

学校代号: 10532

学 号: S07093005

密 级:

## 湖南大学硕士学位论文

# 基于多加速度计车载组合导航系统 设计

学位申请人姓名: 刘 泽

导师姓名及职称: 黎福海 教授

培 养 单 位: 电气与信息工程学院

专 业 名 称: 电子科学与技术

论文提交日期: 2010 年 4 月 20 日

论文答辩日期: 2010 年 5 月 14 日

答辩委员会主席: 刘宏立 教授





**Design on Vehicular Integrated Navigation System based on  
Multi-Accelerometer**

by

LIU Ze

B.E. (Dalian Maritime University)2007

A thesis submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Master of Engineering

in

Electronics Science and Technology

in the

Graduate School

of

Hunan University

Supervisor

Professor LI Fuhai

April, 2010



# 湖南大学

## 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：刘泽

日期：2010年5月24日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权湖南大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

1、保密□，在\_\_\_\_\_年解密后适用本授权书。

2、不保密□。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：刘泽

日期：2010年5月24日

导师签名：

日期：2010年5月24日



## 摘 要

惯性导航为自主式导航,能连续输出精确导航参数且抗干扰能力强,具有其他导航系统无法比拟的优势。传统惯性导航系统均采用陀螺仪,但由于价格昂贵限制了其在车载导航等成本要求严格的场合中的应用推广。无陀螺捷联惯导系统仅采用加速度计,结构简单、价格低廉且具有传统惯性导航系统所有功能,有着广泛的应用前景。

本文首先对导航发展进行简介,分析国内外车载导航技术的现状和趋势,阐述课题意义,概述本文研究的主要内容及所作工作。然后对构成组合导航系统的无陀螺捷联惯性导航系统(GFSINS)、电子罗盘(EC)、全球定位系统(GPS)各导航子系统的导航原理及系统误差来源进行分析。GFSINS的特殊性在于其提供的载体角速度是通过解算得出,针对这一特性分析了GFSINS角速度各种解算方法。为提高导航精度,文章采用十二位置法、最小二乘分别对GFSINS与EC单元进行误差补偿分析。考虑组合导航中信息融合问题,对卡尔曼滤波理论进行了分析研究,建立了导航系统的状态方程及观测方程,设计了带校正反馈的联邦卡尔曼滤波器。通过分析组合导航系统数据采集与处理需求,选择了FPGA与DSP组合作为导航计算机,设计了FPGA功能模块、FPGA与DSP系统硬件电路及软件流程。最后通过仿真实验验证了组合导航系统的导航性能。

本文设计的车载组合导航系统,具有结构简单、稳定可靠、性价比高特点。

**关键词:** 无陀螺捷联惯性导航; 电子罗盘; 全球定位系统; 联邦卡尔曼滤波; DSP





## Abstract

Inertial navigation is a kind of autonomous navigation system. It outputs continuous accurate navigation parameters and owns ability of anti-interference, these merits makes it superior than other navigation systems. Traditional strap-down inertial navigation system involves gyroscopes. The high-cost has limited its application in cost-sensitive occasions such as vehicular navigation. Gyroscope free strap-down inertial navigation system is composed of only accelerometers, and has simple construction and inexpensive advantages. It also outputs all navigation parameters the SINS offers. For its prospect, an integrated vehicle navigation system base on GFSINS has been designed in this paper.

First of all, the development of the navigation profiles, analysis of domestic and international car navigation technology status and trends, overview of the main contents and work of this paper has been given. Then constitution, navigation theory and systematic error sources of the gyroscope free strap-down inertial navigation system, electronic compass, global positioning system has been introduced and analyzed. The particularity of the GFSINS is that the angular velocity it provides is obtained through the settlement, and for this reason various solution method has been discussed. To improve navigation accuracy, 12 positions and least square solution are respectively applied to the GFSINS and EC error compensation. Considering information fusion problem of the integrated navigation system, kalman filtering theory has been analyzed, state equation, observation equation, and federate kalman filter with correction feedback has been established. By analyzing integrated navigation system data acquisition and processing needs, FPGA and DSP have been chosen as navigation computer, and design details of FPGA function modules, FPGA and DSP hardware circuit and software process have been given. Finally, the simulation results have proven the navigation performance of integrated navigation system.

A simple structure, stable, reliable, low-cost vehicle navigation system has been designed in this paper.

**Key Words:** GFSINS; EC; GPS; Federated Kalman Filter; DSP



# 目 录

|                              |     |
|------------------------------|-----|
| 学位论文原创性声明和版权使用授权书 .....      | I   |
| 摘 要 .....                    | II  |
| Abstract .....               | III |
| 第 1 章 绪论 .....               | 1   |
| 1.1 导航发展简介 .....             | 1   |
| 1.2 国内外车载导航系统发展现状 .....      | 1   |
| 1.3 研究背景及本文主要工作 .....        | 2   |
| 1.3.1 研究背景 .....             | 2   |
| 1.3.2 本文主要工作 .....           | 4   |
| 第 2 章 导航子系统原理及误差分析 .....     | 6   |
| 2.1 无陀螺捷联惯导系统 .....          | 6   |
| 2.1.1 常用坐标系 .....            | 6   |
| 2.1.2 参数说明 .....             | 7   |
| 2.1.3 无陀螺捷联惯导系统工作原理 .....    | 7   |
| 2.1.4 无陀螺惯导系统导航方程 .....      | 11  |
| 2.1.5 无陀螺捷联惯导系统误差分析 .....    | 12  |
| 2.2 全球定位系统 GPS .....         | 14  |
| 2.2.1 GPS 系统组成 .....         | 14  |
| 2.2.2 GPS 定位原理 .....         | 14  |
| 2.2.3 GPS 数据源误差 .....        | 15  |
| 2.3 电子罗盘 EC .....            | 16  |
| 2.3.1 磁阻效应 .....             | 16  |
| 2.3.2 航向和姿态测量的角参数 .....      | 17  |
| 2.3.3 磁阻式电子罗盘的测量原理 .....     | 18  |
| 2.3.4 电子罗盘误差分析 .....         | 19  |
| 2.4 本章小结 .....               | 19  |
| 第 3 章 导航系统算法分析及误差补偿 .....    | 20  |
| 3.1 无陀螺捷联惯导系统角速度解算方法分析 ..... | 20  |
| 3.2 无陀螺捷联惯导系统误差标定 .....      | 21  |
| 3.3 电子罗盘误差补偿 .....           | 24  |
| 3.4 组合导航系统算法实现分析 .....       | 25  |
| 3.4.1 卡尔曼滤波基本原理 .....        | 25  |



|                         |    |
|-------------------------|----|
| 3.4.2 联邦卡尔曼滤波.....      | 26 |
| 3.5 组合导航系统滤波算法实现.....   | 28 |
| 3.5.1 导航系统组合模式.....     | 28 |
| 3.5.2 卡尔曼滤波误差模型建立.....  | 29 |
| 3.5.3 组合导航系统状态方程.....   | 31 |
| 3.5.4 组合导航系统观测方程.....   | 32 |
| 3.5.5 联邦卡尔曼滤波实现.....    | 33 |
| 3.6 本章小结.....           | 34 |
| 第4章 导航系统硬件设计.....       | 35 |
| 4.1 硬件系统总体方案.....       | 35 |
| 4.2 DSP 模块设计.....       | 35 |
| 4.2.1 DSP 选型.....       | 35 |
| 4.2.2 DSP 存储器扩展.....    | 40 |
| 4.2.3 DSP 数据接口设计.....   | 43 |
| 4.2.4 DSP 系统电源设计.....   | 44 |
| 4.3 FPGA 模块设计.....      | 44 |
| 4.3.1 FPGA 选型.....      | 45 |
| 4.3.2 FPGA 电路设计.....    | 45 |
| 4.3.3 FPGA 功能模块设计.....  | 46 |
| 4.4 组合导航系统各传感器模块设计..... | 50 |
| 4.4.1 惯性测量单元设计.....     | 51 |
| 4.4.2 电子罗盘模块设计.....     | 51 |
| 4.4.3 GPS 模块设计.....     | 53 |
| 4.5 系统软件流程.....         | 54 |
| 4.5.1 FPGA 模块软件流程.....  | 54 |
| 4.5.2 DSP 模块软件流程.....   | 56 |
| 4.6 本章小结.....           | 57 |
| 第5章 仿真实验及分析.....        | 58 |
| 结论与展望.....              | 63 |
| 参考文献.....               | 65 |
| 致  谢.....               | 68 |
| 附录 A 攻读硕士学位期间发表的论文..... | 69 |
| 附录 B 部分源代码.....         | 70 |



# 第 1 章 绪论

## 1.1 导航发展简介

自从人类出现最初的政治、经济、军事活动以来，便有了对导航的需求。远古人类在狩猎或寻找食物时，在夜晚进行则需要依靠星空辨别方向，因此天文学就成为人类研究最早的科学。天文导航也便成为人类研究最早的科学，天文导航系统也就成为人类最早的导航系统之一。古代丝绸之路上的商队主要依靠的导航系统也正是这浩瀚宇宙中的星体。

当人类的经济与军事活动还较简单时，只要在前进方向上不出现错误，便可以到达目的地，因此人们主要需要的导航信息就是航向。在中国最早的指南针便以“司南”这个名字横空出世，在人类生活生产、生活、政治、经济活动中大显身手，为推动人类文明进步作出了巨大贡献。

随着人类运输和交通工具的不断改进，天空被划分为具有一定高度与宽度的航路，近海和港口被划分为不同的航道，为了提高安全性和经济性，人类对导航的要求也从航向转变为对位置的准确判断与预测。为适应新的需求各种新型导航系统如：卫星导航系统、无线电导航系统、惯性导航系统，被相继研发出来并投入使用。

人类社会经济的发展迅速，人们物质生活水平不断提高，人类代步的交通工具迅猛发展。车辆作为人类代步的主要交通工具已分布在社会的每个角落，面对日趋复杂的交通网络人们对于车载导航系统的需求日趋强烈。各种车载导航系统如：GPS 车载导航仪、车载电子罗盘等导航设备相继问世，如雨后春笋般涌现出来。车载导航系统能为驾驶员提供实时地理位置、行车速度等重要信息，这些信息可以帮组司机正确有效选择行车路径；高效优化的行车能节约能源、舒缓交通压力、减少交通事故，有利于社会的稳定、和谐与可持续发展。

## 1.2 国内外车载导航系统发展现状

在人类史上，车载导航系统的研究与发展可谓是源远流长。最早的发明可以追溯到几千年前中国古代的指南针和计里鼓车，其原理类似磁罗盘和差分里程计<sup>[1]</sup>。指南针是最早出现的导航设备之一，它自出现以就被人们广泛使用并不断改进用于各个领域。从上世纪以来基于磁罗盘原理的定位导航技术开始应用于现代车辆上面来提供导航功能。

上世纪 60 年代末期，美国公路局提出了一种路径引导系统<sup>[2]</sup>。该系统是一种具有无线路径引导能力的导航系统，用于控制和疏导交通。70 年代初期，美国又开发了一种自主导航系统<sup>[3]</sup>，它利用推算定位模块并通过借助地图匹配算法

进行车辆定位。一旦确定车辆沿着路径行驶的位置,该系统就能够把路径引导指令显示在车内显示器上以提供导航服务。

日本 1971 年开始实行智能交通的 CACS 计划。80 年代,日本汽车市场推出了一种自主导航系统,该系统采用了彩色显示器及数字地图的新技术。自此以后,各式各样的先进导航系统相继问世,其中不少采用了地图匹配、全球定位系统接收机和声音引导技术。时至 90 年代中期已经有多达一百二十万台的导航系统被销售供用户使用。经过长期不懈的努力,现在智能交通系统<sup>[4]</sup> (Intelligent Transportation System, 简称 ITS) 在日本已经形成了一定的市场。

在欧洲,智能交通系统始于 20 世纪 70 年代后期。80 年代推出的车载自主导航系统利用了推算定位和地图匹配技术及彩色显示器来显示地图,还可以同时用可视显示和声音合成输出来给司机提供导航。德国的梅塞德斯-奔驰公司的 S 系列车型已选用了一种电子导航仪,该装置将解决司机在陌生城市里驾驶汽车的困难。

相对而言,我国的车载导航定位系统应用开发起步相对较晚,于“九五”期间开始列入了国家重点发展项目。目前,我国已有几十家公司从事这方面的开发工作。之前我国使用车载 GPS 接收机进行自定位的车辆很少,大量公司开发的热点集中在对特种车辆的监控调度系统上。但近几年来,随着导航技术的发展及普及,我国采用 GPS 进行车载导航的定位系统已经有了飞速发展。例如北京航空航天大学研制的定位系统就是使用 GPS 和差分 GPS 进行定位,它的定位精度一般可以小于 10m, 以提供多个用户使用<sup>[5]</sup>。

如上所述,目前车载导航系统广泛采用的 GPS 定位系统具有高精度、全天候、高效率、多功能、操作简便、使用广泛等显著优点,但 GPS 的工作同时也严重地受到一些城市特定环境的影响,尤其是电磁干扰、多路径效应、由树木产生的信号衰减、立交桥及城市高层建筑群等对卫星信号的遮挡,使得 GPS 信号的可见性变差,甚至使可见星少于四颗而无法定位。因此,在大城市中,单独的 GPS 系统可能无法实现车辆的实时准确的定位与导航。

## 1.3 研究背景及本文主要工作

### 1.3.1 研究背景

任何单一的定位系统都有本身无法克服的缺点,对车辆导航系统的精度和可靠性都有一定的制约,通过组合导航综合各导航系统的优点则可克服单个系统的缺点,使组合后的系统在满足成本要求的前提下,系统的可靠性、精度、完整性都得到提高。目前常使用的车辆定位组合方案为 GPS/航迹推算组合系统<sup>[6]</sup>,虽然这种组合能提供较为精确的位置信息,但它却不能提供精确的三维姿态信息,而载体的三维姿态信息对于车辆自动驾驶、交通事故鉴定又有重大的意义。



因此本文研究一种能够提供姿态、速度、位置等全面导航信息的新型组合导航系统。

导航领域中广泛使用的组合系统为捷联惯性导航系统SINS (Strap-down Inertial Navigation System) 与GPS系统的结合<sup>[7][8]</sup>。SINS是一种自主式导航系统, 它将惯性组件直接安装在运载体上, 根据牛顿惯性空间的力学定律, 利用惯性元件感受运载体在运动过程中的角速度、加速度, 然后利用数字信号处理器将这些信息进行融合处理, 解算得到载体的姿态、速度和位置等全面导航参数。普通SINS的缺陷在于其定位误差是随时间积累的, 它难以单独完成长时间较高精度的定位任务。由此SINS和GPS两个导航系统在误差传播上正好互补, SINS长期稳定性不足、短期稳定性优异, 而GPS恰好反之, 因此将两种系统有机结合起来构成组合导航系统, 则可以提高导航系统的整体性能。

传统SINS主要由陀螺仪、加速度计构成, 由于价格昂贵而多用于军事和民航领域。1965年DiNapoli首次在他的论文中提出了不用陀螺测量物体角速度的想法<sup>[9]</sup>, 随后Alfred R. Schuler提出利用多加速度传感器的配置方法<sup>[10]</sup>。20世纪90年代随着计算机技术的发展以及MEMS (Micro Electro Mechanical System) 技术水平的提高, 国内外对采用全加速度计制作惯性导航系统的研究方案愈发重视。1982年Shmuel J. Merhav 在前人的基础上进一步研究了借助于旋转或振动加速度计三元组组成无陀螺捷联惯导系统的方法<sup>[11]</sup>, 论述了如何从加速度计的输出信号中分离线加速和角速度。1991年Algrain 认为至少需要六个加速度计方可测量物体的线加速度和角加速度<sup>[12]</sup>; 1994年Chen发明了一种使用六个加速度计进行惯性导航测量的新颖设计方法<sup>[13]</sup>; 随后Lee在Chen的基础上给出了利用六个加速度计测量物体旋转运动的解法, 并将卡尔曼滤波应用在导航该系统中<sup>[14]</sup>; Tan也利用加速度计组成了惯性测量系统。2000年Kirill详细研究了基于六加速度计配合的算法, 并给出了实际系统装置。

国内学者近几年也做了不少有关的研究工作, 马澎田撰写的九加速度计无陀螺捷联惯导系统用于鱼雷制导的研究报告; 于明理等人在论文中分析讨论了多加速度计配置方案, 评述了相应模型的优缺点; 杨波等人将GFSINS和GPS构成组合导航系统提出组合导航系统的实现方案和组合算法。

随着无陀螺捷联惯性导航系统(Gyroscope Free Strapdown Inertial Navigation System GFSINS) 理论研究与实践的深入开展<sup>[16]</sup>及MEMS技术的发展, 实现基于MEMS技术加速度计的无陀螺捷联惯导系统已成为现实并具有重大的意义。无陀螺捷联惯导系统的最大特点就是不需要陀螺, 直接利用多个加速度计测量载体各轴上的角速度及线性加速度, 它具有体积小、重量轻、成本低、可靠性高、功率低、寿命长、反应快等一系列优点, 微型无陀螺捷联惯导系统应用于车载导航正成为一种趋势。

将低成本的无陀螺捷联惯导系统和GPS的组合应用于车辆导航时, GPS仅提供较为精确的速度、位置信息, 对于惯导系统的姿态参数的修正具有间接性, 为给导航系统提供更多冗余信息, 提高系统稳定性与可靠性, 加入磁场计以实现电子罗盘EC (Electrical Compass) 功能, 辅助导航。

电子罗盘<sup>[17]</sup>是一种重要的导航工具, 能实时提供运动载体的姿态信息。它主要是基于磁阻效应根据地球磁场大小来确定方向。随着微处理器技术的飞速发展, 尤其是单片机技术的广泛应用, 结合先进加工工艺所生产的磁阻传感器, 为罗盘的数字化提供了有利帮组。由磁阻传感器与微处理器构成的电子罗盘, 在自动控制领域具有强大的可移植性, 可用于卫星天线定位、车载、航海、飞行导航, 钻井设备, 姿态控制等领域。

GFSINS/GPS/EC构成的组合导航系统有多个导航参数输出, 在导航数据处理过程中需使用信息融合技术来处理各导航子系统的数据以得出最终最优的导航参数。卡尔曼滤波方法<sup>[18]</sup>是常用的最有效的信息融合技术之一, 它有多种实现方式, 有应用于线性系统的集中卡尔曼滤波、联邦卡尔曼滤波、自适应卡尔曼滤波等, 也有应用于非线性系统的扩展卡尔曼滤波和平滑卡尔曼滤波等。

随着现代半导体技术的发展, 数字信号处理器件 (DSP) 日新月异, 很多生产商的数字信号处理芯片性能、功耗、尺寸上已明显优于传统的PC104导航计算机。现场可编程逻辑门阵列 (FPGA) 技术的发展为多通道采样系统的实现提供了便捷的手段。

因此, 分析基于多加速度计车载组合导航系统的导航原理, 研究导航系统的误差模型、系统状态方程、观测方程, 设计组合导航系统的硬件及软件流程, 进行系统仿真实验对设计新型车载导航系统意义重大, 有利于推动其进步与发展。

### 1.3.2 本文主要工作

本文采用 AD 公司 ADXL345 加速度计、霍尼韦尔公司 HMC6343 电子罗盘、HOLUX 公司的 RG-87 模块为组合导航系统的测量单元, 利用 Xilinx 公司的 SPARTAN-3AN 系列的 XC3S400AN 承担导航系统数据采集, 选用德州仪器的 TMS320C6727B 处理导航数据实现组合导航解决方案。本文主要章节及其重点内容如下:

第 1 章 绪论部分, 介绍了导航发展概况, 现阶段国内外车载导航系统状况。

第 2 章 导航子系统原理及误差分析, 介绍了无陀螺惯导子系统、电子罗盘、全球定位系统的工作原理及其误差来源。

第 3 章 导航系统算法分析及误差补偿, 分析了无陀螺捷联惯导系统中角速度解算存在的问题及解决方法, 对惯导系统及电子罗盘的误差补偿方法进行研究与实验, 建立导航系统误差模型并设计卡尔曼滤波器。

第 4 章 导航系统硬件及软件流程设计, 详细介绍了 DSP、FPGA、GPS、

GFSINS、EC 模块的电路设计，及 FPGA 与 DSP 的软件流程设计。

第 5 章 仿真实验及分析，介绍了系统滤波实验仿真及结果分析。

最后，本文还对所做工作进行了总结，并提出进一步改进方案。

## 第 2 章 导航子系统原理及误差分析

### 2.1 无陀螺捷联惯导系统

#### 2.1.1 常用坐标系

惯性导航的基础是精确定义一系列的笛卡尔坐标系<sup>[19]</sup>，每一个坐标系都是正交的右手坐标系。对地球上进行的导航，所定义的坐标系要将惯性导航系统的测量值与地球的主要方向联系起来。也就是说，当在近地面导航时，该坐标系具有实际意义。因此习惯上将原点位于地球中心、相对于恒星固定的坐标系定义为惯性参考坐标系。

惯性导航系统中常用坐标系如下：

##### (1) 惯性坐标系（简称 i 系）

它的原点位于地球中心，坐标轴相对于恒星无转动，轴向定义为  $Ox_i$ ， $Oy_i$ ， $Oz_i$ 。其中  $Oz_i$  的方向与地球极轴的方向一致（假定极轴方向保持不变）。

##### (2) 地球坐标系（简称 e 系）

它原点位于地球中心，坐标轴与地球固连，轴向定义为  $Ox_e$ ， $Oy_e$ ， $Oz_e$ 。其中  $Oz_e$  轴沿地球极轴方向， $Ox_e$  轴沿格林尼治子午面和地球赤道平面的交线。地球坐标系相对于惯性坐标系绕  $Oz_e$  轴以角速度  $\omega_{ie}$ （为地球自转角速度）转动。

##### (3) 载体坐标系（简称 b 系）

载体坐标系是位于载体上的坐标系，其原点是载体的重心，纵轴由  $Oy_b$  沿载体首尾线方向指向前，横轴  $Ox_b$  指向载体的右侧， $Oz_b$  垂直于载体所在的水平面。

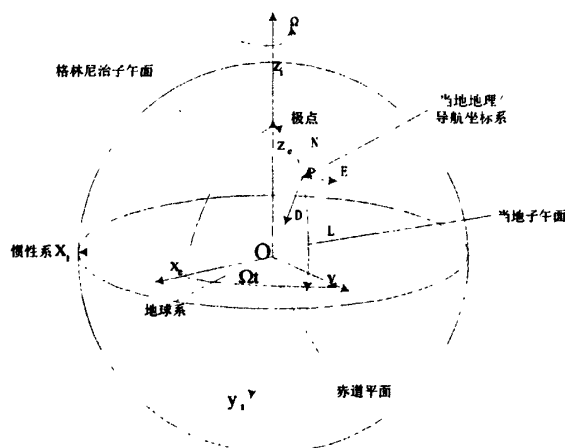


图2.1 各参考坐标系关系图

##### (4) 导航坐标系（简称 n 系）

导航坐标系是一种当地地理坐标系，原点位于导航系统所处的位置  $P$  点，坐标轴指向东、北和当地垂线方向（向下）。导航坐标系相对于地球坐标系的旋转角速率为  $\omega_{en}$ ，大小取决于  $P$  相对于地球的运动，通常称为转移速率。

各参考坐标系关系如图2.1所示。

### 2.1.2 参数说明

导航过程中需用到以下参数：

#### (1) 姿态角

横滚角  $\gamma$ ：载体纵向对称面与纵向铅垂平面之间的夹角即为横滚角。横滚角从铅垂平面算起，左倾为正，右倾为负。

俯仰角  $\theta$ ：载体纵轴和纵向水平轴之间的夹角为俯仰角，向上为正，向下为负。

航向角  $\psi$ ：载体纵轴在水平面上的投影与地理子午线N之间的夹角即为载体的航向角。航向角的数值是以地理北向为起点逆时针方向计算的。

#### (2) 位置

$L$ ：当地纬度， $\lambda$ ：当地经度， $h$ ：当地高度。

#### (3) 地球半径

把地球看作一个球体时：地球半径  $R_e = 6378.137 \text{ km}$

把地球近似看作一个参考椭球体，那么地球表面任意一点的曲面半径不再是一个定值，椭圆度  $e = 1/298.257$ 。

$R_m$  为载体所在的子午圈的曲率半径， $R_m = R_e (1 - 2e + 3e \sin^2 L)$ 。

$R_n$  为载体所在的卯酉圈的曲率半径， $R_n = R_e (1 + e \sin^2 L)$ 。

#### (4) 地球自转角速度和重力加速度

地球自转角速度： $\omega_e = 15.0411^\circ/h = 7.2912 \times 10^{-5} \text{ rad/s}$ 。

重力加速度  $g$ ，将地球看作旋转的椭球体，则地球表面上任意一点的重力加速度表达式为： $g = 9.78(1 + 0.0019319 \sin^2 L) / \sqrt{1 - 0.066943 \sin^2 L}$ 。

### 2.1.3 无陀螺捷联惯导系统工作原理

传统的捷联惯性导航系统利用加速度计测量运动载体的线性加速度，利用陀螺测量运动载体的角速度，通过积分得到运动体的航向、瞬时速度和位置信息。但由于陀螺成本高，不能承受大的线加速度冲击，因此领域专家提出加速度计替代陀螺测量角速度的方法，用全加速度计实现惯性导航，即无陀螺惯导系统。

图2.2为无陀螺捷联惯导系统的原理示意图。无陀螺惯性测量的本质是仅利用加速度计的输出，得到运动载体的线加速度在载体坐标系下表示的分量；同时计算出载体坐标系在地里坐标系下的加速度，由此就可以计算出载体坐标系相对于地理坐标系的夹角关系，得到两坐标系间的数学变换关系，即图2.2中的方向余弦矩阵，从而将载体坐标系下表示的线加速度信息转换到地理坐标系下，在经过相关的误差补偿后，结合载体运动初始条件就可以计算出运动体相对于地球的瞬时速度和位置信息。

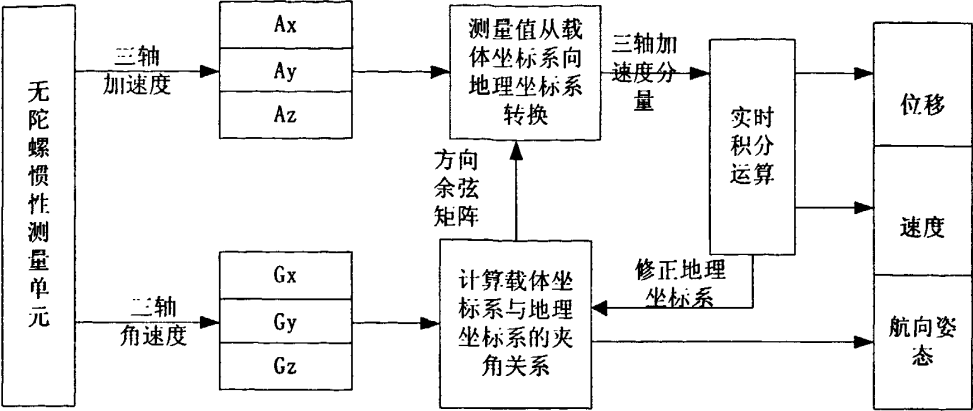


图 2.2 无陀螺惯性测量导航的原理示意图

无陀螺捷联惯性导航系统仅使用加速度计测量的信息计算刚体的线运动和角运动参数,所以不能像传统的有陀螺捷联惯导系统那样将加速度计安装在载体的质心处,必须将加速度计安装在距离质心一定距离处,才能由测量得到载体加速度信息并解算出载体的加速度信息。

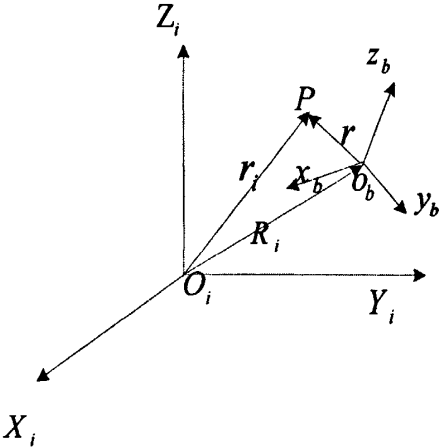


图 2.3 坐标间转换关系示意图

从数学角度出发,简单推导无陀螺惯性测量利用全加速度计测量运动体导航参数的方法。惯性坐标系  $O_i X_i Y_i Z_i(i)$  和载体固连的运动坐标系  $O_b X_b Y_b Z_b(b)$  之间的关系如图2.3所示:

根据载体运动的矢量关系可得:  $r_i = R_i + r$ ; (2.1)

式中  $r_i$  为  $p$  点在惯性坐标系中的矢径;  $R_i$  为载体坐标系相对于惯性坐标系的矢径;  $r$  为  $p$  在载体坐标系中的矢径; 将式 (2.1) 对时间求一阶导数有:

$$\left[ \frac{dr_i}{dt} \right]_i = \left[ \frac{dR_i}{dt} \right]_r + \left[ \frac{dr}{dt} \right]_r \tag{2.2}$$

矢量的绝对运动和相对运动之间的关系为:

$$\left[\frac{dr}{dt}\right]_i = \left[\frac{dr}{dt}\right]_b + \omega_i^b \times r \quad (2.3)$$

将式 (2.3) 代入 (2.2)，可得：

$$\left[\frac{dr_i}{dt}\right]_i = \left[\frac{dR_i}{dt}\right]_r + \left[\frac{dr}{dt}\right]_b + \omega_i^b \times r \quad (2.4)$$

式中， $\left[\frac{dr_i}{dt}\right]_i$  表示矢径  $r_i$  在惯性坐标系中的变化率，即载体相对惯性空间的速度； $\left[\frac{dR_i}{dt}\right]_r$  表示矢径  $R_i$  在惯性坐标系中的变化率，即载体系相对于惯性系的速度； $\left[\frac{dr}{dt}\right]_b$  为  $p$  点相对载体坐标系的速度； $\omega_i^b \times r$  为载体坐标系相对惯性坐标系转动引起的速度；求式 (2.4) 一阶导数，可得载体上任意一点  $p$  相对惯性空间的加速度为：

$$\left[\frac{d^2 r_i}{dt^2}\right]_i = \left[\frac{d^2 R_i}{dt^2}\right]_i + \left[\frac{d^2 r}{dt^2}\right]_b + 2\omega \times \left[\frac{dr}{dt}\right]_b + \omega \times (\omega \times r) + \left[\frac{d\omega}{dt}\right] \times r \quad (2.5)$$

若  $P$  点相对于载体坐标系是固定的，则有： $\left[\frac{dr}{dt}\right]_b = 0$  和  $\left[\frac{d^2 r}{dt^2}\right]_b = 0$  代入式 (2.5)

有：

$$\left[\frac{d^2 r_i}{dt^2}\right]_i = \left[\frac{d^2 R_i}{dt^2}\right]_i + \omega \times (\omega \times r) + \left[\frac{d\omega}{dt}\right] \times r \quad (2.6)$$

为了计算载体非质心处加速度，将加速度计按一定的布置方案装在刚体上。假设  $M$  个加速度计固定在刚体  $E$  上，加速度计安装的位置分别为  $u_1, u_2, \dots, u_m$ ，加速度计安装的敏感方向分别为  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m$ 。若在载体上安装一个加速度计，其输出为：

$$f_i = [R_i'' + TTu_i + T'u_i] \times \theta_i \quad (2.7)$$

其中， $T$  是反对称矩阵， $T = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix}$  令  $R_i'' = A = \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix}$  对式 (2.7) 整

理得：

$$f_i = [(u_i \times \theta_i)^T \theta_i] \times \begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ A \end{bmatrix} + \theta_i^T T^2 u_i \quad (2.8)$$

其中： $\dot{\omega} = \begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix}$ ， $f_i$  为第  $i$  只加速度计的输出； $u_i$  为第  $i$  只加速度计的安裝位

置； $\theta_i$ 为第 $i$ 只加速度计敏感方向； $A_x$ 、 $A_y$ 、 $A_z$ 分别为载体坐标系（ $b$ ）相对惯性空间坐标系（ $i$ ）的加速度在载体坐标系三个轴向上的分量。

为实现无陀螺捷联惯导系统，采用9加速度计的编排方式<sup>[20]</sup>，加速度计在空间的排布如图2.4所示：

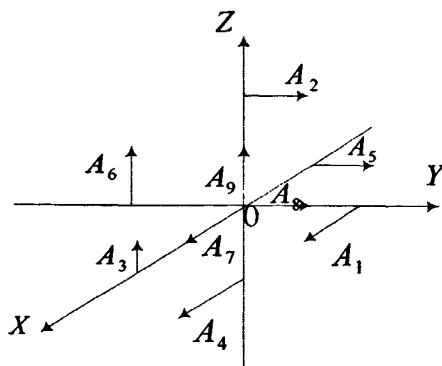


图2.4加速度计空间排布图

由图配置可得到：

$$[u_1 \dots u_9] = l \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[\theta_1 \dots \theta_9] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

其中， $l$ 为加速度计距载体坐标原点的距离， $A_i$ 为加速度计 $i$ 。结合式（2.8）、（2.9）、（2.10）可以解得载体角加速度和角速度乘积项分别为：

$$\begin{cases} \ddot{R}_{ox} = A_7 \\ \ddot{R}_{oy} = A_8 \\ \ddot{R}_{oz} = A_9 \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} \dot{\omega}_x = \frac{A_8 + A_9 - A_2 - A_6}{2l} \\ \dot{\omega}_y = \frac{A_7 + A_9 - A_3 - A_4}{2l} \\ \dot{\omega}_z = \frac{A_7 + A_8 - A_1 - A_5}{2l} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} \omega_x \omega_y = \frac{A_1 + A_8 - A_5 - A_7}{2l} \\ \omega_y \omega_z = \frac{A_2 + A_9 - A_6 - A_8}{2l} \\ \omega_x \omega_z = \frac{A_3 + A_7 - A_4 - A_9}{2l} \end{cases} \quad (2.13)$$



根据式(2.12)、式(2.13)可求解  $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ , 载体三轴上的线加速度  $A_1, A_2, A_3$  直接提供。

#### 2.1.4 无陀螺惯导系统导航方程

无陀螺惯导系统以当地地理坐标系为导航坐标系, 导航方程表示成如下形式:

$$\dot{v}_e^n = f^n - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times v_e^n + g_1^n \quad (2.14)$$

式中:

$v_e^n$  表示运载体相对于地球的速度在当地地理坐标系中的值, 坐标轴的方向分别沿真北、东向和当地垂线方向, 其分量形式为:

$$v_e^n = [v_N \ v_E \ v_D]^T \quad (2.15)$$

$f^n$  是由一组 3 个加速度计测量的比力矢量 ( $f^n = C_b^n f^b$ ), 分解到当地地理参考坐标系中为:

$$f^n = [f_N \ f_E \ f_D]^T \quad (2.16)$$

$f^b$  为惯性测量单元的输出值,  $C_b^n$  为载体坐标系到导航坐标系的方向余弦矩阵。

$\omega_{ie}^n$  是当地地理坐标系中地球的自转角速度

$$\omega_{ie}^n = [\Omega \cos L \ 0 \ \Omega \sin L]^T \quad (2.17)$$

$\omega_{en}^n$  表示当地地理坐标系相对于地球固联坐标系的转动角速率, 即转移速率其值可以用经度和纬度的变化率表示如下:

$$\omega_{en}^n = \begin{bmatrix} \dot{\lambda} \cos L & -\dot{L} & -\dot{\lambda} \sin L \end{bmatrix}^T \quad (2.18)$$

使  $\dot{\lambda} = v_E / (R_e + h) \cos L$ ,  $\dot{L} = v_N / (R_e + h)$ , 得

$$\omega_{en}^n = \begin{bmatrix} \frac{v_E}{R_e + h} & -\frac{v_N}{R_e + h} & \frac{v_E \tan L}{R_e + h} \end{bmatrix}^T \quad (2.19)$$

式中:  $R_e$  为地球半径;  $h$  为距地球表面的高度。

$g_1^n$  是当地重力矢量, 它由地球的质量引力 ( $g$ ) 和地球转动产生的向心加速度 ( $\omega_{ie} \times \omega_{ie} \times R$ ) 组成。因此, 可以写成:

$$g_1^n = g - \omega_{ie} \times \omega_{ie} \times R = g - \frac{\Omega^2 (R_e + h)}{2} \begin{bmatrix} \sin 2L \\ 0 \\ 1 + \cos 2L \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

导航方程可以表示成如下的分量形式:

$$\begin{aligned}\dot{v}_N &= f_N - v_E \left( 2\Omega + \dot{\lambda} \right) \sin L + v_D \dot{L} + \xi g \\ &= f_N - 2\Omega v_E \sin L + \frac{v_N v_D - v_E^2 \tan L}{R_e + h} + \xi g\end{aligned}\quad (2.21)$$

$$\begin{aligned}\dot{v}_E &= f_E - v_N \left( 2\Omega + \dot{\lambda} \right) \sin L + v_D \left( 2\Omega + \dot{\lambda} \right) - \eta g \\ &= f_E - 2\Omega (v_N \sin L + v_D \cos L) + \frac{v_E}{R_e + h} (v_D + v_N \tan L) - \eta g\end{aligned}\quad (2.22)$$

$$\begin{aligned}\dot{v}_D &= f_D - v_E \left( 2\Omega + \dot{\lambda} \right) \cos L - v_N \dot{L} + g \\ &= f_D - 2\Omega v_E \cos L - \frac{v_E^2 + v_N^2}{R_e + h} + g\end{aligned}\quad (2.23)$$

$$\dot{L} = \frac{v_N}{R_e + h} \quad (2.24)$$

$$\dot{\lambda} = \frac{v_E \sec L}{R_e + h} \quad (2.25)$$

$$\dot{h} = v_D \quad (2.26)$$

$\Omega$ 为地球自转角速率,  $\xi$ 为子午线偏差,  $\eta$ 为垂直于子午线的偏差, 导航方程中地球模型为球形。

### 2.1.5 无陀螺捷联惯导系统误差分析

在导航系统中, 由于各种误差源的存在<sup>[21]</sup>, 导航信息具有一定的误差。误差分析目的有二: 一是通过分析各误差源对系统的影响, 确定满足精度要求的情况下主要误差源的选择范围, 对系统进行精度分配, 作为系统设计根据; 二是通过预先估计系统的工作情况, 建立系统误差补偿模型, 通过标定实验, 确定系统的误差模型参数, 然后对系统补偿, 达到提高精度的目的。

无陀螺捷联惯导系统误差源可分为以下几类:

- 1) 仪表误差: 主要指加速度计零漂、加速度计和角速率刻度因子误差等。
- 2) 安装误差: 主要指加速度计在载体上安装造成的误差。
- 3) 初始条件误差: 包括位置、姿态和航向的初始误差。
- 4) 计算误差: 主要考虑姿态、航向系统的计算误差, 即数学平台的计算误差。

这些误差源又可以分为两类: 确定性误差和随机误差。确定性误差包括: 平台失准角误差、速度误差和位置误差; 随机误差主要是加速度计的漂移及其引起的角速度的漂移。上述误差因素的存在导致了无陀螺捷联惯导系统的初始条件误

差及运动过程中系统的累积误差。因此必须对误差进行分析,达到消除或补偿误差目的。以下主要讨论惯性器件的刻度因子误差、安装误差、漂移误差,以及它们的误差模型。

### (1) 惯性器件的刻度因子误差

刻度因子是指输出的变化与输入变化的比值。刻度因子通常是用某一特定直线的斜率来表示。假设用  $K_a$  表示加速度计的标度因数误差。那么它的实际输出为:

$$f' = (I + K_a)f \quad (2.27)$$

$f$  为加速度计的输入比力,  $f'$  为加速度计的输出比力。

### (2) 惯性器件的安装误差

由于捷联惯导系统中的惯性器件直接固连在载体上,所以应该保证惯性器件的测量轴和载体坐标系的坐标完全一致,以减小整个系统的误差,但惯性器件安装时总会存在着一定的安装误差。因此由惯性器件的主轴构成的坐标系便成了一个非正交坐标系,与载体的三个坐标轴不是完全重合的。图2.5为惯性器件安装误差示意图。

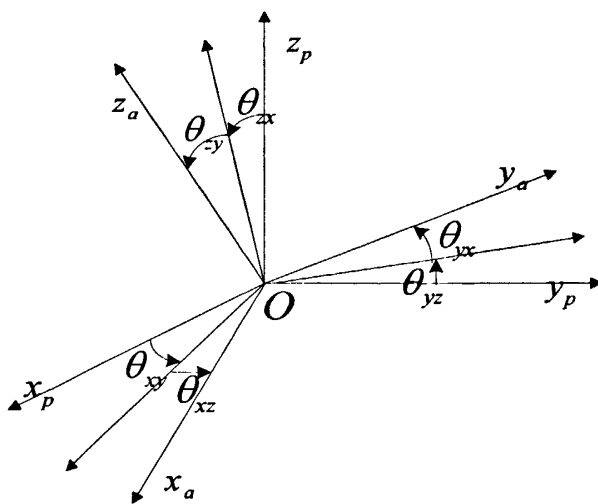


图2.5 惯性器件安装误差示意图

这种坐标变换关系可由  $\theta_{xy}$ ,  $\theta_{xz}$ ,  $\theta_{yx}$ ,  $\theta_{yz}$ ,  $\theta_{zx}$ ,  $\theta_{zy}$  六个参数来描述,  $\theta_{xy}$  和  $\theta_{xz}$  分别表示  $x$  轴的惯性器件相对于  $y$  轴和  $z$  轴的安装误差,  $\theta_{yx}$  和  $\theta_{yz}$  表示  $y$  轴的惯性器件相对于  $x$  轴和  $z$  轴的安装误差, 并且认为安装误差角均为小角。这样加速度计坐标系同载体坐标系的关系为:

$$C = I + \Delta C \quad (2.28)$$

$\Delta C$  与  $\theta_{xy}$ ,  $\theta_{xz}$ ,  $\theta_{yx}$ ,  $\theta_{yz}$ ,  $\theta_{zx}$ ,  $\theta_{zy}$  有关, 通过系统标定求取。

则实际输出为:

$$f' = [I + \Delta C]f \quad (2.29)$$

### (3) 惯性器件的漂移误差

加速度计随机误差可分为随机常数、一阶马尔科夫过程和随机白噪声。其中误差模型为：

$$\nabla = \nabla_e + \nabla_r + w_a \quad (2.30)$$

式中： $\nabla_e$ 为随机常值漂移； $\nabla_r$ 为随机一阶马尔科夫过程漂移， $w_a$ 为随机白噪声漂移。

### (4) 惯性器件的误差模型

考虑到加速度计的安装误差和标度因数误差及本身的零偏，则加速度计的误差数学模型如下：

$$f' = (I + K_a)[I + \Delta C]f + \nabla \quad (2.31)$$

将上式展开，并忽略二阶小量，得加速计误差模型：

$$f' = [I + K_a + \Delta C]f + \nabla \quad (2.32)$$

## 2.2 全球定位系统 GPS

全球定位系统<sup>[22]</sup>，即 GPS，也被称作 Navstar（导航星），它是一种无线电定位系统，现在已经完全达到使用状态，可提供全球导航能力。

### 2.2.1 GPS 系统组成

完整的 GPS 定位系统主要由：空间卫星、地面监控系统、用户 GPS 接收机三部分组成。

#### (1) 空间部分（导航卫星）

由 24 颗人造卫星组成，他们是非同步卫星，分布在六个相隔  $60^\circ$  的轨道上，轨道平面与赤道平面夹角  $60^\circ$ ，在地球任一点均能观测到 5—8 颗卫星。

#### (2) 地面监控系统

主控站：用于采集数据、编辑导航电文、诊断地面系统状况、调整卫星位置及调度卫星。

监控站：检测卫星，并向主控站提供测量数据，是一个无人值守的受主控站控制的数据采集中心。

注入站：定时将主控站传来的信息注入各个卫星，然后由卫星发射。

#### (3) GPS 接收机

分为两种，一种是精密定位，使用 P 码，定位精度约两米左右；另一种是标准定位，使用 C/A 码，定位精度为十几米左右。

### 2.2.2 GPS 定位原理

GPS 的基本定位原理就是以高速运动的卫星瞬间位置作为已知的起算数据，卫星不间断地发送自身的星历参数和时间信息，用户接收到这些信息后，接收机

通过比较信号被接收到的时间和卫星发送信号的时间参数之差来获取它和卫星之间的距离。对于需定位的每一点来说都包含有四个未知数,即该点三维地心坐标和卫星接收机的时钟差,故 GPS 定位至少需要四颗卫星的观测来计算。

设用户  $u$  和卫星  $S_i$  之间有如下关系:

$$\vec{R}_u = \vec{R}_i - \vec{D}_i \quad (2.33)$$

式中:  $\vec{R}_u$  为地心到用户的矢径;  $\vec{R}_i$  为地心到第  $i$  颗卫星  $S_i$  的矢径;  $\vec{D}_i$  为用户到第  $i$  颗卫星  $S_i$  的矢径。

设  $D_i = |\vec{D}_i|$ , 即用户到卫星的距离。在工程中,由于多种因素影响,观测者无法测出真实距离  $D_i$ ,只能测得包含有多种误差因素在内的距离,因此称为伪距,用  $\rho_i$  来表示。接收机测得的距离  $\rho_i$  与  $D_i$  的关系为:

$$\rho_i = D_i + C\Delta t_{A_i} + C(\Delta t_u - \Delta t_{S_i}) \quad (2.34)$$

式中:  $\rho_i$  为接收机至第  $i$  颗卫星的伪距;  $D_i$  为接收机至第  $i$  颗卫星的真实距离;  $\Delta t_{A_i}$  为第  $i$  颗卫星的传播延迟误差;  $\Delta t_u$  为用户相对 GPS 系统的时间偏差;  $\Delta t_{S_i}$  为第  $i$  颗卫星相对 GPS 系统的时间偏差;  $C$  为电磁波传播速度。

用  $X_{S_i}$ ,  $Y_{S_i}$ ,  $Z_{S_i}$  表示第  $i$  颗卫星的位置坐标,  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  表示用户的当前位置时,则有:

$$D_i = \sqrt{(X_{S_i} - X)^2 + (Y_{S_i} - Y)^2 + (Z_{S_i} - Z)^2} \quad (2.35)$$

把式 (2.34) 代入式 (2.35) 则有:

$$\rho_i = \sqrt{(X_{S_i} - X)^2 + (Y_{S_i} - Y)^2 + (Z_{S_i} - Z)^2} + C\Delta t_{A_i} + C(\Delta t_u - \Delta t_{S_i}) \quad (2.36)$$

其中,  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  和  $\Delta t_u$  是未知数,而卫星坐标、卫星时钟偏差和延时误差都可以在导航电文中获取或计算出。因此选用四颗 GPS 卫星的测量伪距  $\rho_1$ ,  $\rho_2$ ,  $\rho_3$ ,  $\rho_4$  联立方程即可求出  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  和  $\Delta t_u$ , 这就是 GPS 的基本工作原理。

### 2.2.3 GPS 数据源误差

GPS 是一个多维导航系统,它的每个变量都是一个统计的性能度量。导航系统一般遵循已知的假定分布。大多数情况下, GPS 位置导航误差的正交分量都被设为高斯分布的。在 GPS 测量中,影响精度的主要误差来源可以分为以下三类:

- 1) 卫星误差: 主要包括卫星的轨道误差、卫星钟误差。
- 2) 信号传播误差: 主要包括电离层误差,对流层误差和多途径效应。
- 3) 接收机误差。

2.3 电子罗盘 EC

电子罗盘是一种重要的导航工具<sup>[23]</sup>，能实时提供载体的姿态信息。

2.3.1 磁阻效应

通电导体在磁场中阻值随磁场磁化方向而发生变化的现象称为磁阻效应。如图 2.6 中，当带状玻莫合金材料通过电流  $I$  时，材料的电阻取决于电流的方向与磁化方向夹角  $\theta$ 。如果给材料施加一个磁场  $M$ （被测磁场），就会使原来的磁化方向转动：若磁化方向转向垂直于电流的方向，即  $\theta$  角增大，电阻将减小；如果磁化方向转向平行于电流的方向，即  $\theta$  角减小，电阻将增大。这就是强磁金属的各向异性磁阻效应（AMR）。

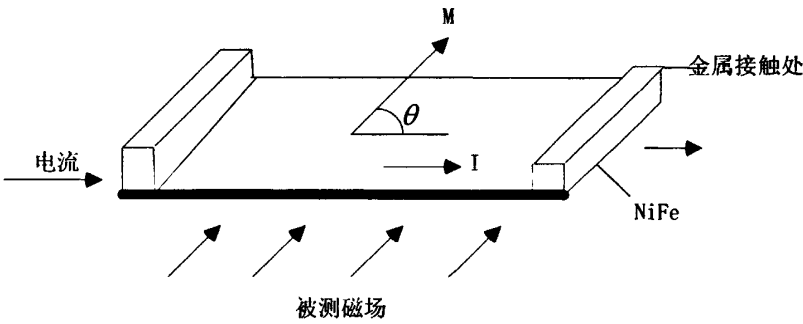


图 2.6 磁阻传感器原理图

磁阻传感器由长而薄的玻莫合金（铁镍合金）制成。它利用半导体工艺，将玻莫合金薄膜附着在硅片上。薄膜的电阻率  $\rho(\theta)$  依赖于磁化强度  $M$  和电流  $I$  方向之间的夹角  $\theta$ ，具有以下关系式：

$$\rho(\theta) = \rho_{\perp} + (\rho_{\parallel} - \rho_{\perp}) \cos^2 \theta \tag{2.37}$$

其中  $\rho_{\perp}$ 、 $\rho_{\parallel}$  分别是电流  $I$  平行于  $M$  和垂直于  $M$  的电阻率。

通常的磁阻效应传感器是一种单边封装的磁场传感器，能测量与管脚平行方向的磁场。传感器由四条玻莫合金磁电阻组成一个非平衡电桥，即把它们接成惠斯通电桥形式，如图 2.7 所示：

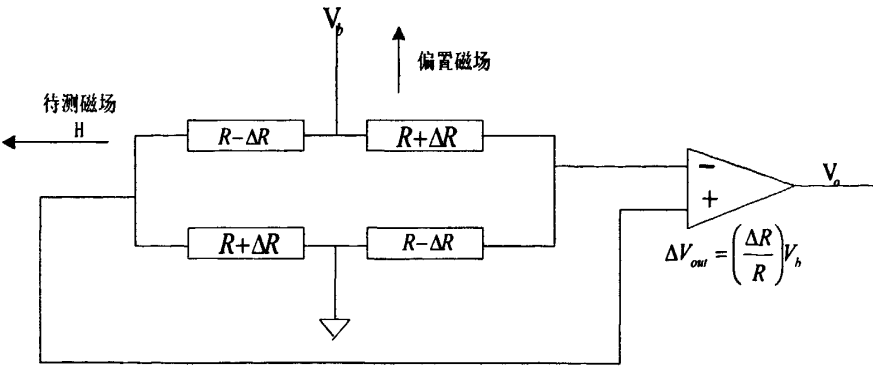


图2.7 磁阻传感器惠斯通电桥路图

无磁场作用时,四个桥臂上的电阻阻值相等,电桥处于平衡状态,输出为零。当有外加磁场时,电桥各电阻的阻值发生变化,电桥处于相对位置与磁化方向夹角小的两个电阻阻值增大  $\Delta R$ , 另外两个电阻阻值则减小  $\Delta R$ , 电桥平衡被打破,输出电压信号:  $V_{out} = (\Delta R/R)V_b$ 。显然当外加磁场向东时,输出为  $-V_{out}$ ; 而外加磁场向北时,输出为 0; 根据此原理可实现导航。

### 2.3.2 航向和姿态测量的角参数

为了说明磁阻电子罗盘测量载体地理航向和姿态角的工作原理,需要对磁阻电子罗盘姿态测量的几个角度参数作简单的说明。

#### (1) 地磁偏角<sup>[24]</sup>

地球本身是个大磁体,地磁北极由地球内部的稳定磁场所决定,地理北极在地球的旋转轴处,是地球上经线的汇聚处。地磁偏角就是地球南北极连线与地磁南北极连线交叉构成的夹角,本文用  $\gamma'$  表示。地磁偏角如图 2.8 所示。根据规定,磁针指北极 N 向东偏则磁偏角为正,向西偏则磁偏角为负。

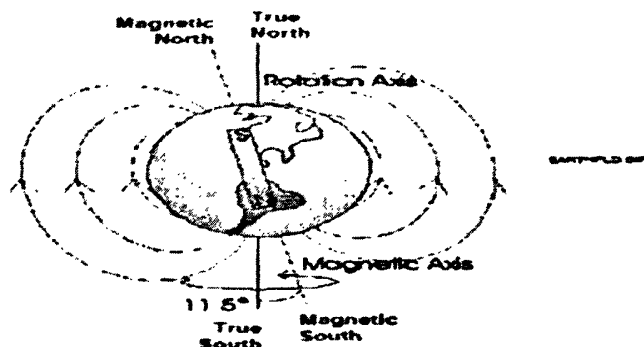


图2.8地磁偏角图

由于地磁极不断变动,所以地磁场偏角随地点的变化而变化,即便在同一地点的地磁偏角大小也随着时间的推移而不断改变。磁偏角可以用磁偏测量仪测出来,目前已经有专门机构将各地区的磁偏角绘制成地图,并考虑了各种因素在内的,如大的磁铁材料和一些自然变化等,可以直接查找。

#### (2) 磁倾角

地球表面任一地磁场总强度的矢量方向与水平面的夹角成为磁倾角。将一个具有水平轴的可旋转磁针制作得质量完全均匀对称,使其在磁屏蔽空间中自然保持水平,观测时使其水平轴与当地磁子午面垂直,这时磁针指北极 N 所指的方向即为地磁场总强度矢量方向,它与水平面的夹角即为当地的磁倾角。这种磁针称为磁倾针,规定磁倾针的指北极 N 向下倾为正。一般结果是北半球的磁倾角为正,南半球的磁倾角为负。将磁倾角为零的地点连接起来,此线称为磁倾赤道,与地球赤道比较接近。

#### (3) 地理航向角

磁阻电子罗盘应用在载体上,地理航向角定义为载体前进方向在水平面上的

投影与真实北极的夹角。用  $0^\circ \sim 360^\circ$  范围的角度值表示。如飞机向正东飞时，航向角为  $90^\circ$ 。而载体前进方向在水平面上的投影与地磁北极夹角定义为地磁航向角。本文的地磁航向角用  $\beta$  表示，地理航向角用  $\psi$  表示。

#### (4) 姿态角

磁阻电子罗盘中不可缺少的一部分是对载体倾斜姿态的测量，它是动态测量中非常重要的一个方面。除航向角姿态角还包括两部分：俯仰角和翻滚角。以水平面为基准，罗盘系统载体的前进方向（纵轴方向）与其在水平面投影的夹角称为俯仰角，用  $\theta$  表示，本文中规定上仰为正，下俯为负；罗盘平面上与前进方向垂直的方向（横轴方向）与其在水平面投影的夹角称为翻滚角，用  $\gamma$  表示，本文中规定右转为正，左转为负。

### 2.3.3 磁阻式电子罗盘的测量原理

磁阻式电子罗盘是基于磁阻效应的，通过感测地磁场来确定载体的航向。霍尼韦尔 HMC6343 罗盘模块集成了 3 轴磁阻计和 3 轴 MEMS 加速度计。HMC6343 含有三个互相垂直的惠斯通电桥，可以测量地球磁场强度在  $X$ ， $Y$ ， $Z$  轴上的分量。每个电桥的输出是一个与感测的磁场强度和电桥的供电电压成正比的差分电压。

载体处于三维空间中时，罗盘坐标系与水平坐标系不重合，即出现俯仰、翻滚的情况，因此必须用三轴的磁阻传感器来检测地球磁场的三个分量，然后求出他们在水平面的投影，来得出方位角。

如图 2.9 示，通过加速度计感知重力加速度在  $X$ ， $Y$ ， $Z$  轴上的分量而测得俯仰角和翻滚角，结合  $Z$  轴磁阻传感器所测量到的磁场分量，根据矢量三角形，可得折算到地球坐标系下磁场强度  $H_x^*$  和  $H_y^*$  的计算公式为：

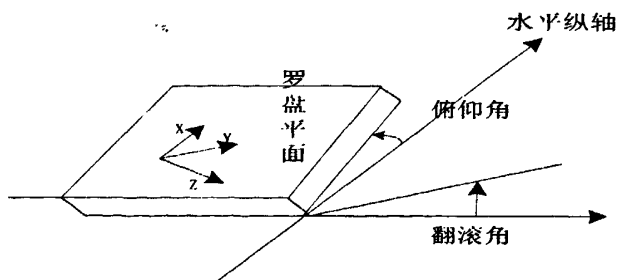


图2.9 电子罗盘测量原理图

$$H_x^* = H_x \cos \gamma + H_y \sin \theta \sin \gamma - H_z \cos \theta \sin \gamma \quad (2.38)$$

$$H_y^* = H_y \cos \theta + H_z \sin \theta \quad (2.39)$$

一旦求出  $H_x^*$  和  $H_y^*$  分量，就可以计算出罗盘所在载体的地磁航向角  $\beta$ ：

$$\beta = \arctan \left[ \frac{H_x^*}{H_y^*} \right] \quad (2.40)$$



考虑到反正切函数的值域  $\beta \in [0, 180^\circ]$ ，且使地磁航向角在  $0^\circ \sim 360^\circ$  的范围表示，根据式 (2.40)，以及对罗盘坐标系和水平坐标系变化的分析，各坐标轴和不同的象限内  $\beta$  的值分别为：

- 1) 当  $H_x^* > 0$ ， $H_y^* = 0$  时， $\beta = 0^\circ$ ；
- 2) 当  $H_x^* = 0$ ， $H_y^* < 0$  时， $\beta = 90^\circ$ ；
- 3) 当  $H_x^* < 0$ ， $H_y^* = 0$  时， $\beta = 180^\circ$ ；
- 4) 当  $H_x^* = 0$ ， $H_y^* > 0$  时， $\beta = 270^\circ$ ；
- 5) 当  $H_x^* > 0$ ， $H_y^* < 0$  时， $\beta = -\arctan H_y^* / H_x^*$ ；
- 6) 当  $H_x^* < 0$ ， $H_y^* < 0$  时， $\beta = 180^\circ - \arctan H_y^* / H_x^*$ ；
- 7) 当  $H_x^* > 0$ ， $H_y^* > 0$  时， $\beta = 360^\circ - \arctan H_y^* / H_x^*$ ；

根据上式算出的地磁航向角，只需加上当地的地磁偏角即可求得此时的地理航向角。

### 2.3.4 电子罗盘误差分析

由于地磁场受外界环境的干扰，如铁磁性物质会引起地磁场的扭曲，电磁场也会与地磁场形成磁场叠加，这都将引起磁阻传感器的测量误差，导致指示方向产生误差。根据工程经验，影响电子罗盘定向的精度因素主要有两类，第一类是罗盘内部的固有误差，第二类是有电子罗盘工作环境引起的误差。

第一类误差主要有制造误差和安装误差。制造误差主要表现在三个方面：由于传感器、模拟电路和 A/D 转换的零点不为零的零位误差；由于三个传感器灵敏度不同而引起的灵敏度误差；三个传感器测量轴不完全正交引起的正交误差。对于这类传感器系统内部固有误差，可以通过补偿的方法进行消除。

第二类误差主要是磁阻传感器受周围环境磁场影响而产生的误差，又叫罗差。环境的铁磁介质引起的磁场变化导致电子罗盘输出精度下降很大，同时最难控制。

## 2.4 本章小结

本章介绍了无陀螺惯导系统、全球定位系统、电子罗盘的工作原理，对各系统的误差来源进行分析。无陀螺惯导系统利用多加速度计实现惯导系统所有功能，载体角速度值通过加速度计的编排解算得出。电子罗盘由磁阻传感器与倾角传感器构成，量测载体各轴上姿态角。

## 第3章 导航系统算法分析及误差补偿

### 3.1 无陀螺捷联惯导系统角速度解算方法分析

GFSINS 特点在于利用加速度计的测量值解算出运载体的角速度, 所以 GFSINS 惯性测量单元中, 角速度的解算<sup>[25][26]</sup>精度将直接影响导航参数的精度, 因此必须尽量提高角速度的精度。角速度的解算有两种传统方法: 积分法, 开方法。积分法: 即通过对计算出的角加速度直接积分得到角速度。开方法: 即通过角速度乘积项计算得到加速度的平方项, 开方得到角速度的绝对值, 再利用角加速度判断符号。积分法和开方法, 都存在一些不同程度上的缺点, 如误差累积过快、符号误判等, 为此针对第二章中的加速度计排布, 本文讨论一种角速度解算方法, 有助于抑制迭代误差和避免符号误判。

对式 (2.13) 进行分解可得:

$$\omega_x(t-1)\omega_y(t-1)=[\omega_x(t)-\Delta\omega_x(t)][\omega_y(t)-\Delta\omega_y(t)] \quad (3.1)$$

其中  $\Delta\omega_x(t)$ 、 $\Delta\omega_y(t)$  分别为  $t-1$  时刻到  $t$  时刻  $\omega_x$ 、 $\omega_y$  的增量。由微分定理可得:

$$\Delta\omega_x(t)=\Delta t\dot{\omega}_x(t) \quad \Delta\omega_y(t)=\Delta t\dot{\omega}_y(t) \quad (3.2)$$

其中  $\Delta t$  为采样周期。

将式 (3.2) 代入式 (3.1) 可得:

$$\begin{aligned} \omega_x(t-1)\omega_y(t-1) &= [\omega_x(t)-\Delta\omega_x(t)][\omega_y(t)-\Delta\omega_y(t)] \\ &= \omega_x(t)\omega_y(t)-\omega_x(t)\Delta t\dot{\omega}_y(t)-\omega_y(t)\Delta t\dot{\omega}_x(t)+\Delta t^2\dot{\omega}_x(t)\dot{\omega}_y(t) \\ &= \omega_x(t)\omega_y(t)-\frac{\omega_x(t)\dot{\omega}_y(t)}{\dot{\omega}_z(t)}\Delta t\dot{\omega}_y(t)-\frac{\omega_y(t)\dot{\omega}_x(t)}{\dot{\omega}_z(t)}\Delta t\dot{\omega}_x(t)+\Delta t^2\dot{\omega}_x(t)\dot{\omega}_y(t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

对上式整理得:

$$\hat{\omega}_z(t)=\frac{\omega_x(t)\dot{\omega}_y(t)\Delta t+\omega_y(t)\dot{\omega}_x(t)\Delta t}{\omega_x(t)\omega_y(t)-\omega_x(t-1)\omega_y(t-1)+\Delta t^2\dot{\omega}_x(t)\dot{\omega}_y(t)} \quad (3.4)$$

上式是针对九加速度计配置方案所构造的载体角速度辅助算法, 解算过程中  $\omega_x(t)\omega_y(t)$ 、 $\omega_x(t-1)\omega_y(t-1)$ 、 $\omega_x(t)\dot{\omega}_z(t)$ 、 $\omega_y(t)\dot{\omega}_z(t)$ 、 $\dot{\omega}_x(t)$ 、 $\dot{\omega}_y(t)$ 、 $\dot{\omega}_z(t)$  由式 (2.12)、(2.13) 对应时刻计算值直接代入, 求出的  $\hat{\omega}_z(t)$  即为所需的  $\omega_z(t)$ 。显然, 该角速度辅助算法避免了角速度结算过程中的符号判断和开方运算, 当采样周期越小, 在小角度和小加速度情况下, 解算出来的角速度  $\hat{\omega}_z(t)$  也就越精确, 从而解决了小角度解算过程中的符号误判的问题。

同理可得：

$$\hat{\omega}_x(t)=\frac{\omega_x(t)\omega_y(t)\Delta t\dot{\omega}_z(t)+\omega_x(t)\omega_z(t)\Delta t\dot{\omega}_y(t)}{\omega_z(t)\omega_y(t)-\omega_y(t-1)\omega_z(t-1)+\Delta t^2\dot{\omega}_z(t)\dot{\omega}_y(t)} \tag{3.5}$$

$$\hat{\omega}_y(t)=\frac{\omega_x(t)\omega_y(t)\Delta t\dot{\omega}_z(t)+\omega_y(t)\omega_z(t)\Delta t\dot{\omega}_x(t)}{\omega_x(t)\omega_z(t)-\omega_x(t-1)\omega_z(t-1)+\Delta t^2\dot{\omega}_x(t)\dot{\omega}_z(t)} \tag{3.6}$$

组合导航系统中无陀螺惯导系统角速度采用式（2.12）、（2.13）、（3.4）、（3.5）、（3.6）综合求解。

3.2 无陀螺捷联惯导系统误差标定

捷联惯导系统中，惯性测量单元直接固联在载体上，惯性敏感器件的工作条件和环境与单独测试惯性敏感器件是有较大差异的。并且当惯性敏感器件安装到惯性组件上以后，还存在各种安装误差，因此对惯性器件单独测试的结果并不能精确反映惯性敏感器件在系统中实际的性能品质。为了保证系统性能，捷联惯性导航系统误差补偿前提是对惯性组件进行精确的误差标定。

表 3.1 标定试验中惯性测量单元的 12 位置

| 位置  | 惯性测量单元<br>坐标轴取向 |   |   | 重力加速度在<br>三轴上的分量 |    |    | 地球自转在速度在<br>三轴上的分量                            |
|-----|-----------------|---|---|------------------|----|----|---|
|     | X               | Y | Z | X                | Y  | Z  |   |
| 1.1 | 西               | 北 | 地 | 0                | 0  | g  | 0, $\omega_{ie} \cos L, -\omega_{ie} \sin L$  |
| 1.2 | 北               | 东 | 地 | 0                | 0  | g  | $\omega_{ie} \cos L, 0, -\omega_{ie} \sin L$  |
| 1.3 | 东               | 南 | 地 | 0                | 0  | g  | 0, $-\omega_{ie} \cos L, -\omega_{ie} \sin L$ |
| 1.4 | 南               | 西 | 地 | 0                | 0  | g  | 0, $\omega_{ie} \cos L, -\omega_{ie} \sin L$  |
| 2.1 | 地               | 西 | 北 | g                | 0  | 0  | $-\omega_{ie} \cos L, 0, -\omega_{ie} \sin L$ |
| 2.2 | 北               | 西 | 天 | 0                | 0  | -g | $-\omega_{ie} \sin L, 0, \omega_{ie} \cos L$  |
| 2.3 | 天               | 西 | 南 | -g               | 0  | 0  | $\omega_{ie} \cos L, 0, -\omega_{ie} \sin L$  |
| 2.4 | 南               | 西 | 地 | 0                | 0  | g  | $\omega_{ie} \cos L, 0, -\omega_{ie} \sin L$  |
| 3.1 | 西               | 北 | 地 | 0                | 0  | g  | 0, $\omega_{ie} \cos L, -\omega_{ie} \sin L$  |
| 3.2 | 西               | 天 | 北 | 0                | -g | 0  | 0, $\omega_{ie} \sin L, \omega_{ie} \cos L$   |
| 3.3 | 西               | 南 | 天 | 0                | 0  | -g | 0, $-\omega_{ie} \cos L, \omega_{ie} \sin L$  |
| 3.4 | 西               | 地 | 南 | 0                | g  | 0  | 0, $-\omega_{ie} \sin L, -\omega_{ie} \cos L$ |

误差标定的目的在于建立好组件误差模型之后，通过转台实验来确定惯性器件的常值漂移、刻度因子和安装误差系数。无陀螺捷联惯导系统，提供惯性导航所需的所有参数，第二章中所示的加速度计排布的测量解算结果等效于三轴陀螺

与三轴加速度计, 是一个完整功能的惯性测量单元。

在误差标定过程中将第二章的无陀螺捷联惯导单元看作三个角速度计(功能等效于陀螺)与三个加速度计的组合。把由加速度计刻度因数、安装误差等所引起的解算角速度误差全部折算成角速度计对应的误差。本文采用的误差标定方法为十二位置旋转法<sup>[19][27]</sup>。根据标定时惯性器件坐标轴指向的不同, 十二位置法测试时, 可以将惯性测量单元依次绕三轴分为三组, 每组进行四个位置的转动, 在每个位置分别测量解算角速输出和加速度计的输出。这样转动十二个位置后可以通过求解方程组得到惯性元件的各种误差系数。

(1) 角速度计常值误差:

$$\begin{cases} \omega_{x0} = \sum_{i=1}^{12} \omega_x^i / 12 \\ \omega_{y0} = \sum_{i=1}^{12} \omega_y^i / 12 \\ \omega_{z0} = \frac{\omega_z^1 + \omega_z^2 + \omega_z^5 + \omega_z^6 + \omega_z^7 + \omega_z^{10} + \omega_z^{11} + \omega_z^{12}}{8} \end{cases} \quad (3.7)$$

(2) 角速度计刻度因子误差

$$\begin{cases} k_{gx} = \frac{(\omega_x^6 - \omega_x^8) \cos L + (\omega_x^7 - \omega_x^5) \sin L}{2\omega_{ie}} - 1 \\ k_{gy} = \frac{(\omega_y^9 - \omega_y^{11}) \cos L + (\omega_y^{10} - \omega_y^{12}) \sin L}{2\omega_{ie}} - 1 \\ k_{gz} = \frac{((\omega_z^5 - \omega_z^7) \cos L + (\omega_z^6 - \omega_z^8) \sin L) + ((\omega_z^{11} - \omega_z^9) \sin L + (\omega_z^{10} - \omega_z^{12}) \cos L)}{4\omega_{ie}} - 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

(3) 角速度计安装角误差

$$\begin{cases} \theta_{gxy} = \frac{((\omega_x^7 - \omega_x^5) \cos L - (\omega_x^6 - \omega_x^8) \sin L) + ((\omega_x^9 - \omega_x^{11}) \sin L - (\omega_x^{12} - \omega_x^{10}) \cos L)}{4\omega_{ie}} \\ \theta_{gxz} = \frac{(\omega_x^9 - \omega_x^{11}) \cos L - (\omega_x^{12} - \omega_x^{10}) \sin L}{2\omega_{ie}} \\ \theta_{gxx} = \frac{\omega_z^2 - \omega_z^4}{2\omega_{ie} \cos L} \\ \theta_{gzy} = \frac{\omega_z^3 - \omega_z^1}{2\omega_{ie} \cos L} \\ \theta_{gzx} = \frac{(\omega_y^5 - \omega_y^7) \sin L - (\omega_y^8 - \omega_y^6) \cos L}{2\omega_{ie}} \\ \theta_{gxx} = \frac{((\omega_y^5 - \omega_y^7) \cos L - (\omega_y^8 - \omega_y^6) \sin L) + ((\omega_y^{10} - \omega_y^{12}) \cos L - (\omega_y^9 - \omega_y^{11}) \sin L)}{4\omega_{ie}} \end{cases} \quad (3.9)$$

(4) 加速度计常值误差

$$\begin{cases} a_{x0} = \sum_{i=1}^{12} a_x^i / 12 \\ a_{z0} = \frac{a_z^1 + a_z^2 + a_z^3 + a_z^6 + a_z^7 + a_z^{11} + a_z^{10} + a_z^{12}}{8} \\ a_{y0} = \sum_{i=1}^{12} a_y^i / 12 \end{cases} \quad (3.10)$$

(5) 加速度计安装误差角

$$\begin{cases} \theta_{axy} = \frac{a_x^6 - a_x^8 + a_x^{11} - a_x^9}{4g} \\ \theta_{axz} = \frac{a_x^{12} - a_x^{10}}{2g} \\ \theta_{ayz} = \frac{a_y^7 - a_y^5}{2g} \\ \theta_{azy} = \frac{a_z^5 - a_z^7}{2g} \\ \theta_{axx} = \frac{a_z^{10} - a_z^{12}}{2g} \\ \theta_{ayx} = \frac{a_y^8 - a_y^6 + a_y^9 - a_y^{11}}{4g} \end{cases} \quad (3.11)$$

(6) 加速度计刻度因子误差

$$\begin{cases} k_{ax} = \frac{a_x^5 - a_x^7}{2g} - 1 \\ k_{ay} = \frac{a_y^{12} - a_y^{10}}{2g} - 1 \\ k_{az} = \frac{a_z^8 - a_z^6 + a_z^9 - a_z^{11}}{4g} - 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

表 3.1 按顺序给出了试验中的三组共有十二个位置以及每个位置上无误差情况下的角速度和加速度的三轴分量。

以  $\omega_x^i$ ,  $\omega_y^i$ ,  $\omega_z^i$ ,  $a_x^i$ ,  $a_y^i$ ,  $a_z^i$  分别表示角速度计和加速度计第  $i$  个位置时三轴的输出 (此处  $a_x^i$ ,  $a_y^i$ ,  $a_z^i$  对应加速度计 A<sub>7</sub>-A<sub>9</sub>)，将无陀螺捷联惯导系统置于三轴转台，按表 3.1 位置依次转动三轴平台将实验的 12 组数据记录，通过式 (3.7-3.12) 则可求解出解算角速度计零位误差、解算角速度计刻度因子误差、解算角速度计安装误差，加速度计零位误差、加速度计刻度因子误差、加速度计安装误差。

### 3.3 电子罗盘误差补偿

由第二章的所述可知电子罗盘误差主要部分是罗差,针对这种误差,本文分析两种补偿校正方法。

#### (1) 基于椭圆假设的补偿方法<sup>[28]</sup>

载体在水平面内运动时,忽略载体的倾斜影响,解算航向角暂不需 Z 轴上的输出,故只考虑水平面内 X、Y 轴的输出。由第二章所述磁阻传感器测量原理可知,在没有误差的情况下, X、Y 轴输出的对应关系可表示为极坐标系下的一个圆。就是说当磁航向角  $\beta$  从  $0^\circ$  到  $360^\circ$  变化一周,  $H_x$  和  $H_y$  合成向量的定点在平面上的轨迹为一个圆。由于磁阻传感器受外界干扰较大,当工作环境中存在多种仪表仪器、电器设备时,罗盘位置的地磁场分布很容受影响而造成误差,其观测结果就不在是圆,而是椭圆,且椭圆中心也有所偏移,此为软铁干扰与硬铁干扰共同作用的效果。所以误差的补偿校正过程也就是将近似椭圆还原为中心未偏移的正圆的过程。

#### (2) 基于最小二乘 24 位置的补偿方法<sup>[28]</sup>

硬磁材料相当于永久磁铁,同时由于磁场传感器较小,可认为硬磁材料产生的磁场在传感器周围均匀分布,且与磁阻传感器固联在载体上,因此无论载体如何变化,硬磁材料产生的合成磁场在三轴上的分量是不变的,它所造成的误差随航向角在  $0^\circ \sim 360^\circ$  变化时近似于正弦曲线,这种误差称为半圆罗差,硬磁材料引起的罗差  $\Delta\beta_1$  可以近似用下式表示:

$$\Delta\beta_1 = B\sin\beta + C\cos\beta \quad (3.13)$$

式中,  $\beta$  为罗差补偿前磁阻电子罗盘的输出航向值,  $B$ 、 $C$  为罗差补偿系数。

软磁材料本身不产生磁场,但它被环境磁场磁化后将影响其周围的磁场,它引起的误差大小相对于载体方向随外界磁场的变化而变化,可分解为两部分:一是大小和方向均不变的误差即圆周误差,二是和  $2\beta$  成近似正弦曲线的象限罗差,软磁材料引起的罗差  $\Delta\beta_2$  可用下式表示:

$$\Delta\beta_2 = A + D\sin(2\beta) + E\cos(2\beta) \quad (3.14)$$

式中,  $A$ 、 $C$ 、 $E$  为罗差补偿系数。

综合式 (3.12)、(3.13),  $\Delta\beta$  为总罗差,可得罗差方程:

$$\Delta\beta = A + B\sin\beta + C\cos\beta + D\sin(2\beta) + E\cos(2\beta) \quad (3.15)$$

则补偿罗差后的实际航向角  $\beta_c$  为:

$$\beta_c = \beta - \Delta\beta \quad (3.16)$$

根据以上的分析可知,进行磁阻电子罗盘的罗差补偿需针对具体的环境求出误差公式中的误差补偿系数  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$ 、 $E$ 。具体思路如下:为提高精度,在计算罗差补偿系数时用“误差平方最小”的原理,即最小二乘法求取使模型比较符合实际的参数,在形式上也尽可能简单。

具体方法是在  $0^\circ \sim 360^\circ$  之间,每隔  $15^\circ$  共 24 个试验点进行测试,得到 24 组航向角的原始数据,求出常系数后,将数据代入公式就可以计算出补偿后的精确航向角。

记误差方程:

$$U \bullet M = H \quad (3.17)$$

其中:

$$U = A \begin{bmatrix} 1 & \sin \beta_1 & \cos \beta_1 & \sin 2\beta_1 & \cos 2\beta_1 \\ 1 & \ddots & & & \vdots \\ 1 & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 1 & \sin \beta_{24} & \cos \beta_{24} & \sin 2\beta_{24} & \cos 2\beta_{24} \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} \beta_1 - 0 \\ \beta_2 - 15 \\ \vdots \\ \vdots \\ \beta_{24} - 360 \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \end{bmatrix}$$

由式 (3.17) 得:

$$M = (U^T U)^{-1} U^T H \quad (3.18)$$

求解出来  $M$  即为罗差的补偿系数。将补偿后的系数代入式 (3.15)、式 (3.16) 就可得比较精确的航向角。组合导航设计中电子罗盘的误差补偿采用最小二乘法。

## 3.4 组合导航系统算法实现分析

### 3.4.1 卡尔曼滤波基本原理

卡尔曼滤波是一种最优估计方法,它把一个变量的两个估值进行一个加权平均,加权因子的选取应产生最优可能的估值。按照运动方程更新前一个最优估计可以得到一个估值,而另一个估值通过测量值获得。在组合导航系统中,第一个估值直接由惯性导航系统提供,第二个值就是测量值,由导航辅助设备提供。

实际上,卡尔曼滤波是一套由计算机实现的实时递推算法,它所处理的对象是随机信号。它利用系统噪声和观测噪声的统计特性,以系统的观测量作为滤波器的输入,以所要估计值(系统的状态或参数)作为滤波器的输出。滤波器的输入和输出之间由时间更新和测量更新算法联系在一起的。根据系统状态方程和观测方程估计出所有需要处理的信号。

可见,使用卡尔曼滤波方法必须有两个前提,一是滤波的对象能够正确的由状态方程来描述,二是必须掌握系统噪声的一、二阶统计特性,对惯导系统来讲,它的一阶近似的误差微分方程能够正确的描述惯导系统误差的规律,用它来描述卡尔曼滤波所要求的滤波新对象是合适的。滤波所要求的统计特性就是惯性元件误差和其他辅助测量元件(GPS、电子罗盘)的误差特征。一旦这些产品定型后,统计特性可以从产品的实验结果中得出。

设随机线性离散系统的方程为:

$$\begin{cases} X_k = \Phi_{k,k-1}X_{k-1} + \Gamma_{k,k-1}W_{k-1} \\ Z_k = H_kX_k + V_k \end{cases} \quad (3.19)$$

式中  $X_k$  是系统的  $n$  维状态向量,  $Z_k$  是系统的  $m$  维观测序列,  $W_k$  是  $p$  维系统过程噪声序列,  $V_k$  是  $m$  维系统观测噪声序列,  $\Phi_{k,k-1}$  是系统的  $n \times n$  维状态转移矩阵,  $\Gamma_{k,k-1}$  是  $n \times p$  维系统过程噪声输入序列,  $H_k$  是  $m \times n$  维观测矩阵。

系统过程噪声和观测噪声的统计特性,假设如下:

$$\begin{cases} E[W_k] = 0 \\ E[V_k] = 0 \\ E[W_kV_k^T] = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} E[W_kW_j^T] = Q_k\delta_{kj} \\ E[V_kV_j^T] = R_k\delta_{kj} \end{cases} \quad (3.20)$$

其中,  $W_k$  是系统过程噪声  $W_k$  的  $p \times p$  维对称非负定方差矩阵,  $R_k$  是系统观测噪声  $V_k$  的  $m \times m$  维对称正定方差阵,而  $\delta_{kj}$  是 Kronecker- $\delta$  函数。

常规卡尔曼滤波方法,可描述如下:

$$\text{状态一步预测: } \hat{X}_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{X}_{k-1} \quad (3.21)$$

$$\text{状态估计: } \hat{X}_k = \hat{X}_{k,k-1} + K_k[Z_k - H_k\hat{X}_{k,k-1}] \quad (3.22)$$

$$\text{一步预测误差矩阵: } P_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1}P_{k-1}\Phi_{k,k-1}^T + \Gamma_{k,k-1}Q_{k-1}\Gamma_{k,k-1}^T \quad (3.23)$$

$$\text{增益矩阵: } K_k = P_{k,k-1}H_k^T(H_kP_{k,k-1}H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.24)$$

$$\text{估计误差方阵: } P_k = [I - K_kH_k]P_{k,k-1}[I - K_kH_k]^T + K_kR_kK_k^T \quad (3.25)$$

在整个滤波周期内,从卡尔曼滤波在使用系统信息和测量信息的先后次序来看,卡尔曼滤波具有两个明显的信息更新过程:时间更新和测量更新过程。式(3.22)说明了根据  $k-1$  时刻的状态估计预测  $k$  时刻状态估计的方法,式(3.25)对这种预测的质量优劣做了定量描述,该两式的计算中仅使用了与系统动态特性有关的信息,如一步转移矩阵、噪声驱动阵、驱动噪声的方差阵。从时间推移过程来看,该两式将时间从  $k-1$  时刻推进到  $k$  时刻,所以该两式描述了卡尔曼滤波的时间更新过程。其余式用来计算时间更新修正量,该修正量由时间更新的质量优劣、测量信息的质量优劣、测量与状态的关系以及具体的量测值所确定<sup>[29][30]</sup>。

### 3.4.2 联邦卡尔曼滤波

联邦卡尔曼滤波理论是 N.A.Carlson 提出的一种特殊形式的分布式卡尔曼滤



波方法<sup>[31]</sup>，其特殊性在于联邦卡尔曼滤波采用的是信息分配原理。联邦滤波方法中的各局部滤波器将局部估计值  $\hat{X}_i$  及协方差矩阵  $P_i$  送入子滤波器和主滤波器的估计值  $\hat{X}_m$  一起进行融合得到全局最优估计  $\hat{X}_f$  和相应的协方差矩阵  $P_f$ 。全局估计再按照信息守恒的原则反馈给各子滤波器，这种方法为导航容错系统的设计提供了基础理论<sup>[32]</sup>。

假设系统的状态方程和测量方程如式 (3.19)，子滤波器的状态方程和量测方程为：

$$\begin{cases} X_i(k) = \Phi_i(k, k-1)X_i(k-1) + \Gamma_i(k, k-1)W_i(k-1) \\ Z_i(k) = H_i(k)X_i(k) + V_i(k) \end{cases} \quad (3.26)$$

联邦卡尔曼滤波的算法过程如下<sup>[33]</sup>：

(1) 信息分配：信息分配就是在  $n$  个子滤波器和主滤波器  $m$  之间分配系统的信息。系统的过程信息  $Q(k)$  和  $P(k)$  按如下的信息分配原则在各个子滤波器和主滤波器之间进行分配：

$$\begin{cases} Q_i(k) = \beta_i^{-1}Q(k) \\ P_i(k) = \beta_i^{-1}P_f(k) \\ \hat{X}_i(k) = \hat{X}_f(k) \end{cases} \quad (3.27)$$

其中  $\beta_i > 0$  是信息分配因子，并满足信息守恒原理：

$$\beta_m + \sum_{i=1}^n \beta_i = 1 \quad (3.28)$$

(2) 信息的时间更新：时间更新过程在个子滤波器之间独立进行，各子滤波器和主滤波器的滤波算法为：

$$\begin{cases} \hat{X}_i(k, k-1) = \Phi(k, k-1)\hat{X}_i(k-1) \\ P_i(k, k-1) = \Phi(k, k-1)P_i(k-1)\Phi^T(k, k-1) + \Gamma(k-1)Q_i(k-1)\Gamma^T(k-1) \end{cases} \quad (3.29)$$

(3) 信息的测量更新：由于主滤波器没有测量值，所以主滤波器没有测量更新。测量更新只在各局部子滤波器中进行。

$$\begin{cases} \hat{X}_i(k) = \hat{X}_i(k, k-1) + K_i(k)Z_i(k) - H_i(k)\hat{X}_i(k, k-1) \\ K_i(k) = P_i(k, k-1)H_i^T(k)(H_i(k)P_i(k, k-1)H_i^T(k) + R_i(k))^{-1} \\ P_i(k, k-1) = (I - K_i(k)H_i(k))P_i(k, k-1) \end{cases} \quad (3.30)$$

(4) 信息融合：联邦滤波器核心算法即为将各局部滤波器的局部估计信息按下式进行融合，以得到全局的最优估计。

$$\begin{cases} P_f = [P_m^{-1} + P_1^{-1} + \dots + P_n^{-1}]^{-1} \\ \hat{X}_f = P_f \left[ P_m^{-1} \hat{X}_m + P_1^{-1} \hat{X}_1 + \dots + P_n^{-1} \hat{X}_n \right] \end{cases} \quad (3.31)$$

联邦滤波器的一个重要的功能是它可以提高系统的容错性,所谓容错性包含故障检测、故障隔离和故障恢复三部分。联邦滤波器容错性能的提升主要体现在下面几个方面:

1) 融合周期可以长于滤波器周期,因此在融合之前,软故障可以有较长的时间去发展,增加了被主滤波器检测到的几率。

2) 子滤波器自身的系统误差状态是分开估计的,一个系统出现故障,其影响在短期内不会扩散到其他子系统,只有在较长的融合周期之后才会有影响。

3) 当某一子系统的故障被检测和隔离后,其他正常的子滤波器的解,仍然存在,于是利用这些正常的子滤波器的解,通过简单的融合算法可立即得到全局解,提高系统恢复能力。

在设计联邦卡尔曼滤波时,信息分配系数的取值不同会对应着不同的联邦滤波的结构特征,因此其值的确定是至关重要的。根据信息分配策略不同,联邦滤波常用的实现方式有无反馈、融合-反馈式、零复位、比例式等。

### 3.5 组合导航系统滤波算法实现

将联邦卡尔曼滤波算法用于 GFSINS/GPS/EC 导航中时,参考系统选择无陀螺捷联惯导系统,电子罗盘 EC 为子系统 1, GPS 为子系统 2。GFSINS/EC 卡尔曼子滤波器为子滤波器 1, GFSINS/GPS 卡尔曼滤波器为子滤波器 2。

#### 3.5.1 导航系统组合模式

##### (1) GFSINS/EC 组合模式

电子罗盘 EC 在导航过程中只能提供姿态角信息,因此 GFSINS 与 EC 的组合模式为姿态角的组合。利用电子罗盘提供的三维姿态角信息与 GFSINS 提供的姿态角信息相比较,作为姿态角信息的观测量,经过卡尔曼滤波估计出姿态角误差,然后再利用它对无陀螺捷联惯导系统进行校正。

##### (2) GFSINS/GPS 组合模式

GFSINS/GPS 有松散组合、紧密组合和深度组合三种模式。

1) 松散组合:它是一种低水平的组合,主要特点是 GPS 和 GFSINS 独立工作,组合方式仅表现在 GPS 辅助 GFSINS。

它有两种实现方式:

a) GPS 重调 GFSINS:GPS 更新时给出位置、速度信息,直接重调 GFSINS 的输出。

b) 位置、速度组合:这是一种卡尔曼滤波的形式,它将 GFSINS 和 GPS 输出的位置和速度信息的差作为测量值,经过卡尔曼滤波,估计出 GFSINS 的误差,然后对 GFSINS 系统进行校正。这种组合模式结构简单,便于工程实现,并且两系统独立工作,使导航系统有一定的冗余度。

2) 紧密组合: 该模式用 GPS 给出的星历数据和 GFSINS 系统给出的位置和速度来计算相应的伪距和伪距率, 并把该值与 GPS 测得的伪距和伪距率相比较, 将比较结果作为测量值, 通过 GFSINS 系统和 GPS 的误差特性用卡尔曼滤波得到 GFSINS 和 GPS 误差状态的最优估计, 然后对两个系统进行开环或闭环校正。

3) 深度组合: 在该组合模式中, GPS 接收机做成一块线路板被嵌入到 GFSINS 的机箱内构成嵌入式 GPS-GFSINS 系统, 单独的卡尔曼滤波用来将原始的惯性数据与卫星测量数据进行深度耦合。由于耦合的是测量数据而不是导航数据, 滤波器能比较准确的建立误差模型, 从而可提供一个连续而精确的导航解。但是要获得潜在好处就会大大增加系统复杂程度; 某些结构会增加计算量且系统要求严格的时间同步。

考虑到工程应用实际需要及实现, 本文中的 GFSINS/GPS 组合采取位置、速度组合模式。

### 3.5.2 卡尔曼滤波误差模型建立

#### (1) GFSINS 系统误差模型

在论文 2.1.5 小节中讨论到捷联惯导系统的确定性误差包括平台失准角误差、速度误差和位置误差。设计的基于九加速度计的无陀螺惯导系统等效于三轴角速度计(陀螺)与三轴加速度计的功能, 所以将无陀螺惯导系统的误差模型与常规的陀螺仪与加速度计的捷联惯导系统误差模型做等效处理。文献<sup>[34]</sup>给出了这几种误差模型, 为提高导航精度地球模型取椭球模型参数。

#### 1) 平台角误差方程

$$\dot{\phi}^n = \delta W_{ie}^n + \delta W_{en}^n - (W_{ie}^n + W_{en}^n) \times \phi^n + \varepsilon^b \quad (3.32)$$

其中:

$$W_{ie}^n = \begin{bmatrix} W_{ieE} \\ W_{ieN} \\ W_{ieD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{ie} \cos L \\ \omega_{ie} \sin L \end{bmatrix}, \delta W_{ie}^n = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_{ie} \sin L \delta L \\ \omega_{ie} \cos L \delta L \end{bmatrix}$$

$$W_{en}^n = \begin{bmatrix} W_{enE} \\ W_{enN} \\ W_{enD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{v_N}{R_m + h} \\ \frac{v_E}{R_n + h} \\ \frac{v_E \tan L}{R_n + h} \end{bmatrix}, \delta W_{en}^n = \begin{bmatrix} -\frac{\delta v_N}{R_m + h} \\ \frac{\delta v_E}{R_n + h} \\ \frac{\delta v_E \tan L}{R_n + h} + \frac{v_E \sec^2 L \delta L}{R_n + h} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

将式 (3.33) 代入式 (3.32) 展开得:

$$\begin{aligned}
 \dot{\phi}_E &= (W_{ieD} + W_{enD})\phi_N - (W_{ieN} + W_{enN})\phi_D - \frac{\delta v_N}{R_m + h} + \varepsilon_E \\
 \dot{\phi}_N &= -(W_{ieD} + W_{enD})\phi_E - (W_{ieE} + W_{enE})\phi_D + \frac{\delta v_E}{R_n + h} - \omega_{ie} \sin L \delta L + \varepsilon_N \\
 \dot{\phi}_D &= (W_{ieN} + W_{enN})\phi_E - (W_{ieE} + W_{enE})\phi_N + \frac{\delta v_E \tan L}{R_n + h} + \left( \frac{v_E \sec^2 L}{R_n + h} + \omega_{ie} \cos L \right) \delta L + \varepsilon_D
 \end{aligned} \quad (3.34)$$

式中  $\phi_E$ ,  $\phi_N$ ,  $\phi_D$  分别为东、北、天方向的平台失准角,  $\varepsilon_E$ ,  $\varepsilon_N$ ,  $\varepsilon_D$  为三个方向上角速度的等效漂移。

## 2) 速度误差方程

$$\delta \dot{\mathbf{v}}^n = \mathbf{f}^n \times \boldsymbol{\phi}^n - (2\delta W_{ie}^n + \delta W_{en}^n) \times \mathbf{v}^n - (2W_{ie}^n + W_{en}^n) \times \delta \mathbf{v}^n \quad (3.35)$$

将上式展开为分量形式:

$$\begin{aligned}
 \delta \dot{v}_E &= -f_D \phi_N + f_N \phi_D + \left( \frac{v_N \tan L}{R_n + h} - \frac{v_D}{R_n + h} \right) \delta v_E + (2W_{ieD} + W_{enD}) \delta v_N \\
 &\quad - (2W_{ieN} + W_{enN}) \delta v_D + \left( 2W_{ieN} + \frac{v_E v_N}{R_n + h} \sec^2 L + 2W_{ieD} v_D \right) \delta L + \nabla_E \\
 \delta \dot{v}_N &= f_D \phi_E - f_E \phi_N - 2(W_{ieD} + W_{enD}) \delta v_E - \frac{v_D}{R_m + h} \delta v_N + (2W_{ieE} + W_{enE}) \delta v_D \\
 &\quad - \left( 2W_{ieN} + \frac{v_E}{R_n + h} \sec^2 L \right) v_E \delta L + \nabla_N \\
 \delta \dot{v}_D &= -f_N \phi_E + f_E \phi_N + 2(W_{ieN} + W_{enN}) \delta v_E - 2W_{enE} v_E - 2W_{ieD} v_E \delta L + \nabla_D
 \end{aligned} \quad (3.36)$$

式中  $\delta v_E$ ,  $\delta v_N$ ,  $\delta v_D$  分别为东北天方向上的速度误差,  $\nabla_E$ ,  $\nabla_N$ ,  $\nabla_D$  为三个方向上的等效加速度计误差。

## 3) 位置误差方程

由  $\dot{L} = \frac{v_N}{R_m + h}$ ,  $\dot{\lambda} = \frac{v_E \sec L}{R_0 + h}$ ,  $\dot{h} = -v_D$  可得位置误差方程为:

$$\begin{aligned}
 \delta \dot{L} &= \frac{\delta v_N}{R_m + h} \\
 \delta \dot{\lambda} &= \frac{\sec L}{R_n + h} \delta v_E + \frac{v_E \sec L \tan L}{R_n + h} \delta L \\
 \delta \dot{h} &= \delta v_D
 \end{aligned} \quad (3.37)$$

## (2) 惯性器件误差模型

GFSINS 系统的惯性器件只有加速度计, 加速度计的误差一般为随机常数、一阶马尔科夫过程和白噪声。在建模过程中将陀螺捷联惯导系统器件误差分为两类: 加速度计误差; 解算角速度计的误差。

### 1) 解算角速度的误差模型

解算角速度误差可以简化为随机常值加白噪声,且假定三个轴上解算角速度差模型相同,则误差模型可表示为:

$$\begin{cases} \varepsilon = \varepsilon_c + w_g \\ \dot{\varepsilon}_c = 0 \end{cases} \quad (3.38)$$

## 2) 加速度计误差模型

加速度计的误差也可以简化为随机常值与白噪声,加速度计噪声模型可表示为:

$$\begin{cases} \nabla = \nabla_c + w_a \\ \dot{\nabla}_c = 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

## (3) 电子罗盘误差模型

由 HMC6343 的工作原理可知其测量误差主要有:两个倾斜角的偏移误差  $\phi_{eE}$  和  $\phi_{eN}$ , 磁场计测量误差  $\phi_{eD}$ 。用一阶马尔科夫过程表示:

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{eE} = -\frac{1}{T_{ec}}\phi_{eE} + w_{eE} \\ \dot{\phi}_{eN} = -\frac{1}{T_{ec}}\phi_{eN} + w_{eN} \\ \dot{\phi}_{eD} = -\frac{1}{T_{ec}}\phi_{eD} + w_{eD} \end{cases} \quad (3.40)$$

其中  $T_{ec}$  为相关时间,  $w_{eE}$ ,  $w_{eN}$ ,  $w_{eD}$  为激励马尔科夫过程的白噪声。

## 3.5.3 组合导航系统状态方程

### (1) GFSINS/GPS 系统状态方程

当无陀螺捷联惯导系统与 GPS 系统采取速度、位置组合模式时,把解算加速度计及加速度计误差扩展成状态变量。GFSINS/GPS 组合系统状态方程为:

$$\dot{X}_{SA}(t) = F_{SA}(t)X_{SA}(t) + G_{SA}(t)W_{SA}(t) \quad (3.41)$$

其中系统状态量为:

$$X_{SA} = [\phi_E, \phi_N, \phi_D, \delta v_E, \delta v_N, \delta v_D, \delta L, \delta \lambda, \delta h, \varepsilon_{cE}, \varepsilon_{cN}, \varepsilon_{cD}, \nabla_{cE}, \nabla_{cN}, \nabla_{cD}]^T$$

系统白噪声矢量为:

$$W_{SA} = [w_{gE}, w_{gN}, w_{gD}, w_{aE}, w_{aN}, w_{aD}]^T$$

系统状态转移矩阵:

$$F_{SA} = \begin{bmatrix} (F_{ms})_{9 \times 9} & F_S \\ 0_{6 \times 9} & 0_{6 \times 9} \end{bmatrix}_{15 \times 15} \quad (3.42)$$

式中:  $F_S = \begin{bmatrix} C_b^n & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & C_b^n \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}$ ;  $F_{ms}$  是由无陀螺捷联惯导系统的误差方程 (3.32),

(3.34), (3.36) 所决定的。该矩阵中不为 0 的元素如下所示:

$$\begin{aligned}
 F_{ins}(1,2) &= W_{ieD} + W_{enD}, F_{ins}(1,3) = -(W_{ieN} + W_{enN}), F_{ins}(1,5) = -1/(R_m + h) \\
 F_{ins}(2,1) &= -(W_{ieD} + W_{enD}), F_{ins}(2,3) = W_{ieE} + W_{enE}, F_{ins}(2,4) = 1/(R_n + h), F_{ins}(2,3) = -W_{ieD} \\
 F_{ins}(3,1) &= W_{ieN} + W_{enN}, F_{ins}(3,2) = -(W_{ieE} + W_{enE}) \\
 F_{ins}(3,4) &= \tan L/(R_n + h), F_{ins}(3,7) = W_{ieN} + v_E \sec^2 L/(R_n + h) \\
 F_{ins}(4,2) &= -f_D, F_{ins}(4,3) = f_N, F_{ins}(4,4) = \frac{v_N \tan L}{R_n + h} - \frac{v_D}{R_n + h}, F_{ins}(4,5) = 2W_{ieD} + W_{enD} \\
 F_{ins}(4,6) &= -2W_{ieN} - W_{enN}, F_{ins}(4,7) = 2W_{ieN} \cdot v_N + v_E \cdot v_N \sec^2 L/(R_n + h) + 2W_{ieD} \cdot v_D \\
 F_{ins}(5,1) &= f_D, F_{ins}(5,3) = -f_E, F_{ins}(5,4) = -2W_{ieD} - W_{enD}, F_{ins}(5,5) = -v_D/(R_m + h) \\
 F_{ins}(5,6) &= 2W_{ieE} + W_{enE}, F_{ins}(5,7) = (-2W_{ieN} + v_E \sec^2 L/(R_n + h))v_E \\
 F_{ins}(6,1) &= -f_N, F_{ins}(6,2) = f_E, F_{ins}(6,4) = 2(W_{ieN} + W_{enN}) \\
 F_{ins}(6,5) &= -2W_{enE}, F_{ins}(6,7) = -2W_{enD} \cdot v_E, F_{ins}(7,5) = 1/(R_m + h) \\
 F_{ins}(8,4) &= \sec L/(R_n + h), F_{ins}(8,7) = v_E \cdot \sec L \cdot \tan L/(R_n + h), F_{ins}(9,6) = 1
 \end{aligned}$$

系统噪声矩阵为:

$$G_{SA} = \begin{bmatrix} C_b^n & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & C_b^n \\ 0_{9 \times 3} & 0_{9 \times 3} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$C_b^n$  为第 2 章中所提及的方向余弦矩阵。

## (2) GFSINS/EC 系统状态方程

无陀螺捷联惯导系统和电子罗盘的组合即为姿态角的组合。把电子罗盘的姿态角测量误差扩充为状态量。则可得 GFSINS/EC 的组合系统状态方程为:

$$\dot{X}_{SE}(t) = F_{SE}(t)X_{SE}(t) + G_{SE}(t)W_{SE}(t) \quad (3.44)$$

其中系统状态量为:

$$X_{SE} = [\phi_E, \phi_N, \phi_D, \delta v_E, \delta v_N, \delta v_D, \delta L, \delta \lambda, \delta h, \varepsilon_{cE}, \varepsilon_{cN}, \varepsilon_{cD}, \nabla_{cE}, \nabla_{cN}, \nabla_{cD}, \phi_{EE}, \phi_{EN}, \phi_{ED}]^T$$

系统白噪声矢量为:

$$W_{SE} = [w_{gE}, w_{gN}, w_{gD}, w_{aE}, w_{aN}, w_{aD}, w_{EE}, w_{EN}, w_{ED}]^T$$

系统状态转移矩阵为:

$$F_{SE} = \text{diag} \left\{ F_{SA}, \text{diag} \left\{ -\frac{1}{T_{EC}}, -\frac{1}{T_{EC}}, -\frac{1}{T_{EC}} \right\} \right\}_{18 \times 18} \quad (3.45)$$

系统噪声系数矩阵为:

$$G_{SE} = \begin{bmatrix} G_{SA} & 0_{15 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{18 \times 9} \quad (3.46)$$

## 3.5.4 组合导航系统观测方程

### (1) GFSINS/GPS 系统测量方程

在速度、位置组合模式时,测量值有两组,分别为速度和位置值。无陀螺捷

联惯导系统的速度和位置输出可以表示为：

$$\begin{cases} v_{SE} = v_E + \delta v_{SE} \\ v_{SN} = v_N + \delta v_{SN} \\ v_{SD} = v_D + \delta v_{SD} \end{cases} \quad \begin{cases} L_S = L + \delta L_S \\ \lambda_S = \lambda + \delta \lambda_S \\ h_S = h + \delta h_S \end{cases} \quad (3.47)$$

式中： $L_S$ ， $\lambda_S$ ， $h_S$ 和 $v_{SE}$ ， $v_{SN}$ ， $v_{SD}$ ，为无陀螺捷联惯导系统输出的位置和速度； $L$ ， $\lambda$ ， $h$ 和 $v_E$ ， $v_N$ ， $v_D$ 为系统真实的位置和速度； $\delta L_S$ ， $\delta \lambda_S$ ， $\delta h_S$ 和 $\delta v_{SE}$ ， $\delta v_{SN}$ ， $\delta v_{SD}$ 为无陀螺捷联惯导系统的位置和速度误差。

同样 GPS 系统的位置和速度误差可以表示为：

$$\begin{cases} v_{GE} = v_E + M_E \\ v_{GN} = v_N + M_N \\ v_{GD} = v_D + M_D \end{cases} \quad \begin{cases} L_G = L - N_E / R_m \\ \lambda_G = \lambda - N_N / R_n \cos L \\ h_G = h + N_D \end{cases} \quad (3.48)$$

式中： $L_G$ 、 $\lambda_G$ 、 $h_G$ ， $v_{GE}$ 、 $v_{GN}$ 、 $v_{GD}$ 为 GPS 系统输出的位置和速度； $N_E$ ， $N_N$ ， $N_h$ 为 GPS 沿东、北、天方向输出的位置误差； $M_E$ ， $M_N$ ， $M_D$ 为 GPS 测速误差。

将系统的量测量选为两系统的位置、速度之差，则系统的测量方程可写为：

$$Z_{SA}(t) = H_{SA}(t)X_{SA}(t) + \eta_{SA}(t) \quad (3.49)$$

式中：

$$H_{SA} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & H_p & 0_{3 \times 6} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 6} \end{bmatrix}_{6 \times 15}$$

$$H_p = \text{diag}\{R_m, R_n \cos L, 1\}$$

$$\eta_{SA} = [N_N, N_E, N_h, M_E, M_N, M_D]^T$$

## (2) GFSINS/EC 系统量测方程

GFSINS/EC 组合系统中的测量值选取电子罗盘与无陀螺捷联惯导系统输出的姿态误差的值作为组合模式的测量值，则 GFSINS/EC 的测量方程为：

$$Z_{SE}(t) = \begin{bmatrix} \phi_E - \phi_{EE} \\ \phi_N - \phi_{EN} \\ \phi_D - \phi_{ED} \end{bmatrix} = H_{SE}(t)X_{SE}(t) + \eta_{SE}(t) \quad (3.50)$$

式中： $H_{SE} = [I_{3 \times 3} \quad 0_{3 \times 12} \quad -I_{3 \times 3}]_{3 \times 15}$ ， $\eta_{SE} = [\eta_{EE}, \eta_{EN}, \eta_{ED}]^T$ 为电子罗盘的零均值观测另噪声。

## 3.5.5 联邦卡尔曼滤波实现

组合系统采用联邦卡尔曼滤波器进行组合。综合系统的定位精度、容错性能以及局部滤波器到主滤波器的融合算法易于实现等因素，设计联邦滤波器，使 $\beta_m = 0$ ， $\beta_1 = \beta_2 = 1/2$ 并且系统无重置，这种结构的主滤波器状态方程无信息分配，即主滤波器不进行滤波运算，仅仅完成子系统的信息综合。由于惯性系统的自主性强，输出信息全面等优点，因此本文把无陀螺惯导系统作为组合系统的

主参考系统。组合系统中 GFSINS 为主参考系统，GPS 系统、EC 系统，作为观测子系统。信息融合方案如图 3.1 所示：

由图可见，EC 和 GFSINS 通过姿态子滤波器进行组合，GPS 子系统和 GFSINS 通过位置速度滤波器进行组合，主滤波器进行信息综合。

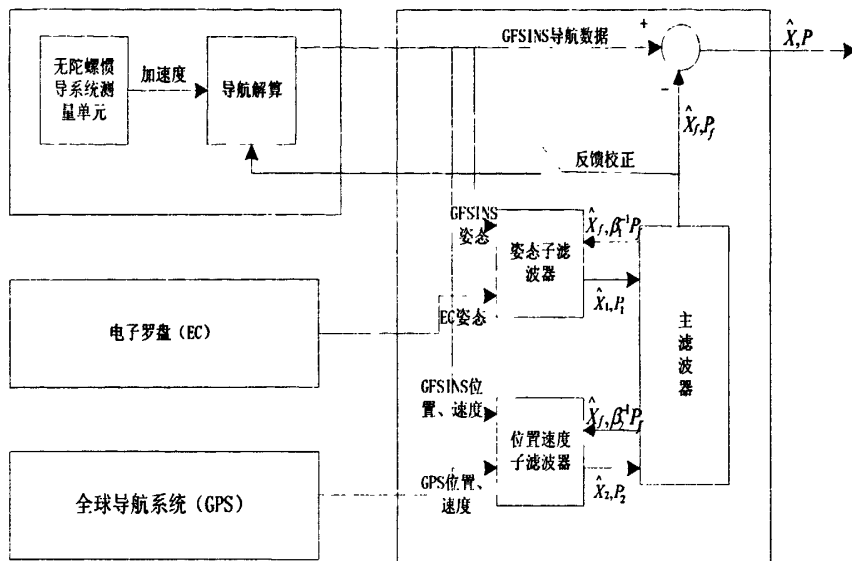


图 3.1 组合导航系统联邦卡尔曼滤波实现图

### 3.6 本章小结

本章针对无陀螺捷联惯导系统的安装误差等常值误差进行实验标定，对电子罗盘采用最小二乘法进行初始化校准。无陀螺捷联惯导系统角速度解算精度直接影响惯导系统性能，所以采用不同于传统开方、积分法的新方法对角速度进行解算。组合系统信息融合采用联邦卡尔曼滤波实现，重点阐述了系统状态方程、观测方程的建立过程及联邦卡尔曼滤波的实现。



## 第 4 章 导航系统硬件设计

### 4.1 硬件系统总体方案

从功能上划分,组合导航系统硬件系统可分为五个模块:导航测量单元模块、数据采集单元模块、导航计算单元模块、电源模块、显示模块。硬件系统整体框图如图 4.1 所示。

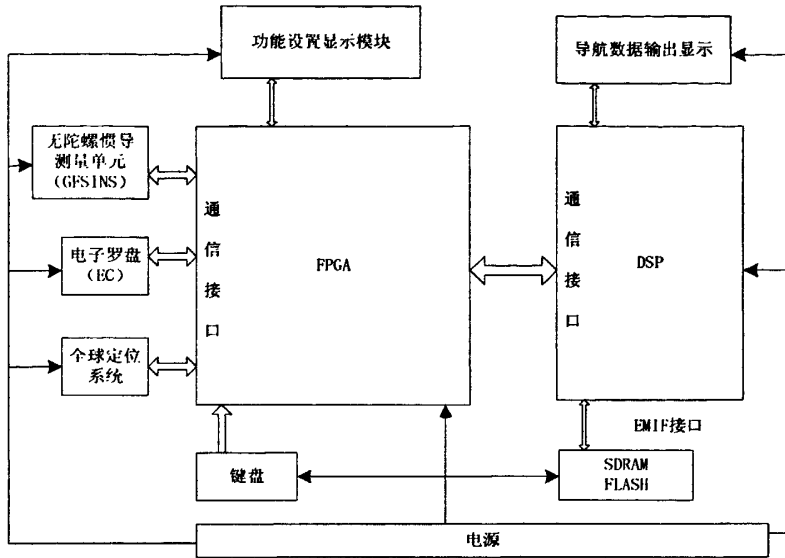


图 4.1 组合导航系统总体硬件框图

导航测量单元由无陀螺惯性测量单元、电子罗盘、GPS 三个子模块组成。无陀螺惯性单元量测载体惯性导航解算时所需的信息,电子罗盘测量载体姿态, GPS 接收机接收载体位置、速度等导航信息。

FPGA 及其外围电路构成数据采集模块,它按设定周期采样各测量单元,并将采集到的数据进行预处理后传送 DSP 处理。各测量单元的初始化参数设置通过 FPGA 的键盘设置,相应功能参数同步显示在 FPGA 的显示模块上。

DSP 负责从惯性测量单元信息中解算出载体的姿态、速度、位置信息,并将各导航子系统的数据进行滤波融合得出最优估计的导航参数,同时将导航参数显示到对应像是模块。

电源模块负责给导航系统中各子模块提供工作参考电压。

### 4.2 DSP 模块设计

#### 4.2.1 DSP 选型

设计 DSP 应用系统,选择 DSP 芯片是非常重要的一个环节。只有选定了 DSP 芯片,才能进一步设计其他外围电路及系统的其他电路。DSP 芯片的选择

应根据实际的应用系统需要来确定。不同的 DSP 应用系统由于应用场合、应用目的不尽相同,对 DSP 芯片的选择也是不同的。一般来说,选择 DSP 芯片时应考虑如下诸多因素:

#### (1) DSP 芯片的运算速度

运算速度是 DSP 芯片的一个重要性能指标,是选择 DSP 芯片时所需考虑的一个主要因素。DSP 芯片的运算速度可以用以下几种性能指标来衡量:

1) 指令周期:即执行一条指令所需的时间,通常以 ns 为单位。如 TMS320LC549-80 在主频为 80MHz 时指令周期为 12.5ns。

2) MAC 时间:即完成一次乘法与一次加法的时间。很多 DSP 芯片在一个指令周期内完成一次乘法和加法操作,如 TMS320LC549-80 的 MAC 时间是 12.5ns。

3) FFT 执行时间:即运行一个 N 点 FFT 程序所需时间。由于 FFT 涉及的运算在数字信号处理中有代表性,因此 FFT 运算时间常作为衡量 DSP 芯片性能的一个指标。

4) MIPS:即每秒执行百万条指令。如 TMS320LC549-80 的处理能力为 80MIPS,即每秒可执行八千万条指令。

#### (2) DSP 芯片的价格

DSP 芯片的价格是选择 DSP 芯片所需考虑的一个重要因素。因此根据实际系统的应用情况,需确定一个价格适中的 DSP 芯片。

#### (3) DSP 芯片的硬件资源

不同的 DSP 芯片提供的硬件资源不尽相同,如片内 RAM、ROM 的数量,外部扩展的程序和数据空间,总线接口, I/O 接口等。即使是同一系列的 DSP,系列中不同型号 DSP 芯片也具有不同的内部硬件资源,可以适应不同的需要。

#### (4) DSP 芯片的开发工具

在 DSP 系统的开发过程中,开发工具是必不可少的。如果没有开发工具的支持要,开发一个复杂的 DSP 系统几乎是不可能的。若有功能强大开发工具的支持,则开发的时间久会大大缩短。所以,在选择 DSP 芯片的同时必须注意其开发工具的支持情况,包括软件和硬件的开发工具。

#### (5) DSP 芯片的功耗

在某些 DSP 应用场合,功耗也是一个需要特别注意的问题。如便携式 DSP 设备、手持设备、野外应用的 DSP 设备等都对功耗有特殊要求。目前 3.3V 供电的低功耗高速 DSP 芯片已大量使用。

#### (6) 其他

除了上述因素外,选择 DSP 芯片还需考虑到封装的形式、质量标准、供货情况、生命周期等。有的 DSP 芯片可能有 DIP, PGA, PLCC, PQFP 等多种封

装形式。有些 DSP 系统可能最终要求的是工业级或军用级标准，所以在选择时要注意所选芯片是否有工业级或军用级的同类产品。如果所设计的 DSP 系统不仅仅是一个试验系统，而是需要批量生产并可能有几年甚至十几年生命周期，那么需要考虑所选的 DSP 芯片供货情况如何，是否有同样甚至更长的生命周期等。

在生产通用 DSP 的厂家中，最有影响的有：AD 公司、Lucent 公司、Motorola 公司、TI（美国德州仪器公司）和 NEC 公司。通过对各主要厂商 DSP 芯片的性价比进行分析比较，最终选择 TI 的 DSP 作为组合导航系统中的数据处理模块核心处理器。根据导航解算及滤波算法实现的需求，选择 TMS320C6727 为组合导航系统的数字信号处理单元。

TMS320C6727 是 TI 公司开发的一款高性能的浮点 DSP，它主要有如下特点：

- DSP 主频可高达 300MHz，具备较快的运算处理速率。
- DSP 内部寄存器数量增至 64 个，以便增强寄存器限定内核的性能并使编译器优化简便易行。
- 增加了并行浮点“加指令”数量，数量增加 4 个，使得 FFT 处理能力提高了 20%。
- 将指令高速缓存的容量提高至 32K，从而降低了指令高速缓存的损失。
- 实施 dMAX DMA 引擎，使处理器专注执行片外存储器存取。
- 提供新的混合精度指令，包括 64 位的  $32 \times 32$  位乘法指令及结果为 64 位的  $32 \times 64$  位乘法，以便提高 FIR 与 IIR 滤波器的性能效率。
- 提供三组 McASP 接口用于设备扩展。

DSP 的硬件体系结构直接影响处理器的能力，直接关系到系统方案的设计与优化策略。TMS320C6727 由 CPU、片内存储器和片内外设组成。图 4.2 为 TMS320C6727 的结构框图。

TMS320C6727 的 CPU 是增强型 C67x+CPU，它与 C67xCPU 的指令集是兼容的，而相比 C67xCPU 还有许多功能方面的增强，它主要有以下几个特点：

- 每个时钟周期可以从程序存储器功能单元传递 1 条到 8 条 32bits 的指令。
- 两个数据通道，每个数据通道上与四个功能单元（L、S、M、D）。
- 两个寄存器组，每个寄存器组包含 32 个 32bits 通用寄存器。
- 两个新增的寄存器专门用于与 dMAX 进行通信。

TMS320C6727 片内共有 256KB 的 RAM 和 34KB 的 ROM 可用于数据或程序存储，另外还有大容量的 Cache（32KB）。TMS320C6727 的地址总线宽度为 32 位，从 0x0000 0000 到 0x0005 FFFF 的 384KB 映射为片内 ROM，从 0x1000 0000 到 0x1003 FFFF 的 256KB 映射为片内 RAM。0x8000 0000 地址以前的空间为 DSP 内部存储器映射空间，从 0x8000 0000 到 0x9FFF FFFF 的地址空间映射为外部存储器空间。外部存储器空间由划分为两部分，按地址从低到高的顺序分别为外部

SDRAM、外部异步存储器。0xF000 0000 以后的地址空间映射为 EMIF 控制寄存器。

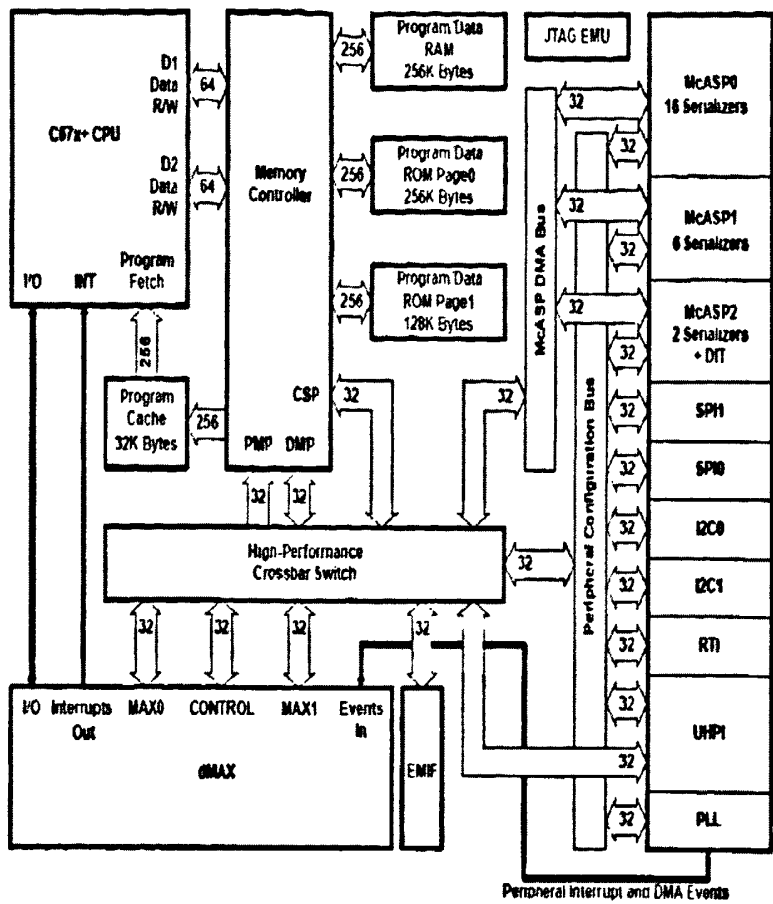


图 4.2 TMS320C6727 内部结构框图

TMS320C6727 的片内外设包括外部存储接口 (EMIF)、多通道音频串行口、通用主机接口 (UHPI)、串行外设接口 (SPI)、IIC 接口、实时终端计算器 (RTI Counter)、锁相环 (PLL)、双向数据传输加速器 (dMAX)、复用 GPIO。

(1) 外部存储器接口 (EMIF)

TMS320C6727 的外部存储接口 (EMIF) 用于扩展片外存储器空间，有 13 位地址总线和 32 为数据总线，它支持如下几种存储器件：

- 1) 同步动态 RAM (SDRAM)，DSP 可为其提供 100MHz 时钟。
- 2) 异步存储器，包括异步 SRAM、异步 NOR FLASH。
- 3) NAND FLASH (8Bit 或 16Bit)

(2) 多通道音频串行口

TMS320C6727 有三组多通道音频串行口，McASP0、McASP1、McASP2，用于扩展音频外设。

(3) 通用主机接口 (UHPI)

TMS320C6727 的通用主机接口共有 32 位数据总线和 16 位地址总线，另外

还有三种工作模式，不同的工作模式所使用到的数据和地址总线的数量不一样。混合全字模式用 32 位数据总线，而 16 位地址总线与 32 位数据总线的高 16 位复用；混合半字模式用 32 位数据总线的低 16 位作为地址总线和数据总线混合使用；而非混合全字模式用到全部的数据和地址总线，即 32 位数据总线和 16 位地址总线不复用。可以通过配置 UHPI 寄存器来设置其工作模式。

#### （4）串行外设接口

TMS320C6727 共有两组 SPI，SPI0 与 SPI1。两组 SPI 都支持主模式和从模式，且都支持三线、四线和五线模式。

SPI 可以实现 DSP 与其他外设之间的通信以及数据传输，另外在 TMS320C6727 上通过 SPI 与串行 FLASH 相连接可实现 DSP 启动或复位时的自举。

#### （5）IIC 接口

TMS320C6727 有两组 IIC 接口。IIC 接口共有两根线：数据线（SDA）和时钟线（SCL）。DSP 可以通过这两根线方便地与多个外围芯片进行通信及相互控制。

#### （6）实时中断系统

TMS320C6727 有两组 RTI。每组 RTI 都有计数器支持，通过设置计数器可实现 DSP 的实时中断功能。

#### （7）锁相环（PLL）

TMS320C6727 的锁相环用来产生 DSP 高频率内部时钟以及各外设接口时钟，PLL 中包括分频器和倍频器以及一些控制信号，控制信号可在相应的寄存器中进行配置。

#### （8）双向数据传输加速器（dMAX）

双向数据传输加速器是一种加强型 DMA 引擎，它与 DMA 的功能相同，主要用来实现内存和外设间的数据搬移。dMAX 支持任何可寻址的存储单元之间的数据搬移，包括内部存储器、外设及外部存储器。dMAX 能够通过执行先进的 1D、2D 与 3D 存储器传输工作，从而使 DSP 得以专注于信号处理任务，显著提高系统性能。

#### （9）通用 I/O（GPIO）

TMS320C6727 的 GPIO 是与其他外设接口复用的，复用的外设有 UHPI 余 McASP 可通过设置相应的寄存器来配置 UHPI 和 McASP 的各引脚是否作为 GPIO 来使用。

#### （10）BOOT 模式

TMS320C6727 只支持一种硬件 BOOT 模式，即从片内 ROM 0x0000 0000 地址 BOOT。它还支持四种软件 BOOT 模式，分别为：并行 FLASH、SPI0 或 IIC1

主模式串行 EEPROM、SPI0 或 IIC1 从模式、外部 MCU、UHPI 从模式。系统通过在复位或启动时检测相关引脚的状态来决定具体的 BOOT 模式。

## 4.2.2 DSP 存储器扩展

组合导航系统数据计算处理单元需解算惯性导航单元数据,融合滤波各导航单元,数据处理量大,所以系统通过 TMS320C6727 的 EMIF 用来扩展外部存储器<sup>[36]</sup>,以满足系统需求。

### SDRAM 的扩展

本文中用 EMIF 的 EM\_CS[0]空间来扩展 SDRAM,系统扩展 SDRAM 主要用于存储导航解算过程中的大量数据,及运算过程中产生的中间数据。采用 SDRAM 来作为存储介质有如下优点:

SDRAM 容量大、读写速度快、支持突发式读写,动态存储器中同步技术的出现,使得芯片的读写速度从以往的 60ns—70ns 减少到 6ns—7ns,提高了将近 10 倍,并且价格相对便宜,这样可以使 DSP 处理数据实时性大大增强。

本系统外扩 512Mbit 的 SDRAM,芯片选用 SAMSUNG 公司的 K4S561632A,容量为 16M×16bit,共用 2 片,每一片单独工作数据总线宽度为 16bit,两片同时工作时数据总线宽度为 32bit。

#### (1) K4S561632A 简介

K4S561632A 是 SAMSUNG 公司的一款 4M×16bit×4BANK 的 COMS 同步动态随机存储器,具有高的存储密度,提供完全的同步操作,所有的输入输出与式中的上升沿同步。

#### (2) TMS320C6727 与 SDRAM 的接口实现

图 4.3 为 TMS320C6727 与两片 K4S561632A 的连接电路。TMS320C6727 的 EMIF 为 SDRAM 提供 100MHz 的时钟频率。

#### (3) EMFI 控制寄存器的配置

TMS320C6727 的 EMFI 有若干控制寄存器,只有正确地配置了 EMIF 控制寄存器中相关部分,才能使 TMS320C6727 与 SDRAM 之间正常通信。

其中对于 SDRAM 需要配置的寄存器有 SDCR、SDRCR、SDTIMR、SDSRETR。对这些寄存器相关位进行初始化配置才能使 EMIF 正确的工作。通过 SDRAM 芯片手册中的相关参数经过相关公式的计算便可以配置这些寄存器的值。以 SDCR 为例来说明配置方法。表 4.1 为 SDCR 寄存器各位的定义。

表 4.1 SDCR 寄存器各位的定义

| Bit   | Field       | Value | Description                                     |
|-------|-------------|-------|---|
| 31    | SR          | 0     | 刷新控制位该位控制进入或退出白刷新模式。该位写入 1 进入白刷新模式，写入 0 退出白刷新模式 |
|       |             | 1     |   |
| 30-15 | Reserved    | 0     | 保留  |
| 14    | NM          |       | 选择 EMIF 为 16 位或 32 位连接 32-bit SDRAM 数据总线。       |
|       |             | 0     |   |
|       |             | 1     | 16-bit SDRAM 数据总线                               |
| 13-12 | Reserved    | 0     | 保留  |
| 11-9  | CL          |       | CAS 延时定义位。                                      |
|       |             | 0-7h  |   |
|       |             | 0-1h  | 保留  |
|       |             | 2h    | CAS 延时 2EM-CLK 周期                               |
|       |             | 3h    | CAS 延时 3 EM-CLK 周期                              |
|       |             | 4h-7h | 保留  |
| 8     | Bit11_9Lock | 0     | CL 可写   |
|       |             | 1     | CL 不可写  |
| 7     | Reserved    | 0     | 保留  |
|       |             |       |   |
|       |             | 0     | SDRAM 有 1 个区                                    |
|       |             | 1     | SDRAM 有 2 个区                                    |
| 6-4   | IBank       | 2     | SDRAM 有 4 个区                                    |
|       |             | 3h-7h | 保留  |
|       |             |       |   |
| 3     | Reserved    | 0     | 保留  |
| 2-0   | PageSize    |       | P 该位定义 SDRAM 的页                                 |
|       |             | 0-7h  |   |
|       |             | 0     | 8 column 地址位                                    |
|       |             | 1h    | 9 column 地址位                                    |
|       |             | 2h    | 10column 地址位                                    |
|       |             | 3h-7h | 保留  |

SR 位代表 SDRAM 是否进行自刷新，该位并非初始化时配置，配置为 0。本系统两片 SDRAM 都工作，则数据总线为 32 位，NM 位配置为 0。系统的 CAS 延时为两个时钟周期，故 CL 设置为 010，BIT11\_9LOCK 设置为 1。一片 SDRAM

共有 4 个 BANK，IBANK 设置为 010。SDRAM 共有 9 位列地址，故 PAGESIZE 设置为 001。其余各位都没有具体定义都设置为 0，所以 SDCR 的寄存器为 0x0000 0521。

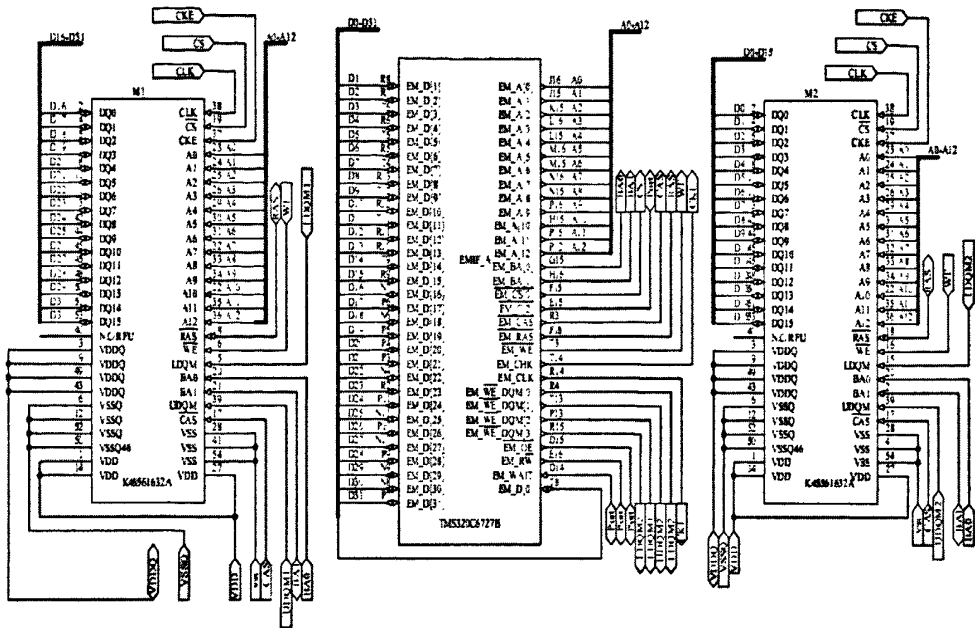


图 4.3 DSP 与 SDRAM 的连接电路

FLASH 的扩展

系统采用 TMS320C6727 EMIF 的 EM\_CS[2]空间扩展 FLASH。FLASH 的读写相对 SDRAM 较慢，但由于其在断电后保持存储内容不丢失，因此 FLASH 在本系统中主要用于存储固定的程序代码（包括 DSP 并行 FLASH 自举代码）。本系统选用的 FLASH 芯片是 S29GL256N。

(1) S29GL256N 简介

S29GL256N 为 3.3V 供电，16M×16bit 的 FLASH 存储器。存取时间为 80ns，并且可以设置数据总线宽度 8 位或 16 位，地址总线 24 位。

(2) S29GL256N 与 TMS320C6727 的接口实现

图 4.4 为 S29GL256N 与 TMS320C6727 连接的电路图。S29GL256N 被定义为工作在字模式，即数据总线的宽度为 16 位。由于 TMS320C6727 的 EMIF 只有 13 位地址总线，算上 SDBA1 共 14 位，而 S29GL256N 的地址线为 24 位，因此高 10 位的地址线需扩展，本系统用 CPLD 来扩展高 10 位的地址线。

(3) FLASH 的高位地址线的扩展

本系统采用 CPLD 来扩展 FLASH 的高 10 位地址线，CPLD 芯片选用 XC9572-TQ100，将 S29GL256N 的高 10 位地址连接到 CPLD 的 10 个 I/O 口上，并且 CPLD 从 DSP 的 EMIF 上引入 6 根地址线和 16 根数据线。访问 FLASH 的具体步骤如下：



首先 TMS320C6727 选通 CPLD，通过 EMIF 向 CPLD 的一个寄存器写入 FLASH 的高 10 位地址，这高 10 位地址将在对应的输出引脚上输出给 FLASH，然后 DSP 再选通 FLASH，通过 EMIF 向 FLASH 写入低 14 位地址，而在此期间

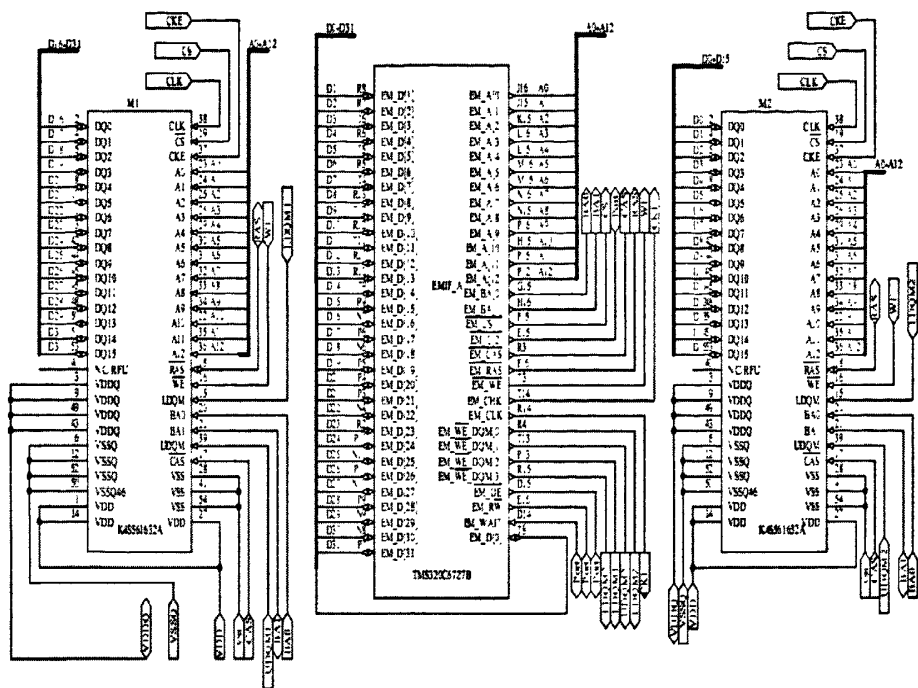


图 4.4 DSP 与 FLASH 连接电路

虽然 CPLD 不被选通,但其寄存器中高 10 位地址将被锁存,因此输出给 FLASH 的高 10 位地址仍然有效,这样就完成了 DSP 对 FLASH 的全部 24 位的地址的输入。地址写入后便可以从 FLASH 相应的单元中读写数据。

#### (4) EMIF 控制寄存器的配置

与 SDRAM 类似，只有正确的完成对 EMIF 相关控制寄存器的初始化配置，才能使 DSP 正确的访问 FLASH。

TMS320C6727 中需要配置的 EMIF 控制寄存器有 AWCCR、A1CR。配置方法与 SDRAM 相关控制寄存器的配置方法类似。

### 4.2.3 DSP 数据接口设计

DSP 在导航系统中主要负责数据处理，导航所需的原始数据如：加速度计数据、电子罗盘数据、GPS 数据，由数据采集模块提供。系统选择 TMS320C6727 的 SPI<sup>[37]</sup>口接收导航原始数据，TMS320C6727 的 SPI 接口可工作在 3、4、5 线制模式，最高时钟频率为 10MHz。SPI 口与内部 dMAX 连接，每接收到 16bit 数据时则内部 dMAX<sup>[38]</sup>将数据取走送入系统内存，当 dMAX 接收完一次完整的导航原始数据时则产生中断通知 DSP 处理数据。该 SPI 设为 Slave 模式工作，专门用于数据接收。同时 DSP 通过一个 IIC<sup>[39]</sup>接口专门用于向数据采集模块传递数据与命令。

4.2.4 DSP 系统电源设计

电源对于 DSP 的工作性能来说至关重要，电源质量直接关系到 DSP 的稳定性，在 DSP 这种高时钟频率电路中电源模块的设计更是尤为重要。本系统采用电源层的方式给 DSP 模块供电，电源层由多片完整的金属平面构成<sup>[40]</sup>，这种方式可以更好的解决噪声干扰的问题。一方面由于噪声信号电压的根本原因是电路网络中有阻抗存在，而电源层系统的电流路径限制小，为电流提供了最小的阻抗，分散干扰电流。另一方面，电源层的电流环比较下，较小的电流环不会产生振铃、串扰和电磁干扰。

系统设计中采用两片 TPS54310PWP 实现电源转换为 DSP 模块提供 3.3V、1.26V 参考电压分别供 DSP 的 I/O 与 DSP 内核使用。电源模块的电路如图 4.5 示：

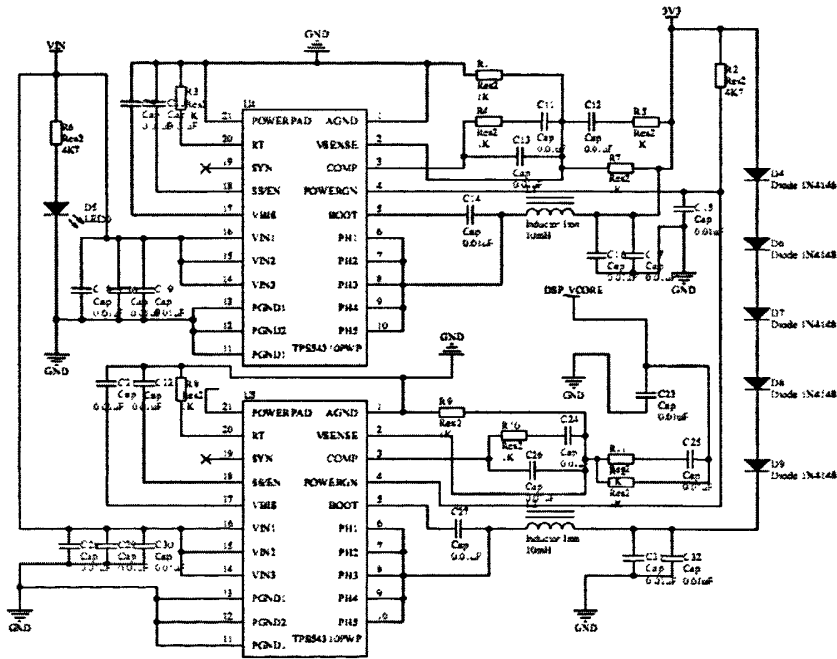


图 4.5 DSP 系统电源模块

4.3 FPGA 模块设计

组合导航系统测量单元由惯性测量单元、电子罗盘、GPS 接收机组成。惯性测量单元是由多加速度计在空间按图 2.4 所示组合方式构成，加速度计采用 AD 公司的 ADXL345，电子罗盘采用霍尼韦尔的 HMC6343 芯片，GPS 接收机采用 HOLUX 的 GR-87 模块。构成无陀螺捷联惯导系统需 7 片 ADXL345，该加速度计为数字输出，接口为 SPI/IIC，本文设计选择 SPI 口。HMC6343 数据接口为 IIC，GR-87 接收机通过 UART 进行数据传输。

多传感器的组合带多通道数据采集的问题，为保证数据稳定可靠的传输，数

据采集模块需至少能提供 8 个 SPI 接口（其中 7 个接口与加速度计通信 1 个与 DSP 进行数据传输）2 个 IIC 接口 1 个 UART 接口，普通的 MCU、ARM、DSP 等处理器很难满足此要求。FPGA 可完全由用户通过软件自行定制，可以方便的添加 IP 核灵活实现各种接口，综上所述系统采用 FPGA 作为数据采集模块。

#### 4.3.1 FPGA 选型

目前，FPGA 市场占有率最高的两大公司 Xilinx 和 Altera 生产的 FPGA 都是基于 SDRAM 工艺的，需要在使用时外接一个片外存储器以保持程序。上电时，FPGA 将外部存储器中的数据读入片内 RAM，完成配置后，进入工作状态；掉电后 FPGA 恢复为白片，内部逻辑小时。这样 FPGA 不仅能反复使用，还无需配置专门的 FPGA 编程器，只需通用的 EPROM、PROM 编程器即可。Actel、QuickLogic 等公司还提供反熔丝技术的 FPGA，只能下载一次，具有抗辐射、耐高温、低功耗和速度快等优点，在军品和航空领域中应有较多，但这种 FPGA 不能反复擦写，开发初期比较麻烦，费用也比较昂贵。Latiice 是在系统可编程的发明者，在小规模 PLD 应用有一定的特色。

通过仔细对比各厂商 FGPA 的性能、功耗、成本、开发周期，选择 Xilinx 的 Spartan3AN 系列 FPGA 实现组合导航系统数据采集模块功能。Spartan3AN 融合 FPGA 技术与 FLASH 技术，能减小系统空间，降低布线难度，增强系统可靠性。通过对数据采集模块需求分析，选择 Spartan3AN 中的 XC3S400AN，该芯片有 3584 个 Slice，4M 片上 Flash，其中 2M 用于 FPGA 配置信息存储，另外 2M 用于存放用户代码。片上 360Kbits Block RAM 与 56Kbits Distributed RAM 能有效的支持 Xilinx 提供的 MicroBlaze 软核。片上还有强大的布线资源，时钟管理系统，以及丰富的用户 I/O 能灵活实现多种接口。芯片供电电压为 3.3V，内置的电源管理模块为其他各功能模块高效供电。

#### 4.3.2 FPGA 电路设计

FPGA 的硬件电路主要包括 LCD 接口、键盘、电源、时钟、解耦电路、JTAG 接口、通信接口等。FPGA 电源同样采用电源层供电方式，系统采用两片 National Semiconductor 的 LP3906 电源芯片为 XC3S400AN 的内核及 I/O 供电。系统选用 Epson SG8002 系列晶振为 FPGA 提供时钟源，并同时配备辅助时钟安装插座。图 4.6 为部分电路图。LCD 显示模块采用悠景科技的 UG-2864ASYDT06 OLED，点阵为 128\*64，驱动芯片为 SSD1325。LCD 支持 FPGA 在设置模式下显示中英文操作界面。图 4.7 为 FPGA 电源模块电路图。

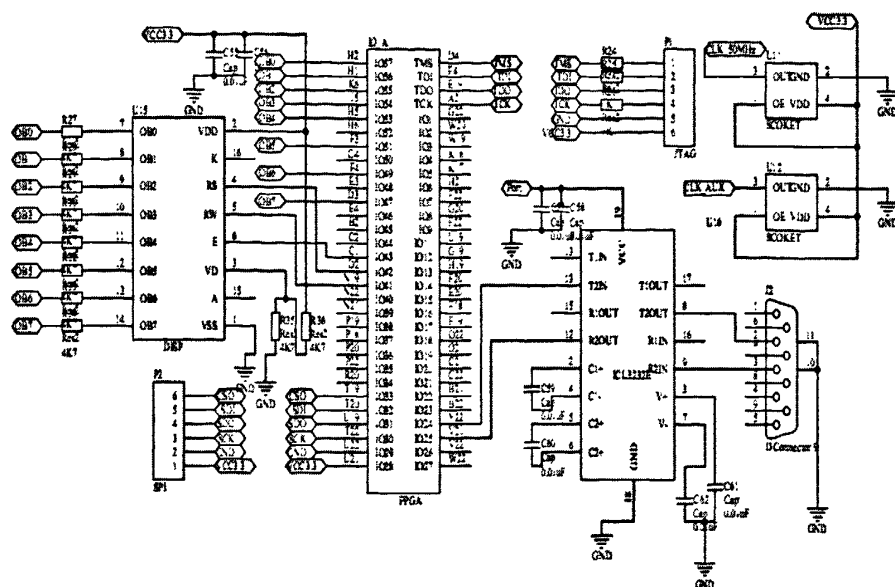


图 4.6 FPGA 接口及显示电路

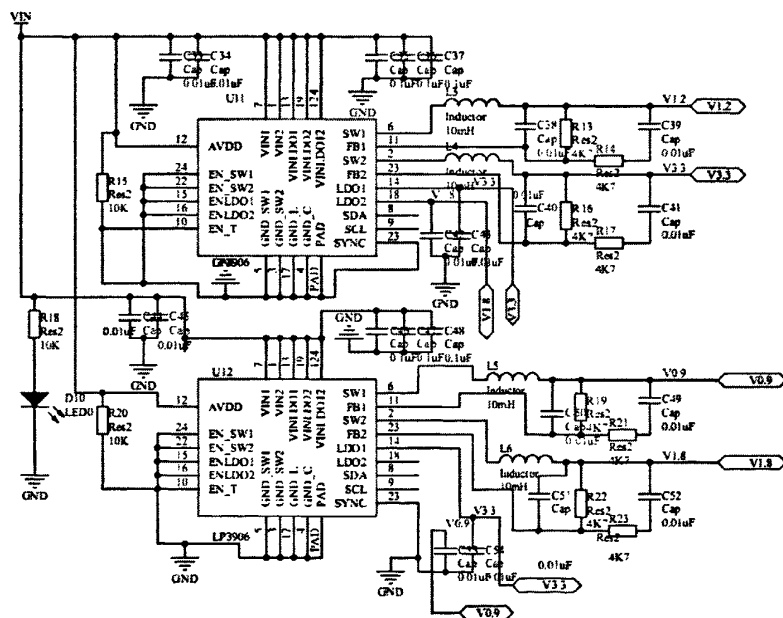


图 4.7 电源模块电路图

### 4.3.3 FPGA 功能模块设计

系统中 FPGA 的主要功能就是采样、预处理、传输数据。FPGA 的功能模块如图 4.8 所示，在 FPGA 平台上移植 MicroBlaze 嵌入式处理器，实现数据采集、预处理及传输功能。为满足采样需求通过 PLB 总线将 8 个 SPI、2 个 IIC、1 个 Timer、2 个 DMA 及中断控制器 IP 核与 MicroBlaze 连接。

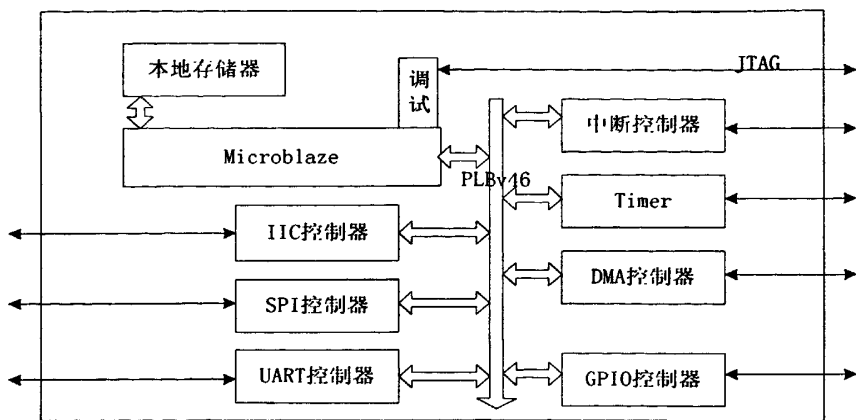


图 4.8 FPGA 功能模块图

Xilinx 的嵌入式开发套件 EDK (Embedded Development Kit)，是嵌入式处理器系统开发工具软件。EDK 主要包括 Xilinx 平台工作室 XPS 和软件开发套件 SDK。XPS 是用来设计嵌入式处理器系统硬件部分的开发环境，是系统设计者构建 Xilinx 嵌入式系统时必用的工具套件。在 XPS 中，可以完成嵌入式系统架构的创建、软件代码的编写、设计的编译以及 FPGA 芯片的硬件配置。XPS 界面直观且适用性强，系统组件面板提供采用颜色编码的图形化连接视图，可直观编辑总线连接关系，具备“点即连接”特性，防止出现不兼容连接<sup>[41]</sup>。本设计的系统组件连接视图见图 4.9。

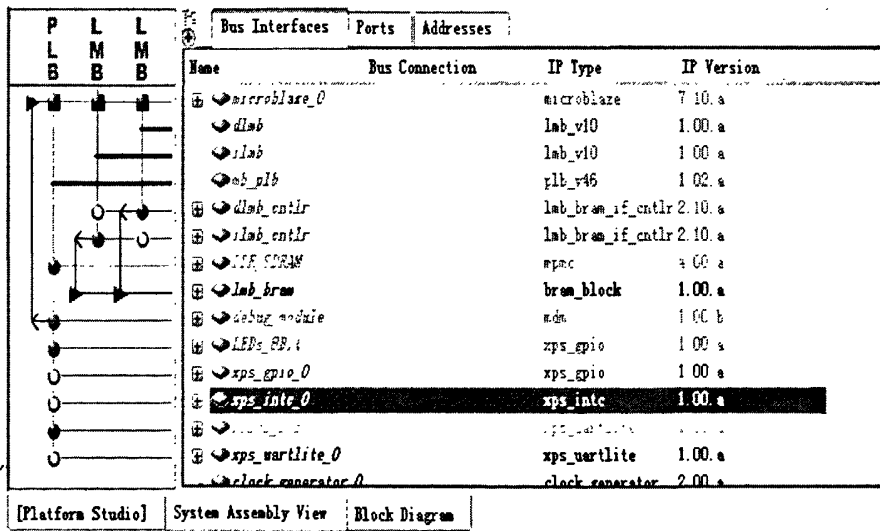


图4.9 系统组件连接视图

MicroBlaze 处理器通过 LMB 总线访问内部程序和数据 RAM，RAM 大小选择 64KB，默认地址为 0x00000000~0x0000FFFF。通过 PLB 总线对外设组件模块进行访问控制，MicroBlaze 处理器只需要对相应的地址操作即可。组件模块的地址分配见图 4.10，其中大小表示可访问的最大地址空间。

| Bus Interfaces |                 | Ports | Addresses    |              |      |            |
|----------------|-----------------|-------|--------------|--------------|------|------------|
| Instance       | Name            |       | Base Address | High Address | Size | Bus Inte   |
| dlmb_cntlr     | C_BASEADDR      |       | 0x00000000   | 0x0000FFFF   | 64K  | ✓ SLMB     |
| ilmb_cntlr     | C_BASEADDR      |       | 0x00000000   | 0x0000FFFF   | 64K  | ✓ SLMB     |
| debug_module   | C_BASEADDR      |       | 0x84400000   | 0x8440ffff   | 64K  | ✓ SPLB     |
| xps_gpio_0     | C_BASEADDR      |       | 0x00000000   | 0x00001FFF   | 8K   | ✓ Not C... |
| LEDs_8Bit      | C_BASEADDR      |       | 0x81400000   | 0x81401FFF   | 8K   | ✓ SPLB     |
| xps_intc_0     | C_BASEADDR      |       | 0x00000000   | 0x00001FFF   | 8K   | ✓ Not C... |
| xps_uartlite_0 | C_BASEADDR      |       | 0x00000000   | 0x00001FFF   | 8K   | ✓ Not C... |
| RS232_DCE      | C_BASEADDR      |       | 0x84000000   | 0x84001FFF   | 8K   | ✓ SPLB     |
| DDR_SDRAM      | C_MPMC_BASEADDR |       | 0x8c000000   | 0x8c001FFF   | 8K   | ✓ SPLB0    |

[Platform Studio]

System Assembly View

Block Diagram

图4.10 模块地址分配图

(1) MicroBlaze 处理器

MicroBlaze 嵌入式处理器软核是针对 Xilinx FPGA 器件而优化的功能强大的 32 位微处理器，是业界最快的软处理器 IP 核解决方案，支持 CoreConnect 总线的标准外设集合，具有兼容性和重复利用性，最精简的内核只需要将近 400 个 Slice<sup>[42]</sup>。

MicroBlaze 采用 RISC 结构，包含 32 个 32 位通用寄存器 R0~R31、2 个特殊寄存器：程序指针（PC）和处理器状态寄存器（MSR）、1 个 ALU 单元、1 个移位单元和两级中断响应单元等基本模块，还具有 3 级流水线、桶形移位器、浮点单元（FPU）、高速缓存、异常处理和调试逻辑等可根据性能需求和逻辑区域成本要求任意裁剪的高级特性，极大扩展 MicroBlaze 的应用范围。MicroBlaze 的内核仍在不断更新中，本设计采用 MicroBlaze V7.1，其内部架构如图 4.11 所示：

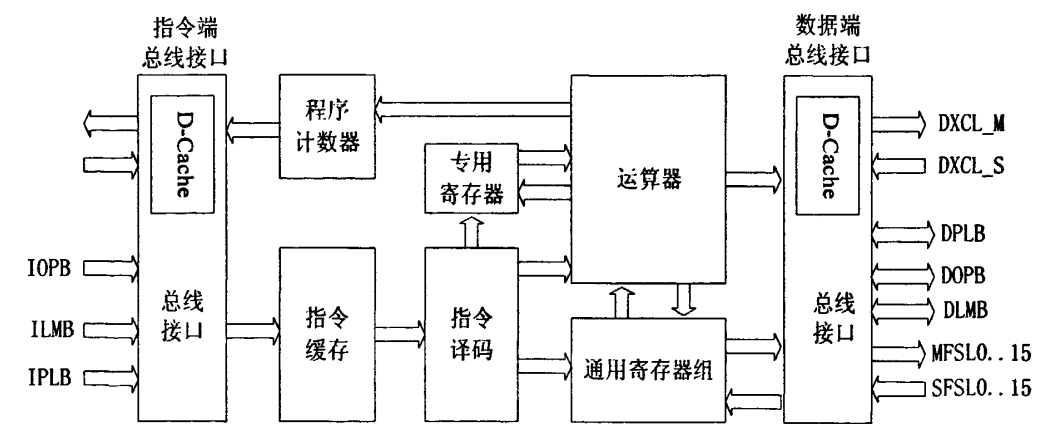


图4.11 MicroBlaze内部架构示意图

Xilinx 公司以 IBM CoreConnect 为嵌入式处理器的设计基础，提供丰富的接

口资源, CoreConnect 是由 IBM 公司开发的片上总线通信链, 它使多个芯片核相互连接成为一个完整的系统芯片成为可能。目前, MicroBlaze V7.1 软核的常用总线标准有:

- 1) PLB (On-chip Peripheral Bus) 片上外设总线接口;
- 2) LMB (Local Memory Bus) 本地存储器总线接口;
- 3) FSL (Fast Simplex Link) 快速单向连接接口;
- 4) XCL (Xilinx Cache Link) Xilinx 高速缓存连接接口。

MicroBlaze 内核通过片上外设总线 (PLB) 来访问内核外部的系统资源。PLB 是一种完全同步总线, 提供独立的 32 位地址总线和 32 位数据总线, 系统自带 IP 和用户自定义 IP 均可以通过 PLB 总线连接到内核; 本地存储器总线接口 (LMB) 专门用于实现对片上的 BRAM 的高速访问, 连接数据 BRAM 和指令 BRAM; 快速单连接接口 (FSL) 可以实现用户自定义 IP 与 MicroBlaze 内部通用寄存器的直接连接, 主要用于点对点单向的数据流传输, 特点是效率高且占用资源少; Xilinx 高速缓存连接接口 (XCL) 是高性能的外部内存访问的解决方案, XCL 接口只有在 MicroBlaze 的指令缓存和数据缓存使能情况下才可以使用。设计中 MicroBlaze 的主频选择为 70MHz。

## (2) PLB\_GPIO

设计中使用的 I/O 端口 (GPIO) IP 核的原型是 GPIO V1.00a, 具有如下特点: 可配置成高达 32 位的独立 I/O 端口; 每个独立的 I/O 端口可动态配置成输入和输出端口; 支持可配置的双通道和中断产生。

在 EDK 环境下, 是通过对 IP 核原型参数的设定, 来实现其功能, 这过程一般称为“例化”。通过例化, 使 IP 核满足具体的应用需求, 并且去掉原型中不需要的特性和功能, 避免资源的浪费, 从而使用最少的 FPGA 资源来满足设计的要求。本设计中将 GPIO 例化名为 LED, 根据实际需求, 设定以下的参数和接口:

C\_GPIO\_WIDTH: IO 位宽。允许值为 1~32 位。由于 LED 有三个指示灯及 2 个 FPGA 功能模式输入判断引脚, 所以设置为 5。

C\_IS\_Bi-directional: 单双向端口设置, FALSE 标识单向, TRUE 标识双向。LED 为单向输出, 模式判断为输入所以该值设置为 TURE。

C\_IS\_Input\_Only: 输入输出设置端口, TRUE 标识全部为输入端口, FALSE 标识至少存在一位端口为输出。该值设置为 FALSE。

逻辑连接方面, 连接到 PLB 总线上的信号接口在选择 PLB 作为总线连接时自动连接, LED 的 GPIO\_d\_out 连接外部的 IO 端口。

## (3) PLB\_INTC 中断控制器

本设计添加中断控制器 IP 核, 用于控制系统采样频率, 它具有如下特点:

- 1) 可以通过中断向量位置判断中断优先级, bit0 拥有最高优先级;

- 2) 支持 PLB 总线以 16bit、32bit、64bit 数据总线宽度访问;
- 3) 输入中断数目可配置成数据总线宽度。

表 4.2 中断控制器寄存器

| 寄存器 | 功能        | OPB 偏移地址 |
|-----|-----------|----------|
| ISR | 中断状态寄存器   | 00h      |
| IPR | 中断挂起寄存器   | 04h      |
| IER | 中断使能寄存器   | 08h      |
| IAR | 中断响应寄存器   | 0Ch      |
| SIE | 中断使能设置寄存器 | 10h      |
| CIE | 中断清除寄存器   | 14h      |
| IVR | 中断向量寄存器   | 18h      |
| MER | 主使能寄存器    | 1Ch      |

本设计中将 plb\_intc V1.00.a 例化, 名为 plb\_intc\_0, 设置参数支持表 4.2 所示 8 个可访问的寄存器。通过寄存器配置, 中断输入可以设为电平触发或边沿触发, 包括高电平触发、低电平触发、上升沿触发和下降沿触发。本设计选用高电平触发, 支持多个中断。

(4) PLB\_UARTLITE 通用异步串行接口

设计中使用的 UART 核的原型是 plb\_uartlite v1.00.a, 它具有以下特点: 带有字节使能支持的 plb v4.6 接口; 支持 8 位数据总线接口; 一个发送通道和一个接收通道, 支持全双工; 16 字的发送 FIFO 和接收 FIFO; 可设定奇偶校验; 可设定波特率。

将 IP 核原型 plb\_uartlite v1.00.a 例化名为 RS232, 设定以下的参数和接口:

C\_DATA\_BITS: 串行数据一帧的数据位数, 允许值是 5 到 8 的整数, 本设计中设定为 8, 即每帧一个字节数据。

C\_CLK\_FRFQ: 驱动 UARTLITE 的 plb 总线时钟频率。本设计的 PLB 总线时钟频率为 75MHz, 此处设为 75000000。

C\_BAUD\_RATE: UARTLITE 的波特率设定为 19200。

C\_USE\_PARITY: 设置奇校验。值为 TRUE 表示设定, FALSE 表示不设定。本设计设为 FALSE。

接口方面, 除连接到 PLB 总线上的信号接口外, RS232 使用了 RX 和 TX 两个信号接口, 作为 UART 的接收和发送数据端口。

IIC、DMA、Timer 等 IP 核的添加设置如上述类似。

4.4 组合导航系统各传感器模块设计

组合导航系统的测量单元包括: 惯性测量单元、电子罗盘、GPS 接收机。



本节主要介绍各模块单元的硬件电路设计。

### 4.4.1 惯性测量单元设计

无陀螺捷联惯导系统（GFSINS）仅利用线性加速度计组合完成载体转动加速度测量与线性加速度测量，加速度计的性能决定了惯导系统的性能。AD 公司的 ADXL345<sup>[43]</sup>供电范围为 2.0—3.6V，提供  $\pm 2g/\pm 4g/\pm 8g/\pm 16g$  可控测量范围，传感器可承受的最大冲击为 10 000g，分辨率超过 4mg。在典型值电压工作环境下电流为 40  $\mu$ A，传感器的超低功耗特性有利于抑制系统温漂，传感器的温漂为  $\pm 0.01\%/^{\circ}\text{C}$ 。传感器内部数字滤波器的带宽可选，根据加速度输出频率自动调节，三轴加速度的输出频率为 6.25-3200Hz 可选。传感器内置 32 Bytes FIFO，FIFO 具有多种工作方式有利于系统采样。传感器提供的两个中断接口以及自检功能使得设计更具灵活性。

系统设计中加速度传感器与采样处理器的通信接口选择 SPI 模式，时钟频率选择 1.4MHz，传感器数据输出频率为 200Hz。FIFO 的工作模式为 Stream Mode，在该模式下 FIFO 里面保存的始终是最新的采样数据。传感器初始化完成后，FIFO 工作于 Stream Mode，采样处理器只需按一定的采样间隔通过 SPI 口读取传感器的数据就能实时获取三轴加速度的信息。

### 4.4.2 电子罗盘模块设计

霍尼韦尔 HMC6343<sup>[44]</sup>型传感器采用霍尼韦尔各向异性磁阻（AMR）技术，内部集成磁传感器、加速度计、模拟支持电路。它内装微处理器用于采样和校准计算。在供电时，传感器把传感轴方向的入射磁场强度转换成差分电压输出，除了内置电桥外，传感器还有两片磁耦合条，偏置条/重置条，用于入射磁场的调整和磁畴调准。HMC6343 内部结构如图 4.12 所示。

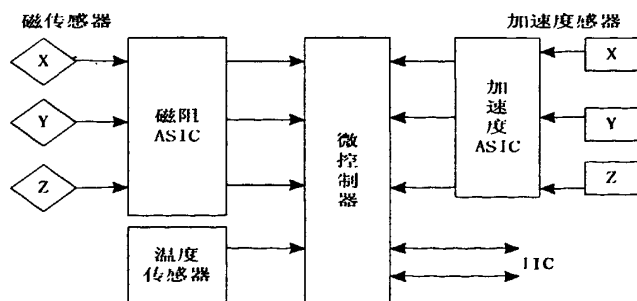


图4.12 HMC6343内部结构图

HMC6343 的参数如下：

- 全磁场的磁场测量范围。
- $\pm 1^{\circ}$  的航向精度。
- $0.1^{\circ}$  的航向分辨率。
- 10Hz 的数据更新频率。

- $\pm 80^{\circ}$  倾斜测量范围,  $\pm 1^{\circ}$  倾斜测量精度,  $0.1^{\circ}$  倾斜分辨率。
- $-20^{\circ}\text{C}-80^{\circ}\text{C}$  工作温度。
- VDD 为 2.7—3.6V。

HMC6343 通信经由 2 线的 IIC 总线系统作为从属装置, 使用了一个分层协议与由 IIC 总线技术规格界面协议定义, 以及由霍尼韦尔定义的较低的命令协议, 根据 IIC 总线技术规格 2.1 的定义, 数据速率的标准模式为 100kbps 速率,

表 4.3 HMC6343 界面命令

| 命令字节   | 自变量 1<br>字节   | 自变量 2 字<br>节 | 相应字节                 | 说明   |
|--------|---------------|--------------|----------------------|--|
| (0xF1) | EEPROM 地<br>址 | 数据           |                      | 写入 EEPROM  |
| (0xE1) | EEPROM 地<br>址 |              | 数据                   | 从 EEPROM 读取  |
| (0x70) |               |              |                      | 进入用户校准模式   |
| (0x7F) |               |              |                      | 退出用户校准模式   |
| (0x72) |               |              |                      | 液位方向(x=向前,+z=向上)(默认值)                                      |
| (0x73) |               |              |                      | 向上一侧的方向(x=向前,+z=向上)  |
| (0x74) |               |              |                      | 向水平面向前的方向(x=向前,+z=向上)                                      |
| (0x82) |               |              |                      | 处理器重置  |
| (0x45) |               |              | MSB/LSB 数<br>据(6 字节) | 位置 Mag 数据:MxMSB、<br>MxLSB、MyMSB、MyLSB、<br>MzMSB、MzLSB      |
| (0x50) |               |              | MSB/LSB 数<br>据(6 字节) | 位置航向数据: 航向<br>MSB、航向 LSB、纵倾<br>MSB、纵倾 LSB、横滚<br>MSB、横滚 LSB |

总线 bit 的格式是 8-bit 数据/地址和 1-bit 确认。HMC6343 从属数据字节格式将是敏感状态 ASCII 字符或二进制数据, 以及二进制的返回数据, 默认从地址为 0x32 用于写入操作, 0x33 用于数据读出操作。HMC6343 命令界面如表 4.3。

本系统中将 HMC6343 更新频率设为 10Hz, 初始时用最小二乘法对该模块进行校准。模块通过 IIC 接口与 FPGA 进行通信, 模块电路如图 4.13 示。



## 4.5 系统软件流程

### 4.5.1 FPGA 模块软件流程

FPGA 模块在组合导航系统中主要负责数据采集，同时一些设置工作也由它完成。XC3S400AN 上电以后便进行自身配置，配置完后便开始实行基于 MicroBlaze 的系统初始化。初始完成后系统会判断特定 I/O 的状态决定系统进入何种工作模式。FPGA 模块有两种工作模式：数据采集工作模式与系统设置模式。

FPGA 总体软件流程如图 4.15 示：

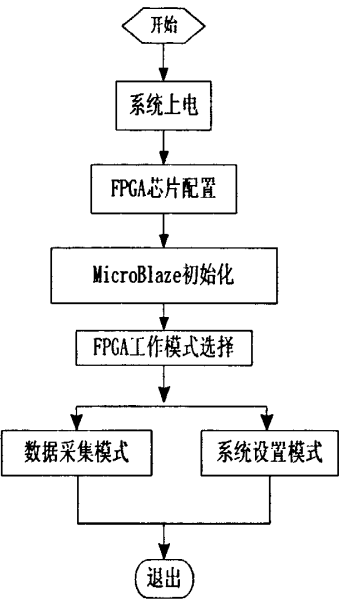


图4.15 FPGA模块整体流程图

当 FPGA 模块进入设置模式工作时，LCD 显示功能界面界面，键盘供选择功能。在设置模式下 FPGA 模块软件流程如图 4.16、4.17 所示。流程中初始化过程包括 LCD、键盘、FPGA 与测量单元接口、全局变量、菜单界面初始化等。系统处理的任务主要包括：加速度计参数设置、电子罗盘校准、惯导系统初始对准。加速度计参数设置包括加速度计的刻度因子、偏移值等的设置。电子罗盘校准采用第三章中所述的最小二乘法，校准过程中 FPGA 负责数据采集，校准矩阵的解算由 DSP 完成。惯导系统的对准是一个复杂过程<sup>[19]</sup>，本论文不重点论述，对准过程中 FPGA 负责数据采集，对准初值的计算由 DSP 完成。在电子罗盘校准与惯导系统对准过程中 FPGA 通过 SPI 给 DSP 传送数据包；DSP 通过 IIC 接口给 FPGA 传送命令。

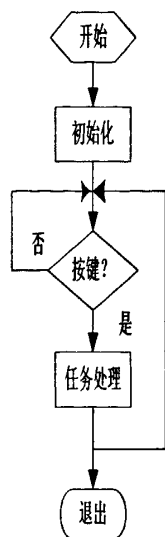


图4.16 FPGA设置工作模式下的软件流程

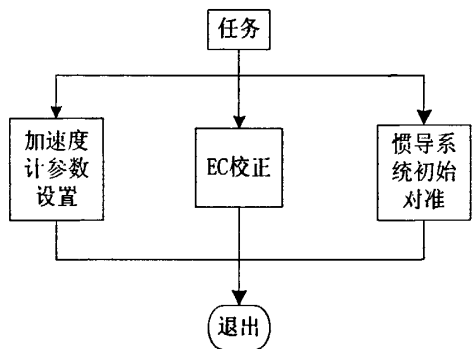


图4.17 FPGA设置工作模式下主要任务

当 FPGA 模块进入数据采集工作模式时，软件流程如图 4.18 所示。在此工作模式下 SPI 接口 1-7（与加速度计通信接口）时钟频率设置为 1.4MHz,IIC 接口工作频率设置为 100kHz（系统有两个 IIC 接口，IIC 接口 1 与 HMC6343 通信为主模式，IIC 接口 2 与 DSP 的 IIC1 通信为从模式），UART 接口（与 GPS 接口）波特率设置为 19200，SPI 接口 8 时钟频率设置为（与 DSP 的 SPI1 连接）。DMA1 的源地址为 UART 数据接收寄存器地址，目的地址为存放 GPS 数据的内存单元；DMA2 的源地址为 FPGA 预处理后打包数据的存放内存地址，目的地址为 SPI8 的发送寄存器。GPS 更新时通过 UART 接口送来的数据直接由 DMA1 送入内存，DMA1 的中断服务程序标志 GPS 数据更新完成。DMA2 将系统预处理完的数据包通过 SPI8 直接送与 DSP，数值传送完后通过中断服务程序通知 MicroBlaze。Timer 中断频率设为 200Hz；加速度计更新频率为 200Hz；电子罗盘数据更新频率为 10Hz；GPS 接收机数据更新频率为 1Hz。

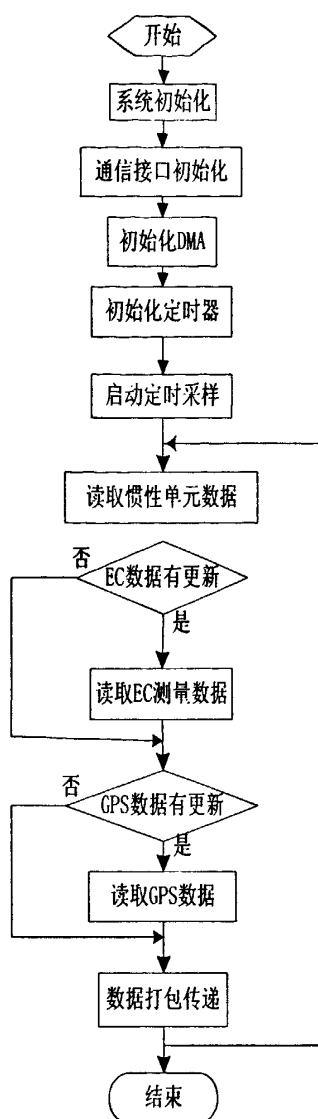


图4.18 FPGA数据采集模式软件流程

## 4.5.2 DSP 模块软件流程

DSP 模块的主要任务是进行导航数据处理。DSP 系统上电后进行通信接口、DMA、中断服务等初始化。在 FPGA 设置工作模式下，DSP 根据 FPGA 模块传送过来数据包中的命令字做相应处理：如电子罗盘校准、惯导系统初始对准。

惯性导航的姿态解算需先解算出三轴上的角速度的，角速度由式 (2.12)、(2.13)、(3.4)、(3.5)、(3.6) 综合求解，姿态提取采用四元素法<sup>[19][45]</sup>。位置速度算法由式 (2.14) - (2.26) 离散化后求解（地球模型参数取椭球模型参数）。

系统中加速度计的数据更新频率为 200Hz，电子罗盘数据更新频率为 10Hz，GPS 接收机的数据更新频率为 1Hz，所以 GFSINS/EC 子滤波器的更新频率为 10Hz，GFSINS/GPS 子滤波器的更新频率为 1Hz，主滤波器的频率为 1Hz。

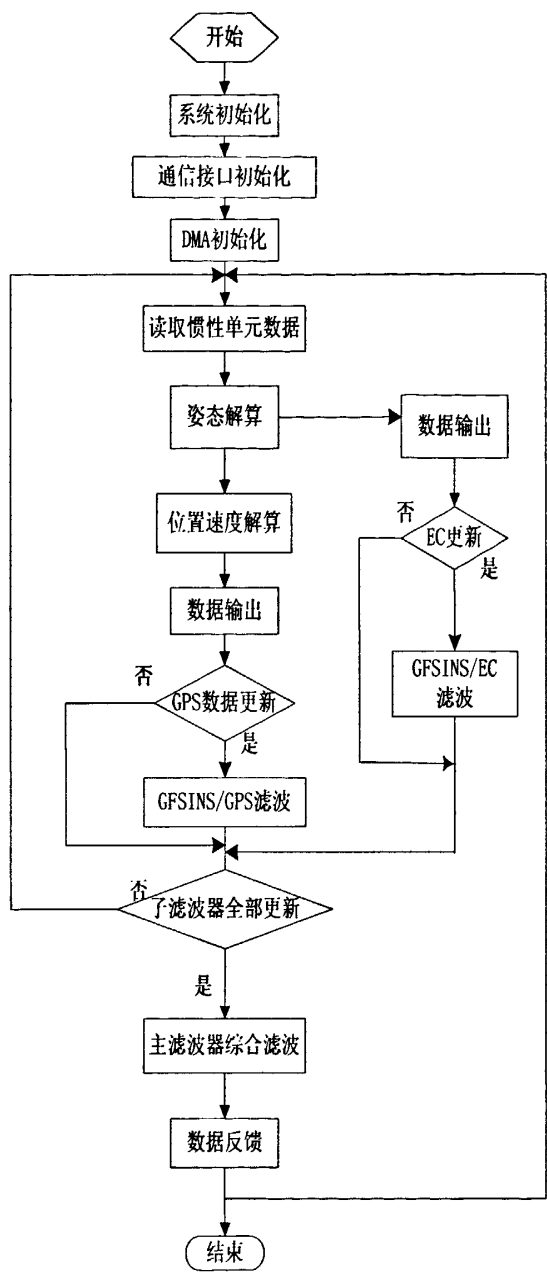


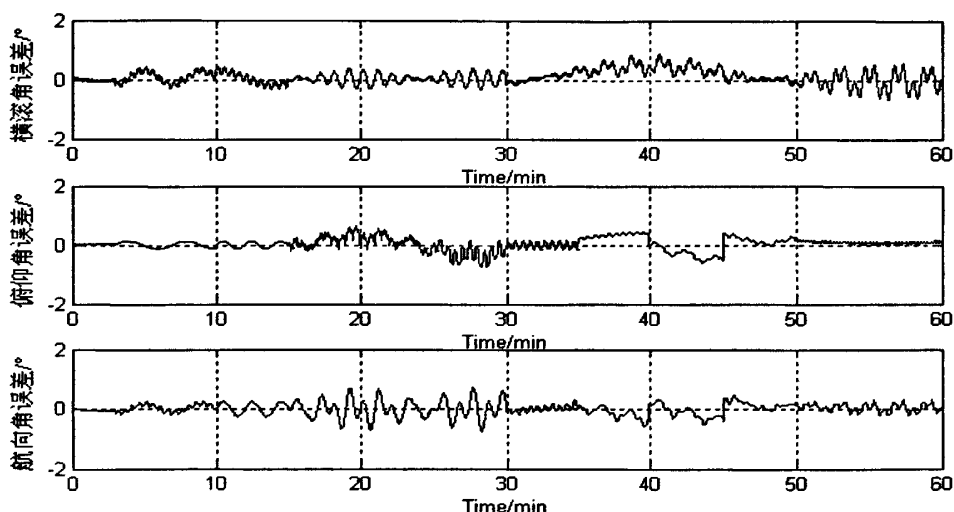
图4.19 DSP导航数据处理软件流程

4.6 本章小结

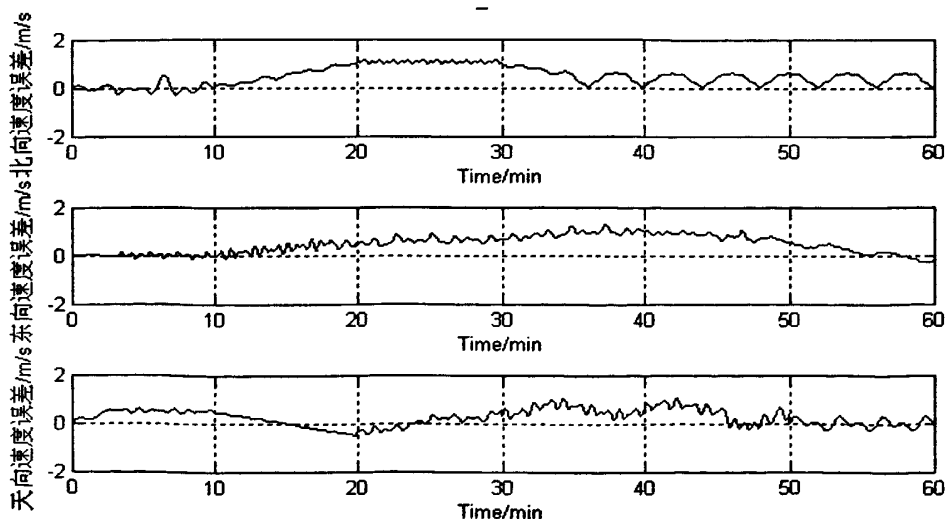
本章先根据导航系统的需求通过对比各方面指标为导航系统选定了 DSP 与 FPGA 芯片。详细介绍了 DSP 与 FPGA 硬件电路设计，以及基于 FPGA 的 Microblaze 嵌入式平台设计。最后介绍了导航系统各测量单元的电路与接口设计与软件流程。

## 第 5 章 仿真实验及分析

根据 3.5 节中建立的状态方程, 观测方程及设计的滤波参数, 对滤波系统进行仿真实验。仿真初始条件为: 俯仰角 0 度、横滚角 0 度、航向角 30 度; 载体为匀速直线运动速度为 80km/h; 经度 112.92647 度、纬度 28.20021 度、高度为 5.13145m; 初始姿态角误差为 10 分、10 分、20 分; 初始速度误差为 0.02m/s; 初始位置误差为 1m; 解算角速度常值漂移为 0.1 度/s, 随机漂移为 0.02 度/s; 加速度计零位漂移为 5mg, 随机漂移为 1mg; EC 所受的白噪声为 0.03 度、0.04 度、0.1, 初始误差为 0.08 度、0.08 度、0.1 度, 度姿态解测量误差 0.5 度、0.5 度、1 度; GPS 接收机的位置误差 10m、10m、10m, 速度误差 0.1m/s。分别对两个子滤波器及组合滤波器进行仿真。仿真结果如下图示:

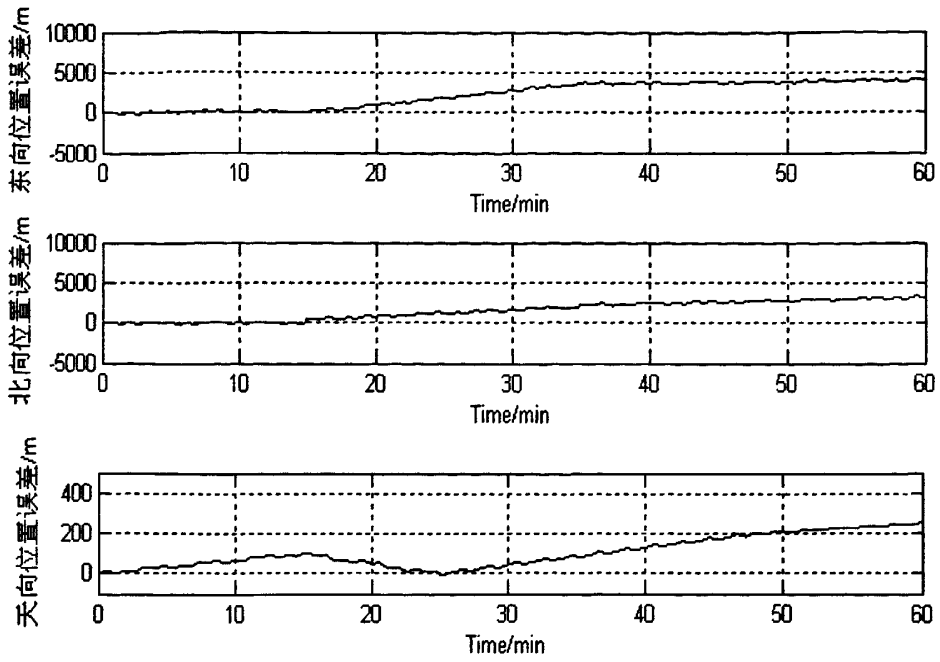


(a)



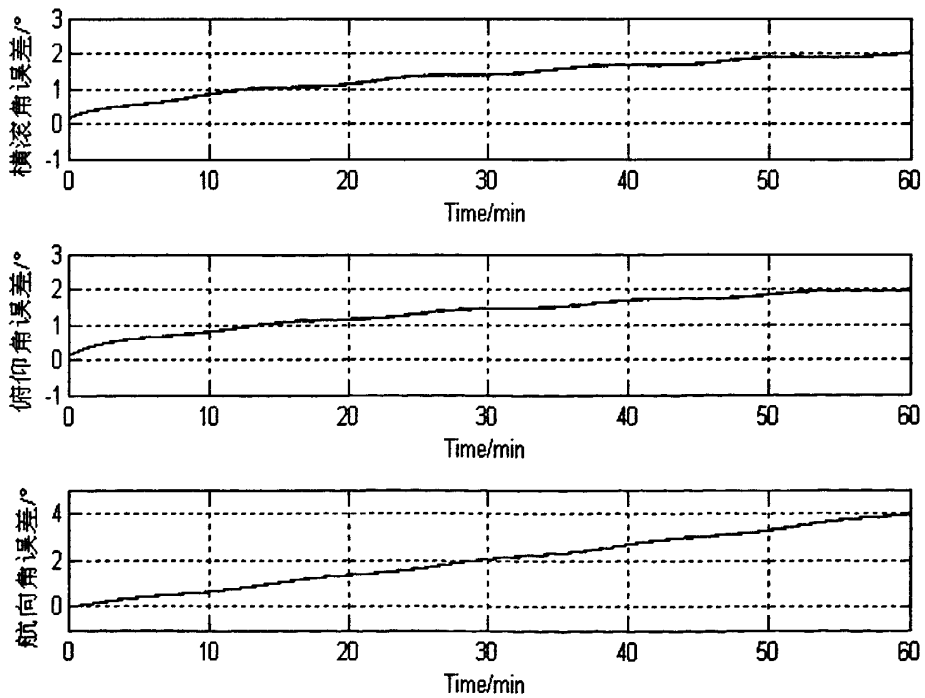
(b)





(c)

图5.1 EC/GFSINS 滤波误差曲线



(a)

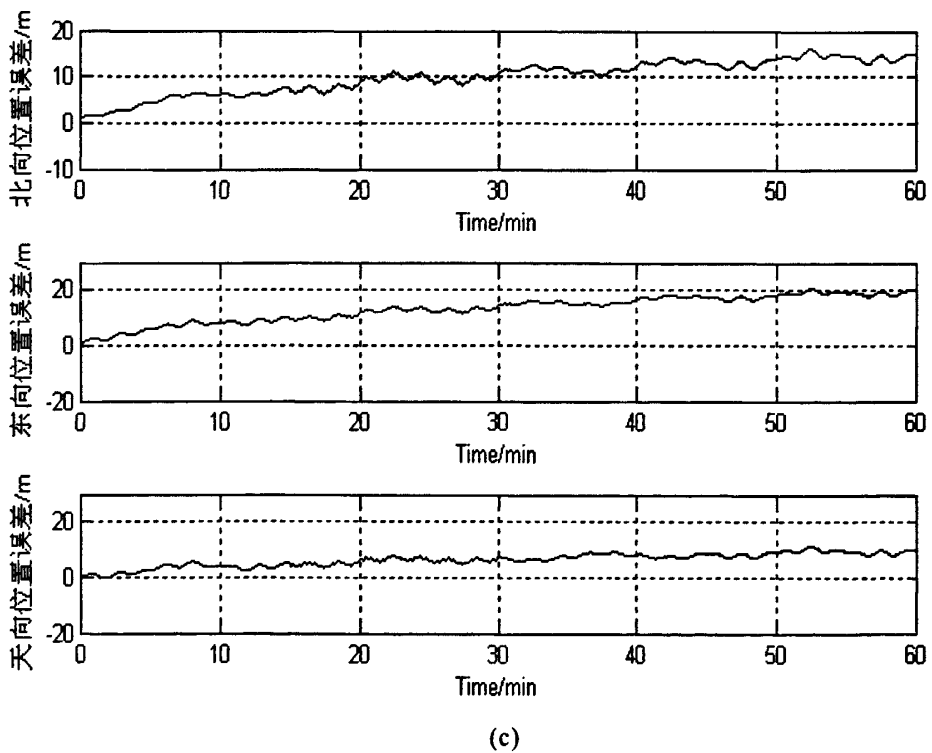
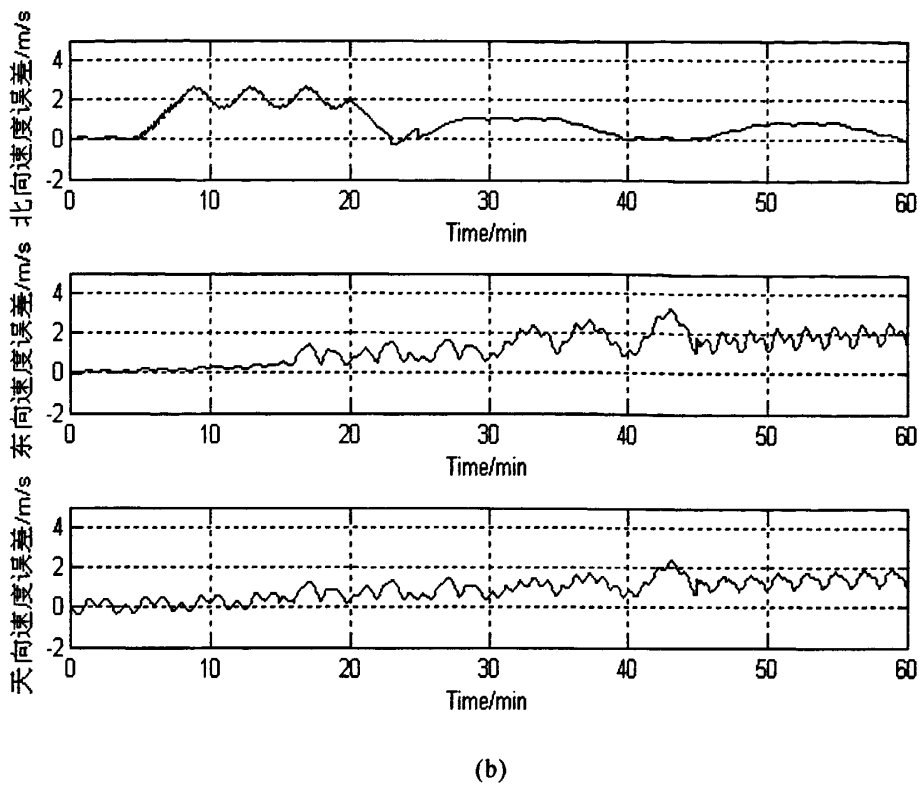
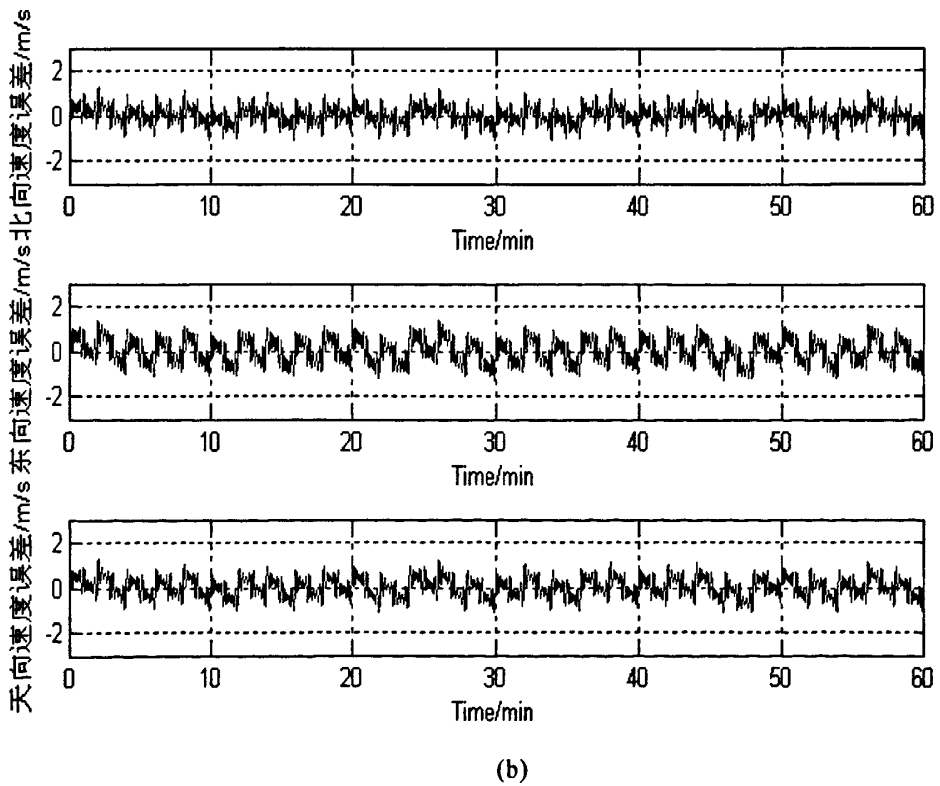
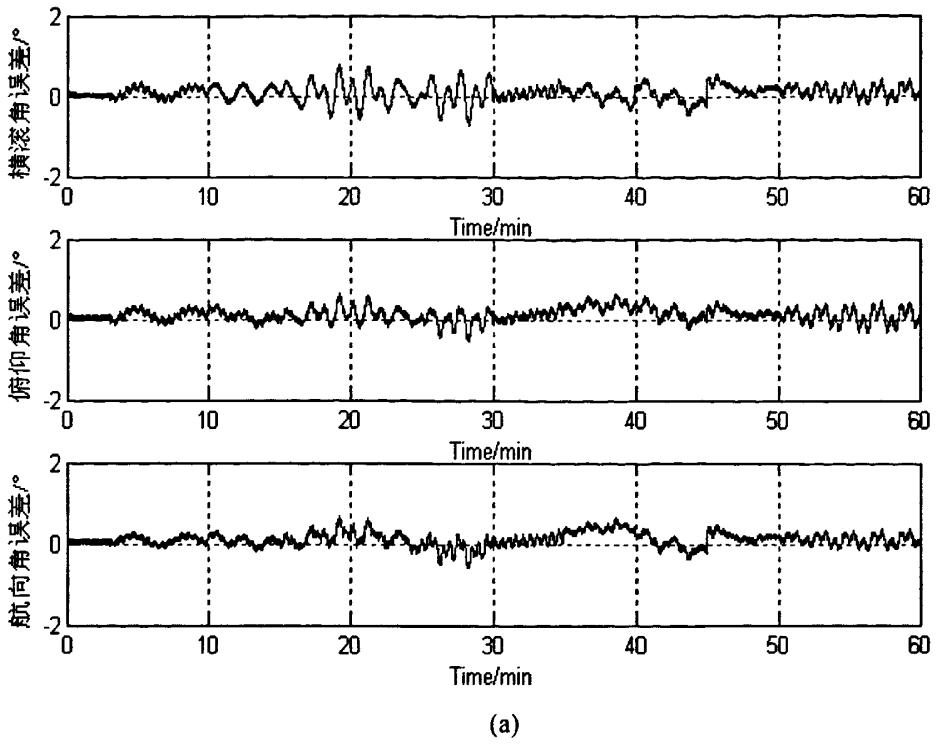


图5.2 GPS/GFSINS 滤波误差曲线



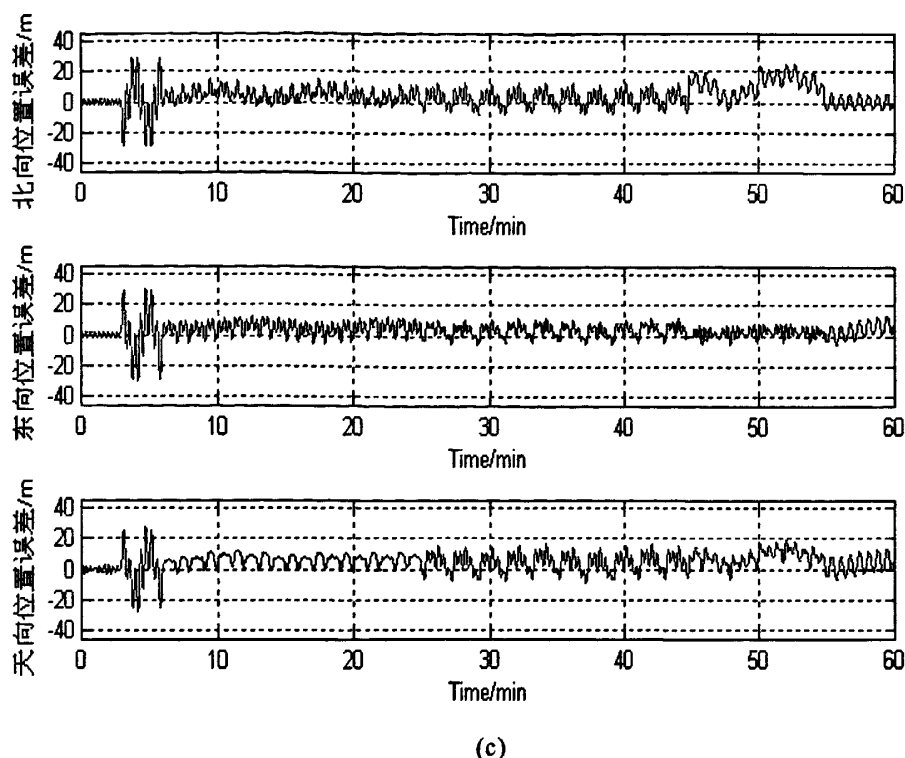


图5.3 组合滤波误差曲线

图5.1-图5.3分别为：GFSIN/EC、GFSINS/GPS、组合滤波的误差曲线。图5.1a为GFSINS/EC子滤波姿态误差曲线，由图可知姿态误差是随时间收敛的。图5.1b为GFSINS/EC子滤波速度误差曲线。图5.1c为GFSINS/EC子滤波位置误差曲线，由图知位置误差是随时间是发散的。图5.2a为GPS/GFSINS子滤波姿态误差曲线，由图可知该误差是随时间发散的。图5.2b为GPS/GFSINS子波滤速度误差曲线，图5.2c为GPS/GFSINS子滤波位置误差曲线，由图可知该误差随时间收敛的。图5.3a为组合滤波姿态误差曲线，图5.3b为组合滤波速度误差曲线，图5.3c为组合滤波位置误差曲线。

由图5.1可知电子罗盘辅助测量载体姿态角，从而子滤波姿态角误差（横滚角、俯仰角、航向角误差）收敛，系统姿态角误差得以控制，但是速度、位置误差仍然较大。图5.2显示由于GPS位置与速度测量信息的引入，系统获得了较好的位置误差与速度误差滤波效果，这是因为两者都是可直接观，所以估计也比较准确，但姿态角的误差滤波效果较差。图5.3显示组合滤波综合了两个子滤波器的信息，对系统信息进行融合处理与分配，姿态误差、速度位、置误差均收敛。GFSINS/EC/GPS组合方式的总体性能较之GFSINS/EC组合方式或GFSINS/GPS组合方式有较为显著改善。

## 结论与展望

本课题设计的基于多加速度计车载组合导航系统由FPGA、DSP、GPS、GFSINS、EC构成,该系统通过融合GFSINS、GPS、EC导航定位数据,利用各导航子系统的优势互补来提高定位精度与可靠性,系统具有结构简单、价格低廉、抗干扰能力强、导航精度高等特点。在具体实现方法上采用RG-87接收GPS信号, HMC6343测量载体姿态角, ADXL345完成惯性测量, FPGA实现多通道采样, DSP执行导航中所有数据处理。组合系统信息融合通过联邦卡尔曼滤波实现,通过仿真实验验证了联邦滤波方法对提高导航性能的有效作用。

本文主要完成以下工作:

(1) 对构成组合导航系统的无陀螺捷联惯导系统(GFSINS)、电子罗盘(EC)、全球定位系统(GPS)的导航原理进行了详细介绍。并仔细分析了各导航子系统的误差来源。

(2) 分析了传统解算角速度的积分法与开方法的不足,利用微分定理实现新的角速度解算方法。采用十二位置法将GFSINS置于三轴转台实行误差补偿标定实验。通过最小二乘法对EC单元进行误差补偿。

(3) 针对组合导航中信息融合问题,对卡尔曼滤波理论进行了分析研究,建立了导航系统的状态方程及观测方程,设计了带校正反馈的联邦卡尔曼滤波器。

(4) 通过分析组合导航系统数据采集与处理需求,选择了FPGA与DSP组合作为导航计算机,并在EDK平台下设计了FPGA的各功能模块,同时还完成了DSP与FPGA的硬件电路及软件流程设计。DSP与FPGA时钟频率均较高,设计中对电源与信号线按高速数字设计原则进行处理。

(5) 通过滤波仿真实验验证了组合滤波能融合各姿态的优势,提高导航稳定性与精度。

尽管本文由理论分析到硬件电路及软件流程对GFSINS/GPS/EC构成的车载组合导航系统进行了设计分析,但由于时间关系,本文所作的工作还有待于进一步完善和深入:

(1) 地球重力对惯导系统的影响是相当复杂的,精确重力模型的建立难度较大,为方便运算本文并未对地球重力进行精确建模,为进一步提高惯导系统性能本文下一步将对重力影响进行深入研究。

(2) 无陀螺捷联惯性导航理论与实践尚处于发展与不断完善当中,系统中设计的无陀螺惯导系统是一种九加速度计的空间编排形式,系统无冗余量。就设计无陀螺惯导系统的冗余配置,将有利于提高系统的稳定性与精度。下一步将

继续深入研究无陀螺惯导系统的理论与实践。

(3) 对电子罗盘采用最小二乘法进行补偿是有效的方法便于工程实现, 但非最精确的补偿方法。采用复杂的椭圆补偿方法将是下一步的不错尝试。

(4) 本课题的研究中只涉及到基本的联邦卡尔曼滤波, 如果想使系统定位精度进一步提高, 可改用改进的组合方法, 如自适应卡尔曼滤波、模糊卡尔曼滤波、粒子滤波算法等。

(5) 精确标定行车路径, 进行实地行车试验将是下一步的重点工作。

## 参考文献

- [1] Bishop R.A. Survey of Intelligent Vehicle Application Worldwide. Proceeding of the IEEE Intelligent Vehicle Symposium 2000. USA: Dearborn, 2000, 25-30
- [2] D.A Rosen, F.J Mammano, R.Farout. An Electronic Route Guidance System for Highway Vehicle. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1970, 19(1):143-152
- [3] R.L Frech, G.M Lang. Automatic Route Control System. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1973, 22(2):36-41
- [4] 刘炳云. 基于 GPS/DR/GSM 的道路交通信息系统的研究:[博士论文]. 南京: 东南大学, 2001
- [5] 李春伟. GPS/DR/MM 组合系统在车载导航中的应用研究:[博士论文]. 西安: 西北工业大学, 2002
- [6] 王忠. 车载 GPS/DR 组合导航卡尔曼滤波算法研究:[硕士论文]. 成都: 四川大学, 2006
- [7] A.D King, B.SC. Inertial Navigation Forty Years of Evolution. GFC: Review, 1998, 13(3):140-19
- [8] Billur Barshan, Hugh F.Durrant. Inertial Navigation System for Mobile Robotics. IEEE Transaction on Robotics and Automation, 1995, 11(3):328-342
- [9] L.D Ninapoli. The Measurement of Angular Velocities without the Use of Gyros: [MS Thesis]. USA: The Moore School of Electrical Engineering University of Pennsylvania, Philadelphia, 1965
- [10] Alfred.R.Schaler. Measuring Rotational Motion with Linear Accelerometers. IEEE Transaction on AES, 1967, 3(3):465-472
- [11] Shumel J.Merhar. A Non-gyroscope Inertial Measurement Unit. Journal of Guidance, 1982, 5(3):227-235
- [12] Marcelo C.Algrain. Accelerometer-Based Platform Stabilization SPIE Acquisition. Treackong and Pointing, 1991, 367-382
- [13] Jeng-heng Chen, S.C.Lee, Daniel B. Gyroscope-Free Strapdown Inertial Measurement Unit by Six Linear Accelerometers. Journal of Guidance: Control and Dynamics, 1994, 17(2):286-290
- [14] Sou-Chen Lee, Cheng-Yuliu. An Innovative Estimation Method with On-Ship Estimation for an ALL Accelerometer type Inertial Navigation System. International Journal of Systems Science, 1999, 30(2):1259-1266

- [15]杨波, 高社生, 张震龙.无陀螺的 GFSINS/GPS 组合导航新方法研究.箭弹与制导学报[J], 2005, 28(5):14-17
- [16]曹咏宏, 祖静, 林祖森.无陀螺惯导系统综述.测试技术与学报.2004,18(3):269-273
- [17]张讯, 高启刚, 周山.基于 GPS/磁罗经最优组合的应用研究. 箭弹与制导学报.2006, 23(3):709-711
- [18]Mohinders. Grenal, Angus P.Andrews. Kalman Filtering. A Wiley-interseccince Publication, John and Sons Inc ,2001
- [19]David.H.Titterton, John.L.Weston. Strapdown Inertial Navigation Technology 2<sup>nd</sup> Edition, The Institution of Electrical Engineers, 2004
- [20]马澎田, 赵建伟.无陀螺捷联惯导系统加速度计安装方法的研究.战术导弹控制技术.1999,17(21):29-36
- [21]袁信, 俞济祥, 陈哲.导航系统.北京: 航空工业出版社, 1992
- [22]李明峰, 冯宝经, 刘三枝.GPS 定位技术及其应用.北京: 国防工业出版社, 2006
- [23]王国导, 张欣, 景亮.新型磁阻传感器在地磁场测量中的应用.传感器技术.2004, 6(3):24-30
- [24]HoneyWell.使用磁场计来得到罗盘指向.www.honeywell-sensor.com.cn
- [25]赵建伟, 马澎田, 陈慧.无陀螺捷联惯导系统角速度解算方法的研究.哈尔滨工业大学学报. 1999, 11 (8): 40-45
- [26]郝燕玲, 刘志平.无陀螺捷联惯导系统加速度解算新方法.箭弹与制导学报. 2009, 8
- [27]孟璇璇.基于 MEMS 的捷联惯导系统误差分析与补偿研究:[硕士论文].上海: 上海交通大学, 2005
- [28]刘诗斌, 冯晓毅, 李宏.基于椭圆假设的电子罗盘误差补偿法.传感器技术.2002, 21(13):28-30
- [29]俞济祥.卡尔曼滤波原理及其在惯性导航系统中的应用.西安: 西北工业大学出版社, 1998
- [30]付梦印, 邓志红.卡尔曼滤波理论及其在导航系统中的应用.北京: 科学出版社, 2003
- [31]Calson N.A. Federated Kalman Filter Simulation Results. Journal of the Institute of Navigation, 1994, 34(7):297-321
- [32]J.B.GAB, C.J.Harris. Some Remarks on Kalman Filters for the Mutisnesor Fusion Information Fusion, 2002(2):191-201
- [33]李仁.SINS/GPS 组合导航系统的研究:[硕士论文].哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006



- [34]王宇飞, 黄显林, 胡恒章.组合导航系统中一种基于特征分解自适应信息融合滤波算法.航空学报. 2000, 21 (3): 274-276
- [35]TMS320C6727,TMS320C6726,TMS320C6722 Floating-point Digital Signal Processor.Texas Instrument,July,2008
- [36]TMS320C672x DSP External Memory Interface User's Guide.Texas Instruments, February 2005
- [37]TMS320C672x DSP Serial Peripheral Interface Refrence Guide.Texas Instruments, October 2005
- [38]TMS320C672x DSP Dual Data Movement Accelerator Reference Guide.Texas Instrument,October 2007
- [39]TMS320C672x DSP Inter-Integrated Reference Guide.Texas Instrument, October 2007
- [40]Howard Johnson,Martin Graham.High-Speed Digital Design.Pearson Education ASIA Limited and Publishing House of Electronics Industray.2004
- [41]田耕, 徐文波, 胡彬.Xilinx ISE Design Suite 10.x FPGA 开发指南.北京: 人民邮电出版社, 2009
- [42]Xilinx Inc.MicroBlaze Processor Reference Guide EDK10.1, 2009,7:25-35
- [43]Analog Device Inc. ADXL345 Data Sheet. <http://www.analog.com>. 2009-5
- [44]Honeywell Inc.HMC6343Datasheet.<http://www.honeywell-sensor.com>.2008-5
- [45]孙丽, 秦永元.捷联惯导系统姿态算法比较.中国惯性技术学报.2006,14 (3): 6-10



## 致 谢

三年前有幸来到湖南大学开始我的研究生生活中，我的老师、同学、朋友和亲人给予我太多的关怀和恩情，使我顺利并且愉快地完成了研究生阶段的学习，在即将毕业之际，借此机会对他们致以最诚挚的谢意和最衷心的祝福。

感谢我敬爱的指导老师黎福海教授，他在理论上学识渊博，独具匠心，在实践中勇于开拓。黎老师严谨治学和精益求精的工作态度使我受益匪浅，从黎老师身上，我学到了许多书本上难以学到的东西，给我以很大的教育和促动，使我的人生观和价值观更加成熟，使我更有信心和勇气面对即将踏上的新的征程，我无法用只言片语感谢我的导师对我的辛勤付出和无比的期望，只能将黎老师对我所有的关爱和教导深深地放在心里，终生难忘。

感谢我的家人对我的支持和关爱，以及生活上无微不至的照顾。家人给了我太多太多，希望用自己的一生去回报给我的父母和亲人们。

感谢我的师兄师姐：胡跃辉、方耀湘、郎平、柳笛、崔丰曦、李臻君、罗晶、欧阳科文、唐纯杰、闫旭、肖华、于长江、姚雪芬、李程、韩兵兵，我的同学：谢琼琳、周灿梅、向永嘉、汤武当、王前程，我的师弟师妹：陈嘉玲、李强、梁来鹏、王磊、肖祥慧、徐考基、刘子轶、罗旗舞、唐成超、彭军、余维克、董潇健等在我平时学习生活中给了我很多帮助，更让我们拥有了一起经历犹豫、彷徨、痛苦、煎熬、失败及成功后的欢乐的美好回忆，跟你们在一起学习、讨论、奋斗的点点滴滴将让我终身收益，愿我们的友谊长存。

感谢我的室友在三年的寝室生活中给予我的关怀和照顾。

感谢电气与信息工程学院的全体领导老师，是您们让我不断成长，是你们让我学会如何做人，也正是你们的教导让我在今后的人生路上受益匪浅。

我再一次衷心地对所有帮助过我的人说：感谢您们为我付出的一切！谨以此文献给我的父母、老师、朋友及所有关心帮助我的人！

刘泽

2010年4月18日



## 附录 A 攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 刘泽, 黎福海. MEMS技术在车载导航系统中的应用. 传感器与微系统, 已录用。
- [2] 向永嘉, 黎福海, 刘泽. SIFT在行星表面探测器视觉导航系统中的应用. 传感器与微系统, 已录用。



## 附录 B 部分源代码

```

/*Local software delay function*/
static void PLLDelay(int Count)
{
    volatile int i = Count;
    while(i--);
}

/*****
***\
\*DEC6727_init() -Initialize DEC6727 board.
\*Parameters: NO.
\*
\*Return:No.
*****/
void DEC6727_init()
{
    /* Initalize the board APIs */
    EMIF_Config MyEMIFcfg0={
        0x30 |
        EMIF_FMKS(GBLCTL,NOHOLD,DISABLE) |
        EMIF_FMKS(GBLCTL,EKEN,DEFAULT) |
        EMIF_FMKS(GBLCTL,CLK1EN,DISABLE)|
        EMIF_FMKS(GBLCTL,CLK2EN,DISABLE),
        EMIF_FMKS(CECTL,WRSETUP,DEFAULT) |
        EMIF_FMKS(CECTL,WRSTRB,DEFAULT) |
        EMIF_FMKS(CECTL,WRHLD,DEFAULT) |
        EMIF_FMKS(CECTL,RDSETUP,DEFAULT)|
        EMIF_FMKS(CECTL,TA,OF(2)) |
        EMIF_FMKS(CECTL,RDSTRB,DEFAULT) |
        EMIF_FMKS(CECTL,MTYPE,SDRAM32) |
        EMIF_FMKS(CECTL,RDHLD,DEFAULT),
    }
}

```

```

EMIF_FMKS(CECTL, WRSETUP, OF(0)) |
EMIF_FMKS(CECTL, WRSTRB, OF(8)) |
EMIF_FMKS(CECTL, WRHLD, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDSETUP, OF(0)) |
EMIF_FMKS(CECTL, TA, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDSTRB, OF(8)) |
EMIF_FMKS(CECTL, MTYPE, ASYNC16) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDHLD, OF(2)),

EMIF_FMKS(CECTL, WRSETUP, OF(0)) |
EMIF_FMKS(CECTL, WRSTRB, OF(8)) |
EMIF_FMKS(CECTL, WRHLD, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDSETUP, OF(0)) |
EMIF_FMKS(CECTL, TA, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDSTRB, OF(8)) |
EMIF_FMKS(CECTL, MTYPE, ASYNC8) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDHLD, OF(2)),

EMIF_FMKS(CECTL, WRSETUP, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, WRSTRB, OF(10)) |
EMIF_FMKS(CECTL, WRHLD, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDSETUP, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, TA, OF(2)) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDSTRB, OF(10)) |
EMIF_FMKS(CECTL, MTYPE, ASYNC32) |
EMIF_FMKS(CECTL, RDHLD, OF(2)),

EMIF_FMKS(SDCTL, SDBSZ, 4BANKS) |
EMIF_FMKS(SDCTL, SDRSZ, 12ROW) |
EMIF_FMKS(SDCTL, SDCSZ, 8COL) |
EMIF_FMKS(SDCTL, RFEN, ENABLE) |
EMIF_FMKS(SDCTL, INIT, YES) |
EMIF_FMKS(SDCTL, TRCD, OF(2)) |
EMIF_FMKS(SDCTL, TRP, OF(2)) |
EMIF_FMKS(SDCTL, TRC, OF(7)),

```



```

//EMIF_FMKS(SDTIM,XRFR,OF(1))      |
EMIF_FMKS(SDTIM, CNTR, OF(0))      |
EMIF_FMKS(SDTIM, PERIOD, OF(1400)),

EMIF_FMKS(SDEXT, WR2RD, OF(0))      |
EMIF_FMKS(SDEXT, WR2DEAC, OF(2))    |
EMIF_FMKS(SDEXT, WR2WR, OF(0))      |
EMIF_FMKS(SDEXT, R2WDQM, OF(1))     |
EMIF_FMKS(SDEXT, RD2WR, OF(0))      |
EMIF_FMKS(SDEXT, RD2DEAC, OF(1))    |
EMIF_FMKS(SDEXT, RD2RD, OF(0))      |
EMIF_FMKS(SDEXT, THZP, OF(2))       |
EMIF_FMKS(SDEXT, TWR, OF(2))        |
EMIF_FMKS(SDEXT, TRRD, OF(0))       |
EMIF_FMKS(SDEXT, TRAS, OF(5))       |
EMIF_FMKS(SDEXT, TCL, OF(1))

};

/* Initialize PLL Registers */
/* Put PLL in bypass */
PLL_bypass();
PLLDelay(20);

/* Reset PLL */
PLL_reset();
PLLDelay(20);

/* Set main multiplier/divisor */
PLL_RSET(PLLM, 18);                // 25MHz x 18 = 450MHz
PLL_RSET(PLLDIV0, PLL_PLLDIV0_RMK(1, 0)); // 450MHz / 1 = 450MHz
PLL_RSET(OSCDIV1, PLL_OSCDIV1_RMK(1, 4)); // 25MHz / 5 = 5Mhz

/* Set DSP clock */
PLL_RSET(PLLDIV1, PLL_PLLDIV1_RMK(1, 1)); // 450MHz / 2 = 225MHz
PLLDelay(20);

```

```
/* Set peripheral clock */
PLL_RSET(PLLDIV2, PLL_PLLDIV2_RMK(1, 3)); // 450MHz / 4 = 112.5MHz
PLLDelay(20);

/* Set EMIF clock */
PLL_RSET(PLLDIV3, PLL_PLLDIV3_RMK(1, 4)); // 450MHz / 5 = 90MHz
PLLDelay(20);

/* Take PLL out of reset */
PLL_deassert();
PLLDelay(1500);

/* Enalbe PLL */
PLL_enable();
PLLDelay(20);

/* Initialize EMIF */
EMIF_config(&MyEMIFcfg0);

/* Set CPLD registers to default state */
//DEC6727_cpld_rset(DEC6727_CTL_REG, 0x00);

}
```

# 基于多加速度计车载组合导航系统设计

作者：[刘泽](#)  
学位授予单位：[湖南大学](#)

本文链接：[http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis\\_Y1723373.aspx](http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1723373.aspx)