



国防科工委“十五”规划专著

# INS/SAR 组合导航定位技术与应用

高社生 李华星 著

西北工业大学出版社

北京理工大学出版社 北京航空航天大学出版社

哈尔滨工业大学出版社 哈尔滨工程大学出版社

## 内容简介

本著作是关于 INS/SAR 组合导航定位技术与应用的一部专著。书中针对当前世界导航技术的发展趋势及我国的实际情况,对 INS/SAR 组合导航系统进行了理论研究及工程应用探讨,比较全面、系统地介绍了导航定位和探测领域的理论知识和主要技术。全书共分 10 章。书中内容新颖,语言通俗,图文并茂,系统性强,技术与应用并重,理论与实践结合。

本著作适用于航空、航天、航海、交通等领域中从事导航定位工作与学习的广大教师、研究生、高年级本科生学习和参考,也可供从事国防建设的研究人员及工程技术人员阅读和参考。

## 图书在版编目(CIP)数据

INS/SAR 组合导航定位技术与应用/高社生,李华星著. —西安:西北工业大学出版社,2004. 10

国防科工委“十五”规划专著

ISBN 7-5612-1768-4

I. I… II. ①高… ②李… III. 组合导航-定位-研究 IV. TN967.2

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 039488 号

## INS/SAR 组合导航定位技术与应用

高社生 李华星 著

责任编辑 何格夫 责任校对 季苏平

西北工业大学出版社出版发行

西安市友谊西路 127 号(710072) 发行部电话:029-88493844

<http://www.nwpup.com>

陕西向阳印务有限公司印制 各地书店经销

开本:850 mm×1 168 mm 1/32 印张:10.75 字数:265 千字

2004 年 10 月第 1 版 2004 年 10 月第 1 次印刷 印数:1~3 000 册

ISBN 7-5612-1768-4 定价:24.00 元

# 国防科工委“十五”规划专著编委会

(按姓氏笔画排序)

主任：张华祝

副主任：陈一坚 屠森林

编委：王文生 王泽山 卢伯英 乔少杰

刘建业 张华祝 张近乐 张金麟

杨志宏 杨海成 肖锦清 苏秀华

辛玖林 陈一坚 陈鹏飞 武博祎

侯深渊 凌 球 聂 武 谈和平

屠森林 崔玉祥 崔锐捷 焦清介

葛小春

# 英文缩写

BCD	Binary Coded Decimal Notation	十进制
CNS	Celestial Navigation System	天文导航系统
CRT	Cathode Ray Tube	阴极射线管
CCD	Charge Couple Device	电荷耦合器件
DMD	Digital Map Database	数字地图数据库
ECEF	Earth Centered Earth Fixed	地心地球固连
FDI	Failure Detection and Isolation	故障检测与隔离
FOV	Field of View	视场
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
INS	Inertial Navigation System	惯性导航系统
ISAR	Inverse Synthetic Aperture Radar	逆合成孔径雷达
IMU	Inertial Measurement Unit	惯性测量元件
ISLR	Integrated Side Lobe Ratio	积分旁瓣比
IRWR	Impulse Response Width Ratio	脉冲响应宽度比
LOS	Line of Sight	视线(瞄准线)
MOCO	Motion Compensation	运动补偿
NNF	Neural Network Filter	神经网络滤波器
PSLR	Peak Side Lobe Ratio	峰值旁瓣比
PCCS	Picture Collection Control System	摄影集中控制系统
PRF	Pulse Repetition Frequency	脉冲重复频率
RCM	Range Cell Migration	距离位移
RMS	Root Mean Square	均方根
SNR	Signal Noise Ratio	信噪比
SAR	Synthetic Aperture Radar	合成孔径雷达
S/DINS	Strap down Inertial Navigation System	捷联惯性导航系统
SARMCS	Synthetic Aperture Radar Motion	合成孔径雷达运动



	Compensation System	补偿系统
SC FT	Scaled Fourier Transform	离散傅里叶变换
STF	System Transfer Function	系统传递函数
S/D IMU	Strap down Inertial Measurement Unit	捷联惯性测量元件
TAN	Terrain Aided Navigation	地形辅助导航
TD	Time Difference	时间差



# 总 序

国防科技工业是国家战略性产业,是国防现代化的重要工业和技术基础,也是国民经济发展和科学技术现代化的重要推动力量。半个多世纪以来,在党中央、国务院的正确领导和亲切关怀下,国防科技工业广大干部职工在知识的传承、科技的攀登与时代的洗礼中,取得了举世瞩目的辉煌成就。研制、生产了大量武器装备,满足了我军由单一陆军,发展成为包括空军、海军、第二炮兵和其他技术兵种在内的合成军队的需要,特别是在尖端技术方面,成功地掌握了原子弹、氢弹、洲际导弹、人造卫星和核潜艇技术,使我军拥有了一批克敌制胜的高技术武器装备,使我国成为世界上少数几个独立掌握核技术和外层空间技术的国家之一。国防科技工业沿着独立自主、自力更生的发展道路,建立了专业门类基本齐全,科研、试验、生产手段基本配套的国防科技工业体系,奠定了进行国防现代化建设最重要的物质基础;掌握了大量新技术、新工艺,研制了许多新设备、新材料,以“两弹一星”、“神舟”号载人航天为代表的国防尖端技术,大大提高了国家的科技水平和竞争力,使中国在世界高科技领域占有了一席之地。党的十一届三中全会以来,伴随着改革开放的伟大实践,国防科技工业适时地实行战略转



移,大量军工技术转向民用,为发展国民经济作出了重要贡献。

国防科技工业是知识密集型产业,国防科技工业发展中的一切问题归根到底都是人才问题。50多年来,国防科技工业培养和造就了一支以“两弹一星”元勋为代表的优秀的科技人才队伍,他们具有强烈的爱国主义思想和艰苦奋斗、无私奉献的精神,勇挑重担,敢于攻关,为攀登国防科技高峰进行了创造性劳动,成为推动我国科技进步的重要力量。面向新世纪的机遇与挑战,高等院校在培养国防科技人才,生产和传播国防科技新知识、新思想,攻克国防基础科研和高技术研究难题当中,具有不可替代的作用。国防科工委高度重视,积极探索,锐意改革,大力推进国防科技教育特别是高等教育事业的发展。

高等院校国防特色专业教材及专著是国防科技人才培养当中重要的知识载体和教学工具,但受种种客观因素的影响,现有的教材与专著整体上已落后于当今国防科技的发展水平,不适应国防现代化的形势要求,对国防科技高层次人才的培养造成了相当不利的影响。为尽快改变这种状况,建立起质量上乘、品种齐全、特点突出、适应当代国防科技发展的国防特色专业教材体系,国防科工委全额资助编写、出版200种国防特色专业重点教材和专著。为保证教材及专著的质量,在广泛动员全国相关专业领域的专家学者竞投编著工作的基础上,以陈懋章、王泽山、陈一坚院士为代表的100多位专家、学者,对



经各单位精选的近 550 种教材和专著进行了严格的评审,评选出近 200 种教材和学术专著,覆盖航空宇航科学与技术、控制科学与工程、仪器科学与工程、信息与通信技术、电子科学与技术、力学、材料科学与工程、机械工程、电气工程、兵器科学与技术、船舶与海洋工程、动力机械及工程热物理、光学工程、化学工程与技术、核科学与技术等学科领域。一批长期从事国防特色学科教学和科研工作的两院院士、资深专家和一线教师成为编著者,他们分别来自清华大学、北京航空航天大学、北京理工大学、华北工学院、沈阳航空工业学院、哈尔滨工业大学、哈尔滨工程大学、上海交通大学、南京航空航天大学、南京理工大学、苏州大学、华东船舶工业学院、东华理工学院、电子科技大学、西南交通大学、西北工业大学、西安交通大学等,具有较为广泛的代表性。在全面振兴国防科技工业的伟大事业中,国防特色专业重点教材和专著的出版,将为国防科技创新人才的培养起到积极的促进作用。

党的十六大提出,进入 21 世纪,我国进入了全面建设小康社会、加快推进社会主义现代化的新的发展阶段。全面建设小康社会的宏伟目标,对国防科技工业发展提出了新的更高的要求。推动经济与社会发展,提升国防实力,需要造就宏大的人才队伍,而教育是奠基的柱石。全面振兴国防科技工业必须始终把发展作为第一要务,落实科教兴国和人才强国战略,推动国防科技工业走新型工业化道路,加快国防科技工业科技创新步伐。国防



科技工业为有志青年展示才华,实现志向,提供了缤纷的舞台,希望广大青年学子刻苦学习科学文化知识,树立正确的世界观、人生观、价值观,努力担当起振兴国防科技工业、振兴中华的历史重任,创造出无愧于祖国和人民的业绩。祖国的未来无限美好,国防科技工业的明天将再创辉煌。

张华祝



# 前 言

雷达是用无线电波探测目标的利器,为了更好地发挥雷达的作用,人们一直在努力寻找提高雷达分辨率的新方法。随着信息论在雷达领域的应用、雷达信号分析和设计的发展、全息摄影技术的完善,这一目标终于得以实现,并导致分辨率很高的新型雷达——合成孔径雷达(SAR, Synthetic Aperture Radar)——的诞生。合成孔径雷达是一种主动式微波成像雷达,它具有分辨率高、作用距离远、测绘带宽和全天候工作等优点,在国际雷达、遥感及众多学科领域已受到广泛关注,是目前研究的热点之一。近几十年来,合成孔径雷达无论在理论上,还是在技术上都在不断发展。在此基础之上,INS(Inertial Navigation System)/SAR 组合导航系统也出现并发展起来。

INS/SAR 组合导航定位/探测系统是一个近年来发展起来、并引起人们广泛关注的新技术领域。国外已获得成功应用,前景诱人。在我国虽起步较晚,但发展很快。该组合导航系统是一种利用图像相关而获得高精度位置、方位修正的组合导航系统。高精度的 INS 对 SAR 的作用体现在:①运动补偿;②天线的稳定对准。反过来,SAR 所提供的精确位置信息又可用于校正惯性导航



系统随时间积累的误差,二者取长补短,构成一个理想的组合导航定位/探测系统。该组合导航系统具有精度高、自主性强、全天候工作、隐身性好、适用区域广等优点,有着广泛的应用前景。特别是在航空、航天导航和武器制导等方面,具有非常重要的作用,可作为目前军用较为适合而首选的导航系统。本著作就是为适应这些技术领域的需要而撰写的。

本著作针对当前世界导航技术的发展趋势及我国的实际情况,对 INS/SAR 组合导航系统进行了理论研究及工程应用探讨,比较全面、系统地介绍了导航定位和探测领域的基础知识和主要技术。全书共分十章。第一章为绪论,概述了导航系统的发展、导航的基本概念和导航系统的类型;第二章介绍了地球几何形状与重力场,以及各种垂线、纬度、高度的定义和常用坐标系;第三章论述了惯性导航的基本原理;第四章论述了合成孔径雷达的基本理论;第五章研究了 INS/SAR 组合导航系统的原理、特点、数学模型及应用;第六章研究 SAR 的运动补偿;第七章研究 INS 的误差修正;第八章研究 INS/SAR 组合导航系统中的图像匹配技术;第九章研究融合其他系统后的 INS/SAR 组合导航系统;第十章研究 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的信息融合技术。

从导航系统的发展趋势和我国国防事业的发展要求来看,国防院校的广大青年学生和从事国防建设的广大科学技术人员急需掌握 INS/SAR 组合导航系统的专门



知识。《INS/SAR 组合导航定位技术与应用》正是基于这一需要而问世的。

本著作是在参阅了国内外大量文献资料,并吸收了作者近年来科研成果的基础上,加以系统整理、精心编著而成的。书中内容新颖,语言通俗,图文并茂,剪系统性强,技术与应用并重,理论与实践结合。本书适用于航空、航天、航海、交通等领域中从事导航定位工作与学习的广大教师、研究生、高年级本科生学习和参考,也可供从事国防建设的广大科学技术人员阅读、参考,希望能对他们提供有益的帮助。

本书第一、第四至第九章由高社生执笔,第二、第三、第十章由李华星执笔,全书由高社生统稿。

本书是国防科工委“十五”重点专著获准建设项目。在申报国防科工委“十五”重点专著建设项目立项过程中,得到了中国工程院冯培德院士的推荐和帮助。本书在撰写过程中,得到了西北工业大学自动化学院史忠科教授的关心和帮助。在此,作者向他们一并表示衷心的感谢。

作者特别感谢在西北工业大学攻读博士期间任思聪教授对自己的精心指导。

书中吸收了师弟邹维宝、师妹陈宇新博士论文中的部分研究成果,作者对他们表示衷心的感谢。

西北工业大学博士生周涛、张震龙、杨波,硕士生刘辉参加了本书的部分文字录入工作,作者在此向他们表



示衷心的感谢。

同时感谢西北工业大学出版社的领导和同志,正是由于他们的大力支持才保证了本著作按期高质量出版,作者向他们表示深深的感谢。

由于作者水平有限,缺点错误在所难免,如蒙读者指正,则本人幸甚,并深表感谢。

作 者

2004 年 5 月

于西北工业大学

# 目 录

<b>第一章</b>	<b>绪论</b>	
1.1	导航系统的发展	1
1.2	导航的基本概念	4
1.3	导航系统简介	7
1.4	小结	17
<b>第二章</b>	<b>地球几何形状与重力场</b>	
2.1	地球的几何形状	19
2.2	地球的重力场	25
2.3	导航垂线、纬度及高度的定义	26
2.4	导航常用坐标系	29
2.5	小结	31
<b>第三章</b>	<b>惯性导航的基本原理</b>	
3.1	概述	33
3.2	惯性导航的基本原理	34
3.3	惯性导航系统的基本结构	36
3.4	实现惯性导航要解决的几个问题	39
3.5	小结	42
<b>第四章</b>	<b>合成孔径雷达的基本理论</b>	
4.1	合成孔径雷达的发展现状与研究方向	43
4.2	合成孔径雷达原理	55
4.3	合成孔径方式	77
4.4	合成孔径雷达的系统考虑	85
4.5	SAR 距离及距离率测量定位	95
4.6	小结	100
<b>第五章</b>	<b>INS/SAR 组合导航系统</b>	
5.1	INS/SAR 组合导航系统的原理	101



5.2	INS/SAR 组合导航系统的数学模型 .....	105
5.3	INS/SAR 组合导航系统的特点及应用 .....	112
5.4	实现 INS/SAR 组合系统的关键技术与计算机仿真设计 .....	114
5.5	小结 .....	116
<b>第六章 SAR 的运动补偿</b>		
6.1	运动补偿的基本原理 .....	118
6.2	SAR 运动补偿系统分析 .....	123
6.3	运动补偿的因素及技术措施 .....	143
6.4	运动补偿的运算操作过程 .....	150
6.5	运动补偿的实现及其卡尔曼滤波器设计 .....	154
6.6	小结 .....	165
<b>第七章 INS 的误差修正</b>		
7.1	INS/SAR 组合导航系统观测量的获得 .....	167
7.2	INS/SAR 组合导航系统中的滤波器 .....	175
7.3	误差校正与故障检测 .....	176
7.4	INS/SAR 组合导航系统对捷联惯性元件的要求 .....	178
7.5	主 INS 和天线附加的 IMU 之间的传递对准 .....	186
7.6	INS 误差对 SAR 图像质量参数的影响 .....	191
7.7	小结 .....	195
<b>第八章 INS/SAR 组合导航系统中的图像匹配技术</b>		
8.1	图像匹配方法研究 .....	198
8.2	模拟退火边缘提取算法 .....	210
8.3	位置-方向掩模的快速模板匹配方法 .....	233
8.4	小结 .....	249
<b>第九章 INS/SAR 组合导航系统与其他系统的融合</b>		
9.1	INS/GPS/SAR 组合导航系统 .....	251
9.2	地形辅助的 INS/SAR 组合导航系统 .....	265
9.3	INS/SAR/罗兰—C 组合导航系统 .....	270
9.4	SAR/单轴稳定 S/DINS 组合导航系统 .....	278
9.5	小结 .....	283



<b>第十章</b>	<b>INS/GPS/SAR 组合导航系统中的信息融合技术</b>	
10.1	多传感器信息融合理论概述 .....	284
10.2	INS/GPS/SAR 组合导航系统中的分散融合估计算法 .....	291
10.3	INS/GPS/SAR 组合导航系统中的全局最优融合估计算法 .....	294
10.4	联邦滤波算法在 INS/GPS/SAR 组合系统信息融合中的应用 .....	299
10.5	基于智能化信息融合技术的 INS/GPS/SAR 系统仿真研究 .....	310
10.6	小结 .....	319
	参考文献 .....	320

# 第一章 绪 论

导航(Navigation)是一门古老而崭新的、多学科交叉的学科,人类的文明史与其紧密相连。人类早期的导航伴随着岁月的流逝,为我们留下了人类导航发展史上的许多宝贵资料。今天,这些古老的导航方法随着电子、计算机、信息处理、空间技术、工业制造等科学技术的发展而发展。现代各种先进的导航系统正是以这些技术为基础,掀起了导航史上一场新的技术革命。

## 1.1 导航系统的发展

首先需要指出,最早、最原始的导航方法是我们祖先发明的指南针,这是中华民族对世界导航事业的杰出贡献。

在古代,我们的祖先一直在利用天上的星星进行导航,最简单的导航方法是目视定位法。为了适应远距离、长时间导航的需要,人们开始观察日月星体,特别是利用北极星来确定方向。早在17 000年以前的古石器时代,当时为了进行打猎等活动,人们利用了简单的恒星导航方法,这就是最早的天文导航方法<sup>[1]</sup>。早在2 000年以前,我国就有将天文方法用于导航的记录<sup>[2]</sup>。

最早的导航传感器可以追溯到4 000多年以前,黄帝与蚩尤在黄河流域作战时,为辨明方向以追击敌人,使用了指南车。我们祖先的四大发明之一——指南针,就是指南车的简化,它为促进世界导航事业的发展做出了巨大贡献。现有的导航传感器包括六分仪、磁(无线电)罗盘、空速表、气压高度表、惯性传感器(主要是陀螺和加速度计)、雷达、星体跟踪器、信号接收机、电-光系统等。这些传感器为航行体提供了航行的方向、高度、速度、姿态、位置、时



间、图像等方面的信息,并且越来越精确,越来越可靠,其体积、重量、成本和功耗也不断减小。比如,现在已能在  $1\text{ cm}^2$  的硅芯片上制作微型固态惯性传感器,它甚至可用于外科手术医疗仪器中。

随着科学技术与导航技术的发展,又出现了大气数据航程推算法(也叫仪表领航法)、无线电导航法、惯性导航法、卫星导航法、电视导航法、自动地图导航法、组合导航法等导航方式。相应地,各种导航系统也出现和发展起来。

以航空导航为例,自 20 世纪二三十年代开始,飞机上出现了仪表导航系统。

30 年代出现了无线电导航,即依靠飞机上的信标接收机和无线电罗盘来获得地面导航台的信息以进行导航。

40 年代开始研制超短波的伏尔加导航系统,这是一种近距离无线电导航系统。

自 1942 年德国在 V—2 火箭上第一次应用惯性制导技术,1954 年惯性导航系统在飞机上试飞成功,直至 1958 年“缸鱼”号潜艇依靠惯性导航穿过北极,在冰下航行 21 天,惯性导航、制导系统(简称惯导系统)在舰船、飞机、导弹等的导航、制导中都获得了成功的应用,从而开创了惯导时代。

惯性导航系统(INS)是利用惯性敏感元件测量载体(飞机、舰船、火箭等)相对于惯性空间的线运动和角运动参数,在给定初始条件和初始对准之后,由计算机计算出载体的姿态、方位、速度、位置等导航参数,以便引导载体完成预定的航行任务。惯性导航系统能够完全自主地提供连续、完备的导航信息,具有自主的导航能力,可以独立给出载体的姿态、速度和位置等导航信息,抗外界干扰能力强,导航精度基本不受载体机动性能的影响,相对导航精度比较高。在航空、航天和航海等各种需要导航定位的领域得到广泛的应用。对于军用系统来说,目前还没有任何一种其他的导航系统能够代替它。随着导航技术的发展,惯性系统已不再是单纯的导航设备,而成了飞机上的中心信息源,同时实现飞机控制、武



器投放、发动机控制、座舱显示,以及传感器的稳定等功能,因此它广泛地安装于运载体上。

50年代出现了天文导航系统和多普勒导航系统。

1957年10月世界上第一颗卫星发射成功以后,利用卫星进行导航、定位的研究工作被提到了议事日程。1958年底,美国海军武器实验室委托霍布金斯大学应用物理实验室研究为美国军舰艇导航服务的卫星系统,即海军导航卫星系统(NNSS, Navy Navigation Satellite System)。在这一系统中,卫星的轨道都通过地极,所以又称为子午仪卫星导航系统(Transit)。1964年1月研制成功,用于北极星核潜艇的导航定位,并逐步用于各种军舰的导航定位。

1967年10月,经美国政府批准,对其广播星历解密,并提供民用,为远洋船舶和海上定位服务。由此显示出了卫星定位的巨大潜力。接着对子午仪卫星定位技术进行了一系列的研究,提高了卫星轨道测定的精度,改进了用户接收机的性能,使定位精度不断提高,自动化程度不断完善,使用范围越来越广。海上石油勘探、钻井定位、海底电缆铺设、海洋调查与测绘、海岛联测及大地控制网的建立等方面都相继使用,成为全球定位和导航的一种新手段。

60年代开始使用远程无线电罗兰—C导航系统,同时还研制出塔康导航系统,以及远程奥米加导航系统,并出现了自动天文导航系统。

60年代以后,无线电导航得到进一步发展,并与人造卫星导航相结合,发展成为全球定位导航系统(Global Positioning System),简称为GPS。

70年代以后,全球定位导航系统得到进一步发展和应用。

在此过程中,为了发挥不同导航系统的优点,互为补充,出现了各种组合导航系统,它们主要以惯性导航系统为基准。

80年代以后,导航系统主要朝着以惯性导航系统为基础的组



合导航方向发展。可组合的传感器除了 GPS 外,还有星光、地形及各种无线电导航装置。惯性导航系统在导航中占有非常重要的地位,惯性导航系统与其他系统组合,构成的惯性组合式系统是未来导航系统的发展方向。

80 年代以来,地形辅助导航(TAN)系统受到广泛重视,并已获得成功使用。它与一般组合导航系统相比,只增加了惟一的硬件——存储数字地形高度数据的大容量存储器,便于工程实现,而且隐身式无线电高度表向下发射的旁瓣小、能量低,几乎不会被发现和干扰。在低高度,特别是在山丘地带,由于 GPS 能观察到的导航星少,很难达到完善的几何精度,使得其导航精度显著下降。而此时 TAN 正处于最佳状态。但 TAN 在平坦地形和海面上空几乎失去对惯导系统提供位置修正的能力,而且基本上只能在低高度使用。另外,与高程相关的位置精度也非所期望的那样高,通常高度为 60~100 m。

20 世纪末,随着机载数字地图、实时图像处理、硬件与软件的飞速发展,合成孔径雷达(SAR)修正 INS 的一种新体制已经出现,INS/SAR 组合导航系统就是把 SAR 获得的实时图像与数字地图数据库(DMD)获得的地图相比较,其结果用来修正 INS,它使图像辅助的 INS 得到了发展。INS/SAR 组合导航系统现已能达到 GPS P 码的精度。这样高的精度和其完全的自主能力,无疑是颇具吸引力的。INS/SAR 组合导航系统与其他导航系统相结合,还可以进一步提高整个系统的精度和容错性。因此,本著作将对 INS/SAR 组合导航系统作较深入、细致的研究。

## 1.2 导航的基本概念

导航是一门研究导航原理和导航技术装置的学科。导航系统是确定航行体的位置和方向,并引导其按预定航线航行的整套设备(包括航行体上的、地面上的和空间设备)。导航系统现已广泛



地应用于汽车、坦克、舰船、各种飞行器、自主式机器人及石油钻井等方面。

从事导航、制导与控制、电子及信息专业的广大教师、研究生、本科生和工程技术人员，简单地了解一下导航的基本概念，以及常用导航系统的工作原理和基本特点是十分必要的，这对进一步研究和解决本专业的技术问题也是有帮助的。

本书主要介绍导航系统，对于制导系统只是附带介绍。下面简单地介绍一下导航的基本概念。

一架飞机从一个机场起飞，希望准确地飞到另一个机场；一艘舰艇从一个港口出发，要顺利地行驶到另一个港口；一枚导弹从一个基地发射，要准确地命中所预定的目标，就必须依靠导航和制导技术。

尽管导航系统和制导系统在许多方面有共同之处，但在某些方面各自的特点还是明显的。因此，对二者加以区分是必要的。

导航，顾名思义就是引导航行的意思，也就是正确地引导航行体沿着预定的航线，以要求的精度，在指定的时间内将航行体引导至目的地。要使飞机、舰船等成功地完成所预定的航行任务，除了起始点和目标的位置之外，还须要随时知道航行体的即时位置、航行速度、航行体的姿态、航向等参数，这些参数通常称为导航参数。其中最主要的就是必须知道航行体所处的即时位置，因为只有确定了即时位置才能考虑怎样到达下一个目的地的问题。如果连自己已经到了什么地方，下一步该到什么地方都不知道的话，那就无从谈起完成预定的航行任务。由此可见，导航问题对飞行来说是极为重要的。导航工作一般是由领航员完成的。但是，随着科学技术的发展，现在越来越多地使用导航仪器，使其代替领航员的工作而自动地执行导航任务。自然，能实现导航功能的仪器、仪表系统就叫做导航系统。当导航系统作为独立装置并由航行体带着一一起作任意运动时，其任务就是为驾驶人员提供即时位置信息和航向信息。对航行体的作用就只限于影响操作人员按需要驾驶飞机



或舰船,使之到达预定的目的地。

以航空为例,测量飞机的位置、速度、姿态等导航参数,通过驾驶员或飞行自动控制系统引导其按预定航线航行的整套设备(包括地面设备)称为飞机的导航系统。导航系统只提供各种导航参数,而不直接参与对航行体航行的控制,因此它是一个开环系统,在一定意义上,也可以说导航系统是一个信息处理系统,即把导航仪表所测量的航行信息处理成需要的各种导航参数。

所谓制导(Guidance),则是控制引导的意思,也就是使航行体按一定的运动轨迹或根据所给的指令运动,以便达到预定的目的地或攻击预定的目标。例如弹道火箭、人造卫星的运载火箭或宇宙探测器等,为了击中目标或送上一定的轨道,就必须根据测量仪器所测得的信息,使运载器准确地按时间,或按所达到的预定高度、速度及要保持的方位关掉发动机,此后,运载器就受引力的作用继续飞行<sup>[2]</sup>。实现制导功能的仪器、仪表系统叫做制导系统。也就是把导航系统和自动驾驶系统组合在一起成为一个闭环系统,把导航系统提供的导航信息转换成对航行体航行的控制信息送给自动驾驶系统,通过自动驾驶系统自动地控制航行体的航行,这样的闭环系统就是制导系统或航行自动控制系统。另外,如无人驾驶飞机,按事先设计的轨迹或随地面的引导信息飞向目的地,这和一般有人驾驶的情况有很大差别,但是它也是制导问题。

随着科学技术的发展,导航渐渐发展成为一门专门研究导航原理、方法和导航技术装置的学科。在舰船、飞机、导弹、宇宙飞行器、宇宙探测器等航行体上,导航系统是必不可少的重要设备。按照近代科技术语,导航的主要工作就是定位、定向、授时和测速。导航须要连续提供此类信息,运动愈快,更新愈快,愈无法要求过高的精度。相比而言,精密定位则是导航的一个极端情况,虽然也定位甚至定向,但并不要求实时性,对精度要求却很高(cm级或mm级)。由于能够测得上述导航参数乃至完成导航任务的物理原理和技术方法很多,因此,便出现了各种类型的导航系统,例如无线电导航系



统、卫星导航系统、天文导航系统和惯性导航系统,还有地标导航灯、灯光导航、红外线导航、激光导航、声纳导航及地磁导航系统等。

作为研究导航定位技术的一本专著,下面扼要地介绍无线电导航系统、卫星导航系统、天文导航系统、多普勒雷达系统及常用的几种组合导航系统,以拓宽读者在导航领域的知识视野。鉴于惯性导航系统在导航中的重要位置,故把惯性导航系统放在第三章作专门介绍。

## 1.3 导航系统简介

### 一、无线电导航系统

无线电导航系统(Radio Navigation System)是利用无线电技术测量导航参数,包括多普勒效应测速、用雷达测距和测方位、用导航台定位等,它是一种广泛使用的导航系统。该系统的主要优点是:不受使用时间、气候条件的限制,设备较为简单,可靠度较高等。尽管无线电导航系统的定位精度不受使用时间、气候条件的影响,但它的输出信息主要是载体位置,对精确导航系统来讲,其定位精度仍然不高,且工作范围受地面台覆盖区域的限制。这种系统的工作与无线电波传播条件有关,在某种程度上受人工干扰的影响。无线电盲目着陆系统也属于无线电导航系统的范围。

### 二、卫星导航系统

卫星导航系统(Satellite Navigation System)是继惯性导航之后导航技术的又一重大发展。可以说,卫星导航是天文导航与无线电导航的结合物,不过是把无线电导航台放在人造地球卫星上罢了。当然,这种导航方法只有在航天技术充分发展的今天才有实现的可能。20世纪60年代初,旨在服务于美国海军舰只的



TRANSIT 子午仪卫星导航系统出现了。70 年代提供给民用,利用装在航行体上的接收机,接收导航卫星发出的无线电信号,并测量因卫星相对用户接收机不断运动而产生的多普勒频移,由此确定航行体在地球上的位置等导航参数。作为第一代卫星导航系统,子午仪系统实现了全球范围内的核潜艇、导弹测量船、各种军用舰艇、民用舰船的全天候导航,并在大地测量、精密定位、高精度授时、监测地球自转等方面得到广泛应用,显示了卫星导航定位的优越性。

GPS 是美国国防部研制的第二代卫星导航系统。早在 1964 年,子午仪系统投入使用后不久,尽管该系统在作用范围和导航精度上都较已有的导航系统(如罗兰—C、奥米加等)优越,但是子午仪系统的单星、低轨、测速体制限制了它在陆地、空中(不知高程)和高动态用户的应用。即使是对海上用户而言,由于它在时间上的不连续(间隔约 1.5 h 的断续定位<sup>[5]</sup>),须要和惯性导航系统结合,也不能作为一种独立的导航手段。正是由于这些原因,美国空军、海军还是在它投入使用后不久就开始研究取代它的新一代卫星导航系统,分别提出了“621B”计划和“TIMATION”计划。这两个方案差别很大,各有优缺点。海军的“TIMATION”方案基本上是一个二维系统,而且在高动态环境中缺乏连续更新位置的能力。空军的“621B”方案,虽然能在高动态环境下工作,但为了能提供全球覆盖,至少需要 4 个分离的卫星星座,每个星座需要一个独立的地面控制站为它服务。1973 年,美国国防部在这两个方案的基础上,决定发展各军兵种共同使用的国防卫星导航系统——GPS。这项计划由空军牵头负责研制,并专门设立了一个联合办公室,具体负责 GPS 的研制、试验、采购和部署,参加单位有空军、海军、陆军、海军陆战队、海岸卫队、运输部、国防部制图局和国防预研计划局。1978 年,一些北大西洋公约组织的国家与美国签订了一项谅解备忘录,同美国一起参加 GPS 的研制与部署。这些国家包括比利时、加拿大、丹麦、法国、原联邦德国、意大利、荷兰、挪威和英国。



澳大利亚也通过双边协议参加了 GPS 计划。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。关于 GPS 导航定位的基本原理, 这方面的书籍、资料很多, 由于本书所研究的内容所限, 这里不作介绍, 有兴趣的读者, 请阅读有关 GPS 的专业书籍。

### 三、天文导航系统

天文导航系统 (Celestial Navigation System) 是用天文方法观测星辰日月等天体来确定航行体的位置, 以引导航行体沿预定航线到达目的地的一种导航方法。它是一门古老而崭新的技术, 在导航技术中占有重要的位置。

天文导航最早在航海方面发展起来, 利用六分仪人工观测星体高度角来确定航行体的位置。现在发展为星体跟踪器测高度角及方位角, 推算航行体在地球上的位置及航向。它是利用光学或射电望远镜接收星体发射来的电磁波去跟踪星体, 在地球附近导航将受到云层及气象条件的限制, 在空气稀薄的高空和宇宙航行, 则是比较理想的。天文导航系统是一种自主式导航系统, 不需要地面设备支持, 不受人工或自然形成的电磁干扰, 不向外辐射电磁波, 隐蔽性好, 与其他导航设备组合能够获得高精度的导航数据, 且误差不随时间积累。

### 四、多普勒系统

多普勒系统的工作方式是主动的, 它不需要地面台, 其测速精度约为航行精度的  $1/100 \sim 1/1\,000$ , 并且抗干扰能力较强。但是, 由于它工作时必须发射电波, 容易暴露自身。此外, 工作性能与反射面的形状有关, 如在水平面或沙漠上空工作时, 由于反射性不好就会降低性能。同时, 其精度也受天线姿态的影响, 当接收不到反射波时就会完全丧失工作能力。



## 五、其他导航仪表

除了上面讲的几大类导航系统外,还有磁罗盘、陀螺罗盘、空速表、计程仪等一般普通导航仪表,这些仪表虽然提供的航向及速度不够精确,但作为导航应急使用往往是十分必要的。

## 六、组合导航系统

飞行器的发展对于导航系统在精度、可靠性等方面都提出了越来越高的要求,从国防现代化的要求来讲,单一的导航系统已难于满足要求。因此,导航技术向着组合方向发展是一个必然的趋势。当前,人们最关心并得到实际应用的主要是图像辅助的 INS 组合导航系统,INS/GPS 组合导航系统,以及最近发展起来的 INS/SAR 组合导航系统。下面对这几种常用的组合导航系统作简单介绍。

### 1. 图像辅助的 INS<sup>[2]</sup>

图像辅助的 INS 是由地图匹配定位系统和惯性导航系统组成,它利用地图匹配定位系统给出的精确位置信息,来消除惯性导航系统由于陀螺漂移和加速度计误差所造成的误差积累(即惯导的定位误差),大大地提高了飞行器的导航精度。后面将要讲到,惯导系统主要用 3 个正交安装的加速度计来测量载体的加速度,用 3 个正交安装的陀螺仪来测量载体的角速度或角位置。后者提供的信息,用来稳定一个导航坐标系,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。所谓地图匹配指的是把两个不同的传感器从同一景物录取下来的两幅地图在空间上进行对准,以便确定出这两幅地图之间相对平移和旋转的过程。在地图匹配定位系统中,首先,将飞行器预定飞行轨道下面事先侦察到的一系列地面图像存入到飞行器计算机的存储器中;然后,当携带图像传感器的飞行器飞行到预定的位置,便即时测量出本地的实时地图;进一步,将所获得的实时地图与预存的已



知地理位置关系的本地的基准图在计算机中进行匹配比较,就可以确定出飞行器的当前位置或者偏离预定位置的纵向和横向偏差。另外,还可以提供航向和航向偏差的信息。如果把以目标为中心的基准图与武器系统在寻的过程中录取下来的实时图像进行匹配比较的话,那么利用匹配定位原理还可以确定出两个图像中心之间的偏移量,将其馈送到制导控制系统中就能使武器非常精确地命中目标,实现图像匹配的寻的制导。可见,地图匹配定位系统可以用作飞行器(例如巡航导弹)的中制导和末制导,又可以用作寻的制导。

通常,图像匹配定位系统由一个观察地面的成像传感器、一个存储预定飞行轨道下面一系列基准图的存储装置和一台将实时图像与基准图进行匹配比较并作信息处理的计算机(通常称之为相关处理机)组成。

图像传感器可以是光学的、雷达的,或辐射测量的,其扫描方式既可以是一维的,又可以是二维的。机载图像传感器主要有光学摄影机、电视摄像机、红外热图像仪、推扫式 CCD 多波段扫描仪、激光高度计、真实孔径雷达、合成孔径雷达等。随着图像传感器的发展,其“视觉感知范围”扩大了,光谱范围由仅仅是可见光部分扩大到波长较长的红外、微波部分和波长较短的紫外部分,并且每一部分可以分得更细。人们接受信息的方式也发生了变化。从单一传感器到多种传感器,从静态到动态,从机械扫描到电荷耦合器阵列,从真实孔径雷达到合成孔径雷达,接受信息的能力得到了增强。像幅范围不断扩大,分辨率不断提高。而且,通过不同的传感器可实现全天时(不管白天、黑夜)、全天候(不管晴天、雨天)摄影,并能穿透云层、穿透植被、穿透地表。目前,还在向着更加高深的方向发展。

存储装置可以是磁带(盘),高密度的半导体存储器,或者混合形式的磁芯-半导体存储器。目前机载高速度、大容量的动态随机存储器 and 光盘的发展,使得在飞机上存储一个卫星或大地测绘获



得的全球数字地图数据库成为现实。

相关处理机可以是光学或电学的模拟处理器,可以是一台高速微处理机或者一台由硬件搭成的高速数字相关器,也可以是光学-计算机混合式的相关处理器。数字图像处理的性能不仅取决于硬件的研制,而且取决于软件的开发和必要的科学储备。图像分析处理软件及针对各种问题的应用软件的多寡和硬设备一样,直接决定着系统的图像处理能力。相关处理机(简称相关器)是地图匹配定位系统的核心部分。所以,为了弄清楚这种定位系统的工作原理,应首先掌握各种各样的相关处理算法和描述这些算法性能的质量指标,然后,根据具体情况对各种指标进行权衡,选择一种或多种处理算法(后者称为混合算法)来实现所需要的相关处理,并构成一个相应的匹配定位系统。

随着传感器、图像处理、信息存储等技术的不断发展和软、硬件实时处理能力的不断提高,图像辅助的 INS 优越性将得到充分发挥。

## 2. INS/GPS 组合导航系统

GPS 可以提供全球三维位置、速度和时间,已是先进国家三军通用的导航定位设备。它与 INS 有很强的互补性,两者相结合构成的 INS/GPS 组合导航系统精度非常高,具有优良的导航性能,是目前首选的组合导航系统。

早在 20 世纪 70 年代初,美国 GPS 计划刚刚起步时,在一颗卫星也没有发射的情况下,由于 INS/GPS 组合导航系统所具有的潜在优良性能,INS/GPS 组合导航系统的先期研究工作就已经开展起来了。随后,有关 INS/GPS 组合导航系统的论文、报告大量出现在各种专业会议和学术期刊上,各国的导航设备公司特别重视发展 INS/GPS 组合系统,已研制成功的或正在发展中的 INS/GPS 系统正广泛应用于航空、航天等各个领域。INS/GPS 组合系统利用 GPS 和 INS 互补的特点,使组合系统不仅继承了两个独立系统各自的优点,而且随着组合水平的提高,即两者互相辅



助、使用信息的加强,组合还能带来附加的好处。一个全面组合、信息充分交流的 INS/GPS 组合系统具有以下优点:

(1)限制了 INS 的漂移。GPS 接收机提供了一个足够稳定的高精度参照系,可用来限制、重调 INS 固有的漂移特性。

(2)提高了 GPS 接收机的抗干扰能力和信号的动态跟踪性能。这是 INS 对 GPS 接收机信息辅助的第一个方面。INS 能够为 GPS 接收机的信号跟踪环路提供飞行器的速度信息,可以补偿因多普勒效应而引起的误差,同时能使跟踪环路工作在窄带状态下,解决了抗干扰和动态跟踪对跟踪环路带宽的矛盾要求。这种辅助不仅提高了 GPS 接收机在高动态情况下跟踪信号的能力,而且增大了 GPS 接收机对敌方干扰的容限。

(3)提高了 GPS 接收机开机时信号的快速捕获能力和由于姿态机动(遮挡)所引起信号丢失之后的再捕获性能。这是 INS 对 GPS 信息辅助的第二个方面。INS 提供的载体的位置、速度,加上信号丢失前最后储存的卫星星历和当前时间,可以计算出码和载波跟踪环路大致的初始状态,从而提高了 GPS 接收机的信号捕获、再捕获能力。

(4)提高了整个系统的容错性能。GPS 和 INS 为检测两个系统的硬、软件故障提供了非相关余度。

(5) INS 的校正。在 GPS 卫星遮盖和信号跟踪处于良好状态下,可对常规的 INS 误差源进行连续的校正。当 GPS 接收机由于某种原因,信号暂时丢失时,可用 INS 进行导航。

(6)系统的高导航信息输出率。如果组合系统采用 INS 作为基本的处理输出,则系统输出的数据率大大优于 GPS 接收机单独工作时的输出率。GPS 单独工作时,输出的导航信息的数据率为  $1\sim 10$  Hz,而 INS 输出的数据率可达 50 Hz。

(7)减轻了 GPS 卫星不良几何配置和少于 4 颗可见星时的性能恶化程度。

(8)系统精确的姿态信息输出。目前,多重天线配置的 GPS



接收机的载体姿态求解仍在发展之中,尚不能满足高动态时的精度和高数据率的要求。在INS/GPS组合的条件下,INS可提供比INS单独工作时精度更高的姿态信息。

(9)INS的动基座对准能力。GPS能使INS具有动基座、空中对准的能力,大大提高了整个系统的快速反应能力。

上述INS/GPS组合系统所具有的潜在优良性能,并非是何水平的INS/GPS系统所能达到的。对不同的INS/GPS硬件和软件组合水平,从GPS接收机和INS互相独立工作,“表决”选择其中的最好解、最简单、低水平组合的方式,到能够达到上述全部9个优点的最复杂、最全面的组合方式的两个极端情况之间有许多组合方式,构成了一个大的组系。

如上所述,INS/GPS组合导航系统有许多优点,当然也存在着许多缺点。其主要缺点是GPS技术由美国控制,它不允许未经批准的用户将GPS用于军事目的;而且美国一再强调,它将保留在任何时候不加警告的情况下,对GPS信号进行加密的权利,这样,用户在使用中将承担风险,一旦发生事变,将改变成不能解译的电波信号,而且精密星历资料处于外国国家机关的管理之下,也多有不便。所以,可以利用GPS,但绝对不能依赖GPS。因此,仅仅依靠INS/GPS组合导航系统难以适应我国国防建设和现代化战争的需要,还须要积极发展具有自主性的卫星定位系统,如北斗双星定位系统。而相比之下,INS/SAR组合导航系统的技术则完全可以由我们自己所掌握和控制,因此,本著作将对该组合导航系统作较全面、深入的研究。

### 3. INS/SAR组合导航系统

雷达是用无线电波探测目标的利器,为了更好地发挥雷达的作用,人们一直在努力寻找提高雷达分辨率的新方法。随着信息论在雷达领域的应用、雷达信号分析和设计的发展、全息摄影技术的完善,这一目标终于实现,并导致分辨率很高的新型雷达——合成孔径雷达——的诞生。几十年来,合成孔径雷达无论在理论上,



还是在技术上都在不断发展,现已成为军事侦察和微波遥感的有力工具,得到了越来越广泛的应用。而我国是于 20 世纪 70 年代中期开始研制合成孔径雷达的,经过 20 多年的发展,已连续突破了一系列关键技术,不仅研制成功单测绘通道、单极化成像合成孔径雷达,而且还研制成功多测绘通道、多极化成像合成孔径雷达<sup>[5]</sup>。因此,在此基础之上,INS/SAR 组合导航系统也就出现并发展起来。

SAR 对 INS 已有的修正方法是:

(1)精确的速度修正能力。此时 SAR 实际上是一部精确的多普勒雷达,它可测出分解在机体坐标系内的地速。但我们知道,仅有速度修正,不能对 INS 的位置误差提供有效的观测量。

(2)测出飞机相对地标的距离、距离变化率。由于地标的位置是精确知道的,比较计算的距离、距离变化率与测量的距离、距离变化率,便可获得对 INS 的位置、速度的修正。这种方法对 INS 的修正速率,受地标数目的限制,而且有可能出现以下误差。

不可检测:原先准备好的能检测出来的地标,在实际中可能观察不到。也许它不再存在了(比如原来的道路被铲除作为耕地),也许它根本就不存在(是机械地图的错误),也许机载传感器检测不出来(比如机载地图是光学摄影图,而机载传感器是雷达),或者检测参数选择得不合理。

误警告:可能观察出了机载地图未指示的目标,也许它是由信号和图像处理造成的(比如雷达图像中的斑点造成的伪地标);也许它确实存在,但用于准备航路的系统不能检测出来,或者是假定它不明显而剔除了。

不确定:一个被观察的地标可能与其他存在的东西混淆了,因为它们很像。这种不确定经常发生,限制了卡尔曼滤波器的使用,因为要考虑的不只一个位置。

图像畸变:这通常是由截获过程中飞行器的位置或姿态的不确定引起的,它使地标定位出现误差。



(3)利用 SAR 提供三维速度、距离、距离变化率、高度、方位等 7 个观测量对 INS 进行修正。这种方法提供的信息较全面,精度很高,但仍受地标数目的限制,更新速度很慢,一般为 100 s 左右,这使单纯利用 INS/SAR 组合导航系统受到了限制。

组合导航系统的主要优点就是充分利用各种不同导航系统之间的互补性来提高导航精度。但是,两种导航系统的组合在应用上仍有很大的局限性,如 INS/地形匹配组合系统在高高度或平坦、海洋上空就无法应用。而 INS/GPS 组合系统在山区低高度飞行时,因可见星数量受到较大的影响,有时也难于应用。为了适应各种不同的飞行情况,进一步提高导航性能,从 80 年代开始出现多种导航系统的组合,也叫做多传感器组合导航系统。

## 七、导航系统的发展方向

导航系统发展的总趋势是惯性/多传感器组合导航系统,它将具有高精度、高可靠性、高自主性、高动态性能、高抗干扰性能和隐身性能,并能根据各个战术阶段、任务目标、威胁环境、各导航传感器信息的可获得程度,动态、智能地选择最好的导航传感器信息源,提供一个容错的融合导航信息来满足航行任务的要求。

当然在军事上,惯性导航系统是所有导航系统都无法代替的,组合导航系统都是以惯性导航系统为主的。以惯性导航系统为主的组合导航的发展,从比较简单的惯性/多普勒、惯性/大气数据、惯性/天文、惯性/伏尔/测距仪、惯性/塔康等组合方式开始,发展到惯性/地形匹配、惯性/GPS 和惯性图像匹配,以及多种系统和传感器组合的惯性/地形加景象匹配/GPS 组合系统,甚至有什么信息源就有利用什么信息源的多传感器组合系统。

这种多传感器惯性组合导航系统的主要优点是:

- (1)仍然以惯性导航系统为主导航系统。
- (2)利用分散估计理论或者联邦滤波器、多模态滤波器进行组合。



- (3) 可以应用数据融合理论,融合多传感器的信息。
- (4) 实现各子系统间的互补。
- (5) 具有容错能力。
- (6) 可以设计成多模态、多功能的系统。
- (7) 对多个系统可以实现智能化管理。

在这种多传感器惯性组合导航系统中,如何应用专家系统、模糊控制、人工智能、神经网络及混沌理论等一些新概念、新理论,则是须要进一步探索的新课题,有大量的工作要做。从发展趋势来看,这种智能化的多传感器惯性组合导航系统将是下一代导航系统的主要模式。因此,本书将在最后一章对基于智能化信息融合技术的INS/GPS/SAR组合导航系统进行研究。

## 1.4 小 结

本章首先对导航系统的发展概况做了简述;然后介绍了导航的基本概念;最后对无线电导航系统、卫星导航系统、天文导航系统、多普勒雷达系统及几种常用的组合导航系统做了扼要介绍。作为研究导航定位技术的一本专著,本章最后提出了导航系统的发展方向,供读者在今后研究导航系统时借鉴。

## 第二章 地球几何形状与重力场

在第一章中,介绍了导航的基本概念和几种常用的导航系统。当谈到惯性导航与地球的关系时,总是把地球假设为不转动的球体,这只是为了使问题简化、研究方便,而接近实际情况的地球应该理解为旋转的椭球体。由于导航的主要功能是能够精确地确定航体在地球上的位置,因此,有必要进一步了解有关地球的知识。在导航定位问题中,定位是确定飞行器在地球及其外部空间中的位置;测速是确定飞行器相对于地面的运动速度。无论是惯性导航,还是 GPS,定位模型方程的建立与解算等问题,都直接或间接地用到地球几何形状及其重力场参数。另一方面,近地飞行器导航定位中,定位仪器本身始终受到地球重力场的作用。特别是 INS 定位过程中,地球引力加速度不可区分地反映在加速度计的比力观测量中。许多学者的研究结果表明了地球扰动引力场是影响 INS 定位精度的一个重要因素。

飞行器相对地球的位置通常用经纬度坐标来表示。就纬度而言有好几种:测地纬度、天文纬度、地理纬度等。地球表面某一点的纬度,是该点的地垂线方向和赤道平面之间的夹角。人们平时以重力方向作为垂线方向,这只是垂线方向的一种规定,还有其他垂线方向的规定。可以说每一种纬度相应有一种垂线的规定。垂线不仅和纬度密切相关,而且它直接代表着飞行器的水平基准。关于这方面的知识是学习和研究导航系统必不可少的内容。

本章首先介绍地球的几何形状,然后介绍地球的重力场,最后介绍垂线、纬度、高度的定义和常用的导航坐标系。



## 2.1 地球的几何形状

对飞行器来讲,最基本的导航参数就是即时位置——飞行器在某时刻相对地球的位置。为了准确地描述飞行器相对地球的位置,首先必须弄清楚关于地球形状的描述。

### 一、地球形状的描述

地球表面的形状起伏、高低不平,有高山、盆地、海洋等,它的真实形状很不规则,并不是一个理想的椭球体。由于地球绕其极轴转动,所以赤道各处的地球半径比极轴方向的半径要长,因而地球可以类似看做一个“旋转椭球体”。但又不能用旋转流体的平衡模型来想像它,因为地球不是匀质物体。这种不规则的真实球体无法用数学模型来表达,因此,在导航中通常不用它来描述地球的形状。

地球的曲面可以用数学模型来描述。那么该如何描述呢?海洋中各处的海平面与该处的重力矢量相垂直,若采用海平面作为基准,把它延伸到全部陆地形成一个表面,称之为“大地水准面”,而这个面所包围的几何体是一个椭球体,这就是所谓的“大地水准体”,其长、短轴由大地测量确定。大地水准面体现了地球各处重力矢量的分布情况,且因地球各处经纬度的测量与重力测量有关,所以用大地水准体表示地球形状是比较合理的。

地球是一个旋转椭球体,赤道平面是圆,其半径为  $R_e$ ,地球极轴半径为  $R_p$ ,赤道半径  $R_e$  比极轴半径  $R_p$  长。取坐标系  $Oxyz$ ,原点在地球的球心, $Ox$  轴及  $Oy$  轴在赤道平面内, $Oz$  轴与地球自转轴重合,如图 2.1 所示。

根据图 2.1,由空间解析几何知识,可以写出地球椭球体的曲面方程为



$$\frac{x^2 + y^2}{R_e^2} + \frac{z^2}{R_p^2} = 1 \quad (2.1.1)$$

$$e = \frac{R_e - R_p}{R_e} \quad (2.1.2)$$

式中  $e$  为地球的椭圆度,通过大地测量取得参数。用式(2.1.1)表达的地球表面,称之为“参考椭球体”。

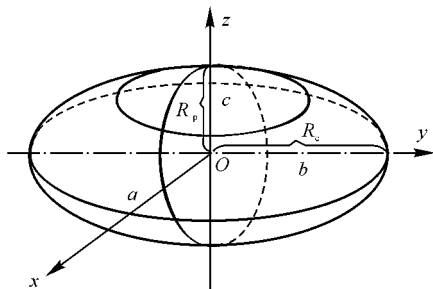


图 2.1 参考椭球体

最后还应指出,地球形状在一定近似条件下还可以用圆球体来描述。例如在分析导航系统的导航参数误差时,地球半径就可以用平均半径来代替,此时就是将地球近似看做圆球体。

## 二、参考椭球体介绍

地球参考椭球体的赤道平面是圆平面,所以参考椭球体可用赤道平面半径(即长半径) $R_e$ 和极轴半径(即短半径) $R_p$ 来描述,或者用长半径  $R_e$  和椭圆度(曲率) $e$ 来描述,即

$$e = \frac{R_e - R_p}{R_e}$$

此外,大地测量还常用偏心率  $f$  来描述参考椭球体的椭圆程度,即第一偏心率为

$$f = \frac{\sqrt{R_e^2 - R_p^2}}{R_e} \quad (2.1.3)$$



第二偏心率为

$$f' = \frac{\sqrt{R_e^2 - R_p^2}}{R_p} \quad (2.1.4)$$

参考椭球体有很多种,目前各国采用的参考椭球体已有十几种之多,但是大部分都是仅在局部地区测量大地水准面的基础上确定的,仅对某些局部地区适用。世界各国使用的部分参考椭球体参数列于表 2.1。

表 2.1 各国使用的部分参考椭球体参数

名称	长半轴 $R_e/m$	短半轴 $R_p/m$	曲率 $e$	使用国家或地区
克拉克(1866)	6 378 206	6 356 584	1/295.0	北美
海福德(1909)	6 378 389	6 356 912	1/297.0	欧洲、北美及中东
克拉索斯基(1940)	6 378 245	6 356 803	1/298.47	前苏联
1975 年国际会议 推荐的参考椭球体	6 378 140	6 356 756	1/298.27	中国
WGS—84	6 378 137	6 356 753	1/298.27	全球

注:WGS—84 系美国国防部地图局于 1984 年制定的全球大地坐标系,表中所列数据系指 WGS—84 坐标系所选定的参考椭球体。

### 三、地球参考椭球体主曲率半径

曲面上某动点沿某一方向的弯曲程度是用曲率来描述的。曲率的倒数是曲率半径  $R$ ,即

$$R = \lim_{\Delta\varphi \rightarrow 0} \left| \frac{\Delta s}{\Delta\varphi} \right| = \left| \frac{ds}{d\varphi} \right| \quad (2.1.5)$$

式中,  $\Delta s$  为小量位移,  $\Delta\varphi$  为小量位移角。

而曲率半径  $R$  也是描述动点速度  $v$  与角速度  $\omega$  之间关系的函数,即



$$v = R\omega \quad (2.1.6)$$

式中,  $v = ds/dt$ ;  $\omega = d\varphi/dt$ 。

由于实际导航中,经常须要从载体相对地球的位移或速度来求取经纬度或相对地球的角速度,因此必须研究参考椭球体的曲率半径。

如图 2.2 所示,参考椭球体子午圈上  $P_0$  点的曲率半径  $R_M$  和卯酉圈(其所在平面与子午面垂直)上  $P_0$  点的曲率半径  $R_N$  称为地球在  $P_0$  点的主曲率半径。

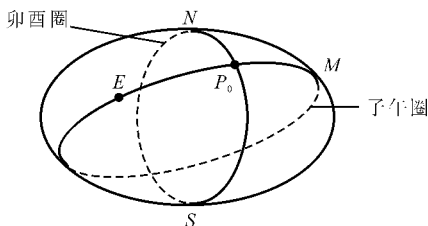


图 2.2 参考椭球体子午圈与卯酉圈

下面将详细介绍  $R_M$  和  $R_N$  与纬度  $L$  间的关系式。

地球参考椭球体子午面是一个以赤道半径  $R_e$  为长轴,极轴半径  $R_p$  为短轴的椭圆。由于这个椭圆可取在坐标  $Oxz$  平面内,则设参考椭球上任意一点  $P_0(x_e, z_e)$  所在的子午面如图 2.3 所示,根据平面解析几何知识,椭圆参数方程为

$$\frac{z_e^2}{R_p^2} + \frac{x_e^2}{R_e^2} = 1 \quad (2.1.7)$$

可以得出

$$\frac{dz_e}{dx_e} = -\frac{R_p^2}{R_e^2} \frac{x_e}{z_e} = -\cot L \quad (2.1.8)$$

由式(2.1.2)和式(2.1.3)可得

$$\frac{R_p^2}{R_e^2} = (1 - e)^2 = 1 - f^2 \quad (2.1.9)$$



将式(2.1.9)代入式(2.1.8)得

$$z_e = (1 - e)^2 x_e \tan L$$

再代入式(2.1.7)得

$$x_e = \frac{R_e}{\sqrt{(1 - e)^2 \tan^2 L + 1}} \quad (2.1.10)$$

从而

$$z_e = (1 - e)^2 \tan L \frac{R_e}{\sqrt{(1 - e)^2 \tan^2 L + 1}} = \frac{(1 - e)^2 R_e}{\sqrt{(1 - e)^2 + \cot^2 L}} \quad (2.1.11)$$

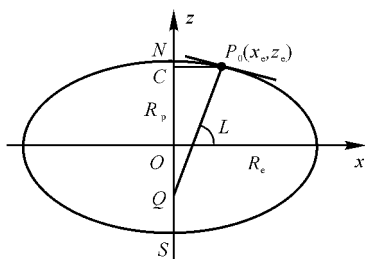


图 2.3 子午面椭圆

根据曲率半径的定义式(2.1.5),可以推导出子午面的曲率半径  $R_M$  为

$$R_M = \left[ 1 + \left( \frac{dz_e}{dx_e} \right)^2 \right]^{3/2} / \frac{d^2 z_e}{dx_e^2} \quad (2.1.12)$$

由式(2.1.8)得

$$\frac{d^2 z_e}{dx_e^2} = \frac{1}{\sin^2 L} \frac{dL}{dx_e} \quad (2.1.13)$$

由式(2.1.10)得

$$\frac{dx_e}{dL} = - \frac{(1 - e)^2 R_e \tan L \sec^2 L}{[(1 - e)^2 \tan^2 L + 1]^{3/2}} \quad (2.1.14)$$

将式(2.1.14)代入式(2.1.13),并将式(2.1.13)和式(2.1.8)代



入式(2.1.12),得

$$R_M = \frac{(1-e)^2 R_e / \cos^3 L}{[(1-e)^2 \tan^2 L + 1]^{3/2}} = \frac{(1-e)^2 R_e}{[(1-e)^2 \sin^2 L + \cos^2 L]^{3/2}} \quad (2.1.15)$$

略去二阶小量项,得

$$R_M \approx R_e(1 - 2e + 3e \sin^2 L) \quad (2.1.16)$$

于是,在知道纬度为  $L$  处的子午面曲率半径  $R_M$  以后,就可以从载体的北向速度  $v_n$  求出载体相对地球沿东向的转动角速度  $\omega_e$ , 即

$$\omega_e = -\dot{L} = -v_n / R_M \quad (2.1.17)$$

设载体以东向对地速度  $v_e$  沿纬线圈飞行产生极轴方向的角速度  $\omega_{z_e}$ , 则有

$$\omega_{z_e} = \dot{\lambda} = \frac{v_e}{p_0 c} = \frac{v_e}{x_e} \quad (2.1.18)$$

而北向角速度  $\omega_n$  是极轴方向角速度  $\omega_{z_e}$  的分量, 则

$$\omega_n = \omega_{z_e} \cos L = \frac{v_e}{x_e} \cos L \quad (2.1.19)$$

$\omega_n$  同时也是载体以东向速度  $v_e$  沿卯酉圈飞行所产生的相对地球的角速度, 则

$$\omega_n = v_e / R_N \quad (2.1.20)$$

故卯酉圈曲率半径  $R_N$  为

$$R_N = v_e / \omega_n = \frac{x_e}{\cos L} \quad (2.1.21)$$

将式(2.1.10) 代入上式可得

$$R_N = \frac{R_e}{[(1-e)^2 \sin^2 L + \cos^2 L]^{1/2}} \quad (2.1.22)$$

同样对于上式,略去一些二阶小量项,得

$$R_N \approx R_e(1 + e \sin^2 L) \quad (2.1.23)$$

自此,分别求出了主曲率半径  $R_M$  及  $R_N$ , 如式(2.1.16) 和



式(2.1.23)所示,可见它们都是纬度  $L$  的函数。在计算经纬度时将用到  $R_M$  和  $R_N$ ,而不用球体半径  $R$ ,因为通常把地球视为球体,曲率半径用定值  $R$ (即地球半径)来计算经纬度误差太大了。

与从  $\omega_n$  和  $v_e$  之间的关系求得主曲率半径一样,同样可以从任意方向的对地速度与角速度之间的关系求得参考椭圆上任意方向的曲率半径。在此就不作赘述了。

## 2.2 地球的重力场

根据牛顿万有引力定律,地球周围空间的物体都要受到地球所产生的引力作用,因而地球引力在地球周围形成了引力场。而在测量地球周围物体所受引力时,必然要受到地球自转效应的影响。因此,通常实际测量的是地球引力与地球自转效应的合效应,即所谓的重力。同样,地球周围空间的物体均要受到地球重力的作用,于是地球重力在地球周围形成了重力场。

地球表面某一点  $M$  的重力  $g$ (确切讲是重力加速度)是由万有引力  $G$ (确切讲是引力加速度)和地球自转轴的离心惯性力  $F$ (向心加速度的反方向)合成而来的。如图 2.4 所示。

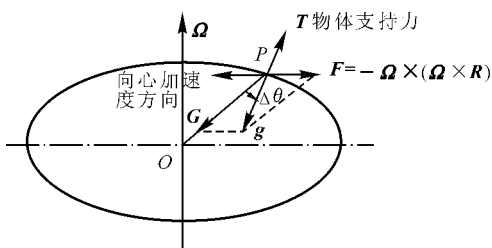


图 2.4 重力矢量图

其中

$$g = G + F \quad (2.2.1)$$



设  $P$  点相对地球中心的位置矢量为  $R$ , 地球自转角速度为  $\Omega$ , 那么  $P$  点单位质量的离心惯性力  $F$  为

$$F = -\Omega \times (\Omega \times R) \quad (2.2.2)$$

从而,  $P$  点的重力矢量  $g$  可以表示为

$$g = G + F = G - \Omega \times (\Omega \times R) \quad (2.2.3)$$

其中, 地球自转角速度  $\Omega$  也表示为  $\omega_{ie}$ , 国际天文学联合会 (IAU) 提供的数值为  $\Omega = 7\,292\,115.146\,7 \times 10^{-11} \text{ rad/s} \approx 15.041\,1^\circ/\text{h}$ 。

按照参考椭球体参数, 理论上可以计算出不同纬度处的重力。对应于国际椭球体, 一般采用的重力计算公式为

$$g = g_0(1 + 0.005\,284\,4\sin^2 L - 0.000\,005\,9\sin^2 2L) \quad (2.2.4)$$

式中,  $g_0 = 978.049 \text{ cm/s}^2 \approx 9.8 \text{ m/s}^2$ ,  $L$  为地理纬度。

由于地球形状不规则, 质量分布不均匀, 所以根据这个公式计算出的值和大地实际测量的重力数值之间存在着差别, 一般把这种差别叫做重力异常。因为其量值很小, 故而可以忽略不计。而实测的重力方向(大地水准面的垂直方向)与该点在参考椭球体处的法线方向也不一致, 这种偏差称为垂线偏斜。常用南北方向和东西方向的两个偏斜角  $\xi$  和  $\eta$  来表示垂线偏斜。垂线偏斜通常大致有几个角秒, 最大不超过  $20''$ , 但与  $g$  有关的精密导航方法必须考虑这种影响。在惯性导航设计中, 通常不补偿这种垂线偏斜量, 在误差分析中可以考虑。

## 2.3 导航垂线、纬度及高度的定义

在导航计算中, 纬度是十分重要的参数。地球表面某点的纬度, 指的是该点的垂线方向和赤道平面之间的夹角。因为地球本身是一个椭球体, 形状、质量分布又极不规则, 所以纬度的定义显得比较复杂。地球表面某点常用的垂线和纬度分别有如下几种(见图 2.5)。



## 1. 垂线的定义

地球表面的垂线有如下 4 种(如图 2.5 所示):

(1) 地心垂线 —— 参考椭球体上  $P_0$  点到地球中心  $O$  的连线  $P_0O$  称为地心垂线, 即地心垂线定义为地球表面某一点和地心的连线。

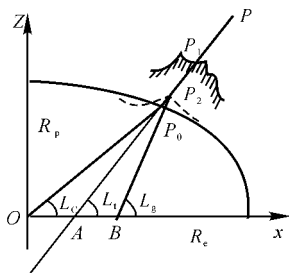


图 2.5 地球的各种垂线与纬度

(2) 引力垂线 —— 参考椭球体上  $P_0$  点沿该点地球引力方向的连线称为引力垂线, 即引力垂线定义为沿地球引力方向的直线。

(3) 地理垂线 —— 参考椭球体上  $P_0$  点的法线  $P_0A$  称为地理垂线, 也叫测地垂线, 即地理垂线定义为地球表面某一点法线方向的直线。

(4) 天文垂线 —— 参考椭球体上  $P_0$  点沿该点地球重力方向的连线  $P_0B$  称为天文垂线, 也叫重力垂线, 即天文垂线定义为沿地球重力  $g$  方向的直线。

这 4 种垂线的方向是各不相同的, 通常比较关心的是地理垂线和天文垂线, 它们之间的偏差一般不超过半个角分, 因此在飞行导航时可以忽略, 并把地理垂线和天文垂线看成是重合的。

## 2. 纬度的定义

地球纬度的定义有如下 4 种(分别对应于以上的 4 种垂线):

(1) 地心纬度 —— 地心垂线  $P_0O$  和赤道平面之间的夹角  $L_c$  称为地心纬度。



(2) 引力纬度——引力垂线和赤道平面之间的夹角称为引力纬度。

(3) 地理纬度——地理垂线(椭球法线) $P_0A$ 和赤道平面之间的夹角 $L_t$ 称为地理纬度。地理纬度是大地测量工作中须要测量的参数。通常所说的纬度 $L$ 就是指地理纬度。

(4) 天文纬度——天文垂线(重力方向) $P_0B$ 和赤道平面之间的夹角 $L_g$ 称为天文纬度。

因为地理垂线和天文垂线之间的偏差很小,所以地理纬度和天文纬度通常可以看成是近似的。往往把这两种纬度统称为地理纬度,并用 $L$ 表示。

地心纬度 $L_C$ 和地理纬度 $L$ 之间存在一个角度差,称之为地球表面的垂线偏差 $\delta$ 。如图 2.6 所示。

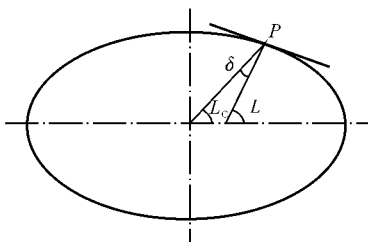


图 2.6 地球表面的垂线偏差

$$\delta = L - L_C \quad (2.3.1)$$

该垂线偏差可以近似计算为

$$\delta \approx e \sin 2L \quad (2.3.2)$$

通常,导航中使用地理纬度,而在理论计算中又常以地心纬度来计算。因此在使用中,须要对二者之间进行必要的换算。

### 3. 高度的定义

假设空中载体在 $P$ 点(见图 2.5),该点对应于参考椭球体的法线交参考椭球体于 $P_0$ 点,设 $PP_0$ 交大地水准线于 $P_1$ 点,交地球真实地形线于 $P_2$ 点,那么称 $PP_0$ 为飞行高度 $H$ (简称高度), $PP_1$



称为海拔高度  $h$  (或绝对高度),  $PP_2$  为相对高度,  $P_1P_2$  为当地的海拔高度,  $P_0P_1$  为大地起伏。

严格地来讲,无论哪种高度,指的都是当地大地水准面法线方向的长度。而为了描述方便,通常用参考椭球面上的法线来代替大地水准面法线进行测量计算。

## 2.4 导航常用坐标系

宇宙间的物体都在不断运动,但对单个物体来讲是无运动而言的,只有在相对意义下才可以讲运动。一个物体在空间的位置只能相对于另一个物体来确定,或者说,一个坐标系在空间的位置只能相对于另一个坐标系来确定。当研究飞行器的运动时,也必须通过两套适当的坐标系之间的关系来实现。其中一套坐标系与被研究对象相联系,另一套坐标系与所选定的参考空间相联系,后者构成了前者运动的参考坐标系。

由此可见,在导航计算中坐标系是十分重要的概念,因为它是导航计算的基础,只有建立在一定的导航坐标系的基础上,导航计算才能得以实现。因此,在导航计算之前,必须先引入并建立合适的导航坐标系。

导航坐标系通常分为惯性坐标系和非惯性坐标系两大类。因为陀螺和加速度计两个惯性元件是根据牛顿力学定律设计的,陀螺测量物体相对惯性空间的角运动,加速度计测量物体相对惯性空间的线运动。而将这两种惯性元件装在航行体上,那么它们所测量出的角运动和线运动的合成就是航行体相对惯性空间的运动,从而航行体相对惯性空间的位置和运动便是已知的了。然而,要找到符合牛顿定律的惯性坐标系的具体参照物是不可能的,绝对静止的物体是不存在的,而作匀速直线运动的物体也很难找到。因此,通常只能根据实际需要采用近似的参照物作为惯性坐标系,例如,太阳中心惯性坐标系和地球中心惯性坐标系等。



实际应用中,对于在地球表面运动的航行体,如飞机、船舰、导弹等,选地球中心惯性坐标系已经足以满足精度要求了。至于非惯性坐标系,它可以代表某一个物体,如地球、飞机、平台等;也可以是符合某一运动规律的坐标系,如地理坐标系、游移方位坐标系等。通常,在惯导原理中运用较多的就是非惯性坐标系。下面详细介绍各种导航坐标系的定义及建立方法。

(1) 惯性坐标系(简称 i 系)—— $x_i y_i z_i$ 。通常坐标系原点在地球的中心,也就是地球中心惯性坐标系。 $x_i$  轴和  $y_i$  轴在地球赤道平面内, $x_i$  轴指向春分点, $y_i$  轴指向地球极轴,把它近似看做固定于惯性空间的坐标系,它是惯性元件测量的参考基准。导航中常用惯性坐标系作为参考坐标系。根据使用要求的不同,可选择不同指向的惯性坐标系,除了地心惯性坐标系,还有地球卫星轨道惯性坐标系和起飞点惯性坐标系。但通常所使用的惯性坐标系,如果没有特殊说明,指的就是地心惯性坐标系。

(2) 地球坐标系(简称 e 系)—— $x_e y_e z_e$ 。坐标系原点为地球中心, $x_e y_e$  在赤道平面内, $x_e$  轴指向零子午线(格林威治经线), $y_e$  轴指向东经  $90^\circ$  方向, $z_e$  轴沿地球极轴指向北极。该坐标系相对地球是静止的,通常作定位用。

(3) 地理坐标系(简称 g 系)—— $x_g y_g z_g$ 。坐标系原点为载体重心, $x_g$  轴指向东,即 e; $y_g$  轴指向北,即 n; $z_g$  轴指向天顶,即 u(enu 即东北天)。英、美国家的导航系统多采用北西天(nwu)方向,或北东地方向作为地理坐标系的轴向。因此,阅读有关书籍或资料时要留心它的规定。通常,轴向的确定与沿用习惯、使用方便以及所处的东西半球等情况有关,但是从导航计算的角度来讲,它们的差别并不大。

(4) 载体坐标系(简称 b 系)—— $x_b y_b z_b$ 。坐标系原点为载体重心, $x_b$  轴沿载体横轴向右, $y_b$  轴沿载体纵轴向前, $z_b$  轴沿载体竖轴向上(右前上)。该坐标系固定在载体上,时刻随着载体的运动而运动。



(5) 平台坐标系(简称 p 系)—— $x_p y_p z_p$ 。在平台式惯导系统中,该坐标系  $x_p y_p z_p$  描述的是真实平台(物理平台)所指向的坐标系;在捷联式惯导系统中,由于没有真实的物理平台存在,该坐标系描述的是数学平台。 $x_p y_p$  总是在水平面内,而  $z_p$  轴则指向天向。平台坐标系是导航计算与姿态参考的重要坐标系,如果平台无误差,指向正确,那么这样的平台坐标系就称之为理想平台坐标系。因而,根据方案设计它可以是地理坐标系或其他一些坐标系。

(6) 导航坐标系(简称 n 系)—— $x_n y_n z_n$ 。惯导系统在求解导航参数时所采用的坐标系称为导航坐标系。对于平台式惯导系统来说,理想的平台坐标系就是导航坐标系;对于捷联式惯导系统来说,因为它的导航参数求解不在载体坐标系内,而必须将加速度计的信号在某个计算导航参数较为方便的坐标系内进行分解,然后进行导航计算,而这个坐标系就是导航坐标系。

(7) 计算坐标系(简称 c 系)—— $x_c y_c z_c$ 。该坐标系是为了便于导航计算而人为引进的一种虚拟坐标系,它是根据计算所得的经纬度( $\lambda, L$ )为原点建立起来的地理坐标系  $x_c y_c z_c$ ,其与载体实际位置建立的地理坐标系  $x_g y_g z_g$  不一致。而两个坐标系之间的夹角为惯导系统的定位误差,一般它在描述惯导误差和推导惯导误差方程时经常用到。

其中,平台坐标系  $x_p y_p z_p$  相对于地理坐标系  $x_g y_g z_g$  的夹角称为平台的姿态角  $\phi$ ,平台坐标系  $x_p y_p z_p$  相对于计算坐标系  $x_c y_c z_c$  的夹角称为平台漂移角  $\psi$ 。

这些坐标系是最基本的坐标系,在导航计算中经常要用到。至于其他计算坐标系,在有关章节中用到时再作介绍。

## 2.5 小 结

随着导航定位技术的发展及其应用领域的迅速扩大,对地球及其重力场的认识提出了更高的要求。由于科学技术的发展,特别



是观测手段、方法和精度的不断改进和提高,人们对地球的认识不断深化,在地球科学领域内取得了很多研究成果,地球重力场的研究尤为显著。可以说,了解并掌握地球的几何形状、地球的重力场、各种垂线的定义和常用的导航坐标系,是学习和研究导航系统必不可少的内容。

本章首先介绍了地球的几何形状,然后介绍了地球的重力场,最后介绍了垂线、纬度、高度的定义和常用的导航坐标系。掌握好本章知识,是学习和研究导航定位技术的基础,也是掌握本书以后各章内容的前提。

## 第三章 惯性导航的基本原理

惯性导航(Inertia Navigation)是一种自主式的导航方法。它完全依靠机载设备自主地完成导航任务,和外界不发生任何光、电联系,因此隐蔽性好,工作不受气象条件的限制。由于它具有这些独特的优点,因而成为航天、航空和航海领域中被广泛使用的一种主要导航方法。

### 3.1 概 述

惯性导航之所以在导航中占有特殊的重要位置,是由于惯性导航的理论基础乃是牛顿力学基本定律,其中主要技术手段是用加速度计测量载体的运动加速度,用陀螺装置提供一个基准坐标系,再从中推算出所需要的导航参数。这就显示出一个突出的优点,即具有高度的自主性。其他导航系统都须要由外部输入信号或向外部辐射能量后接收反射信号,如可见光、红外线、声波、无线电波等;而惯性导航却完全不需要,它只依靠惯性装置本身就能在载体内部独立地完成导航任务。所以从技术和战术上看,都具有不容忽视的优越性。

然而,惯性导航在发展过程中也遇到不少困难和局限。简单地说,古老的原理必须借助于先进的技术保证才能真正实现。从历史上看,1852年在傅科陀螺基础上制成供测量姿态角用的陀螺仪,以及1906年H·安休兹制成的方向陀螺仪,这些成果实际上成为惯性导航的先导。1923年M·舒勒发表了舒勒摆理论,解决了在运动载体上建立垂线的问题。它为工程实现惯性导航提供了理论基础。1942年德国在V—2火箭上初步地应用了惯性制导原理。直到



1954年,一个名副其实的惯性导航系统才在飞机上试飞成功。30多年来,惯性器件和惯性导航获得了飞速的发展,性能日益提高,应用日益广泛。五六十年代的导航精度为 $1.85\text{ km/h}(1\sigma)$ 左右,到了七八十年代提高到每小时零点几公里,性能更高的惯性导航系统也在研制之中。我国从1965年开始研制惯性导航系统。自1970年以来,在多次发射的人造地球卫星的火箭上都采用了我们自己研制的惯性制导系统。

### 3.2 惯性导航的基本原理

惯性导航系统是利用惯性元件来感测飞机或其他航行体的运动加速度,经过积分运算,从而求出导航参数以确定航行体位置的。

惯性导航系统的基本工作原理可简要地表述如下:根据牛顿定律,利用一组加速度计连续地进行测量,而后从中提取运动载体相对某一选定的导航坐标系(可以是人工建立的物理平台,也可以是计算机存储的“数学平台”)的加速度信息;通过一次积分运算(载体初始速度已知)便得到载体相对导航坐标系的即时速度信息;再通过一次积分运算(载体初始位置已知)得到载体相对导航坐标系的即时位置信息。对于地表附近的运动载体,例如飞机,如果选取当地地理坐标系作为导航坐标系,则上述速度信息的水平分量就是飞机的地速 $v$ ,上述的位置信息将换算为飞机所在处的经度 $\lambda$ 、纬度 $L$ 以及高度 $h$ 。此外,借助于已知导航坐标系,通过测量或计算,还可得到载体相对当地地平坐标系的姿态信息,即航向角、俯仰角和倾斜角。于是,通过惯性导航系统的工作,便即时地提供全部导航参数。惯导系统工作原理的数学描述如下:

设一架飞机沿跑道滑行准备起飞,由于发动机的推力作用,它将以一定的加速度 $a$ ,从静止状态开始运动。随着时间的推移,其速度越来越大,直至离开地面以一定的速度向目的地飞行。显然,



飞行的速度将取决于加速度的大小和作用的时间,亦即速度就是对加速度的积分,可表示为

$$\mathbf{v}(t_k) = \mathbf{v}(t_0) + \int_{t_0}^{t_k} \mathbf{a}(t) dt \quad (3.2.1)$$

式中,  $\mathbf{v}(t_0)$  为初始时刻载体的运动速度向量(这里为零)。

而飞机的瞬时位置则取决于速度的大小和飞行时间,也就是说位置就等于对速度的积分。可写成

$$\mathbf{r}(t_k) = \mathbf{r}(t_0) + \int_{t_0}^{t_k} \mathbf{v}(t) dt \quad (3.2.2)$$

式中,  $\mathbf{r}(t_0)$  为初始时刻飞机的位置向量。

惯性导航系统就是采用了这样一种物理方法实现导航定位的。在 INS 中安装一个稳定平台,用该平台模拟当地水平面,建立一个空间直角坐标系,三个坐标轴分别指向东向  $e$ , 北向  $n$  及天顶方向  $u$ ——通常称为东北天坐标系。在载体运动过程中,利用陀螺使平台始终跟踪当地水平面,三个轴始终指向东、北、天方向。在这三个轴上分别安装上东向加速度计、北向加速度计和垂直加速度计。东向加速度计测量载体沿东西方向的运动加速度  $a_e$ , 北向加速度计测量载体沿南北方向的加速度  $a_n$ , 而垂直加速度计则测量载体沿天顶方向的加速度  $a_u$ 。将这三个方向上的加速度分量进行积分,便可得到载体沿这三个方向的速度分量为

$$\left. \begin{aligned} v_e(t_k) &= v_e(t_0) + \int_{t_0}^{t_k} a_e dt \\ v_n(t_k) &= v_n(t_0) + \int_{t_0}^{t_k} a_n dt \\ v_u(t_k) &= v_u(t_0) + \int_{t_0}^{t_k} a_u dt \end{aligned} \right\} \quad (3.2.3)$$

欲求得载体在地球上的位置,可用经、纬度和高程表示,通过对速度积分就可得到。即



$$\left. \begin{aligned} \lambda &= \lambda_0 + \int_{t_0}^{t_k} \dot{\lambda} dt \\ \varphi &= \varphi_0 + \int_{t_0}^{t_k} \dot{\varphi} dt \\ h &= h_0 + \int_{t_0}^{t_k} \dot{h} dt \end{aligned} \right\} \quad (3.2.4)$$

式中,  $\lambda_0, \varphi_0, h_0$  为载体的初始位置;  $\dot{\lambda}, \dot{\varphi}, \dot{h}$  分别表示经、纬度和高程的时间变化率, 可由运动速度计算, 即

$$\left. \begin{aligned} \dot{\lambda} &= \frac{v_e}{(R_N + h) \cos \varphi} \\ \dot{\varphi} &= \frac{v_n}{R_M + h} \\ \dot{h} &= v_u \end{aligned} \right\} \quad (3.2.5)$$

将式(3.2.5)代入式(3.2.4), 就可得到载体的瞬时位置, 则有

$$\left. \begin{aligned} \lambda &= \lambda_0 + \int_{t_0}^{t_k} \frac{v_e}{(h + R_N) \cos \varphi} dt \\ \varphi &= \varphi_0 + \int_{t_0}^{t_k} \frac{v_n}{R_M + h} dt \\ h &= h_0 + \int_{t_0}^{t_k} v_u dt \end{aligned} \right\} \quad (3.2.6)$$

式中,  $R_M, R_N$  分别表示地球椭球的子午圈、卯酉圈曲率半径。如地球近似看成是一个半径为  $R$  的球体, 那么  $R_M = R_N = R$ 。

应指出, 由于初始位置  $(\lambda_0, \varphi_0, h_0)$  须事先已知并输入惯导系统, 所以惯性导航应属于相对定位。

### 3.3 惯性导航系统的基本结构

从上述惯性导航系统的基本工作原理可以看出, 一个完整的惯性导航系统应包括以下几个主要部分:

- (1) 加速度计, 用于测量航行体的运动加速度。通常应有 2 个



或 3 个,并安装在三个坐标轴方向上。

(2) 陀螺及稳定平台,给加速度计提供测量坐标基准,同时可以从相应稳定轴上拾取航行体姿态角信号,稳定平台把加速度计与陀螺和航行体角运动隔离,可放宽对这些仪表动特性的设计要求。为了克服作用在平台上的各种干扰力矩,平台必须有以陀螺仪作为敏感元件的稳定回路。为了使平台能跟踪导航坐标系在惯性空间的转动,平台还必须有从加速度计到计算机再到陀螺仪,并通过稳定回路形成的跟踪回路。

(3) 导航计算机,完成导航参数计算和平台跟踪回路中指令角速度信号的计算。平台要稳定在地理坐标系内,就要给相应的陀螺施矩,那么,计算机要给出控制平台的指令信号。

(4) 初始条件及其他控制信号的控制器。

(5) 导航参数显示器。

(6) 整个系统供电电源。

按惯性测量装置在载体上的安装方式,可分为平台式惯性导航系统和捷联式惯性导航系统。

平台式惯性导航系统是将惯性测量元件安装在惯性平台(物理平台)的台体上。根据平台所模拟的坐标系不同,平台式惯性导航系统又分为空间稳定惯导系统和当地水平面惯导系统。前者的平台台体相对惯性空间稳定,用来模拟某一惯性坐标系。重力加速度的分离和其他不需要的加速度的补偿全依靠计算机来完成。这种系统多用于运载火箭主动段的控制和一些航天器上。而后者的平台台体则模拟某一当地水平坐标系,即保证两个水平加速度计的敏感轴线所构成的基准平面始终跟踪当地水平面。这种系统多用于在地表附近运动的飞行器,如飞机和巡航导弹等。平台式惯导系统的平台能隔离载体的角振动,给惯性测量元件提供较好的工作环境。由于平台直接建立起导航坐标系,故提取有用信号需要的计算量小,但结构复杂,尺寸大。平台式惯性导航系统的结构如图 3.1 所示。

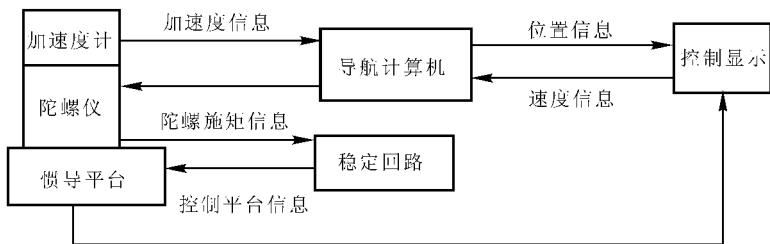


图 3.1 平台式惯导系统结构图

捷联式惯性导航系统是将惯性测量元件直接安装在载体上，省去了惯性平台的台体，用存储在计算机中的“数学平台”代替惯性平台的台体。根据所用陀螺仪的不同，捷联式惯性导航系统又分为速率捷联式惯性导航系统和位置捷联式惯性导航系统。前者用速率陀螺仪感测并输出载体瞬时平均角速度信号，后者用自由陀螺仪感测并输出载体的角位移信号。由于省去了物理平台，所以，和平台式惯性导航系相比较，捷联式惯性导航系的结构简单，体积小，维护方便。但惯性测量元件直接装在载体上，工作条件不佳，会降低仪表的精度。由于三个加速度计输出的加速度分量是沿载体坐标系轴的，须经计算机转换成导航坐标系的加速度分量（这种转换起着“数学平台”的作用），故计算量要大得多。

捷联式惯性导航系统的结构如图 3.2 所示<sup>[3]</sup>。

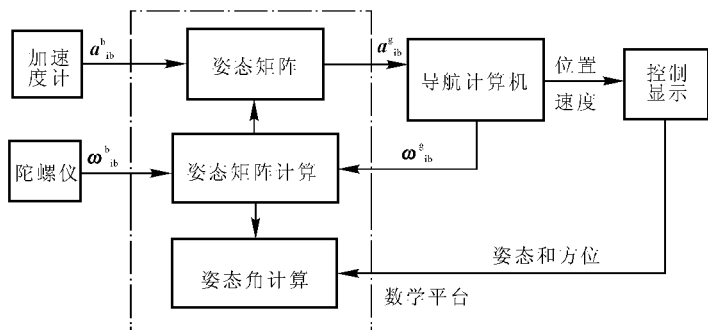


图 3.2 捷联式惯导系统结构图



### 3.4 实现惯性导航要解决的几个问题

要想在工程上实现这样一套惯性导航系统,决不是一件轻而易举的事。至少要解决以下几个方面的问题。

第一,必须采用一组高精度的加速度计作为测量元件。

惯性导航的基本原理决定它必须利用加速度计从测量载体的加速度开始,要经过两次积分运算才能求得载体的位置。这样,如果不加任何调整,则加速度计测量的常值误差将会造成随时间平方增长的位置误差。为此,必须对加速度计的精度提出很高的要求才行。如果把  $1.85 \text{ km/h}(1\sigma)$  作为惯导系统导航精度的起码要求,那么,对加速度计测量加速度的偏值稳定性的要求应在  $(10^{-5} \sim 10^{-6})g$  的量级( $g$  为重力加速度)。

第二,必须依靠一组高性能的陀螺仪来模拟一个稳定的导航坐标系。

由于载体的加速度、速度和空间位置都是矢量,故首先必须明确它是相对哪个坐标系的;其次,矢量的运算只能分解到该坐标系的三个轴上才能进行。这就是为什么必须在载体内部建立一个稳定的导航坐标系的原因。导航坐标系可以选择为某种惯性坐标系,也可以选择为当地地理坐标系,当然还有其他各种方案。显然,在运动载体上实现独立而稳定的导航坐标系,最合理的方案之一就是采用陀螺稳定平台。如果在陀螺仪的控制轴上不施加任何控制力矩,则平台将处于几何稳定状态,可用来模拟某一惯性坐标系;而如果在陀螺仪的控制轴上施加适当的控制力矩,则平台将处于空间积分状态,可用来跟踪模拟某一动坐标系(如当地地理坐标系)。问题在于,不论何种情况,绕陀螺仪的控制轴总难免存在一定的干扰力矩,从而引起平台发生所不希望的漂移转动,其结果使模拟坐标系不断地偏离真正的导航坐标系,而给整个导航计算带来严重的误差。为此,必须为陀螺仪的性能提出很高的要求才行。



对于上述的导航精度,要求陀螺仪漂移的偏值稳定性应在  $0.01 \text{ rad/h}(1\sigma)$  的量级。

第三,必须有效地将运动加速度和重力加速度分离开,并补偿掉其他不需要的加速度分量。

就加速度计的工作原理而言,它并不能区别所测的是运动加速度还是重力加速度;在运动加速度中混杂的其他分量,如随地球一道转动引起的哥氏加速度等同样也不能区别。以航空导航为例,必须从加速度计的测量值中提取出纯粹的飞机的水平加速度分量再加以积分,才能得到飞机的水平速度,再对水平速度进行积分和转换,才能得到飞机所在处的经度和纬度。在高度的计算中同样也不能混杂有水平加速度分量。这里的主要矛盾是如何有效地把运动加速度和重力加速度分离开。这可以有两种途径。一是通过计算对重力加速度分量进行直接补偿,那就必须引入一个相当复杂的重力场模型,并根据已经算出的位置信息进行反馈式的计算或补偿。这种方案要求的计算量很大,计算速度很高,事实上是在高速电子计算机问世后才得以实现。另一种途径是用陀螺平台跟踪一个当地水平坐标系(包括地理坐标系),使两个水平加速度计的测量轴与台面重合,这样便可避免感受重力而间接地补偿掉重力加速度分量。这种方案的计算量显然要小得多。不过,使平台精确跟踪当地平面(水平面)或真垂线(水平面的法线)也并非一件容易事。由于平台也须要借助水平加速度计来感受台体倾斜时的重力分量,再将它变成相应的控制信号加给陀螺仪控制平台返回地平面位置或垂线位置,因此,当载体具有水平加速度时,控制信号使平台跟踪的将不是当地真垂线而是表观垂线(即虚假垂线),结果使平台偏离了真正的导航坐标系。解决这个问题所依据的是舒勒原理。在平台实现了舒勒调谐之后,问题并未全部解决,它要求平台的初始方位必须严格对准,否则,这种初始偏差将以  $84.4 \text{ min}$  的周期进行振荡,同样形成严重的误差。所以,平台工作前的初始对准也是必须解决的重要问题。



第四,必须建立全面细致的计算和补偿网络,采用的计算装置要有足够的计算精度和运算速度。

导航计算是个复杂的过程,主要包括以下几个方面的计算。

(1) 从加速度信息到位置信息必不可少的两次积分运算。

(2) 为提取信息而进行补偿运算。例如,从加速度计的测量值中补偿掉载体作曲线运动时的部分向心加速度及哥氏加速度,就须要先对这些加速度进行计算,而且在计算中又须引入后面已经算得的某些参数,如载体的地速、转弯角速度和当地纬度等。显然,这种运算具有反馈的性质。

(3) 线量转换角量的运算。如将载体沿导航坐标系三个轴的速度分量转换为绕三个轴的角速度分量,须分别除以相应的曲率半径,这种运算往往也具有反馈性质。

(4) 方向余弦矩阵的计算,即完成各有关的坐标系间的坐标转换。这种计算不仅工作量大,而且也具有反馈的性质。

(5) 对陀螺仪和加速度计的常值和随机误差进行统计计算,以作为下次工作补偿的依据。

由此可见,为能正确地设计导航计算网络,须要有一个全面正确的计算流程图,而形成流程图的依据乃是联系各个运动参量的力学方程组,称为机械编排方程。在研究某一种方案的惯导系统时,首先要列出它的机械编排方程,这是分析和设计惯导系统的基础。

尽管惯性导航系统可以提供很精确和高可靠性的姿态信息,但位置误差可能很大,因为它是加速度量测的二次积分。该误差随时间而增长,其值依赖于加速度计的质量。惯导系统的漂移平均为  $0.1^\circ/\text{h}$ ,这样飞行一小时所对应的位置误差可能有几公里。在许多情况下,这种误差是不能容忍的。于是人们采用引入外部修正信息的组合导航体制,定期更新、校正惯导系统的估计。通常,外部信息可以来自无线电定位系统(罗兰—C和奥米加等)、多普勒雷达、星体跟踪器、GPS、TAN等,本著作引用 SAR 来修正 INS,主要研



究 INS/SAR 组合导航定位技术。

### 3.5 小 结

INS 是目前任何一种导航系统都无法代替的,各种组合导航系统都是以 INS 为主的。为了深入研究 INS/SAR 组合导航系统,本章首先简要地介绍了惯性导航的基本原理;然后叙述了 INS 的基本结构;最后讨论了实现惯性导航要解决的几个问题。

当然,对惯性导航原理的研究是一门科学,在这方面,诸多学者花费了许多精力和时间,出现了许多研究论文和专著。本著作主要是研究 INS/SAR 导航定位技术的,所以,仅对 INS 作最简单、最基本的介绍。对惯性导航系统有兴趣的读者,可阅读这方面的专著。

## 第四章 合成孔径雷达的基本理论

雷达在飞行器组合导航系统中的应用一直是人们关注的研究方向之一。而 SAR 与 INS 组合,构成 INS/SAR 组合导航系统是当前人们感兴趣、并已在实际中得到应用的一种导航系统。为了研究 INS/SAR 组合导航系统,本章将对合成孔径雷达的原理、特点、工作体制、研究现状与发展方向作较详细的讨论。

### 4.1 合成孔径雷达的发展现状与研究方向

为了深入研究合成孔径雷达的基本原理、特点、工作体制、研究现状与发展方向,首先有必要对雷达的发展历史及研究现状作简单的回顾。

#### 一、雷达发展概况

雷达是集中了现代电子科学技术各种成就的高科技系统。众所周知,雷达已成功地应用于地面(含车载)、舰载、机载等方面,并已经和正在执行着各种军事任务。近年来,雷达的应用已经向外层空间发展,出现了空间基(卫星载,航天飞机载,宇宙飞船载)雷达。目前正在酝酿和建立比地面预警雷达、机载预警雷达及超视距预警雷达更优越的星载预警监视雷达。同时雷达也向空间相反方向发展,出现了各种探地雷达,它已经或将要应用于探雷、资源勘探、地下构造“窥探”、地下危险物品侦察等方面。另外,民用各部门诸如气象、天文遥感、测绘、船只导航、直升机和汽车防撞、交通管理等领域中,雷达的应用也越来越广泛,而且在数量上将远大于军用。



雷达是“Radio Detection and Ranging”缩写 Radar 的音译。其基本功能是利用目标对电磁波的散射而发现目标,并测定目标的空间位置。近年来,由于雷达采用了一些新理论、新技术和新器件,雷达技术的发展也进入了一个新的发展阶段。特别是电子计算机的应用,给现代雷达带来了根本性的变革。雷达的功能已超出了“无线电检测和测距”的含义,它还可以提取有关目标的更多信息,诸如测定目标的属性、目标的识别等。

合成孔径雷达是在雷达理论和技术发展到一定阶段的基础上诞生的。为了对合成孔径雷达的理论与技术有比较深入的了解,有必要了解雷达的发展状况。

早在 1886—1888 年间,海因里奇·赫兹(Heinrich Hertz)验证了电磁波的产生、接收和散射。1903 年,克里斯琴·赫尔斯迈耶(Christian Hulsmeyer)研制出了原始的船用防撞雷达并获得专利权。

1922 年,M. G. 马克尼(M. G. Marconi)在接受无线电工程师协会(IRE)荣誉奖章时的讲话中提出了一种船用防撞测角雷达的建议。

1935 年,由英国人和德国人第一次验证了对飞机目标的短脉冲测距。

1937 年,由罗伯特·沃森·瓦特(Robert Watson Watt)设计的第一部可使用的雷达“Chain Home”在英国建成。

20 世纪 30 年代,雷达作为一种军用装备开始服务于人类。除了英国、美国外,法国、前苏联、德国和日本也都致力于雷达的研制。1939 年,英国在一架飞机上装了一部 200 MHz 的雷达,用来监视入侵的飞机,并首先制造出了能产生 3 000 MHz, 1 kW 功率的磁控管。高功率厘米波器件的出现,大大促进了雷达技术的发展。

第二次世界大战期间,在英国的帮助下,美国在雷达方面的研制大大地超过了德国和日本,并在保证同盟国的胜利方面发挥了重要作用。第二次世界大战使雷达得到了广泛的应用,雷达技术得



到了飞跃的发展,它不仅能在各种复杂情况下发现数百公里以外的入侵飞机,而且还能精确测出它们的位置。1943年,在高功率磁控管研制成功并投入生产之后,微波式雷达正式问世。

40年代雷达的工作频段由高频(HF)、甚高频(VHF)发展到微波波段,直至K波段(波长约1 cm)。40年代发展起来的单脉冲雷达原理,到50年代已成功地应用于AN/FPS—16跟踪雷达,这种供测量用的单脉冲精密跟踪雷达,其角跟踪精度达0.1 mrad,即使在今天看来,这样的精度亦是相当高的。

50年代出现的合成孔径雷达,利用装在飞机或卫星上相对来说较小的侧视天线,可产生地面上的一个条状地图。50年代末以来,由于航天技术的飞速发展,飞机、导弹、人造卫星及宇宙飞船等均采用雷达作为探测和控制手段。

尤其是20世纪60年代中研制的反洲际弹道导弹系统提出了高精度、远距离、高分辨率和多目标测量的要求,使雷达技术进入蓬勃发展的时期。

70年代,合成孔径雷达、相控阵雷达和脉冲多普勒雷达等有了新的的发展。合成孔径雷达的计算机成像是70年代中期突破并发展起来的,高分辨率合成孔径雷达已经移植到民用,并进入空间飞行器。装在海洋卫星上的合成孔径雷达已经获得分辨率为 $25\text{ m} \times 25\text{ m}$ 的雷达图像,用计算机处理后能提供大量地理、地质和海洋状态信息。在1 cm波段上,机载合成孔径雷达的分辨率已达到约 $0.09\text{ m}^2$ 。

80年代相控阵雷达技术大量用于战术雷达。进入90年代后,特别是海湾战争的刺激,雷达技术又进入了一个新的发展阶段,对雷达观察隐身目标的能力、在反辐射导弹与电子战条件下的生存能力和工作有效性提出了很高的要求,对雷达测量目标特征参数和进行目标分类、目标识别有了更高的要求。同时,雷达成像技术的发展也很快。双/多基地雷达与雷达组网技术的应用,与无源雷达及其他传感器综合,实现多传感器数据融合等技术,在当今雷达



发展过程中均占有重要地位<sup>[5]</sup>。

当前,雷达面临着所谓“四大”威胁<sup>[3]</sup>,即快速应变的电子侦察及强烈的电子干扰;具有掠夺地、掠夺海能力的低空、超低空飞机和巡航导弹;使雷达散射面积成百上千倍减小的隐型飞行器;快速反应自主式高速反辐射导弹。因此,对雷达的要求越来越高。首先它应减少雷达信号被电子环境监测器(ESM)、反辐射导弹(ARM)截获的概率,使雷达信号更难于被这些装置发现和跟踪。同时,雷达应保证实时、可靠地从极强的自然干扰(杂波)和人为干扰中检测大量目标。由于目标的雷达截面积从很低值(“隐身”目标)到相当高值(大舰只、大飞机或强杂波)的范围内变化,所以还要求雷达有很大的动态工作范围和很高的虚警鉴别能力,即使在多目标(如群目标袭击)环境中亦如此。此外,还应当采用目标分类和威胁估计,并将被处理的数据有效地传送给电子计算机和终端及显示装置,且要简便易行。

“四大”威胁的出现和发展并非意味着雷达的“末日”到来。为了对付这些挑战,雷达界已经并在继续开发一些行之有效的新技术。

当前,对于雷达的另一个要求是多功能与多用途。在现代雷达应用中,由于作战空间和时间的限制,加之快速反应能力的要求和系统综合性的要求,雷达必须具备多功能和综合应用的能力。

目前,信息融合理论与人工智能理论的飞速发展,为雷达目标检测与识别技术提供了一个全新而有效的途径。人工神经网络技术可以渗透到雷达目标检测与识别的预处理、特征提取和选择、模式分类的整个过程。可以预言,在这些人工智能理论的应用和推动下,雷达技术与应用将会有一个新的大发展。

## 二、SAR的特点、发展现状与研究方向

为了更好地让雷达服务于人类,人们一直在努力寻找提高雷达分辨率的新方法。



第二次世界大战以来,雷达无论在理论上还是在技术上都得到了飞速发展,新理论、新技术层出不穷。尤其是随着信息论在雷达领域中的应用、雷达信号分析和设计的发展、全息摄影技术的完善,这一目标终于实现,并诞生了分辨率很高的新型雷达——合成孔径雷达。几十年来,合成孔径雷达无论在理论上还是在技术上都在不断发展,现已成为军事侦察和微波遥感的有力工具,得到了越来越广泛的应用。

我国是于 20 世纪 70 年代中期开始研制合成孔径雷达的。20 多年来,已连续突破了一系列关键技术,不仅研制成功单测绘通道、单极化成像合成孔径雷达,而且还研制成功多测绘通道、多极化成像合成孔径雷达<sup>[5]</sup>。1979 年,我国研制出了第一台合成孔径雷达,所获得的雷达图像已开始应用于地质勘查、工程地质、海洋研究、农业产量评估、灾情实时估计及其他领域<sup>[4]</sup>。

为了研究 INS/SAR 组合导航定位技术,有必要了解 SAR 的特点、处理方法、工作体制、应用领域、研究现状及发展方向。

### 1. 合成孔径雷达的特点

合成孔径雷达有以下原理性优点:

(1) 其方位分辨率和距离分辨率可比拟,能够获得类似光学摄影的高分辨率雷达图像,并可能具有更分明的地物轮廓和对比度,以及更多的细节和纹理。机载聚束式 SAR 的方位分辨率已达分米量级。

(2) 具有全天候和全天时成像的优点。

(3) SAR 图像反映的是地域微波散射特性,它与波长、电波入射角、地域表面粗糙度和复介电常数等因素有关。SAR 回波信号中包含了丰富的地面目标的电磁特性、物理特性、几何形态特征等众多信息,并且选择的雷达波长能够穿透一定的遮蔽物成像。

(4) 聚焦型 SAR 的雷达图像分辨率与波长、载机飞行高度、雷达作用距离等无关,并随着天线尺寸的减小而提高,雷达图像的比例尺在整个绘图带内几乎相同。于是,人们可以用一个较小的天线



安装在任何高度的外层空间飞行器上,也能得到很高的方位分辨率。

(5) 测绘带可以距航迹很远。

(6) 可以有多种模式和功能,可以测量载体低速,进行信标定位、实时成像等。目前 SAR 正朝着多波段、多极化、可变视角、宽测绘带、多观测模式、高分辨率的方向发展。

合成孔径雷达也有一些原理性缺点:

(1) 实现合成孔径原理要求复杂的信号处理过程和设备,要求对飞行器运动的非匀直性加以补偿,并且要能吞吐大量数据,故其设备和操作远较真实孔径雷达复杂。

(2) 在对图像进行解释时,合成孔径雷达系统若不完善,有可能造成一些图像缺陷,比如点目标的旁瓣、光晕状图像、距离向或方位向条带、方位向模糊、载机操纵欠佳及由于非线性引起的自动增益控制效应等。

(3) 和一般相干光成像类似,雷达图像有相干斑点效应,影响图像质量。

## 2. 合成孔径雷达的处理方法

SAR 的处理(图像或数据)方法有以下几种:

(1) 光学处理。其特点是处理速度快,利用摄影胶片作为信息存储介质可以存储大量的信息,而且系统简单,成本低。但光信息处理灵活性差,功能不全,且精度低,信息损失多,成图比例尺小。尽管光信息处理由于其不灵活,还未像数字信号处理那样在一般的信号处理中发挥作用,但是对合成孔径雷达而言,光学处理却是最早获得成功的处理方式。

(2) 数字处理。由于是用编程进行处理,因此参数可调,功能齐全,使用灵活,精度高,复制时不存在信息损失,一致性好,可实现大比例尺成图,且通用性、重复性、可保存性均较光学处理为好。但相对来说系统复杂,速度慢,存储信息能力有限。例如用多普勒信号处理来提高方位向分辨率时,SAR 图像的每个像素点是通过



对大量的雷达回波进行相干处理获得的,要求数字处理器有很高的处理速度和相当大的存储容量。

(3) 声学(如声表面波 SWA)、电学(如电荷耦合器件 CCD)等其他处理方式。就 CCD 和 SWA 的运算灵活性而言,它优于光学处理而次于数字处理。就运算速度和成本而言,则优于数字处理而次于光学处理。它们体积小、重量轻、功耗低,很适合于作为机载或星载合成孔径雷达的实时处理器。

(4) 混合处理。它是光学、数字、电学、声学等处理方式的结合,兼备了这些方法的优点。

### 3. 合成孔径雷达的工作体制

合成孔径雷达有多种工作体制,列举如下:

(1) 带状成像雷达。常用正侧视工作方式和聚焦型处理方式,主要用于测绘及侦察。

(2) 小区域成像雷达(SAR 注光测绘仪)。常用斜侧视工作方式,小区域成像信号处理是一种介于聚焦型和非聚焦型之间的一种处理方式,也称为部分处理方式。它成像范围小,成像速度快,多作为多功能机载雷达的一部分,在导航及武器投掷系统中作目标显示用。其缺点是分辨率不如聚焦型带状成像雷达。

(3) 对旋转目标成像的雷达。它可用于观察星球等自转天体。

(4) 逆合成孔径雷达。固定在地面,对空中飞行目标成像,可用于飞行目标的识别和分类。

(5) 微波全息雷达。这种雷达发射连续的相干无线电波,在方位向,运用合成孔径原理获得全息;在距离向,利用阵列天线获得全息的数据记录。雷达是二维的全息记录和波前重现过程。

(6) 全息摄影矩阵雷达。这种雷达由 4 部分组成:天线阵列、发射和接收单元、信号处理计算机和主振器控制等。天线阵列以中心为界等分成两部分:一半为发射天线阵列,另一半为接收天线阵列。这种雷达有以下优点:分辨率高,不由信号带宽决定;发射、接收天线简单,不需要移项器等微波元件;信号处理简单易行;回波



强度随距离变化很小。

(7) 机载前视 SAR。主要用于载机前方地面大面积区域的高分辨率成像,它弥补了传统的非聚焦的多普勒波束锐化处理的不足,方位分辨率可以达到 1 m 以下。

(8) 合成孔径雷达干涉仪。它利用电磁波干涉原理确定目标的三维坐标。在地形测绘中,除能得到地形特征的几何位置、几何形状的信息外,还能得到有关高度的信息。

(9) 三次谐波合成孔径金属探测雷达。对于人造金属目标,入射信号的三次谐波(如基波一样)返回雷达接收机。自然杂波(淹没目标的杂波)只反射入射信号的基波。因此,在有强烈杂波时可以探测出金属目标。此外,利用能穿透树林的低频辐射,观察反射信号的三次谐波,就能以较高的角分辨率和距离分辨率探测出人造金属目标。如果只用基波观测,就做不到这一点。

(10) 多极化、多通道合成孔径侧视雷达。它采用了多频谱、多极化技术,在同一地区同一时间能同时获得多幅不同内容的图像,使图像所记录的信息成倍增长。

#### 4. 合成孔径雷达的应用领域

合成孔径雷达可应用于军事及国民经济的如下各领域。

(1) 它可以作为战场和战术侦察的有力工具。它的全天候、高分辨率及侧视工作等优点对战场和战术侦察十分有利。高空侦察机上装备的合成孔径雷达,可以在公海上空飞行而侦察到别的国家沿海岸的军事部署。而且其成像不受气候、天时等因素影响,清晰度高。

(2) 可以用于武器投掷、空对空搜索和跟踪、地形回避和地形跟踪、调整导航系统等方面。

(3) 地形测绘和制图。

(4) 在海洋应用方面,SAR 可用来研究大面积海浪特性,研究海洋冰及冰山分布,测绘海洋图等。还可以用来研究海洋变迁、海洋污染情况,用作海藻生长监视等。



(5) 还可用于地质和矿物资源勘探,水文、农林业、天文学、地面活动监控和目标识别等方面。

### 5. 合成孔径雷达的研究现状

近年来,机载和空载 SAR 在许多方面越来越显示出其重要作用。不同学科科学家们正在对地球遥感数据产生浓厚的兴趣。SAR 在地形测量、军事侦察、飞行器导航与制导等方面所起的重要作用越来越受到人们的普遍关注。

自 1991 年以来,国外已向空中发射了 5 部机载合成孔径雷达系统。1991—1995 年,在 11 个国家有 18 个不同的机载 SAR 系统已投入民用。目前,最为先进的应当算 SIR—C/X—SAR 雷达,它已于 1994 年 4 月和 10 月在航天飞机上进行过两次飞行。该系统代表此类系统的发展水平,甚至在 21 世纪也不会落后。

德国正在研制一部有源相控阵 X 波段空载 SAR,从该 SAR 系统中可以了解其研究现状,这种新型 SAR 系统总的设计要求如下:

(1) 几个能同时工作的 SAR 频率(L,S,C,X 波段中的 2 ~ 3 个)。

(2) 需要水平(HH)和垂直(VV)两种极化方式,有时甚至需要交叉极化(HV,VH)。

(3) 系统灵敏度必须在  $\pm 20$  dB 范围内,最终图像的信噪比要求大于或等于 5 dB。

(4) 干涉测量数据评估,对系统稳定度、飞行操作及 SAR 处理还提出了其他要求。

一般来说,根据监视类型的不同(比如说海洋、农业、林业、灾害测量等),几何分辨率和成像范围存在着相互关系。这种关系大致上可用下面的分辨率等级来概括。

(1) 低分辨率系统(1 ~ 5 km)用于全球覆盖 → 大观测地带宽度( $> 500$  km)。

(2) 中等分辨率系统(50 ~ 500 m)用于地区覆盖 → 中等观测



地带宽度(100 km)。

(3) 高分辨率系统(5 ~ 30 m) 用于局部覆盖 → 小观测地带宽度(50 km)。

(4) 点分辨率系统(1 ~ 3 m) 用于小范围覆盖 → 小观测地带宽度(10 km)。

为了满足以上要求,德国航天局与道尼尔卫星系统公司等制定了 SAR 系统的设计方案。

雷达图像目标的匹配定位是雷达自动导航飞行器中的一个主要问题<sup>[6]</sup>。在成像末制导中,用数字军事地图作为参考图,雷达图像作为实时图进行匹配定位是一种使用有效的方法。美国和俄罗斯一直在研究有关雷达成像制导技术,1992年,美国罗勒尔和雷锡恩公司制造出两个小型合成孔径雷达巡航导弹导引头。法国则在研究采用多种成像传感器和目标特性数据进行匹配制导,塞尔日·达索公司和汤姆逊—S公司分别研制了采用35 GHz和94 GHz的成像雷达传感器的地图匹配制导系统。先进的中程地—地导弹雷达地图匹配末制导导引头必须解决智能信息处理这一关键技术,以提高地图匹配制导系统的可靠性、适应性和实时性。

而合成孔径雷达在飞行器组合导航中的应用则是当前国外一个重要的研究领域,INS/SAR组合导航系统是一种图像辅助的高精度、完全自主的组合导航系统,国外已获得成功的应用。我国虽然起步较晚,但发展很快。可以说,INS/SAR组合导航系统是一种很具吸引力,且有很大发展前景的导航系统。

#### 6. 合成孔径雷达的发展方向<sup>[4]</sup>

SAR的发展方向主要有以下几个方面。

##### (1) 高分辨率合成孔径雷达技术。

分辨率是合成孔径雷达的一个重要指标。从侦察及火控的角度出发,希望它尽可能高,因此高分辨率技术是合成孔径雷达的发展方向之一。

##### (2) 三维成像技术。



作为从合成孔径雷达图像中导出高分辨地形数据的工具,干涉仪越来越受到人们的注意,且已应用于地球物理遥感及机载合成孔径雷达。

干涉仪三维成像的基本方法在于,比较两平行和存在一定位移的合成孔径所获得的两幅图像之间的相位差来确定高度。须要解决及研究的问题有:

- 1) 相位解模糊;
- 2) 两路图像之间的校准;
- 3) 新的测高方法。

(3) 合成孔径雷达的地面运动目标检测(GMTI)技术。

合成孔径雷达是利用雷达与场景之间相对来说已知的运动来产生高分辨率图像的,而地面运动目标存在未知运动,此时的处理对于运动目标来讲是失配的,导致了模糊目标叠加在合成孔径雷达图像上,因此动目标检测的实质是如何从固定场景中检测出动目标,并产生它们的聚焦图像。

AN/APG—76 及 AN/APY—3 采用多端口干涉仪合成孔径雷达方法来检测运动目标。雷达具有 3 个端口,其中两个端口用于检测运动目标,第三个端口则采用干涉仪法来确定目标的位置。对于不同的运动目标,可以采用不同的方法进行运动目标检测与成像,只要运动目标与固定目标存在空间和频率以及强度等方面的差异,就可以采用动目标显示(MTI),MTD,DPCA 自适应时-空滤波、强目标跟踪算法、Wigner-Ville 算法及多普勒速率滤波等方法进行检测。须要研究的问题有:

- 1) 提高强杂波背景下的检测性能;
  - 2) 增强对多个运动目标的分辨能力;
  - 3) 提高现有各种方法的实时性。
- (4) 多频、多极化合成孔径雷达技术。

频率是合成孔径雷达的关键。微波的缺点是带宽较窄,信号中信息的含量较低,这就要求同时使用多重频率来提高信息含量。



极化雷达一般至少应可发射两种正交极波和接收两种极波。有一类接收极化雷达,虽然只能发射一种极波,但却能接收两种极波,不过其极化的能力低于极化雷达。

多极化合成孔径雷达,尽管结构比单极化雷达信息复杂,但优点也很突出,故正在迅速崛起和发展。总的来讲,它有三大优点:

- 1) 提高信噪比;
- 2) 增强抗干扰能力;
- 3) 提高目标识别和分类能力。

国外大部分机载实验合成孔径雷达,都具备多频、多极化功能。该领域主要研究的问题是:

- 1) 多极化天馈线及接收系统;
  - 2) 极化系统的校准;
  - 3) 多极化数据的压缩及处理。
- (5) 相干斑噪声消除技术。

由于地面回波存在相干闪烁现象,因此所反映的地面特征也具有概率特性,即所谓的相干斑噪声。相干斑噪声的存在降低了目标的可探测性及对分散目标进行区别和分类的能力。

这种相干斑噪声是相干雷达本身固有的,不能用增大信号功率来减小,必须通过平均加以改善,但多视平均随着视数的增加会降低分辨率。

因此,如何在不改变或少改变分辨率的条件下,降低相干斑是一个须要研究的问题。一种方法是以不同带宽的多视信号为基础进行加权组合。据报道,采用加权组合法后等效视数可提高 $2 \sim 3$ 倍,优于传统的多视平均,也可以通过多极化平均方法来降低相干斑噪声。

- (6) 超宽带合成孔径及米波合成孔径雷达技术。

超宽带合成孔径及米波合成孔径雷达发射的电波,由于具有一定的穿透地面和树叶的能力,故可用来探测隐蔽在树丛中的部队和地下目标,如隧道、钢筋混凝土掩体、深掩体通风口和深管线



通风口,还可用于环境监测,如探测有毒液体的倾出、探矿和寻找地下淡水等。

(7) 高速实时数字信号处理技术。

早期的合成孔径雷达采用的是光学处理方法,因此只能在取得原始数据后回到地面进行事后处理。为满足战斗中对时间的严格要求,必须使合成孔径雷达具备实时信号处理的能力。由于合成孔径雷达工作模式多样,信息处理更复杂,故只能采用具有灵活处理能力的数字处理方法。因此,开发、调整实时数字信号处理系统是合成孔径雷达能否完成任务、能否在对抗中生存的关键因素之一。

## 4.2 合成孔径雷达原理

### 一、基础知识<sup>[3]</sup>

雷达技术中角分辨率(在两坐标雷达中为方位分辨率或横向分辨率)经典概念的数学表达式为

$$\delta_x = \frac{\lambda}{D}R \quad (4.2.1)$$

式中, $\lambda$  为波长, $D$  为天线孔径, $R$  为斜距。

例如,高空侦察飞机的飞行高度为 20 km,用一 X 波段( $\lambda = 3$  cm)侧视雷达探测,如图 4.1 所示。设其方向孔径  $D = 4$  m,则在离航迹 36 km 处(此处  $R \approx 40$  km)的方位分辨率约为

$$\delta_x = \frac{\lambda}{D}R = (0.03/4)40\ 000 = 300\text{ m}$$

方位分辨率是雷达技术中的一项重要指标,提高方位分辨率的常规方法有两条技术途径:一是采用更短的波长,二是研制尺寸更大的天线。但是,这两条技术途径都是有限度的,对某些应用场合是不可取的。然而,可以利用雷达与被测物体之间相对运动产生的随



时间变化的多普勒频率,对之进行横向相干压缩处理(等效地增大了天线的有效孔径),从而实现方位上的高分辨率。基本关系式为

$$\delta_{x_R} \approx \frac{R\lambda}{D} \quad (4.2.2)$$

$$\delta_{x_S} \approx \frac{R\lambda}{2L_S} \quad (4.2.3)$$

- 式中  $\delta_{x_R}$  —— 采用实际天线的横向距离分辨率, m;  
 $\delta_{x_S}$  —— 采用合成天线的横向距离分辨率, m;  
 $R$  —— 到须要分辨目标的距离, m;  
 $D$  —— 实际天线的有效长度, m;  
 $L_S$  —— 合成天线的有效长度, m;  
 $\lambda$  —— 波长, m。

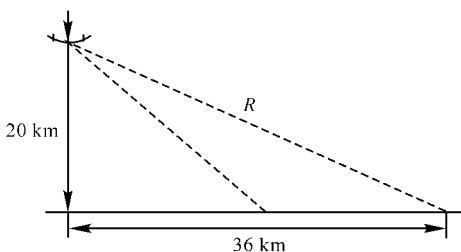


图 4.1 侧视雷达侦察、测绘示意图

提高横向距离分辨率所采用的合成孔径状态原理有 3 种不同的方法:多普勒波束锐化(DBS)、侧视合成孔径雷达和利用目标转动的逆合成孔径雷达(ISAR)。

在 20 世纪 50 年代,人们提出采用天线合成的方法来实现合成大孔径,即让雷达沿直线移动(此时目标不动),并在不同移动位置发射信号,然后对各处回波信号进行综合处理来达到方位分辨,这就是所谓 SAR 成像。不难看出,上述合成的重要条件是雷达与目标之间的相对运动。如果让雷达不动而目标移动,那么同样存在



相对运动。根据这一事实,同 SAR 一样可对目标进行方位向高分辨合成处理,这就是 ISAR(逆合成孔径雷达)成像。图 4.2 (a) 和 (b) 分别给出 ISAR 和 SAR 的几何关系。

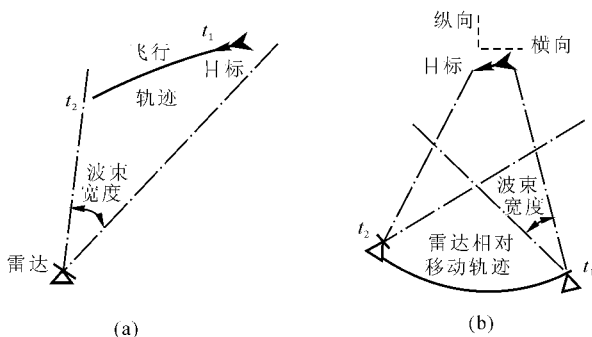


图 4.2 ISAR 和 SAR 的几何关系

(a) ISAR 的几何关系; (b) SAR 的几何关系

本章重点介绍合成孔径雷达的技术原理。

## 二、合成孔径雷达原理

为了使读者对 INS/SAR 组合导航系统的基本原理有一个比较深入的理解,将对合成孔径雷达的原理从两个不同的角度作详细的解释。首先,从天线合成的角度来解释合成大孔径的基本原理;然后,从分析回波信号的特性入手,从频谱分析、相关、匹配滤波的角度来说明合成孔径原理。

### 1. 合成孔径雷达原理的第一种解释<sup>[3]</sup>

合成孔径雷达的概念是采用相干雷达系统和单个移动的天线模拟真实天线阵中所有天线的功能。单个的天线依次占据合成阵列空间的位置,如图 4.3(a) 所示。

在合成阵列里,在每个天线位置上所接收的信号,其幅度和相位都被存储起来。这些被存储的数据经过处理,再成像为被雷达所



照射区域的图像。

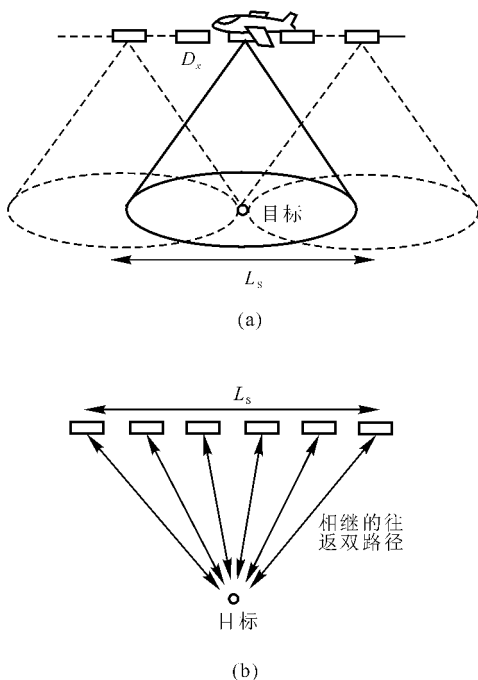


图 4.3 合成阵列的结构示意图

典型的合成雷达结构是侧视,其雷达天线同飞机航线相垂直,并向下俯适当角度。横向距离分辨率被定义为飞行航线上的分辨率。图 4.3(b) 为合成阵列的结构示意图。

以图 4.4 所示的线性阵列为例,此线性阵列的辐射方向图,可定义为单个阵元辐射方向图和阵列因子的乘积。阵列因子是阵列里天线阵元均为全向阵元的总辐射方向图。若忽略空间损失和阵元的方向图,则阵列的输出电压可表示为

$$V_R = \left\{ \sum_{n=1}^N A_n \exp[-j(2\pi/\lambda)d_n] \right\}^2 \quad (4.2.4)$$



式中  $V_R$ ——实际阵列的电压之和；  
 $A_n$ ——第  $n$  个阵元的幅值；  
 $d_n$ ——从第  $n$  个阵元到目标的距离；  
 $N$ ——阵列中阵元的总数。

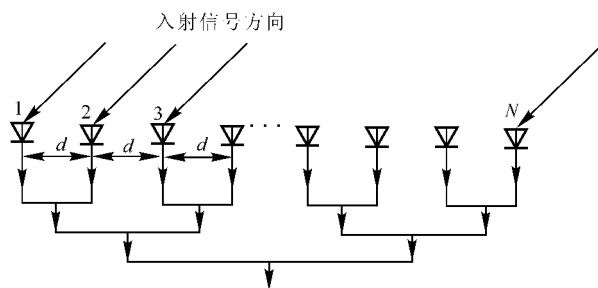


图 4.4  $N$  阵元的线性阵列天线

因此,阵列的半功率点波瓣宽度为

$$\theta_{0.5} = \frac{\lambda}{L} \quad (4.2.5)$$

式中,  $L$  为实际阵列的总长度。若阵列对目标的斜距为  $R$ , 则其横向距离分辨率为

$$\delta_x = \frac{\lambda R}{L} \quad (4.2.6)$$

假如不用这么多的实际小天线,而只用一个小天线,让小天线在一条直线上移动,如图 4.3(b) 所示。小天线发出第一个脉冲并接收从目标散射回来的第一个回波脉冲,把它存储起来后,就按理想的直线移动一定的距离到第二个位置。小天线在第二个位置上再发射一个同样的脉冲波(这个脉冲与第一个脉冲之间有一个由延时而引起的相位差),并把第二个脉冲回波接收后也存储起来。依此类推,一直到这个小天线移动的直线长度相当于大天线的长度时为止。这时候把存储起来的所有回波(也是  $N$  个)都取出来,同样按矢量相加。在忽略空间损失和阵元方向图情况下,其输出为



$$V_s = \sum_{n=1}^N A_n \{ \exp[-j(2\pi/\lambda)d_n] \}^2 \quad (4.2.7)$$

式中,  $V_s$  为合成阵列的输出电压。其区别在于每个阵元所接收的回波信号是由同一个阵元的照射产生的。

所得的实际阵列和合成阵列的双路径方向图不同点示于图 4.5 中。合成阵列的有效半功率点波瓣宽度近似于相同长度的实际阵列的一半, 即

$$\theta_s = \frac{\lambda}{2L_s} \quad (4.2.8)$$

式中,  $L_s$  为合成孔径的有效长度, 它是当目标还在天线波瓣宽度之内时飞机飞过的距离, 如图 4.6 所示; 因子 2 代表合成阵列系统的特征, 出现的原因是往返的相移确定合成阵列的有效辐射方向图, 而实际阵列系统只是在接收时才有相移。从图 4.5 中还可以看到合成阵列的旁瓣比实际阵列稍高一点。

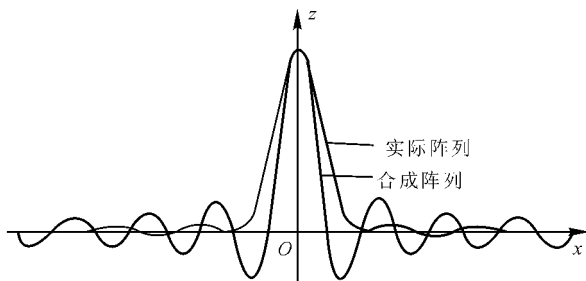


图 4.5 实际阵列和合成阵列的双路径波束

用  $D_x$  作为单个天线的水平孔径, 合成孔径的长度为

$$L_s = \frac{\lambda R}{D_x} \quad (4.2.9)$$

则合成孔径阵列的横向距离分辨率为

$$\delta_s = \theta_s R \quad (4.2.10)$$

或将式(4.2.8)与式(4.2.9)代入式(4.2.10), 得



$$\delta_s = \frac{\lambda}{2L_s} R = \frac{\lambda R}{2} \frac{D_x}{\lambda R} = \frac{1}{2} D_x \quad (4.2.11)$$

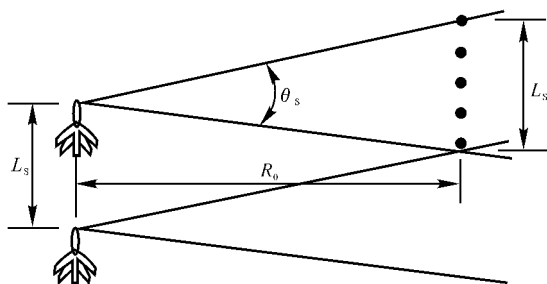


图 4.6 侧视 SAR 的几何图

式(4.2.11)有以下几点值得注意:

首先,其横向距离分辨率与距离无关。这是由于合成天线的长度  $L_s$  与距离成线性关系,因而长距离目标比短距离目标的合成孔径更大,如图 4.7 所示。

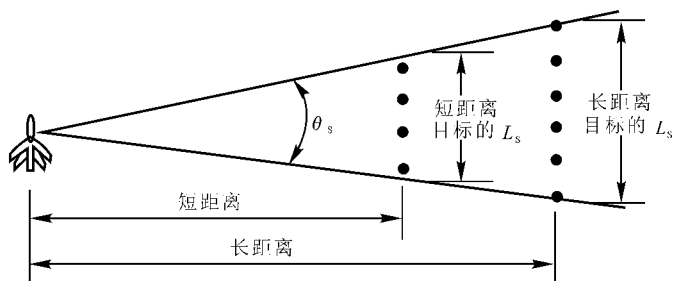


图 4.7 目标距离对侧视 SAR 的影响

其次,横向距离分辨率与合成天线的波束宽度不随波长而变。虽然式(4.2.8)所表示的合成波束宽度随波长的加长而展宽,但是由于长的波长比短的波长的合成天线长度更长,从而抵消了合



成波束的展宽。

最后,如果将单个天线做得更小些,则分辨率就会更好些,这正好与实际天线的横向距离分辨率的关系相反,这可参照图 4.8 来解释。因为单个天线做得越小,则其波束就越宽,因而合成天线的长度就更长。当然,单个天线小到什么程度有其限制,因为它需要足够的增益和孔径,以确保合适的信噪比。

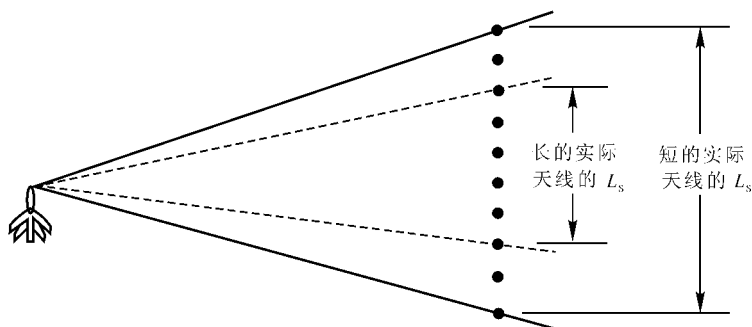


图 4.8 单个天线尺寸对测视 SAR 的影响

## 2. 合成孔径雷达原理的第二种解释<sup>[3]</sup>

首先分析回波信号的特性,然后从频谱分析、相关、匹配滤波角度来说明合成孔径原理。

### (1) 回波信号的特性。

为了便于数学分析,先把机载合成孔径雷达在运用过程中的几何关系作一说明,如图 4.9 和图 4.10 所示。

假设飞机以速度  $v_a$  沿  $x$  轴方向作匀速直线飞行,飞行高度为  $h$ ,机载雷达的天线以规定的俯角向航线正侧方向地面发射无线电波。设其垂直波束角为  $\theta_r$ ,航向波束角为  $\theta_a$ ,测绘带宽为  $W$ ,最大合成孔径长度为  $L_{\max}$ ,最小合成孔径长度为  $L_{\min}$ 。

又假设被测目标为一理想目标点  $p$ , $p$  点与航线  $x$  的垂直斜距为  $R_0$ 。把航线  $x$  和  $R_0$  所构成的平面作为坐标平面,再设飞机在



$t = 0$  时处在坐标原点,则在某一瞬时  $t$ ,飞机的位置在  $x_a = v_a t$ 。点目标  $p$  的位置在这个坐标系里是固定的,其坐标为  $(x_p, R_0)$ 。在  $t$  时刻,  $p$  与飞机上雷达天线的斜距  $R$  为

$$R = \sqrt{R_0^2 + (x_a - x_p)^2} \quad (4.2.12)$$

一般情况下,  $R_0 \gg (x_a - x_p)$ , 上式可近似为

$$R = R_0 \sqrt{1 + \frac{(x_a - x_p)^2}{R_0^2}} \approx R_0 + \frac{(x_a - x_p)^2}{2R_0} \quad (4.2.13)$$

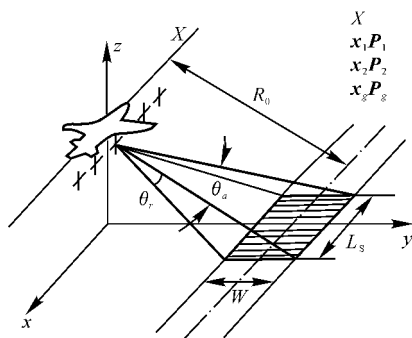


图 4.9 机载合成孔径雷达运用示意图

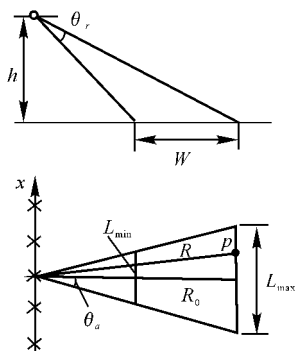


图 4.10 机载合成孔径雷达几何关系

天线发出的是周期性的相干等幅高频脉冲波, 设其频率为  $f_0$ , 振幅为  $A$ , 脉冲重复频率为  $f_r$ , 重复周期为  $T_r = 1/f_r$ , 脉冲宽度为  $\tau$ 。作为分析的第一步, 先假设天线发射的是一连续波余弦信号, 而把实际发射的周期性脉冲信号看成是对连续波信号的抽样, 其抽样频率即脉冲重复频率, 为  $f_r$ 。并且假定余弦信号的归一化振幅为 1, 起始相位为 0, 于是用复指数函数表示为

$$S_0(t) = \text{Re}(e^{j\omega t}) \quad (4.2.14)$$

式中, 符号  $\text{Re}$  表示取复数的实部,  $\omega = 2\pi f_0$  为角频率。这一信号以电磁波的形式从天线出发后, 到达点目标  $p$ ,  $p$  开始散射电磁波, 有一部分后向散射能量被天线接收, 成为回波信号  $S_r(t)$ 。设点目标



$p$  的散射系数为  $\sigma_0$ , 则  $S_r(t)$  可表示为

$$S_r = \text{Re}[K\sigma_0 e^{j\omega(t-\tau_0)}] \quad (4.2.15)$$

式中,  $K$  表示由距离  $R$  及其他因素引起的对信号幅度的衰减因子,  $\tau_0$  为信号往返的时延, 即

$$\tau_0 = \frac{2R}{c} \quad (4.2.16)$$

式中  $c$  为光速。将式(4.2.13)代入式(4.2.16)得

$$\tau_0 = \frac{2}{c} \left[ R_0 + \frac{(x_a - x_p)^2}{2R_0} \right] = \frac{2R_0}{c} + \frac{(x_a - x_p)^2}{cR_0} \quad (4.2.17)$$

把式(4.2.17)代入式(4.2.15), 得回波信号为

$$S_r(t) = \text{Re} \left\{ K\sigma_0 \exp j\omega \left[ t - \frac{2R_0}{c} - \frac{(x_a - x_p)^2}{cR_0} \right] \right\} \quad (4.2.18)$$

为简化起见, 把符号  $\text{Re}$  省去, 并且将其振幅归一化后得

$$S_r(t) = e^{j\omega t} e^{-j\frac{4\pi R_0}{\lambda}} e^{-j\frac{2\pi(x_a - x_p)^2}{\lambda R_0}} \quad (4.2.19)$$

式中  $\lambda$  表示发射波长 ( $\lambda = c/f_0$ )。取实部, 写成常见的余弦信号形式

$$S_r(t) = \cos \left[ \omega t - \frac{4\pi R_0}{\lambda} - \frac{2\pi(x_a - x_p)^2}{\lambda R_0} \right] \quad (4.2.20)$$

考察这个信号的相位, 它由 3 个部分组成, 写成

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3$$

式中,  $\phi_1 = \omega t$  为原发射信号的一次相位项(线性相位),  $\phi_2 = -4\pi R_0/\lambda$  是随  $R_0$  而变的相位项, 但与时间无关。对在同一垂直斜距的目标来说,  $R_0$  是常数,  $\phi_2$  是常数相位, 在考察相位变化特性时, 可以忽略不计。 $\phi_3 = -2\pi(x_a - x_p)^2/(\lambda R_0)$ , 这是最重要的相位项, 是合成孔径技术中信号处理的关键, 其中  $x_a = v_a t$ ,  $x_p = v_a t_0$ ,  $t_0$  表示飞机到达目标  $p$  所在的坐标位置  $x_p$  所需的时间, 于是  $\phi_3$  即可写成

$$\phi_3 = -\frac{2\pi v_a^2 (t - t_0)^2}{\lambda R_0} \quad (4.2.21)$$



这是随时间呈平方律变化的二次相位项,式中  $v_a$  为飞机飞行速度。将相位对时间求导数,再除以  $2\pi$ ,即得回波信号的瞬时频率为

$$f_t = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[ \omega t - \frac{4\pi R_0}{\lambda} - \frac{2\pi v_a^2 (t - t_0)^2}{\lambda R_0} \right] = f_0 - \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} (t - t_0) \quad (4.2.22)$$

式中,  $f_0$  是发射信号的载频。第二项就是因天线与目标有相对运动而引起的多普勒频移,通常用  $f_d$  表示,即

$$f_d = -\frac{2v_a g^2}{\lambda R_0} (t - t_0) \quad (4.2.23)$$

它随时间呈线性变化,可见回波信号是一种线性调频信号,其调频斜率为

$$k_a = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \quad (4.2.24)$$

把发射信号与回波信号的相位变化和频率变化示于图 4.11 中以作比较,便于进一步讨论回波信号的特性。

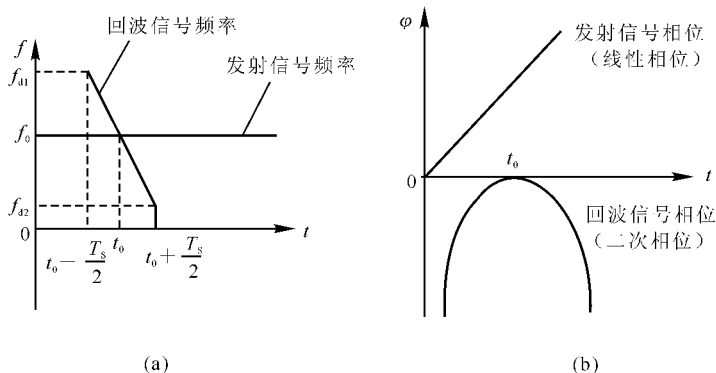


图 4.11 发射信号和回波信号的频率和相位特性

(a) 频率特性;(b) 相位特性

从式(4.2.23)和图 4.11 可看出,由点目标  $p$  引起的多普勒频



移有一个范围,以  $t = t_0$  为中心,向正、负两方面变化。当  $t = t_0$  时,天线位置正好处在  $p$  点与航线的垂直斜距点,在这个瞬间,飞机速度  $v_a$  在  $p$  点方向的分速度,即两者的径向速度等于 0,多普勒频率为 0。在  $t = t_0$  时刻之前, $t - t_0$  为负值, $f_d$  为正,其最大值发生在

$$t = t_0 - \frac{L_s/2}{v_a} = t_0 - \frac{T_s}{2} \quad (4.2.25)$$

式中, $L_s$  为  $p$  点所在位置的合成孔径长度, $T_s$  为合成孔径时间。这时,多普勒频移为

$$\begin{aligned} f_{d1} &= -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \left( t_0 - \frac{L_s}{2v_a} - t_0 \right) = \\ &= \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{L_s}{2v_a} = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{T_s}{2} \end{aligned} \quad (4.2.26)$$

在  $t = t_0$  时刻以后, $t - t_0$  为正值, $f_d$  为负值,其最大负值发生在

$$t = t_0 + \frac{L_s/2}{v_a} = t_0 + \frac{T_s}{2} \quad (4.2.27)$$

这时,多普勒频移为

$$\begin{aligned} f_{d2} &= -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \left( t_0 + \frac{L_s}{2v_a} - t_0 \right) = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{L_s}{2v_a} = \\ &= -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{L_s}{2v_a} = -\frac{2v_a^2}{\lambda R} \frac{T_s}{2} \end{aligned} \quad (4.2.28)$$

从式(4.2.26)和式(4.2.28),也可直接从图 4.11 得到点目标  $p$  的回波多普勒频移的带宽为

$$\Delta f_d = f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} T_s = \frac{2v_a}{\lambda R_0} L_s \quad (4.2.29)$$

由于  $T_s$  可以表示为

$$T_s = \frac{L_s}{v_a} = \frac{\theta_a R_0}{v_a} \quad (4.2.30)$$

故多普勒带宽也可写成

$$\Delta f_d = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{\theta_a R_0}{v_a} = \frac{2v_a}{\lambda} \theta_a \quad (4.2.31)$$

式(4.2.29)和式(4.2.31)表明,回波信号的多普勒带宽与飞机航



速  $v_a$ , 合成孔径长度  $L_S$  或航向波束宽度  $\theta_a$  成正比。

下面从线性调频信号的频谱来考察回波信号的特点。

把式(4.2.19)中的载频项和常数相位项略去后, 得回波信号为

$$S_r(t) = e^{-j \frac{2\pi v_a^2 (t-t_0)^2}{\lambda R_0}}$$

把式(4.2.24)的调频斜率  $k_a$  代入, 得

$$S_r(t) = e^{j\pi k_a (t-t_0)^2} \quad (4.2.32)$$

为了计算回波信号的频谱, 规定回波信号的包络为幅度归一化的矩形脉冲, 其包络函数为

$$a(t) = \text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & 0 > t > T \end{cases}$$

并假设  $t_0 = 0$ , 这不失其一般性, 只不过表示点目标的坐标为  $x_p = 0$ 。于是可写出回波信号为

$$S_r(t) = a(t) e^{j\pi k_a t^2} \quad (4.2.33)$$

其频谱为

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{j\pi k_a t^2} e^{-j\omega t} dt \quad (4.2.34)$$

用解析法直接计算出这个积分过程比较复杂, 用驻定相位原理(见下面解释)可较容易地计算出它的近似值。在这个式子中, 被积函数中的相位为

$$\phi_i = \omega t - \pi k_a t^2 \quad (4.2.35)$$

把这个相位项对时间求导数可得瞬时频率。如果这个频率比较高, 则这个被积函数在正、负之间的振荡比较快, 结果使它的积分值往往趋向于 0(即正、负相消, 对积分值无实际贡献)。如果这个相位对时间的导数在某一点(即在某一时刻)为 0, 表示这一点的瞬时频率为 0, 也就是相位曲线在这一点切线的斜率为 0, 这时切线与时间轴平行, 在这切点附近相位曲线的变化很小, 即相位值是平稳的或是驻定的。在这一相位驻定点附近, 被积函数变化的频率为



0, 即不作正、负的起伏, 积分值主要由这段函数曲线值决定。这就是驻定相位原理。

对被积函数的相位  $\phi_i$  求导数, 并令其等于 0, 由式(4.2.35) 得

$$\frac{d}{dt}\phi_i = \omega - 2\pi k_a t = 0 \quad (4.2.36)$$

或

$$\omega = 2\pi k_a t = \phi'(t) \quad (4.2.37)$$

式中,  $\phi(t)$  表示回波信号相位  $\pi k_a t^2$ , 驻定相位点的时刻  $t_k$  表达式为

$$t_k = \frac{\omega}{2\pi k_a} \quad (4.2.38)$$

于是可以把式(4.2.34) 的积分近似地写成

$$S(\omega) = \int_{t_k - \Delta}^{t_k + \Delta} a(t) e^{-j(\omega t - \pi k_a t^2)} dt \quad (4.2.39)$$

此处  $\pm \Delta$  表示驻定相位点  $t_k$  附近的时刻。

再把相位项  $\omega t - \pi k_a t^2$  在驻定相位点  $t_k$  展成幂级数, 并用  $\phi(t)$  表示回波信号的相位  $\pi k_a t^2$ , 得

$$\begin{aligned} \omega t - \phi(t) &= \omega t_k - \phi(t_k) + [\omega - \phi'(t_k)](t - t_k) - \\ &\quad \frac{\phi''(t_k)}{2!}(t - t_k)^2 + \dots \end{aligned} \quad (4.2.40)$$

在  $t - t_k$  很小的条件下, 取前 3 项即可, 略去  $t - t_k$  二次项以上的高次项, 由于  $\omega - \phi'(t_k) = 0$ , 则式(4.2.40) 变为

$$\omega t - \phi(t) = \omega t_k - \phi(t_k) - \frac{\phi''(t_k)}{2!}(t - t_k)^2 \quad (4.2.41)$$

把式(4.2.41) 代入式(4.2.39) 得

$$S(\omega) = a(t_k) e^{-j[\omega t_k - \phi(t_k)]} \int_{t_k - \Delta}^{t_k + \Delta} e^{-j[\phi''(t_k)/2](t - t_k)^2} dt \quad (4.2.42)$$

作变量置换, 令

$$t - t_k = \mu, \quad \frac{\phi''(t_k)}{2} \mu^2 = \frac{\pi y^2}{2}$$

则有



$$d\mu = \sqrt{\pi}[\phi''(t_k)]^{-1/2} dy$$

代入式(4.2.42),可得

$$S(\omega) = 2\sqrt{\pi} \frac{a(t_k)}{\sqrt{|\phi''(t_k)|}} e^{-j[\omega t_k - \phi(t_k)]} \int_0^{[|\phi'(t_k)|/\pi]^{1/2} \Delta} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy \quad (4.2.43)$$

上式中的积分项为菲涅耳积分的一种形式,由专用数学表可查。如果积分上限较大,则这一积分趋于  $e^{-j\pi/4}/2$ ,把这个结果代入式(4.2.43)得

$$S(\omega) = \sqrt{2\pi} \frac{a(t_k)}{\sqrt{|\phi''(t_k)|}} e^{-j[\omega t_k - \phi(t_k) - \pi/4]} \quad (4.2.44)$$

由于  $\phi(t) = \pi k_a t^2$ ,  $\phi'(t) = 2\pi k_a t$

则  $\phi''(t_k) = 2\pi k_a$

将此值代入式(4.2.44)得

$$S(\omega) = \frac{a(t_k)}{\sqrt{k_a}} e^{-j(\omega t_k - \pi k_a t_k^2 - \pi/4)} \quad (4.2.45)$$

如果对所有  $t_k$  上式都成立,则得

$$|S(\omega_t)|^2 = \frac{a^2(t)}{k_a} \quad (4.2.46)$$

或

$$|S(\omega_t)| = \frac{a(t)}{\sqrt{k_a}} \quad (4.2.47)$$

这是回波信号频率的振幅谱,  $\omega_t$  表示  $\omega$  是随时间而变的量。由于归一化矩形脉冲的振幅  $a(t)$  为一常数,则振幅谱显然也是矩形的,可以写成

$$|S(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{k_a}} \text{rect} \frac{\omega}{\Delta\omega} \quad (4.2.48)$$

由式(4.2.48)可以看出,频谱的自变量  $\omega$  等于回波的瞬时频率  $\phi'(t)$ ,因此式(4.2.48)中角频率  $\omega$  的变化范围也一定等于回波瞬时频率的变化范围,而后者已知道它等于多普勒频率的变化范围。



由此可见,回波信号的频谱宽度  $\Delta\omega$  确实等于回波的多普勒带宽,如图 4.12(a) 所示。

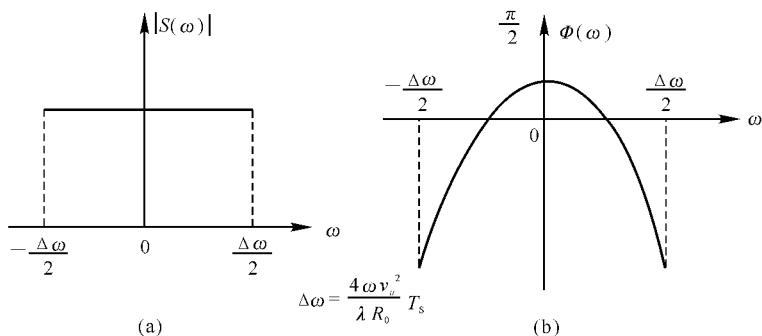


图 4.12 用驻定相位原理得到的回波线性调频信号的近似频谱

(a) 幅度谱; (b) 相位谱

用上述类似概念和方法也可得出回波信号的相位谱,如图 4.12(b) 所示,可以表示成

$$\Phi(\omega) = -\frac{\omega^2}{4\pi k_a} + \frac{\pi}{4} \quad (4.2.49)$$

(2) 从频谱分析、相关、匹配滤波角度看合成孔径原理<sup>[3]</sup>。

设地面两个点目标  $p_1, p_2$ , 它们与飞机航向的垂直斜距相同, 均为  $R_0$ , 但两者所处的方位不同, 如图 4.13 所示。它们在  $x$  方向的坐标分别为  $x_1$  和  $x_2$ 。根据上述, 它们的回波信号都是线性调频信号。这两个线性调频信号的带宽都等于多普勒频移的带宽, 其值为

$$\Delta f_d = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} T_s \quad (4.2.50)$$

式中,  $T_s$  表示合成孔径时间。两者区别在于多普勒频率变化过程的起始点和终点不同。如图 4.13 所示, 设机载雷达天线从时间起点  $t = 0$  和位置起点  $x = 0$  开始向前移动, 并发射第一个脉冲。天线波束在目标  $p_1$  处的波束宽度, 即合成孔径长度为  $L_s = \theta_a R_0$ 。若这时波束前沿刚好照射到目标  $p_1$ , 则  $p_1$  回波信号多普勒频率变化



的时间起始点  $t_1 = 0$ 。设第二个目标  $p_2$  与  $p_1$  的直线距离为

$$\Delta x = x_2 - x_1$$

则  $p_2$  的回波信号多普勒频率变化的起始点显然为  $t_2 = \Delta x/v_a$ 。时间起始点两者的差别为

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \Delta x/v_a$$

由于  $v_a$  是常数,如果能分辨  $\Delta t$ ,也就能分辨  $\Delta x$ 。

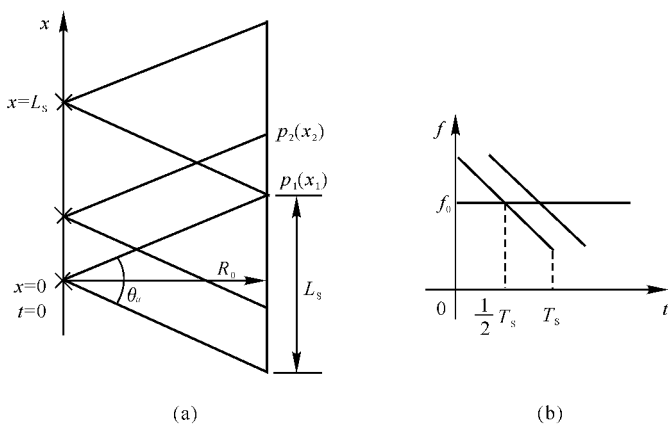


图 4.13 目标位置与多普勒频率的关系

(a) 雷达与目标位置的相互关系; (b) 多普勒频率的变化过程

也可以从频域来看,在同一时刻,两个回波的瞬时频率不一样。设在时刻  $t$  飞机的位置在  $x_a = v_a t$ ,这时第一个回波的瞬时多普勒频率为

$$f_{d1} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} (x_a - x_1)$$

第二个回波的瞬时多普勒频率为

$$f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} (x_a - x_2)$$

两者的差为



$$f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0}(x_2 - x_1) = \frac{2v_a}{\lambda R_0}\Delta x \quad (4.2.51)$$

如果能分辨这两个频率差,也就能分辨  $\Delta x$ 。

在无线电技术里,分辨频率或分辨时间通常有两条技术途径:混频和相关。

混频技术在超外差接收机里是很普通的。这里要讨论的是一种线性调频信号。从图 4.12(b) 或图 4.14 很容易想到,如果用一个具有同样调频斜率的线性调频信号作为本地信号,和两个回波信号  $S_{r1}(t)$  和  $S_{r2}(t)$  进行混频,即用一个乘法器进行相乘,在乘法器的输出端就会有和频及差频信号,在乘法器的后面再接一个低通滤波器,则在滤波器的输出端就会得到两个恒定频率(单频)的信号,如图 4.14(b) 所示。其中一个对应于点目标  $p_1$  的回波,设其频率为  $f_1$ ;另一个对应于  $p_2$  的回波,设其频率为  $f_2$ 。当将这两个单频输出信号的振幅归一化后,变为矩形振幅的单频脉冲信号,脉宽均为  $T_s$ (合成孔径时间),见图 4.14。

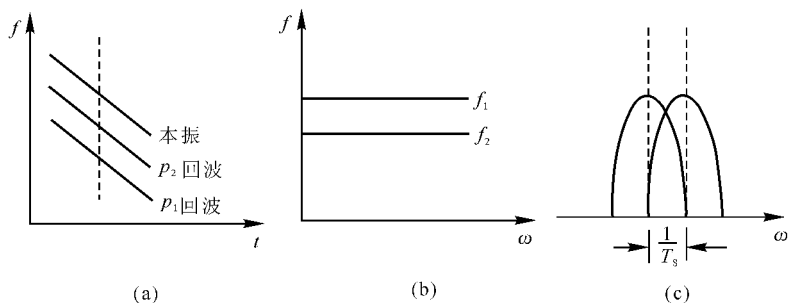


图 4.14 混频技术分辨目标回波

(a) 线性调频信号混频; (b) 通信滤波器输出; (c) 单调矩形脉冲频谱(主瓣)

这类脉冲信号的频谱是呈  $\text{sinc}(\sin x/x)$  型的,可通过简单的傅里叶变换得到



$$S_1(\omega) = \int_{-T_S/2}^{T_S/2} e^{j\omega_1 t} e^{-j\omega t} dt = T_S \frac{\sin[(\omega - \omega_1)T_S/2]}{(\omega - \omega_1)T_S/2} \quad (4.2.52)$$

$$S_2(\omega) = \int_{-T_S/2}^{T_S/2} e^{j\omega_2 t} e^{-j\omega t} dt = T_S \frac{\sin[(\omega - \omega_2)T_S/2]}{(\omega - \omega_2)T_S/2} \quad (4.2.53)$$

其频谱形状示于图 4.14(c)。它们的半功率点频谱宽度均为

$$\Delta f \approx \frac{1}{T_S} \quad (4.2.54)$$

即带宽与脉冲宽度成反比。

这两个谱线的峰值点距离是由两个目标所产生的回波多普勒频移的起始点决定的,也就是由两个目标的坐标差  $\Delta x$  决定的,其关系式(4.2.51)重写如下:

$$f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x$$

由此可见,如果能分辨这两个谱线的峰值点,也就能分辨相距  $\Delta x$  的两个目标。

一般规定,可分辨的极限为两个谱线峰值点之差等于半功率点的频谱宽度,即

$$\Delta f = f_{d1} - f_{d2} \geq \frac{1}{T_S} \quad (4.2.55)$$

由式(4.2.51)及式(4.2.55)得

$$\frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x = \frac{1}{T_S}$$

由此可以算出

$$\Delta x = \frac{\lambda R_0}{2v_a} \frac{1}{T_S} = \frac{\lambda R_0}{2L_S}$$

设单个天线方位向孔径为  $D_x$ ,则  $L_S = \lambda R_0 / D_x$ ,代入上式即得方位分辨率的理论值,即

$$\delta_s = \Delta x = \frac{1}{2} D_x \quad (4.2.56)$$



与式(4.2.11)一致。

相关技术也是大家熟悉的。如图 4.15 所示,第一个回波信号  $S_{r1}(t)$  分成两路,一路经过连续可调延时线后,与原信号相乘,再取积分。积分器输出端即为原信号的自相关函数  $\mathcal{R}_{11}(\tau)$ ,它是时延  $\tau$  的函数,用数学式表示为

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} S_{r1}(t + \tau) dt \quad (4.2.57)$$

式中,  $T$  为信号的持续时间,在点目标回波的情况下,  $T$  就是合成孔径时间  $T_s$ 。

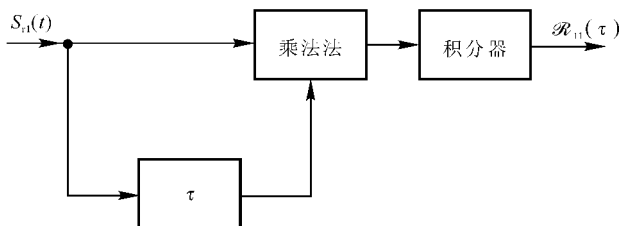


图 4.15 相关技术

为简化运算,通常用复数信号来表示,这时上式应写成

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} S_{r1}^*(t) S_{r1}(t + \tau) dt \quad (4.2.58)$$

式中“ $*$ ”号表示共轭复数。

第一个回波的线性调频信号可写成

$$S_{r1}(t) = e^{j\pi k_a t^2}$$

其自相关函数根据式(4.2.58)可求出

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\pi k_a t^2} e^{j\pi k_a (t+\tau)^2} dt \quad (4.2.59)$$

化简后得到

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi k_a t\tau} dt = T_s \frac{\sin(\pi k_a T_s \tau)}{\pi k_a T_s \tau} \quad (4.2.60)$$

可见其输出自相关函数也成 sinc 型。其峰值点发生在  $\tau = 0$ , 这是



一般相关函数的规律。如图 4.16 所示,其第一个零点发生在式 (4.2.60) 中分子等于 0 时,这时

$$\pi k_a T_s \tau_1 = \pm \pi$$

或

$$\tau_1 = \pm \frac{1}{k_a T_s} \quad (4.2.61)$$

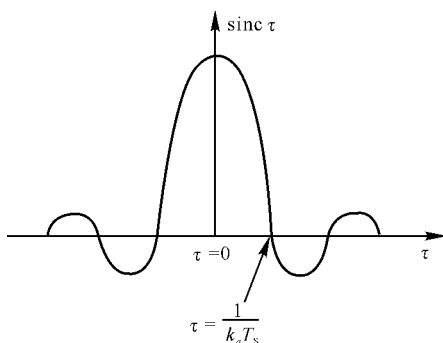


图 4.16 线性调频回波信号的相关函数

主瓣宽度为

$$2\tau_1 = \frac{2}{k_a T_s}$$

半功率点宽度一般取为主瓣宽度的一半,即

$$\Delta\tau = \frac{1}{k_a T_s} \quad (4.2.62)$$

第二个目标的回波相关函数的形状与第一个完全相同,只是峰值出现的时间稍晚,有一个时延  $\Delta t$ ,显然  $\Delta t$  与目标  $p_1, p_2$  的距离  $\Delta x$  有如下关系,即

$$\Delta t = \frac{\Delta x}{v_a} \quad (4.2.63)$$

与混频技术中所述的情况相似。一般规定,两个峰值可分辨的极限是,第二峰值的延时应不小于主瓣的半功率点宽度,即



$$\Delta t \geq \frac{1}{k_a T_S} \quad (4.2.64)$$

于是得到时间分辨率为

$$\delta_t = \Delta t = \frac{1}{k_a T_S}$$

用  $k_a = 2v_a^2/(\lambda R_0)$  代入上式得

$$\delta_t = \Delta t = \frac{1}{2} \frac{\lambda R_0}{v_a^2 T_S} = \frac{1}{2} \frac{\lambda R_0}{v_a L_S}$$

单个天线方位向孔径为  $D_x$ , 则  $L_S = \lambda R_0/D_x$ , 代入上式得

$$\delta_t = \Delta t = \frac{1}{2} \frac{D_x}{v_a} \quad (4.2.65)$$

由式(4.2.63)得到空间分辨率为

$$\delta_s = \Delta x = \Delta t v_a = \frac{1}{2} D_x \quad (4.2.66)$$

从相关分析角度又得到聚焦型合成的理论分辨率表达式(4.2.11)。

熟悉匹配滤波器和相关技术的读者,可能已经注意到,上述聚焦型处理中的自相关过程是等效于匹配滤波处理的。

根据匹配滤波器理论,匹配滤波器的冲激响应  $h(t)$  应是输入信号  $S_i(t)$  的延时镜像,即

$$h(t) = K S_i(t_0 - t) \quad (4.2.67)$$

式中,  $K$  是增益常数。其输出信号为输入信号  $S_i(t)$  与冲激响应  $h(t)$  的卷积,即

$$S_o(t) = \int S_i(\tau) h(t - \tau) d\tau$$

或

$$S_o(t) = \int S_i(t - \tau) h(\tau) d\tau \quad (4.2.68)$$

如果对线性调频的回波信号进行匹配滤波,则其输出端的信



号频谱呈 sinc 形状,其半功率点带宽是合成孔径时间  $T_s$  的倒数,即

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (4.2.69)$$

由两个点目标  $p_1$  和  $p_2$  算得多普勒频谱中心的宽度为

$$f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x \quad (4.2.70)$$

其方位分辨率的理论值也一定是

$$\delta_s = \frac{1}{2} D_x \quad (4.2.71)$$

下文将要讲到,聚焦型合成孔径技术中的信号处理实质上包含两个步骤:第一步是对回波信号进行相位加权或相位调整,使每个信号的相位成为同向(这就是“聚焦”过程);第二步是同向信号相加。这里介绍的混频、相关和匹配滤波处理,都是包含以上两步内容的。在混频技术中的两个线性调频信号相乘过程以及相关处理中的延时相乘过程,都是对回波信号进行相位加权使之成为同相的过程。相乘以后的低通滤波器实际上与相关器中的积分器的作用是一样的,都是相加过程。匹配滤波器实际上是一个相位校正网络,它与输入信号的卷积过程既包含了相位加权,也包含了同相相加。

## 4.3 合成孔径方式

### 一、合成孔径方式

#### 1. 聚焦型方式

在聚焦型方式中,给阵列中每个位置来的信号都加上适当的位移,并使同一目标的信号都位于同一距离门之内。如图 4.17 所



示,如果宽度为  $\alpha$  的波束在距离  $R$  处的辐照宽度为  $L_s$ ,则有

$$L_s = \alpha R \quad (4.3.1)$$

此即形成的等效天线阵列的最大长度,称为合成孔径长度(对一点目标而言)。长度为  $L$  的合成天线阵列的波束宽度为

$$\alpha = \lambda / (2L) \quad (4.3.2)$$

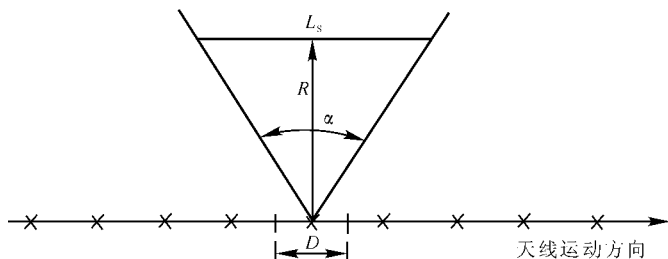


图 4.17 真实天线与综合的天线阵列

由于  $L$  比  $D$  大许多倍,合成天线阵列的波束宽度  $\beta_s$  将比真实天线的波束宽度  $\alpha$  小许多倍。也就是说,雷达的角分辨率将大为改善,把此角分辨率折算成距离  $R$  处的方位向分辨率  $\rho_s$ ,则有

$$\rho_s = \beta_s R = R\lambda / (2L_s) = \lambda / (2\alpha) = D/2 \quad (4.3.3)$$

方位向分辨率  $\rho_s$  只和天线尺寸有关(天线尺寸越小,方位向分辨率越好),而与波长和距离  $R$  无关。这个结果恰恰与经典分辨率的结果相反。由式(4.2.1)知,经典分辨率随天线尺寸增大而变高,而在合成孔径的情况下,却是天线尺寸越小分辨率越高。在经典分辨率概念中,波长越短,距离越近,则分辨率越好,而在合成孔径的情况下,分辨率与波长及斜距无关。

上述结果是以比较直观的方式,并用与阵列天线类比的方法得到的。它实际上是由两步信号处理过程完成的。第一步是对每一个回波信号进行相位调整,使在合成孔径长度范围内,从某一点目标后向散射回来的信号都成为同相。这即称为聚焦过程。第二步就



是信号相加,这就能得到在某一方向最大的信号幅度。用天线波瓣图(方向性图)的概念来说,同相相加的结果,就能形成波束很窄、方向性很好的波瓣图,相应地就能得到很好的目标分辨性能。可以看出,天线孔径越小,发射能量越分散,合成孔径长度越大,回波信号个数越多,则同相相加的结果在某一方向的能量就越集中,因而方位分辨率越好。

## 2. 非聚焦型方式

在合成孔径雷达技术发展的早期,非聚焦型合成孔径技术是最先获得成功的。所谓非聚焦型就是指不改变孔径内从各种不同位置来的信号的相移就能完成被存储信号的积累。也就是相对回波信号不进行相位调整而是直接相加。由于对各种位置来的回波信号不进行相位调整,则相应的合成孔径长度一定会受到限制(比聚焦型的要短)。因为超过这个长度范围的回波信号由于其相对相位太大(超过  $\pi/2$ ),如果让它与  $L'_s$  范围内的回波信号相加,其结果反而会使能量减弱而不是加强。如图 4.18 所示,  $BP$  是天线到目标的最近距离,  $AP$  和  $CP$  都大于  $BP$ 。如果电波由  $A$  到  $P$  的往返距离与由  $B$  到  $P$  的往返距离之差大于  $1/4$  波长时,它们的相位差就会超过  $\pi/2$ 。所以  $AC$  就是非聚焦合成孔径的有效长度  $L'_s$ 。由图 4.18 所示的几何关系得

$$(R + \lambda/8)^2 = (L'_s/2)^2 + R^2 \quad (4.3.4)$$

化简后得

$$L'^2_s = (R + \lambda/16)\lambda \quad (4.3.5)$$

由于  $R$  很大,  $\lambda$  很小,则  $R \gg \lambda/16$ , 上式可简化为

$$L'_s = (R\lambda)^{1/2} \quad (4.3.6)$$

这个结果表明,非聚焦合成孔径技术所得到的方位分辨率与波长及斜距乘积的平方根成正比例,与实际天线大小无关。

非聚焦合成孔径雷达与聚焦型的相比,其分辨率虽差一点,但



比常规雷达要好得多,而且其信号处理技术比聚焦型的要简单得多,实时性也更好,这是有实用意义的。

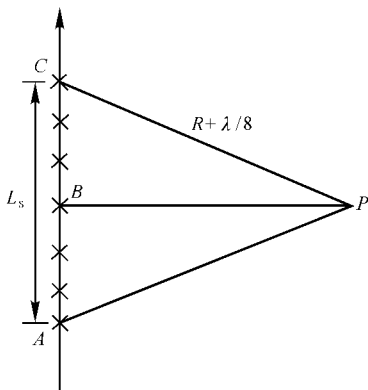


图 4.18 非聚焦合成孔径长度

### 3. 部分聚焦

合成孔径注光测绘仪的孔径合成方式介于聚焦型和非聚焦型两者之间,它的积分时间比聚焦型的时间短,比非聚焦型的时间长。

## 二、对合成孔径方式的分析

### 1. 频率分析的观点

合成孔径概念的产生可以追溯到 20 世纪 50 年代初。1951 年 6 月美国古德伊尔航空公司 (Goodyear Aerospace Co.) 的威利 (Carl Wiley) 首先提出可以用频率分析的方法改善雷达的角分辨率。雷达发射宽度为  $\beta$  的波束,波束与航迹的夹角为  $\theta$ 。在距离  $R$  处有目标  $A$  和  $B$ ,分别处在波束两边。由于  $A, B$  两目标相对于雷达的径向速度不同,它们回波的多普勒频移是有差别的。用  $\Delta f_d$  表示这两个目标的多普勒频差,则有

$$\Delta f_d = (2v_a/c) f_0 \sin\theta\beta \quad (4.3.7)$$



式中  $c$  是光速,  $f_0$  为雷达发射频率。

威利认为,只要观察时间  $\Delta T > \Delta f_d$ ,则区分这两个目标的多普勒频差是可能的(至少理论上如此),这就能改善雷达的角分辨率。他还指出,如果波束垂直于航迹(正侧视,  $\theta = \pi/2$ ),则回波的多普勒频移接近零,多普勒频率变化率最大,因而能得到最好的角分辨率。在威利进行工作的同时,以利亚诺大学控制系统实验室独立地用非相干雷达作实验。用 X 波段雷达,通过回波箱产生相干基准信号,发射波束宽  $4.13^\circ$ ,经过孔径综合后波束宽变为  $0.4^\circ$ 。采用非聚焦型合成孔径方法,于 1953 年 7 月得到第一张合成孔径雷达图像。

用频率分析的观点解释合成孔径雷达原理这一事实,也和线性调频信号的特点有关。因为知道,线性调频信号的瞬时频率和时间成线性规律变化。因此,可以用频率的变化指示时间的变化。换句话说,可以把时间的分辨率问题转化为频率分析的问题。

## 2. 综合阵列天线的观点

1953 年夏,在美国密执安(Michigan)大学举办的暑期讨论会上,许多学者提出了利用载机运动可将雷达的真实天线综合成大尺寸的线形天线阵列的新概念。用这种观点解释合成孔径原理,除了能解释雷达角分辨率的提高及正侧视工作方式能得到最佳角分辨率外,还易使人们认识到合成孔径方式有经相位求和与非经相位求和之分,即有聚焦工作方式和非聚焦工作方式之分;认识到由于雷达脉冲工作,将必然带来方位模糊和距离模糊等问题,以及解决这些问题的技术途径。

可以用阵列天线方向图综合的观点阐述合成孔径原理。阵列天线方向图的综合和线性调频脉冲压缩过程有内在规律的一致性,因为阵列天线方向图的综合过程本质上是一种信号叠加过程。如图 4.19 所示的几何关系,其中  $x$  代表载机位置,  $R$  为点目标  $P$  离载机航线的垂直距离,  $X$  为  $P$  点的  $x$  坐标。在菲涅耳近似的前提  $[(x - X) \ll R]$  下,各天线元接收到信号的相位是平方律分布的。



这种平方律分布的相位特征,正是线性调频信号的本质特征。这两个过程内在规律的一致性,使得在许多场合可以直接将阵列天线的分析实验结果应用于合成孔径雷达。例如相位误差的影响分析就是明显的例子。

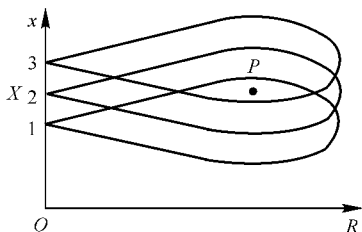


图 4.19 在斜距平面内雷达天线方向图

但是还要注意,这两个过程内在规律的一致性是以菲涅耳近似成立为前提的。当用线性阵列天线综合的观点解释合成孔径原理时,常常容易使人忘记这一点,从而,在有些时候将导致错误的结论。例如,按照天线理论,线性阵列天线的线分辨率不会优于阵列天线的长度(即综合孔径长度)。其根本原因是阵列天线工作在天线阵列的夫琅和费衍射区,从而合成孔径雷达则工作在天线阵列的菲涅耳衍射区,也就是以菲涅耳近似成立作为前提条件。

### 3. 全息记录和成像的观点

美国密执安大学雷达和光学实验室的柯特罗纳(L. J. Cutrona)、利思(E. N. Leith)等人发现,利用光学透镜组能够完成合成孔径要求的信号处理任务。回波信号经同步解调后加到阴极射线管(CRT)的阴极,对亮度进行调制。照相机将此信号记录到胶片上。胶片沿  $x$  方向匀速传送,信号便一行行地排列在胶片上(每个发射周期记录一行),图 4.20 显示了其示意图。1957 年 8 月,他们对研制的合成孔径雷达进行飞行试验,得到数据胶片,经地面光学透镜组处理获得了大面积的聚焦型合成孔径雷达图像。与以利亚诺大学控制系统实验室 1953 年 7 月得到第一张合成孔径雷



达图像相比,清晰度和分辨率都有了较大的提高。从此,合成孔径原理和合成孔径雷达得到了广泛的承认,并引起了普遍的兴趣。

利思等人指出,合成孔径的概念与光学全息照相的概念极其相似,可以用全息的观点解释合成孔径原理。这二者具有内在规律的一致性。这种一致性是斜平面光学处理器的基础。容易证明,如果用线性调频脉冲序列作为合成孔径雷达的发射信号,则一个理想点目标回波在经过如图 4.20 所示的显示记录过程后,在胶片上将呈现一椭圆形菲涅耳衍射图,这和点目标的光学全息图(为圆形菲涅耳衍射图)很相似。按照全息照相成像的步骤,用准直相干光源照射雷达数据胶片,即能呈现出点目标的图像。

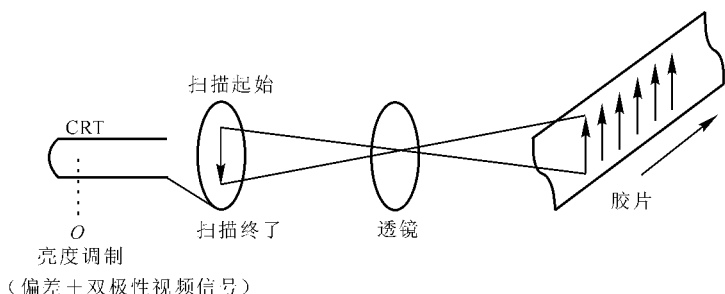


图 4.20 CRT 显示记录系统示意图

#### 4. 信号分析和处理的观点

1948 年美国数学家香农(C. E. Shannon)发表了“通信的数学理论”一文,创立了信息论。1953 年,伍德沃德(P. M. Woodward)首先将概率论和信息论引进雷达领域。众所周知,雷达回波总是在伴有噪声的同时出现。诺斯(D. O. North)曾指出,对于在平稳白色高斯噪声检测单一目标这类简单问题,接收机的最佳化将得到匹配滤波器。伍德沃德及以后许多学者在匹配滤波器概念基础上系统地研究了雷达目标的分辨问题,建立了完整的模糊函数理论。按照这一理论,雷达距离分辨率将由雷达信号带宽  $\Delta f_s$  决定。且有



$$\rho = \frac{c}{2\Delta f_s} \quad (4.3.8)$$

式中  $c$  为光速。在这个理论指导下,人们努力寻找这样的波形,它既有较大的带宽  $\Delta f_s$ ,以便能获得较好的距离分辨率;又具有较大的持续时间  $\tau$ ,以便能获得较大的平均功率,从而获得较大的雷达作用距离。人们很快发现,如果对一宽带信号(如果此宽带信号各频谱分量同相,则它的持续时间将是很短的)各频谱分量附加得到一个随频率作线性变化的相位值,则此宽带信号将具有很长的持续时间,以满足前述要求。这种附加非线性相位的过程称之为信号的展宽过程。将展宽后的信号通过匹配滤波器,校正非线性相位值使之同相,在匹配滤波器输出端将得到窄带脉冲信号。这个过程称之为脉冲压缩。采用线性调频信号作为脉冲压缩波形,通过匹配滤波器的压缩,大大改善了雷达距离的分辨率。雷达的角分辨率(即方位向的分辨率)通过类似途径,即天线波束锐化,也能得到改善。

聚焦型合成孔径过程的本质就是空间线性调频波的展宽和压缩。这是因为菲涅耳衍射过程就是具有平方相位空间频率关系的空间滤波过程。因此,点目标回波的菲涅耳衍射可等效为  $\delta$  源激励的具有平方相位频率关系的网络产生线性调频波的展宽过程;而合成孔径雷达的信号处理或成像过程则可等效为线性调频信号的脉冲压缩。所不同的是前者为空间过程,后者为时间过程。在合成孔径雷达中,二者通过载机匀速直线的前进运动,即  $x = v_a t$ ,相联系并互相转化。“波束锐化”,也即前面叙述的合成孔径原理,就是对回波多普勒信号进行脉冲压缩过程。

用信号分析和处理的观点概括合成孔径原理有其显著的优点。因为信号分析和处理的理论已经发展得比较成熟,并已在此基础上形成比较完整的雷达分辨率理论。只要将它们由时间域推广到空间域,合成孔径原理的许多难题便可迎刃而解。

## 5. 其他分析和处理方式

对于点目标回波多普勒信号,匹配滤波器处理只是一种可能



的处理方式。虽然是广泛被采用且被实践证明是十分有效的方式,但不是惟一的方式。至少在理论上还有其他方式。例如,不着眼于点目标,而着眼于整个测绘地域微波背向散射系数,希望所得雷达图像的背向散射系数估值与整个测绘地域微波背向散射系数的均方误差最小。这是一种最佳处理方式。再例如,着眼于图像分辨率,希望所得雷达图像分辨率最佳。这也是一种最佳处理方式。尽管如此,点目标回波多普勒信号的匹配滤波处理仍是目前实用中获得大面积、高质量图像的最主要方式。

### 三、合成孔径雷达的理论模型

以上从各个不同的角度阐述了合成孔径原理及其发展过程。从中不难得出合成孔径雷达的理论模型,如图 4.21 所示。合成孔径雷达本质上相当于一个具有二维脉冲压缩作用的滤波器,从而得到了二维高分辨率图像。当然,在一定条件下,可以将此二维压缩过程分解成两个一维过程的级联。

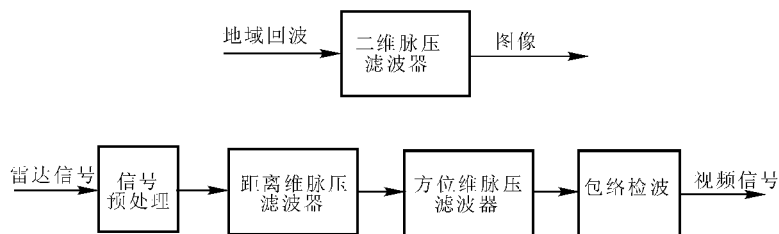


图 4.21 合成孔径雷达理论模型

## 4.4 合成孔径雷达的系统考虑<sup>[3]</sup>

在一般常规雷达的系统设计过程中,通常总是以雷达方程作为基本出发点。以此为基础,再根据使用要求来选择系统设计中的



一些主要参数。这些参数往往是互相制约的,必须进行各种折中以达到优化的目的。

这一设计过程对合成孔径雷达的系统设计来说,也是基本适用的。但是,合成孔径雷达有许多特点。例如,合成孔径雷达的功能不仅是发现目标和定位,它还能获得某些目标的或某一地域的高分辨率图像。用户提出的使用要求不但包括地域内有关地形地物的空间位置的几何信息,而且还要求提供能反映这些地形地物的物理和化学特性的某些信息,甚至要求能提供这些地形地物随  $P_r$  时间变化的动态信息。又如,合成孔径雷达要检测和成像的对象往往不是孤立的离散的个别目标,而是分布式目标。这些分布目标的回波在常规雷达系统设计时,常常把它看成是一种地杂波。常规雷达所要排除的这些地杂波,在合成孔径雷达设计中都要把它当做宝贵的信号接收下来,加以处理,从中提取有用的信息。

因此,合成孔径雷达的总体设计和各分系统的技术设计是比较复杂的。下面将从基本概念角度介绍系统设计过程中应注意的一些问题。

### 一、信号强度考虑

天线接收的功率  $P_r$  是由大家熟悉的雷达距离方程给出的(单基地应用时),其为

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (4.4.1)$$

式中,  $P_t$  为发射功率(峰值),  $G$  为收发天线增益,  $\sigma$  为照射目标区域的雷达有效散射面积。

现在来推导合成孔径雷达系统所需要的发射功率表示式。因为合成孔径雷达系统都倾向于采用线性调频脉冲压缩来改善距离分辨率,所以与此过程有关的处理增益也应包括在内。

采用线性调频脉冲压缩和合成孔径处理的雷达系统经处理后的信噪比为



$$\frac{S}{N} = \tau \Delta f T \Delta f_d \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 B F_n} \quad (4.4.2)$$

式中,采用线性调频脉冲压缩而获得的处理增益用  $\tau \Delta f$  表示,由合成孔径雷达获得的处理增益用  $T \Delta f_d$  表示, $k$  为玻耳兹曼常数, $T_0$  为绝对温度, $B$  为接收机带宽, $F_n$  为接收机噪声系数。

因为目标被真实天线波束照射的时间  $T = R\lambda / (v_a D_x)$ ,而雷达的脉冲重复频率  $f_r$  至少应为最大多普勒频率的 2 倍,经处理后的信噪比可以表示为

$$\frac{S}{N} = \frac{\tau \Delta f f_r P_t G^2 \sigma \lambda^3}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 B F_n D_x v_a} \quad (4.4.3)$$

乘积  $P_t \tau f_r$  表示平均发射功率  $P_{av}$ ,接收机带宽  $B$  通常选择得与调频带宽相匹配。将这些代入式(4.4.3)有

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{av} G^2 \sigma \lambda^3}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 F_n D_x v_a} \quad (4.4.4)$$

将天线增益  $G$  用有效孔径  $A_e$  来表示

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (4.4.5)$$

此有效孔径便可用天线尺寸表示。

假定雷达天线为椭圆形,其半轴尺寸为  $D_x$  和  $D_y$ ,且利用系数为 50%,于是  $A_e$  为

$$A_e = \frac{\pi}{8} D_x D_y \quad (4.4.6)$$

代入式(4.4.4),可得

$$\frac{S}{N} = \frac{\pi P_{av} D_x D_y^2 \sigma}{512 R^3 k T_0 F_n v_a \lambda} \quad (4.4.7)$$

上式表示采用了脉冲压缩和合成孔径雷达技术的雷达接收机所输出的信噪比。

可以得出以下结论:雷达散射面积为  $\sigma$  的目标的信噪比,①与天线“尺寸”的三次方成正比;②与距离  $R$  的三次方成反比;③与波长  $\lambda$  成反比;④与飞机平台速度  $v_a$  成反比。



对于分散的杂乱回波,雷达散射面积可表示为

$$\sigma = \sigma_0 \delta_R \delta_x \sec \beta \quad (4.4.8)$$

式中,  $\sigma_0$  为单位面积的雷达截面;  $\delta_R$  为距离分辨率;  $\delta_x$  为横向距离分辨率;  $\beta$  为雷达波数与水平面之间的入射角。

于是,分散杂乱回波的信噪比可表示为

$$\frac{S}{N} = \frac{\pi P_{av} \sigma_0 \delta_R \sec \beta D_x^2 D_y^2}{1.024 R^3 k T_0 F_n v_a \lambda} \quad (4.4.9)$$

目标和分散杂乱回波信噪比的表示式之间的显著差别是后者包含有与天线尺寸的四次方有关的项。

## 二、主要参数间的制约关系

假定飞机的高度  $h$  和速度  $v_a$  已知,波长  $\lambda$  或频率  $f_0$  已经选定,则在系统设计中往往首先要解决空间分辨率、测绘带和脉冲重复频率之间的关系问题,因为它们是互相制约的,不能割裂开来单独作任意选择。

下面先从避免或减小距离模糊和方位模糊的概念说起。

在常规雷达里,如果脉冲重复频率  $f_r$  选得太高,就会引起距离模糊。如图 4.22 所示,脉冲重复频率为  $f_r$ ,即重复周期为

$$T_r = \frac{1}{f_r}$$

离雷达天线距离较近为  $R_1$  的第一个目标  $p_1$  的回波到达天线的时间为

$$t_1 = \frac{2R_1}{c}$$

并设  $t_1 < T_r$ 。第二个目标  $p_2$ ,距离较远为  $R_2$ ,它的回波到达天线的时间为

$$t_2 = \frac{2R_2}{c}$$

如果脉冲重复频率太高,即重复周期太小,则可能发生  $t_2 - t_1 > T_r$  的情况,这就会引起距离模糊。在显示器上,  $p_2$  回波会出现在



$$R_2 = \frac{1}{2}(t_2 - T_r)c$$

处。因此,在一般脉冲雷达设计时,重复频率的选择必须考虑最大作用距离  $R_{\max}$  的要求,  $f_r$  必须满足下列关系,即

$$f_r \leq \frac{c}{2R_{\max}}$$

$$T_r \geq \frac{2R_{\max}}{c}$$

这表明,最大距离处目标回波的到达时刻应该在第一个重复周期之内。

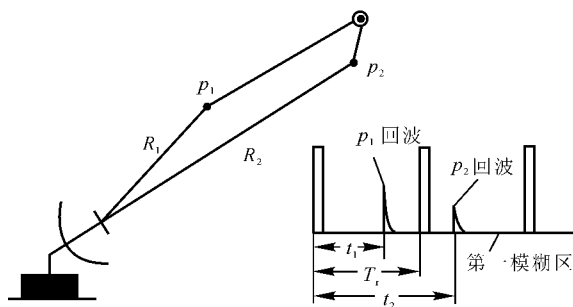


图 4.22 常规雷达距离模糊

在合成孔径雷达中,距离模糊要比上述情况复杂得多。天线波束照射的目标是大地,不但距离向主波束要照射全测绘带,它的旁瓣也要照射到大地,也要产生回波,这就对脉冲重复频率有更严格的要求。首先,要求从测绘带范围内来的目标回波应在同一重复周期内到达。设测绘带两端最短和最长距离分别为  $R_1$  和  $R_2$ , 则  $f_r$  应满足下列关系,即

$$\frac{(n-1)c}{2R_1} \leq f_r \leq \frac{nc}{2R_2} \quad (4.4.10)$$

即使  $f_r$  满足这一条件,但由于天线旁瓣发射的能量也照射地面,因而总有一些地面回波与测绘带来的回波在某一周期内同时到达



天线,引起距离模糊。为了定量地研究这类距离模糊的严重程度,通常用距离模糊比来表达,其定义为

$$R_r = \frac{\text{从所有模糊区来的回波输出总功率}}{\text{从规定的测绘带来的回波输出总功率}}$$

在通常情况下,天线第一旁瓣引起的模糊最主要,成为第一模糊区;第二旁瓣发射的能量已经很小,再加上模糊区的距离已经很远,可以忽略不计,上述定义可近似为

$$R_r = \frac{\text{从第一旁瓣引起的模糊区来的回波输出功率}}{\text{从测绘带来的回波输出功率}}$$

根据上述雷达方程,可求得

$$R_r = \frac{G_a^2 R^4 \delta_s}{G^2 R_a^4 \delta_{sa}} \quad (4.4.11)$$

式中,  $G_a$  表示第一模糊区的天线增益,亦即天线第一旁瓣的增益,  $R_a$  表示模糊区的斜距,  $\delta_{sa}$  表示模糊区的方位分辨率。

从式(4.4.11)可以看出降低模糊比的办法是:压低天线距离的第一旁瓣以得到较小的  $G_a/G$  值,选择较低的重复频率以得到较小的  $R^4/R_a^4$  值,这样  $R_r$  值就能减小很多(平方和四次方的关系)。此外,模糊区的分辨率  $\delta_{sa}$  一定比测绘区差( $\delta_{sa} > \delta_s$ ),这是因为雷达系统中的处理器总是调到与测绘带来的回波信号相匹配,而模糊区来的回波信号,由于斜距  $R_a > R$ ,多普勒信号的调频斜率与斜距有关,肯定与处理器是失配的,因而引起模糊区分辨率  $\delta_{sa}$  变坏。这也有利于降低模糊比  $R_r$ 。

如上所述,  $f_r$  不但有一个上限,它也有一个下限,这个下限由方位多普勒信号的带宽决定,亦即由方位分辨率  $\delta_s$  的要求决定。

上面已经提到过,重复频率为  $f_r$  的脉冲串等效于对一个线性调频连续波信号的抽样。 $f_r$  就是抽样频率。根据抽样定理,  $f_r$  应不小于信号最高频率的 2 倍,而方位向线性调频信号的带宽正好等于多普勒频移中最高频率的 2 倍。于是得  $f_r$  的下限为

$$f_r \geq \Delta f_d = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} T_s \quad (4.4.12)$$



由于  $L_S = v_a T_S$ ,  $L_S/R_0 = \theta_a$ , 上式也可写成

$$f_r \geq \frac{2v_a \theta_a}{\lambda} \quad (4.4.13)$$

$\theta_a$  为天线方位向波束角。如果引入方位分辨率参数  $\delta_s$ , 由于  $\theta_a = \lambda/D_x$ ,  $\delta_s = D_x/2$ , 式(4.4.13) 可以写成

$$f_r \geq \frac{v_a}{\delta_s} \quad (4.4.14)$$

式(4.4.14) 说明, 如果飞机航速固定, 则方位分辨率要求越高,  $f_r$  的下限越大, 这是合理的。因为  $\delta_s$  要求越高, 多普勒带宽要求越大, 抽样频率也相应要求越高。

从式(4.4.14) 还可以得到一个重要结论。将式(4.4.14) 改写成

$$\delta_s \geq \frac{v_a}{f_r} = v_a T_r \quad (4.4.15)$$

式(4.4.15) 右边表示飞机在一个重复周期内的前进距离, 这个距离不得大于一个分辨单元  $\delta_s$ 。这个结论也是合理的、重要的。如果  $f_r$  太低,  $T_r$  太大, 飞机在一个重复周期时间前进的距离大于一个分辨单元, 则有些分辨单元得不到微波照射, 这显然是不允许的。

合成孔径雷达的脉冲工作方式也会带来方位模糊。现用合成天线的概念来分析这一现象。

在合成孔径长度  $L_S$  内, 由于真实小天线脉冲工作的结果, 形成一种类似于双程相移的线阵天线。这种天线的方向图呈栅瓣型, 如图 4.23 所示。其数学表达式为

$$E_s = \left| \frac{\sin \left[ (2N+1) \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x \theta \right]}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x \theta} \right| \quad (4.4.16)$$

式中,  $2N+1$  表示合成孔径时间内雷达发射的脉冲个数;  $\Delta x$  为真实小天线发射脉冲的间距, 即

$$\Delta x = v_a T_r = \frac{v_a}{f_r} \quad (4.4.17)$$

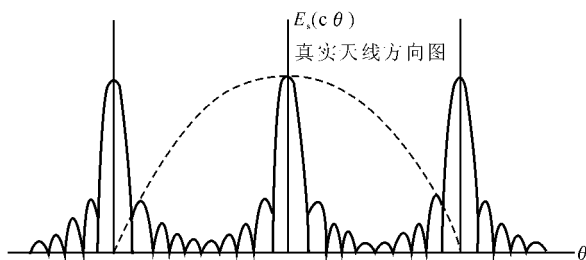


图 4.23 合成天线的栅瓣型波瓣

这种方向图有许多幅值相同的峰值，峰值点的位置可从式(4.4.16)求出，即

$$\theta_n = \frac{n\lambda}{2\Delta x}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4.4.18)$$

相互间隔为  $\lambda/(2\Delta x)$ 。方位模糊就是由这种栅瓣型多峰值造成的。这种方位模糊的严重程度也可用方位模糊比来定义，即

$$R_a = \frac{\text{从方位模糊区来的回波输出总功率}}{\text{从测绘带来的回波输出功率}}$$

也可以着重只考虑第一模糊区，忽略远区旁瓣的影响，则上式可近似为

$$R_a = \frac{\text{从第一模糊区来的回波输出总功率}}{\text{从测绘带来的回波输出功率}}$$

可以想到，抑制方位模糊的办法是对真实天线的方向图加权，使其对合成方向图产生影响。

若真实天线的方位向孔径为  $D$ ，设其孔径处场强为均匀分布，则其方向图为

$$E_r = \left| \frac{\sin[\pi(D/\lambda)\theta]}{\pi(D/\lambda)\theta} \right| \quad (4.4.19)$$

其第一零点位置在

$$\theta = \frac{\lambda}{D} \quad (4.4.20)$$



于是合成天线的实际方向图为

$$E_{s_{\theta}} = E_r E_s = \left| \frac{\sin[\pi(D/\lambda)\theta]}{\pi(D/\lambda)\theta} \right| \left| \frac{\sin\left[(2N+1)\frac{2\pi}{\lambda}\Delta x\theta\right]}{\sin\frac{2\pi}{\lambda}\Delta x\theta} \right| \quad (4.4.21)$$

为了抑制栅瓣,尽量减小方位模糊,就必须使真实天线方向图的第一零点与第一栅瓣的位置重合,或者使第一零点的位置小于第一栅瓣所在的位置,从式(4.4.18)和式(4.4.20)得

$$\theta = \frac{\lambda}{D} \leq \frac{\lambda}{2\Delta x} \quad (4.4.22)$$

即

$$\frac{2}{D} \leq \frac{1}{\Delta x} \quad (4.4.23)$$

由于  $\delta_s = D/2$ ,代入上式后,两边再各乘以  $v_a$  得

$$\frac{v_a}{\delta_s} \leq \frac{v_a}{\Delta x} = f_r \quad (4.4.24)$$

这一结果与式(4.4.14)完全一致,也提出了  $f_r$  的下限,以及  $f_r$  与  $\delta_s, v_a$  的制约关系。

这一分析还表明,要降低方位模糊比,真实天线的方位向主瓣不能太宽,即不能超过  $E_s$  的第一个栅瓣,这就限制了合成孔径长度  $L_s$ ,从而限制了多普勒频带和方位向理论分辨率  $\delta_s$ 。此外,真实天线的旁瓣也必须压低,这也是为了抑制合成天线栅瓣。

综上所述,从抑制距离模糊和方位模糊的要求出发,可以总结出脉冲重复频率  $f_r$ ,方位分辨率  $\delta_s$  和测绘带  $W$  之间的制约关系如下:

(1) 为了抑制方位模糊,也为了满足方位向理论分辨率的要求,  $f_r$  有一个下限

$$f_r \geq \frac{v_a}{\delta_s} = \Delta f_d$$

如果  $f_r$  选择得太低,这相当于抽样频率太低,就会丢失信息,使方



位分辨率变坏。

(2) 为了抑制距离向模糊, 测绘带必须全部位于同一重复周期之内, 测绘带与  $f_r$  有一定的制约关系, 从图 4.24 所示的几何关系以及上述  $f_r$  与斜距  $R_1$  和  $R_2$  的关系, 可得

$$W \leq \frac{c}{2\cos\beta} \frac{1}{f_r}$$

这表明测绘带的最大值为

$$W_{\max} = \frac{c}{2\cos\beta} \frac{1}{f_r}$$

如果把关系式  $f_r = v_a/\delta_s$  代入, 则得

$$W_{\max} = \frac{c}{2\cos\beta} \frac{\delta_s}{v_a}$$

这表明, 测绘带也受理论分辨率  $\delta_s$  的制约,  $\delta_s$  越好(即  $\delta_s$  值趋小), 测绘带就越不能太宽。

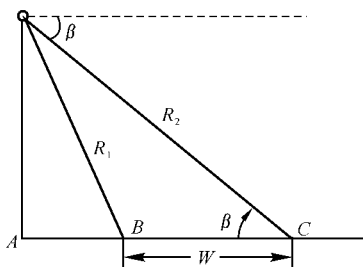


图 4.24 测绘带、斜距与天线俯角

(3) 为了降低距离和方位的模糊比, 关键的措施有两条: 一是适当压缩真实天线在距离向和方位向的主瓣宽度; 二是压低真实天线的旁瓣。第一条措施当然要影响测绘带宽度和合成孔径长度, 使方位分辨率变坏。第二条措施看来是重要的, 但这会增加天线设计的难度。从国内外已经达到的水平看, 把天线旁瓣压低到  $-(30 \sim 35)$ dB 是可能的。



## 4.5 SAR 距离及距离率测量定位

SAR 图像显示的是雷达探测区域的灰度,它是根据距离和距离率(或多普勒频率)对反射信号进行滤波得到的。对于 SAR 图像中的目标,有两个基本的测量值可以用来帮助确定其位置,即距离和距离率。利用这两个测量值,当只有一幅 SAR 图像时,可以求得经度和纬度(目标的高度只能估计或事先已知);当采用两幅 SAR 图像时,则可以求得经度、纬度和高度。

### 一、SAR 距离定位模型<sup>[6]</sup>

在 INS/SAR/GPS 组合导航系统中(见第六章),用 GPS 定位时,得到的目标是属于 WGS—84 或 PZ—90 参考系的。而实用的测量成果是属于 SAR 平台地理坐标系的。有关的坐标系参见图 4.25 和图 4.26。

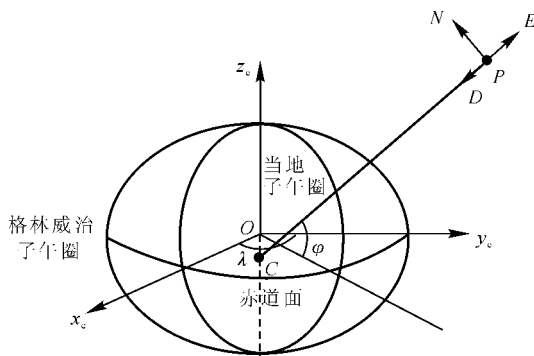


图 4.25 坐标系框图

图 4.25 和图 4.26 中的参数定义如下:

$R_e$ —— 椭球半长轴;



- $f$ —— 椭球扁平率；  
 $R_g$ —— 卯西圈曲率半径；  
 $\varphi$ —— 地理纬度；  
 $\lambda$ —— 地理经度；  
 $h$ —— 高度；  
 $(N, E, D)$ —— 地理坐标系的单位矢量；  
 $O$ —— ecef(随地球而旋转的地心地球固连)坐标系原点；  
 $(x_e, y_e, z_e)$ —— ecef(随地球而旋转的地心地球固连)坐标系的单位矢量；  
 $\epsilon^2$ —— 偏心率；  
 $C$ —— 椭球法线与地球自转轴的交点。

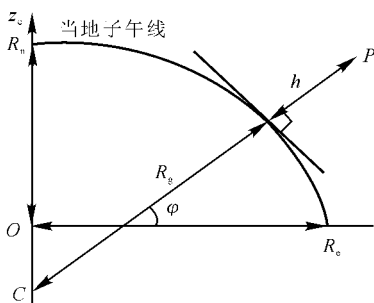


图 4.26 地理纬度示意图

在图 4.26 中,点  $O$  到点  $P$  的矢量为  $\mathbf{P}_{\text{ecef}}$ ,即

$$\mathbf{P}_{\text{ecef}} = \begin{bmatrix} (R_g + h) \cos \varphi & \cos \lambda \\ (R_g + h) \cos \varphi & \sin \lambda \\ (1 - \epsilon^2) R_g + h & \sin \varphi \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ z_e \end{bmatrix}$$

其中

$$R_g = \frac{R_e}{(1 - \epsilon^2 \sin^2 \varphi)^{1/2}}$$

从 ecef 到地理坐标系的转换矩阵为



$$\mathbf{T}_e^g = \begin{bmatrix} \sin\varphi\cos\lambda & -\sin\varphi\sin\lambda & \cos\varphi \\ -\sin\lambda & \cos\lambda & 0 \\ -\cos\varphi\cos\lambda & -\cos\varphi\sin\lambda & -\sin\varphi \end{bmatrix}$$

点  $C$  到点  $P$  的矢量为  $\mathbf{P}_g$ , 则

$$\mathbf{P}_g = \mathbf{T}_e^g \mathbf{P}_{ecef}$$

$$\mathbf{P}_g = \begin{bmatrix} -\epsilon^2 R_g \sin\varphi \cos\varphi \\ 0 \\ -(R_g + h) + \epsilon^2 R_g \sin^2\varphi \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} N \\ E \\ D \end{bmatrix} \quad (4.5.1)$$

图 4.27 表示的是目标在 WGS—84 参考系中的几何关系。用  $\mathbf{R}_{AT}$  表示飞机与目标之间的距离,它是飞机的纬度、经度、高度  $(\varphi_A, \lambda_A, h_A)$  与目标的纬度、经度、高度  $(\varphi_T, \lambda_T, h_T)$  的函数。

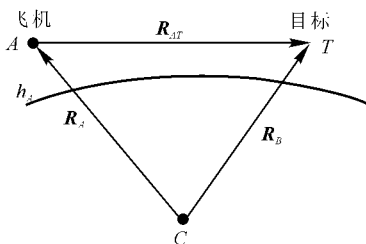


图 4.27 飞机与目标间距离矢量关系

利用公式(4.5.1)可以得到  $\mathbf{R}_T^{gT}$  和  $\mathbf{R}_A^{gT}$ ,其中上标  $gT$ 表示在  $T$  点的当地地理坐标。为了利用矢量减法,  $\mathbf{R}_T^{gT}$  必须要转换到飞机的当地地理坐标系中。这必须通过转换矩阵  $T$  来实现,即

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sin\varphi_T \sin\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) + \cos\varphi_T \cos\varphi_A & \sin\varphi_A \sin(\lambda_T - \lambda_A) \\ -\sin\varphi_T \sin(\lambda_T - \lambda_A) & \cos(\lambda_T - \lambda_A) \\ \sin\varphi_T \cos\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - \cos\varphi_T \sin\varphi_A & \cos\varphi_A \sin(\lambda_T - \lambda_A) \\ \cos\varphi_T \sin\varphi_A \cos(\lambda_T - \varphi_A) - \sin\varphi_T \cos\varphi_A \\ -\cos\varphi_T \sin(\lambda_T - \lambda_A) \\ \cos\varphi_T \cos\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) + \sin\varphi_T \sin\varphi_A \end{bmatrix}$$



这样,飞机在当地地理坐标系中的  $R_T$  可表示为

$$\mathbf{R}_T^{\text{gA}} = \begin{bmatrix} -R_{\text{gT}} \{ \cos\varphi_T \sin\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - (1 - \varepsilon^2) \sin\varphi_T \cos\varphi_A \} \\ h_T \{ \cos\varphi_T \sin\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - \sin\varphi_T \cos\varphi_A \} \\ (R_{\text{gT}} + h_T) \{ \cos\varphi_T \sin(\lambda_T - \lambda_A) \} \\ -R_{\text{gT}} \{ \cos\varphi_T \cos\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - (1 - \varepsilon^2) \sin\varphi_T \sin\varphi_A \} - \\ h_T \{ \cos\varphi_T \cos\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - \sin\varphi_T \sin\varphi_A \} \end{bmatrix} \quad (4.5.2)$$

于是

$$\mathbf{R}_{\text{AT}}^{\text{gA}} = \mathbf{R}_{\text{A}}^{\text{gA}} - \mathbf{R}_T^{\text{gA}}$$

$$\mathbf{R}_{\text{AT}}^{\text{gA}} = \begin{bmatrix} -R_{\text{gT}} \{ \cos\varphi_T \sin\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - (1 - \varepsilon^2) \sin\varphi_T \cos\varphi_A \} \\ h_T \{ \cos\varphi_T \sin\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - \sin\varphi_T \cos\varphi_A \} \\ (R_{\text{gT}} + h_T) \{ \cos\varphi_T \sin(\lambda_T - \lambda_A) \} \\ -R_{\text{gT}} \{ \cos\varphi_T \cos\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - (1 - \varepsilon^2) \sin\varphi_T \sin\varphi_A \} - \\ h_T \{ \cos\varphi_T \cos\varphi_A \cos(\lambda_T - \lambda_A) - \sin\varphi_T \sin\varphi_A \} \end{bmatrix} \quad (4.5.3)$$

其中

$$R_{\text{gT}} = \frac{R_e}{(1 - \varepsilon^2 \sin^2 \varphi_T)^{1/2}}$$

式(4.5.3)即为 SAR 距离测量定位模型。

## 二、SAR 距离率定位模型<sup>[6]</sup>

图 4.27 中,雷达可以测量到距离  $\|\mathbf{R}_{\text{AT}}\|$  和距离率  $\|\dot{\mathbf{R}}_{\text{AT}}\|$  的大小。在式(4.5.3)中,已定义了距离。通过距离对时间的求导,可以得到距离率。该距离的时间导数是十分复杂的,我们可以采用其简化模型。将式(4.5.2)展开成关于飞机坐标的泰勒级数,其中只包含常数项和一阶泰勒级数,即

$$\mathbf{R}_T^{\text{gA}} = \mathbf{R}_T^{\text{gA}} \Big|_{\varphi_A, \lambda_A, h_A} + \frac{\partial}{\partial \varphi_T} \mathbf{R}_T^{\text{gA}} (\varphi_T - \varphi_A) \Big|_{\varphi_A, \lambda_A, h_A} +$$



$$\left. \frac{\partial}{\partial \lambda_T} \mathbf{R}_T^{\text{gA}} (\lambda_T - \lambda_A) \right|_{\varphi_A, \lambda_A, h_A} + \left. \frac{\partial}{\partial h_T} \mathbf{R}_T^{\text{gA}} (h_T - h_A) \right|_{\varphi_A, \lambda_A, h_A}$$

经计算整理后得

$$\mathbf{R}_T^{\text{gA}} = \mathbf{R}_A^{\text{gA}} + \begin{bmatrix} \left( \frac{R_{\text{gA}}(1 - \epsilon^2)}{1 - \epsilon^2 \sin^2 \varphi_A} + h_A \right) (\varphi_T - \varphi_A) \\ (R_{\text{gA}} + h_A) \cos \varphi_T (\lambda_T - \lambda_A) \\ - (h_T - h_A) \end{bmatrix}$$

于是,式(4.5.3)的简化模型为

$$\mathbf{R}_{AT}^{\text{gA}} = \begin{bmatrix} \left( \frac{R_{\text{gA}}(1 - \epsilon^2)}{1 - \epsilon^2 \sin^2 \varphi_A} + h_A \right) (\varphi_T - \varphi_A) \\ (R_{\text{gA}} + h_A) \cos \varphi_T (\lambda_T - \lambda_A) \\ - (h_T - h_A) \end{bmatrix} \quad (4.5.4)$$

将式(4.5.4)中的二范数对时间求导可得  $\|\dot{\mathbf{R}}_{AT}\|$ , 其为

$$\frac{d \|\mathbf{R}_{AT}\|}{dt} = \frac{\partial \|\mathbf{R}_{AT}\|}{\partial \varphi_A} \frac{d\varphi_A}{dt} + \frac{\partial \|\mathbf{R}_{AT}\|}{\partial \lambda_A} \frac{d\lambda_A}{dt} + \frac{\partial \|\mathbf{R}_{AT}\|}{\partial h_A} \frac{dh_A}{dt} \quad (4.5.5)$$

作如下的定义:

$$\Gamma = \frac{(1 - \epsilon^2) R_{\text{gA}}}{1 - \epsilon^2 \sin^2 \varphi_A} + h_A$$

$$\Sigma = (R_{\text{gA}} + h_A) \cos \varphi_A$$

忽略某些小量,可以得到

$$\|\dot{\mathbf{R}}_{AT}\| = \|\mathbf{R}_{AT}\|^{-1} (A_3 + A_2 + A_3 A_4 - A_5 + A_6) \quad (4.5.6)$$

式中  $A_1 = \frac{3(1 - \epsilon^2) R_{\text{gA}} \epsilon^2 \cos \varphi_A \sin \varphi_A}{(1 - \epsilon^2 \sin^2 \varphi_A)^2} (\varphi_T - \varphi_A)^2 v_n;$

$$A_2 = \Gamma (\varphi_T - \varphi_A) v_n;$$

$$A_3 = \frac{\Sigma}{\Gamma} (\varphi_T - \varphi_A)^2 v_n;$$

$$A_4 = \frac{R_{\text{gA}} \epsilon^2 \cos \varphi_A \sin \varphi_A}{1 - \epsilon^2 \sin^2 \varphi_A} - \sin \varphi_T (R_{\text{gA}} + h_A);$$



$$A_5 = \Sigma(\lambda_T - \lambda_A)v_e;$$

$$A_6 = (h_T - h_A)v_d;$$

$v_n$ ——北向速度;

$v_e$ ——东向速度;

$v_d$ ——地向速度。

式(4.5.6)即为 SAR 距离率测量定位模型。

采用一幅 SAR 图像时,通过解算  $\|R_{AT}\|$  和  $\|\dot{R}_{AT}\|$  可得到目标的经纬度,它的闭合解不存在。文献[7]中采用 Newton-Raphson 方法来求解该非线性系统。这时,目标的高度必须从地图上估计,目标的位置误差是地图精度的函数。

## 4.6 小 结

要学习和掌握 INS/SAR 组合导航系统的基本理论,就必须掌握惯性导航系统和合成孔径雷达的基础知识。因此,本章对 SAR 进行了较为详细的介绍。首先,对雷达的发展概况做了简述;其次,介绍了合成孔径雷达的特点、处理方法、工作体制、应用领域、研究现状和发展方向;再次,从分析回波信号的特性入手,从频谱分析、相关、匹配滤波的角度说明了合成孔径原理,详细分析了合成孔径的方式;最后,研究了 SAR 距离及距离率测量定位。

# 第五章 INS/SAR 组合导航系统

## 5.1 INS/SAR 组合导航系统的原理

INS/SAR 组合导航系统是一种新型的组合导航体制,该组合导航系统的主要特点就是充分利用 SAR 的图像辅助作用对 INS 进行修正,以实现高精度的导航定位。

SAR 是一种基于距离和方位二维分辨率原理的成像雷达,它可以在能见度极差的气象条件下提供类似于光学照相机的高分辨率图像。这样,把即时获得的 SAR 图像信息与从数字地图数据库中查询到的相应于 SAR 测绘区的地图进行图像匹配,可以得到 INS 的位置和方位偏差,将其作为观测量经卡尔曼滤波可计算出 INS 的误差估计,用来校正 INS,获得当前精确的导航信息,然后利用该信息对 SAR 进行运动补偿和视区定位参数计算。定位精度的高低主要取决于数字地图的精度和雷达图像的分辨率。另外, SAR 成像时,飞机的机动飞行及天线的不稳定性会影响成像质量。为了提高 SAR 成像的质量,必须采用运动补偿技术,即按照 INS 所提供的速度和姿态信息对 SAR 进行运动补偿。这样,在数字地图数据库(DMD, Digital Map Database)的支持下,充分利用 INS 和 SAR 之间的互补性,取长补短,INS/SAR 组合导航系统就可以实现高精度、完全自主的导航定位。

INS/SAR 组合导航系统是一种利用图像相关而获得高精度位置、方位修正的组合导航系统。高精度的 INS 对 SAR 的作用体现在:① 运动补偿;② 天线的稳定对准。反过来, SAR 在数字地图数据库的支持下,可对 INS 进行修正,克服其误差随时间增大的



缺点。

INS/SAR 组合导航系统的原理框图如图 5.1 所示。INS 输出的位置、航向信息,用来计算当前 SAR 测绘的视场(FOV, Field of View) 和平移及旋转地图图像所需的参数。地图数据库管理系统使用 FOV 信息,收集地图数据形成 SAR 测绘区的地形图像。根据数据库中存储的不同种类的地形信息,形成的地形图像可分为好几层。地图图像经过平移和旋转与 SAR 图像对齐,地图图像与 SAR 图像之间的对应并非是一对一的,这是由于两者具有不同的分辨率。如果地形有明显的高程变化,SAR 图像会出现畸变。为了补偿这种畸变,利用阴影效应,数字地图的地形高程数据用来分析预测畸变影响和阴影定位,其结果产生一种新的地图图像层,它包含阴影特征信息。该图像经过变换用来合成预测的畸变影响。最后,得出的地图图形与 SAR 实测的地形图像进行相关处理,估计出 INS 的位置、航向误差。

常用的方法是,对地图图形内事先确定地物的类型(如笔直的公路)进行特征提取,相应地搜索 SAR 图像内的地物,进行特征提取,最后进行两者的特征相关,从而估计出 INS 的位置、航向误差。事先确定的进行特征相关的地形特征可以是一种或多种。文献[8]介绍了一种采用多种类型的地形特征相关的方法,这种方法的优点是提高了对 INS 的修正速度和精度,而其缺点是增大了图像处理的复杂性。随着实时图像处理技术及其硬件的发展,这个缺点不再会成为大问题。在图 5.1 中,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来完成的。“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,这个地形区域应当容易由对应的 SAR 图像处理算法来分割。在这个搜索中,须并行执行好几种算法,每一种算法与某一地形特征类型相对应。例如,一种处理算法是用来搜索交通运输线特征,确定区域内是否包含相对笔直的公路段。另一种算法用来搜索水文特征,如江河段。另外的算法用来搜索文化地貌特征,如显著的人工建筑。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,包含每一类特征的“分析窗口”的位置和预测特征的位置。

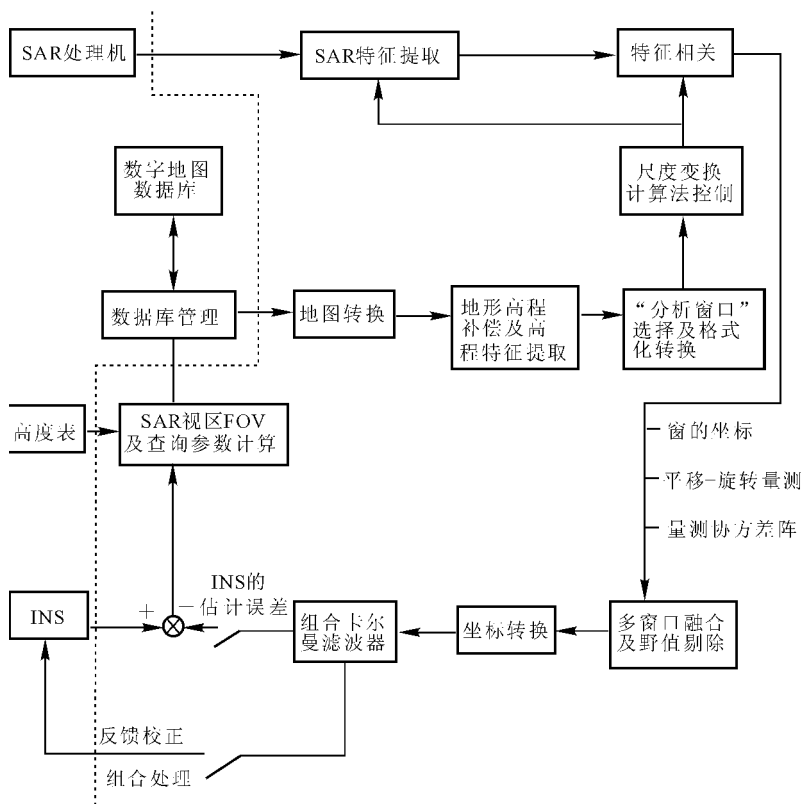


图 5.1 INS/SAR 组合系统的原理框图

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”过程检查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，专用的 SAR 图像分割算法用来产生图像特征的二值图像代码。二值 SAR 图像与相应的地图图像相关，估计出二者的平移和旋转的偏差。将一幅场景中的多个“窗口”所获得的偏差估计加以融合，产生单一的偏差估计和相应的估计误差方差阵，作为组合卡尔曼滤波器的量测，卡尔曼滤波器作出 INS 误差的最优估计，用来对 INS 进行输出或反馈校正。

将一幅场景中的多个“窗口”得出的偏差进行融合的过程如图 5.2 所示。在图 5.2 中， $\Phi_i$  是来自第  $i$  个“窗口”的地形特征偏差量测向量，它包含平移和旋转部分。 $\hat{\theta}$  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转误差，分别用  $\delta X_p^G$ 、 $\delta Y_p^G$  和  $\delta\alpha$  来表示。 $\Phi_i$  是一个随机向量，它的均值与  $\hat{\theta}$  和窗口位置是独立的。

如果航向误差较小，那么  $\Phi_i$  的均值可近似表示为  $\theta$  的线性函数，即

$$E[\Phi_i] = F_i\theta \quad (5.1.1)$$

式中  $F_i$  是有适当维数的矩阵，如果假设  $\Phi_i$  是一个独立的高斯分布的随机向量，其方差为  $K_{\Phi_i}$ ，均值为  $F_i\theta$ ，那么，在给定向量  $\Phi_i$  时， $\theta$  的最大似然估计为

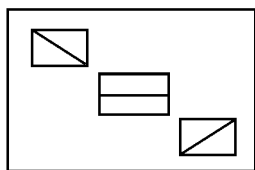
$$\hat{\theta} = \left[ \sum_{i=1}^N F_i^T K_{\Phi_i}^{-1} F_i \right]^{-1} \left[ \sum_{i=1}^N F_i^T K_{\Phi_i}^{-1} \Phi_i \right] \quad (5.1.2)$$

$\theta$  的协方差可表示为

$$\text{cov}[\hat{\theta}] = \left[ \sum_{i=1}^N F_i^T K_{\Phi_i}^{-1} F_i \right]^{-1} \quad (5.1.3)$$

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



当地测量

$$[\Phi_1, K_{\Phi_1}^{-1}], [\Phi_2, K_{\Phi_2}^{-1}], [\Phi_3, K_{\Phi_3}^{-1}]$$

最大似然估计

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \delta\alpha \\ \delta X_p^G \\ \delta Y_p^G \end{bmatrix}$$

图 5.2 多窗口数据的融合



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。为了使系统能正常工作,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。

在 INS/SAR 组合系统的导航过程中,如果把 SAR 的实施图像用于目标检测,则将目标模板与校正后的 SAR 图像进行图像匹配,可以检测 SAR 图像中是否有目标及目标的位置和方向。把该信息送给控制管理器用来进行瞄准、寻的等。

INS/SAR 组合系统不仅是一种新的组合体制,而且对 SAR 的研制也具有意义。因为它可以降低 SAR 对纯 INS 的精度要求,从而降低了系统的造价。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、激光雷达等。现在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,研究这样的组合导航系统无疑具有重要的价值。

## 5.2 INS/SAR 组合导航系统的数学模型

### 一、INS/SAR 组合导航系统的状态方程和量测方程

本章建模的惯导系统为捷联惯导系统(S/DINS),建立动力学方程的基准坐标系为东北天地理坐标系。于是,可得 INS/SAR 组合导航系统的状态方程为

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{W}(t) \quad (5.2.1)$$

这里  $\mathbf{X}(t)$  是系统状态向量,由系统的多种误差组成。在 INS/SAR 组合系统中,引入气压高度表提供高度信息,则状态变量选为

$$\mathbf{X}(t) = [\delta v_e \quad \delta v_n \quad \delta v_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \delta h \quad \phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u \quad \varepsilon_x \quad \varepsilon_y \quad \varepsilon_z \quad \varepsilon_{mx} \quad \varepsilon_{my} \quad \varepsilon_{mz} \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \mathbf{V}_z \quad \psi_x \quad \psi_y \quad \psi_z \quad \delta h_b]^T$$

其中, $\delta v_e, \delta v_n, \delta v_u$  为速度误差; $\delta\varphi, \delta\lambda, \delta h$  为位置误差; $\phi_e, \phi_n, \phi_u$  为姿态角误差; $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$  为陀螺常值漂移; $\varepsilon_{mx}, \varepsilon_{my}, \varepsilon_{mz}$  为陀螺一阶马



尔科夫漂移;  $\nabla_x, \nabla_y, \nabla_z$  为加速度计零偏;  $\psi_x, \psi_y, \psi_z$  为 SAR 天线姿态角误差;  $\delta h_b$  为高度表偏置。

$$\mathbf{F}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\text{INS}(9 \times 9)} & \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ -\mathbf{C}_b^t(3 \times 3) \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{C}_b^t(3 \times 3) \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \end{bmatrix} & \mathbf{0}_{(15 \times 1)} \\ \mathbf{0}_{(6 \times 6)} & \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\text{Gyro}(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(1 \times 15)} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ \mathbf{F}_{\text{ACC}(3 \times 3)} \end{bmatrix} & -\frac{v_G}{D_1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_{\text{INS}} = \begin{bmatrix} -\frac{v_z}{R_h} & 2(\Omega_z - \frac{v_\omega \tan \varphi}{R_h}) & -\frac{v_M}{R_h} & 0 \\ \frac{v_\omega \tan \varphi}{R_h} - 2\Omega_z & \frac{v_\omega \tan \varphi - v_z}{R_h} & 2\Omega_M - \frac{v_\omega}{R_h} & f_z \\ \frac{2v_M}{R_h} & 2(\Omega_M - \frac{v_\omega}{R_h}) & 0 & -f_\omega \\ 0 & -\frac{1}{R_h} & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_h} & 0 & 0 & \frac{v_\omega \tan \varphi}{R_h} - \Omega_z \\ 0 & -\frac{\tan \varphi}{R_h} & 0 & \frac{v_M}{R_h} - \Omega_M \\ \frac{1}{R_h} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_h \cos \varphi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$



$$\begin{array}{cccccc}
 f_z & f_\omega & v_\omega (2\Omega_M - \frac{v_\omega \tan\varphi}{R_h \cos^2\varphi}) & 0 & 0 & \\
 0 & -f_M & \frac{v_M v_\omega}{R_h \cos^2\varphi} - 2(v_z \Omega_z + v_M \Omega_M) & 0 & 0 & \\
 f_M & 0 & 2\Omega_z v_\omega & 0 & 0 & \\
 \Omega_z - \frac{v_\omega \tan\varphi}{R_h} & -\frac{v_M}{R_h} & -\Omega_z & 0 & \frac{v_e}{R_h^2} & \\
 0 & \Omega_M - \frac{v_\omega}{R_h} & 0 & 0 & -\frac{v_M}{R_h^2} & \\
 \frac{v_\omega}{R_h} - \Omega_M & 0 & \Omega_N - \frac{v_\omega}{R_h \cos^2\varphi} & 0 & \frac{v_\omega \tan\varphi}{R_h^2} & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{v_M}{R_h^2} & \\
 0 & 0 & -\frac{v_\omega \tan\varphi}{R_h \cos\varphi} & 0 & \frac{v_\omega}{R_h^2} & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 
 \end{array}$$

$$F_{\text{Gyro}} = -\text{diag}[1/T_{\text{OG}} \quad 1/T_{\text{OG}} \quad 1/T_{\text{OG}}]$$

$$F_{\text{ACC}} = -\text{diag}[1/T_{\text{OA}} \quad 1/T_{\text{OA}} \quad 1/T_{\text{OA}}]$$

其中,  $C_b^t$  为机体坐标系到北西天地理坐标系的方向余弦阵,  $T_{\text{OG}}$  是陀螺漂移的相关时间,  $T_{\text{OA}}$  是加速度计的相关时间。

$$G(t) = \begin{bmatrix} C_{b(3 \times 3)}^t & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & C_{b(3 \times 3)}^t \end{bmatrix}$$

系统噪声  $W(t)$  为

$$W(t) = [W_{\varepsilon_x} \quad W_{\varepsilon_y} \quad W_{\varepsilon_z} \quad W_{\varepsilon_{mx}} \quad W_{\varepsilon_{my}} \quad W_{\varepsilon_{mz}} \quad W_{\nabla_x} \quad W_{\nabla_y} \\
 W_{\nabla_z} \quad W_{\psi_x} \quad W_{\psi_y} \quad W_{\psi_z}]^T$$

$G(t)_{23 \times 14}$  是噪声系数矩阵, 它包含 95% 的零元素。这两个矩阵均为系数矩阵。

INS/SAR 组合导航系统的量测方程采用 SAR 的距离  $R_s$  与相应 INS 估算的距离  $R_1$  之差, SAR 的距离率  $\dot{R}_s$  与 INS 估算的距离率  $\dot{R}_1$  之差, 以及 SAR 的方位角  $A$  及俯仰角  $E$  作为观测量, 即



$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ \Delta \dot{R} \\ A \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - R_1 \\ \dot{R}_s - \dot{R}_1 \\ A \\ E \end{bmatrix} \quad (5.2.2)$$

## 二、INS/SAR 组合滤波器的性能分析与仿真<sup>[8]</sup>

由上节可知,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  $\phi_u$  的估计及其估计误差方差。这样组合滤波器的量测方程为

$$\mathbf{Z}_k = [\delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \phi_u]^T + \mathbf{V}_k \quad (5.2.3)$$

式中,  $E[\mathbf{V}_i \mathbf{V}_j^T] = R\delta_{ij}$ ,  $R$  为量测噪声的方差,其大小取决于数字地图的误差和雷达图像的分辨率。

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 SAR 高度通道的发散,须加入气压高度或雷达高度信息对惯性高度通道进行阻尼。 $\phi_u$  是直接的观测量,系统提供较高的方位精度。

SAR 对地面的测绘,通常要求飞机飞行在直线巡航状态。因此,拟定一段直线飞行轨迹,航向为正东,速度为 300 m/s,飞行高度为 10 km,飞行时间为 3 000 s。建模的 INS 误差状态为  $\mathbf{X} = [\delta v_n \quad \delta v_u \quad \phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \delta h \quad \varepsilon_x \quad \varepsilon_y \quad \varepsilon_z \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \mathbf{V}_z]^T$ 。惯性传感器的精度及滤波初值见表 5.1 和表 5.2。

表 5.1

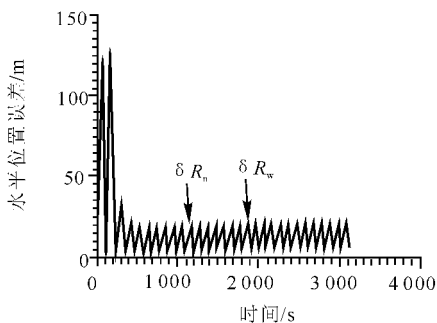
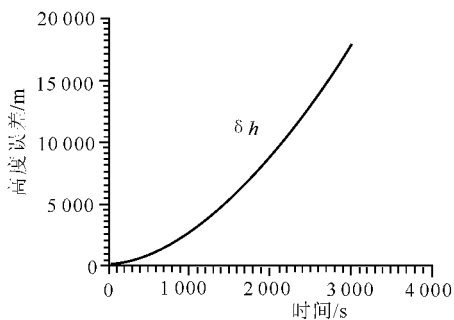
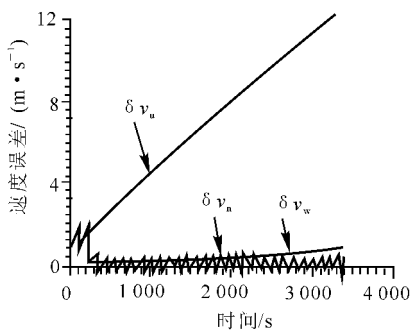
误差项	误差值(1 $\sigma$ )	相关时间
陀螺漂移	0.1 °/h	1 h
陀螺量测白噪声	0.001 °/h	0
加速度计零偏	$5 \times 10^{-4} g$	0.5 h
加速度计量测白噪声	$5 \times 10^{-6} g$	0

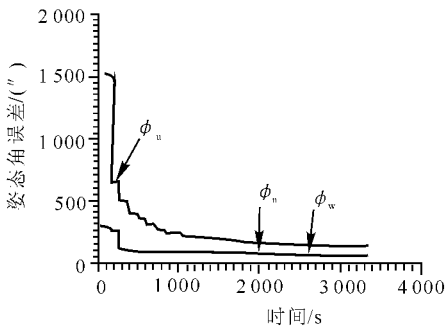
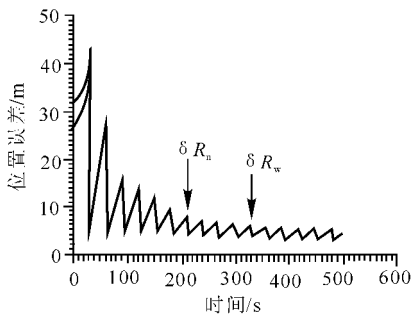
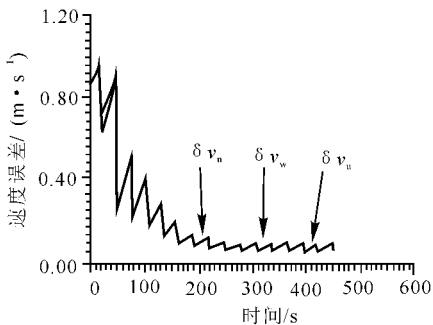
表 5.2 滤波初始值 ( $1\sigma$ )

$\delta v_e, \delta v_n, \delta v_u$	1 m/s
$\phi_e, \phi_n$	5'
$\phi_u$	25'
$\delta\varphi, \delta\lambda$	1''
$\delta h$	30 m

关于图像匹配,选取一幅分辨率为 5 m 的  $512 \times 512$  像素点的雷达地图图像作为地图数据库中的基准图,把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。在平移距离为 50 km,噪声方差为 2 个像素点,即 10 m,旋转角为  $0.05^\circ$  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 1 个像素,即 5 m;对 100 km 视区内方位偏差为  $0.05^\circ$ 。这样,仿真分析中便参照上述数据选择量测方程中的量测噪声。系统仿真中滤波更新周期取 100 s 或 30 s。

图 5.3 ~ 图 5.6 是滤波更新周期取 100 s 的仿真结果。它们分别是 INS/SAR 组合导航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,须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 5.7 和图 5.8 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度比较大,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 5.3 INS/SAR 水平位置估计误差 ( $1\sigma$ )图 5.4 INS/SAR 高度估计误差 ( $1\sigma$ )图 5.5 INS/SAR 速度估计误差 ( $1\sigma$ )

图 5.6 INS/SAR 姿态角估计误差 ( $1\sigma$ )图 5.7 INS/SAR 水平位置估计误差 ( $1\sigma$ )图 5.8 INS/SAR 速度估计误差 ( $1\sigma$ )



INS/SAR 组合导航系统的一个重要优点是,飞机无须做机动飞行就可获得 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  $\phi_e, \phi_n, \phi_u$  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。

$$\delta v^l = f^l \times \phi + C_b^l \delta a^b + [\text{舒勒、哥氏及重力误差项}] \quad (5.2.4)$$

式中  $\delta v^l$ —— 分解在导航坐标系中的速度误差;

$f^l$ —— 导航坐标系中的比例;

$\phi$ —— 姿态角误差;

$C_b^l$ —— 机体坐标系到导航坐标系的方向余弦阵;

$\delta a^b$ —— 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,因此水平姿态角误差可连续进行观测。虽然陀螺罗经效应也能对  $\phi_u$  提供一定的观测能力,但其效应太弱,以至需要很长的时间。为了增强观测能力,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  $\phi_u$  的观测力。

在 INS/SAR 组合导航系统中,方位角误差  $\phi_u$  是直接可观测项,因此在平直飞行中即可提供对  $\phi_u$  的观测力,这是其他位置 / 速度组合导航系统所不具备的优点。

## 5.3 INS/SAR 组合导航系统的特点及应用

### 一、INS/SAR 组合导航系统的特点

INS/SAR 组合导航系统利用 INS 和 SAR 互补的特点,使组合系统不仅吸收了两个独立系统各自的优点,而且两者相互辅助,使整个系统的性能得到提高。INS/SAR 组合导航系统具有以下



优点:

(1) 精度高。目前只有 INS/SAR 组合导航系统能达到 GPS 的 P 码精度。

(2) 自主性强。不容易受到干扰, GPS 则有这方面的不足。

(3) 能够全天候工作。

(4) 因位置误差和方位误差角是直接的观测量, 这使 INS 具有动基座、空中对准能力, 且不需要机动, 大大提高了系统的快速反应能力。

(5) 适用区域广。对于可提取出不变特征的山地、丘陵、平坦地形、海洋等都适用。

(6) INS/SAR 组合导航系统还具有目标识别的功能。SAR 可用来执行侦察、瞄准、捕获目标等任务。

(7) 密切了 INS 与 SAR 之间的关系。SAR 为 INS 提供高精度的图像辅助信息, 对 INS 进行修正; INS 为 SAR 提供高精度的运动补偿信息, 两者互相辅助、互相提高, 可以充分发挥各自的优良性能。

当然 INS/SAR 组合导航系统也有它的缺点。

(1) 由于 SAR 雷达天线的尺寸和重量较大(SAR 装在飞机的下面), 稳定和跟踪能力有限。

(2) 载机做非匀速直线运动时, 会直接影响回波多普勒信号的相位和幅度, 使图像产生畸变。

(3) 当飞机做大机动飞行时, 运动补偿(包括 SAR 天线的稳定、相位的校正等)可能无能为力, SAR 将无法进行正常工作, 甚至完全不能成像, 从而失去对 INS 的修正能力。

(4) 尽管 SAR 为侧视工作方式, 并能控制截获率, 但它是主动工作方式, 功耗也不是特别小, 因此系统的隐蔽性仍存在问题。



## 二、INS/SAR 组合导航系统的应用

由于INS/SAR组合导航系统潜在的优越性,国外已将该系统成功地应用于军用飞机、精确制导武器、精密武器投掷系统等方面。1993年法国汤姆逊—CSF公司向法国宇航公司交付了第一台“普罗米修斯”导航系统<sup>[2]</sup>,原型产品用于阿帕奇空对地导弹的制导,该系统就是一个INS/SAR组合系统。近几年,其他一些国家也不断研制INS/SAR组合系统并投入使用。我国对INS/SAR组合系统的研制虽起步较晚,但发展很快。中科院电子研究所已成功研制了机载SAR实时数字成像处理器的整机控制系统,实现了机上实时数字成像、实时显示和记录,能够实时、直观地呈现雷达扫过区域的地面图像,并能及时反映系统运转情况、分析成像质量等。该所研制的X波段、多极化、多通道、数字处理的机载SAR分辨率可达10 m。国家“863计划”信息领域,众多单位联合攻关,在SAR研制方面取得了突破性进展。原航空工业部607所已成功研制出SAR并投入使用。另外,我国在实践中也认识到了GPS、TAN等其他导航系统的局限性。因此INS/SAR组合导航系统在我国是有很大发展前景的。

### 5.4 实现INS/SAR组合系统的关键技术与计算机仿真设计

#### 一、实现INS/SAR组合系统的关键技术

实现INS/SAR组合系统的关键技术有以下几点:

- (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,在由于低截获、隐身的需要,而不能获得 SAR 修正的情况下,INS 的误差有可能增大到不能查出相应的数字地图的情形,这时,如果进入 INS/SAR 组合状态,自动初始捕获和匹配技术就相当重要。

(6) SAR 的运动补偿技术,包括建立由 INS 导航误差所引起的 SAR 图像失真的精确模型和快速、鲁棒的飞机主 INS 对天线辅助的小型捷联惯导系统的对准、校正。

此外,还要解决滤波、故障检测、隔离等技术。

INS/SAR 组合导航系统不仅是一种新的组合体制,而且对 SAR 的研制也具有重要意义。因为它可以降低 SAR 对纯 INS 的精度要求,从而降低了系统的造价。能够提供地面图像的传感器除了 SAR 外,还有光电传感器、毫米波雷达、激光雷达等。现在正在发展中的激光雷达能够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、图像处理日益发达的今天,研究这样的组合系统,具有重要的价值。

## 二、INS/SAR 组合系统的计算机仿真设计

在 INS/SAR 组合导航系统的分析、设计研究阶段,如果在计算机上仿真 INS/SAR 系统,来估计 INS/SAR 组合导航系统的编排及其算法,是非常经济有效的方法。INS/SAR 组合系统仿真软件的设计框图如图 5.9 所示。

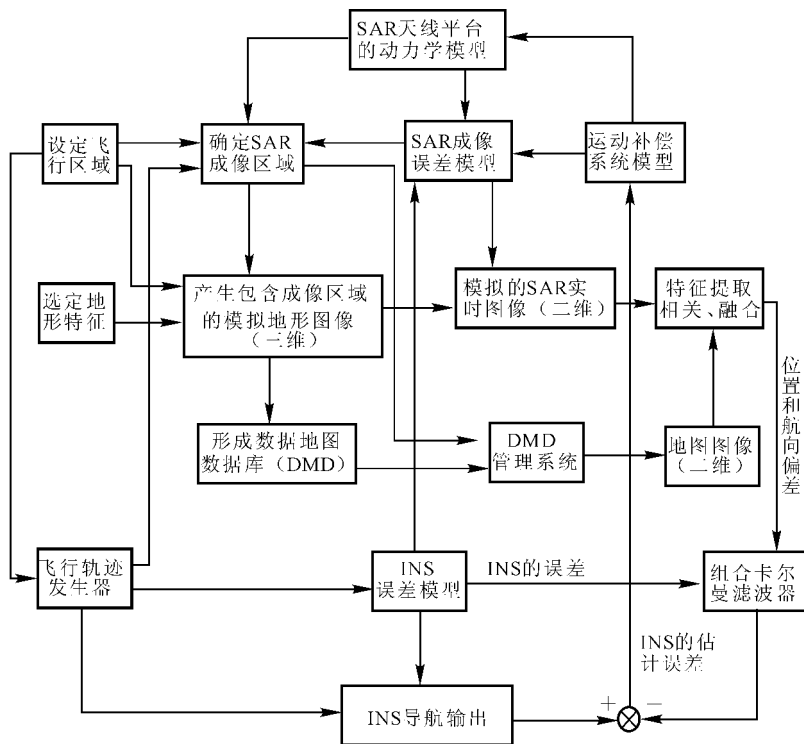


图 5.9 INS/SAR 组合系统的计算机仿真框图

## 5.5 小 结

本章首先论述了INS/SAR组合导航系统的原理,主要通过比较SAR实时图像与查询到的机载数字地图,获得INS的误差修正信息;接着描述了INS/SAR组合导航系统的数学模型,并对组合滤波器的性能进行了分析与仿真;然后介绍了INS/SAR组合导航系统的特点及应用;最后指出了要实现该组合系统须要解决的一系列关键技术和计算机仿真方案。

## 第六章 SAR 的运动补偿

合成孔径雷达是一种能获得高质量雷达图像的微波遥感设备,机载 SAR 沿直线航迹匀速平移运动所产生的多普勒频率,是获得高质量雷达图像的前提。一般情况下,总假设飞行器做匀速直线的平移运动,并在此假设下进行理论分析和计算。但是,飞行器实际飞行时,由于受到气流等因素的影响及飞行器本身性能的限制,不可能完全做到这点。雷达载机总要或多或少地偏离匀速直线平移运动这种理想状况,从而直接影响回波多普勒信号的相位和幅值,使其压缩波形产生畸变,这将给合成孔径雷达的工作带来不可忽视的影响,严重时甚至完全不能成像。因此,必须采取运动补偿措施来消除各种运动误差对雷达成像带来的影响,使不良后果减小到最低限度,以提高雷达图像的质量。广义地说,这类技术都可称之为运动补偿技术。此外,SAR 处理器也要用到运动补偿系统所提供的信息,对于每个脉冲,运动补偿系统确定出相位中心沿瞄准线和沿理想航迹的分量,SAR 处理器用前者使回波在瞄准线方向相互一致,用后者保证回波在理想航迹方向等间隔分布。另外,合成孔径雷达对运动目标的成像、检测原理与对 SAR 运动补偿系统的分析有许多共同之处。由此可见,对 SAR 运动补偿的研究具有重要意义。

本章首先研究运动补偿的基本原理、运动补偿系统分析、应该补偿的因素和技术措施、运动补偿的过程及补偿的性能要求,然后讨论运动补偿的运算操作过程,最后介绍运动补偿的实现、运动补偿卡尔曼滤波器的设计,以及常用的运动补偿方法。



## 6.1 运动补偿的基本原理

如上所述,当分析合成孔径雷达的理论和 technical 问题时,都假定雷达载机相对要成像的地域作匀速直线的平移运动。实际上不可能完全做到这点。雷达载机总要或多或少地偏离这种理想状况(见图 6.1)。这种偏离可概括为:

- (1) 载机沿航向加速度不为零。
- (2) 载机的横向(即垂直于平均航迹的方向)速度不为零。
- (3) 载机存在绕三个坐标轴的摆动,即存在偏航、俯仰和横滚的角运动。

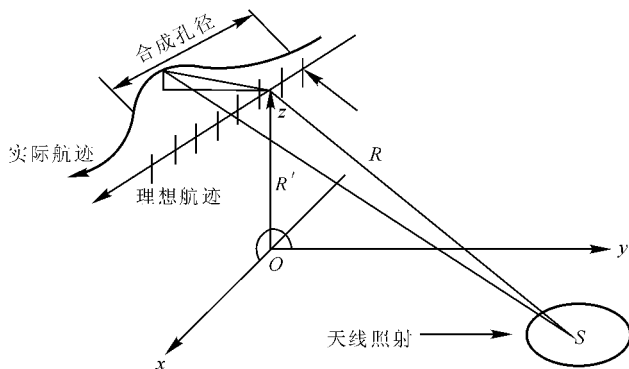


图 6.1 合成孔径雷达示意图

图中  $R$  表示理想航迹至照射点  $S$  的距离,  $R'$  表示实际航迹上某一点至照射点  $S$  的距离。

前两种情况是载机偏离匀速直线运动的表现,第三种情况是雷达没有做严格的平移运动的写照。这些都将给合成孔径雷达的工作带来不可忽略的影响,严重时甚至完全不能成像。因此,运动补偿是必不可少的。



为了获得高分辨率合成孔径雷达的图像,必须利用精确的运动补偿信息把天线相位中心的杂散运动减小到可以接受的程度。

合成孔径雷达运动补偿系统(SARMCS)的主要用途是补偿由天线相位中心相对理想平移航迹的杂散偏离所引起的 SAR 回波信号的相位畸变。成功地进行运动补偿的关键是精确确定 SAR 成像间隔中雷达天线相位中心对地面目标的位置、速度和姿态。利用这些信息可以计算天线相位中心沿雷达脉冲视线(LOS, Line of Sight)方向的位移函数,并因此求出所需的校正量,以便从 SAR 回波信号的相位中消除杂散的天线运动的影响。

由于合成孔径雷达天线方向的改变会引起图像的几何失真,因此须要考虑天线的稳定问题。天线的稳定一般可以用天线伺服平台,但其结构比较复杂,成本也高,且安装不便。目前较常用的办法是借助安装在天线部件上尽可能靠近天线相位中心的小型捷联惯性测量部件(IMU)测量天线的运动,用它所提供天线运动的信号来对天线方向的变化进行补偿。惯性测量部件的测量值在小型捷联惯性导航仪算法中进行数据处理,用以产生在选定的导航坐标系中的相位中心运动的估值。因为 IMU 采用低成本陀螺仪,捷联惯导系统(S/DINS)数学平台相对真实导航坐标系的失真角变得很大,以致当计算雷达 LOS 方向的相位中心运动时会产生无法接受的误差。

在 SARMCS 中 S/DINS 数学平台失准角由最优综合 S/DINS 导航仪和飞机主惯导系统信息的卡尔曼滤波器(KF)加以控制。主惯导系统安装在飞机重心附近,与雷达天线相隔一段距离。卡尔曼滤波器执行程序的作用是把更稳定的 INS 平台姿态定向传递给天线附加的 S/DINS 导航仪。在这个过程中,使 S/DINS 导航仪继承和跟踪主 INS 的失准角。与无辅助的 S/DINS 导航仪相比,尽管 INS 平台失准角比较小,但在长时间飞行中,仍然可能达到相当大的数值。因此,SARMCS 卡尔曼滤波器利用 SAR 传感器的信息来阻尼主 INS 平台失准角的缓慢增大。



从目标散射回来的  $n$  个雷达脉冲反射信号,被运动着的机载雷达天线连续地聚集起来并进行处理,它所达到的图形分辨率就和长度等于  $n$  个脉冲反射期间载机飞行距离的线性阵列图形相同。合成孔径天线的“阵元”间隔等于脉冲反射的间隔时间里飞机飞过的距离,或

$$d_c = vT_p = v/f_p$$

这里  $v$  是飞机速度,  $T_p$  是脉冲重复周期,  $f_p$  是脉冲重复频率。

对 SAR 成功地进行信号处理的基本要求是从每个目标散射体来的雷达回波信号应有一个相干的相位时间函数,其含义是在连续的回波信号之间应有已知的相位关系。借此来调节多回波信号的相对相位,以便适当表示一个合成阵列的等效接收过程。

主要的运动补偿传感器是运动补偿惯性测量子系统(MCIMS)。它是一个安装在飞机头部 SAR 天线构件上的小型捷联 IMU。主 INS 安装在飞机重心附近,与 MCIMS 相距一段距离。典型情况下,它是采用激光陀螺仪的捷联惯导,能以  $2 \text{ kn}(1 \text{ kn} = 1 \text{ n mile/h} = 0.514 444 \text{ m/s})(95\%)$  精度提供三轴惯性导航。系统输出信息包括三维位置、速度、姿态和航向,在 ARINC429 总线上,其数据率为  $8 \sim 64 \text{ Hz}$ 。在 SARMCS 采用了捷联 3 射束多普勒雷达速度传感器测量附近相对地形表面的速度。当借助 GPS 信息辅助 INS 时,利用 GPS 的伪距及伪距率测量值。影响伪距及伪距率测量精度的主要误差源有 GPS 接收机的时钟相位误差和时钟频率误差以及测量噪声。时钟相位误差约为  $30 \text{ m}$ ,时钟频率误差约为  $0.01 \text{ m/s}$ 。SARMCS 也利用大气数据传感器的信息,它包括测量大气静压的石英式压力传感器和测量外部大气温度的温度探头。这些信息用来计算气压高度。

合成孔径雷达运动补偿的原理框图如图 6.2 所示。小型捷联导航仪的输出连同主惯导和 GPS 接收机(或 Doppler 速度传感器)的信息一起加给卡尔曼滤波器,由它估计各种系统误差和仪表误差。表 6.1 列出了该滤波器的 22 个误差状态,其中主惯导和与其



相关的状态变量 17 个,捷联惯导装置 3 个,GPS 接收机 2 个。

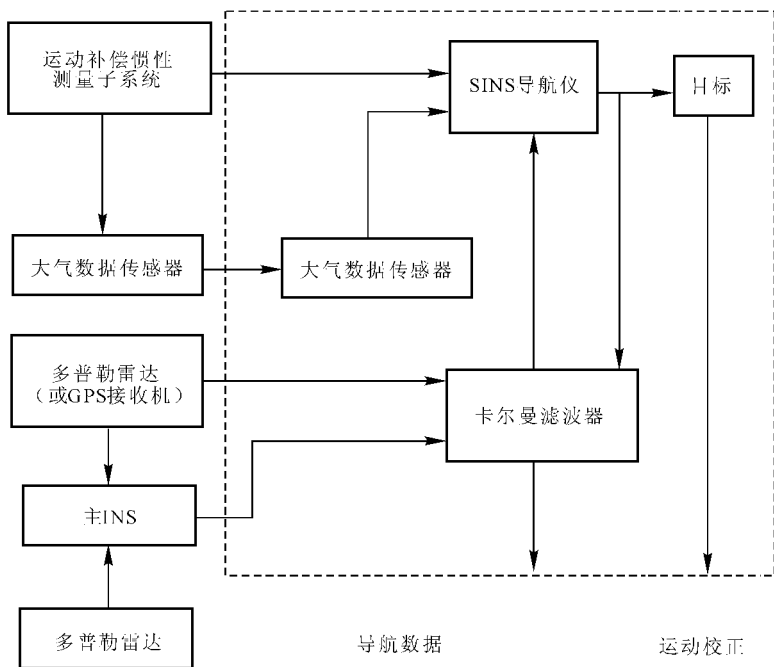


图 6.2 SAR 运动补偿的原理框图

表 6.1 SARMCS 卡尔曼滤波误差状态

误差量	说明
$\delta v_x$	主 INS 东向速度误差
$\delta v_y$	主 INS 北向速度误差
$\delta v_z$	主 INS 天向速度误差
$\phi_x$	主 INS 东向姿态角误差
$\phi_y$	主 INS 北向姿态角误差
$\phi_z$	主 INS 天向姿态角误差



续表

误差量	说明
$\delta L$	主 INS 纬度误差
$\delta \lambda$	主 INS 经度误差
$\delta h$	主 INS 高度误差
$\epsilon_x$	在机体坐标系中 $x$ 轴陀螺的漂移 (主 INS)
$\epsilon_y$	在机体坐标系中 $y$ 轴陀螺的漂移 (主 INS)
$\epsilon_z$	在机体坐标系中 $z$ 轴陀螺的漂移 (主 INS)
$\delta t_u$	GPS 接收机的时钟相位误差
$\delta t_{fu}$	GPS 接收机的时钟频率误差
$\delta v_{sx}$	SINS 东向速度误差 (相对主 INS)
$\delta v_{sy}$	SINS 北向速度误差 (相对主 INS)
$\phi_{sx}$	SINS 数学平台东向姿态角误差 (相对主 INS)
$\phi_{sy}$	SINS 数学平台北向姿态角误差 (相对主 INS)
$\phi_{sz}$	SINS 数学平台天向姿态角误差 (相对主 INS)
$\epsilon_{xs}$	横向陀螺漂移 (小型捷联 IMU 在导航坐标系中)
$\epsilon_{ys}$	朝前方向的陀螺漂移 (小型捷联 IMU 在导航坐标系中)
$\epsilon_{zs}$	天向陀螺漂移 (小型捷联 IMU 在导航坐标系中)

雷达载机的运动状况之所以与成像关系密切,其根本原因是它将直接影响回波多普勒信号的相位和幅度,从而使其压缩波形产生畸变。从理论上讲,回波多普勒信号的畸变有以下几种情况:使回波多普勒信号的中心频率偏移;使其调频斜率发生改变;使回波多普勒信号附加三次或更高次相位误差或其他类型的相位误差(周期性或随机性误差等)和使回波多普勒信号的幅度产生调制等。载机航迹偏离直线,还会造成雷达图像的几何畸变和区域特征的模糊等。



因此, SAR 运动补偿应包括:① 杂波锁定,即对地杂波多普勒信号的中心频率的锁定,以及稳定回波多普勒信号的中心频率。由于这是能够正常进行信号处理的前提,故它是运动补偿系统应该具有的起码功能。② 由于载机运动偏离还会造成回波多普勒信号的调谐频率变化,这是一种二次相位误差。它使线性调频信号通过匹配滤波器压缩波形失真。确切地说,将使聚焦状况变化。因此,运动补偿应包括对调频斜率变化的校正。③ 在综合孔径时间内,对各种确知性或随机性相位误差的校正,控制天线伺服平台以保持天线姿态的稳定,消除由于其不稳定而造成的相位和幅度误差。④ 由于载机运动偏差而造成的图像几何畸变的校正等。

通常运动补偿的方法是:用改变信号处理器中基准信号的相位历史的方法,校正回波多普勒信号的各种相位误差;用天线伺服平台系统保持天线姿态的稳定;用改变距离门位置使其跟踪载机运动的方法校正几何畸变和区域特征模糊。所有这些,都需要感知载机运动状况的惯性导航系统,提供运动补偿系统所需各种有关载机运动状况的信号。对运动补偿方法的研究,本章在最后一节将作更详细地讨论。

## 6.2 SAR 运动补偿系统分析

飞行器的运动误差包括偏离匀速平移运动和飞行器本身的转动两类。前一类又可分为飞行器沿航向( $x$  方向)的速度误差——地速误差——和沿横向( $y$  方向)、垂直方向( $z$  方向)的速度、加速度误差——径向速度误差——两种。转动误差可分为方位、俯仰、滚动三种。不同的运动误差造成的影响不同,补偿的措施也不同。

有关飞行器运动误差对 SAR 成像质量的影响已有许多研究工作,这里将不再赘述。本节主要对运动补偿进行分析,以便采取措施进行补偿。



## 一、运动补偿系统分析<sup>[6,10]</sup>

### 1. 地速补偿

SAR 在成像过程中,要求飞行器保持匀速直线的平移飞行。由于高空风和气流的影响,飞行器沿航向无法保持匀速直线飞行,这样就形成了地速的变化,从而引起回波信号多普勒频率失真、目标照射密度不均匀和雷达图像方位比例尺失真。所以,在 SAR 成像中必须进行地速补偿。

在雷达系统中,雷达的脉冲重复频率  $f_p$ ,记录器数据胶片走速  $v_f$  和运动补偿的偏置频率  $f_b$ ,都要求跟踪地速变化,以消除各种影响,达到地速补偿的目的。系统工作过程中,雷达需要飞行器的运动参数,如地速、经纬度数据等,可从 BCD(十进制)总线和 PICS(摄影集中控制系统)接口中获得。在雷达定时器中,通过数字/频率(D/F)变换,来产生与地速信号成正比的频率信号去控制  $f_p$ ,  $v_f$  和  $f_b$ ,以达到地速补偿的目的。地速补偿原理框图如图 6.3 所示。

由于 D/F 变换已包含在雷达定时器中,所以,地速补偿电路的主要任务是产生与地速变化成正比的二进制码。出于输入、输出均为数字量,因此,使用计算机处理既准确又方便。

飞行器的即时经纬度数据对雷达图像解译和核对航线有重要意义,因此,雷达系统要求记录下飞行器的即时经纬度。惯导系统和 GPS 的 BCD 总线以及 PICS 接口中都有即时经纬度数据输出,只是精度不同。BCD 数据总线精度为  $0.1'$ 。PICS 接口数据精度为  $0.01'$ ,因此,应该从 PICS 接口中取出即时经纬度数据。由于地速数据采用的是计算机处理,所以,将微型打印机与计算机相连打印经纬度数据十分方便。同时,可将地速值及对应的地速码打印出来,以便核对和监视地速数据。

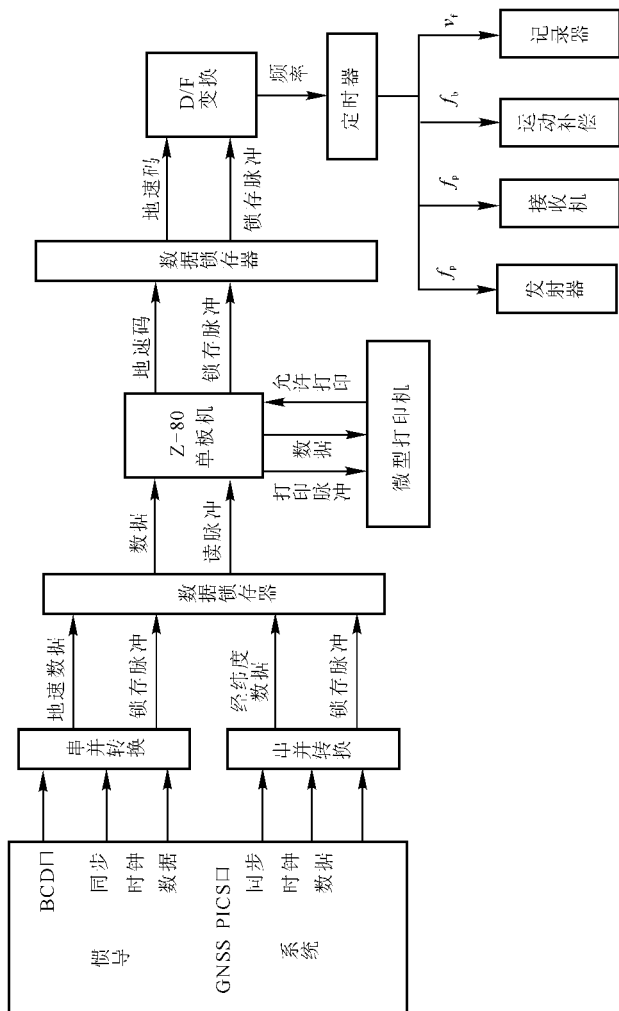


图 6.3 地速补偿原理框图



文献[11]采用地速补偿系统进行了试飞试验,并对两次飞行试验得到的两幅近 400 km 长、连续良好的图像进行了地速补偿。补偿效果为:方位向几何误差小于 5%。测量结果表明,使用地速补偿不仅可以大大改进雷达图像的几何精度,而且可以降低对飞行器匀速飞行的严格要求,使雷达具有更强的适应性。

## 2. 径向速度补偿

飞行器的横向运动是随时间不断变化的。低频横向运动将使雷达图像分辨率下降,并造成几何畸变;高频横向运动将使冲击响应的旁瓣电平增大,降低图像的信噪比。径向速度补偿电路就是用来消除高频横向运动的影响。

将  $y$  方向和  $z$  方向的两个加速度计安装在天线平台上尽量靠近天线相位中心处,它们分别感知  $y$  和  $z$  方向的加速度。加速度计输出的信号,经过带通滤波器滤除低频分量和高频干扰后再进行运算处理。在运动补偿系统中,对  $a_y, a_z$  进行积分,然后求出需要的频率补偿量。

$$\Delta f = (2/\lambda) \int_0^t (a_y \cos\theta + a_z \sin\theta) dt$$

式中  $\theta$  为附角。对于测绘带内的不同点,附角是不同的,它们所需的频率补偿量也是不同的。如果测绘带比较窄,可适当选择带内某点的附角计算频率补偿量,作为测绘带所有点的补偿量,这种补偿方式称为定点补偿,它是一种近似计算方法。如果测绘带比较宽,则将它分成几个子测绘带,对每个子测绘带分别使用定点补偿,这是多定点补偿方式。

计算出的  $\theta$  值送到频率变换器,加到解调基准频率上,就可补偿信号中径向速度误差造成的多普勒频率变化。

## 3. 杂波锁定

在雷达回波信号中,包含着地面目标的多普勒频率,在飞行器没有低频横向运动的情况下,回波信号的多普勒频谱在偏置频率的两侧呈对称分布。当飞行器存在低频横向运动时,频谱中心就会



偏离偏置频率,这时图像就会出现模糊和不均匀。杂波锁定电路能提取出回波信号频谱的中心频率的偏移量,反馈控制解调基准信号频率,从而补偿掉多普勒频谱中心的偏移量。所以,杂波锁定电路是反馈自动控制系统。在杂波锁定环路中,可以使用不同阶数的滤波器,组成不同阶数的环路。实际上多采用二阶环路,因为它的精度和稳定性都比较好。

多普勒中心频率鉴别器是杂波锁定电路的关键电路,用它来鉴别回波信号的多普勒频谱中心频率,给出频率的偏差。这个电路可以用带通滤波器组成,也可以用鉴别器组成。

杂波锁定电路可以用二阶系统的分析方法进行分析,环路响应  $f_o(t)$  与环路输入  $f_i(t)$  之间的关系为

$$S^2 f_o(t) + 2\xi\omega_n S f_o(t) + \omega_n^2 f_o(t) = \omega_n^2 f_i(t)$$

式中  $S$  为微分符号; $\xi$  为环路阻尼系数, $\xi$  越大,系统响应的过渡过程越长, $\xi$  越小,则阻尼越小,系统的振荡就越加剧,系统就越不稳定; $\omega_n$  为系统的固有角频率。

当  $\xi \leq 0$  时,系统的响应为等幅振荡;

当  $0 < \xi < 1$  时,系统的响应为有振荡地上升;

当  $\xi \geq 1$  时,系统无振荡,且上升缓慢。

为了使系统稳定,一般采用  $\xi \geq 1$  的情况,并使  $\xi$  接近于 1。 $\omega_n$  的值也应适当选取。

当输入信号变化时,环路有一过渡过程。在过渡过程结束之后,环路或完全跟踪输入的变化,稳态静差为零;或虽能跟踪输入的变化,但存在稳态剩余静差;或不能跟踪输入的变化,稳态静差无穷大。稳态静差的大小,是衡量环路跟踪性能好坏的重要标志。增大环路的  $\omega_n$ ,可减小静差值。但是,当输入存在噪声时,这会使噪声的影响加剧。所以要衡量各个参数,以达到最好的成像效果。

系统中的鉴别器,应当具有较大的线性范围和较高的灵敏度。频率变换器输出信号频率的稳定度要高,频谱要纯,否则,会给图像质量带来严重的影响。



## 二、SAR 的航迹偏差补偿<sup>[6,12~16]</sup>

SAR 采用大的带宽脉冲获得高精度的距离(目标到飞行轨迹的距离)值,采用相干数字处理技术(聚焦或脉冲压缩)来合成天线阵列(其维数是真实天线的  $10^2 \sim 10^3$  倍),以获得高精度的方位向(飞行器飞行方向)值。

SAR 通过匹配滤波器,在频域中实现了方位向和距离向的脉冲压缩,这里考虑了诸如聚焦深度和距离位移(RCM)等变量的影响。基于此,可以采用线性调频脉冲计数法和离散傅里叶变换(SC-FT)等有效技术进行 SAR 的数据处理。

SAR 系统的航迹偏差、姿态和前向速度的变化,主要是由于大气紊流的影响。这不仅会导致运动误差,而且还会极大地影响最终的成像质量。为了进行误差补偿,在原始数据处理阶段必须要得到飞行信息。这些信息是由机载 INS 和 GPS 提供的。采用反射位移法、自动聚焦技术和相位修正技术对原始数据进行处理,可以直接得到运动误差的估计值。

SAR 运动补偿可以用一种简单的方法来实现,即假设航迹偏差具有一个恒定的偏差量,这样产生的相位调制和数据漂移只随着平台位置进行变化。于是,运动补偿可以简化成相位的倍增和距离门的校正,而它们在预处理阶段就可以实现。然而,上面的假设仍然难以满足高精度机载 SAR 系统的要求。在数据处理过程中,还必须考虑到空间可变的偏差量的影响。

前向速度和姿态偏差会导致 SAR 成像质量下降。前者会导致合成天线阵列元素间的偏差,如果频谱混淆作用可以忽略的话,可以通过对接收到的方位向原始数据进行合适的再采样来补偿这一误差。后者主要导致辐射测量误差。如果将天线固定在某一个确定的视线方向,则可以消除这一误差。如果在图像校正阶段可以知道天线的照射特性,那么就可以对该误差进行补偿。

当出现航迹偏差时,可以通过对接收到的原始数据频谱的计



算来分析运动误差的影响。

### 1. 航迹位移的原始数据

图 6.4 是当飞行器运动出现航迹偏差时 SAR 系统的几何关系示意图。

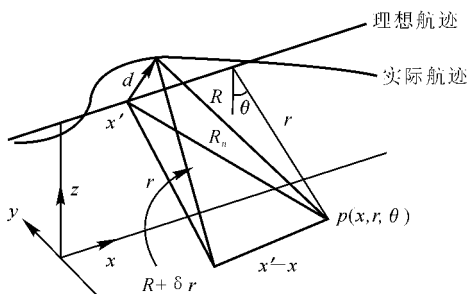


图 6.4 飞行运动示意图

其中,  $(x, y)$  是测绘点  $p$  在柱面参考系中方位向的斜距坐标。参考系的  $x$  轴与理想航迹方向一致;  $x'$  是天线的位罝;  $d$  是位移量; 它的  $y$  向和  $z$  向是平台位移的水平和垂直分量(假设  $x$  为 0 或已得到补偿);  $\delta r$  是距离位移, 它在垂直于飞行方向的平面内;  $R$  是目标到位于真实航迹上的天线的距离;  $R_n$  是目标到位于理想航迹上的天线的距离。假设没有任何倾角, 而且照射面是平坦的。

从图 6.4 可以得到下式, 即

$$R_n(r, x - x') = \sqrt{r^2 + (x' - x)^2}$$

$$R(r, x', x) = \sqrt{(r + \delta r)^2 + (x' - x)^2}$$

其中  $\delta r$  依赖于  $x'$  和  $r$ , 应用 Carnot 理论(参阅图 6.5) 可得

$$\delta r(x', r) = \sqrt{r^2 + d^2 - 2dr \sin(\theta - \alpha)} - r \approx -\frac{dr}{r} \sin(\theta - \alpha) \quad (6.2.1)$$

其中  $d(x')$  和  $\alpha(x')$  是有关的水平和垂直位移量;  $\theta(r)$  是目标视角。当位移量与目标斜距相比很小时, 可以得到式(6.2.1) 最后一



项近似解;这时,  $\delta r$  可简化为目标视线方向的位移估值。

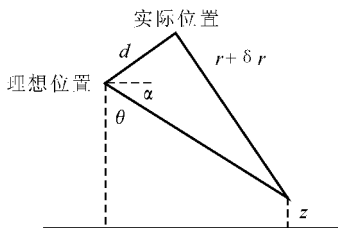


图 6.5 SAR 系统横向轨迹剖面图

假设传输的线性调频信号为

$$f(t') = \text{rect}\left[\frac{t'}{\tau}\right] \exp\left[j2\pi f_0 t' - j\frac{\alpha_t}{2}(t')^2\right]$$

式中,  $f_0$  是载频;  $\tau$  和  $\alpha_t$  是线性调频信号的周期和频率。采用外差法后,可以得到如下形式的原始信号<sup>[6]</sup>:

$$hh(x', r') = \iint \gamma(x, r) \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda}R - j\alpha_r(r' - R)^2 \text{rect}\left[\frac{r' - R}{D_r}\right] \omega^2(x' - x)\right] dx dr \quad (6.2.2)$$

式中  $r' = ct'/2$  是距离信号采样坐标值;  $\alpha_r$  和  $D_r$  是与  $\alpha_t$  和  $\tau$  相对应的空间值;  $\gamma(\cdot)$  是柱面参考系中具有背向散射特性的信号;  $x' - x$  是天线地面照射方式,它近似于  $\text{rect}[(x' - x)/X]$ ,  $X$  是合成天线的长度。

下面进行  $R(r, x', x)$  的频谱衰变分析。

## 2. 频谱分析

把式(6.2.2)可以变换成关于距离向的表达式如下:

$$hH(x', \eta) = \text{rect}\left[\frac{\eta}{2\Omega_r}\right] \exp[j\alpha_r \eta^2] \times \iint \gamma(x, r) \omega^2(x' - x) \exp[-j(\eta + 4\pi/\lambda)R] dx dr \quad (6.2.3)$$



其中  $\Omega_r = \alpha_r D_r, \alpha_\eta = \frac{1}{4\alpha_r}$ 。

原始数据距离谱在式(6.2.3)和平台偏差中具有相同的表达式,它用  $R$  代表了  $R_n$ 。包含  $\eta^2$  的指数项突出了线性调频信号的相位失真;如果用  $R_n$  代替  $R$  的话,那么在第二个指数因子中,将会分辨出典型的方位向频率调制(不依赖于  $\eta$ ) 和目标 RCM(不依赖于  $\eta$ ) 项。

将  $R$  展开如下:

$$R(x' - x, x', r) = R_n(x' - x, r) + \delta R(x' - x, x', r)$$

其中

$$\begin{aligned} \delta R \approx \frac{\partial R}{\partial \delta r} \delta r = \frac{r}{R_n} \delta r(x', r) \approx \\ \delta r - \frac{(x' - x)^2}{2r} \frac{\delta r}{r} \end{aligned} \quad (6.2.4)$$

假设  $\frac{x^2}{2r} \left| \frac{\delta r}{r} \right| \ll \frac{\lambda}{4\pi}$ , 则可以忽略式(6.2.4)中的最后一项,并由此

可以使式(6.2.3)得到简化。这基于如下假设(参见图 6.4):对位于  $x'$  位置的传感器来说,方位向波束很窄,它足以探测到方位向波束内所有目标的位移误差( $\delta R$ ),该误差近似等于中心波束(零多普勒)目标( $x' = x$ )的位移误差。即

$$\delta R(x' - x, x', r) \approx \delta r(x', r) \quad (6.2.5)$$

该假设及平坦反射面的假设非常重要,它们消除了目标方位向坐标( $x$ )的所有位移误差量,从而可以进行下面更深入的频谱分析。在 SAR 频域聚焦算法的数据处理阶段,方位向空间变量的处理是非常困难的。

将式(6.2.3)转化成关于方位向( $x'$ )的表达式,可得

$$\begin{aligned} HH(\xi, \eta) = \frac{1}{2\pi} \int \exp[-j(\eta + 4\pi/\lambda)r] dr \times \\ \int \Omega(\zeta, \eta, r) \Gamma(\xi - \zeta, r) G(\xi - \zeta, \eta, r) d\xi \end{aligned} \quad (6.2.6)$$



式中  $G(\xi, \eta, r)$  是 SAR 系统处于理想航迹时的系统传递函数 (STF);  $\Gamma(\xi, r)$  是  $\gamma(\cdot)$  关于  $X$  的傅里叶变换 (FT); 而

$$\begin{aligned}\Omega(\xi, \eta, r) &= \text{FT}_{x'}\{q(x', \eta, r)\} \\ q(x', \eta, r) &= \exp[-j(\eta + 4\pi/\lambda)\delta r(x', r)]\end{aligned}\quad (6.2.7)$$

是航迹偏差方位向的傅里叶变换。

式(6.2.6)对于下面的分析是非常重要的。当没有航迹位移时,可以得到  $\Omega(\xi, \eta, r) = 2\pi\delta(\xi)$ , 其中  $\delta(\cdot)$  是单位脉冲(Dirac)函数,这样就保留了原始数据的标准频谱表达式:

$$\begin{aligned}HH_n(\xi, \eta) &= \\ &\int \exp[-j(\eta + 4\pi/\lambda)r]\Gamma(\xi, r)G(\xi, \eta, r)dr\end{aligned}\quad (6.2.8)$$

现在来讨论式(6.2.6)和式(6.2.8)的不同点。为了更好地解决这个问题,首先来分析一下线性航迹偏差和正弦航迹偏差这两种情况。

### (1) 线性航迹位移。

线性航迹位移是由横向速度引起的。由式(6.2.1)可得

$$\delta r \approx d(r)x'$$

于是式(6.2.6)可以简化为

$$\begin{aligned}HH(\xi, \eta) &= \\ &\int \exp[-j(\eta + \frac{4\pi}{\lambda})r]\Gamma(\xi - \xi_0, r)G(\xi - \xi_0, \eta, r)dr\end{aligned}\quad (6.2.9)$$

式中  $\xi_0(\eta, r) = (\eta + \frac{4\pi}{\lambda})d(r)$ ,  $d(r)$  是斜距平面内正弦偏差的幅值。

式(6.2.9)给出了线性航迹位移关于 SAR 的 STF 方位向频移,它所产生的有限衰减。式中  $\xi_0(\cdot)$  考虑到了当发生偏差时的几何失真,从而得到相对于理想航迹的几何结构。精确的几何校正还与地形有关,这是难以处理的,除非将  $r$  进行简化。对于一般的飞机偏差来说,为了限制几何校正中的近似所产生的影响,在任何情况下都应选择一个理想航迹使航迹偏差最小,这可通过采用合



适的方位向数据来实现。

另外,频移依赖于  $d(r)$ ,而  $d(r)$  与投影到斜距平面内的横向速度有关。在一般航迹位移情况下,后者随方位坐标而变化。这种变化是十分缓慢的,可以通过对方位数据重新采样校正其方位向频谱的方法来估计该变化。

(2) 正弦航迹位移。

这里用正弦函数来描述航迹偏差。令  $\delta r = d(r) \sin(\xi_0, x')$ ,其中  $d(r)$  是斜距平面内正弦偏差的幅值。

将式(6.2.7)中的  $q(x', \eta, r)$  项用 Bessel 函数展开,可得

$$q(x', \eta, r) = \sum_{k=0}^{\infty} j^k J_k(A) \cos(k\xi_0 x' + k\pi/2) \quad (6.2.10)$$

式中  $J_k(A)$  是  $k$  阶第一类 Bessel 函数,  $A(\eta, r) = (\eta + 4\pi/\lambda)d(r)$ 。

将式(6.2.10)中的方位傅里叶变换代入式(6.2.6)得

$$HH(\xi, \eta) = \int \exp[-j(\eta + 4\pi/\lambda)r] \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k j^{|k|} J_{|k|}(A) \times \\ \Gamma(\xi - k\xi_0, r) G(\xi - k\xi_0, \eta, r) \exp[jk\pi/2] dr \quad (6.2.11)$$

式中  $C_0 = 1, C_k = 1/2(k \neq 0)$ 。

对于式(6.2.5)的近似,式(6.2.11)给出了其原始数据频谱的精确表示。为了解释式(6.2.11),可进行一些简化和近似。首先,当  $4\pi/\lambda \gg \Omega$  时,  $A(\cdot)$  和  $\eta$  的关系可以忽略。其次,如果令  $r = r_0$ ,那么距离变量  $A(\cdot)$  也可以忽略,  $r_0$  是景象中心的距离坐标。则式(6.2.11)可以简化为

$$HH(\xi, \eta) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k (A(0, r_0)) \exp[jk\pi/2] HH_n(\xi - k\xi_0, \eta) \quad (6.2.12)$$

式(6.2.12)说明,在正弦偏差情况下,原始数据的频谱是理想航迹频谱偏移的离散值的和,该值用 Bessel 函数系数进行加权。正弦位移的幅值越大,那么根据由 Bessel 函数描述的系数可知,



式(6.2.12)中的信号信息量就越大。

如果用标准 STF 对接收到的原始数据进行处理,对主频谱( $k=0$ )采用匹配滤波器的话,那么最终的成像误差将会增大。首先,期望的目标响应被  $J_0(A)$  衰变。STF 和保留的信号在方位向  $x \pm (\lambda/4\pi)k\xi_0 r$  处生成对回波,回波幅值依赖于加权因子  $J_k(A)$ 。

为了强调这个影响,下面给出了仿真结果,传感器参数见表 6.2。目标位于图像中心,  $r_0 = 4\,984$  m,航迹沿  $y$  方向具有 1 cm 幅值,方位向飞行时间为 8.19 s。于是具有  $\xi_0 = 0.57$  rad/m,  $A(0, r_0) = 3.2$ 。虽然这种运动误差在实际的机载 SAR 系统中从来不会遇见,但在仿真中采用的高频率正弦偏差可以用来突出信号间的频谱差;而较小的幅值可以限制 Bessel 系数的数值。

表 6.2 仿真传感器参数

额定高度	300 m	采样频率	100 Hz
图像中心视角	52.993°	线性调频脉冲带宽	90 Hz
合成孔径长度	180 m	线性调频脉冲周期	5 $\mu$ s
额定速度	80 m/s	波长	3.14 cm
脉冲频率	250 Hz	距离延迟	23 $\mu$ s
方位像素	2 048	距离像素	2 048

图 6.6 给出了  $\Omega(\xi, 0, r_0)$  的频谱,图 6.7<sup>[6]</sup>给出的是 SAR 聚焦后的方位向目标响应。事实说明目标响应被  $J_0(A)$  衰变,而在  $k = \pm 2, \pm 3$  处的成对回波最强。

现在研究一般偏差情况。式(6.2.6)是对应于式(6.2.11)的连续值。像正弦情况一样,忽略  $\Omega(\cdot)$  中的  $\eta$  和  $\gamma$  可以得到

$$HH(\xi, \eta) = \int \Omega(\zeta, 0, r_0) HH_n(\xi - \zeta, \eta) d\zeta \quad (6.2.13)$$

这种情况下的原始信号频谱由加权信号的连续和构成,该信号被  $\Omega(\cdot)$  的频谱所加权。在频谱范围  $\Omega(\xi, 0, r_0)$  之外,也就是  $\Omega_q$  之外的信号衰减很快。另一方面,聚焦之后,方位向连续回波会导致解



的严重恶化。例如方位向目标偏差的测量值是

$$\Delta x_d = \frac{\lambda}{4\pi} \Omega_q r$$

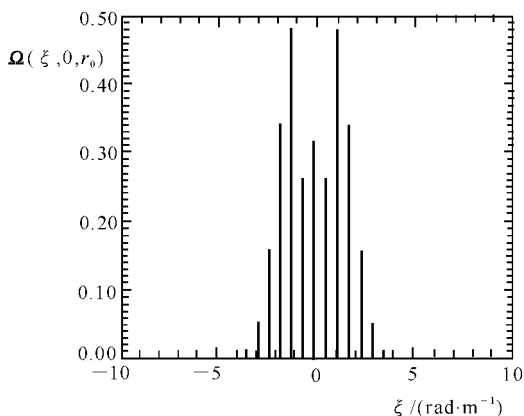


图 6.6  $\Omega(\xi, 0, r_0)$  的频谱

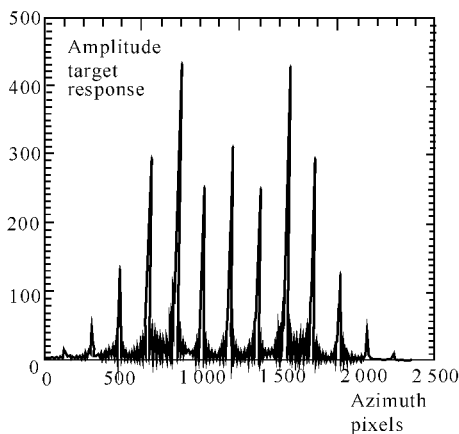


图 6.7 脉冲响应函数的方位向衰变



现在来讨论  $\Omega(\cdot)$  与  $\eta$  和  $r$  的关系,用  $\Omega(\cdot)$  很容易解释式(6.2.6)和式(6.2.11)。严格地讲,只有当式(6.2.7)中的  $q(\cdot)$  可以近似地表示为下式时,式(6.2.6)和式(6.2.11)才是有效的。

$$q(x', \eta, r) \approx \exp[-j(4\pi/\lambda)\delta r(x', r_0)] = q(x')$$

也就是说,航迹位移非常小,即

$$\Omega_r |\delta r(x', r)| \ll 1, \quad |\delta r(x', r) - \delta r(x', r_0)| \ll \lambda/4\pi$$

在实际当中,这些条件是很少能得到满足的。考虑到航迹位移在斜距平面内的投影(见式(6.2.1))情况,一方面, $r$ 的取值要依赖于目标视角。另一方面,计算时 $\eta$ 的值要考虑到没有航迹偏差时的目标响应是无法探测的这一情况。所有这些都导致产生图像几何失真,以及由连续或离散信号产生的回波响应的发散,这些都将严重地影响成像的质量。

### 3. 数据处理

航迹位移量可以由INS测量得到,用运动误差补偿来减小方位误差的传统方法是把 $\delta r$ 分解为恒定值和可变值两部分,即

$$\delta r(x, r) = \delta r_0(x') + \delta r_v(x', r)$$

式中 $\delta r_0(x') = \delta r(x', r_0)$ 为恒定值, $\delta r_v(x', r)$ 为可变值。当已知航迹偏差时,上式各项可由式(6.2.6)计算得到。由原始数据的距离傅里叶变换表达式(6.2.3)可以得到

$$\begin{aligned} hH(x', \eta) = & \text{rect}\left[\frac{\eta}{2\Omega_r}\right] \exp[j\alpha_r \eta^2 - j(\eta + 4\pi/\lambda)\delta r_0] \times \\ & \iint dx dy \gamma(x, r) w^2(x' - x) \times \\ & \exp[-j(\eta + 4\pi/\lambda)(R_n + \delta r_v)] \end{aligned} \quad (6.2.14)$$

相位 $\frac{4\pi}{\lambda}(R_n - r)$ 是方位向理想的目标相位响应,它包括聚焦深度( $r \neq r_0$ )。相位 $\eta(R_n - r)$ 考虑了目标不依赖于距离( $r = r_0$ )和目标依赖于距离( $r \neq r_0$ )的位移距离(RCM)。



### (1) 基本运动补偿。

对于运动补偿(MOCO)来说,  $\exp[-j(\eta + \frac{4\pi}{\lambda})\delta r_0]$  项的补偿(也叫做基本或一阶 MOCO)须要进行相位校正,即使用  $\exp[j(4\pi/\lambda)\delta r_0]$  进行倍增,另外还要校正距离向原始数据。由于  $\delta r_0$  独立于斜距坐标值  $r$ ,所以基本 MOCO 可以在预处理阶段进行。为了优化处理结果,可以在距离压缩阶段直接进行 MOCO,这可以通过将式(6.2.13)用  $\exp[-j\alpha_n\eta^2 + j(\eta + \frac{4\pi}{\lambda})\delta r_0]$  倍增来实现。

为了简化起见,仍然使用  $hh(x', \eta)$  表示获得的信号,并将其转变回时域,可得

$$hh(x', \eta) = \iint \gamma(x, r) \omega^2(x' - x) \exp[-j \frac{4\pi}{\lambda}(R_n + \delta r_v)] \times \sin[\Omega_r(r' - r - (R_n - r))] dx dr \quad (6.2.15)$$

式中,  $\sin(\cdot)$  函数中用  $R_n$  代替了  $R_n + \delta r_v$ 。

### (2) 忽略距离位移的误差运动补偿。

现在来讨论时域中误差  $\delta r_v$  的补偿问题。首先忽略 SAR 系统中的距离位移,即假设

$$\Omega_r(R_n - r) \ll \pi \quad (6.2.16)$$

将式(6.2.15)按上面的假设进行简化可得

$$hh(x', \eta) = \iint \gamma(x, r) \omega^2(x' - x) \exp[-j \frac{4\pi}{\lambda}(R_n + \delta r_v)] \times \sin[\Omega_r(r' - r)] dx dr \quad (6.2.17)$$

对于较大的传输带宽,可以认为  $\delta r_v(x', r)$  小于 1,即  $|r' - r| < \pi/\Omega_r$ ,于是可得

$$hh(x', \eta) \approx \exp[-j \frac{4\pi}{\lambda}\delta r_v(x', r)] \times \iint \gamma(x, r) \omega^2(x' - x) \times$$



$$\exp[-j \frac{4\pi}{\lambda} R_n] \sin[\Omega_r(r' - r)] dx dr \quad (6.2.18)$$

误差运动补偿(二阶 MOCO) 可用  $\exp[-j \frac{4\pi}{\lambda} \delta r_v(x', r)]$  进行相位倍增实现简化。方位向压缩, 即相位补偿  $\exp[-j \frac{4\pi}{\lambda} (R_n - r)]$  是在最后的处理阶段进行的, 并可以通过一对一维方位向变换来实现。

误差运动补偿在忽略距离位移的情况下很容易实现。然而, 大多数 SAR 系统难以满足条件式(6.2.16)。相位  $\delta r_v(x', r)$  难以从式(6.2.15) 的积分中分离出来。

(3) 包含距离位移的误差运动补偿。

与式(6.2.6) 相似, 式(6.2.15) 中距离( $r'$ ) 和方位( $x'$ ) 方向信号的 FT 为

$$HH(\xi, \eta) = \text{rect}\left[\frac{\eta}{2\Omega_r}\right] \int \exp[-j(\eta \frac{4\pi}{\lambda})r] \times \\ \int d\zeta \Omega_v(\zeta, r) \Gamma(\xi - \zeta) G_x(\xi - \zeta, \eta, r) dr \quad (6.2.19)$$

式中  $G_x(\xi, \eta, r)$  是距离补偿后 SAR 系统传递的函数(STF)。由于距离恒定量的误差得到了补偿, 于是有

$$q_v(x', r) = \exp[-j \frac{4\pi}{\lambda} \delta r_v(x', r)] \quad (6.2.20)$$

采用相位驻定方法可得

$$G_x(\xi, \eta, r) = G_1(\xi, \eta, r) G_2(\xi, \eta, r) \quad (6.2.21)$$

式中

$$G_1(\xi, \eta, r) \approx w^2 \left(\frac{\xi}{2\Omega_x}\right) \text{rect}\left[\frac{\eta}{2\Omega_x}\right] \exp[-j \frac{\xi^2}{2} \frac{\lambda r}{4\pi}]$$

$$G_2(\xi, \eta, r) \approx \exp[-j \frac{\xi^2}{2} \frac{\lambda r}{4\pi} \frac{\eta \lambda}{4\pi}]$$

在式(6.2.21) 中,  $G_1(\xi, \eta, r)$  考虑了方位频率调制, 其中包括聚焦深度的影响。 $G_2(\xi, \eta, r)$  描述了目标的 RCM, 方位带宽为  $2\Omega_x =$



$4\pi/L$ ,  $L$  是实际照射天线的方位向维数。

对于适当的航迹偏差,就距离位移而言,可以假设  $\Omega_v(\xi, r)$  (相位误差 FT) 关于  $\xi$  的误差量很小,于是可得

$$\int d\xi \Omega_v(\xi, r) \Gamma(\xi - \zeta, \eta, r) \approx G_2(\xi, \eta, r) \int \Omega_v(\xi, r) \Gamma(\xi - \zeta, \eta, r) G_1(\xi - \zeta, \eta, r) d\xi \quad (6.2.22)$$

由于通常情况下  $\frac{\eta\lambda}{4\pi} \ll 1$ , 所以  $G_2(\cdot)$  的近似是完全合理的,  $G_2(\cdot)$  随  $G_1(\cdot)$  进行缓慢变化。后面的仿真结果肯定了这一重要近似的作用。

式(6.2.22)说明  $G_x(\cdot)$  中的距离位移滤波成分可以从式(6.2.19)的误差卷积中分离出来。这时,可以通过将式(6.2.19)中的信号倍增(用频域中的  $G_2(\xi, \eta, r_0)$  倍增)和距离采样的傅里叶反变换(IFT)的方法来校正目标的 RCM,方位向 IFT 会产生式(4.2.17)中的信号。接下来的处理方法是忽略距离位移,就像 [ (2) 忽略距离位移的误差运动补偿。 ] 中所描述的那样。

图 6.8 是基于 SAR 综合运动补偿的 SC-FT 算法流程图。

可以用两个点目标的图像来说明补偿效果。点目标 A 位于图像中心, B 离 A 不远。幅值用虚线表示,而相位用实线表示。

首先,对原始数据进行了距离向的变换。在距离向还进行了距离线性调频脉冲压缩,并实现了基本的 MOCO。另外,还进行了方位向变换,以补偿目标偏移图像中心的距离位移。接着进行了方位向和距离向的 IFT。在这个阶段实现了二阶 MOCO,在最后一次滤波中实现了精确的方位向压缩,其中包括聚焦深度的补偿。

#### 4. 仿真实验

仿真中有关的传感器参数见表 6.2。对于 5 个点目标的原始数据进行仿真。沿  $y$  方向的航迹偏差正弦幅值为 3 m, 中心距离为 4 984 m, 最近和最远的距离分别为 3 898 m 和 6 118 m。

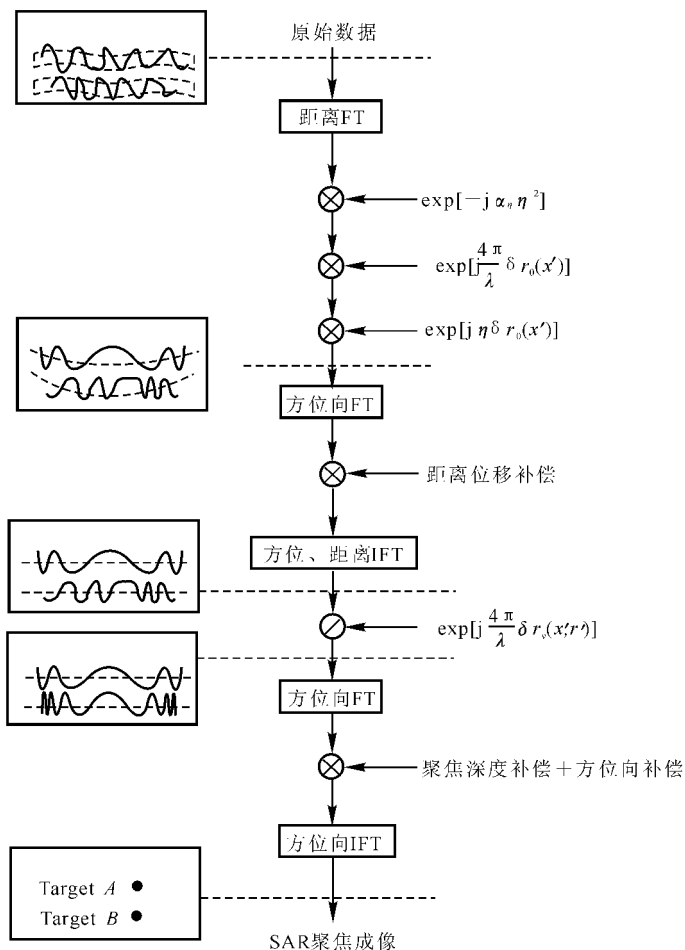


图 6.8 SAR 运动补偿的 SC-FT 算法框图

仿真的 SAR 系统对距离位移的影响十分敏感。图 6.9 给出的是单目标理想条件下具有距离位移补偿和没有距离位移补偿的方位向响应曲线。图 6.10, 图 6.11 和图 6.12 给出的是图像中心距



离、近距离和远距离目标的方位向运动补偿响应。

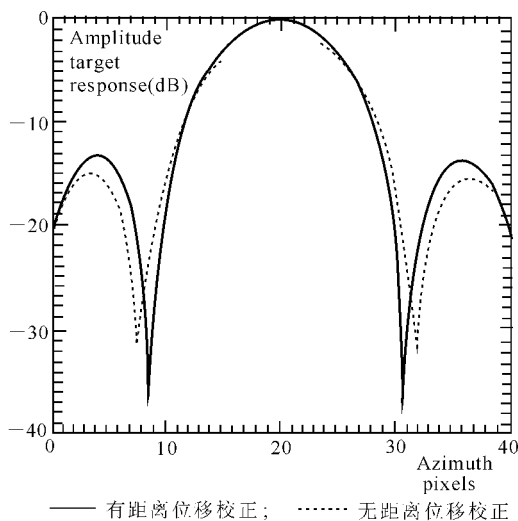


图 6.9 目标响应方位向曲线

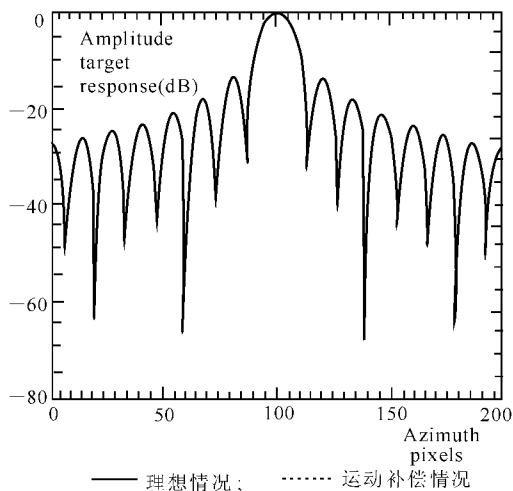


图 6.10 远距离目标响应方位向曲线

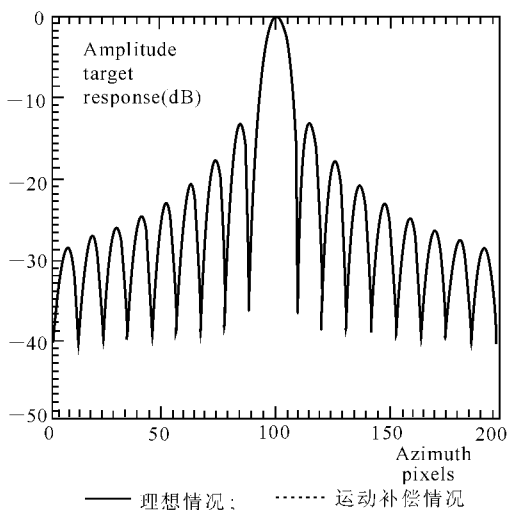


图 6.11 中心距离目标响应方位向曲线

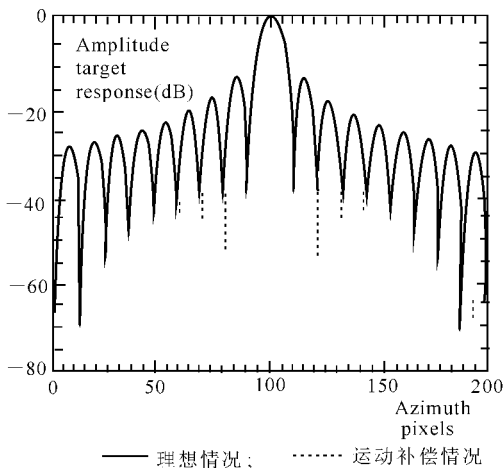


图 6.12 近距离目标响应方位向曲线



由图 6.11 ~ 图 6.12 可见,经过校正和补偿后的曲线精度均较好,只是近距离目标的峰值旁瓣有所衰减,曲线精度略差。关于这一点在文献[6]中有较详细的讨论。

## 6.3 运动补偿的因素及技术措施

### 一、运动补偿的因素及性能要求

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 处理器根据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(6.3.1)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。

$$\phi(t) = \frac{4\pi}{\lambda}R(t) \quad (6.3.1)$$

式中  $\lambda$  表示雷达载波波长。

SAR 运动补偿的因素主要包括:

(1) 载机绕三个坐标轴的摆动,即偏航、俯仰和滚动的角运动。可用天线伺服平台系统保持天线姿态的稳定。

(2) 由于天线平台机械转动的精度有一定限度,要依靠它来完全补偿飞机偏航角引起的回波多普勒频率变化到允许范围内是不可能的。因此,还必须用电路技术来进行补偿,把地杂波多普勒历史的中心频率锁定(简称杂波锁定),以期稳定回波多普勒信号的中心频率。这是能够正常进行信号处理的前提,故它是运动补偿系统应该具有的最起码的功能,也是早期“运动补偿”一词的专门含义。

(3) 载机的横向(即垂直于平均航迹的方向)速度不为零。飞机的侧向移动和上下移动(即高度变化)会影响飞机与目标之间的斜距变化,从而影响回波多普勒信号的调频斜率。如果不加补偿



就会引起匹配滤波处理过程的失配,影响分辨率和图像质量,因而对调频斜率变化的校正也是一个不可忽视的环节。

(4) 载机沿航向加速度不为零,即有地速变化。最普通的地速补偿方法之一是使记录胶片或记录磁带的走速和飞机的地速同步。

此外,载机航迹偏离直线,还会使回波多普勒信号附加三次或更高次相位误差,或其他类型的相位误差(周期性或随机性误差),使回波多普勒信号的幅度发生调制及造成雷达图像的几何畸变和区域特征的模糊等。可以用改变信号处理中基准信号的相位历史的方法,校正回波多普勒信号的各种相位误差。用改变距离门位置使其跟踪载机运动的方法校正几何畸变和区域特征模糊。

所有这些运动补偿技术,都需要感知载机运动状况的惯性导航系统提供运动补偿系统所需各种有关载机运动状况的信号。因而,惯性导航设备是机载合成孔径雷达的一个重要组成部分。

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  $\delta\phi$  应小于  $8^\circ\text{RMS}$ ;对于 3 cm 雷达波长,相当于 RMS 距离误差  $\delta R = 0.33\text{ mm}$ 。INS 所能提供的运动补偿精度直接影响 SAR 图像的分辨率。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,与正常的长期惯性导航性能要求(例如 1.85 km/h)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 6.2 中,主 INS 与捷联惯性导航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、速度和姿态的最优估计。多普勒雷达用来阻尼主惯导的舒勒振荡误差。主惯导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地排列在这个方向上。

## 二、运动补偿的技术措施

### 1. SAR 运动补偿措施

SAR 运动补偿措施主要包括<sup>[6]</sup>:

(1) 用径向速度补偿来消除由于飞行器运动偏差所造成的飞行器与目标之间的距离变化引起的多普勒频率变化。

(2) 用天线稳定平台补偿飞行器的偏流角、滚动角和俯仰角变化,保持雷达波束指向预定的成像区域。

(3) 径向速度补偿只能补偿飞行器运动偏差的高频成分,天线稳定平台的机械转动精度也有一定限度,不能把飞行器运动误差所引起的回波多普勒频率变化补偿到所允许的范围。因此,需要用一电路来补偿径向速度缓慢变化和天线平台的残余误差,以便稳定多普勒信号的中心频率,这个电路称为杂波锁定电路。在用光学记录和光学成像处理的机载 SAR 系统中,杂波锁定电路是必需的。当用数字计算机进行成像处理时,杂波锁定可以在计算机中进行。

(4) 用地速补偿系统来补偿地速变化造成的各种影响。

(5) 运动补偿所需的飞行器各项姿态数据,是由高精度的飞行器惯导系统和 GPS 提供的。因此,惯导系统和 GPS 也是运动补偿系统不可缺少的。

天线平台是一个电机伺服控制系统,径向速度补偿和杂波锁定都是在接收信号的变化过程中进行的,因此,有必要讨论 SAR 中的信号频率变化过程。

### 2. SAR 中的频率变换<sup>[6]</sup>

SAR 发射和接收的是微波信号,在接收机中,首先把微波信



号变换成中频信号,再把中频信号变换成视频信号,最后把视频信号记录下来,并用它进行成像处理。在 SAR 中,各种信号频率的关系如下:

$$f_s = f_0 + f_d + f_c$$

式中,  $f_s$  为回波信号频率,  $f_0$  为发射信号频率(不考虑线性调频信号),  $f_d$  为多普勒频率,  $f_c$  为运动误差造成的多普勒中心频率偏差。

$$f_l = f_0 + f_i$$

式中,  $f_l$  为本振信号频率,  $f_i$  为中频基准频率。则中频信号频率  $f_{si}$  为

$$f_{si} = f_l - f_s = f_i - f_d - f_c$$

$$f_r = f_l + f_b - f_{comp}$$

其中,  $f_r$  为解调基准频率,  $f_b$  为偏置频率(光学成像处理时需要),  $f_{comp}$  为运动补偿系统产生的补偿频率。则视频信号频率为

$$f_{sv} = f_r - f_{si} = f_b + f_d + f_c - f_{comp}$$

记  $\Delta f_c = f_c - f_{comp}$ , 则

$$f_{sv} = f_b + f_d + \Delta f_c$$

因此,只要使  $\Delta f_c$  的数值小到允许的范围,就能达到补偿的目的。从而使运动误差造成的多普勒频率中心偏差不至于对图像质量产生显著的影响。由此可见,频率补偿是在信号频率变换过程中完成的。

### 3. 几种常用的运动补偿方法

如前所述,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,确定运动补偿的方法。这里介绍几种常用的运动补偿方法。

(1) 文献[17]描述了一种运动补偿技术,它由位于飞机质心的主 INS 和 GPS 接收机以及位于天线平台上的捷联惯性测量装置 3 个主要传感器构成,GPS/主 INS 组合导航系统作为获取载机飞行信息的主运动传感器,以卡尔曼滤波器实现捷联惯性测量装



置与主运动传感器的传递对准。这种运动补偿方法的关键是精确确定 SAR 成像间隔中雷达天线相位中心对地面目标的位置、速度和姿态。利用这些信息计算出相位中心沿雷达脉冲照射线方向的位移函数,并由此求出所需的校正量,以便从 SAR 回波信号相位中消除杂散的天线运动的影响,获得高分辨率 SAR 图像。

由于 IMU 的成本日益降低,该方法得到了广泛应用。一种典型的 SAR 运动补偿原理框图如图 6.2 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;② 多普勒雷达(或 GPS 接收机);③ 捷联惯性测量装置(S/D IMU),其陀螺仪安装在雷达天线的环形齿轮传动装置上,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。

(2) 文献[11]中提出,在 SAR 天线处安装一小型附加捷联惯性测量装置(S/D IMU)(和上一种方法不同的是这种方法不借助 GPS 信息辅助),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,产生校正向量,可以获得较为理想的运动补偿效果。

(3) 杆臂分析法,这种运动补偿技术主要是对雷达载机平移运动的补偿、天线伺服平台的稳定(即对载机姿态角运动的补偿)和杆臂(即惯导平台中心和天线相位中心之间的距离,见图 6.13)的校正等。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。

图 6.13 中,惯导系统惯性平台中心和天线相位中心间的距离(即杆臂)可以分成两段:惯性平台中心到天线伺服平台中心的距离( $l_a$ );天线伺服平台中心至天线相位中心间的距离( $d$ )。 $R_A$  为天线相位中心至目标间的距离, $R_I$  为惯性平台中心至目标间的距离。

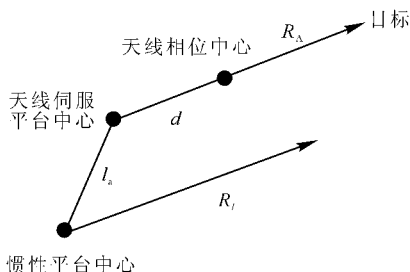


图 6.13 雷达及载机三个中心位置几何关系

(4) 文献[19]指出,获得高分辨率合成孔径雷达图像的关键是运动补偿,而运动补偿主要有两种类型:一种是根据载机的运动误差(即载机的实际航迹和理想航迹之差)进行补偿,另一种是根据雷达信号进行补偿,也称作自动聚焦技术。通过自动聚焦可以除去低阶相位误差,改进图像的质量<sup>[19][20]</sup>。当须要获得高分辨率合成孔径雷达图像时,则须要把精确的运动误差补偿和自动聚焦技术结合起来。

(5) 在方法(3)中,将3个加速度计正交安装于SAR天线处,以便提高外推的精度。

(6) 文献[21]中描述了在天线与机身之间采用三轴框架系统,用机载惯导平台提供飞机速度、航迹角、姿态角等数据;用陀螺和加速度计连续测量天线的运动补偿;采用自动控制技术使天线平台精确定向。这里用两个控制回路分别完成稳定和跟踪,因为如果一个控制回路同时完成这两个任务是很难达到高精度的。SAR天线平台框架结构示意图如图6.14所示。该系统采用了外装结构和钢索-链轮驱动机构。平台框架角传感器采用自整角机发送机,惯性元件选用了挠性陀螺。因为天线的尺寸、重量都很大,如果采用在惯导平台上通常采用的内装式结构势必造成框架尺寸庞大,重量增加,并且会影响天线的正常工作。另外,由于平台载荷(天线)重、体积大,干扰力矩也大,因此这里没有采用一般惯导平



台用的同轴驱动机构,而是巧妙地利用了天线阵列纵向尺寸很长的特点,将驱动机构移到天线的一端,力矩电机通过链轮-钢索机构带动天线绕支撑中心转动,既省力又减小了框架尺寸。

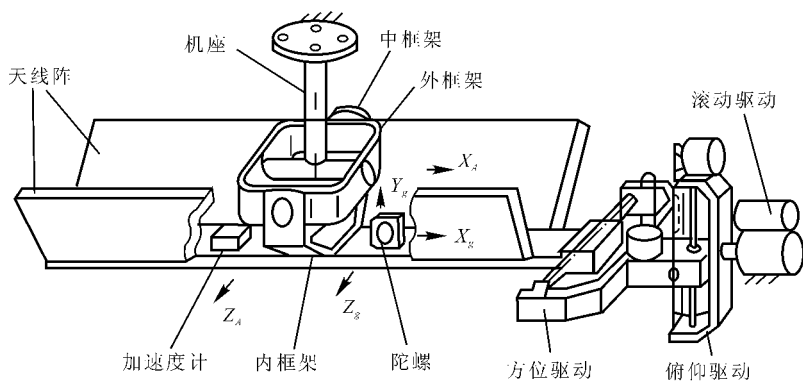


图 6.14 SAR 天线平台框架系统结构示意图

实测得到方位轴刚度为  $4.3 \times 10^8 \text{ g} \cdot \text{cm}/\text{rad}$ , 滚动轴为  $8.5 \times 10^7 \text{ g} \cdot \text{cm}/\text{rad}$ , 俯仰轴为  $7.2 \times 10^6 \text{ g} \cdot \text{cm}/\text{rad}$ 。方位轴跟踪常数为 15 s, 滚动轴为 4 s。

(7) 文献[22]研究了一种基于 GPS 干涉仪的机载合成孔径雷达平台姿态控制与运动补偿的方法。该方法根据 GPS 测姿态信息, 结合惯性导航系统的连续导航数据对 SAR 平台进行实时姿态控制和校正。GPS 干涉仪可提供实时、高精度的平台姿态信息。它包括两个在距离上分离的天线, 通过测量多颗卫星在两个天线上的载波相位差, 可以解得两个天线组成的基线矢量。由三个线性无关的干涉仪可测得载体的三个姿态角。利用 GPS 干涉仪测姿态系统可提供精度优于  $0.057^\circ$  的实时 SAR 姿态角测量信息。数据更新率可达 5 ~ 10 Hz。

以上介绍了几种运动补偿方案, 下面给出运动补偿的一个例



子,其框图如图 6.15 所示。图中的虚框部分表示平台系统。在天线稳定平台上装有加速度计和陀螺。加速度计给出横向加速度,经矢量计算机算出  $v_L$ ,用于校正回波相位。来自惯导系统的俯仰角、横滚角和偏航角信号加至天线伺服平台各自的控制输入端,控制平台姿态至所需的值。在横滚和偏航方向的控制环路中,加有陀螺,其作用是隔离惯导系统的快速变化数据。天线的偏航角还受杂波锁定环路来的误差电压的影响。由于陀螺的作用,该误差电压中的快变成分对天线的偏航角不起作用。

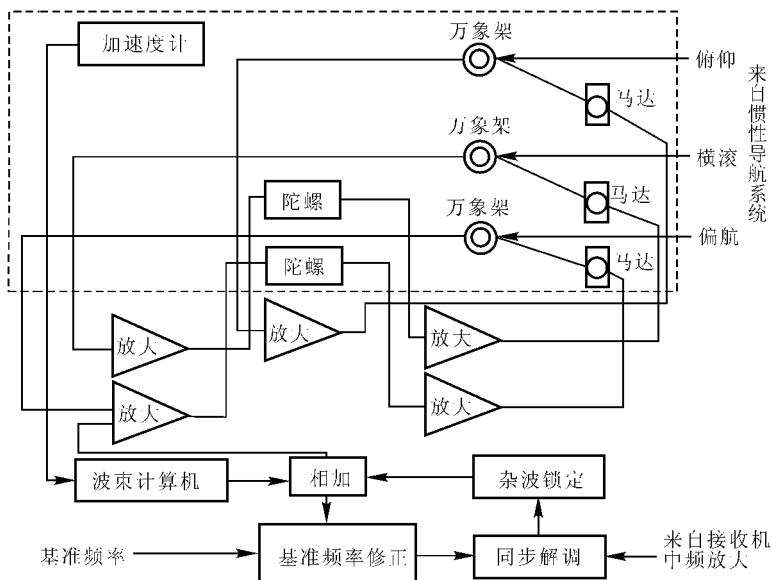


图 6.15 运动补偿系统框图举例

## 6.4 运动补偿的运算操作过程

运动补偿的一般分析如下:首先建立坐标系。较为常用的坐标



系有两种：固定在地面和固定在载机上的坐标系，这两种坐标系都要用到。图 6.16 为载机运动及固定在地面上的坐标系示意图。 $Oxyz$  为右手直角坐标系。 $z$  轴向下为正，向上为负。选择坐标原点  $O$ ，使  $t=0$  时载机位置  $S$  点位于  $x, z$  坐标轴决定的平面内。载机理想航迹是平行于  $x$  轴并在  $x, z$  坐标轴决定的平面内的一条直线。载机实际航迹则是绕该直线摆动的空间曲线。因此，载机瞬时速度  $v(t)$  不一定在  $x, z$  坐标轴决定的平面内。测绘带处在  $xOy$  平面内，平行于  $x$  轴方向成带状。因此，其中心线平行于  $x$  轴。

载机在  $t$  时刻，位于  $S(t)$  处，通过该点在平行于  $yOz$  平面内作一直线，与测绘带中心线交于  $p$  点。该直线称为瞄准线。可以用它定一位置矢量  $P$ 。如图 6.16 所示， $P$  的方向沿瞄准线指向测绘带中心，其长度等于瞄准线长度  $r(t)$ 。当  $t=0$  时，位置矢量  $P_0$  位于  $yOz$  平面之内。如果已知  $P_0$ ，则可用下式计算出  $P$ 。

$$P = P_0 - \int_0^t v_a dt + \int_0^t v_A dt \quad (6.4.1)$$

式中  $v_a$  为载机瞬时速度矢量， $v_A$  为  $v_a$  沿  $x$  轴的速度分量。

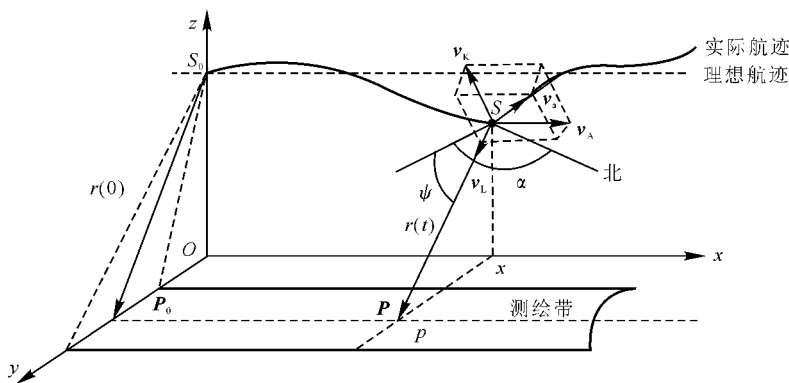


图 6.16 载机运动示意图

应用位置矢量往往不方便，因其长度不是常数。为此，定义单



位矢量  $u$  为

$$u = \frac{P}{|P|} \quad (6.4.2)$$

单位矢量可以用方位角  $\alpha$  和俯角  $\psi$  表示。通过载机所在点  $S$ , 在平行于  $xOy$  平面中作一直线, 平行于  $yOz$  平面。自该直线起至瞄准线的角度称为俯角, 用  $\psi$  表示; 自指北矢量起至该线的角度称为方位角  $\alpha$ , 如图 6.16 所示。

假设惯性导航系统采用的坐标系是北、东、地直角坐标系。在该坐标系中, 单位矢量矩阵  $u_I$  为

$$u_I = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cos\psi \\ \sin\alpha\cos\psi \\ \sin\psi \end{bmatrix} \quad (6.4.3)$$

定义了单位矢量后, 可以将瞬时速度  $v_a$  分解成互相正交的三个分量, 如图 6.16 所示。沿瞄准线, 确切地说沿单位矢量方向的速度分量为  $v_L$ ; 沿理想航迹方向的速度分量为  $v_A$ ; 第三个分量垂直于  $v_L$  和  $v_A$  所决定的平面, 用  $v_K$  表示。在由这三个矢量组成的坐标系中, 瞬时速度矢量矩阵  $v_a$  为

$$v_a = \begin{bmatrix} v_L \\ v_A \\ v_K \end{bmatrix} \quad (6.4.4)$$

在这三个分量中,  $v_K$  对回波多普勒信号无影响, 只有  $v_L$  和  $v_A$  对回波多普勒信号产生畸变。 $v_A$  是载机前进的速度分量, 其值将直接影响回波多普勒信号的调频斜率。如果在合成孔径时间内,  $v_A$  的变化不能忽略, 还将造成回波多普勒信号畸变。这种畸变对于测绘带内不同位置的信号是不同的, 故不能用改变基准信号相位的方法校正之。校正这种畸变最简单的办法是用  $v_A$  去控制记录器的记录速度和发射脉冲重复频率, 使记录在记录媒体(胶片或磁带)上的回波多普勒信号不畸变。

如果用  $v_A$  控制发射脉冲重复频率, 也就是使



$$p_{rf} = K v_A \quad (6.4.5)$$

式中  $K$  为比例常数,则在机载发射脉冲重复周期内前进的距离  $\Delta x$  为

$$\Delta x = \frac{\int_0^t v_A dt}{\int_0^t p_{rf} dt} = \frac{1}{K} = \text{常数} \quad (6.4.6)$$

由图 6.16 可见,  $v_L$  对回波多普勒信号附加的相位误差  $\varphi_e(t)$  为

$$\varphi_e(t) = \frac{4\pi}{\lambda} [r(t) - r(0)] = \frac{4\pi}{\lambda} \int_0^t v_a u dt \quad (6.4.7)$$

故运动补偿提供的基准信号的相位为

$$\varphi_r = \frac{4\pi}{\lambda} \int_0^t v_a u dt = \frac{4\pi}{\lambda} \int_0^t v_L dt \quad (6.4.8)$$

这就是运动补偿系统校正回波多普勒信号相位误差所要完成的基本运算。当然,完成这一运算的关键是计算单位矢量。用式(6.4.1)和式(6.4.2)就可以计算出  $u$ ,并可以表示成式(6.4.3)的形式。

要指出的是,进行上述计算有一个前提,这就是必须将天线伺服至使其法线与单位矢量  $u$  重合。用惯性系统提供的参数控制天线伺服平台就可以做到这点。众所周知,惯性导航系统总是安装在载机内某一位置,而不能安装在天线伺服平台上。因此在惯导系统中,惯性平台中心就和天线相位中心不重合。由式(6.4.8)的推导过程可见,其中单位矢量应该取天线相位中心至测绘带中心的连续方向,为区别起见用  $u_A$  表示,这就给式(6.4.8)计算  $\varphi_r(t)$  带来困难。通常解决办法是仍用  $u_I$  计算,再将所得结果加以修正。

由于惯性导航系统惯性平台中心和天线相位中心不重合,当载机姿态发生变化时两点计算得到的相位是不同的,必须加以考虑。惯导系统惯性平台中心和天线相位中心间的距离(即杠杆臂)可以分成两段:惯性平台中心至天线伺服平台中心的距离,用  $l_a$  表示;天线伺服平台中心至天线相位中心的距离,用  $d$  表示,见



图 6.13。

由图 6.13 可见,天线相位中心至目标间距离  $R_A$  和惯性导航系统惯性平台中心至目标间距离  $R_I$  之间有以下关系:

$$R_A = R_I - I_a \cos\alpha - d \quad (6.4.9)$$

两边乘以  $\frac{4\pi}{\lambda}$ , 折算成相位则有<sup>[10]</sup>

$$\varphi_A = \varphi_I - \frac{4\pi}{\lambda} I_a \cos\alpha - \frac{4\pi}{\lambda} d \approx \varphi_I(t) - \frac{4\pi}{\lambda} I_a \cos\alpha \quad (6.4.10)$$

这样,利用惯导系统给出的  $u_I$ , 由式(6.4.7) 可算得  $\varphi_e(t)$ , 再利用上式即可求出所要求的基准信号相位变化  $\varphi_r(t)$ 。

由于速度矢量  $v_a(t)$  具有瞄准线分量  $v_L$ , 因此使载机至目标视线距离发生变化。为了避免几何失真和区域特征模糊,距离门的出现时间必须随之而变化。距离门的距离变化  $\Delta R_s$  可由下式计算:

$$\Delta R_s = \int_0^t v_L dt \quad (6.4.11)$$

以上讨论了运动补偿的运算操作过程,下文研究运动补偿的实现及其卡尔曼滤波器设计。

## 6.5 运动补偿的实现及其卡尔曼滤波器设计

### 一、运动补偿的实现及其关键技术

从合成孔径雷达的作用原理上讲,其本身存在着一定的技术难点和问题。首先,根据合成孔径雷达的作用原理,飞行器应当做匀速直线的平移飞行。实际上,飞行器要保证匀速直线的平移飞行相当困难,甚至是不可能的。这样,在工程上就要求对飞行器运动的非匀速和非直线性加以补偿。其次,雷达成像的机理与一般相干光学成像类似,因而有可能出现相干斑点而影响图像质量。为了提高图像质量,通常采用多视平滑技术对其进行修正和补偿。为了补



偿合成孔径雷达成像的动态误差,需要惯性系统提供一定的角运动和线运动信息,而性能良好的计算机则为解决图像质量问题创造了必要的条件。

补偿飞行器前进速度  $v_A$  的偏差的系统称为地速补偿系统。地速补偿的主要目的是使记录器中记录的方位多普勒信号不产生畸变。这只要使发射机发射的重复频率、记录器的记录速度与地速  $v_A$  的变化成正比,便能达到这一目的。

雷达载机横向运动的补偿是由杂波锁定和矢量计算机两部分共同完成的。

杂波锁定的主要任务是校正由于载机横向运动造成的回波多普勒信号中心频率的偏移。图 6.17 为其原理图。

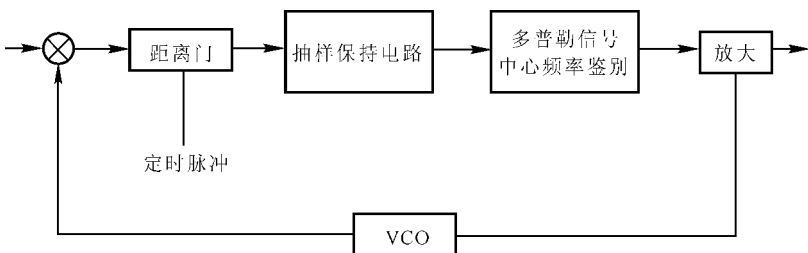


图 6.17 杂波锁定环路原理图

由于加速度计和电路中的直流放大器不可避免地有零点漂移现象,这种零点漂移经过积分器长时间积累会造成可观的速度误差,甚至破坏运动补偿系统的正常工作。因此加速度计输出的数据需要经过高通滤波器,滤出直流及低频成分,再送入矢量计算机运算并求出基准信号的相位历史。这样,杂波锁定环路和矢量计算机就可分别在两个频率范围内,共同完成补偿载机横向运动所造成的影响。



## 二、SAR 运动补偿的卡尔曼滤波器的设计<sup>[9]</sup>

由图 6.18 可以看出,天线附加的捷联惯性测量元件(S/D IMU)的输出与飞机主 INS 和多普勒雷达(或 GPS 接收机)的信息一起加给卡尔曼滤波器,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。

主 INS 与 GPS 组合的卡尔曼滤波器数学模型如下:

游移方位坐标系(w)与地理坐标系(g)的定向关系如图 6.19 所示。地理坐标系在惯性空间既跟踪地球的自转,也跟踪载体绕地球的转动,即它在惯性空间转动的角速度为

$$\boldsymbol{\omega}_{ig}^g = \boldsymbol{\omega}_{ie}^g + \boldsymbol{\omega}_{eg}^g$$

式中, $\boldsymbol{\omega}_{ig}^g$ 为 g 系相对惯性坐标系 i 的角速度在 g 系三个轴的分量列矩阵;其余符号的意义与前面相同。在北西天 g 系中

$$\boldsymbol{\omega}_{ig}^g = \begin{bmatrix} \omega_{ie} \cos\varphi - \frac{v_y^g}{R} \\ \frac{v_x^g}{R} \\ \omega_{ie} \sin\varphi - \frac{v_y^g}{R} \tan\varphi \end{bmatrix} \quad (6.5.1)$$

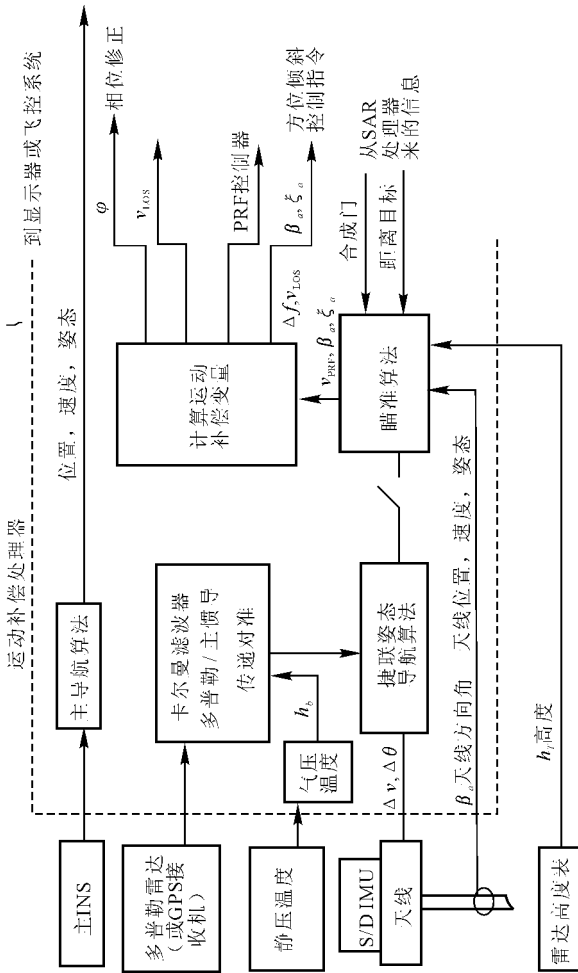


图 6.18 SAR 运动补偿系统的结构框图

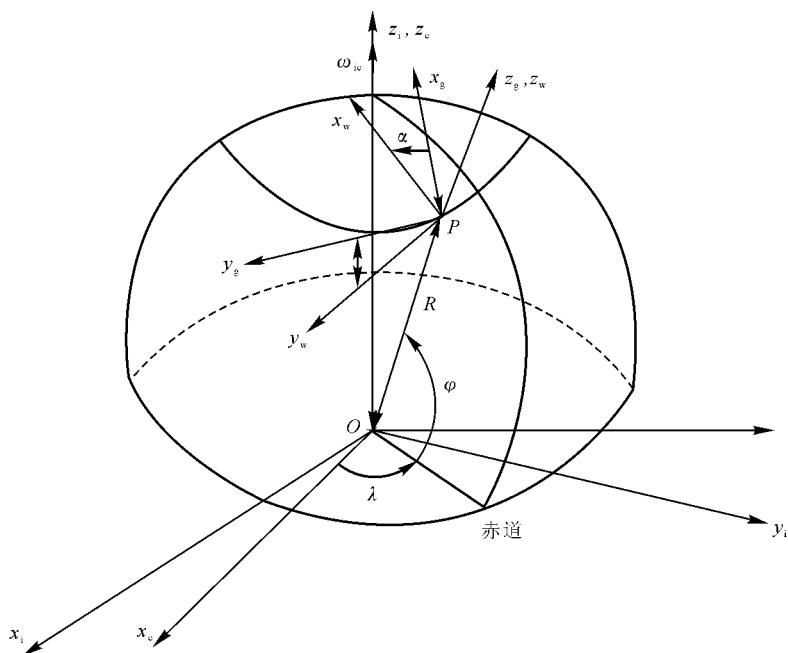


图 6.19 惯性坐标系  $i$ , 地球坐标系  $e$ , 地理坐标系  $g$  和游移方位坐标系  $w$  的取向

式(6.5.1)中,  $R$  为地球平均半径,  $\omega_{ie}$  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  $\tan\varphi$  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。为了避免这一困难, 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  $\omega_{ie}\sin\varphi$ 。该坐标系相对地理坐标系有一个游移方位角  $\alpha$ 。

$$\alpha = \alpha_0 + \int_0^t \frac{v_y^g}{R} \tan\varphi dt \quad (6.5.2)$$



载体航向角  $\psi$  和平台航向角  $\psi_P$  的关系为

$$\psi = \psi_P - \alpha \quad (6.5.3)$$

由于在垂直方向上去掉了  $(v_y^g/R)\tan\varphi$  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问题。

利用 GPS 信息阻尼 INS 的误差时应当考虑这样一个事实: GPS 的速度、位置信息通常用分解在地理坐标系(如北西天 nwu 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

$$\delta \mathbf{v}^g \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{v}_{c}^{g_c} - \mathbf{v}^g = [\delta \mathbf{v}_n - \delta \mathbf{v}_w - \delta \mathbf{v}_u]$$

式中,角标  $g_c$  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

$$\begin{aligned} \delta \dot{\mathbf{v}}^g = & -(2\boldsymbol{\Omega}^g + \boldsymbol{\omega}_{eg}^g) \times \delta \mathbf{v}^g - (2\delta \boldsymbol{\Omega}^g + \delta \boldsymbol{\omega}^g) \times \mathbf{v}^g + \\ & \mathbf{f}^g \times \boldsymbol{\phi}^g + \mathbf{C}_w^g \mathbf{V}_w + \delta \mathbf{g}^g \end{aligned} \quad (6.5.4)$$

式中,  $\boldsymbol{\Omega}$  为地球自转角速度,  $\delta g$  为重力误差。垂直通道采用气压高度信息阻尼时,式(6.5.4)的分量形式为



$$\begin{aligned}
 \delta \dot{v}_n &= \frac{-v_u}{R} \delta v_n + 2(\Omega_u - \frac{v_w}{R} \tan \varphi) \delta v_w - \frac{v_n}{R} \delta v_u + \\
 &\quad (2\Omega_n - \frac{v_w \sec^2 \varphi}{R}) v_w \delta \varphi + \frac{1}{R^2} (v_n v_u + v_w^2 \tan \varphi) \delta h - \\
 &\quad f_u \phi_w + f_w \phi_u + \mathbf{V}_x \cos \alpha - \mathbf{V}_y \sin \alpha \\
 \delta \dot{v}_w &= - (2\Omega_u - \frac{v_w}{R} \tan \varphi) \delta v_n + \frac{1}{R} (v_n \tan \varphi - v_u) \delta v_w + \\
 &\quad (2\Omega_n - \frac{v_w}{R}) \delta v_u - [2(\Omega_n v_n + \Omega_u v_u) - \frac{1}{R} v_n v_w + \\
 &\quad \sec^2 \varphi] \delta \varphi - \frac{1}{R^2} (v_n v_w \tan \varphi - v_w v_u) \delta h + \\
 &\quad f_n \phi_u - f_u \phi_n + \mathbf{V}_x \sin \alpha - \mathbf{V}_y \cos \alpha \\
 \delta \dot{v}_u &= \frac{2v_n}{R} \delta v_n - 2(\Omega_n - \frac{v_w}{R}) \delta v_w + 2\Omega_u v_w \delta \varphi - \\
 &\quad \frac{v_w^2 + v_n^2}{R^2} \delta h - f_w \phi_n + f_n \phi_w + \mathbf{V}_u + 2\omega_s \delta h_i - \\
 &\quad k_2 (\delta h_i - \delta h_b)
 \end{aligned} \tag{6.5.5}$$

式中  $\Omega_u = \omega_{ie} \sin \varphi$ ;  
 $\Omega_n = \omega_{ie} \cos \varphi$ ;  
 $\mathbf{V}_x, \mathbf{V}_y, \mathbf{V}_z$  表示沿游移方位坐标系轴的加速度计误差;  
 $\omega_s = 1.24 \times 10^{-3} \text{ s}^{-1}$ ;  
 $k_2 = 1.111 \times 10^{-3} \text{ s}^{-2}$ ,  $k_2$  为气压高度阻尼系数。

游移方位惯导平台误差角向量  $\phi$  在  $g$  系和  $w$  系中的分量分别为  $\phi_n, \phi_w, \phi_u$  和  $\phi_x, \phi_y, \phi_z$ , 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

$$\dot{\phi}^g = -\omega_{ig}^g \times \phi^g + \delta \Omega^g + \delta \omega^g + \mathbf{C}_{w^g}^g \boldsymbol{\varepsilon}^w \tag{6.5.6}$$

式中 
$$\phi^g = [\phi_n \quad \phi_w \quad (\phi_u - \Delta \alpha)]^T \tag{6.5.7}$$

上式说明,  $\phi^g$  的两个分量  $\phi_n, \phi_w$  就是游移方位惯导平台绕  $n$  向和  $w$



向的误差角,而 $\phi_u = \phi_u - \Delta\alpha$ ,它不是游移方位惯导平台绕垂直轴 $z$ 的误差角 $\phi_u$ ,而是 $\phi_u$ 与游移方位角误差 $\Delta\alpha$ 的差值, $\phi_u$ 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

$$\left. \begin{aligned} \dot{\phi}_n &= -\frac{\delta v_w}{R} + \left(\Omega_u - \frac{v_w}{R}\tan\varphi\right)\phi_w - \frac{v_n}{R}\phi_u - \\ &\quad \Omega_u\delta\varphi + \varepsilon_x\cos\alpha - \varepsilon_y\sin\alpha + \frac{v_w}{R^2}\delta h_i \\ \dot{\phi}_w &= \frac{\delta v_n}{R} - \left(\Omega_u - \frac{v_w}{R}\tan\varphi\right)\phi_n + \left(\Omega_n - \frac{v_w}{R}\right)\phi_u + \\ &\quad \varepsilon_x\sin\alpha + \varepsilon_y\cos\alpha - \frac{v_n}{R^2}\delta h_i \\ \dot{\phi}_u &= -\frac{\delta v_w}{R}\tan\varphi + \frac{v_n}{R}\phi_n - \left(\phi_n - \frac{v_w}{R}\right)\phi_w + \\ &\quad \left(\Omega_n - \frac{v_w}{R}\sec^2\varphi\right)\delta\varphi + \varepsilon_z + \frac{v_w}{R^2}\tan\varphi\delta h_i \end{aligned} \right\} \quad (6.5.8)$$

式中, $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$ 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

$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta\varphi} &= \frac{\delta v_n}{R} - \frac{v_n}{R^2}\delta h_i \\ \dot{\delta\lambda} &= \frac{-1}{R\cos\varphi}(\delta v_w + v_w\tan\delta\varphi - \frac{v_w}{R}\delta h_i) \\ \dot{\delta h} &= \delta v_u - k_1(\delta h_i - \delta h_b) \\ \dot{\delta\alpha} &= \frac{1}{R}\tan\varphi\left(\frac{-v_w}{\cos\varphi\sin\varphi}\delta\varphi + \delta v_w - \frac{v_w}{R}\delta h_i\right) \end{aligned} \right\} \quad (6.5.9)$$

式中, $k_1 = 0.0666 \text{ s}^{-1}$ 称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 $\delta\alpha$ 。



气压高度误差方程为

$$\delta \dot{h}_b = -\frac{v_G}{D} \delta h_b + \omega_h \quad (6.5.10)$$

式中  $v_G$ ——为飞机地速；  
 $D$ ——气压相关距离,  $D = 463 \text{ km}$ ；  
 $\omega_h$ ——测量误差噪声。

陀螺漂移误差模型为

$$\epsilon_j = \epsilon_{bj} + \omega_{\epsilon j}, \quad j = x, y, z \quad (6.5.11)$$

式中  $\epsilon_b$ ——一阶马尔可夫过程；  
 $\omega_{\epsilon}$ ——零均值高斯白噪声。

$$\dot{\epsilon}_{bj} = -\beta_{\epsilon j} \epsilon_{bj} + \omega_{\epsilon bj} \quad (6.5.12)$$

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  $\delta b$  和时钟频率误差  $\delta n$ 。

$$\left. \begin{aligned} \delta \dot{b} &= \delta n + \omega_{\delta b} \\ \delta \dot{n} &= -\beta_{\delta n} \delta n + \omega_{\delta n} \end{aligned} \right\} \quad (6.5.13)$$

式中  $\delta n$ ——一阶马尔可夫过程；  
 $\omega_{\delta b}, \omega_{\delta n}$ ——零均值高斯白噪声；  
 $\beta_{\delta n}$ ——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, 即

$$\mathbf{X}_1(t) = [\delta v_n \quad \delta v_w \quad \delta v_u \quad \phi_n \quad \phi_w \quad \phi_u \quad \delta \varphi \quad \delta \lambda \quad \delta h_i \quad \delta h_b \quad \epsilon_x \quad \epsilon_y \quad \epsilon_z \quad \delta b \quad \delta n]^T \quad (6.5.14)$$

式中,  $h_b$  为气压高度,  $h_i$  为惯性高度, 其他符号意义同前。

滤波器数学模型的状态方程式为

$$\dot{\mathbf{X}}_1(t) = \mathbf{F}_1(t) \mathbf{X}_1(t) + \mathbf{G}_1(t) \mathbf{W}_1(t) \quad (6.5.15)$$

式中



$$\mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ k_2 \\ 0 \\ (\mathbf{F}_{\text{INS}})_{9 \times 9} & 0 & (\mathbf{C}_b^g)_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{13 \times 2} \\ 0 \\ 0 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ 0 \\ k_1 \\ -\beta_h & 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{0}_{6 \times 9} & (\mathbf{F}_\varepsilon)_{3 \times 3} \\ 0 & \mathbf{0}_{2 \times 3} \\ 0 & & (\mathbf{F}_{\text{GPS}})_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (6.5.16)$$

$$\mathbf{F}_\varepsilon = \text{diag}[-\beta_{\varepsilon_x} \quad -\beta_{\varepsilon_y} \quad -\beta_{\varepsilon_z}] \quad (6.5.17)$$

$$\mathbf{F}_{\text{GPS}} = \text{diag}[0 \quad -\beta_{\delta n}] \quad (6.5.18)$$

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_b^g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_b^g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.5.19)$$

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} w_{\nabla_x} & w_{\nabla_y} & w_{\nabla_z} & w_{\varepsilon_x} & w_{\varepsilon_y} & w_{\varepsilon_z} & 0 & 0 & 0 \\ w_h & w_{\delta x} & w_{\delta y} & w_{\delta z} & w_{\delta b} & w_{\delta n} \end{bmatrix}^T \quad (6.5.20)$$

式中,  $\mathbf{0}$  表示有相应维数的零矩阵,  $\mathbf{C}_b^g$  为机体坐标系 (b) 到北西天



地理坐标系(g)的方向余弦矩阵,  $W_1$  的元素为互不相关的零均值白噪声。

$$C_b^g = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & -\sin\gamma\sin\theta\cos\psi + \cos\gamma\sin\psi \\ -\cos\theta\sin\psi & \sin\gamma\sin\theta\sin\psi + \cos\gamma\cos\psi \\ \sin\theta & \sin\gamma\cos\theta \\ -\cos\gamma\sin\theta\cos\psi - \sin\gamma\sin\psi \\ \cos\psi\sin\theta\sin\psi - \sin\gamma\cos\psi \\ \cos\gamma\cos\theta \end{bmatrix} \quad (6.5.21)$$

式中,  $\psi$  是从地理北向计算的航向角。

## 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,即

$$Z_{\rho i} = \rho_{msi} - \rho_{csi}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (6.5.22)$$

式中,小写下标  $m, c$  分别表示变量的测量值和计算值,下标  $s$  表示与导航卫星有关的变量。滤波器量测方程为

$$Z_{\rho} = H_{\rho}(t)X_1(t) + V_{\rho}(t) \quad (6.5.23)$$

式中

$$H_{\rho} = [\mathbf{0}_{4 \times 6} \quad (\mathbf{D}_B \mathbf{D}_A)_{4 \times 3} \quad \mathbf{0}_{4 \times 4} \quad (\mathbf{H}_{GPS})_{4 \times 2}] \quad (6.5.24)$$

$$\mathbf{D}_B = [\mathbf{D}_{B1} \quad \mathbf{D}_{B2} \quad \mathbf{D}_{B3} \quad \mathbf{D}_{B4}]$$

$$\mathbf{D}_{Bi} = [\cos\alpha_{si} \quad \cos\beta_{si} \quad \cos\gamma_{si}], \quad i = 1, 2, 3, 4$$

$$\mathbf{H}_{GPS} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$V_{\rho} = [V_{GP1} \quad V_{GP2} \quad V_{GP3} \quad V_{GP4}]^T$$

$V_{\rho}$  的元素为互不相关的 GPS 伪距量测白噪声。

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,即

$$Z_{\dot{\rho}i} = \dot{\rho}_{msi} - \dot{\rho}_{csi}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (6.5.25)$$

滤波器量测方程为

$$Z_{\dot{\rho}}(t) = H_{\dot{\rho}}(t)X_1(t) + V_{\dot{\rho}}(t) \quad (6.5.26)$$



$$\mathbf{H}_\rho = [(\mathbf{D}_F)_{4 \times 3} \quad \mathbf{0}_{4 \times 3} \quad (\mathbf{D}_G)_{4 \times 3} \quad \mathbf{0}_{4 \times 4} \quad (\mathbf{H}_{\text{GSV}})_{4 \times 2}] \quad (6.5.27)$$

$$\mathbf{D}_F^T = [\mathbf{D}_{F1}^T \quad \mathbf{D}_{F2}^T \quad \mathbf{D}_{F3}^T \quad \mathbf{D}_{F4}^T]$$

$$\mathbf{D}_G^T = [\mathbf{D}_{G1}^T \quad \mathbf{D}_{G2}^T \quad \mathbf{D}_{G3}^T \quad \mathbf{D}_{G4}^T]$$

$$\mathbf{H}_{\text{GSV}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{V}_\rho = [V_{\text{GV1}} \quad V_{\text{GV2}} \quad V_{\text{GV3}} \quad V_{\text{GV4}}]^T$$

$\mathbf{V}_\rho$  的元素为互不相关的 GPS 伪距率量测白噪声。

气压高度  $h_b$  与惯性高度  $h_i$  之差作为组合卡尔曼滤波器的另一个观测量。量测方程为

$$\mathbf{Z}_h(t) = \mathbf{H}_h(t)\mathbf{X}_1(t) + \mathbf{V}_h(t) \quad (6.5.28)$$

式中,  $\mathbf{H}_h = [\mathbf{0}_{1 \times 8} \quad 1 \quad -1 \quad \mathbf{0}_{1 \times 5}]$ ;  $\mathbf{V}_h$  为气压高度量测白噪声。

综合式(6.5.23), (6.5.26), (6.5.28), 得组合卡尔曼滤波器量测方程为

$$\begin{bmatrix} Z_\rho(t) \\ Z_\dot{\rho}(t) \\ Z_h(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_\rho(t) \\ H_\dot{\rho}(t) \\ H_h(t) \end{bmatrix} \mathbf{X}_1(t) + \begin{bmatrix} V_\rho(t) \\ V_\dot{\rho}(t) \\ V_h(t) \end{bmatrix} \quad (6.5.29)$$

或写成

$$\mathbf{Z}_1(t) = \mathbf{H}_1(t)\mathbf{X}_1(t) + \mathbf{V}_1(t) \quad (6.5.30)$$

## 6.6 小 结

本章首先深入地论述了 SAR 运动补偿的基本原理;接着对 SAR 运动补偿系统进行了详细的分析;然后讨论了运动补偿的因素、运动补偿的技术措施及运动补偿的运算操作过程;最后介绍了 SAR 运动补偿的实现及其卡尔曼滤波器设计。

INS/SAR 组合导航系统是一种利用图像相关而获得高精度位置、方位修正的组合导航系统,在 INS/SAR 组合导航系统的导航过程中,SAR 的运动补偿是一项十分关键的技术,因此,对 SAR



运动补偿的研究具有重要意义。正因为如此本章花费较大的精力、以较大的篇幅对 SAR 的运动补偿及其相关技术进行了较为深入的研究。

## 第七章 INS 的误差修正

如前文所述,INS/SAR 系统是一种利用图像相关而获得高精度位置、方位修正的组合导航系统。在该组合导航系统中,获得高精度导航定位的关键取决于两个因素:一是利用 SAR 提供的精确位置信息对 INS 进行误差修正;二是利用高精度的 INS 对 SAR 进行运动补偿和天线的稳定对准。因此,INS 的误差修正和 SAR 的运动补偿是 INS/SAR 组合导航系统中两个至关重要的问题。上一章对 SAR 的运动补偿做了较深入的研究,本章将研究 INS 的误差修正问题。

本章首先讨论 INS/SAR 系统观测量的获得和组合滤波器的设计;其次,介绍 INS 的误差校正与系统故障检测;再次,研究 INS/SAR 组合系统对捷联惯性元件的要求及系统性能分析;最后,阐述主 INS 和天线附加 IMU 之间的传递对准,以及 INS 误差对 SAR 图像质量参数的影响。

### 7.1 INS/SAR 组合导航系统观测量的获得

#### 一、SAR 图像的预处理<sup>[2]</sup>

从第五章对 INS/SAR 组合导航系统原理的研究中知道,观测量是通过 SAR 的实时图像与机载数字地图之间的相关比较而获得的。在图像相关比较之前,必须先对 SAR 的实时图像进行预处理。特别是由于 SAR 实时图像存在相干斑点、几何畸变、顶底倒置、迎坡缩短和阴影等现象,须要对 SAR 实时图像进行校正、平滑等一系列预处理。



由于相干闪烁是图像质量下降的重要原因,通常须要采用多视平均的处理方法。多视平均不会改变起伏的平均值,只会降低起伏的方差。如果多视次数为  $m$ ,则起伏方差(即噪声能量)和多视平均后的输出信噪比降至原来的  $1/m^{1/2}$ ,因此多视平均对改善图像的质量起较大的作用。

多视平均的方法原理上有两种:一是成其他像后将相邻分辨单元非相干叠加;二是降低处理器带宽,分割信号频谱并分别成像,然后非相干叠加。所选择的图像分辨单元大小(或处理器带宽)及多视视数(信号带宽对处理器带宽的比值,即成像前多视视数)应使最后获得的图像质量最佳。

设要求图像分辨单元为  $G$ ,将它分成  $n$  个子区域,每一子区域回波平均功率为  $P_{1s}, P_{2s}, \dots, P_{ns}$ 。该子区域的尺寸由处理器带宽决定。成像前多视视数用  $k$  表示。则总的多视视数  $m$  为

$$m = nk \quad (7.1.1)$$

为了获得较好的图像信噪比,选择大尺寸分辨单元,即较小的  $n$  值是有利的。当然,如果从其他角度考虑,必须选取较大的  $n$  值,则其代价是稍稍降低了一些图像信噪比(SNR)。

SAR 图像的几何失真大体可分为两类:一类是平面图像比例尺不一致,另一类是三维地域投影过程的几何畸变。如果从产生几何失真的原因来分,也有两种:一种是由雷达工作方式引起的几何畸变,另一种是由雷达系统及导航系统不完善而造成的几何畸变。对于前一种原因产生的几何畸变,只能用校正的方法克服。而对于由后一种原因产生的几何畸变,则应根据用户的要求及实现的可能性,限制各误差项的幅值。

由雷达工作方式造成的几何失真又可以分成两部分:

(1) 相对比例尺在测绘带内的平均值不等于 1 造成的图像纵横比例尺失调。

(2) 在测绘带内各点比例尺相对平均值有差值,造成图像各点比例尺不一致。



校正第一部分几何失真比较简单,只须在处理器中将沿距离向的比例尺放大一个因数即可。第二部分畸变的校正则比较复杂。如果采用光学处理器,且距离向脉冲压缩又在接收机里进行,则可以在显示器中采用非线性扫描的办法校正这种畸变。最常用的限制第二种几何畸变的方法是限制测绘带宽度,以致使测绘带内几何失真降至允许值以下。为了不使总的测绘带宽度减小,可以采用多通道成像的方法。这就是将测绘带分成几部分,每部分自成一通道成像,其几何畸变小于允许值。各通道成像时,只改变距离向放大率,校正平均比例尺不为 1 的偏差。

雷达系统和载机导航系统的不完善造成的图像几何畸变,可以分成航向误差和距离向(横向)误差两类。阴极射线管(CRT)的扫描的非线性和不稳定性是产生横向几何失真的重要因素。记录胶片厚薄变化将造成记录位置变化,因而亦将造成几何失真。但与前者相比,后者是次要的。造成沿航向误差的原因较多,主要有记录器胶片驱动误差、杂波锁定稳定度、光学相关器胶片驱动误差、运动补偿残留误差、载机速度测量误差及天线指向误差等。

总之,雷达正、侧视引起的斜地距非线性关系、地面不平坦、CRT 管扫描非线性、记录器驱动误差、杂波锁定环路不稳定、定点运动补偿残留误差(横向速度引起的)、横向速度测量误差、载机垂直速度造成定点补偿残留误差、垂直速度测量误差、天线倾斜(俯仰和偏航角误差)、载机非直线飞行等均会造成图像几何失真,须进行相应的校正。

## 二、图像相关获得观测量的方法

SAR 实时图像和数字地图的灰度特征通常差别很大,用灰度直接进行匹配可能造成较大误差,因此须要提取出图像特征进行匹配。由于 SAR 图像地物轮廓清晰,特征提取主要采用边缘提取或其基础上的特征点(如角点)提取。但对于地面图像较为复杂的自然图像,地形特征各种各样,分割地形特征的边缘种类也很多。



为了提取高质量的边缘,用模拟退火进行代价最小化的方法使边缘动态的趋向全局最优。该法提出的边缘细、连续、准确,并且可根据先验信息和期望特征选择参数,非常灵活。在导航中,数字地图的边缘可事先按要求提取好并存储起来,以备提取 SAR 实时图像的边缘使用,从而使相应地域的地形特征易于提取出来。实际上,对于 SAR 实时图像,只须在一些选定窗口,而不是整幅图像内进行边缘提取。

特征匹配中采用一种快速直观的模板匹配方法。模板取为 SAR 实时图像中选定窗口的边缘(或角点)图像,用它在数字地图边缘(或角点)图像的相应区域进行掩模,确定匹配位置和方向,然后计算出对应的位置偏差和方向偏差。匹配度用一幅图像与另一幅图像距离变换的互相关值来测量,其值越小匹配度越好。由距离变换互相关性质可推导出位置、方向排除法则,使掩模过程能够根据当前互相关值的大小,自动排除一些无须测试的方向和位置;同时采用方向转动的二分法和位置移动的四分法,使位置方向掩模在每次转动和移动后能排除掉最大可能的方向数和位置数;这都大大提高了匹配速度。该匹配过程通过改进,可在用户任意给定的位置和方向范围内进行,对于偏差范围小的跟踪模式和偏差范围大的搜索模式都适用。

一幅 SAR 实时图像中各窗口进行匹配后得到的水平位置偏差和方向偏差,采用最大似然估计融合为单一的偏差估计和对应的估计误差方差阵,然后将它们从图像坐标系转换到导航坐标系,可获得相应的量测方程,即

$$\mathbf{Z}_k = [\phi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda]^T_k + \mathbf{V}'_k \quad (7.1.2)$$

式中  $\mathbf{V}'_k$  是量测噪声,它包括数字地图的制作误差、SAR 实时图像的误差、图像处理算法的性能误差及计算机计算误差等。

上述边缘提取和位置方向掩模的并行算法都很容易实现,各窗口的匹配过程也是同时进行的,在并行处理硬件上,可实时地获得式(7.1.2)中的观测量。为防止产生误匹配,窗口的选择和匹配



应避免边缘点或角点密度较大的区域。如不能避免,可多选几个候选匹配位置,然后在这些候选位置做更仔细的边缘匹配。

### 三、地图匹配<sup>[2]</sup>

如前所述,相关处理机的作用是将实时图和基准图进行匹配比较,当实时图与基准图中尺寸相等的某一部分(以后称它为基准子图)进行匹配时,通过相关计算,可以判决出实时图在基准图中的位置(该位置也称为匹配点)。地图匹配过程一般的数学描述如下<sup>[23]</sup>:

首先在飞行器起飞之前,把预定飞行轨道下面事先侦察到的二维平面地图图像进行网格化,即把它们分成  $M_1 \times M_2$  个像元,并对每单元赋予一个表示一定灰度等级的值  $x_{uv}$ ,如图 7.1 所示。这里,  $0 \leq u \leq M_1 - 1$  和  $0 \leq v \leq M_2 - 1$ 。从而构成一个用一定灰度值表示的数字化阵列  $X$ ,也即数字化地图,并作为地图匹配的基准图。这个图的尺寸应选择得保证飞行器飞过该地区上空,且它的位置中心选择在预定的导航点上,在寻的制导应用中,则选择在被攻击的目标处。如前所述,为了进行地图的匹配比较,基准图应预先储存在飞行器计算机的存储器中。然后,当飞行器飞到基准图上空时,它的传感器就即时录取一幅实时图,并按同样大小的网格将之分成  $N_1 \times N_2$  个方形单元,且对它的每一个单元赋予一定的灰度值  $y_{jk}$ ,此处,  $1 \leq j \leq N_1$  和  $1 \leq k \leq N_2$ ,从而得到一个数字化的实时图。它的尺寸大小是由匹配的性能指标确定的(这将在后面的讨论中提到)。

通常,基准图和实时图的尺寸是一大一小的,换句话说,可能有  $M_1 > N_1, M_2 > N_2$  或  $N_1 > M_1, N_2 > M_2$  两种情况。图 7.1 显然属于前一种情况。现在,为了确定出实时图在基准图中的位置,就必须使实时图与基准图中大小相等、与飞行方向相同的部分与基准子图逐个进行比较,以找出与实时图匹配的那个子图。这可以借助于各种相似度量算法或其他的匹配算法实现。一旦找出以



后,实时图左上角的第一个像元在基准坐标 $(u, v)$ (它的原点设在基准图左上角的第一个像元处)中的位置 $(u^*, v^*)$ ,或者实时图中心偏离基准图中心的偏移量 $(K, L)$ 也就确定了。常称这样的位置 $(u^*, v^*)$ 为匹配位置,或者匹配点。由图 7.2 可以看出匹配位置 $(u^*, v^*)$ 和偏移量 $(K, L)$ 有下列简单的代数关系,即

$$K = u^* - (M_1 - N_1)/2$$

和

$$L = v^* - (M_2 - N_2)/2$$

式中, $M_1, M_2$  和  $N_1, N_2$  为已知地图尺寸。

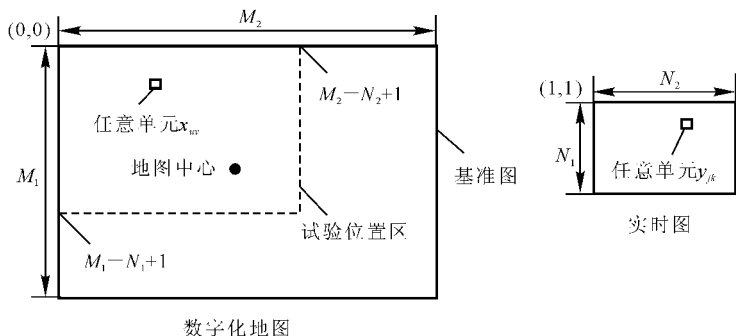


图 7.1 基准图与实时图

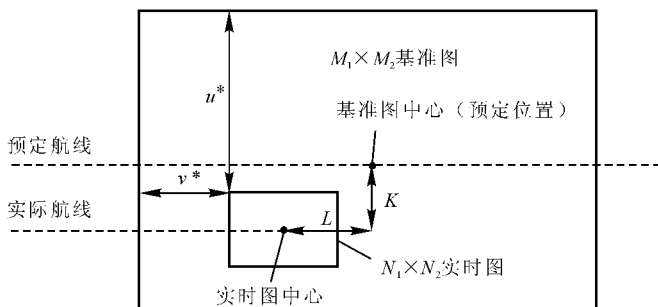


图 7.2 匹配位置与偏移量的关系



由此可见,只要知道了匹配位置( $u^*$ ,  $v^*$ ),就可以计算出图中心之间的偏移量( $K, L$ )。这个偏移量可以用来作为导航滤波器的观测或指导控制系统的校正信号。

由于飞行传感器在录取实时图像的过程中存在着测量误差、几何失真、变换误差以及地图的制备误差,因此,在基准图中不可能找到一个完全与实时图一样的子图。所以,两图之间的匹配比较只能用相似度来度量。各种相似度度量算法均具有极小的性质。且只有当两图匹配时,度量值才出现极小。在习惯上常常把相似度度量算法亦叫做相关算法,但这里所说的“相关”不是严格的数学意义上的相关,而只是一种习惯性的说法。在存在噪声和其他误差条件下,可以在  $G$  次相关比较中用统计的方法来判决实时图和基准子图是匹配还是不匹配的问题。

当两图的匹配比较是通过它们点-点之间的相关比较来完成时,地图匹配问题可以理解为寻找两个点集(一个是实时图的,另一个是基准图的)之间的最小平移问题。

估计匹配点和真正匹配点之间存在有一定的偏差,而且这种偏差是随机的,称它为匹配误差。匹配误差的方差越小,则定位精度就越高,反之则越低。这个方差可以用来描述匹配定位系统的定位精度。影像地图匹配系统的相关性能的误差引述如下。

#### (1) 几何失真。

- 1) 同步(平移)误差;
- 2) 旋转误差;
- 3) 比例因子误差。

#### (2) 图像灰度电平及其偏置量的变化。

- 1) 由传感器引入的整个信号电平的均匀变化和增益的变化;
- 2) 景物的反射率或辐射率的变化;
- 3) 阴影和景物遮挡效应所引起的模糊都会导致实时图的灰度等级不同于基准图的灰度等级;
- 4) 基准图中实际景物的变化,如新建的人为目标、灾害等;



- 5) 基准图的制备误差。
- (3) 量化误差,有时叫编码误差。
- (4) 人工误差。

#### 四、量测方程的建立<sup>[2]</sup>

一幅 SAR 实时图像中各窗口进行匹配后得到的水平位置偏差和方向偏差,采用极大似然估计融合为单一的偏差估计和对应的估计误差方差阵<sup>[24]</sup>,然后将它们从图像坐标系转换到导航坐标系,可获得相应的量测方程如式(7.1.2)(假定导航坐标系为北西天地理坐标系)所示,即

$$\mathbf{Z}_k = [\phi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda]_k^T + \mathbf{V}_k$$

其中  $\phi_u, \delta\varphi, \delta\lambda$  分别为方位角误差、纬度误差和经度误差;  $\mathbf{V}_k$  是量测噪声,它包括数字地图的制作误差、SAR 实时图像误差、图像处理算法的性能误差以及计算机计算误差等。

下面讨论 SAR 图像的定位误差。在一个 SAR 传感器中,检出频移的能力等价于在方位上分辨物体的能力。下式为聚焦系统中来自每个点的补偿后的多普勒频移,即

$$f_d = (2v/\lambda)\cos\theta\cos\phi \quad (7.1.3)$$

对于飞行器速度和方位等数据的不确定性,系统有两种敏感性:对于 SAR 处理误差的和对于投影误差的。图 7.3 表示了 SAR 成像的几何关系。

SAR 处理器本身的性能可以很完美,并给出完美的图像。但由于在斜距和垂直于斜距的方向所产生的误差,导致了此图像的不确定性并造成了图像的错误定位。由方程(7.1.3)可推导出垂直于斜距方向的敏感性为  $R_s \cos\phi \delta\theta$ 。方程(7.1.3)可重写为

$$\cos\theta = f_d \lambda R_s / [2v(R_s^4 h^2)^{1/2}] \quad (7.1.4)$$

其中每个变量独立于其他变量,并有测量不确定性。假定波长是常数并已知,对每个变量求偏导可以获得定位误差与斜距、多普勒频率、速度、高度和方位误差的关系。可见,要提高导航精度还应当减



小这些误差。

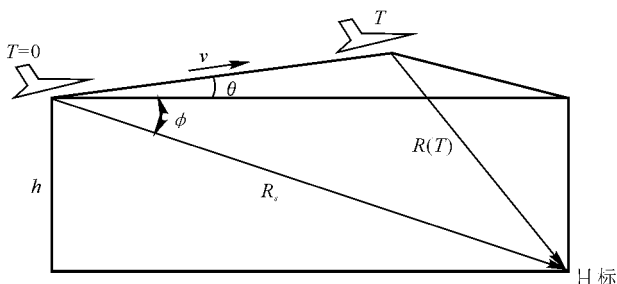


图 7.3 SAR 成像的几何关系

$\theta$ —相对航向; $\phi$ —相对俯角; $h$ —高度; $R_s$ —斜距; $v$ —速度

## 7.2 INS/SAR 组合导航系统中的滤波器

### 一、卡尔曼滤波器

在 INS/SAR 组合导航系统中,采用卡尔曼滤波器<sup>[25]</sup>作为组合滤波器,算法采用 UDU<sup>T</sup> 协方差分解滤波算法<sup>[26]</sup>。这种方法避免了矩阵求逆,可以防止由于数值计算而造成的滤波器非正定甚至发散,并且计算和存储量都比常规滤波器小。另外,由于受计算机速度、容量的限制,滤波器的规模受到严格限制,因此设计降阶滤波器是非常重要的。

实际中,INS/SAR 组合导航系统可以达到的更新率将依赖于所给飞行轨迹中可辨识的地形特征的丰富性及机载硬件的处理能力。更新率可能受到特定场景任务要求的限制。更新精度主要取决于机载数字地图的分辨率和校正后的 SAR 图像数据的位置精度。要维持与一般地图分辨率可比的导航精度所需的更新间隔在几分



钟数量级上。

## 二、Carlson 联合滤波器

在 INS/SAR 组合系统中引入其他系统后,采用经典的集中式处理的卡尔曼滤波技术会导致过大的计算量,而降阶的滤波器又不总是可靠的,并且当传感器发生故障或输出精度下降时,通过现有的故障检测与隔离(FDI),对突变的硬故障容易发现,但对渐变的软故障很容易漏检。同时,检出故障之后,只能采用重新初始化的重构策略,在恢复到正常的精度之前,须要有一定的“调整时间”,来重新初始化滤波器,保留好的传感器,积累新的信息。

在这种情况下,采用 Carlson 提出的并行、分散处理的联合滤波算法<sup>[27]</sup>。该法设计灵活,具有高水平的故障检测、隔离、重构能力,且融合算法简单,非常适合应用于实时系统。该联合滤波器中,用信息分享因子初始化各个子滤波器,各个子滤波器按卡尔曼形式处理各自的测量信息,系统噪声方差按信息分享原理获得,主滤波器合成各个子滤波器的结果,并利用信息矩阵分配各全局信息(包括估计方差和系统噪声)给各个子滤波器。如果引入 INS/SAR 组合系统中的其他导航系统的精度远低于 INS/SAR 组合系统的导航精度,则在 INS/SAR 子系统正常工作时,对 INS/SAR 子滤波器可以不进行反馈,以提高整个系统的精度。

另外,系统中若使用了高度表,则将其数据作为一个导航传感器的量测,送给各个子滤波器,这种方法优于传统的 INS 垂直通道的常增益阻尼方法<sup>[28]</sup>。

## 7.3 误差校正与故障检测

误差校正有两种工作方式:输出校正(开环)和反馈校正(闭环)。在输出校正的工作方式下,惯性导航系统在没有外部辅助信



息的情况下计算出导航解,用组合滤波器估计出来的INS误差来修正INS输出的导航参数,从而获得最优组合解。在这种方式下,组合软件和INS处理软件之间仅要求一路数据接口,INS处理软件向组合处理软件提供导航数据,组合处理软件收集组合滤波器估计的INS误差,这样能使INS获得高水平的对外部其他导航传感器的故障隔离能力。输出校正虽然实现简单,但没有改变INS的误差特性,若长期使用,使得在组合滤波器中建模的线性化INS误差方程大大偏离实际情况。这种非线性效应会降低系统的性能。因此,在这种情况下,采用反馈校正方式是必要的。

反馈校正方式将组合滤波器估计出来的INS误差,反馈到INS进行误差补偿,使INS的输出接近最优组合解。如果滤波器是最优的,它的状态方程真实地反映了系统的变化规律,则输出校正与反馈校正具有相同的精度。但状态方程一般都是经过线性化处理后的近似模型,因此反馈校正更精确一些。在反馈校正的情况下,INS处理软件和组合软件之间有两路数据接口,INS处理软件不仅向组合处理软件提供导航数据,而且要接收组合滤波器估计的INS误差,进行误差控制。这样便限制了INS误差的增长,使得INS实际的误差动力学方程更好地与组合滤波器中建模的INS误差动力学方程相匹配。

根据误差状态的性质,反馈校正分为3种:

- (1) 脉冲校正:对速度误差和位置误差等的校正。
- (2) 速率校正:对平台误差角的校正。
- (3) 补偿校正:对惯性仪表误差的校正。

这里采用的校正,不考虑惯性传感器的校正。实施最优重调校正后,滤波器的状态方程中要加上控制量,每一步校正只使用位置误差、速度误差、平台失准角误差的估计量形成控制量。对陀螺、加速度计误差的估计量,只定期由IMU接受,对陀螺、加速度计进行标定、校正,这个周期可能远大于位置、速度、姿态的校正周期。飞



行过程中,在 INS 没有充分对准之前,可使 INS 工作在重调校正下。在 INS 充分对准后,可使 INS 转入输出校正的方式,必要时可定期对 INS 进行重调校正。

当提供外部信息的设备或计算机软件出现故障时,校正是无效甚至有害的,特别对于反馈校正,如果外部其他导航传感器发生故障或性能下降,在系统执行有效的 FDI 之前,INS 就可能被污染了。因此故障的检测和隔离非常重要,这还牵涉到容错技术。一旦检测到故障,就必须对故障进行隔离,最后通过系统信息重构使整体系统不致因故障而失效。这是一个动态系统的故障检测及隔离问题。动态系统的故障具有普遍性、复杂性、随机性、相关性、破坏性等特征,对其进行分析、检测和控制要用到近代科学的许多新理论和技术,如信息论、方法论、离散数学、模糊数学、模糊识别等。早在 20 世纪 70 年代初,人们就开始研究有关动态系统故障检测与隔离问题。针对组合导航系统的特点,这里将采用一种  $\chi^2$ —检验法来确定系统的有效性。该方法并不能确定造成故障的具体原因,而仅仅是实时地确定一组量测值的有效性,因而它十分适用于系统级的故障检测和隔离。对于导航传感器内部的故障,比如 SAR 的无主波、无回波以至于内部电路、元器件的故障,这里则不考虑。

## 7.4 INS/SAR 组合导航系统对捷联惯性元件的要求

如前所述,在 INS/SAR 组合导航系统研究中,分析合成孔径雷达的理论和技術时都假定雷达载机相对于要成像的地域作匀速直线平移运动。实际上不可能完全做到这一点,雷达载机总要或多或少地偏离这种理想状态,从而直接影响回波多普勒信号的相位和幅值,使其压缩波形产生畸变,这将给合成孔径雷达的工作带来不可忽视的影响,严重时甚至完全不能成像。因此运动补偿系统是



必不可少的。文献[31]中研究了在 SAR 天线处安装一小型辅助捷联惯性系统(S/D INS),用它可获得较为理想的运动补偿效果。

然而,在这种组合导航系统中,确定 SAR 对小型辅助捷联惯性元件误差的要求是非常重要的。本节从辅助的 S/D INS 的核心元件——陀螺和加速度计——入手,研究 SAR 对捷联惯性测量元件误差的要求。

### 一、预备知识

设  $\mathbf{R}_R$  为当地水平坐标系中雷达天线相位中心的瞬时位置向量, $\mathbf{R}_S$  为小型捷联惯性测量元件的瞬时位置向量, $d$  表示捷联惯性测量元件和雷达天线相位中心间的相对位移向量, $T$  表示从载体坐标系到当地水平坐标系间的正交变换,它们之间有如下关系:

$$\mathbf{R}_R = \mathbf{R}_S + Td \quad (7.4.1)$$

运动补偿相位误差是<sup>[31]</sup>

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi} &= 4\pi\delta\{|\mathbf{R}_R|\}/\lambda = (4\pi/\lambda)\delta\{(\mathbf{R}_R^T\mathbf{R}_R)^{1/2}\} = \\ &= (4\pi/\lambda)(1/2)(1/|\mathbf{R}_R|)\delta\{\mathbf{R}_R^T\mathbf{R}_R\} \end{aligned} \quad (7.4.2)$$

用  $\mathbf{I}_R$  表示单位距离向量(即  $\mathbf{I}_R = \mathbf{R}_R/|\mathbf{R}_R|$ ), $\delta\{\mathbf{R}_R^T\mathbf{R}_R\}$  表示括号中元素  $\mathbf{R}_R^T\mathbf{R}_R$  的改变量, $\mathbf{I}_R^T$  表示  $\mathbf{I}_R$  的转置, $\lambda$  是载波波长。则式(7.4.2)可以简化为<sup>[31]</sup>

$$\tilde{\Phi} = (4\pi/\lambda)(\mathbf{I}_R^T\tilde{\mathbf{R}}_S + \mathbf{I}_R^T\tilde{T}d + \mathbf{I}_R^T\tilde{T}\tilde{d}) \quad (7.4.3)$$

式(7.4.3)右边括号中的 3 项分别表示: $\mathbf{I}_R^T\tilde{\mathbf{R}}_S$  为 SAR 系统工作期间惯性测量元件的位置误差; $\mathbf{I}_R^T\tilde{T}d$  为瞬时姿态误差; $\mathbf{I}_R^T\tilde{T}\tilde{d}$  为惯性测量元件和雷达之间的相对位移误差。

$\tilde{A}$  表示沿目标方向的加速度误差,该误差随时间积累,当该误差积累的时间为  $t_c/2$  (即合成孔径时间的一半)时,对式(7.4.3)第一项的影响为

$$\tilde{\Phi} = (4\pi/\lambda)(1/2)\tilde{A}(t_c/2)^2 \quad (7.4.4)$$

假设合成孔径雷达具有良好的相干性,则雷达基准参考信号



的相位除按要求的相位变化外,没有随时间变化的相位误差,基准参考信号相位与相干合成孔径区间中心的变化一致。由于相位误差积累时间不得超过合成孔径时间的一半,因此,相位误差不能超过信号波形的  $1/4$  周期,即

$$(4\pi/\lambda)(1/2)\tilde{A}(t_c/2)^2 < \pi/2 \quad (7.4.5)$$

在实际运算中,要求惯导平台初始倾斜的最大值不能超过  $1/\sqrt{k}(\tilde{A}/g)$ (这里  $k$  表示积累误差平方和的平方根, $g$  为重力加速度),主 INS 用来对天线辅助的 SINS 进行传递对准。

为了便于研究,对标定参数值作如下假设:

(1) 合成孔径雷达具有良好的相干性,即雷达的发射信号、接收信号、记录信号等与基准参考信号间,除按要求的相位变化外,没有随时间变化的相位差。

(2) 杆臂向量(指捷联惯性测量元件和雷达天线相位中心间的相对位移向量)为 25 cm。

(3) 惯导平台初始倾斜的最大值不能超过  $1/\sqrt{k}(\tilde{A}/g)$ 。

(4) 惯性测量元件在其安装位置附近振动的频率为 1 Hz,相对敏感轴产生均方根值约为 0.08 rad/s 的角速率,这相当于  $0.006(\text{rad/s})^2$  的角速度二次误差。

(5) 雷达波长  $\lambda = 3$  cm,相干合成时间  $t_c = 2$  s。

(6) SAR 成像的最大时间  $T_M = 100$  s。

(7)  $k = 16$ ,以保证单个元件误差不超过综合误差的  $1/\sqrt{k}$ (即  $1/4$ )。

载体飞行过程中,如果主惯导平台的水平校正误差是  $\theta$ ,则水平方向加速度的综合误差为  $\theta g^{[31]}$ ,由式(7.4.5)计算,加速度综合误差  $\tilde{A}$  的最大允许值为

$$\tilde{A} = \lambda/t_c^2 \quad (7.4.6)$$

由于初始倾斜的影响仅是  $1/\sqrt{k}$ ,这里  $k$  指加速度计的综合误差及



垂直偏差平方和的平方根。由前面关于标定参数值的假定知,初始倾斜的最大允许值为

$$\theta = (1/\sqrt{k})(\tilde{A}/g) = \lambda/(\sqrt{k}gt_c^2) \quad (7.4.7)$$

## 二、导航误差的修正和雷达信号相位的调整

为了使捷联惯性测量元件达到所要求的测量精度,必须建立导航误差修正平均时间  $T_w$  的界限。由文献[30]知

$$\text{精确修正导航误差所需的时间} > T_w > \text{获取观测量的时间} \quad (7.4.8)$$

式中,  $T_w$  的上限,即使导航误差得到精确修正所需的时间是舒拉(Schuler)周期的 1/10(约 500 s),式(7.4.8)右端,即获取观测量的时间受信标等助航设备精度的影响,有如下关系,即

$$\text{信标等助航设备的容许误差} / (0.5gT_w^2) < \theta \quad (7.4.9)$$

这里  $\theta$  的意义同前。在导航误差修正时间内,要求陀螺漂移的影响限制在不再使主惯导平台的倾斜度  $\theta$  增大的范围内,因此陀螺的漂移必须满足

$$n_w < \theta/T_w \quad (7.4.10)$$

式中,  $n_w$  表示陀螺漂移的角速度。

当主惯导平台调平在  $\theta$  以内,而小型辅助的捷联系统的计算数学平台大于或小于  $\theta$  时,导航误差修正的平均时间  $T_w$  可以减小到不到 1 min<sup>[32]</sup>。由前述知  $T_M = 100$  s ( $T_w < T_M$ ),这时如果陀螺漂移角速度  $n_w$  满足

$$n_w = \theta/T_M \quad (7.4.11)$$

不等式(7.4.10)将容易被满足。由于单独陀螺漂移的影响仅是  $1/\sqrt{k}$ ,由式(7.5.7)知,单独陀螺漂移的最大允许值为

$$\theta/(\sqrt{k}T_M) = \lambda/(kgt_c^2 T_M) \quad (7.4.12)$$

当载体作匀速直线平移运动时,陀螺关于水平轴的综合漂移包



括<sup>[33]</sup>：方位误差 (rad) 乘以导航参考坐标系移动的角速率  $\rho$  (rad/s)。由式(7.4.12)知,方位误差的允许上限为

$$(1/\rho)\theta/(\sqrt{k}T_M) = \lambda/(kgt_c^2 T_M) \quad (7.4.13)$$

### 三、SAR 对加速度计误差的要求

雷达信号相位的二次项和三次项分别由加速度计误差和陀螺漂移引起的误差所产生,加速度计误差是二次相位误差的主要来源,陀螺漂移是三次相位误差的主要来源。把前面关于标定参数值的假设  $\lambda$  和  $t_c$  之值 ( $\lambda = 3 \text{ cm}$ ,  $t_c = 2 \text{ s}$ ) 代入式(7.4.6),可以得到水平方向加速度综合误差的允许值为

$$\tilde{A} \approx 3 \div 4 = 0.75 \text{ cm/s}^2 \approx 0.0008g \quad (7.4.14)$$

下面为引起加速度计综合误差的各种因素：

(1) 零偏误差：由前面关于标定参数值假设(7)(即单个误差不超过综合误差的 1/4)和式(7.4.14)知,允许的加速度计的零位偏值为  $2 \times 10^{-4} g$ 。

(2) 标定系数：载体作匀速直线平移运动时,加速度计标定系数误差不产生水平方向的加速度误差<sup>[29]</sup>。

(3) 输出轴 OA 的敏感度：系数  $I_1$  表示角速度关于 OA 轴的敏感度,由前面关于标定系数值假设中的(4),(7)和式(7.4.14)知,  $I_1$  乘以  $0.006(\text{rad/s})^2$  应不超过  $2 \times 10^{-4} g$ ,因此  $I_1$  的最大允许值为  $0.033g/(\text{rad/s})^2$ 。

(4) 加速度计输出延迟引起误差：在匀速直线的平移运动中,加速度计输出延迟引起的误差对 SAR 系统的工作不会造成太大影响<sup>[29]</sup>。

(5) 残留的偏差：由于惯性测量元件的精度和分辨率的限制,在数据输出过程中仍有一些残留的偏差存在,由式(7.4.14)和对零偏误差及输出轴敏感度的要求知,残留的偏差不能超过  $2 \times 10^{-4} g$ 。



#### 四、陀螺漂移

雷达信号相位的三次项由加速度误差的变化率所决定, 设加速度误差的变化率为  $\tilde{j}$ , 则有下面关系式<sup>[29]</sup>, 即

$$\tilde{j} = gn_w \quad (7.4.15)$$

这里  $n_w$  的意义同前, 随着平台角度的变化, 平台感受重力加速度  $g$  的分量。由式(7.4.4) 及对其所作的讨论知, 雷达相位误差积累时间不能超过合成孔径时间的一半(即  $t_c/2$ ), 当相位误差积累时间为  $(1/3) \times (t_c/2)$  时, 雷达信号相位改变的允许值为  $\pi/8$ , 即雷达信号相位改变的最大允许值为

$$(4\pi/\lambda)(1/6)gn_w(t_c/2)^3 < \pi/8 \quad (7.4.16)$$

下面为引起陀螺漂移综合误差的各种因素:

(1) 零偏误差: 在惯性导航系统中, 通常容易实现的陀螺逐次移动漂移为  $0.1^\circ/\text{h}$ , 实际工作中通过给陀螺施加一定的控制力矩可补偿这种漂移, 一般陀螺逐次起动漂移可以是随机漂移的 10 倍, 即  $1^\circ/\text{h}$ 。

(2) 标定系数: 在水平直线的平移运动中, 陀螺的标定系数误差不会给系统工作带来太大的影响。

(3) 输出轴 OA 的敏感度: 系数  $I_2$  表示陀螺对角加速度关于 OA 轴的敏感性, 由前面关于标定参数值的假设(4) 知,  $I_2$  乘以  $0.006(\text{rad/s})^2$  应不超过  $0.1^\circ/\text{h}$ (约  $0.5 \mu\text{rad/s}$ ), 因此  $I_2$  的允许值为  $0.00008 \text{ s}$ 。

(4) 陀螺输出延迟引起的误差: 由前面的讨论知,  $0.006(\text{rad/s})^2$  乘以陀螺输出延迟引起的误差不能超过  $0.5 \mu\text{rad/s}$ , 于是允许的陀螺输出延迟误差是  $0.00008 \text{ s}$ 。

(5) 残留偏差: 由于陀螺精度和分辨率的限制, 在数据输出过程中, 仍有一些残留偏差存在, 残留偏差应不超过  $0.1^\circ/\text{h}$ 。

总结以上讨论, 可以得到捷联惯性元件误差系数表, 如表 7.1



所示。

表 7.1 捷联惯性元件误差系数表

参数	陀螺	加速度计
零偏误差	$1^\circ/\text{h}$	$2 \times 10^{-4} g$
标定系数	不是关键	不是关键
输出轴 $OA$ 的敏感度	$0.000\ 08\ \text{s}$	$0.33g/(\text{rad}/\text{s})^2$
输出延迟误差	$0.000\ 08\ \text{s}$	不是关键
残留误差	$0.1^\circ/\text{h}$	$2 \times 10^{-4} g$

## 五、系统仿真

设飞机作平直飞行,初始纬度为  $34^\circ$ ,精度为  $110^\circ$ ,飞行时间为  $2\ 400\ \text{s}$ ,航向正东,速度  $250\ \text{m}/\text{s}$ ,高度为  $15\ 000\ \text{m}$ 。加速度计零偏为  $5 \times 10^{-4} g(1\sigma)$ ,陀螺漂移误差为  $0.1^\circ/\text{h}(1\sigma)$ ,初始速度误差为  $1\ \text{m}/\text{s}(1\sigma)$ ,水平姿态误差角为  $360''(1\sigma)$ ,航向误差角为  $1\ 500''(1\sigma)$ ,高度误差为  $30\ \text{m}(1\sigma)$ ,SAR实时图像与数字地图比较所得 INS 水平位置偏差的估计误差为  $5\ \text{m}(1\sigma)$ ,方位角偏差的估计误差为  $0.2^\circ(1\sigma)$ 。滤波器修正速率为  $60\ \text{s}$ 。1 200 s 到 1 500 s 之间为飞机隐身阶段,图 7.8 中  $\delta R_n, \delta R_w$  为水平位置误差,  $\delta v_n, \delta v_w$  为水平速度误差,  $\phi_w, \phi_n, \phi_u$  为三维姿态角误差,  $(1\sigma)$  表示均方根误差曲线。

仿真结果中的导航信息误差曲线如图 7.8 所示,由于水平位置的可观察性强,水平位置的精度很高。高程精度主要由高度表决定,因姿态角  $\phi_u$  是直接的观测量,飞机不需要机动即可获得 INS 空中对准,对准后每个滤波周期内误差上升趋势明显减弱。由于匹配定位算法的高效性,初始捕获、对准过程很快,可见该系统的精度高,导航性能好。

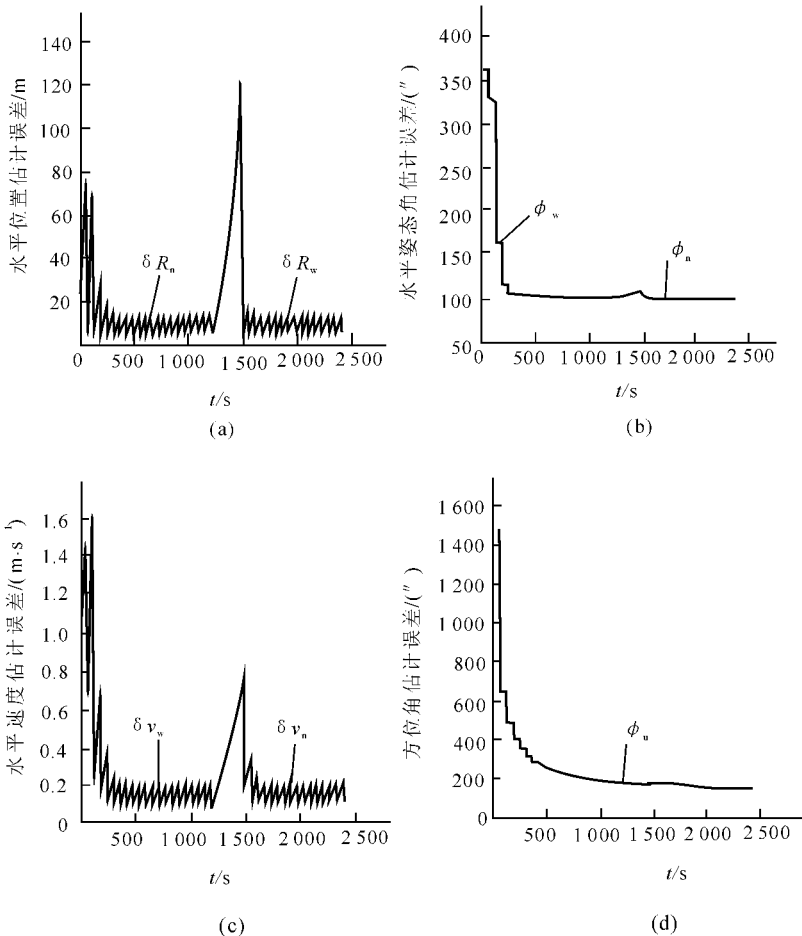


图 7.8 导航信息误差曲线

- (a) 水平位置估计误差曲线；(b) 水平姿态角估计误差曲线；  
 (c) 水平速度估计误差曲线；(d) 方位角估计误差曲线



## 7.5 主 INS 和天线附加的 IMU 之间的传递对准

### 一、主 INS 和天线附加的 IMU 之间的传递对准

在所有的运动补偿技术中,都需要感知载机运动状况的惯性导航系统,提供运动补偿系统所需要的各种有关载机运动状况的信号,SAR 处理器要用到运动补偿系统提供的信息。对于每个脉冲,运动补偿系统确定出相位中心沿瞄准线和理想航迹的分量,SAR 处理器用前者使回波在瞄准线方向相互一致,用后者保证回波在理想航迹方向等间隔分布。所得的经过处理的 SAR 信号,再由 SAR 处理器完成对信号相位的校正,用以不断修正瞄准线向量  $U$ 。

设  $v_S$  为当地水平坐标系中捷联惯导的速度, $v_R$  为雷达的速度,它们之间有如下关系:

$$v_R = v_S + Twd \quad (7.5.1)$$

其中, $w$  表示反对称角速率阵, $T, d$  的意义同前。对于每个脉冲周期  $t$ ,由下面递推关系式,可以得到  $N$  时刻  $v_R$  沿目标方向的分量<sup>[35]</sup>

$$S(N) = S(N-1) + (U^T v_S)t + U^T \int \{Twd\} dt \quad (7.5.2)$$

由方向余弦阵的修正关系,式(7.5.2)可简化为

$$S(N) = S(N-1) + (U^T v_S)t + U^T Td \quad (7.5.3)$$

这里,距离门位置的改变由  $S(N)$  和沿目标方向的分辨率之比来确定。天线信号相位的修正量为  $(4\pi/\lambda)S(N)$ , $\lambda$  为载波波长。随着天线信号相位的调整,瞄准线向量  $U$  得到修正。

由于 SAR 系统不能预先知道导航信号测量与应用之间的时间差,于是,对信号测量与应用之间的时间后滞应该作出瞬时判断。由经过校正后的 INS 所获得的精确导航信息,用来对 SAR 进



行运动补偿。

雷达信号相位的精确修正,要求有严格的运动补偿子系统。雷达信号性能的变化由安装在 SAR 天线处的小型 S/DINS 通过天线进行监控。众所周知,捷联测量部件对载体方位变化有灵敏的反应,容易给出载体在参考坐标系中的位置。主 INS 用来对附加的 S/DINS 进行传递对准。而且为了消除 S/DINS 的积累误差,也需要主 INS 对附加的 SINS 进行定期修正。传递对准使主 INS 和天线附加的(缓慢变化的)S/DINS 在参考坐标系中恢复一致。

传递对准公式的选择见文献[37],[38]。传递对准应遵循以下原则:

(1) 由于相对漂移(指主 INS 和 SINS 之间的漂移速率之差)而产生捷联系统的对准误差时,主 INS 被认为是准确的。为了分析 SAR 的性能,须要知道主 INS 与 S/DINS 之间因相对漂移而产生的影响。因 S/DINS 姿态变化,加速度计感受重力分量而产生总的导航误差。

(2) 当进行传递准时,为了减小传递对准时间,可由与主 INS 级联的助航设备直接进行捷联对准。然而,这要对减少对准时间、对准精度及操作的复杂性进行综合考虑。

(3) 捷联传递对准误差定义为:附加的捷联系统的计算数学平台与主惯导平台之间的方位误差。这和通常两个参考坐标系“对准”的定义一致,而和角度偏差有区别。例如安装误差、加速度计的垂直偏差(不影响传递对准)及振动引起的主 INS 和附加的 S/DINS 间的相对位移等。

传递对准过程的原理如图 7.9 所示。

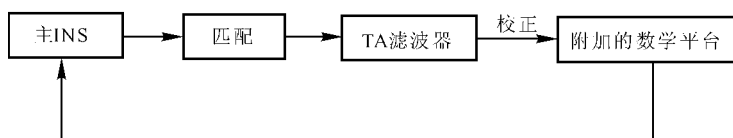


图 7.9 主 INS/ 天线附加的 S/DINS 的传递对准



## 二、主 INS 和天线附加的 IMU 之间传递对准的卡尔曼滤波器数学模型<sup>[9]</sup>

### 1. 状态方程

卡尔曼滤波器所包含的状态变量有捷联惯性测量元件(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 $(\phi_{sn}, \phi_{sw}, \phi_{su})$ 和 S/D 陀螺漂移误差 $(\epsilon_{sx}, \epsilon_{sy}, \epsilon_{sz})$ , 总计为 8 个误差状态变量, 即

$$\mathbf{X}_2 = [\delta v_{sn} \quad \delta v_{sw} \quad \phi_{sn} \quad \phi_{sw} \quad \phi_{su} \quad \epsilon_{sx} \quad \epsilon_{sy} \quad \epsilon_{sz}]^T \quad (7.5.4)$$

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, 主要是出自以下两点考虑: 首先, 从理论分析上看, 对于两个有相同误差动力学的系统信息构成的测量值, 解只对两个系统的相对误差有观测性; 另外, 从实用上看, 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,  $\mathbf{X}_1$  的估计实际上与  $\mathbf{X}_2$  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  $\mathbf{X}_1$  和  $\mathbf{X}_2$  中有关量之和进行校正, 它代表绝对误差的滤波器估计值。

本设计中游移方位惯导采用 w 系中的惯导水平速度误差方程



$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta v}_{sn} &= -\frac{v_u}{R}\delta v_{sn} + \left(\Omega_u - \frac{v_w}{R}\tan\varphi\right)\delta v_{sw} - \\ &\quad f_u\phi_{sw} + f_w\phi_{su} + \mathbf{V}_{sx}\cos\alpha - \mathbf{V}_{sy}\sin\alpha \\ \dot{\delta v}_{sw} &= -\left(2\Omega_u - \frac{v_w}{R}\tan\varphi\right)\delta v_{sn} - \\ &\quad \frac{1}{R}(v_n\tan\varphi - v_u)\delta v_{sw} - \\ &\quad f_n\phi_{su} + f_u\phi_{sn} + \mathbf{V}_{sx}\cos\alpha + \mathbf{V}_{sy}\sin\alpha \end{aligned} \right\} \quad (7.5.5)$$

式中,  $\mathbf{V}_{sx}, \mathbf{V}_{sy}$  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

$$\left. \begin{aligned} \dot{\phi}_{sn} &= -\frac{\delta v_{sw}}{R} + \left(\Omega_u - \frac{v_w}{R}\tan\varphi\right)\phi_{sw} - \\ &\quad \frac{v_n}{R}\phi_{su} + \epsilon_{sx}\cos\alpha - \epsilon_{sy}\sin\alpha \\ \dot{\phi}_{sw} &= \frac{\delta v_{sn}}{R} - \left(\Omega_u - \frac{v_w}{R}\tan\varphi\right)\phi_{sn} + \\ &\quad \left(\Omega_n - \frac{v_w}{R}\right)\phi_{su} + \epsilon_{sx}\sin\alpha + \epsilon_{sy}\cos\alpha \\ \dot{\phi}_{su} &= -\frac{\delta v_{sw}}{R}\tan\varphi + \frac{v_n}{R}\phi_{sn} - \\ &\quad \left(\Omega_n - \frac{v_w}{R}\right)\phi_{sw} + \epsilon_{sz} \end{aligned} \right\} \quad (7.5.6)$$

式中,  $\epsilon_{sx}, \epsilon_{sy}, \epsilon_{sz}$  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(6.5.11), (6.5.12) 类同。

由方程式(7.5.5), (7.5.6) 和式(6.5.11), (6.5.12) 得到卡尔曼滤波器的状态方程

$$\dot{\mathbf{X}}_2(t) = \mathbf{F}_2(t)\mathbf{X}_2(t) + \mathbf{G}_2(t)\mathbf{W}_2(t) \quad (7.5.7)$$

$\mathbf{F}_2, \mathbf{G}_2$  和  $\mathbf{W}_2$  的表达式为

$$\mathbf{F}_2 = \begin{bmatrix} (\mathbf{F}_{\text{INS}})_{5 \times 5} & \mathbf{0}_{2 \times 3} \\ & (\mathbf{C}_b^r)_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & (\mathbf{F}_\epsilon)_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (7.5.8)$$



$$\mathbf{F}_\epsilon = \text{diag}[-\beta_{Sbx} \quad -\beta_{Sby} \quad -\beta_{Sbz}] \quad (7.5.9)$$

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} (\mathbf{C}_{ij})_{2 \times 2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_b^x & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (7.5.10)$$

$$\mathbf{W}_2 = [\omega_{Svx} \quad \omega_{Svy} \quad \omega_{Sxz} \quad \omega_{Syz} \quad \omega_{Sxz} \quad \omega_{Sbx} \quad \omega_{Sby} \quad \omega_{Sbz}]^T \quad (7.5.11)$$

式中,  $\mathbf{W}_2$  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。

$$\mathbf{Z}_{2N} = \delta \mathbf{v}_{sn} + \boldsymbol{\eta}_{2N}$$

$$\mathbf{Z}_{2W} = \delta \mathbf{v}_{sw} - \boldsymbol{\eta}_{2W}$$

表示

$$\mathbf{Z}_2 = [\mathbf{Z}_{2N} \quad \mathbf{Z}_{2W}]^T$$

$$\mathbf{v}_2 = [\boldsymbol{\eta}_{2N} \quad \boldsymbol{\eta}_{2W}]^T$$

量测方程为

$$\mathbf{Z}_2(t) = \mathbf{H}_2(t)\mathbf{X}_2(t) + \mathbf{v}_2(t) \quad (7.5.12)$$

式中

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.5.13)$$

## 3. SAR MCS 卡尔曼滤波器数学模型

综合方程式 (6.5.15), (6.5.30), (7.5.7) 和 (7.5.12) 得到 SAR MCS 卡尔曼滤波器数学模型, 即

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{W}(t) \quad (7.5.14)$$

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (7.5.15)$$

式中

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1 \quad \mathbf{X}_2]^T \quad (7.5.16)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_2 \end{bmatrix} \quad (7.5.17)$$



$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_2 \end{bmatrix} \quad (7.5.18)$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1 \quad \mathbf{W}_2]^T \quad (7.5.19)$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_1 \quad \mathbf{Z}_2]^T \quad (7.5.20)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} \quad (7.5.21)$$

$$\mathbf{v} = [v_1 \quad v_2] \quad (7.5.22)$$

SAR MCS 采用适中精度的 S/D IMU 测量天线的运动。采用的飞行试验数据是: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  $0.05 \text{ m/s}$ ; 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  $0.12 \text{ m/s}$ 。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。

## 7.6 INS 误差对 SAR 图像质量参数的影响

在 SAR 系统中, 好的图像分辨率是由沿载机轨迹形成大的综合孔径得到的。综合孔径是由沿航迹以等间隔发射和接收相干脉冲形成的。为了取得聚焦的地面图像, SAR 系统需要来自惯性导航系统的信号。在 SAR 对地面成像期间, 用 INS 的信号来补偿载波值以内(X 波段约  $3 \text{ cm}$ ) 天线相位中心的运动。然而, 由于 INS 提供的信号不精确, 运动补偿以后, 还会存在残留的相位误差。从而使得 SAR 图像质量受到影响。运动补偿以后的残留误差有两项: 由于补偿系统精度不够造成的误差和由于定点补偿方式<sup>[8]</sup> 在测绘带两边缘产生的误差。要保证 INS 对 SAR 的补偿精度, 要求对影响 SAR 图像质量的三个参数积分旁瓣比(ISLR)、峰值旁瓣比(PSLR) 和脉冲响应宽度比(IRWR) 确定出相应合理的指标。



## 一、SAR 图像质量参数的确定

通常,对 SAR 图像质量的要求是,有较好的区分临近点目标的能力。关于区分临近点目标的要求,可以用 SAR 的脉冲响应各特征参数来表达。如果脉冲响应为理想的  $\delta$  函数,则雷达图像是地域微波散射系数的正确复现,区分点目标的区分能力将达到理想值。实际上,脉冲响应不可能是  $\delta$  函数,这就使区分点目标的区分能力减弱。在频域内点目标的脉冲响应由下式给出:

$$S(\omega) = \int_{-t_c/2}^{t_c/2} A(t) e^{-j\omega t} e^{j\phi_e(t)} dt \quad (7.6.1)$$

这里,  $t_c$  表示合成孔径时间,  $\phi_e(t)$  是相位误差。由文献[39] 知

$$\phi_e(t) = (4\pi/\lambda)r_e(t) \quad (7.6.2)$$

其中,  $r_e(t)$  是到目标的距离误差,  $\lambda$  是载波波长。由于恒定或线性变化的距离误差不引起 SAR 图像质量下降<sup>[41]</sup>, 仅与残留的运动补偿误差有关的二次或更高次变化的距离误差影响 SAR 图像的质量。依赖于频谱性质和合成孔径时间, 运动补偿误差影响下列 SAR 的图像质量参数: 二次相位误差(QPE); 三次相位误差(CPE); ISLR, PSLR 和脉冲响应宽度比(IRWR)。惯性系统加速度的常值误差通过 SAR 相干合成区间时产生 QPE, 平台的倾斜、速度误差、加速度的偏值和标度因素误差则是 QPE 的主要来源; 陀螺的漂移和加速度的变化是 CPE 的主要来源; 更高次运动补偿误差影响到 ISLR 和 PSLR。SAR 处理器通过自动聚焦可以除掉二次和三次相位误差, 几乎不影响雷达处理机的负载。然而, 通过自动聚焦后残留的更高次相位误差项, 由于它们影响 ISLR, PSLR 和 IRWR, 进而对 SAR 的图像产生严重影响。这些更高次的运动补偿误差包括: 惯性传感器的量化噪音; 惯性传感器电子和机械的噪音; 飞行器和天线结构振动引起的带频混乱; 由于结构挠性引起的 INS 和天线相位中心间的相对位移; 通过运动补偿频带宽度的非零相位的滞后或超前。下面给出确定 SAR 运动补偿所需要的参



数 ISLR, PSLR 和 IRWR 的定义, 即

$$\text{ISLR} = \frac{\int_{-\infty}^{-2\pi k_{mw}/t_c} |S(\omega)|^2 d\omega + \int_{2\pi k_{mw}/t_c}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-2\pi k_{mw}/t_c}^{2\pi k_{mw}/t_c} |S(\omega)|^2 d\omega} \quad (7.6.3)$$

这里  $k_{mw}$  是脉冲响应展宽因子, 常用的 ISLR 的允许值不超过  $-20$  dB。

PSLR 定义为点目标脉冲响应旁瓣峰值与主瓣峰值之比, 即

$$\text{PSLR} = \text{最大旁瓣峰值} / \text{主瓣峰值}$$

对于高分辨率的 SAR 图像, 要求 PSLR 的值不超过  $-25$  dB。

IPRWR 定义为峰值以下脉冲响应主瓣宽度  $15$  dB 与峰值以下脉冲响应主瓣宽度  $3$  dB 之比, 即

$\text{IPRWR} = \text{脉冲响应宽度}(-15 \text{ dB}) / \text{脉冲响应宽度}(-3 \text{ dB})$   
 比值不超过  $2.4$  的 IPRWR 值为高分辨率的 SAR 图像提供了一个可接受的脉冲响应。

下面讨论 ISLR, PSLR 和 IRWR 这 3 个 SAR 图像质量参数的确定。

用  $T_m$  表示运动补偿信号的更新率, 由于 INS 信号不精确, 从而形成位置误差向量, 即

$$\tilde{\mathbf{P}}(n) = \mathbf{P}(n) + \mathbf{v}(n)T_m + 0.5\Delta(n)T_m^2$$

$$\mathbf{P}(0) = 0, \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (7.6.4)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}(n) = \mathbf{v}(n) + \mathbf{T}_I^T \mathbf{d} \quad (7.6.5)$$

这里  $\mathbf{T}_I^T$  表示经滤波的从惯性坐标系到当地水平坐标系的方向余弦阵,  $N$  是信号总数,  $\mathbf{P}(n)$  是在时刻  $n$  时当地水平坐标系中的位置向量,  $\mathbf{v}(n)$  是在时刻  $n$  时当地水平坐标系中的速度向量,  $\Delta(n)$  是在时刻  $n$  时当地水平坐标系中的加速度向量,  $\mathbf{d}$  的意义同前。当运动补偿信号的更新率为  $T_m$  时, 利用当地水平坐标系到惯性坐标系的方向余弦阵, 位置误差向量在由当地水平坐标系变换到惯



性坐标系时为

$$\mathbf{P}^*(n) = \mathbf{T}_L^t \mathbf{P}(n) \quad (7.6.6)$$

这里  $\mathbf{T}_L^t$  是未经滤波的从当地水平坐标系到惯性坐标系坐标变换的方向余弦阵。在 SAR 工作过程中,依赖于自动聚焦的阶数,位置误差信号可以生成一个多项式,而且通过自动聚焦,位置误差信号序列中的低次项可以被除去。例如利用三次自动聚焦,一次项、二次项和三次项可以从变换后的位置误差向量  $\mathbf{P}^*(n)$  中除去,其结果是位置误差向量转换成三个标量相位误差函数<sup>[40]</sup>,即

$$\theta_i(n) = (4\pi/\lambda)P_i(n), \quad i = 1, 2, 3 \quad (7.6.7)$$

这里,  $P_i(n)$  ( $i = 1, 2, 3$ ) 是合成位置误差向量的元素,这三个标量相位误差函数中的每一个都形成与下列三个复合函数相对应的函数:

$$f_i(n) = w(n) \exp[j\theta_i(n)], \quad i = 1, 2, 3 \quad (7.6.8)$$

这里,  $w(n)$  是用于 SAR 系统中的快速傅里叶变换中的加权因子,对 Kaiser 窗  $w(n)$  可表示为

$$w(n) = I_0(\beta \sqrt{1 - (1 - 2n/(N-1))^2}) / I_0(\beta) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

这里,  $I_0(x)$  表示修正后的零阶 Bessel 函数,  $\beta = 4.305$ ,  $w(n)$  是 -32 dB 的 Kaiser 窗。

函数  $f_i(n)$  由  $M$  个点复合的离散傅里叶变换为

$$F_i(k) = \sum_{n=0}^{M-1} f_i(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}nk}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (7.6.9)$$

这里,  $M = Q + N$ ,  $Q$  是函数  $f_i(n)$  零点的总数,  $N$  的意义同前。记  $S_i(k) = |F_i(k)|$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ , 有

$$S(k) = \sum_{i=1}^3 S_i(k) \quad (7.6.10)$$

由上面的叙述及公式的推导过程可知,式(7.7.10)给出了一个不理想的结果。研究的目的是要减小导航误差对 SAR 图像质量的影



响。于是,对复合函数  $S(k)$  进行规范化得

$$P(k) = s(k)/s(0), \quad k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (7.6.11)$$

## 二、INS 误差对 SAR 图像质量参数的影响

下面定义 INS 误差对 ISLR, PSLR 和 IRWR 的影响<sup>[7]</sup>。

积分旁瓣比(ISLR):对于一个  $t$  秒的时间间隔,  $R$  为双测谱密度函数  $P(k)$  从  $(k_{mv}/t)$  到  $(1/2)T_m$  的滤波值加上  $P(k)$  从  $(-k_{mv}/t)$  到  $(-1/2)T_m$  的滤波值之和,除以  $P(k)$  从  $(-k_{mv}/t)$  到  $(k_{mv}/t)$  的滤波值,用  $R$  来表示积分旁瓣比,即

$$\text{ISLR} = 10 \lg R$$

峰值旁瓣比(PSLR):对于一个  $t$  秒的时间间隔,  $Z$  为双测谱密度函数  $P(k)$  在  $(k_{mv}/t)$  到  $(1/2)T_m$  之间及  $P(k)$  在  $(-k_{mv}/t)$  和  $(-1/2)T_m$  之间的峰值,  $Z$  用来计算峰值旁瓣比,即

$$\text{PSLR} = 10 \lg Z$$

脉冲响应宽度比为

$$\text{IRWR} = \text{IPR}(-15 \text{ dB})/\text{IPR}(-3 \text{ dB})$$

其中 IPR 是脉冲响应比。

根据惯性系统输出的信号,由上面的方程可以计算出 ISLR, PSLR 和 IRWR 的值。在动态环境下,当 SAR 相干合成孔径时间为  $t_c$  时,INS 输出的加速度、速度和姿态信息的误差,在当地水平坐标系中,对 ISLR, PSLR 和 IRWR 产生的影响其允许值为<sup>[50]</sup>: ISLR = -20 dB, PSLR = -28 dB, IRWR = 2.4。转换成对捷联惯性元件误差系数的要求如表 7.1 所示。

## 7.7 小 结

本章针对 INS 误差修正的各个环节,首先论述了 INS/SAR 组合导航系统中获得观测量的方法,以及如何进行地图匹配和如何建立量测方程,介绍了本书所采用的卡尔曼组合滤波器与 Carlson



联合滤波器的特点和构造,讨论了组合系统中用到的两种误差校正方法——输出校正与反馈矫正,以及故障检测和隔离的方法;其次,研究了INS/SAR组合系统对捷联惯性元件的要求,包括导航误差的修正和雷达信号相位的调整、SAR对加速度计误差的要求和陀螺漂移;最后,研究了主INS和天线附加的IMU之间的传递对准以及INS误差对SAR图像质量参数的影响。

## 第八章 INS/SAR 组合导航系统中的图像匹配技术

INS/SAR 组合导航系统主要利用了 SAR 的图像辅助作用进行导航和目标检测,图像匹配技术在其中起着关键作用。因此,研究 INS/SAR 组合导航系统的图像匹配技术无疑具有十分重要的意义。

在 INS/SAR 组合导航系统中,由于不同的传感器、不同的分辨率、不同的观察角度以及不同的天气条件等诸多因素,用来匹配的图像灰度特征可能差别很大,用灰度直接进行匹配会造成较大误差。此外,在导航的搜索模式和目标检测中,要匹配的图像也可能在任意方向和位置上出现。同时,INS/SAR 组合导航系统中的图像匹配方法应该精度高、速度快,以满足远距离、高精度的导航及快速捕获目标、精确瞄准目标等要求。因此,图像匹配方法的选取至关重要。

图像匹配通常基于显著的图像特征,诸如边缘像素、角点及直线或曲线段。使用这些特征有减少图像匹配处理器数据量的益处。在大多数情况下,应选取具有代表区域边缘的轮廓,而且 SAR 图像的一个显著特点就是图像地物轮廓清晰。另外,在边缘基础上提取特征点,使用封闭边缘的质心和角点等进行匹配,在一定程度上补偿了由被污染边缘位置所导致的定位误差。因为匹配时,沿边缘离开真实边缘位置的小偏差可以互相抵消<sup>[2]</sup>。用特征点(如角点、节点等)进行匹配,还可进一步加快匹配过程,因为它是图像的非非常简洁的替代(尽管不完全)。特征点提取见文献[42],它是以高质量的边缘图像为基础的。因此,本章重点介绍特征提取中的边缘



提取方法。

INS/SAR 组合系统中的图像匹配技术主要解决以下两个难题:①从一幅被噪声污染的 SAR 图像中提取清晰的不间断的边缘;②确定不同传感器在不同时间、条件下获得的图像之间的位置、方向等差别。本章首先概括介绍图像匹配方法,然后在此基础上介绍模拟退火边缘提取算法和位置-方向掩模的快速模板匹配方法。

## 8.1 图像匹配方法研究

### 一、图像匹配算法概述<sup>[2]</sup>

图像匹配与图像定位、图像相关、图像比较有着密切关系,其目的是建立两幅图像之间的对应关系,有时要确定出它们之间的几何变换。随着科学技术的发展,图像匹配技术已成为近代信息处理领域中一项极为基本和重要的技术。它的应用范围是相当广泛的,其中包括导弹的地形及地图匹配制导、飞机导航、武器投射系统的制导和寻的、光学和雷达的图像目标跟踪、资源分析、气象预报、医疗诊断、文字读取以及景物分析中的变化检测等<sup>[43~47]</sup>。

在实际应用中,通常要比较不同图像传感器所获得的同一场景的多幅图像。通过多传感器数据定位,可以比较和融合来自不同传感器模态的信息。对于被研究的区域,不同传感器模态常提供互补的信息,这样可用多个传感器收集来自同一景物不同类型的信息。比如,来自 Landsat 的光学图像提供的地表化学成分、植被和生态特征的信息,以及来自 Seasat 的雷达图像提供地表粗糙度和电特征(如介电常数)等信息。另外,在地图匹配的导航或制导系统中,录取实时图像的传感器通常也不同,须要匹配的图像可能具有不同的特征。比如,来自被动传感器 Landsat TM 图像有云雾现象,而主动传感器 SAR 图像有相干闪烁、斑点噪声及顶底倒置



现象。

由于来自不同类型图像传感器的信息有本质的不同,于是定位问题不可避免地比相同传感器的图像定位要复杂,所以,多光谱、多传感器图像定位是图像匹配领域的一个挑战性问题。这些图像之间除了可能相对的平移、旋转、尺度变换及其他几何变换外,通常还有不同的灰度特征。因此,不能直接用基于区域的简单方法。

现有的图像匹配技术大致分为两类:基于区域的方法和基于特征的方法。在基于区域的方法中,匹配的量测通常是正规化的互相关,各匹配窗口的中心作为控制点,用来求解两幅图像之间的变换参数。在最近的研究文献中,最新的一个方法是文献[48]中提出的计算上的视觉方法。在这个方法中,图像旋转是通过抽取被估计光流方向之间的不同获得的,或假定一个静止的光流源。图像的特征点通过使用一种基于 Gabor 小波分解<sup>[49]</sup>的生物机动的模型,围绕特征点的窗口使用一种基于区域的相关,以分层的方式进行相互匹配。

但是,像这样基于区域的方法对于多传感器图像定位问题不大适用,因为用来匹配的图像灰度特征差别很大,而基于特征的方法更为有效。一种技术<sup>[50]</sup>是使用辅助数据,比如被定位区域的高分辨率数字高度地图(DEM)。带有阴影效应的多传感器仿真图像是通过显示由传感器成像的几何条件所决定的 DEM 产生的。实际图像通过与仿真数据相关在 DEM 上定位。因此,多传感器图像在 DEM 提供的公共网格上相互定位。文献[50]的作者提出了一种用于多传感器区域边缘提取的分割方法和边缘检测的边缘算子,对来自 Landsat, Spot 和 Seasat 的边缘图像通过二元互相关技术进行匹配<sup>[2]</sup>。这种方法假定:要定位的图像基于先验信息是粗略对准的,并且残留的旋转误差小。文献[51]中提出的计划以不同的尺度从 Landsat 和 Spot 图像中提取特征,并用它们的结构特征对它们进行匹配,如椭圆度、粗细度、倾斜度等。文献[52]中用分



割技术提取封闭边缘作为匹配要素,但忽略了非封闭区域上好的控制点。文献[53]中提出了一个为 Spot 和 Seasat 定义的基于边缘的方法,一条长海岸线作为地标,使用一个尺寸空间模型,以由粗到精的方式进行匹配。文献[54]中在二值图像(“提取的特征”)区域使用最小二乘轮廓匹配法进行特征位置偏差的估计。基于边缘和轮廓的技术也常用于获得体视对应,但通常它们假定小位移以限制搜索空间。文献[55]、[56]中提出结构上的体视匹配技术,能匹配具有大旋转和位移的图像,但这种方法更适用于工业图像的定位,而不是自然遥感的图像,因为其中不容易建立符号表示的结构上的景物描述。

文献[57]中提出了两种基于图像定位的算法:一种基本的边缘匹配算法和一种光学对 SAR 图像定位的灵活的边缘匹配算法。所提出的算法是自动的,并且计算效率高。基本的边缘匹配方法使用双域值方法提取清晰的边缘,并且把它们分成两组:开边缘和封闭边缘。用链码相关和其他形状类似准则(如不变矩)匹配封闭的边缘。对于开边缘,明显的分割处如拐角点,首先被检测出来,并用于匹配过程,然后在变换参数空间里进行一致性检查。第一种方法对于具有好的边缘信息的图像很适用,比如来自 Landsat 和 Spot 卫星的光学图像。由于辐照的固有特征,雷达图像常带有斑点,通常的边缘检测算子用于雷达图像(如 SAR 图像时),会产生劣质的结果。因此,该文中发展了另一种光学对 SAR 图像定位的方法,它不是从光学和 SAR 图像分别提取边缘进行匹配。这里提出了一种更好的策略,使用光学边缘作为 SAR 图像边缘提取的初始向导。假定光学和 SAR 图像能粗配准,主动仿形模型为这一任务提供了理想的工具。该法是一种灵活的基于主动仿形模型的边缘匹配算法,它把光学图像的边缘作为初始条件,通过使用主动仿形模型获得 SAR 图像中的精确边缘位置。提出的灵活匹配技术的另一好处是,它能处理要匹配的图像之间的畸变。如果通过不同的传感器模态,边缘信息被保留下来,并且能成功地提取这些信息,则提出的



边缘匹配算法是鲁棒和精确的。计算机仿真<sup>[2]</sup>表明,提出的方法比在控制点处根据均方根误差的手工定位法性能要好。但是主动仿形模型也趋向于平滑尖锐拐角,这种算法的局限性还在于需要从光学图像中提取清晰明显的边缘作为初始边缘。

对应控制点的匹配方法在图像畸变时可能不鲁棒,因为几何变换方程不确定。当两幅图像不只是发生了平移和旋转变化时,利用平移旋转不变尺度的匹配方法可能不适用。对于特殊的地面图像,控制点可能不足或该法不能自动完成。研究者们已经注意到自动的多传感器图像定位的任务很复杂,觉得有必要在人工智能的框架下结合使用多种技术。另一方面,模板匹配算法因其直观、简便、全面,在地图匹配中的地位一直未被忽略。本章就使用了一种快速的模板匹配方法——位置-方向掩模法。这里的掩模是“屏蔽”的意思,就是在匹配过程中排除或屏蔽掉无须测试的位置和方向。

## 二、边缘提取算法简介

当观察物体时,首先看到最清楚的部分就是边缘。边缘是图像最基本的特征,可以被定义为局部区域图像特性的差异,它表现为图像上的不连续性,如灰度的不连续性、颜色的不连续性、纹理的不连续性等。边缘具有能勾画出区域的形状、能被局部定义、能经过编码传递大部分图像信息以及容易综合成大量各种各样的物体识别算法等许多优点。因而它在模式识别、图像分析、动态景物分析、计算机视觉、图像编码信息和传输等研究中作为重要特征而得到广泛应用。

边缘提取是图像分割和特征抽取的一个基本内容,是数字图像处理的主要基础之一。随着计算机使用和空间技术的发展,其理论和方法得到了迅速发展,现已成功地应用在许多领域。比如,航空航天中遥感图片的分析,生物医学领域中的显微图像、X光片的自动分析,工业中的无损探伤、零件检测,邮政通信中的信函分拣、



条形码识别、军事、政法中的侦察敌情、分析指纹等，都离不开边缘提取技术。

对于单色图像，通常认为边缘是灰度陡然变化的部分，Herskovits(见文献[2])提出了边缘的几种典型情况，如阶跃型、屋顶型、边缘-效应型、斜坡-阶跃型等，如图 8.1 所示。

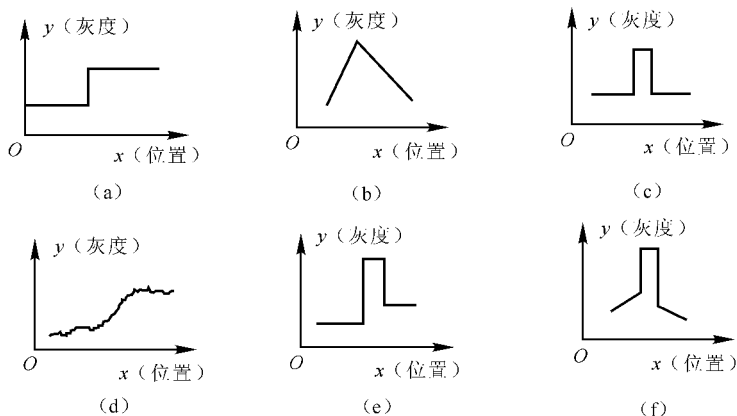


图 8.1 边缘类型

- (a) 阶跃型(灰级突变);(b) 屋顶型(灰级变化率突变);(c) 峰值脉冲;  
(d) 实际边缘(噪声干扰);(e) 斜坡-阶跃脉冲;(f) 屋顶脉冲

各种边缘提取方法通常围绕以下 3 个环节：

(1) 图像预处理。如图像增强(包括对比度增强、图像滤波、平滑、边缘锐化等)和构造变分辨率的图像锥体数据结构。

(2) 边缘要素检出。即求出构成边缘的点(称之为要素)，其方法有门限检测、评价函数极化值等。

(3) 后处理整形。即在要素检出的基础上进行要素增强、要素结合，从而提高边缘的质量。

在许多方法中，这 3 个环节已互相渗透、互相结合，甚至融合为一了。

边缘检测的研究起源于 20 世纪 50 年代末，经过几十年的发



展已提出了许多种基于不同图像模型、不同原理的边缘检测方法。目前对边缘提取方法的分类有多种方式,主要是因为各类方法之间的互相渗透、互相结合以及新型方法的不断涌现。

首先出现的是利用方向导数算子的线性边缘增强方法。最简单的导数算子是一阶偏导数,Pratt 定义了 4 个方向偏导数算子<sup>[2]</sup>,对角方向的边缘锐化可以由对角像素灰度相减得到。边缘图像可以用门限法获得。Prewitt 提出了 8 个  $3 \times 3$  模板<sup>[2]</sup>,即罗盘梯度(Compass Gradient),通过对原图像的每一个像素进行匹配卷积,取输出值最大的那个模板作为此边缘像素的取向。其后,Arggle 及 Mclead 等人又提出用高斯型加权函数作为边缘增强的梯度算法。

这些线性边缘锐化方法将引起高空间频率噪声增强。非线性边缘检测就是将去噪声平滑方法引入线性边缘检测方法,利用像素的非线性组合来解决以上问题。这方面有许多有名的算子,如 Robert, Kirsch, Sobel, Hale, Fre and Chen 等边缘检测算子,它们在提取边缘的同时又抑制了图像中的噪声。

由于微分算子在实际使用时,对噪声非常敏感,为克服这种不足,人们开始采用最佳拟合的边缘检测算法。此时,可设定一个特定函数如平面函数、曲面函数等,用此函数去和图像上一个像素点的领域内的灰度级进行拟合,再使用此函数的梯度作为该像素点的数字梯度的一个估值,如 Hueckel 的边缘拟合算法。由于选择了较大的窗口,利用正交函数构成拟合函数,且拟合函数对应的是图像的低频分量,所以这种方法有较好的抗噪能力。

边缘检测算法中较小的窗口模板,也即小尺寸窗口滤波器,如 Robert, 其分辨率性能较好,定位精度也较好。在小噪声条件下,其边缘检测性能最佳,但对噪声敏感;较大窗口尺寸的模板(如 Rosenfield 算子)则对噪声有较好的抑制作用,但在边界区域产生较宽响应,影响定位精度。另外,这些算子对曲线边缘的检测都有不同程度的断裂现象。由此可以看出:如何解决“定位精度和抑制



噪声”之间的矛盾是当前边缘检测的核心。

在实际图像处理中,边缘精确检测技术具有相当难度。对自然图像,检测的主要困难在于,这些变化发生在一个很宽的尺度范围内。如果分别地看每个图像的像素,就会发现像素与像素之间的灰度级在变化。通常,在一定范围内存在着一致的变化。实际图像中的大多数边是锐边,其灰度变化是由少量像素上的陡变组成。还有一些边是被模糊了的,其对应的灰度变化是在大量的像素上缓慢增加,这些不同类型的灰度变化在图像中是不可分的。因此仅用一个算子不可能对检测不同程度的灰度变化都是最佳合适的。正是这个问题促使人们开始研究使用不同尺寸的算子。小尺寸的算子用于检测窄的边缘宽度,而大尺寸的算子则用于检测宽的边缘宽度。

边缘检测问题在频率中也就是图像滤波问题。图像滤波的目的是去掉不需要的频率成份,降低强度变化,表现为要求滤波器必须要有小的带宽  $\Delta\omega$ ;同时为了准确地定位边缘,附近领域的影响也必须限定在小的区域  $\Delta x$  内。但是空域和频域的这两个要求是彼此冲突的。Marr 和 Hildreth 等人依据不定性原理

$$\Delta\omega\Delta x \geq 1/2 \quad (8.1.1)$$

得出结论:使空域不确定性极小化(即  $\Delta\omega\Delta x = 1/2$ )的是高斯分布函数

$$G(x) = 1/[(2\pi)^{1/2}\sigma]\exp[-x^2/(2\sigma^2)] \quad (8.1.2)$$

并对图像滤波的高斯分布函数的方差  $\sigma$  确定了滤波比例关系。由此,Marr 和 Hildreth 提出了高斯-拉普拉斯算子,这是一个无方向算子,具有线性特性和比例特性,是将高斯滤波和拉普拉斯运算两步合成一步来完成的。它第一次利用了“零交叉点”的概念,增加了边缘的定位型。高斯-拉普拉斯边缘检测器在假定沿边界区域方向图像的灰度变化是线性的条件下,其定位是准确的,且和沿梯度方向变化的二阶导数算子的定位是一致的。一般都假定边界模型



满足这一条件或认为边界可分段线性逼近。但对实际图像,将边界假定为直线所得的定位结果会产生不可忽视的误差,特别是检测小物体和明暗对比度较低时误差更大。

另一方面, J. Canny<sup>[58]</sup> 又从另一个角度研究了被噪声污染了的阶跃边缘检测问题,他认为检测器应满足约束条件:① 错误率低;② 边缘点位置精确;③ 对边缘的响应单一。Canny 利用数学中的约束优化推论,在一维情况下,高斯函数的一阶导数是阶跃边缘检测器的近似最佳冲击响应,其思想和 Marr 推出的算子相吻合。Canny 算子也可以用小波变换的理论来解释,它实际上就是一种基于小波变换的图像边缘检测方法。近年来,小波变换的数学理论和方法引起了科学界的广泛重视。传统的时域方法完全在时域中研究信号,在频域中没有分辨率;傅里叶变换将信号变换到频域中进行研究,在时域中没有任何分辨率。在信号分析中面临着时域和频域局部化的矛盾。窗口傅里叶变换在一定程度上解决了时域局部化的矛盾。窗口傅里叶变换的窗函数选定后,窗口大小和形状也就选定了,即加窗傅里叶变换函数所确定的窗口有相同的时宽和频宽,因此不能敏感地反应信号的突变。在实际信号分析中,很难同时兼顾高频和低频要求。在检测高频时,采用窄的时间窗,宽的频率窗;在检测低频时,则采用宽的时间窗,窄的频率窗。小波分析正是基于上述思想产生的。小波变换的方法发展了加窗傅里叶的局部化的思想,成为一个新的数学分支。小波分析的方法被认为是近年来在工具和方法上的重大突破。它是处理突变信号或处理孤立奇异函数的有力工具。这里采用的小波函数和前面所述的高斯函数都是在 $(-\infty, +\infty)$ 上定义的,但在实现此滤波器时是采取在有限区间的截断,而这种截断将影响边缘定位精度。

另外,还有一些其他的边缘算子和检测方法,如沈俊(1986年)提出用双边指数滤波器处理<sup>[2]</sup>,李玉山(1988年)提出修正的递归指数滤波器方案<sup>[2]</sup>,其效果已达到最佳状态。文献<sup>[59]</sup>中也



提出了一种更好的 EXM(Expansion Matching) 边缘提取算子,它属于使具有分辨率的信噪比(DSNR)最优的边缘检测算子。EXM算子对阶跃边缘的响应更加尖锐,对于非常高的噪声水平,尖峰定位也很精确,而且与 Canny 算子相比,偏离中心的响应很小。

以上高斯-拉普拉斯算子、Canny 算子和 EXM 算子等边缘提取方法都牵涉到比例尺(scale) $\sigma$ 的特性和选择。一般来说,在图像中大范围灰度变化的频谱集中在低频,用高值 $\sigma$ 检测,其低通效果好且抗噪性能强,但边缘定位精度下降,有时一些边缘检测不到;小范围灰度变化的频谱集中在较高频区域,用低值 $\sigma$ 检测,其定位性能较好,但对噪声很敏感,有时检测结果出现虚假边缘,因而在实际中可能需要经过多次实验调出最佳参数 $\sigma$ ,以使用 $\sigma$ 实现对图像中灰度变化范围的选择,同时对抗噪性能和边缘定位的精确性这对矛盾进行最佳折衷。当采用合适的算子与图像卷积之后,由过零点和过零点的斜率大小就可确定边缘点。进行边缘检测和滤波时,应设法使作为边界预处理的平滑滤波器曲线中心部分足够尖锐,来提高定位精度,同时应采用无限大窗口,避免截断效应,以便有效地抑制噪声。这种方法要调整参数、尺度、窗口大小,因此也不是一件容易的事情。

F. Bergholm(1987年)提出用边缘聚焦(Edge Focusing)算法来妥善解决抑制噪声与保持有用边界定位精度的矛盾,边缘聚焦算法首先采用强匀滑图像以清除噪声,然后再采用类似自动图像处理方法,逐步聚焦来达到准确定位。

松弛法也是一种较有影响的方法,这是一种用兼容性参与决策,在每次迭代中调整标号的动态调优的标号方法。另外,还有许多建立在其他理论基础上的新方法,如利用统计理论作检测的方法,利用启发式原理的方法,利用随机场理论的方法,利用模糊理论的方法,利用小波变换理论的方法,利用神经网络和人工智能的方法,等等。对一些图像如遥感图像、体视(Stereo)图像等要求边界



定位精度具有  $1/n$  像素大小,即亚像素精度(Subpixel Precision)。这样,上述这些常用的边缘检测算子均不适用,可采用 Hueckel 算子和 Tabatabai 算子等。此外,还有许多专门针对彩色图像、三维图像和运动图像进行边缘检测的方法,因篇幅有限,这里不再一一叙述。

几十年来,尽管人们对边缘检测做了大量的研究,并取得了重大的进展,但是边缘提取仍一直是数字图像处理中较困难的一个课题,其理论和方法还很不完善,许多关键问题还没有得到满意的解决,如边缘检测器对噪声的敏感性及由此引起的虚假检测问题,检测灵敏度及漏检测问题,检测边缘的位置精度,边缘的细度和连续性,检测性能的评价问题,视觉理论与多尺度空间问题等。目前,许多方法都有一些不足,其中一部分原因在于很难寻找一个普遍适用的合适的边缘定义,这样狭隘的边缘概念最终将制约提取算法的使用。例如,假定边缘是理想阶跃的,检测算法对寻找屋顶状边缘和纹理边缘将是无效的。对于许多算法,另一部分原因在于制定边缘像素的判定准则时,不能利用该像素邻域内的局部边缘结构,尤其是非序贯检测法。

在地面图像中,地面特征多种多样,分割这些特征的边缘种类也很多,高质量的边缘提取尤为困难。实际上,对于地面图像这类复杂的自然图像,最优边缘通常很难直接找到,因此采用仿真和最优化后验分布的迭代算法使边缘动态地趋向最优解。根据贝叶斯统计理论,用这种统计方法进行建模和处理图像数据能够合理应用可获得的先验信息<sup>[60]</sup>。主动仿形法最近已发展到了在解的初始猜测领域寻找最优边缘。使边缘自动趋向全局最小能量状态的过程是用模拟退火计划来完成的,H. L. Tan 等人在文献[61]提出的用模拟退火进行成本最小化的边缘提取方法在理论和方法上都是一种新的尝试,具有明显的优越性。

H. L. Tan 等人定义“边缘”是图像中分割两个有明显差异特



征的区域的界限,差异的原因可能是多个因素的组合,如物体的几何形状、表面反射特征、观察点及照明度等。“差异”这一词是广义的,它包括了图像中光强值的任何特征差异。因而,这一边缘的定义外延很广,既包括了灰度边缘又包括了纹理边缘。他们认为,边缘除了有分割差异区域的基本特征外,还应具有某些期望的拓扑特征,尤其是边缘应能精确分割差异区域,应当细且连续,并有足够的长度。他们构造的代价函数不仅利用了图像数据的信息,也利用了局部边缘结构的信息。

已有大量工作把模拟退火法应用于图像恢复和图像分割。这些方法中代价函数是基于模型的。随机场参数与图像特征之间的关系不清楚,参数不是假定已知就是必须利用数据估计,而且不能分析最优温度表格对参数的依赖情况。与此相反,H. L. Tan 等人提出的代价函数是试探性的,加权参数与图像特征之间存在着可分析的关系,能根据期望特征来选择参数。此外,还能分析最优温度表格对参数的依赖关系,具有很大的灵活性。

### 三、INS/SAR 组合导航系统中的图像匹配方法

综合以上情况,INS/SAR 组合导航系统中所采用的图像匹配方法如下:

(1) 基准图中用模拟退火法提取边缘,然后提取特征点(主要是封闭边缘的质心和不同锐度的角点组)进行距离变换,同时选定 SAR 实时图像中的窗口位置。

(2) 实时图中相应窗口内的边缘提取,以相应基准图的边缘作为初始边缘组态。正常导航状态下,退火初始温度可取较低;搜索时,则取高一些。如果没有相应的初始边缘,则在窗口内选取一致分布的随机边缘,并取得足够高的初始退火温度。然后在边缘图像的基础上进行特征点的提取。

(3) 把实时图中各窗口作为模板,分别在基准图中相应的区



域进行位置-方向掩模。正常导航状态下,给定的匹配空间小;搜索时,给定的匹配空间大。或者,首先都给定小的匹配空间,若在给定的搜索空间未搜索到时,可继续在原搜索空间外围进行搜索,如此下去,使给定的搜索空间逐步增大。必要时,在候选匹配位置做更为仔细的边缘匹配,以剔除野值。

(4) 对各窗口匹配后得到的水平位置偏差和方向偏差则采用最大似然估计将其融合为单一的偏差估计和对应的估计误差方差阵。

在目标识别中,则提取整幅实时图像的边缘,用目标模板在整幅图像中搜索。

该方法具有以下几个特点:

(1) 使用的地形特征类型广泛,可保证更新能以足够高的频率进行,从而维持高的导航精度。而有的地图匹配方法只用线特征(如道路、河流)或点特征(如浮标、灯塔)等,这样就限定了更新频率。因为基于 SAR 传感器的更新是以具有特定 RMS 误差特征点定位形式建模的,如果在当前位置获得的实时图像中检测不到相应的地形特征,就不能给出定位或修正信息。本章用模拟退火进行代价最小化的边缘提取方法能提取多种类型的边缘,在其基础上的特征点不仅包括封闭边缘的质心,也包括不同锐度的角点组,因而包含了多种地形特征信息,如建筑物、山脉、道路等,在各种各样的地面图像中都能提取出相应的特征点。

(2) 可利用数字地图和当前的导航信息提供尽可能多的先验信息来辅助 SAR 特征提取,这大大提高了特征提取的可靠性。

(3) 该法优于灰度图像相关法,因为对于特征边缘中的变化和数字地图中不可避免的误差来说,它更加鲁棒。

(4) 该匹配算法的结构图见图 8.2,虚框内表示某些情况下可省去的环节。本章将在下面两节详细介绍该匹配方法中的两个主要环节——利用模拟退火的边缘提取算法和利用位置-方向掩模



的快速模板匹配方法。

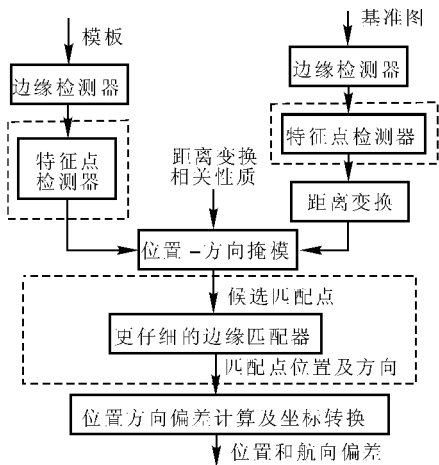


图 8.2 一种匹配算法的结构框图

## 8.2 模拟退火边缘提取算法<sup>[63]</sup>

如果把一幅二值边缘图像看做一个边缘组态(边缘点用 1 标记,非边缘点用 0 标记),并在考虑边缘特征、局部形状和连续性等基础上构造边缘组态的代价函数,代价函数值最小时所对应的边缘组态即为所要提取的边缘图像。这样,边缘提取的问题就转化成了组合优化问题,而代价最小化的过程可以由模拟退火法来完成。

利用模拟退火算法进行代价最小化来提取图像边缘的方法,在很大程度上克服了以往边缘提取算法中断点多、线条多、定位精度差、虚假边缘多等缺点,具有一定的优越性。图 8.3 显示了该法的框图。首先是差异增强,该增强过程根据一个用户定义差异增强函数  $f(R_1, R_2)$  来增强图像中优秀的边缘候选点。代价函数是



基于增强后的图像定义的,它是五个代价因子的加权和。用模拟退火技术寻找代价函数的一个适当的低代价解就可把边缘提取出来。因为差异测量函数由用户定义,代价的加权系数是根据期望边缘特征选择的。此外,该方法还能分析最优温度表对参数的依赖关系,所以具有很大的灵活性。而且,该方法能提取各种类型的边缘(包括灰度边缘和纹理边缘),所提取出的边缘细、连续且准确。

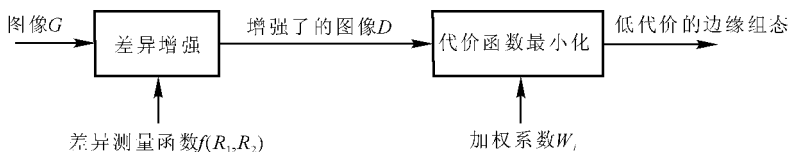


图 8.3 代价最小化方法框图

下面对该法进行详细的介绍。

### 一、边缘的数学描述

一幅图像可以被看成是空间各个坐标点上强度的集合,它最普遍的数学表达式为  $I = f(x, y, z, \lambda, t)$ 。其中  $x, y, z$  是空间坐标,  $\lambda$  是波长,  $t$  是时间,  $I$  是图像点的强度。这样一个表达式可以代表一幅幅活动的、彩色的、立体的电视图像。而对于静止的平面单色图像来说,其数学表达式可以简化为  $I = f(x, y)$ ,  $f(x, y)$  为二维亮度函数,由于光是能量的一种表现形式,所以  $0 < f(x, y) < \infty$ 。为适应计算机的需要,模拟连续的图像必须经采样、量化,变换为数字离散图像。平面单色离散图像可以表示为像素的二维阵列  $f(i, j)$ ,  $1 \leq i, j \leq N$ , 其中  $f(i, j)$  为图像点  $(i, j)$  处的灰度值。这里主要研究平面单色离散图像的边缘提取。

要提取高质量的边缘,首先要对边缘进行准确的数学描述,现给出如下描述:



一个边缘组态  $S$  就是像素  $S(i, j)$  的二维阵列  $S = S(i, j)$ ,  $1 \leq i, j \leq N$ , 每个像素  $S(i, j)$  是一个二元值, 取 0 或 1。若  $S(i, j) = 1$ , 像素  $S(i, j)$  称为边缘像素; 否则称为非边缘像素。令  $S$  表示所有可能边缘组态的集合。

令  $V_{ij}(s)$  表示  $s \in S$  中由  $S(i, j)$  的邻点组成的 8 个像素的集合,  $W_{ij}(s)$  表示  $s \in S$  中由  $S(i, j)$  的邻点及  $S(i, j)$  本身组成的 9 个像素的集合。此外, 令  $L$  表示像素位置的  $N \times N$  点阵,  $L_{ij}$  表示以位置  $(i, j)$  为中心的  $3 \times 3$  的点阵。当无须用像素位置的特定符号  $(i, j) \in L$  时, 可用  $l \in L$  表示该像素的位置。

一条路是边缘像素  $e_1, \dots, e_k$  的一个非空序列, 且对  $1 \leq k \leq K-1$ ,  $e_k$  是  $e_{k+1}$  的邻点。一条通路是边缘像素各不相同的路。一条环路是起始和终止边缘像素相同, 而起始与内部的边缘像素不同的路, 且至少有一个内部像素。一个边缘像素集合  $A$  是连通的, 如果对任何不同的  $e, e' \in A$ , 在  $A$  内有一条从  $e$  到  $e'$  的通路。设  $B$  为一个边缘像素的集合 (不一定是连通的), 那么存在  $B$  的一个划分, 将其分为非空的连通子集  $B_1, \dots, B_k$ , 且当  $j \neq k$  时,  $B_j \cup B_k$  不连通。 $B_1, \dots, B_k$  称为  $B$  的最大子集或  $B$  的分量。对任何像素集合  $C$ ,  $\|C\|$  表示  $C$  中不同的边缘像素的个数。

定义 1: 一条边缘  $E$  是边缘组态  $S$  中边缘像素集合的一个最大连通子集。

定义 2: 一条边缘  $E$  的一段是  $E$  的一个连通子集。

定义 3: 一个边缘像素若不在任何边缘点数目为 3 的环形边缘中, 则称之为“细边缘像素”; 否则称为“粗边缘像素”。一条边缘若只包含细边缘像素称为“细边缘”; 否则称为“粗边缘”。如图 8.4 中的边缘就包含了一条长度为 3 的环路, 可看到从  $e$  到  $e'$  有两条毗邻的通路。

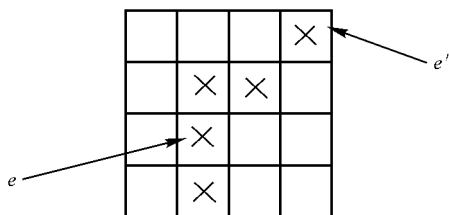


图 8.4 包含了粗边缘像素的边

## 二、图像的差异增强<sup>[2]</sup>

边缘提取之前先进行图像的差异增强。前面提到边缘的基本特征就是分割差异区域,因此在差异增强过程中,把大值赋给图像中具有此基本特征的点,并尽量保证这些增强点精确定位。

增强图像  $D$  是像素  $d(i, j)$  的二维阵列,其中每个像素值与该像素位置处的区域差异度成正比,像素值的范围  $0 \leq d(i, j) \leq 1$ ,其值较大地接近于 1 的像素点是边缘的优秀候选点。差异增强要求很好地定义在边缘两边的被考虑区域及测量被考虑区域之间差异的函数。

被考虑区域是根据选定的边缘结构的集合定义的,这个边缘结构的集合叫基极。这里采用的基极由 12 个细边缘结构组成<sup>[2]</sup>,图 8.5 列举了其中几个,画了圈的边缘像素作为边缘结构的中心。对每个边缘结构,定义边缘两边的一对区域,并分别记为  $R_1$ ,  $R_2$  (对应于图 8.5 中的非阴影区域和阴影区域),这些区域是差异测量函数所要利用的被考虑区域。根据实际情况及所使用的特定的差异测量函数,可定义更大(或更小)的区域作为  $R_1, R_2$ 。对于提取多分辨率和多尺度的边缘,可相应的选择  $R_1$  和  $R_2$  区域的大小,这有待深入研究。

测量区域  $R_1$  和  $R_2$  之间差异性的函数用  $f(R_1, R_2)$  表示。这个测量函数可以是  $R_1$  和  $R_2$  的平均灰度差值的绝对值,或是基于灰



度值的统计或结构特性的较复杂的测量函数。在没有实现限定差异特征时,这种差异增强的方法有很大的灵活性。而许多其他的检测算法仅采用某一特定的边缘定义并只寻找那种边缘。

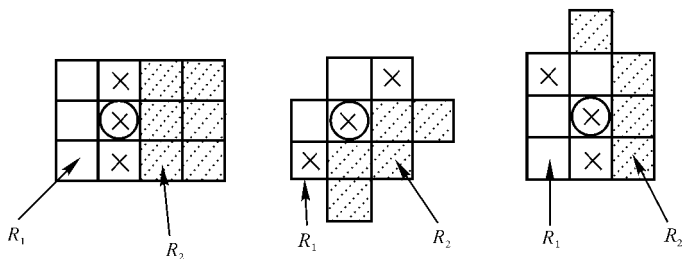


图 8.5 用来进行差异增强的边缘结构模板示例

现在描述从原始图像  $G$  获得增强图像的过程,步骤如下:

第 1 步:首先将所有像素  $d(l)$  置为 0。

第 2 步:在每个像素位置  $l$  执行以下步骤。

(1) 分别把基集里每个边缘结构以位置  $l$  为中心置于原始图中,对于每个边缘结构,原始图中对应的成对区域  $R_1$  和  $R_2$  就确定了,计算出  $f(R_1, R_2)$  的值,使  $f(R_1, R_2)$  值最大的结构被选为最佳匹配边缘结构。注意到基集中每个边缘结构恰好包括三个边缘像素,用  $l, l_1, l_2$  来表示最佳匹配边缘结构所包括的三个边缘像素的位置。

(2) 接着,向某一方向移动,选定最佳匹配边缘的位置来进行非最大抑制。对垂直、水平、对角边缘的结构,移动方法是在与该边缘垂直的方向上将边缘位置移动一个像素。而对其他边缘结构的移动方法是分别在以下四个方向上将边缘位置移动一个像素:上、下、左、右。对每条移动后的边缘,确定  $R_1, R_2$  的新区域,并计算相应的  $f(R_1, R_2)$  值。

1) 如果移动最佳匹配边缘结构后没有得到更大的  $f(R_1, R_2)$  值,则令



$$\delta = f(R_1, R_2)/3$$

其中,  $f(R_1, R_2)$  是最佳匹配边缘结构在  $l$  处的值。然后给像素  $d(l), d(l_1), d(l_2)$  分别加上  $\delta$ 。

2) 反之, 不改变任何像素值。

第 3 步: 最后, 把值大于 1 的像素值  $d(l)$  用 1 代替, 保证  $0 \leq d(l) \leq 1$ 。

### 三、代价函数

#### 1. 代价函数的数学表达

定义 4: 设  $l$  为点  $(i, j)$  的位置, 则边缘组态  $S$  中, 在像素位置  $l$  的“点代价”定义为下列加权“点代价因子” $C_i(S, l)$  的线性和, 即

$$F(S, l) = \sum_i W_i C_i(S, l) \quad (8.2.1)$$

其中,  $W_i \geq 0, 0 \leq C_i \leq 1, i \in c, d, e, f, t$ 。  $C_c$  是曲度点代价因子, 其作用是平滑或去除曲度大的边缘;  $C_d$  是差异点代价因子, 它与增强图像的像素值有关, 其作用是把边缘点置于周围区域差异很大的像素位置处;  $C_e$  是边缘点数目点代价因子, 其作用是避免提取出来的边缘点数目过多;  $C_f$  是碎片点代价因子, 其作用是连接断裂的边缘或去除碎片状的边缘;  $C_t$  是粗度点代价因子, 其作用是去掉粗边缘点。

定义 5: 边缘组态  $S \in s$  的“总代价”是图像中各像素位置的点代价的和, 即

$$F(S) = \sum_{l \in L} F(S, l) \quad (8.2.2)$$

$s$  表示所有可能边缘组态的集合,  $L$  表示  $N \times N$  个像素位置的点阵。

这个总代价就是用来估计边缘质量的代价函数, 其大小由边缘组态  $S$  决定。设图像有  $N \times N$  个像素, 可能的边缘组态就有  $2^{N \times N}$  个, 这个数目随图像像素的增多以指数规律增长, 而且会出现很多代价函数的局部最优解。在这种情况下, 用模拟退火法寻优效果较



好。退火算法实际执行时也可能产生局部极小,但对于这种边缘提取方法,相对代价较小的边缘组态所对应的结果已经非常令人满意了。

定义 6:对任何一对边缘组态  $S, S' \in s$ ,从  $S$  到  $S'$  的“代价增量”为

$$\Delta F(S, S') = F(S') - F(S) \quad (8.2.3)$$

总代价也可用“总代价因子”  $C_i(s)$  的和来表示,即

$$F(S) = \sum_i W_i C_i(S) \quad (8.2.4)$$

其中,  $C_i(S) = \sum_{l \in L} C_i(S, l)$ 。

同样,代价增量可用 5 个“代价因子增量”  $\Delta C_i(S, S')$  的和来表示,即

$$\Delta F(S, S') = \sum_{i=1}^5 W_i \Delta C_i(S, S') \quad (8.2.5)$$

其中,  $\Delta C_i(S, S') = \sum_{l \in L} [C_i(S, l) - C_i(S', l)]$ 。

## 2. 代价因子的定义

在下文的讨论中,“端点”是指最多只有一个相邻边缘像素的边缘像素,“非孤立端点”是恰好只有一个相邻边缘像素的边缘像素,“孤立端点”是没有相邻边缘像素的边缘像素。

设边缘像素  $s(l)$  不是端点,那它至少是一对直边缘线段的连接点(或称为普通点)。设  $n$  为被  $s(l)$  连接的不同直边缘线段对的最大数目。 $\Phi_i(l)$  为第  $i$  对直边缘线段之间较大的那个夹角,令  $\theta_i(l) = \Phi_i(l) - 180^\circ$ ,曲度  $\theta(l)$  定义如下(可能取值为  $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 130^\circ, 135^\circ$ ):

$$\theta(l) = \begin{cases} \max_{1 \leq i \leq n} \theta_i(l), & \text{若 } s(l) \text{ 是一非端点边缘像素} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

其中,图 8.4 中边缘点  $e$  的曲度  $\theta = 130^\circ$ 。

曲度点代价因子为



$$C_c(s, l) = \begin{cases} 0, & \theta(l) = 0^\circ \\ 0.5, & \theta(l) = 45^\circ \\ 1.0, & \theta(l) \geq 90^\circ \end{cases}$$

区域差异点代价因子定义如下：

$$C_d(s, l) = \begin{cases} 0, & s(l) \text{ 是边缘像素} \\ d(l), & s(l) \text{ 不是边缘像素} \end{cases}$$

边缘点代价因子为

$$C_e(s, l) = \begin{cases} 1, & \text{若 } s(l) \text{ 是一边缘像素} \\ 0, & \text{若 } s(l) \text{ 不是边缘像素} \end{cases}$$

碎片点代价因子定义如下：

$$C_f(s, l) = \begin{cases} 1.0, & \text{若 } s(l) \text{ 是一孤立的端点边缘像素} \\ 0.5, & \text{若 } s(l) \text{ 是非孤立的端点边缘像素} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

边缘粗度点代价因子为

$$C_t(s, l) = \begin{cases} 1, & \text{若 } s(l) \text{ 是一粗边缘像素} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

这些不同的代价因子之间的相互作用是相当复杂的。但可以推导出它们之间某些有价值的关系，用来制定选择加权参数的原则性方法。

在代价最小化的过程中将反复运用点代价和代价增量，因此高效率地计算它们非常重要。

计算点代价：把影响每种因子的信息综合，并按能提高计算效率的形式组织排列，将大大节约计算时间。这可以通过图 8.6 所示的判决树结构来实现。

计算代价增量：由式(8.2.2)和式(8.2.3)，从  $S$  到  $S'$  的代价增量可记为点阵  $L$  上各点处的差  $F(S', l) - F(S, l)$  之和， $L$  中有  $N^2$  个位置。下面的定理指出通过适当地限制  $S$  到  $S'$  的选择，代价增量的计算可简化为求  $L$  的一个小子集上各点代价差之和。

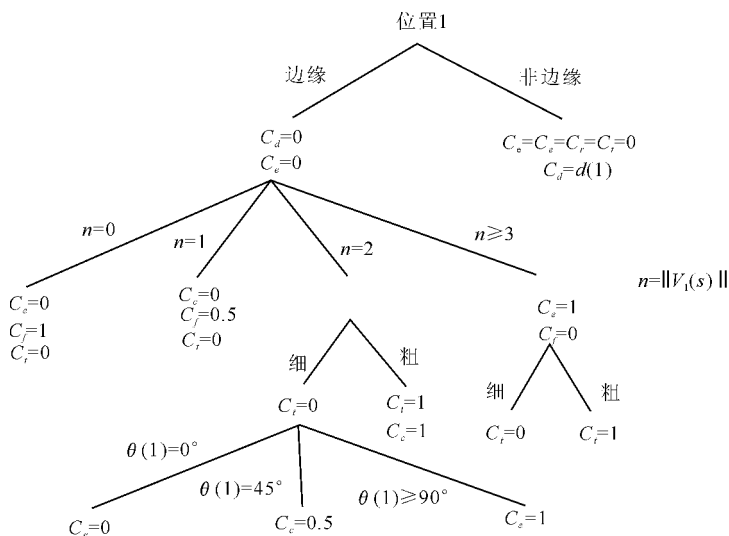


图 8.6 计算点代价的判决树

**定理 1** 若  $S, S' \in s$  ( $s$  表示所有可能边缘组态的集合) 除了在位置  $l_0 \in L$  外是相同的边缘组态, 那么

$$\Delta F(S, S') = \sum_{l \in L} [F(S', l) - F(S, l)] = \sum_{l \in L_{10}} [F(S', l) - F(S, l)] \quad (8.2.6)$$

与式(8.2.6) 等价的一个表达式是

$$\Delta F(S, S') = \sum_i W_i \Delta C_i(S, S') \quad (8.2.7)$$

式中

$$\Delta C_i(S, S') = \sum_{l \in L} [C_i(S', l) - C_i(S, l)] = \sum_{l \in L_{10}} [C_i(S', l) - C_i(S, l)]$$

因为  $C_i(S, S')$  仅依赖于以  $l$  为中心的  $3 \times 3$  窗口中的像素, 所以  $\Delta C_i(S, S')$  仅依赖于以  $l$  为中心的  $5 \times 5$  窗口中的像素, 这在以后



将反复用到。

用定理 1 可以顺序计算出在多个像素位置上不同的两个边缘组态之间的代价增量,数学描述如下:若  $S, S'$  在  $K$  个位置上不同,那么存在一系列边缘组态  $S = S_1, S_2, \dots, S_k = S', S_k$  与  $S_{k+1}$  仅在一个位置上不同,并且

$$\Delta F(S, S') = \sum_{k=1}^{K-1} \Delta F(S_k, S_{k+1})$$

对于远小于  $N \times N$  的  $K$  值,这个计算代价增量的间接方法特别有效。

#### 四、最小代价组态的特征与加权系数的关系

现在分析最小代价组态中边缘的某些特性。这些特性包括边缘粗度、长度和连续性。边缘的特性与代价因子的加权系数有关系,因此,合理地选择加权系数对于保证边缘的优良性能是很关键的。选择加权系数的方法将基于下述几个定理,定理证明见文献 [62] 中的附录。

##### 1. 细边缘

前边关于边缘的数学描述中边缘概念的一个重要方面是边缘为细的。下面的定理给出了最小代价状态中细边缘的充分条件。

**定理 2** 若  $W_t > 2W_f - W_c + W_d - W_e$ , 那么在任意最小代价状态中无粗边缘。

##### 2. 差异阈值(门限)

一个边缘像素将被提取,当且仅当对应位置处的差异值足够大。下面的定理给出了最小代价状态中差异值的下界。

**定理 3** 设  $S_c$  是一个无粗边缘的最小代价状态,则有:

(1) 若  $d(l) > [\max(7W_c + 7W_T, W_f) + W_e]/W_d$ , 则  $S_c$  在  $l$  处有一个边缘像素。

(2) 若  $S_c$  在  $l$  处有一个边缘像素,则必有  $d(l) > [\min(W_c - 2W_f, -W_f) + W_e]/W_d$ 。

(3) 当且仅当  $d(l) \geq W_e/W_d$  时,  $S_c$  在  $l$  处有一个端点边缘像素。



如果  $W_c = W_f = W_t = 0$ , 那么合并定理 3 中的(1), (2) 可得到:  $S_c$  在  $l$  处有一个边缘像素, 当且仅当  $d(l) \geq W_e/W_d$  (这在  $S_c$  是粗边缘的情况下也成立)。在这种情况下, 代价函数最小化的方法相当于逐点检测边缘像素的简单门限法。

定理 3 给出了如何选择与差异测量函数  $f(R_1, R_2)$  相匹配的加权系数的有关信息。注意到前边对于每个在  $l$  处包含边缘像素的局部最佳匹配边缘结构,  $d(l)$  以步长  $f(R_1, R_2)/3$  增长。如果  $d(l)$  增长了三次, 而  $f(R_1, R_2)$  是不变的, 那么要在  $l$  处提取一端点边缘像素只需  $f(R_1, R_2) \geq W_e/W_d$ 。根据定理 3, 定义  $\xi = W_e/W_f$  为差异门限。

### 3. 最短边缘长度和间隙长度

前边关于边缘的数学描述中边缘概念的另一个重要方面是边缘足够长且连续。要求边缘和边缘之间间隙的长度值大时, 短的局部碎片状的边缘将被连接成成长的连续的边缘。下面的定理给出了最小代价状态中的边缘长度和间隙长度的下界。

定理 4 设  $S_c$  为无粗边缘的最小代价状态, 若  $S_c$  中一条边缘  $E$  包含至少两个端点, 那么  $\|E\| \geq W_f/(W_d - W_e)$  (设  $W_d > W_e$ )。

定理 5 设  $S_c$  为粗边缘的最小代价状态, 如果能在  $S_c$  中的两个边缘端点之间建立一条无粗边缘的直通路  $E$ , 那么  $\|E\| \geq (W_f - 2W_c)/W_e$ 。

根据定理 4 和定理 5, 定义  $\eta_e = W_f/(W_d - W_e)$  为最短边缘长度,  $\eta_g = (W_f - 2W_c)/W_e$  为最短间隙长度。

代价因子加权系数可根据这节讨论的定理和定义选择。

## 五、用模拟退火法进行代价最小化

算法框图见图 8.7, 模拟退火算法的原理见文献[63]。该退火算法产生了一个离散的马尔可夫链  $X_k$ , 产生初始状态的概率分布选取状态空间上的一致概率分布。状态转移的概率分布和温度表主要依据 Hajek 理论<sup>[64]</sup> 来设计。

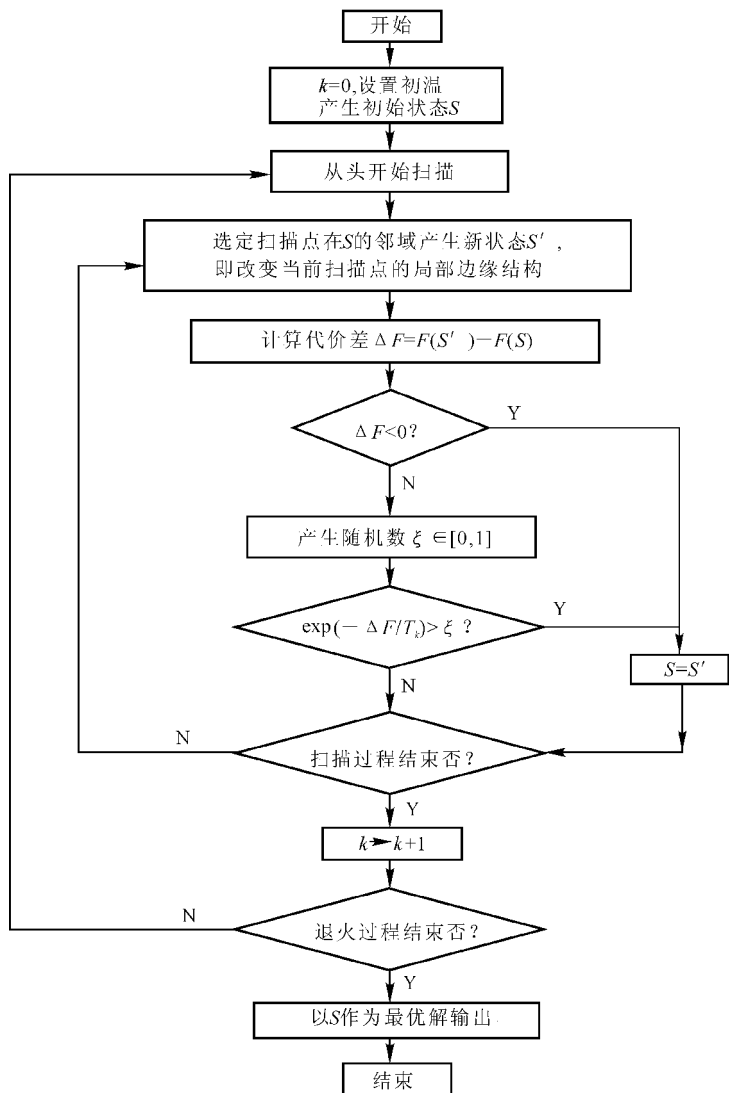


图 8.7 用模拟退火法进行边缘提取的过程框图



### 1. 产生候选状态的方法

产生候选状态的方法是基于下面将要描述的 5 种可能策略的组合。每种策略中,假定位置  $l \in L$  已给定,选择  $l$  的方法将在后面讨论。设  $X_k = S$  为当前状态,  $Y_k = S'$  为候选状态。

(1) 单像素改变:通过对在当前状态  $S$  中位置  $l$  处的边缘标记求补来产生候选状态  $S'$ 。

(2) 双像素改变:随机地选一相邻位置  $l' \in L_1$ ,并通过对在当前状态  $S$  中位置  $l, l'$  处的边缘标记求补来产生候选状态  $S'$ 。

(3) 单像素移动:这一方法局部地改变窗口  $W_l(S)$  中的边缘标记,候选状态  $S'$  与当前状态  $S$  除了  $W_l(S)$  中的像素外完全相同,有 14 个边缘结构的变换方法,举两例见图 8.8(a)。如果  $W_l(S)$  中的边缘结构是 14 个边缘结构之一,根据给定的边缘结构变换法标记  $W_l(S')$  中的像素。图 8.8 中箭头右边显示了变换后  $W_l(S')$  中对应的边缘结构,若右边有两个可能的转换形式,那么选用其一的概率是相等的。如果  $W_l(S)$  不对应 14 个边缘结构中的任意结构,那么  $W_l(S')$  中的结构与  $W_l(S)$  中的结构完全相同。

(4) 多像素移动:这个产生候选状态的策略与策略 3 非常相似,只是边缘扰动更明显。另外,候选状态  $S'$  与当前状态  $S$  除了  $W_l(S)$  中的像素外完全相同,举一例见图 8.8(b)。

(5) 窗口区域改变:这个产生候选状态的策略基于随机改变窗口  $W_l(S)$  中的边缘标记。候选状态  $S'$  与当前状态  $S$  除了  $W_l(S)$  中的像素外完全相同。 $W_l(S')$  中的像素是随机标记。

产生候选状态总的方法如下:首先随机选一位置  $l$ ,然后以概率  $P_i$  选一策略  $i$ (与  $l$  不相关),  $P_i$  由实际应用的情况决定。这个过程(隐含地)确定了转移分布概率。此外,容易看出,此模拟退火过程是不可简约且弱可逆的。

按某一特定顺序选择  $l$  可替代随机选择下一位置  $l$  的方法。最简单的顺序选取方法是以光栅扫描的形式。实验显示,光栅扫描和随机地选取这两种方法所得结果非常相似。

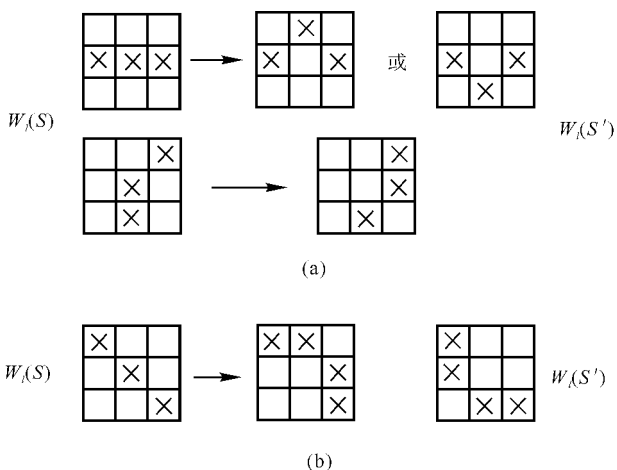


图 8.8 局部边缘结构变换法示例

(a) 策略 3 的边缘结构变换法示例; (b) 策略 4 的边缘结构变换法示例

由前面可知,如果在位置  $l$  重新标记一个像素,产生的代价增量仅依赖于以  $l$  为中心的  $5 \times 5$  窗口中的像素。因此,若两位置  $l_1, l_2$  之间存在至少 4 个像素,那么分别改变以  $l_1, l_2$  为中心的  $3 \times 3$  窗口中的边缘标记所产生的相应代价增量是相互独立的。而且,以上讨论的所有策略至多改变以所选位置为中心的  $3 \times 3$  窗口中的边缘标记,因此同时改变一  $N \times N$  图像中  $N \times N/25$  个位置处的边缘结构,该模拟退火法可并行执行。这种并行执行过程相当于以交错光栅扫描形式选择下一个  $l$  的顺序执行过程。实验显示,这两种方法获得的结果相似。

## 2. 温度表

这里采用下面的温度表来执行模拟退火过程,则有

$$T_k = d_0 / \lg(kK_s + 2) \quad (8.2.8)$$

其中  $k$  为扫描次数,  $K_s$  是一个上爬常数 ( $K_s \geq 0$ )。可以证明<sup>[63]</sup>, 当且仅当  $d_0 \geq d^*$  (所有局部最优“陷阱”的最大深度) 时算法收敛,



即以概率  $l$  趋于全局最优。为了实用,  $d_0$  应尽量小, 使迭代次数保持在一个合理的限度内。由于不同代价因子之间互相作用的复杂性以及所必须考虑的边缘结构数目繁多,  $d^*$  不能精确计算出来, 但是根据下面两个定理可以获得  $d^*$  的一个估计值  $d_0$ 。

**定理 6** 设  $E$  是细边缘且是全局最小状态  $S_c$  中的一条通路,  $S$  为在  $E$  及其相邻像素位置上都无边缘像素的状态,  $S'$  与  $S$  除了在  $E$  的位置外完全相同。那么, 存在一系列状态  $S = S_0, S_1, \dots, S_k = S'$  沿着  $E$  的位置连续地增加一个边缘像素, 使得

$$\Delta F(S, S_k) \leq W_f, \quad k = 0, \dots, k-1$$

且 
$$\Delta F(S, S') \leq 0$$

**定理 7** 设  $E$  是细边缘且是状态  $S$  中的一条通路,  $S_c$  是全局最小状态, 它在  $E$  及其相邻像素位置上无边缘像素;  $S'$  除了在  $E$  的位置外与  $S$  完全相同。那么, 存在一系列状态  $S = S_0, S_1, \dots, S_k = S'$  沿着  $E$  的位置连续地去掉一个边缘像素, 使得

$$\Delta F(S, S_k) \leq W_f, \quad k = 0, \dots, k-1$$

且 
$$\Delta F(S, S') \leq 0$$

可以证明, 所有局部最优边缘与全局最优边缘是可达的, 且最大深度小于  $\max(W_f, 2W_c, 2W_f + W_d - W_e)$ 。因此, 取

$$d_0 = \max(W_f, 2W_c, 2W_f + W_d) \quad (8.2.9)$$

作为  $d^*$  的估计值。这个估计有点保守, 即对于通常的图像, 可能有  $d_0 \gg d^*$ , 但它便于定性地理解  $d^*$  是如何依赖于加权参数的。

## 六、仿真实验及性能评价<sup>[2]</sup>

### 1. 参数选取

(1) 加权系数先取  $W_e = 1$ , 设立一个参考; 取  $W_d = 2$ , 把差异门限的值固定为 0.5。另外用一常数  $\alpha$  来限定  $f(R_1, R_2)$  的大小, 再根据最小边缘长度和最小间隙长度的期望值选取  $W_c$  和  $W_f$ , 最后取  $W_t = 2W_f - W_c + W_d - W_e + 0.01$  以避免粗边缘。

(2) 选定随机产生机制中各策略的概率<sup>[2]</sup>。



(3) 温度表上爬常数  $K_s$  及扫描次数  $k$ , 当温度趋于某一值时, 退火过程趋于—“凝固点”, 这时代价上升的可能性很小, 该值可由经验获得。 $K_s$  的选取就应使  $k$  次扫描后的温度接近上述值, 然后直接让温度降低到很低, 扫描几次即可结束。扫描次数多些比较好, 但太多浪费时间, 这里选 200 次。当然, 对于有的图像扫描 50 次, 其结果就很令人满意了。

## 2. 使用该法可加入的一些技巧

在实验过程中, 作者发现该法有许多使用技巧可以挖掘, 用来加入已知信息或达到某种期望效果。例如:

### (1) 差异增强。

1) 使测量函数值在某个区域或某灰度差范围内增大。

2) 最佳边缘匹配中, 使某些特定方向的边缘结构所对应的测量函数值增大, 从而增加这些方向的边缘成为最佳匹配边缘的可能性。

3) 在非最大抑制中, 使某些特定方向的边缘结构所对应的增量  $\delta$  增大, 加强这些方向的边缘。

### (2) 退火过程。

1) 如果已存在其他方法获得的原图像的粗略边缘, 或与原图像在位置和方向上只有微小差别的图像的边缘已提取出来, 那么, 可用以上边缘作为退火过程中的初始状态。相应地, 温度表中的  $d_0$  可取较小的值, 即减小优化过程的搜索空间, 只在初始状态的邻域进行。这样可以加快退火过程, 并利用已知信息提高边缘的质量。

2) 迭代时增多边缘向某些特定边缘结构的变换。

3) 降温过程中可改变加权系数, 以达到某种效果。比如, 可增大  $W_d$ , 使某一些未提取出来的边缘提取出来。

(3) 必要时可重新设计增强中使用的边缘结构和迭代中的变换法, 或者可用其他方法获得增强图像。



### 3. 性能评价

图像的边缘检测往往是基于不同的思想、不同的数学理论以及对边缘的不同定义,因此给边缘检测的评价带来了许多困难。评价方式一般分为主观评价和客观评价。主观评价是通过人眼观察、比较做出评价。各种线性和非线性的边缘检测算法很多,边缘检测的评价方法也不统一,且各有其特点。边缘检测器的性能评价一般是围绕其方向敏感性、噪声敏感性、位置精度、虚假边缘检测率等方面进行的。主要的评价方法有 Pratt 品质因数法、Fram-Deutsch 评价法、局部边缘相关评价等,但这些方法都有一定的片面性和局限性。下面利用较流行的 Pratt 品质因数法给出了几种不同边缘检测方法的客观评价结果,再通过一些实验结果的输出图给出主观评价结果,并讨论一下算法的运行时间。

#### (1) 客观评价参数。

Pratt 品质因数法是一种最为熟知和流行的方法,由 Pratt 和 Abdou 提出。Pratt 提出的品质因数  $F$  定义为

$$F = \frac{1}{\max(I_A, I_T)} \sum_{i=1}^{I_A} \frac{1}{1 + \alpha d_i^2} \quad (8.2.10)$$

式中,  $I_A$  和  $I_T$  分别表示理想和实际检测出的边缘像素的点数,  $\alpha$  是比例系数,  $d$  表示检测到的边缘像素到理想边缘的距离。

Pratt 测试图如图 8.9 所示,利用 Pratt 测试方法,并根据 Pratt 信噪比的定义加入噪声。Pratt 信噪比 SNR 的定义为  $S/N = (h/\sigma)^2$ ,其中  $h$  表示边缘两侧的亮度差,  $\sigma$  表示噪声的标准偏差,在 Pratt 建议的测试图中  $h = 140 - 115 = 25$ 。根据 Pratt 信噪比的定义可以推算出标准偏差的计算公式为  $\sigma = h/(S/R)^{1/2}$ 。为了使被测试图像的信噪比分别为 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 根据  $\sigma$  的计算公式得出所加高斯噪声的标准离差,如表 8.1 所示。表 8.2 是 Robert, Canny 以及代价最小化的 Pratt 品质因数  $F$  值。

Pratt 值越大,提取边缘越接近理想边缘,等于 1 时则完全吻合。数据结果证明了用模拟退火进行代价最小化的边缘提取方法



的优越性。

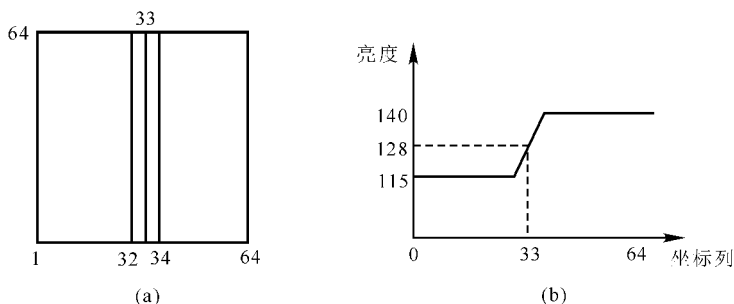


图 8.9 Pratt 测试图

表 8.1 高斯噪声的标准偏差

$S/N$	1	2	5	10	20	50	100
$\sigma$	25	17.68	11.18	7.9	6.59	3.53	2.5
$h$	25	25	25	25	25	25	25

表 8.2 Pratt 品质因数  $F$

$S/N$	1	2	5	10	20	50	100
Robert	0.153	0.195	0.297	0.483	0.605	0.761	0.889
Canny	0.452	0.578	0.624	0.753	0.841	0.947	1.000
代价最小化	0.540	0.812	0.940	0.956	0.980	1.000	1.000

品质因数  $F$  主要是从边缘位置的准确性方面来评价边缘检测器的性能。它在一定的程度上也反映了虚假检测率、边缘断裂及噪声影响等情况,它是一个较全面的评价参数。但图 8.10 中图(a)与图(b)的  $F$  值是一样的,而实际上图(a)中检测的边缘是连续完整



的,图(b)中的检测边缘却是断裂间断的。因此,后面还将结合主观评价进行性能评价。

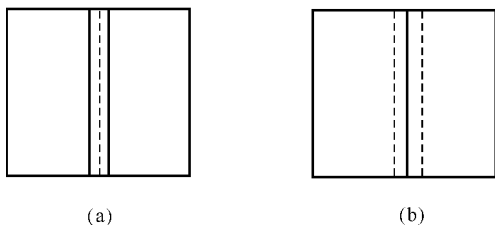


图 8.10 Pratt 测试图的不同检测结果

## (2) 主观评价。

在主观图像评价中,通过不同方法对各种图像(8bit 的灰度图像)的检测结果进行主观评价。

1) 地面图像( $90 \times 90$ ), 有水域、陆地和建筑物。从实验结果(见图 8.11)可以看出,Robert 算子法检出的边缘较粗,一些边缘未检测出来;而代价最小化法检出的边缘连续、细且清晰,反映出了原图像的主要特征,效果比较好。代价最小化法中差异测量函数为

$$f = \alpha(a | M_1 - M_2 | + a_1 | (\text{cov})_1^{1/2} - (\text{cov})_2^{1/2} |) \quad (8.2.11)$$

其中, $M_1$  和  $M_2$  分别为  $R_1$  和  $R_2$  区域的灰度平均值,  $(\text{cov})_1$  和  $(\text{cov})_2$  分别为  $R_1$  和  $R_2$  区域的灰度方差。加权系数为  $W_c = 0.5$ ,  $W_d = 2$ ,  $W_e = 1$ ,  $W_f = 3$ ,  $W_t = 6.51$ 。

2) 纹理盒图像( $128 \times 128$ ), 它是这样形成的:在灰度均一(灰度级为 50)的正方形中央划定一块方形区域,内外分别迭加不同标准离差的高斯白噪声(内部标准离差为 30,外部为 10),图像看上去好像中间有个盒子,这是典型的纹理图像。实验结果(见图 8.12)表明,代价最小化法能提出盒子的边缘,而 Canny 算子法则提取不出来。代价最小化法中差异测量函数为

$$f = \alpha(a | (\text{cov})_1^{1/2} - (\text{cov})_2^{1/2} |) \quad (8.2.12)$$

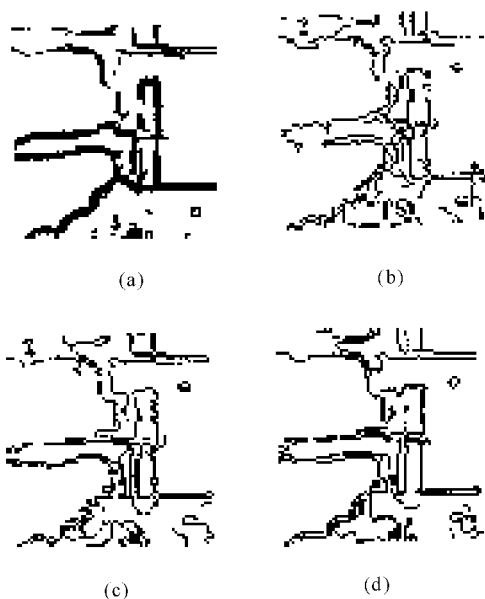


图 8.11 地面图像

(a) Robert 算子法提取的边缘;

(b), (c), (d) 分别为退火法扫描 30, 40 和 50 次提取的边缘

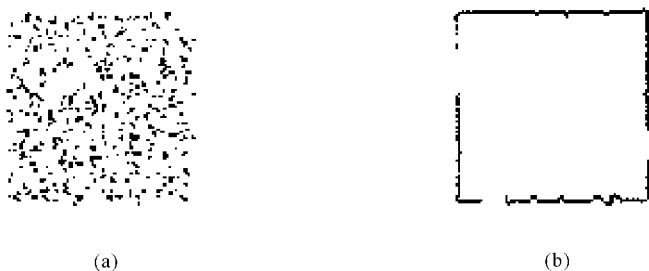


图 8.12 纹理盒图像

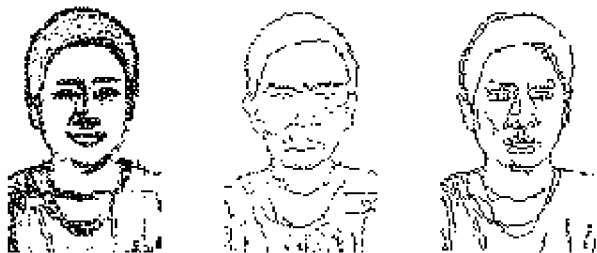
(a) Canny 算子法提取的边缘; (b) 用退火法扫描 40 次提取的边缘

即式(6.2.11)中  $a = 0$ , 加权系数为  $W_c = 0.75, W_d = 2, W_e$



$= 1, W_f = 4, W_t = 8.26$ 。

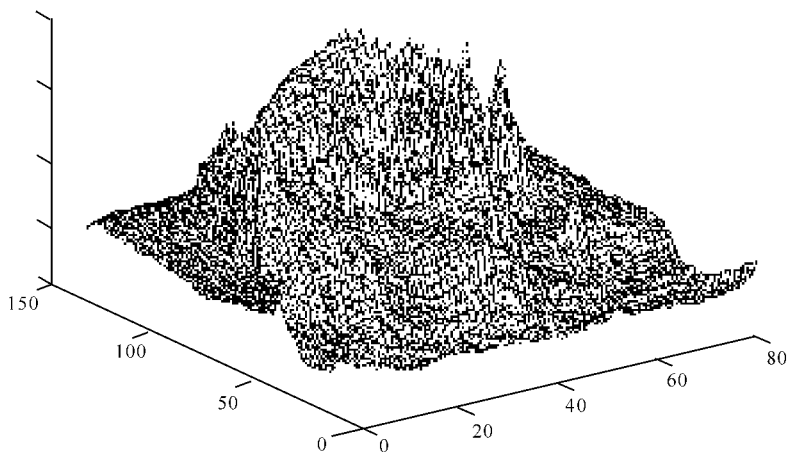
3) 头部图像( $80 \times 128$ ), 如图 8.13 所示。代价最小化法使用了技巧(1) 中的 1), 3) 及(2) 中的 2), 提出的边缘细、连续且细节比较清晰; 而 Robert 算子法提出的边缘很粗且噪声点多, Canny 算子提取的边缘则有较多的断裂和变形。从图 8.13(d) 和图 8.13(e) 可以看出, 差异增强图像的峰值更尖锐。



(a)

(b)

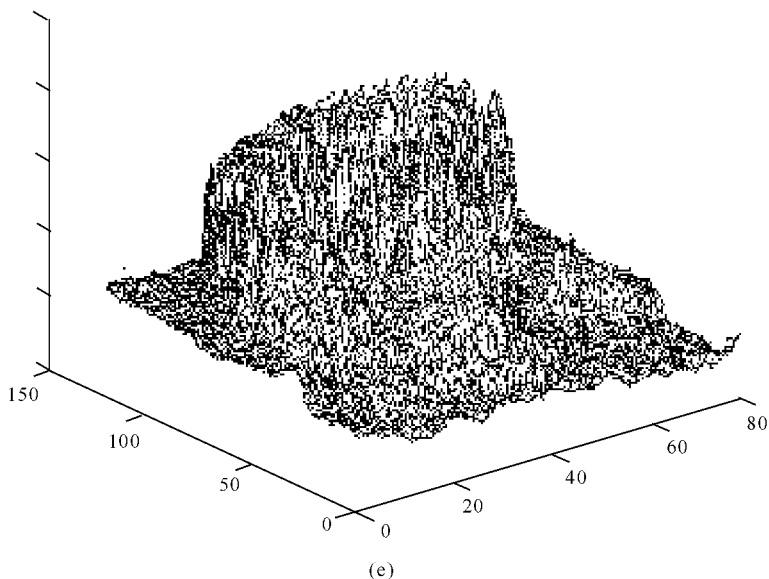
(c)



(d)

图 8.13 头部图像

(a) Robert 算子法提取的边缘; (b) Canny 算子法提取的边缘; (c) 退火法提取的边缘;  
(d) 三维坐标表示的 Canny 算子增强后的图像, 高度表示增强图像像素质的大小;



续图 8.13 头部图像

(e) 三维坐标表示的差异增强图像

4) 飞机图像( $400 \times 140$ ), Robert 算子法提取的边缘图像中机舱罩等几处不太清楚,若降低阈值则出现大量虚假边缘;退火方法通过使用技巧(1)中的 1) 加强这些地方的边缘,得到了较满意的边缘图像(见图 8.14)。

(3) 算法运行时间。

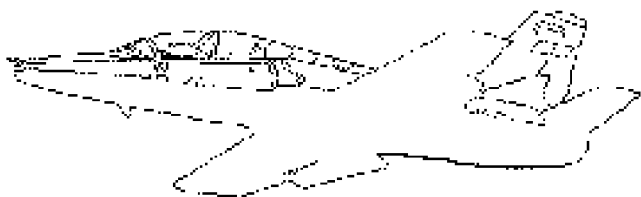
与 Robert 和 Canny 算子法相比,代价最小化法运行时间要长,根据实测可估计出计算时间大约为图像像素点数的一次多项式。扫描次数加倍时,时间也要加倍。对于  $64 \times 64$  的图像,扫描 200 次所需时间约 5 min(486,主频 33 MHz,内存 4 MB)。实际上该法有多种并行算法,且很容易实现;如果有并行机,运行速度将大大提高。另外,利用技巧(2)中的方法 1) 也可以加快边缘提取速度。先用快速的算子提取边缘作为退火法的初始边缘;在正常导航状



态下,实时图与基准图中相应窗口内的边缘相差不大,因此可直接把基准图中提取好的边缘作为初始边缘。通常的边缘提取算法要进行后处理,比如,先是用拉普拉斯-高斯边缘算子,对每个零差点像素采用一种自适应算法计算出一个不同的边缘强度阈值;然后使用边缘松弛的 10 次迭代来填补不连续的边缘像素间的间隙,边缘间隙沿着最高强度的零差点来填补;再通过松弛边缘的 10 次删除迭代来减少边缘簇;最后细化为宽度为 1 的边缘。本章所描述的边缘提取方法基于增强图像,在退火过程中就能完成以上许多种方法才能完成的任务。



(a)



(b)

图 8.14 飞机图像

(a)Robert 算子法提取的边缘;(b)退火法提取的边缘



### 8.3 位置-方向掩模的快速模板匹配方法<sup>[2]</sup>

模板匹配是解决图像定位、目标检测等问题的非常直观的方法。它可将模板在基准图的任意位置 $(x, y)$ 和方向上进行匹配,这在初始捕获和目标识别中很有吸引力。单模板匹配牵涉到在 $(x, y, \theta)$ 中的穷举搜寻,这在计算上是受到限制的。

这里介绍一种新的、高效的在 $(x, y, \theta)$ 上的搜寻方法,称为位置-方向掩模法。用它来匹配允许被分为不同锐度组的角点,因为角点可以非常简洁地替代模板。匹配度用两幅角点位图之间的距离来量测。由距离变换的相关性质可导出方向掩模判决法则和位置掩模判决法则,使位置-方向掩模能在未排除区域排除位置和方向,从而加速模板匹配的过程。方向转动的二分法和位置掩模的四分法使得在每次转动和移动后,能排除掉最大肯恩格方向数和未知数,进一步加快了模板匹配过程。对于每个肯恩格的匹配位置 $(x, y)$ ,位置-方向掩模仅产生一个 $\theta$ 值,更细致的匹配仅在那些候选点 $(x, y)$ 上执行。

#### 一、距离相关及距离互相关特性

首先由检测器产生角点或边缘的0-1位图(背景为0),这样两幅位图间的距离通常用第一幅位图与第二幅位图的距离变换图(DT's)之间的互相关来量测。如果 $b$ 是一个0-1位图,那么它的DT是 $d$ ,其中 $d(x, y)$ 为从 $(x, y)$ 到最近的值为1的像素的距离。相近度基于欧几里德距离。计算 $d(x, y)$ 时可在原图像中以 $(x, y)$ 为中心一圈一圈地向外搜索,直到在某一圈内遇到最近的边缘点为止,该边缘点与中心点之间的距离即为 $d(x, y)$ 的值。该法效率最高,并产生无差的欧几里德距离变换图(DT's),如图8.15所示。

下面描述用于位置-方向掩模的距离变换相关性。设 $b(x, y)$ 为一幅位图,它在值为0的像素背景上,具有值为1的特征



点  $\{(x(i), y(i)), i = 1, 2, \dots, n\}$ 。假设特征点的这一集合被分为  $K$  组不连续的子集  $\{(x_k(i), y_k(i)), i = 1, 2, \dots, n, k = 1, 2, \dots, K,$   
 $b_k(x, y)$  是第  $k$  组位平面, 那么

$$b(x, y) = \bigcup_{k=1}^K b_k(x, y) = \sum_{i=1}^n \delta(x - x(i), y - y(i)) \quad (8.3.1a)$$

$$b_k(x, y) = \sum_{i=1}^{n_k} \delta(x - x_k(i), y - y_k(i)) \quad (8.3.1b)$$

式中,  $n$  是  $n_k$  的和, “ $\cup$ ” 是逻辑“或”算子,  $\delta$  是柯诺奈克德尔塔或单位脉冲函数。 $b(x, y)$  被认为是一幅组合位图, 因为它是对所有第  $k$  组位平面的逻辑“或”,  $k = 1, 2, \dots, K$ 。



(a)



(b)

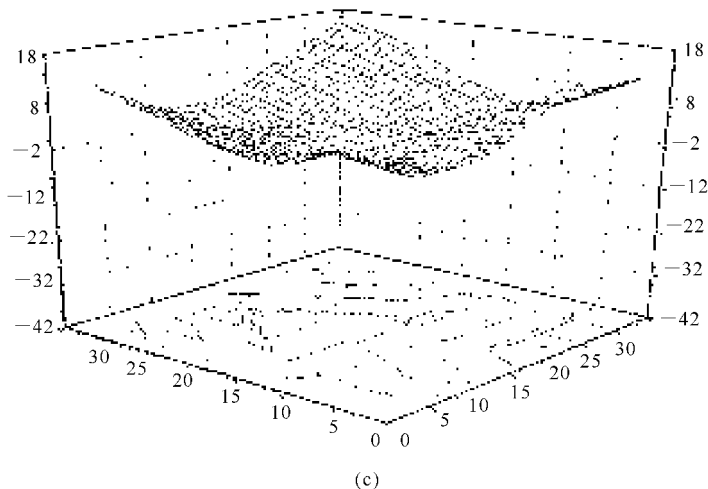


图 8.15 距离变换图示例

(a) 原图像; (b) 距离变换图;

(c) 三维坐标表示的距离变换图及其平面投影等值图



考虑另一幅位图  $b'$ , 它可能具有不同数目的特征像素, 这些特征像素同样被分为  $K$  组子集, 但这些子集可能相交。设  $d(x, y)$  为  $b'(x, y)$  的距离变换,  $d_k(x, y)$  为与  $b'$  有关的第  $k$  组位平面的距离变换。下面讨论这些距离变换与式(8.3.1)中的位图之间的互相关。

### 1. 平移相关特性

平移了  $(x, y)$  的  $b_k$  与  $d_k$  间的  $K$  组归一化的平移互相关为

$$R_{T,K}(x, y) = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_u \sum_v [b_k(u+x, v+y) d_k(u, v)]}{\sum_{k=1}^K \sum_u \sum_v b_k(u, v)} \quad (8.3.2)$$

把式(8.3.1)代入式(8.3.2), 如文献[65]中所示, 可得

$$R_{T,K}(x, y) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{n_k} d_k(x_k(i) - x, y_k(i) - y) \quad (8.3.3)$$

$R_{T,K}(x, y)$  实际上代表一个在所有组上的匹配测量<sup>[2]</sup>, 其中第  $k$  组匹配是平移了  $(x, y)$  的位图  $b$  的第  $k$  组像素与位图  $b'$  的第  $k$  组像素之间的匹配。当匹配度增加时, 互相关变小而不是变大, 完全相关时互相关值为 0。此计算不需要乘法, 只需  $n$  次加法和一次除法即可。

当  $k=1$  时,  $R_{T,K}(x, y)$  简约为组合位图  $b$  与距离变换  $d$  之间的组合平移互相关。对于  $k=1$ , 式(8.3.3) 是以下直观结果的数学陈述:  $R_{T,K}(x, y)$  是在平移了  $(x, y)$  的位图  $b$  中的特征点位置处的距离变换值的平均。实际上  $R_{T,1}$  是首先在文献[66]中为 chamfer 匹配提出的匹配测量。组合平移互相关决不会大于  $K > 1$  时  $K$  组的平移互相关。而且

$$R_{T,K+1}(x, y) \geq R_{T,K}(x, y), \quad K = 1, 2, \dots \quad (8.3.4)$$



把式(8.3.3)代入表达式  $|R_{T,K}(x + \Delta x, y + \Delta y) - R_{T,K}(x, y)|$ , 文献[65]中给出了对于包括欧几里德距离在内的一大类距离函数, 当位图平移为  $(\Delta x, \Delta y)$  时, 移动前后平移互相关值所变化的上界, 即

$$|R_{T,K}(x + \Delta x, y + \Delta y) - R_{T,K}(x, y)| \leq D[(\Delta x, \Delta y), (0, 0)]$$

$$K = 1, 2, \dots \quad (8.3.5)$$

从  $(x + \Delta x, y + \Delta y)$  到  $(x, y)$  的距离等于从  $(\Delta x, \Delta y)$  到  $(0, 0)$  的距离, 即  $D[(\Delta x, \Delta y), (0, 0)]$ 。平移相关不等式是下面直观结果的一个数学描述: 位图平移后, 它对于某距离变换的互相关的变化不超过变化的距离。比如, 假设一幅距离变换图  $d$  和位图  $b$  之间的互相关是  $R$  (欧几里德距离)。如果  $b$  向左平移了 3 个像素, 向下平移了 4 个像素, 那么  $d$  与平移后的  $b$  之间的互相关不超过  $R + 5$  (5 是直角边为 3 和 4 的直角三角形的斜边的长度)。下小节(二、位置-方向掩模)将说明不等式(8.3.5)能被用来加速检测匹配候选位置的过程。

## 2. 旋转相关特性

把位图的特征像素从笛卡尔坐标变换到极坐标  $(r, \theta)$ , 可使一幅位图与一幅距离变换图之间的旋转相关公式化。特别地, 令  $(x(i), y(i)) \rightarrow (r(i), \theta(i))$  和  $(x_k(i), y_k(i)) \rightarrow (r_k(i), \theta_k(i))$ , 那么根据式(8.3.1b)有

$$b_k(r \cos \theta, r \sin \theta) =$$

$$\sum_{i=1}^{n_k} \delta(r \cos \theta - r_k(i) \cos \theta_k(i), r \sin \theta - r_k(i) \sin \theta_k(i))$$

$$(8.3.6)$$

绕  $(0, 0)$  点旋转  $\theta$ , 然后平移  $(x, y)$  的  $b_k$  和  $d_k$  之间的  $K$  组归一化的旋转互相关, 由式(8.3.7)给出如下:

$$R_{R,K} =$$



$$\frac{\sum_{k=1}^K \sum_{\phi} \sum_{\rho} [b_k(x + \rho \cos(\phi + \theta), y + \rho \sin(\phi + \theta)) d_k(\rho \cos \phi, \rho \sin \phi)]}{\sum_{k=1}^K \sum_{\phi} \sum_{\rho} b_k(x + \rho \cos \theta, y + \rho \sin \theta)} \quad (8.3.7)$$

把式(8.3.6)代入式(8.3.7),如文献[65]中所示,可得

$$R_{R,K}(\theta | x, y) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{n_k} d_k(r_k(i) \cos(\theta_k(i) - \theta) - x, r_k(i) \sin(\theta_k(i) - \theta) - y) \quad (8.3.8)$$

在绕(0,0)点旋转 $\theta$ ,然后平移 $(x,y)$ 的位图 $b$ 中,第 $k$ 组特征像素与位图 $b'$ 中的第 $k$ 组特征像素之间的匹配称为第 $k$ 组匹配, $R_{R,K}(\theta | x, y)$ 实际上综合量测了所有组的匹配程度,而且

$$R_{R,K}(0 | x, y) = R_{R,K}(\theta | x, y) \quad (8.3.9)$$

当 $k=1$ , $R_{R,K}$ 简约为组合位图 $b$ 与距离变换 $d$ 之间的组合互相关。对于 $k=1$ ,式(8.3.8)是以下直观结果的数学描述: $R_{R,K}(\theta | x, y)$ 是在绕(0,0)点旋转 $\theta$ ,然后平移 $(x,y)$ 的位图 $b$ 的特征像素位置处的距离变换值的平均。与位移相关相同,组合旋转互相关决不会大于 $K > 1$ 时 $K$ 组的旋转互相关。而且

$$R_{R,K+1}(\theta | x, y) \geq R_{R,K}(\theta | x, y), \quad K = 1, 2, \dots \quad (8.3.10)$$

把式(8.3.8)代入表达式 $|R_{R,K}(\theta + \Delta\theta | x, y) - R_{R,K}(\theta | x, y)|$ 之中,当位图的旋转为 $\Delta\theta$ 时,旋转互相关值(对于欧几里德距离)在旋转前后所变化的上界给出如下<sup>[65]</sup>:

$$|R_{R,K}(\theta + \Delta\theta | x, y) - R_{R,K}(\theta | x, y)| \leq \frac{|\Delta\theta|}{n} \sum_{i=1}^n r(i) = \bar{r} |\Delta\theta|, \quad K = 1, 2, \dots \quad (8.3.11)$$

位图 $b$ 中的特征像素点 $i$ 的极坐标为 $(r(i), \theta(i))$ ,并且 $\bar{r}$ 是 $b$ 中所



有  $n$  个特征像素的  $r(i)$  值的平均。旋转相关不等式(8.3.11) 是以下直观结果的数学描述:当位图旋转后,它的欧几里德距离变换的互相关的改变不超过旋转中位图特征像素沿圆弧移动的平均弧长。比如,假设一幅距离变换图  $d$  和一幅位图  $b$  之间的互相关为  $R$ ,那么,如果  $b$  绕中心像素旋转  $45^\circ$ ,并且  $b$  中的特征像素沿圆弧平均移动了 5 个像素的弧长,则  $d$  和  $b$  旋转后位图之间的改变不超过  $R + 5$ 。下一小节中将说明不等式(8.3.11) 能用来加速在候选点检测最优匹配方向的过程。

## 二、位置-方向掩模

尽管直观,但模板匹配法仍常被视为是不适用的,因为即使只牵涉三个空间变换参数,量化后的参数值的组合数仍可能非常大。除非使用高效的参数搜索策略,否则模板匹配将花费特征提取的数百倍的时间。在初始捕获和目标检测中,尽管图像尺度能从图像解或参数中获得,但实时图仍可能出现在基准图的任意位置  $(x, y)$  和方向  $\theta$  上。位置-方向掩模则是这种情况下的一个有效的搜寻算法。它不必在  $(x, y, \theta)$  的所有可能组合中进行穷举搜索,而且对每个认为是物体可能出现的位置  $(x, y)$ ,位置-方向掩模仅产生一个  $\theta$  值。

### 1. 方向掩模

假设一个焦点模板旋转了  $\theta$ ,并在图像中移动到位置  $(x, y)$ 。如果模板在位置  $(x, y)$  和方向  $\theta$  处的  $R_{R,K}(\theta | x, y)$  太大,那么在  $(x, y)$  处,  $\theta$  邻域的其他方向上,相应的旋转相关值也同样如此。于是这些方向就可以排除掉,因为它们根本不需要测试。

特别地,令  $R_{\min}(x, y)$  为在  $(x, y)$  所有测试过的方向中最小的旋转相关值。那么判决法则就能决定  $\theta$  邻域中可排除的方向,即

$$R_{R,K}(\theta | x, y) > R_{\min}(x, y) \Rightarrow \text{排除 } \theta - m\Delta\theta, \dots, \theta + m\Delta\theta \quad (8.3.12a)$$



其中,旋转相关不等式(8.3.11)确定了可排除的值为  $2m$  的方向数,  $m$  为

$$m = \text{int} \left[ \frac{R_{R,K}(\theta | x, y) - R_{\min}(x, y)}{r(\Delta\theta)} \right] \quad (8.3.12b)$$

$\Delta\theta$  是模板旋转角度的量化单元,设  $\alpha$  为搜索的方向范围的大小,  $p$  为选取的方向数,则  $\Delta\theta = \alpha/p$ ,若要在全方位进行搜索,则  $\Delta\theta = 2\pi/p$ ,  $r$  在式(8.3.11)中已定义。式(8.3.11)的一个直接结论是:从  $\theta - m\Delta\theta$  到  $\theta + m\Delta\theta$  范围内的所有方向对应的旋转相关值都不小于  $R_{\min}(x, y)$ ,因此无须考虑它们。当处理或排除所有方向后,所得到的  $\theta^*(x, y)$  值便是位置  $(x, y)$  的最优方向。

方向掩模的程度不仅取决于方向判决法则,而且取决于方向转动的方式。顺序的方向转动方式不能充分发挥方向掩模的潜力,因为对于方向转动序列中出现的方向  $\theta$  之前的方向  $\theta - k\Delta\theta$ ,即使在处理方向  $\theta$  时有可能成为应该排除的方向,但它们已经被处理过了。这就是说,如果能不按顺序,而先处理方向  $\theta$ ,方向  $\theta - k\Delta\theta$  便可能被列在应排除的方向里,以后遇到时就不必处理了。为了充分发挥方向掩模的潜力,方向转动方式必须导向被最大可能的未处理方向数围绕的方向上,使得在每步转动时能排除掉最大可能的方向数。方向转动的二分法就遵循了以上策略,它依次转动到空间分布尽可能远离的方向上。二分法的每次迭代从指定方向开始,向以  $\Delta(\Delta\theta)$  为间隔的未处理和未排出的方向进行。 $\Delta$  最初设置为不小于给定方向数的 2 的一阶指数。在每次迭代中  $\Delta$  逐次地被 2 除,在最后一次迭代中  $\Delta = 1$ 。方向转动二分法很容易完成,可概括如下:

(1)  $\Delta \leftarrow$  第一个  $\geq P$  的 2 的幂。

(2)  $p \leftarrow 0$ 。

(3) 如果方向  $p$  以前未处理过或者未排除过,那么处理方向  $p$ ,并在此进行掩模。



(4)  $p \leftarrow p + \Delta$ , 如果  $p < P$ , 返回(3); 否则, 执行(5)。

(5)  $\Delta \leftarrow \Delta/2$ , 如果  $\Delta \geq 1$ , 返回(2); 否则, 结束。

在此方向转动方式中, 对应于方向  $p$  的角度为  $p\Delta\theta = \alpha p/P$ 。

在位置  $(x, y)$  处进行方向转动时,  $R_{\min}(x, y)$  的值会下降, 而式(8.3.12b) 中的  $m$  值会增大, 因此以转动到的方向为中心的掩模将不断扩大。

## 2. 位置掩模

假设物体角点的模板在图像中旋转了  $\theta$  后平移到位置  $(x, y)$ 。如果模板在位置  $(x, y)$  和方向  $\theta$  的  $R_{R,K}(\theta | x, y)$  太大, 那么在方向  $\theta$  上、 $(x, y)$  邻域的其他位置处, 相应的旋转相关值也同样如此。这些位置便可以排除掉, 因为它们根本不需要测试。

假设  $R_{\text{crit}}$  是一给定的临界距离, 如果只选择满足以下条件, 即

$$R_{R,K}(\theta^*(x, y) | x, y) < R_{\text{crit}} \quad (8.3.13)$$

$(x, y)$  作为匹配候选位置, 那么, 以下判决规则能够决定  $(x, y)$  邻域中可排除的位置, 即

$R_{R,K}(\theta^*(x, y) | x, y) > R_{\text{crit}} \Rightarrow$  排除所有满足

$$D[(x, y), (x', y')] < R_{R,K}(\theta^*(x, y) | x, y) - R_{\text{crit}} \text{ 的 } (x', y') \quad (8.3.14)$$

式中,  $D[(x, y), (x', y')] = D[(x - x', y - y'), (0, 0)]$ 。式(8.3.5) 的一个直接结论是, 式(8.3.14) 中的像素  $(x', y')$  太靠近  $(x, y)$  而不可能有小于  $R_{\text{crit}}$  的相关值, 因此不必考虑它们。即使图像中的某些角点检测不出来, 式(8.3.13) 仍可能有效。这样即使图像中的角点缺损了, 匹配仍可能成功。

当  $R_{\text{crit}}$  增加, 位置掩模量下降, 但错误的候选位置数增加。相反, 如果  $R_{\text{crit}}$  下降, 位置掩模量将增加, 但未被检出的匹配位置也可能增加。 $R_{\text{crit}}$  由训练决定, 也即选择几幅预先已知匹配位置和方向的图像, 计算匹配距离平均值,  $R_{\text{crit}}$  在该值附近取值。

可能的位置掩膜程度不仅取决于判决法则, 也取决于位置移



动方式。为了说明位置移动的概念,假设对于每一个位置 $(x, y)$ ,最优模板方向 $\theta^*(x, y)$ 以某种方式已知,这样判决法则式(8.3.14)能在任意位置使用。顺序的位置方法浪费了大量的位置掩模潜力,因为对于位置移动序列中出现在位置 $(x, y)$ 之前的位置 $(x - k, y - 1)$ ,即使在处理位置 $(x, y)$ 时有可能被排除,但它们已经被处理过了。为了使位置掩模潜力最大,位置移动方式导向的位置周围应有最大可能被排除掉的位置数。位置掩模的四分法就遵循了这一策略,它依次移动到分布尽可能远的位置。四分法每次迭代位置从指定位置开始,向间隔为 $\Delta$ 个像素的未处理过的和未被排除的位置进行。 $\Delta$ 最初设置为不小于给定搜索区域行数和列数的2的幂。每次迭代中 $\Delta$ 逐次被2除,最后一次迭代中 $\Delta = 1$ 。位置移动的四分法很易完成,在行为 $X$ ,列为 $Y$ 的位图区域中,可概括如下:

(1)  $\Delta \leftarrow$  第一个  $\geq X$  和  $Y$  的 2 的幂。

(2)  $x \leftarrow 0$ 。

(3)  $y \leftarrow 0$ 。

(4) 如果 $(x, y)$ 以前未处理过或者未排除过,那么处理位置 $(x, y)$ ,并在此进行掩模。

(5)  $y \leftarrow y + \Delta$ , 如果  $y < Y$ , 返回(4); 否则, 执行(6)。

(6)  $x \leftarrow x + \Delta$ , 如果  $x < X$ , 返回(3); 否则, 执行(7)。

(7)  $\Delta \leftarrow \Delta / 2$ , 如果  $\Delta \geq 1$ , 返回(2); 否则, 结束。

### 3. 嵌套的反馈掩模过程

对于任何位置 $(x, y)$ ,方向掩模过程可视为由一个旋转相关器和反馈环节组成的反馈系统。旋转相关器由方向转动计划控制,反馈环节由方向掩模判决法则控制,如图8.16(a)所示。类似地,对于任意方向,位置掩模过程可视为由一个位置移动计划控制的特征相关器和一个位置掩模判决法则控制的反馈环节组成的反馈系统。如图8.16(b)所示。



这些位置和方向掩模过程可合成一个组合的位置-方向掩模过程。如图 8.16(c) 所示,此组合过程可视为由一个位置移动规则控制的方向掩模过程(上面已描述过其本身即为一个反馈系统)和由一个位置掩模判决规则控制的反馈元组成的一个一层嵌套反馈系统。这个组合的位置-方向掩模嵌套反馈系统,使用四分法移动位置;在移动到的每一预先未排除和未处理的位置上,使用方向模板判决法则和二分法的方向转动来计算最优的模板匹配方向;然后基于这些最优匹配方向,用位置掩模判决法则进行位置掩模。位置掩模和方向掩模所减少的计算量是相互独立的,它们的乘积即为组合掩模过程中搜索复杂性的减少量。

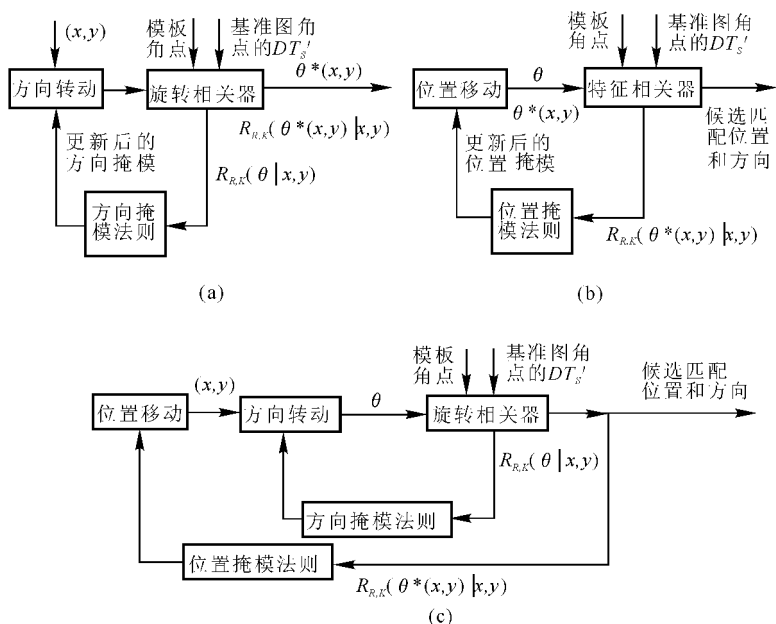


图 8.16

(a) 方向掩模反馈系统;(b) 位置掩模反馈系统;

(c) 位置-方向掩模反馈系统



图 8.16(c) 中描述的位置-方向掩模过程既有顺序的又有大块并行的实现法。顺序实现法顺序地处理反馈回路。大块并行的算法可通过同时处理在同一个四分水平上的所有未掩模过程的位置和在同一个二分水平上的所有未掩模的方向来实现。

位置-方向掩模不适合在图像的密集角点处进行。因此,如果图像角点处处密集,那么位置-方向掩模不能提供优于穷举搜索法的丝毫好处,因而对于处处密集的角度图用处不大。但是,在图像中疏散的角点处,位置-方向掩模的程度可能很大。实际上,图像角点密度下降时,位置-方向掩模的效率大大提高。所选用的特征类型应基于问题的特性,以使图像特征点密度最小。比如,如果问题是检测雷达图像中以亮斑形式出现的物体,可以不从通常的边缘中提取角点,而从接近亮像素的边缘中提取角点以消除不合适的角点。当模板使用不只一组角点锐度时,效率也会提高。

在导航定位中可给定一个阈值,指定搜索范围,若计算出的最小的相关值大于此阈值,则继续在此范围的外围指定区域内搜索,直到所得的最小相关值小于此阈值,对应的位置和方向即为匹配位置和方向。该过程可用图 8.17 表示,其中  $R_0$  为给定阈值,  $R_1$  存放最小旋转相关值,  $R_2$  存放最小平移相关值。在目标识别中给定另一个阈值,小于此阈值的所有相关值所对应的位置和方向即为匹配位置和方向。模板特征点用极坐标表示,这样使用起来非常方便,因为 SAR 图像的分辨率不随作用距离和飞机高度而变化。当模板与基准图的分辨率不同时,只须给极坐标的幅值乘以一个比例因子即可。

因 SAR 是侧视雷达,图像中心不同于旋转中心,如图 8.18 所示。当模板的旋转中心取为雷达下方的地面点处时,很容易检测出微小的航向偏差,因为 SAR 的作用距离较远,当飞行器有很小的偏转时,图像都有较大的平移。当然计算位移时应排除航向转动所产生的平移。

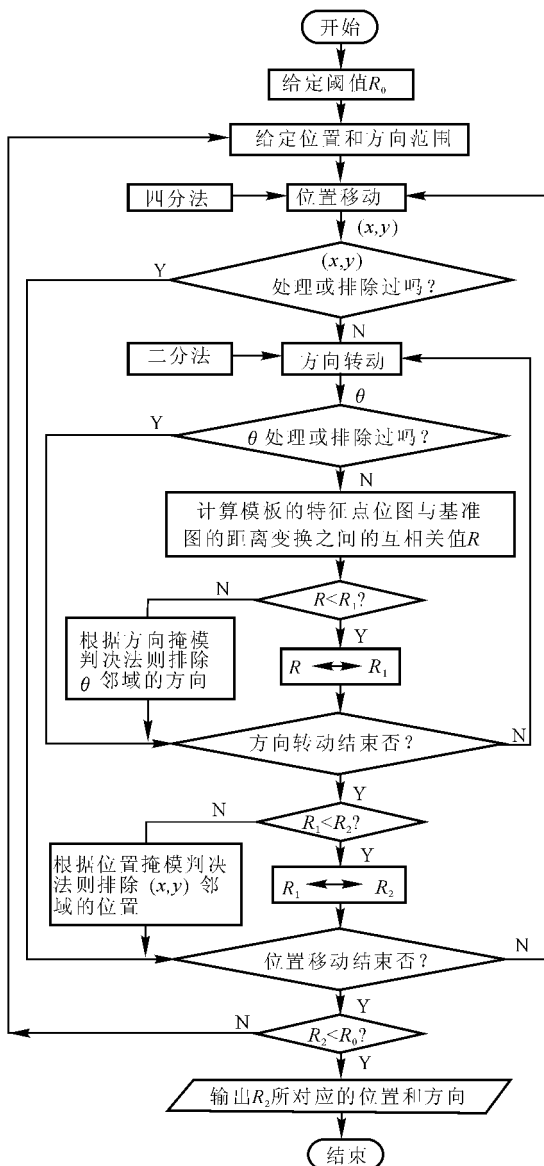


图 8.17 导航定位中位置-方向掩模过程图

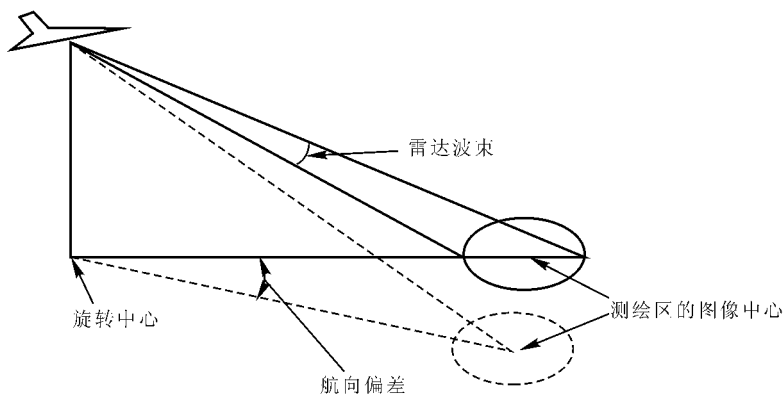


图 8.18 SAR 实时图旋转中心的示意图

### 三、更精细的边缘匹配<sup>[2]</sup>

如果不能避免在图像角点密集处进行匹配,就须要进行更精细的边缘匹配。这时用前面两小节(位置-方向掩模)中的角点匹配器在可能的匹配位置发出警报,并给出仅一个最可能的方向。然后由更精细的边缘匹配器决定对于每一警报位置在给定的方向上是否真正匹配。位置-方向掩膜可以只用角点进行匹配,但更精细的边缘匹配器通常要用边缘进行匹配。

边缘匹配可基于低水平、中水平或高水平的边缘信息。低水平的边缘匹配器,独立地处理一幅给定边缘图像中的边缘像素,并把它们看做是不相关的。比如,文献[66]中的 chamfer 匹配器就是低水平的边缘匹配器。它使用一个基于点到点之间距离的匹配量测,该距离为一幅边缘图像中每一边缘像素到另一幅边缘图像中最接近的边缘像素之间的距离。同样,上小节(二、位置-方向掩模)的方法也使用了一个低水平角点匹配量测(即  $R_{R,k}(\theta | x, y)$ )。

尽管角点匹配是低水平的,边缘匹配则不能是低水平的。在某



些测试图像中,使用低水平的边缘匹配器会出现大量的错误警告。低水平边缘匹配器把最接近的图像边缘像素与模板线段中的特征像素进行匹配,它在含有边缘簇的图像中的任一位置都有可能匹配模板,即使模板与边缘簇模式完全不同。原因是只要有图像边缘簇的地方,就可能有相近于每一模板特征像素的图像特征像素。换句话说,低水平的边缘匹配使模板像磁铁一样拾取边缘簇。

另一方面,高水平的边缘匹配器把一幅给定边缘图像中的边缘像素,看做由诸如直线或曲线段的要素组成,它们在产生边缘数据的记号表示符时要用到<sup>[67]</sup>。记号表示符由这些要素和它们在属性相关图上的相互关系来表示。从图像中提取高水平的信息可能花费时间,而且不可靠,这是一项正在进行中的研究。

中等水平的匹配则把在连续边缘的相同段上的边缘像素视为相关的。中等水平匹配相连的特征像素,而低水平匹配器匹配单个的特征像素。把这一概念用于物体识别问题已有先例。文献<sup>[68]</sup>中的曲线匹配器是一个中等水平匹配器的好例子。曲线被视为连接像素的序列。两曲线之间的距离则通过计算它们相应序列上对应点之间的距离来决定。一个低水平的曲线匹配器将匹配第一条曲线上的每一像素与第二条曲线序列上的对应点,但第一条曲线上的一个像素离第二条曲线序列上的对应点的距离,不一定比离第二曲线上的其他点的距离更近。中等水平的匹配器试图以形状及近似度来匹配曲线段,这种方式利用了边缘段上点的序贯连续性,它能在有边缘簇时正确检测物体,而不求助于高水平的记号表示符。本书采用的是中等水平的边缘匹配器。

#### 四、仿真实验及性能分析

假设原图是一幅分辨率为5 m的 $128 \times 128$ 的SAR地面图像,并假定它为数字地图数据库中的基准图,并把对其进行旋转(逆时针为正)、平移(向右、向下为正)和加入高斯白噪声后所得的图像当做实时图,设为图A和图B。图A将原图旋转了 $-0.2^\circ$ ,旋转中



心在图像中心正下方,相距 2 000 个像素点,也即 SAR 的视区距飞行器正下方 10 km 远;平移为  $\Delta x = 1, \Delta y = 2$  (本书中平移单位若未注明皆为像素点个数);加入的高斯白噪声方差为 0.4。图 B 将原图旋转了  $0.1^\circ$ , 旋转中心在图像中心正下方,距其 5 000 个像素点,也即 SAR 的视区距飞行器正下方 25 km 远;平移为  $\Delta x = -1, \Delta y = 1$ ;加入的高斯白噪声方差为 0.6。图 8.19(a) 为所要搜寻的平台的模板,其分辨率与 SAR 图像的分辨率之比为 2 : 1。

图 8.19(b) 是用拉普拉斯算法对原图提取的边缘,图 8.19(c) 是用模拟退火进行代价最小化法对其提取的边缘图像,可以明显地看出后者的优势。根据图 8.19(c) 在边缘密度较小的区域选择窗口,如图 8.19(d) 所示。对图 A 和图 B 在各窗口内提取边缘,分别如图 8.19(e) 和 (f) 所示。表 8.3 为各窗口的匹配结果。图 8.19(g) 显示了用图 8.19(a) 作为模板,在图 8.19(c) 中搜索后得到的匹配位置。由于平台是圆的,不存在方向性,因此方向掩模过程可以省去,以加快搜索过程。该模板在图 A 和图 B 中的搜索过程也一样,只是须要先提取整幅图像的边缘。

上述匹配方法的位置精度还跟图像的分辨率有关,方向精度还跟旋转中心到图像中心的距离有关。从表 8.3 可以看出,在本例中该法能计算出一个像素,即 5 m 的位置偏差,对于 25 km 远的视区该法能计算出  $0.1^\circ$  的方向偏差(方向转动的最小间隔取为  $0.02^\circ$ )。

表 8.3 各窗口的匹配结果

窗口 结果	图 8.19(e)			图 8.19(f)		
	1	2	3	1	2	3
$\Delta x$	1	1	1	-1	-1	-1
$\Delta y$	2	2	2	1	1	1
$\Delta\theta/(^\circ)$	0.200 00	0.200 00	0.200 00	0.100 00	0.100 00	0.100 00

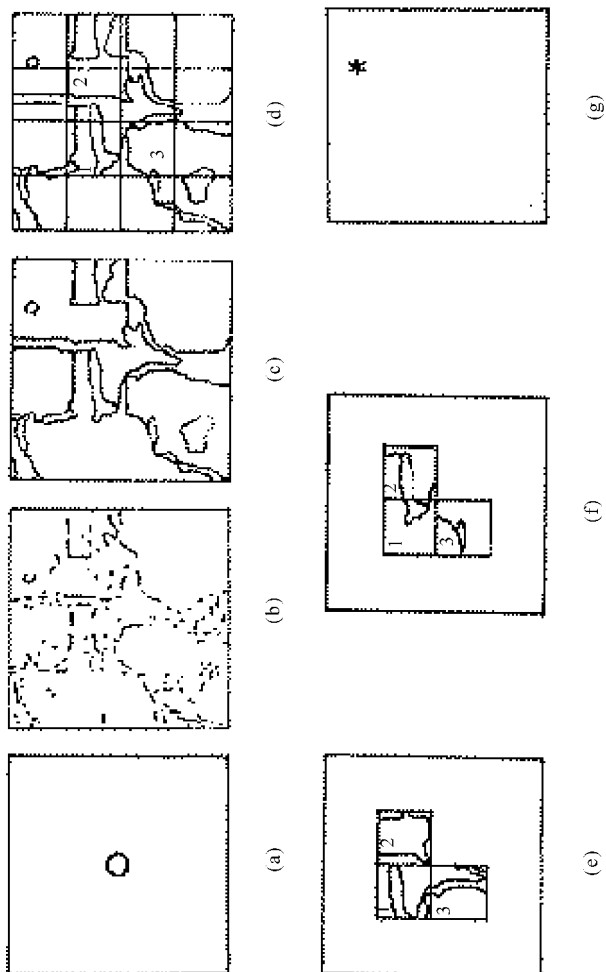


图 8.19 仿真中部分用到和产生的图



在具体应用中,目标模板的边缘和地图的边缘及其距离变换都是可以事先算好并存储起来的。本例中对所有窗口进行匹配的串行算法在 486(内存 4 MB,主频 33 MHz)上运行不到 5 s,实际上各窗口的匹配过程可以同时进行,边缘提取和位置-方向掩模的并行算法也都很容易实现,在并行机上运行可以达到快速的实时要求。

位置-方向掩模在两个方面加速了模板匹配。首先,它能在未排除的区域排除位置和方向,而不必在 $(x, y, \theta)$ 的所有可能组合中进行穷举搜索。另外,对每个认为是物体可能出现的位置 $(x, y)$ ,位置-方向掩模仅产生一个或极少数的 $\theta$ 值。更精细的边缘匹配只须对那些位置和方向而不是所有可能的 $(x, y, \theta)$ 进行,候选点仅是所有 $(x, y, \theta)$ 的一小部分。

## 8.4 小 结

本章主要论述了以下几个问题:

(1) 概述了图像匹配和边缘提取的发展情况,指出了须要解决和存在的问题,考察、分析了有关的图像处理方法,提出了INS/SAR组合导航系统的图像匹配方案。

(2) 本章描述的边缘提取方法能提取多种类型的边缘,具有一定的平滑噪声能力;边缘组态在退火过程中能自动地形成连续的、细的、清晰的且能反映原图像主要特征的边缘图像;对于复杂的地面图像,它能提取高质量的边缘。该法可以根据图像的特点设计差异测量函数,根据期望边缘的特性给定加权系数,灵活性很大。作者在实验的过程中还发现,该法有许多技巧可进一步挖掘。仿真实验结果显示了该法的有效性。当然,图像边缘提取这一研究课题在理论和方法上都还不够完善,模拟退火法本身也不是很完美,用模拟退火法进行代价最小化提取边缘的方法仍有待于进一步研究和发展。



(3) 本章描述的匹配方法能完成迅速、准确、自动地搜索识别和定位等功能,并能在任意指定的位置和方向范围内进行搜索、匹配,直观易行,灵活性大。研究结果表明,该方法是适合于在INS/SAR组合导航系统中应用的。

# 第九章 INS/SAR 组合导航系统 与其他系统的融合

## 9.1 INS/GPS/SAR 组合导航系统

在 INS/SAR 组合导航系统中,当 SAR 处于空-空工作状态,或为了隐身而停止工作,或机动太大而不能成像时,SAR 便失去了对 INS 修正的能力。为了保证高精度的导航信息,并为 SAR 提供高质量的运动补偿,有必要在 INS/SAR 组合系统中引入其他导航系统。

由于 GPS 的优良性能和使用的广泛性,在此首先研究 INS/GPS/SAR 组合导航系统。该系统中 INS,SAR,GPS 及机载数字地图四者可以相互构成非常密切的关系。例如,GPS 与数字地图组合用来导航,可使用户直观、迅速地了解自己所处的位置和周围环境<sup>[69]</sup>,利用 GPS 载波相位的位置和速度信息可确定 SAR 图像的绝对位置<sup>[2]</sup>,由前文 6.3 可知,用 GPS 信息还可对 SAR 平台进行修正。因而,整个系统具有很高的导航精度、很好的容错性和很强的重构能力。

### 一、INS/GPS/SAR 系统的总体结构

INS/GPS/SAR 组合系统的结构框图如图 9.1 所示。

INS/GPS/SAR 组合系统主要由目标识别和导航信息融合两大部分构成。目标识别部分由目标模板、图像匹配和 SAR 传感器构成;导航信息融合部分由 INS,GPS 接收机,SAR 传感器,图像



匹配, 数字地图数据库, SAR 视区及定位参数计算, 卡尔曼滤波器构成。

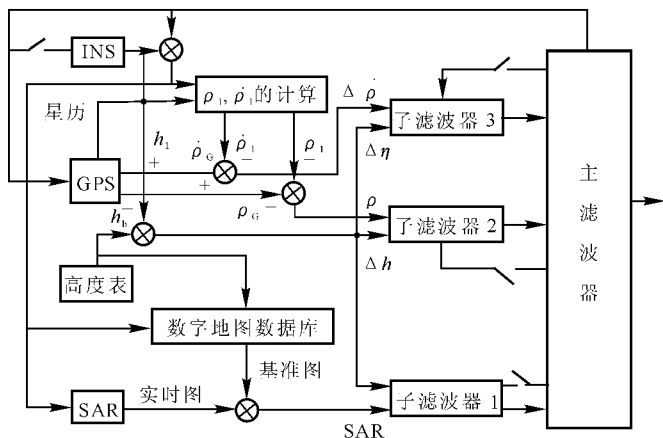


图 9.1 INS/ GPS/ SAR 系统原理结构框图

数字地图数据库中存储着飞行区域的高度信息, 障碍物、目标点等的位置信息, 威胁区域信息以及地标信息等。在系统的导航过程中, 把校正后的 SAR 实时图像与从数字地图数据库中查询到的相应于 SAR 测绘区的地图进行匹配, 可得到 INS 的位置和方位偏差, 将其作为观测量送到卡尔曼滤波器与其他观测量一起进行滤波。

GPS 接收机通过对 4 颗以上卫星的观测, 可获得载体的实时位置、速度等信息, 将这些信息与来自 INS 的相应信息进行比较, 可得到 GPS 的测量偏差, 将其作为观测量送到卡尔曼滤波器与其他观测量一起进行滤波。

卡尔曼滤波器将来自 GPS 的测量偏差与来自图像匹配的 INS 位置和方位偏差进行融合, 可计算出导航误差估计, 从而校正 INS 并获得当前精确的导航信息。这些导航信息用来校正系统中的传感器误差, 并为控制系统提供决策信息, 从而使飞行器按预置航路



精确飞行。由此可见,信息融合技术对整个系统的精确导航来说,具有十分重要的作用,研究适合 INS/GPS/SAR 组合系统的信息融合技术,无疑具有非常重要的意义。因此,本书在第十章将对 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的信息融合技术进行研究。

## 二、INS/GPS/SAR 组合系统的算法原理

INS/GPS/SAR 组合导航系统算法原理框图如图 9.2 所示。导航处理器给 GPS 接收机提供导航状态信息,辅助载波的跟踪和捕获 GPS 码。这对于飞行器在高动态情况下,尤其是具有干扰和非最佳卫星几何结构时,提高卫星跟踪能力是非常有用的。

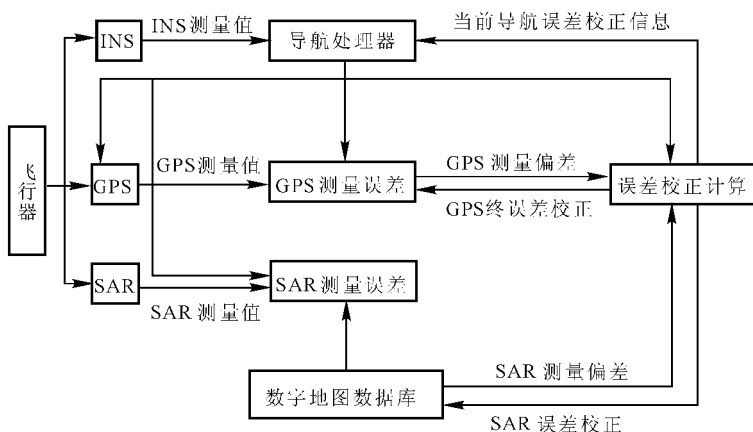


图 9.2 INS/GPS/SAR 组合系统导航算法原理框图

INS 由加速度计、陀螺仪和平台(数字平台)组成,可测量载体运动的有关状态。INS 将含有增量的速度和角度测量值提供给导航处理器,导航处理器利用这些测量值来求解惯导力学编排方程,可以很快获得导航解。导航解包括载体的实时位置、速度和姿态。

INS/GPS/SAR 组合导航系统采用卡尔曼滤波方法来校正导航误差。采用这种方法时,卡尔曼滤波器用 GPS 的伪距和伪距率



作为测量值。这就使得 INS 可以像前面提到的那样,用于辅助载波的跟踪和捕获 GPS 码。相应于 INS 获得的伪距和伪距率与接收机测量值相比较,可构成测量误差矢量。

滤波器采用 INS 动态误差模型和 GPS 测量误差特性,将这些误差源的信息进行融合得到导航校正信息。利用 GPS 更新值,系统滤波器可以对载体的位置、速度、姿态、加速度偏差、陀螺漂移、GPS 钟偏和 GPS 钟漂进行校正。

INS/GPS/SAR 组合导航系统还可以使用 SAR 测量值来校正 INS 误差。与 GPS 测量值的处理过程一样,SAR 测得的载体位置与 INS 测得的位置进行比较,可得到同一坐标系中 SAR 的测量偏差。滤波器采用 SAR 测量误差模型和 INS 动态误差模型,获得校正值得来校正误差源。利用 SAR 更新值,系统滤波器也可以对载体的位置、速度、姿态、加速度偏差和陀螺漂移进行校正。

### 三、INS/GPS/SAR 组合系统的数学模型

随着数字计算机性能的不断提高,使得对飞行器上多传感器数据进行优化组合成为现实。在先进的航空电子系统中,人们采用卡尔曼滤波器来处理精确的 GPS 数据和 INS 数据。这种导航系统具有良好的鲁棒性,它既具有 GPS 的长期稳定性,还具有 INS 的高动态特性。INS/GPS 组合系统的成功使用,使人们看到了在该系统中融合其他航空电子传感器如 SAR 的良好前景。

SAR 具有典型的雷达特性,它可以获得高分辨率的地面目标图像,这种高分辨率的图像可用于目标识别。其方法是将匹配模板放在对应的图像点阵上,一旦识别了目标,就会提供出目标相对于载体的位置以及载体的即时位置<sup>[6]</sup>。SAR 的测量值既可用于辅助导航,又可用于目标识别。

本节主要建立 INS/GPS/SAR 组合导航系统的数学模型。

#### 1. INS/GPS/SAR 组合导航系统的状态方程

本文建模的惯导系统为 S/DINS,以东北天地理坐标系为建



立动力学方程的基准坐标系。于是,可得 INS/GPS/SAR 组合导航系统的状态方程为

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{W}(t) \quad (9.1.1)$$

式中,  $\mathbf{X}(t)$  是系统状态向量,由系统的多种误差组成。即

$$\mathbf{X}(t) = [\phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u \quad \delta v_e \quad \delta v_n \quad \delta v_u \quad \delta L \quad \delta \lambda \quad \delta h \\ \varepsilon_x \quad \varepsilon_y \quad \varepsilon_z \quad \varepsilon_{mx} \quad \varepsilon_{my} \quad \varepsilon_{mz} \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \mathbf{V}_z \\ \Delta tr \quad \delta tr \quad \varphi_x \quad \varphi_y \quad \varphi_z]^T \quad (9.1.2)$$

其中,  $\phi_e, \phi_n, \phi_u$  是三维姿态角误差;  $\delta v_e, \delta v_n, \delta v_u$  是三维速度误差;  $\delta L, \delta \lambda, \delta h$  分别是纬、经度和高度误差;  $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$  是陀螺常值漂移;  $\varepsilon_{mx}, \varepsilon_{my}, \varepsilon_{mz}$  是陀螺一阶马尔可夫漂移;  $\mathbf{V}_x, \mathbf{V}_y, \mathbf{V}_z$  是加速度计零偏;  $\Delta tr, \delta tr$  是 GPS 钟偏及钟漂;  $\varphi_x, \varphi_y, \varphi_z$  是 SAR 天线姿态角误差。

$$\mathbf{F}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\text{INS}(18 \times 18)} & \mathbf{0}_{(18 \times 2)} & \mathbf{0}_{(18 \times 2)} \\ \mathbf{0}_{(2 \times 18)} & \mathbf{F}_{\text{GPS}(2 \times 2)} & \mathbf{0}_{(2 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 18)} & \mathbf{0}_{(3 \times 2)} & \mathbf{F}_{\text{SAR}(3 \times 3)} \end{bmatrix} \quad (9.1.3)$$

其中,  $\mathbf{F}_{\text{GPS}}$  是 GPS 动态矩阵;  $\mathbf{F}_{\text{SAR}}$  是 SAR 动态矩阵;  $\mathbf{F}_{\text{INS}}$  是 INS 动态矩阵。

$$\mathbf{F}_{\text{INS}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{n(9 \times 9)} & \mathbf{F}_{s(9 \times 9)} \\ \mathbf{0}_{(9 \times 9)} & \mathbf{F}_{m(9 \times 9)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{nb(3 \times 3)} & \mathbf{C}_{nb(3 \times 3)} & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{C}_{nb(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{F}_m = -\text{diag}[0 \quad 0 \quad 0 \quad \beta \quad \beta \quad \beta \quad \alpha \quad \alpha \quad \alpha]$ 。其中,  $\beta$  是陀螺反相关时间,  $\alpha$  是加速度计反相关时间;  $\mathbf{F}_n$  为 INS 对应 9 个基本导航参数的动态矩阵。

$$\mathbf{G}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\text{INS}(18 \times 9)} & \mathbf{0}_{(18 \times 2)} & \mathbf{0}_{(18 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(2 \times 9)} & \mathbf{G}_{\text{GPS}(2 \times 2)} & \mathbf{0}_{(2 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 9)} & \mathbf{0}_{(3 \times 2)} & \mathbf{G}_{\text{SAR}(3 \times 3)} \end{bmatrix} \quad (9.1.4)$$

其中



$$\mathbf{G}_{\text{INS}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{nb}(18 \times 3)} & \mathbf{0}_{(18 \times 2)} & \mathbf{0}_{(18 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(9 \times 3)} & \mathbf{0}_{(9 \times 3)} & \mathbf{0}_{(9 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{I}_{(3 \times 3)} & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} \\ \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{0}_{(3 \times 3)} & \mathbf{I}_{(3 \times 3)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_{\text{GPS}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_{\text{SAR}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

系统噪声  $\mathbf{W}(t)$  为

$$\mathbf{W}(t) = [W_{\varepsilon x} \quad W_{\varepsilon y} \quad W_{\varepsilon z} \quad W_{\varepsilon_{mx}} \quad W_{\varepsilon_{my}} \quad W_{\varepsilon_{mz}} \quad W_{\mathbf{v}_x} \\ W_{\mathbf{v}_y} \quad W_{\mathbf{v}_z} \quad W_{\Delta tr} \quad W_{\delta tr} \quad W_{\varphi x} \quad W_{\varphi y} \quad W_{\varphi z}]^T \quad (9.1.5)$$

$\mathbf{F}(t)$  ( $23 \times 23$ ) 是组合系统的动态矩阵,其中包含有 90% 的零元素。 $\mathbf{G}(t)$  ( $23 \times 14$ ) 是噪声系数矩阵,它包含 95% 的零元素。这两个矩阵均为系数矩阵。

## 2. 系统观测方程

组合系统的测量信息包括 GPS 测得的伪距  $\rho_G$  及伪距率  $\dot{\rho}_G$ , 相对于 INS 给出的位置处的伪距  $\rho_I$  及伪距率  $\dot{\rho}_I$ , SAR 的距离  $R_S$ , 距离率  $\dot{R}_S$ , 方位角  $A$  及俯仰角  $E$ , INS 估算的距离  $R_I$  及距离率  $\dot{R}_I$ 。

SAR 的距离测量值是通过测量雷达脉冲的往返时间  $T$  而得到的,即

$$R = \frac{c}{2} T$$

$c$  是脉冲传播速度。距离率是通过测量多普勒频移  $F_d$  而得到的,即

$$\dot{R} = \frac{c}{2f} F_d$$

$f$  是脉冲传输频率。

许多 SAR 系统都包含一种单脉冲雷达模式,该模式用来测量瞄准线矢量的方位角  $A$  和俯仰角  $E$ 。所谓瞄准线矢量是指由载体指向目标的有向线段;瞄准线矢量与 SAR 天线坐标系  $y$  轴的夹角



就是方位角  $A$ , 与  $z$  轴的夹角就是俯仰角  $E$ 。所谓的单脉冲具有用一个脉冲就可以获得所有角度信息的能力。单脉冲雷达有两个天线, 它们用来形成两个方向略有差异的相似波束。这两个天线通道与混频器相连, 从而获得和信号与差信号。而混频器则用以合成接收机的射频信号。差通道天线模式将直接显示两波束间的零值, 和通道天线模式将直接显示两波束间的峰值。这使得窄带信号跟踪与角度测量雷达具有很高的精度。

SAR 天线姿态的稳定对于其成像及目标识别有着重要的影响。天线姿态的稳定是靠天线伺服平台实现的, 这里所说的姿态稳定是相对于瞄准线单位矢量而言的。天线平台的伺服误差是造成天线姿态不稳定的主要因素。天线姿态不稳定将造成天线波束指向误差, 它对雷达成像的影响是使回波多普勒信号的幅度产生调制。按照成对回波理论, 调制频率较高, 则会造成旁瓣电平的加大。天线水平方波束指向误差造成的影响要复杂些。

SAR 的测量值可表示为

$$\tilde{Z}_R = \mathbf{R}_S + \mathbf{V}_R \quad (9.1.6)$$

$$\tilde{Z}_R = \dot{\mathbf{R}}_S + \mathbf{V}_R$$

$$\tilde{Z}_A = \mathbf{A} + \mathbf{V}_A$$

$$\tilde{Z}_E = \mathbf{E} + \mathbf{V}_E \quad (9.1.7)$$

$\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{E}$  分别为方位角及俯仰角的真值。 $\mathbf{V}_R$ ,  $\mathbf{V}_{\dot{R}}$ ,  $\mathbf{V}_A$ ,  $\mathbf{V}_E$  是测量误差, 可以认为是白噪声。

系统观测方程为

$$\mathbf{Z}_K = \begin{bmatrix} \rho_G - \rho_1 \\ \dot{\rho}_G - \dot{\rho}_1 \\ \mathbf{R}_S - \mathbf{R}_1 \\ \dot{\mathbf{R}}_S - \dot{\mathbf{R}}_1 \\ \mathbf{A} \\ \mathbf{E} \end{bmatrix} \quad (9.1.8)$$

线性化后可得



$$Z(t) = H(t)X(t) + V(t) \quad (9.1.9)$$

$H(t)$  是组合系统的测量矩阵, 包含 78.7% 的零元素, 是系数矩阵。 $V(t)$  是测量噪声。SAR 的方位角  $A$  及俯仰角  $E$  与系统状态的关系见表 9.1。SAR 的距离  $R_s$  和距离率  $\dot{R}_s$  与系统状态的关系见表 9.2。

表 9.1 SAR 方位角与俯仰角测量矩阵  
(滤波器测量矩阵中的非零元素)

系统状态	方位角 $A$	俯仰角 $E$
$\delta r$	$C_{ay}^n$	$C_{az}^n$
$\phi$	$LC_{ay}^n \xi_z^*$	$LC_{az}^n \xi_z^*$
$\varphi$	$LC_{ay}^n \xi_z^* C_b^n$	$LC_{az}^n \xi_z^* C_b^n$

表 9.2 SAR 方位角与距离率测量矩阵  
(滤波器测量矩阵中的非零元素)

系统状态	距离 $R_s$	距离率 $\dot{R}_s$
$\delta r$	$\xi_1^*$	$V_a^n S$
$\delta v$	0	$\xi_1^*$

其中,  $\delta r$  是飞行器的位置误差;  $\phi$  是飞行器的姿态误差;  $\delta v$  是飞行器的速度误差;  $\varphi$  是天线姿态误差;  $C_a^n$  是从天线坐标系到导航坐标系的转换矩阵;  $V_a^n$  是天线坐标系的运动速度在导航坐标系中的投影;  $S$  是相应的单位转换矩阵;  $L$  是雷达到目标的距离;  $\xi_1^*$  是  $R_s$  与  $\delta r$ ,  $\dot{R}_s$  与  $\delta v$  间的关系矩阵;  $\xi_2^*$  是导航坐标系与瞄准线矢量之间夹角的余弦矩阵的反对称矩阵;  $C_b^n$  是从机体坐标系到导航坐标系的转换矩阵。



### 3. INS/GPS/SAR 组合导航系统仿真研究

本节采用卡尔曼滤波器,用方差分析法对 INS/GPS/SAR 组合导航系统进行仿真研究。考虑到  $F(t)$ 、 $G(t)$  和  $H(t)$  的特点,即都是系数矩阵,在进行仿真时采用了相应的算法以减小计算量,提高仿真速度。系统仿真框图如图 9.3 所示。

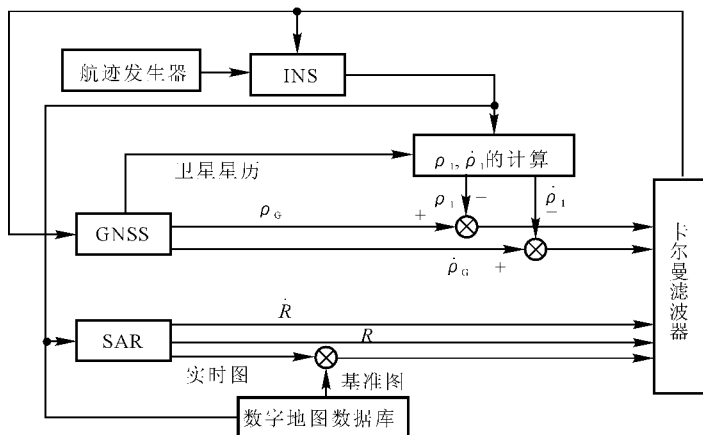


图 9.3 INS/GPS/SAR 系统仿真框图

飞行器的飞行轨迹由专门的仿真程序产生,提供包括时间、即时位置、速度、姿态、航向及加速度等信息。整个航迹有滑跑、起飞、爬高、平飞等过程。总飞行时间为 1 h,如图 9.4 所示。按照几何位置误差系数最小的原则,从可见星中选择 4 颗最佳 GPS 导航星,进一步提高定位精度。SAR 实时图像与实时地图比较所得的 INS 位置误差为 5 m。仿真初始数据和参数见表 9.3。仿真结果如图 9.5 ~ 图 9.7 和图 9.11 ~ 图 9.16 所示。

本节还对 INS/GPS 组合系统进行了仿真,仿真结果如图 9.8 ~ 图 9.10 和图 9.18 ~ 图 9.23 所示。

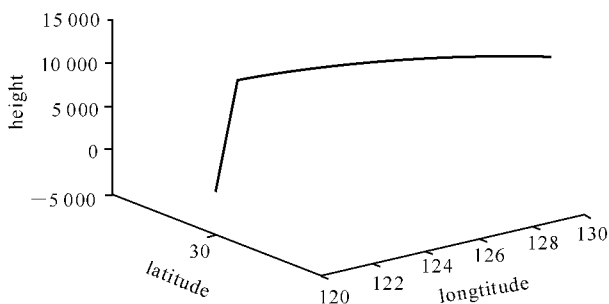


图 9.4 飞行器的飞行轨迹

表 9.3 INS/GPS/SAR 系统仿真初始数据及参数

参 数	数 组
位置误差(经度、纬度、高度)	1", 1", 30 m
速度误差	0.1 m/s, 0.1 m/s, 0.1 m/s
姿态角误差	600", 600", 600"
陀螺常值漂移	0.1°/h, 0.1°/h, 0.1°/h
陀螺测量白噪声	0.01°/h, 0.01°/h, 0.01°/h
陀螺一阶马尔可夫漂移	0.1°/h, 0.1°/h, 0.1°/h
陀螺相关时间	3 600 s, 3 600 s, 3 600 s
加速度计零偏	$10^{-4} g$ , $10^{-4} g$ , $10^{-4} g$
加速度计测量白噪声	$10^{-5} g$ , $10^{-5} g$ , $2 \times 10^{-5} g$
加速度计相关时间	3 600 s, 3 600 s, 3 600 s
GPS 钟偏	30 m
GPS 钟漂	0.003 m/s
GPS 伪距测量白噪声	40 m
GPS 伪距率测量白噪声	0.1 m/s
GPS 相关时间	3 600 s
SAR 天线姿态角误差	60", 60", 60"
SAR 距离测量白噪声	40 m
SAR 距离率测量白噪声	0.1 m/s
SAR 方位角测量白噪声	40"
SAR 俯仰角测量白噪声	160"

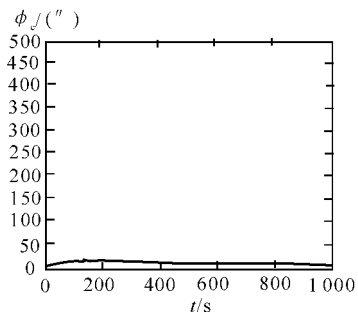


图 9.5 INS/GPS/SAR 组合系统  
东向水平姿态角误差 ( $1\sigma$ )

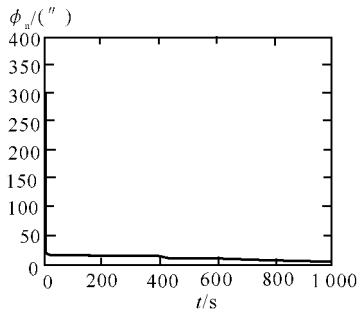


图 9.6 INS/GPS/SAR 组合系统  
北向水平姿态角误差 ( $1\sigma$ )

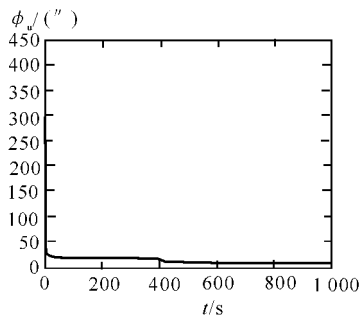


图 9.7 INS/GPS/SAR 组合系统  
方位角误差 ( $1\sigma$ )

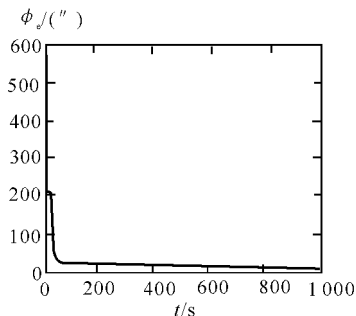


图 9.8 INS/GPS 组合系统东向  
水平姿态角误差 ( $1\sigma$ )

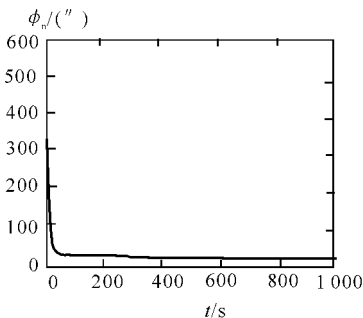


图 9.9 INS/GPS 组合系统北向  
水平姿态角误差 ( $1\sigma$ )

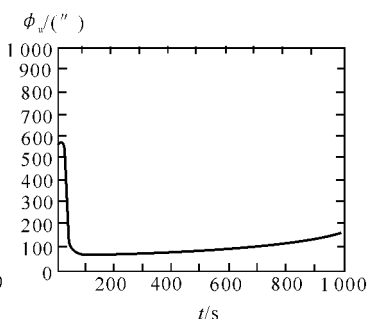


图 9.10 INS/GPS 组合系统  
方位角误差 ( $1\sigma$ )

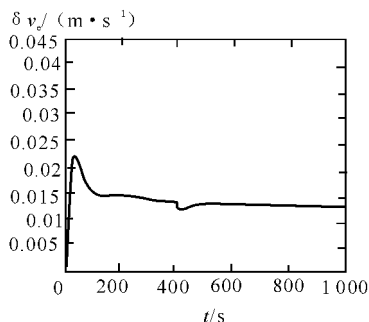


图 9.11 INS/GPS/SAR 组合系统  
东向水平速度误差 ( $1\sigma$ )

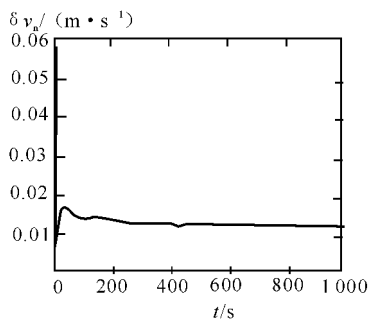


图 9.12 INS/GPS/SAR 组合系统  
北向水平速度误差 ( $1\sigma$ )

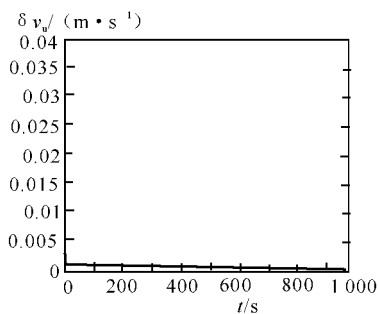


图 9.13 INS/GPS/SAR 组合系统  
垂直速度误差 ( $1\sigma$ )

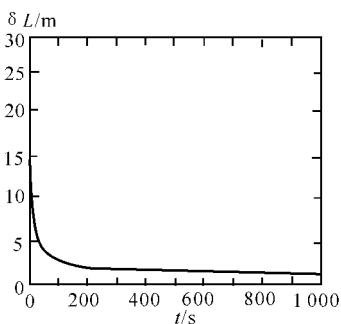


图 9.14 INS/GPS/SAR 组合系统  
纬度误差 ( $1\sigma$ )

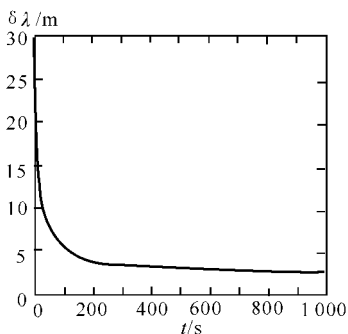


图 9.15 INS/GPS/SAR 组合系统  
经度误差 ( $1\sigma$ )

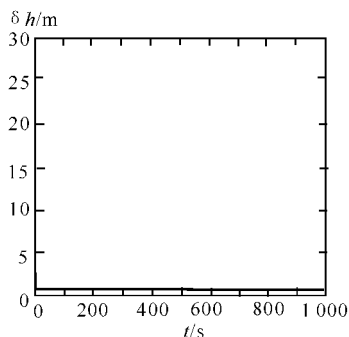


图 9.16 INS/GPS/SAR 组合系统  
高度误差 ( $1\sigma$ )

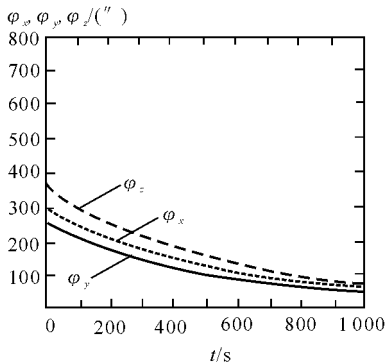


图 9.17 INS/GPS/SAR 组合系统 SAR 天线姿态角误差 ( $1\sigma$ )

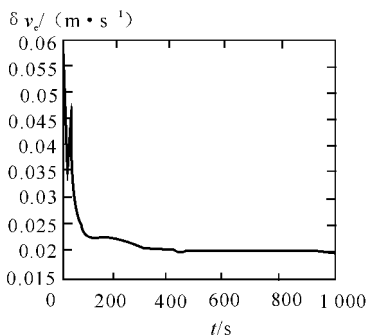


图 9.18 INS/GPS 组合系统东向水平速度误差 ( $1\sigma$ )

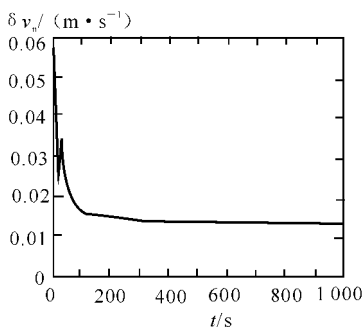


图 9.19 INS/GPS 组合系统北向水平速度误差 ( $1\sigma$ )

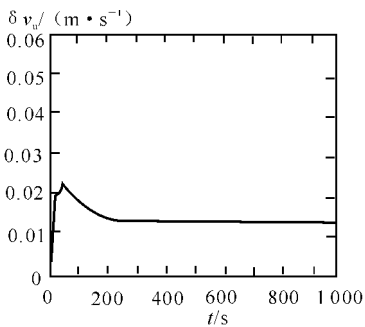


图 9.20 INS/GPS 组合系统垂直速度误差 ( $1\sigma$ )

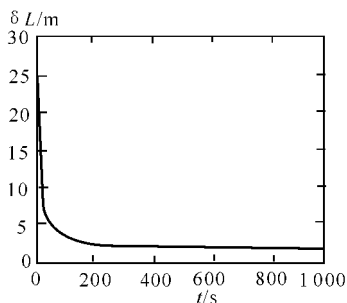


图 9.21 INS/GPS 组合系统纬度误差 ( $1\sigma$ )

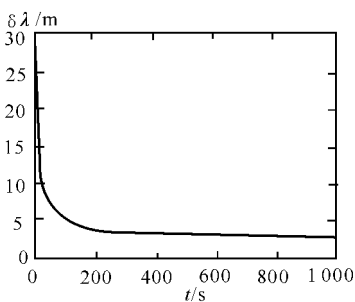


图 9.22 INS/GPS 组合系统经度误差 ( $1\sigma$ )

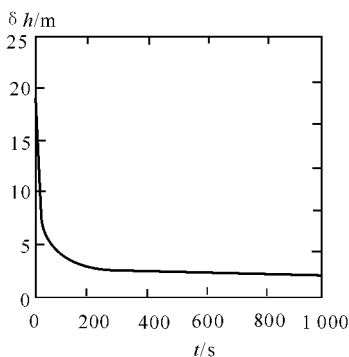


图 9.23 INS/GPS 组合系统高度误差 ( $1\sigma$ )

从误差曲线上可以看出,INS/GPS/SAR 组合导航系统的方位角误差  $\phi_u$ ,速度误差  $\delta v_u$ ,高度误差  $\delta h$  的精度较之 INS/GPS 组合系统有了显著提高;水平姿态角误差  $\phi_e$  和  $\phi_n$ ,速度误差  $\delta v_e$  和  $\delta v_n$  的精度都有不同程度的改善;SAR 天线姿态的稳定性也得到改善。

从上面对 INS/GPS 组合系统和 INS/GPS/SAR 组合系统的讨论和仿真可以得到下面结论<sup>[69,70,71,72]</sup> :

(1) 融合 SAR 的 INS/GPS 组合导航系统的自主性和容错性较之 INS/GPS 系统有了显著的改善<sup>[69]</sup>。

(2) INS/GPS/SAR 组合系统的精度较之 INS/GPS 系统有了较明显的提高。

(3) INS/GPS/SAR 组合系统提供的定位信息使 SAR 天线姿态的稳定性有了改进,保证了 SAR 成像的质量,从而提高了目标识别能力和导航定位精度。

INS/GPS/SAR 组合系统是一个高性能的组合导航系统,它具有高自主性、高可靠性强、隐身性和目标识别能力。



## 9.2 地形辅助的 INS/SAR 组合导航系统

INS/SAR 组合导航系统通过图像相关获得的观测量只是水平位置偏差和方位角偏差,未提供 INS 垂直通道的误差信息,因而系统垂直通道的误差是发散的。在 INS/SAR 组合系统与高度表的组合方式中,尽管系统垂直通道的误差不发散,其精度相对水平通道的精度来说还较差。在机载地形高程数据可获得的情况下,引入高程相关的地形辅助导航技术(TAN),可大大提高系统垂直通道的精度,有效地提高系统导航性能。其中地形高程数据和数字地图图像可以是分别测得的,也可以是同时测得的。比如用合成孔径雷达干涉仪进行地形测绘时,即能获得地面图像信息,也能获得高度信息。

### 1. 系统组合原理与系统状态方程

地形辅助的 INS/SAR 组合导航系统的基本原理就是:将校正后的 SAR 实时图像与相应测绘区的数字地图进行相关比较(或匹配),得到水平位置误差和方位角误差的观测量。同时计算惯导系统输出的绝对高程与地形高程之差,作为飞行器相对地面的高程的估计值,把它与测距高度表(可以是 SAR 本身)实测的相对高程进行相关比较,得到有关高度误差的观测量。然后经滤波计算出 INS 的误差估计值,对 INS 进行校正,获得当前的导航信息。该信息又用来查询数字地图和地形高程信息,以及对 SAR 天线进行稳定、对准和运动补偿。

导航坐标系选用北西天地理坐标系,惯导系统选用捷联系统(S/D INS),组合系统的状态为<sup>[2]</sup>

$$\mathbf{X} = [\phi_n \quad \phi_w \quad \phi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \delta h \quad \delta v_n \quad \delta v_w \quad \delta v_u \quad \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \quad \varepsilon_z \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \mathbf{V}_z]^T \quad (9.2.1)$$

### 2. 观测量的获得及系统量测方程的建立

#### (1) 利用图像相关获得观测量的方法。



原理和方法见 7.1 节。量测方程为

$$\mathbf{Z}'_k = [\phi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda]_k^T + \mathbf{V}'_k \quad (9.2.2)$$

(2) 高程相关获得观测量的方法。

高程相关的地形辅助算法有 SITAN 算法、TERCOM 算法和相关极值算法等<sup>[73]</sup>。这里采用实时性较好的 SITAN 算法,该法直接把相对高程的估计值与相对高程的实测值之差作为观测量。同时,采用计算量较少的一阶泰勒法进行地形随机线性化,获得地形斜率,可推导出线性化的量测方程为

$$\mathbf{Z}''_k = [-h_y \quad -h_x \quad 1][\phi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda]_k^T + \mathbf{V}''_k \quad (9.2.3)$$

式中  $h_y = \partial h_k / \partial \varphi$ , 为数字地形高程数据中纬度方向的斜率;  $h_x = \partial h_k / \partial \lambda$ , 为数字地形高程数据中经度方向的斜率;  $\mathbf{V}''_k$  为量测噪声, 它由高度表的测量噪声、数字地形高程数据的制作噪声, 以及地形随机线性化噪声等组成<sup>[2]</sup>。

(3) 组合系统的量测方程。

若某一时刻两个子系统都得到了观测量, 这一时刻组合系统的量测方程为式(9.2.2)和式(9.2.3)的合并, 即

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (9.2.4)$$

式中

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} & \vdots & 0 & 1 & 0 & 0 & \vdots & \\ & & 0 & 0 & 1 & 0 & & \\ \mathbf{0}_{4 \times 2} & & 1 & 0 & 0 & 0 & & \mathbf{0}_{4 \times 9} \\ & & \vdots & 0 & -h_y & -h_x & 1 & \end{bmatrix}$$

$\mathbf{V}_k$  为量测噪声, 它合并了式(9.2.2)中的  $\mathbf{V}'_k$  与式(9.2.3)中的  $\mathbf{V}''_k$ 。如果地形辅助系统获得观测量的速率比 SAR 辅助系统快, 则组合滤波器的量测方程为式(9.2.4)以一定间隔替换式(9.2.3)的形式, 替换速率为 SAR 辅助系统获得观测量的速率。在下面的仿真中, 假设两者的速率相同。当地形辅助系统和 SAR 辅助系统中有一个失效后, 其信息被隔离, 式(9.2.4)降为式(9.2.2)或式(9.2.3)。下面的仿真中假定两者在某段时间内同时失效, 此时无



观测量送给滤波器,系统为纯惯导工作方式。

### 3. 系统仿真和结论

假设飞行器做匀速直线飞行,初始位置为北纬  $34^\circ$ ,东经  $110^\circ$ ,高度  $8\,000\text{ m}$ ,初始速度  $250\text{ m/s}$ ,航向正东,飞行时间  $3\,600\text{ s}$ 。飞越的地形通过仿真产生,SAR 和测距高度表在  $700\text{ s}$  到  $1\,000\text{ s}$  之间因故停止工作。等效的陀螺漂移误差为  $0.1^\circ/\text{h}$ ,加速度计零偏为  $5 \times 10^{-4} g$ 。并假设 SAR 实时图像与数字地图进行相关比较,所得的惯导系统水平位置误差为  $15\text{ m}$ ,方位角误差的测量误差为  $0.2^\circ$ ,高程相关的地形辅助测量误差为  $30\text{ m}$ 。滤波器更新周期为  $1\text{ s}$ ,滤波初值见表 9.4。

表 9.4 INS/SAR/TAN 组合导航系统的滤波初始值

误差项	初始值
$\delta v_n, \delta v_w, \delta v_u$	$10\text{ m/s}$
$\phi_n, \phi_w$	$800''$
$\phi_u$	$2\,000''$
$\delta\varphi, \delta\lambda$	$10''$
$\delta h$	$300\text{ m}$

仿真结果中的导航信息误差曲线见图 9.24,  $1\,600\text{ s}$  以后的曲线都很平稳。系统稳态误差值见表 9.5。从仿真曲线可以看出,飞机在刚开始和  $1\,000\text{ s}$  后,在做直线飞行的情况下很快完成了对准,并且在初始误差较大的情况下,也能迅速搜索到相应的位置,给惯导提高修正信息。

表 9.5 INS/SAR/TAN 组合导航系统误差状态的稳态值

误差项	$\delta R_n/\text{m}$	$\delta R_w/\text{m}$	$\delta h/\text{m}$	$\frac{\delta v_n}{\text{m} \cdot \text{s}^{-1}}$	$\frac{\delta v_w}{\text{m} \cdot \text{s}^{-1}}$	$\frac{\delta v_u}{\text{m} \cdot \text{s}^{-1}}$	$\phi_n/(\prime)$	$\phi_w/(\prime)$	$\phi_u/(\prime)$
稳态值	3.12	3.11	5.51	0.083	0.082	0.09	99.3	99.1	36.6

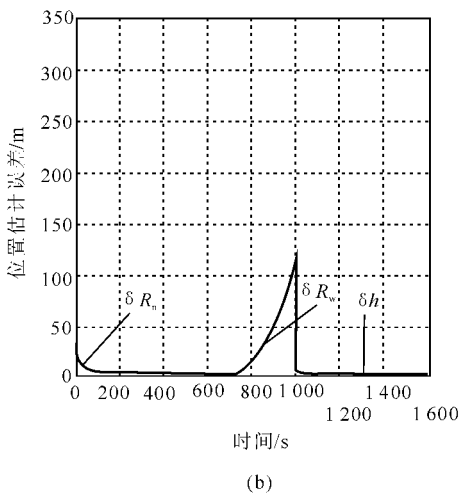
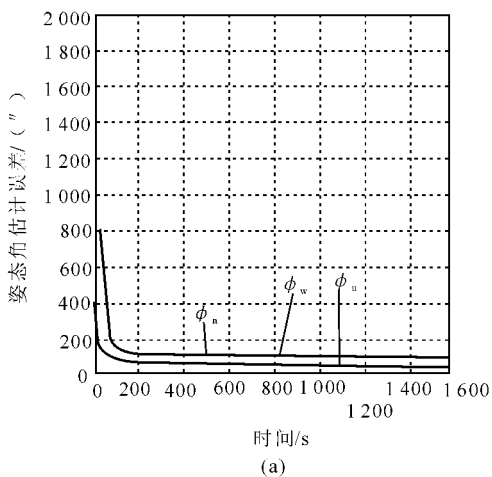
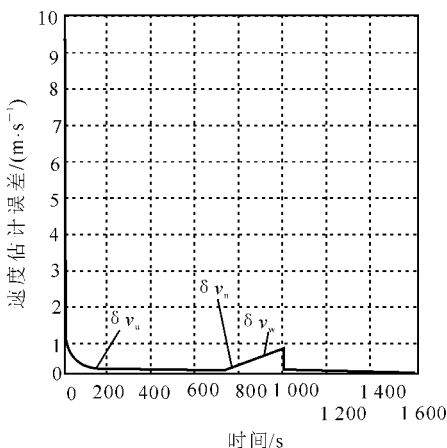


图 9.24 INS/SAR/TAN 组合导航系统的仿真曲线

(a) 姿态角估计误差曲线；(b) 位置估计误差曲线；



(c)

续图 9.24 INS/SAR/TAN 组合导航系统的仿真曲线

(c) 速度估计误差曲线

综上所述,地形辅助的 INS/SAR 组合导航系统精度高、自主性强。该系统中既有高程相关辅助,又有图像相关辅助,对于山丘地形和平坦地形都适用。系统还具有多种功能,其中地形辅助系统可执行地形跟随、威胁回避等任务,SAR 还可以用来执行瞄准、抓获目标等任务。

另外,作者还做了进一步的研究。比如再引入气压高度表提供长期冗余的高度信息,并采用分散、并行的 Carlson 联邦滤波技术,用两个子滤波器分别处理地形辅助系统和 SAR 辅助系统的信息,同时将气压高度信息送给各个子滤波器,由主滤波器定期对两个子滤波器进行信息融合和重调校正。这样两个子系统能独立工作,从而整个系统的精度、容错性和其他性能又有了进一步的改善。

在此基础上引入 GPS,可以构成 INS/SAR/GPS/TAN 组合



导航系统,其组合原理框图见图 9.25。由前面几节可知,INS/SAR,INS/GPS,TAN 三种系统各有优、缺点,把它们结合在一起则可互相取长补短。该系统精度高、容错性好、机动性强、适用区域广,并具有自主性能和隐身性能。仿真结果证明了该系统的优良导航性能,仿真所用的飞行轨迹与 9.1 节类似。

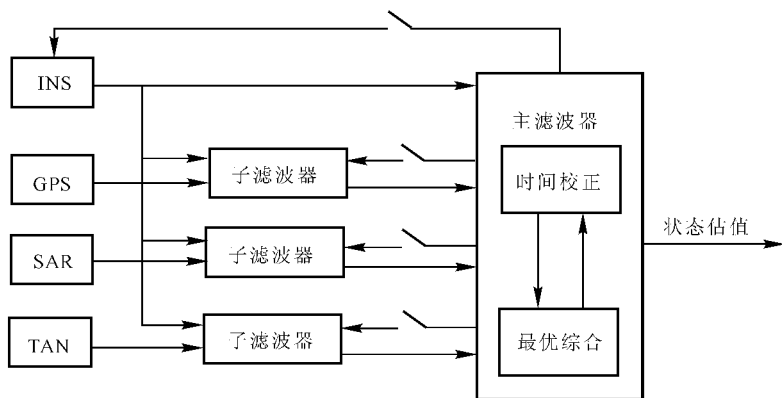


图 9.25 INS/SAR/GPS/TAN 组合导航系统的原理框图

### 9.3 INS/SAR/ 罗兰 —C 组合导航系统

罗兰 —C 系统是一种远程无线电导航系统,它具有作用距离远、定位精度高、稳定性好等优点。随着我国罗兰 —C 系统三个沿海台链的建设成功,罗兰 —C 系统的应用将越来越广泛。而且该系统在陆地使用也有很大的潜力,完全可以开发利用,为航运、选矿、交通等行业提供定位服务。我国关于这方面的试验已有报道。

在 INS/SAR 组合系统中引入罗兰 —C 系统,可以弥补 INS/SAR 组合导航系统动态性能较差的缺点,因为罗兰 —C 系统接收机的抗干扰性相对较强,利用罗兰 —C 系统能够提供相对稳定的长期水平位置信息,提高整个系统的动态性能。这样便构成了



INS/SAR/罗兰—C组合导航系统,该系统集中了罗兰—C系统和INS/SAR系统的优点,精度高、容错性好,而且我国能独立控制罗兰—C系统,这使得整个系统的军事应用价值很高。

### 1. 组合原理和方法

INS/SAR/罗兰—C组合导航系统由INS/SAR子系统和INS/罗兰—C子系统组成,其组合原理框图见图9.26。由于罗兰—C系统和SAR不能修正INS的垂直通道,可引入气压高度表或相关的地形辅助技术来修正INS的高度误差,考虑到沿海台链所在地区地形平坦,故采用气压高度表提供长期的高度信息。

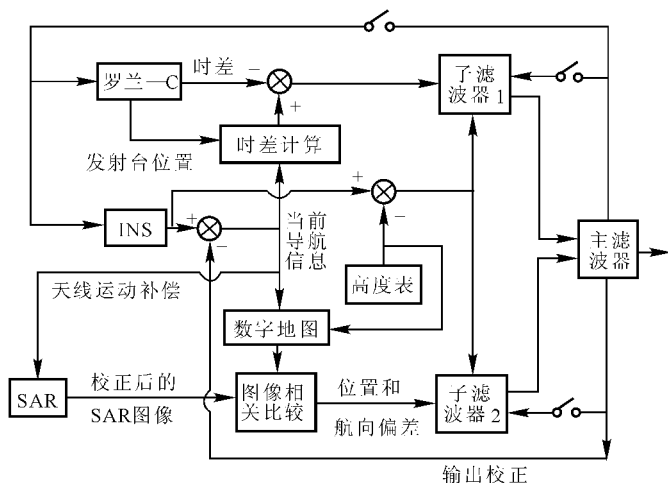


图 9.26 INS/SAR 罗兰—C 组合导航系统的原理框图

INS/SAR子系统的原理及构造见第五章。

INS/罗兰—C子系统的工作原理是将罗兰—C接收机测量的主台M,第一副台S1到载体的信号传播时间差(Time Difference)  $TD_1$  和主台、第二副台S2到载体的信号传播时间差  $TD_2$ ,与用INS位置、罗兰—C发射台位置和发射机发射延时



(ED) 计算出的这两个时间差  $TD_{INS1}$ ,  $TD_{INS2}$  进行比较, 其结果作为观测量送给滤波器 1 进行滤波。

罗兰—C 系统的测时误差模型为

$$\delta\dot{TD} = (-1/T)\delta TD + W \quad (9.3.1)$$

其中,  $\delta TD$  为罗兰—C 系统的测时误差,  $T$  为一阶马尔可夫过程的相关时间,  $W$  为驱动白噪声。设  $c$  为电波传播速度,  $\rho_1$  为主台到罗兰—C 接收机的测地距离,  $\rho_2$  为第一副台到罗兰—C 接收机的测地距离, 则

$$TD_{INS1} = (\rho_2 - \rho_1)/c + ED_1 \quad (9.3.2)$$

其误差为

$$\delta TD_{INS1} = (\delta\rho_2 - \delta\rho_1)/c \quad (9.3.3)$$

$\rho_1$  即为图 9.27 中的大圆距离  $\rho_w$ , 其误差为

$$\delta\rho_1 = -r(\cos\psi_w\delta\varphi + \cos\varphi\sin\psi_w\delta\lambda)/c \quad (9.3.4)$$

式中  $\psi_w = \arctan\{\cos\varphi_w \sin(\lambda_w - \lambda_p) / [\sin\varphi_w \cos\varphi_p - \cos\varphi_w \cos(\lambda_w - \lambda_p) \sin\varphi_p]\}$ ,  $\psi_w$  所在象限由  $\tan\psi_w$  和  $\lambda_w - \lambda_p$  的符号决定, 见表 9.6。

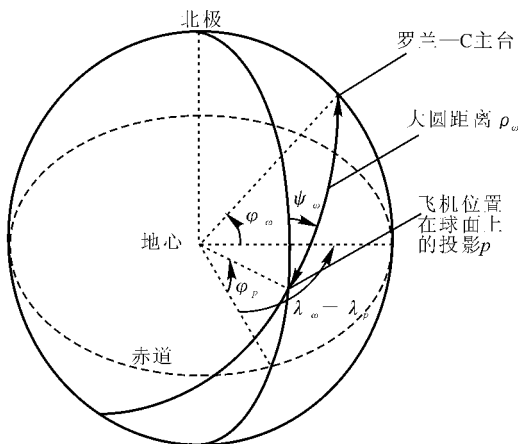


图 9.27 大圆几何关系

表 9.6  $\psi_\omega$  所在象限判决表

$\tan\psi_\omega$	+	-	+	-
$\lambda_\omega - \lambda_p$	+	+	-	-
$\psi_\omega$ 所在象限	一	二	三	四

同理可得  $\delta\rho_2$  和  $\delta\rho_3$ , 并计算出  $\delta TD_{INS1}$  和  $\delta TD_{INS2}$ 。

## 2. 组合滤波

组合滤波采用 Carlson 联邦滤波算法。建模的惯导系统为 S/D INS, 导航坐标系选为东北天地理坐标系。子滤波器 1 的状态变量为

$$\mathbf{X}_1 = [\delta v_e \quad \delta v_n \quad \delta v_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \delta h \quad \phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u \quad \epsilon_x \quad \epsilon_y \\ \epsilon_z \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \mathbf{V}_z \quad \delta h_b \quad \delta TD_1 \quad \delta TD_2]^T$$

其中  $\delta TD_1, \delta TD_2$  为两个 TD 的误差。量测方程为

$$\mathbf{Z}_k = \begin{bmatrix} \delta TD_{INS1} - \delta TD_1 \\ \delta TD_{INS2} - \delta TD_2 \\ \delta h - \delta h_b \end{bmatrix} + \mathbf{V}_k = \begin{bmatrix} (r(\cos\psi_\omega - \cos\psi_{s1})/c)\delta\varphi + (r\cos\varphi(\sin\psi_\omega - \sin\psi_{s1})/c)\delta\lambda - \delta TD_1 \\ (r(\cos\psi_\omega - \cos\psi_{s2})/c)\delta\varphi + (r\cos\varphi(\sin\psi_\omega - \sin\psi_{s2})/c)\delta\lambda - \delta TD_2 \\ \delta h - \delta h_b \end{bmatrix} + \mathbf{V}_k \quad (9.3.5)$$

子滤波器 2 的状态变量为

$$\mathbf{X}_2 = [\delta v_e \quad \delta v_n \quad \delta v_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \delta h \quad \phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u \quad \epsilon_x \quad \epsilon_y \\ \epsilon_z \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \mathbf{V}_z \quad \delta h_b]^T \quad (9.3.6)$$

量测方程为

$$\mathbf{Z}'_k = [\varphi_u \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \delta h \quad \delta h_b]_k^T + \mathbf{V}'_k \quad (9.3.7)$$



### 3. 系统仿真及结论

假设飞机飞行时间为 1 400 s, 初始状态为: 北纬  $30^\circ$ , 东经  $115^\circ$ , 高度 8 000 m, 航向顺时针偏东  $55^\circ$ , 速度 300 m/s。飞机飞行高度保持 8 000 m 不变, 水平飞行剖面见图 9.28(a)。框 1 内为协调右转弯, 框 2 内为一段 S 型机动飞行, 框 3 内为一段盘旋飞行, 框 4 内为两段紧接的转弯飞行, 其他均为巡航状态。并假设飞机处于这四个机动段时, INS/SAR 子系统的信息被隔离, INS 的修正信息仅由子滤波器 1 提供。传感器的精度见表 9.7, 滤波初始值见表 9.8。SAR 实时图像与数字地图相关比较所得的 INS 水平位置偏差的估计误差为  $10 \text{ m}(1\sigma)$ , 航向角偏差的估计误差为  $0.2^\circ(1\sigma)$ 。两个子滤波器的更新周期为 1 s, 主滤波器的融合周期也为 1 s。

表 9.7 INS/SAR/罗兰—C 组合导航系统的传感器精度

传感器误差项	误差值( $1\sigma$ )	相关时间
陀螺漂移	$0.1^\circ/\text{h}$	1 h
陀螺测量白噪声	$0.001^\circ/\text{h}$	0
加速度计偏置	$5 \times 10^{-4} g$	0.5 h
加速度计测量白噪声	$5 \times 10^{-6} g$	0.5 h
罗兰—C 接收机时差相关误差	$1.5 \mu\text{s}(450 \text{ m})$	1 h
罗兰—C 接收机时差白噪声	$0.3 \mu\text{s}(90\text{m})$	0
气压高度表高度偏置	100 m	$d_1/v_G$
气压高度表测量白噪声	5 m	0

$$d_1(\text{相关距离}) = 450 \text{ km}, v_G \text{ 为地速}$$



表 9.8 INS/SAR/ 罗兰—C 组合导航系统的滤波初始值

误差项	初始值( $1\sigma$ )
速度误差	1 m/s
水平姿态误差角	300"
航向误差角	1 500"
经纬度误差角	15"
高度误差	500 m

系统仿真曲线见图 9.28 中(b) ~ (d), 其中主要显示的是主滤波器水平方向的导航信息误差曲线及姿态角误差曲线。图 9.28(c) 中上面两条曲线为下面两条曲线在纵坐标 0 ~ 25 m 内的放大, 其相应的纵轴刻度在右边。图 9.28(d) 中  $\phi_u$  的完整曲线在最底下, 其纵轴刻度在图框右边。在巡航段, 系统精度主要取决于 INS/SAR 子系统的精度, 其中三维位置和航向角都是直接的观测量。由于相应的图像匹配算法具有很强的初始捕获能力, 即使初始位置误差较大, 系统误差也能迅速下降。在大机动段, INS/SAR 子系统的信息被隔离, 位置和速度误差上升, 机动结束后, SAR 开始正常工作, 误差曲线立刻被拉回。如果机动时间很长, 误差最终将保持在 INS/ 罗兰—C 子系统的精度范围内, 而不是按原趋势无限上升。总的看来, 整个系统的导航精度很高, 飞机虽有大的机动, 曲线也能很快趋于平稳, 这体现了系统良好的导航性能。

INS/SAR/ 罗兰—C 组合导航系统的精度和性能可以与目前通用的 INS/GPS 组合导航系统相比。如果把导航台看做导航星, INS/ 罗兰—C 子系统的定位方法和结构设计与 INS/GPS 系统的很接近。但 INS/GPS 系统有一个不可克服的缺点, 就是 GPS 不是



由我国控制,并且其信号容易受到干扰,在战争条件下不太可靠。INS/SAR/罗兰—C组合导航系统则有战术条件这方面的优势。

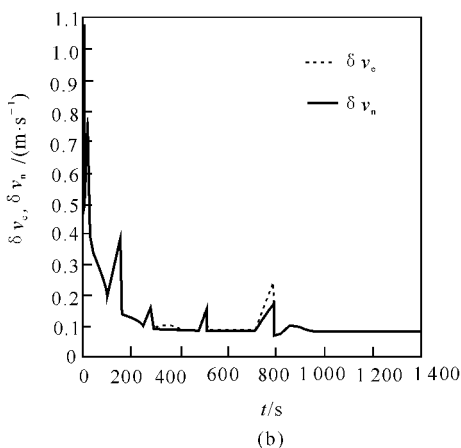
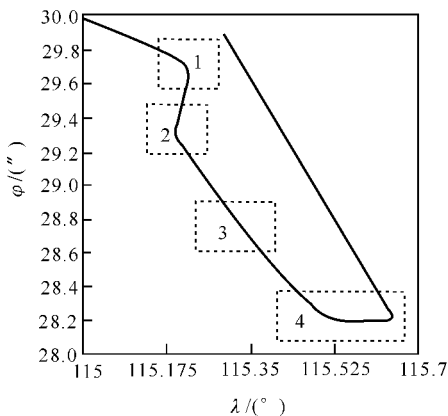
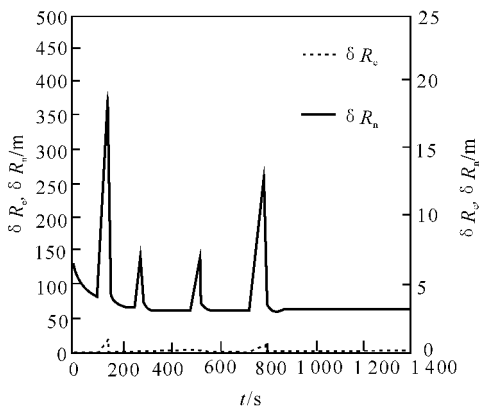
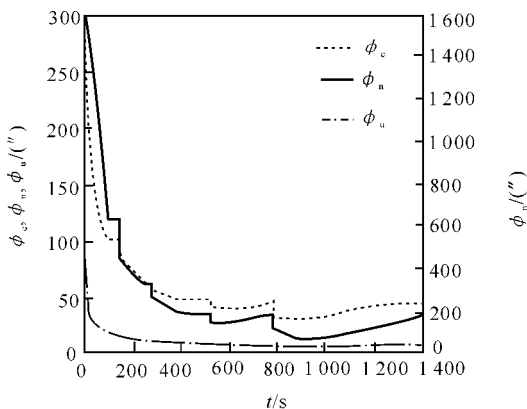


图 9.28 INS/SAR 罗兰—C 组合导航系统的仿真结果

(a) 飞机水平飞行剖面; (b) 水平速度估计误差曲线;



(c)



(d)

续图 9.28 INS/SAR 罗兰—C 组合导航系统的仿真结果

(c) 水平位置估计误差曲线;(d) 姿态角估计误差曲线



## 9.4 SAR/ 单轴稳定 S/DINS 组合导航系统

单轴稳定捷联系统结构简单、体积小、质量轻,又比纯捷联系统降低了对陀螺动态范围的要求,是一种易于实现的低成本惯导系统。对于大多数飞行器,尤其是一些导弹,它们机动时的俯仰角速率和方位角速率比横滚角速率要小得多,最大也在  $60^\circ/\text{s}$  以下。单轴稳定捷联系统在速率方位平台的基础上,把平台的俯仰稳定轴取消,只保留隔离飞行器横滚机动的稳定轴。这样避免了陀螺在飞行器横滚轴方向的进动,使陀螺的进动角速率不超过  $60^\circ/\text{s}$ ,可保证其具有惯性级的精度。而且在不作  $360^\circ$  大横滚的对象中,导电滑环可以完全不用,既提高了可靠性,又降低了成本。

在机载数字地图可获得的情况下,利用 SAR 的图像辅助作用来修正单轴稳定捷联惯导系统,可构成 SAR/ 单轴稳定 S/DINS 组合导航系统。它精度高、自主性强、实用性好,集中了 SAR 和单轴稳定 S/DINS 两者的优点,具有很大的军用价值和很好的应用前景。尤其在中远程导弹的全程制导中,用 SAR 校正单轴稳定 S/DINS,提高中制导精度,未制导时用 SAR 进行搜索、识别、瞄准、导引导弹攻击目标,可使导弹命中率大大提高。

### 1. 系统的组合原理和方法

SAR/ 单轴稳定 S/DINS 组合导航系统的组合原理就是将 SAR 实时地形图与相应测绘区的数字地图进行比较,得到的水平位置和航向偏差做为观测量,然后经滤波计算出单轴稳定 S/DINS 的误差估计对其进行校正,获得当前精确的导航信息。该信息又可用来对 SAR 天线进行稳定、对准、运动补偿以及计算 SAR 的视区和定位参数,用来查询数字地图库中的相应区域。

组合滤波器采用卡尔曼滤波器,算法采用  $UDU^T$  协方差分解滤波器算法。滤波器的状态方程为单轴稳定 S/DINS 的误差方程<sup>[75]</sup>,导航坐标系选为东北天地理坐标系。这里仅考虑水平通道,



不考虑垂直通道与水平通道间的交联影响,因垂直速度误差对导航精度的影响较小,可以忽略。建模的误差状态为

$$\mathbf{X} = [\delta v_e \quad \delta v_n \quad \delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u \quad \varepsilon_{cx} \quad \varepsilon_{cy} \quad \varepsilon_{cz} \quad \varepsilon_{\omega x} \\ \varepsilon_{\omega y} \quad \varepsilon_{\omega z} \quad \mathbf{V}_x \quad \mathbf{V}_y \quad \varepsilon_{kx} \quad \varepsilon_{ky} \quad \varepsilon_{kz} \quad \mathbf{V}_{kx} \quad \mathbf{V}_{ky} \quad \mathbf{V}_{kz}]^T$$

其中,  $\delta v_e, \delta v_n$  分别为东向和北向速度误差;  $\delta\varphi, \delta\lambda$  分别为纬度和经度误差;  $\phi_e, \phi_n, \phi_u$  为三维姿态角误差;  $\varepsilon_{cx}, \varepsilon_{cy}, \varepsilon_{cz}$  为陀螺常值漂移;  $\varepsilon_{\omega x}, \varepsilon_{\omega y}, \varepsilon_{\omega z}$  为陀螺一阶随机马尔可夫过程漂移;  $\mathbf{V}_x, \mathbf{V}_y$  为加速度计一阶随机马尔可夫过程零偏;  $\varepsilon_{kx}, \varepsilon_{ky}, \varepsilon_{kz}$  为陀螺刻度系数;  $\mathbf{V}_{kx}, \mathbf{V}_{ky}, \mathbf{V}_{kz}$  为加速度计刻度系数。

$k$  时刻的量测方程为

$$\mathbf{Z}_k = [\delta\varphi \quad \delta\lambda \quad \phi_u]^T_k + \mathbf{V}_k$$

其中  $E[\mathbf{V}_i \mathbf{V}_j^T] = \mathbf{R} \delta_{ij}$ ,  $\mathbf{R}$  的大小取决于数字地图的制作误差、SAR 图像的测量误差、图像处理算法的性能以及计算机计算误差等因素。

## 2. 系统仿真与结论

假定飞行器做匀速直线飞行,初始值为北纬  $30^\circ$ ,东经  $110^\circ$ ,高度  $8\,000\text{ m}$ ,飞行时间  $1\,400\text{ s}$ ,航向正东,速度  $300\text{ m/s}$ 。加速度计零偏为  $5 \times 10^{-4}\text{ g}(1\sigma)$ ,等效的陀螺漂移误差为  $0.5^\circ/\text{h}(1\sigma)$ 。滤波初始值如下:速度误差  $1\text{ m/s}(1\sigma)$ ,经纬度误差角  $3''(1\sigma)$ ,高度误差为  $100\text{ m}(1\sigma)$ ,水平姿态误差角  $300''(1\sigma)$ ,方位误差角  $1\,500''(1\sigma)$ 。SAR 实时图像与相应数字地图比较所得的水平位置偏差的估计误差为  $10\text{ m}(1\sigma)$ ,方位角偏差的估计误差为  $0.2^\circ(1\sigma)$ ,滤波器修正速率为  $1\text{ s}$ 。

系统仿真的导航信息误差曲线见图 9.29,其中  $(1\sigma)$  表示均方根误差曲线, (MC) 表示蒙特卡罗仿真误差曲线。可以看出, SAR/单轴稳定 S/DINS 组合导航系统的精度很高,具有较好的导航性能。

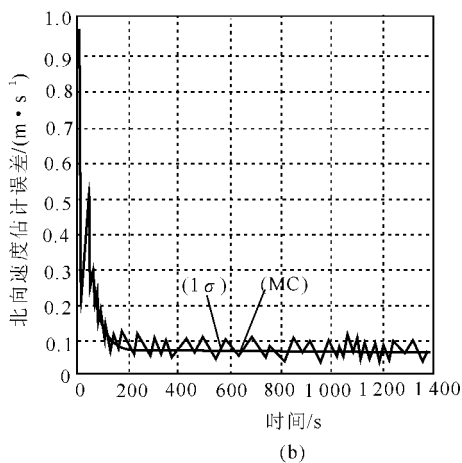
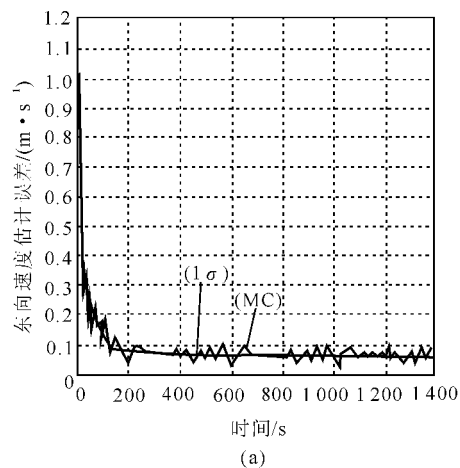
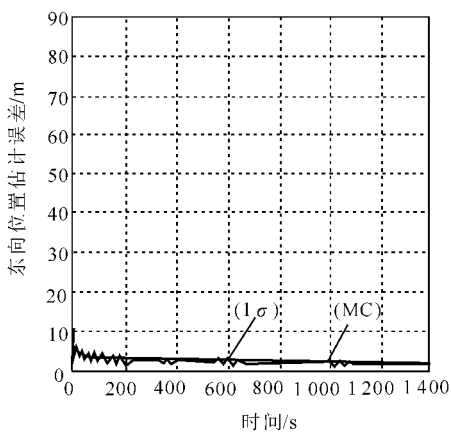
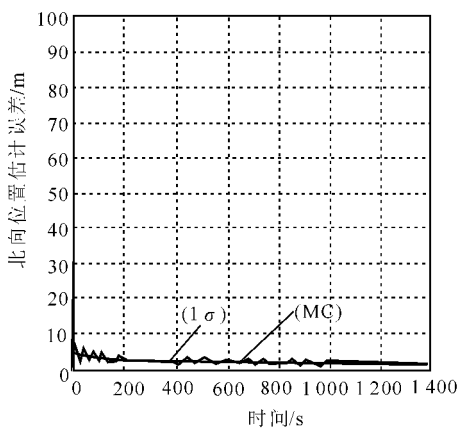


图 9.29 SAR/单轴稳定 S/DINS 组合导航系统的仿真曲线  
(a) 东向速度估计误差; (b) 北向速度估计误差;



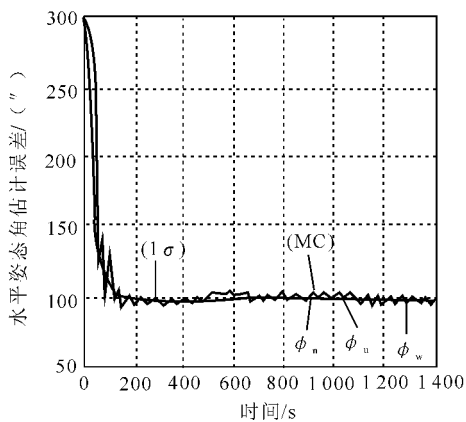
(c)



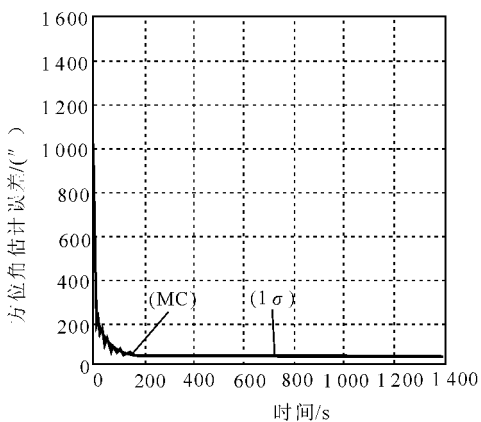
(d)

续图 9.29 SAR/单轴稳定 S/DINS 组合导航系统的仿真曲线

(c) 东向位置估计误差; (d) 北向位置估计误差;



(e)



(f)

续图 9.29 SAR/单轴稳定 S/DINS 组合导航系统的仿真曲线

(e) 水平姿态角估计误差; (f) 方位角估计误差



S/DINS是目前研究较多的惯导系统,单轴稳定 S/DINS 是适合我国国情的一种低成本、实用性好的惯导系统。本节对单轴稳定 S/DINS/SAR 系统进行仿真研究,结果显示利用 SAR 的图像辅助作用对惯导进行修正,有效地提高了导航精度,这种精度目前只有 GPS/ 惯性基准导航系统和高程相关的地形辅助导航系统能与之相比较。随着图像处理、合成孔径雷达、滤波及计算机等技术的发展,这种修正精度还可进一步提高,INS/SAR 系统在军用飞机、导弹制导、武器投放等方面将起到越来越重要的作用。

## 9.5 小 结

本章分别对 INS/GPS/SAR 组合导航系统、地形辅助的 INS/SAR 组合导航系统、INS/SAR/ 罗兰 —C 组合导航系统和 SAR/ 单轴稳定 S/DINS 组合导航系统进行了仿真研究,分析了仿真结果。并提供了 INS/SAR/GPS/TAN 组合导航系统的组合原理和仿真方法。这些组合系统精度高、容错性好,并具备目标识别能力,是很有研究价值和发展前景的导航系统。

# 第十章 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的信息融合技术

## 10.1 多传感器信息融合理论概述

随着现代科学技术的发展,传感器的性能获得了很大提高,各种面向复杂应用背景的军用或民用多传感器信息系统大量涌现。尤其是近 20 年来,由于超大规模集成和超高速集成电路、高精度数控机床、计算机辅助设计和制造,以及其他一些设计和生产技术的改进,传感器性能大大提高,如更高的分辨率、更远距离上更高的探测概率和更快的反应时间等。从而,出现了各种复杂的多传感器信息系统,使得系统的信息可以来自多个传感器或多个信息源。

在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中,其信息不仅包含 INS 提供的载体实时姿态、位置、速度等信息,而且包含 GPS 提供的时间、速度、位置等七维信息,还有 SAR 提供的地图实时测量信息,以及导航计算机中存储的基准地图信息。在多传感器信息系统中,由于信息表现形式的多样性,信息数量的巨大性,信息关系的复杂性,以及要求信息处理的实时性,都已大大超出了人脑的信息综合能力,从而使得多传感器信息融合技术(MSDF, Multisensor Data Fusion)应运而生。

十几年来,多传感器信息融合技术获得了人们的普遍关注和广泛运用,“融合”一词广泛地被军事和非军事的众多领域所引用。这些领域主要有机器人和智能仪器系统、战场任务和无人驾驶飞机、导航与制导、图像分析与理解、目标检测与跟踪、自动目标识



别、多源图像复合,等等。信息融合技术是针对由多个或多类传感器组成的一个系统而开展的一种信息处理新方法的研究,它又被称为多源关联、多源合成、传感器混合或多传感器融合,通常更广泛的说法是多传感器信息融合。因此,所谓多传感器信息融合,就是将来自多个传感器或多个信息源的信息进行多级别、多方面、多层次的综合处理,从而得出更为精确、可靠的结论。

多传感器信息融合技术之所以能在众多领域中有如此广泛的运用,这是与该理论的特点分不开的。下面就来介绍多传感器信息融合的基本理论,并详细讨论其实现方法。

### 一、多传感器信息融合的基本原理

多传感器信息融合实际上是人类和其他生物系统中普遍存在的关于信息处理的基本功能,它可以看做是对人脑综合处理复杂问题功能的一种模拟。从生物学的角度看,自然界的生物通过其自身所具有的各种感觉器官,来感知其外部生存空间的各种状况及环境变化,根据其所收集到的信息,进行“综合处理”,从而对外部环境做出反应。这里的“综合处理”便是信息的融合处理。而在多传感器系统中,则用多个传感器来对同一过程的信息进行测量,所得到的各种传感器的信息可能具有不同的特征,它们可能是实时信息,也可能是非实时信息;可能是瞬变的,也可能是缓变的;可能是模糊的,也可能是确定的;可能是相互支持或互补的,也可能是相互矛盾或竞争的。

多传感器信息融合的基本原理就是:充分利用多个传感器资源,通过对这些传感器及其观测信息的合理支配和使用,将多个传感器在空间或时间上冗余或互补的信息依据某种优化准则进行组合,以获得对被控对象的一致性解释或描述,使该传感器系统由此而获得比组成它的各部分子集所构成的系统更优越的性能。而信息融合的目标是基于对各种传感器信息的分离观测和优化组合,导出更多、更有效的信息。它通过最佳协同作用,利用多个传感器



联合操作的优势来提高整个传感器系统的有效性,这就是信息融合要实现的最终目标。

通常,用于融合的信息既可以是未经处理的原始数据,也可以是经过处理而得到的数据。而处理后的数据既可以是描述某个过程的参数或状态估计,也可以是支持某个命题的证据,或赞成某个假设的决策。在融合过程中,须要对这些性质不同、变化多样的信息进行复合推理,以改进分类器的决策能力,提高跟踪器的精度,增加控制器的控制能力,从而达到有效利用多传感器资源,最大限度地获取被探测目标信息量的目的。多传感器信息融合在解决探测、跟踪和目标识别等信息处理问题上具有以下几个方面的优点。

(1) 提高了信息的可信度。利用多传感器的信息能够更加准确地获得环境与目标的某一特征或一组相关特征,使整个系统所获得的综合信息与任何单一传感器所获得的信息相比,具有更高的精度与可靠性。

(2) 提高了系统的生存能力。当出现若干单一传感器不能利用或受到干扰情况时,多传感器系统中总还会有一部分传感器可以提供信息,这样就能够使系统不受干扰地连续运行,从而弱化故障,提高了系统在恶劣环境下的生存能力。

(3) 增加了所测目标特征矢量的维数。在多传感器系统中,各个传感器性能相互补充,使收集到的信息中不相关的特征量相应增加,从而整个系统能够获得任何单个传感器所不能获得的独立特征向量,从而显著地提高了系统性能,使系统不易受到自然现象的破坏或外界的干扰。

(4) 降低了获得信息的费用。与传统的单个传感器系统相比,多传感器系统在相同的时间内能获得更多更完备的信息,从而降低了获得信息的费用,这一点在测量运动速度快的目标时尤为重要。

(5) 减少了信息获得的时间。由于多传感器系统的信息处理过程是并行的,从而大大缩短了系统信息处理的总时间。



(6) 提高了系统的容错能力。由多个传感器相互配合使用所采集到的信息具有冗余性,当系统中有一个或几个传感器出现故障时,尽管某些信息减少了,但仍可由其他传感器获得有关信息,使系统能够继续运行,从而具有很好的容错能力。

(7) 提高了空间分辨能力。多传感器可以获得比任何单一传感器更高的分辨率,并用改善的目标位置数据支持防御反应能力和攻击方向的选择。

国外已经证明了,通过多传感器信息融合而获得的对环境或目标状态的最优估计,不会使整个系统的性能下降,即多传感器信息融合系统的性能不会低于单传感器系统的性能,并证明了使用多传感器一般总会提高系统的性能。

然而,与单传感器系统相比,多传感器信息融合系统的复杂性大大增加,会产生一些不利因素,诸如产品成本提高,设计难度增加,设备自身的尺寸、功耗等物理因素增大,相关辅助设备相应增加,从而导致整个系统的复杂性增加。因此,当针对具体任务进行系统设计时,必须将多传感器的性能与由此带来的各种利害因素进行综合考虑,加以权衡。

## 二、多传感器信息融合的层次<sup>[4]</sup>

多传感器信息融合所要处理的多个传感器的信息通常是在不同的信息层次上出现的,这就决定了信息融合本身也要按此来划分一定的层次。信息融合的层次主要是研究在信息处理的那个阶段(层次)上,对多传感器信息进行综合处理与分析。这一问题不仅涉及处理方法本身,而且影响信息处理系统的体系结构,是信息融合研究的重要问题之一。

信息融合的层次可以划分为低层(像素级)、中层(特征级)和高层(决策级)三个层次。像素级融合是对来自传感器的原始信息及预处理各个阶段上产生的信息分别进行融合处理的过程。在这一级融合中,对来自同等量级的传感器原始数据或预处理数据直



接进行融合,然后对基于融合后的传感器数据进行特征提取和身份估计。为了实现这种像素级的信息融合,所有传感器必须是同类型的或者是同量级的。其优点在于它尽可能多地保持了景物的原始信息,能够提供其他两种层次融合所不具有的细微信息。

特征级融合是利用从各个传感器的原始信息中提取的特征信息(向量)进行综合分析和处理的中间层次过程。在特征级融合中,每个传感器观测一个目标并完成特征提取,以获得来自每个传感器的特征向量,然后融合这些特征向量并基于获得的联合特征向量来产生身份估计。在此分析和处理过程中,必须使用关联处理把特征向量分成有意义的群组。通常所提取的特征信息应是像素信息的充分表示量或充分统计量,据此对多传感器信息进行融合、分类、汇集和综合。特征级融合可以分为目标状态信息融合和目标特性融合。

决策级融合是在信息表示的最高层次上进行融合处理的过程。在该级融合中,每个传感器都完成变换以便获得独立的身份估计,然后再对来自每个传感器的属性分类进行融合。不同类型的传感器观测同一目标,每个传感器完成对自身信息的预处理、特征抽取、识别或判断,以建立对所观察目标的初步结论。然后通过相关处理、决策级融合判决,最终获得联合推断结果,从而直接为决策提供依据。因此,决策级融合是直接针对具体决策目标,充分利用特征级融合所得出的目标各类特征信息,并给出简明而直观的结果。决策级融合除了实时性好外,还具有一个重要优点,即这种融合方法在一个或几个传感器失效时仍能给出最终决策,因此具有良好的容错性能。

在导航制导系统中,多传感器的信息融合是根据系统的物理模型(由状态方程和量测方程来描述)和系统模型(即传感器噪声的统计假设),将测量数据映射到状态矢量空间。其中,状态矢量包括一组导航制导系统的状态变量,如位置、速度、角速度、姿态和各种失调偏差量等,它们可以用来描述系统的运行状态,精确测定载



体的运动行为。导航多传感器的数据融合就是根据测量数据给出一个关于状态的最优估计量。通常,多个传感器可以具有不同的物理模型。

### 三、多传感器信息融合的方法

多传感器信息融合要靠各种具体的融合方法来实现。在一个多传感器系统中,各种信息融合方法将对系统所获得的各类信息进行有效的处理或推理,形成一致的结果。目前尚无一种通用的方法对各种传感器都能进行融合处理,一般要依据具体的应用场合而定。现有的多传感器信息融合的方法,归纳起来主要有以下几种:加权平均法、卡尔曼滤波法、贝叶斯估计法、统计决策理论、Dempster-Shafer 证据推理、具有置信因子的产生式规则、模糊逻辑和神经网络。

#### 1. 加权平均法

这是一种最简单的实时处理信息的融合方法,该方法将来自于不同传感器的冗余信息进行加权,得到的加权平均值即为融合的结果。应用该方法必须先对系统和传感器进行详细的分析,以获得正确的权值。

#### 2. 卡尔曼滤波法

卡尔曼滤波主要用于动态环境中冗余传感器信息的实时融合,该方法应用测量模型的统计特性递推地确定融合信息估计,且该估计在统计意义下是最优的。如果系统可以用一个线性模型描述,且系统与传感器的误差均符合高斯白噪声模型,则卡尔曼滤波将为融合信息提供惟一的统计意义下的最优估计。滤波器的递推特性使得它特别适合在那些不具备大量信息存储能力的系统中使用。目前应用卡尔曼滤波进行多传感器融合的主要领域有:目标识别、机器人导航、多目标跟踪、组合导航和遥感等。

#### 3. 贝叶斯估计法

贝叶斯估计法用于多传感器信息融合时,是将多传感器提供



的各种不确定性信息表示为概率,并利用概率论中贝叶斯条件概率公式对其进行处理。该方法是融合静态环境中多传感器低层信息的常用方法。它使传感器信息依据概率原则进行组合,测量时不确定性以条件概率表示。当传感器组的观测目标一致时,可以用直接法对传感器测量信息进行融合。但大多数情况下,传感器是从不同的坐标系对同一环境物体进行描述,这时传感器测量信息要以间接方式采用贝叶斯估计进行信息融合。

#### 4. 统计决策理论

与贝叶斯估计不同,统计决策理论中的不确定性为可加噪声,从而使不确定性的适应范围更广。不同传感器观测到的信息必须经过一个鲁棒综合测试以检验它的一致性,经过一致性检验的信息用鲁棒极值决策规则进行融合。

#### 5. Dempster-Shafer 证据推理

Dempster-Shafer 证据推理是贝叶斯方法的扩展。该理论是由 Dempster 于 1967 年提出的,后由 Shafer 加以扩充和发展,所以证据理论又称为 D-S 理论。证据理论可处理由不知道所引起的不确定性。它采用信任函数而不是概率作为度量,通过对一些事件的概率加以约束以建立信任函数而不必说明精确的难以获得的概率,当约束限制为严格的概率时,它就进而成为概率问题。

#### 6. 具有置信因子的产生式规则

产生式规则采用符号表示目标特征和相应的传感器信息之间的联系,与每个规则相联系的置信因子表示其不确定性程度,当在同一个逻辑推理过程中的两个或多个规则形成一个联合的规则时,可产生融合。产生式规则存在的问题是每条规则的可信度与系统的其他规则有关,这使得系统修改相对困难,如系统须要引入新的传感器,则须要加入相应的附加规则。

#### 7. 模糊逻辑

模糊逻辑是一种多值型逻辑,通过指定一个从 0 到 1 之间的实数表示真实度,相当于隐含算子的前提,允许将多传感器信息融



合过程中的不确定性直接表示在推理过程中。如果采用某种系统化的方法对信息融合过程中的不确定性进行建模,则可产生一致性模糊推理。

## 8. 神经网络

神经网络是根据当前系统所接收到信息的样本的相似性来确定其分类标准,通过网络权值表述在融合的结构中。首先通过神经网络特定的学习算法来获取知识,得到不确定性推理机制,然后根据这一机制进行融合和再学习。神经网络的结构本质上是并行的,这为神经网络在多传感器信息融合中的应用提供了良好的前景。

上述多传感器信息融合方法都是针对具体的应用系统提出的,它们的适用范围也往往局限于特定的系统中。由于目前有关多传感器信息融合的方法缺乏一般化和体系化,至今尚未形成具有普遍指导意义的原理和方法,因此在具体应用时,一般要依据具体的应用场合而定。

## 10.2 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的分散融合估计算法

如前所述,INS/GPS 组合导航系统定位精度很高,误差与时间无关,而且能够实现全球导航定位,是目前广泛使用的一种组合导航系统。但是,GPS 的应用受到美国政府 GPS 政策的限制,易受别人控制,同时容易受外界环境等多方面的影响。而 INS/SAR 组合导航系统利用机载数字地图和 SAR 的图像辅助作用来修正 INS,是一种新兴的高精度、完全自主且全天候的组合导航系统。但是,同样在 INS/SAR 组合导航系统中,当 SAR 处于空-空工作状态时,或为了隐身而停止工作时,或因机动太大而不能成像时,SAR 便失去了对 INS 的修正能力。

这时,为了保证高精度的导航信息,实现全天候、全方位定位导航,便将 INS,GPS,SAR 及机载数字地图有机地结合起来构成



INS/GPS/SAR 组合导航系统。INS/GPS/SAR 组合导航系统克服了上述两个组合导航系统的缺点,保留了其优点。它是一个具有高精度、高容错和高自主性的多功能系统。在该系统中,把 INS/GPS 子系统与 INS/SAR 子系统的导航信息进行融合,就可以用来进行 INS/GPS/SAR 组合系统的导航。

在融合的过程中,将采用 Carlson 提出的并行、分散处理联合滤波算法。INS/GPS 子系统采用一种新的深组合方式,用该子系统滤波器来处理有关伪距和伪距率的观测量。INS/SAR 子系统中引入气压高度表提供长期的高度信息,该子系统的观测量由另一个子滤波器来处理。然后由一个主滤波器来对两个子滤波器的公共状态进行融合,融合后的全局结果被反馈给子滤波器,用来重调子滤波器,并定期对 INS 进行重调校正。从而,整个系统具有很高的导航精度、很好的容错性能和很强的重构能力。

针对整个组合导航系统,本书依次提出了分散融合估计算法和全局最优融合估计算法。在算法中,针对 INS/GPS/SAR 组合导航系统,以 INS 为主,以 SAR 和 GPS 为辅来构成组合系统,即通过 SAR 和 GPS 来对惯导系统 INS 进行状态观测,以修正、补偿惯导系统的误差,从而达到精确导航定位的目的。下面,将介绍 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的分散融合估计算法。

### 一、INS/GPS/SAR 组合系统的分散融合估计结构

在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中,以 INS 为主系统,GPS 和 SAR 两个子系统为辅进行组合导航,其系统组合模式可有多种,如输出测量信息的直接复用,开环最优滤波,闭环最优滤波,分散最优滤波,分段闭环最优滤波等。在这些组合模式中,工程应用往往存在两类问题,一是组合滤波器状态变量过多,实时性差;二是多传感器信息融合效果欠佳。而采用先分散处理,再全局融合的滤波方法,是提高整个系统导航精度和可靠性的行之有效的方法。Carlson, Kerr 等人提出的联合滤波器正是这样一种思路<sup>[93]</sup>。下面



提出的二级最优多传感器信息融合结构,是 INS/GPS/SAR 组合导航系统在工程应用中的一种最优结构。如图 10.1 所示。

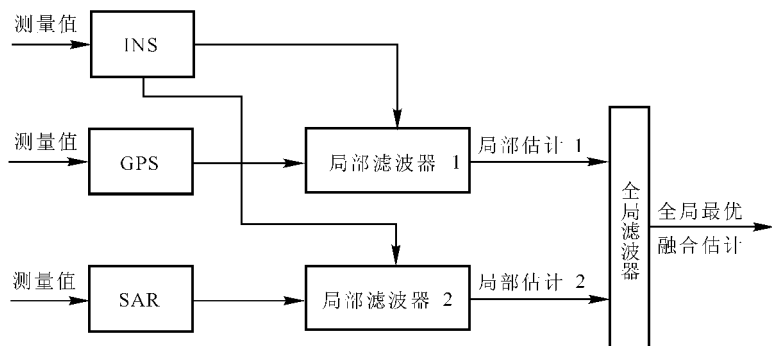


图 10.1 INS/GPS/SAR 组合导航系统的分散估计融合结构框图

子系统 GPS 和子系统 SAR 分别与主系统 INS 通过局部滤波器 1 和 2 组合,进行局部最优状态估计,这一层是并行处理的分散最优估计,是基于测量空间的分散化估计。经过局部最优估计的局部估计量 1 和局部估计量 2,再由全局滤波器进行融合,以获得 INS/GPS/SAR 组合导航系统的全局最优融合估计。

## 二、INS/GPS/SAR 组合系统的分散融合估计算法

设惯导系统的状态方程为

$$x(k+1) = \Phi(k)x(k) + G(k)w(k) \quad (10.2.1)$$

式中,  $x(k) \in \mathbf{R}^n$  为系统状态;  $\Phi(k)$  为系统状态转移矩阵;  $G(k)$  为已知矩阵;  $w(k)$  是方差为  $Q(k) \geq 0$  的零均值高斯白噪声,即  $E\{w(k)\} = 0$  且  $E\{w(k)w^T(k)\} = Q(k)$ 。

GPS 和 SAR 两个子系统对 INS 进行独立观测,两个局部滤波器利用这些观测量对惯导系统的状态进行估计,由这些并行、独立工作的局部滤波器进行滤波计算。

设第  $i$  ( $i = 1, 2$ ) 个局部滤波器的模型为



$$\mathbf{x}_i(k+1) = \Phi(k)\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{G}(k)\mathbf{w}(k) \quad (10.2.2)$$

$$\mathbf{y}_i(k) = \mathbf{H}_i(k)\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{v}_i(k) \quad (10.2.3)$$

式(10.2.2)和式(10.2.3)中,  $\mathbf{y}_i(k) \in \mathbf{R}_i^m$  为第  $i$  个子系统的输出;  $\mathbf{w}(k)$  和  $\mathbf{v}_i(k)$  是相互独立的均值为零的白噪声, 即  $E\{\mathbf{v}_i(k)\mathbf{v}_j^T(k)\} = \mathbf{R}_{ij}(k)\delta_{ij}$  且  $E\{\mathbf{v}_i(k)\} = 0$ 。

各局部滤波器通过卡尔曼滤波器进行局部状态  $\mathbf{x}_i(k)$  的最优估计。以下即为第  $i$  个 ( $i = 1, 2$ ) 局部滤波器的卡尔曼滤波器算法。

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k+1 | k+1) = \hat{\mathbf{x}}_i(k+1 | k) + \mathbf{K}_i(k+1)[\mathbf{y}_i(k+1) - \mathbf{H}_i(k+1)\mathbf{x}_i(k+1 | k)] \quad (10.2.4)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_i(k+1 | k) = \Phi(k)\hat{\mathbf{x}}_i(k | k) \quad (10.2.5)$$

$$\mathbf{K}_i(k+1) = \mathbf{P}_i(k+1 | k)\mathbf{H}_i^T(k+1)[\mathbf{H}_i(k+1) \times \mathbf{P}_i(k+1 | k)\mathbf{H}_i^T(k+1) + \mathbf{R}_i(k+1)]^{-1} \quad (10.2.6)$$

$$\mathbf{P}_i(k+1 | k) = \Phi(k)\mathbf{P}_i(k | k)\Phi^T(k) + \mathbf{G}(k)\mathbf{Q}(k)\mathbf{G}^T(k) \quad (10.2.7)$$

$$\mathbf{P}_i(k+1 | k+1) = [1 - \mathbf{K}_i(k+1)\mathbf{H}_i(k+1)]\mathbf{P}_i(k+1 | k) \quad (10.2.8)$$

综上所述,在第一层经过两个分散化并行运算的卡尔曼滤波器的处理以后,便可以得到两个局部最优状态估计  $\hat{\mathbf{x}}_i(k)$  ( $i = 1, 2$ ),然后在第二层全局滤波器中进行融合。关于全局最优融合估计算法将在下一节中详述。

### 10.3 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的全局最优融合估计算法

关于 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的全局最优融合估计,其系统结构在前文 10.2 分散融合估计算法中已有叙述,在此不做赘述。全局最优融合估计的原理是:通过全局滤波器,将在第一层经过两个(或多个)分散化并行运算处理后而得到的两个(或多



个) 局部最优状态估计  $\hat{x}_i(k)$ , 在第二层的全局滤波器中进行融合估计, 从而得到全局最优融合估计结果。同前面分散融合估计的处理办法一样, 全局最优融合估计也是通过构造卡尔曼滤波器来进行状态的最优融合估计的。在本节将详细推导全局最优融合估计的算法。

在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中, 两个子系统 INS/GPS 和 INS/SAR 分别是通过两个局部滤波器 1 和 2 进行局部最优状态估计的, 然后再由全局滤波器进行融合, 以获得 INS/GPS/SAR 组合导航系统的全局最优估计。设两个局部子滤波器的状态估计为  $\hat{x}_1$  和  $\hat{x}_2$ , 其对应的估计误差方差分别为  $\hat{p}_{11}$  和  $\hat{p}_{12}$ 。在假设局部估计不相关, 即  $\hat{x}_1$  和  $\hat{x}_2$  不相关的条件下, 有如下结论:

对于线性离散系统, 若由第  $i$  个 ( $i = 1, 2$ ) 局部滤波器所得到的状态估计为  $\hat{x}_i$ , 相应的估计误差方差为  $p_{ii}$  ( $i = 1, 2$ ),  $p_{ij} = 0$  ( $i, j = 1, 2$  且  $i \neq j$ ), 则全局最优状态估计为

$$\hat{x}_g = P_g \sum_{i=1}^2 p_{ii}^{-1} \hat{x}_i \quad (10.3.1)$$

式中

$$P_g = \left( \sum_{i=1}^2 p_{ii}^{-1} \right)^{-1} \quad (10.3.2)$$

式(10.3.1)是在假定  $\hat{x}_1$  和  $\hat{x}_2$  不相关的条件下得出的结论。下面用方差上界的方法来改进上述结果, 使其适用于更一般的情况。

设局部状态为  $x_i$  ( $i = 1, 2$ ), 估计误差为  $p_{ii}$ , 协方差为  $p_{ij}$  ( $i \neq j$ ), 并定义增广状态向量  $x = [x_1^T \quad x_2^T]^T$ , 则增广后的状态方程和方差为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \text{diag}[\phi \quad \phi] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G \\ G \end{bmatrix} w(k) \quad (10.3.3)$$

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (10.3.4)$$



式中,  $\phi$  为状态转移矩阵,  $G$  为已知矩阵,  $w(k)$  是方差为  $Q(k) \geq 0$  的零均值高斯白噪声, 即  $E[w(k)] = 0$ , 且  $E[w(k)w^T(k)] = Q(k)$ 。

对于第  $i$  个子系统, 它的局部量测为

$$y_i = H_i x_i + v_i = HX + v_i \quad (i = 1, 2) \quad (10.3.5)$$

式中,  $v_i$  是与  $w(k)$  相互独立的均值为零、方差为  $R_i$  的白噪声,  $H$  为量测矩阵。

令

$$A = HPH^T + R_i = H_i p_{ii} H_i^T + R_i \quad (10.3.6)$$

由卡尔曼滤波算法知, 状态估计的量测更新为

$$\hat{X}^* = \hat{X}^* + PH^T A^{-1} (y - H\hat{X}) \quad (10.3.7)$$

其中,  $\hat{X}^*$  的第  $j$  个分量为

$$\hat{x}_j^* = \hat{x}_j + p_{ji} H_j^T A^{-1} (y_j - H_j \hat{x}_j) \quad (10.3.8)$$

而

$$P^* = P - KHP = P - PH^T A^{-1} HP \quad (K = PH^T A^{-1}) \quad (10.3.9)$$

其第  $ji$  个分块元为

$$p_{ji}^* = p_{ji} H^T A^{-1} H_i p_{ji}^T \quad (10.3.10)$$

分析上式可知:

(1) 当  $j = i$  时, 式(10.3.8)表示  $y_i$  仅影响局部状态  $x_i$ , 即

$$x_i^* = \hat{x}_i + p_{ii} H_i^T A^{-1} (y_i - H_i \hat{x}_i) \quad (10.3.11)$$

(2) 当  $j \neq i$  时, 若  $p_{ij}(0) = 0$ , 则由式(10.3.10)可知,  $p_{ij}(k) = 0$ ; 而当  $j = i$  时, 则有

$$p_{ii}^* = p_{ii} H - p_{ii} H_i^T A^{-1} H_i p_{ii}^T$$

(3) 当  $j \neq i$  时, 若  $p_{ij} = 0$ , 由式(10.3.8)可知, 量测  $y_i$  不影响  $\hat{x}_i$ , 这时有  $\hat{x}_i = x_i$ 。

由此可知, 只要局部状态估计初始值不相关 ( $p_{ij}(0) = 0$ ), 则在量测更新中各局部滤波器之间互不影响, 从而滤波可以分散、并行处理。此时, 时间更新方程如下:



$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \text{diag}[\phi \quad \phi] \begin{bmatrix} \hat{x}_1^* \\ \hat{x}_2^* \end{bmatrix} \quad (10.3.12)$$

$$\begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \text{diag}[\phi \quad \phi] \begin{bmatrix} p_{11}^* & p_{12}^* \\ p_{21}^* & p_{22}^* \end{bmatrix} \text{diag}[\phi^T \quad \phi^T] + \begin{bmatrix} G \\ G \end{bmatrix} Q \begin{bmatrix} G^T & G^T \end{bmatrix} \quad (10.3.13)$$

由上述时间更新方程可知:

(1) 状态估计是可分离的。

(2) 若系统噪声不存在, 即  $Q = 0$ , 而且初始估计方差  $p_{ij}(0) = 0$ , 则有  $p_{ji}(k) = 0$ 。

因此, 可以得出结论: 对于线性离散系统, 若由第  $i$  个 ( $i = 1, 2$ ) 局部滤波器所得到的状态估计为  $\hat{x}_i$ , 相应的估计方差为  $p_{ij}$  ( $i = 1, 2$ ), 且  $p_{ij} = 0$  ( $i, j = 1, 2$ , 且  $i \neq j$ ),  $Q = 0$ , 则全局最优状态估计为

$$\hat{x}_g = P_g \sum_{i=1}^2 p_{ii}^{-1} \hat{x}_i$$

其中,  $P_g = \left( \sum_{i=1}^2 p_{ii}^{-1} \right)^{-1}$ 。

以上结论, 要求系统无噪声, 这在实际应用中是不可能的。因此还须要对系统存在噪声的情况进行讨论。下面用方差上界的方法讨论存在系统噪声时的处理办法<sup>[93]</sup>。

若系统噪声存在, 则由式(10.3.13)可知, 即使  $p_{ij}(0) = 0$ , 也无法保证  $p_{ij}(k)$  ( $i \neq j$ ) 为零。但是

$$\begin{bmatrix} G \\ G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G^T & G^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & \\ & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q & Q \\ Q & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G^T & \\ & G^T \end{bmatrix} \quad (10.3.14)$$

由矩阵理论可知,  $N \times N$  的  $Q$  块阵存在以下上界, 即

$$\begin{bmatrix} Q & \cdots & Q \\ \vdots & & \vdots \\ Q & \cdots & Q \end{bmatrix}_{N \times N} \leq \begin{bmatrix} r_1 Q & & \\ & \ddots & \\ & & r_N Q \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (10.3.15)$$



式中,  $1/r_1 + \dots + 1/r_N = 1, 1 \leq r_i \leq \infty, i = 1, 2, \dots, N$ 。

由式(10.3.15)可知,当  $N = 2$  时,则有

$$\begin{bmatrix} Q & Q \\ Q & Q \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} r_1 Q & \\ & r_2 Q \end{bmatrix} \quad (10.3.16)$$

把式(10.3.16)代入式(10.3.13),可得

$$\begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \Phi & \\ & \Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11}^* & p_{12}^* \\ p_{21}^* & p_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi^T & \\ & \Phi^T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G & \\ & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 Q & \\ & r_2 Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G^T & \\ & G^T \end{bmatrix} \quad (10.3.17)$$

由式(10.3.17)可知,采用方差阵的上界代替方差阵后,若  $p_{ij} = \mathbf{0} (i \neq j)$ ,则可保证  $p_{ij}(k) = \mathbf{0} (i \neq j)$ (这时,式(10.3.17)右边两项均为对角阵,经计算可知  $p_{ij}(k) = \mathbf{0}$ )。由此可得分离的估计误差方差的时间更新方程为

$$p_{ij} = \Phi p_{ii}^* + r_i G Q G^T \quad (j = 1, 2) \quad (10.3.18)$$

$$p_{ij} = \Phi p_{ii}^* \Phi^T \quad (10.3.19)$$

方程(10.3.1), (10.3.2), (10.3.12), (10.3.18), (10.3.19)便是一般情况下全局最优估计融合的公式。这一方法可以推广用于多子系统组成的导航系统的最优融合,如 INS/GPS/SAR 组合导航系统。

至此,已经分别介绍了 INS/GPS/SAR 组合导航系统的分散估计融合算法和全局最优估计融合算法。在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中,以 INS 为主系统,而 GPS 和 SAR 则以辅助导航子系统的功能出现,构成 INS/GPS 和 INS/SAR 两个子系统。系统 GPS 和 SAR 分别与系统 INS 由两个局部滤波器 1 和 2 进行组合,进行局部最优状态估计,这一层是并行处理的分散最优估计,所用的估计算法就是前面所述的分散估计融合算法。经过局部分散最优估计后,得到分散的局部估计量 1 和 2,然后再由全局滤波器根据前面所述的全局最优估计融合算法进行融合,以获得 INS/GPS/SAR 组合导航系统的全局最优融合估计。实验仿真表



明,在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中,采用先分散处理、再全局融合的办法,对于实现多导航传感器的信息融合效果显著,是为提高整个系统的精度和可靠性而提出的行之有效的办法。

## 10.4 联邦滤波算法在 INS/GPS/SAR 组合系统信息融合中的应用

随着现代航行体对导航系统在精度和可靠性等方面越来越高的要求,卡尔曼滤波方法在组合导航系统信息融合中得到了广泛的运用。

利用卡尔曼滤波技术对组合导航系统进行最优组合有两种途径:一是集中式卡尔曼滤波;另一种是分散化卡尔曼滤波。集中式卡尔曼滤波是利用一个卡尔曼滤波器来集中处理所有导航子系统的信息。集中式卡尔曼滤波虽然在理论上可以给出误差状态的最优估计,但是它存在以下缺点:

(1) 卡尔曼滤波器的计算时间是由系统的状态维数所决定的,每一步的计算量等于状态维数的三次方。集中式卡尔曼滤波器的状态维数很高,因为它包含了各个子系统的误差状态,状态的高维数会使计算量急剧增加;而降维滤波又会损失滤波精度,甚至带来滤波发散。

(2) 集中式卡尔曼滤波器的容错性能差,不利于故障诊断。这是因为任一导航子系统的故障在集中式卡尔曼滤波器中会污染其他状态,使组合系统输出的导航信息不可靠。

(3) 无法求出串联滤波的解,同时滤波的精度下降,在某些情况下容易发散、系统不稳定。

由于存在以上局限性,使得多传感器组合导航系统的潜力无法充分实现。并行处理技术的运用、对于系统容错能力的重视以及多种类型传感器的研制成功,促进了分散化卡尔曼滤波技术的发展。



在众多的分散化滤波方法中, H. A. Carlson 提出的联邦滤波器, 由于其具有设计灵活性强、计算量小、容错性能好等优点, 从而受到了广泛重视。美国空军已将其列为新一代导航系统通用的滤波器。下面就 INS/GPS/SAR 组合导航系统中联邦滤波算法的运用进行详细研究。

### 一、联邦滤波算法与信息分配原则

基于多目标跟踪和组合导航, 可以将系统的滤波估计问题描述如下。

系统状态方程为

$$\mathbf{x}(k+1) = \boldsymbol{\phi}(k+1, k)\mathbf{x}(k) + \boldsymbol{\Gamma}(k)\mathbf{W}(k) \quad (10.4.1)$$

量测方程为

$$\mathbf{Z}(k+1) = \mathbf{H}(k+1)\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{V}(k+1) \quad (10.4.2)$$

式中,  $\mathbf{x}(k)$  为  $t_k$  时刻的状态向量;  $\mathbf{x}(k+1)$  为  $t_{k+1}$  时刻的状态向量;  $\boldsymbol{\phi}(k+1, k)$  为  $t_k$  时刻至  $t_{k+1}$  时刻的状态转移矩阵;  $\boldsymbol{\Gamma}(k)$  为系统噪声驱动阵;  $\mathbf{W}(k)$  为系统噪声;  $\mathbf{Z}(k+1)$  为量测向量;  $\mathbf{H}(k+1)$  为量测矩阵;  $\mathbf{V}(k+1)$  为量测噪声。式中

$$\boldsymbol{\phi} = \text{diag}(\boldsymbol{\phi}_0, \boldsymbol{\phi}_1, \boldsymbol{\phi}_N) \in \mathbf{R}^{n \times n}$$

$$\boldsymbol{\Gamma} = \text{diag}(\boldsymbol{\Gamma}_0, \boldsymbol{\Gamma}_1, \dots, \boldsymbol{\Gamma}_N) \in \mathbf{R}^{n \times n}$$

$$\mathbf{W}^T = [\mathbf{W}_0^T, \mathbf{W}_1^T, \dots, \mathbf{W}_N^T] \in \mathbf{R}^{m \times 1}$$

$$\mathbf{V}^T = [\mathbf{V}_1^T, \mathbf{V}_2^T, \dots, \mathbf{V}_N^T] \in \mathbf{R}^{r \times 1}$$

$$\mathbf{Z}^T = [\mathbf{Z}_1^T, \mathbf{Z}_2^T, \dots, \mathbf{Z}_N^T] \in \mathbf{R}^{r \times 1}$$

$$\mathbf{x}^T = [\mathbf{x}_0^T, \mathbf{x}_1^T, \dots, \mathbf{x}_N^T] \in \mathbf{R}^{n \times 1}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & H_{11} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ H_0 & 0 & H_{22} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ H_0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & H_{NN} \end{bmatrix}$$

这里,  $\mathbf{W}_0, \mathbf{W}_i$  为零均值白噪声, 方差分别为  $\mathbf{Q}_0$  和  $\mathbf{Q}_i$ ; 而  $\mathbf{V}$  满足  $\mathbf{V} \sim \mathbf{H}(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ , 其中  $\mathbf{R} = \text{diag}(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, \mathbf{R}_N)$ , 也是零均值白噪声, 且



$W, V$  和  $x(0)$  互不相关, 初值为  $E[x(0)] = x_0$ , 方差  $\text{Var}\{x(0)\} = P_0$ 。

基于以上所介绍的系统状态方程和量测方程模型, 现在来详细推证联邦滤波算法。

设组合系统中各子系统的量测相互独立, 并且各子系统的状态方程均与主系统的状态方程一致。当子系统之间有公共状态, 但模型不一致时, 可以综合各子系统的状态变量, 写出系统整体估计的扩展卡尔曼滤波形式的状态方程, 作为各子系统及主系统的状态方程。

对于一般的滤波系统, 设状态方程为

$$x(k+1) = \phi(k+1, k)x(k) + \Gamma(k)W(k) \quad (10.4.3)$$

第  $i$  个子系统的观测方程为

$$Z_i(k) = H_i(k)x(k) + v_i(k) \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (10.4.4)$$

把  $i$  个观测方程合成得

$$Z(k) = H(k)x(k) + V(k) \quad (10.4.5)$$

式中,  $H(k) = [H_1^T(k), H_2^T(k), \dots, H_n^T(k)]^T$ ;  $V(k) = [v_1^T(k), v_2^T(k), \dots, v_n^T(k)]^T$ 。

$x(k) \in R^n$  是系统的状态;  $\phi(k+1, k)$  是状态转移矩阵;  $\Gamma(k)$  是系统噪声矩阵;  $W(k) \in R^n$  是系统噪声, 且  $E[W(k)] = 0$ ,  $E[W(k)W^T(j)] = Q(k)\delta_{kj}$ ;  $V(k)$  为量测噪声且  $E[V(k)] = 0$ ;  $E[V(k)V^T(j)] = R(k)\delta_{kj}$ ;  $W(k), V(k)$  与  $x(0)$  均互不相关。

联邦滤波算法的结构是一个两级的数据处理结构, 即子滤波器和主滤波器, 其算法的主要思想是: 将各子滤波器所得到的局部状态估计送给主滤波器, 由主滤波器经过滤波计算得到全局状态估计; 然后再将主滤波器的状态估计信息反馈给子滤波器, 其状态反馈系数是可变的。联邦滤波器的结构框图如图 10.2 所示。

联邦滤波算法的理论基础是信息分配原则, 其基本思想为:

(1) 按照信息守恒原理在各子滤波器、主滤波器之间分配整个系统信息。

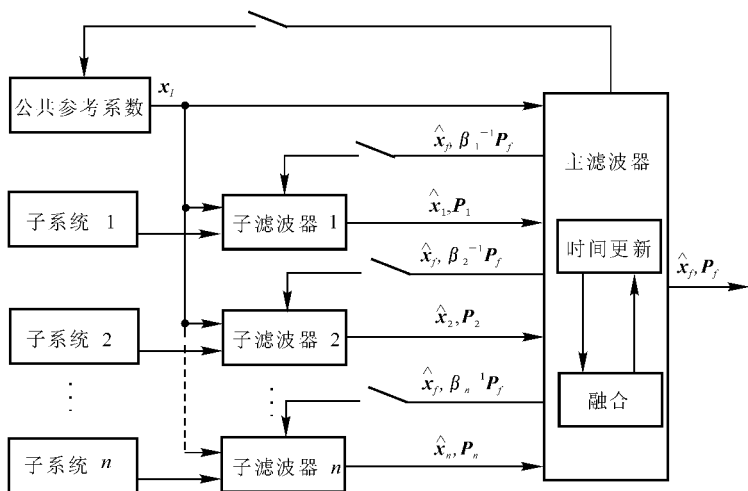


图 10.2 联邦滤波器的结构框图

(2) 各子滤波器独立进行时间修正与量测修正。

(3) 把各子滤波器的局部状态估计在主滤波器中融合成新的全局状态估计。

设全局状态估计为  $\hat{x}_f$ ，其协方差阵为  $P_f$ ；各子滤波器的状态估计为  $\hat{x}_i$ ，相应的协方差阵为  $P_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ )；主滤波器的状态估计为  $\hat{x}_m$ ，其协方差阵为  $P_m$ 。若  $\hat{x}_i$  与  $\hat{x}_m$  在统计意义上是独立的，则

$$\left. \begin{aligned} P_f^{-1} &= P_m^{-1} + P_1^{-1} + P_2^{-1} + \dots + P_n^{-1} \\ P_f^{-1} \hat{x}_f &= P_m^{-1} \hat{x}_m + P_1^{-1} \hat{x}_1 + P_2^{-1} \hat{x}_2 + \dots + P_n^{-1} \hat{x}_n \end{aligned} \right\} \quad (10.4.6)$$

联邦滤波算法的步骤为：

(1) 定初始时刻的全局状态估计为  $\hat{x}_{f_0}$ ，其协方差阵为  $P_{f_0}$ 。根据信息守恒原理，把这一信息通过信息分配因子  $\beta_i$  分配到各子滤波器和主滤波器中。



$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_i(k) &= \beta_i^{-1} \mathbf{P}_f(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_i(k) &= \hat{\mathbf{x}}_f(k) \\ (i &= 1, 2, \dots, n, m) \end{aligned} \right\} \quad (10.4.7)$$

信息分配因子  $\beta_i$  满足信息守恒原理

$$\sum_{i=1}^{n,m} \beta_i = 1 \quad (10.4.8)$$

(2) 各子滤波器与主滤波器进行时间修正。

公共系统噪声信息按照同样的信息分配原则分配到各子滤波器与主滤波器中,即

$$\mathbf{Q}_i^{-1}(k) = \beta_i \mathbf{Q}_f^{-1}(k) \quad (10.4.9)$$

各子滤波器与主滤波器单独进行时间修正,即

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_i(k+1/k) &= \boldsymbol{\phi}(k+1, k) \mathbf{P}_i(k) \boldsymbol{\phi}^T(k+1, k) + \\ &\quad \boldsymbol{\Gamma}(k) \mathbf{Q}_i(k) \boldsymbol{\Gamma}^T(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_i(k+1/k) &= \boldsymbol{\phi}(k+1, k) \hat{\mathbf{x}}_i(k/k) \\ (i &= 1, 2, \dots, n, m) \end{aligned} \right\} \quad (10.4.10)$$

(3) 各子滤波器进行观测量修正过程。

各子滤波器单独处理其局部观测量  $z_i(k+1)$ , 进行观测量修正,即

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_i^{-1}(k+1/k+1) &= \mathbf{P}_i^{-1}(k+1/k) + \\ &\quad \mathbf{H}_i^T(k+1) \mathbf{R}_i^{-1}(k+1) \mathbf{H}_i(k+1) \\ \mathbf{P}_i^{-1}(k+1/k+1) \hat{\mathbf{x}}_i(k+1/k+1) &= \\ &\quad \mathbf{P}_i^{-1}(k+1/k) \hat{\mathbf{x}}_i(k+1/k) + \\ &\quad \mathbf{H}_i^T(k+1) \mathbf{R}_i^{-1}(k+1) z_i(k+1) \\ (i &= 1, 2, \dots, n) \end{aligned} \right\} \quad (10.4.11)$$

(4) 把各子滤波器及主滤波器得到的状态估计  $\hat{\mathbf{x}}_i(k+1)$  及协方差  $\mathbf{P}_i(k+1)$  通过式(10.4.6)融合成全局状态估计  $\hat{\mathbf{x}}_f(k+1)$  与协方差  $\mathbf{P}_f(k+1)$ 。

而当满足以下三个条件时,上述运用信息分配原则的联邦滤波算法,可得到与集中式卡尔曼滤波算法相同的全局最优估计:



- (1) 信息分配因子  $\beta_i$  满足信息守恒原理式(10.4.8)。
- (2) 主滤波器的融合周期与各子滤波器的运行周期相同。
- (3) 按照式(10.4.7)的信息分配原则在各子滤波器和主滤波器之间进行信息分配。

## 二、联邦滤波算法在 INS/GPS/SAR 组合系统信息融合中的应用

现在研究联邦滤波算法在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中的应用。INS/GPS/SAR 组合导航系统的算法原理及数学模型见 9.1 节。

INS/GPS/SAR 组合导航系统的联邦滤波器结构图如图 10.3 所示。

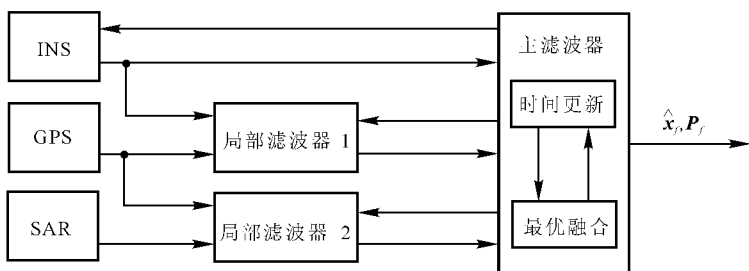


图 10.3 INS/GPS/SAR 组合导航系统的联邦滤波器结构图

设 INS/GPS 子系统的局部滤波器 1 和 INS/SAR 子系统的局部滤波器 2 的信息权值分别为  $\beta_1$  和  $\beta_2$ , 主滤波器的权值为  $\beta_m$ 。本文采用  $\beta_i = \frac{1}{n}, \beta_m = 0$  有反馈的滤波器结构, 如图 10.3 所示。该结构下主滤波器不存储信息, 只有局部滤波器存储信息, 尽管从容错性能方面考虑不宜采用反馈结构, 但是由于该方式下存在较多的冗余信息, 从而更有利于故障的检测。

下文详细介绍 INS/GPS/SAR 组合系统中的联邦滤波信息融



合的方法。为此,需要解决子系统状态向量维数不同的问题。

引理<sup>[93]</sup>: $n \times n$  维对称矩阵  $P$  正定的充要条件是:对任意的  $i, j (i \leq j)$  第  $i \sim j$  行对应的对角子阵  $P_{ij}$  也是正定的。

在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中,子系统 INS/GPS 和 INS/SAR 的状态向量维数是不同的。取  $\mathbf{X}_f = [\delta v_e \quad \delta v_n \quad \delta v_u \quad \delta \varphi \quad \delta \lambda \quad \delta h]^T$ , 并定义平台误差角向量  $\mathbf{X}_\phi = [\phi_e \quad \phi_n \quad \phi_u]^T$ , 则局部滤波器 1 和 2 的状态向量估计值、协方差阵、噪声方差阵可分别表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= [\mathbf{X}_{\phi_1} \quad \mathbf{X}_{f_1}]^T \\ \mathbf{P}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{\phi_1} & \mathbf{P}_{\phi f_1} \\ \mathbf{P}_{\phi f_1}^T & \mathbf{P}_{f_1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Q}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{\phi_1} & \mathbf{Q}_{\phi f_1} \\ \mathbf{Q}_{\phi f_1}^T & \mathbf{Q}_{f_1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{X}_2 &= \mathbf{X}_{f_2}, \quad \mathbf{P}_2 = \mathbf{P}_{f_2}, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{Q}_{f_2} \end{aligned} \quad (10.4.19)$$

这里,  $\mathbf{X}_{f_1}$  表示局部滤波器 1 中的公共状态向量,  $\mathbf{X}_{f_2}$  表示局部滤波器 2 中的公共状态向量, 其他符号依此类推。

于是,可以按以下步骤进行联邦滤波:

(1) 各子系统按照各自的系统方程结合量测信息,通过局部滤波器进行滤波。

(2) 主滤波器只对公共状态进行信息融合。

(3) 主滤波器对子滤波器进行状态反馈。

这种方法称为局部状态扩展。而把式(10.4.19)中按公共/局部状态来划分子系统状态向量和协方差阵的过程称为局部状态压缩。

在该联邦滤波器结构下,由于采用了反馈结构来反馈状态信息,从而使系统容错性能变差。为了解决信息反馈所造成的问题,针对联邦滤波提出了以下解决办法:

(1) 独立卡尔曼滤波器不接受来自主滤波器的信息,独立进



行滤波,用作子系分辨率统的备份信息。

(2) 量测信息在输入到两个子滤波器的同时,要进行故障检测。如果一旦发现存在故障,则“故障恢复与隔离”模块立即禁止两个子滤波器进行滤波,直到量测值恢复正常。这是一种智能不等间隔滤波方法。

(3) 故障检测模块要对两个子滤波器的状态向量和协方差阵进行比较,当发现异常情况时,故障恢复与隔离模块将用独立卡尔曼滤波器的状态向量、协方差阵和噪声方差阵对联邦卡尔曼滤波器进行复位,这个过程称为阈值控制。

(4) 故障检测模块和故障恢复与隔离模块还可以执行其他的故障处理功能,如当滤波器状态不稳定时可对滤波过程进行干预,直至滤波器状态恢复稳定。

(5) 主滤波器只处理有关公共状态的信息,这使得主滤波器有很大的适应性,从而能够有效地改善系统的容错性能。

就上面所提出的联邦滤波算法和系统结构,对INS/GPS/SAR组合导航系统的联邦滤波进行了计算机仿真。当对INS/GPS/SAR组合系统进行联邦滤波时,遵循前面所叙述的全局最优原则。两个子滤波器的更新时间为1 s,主滤波器的融合周期也为1 s。仿真的初始数据及参数见本书第九章表9.3。为了方便比较,我们将采用联邦滤波算法的组合系统仿真结果如图10.4、图10.6和图10.8所示,采用集中式卡尔曼滤波算法的仿真结果如图10.5、图10.7和图10.9所示。

通过比较可以看出,INS/GPS/SAR组合导航系统采用联邦滤波算法与采用集中式卡尔曼滤波算法的仿真结果是等价的,两者都是最优的。但如前所述,联邦滤波算法与集中式卡尔曼滤波算法相比更具有优点。在INS/GPS/SAR组合导航系统中,采用联邦滤波算法可以为导航系统提供更高的精度和可靠性,同时能够有效改善系统的容错性能,因此联邦滤波算法是一种较为优越的滤波算法。

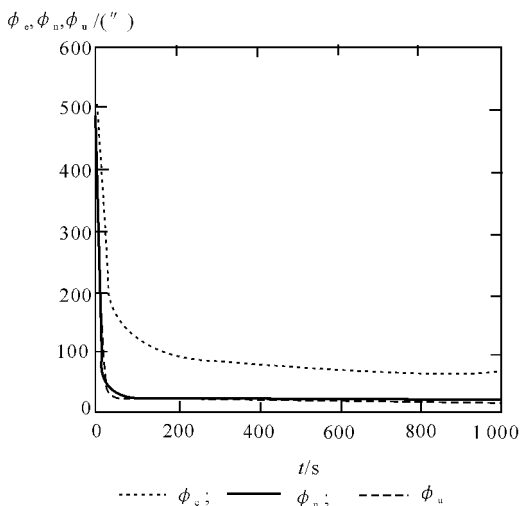


图 10.4 采用联邦滤波算法的组合系统仿真图

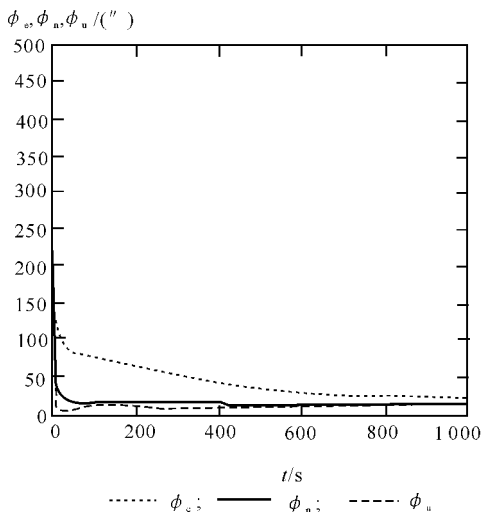


图 10.5 采用集中式卡尔曼滤波算法的组合系统仿真图

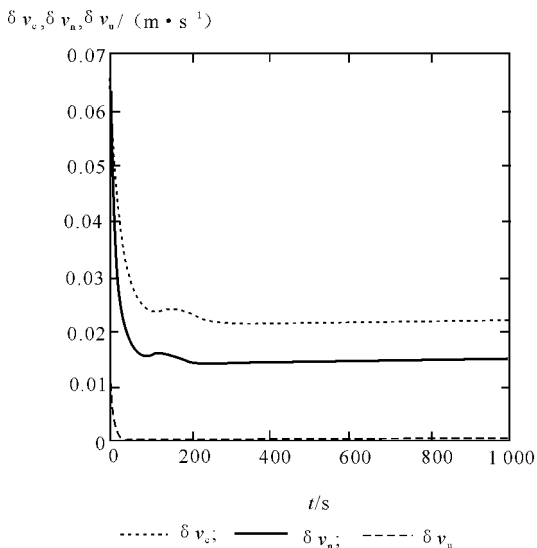


图 10.6 采用联邦滤波算法的组合系统仿真图

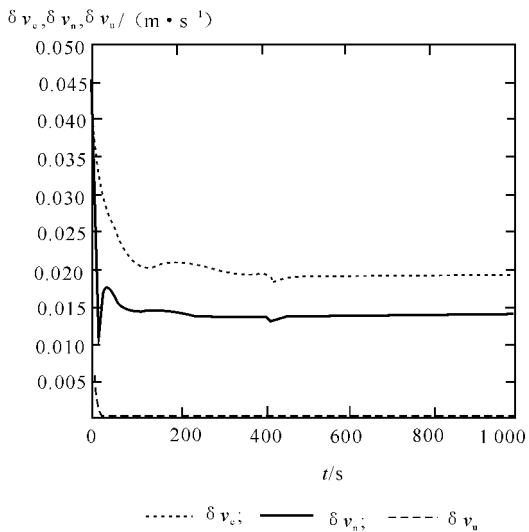


图 10.7 采用集中卡尔曼滤波算法的组合系统仿真图

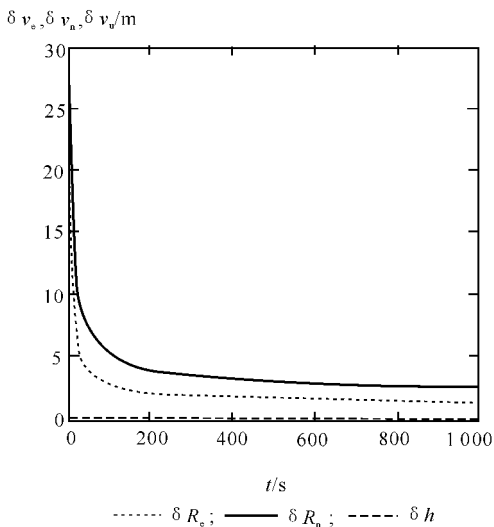


图 10.8 采用联邦滤波算法的组合系统仿真图

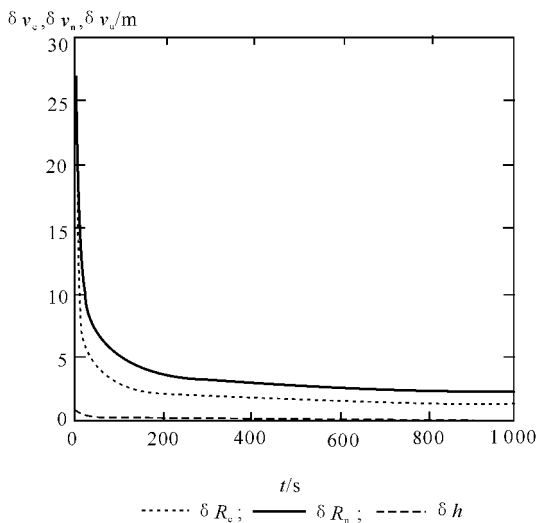


图 10.9 采用集中式卡尔曼滤波算法的组合系统仿真图



## 10.5 基于智能化信息融合技术的 INS/GPS/SAR系统仿真研究

卡尔曼滤波已广泛应用于动态系统的状态估计,经典的卡尔曼滤波应用要求系统具有明确的数学模型和噪声统计特性的先验知识。但是在许多情况下,它们是未知或近似已知的,因此,为了实现卡尔曼滤波,须要进行一些假设。这就使得卡尔曼滤波的实际结果是次优的。卡尔曼滤波首先假设系统是线性的,虽然扩展卡尔曼滤波器可用于解决非线性问题,但是它仅是基于非线性系统的一阶泰勒级数展开的线性近似,也不能很好地解决问题。国内外已经有许多学者尝试把模糊逻辑和神经网络等智能理论应用于多传感器信息融合领域,模糊逻辑和神经网络都能在先验知识很少的情况下,提供实时的、自适应的具有收敛性及鲁棒性的决策估计,这就是智能化的信息融合技术。

智能理论已成功地应用于系统控制问题,然而把它应用于与控制问题相关的状态估计问题的研究却起步较晚。实际上,任何一个控制系统都会遇到信号的不确定性、系统描述的不完善性等问题,并且可能得不到进行控制所须要的信号,这就须要进行估计。在这种难以建模描述系统中,智能理论具有其独特的优越性,智能化的状态估计能够反映系统的不确定性。

在INS/GPS/SAR组合导航系统中,引入神经网络这一智能化技术,以实现多传感器信息的融合,提高系统精度及容错性能。对此下文将详细叙述,并对基于智能化信息融合技术的INS/GPS/SAR组合导航系统进行仿真研究。

### 一、基于智能化信息融合技术的INS/GPS/SAR容错系统结构

前文已经讲到,在INS/GPS/SAR组合导航系统中,以INS为



主系统, GPS 和 SAR 为辅助导航子系统, 构成 INS/GPS 和 INS/SAR 两个子系统。在基于智能化信息融合技术的 INS/GPS/SAR 容错系统结构中, 系统 GPS 和 SAR 分别与系统 INS 由两个神经网络滤波器 NNF1 和 NNF2 进行组合, 进行局部最优状态估计, 并在此基础上分别进行模糊神经网络故障检测 (FNN) 以及必要的故障处理。这一层是并行处理的分散滤波过程, 经过局部分散最优估计后, 得到分散的局部估计量  $x_1$  和  $x_2$ , 再由全局最优融合滤波器进行融合, 以获得 INS/GPS/SAR 组合导航系统的全局最优融合估计。图 10.10 即为 INS/GPS/SAR 容错系统结构框图。

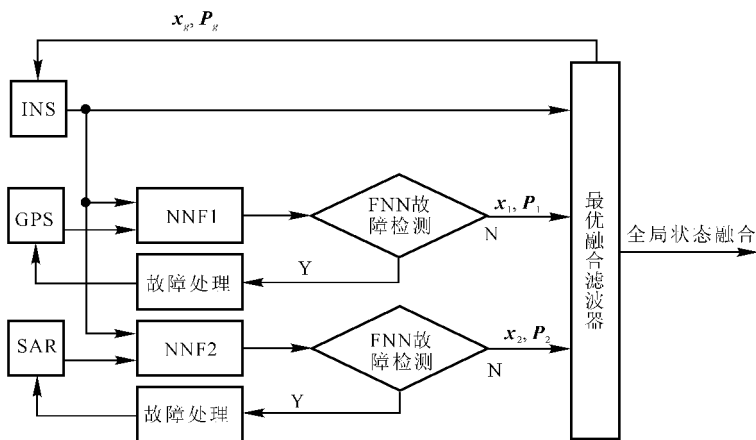


图 10.10 INS/GPS/SAR 容错系统结构框图

在 INS/GPS/SAR 组合系统中, 可以采用高可靠性的、具有较大的平均无故障时间的元件, 以保证 INS 的可靠性。对于子系统的故障判定准则可以认为: INS/GPS 故障, 则认为是 GPS 系统故障; INS/SAR 故障, 则认为是 SAR 系统故障。从 SAR 的成像原理可知, 当载体在做大的机动时, SAR 的成像质量下降, 甚至无法正常



工作;而 GPS 由于存在大动态下失锁、导航工作卫星故障、星座几何分布太差等原因,也会造成 GPS 测量数据的不可用,因而在 INS/GPS/SAR 组合方案中,必须能够实时地检测出子系统的故障,并可将其从系统控制中隔离出来。即:当 INS/GPS 检测到故障时,将其隔离;而当 INS/SAR 有故障时,同样也将其隔离。如果两个子系统均发生故障,则将 GPS 和 SAR 均从系统中隔离出来,仅由 INS 进行导航。各子系统发生故障时,隔离出来以后,应能够在 INS 的辅助下进行故障自修复。

本节在各子系统中引入神经网络,提出了采用神经网络滤波器(NNF)的 INS/GPS/SAR 组合导航系统。利用神经网络分布式信息存储和并行处理的特点进行导航信号处理,可以避开模式识别方法中建模与特征提取的过程,从而减少由于模型不符或特征选择不当带来的误差,并能实时识别,以提高系统的性能。

从上述系统的容错结构方案可知,子系统局部滤波器的故障检测与隔离算法,将局部滤波器与全局最优融合滤波器隔离开。当故障检测与隔离算法确定子系统发生故障时,由该子系统局部滤波器得到的状态估计是不正确的,因而将不被送至全局滤波器,此时,全局滤波器仅利用另外一个未失效的局部最优估计值给出状态误差的最优估计值,同时由子系统故障处理模块,根据故障检测信息对失效子系统进行故障隔离与恢复。在故障修复完毕后,该子系统又可为全局滤波器提供局部状态最优估计,从而进行最优融合,为导航系统提供精确的导航信息。在个别情况下,当故障检测与隔离模块检测到两个子系统均发生故障时,此时局部估计信息均不可用,系统则将 INS 信息直接输出,以供导航应用。在一般正常状态下,得到全局最优估计后,系统将形成闭环,将此信息反馈给 INS 进行误差修正。

下文给出子系统级故障的全局容错组合算法以及子系统故障检测算法。



### 1. 全局容错组合算法

设由两个局部滤波器所得到的误差状态的估计值和估计误差分别为  $\hat{x}_1, P_1$  和  $\hat{x}_2, P_2$ 。则由全局滤波器得到的系统全局误差状态估计值为

$$\hat{x}_f = P_f(P_1^{-1}\hat{x}_1 + P_2^{-1}\hat{x}_2) \quad (10.5.1)$$

式中

$$P_f = (P_1^{-1} + P_2^{-1})^{-1} \quad (10.5.2)$$

则当子系统 GPS 发生故障时,这时由局部滤波器 NNF1 得到的误差状态估计值是不正确的,因而其将不被输入到全局滤波器中,这时全局滤波器给出的组合导航系统的误差状态估计为

$$\hat{x}_f = \hat{x}_2 \quad (10.5.3)$$

此时,失效的子系统 GPS 的输出为

$$\hat{y}_1 = H_1\hat{x}_f = H_1\hat{x}_2 \quad (10.5.4)$$

同理,当子系统 SAR 发生故障时,全局滤波器给出的组合导航系统的误差状态估计为

$$\hat{x}_f = \hat{x}_1 \quad (10.5.5)$$

而此时,失效的子系统 SAR 的输出为

$$\hat{y}_2 = H_2\hat{x}_f = H_2\hat{x}_1 \quad (10.5.6)$$

在个别情况下,当子系统 GPS 和 SAR 均失效时,则全局滤波器直接输出 INS 系统的状态,即为

$$\hat{x}_f = x \quad (10.5.7)$$

### 2. 子系统故障检测与隔离算法

一般情况下,当子系统发生故障时,子系统局部滤波的性能势必恶化,因此通过对局部滤波器状态的检验便可确定该子系统是否发生故障,此时采用联邦滤波技术对于子系统的故障检测与隔离是非常有利的。 $\chi^2$  检测法,是一种常用的检测法,其特点是它不必分辨造成系统故障的特定原因,而只是实时地确定一个滤波器输出的有效性。其主要思想是利用两个估计: $\hat{x}_1$  是由测量值通过卡尔曼滤波得到的, $\hat{x}_2$  是由先验信息计算得到的,通过检验两者



之间差值的均值来确定子系统是否发生故障。该检测法的详细算法本书在此不做具体介绍,有兴趣的读者可以参见文献[6]。

## 二、基于神经网络技术的 INS/GPS/SAR 组合系统仿真研究

人工神经网络是对人脑思维的模拟,可以看成是以处理单元 PE(Processing Element) 为结点,用加权有向弧连结而成的有向图。处理单元用非线性函数实现单元输入与输出间的非线性映射,其即时活跃值对应于人脑中信息的短期记忆。因此,人工神经网络是一个非线性动力学系统,其特色在于信息的分布式存储和并行协同处理。

虽然单个神经元的结构极其简单、功能有限,但大量神经元构成的网络系统所能实现的行为却是极其丰富多彩的。神经网络系统具有集体运算的能力和自适应的学习能力,还具有很强的容错性和鲁棒性,善于联想、综合和推广。利用神经网络以上的特点进行信号处理,可以避免模式识别方法中建模与特征提取的过程,从而减少由于模型不符和特征选择不当所带来的误差,并能实现实时识别,以提高系统的性能。由于滤波过程实际上就是完成从输入到输出的某种映射关系的过程,因此,在 INS/GPS/SAR 组合导航系统中用神经网络技术处理导航测量信息,实质上就是通过网络将输入的传感器信息映射为输出的飞行器导航信息。这一映射既包含滤波,又包含线性变换和非线性变换。本书详细介绍神经网络算法中的 BP 学习算法。

### 1. BP 学习算法

BP 学习算法是由美国学者 Rumelhart 等对上图所示的网络进行研究而提出的一种有效监督学习方法。该算法基于最小均方误差准则,由误差正向传播和反向传播组成,通过比较网络的实际输出与期望输出来不断地调节网络权值,直至收敛为止。网络中每个节点的输入输出存在如下非线性关系,即



$$O_{pj} = \{1 + \exp[-(\sum_i \omega_{ji} O_{pi} + \theta_j)]\}^{-1} \quad (10.5.8)$$

式中,  $O_{pj}$  为模式  $p$  输入至网络节点  $j$  的输出,  $\omega_{ji}$  为节点  $i$  到节点  $j$  的联结权,  $\theta_j$  为节点  $j$  的阈值。

定义网络的误差函数为

$$\epsilon \stackrel{\text{def}}{=} \sum_p \epsilon_p = \sum_p \sum_j (t_{pj} - O_{pj})^2 / 2 \quad (10.5.9)$$

式中,  $t_{pj}$  为期望的输出。相应的代价函数为

$$J \stackrel{\text{def}}{=} E[\epsilon] = \sum_p E[\epsilon_p] \stackrel{\text{def}}{=} \sum_p J_p \quad (10.5.10)$$

网络的最佳权值为使式(10.5.10)取极小值时的解,为此利用非线性规则中的最速下降法来求解最佳权值。训练集中的每个样本输入到网络时,网络的权值都要作相应的调整,其改变量为

$$\Delta \omega_{ji} = -\eta \frac{\partial \epsilon_p}{\partial \omega_{ji}} \quad (10.5.11)$$

式中,参数  $\eta$  为学习速率。

由于

$$\frac{\partial \epsilon_p}{\partial \omega_{ji}} = \frac{\partial \epsilon_p}{\partial \text{net}_{pj}} \frac{\partial \text{net}_{pj}}{\partial \omega_{ji}} \quad (10.5.12)$$

$$\text{net}_{pj} = \sum_i \omega_{ji} O_{pi} \quad (10.5.13)$$

记  $-\frac{\partial \epsilon_p}{\partial \text{net}_{pj}} \stackrel{\text{def}}{=} \delta_{pj}$ , 并称为节点  $j$  的误差信号,则式(10.5.12)变为

$$\frac{\partial \epsilon_p}{\partial \omega_{ji}} = -\delta_{pj} O_{pi} \quad (10.5.14)$$

从而有

$$\Delta \omega_{ji} = \eta \delta_{pj} O_{pi} \quad (10.5.15)$$

对输出层节点  $j$ , 有

$$\delta_{pj} = (t_{pj} - O_{pj}) O_{pj} (1 - O_{pj}) \quad (10.5.16)$$

对隐层节点  $j$ , 有



$$\delta_{pj} = -\frac{\partial \varepsilon_p}{\partial net_{pj}} = \sum_k -\frac{\partial \varepsilon_p}{\partial net_{pk}} \frac{\partial net_{pk}}{\partial net_{pj}} = \sum_k \delta_{pk} \omega_{kj} (1 - O_{pj}) O_{pj} \quad (10.5.17)$$

式中,  $\delta_{pk}$  为节点  $j$  的上一层节点  $k$  的误差信号;  $\omega_{kj}$  为节点  $j$  到其上一层节点  $k$  的联接权。为了加速权值收敛, 在式(10.5.15) 中加入惯性项, 即

$$\Delta \omega_{ij}(n+1) = \eta \delta_{pj} O_{pi} + \alpha' \Delta \omega_{ij}(n) \quad (10.5.18)$$

其中,  $\alpha'$  为惯性比例因子, 且  $0 < \alpha' < 1$ 。式(10.5.8) ~ 式(10.5.18) 构成 BP 学习算法。

BP 网络要进行自学习, 首先要获得自学习的样本对值, 即系统的卡尔曼滤波器的输入(观测量) 和输出(卡尔曼滤波值) 数据对, 它由常规卡尔曼滤波方程组求得。通常只有所给的样本对值比较精确且具有代表性, 才能使网络被训练成具有正确的模式输出。为此, 采用了两个措施: 一是先使卡尔曼滤波器工作一段时间, 以获得网络样本对。此时的输入(观测量) 和输出(卡尔曼滤波值) 就构成了网络训练时的样本对值。二是为了减弱系统噪声  $W$  和量测噪声  $V$  对状态估值的影响, 应该用不同噪声的起始值分别进行滤波计算, 将各次滤波的输入输出对应值取平均值, 得到观测平均值和滤波平均值, 由此构成训练的样本对值。

## 2. 基于神经网络的 INS/GPS/SAR 组合系统及其基本原理

在基于神经网络的 INS/GPS/SAR 组合系统中, GPS 和 SAR 分别与 INS 由两个局部滤波器 F1 和 F2 进行组合, 构成 INS/GPS 和 INS/SAR 两个子系统, 并分别进行局部状态估计。其中, 滤波器 F1 和 F2 是并行工作的。然后分散的局部估计量  $X_1$  和  $X_2$ , 经过全局神经网络滤波器(NNF) 的融合, 获得 INS/GPS/SAR 组合系统的全局最优融合状态估计  $X$ , 将其输出用于导航, 并反馈至 INS 系统。

根据以上方案, 对基于神经网络智能化信息融合技术的 INS/GPS/SAR 组合系统进行了仿真研究。在实验仿真中, 飞行器的飞行航迹可以根据飞行器的飞行力学编排方程, 由专门的仿真



程序经过计算输出产生,提供包括时间、即时位置、速度、姿态、航向及加速度等信息。整个航迹有滑跑、起飞、爬高、转弯和平飞等过程。总飞行时间为 600 s,设两个局部滤波器的更新时间为 1 s,全局滤波器的融合周期也为 1 s。仿真的初始数据及相关参数见第九章表 9.3。图 10.11 ~ 图 10.13 为基于神经网络的 INS/GPS/SAR 组合系统仿真结果。为了便于比较,图中还给出了利用卡尔曼滤波方法得到的仿真结果。

从仿真结果可以看出,基于神经网络智能化信息融合技术的 INS/GPS/SAR 组合系统的导航精度比传统的卡尔曼滤波精度有所提高,且具有较高的容错性能。另外,BP 网络的计算式都是简单的矩阵代数式,没有求逆运算,比卡尔曼滤波方程计算简单。所以,BP 网络的实时性要优于卡尔曼滤波器,特别是当系统的阶次较高时,该特点就更为突出。

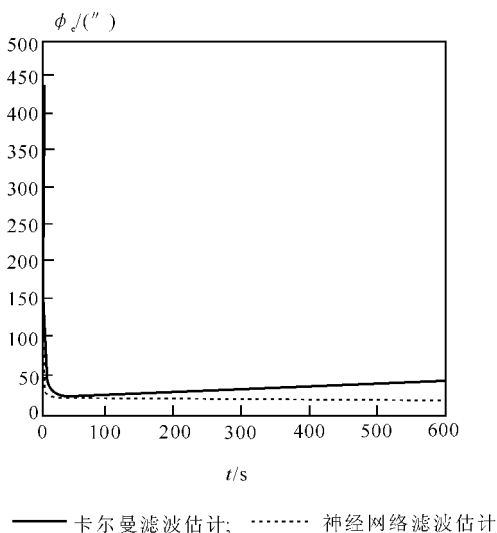
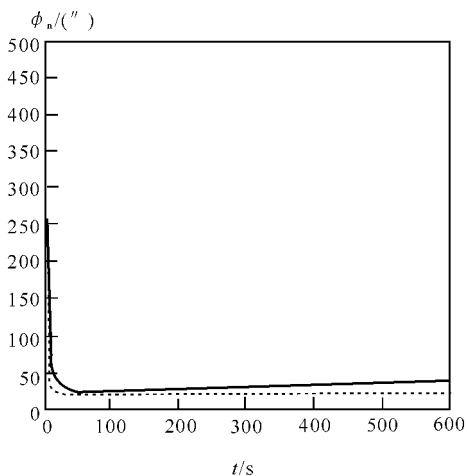
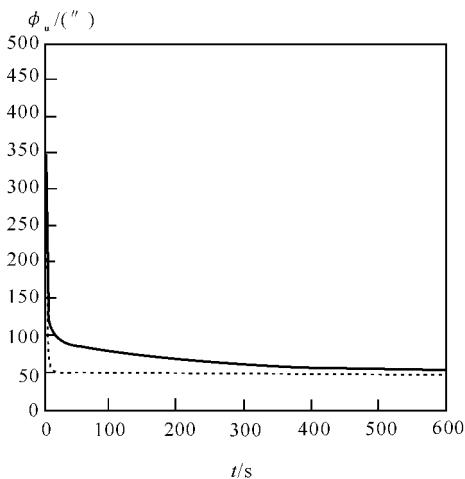


图 10.11 东向水平姿态角误差( $1\sigma$ )



—— 卡尔曼滤波估计; ..... 神经网络滤波估计

图 10.12 北向水平姿态角误差( $1\sigma$ )



—— 卡尔曼滤波估计; ..... 神经网络滤波估计

图 10.13 方位角  $\phi_u$  误差( $1\sigma$ )



但是,这种方法的离线学习时间较长,如何减少训练时间,使神经网络在较短的时间内获得理想的网络权值,是一个重要的问题。另外,如何根据各传感器的工作情况,自动、快速地修正网络权值,也是值得研究的问题。

## 10.6 小 结

本章主要研究了多传感器信息融合技术在INS/GPS/SAR组合导航系统中的应用。首先介绍了多传感器信息融合的基本理论、多传感器信息融合的层次和多传感器信息融合的方法;接着研究了分散融合估计算法、全局最优融合估计算法和联邦滤波算法在INS/GPS/SAR组合系统信息融合中的应用;最后,提出了基于智能化信息融合技术的INS/GPS/SAR容错系统结构,并对基于神经网络技术的INS/GPS/SAR组合导航系统进行了仿真研究。

如何把智能化信息融合技术应用于多传感器组合导航系统,是一个新的、很有吸引力的研究课题,本章只做了一些探索性、尝试性的工作,还有许多工作要做,有待于作者及同行们今后的进一步努力。



## 参 考 文 献

- 1 崔中兴. 惯性导航系统. 北京:国防工业出版社,1982
- 2 陈宇新. INS/SAR 组合导航系统研究:[博士学位论文]. 西安:西北工业大学,1996
- 3 向敬成,张明友. 雷达系统. 北京:电子工业出版社,2001
- 4 王小谟,张光义,贺瑞龙,王德纯. 雷达与探测. 北京:国防工业出版社,2000
- 5 张澄波. 综合孔径雷达. 北京:科学出版社,1989
- 6 邹维宝. INS/GNSS/SAR 组合导航系统及其智能化信息融合技术的研究:[博士学位论文]. 西安:西北工业大学,2000
- 7 Scott Burgett. Target Location in WGS-84 Coordinates Using Synthetic Aperture Radar Images. Proceedings of the ION GPS,1993. 57~65
- 8 安东,董光明,任思聪. INS/SAR 组合系统的原理及其性能研究. 西北工业大学学报,1997,15(4):586~591
- 9 袁建平,方群,郑谔. GPS 在飞行器定位导航中的应用. 西安:西北工业大学出版社,2000
- 10 Thmas A. Kennedy. A Technique for Specifying Navigation System Performance Requirements in SAR Motion Compensation Applications. IEEE PLANS,1990. 112~118
- 11 李立伟,毛士艺. 基于 IMU 的高分辨率机载 SAR 运动补偿方法研究. 电子学报,1988(12):1~6
- 12 里海捷克 A W. 雷达分辨理论. 北京:电子工业出版社,1973
- 13 Farrell, Strapdown Ins Requirements Imposed by SAR. Proc. of IEEE NAECON,1984:282~288
- 14 (法)卡尔庞蒂埃 M. 现代雷达基础. 北京:电子工业出版社,1987
- 15 Hunt. Nonstationary Assumptions for Gaussian Models of Images. IEEE Transactions on System, man, and Cybernetics, 1976(12):876~881
- 16 Kelly. An Adaptive Detection Algrithm. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System, 1986(3):115~127
- 17 Mao Shiyi, Hong Wen and Li Liwei. Focusing in High Resolution SAR Imaging. The 3<sup>rd</sup> Technical Symposium of China Aeronautics Company



- AVIC/Rockwell Collins Schedule, Wu Xi, China, April, 1998
- 18 张春华. 机载雷达天线的陀螺稳定系统. 中国惯性技术学报, 1995, 3(4)
- 19 Ghiglia D C, Brown W D. Some methods for reducing propagation-induced phase errors in coherent imaging systems. II. Numerical results. Optical Society of America, 1988, 5(6): 942~957
- 20 Ghiglia D C, Brown W D. Some methods for reducing propagation-induced phase errors in coherent imaging systems. I. Numerical results. Optical Society of America, 1988, 5(6): 924~941
- 21 John. S A. Hepbum, Colin P. Doyle. Motion Compensation for Astor Long sar. IEEE. PLANS, 1990: 205~211
- 22 邓强, 黄顺吉. 基于 GPS 干涉仪的机载合成孔径雷达平台姿态控制与运动补偿的研究. 导航, 1995(3)
- 23 孙仲康, 沈振康. 数字图像处理及应用, 北京: 国防工业出版社, 1985
- 24 James E. Bevington and Charles A. Marttila, Precision Aided Inertial Navigation Using SAR and Digital Map Data. IEEE PLANS, 1990: 490~496
- 25 陈新海. 最优估计理论. 北京: 北京航空学院出版社, 1987
- 26 高钟毓. 工程系统中的随机过程. 北京: 清华大学出版社, 1989
- 27 Carlson Nma. Federated Square Root Filter for Decentralized Parallel Processes. IEEE Trans. AES., 1990, 26(3)
- 28 安东. 惯性/多传感器导航系统的设计理论及方法: [博士学位论文]. 西安: 西北工业大学, 1995
- 29 高社生, 邹维宝, 任思聪. INS/SAR 组合系统对捷联惯性元件的要求及系统性能分析. 西工业大学学报, 2000(3): 147~150
- 30 高社生. INS/SAR 组合导航系统中运动补偿与误差修正的研究: [博士学位论文]. 西安: 西北工业大学, 1999
- 31 Farrell J L. Strapdown INS Requirements Imposed by SAR[J]. J of Guidance and Control, 1985(4)
- 32 Bryson A E. Rapid In Flight Estimation of IMU Platform Misalignments Using External Position and Velocity Data[R]. AFALTR - 73 - 288, 1973(9): 19~24
- 33 Farrell J L. Integrated Aircraft Navigation [M]. New York: Academic



- Press, 1976
- 34 高社生,王纪森,周涛. 主 INS 和天线附加 IMU 之间的传递对准. 弹箭与制导学报, 2002(3):129~131
- 35 Farrell J L. Transfer Alignment for Precision Pointing Applications [M]. NAECON, Dayton ohio, 1979
- 36 高社生,邹维宝,任思聪. INS/GPS/SAR 组合系统白噪声误差特性的在线随机加权估计. 中国惯性技术学报. 2000(3):8~11
- 37 Richard G Bald, et al. GPS Range Applications Study Final Report. Ada 128953, 1982(12)
- 38 Yamamoto and Brown. Design, Simulation, and Evaluation of the Kalman Filter Used to Align the SARM Missile:[AIAA Paper]. 948~971
- 39 高社生,任思聪,魏玲. INS 误差对 SAR 图像质量参数的影响. 西北大学学报, 1999(3):16~20
- 40 Thomas A K. A technique for specifying navigation system performance requirements in SAR motion compensation applications. IEE, Position Location & Navigation Symposium, 1990
- 41 Kennedy T A . The design of SAR motion compensation system incorporating strapdown inertial measurement Units. Processing of the 1988, IEEE, National Radar Conference
- 42 Shirai Y. Edge Finding, Segmentation of Edges and Recognition of Complex Objects. in Proc. 4th Int. Joint Conf. Artificial Intell, 1975:674~681
- 43 Pridgen J H, Boyd W W, Choate W C, Mooty E E. Terminal Homing Application of Solid State Imaging Device (THASSID) Composite Tracking Concepts. SPIE, 1979:186
- 44 Anna Della Ventura, Anna Rampini, and Raimondo Schettini. Image Registration by Recognition of Corresponding Structures., IEEE Trans. on Geosci and Remote Sensing, 1994, (28):382~387
- 45 Leslie M Novak, Gregory J Owirka and Christine M. Netishen. Radar Target Identification Using Spatial Matched Filters. Pattern Recognition, 1994, 27(4):607~617
- 46 Jan Flusser and Tomas Suk. Pattern Recognition Affine Moment Invari-



- ants, *Pattern Recognition*, 1993, 26(1):167~174
- 47 Andrea Califano and Rakesh Mohan. Multidimensional Indexing for Recognizing Visual Shapes, *IEEE Trans. on Pattern Anal. Machine Intell.*, 1994, 16(4):373~392
- 48 zheng Q and chellappa R. A computation Vision Approach to Image Registration, *IEEE Trans. Image Processing*, 1993, 311~356.
- 49 Manjunnath B et al. A Robust Method for Detecting Image Features with Application to Face Recognition and Motion Correspondence, in *Proc. Int. Conf. Pattern Recogn. (the Hague, Nether land)*, 1992(9):208~212.
- 50 Rignot E. et al. Automated Multisensor Registration: Requirements and Techniques, *Photogrammetric Eng. , Remote Sensing*, 1991, 57(8):1029~1038
- 51 Ventura A, Rampini A, and Schettini R. Image Registration by Recognition of Corresponding Structures, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, 1990, 28(5):305~314
- 52 Goshtasby A, Stockman G and Page C. A Region-based Approach to Digital Image Registration with Subpixel Accuracy, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, 1990, 24(5):635~638
- 53 Wu Y and Maitre H. A Multiresolution Approach for Registration of a Spot Image and a SAR Image, in *Proc. Int. Geosci. Remote Sensing*, 1986, 24(5):390~399
- 54 Benving James E and Marttila Charles A. Precision Aided Inertial Navigation Using SAR and Digital Map Data, *IEEE PLANS*, 1990: 490~496
- 55 Mason S and Wong K. Image Alignment by Line Triples, *Photo-grammetric Eng. Remote Sensing*, 1992, 58(9):1329~1334
- 56 Nasrabadi N. A Stereo Vision Technique Using Curve-segment and Relaxation Matching, *IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell.*, 1992, 14(5):566~572
- 57 Li Hui, Manjunnath, and Miltra Sanjit K. A Contour-Based Approach to Multisensor Image Registration, *IEEE Trans. Pattern Anal. Ma-*



- chine Intell. 1995,14(3):320~334
- 58 Canny J. A computational Approach to Edge Detection. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine,1986,6(11):679~697
- 59 Rao K Raghunath and Ben-Arie Jezekiel. Optimal Edge—Detection Using Expansion Matching and Restoration. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell, 1994,16(12):1169~1182
- 60 Storvik Geir. A Bayesian Approach to Dynamic Contours through Stochastic Sampling and Simulated Annealing. IEEE Trans. Pattern Anal, Machine Intell. , 1994,16(10):976~986
- 61 Tan H L,Gelfand S B,and Delp E J. A Cost Minimization Approach to Edge Detection Using Simulated Annealing. IEEE Trans. on Pattern Anal, Machine Intell. , 1991,14(1):3~18
- 62 赵荣椿. 数字图像处理导论. 西安:西北工业大学出版社,1993
- 63 王凌. 智能优化算法及其应用. 北京:清华大学出版社,2001
- 64 Hajek B. Cooling Schedules for Optimal Annealing. Math. Oper. Res. 1990, 12(7):609~628
- 65 Ford G E,Paglieroni D W,Tsujimoto E M. Accelerated Detection of Image Objects and Their Orientations with Distance Transforms. Image Processing Algorithms and Techniques II , Civanlar M R, Mitra S K, and R. J. Moorhead II , Eds. , Proc. SPIE,1992,1452:244~255
- 66 Barrow H G,Tenebaum J M,Bolles R C,and Wolf H C. Parametric Correspondence and Chamfer Matching; Two New Techniques for Image Matching. MA,1977:659~663
- 67 Hummel R A and Zucker S W. On the Foundations of Relaxation Labeling Process. IEEE. Trans. On Pattern Anal. Machine Intell,1983,5(3):267~287
- 68 Paglieroni D W and Jain A K. Fast Classification of Discrete Shape Contours. Pattern Recognit. 1987, 20(6):583~598
- 69 邹维宝,高社生,任思聪. 融合 SAR 的 INS/GNSS 组合导航系统. 航空电子技术,2000(1):22~25
- 70 高社生,邹维宝,任思聪. 随机加权法在 INS/GPS/SAR 组合系统中的应用. 西北大学学报,1999(3):21~23



- 71 高社生,周涛,赵忠.卡尔曼滤波直接法在INS/GPS组合导航系统中的应用研究.弹箭与制导学报,2002(1):28~30
- 72 高社生,张玲霞.可靠性理论与工程应用.北京:国防工业出版社,2002
- 73 刘建业,袁信.地形辅助的/GPS/惯性导航系统研究.导航,1993(3):9~16
- 74 周涛,高社生,慕德俊.弹载SINS/GPS组合系统空中对准方法研究.弹箭与制导学报,2003(2):95~97
- 76 高社生,周涛.INS/SAR/GPS组合导航系统中的全局估计融合算法.弹箭与制导学报,2002(1):90~93
- 77 高社生,邹维宝,任思聪.INS/SAR/GPS组合导航系统中的分散估计融合算法.弹箭与制导学报,2000(4):26~30
- 78 高社生,周涛.INS/SAR/GPS组合导航系统中的最优信息融合估计算法研究.航空电子技术,2002(1):41~44
- 79 邹维宝,高社生,任思聪.组合导航系统INS/GNSS/SAR及其降阶模型性能的研究.控制理论与应用,2002(1):135~138
- 80 高社生,朱燕堂.光滑的经验分位点过程随机加权估计的弱收敛性.应用概率统计,1996(2):146~151
- 81 张京妹,高社生,郭富强.飞控/惯性综合系统MIRA最优冗余结构设计.弹箭与制导学报,2003(1):21~23
- 82 高社生,朱燕堂.样本均值随机加权估计的强大数定律.西北大学学报,1997(1):9~11
- 83 Gao Shesheng, Zhou Tao. The Application of GA-BP Algorithm in the Data fusion of INS/SAR/GPS integrated system. Proceeding of The International Conference on Information and Knowledge Engineering. USA, 2002:579~584
- 84 Gao Shesheng, Liu Hui. The Algorithm of Information Fusion in INS/GPS/SAR Integrated System. Conference Proceedings of The Sixth International Conference on Electronic Measurement & Instruments. Taiyuan, China, 2003, 1:407~412
- 85 Gao Shesheng, Zhou Tao. Large Numbers Law for Sample mean of Random Weighting Estimate. Information and Science, 2003, 155:151~156
- 86 Gao Shesheng, Yang Bo, Zhang Zhenlong. The Study of Information



- Fusion Algorithm in INS/SAR/GPS Integrated Systems. Conference of 7Th Joint Conference on Information Sciences, North Carolina USA, 1: 547~550
- 87 高社生,刘辉.基于联邦滤波算法的异类传感器信息融合.电子与信息学报,2003年增刊,25:225~229
- 88 刘思伟,高社生.基于随机加权估计的多维位置数据最优融合方法研究.弹箭与制导学报,2004(1):196~198
- 89 王富嘉,陈哲.INS/GPS/TAN系统中的联邦卡尔曼滤波信息融合方法.航空学报,1998(7)增刊:87~91
- 90 袁信,俞济祥,陈哲.导航系统.北京:航空工业出版社,1993
- 91 Lyusin Sergey V. Fast Acquisition by Matched Filter Technique for GPS/GLONASS Receivers. ION GPS,1998:307~315
- 92 任思聪.实用惯性导航系统原理.北京:宇航出版社,1998
- 93 申功勋,孙建峰.信息融合理论在惯性/天文/GPS组合导航系统中的应用.北京:国防工业出版社,1998