

中国科学技术大学

硕士学位论文



基于 MARG 传感器的微型航姿系统 研究与实现

作者姓名： 储志伟

学科专业： 控制工程

导师姓名： 林新华 副研究员

完成时间： 二〇一八年五月二十九日

University of Science and Technology of China
A dissertation for master's degree



**Research and Implementation
of Micro Attitude and Heading
Reference System Based on
MARG Sensors**

Author:	Zhiwei Chu
Speciality:	Control Engineering
Supervisors:	Prof. Xinhua Lin
Finished time:	May 29 th , 2018

中国科学技术大学学位论文原创性声明

本人声明所呈交的学位论文,是本人在导师指导下进行研究工作所取得的成果。除已特别加以标注和致谢的地方外,论文中不包含任何他人已经发表或撰写过的研究成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中作了明确的说明。

作者签名: _____

签字日期: _____

中国科学技术大学学位论文授权使用声明

作为申请学位的条件之一,学位论文著作权拥有者授权中国科学技术大学拥有学位论文的部分使用权,即:学校有权按有关规定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,可以将学位论文编入《中国学位论文全文数据库》等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、汇编学位论文。本人提交的电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。

保密的学位论文在解密后也遵守此规定。

☐公开 ☐保密 (____年)

作者签名: _____

导师签名: _____

签字日期: _____

签字日期: _____

摘 要

姿态航向参考系统 (Attitude and Heading Reference System, AHRS), 简称航姿系统, 可实时输出载体在空间的航向角、俯仰角和横滚角信息, 为导航及运动控制提供关键姿态信息输入。随着社会信息化与智能化的演进, 船舶、无人机、机器人、汽车工业等领域对低成本、高精度的微型航姿系统有着迫切需求。而 MEMS 技术的发展, 特别是 MEMS 陀螺仪的出现, 使得基于 MARG (Magnetic, Angular Rate, and Gravity) 传感器 (即微磁传感器、MEMS 陀螺仪与 MEMS 加速度计) 的航姿系统受到越来越多研究学者的关注。

本文研究并实现了一种集成三轴微磁传感器、三轴 MEMS 陀螺仪和三轴 MEMS 加速度计的微型航姿系统。在完成传感器选型、电路及封装设计, 实现了微型化和轻质量的设计要求 (尺寸: $50 \times 34 \times 20 \text{mm}$, 重量: 48g) 后, 对各传感器标定方法和信息融合算法做了重点研究。

分别采用六位置法和多速率法对加速度计和陀螺仪进行标定; 针对系统安装载体中的固有磁干扰, 在误差分离法的基础上, 提出了操作简便的磁传感器椭球拟合现场标定法, 以确保加速度、角速率及地磁场信息可靠性, 为数据融合提供更精确的输入。结合多源数据融合算法理论和实际系统建立了基于四元数的标准 Kalman 滤波 (qKF)、基于欧拉角的扩展 Kalman 滤波 (EKF) 和无迹 Kalman 滤波 (UKF) 三种算法模型并实现了其迭代过程; 针对工作环境中的瞬变磁干扰设计并实现了 AUKF 改进算法, 提高了系统的抗磁干扰能力。

通过三维转台对系统进行了静动态及瞬变磁干扰的测试实验, 基于航向角、俯仰角与横滚角误差大小, 验证了本文采用的传感器标定方法和数据融合算法的有效性。UKF 算法在动态下总体性能更优, 而 AUKF 则具备了较好的抗磁干扰能力。系统最终达到静态情况下航向角 $\pm 0.45^\circ$ 、俯仰角和横滚角 $\pm 0.25^\circ$, 动态航向角 $\pm 1.5^\circ$ 、俯仰角和横滚角 $\pm 0.8^\circ$ 的高精度; 在瞬变磁干扰存在的情况下, 系统的航向误差大小也不超过 2.5° , 具备良好的实时性和较强的环境适应性。

关键词: MARG 传感器 航姿系统 标定方法 Kalman 滤波 数据融合

ABSTRACT

An attitude and heading reference system (AHRS) can output heading, pitch and roll angles of the carrier in real time, which provides key attitude information for the input of navigation and motion control. With the development of information and intelligence technology, there is an urgent need for the low cost and high precision micro AHRS in fields like shipping, unmanned aerial vehicle (UAV), robotics, automobile industry, etc. The development of MEMS technology, especially the appearance of MEMS gyroscope, makes the AHRS based on MARG (Magnetic, Angular Rate, and Gravity) sensors (i.e. micro magnetometer, MEMS gyroscope and MEMS accelerometer) attracting more and more researchers.

In this paper, a micro AHRS formed by three-axis micro magnetometer, three-axis MEMS gyroscope and three-axis MEMS accelerometer was researched and implemented. After completing the task of sensors selection, circuit design and the system packaging, which realized the design requirements of miniaturization (size: $50 \times 34 \times 20\text{mm}$, weight: 48g), the calibration methods of sensors and data fusion algorithms were studied.

The accelerometer and gyroscope were calibrated by the 6-position method and the multi-rate method respectively. After applying the error-separation method, a simple field calibration method base on ellipsoid fitting for magnetometer was proposed to eliminate magnetic interference from the carrier of AHRS. So the reliability of acceleration, angular rate and geomagnetic field information can be improved to provide more precise input for data fusion. Combining multi-source information fusion theory and the different system models, a Kalman filter based on quaternion (qKF), an extended Kalman filter (EKF) and an unscented Kalman filter (UKF) were established and realized. An adaptive UKF algorithm (AUKF) was designed and implemented to improve the anti-magnetic interference ability (in application environments) of the system.

According to the accuracy of heading, pitch and roll angles in static, dynamic and magnetic interference experimental tests based on a three-axis turntable, the effectiveness of calibration methods and data fusion algorithms was verified. The system achieved high accuracy as heading angle $\pm 0.45^\circ$, pitch and roll angles $\pm 0.25^\circ$ in static state and heading angle $\pm 1.5^\circ$, pitch angle and angles $\pm 0.8^\circ$ in

dynamic state. Even in magnetically disturbed environment, the maximum heading error of system was only about 2.5° . The experimental results demonstrated that the system had high precision, good real-time performance and robustness.

Key Words: MARG sensors, AHRS, calibration methods, Kalman filter, data fusion

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	III
目 录.....	V
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究的背景和意义.....	1
1.2 国内外发展及研究现状.....	4
1.2.1 MEMS 惯性器件/微磁传感器的研究现状.....	4
1.2.2 微型航姿系统的研究现状.....	5
1.3 论文研究内容及主要工作.....	7
第 2 章 航姿系统基本理论及工作原理.....	9
2.1 常用坐标系.....	9
2.1.1 坐标系定义.....	9
2.1.2 坐标变换.....	9
2.2 姿态角定义.....	10
2.3 姿态矩阵.....	11
2.4 姿态算法.....	12
2.4.1 欧拉角法.....	12
2.4.2 方向余弦法.....	13
2.4.3 四元数法.....	14
2.5 MARG 航姿系统工作原理.....	15
2.5.1 磁罗盘航向测量原理.....	16
2.5.2 基于磁罗盘及姿态更新的航姿系统工作原理.....	17
2.6 本章小结.....	17
第 3 章 基于 MARG 传感器的微型航姿系统硬件设计.....	18
3.1 系统硬件电路总体框架.....	18
3.2 各传感器单元设计.....	19
3.2.1 MEMS 加速度计模块设计.....	19
3.2.2 MEMS 陀螺仪模块设计.....	20

3.2.3 微磁传感器模块设计.....	21
3.3 系统封装设计.....	21
3.4 本章小结.....	22
第 4 章 MARG 传感器标定方法设计与实现.....	24
4.1 三轴加速度计的标定.....	24
4.2 三轴陀螺仪的标定.....	26
4.3 三轴磁传感器的标定.....	28
4.3.1 基于误差分离法的初始标定.....	28
4.3.2 基于误差分离的椭球拟合现场标定.....	30
4.4 本章小结.....	35
第 5 章 基于卡尔曼滤波的数据融合算法设计与实现.....	36
5.1 卡尔曼滤波基本原理.....	36
5.2 基于四元数的卡尔曼滤波算法 (qKF)	38
5.3 扩展卡尔曼滤波算法 (EKF)	40
5.4 无迹卡尔曼滤波算法 (UKF)	43
5.5 基于 UKF 的自适应改进算法 (AUKF)	46
5.6 本章小结.....	47
第 6 章 基于 MARG 传感器的航姿系统测试实验与分析.....	48
6.1 静态测试实验与分析.....	48
6.2 动态测试实验与分析.....	49
6.2.1 俯仰角动态测试.....	50
6.2.2 横滚角动态测试.....	52
6.2.3 航向角动态测试.....	55
6.2.4 数据融合算法对比与分析.....	57
6.3 瞬变磁干扰测试实验与分析.....	58
6.4 本章小结.....	60
第 7 章 总结与展望.....	61
7.1 论文总结.....	61
7.2 研究展望.....	62
参考文献.....	63

致 谢.....	66
在读期间发表的学术论文与取得的其他研究成果.....	67

第1章 绪 论

1.1 课题研究的背景和意义

姿态航向参考系统（Attitude and Heading Reference System, AHRS），简称为航姿系统，可以高精度实时输出载体在空间坐标系下的航向角、俯仰角以及横滚角信息，为导航及运动控制提供准确的参考输入^[1-2]。关于航姿系统的微小型硬件设计、传感器标定及多传感器信息融合的姿态估计算法等近几年引起了越来越多研究学者的关注，这主要是由于高精度低成本小型化的航姿系统在越来越多的领域成为了迫切需求，比如航空、航天、机器人、船舶、虚拟现实、汽车工业及无人机等等^[3-4]。

对于航姿系统，目前主要分为天文测姿系统、电子罗盘、卫星导航测姿系统、惯性导航测姿系统以及 MARG 航姿系统。

天文测姿系统基于六分仪原理，利用对天体的测量实现航姿信息输出，受大气影响大，环境适应性差^[1]。电子罗盘由加速度计与磁力计组成，因外部运动加速度会干扰前者对于重力的感知，故无法在动态情况下准确测量姿态倾角，进而无法准确得知航向角信息^[5]。卫星导航测姿系统基于 BDS/GPS 卫星定位技术，利用双天线测量航向和俯仰角，或三天线解算航姿；由于天线安装位置误差、高程差的存在等影响，会降低其精度，且一般精度随基线的加长而提高^[6]，不适用于在小尺寸设备上使用；另外卫星数据输出频率一般不超过 10Hz，响应速度较慢，无法给出高频或实时航姿信息；有时也存在卫星信号被干扰或丢失的问题。惯性导航测姿系统由传统惯性器件组成，一般采用光纤或激光陀螺仪（如图 1.1）与石英挠性加速度计；光纤陀螺仪零偏稳定性在 $0.01^{\circ}/h$ 量级，而激光陀螺仪更是高达 $10^{-30}/h \sim 10^{-40}/h$ 量级，随机漂移非常小，且动态范围大，标度因数的线性度和稳定性好，抗振动、冲击和温变环境能力强，角分辨率高，性能稳定，故这种惯导测姿系统短时精度非常高，具有较高的可靠性^[1-2]。



图 1.1 光纤陀螺仪（左）与激光陀螺仪（右）

早期基于传统惯性器件的 AHRS 已有了非常多的研究。如我国南京航空航天大学 and 宝成通用电子公司合作研发了一款以动力调谐速率陀螺和挠性加速度计为主要部件的航姿系统^[7]，能给出载体的航向、倾角信息，也能与 GPS/北斗构成组合导航系统。日本航空电子工业公司制造的 JSN-8 高性能激光姿态航向参考系统使用了 3 个激光陀螺，该陀螺的零偏稳定度小于 $0.001^{\circ}/h$ ，能实现飞行期间的对准功能，也可由多普勒、塔康（Tacan）和磁航向辅助作为输出来提供^[8]。SHARP 航姿测量系统由法国测速仪器制造公司研制，能提供自动稳态输出、高度、和空速等信息^[9]，特别是在直升机等军用领域，发挥了巨大的作用。

虽然传统的惯性导航测姿系统精度高，且已在军用领域及航空航海领域大量应用，但由于这种测姿系统是基于高精度角速度积分解算的，产生的误差也会随工作时间的推移而不断累积；另外这种光纤或激光陀螺仪的初始对准过程也较为繁琐且耗时^[10]；其体积大、成本高，通常需要大量外围电路进行集成。以上这些缺点大大限制了其在更多领域的应用，特别是在对低成本小体积轻质量等要求较高的民用领域。

所幸，近几十年来微机电（Micro Electro Mechanical Systems, MEMS）技术发展极其迅速，对国民经济甚至军事方面都具有重大的影响，将其应用于测量领域已成为一种发展趋势^[7-9]。越来越多的领域，如无人机导航及机器人运动控制等也都逐渐开始采用微电子器件^[4]。MEMS 惯性器件，特别是 MEMS 陀螺仪（如图 1.2），虽然漂移较大（一般大于 $10^{\circ}/h$ ），但其瞬时精度高、成本低、尺寸小、质量轻、便于微型化集成的优点使得研究人员的眼光重新聚集到了低成本高精度微型航姿系统的研究上。



图 1.2 MEMS 陀螺仪

MARG 航姿系统便是基于 MARG（Magnetic, Angular Rate, and Gravity）传感器（即微磁传感器、MEMS 陀螺仪和 MEMS 加速度计）而发展起来的^[11]。加速度计能感知重力矢量从而获得倾角，磁传感器通过感知地磁场经倾角补偿解算航向；而动态情况下加速度计不能将重力加速度矢量从运动加速度中分离出来，故引入陀螺仪来测量角速度；而单独使用陀螺仪又存在误差随时间累积的问题，所以 MARG 航姿系统集成了这三类传感器，经传感器标定和多源信息融合技术的应

用,融合各自的优势,弥补各自的劣势,提高了整个系统的静动态性能,使之同时具备低成本、小体积、高精度、低功耗、无误差累积等优点^[11-12]。

基于上述介绍,目前各种航姿系统大致特点总结如表 1.1。可以看出,MARG 航姿系统凭借其特有的优势,能够在更多的领域(特别是民用和小型军用无人机、工业机器人等领域)满足更多的应用需求。因而也逐渐成为了近年来的研究热点和主流。

表 1.1 不同类型航姿系统特点

类别	技术基础	特点
天文测姿系统	六分仪	环境适应性差
电子罗盘	加速度计和磁传感器	动态性能差
卫星导航测姿系统	BDS/GPS 等卫星导航系统	响应慢,精度与基线长度相关,信号易受干扰
惯性导航测姿系统	光纤/激光陀螺和加速度计	体积大、成本高,初始对准复杂,短时精度高,但误差随时间累积
MARG 航姿系统	MEMS 惯性测量单元与磁力计组合,数据融合	体积小、成本低、精度较高,响应快,无累积误差

随着社会信息化、智能化的演进,工业自动化、汽车、机器人、无人机、船舶、无人艇、虚拟现实等导航或运动控制领域(如图 1.3)对低成本、低功耗、微尺寸、轻质量、高精度航姿系统有着迫切需求。

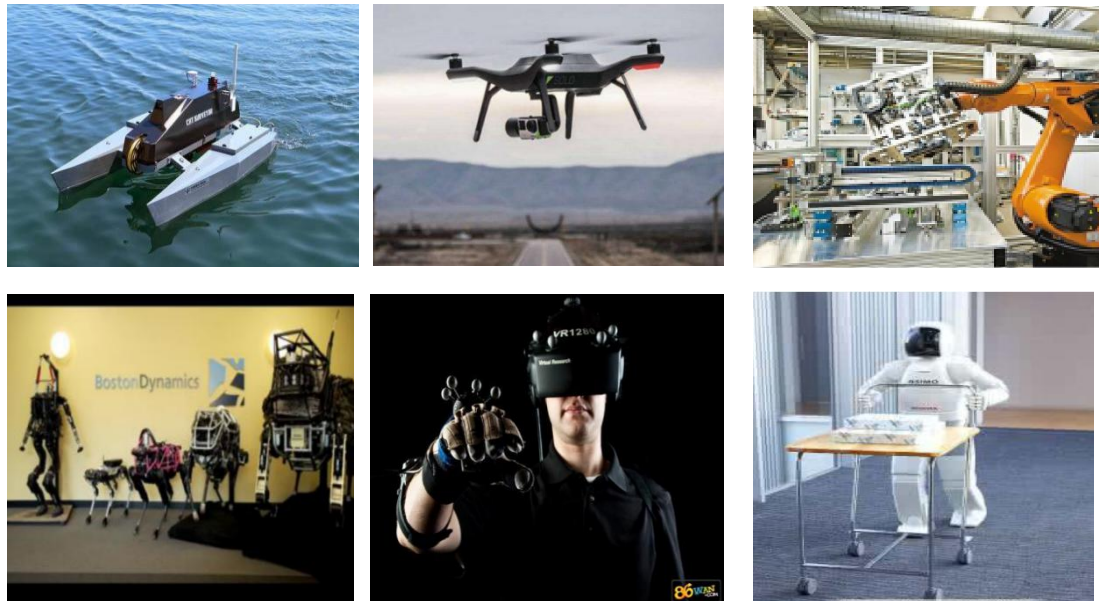


图 1.3 对微型航姿系统有迫切需求的行业领域

本文便研究设计了一种基于三轴微磁传感器、三轴 MEMS 加速度计和三轴 MEMS 陀螺仪的微型航姿系统，以融合各传感器优点的方式来弥补单独使用它们时的缺点，达到兼顾系统静动态性能的效果，提高了系统精度，增强了系统鲁棒性，从而满足低成本、小体积、高精度的广泛应用需求。

1.2 国内外发展及研究现状

1.2.1 MEMS 惯性器件/微磁传感器的研究现状

微机电系统 (MEMS) 由美国科学家 Richard P. Feynman 于上世纪五十年代最先提出。MEMS 器件的结构元件组成通常是微米至纳米级，具备感知力、磁、光等多种物理量的功能。MEMS 在信息化社会的广阔前景及其作为多学科交叉融合的研发难度让发达国家纷纷对其投以巨资，来促进相关技术的发展，推动它在经济社会发展中的应用^[7-9, 13]。每年美国国防部预先研究项目局 (Defense Advanced Research Projects Agency, DRAPA) 对其投入甚至超过 5000 万美元。

MEMS 加速度计的研发开始相对较早，也已较为成熟，目前诸如压阻式、电容式、谐振式等多种类型，包括单轴至三轴集成的产品已较为丰富，其精度、量程、集成度等特性也都有了显著提高。例如，德国博世 (Bosch Sensortec) 公司在 2014 年 4 月推出的 MEMS 加速度计 BMA355，尺寸仅为 $1.2 \times 1.5 \times 0.8 \text{ mm}$ ，其满载运行时电流消耗仅 $130 \mu\text{A}$ ，如此微型与低功耗的特点使之能在多数民用领域发挥较好的功用。而在 2010 年，美国军方使用的 MEMS 加速度计的零偏稳定性已经不超过 $5 \mu\text{g}$ ，完全能够满足战略级应用的需求^[14]。

MEMS 陀螺仪的研发则相对较晚，始于上世纪八十年代。美国 Northrop 公司率先研制成功了一种零偏稳定度在 $10^\circ/\text{h}$ 左右的 MEMS 陀螺仪，而密西根大学研究人员则采用振动环结构取代了音叉式，从而消除其轴间耦合，大大降低了零偏的随机漂移。目前美国军工级 MEMS 陀螺的零偏稳定性甚至小于 $0.1^\circ/\text{h}$ ，精度非常高。挪威 Sensoror 公司推出的三轴 MEMS 陀螺 STIM202，其典型零偏稳定性也达到了 $0.5^\circ/\text{h}$ ，随机游走为 $0.2^\circ/\sqrt{\text{hr}}$ ，功耗 1W，也能满足战术级陀螺的要求^[15]。民用领域，诸如无人机、动中通设备等使用的相对低价格的 MEMS 陀螺仪的零偏稳定性一般在 $10^\circ/\text{h}$ 至 $100^\circ/\text{h}$ 之间，它们经过一些较优算法的应用，也能满足许多用户的使用要求。

另外，MEMS 惯性测量单位 (IMU) 将加速度计与陀螺仪集成为一体，相应的产品也已经非常丰富。如美国亚德诺半导体技术有限公司 (ADI) 的 ADIS16495 内置三轴 MEMS 陀螺仪和三轴 MEMS 加速度计。其数字陀螺仪拥有

$\pm 2000^\circ/\text{s}$ 的动态范围, 运动中偏置稳定度仅 $2^\circ/\text{h}$; 数字加速度计的测量范围为 $\pm 8\text{g}$, 运动中偏置稳定度达 $3.6\mu\text{g}$, 广泛应用于运动装置的稳定与控制、汽车及机器人等领域。德国博世公司推出了一款高性能 IMU, 即 MEMS 传感器 BMI088, 据称其内置 MEMS 陀螺仪随机漂移极小, 零偏稳定性不到 $2^\circ/\text{h}$ 。如此高性能的模块封装竟仅 $3.0 \times 4.5 \times 0.95\text{mm}$, 能极大满足目前火热的无人机市场需求, 成为保障其使用中抗振性及低温漂的硬件支撑。

微磁传感器的种类也较多, 依工作原理可基本分成: 霍尔效应磁传感器、磁阻效应传感器和磁通门传感器^[5]。Thomas Seitz (瑞士) 在上世纪 90 年代率先成功研发了微型磁通门传感器。四年后日本也制造了一款微型螺线管磁通门。直到今天, 磁传感器尺寸已经非常小, 但灵敏度却极大提高了, 甚至达到 1nT ^[16]。美国 Honeywell 和 PNI 公司在这方面的技术累积非常深厚, 其生产的微磁传感器功耗极低, 且量程从小到大、分辨率从低到高、不同封装等产品谱系齐全。磁传感器与加速度计可组成电子罗盘, 或再与陀螺仪构成航姿系统来提供高精度的导航信息^[17]。

国内对于 MEMS 技术的研究相较国外还比较滞后, 但也取得了一定的发展成果。我国在上世纪 90 年代也能自主生产 MEMS 加速度计^[14]。进入新世纪, 具有自主知识产权的量程大于 $1000^\circ/\text{s}$ 的 MEMS 陀螺仪也已经出现。我国 MEMS 惯性器件产品的型号也越来越多。而对微磁传感器的研究工作做得较多的有中科院合肥智能所、中船重工集团第七一零研究所等单位^[17], 它们分别应用自己研制的磁传感器自主集成设计了三维数字电子罗盘等产品或样机。总体而言, 目前我国自主研发的某些 MEMS 器件和微磁传感器还存在精度较低, 封装不够小, 可靠性不足, 成本较高等缺点, 还无法满足国内市场需求, 故仍有许多公司都在做国外传感器的代理商, 只有少数部分也对研发进行投入。

美国市场研究公司 IHS Inc. 曾在 2015 年 11 月举行的 MEMS 产业高峰会议上表示 MEMS 市场规模在 2018 年可达 130 亿美元, 年增长率超过 20%。所以, MEMS 惯性器件, 以及微磁传感器技术都将在世界信息化、智能化的浪潮推动下, 持续发展和进步。

1.2.2 微型航姿系统的研究现状

得益于 MEMS 技术的疾速发展, 对 MARG 航姿系统 (AHRS) 的研究也呈现了快速发展的趋势, 成为近年来的研究热点之一。

国际上, 在 MARG 航向姿态系统产品开发领域, 法国 SBG 公司处于领头羊的地位, 其研制的 Ellipse2-A 系列产品俯仰角和横滚角精度达到惊人的 $\pm 0.1^\circ$, 动态情况下航向角误差也能控制在 $\pm 0.8^\circ$ 以内, 其尺寸仅为 $46 \times 45 \times 24\text{mm}$, 重量

仅为 46g，航姿信息输出频率达 200Hz。SBG 公司的 AHRS 产品型号非常丰富，且近几年随着自身技术的不断快速更新，产品型号也不断更新，其传感器性能和航姿输出精度都在不断提高。荷兰 Xsens 公司也占据着国内外较大的市场份额，其生产的 MTI 系列 AHRS 具有较高的精度（动态航向角精度约 2° ）和稳定性，在无人机测绘、工业设备控制等领域拥有非常庞大的用户群。美国 Crossbow 生产的 AHRS500GA 航向姿态参考系统则广泛应用于航空领域，横滚和俯仰角的静态精度约 $\pm 0.5^\circ$ ，航向角静态精度约 $\pm 1.5^\circ$ ，三个姿态角的动态精度都不超过 $\pm 2.0^\circ$ [17]。可见发达国家的 MARG 航姿系统产品已经较为成熟，且体积非常小，重量非常轻，精度也很高，从用户使用的反馈来看，可靠性也比较有保障。但其缺憾是价格高，一般较为普通的工业级型号产品价格也在 2~3 万以上，相对高性能的型号售价在五六万左右。

而国内对 MARG 航姿系统研究较多的有宜昌中船重工 710 所、桂林飞宇电子科技有限公司、北微传感科技有限公司等单位。中船重工 710 所参与研制的 SPC701 三维动态九轴系统横滚角和俯仰角的静态误差在 $\pm 0.3^\circ$ 范围内，航向角误差不超过 $\pm 0.8^\circ$ ，但未提供动态测试的可靠结果。飞宇科技研发的 FY-AHRS-300A，倾角及航向数据静态精度小于 $\pm 0.5^\circ$ ，动态最大误差绝对值小于 3° ，能满足一般机器人、航海、无人机等应用场合 [13, 17]。无锡北微传感科技有限公司生产的 BW-AH50 动态俯仰角和横滚角精度为 $\pm 2^\circ$ ，航向角精度为 $\pm 3^\circ$ ，在高空作业、ROV 水下机器人导航、钻井设备测控、海洋堪测仪、机械人控制和无人飞行器上有一定应用。虽然国内相关产品型号价格较之国外更低，但在不同工况下（特别是剧烈运动状态下）的高精度却不能完全保证，产品的环境适应性和鲁棒性较国外还是有一定差距。



法国 SBG 公司的 Ellipse2-A 荷兰 Xsens 公司的 MTI-100 无锡北微公司的 BW-AH50

图 1.4 国内外几种典型的基于 MARG 传感器的 AHRS 产品

表 1.2 国内外主要微型 AHRS 产品性能

厂商及产品	状态	倾斜角 (pitch/roll) 精度(RMS)	航向角 (yaw) 精度(RMS)	质量
法国SBG Ellipse-A系列	静态	$\pm 0.1^\circ$	$\pm 0.5^\circ$	45g
	动态	$\pm 1.0^\circ$	$\pm 1.0^\circ$	
美国Crossbow AHRSS500GA	静态	$\pm 0.5^\circ$	$\pm 1.5^\circ$	50g
	动态	$\pm 2.0^\circ$	$\pm 2.0^\circ$	
荷兰Xsens MTI系列	静态	$\pm 0.5^\circ$	$\pm 1.0^\circ$	52g
	动态	$\pm 1.0^\circ$	$\pm 2.0^\circ$	
无锡北微公司BW- AH50	静态	$\pm 0.5^\circ$	$\pm 1.0^\circ$	60g
	动态	$\pm 2.0^\circ$	$\pm 3.0^\circ$	

国内外主要几种基于 MARG 传感器的 AHRS 产品及其性能参数如图 1.4 和表 1.2 所示。总体而言，由于国内在一些高精度 MEMS 器件的研制上还存在不足^[15]，而进口成本相对高，加之相关算法理论及应用技术研究相对滞后等原因，导致我国整体航姿系统研发技术的发展较之国外还是有不小的差距。国内相关产品的市场占有率也较低，大多数用户选择直接使用国外进口的 AHRS 产品或购买其核心模块来进行二次开发和应用。针对 MARG 航姿系统核心技术，特别是多传感器信息融合的细节，国外公开的相关研发及学术理论资料还比较少。而目前国内对于航姿系统的软硬件研制虽也作了大量的研究工作，也有了一定的技术储备，并取得了一定的研究成果，但大多数只侧重于传感器标定或者数据融合算法中的一个方面，不能同时兼顾两者对系统性能的影响^[7-9, 13-14, 17]，且大量算法研究停留在仿真阶段或者只有某些简单的低动态测试验证^[18-19]。相关算法和实验均有待深入研究和实现。

1.3 论文研究内容及主要工作

本课题针对工业自动化、无人机、航海、机器人等导航及运动控制领域对低成本高精度微小型航姿系统的需求，以及国内研究存在多种不足的问题，设计并实现了一种基于 STM32 微控制器和 MARG 传感器（三轴 MEMS 加速度计、三轴 MEMS 陀螺仪、三轴微磁传感器）的航姿系统。主要研究工作包括系统硬件集成设计及各传感器标定方法与基于卡尔曼滤波的多传感器信息融合算法的设计与实现。重点针对载体磁干扰，设计并实现了方便现场操作的基于误差分离的

椭球拟合标定方法；对于各种不同的卡尔曼滤波数据融合算法进行了具体的代码实现和实测效果对比，并对其进行了一些改进。最后从理论和实验角度进行分析和总结，不仅实现了一款高精度低成本的 AHRS，更为国内航姿系统算法设计水平的进一步提高提供了可靠而有意义的参考。

全文包括七个章节，大致内容安排如下：

第一章，绪论。介绍了课题研究背景及意义，对 MEMS 惯性器件和微磁传感器的发展现状分别作了简要叙述，同时对比了国内外 MARG 微型航姿系统的技术研究现状，而后阐明了本文的研究内容及大致工作安排。

第二章，航姿系统基本理论及工作原理。定义相关坐标系和姿态角，论述了欧拉角法、方向余弦法和四元数法三种姿态更新算法；由此阐明 AHRS 的基本工作原理，给出原理框图。

第三章，基于 MARG 传感器的微型航姿系统硬件设计。这部分工作包括传感器及 MCU 的选型、电路原理与 PCB 绘制并给出了各传感器单元模块电路图，最终完成了微型尺寸封装。

第四章，MARG 传感器标定方法设计与实现。采用六位置法标定三轴加速度计；采用多速率法标定三轴陀螺仪；在误差分离法的基础上，提出了操作简便的磁传感器椭球拟合现场标定法来消除系统载体环境中的磁干扰。经过各种误差补偿后的传感器输出值，为后续九轴数据融合算法提供了更准确的输入。

第五章，基于卡尔曼滤波的数据融合算法设计与实现。结合多源信息融合算法理论和实际系统建立了基于四元数的标准 Kalman 滤波（qKF）、基于欧拉角的扩展 Kalman 滤波（EKF）和无迹 Kalman 滤波（UKF）三种算法模型，并针对工作环境中可能存在的瞬变磁干扰设计并实现了 AUKF 改进算法，提高了系统的抗磁干扰能力。

第六章，基于 MARG 传感器的航姿系统测试实验与分析。通过三维无磁转台对系统进行静态及瞬变磁干扰的测试实验，验证本文采用的传感器标定方法和数据融合算法的有效性，并评估系统精度和实时性等工作性能。最后对不同数据融合算法进行了对比分析，为后续算法改进提供了具有重要意义的参考。

第七章，总结与展望。综合归纳全篇内容，论述本文主要成果和创新点；提出本文研究考虑不周的地方及缺陷；展望 MARG 航姿系统未来的研究方向和重点并给出了相关建议。

第2章 航姿系统基本理论及工作原理

基于 MARG 传感器的航姿系统的航姿信息估计方法是以电子磁罗盘航向测量原理及捷联惯导原理为基础理论设计的,下面分小节介绍航姿系统基本工作原理的相关理论及航姿信息解算的实现过程。

2.1 常用坐标系

2.1.1 坐标系定义

导航的过程即实时获取运动载体当前位置、速度、航向角、横滚角、俯仰角等状态信息,将载体准确而顺利地导引至目的地,而这些导航信息需定义在某个固定的坐标系才存在具体的物理意义。我们也常用各坐标系间的相对运动来描述载体的相对运动,下面是导航中常用的几种坐标系定义^[2]。

1. 地心惯性坐标系 (i 系)

原点位于地球质心, z_i 轴沿其自转轴指向地理北, x_i 、 y_i 在赤道面上, 分别指向空中两恒星, x_i 、 y_i 和 z_i 组成右手直角坐标系。三个坐标轴不参与地球自转。

2. 地球坐标系 (e 系)

原点位于地球中心, z_e 轴与 i 系 z_i 轴一致, x_e 轴与 y_e 轴均在赤道面内, 分别指向本初子午线, 和 90°E , x_e 、 y_e 与 z_e 形成右手坐标系。该坐标系与地球固连。

3. 地理坐标系 (t 系)

原点位于系统安装载体质心, x_t 轴朝向地理北, y_t 轴沿地理东, z_t 轴垂直水平面朝下。三轴构成右手直角坐标系。 t 系相对 e 系的方位关系就可表达为经纬度信息。

4. 载体坐标系 (b 系)

原点处在系统安装载体的质心。 x_b 轴与载体纵轴指向一致, y_b 轴指向其右侧, z_b 轴垂直于 x_b 与 y_b 轴并组成右手直角坐标系。

5. 导航坐标系 (n 系)

与上述坐标系相比, 导航坐标系并没有绝对固定的定义。一般随用户所需导航信息的表达便利性来选取, 通常将 t 系作为 n 系来求解导航参数。

2.1.2 坐标变换

若将一坐标系绕在空间中旋转之后形成新的坐标系，某矢量在两坐标系中表达式的变化可用坐标变换来表征。以下各变换矩阵分别表达了某坐标系绕其 X 、 Y 、 Z 轴旋转一定角度的变化过程^[2]：

1. X 轴不动, 绕 X 轴逆时针（迎着 X 轴指向看）转过 φ 角度；

$$R_X(\varphi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$$

2. Y 轴不动, 绕 Y 轴逆时针（迎着 Y 轴指向看）转过 θ 角度；

$$R_Y(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix}$$

3. Z 轴不动, 绕 Z 轴逆时针（迎着 Z 轴指向看）转过 ψ 角度。

$$R_Z(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

按照旋转顺序，将矢量在旧坐标系中的坐标（列向量），左乘相应旋转矩阵，即可得到该矢量在新坐标系中的坐标参数^[20]。这些坐标变换将在姿态更新算法中发挥重要的作用。

2.2 姿态角定义

不同应用领域可能对于姿态角的概念定义需求也不一样，但本文针对一般较为通用的情况，采用导航与运动控制领域中常用的载体姿态角定义^[20]。它是基于 b 系与 n 系的相对转动关系而定义三个独立角度，具体如下（图 2.1 所示）：

航向角 ψ ：载体 X 轴在水平面上的投影与地理北之间的夹角，俯视时顺时针偏为航向角增大方向，取值范围为 $0 \sim 360^\circ$ ；磁航向角则定义为载体 X 轴在水平面上的投影与磁北的夹角，用 ψ_M 来表达，方向和取值与前者类同，它和地理航向角相差一个当地磁偏角。

俯仰角 θ ：载体 X 轴与当地水平面之间的夹角， X 轴较水平面上偏为正，下偏为负，取值从 -90° 至 $+90^\circ$ 。

横滚角 φ ：载体绕 X 轴旋转，其相对铅垂面转过的角度即为横滚角，沿 X 轴指向看，偏离铅垂平面左转为负，右转为正，其取值范围是 $-180^\circ \sim +180^\circ$ 。

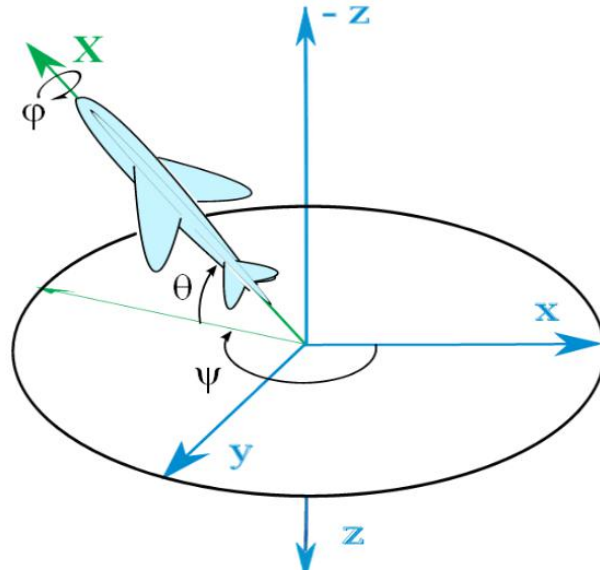
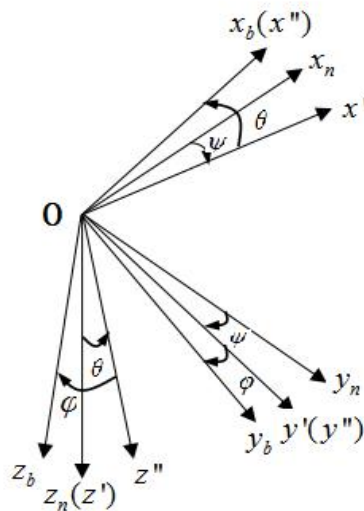


图 2.1 载体空间姿态角示意图

本文后续进行详细研究的传感器标定方法与数据融合算法都是为了能在静止状态和不同运动状态中获取反映真实情况的这三个高精度姿态角。

2.3 姿态矩阵

为获取姿态角，我们将载体坐标系（ b 系）中得到的测量值转换到导航坐标系（ n 系，也即地理坐标系 t 系）进行解算。两坐标系间的转换（如图 2.2）的方向余弦矩阵即为姿态矩阵^[2]。

图 2.2 载体坐标系（ b 系）与导航坐标系（ n 系）的转换关系图

如图，姿态矩阵应符合坐标转换方程：

$$\begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} = C_b^n \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix}$$

式中, $C_b^n = T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix}$ 。上式又可等效为:

$$\begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} = C_n^b \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

该方程即表达了从 n 系到 b 系的转换, 通过以下顺序进行三次转动达到^[20]:

$$x_n y_n z_n \xrightarrow{\text{绕 } z_n \text{ 轴旋转 } \psi} x' y' z' \xrightarrow{\text{绕 } y' \text{ 轴旋转 } \theta} x'' y'' z'' \xrightarrow{\text{绕 } x'' \text{ 轴旋转 } \varphi} x_b y_b z_b。$$

根据姿态角定义及相关坐标变换理论, 上述旋转过程可等效表达为^[2, 20]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ \sin \varphi \sin \theta \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi & \sin \varphi \sin \theta \sin \psi + \cos \varphi \cos \psi & \sin \varphi \cos \theta \\ \cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi & \cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi & \cos \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2)$$

对比式 (2.1) 与 (2.2), 且考虑 T 为正交矩阵 ($T' = T^{-1}$), 因此有:

$$C_b^n = T = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \sin \varphi \sin \theta \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi & \cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \sin \varphi \sin \theta \sin \psi + \cos \varphi \cos \psi & \cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi \\ -\sin \theta & \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

由式 (2.3) 可知, 只要得到了载体在某个时刻的姿态矩阵, 就能根据 C_b^n 内各元素表达式, 来解算该时刻载体的三个姿态角。

2.4 姿态算法

由姿态矩阵的定义可知, 载体姿态角可由姿态矩阵算出, 而载体实时姿态矩阵的获取又有多种方法^[2]。下面介绍几种常用的姿态算法, 可了解各不同算法之间的区别和优缺点, 为后续航姿系统解算方法的选择提供可靠的参考和借鉴。

2.4.1 欧拉角法

欧拉角以瑞士大数学家欧拉命名，来表达运动刚体在空间的三维角参量。由此可知前述三维运动姿态角即为欧拉角，而载体欧拉角的变化其实也是 b 系与 t 系的相对转动。MARG 航姿系统中， w_{ib}^b 代表了载体上的陀螺仪相对 i 系的角速率在 b 系上的投影，而 w_{nb}^b 表征了 b 系相对 t 系转动的角速率在 b 系上的投影。 w_{nb}^b 与 w_{ib}^b 之间的关系如下式^[2]：

$$w_{nb}^b = w_{ib}^b - w_{in}^b = w_{ib}^b - C_n^b w_{in}^n = w_{ib}^b - C_n^b (w_{ie}^n + w_{en}^n) \quad (2.4)$$

其中， w_{ie}^n 是 e 系相对 i 系旋转时角速率，等于地球自转角速率； w_{en}^n 为 n 系相对 e 系旋转时的角速率； C_n^b 是 t 系（这里即为 n 系）到 b 系转换的姿态矩阵。对于本文所采用的低成本 MEMS 陀螺仪而言， w_{ie}^n 和 w_{en}^n 均可视为 0，可得 $w_{nb}^b \approx w_{ib}^b$ 。基于此， b 系相对 n 系的转动可表示为航向、俯仰和横滚角速度 ψ 、 θ 、 ϕ 的函数^[2]：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} w_{nb}^{bx} \\ w_{nb}^{by} \\ w_{nb}^{bz} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi\cos\theta \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

由此式，得

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sin\varphi/\cos\theta & \cos\varphi/\cos\theta \\ 0 & \cos\varphi & -\sin\varphi \\ 1 & \tan\theta\sin\varphi & \tan\theta\cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x \\ w_y \\ w_z \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

式 (2.6) 就是欧拉角微分方程，其中最右边角速度矩阵即为标定后的陀螺仪三轴数据。由此方程即可推算载体航向姿态的变化。而从上式矩阵中元素可明显看出，此方法除了运算量较大之外，还有一个缺点就是当俯仰角 $\theta = \pm 90^\circ$ 时，会出现“奇点”问题^[2, 20]。因此该算法总体而言较为复杂且不能适应俯仰角为正负 90° 的状态，在实际应用中会有一定的局限，但不可否认该方法有解算较为直观的优点。

2.4.2 方向余弦法

方向余弦即矢量与正交直角坐标系三个轴正向夹角的余弦值。上文论述的坐标变换矩阵与方向余弦矩阵相比较，它们的本质是一样的，区别仅是前者为用欧拉角所表达的三种特殊运动状态下的方向余弦矩阵而已。

对于载体在空间中的任一时刻的任一状态根据方向余弦矩阵与陀螺仪角速率的关系，得到如下微分方程^[2, 20]：

$$\dot{C}_b^n = C_b^n \Omega \quad (2.7)$$

$$\text{上式中 } \Omega = \begin{bmatrix} 0 & -w_{nb}^{bz} & w_{nb}^{by} \\ w_{nb}^{bz} & 0 & -w_{nb}^{bx} \\ -w_{nb}^{by} & w_{nb}^{bx} & 0 \end{bmatrix} \text{ 为 } b \text{ 系相对于 } n \text{ 系三轴角速率 } w \text{ 的反对称}$$

矩阵，上式又可写为：

$$\begin{bmatrix} \dot{C}_{11} & \dot{C}_{12} & \dot{C}_{13} \\ \dot{C}_{21} & \dot{C}_{22} & \dot{C}_{23} \\ \dot{C}_{31} & \dot{C}_{32} & \dot{C}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -w_{nb}^{bz} & w_{nb}^{by} \\ w_{nb}^{bz} & 0 & w_{nb}^{bx} \\ -w_{nb}^{by} & w_{nb}^{bx} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

通过式 (2.8) 也能建立载体运动的姿态更新方程，理论上在给定初值条件下，能够求解航向和倾角信息，且该方向余弦法能在全姿态下使用，但其不足之处是这个微分方程组的维数高至九维，计算负担较重，在 STM32 等单片机上实现并进行实时快速计算也比较困难。故实际工程中往往不直接采用此方法来求解姿态角。

2.4.3 四元数法

早在十九世纪 40 年代, 哈密顿就提出了四元数的概念, 并将其成功用于空间几何学。四元数能很方便地表达刚体的角运动, 之后便常用它取代欧拉角而应用于捷联惯性导航系统, 在航天、火箭弹、导弹以及军民用无人机系统中的应用非常广泛。

(1) 四元数基本理论

实际上四元数是由一个三维空间矢量和一个标量组成的 4×1 矩阵, 将载体在空间中任一姿态表达为绕某旋转轴旋转一定角度的过程^[11, 20]。它的复数表达式为:

$$n = q_1 i + q_2 j + q_3 k + q_4 = \vec{n} + n_0 \quad (2.9)$$

其中 q_1 、 q_2 、 q_3 和 q_4 即组成了四元数, i , j , k 分别为沿着 x , y 和 z 轴的单位矢量。若上式满足:

$$n_0 = \cos \theta, \quad |\vec{n}| = \sin \theta$$

则称其为标准单位四元数^[11, 20]。

\vec{n} 即为载体运动可等效的唯一空间旋转轴, 旋转的角度为 2θ 。

由四元数所表达的姿态矩阵可表达为^[20]:

$$C_n^b(q) = \begin{bmatrix} q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 + q_4^2 & 2(q_1q_2 + q_3q_4) & 2(q_1q_3 - q_2q_4) \\ 2(q_1q_2 - q_3q_4) & -q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 + q_4^2 & 2(q_2q_3 + q_1q_4) \\ 2(q_1q_3 + q_2q_4) & 2(q_2q_3 - q_1q_4) & -q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 + q_4^2 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

(2) 四元数微分方程

b 系相对 n 系的旋转运动, 可用四元数微分方程^[21-22]表示:

$$\frac{d}{dt}q = \Omega[\vec{w}]q \quad (2.11)$$

其中,

$$\Omega[\vec{w}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [\vec{w} \times] & \vec{w} \\ -\vec{w}^T & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

$$q = [q_1 \quad q_2 \quad q_3 \quad q_4]^T \quad (2.13)$$

$\vec{w}(t) = [w_x \quad w_y \quad w_z]^T$ 为标定后的三轴陀螺仪输出角速率。 $\Omega[\vec{w}]$ 是一个 4×4 的反对称矩阵^[22], 其中:

$$[\vec{w} \times] = \begin{bmatrix} 0 & w_z & -w_y \\ -w_z & 0 & w_x \\ w_y & -w_x & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

为标准矢量叉积。将各变量表达式代入四元数微分方程, 式 (2.11) 变为:

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \\ \dot{q}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & w_z & -w_y & w_x \\ -w_z & 0 & w_x & w_y \\ w_y & -w_x & 0 & w_z \\ -w_x & -w_y & -w_z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

虽然四元数法比欧拉角法的状态变量多了一个元素, 看似复杂化, 但计算四元数微分方程的过程中不涉及三角函数运算, 且以四元数作为状态变量的状态方程是线性的, 因而运算量大大降低, 且该方法避免了“奇点”问题, 能够进行全姿态解算^[11]。针对陀螺仪误差累积问题, 后续将通过基于 Kalman 滤波的多源数据融合方法, 依据式 (2.15) 来进行卡尔曼迭代运算, 故这里不详细阐述通常使用的四阶龙格—库塔法, 具体可参看文献[23]。

2.5 MARG 航姿系统工作原理

本文研究的 MARG 航姿系统集成了三轴 MEMS 陀螺仪、三轴 MEMS 加速度计和三轴微磁传感器。加速度计在静态情况能够解算倾角, 对磁传感器感知的

地磁矢量进行倾角补偿从而解算航向角，而动态情况由于运动加速度的存在会使其产生较大误差，甚至失效；故引入陀螺仪来感知角速度，而仅依赖它又存在累积误差的问题；因此由九轴传感器构成本文的航姿系统，而它的工作原理则基于磁罗盘航向测量原理及与陀螺仪相关的姿态更新算法。其中基于陀螺仪（有载体运动角速度信息）的姿态更新算法已经在上一小节进行了介绍。下面补充说明磁罗盘测量原理，在此基础上引出整个航姿系统的工作原理。

2.5.1 磁罗盘航向测量原理

数字电子罗盘一般由三轴加速度计和三轴磁传感器组成^[5]。加速度计通过感知重力加速度在来解算俯仰角和横滚角。假设经过误差补偿后的加速度计三轴数据分别为 A_x^b ， A_y^b 和 A_z^b （在静止时也就是重力加速度矢量在 b 系三轴的分量），

即可由下式^[24]解算俯仰角 θ 和横滚角 φ ：

$$Pitch(\theta) = \arctan\left(\frac{A_x^b}{\sqrt{(A_y^b)^2 + (A_z^b)^2}}\right) \quad (2.17)$$

$$Roll(\varphi) = \arctan\left(\frac{A_y^b}{A_z^b}\right)$$

定义 h_x^b ， h_y^b 和 h_z^b 为经误差标定过后磁传感器三轴输出（即地磁矢量在 b 系三轴的分量），将其投影到当地水平面得到 h_x^l 与 h_y^l ，其中 h_x^l 与 h_x^b 的投影后方向一致， h_y^l 与 h_x^l 垂直。两分量由以下公式^[24]计算：

$$\begin{aligned} h_x^l &= h_x^b \cos \theta + h_y^b \sin \theta \sin \varphi + h_z^b \sin \theta \cos \varphi \\ h_y^l &= h_y^b \cos \varphi - h_z^b \sin \varphi \end{aligned} \quad (2.18)$$

据此，即可由以下公式^[24]计算磁航向角：

$$\psi = \begin{cases} -\arctan(h_y^l / h_x^l), & (h_x^l > 0, h_y^l \leq 0) \\ \pi / 2, & (h_x^l = 0, h_y^l < 0) \\ \pi - \arctan(h_y^l / h_x^l), & (h_x^l < 0) \\ 3\pi / 2, & (h_x^l = 0, h_y^l > 0) \\ 2\pi - \arctan(h_y^l / h_x^l), & (h_x^l > 0, h_y^l > 0) \end{cases} \quad (2.19)$$

再根据当地磁偏角，就可以测量载体的真实地理航向角^[5]。

2.5.2 基于磁罗盘及姿态更新的航姿系统工作原理

由上述磁罗盘及陀螺仪姿态更新算法，可推出 MARG 航姿系的工作原理。需要说明的是，以上算法使用的传感器数据，都是标准的载体坐标系理想输出，而实际硬件集成中，传感器除本身存在着灵敏度、零偏、温漂等误差外，与载体也产生安装误差等^[5, 24]，故进行航姿解算的前提是先对各个传感器进行严格而准确的标定。在传感器得到较好的误差补偿效果之后，再采用基于 Kalman 滤波的数据融合算法进行航姿信息估计，从而提高系统工作性能及精度。

依据本文所采用的硬件集成、传感器标定方法及数据融合算法，MARG 航姿系统的工作原理如下面的框图 2.3 所示：

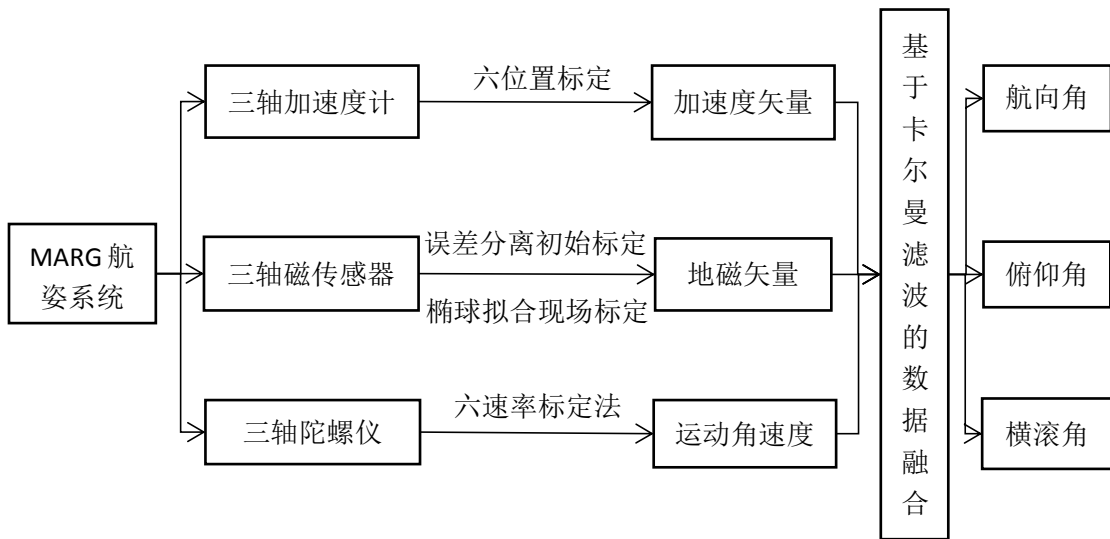


图 2.3 MARG 航姿系统工作原理框图

各传感器的标定方法将于第四章进行详细论述。对于数据融合，我们将采用磁罗盘测量原理构造卡尔曼滤波量测方程，并根据基于陀螺仪的姿态更新算法来构造状态预测方程，具体各算法会于第五章进行全面的阐述和讨论。

2.6 本章小结

本章全面而概要地论述了 AHRS 相关理论及其工作原理。首先介绍了各相关坐标系定义及坐标变换理论；然后定义了姿态角及姿态矩阵，在该基础上引出了不同的几种姿态更新算法；最后结合磁罗盘原理与基于姿态更新算法阐明了本文研究的航姿系统所采取的解算方案，并给出了其工作原理框图。

第3章 基于 MARG 传感器的微型航姿系统硬件设计

市场上 MEMS 陀螺仪产品的丰富,使得基于 MARG 传感器的航姿系统设计实现了小型化、低成本化,并极大扩大了它的应用场景范围。同时高性能的 MCU 微控制器技术也不断进步,价格也越来越低,这为高精度微型航姿系统的硬件设计提供了较大的空间,也为相关更好算法在嵌入式系统中的直接应用提供了平台支撑。

3.1 系统硬件电路总体框架

本文设计的微型航姿系统是基于 MARG 传感器的,即微磁传感器、MEMS 加速度计和 MEMS 陀螺仪。系统处理器选择 ST 公司生产的 STM32F405RGT6。这款芯片基于 ARM32 位 Cortex M4 内核,最高时钟频率达 168MHz,1.25 DMIPS/MHz 的指令执行能力,同时拥有高达 1M 的 Flash 闪存,如此大的容量为下位机算法程序编写提供了有力的硬件保障。它的 DMA 控制器可提高系统数据传输速度和效率,增强了整个系统航姿信息解算及输出的实时性。STM32F405RGT6 还拥有包括 3 个 SPI、3 个 I²C 和 4 个 USART 等丰富的外设接口,使得一次性集成多种传感器,实现多种信息感知与采集成为了可能。另外,它的低功耗、小尺寸(10×10mm)及工作温度范围宽(-40℃~85℃)的优点也是本课题选择它的理由。本文采用 Keil uVision5 (MDK)作为针对 ARM 内核芯片的嵌入式集成开发环境,来对 STM32F405 的单片机程序进行开发,完成包括底层驱动、信号采集以及后续的传感器标定、数据融合算法等程序的编写,并使用 Jlink 对程序进行调试和烧录。

系统电路设计部分的总体框架如图 3.1。本文把它大约分成四个单元模块:微控制器外围与接口模块、电源模块、传感器模块、信号传输模块。微控制器外围与接口电路既要对各传感器单元进行驱动也要采集其输出信息,同时应实时地将得到的传感器信息进行处理与解算。电源电路可实现系统的稳压与电源管理功能。传感器相关电路将三类传感器及其相关元器件与 STM32F405 相连,这里的陀螺仪、加速度计与磁力计均通过 SPI 接口与 STM32F405 连接,以供微控制器对其进行驱动。信号传输接口模块主要通过 MAX3490 串口电平转换芯片,将信号数据的 TTL 电平转换为标准 RS422 电平,提供便于上位机采集传感器原始数据和航姿数据的接口,同时其全双工工作模式能让上位机发送信号给下位机进行现场标定并对内部解算程序中参数进行实时调整。相比 RS232,这种接口的传输

距离（1000 米以上）更长，能满足更多的应用场景。为了扩展航姿系统的功能应用，如连接 GPS 模块进行组合导航等，特意在系统传输接口电路上引出了一个 I²C 接口。

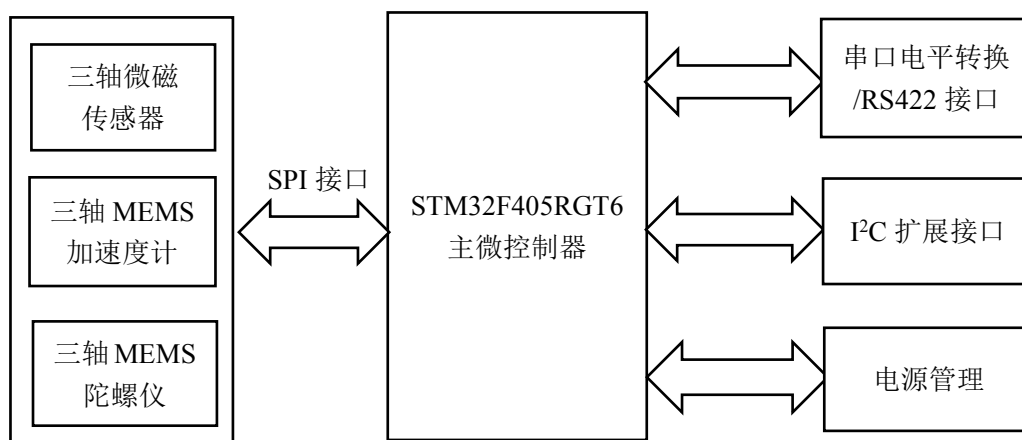


图 3.1 系统硬件电路总体框图

3.2 各传感器单元设计

3.2.1 MEMS 加速度计模块设计

加速度计选用意法半导体公司的 LIS3LV02DQ，是一款具有 $\pm 2g/\pm 6g$ 的可选量程的数字输出三轴 MEMS 传感器。它在 $\pm 2g$ 和 $\pm 6g$ 量程内的灵敏度分别为 1024LSb/g 和 340LSb/g，能在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ 范围内正常工作。QFPN-28 的封装尺寸仅为 $7 \times 7 \times 1.8\text{mm}$ ，适合高度集成模块设计。

它有 I²C 和 SPI 两种串行通信接口模式可供选择。这里通过 SPI 来使 MCU 连接并驱动加速度计，并选择 $\pm 6g$ 作为其工作量程，以满足更多的使用工况。LIS3LV02DQ 型三轴 MEMS 加速度计及其与 MCU 连接的电路模块设计如图 3.2 所示。

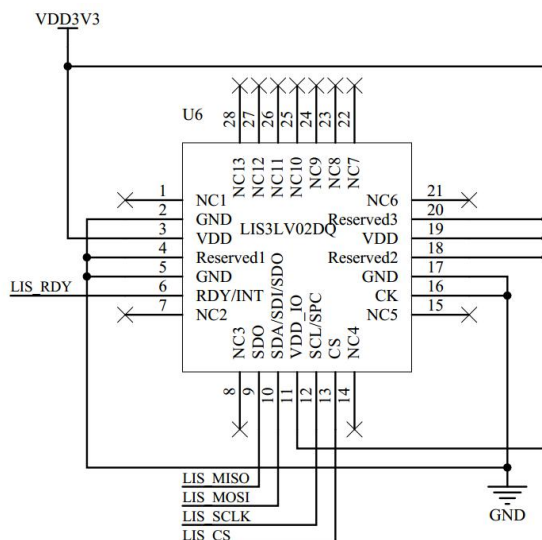


图 3.2 加速度计模块电路原理图

3.2.2 MEMS 陀螺仪模块设计

本文采用的三轴 MEMS 陀螺仪由日本 Silicon Sensing 公司生产的两个单轴 CRM200 和一个单轴 CRM100 组成。CRM200 有 $6.3 \times 5.5 \times 2.7 \text{ mm}$ 的小尺寸封装, 作为陀螺仪的 X 轴与 Y 轴; CRM100 尺寸为 $5.7 \times 4.8 \times 1.2 \text{ mm}$, 作为陀螺仪的 Z 轴。该型陀螺仪具有最低 $12^\circ/\text{h}$ (基于艾伦方差标准) 的零偏稳定性, 在同类 MEMS 陀螺仪中, 相较而言性能较好, 精度较高。

量程可选范围有：75°/s，150°/s，300°/s，900°/s。具有模拟与数字两种输出模式。这里我们选择 900°/s 的量程，数字 SPI 接口驱动。用于角速度测量的 MEMS 陀螺仪模块中的 X、Y 和 Z 轴相关电路接口设计如图 3.3。

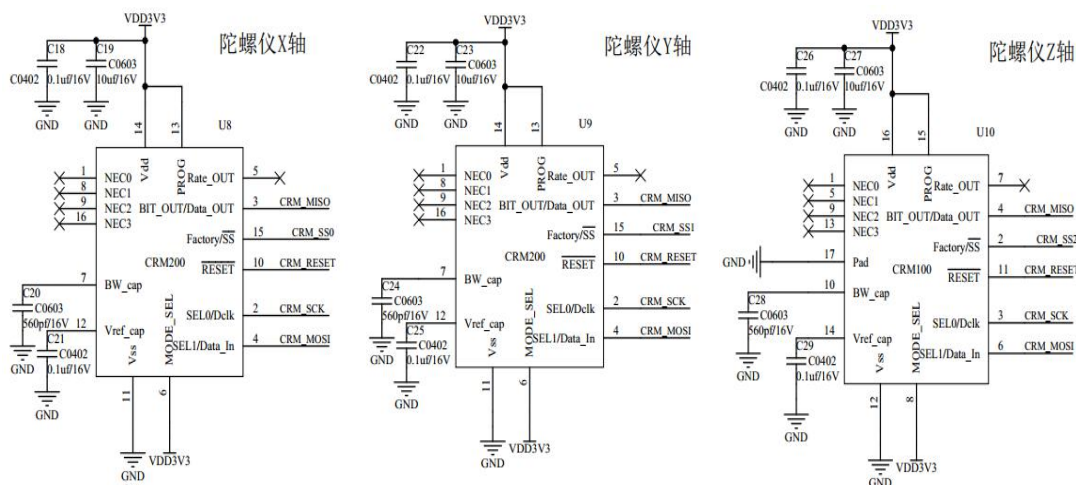


图 3.3 陀螺仪模块电路原理图

3.2.3 微磁传感器模块设计

美国 PNI 公司研制的 RM3000-f 系列三轴微磁传感器，能感知的磁场强度范围为 $-800\mu\text{T} \sim +800\mu\text{T}$ ，分辨率高达 22nT/LSB ，相比市面上大多数的磁强计，具有更高的精度。选择这款微磁传感器能为系统高精度航向角解算提供准确的原始输入。

RM3000 磁传感器的敏感轴 X 和 Y 具有 $2.21 \times 2.10 \times 6.00\text{mm}$ 的尺寸， Z 轴大小为 $3.88 \times 2.98 \times 6.35\text{mm}$ ，组成芯片尺寸为 $5.0 \times 5.0 \times 0.9\text{mm}$ 。同样采用 SPI 总线方式驱动传感器工作，其电路连接设计如图 3.4 所示。

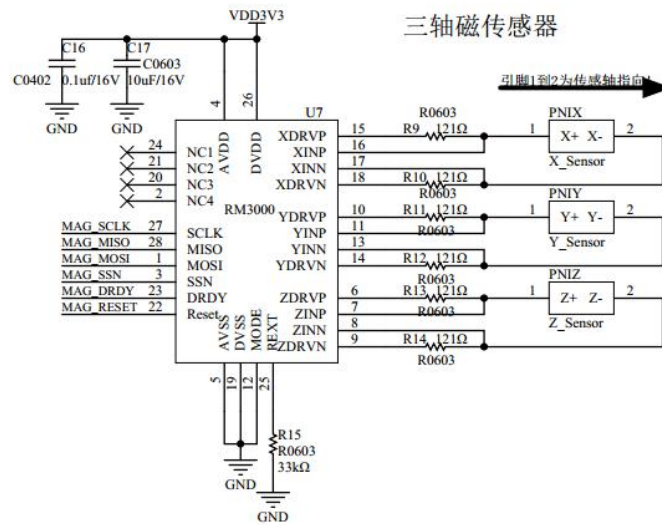


图 3.4 磁传感器模块电路原理图

3.3 系统封装设计

完成微处理器最小系统、电源稳压滤波、数据传输接口、各传感器单元及其与 MCU 的连接电路设计后，进行 PCB 布板。为实现微型化便携式的使用需求，最终设计实现的电路板尺寸仅为 $35 \times 30 \times 1.6\text{mm}$ ，包括已经完整焊接在 PCB 上的所有电子元器件，重量仅约为 8.5g 。最终本文完成加工制作的微型航姿系统 (AHRS) 电路板实物如图 3.5 所示。

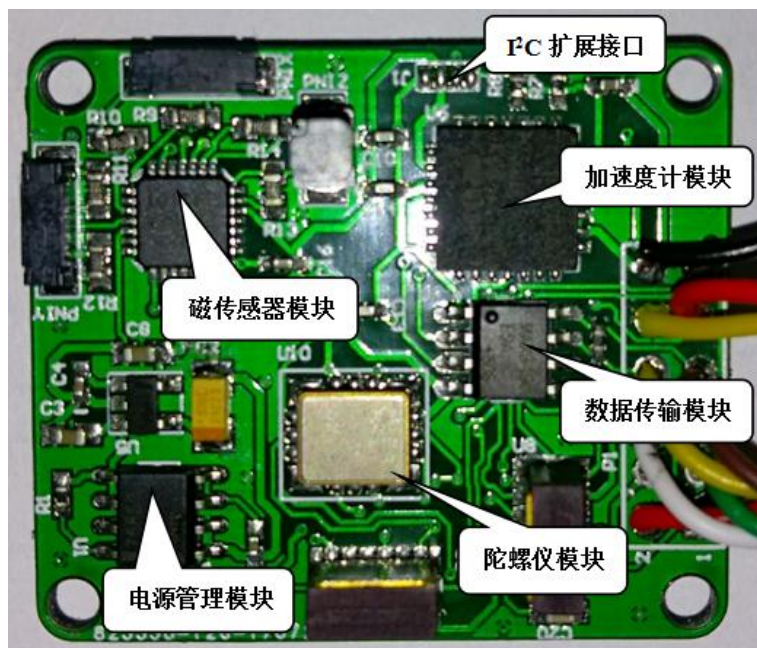


图 3.5 微型 AHRS 电路板实物图

使用 CATIA 进行外壳封装的三维结构设计，如图 3.6，整体尺寸为 $50 \times 34 \times 20 \text{mm}$ ，外壳材料采用硬铝。将整个电路制作焊接完成后封装在金属壳内，并采用 M12 的航空接口设计，保证了插拔使用的可靠性和便捷性。系统硬件实现后的实物如图 3.7 所示。整个系统的重量约为 48g，实现了小体积轻质量的设计要求。

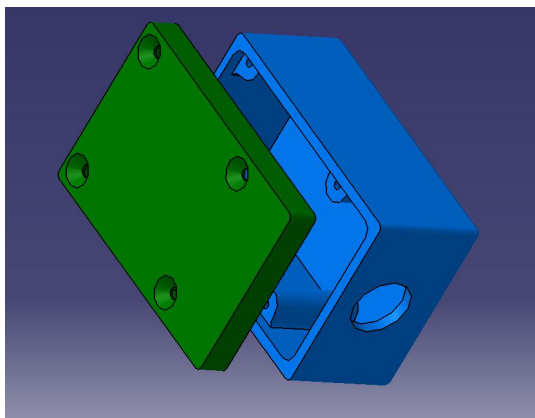


图 3.6 微型 AHRS 外壳三维结构设计图



图 3.7 微型 AHRS 封装完成后实物图

3.4 本章小结

本章介绍了微型 AHRS 的硬件设计。首先给出电路的整体设计框架，将之大致分为四个单元模块，并基于 STM4 系列单片机的优点选择 STM405RGT6 作为主微控制器；而后分别对 MEMS 加速度计、微磁传感器、MEMS 陀螺仪完

成了型号选择及相关电路模块设计；最后给出了制作焊接之后的 PCB 实物图以及小体积外壳三维结构封装图。整个系统硬件设计达到了便携式的使用要求，较高性能的传感器及 MCU 型号的选择也为后续传感器标定与数据融合算法的开发和实现打下了坚实基础。

第4章 MARG 传感器标定方法设计与实现

由于传感器自身的刻度因子、零偏等制作误差以及轴非一致性等安装误差的存在,在将其数据进行多源信息融合之前,必须进行传感器自身的标定,以确保多传感器信息融合拥有良好的数据来源和较高的输出精度。下面分别详细论述三类传感器的标定方法。

4.1 三轴加速度计的标定

由于重力加速度的方向在地球任何地方都处于竖直向下,不受环境影响,故三轴加速度计的标定相对来说比较容易,常采用多位置法^[5, 25]。综合评估标定的效果和简易程度,本文采取六位置法^[24]。

加速度计各轴标准输出及其正负号定义如表 4.1。其中 x_b , y_b , z_b 为载体坐标轴, A_x^b , A_y^b 和 A_z^b 与式 (2.17) 定义一致。

表 4.1 加速度计各轴标准输出定义

静态位置	加速度计敏感轴标准输出		
	A_x^b	A_y^b	A_z^b
Z_b 朝下	0	0	+1 (g)
Z_b 朝上	0	0	-1 (g)
Y_b 朝下	0	+1 (g)	0
Y_b 朝上	0	-1 (g)	0
X_b 朝下	-1 (g)	0	0
X_b 朝上	+1 (g)	0	0

A_x^b , A_y^b , A_z^b 为标准输出, A_x , A_y , A_z 为传感轴原始测量值,它们之间的关系可由式 (4.1) 表示:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A_x^b \\ A_y^b \\ A_z^b \end{bmatrix} &= [A_m]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} 1/A_S_x & 0 & 0 \\ 0 & 1/A_S_y & 0 \\ 0 & 0 & 1/A_S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x - A_O_x \\ A_y - A_O_y \\ A_z - A_O_z \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \\ A_{30} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (4.1)$$

其中 $[A_m]$ 是 3×3 矩阵,表征加速度计传感轴与载体(即外壳)轴的非一

致性，也蕴含了三轴非正交的影响。 $A_{S_i}(i=x,y,z)$ 为三轴灵敏度，即刻度因子。

$A_{O_i}(i=x,y,z)$ 为各轴零偏。

标定完成后得到标准输出即可根据式 (2.17) 计算静态俯仰角和横滚角。由该计算式亦可看出，解算倾角并不需要各轴数据输出的绝对大小，在任意位置任意原始输出值经标定后，得到的标准输出值满足下式：

$$|A| = \sqrt{(A_x^b)^2 + (A_y^b)^2 + (A_z^b)^2} = 1 \quad (4.2)$$

由式 (4.1) 可知，为了完成加速度计标定，需得到从 A_0 到 A_{33} 这十二个参数。

将本文研制的微型航姿系统固定在实验室带有数字编码器的三维无磁转台（如图 4.1）上，并利用水平仪将转台安装平面严格调整水平，如图 4.1。分别将其安装固定位置保持在表 4.1 所定义的六个位置，在这六个位置分别采集 10 秒的数据后取平均值，整个过程保持转台处于静止状态。利用最小二乘法，由这六组测量数据和各自定义的标准输出即可解算这 12 个标定矩阵中的参数，结果如表 4.2 所示。



图 4.1 三维无磁转台设备

表 4.2 加速度计标定矩阵结果

A_{11}	A_{12}	A_{13}	A_{10}
0.002839	-0.000056	-0.000041	-0.012505
A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{20}
-0.000025	0.002801	0.000004	-0.022571
A_{31}	A_{32}	A_{33}	A_{30}
0.000053	-0.000008	0.002865	-0.004546

标定完成后，三轴加速度计拥有 6g 量程，其信号数据输出频率为 100Hz。

4.2 三轴陀螺仪的标定

MEMS 陀螺仪基于 Coriolis 效应^[21]来检测角速度，多数包含两组能振动并往相反方向移动的物体。由科里奥效应，在感知到运动角速度时，两个物体受到相反方向的力，进而使电容值发生改变，且该电容差值与角速度的大小正相关。MEMS 陀螺仪出现后，惯组应用场景被极大丰富，特别在民用方面。但由于其漂移较为严重，零偏稳定性通常大于 10°/h，误差随时间累积较大，故很少单独使用。常常需要进行多传感器组合并做数据融合来使用，本文便是如此。

在数据融合之前，有必要对陀螺仪本身的输出模型进行分析，通过初始标定，得到更精准的传感器输出。

三轴陀螺仪输出模型大致可由以下矩阵形式来表达：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} w_x^b \\ w_y^b \\ w_z^b \end{bmatrix} &= [w_m]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} 1/w_S_x & 0 & 0 \\ 0 & 1/w_S_y & 0 \\ 0 & 0 & 1/w_S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x - w_O_x \\ w_y - w_O_y \\ w_z - w_O_z \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x \\ w_y \\ w_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{10} \\ k_{20} \\ k_{30} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (4.3)$$

其中， w_x ， w_y 和 w_z 分别为陀螺仪 X 轴、Y 轴和 Z 轴的原始输出， w_x^b ， w_y^b 和 w_z^b 则分别为绕载体（即安装外壳）X 轴、Y 轴和 Z 轴运动的角速率。3×3 的 $[w_m]$ 矩阵表示传感轴与外壳相应轴的非一致安装角，也即三轴间非正交角。 $w_S_i (i = x, y, z)$ 表示各轴的灵敏度因子。 $w_O_i (i = x, y, z)$ 则为各轴的零偏。由式 (4.3) 的表达形式可知，对于陀螺仪的标定，只需获得 $k_{10} \sim k_{33}$ 这 12 个参数，

即可得到载体坐标系下的三轴输出。

对于数字陀螺仪，其误差消除或减小，并没有完全一致的方法和标准。本文采用常用的多位置多速率的标定方法^[26]。借助北京航空精密机械研究所制作的高精度三轴惯导测试转台系统 SGT-320E（如图 4.2，其内框最大可调稳定角速率为 $\pm 800^\circ/\text{s}$ ），选取高、中、低三种速率，分别在稳定速率下绕载体三轴正反方向旋转 1 分钟，获取 18 组原始输出数据和对应的转台标准输出。在此之前将陀螺仪预热 10 分钟左右，以使其输出达到稳定状态。具体过程参考文献[26]，本文不做过多陈述。



图 4.2 三轴惯导测试转台系统 SGT-320E

通过最小二乘法，计算 K 矩阵过程如下：

$$K = [P^T \cdot P]^{-1} \cdot P^T \cdot Y \quad (4.4)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{21} & k_{31} \\ k_{12} & k_{22} & k_{32} \\ k_{13} & k_{23} & k_{33} \\ k_{10} & k_{20} & k_{30} \end{bmatrix}$$

$$P = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_{18}]^T$$

$$Y = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_{18}]^T$$

其中， $w_i (i=1,2,\dots,18)$ 是 4×1 的矩阵 $[w_x \quad w_y \quad w_z \quad 1]^T$ ，为 18 组原始输出和单

位 1 构成。 $y_i (i=1,2,\dots,18)$ 是 3×1 矩阵 $\begin{bmatrix} w_x^b & w_y^b & w_z^b \end{bmatrix}^T$ ，为采集 $w_i (i=1,2,\dots,18)$ 数据时对应的转台标准输出速率，可由标定实验过程中三维转台控制器读出并记录。

根据标定过程中采集的传感器数据和三维转台标准输出，由式 (4.4)，即可计算标定矩阵 K 。最后得到 K 的表达式如下：

$$K = \begin{bmatrix} -0.1243681 & -0.0012937 & -0.0033316 \\ 0.0003576 & 0.1237108 & 0.0009321 \\ 0.0003312 & -0.0001178 & -0.1243840 \\ -2.3843363 & 2.3942377 & -2.1203979 \end{bmatrix}$$

经过标定后的陀螺仪最大可测量角速度大小达 $900^\circ/\text{s}$ ，能以 100Hz 频率输出三轴的角速率 w_x^b ， w_y^b 和 w_z^b 。

4.3 三轴磁传感器的标定

不同于加速度计和陀螺仪，由于地球磁场本身较弱（约 $0.5 \sim 0.6 \text{ Gauss}$ ），且易受载体环境影响，磁传感器的标定过程会更加复杂，不仅要各敏感轴本身的制造误差与安装误差去除，还要消除使用过程中载体环境产生的磁干扰，才能获得准确的航向角信息^[5]。故本小节首先针对传感器本身的误差，采用误差分离法^[24]进行初始标定，并针对航姿系统载体（如将航姿系统固定在某设备上）的具体情况，设计了基于误差分离的椭球拟合现场标定法，以增强系统载体环境适应性。

4.3.1 基于误差分离法的初始标定

误差分离法不仅精度高，且能更直观地评估磁传感器各误差源的影响^[24, 27]，以提供硬件选择及安装改进的参考。整个初始标定环境（系统模块及无磁转台）不存在软磁干扰，可将磁传感器输出数学模型^[27-28]表达如下：

$$\begin{bmatrix} h_x^m \\ h_y^m \\ h_z^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x^m & 0 & 0 \\ 0 & k_y^m & 0 \\ 0 & 0 & k_z^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \angle x_m x_b & \cos \angle x_m y_b & \cos \angle x_m z_b \\ \cos \angle y_m x_b & \cos \angle y_m y_b & \cos \angle y_m z_b \\ \cos \angle z_m x_b & \cos \angle z_m y_b & \cos \angle z_m z_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_x^b \\ h_y^b \\ h_z^b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_x^m \\ b_y^m \\ b_z^m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_x^m \\ n_y^m \\ n_z^m \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

其中 $h_i^m (i=x,y,z)$ 为各敏感轴原始输出； $k_i^m (i=x,y,z)$ 为各轴灵敏度因子；

$\cos \angle A_m B_b (A, B=x,y,z)$ 是安装误差导致的对应敏感轴和载体（外壳）坐标轴间的夹角余弦值； $b_i^m (i=x,y,z)$ 为偏置量，由传感器本身零偏和载体硬磁在各轴固定

分量组成； $n_i^m (i = x, y, z)$ 代表了各传感轴的高斯白噪声，可较容易地由多次采集取平均值的方法消除，故该项误差在下文中不再另作考虑。基于此，地磁场在载体坐标系下分量的表达式如下：

$$\begin{bmatrix} h_x^b \\ h_y^b \\ h_z^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \angle x_m x_b & \cos \angle x_m y_b & \cos \angle x_m z_b \\ \cos \angle y_m x_b & \cos \angle y_m y_b & \cos \angle y_m z_b \\ \cos \angle z_m x_b & \cos \angle z_m y_b & \cos \angle z_m z_b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} k_x^m & 0 & 0 \\ 0 & k_y^m & 0 \\ 0 & 0 & k_z^m \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h_x^m - b_x^m \\ h_y^m - b_y^m \\ h_z^m - b_z^m \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

误差分离法利用三维无磁转台，获取式 (4.6) 等号右侧表征的包括灵敏度、偏置及非正交等各误差源的大小，而后分别进行各项误差补偿，极大提高了标定精度。

首先将航姿系统按照严格的各种姿态位置安装在无磁转台（可根据转台数字编码器及水平仪调节），获取一定的数据后，即可根据实验室前期研究成果文献 [24] [27] 中的方法计算式 (4.6) 中的各个夹角值，如表 4.3，最大的非一致角存在传感器 Z 轴与载体 Z 轴之间，约为 1.56° ，可见各敏感轴间非正交误差必然会对航向角解算的精度产生一定程度的影响。

表 4.3 磁传感器各轴与外壳载体坐标各轴之间的夹角

$\angle x_m x_b$	$\angle x_m y_b$	$\angle x_m z_b$
0.2610°	89.7857°	90.1489°
$\angle y_m x_b$	$\angle y_m y_b$	$\angle y_m z_b$
88.8464°	1.2829°	89.4230°
$\angle z_m x_b$	$\angle z_m y_b$	$\angle z_m z_b$
88.4562°	90.2530°	1.5644°

对于每个轴，选择 12 个位置采集传感轴输出数据，并计算对应位置传感轴与当地地磁矢量的夹角余弦值。基于这些数据，利用最小二乘法对三轴传感器输出数据与其相应感知到的磁场强度作线性拟合，绘制如图 4.3，其中 H_e 为当地地磁场强度。

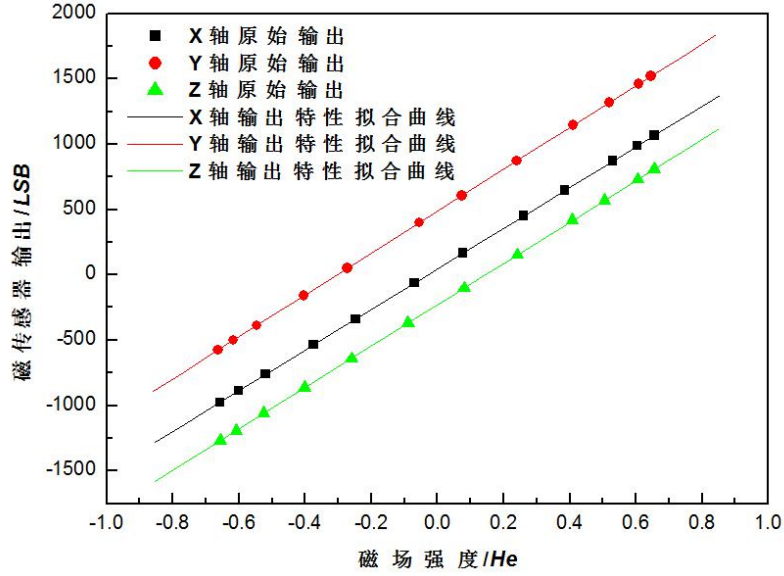


图 4.3 磁传感器信号输出特性曲线

以当地地磁场强度 H_e 为单位 1，由其信号输出特性曲线可计算得 x_m ， y_m 和 z_m 敏感轴的灵敏度因子和零偏分别为：

$$\begin{cases} k_x^m = 1554.66(\text{LSB} \cdot H_e^{-1}) \\ k_y^m = 1602.34(\text{LSB} \cdot H_e^{-1}) \\ k_z^m = 1582.62(\text{LSB} \cdot H_e^{-1}) \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} b_x^m = 46.37(\text{LSB}) \\ b_y^m = 487.05(\text{LSB}) \\ b_z^m = -228.91(\text{LSB}) \end{cases} \quad (4.8)$$

至此，已经得知传感器各误差源大小，初始标定完成。在载体环境没有其他磁干扰的情况下，由式（4.6）及（2.5）即可解算静态航向角，亦利用它构造 Kalman 滤波中的量测变量值^[28]，以供动态航姿估计解算。

4.3.2 基于误差分离的椭球拟合现场标定

当将整个航姿系统（包括封装外壳）安装于另一使用设备上，如机械手臂、无人机、动中通等，它们成为了系统的载体。这些载体环境可能存在一定的磁干扰。若为硬磁，则在环境温度等条件一样的情况下，会在各磁敏感轴上产生一个固定的磁场分量，相当于改变了磁传感器原有偏置量的大小，即式（4.6）中的 b_x^m ， b_y^m 和 b_z^m 。在这种新的使用载体环境条件下，仅仅靠误差分离初始标定法的参数是不够准确的，因此需在获取非正交角、灵敏度因子的基础上，研究有效的现场标定方法来消除载体环境磁干扰，且要求操作简便，便于用户使用。

灵敏度因子误差以及非正交角的存在，使三轴磁传感器感知的地磁场数据在空间中的拟合由球面畸变成了椭球，而零偏的存在，使其球心偏离原点。许多研

究人员直接使用椭球拟合的方法消除整体误差,但由于粗大误差及各种拟合算法的精度问题,取得的效果并不理想^[29-30]。得益于本课题前期对于误差分离法的深入研究^[24],基于各误差源的分离技术,经理论及实验测试,可在先进行误差分离的基础上,再使用椭球拟合来进行现场标定,能获取更高的精度。

式(4.6)已考虑载体环境中的硬磁,若现场使用环境中还可能存在软磁干扰,可将磁传感器输出模型改写为:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} h_x^b \\ h_y^b \\ h_z^b \end{bmatrix} &= [S]_{3 \times 3}^{-1} \begin{bmatrix} \cos \angle x_m x_b & \cos \angle x_m y_b & \cos \angle x_m z_b \\ \cos \angle y_m x_b & \cos \angle y_m y_b & \cos \angle y_m z_b \\ \cos \angle z_m x_b & \cos \angle z_m y_b & \cos \angle z_m z_b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} k_x^m & 0 & 0 \\ 0 & k_y^m & 0 \\ 0 & 0 & k_z^m \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h_x^m - b_x^m \\ h_y^m - b_y^m \\ h_z^m - b_z^m \end{bmatrix} \\
 &= [S]_{3 \times 3}^{-1} [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} h_x^m \\ h_y^m \\ h_z^m \end{bmatrix} - [S]_{3 \times 3}^{-1} [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} b_x^m \\ b_y^m \\ b_z^m \end{bmatrix} \\
 &= [S]_{3 \times 3}^{-1} [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} h_x^m \\ h_y^m \\ h_z^m \end{bmatrix} - [B]_{3 \times 1}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

其中:

$$\begin{aligned}
 [M]_{3 \times 3} &= \begin{bmatrix} \cos \angle x_m x_b & \cos \angle x_m y_b & \cos \angle x_m z_b \\ \cos \angle y_m x_b & \cos \angle y_m y_b & \cos \angle y_m z_b \\ \cos \angle z_m x_b & \cos \angle z_m y_b & \cos \angle z_m z_b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} k_x^m & 0 & 0 \\ 0 & k_y^m & 0 \\ 0 & 0 & k_z^m \end{bmatrix}^{-1} \\
 [B]_{3 \times 1} &= [S]_{3 \times 3}^{-1} [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} b_x^m \\ b_y^m \\ b_z^m \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$[S]_{3 \times 3}^{-1}$ 为表征载体使用环境中存在的软磁干扰的 3×3 矩阵,若不存在软磁干扰,则其为单位矩阵。 $[B]_{3 \times 1}$ 为一个恒定的矢量,由传感器本身的灵敏度、安装误差角、零偏、载体软硬磁干扰及温度等因素决定。式(4.9)可变形为:

$$\begin{aligned}
 [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} h_x^m \\ h_y^m \\ h_z^m \end{bmatrix} &= [S]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} h_x^b \\ h_y^b \\ h_z^b \end{bmatrix} + [S]_{3 \times 3} [B]_{3 \times 1} \\
 &= [S]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} h_x^b \\ h_y^b \\ h_z^b \end{bmatrix} + [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} b_x^m \\ b_y^m \\ b_z^m \end{bmatrix} \\
 &= [S]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} h_x^b \\ h_y^b \\ h_z^b \end{bmatrix} + [R]_{3 \times 1}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

$$\text{其中, } [R]_{3 \times 1} = [M]_{3 \times 3} \begin{bmatrix} b_x^m \\ b_y^m \\ b_z^m \end{bmatrix}。$$

由式 (4.10) 可推得, 当消除了磁传感器的刻度因子及安装误差 (由 $[M]_{3 \times 3}$ 矩阵表征) 之后, 三轴磁传感器在空间任一位置敏感到的磁场强度为地磁场受软磁干扰影响后的强度与 $[R]_{3 \times 1}$ 的矢量和大小。基于此, 可推知三轴磁传感器原始输出列向量 $[h_x^m, h_y^m, h_z^m]^T$ 左乘 $[M]_{3 \times 3}$ 矩阵后, 其在三维空间所有数据点将拟合为一个椭球, 球心坐标即为 $[R]_{3 \times 1}$ 所表示。

由表 (4.3) 及式 (4.7) 的数据可计算 $[M]_{3 \times 3}$ 矩阵, 只需手持本文研究的航姿系统 (若安装在某载体上, 则载体随之一起) 在三维空间中任意旋转, 采集并保存尽量多空间各姿态的三轴输出数据。将所有三维数据点作为列矢量, 左乘 $[M]_{3 \times 3}$ 矩阵之后进行空间椭球拟合, 即可解得球心与长短轴等参数。实验所得拟合数据绘制后如图 4.4 (坐标以地磁矢量强度为单位 1), 因所做现场标定基于无磁转台, 并无软磁影响, 故拟合得到的是一个球面, 即 $[S]_{3 \times 3}^{-1}$ 为单位矩阵。其球心坐标:

$$R_x = -0.21, \quad R_y = 0.19, \quad R_z = -0.11。$$

即可获取 $[R]_{3 \times 1} = [R_x, R_y, R_z]^T$ 的值。

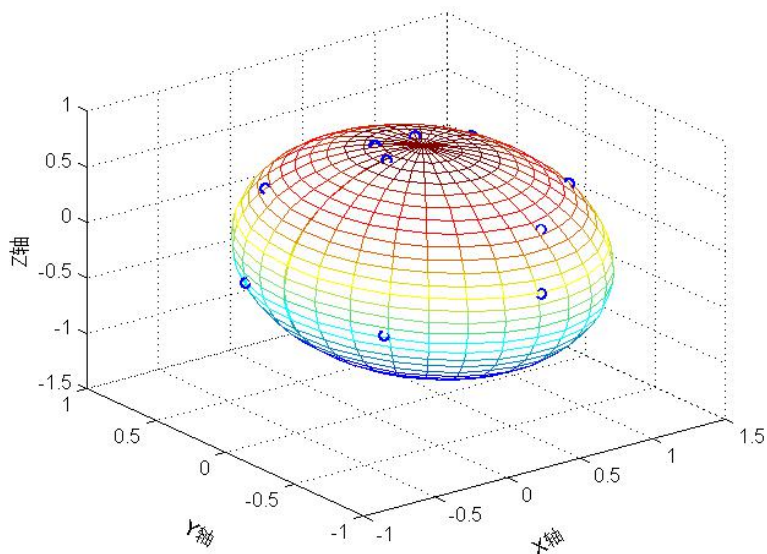


图 4.4 现场标定：基于误差分离的椭球拟合三维数据图

最后根据式 (4.9) 即可实时计算每个采集信号标定后的传感器输出值，进而进行高精度的静态航向角解算以及动态数据融合航向角估计。该方法相比传统的椭球拟合法，提前消除了非正交与灵敏度误差，可提高椭球拟合的精度，具有更好的现场标定的效果。

为了对比本文基于误差分离的椭球拟合法与传统的直接椭球拟合法的现场标定精度，使用传统的椭球拟合法进行了大量数据采集和拟合，如图 4.5 所示（坐标单位为磁传感器原始输出数字量 LSB）。最后将系统固定在水平状态转台上，测量不同转台航向位置下的系统航向角输出，对分别采用这两种方法进行标定后的航向角误差进行对比，如表 4.4 所示。

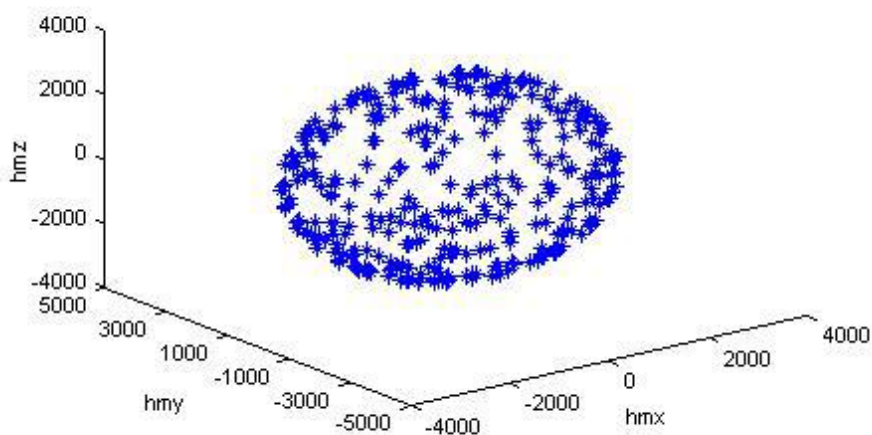


图 4.5 现场标定：传统的椭球拟合三维数据图

表 4.4 不同现场标定法水平状态下的航向角误差

参考 航向角		0°	60°	120°	180°	240°	300°
测量航 向角误 差值	基于误差 分离的椭 球拟合法	-0.18°	-0.20°	-0.08°	0.19°	0.10°	-0.16°
	传统的椭 球拟合法	-0.34°	-0.86°	-0.16°	0.88°	0.26°	-0.36°

由表 4.4 可看出，在水平状态下，用传统的直接椭球拟合现场标定法解算的航向角最大误差达 0.88° 。而采用本文提出的基于误差分离的椭球拟合现场标定法则使得航向角最大误差不超过 0.20° ，说明该方法由于提前进行了误差分离并消除了非正交与灵敏度误差，提高了椭球拟合的精度，从而更准确地对载体中固有磁干扰进行了测量，并能极大提高航向角解算精度。

为了方便使用者操作，能够快速在新的使用条件下进行有效的现场标定，本文基于 MATLAB 的 GUI 开发了一套上位机实时显示与交互界面，如图 4.6。除了可以实时显示下位机上传的各传感器原始数据及航姿信息之外，还能在指定范围内将航姿信息以实时曲线的形式不断更新，方便用户实时获取航向和姿态信息的变化。另外，针对本课题开发的现场标定功能，在该界面上增加了“开始标定”和“结束标定”两个按钮。点击“开始标定”，PC 端程序将采集并记录空间各姿态数据；点击“结束标定”，上位机会把采集到的数据进行相关运算处理与椭球拟合，并将拟合得到的球心坐标等参数传输至下位机。STM32F405 通过 RS422 全双工接口接收该数据，改变下位机程序中的球心这一全局变量的值，重新固化在 Flash 中。接下来航姿系统则会以现场标定之后的最新参数实时运行，为使用者提供更符合相应载体环境、精度更高的航姿信息。



图 4.6 基于 MATLAB 的 AHRS 上位机实时显示及交互界面

4.4 本章小结

本章对 MARG 传感器中三轴 MEMS 加速度计、三轴 MEMS 陀螺仪以及三轴微磁力计的标定方法分别做了理论分析及过程介绍。采用六位置法、多速率法分别标定了加速度计与陀螺仪；对磁传感器的标定则是在误差分离法初始标定的基础上，基于数学模型分析引出了针对载体环境磁干扰消除的椭球拟合法。三类传感器的标定均给出了标定结果，为后续进一步进行多源信息融合算法的设计与实现提供了可靠的数据来源和依据。此外，简单地对本课题开发的 MATLAB 上位机实时显示和交互界面程序进行了功能介绍，方便用户操作和使用。

第5章 基于卡尔曼滤波的数据融合算法设计与实现

5.1 卡尔曼滤波基本原理

经上一章节所论述的各传感器标定方法的应用，MARG 传感器组合能提供包括地磁场、重力和载体角速度的三轴分量的较真实可靠的原始测量数据。基于标定的后各传感器输出值，大致可通过两类方法来初步求解姿态角。一是仅利用磁传感器和加速度计对地磁场和重力矢量的感知来计算姿态角，它以地磁场在水平面的投影（即磁北）和重力矢量方向（竖直向下）为计算基准。然而非重力加速度（外部运动加速度）的存在，使得加速度计无法准确将重力矢量从其中分离出来，进而造成动态情况下的较大误差。二是根据载体运动角速度（陀螺仪标定后输出）递推来进行姿态更新，但该途径必须给定航姿信息的初始值，且存在误差随时间累积的问题。故若分别仅采用这两类方法中的一种，均不能获得高精度的俯仰、横滚及航向角信息。为提高系统静态性能，增强鲁棒性，数据融合算法显得尤为重要。而其本质，就是如何将这两种途径进行适当的“加权平均”。Kalman 滤波算法的离散化处理为这一问题提供了有效的解决方案。

Kalman 滤波由匈牙利裔美国工程师、科学家卡尔曼(R. E. Kalman)在上世纪六十年代提出。他在随机估计理论中加入了状态空间的概念。简单来说，Kalman 滤波器的大致自回归处理迭代过程是：基于系统的状态方程、量测方程和其相关噪声统计特性，以最小均方误差作为最优估计准则，用上一采样时间点的估计值预估此刻采样时间点的估计值（先验估计），再用此刻采样点的量测值来对此刻状态变量的估计进行更新，从而得到此刻采样点的最优估计值（后验估计）^[31-32]。这种算法自提出以来便得到了相关学者广泛的关注研究和发展优化，几十年来，在航天、导航、航海、雷达等军民应用领域发挥了巨大的作用。具体到 MARG 航姿系统，卡尔曼滤波也是应用得最多的算法^[1, 11-14, 32]。

标准的 Kalman 滤波算法（Kalman filter, KF）基本流程如图 5.1 所示。算法核心由时间更新（预估）和测量更新（修正）两部分构成，共五步基本迭代过程^[32]。其中 \hat{x}_k^- 为状态变量先验估计， \hat{x}_k 为状态变量后验估计， A 为状态矩阵， u_k 为系统输入， B 为输入矩阵， Q 是过程噪声协方差矩阵， H 是量测矩阵， R 是量测噪声协方差矩阵， K_k 代表卡尔曼增益， I 即单位矩阵， P_k^- 为先验误差估计协方差矩阵， P_k 则为误差估计协方差矩阵。在用卡尔曼滤波算法进行 MARG 航姿系统信息融合的过程中，本文将前述第一种方法的结果作为卡尔曼滤波的观测值 z_k ，而第二种方法表征的前一时刻到此刻状态的变化过程可构建 Kalman 滤波的

状态方程。这样就可以先依靠标定后陀螺仪的输出角速度来进行姿态的先验估计,然后使用仅靠加速度计与磁传感器输出得到的姿态作为量测对比进一步更新估计值,即得到其最优的后验估计。这样便可减小陀螺仪测量误差及时间累积误差引起的过程噪和加速度计、磁传感器测量误差引起的量测噪声的影响,获取令姿态角信息相对更为精确的估计。图 5.2 为姿态估计系统的结构图。

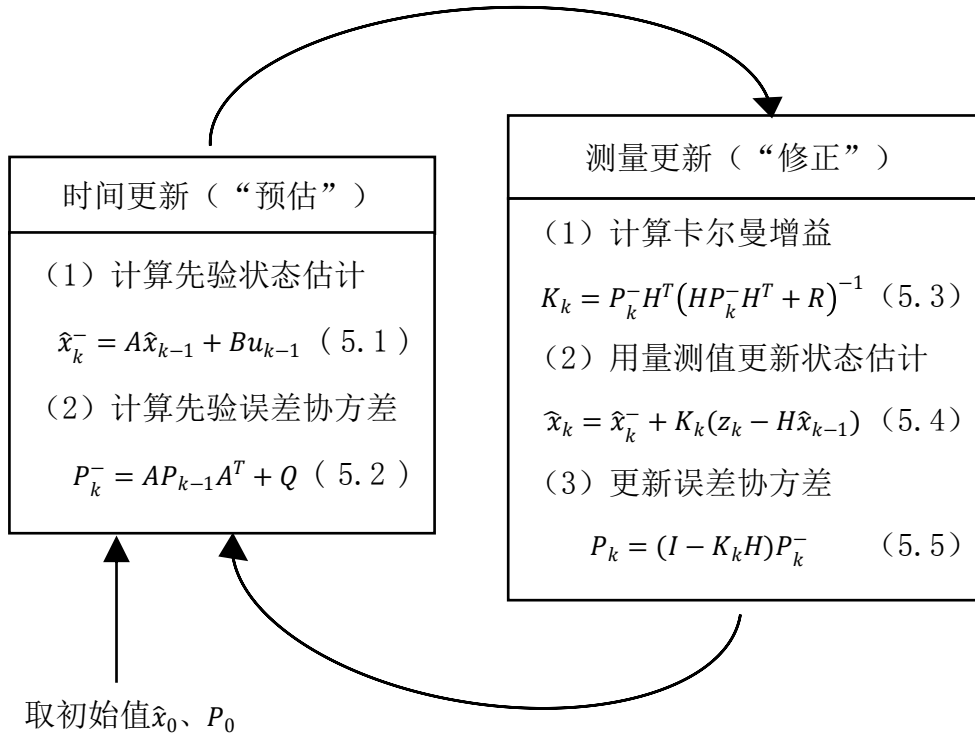


图 5.1 标准 Kalman 滤波基本流程图

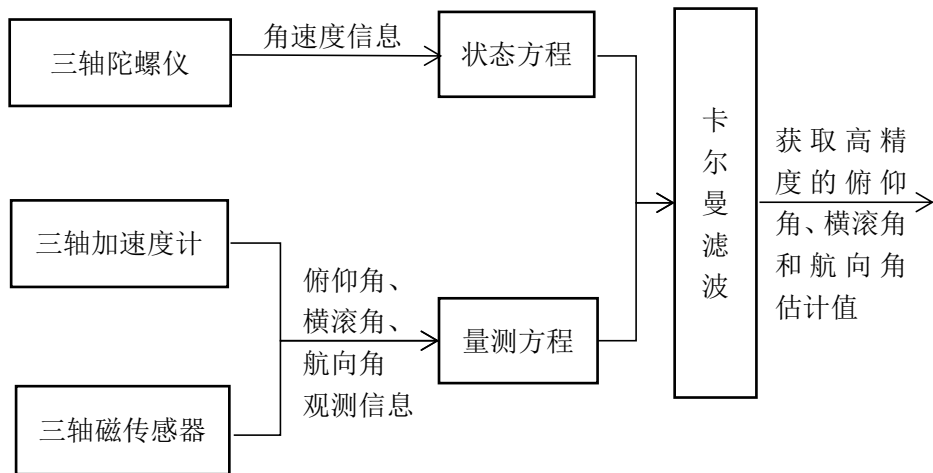


图 5.2 姿态估计系统结构图

KF 是实时递推的线性最小方差估计, 它的基本假设是动态模型可用线性方程描述、其过程噪声和量测噪声均呈高斯分布且互不相关, 因此主要用于线性动态系统^[31]。但实际情况下, 绝大多数是非线性系统。面对这一问题, 经大量后续研究, 非线性条件下的扩展 Kalman 滤波 (Extended Kalman Filter, EKF) 得到了发展。EKF 的基本思想是将非线性模型的状态方程和量测方程以状态变量为自变量进行 Taylor 展开, 而略去二阶以上项, 从而近似线性化该系统, 使其适用于 KF 的使用要求^[32]。显然, 这种算法必然在线性化过程中带来误差, 可能在系统的非线性不是很强的情形下仍有良好的效果, 但当其处于非线性相对强的情况下, 这种误差可能导致算法的估计精度急剧下降, 甚至造成滤波发散。针对 EKF 这种缺陷, 无迹卡尔曼滤波 (Unscented Kalman Filter, UKF) 作为一类新的适合于非线性系统的滤波方法被广泛研究与应用^[34-35]。UKF 算法基于 UT 变换, 采用固定数目的样本参数来对系统非线性函数进行概率密度分布的逼近, 而非直接近似该函数本身, 这样实现起来更容易, 且不用对其针对自变量进行求偏导数的运算 (Jacobian 矩阵), 从原理上消除了线性化误差^[31]。

基于 KF 体系的框架发展起来的 EKF、UKF 等滤波方法, 包括 KF 本身, 有其各自优劣的方面。实际应用中应该选用哪种算法最合适, 或者效果最好, 需考虑到具体系统的物理模型与工况, 从建模理论与实验特性分析来选择其参数并对比各算法的区别, 最终得到一个最佳的应用算法选择。

针对本课题组的研究内容, 本文主要研究了基于四元数的标准 Kalman 滤波算法 (qKF)、基于欧拉角的扩展 Kalman 滤波算法 (EKF) 与无迹 Kalman 滤波算法 (UKF), 并在 UKF 的基础上提出了针对应用环境中瞬变磁场干扰的自适应 UKF 算法 (AUKF)。下面着眼于相关理论、系统建模、具体方程建立及滤波参数的选择, 分别对各算法进行详细论述。

5.2 基于四元数的卡尔曼滤波算法 (qKF)

若采用欧拉角法, 将三个姿态角 ψ 、 θ 和 φ 组成状态矢量 \mathbf{x}_k , 则由式 (2.6) 可推出系统状态方程, 即前一时刻状态量到当前状态量的递推过程 (将式 (2.6) 乘以采样周期 dt 为两采样时刻间变化量)。但从 (2.6) 式中含有三角函数的变量及表达式易知, 这样构建的系统状态方程呈非线性, 不满足标准卡尔曼滤波的使用条件。根据欧拉角与四元数之间的可转换性^[20] (转换公式如 (5.6)), 考虑利用四元数法构建标准 Kalman 滤波 (qKF) 的系统模型。

$$Z = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s\phi c\theta c\psi - c\phi s\theta s\psi \\ c\phi s\theta c\psi + s\phi c\theta s\psi \\ c\phi c\theta s\psi - s\phi s\theta c\psi \\ c\phi c\theta c\psi + s\phi s\theta s\psi \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

其中, $c\phi = \cos(\phi/2)$, $s\phi = \sin(\phi/2)$ 。基于此, 可取式 (5.6) 所表达的 Z 矢量作为卡尔曼滤波的观测矢量, 如此, 量测方程便满足线性条件。且由四元数微分方程 (2.15) 构建的状态方程显然也是线性的。状态方程与量测方程均呈线性, 使得利用 KF 迭代的方法成为了可能^[11, 22, 36]。

取四元数 q 当作状态变量, 由式 (2.11) ~ (2.15), 构造状态方程^[22]:

$$q(k) = q(k-1) + \Omega[\vec{w}]q(k-1) \cdot dt + \zeta(k) \quad (5.7)$$

展开即:

$$\begin{bmatrix} q_1(k) \\ q_2(k) \\ q_3(k) \\ q_4(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & w_z dt/2 & -w_y dt/2 & w_x dt/2 \\ -w_z dt/2 & 1 & w_x dt/2 & w_y dt/2 \\ w_y dt/2 & -w_x dt/2 & 1 & w_z dt/2 \\ -w_x dt/2 & -w_y dt/2 & -w_z dt/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1(k-1) \\ q_2(k-1) \\ q_3(k-1) \\ q_4(k-1) \end{bmatrix} + \zeta(k) \quad (5.8)$$

其中, w_x 、 w_y 、 w_z 为陀螺仪标定后的三轴感知角速度, dt 代表采样周期,

$\zeta(k)$ 表达式如下:

$$\zeta(k) = -\frac{dt}{2} \Xi(k) v_g(k) = -\frac{dt}{2} \begin{bmatrix} -q_4 & -q_3 & -q_2 \\ q_2 & -q_4 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & -q_4 \\ q_1 & q_2 & q_3 \end{bmatrix} v_g(k) \quad (5.9)$$

$v_g(k)$ 表征了影响陀螺仪测量的白噪声^[12], 它的协方差矩阵由 $\Sigma_g = \sigma_g^2 I_{3 \times 3}$ 表

达。而整个状态方程的过程噪声 Q_k 可表达为^[12]:

$$Q_k = \left(-\frac{dt}{2}\right)^2 \Xi(k) \Sigma_g \Xi(k)^T \quad (5.10)$$

量测方程建立如下:

$$Z(k) = q(k) + \xi(k) \quad (5.11)$$

上式中 $Z(k)$ 为第 k 个采样时刻的四元数量测值, 它由加速度计与磁力计解算 (采用式 (2.17) ~ (2.19)) 得的欧拉角经式 (5.6) 转换而来^[18]; $\xi(k)$ 为接

近高斯分布的白噪声，在载体加速度与地磁场的测量中体现；整个量测方程的量测噪声协方差矩阵由 R_k 表示。

由式 (5.8) 与式 (5.11) 可知，这种 qKF 算法基于欧拉角转换四元数构建的状态方程与量测方程均是线性的，无需像 EKF 一样作 Taylor 展开保留一阶项，消除了线性化误差，可直接使用标准卡尔曼滤波的五步基本迭代公式（式 (5.1) ~ 式 (5.5)）进行实时运算，输出每一采样时刻的航姿信息最优估计四元数，再通过式 (5.12) 将该估计四元数转换为直观的姿态欧拉角表达式^[20]。而卡尔曼滤波迭代过程内并不涉及三角函数等复杂运算，大大节省了下位机运算时间和负担，对于提高系统运行及输出实时性具有重要意义。

$$\begin{cases} \psi = (180 / \pi) \cdot \text{atan2}(2(q_4 \cdot q_3 + q_1 \cdot q_2), 1 - 2(q_2^2 + q_3^2)) \\ \theta = (180 / \pi) \cdot \arcsin(2(q_4 \cdot q_2 - q_1 \cdot q_3)) \\ \varphi = (180 / \pi) \cdot \text{atan2}(2(q_4 \cdot q_1 + q_3 \cdot q_2), 1 - 2(q_2^2 + q_1^2)) \end{cases} \quad (5.12)$$

5.3 扩展卡尔曼滤波算法 (EKF)

KF 的一大应用局限就在于它的整个算法过程都建立在系统为线性的基础上，而现实系统常包含有平方关系、对数关系、指数关系、三角函数关系等典型的非线性关系。基于本文式 (2.6) 欧拉角微分方程所表达的系统函数关系，MARG 航姿系统本身属于非线性系统，常用扩展 Kalman 滤波方法 (Extended Kalman Filter, EKF)^[31, 37]来处理。EKF 是在线性 Kalman 滤波的基础上发展起来的，只是将系统的非线性函数通过展开成 Taylor 级数并取一阶项的方式（即计算 Jacobian 矩阵）线性化。使系统近似为线性模型，然后对其应用标准的 Kalman 滤波^[37-38]。

鉴于 EKF 是通过线性化当前状态量和协方差的方式来使之适用于 KF 的使用要求，能预料到该方法仅在滤波误差及一步预测误差较小时的情况下才能获得较好的目标估计效果^[34]。针对本文系统模型，建立欧拉角状态方程和量测方程，通过对具体模型的建立及实测数据的解算来评估 EKF 算法的有效性和性能优劣。

设非线性系统的状态变量为 $x \in R^n$ ，状态方程^[32]为：

$$x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}, w_{k-1}) \quad (5.13)$$

测量向量 $z \in R^m$ 满足量测方程：

$$z_k = h(x_k, v_k) \quad (5.14)$$

其中，随机变量 w_k 表征系统的过程噪声， v_k 为系统量测噪声项，两者被认

为是相互独立的白噪声，满足正态概率分布： $p(w) \sim N(0, Q)$ ， $p(v) \sim N(0, R)$ ；其中 Q 是过程噪声协方差矩阵。而 R 是量测噪声协方差矩阵。在实际应用中， Q 和 R 通常是随时间或工作情况等而变化的，这里假设它们是恒定的。非线性函数 f 表达了 k 时刻状态量 x_k 与 $k-1$ 时刻状态量 x_{k-1} 之间的关系，还包含外界输入 u_{k-1} 以及零均值过程噪声 w_k 。函数 h 则表征了 k 时刻状态量 x_k 与观测量 z_k 两者的相互联系。

实际真实状态量以及噪声项 w_k 和 v_k 都无法准确获知，但可在忽略这两个噪声项的基础上由方程（5.13）和（5.14）获得状态向量和量测向量的近似值^[32]：

$$\tilde{x}_k = f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0) \quad (5.15)$$

$$\tilde{z}_k = h(\tilde{x}_k, 0) \quad (5.16)$$

\hat{x}_{k-1} 为状态量在 $k-1$ 时刻的后验估计值。

由此得到近似呈线性的状态方程和量测方程为：

$$x_k \approx \tilde{x}_k + A(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}) + Ww_{k-1} \quad (5.17)$$

$$z_k \approx \tilde{z}_k + H(x_k - \tilde{x}_k) + Vv_k \quad (5.18)$$

其中：

x_k 和 z_k 为 k 时刻状态矢量和观测矢量的真实值；

\tilde{x}_k 和 \tilde{z}_k 为 k 时刻状态矢量和观测矢量的近似值；

\hat{x}_k 是状态量在 k 时刻的后验估计值；

w_k 和 v_k 分别是过程噪声和量测噪声，并认为它们的均值为零；

A 为函数 f 关于 x 偏导的 Jacobian 矩阵， $A_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0)$ ；

W 为函数 f 关于 w 偏导的 Jacobian 矩阵， $W_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial w_{[j]}}(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0)$ ；

H 为函数 h 关于 x 偏导的 Jacobian 矩阵， $H_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\tilde{x}_k, 0)$ ；

V 为函数 h 关于 v 偏导的 Jacobian 矩阵， $V_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial v_{[j]}}(\tilde{x}_k, 0)$ 。

这里为了简化表达， A 、 W 、 H 、 V 均未标下标 k ，现实中它们都是随 k 变化的量。

基于此，可重新定义预估误差（5.19）和测量残差（5.20）：

$$\tilde{e}_{x_k} = x_k - \tilde{x}_k \quad (5.19)$$

$$\tilde{e}_{z_k} = z_k - \tilde{z}_k \quad (5.20)$$

现实实际中， x_k 无法获得，但可利用 z_k 的可获得性对 x_k 进行估计。由上式可

将误差过程表达式写为：

$$\tilde{e}_{x_k} \approx A(x_k - \hat{x}_{k-1}) + \varepsilon_k \quad (5.21)$$

$$\tilde{e}_{z_k} \approx H\tilde{e}_{x_k} + \eta_k \quad (5.22)$$

其中， ε_k 与 η_k 代表彼此独立的零均值噪声，各自的协方差矩阵是 WQW^T 和 VRV^T ， Q 与 R 定义同前文一致。注意到式 (5.21) 与 (5.22) 是线性的，可对误差估计应用离散卡尔曼滤波，得到状态变量的后验估计值^[32]：

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + \hat{e}_k \quad (5.23)$$

式 (5.20) 与 (5.21) 中随机变量近似符合以下分布：

$$p(\tilde{e}_{x_k}) \sim N(0, E[\tilde{e}_{x_k} \tilde{e}_{x_k}^T])$$

$$p(\varepsilon_k) \sim N(0, WQ_k W^T)$$

$$p(\delta_k) \sim N(0, VR_k V^T)$$

用卡尔曼滤波得到：

$$\hat{e}_k = K_k \tilde{e}_{z_k} \quad (5.24)$$

将式 (5.24) 和 (5.20) 代入 (5.23)，得：

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + K_k \tilde{e}_{z_k} = \tilde{x}_k + K_k(z_k - \tilde{z}_k) \quad (5.25)$$

式 (5.25) 可在 EKF 的量测修正阶段发挥作用。

用 \hat{x}_k^- 替代 \tilde{x}_k 表征状态向量的先验估计，并在 A 、 W 、 H 、 V 加了下标 k 示意它们在每个采样点都是有差别的（即随时间变化的）。

至此可构建一组完整的 EKF 迭代过程：

(1) EKF 时间更新方程：

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0) \quad (5.26)$$

$$P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \quad (5.27)$$

(2) EKF 测量更新方程：

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \quad (5.28)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - h(\hat{x}_k^-, 0)) \quad (5.29)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (5.30)$$

相比图 5.1 所示的卡尔曼滤波基本流程 KF，相关变量的定义是一致的，不同的是在 EKF 中，包括过程噪声 Q 与量测噪声 R 都加入了下标 k ，表示它

们是时变量^[39]。特别是在本文研究的 MARG 航姿系统中，量测噪声 R 不仅表征了加速度计与磁传感器本身的测量高斯白噪声，同时也有作为表征载体运动剧烈程度的评估系数的含义。它在每个采样时刻的取值对于 EKF 数据融合的航姿信息精度至关重要，并且对 Kalman 滤波的收敛速度有较大影响；包括 Q 与 R 的取值关系等，若选取不当，严重则有可能发生滤波无法收敛的情形。这就需要根据具体的系统应用工况与传感器本身的统计特性等，从理论与大量实际测试数据中找到最佳的卡尔曼滤波参数^[37]。

基于欧拉角法，由式 (2.6) 构造 MARG 航姿系统的状态方程如下：

$$X(k) = X(k-1) + \dot{X}(k-1)dt + w(k) \quad (5.31)$$

其中， $X(k) = [\psi(k), \theta(k), \varphi(k)]^T$ ， $\dot{X}(k-1) = [\dot{\psi}(k-1), \dot{\theta}(k-1), \dot{\varphi}(k-1)]^T$ ， dt 是采样周期时间。 $w(k)$ 是高斯白噪声，并认为均值是零。

把式 (2.6) 代进式 (5.31)，不计噪声项，展开得到表达式：

$$\begin{bmatrix} \psi(k) \\ \theta(k) \\ \varphi(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi(k-1) \\ \theta(k-1) \\ \varphi(k-1) \end{bmatrix} + dt \begin{bmatrix} 0 & \sin[\varphi(k-1)]/\cos[\theta(k-1)] & \cos[\varphi(k-1)]/\cos[\theta(k-1)] \\ 0 & \cos[\varphi(k-1)] & -\sin[\varphi(k-1)] \\ 1 & \tan[\theta(k-1)]\sin[\varphi(k-1)] & \tan[\theta(k-1)]\cos[\varphi(k-1)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x(k) \\ w_y(k) \\ w_z(k) \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

其中 $[w_x(k) \ w_y(k) \ w_z(k)]^T$ 是 k 时刻陀螺仪经标定后输出的三轴角速度。

由方程 (5.32) 可计算 EKF 中的 Jacobian 矩阵 A 和 W 。

量测向量 $Z(k)$ 则直接由标定后的加速度计与磁传感器的值根据式 (2.17) ~ (2.19) 来解算。于是，量测方程可简要地写为下式：

$$Z(k) = X(k) + v(k) \quad (5.33)$$

其中 $v(k)$ 为量测噪声，与加速度和磁传感器本身测量特性相关，并且受航姿系统工作环境、动态运动剧烈程度影响^[39-45]。由式 (5.33) 可解算 EKF 中 Jacobian 矩阵 H 和 V 。

至此，根据状态方程 (5.31) 和量测方程 (5.33)，计算出相关雅各比矩阵并设定滤波初始值 \hat{x}_0 和 P_0 ，即可做 EKF 迭代了，由式 (5.26) ~ (5.30) 可直接计算出每一个采样时刻 ψ 、 θ 和 φ 三个姿态角的最佳估算结果。

5.4 无迹卡尔曼滤波算法 (UKF)

对于实际系统中的非线性问题，如果线性化误差较大，采用 EKF 可能会导

致滤波精度下降，影响收敛性，甚至引起滤波发散^[31]；此外，特别是在单片机这种计算资源有限的硬件基础上，非线性系统的状态方程和量测方程的 Jacobian 矩阵的实时快速解算是较为困难的。无迹 Kalman 滤波（Unscented Kalman Filter, UKF）的提出扩展了数据融合算法于强非线性系统中的应用^[34]。该算法的最初原型来自 S.J.Julier 等学者在 1995 年发表的论文《A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear》，此后 UKF 算法被更加详细地进行了研究和发展演化。

UKF 基于无损变换（Unscented Transform, UT），利用采样策略来逼近非线性分布，使之能满足 KF 的应用。其具体采样形式为确定性采样，用对系统状态方程和量测方程中非线性函数概率密度分布的近似取代对其函数本身的近似^[39]。UKF 并没有像 EKF 那样对非线性函数的泰勒展开式取一阶项，即未进行求解 Jacobian 矩阵的导数运算，因此对于非线性略强的系统，相对而言能显示出更高的滤波精度与更优的收敛能力。

UT 变换的基本原理为：采用一种确定性采样方法，使得其选择的这些采集的点均值与协方差能够等同于原来该变量的状态分布特性；并把这些点代入非线性函数，以得到变换后这些点集的均值和协方差。该方法获取的非线性变换后的均值与协方差能保证 2 阶精度（Taylor 序列展开），若为高斯分布，能达 3 阶精度^[39]。其采样点的选择并不是随机的，而是根据先验均值与先验协方差矩阵平方根的相关列确定的，故统计收敛问题已经不存在，只需少量的样本点即可得到概率分布的高阶信息^[37]。

假设 n 维变量 X 均值为 \bar{X} ，协方差为 P_{xx} 。如果用 $2n+1$ 个 Sigma 点来近似它的话，无损变换（UT）过程^[31, 39]为：

(1) 计算 $2n+1$ 个 Sigma 点，即采样点：

$$\begin{cases} X_0 = \bar{X} \\ X_i = \bar{X} + \left(\sqrt{(n+\kappa)P_{xx}} \right)_i \\ X_{i+n} = \bar{X} - \left(\sqrt{(n+\kappa)P_{xx}} \right)_i \end{cases} \quad i = 1 \sim n \quad (5.34)$$

其中， $\kappa \in R$ 为获取给定分布高阶矩信息的自由参数，通常使得 $n + \kappa = 3$ 。 $\left(\sqrt{(n+\kappa)P_{xx}} \right)_i$ 代表矩阵 $(n+\kappa)P_{xx}$ 平方根的第 i 行或第 i 列（一般情况下，如果 P 的平方根为 A ，且 P 可表达为 $P = A^T A$ 时，则 $(\sqrt{P})_i$ 取 A 的第 i 行；如果 $P = A A^T$ ，则 $(\sqrt{P})_i$ 取 A 的第 i 列）。

(2) 计算这些 Sigma 点相应的权值：

$$\begin{cases} W_0 = \kappa/(n + \kappa) \\ W_i = 1/2(n + \kappa) \\ W_{i+n} = 1/2(n + \kappa) \end{cases} \quad i = 1 \sim n \quad (5.35)$$

(3) Z 是一个 m 维随机向量, 且 Z 通过非线性方程 $Z = f(X)$ 和 X 相关, Z 的均值与协方差分别表示为 \bar{Z} 和 P_{zz} , 每一个加权样本点经非线性方程 f 传递后得到新点 $Z_i = f(X_i)$ 。

(4) 计算变量 Z 的均值与协方差:

$$\bar{Z} = \sum_{i=0}^{2n} W_i Z_i, \quad P_{zz} = \sum_{i=0}^{2n} W_i (Z_i - \bar{Z})(Z_i - \bar{Z})^T \quad (5.36)$$

UT 变换得到的 Sigma 点集具有下述性质^[31, 34, 39]:

(1) Sigma 点为通过对称性的采样策略所获得, 因此其与随机向量 X 有相同的均值 \bar{X} ;

(2) 对于 Sigma 点集, 其样本方差与随机向量 X 的方差相同;

(3) 可将 Sigma 点集应用于滤波迭代过程中来逼近原状态变量的实时真实值, 且在非线性较强的情况下也能保证一定的精度。

UKF 算法通过 UT 变换使之能与 KF 过程相结合。对于某非线性系统, 若其状态矢量为 X , 状态方程为 $X_k = f(X_{k-1})$, 量测方程为 $Z_k = h(X_k)$, 则其 UKF 迭代估计过程为:

(1) 给定状态矢量的初始值和其误差的初始协方差矩阵 $\hat{X}(0|0)$, $\hat{P}(0|0)$, $k = 1$;

(2) 按照式 (5.34) 计算状态向量的 $2n+1$ 个 Sigma 点 $X_i(k-1|k-1)$ 和相应权重 W_i , 其中 n 为状态向量的维数;

(3) 求出 $2n+1$ 个 Sigma 点集的先验预估值, 得到状态矢量的先验估计均值和协方差:

$$X_i(k|k-1) = f(X_i(k-1|k-1)) \quad i = 0, 1, \dots, 2n$$

$$\hat{X}(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2n} W_i X_i(k|k-1) \quad (5.37)$$

$$P(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2n} W_i [X_i(k|k-1) - \hat{X}(k|k-1)][X_i(k|k-1) - \hat{X}(k|k-1)]^T + Q$$

其中 Q 为过程噪声协方差矩阵;

(4) 将样本点经量测方程传递得到观测变量的先验估计及其均值:

$$Z_i(k|k-1) = h(X_i(k|k-1)) \quad i = 0, 1, \dots, 2n$$

$$\hat{Z}(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2n} W_i Z_i(k|k-1) \quad (5.38)$$

(5) 求解测量变量的自相关协方差 $\hat{P}_{z_k z_k}$ 、状态变量以及测量变量的互相关协方差 $\hat{P}_{x_k z_k}$:

$$\begin{aligned}\hat{P}_{z_k z_k} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i [Z_i(k|k-1) - \hat{Z}(k|k-1)] [Z_i(k|k-1) - \hat{Z}(k|k-1)]^T + R \\ \hat{P}_{x_k z_k} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i [X_i(k|k-1) - \hat{X}(k|k-1)] [Z_i(k|k-1) - \hat{Z}(k|k-1)]^T\end{aligned}\quad (5.39)$$

其中 R 为量测噪声协方差矩阵;

(6) 计算 Kalman 增益矩阵:

$$\hat{K}(k) = \hat{P}_{x_k z_k} \hat{P}_{z_k z_k}^{-1} \quad (5.40)$$

(7) 最后, 利用实际的量测值 $Z(k)$ 更新系统状态与协方差, 即计算状态变量的均值与协方差:

$$\hat{X}(k|k) = \hat{X}(k|k-1) + \hat{K}(k)(Z(k) - \hat{Z}(k|k-1)) \quad (5.41)$$

$$\hat{P}(k|k) = \hat{P}(k|k-1) - \hat{K}(k) \hat{P}_{z_k z_k} \hat{K}(k)^T \quad (5.42)$$

(8) $k = k + 1$, 回到第 (2) 步。

特别地, 对于 UKF 算法在 MARG 航姿系统内的应用, 其状态方程、量测方程分别同式 (5.31) 和 (5.33) 相同, 也即同 EKF 算法应用中的状态方程与量测方程一致。取定初始值及相应滤波参数后, 由式 (5.34) ~ (5.42) 进行迭代解算, 可实时获得 ψ 、 θ 和 φ 三个姿态角的较高精度估计值。

5.5 基于 UKF 的自适应改进算法 (AUKF)

当航姿系统的工作环境在某采样时刻出现瞬变磁干扰 (不同于载体本身存在的固定的磁干扰) 时, 势必会使该采样时刻的量测航向角产生较大的误差, 以致在接下来的一段采样时间内, 卡尔曼滤波在收敛过程中无法很快消除这种误差, 甚至造成滤波发散^[46-48], 给微型 AHRS 的应用, 包括运动感知和控制等带来极大的不便。

针对这种环境瞬变磁场干扰, 本文基于前述 UKF 算法, 研究发展了一种能自适应的改进 UKF 算法, 即 AUKF (Adaptive Unscented Kalman Filter)。它的基本思路及原理为:

由式 (5.31) 知, 航向角 ψ 并不影响倾角 θ 和 φ 的解算, 故在 UKF 完成对 $\hat{\theta}(k)$ 和 $\hat{\varphi}(k)$ 估计的基础上, 将倾角值代入式 (2.18) 和 (2.19) 进行航向角 $\psi_o(k)$ 解算, 由此将倾角对于航向角解算误差的影响从瞬时磁干扰的影响中分离出来。并将此航向角 $\psi_o(k)$ 与完整 UKF 完成估计的航向角 $\hat{\psi}(k)$ 进行比较, 若两者差值超过一定的阈值 α , 则认为该时刻出现了环境瞬变磁场干扰, 航向角测量值误差太大,

完全不能被“信任”为卡尔曼滤波迭代中的量测变量值。此时直接把式 (5.37) 中的航向角先验估计值 $\hat{\psi}(k|k-1)$ 作为后验结果，也即“相信”基于角速度更新的一步预测比在磁干扰环境下的直接量测更新更为可靠。

该思路可表达如下式：

$$\text{If } (|\psi_o(k) - \hat{\psi}(k)| > \alpha) , \hat{\psi}(k) = \hat{\psi}(k|k-1) \quad (5.43)$$

在 UKF 的每个采样时刻迭代步骤中，都进行上式的判断。其中 $\psi_o(k)$ 由第 k 次迭代估计完成的 $\hat{\theta}(k)$ 和 $\hat{\varphi}(k)$ 代入式 (2.18) 和 (2.19) 解算得的航向量测值； $\hat{\psi}(k)$ 为第 k 次 UKF 迭代完成的 ψ 估计值；若这两者差值超过阈值 α ，则将 $\hat{\psi}(k)$ 以式 (5.37) 中解算得的 $\hat{\psi}(k|k-1)$ 替代，以限制瞬变磁干扰对航向角解算产生的偏差，并认为标定后的陀螺仪角速度输出瞬时精度相对较高，从而得到相对更优的 ψ 这个角的估计值 $\hat{\psi}(k)$ ；若 k 时刻 $|\psi_o(k) - \hat{\psi}(k)|$ 不超过阈值 α ，则 AUKF 可完整依照 UKF 的迭代过程进行实时解算。阈值 α 的取值由实际磁干扰测试及载体工作运动剧烈情况所决定。该阈值既要保证能及时分辨磁干扰情况的出现，又要避免取值过小导致长时间依赖陀螺仪产生误差累积以致航向角漂移的现象。本文会在后续测试实验部分通过大量测试数据来最终对其进行合适的取值。

5.6 本章小结

本章在对 MARG 航姿系统的三类传感器完成标定的基础上，详细论述了基于 KF 的多源信息融合算法。从算法基础理论和航姿系统具体状态方程、量测方程等数学建模两方面分别介绍了基于四元数的标准 Kalman 滤波 (qKF)、基于欧拉角的扩展 Kalman 滤波 (EKF) 和无迹 Kalman 滤波 (UKF) 算法，并针对使用环境中的瞬变磁干扰，提出了基于 UKF 改进的 AUKF 算法。对多源信息融合算法的研究与应用，将极大提高基于 MARG 传感器的微型航姿系统静态精度以及工作环境适应性。而不同数据融合算法之间的区别、效果及优缺点将通过下一章对航姿系统进行静态和动态的实际测试实验继续加以补充说明和分析。

第六章 基于 MARG 传感器的航姿系统测试实验与分析

为了验证本文采用的 MARG 传感器标定与数据融合算法的有效性及其航姿信息输出精度,基于本实验室如图 4.1 的三维无磁转台,分别设计了静态与动态测试实验并对实验结果加以分析。一方面评估了三类传感器各自标定方式的有效性;另一方面在获得 qKF、EKF 和 UKF 各自算法的动态精度之后,对其从理论与实际应用的角度进行对比,以明晰各方法的优缺点,为后续滤波方法的改进积累经验。特别地,针对航姿系统使用环境中可能存在的瞬变磁干扰,利用磁铁瞬时靠近的方法设计了 AUKF 算法效果验证实验,对其在特定电磁干扰环境下的鲁棒性和适应性进行了测试评估,也为航姿系统在更复杂的干扰环境(如载体机械剧烈振动、长时间环境变磁场干扰等)下的算法进一步改进提供思路与启迪。

6.1 静态测试实验与分析

首先利用水平仪将图 4.1 所示的三维无磁转台上调至水平,以对其编码器倾角示数进行校零;然后将本文完成封装、标定及数据融合算法烧录的微型 MARG 航姿系统固定于转台平面上。手动调整转台的俯仰角 θ 和横滚角 φ ,使这两个值始终一致,分别在其等于 -60° 、 -30° 、 0° 、 30° 和 60° (转台编码器读数)这五种倾角状态下各保持静止一段时间,采集航姿系统的倾角 θ 和 φ 输出并求均值,其误差如图 6.1 所示。同时,在每一种倾角状态下,手动调整转台航向角 ψ ,使其读数大约从 30° 到 360° ,每隔 30° 采集一定时间的航向角 ψ 信号并求均值。这五种倾角状态下航向角误差如图 6.2 所示。

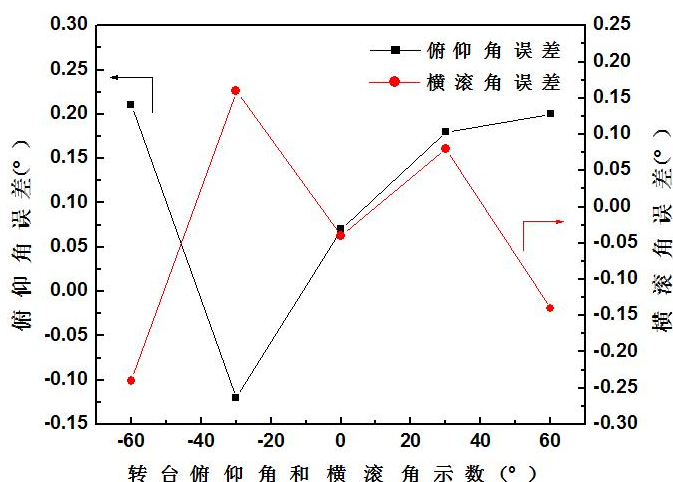
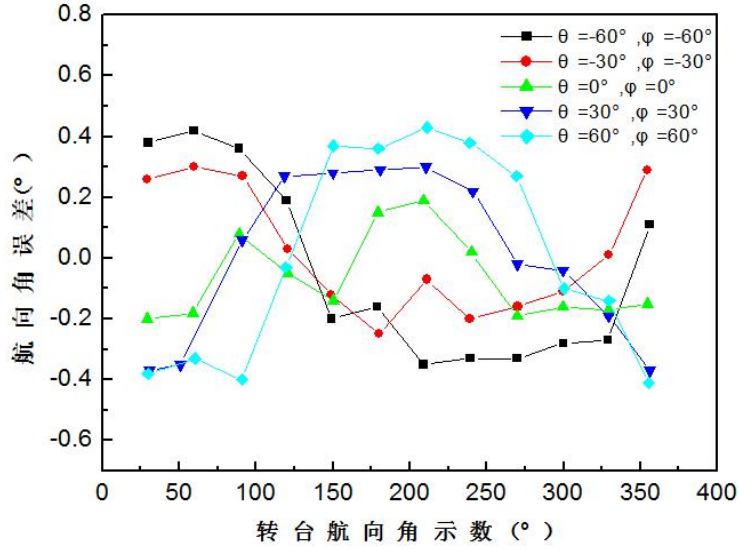


图 6.1 静态测试：不同倾角状态下俯仰角 θ 与横滚角 φ 误差

图 6.2 静态测试：不同倾角状态下航向角 ψ 误差

由于静态情况下标定后陀螺仪输出几乎为零，前一章所述各种不同数据融合算法中状态更新几乎可以忽略，整个输出迭代过程基本完全“相信”量测值，故基于 qKF、EKF 和 UKF 算法的俯仰角、横滚角和俯仰角输出在静态情况下基本一致。因此在该实验数据处理中无需加以区别显示，即图 6.1 与图 6.2 所示各个误差数据点均为每个倾角位置状态下采集到的均值，同时也是不同数据融合算法相同的输出误差值。

从图 6.1 中可看出：在不同倾角状态下，MARG 航姿系统的 θ 与 φ 的最大误差均不超过 $\pm 0.25^\circ$ ，且倾斜程度越大， θ 和 φ 的误差也越大。在水平状态（转台俯仰角和横滚角均为 0° ）下，航姿系统输出 θ 和 φ 的精度甚至达到了 $\pm 0.1^\circ$ 。同时由图 6.2 可知，倾角越大，系统航向角 ψ 输出误差也越大，但该测试实验结果显示各倾角状态下航向角最大误差约为 $\pm 0.45^\circ$ ，水平状态下航向角 ψ 最大误差仅 $\pm 0.2^\circ$ 。

该测试实验结果说明了本文研究的 MARG 航姿系统在静态情况下的俯仰角 θ 和横滚角 φ 精度为 $\pm 0.25^\circ$ ，航向角 ψ 精度为 $\pm 0.45^\circ$ ，验证了本文采用的三种传感器标定方法的有效性和系统的静态高精度工作性能。

6.2 动态测试实验与分析

同样基于三维无磁转台来设计系统动态性能测试实验。由于该手动转台要求无磁干扰，没有安装驱动电机，不能按照指定速率自动旋转，在手动旋转过程中也无法与航姿系统实时同步记录姿态角的变化，故本文采取这样的方法来评估该微型 AHRS 的动态输出精度：固定 MARG 航姿系统于转台台面，手动旋转转台

的某个轴（也即使系统的俯仰角、横滚角和航向角中某个角处于动态变化中，另外两个角的实际值保持恒定不变），采集并记录另外两个姿态角的角度输出值，与对应的转台示数对比即可计算各动态情况下系统航姿信息输出误差。

分别手动持续旋转转台的中框（改变俯仰角）、内框（改变横滚角）及外框（改变航向角），利用这三组不同的动态测试实验评估系统的动态精度，并对比分析不同数据融合算法（qKF、EKF 和 UKF）的精度、收敛性及参数选择困难程度等优缺点。

6.2.1 俯仰角动态测试

将 MARG 航姿系统严格固定于转台台面后，手动旋转转台中框，使其俯仰角 θ 处于持续动态变化中，这个过程中保持横滚角和航向角不变，即其编码器中这两个角的读数不变。记录航姿系统的横滚角 φ 、航向角 ψ 输出和转台编码器这两个角的读数，结果如图 6.3 和图 6.4 所示。

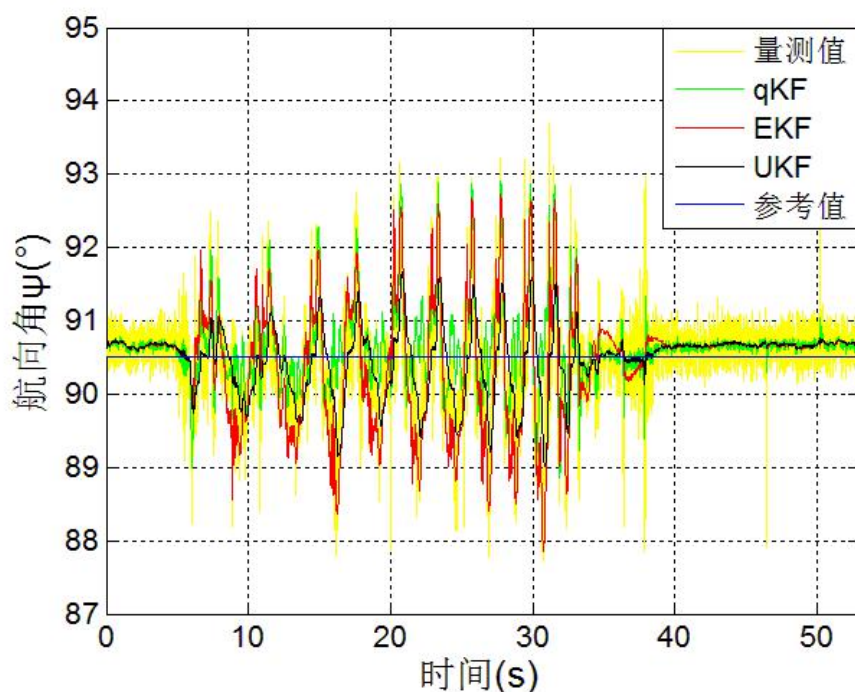


图 6.3 俯仰角动态测试：不同数据融合算法的航向角 ψ 滤波效果图

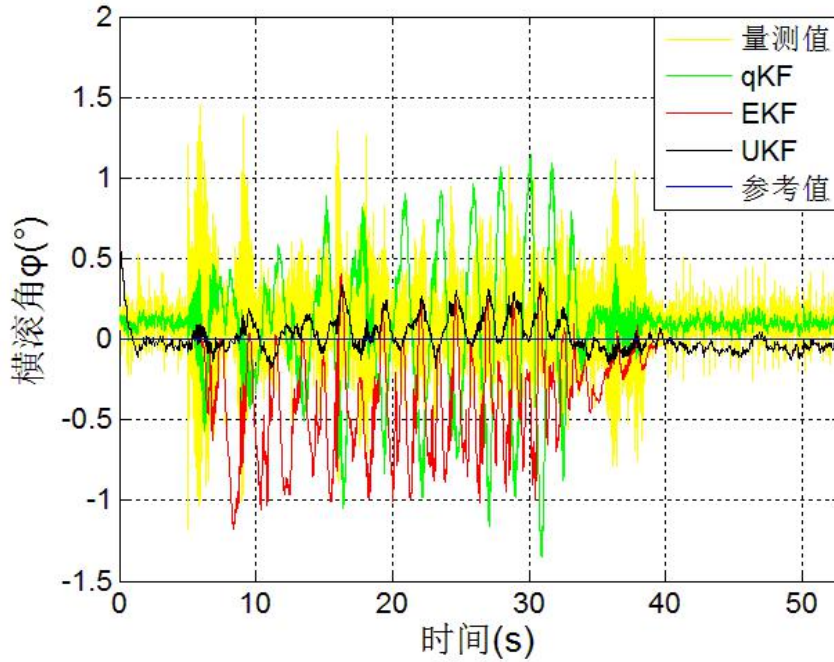


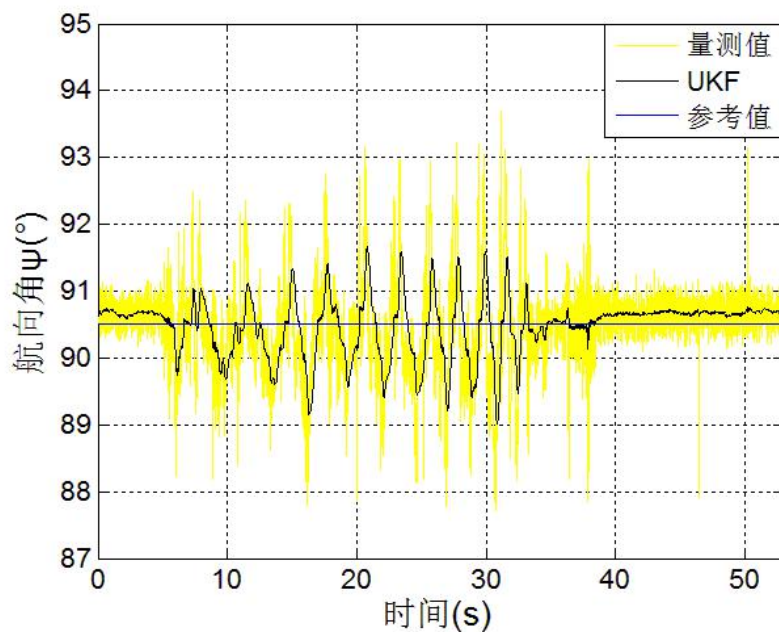
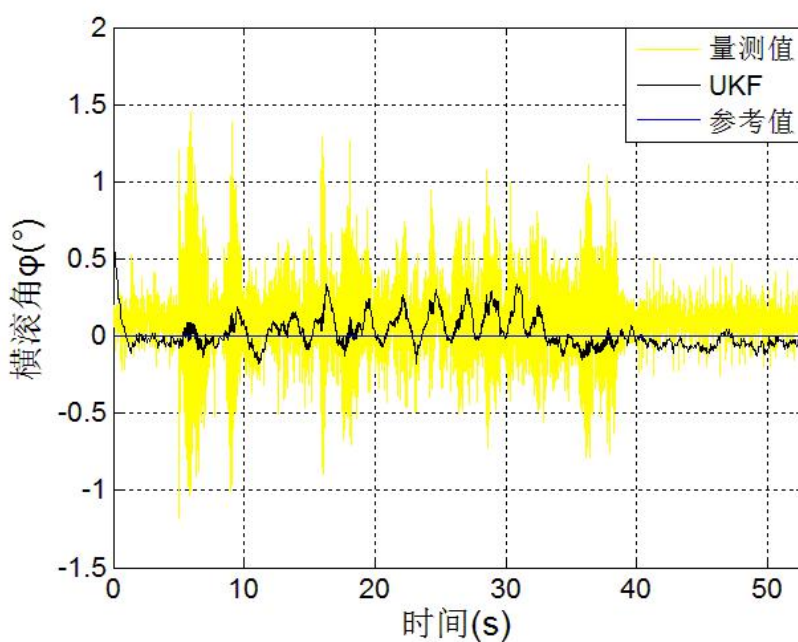
图 6.4 俯仰角动态测试：不同数据融合算法的横滚角 φ 滤波效果图

其中，蓝色数据为参考值，即转台读数，在只有俯仰角动态变化的情况下，航向角和横滚角保持不变，故为直线，它为不同算法的滤波效果提供了一个真实的对比参考。黄线为数据融合算法中的量测矢量的值，即由标定后的加速度计和磁传感器经式 (2.17) ~ (2.19) 直接解算得到，并没有经过数据融合算法来滤波。绿线、红线与黑线分别为基于四元数的标准 Kalman 滤波 (qKF)、基于欧拉角的扩展 Kalman 滤波 (EKF) 和无迹 Kalman 滤波 (UKF) 的滤波结果。下文动态测试实验中相关颜色数据线的定义与之相同。

从图 6.3 和图 6.4 中可见，当俯仰角处于动态运动中，加速度计相关轴因敏感到了外部运动加速度并无法准确利用重力加速度矢量来计算倾角，故造成量测值 (黄色) 出现了较大的偏差，其中航向角最大量测误差约为 3° (图 6.3 中蓝色参考值为 90.5°)，横滚角最大量测误差约 1.5° (图 6.4 中蓝色参考值为 0°)。

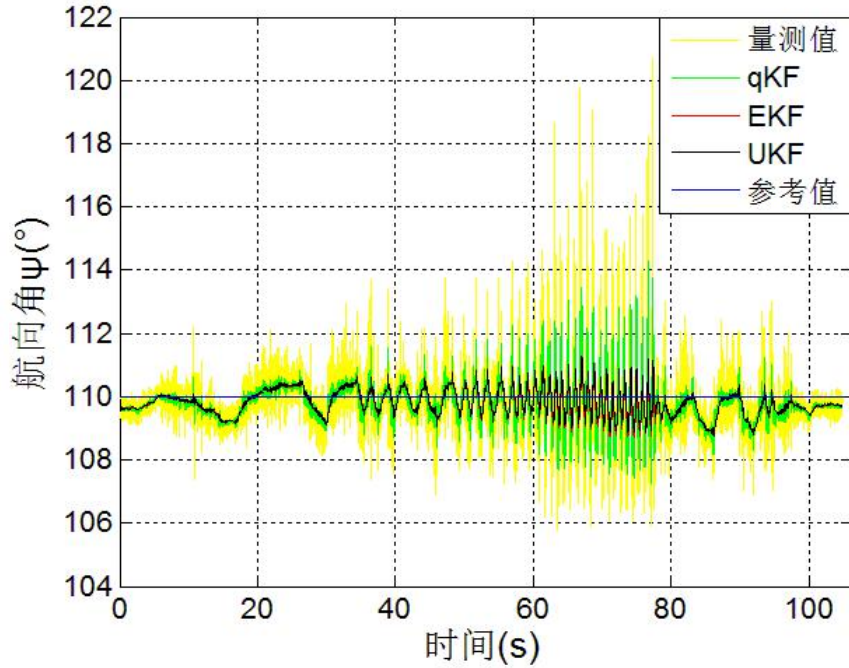
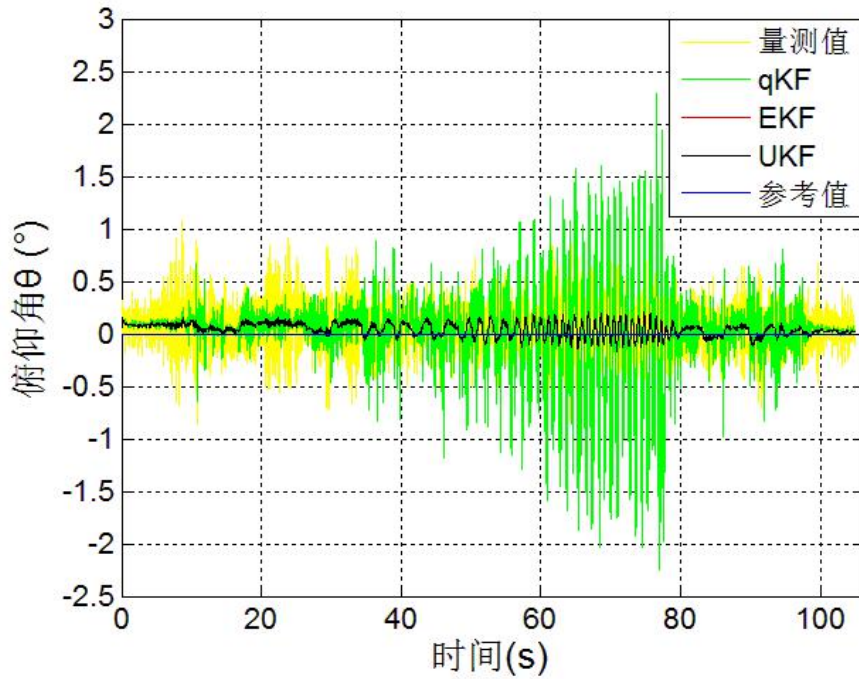
图 6.3 显示，经过数据融合后，航向角误差均减小了，其中 qKF 算法和 EKF 算法均使 ψ 的最大误差减小为 2° 左右，而 UKF 算法效果最佳，将其误差限制在了 1.5° 以内；从图 6.4 可知 qKF 和 EKF 算法均使 φ 的最大误差减小为 1° 左右，而经 UKF 滤波之后其误差大大减小，不超过 0.5° 。

俯仰角动态测试实验验证了各数据融合算法的效果，特别地，UKF 算法在该实验中显示出了更强的滤波效果以及更高的滤波精度。为了更清晰直观地表达 UKF 这种相对最佳的算法结果，从以上效果图中忽略 qKF 和 EKF 算法的数据，相应得到如下的图 6.5 和图 6.6。可见采用本文所研究的数据融合算法，在俯仰角运动情况下，航向角 ψ 精度可达 $\pm 1.5^\circ$ ，横滚角 φ 精度可达 $\pm 0.5^\circ$ 。

图 6.5 俯仰角动态测试：UKF 算法的航向角 ψ 滤波效果图图 6.6 俯仰角动态测试：UKF 算法的横滚角 ϕ 滤波效果图

6.2.2 横滚角动态测试

采用前一小节同样的方法，将 MARG 航姿系统固定在转台平面上，手动对横滚角进行来回摇摆，另两个姿态角保持不变，作为参考值，可由转台编码器读出。采集一段时间系统航姿角度输出，得到的结果如图 6.7 和图 6.8。

图 6.7 横滚角动态测试：不同数据融合算法的航向角 ψ 滤波效果图图 6.8 横滚角动态测试：不同数据融合算法的俯仰角 θ 滤波效果图

由上两图可知横滚角处于运动状态下，若不经数据融合算法处理，量测值（黄线）将产生非常大的误差，其中 ψ 最大误差达 11° ，而 θ 的最大误差约为 1° （图 6.7 中 ψ 参考值为 110° ，图 6.8 中 θ 参考值为 0° ）。

从图 6.7 可看出 qKF、EKF 和 UKF 三种算法均能减小航向角误差。其中 qKF

算法滤波效果有限，只能将其误差限制在 $\pm 4^\circ$ 以内；而 EKF 与 UKF 算法滤波效果明显，且较为一致，均能把最大误差从 11° 减小到 1.5° 以内。图 6.8 又说明了 qKF 算法在这种动态情况下并不能抑制俯仰角 θ 的误差，反而 EKF 与 UKF 体现了算法的鲁棒性，仍然具有非常高的精度，最大误差大小仅约为 0.3° 。基于此，仅保留效果最佳的 EKF 与 UKF 算法数据，直观地将其滤波效果显示在如下图 6.9 和图 6.10 中。

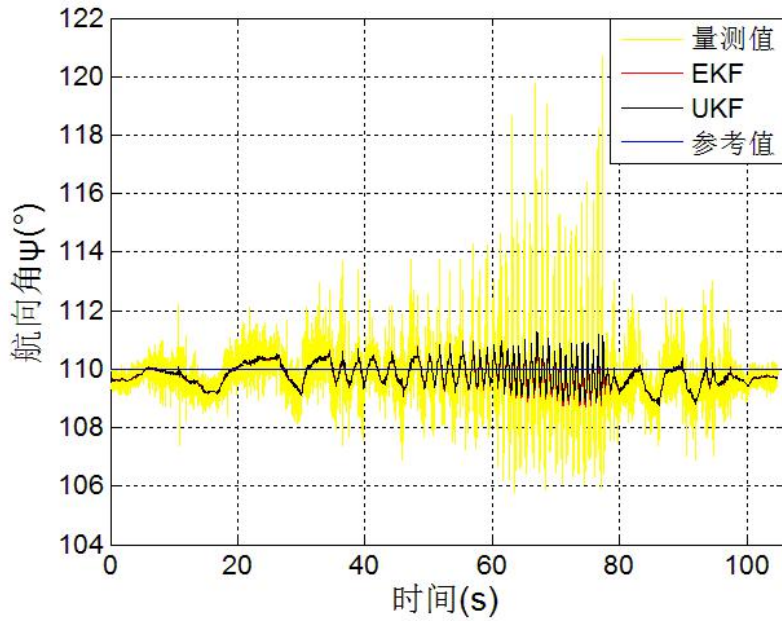


图 6.9 横滚角动态测试：EKF 和 UKF 算法的航向角 ψ 滤波效果图

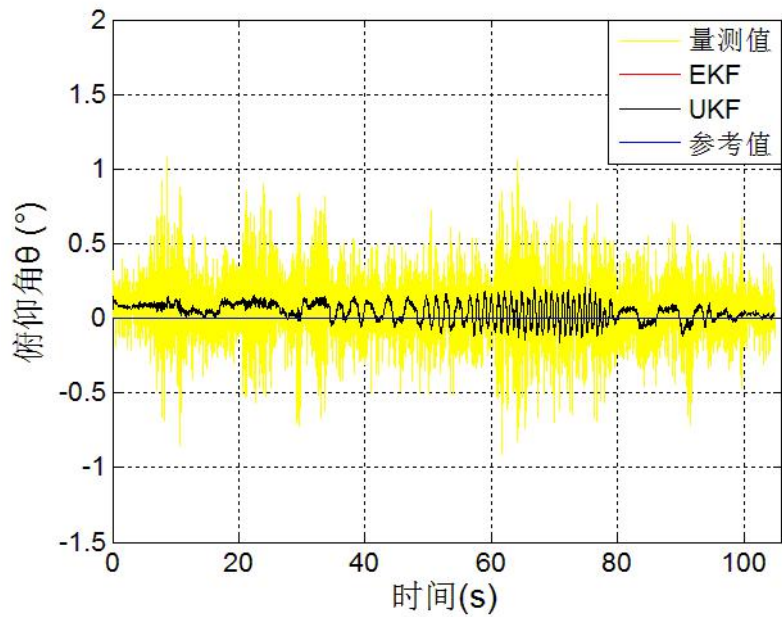


图 6.10 横滚角动态测试：EKF 和 UKF 算法的俯仰角 θ 滤波效果图

经横滚角动态测试实验，验证了本文研究的 MARG 航姿系统在该运动状态

下具有航向角 $\psi \pm 1.5^\circ$ 、俯仰角 $\theta \pm 0.3^\circ$ 的高精度工作性能。

6.2.3 航向角动态测试

同理，进行航向角动态测试实验，转台航向角在来回运动的过程中保持台面水平，即转台编码器的俯仰角和横滚角输出保持为 0° 不变。采集一段时间的系系统输出，得到的结果如 6.11 和图 6.12 所示。

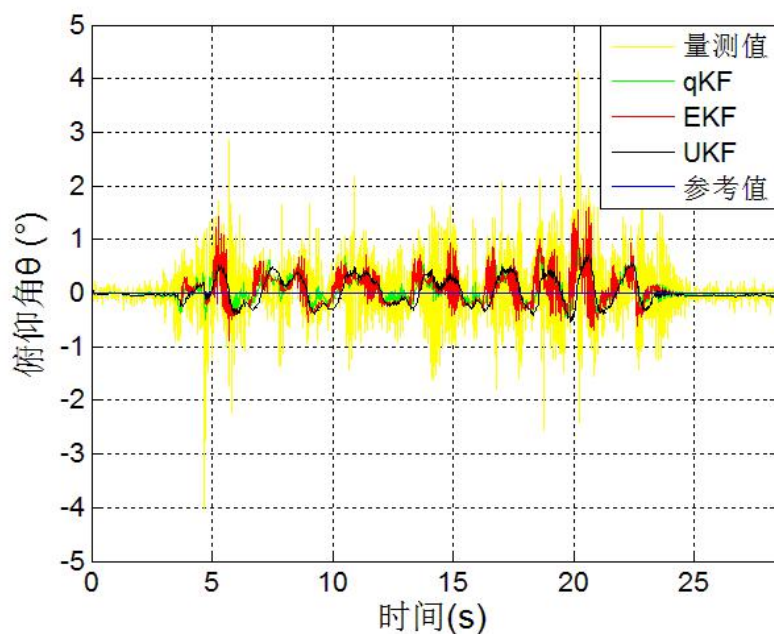


图 6.11 航向角动态测试：不同数据融合算法的俯仰角 θ 滤波效果图

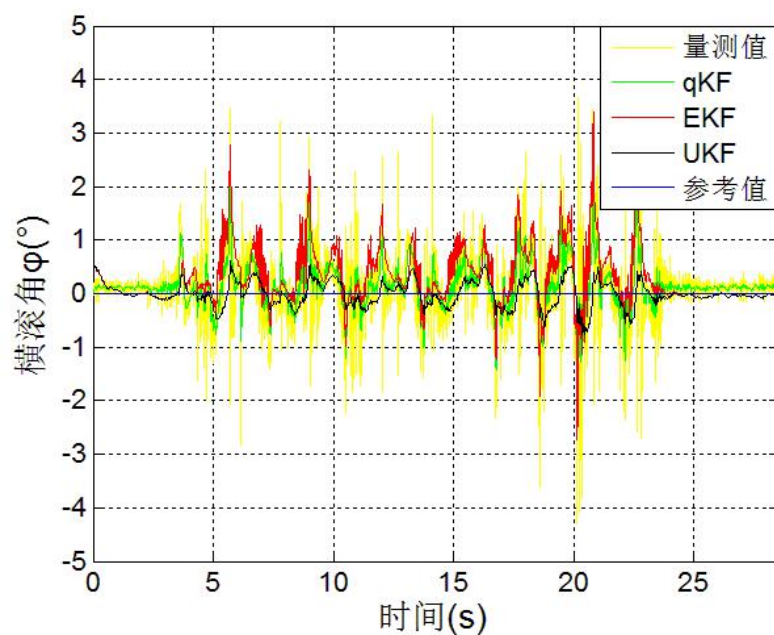


图 6.12 航向角动态测试：不同数据融合算法的横滚角 φ 滤波效果图

上图表明了当航向角处于动态情况下,外部运动加速度在加速度计三轴的分量对量测值的影响非常大,量测 θ 与 φ 误差都达到了 4° 左右。而经数据融合算法处理后,两者误差均大大缩小。但是三类 Kalman 滤波的效果各不相同,从图中可直观看出,其精度由低到高依次为 EKF、qKF 和 UKF。EKF、qKF 和 UKF 分别将俯仰角 θ 最大误差降低为 1.5° 、 0.8° 、 0.8° ,将 φ 的最大误差降低为 3.5° 、 1.8° 和 0.8° 。由此可知,在航向运动状态下,UKF 算法相较 EKF 以及 qKF 具有更好的适应性和更高的精度。为更清晰观察其中效果最佳的 UKF 算法滤波效果,仅从以上两图三种算法中取出 UKF 算法的数据线,作出其滤波效果图,如图 6.13 和图 6.14。

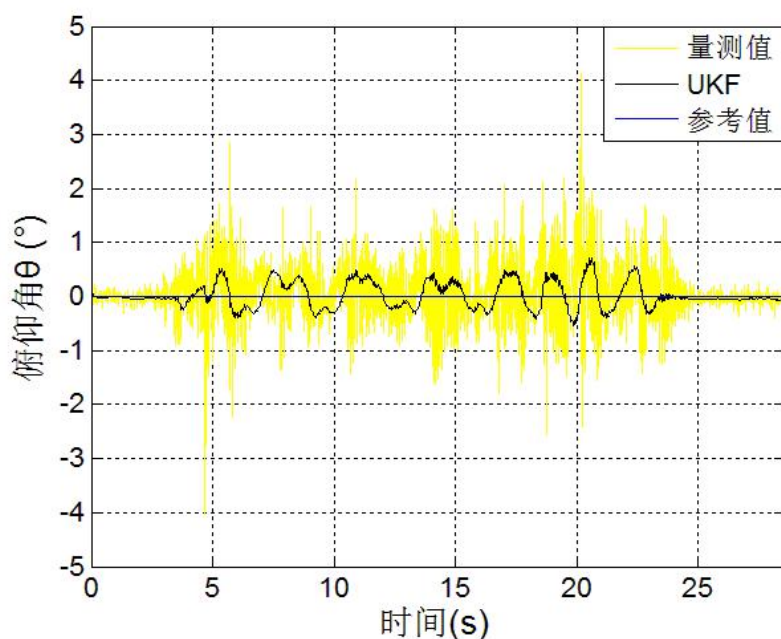
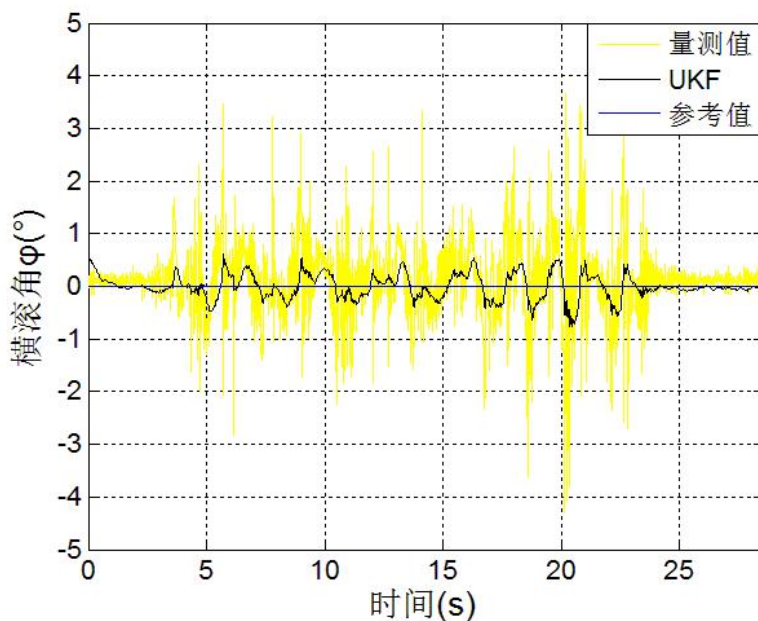


图 6.13 航向角动态测试: UKF 算法的俯仰角 θ 滤波效果图

图 6.14 航向角动态测试：UKF 算法的横滚角 φ 滤波效果图

可见，UKF 算法在载体航向角运动的工况下，使得该航姿系统的俯仰角 θ 和横滚角 φ 精度均达到了 $\pm 0.8^\circ$ ，具有很好的应用场景适应性。

6.2.4 数据融合算法对比与分析

经过对系统的三种动态测试实验，可得出关于不同数据融合算法的以下结论：

(1) 俯仰角动态情况下，UKF 算法具有比 qKF 和 EKF 更高的精度，其中航向角 ψ 精度为 $\pm 1.5^\circ$ ，横滚角 φ 精度为 $\pm 0.5^\circ$ ；

(2) 横滚角动态情况下，qKF 算法效果较差，特别对俯仰角误差未起到限制作用，而 EKF 和 UKF 两者效果较好，且结果一致，能使系统 ψ 精度达 $\pm 1.5^\circ$ ， θ 的精度达 $\pm 0.3^\circ$ ；

(3) 航向角动态情况下，UKF 算法具有比 qKF 和 EKF 更好的滤波效果，其俯仰角 θ 和横滚角 φ 精度均达到 $\pm 0.8^\circ$ ；

(4) 综合 (1) ~ (3) 的结论，可知，在载体空间任意运动状态下，UKF 算法均具有较好的工作性能，总体 ψ 精度达 $\pm 1.5^\circ$ ， θ 和 φ 精度达 $\pm 0.8^\circ$ 。

从前一章所述各算法理论的角度，结合系统静态测试实验结果来分析，可探知其所以然：

(1) qKF 算法基于欧拉角与四元数的转换及四元数微分方程，构造了线性系统状态方程和量测方程，但其在本文的横滚角动态实验中滤波效果并不好，其中的一个原因是载体运动中四元数量测噪声协方差矩阵参数 R 并非常值，而是时

变的,但对于不同的运动状态,四元数量测噪声协方差的取值并不具有直观的物理意义,所以相应地,不同应用场景(运动剧烈程度)下 R 参数的选择相对更为困难。而由于 EKF 与 UKF 都是基于欧拉角构建系统模型,它的量测噪声协方差矩阵 R 在不同运动情况下具有较明显的物理意义,可以根据相应运动模式来调整这个参数,因而两者在大部分情况下具有更好的滤波效果。

(2) EKF 和 UKF 是基于非线性系统状态方程而建立的迭代算法,EKF 算法简单地将其进行泰勒展开并略去二阶及以上项,必然存在线性近似过程中的误差,且 EKF 的误差会随系统非线性程度增大而增大;而 UKF 算法基于 UT 变换并利用加权采样点来逼近系统函数的概率密度分布,而不是直接近似其本身,所以相对更为容易,且免去了对 Jacobian 矩阵的求解,从原理上消除了线性化的过程^[49],从而在上述动态测试实验中展现了更高的精度和良好的收敛性。

但需强调的是,这几种不同的算法并无绝对的优劣差别。其区别更在于针对某些特定工况下,某些算法具有更好的效果和适应性^[50],这与卡尔曼滤波过程中参数的选取或自适应变化跟工况的符合程度等因素相关。基于本文的硬件组成、算法参数选取和所设计的实验情况,综合来评价,UKF 的精度更高,更符合一般的应用需求。

6.3 瞬变磁干扰测试实验与分析

由前文系统动态测试实验,知不同工况下 UKF 在精度和收敛性上的表现更好。故针对应用环境中的瞬变磁干扰,本文提出了自适应无迹 Kalman 滤波算法 AUKF。下面对其进行实验验证:

将 MARG 系统固定在转台台面上,记录此时的航向角,手持一块小型磁铁反复靠近和远离航姿系统多次,每次持续几秒钟,整个过程转台保持静止。得到的测试数据结果如图 6.15 所示。由于磁干扰只影响航向角解算,故这里只列出航向角的测试数据并对其精度进行评估。

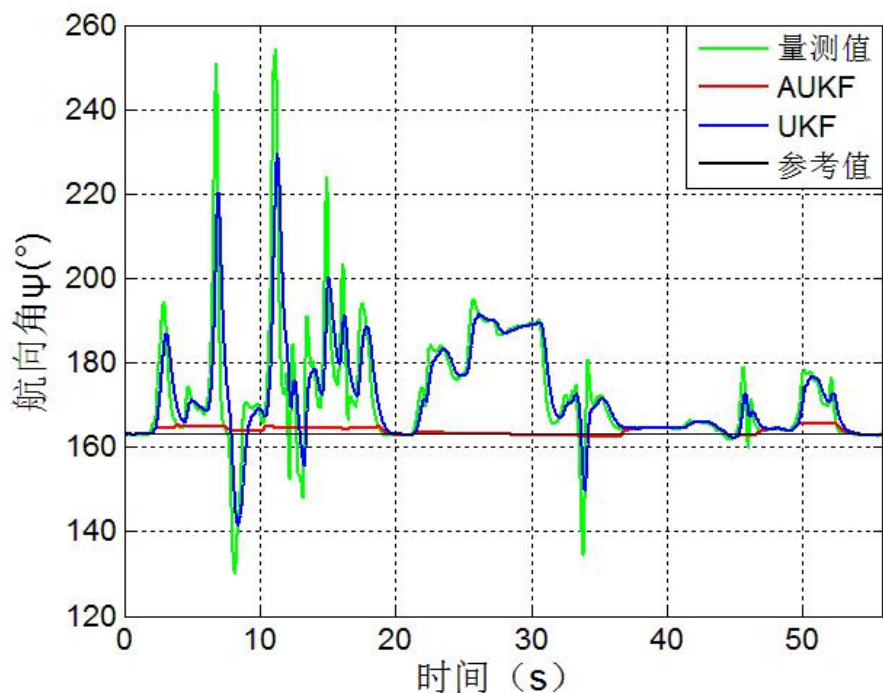


图 6.15 瞬变磁干扰测试：AUKF 算法滤波效果

由图 6.15 可看出，AUKF 算法对于瞬变的较强磁干扰有明显的抑制作用。本次实验中瞬变磁干扰较强，使得磁干扰时段量测航向值（绿线）出现了极大的误差，大至 92° （黑线参考值为 163° ），单纯使用 UKF 算法（蓝线）几乎无法抵抗这种干扰，最大误差也达到了 65° 左右，而本文提出的 AUKF 算法（红线）在磁铁靠近的干扰时间段均能有效抑制其对真实值的偏离，大大减小了环境瞬变磁干扰出现的情况下系统航向角的输出误差。为更准确地评估其效果，针对上图中 AUKF 明显发挥作用的数据段进行局部放大，如图 6.16。

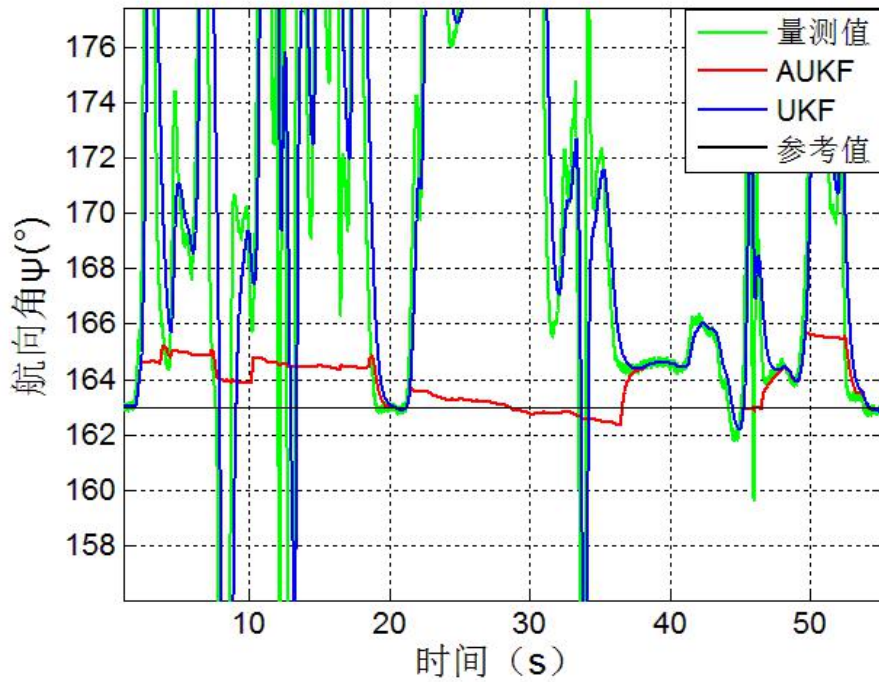


图 6.16 AUKF 算法滤波效果局部放大图

从该图中可看出，在剧烈变化的瞬时磁扰动情况下，AUKF 算法使系统误差大小限制在了 2.5° 以内。同时图 6.15 显示该算法还能在磁干扰消失后的几秒钟内迅速收敛回到接近真实值的角度状态。由于真实使用情况下，很少会出现如此剧烈的瞬变磁干扰，故本次实验中 AUKF 显示的误差抑制效果和收敛性证明了该算法和系统较强的抗瞬变磁干扰能力和环境适应性，对于扩展微型 AHRS 的应用范围显示了非常重要的价值。

6.4 本章小结

本章利用三维无磁转台对 MARG 航姿系统进行了静动态测试实验，实验结果表明该系统在静态情况下的 ψ 精度达 $\pm 0.45^\circ$ ， θ 与 φ 精度达 $\pm 0.25^\circ$ ；动态情况下 ψ 精度为 $\pm 1.5^\circ$ ， θ 与 φ 精度为 $\pm 0.8^\circ$ 。保证高精度航姿信息输出的同时，快速的收敛性又使之具备良好的工作实时性，基本能满足无人机、机器人、工业等导航与控制领域的使用需求。对于恶劣的瞬变磁干扰环境，AUKF 算法显示了强大的抑制发散的作用，并将 ψ 的误差限制在了 $\pm 2.5^\circ$ 以内，并能在磁干扰消失后迅速收敛回真实值附近，彰显了该 AHRS 在静止状态下较优的抗磁干扰能力。

第 7 章 总结与展望

7.1 论文总结

随着社会信息化与智能化的演进,船舶、无人驾驶、小型军民用无人直升机与固定翼飞机等领域对低成本、低功耗、高精度、微小型的航姿系统有着迫切需求。而国内由于 MEMS 器件生产技术及相关算法理论研究相对滞后,所研制的 MARG 航姿系统在精度、尺寸、可靠性等方面较国外有一定差距,且大多研究仅顾及传感器标定或者数据融合算法的其中一方面,而大量算法研究停留在仿真阶段或仅有少量低动态测试结果,远不能满足国内的行业应用需求。基于此,本文设计并实现了一种集成三轴微磁传感器、三轴 MEMS 加速度和三轴 MEMS 陀螺仪的微型航姿系统,整体尺寸为 $50 \times 34 \times 20 \text{mm}$,重量仅约 48g,重点研究了各传感器标定方法和基于 Kalman 滤波的多源信息融合算法,并进行了静动态测试和瞬变磁干扰测试实验,验证了该系统航姿信息输出的高精度和实时性,以及一定的抗磁干扰能力和环境适应能力。本文主要工作及成果如下:

(1) 进行三类传感器和 MCU 芯片的选型,利用 Altium Designer 软件进行微型航姿系统的电路原理及 PCB 设计,并使用 CATIA 三维建模软件完成外壳封装设计,实现了系统微型化和轻质量的设计要求;

(2) 分别采用六位置法和多速率法标定了加速度计和陀螺仪,在用误差分离法对磁传感器进行初始标定的基础上,使用基于误差分离的椭圆拟合现场标定法来消除系统安装载体中存在的固定磁干扰,极大提高了航向角精度,并基于 MATLAB 设计了能实时显示下位机航姿信息输出并与之交互的上位机界面;

(3) 基于航姿系统工作原理,结合理论和实际系统建立了基于四元数的标准 Kalman 滤波(qKF)、基于欧拉角的扩展 Kalman 滤波(EKF)和无迹 Kalman 滤波(UKF)的三种数据融合算法模型,并针对工作环境中的瞬变磁干扰完成了 AUKF 算法改进,在此基础上用 C++代码实现并烧录至下位机,使之以 100Hz 频率将航姿信息实时输出;

(4) 利用三维无磁转台对系统进行了静动态和瞬变磁干扰的测试实验,验证了本文采用的传感器标定方法和数据融合算法的有效性,其中 UKF 算法在动态情况下总体性能更优,而 AUKF 算法则具备了一定的抗磁干扰能力,最终使系统达到了静态情况下航向角 $\pm 0.45^\circ$ 、俯仰角和横滚角 $\pm 0.25^\circ$,动态航向角 $\pm 1.5^\circ$ 、俯仰角和横滚角 $\pm 0.8^\circ$ 的高精度,且具备良好的实时性和一定的环境适应能力;重点从算法原理和实测数据的角度分析了 qKF、EKF 和 UKF 的区别

和优缺点，为后续对航姿系统算法的进一步改进提供了可靠的参考。

本文主要创新点有：

(1) 针对安装载体中存在的固定磁干扰，实现了操作简便的基于磁传感器误差分离的椭球拟合现场标定法，提高了系统航向角精度，并增强了其对安装载体的适应性；

(2) 基于无迹 Kalman 滤波 (UKF)，提出了抑制系统使用环境中瞬变磁干扰影响的 AUKF 自适应算法，改善了系统工作的鲁棒性。

7.2 研究展望

本文对 MARG 航姿系统的研究虽然取得了较好的成果，但仍然存在很多不足之处，主要体现在以下几点：

(1) 传感器的温度特性未加以全面考虑，特别对于 MEMS 陀螺仪，温度对其漂移的影响不可忽略；

(2) 本文研究的 qKF、EKF 和 UKF 算法中的量测噪声协方差矩阵均取为常值，而实际真实系统中却是时变的，以致在不同的外部运动加速度存在的情况下，系统工作不能一直保持最佳的滤波效果；

(3) 关于瞬变磁干扰的测试实验略显简单，不能说明系统在更复杂多变的磁干扰环境下的适应能力。

鉴于这些未考虑全面或做得不够的地方，未来对于 MARG 航姿系统的研究可着重从以下几方面展开：

(1) 对于磁传感器、加速度计与陀螺仪，增加温度补偿方案，以提高不同温度环境下传感器原始数据的可靠性；

(2) 从多传感器信息融合算法理论着手，重点深入研究一种自适应 Kalman 滤波算法，使之能实时依据采集到的传感器原始数据评估外部运动剧烈程度及环境磁场等干扰因素的影响程度，来实时调整包括量测噪声协方差 R 和过程噪声协方差 Q 在内的 Kalman 迭代过程参数^[41, 46, 50-51]，提高不同运动状态和环境下系统的精度，但同时必须兼顾滤波算法的收敛性以保证系统工作的实时性；

(3) 开展在更多应用环境下的测试实验，比如在无人机、车载、机器人等其他平台下进行实验，以全面评估所研究算法的性能和系统的整体工作性能。

随着国内 MEMS 器件生产水平的提高以及相关行业对微型航姿系统需求的扩大，传感器标定方法和数据融合算法必然会得到更进一步的研究与发展。国产基于 MARG 传感器的微型 AHRS 性能也必将不断提高。

参考文献

- [1] 全伟. 惯性/天文/卫星组合导航技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2011.
- [2] 陈永冰, 钟斌. 惯性导航原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- [3] 李泽民, 段凤阳, 李赞平. 基于 MEMS 传感器的数字式航姿系统设计[J]. 传感器与微系统, 2012, 31(6):94-96.
- [4] Guerrero-Castellanos J F, Madrigal-Sastre H, Durand S, et al. Design and implementation of an attitude and heading reference system (AHRS)[C]// International Conference on Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control. IEEE, 2011:1-5.
- [5] 刘建强. 三维磁感式电子罗盘与标定系统的研究与设计[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2012.
- [6] 郭万禄, 潘玉纯, 翟峥嵘. 基于双天线 GPS 接收机航向姿态测量方法[J]. 无线电工程, 2012, 42(5):49-52.
- [7] 陈宇捷. 基于 MEMS 的微小型嵌入式航姿参考系统研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2009.
- [8] 崔璐璐. 基于 MEMS 器件的姿态测量系统研究与实现[D]. 大连: 大连理工大学, 2009.
- [9] 宋丽君. 基于 MEMS 器件的航向姿态测量系统的研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2007.
- [10] 黄华. 捷联惯性系统初始对准研究[D]. 南京: 东南大学, 2004.
- [11] Marins J L, Yun X, Bachmann E R, et al. An extended Kalman filter for quaternion-based orientation estimation using MARG sensors[C]// International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2001. Proceedings. IEEE, 2001:2003-2011 vol.4.
- [12] Valenti R G, Dryanovski I, Xiao J. A linear Kalman filter for MARG orientation estimation using the algebraic quaternion algorithm[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2016, 65(2):467-481.
- [13] 梁勇. 基于 MEMS 的航姿系统的设计与实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2011.
- [14] 王小春. MEMS 微惯性航姿系统的优化设计与集成技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.
- [15] 王茹. MEMS 惯性器件发展与应用研究[J]. 河南科技, 2014(1X):123-124.
- [16] 张莹. 基于单片机的数字磁通门传感器[D]. 西安: 西北工业大学, 2006.
- [17] 盛庆轩. MIMU/磁强计航姿参考系统研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2009.
- [18] 张谦, 裴海龙, 罗沛. 基于 MEMS 器件的姿态航向参考系统设计及应用[J]. 计算机工程与设计, 2007, 28(3):631-634.
- [19] 杜亚玲, 刘建业, 姜涌, 等. 基于 DSP 的航姿系统多传感器信息融合技术[J]. 传感器与微系统, 2005, 24(9):85-88.

- [20] Shuster M D. A survey of attitude representation[J]. Journal of the Astronautical Sciences, 1993, 41(4):439-517.
- [21] 王新龙. 惯性导航基础[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2013.
- [22] Sabatini A M. Quaternion-based extended Kalman filter for determining orientation by inertial and magnetic sensing[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2006, 53(7):1346-1356.
- [23] 张春慧, 吴简彤, 何昆鹏, 等. 四阶龙格-库塔法在捷联惯导系统姿态解算中的应用[J]. 声学及电子工程, 2005, 32(1):37-38.
- [24] Chu Z, Lin X, Gao K, et al. Error-separation method for the calibration of magnetic compass[J]. Sensors & Actuators A Physical, 2016, 250:195-201.
- [25] Syed Z F, Aggarwal P, Goodall C, et al. A new multi-position calibration method for MEMS inertial navigation systems[J]. Measurement Science & Technology, 2007, 18(7):1897.
- [26] 彭孝东, 陈瑜, 李继宇, 等. MEMS 三轴数字陀螺仪标定方法研究[J]. 传感器与微系统, 2013, 32(6):63-65.
- [27] 高可, 林新华, 储志伟, 等. 无磁转台的电子罗盘误差分离标定方法[J]. 传感器与微系统, 2017, 36(2):21-24.
- [28] Chu Z, Chen C, Liu Y, et al. Magnetic orientation system based on magnetometer, accelerometer and gyroscope[J]. CAAI Transactions on Intelligence Technology, 2017, 2(4):298-307.
- [29] Fang J, Sun H, Cao, J et al. A novel calibration method of magnetic compass based on ellipsoid fitting[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2011, 60(6):2053-2061.
- [30] 李勇, 刘文怡, 李杰, 等. 基于椭球拟合的三轴磁传感器误差补偿方法[J]. 传感技术学报, 2012, 25(7):917-920.
- [31] 黄小平, 王岩. 卡尔曼滤波原理及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015
- [32] Welch G. An introduction to the Kalman filter[J]. Course Notes of Acm Siggraph, 1995, 8(7):127-132.
- [33] Zhang T, Liao Y. Attitude measure system based on extended Kalman filter for multi-rotors[J]. Computers & Electronics in Agriculture, 2017, 134:19-26.
- [34] 秦永元, 张洪钺, 汪叔华. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2015.
- [35] 付梦印. Kalman 滤波理论及其在导航系统中的应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [36] Suh Y S. Orientation estimation using a quaternion-based indirect Kalman filter with

- adaptive estimation of external acceleration[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2010, 59(12):3296-3305.
- [37] 宋文尧. 卡尔曼滤波[M]. 北京: 科学出版社, 1991.
- [38] 盛汉霖, 张天宏, 刘冬冬. 基于扩展卡尔曼滤波器的低成本航姿系统设计[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(10):2158-2164.
- [39] 张晓兵. 独轮机器人姿态检测信息融合算法的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [40] 宋国安. 基于 DSP 导航计算机的捷联航姿系统研究和实现[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [41] Lee J K, Park E J, Robinovitch S N. Estimation of attitude and external acceleration using inertial sensor measurement during various dynamic conditions[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2012, 61(8):2262-2273.
- [42] Huang Y H, Rizal Y, Ho M T. Development of attitude and heading reference systems[C]// Automatic Control Conference. IEEE, 2016:13-18.
- [43] Wang Y, Soltani M, Hussain D M A. A nonlinear attitude estimator for attitude and heading reference systems based on mems sensors[C]// Sice International Symposium on Control Systems. IEEE, 2016:23-30.
- [44] Mei W, Wang Y Q, Zhang Y H. Adaptive filter for a miniature MEMS based attitude and heading reference system[J]. 哈尔滨工业大学学报(英文版), 2006, 13(5):193-200.
- [45] Makni A, Fourati H, Kibangou A Y. Adaptive Kalman filter for MEMS-IMU based attitude estimation under external acceleration and parsimonious use of gyroscopes[M]. 2014.
- [46] Lee J, Lim J, Lee J. Compensated heading angles for outdoor mobile robots in magnetically disturbed environments[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, PP(99):1-1.
- [47] 刘宇, 吕玲, 路永乐, 等. 自适应卡尔曼滤波在磁干扰姿态测量中的应用[J]. 压电与声光, 2016, 38(6):974-978.
- [48] Zhang Q, Pang Y, Wan L, et al. Magnetic deviation correction for magnetometers in Mini-AHRS using strong tracking UKF[C]// Oceans. IEEE, 2013:1-7.
- [49] 刘铮. UKF 算法及其改进算法的研究[D]. 长沙: 中南大学, 2009.
- [50] Yu K K C, Watson N R, Arrillaga J. An adaptive Kalman filter for dynamic harmonic state estimation and harmonic injection tracking[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2):1577-1584.
- [51] Wang W L J. Effective Adaptive Kalman filter for MEMS-IMU/magnetometers integrated attitude and heading reference systems[J]. Journal of Navigation, 2013, 66(1):99-113.

致 谢

又到了落英缤纷的季节，不觉已在科大度过了整整三年美好的读研时光。三年里，在学习、科研和生活中虽遇到了不少的挫折和磨砺，但它使我不断成长，不断完善自己，也收获了太多太多。在毕业之际，内心满怀感恩之情。

首先要感谢我的导师林新华，从研一开始就为我提供了自己感兴趣的课题研究大平台，给了我非常多的学习和锻炼机会。在这三年的整个科研过程中，遇到难点或困惑之时，林老师总能给我许多点拨和建议，也很乐于与我进行深入的讨论，使我保持清晰的思路并最终找到最优的解决方法；同时在我的课题科研有所进展和成果之时，也时常予以肯定和鼓励，使我收获了信心，也保持了不断学习进步的动力。这次论文的撰写也是在林老师的细心提点下完成的，包括文章结构、该包含的内容等，特别是对自己所做的成果总结与创新点的归纳，林老师给予了我很多独到的参考意见，并指出了我做得不足的地方，也鼓励我未来对此做更深入的研究。这让我深深感受到林老师深厚的学术累积与对科研问题的锐敏感知力，而且林老师待人真诚热情、谦逊友善，与人交流和做事时总会为他人考虑。这些都使我颇有受益，相信也会在日后的工作与生活中带给我深刻而积极的影响。在此，向林老师致以最诚挚的感谢！

还要感谢我的师兄高可。作为一名跨专业的研究生，在课题研究初期，许多不懂的问题都要求教高师兄。高师兄也非常耐心地跟我讲解电子技术方面的专业知识，包括电子罗盘的基础理论与单片机的应用等，让我能尽快投入到课题更深入的研究中来。感谢武靖博同学与曹妍师妹，他们在非我擅长的电路硬件设计与焊接方面给了我很大的帮助，让我的课题进展得更为顺利。我们也经常讨论各自的课题所遇到的问题，在遇到困难时相互鼓励，也分享收获小成绩时的喜悦。生活中我们相互“吐槽”，也一起交流感受。我的读研生活也正因为此而更加丰富和快乐。也要对所有帮助过我的同学说一声“谢谢”！

特别要感谢我的女友这三年来给我的默默支持，虽然不在同一座城市，但她对我的精神鼓舞与陪伴是不可替代的。

最后，我要感谢我的父母和家人！是他们对我不变的包容与照顾，才让我能一步步走到现在，并顺利完成硕士研究生的学业。

2018 年 5 月

在读期间发表的学术论文与取得的其他研究成果

已发表论文:

- [1] Chu Z, Chen C, Liu Y, et al. Magnetic orientation system based on magnetometer, accelerometer and gyroscope[J]. CAAI Transactions on Intelligence Technology, 2017, 2(4):298-307.
- [2] Chu Z, Lin X, Gao K, et al. Error-separation method for the calibration of magnetic compass[J]. Sensors & Actuators A Physical, 2016, 250:195-201.