ICAO ADS 专家组正在制 定 ADS 的 SARPS; 已公布 ADS 指导材料; 2. RTCA DO-212; 3. ARINC 745 规范。	1. ICAO ADS 专家组正在 制定 ADS - B 的标准; 已公布支持 ADS - B 的指 导材料; 2. RTCA SC - 186 正在制 定 ADS - B 的 MASPS 和 MOPS; 3. EUROCAE - WG51 正在 制定 ADS - B 的 MASPS 和 MOPS。

266

第4章 GPS 在航空中的应用

续	表		
对比,	项 目	ADS	ADS - B
优点和	1效益	可实现对海洋空域的监视; 可对 SSR 取代或补充。	可取代 TCAS; 可取代 SSR; 可取代场面监视系统; 可在驾驶舱内提供交通信 息显示和冲突警觉; 为"自由飞行"创造条件。
缺点和	限度	相关监视,依赖飞机报告;完 全依靠机载导航信息源。	相关监视,依赖飞机报告; 完全依靠机载导航信息源。
划分等	级		 1级只广播基本位置报告; 2级广播和接收基本位置 报告; 3级还能广播附加数据。

4. GNSS 转发器

GNSS转发器是由瑞典民航局推荐并发展的,对一些运载器 诸如飞机、车辆等依靠星基导航设备GNSS(目前利用GPS)测定 位置、高度、速度和航向姿态,并和该运载体识别码一起利用 VHF/UHF数据链以至卫星链路广播发送。VHF/UHF数据链限 于视线传播,可以用较高的报告率发送,所有运载体都在同一个频 率上发送,地面或运载体对所有广播数据接收并存储在通信处理 器内。如用卫星链路传播,由于覆盖面大,因而采用较低的报告率。

对于在同一个频率上工作的 GNSS 转发器具有两种工作方式,即自治方式和受控方式。当一个 GNSS 转发器信号被一个地面台第一次收到后,地面台可以在此数据链上控制整个数据链通信,由地面台管理并指配通信时隙,这时 GNSS 转发器进入受控方式。当 GNSS 转发器超出地面台作用距离以外或当地面台只在监听情况下,GNSS 应答机可以按自治方式工作。

地面台还可在同一个数据链路上向用户发送 GNSS 差分修 正数据,当地面台正在广播 DGNSS 修正数据时,进入监听方式。 GNSS 转发器接收 DGNSS 修正数据,进入差分位置方式,在无 DGNSS 修正数据情况下,为简单 GNSS 位置方式。GNSS 接收机 可以采用多通道(例如 12 通道以上)和相位载波跟踪接收机,并可 具有接收机自主完善性监控(RAIM)能力。

5. GPS 自发报告

目前的 S 模式转发器为了被邻近装有 TCAS 的飞机所发现 并识别而周期性地自发报告,平均每秒一次,但实际间隔是随机的 (为了避免同步窜扰)。其机载设备由 S 模式转发器改装,它具有存 储 256 个 56 位数据的寄存器,这是为了在地面或空中自发报告 外,为邻机询问后发送应答信号而作好准备。

当前的 56 位自发报告包括一个控制字场,一个 S 模式地址字 场和一个奇偶场,在 109 MHz 频率上以平均 1 Hz 速率连续广播, 去维持和 TCAS 兼容。但 GPS 自发报告将为长格式(112 位)自发报告,利用扩展的 56 位提供 5 m 分辨力的位置报告。

地面上接收 GPS 自发报告的设备分三个等级,作机场场面活动监视用的作用距离只需近程几海里,在 TCAS 的 14 n mile 范围 以内,利用 TCAS 接收机稍作改动使之能接收 112 位的扩展报告 就行。

利用终端区地面台(GIRU)来提供上传 DGNSS 差分修正电 文,因而须支持双向数据链,功率扩展到3 kW,作用距离 50 n mile。航路地面台改用6个扇区天线,以获得100 n mile 作用 距离。即分别用6个60°扇区的天线组成360°范围内的全向天线, 天线增益提高到14 dB,每个扇区都配有转发器。6个扇区设计成 利用监视划分的空域,以提高对高密度飞行下的全方位管理。

特别应该说明,地面台只需S模式的通信功能,并不需要有扫描波束的雷达功能,所以说这种 ADS - B 是不带雷达的S模式。

GPS 自发报告对通用航空的飞机,即对未装 TCAS 的飞机特 别有用。将来还考虑利用 S 模式数据链向飞机上传送压缩的气象 图,因为通用航空飞机不装气象雷达缺乏气象信息。上传 DGNSS 差分修正电文还可支持对平行跑道的独立运行,而不需要专门的 高速率二次监视雷达。

6. ADS 的应用

近来趋向于将 ADS 和 ADS - B 并列,针对不同场合来使用, 一般认为海洋和边远荒漠地区可采用星基的双向数据链的 ADS。 陆地,尤其交通密度较高地区均可采用陆基较为简易的单向广播 的 ADS - B。由于正规的 ADS 为合同制,必须由地面管制部门和 飞机建立合同,因而是选址播发,所以称为 ADS - A(A 即 Addressing 选址之意),以便和广播式 ADS - B 相区别。

由于 ADS - B 对通信的要求较低,VHF 通信比卫星通信成本低,适合于通用航空的小飞机上,但 VHF 通信大范围覆盖时要求地面布台较多,需要相当可观的投资。总的来说 ADS 和 ADS - B 目前都正在试验开发中,总体安排体制和布局上都有待于进一步从试点中找出经验后进一步推广。

以往空中交通管制所采取的手段分为两类:一为无监视手段 的程序管制,依靠飞行计划的传递,飞行管制区之间的移交和推测 航迹来分配飞机之间的间隔,以防止飞机之间的相撞,根据预计到 达时间安排进场着陆顺序和在塔台的目视监管。二为雷达监视手 段的雷达管制,依靠沿航线诸雷达的监视并逐步移交至终端,来分 配飞机之间的间隔,以防止飞机之间的相撞。当数据处理中或雷达 屏幕上发现交通冲突时,将提供冲突警告和解脱咨询,此时,可由 管制员干预,向其中一架飞机传达应变指令,脱离冲突。终端监视 雷达将安排进出飞机的进场着陆和起飞飞机之间的排序,并监视 冲突。

新的自动相关监视实现以后将采用 ADS 手段的管制,它和雷

达管制等同。用飞机位置报告取代雷达检测到的飞机点迹,这种空中交通系统称之为"基于自动相关监视的空中交通管制(ADS - ATC)系统"。而 ADS 的位置报告又是以 GPS 为数据源的,因此今后将采用这种新的以 GPS/ADS 为核心的空中交通管制系统,它是一种节省设备费用而极大提高效益的系统。

4.4.2 GPS 有助于改善空中交通环境

GPS 对提高空域、航路、终端和机场的空中交通容量,加速流 动和改善空中交通环境上都有很大作用,现分别说明如下。

1. 空域

传统的地面导航台不能建在无岛洋区或荒漠边远地区,因而 GPS 能弥补这一如此广大地区的覆盖漏缺,特别有利于海洋飞行 和低交通密度地区新航线和随机航经的开辟,不需增加任何地面 设施及其投资和运行费用而能立刻利用。克服了以往陆基导航系 统在视距作用范围内布点不均匀、不连续和大片漏缺的缺陷,以及 像奥米加远程导航系统精度不高和受气象影响的缺点。

GPS 可以构成全球不同区域不同国家之间的无隙导航,全球 统一体制的导航,机载设备只需相同的单一的用户接收机,装备和 使用都是非常方便。因而在跨洋、环球或极区飞行中特别有利,近 期发展的 FANS 航路都是例证。

2. 航路

传统的航路结构是在陆基导航系统的限制条件下实施的,航 路结构受地面导航台点布局的束缚,只能采取折线的逐台飞行,因 而加长了航距,浪费了飞行时间和费用。GPS 直接给出飞机相对 于地球表面的位置坐标,航路结构和信号源位置无关,因而可以任 意安排航线,可以建立随机航线,一般取城市对之间的直飞航线, 在繁忙航线附近可建立平行航线,因而大大缩短航程,提高航路 容量。 近来在国际航线上的 IATA 致力于开辟一些通过多个国家 (地区)过境的直飞航线。例如,东南亚通过孟加拉湾中东到欧洲的 航路,香港、台湾、东京、汉城通过中国大陆飞往欧洲的航路,北京、 东京、汉城通过俄罗斯远东地区飞往美国的航路,其中包括通过高 纬度地区和极区飞行的航线。这些航线以往是不可能的,只有利用 GPS 和卫星通信后才能实现。这些路线大大缩短了航程,具有很 大的价值。在此问题上也牵涉到空域开放问题,允许外国飞机过境 并收取航路费。俄罗斯远东的麦加丹管制区在设施加强后,已于 1995 年初开放了 5 条新的北方航线。

由于 GPS 精度高,提高了空管部门对飞机的动态跟踪能力, 并且能实现飞机的三维和四维导航功能。当飞机上采用 ADS 定期 发送位置报告时,这种以 ADS 为基础的空中交通管制和雷达管制 类同,提高了管制工作上的实时性。

ADS 连续的位置报告和在终端区时间间隔加密的位置报告 有利于短期流量管理和实时的管制应变能力,因而减少飞机留空 时间和延误,有利于缩减飞行间隔后的空中交通冲突检测和实现 ATC 自动化,在推行高效优化的管理体制的同时保证了飞行 安全。

空域和航路按 RNP 划分类型后,装备了 GPS 的飞机,由于其导航精度的提高,可以进入高精度 RNP 的空域和航路上飞行。

3. 终端和机场区

GPS 的应用将适应终端环境和提高机场容量。GPS 或 MLS 进场着陆允许曲线进场,缩短最后进场的直线段,因而易于回避邻 近城市居民区,起到消噪声效果,并能减小对机场超障净空要求, 发挥多机场终端和多跑道平行跑道的功能,提高跑道起降架次和 机场容量。

GPS 可用于机场地面活动制导和管制系统(SMGCS),当飞机和车辆都安装了 GPS 及其位置报告系统(例如 ADS - B)以后,

对每架飞机和每辆专用车在停机坪、滑行道或跑道附近的行迹都 能监视,这样可以防止它们之间的相撞和避免跑道入侵。

增强后的 GPS 可以满足进场着陆的要求,例如采用广域增强 系统(WAAS)后可以实现 I 类精密进场,采用本地差分 DGPS 可 以实现 I 类甚至 II 类精密进场着陆,因而在机场只需安装差分台, 飞机上安装具有差分修正功能的 GPS 接收机,就能完成起飞至着 陆的全飞行阶段导航和进场引导功能。地面差分台的价格比 ILS、 MIL 台便宜得多,因而能在花费较少的情况下,改善空中交通环 境,包括提高终端区和机场容量。

4.4.3 GPS 有助于发挥信息资源的利用

GPS 对地面上空中交通管理部门,对飞机上驾驶舱内信息显示和利用上不仅能增加信息容量,也能提高信息质量,达到高效利用。

1. 地面

在 ADS 或 ADS - B 以及 SMGCS 实现以后,地面上对管制空 域范围内的飞机及机场专用车辆都能进行监视,这里 GPS 位置报 告是其主要信息源。此外和空中交通相关的其它数据,例如航向、 速度等信息,也是飞行员和管制员交换信息中经常用到的数据, GPS 是主要信息来源之一。

以上这些信息是地面的 ATC 管制室工作站为冲突检测所必要的。加上飞行计划数据,空中临时意图及气象数据等形成了充分 的信息资源,有利于空中和地面进行灵活的航路更改磋商和管制 干预。这些信息在 ATC 显示终端上可以看到管制区内的交通形 势和各种相关数据,加上可靠的空地通信手段后,就能形成很好的 监视和管制的依据。

由于 GPS 导航覆盖是连续和无隙的,如果能有连续和无隙的 通信手段与之结合,在不间断信息交换下,就能实现更为实时的战 术管制以致允许实施由飞机运行者选择航路的"自由飞行"。

2. 飞机

改善机上信息环境。

由于 GPS 采用全球统一的 WGS ~ 84 坐标制,在地球上直接 定位,更便于使用高精度导航数据库、各种航图以及采用无纸的电 子地图,易于和地形数据库结合后实现地形匹配导航。可以和惯性 导航结合,实现不同深度的组合,利用 GPS 位置更新和空中对准。

近期推广使用的增强型近地警告系统(EGPWS)的最佳组合 是 GPS 加上精确的地形数据库,将对管制区域内的飞机撞地 (CFIT)起到保护作用。

GPS 除定位以外,尚有授时、测速和测定航向姿态的功能,它 可以增加飞机上的信息内容和数据余度,改善飞机上的信息环境。 一架飞机上装备了大气数据惯性基准系统(ADIRS)和卫星导航 GPS 接收机及其多天线航向姿态系统后,可以构成双余度的位 置、速度、航向姿态信息和精密时间基准。从长远观点来看,飞机的 航向基准将依靠惯性和卫星获得真航向,而不再依靠传统的磁航 向,这将更为直接,不再需要磁差数据。

目前的机载避撞系统(ACAS - I)是基于 S模式雷达应答原 理工作的,未来的 ACAS - IF 将是基于 ADS - B 每架飞机各自广 播 GPS 位置数据的原理而工作的,此系统接收附近飞机的位置报 告,结合驾驶舱显示交通信息(CDTI)的显示器,将同时显现本机 附近的其它飞机的动态点迹,可以增强飞行员自我间隔保持和避 让能力。因而一架飞机装备了 ACAS - IF、气象雷达、CDTI 和 EGPWS 后,同时具有飞机之间的相互监视和避让能力,也能避免 与地面相撞,在足够的通信能力下形成了具有自治能力的飞机 (Antonomous Aircraft)。参见图 4 - 7。



图 4-7 机上具有自治能力的信息环境

4.4.4 GPS 在未来航空运行中的发展

1. 由国际民间控制和运行的 GNSS 取代目前单国提供服务 的 GPS

这是国际上 ICAO 和 IMO 所计划和企求的,欧洲等发达国家 和欧洲联盟、欧洲航行安全局、ESA 和 INMARSAT 等国际组织 将起积极推动作用。不论国际民间集资发射导航卫星或在其它卫 星上搭载导航载荷,在组织和财政上也还有不少困难和问题。另 外,如果是 GPS 或是 GLONASS 的民用信号部分移交国际民间 集资维持和管理运行,这种可能性不能排除,但也有不少组织、法 律、财政、管理机构上的问题有待解决,也需要很长的时间。 2. 利用低轨道卫星实现 AMSS 和 GNSS

虽然低地球轨道(LEO,Low Earth Orbit)已用于 MSS,且用于 AMSS 的可行性很大,但 LEO 用于 GNSS 的可行性及费效比 尚无定论。INMARSAT 已采用中轨道(MEO)卫星,否定了 LEO, 但仍有些专家认为对 LEO 用于 GNSS 尚可研究。

3. 集通信导航于一体的空间平台

近期国际上也提出了某些思想,利用同一个卫星上搭载的航空移动通信业务(AMSS)转发器和GNSS的转发器同时实现向飞机提供空地移动通信和导航服务。由此一群卫星组成一个星座,在卫星之间也应有星间通信链路,在空间组成一个电信网。这个星座将能支撑航空的 ADS - ATC 所需信息源和空地信息交换功能,成为 CNS/ATM 组合一体的卫星系统。

还有些专家提出了把二次监视雷达(SSR)询问机搬上卫星的 想法,这些卫星自身的精密轨道位置,也应实时地由地面监测和跟 踪站网系统确定。它和机载二次雷达应答机配合,组成了扩大视程 覆盖范围的 SSR 系统,在此卫星上也兼有 AMSS 和 GNSS 转发 器以及星间通信链路,因而由这些星群所组成的星座将是 CNS/ ATC 卫星系统。这些提法仅在理论上可行,其初始投资及运行费 用极其庞大,因而目前尚停留在概念阶段,很难在可以预见的未来 实现。

4. 传统航行手段和体制的改变

随着 GPS 在航空上应用的广泛和深入,有可能改变某些航行 传统手段和体制,现分述如下:

(1)指北系统。传统上采用磁北为指北基准,全向信标 (VOR)采用了磁北体系,随着惯性导航和惯性航向姿态基准系统 的出现,创造了直接采用真北为基准的体系。近年来 GPS 航向姿 态测定技术已获得很大进展,未来在飞机上惯性导航和卫星导航 两者均兼任航向姿态基准功能时,全世界将放弃磁北体系而进入 新的真北体系。

(2)全球统一的地理坐标系统。为了实现全球航行,全球统一的地理坐标系统势在必行,WGS-84坐标系统所用的椭球与地 球实体吻合较好,数据精度较高,因而 ICAO 已决定采用 WGS-84 坐标系统作为全球统一标准,世界各国应在 1998 年 1 月 1 日 开始共同采用 WGS-84 坐标系统,为此将影响到所有航图、飞行 程序图、导航数据库、航行资料手册(ATP)等所有航行出版物。

(3)导航数据库和电子航图问题。在 GPS 普遍使用以后,飞 行管理计算机(或导航计算机)和导航数据库结合下取代航图和飞 行程序图。计划航线飞行剖面及终端程序全部存储在导航数据库 中,飞行员随时可以调用。飞行计划所选定的航线可以由飞行管理 计算机算出航程、航线角,以及有风情况下计算应飞航向、预计到 达时间等,不再需要手工的地图作业。越洋或远航时将由飞行管理 计算机按 WGS - 84 椭球计算最短航程及其航线角,比地图作业 更为便利和精确。导航数据库将越来越重要。

国际上早已将终端飞行程序(包括离场程序、近场程序、进场 程序、复飞程序等)编制在导航数据库内,供飞行中使用。今后的趋 势是将广泛利用,发挥飞行管理计算机的效能。

航海上已开发了电子海图系统(ECDIS),并且已制定了标准 SP-52(于1990年公布),因而将从纸本海图过渡到电子海图,航 空上也有电子航图的需要,但尚未标准化和正规采用。民航班机只 使用由导航显示器(ND)或平面状态显示器(HSI)上调用由导航 数据库生成的航迹背景显示,尚不属于电子航图。这是因为民航班 机的航线都是相对固定的,在未来区域导航和随机航路普遍使用 以后,电子航图的需要将更为迫切。目前 EGPWS 所采用的地形数 据库也仅为制造厂商自行开发的,局限性很大。未来以标准化的导 航数据库和地形数据库为基础的电子航图系统已具有必要性和可 行性。GPS 的进展既导出了电子航图的必要性,也创造了易于制 备电子航图及相应各种地理信息系统(GIS)的可行性。

(4)远程不着陆飞行。今后的洲际飞行将进一步扩展航程和 采用高纬度极区飞行。对北美、北欧和北亚通过北极大圆航路将大 大缩短航程,这是以往利用陆基导航设备所不能做到的,只有利用 卫星导航后才能实现。1996年初俄罗斯已在其西伯利亚东部的麦 加丹管制区开放了5条亚美航路。

ICAO 和国际航联(IATA)鼓励某些国家为过境飞机开放空域,使多数国际航班实现远程不着陆飞行。GPS 导航创造了城市 对之间直飞航路的条件。例如,从韩国或香港飞往欧洲各国首都的 直飞航班,每班飞越中国境内将达4000 km,并比原飞航线缩短 里程100~400 km。根据预测,采用了 GPS 和 ADS 新技术后,亚 洲通过我国到欧洲,以及通过西伯利亚东部到北美的航线,将是 21 世纪初潜在的繁忙和高效益航路。这些航路的效益,除了缩短 航程外,也可起到分流和缓解原有航路拥挤的问题。

(5)未来超高飞行的高度测定。飞机的高度测定及飞行中垂 直间隔的保证传统上都是采用气压测高技术,以气压高度为基准, 无线电高度表只用在避免撞地和进场着陆。气压高度表的精度随 高度升高空气密度减轻而恶化,因而将不适于超高空飞行。

GPS 可以三维定位,但由于 VDOP 始终较差,垂直精度不够, 所以近期不可能改变气压测高的传统制度,但未来超高空洲际远 程飞行的高速飞机,GPS 的地心高度将被利用。这是设计未来飞 机正在考虑中的问题。如果 GPS 的垂直精度可以进一步提高,则 更能促成 GPS 地心高度的应用,而气压高度、惯性高度、卫星高度 作为互补可提供数据余度这是一般所期望的。

(6) 未来的空中避撞系统。机载空中交通避撞系统(TCAS)在 发展中确定了 I, I, I 三种模式。TCAS - I 为只有交通威胁告 警手段,不能提供避让建议及其和邻机之间协调问题。TCAS - I 兼有告警和避让建议,但只能作垂直避让,不能作水平避让。 TCAS - II兼有告警和水平避让建议。以上三种模式都是基于 SSR 的 S 模式基础上发展起来的,近来由于 TCAS - II使用中发 生的诸多弊端,例如,虚警、冲突检测软件的不成熟和某些欠缺,垂 直避让的高度变化率反应较慢于水平避让,垂直避让容易引起与 其它高度层上的飞机发生新的冲突等,已建议取消 TCAS - II 而 发展 TCAS - II。在 GPS 定位技术成熟和 ADS - B 自动位置广播 技术可行的情况下,目前倾向于研制基于自发广播 GPS 位置的 TCAS - N,以取代 TCAS - II。虽然 TCAS - N产品尚未公开问 世,但这种推荐和意向较为鲜明,未来发展基于 GPS 的可以作水 平避让的 TCAS - N 的工作已在进行中。

4.5 GPS 在通用航空中的应用

GPS 将对通用航空产生深远的影响,许多观察家认为,GPS 将在主要的三个飞行领域(导航、防撞和着陆)起重要作用,它允许 在两个机场之间飞行而无外界干扰或无需外界帮助,这是通用航 空最重要的。

"通用航空"(GA)通常指非商业飞机应用,包括所有私人、公司、企业的飞机,但不包括商业性航空公司飞机。

美国在通用航空市场上占主导地位,75%以上的 GA 机场在 美国。据 FAA 在 20 世纪 90 年代统计,有 265 000 架 GA 飞机在 美国注册,其中 212 000 架在营运。在这些飞机中,大约 60%是私 人使用,40%是企业使用。除了这些 GA 飞机,大约还有 6 000 架 运输机。总的来讲,GA 占总飞行时间的 67%,总旅客量的 25%, 总飞行路程的 45%。为此,GA 只消耗了 7%的总燃料,因而它在 运输和国内商务中起了很大的作用。而 GPS 能提高安全性和降低 费用,将会使这种作用更为重要。

机场的面积和它的用途是 GPS 起重大作用的地方。目前,美

国大约有 17 500 个机场在使用,其中约有 5 200 个为公众使用,当 然,大约有 1 100(或 6%)个装备了 ILS。GPS 将能够使所有机场 为全天候机场,于是,GPS 将使机场的着陆能力增大一个数量级。

4.5.1 通用航空对 GPS 的要求

为了理解 GPS 在航空中的作用,我们必须首先理解认证环境。特别地,我们必须理解"技术标准指令"(TSO)、"附加类型证明"(STC)及 Form 337。TSO 是由 FAA 形成的文件,它构划出一套仪器为遵循 FAA 要求而应满足的技术指标,它们包括(但不限于)环境、性能、用户接口和系统接口要求。STC 是这样一个文件,它描述了在某些特定飞机上的典型安装,航空电气安装工程人员必须利用该文件履行安装要求。如果某产品没有这两种文件,安装人员就要使用 Form 337,但这很困难,因为它要求当地 FAA 审定。

第一台为通用航空市场设计的 GPS 接收机面市是在 1990 年,这些设备与当时的 LORAN 很类似,它们都包含有完整的数 据库,形成典型的 RNAV 功能,如大圆弧距离,方位角,地速, ETA,ETE 等。然而,用 GPS 精度可以大大改进,对动态过程的响 应更快,速度测量更为精确,并且覆盖上无裂隙。这种设备首次安 装是通过 FAA Form 337 确定。STC 被首次接受是在一年后。第 一次 TSO 的完成是借助于其它审定过的系统,用作多传感器系 统。GPS/LORAN 和 GPS/OMEGA,TSO 在 1992 年春季接收。 1992 年 12 月 12 日发布了 TSO - C129,这个技术标准审定的首 批设备是在 1998 年 8 月。CAT.A II,其意为在终端和航路飞行 阶段使用的单一设备。下一个为 GPS 审定的是"进场覆盖"程序, 它在 TSO - C129 中描述,并允许飞机用 GPS"超越"非精密进场。 虽然 GPS 比其它系统精确,但此时在最小下降高度的指示上并没 有多大改进。 1. 动态

在 GA 中,动态特性是相对良好的,典型的加速度在 $1\sim 3 g$, 而特技飞行则可达到 $4\sim 6 g$,这对大部分 GPS 接收机提出了一个 挑战。横滚速率典型的是 $10^{\circ}/s$,最大可达到 $60^{\circ}/s$,在非特技飞行 应用中,这些速度并不连续通过 $60^{\circ}\sim 70^{\circ}$ 倾斜,标准转弯速率是 $3^{\circ}/s$,这对一个普通的 GPS 接收机来说是不困难的。

2. 功能

GPS 接收机在机舱里的主要作用是加强飞行员的位置报告和提供导航、导引信息。对飞行员来说位置报告就是相对于一个已知的地面导航辅助设备的位置(如 VOR,NDB 或机场)。飞行员不会说"我在北纬 37°23.6′, 西经 122°2.3′。"而是说"我在 San Jose VOR 268°径向线上, 4.6 n mile 处"。

根据跟踪导引,飞行员通常使用航路偏差指示器(CDI)。这是 一种模拟器,它显示由目的地看到的希望航迹与目前位置之间的 角误差。在大多数航空 GPS 接收机中,CDI 用于显示横向轨迹误 差(XTE)。通常的刻度是每个点表示 1 nmile,指示范围是左右各 5 个点。

3. 精度

在不同的飞行阶段,航空电子的精度要求是不同的,通常分为 航路、终端、进场、着陆。航路精度要求为2nmile,终端精度要求 为1nmile,进场为0.3nmile。

GPS 有 4 种不同的精度水平:SPS 100 m,SPS 无 SA 25 m, DGPS 2~5 m,动态载波相位跟踪 10 cm。如果我们把不同飞行阶 段的要求同这些精度水平相比较,可以看到,除着陆以外,SPS 精 度可满足各飞行阶段的精度要求,而对着陆阶段,我们需要 DG-PS。有趣的结果是,SA 对一般航空电子应用是不重要的。在航路 和终端应用中,SA 起不同的作用,在着陆中,无论如何要 用 DGPS。 4. 可用性、可靠性和完善性

(1) GPS 可用性。美国政府已宣称,GPS 将可用于全球飞行 用户界。在 KAL007 航班在俄罗斯上空被击落后,里根政府发言 人说"总统已决定准备向民用航空界开放 GPS",它还向 ICAO 承 诺该系统在至少 10 年里不收费。

可用性不仅仅是个政治问题,它同时还是一个技术问题。有多 少次中断?中断的时间是多少?中断是有计划的(维修或改进)还 是计划外的(设备故障或缺乏卫星可见性)?例如,对着陆系统而 言,希望有 95%的总系统可用性,这必须包括地面系统、用户设 备、数据链及卫星系统。

(2) GPS 可靠性。该系统可靠性如何? 大部分仿真表明,GPS 本身是不满足可靠性要求的。在卫星故障的特殊环境下,不会有足 够的可见星来保证可靠的解。解决该问题的方法通常涉及附加卫 星,包括 GLONASS,INMARSAT,Pseudo-Satellite(Pseudolite)。 Pseudolite 是一种在地面发射 GPS 频率信号的设备,用户可通过 数据链测距和得到差分信号。最近 FAA 正在建议使用具有测距 能力的静地卫星,同时增加可靠性和完善性。

(3) GPS 完善性。我们如何确信显示的结果是正确的?这里的 要求是检测误差的能力和向飞行员及时报告误差的能力。如果总 有 5 个或更多的卫星可用,且卫星几何配置好,则可通过接收机自 主完善性检测(RAIM)来解决该问题。一般来说,这是指接收机确 定什么时候对预想的应用 GPS 解可以被信任的一种能力。在着陆 飞行阶段,单独 GPS 不可能提供必须的完善性。为满足完善性要 求,大约需要附加 12 颗卫星。

另一种解决该问题的方法是使用 GPS 完善性通道(GIC)。其中,把地面监控站与通信链结合起来,监测并在 2 s 之间向飞行员 报告系统故障。设想的通信通道是一些(1~4)近地卫星,它同时还 提供测距信息。
总而言之,现有的解决途径是使 GPS 成为精密着陆系统,为 全球的机场提供全天候的着陆能力。一旦在 DGPS 着陆系统使用 了通信链,另外两种重要的应用:跟踪和净空传送(Clearance delivery)就容易实现。一架具有合作功能的飞机可以把自己的位置 发射给基地,以使私人基地或 ATC 中心不需雷达或话音联系而 能监视飞机的飞行过程。此外,间距、气候或其它交通信息可以发 给飞行员,以改善它的环境知识。

4.5.2 飞行员界面

由于驾驶舱的其它要求,接收机必须被设计为有助于由飞行 员到导航系统及其反向的信息流。

1. 输入

在几乎所有早期的导航系统中,飞行员输入的惟一要求是把 接收机调到特定的频率上。随着远距系统如罗兰、奥米加及现在的 GPS 的出现,必须输入终点和航路。以前这些都是通过字母数字 键来完成。然而,在GA(通航)中,现在使用的最一般方法是两个 集中的按钮,一个控制光标位置,另一个旋调字母和数字。这种方 法妥善解决了本身空间问题,并且灵活性好,软件工作可使这一过 程容易实现。

2. 输出

在过去的导航系统中,输出的仅是 CDI,最近的系统中保持了 这种输出,但同时附加字母和数字形成的信息。这些信息包括:希 望的航线、实际的航迹、到目的地的距离、地速、航路时间、到达时 间、横向航迹偏差等,在大部分 GPS 接收机中都能提供。此外,接 收机的数据库中还包含了机场,VOR,NDB,交叉口等信息。机场 信息如城市名、机场名、跑道长度、机场高程、可用燃料等,所有这 些只要一按按钮就可显示。

目前机舱中也逐渐提供图像信息,最常见的是移动地图,它最

简单的形式是地球表面的平面图及有关航空数据,用户处在图的 中心。典型情况下 VOR 和机场也显示在其上,在某些移动地图 中,航路也标注在其中。由于 GPS 系统的多维能力,采用最新的隧 道概念,比目前的双指针系统更为有效和方便地导引飞机。

4.5.3 GPS 硬件与组合

1. 安装考虑

(1) 天线位置。天线布局的基本原则是天线必须有一个清楚 可见的天空。通常,遮挡天线的是尾翼。于是,天线一般安在座舱 上方,尾翼前面。在转弯时机翼和机身也会遮挡天线,但对复杂的 双天线结构,这种短暂的过程我们没有什么办法。我们再次用到了 强大的软件功能:把综合方法用于失锁后的再捕获。一种较好的方 法是根据目前的位置和速度采用 DOPLER 预测器,这至少需要 3 颗卫星的解。如果1个星要落下前,有1颗新卫星补充上来,这个 假定可被保持。

(2) VHF 通信干扰。由于受频率选择的局限性,飞机 VHF 通 信段(118~136 MHz)的第 12 和 13 谐波正好处在 GPS 频段上 (1575.42 MHz ± 1 MHz)。在 121.125 ~ 121.250 MHz 及 131.225~131.350 MHz(25 MHz 间隔)范围的 12 个通信通道产 生的谐波直接处在 GPS 频段上.GPS 接收机无法将它们滤掉。惟 一选择是在通信天线之前把它们滤除,且希望在通信收发机那里 没有泄漏。TSO - 129 的 STC 文件要求进行一种试验,要看特别 安装的设备是否与 GPS 产生干扰,如果有,建议采用滤波器,滤掉 通信无线电的输出,这个问题不解决,便不允许安装 IFR。

2. 通道数

以上问题(转弯时丢失信号)可通过多通道来简化和减少。因为很少有同时可见9个以上卫星,因而多于9个通道是无用的。4 个通道是必须的,而6个或更多通道则可改善性能。多通道的另一 种作用是改善首次定位时间(TTFF)。由于从打开电源到出现导航信息通常需 5 min,因而 TTFF 在航空应用中不具有重要性。

3. 座舱设备

有三类 GPS 设备可用于 GA 飞行员,即 Handheld(手提式), Panel Mount(机板安装)及 Dzus Mount(组件安装)。在 GPS 星座 配置完成后,所有这三种接收机都很快被市场所接受。

手提式接收机价格最低,且带有航空电子数据库(如机场位置、VOR 位置等),可用电源和电池。Panel Mounts 具有更完善的数据库,并可设置用户航路点,其输出可以驱动移动地图,CDI, HSI 等,与机载计算机有更多的接口,可自动计算风高(Winds aloft)、密度高度、真空速。Dzus 指 5~1/4 in 宽的组件,通常装在 两个飞行员之间的仪表板上,和 ARINC429 有数字通信接口。

参考文献

- 1 民航总局.新航行系统概论.北京:中国民航出版社,1998
- 2 方群,袁建平,郑谔.卫星定位导航基础.西安:西北工业大学出版社, 1999
- 3 RTCA Task Force Report on the GNSS Transition and Implementation Strategy, RTCA/TF - 1. 1992,9
- 4 Minimum Operational Performance Standards for Airborne Supplemental Navigation Equipment Using GPS, RTCA/DO - 208. 1991,7

第5章 GPS 用于空间飞行器定位

5.1 概 述

卫星定位系统的出现,促使空间飞行器测控向自主化、智能化 发展,从而使整个空间测控体系发生了本质的变化。这种变化的结 果是以飞行器自主导航和飞行器-地面时间同步为基础的分布式 空间测量、控制体系的产生。

在卫星导航应用以前,空间飞行器各个阶段的测量任务通常 是由不同的设备和不同的子系统参与完成的。如地面测量、监控系 统,惯性测量系统,星敏感器,红外地平仪,气压高度表,雷达高度 表等,还要用到地球重力模型,大气模型等先验知识。以美国的航 天飞机为例,在上升段主要测量元件是 IMU,它可以提供姿态和 加速度信息,地面跟踪雷达上行提供地面所计算的轨道器位置、速 度等状态矢量。当轨道器自由飞行时,IMU 只能提供姿态信息,而 位置、速度等信息主要依赖地面提供,低轨飞行时轨道器也可以根 据 IMU 测量信息和地球重力模型计算获得位置信息,同时 IMU 的陀螺漂移由星敏感器提供的数据校正,所有测量元件的信息是 由一个 6 状态的卡尔曼滤波器综合处理。轨道器再入时的黑障区 内的飞行状态信息是由再入前1h地面上行的运动状态外推,以 及 IMU 测量量综合大气模型计算取得,飞出黑障区后,轨道器的 运动信息可以由地面雷达上行获得,随后地面塔康信息,气压高度 表,雷达高度表为测量、控制提供服务,将轨道器导引至距离着陆 机场 10 n mile 左右,高度在 3 000 m 上下,再由微波着陆系统完

成着陆导航任务。事实上,美国航天飞机"亚特兰大"号在飞行 6 000 000 mile 后,于 1997 年底返回波音的轨道飞行器工厂进行 大改造,其耗资 7 000 万美元的改造主要是安装新的先进驾驶舱 和一套先进的卫星导航系统即 GPS。据称,"亚特兰大"号将成为 第一驾完全由卫星导航的轨道飞行器,它以一套三余度系统取代 目前使用的 TACAN 导航系统,旨在最终废除业已落后且维护费 用昂贵的多个地面工作站,降低飞行器的计划费用,并能使航天飞 机在能见度很差的条件下降落。"亚特兰大"号将要参加国际空间 站的运行。

GPS 的空间应用可行性研究已经表明,它几乎可以用于航天 飞行的所有阶段:发射段的人轨控制,初轨捕获,在轨飞行时的轨 道测量,再人时的状态装订,返回轨道捕获的计算,飞行器间交会 对接时的相对运动状态测量等各个阶段。可应用的轨道高度范围 从 200 km 的低轨空间到 36 000 km 的地球同步轨道。同时 GPS 还可以提供姿态信息,适用于大型空间结构的姿态测量和方位确 定,这一点是其它导航测量系统所无法比拟的。日本准备将 GPS 用于其航天飞机 HOPE 的人轨段、在轨段、轨道机动和轨道器再 人段,并且已利用它的 H - I 做过多次搭载试验。美国 1982 年的 GPSPAC 试验证明了 GPS 的实时定轨能力,而在 COMET 商用 返回式卫星上,GPS 用来在再人前 30 min 为星上控制系统提供高 精度的运动状态。另外,GPS 用于空间飞行器间的交会对接正处 于应用研究和试验阶段,它将为美国、欧洲、日本等共同投资的国 际空间站提供服务,也将为 21 世纪的轨道机动飞行器(OMV)提 供导航信息。

由于 GPS 卫星全球覆盖的特点,在空间,尤其是轨道机动频繁 的近地轨道空间,飞行器可以在其飞行的任意时间内同时获得十几 颗 GPS 卫星的测量数据,其更新率不低于1 Hz,利用这些数据可以 实时或近实时地确定飞行器的运动状态。而已往的地面观测网络只 可能观测到飞行器的有限飞行弧段,同时也无法确定飞行器的瞬时 运动状态。大量的观测数据大大提高了测量精度,目前900 km 以下 轨道 GPS 实时定位精度不低于地面应用水平,而导航滤波输出精 度可以更高。1982 年美国在其 Landsat 4, Landsat 5 上进行的 GPSPAC 试验已证明,在无选择可用性(SA)情况下定位精度可达 到 20~30 m,而 COMET 商用返回式卫星上装载的 GPS C/A 码 接收机可以在有 SA 的情况下为控制系统提供位置精度高达 20 m、 速度精度为 0.04 m/s 的状态信息。TOPEX/Poseidon 海洋测绘卫 星显示了 GPS 用于卫星轨道测量可以达到的极限精度 12 cm,并可 以看出 GPS 的定位精度大大高于飞行器其它自备测量系统,如星 敏感器,红外地平仪等,也高于一般测量控制中使用的地面测量精 度,同时与 INS 相比又有测量误差不发散的优点。

在分布式的测量、导航体系中,时间同步是一个基础。GPS 不 仅可以提供位置、速度信息,还可以提供纳秒(ns)级的时间信息, 这一精度不仅可以作为实时导航的时间基准,同时也可以作为空 间 - 地面时分多址通讯的同步标准。到目前为止,航天飞行系统 的时间统一主要是依靠地面测控中心直接或通过数据中继卫星间 接传递给空间飞行器实现的,或者是空间飞行器自身具备较为准 确的计时系统。如采用原子钟价格昂贵,一般飞行器并不具备。利 用 GPS 实现系统的时间统一可以减轻地面测控系统的负担,可以 使所有空间飞行系统享用统一的时间标准。

利用 GPS 卫星导航系统能够使空间飞行器主动地测量和计 算,独立地确定自己的运动状态,轨道参数和时间基准,从而可以 摆脱对地面测量系统的依赖,实现智能化、自主式导航。可以看出, GPS 或全球卫星导航系统将成为未来空间飞行测控体系的架构, 在这个架构中每一个飞行器、每一个地面站都享有相同的空间和 时间基准;飞行器的自主化和智能化导航使地面测量和控制降低 到最低限度;时分多址能够大大扩充空间 - 地面通信容量。随着 航天事业的发展、空间科学更为广泛地应用,基于空间、分布式的 空间飞行测控体系必将取代现有的基于地面测量、集中式的体系, 从而为空间技术的应用和发展开辟更为广阔的天地。

5.2 空间应用的可用性和完善性

5.2.1 空间应用的可用性和完善性

GPS 可用性(Availability)和完善性(Integrity)概念最早在航 空领域提出。可用性定义为"整个系统在特定的飞行任务起始时, 能够提供所需的导航服务的概率"。显然,美国政府的政策可以造 成 GPS 的不可用。这里仅考虑技术上的可用性。

导航服务分为三类:

(1)单纯的定位服务,它只需提供解算出运动状态的能力而 无需提供有关导航可靠性的任何保证。

(2)能作为主要导航系统的导航服务,它需要在系统故障时 及时告知用户。

(3)可作为惟一导航系统的导航服务,它还需附加告知用户, 哪一颗 GPS 卫星出了故障,以便用户剔除与故障星关联的测量 量,保证用户导航的正常进行。

对空间飞行器定位而言,GPS 可以提供两类定轨服务:实时 测量定轨和顺序测量定轨。900 km 高度以下的低轨道飞行器,大 部分时间能够观测到多于4 颗的 GPS 卫星,利用一次测量量就可 以确定出用户飞行器的运动状态,这种情况称之为实时测量定轨。 较高轨道飞行器在只能观测到少于4 颗 GPS 卫星时,定轨计算只 有依赖飞行器轨道运动方程,顺序地积累观测量,求解出运动状态 参数,我们称之为顺序测量定轨服务。前者要求不少于4 颗 GPS 卫星的测量量,而后者只需要不少于1 颗 GPS 卫星的测量量。 GPS 空间应用的可用性可以分为 GPS 系统正常工作概率, GPS 星座的可观测概率以及用户接收到正确 GPS 导航信息的概 率。所谓系统正常工作概率是指系统具有 21 颗或更多 GPS 星座 并正常工作的概率,这一概率在 GPS 系统中被规定为 98%。GPS 星座的可观测性与空间用户的轨道高度有关,而用户接收到正确 GPS 导航信息的概率与用户的飞行高度、动态环境以及用户接收 设备、GPS 信号接收天线周围的环境有关。

美国联邦无线电导航计划中,对无线电导航系统的完善性是 这样定义的:完善性是系统在不能用于导航服务时,系统及时向用 户提供告警的能力。也可以说成是当系统的导航精度超出了给定 飞行阶段所要求的特定区间时,系统及时发现并通知用户的能力。

很显然,导航系统的可用性和完善性不仅与导航系统自身有 关,而且还与用户所处的飞行阶段和飞行性能要求有关。就航空飞 行而言,GPS 的完善性要求见表 5-1的 RTCA GPS 最低工作状 态标准(MOPS)。目前 GPS 只能在其空间信号出现故障后的 2~6 h之内播发告警信息,这种能力可以满足航海导航的要求,但 对航空导航难以满足。因此,对航空飞行而言,GPS 并不是一种完 善的导航系统,对于空间用户,尤其是机动飞行的用户,GPS 的这 种保证更是难以满足要求。因此,GPS 在空间飞行器上作为导航 系统必定是与其它系统以组合方式实现的。对于卫星或无机动能 力的轨道飞行器,GPS 与先验的动力学模型相结合就可以满意地 解决导航系统的完善性问题。对于有机动能力的空间飞行器,尤其 是在飞行器人轨和再入等大动态环境时,GPS 必须与其它系统如 惯性测量系统、测高设备组合才能够充分发挥其特点,正常、可靠 地工作。

飞行阶段	告警门限	最大允许 告 警 率	告警时限	最小检出率
航路	3 706.4 m	0.002/h	30 s	0.999
终端	1 853. 2 m	0.002/h	10 s	0.999
非精密进场	555.96 m	0.002/h	10 s	0.999

表 5-1 RTCA GPS 最低工作状态标准(MOPS)

5.2.2 空间导航的完善性要求和监测方法

从前面的讨论已知,导航系统的完善性要求取决于不同飞行 阶段的性能、精度和可靠性等。这里主要考虑两类飞行阶段:自由 飞行和轨道机动。再入和入轨属于后者,而在轨飞行属于前者。根 据目前空间飞行的测量精度水平,并结合飞行器飞行特点和控制 要求,我们提出了对于低轨空间飞行器,不同空间飞行阶段导航的 完善性要求(如表 5 - 2)。

飞行阶段	告警极限	最大误警率	告警时延	最小漏警率
自由飞行	1 km	0.000 5/h	1 200 s	0.000 5/h
轨道机动	10 km	0.1/h	10 s	0. 1/h

表 5-2 空间导航的完善性要求

可以看出,在轨飞行阶段对完善性检测实时性的要求较为宽松,大约在1/4轨道周期内发现故障即可,但由于飞行器对地观测的需要,对其定轨的精度要求较高。与之相反,在轨道机动过程中,由于整个机动过程持续时间短,发动机推力大,且有推力偏差作用,这就要求导航系统能够及时检测系统故障,保证轨道机动的正确。从表5-2可以看出,此完善性指标可在自由飞行阶段保证,概

率意义上,83d的轨道运行期间以内不会出现一次误警和漏警; 同样是概率意义上,在长达10h的轨道机动期间内也不会出现一 次误警和漏警。

解决 GPS 完善性问题的方法可以大致分为两类,一类如借助 于差分 GPS 网络实现,具体做法是由 DGPS 的差分站计算差分站 所观测到每一颗 GPS 卫星的测量量中的误差,当这种误差大干一 定值时,差分站通过 DGPS 的数据链通知给用户。这种概念的推 广就形成了所谓 GPS 完善性通道(GIC)的概念。在全球范围内建 立包括 GPS, GLONASS 在内的全球卫星导航的差分站网,实时 计算每一颗导航卫星测量量中的误差,并通过国际海事卫星网 (INMARSAT)广播给用户,导航卫星的完善性信息也同样广播 给用户,从而构成一个完善的全球性的卫星导航系统。目前这种系 统的设计、实现以及数据格式都有了比较成熟和完善的讨论结果。 另一类就是所谓的接收机自主完善性监测(RAIM, Receiver Autonomous Integrity Monitoring),这是一种用户自己利用一些 附加信息进行系统完善性检测的方法。这种方法简单、易实现,而 且投入少、效率高,因此引起了人们广泛的兴趣。目前已出现了许 多种不同的 RAIM 算法,从使用信息的来源上可分为两种:仅使 用 GPS 系统自身的冗余信息算法和亦使用其它系统如 GLONASS, INS, 雷达或气压高度计的信息的算法。前者 RAIM 自成体系、简单方便,对它的讨论最为广泛、充分。但是大量的研究 和讨论认为,在航空飞行中,这种算法无法满足 GPS 作为惟一导 航设备的完善性要求(见表 5~1),而 GPS 作为主要导航设备时, 又存在着 RAIM 算法的可用性问题。也就是说,在某些情况下,如 GDOP 值太大时, RAIM 算法不能满足表 5-1 的要求, 必须关 闭,而GPS作为惟一导航设备时,RAIM 是不能关闭的。在这种情 况下,人们转而研究后一种算法,引入外部信息解决上述困难,讨 论较多的是利用 GLONASS, INS 以及雷达和气压高度计的信息。

根据对信息处理方式的不同,RAIM 算法又可分为两种:其 一,仅仅使用当前信息的"快照"(Snapshot)方式,这种算法的优点 是较为敏感,可以及时反映导航系统的故障,但是它丢弃了大量有 价值的历史数据。其二,既使用当前的,又使用历史的数据的算法, 如卡尔曼或其它滤波算法,这种算法充分利用了有用信息,但由于 滤波的平滑作用使得对导航系统的故障不敏感,表现为一定时间 的滞后。

5.2.3 RAIM 算法

接收机自主完善性监测算法在许多文献中都有详尽的讨论。 设 GPS 测量方程

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\epsilon} \tag{5-1}$$

式中 $Z \longrightarrow (m-1) \times 1$ 的 GPS 伪距测量残差矩阵;

 $H \longrightarrow (m-1) \times 4$ GPS 伪距观测矩阵;

- $X \longrightarrow 4 \times 1$ 导航状态误差向量;
- $\epsilon \longrightarrow (m-1) \times 1$ 高斯分布的伪距测量噪声矩阵, $E[\epsilon] = 0$, $var[\epsilon] = \sigma^2$ 。
- 由最小二乘法可得估计量

 $\hat{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{H}^* \boldsymbol{Z}; \quad \boldsymbol{H}^* = (\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H})^{-1} \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}} \qquad (5 - 2)$

构造判决变量

$$D = \widetilde{\mathbf{Z}}^{\mathrm{T}}\widetilde{\mathbf{Z}} = \boldsymbol{\epsilon}^{\mathrm{T}}(\mathbf{I} - \mathbf{H}\mathbf{H}^{*})\boldsymbol{\epsilon} \qquad (5-3)$$

式中

 $\widetilde{Z} = Z - \widehat{Z} = (I - HH^*)Z = (I - HH)\varepsilon$ 可以找到一个正交单位矩阵 K,使得

$$K(I - HH^*) = \begin{bmatrix} 1_1 & 0 \\ & 1_{m-4} \\ 0 & 0_1 \\ & & 0_4 \end{bmatrix}$$

则有

$$D = \widetilde{\mathbf{Z}}^{\mathsf{T}}\widetilde{\mathbf{Z}} = \operatorname{tr}(\widetilde{\mathbf{Z}}\widetilde{\mathbf{Z}}^{\mathsf{T}}) = \boldsymbol{\varepsilon}^{\mathsf{T}}(\mathbf{I} - \mathbf{H}\mathbf{H}^*)\boldsymbol{\varepsilon} =$$

$$\operatorname{tr}(\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{I} - \mathbf{H}\mathbf{H}^*)\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathsf{T}}) =$$

$$\boldsymbol{u}^{\mathsf{T}}\operatorname{diag}(1 \quad \cdots \quad 1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0)\boldsymbol{u} =$$

$$u_{1}^{2} + \cdots + u_{m-4}^{2} \qquad (5-4)$$

式中, $u = K\epsilon_{\circ}$

可以看出,如果测量误差相互独立,而且服从正态分布: $\epsilon_i \sim N(0,\sigma)$,则 μ ,也服从正态分布并具有相同的方差,而 D/σ^2 服从 m - 4自由度的,非中心参数为 $\lambda = E[\epsilon^T](I - HH^*)E[\epsilon]/\sigma^2$ 的非中 心 $\chi^2 - \beta \pi$,其概率密度函数为

$$\chi^{2}(n) = \frac{e^{-(x+\lambda)/2}}{2^{n/2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{x^{n/(2+j-1)}\lambda^{j}}{2^{2j}\Gamma(n/2+j)j!} \qquad n = m - 4$$
(5-5)

由上述可知, D与被观测的导航卫星数有关, 通常引入

$$r = \sqrt{D/(m-4)} \tag{5-6}$$

使得判决阈值与观测到的导航卫星数无关。

对导航系统的故障检测是基于如下的假设检验:

$$D > T; D < T$$
 (5-7)

式中,H0是无故障假设,H1是故障假设。如果 D>T则告警,否则无警告。如果无系统故障发生,则

 $E[\boldsymbol{\epsilon},] = 0; \quad var[\boldsymbol{\epsilon},] = \sigma^2 \qquad \iota = 1, \cdots, m$ 此时 $\lambda = 0, D$ 服从 m - 4 自由度的中心 χ^2 -分布, 密度函数为

$$\chi^{2}_{\text{centre}}(n) = \frac{e^{-x/2}x^{n/(2-1)}}{2^{n/2}\Gamma(n/2)} \qquad n = m - 4 \qquad (5-8)$$

误警率可以表示为

$$P_{\text{FA}} = P[D > T | H0] = 1 - P(T/\sigma^2, m - 4)$$
 (5-9)
如果系统有故障发生,则

 $\mathbf{E}[\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}] = [0 \quad \cdots \quad 0 \quad \mathrm{bias}[i] \quad 0 \quad \cdots \quad 0]; \quad \mathrm{var}[\boldsymbol{\varepsilon}_{\mathrm{r}}] = \sigma^{2}$

 $j = 1, \cdots, m$

式中, bias $[\iota]$ 是第 ι 颗 GPS 卫星故障时引入的偏差。此时 D 服从 m - 4 自由度的非中心 χ^2 -分布, 非中心参数为

 $\lambda = \text{bias}[i]^2 (I - HH^*)_{\mu} / \sigma^2 = R_h^2 / \delta H(\iota)^2 \sigma^2 \quad (5 - 10)$ 式中, R_h 是由 bias[\iota] 引起的水平方向上的误差。

概率密度函数如式(5-5),这时的漏警率为

 $P_{MD} = P[D < T | H1] = P(T/\sigma^2, \lambda, m - 4)$ (5-11) 可以看出,这种算法的漏警率与非中心参数 λ 有关,也就是与 被观测的导航卫星的几何位置参数 $\delta H(i)$ 有关。图 5-1 反映了为 保证误警率和漏警率, $\delta H_{max}^2 = \max[\delta H(i)]$ 所受的约束,即为满 足 RAIM 在所有情况下的可用性, δH_{max}^2 必须大于 13.56;图 5-2 中的仿真计算结果显示了不同高度空间用户 δH_{max}^2 的概率分布, 在 900 km 及其以下的轨道高度,该 RAIM 算法可以完全满足空间 用户的完善性要求。对于 900 km 以上高度的用户, δH_{max}^2 并不满足 上 述的约束条件,此时的 RAIM 算法存在着一定的不可用时空区 域。在这种情况下实施此 RAIM 算法时,必须对 δH_{max}^2 进行检测, 只有当 δH_{max}^2 满足约束时,才可以利用其进行完善性监测。

RAIM 算法的实施步骤:

(1) 计算故障检测门限

$$T = P^{-1}(1 - P_{\rm FA} | m - 4)$$

(2) 计算 δH_{max}^2

$$\delta H(i) = \sqrt{\frac{(H_{1j}^2 + H_{2j}^2)(m-4)}{(I - HH^*)_{ii}}}$$

$$\delta H_{\text{max}}^2 = \max[\text{HDOP}(i)^2 - \text{HDOP}^2]$$

$$(5 - 12)$$

(3)如果此时的用户轨道高度大于 900 km,则检验 δH²_{max} 是 否满足约束:若不满足则关闭 RAIM 算法,若满足则进行下一步;

(4) 根据式(5-2) 及(5-3) 计算 RAIM 的统计判决变量







图 5-2 空间用户 ôH²max 的概率分布

 D/σ^2 ;

(5) 比较 D/σ^2 与 T:如果有 $D/\sigma^2 > T$,则告警;如果 $D/\sigma^2 \leq T$,则认为导航系统正常。

由于GPS导航卫星对高轨道用户覆盖能力减弱,从图 5-1及 5-2可以看出,对 900 km以上的用户仅仅利用GPS本身冗余测量 的 RAIM 算法不能保证 100% 的导航监测可用性;而对 1 000 km 高度以上的用户 GPS 已无法保证 4 颗导航卫星全球连续覆盖,也 就是说无法保证用户的实时、连续导航。显然,对于 1 000 km 高度 以上的空间用户,如果要保证 RAIM 对 GPS 实时导航有 100% 可 用性且与之同步进行,以上提出的算法已无法满足要求,需要引入 使用 GPS 系统外部信息的新算法。这里设计出了两种完善性监测 方案:"完善性走廊"和 GPS/ 星敏感器组合。

完善性走廊是利用轨道力学的知识,根据以前的定位结果外 推出一条"走廊",当 GPS 系统出现故障时,定位结果将会溢出走 廊,此时算法告警。这种方案只适用于在轨自由飞行或能够对发动 机 推力精确建模的用户;而对于那些无法准确描述所受加速度的 空间用户,则引用星敏感器的信息辅助进行完善性监测。

如果 t₀ 时有完善性保障的用户状态误差向量 X₀,则可以求得 未来 t 时的状态误差向量 X₀设此时的动力学方程和观测方程为

$$X = \boldsymbol{\phi} X_0 + \boldsymbol{\epsilon}_{\boldsymbol{\phi}}$$

$$Z = \boldsymbol{H}_{\text{GPS}} X + \boldsymbol{\epsilon}_{\text{GPS}}$$

$$(5 - 13)$$

式中 $Z \longrightarrow (m-1) \times 1$ 的 GPS 伪距测量残差矩阵;

 H_{GPS} ——(m-1) × 4 GPS 伪距观测矩阵;

 $X \longrightarrow 4 \times 1$ 导航状态误差向量;

 $\epsilon_{GPS} - (m-1) \times 1$ 高斯分布的估值噪声向量。

从观测方程可得测量量为

 $\hat{X} = LZ; \quad \hat{X} = [\delta x \ \delta y \ \delta x \ \delta B]^{\mathrm{T}}$ $\mathbf{\dot{X}} = , L = H^*, \text{ m } H^* = (H^{\mathrm{T}}H)^{-1}H^{\mathrm{T}}, \text{ m } \mathbb{R}$

 $X \sim N(0, I\sigma_{\Phi}); \quad \hat{X} \sim N(0, I\sigma_{\text{GPS}})$

这里 $\hat{X} = \begin{bmatrix} \delta x & \delta y & \delta z & 0 \end{bmatrix}^T$,则可构成统计检验量: $W = \hat{X} - \Phi X_0$, $D = W^T W_0$ GPS 无系统故障时,有

 $\mathrm{E}[W] = 0$; var $[W] = I(\sigma_{\Phi}^2 + \sigma_{\mathrm{GPS}}^2) = I\sigma^2$

 D/σ^2 服从三自由度的中心 χ^2 -分布。当GPS 系统中第 ι 个卫星出现 故障时,有

 $\mathbf{E}[\mathbf{W}] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \text{bias}[i] & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^{1}; \quad \text{var}[\mathbf{W}] = I\sigma^{2}$ $i = 1, \cdots, m$

式中, bias[*i*]为第*i*个测量量中的故障偏差, $P = I - HL_{\circ}$ 显然, D/σ^{2} 服从三自由度的非中心 χ^{2} -分布,非中心参数 $\lambda =$ bias[*i*]² P_{n}/σ^{2} ,或 $\lambda =$ bias[*i*]/ σ^{2} , $m = 4_{\circ}$

我们有如下的假设检验问题:计算出的判决变量 D 与检测门限 T 比较,有

 $D \stackrel{_{H_1}}{>} T; D \stackrel{_{H_0}}{<} T$

式中,H0是无故障假设,H1是故障假设。如果D > T则告警,否则无警告。这时误警率和漏警率分别为

 $P_{\rm FA} = P[D > T | H0] = 1 - P(T / \sigma^2 | 3)$

 $P_{\rm MD} = P[D < T | H1] = P(T/\sigma^2 | 3, \text{bias}[\imath]^2 P_{\imath\imath}/\sigma^2)$ m m = 4 ft , ft

 $P_{\rm MD} = (T/\sigma^2 | 3, \text{bias}[\imath]^2/\sigma^2) =$

 $P_{\rm MD}(T/\sigma^2 | 3, (R_h/{\rm HDOP} \times \sigma)^2)$

在算法实现时还需要计算门限值, $T = \left(\frac{\text{REP}}{\text{HDOP}}\right)^2$,HDOP 为 定位时的值, R_k 为 bias[ι] 所造成的水平方向上的误差。

仿真计算表明,如果 HDOP 的门限值为 3.0,则 $\sigma_{o} < 29.0$ m 才能满足完善性要求。图 5-3 显示的是,当 m = 4 时,HDOP 的门 限值与 σ_{o} 在满足完善性的要求下的关系。可见, σ_{o} 对完善性要求 很关键,也就是说,动力学模型的准确性是一个很关键的因素。

在这种完善性监测方案中,"完善性走廊"的重建时间,即动 力学方程的更新间隔也是一个很重要的问题。更新间隔过长,动力 学模型中会引入较大的积累误差;而更新间隔过短时,这种监测方 案对那些会造成慢变的、时间相关性误差的 GPS 星座故障失去效 用。因此,在具体应用时,应该根据动力学模型的建模精度和 GPS 星座的可能故障类型慎重选取动力学模型的更新时间。



的要求($\sigma_{GPS} = 35.0 \text{ m}$)

当 GPS 用户轨道机动时,上述方法不再有效,此时我们引入 星敏感器的信息。

目前为止,已有很多关于与其它测距元件组合的 RAIM 方 案,但星敏感器是测角元件,需要对它进行修改,用其各自的标准 差分别对 GPS 和星敏感器的测量量进行归一化处理。星敏感器的 测量方程为

$$A = H_{\rm star} X + \epsilon_{\rm star} \qquad (5-14)$$

GPS测量方程如式(5-13)。对两方程归一化得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}/\sigma_{\text{GPS}} \\ \mathbf{A}/\sigma_{\text{star}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{GPS}}/\sigma_{\text{GPS}} \\ \mathbf{H}_{\text{star}}/\sigma_{\text{star}} \end{bmatrix} \mathbf{X} + \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon}_{\text{GPS}}/\sigma_{\text{GPS}} \\ \mathbf{\varepsilon}_{\text{star}}/\sigma_{\text{star}} \end{bmatrix}$$

或

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\varepsilon} \tag{5-15}$$

式中 A — 星敏感器测量残差矩阵;

H_{star} —— 星敏感器观测系数矩阵:

$$\begin{split} \boldsymbol{\epsilon}_{\text{star}} & \longrightarrow \text{ 高斯分布的星敏感器测量噪声矩阵}, \text{E}[\boldsymbol{\epsilon}_{\text{star}}] = 0, \\ & \text{var}[\boldsymbol{\epsilon}_{\text{star}}] = \sigma_{\text{star}}^2, \\ \text{此时若无 GPS 系统故障时,则} \\ & \text{E}[\boldsymbol{\epsilon}] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^{\text{T}}; \quad \text{var}[\boldsymbol{\epsilon}] = I \\ \text{若 GPS 存在系统故障时,则} \\ & \text{E}[\boldsymbol{\epsilon}] = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \text{bias}[i] & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\text{T}}; \quad \text{var}[\boldsymbol{\epsilon}] = I \\ & \quad i = 1, \cdots, m - 1 \\ & \text{构造统计检验量} \\ & D = W^{\text{T}}W; \quad W = Z - \hat{Z} = (I - P)\boldsymbol{\epsilon} \\ & \text{显然,D IBL} \chi^{2-} \boldsymbol{\beta} \boldsymbol{\pi}, \text{则} \boldsymbol{\eta} \\ & P_{\text{FA}} = 1 - P(T/m - 4); \quad P_{\text{MD}} = P(T/m - 4, \lambda) \\ & P_{\text{MD}} = P(T/m - 4, \text{bias}[i]^2(1 - P_{\mu})/\sigma_{\text{GPS}}^2) = \\ & P(T/m - 4, g^2 \text{RPE}^2/\sigma_{\text{GPS}}^2) \\ & P = H(H^{\text{T}}H)^{-1}H^{\text{T}} \end{split}$$

式中, P_{n} 是 P 阵对角线上第 i 个元素。 $\lambda = \text{bias}[i]^{2}(1 - P_{n})/\sigma_{GPS}^{2} = g^{2}\text{REP}^{2}/\sigma_{GPS}^{2}$ $g^{2} = \text{bias}[i]^{2}(1 - P_{n})/\text{REP}^{2}$ 其中) 为 γ^{2} 公在的非中心会数 从前面的讨论可知, σ

其中 λ 为 χ^2 -分布的非中心参数。从前面的讨论可知,g 相当于式(5 -10)中的 1/ δ H(*i*),是一个与 GPS 星座几何分布以及星敏感器所 选恒星方位有关的参数。

5.3 空间应用环境与选星

5.3.1 空间应用环境分析

GPS 是一种无线电定位系统,它所提供定位服务的性能与用 户 的应用环境密切相关。由于地球表面以及附近区域与大气层外 空间的环境有很大的区别,这种差异使得 GPS 在空间的应用具有 与地面、海洋和近空不同的特点。GPS的设计目标主要是为地球 表面及其附近的用户提供服务的,因此,作为 GPS 空间应用研究, 第一步是需要考虑 GPS 在空间定位和导航的环境以及这种环境 对定位和导航性能的影响。

环境一词是指周围的情况及条件,在这里我们将 GPS 的应用 环境定义为用户所处的、对 GPS 信号以及使用这一信号定位和导 航造成影响的因素。对于空间用户,与地面 GPS 用户相比较需要 特殊考虑下面几方面的环境因素。

1. 几何环境

我们考虑的几何环境是用户、GPS 卫星和地球之间的空间几 何关系及其对空间导航的影响,这主要是 GPS 卫星对空间用户的 覆盖。此外,相对几何关系还严重影响定位精度和差分工作,这将 在后面考虑。

GPS 星座对空间用户的覆盖是它在空间应用的先决条件之一。可以证明,GPS 星座对低轨卫星(高度通常在 1 000 km 以下) 有足够的覆盖。图 5-4 示出了 GPS - LEO 用户的几何关系,其中 GPS SV 的散射角为 32°。用户轨道被分为几个弧段:BC 和 FA 被 SV 的散射角所限制;DE 被地球阴影遮挡;AB 是接受 SV 信号的 最佳弧段;CD 和 EF 是可用的,但其信号将两次穿越大气层。



图 5-4 GPS 卫星与低轨用户几何关系

如果没有散射角对GPS用户的限制,高于LEO轨道的用户也 可能享受GPS资源,特别是那些椭圆度很大的高轨卫星,它在某 些轨道段上可以看成是LEO用户。利用计算机仿真进行的定量分 析表明,用户高度低于2000km时,可以以大于0.8的概率接收到 至少4颗GPS卫星的信号,以大于0.6的概率接收到至少6颗卫星 的信号,直到高度为3600km时,仍可在30%的轨道上接收到1 颗卫星的信号。

2. 动态环境

动态环境是指 GPS 接收机随它的载体一起在空间飞行中所 经历的动力学过程,其中考虑如下特性:

(1) 自旋运动。由于姿态稳定的需要,无人航天器在某些飞行 阶段需要转动运动,特别是像再入这样的精确机动。在自旋期间, 没有 GPS 姿态更新数据,只可能有伪距和多普勒观测量。如果空 间飞行器滚动速率超过 10°/s,甚至多普勒测量量也得不到。对自 旋飞行器,为了得到连续的伪距测量,需要采用多天线布置。

(2) 高动态。空间飞行器可能要经过非常高的动力学和运动 学过程,在发射和再入阶段,最大速度超过 7.9 km/s,加速度可能 超过 10 g,这对 GPS 接收机提出了非常严酷的工作条件要求。

(3)无线电黑障。由于气动加热的作用,在再入大气层的过程中,飞行器前端会形成一个等离子鞘。这种黑障现象使电磁波传播中断,当然,GPS 信号也被中断,但是,由于 GPS 信号来自于与再入体运动相反的方向,信号中断的持续时间比来自于地面的 RF 信号中断时间短得多。

(4)空间运动的可预测性。空间用户的运动与地面用户大相径庭。在轨道运动时,飞行器加速度为零而速度可以达到 3~4 km/s,星载 GPS 接收机在设计上需要充分考虑这一特点, 以保证对 GPS 信号可靠地锁定和跟踪。从另一个角度看,空间飞行器这种有规律的运动,能够使接收机跟踪环路以较窄的带宽锁 定、跟踪信号,从而降低测量噪声提高测量精度;同时,这种运动的 规律性大大方便了卡尔曼滤波器的设计,从而改善滤波效率,提高 导航精度。

(5)相对论效应。GPS 是一种测量时间延迟的定位系统,它对 时间的精度要求十分严格。GPS 系统本身在设计上已考虑了对相 对论效应影响的修正,但这是对地面附近低动态用户适用的,对于 空间的用户,还需要进一步考虑相对论效应的影响。

3. 物理环境

在传统意义上我们考虑如下的因素:

(1) GPS 接收机在星载条件下对重量、尺寸、电源等的特殊 要求。

(2) 机械振动 / 冲击。这可能发生在发射和再入大气层过程中。GPS 接收机和天线硬件必须能经受这种冲击和振动。在轨道机动中,可能也会出现振动和变形,但强度要小得多。

(3) 热流。在发射和再入阶段,飞行器飞越大气层时,气动加 热会产生大量热能,飞行器表面温度可上升到 2 000°C,导致飞行 器内部温升由 - 10°C ~ + 50°C。这是 GPS 接收机,特别是天线遇 到的另一个严酷的工作环境。

(4) 挠性。大型空间结构的飞行器可能具有很大的挠性,轨道 机动期间,变形不可避免,这将引起 GPS 信号多路径效应的变化。 当 GPS 接收机利用多天线确定姿态时,飞行器挠性将影响测量基 线和载波相位。

4. 电磁环境

空间飞行器 GPS 接收机将会遇到复杂的电磁环境。一般来 说,像其它空间电子装置一样,GPS 接收机和天线会受到来自其 它星体或外层空间的电、磁、紫外线、宇宙射线的影响。此外,GPS 信 号到空间用户的传播路径与地面的传播路径是不同的,它可能 垂 直穿过大气层,但止于电离层边沿处,或倾斜穿过大气层,不经 过电离层严重的区域,或两次穿越电离层严重的区域,电离层影响 可以通过用户 – GPS SV 与地球中心 – GPS SV 形成的夹角 θ 来定 量地分析(图 5 – 5)。



图 5-5 用户、GPS 卫星与地球之间的相对位置

5.3.2 GPS 星座对空间用户的覆盖

空间用户对 GPS 卫星的可见数目直接影响着 GPS 系统对空间用户的可用性和完善性以及 GPS 为用户提供的测量、定轨方式。

对于空间飞行器,它们的飞行高度可以从地面到 36 000 km 的地球同步轨道。GPS 卫星对它们覆盖受两个因素影响:一是由 于 GPS 卫星天线 32°~46°左右的信号辐射角限制,距地面高度大 于 900 km 左右的飞行器会有一段无 GPS 信号覆盖的轨道弧段。 二是因为空间用户距离地面有一定的高度,因而可以以负仰角观 测到更多的 GPS 卫星。

图 5-6 显示了空间用户可观测到 GPS 星座的平均数和可以 同时观测到 1、2、3、4、5、6 颗 GPS 卫星的概率。从图中可以看出, 从概率意义上,GPS 能够基本保证 1 200 km 高度以下的空间用户 在任意时刻、任意位置观测到 6 颗 GPS 卫星,而对于这个高度以 上的用户,GPS 则存在着不可预测的时空概率。特别是地球同步



轨道上的用户,只能在 25%的时间内观测到 1 颗 GPS 卫星。

(a) 低、中高度星座值及可观测的平均 SV 数与高度的关系

(b) 高高度星座值及可观测的平均 SV 数与高度的关系

5.3.3 相对论影响的分析

由于 GPS 是一种基于测量信号传播延时求斜距的定位系统, 它要求时间上的严格同步,GPS 系统本身在设计上也针对地球上 的用户考虑了相对论效应的影响,而对于空间用户,我们必须重新 考虑这一影响。

根据广义相对论的有关结论知道,具有较高势能的载体上的 钟走得慢,有

$$f_u = f_s \left(1 + \frac{\Phi_s - \Phi_u}{C^2} \right)$$

由轨道力学可知,在轨飞行器的势能为

$$\Phi = - \frac{\mu}{r}; \quad \Phi_s - \Phi_u = \mu \Big(\frac{1}{r_u} - \frac{1}{r_s} \Big)$$

广义相对论的影响为

$$\frac{\Delta f}{f_s}\Big|_g = \frac{f_u - f_s}{f_s}\Big|_g = \frac{\mu}{C^2}\Big(\frac{1}{r_u} - \frac{1}{r_s}\Big)$$

式中 $f_u, f_s \longrightarrow$ 分别为用户(U)和 GPS 卫星(S)的钟频;

r_u,*r_v*,*v_u*,*v_v* — 分别为用户和GPS 卫星的矢径长度以及速度大小;

 $\Phi_u, \Phi_s \longrightarrow$ 分别为用户和 GPS 卫星的势能;

C, µ — 真空中的光速和地球引力常数。

在狭义相对论中,载体的时钟随载体的运动速度增大而减慢

$$\frac{f_{u}}{f_{\star}} = \frac{\sqrt{1 - (v_{\star}/C)^{2}}}{\sqrt{1 - (v_{u}/C)^{2}}}$$

所以有

$$\frac{\Delta f}{f_{\star}}\Big|_{\star} = \frac{\sqrt{1 - (v_{\star}/C)^2} - \sqrt{1 - (v_{u}/C)^2}}{\sqrt{1 - (v_{u}/C)^2}} \approx \frac{1}{2C^2}(v_{u}^2 - v_{\star}^2)$$

空间飞行器的速度可以表示为 $v = \sqrt{\mu/r}$,上式可简化为

$$\frac{\Delta f}{f_s}\Big|_s \approx \frac{1}{2C^2}(v_u^2 - v_s^2) = \frac{\mu}{2C^2}\Big(\frac{1}{r_u} - \frac{1}{r_s}\Big)$$

综合广义、狭义相对论的影响,可得

$$\frac{\Delta f}{f_{\star}} = \frac{\Delta f}{f_{\star}} \Big|_{g} + \frac{\Delta f}{f_{\star}} \Big|_{s} \approx \frac{3\mu}{2C^{2}} \Big(\frac{1}{r_{u}} - \frac{1}{r_{\star}} \Big) \qquad (5-16)$$

如果认为用户轨道、GPS卫星轨道都是圆轨道,此时的相对 论影响为一常量,被称为长期项效应。对于地球表面附近的用户, $\frac{\Delta f}{f_{\star}} \approx 4.45 \times 10^{-10}$ 。GPS 系统已将其卫星(SV)的钟频调慢了 4.45 × 10⁻¹⁰ s,为地球表面用户作了平均修正,因此 GPS 卫星播 发 的 调 频 信 号 其 频 率 为 10.229 999 995 45 MHz,而不 是 10.23 MHz。但作为空间应用,还必须根据下式对用户钟频进行 必要的调整:

$$rac{\Delta f}{f_{s}} - 4.45 imes 10^{-10}$$

显然,如果空间用户未对其时钟进行调整,在定位计算中就会 引入误差,这种误差会随着时间的推移而线性增大。在图5-7中显 示了不同高度的圆轨道用户相对论长期项效应每天可造成的时钟 误差及相应的距离误差大小。



高度 /km

图 5-7 相对论效应的长期项影响

当空间飞行器的轨道为椭圆时,引入上述方法进行修正就会 产生一定误差,这时误差可以表示为

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f - f_0}{f_0} = \frac{2\mu}{C^2} \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{r_0}\right)$$

式中 f,f, ---- 分别为椭圆轨道及圆轨道上的钟频;

r,r。----分别为椭圆轨道上 t 时刻的矢径长度和圆轨道

半径。

由于这种误差是随卫星的运动做周期性变化,所谓的周期项 就是指的这种变化。任意时刻周期项影响造成的时间偏差

 $\Delta t = \int_{T}^{T+t} \frac{2\mu}{C^{2}} \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{r_{0}} \right) dt = \int_{0}^{E} \frac{2\mu}{C^{2}} \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{r_{0}} \right) \sqrt{\frac{a^{3}}{\mu}} (1 - e\cos E) dE \qquad 0 < t < T$

如果近似认为椭圆轨道能量与圆轨道的相等,即 $a = r_0$,则可以积分上式,得

$$\Delta t = \frac{2\sqrt{\mu a}}{C^2} e \sin E \qquad (5-17)$$

式中 E --- 椭圆轨道上当前时刻的偏近点角;

T —— 用户的轨道周期;

a,e---分别为椭圆轨道的半长轴和偏心率。

图 5-8 显示了由式(5-17)确定的、在不同高度上、偏心率 e = 0.01 的椭圆轨道上用户的周期项最大值。应该指出的是,由于 GPS 卫星轨道也是椭圆轨道,当用户定位精度较高时,相对论效 应的短期项需要同时对用户、GPS 卫星轨道进行修正。



图 5-8 相对论效应的周期项影响(e = 0.01)

5.3.4 GPS 的星座选择

到目前为止,GPS 星座选择都是依据 GDOP 最小这一原则, 在 地面附近的定位、导航中得到了很好的应用。对中、低轨道航天 器而言,它对 GPS 卫星的可见性大大优于地面用户,但是并非所 有 可见星中使 DOP 最小的星座是最优星座。在地面附近,卫星仰 角必须大于零,但对空间用户,仰角可以为负甚至大部分可见星都 具 有负仰角。此时,所有可见星中使 DOP 最小的星座不一定是最 优的。

在所有误差源中,大气干扰(如电离层延迟、对流层延迟)引 起的误差占主要部分,有时可达40~50m。研究表明,对流层延迟 基本上发生在100km以下,并且80%的误差发生在10km以下, 这就对于航天器定位不产生影响。电离层延迟基本上发生在 700km以下,而60%的误差发生在350km以下。如果GPS卫星 选在可见星的边界上,其信号就要两次穿过电离层。如果仰角取大 一些,可以基本上避开大气干扰。因此,选择某一颗卫星时,既要考 虑它对整个星座构成的几何布置,又要考虑它带来的误差。此外, 导航电文中关于大气干扰的修正参数和接收机大气干扰修正模型 不再适用。

这里提出一种可变加权的综合几何因子。对于地面附近的中、 低动态用户,特别是静态用户,GDOP或PDOP极小的星座可以得 出最好的定位结果。但是航天任务的多样性和多变性,以及航天器 在空域和时域上都远远大于普通用户,简单的 DOP 极小不再 适合。

不同的航天任务中的不同阶段对 GPS 定位要求是不同的,例 如,NASA 的重力探测器 GPB 比 GPS 卫星的定位精度要求高 3 ~ 4 个数量级,定向精度高 5 个数量级,定时精度却相同;飞船与空间 站 交会过程中,法向精度的要求远远高于轴向精度,而在对接时, 同样要求很高的轴向精度;气象卫星、资源卫星要求有高的垂直定 位精度;航天飞机则在不同的飞行阶段对各方向定位精度要求 不同。

为满足以上诸方面要求,构造一个 HDOP 与 VDOP 的线性 组合

$$WDOP = a_1 HDOP + a_2 VDOP \qquad (5-18)$$

式中,加权系数 a₁,a₂ 是非负的。由于 DOP 值只是一种相对度量, 采用如下约束:

 $a_1 + a_2 = 1$ $a_1 \ge 0, a_2 \ge 0$ (5-19)

a,(*i* = 1,2)根据航天器飞行任务分别对水平和垂直精度要求 而定,它可能为常量,也可依不同飞行阶段而变。仿真计算表明,根 据不同加权系数选出的卫星几何精度因子和所用卫星是不同的, DOP 极小很难保证卫星窗口稳定,为减少频繁换星,必须增加 约束。

为了消除定位过程中换星引起的扰动,采用所有可用星而不 是只用4颗星,也就是说,把定位卫星窗口由小变大,在此考虑了 以下因素:

(1) 选择可用星。随航天器高度增加,它所能看到的GPS卫星的数目远远大于地面用户,在定位时首先在可见星中选择可用星。

(2)定位方程线性化。采用大窗口定位时,联立方程可能增加 到 5 ~ 10 个,大多数情况下都有 7 个,为减少计算量,对定位方程 线性化。

(3) 采用最小二乘法求解定位结果。

(4)为使不同 GPS 卫星在定位过程中起不同的作用,采用加权的最小二乘法。权系数可以考虑 GPS 卫星的几何位置、品质(如引起误差的诸因素)。加权还可以保证卫星进入或退出窗口时是逐渐的,避免波动。

作为算例,采用加权最小二乘法,同时利用6个GPS卫星的数

据进行定位。例中的权系数暂时只考虑了卫星仰角 e_i。用 α,表示参 与定位的卫星 i 的相应权数,计算了 3 种加权情况(见表 5-3),最 后的定位误差主要由测距误差引起。

	i	·
情况 1	情况 2	情况 3
$\alpha_i = 2.5 \sin ei$	$\alpha_i = e_i$	$a_i = \sin 2e_i$
$\alpha_2 = 0.746$	$a_2 = 0.303$	$\alpha_2=0.570$
$\alpha_4 = 0.564$	$\alpha_4 = 0.227$	$\alpha_4 = 0.440$
$\alpha_5 = 1.564$	$a_5 = 0.676$	$\alpha_5 = 0.976$
$\alpha_6 = 0.244$	$a_6 = 0.098$	$\alpha_6 = 0.194$
$a_{27} = 0.933$	$\alpha_{27} = 0.383$	$\alpha_{27} = 0.693$
$a_{31} = 1.415$	$\alpha_{31} = 0.602$	$\alpha_{31} = 0.933$
误差:77.5 m	误差:77.22 m	误差:78.78 m

表 5-3

5.4 空间定位的误差分析

空间定位的误差有与地面相同的部分和与地面定位不同的部分。这里仅考虑后者,介绍大气传播的影响、选择可用性误差和多路径误差。

5.4.1 大气层对 GPS 信号的影响

地球周围大气层中对 GPS 信号有影响的是对流层和电离层。 对流层影响主要出现在地面到 20 km 高空,这对空间飞行器而言 已不起作用。这里主要考虑电离层的影响。

电离层传播延迟是 GPS 的一个重要误差,它是因为电磁波与 空间电子发生摩擦而产生的传播延迟和方向变化,其结果可造成 10~50 m 的定位误差,并且难以预报,即使采用复杂的物理模型 和庞大的数据库也无法全部消除。GPS 系统中使用的 Klobuchar 模型只能保证消除全部电离层误差的 50%,该模型把沿 GPS 信 号传播路径上由用户(假定在地面附近)到 1 000 km 高空的电子 浓度积分的结果假想地集中作用在距地面 350 km 的点上,并考 虑了该作用点的当地时间、磁纬度、季节、卫星仰角等。显然这种集 中作用的假设对空间飞行器是不合适的,特别是当飞行器轨道高 于 350 km 时,Klobuchar 模型不再可用。图 5-9 示出了电离层误 差随高度的分布,图中 3。表示相对湿度。可以看出,当用户飞行器 高于 400 km 时,它的电离层误差只有地面的 30%,当用户飞行器 高于 500 km 时,只有地面电离层误差的 10%。这里,我们介绍三 种可用于空间飞行器电离层误差计算的方法。

(1)利用 Klobuchar 模型或 Bent 模型,计算出对应的地面用 户的电离层误差,再利用图 5~9 依飞行器高度变化进行修正。采 用 Klobuchar 模型时,可直接应用 GPS 卫星发射的信号中电离层 修正参数;采用 Bent 模型需要较为复杂的计算和关于大气及太阳 活动指数的先验数据,例如可参考文献[1]。

(2)算法补偿。如前所述,用户轨道高度在 900 km 以下时,可 以以大约 100%的概率观测到 5 颗或 5 颗以上的卫星,因而可以 将电离层的误差影响作为未知量,与三个位置及时间未知量一同 解算。图 5 - 10 是仿真计算结果,分别示出了修正的地面模型法、 估计算法及未修正的情况。可以看出,利用 5 个 GPS 卫星对电离 层误差估计算法的结果最好。

(3)载波相位平滑。根据电磁波的有关规律,单纯电磁波某一时刻相位的传播速度称为相速度(Phase Velocity),而具有一定带 宽并携带一定能量的信号的传播速度称为群速度(Group Velocity),这两者在真空中相等。在电离层中相速度大于真空中的速度, 而群速度小于真空中的速度,它们差值的一阶近似大小相等,方向 相反。载波相位是以相速度传播的,其量测方程为





$$\Phi = N\lambda - \rho + \epsilon_{\text{iono}} + \epsilon_{\text{phase}} \qquad (5 - 20)$$

而伪随机码测量量是以群速度传播的,其测量方程为

$$\rho_m = \rho + \epsilon_{\text{iono}} + \epsilon_{\text{code}} \qquad (5 - 21)$$

式中 $\epsilon_{\text{iono}}, \epsilon_{\text{phase}}, \epsilon_{\text{code}}$ 分别为电离层延迟和相位以及码测量 噪声;

ρ —— 测量伪距,其中扣除了电离层的影响;
 Nλ —— 整周模糊数。



将 方程式(5-20)与(5-21)相差即可消除电离层的误差 影响

$$\rho_m - \Phi = 2\rho - N\lambda + \epsilon \qquad (5 - 22)$$

式中, ε 是两测量量复合后的噪声。

从方程式(5-22)可以看出,在消去电离层误差的同时又引 人了整周模糊数这一未知量。如果接收机持续地对相位进行跟踪 观测,积累了一定的观测数据,则可以将整周模糊数作为一个未知 量与其它未知量一并解出。需要指出的是,在接收机持续测量时用 户的位置需要保持不变,这一点空间用户是难以接受的,但是如果 用户能准确地计算出在此时间段内用户位置的变化量,则该算法 仍然能够用于空间飞行器。实际上美国1992年发射的超紫外探测 器上的 GPS 搭载试验中就已经实现了这种技术,令人遗憾的是这 种实现是在地面事后处理中,而不是实时飞行过程中。初步计算表 明,在 30 s 内,用户的位置变化预测精度要求达到毫米量级,才能 保证整周模糊数和其它未知量的解算精度达到1m以下。这意味 着需要考虑10⁻⁸量级的摄动加速度影响,建立复杂的力学模型和 进行大量的计算。

5.4.2 选择可用性

选择可用性是一种人为降低非授权用户 GPS 定位精度的措施,在技术上包括两种实现方法:一是所谓的 δ 技术,即在 GPS 卫 星的基准信号内引入高频抖动噪声,这样可以降低伪随机码、载波 等其它派生信号的测量精度。二是将 C/A 码广播的 GPS 卫星星 历用 ε 技术处理,精度人为降低至 100 m 左右。目前地面上的 GPS 应用研究已经表明,差分 GPS 定位技术、GPS 相对定位技术都可 以有效地消除 SA 的影响。差分技术可以用于空间飞行器轨道的 精密测定,这包括飞行器的实时导航和飞行器事后精密定轨,GPS 相对测量技术则可以很自然地应用于空间飞行器的交会对接中。 下面主要研究的是单个用户定位、定轨测量中 SA 的影响。

典型 SA 等效距离误差如图 5-11(a)所示,其均值为 1 m 左 右,标准差在 40~60 m 的范围内,图 5~11(b)是 1994 年 11 月 24 日下午的 50 min 实测 GPS 定位数据的频谱。由于 1 h 以内,电离 层误差变化很小,认为是常量,而接收机噪声是高频信号,因此图 中曲线可以代表 SA 距离误差在三个轴上的投影。

在 GPS 的地面应用中,δ 技术引入的误差通常是由上面提到 的差分及相对测量技术剔除,而在空间,由于空间飞行器运动的特殊性,尤其是飞行器在轨运动的特殊性使我们可以在单一用户的 GPS 测量中消除或部分消除 SA 的影响。

SA 距离误差有着较小的均值,我们可以使用数据平滑技术 有效地抑制其影响,其中最常用的数据平滑滤波技术为卡尔曼滤 波器。对于静止点,简单的平均就可以同样起到平滑的作用。图 5 - 12 的曲线是我们对实测 GPS 定位数据的平滑结果,可以看出随



(a)



图 5-11 典型 SA 误差及其频谱

着对定位数据平滑时间的增长,测量残差逐渐减小,25 min 左右的平滑即可将 SA 的误差抑制在±10 m 以内。但同时也可以看一

出,平滑时间对残差的方差没有抑制作用。目前的空间飞行器 GPS 定轨导航系统中基本上都使用了卡尔曼滤波技术,在滤波器 中对 SA 的处理具体可以采用下面几种方法:



图 5-12 数据平滑对 SA 距离误差的抑制

(1)先以较高的采样率(如每秒一次)及时进行定位计算,然 后将定位计算结果在较长的时间间隔内进行平滑、滤波。

(2) 先在较长的时间间隔(如几分钟、几小时、甚至几天)内搜 集 GPS 观测量,并对其进行平滑、滤波,然后将滤波结果用于航天 飞行器的定位解算。

5.3.4 多路径效应

多路径效应是由于周围环境对 GPS 的反射信号与未经反射 的直接信号混合后进入接收机的跟踪环路产生的影响(图 5 -

13)。由于 GPS 接收机总是处于 这样或那样的环境之中,所以多 路径效应的影响难以避免。在城 市地区,多路径效应多由高大建 筑物对 GPS 信号的反射引起,而 在乡村则是因为树木、山坡等环 境对信号的反射造成。对于空间 飞行器而言,造成多路径影响的 只能是飞行器的自身表面及其向 空间伸展的太阳能电池帆板。因 此,空间飞行器上的多路径效应 具有下面几个特点:

(1)造成多路径效应的信号 是反射信号而非散射信号;

(2) 反射面是有限的和可计 算的;



图 5-13 多路径效应

(3)如不考虑结构变形,反射面与 GPS 接收天线保持相对静止;

(4) 反射点与天线距离不远,可以认为在 50 m 以内。
目前多从接收机测量硬件的角度,消除或减轻多路径误差的 影响。解决的方法通常从两方面入手:一是对 GPS 天线的特殊设 计,尽量屏蔽周围环境的反射信号,提高直接信号与反射信号的 比,图 5-14 是加拿大 NovTel 公司生产的这类天线。二是在 GPS 信号跟踪环路中采用数字化的参数辨识算法,从噪声信号中实时 辨识出与直接信号相关的测量量。



图 5-14 NovTel 具有多路径效应屏蔽作用的 GPS 天线

在空间,由于上述的特殊性,可以使用软件的方法,在测量定 轨计算时,实时估计补偿多路径误差。补偿方法也可从两方面 考虑:

在地面模拟空间使用环境中 GPS 射频信号的强度、方向等特征,进行仿真定位试验,在试验中获取有关统计数据,建立适当的补偿模型,以用于实时定位的误差补偿。

分析多路径误差产生的机理,从原理上对其进行补偿。在本节 的其余部分中,我们就着重讨论这一方法。

多路径效应对 GPS 测量的影响分为两部分:一是对载波跟踪 环路的影响,即对载波测量量的影响;二是对码跟踪环路的影响, 也就是对码测量量的影响。由于对载波测量的影响较小,这里我们 只限于讨论多路径效应对码测量量的影响。

Richard J. VanNee 在 1992 曾给出关于多路径效应对码跟踪 环路影响的理论分析^[3]。目前 GPS 接收机通常采用两个非相干通 道延迟锁相环(DLL),如图 5-15 所示。利用信号的复数表达方式,锁相环的输入信号可表示为

$$x(t) = \sum_{r=0}^{M} a_{r} \sqrt{2} p(t-\tau_{r}) e^{j[(\omega+\omega_{r})t+\theta_{r}]} \qquad (5-23)$$

式中 M—— 反射信号的个数;

*a*_i,τ_i,ω_i — 分别为第 ι 个反射信号的幅值、附加传播时延、多 普勒角频率和相位;

 $p(t - \tau_i)$ —— 伪随机码;

ω ——GPS 信号的载波角频率。



图 5-15 非相干延迟锁相环

在锁相环中,输入信号 x(t) 分别与本机产生的两个伪随机信号进行相关处理,两个伪随机信号在相位上相差一个码元,即

$$e(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} p \left(t - \tau - \frac{T_{i}}{2} \right) e^{-j\omega t}$$
$$l(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} p \left(t - \tau + \frac{T_{i}}{2} \right) e^{-j\omega t}$$

式中, T_{i} 是码片宽度。在锁相环处于跟踪状态时,接收到信号的多 普勒频移小于 $1/T_{1}$ (见图 5-15),时间长度为 T_{1} 的积分将会有效 地抑制噪声,而不会损失信号中的有用信息。相关运算后可获得两 个正交的基带信号

$$y_{\epsilon}(\xi t) = \sum_{i=0}^{M} a_{i} R \left(\tau - \tau_{i} + \frac{T_{\epsilon}}{2} \right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\Delta \omega_{i} t + \theta_{i})}$$
$$y_{l}(\xi t) = \sum_{i=0}^{M} a_{i} R \left(\tau - \tau_{i} - \frac{T_{\epsilon}}{2} \right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\Delta \omega_{i} t + \theta_{i})}$$

其中

 $\Delta \omega_i = \omega_i - \omega$

由于相关运算是线性的,所以运算结果也是和的形式。式中 $\Delta \omega$,为 各个被接收信号的多普勒频移, $R(\cdot)$ 是伪随机码相关函数。

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{N} \frac{\tau}{T_c} & -T_c < \tau < T_c \\ -\frac{1}{N} & T_c < \tau < (N-1)T_c \end{cases}$$

式中,N是伪随机码一个周期的码元长度。

锁相环跟踪输入信号,输出测量的时间延迟τ,满足

$$z(\tau,t) = \int_{t-T_2}^t \left[|y_e(\tau,t)|^2 - |y_l(\tau,t)|^2 \right] dt = 0 \qquad \frac{\delta z}{\delta \tau} < 0$$

其中的积分是为了进一步降低噪声,在一些锁相环中采用环路滤波器。在有速度辅助跟踪时,典型的滤波器带宽为 0.02 ~ 1 Hz,而 $1/T_1$ 的带宽约为 0.1 ~ 1 kHz。当 M = 0,即无多路径干扰时 $z(\tau, t) ~ \tau$ 曲线如图 5 - 16 所示。

可以看出,在没有多路径干扰的情况下,跟踪环路将锁定于直接信号伪随机码的相位 $\tau = \tau_0 = 0$ 。当M = 1,有一个反射信号时,有

$$|y_{\epsilon}(\tau)|^{2} = a_{0}^{2}R^{2}\left(\tau - \tau_{0} + \frac{T_{\epsilon}}{2}\right) + a_{1}^{2}R^{2}\left(\tau - \tau_{1} + \frac{T_{\epsilon}}{2}\right) + 2a_{0}a_{1}R^{2}\left(\tau - \tau_{0} + \frac{T_{\epsilon}}{2}\right)R^{2}\left(\tau - \tau_{1} + \frac{T_{\epsilon}}{2}\right)\cos\theta(t)$$
$$|y_{t}(\tau)|^{2} = a_{0}^{2}R^{2}\left(\tau - \tau_{0} - \frac{T_{\epsilon}}{2}\right) + a_{1}^{2}R^{2}\left(\tau - \tau_{1} - \frac{T_{\epsilon}}{2}\right) + 2a_{0}a_{1}R^{2}\left(\tau - \tau_{0} - \frac{T_{\epsilon}}{2}\right)R^{2}\left(\tau - \tau_{1} - \frac{T_{\epsilon}}{2}\right)\cos\theta(t)$$



图 5-16 理想情况下锁相环的锁定曲线

这里 $\theta(t) = (\omega_0 - \omega_1)t + (\theta_0 - \theta_1)$ 。显然 $z(\tau, t)$ 随时间 t 作周期 性 变化,周期为 $2\pi/(\omega_0 - \omega_1)$,此时锁相环必定产生锁定误差,如 图 5-17(a) 所示。Richard J. VanNee 同时给出了试验结果与仿真 计算的比较曲线(图 5-18),可以看出两者非常接近。

当 *M* = 2,有两个反射信号时,锁相环必定产生锁定误差,如 图 5-17(b) 所示。显然,它的变化周期是三个输入信号相互间载 波多普勒频差倒数的最小公倍数。

从上面的讨论可以看出,多路径造成的锁相环锁定误差由常 值偏差和尖峰偏差两部分构成。在式(5-23)中,*x*(*t*)有4个特征 量 *a*,,τ,及 ω,,θ,,后两个与尖峰偏差的周期有关,而前两个与常值 偏差的大小相联系。要补偿多路径造成的误差,---个直观的方法是 用 滤波或平滑的方法滤除尖峰偏差,而常值部分的偏差用建模的 方法补偿。



图 5-17 存在反射信号时锁相环的锁定误差 (a)存在一个反射信号 (b)存在两个反射信号

.



图 5-18 一个反射信号造成的多路径影响的试验结果 (a)试验结果 (b) 计算结果与试验结果的比较

首先,对于航天飞行器,信号反射面的形状和位置已知,因此可以很方便地计算出反射信号的幅值及附加延迟。如图 5-19 所示,附加延迟记作 $\Delta \tau$,则有

$$\cos i = \frac{n \cdot \rho}{|n| |\rho|} \qquad (5 - 24)$$

$$\Delta \tau = \frac{2d\cos i}{C} = \frac{2d}{C} \frac{\boldsymbol{n} \cdot \boldsymbol{\rho}}{|\boldsymbol{n}| |\boldsymbol{\rho}|}$$
(5-25)

式中 n — 反射面的法向向量;

ρ — 从用户指向 GPS 星座的位置向量。

由于反射面固联于用户本身,因此 n 在用户飞行器体坐标系 中是已知的,而其在 WGS - 84 系中可表示为

$$\boldsymbol{n}_{\text{WGS-84}} = \boldsymbol{T}(\varphi, \psi, \gamma) \boldsymbol{n}_{\text{bodyframe}} \qquad (5-26)$$

式中, $T(\varphi, \psi, \gamma)$ 是坐标转换矩阵, 而 φ, ψ, γ 分别为用户飞行器的俯仰、偏航及滚转角,这些角度通常可由用户飞行器上的其它测量系统, 如 INS 提供。由于反射信号的幅值仅与信号的入射角及反射面的物理形状有关,这样就建立起反射信号的幅值及附加延迟与用户及 GPS 卫星位置的函数关系。



图 5-19 GPS 卫星、用户天线和反射面的几何关系

其次,需要知道反射信号的幅值及附加延迟与多路径造成的 常值误差间的关系。由于这种关系还与平滑尖峰偏差所采取的算 法有关,我们把这一节的讨论放在对平滑尖峰偏差算法的讨论 之后。

大量的计算表明,典型的低通滤波器和卡尔曼滤波器对这种 尖峰偏差滤除的效果不明显,这是因为尖峰偏差的脉冲宽度太宽, 图 5-17 显示的两种情况的宽度大约都在 50 s 左右。图 5 - 20 给出 了锁相环的误差曲线与反射信号的幅值及附加延迟的关系(只有 一个反射信号)。可以看出,尖峰偏差的脉冲宽度与反射信号的幅 值有关,*a*₁/*a*₀ 越大,脉冲宽度越窄。这样,既要保证滤除尖峰偏差, 又要保证正常的伪距变化不受影响,同时低通滤波器的阶数还不 能太高,以免带来过长的时间延迟,低通滤波器很难满足要求。

这里给出一种改进的单状态卡尔曼滤波方案,在此方案中估计的加权系数 K_{k+1} 被乘以函数m(v)用以限制尖峰的通过。m(v)的曲线如图 5-21 所示,它的自变量与观测量的变化率有关,即

$$v = \frac{b}{\Delta t} \frac{(\Delta Z - H\Delta X)}{\Delta Z}$$
(5-27)

式中 $\Delta Z = Z_{i+1} - Z_i;$

 $\Delta X = X_{i+1} - X_i;$

 $\Delta t = t_{i+1} - t_i;$

H ---- 观测矩阵;

b ---- 敏感系数。

这一方案实际上是利用了观测量的变化率及动力学方程的高 阶信息,因此滤波的稳定性更加依赖于动力学方程。图 5-22 显示 了滤波结果,而图 5-23 所示的是滤波后的均值及残差与反射信号 的幅值及附加延迟的关系。事实上,图 5-23 中的均值也就是基于 这种滤波平滑算法的常值补偿量。

综上所述,对单一反射信号造成的多路径干扰的补偿算法步 骤如下:

(1) 计算出类似于常值偏差补偿曲线,预先装载于存储器内;

(2)利用公式(5-24),(5-25),(5-26)计算出反射信号的幅 值和附加时间延迟;



图 5-20 锁相环的误差曲线与反射信号的幅值及附加延迟的关系 (a)与附加延迟的关系 (b)与幅值关系

(3) 根据算得的幅值和附加时间延迟,在常值偏差补偿曲线 中查取相应的值,并将其加入 测量量中;

(a)

E

(4) 对测量量进行滤波。

从图 5-23 中可以看出,常 值补偿量与反射信号的附加延 迟时间呈线性关系,同时也随 反射信号的幅值而增加,而反 射信号的补偿精度随附加延迟 时间的增长而降低。值得注意 的是,补偿精度当 a_1/a_0 在 0.4 ~ 0.5 间最差,两边的精度反 而更好,这是因为 a_1/a_0 较小



图 5-21 K_{k+1} 的非线性修正

时,多路径的影响也较小,而当 a₁/a₀ 增加时,多路径影响中的尖峰偏差部分变得更加陡峭,更利于滤波器的剔除。





图 5~23 滤波后均值和残差与 a_1/a_0 及l的关系 (a) l = 5 m (b) $a_1/a_0 = 0.9$



图 5-23 滤波后均值和残差与 a₁/a₀ 及 l 的关系(续) (a) l = 5 m (b) a₁/a₀ = 0.9

5.5 空间定轨算法研究

5.5.1 概述

在空间飞行的不同阶段中,飞行器的无动力轨道飞行是最主要的一种,也是最基本的一种飞行方式。GPS 在飞行器定轨上的应用是人们最早研究和实现的,其高度范围从几百到几万公里,有用于飞行器的实时导航,也有用于地面事后处理的轨道精密测定。

由于空间用户的轨道高度不同,所观测到的 GPS 卫星数不同,定轨算法也有很大差异。这里所指用户高轨道和低轨道的明确 界限是观测到的 GPS 卫星数是否大于 4。对于低轨道空间飞行器 的定轨(即可观测到 4 颗以上 GPS 卫星),要重点考虑如何利用大 量的 GPS 测量量获得更准确的结果,其次是利用卡尔曼滤波和飞 行器轨道运动的规律性抑制 SA 的影响,以提高定轨精度。在研究 高轨道飞行器定轨时,以地球同步轨道为例,利用可观测到的1颗 或两颗 GPS 卫星进行定轨。

关于空间飞行器动力学模型及轨道摄动分析,可以在一般教 科书中找到,这里只述及 GPS 测量及定轨的问题。

5.5.2 观测模型

从 GPS 导航信号中可以提取多种测量量,但对于空间轨道飞 行器实时导航而言,我们最感兴趣的是由测量 C/A 码获得的伪距 测量量和由测量信号载波的频率变化所获得的伪距离测量量。

 $\rho = d + C\delta_{t} + d_{SA} + d_{err} + \epsilon_{code} \qquad (5 - 28a)$ $d = \sqrt{(X_{u} - X_{s})^{2} + (Y_{u} - Y_{s})^{2} + (Z_{u} - Z_{s})^{2}}$ $\dot{\rho} = d + C\delta_{f} + d_{SA} + d_{err} + \epsilon_{dpl}$ $d = \frac{X_{u} - X_{s}}{d}(v_{ux} - v_{sx}) + \frac{Y_{u} - Y_{s}}{d}(v_{uy} - v_{sy}) + \frac{Z_{u} - Z_{s}}{d}(v_{ux} - v_{sz}) \qquad (5 - 28b)$

- 式中 (X_u,Y_u,Z_u),(X_i,Y_i,Z_i) 分别为用户飞行器和GPS卫 星在 WGS - 84 坐标的位置; (v_{ux},v_{uy},v_{ux}),(v_{ix},v_{iy},v_{ix}) — 分别为用户飞行器和GPS卫 星的 WGS - 84 坐标惯性 速度:
 - *d*_{sA},*d*_{sA}—— 分别为选择可用性引起的伪 距及伪距离的测量误差;
 - ε_{code}, ε_{dpl} 分别为伪距及伪距率测量噪 声;

我们将伪距及伪距离测量量中的其它误差归入 derr, derr 中。

我们注意到,在式(5~28)中的选择可用性误差是单独列出 的,这是因为选择可用性误差在所有误差中占主导地位,实际上提 高 GPS 定轨精度的首要任务就是消除选择可用性的影响。

在已知的用户状态及时间 $(X_{u0}, Y_{u0}, Z_{u0}, v_{ux0}, v_{uy0}, v_{uz0}, \delta_{i0}, \delta_{f_0})$ 近旁将式(5-28)线性化,可得

$$\rho - \rho_0 = \frac{X_{u0} - X_s}{d_0} (X_u - X_{u0}) + \frac{Y_{u0} - Y_s}{d_0} (Y_u - Y_{u0}) + \frac{Z_{u0} - Z_s}{d_0} (Z_u - Z_{u0}) + C\delta_t + d_{SA} + \epsilon_{code} \quad (5 - 29a)$$

$$\dot{\rho} - \dot{\rho}_0 = \frac{X_{u0} - X_s}{d_0} (V_{ux} - V_{ux0}) + \frac{Y_{u0} - Y_s}{d_0} (V_{uy} - V_{uy0}) + \frac{Z_{u0} - Z_s}{d_0} (V_{uz} - V_{uz0}) + d_{SA} + \epsilon_{dpl} \quad (5 - 29b)$$

式中

$$\rho_{0} = d_{0} + C\delta_{t0}$$

$$d_{0} = \sqrt{(X_{u0} - X_{s})^{2} + (Y_{u0} - Y_{s})^{2} + (Z_{u0} - Z_{s})^{2}}$$

$$\dot{\rho}_{0} = d_{0} + C\delta_{f0}$$

$$d_{0} = \frac{X_{u0} - X_{s}}{d_{0}}(V_{ux0} - V_{sc}) + \frac{Y_{u0} - Y_{s}}{d_{0}}(V_{uy0} - V_{sy}) + \frac{Z_{u0} - Z_{s}}{d_{0}}(V_{ux0} - V_{sz})$$

如果同时对 4 颗 GPS 卫星进行观测并获得测量量,根据方程式(5-29)可以写出观测矩阵方程

 $\mathbf{Z}_r = H\mathbf{X}_r + \mathbf{W}_r; \quad \mathbf{Z}_v = H\mathbf{X}_v + \mathbf{W}_v \qquad (5-30)$ $\mathbf{\vec{x}} \neq \mathbf{V}$

$$oldsymbol{Z}_r = egin{bmatrix}
ho^1 & -
ho_0^1 \
ho^2 & -
ho_0^2 \
ho^3 & -
ho_0^3 \
ho^4 & -
ho_0^5 \end{bmatrix}; \quad oldsymbol{H} = egin{bmatrix} e_x^1 & e_y^1 & e_x^1 & 1 \ e_x^2 & e_y^2 & e_x^2 & 1 \ e_x^3 & e_y^3 & e_x^3 & 1 \ e_x^4 & e_y^4 & e_x^4 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{X}_{r} = \begin{bmatrix} X_{u} - X_{u0} \\ Y_{u} - Y_{u0} \\ Z_{u} - Z_{u0} \\ C(\delta_{t} - \delta_{t0}) \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{W}_{r} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\text{code1}} + d_{\text{SA1}} \\ \varepsilon_{\text{code2}} + d_{\text{SA2}} \\ \varepsilon_{\text{code3}} + d_{\text{SA3}} \\ \varepsilon_{\text{code4}} + d_{\text{SA4}} \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{Z}_{v} = \begin{bmatrix} \dot{\rho}^{1} - \rho_{0}^{1} \\ \rho^{2} - \rho_{0}^{2} \\ \dot{\rho}^{3} - \rho_{0}^{3} \\ \rho^{4} - \rho_{0}^{4} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{X}_{v} = \begin{bmatrix} V_{ux} - V_{ux_{0}} \\ V_{uy} - V_{uy_{0}} \\ V_{uz} - V_{uz_{0}} \\ C(\delta_{f} - \delta_{f0} \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{W}_{v} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\text{dpl1}} + d_{\text{SA1}} \\ \varepsilon_{\text{dpl2}} + d_{\text{SA2}} \\ \varepsilon_{\text{dpl3}} + d_{\text{SA3}} \\ \varepsilon_{\text{dpl4}} + d_{\text{SA4}} \end{bmatrix}$$

式中(e'x, e'y, e'z) 是用户指向第 i 颗 GPS 卫星的方向余弦。即

$$\left(\frac{X_{u0}-X_{.}^{i}}{d_{0}}, \frac{Y_{u0}-Y_{.}^{i}}{d_{0}}, \frac{Z_{u0}-Z_{.}^{i}}{d_{0}}\right)$$

这里给出的观测模型实际上就是 GPS 的基本定位方程,在实际滤波器的设计中,根据不同的设计思想,观测模型和动力学模型 也会是各种各样,这里讨论的是最基本的模型,其它模型都可以由 此推导而来。

5.5.3 低轨道空间飞行器 GPS 导航滤波方案

如前所述,如果以利用观测数据最大程度地减小误差、提供精 度作为 GPS 定轨滤波器算法设计的出发点,那么首先考虑的问题 就是如何抑制选择可用性的影响,将这部分误差降低到最小。利用 GPS 测量量进行滤波定轨,在卡尔曼滤波器的方案设计上具体有 下面三种考虑。

1. 伪距滤波

建立卡尔曼滤波器,对观测量伪距和伪距率进行平滑滤波,然

后用滤波后的伪距和伪距率进行定位、定速解算。在此方案中首先 进行滤波,滤波器测量量为伪距和伪距率,状态量为用户飞行器的 位置和速度。观测方程为

$$\begin{aligned}
\rho'_{obsv} &= \rho' + d_{SV_t} + \varepsilon_{coder} \\
\dot{\rho}'_{obsv} &= \dot{\rho}' + d_{SV_t} + \varepsilon_{dplr}
\end{aligned}$$
(5-31)

动力学模型为

$$\begin{array}{c} \rho' = \rho(\rho'_{0}, \dot{\rho}_{0}, t) \\ \dot{\rho}' = \rho(\rho'_{0}, \dot{\rho}_{0}, t) \end{array}$$

$$(5-32)$$

以式(5-31)为测量方程,式(5-32)为动力学模型进行广义 卡尔曼滤波(EKF)。其次,根据方程式(5-30)即可求出用户的惯 性位置和速度,由于此时的伪距和伪距率都经过了滤波,可以认为 其中不含噪声,故直接求解得

 $X_r = H^{-1}Z_r; \quad X_v = H^{-1}Z_v$ (5-33)

在方程式(5-32)中,通常将选择可用性误差归入测量噪声 中,这时测量噪声变为相关噪声,不再满足卡尔曼滤波的前提条 件。为解决这一矛盾,最简单的方法是加大测量量的采样时间间 隔。另外,我们注意到方程式(5-32)中,伪距和伪距率不仅与用户 飞行器前一时刻的运动状态有关,而且还与所选择的4颗GPS卫 星此刻的运动状态有关,计算相对比较复杂。同时还应该注意到的 是,在式(5-32)和(5-33)中都需要使用GPS导航电文中提供的 GPS星历数据,这样会在整个计算中两次引入GPS的广播星历 误差。

2. 综合滤波

利用上面讨论的观测方程和动力学方程,滤波定位一次完成。 由于方程

 $X(i) = \Phi(t,0)X(0) + \Gamma(t,0)U(0)$ (5-34) 所使用的是轨道相对坐标系,而方程式(5-30)通常是基于 WGS-84 地心固联坐标系,同时两方程的变量也不尽相同,实施滤波需 要 对两个方程做适当的变换。如果选用轨道相对坐标系为卡尔曼 滤波器的计算坐标系,则式(5-34)不变,为动力学模型,而方程式 (5-30)需要作适当的变化。选取方程式(5-30)中的已知用户运 动状态(X_{u0} , Y_{u0} , Z_{u0})所确定瞬时圆轨道为动力学模型式(5-34) 中所要求的参考飞行器轨道。这样就可以将式(5-30)表示的观测 方程与动力学模型式(5-34)统一起来。

因为

$$r = T_{\text{INC-ORC}} X_r$$
$$v = T_{\text{INC-ORC}} X_v - n \times r$$

或

$$X_r = T_{\text{INC-ORC}}^{-1} r$$
$$X_v = T_{\text{INC-ORC}}^{-1} v + n \times r$$

式中, $T_{INC-ORC} = T_0 T_1 T_u$, n 的意义与前面相同。因此有

$$Z_r = HX_r + W_r = HT_{\text{INC-ORC}}^{-1}r + W_r = H_{\text{ORC}}r + W_r$$

$$Z_v = HX_v + W_v = HT_{\text{INC-ORC}}^{-1}v +$$

 $HT_{\text{INC-ORC}}^{-1}(\mathbf{n} \times \mathbf{r}) + \mathbf{W}_r$

将前述方程记作矩阵形式,则

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_r \\ \mathbf{Z}_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{ORC}} & 0 \\ \mathbf{H}_{\text{ORC}} \mathbf{N}_{eq} & \mathbf{H}_{\text{ORC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_r \\ \mathbf{W}_v \end{bmatrix}$$

或

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}_{rd}\mathbf{X} + \mathbf{W} \tag{5-35}$$

式中, N_{eq} 是参考飞行器轨道角速度矢量的叉乘等价矩阵。式(5-35)作为观测模型与动力学模型式(5-34)组成卡尔曼滤波模型。

从上面的讨论可以看出,这种滤波方案的计算坐标是地心直 角惯性坐标系,而不是GPS定位通常所采用的WGS-84地心固联 坐标系。如果以WGS-84地心固联坐标系为滤波计算坐标系,只 需要以 $T_{WGS-ORC}$ 代替 $T_{INC-ORC}$,相应地, $H_{ORC} = HT_{WGS-ORC}$,而式(535) 在形式上保持不变。

可以看出,这种滤波方案的计算量小于伪距滤波方案,但是它 的 动力学模型中引入了一定的误差,尤其是当用户飞行器轨道的 扁率增加时,这种误差会迅速增大,因此这种方案只适合沿近圆轨 道 飞行的空间用户。当然,如果不用相对运动方程作为动力学模 型,而选用其它线性化的动力学方程,就可以同时适用于近圆轨道 和大椭圆轨道。

滤波过程中,在对选择可用性误差的处理上,可以采用与上一 种方案相同的方法,延长测量量的采样间隔。但是这种方法只能抑 制由∂技术引入的选择可用性误差,而对 ε技术引入的 GPS 广播 星历中的选择可用性误差同样是无能为力的。

3. 定位滤波

所谓的定位滤波是先根据方程式(5-30)进行定位、定速计算,然后将定位、定速的解算结果作为滤波的观测量进行卡尔曼滤波。这种方案将在 5.5.4 中详细讨论。

5.5.4 定位滤波方案的 GPS 定轨滤波器设计

1. 滤波模型

如前所述,定位滤波方案中的观测量是 GPS 的定位结果,因 此观测模型十分简单。我们选择方程式(5-34)为动力学模型,其 中状态变量为轨道相对坐标系中的相对运动状态。

假设用户 t 时已知其运动状态为 $(X_{u0}, Y_{u0}, Z_{u0}, \delta_{t0}, v_{xu0}, v_{yu0}, v_{zu0}, \delta_{f0})$,显然这一组运动状态可以确定一个瞬时椭圆。通过点 (X_{u0}, Y_{u0}, Z_{u0}) ,在此瞬时椭圆平面内可以找到一个圆轨道,选择此圆轨道为动力学方程中飞行器的参考飞行轨道。注意到

$$X_{r} = T_{\text{INC-ORC}}^{-1} r$$

 $X_{v} = T_{\text{INC-ORC}}^{-1} v + n \times r = T_{\text{INC-ORC}}^{-1} v + N_{eq} r$

可以得到观测模型

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{r} \\ \boldsymbol{X}_{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{T}_{\text{INC-ORC}}^{-1} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{N}_{eq} & \boldsymbol{T}_{\text{INC-ORC}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{r} \\ \boldsymbol{v} \end{bmatrix} + \boldsymbol{W}_{\text{slow}} + \boldsymbol{W}_{\text{revr}} \qquad (5-36)$$

式中, $X = \begin{bmatrix} r \\ r \end{bmatrix}$ 是方程式(5-34)中的状态变量, N_{eq} 的意义如前所述, 而 X_r, X_r 则是由式(5-33)确定的方程式(5-30)的定位结果。

由于在解方程(5-30)时,会将方程中的观测噪声W,,W。引入 解中,从前面测量模型讨论中可知,W,,W。中的噪声包括有选择可 用性误差和接收机热噪声,实际上还应该包括星历误差、信号传播 路径误差等。这些误差传递到方程式(5-36)中就构成了滤波器观 测模型中的观测噪声,这些噪声项在线性传递过程中,其分布特性 保持不变,因此我们可以从其性质上分为慢变噪声和高频噪声并 分别记为W_{slow}和W_{revr}。

同前面的讨论一样,这里的滤波模型也是采用地心直角惯性 坐标系。如果采用 WGS - 84 地心固联坐标系,则只需要在模型中 以 T_{WGS-ORC} 代替 T_{INC-ORC},而在表达形式上保持不变。

2. 摄动加速度

在本书讨论的大多数滤波器中,基本上都只是考虑了诸多空间摄动因素中的大气阻力摄动和 J₂ 项地球引力摄动,在这里也不例外。大气摄动加速度为

$$\boldsymbol{f}_{drag}(\boldsymbol{v}_{ux}, \boldsymbol{v}_{uy}, \boldsymbol{v}_{uz}) = \frac{f_{drag}}{v} \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{ux} \\ \boldsymbol{v}_{uy} \\ \boldsymbol{v}_{uz} \end{bmatrix} = -\frac{k\rho v}{2} \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{ux} \\ \boldsymbol{v}_{uy} \\ \boldsymbol{v}_{uz} \end{bmatrix}$$
(5-37)

式中, $v = \sqrt{v_{ux}^2 + v_{uy}^2 + v_{uz}^2}$ 是飞行器的速度大小。地球 J_2 项引力 摄动加速度的分量形式为

$$f_{\oplus} (X_u, Y_u, Z_u) = -\frac{3\mu_{\oplus} J_2 R_{\oplus}^2}{2R^4} \begin{bmatrix} \frac{(1-5\sin^2 B)X_u}{R} \\ \frac{(1-5\sin^2 B)Y_u}{R} \\ \frac{R}{2\sin B} \end{bmatrix}$$

(5 - 38)

综合方程式(5-37)和(5-38),可以获得方程式(5-34)所要 求的轨道相对坐标系中的*U*矩阵,即

$$U(0) = U(X_{u0}, Y_{u0}, Z_{u0}, v_{ux0}, v_{uy0}, v_{uz0}) = \begin{bmatrix} 0 \\ T_{WGS-ORC} f_{drag}(v_{ux0}, v_{uy0}, v_{uz0}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ T_{WGS-ORC} f_{\oplus}(X_{u0}, Y_{u0}, Z_{u0}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ T_{WGS-ORC} [f_{drag}(0) + f_{\oplus}(0)] \end{bmatrix}$$
(5 - 39)

3. 算法仿真

仿真计算分为两部分,一是根据方程式(5-30)和(5-33)直 接利用 GPS 信息定位、定速;二是用定位、定速结果进行卡尔曼滤 波。这里为讨论方便,再将卡尔曼基本滤波方程罗列如下;

 $\hat{X}_{k+1/k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_k (Z_{k+1} - H_{k+1} \hat{X}_{k+1/k}) \quad (5 - 40a)$ $\hat{X}_{k+1/k} = \Phi_{k+1,k} \hat{X}_{k/k} + \Gamma_{k+1,k} U_k \quad (5 - 40b)$

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} H_{k+1}^{T} (H_{k+1} P_{k+1/k} H_{k+1}^{T} + R_{k+1})^{-1} (5 - 40c)$$

$$P_{k+1/k} = \phi_{k+1,k} P_{k/k} \phi_{k+1,k}^{T} - Q_{k}$$

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1/k} (I - K_{k+1} H_{k+1})^{\Gamma} + \begin{cases} K_{k+1} R_{k+1} K_{k+1}^{T} \end{cases}$$

(5 - 40d)

式中 $\hat{X}_{k+1/k+1}, \hat{X}_{k+1/k} \longrightarrow 分别为 k + 1 时的状态估值和 k 时刻 对 k + 1 时刻的状态预测值;$

K_ℓ ---- 增益矩阵;

P---- 估值方差矩阵。

比较方程式(5-40b)和(5-34)可看出,k时刻对应于0时刻, 而 k + 1 对应于 t 时刻。

仿真计算的步骤如下:

(1)初始化卡尔曼滤波器的方差矩阵,观测噪声方差矩阵和 动力学模型噪声方差矩阵: P_0 , R_{r0} , Q_{00} 。初始化用户飞行器的惯性 状态变量 X_{r0} , X_{v0} 。初始化参考轨道更新间隔和滤波更新步长,即 方程式(5-34)中的t,计算状态转移矩阵 ϕ 和激励增益矩阵 Γ ,显 然,这两个矩阵都是定常矩阵,在滤波过程中无需重复计算。

(2)求出用户飞行器的开普勒轨道根数。动力学模型所要求 的参考圆轨道的轨道半径和轨道角速度分别为

$$R_{
m ref} = \sqrt{X_{r_0} \cdot X_{r_0}}; \quad n = \sqrt{\frac{u_\oplus}{R_{
m ref}^3}}$$

(3) 根据方程式(5-30) 及(5-33),利用 GPS 信息求解出用 户的惯性状态变量。

(4)以方程式(5-33)的解算结果为观测量,根据上面讨论的 观测模型和动力学模型并利用方程组(5-40)进行卡尔曼滤波。在 滤波时,观测噪声方差矩阵可由下式确定:

$$\boldsymbol{R}_{k} = \text{GDOP} \cdot \boldsymbol{R}_{r_0}$$

(5) 是否需要更新参考轨道(由初始化时的参考轨道更新间 隔设定)?是,转向(2);否,转向(3)。

4. 仿真结果及分析

由前讨论可知,与定轨滤波器计算精度有关联的几个量分别 是:用户飞行器的轨道偏心率 e,用户飞行器的轨道高度及定轨滤 波器的观测采样步长。由于滤波器观测噪声中占主导地位的选择 可用性误差是一种时间相关的慢变噪声,采取加大观测量采样间 隔的方法使其近似为白噪声,因此,采样步长的大小决定着滤波器 对选择可用性误差抑制的好坏程度。在仿真计算中选取不同高度 上的三组轨道,每组轨道针对不同轨道偏心率和不同的观测采样 间隔进行计算,计算结果如图 5-24 所示。

从仿真计算的结果可以看出:

用户轨道的偏心率 e 在 0.01 的范围内的变化与滤波器的定轨 精度关系不甚明显,这说明,只要保持动力学模型中的参考圆轨道 适时更新,一定范围内的偏心率变化对滤波精度没有影响。

不同高度轨道上的滤波精度有明显的不同,用户轨道高度越高则精度越高。在低轨空间占主导地位的大气阻力摄动和地球 J₂ 项引力摄动是随着轨道的降低而增大,而摄动加速度的增大则进一步增大滤波器动力学模型的误差。这是因为滤波器中动力学模型误差是由式(5-37)中摄动加速度矩阵U的量化误差引入的,显然,摄动加速度越大则量化误差越大,动力学模型误差越大。

滤波器观测量的采样间隔对滤波器的精度也有较明显的影 响,这是由于滤波器动力学模型与观测量中的选择可用性误差综 合作用的结果。对选择可用性误差的抑制,要求增大滤波器的采样 间隔,以保证在采样序列中选择可用性误差不相关,但是滤波器状 态更新率也随输入采样序列间隔的增大而增大,而用动力学模型 预报状态时的误差也就随之增大。从仿真结果可以知道,滤波器采 样间隔在50~60s的范围内的输出精度最高,目前通常认为选择 可用性误差的相关时间为150s左右,换句话说,在此仿真计算中 没有能够完全抑制选择可用性误差的影响,可以预料,选用更准确 的力学模型能够进一步提高定轨精度。

从图 5-25 可以更加明显地看出选择可用性误差的影响。图中显示的是两组仿真计算的结果比较,它们的观测量采样间隔分别为 10 s(图中用实线表示)和 60 s(用虚线表示),而仿真计算中其它有关参数都相同,用户轨道半长轴为 7 271 km,偏心率为 0.001,其中测量量采样间隔为 60 s 的仿真计算定轨精度如表 5-

3 所示。



图 5-24 不同高度上的定轨误差









图 5-25(续) (g) v_v的误差 (h) v_z的误差

表 5-3 500 km 高度、60 s 采样间隔的 GPS 定轨精度

	X/m	Y/m	Z/m	$v_i/(\mathbf{m}\cdot\mathbf{s}^{-1})$	$v_y/(\mathbf{m}\cdot\mathbf{s}^{-1})$	$v_z/(m \cdot s^{-1})$
标准差	12.81	23. 58	13. 21	0.1109	0.2015	0.110 0

5.5.5 慢变误差估计算法

从前面的讨论已经知道,GPS 定位误差可以分为两大类:时间相关的慢变误差和白噪声误差。GPS 星历每4h广播一次,在4h之内星历误差是通过在各个求解的坐标分量上的投影来影响定位、定速结果,而这种投影是随着用户飞行器与 GPS 各星座位置几何关系的改变而改变的,显然在4h之内星历误差的影响是一个时间相关的慢变误差。当 GPS 更新其星历信息时,星历数据发生突变,而这显然属于高频噪声。GPS 星座的时钟误差是随着时间的推移而漂移的,它是一种时间相关的误差。而传播路径误差是因为信号传播路径的变化而变化的,它也是一种慢变误差。GPS 接收机噪声是高频白噪声,而选择可用性是时间相关的。总而言之,所有误差都可以被分为时间相关的和时间不相关误差可以通过标准的卡尔曼滤波器滤除,而对于时间相关的误差部分可以利用其时间相关性进行实时估计并予以补偿。

补偿算法原理如图 5-26 所示,该算法由两部分构成:第一部



图 5-26 时间相关误差估计算法框图

此为输入量实时估计时间相关误差的大小,最后对卡尔曼滤波器 的输出结果进行补偿。对时间相关误差的估值需要对其建立数学 模型,这里我们采用了抛物线拟合的方法,也就是利用了前三个历 史数据对当前误差进行估值,计算结果如图 5 - 28 所示。图 5 - 27 是未经补偿的单纯滤波结果与 GPS 定位结果的比较。

需要指出的是,还可以采用各种不同数学模型对时间相关误 差建模,但是由于误差本身具有很大的不确定,对时间相关误差是 不可能只用一个模型来描述的。在算法实现上,我们需要采用简单 的模型,并在计算过程中实时调整模型的参数以保证算法的收敛。 另外,这种算法对初始数据和时间相关误差分析器的具体算法较 为敏感,计算时需要谨慎选择以保证算法的收敛。

由于这种滤波方案中引入了二阶时间相关误差分析器,用来 分析和补偿慢变的时间相关误差,因此称这种算法为二阶相关分 析滤波方案。

5.5.6 高轨道空间飞行器的 GPS 定轨

现在考虑用户飞行器观测到的卫星不足4颗,甚至只能间断 地观测到1颗卫星的情况。这时仅依靠某一时刻的观测数据是无 法完成定轨计算的。只有当用户飞行器搜集了一定数量的观测量 之后,才能确定相应的轨道参数,显然这必须是在动力学约束条件 参与下才能完成的。动力学模型在高轨道飞行器定轨算法中具有 更大的影响力。从这个意义上说,高轨道的定轨算法对动力学模型 的准确性有着更高的要求。下面根据空间飞行器轨道运动的特点, 推导一种新的定轨算法。在这种算法中,待求的状态量都是在一定 时间内保持不变的常量,从而简化了动力学模型。由于在这种算法 中状态量基本静止不变,故称之为"静态定轨算法"。

高轨道飞行器所受到的摄动力有地球扁率的影响,太阳光压 以及日、月摄动。轨道的摄动运动由周期变化和长期变化两部分组







图 5-28

(a) 误差补偿算法与GPS 定位结果比较

(b) 误差补偿算法与 GPS 定位结果比较

成。周期变化是指飞行器在摄动力的作用下,沿标称轨道附近摆动,但飞行一周后仍然回到原来的位置,而长期变化是指飞行器逐 新偏离标称轨道的情形。

高轨道所受到的摄动力与低轨不尽相同,它的长期变化较为 缓慢,因此在一定时间内用轨道根数能够比较准确地预报飞行器 的位置。

在静态定轨算法中,我们选取待估计的状态参数

 $\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}} = [\boldsymbol{p} \ \boldsymbol{e} \ \boldsymbol{i} \ \boldsymbol{\omega} \ \boldsymbol{\Omega} \ \boldsymbol{\Omega} \ \boldsymbol{\tau} \ \boldsymbol{b} \ \boldsymbol{b} \ \boldsymbol{b}]^{\mathrm{T}}$

分别为归一化的飞行器轨道半通径、偏心率、轨道倾角、近地点角 距、升交点赤径、升交点赤径变化率、飞行器经过近地点的历元以 及用户与 GPS 时间偏差及其一、二阶变化率。观测方程为 ρ = ρ(x),线性化后可得

 $\Delta \rho = \frac{\mathrm{d}\rho}{\mathrm{d}\mathbf{x}} \Delta \mathbf{x} + o(\Delta \mathbf{x}) \approx \begin{bmatrix} \frac{\partial p}{\partial a} & \frac{\partial p}{\partial e} & \frac{\partial p}{\partial i} & \frac{\partial p}{\partial \omega} & \frac{\partial p}{\partial \Omega} & \frac{\partial p}{\partial \tau} & \frac{\partial p}{\partial b} & \frac{\partial p}{\partial b} & \frac{\partial p}{\partial b} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{x}$ 式中 ρ — GPS 观测量;

 $\Delta(\cdot)$ —— 相应量的增量。

根据上面的观测方程,利用最小二乘法或递推形式的最小二 乘法可以求解出待估参量。由于这种算法不需要力学模型,也就不 会因为模型误差导致结果发散,长期观测能够提高定轨精度。

根据用户飞行器与 GPS 星座间的几何关系,有

$$d = R_{u}^{2} + R_{s}^{2} - 2R_{u}R_{s}\cos B_{g}$$

$$\cos B_{g} = \frac{\mathbf{R}_{u} \cdot \mathbf{R}_{s}}{R_{u}R_{s}} = \mathbf{R}_{u}^{0} \cdot \mathbf{R}_{s}^{0}$$

$$R_{u} = |\mathbf{R}_{u}|$$

$$R_{s} = |\mathbf{R}_{s}|$$

$$(5 - 41)$$

式中 R_u — 用户飞行器的位置向量;

R, — 特定 GPS 卫星的位置向量;

*R*_{*u*},*R*, — 分别为 *R*_{*u*},*R*, 的大小;

B_g -----**R**_u,**R**, 的夹角。

在 WGS - 84 地心固联坐标系中,GPS 星座位置为(X,,Y,, Z,),用户位置为

$$\boldsymbol{R}_{u} = \begin{bmatrix} X_{u} \\ Y_{u} \\ Z_{u} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{WGS-ORC} \begin{bmatrix} R_{u} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Omega \cos u - \sin\Omega \cos i \sin u \\ \sin\Omega \cos u + \cos\Omega \cos i \sin u \\ \sin i \sin u \end{bmatrix} R_{u} \triangleq \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} R_{u}$$

 $u = \omega + f, R_u = \frac{p}{1 + e\cos f}, T_{\text{WGS-ORC}}$ 为坐标转移矩阵。式(5-41) 可以进一步写为

$$d = R_{u}^{2} + R_{s}^{2} - 2R_{k}R_{u}(\mathbf{R}_{u}^{0} \cdot \mathbf{R}_{s}^{0}) =$$

$$R_{u}^{2} + R_{s}^{2} - 2R_{u}(\alpha X_{s} + \beta Y_{s} + \gamma Z_{s}) \underline{\Delta}$$

$$d(p, e, i, \omega, \Omega, \Omega, \Omega, f) \qquad (5-42)$$

将式(5-42) 在(p_0 , e_0 , i_0 , ω_0 , Ω_0 , Ω_0 , f_0) 附近按级数展开,得

$$d = d_{0} + \frac{\partial d}{\partial p_{0}} \Delta p + \frac{\partial d}{\partial e_{0}} \Delta e + \frac{\partial d}{\partial t_{0}} \Delta \iota + \frac{\partial d}{\partial \omega_{0}} \Delta \omega + \frac{\partial d}{\partial \Omega_{0}} \Delta \Omega + \frac{\partial d}{\partial \Omega_{0}} \Delta \iota \Delta \Omega_{0} + \frac{\partial d}{\partial f_{0}} \Delta f$$

$$d_{0} = d(p_{0}, e_{0}, i_{0}, \omega_{0}, \Omega_{0}, \dot{\Omega}_{0}, f_{0})$$

$$\Delta \sigma = \sigma - \sigma_{0}$$

$$(5 - 43)$$

其中各项偏导数为

$$\frac{\partial d}{\partial p} = \frac{R_u}{dp} (R_u - R_c \cos B_g)$$

$$\frac{\partial d}{\partial e} = -\frac{R_u^2}{dp} (R_u - R_c \cos B_g) \cos f$$

$$\frac{\partial d}{\partial f} = \frac{1}{d} \left[\frac{R_u^2}{p} e \sin f (R_u - R_c \cos B_g) - R_u R_v \cdot \nabla_\omega R_u^0 \right]$$

$$\begin{split} \frac{\partial d}{\partial \iota} &= -\frac{R_{u}}{d} (\mathbf{R}_{\cdot} \cdot \nabla_{\iota} \mathbf{R}_{u}^{0}) \\ \frac{\partial d}{\partial \omega} &= -\frac{R_{u}}{d} (\mathbf{R}_{\cdot} \cdot \nabla_{\iota \omega} \mathbf{R}_{u}^{0}) \\ \frac{\partial d}{\partial \Omega} &= -\frac{R_{u}}{d} (\mathbf{R}_{\cdot} \cdot \nabla_{\Omega} \mathbf{R}_{u}^{0}) \\ \vec{x} \oplus \mathbf{p} &= a(1-e^{2}), \nabla_{\iota} \mathbf{R}_{u}^{0} = \left[\frac{\partial \alpha}{\partial \sigma} \quad \frac{\partial \beta}{\partial \sigma} \quad \frac{\partial \gamma}{\partial \sigma} \right] \cdot \mathbf{u} \, \mathbb{R} \, \mathfrak{K} \, \mathbf{H} - \mathbf{M} \, \mathbf{K} \, \mathbb{R} \, \mathbb{R} \, \mathbb{R} \, \mathbf{u} \end{split}$$

 $clock = b + b(t - t_0)$ (5-44)

来描述用户的时钟误差漂移,则综合方程式(5-28)可以得到基于 用户飞行器轨道根数的 GPS 观测方程

$$p - p_{0} = \frac{\partial d}{\partial p_{0}} \Delta a + \frac{\partial d}{\partial e_{0}} \Delta e + \frac{\partial d}{\partial t_{0}} \Delta t + \frac{\partial d}{\partial \omega_{0}} \Delta \omega + \frac{\partial d}{\partial \Omega_{0}} \Delta \Omega + \frac{\partial d}{\partial \Omega_{0}} \Delta t \Delta \Omega + \frac{\partial d}{\partial f_{0}} \Delta f = \frac{\partial \text{clock}}{\partial b} \Delta b + \frac{\partial \text{clock}}{\partial b} \Delta b + C \Delta t \qquad (5 - 45)$$

同样,可以求出伪距变化率与开普勒轨道根数的关系。因为 $d = \frac{X_u - X_y}{d} (v_{ux} - v_{yx}) + \frac{Y_u - Y_y}{d} (v_{uy} - v_{yy}) + \frac{Z_u - Z_y}{d} (v_{uz} - v_{yz})$

 $dd = (X_u - X_s)(v_{us} - v_{ss}) + (Y_u - Y_s)(v_{uy} - v_{sy}) + (Z_u - Z_s)(v_{uz} - v_{sz})$

我们注意到, $(X_u, Y_u, Z_u, v_{ux}, v_{ux})$ 是WGS-84坐标,其中 (X_u, Y_u, Z_u) 与开普勒轨道根数的关系在前面已经讨论了,而 (v_{ux}, v_{ux}) 与开普勒轨道根数有如下关系:

$$\begin{bmatrix} v_{u_{t}} \\ v_{u_{t}} \\ v_{u_{t}} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{WGS-ORC}^{-1} \begin{bmatrix} v_{t} \\ v_{t} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} v_{t} + \begin{bmatrix} \alpha' \\ \beta' \\ \gamma' \end{bmatrix} v_{t}$$

式中
$$v_{i} = \sqrt{\frac{\mu_{z}}{p}} e \sin t$$

 $v_{i} = \sqrt{\frac{\mu_{z}}{p}} (1 + e \cos t)$
 $a' = -\sin u \cos \Omega - \cos u \cos i \sin \Omega$
 $\beta' = -\sin u \sin \Omega + \cos u \cos i \cos \Omega$
 $\gamma' = \cos u \sin i$

因此,任一轨道根数 σ 与用户飞行器 GPS 卫星距离变化率的微分 关系为

$$\begin{aligned} \frac{\partial d}{\partial \sigma} &= \frac{1}{d} \Big[\frac{\partial v_{u_1}}{\partial \sigma} (X_u - X_v) + \frac{\partial v_{u_2}}{\partial \sigma} (X_u - Y_v) + \\ &\quad \frac{\partial v_{u_i}}{\partial \sigma} (X_u - Z_v) + \frac{\partial X_u}{\partial \sigma} (v_{u_i} - v_{v_i}) + \frac{\partial Y_u}{\partial \sigma} (v_{u_2} - v_{v_i}) + \\ &\quad \frac{\partial Z_u}{\partial \sigma} (v_{u_2} - v_{v_2}) - d \frac{\partial d}{\partial \sigma} \Big] \\ \vec{x} \\ & \vec{t} \\ &\quad \frac{\partial X_u}{\partial \sigma} = R_u \frac{\partial a}{\partial \sigma} + \frac{\partial R_u}{\partial \sigma} \\ &\quad \frac{\partial Y_u}{\partial \sigma} = R_u \frac{\partial \beta}{\partial \sigma} + \frac{\partial R_u}{\partial \sigma} \\ &\quad \frac{\partial Z_u}{\partial \sigma} = R_u \frac{\partial \beta}{\partial \sigma} + \frac{\partial R_u}{\partial \sigma} \\ &\quad \frac{\partial Z_u}{\partial \sigma} = v_i \frac{\partial \beta}{\partial \sigma} + a \frac{\partial v_i}{\partial \sigma} + v_i \frac{\partial a'}{\partial \sigma} + a' \frac{\partial v_i}{\partial \sigma} \\ &\quad \frac{\partial v_{u_i}}{\partial \sigma} = v_i \frac{\partial \beta}{\partial \sigma} + \beta \frac{\partial v_i}{\partial \sigma} + v_i \frac{\partial \beta'}{\partial \sigma} + \beta' \frac{\partial v_i}{\partial \sigma} \\ &\quad \frac{\partial v_u}{\partial \sigma} = v_i \frac{\partial \beta}{\partial \sigma} + \gamma \frac{\partial v_i}{\partial \sigma} + v_i \frac{\partial \gamma'}{\partial \sigma} + \gamma' \frac{\partial v_i}{\partial \sigma} \end{aligned}$$

具体有

 $\frac{\partial \alpha'}{\partial \iota} = \cos \iota \sin \iota \sin \Omega$

$\frac{\partial \alpha'}{\partial \Omega} = \operatorname{sin} u \sin \Omega - \cos u \cos i \cos \Omega$
$rac{\partial lpha'}{\partial \omega} = rac{\partial lpha'}{\partial f} = -\cos u \cos \Omega + \sin u \cos i \sin \Omega$
$\frac{\partial a'}{\partial p} = \frac{\partial a'}{\partial e} = 0$
$\frac{\partial eta'}{\partial i} = -\cos u \sin i \cos \Omega$
$\frac{\partial a'}{\partial \Omega} = -\sin u \cos \Omega - \cos u \cos i \sin \Omega$
$\frac{\partial a'}{\partial \omega} = \frac{\partial a'}{\partial f} = -\cos u \sin \Omega - \sin u \cos i \cos \Omega$
$\frac{\partial a'}{\partial p} = \frac{\partial a'}{\partial e} = 0$
$\frac{\partial \gamma'}{\partial \iota} = \cos u \cos i$
$\frac{\partial \gamma'}{\partial \Omega} = 0$
$\frac{\partial \gamma'}{\partial \omega} = \frac{\partial \gamma'}{\partial f} = -\sin u \sin u$
$\frac{\partial \gamma'}{\partial p} = \frac{\partial \gamma'}{\partial e} = 0$
$\frac{\partial v_r}{\partial p} = -\frac{v_r}{2p}$
$\frac{\partial v_r}{\partial e} = \frac{v_r}{e}$
$\frac{\partial v_r}{\partial f} = \sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p}} e \cos f$
$\frac{\partial v_r}{\partial t} = \frac{\partial v_t}{\partial \omega} = \frac{\partial v_r}{\partial \Omega} = 0$
$\frac{\partial v_f}{\partial p} = -\frac{v_f}{2p}$

$$\frac{\partial v_f}{\partial e} = \sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p}} \cos f$$
$$\frac{\partial v_f}{\partial f} = -\sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p}} e \sin f$$
$$\frac{\partial v_f}{\partial i} = \frac{\partial v_f}{\partial \omega} = \frac{\partial v_f}{\partial \Omega} = 0$$

- -

这样可以写出伪距离与轨道根数的线性关系

$$\dot{
ho} - \dot{
ho}_0 = rac{\partial d}{\partial p_0} \Delta a + rac{\partial d}{\partial e_0} \Delta e + rac{\partial d}{\partial i_0} \Delta \iota + rac{\partial d}{\partial \omega_0} \Delta \omega + rac{\partial d}{\partial \Omega_0} \partial \Omega + rac{\partial d}{\partial \Omega_0} \Delta t \Delta \Omega + rac{\partial d}{\partial f_0} \Delta f + rac{\partial clock}{\partial b} \Delta b + C \Delta t$$

我们注意到,在选取的状态量中只有f是一个变量,必须求出 f 的状态转移系数。因为有 $\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} = \frac{h}{R_{*}^{2}} = \frac{\sqrt{\mu_{\oplus} p}}{R_{*}^{2}} = \sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p^{3}}}(1 + 1)$ $e\cos f$)²,而其它状态量对时间的微分皆为零,并且有

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial p} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right) &= -\frac{3}{2R_u^2} \sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p}} \\ \frac{\partial}{\partial e} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right) &= \frac{2\mathrm{cos}f}{R_u} \sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p}} \\ \frac{\partial}{\partial f} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right) &= -\frac{2\mathrm{esin}f}{R_u} \sqrt{\frac{\mu_{\oplus}}{p}} \\ \frac{\partial}{\partial i} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right) &= \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right) = \frac{\partial}{\partial \Omega} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right) = 0 \end{aligned}$$

所以状态转移矩阵为
	$oldsymbol{arphi}_{k+1,k} pprox oldsymbol{I} + \Big[rac{\partial}{\partial oldsymbol{X}} \Big(rac{\mathrm{d}oldsymbol{X}}{\mathrm{d}t}\Big) \Big]_{X_{kk}} \Delta t$													
2	$\mathbf{K} = [p]$	e i w	ΩΩ	f] =										
1	[1	0	0	0	0	0	0]							
	0	1	0	0	0	0	0							
	0	0	1	0	0	0	0							
	0	0	0	1	0	0	0							
	0	0	0	0	、 1	0	0							
	0	0	0	0	0	1	0							
	$\frac{\partial}{\partial p} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$	$\frac{\partial}{\partial e} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$	$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$	$\frac{\partial}{\partial \omega} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$	$\frac{\partial}{\partial \Omega} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$	$\frac{\partial}{\partial \Omega} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$	$1 + \frac{\partial}{\partial f} \left(\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} \right)$							

当 然,真正的用于滤波的状态转移矩阵还应该包括两个用于描述 用户时钟误差的状态 b, b。由于这两个状态也被认为是常量,真正 的 状态转移矩阵只是在上面矩阵中各加两行和两列 0,其中对角 线上的元素为 1。

利用上面讨论的数学模型进行广义卡尔曼滤波,滤波结果如 图 5-29 所示。

计算结果表明,在高轨道 GPS 定轨时,可观测到的 GPS 卫星 数少,测量是时序进行的,因此飞行器自身的时钟精度对定轨精度 有很大影响。当然,也可以采用较高阶的时钟误差模型获得对时钟 误差较为准确的描述,但是高阶误差模型需要更多的参数,而空间 的静止轨道上可见 GPS 星座很少,较少的测量量就需要较长的时 间对待估状态进行修正和改善。





图 5-29 静态定轨算法计算结果

5.6 空间相对定位

5.6.1 概述

相对运动是空间飞行器的一种主要运动形式。从哲学的角度 讲,运动是绝对的,运动的描述是相对的。前面我们没有强调运动 的相对性时,是指飞行器相对所谓惯性空间,或近似地相对于地球 固联的坐标空间。事实上,在空间任务中,飞行器间的相对运动是 更重要的。例如,国际空间站无法一次运载发射,其舱段需要在轨 组装,增加或更换空间舱段及其它有效载荷、试验仪器和设备,回 收产品,定期为永久性空间平台和空间站加注燃料、补充给养、器 材和原料,进行空间维修和救援等任务,都涉及一飞行器对于另一 飞行器的相对运动,现实中的例子已为数不少。ESA 的自动转移 飞行器(ATV)是为国际空间站研制的综合服务飞行器,它的飞行 过程是与国际空间站进行轨道交会,沿国际空间站的速度轴对接, 或停靠到经径向接近后由国际空间站的机械臂抓住。德国宇航公 司专为国际空间站设计的伴随卫星"Inspector"已于 1997 年 12 月 17 日首次被"和平"号空间站释放到了预定轨道。此外,在国际空 间站计划中,ESA 拟研制乘员救生艇(CTV,Crew Transfer Vehicle或 CRV, Crew Rescue Vehicle), 它能将 4 名乘员和200 kg 设备运到国际空间站,之后带1名乘员返回地球。 NASA 正在研 制的 X-38 升力体运载器具有用作国际空间站乘员救生艇的类 似效能。

以上诸例中已多次涉及空间交会和对接,它是空间相对运动 动力学和控制的典型应用。交会和对接是人类在太空中所进行的 最为复杂的飞行过程之一。在这个过程中,要求有大量准确的测量 信息,其中包括目标飞行器与追踪飞行器间的相对距离、相对距离 变化率、两个飞行器间的视线角及其变化率等。一般来讲,空间飞 行器的相对运动具有这样的特点:为了完成预定的空间任务,在飞 行器之间施加了相应的运动约束,但不存在结构约束和动力学约 束,飞行器之间的万有引力可以忽略,它们之间通过无线电链路保 持联系而没有直接的作用。因此,重要的是系统中诸飞行器保持某 种指定的相对位置和相对姿态,以便飞行器具有确定的天线指向、 信号锁定、信号的运动补偿、星座保持、对地覆盖、空间站与伴随卫 星的动态排列等。可以说,这种多飞行器系统是未来空间系统的主 要形式和发展趋势之一。

在过去的 20 多年中,GPS 跟踪技术、轨道确定技术和姿态确 定技术都有了惊人的发展,包括实时和事后定轨、在再人和交会过 程中的应用。当把 GPS 用于相对差分模式时,它可以提供足够精 确的相对定位信息,装备了多个 GPS 天线后,可以给出飞行器的 姿态信息。本节重点讨论 GPS 在空间飞行器相对运动控制中的 应用。

5.6.2 相对运动分析

1. 相对运动微分方程

考虑沿中、低高度地球轨道上两飞行器的交会和对接过程,引 入目标轨道固联(TOF)坐标系,如图 5-30 所示,其原点在目标质 心,z 轴沿目标径向指向地球质心,x 轴沿目标轨道向前,y 轴与轨 道面正交。设绕近圆轨道运行的目标航天器处在P点,追踪航天器 处在A点,它们的位置矢径分别用r,和r表示。假定目标航天器沿 无干扰轨道运动,则满足

$$\frac{d^2 r_{\rho}}{dt^2} + \frac{\mu}{r_{\rho}^3} r_{\rho} = 0 \qquad (5-46)$$

式中, µ = Gm (G 是万有引力常数)。追踪航天器满足

$$\frac{\mathrm{d}^2 \boldsymbol{r}}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mu}{r^3} \boldsymbol{r} = \boldsymbol{f} \tag{5-47}$$

式中,f = F/m是单位质量受的外力(推力、阻力等)。定义相对位置



图 5-30 TOF 坐标系 Pxyz 定义

于是,根据式(5-46)和(5-47),有

$$\frac{\mathrm{d}^2\Delta \boldsymbol{r}}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mu}{r_\rho^3} \Big[(\boldsymbol{r}_\rho + \Delta \boldsymbol{r}) \frac{r_\rho^3}{r^3} - \boldsymbol{r}_\rho \Big] = \boldsymbol{f} \qquad (5-48)$$

对目标附近的运动, $\Delta r/r_p \ll 1$,于是

$$\frac{r^2}{r_p^2} \approx 1 + 2 \frac{r_p \cdot \Delta r}{r_p^2}$$
$$\frac{r_p^3}{r^3} \approx 1 - 3 \frac{r_p \cdot \Delta r}{r_p^2}$$

因此,相对运动的微分方程在惯性坐标系中具有向量形式

$$\frac{\mathrm{d}^2\Delta \boldsymbol{r}}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mu}{r_p^3} \Big[\Delta \boldsymbol{r} - 3 \, \frac{\boldsymbol{r}_p \cdot \Delta \boldsymbol{r}}{r_p^2} \boldsymbol{r}_p \Big] = \boldsymbol{f} \qquad (5-49)$$

该方程向 TOF 坐标系投影, 假设目标沿近圆轨道运动, 具有常 速率

$$n=\sqrt{\mu/r_p^3}$$

在 TOF 坐标系上的投影为

$$n = \begin{bmatrix} 0 & -n & 0 \end{bmatrix}^{\mathsf{T}}$$
$$\Delta r = \begin{bmatrix} \Delta x & \Delta y & \Delta z \end{bmatrix}^{\mathsf{T}}$$
$$\frac{\mathrm{d}\Delta r}{\mathrm{d}t} = \Delta r + n \times \Delta r$$

 $\frac{\mathrm{d}^{2}\Delta \mathbf{r}}{\mathrm{d}t^{2}} = \Delta \mathbf{r} + 2\mathbf{n} \times \Delta \mathbf{r} + \mathbf{n} \times (\mathbf{n} \times \Delta \mathbf{r}) - 3 \frac{\mathbf{r}_{p} \cdot \Delta \mathbf{r}}{r_{p}^{2}} \mathbf{r}_{p} = -3 [0 \quad 0 \quad \Delta z]^{1}$

式中, $d\Delta r/dt$ 表示在惯性坐标系中的绝对导数,r表示在TOF坐标系中的相对导数,相对运动微分方程的向量形式为

$$+ 2\mathbf{n} \times \Delta \mathbf{r} + \mathbf{n} \times (\mathbf{n} \times \Delta \mathbf{r}) + n^{2} [\Delta \mathbf{r} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3\Delta z \end{bmatrix}] = \mathbf{f} \qquad (5-50)$$

2. 相对运动动力学分析

 $\Delta \boldsymbol{r}$

方程式(5-50) 在 TOF 坐标系上投影,有

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2n\Delta z \\ 0 \\ 2n\Delta x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -n^{2}\Delta x \\ 0 \\ -n^{2}\Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n^{2}\Delta x \\ n^{2}\Delta y \\ -2n^{2}\Delta z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{x} \\ f_{y} \\ f_{z} \end{bmatrix}$$
(5 - 51)

式(5-51)所包含的第二个微分方程是独立的,它表示了在y方向 (即轨道平面的法向)上的简谐运动是强迫的还是自由的,这取决 于 *f*,是否为零。其余两个方程可重新写为

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2n \\ 2n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -n^2 & 0 \\ 0 & -n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n^2 & 0 \\ 0 & -2n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_z \\ f_z \end{bmatrix}$$
(5 - 52)

方程组(5-52)可被解释为:第一项是相对加速度在目标轨道固联 系上的投影。第二项是陀螺影响项,它是相对运动速度与随轨道转 动的耦合。一般来说,如果速度项的系数矩阵是反对称的,它就可 以被说成陀螺项。作为广义力,陀螺项既不做功,也不耗散能量,只 是把能量从系统内的一部分转移到另一部分。第三项是径向修正 项,它线性地依赖于相对运动坐标,具有反对称的系数矩阵。径向 修正项是相对运动坐标与随轨道转动运动的耦合。第四项是保守 力项,它线性地依赖于相对运动坐标,具有对称的系数矩阵。

式(5-51)实际上是所谓Hill 方程,即

$$\Delta \ddot{x} - 2n\Delta \dot{z} = f_{x}$$

$$\Delta y + n^{2}\Delta y = f_{y}$$

$$\Delta \dot{z} - 3n^{2}\Delta z + 2n\Delta \dot{x} = f_{z}$$

$$(5-53)$$

3. 相对关系与 GPS 测量

引入 $\bar{\rho}$, —— 由地球质心到卫星 S, 的向量;

 $\bar{\rho}_{,p}$ ——由卫星 S, 到目标飞行器 P 的向量;

 $\bar{\rho}_{a}$ — 由卫星 *S*, 到追踪飞行器 *A* 的向量。

于是,如图 5-31 所示,相对运动可以描述为

 $\Delta \boldsymbol{r} = \boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\rho} = \bar{\boldsymbol{\rho}}_{ia} - \bar{\boldsymbol{\rho}}_{i\rho}$ $\boldsymbol{r}_{\rho} = \bar{\boldsymbol{\rho}}_{i} + \bar{\boldsymbol{\rho}}_{i\rho}$ $\boldsymbol{r} = \bar{\boldsymbol{\rho}}_{i} + \bar{\boldsymbol{\rho}}_{ia}$

应用 GPS,可以在 WGS-84 坐标系中得到如下测量量:

 $\overline{\boldsymbol{\rho}}_{r} = \begin{bmatrix} x_{ss} & y_{ss} & z_{ss} \end{bmatrix}$ $\boldsymbol{r}_{\rho} = \begin{bmatrix} x_{r\rho} & y_{r\rho} & z_{r\rho} \end{bmatrix}$ $\boldsymbol{r} = \begin{bmatrix} x_{r} & y_{r} & z_{r} \end{bmatrix}$

 ρ_{a} , ρ_{p} 作为A点和P点的伪距均可由GPS测量得到。于是,相 对运动用GPS测量表达为

$$\Delta \mathbf{r} = \mathbf{M} [x_r - x_{rp} \quad y_r - y_{rp} \quad z_r - z_{rp}]^{\mathrm{T}} \qquad (5 - 54)$$

其中,由 WGS-84 到 TOF 坐标系的变换阵

$$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} -S_{u}C\Omega - C_{u}C,S\Omega & -S_{u}S\Omega + C_{u}C,C\Omega & C_{u}S_{i} \\ -S_{i}S\Omega & S_{i}C\Omega & -C_{i} \\ -C_{u}C\Omega + S_{u}C,S\Omega & -C_{u}S\Omega - S_{u}C,C\Omega & -S_{u}S_{i} \end{bmatrix}$$
(5 - 55)

式中, $S_u = \sin u$, $C_u = \cos u$, $u = \omega + \gamma$, ι , ω , Ω , γ 为目标轨道要素, 如图 5-32 所示。式(5-54)表示了在 TOF 坐标系中两个航天器的 相对运动,用追踪航天器和目标航天器上两个 GPS 接收机测量, 经差分处理并由依赖于目标轨道元素的转换矩阵变换。



引入目标航天器在 WGS-84 上的测量,则

 $\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_{xt} & v_{yt} & v_{zt} \end{bmatrix}$

定义 $h = r_p \times v = [a \ b \ c]$,矩阵 M 的元素可由 GPS 测量,则 sin $\Omega = a/\sqrt{a^2 + b^2}$

$$\cos\Omega = -b/\sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\sin i = \sqrt{a^2 + b^2}/h$$

$$\cos i = c/h$$

$$\sin u = z_{r_p}/\sin i$$

$$\cos u = x_{,p} \cos \Omega + y_{r_p} \sin \Omega$$

$$h = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2}$$

4. 相对姿态

(1)两个轨道间的相对姿态。考虑目标轨道和追踪器轨道之间的夹角的重要意义在于,位置向量、速度向量、地球重力、轨道法向及空气阻力都是沿轨道坐标系,便于进行相对运动的分析。任意的非零向量可以由 COF(追踪器轨道固联)坐标系表示到 TOF 坐标系或反之,即

$$\begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}_{\text{TOF}}^{\text{T}} = \boldsymbol{M}_{p}\boldsymbol{M}_{a}^{-1}\begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}_{\text{COF}}^{\text{T}}$$
$$\begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}_{\text{COF}}^{\text{T}} = \boldsymbol{M}_{a}\boldsymbol{M}_{p}^{-1}\begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}_{\text{TOF}}^{\text{T}}$$

式中, M_p 是WGS-84到TOF坐标系的变换, M_a 是WGS-84到 COF坐标系的变换, 而 $M_pM_a^{-1}$ 是TOF坐标系和COF坐标系之间 的方向余弦矩阵。

(2) 两个飞行器之间的相对姿态。飞行器的姿态是它的体轴 系相对于某参考状态,例如初始状态的夹角,它可以用多天线 GPS 接收机确定。设沿体轴系(BOD) 测量的姿态向量为

$$oldsymbol{\Phi} = egin{bmatrix} arphi & heta & arphi \end{bmatrix}^{ extsf{T}}$$

式中, φ , θ , ψ 是传统的俯仰角、航向角、横滚角。令 WGS-84 到体轴 系的变换为(M^{h})⁻¹,则

$$oldsymbol{\Phi}^a_{\mathrm{WGS-84}} = M^b_a oldsymbol{\Phi}^a_{a\mathrm{BOD}}$$
 $oldsymbol{\Phi}^p_{\mathrm{WGS-84}} = M^b_a oldsymbol{\Phi}^p_{b\mathrm{BOD}}$

并目追踪器的姿态可以被表示在 TOF 坐标系中,即

$$\boldsymbol{\Phi}^{a}_{b\text{BOD}} = \boldsymbol{M}^{b}_{a}(\boldsymbol{M}^{b}_{b})^{-1}\boldsymbol{\Phi}^{a}_{a\text{BOD}}$$

追踪航天器与目标航天器之间的相对姿态为

 $\Delta \boldsymbol{\Phi}_{\boldsymbol{\rho} \text{BOD}} = \boldsymbol{M}^{\boldsymbol{b}}_{\boldsymbol{\rho}} \boldsymbol{\Phi}^{\boldsymbol{\rho}}_{\boldsymbol{\rho} \text{BOD}} - \boldsymbol{M}^{\boldsymbol{b}}_{\boldsymbol{a}} \boldsymbol{\Phi}^{\boldsymbol{a}}_{\boldsymbol{a} \text{BOD}}$

(3)相对定向。相对定向指两个飞行器连线(LOS,Lune of Sight)的方位。相对定向在天线指向、在轨观测、通信、交会对接中都是重要的。相对定向用高低角 < 和方向角 7 定量地描述,前者指 LOS 与 TOF 坐标平面 *xpy* 的夹角,后者指 LOS 在该平面中的投影与 *x* 轴的夹角,因而

 $\xi = \arcsin(\Delta z / \Delta r)$

$$\eta = \arctan(\Delta y / \Delta x)$$

5.6.3 GPS 在空间飞行器交会过程中的应用

交会是指两个或两个以上的飞行器在轨道上按预定位置和时间相会,对接是指两个飞行器轨道上相会后在结构上连成一体。从 飞行力学和控制的观点来说,交会和对接属于空间飞行器轨道控 制和姿态控制的范畴,在理论和技术实现上都是一个相当复杂的 过程。目前其实现的方式有:人直接参与在轨操作(如"阿波罗"和 "联盟"号飞船的联合飞行);人从地面遥控完成(如"和平"号空间 站)。为了宇航员的安全和经济的考虑,人直接操纵太空交会应当 避免。人从地面遥控的交会即使采用中继卫星也会产生信号延迟、 电磁干扰等。高级的自主交会系统将是新一代空间飞行器寻求的 目标。

空间交会对接通常有如下阶段:

(1)地面导引阶段:追踪飞行器发射之后在地面控制之下完成若干次机动,使之进入敏感器能够捕获目标飞行器的范围内。

(2)自动导引阶段:根据星上对距离、方位等的测量数据、将 主动追踪飞行器引导到距目标飞行器二三百米到几千米的地方。

(3)靠近阶段:把飞行器导引到目标器对接轴上 1~10 m 的 地方,同时要求相对速度、相对姿态等都在规定的范围内。

(4) 对接阶段: 两个飞行器结构及各种线路的连接。

为了完成以上诸阶段飞行任务,必须要有相应的硬件设备和 软件功能,例如,庞大的地面测控系统,空地数据传输与通信,不同 距离的星上敏感元件(如雷达、摄像机、激光敏感器等)。交会控制 系统所要求的测量精度和目前可供使用的测量器件或系统见 表 5-4,寻求新的高级自主交会系统必须采用新的飞行方案和测 控方式。

在空间飞行器交会的测控过程中,GPS 能够发挥其独特的优势。诸如:

(1) 星载设备价格低。GPS 与地面测控网、微波雷达、激光装制相比要便宜几个数量级。

(2) 几乎适用于交会的各个阶段。

(3) 适用于多高度范围。

(4)精度高且不受距离影响,因此在两个交会的飞行器相距 较远时更适用。

(5) 全程覆盖,没有那种地面测控设备分段工作带来的问题。

精度要求 交会对接 相对距离 测量设备 的阶段 距离率 距 离 地面导引 地面测量 \sim 50 km 1 000 m $1 \sim 2 \text{ m/s}$ 系统 阶段 自动导引 $0.1 \, m/s$ 微波雷达 $50 \sim 1 \text{ km}$ 5%相对距离 阶段I 激光敏感 自动导引 $1\ 000 \sim 100\ m$ $5 \sim 0.5 \text{ m}$ $0.1 \, \text{m/s}$ 系统 阶段Ⅰ 图像制导、 靠近阶段 100~1 m 0.5 m 0.005 m/s激光制导 对接阶段 $1 \sim 0 \, m$ 0.5 m 0.0005 m/s

表 5-4 交会对接的阶段、要求和相应的测量设备

由于 GPS 定位是基于对 GPS 导航信号的被动式测量,因此

对于交会过程中的追踪飞行器,利用 GPS 系统只能获得追踪飞行器本身的运动状态信息,而无法了解目标飞行器的情况。所以 GPS 系统用于空间飞行器的交会过程也有它的不足。

(1) GPS 不能用于"不合作"式的交会过程,如捕获已损坏的 空间飞行器,因为这时单纯使用 GPS 系统,追踪飞行器无法获得 有关目标飞行器的运动状态信息。

(2)在交会过程中,参与交会的两飞行器之间需要有数据通 信联系以保证追踪飞行器获得目标飞行器的运动状态信息。

(3)如果目标飞行器上没有使用 GPS 定位系统,则 GPS 只能 用于交会过程中的地面导引阶段,因为仅仅追踪飞行器上具备 GPS 定位设备无法进行相对 GPS 定位模式,而依靠单独 C/A 码 定位模式难以满足下一阶段的精度要求。

到目前为止,地面和空中的试验已经证明 GPS 卫星定位系统 的不同应用模式能够满足空间飞行器交会对接,特别是能够满足 交会过程中的绝大多数测量要求。在具体交会过程中有三种 GPS 的应用模式:一是单独 C/A 码测量定位;二是两飞行器间的相对 定位;三是载波相位平滑的相对定位。根据这三种应用模式,我们 把整个交会过程重新划分为4个阶段:① 从两飞行器的初始运动 状态到相距50 km 左右,对应于表 5-9 中的地面导引阶段;② 从 50~10 km 左右,是自动导引段的前半段;③ 为两飞行器间距在 10 000~100 m的范围内,是自动导引段的后一部分;④ 靠近阶 段。下面我们分别就这几个阶段详细讨论。

1. 第1阶段

在这一阶段内,采用单独 GPS 定位方式就可以满足其精度要求。由于这种方式与在轨飞行时的定轨算法一致,因此在实现上与 空间飞行器一般的定轨算法大致相同,具体分为下面几步。

(1) 求解追踪飞行器自身的运动状态 $(x_r, y_r, z_r, x_r, y_r, z_r)$ 和 此刻的追踪飞行器时钟计时 t_r 。 (2)通过追踪飞行器和目标飞行器间的通信联系,获取有关目标飞行器的运动状态信息,其中应该包括目标飞行器的运动状态。 (*x*₁*p*,*y*₁*p*,*z*₁*p*,*x_{rp}*,*y*₁*p*,*z_{rp}*)以及相应的目标飞行器时钟计时*t*_{rp}。

(3)综合追踪飞行器和目标飞行器的运动状态,求解出相对 运动状态。

当 t, =t,,时,两飞行器的相对位置和相对速度可以从它们各 自的运动状态相减获得,即

$$\Delta \boldsymbol{r} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x} \\ \boldsymbol{y} \\ \boldsymbol{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_r \\ \boldsymbol{Y}_r \\ \boldsymbol{Z}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{r\rho} \\ \boldsymbol{Y}_{r\rho} \\ \boldsymbol{Z}_{r\rho} \end{bmatrix} = \boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}_{\rho} \qquad (5 - 56a)$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{r,x} \\ v_{r,y} \\ v_{r,z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{r,px} \\ v_{r,px} \\ v_{r,px} \end{bmatrix} - \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{r} = \mathbf{v} - \mathbf{v}_{p} - \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{r} \qquad (5 - 56b)$$

式中,ω是目标飞行器轨道运动的瞬时角速度,可以根据目标飞行 器的飞行状态确定,即

$$\boldsymbol{\omega} = \frac{|\boldsymbol{h}|}{|\boldsymbol{r}_{\rho}|^{2}}; \quad \boldsymbol{h} = \boldsymbol{r}_{\rho} \boldsymbol{v}_{\rho} \qquad (5 - 56c)$$

式中,h是目标飞行器的轨道角动量。

当 t, ≠tr, 时, 在两飞行器运动状态相减之前, 需要对飞行器的 运动状态进行时差补偿。补偿可以从两个方面考虑: 一是对落后的 运动状态进行预测。二是以落后的飞行器运动状态为基准, 首先求 出飞行器间的相对运动状态, 然后利用相对运动方程, 预报当前两 飞行器间的相对运动状态。由于这种时差通常在1s, 甚至 0.5 s 以内, 因此这种补偿的误差在这一阶段内可以忽略不计。相对运动 状态的计算精度主要决定于目标飞行器运动状态的计算精度, 如 果目标飞行器也采用 GPS 定位系统, 当两飞行器使用同一组 GPS 星座时, 其相对运动状态的计算精度与相对 GPS 定位模式的精度 相同。 当两飞行器没有选用同一组 GPS 星座时, 相对运动状态的 计算误差约为单独 C/A 码定位精度的 $\sqrt{2}$ 倍。

从前面的讨论已经可以看出,在这一阶段中,每一步需要利用 数据通信传播的信息有目标飞行器的位置、速度和相应的时间,共 有7个浮点数,如果用8个字节表示一个浮点数,则每一步需要传 输56个字节,如果计算的步长为1s,则数据传输对通信系统的容 量要求是600或1200波特率。

2. 第Ⅱ阶段

使用 GPS 相对定位模式能够满足这一阶段中的测量精度要求,这种模式有两种实现方式,即位置相对差分和伪距相对差分。 位置相对差分的实现较为简单,对数据通信的容量要求也较小,与 第 I 阶段中对通信容量的要求大致相同,而伪距相对差分的实现 较为复杂,对通信的容量要求也较高,大约需要传递 360 个字节 (20 个双精度浮点数和 200 字节的星历参数),合 3 600 波特率。

3. 第Ⅲ阶段

这一阶段对测量精度的要求较为严格,利用 GPS 信号载波测 量量平滑基础之上的相对定位模式能够满足精度要求。在 GPS 相 对定位模式中,可以消除或部分消除单独 C/A 码定位中绝大多数 误差来源,如 GPS 星历误差、GPS 星座时钟误差、信号传播路径误 差以及选择可用性误差。但是接收机测量噪声在两 GPS 接收机之 间是独立的,不可能通过两个测量量相减而剔除,相反,相减后的 噪声还被放大了 √2 倍。由于 GPS 信号中的载波相位测量量的测 量噪声极小,通常只有 5~10 mm,因此利用载波相位测量量平滑 伪距测量量可以有效地抑制接收机的测量噪声。

与上一阶段的相对定位模式的两种实现方式相对应,载波相 位平滑的相对定位也有两种相应的实现方式:一种是载波相位在 各自的飞行器上单独完成,然后进行位置相对定位,而另一种是将 目标飞行器的伪距测量量、载波相位测量量以及相关的数据传递 给追踪飞行器,由追踪飞行器统一进行处理。很显然,第一种方式 对通信的容量要求与未经载波相位平滑的位置相对定位的要求相同,而第二种方式则还要在伪距相对定位的数据要求的基础上加 上目标飞行器的载波相位测量量,这就使得飞行器间的数据传输 量达到4600波特率。

4. 第 N 阶段

在这一飞行阶段中,两个飞行器间的距离在 100 m 以内,载 波平滑的相对测量模式此时不能满足精度要求。另外,两飞行器接 近时,互相之间多路径影响也会降低定位精度。因此,可以应用纯 载波相位测量模式与星上其它测量设备组合的形式完成近距离精 密导引的任务。

GPS 在空间飞行器交会过程中的应用框图见图 5-33。系统 由 4 个智能模块组成:RAIM 模块,单独及相对差分 GPS 模块以 及载波相位测量模块,每个模块都具有自己独立的 CPU 和存储 器。RAIM 模块独立于导航模块,并可随时提供 GPS 系统的状态 信息,相对差分模块在后期与载波相位平滑模块重叠工作,保证过 渡的顺利进行,而 C/A 单独码定位模块在过渡完成以后,仍与 RAIM 模块一起工作,以提供必要的导航信息。



图 5-33 空间飞行器交会中 GPS 应用框图

5.6.4 空间飞行器交会中的 GPS 相对定位模式

前面已经介绍了 GPS 相对定位的两种实现方式:位置相对差 分定位和伪距相对差分定位。下面进一步详细讨论这两种实现方 式的滤波模式。

1. 滤波器测量模型

位置相对差分实现较为简单,追踪飞行器只需选取与目标飞 行器相同的一组 GPS 星座进行一般性的定轨滤波计算,然后将定 位结果与通过通信联系获得的目标飞行器运动状态相减,即可获 得相对运动状态信息。

从方程式(5-36)得到其观测模型

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{X}, \\ \boldsymbol{X}_{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{T}_{WGS-ORC}^{-1} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{N}_{eq} & \boldsymbol{T}_{WGS-ORC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{r} \\ \boldsymbol{v} \end{bmatrix} + \boldsymbol{W}_{drevr} \qquad (5-57)$$

在上述方程中所隐含的参考圆轨道实际上就是目标飞行器的 轨道。在原方程式(5-36)中,由于选择可用性影响、GPS 星历、星 钟以及传播路径造成的慢变噪声项 W_{slow}因相减而消去。在方程式 (5-57)中的噪声实际是追踪飞行器 GPS 定位误差与目标飞行器 GPS 定位误差的合成,因此有

$$\operatorname{var}[\boldsymbol{W}_{\operatorname{drevr}}] = 2 \operatorname{var}[\boldsymbol{W}_{\operatorname{revr}}] \qquad (5-58)$$

对于伪距相对差分,我们已在第二章中进行了讨论,把那里的 方程写为矩阵形式,有

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\epsilon} \tag{5-59}$$

式中

	г		[a]	Δ	Δ	0				٦	E 11-
	ρ_{i}	<i>p</i>	e, _p	2	0	0		•			d_r^1
	$ \rho\rangle$	P	0	e_{ip}^2	0	0		0			d_r^2
	ρ_{i}	3	0	0	$e_{,p}^{3}$	0					d_r^3
	ρ_{i}	+ //	0	0	0	e_{rp}^4					d_r^4
	$\mathbf{Z} = \left[\rho \right]$	~		0			e^1_{ip}	0	0	0	d_r^1
	ρ ;	2 //					0	e_{ip}^{2}	0	0	\dot{d}_r^2
	ρ_{i}	3 //					0	0	e_{rp}^3	0	d_r^3
	$[\rho]$		_				0	0	0	e_{rp}^4	d_r^4
	$e^m = e_i^m$	$-e_{ip}^{m}$									
	$\begin{bmatrix} e_{ij}^1 \end{bmatrix}$	C			٦		$\Box r$	- T			
	e_{ip}^2	C	0				y				
	e_{ip}^{3}	C					z				
	e_{ip}^{4}	C				v	δ	t			
п —	$\left[e_{ip}^{1}\right]$		0	e_{ip}^1	C	A	= x				
	$ e_{ip}^2 $		0	e_{ip}^2	C		ÿ				
	$\left \begin{array}{c} e_{i,p}^{3} \\ e_{i,p}^{3} \end{array} \right $ w_{eq}	w_{eq}	0	e_{ip}^3	C		z				
	$\left\lfloor e_{i,p}^{+} \right\rfloor$		0	e_{ip}^{4}	C		۵.	t			
	$e_{i,p}^{m} = [e$	". e,"	, e',	"_]							

2. 滤波器动力学模型

无论是位置相对差分还是伪距相对差分,都选用了相同的状态量,所以它们的滤波器动力学模型是相同的,也与式(5-34)在形式上相同。但这时方程式(5-34)所隐含要求的参考轨道实际上是目标飞行器的运动轨道,而不是一个虚拟的、不受摄动因素影响的标准圆轨道,因此方程式(5-34)中的摄动加速度向量 U(t)中所包含的应该是两飞行器所受到的摄动加速度之差。容易得出两个飞行器所受大气阻力摄动之差的大小,以及地球引力摄动差分别为

 $\Delta f_{\rm drag} = -k\rho V \Delta V$

假设追踪飞行器与目标飞行器有相同的气动外形,即 k, = k,,=k

$$\Delta f_{\mathbb{D}^{i}} = \text{Jeff} \; \frac{X_i - X_i}{R}$$
$$\Delta f_{\mathbb{D}^{i}} = \text{Jeff} \; \frac{Y_i - Y_i}{R}$$
$$\Delta f_{\mathbb{D}^{i}} = \text{Jeff} \; \frac{Z_i - Z_i}{R}$$

式中, Jeff = $-\frac{3\mu_{\oplus}J_2R_{\oplus}^2}{2R^4}(1-5\sin^2 B)$ 。又因为追踪飞行器是有动力 飞行,因此U(t)矩阵中还应该计入追踪飞行器的推力加速度。

从前面的滤波模型讨论可以看出,伪距相对差分方式是利用 目标飞行器通过通信系统发送的伪距测量量由追踪飞行器统一进 行处理,因此这种方式要求有较高容量的数据通信线路,追踪飞行 器还必须有较高的运算、处理能力。与之相比,位置相对差分计算 简单,对通信容量要求较低,但是它要求目标飞行器也必须有 GPS 实时定位计算和滤波定轨的能力。

3. 仿真计算

根据前面所讨论的滤波模型,我们针对 500 km 高度,偏心率 为 0. 01 的两空间飞行器进行了交会测量的仿真计算,计算中两飞 行器初始相对距离为 32 km,所采用的滤波方式为位置相对差分, 其结果如图 5 - 34 和 5 - 35 所示。

从仿真计算的结果中可以看出,位置相对差分的滤波精度明显高于单独 C/A 码滤波定轨精度。当两飞行器利用 GPS 定位未选用同一组星座时,滤波精度将会明显降低。如果两个飞行器选用同一组 GPS 星座观测,那么两个飞行器在观测时,会引入相同的慢变测量误差,这些慢变误差在定位解算时又引入到定位结果中,形成相同的定位误差。当两个飞行器的定位结果组合而构成滤波观测量时,这些相同的误差就会被消除。应注意到,图 5 - 34 和 5 -

35 中标出的区域内滤波误差明显增大,这是因为此时两个飞行器 更换 GPS 观测卫星不同步,使得在短时间内两个飞行器没有选用 同一组卫星,慢变误差不能很好地消除,引起精度下降。



图 5-34 位置相对差分滤波的位置误差 注:RSS=Root of the Sum Square(平方和的平方根)

当目标飞行器和追踪飞行器选用同一组 GPS 星座观测时,误 差中的相关部分已基本被消除,滤波结果中所遗留下来的误差是 两个飞行器的接收机噪声引起的。为了进一步滤除噪声,我们介绍 一种利用载波相位测量量平滑抑制噪声的方法。

5.6.5 位置相对差分的载波相位平滑

在末段为达到更高精度的测量要求,可利用 GPS 信号的载波 相位对伪距测量量进行平滑。我们知道,GPS 信号的载波波长(L₁ 载波)约为 19 cm,因此载波测量的分辨率可以达到毫米量级。但 是载波相位测量量的获取需要对载波相位进行连续的、不间断的 观测。



抽样点(1s)

图 5-35 位置相对差分滤波的速度误差

载波相位的测量方程

$$\varphi_{\rm obv} = N - \rho + \varepsilon_{\varphi} \qquad (5 - 60)$$

式中 N — 整周模糊数;

ρ — 伪距;

ε_φ — 载波相位的测量噪声,其方差通常为几个毫米。与 之相应的伪距测量方程为

$$\rho_{\rm obv} = \rho + \varepsilon_{\rho} \tag{5-61}$$

式中 ρ_{obv} 是伪距观测量,而 ϵ_{ρ} 是伪距测量噪声,通常为 $1\sim 5$ m。

我们选择 ρ 和 N 为待估计的状态变量,以方程式(5 - 60)为 基础构成状态方程

$$\rho_{k+1} = N_k - \varphi_{obv} + \varepsilon_{\varphi}$$

$$N_{k+1} = N_k$$

$$\rho_{k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_k \\ N_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \varphi_{obv} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{\varphi} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (5 - 62)$$

或写为

$$X_{k+1} = \Phi X_k + U_k + \varepsilon$$

而以方程式(5-61)作为观测方程

$$\rho_{\rm obv} = \rho + \epsilon_{\rho}$$

$$\rho_{\rm obv} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho \\ N \end{bmatrix} + \epsilon_{\rho} \qquad (5 - 63)$$

或写为

$$Z_k = HX_k + \epsilon_{\mu}$$

如果选取初始状态: $X_0 = \begin{bmatrix} \rho_0 \\ N_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_{obv} \\ \rho_{obv} + \varphi_{obv} \end{bmatrix}$,则有初始估计

方差矩阵 $P_0 = \begin{bmatrix} \sigma_{\rho}^2 & \sigma_{\rho}^2 \\ \sigma_{\rho}^2 & \sigma_{\rho}^2 + \sigma_{\varphi}^2 \end{bmatrix}$,这是因为, var $[\rho_{obv}] = \sigma_{\rho}^2$, 而 var $[\varphi_{obv}]$ = σ_{ρ}^2 且伪距和载波相位的观测相互独立,因此有 cov $[\rho_{obv}(\varphi_{obv} + \rho_{obv})] = \sigma_{\rho}^2$ 。将这一初始状态和上述模型直接代入卡尔曼滤波公式中,则可以获得递推关系如下:

$$\hat{\rho}_{k} = (\hat{N}_{k-1} - \varphi_{obv}) + k_{1k}e_{k} \\
\hat{N}_{k} = \hat{N}_{k-1} + k_{2k}e_{k} \\
e_{k} = \rho_{obv} - (\hat{N}_{k-1} - \varphi_{obv})$$
(5 - 64)

式中,滤波增益系数为

$$k_{1k} = \frac{1}{\sigma_{\rho}^2 + \sigma_{\varphi}^2} \left(\frac{\sigma_{\rho}^2}{k+1} + \sigma_{\varphi}^2 \right)$$

$$k_{2k} = \frac{1}{k+1}$$

综上可知,载波相位平滑的相对位置差分算法具体实现如下:

(1)同时在追踪飞行器和目标飞行器上分别对它们所观测的 伪距进行平滑处理。 (2)两个飞行器分别利用它们平滑后的伪距进行定位解算, 确定它们惯性运动状态。

(3)目标飞行器将自己的运动状态传送给追踪飞行器。

(4)追踪飞行器将目标飞行器的惯性运动状态与自己的惯性运动状态组合,并且构造出相对运动状态。

我们注意到,在进行了载波相位平滑之后,在追踪飞行器上没 有进行卡尔曼滤波。这是因为以平滑后的定位结果作为卡尔曼滤 波器的输入,不满足滤波器对输入信号时间不相关的要求。从另一 个角度看,载波相位的测量噪声很小(通常认为是毫米级),它对伪 距的平滑效果已经相当显著了,而动力学模型因为其本身包含一 定的误差,当状态转移步长为]s时,每步动力学模型引入的误差 与载波相位测量的噪声已是同一个量级,此时再利用其进行卡尔 曼滤波已没有什么意义了。

图 5-36~5-39 给出了载波相位平滑的位置相对差分算法 的误差曲线,其中图 5-36 和 5-37 是相对位置误差,图 5-38 和 5-39 是相对速度误差,而图 5-37 和 5-39 分别是图 5-36 和 5 ~38 中的局部区域放大。



图 5-36 载波相位平滑的相对位置误差





图 5-37 载波相位平滑的相对位置误差(区域放大)

图 5-38 载波相位平滑的相对速度误差

从计算结果可以看出,在稳态情况下,三个方向上的相对位置 误差的最大值在±0.5 m以内;三个方向上的相对速度误差最大 值在±0.002 m以内(当考虑其它误差源时,误差将有所增大)。所 谓的稳态情况是指:① 载波平滑算法已经持续进行了 50~100 s 并且继续进行;② 在此期间,无论追踪飞行器还是目标飞行器都

没有更换所观测的 GPS 卫星;③ 它们所观测的是同一组 GPS 卫星。



图 5~39 载波相位平滑的相对速度误差(区域放大)

从图 5-36 和 5-38 也可以发现,每当飞行器更换所观测的 GPS 卫星时,载波平滑算法都需要重新初始化,因此需要经过一 个过程以达到稳定状态,这个过渡过程的时间取决于载波相位平 滑算法的初始状态。从图中可以看出,仿真算例中位置的过渡过程 约为 50~100 s,速度的过渡过程相对短些。

结合 5.6.4 的分析以及图 5-36 和 5-38 的情况可知,当两 个飞行器所观测的 GPS 星座不相同时,如在图中的第 39 s 和第 164 s处,相对位置误差和相对速度误差迅速增大,同时从图 5-36 中还可以看到,在第 237 s 和第 485 s 处误差有两个小的跳跃,这 是因为追踪飞行器在这两个时刻没有获得伪距观测量,使得从下 一个获得伪距观测量的时刻起载波平滑算法重新初始化而引起 的。在图 5-38 中的相应位置上几乎看不到速度误差的变化,这是 因为载波相位平滑是对伪距的平滑,而对相对速度没有直接的影 响,因此载波算法的重新初始化不会给相对速度带来直接影响,而 图 5-38 中速度误差曲线的微小变化是由于惯性空间的运动状态 投影到相对坐标系时,位置坐标变化对相对速度的影响。

参考文献

- 1 袁建平,熊焰.用于远距离差分 GPS 的电离层误差分析与补偿.西北工 业大学学报,1993,11(1)
- 2 Isao Kawano, et al. First Result of Autonomous Rendezvous Docking Technology Experiments. IAF - 98 - A. 3. 09, 1998
- 3 Richard J VanNee. Multipath Effects on GPS Code Phase Measurements. Journal of ION, 1992, 39(2)
- 4 Jianping Yuan, Huamin Jia and Qun Fang. Applications of GPS to Space Vehicles: Analysis of Space Environment and Errors. IEEE - AES, 1998,13(1)
- 5 张志.航天飞行器 GPS 定位技术研究:[学位论文].西安:西北工业大学,1995
- 6 Jianping Yuan, et al. Control of Space Station and Its Adjoint Orbiter Using Relative DGPS. AAS 98-198, 1998
- 7 Jianping Yuan, Qun Fang, Jianjun Luo. Cooperative Spacecraft Navigation Based on GPS and DGPS. IAF - 97 - M. 6. 07,1997
- 8 Jianjun Luo, Jianping Yuan. The Application of DGPS to Space Station System. IAF - 98 - A. 3. 08, 1998

.

第6章 GPS 用于飞行器跟踪与测量系统

6.1 国外导弹与航天器测控系统现状

6.1.1 导弹靶场跟踪测量系统

作为航天大国,美国和苏联的导弹与航天器测控系统的发展 代表了世界在该领域的历程。美国导弹靶场跟踪测量雷达大多是 20 世纪五六十年代研制和生产的,而后由于雷达和计算机技术的 发展以及试验任务的要求,雷达设备及其试验方法不断改进。但 是,就测量体制而言,导弹靶场跟踪测量雷达主要有单脉冲测量雷 达和连续波测量雷达两种,代表性设备是 AN/FPS-16 单脉冲测 量雷达和"米斯特拉姆"连续波干涉仪系统。试验性的相控阵测量 雷达虽然在导弹靶场早有应用,但是迄今为止,它们还没有成为导 弹靶场的编制设备,只是美国空军 1987 年计划为东部试验靶场采 购两部相控阵测量雷达,其中一部用在发射区,在航天飞机发射过 程中代替4部抛物面天线雷达,可以同时跟踪分离后的固体火箭 和轨道飞行器。1971年,东部试验靶场撤除了"米斯特拉姆"连续 波干涉仪系统以后,美国几个主要导弹靶场的跟踪测量雷达基本 上就只有单脉冲测量雷达了,这些雷达分别部署在靶场的发射区、 中段和落区。发射区测量雷达的主要任务是精确测量导弹主动段 (动力飞行段)的弹道数据,为鉴定导弹制导系统提供高精度的弹 道数据,供事后分析。发射区测量雷达通常可以得到光学跟踪测量 设备提供的高精度近距离弹道数据的支援。中段测量雷达的主要

任务是保持对导弹的连续跟踪,以便获得导弹飞行试验的全弹道 外测数据,并且为落区测量雷达指示目标的位置,便于捕获。发射 区和中段测量雷达可以得到遥测多普勒测量系统的支持。落区测 量雷达的主要任务是对导弹再入体进行跟踪测量,其中包括再入· 目标的捕获和识别,再入体目标特性测量和再入弹道测量以及落 点测量。落区测量雷达可以得到落区光学测量系统的支援。

20 世纪 70 年代以前,美国战略导弹的飞行鉴定试验主要在 其东部试验靶场进行。为了鉴定至关重要的导弹制导系统,美国在 东部试验靶场建立了高精度的连续波测量雷达,先后研制和部署 使用过多种连续波测量雷达,主要有"阿祖塞"(Ⅰ、Ⅱ)、环球跟踪 网(GLOTRAC)和"米斯特拉姆"等,它们的主要技术性能见表 6-1。 这些连续波测量雷达,特别是"米斯特拉姆"曾经是鉴定导弹制 导系统的最佳手段,它为分离导弹制导误差提供精确的速度和位 置数据。但是,它们也无法完全满足测量要求,如无法把跟踪系统 的残留系统误差与制导误差完全分开。再者,高精度连续波测量雷 达的告价高("米斯特拉姆 − I"为 1 500 万美元,"米斯特拉姆 − Ⅰ"为1000万美元),对部署的条件要求严格,难以广泛部署。另 外,系统的维护费用很高,利用率却比较低。为此,1971 年美国东 部试验靶场撤除了"米斯特拉姆"系统,与此同时,美国空军把"民 兵"导弹的飞行鉴定试验工作转移到西部试验靶场。后来的 MX 导弹的飞行鉴定试验也在西部试验靶场进行。东部试验靶场只留 下"三叉戟"导弹的飞行试验任务。

东部试验靶场的连续波测量雷达曾经对肯尼迪航天中心的航 天发射提供支援。例如,在"阿波罗"登月计划执行期间,为了同时 鉴定"土星-5"运载火箭的性能,在第二、第三级上装了"阿祖塞" 或"米斯特拉姆"系统应答机。鉴于"阿祖塞"和"米斯特拉姆"系统 的作用距离较近,又在火箭的第三级上装了统一S波段应答机。这 样,就能得到从运载火箭起飞到第三级关机这一段的飞船的精确 位置和速度数据。这种根据需要把导弹飞行试验的跟踪测量系统 与航天跟踪与数据系统结合起来的作法一直延续到今天。

名称	阿祖塞 - 1	阿祖塞 - Ⅰ	"米斯特拉姆"系统	环球跟踪网
测量参数	距离、方向余 弦及其变化 率	距离、方向余 弦及其变化 率	距离、距离差及其 变化率	距 离、距 离 和 (或距离差)方 向余弦及其变 化率
<u>发射频率</u> MHz	5 060.2	5 060.2	8 148 7 884~7 892	5 060.2
<u>接收频率</u> MHz	5 000	5 000	8 216 7 952~7 960	5 000
<u>发射功率</u> W		2 000	500~1 000	5 000
接收机噪 声系统/dB	11.5	10	8	
保精度作 用距离/km	925	1 850	1 820	3 600
测距形式	侧音测距(调 频),测距音 98.36 kHz 3.93 kHz 0.157 kHz	侧音测距(调 频),测距音 98.36 kHz 3.93 kHz 0.157 kHz	265 MHz 测距音 确定精度,扫频 8 M解模糊度	同阿祖塞
<u>测距精度</u> m	9	1.16	0.12	3.05
<u>測速精度</u> (m・s ⁻¹)	0.029	0.029	0.006	0.030 5
方向余弦 精度	3×10	4.8×10 11.2×10	距离差准确度 0.01 m	1×10
天线/m	1.2	1.5	1.8	1.525~3.66

•

表 6-1 美国东部试验靶场的几种连续波测量雷达技术性能

续	表
~~	~~

名称	阿祖塞 - I	阿祖塞 - Ⅰ	"米斯特拉姆"系统	环球跟踪网
应答机 布站形式	相参,单通道 正交布站	相参,单通道 正交布站	相参,双通道,1 个主站和2个副 站或4个副站,L 形或V形布站	相参,单通道, 一个主站,5个 测速站
基线长度	48	5,50,500	3 000,30 000	

目前,东部试验靶场的跟踪测量系统主要是部署在一系列跟踪测量站和靶场测量船上的C波段高精度单脉冲测量雷达。这些 雷达中AN/FPS-16和AN/TPQ-6为标准型。AN/MPS-25 是AN/FPS-16的机动型,AN/FPQ-13是AN/FPS-16的改 进型;AN/TPQ-18是AN/FPQ-6的机动型。AN/FPS-16是 20世纪50年代中期由美国无线电公司(RCA)研制的,后来成为 美国导弹和常规靶场的标准测量雷达。到今天,AN/FPS-16雷 达已有很大改进,几乎所有的AN/FPS-16雷达都采用了集成电路。60部AN/FPS-16和7部AN/MPS-25雷达中的大多数加 大了天线的直径,发射机峰值功率从1MW提高到3MW,并且采 用了低噪声接收技术和脉冲多普勒等。

导弹靶场的 C 波段单脉冲测量雷达除了用于导弹飞行试验 的跟踪测量外,还有效地支援着航天活动。例如在"阿波罗"登月计 划中就大量使用了 C 波段单脉冲雷达。参加"阿波罗"计划的 C 波 段单脉冲测量雷达如表 6 - 2 所示。另外在支援航天飞行中,为了 引导极窄视场的望远镜对轨道卫星进行拍摄,美国东部试验靶场 已将设在帕特里克空军基地梅里特岛、大巴哈马岛、安提瓜岛和阿 森匈岛上的 7 部单脉冲雷达改成同轴方式。同轴雷达的天线是计 算机控制的,它由综合轨道发生器提供驱动数据,该发生器的轨道 方程系数可以根据目标特性实时调整,目标特性又是由雷达跟踪 部分检测的,这样,通过计算机就构成了闭合跟踪环。该跟踪环将 根据目标的动态特性自动选择调整时间间隔和调整增量,以实现 最佳的天线驱动。这样,对于加速度不大的目标来说,天线轴可以 精确地对准目标。

站名	站址	雷达 型号	峰值 <u>功率</u> MW	天线 <u>直径</u> m	天线 <u>増益</u> dB	测角 精 度 (密 位	测距 <u>精度</u> m	无模糊 <u>距离</u> km	备注
CRO	卡那封	FPQ – 6	3	8.8	51 •	0.15	6	32 000	<u> </u>
GWM	关岛								中
HAW	夏威夷	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	32 000	间
ASC	阿森匈岛	TPQ - 18	3	8.8	51	0.15	6	32 000	辅
		FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	1 000	助
MLA	梅里特岛	TPQ – 18	3	8.8	51	0.15	6	32 000	244
GBI	大巴哈马岛	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	1 000	
		T PQ – 18	3	8.8	51	0.15	6	32 000	近
BOA	百慕大群岛	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	32 000	
		FPQ - 6	3	8.8	51	0.15	6	32 000	오
ANT	安提瓜岛	FPQ – 6	3	8.8	51	0.15	6	32 000	站
CYI	卡那利群岛	MPS - 26	0.25	3	41	1	18	2 300	
CNV	肯尼迪角	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	1 000	
PAFB	帕特里克	FPQ – 6	3	8.8	51	0.15	6	32 000	借田
	空军基地								站
SSI	圣萨尔瓦多岛	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	32 000	
QTI	大特克岛	TP Q – 18	3	8.8	51	0.15	6	32 000	
PRE	比勒陀利亚	MPS - 25	0.25	4.9	47	0.2	9	1 000	借
WOM	伍麦拉	FPS – 16	1	3.6	44.5	0.2	9	200	Ħ
CAL	阿圭洛角	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	32 000	Ш
WHS	白沙靶场	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	32 000	站
FGL	埃格林空军基地	FPS - 16	1	3.6	44.5	0.2	9	200	
S – 1	先锋号								测
S - 2	红石号	FPS - 16	1	4.9	16	0.4	9	32 000	量
S - 3	水星号	(V)							站

表 6-2 "阿波罗"载人飞行网中所用的 C 波段雷达

1971 年美国东部试验靶场的"米斯特拉姆"连续波干涉仪系 统撤除,从1972年财政年度起,该靶场从研制鉴定试验靶场转变 为应用性靶场,重点保证航天活动,战略导弹的鉴定试验由西部试 验靶场承担。西部试验靶场的外测系统主要是由 AN/FPS-16 和 AN/TPQ - 18 单脉冲测量雷达组成的雷达链。显然,用西部试验 靶场的单脉冲雷达鉴定导弹的制导系统是很难满足要求的。因为 西部试验靶场脉冲雷达的测距和测角精度比东部试验靶场的外测 系统低,若再用它们微分求得速度,其结果误差更大,不能满足鉴 定惯性制导系统的要求。为了提高鉴定制导系统的能力,西部试验 靶场从两方面做了工作:一是改进分析方法,二是选择雷达站的组 合配置。在改进分析方法方面,西靶场采用三边或多边测量方案, 这种方法的优点是充分发挥单脉冲测量雷达测距精度高的优点实 现多站测量,而不用精度较差的测角数据。采用多边测量方法所达 到的精度基本上同民兵 - I和民兵 - I导弹的制导系统精度一 样,即制导位置和速度的估值误差大致等于制导系统的圆概率误 差。第二方面是选择雷达站的组合配置,扩大雷达数据段,提高数 据质量。具体做法是,在西部试验靶场任何时候都可以用5部雷达 跟踪目标,这些雷达部署在范登堡空军基地、圣尼克拉斯岛、木古 角、皮拉角、夏威夷、坎顿岛和夸贾林。 较为理想的跟踪组合如图 6 -1 所示。这样配置跟踪系统有下列优点。① 在初始段分别由范登 保空军基地的雷达和皮拉角的雷达提供良好的纵向和横向跟踪: ② 提供冗余信息:③ 跟踪弧段长:④ 在末段分别由夏威夷的雷达 和坎顿岛的雷达提供良好的纵向和横向跟踪;⑤ 初始段、中段和 末段之间都有跟踪重叠。

20世纪六七十年代,美国对导弹飞行试验的再入段测量非常 重视,重点建设了夸贾林岛导弹靶场的基尔南再入测量站。基尔南 再入测量站最主要的测量设备是三部高级再入测量雷达,它们是 目标分辨和识别试验雷达(TRADEX)、高级研究计划局远程跟踪 测量雷达(ALTAIR)和高级研究计划局林肯实验室相干观测雷达 (ALCOR)。三部雷达有各自的控制室,在执行任务时还有中央控 制室协调它们的工作。例如,ALTAIR 雷达因其功率最大,波束最 宽,可根据范登堡空军基地提供的航向指示数据,最早捕获再入目 标。而后,TRADEX 和 ALCOR 雷达参照 ALTAIR 雷达的指示数 据捕获目标。当 ALCOR 雷达捕获目标后,因其跟踪精度最高, ALTAIR 和 TRADEX 雷达又可参照 ALCOR 雷达随动。另外,在 飞行试验任务的不同阶段,可以把不同的雷达分配跟踪不同的再 人体和目标。这三部雷达的作用距离比较远,分辨率比较高,可以 获得再入体的某些目标特征数据,对于突防和反突防研究具有重 要意义。



图 6 - 1 东部试验靶场雷达跟踪民兵 - Ⅱ时的组合

6.1.2 航天跟踪与数据系统

1989 年是美国航天跟踪与数据系统发生重大变革的一年。 1989 年 3 月 13 日"发现者"号航天飞机把美国的第 4 颗跟踪与数 据中继卫星(TDRS - 4)送人预定轨道,完成了跟踪与数据中继卫 星的部署,9 月跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)全系统投入使 用,与此同时撤除了原有的许多地面站,完成了由全球地面跟踪与 数据网向由跟踪与 TDRSS 和少数地面站组成的天地联合跟踪与 数据网的转变。该天地联合跟踪与数据网(包括在 20 世纪 90 年代 后期取代 TDRS 的跟踪与数据获取系统(TDAS)在内)具有很大 的优越性,在今后 20 年将全面担负起 NASA 的载人、不载人、近 地和深空航天飞行的跟踪和数据获取任务。美国的这一重大变革 已将或将会对其它国家和地区发展航天跟踪与数据系统产生重要 影响。另外,美国原有的全球地面跟踪与数据网相对于其它国家和 地区现有的航天跟踪与数据系统仍然是相当完备和先进的,故仍 具有现实意义。

美国于 1957 年建立起它最早的航天跟踪与数据网"米尼特拉 克"系统,后经几次大的变化,如 NASA 成立后随着航天计划的扩 大把"米尼特拉克"系统扩大为卫星跟踪与数据采集网 (STADAN),而后为实现载人航天计划建立了载人航天测控网 (MSFN)。1972年"阿波罗"登月计划完成后,又把 STADAN 与 MSFN 合并成航天跟踪与数据网(STDN),一直持续到 1989年建 成 TDRSS。1978年以后,STDN 由 15个站组成,其中包括一艘测 量船,这些测量站全部装备了S 波段跟踪和数据系统,少数站保留 了甚高频跟踪和数据系统。甚高频跟踪与数据系统和S 波段跟踪 与数据系统都是连续波系统。前者主要是 20 世纪 50 年代后半期 美国海军实验室为早期的"先锋"号卫星计划研制的"米尼特拉克" 被动式干涉仪系统和 20 世纪 60 年代初期美国摩托罗拉公司生产 的戈达德距离和距离变化率系统的甚高频部分,后者主要是戈达 德距离和距离变化率系统的5 波段部分和 20 世纪 60 年代后半期 为执行"阿波罗"计划研制的统一S 波段系统。

TDRSS的优点是:① 覆盖率高,对中、低轨道航天器的覆盖 率达 85%~100%;② 节省开支,TDRSS 开通后关闭了许多地面 跟踪站,另外也节省了原有设备的更新改造费;③ 提高了系统利 用率;④ 提高了跟踪和数据传输能力,最高数传速率可达 300 Mb/s。其缺点是:① 不能跟踪高轨道和高椭圆轨道的航天器; ② 提高了对用户航天器的要求,如用户航天器距中继卫星远,其 发射机有效功率要高,以及高增益,程序控制和定向跟踪天线等; ③ 易受干扰破坏;④ 研制该系统的技术难度大。

欧洲航天局的航天跟踪与数据系统与美国的航天跟踪与数据 系统的情况相似。目前它拥有规模较大的地面跟踪与数据网,组成 该网的地面站及其采用的测量设备情况如表 6-3 所示。

	地理位置			跟踪设施 使用的频率					所支援的卫星							
站				伪陨	疽机	多			M	M	M			г	G	
址	经度 "" 为西	纬度 "" 为南	音频测距,	D A T T S	D S T S	普勒DSTS	天线角	O T S	L T E O S A T	A R E C S A	R E C S B	E C S A	E C S B	X O S A T	1 0 T T 0	
 库鲁 (法属	- 52. 805 1°	5.233 1°		s					×							
圭亚 那)	- 52.640 4°	5.098 8°	s											×	×	
比利	- 3.953 2°	40. 443 9°	Ku					×				×	×			
业	- 3.952 6°	40.445 7°	s											×		
牙)	- 3.951 7°	40.444 6°	С				C			×	×					
雷杜	5.145 3°	50.002 1°					Ku	×				×	×			
(比利)	5.145 7°	50.001 6°	Ku					×				×	×			
奥登 林山 (西德	8.974 9°	49.712 7°		s					×							

表 6-3 欧洲航天局航天跟踪与数据网地面站

续	表														
	地理	跟踪设施 使用的频率				所支援的卫星									
站 址	经度 " " 为西	纬度 "" 为南	音频测距	伪序 DA TTS	道机 D S T S	多 普 勒 D S T S	天线角	O T S	M E T E O S A T	M A R E C S A	M A R C S B	E C S A	E C S B	E X O S A T	G I O T T O
魏尔 海姆 (西德)	11.078 2°	47.8811°			s. x	s. x				2					×
马尔 蒂尼 (肯 尼亚)	40.194 3°	-2.995 6°	s											×	×
	113.706 4°	-24.866 2°	s											×	×
(五八)利亚)	113.706 4°	-24.866 2°			s. x	s. x									×
茨城 (日本)	140.692 7°	36.696 9°	С				С			×	X				

表 6-3 中:

(1) 所列的 8 个站有的是欧洲航天局的,有的是欧洲航天局 根据合同借用的;

(2)各站跟踪系统的工作频率均在超高频(UHF)以上,甚高频(VHF)系统已经淘汰;

(3)全部系统采用了三种不同测量方式的设备,这三种测量 方式是:测距(音频测距)、多普勒、天线角。

具体的跟踪测量系统有三种:一是音频测距;二是数据采集遥 控和跟踪系统(DATTS)测距;三是深空跟踪系统(DSTS)测距和

多普勒。

(1) 音频测距系统。

音频测距系统是适用于多种轨道类型、多种航天器的通用测距系统,它利用音频(正弦)信号传播中的时间延迟求出地面站与航天器间的距离。这种测量方法要求适当选择测距音频,选择时要考虑两个因素:一是为提高测量精度要选择较高的音频。二是要考虑测距主音频和解模糊的次音频所占的频谱宽度。二者协调折衷,选出音频测距系统的主次音频。ESA 音频测距系统选择的工作频率是:主音频为 100 kHz,次音频为 20 kHz,16 kHz,16.8 kHz, 16.16 kHz,16.032 kHz 和 16.008 kHz。

(2) DATTS 测距。

该测距系统是为 1977 年 11 月发射的 METEOSAT 卫星设 计的专用系统。对该系统的使用要求主要有两条:一是要能精确地 测量卫星的位置;二是符合国际电联对该系统的奥登瓦尔德地面 站辐射强度的限制。该系统采用了伪随机序列解模糊的音频测距 体制,测距音频是 160 kHz, 伪随机 PCM 码与音频复用, 用于解模 糊,并尽量减少各种频谱单元的功率通量。该系统以堲登瓦尔德的 DATTS 地面站为主,在库鲁设置陆基转发器(奥登瓦尔德与库鲁 有良好的几何基线)。在 METEOSAT 卫星上有两个应答器, DATTS 的 160 kHz 测距音频与解模糊的伪随机序列组合,调制 到 2 101.5 MHz 的上行载波上,发送给卫星,该上行载波由星上 第一个转发器变换成 1 691 MHz 后发出。1 691 MHz 信号—路由 奥登瓦尔德地面站接收,解调出测距音频,用测距音频的相位延迟 确定双向距离(DATTS 地面站===-卫星)。另一路由库鲁的陆基 转发器接收,变换成2105 MHz,再发给卫星,由卫星上的第二个 转发器变换成1694.5 MHz 后再发出,最后由奥登瓦尔德地面站 发器)。
(3) DSTS 测距。

DSTS 是 ESA 根据它的第一个深空任务——GIOTTO(1985 年7月发射)的需要设计的。对该系统的主要要求是:①能够接收 信噪比很低的信号;②能够精确确定多普勒频移和多普勒变化 率。DSTS 可以测量距离和多普勒频率。距离测量用的是测距音频,多普勒测量采用相干应答方式。其上行频率是S波段,下行可 以是S波段也可以是X波段。

ESA 和欧洲的工业公司经过近 5 年的研究和论证,1985 年决 定发展欧洲数据中继卫星系统(EDRSS),该系统要在西经 44°和 东经 61°上空设置两颗地球同步轨道数据中继卫星。为了提高系 统的可靠性和效率,设想在西经 10°设 1 颗备份卫星。该系统工作 在 S 和 Ka 两个频段,可同时为 4 个用户星服务。最大通信容量: Ka 频段为 2X500 Mb/s,S 频段为 2X5 Mb/s。该系统能够满足 ESA 在 2000 年前后的航天计划的要求,像 NASA"哥伦布"计划 的欧洲飞行器,遥感卫星以及"阿里安娜 - 5"运载火箭和"赫尔墨 斯"航天飞机。

6.2 弹道测量的分类和要求

6.2.1 弹道测量的分类

由于试验和训练目地的差异,弹道测量可以分为两类:一类用 来支持研发工作和评价的精度要求,另一类是支持训练工作,它可 有多个参与者,但对精度要求可放松。一般的弹道测量任务包含以 下 8 个方面;

(1)全高度。远程武器的弹道测量,如弹道导弹、反弹道导弹、 反卫星导弹。

(2) 低高度。增程武器系统弹道测量,如巡航导弹、突防轰

炸机。

(3) 全高度。短程武器地面测距,例如飞机、无人机、导弹(空-空,空-面,面-空,面-面)、陆地车辆。

(4) 全高度。近程武器水面测距,例如飞机、无人机、导弹。

(5)机载武器测距。例如空 - 空格斗、空 - 面武器传递、电子 战、防空导弹的回避、武器操纵评估等。

(6)陆基武器弹道测量。例如大规模陆地演练,近空支援、联合反装甲演练、演习武器评估等。

(7)海基武器系统、固定基线测距。例如空一面武器传递、反 舰武器、电子战、演习评估等。

(8)海基武器系统、移动基线测距。例如大规模演练、反舰武器、防空武器、反潜武器、演练评估等。

空间飞行器测量任务分为:

(1) 各种高度航天器的轨道测量(定轨);

(2) 各种高度航天器的速度测量(测速);

(3) 各种高度航天器的姿态测量(定姿);

(4) 航天器再入过程的综合数据测量,包括位置、速度、姿态;

(5) 航天器相对位置、相对速度、相对姿态测量,例如交会、对接、伴随、停靠、在轨操作过程等。

空间飞行器(如卫星、空间站)的测控在第5章中已经讨论。

6.2.2 时空位置信息(TSPI)的要求

飞行试验和训练对 TSPI 的要求是很相似的,其差别主要在 于数据管理和利用。

1. 试验要求

新武器系统的试验中要求有非常精确的位置和速度基准系统。此外,许多武器系统对加速度和姿态基准也有严格要求。美国国防部弹道测试中利用了各式各样的系统,包括跟踪雷达、激光跟

踪器、高精度光学跟踪仪和能提供 TSPI 的测试系统。被试验的系 统包括炸弹和导弹武器系统、靶机系统和导航系统。过去,大多数 试验是在可控区域的测试靶场范围内进行的。采用新技术的现代 武器系统已经提出新的和独特的技术保障要求。例如,导弹发射试 验中要求有成本效益好的可自由使用的 TSPI 测试系统。导弹的 种类可从小型战术高速机载导弹到大型战略地 - 地导弹。许多现 代武器系统要求在横跨大陆和海洋的广阔区域内进行试验,在这 些地区直接设置跟踪测试设备往往是很困难的。大多数试验程序 并不要求在受试飞行器上实时获得高精度的 TSPI,然而许多情况 下,必须能实时地得到试验平台的位置信息以满足安全要求。对位 置/速度信息的实时要求必然要考虑技术实现方法和所需的成本。

对测试基准的精度要求随武器系统而变化。经验法则是,测试 基准的精度要比受试系统高一个数量级左右。然而,精度常受限于 能否得到一个成本效益好的测试系统。

根据美国三军(陆、海、空)领导委员会(TSSC)对国防部 22 个 导弹测试系统的测量鉴定结果,表 6-4 用 7 个不同参数概括了飞 行器试验和训练中的精度要求,据此可考察 GPS 的适用性。可以 看出,除精度为 0.3~3 m 外,GPS 能满足大部分性能要求,目前 DGPS 可达到的精度为 0.1 m。

在导弹跟踪测量中采用 GPS 具有独特价值。首先,导弹是不可回收的,在每次试验后设备均被破坏,这使得成本成为考虑的主要因素。此外,在导弹应用中,体积、重量也是关键问题,这导致采用 GPS 转发器技术。对 GPS 导弹跟踪测试系统的两个主要要求 是测距的安全性与弹道轨迹的精确测定。测距的安全性是指必须 实时地测定导弹位置,以便在紧急情况下能及时采取校正措施。除 有实时要求外,通常弹道轨迹的精确测定是在飞行后完成的。

	性能 参数	空中	陆地	海上 (固定)	海上 (移动)	远程	增程	短程 (陆地)	短程 (水上)
实	位置/m	61	$\begin{array}{c} 4.6\\ \sim 9\end{array}$	61	305	6~30	6	30	30
时精	<u>速度</u> (m・s ⁻¹)	$\begin{array}{c} 0.03 \\ \sim 4.6 \end{array}$	0.9 ~ 2.7	30	_	$0.15 \sim 1.5$	1.5	$\begin{array}{c} 0.3 \\ \sim 6 \end{array}$	$\begin{array}{c} 0 & 3 \\ \sim 6 \end{array}$
度	<u>数据率</u> s ⁻¹	$1 \sim 20$	$ \begin{array}{c} 1 \\ \sim 10 \end{array} $	5	1.5	20	20	1~ 100	1∼ 20
	位置/m	61	$\begin{array}{c} 1.8 \\ \sim 9 \end{array}$	3	未定	$3 \sim 6$	9	4.7	1.7
事后	<u>速度</u> (m・s ⁻¹)	0.03 ~4.6	$\begin{array}{c} 0.9 \\ \sim 2.7 \end{array}$	$0.03 \\ \sim 1.5$	_	$0.003 \sim 0.03$	$0.003 \\ \sim 0.006$	$\begin{array}{c} 0.03 \\ \sim 3 \end{array}$	$\begin{array}{c} 0.03 \\ \sim 3 \end{array}$
覆盖	高度/km	$\begin{array}{c} 0.3 \\ \sim 30 \end{array}$	0 ~3	$0.3 \\ \sim 18$	$ \begin{array}{c} 0 \\ \sim 18 \end{array} $	90	$\begin{array}{c} 0.3 \\ \sim 9 \end{array}$	$0 \sim 30$	$0 \sim 30$
	距离/km	55.6 ~111	56×56	$140 \\ \times 140$	× 900 620	280 ×3 560	$185 \\ imes 1 \ 112$	93×278	230 × 370

表 6 - 4 **ΓSPI** 要求综述

2. 训练要求

在模拟战斗中进行训练,训练要求与模拟战场或空中格斗的 参与者(士兵、坦克、战车、直升机、飞机等)有关。在训练中要确定 新武器系统的战术性能,主要的测度设备是位置和速度测试系统、 数据链、记录仪、中央处理器和显示装置。对位置和速度的精度及 数据率要求与参与者(士兵、战斗机)的动态及训练目的(战术、部 队训练)有关。

通常,精度要求随能得到的成本效益好的测试系统而定,人们 总是力图改善精度而降低成本。武器系统在战场训练测试中要求 高精度和实时的位置数据。对非视线武器系统要求提供1m的位 置精度。

6.3 GPS 飞行器跟踪与测量系统

6.3.1 概述

GPS 系统应用于导弹外弹道测量,既可实时测定导弹的位置 和速度,又可经事后处理得到精确的弹道参数。美国国防部自 20 世纪 80 年代初组建三军 GPS 协调委员会,专门研究 GPS 用于靶 场外弹道测量的潜力以来,曾进行多次试验,取得很好的结果。他 们的结论是,GPS 适用于绝大多数靶场试验,是一种有生命力的 外弹道测量手段,比现有靶场外测技术成本低、技术先进。该委员 会归纳了各种运动目标的物理特性、动态特性以及外测精度要求, 提出了一个标准化 GPS 外测设备系列,组织有关公司研制、生产。

国内外一直广泛使用的无线电跟踪测量系统,随着武器性能的日益改进已越来越不能满足外弹道测量的需要,其主要缺点是: ① 雷达测量误差随距离增大而增大,不能高精度测定远距离目标的位置;② 雷达设备庞大,不便于搬迁以及站址定位困难,不能迅速适应试验地点和射向的变化;③ 常规雷达不能作多目标跟踪; ① 因为天线的惰性,常规雷达不能跟踪近距离内极高速度的目标。相控阵雷达虽能克服后两项的缺陷,但价格昂贵。因此,采用技术先进、使用方便、成本低的 GPS 外测系统是十分必要的。

GPS 系统虽是一个精密的导航系统,但美国的实践表明,它 可成功地用于外弹道测量,作为靶场的时空信息数据源。GPS 外 测系统与无线电跟踪测量系统相比,具有以下主要优点:① GPS 可提供全球覆盖,任一地方都可作为精密跟踪靶场,适应多场区、 多射向、多变弹道和多落点的需要;② GPS 的测量误差与距离无 关,对远距离目标也能保持很高的跟踪精度,可以连续地进行几乎 全弹道跟踪,这对于提高鉴定战略导弹制导、命中精度至关重要; ③ 可以跟踪低空目标,这对于巡航导弹和低高度再入体跟踪很有 利;④ GPS 可以同时跟踪多个目标;⑤ GPS 可取代现用大型外测 设备,仅保留遥测设备,因而可大大降低试验费用;⑥ GPS 跟踪可 获得更精确的速度数据;⑦ GPS 可提供精密时统信息。当然,利用 GPS 技术跟踪测量导弹外弹道,需要考虑并解决许多的特殊 要求。

GPS 外测系统既不同于导航定位,也不同于精密定位。为了 靶场安全,外测系统要对导弹进行不间断的跟踪测量,计算导弹的 瞬时落点。为鉴定导弹的制导系统,要事后进行精密处理,精确地 确定导弹的弹道。也就是说,靶场安全需要使用实时的时空信息, 而弹道的精确测量需要有事后详细分析能力的极精确的时空信 息。为完成以上两项任务,GPS 外测系统应满足以下要求:

(1)应能快速捕获卫星信号,并能在极高动态条件下保持锁 定状态;

(2)为了精确确定弹道,需要给出高精度的位置和速度数据;

(3)在多发射体的情况下,跟踪系统应能同时跟踪多个目标(导弹);

(4) 跟踪系统要能跟踪远程目标;

(5)为了进行事后处理,提高定位精度,跟踪系统应能事后 重放。

以上要求,使 GPS 导弹外测系统比一般导航、精密定位的 GPS 接收机复杂些,性能更好些。但是,外弹道测量的两个重要特 点为简化弹上 GPS 跟踪设备提供了基础,即外弹道测量一般不需 要导弹的绝对位置,所需要的是相对于地面某一基准点的精确位 置,但这些位置参数并不需要提供给导弹本身,而是靶场指挥和技 术人员需要得到这些位置参数。这是 GPS 外测系统与一般导航定 位的重要区别。因此,根据以上特点,可以尽量简化弹上跟踪测量 设备,而将复杂的设备放置在地面站上。目前,在实施 GPS 外测系 统中,有两种基本方案,即弹载接收机系统与弹载转发器系统。由于外弹道测量只需要测定导弹相对基准点的位置,这两个系统都 采用相对定位方法。

6.3.2 TSPI 用户设备的概念性描述

基于 GPS 的时空位置信息系统 TSPI 数据可由机载接收机 或转发器获得。接收机可用伪距和 ∂ 伪距测量值形式或笛卡尔坐 标系中的位置和速度测量值提供 TSPI 数据,前者所需的机上数 据处理量最小,后者要求有适中的机上数据处理量。在任一种情况 下,测量值都可被记录下来,用作事后处理或在要求实时处理时遥 测发射给地面站(见图 6 - 2)。转发器作为宽带 RF 中继站,采用 S 波段把未经处理的 GPS 信号重新发射给地面站。地面站可按宽带 记录下未处理的信号,用作事后处理,如需实时跟踪,也可用改型 的接收机处理器检测和处理这些信号(见图 6 - 3)。

因为转发器所执行的功能比较简单,与整套接收机相比,其价格、重量和体积都较小。因此,它便于在小型、不可回收的飞行器上 使用。然而,由于转发器重播必须是宽带信号,受频谱分布限制,它 只能同时跟踪有限的目标。

对于可多次重复使用的情况,飞机测试中获取 TSPI 数据的 首选方式通常是采用 GPS 接收机跟踪系统。对于导弹和无人驾驶 飞机,很可能要按照现有体积和设备价格,以及测量性能要求,在 接收机和转发器跟踪系统之间折衷选择。

GPS 接收机——接收机法需要 1~4 个并行通道,以跟踪 L₁ 频率上的 4 颗卫星。如要进行电离层校正,尚需附加 1 个通道,以 跟踪 L₂ 频率。通道数的多少取决于跟踪精度和要求的数据率、飞 行器动态和是否有惯性系统辅助载波环路。

通常,少于4个通道的配置必须顺序跟踪4颗卫星信号。因此,在一段时间内,某个卫星信号可能不被跟踪。当接收机重新返

回到未跟踪的信号时,它应当先对这个信号进行频率牵引,然后重 新开始跟踪。在高动态应用中,伪距和δ伪距信号中的误差可能会 增大到跟踪环的牵引区域之外。为了消除这种可能性,可利用惯性 系统辅助接收机以补偿动力学引起的信号误差,或采用非时序接 收机(多通道接收机)配置。根据是否能得到惯性系统信息和它与 时序 GPS 接收机组合的复杂程度,以及非时序接收机超出时序接 收机的价格来决定采用哪一种措施。



图 6-2 GPS 接收机测量系统概念框图

接收机可提供位置和速度数据或简单地测量伪距、δ伪距和 时间,根据这些参数可以导出 TSPI 解。对于实时处理,上述两种 格式的数据都可遥测发射给地面站。地面站由基本的遥测接收机 和记录设备以及数据处理逻辑线路组成。接收机法的特点是机载 其它仪器设备可利用 GPS 时间数据作为时间基准标记。 GPS 转发器如图 6-3 所示,转发器法可用两种方式实现:一 是实时接收转发信号,另一种是先对下变频 S 波段信号进行宽带 记录,接着实行数据处理(现行的 SATRACK 系统)。两种转发器 方式都可使用同一个机载转发器,而后者需增加相当多的地面支 援设备和费用。



图 6-3 采用 GPS 转发器的跟踪测量系统

采用磁带记录仪的转发器系统,其主要优点是能防护由信号 衰减、天线遮挡和高加速度或加速度引起的信号丢失。对于实时转 发器方式,为防备信号丢失应进行模式变换,从跟踪(数据收集)模 式变换到捕获/再捕获模式,而在低信噪比或高动态环境中,这将 会引起扩散的数据损失。这种现象可借向远距接收机提供机载 IMU 遥测数据构成的辅助信号来缓解。

两种转发器法都包含能转播 L1 和 L2 GPS 信号的宽带中继

器,转播频域从 S 波段(2.20 ~ 2.29 GHz)到 UHF 波段,这些转 发信号由地面终端进行数据处理。实时转发器法要求地面站 GPS 接收机能捕获和跟踪 4 个转发的 GPS 信号,以测量伪距和 δ 伪 距。记录仪式转发器仅简单地把接收信号下变频到 GPS 码带宽 (C/A 码为 2 MHz,P 码为 20 MHz),然后进行数字化和记录下变 频信号,再用一个专门设计的事后处理接收机从磁带上提取和"接 收"4 个(或更多)GPS 卫星信号。

两种方法都将在每个信号上引入从飞行器到地面站的公共传 播延迟和公共δ伪距(多普勒频移)。这些"偏置误差"可用一个双 曲线的4卫星导航解来消除。两种转发器除消除S波段接收机外, 都要求地面站上有一个标准的L波段GPS接收机以增强电离层 校正和信号捕获,它们也要求在飞行器上安装有精心设计的L和 S波段天线,以使相位误差减至最小,同时要求地面站有一个增益 相当高的天线。

6.3.3 TSPI 配置

在 TSPI 系统配置中采用 GPS 接收机和转发器以达到要求 的精度,并把有关数据转发给指挥与控制(C²)中心,以保证测试的 安全性和实时监控,同时进行数据存储,以便事后处理。因为被测 试的飞行器种类在大小、动态和所受环境上有较大差异,所以 TSPI 配置也不同。现有 4 种配置形式可满足试验和训练的大部分 共性要求。每种配置都把 GPS 接收机或转发器作为主要的 TSPI 系统信号源和向控制中心传输数据的通信系统。

第一种配置如图 6-4 所示,它适用于 GPS 接收机和通信系统都装在飞行器、吊舱或人携带的背包中。从飞行器动态或数据率要求考虑,还应配置能辅助 GPS 接收机的 IMU。系统结构中有一个双向通信组件,用来向控制中心转发 TSPI 数据,并从控制中心接收指令信号。受视线限制,在需要中继转播的情况下,还应有中

继通信系统。控制中心包含 TSPI 和 C² 数据处理器、通信系统和 差分 GPS 台。后者根据测试环境和精度性能指标要求来选择。

第二种配置适用于飞机吊舱的 TSPI 系统(见图 6-5),它利 用飞机上可供使用的 GPS 接收机。假设通过 1553 数据总线或专 用线路向飞机吊舱传输 TSPI 数据,根据需要也可由 IMU 提供辅 助信号。除 1553 总线外,这种系统配置与图 6-4 所示相同。

第三种配置是按采用转发器方案设计的(见图 6 - 6),它广泛 适用于各类导弹、无人驾驶飞机和飞机,根据需要也可选用转发器 信号接收机的 IMU 辅助以及转发器输出信号的数字化和编码操 作。机上(或弹上)数据天线既可发射从转发器来的变频信号,也可 发射数字化数据。单独的 C² 天线向被试飞行器发出指挥信号,为 了清晰,图中未示出单独的接收指挥信号的机上通信系统。

图 6 ~ 7 示出了适用于舰船的特殊结构。与第二种配置相似, 它也借可供使用的 GPS 接收机作为 TSPI 系统信号源,但没有 IMU 或吊舱界面。此外,它也没有必要设置差分 GPS 台。

6.3.4 TSPI 子系统介绍

1. GPS 参考站

对于 GPS 的标准定位服务的用户,无论是实时定位还是事后 处理,为了得到较高的精度,差分参考是必要的,即可以用较低的 成本满足大多数情况下的弹道测量要求。

最好的 GPS 参考接收机应能同时跟踪所有可见卫星,并为试 验飞行器可能跟踪到的任何卫星提供修正信息。在高动态飞机的 情况下,跟踪到的一组卫星几乎可以是可见卫星的任一组合。一般 来说,差分 GPS 参考站包括参考接收机及天线,用于实时或事后 处理的数据处理器和控制器,数据记录系统以及一些其它外设,如 有必要还可包括一个外部原子频标。对实时应用,参考站要有与数 据链的接口。操作员接口用于对系统初始化、控制参考接收机和对



图 6-4 机上或吊舱接收机(配置1)

.

101



图 6-5 吊舱加可供使用的 GPS 接收机(配置 2)

.



图 6-6 机上或吊舱转发器(配置 3)

数据质量进行监视。

RTCM 一直致力于建立 GPS 参考站差分修正格式,并于 1990年1月1日发布了 RTCM /SC - 104 文件,大部分商用 DG-PS 制造商都采用了这一差分标准,后来 RTCA 又公布了航空中 应用的差分 GPS 格式。此外,各大制造商和某些特殊用户还定义 了自己的差分格式。

2. 数据链

一般来说,商业卖主习惯于用成品通信电台作为数据链。为了 满足多用户的需要,他们采用时分多址技术和多频率的结合。接收 机通过 RS - 232 接口或 RS - 422 接口与调制器相连,然后接到通 信电台,在远程用户端采用同样的接口和顺序相反的连接。在几乎 所有情况下,都具有双向通信能力。



图 6-7 船用 GPS 接收机(配置 4)

美国军方为它的很多系统研制了专用数据链。可用的数据链 还包括蜂窝电话,L 波段和 S 波段遥测系统,现有武器系统数据 链,卫星通信等。实际上,任何 RF 数据链都可用来转发差分 GPS 数据,数据率很低,约为 50 波特量级,但数据链的实现和飞行器动 力学影响最终的速率。

3. 弹载设备

弹道测量中测试平台上的 GPS 接收机和有关仪器依飞行器 动态、精度要求、数据处理模式(实时或事后)以及使用 PPS 或 SPS 而有极大不同,用于低动态飞行器的最小组件应包含 GPS 接 收机,用于事后处理的数据记录仪及 TSPI 产生器,对于高动态飞 行器,GPS 接收机需要由 INS 辅助。接收机的数据接口应与记录 仪或实时数据链相接。 4. 转发器系统

GPS 接收机一直被用于弹道测量,这些接收机接收并处理 GPS 信号,输出位置和速度估值供弹上使用,同时下传到地面设 施进行显示和数据处理。在某些场合应当使用转发器,例如,TSPI 仅在地面需要,并且由于测试飞行器不收回而要考虑 GPS 接收机 的昂贵成本,或弹上没有足够的空间和重量条件提供 GPS 接收 机,或要求对 GPS 数据进行详细的事后分析。

GPS L 波段信号由导弹接收,变频为 S 波段再转发回地面站。导弹上可观测到的所有卫星的组合由地面站接收并处理,地面站的参考 GPS 接收机提供地面站位置坐标、GPS 时间、星历。由于地面站同时使用了一个 S 波段的弹上信号接收机和一个 L 波段的参考接收机,系统实际上成为差分导航系统并具有相对精度优势,再加上 C/A 码具有较强的信号功率,转发器仅使用卫星的 L₁ 频率 C/A 码信号。

合成的 GPS 卫星信号经过滤波、放大后转变到 2 200~ 2 300 MHz之间一个可能的输出频率上,这种输出频率可选择的 特点是允许系统采用频分多址传输同时跟踪几个导弹。

弹上信号通过地面站的遥测接收天线接收,该天线在典型情况下是一个高增益抛物反射面天线。为了在远距离情况下使弹上 遥测发射器功率最小,这种数据链天线是必要的。

GPS 转发器既有优点又有缺点,它在价格、消耗功率、体积、 重量等方面都占有优势,可以比 GPS 接收机更快地捕获信号和提 供 TSPI 解。由于参考接收机的辅助,转发器可以比弹载接收机跟 踪更低电平的信号,并允许被跟踪目标有较大加速度(>20 g)。主 要缺点是要求下传数据链较宽的频带(C/A 码 2 MHz,P 码 20 MHz)和高增益遥测天线以跟踪用户飞行器。

5. 数字式转发器

NAVSYS 公司利用数字技术研制了一种更小、更便宜的转发

器,飞行组件仅 500 cm³,重量为 1.36 kg,使用 28 W 电源。

数字转发器使用了数字微波无线电的最新技术。图 6~8 是其 原理方框图。像传统的模拟转发器一样,L 波段 GPS 信号先要通 过一个 L 波段前置放大器,然后选择 P 码或 C/A 码带宽,经 A/D 转换器采样和数字化,A/D 的输出信号调制到 S 波段载波上。数 字转发器消除了对 IF 频率的要求,减少了对滤波的要求,这就使 整个系统在体积、重量、功耗诸方面减少。当然,数字式转发器的最 主要优点是可以直接以任何常规的编码技术进行编码。



图 6-8 飞行器数字转发器及处理系统

6.3.5 TSPI 的精度特性

1. 位置精度

美国军方联合规划办公室(JPO)用 C/A 码接收机进行了试验,并完成了差分处理和分析,结果见表 6-5。P 码接收机的差分

试验也在多种条件下进行(见表 6-6),激光系统作为各种试验的 参考基准。P码和 C/A 码之间位置精度相差大约 3 m,P 码精度 (3 drms)在 2~4 m,C/A 码精度(3 drms)在 6~8 m。结论是 P 码 系统可满足几乎所有高精度、高动态试验与训练要求,C/A 码接 收机也可满足大多数情况下的要求且成本低得多。

-									
	ITAD	任务号 飞行器	接收机	误差 /m					
н <u>л</u> (в)	仕分ち			VLEP	CEP	SEP	3 drms		
1987 年 8 月	5	Static	T1 420	6.1	3.1	7.3	5.7		
1987年8月	5	Truck	T1 420	4.9	2.8	6.2	6.0		
1987年11月	1	U - 21	Tans2ch	3 2	1.7	6.5	6 2		
1989年1月	1	Bac 1 – 11	T1120	3.7	5.0	7.3	8 1		

表 6-5 JPO C/A 码差分 GPS 试验结果

n+ 63	计复口	-7/ 4-1 時日	+** 116 +11	误差/m				
时引 [8]	仕分亏	飞行番	接收机	VLEP	CEP	SEP	3 drms	
1985年11月	1	Static	R/C 3A	1.3	1.3	2.1	2.5	
1986年10月	1	Conv 440	TI INAV	1.1	2.3	2.8	2.7	
1988年11月	1	B - 32	R/C 3A	1.8	1.9	3.0	3.5	
1988年12月	1	Truck	R/C 3A	1.3	1.1	1.9	2.1	
1989年1月	4	Bac 1 - 11	R/C 3A	2.3	2.5	1.0	5 0	
1989年2月	1	RC - 135	R/C 3A	1.8	2.0	3.1	3.6	
1989年5月	1	Bus	R/C 3A	1.3	0.8	1.7	2.3	
1989年5月	1	F - 16	R /C 3A	1.1	1.1	2.0	3.0	
1989年6月	1	RC - 133	R/C 3A	1.6	1.2	2.3	38	
1989年10月	6	C - 141	R/C 3A	1.1	1.5	2.1	3.1	
1990年9月	8	T - 39	R/C 3A	1.4	1.6	2.5	2.9	

表 6-6 JPO P 码差分 GPS 试验结果

2. 速度精度

GPS 速度精度的确定要困难得多,因为缺乏参考基准系统, 激光跟踪器的速度精度也只有 0.2~0.3 m/s,这对确定 GPS 速 度精度是不够的。JPO 采用激光雷达、INS、地形匹配组合方法,在 1-σ可达位置精度 1 cm,速度精度 0.3 m/s。以此为基准得到差 分 GPS 在三轴上的标准差为

东向 0.03 m/s;

- 北向 0.03 m/s;
- 垂向 0.05 m/s。

对高速、2~3g加速度的火箭试验表明,无辅助的接收机速 度精度很差,在最大加速度的表达误差为2m/s。

6.3.6 导弹位置和速度的解算

由于转发接收机接收的 GPS 卫星信号是导弹上转发器转发 来的,它所测得的伪距是卫星 - 导弹 - 接收机距离和的伪距,所 测的多普勒频移是导弹相对卫星运动和接收机相对导弹运动所产 生的多普勒频移之和。参考站 GPS 接收机和转发站接收机相距不 远,具有精确的已知坐标,为消除接收机钟差及其不稳定的影响, 两接收机共用一个频率源和时间基准。

设伪距测量方程为

$$\rho_0(t_i) = R_0(t_i) - C\Delta t_{R_i} - C\Delta t_{SV} \qquad (6-1)$$

 $\rho_{1}(t_{i}) = R_{m1}(t_{i}) + R_{g1}(t_{i}) - C\Delta t_{Ri} - C\Delta t_{SV} \qquad (6-2)$

式中 ρ_0, ρ_1 ——参考站和转发地面站伪距;

 R_0 —— 相应于 ρ_0 的真实距离;

- R_m——卫星到导弹的距离;
- R_{e1} —— 导弹到地面站的距离;
- Δt_{sv} —— 时刻 i 被观测卫星钟差;
- $\Delta t_{R_{l}}$ —— 地面接收机钟差。

差分观测量的定位模型为

 $\Delta \rho(t_{i}) = \rho_{1}(t_{i}) - \rho_{0}(t_{i}) = R_{m1}(t_{i}) + R_{g1}(t_{i}) - R_{0}(t_{i})$ (6-3) 该方程中由于地面两个接收机共用一个时钟而使差分消除了接收 机钟差。因该方程是对同一卫星而列写的,卫星钟差也不复存在。 卫星位置和两个地面接收机位置已精确已知,仅由差分方程求解 导弹位置(含于 R_{m1} 中)。

类似地,有伪距变化率差分方程

 $\Delta \dot{\rho}(t_{r}) = R_{m1}(t_{r}) + \dot{R}_{g1}(t_{r}) - \dot{R}_{0}(t_{r}) \qquad (6-4)$ 对 3 颗卫星同时观测即可解出导弹的 3 个速度分量。

美国国防部 GPS 弹道测量应用联合规划办公室(RAJPO)近 年来开发研制了一系列用于试验和训练的 TSPI 设备,包括高动 态仪器组件(HDIS)、参考接收机/处理器(RR/P)、C/A 码接收机 (CACR)和数据链系统,还有转发器及地面设施。HDIS 是 5 通道、 PPS 授权的 GPS 接收机,可装在 5 in(1 in=2.54 cm)的空中拦截 导弹吊舱上,它包括天线系统、接收机/处理器、可变距离模块接 口、电源调节以及电缆和接头。HDIS 可与 IRU 组合并可工作在差 分模式,它们与数据链转发器、固态记录器一起装入 5 in 的导弹 吊舱内,构成一个自主的仪器包,安装在机翼的武器架上,当然也 可安装在飞机内。

RR/P包括 HDIS 接收机、伪距修正产生器、导航修正处理器、可变距离模块接口和气象传感器、控制显示器。RR/P向数据链提供数据输出,以便发射给试验或训练飞行器和主计算机处理系统,它可跟踪 8颗卫星的伪距修正、伪距修正变化率、原始伪距、气象参数和卫星信息。它在 PPS 和 SPS 模式都可工作。

测距数据链(RDL)工作在1350~1530 MHz(L波段),一个 RDL 网可以容纳2000个地面、机上收发机,每秒分为330 时间单 元,每个单元内允许一个收发机发射信号,一个收发机可以根据它 的通信需要被分配占用若干时间单元,并且这种分配由系统自动 完成。在多网络协同工作时,需要设置特别的公用时间单元以作系 统控制用。

为了补充或增强 GPS 星座,有时也采用地面伪卫星。RAJPO 开发的 GPS 接收机都能接收伪卫星信号。地面伪卫星和 GPS 卫 星信号的主要区别是导航信息的内容不同,当然,星历也不相同。

隶属于美国陆军的 GPS JPO 于 1979 年 12 月完成了首次差 分 GPS 试验,先后采用过 TI - 4100 接收机和 Collins 3A 接收机, 建立了分布在新墨西哥、加里福尼亚、弗罗里达等地的地面参考站 网,以支持国防部的导弹试验计划。美国陆军正在使用一个 DGPS 系统,可容纳 24 个参战者包括飞机、直升机、地面目标,以评估机 载跟踪传感器。关键的问题是要能收集地面崎岖不平的地形中的 目标数据。GPS 修正信息每 10 s 广播一次,基站收集每个参战者 的识别码、位置、速度,这些信号显示在高分辨率的彩色显示屏上 并辅之以数字地图背景,以实时地支持目标环境。

6.4 远程武器弹道的测试分析

全高度、远程武器弹道测试系统所覆盖的区域约为 100× 600 n mile²。主要测试项目在导弹的发射区和再入区。

6.4.1 TSPI 要求

武器测试对 TSPI 测量精度的要求如表 6-7 所示。

1. 弹道导弹

为保证测试安全,在瞬时命中预测(IIP)计算中通常要求位置 和速度测量信号要有良好的实时性。具体要求与导弹弹道和其相 对防护区的位置有关。在助推段要求验后速度精度为 1.5 cm/s, 以分离制导误差的影响。

对再入大气层物体(RB),因为没有测试安全问题,对 TSPI

信息的实时性没有严格要求。测试过程的目视显示采用 300 m 位 置精度。事后精度对位置测量的要求与机动再入飞行器(MARV) 的武器系统分析密切相关。

表 6-7 TSPI 要求

		弾道	导弹		4045	
	例 瓜 参 蚁	助推	再入	ABM	ASAT	
•	实时精度(1σ)					
	位置(X,Y),(Z)/m	304.8	304.8	304.8	304.8	
	速度 \dot{X},\dot{Y}), \dot{Z} /(m·s ⁻¹)	1.22		3.048	1.22	
•	数据率 (#/s)	10	10	10	10	
•	验后精度(1σ)					
	位置(X,Y),(Z)/m	6.096	3.048	15.24	3.048	
	速度 $(\dot{X},\dot{Y}),(\dot{Z})/(m \cdot s^{-1})$	0.015 24	0.03048 ~1.52	1.22	1. 22	
•	记录精度(m - 1σ Circ)	N/A	15.24		0.304 8	
•	测试项目号	1~4	10	1	1	
•	覆盖					
	高度/km	0~ 91.44	0~91.44	91.44	3.084~91.44	
	距离/km	926.6	741.28	426.236	277.980	

全高度、远程武器弹道测试

2. 反弹道导弹(ABM)

由于反弹道导弹的加速度很大,为保证弹道测试安全,其实时 精度是关键参数。具体技术要求与导弹动态性能和计划导弹轨迹 与防扩区的相对位置有关。事后要求与拦截导弹一致,因为它们的 制导律相似。 3. 反卫星导弹(ASAT)

反卫星导弹的事后精度要求与空 - 空及地 - 空拦截导弹相 似。然而,其覆盖区要大得多,实际上远超出靶场边界。在弹上需 要装配能确定脱靶量的记录装置。

6.4.2 非 GPS 弹道测试系统

弹道测试系统在发射区和再入区都采用多重跟踪雷达,特别 强调多传感器跟踪,因为多边弹道测试技术比测角精度差的单个 雷达能提供更高的测试精度。

除地基跟踪雷达外,靶场还要求有其它信号源来支持弹道导 弹的测试。在发射区和再入区应有遥测站来收集导弹性能数据和 测量导弹速度,同时,对海上发射的弹道导弹,利用尾部安装的转 发器,测量发射时舰船的位置与速度。

在终端区,利用声纳浮标式导弹命中定位系统(SMILS)测量 RB的溅落位置,该测量值传输给测试站的弹道测试飞机 (ARIA)。此外,在终端区还释放一个能测量风速和大气密度的无 线电高空测风仪来提供大气环流所引起的脱靶。

非 GPS 弹道测试系统的 TSPI 性能如表 6-8 所示,其中也给 出了要求的测量精度。由表可见,在助推段、再入段及反导弹、反卫 星测量中都存在不满足要求的项目(如速度精度、高度范围)。

6.4.3 GPS 弹道测试系统

在弹道测试的发射区和再入区都要配置转发器信号接收机, 以实时获得跟踪信息。另一个 GPS 测试手段是便携式 GPS SMILS,它代替非 GPS 弹道测试系统中的固定 SMILS。发射区和 再入区的差分 GPS 台的功用是保证在弹道导弹测试分析中有足 够精确的事后测量精度。与 GPS 转发器装在一起的无线电高空测 风仪可提供再入区内精确的风速测量值。

表 6-8 要求与非 GPS 系统性能的比较

	弹道导弹(助推)		弹道导弹(再人)		ABM		ASAT	
测 试 参 致	要求	性能	要求	性能	要求	性能	要求	性能
实时精度(1σ)								
位置(X,Y)/(Z)/m	304.8	60.96	304.8	91.44	304.8	91.44	304.8	60.96
速度 $(\dot{X},\dot{Y})/(\dot{Z})/(\mathbf{m}\cdot\mathbf{s}^{-1})$	1.22	6.1		9.25	3.048	9.14	1.22	3.048
数据率(#/s)	10	10	10	10	10	10	10	10
验后精度(1σ)								
位置(X,Y)/(Z)/m	6.096	6.096	3.048	3.048	15.24	3.048	3.048	15.24
速度(X,Y)/(Z)/(m・s ⁻¹)	0.015 24	0.015 24	$0.030 \sim$ 1.524	0.060 96	0.914 4	0.060 96	0.914 4	0.914 4
记录精度(m-1σ Circ)			15.24	15.24			1	1
测试项目号	$1 \sim 4$	$1\!\sim\!4$	10	1	1	1	1	1
覆盖								
真 庄 /lem	0~	3.048	0~	6.096~	01 44	3.048~	3.048	3.048~
同戊/KIII	91.44	\sim 91.44	91.44	91.44	91.44	91.44	\sim 91.44	91.44
距离/km	926.6	926.6	741.28	741.28	426.236	277.980	277.980	277.980

全喜度 远程武器弹道测试

413

GPS 弹道测试系统的 TSPI 性能与每个导弹所用的 GPS 测 试设备配置有关。表 6 - 9~6 - 12 列出了系统性能与测试要求。

表 6-9 要求与 GPS 性能的比较

全高度、远程武器弹道测试 测试种类:弹道导弹(助推) TSPI 配置号:3(机上设备舱,C/A 码转发器 - 差分模式)

多多。	നവേ ക	GPS TSPI 性能				
侧试参数	1511安水	近期	远期			
 ・ 实时精度(1σ) 						
位置(X,Y),(Z)/m	304.8	7.62,12.5	7.62,12.5			
速度 $(\dot{X},\dot{Y}),(\dot{Z})/(\mathbf{m}\cdot\mathbf{s}^{-1})$	1.22	0.0183, 0.0335	0.0183, 0.0335			
• 数据率(#/s)	10	10	10			
 验后精度(1σ) 						
位置(X,Y),(Z)/m	6.096	1.828 8, 3.048	6.076, 3.048			
速度 $(\dot{X},\dot{Y}),(\dot{Z})/(m \cdot s^{-1})$	0.015 24	0.006, 0.009144	0.006, 0.009144			
・ 记录精度(ft-lo Circ)						
• 测试项目号	1~4	4	4			
• 覆盖						
高度/km	0~91.44	0~91.44	0~91.44			
距离/km	926.6	926.6	926.6			

表 6-10 要求与 GPS 性能的比较

全高度、远程武器弹道测试 测试种类:弹道导弹(再入)

TSPI 配置号:3(再入导弹 C/A 码转发器 - 差分模式)

· 注 · 关 *	ாலா கூ	GPS TSPI 性能			
例风参数	1 SFI 安水	近 期	远 期		
 ・ 实时精度(1σ) 					
位置(X,Y),(Z)/m	301.8	7.62,12.5	7.62,12.5		
速度(\dot{X},\dot{Y}),(\dot{Z})/($\mathbf{m}\cdot\mathbf{s}^{-1}$)	0.018 3 0.033 5	0.0183. 0.0335			
• 数据率(#/s)	10	10	10		
 验后精度(1σ) 					
位置(X,Y),(Z)/m	3.048	1 828 8, 3.048	1.8288, 3.048		
速度(X,Y),(Z)/(m・s ⁻¹)	0.030 $18 \sim$ 1 524	0.006 1, 0.009 11	0.0061, 0.00911		
 记录精度(m-1σ Circ) 	15.24	15.21	15 21		
• 测试项目号	10	10	10		
• 覆盖					
高度/km	0~91.11	0~91.44	0~91.11		
距离/km	741.280	741.280	741.280		

1. 弹道导弹

由表 6-9 和 6-10 可以看出,通过采用弹上转发器和在测试 区配合使用差分 GPS 台,弹道导弹的助推和再入段测量性能均能 得到满足。助推测量中转发器可安装在设备舱,在助推和再入测量 中也可安装在 RB 中。 助推和再入测量中都要求采用 IMU 以对地面接收机提供辅助信息。在数据的事后处理中,也要求收集 IMU 数据,以填补 GPS 信息丢失的空隙。

表 6-11 要求与 GPS 性能的比较

全高度、远程武器弹道测试

测试种类:反弹道导弹(ABM)

TSPI 配置号:1(弹上 C/A 码转发器,GPS 转发器接收机(IMU 辅助) 3(弹上 C/A 码接收机)

测试参数	TCDI 亜 七	GPS TSPI 性能				
	1511安水	近期	远期			
 ・						
位置(X,Y),(Z)/m	304.8	9.14,15.54	9.14,15.54			
速度 $(\dot{X},\dot{Y}),(\dot{Z})/(\mathbf{m}\cdot\mathbf{s}^{-1})$	3.048	0.0183, 0.0335	0.0183 0.0335			
• 数据率(#/s)	10	10	10			
• 验后精度(1o)						
位置(X,Y),(Z)/m	15.24	5.4864, 9.144	5.4864, 9.144			
速度(\dot{X},\dot{Y}),(\dot{Z})/(m · s ⁻¹)	0.914 4	0.0061,	0.006 1,			
 记录精度(m-1σ Circ) 						
• 测试项目号	1	1	1			
• 覆盖						
高度/km	0~91.44	0~91.44	0~91.44			
距离/km	426.236	426.236	426.236			

表 6-12 要求与 GPS 性能的比较

全高度、远程武器弹道测试

TSPI 配置号:1(弹上C/A 码转发器)

	TODI 亜 击	GPS TSPI 性能				
测试	1 SP1 安水	近期	远期			
 ・ 实时精度(1σ) 						
位置(X,Y),(Z)/m	304.8	91.44, 15.544 8	91.44, 15.544 8			
速度(X,Y),(Z)/(m・s ⁻¹)	1.22	0.018288, 0.0335	0.018288 0.0335			
• 数据率(#/s)	10	10	10			
 验后精度(1σ) 						
位置(X,Y),(Z)/m	3.048	5.4864, 9.144	5.4864, 9.144			
速度(X,Y),(Z)/(m・s ⁻¹) ・ 记录精度(ft-1σCurc)	0.914 4	0.006 1, 0.009 1	0.006 1, 0.009 1			
• 测试项目号	1	1	1			
• 覆盖						
高度/km	3.048~91.44	3.048~91.44	3.048~91.44			
距离/km	277.980	277.980	277.980			

2. 反弹道导弹

借用弹上转发器或接收机,反弹道导弹的 TSPI 性能很容易 满足测试要求,一般不需要采用差分 GPS 模式。由 ABM 供给的 IMU 数据必须发送给地面接收机,以便提供码跟踪和载波跟踪所 需的辅助信息,并根据高空或低空拦载来选择大功率或小功率转 发器。

测试种类:反卫星导弹(ASAT)

在大加速度环境中,用 IMU 数据向地面接收机提供跟踪辅助信息有时不一定可靠。若转发器配置效果不好,仍可用 ABM IMU 直接辅助弹上 GPS 接收机获取 GPS 测量解。

3. 反卫星导弹

通过采用弹上大功率、非差分模式转发器可以满足反卫星导 弹的 TSPI 测量要求。

6.4.4 GPS 使用中需要考虑的几个问题

把 GPS 系统用于全高度、远程武器弹道的测试,需要考虑下 面一些与技术风险有关的问题。

1. 天线

主要问题是构造一个可安装在导弹设备舱或 RB 的天线,它 应与视线角无关而保持均匀的相位和增益特性。对反卫星导弹而 言,是难以找到适合的曲面面积。

2. 组件封装

设计中要考虑导弹上有没有足够的空间来安装成套测试设备。这个问题看来只在反卫星导弹上比较突出,即使是只安装转 发器。

3. 遥测带宽

在采用转发器配置时应考虑遥测带宽问题。若弹道导弹测试 中有 10 个 RB 需要跟踪和测量,信号频谱要求将接近 30 MHz,它 已超出分配给测试靶场用户的带宽。在大多数测度情况下,可被跟 踪和测量的 RB 最多不应超过 3 个,以免使遥测带宽容量饱和。

4. GPS 接收机的初始化

为保证测试安全,必须从受试导弹上实时获取 TSPI 信息。因此,弹上或地基转发器信号接收机要在导弹发射前通过井下发射导弹的外部天线截获和跟踪卫星信号。对潜艇发射的导弹,在导弹离开发射筒后转发器接收机才能截获得转发的卫星信号,因此,接

收机必须能迅速锁住以提供轨道信息,为保证信号快速捕获,应在 离开发射筒的最初几秒向接收机提供先验的导弹发射条件。反卫 星导弹虽然不那么苛刻,但也有类似问题。在这种情况下,应由导 弹 TSPI 信息支持,以快速实现转发卫星信号的截获。

5. 电子干扰

反弹道导弹要在电子干扰环境中进行测试。应当采取措施,保 证遥测网络不会被损害,以免危及测试安全。类似地,在导弹助推 段和再入段也应注意防范尾流产生的干扰。

对反弹道导弹与反卫星导弹而言,采用 GPS 系统既有有利的 一面,也有某些风险。所谓风险,对于反卫星导弹,它与转发器的尺 寸大小有关,而对反弹道导弹,是指 GPS 能否承受高动态环境。但 随着固态微电子器件的研制进展,这个问题可明显得到缓解。此 外,从设备的标准化、可携带性及有效率来看,GPS 系统也占有 优势。

参考文献

- Richard A Brooks, et al. GPS Error Budgets, Accuracy, and Applications Considerations for Test and Training Ranges. ADA128955, 1982 (12)
- 2 Richard G Baldwin, et al. GPS Range Applications Study Final Report. ADA128953, 1982(12)
- 3 蔡道济.国外导弹靶场跟踪测量雷达和航天跟踪与数据系统的现状和发展趋势.北京:中国国防科技信息中心,90-001-01-04,1990
- 4 潘科炎编.GPS 在航天器导航和姿态确定领域的应用前景.北京:航天 工业总公司 502 所,1996(10)
- 5 Mclaurine R. 用差分 GPS 精密跟踪军事目标. 张纪生译. 飞行器测控 技术,1995(2)
- 6 Darwin G Abby. Test Range Instrumentation. AIAA, 1994
- 7 张守信,外弹道测量与卫星轨道测量基础,北京;国防工业出版社,1992

第7章 GPS 时间及其应用

7.1 时间基准的基本概念

时间基准是自然科学基础理论及应用科学等领域中最基本的 测量基准。时间基准在天文、大地测量、无线电通信、导航、深空跟 踪和现代军事技术诸方面都扮演着极为重要的角色。早期人们靠 直接、间接观测地球自转的方法来定义和确定时间,利用摆等机械 装置来维护时间系统。近代无线电技术的发展为测时、守时、授时 和时间传输创造了极为有利的条件,大大地促进了与时间、频率相 关的各项近代科学技术的发展。近 30 年来,由于原子频标的问世, 人类重新定义了时间的基准。

随着空间技术的发展,人们开始注意到利用卫星作为中继和 直接利用星载钟作为信号源进行时间传输和比对方式具有良好效 果和巨大效益。子午仪和GPS 在设计中都把传递时间信息作为系 统的一项重要功能,而GPS 由于采用了高精度的星载原子钟,并 有一组阵容庞大的地 - 空原子钟钟群来维护这个精密时间系统, 确立了它在时间传输方面的特殊地位。用户借助于接收GPS 信 号,不仅可以进行定位和导航,还实现了全球覆盖的精密时间比 对。由于它的性能远远优于罗兰-C 和其它现有时间传输手段,在 GPS 全面投入运行后,成为国际间时间传输和比对的主要手段。

从理论上而言,任何一个周期运动,只要它的周期是恒定的且 是可观测的,都可以作为时间的尺度。实际上我们所能得到的时间 尺度只能在一定精度上满足这一理论要求。科学技术的发展对时 间尺度准确性越来越高的要求推动了时间测量水准的不断提高, 观测技术的进步和更加稳定的周期运动的发现使时间单位(s)的 定义也经历了一个相应的变化过程。

1. 世界时

世界时(UT,Universal Time)以地球自转周期为基准,1960 年以前一直作为时间测量的基准。由于地球的自转,太阳会周期性 地经过某个地点上空。太阳连续两次经过某条子午线的平均时间 间隔称为一个平太阳日,以此为基准的时间称为平太阳时。英国格 林威治从午夜起算的平太阳时称为世界时。一个平太阳日的 1/86400规定为一个世界时秒。地球除了绕轴自转之外,还有绕太 阳的公转运动,所以,一个平太阳日并不等于地球自转一周的 时间。

世界时既然以地球自转周期为基准,那么地球自转轴在地球 内的变化(即极移)和地球自转速度不均匀就会对世界时产生影 响。地球自转速度主要的三种变化是:长期变化,它是由于日月潮 汐的摩擦作用引起的日长度缓慢增加;季节等周期现象引起的周 期变化以及地球转动惯量的不规则变化等未知因素引起的不规则 变化。

经对以上主要因素修正得到的世界时为

 $UT_2 = UT_0 + \Delta \lambda + \Delta T$,

式中,UT。是从午夜起算的格林威治平太阳时,是各地天文台或 授时台对恒星位置直接观测并经平滑处理的结果,Δλ为极移改正 值,ΔT,是地球自转季节性变化的改正值。

2. 历书时

历书时(ET, Ephemeris Time)以地球绕太阳公转周期为基 准,理论上讲它是均匀的,不受地球极移和转速变化的影响,因而 比世界时更精确。回归年(即地球绕太阳公转一周的时间)长度的 1/31 556 925.974 7 为一历书时秒,86 400 历书时秒为一历书时 日。但是,由于观测太阳比较困难,只能通过观测月亮和恒星换算, 其实际精度比理论分析的低得多,所以历书时只正式使用了7年。

3. 原子时

原子时(AT,Atomic Time)以位于海平面的铯原子 133 基态 两个超精细结构能级跃迁辐射的电磁波周期为基准,从 1958 年 1 月 1 日世界的零时开始启用。铯束频标的 9 192 631 770 个周期持 续的时间为一个原子时秒,86 400 个原子时秒定义为一个原子时 日。由于原子内部能级跃迁所发射或吸收的电磁波频率极为稳定, 比以地球转动为基础的计时系统更为均匀,因而得到了广泛应用。

虽然原子时比以往任何一种时间尺度都精确,但它仍含有一些不稳定因素,需要修正。因此,国际原子时尺度并不是由一个具体的时钟产生的,它是一个以多个原子钟的读数为基础的平均时间尺度,目前大约有 100 台原子钟以不同的权值参加国际原子时的计算,它们分布在欧洲、澳大利亚、美洲和日本等地,每天通过罗兰-C 和电视脉冲信号进行相互比对,并且不定期地用搬运钟进行比对。国际原子时的最高读数精度为±0.2~0.5 μ s,频率准确度为年平均值±1×10⁻¹³,频率稳定度为 $\sigma(2,r)=0.5~1.0\times 10^{-13},2$ 月< $\tau<n$ 年。

4. 协调时

协调时(UTC,Universal Time Coordinated)并不是一种独立的时间,而是时间服务工作中把原子时的秒长和世界时的时刻结合起来的一种时间。它既可以满足人们对均匀时间间隔的要求,又可以满足人们对以地球自转为基础的准确世界时时刻的要求。协调时的定义是它的秒长严格地等于原子时秒长,采用整数润秒的方法使协调时与世界时之差保持在 0.9 s 之内。

5.GPS 时

GPS 时(GPST,GPS Time)是由 GPS 星载原子钟和地面监 控站原子钟组成的一种原子时系统,与国际原子时保持有 19 s 的 常数差,并在 GPS 标准历书 1980 年 1 月 6 日零时与协调时保持 一致。GPS 时在 0~604 800 s 之间变化,0 s 是每星期六午夜且每 到此时 GPS 时重新设定为 0 s,GPS 周数加 1。

GPS 时的一个重要作用是作为 GPS 轨道确定的精密参考。过 去,GPS 时被保持在主控制站,轨道确定过程中相对于 GPS 主钟 跟踪所有卫星钟,因而每个 GPS 卫星轨道的确定都密切地与主钟 联系起来。在轨道确定中,测量的每个卫星伪距与主钟比较并打上 主钟的时间标记。不幸的是,轨道确定过程并不能把估计的到卫星 的距离误差与钟差分离出来,因此为了得到对轨道良好的估计,主 钟在估计期间必须非常稳定。但由于主控站环境条件不理想,作为 GPS 主钟的铯钟有频率跳跃现象,为了改善这种状况,在主控站 安装了一个硬件钟组,与此同时还开发了一个 GPS 组合钟并已投 人使用,它是由 GPS 系统中所有钟(地面的和星上的)平均而来。 因在轨铷钟的固有性质,它在组合钟中的加权是降低的。

由于 GPS 的时间参考轨道和美国国防部所有与时间有关的 系统都是协调时(定标在美国海军实验室),所以必须有一个方法 能把 GPS 时与协调时联系起来。具体办法是在卫星的导航电文中 发播两个系数,用来确定 GPS 时和协调时之差,用户导航设备利 用给定的公式可以很容易地完成这一运算。

7.2 时间传递技术

由于采用了原子基准,时间测量的精度大大提高,已经达到 10⁻¹⁴量级。然而,用户通过传递媒介得到的时间精度都要低 3~4 个数量级。时间传递精度大大落后于时间测量精度的现象,影响了 精确时间的应用。

时间传递技术的历史是悠久的,只是到了最近十几年才得到 迅速发展。在发明无线电以前,人们曾采用搬运时钟的方法来传递 时间,有人把 80 多台时钟搬运到巴黎,与巴黎的时钟比对,然后再 搬回到原地。

用无线电波发播时间信号开始于 20 世纪初期。我国在 1926 年开始从上海发播无线电时号,当时由法国人主办。1981年7月1 日以后,陕西天文台正式接替上海天文台用短波无线电发播时号, 为国内用户提供标准时间和标准频率信号。短波通过电离层反射 把时号传递给用户,由于电离层高度的变化限制了时间传递的精 度,使短波传递时间的精度只能达到豪秒量级。后来人们发现,其 低频信号的相位十分稳定,精度可以达到微秒量级。用其低频作载 波的奥米加导航系统在 20 世纪 60 年代末期进入工作状态, 它覆 盖了西太平洋、北大西洋和北美地区。除相负导航任务之外,还担 负着发播时间的任务,其授时精度约为100 us。除了奥米加导航系 统,全世界有10个国家建立了近20个其低频发播台。由于美国的 罗兰-C长波导航系统的授时精度比甚低频导航系统更高,这种 地面时号台链结构简单,价格低廉,精度能满足许多用户的需要而 多年来一直受到欢迎,成为目前国际时间基准和频率基准比对的 主要手段。目前的罗兰-C导航系统共有14条台链,44个发播台 站,发射频率为100 kHz,地波覆盖北半球,授时精度1 µs,天波覆 盖全球,授时精度10 μs。陕西天文台于1979年开始试播长波时 号,发射频率和信号格式等与罗兰-C导航系统相同。20世纪60 年代后期到 70 年代,许多国家都试验了用电视信号传递时间的方 法,其精度可达微秒级。目前这一方法已得到了许多国家采用。我 国于 1974 年由北京天文台开始进行无源电视授时方法的试验,已 达到国际水平。

短波、甚低频、长波、电视和其它地面授时系统的覆盖范围、传输方法、精度等很难进一步提高。随着空间技术的发展,利用人造 卫星传递时间变成了现实,它克服了地基系统的许多限制因素,不 仅覆盖范围大,而且由于电离层和对流层只占卫星与地球之间传 播路径的很小一部分,传播路径的折射率接近自由空间值,因而可 以精确估算传播延迟,提高时间传递的精确性。

利用卫星进行首次时间比对是 1962 年在美英两国之间完成 的。当时使用低轨道的通信卫星 TELSTAR,比对精度为 1/us(就 卫星链而言),若考虑到整个链包括从地球站到守时实验室的通信 链,则精度为 20 us。近十几年,由于在通信、导航、空间跟踪、地球 物理、大地测量、射电天文等领域迫切需要精密时间的用户增多, 用各种卫星系统进行时间频率传递越来越受到时频界的重视。目 前可用于传递时间的卫星系统有 TRANSIT(子午仪卫星),其导 航电文含有星载钟的时间,并与协调时保持同步在 10 μs 范围内。 GPS, GLONASS, GOES (Geostationary Operational Environmental Satellite System)是美国国家标准技术局(NIST)(前国家标准 局 NBS)提供的连续时间广播服务卫星系统,有两颗同步 GOES 卫星分别位于赤道上空西经 60°和 136°,可覆盖美国和西半球大 部分地区,GOES 卫星播发的时码由完整的年时间,DUT1 和卫星 当前位置,接收机可以实时计算传输延迟获得±100 µs 时间同步 精度。ATS-1是美国的应用技术卫星,1976年,美国利用其进行 双向比对试验,精度达1 ns。1988年以来,美国 NIST 和 USNO 利 用民用通信卫星进行双向时间比对,精度达100 ps,此外,还有 INTELSAT 和 EUTELSAT 等卫星系统被用来进行时间传递。我 国曾在1979年首次利用交响乐通信卫星进行中国一法国、中国一 德国之间的时间比对,在1984---1985年期间利用天狼星卫星进行 过中国一意大利时间比对。

尽管有各种卫星系统可用来进行时间传递,但按照地球站的 工作方式基本上可以区分为两种时间传递方法,即单向(One ~ Way)和双向(Two - Way)技术。在单向方法中(如图 7 - 1 所示), 用户工作在被动方式,接收的时号可以是地面时号台发射的时号 经卫星转发器转发而来的,或者是星载钟卫星直接发播的,如
TRANSIT,GPS,GLONASS,GOES 等。无论是哪种情况,对用户的要求仅仅是有一台时号接收机,用户数量仅受卫星覆盖区域的限制。



图 7-1 单向卫星时间传递

在图 7 - 1 中,所接收的卫星时间信号与本地频标和原子钟输 出的时间信号相互比较,给出本地钟与协调时或标准时间的差。设 计接收机处理系统(软件)时必须考虑由电离层、对流层传输延迟 和其它误差源,设本地钟与用户接收到的标准秒信号的差为 ΔT ,则

t_{sat} —— 卫星位置不确定性引起的误差;

tmp —— 接收机位置和多路径产生的误差;

t_{noise}——测量噪声。

GPS 以单向传输方式提供时间,可轻易达到实时 100 ns 精度,适当仔细地处理有可能达到 25 ns 的精度。在单向时间传递中,GPS 可被看成与墙上的时钟类似,同时还能让用户得到当地钟与协调时或 GPS 时的差,在实时或事后处理中均可用校正量修正本地钟。

在双向方法中,用户工作在主动方式,并介入时间传输过程。 由于双向方式是一种点对点技术,用户必须通过卫星交换定时信 号,因此用户必须成对工作而且用户站需要接收/发射设备,这意 味着双向方式比单向方式需要更复杂的设备和更复杂的工作过 程。双向技术的主要优点是卫星和用户位置并非是比对精度的限 制因素,因为用户站之间的传输路径是重复的,路径延迟可以消除 而不必进行计算,但在单向方法中,用户必须知道卫星和用户站位 置,以计算信号路径延迟时间。

在图 7 - 2 中,设用户站 A 和 B 的钟读数分别为 T₁ 和 T_B,则 $T_{A} - T_{B} = \frac{1}{2} (\Delta T_{1} - \Delta T_{B}) + \frac{1}{2} [(t_{1}^{\text{Lp}} + t_{b}^{\text{Down}}) - (t_{B}^{\text{Lp}} + t_{1}^{\text{Down}})] + \frac{1}{2} (t_{1B} - t_{B1}) + \Delta t_{\text{ER}} + \frac{1}{2} [(t_{1}^{\text{EN}} - t_{A}^{\text{EN}}) - (t_{B}^{\text{EN}} - t_{B}^{\text{EN}})]$ (7 - 2)

上式右边第一项 $\frac{1}{2}(\Delta T_A - \Delta T_B)$ 是用户站 A 和 B 时间间隔计数器 读数差,也就是标准秒信号与本地钟秒信号相互比较的差;第二项 $\frac{1}{2}[(t_A^{\text{UP}} + t_B^{\text{Down}}) - (t_B^{\text{UP}} + t_A^{\text{Down}})]$ 包含上下行链信号延迟总和的差, 假定信号从用户站 A 到 B 与从 B 到 A 的路径完全可逆时,此项 应为零,但由于卫星信号要穿过地球周围的大气层,这种假设的真 实性要进一步讨论;第三项 $\frac{1}{2}(t_{AB} - t_{BA}))$ 是卫星转发器产生的延 迟,当卫星转发器使用相同的频段转发 A 和 B 站信号时,这两种 延迟是相等的;第四项 $\Delta t_{\rm ER}$ 是对地球自转引起的传输路径非可逆 性的校正,它可以由地球站和卫星的位置计算;最后一项 $\frac{1}{2}[(t_A^{\rm TX}) - (t_B^{\rm TX} - t_B^{\rm RX})]$ 是两个站的设备延迟之差,这些延迟要通过测 量来进行校正。

单向方法因其固有的限制因素,其时间比对精度只能在几至 几十微秒范围,最好也只能达到几十纳秒。双向方法由于克服了单 向方法的许多限制因素,其时间比对精度可达到几十皮秒(ps)量 级,但双向方法通常仅在重点守时实验室之间进行。

7.3 GPS 时间传递方法

利用 GPS 进行时间传递起始于 20 世纪 80 年代初,在过去的 十几年中,GPS 系统已经成为地区和国际之间原子钟比对的主要 工具。利用 GPS,其时间传递精度比用罗兰 - C 提高了几十倍,目 前,国际间 GPS 时间传递的精度可达 10~20 ns,地区间 (1 000 km范围)达 2 ns,今后进一步的努力方向是把比对精度提 高到亚纳秒级。

利用 GPS 进行时间传输和比对的方法可以分为以下几种。

7.3.1 GPS 作为时间源传输标准时间给用户

GPS 时间的稳定和精密特性使其可以作为一个时间源,向用 户提供标准时间(如图 7 - 3(a))。GPS 定时接收机就是利用这一 特性,许多定时接收机只有一个 C/A 码通道接收 GPS 卫星信号, 授权用户还可以使用 P 码接收机。一旦 GPS 定时接收机锁住卫星 信号,GPS 时间可以由下式给出:

 $t = t_{SV} - a_0 - a_1(t - t_{oc}) - a_2(t - t_{oc})^2 +$



图 7-2 双向时间传递

$$t_r + t_{\rm E} + t_{\rm ton} + t_{\rm trop} + t_{\rm SA} + t_n \tag{7-3}$$

式中 *t* ——GPS 时间;

tsv——卫星钟时间;

a₀,a₁,a₂——卫星钟校正多项式系数,含在导航电文中;

t_a —— 钟多项式系数的历元时间;

t, ——相对论校正,要从导航电文的其它信息中计算;

t_E — 地球自转校正;

t_{ion},t_{trop} ——分别是电离层和对流层延迟;

tsA——SA 作用引起的误差;

t_n —— 测量噪声和其它系统性的影响。

用户从 GPS 时间中得到 UTC(USNO)时间如下:

UTC(USNO)= $t-t_{LS}-A_0-A_1(t-t_{ot})$ (7-4) 式中 t_{LS} —— 闰秒校正;

 A_0, A_1 ——UTC(USNO)和 GPS 时间差的多项式系数;

*t*_{ot} — 系数 *A*₀, *A*₁ 的历元时间。

1994 年 GPS 时超前协调时 7 s。

对于大多数时间用户,因为他们的位置是已知的,所以仅观测 1颗GPS卫星就可获得GPS时或UTC(USNO)。通常,接收机连续13 min的跟踪可以获得100 ns的精度,1d的跟踪其精度平均 可达几十纳秒。由于这种方法基本上是一种单向方法,所以其时间 传递精度受单向方法中各种限制因素的约束。

7.3.2 GPS 卫星作为飞行钟进行时间比对

飞行钟,也叫搬运钟,这种方法对于高精度时间比对是非常有用的。在地球上不同的钟 A 和 B 可以观测同一颗或同一组卫星进行比较,以确定地面原子钟相对卫星钟的定时误差(如图 7 - 3 (b))。这种方法的优点是可以观测最大仰角的卫星,以减少对折射模型和卫星电文误差的敏感性,同时也衰减了 SA 作用,缺点是

受卫星钟不稳定性约束。这种方法类似于飞机携带原子钟(也叫搬运钟方法)进行时间比对,但卫星比飞机速度快得多而且覆盖面更 广,定时误差也更小,通常在 50 ns。



图 7-3 GPS 时间传递

7.3.3 GPS 共视方法

这种方法要求站 A 和 B 或更多的站在同一时间接收同一卫 星的信号,然后把数据进行相互交换以比较各站的钟,其优点是卫 星误差几乎消除(包括 SA),精度可达到 1 ns(目前是 10~20 ns) (如图 7 - 3(c))。设地面站 A 和 B 原子钟的时刻差为 ΔT ,则

 $\Delta T = T_A - T_B = (\Delta T_A - \Delta T_B) + (\tau_A - \tau_B) + (\tau_{RA} - \tau_{RB})$ (7 - 5)

式中 $T_A, T_B \longrightarrow$ 分别是站 $A \to B$ 原子钟的读数;

 $\Delta T_A, \Delta T_B \longrightarrow$ 分别是对应站秒信号与 GPS 卫星秒信号之差; $\tau_A, \tau_B \longrightarrow$ 分别是 GPS 卫星信号到站 $A \to B$ 的传输延迟;

τ_{RA},τ_{RB} — 对应站的设备时延包括馈线等。

共视方法是 GPS 时间传输和比对中的重要方法,从 1983 年 起美国就使用这种方法进行原子钟精密时间比对。后来国际时间 标准局 BIPM 也使用这种方法在全球范围进行 GPS 共视比对, BIMP 制定共视比对表并把它发给参加比对的各时间标准实验 室,共视比对表大约6个月改变一次。采用这种方法要求在各实验 室之间进行数据交换,这通常是用电子邮件。所有数据在 BIPM 进 行处理,这直接涉及 RAI 和协调时的建立。

存在的问题是:GPS 时间传输是一种单向工作方式,许多时间实验室只能接收 L₁ 频率,因此,时间传输精度要受许多因素影响:

(1) 天线坐标的不确定性:已经发现不精确的天线坐标在 GPS 时间传输中引起较大的误差。为了改进由坐标不确定性引起 的误差,对天线坐标有两种不同的要求:① 天线坐标应该在一个 全球性的大地坐标系中是精确已知的。例如,精度应有 30 cm 的量 级(对应 1 ns)。CCDS 已推荐使用 IERS 大地参考系,其不精确度 只有几个厘米。② GPS 卫星位置应该用与天线坐标相同的参考系 来表示。GPS 采用 WGS - 84 参考系,因此要把 IERS 转换成 WGS - 84。但由于 IERS 和 WGS - 84 相差不会超过 1.5 m,通常 仍保持天线坐标用 IERS 表示。 (2)卫星电文误差:GPS 精密电文和钟参数是由 DMA(国防 测绘局)计算的,其估计精度可达 3 m 量级,但要得到精密电文大 约要等待 3 个月。使用广播的导航电文进行比对,试验表明在某些 情况下具有明显的优点。但广播电文是预测的,电文精度较差,仍 须进一步改进。

(3) 电离层折射:双频接收机(不需要知道 P 码)测量电离层 延迟,其不精确度可达到 1 ns,但对于单频用户就必须使用电离层 延迟模型。

(4) 对流层折射:对于 GPS 的频率来说,对流层是一种非散 射介质,对流层对伪距和时间比对的作用不能用双频方法消除,因 此必须使用对流层模型来估计对流层延迟。试验表明,要想达到1 ~2 ns 的时间比对精度,观测 30°以上仰角的卫星,只须简单的对 流层模型就足够了。

(5) 仪器延迟,接收机软硬件:接收机软硬件引起的比对误差 也是不可忽略的,这主要是由于参加比对的接收机非标准化引起 的。如每家生产GPS 定时接收机的公司都采用不同的硬件和软件 算法。此外,在事后处理过程中,由于数据格式和获取数据的方法 不同,也导致比对误差增加。为此,一个 GPS 时间传输标准小组 (GGTTS)已经成立,它将制定 GPS 定时接收机的软硬件标准和 共视比对数据交换格式。

(6)多路径:多路径导致的瞬时误差可达几十纳秒,幸运的是,这种误差在13 min 的共视跟踪上取平均可以消除一部分。为了尽可能减少多路径延迟,天线安装位置的选择非常重要,通常应安装在建筑物的顶部(理想是高塔的顶部)并避免周围有反射物。

(7) 接收机噪声:采用一些平滑方法,好的接收机噪声产生的 定位误差只有 5~10 cm,这对于 1~2 ns 的要求已足够。

表 7-1 给出用 C/A 码进行共视比对时的误差。

表 7-1

2 台 共 视			10 台共视日平均	
基线长度=1 000		5 000	1 000	5 000
卫星钟误差共视方式消除 0.0		0.0	0.0	0.0
天线坐标	20(0.6)	20(0.6)	7.0(0.2)	7.0(0.2)
卫星坐标	2.0(1.0)	8.0(4.0)	1.0(0.3)	3.0(1.3)
电离层(>30°)	6.0(1.0)	15(1.0)	1.0(0.3)	3.0(0.3)
对流层(>30°)	2.0	2.0	0.7	0.7
仪器延迟(相对)	2.0(1.0)	2.0(1.0)	2.0(1.0)	2.0(1.0)
接收机软件	2.0(0.0)	2.0(0.0)	2.0(0.0)	2.0(0.0)
多路径	5.0(1.0)	5.0(1.0)	2.0(0.3)	2.0(0.3)
接收机噪声(13 min 平均) 3.0		3.0	1.0	1.0
总误差	22(4.1)	27(5.7)	8(1.7)	10(2.1)

注,(1)表中距离单位是 km,时间单位是 ns

(2) 天线坐标误差从 3 m 下降到 10 cm,实际中天线坐标误差达 30~40 m

(3) 括号内的值为改进值,无括号意为改进不明显

7.3.4 短基线 VLBI 技术

VLBI(甚长基线干涉测量)技术是 1967 年由美国和加拿大试验成功的,它采用独立本振,独立记录,不需要电的连接,可在不同地点同时观测射电天体进行相关处理。其观测基线可从几十米到几十万公里。VLBI 在研究天体的精细射电结构、大地测量、地球自转变化、板块运动及区域地壳形变等方面有重要应用(如图 7 - 3(d))。

在 100 km 长基线上,用 GPS 卫星进行差分定位可达厘米级 精度。但是,使用甚长基线干涉仪,这种方法用于时间比对,精度可 达亚纳秒级。

7.4 GPS 时间传递的应用

7.4.1 GPS 时间传递应用概述

GPS 时间传递的应用非常广泛,涉及科学技术、工程、社会、 军事等诸多领域,并且对时间传递的精度也有不同的要求。下面主 要介绍4个方面的应用。

1. 科学应用

这主要是在世界上各个国家的天文台或时间频率基准实验室 进行的,他们利用 GPS 进行国际时间比对,以便把自己国家的标 准时间和国际标准时间协调起来,如我国陕西天文台所做的工作。 精密的时间标准可用于天体测量、地震监视、研制和开发频率标 准、地球物理学和地球动力学等科学研究领域。

2. 社会应用

这主要涉及法律方面和一些公众场所的服务。为了节约能源 等目的,许多地域辽阔的国家按经度分为几个时区,这就产生了法 律方面的问题,例如,罪犯在这个地区应该受到起诉,但到另一地 区可能无罪,我国目前还不涉及这个问题。在公众场所如机场、火 车站、政府广场,也需要标准时间为公众提供服务,特别是国际机 场要尽可能给出更多国家的标准时间。另外,交通管理和调度也需 要准确的时间指导车辆行驶,特别是在交通拥挤的大城市,上下班 车辆运行路线的控制,对于缓解交通堵塞是非常重要的,如我国部 分大中城市已在闹市区的主要干线标明车辆行驶方向的时间。目 前,已有许多基于 GPS 的标准钟应用在公众场所。

3. 工程应用

这是 GPS 时间传统的最主要的应用,而且非常广泛,这方面 的应用主要表现在系统同步方面。 (1)通信网同步。包括计算机通信网、数字电话网、多媒体通 信网、卫星通信网、综合业务数字网等。在这些网络中,为了提高通 信的安全性、可靠性和通信质量,减少误码率,网络之间的同步、帧 同步以及比特同步均需要精确的时间标记。在卫星通信网中,卫星 之间需要精密的时间进行同步,地面终端也要同步到一个公共时 间基准上,通常精度要求达到 1 μ s 量级。数字电话网中,定时不稳 定度会引起信号的"定时抖动",这反映为时钟的频率漂移。定时的 不准确度会引起"滑码"。为了保证数字电话网的各种指标满足要 求,美国中央局频率源日稳定度要求 1×10⁻³水平,最低一级网要 求 1×10⁻⁹。CCITT 规定所有国家的出口数字交换局的时钟稳定 度指标为 1×10⁻¹¹。电网系统故障诊断和定位也需要精密的时间。 在上述通信系统中,GPS 定时系统均可发挥作用。

目前已有基于 GPS 的商用频率源和同步钟在市场上可以得到,如 True Time 公司的 GPS - DC MK II 同步钟,Ball 公司的 GPS - RR 时间频率源等。

(2) 卫星地面跟踪站同步。目前大多数卫星地面跟踪站使用 铯原子钟,或接收时间台(包括罗兰 - C 台链)的时间信号来保持 各台站的时间同步。但是铯钟的价格昂贵,其维修费用就要超过 GPS 定时接收机的费用,罗兰 - C 台链的时间信号精度远低于 GPS 时间精度(罗兰 - C 正逐步关闭)。因此,用 GPS 定时系统代 替原子钟是十分经济有效的。

(3)地面无线电导航台同步。奥米加和罗兰 - C(包括我国的 "长河"导航链)都使用铯原子钟把它的发射台同步在一个内部的 时间基准上。如果再加上 GPS 时间传递系统,罗兰 - C(或我国的 "长河"导航链)时间用户将能得到较高的绝对精度时间,特别是对 于利用不同的罗兰 - C 台链发射台定位的用户也将得到较高的导 航精度。

(4) 无线电广播台和电视台的发射频率都是事先分配好的。

为了防止它们的发播频率发生漂移,需要经常用高精度的石英钟 或原子钟进行校频。如果这些台配备 GPS 时间频率系统,就可以 提高发射频率的准确度和稳定度,同时也减少了校频和维修的 费用。

4. 军事应用

GPS 定时系统在军事上也有很大的应用潜力。在现代化战争 的自动化指挥系统 C³I 中,几乎所有的战略武器和空间防御系统、 战场指挥和通信系统、测绘、侦察和电子情报系统都需要 GPS 所 提供的统一化的"时空位置信息(TSPI)"。在导弹试验靶场,高精 度的时间信号是解决靶场测试时间同步,提高测量精度的基础。通 常,导弹试验靶场对精密时间和时间间隔的要求为:小靶场毫秒级 同步,大靶场微秒级同步。目前,我国的靶场大多数是通过接收我 国的时号台(如陕西天文台)发射的时间信号进行同步的(或用电 视同步),在过去的靶场测试中,这种时号已满足了我国大部分靶 场的要求。但随着导弹和其它武器性能的提高,对测量精度和试验 安全有更严格的要求,甚至要求实时测试和控制,这就对实时"时 统"和时间信号有更精密的要求。我国的时号台目前并不是连续发 播时号的,其精度受许多因素限制,一般在10 us 范围,有时会更 差。GPS 定时系统精度可达 0.1 μs,和我国的一些守时实验室进 行共视比对时,其精度会更高,达几十纳秒,这对于靶场高精度测 量有重要意义。

7.4.2 时分多址传输

利用 GPS 的精密授时功能,可以在诸如网络通信、多目标跟踪、多用户监控等场合方便地实现多址传输。

设系统内有 N 个用户,根据监控系统的动态要求,设控制站 要求在时间间隔 T 内获得所有用户发送的实时信息,T 称为单位 时段或更新率。将 T 分为 N 个相同的时间间隔 ΔT ,称为分时段。 给系统内 N 个用户依次编号,并与分时段一一对应。从单位时段 起始时刻算起,每个用户在各自分时段内发送信息,在其它分时段 不发送信息。在接收端,则根据相对于单位时段起点的不同时刻来 区分不同用户发送的实时信息。多用户时分格式见图 7-4,第 *i* 个 用户的发送流程见图 7-5,控制站接收流程见图 7-6。



图 7-4 时分多址传输



图 7-5 用户 / 发送流程



图 7-6 控制站接收流程

在该系统中,容许的用户数可表示为

N = TB/(10L)

式中,B 为串行传输波特率,L 为帧长,用字节表示,这里假定每个 字节需 10 个二进制位(1 个起始位+8 个数据位+1 个停止位)。 如果 T=2 s,B=9 600,L=8,则系统可容纳 240 个用户。

控制站同步算法中引入 GPS 秒脉冲信号作为中断源。当中断 发生时,读取 GPS 时间秒数,与脉冲频率 F 一起确定脉冲计数值, 填入 DOS 系统脉冲计数区,就完成了一次用 GPS 时间对 DOS 系 统时间的校正。GPS 校正不是每秒都进行,它可作为一中断服务 程序。这样校正的结果是,计算机的石英钟达到了原子钟的精度。

7.4.3 共视时间传递

在 7.3 节中介绍了 GPS 共视方法的一般原理。这里根据文献 [2]介绍美国海军研究实验室"具有数据通信链的共视时间传递" (Linked Common View Time Transfer)试验。LCV 时间传递是一 种 GPS 时间传递的特别情况,它是实时的时间比对过程。两个用 户同时观测其视野中同一 GPS 卫星的钟读数,并分别计算其相对 于 GPS 钟在同一历元时的偏差,两个用户相对于 GPS 钟差的差 值就是两个用户钟之间的差,这个结果与 GPS 钟无关,但含有测 量误差。试验结果为,两个用户在 15 min 间隔内对同一 GPS 卫星 观测可得 1.4~2.7 ns 的估计精度,同样时间间隔对 3~7 颗 GPS 卫星共视观测,可改善时间传递的估计精度到 0.65~1.13 ns。这 样的测量精度水平具有能力,在 15 min 的采样时间内把地球上任 何一处的远程钟的频率稳定度确定到相对美国国防部的主钟在 2pp10¹²(2 parts per 10¹²=2/10¹²)之内,1 d 的采样间隔达 2pp10¹⁴ 之内。

LCV 测量精度可以这样来估计:考虑零均值和标准差等于单 个共视时间传递测量精度的平稳随机变量和的特殊情况,LCV 时 间传递精度将随通讯链数平方根乘以单个共视测量精度而增长。 但是在分析远程钟稳定度时,可能会有其它因素如接收机质量或 短期环境,将会对测量结果产生比多重通信链更大的影响。

美国海军研究实验室的试验用 LCV 时间传递方法对 GPS5 个地面监控站的时间参考频率稳定度进行了估计,观测时间为1d 和10 d。估计结果频率稳定度为 pp10¹⁴的量级。试验还对这些站 的平均频率漂移与美国国防部的主钟进行了比较。监控站的时间 参考稳定度比美国国防部主钟在幅值上低一个数量级。

7.4.4 GPS 时间向移动用户传递^[3]

我们知道,普通 GPS 授时精度大约只有 300 ns,这主要是 SA 给卫星钟和星历引人了误差。所谓 PSP(精密单点)原理,就是简单 地用"精密轨道与时钟"值代替卫星广播的时钟和轨道参数。欧洲 航天局采用国际 GPS 服务机构的数据计算了这种精密值,所达到 的精度可与 DGPS 相比,即 7 m 位置精度(1σ,3D)相当于 10 ns 的 定时精度。其中认为 TDOP 是 PDOP 的一半。

PSP 基本上可被认为是宽域,事后处理的 DGPS,其最大优点 是可完成全球覆盖而无需参考站,它不仅能提供精密时间,而且还 给出需要的精确位置。欧洲航天局 PSP 数据导出的时间每天独立 地计算,并以当天 GPS 时间起始点为参考。最简单的办法是用一 个 GPS 接收机放在法国 Brest,罗兰-C 控制中心来观测 PSP 与 协调时之间的差。

欧洲航天局的"精密轨道"文件每 15 min 给出 ITRF(地球固 联的国际大地坐标系)中的卫星位置,它与 WGS - 84 的重合程度 在 1 m 以内,这里采用 9 阶拉格朗日多项式对卫星轨道插值到任 意历元,由 ITRF 转换到 WGS - 84,并对相位中心到质心的偏移 进行修正。后一步是因为计算的精密轨道坐标是对卫星的质心而 言的,而伪距的测量是相对于天线相位中心的,二者之间的差对 Block I 卫星是 85.4 cm,对 Block II 卫星是 95.2 cm,该偏移必须 加到观测到的伪距上。最后,卫星的坐标还要对 Sagnac 效应修正, 即信号由卫星到接收机传播期间与地球固联的坐标系的转动,欧 洲航天局的钟数据也修正了由于卫星轨道微小的偏心而引起的周 期性相对论效应。

标准的 DGPS 伪距修正可改善位置精度,但不改善授时精度,原因是参考站并没有精密钟。DGPS 时间传递在参考站使用一只精密钟,通常是原子标准钟,于是就可以形成真实的距离修正而

不是简单的伪距修正。这种方法也可用于长基线和少于4颗共视 量的情形。DGPS时间传递可以实时完成,基本上像RTCM-104 文件第9类信息描述的那样,当然它也可事后处理,并且用精密轨 道数据代替广播参数时可进一步改善精度。事后处理无须数据链。

DGPS时间传递方法与共视法类似,但不包括平均过程,而且 当用户的位置未知时也可使用,因而可用于地面或空间的移动用 户。如果两个接收机的位置都是固定的,这种方法的优越性在于, 测量可对所有卫星进行而不是只对1颗,与共视法相比,增加了测 量精度和余度。

参考文献

- 1 杨旭.GPS/电子航图系统研究:[学位论文].西安:西北工业大学,1994
- 2 Thomas B McCaskill, et al. Performance of GPS Monitor Station Time References and On-Orbit Navstar Clocks. ION GPS'96,1996
- 3 Tor Egil Melgard, et al. Precise GPS Time Transfer to a Moving Vehicle. ION GPS'95,1995