

无人机气象探测技术

沈怀荣 邵琼玲 王盛军 李怡勇 周伟静 著



清华大学出版社

无人机气象探测技术

沈怀荣 邵琼玲 王盛军 李怡勇 周伟静 著

清华大学出版社
北 京

内 容 简 介

随着气象测量传感器、无人机制造、飞行控制及数据处理等技术的发展, 无人机气象探测技术得到长足的发展, 逐渐成熟并走向应用。这种大区域、长时间、连续气象探测方法在航天器发射与返回、重要武器试验、战场气象测量、恶劣天气监测、龙卷风近距环境探测监视等应用中具有独特的作用和优势。本书是作者在多年无人机气象探测技术研究与应用实践的基础上, 进行分析总结, 编写而成的。全书共分 6 章, 深入讨论了无人机气象探测系统设计与应用的关键技术。全书内容涵盖了无人机气象探测系统设计、无人机飞行控制技术、无人机温湿压测量技术、无人机测风技术及无人机气象探测系统试验与应用等。

本书适用于从事气象测量无人机系统设计与应用的技术人员、气象测量工程的管理人员研究和参考, 也可作为高等院校气象测量领域相关专业研究生、高年级学生或任职教育学员的教学参考书。

版权所有, 侵权必究。侵权举报电话: 010-62782989 13701121933

图书在版编目(CIP)数据

无人机气象探测技术 / 沈怀荣等著. --北京: 清华大学出版社, 2010.6
ISBN 978-7-302-23658-0

I. ①无… II. ①沈… III. ①无人驾驶飞机—气象观测 IV. ①V271.3

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2010) 第 160436 号

责任编辑: 陈 禾

责任印制:

出版发行: 清华大学出版社

地 址: 北京清华大学学研大厦 A 座

<http://www.tup.com.cn>

邮 编: 100084

社 总 机: 010-62770175

邮 购: 010-62786544

投稿与读者服务: 010-62776969, c-service@tup.tsinghua.edu.cn

质量反馈: 010-62772015, zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn

印 装 者:

经 销: 全国新华书店

开 本: 170×230 印张: 字数: 千字

版 次: 2010 年 6 月第 1 版 印次: 2010 年 6 月第 1 次印刷

印 数: 1~0000

定 价: 00.00 元

产品编号:

前 言

无人机气象探测技术是在无人机技术和气象探测技术基础上发展起来的一种新型大气探测技术。无人机气象探测系统主要由气象无人机（无人机平台和气象测量有效载荷）与相应的地面设备组成。随着计算机、微电子、通信、信息、材料等基础技术的发展，无人机气象测量传感器、超轻型远程无人机制造、智能飞行控制及数据处理等技术也得到长足的进步，从而有力地促进了无人机气象探测技术的逐渐成熟和应用。气象无人机具有使用机动灵活、经济的特点和大区域、长时间、连续气象探测的能力，既可用于民用领域特殊区域长期气象监测、龙卷风等危险环境近距离探测，亦能适用于军事领域气象侦察，特别是在航天器发射与返回、重要武器试验、战场气象测量等应用中具有独特的作用和优势。

本书旨在针对国内外典型的气象无人机产品，进行深入分析和系统总结，从系统设计和关键技术突破的角度，将理论与工程实践相结合，深入浅出地为相关研究和使用者提供基本的设计方法和关键技术解决途径。本书是在作者多年无人机气象探测技术研究与实践的基础上形成的，其中还包括了一些首次公布的关键技术研究成果。

本书共分6章。第1章概述了无人机及无人机气象探测系统的概念、技术性能、分类及组成，介绍了目前国内外典型的无人机气象探测系统。第2章给出无人机气象探测系统总体设计概要，包括系统方案设计原则与确定、平台结构设计及选择、导航控制、有效载荷、数据链路及地面站等总体设计方法。第3章研究了气象无人机飞行控制关键技术，介绍了无人机动力学建模基本方程、先进的增益预置控制和非线性动态逆控制方法，基于神经网络的控制与设计以及半实物仿真案例。第4章介绍了气象无人机温湿压测量关键技术，讨论了无人机上温湿压测量技术要求、测量方法、组合测量与数据处理技术、系统硬件设计、数据误差及其处理等。第5章介绍了无人机测风关键技术，阐述了无人机测风工程方法与解算建模、对测风误差的影响分析与校正、测量数据的自适应滤波与粒子滤波处理方法等。第6章从工程应用角度介绍了无人机气象探测系统的地面测试方案与检验方法、飞行试验的组织与数据对比验证方法以及当前典型的无人机气象探测系统的应用情况。

本书的编写人员主要有：邵琼玲编写第1、4、6章，王盛军编写第2章，李怡勇编写第3章，周伟静编写第5章，沈怀荣对全书进行了内容设计、统稿，并修改

定稿。在本书编写过程中还得到张中、刘铁军、杨露、任金彬、高飞、达兴亚等人的帮助，吸收了他们研究解决问题的智慧与成果。

由于作者水平有限，撰写时间仓促，成稿过程中难免出现一些错误和纰漏，在此希望读者朋友不吝赐教。

作者
2010-03-01

目 录

第 1 章 概述	1
1.1 无人机及无人机系统.....	1
1.1.1 分类	2
1.1.2 无人机系统的性能	4
1.1.3 无人机的应用领域	6
1.2 无人机气象探测系统.....	8
1.2.1 组成	8
1.2.2 世界主要气象无人机	9
参考文献	12
第 2 章 无人机气象探测系统设计.....	14
2.1 设计要求与总体方案.....	15
2.1.1 无人机系统总体方案设计原则	15
2.1.2 无人机系统总体技术方案的确定	15
2.2 无人机平台	17
2.2.1 平台总体设计	18
2.2.2 结构	18
2.2.3 动力	20
2.2.4 导航控制	22
2.2.5 供电	28
2.3 有效载荷	29
2.3.1 温湿压测量系统	30
2.3.2 风参数测量	31
2.3.3 数据采集输出	34
2.4 数据链路	35
2.4.1 组成与功能要求	35
2.4.2 数据链路分类	36
2.4.3 数据链路选择与设计	36
2.5 地面站	37

2.5.1	结构组成	38
2.5.2	飞行线路规划与无人机状态显示	39
2.5.3	有效载荷数据解算与处理	40
	参考文献	51
第 3 章	飞行控制技术	52
3.1	飞行控制基础建模	52
3.1.1	坐标系及其之间的转换	52
3.1.2	动力学与运动学方程	55
3.1.3	某小型无人机的参数设定	58
3.2	增益预置控制	59
3.2.1	控制原理与特点	59
3.2.2	控制器的设计	60
3.2.3	案例仿真与分析	63
3.3	非线性动态逆控制	70
3.3.1	控制原理与特点	70
3.3.2	控制方法的分类与比较	72
3.3.3	逆控制器的设计	73
3.3.4	案例仿真与分析	79
3.4	基于神经网络的动态逆控制	81
3.4.1	神经网络简介	82
3.4.2	控制器的设计	84
3.4.3	在线神经网络的构造	85
3.4.4	控制器闭环稳定性证明	87
3.4.5	案例仿真与分析	90
3.5	半实物飞行仿真系统	93
3.5.1	半实物飞行仿真的概念与特点	93
3.5.2	无人机半实物飞行仿真系统的典型结构	94
3.5.3	AP50 半实物飞行仿真系统设计与实现	95
3.5.4	仿真实验与结果分析	100
	参考文献	112
第 4 章	温湿压测量技术	114
4.1	温湿压测量要求	114

4.2	温湿压测量方法	115
4.2.1	温度测量	115
4.2.2	相对湿度测量	116
4.2.3	气压测量	118
4.3	温湿压组合测量技术	119
4.3.1	温湿压组合传感器	119
4.3.2	温湿压组件数据采集系统设计	122
4.3.3	温湿压组件测量数据处理与比对	122
4.4	温湿压测量误差	126
4.4.1	温度测量误差	126
4.4.2	相对湿度测量误差	126
4.4.3	气压测量误差	127
	参考文献	127
第 5 章	测风技术	128
5.1	无人机测风方法	128
5.1.1	解析测风法	128
5.1.2	水平空速归零法	129
5.1.3	机动飞行法	129
5.2	水平飞行测风法	129
5.2.1	解算模型	129
5.2.2	误差源分析	132
5.2.3	误差影响仿真分析	135
5.2.4	误差校正	145
5.3	风场数据处理方法	155
5.3.1	自适应滤波算法	156
5.3.2	粒子滤波算法	160
	参考文献	174
第 6 章	系统试验及应用	177
6.1	系统静态测试	177
6.1.1	测试内容	177
6.1.2	气温误差测试	177
6.1.3	湿度误差测试	178

6.1.4	气压误差测试	179
6.1.5	风速误差测试	180
6.2	系统飞行试验	181
6.2.1	系统飞行试验内容	181
6.2.2	气象探测对比试验	181
6.2.3	TF-1 飞行试验	182
6.3	气象无人机应用	187
6.3.1	气象无人机在民用领域的应用	187
6.3.2	气象无人机军事应用	188
	参考文献	189

第 1 章 概 述

1915 年 10 月德国西门子公司研制成采用伺服控制装置和指令制导的滑翔炸弹，它被公认为是可控无人机的先驱。1917—1918 年英国与德国先后研制成第一架无人驾驶遥控飞机。近年来，无人机得到前所未有的发展。从无人机使用功能看，已从单一侦察扩展到侦察监视、目标指示、电子对抗、无人作战、预警、通信中继、航空遥感、灾情调查、气象监测等多种用途；从实战应用看，海湾战争中多国部队使用了 200 多架无人机，科索沃战争中使用了 7 种类型近 300 架，伊拉克战争中，仅美军就使用了 10 种以上无人机，使用频率是阿富汗战争的 3 倍；从型号品种看，据保守估计，各国无人机的机型已有 150 余种，工业界和各种研究机构至少有 400 多个不同的平台正在发展中^[1, 2]。

用于气象研究的无人机已问世 30 多年。早在 1973 年 10 月，美国航空航天局就开始研制“小型取样器”系列无人机，主要用于研究边远地区的高层大气。1974 年，南非国家动力学有限公司开始研制低成本的小型 ND-100 型无人机，用于大气采样和风暴研究。但早期的气象无人机由于性能不太理想，未得到广泛应用。为了提高目标区天气信息获取能力，1987 年美国空军与洛克希德公司签订了“打击前天气监视 / 侦察系统”概念验证合同，利用成熟的货架设备和政府提供的机载能见度仪 (AVM)，设计了吊舱式机载天气侦察系统。随后针对无人机安装使用需求，进行了气象传感器小型化，开发出无人机模块式天气侦察有效载荷。该项技术后来被移植到民用无人气象探测飞机的开发上，洛克希德公司、道格拉斯公司和奥罗拉 (Aurora) 公司相继开发出了被称为“无人驾驶飞行器”和“柏修斯” (Perseus) 气象无人机。随着科学技术的进步，20 世纪 90 年代以后，尤其是海湾战争期间，光靠气象卫星提供战区气象信息不能满足作战需要的现实，使作战指挥人员和气象保障人员认识到，必须大力发展低成本小型无人机来获取战区气象信息，这种军事上的需求推动了气象无人机的进一步发展^[3-8]。

1.1 无人机及无人机系统

虽然无人机已经有近百年的历史，但目前还没有较为统一的定义。

《中国大百科全书·航空航天卷》将无人驾驶飞机定义为：无驾驶员或“驾驶”

(控制)员不在机内的飞机,简称无人机;而把飞机定义为由动力装置产生前进推力,由固定机翼产生升力,在大气层中飞行的重于空气的航空器。这种定义将无人直升机等排除在外,局限为固定翼无人机。

《无人机系统导论》译者在前言中将无人机定义为无人驾驶航空飞行器(unmanned aerial vehicle, UAV),即是一种由动力驱动,机上无人驾驶,可重复使用的航空器。

在2002年1月美国联合出版社出版的《国防部词典》中,对无人机的解释是:“无人机是指不搭载操作人员的一种动力空中飞行器,采用空气动力为飞行器提供所需的升力,能够自动飞行或进行远程引导;既能一次性使用也能进行回收;能够携带致命性或非致命性有效载荷、弹道或半弹道飞行器、巡航导弹和炮弹不能看作是无人飞行器。”

本书所讨论的无人机限定为一种有动力、可自主飞行或遥控飞行、能携带任务载荷的无人驾驶航空器。

无人机要完成任务,除需要飞机及其携带的任务设备外,还需要有地面控制设备、数据通信设备、维护设备以及指挥控制和必要的操作、维护人员等,较大型无人机还需要专门的发射/回收装置。因此,完整意义上的无人机应称为无人机系统。

1.1.1 分类

无人机的飞速发展,使得现代无人机的种类繁多、型号各异,而且新概念还在不断涌现,对于无人机的分类尚无统一的方法。美国联合无人机计划局(JPO)、欧洲无人机协会、英国《飞行国际》杂志等无人机相关的机构和组织都给过过无人机的一些分类。通过对这些分类方法归纳整理,可分成如下8类^[9, 10]。

1. 按尺寸大小分类

无人机按大小分为大型、中型、小型及微型无人机。

大型无人机相当于一架小飞机,它可执行多种且复杂的战斗任务。

中型无人机介于大型和小型无人机之间。

小型无人机犹如一架较大的航空模型,它执行任务较少或只能执行单一的特定任务,一般重量10 kg左右,例如诱饵或骚扰无人机。

对于微型无人机,美国国防高级研究计划局(DARPA)的定义是翼展在15 cm以下的无人机。英国《飞行国际》杂志将翼展或机体最大尺寸小于0.5 m,使用距离约200 m的无人机统称为微小型无人机。

2. 按质量分类

可分为大型、中型、小型无人机。起飞质量 500 kg 以上为大型无人机, 200~500 kg 称为中型无人机。小型无人机则是全机质量小于 200 kg 的无人机。

3. 按活动半径/飞行时间分类

航程是无人机的重要性能, 它是指无人机起飞后中途不加油所能飞越的距离。而活动半径(也称作战半径)一般规定为航程的 25%~40%。按航程分类, 可分为近程、短程、中程和长航程 4 种。

近程无人机活动半径约 30 km, 续航时间 2~3 h。一般在旅、营级以下单位使用。

短程无人机活动半径约 150 km, 最高能达到 300 km, 续航时间 8~12 h。美国海军则希望这类无人机能从大型船只上起飞和回收。

中程无人机活动半径约 650 km, 续航时间不小于 12 h, 一般以高亚音速飞行。要求其提供高质量的近实时图像, 以完成对敌重点防御目标攻击前和攻击后的侦察评估任务。如美国 BQM-145A 无人机。中程无人机的代表机型主要有美国的 D-21、324 型“金龟子”和 350 型无人机等。

长航程无人机尚未有严格概念。它能担负多种作战任务, 携带多种载荷, 其主要特征是可连续长时间飞行、航程远。又可细分为 3 种类型, 即: 1) 低空长航时无人机, 飞行时间超过 24 h, 飞行高度 7 000 m 以下; 2) 中空长航时无人机, 飞行时间在 24~30 h, 飞行高度 6 000 m 以上, 如美国的“捕食者”无人机; 3) 高空长航时无人机, 飞行时间 24 h 以上, 高度 15 000 m 以上。美国的“全球鹰”续航时间已超过 36 h, 正在研制的太阳能高空无人机的飞行时间达到 1 周以上。

4. 按使用次数分类

无人机按使用次数分为单次使用无人机和多次使用无人机。单次使用无人机发射后, 完成任务后不回收, 故不需在机上装回收系统。一般简单的早期靶机、诱饵和骚扰无人机就是单次使用无人机。多次使用无人机是指在完成任务后要求回收的无人机, 它可重复多次使用。

5. 按飞行方式分类

按飞行方式可分为固定翼无人机、旋翼无人机、扑翼无人机等。其中扑翼无人机像昆虫和鸟一样通过拍打、扑动机翼来产生升力以进行飞行的一种飞行器, 适合于微型飞行器。

6. 按需求分类

按需求可分为战术无人机和战略无人机。

1) 战术无人机。主要用于战术目的。

2) 战略无人机。主要指中空长航时无人机和高高空长航时无人机，主要用于战略侦察和监视。高空长航时无人机飞行时间长，能昼夜持续进行空中侦察监视，与侦察卫星相比，具有以下特点：一是成本比卫星低得多，只是卫星成本的几十分之一，甚至几百分之一；二是在执行任务时，无人机可按照指挥员的意图在选定的目标区域上空进行持续侦察监视、截获和收集目标区完整的情报，而卫星只能按照规定的轨道运行，不能按指挥员随机要求运动；三是由于无人机的飞行高度低，所以其观察地面目标的分辨率高，也不易受目标区域上空云层等的影响。长航时无人机与有人驾驶战略侦察机相比，其最主要的优势是：不必考虑人的安全问题，在危险区域执行侦察任务时，既不必冒生命危险，亦无需派遣护航机保护；无人机能昼夜持续进行空中侦察探测，这些都是有人驾驶战略侦察机所不及的。因此，在未来的战争中，长航时无人机，特别是高空长航时无人机将成为侦察卫星的重要补充与增强手段，成为未来战场获取战略情报的重要手段之一。

7. 按飞行速度分类

按飞行速度可分为亚音速无人机、超音速无人机和高超音速无人机。

8. 按用途分类

无人机按用途分为民用和军用两大类。

1) 民用无人机

在民用无人机上安装相关任务设备可用于航空摄影、航空测绘、资源遥感、物理探矿、输电线路或输油管路检查、环境污染测控、城市规划、交通监视、灾情调查、大气及气象监测、土地管理等，还可用于治安、边境巡逻、人员搜索及营救、缉毒、通信中继等。

2) 军用无人机

军用无人机能执行的军事任务很多，按执行任务的类型无人机又可大致分为靶机、侦察监视无人机、校射无人机、目标指示无人机、电子战无人机、轰炸无人机、战斗无人机、预警无人机、通信中继无人机和军用运输无人机等。

1.1.2 无人机系统的性能

1. 飞行性能

1) 速度指标。最大速度；巡航速度；最小速度。其中巡航速度是飞机在巡航状

态（指可以持续飞行的速度、高度等参数基本不变的一种比较经济的飞行状态）下的平飞速度，一般是最大速度的 70%~80%。

2) 高度指标。实用升限；最大使用高度；最低飞行高度。飞机能维持平飞的最大飞行高度叫升限，分为理论升限和实用升限。实用升限是爬升率略大于零的某一定值时所对应的最大平飞高度。

3) 续航时间和航程。最大续航时间是飞机耗尽其可用燃料所能持续飞行的时间，一般是指用巡航速度作经济航行所达到的数值。航程是指无人机起飞后中途不加油所能飞越的距离。

4) 活动半径。活动半径（也称作战半径）一般规定为航程的 25%~40%。

5) 爬升率。在一定飞行质量和一定的发动机工作状态下，飞机在单位时间内上升的高度。也可用爬升到某高度耗用掉多少时间来表示。如在理论海平面的大气密度和压力下达到的爬升率，叫海面爬升率。

2. 重量指标

包括最大起飞重量、正常起飞重量、空重、正常任务载重、最大任务载重。

3. 几何尺寸

包括全机长、展长、机高。

4. 飞行姿态的平稳度

5. 航迹控制精度

6. 地面控制半径和定位精度

7. 环境适应性

无人机所有部件应能承受贮存、运输和飞行条件下所规定的各种环境条件，包括气候、力学、生物、电磁环境等。

8. 抗风要求（含地面及空中抗风要求）

9. 发射与回收方式

10. 安全性

11. 可靠性与维修性

无人机的可靠性指标通常包括：

1) 平均无故障间隔时间 MTBF（根据设备的不同也可以是平均无故障工作次数，平均无故障公里数等）；

2) 无人机的可靠度 $R(t)$ ，又可分为发射可靠度（或发射成功概率）和回收可靠度（或回收成功概率）；

3) 平均无故障飞行小时 MTFH；

4) 首翻期。

无人机的维修性主要技术指标通常有：

1) 平均维修时间 MTTR；

2) 平均维修时间 / 飞行小时，即在空中每飞行 1 h 所需的（地面）维修时间。

12. 耐久性与寿命特性

13. 隐身性

14. 有效载荷技术指标

1.1.3 无人机的应用领域

1. 无人机的军事用途

目前，世界各国使用和研发中的无人机，绝大多数都是用于军事和国家安全目的。根据 2005 年美国空军发布的“无人机路线图”，在 21 世纪前 25 年发展计划中的 49 个目标中，开发无人战斗机（UCAV）被列为首位。在路线图中公布的参联会对无人机系统（unmanned aerial system, UAS）需求的投票结果中，对于小型、战术型、战区型、作战型 4 种通用型 UAS，按 18 种任务进行优先级排序。目前无人机已由执行侦察任务逐渐发展到进行空中力量压制、武装监视/侦察、电子战及纵深拦截能力的无人作战系统（如美国空军的 J-UCAS 项目）。无人机可肩负以下 3 类军事任务。

1) 监视和情报收集

无人机具有非凡的空中观察和侦听能力，因此为政府或军队收集军事情报是无人机的一项重要使命。在新的对抗中，作战指挥对于反应时间、敌我识别以及陆、空、海三军之间乃至多国之间的协同作战的要求是十分苛刻的。无人机利用不同的传感器可以采集各种类型的信息，把原本是陆地、海上、高低空的实时光电或磁电信息还原成图像。传感器也可以作侦听使用，可对某些传输（电信或雷达波）进行分析和定位。

无人机还可以在敌人地空导弹射程威胁以外的空域飞行，操控员可在地面采取中继台站连接，远程透过云层进行观察活动。续航时间的长短取决于材料的可靠性和机载电源（发动机和有效载荷用电）。

无人机发出的信息有利于进行作战态势的评估，区域监视，近距远距目标的探测、识别和处理，空中打击后或远程炮轰后损失程度的评估，甚至对弹道导弹的发射警告的评估等等。在观察敌人导弹的弹道阶段，无人机比同步地球卫星更有利。无人机能够通过区域上空的长驻留性来满足情报获取连续性的要求。

2) 作战支持

机载设备的多用途性和系统技术的突飞猛进，使无人机在作战支持方面的应用前景不断扩大。

(1) 目标指示：有效载荷中的激光发光器使无人机具有指定固定或活动目标的能力，以便通过作战飞机或武装直升机给予致命打击（使用激光制导武器）。

(2) 通信中继：无人机飞行高度的变化可以使它跨越地形对微波的影响，从而使它能有效地克服地球同步通信卫星波段流量和频带的不足。

(3) 特种作战支援：小型或微型的无人机能随身携带，使用具有隐蔽性，灵活方便，别动队在敌占区高低不平的地形或都市地带进行干预活动中，它无疑是一种昼夜“千里眼”。

(4) 干扰：无人机对各种通信、防空雷达信号、地空系统和 GPS 定位可实施干扰，扰乱敌军，另外提供磁电保护免受飞机或导弹的空中打击。

(5) 部署支持：军事力量部署区域环境的评估，尤其对付 NRBC（原子、放射线、细菌和化学武器）的威胁，无人机都能起到很大作用。

(6) 运输：无人机可以在战场上运送和投放各种物资（给养、器材、轻型车辆），给孤立的部队或前线部署提供运输支持。

3) 参与作战

美国和欧洲各国军方考虑把高性能无人战斗机同飞机配合成为一个真正的合成系统，对各种使用理念，如对固定或活动目标的打击、摧毁敌人地对空武器等进行了研究。今天，使用无人机进行空战的理念对未来作战模式的影响更为突出，可将无人机在作战飞机或飞行控制系统控制下作为先进的识别手段使用，也可以考虑由无人机上携带机载空空导弹进行攻击。

2. 无人机的民用领域

尽管目前民用市场的开发较少，但无人机用途广泛，应用潜力巨大。

1) 监视和观察

(1) 科学研究：大气、土壤和大洋的研究；气象预报分析研究。

(2) 应急情况监视：森林火情、雪崩；火山、飓风；搜索救护；自然灾害损失的评估（水灾、风灾、赤潮、火山爆发、地震等）。

(3) 民用监视：农作物种植和施播；海洋监视（海洋通道、毒品走私、碳氢化合物污染的检测、救护的定位）；都市监视、示威游行及边防监视；工程建设（如桥梁、大坝）的检测；输油管、天然气管道、悬挂电缆、铁路、高压线的监视；公路交通及危险品的运输监视等。

2) 特殊使命

无人机可作为通信中继台站，可执行危险性大的任务（瓦斯毒气和放射线），可执行搜索和救护（海上、高山和沙漠等），反恐、治安、边境巡逻、缉毒等任务。

1.2 无人机气象探测系统

气象无人机主要用于远程气象监测和侦察目的，是专为海洋、边远地区、战区和不利天气条件下气象和环境侦察而开发研制的。起初，气象无人机多由通用无人机改装而成。随着计算机、微电子、通信、信息、材料等技术的不断发展，近年来国内外也在研制专门用于气象和环境侦察的气象无人机。气象无人机具有经济、机动、灵活的特点，使用范围广，既可对热带气旋和其他危险天气进行系统性监测，也适用于军事侦察及其他领域。

1.2.1 组成

无人机气象探测系统由飞机系统、有效载荷、地面设备组成。图 1-1 给出了无人机气象探测系统的组成示意图。

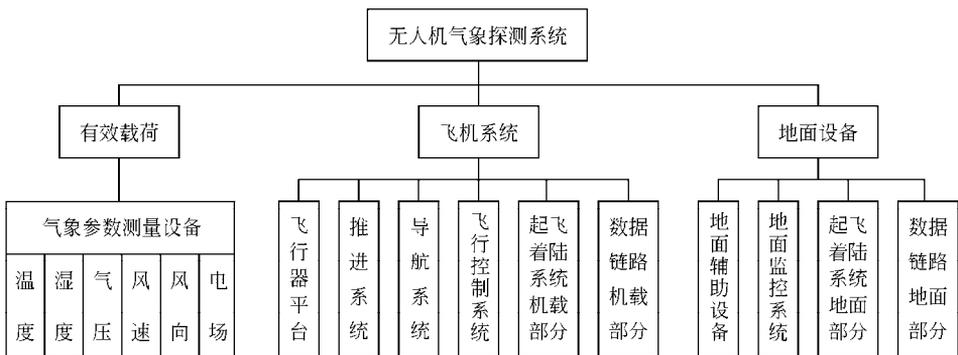


图 1-1 无人机气象探测系统组成示意图

飞机系统包括飞行器平台、推进系统、导航系统、飞行控制系统、起飞 / 着陆系统机载部分、数据链路机载部分等。起飞 / 着陆系统的机载部分与地面部分配合，

完成无人机的发射与回收。推进系统提供无人机的动力。导航系统可以通过卫星导航、预警机指引、地面导引以及无人机自身的目标发现与跟踪能力为无人机系统完成战术任务提供导航和目标信息的保障。飞行控制系统是无人机机上部分的核心，它监视、控制和指挥其他机载子系统，接受地面站发出的指令，协调机载各子系统的工作，并把无人机的状态及其他需要的信息通过数据链路发送给地面站，在地面站的监控和指挥下，控制无人机完成预定任务。

有效载荷包括温度、湿度、气压、风速、风向、电场等气象参数测量设备，完成飞行区域的气象参数测量。

地面设备包括地面辅助设备、地面监控分系统、起飞 / 着陆系统地面部分、数据链路地面部分等。起飞 / 着陆系统的地面部分是完成无人机发射、回收的重要保证。数据链路的地面部分与机载部分协同工作，提供地面站与无人机的通信，实现对无人机的监控、指挥，完成预定的作战任务。地面监控分系统监视、控制和指挥其他分系统工作，给操作员提供全面的环境信息和无人机状态信息，根据操作员的命令安排各个子系统完成预定的任务。对突发的事件做出合理的反应，并及时通报给操作员。

1.2.2 世界主要气象无人机

军事和民用领域的需求推动了气象无人机的发展。美国、澳大利亚、法国、中国等国家都研制了自己的气象无人机^[11, 12]。

1. 美国气象无人机

1) 柏修斯 (Perseus)

柏修斯是一种高空大气研究无人机，由 1989 年建立的飞行科学公司从事研制生产，供美国能源部用于全球性气候变化的科学研究。其方案的技术验证机于 1991 年 11 月 8 日首次飞行，全尺寸样机尚在研制中。

其外形由竞赛中获胜的滑翔机转化而来。大展弦比的上单翼，短舱加尾梁式机身，十字形尾翼，大直径推进式螺旋桨。机身骨架为 4130 铬钢，碳纤维翼梁和预浸渍碳纤维尾梁。空气动力面为蜂窝、石墨和芳纶布的复合材料夹层结构，前三点式起落架。用一台 85.8 kW 的 Rotax914 型四缸四冲程发动机，附加三级涡轮增压器和电喷、电控装置，可变桨距的推进式双叶螺旋桨，发动机液冷通过涡轮增压器内部冷却器和机翼下部散热器实现。采用 VME 总线飞行计算机、GPS 导航、无线电指令上行链路、C 波段视频下行链路。通过机载 G 波段雷达信标进行高空跟踪。利用卡车牵引起飞，可飞行到燃料耗尽，无动力减速到跑道着陆，降落伞用于应急回收。

柏修斯 A：设计用于平流层大气研究。使用以液态氧和汽油为燃料的闭环发动机。制造了两架并于 1993 年 12 月 21 日首飞，1994 年 4 月 2 日完成首次闭环飞行，早期飞机要装 50~100 kg 载荷飞到 25 000 m 高度，其后的飞机要装 100 kg 载荷飞到 31 000 m 高度。典型任务包括臭氧层研究和高速商用运输机的环境冲击研究。目前参加 NASA 的 ERAST 计划。

柏修斯 B：设计用于上部对流层和下部平流层的研究。和 A 型相比，把飞控系统集成化，改进了结构并采用了三级增压的发动机。1994 年 10 月 7 日首飞。任务载荷为下投式探空仪，B 型可布放 24 个下投式 GPS 探空仪，从而提供温度、压力和湿度的垂直剖面。

2) 提修斯 (Theseus)

提修斯是一种高空长航时大气研究无人机。1989 年在美国科学发展基金支持下开发，但 1995 年让位于柏修斯无人机，最后又把开发柏修斯时在气动、结构、动力和飞控系统方面积累的经验用在该机上。1994 年 6 月订立开发合同，11 月通过设计评审，其任务为平流层区和平流层 / 对流层转换研究、遥感、飓风探测和作战气象学研究。任务载荷与柏修斯无人机相同。

非常大展弦比的上单翼，T-形尾翼布局，两台发动机装在翼下吊舱内，推进式螺旋桨，前三点起落架，全复合材料结构，运输时可将尾翼及外翼拆除。任务载荷装在机头及发动机舱的前半部。首架飞机采用两台 59.7 kW 的 Anon II a 四缸四冲程涡轮增压活塞发动机，两叶推进式螺旋桨，燃料量 1135 L。第二架飞机采用两台带涡轮增压器的涡桨发动机，每台额定功率为 261 kW，能在 25 000 m 高度上输出功率 119 kW，三叶推进式螺旋桨。常规跑道起飞和着陆。

2. 澳大利亚 Aerosonde 无人机

澳大利亚航空探测 (Aerosonde) 无人机有限公司的气象无人机采用碳纤维制成，体积小、重量轻，仅为 15 kg，翼展 2.9 m，一个人就可以进行装配和操作。设计为双尾杆后推式发动机、无机轮（旨在减轻重量），起飞时安放于汽车车顶，当车速达到 80 km/h 时起飞升空。Aerosonde 降落时先停止发动机运转，使螺旋桨叶片处于水平方向，最后以机腹着地，机壳是抗压的轻型玻璃纤维材质，机腹下部视场地状况贴上胶布减少摩擦损耗。飞机采用增压式发动机，功率 1.25 kW，采用电子燃料注射和无铅汽油，飞行速度可达 70~126 km/h，爬升率大于 2.5 m/s，最大航程 3 000 km，续航时间 30 h，高度范围 100~6 000 m，有效载荷 5 kg。

飞机上共有 3 组维萨拉公司生产的 RSS901 温度、湿度及气压传感器，其中 2 组分别位于左右两侧机翼下，另 1 组位于前舱中，气流由机体侧边导孔流入导管，通过感应器后排出。每个感应器于起飞前与检验箱的参考组件对比，进行基准点检验。

使用多组气象传感器的目的，主要是利于各传感器之间的交叉检验。除标准气象传感器外，视需要还配有能直接测量表面温度的 KT11 红外传感器，或能记录海况的照相设备，也有的配备积冰探测设备。未来的机载设备还包括大气化学测量设备（用于测量硫化物和碳化物）、激光测距仪和合成孔径雷达、无源微波辐射仪、云物理仪器设备、辐射仪和红外线扫描传感器。

机上配有飞行控制计算机、全球定位系统，飞行期间可由 GPS、DGPS、机载系统自动控制和引导飞行，收集到的数据发给地面指挥控制站。配 2~3 名发射和回收人员（控制员、工程师、飞行员 / 维护人员各 1 名），1 人可控制多达 3 架气象无人机。

3. 法国气象无人机

目前，法国有“狐狸”（FOX）AT 和“豺”（Chacal）2 型气象无人机。

1) “狐狸” AT

“狐狸” AT 是一种小型侦察 / 监视无人机。法国 CAC 公司与 10 个其它法国航空航天公司联合设计，以满足法国陆军和潜在国外用户的要求，可民用也可以军用。1986 年开始研制，相同的基本型飞行器可用于各种任务，“狐狸” AT 用于战场侦察 / 监视，“狐狸” TX 用于电子战，“狐狸” TS1 和“狐狸” TS3 用作空中靶标。

“狐狸” AT1：它以“狐狸” TS1 靶机为基础，重在满足廉价、近程（40 km）侦察任务要求。

“狐狸” AT2：改进的近程侦察系统，有 5 h 续航时间和 30 kg 以上的有效载荷能力，其机载电子设备和遥测更为先进，即使在恶劣的工作条件下也可在 150 km 范围内进行 100% 的预编程飞行。

“狐狸” AT2-LC1（低价情报型）：与任务计划和开发系统相结合，1996 年开发。

“狐狸” AT2-MLCS：机动发射和控制系统。装在一辆 6 轮驱动越野卡车上和各种炮兵系统包括 Giat Caesar 155 mm 高炮兼容，提供目标定位信息。两人操作。1995 年初开发。

“狐狸” AT 为上单翼机，短舱和尾梁组成的机身，T 型尾翼。由硬铝玻璃 / 碳纤维和泡沫塑料制成，机翼及尾翼分别由一个螺栓固定。无起落架。采用一台 16.4 kW 的 Limbach L275E 双缸二冲程发动机，两叶推进螺旋桨。机上电源为两组镍镉电池，AT2 型上有 900 W 的发电机。实时数据上行链路 / 下行链路，可选装天线旋转罩。任务能够按预编程（98 个航路点）或遥控执行。导航通过飞行计算机再加上惯性和差分 GPS 实现。通过地面、拖车或船上的橡筋动力弹射器或气动弹射装置弹射。通过指令或自动开伞回收。

任务载荷为固定安装或陀螺稳定的 CCD 和红外摄像机、前视红外仪、热分析仪、4000 型红外行扫仪、VHF 或雷达干扰机和防化探测器。其翼下 4 个外挂点可携带

小型下投式有效载荷，如传感器（包括气象传感器）、跟踪装置、小型武器或声呐浮标等。

“狐狸”AT2型气象无人机是“狐狸”AT1型的扩展放大型，其特点是油箱更大，航程显著增加，有效载荷更大（30 kg，是“狐狸”AT1的2倍），照相机、摄像机质量更好，传感器质量更高，飞机重135 kg（增加50%），另配有图像增强器，携带的传感器和设备增加了静物照相机、合成孔径雷达等。

2) “豺”(Chacal) 2

“豺”是一种多用途无人机。第一架样机于1991年中期完成。其后研制了至少4架样机。用途包括战术侦察/监视、目标、大气探测和导弹模拟。

下置三角形主机翼，上置鸭式前翼，带后掠尾翼和方向舵的流线形机身，轻型前三点起落架。前4架样机由模制玻璃纤维/碳纤维/芳纶纤维复合材料制成。第5架样机由一种日本新开发的陶瓷纤维复合材料制成，故雷达透过性和隐身性能进一步提高。采用一台19.7 kW四缸二冲程发动机，两叶复合材料推进螺旋桨，燃油容量18 L，可选用0.27 kN涡喷发动机。常规轮式起飞着陆，或伞降回收。其任务载荷范围较广，有气象传感器、红外或彩色CCD摄像机和激光指示器等，适用于各种战术目的，可执行十分复杂的任务。

4. 中国TF-1无人机气象探测系统

TF-1无人机气象探测系统由沈阳航天新光集团有限公司和装备指挥技术学院共同研制。可完成飞行区域内的温度、相对湿度、气压、风向、风速等气象参数的测量任务。整机采用碳纤维复合材料一体化成型技术，有效地降低了重量，提高了结构强度、刚度和可靠性；通过优化气动外形、动力系统和飞行控制系统，在总质量不足22 kg的无人机系统上实现了连续15 h、1 500 km长航时自主飞行；采用车载牵引发射系统，发射成功率高；温湿压测量采用Vaisala公司RSS911组件，测量精度达到了国际同类产品的先进水平；使用分立空速管、高精度压力传感器、GPS和多坐标系统联合解算技术，解决了小型长航程低速无人机风参数测量的技术难题。在国内首次在无人机上采用“北斗”数据链路，解决了无人机气象探测系统数据传输受飞行距离与飞行高度限制的问题；采用智能化检测与控制技术，解决了机载电子设备的电磁兼容问题。

参 考 文 献

- 1 中国大百科全书编辑委员会. 中国大百科全书·航空航天卷. 北京: 中国大百科全书出版社, 1985

- 2 Fahlstrom P G, Gleason T J 著. 吴汉平译. 无人机系统导论. 北京: 电子工业出版社, 2003
- 3 陈贵春主编. 军用无人机. 北京: 解放军出版社, 2008
- 4 李小民, 江涛, 胡永江编. 无人机系统原理. 石家庄: 军械工程学院, 2004
- 5 魏瑞轩, 李学仁编著. 无人机系统及作战使用. 北京: 国防工业出版社, 2009
- 6 张进, 张冬青. 美澳几款气象与环境探测无人机. 飞航导弹, 2008, (5): 39~43
- 7 刘蚨松. 台风走廊上的气象侦察无人机. 现代兵器, 2004, (5): 24
- 8 张伟主编. 航空气象装备. 北京: 航空工业出版社, 2009
- 9 GJB2347-95. 无人机通用规范.
- 10 GJB6703-2009. 无人机测控系统通用要求.
- 11 《世界无人机大全》编写组. 世界无人机大全. 北京: 航空工业出版社, 2004
- 12 樊邦奎, 毛泽孝, 刘继宗, 等编. 国外无人机大全. 北京: 航空工业出版社, 2001

第2章 无人机气象探测系统设计

无人机气象探测系统用于大区域连续探测大气参数，与其他类型的无人机系统相比，其设计要求有所不同。从无人机系统的组成结构和整体配置上来讲，系统虽然没有一个固定的模式，但从系统原理、系统结构、软硬件组成、应用技术等几方面看，成熟的无人机系统应该包括飞行器系统、地面站系统、数据链路系统、有效载荷系统以及发射与回收系统等^[1]。

无人机是无人机系统的空中部分，包括了飞机机体、推进装置、飞行操纵装置、供电系统。现代无人机在性能上有了很大的提高，无论从航程、航时、高度和速度等方面都取得了非常大的改进，无人机自身性能的这些改进，与无人机系统中其他分系统的改进是密不可分的。

地面站系统是整个无人机系统的地面操作控制与数据处理部分，可以称之为无人机系统的大脑。它负责整个无人机系统协调地工作。地面站也称为“任务规划与控制站”，任务规划主要是指在飞行前和飞行中飞行航迹的规划确定和及时调整方案；控制是指在飞行过程中对无人机全系统的各个功能控制部件进行操控，完成使用者要求的飞行任务。地面站通常由任务规划设备、控制及显示设备、图像及遥测设施、计算机及信号处理器、地面数据终端、通讯设备、环境控制及生存能力保护设备等组成。

数据链路系统对任何一个无人机系统都是十分关键的子系统，无人机系统的数据链路分成数据上行和数据下行两方面。数据上行主要用于地面站对飞行器以及机上设备的控制。数据下行用于向地面站传递当前信息。

有效载荷系统是指为了执行特定任务而装备到无人机上的设备，无人机是这些设备的平台和运输工具。有效载荷的定义在不断发展，从以前简单的照相机发展到用于空中环境探测的传感器、可攻击的导弹等，随着人们要求的不断提高，其内容仍在不断丰富。

发射与回收阶段被认为是无人机执行任务期间最困难、最关键的阶段。发射与回收根据技术和要求不同，采用的方式也不完全相同。发射方式通常有火箭助推式、弹射式、滑跑式、车载辅助式、气动和液压混合式等。回收方式有网式回收、伞降回收、滑翔回收等。

2.1 设计要求与总体方案

无人机系统总体技术方案设计的主要工作是正确合理地选择并确定系统总体方案和各主要分系统方案,包括设计优化无人飞行器布局形式、总体设计参数,选定动力装置、起降方式、控制与导航方式、无线电测控与信息传输(数据链)体制,选择任务设备和维修保障体制等^[2~6]。

2.1.1 无人机系统总体方案设计原则

为了保证无人机系统总体方案设计合理、可行,在进行无人机系统总体方案设计时应遵照以下原则。

1) 可行性原则:充分满足使用部门提出的战术技术指标和使用要求,与我国的经济基础和技术基础相适应,有必要的技术储备,工程上能够实施;

2) 先进性原则:有较高的技术起点和一定的创新内容,技术措施有特色,技术性能达到先进水平,且有一定的拓宽发展潜力;

3) 经济性原则:尽量降低从研制、制造到使用的全寿命周期费用,提高标准化、通用化、模块化、系列化程度,获得较高的效费比;

4) 综合优化原则:采用系统工程方法,从技术性能、经费、进度等方面,对多种总体方案进行全面的分析和综合比较,提出优选方案。

2.1.2 无人机系统总体技术方案的确定

1. 无人飞行器方案

无人飞行器总体设计与有人飞机总体设计类似,其主要任务是确定无人飞行器气动布局、发动机型号,选择主要的机载设备进行内部装载布置,协调确定无人飞行器外形参数、重量、重心及转动惯量,进行气动、隐身、飞行性能计算和导航与控制律初步设计,以及结构设计和强度分析。无人飞行器总体设计是一个反复迭代、优化的过程。

无人飞行器设计一般包括方案设计、初步设计和详细设计3个阶段。

方案设计。根据下达的战术技术指标要求,在现有技术储备和技术发展水平的基础上,分析战术技术要求实现的可行性,提出方案设想、论证主要设计参数匹配的合理性,分解关键技术,研究其解决途径。

初步设计。确定气动布局和协调确定内部布置,绘制无人飞行器三面图和设备

布置图，进行气动计算和试验，给出目标重量分配，确定重心位置范围，进行无人飞行器性能估算，进行结构打样设计和总体强度分析，调整初步方案直到满足技术指标为止。

详细设计。完善总体方案，进行必要的基础试验和原理样机的制造。完善无人飞行器总体图、设备布置图、结构图、电气电网图及外形理论图，为其他分系统设计提供依据。进行结构详细设计与强度刚度分析。根据最终确定的外形进行气动特性计算和风洞试验，完成飞行性能、操稳、重量、重心和转动惯量计算。

按照专业分工，无人飞行器设计大致分为总体布局设计、气动设计、飞行性能分析、重量平衡与控制以及结构强度设计等几方面，不同的无人机系统因系统的规模、机体的大小、载荷的不同和数据量的大小等有所差别。无人机气象探测系统主要完成关注区域内大气温度、湿度、气压和风速的测量。与战斗型无人机相比：飞行平台要求能够进行大空域和较长时间的不间断测量，对飞行速度则没有过高要求；有效载荷系统测量温度、湿度、气压、风速、电场和能见度等参数，它的体积和重量也小得多；通信的数据量较小，实时性要求一般；地面测试与保障应要求人手少，操作控制简单可靠，降低人力与物力的成本。

无人机气象探测系统总体设计方案主要是确定与总体性能相关部分的方案。无人平台可分为结构、动力、导航控制和供电等几部分，为载荷提供可靠、稳定的工作环境；有效载荷系统主要包括气象参数测量传感器和数据采集分系统；数据链路主要是为地面系统、飞行平台与载荷提供上行和下行链路，保证飞控数据和测量数据的有效传输；地面设备包括发射装置、回收装置和任务规划以及数据接收处理分系统。图 2-1 给出系统组成示意图。

一种典型的并且经过试验验证的国内无人机气象探测系统主要技术指标如表 2-1 所示。

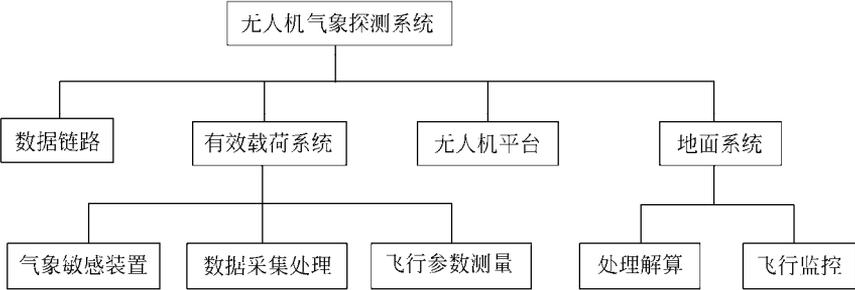


图 2-1 系统组成框图

表 2-1 无人机气象探测系统主要技术指标

序号	名称	技术指标	备注
1	重量	15~17 kg	
2	翼展	4 m	
3	飞机长度	1.9 m	
4	飞行速度	18~32 m/s	巡航速度 25m/s
5	升速	>2.5 m/s	
6	航程	1 800 km	巡航飞行状态
7	续航时间	12~20 h	
8	高度范围	最低距地高度 100 m 最高海拔高度 6 000 m	
9	有效载荷	≤2 kg	装满燃油
10	温度传感器精度	<0.1℃	
11	压力传感器精度	<0.4 hPa	
12	湿度传感器精度	<2% RH	
13	风速传感器精度	<1 m/s	
14	数据存储时间	30 h	存储频率: 1 次/s
15	着陆滑行距离	<200 m	
16	最大载油量	6 kg	
17	控制半径	150 km	3 000 m 飞行高度
18	控制方式	视距内手控 150 km 范围内单站遥控 150 km 范围外自主控制、 多站接力、或卫星链路控制	
19	抗迎面风	航行速度的 50%	
20	工作环境温度	- 30 ~ +55℃	
21	发射方式	车载发射	

2.2 无人机平台

无人机系统的飞行平台包括无人机的机体、动力和操纵控制系统，用于产生无人机飞行所需的升力、前进的推力、保证飞行和安装其他机载设备。飞行平台的结构、翼型和动力系统，以及操纵控制直接影响着飞行性能，进而也影响着无人机系统能否有效地满足任务需求。图 2-2 给出外观图。



图 2-2 无人机外观效果图

2.2.1 平台总体设计

根据对系统所提出的技术指标的分析，选定无人机的气动布局和外形的几何参数、气动参数，作为设计无人机飞行平台各子系统的原始依据。飞行平台可分为结构、动力、导航与控制、供电、通信等部分。

2.2.2 结构

无人机的结构由机翼、机身和尾翼等部件构成。按照空气动力学理论分析和设计各部分功能和结构。

机身的功用主要是装载各种设备和装置，并把各部件连为一体。为了操作和运输等方面的需要，通常分为相互连接的多个舱段。

1. 机身

梁式机身按照蒙皮承受弯矩的大小，分为硬壳式、桁条式和桁梁式（后二种合称半硬壳式）三种机身。机身的构架可由碳纤维复合材料和构架一次成型，也可分步成型。

构架式机身结构由骨架和蒙皮组成，特别是蒙皮参加骨架受力。机身在受力时好似一根闭口截面的薄壁梁。如蒙皮用薄金属代替蒙布，又称薄壁式机身。

从受力角度分析，机身可看作两端自由、中间支持在机翼上的梁。机身承受的分布外载荷为气动力分布载荷和结构质量分布载荷，这两项均较小。机身主要承受集中力，如机翼和尾翼的反作用力，以及任务设备、发动机等的重力。另外，垂直尾翼上的气动力使机身受扭。所以机身可看作是一根主要承受弯曲、剪切和扭转的梁。

机身结构采用较为典型的桁梁式结构。受力构件是由横向构件、纵向构件、蒙皮和接头等组成。

隔框是横向构件，它与机翼中的翼肋大致相当，主要用于传递受力及维持机身形状。隔框分为普通隔框和加强框，普通隔框主要维持机身外形，支持蒙皮及桁条，承受局部气动力；加强框既承担普通框作用，又要承受和传递集中载荷。

桁条和桁梁是纵向构件，它们是用来加强蒙皮，并与蒙皮一起承受轴向力和弯矩。一般设计几根桁梁作为主要受力构件，长桁（加劲）较少、可以较弱，甚至可以不连续。桁条和桁梁在构造上没有严格的区别，只是桁梁的结构强度刚度更好、以承受较大的载荷，所以安排在承受集中力和大开口的纵向周缘部位。

蒙皮采用较薄结构以减轻重量，主要用来形成机身的气动外形，承受全部剪力及很小部分的轴力。

接头用来传递载荷，并与其他部件连接以及用于机身各舱段间的连接。

由于无人机机载设备在使用、维护及安装等方面原因，机身上需开各种大小不等的舱口，这是机身的特点之一。机身上的开口处不但蒙皮被切开，且内部受力构件也可能被切断，因此机身的结构强度将大大削弱，故必须设法加强。可在开口处的周缘安装加强构件，以代替被切断的构件；也可选用允许开大舱口的机身结构；还可在开口的周边安装一个加强框来补偿因开口引起的构造强度削弱。

2. 机翼

机翼是无人机飞行时产生升力和阻力的主要部件。机翼的形式很多，分类也很复杂。对于低速无人机机翼，在要求结构重量轻时，为满足气动力要求，采用大展弦比机翼设计。飞机机翼结构可采用薄蒙皮双梁式直机翼。在这种结构中，机翼的主要受力元件是布置在纵向的很强的两根翼梁，长桁较少，梁的截面积比长桁要大得多。翼梁承受全部的轴力和弯矩，蒙皮只承受一部分剪力，可以采用薄蒙皮。由于机翼有较大的展弦比，双梁和蒙皮形成一个闭室来保证抗扭刚度。考虑到减重及等强度的原则，外翼的形状设计为梯形。

尾翼是飞机机体的重要部件之一。它能保证无人机的纵向和方向平衡，并起必要的稳定及操纵作用。副翼的功用主要是提供无人机的横向操纵。尾翼所采用的结构与机翼的结构相似。

典型无人机的主要技术指标在表 2-1 中已经给出，按照所提出的技术指标，设计的气动外形如图 2-3、2-4、2-5 所示，尾翼采用倒“V”字形设计，在展向是完全对称的。

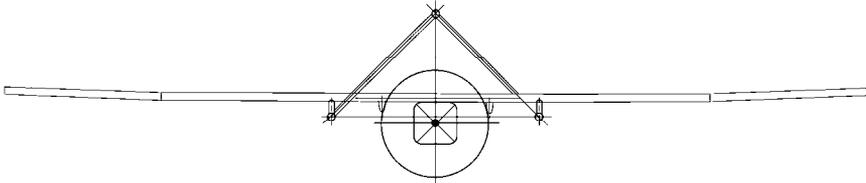


图 2-3 无人机的主视图

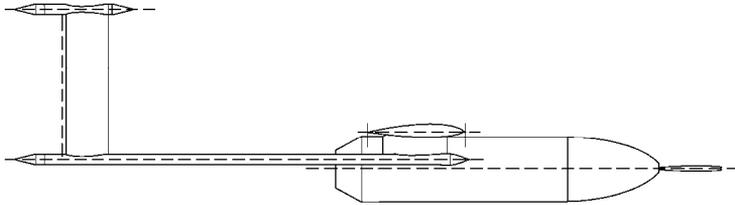


图 2-4 无人机的侧视图

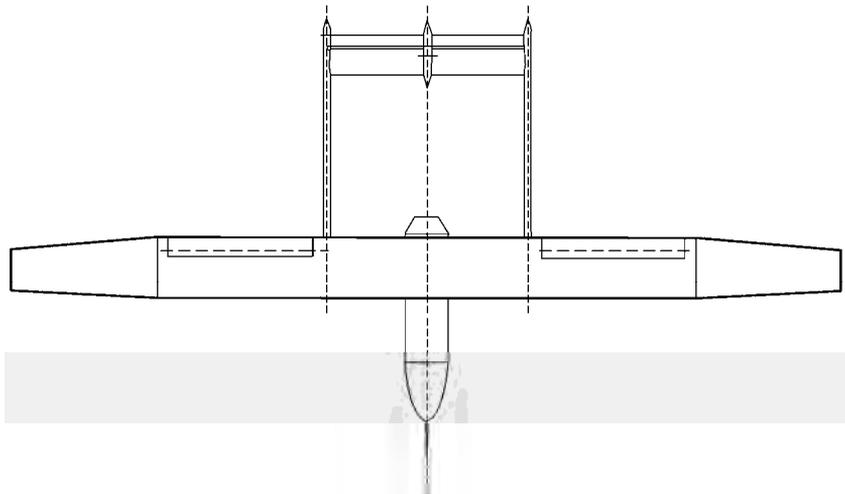


图 2-5 无人机的俯视图

3. 吊舱

在机翼两侧下方分别安装两个吊舱安装气象测量传感器。吊舱外罩采用流线型设计，以减小飞行阻力，保护传感器。

2.2.3 动力

动力装置有时亦称推进系统（装置）或动力系统，是指利用化学能、原子能、

太阳能等能量产生原动力的技术装置。动力装置是无人机的动力源，它的性能对无人机的性能有极重要的影响。发动机的推力大，推重比越高，则飞机可以有更高的速度，更远的航程，更大的载荷能力。发动机的耗油低，则飞机可以有更好的经济性，航程也将相对增大。动力装置所涉及的主要是航空动力与推进技术以及能源技术等。

气象无人机系统选择活塞式发动机，它是无人驾驶飞机使用最早、最广泛的动力装置，其技术目前已较为成熟。根据所应用的机型不同，活塞式发动机的功率小至几千瓦，大至 200 kW 左右。

选择 FUTABA 和 OS 共同开发的专用模型发动机。该发动机有如下特点：

- 1) 起动性能良好，空转时稳定性良好；
- 2) 在任何飞行状态下，燃料均保持固定的压力，能进行稳定的燃料供给；
- 3) 安装在发动机上的检测机构和可控的电磁阀门喷嘴体积小、重量轻，另外电子控制组件（EC-2）也很轻，各种连接和随动系统接线简单。

发动机型号：MAX-160FX FI

发动机重量：0.945 kg

发动机最小转速：1 700~1 800 r/min

发动机最大转速：7 500~7 800 r/min

螺旋桨是指在空气或其它流体中用叶片的旋转而产生推力的一种装置。螺旋桨用来将发动机的功率转变成拉力或者推力，在低速和中等速度飞行时，螺旋桨机的经济性比喷气飞机好，对于无人机来说，螺旋桨是动力装置中非常重要的部件。

螺旋桨可按不同方式分类，例如按叶片数分为双叶甚至多叶；按能否改变桨叶角（即桨叶剖面弦线与其旋转面间夹角）分为固定桨、变距桨；按桨叶材料分为金属桨、玻璃钢桨和木质桨；按与发动机配置关系分为拉力桨和推力桨。

螺旋桨有定距桨和变距桨之分。功率较小的发动机一般配用定距桨，功率较大的发动机一般配用变距桨。定距桨结构简单、重量轻。变距桨可以在较大的高度范围和速度范围保持较高的推进效率，但由于结构比较复杂，增加了重量，而且必须有相应的操纵控制机构。因此，在小型无人机中，定距桨用得较多。

螺旋桨旋转时，桨尖所形成的圆的直径 D 称为螺旋桨的直径（图 2-6）。桨叶上某个剖面到转轴的距离叫该剖面的半径，用 r 表示。通常以 r 相对于螺旋桨半径 R 的百分数来表示相对半径 \bar{r} ，即

$$\bar{r} = \frac{r}{R} 100\%。$$

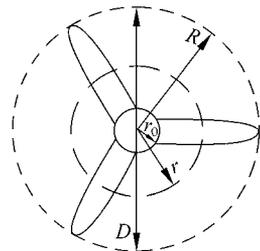


图 2-6 螺旋桨直径与半径

螺旋桨直径 D 的大小由发动机功率、转速、飞机飞行的速度、高度及桨叶的结构强度等因素来确定。正确地选择螺旋桨直径对飞机的性能具有重要意义。在可能的情况下，螺旋桨直径要尽量大些，以获得较高的效率。但螺旋桨直径受到多方面的限制，而且桨尖速度接近声速时反而会导致效率的降低，一般要保证桨尖马赫数 Ma 不大于 0.85。

螺旋桨应与发动机性能相匹配，螺旋桨的剖面形状与机翼剖面形状相似，所以从空气动力学原理上看，其产生拉力或推力与机翼产生升力相似。

2.2.4 导航控制

无人驾驶飞机是一种自带动力的、可无线电遥控或自主飞行的、能执行多种任务并能多次使用的无人驾驶飞行器。要实现无人机的自主飞行、实现精确定位并顺利完成指定任务，飞行控制、导航与制导是关键的技术。

无人机自动飞行控制系统的基本任务是当无人机在空中受到干扰的情况下能保持飞机姿态与航迹的稳定，以及按地面无线传输指令的要求，改变飞机姿态与航迹，并完成导航计算、遥测数据传送、任务控制与管理等。无人机导航系统的基本任务是控制无人机按照预定的任务航路飞行。实现导航的基本条件是必须能够确定无人机飞行的实时位置和速度等相关状态信息。制导系统的基本任务是确定无人机与目标的相对位置，操纵无人机飞行，在满足一定的准确度下，引导无人机沿预定的轨迹飞向目标。对于无人机来说，在自动飞行控制系统的基础上，导航、制导和飞控系统之间是相互联系、相互依存、协同工作的统一系统。

1. 无人机飞行控制系统

无人机控制系统是无人机系统的“大脑”，主要完成飞行、操纵、指挥控制和任务管理功能。飞行控制是指在飞行中保持无人机姿态与航迹的稳定，包括俯仰、横滚、航向 3 个轴向的姿态稳定，并根据地面的指挥控制指令，改变飞机的姿态与航迹；操纵与指挥控制完成对无人机操纵指令的发布与指挥决策；任务管理负责完成导航计算、遥测数据传送、任务控制与管理等。

无人机的控制系统包括平台飞行控制系统和地面指挥控制站，是一种“人在回路”的大闭环控制结构，图 2-7 给出了无人机控制系统的总体结构图。

要实现无人机自动飞行，首先需要敏感部件测量无人机的飞行状态，然后由控制律解算装置根据预置指令进行比较计算，输出控制信号给执行机构来操纵舵面，从而产生空气动力和力矩来控制无人机的飞行状态。自动飞行控制的基本原理

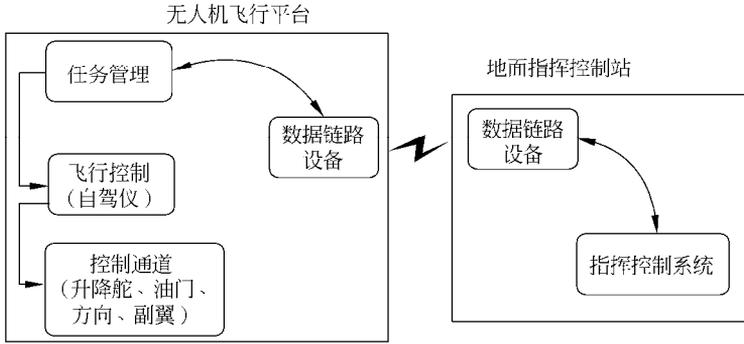


图 2-7 无人机控制系统的总体结构图

如图 2-8 所示。按照负反馈控制原理，当无人机偏离原始状态，敏感部件感受到偏离方向和大小，并输出相应信号，经放大、计算处理，通过执行机构控制舵面相应偏转。由于整个系统是按负反馈原则连接的，其结果是使无人机趋向原始状态。当其回到原始状态时，敏感部件输出信号为零，舵机以及相连的舵面也回到原位，无人机重新按原始状态飞行。

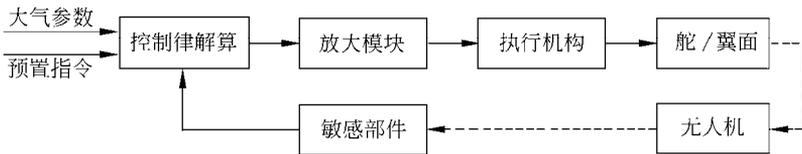


图 2-8 自控飞行原理图

典型的平台飞行控制系统一般包括 3 个负反馈控制回路，即舵回路、稳定回路和控制（制导）回路，如图 2-9 所示。

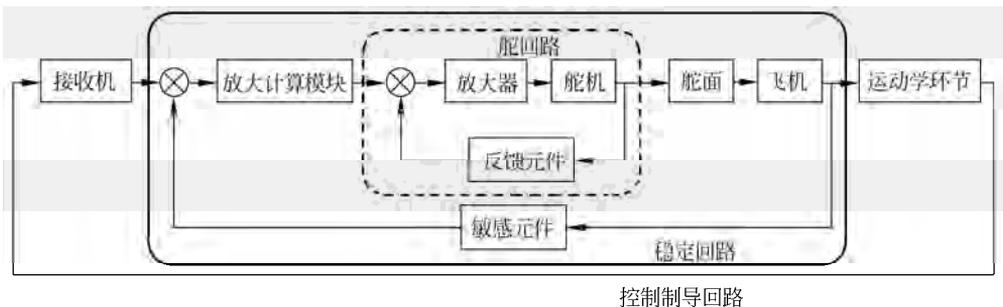


图 2-9 平台飞行控制

1) 舵回路。为了改善舵机性能以满足飞行控制的要求,通常将舵机的输出信号反馈到输入端形成保证舵机控制性能的负反馈控制回路,这种随动伺服系统称为舵回路。舵回路一般包括舵机、反馈部件和放大器。

2) 稳定回路。由测量无人机飞行姿态信息的测量部件和舵回路构成自动驾驶仪,自动驾驶仪和被控对象(无人机)又构成了稳定回路,主要起稳定和控制无人机姿态的作用。因为该回路包含了无人机,而无人机的动态特性又随着飞行条件(如高度、速度等)变化,所以,为了保证在各种飞行状态下都具有较好的性能,有时其控制律参数设置成可以随飞行条件变化的调参增益。

3) 由稳定回路和无人机重心位置测量部件以及描述无人机空间位置几何关系的运动学环节构成了控制回路(制导回路),主要起稳定和控制无人机运动轨迹的作用。控制(制导)回路是在无人机的角运动稳定与控制回路的基础上构成的,无人机的重心运动是通过控制无人机的角运动实现的,这种通过姿态的变化来控制飞行轨迹的方式,是目前大多数航空飞行器控制飞行轨迹的主要方式。

无人机飞行控制系统是一个多通道控制系统,即多输入多输出的控制系统。对于常规无人机来说,是利用升降舵、副翼、方向舵及油门来完成对飞机运动的控制。控制的目的是使无人机的姿态和航迹参数满足期望的要求。按照负反馈控制原理,控制系统需要通过传感器实时感知无人机的姿态和航迹参数,根据这些参数和控制任务的要求,按照一定的飞行控制律生成控制指令信号,再经过放大和调整,通过舵机驱动升降舵、副翼、方向舵及油门进行相应的偏转。

由于没有驾驶员直接进行驾驶操纵,无人机的控制方式主要包括遥控控制、程序控制/指令控制、半自主控制和自主控制等方式。

1) 遥控控制。遥控控制主要指操作员实时控制飞行器的气动舵面和发动机状态的过程。操作员需要适时观测信息以监控飞机并控制其机动,通信链路的可靠和畅通无疑是整个技术环节的关键。

遥控控制由上传指令和下行信号两个密不可分的环节组成,其工作原理如下。

(1) 上传指令。遥控站通过遥控发射机,向无人机发送无线电波,传达指挥命令,无人机上的遥控接收机接收并译出指令的内容,通过自动驾驶仪,按命令操纵舵面或通过其他接口操纵机上任务载荷。

(2) 下行信号。要掌握无人机飞行姿态和机上各系统工作情况,通过遥测系统来实现。所谓遥测就是对被测对象进行远距离测量。首先,传感器测出飞行平台的各类参数,并转变为信号,然后利用通信和数据传输技术,将这些信号传递到远处的遥测终端,进行记录、处理及显示。

2) 程序/指令控制。程序控制指按预先装订的内容(预编程序)由自动驾驶仪

自动实现无人机的控制，以完成预先确定的航路和规划的任务。指令控制则是向驾驶员提供导引和控制指令。目前，世界上已投入使用的无人机一般都有程控指令控制方案。

3) 半自主控制。半自主控制指任务控制站根据最新的态势感知结果实时生成任务计划，通过数据链加载到无人飞行平台，平台控制系统根据飞行中加载的任务计划，实现决策和控制。

4) 自主控制。自主控制意味着能在线感知态势，并按确定的任务、原则在飞行中进行自主决策并执行任务。自主控制的挑战就是在不确定性条件下，实时或近实时地解决一系列最优化的求解问题，并且不需要人的干预。它需要建立不确定性前提下处理复杂问题的自主决策能力。人工智能是解决无人机自主控制问题的重要手段，自主控制水平的高低也依赖于智能技术的发展，但可获得信息的完整和准确程度对人工智能系统感知态势、解释环境及反应能力有很大影响。

2. 无人机导航技术

无人机导航，顾名思义就是引导无人机航行，即正确地引导无人机沿着预定的航线，以要求的精度，在指定的时间内将其引导至目的地。要使无人机成功完成预定的航行任务，除了起始点和目标的位置之外，还必须知道无人机的实时位置、航行速度、航向等参数。这些参数通常称为导航参数。其中最主要的就是实时位置，只有确定了实时位置才能考虑怎样到达下一个目的地，所以导航对于无人机飞行是极为重要的。

早期的无人机导航系统主要依靠无线电遥控或向其输入程序指令实现非自主导航飞行。采用雷达测量斜距、方位角和高低角来定位，由无线电遥测设备测量无人机绕 3 个轴的姿态来定姿，这种方式属于典型的非自主导航。

考虑到在很多情况下，需要无人机长期在可控空域外高空飞行，且可能处于高对抗的复杂电磁环境中，所以非自主式导航很难适应这些要求，发展不需依赖气象条件、可昼夜自主工作、具备低截获概率的自主式导航系统已成为无人机发展运用的必然趋势和要求。

目前，被研究的自主导航方法有：惯性导航、卫星导航、组合导航、地形辅助导航、多普勒导航、天文导航、地磁导航以及偏振光导航等。比较成熟的自主导航技术主要是：惯性导航、卫星导航、组合导航、多普勒导航以及地形辅助导航等。

惯性导航是以牛顿力学定律为基础，依靠安装在载体（飞机、舰船、火箭等）内部的加速度计测量载体在 3 个轴向的运动加速度，经积分运算得出载体的瞬时速度和位置，以及测量载体姿态的一种导航方式。惯性导航完全依靠机载设备自主完

成导航任务，工作时不依赖外界信息，也不向外界辐射能量，不易受到干扰，不受气象条件限制，是一种自主式的导航系统，具有完全自主、抗干扰、隐蔽性好、全天候工作、输出导航信息多、数据更新率高等优点。实际的惯性导航系统可以完成空间的三维导航（航天、航空）或地球面上的二维导航（航海）。

惯导系统具有独特的优点，能不依赖外界任何信息实现完全自主的导航。其最大的问题在于导航精度，惯性导航系统的定位误差是随时间积累的累积误差，影响导航精度的主要原因是惯性传感器本身的精度，而单纯提高惯性传感器的精度毕竟是有限的。所以需要寻找更合理的解决途径，把惯性导航系统作为主导航系统，再辅助其他方式的导航系统来提高导航精度。

卫星导航系统是一种以卫星为导航台的无线电导航系统，除了能够提供米级的高精度位置信息外，还能够为用户提供优于 0.1 m/s 的高精度速度信息和优于 50 ns 的高精度时间信息。由于众多突出优点，卫星导航已成为实现高精度、全天候、全天候、陆海空天一体、导航定位授时的最佳手段，广泛应用于经济社会和国防安全的各个领域。

目前，已在使用的卫星导航系统有美国的 GPS 系统，俄罗斯的 GLONASS 系统。我国的“北斗”二代卫星导航系统也将投入使用。

组合导航是指把两种或两种以上的导航系统以适当的方式组合在一起，利用其性能上的互补特性，以获得比单独使用任一系统时更高的导航性能。目前，飞行器上实际应用的导航系统基本上都是组合导航系统，如 GPS / 惯性导航组合导航系统、多普勒惯性导航组合导航系统等，其中应用最广泛的是 GPS / 惯导组合导航系统。

根据前面对惯性导航系统和 GPS 导航系统的分析，这两种导航系统各有其显著的优缺点。惯性导航系统主要缺点是导航误差随时间增长而开始发散，这样在需要长时间导航服务的领域内，惯性导航系统就不能满足需要。而 GPS 系统接收机的工作受飞行器机动的影响，当飞行器机动超过 GPS 的动态范围时，接收机会死锁，或者误差增大，不能使用。而且 GPS 的信号更新频率一般在 1~2 Hz，如果飞行器需要快速更新导航信息，单独搭载 GPS 系统就不能满足飞行器更新信息的需要。

所以，一种更好的方式就是综合两种导航系统以构成 GPS / 惯导组合导航系统，两种导航系统互相取长补短，使综合后的导航系统精度高于各自导航系统的精度。组合的优点表现在：对惯导系统可以实现惯性传感器的校准、惯导系统的空中对准、惯导系统高度通道的稳定等，从而可以有效地提高惯导系统的性能和精度；对 GPS 系统来说，惯导系统的辅助可以提高其跟踪卫星的能力，提高接收机动态特性和抗干扰性。GPS / 惯导组合还可以实现 GPS 完整性的检测，从而提高可靠性。另外，

GPS / 惯导组合可以实现一体化, 把 GPS 接收机放入惯导部件中, 以进一步减少系统的体积、质量和成本, 便于实现惯导和 GPS 同步, 减小非同步误差。总之, GPS / 惯导组合可以构成一种比较理想的导航系统, 是目前多数无人飞行器所采用的主流自主导航技术。

气象无人机采用 GPS / 惯导组合技术, 国内“北斗”一代导航卫星的导航精度不高, 可作为系统导航的备份数据作为参照。目前我国正在加紧实施的“北斗”二代卫星导航系统可作为无人机新的组合导航技术, 与数据链路进行优化组合, 可进一步提高性能。

自动驾驶仪可以按一定技术要求自动控制无人机飞行, 它既能够稳定无人机的飞行状态又能够改变无人机的飞行状态。自动驾驶仪主要通过无人机的升降舵、副翼和方向舵 3 个操纵面来稳定与控制无人机, 与此对应应有俯仰、横滚和航向 3 个控制通道, 而且通道内可能有相互交连的信号。

自动驾驶仪选定为 AP50 型, 其相关参数为:

尺寸: 99.06 mm×46.99 mm×12.7 mm (AP50), 43.18 mm×40.64 mm×20.32 mm (传感器模块)

重量: 50 g (AP50、GPS 接收器和传感器模块, 不包括 GPS 天线)

电源: 5.3~8 V, 150 mA (AP50、GPS 接收器、GPS 天线、RC 接收器和传感器模块)

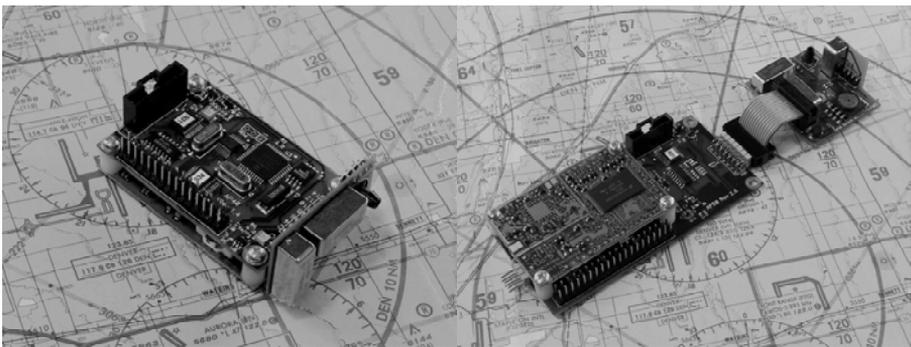


图 2-10 AP40 型 (左图)、AP50 (右图) 自动驾驶仪图片

主要特点:

- 1) 小型、重量轻;
- 2) 灵活的通信端口支持在飞行中的任务重配置、视频覆盖和控制人员对飞机的调整;
- 3) 高级的飞行稳定模型;

- 4) 独立的 3 轴传感器模块允许主单元被安装在任何方位;
- 5) 两个用户数据记录 A / D 通道, 可提供给有效载荷设备使用。

2.2.5 供电

电气系统是现代飞行器的重要组成部分, 它包括飞行器供电系统和各种用电设备两部分。供电系统由电源系统和配电系统组成。电源系统用于产生和调节电能, 配电系统用来分配和管理电能。无人机的用电设备包括飞行控制系统、动力控制系统、通信导航设备、电动机械装置和任务设备等。

供电系统是由电能的生产、变换、调节和输配一整套装置组成的一个完整系统, 它包括电源系统(或发电系统)和配电系统两大部分。

系统采用蓄电池进行供电。蓄电池经 DC / DC 变换后得到各个子系统的供电电源。采用蓄电池省掉了交流发电机以及 AC / DC 整流电路, 同时也减少了燃料的消耗。

电气系统设计的范围主要包括: 电气负载和电源容量分析、供电系统的选型与设计、配电系统的布局和设计以及与电气系统有关的其他设计。

电气系统设计的一般要求如下。

1) 性能要求

(1) 在无人机要求的工作条件下, 能向用电设备可靠供电, 提供的电能质量应符合型号规范要求, 直流供电系统的电能质量主要由稳态电压范围、脉动、瞬态浪涌电压指标衡量; 交流供电系统的电能质量包括电压和频率两个方面, 质量指标有稳态电压、电压不平衡、电压调制幅度、电压相位差、畸变系数、畸变频谱、波峰系数、直流分量、稳态频率、频率调制幅度、瞬态峰值电压、电压瞬变和频率瞬变 13 个方面。

(2) 当电源系统出现故障时, 应能进行适当保护, 并隔离故障, 电气系统其他部分能继续工作;

(3) 满足无人机地面检测的要求, 提供供电测试接口。

2) 环境要求

电气系统设备应满足型号规范规定的有关温度、冲击和振动等各项环境要求, 保证设备正常工作。

3) 可靠性、维修性、安全性要求

(1) 电气系统在任何飞行状态下, 都应能承受恶劣环境的影响, 系统工作应可靠, 平均故障间隔时间应满足无人机总体要求。

(2) 电气系统的可靠性、安全性要高, 当无人机局部供电系统发生故障时, 关键设备仍能维持继续工作, 确保无人机安全返航。

(3) 维修性和无人机战术技术性能密切相关。由于机载设备日益复杂, 故障率相应增加, 因而快速而有效地实现故障的诊断和排除, 使装备恢复良好状态, 可提高无人机的战斗力。电气设备应满足维修性、安全性和可测试性要求。

(4) 对关键用电设备的供电应采用冗余技术, 如对于低压直流电源系统可采用蓄电池与主电源并联运行。

(5) 生产成本低, 使用寿命长, 使用成本低, 维修成本低。

4) 重量和体积要求

电气系统应体积小、重量轻、效率高。减小电气系统的重量不仅会使无人机的性能提高, 而且还有利于提高其经济性。

5) 电磁兼容性要求

电磁兼容性是系统及其部件在总的电磁环境下按规定要求完成其功能的能力。电气系统本身在无人机电磁环境中能正常工作, 而且不影响其他系统的正常工作, 符合全机电磁兼容性的要求。

6) 标准化要求

电气系统设计应遵循相关的无人机设计标准和规范的要求, 没有无人机专用标准的可参照飞机标准和产品规范。但根据无人机特点可进行剪裁, 部件和零件具有互换性, 并符合标准化要求。

7) 其它要求

电气系统设计应满足雷电防护、接地和电搭接要求。具体要求参见型号规范和有关标准。

2.3 有效载荷

任务载荷设备系统是指无人机用来执行指定任务使用的各种设备, 是无人机系统的重要组成部分。无人机其它系统只是保证无人机能正常地飞到预定任务空域, 故它们仅是任务设备系统的运载工具或平台, 真正完成指定任务必须依托无人机上的任务设备系统。因此, 该系统性能的好坏, 将直接关系到能否完成所指定的任务^[6]。

无人机配备不同的任务设备后, 就可以组成各种功能的军用或民用无人机。通常无人机按配备任务设备的种类和数量, 可分为单任务平台无人机和多任务平台无人机。单任务平台无人机又分为单一用途(装载一种任务设备)及多用途(有多种任务设备, 但执行一次任务只能装载一种任务设备)无人机; 多任务平台无人机是执行一次任务同时能装载多种任务设备的无人机。

任务设备系统按配置位置不同分为机载部分和地面部分。机上的任务设备部分属于无人机的有效载荷, 地面部分是地面设备中的一部分。

气象测量有效载荷系统由温度、湿度、气压传感器，风速、风向传感器和数据采集与处理分系统 3 部分组成，系统原理图见图 2-11。通过数据采集与处理分系统计算机的 RS232 接口，与机载控制计算机和远程控制计算机联接。

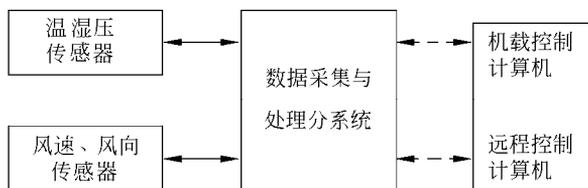


图 2-11 气象测量有效载荷系统组成

2.3.1 温湿压测量系统

通过市场调研、考查与论证，温度、湿度和气压测量采用 Vaisala 公司的 RSS911 组件完成。RSS911 组件集成了温度、湿度和气压传感器。该组件体积小、重量轻、安装方便、精度满足要求。澳大利亚 MarkIII 型无人机使用的是该组件的前代产品，RSS911 组件为可更换产品，每次在飞机左右机翼下各布置 1 套，保障测量数据冗余。其形状如图 2-12 和 2-13 所示。RSS911 传感器主要应用于 RK91 低空气象火箭使用。整个系统包括火箭发射设备、气象火箭、无线电数据接收解算系统（PP16）、数据显示处理系统等。气象火箭中电气设备由 RSS911 传感器、测量母板、无线电发射电路以及电源系统等组成。

如采用 Vaisala 公司的成套产品，应用时需要在无人机上安装 RSS911 组件、RK91 测量母板、UPP210A 数据采集与解算板各 2 块，如图 2-14 所示。这 4 块板子的重量约 500 g，功耗 30 W 以上，需要的电源种类有 +5 V，+9 V，+15 V，-15 V 4 种。这种方案实施简单，但有效载荷的体积、重量、功耗较大，要从总体设计角度全面考虑。

通过系统分析，针对信号采集 RSS911 组件母板，研制了基于微计算机（MPU）的信号接口、数据处理和解算系统，有效地解决了体积、功耗的问题。RSS911 读取数据操作流程如图 2-15 所示。

RSS911 组件 PTU 输出的频率范围是 7~10 kHz，频率测量精度直接影响到解算的精度。考虑到有效载荷系统的工作周期（1 s）的限制，测量频率时间不能太长，而测频精度不能太低，通常的测频和测周方法难以满足要求，采用“乒乓式多周期测周法”进行测量。即利用左右侧通道延时时间进行交替测量，且在 20 个测量周期

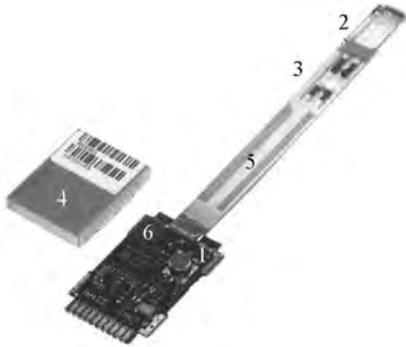


图 2-12 RSS911 组件外形图

1. 压力传感器, 2. 温度传感器, 3. 湿度传感器,
4. 保护外壳, 5. 传感器杆, 6. 变换电路

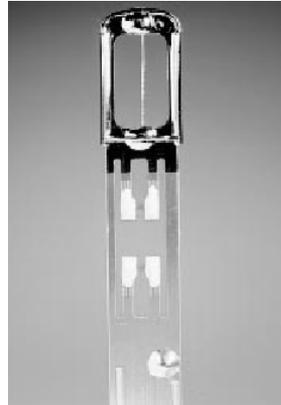


图 2-13 温、湿度传感器放大图

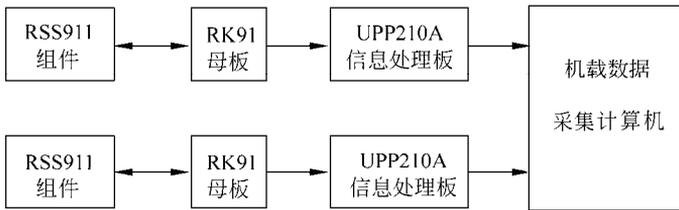


图 2-14 Vaisala 公司成套产品方案原理图

的基础上再加上一个软件计数器, 进行 100 个周期测量, 测量时间最小为 10 ms。这种充分利用延时时间测量的方法, 可以减小误差。

如果不计微计算机测周时等待的时间, 全部频率点测完所需的最长时间约为 136 ms。时间减小了, 测量精度却提高了 5 倍。频率测量操作流程如图 2-16 所示。

原始测量数据与真实的温度、湿度和气压之间, 不是简单的对应关系。为了保证测量精度, 需要使用相应的校准方法和解算公式。

2.3.2 风参数测量

风速、风向测量与解算是无人机气象探测系统的关键技术之一。系统利用空速管测压转换方法进行测量。空速管是动压、静压感受器, 分为动压管和静压管。一般安装在飞机的头部。为防止空速管在飞行过程中结冰, 必要时需安装加热装置。空速管法是机载测风的常用方法。利用空速管可测出一维动压和静压, 再据物理关系解算出风速^[7, 8]。

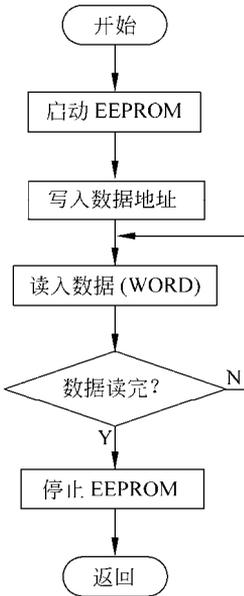


图 2-15 RSS911 数据读取子程序流程

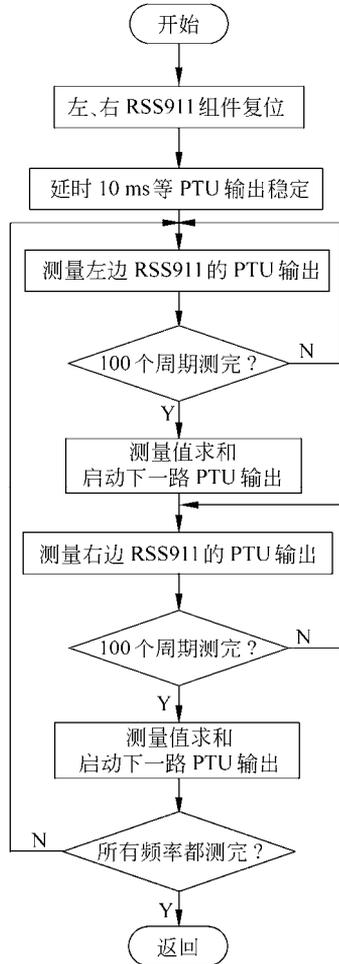


图 2-16 RSS911PTU 测量流程

通过系统仿真和试验，风速的解算需要的参数有大气的静压、动压、飞机的速度以及飞行姿态（俯仰角、滚转角、航向角）等。风速解算模型比较复杂，由地面计算机进行处理，飞行平台上载荷只进行数据采集并通过数据链路发送到地面系统中。风参数测量功能如图 2-17 所示。

动压和静压值是进行风速解算的两个重要参数，由地面仿真计算得出动压的测量误差应小于 30 Pa，静压误差小于 50 Pa 才能保证风速测量精度。设计时需要考虑整个系统的工作环境比较恶劣、工作温度范围宽（-30℃~+55℃）等情况，必要时还要进行压力传感器的非线性校正，考虑温漂、体积、重量等影响。选择的压力传感器应有温度补偿功能。两个气压传感器输出为 0~4 V 模拟量，通过 A/D 采集电

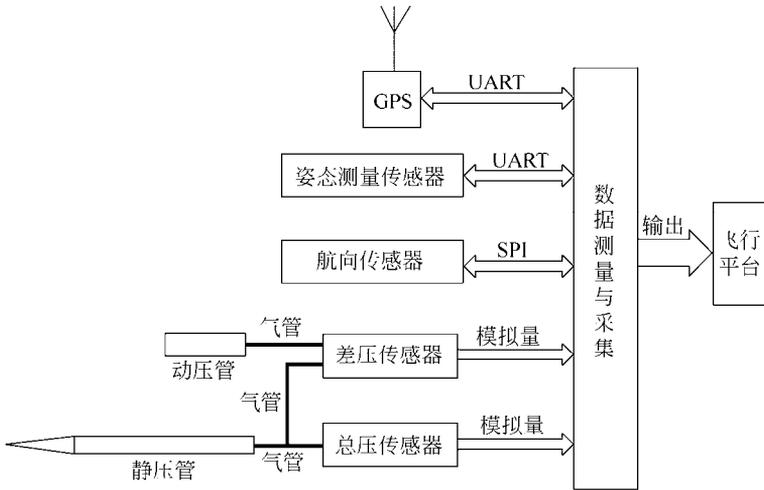


图 2-17 风参数测量功能图

路变成数字量。在实验室通过高精度传感器得到精确的函数关系，确定修正系数。

航向角指无人机机头所指的方向。在飞行过程中由于侧风等因素的影响，它常与飞行速度方向不一致。可采用高精度的磁航向传感器测量航向角。磁航向传感器有多种数字输出接口，可采用串行口接收测量数据，测量分辨率达到 0.1° 。

姿态测量包括飞机的俯仰角和滚转角，设计使用硅加速度传感器以减小体积、重量和功耗。

GPS 主要用来进行测量飞机的速度和高度信息，同时利用 GPS 的秒脉冲输出信号作为系统测量的时统信号。

机上集成系统实物外观如图 2-18 所示。



图 2-18 机上集成系统实物

2.3.3 数据采集输出

在系统一个工作周期（1 s）内载荷要完成的任务有：测量大气的总压和静压值，读取测量传感器的参数，测量 RSS911 组件的频率值（左右共 16 个频率点），接收由飞行平台传来的 GPS 信息，测量飞机姿态信息，测量数据组帧与测量数据存储等。

系统主程序流程如图 2-19 所示。

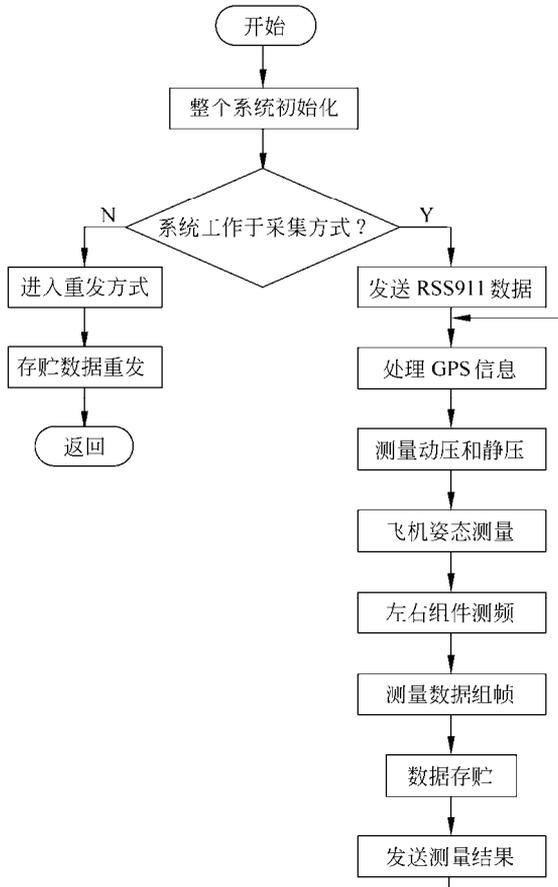


图 2-19 整个系统工作流程

2.4 数据链路

无人机测控系统通常就是无人机数据链路系统。无人机数据链路系统框图如图 2-20 所示。按照数据传输方向的不同，可以分为上行链路和下行链路。上行链路主要完成地面站至无人机的遥控指令的发送和接收；下行链路主要完成无人机至地面终端的遥测数据以及载荷数据的传输。由此可以看出，无人机数据链系统由两部分设备组成：一部分装在无人机上；另一部分装在控制站上。控制站一般都在地面上设置，所以有时统称地面控制站（个别也有舰载或机载控制站），而将系统的机载部分称为机载通信设备。

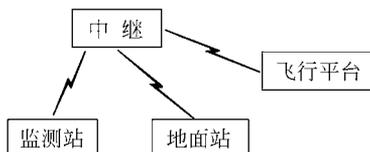


图 2-20 数据链路

2.4.1 组成与功能要求

无人机数据链路的组成和其它通信系统的组成相似。根据数据链路所承担传输信息类型及数据链路在无人机系统中所处位置的不同，可以把无人机数据链路划分为：遥控链路、遥测链路、导航链路、任务信息链路和转发（分发）链路。

数据链路规划是通信系统设计的最为重要的内容，它决定了系统设备的形式、性能等多项指标。链路规划涉及的因素很多，主要包括：作用范围、传输速率、传输实时性、信息分发要求、抗干扰等。

作用范围是链路规划应该首先考虑的问题。它直接决定是选取视距传输还是超视距传输方案，是采用飞机中继还是采用卫星中继。在采用视距传输方案时，作用范围还直接影响系统对发射功率、收发天线形式的选择。

传输速率是又一个重要因素。一般而言，成像侦察信息，尤其是数字化侦察信息的传输都要求较高的传输速率，也就是要求通信系统是一个宽带系统。而不执行成像侦察任务的无人机，对传输速率的要求则大大降低。传输速率的高低影响到信源编码方式、信道编码方式、调制方式，滤波器、放大器和天线的选择。

传输实时性对于不同的应用存在较大的差别，如果能够接受存储-回收使用方式，数据链路就可以设计成低速率的，只传输遥测、遥控和导航信息，否则，对于

成像侦察型应用就必须采用高速率的数据链路，来传送数字视频图像、高清晰度的数字照片等。

2.4.2 数据链路分类

由于数据链路划分依据多样，要详细划分数据链路的方式是一件复杂的事。一般说来，由于不同形式的数据链路，差别较大的主要是使用信道、使用频段，其他因素（如信源编码方式、调制方式、差错控制方式、天线形式）或者取决于这两个因素，或者相对独立，所以数据链路划分主要按照这两个因素进行。根据使用信道的不同，可以把数据链路划分为有线信道和无线信道两大类。有线信道又可以细分为光纤、电缆，无线信道又可以分为无线固定和无线移动信道。根据使用频段的不同可以划分为长波、中波、短波、超短波和微波。微波还可以进一步划分为分米波、厘米波和毫米波。

无人机的数据链路是一个沟通天地信息交换的系统，一般采用无线方式（极少数短距离的无人机数据链路使用有线方式）。由于无人机通信系统的通信对象即无人机始终处于移动状态，无人机通信属于无线移动通信。和使用有线信道和无线固定信道的通信相比，无线移动通信要复杂得多。无人机常用的数据链路形式主要有以下几种。

1) 短波数据链路。短波的电波传播主要方式是电离层反射传播，传播距离可以达到数千公里。短波通信的设备较为简单，天线一般使用线天线。但是短波的突出问题是信道变化大，多径问题严重，不能传输高速数据，因此无人机数据链路设计较少使用短波通信。

2) 超短波数据链路。超短波可以穿透电离层，不能利用电离层反射传播，只能实现视距传播。视距传播受地球曲率的影响，传播距离有限。由于无人机测控站一般在地面，飞机的控制距离就主要取决于飞机的飞行高度。视距传播由于直射分量是接收信号的主要成分，多径效应相对弱一些。超短波链路可以实现的传输速率也大大高于短波通信。

3) 微波视距数据链路。波长越短需要的天线物理尺寸可以越小，因此无人机系统中微波通信应用很广泛。微波视距传输可以实现高速数据传输。微波通信采用的天线一般为阵元天线或面天线。

2.4.3 数据链路选择与设计

与其他无人机相比，气象无人机的数据传输具有以下特点。

1) 数据传输实时性要求不高。

系统测量主要用来进行气象保障，通过测量数据对未来天气的变化进行评估，数据滞后数秒甚至几分钟都影响不大。

2) 数据量相对较低。

它主要测量温、湿、压、风等气象参数，数据量较小。因此，载荷下行通信链路与飞行平台的下行链路可以合二为一，从而优化了系统设计，提高了系统的性能。目前国内可用的主要有 3 种无线数据链路：无线数传电台，GPRS/CDMA/3G 网络以及卫星通信。

无线数传电台通信的有效距离为几十千米，超过这一范围则需要经过中继才能传回到地面站。利用社会公网 GPRS/CDMA/3G 网络可以不用自行搭建中继，但在网络覆盖不到的地方则受到限制。卫星通信则没有这种限制，整个系统简单，可靠。

机载卫星通信设备如图 2-21 所示。



图 2-21 机载卫星通信设备

2.5 地面站

地面站系统是整个无人机系统的控制部分，可以称之为无人机系统的大脑。它负责整个无人机系统的协调工作。地面站也称为“任务规划与控制站”，任务规划主要是指在飞行过程中，无人机的飞行航迹受任务规划的影响；控制是指在飞行过程中对整个无人机系统的各个系统进行控制，按照使用者的要求执行相应的动作。地面站通常由任务规划设备、控制及显示设备、图像及遥测设备、计算机及信号处理设备、地面数据终端、通讯设备、环境控制及生存能力保护设备组成。无论地面站系统的组成是由哪些具体的部件实现，地面站的主要功能都是基本相同的，主要有下面几点。

1) 任务的规划功能。首先制定飞行计划，然后围绕该飞行计划对飞行器的飞行航迹进行有效规划，最后将这一规划传达给飞行器。

2) 在飞行过程中对飞行器进行操作。这包括在飞行过程中向飞行器传递航线数据、监视飞行器的位置、控制无人机的姿态、控制有效载荷的工作等。

3) 导航和定位功能。导航和定位功能是成功完成无人机任务的保证，导航功能

保证了无人机的飞行路线与任务规划路线相同。定位功能有助于对目标和飞行器的定位，便于回收和顺利完成任务。

2.5.1 结构组成

地面站系统可以作为整个无人机系统的作战指挥中心，控制飞行器的飞行过程、飞行航迹、有效载荷任务的高效完成、通讯链路的正常工作、以及飞行器的发射与回收。无人机地面站系统应该发挥的功能也必须是整个无人机系统的重要部分，除了应该完成基本的飞行器状态控制和有效载荷数据的接收、处理，同时也要求能够灵活地克服各种未知的自然、人为因素的不利影响，适应各种复杂的环境，保证整个系统整体功能的成功实现。从发展的观点看，未来的地面站系统除了实现传统的功能之外，还应该能够和远距离的更高一级的指挥中心联网通讯，实现数据及时、有效地传输，合理指令的发送等新的功能。

为了实现无人机系统的整体功能，地面站系统应具有下面几个典型的功能：

1) 控制飞行器的姿态。飞行器状态的获取是通过机载的各种传感器来完成的，这些传感器获得了相应的飞行状态信息后，通过数据链路将这些数据以预定义的格式传输到地面站。地面站在接收这些数据后根据控制律解算出控制指令，再通过数据链路将控制指令传输到飞控计算机上，计算机处理这些信息，发出控制指令来控制飞机的姿态。

2) 有效载荷数据的显示和有效载荷的控制。有效载荷是无人机任务的执行单元。地面控制站的一个功能就是要实现对有效载荷的控制，以及通过对有效载荷数据的显示来实现对任务的顺利完成。

3) 任务规划、监控飞行器的位置及航迹的地图显示。这一部分功能的主要目的就是实现无人机飞行过程中的导航任务。在地面站系统的内部通常有一部分专门用来实现该部分的功能，即所谓的导航台。操作人员不但可以根据实际的任务要求对飞行器的航线进行预规划，而且可以在任务执行过程中对航迹进行实时的监测。

4) 导航和目标定位。无人机在执行任务期间通过数据链路和地面控制站之间保持着联系，无人机除了按照预先给定的航线飞行外，在遇到特殊情况时，需要地面控制站对其实现导航控制，使飞机按照安全的路线进行飞行。

5) 与其他子系统的通信链路。用于指挥控制以及分发无人机收集的信息。以前通讯链路主要是通过人工或者单纯的物理单元实现。随着计算机和网络的发展，通信链路可借助局域网来进行数据共享，甚至是在任务执行期间通过网络进行数据共享。经过更加专业的人员进行深层次的分析，提出反馈意见，对预先规划的任务及

时作出修正，会节省很多资源，提高工作效率。

总而言之，地面控制站的各项功能都是为了顺利、高效地完成任任务而设计的，无人机的各项功能的完成是与它们的内部结构密不可分的。“结构”一词用在地面控制站上时，一般用来描述地面控制站内部的数据流或者接口。从这个角度讲，每一个地面控制站都有一个结构。这个结构最基本的功能就是实现对无人机系统有效地控制，使得该无人机系统能够顺利、高效地完成各种任务。

无人机气象探测系统地面站系统结构组成如图 2-22 所示，主要可以分为飞行线路规划、无人机状态显示、气象数据解算与处理等。

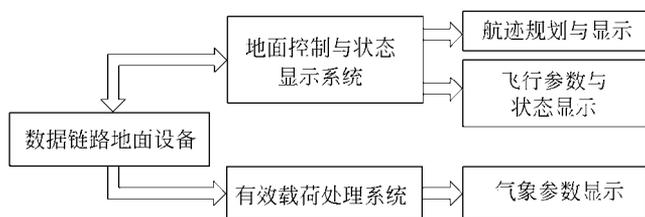


图 2-22 地面站系统功能

2.5.2 飞行线路规划与无人机状态显示

地面控制站内的飞行控制席位、任务设备控制席位、数据链管理席位都设有相应分系统的显示装置，因此需综合规划，提出相关显示的设计原则，规定显示内容、显示方式以及显示范围。

飞行参数综合显示可根据飞行与任务需要，选择需要的系统信息予以显示，便于飞行操纵人员判读。显示内容如下。

1) 飞行与导航信息。飞行与导航参数是操纵手控制无人机执行任务所必需的信息，显示内容一般包括：

- (1) 无人机飞行姿态角及角速度信息；
- (2) 无人机飞行位置、高度、速度信息；
- (3) 大气数据信息；
- (4) 发动机状态信息；
- (5) 燃料状态信息；
- (6) 伺服控制及舵面响应信息。

2) 数据链状态信息。数据链状态信息包括数据链设备工作状态以及信道状态等，显示的内容主要应有：

- (1) 链路工作状态的主要工作参数;
- (2) 各种链路设备的工作参数;
- (3) 各种链路设备的工作状态。

3) 设备状态信息。在飞行过程中, 需要提供必要的系统设备状态信息, 帮助操作人员正确做出相关控制, 显示内容一般包括:

- (1) 机载航空电子状态信息;
- (2) 机载任务设备状态信息;
- (3) 地面设备状态信息;
- (4) 机载供电信息;
- (5) 导航状态信息;
- (6) 时钟信息。

4) 指令信息

控制指令显示是操作手判断操作指令发送有效性的重要信息。控制指令作为在线检测内容, 能够明确表达和描述指令发送是否有效, 同时可对指令通道简单故障定位, 显示内容应包括:

- (1) 指令代码;
- (2) 发送状态;
- (3) 接收状态。

2.5.3 有效载荷数据解算与处理

数据理解算系统是无人机气象探测系统的关键组成部分之一。一方面接收实时传送的测量数据, 进行处理, 实时解算出温度、湿度、气压、风速、风向等气象参数, 同时给出无人机位置等必要的飞行参数; 另一方面, 在无人机返回后读取无人机中已存储的测量数据, 进行完整的数据回放、分析和统计等。

1. 系统任务功能与设计要求

1) 数据理解算系统主要功能

(1) 数据接收。气象无人机的测量数据, 要求实时传输, 并同时机上储存, 返航后可以据需要快速再发送。因此, 要求能够实时无线接收和事后接收无人机上的测量数据。

(2) 数据理解算。系统从接收的数据中解调出测量数据, 再根据数学模型解算出参数, 并采用异常剔除、滤波与变换等技术手段得到所需的测量参数。

(3) 数据管理。系统根据统计、查询、显示等要求按一定格式把数据存进数据库中，并能按用户要求调用数据。

(4) 数据可视化显示。实时可视化显示接收的气象参数及无人机的位置、航速等飞行数据。

2) 系统设计要求

- (1) 可靠性高；
- (2) 实用性强；
- (3) 系统应具有友好的人机用户界面，操作灵活、简单，使用方便、可靠；
- (4) 软件采用模块化设计，可移植性和可维护性好。

2. 总体设计

1) 总体思路

考虑系统的任务要求和用户需求，整个软件基于 Windows 平台采用面向对象编程语言 Visual C++ 进行开发，并采用模块化设计。整个系统要求硬件体积小、重量轻、防电磁干扰、实时性和可靠性高；要求软件提供可视化用户接口、操作方便、具有较好的可移植性、可维护性以及较高的实时性和可靠性。

2) 结构设计

(1) 设计功能构架

数据处理解算系统总体功能框架如图 2-23 所示。

系统主要有四大功能。

① “执行实时任务”：用于无线通信接收距离之内的实时数据接收、解算、存储和显示。此功能用于执行一次新的实时任务。

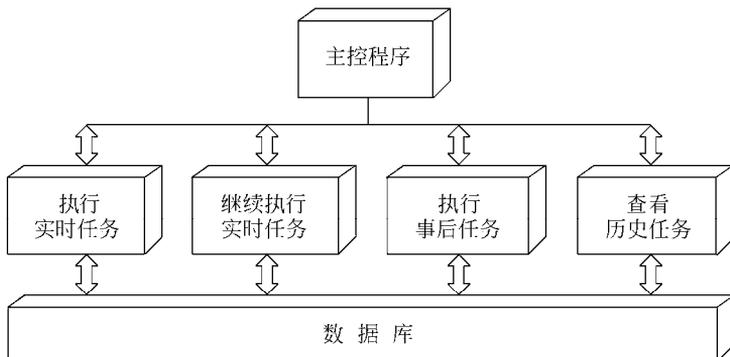


图 2-23 数据处理解算系统总体框架

② “继续执行实时任务”：用于由于断电、死机等意外造成实时任务中断后继续执行最近的一次实时任务。

③ “执行事后任务”：在飞机降落后，此功能用于完成整个飞行过程中机上存储的数据读取、解算和存储，可以作为实时接收数据的冗余备份。

④ “查看历史任务”：可以查看保存的历史任务记录，对整个飞行过程相关的无人机飞行航迹、飞行姿态以及气象数据进行回放，显示用户选定任务的气象数据曲线、表格（支持打印），并对气象数据进行按时间或位置的统计分析（最大值、最小值、平均值和方差）。

基于系统的功能需求及程序的模块化设计要求，系统设计成主控模块、串口通信模块、实时温湿压解算模块、事后温湿压解算模块、实时风参数解算模块、事后风参数解算模块、实时数据显示模块和数据回放模块等 8 个程序模块。其中实时数据显示模块和数据回放模块 2 个模块为独立运行的应用程序，由主程序采用进程控制，其它模块由主程序统一调度、协调。

（2）系统流程

系统流程如图 2-24 所示。

（3）数据结构设计

数据处理解算系统数据量大，有效的数据结构设计关系到整个系统的实时性和可靠性。所有任务采用一个数据库多套表数据结构。数据库取名为“UAVDB.mdb”，与所有子程序统一放在 Data 文件夹中，Data 文件夹与主应用程序（UAV.exe）的存放位置相同。在实时任务中，处理后的数据先存放到临时数据表（CLSJList、PTUList 和 WindList）中，当临时数据表中的数据记录超过 120 条，将数据转移到主表中，这样可加快数据库操作的速度，提高实时性。UAVDB 构成如表 2-2 所示。

（4）可操作性与可维护性设计

① 用户维护

在用户维护方面，充分考虑软件后期维护方面的需求，在软件设计中遵循了以下原则：

易于安装，提供安装程序；

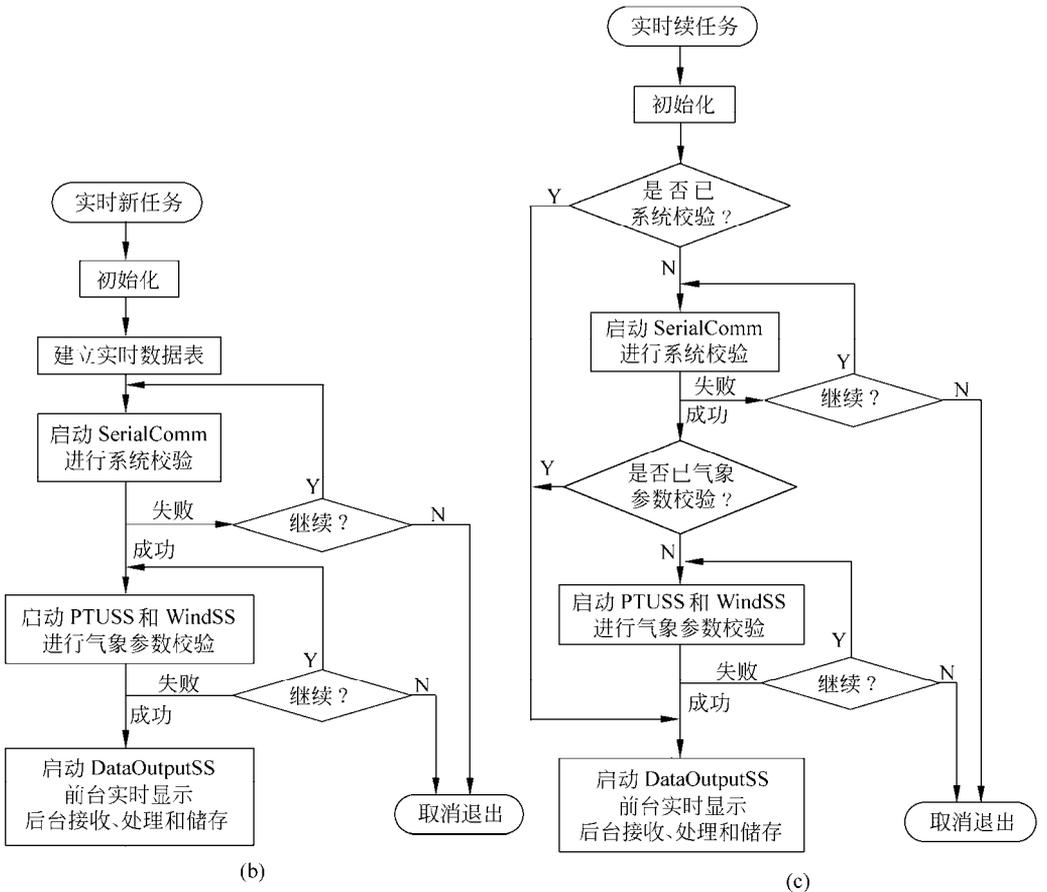
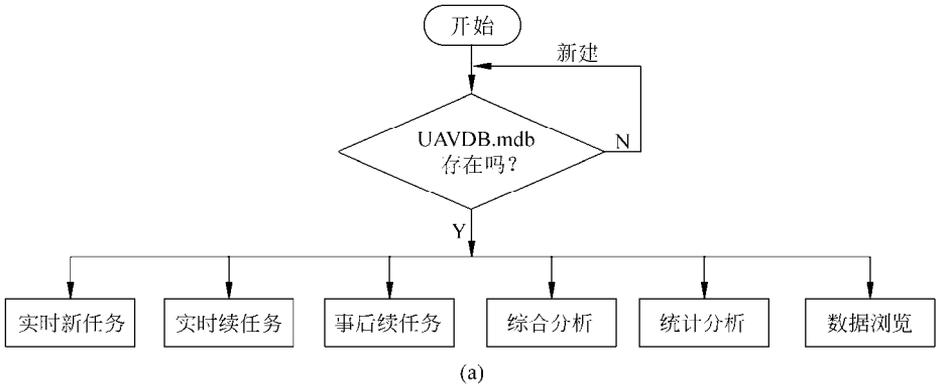
可拆卸，用户可在 Windows 系统中把该系统卸载下来，保持安装前的状态；

错误处理有明确提示。

② 出错处理

错误处理影响着软件从开发到使用整个过程中的自身质量及可维护水平。本软件各模块的错误处理将按如下原则设计：

不论是硬件、软件、系统、用户的各种错误，系统都能提示并提出简要的处理建议；



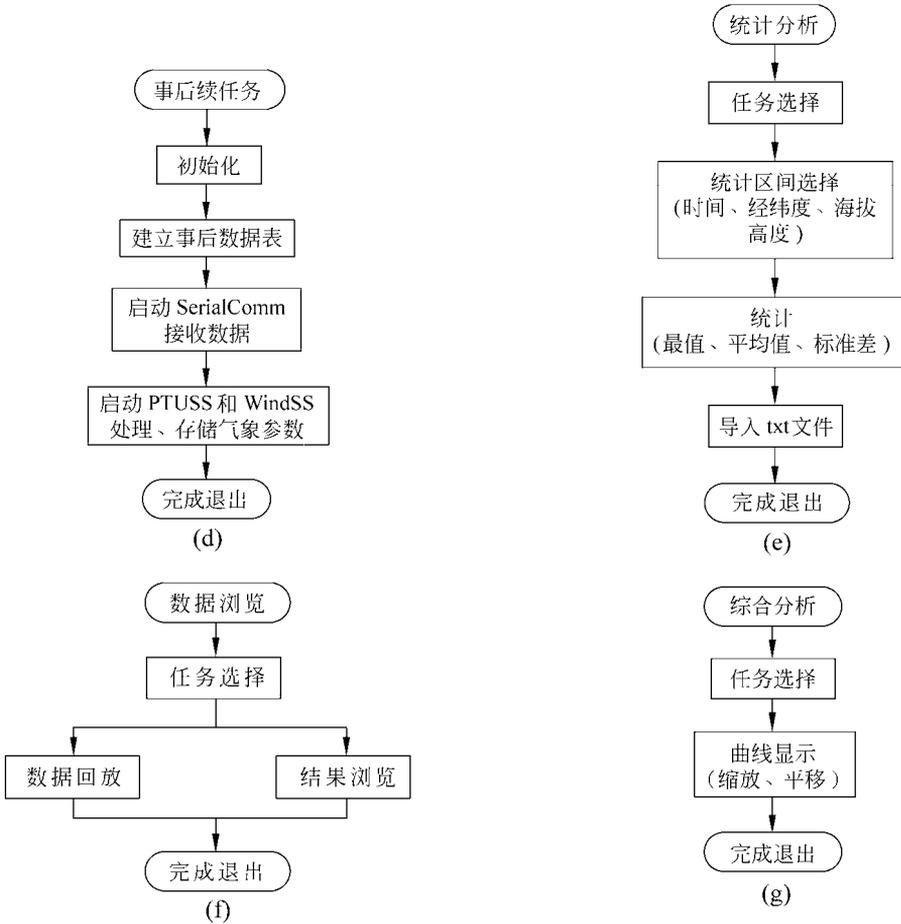


图 2-24 系统流程图

(a) 主流程；(b) “实时新任务”流程；(c) “实时续任务”流程；(d) “事后续任务”流程；
 (e) “统计分析”流程；(f) “数据浏览”流程；(g) “综合分析”流程

表 2-2 UAVDB 数据库结构

数据表	内容
MessageList	任务序号、类型、代号、起始时间、起始地、目的地、任务描述及解算所需的参数等
CLSJListSS_i	第 i 次实时任务的平台测量数据, $i=1,2,\dots$
WeatherListSS_i	第 i 次实时任务的探测处理测量数据, $i=1,2,\dots$
CLSJListSH_i	第 i 次事后任务的平台测量数据, $i=1,2,\dots$
WeatherListSH_i	第 i 次事后任务的探测处理测量数据, $i=1,2,\dots$
CLSJList	探测处理测量数据, 临时表
PTUList	温湿压解算数据, 临时表
WindList	风参数解算数据, 临时表

对不影响系统正常运行的错误，系统会容忍并按缺省方式自动处理；消除致命错误的波及面，任何错误不导致系统崩溃，或引发无可挽回的损失。

3. 软件设计与集成

数据处理软件是一个结构复杂、功能强大、可靠性高、实时性好的应用软件。其设计与集成涉及的相关技术较多，通常可使用下述技术：OO 技术、数据库技术、地理信息系统（geographical information system, GIS）和多线程。

1) OO 技术

OO 技术是一个非常实用而强有力的软件开发方法。它的主要特征是以一种与人类思维方式相似，但更直接、更自然的方法来描述和处理现实世界的各类问题。运用此方法设计和开发软件，可以在很大程度上提高软件的可扩充性、可维护性、开放性和分布性。在无人机气象探测过程中，要求数据处理软件能够连续不断地实时确定无人机的位置、姿态、速度等飞行参数以及指定时间空间的温度、湿度、气压、风速、风向，并能进行事后的分析、统计等处理。因此，在数据处理软件的设计上要考虑以下 3 个方面的因素采用 OO 技术：

(1) 数据处理软件是一个包含多个子系统和对象的复杂系统，采用 OO 技术可以得到真实的实现空间，面向对象的程序设计（object-oriented programming, OOP）中各对象独立使软件结构复杂程度得到简化，程序的可维护性和可读性强；

(2) OOP 中对象用“类”实现。类的数据保护可保证实例运行稳定，类的封装保证代码和数据的一致性，从而保证了整个系统工作的稳定性；

(3) 随着技术发展与实际需求的变化，数据处理软件的功能和结构可以进一步改进，OO 技术能很好地实现这种逐步完善的过程，通过 OO 技术中的“类”的继承，可以对不完善的类进行继承，在其“子类”中对需要改进的成员函数可以重载，使系统具有好的继承性和可扩展性。

2) 数据库技术

数据（Data）是数据库中存储的基本对象。文字、图形、图像、声音等，都是数据。数据库（Database）就是数据或信息的集合，是存放数据的仓库。它是长期存在计算机内的、有组织的、可共享的数据集合。

Visual C++ 6.0 提供了多种数据库访问技术。数据库开发主要使用的技术如下：

(1) ODBC（open database connectivity）

ODBC 是客户应用程序访问关系数据库时提供的一个统一的接口，对于不同的数据库，ODBC 提供了一套统一的 API（application programming interface），使应用程序可以应用所提供的 API 来访问任何提供了 ODBC 驱动程序的数据库。ODBC 已经成为一种标准，目前所有的关系数据库都提供了 ODBC 驱动程序。但由于 ODBC

只能用于关系数据库，使得利用 ODBC 很难访问对象数据库及其他非关系数据库。

由于 ODBC 是一种底层的访问技术，因此，使用 ODBC API 使客户应用程序能够从底层设置和控制数据库，完成一些高层数据库技术无法完成的功能。

(2) MFC ODBC (microsoft foundation classes ODBC)

直接使用 ODBC API 编写应用程序需要编制大量代码，Visual C++ 提供了 MFC ODBC 类，其中封装了 ODBC API。使用 MFC 来创建 ODBC 的应用程序非常简便。

(3) DAO (data access object)

DAO 提供了一种通过程序代码创建和操作数据库的机制。多个 DAO 构成一个体系结构，在这个结构中，各个 DAO 对象协同工作。MFC DAO 是微软公司提供的用于访问 Microsoft Jet 数据库文件 (*.mdb) 的强有力的数据库开发工具，它通过 DAO 的封装，向程序员提供了 DAO 丰富的操作数据库手段。DAO 最适用于单系统应用程序或小范围本地分布使用。

(4) OLE DB (object link and embedding database)

OLE DB 是 Visual C++ 开发数据库应用中提供的基于 COM 接口的新技术。因此，OLE DB 对所有的文件系统包括关系数据库和非关系数据库都提供了统一的接口。这些特性使得 OLE DB 技术比传统的数据库访问技术更加优越。

与 ODBC 技术相似，OLE DB 属于数据库访问技术中的底层接口。直接使用 OLE DB 来设计数据库应用程序需要编写大量的代码。Visual C++ 6.0 中提供了 ATL 模板，用于设计 OLE DB 数据应用程序和数据提供程序。

(5) ADO (activeX data object)

ADO 技术是基于 OLE DB 的访问接口，它继承了 OLE DB 技术的优点，并且 ADO 对 OLE DB 的接口作了封装，定义了 ADO 对象，使程序开发得到简化。ADO 技术属于数据库访问的高层接口。

3) 地理信息系统

GIS 是在计算机硬件、软件系统支持下，对整个或部分地球表层（包括大气层）空间中的有关地理分布数据进行采集、存储、管理、运算、分析和可视化表达的信息处理与管理信息系统。它是表达、模拟具有地理空间内涵的现实系统和进行数据处理、分析的有力工具。

MapX 是 MapInfo 公司提供的具有强大地图分析功能的组件式地理信息系统控件产品。由于它是一种基于 Windows 的 ActiveX 标准控件，因而它支持绝大多数标准的可视化开发环境，如 VC++、VB 等。通过 MapX，实现在应用程序中嵌入地图化功能，实现对地图数据的显示和查询以及对地图的创建和编辑。地面数据接收与处理系统中的显示模块应用了 MapX 控件。

MapX 按照图层管理地图，每一图层包含地图的一个不同的部分，一般使每一

层包含不同类型的地物。而且 MapX 为每个图元提供了一些方法以实现图元的属性（如名称、颜色、样式等）设置与操作。因此，为了操作方便，显示模块中将无人机符号和飞行轨迹分别绘制在两个图层上，并且采用在图层上添加图元的方式刷新无人机符号、无人机姿态和飞行轨迹，实现动态实时可视化。

利用 MapX 的标准工具中提供的地图编辑工具，通过设置 CurrentTool 属性实现图层的放大、缩小和移动控制。还提供了 LayersDlg 方法，通过此方法实现对所有图层的添加、删除、属性修改等操作。这些图层控制技术的应用大大方便用户操作电子地图，查看飞行轨迹。

4) 多线程技术

进程（process）和线程（thread）是操作系统级的核心对象。大多数现代操作系统都提供了对它们的支持。一个进程，可以简单理解为一个正在执行的应用程序。一个或多个线程在这个进程中运行。

线程是程序中的一个执行路径，它在进程上下文中执行。进程中的每个线程都独立运行。它们共享进程提供的各种资源：代码、数据、虚拟地址空间等。每个线程可以执行进程中的不同代码，进程中的同一段代码也可以由多个线程执行。可以同时被多个线程访问的代码、数据等资源叫做临界资源。

通常一个线程并不会知道同时还有其它线程也在访问临界资源。因此，采用信号灯或其它线程间通信的措施保证临界资源的访问安全。

4. 软件实现

数据处理解算软件是整个地面系统开发的重中之重。这里采用 OO 方法进行分析和设计，选用面向对象的编程语言进行编程实现。Visual C++ 是目前普遍采用的一种面向对象的设计语言，具有较强的功能。对于开发者，提供了可视化的开发环境；对于用户，提供了友好的界面，以及简便易学的操作。软件功能框图如图 2-25 所示。

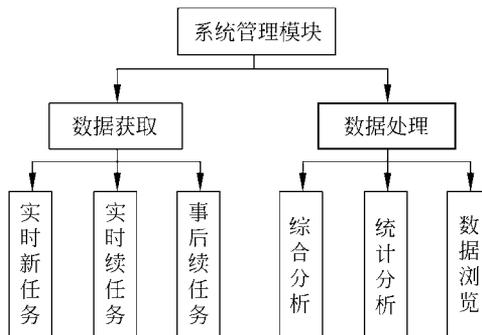


图 2-25 数据处理解算软件功能模块总体框图

1) 系统数据理解算管理模块

系统数据理解算管理模块负责整个软件的执行，控制显示方式，并能按要求进行切换。应用 OO 技术制成“对话框—按钮”显示模式，使用户方便地操纵系统。

2) 实时新任务

执行一次新的实时任务，用于无线通信实时数据接收、解算和显示。初始化完成后，同时运行串口通信模块、温湿压解算模块、风参数解算模块和显示输出模块，采用多线程技术，赋予串口通信模块最高的优先级，对数据进行中断处理。显示输出窗口分成 3 个区域：重要飞行参数的数据显示、飞行航迹的地图显示和气象参数解算结果的图形数据显示，如图 2-26 所示。



图 2-26 实时数据显示界面

3) 实时续任务

在由于断电、死机等意外造成实时任务的中断后，快速继续执行最近的实时任务，用于无线通信实时数据接收、解算和显示。程序运行及显示输出与实时新任务相同。

4) 事后续任务

在飞行任务完成后，用于完成整个飞行过程中机上存储数据的读取、接收、解算处理。

5) 综合分析

综合分析存储的历史任务记录，绘制“气象参数-时间”曲线，既可以同时显示所有曲线，也可以显示一组曲线（如位置-时间、温湿压-时间、风参数-时间曲线等），还可以全屏显示单个参数-时间曲线；此外还支持对时间轴的缩放和移动。“综合分析”界面如图 2-27 所示。

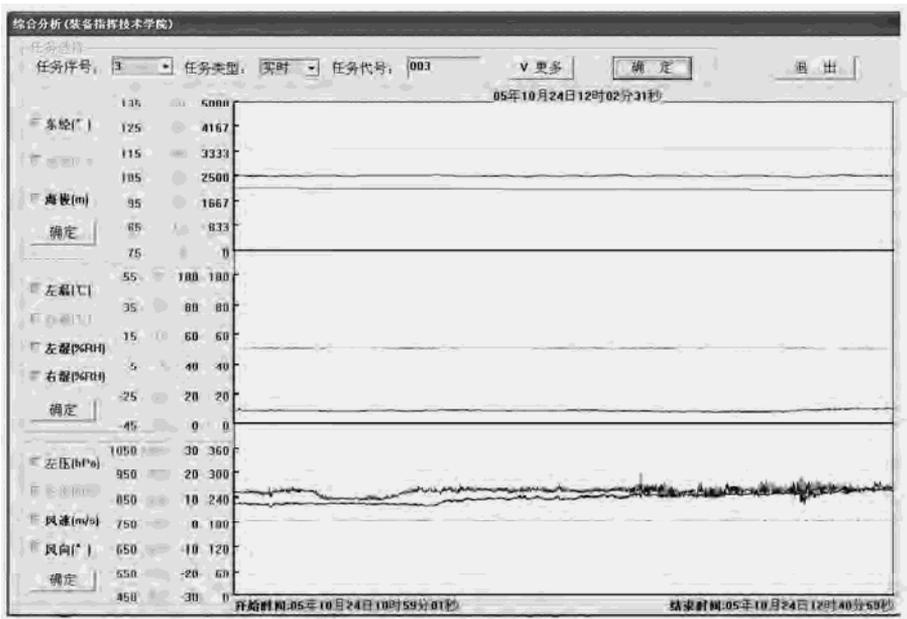


图 2-27 “综合分析”界面

6) 统计分析

统计分析存储的历史任务记录，计算给定时间空间范围的气象参数最大值、最小值、平均值和标准差，并可将统计结果导入记事本存储、打印。“统计分析”界面如图 2-28 所示。

7) 数据浏览

浏览存储的历史任务记录，把时间、位置和气象参数等重要信息导入 Excel，进行多种形式的可视化分析，并可打印。图 2-29 为 2005 年 10 月 24 日飞行试验数据。



图 2-28 “统计分析”界面

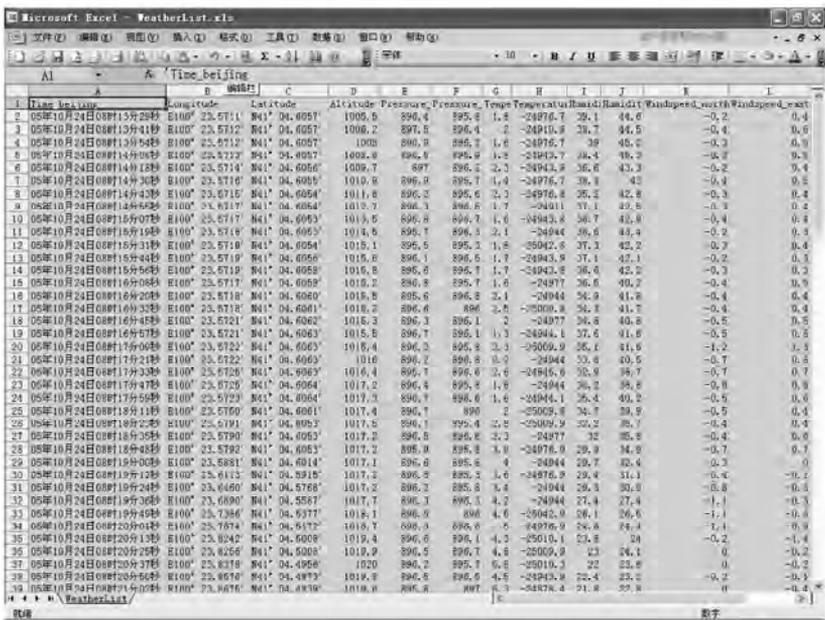


图 2-29 2005 年 10 月 24 日飞行试验数据

参 考 文 献

- 1 祝小平. 无人机设计手册. 北京: 国防工业出版社, 2007
- 2 齐晓慧, 董海瑞. 无人机导航与控制技术. 北京: 军械工程学院, 2005
- 3 李小民, 江涛, 胡永江. 无人机系统原理. 北京: 军械工程学院, 2004
- 4 魏瑞轩, 李学仁. 无人机系统及作战使用. 北京: 国防工业出版社, 2009
- 5 沈怀荣. 无人机气象探测技术与解算方法研究之技术总结报告. 北京: 装备指挥技术学院, 2008
- 6 沈怀荣, 邵琼玲. 气象探测无人机有效载荷分系统总体方案. 北京: 装备指挥技术学院, 2006
- 7 任金彬. 无人机气象探测系统风参数误差校正与数据处理研究. 北京: 装备指挥技术学院, 硕士学位论文, 2005
- 8 任金彬, 沈怀荣. 无人机皮托-静压管测风误差分析. 装备指挥技术学院学报, 2004, (4): 20~23

第3章 飞行控制技术

飞行控制系统 (flight control system, FCS) 是无人机系统最为重要的一个分系统, 它的性能直接决定了整个系统的性能, 因此它的设计也是最为关键的。到目前为止, 多数飞行控制系统主要利用经典的单回路频域或根轨迹等线性控制方法设计。这种方法确已获得了成功的应用, 并为工业界所接受。线性控制方法所依靠的关键假设是, 当系统在小范围内运行时线性模型的假设是成立的。当系统需要大范围运行时, 由于系统中存在的非线性得不到适当补偿, 使得线性控制器的性能恶化甚至产生不稳定。随着对现代无人机飞行性能的要求不断提高, 常规的线性控制方法已很难满足实际需要。采用非线性控制设计技术不需要线性化的中间环节, 能够更好地符合问题的真实本质。因此, 在现代高性能无人机上采用非线性飞行控制是必然的趋势; 同时以非线性模型为设计对象的非线性飞行控制系统的设计与实现, 成为高性能无人机发展和应用中的一项关键技术^[1]。

3.1 飞行控制基础建模

无人机对象的建模是研究飞行控制系统和其它以无人机为对象的研究工作的基础。无人机在空间运动有 6 个自由度, 其系统庞大、结构复杂、气动参数多。

3.1.1 坐标系及其之间的转换

无人机的运动方程总是相对于一定的坐标系导出的, 因此在给出无人机运动方程之前, 先讨论几种常用的坐标系。遵照我国国家标准 GB/T 14410.1-7—93^[2], 采用“前 X 右 Y 下 Z”体系。

1. 大地坐标系

大地坐标系 (ground frame) $O_g x_g y_g z_g$ 是与大地固定联系的。原点 O_g 选择在大地中的某点, 通常是地球表面上的点 (若原点 O_g 取在无人机质心, 则成为无人机牵连大地坐标系); 轴 x_g 和轴 y_g 均在水平面内, 轴 x_g 水平指向北, 轴 y_g 水平指向东; 轴 z_g 垂直水平面指向下。

2. 本体坐标系

本体坐标系 (body frame) $Ox_b y_b z_b$ 是与无人机本体固定联系的。原点 O 在无人机的质心；轴 x_b 在无人机对称平面内，沿结构纵轴，指向前；轴 z_b 亦在对称平面内，垂直于轴 x_b ，指向下；轴 y_b 垂直于对称平面，指向右。

大地坐标系与本体坐标系的关系可以用偏航角 ψ 、俯仰角 θ 和滚转角 ϕ 3 个 Euler 角来确定 (见图 3-1)。偏航角 ψ 定义为无人机纵轴 x_b 在水平面 $x_g y_g$ 上的投影与轴 x_g 之间的夹角，当该投影线偏向 x_g 的右方时偏航角为正；俯仰角 θ 定义为无人机纵轴 x_b 与水平面 $x_g y_g$ 之间的夹角，当轴 x_b 偏向上方时此角为正；滚转角 ϕ 指无人机对称平面 $x_b z_b$ 与通过纵轴 x_b 的铅垂平面之间的夹角，绕轴 x_b 按右手法则决定正负，即右翼下沉时 ϕ 为正。

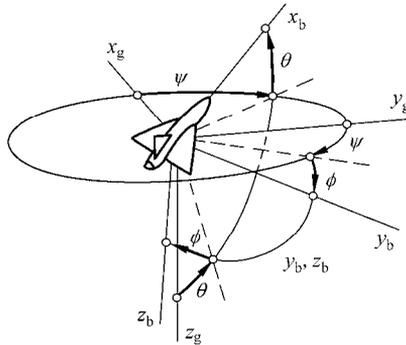


图 3-1 大地坐标系与本体坐标系

根据坐标变换的一般原理，可以得到由大地坐标系到本体坐标系的变换矩阵

$$\begin{aligned} L_{bg} &= L_x(\phi)L_y(\theta)L_z(\psi) \\ &= \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \cos\theta\sin\psi & -\sin\theta \\ \sin\phi\sin\theta\cos\psi - \cos\phi\sin\psi & \sin\phi\sin\theta\sin\psi + \cos\phi\cos\psi & \sin\phi\cos\theta \\ \cos\phi\sin\theta\cos\psi + \sin\phi\sin\psi & \cos\phi\sin\theta\sin\psi - \sin\phi\cos\psi & \cos\phi\cos\theta \end{bmatrix} \quad (3-1) \end{aligned}$$

3. 气流坐标系

气流坐标系 (air-stream frame) $Ox_a y_a z_a$ 是与空速矢量和无人机本体相联系的。原点 O 在无人机质心；轴 x_a 沿空速矢量 \mathbf{V} ，指向前；轴 z_a 在无人机对称平面内，垂直于 x_a 轴，指向下；轴 y_a 垂直于轴 x_a 和 z_a ，指向右。

气流坐标系与本体坐标系的关系可以用迎角 α 和侧滑角 β 确定 (见图 3-2)。迎角 α 指空速矢量 \mathbf{V} 在无人机对称面上的投影与纵轴 x_b 之间的夹角，当该投影线偏向

纵轴的下侧时，迎角为正；侧滑角 β 为空速矢量 \mathbf{V} 与无人机对称平面之间的夹角，当速度矢量偏向对称平面右方时，侧滑角为正。

从气流坐标系到本体坐标系的变换矩阵为

$$\mathbf{L}_{ba} = \mathbf{L}_y(\alpha)\mathbf{L}_z(-\beta) = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cos\beta & -\cos\alpha\sin\beta & -\sin\alpha \\ \sin\beta & \cos\beta & 0 \\ \sin\alpha\cos\beta & -\sin\alpha\sin\beta & \cos\alpha \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

4. 航迹坐标系

航迹坐标系 (flight path frame) $Ox_k y_k z_k$ 是由无人机航迹速度 \mathbf{V}_k 决定的，与本体坐标系无关。原点 O 在无人机质心；轴 x_k 沿航迹速度矢量 \mathbf{V}_k (亦即沿航迹切线)，指向前；轴 z_k 在通过轴 x_k 的铅垂平面内，垂直于轴 x_k ，指向下；轴 y_k 垂直于铅垂平面 $x_k z_k$ ，水平指向右。

大地坐标系与航迹坐标系的关系可以用航迹方位角 χ 和航迹倾斜角 γ 来确定 (见图 3-3)。航迹方位角 χ 是指航迹速度矢量 \mathbf{V}_k 在水平面 $x_g y_g$ 上的投影与轴 x_g 之间的夹角，当该投影偏向轴 x_g 的右侧时 χ 为正；航迹倾斜角 γ 为航迹速度矢量 \mathbf{V}_k 与水平面 $x_g y_g$ 之间的夹角，当速度矢量 \mathbf{V}_k 向上方倾斜时 γ 为正。

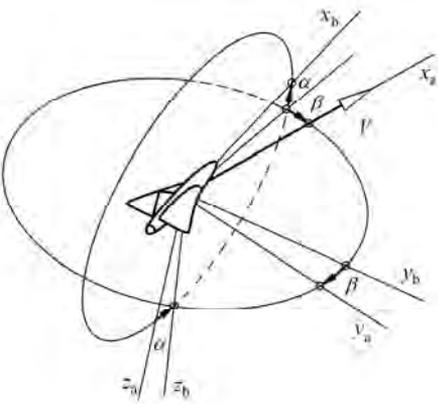


图 3-2 气流坐标系与本体坐标系

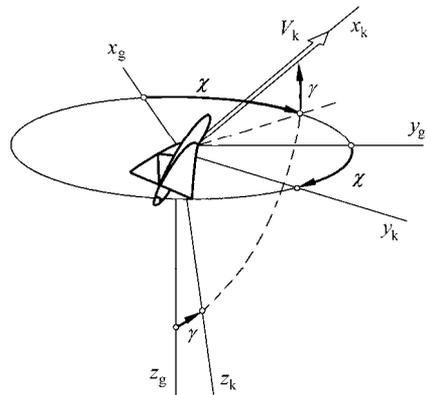


图 3-3 大地坐标系与航迹坐标系

从大地坐标系到航迹坐标系的变换矩阵为

$$\mathbf{L}_{kg} = \mathbf{L}_y(\gamma)\mathbf{L}_z(\chi) = \begin{bmatrix} \cos\gamma\cos\chi & \cos\gamma\sin\chi & -\sin\gamma \\ -\sin\chi & \cos\chi & 0 \\ \sin\gamma\cos\chi & \sin\gamma\sin\chi & \cos\gamma \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

3.1.2 动力学与运动学方程

运动中的无人机是一个极其复杂的动力学系统（见图 3-4），它的运动特性受到各种因素的影响，例如机体弹性变形、无人机的旋转部件、重量随时间变化、地球的曲率、自转以及大气的运动等，如果把所有这些因素都包括进去，将会使方程推导变得十分复杂，并且很难进行处理^[3]。因此，为了简化，推导运动方程时做以下基本假设：

- 1) 认为无人机是刚体；
- 2) 假设地面为惯性参考系，即假设大地坐标为惯性坐标；
- 3) 忽略地球曲率，把地球看成平面；
- 4) 假设机体 x_b 轴和 z_b 轴处于无人机对称面内，因此惯性积 $I_{xy} = I_{yz} = 0$ 。

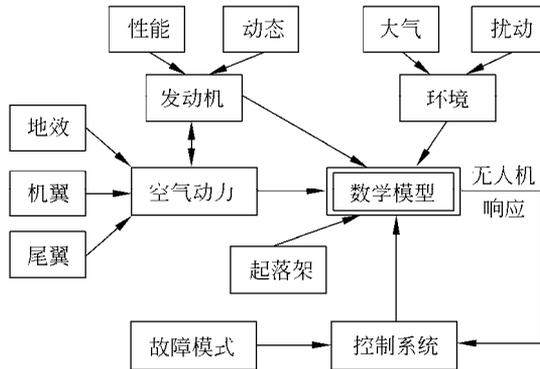


图 3-4 无人机数学模式图

1. 外力和力矩

作用于无人机的外力和力矩可用矢量形式^[4]表示为

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_G + \mathbf{F}_E + \mathbf{F}_A \quad (3-4)$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_E + \mathbf{M}_A \quad (3-5)$$

式中，下标 G, E, A 分别表示重力、发动机推力和空气动力的作用。

1) 质量特性

无人机质量变化方程是

$$\frac{dm}{dt} = -Q \quad (3-6)$$

式中， m 是质量； t 表示时间； Q 是燃料消耗率，它由油门开度 δ_t 决定。

2) 发动机推力特性

假设发动机的推力矢量与结构纵轴 x_b 平行, 在机体坐标系下有

$$\mathbf{F}_E = \begin{pmatrix} P \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3-7)$$

式中, P 是所有发动机的(净)推力之和。另设发动机被安装在无人机的对称平面 $x_b z_b$ 内, 推力作用线偏离质心的距离是 Z_{TP} , 则力矩

$$\mathbf{M}_E = \begin{pmatrix} 0 \\ PZ_{TP} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3-8)$$

一般来说, 发动机推力取决于: 飞行速度 V (或马赫数 Ma)、飞行高度 h (因为大气密度 ρ 、压力和温度都随高度 h 而变)、迎角 α 、油门开度 δ_t , 其函数式为

$$P = P(V, h, \alpha, \delta_t, \dots) = P_0 + P_V V + P_h h + P_\alpha \alpha + P_{\delta_t} \delta_t \quad (3-9)$$

具体的函数关系要查询所采用的发动机的性能手册^[5]。

3) 空气动力特性

作用在无人机上的空气动力在气流坐标系中分解成阻力 D 、升力 L 和侧力 Y 。

令 $\bar{q} = \frac{1}{2} \rho V^2$, S 代表机翼面积, c 代表平均气动弦长, l_w 代表机翼展长, 则

阻力

$$D = C_D \bar{q} S \quad (3-10)$$

阻力系数

$$C_D = C_{D0} + C_D^{\delta_e} \delta_e + C_D^\alpha \alpha + C_D^V V,$$

升力

$$L = C_L \bar{q} S \quad (3-11)$$

升力系数

$$C_L = C_{L0} + C_L^\alpha \alpha + C_L^{\delta_e} \delta_e + \frac{c}{2V} (C_L^{\dot{\alpha}} \dot{\alpha} + C_L^q q) + C_L^V V,$$

侧力

$$Y = C_Y \bar{q} S \quad (3-12)$$

侧力系数

$$C_Y = C_Y^\beta \beta + C_Y^{\delta_a} \delta_a + C_Y^{\delta_r} \delta_r + \frac{l_w}{2V} (C_Y^p p + C_Y^r r),$$

式中, δ_a , δ_e , δ_r 分别表示副翼、升降舵、方向舵的偏转角; p , q , r 分别表示滚转角速度、俯仰角速度、偏航角速度。

空气动力力矩在机体坐标系中分解成滚转力矩 L_{roll} 、俯仰力矩 M_p 和偏航力矩 M_s 。滚转力矩

$$L_{\text{roll}} = C_l \bar{q} S l_w \quad (3-13)$$

滚转力矩系数

$$C_l = C_l^\beta \beta + C_l^{\delta_a} \delta_a + C_l^{\delta_r} \delta_r + \frac{l_w}{2V} (C_l^p p + C_l^r r),$$

俯仰力矩

$$M_p = C_m \bar{q} S c \quad (3-14)$$

俯仰力矩系数

$$C_m = C_{m0} + C_m^\alpha \alpha + C_m^{\delta_e} \delta_e + \frac{c}{2V} (C_m^\alpha \dot{\alpha} + C_m^q q) + C_m^V V,$$

偏航力矩

$$M_s = C_n \bar{q} S l_w \quad (3-15)$$

偏航力矩系数

$$C_n = C_n^\beta \beta + C_n^{\delta_a} \delta_a + C_n^{\delta_r} \delta_r + \frac{l_w}{2V} (C_n^p p + C_n^r r).$$

2. 质心动力学方程

根据牛顿第二运动定律, 推导无人机的质心动力学方程, 在气流坐标系中表示为

$$\begin{cases} V = \frac{1}{m} (-D + P \cos \alpha \cos \beta + m g_1) \\ \dot{\alpha} = q - (p \cos \alpha + r \sin \alpha) \tan \beta + \frac{1}{mV \cos \beta} (-L - P \sin \alpha + m g_2) \\ \dot{\beta} = p \sin \alpha - r \cos \alpha + \frac{1}{mV} (Y - P \cos \alpha \sin \beta + m g_3) \end{cases} \quad (3-16)$$

式中, $g_1 = g(-\cos \alpha \cos \beta \sin \theta + \sin \beta \cos \theta \sin \phi + \sin \alpha \cos \beta \cos \theta \cos \phi)$

$$g_2 = g(\cos \alpha \cos \theta \cos \phi + \sin \alpha \sin \theta)$$

$$g_3 = g(\cos \alpha \sin \beta \sin \theta + \cos \beta \cos \theta \sin \phi - \sin \alpha \sin \beta \cos \theta \cos \phi)$$

其中, g 表示无人机质心位置的重力加速度。

3. 质心运动学方程

无人机的质心运动学方程 (不考虑风的影响) 在大地坐标系中表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_g \\ \dot{y}_g \\ \dot{z}_g \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{gb} \mathbf{L}_{ba} \begin{bmatrix} V \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

4. 旋转动力学方程

根据动量矩定理，推导无人机的旋转动力学方程，在机体坐标系中表示为

$$\begin{cases} \dot{p} = (c_1 r + c_2 p)q + c_3 L_{\text{roll}} + c_4 M_s \\ \dot{q} = c_5 pr - c_6 (p^2 - r^2) + c_7 (M_p + PZ_{\text{TP}}) \\ \dot{r} = (c_8 p - c_2 r)q + c_4 L_{\text{roll}} + c_9 M_s \end{cases} \quad (3-18)$$

式中， $c_1 = \frac{(I_y - I_z)I_z - I_{xz}^2}{\Gamma}$ ， $c_2 = \frac{(I_x - I_y + I_z)I_{xz}}{\Gamma}$ ， $c_3 = \frac{I_z}{\Gamma}$ ， $c_4 = \frac{I_{xz}}{\Gamma}$ ， $c_5 = \frac{I_z - I_x}{I_y}$ ，

$$c_6 = \frac{I_{xz}}{I_y}$$
， $c_7 = \frac{1}{I_y}$ ， $c_8 = \frac{I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2}{\Gamma}$ ， $c_9 = \frac{I_x}{\Gamma}$ ， $\Gamma = I_x I_z - I_{xz}^2$

其中， I_x ， I_y ， I_z 分别为无人机的3个惯性矩； I_{xz} 为无人机的惯性积。

采用机体坐标系建立旋转动力学方程有3个优点^[6]：（1）可利用无人机的对称面，使惯性积 $I_{xy} = I_{yz} = 0$ ，从而方程简化；（2）在重量不变时，各惯性矩和惯性积是常数；（3）机体轴的姿态角和角速度就是无人机的姿态角和角速度，可用安装在无人机上的位置陀螺和角速度陀螺直接测得而不必转换。

5. 旋转运动学方程

无人机的旋转运动学方程为

$$\begin{cases} \dot{\phi} = p + \tan \theta (q \sin \phi + r \cos \phi) \\ \dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi \\ \dot{\psi} = \frac{q \sin \phi + r \cos \phi}{\cos \theta} \end{cases} \quad (3-19)$$

3.1.3 某小型无人机的参数设定

用于仿真分析的某小型无人机的参数为^[7]：

机翼面积 $S = 0.55 \text{ m}^2$ ；平均气动弦长 $c = 0.189 \text{ 941 m}$ ；机翼展长 $l_w = 2.895 \text{ 6 m}$ 。

3.2 增益预置控制

3.2.1 控制原理与特点

增益预置 (gain scheduling) 控制是自适应控制方法的一种, 其基本设计思想是选择若干个覆盖对象动态范围的特征点 (图 3-5 给出了典型的无人机任务图), 在这些特征点上, 对非线性系统作线性化近似, 对每一个线性化模型设计线性控制器, 再用插值策略将不同点的设计综合起来, 由此给出非线性系统的增益预置控制器。

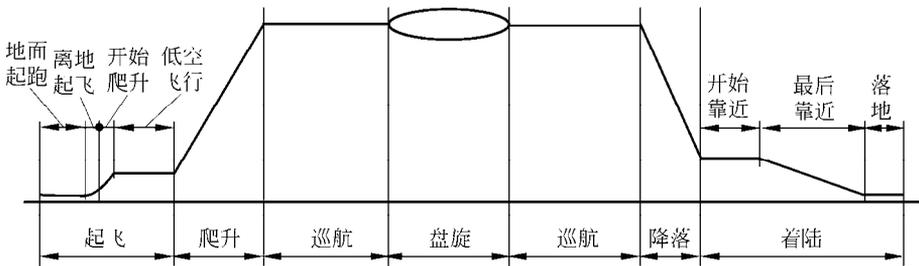


图 3-5 典型的无人机任务

动压/马赫数和高度是典型的预置变量。如果在整个飞行包线内闭环系统响应被设计成一样的, 那么增益预置可以看作是用于消除由于预置变量变化造成的非线性响应的一种方法。但是, 它对由于高攻角或大角速率造成的非线性影响是无能为力的。当飞机状态远离进行线性化的特征点时, 闭环稳定性是否得到保持依赖于控制设计的鲁棒性。

非线性系统的增益预置控制器设计一般分 4 个步骤进行^[8~10]:

首先, 在有限的特征点对非线性系统做线性化。

第二步, 在每一特征点对线性化对象设计线性控制器。这样对应于不同参数的线性模型就能够得出一族线性控制器。设计每个线性控制器时要确保针对每一组固定的对象参数, 线性闭环系统满足期望的性能指标。

第三步, 增益预置控制器的实现, 即根据预置变量的当前值改变控制器的系数 (增益)。

最后进行性能评估。增益预置控制器的局部稳定和性能特性可以通过分析得到, 然而非局部性能评估往往通过大量的仿真来进行校验。经典的增益预置控制器的结构图如图 3-6 所示。

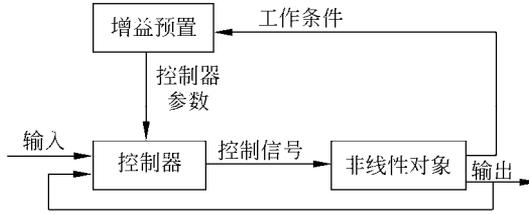


图 3-6 经典的增益预置原理图

增益预置控制的主要特点总结如下：

1) 使用若干个线性模型描述飞机的动态，允许设计者利用所有的经典工具进行控制器设计以及鲁棒性和扰动分析。

2) 这种方法在实际应用中得到了很好的验证。瑞典的 JAS 39 Gripen 战斗机就是它成功的一个证据。

3) 因为对于每一个特征点要设计一个控制器，所以增益预置控制器的设计过程是相当繁琐的。特征点的个数可能会超过 50。

4) 增益预置依赖于经验和大量的仿真来确保稳定性和系统性能。一般情况下稳定性只能在相应工作点的局部以及外部参考输入信号和预置变量变化平滑的区域得到保证，并且系统性能不易保证。

3.2.2 控制器的设计

考虑非线性系统

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u, w) \\ z = b(x, u, w) \\ y_1 = h_1(x, w) \\ y_2 = h_2(x, w) \end{cases} \quad (3-20)$$

式中， $x \in \mathbf{R}^n$ 为状态向量， $u \in \mathbf{R}^m$ 为控制向量， $z \in \mathbf{R}^q$ 为可测量的输入输出间误差信号。 $w \in \mathbf{R}^l$ 为外部信号，其中包括不可测的干扰或噪声信号 d 、外部参考信号 r 及可测量的外部信号 w_m （如飞行速度）三部分， $w = [d^T, w_m^T, r^T]^T$ 。输出 $y = [y_1^T, y_2^T]^T \in \mathbf{R}^p$ ，其中 y_2 代表准确跟踪参考信号 r 的输出部分， y_1 代表其它用于反馈的输出部分。

假定在系统 (3-20) 的动态范围内，有一系列平衡值满足

$$\zeta: \left\{ (x_0, u_0, w_0) : \begin{cases} f(x_0, u_0, w_0) = 0 \\ h_2(x_0, w_0) = r_0 \end{cases}, (x_0, u_0, w_0) \in \Omega \right\}$$

这里 Ω 为 $\mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{R}^l$ 的开集, $\mathbf{w}_0 = [d_0^T, \mathbf{w}_{m0}^T, r_0^T]^T \in \mathbf{R}^l$ 。

同时假定存在一 s 维参数向量 $\boldsymbol{\rho}$, 依赖于 \mathbf{w}_m, r 及 \mathbf{y} , 即

$$\boldsymbol{\rho} = \boldsymbol{\rho}(\mathbf{w}_m, r, \mathbf{y}) \in A \subset \mathbf{R}^s$$

且集合 ζ 可以表示为 $\boldsymbol{\rho}$ 的函数形式

$$\zeta = \zeta(\boldsymbol{\rho}) = \{(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{w}_0) : (\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{w}_0) = \mathbf{b}(\boldsymbol{\rho})\}$$

这里 $\mathbf{b} : A \rightarrow \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{R}^l$ 是一对一的、连续可微的函数。

参数向量 $\boldsymbol{\rho}$ 称为预置变量, 它在线性控制器设计过程中作为一个参数, 在增益预置控制器中作为时变输入信号。

依据非线性系统增益预置控制器的一般设计步骤, 给定 $(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{w}_0) \in \zeta$, 令

$$\mathbf{z}_0 = \mathbf{b}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{w}_0) \quad (3-21)$$

$$\mathbf{y}_{10} = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}_0, \mathbf{w}_0) \quad (3-22)$$

$$\mathbf{y}_{20} = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}_0, \mathbf{w}_0) \quad (3-23)$$

且令

$$\mathbf{x}_\delta(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_0(\boldsymbol{\rho}_0) \quad (3-24)$$

$$\mathbf{u}_\delta(t) = \mathbf{u}(t) - \mathbf{u}_0(\mathbf{r}_0) \quad (3-25)$$

$$\mathbf{w}_\delta(t) = \mathbf{w}(t) - \mathbf{w}_0(\boldsymbol{\rho}_0) \quad (3-26)$$

$$\mathbf{z}_\delta(t) = \mathbf{z}(t) \quad (3-27)$$

$$\mathbf{y}_{1\delta}(t) = \mathbf{y}_1(t) - \mathbf{y}_{10}(\boldsymbol{\rho}_0) \quad (3-28)$$

$$\mathbf{y}_{2\delta}(t) = \mathbf{y}_2(t) - \mathbf{y}_{20}(\boldsymbol{\rho}_0) \quad (3-29)$$

$$\boldsymbol{\rho}_0 = \boldsymbol{\rho}(\mathbf{w}_{m0}, r_0, \mathbf{y}_0) \quad (3-30)$$

在平衡点 $(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0, \mathbf{w}_0)$ 对系统 (3-20) 作线性化

$$\Sigma_e : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_\delta = \mathbf{A}(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{x}_\delta + \mathbf{B}_1(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{w}_\delta + \mathbf{B}_2(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{u}_\delta, \\ \mathbf{z}_\delta = \mathbf{C}_0(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{x}_\delta + \mathbf{D}_{01}(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{w}_\delta + \mathbf{D}_{02}(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{u}_\delta, \\ \mathbf{y}_{1\delta} = \mathbf{C}_1(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{x}_\delta + \mathbf{D}_1(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{w}_\delta, \\ \mathbf{y}_{2\delta} = \mathbf{C}_2(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{x}_\delta + \mathbf{D}_2(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \mathbf{w}_\delta \end{cases} \quad (3-31)$$

在每一个特征点对线性模型 Σ_e 设计线性控制器, 那么在整個飞行动态范围内可以得到线性控制器的集合。假定线性控制器集合可以写成如下参数化的状态方程形式

$$\Sigma_L : \begin{cases} \dot{\boldsymbol{\xi}}_{c1} = \mathbf{A}_{c1}(\boldsymbol{\rho}_0) \boldsymbol{\xi}_{c1} + \mathbf{B}_{c1}(\boldsymbol{\rho}_0) \mathbf{y}_{1\delta} + \mathbf{B}_{c2}(\boldsymbol{\rho}_0) \boldsymbol{\xi}_{c2}, \\ \boldsymbol{\xi}_{c2} = \boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{y}_{2\delta} - \boldsymbol{\sigma}, \\ \mathbf{u}_\delta = \mathbf{C}_{c1}(\boldsymbol{\rho}_0) \boldsymbol{\xi}_{c1} + \mathbf{C}_{c2}(\boldsymbol{\rho}_0) \boldsymbol{\xi}_{c2} + \mathbf{D}_{c1}(\boldsymbol{\rho}_0) \mathbf{y}_{1\delta} + \mathbf{D}_{c2}(\boldsymbol{\rho}_0) \cdot \boldsymbol{\varepsilon} \end{cases} \quad (3-32)$$

式中, $\xi_{c1} \in \mathbf{R}^r$, $\xi_{c2} \in \mathbf{R}^m$, $u_\delta \in \mathbf{R}^m$; 下标 c 表示期望或特征值; σ 和 ε 分别表示 r 和 e 关于平衡值 r_0 和 e_0 的小扰动量,

$$\sigma = r - r_0, \quad \varepsilon = e - e_0, \quad e = y_2 - r。$$

该线性控制器中引入对误差 $\varepsilon = y_{2\delta} - \sigma$ 的积分, 保证了对跟踪量的零静态误差; 在反馈中直接引入可测量输出量 $y_{1\delta}$, 符合内外环的设计结构。

由线性化模型 Σ_c 设计得到的线性控制器 Σ_L , 应如何在非线性系统 Σ 中实现的问题可描述为^[1]:

对非线性系统 Σ , 设计增益预置控制器

$$\Sigma_L(\rho) : \begin{cases} \dot{x}_c = f_c(x_c, y, \rho), \\ u = h_c(x_c, y, \rho), \\ \rho = \rho(w_m, r, y) \end{cases} \quad (3-33)$$

使得在每一个平衡点 $(x_0, u_0, w_0) \in \zeta(\rho_0)$, 对由非线性对象 Σ 和增益预置控制器 $\Sigma_L(\rho)$ 组成的闭环系统在 ρ_0 点作线性化, 得到的线性系统和由线性化模型 Σ_c 及线性控制器 $\Sigma_L(\rho)$ 组成的反馈系统, 具有相同的内部及输入—输出性质。这一性质称为线性性质。

令 $\Gamma(\Sigma_c(\rho_0), \Sigma_L(\rho_0)) : w_\delta \rightarrow y_\delta$ 为闭环线性系统, $T(\Sigma_c(\rho_0), \Sigma_L(\rho_0))(s)$ 为其相应的传递函数矩阵。

令 $\Gamma(\Sigma, \Sigma_L) : w \rightarrow y$ 为非线性闭环系统, $\Gamma_L(\Sigma, \Sigma_L)(\rho_0)$ 为其在平衡点 ρ_0 的线性化系统, $T_L(\Sigma, \Sigma_L)(\rho_0)(s)$ 为线性化系统的传递函数矩阵。

上述线性性质可表述为:

- 1) 线性系统 $\Gamma_L(\Sigma, \Sigma_L)(\rho_0)$ 和 $\Gamma(\Sigma_c(\rho_0), \Sigma_L(\rho_0))$ 有相同的闭环特征值。
- 2) 闭环传递函数矩阵 $T_L(\Sigma, \Sigma_L)(\rho_0)(s)$ 和 $T(\Sigma_c(\rho_0), \Sigma_L(\rho_0))(s)$ 相等。

要使非线性增益预置控制器保持上述线性性质, 仅简单地模拟线性控制器的结构是不够的, 往往还需满足一定的假设条件。

对于线性控制器 Σ_L , 选择如下结构的增益预置控制器

$$\Sigma_L(\rho) : \begin{cases} \dot{x}_{c1} = A_{c1}(\rho)x_{c1} + B_{c1}(\rho)\dot{y}_1 + B_{c2}(\rho)e, \\ \dot{x}_{c2} = C_{c1}(\rho)x_{c1} + D_{c1}(\rho)\dot{y}_1 + C_{c2}(\rho)e, \\ e = y_2 - r, \\ u = x_{c2} + D_{c2}(\rho)e, \\ \rho = \rho(w_m, r, y), \end{cases} \quad (3-34)$$

该增益预置控制器的结构易于由线性控制器得到, 不过在控制器中希望能测量到输出信号 y_1 的一阶导数。

对该增益预置控制器, 作如下假设:

- 1) $\dim(\mathbf{x}_{c2}) = \dim(\mathbf{u}) = \dim(\mathbf{y}_2)$;
- 2) 矩阵 $\begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{c1}(\boldsymbol{\rho}_0) & \mathbf{B}_{c2}(\boldsymbol{\rho}_0) \\ -\mathbf{C}_{c1}(\boldsymbol{\rho}_0) & \mathbf{C}_{c2}(\boldsymbol{\rho}_0) \end{bmatrix}$ 对每一 $\boldsymbol{\rho}_0 \in \mathbf{A}$, 当 $s=0$ 时满秩;
- 3) $\mathbf{y}_1 = \mathbf{y}_1(\mathbf{x})$ 仅是状态向量 \mathbf{x} 的函数。

假设1)表示积分器的个数等于控制输入的个数;假设2)意味着 $(\mathbf{A}_{c1}, \mathbf{B}_{c2}, \mathbf{C}_{c1}, \mathbf{C}_{c2})$ 在原点没有传递零点;假设3)保证了 $\dot{\mathbf{y}}_1$ 存在且连续。

若假设1)、2)、3)成立, 对增益预置控制器 $\Sigma_L(\boldsymbol{\rho})$ 有下面的定理。

定理 3.1 若假设1)~3)成立, 那么增益预置控制器 $\Sigma_L(\boldsymbol{\rho})$ 解决了在非线性系统 Σ 中对线性控制器 Σ_L 的实现问题。即对集合 ζ 中的每一个平衡点 $\zeta(\boldsymbol{\rho}_0)$, 下列线性性质得到保持:

- (1) 反馈系统 $\Gamma_L(\Sigma, \Sigma_L)(\boldsymbol{\rho}_0)$ 和 $\Gamma(\Sigma_e(\boldsymbol{\rho}_0), \Sigma_L(\boldsymbol{\rho}_0))$ 有相同的闭环特征值;
- (2) 闭环传递函数矩阵 $\mathbf{T}_L(\Sigma, \Sigma_L)(\boldsymbol{\rho}_0)(s)$ 和 $\mathbf{T}(\Sigma_e(\boldsymbol{\rho}_0), \Sigma_L(\boldsymbol{\rho}_0))(s)$ 相等。

在增益预置控制器 $\Sigma_L(\boldsymbol{\rho})$ 中, 若 $\dot{\mathbf{y}}_1$ 没有实际意义, 工程中常以 $\frac{s}{\tau s + 1}$ 代替纯微分操纵器 s , 这样增益预置控制器近似为如下形式

$$\Sigma_L : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{c1} = \mathbf{A}_{c1}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{x}_{c1} + \tilde{\mathbf{B}}_{c1}(\boldsymbol{\rho})(\mathbf{y}_1 - \tilde{\mathbf{z}}) + \mathbf{B}_{c2}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{e}, \\ \dot{\mathbf{x}}_{c2} = \mathbf{C}_{c1}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{x}_{c1} + \tilde{\mathbf{D}}_{c1}(\boldsymbol{\rho})(\mathbf{y}_1 - \tilde{\mathbf{z}}) + \mathbf{C}_{c2}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{e}, \\ \dot{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \tilde{\mathbf{z}}, \\ \mathbf{e} = \mathbf{y}_2 - \mathbf{r}, \\ \mathbf{u} = \mathbf{x}_{c2} + \mathbf{D}_{c2}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{e}, \\ \boldsymbol{\rho} = \boldsymbol{\rho}(\mathbf{w}_m, \mathbf{r}, \mathbf{y}) \end{cases} \quad (3-35)$$

式中,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}}_{c1}(\boldsymbol{\rho}) &= \mathbf{B}_{c1}(\boldsymbol{\rho})/\tau, \\ \tilde{\mathbf{D}}_{c1}(\boldsymbol{\rho}) &= \mathbf{D}_{c1}(\boldsymbol{\rho})/\tau, \\ \tilde{\mathbf{z}} \in \mathbf{R}^r, \dim(\tilde{\mathbf{z}}) &= \dim(\mathbf{y}_1) = r, \end{aligned}$$

τ 为正实数。当 $\tau \rightarrow 0$ 时, 有:

- 1) $\Gamma_L(\Sigma, \Sigma_L)(\boldsymbol{\rho}_0)$ 的 r 个特征值趋于 $-\infty$, 而其余的趋于 $\Gamma(\Sigma_e(\boldsymbol{\rho}_0), \Sigma_L(\boldsymbol{\rho}_0))$ 的特征值;
- 2) $\|\Gamma_L(\Sigma, \Sigma_L)(\boldsymbol{\rho}_0) - \Gamma(\Sigma_e(\boldsymbol{\rho}_0), \Sigma_L(\boldsymbol{\rho}_0))\|_p$ 趋于零, $\forall 1 \leq p \leq \infty$ 。

3.2.3 案例仿真与分析

以某小型无人机为研究对象, 利用增益预置法设计其飞行控制器, 采用特征值

配置法设计特征点上的线性控制器，并对其仿真分析。

1. 无人机的小扰动线性化方程

无人机在特征点 ρ_i 运动的线性化方程是在如下假设条件下得到的^[11]。

1) 无人机的基准运动是无侧滑 ($\beta_i = 0$) 无转动 ($\phi_i = p_i = q_i = r_i = 0$) 的对称定常直线运动;

2) 在研究无人机的基准运动时风速为零;

3) 无人机的气动外形和质量分布都是相对于其纵向平面对称的;

4) 运动的无人机所受到的扰动均为小扰动。

由以上假设可以推得如下结论:

1) 纵向气动力和力矩对横向运动参数的导数等于零;

2) 横向气动力和力矩对纵向运动参数的导数等于零。

同时作如下约定: 基准运动量以下标“ i ”表示, 小扰动运动增量以前置符“ Δ ”表示, 气动力和力矩对运动量的偏导数记作 $D_V = \frac{\partial D}{\partial V}$ 等。

这样, 根据小扰动原理可以对无人机的非线性数学模型进行化简整理, 获得特征点附近的线性化方程, 且该方程可以简化为纵向线化运动方程和横向线化运动方程的叠加。

$$\Delta \dot{V} = \frac{1}{m} \{ -(D_V - P_V \cos \alpha_i) \Delta V - [D_\alpha - P_\alpha \cos \alpha_i + P_i \sin \alpha_i - mg \cos(\theta_i - \alpha_i)] \Delta \alpha - mg \cos(\theta_i - \alpha_i) \Delta \theta - (D_h - P_h \cos \alpha_i) \Delta h + P_{\delta_i} \cos \alpha_i \Delta \delta_t - D_{\delta_e} \Delta \delta_e \} \quad (3-36)$$

$$\Delta \dot{\alpha} = \frac{1}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \{ -(L_V + P_V \sin \alpha_i) \Delta V - [L_\alpha + P_\alpha \sin \alpha_i + P_i \cos \alpha_i - mg \sin(\theta_i - \alpha_i)] \Delta \alpha + (mV_i - L_q) \Delta q - mg \sin(\theta_i - \alpha_i) \Delta \theta - (L_h + P_h \sin \alpha_i) \Delta h - P_{\delta_i} \sin \alpha_i \Delta \delta_t - L_{\delta_e} \Delta \delta_e \} \quad (3-37)$$

$$\Delta \dot{q} = \frac{1}{I_y} \left[\left(M_V + P_V Z_{TP} - M_{\dot{\alpha}} \frac{L_V + P_V \sin \alpha_i}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \right) \Delta V + \left(M_h + P_h Z_{TP} - M_{\dot{\alpha}} \frac{L_h + P_h \sin \alpha_i}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \right) \Delta h + \left(M_\alpha - M_{\dot{\alpha}} \frac{L_\alpha + P_\alpha \sin \alpha_i + P_i \cos \alpha_i - mg \sin(\theta_i - \alpha_i)}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \right) \Delta \alpha + \left(M_q + M_{\dot{\alpha}} \frac{mV_i - L_q}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \right) \Delta q - M_\alpha \frac{mg \sin(\theta_i - \alpha_i)}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \Delta \theta + \left(P_{\delta_i} Z_{TP} - M_{\dot{\alpha}} \frac{P_{\delta_i} \sin \alpha_i}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \right) \Delta \delta_t + \left(M_{\delta_e} - M_{\dot{\alpha}} \frac{L_{\delta_e}}{mV_i + L_{\dot{\alpha}}} \right) \Delta \delta_e \right] \quad (3-38)$$

$$\Delta \dot{\theta} = \Delta q \quad (3-39)$$

$$\Delta \dot{h} = \sin(\theta_i - \alpha_i) \Delta V - V_i \cos(\theta_i - \alpha_i) \Delta \alpha + V_i \cos(\theta_i - \alpha_i) \Delta \theta \quad (3-40)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\beta} = & \frac{1}{mV_i} \{ [Y_\beta - P_i \cos \alpha_i + mg \sin(\theta_i - \alpha_i)] \Delta \beta + (Y_p + mV_i \sin \alpha_i) \Delta p \\ & + (Y_r - mV_i \cos \alpha_i) \Delta r + mg \cos \theta_i \Delta \phi + Y_{\delta_a} \Delta \delta_a + Y_{\delta_r} \Delta \delta_r \} \end{aligned} \quad (3-41)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{p} = & \frac{1}{I_x I_z - I_{xz}^2} [(I_z I_\beta + I_{xz} N_\beta) \Delta \beta + (I_z I_p + I_{xz} N_p) \Delta p \\ & + (I_z I_r + I_{xz} N_r) \Delta r + (I_z I_{\delta_a} + I_{xz} N_{\delta_a}) \Delta \delta_a + (I_z I_{\delta_r} + I_{xz} N_{\delta_r}) \Delta \delta_r] \end{aligned} \quad (3-42)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{r} = & \frac{1}{I_x I_z - I_{xz}^2} [(I_{xz} I_\beta + I_x N_\beta) \Delta \beta + (I_{xz} I_p + I_x N_p) \Delta p \\ & + (I_{xz} I_r + I_x N_r) \Delta r + (I_{xz} I_{\delta_a} + I_x N_{\delta_a}) \Delta \delta_a + (I_{xz} I_{\delta_r} + I_x N_{\delta_r}) \Delta \delta_r] \end{aligned} \quad (3-43)$$

$$\Delta \dot{\phi} = \Delta p + \tan \theta_i \Delta r \quad (3-44)$$

$$\Delta \dot{\psi} = \frac{1}{\cos \theta_i} \Delta r \quad (3-45)$$

式(3-36)~(3-40)表示无人机的纵向线化运动方程,式(3-41)~(3-45)表示无人机的横向线化运动方程,分别记为

$$\dot{\mathbf{X}}_x = \mathbf{A}_x \mathbf{X}_x + \mathbf{B}_x \mathbf{U}_x \quad (3-46)$$

$$\dot{\mathbf{X}}_y = \mathbf{A}_y \mathbf{X}_y + \mathbf{B}_y \mathbf{U}_y \quad (3-47)$$

式中,纵向控制向量 $\mathbf{U}_x = [\Delta \delta_i \quad \Delta \delta_e]^\top$, 横向控制向量 $\mathbf{U}_y = [\Delta \delta_a \quad \Delta \delta_r]^\top$, 纵向状态向量 $\mathbf{X}_x = [\Delta V \quad \Delta \alpha \quad \Delta q \quad \Delta \theta \quad \Delta h]^\top$, 横向状态向量 $\mathbf{X}_y = [\Delta \beta \quad \Delta p \quad \Delta r \quad \Delta \phi \quad \Delta \psi]^\top$, 状态矩阵 $\mathbf{A}_x, \mathbf{A}_y \in \mathbf{R}^{5 \times 5}$, 控制矩阵 $\mathbf{B}_x, \mathbf{B}_y \in \mathbf{R}^{5 \times 2}$ 。

某小型无人机飞行高度 $h = 1000 \text{ m}$, 飞行速度 $V = 25 \text{ m/s}$, 作定常直线平飞, 其主要的构造参数及气动参数如下:

$$\begin{aligned} m = & 13.5 \text{ kg}, \quad I_x = 0.8244, \quad I_y = 1.135, \quad I_z = 1.759, \quad I_{xz} = 0.1204; \\ C_{D0} = & 0.0434, \quad C_D^{\delta_e} = 0.0135, \quad C_D^\alpha = 0.284, \quad C_D^V = 0; \\ C_{L0} = & 0.23, \quad C_L^{\delta_e} = 0.13, \quad C_L^\alpha = 5.6106, \quad C_L^{\dot{\alpha}} = 1.9724, \quad C_L^q = 7.9543, \quad C_L^V = 0; \\ C_Y^\beta = & -0.83, \quad C_Y^{\delta_a} = -0.075, \quad C_Y^{\delta_r} = 0.1914, \quad C_Y^p = 0, \quad C_Y^r = 0; \\ C_I^\beta = & -0.13, \quad C_I^{\delta_a} = -0.1695, \quad C_I^{\delta_r} = 0.0024, \quad C_I^p = -0.5051, \quad C_I^r = 0.2519; \\ C_{m0} = & 0.135, \quad C_m^{\delta_e} = -0.9918, \quad C_m^\alpha = -2.7397, \quad C_m^{\dot{\alpha}} = -10.3796, \quad C_m^q = -38.2067, \\ C_m^V = & 0; \\ C_n^\beta = & 0.0726, \quad C_n^{\delta_a} = 0.0108, \quad C_n^{\delta_r} = -0.0693, \quad C_n^p = -0.069, \quad C_n^r = -0.0946; \\ P_{\delta_i} = & 17, \quad P_h = -0.001, \quad P_\alpha = 48.36, \quad P_V = 0.505. \end{aligned}$$

配平无人机运动方程，得到平衡飞行状态的飞行参数为：

$$\theta = \alpha = 4.7951^\circ, p = q = r = \beta = \phi = 0, \delta_a = \delta_r = 0, \delta_e = -0.0951, \delta_t = 0.7214; \\ P = 12.6326 \text{ N}, D = 12.5884 \text{ N}, L = 131.2921 \text{ N}, Y = 0 \text{ N}, L_{\text{roll}} = M_p = M_s = 0。$$

将以上数据代入式 (3-46)，求得无人机的纵向小扰动线性化方程

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V} \\ \Delta \dot{\alpha} \\ \Delta \dot{q} \\ \Delta \dot{\theta} \\ \Delta \dot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0373 & 9.2756 & 0 & -9.8036 & 0 \\ -0.0311 & -3.2119 & 0.9787 & 0 & 0 \\ 0.0392 & -83.552 & -5.8748 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0 & 0 & 0 \\ 0 & -25.0 & 0 & 25.0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta \alpha \\ \Delta q \\ \Delta \theta \\ \Delta h \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 1.2549 & -0.1911 \\ -0.0042 & -0.0733 \\ 0 & -31.713 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_t \\ \Delta \delta_e \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

将以上数据代入式 (3-47)，求得无人机的横向小扰动线性化方程

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\beta} \\ \Delta \dot{p} \\ \Delta \dot{r} \\ \Delta \dot{\phi} \\ \Delta \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.5072 & 0.0836 & -0.9965 & 0.3908 & 0 \\ -84.755 & -20.014 & 9.6346 & 0 & 0 \\ 17.033 & -2.6268 & -1.0637 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0 & 0.0839 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0035 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta \phi \\ \Delta \psi \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} -0.0425 & 0.1084 \\ -114.40 & -1.5886 \\ -4.4335 & -21.905 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_a \\ \Delta \delta_r \end{bmatrix} \quad (3-49)$$

2. 无人机纵向运动的稳定与控制

无人机的纵向小扰动线性化方程 (3-48) 的系数矩阵 A_x 的特征值为

$$-4.5468 \pm 8.9475i, -0.0152 \pm 0.5156i, -0.0001$$

其中有一个实部为非常小的负值，所以，不加控制的无人机纵向运动稳定性较差。

目前为止，国内对于无人机的飞行品质还没有正式的规定，所以对本文中飞行控制器的设计要求参照 GJB185—86 的规定，按轻小型 (QX) 飞机 B 类航行阶段的

1号飞行品质标准^[6]，设计好的飞行控制器长周期应该满足 $\xi > 0.04$ ，短周期应该满足 $0.3 < \xi < 2$ 。设计控制器时，忽略所有环节的延迟、非线性等因素，利用特征值配置法设计控制规律^[12]。

由于对象为5阶系统，因此，期望的极点数为5。选短周期的阻尼系数 $\xi_s = 0.6$ ，自振频率 $\omega_{ns} = 10 \text{ rad/s}$ ；长周期 $\xi_l = 0.8$ 、 $\omega_{nl} = 0.15 \text{ rad/s}$ 。得到期望的极点为

$$-6 \pm 8i, \quad -0.12 \pm 0.09i, \quad -1$$

亦为期望的特征值，所以，期望系统的特征多项式为

$$f(\lambda) = \lambda^5 + 13.24\lambda^4 + 115.1425\lambda^3 + 127.1725\lambda^2 + 26.52\lambda + 2.25$$

暂认为油门开度 δ_1 为恒定，不予考虑，取控制律为 $U_x = \mathbf{K}X_x$ ，其中反馈增益阵为

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 \end{bmatrix}$$

则

$$\begin{aligned} f(\lambda) = |\lambda\mathbf{I} - \mathbf{A}_x - \mathbf{B}_x\mathbf{K}| &= \lambda^5 + (0.1911k_1 + 0.0733k_2 + 31.7126k_3 + 9.1241)\lambda^4 \\ &+ (2.4159k_1 + 31.4657k_2 + 96.9269k_3 + 31.7126k_4 - 1.8321k_5 + 101.2738)\lambda^3 \\ &+ (0.2258k_1 + 1.1469k_2 + 13.3032k_3 + 96.9269k_4 + 6.1706k_5 + 5.4858)\lambda^2 \\ &+ (-938.5514k_1 + 9.7319k_2 + 0.0007k_3 + 13.3032k_4 + 2394.5005k_5 + 26.8050)\lambda \\ &- 0.0424k_1 + 0.0007k_2 + 0.0007k_4 + 89.2817k_5 + 0.0019 \end{aligned}$$

比较对应项的系数，可求出

$$k_1 = 0.0694, \quad k_2 = -1.2303, \quad k_3 = 0.1322, \quad k_4 = 1.2501, \quad k_5 = 0.0251$$

即

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0694 & -1.2303 & 0.1322 & 1.2501 & 0.0251 \end{bmatrix}$$

因此，进行控制后的无人机纵向运动方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V} \\ \Delta \dot{\alpha} \\ \Delta \dot{q} \\ \Delta \dot{\theta} \\ \Delta \dot{h} \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_x + \mathbf{B}_x\mathbf{K}) \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta \alpha \\ \Delta q \\ \Delta \theta \\ \Delta h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0506 & 9.5106 & -0.0253 & -10.042 & -0.0048 \\ -0.0362 & -3.1218 & 0.9691 & -0.0916 & -0.0018 \\ -2.1623 & -44.536 & -10.068 & -39.644 & -0.7975 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -25 & 0 & 25 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta \alpha \\ \Delta q \\ \Delta \theta \\ \Delta h \end{bmatrix} \quad (3-50)$$

无人机纵向运动的稳定与控制的结构如图 3-7 所示。

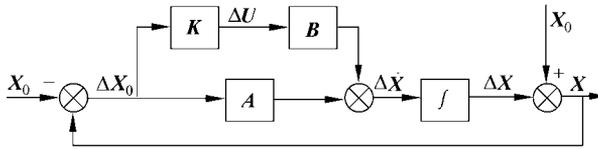


图 3-7 无人机纵向控制器结构图

设无人机在特征点 ρ_i 稳定飞行时，受到扰动 $\Delta\alpha_0 = 2^\circ$ ，对控制后的无人机纵向运动进行仿真，得到的响应如图 3-8 所示。仿真结果表明：在平衡位置受到扰动时，所设计的控制器能够有效地控制无人机的纵向运动，使其重新回到平衡状态飞行。

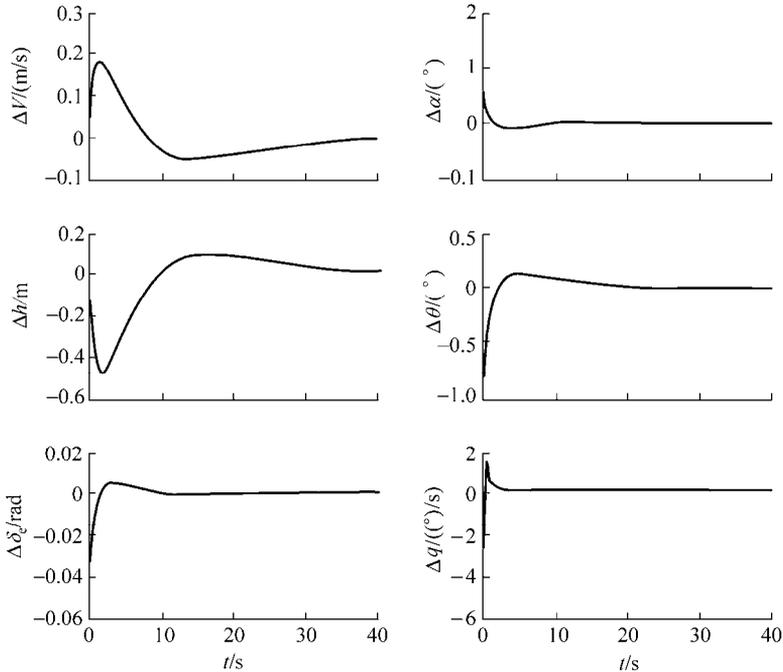


图 3-8 无人机纵向运动控制响应曲线

3. 无人机横向运动的稳定与控制

无人机的横向小扰动线性化方程 (3-49) 的系数矩阵 A_y 的特征值为

$$-1.3284 \pm 5.5453i, -19.0049, 0, 0.0767$$

其中有一个特征值实部为正值，所以，不加控制的无人机横向运动是不稳定的。

对该无人机横向控制品质的要求，仍然参照 GJB185—86 中对轻小型飞机 B 类航行阶段 1 号飞行品质的标准要求。即要求螺旋模态不稳定情况下倍幅时间 $> 20 \text{ s}$ ，荷兰滚模态阻尼比 $\xi > 0.08$ ，自振频率 $\omega_n > 0.4 \text{ rad/s}$ ，滚转模态时间常数 $< 1.4 \text{ s}$ 。设计控制器时，忽略所有环节的延迟、非线性等因素，利用特征值配置法设计控制规律。

由于对象为 5 阶系统，因此，期望的极点数为 5。选荷兰滚模态阻尼比 $\xi = 0.6$ ，自振频率 $\omega_n = 5 \text{ rad/s}$ ；滚转模态时间常数为 0.05 s 。得到期望的极点为

$$-3 \pm 4i, -20, -0.3 \pm 0.1i$$

亦为期望的特征值。

暂认为方向舵 δ_r 为恒定，不予考虑，取控制律为 $U_y = \mathbf{K}X_y$ ，其中，反馈增益阵为

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

比较特征多项式对应项的系数，求出

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0.5940 & 0.0521 & -0.2085 & 0.2418 & 0.0549 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

因此，进行控制后的无人机横向运动方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\beta} \\ \Delta \dot{p} \\ \Delta \dot{r} \\ \Delta \dot{\phi} \\ \Delta \dot{\psi} \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_y + \mathbf{B}_y \mathbf{K}) \begin{bmatrix} \Delta \beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta \phi \\ \Delta \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.4820 & 0.0814 & -0.9876 & 0.3805 & -0.0023 \\ -16.8036 & -25.9789 & 33.4904 & -27.6597 & -6.2755 \\ 19.6667 & -2.8579 & -0.1391 & -1.0719 & -0.2432 \\ 0 & 1.0 & 0.0839 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0035 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta \phi \\ \Delta \psi \end{bmatrix} \quad (3-51)$$

设无人机在特征点 ρ_i 稳定飞行时，受到扰动 $\Delta\beta_0 = 2^\circ$ ，对控制后的无人机横向运动进行仿真，得到的响应如图 3-9 所示。仿真结果表明：在平衡位置受到扰动时，所设计的控制器能够有效地控制无人机的横向运动，使其重新回到平衡状态飞行。

至此，得到了无人机在特征点 ρ_i 运动的线性控制器。再选择另一特征点，在该点再次将无人机模型线性化，并产生对应于该点的控制器增益。重复这一过程直到产生一个与飞行包线内各点相对应的控制器增益集。这样在无人机飞行包线与理想控制系统增益之间产生了一个离散非线性函数映射^[13]。

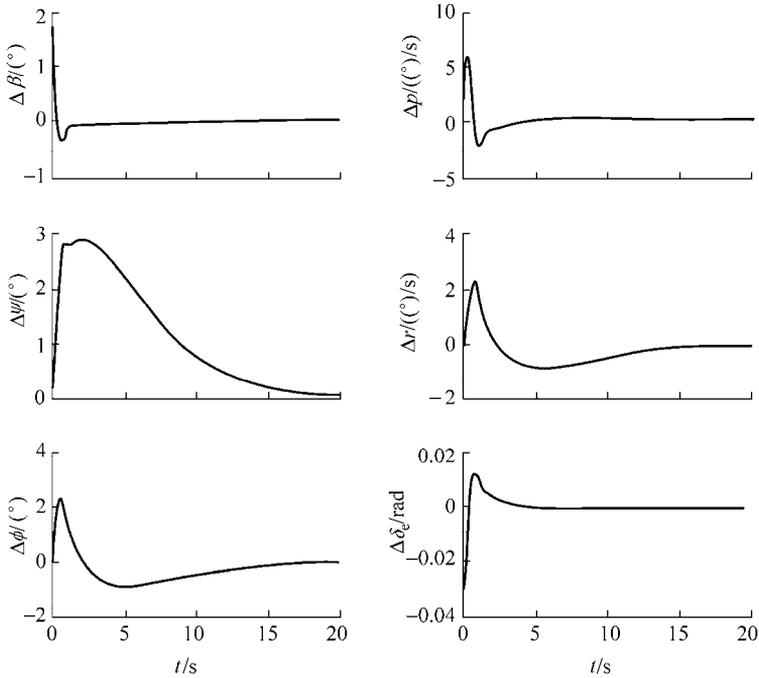


图 3-9 无人机横向运动控制响应曲线

在飞控计算机内，这种变化的飞行控制律是通过特征点参数（如空速、高度、动压等）以函数的形式调节控制器增益实现的。这些参数在无人机飞行过程中被测量到，通过标准查表法可获得相应的控制器增益。对于两离散设计点之间的点，飞控计算机也可以进行内插/外推来估计控制器的增益值。

总体而言，增益预置方法可以看作是线性控制与非线性控制的一个中间状态，而不能算是真正的非线性控制方法。“线性化”的办法用于非线性对象并不总能得到满意的结果。特别是在姿态控制、先进的飞机控制、机器人控制等的控制问题中，由于系统的高度非线性及经历大范围变化，问题会更加严重。究其原因，是人们将不可忽视的非线性关系用线性关系代替或忽略了。所有这些，都要求我们必须寻求真正的非线性控制技术。

3.3 非线性动态逆控制

3.3.1 控制原理与特点

非线性动态逆 (dynamic inversion) 控制是反馈线性化控制的一个分支。所谓“反

馈线性化 (feedback linearization)”，就是研究通过非线性反馈或动态补偿的方法将非线性系统变换为线性系统，然后再按线性系统理论完成系统的各种控制目标的一种理论与方法^[14]。

非线性动态逆方法首先将状态/控制输入从非线性系统一一映射到线性系统。这种映射不是近似的，而是精确的（这也决定了需要对系统进行精确建模），能够抵消当飞机飞行状态改变时带来的模型参数变化，保证线性系统保持不变^[15]。在理论上、仿真及试飞验证都表明，非线性动态逆控制的优点有^[16]：

- 1) 可广泛用于不同的飞机模型；
- 2) 在整个设计周期中，对飞机模型的变化其设计具有很大的灵活性；
- 3) 能够满足象大迎角、超机动这样的非常规控制要求；
- 4) 能使非线性和线性兼容，能进行通道间解耦，无需复杂的增益调节，被控对象参数的改变不影响其线性解耦控制结构及其增益。

同时，该控制方案也有其局限性：

- 1) 实现需要构造可信度高的非线性仿真模型并通过机载计算机进行实时逆变换，计算量很大；
- 2) 不易进行鲁棒性分析；
- 3) 其实现是可以得到全状态反馈为前提的；
- 4) 无法直接应用于非最小相位系统；
- 5) 逆误差的存在将破坏严格的对消关系；
- 6) 某些情况下的严格非线性对消不是必要的，甚至是有害的。

因此，该方法仅限于最小相位系统的应用；更进一步，动态逆控制律将导致子动态（零动态）不可观，所以若零动态不稳则闭环不稳。但是对于轻微的非最小相位非线性系统，基于对真实系统的近似的最小相位来设计控制律可设计出一个闭环系统，它将比直接应用线性化理论设计出的系统具有更好的性能^[17]。动态逆控制器的一般结构如图 3-10 所示。

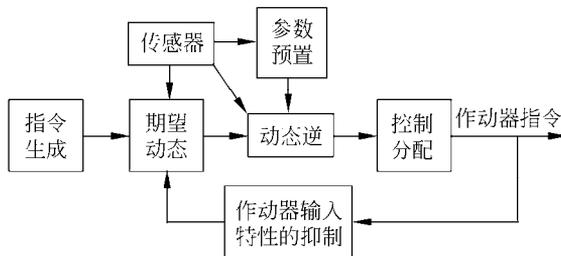


图 3-10 动态逆控制器结构

3.3.2 控制方法的分类与比较

非线性动态逆方法曾在诸多复杂的非线性系统控制中，获得了有效的应用。应用非线性动态逆方法综合的系统如图 3-11 所示。

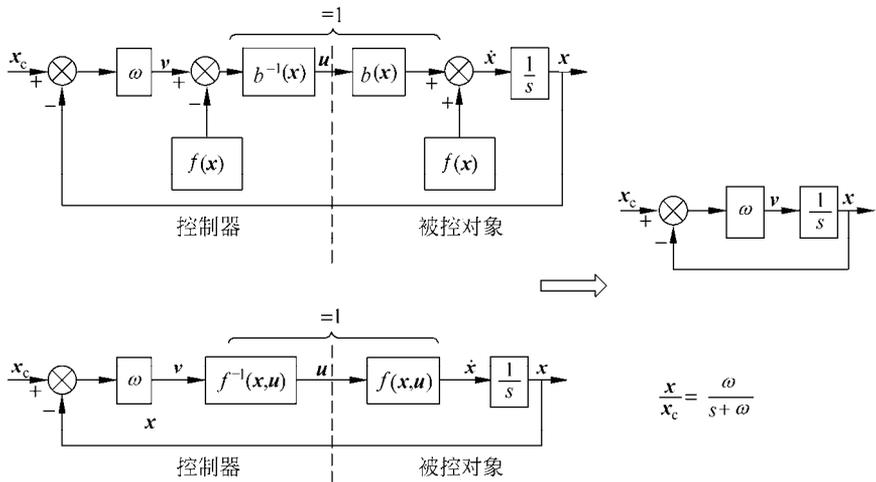


图 3-11 用非线性动态逆方法综合简单系统

非线性动态逆控制器，本质上也属于非线性控制器，包含非线性和线性两部分，其中非线性部分用以抵消被控对象的非线性，线性部分用以实现所需系统响应。

非线性动态逆综合系统的实质，是用非线性逆和非线性函数抵消被控对象的非线性，从而构成全局线性化；然后，在伪线性系统的基础上通过相应的反馈及其增益，以实现所需的系统响应^[18]。

为了适应飞行控制系统的需要，存在两种综合方法的选择，一种是输出反馈型，另一种是状态反馈型。

输出反馈型动态逆控制方法的优点是无需测量所有的状态量，只需测量比状态量少得多的感兴趣的输出量。缺点是需测量输出量的各阶导数。它不能应用现有的熟悉的传感器来测量飞机的状态量以构成反馈，而必须代之以新的输出各阶导数，且不易找到合适的传感器。而且在复杂方程中，求多次非线性函数导数也较麻烦和困难。

直接应用状态反馈动态逆控制方法，要求全逆（full inversion），即求 $B^{-1}(x)$ ，必须满足控制量与状态量数量相同的条件，才能使系统分解成多个线性解耦子系统，

这在飞行控制系统中是做不到的。为了避免这种不足，需将非线性动态逆方法与奇异摄动理论，即状态变量的时标分离方法相结合，并用部分逆（partial inversion）近似求解。

依照飞机的运动规律，将状态变量分成快变量 (p, q, r) 、较慢变量 (ϕ, θ, ψ) 和慢变量 (V, α, β) 或 (x_g, y_g, z_g) ，把非线性运动方程组分解为3个不同时间标尺的子系统。将3组不同快慢的状态量，用状态反馈型部分逆方法可构成3组不同频带的子系统。当频带相差3~5倍，在综合较慢回路时，可将快回路动态特性近似忽略；综合慢回路时，可将较慢回路动态特性近似忽略，这样将使回路的综合大大简化。

状态反馈型动态逆控制方法可使3组状态量的控制获得一阶线性解耦控制结构，而且3个快慢不同的回路可以独立设计，从而使复杂的非线性、强耦合多变量系统的设计大大简化。同时，一阶线性结构也有利于增强系统鲁棒性。

与输出反馈型动态逆方法相比，状态反馈型动态逆方法的状态量要多一些，但些状态均有明显的物理意义，均可从现有的熟悉的传感器来测量，或组合测量。

非线性动态逆控制方法的概念是直观的、简单的，但具体的控制律综合和计算却是相当复杂的。

3.3.3 逆控制器的设计

利用时间多重尺度摄动结合动态逆方法设计无人机完全状态非线性逆控制器^[19]。

发动机推力的时间常数较大，不能应用于快回路和较慢回路，因而在这两个回路中，发动机的推力可考虑为常数，而油门的控制仅用于慢回路。

操纵面的偏转能产生相应的操纵力和力矩，对一般飞机而言，力比力矩小得多。换句话说，操纵面的偏转对快状态 $\mathbf{x}_1 = [p, q, r]^T$ 的作用和影响要比对较慢状态的影响大得多。因而在综合飞行控制系统时，有时可将这种小的影响忽略。如若考虑这小的影响，在线性系统综合中，在操纵面输入、较慢状态或慢状态输出的传递函数中存在右半平面零点，即非最小相位零点。对非线性系统而言，同样存在类似于线性系统的非最小相位问题。动态逆方法的本质是依赖于对消非线性项，即依赖于非线性形式的“零极点对消”。如对消中被控对象中包含有非最小相位零点，则对消将成问题，即控制器中必将包含有不稳定的极点。虽较慢回路或慢回路的状态量仍能得到有效的控制，但其内部状态量即控制量却是发散的，系统仍不能正常工作。

为了避免这种非最小相位问题，最简单的方法是在动态逆综合较慢或慢回路控制器时的数学模型中，忽略操纵面偏转所产生的操纵力。由于此操纵力比操纵力矩小得多，这种忽略对受控状态的影响较小。

1. 快回路控制律设计

由 3.1.2 节中的无人机非线性数学模型得：

$$\begin{aligned} \dot{p} &= (c_1 r + c_2 p)q + \left\{ c_3 \left[C_l^\beta \beta + \frac{l_w}{2V} (C_l^p p + C_l^r r) \right] + c_4 \left[C_n^\beta \beta + \frac{l_w}{2V} (C_n^p p + C_n^r r) \right] \right\} \bar{q} S l_w \\ &\quad + [(c_3 C_l^{\delta_a} + c_4 C_n^{\delta_a}) \delta_a + (c_3 C_l^{\delta_r} + c_4 C_n^{\delta_r}) \delta_r] \bar{q} S l_w \\ &= f_p + \bar{q} S l_w [0 \quad c_3 C_l^{\delta_a} + c_4 C_n^{\delta_a} \quad c_3 C_l^{\delta_r} + c_4 C_n^{\delta_r}] [\delta_e \quad \delta_a \quad \delta_r]^T \\ &= f_p + \mathbf{b}_p \cdot \mathbf{u}_1 \end{aligned} \quad (3-52)$$

$$\begin{aligned} \dot{q} &= c_5 p r - c_6 (p^2 - r^2) + c_7 \left\{ \left[C_{m0} + C_m^\alpha \alpha + \frac{c}{2V} (C_m^\alpha \dot{\alpha} + C_m^q q) + C_m^V V \right] \bar{q} S c + P Z_{TP} \right\} \\ &\quad + c_7 C_m^{\delta_e} \bar{q} S c \delta_e \\ &= f_q + [c_7 C_m^{\delta_e} \bar{q} S c \quad 0 \quad 0] [\delta_e \quad \delta_a \quad \delta_r]^T \\ &= f_q + \mathbf{b}_q \cdot \mathbf{u}_1 \end{aligned} \quad (3-53)$$

$$\begin{aligned} \dot{r} &= (c_8 p - c_2 r)q + \left\{ c_4 \left[C_l^\beta \beta + \frac{l_w}{2V} (C_l^p p + C_l^r r) \right] + c_9 \left[C_n^\beta \beta + \frac{l_w}{2V} (C_n^p p + C_n^r r) \right] \right\} \bar{q} S l_w \\ &\quad + [(c_4 C_l^{\delta_a} + c_9 C_n^{\delta_a}) \delta_a + (c_4 C_l^{\delta_r} + c_9 C_n^{\delta_r}) \delta_r] \bar{q} S l_w \\ &= f_r + \bar{q} S l_w [0 \quad c_4 C_l^{\delta_a} + c_9 C_n^{\delta_a} \quad c_4 C_l^{\delta_r} + c_9 C_n^{\delta_r}] [\delta_e \quad \delta_a \quad \delta_r]^T \\ &= f_r + \mathbf{b}_r \cdot \mathbf{u}_1 \end{aligned} \quad (3-54)$$

将上面方程写为仿射形式，即为

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = f_1(\mathbf{x}) + \mathbf{b}_1(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u}_1 \quad (3-55)$$

式中，

$$\mathbf{x}_1 = [p, q, r]^T, \quad \mathbf{u}_1 = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T, \quad \mathbf{x} = [p, q, r, \phi, \theta, \psi, V, \alpha, \beta, P]^T,$$

$$\mathbf{f}_1(\mathbf{x}) = [f_p(\mathbf{x}), f_q(\mathbf{x}), f_r(\mathbf{x})]^T,$$

$$\mathbf{b}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_p(\mathbf{x}) \\ \mathbf{b}_q(\mathbf{x}) \\ \mathbf{b}_r(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & (c_3 C_l^{\delta_a} + c_4 C_n^{\delta_a}) \bar{q} S l_w & (c_3 C_l^{\delta_r} + c_4 C_n^{\delta_r}) \bar{q} S l_w \\ c_7 C_m^{\delta_e} \bar{q} S c & 0 & 0 \\ 0 & (c_4 C_l^{\delta_a} + c_9 C_n^{\delta_a}) \bar{q} S l_w & (c_4 C_l^{\delta_r} + c_9 C_n^{\delta_r}) \bar{q} S l_w \end{bmatrix}.$$

方程 (3-55) 右端第一项表示非线性耦合力矩，第二项表示舵面偏转产生的操纵力矩。

对于 $\mathbf{x} \in \mathbf{A}$ ， $\mathbf{A} = \{\mathbf{x} \in \mathbf{R}^9 : [(c_4 C_l^{\delta_a} + c_9 C_n^{\delta_a})(c_3 C_l^{\delta_r} + c_4 C_n^{\delta_r}) - (c_3 C_l^{\delta_a} + c_4 C_n^{\delta_a})(c_4 C_l^{\delta_r} + c_9 C_n^{\delta_r})] \cdot c_7 C_m^{\delta_e} \bar{q}^3 S^3 l_w^2 c \neq 0\}$ ，取快变子系统的输出为 (p, q, r) ，其对 $(\delta_e, \delta_a, \delta_r)$ 的向量相对阶 $r_1 = r_2 = r_3 = 1$ ，在定义域 \mathbf{A} 内，对子系统 (3-55) 反馈线性化，反馈控制律为

$$\mathbf{u}_1(t) = \mathbf{b}_1^{-1}(\mathbf{x}) \cdot (\mathbf{v} - \mathbf{f}_1(\mathbf{x})) \quad (3-56)$$

假设期望的角速度指令为

$$\mathbf{x}_{1c} = [p_c, q_c, r_c]^T$$

令

$$\mathbf{v} = \dot{\mathbf{x}}_{1c} - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}_1 \quad (3-57)$$

式中，

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\omega_p, \omega_q, \omega_r), \quad \omega_p, \omega_q, \omega_r > 0.$$

跟踪误差

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_{1c} = [\tilde{p}(t), \tilde{q}(t), \tilde{r}(t)]^T$$

则快回路控制律为

$$\mathbf{u}_1(t) = \mathbf{b}_1^{-1}(\mathbf{x}) \cdot (\dot{\mathbf{x}}_{1c} - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}_1 - \mathbf{f}_1(\mathbf{x})) \quad (3-58)$$

把控制律式(3-58)代入式(3-55)，得到闭环子系统的状态方程

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = -\mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}_1 \quad (3-59)$$

求解该方程得到

$$p(t) = e^{-\omega_p t} (p(0) - p_c(0)) + p_c(t) \quad (3-60)$$

$$q(t) = e^{-\omega_q t} (q(0) - q_c(0)) + q_c(t) \quad (3-61)$$

$$r(t) = e^{-\omega_r t} (r(0) - r_c(0)) + r_c(t) \quad (3-62)$$

可见快回路控制律(3-58)使得快变子系统为指数稳定的，其收敛速度可通过选择参数 $\omega_p, \omega_q, \omega_r$ 来满足设计要求。

快回路的闭环结构如图3-12所示。

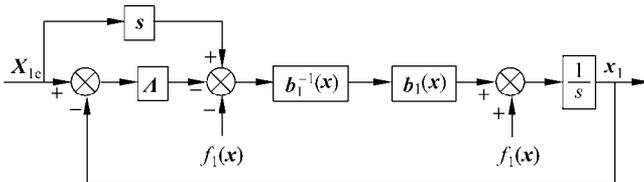


图 3-12 快回路闭环结构图

2. 较慢回路控制律设计

由 3.1.2 节的无人机非线性数学模型，分解出较慢变子系统 (ϕ, θ, ψ) 的动力学模

型。考虑到副翼、方向舵和升降舵主要是力矩操纵面，其产生的操纵力比操纵力矩小得多，而且为了避免出现非最小相位问题，因此，构造较慢回路控制律时，忽略方程中舵面产生的操纵力。较慢变子系统的动力学模型为

$$\dot{\phi} = p + \tan \theta (q \sin \phi + r \cos \phi) = [1 \quad \sin \phi \tan \theta \quad \cos \phi \tan \theta] [p \quad q \quad r]^T \quad (3-63)$$

$$\dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi = [0 \quad \cos \phi \quad -\sin \phi] [p \quad q \quad r]^T \quad (3-64)$$

$$\dot{\psi} = \frac{q \sin \phi + r \cos \phi}{\cos \theta} = [0 \quad \sin \phi / \cos \theta \quad \cos \phi / \cos \theta] [p \quad q \quad r]^T \quad (3-65)$$

可描述为

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{b}_2(\mathbf{x}_2) \cdot \mathbf{x}_1 \quad (3-66)$$

式中，

$$\mathbf{x}_1 = [p, q, r]^T, \quad \mathbf{x}_2 = [\phi, \theta, \psi]^T$$

$$\mathbf{b}_2(\mathbf{x}_2) = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi / \cos \theta & \cos \phi / \cos \theta \end{bmatrix}$$

利用关系式 $\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_{1c}$ ，方程 (3-66) 可写为

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{b}_2(\mathbf{x}_2) \cdot (\mathbf{x}_{1c} + \tilde{\mathbf{x}}_1) \quad (3-67)$$

由于 $t \rightarrow \infty$ 时， $\tilde{\mathbf{x}}_1(t) \rightarrow 0$ ，即可以忽略快回路的动态响应。因此方程 (3-67) 可近似表示为

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{b}_2(\mathbf{x}_2) \cdot \mathbf{x}_{1c} \quad (3-68)$$

对于所有 $\mathbf{x} \in \mathbf{A}_1$ ， $\mathbf{A}_1 = \{\mathbf{x} \in \mathbf{A} : 1/\cos \theta \neq 0\}$ ， $\mathbf{b}_2(\mathbf{x}_2)$ 满秩。

定义跟踪误差

$$\tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_{2c} = [\tilde{\phi}, \tilde{\theta}, \tilde{\psi}]^T = [\phi - \phi_c, \theta - \theta_c, \psi - \psi_c]^T$$

取较慢变子系统的输出为 (ϕ, θ, ψ) ，其对 (p, q, r) 的向量相对阶 $r_1 = r_2 = r_3 = 1$ ，在定义域 \mathbf{A}_1 内，对子系统 (3-68) 反馈线性化，反馈控制律为

$$\mathbf{x}_{1c}(t) = \mathbf{b}_2^{-1}(\mathbf{x}) \cdot (\dot{\mathbf{x}}_{2c} - \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_2) \quad (3-69)$$

式中，

$$\mathbf{A}_1 = \text{diag}(\omega_\phi, \omega_\theta, \omega_\psi), \quad \omega_\phi, \omega_\theta, \omega_\psi > 0.$$

把控制律 (3-69) 代入 (3-68)，得到闭环子系统的状态方程

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = -\mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_2 \quad (3-70)$$

较慢回路的闭环结构如图 3-13 所示。

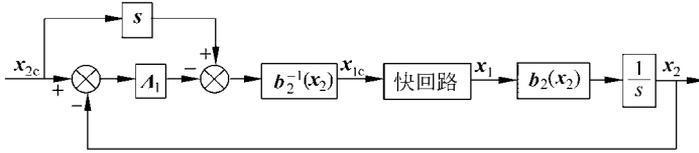


图 3-13 较慢回路闭环结构图

3. 慢回路控制律设计

慢回路控制属于轨迹控制，比较慢回路和快回路控制的动态响应要慢得多。忽略角运动和角速率运动响应，从而使运动方程简化为质点运动方程，并令 β 以及舵面产生的力为零。

于是，慢回路的相关方程有

$$\dot{x}_g = (\cos \theta \cos \psi \cos \alpha + \cos \phi \sin \theta \cos \psi \sin \alpha + \sin \phi \sin \psi \sin \alpha) \cdot V \quad (3-71)$$

$$\dot{y}_g = (\cos \theta \sin \psi \cos \alpha + \cos \phi \sin \theta \sin \psi \sin \alpha - \sin \phi \cos \psi \sin \alpha) \cdot V \quad (3-72)$$

$$\dot{z}_g = (-\sin \theta \cos \alpha + \cos \phi \cos \theta \sin \alpha) \cdot V \quad (3-73)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{m} [-(C_{D0} + C_D^\alpha \alpha + C_D^V V) \bar{q} S + P \cos \alpha + mg(-\sin \theta \cos \alpha + \cos \phi \cos \theta \sin \alpha)] \quad (3-74)$$

假设 $\dot{x}_g, \dot{y}_g, \dot{z}_g, \alpha, \psi$ 已知，则

$$V = \sqrt{\dot{x}_g^2 + \dot{y}_g^2 + \dot{z}_g^2} \quad (3-75)$$

式 (3-71) $\times \cos \psi$ + 式 (3-72) $\times \sin \psi$ 得

$$\dot{x}_g \cos \psi + \dot{y}_g \sin \psi = (\cos \theta \cos \alpha + \cos \phi \sin \theta \sin \alpha) \cdot V \quad (3-76)$$

式 (3-71) $\times \sin \psi$ - 式 (3-72) $\times \cos \psi$ 得

$$\dot{x}_g \sin \psi - \dot{y}_g \cos \psi = \sin \phi \sin \alpha \cdot V \quad (3-77)$$

于是

$$\sin \phi = \frac{\dot{x}_g \sin \psi - \dot{y}_g \cos \psi}{\sin \alpha \cdot V}$$

$$\phi = \arcsin \frac{\dot{x}_g \sin \psi - \dot{y}_g \cos \psi}{\sin \alpha \cdot V} \quad (3-78)$$

式 (3-76) $\times \cos \phi \sin \alpha$ - 式 (3-73) $\times \cos \alpha$ 得

$$(\dot{x}_g \cos \psi + \dot{y}_g \sin \psi) \cos \phi \sin \alpha - \dot{z}_g \cos \alpha = (\cos^2 \phi \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha) \sin \theta \cdot V \quad (3-79)$$

于是

$$\sin \theta = \frac{(\dot{x}_g \cos \psi + \dot{y}_g \sin \psi) \cos \phi \sin \alpha - \dot{z}_g \cos \alpha}{(\cos^2 \phi \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha) \cdot V}$$

$$\theta = \arcsin \frac{(\dot{x}_g \cos \psi + \dot{y}_g \sin \psi) \cos \phi \sin \alpha - \dot{z}_g \cos \alpha}{(\cos^2 \phi \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha) \cdot V} \quad (3-80)$$

然后，由式 (3-74) 求得

$$P = \frac{1}{\cos \alpha} [m\dot{V} + (C_{D0} + C_D^\alpha \alpha + C_D^V V) \bar{q} S - mg(-\sin \theta \cos \alpha + \cos \phi \cos \theta \sin \alpha)] \quad (3-81)$$

此外

$$\dot{\alpha} = q - (p \cos \alpha + r \sin \alpha) \tan \beta + \frac{1}{mV \cos \beta} \left\{ - \left[C_{L0} + C_L^\alpha \alpha + \frac{c}{2V} (C_L^\alpha \dot{\alpha} + C_L^q q) + C_L^{\delta_c} \delta_c + C_L^V V \right] \bar{q} S - P \sin \alpha + mg_2 \right\} \quad (3-82)$$

因此，对于慢变子系统的动力学模型，

$$\dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{f}_s(\mathbf{x}, \mathbf{u}_s) \quad (3-83)$$

式中， $\mathbf{x}_s = [x_g, y_g, z_g]^T$ ， $\mathbf{u}_s = [\phi, \theta, \psi, P]^T$ 。

忽略较慢回路的动态响应，则得

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ P \end{bmatrix}_c = \begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ P \end{bmatrix} = \mathbf{f}_s^{-1}(\mathbf{x}, \mathbf{u}_s) \begin{bmatrix} \dot{x}_g \\ \dot{y}_g \\ \dot{z}_g \end{bmatrix} \quad (3-84)$$

用以对消非线性，再构成线性反馈回路。

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_s = -\mathbf{A}_s \tilde{\mathbf{x}}_s \quad (3-85)$$

式中，

$$\tilde{\mathbf{x}}_s = \mathbf{x}_s - \mathbf{x}_{sc} = [\tilde{x}_g, \tilde{y}_g, \tilde{z}_g]^T = [x_g - x_{gc}, y_g - y_{gc}, z_g - z_{gc}]^T$$

$$\mathbf{A}_s = \text{diag}(\omega_x, \omega_y, \omega_z), \quad \omega_x, \omega_y, \omega_z > 0.$$

慢回路的结构如图 3-14 所示。

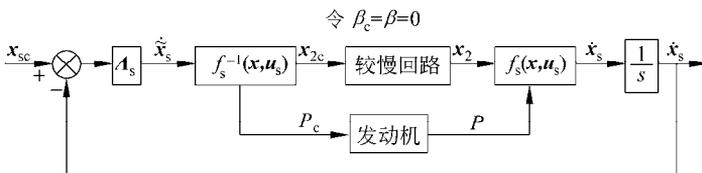


图 3-14 慢回路结构图

3.3.4 案例仿真与分析

以某小型无人机为控制对象,设计飞行状态为: $m=13.5\text{ kg}$, $h=1\ 000\text{ m}$, $V=25\text{ m/s}$ 。控制律中各系数取值 $\omega_p = \omega_q = \omega_r = 10\text{ s}^{-1}$, $\omega_\phi = \omega_\theta = \omega_\psi = 2\text{ s}^{-1}$, $\omega_x = \omega_y = \omega_z = 0.4\text{ s}^{-1}$ 。

1. 对快回路控制的仿真

仿真初始条件: $\alpha(0)=5^\circ$,采样周期为 10 ms 。速度保持不变。考虑作动器约束,位置饱和、速率饱和分别取为: $-32^\circ\sim 32^\circ$ 、 $-30^\circ/\text{s}\sim 30^\circ/\text{s}$ 。假定角速度指令为 $p=30\sin(3t)$, $q=r=0$,图3-15为响应曲线。由仿真结果可知,快回路输出能够很好地跟踪期望角速度指令。

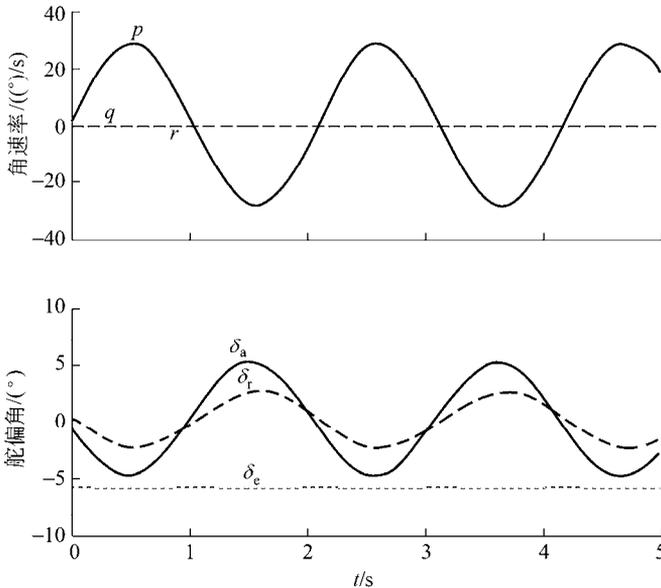


图 3-15 快回路控制响应曲线

2. 对较慢回路控制的仿真

仿真初始条件: $\alpha(0)=\theta(0)=5^\circ$,其他各运动量都为零,采样周期为 10 ms 。令系统期望输出的终值为 $\phi_d^*=20^\circ$, $\theta_d^*=10^\circ$, $\psi_d^*=0^\circ$ 。控制飞行速度保持不变。闭环系统的仿真结果如图3-16所示。从仿真结果看,较慢回路闭环系统能够快速、平滑地跟踪输入的期望指令。

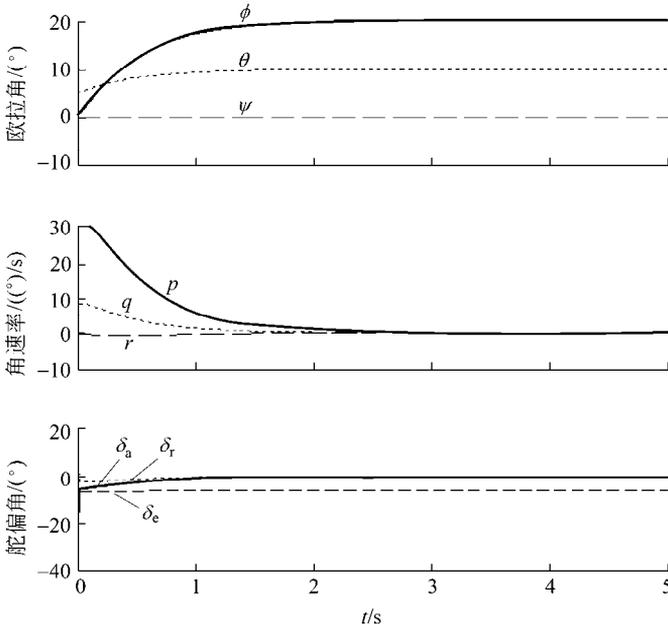


图 3-16 较慢回路控制仿真结果

3. 轨迹跟踪

考虑无人机定高等速飞行，假设当前航路点是(0, 0, 1000) m，第 1 个目标航路点是(0, 500, 1000) m，第 2 个目标航路点是(100, 1000, 1000) m。仿真初始条件： $\alpha(0) = \theta(0) = 5^\circ$ ， $\psi(0) = 90^\circ$ ，其他各运动量都为零，采样周期为 10 ms。系统的仿真结果如图 3-17 所示。从仿真结果看，慢回路闭环系统能够快速、平滑地跟踪输入的期望指令，跟踪误差较小。

通过仿真，可以得到如下结论。

- 用非线性动态逆方法设计无人机飞行控制系统是适宜的、可行的，但必须附加诸多改进和补充。如引入变量的时标分离、比例积分、控制面融合、非最小相位问题处理及饱和的防止等。
- 非线性动态逆方法的实质是非线性对消，因而对建模和测量的精确性依赖较大，必须通过多种手段来改进和验证系统的鲁棒性。
- 动态逆控制律是一种通用的控制律，线性和非线性区均可兼容，且无需复杂的增益调节。动态特性与增益之间的关系是一种简单的线性时不变的一阶（或二阶）系统，且相互解耦。无人机设计过程中参数的更改，甚至对完全不同的无人机参数，只需改变相应的函数关系，而无需改变控制结构及其增

益。否则，结构布局和飞行条件的改变需要相应地改变增益调节甚至回路结构，对设计者是很复杂和困难的。动态逆控制律的增益一般是低增益，从而降低了传感器的噪声，有利于改善控制品质。

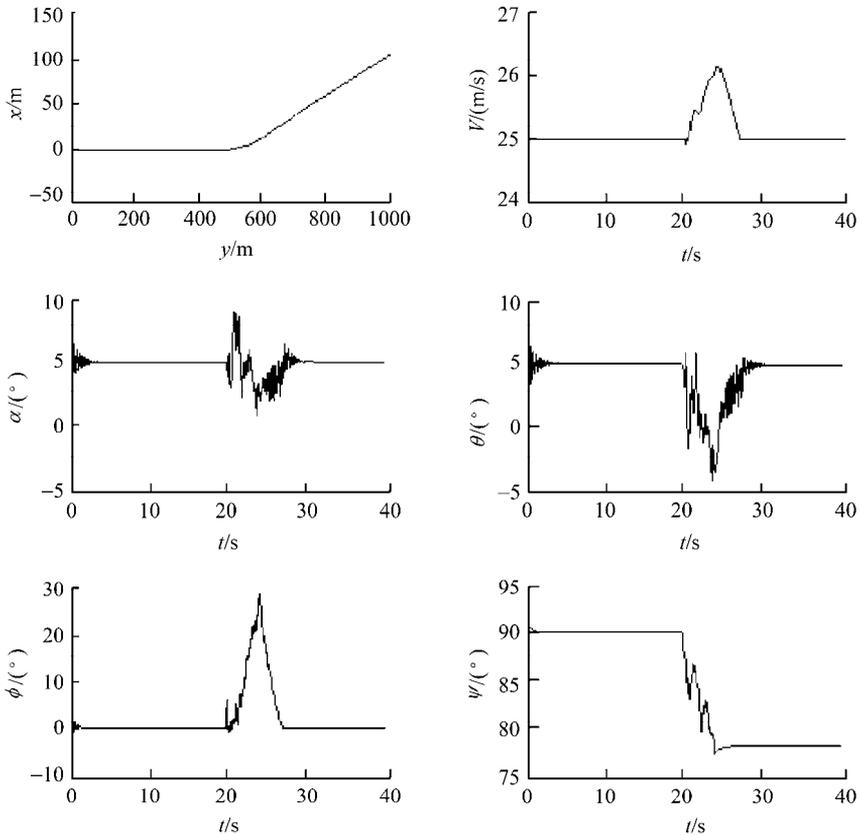


图 3-17 慢回路控制仿真结果

3.4 基于神经网络的动态逆控制

由于人工神经网络 (artificial neural networks, 简称神经网络, NN) 能够精确逼近任意非线性函数, 它已经成为非线性系统自适应/鲁棒控制中许多突出问题的一种潜在的解决办法^[20]。目前, 国外在飞控系统的设计中采用神经网络的较有影响的理论体系大致有两类。一是基于神经网络的模型参考自适应控制 (model reference adaptive control, MRAC), 它源于 K. S. Narendra 等人的经典文献^[21]。二是基于神经

网络的动态逆控制，它在战术导弹、无尾无人机、无人直升机、倾转式飞机中都得到了成功应用^[22, 23]。该理论是用一种离线神经网络逼近对象的逆模型，同时用一种在线神经网络辨识逆误差。这一方案通过神经网络较好地弥补了飞机精确模型无法获得的缺陷，其自适应律具有一定的鲁棒性及容错性。其稳定性及误差的收敛可以通过选取适当的李亚普诺夫函数和相应的自适应律加以严格的证明。

3.4.1 神经网络简介

神经网络是由神经元互联组成的网络，它是从微观结构和功能上对人脑的抽象、简化，是模拟人类智能的一条重要途径，反映了人脑功能的若干基本特征，如并行信息处理、学习、联想、模式分类和记忆等。

1943 年建立的第一个神经元模型——MP（模拟生物神经元）模型，为神经网络的研究与发展奠定了基础。至今，已建立了多种神经元与网络的模型，决定神经网络模型整体性能的三大要素为^[24]：

- 1) 神经元（信息处理单元）的特性；
- 2) 神经元之间相互连接的形式——拓扑结构；
- 3) 为适应环境而改善性能的学习规则。

图 3-18 所示为神经网络基本单元的神经元模型^[25]，它有 3 个基本要素：

- 1) 一组连接权（对应于生物神经元的突触），连接强度由各连接上的权值表示，权值为正表示激励，为负表示抑制；
- 2) 一个求和单元，用于求取各输入信息的加权和（线性组合）；
- 3) 一个非线性激励函数，起非线性映射作用并限制神经元输出幅度在一定的范围之内（一般限制在 $[0,1]$ 或 $[-1,+1]$ 之间）。

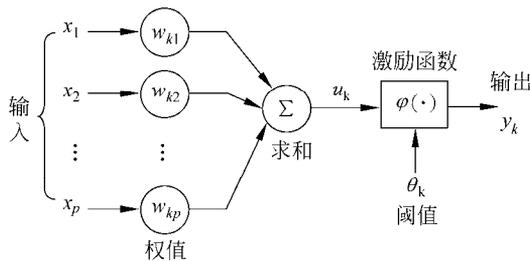


图 3-18 神经元模型

此外还有一个阈值 θ_k （或偏置 $b_k = -\theta_k$ ）。以上作用可以用数学式表达为

$$\begin{aligned}
 u_k &= \sum_{j=1}^p w_{kj} x_j \\
 v_k &= u_k - \theta_k \\
 y_k &= \varphi(v_k)
 \end{aligned}
 \tag{3-86}$$

式中, x_1, x_2, \dots, x_p 为输入信号; $w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{kp}$ 为神经元 k 的权值; u_k 为线性组合结果; θ_k 为阈值; $\varphi(\cdot)$ 为激励函数; y_k 为神经元 k 的输出。

可以把输入的维数增加一维, 从而把阈值 θ_k 包括进去, 如

$$\begin{aligned}
 v_k &= \sum_{j=0}^p w_{kj} x_j, \\
 y_k &= \varphi(v_k)
 \end{aligned}
 \tag{3-87}$$

此处增加了一个新的连接, 其输入为 $x_0 = -1(+1)$, 权值为 $w_{k0} = \theta_k(b_k)$, 如图 3-19 所示。

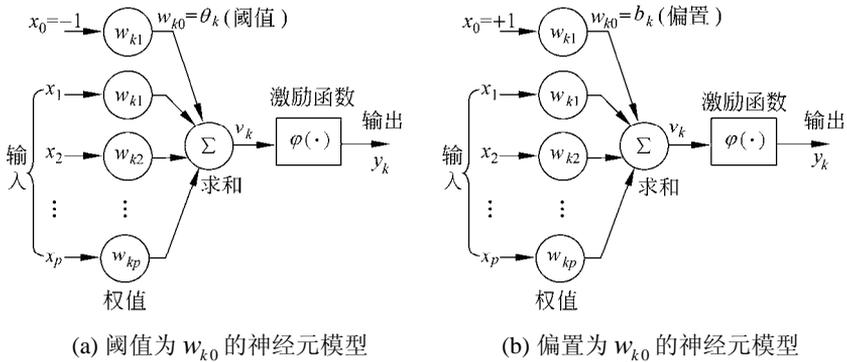


图 3-19 输入扩维后的两种神经元模型

神经网络控制是 20 世纪 80 年代以来, 由于人工神经网络研究所取得的突破性进展, 并与控制理论相结合而发展起来的自动控制领域的前沿学科之一。它已成为智能控制的一个新的分支, 为解决复杂的非线性、不确定、不确定系统的控制问题开辟了新途径。

神经网络对控制领域非常有吸引力的特点如下。

1) 非线性特性。神经网络能够逼近任意非线性函数, 为非线性系统提供了一种通用的系统辨识方法, 可用来实现非线性系统的建模^[26]。

2) 并行分布处理方式。在神经网络中信息是分布存储和并行处理的, 这使它具有很强的容错性和很快的处理速度。

3) 便于硬件实现。神经网络是由许多很简单的神经元相互连接构成的, 便于用

硬件来实现，有望达到更快的处理速度和大规模生产，现在已经有了一些神经网络的芯片。

4) 自学习和自适应能力。神经网络在训练时能从输入输出的历史数据中提取出规律性的知识，记忆在网络的权值中，并具有泛化能力。神经网络的学习也可以在线进行，如果在线学习足够快，可以用来作非线性自适应逆控制。

5) 数据融合的能力。神经网络可以同时处理定量信息和定性信息，因此它可以综合利用传统的工程技术（数值运算）和人工智能技术（符号处理）。

6) 多变量系统。神经网络的输入和输出变量的数目是任意的，为单变量系统与多变量系统提供了一种通用的描述方式，不必再考虑各子系统间的解耦等问题，因此它在多变量建模控制中比传统的辨识方法更方便。

由于神经网络的这些特性，它已经成为非线性系统自适应/鲁棒控制中许多突出问题的一种潜在的解决办法。目前国外在飞控系统的设计中已大量采用神经网络。

采用非线性动态逆技术设计无人机飞行控制系统时，由于无人机建模误差、时标分离引入的误差和不确定性的影响，导致控制器和模型的对消是不精确的^[27]，尤其是在作动器（即执行机构）故障、作动器位置和速度饱和、全包线飞行的无人机气动参数变化以及各种扰动作用下，控制器性能将急剧恶化甚至不稳定。因此考虑在逆控制器较慢回路对各种因素导致的逆误差进行神经网络在线修正。

3.4.2 控制器的设计

无人机较慢回路子系统可描述为

$$\dot{x}_2 = f(x_1, x_2, \delta) \quad (3-88)$$

式中，

$$x_1 = [p, q, r]^T, \quad x_2 = [\phi, \theta, \psi]^T, \quad \delta = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T.$$

如果逆控制器的对消是精确的，可以令伪控制（pseudo-control）变量为

$$u = \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, \delta) \quad (3-89)$$

因此可以得到其逆变换：

$$\delta = f^{-1}(x_1, x_2, u) \quad (3-90)$$

由于求逆不精确，实际得到的是

$$\hat{\delta} = \hat{f}^{-1}(x_1, x_2, u) \quad (3-91)$$

由此造成对消是不精确的，考虑逆误差的存在可以有

$$\dot{x}_2 = u + \Delta'(x_1, x_2, u) \quad (3-92)$$

其中,

$$\Delta'(x_1, x_2, u) = f(x_1, x_2, \hat{\delta}) - f(x_1, x_2, \delta) \quad (3-93)$$

表示各种因素造成的逆误差, 其含义为采用解析动态逆计算出来的控制输入 $\hat{\delta}$ 作为无人机输入时所激励的姿态响应与采用期望输入得出的无人机期望响应之差, 实质是求逆不精确所引起的状态误差。

考虑采用在线神经网络对逆误差进行补偿, 可以得到图 3-20 所示的原理框图。

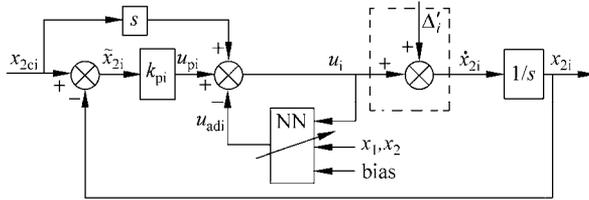


图 3-20 带有神经网络的动态逆控制框图

由图 3-20 可得每个通道 (i 表示第 i 个通道) 的控制结构为

$$u_i = u_{pi} + \dot{x}_{2ci} - \hat{u}_{adi}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3-94)$$

式中,

$$u_{pi} = k_{pi}(x_{2ci} - x_{2i}) \quad (3-95)$$

为比例控制项; \hat{u}_{adi} 为自适应项用以补偿逆误差, 它将由神经网络实现。由式 (3-92)、(3-94)、(3-95) 可得

$$u_i = \dot{x}_{2i} - \Delta'_i = k_{pi}(x_{2ci} - x_{2i}) + \dot{x}_{2ci} - \hat{u}_{adi} \quad (3-96)$$

令 $e_i = \tilde{x}_{2i} = x_{2ci} - x_{2i}$, $\dot{e}_i = \dot{x}_{2ci} - \dot{x}_{2i}$, 则

$$\dot{e}_i = -k_{pi}e_i + (\hat{u}_{adi} - \Delta'_i) \quad (3-97)$$

由上式知, 理想情况下自适应项如果完全能够重构逆误差, 则系统误差将渐进趋向于零。

3.4.3 在线神经网络的构造

单隐层 (single hidden layer, SHL) 神经网络是全局的近似器, 因为只要网络规模足够大, 它能以任意精度逼近光滑的非线性函数。显然, 在线网络可以采用单隐层的权值对输出非线性变化的网络^[28]。本文采用一个单隐层的在线神经网络来补偿逆误差。

单隐层神经网络的结构如图 3-21 所示。其输入输出关系可以写成

$$y_i = \sum_{j=1}^{N_2} [w_{ij} \sigma(\sum_{k=1}^{N_1} v_{jk} x_k + \theta_{vj})] + \theta_{wi} \quad i=1, \dots, N_3 \quad (3-98)$$

其中， $\sigma(\square)$ 为神经网络的激励函数； v_{jk} 表示第一层到第二层之间的连接权值； w_{ij} 表示第二层到第三层之间的连接权值。 θ_{vj} 、 θ_{wi} 为神经元阈值，第 l 层的神经元个数表示为 N_l ，那么隐层神经元个数为 N_2 。通过权值和阈值的在线实时更新来保证网络的逼近性能，这样神经网络就会表现出在线学习实时控制的特性。

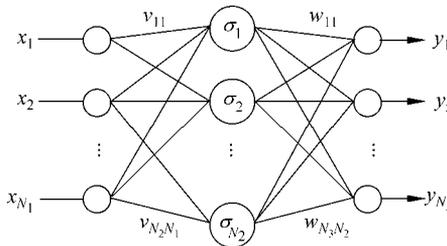


图 3-21 单隐层神经网络结构图

激励函数 $\sigma(\square)$ 选为 S 型 (Sigmoid) 函数

$$\sigma(z) = \frac{1}{1 + e^{-az}} \quad (3-99)$$

其中， $z \in \mathbf{R}$ ， $a > 0$ 为激励深度，可以控制函数的斜率。

为书写方便，将神经网络映射写成矩阵形式。首先定义 $\bar{\mathbf{x}} = [1 \ x_1 \ \dots \ x_{N_1}]^T$ ， $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_3}]^T$ ， $\mathbf{W}^T = [w_{ij}]$ ， $\mathbf{V}^T = [v_{jk}]$ ，将阈值向量 $[\theta_{v1} \ \theta_{v2} \ \dots \ \theta_{vN_2}]^T$ 包含在 \mathbf{V}^T 的第一列，即

$$\mathbf{V}^T = \begin{bmatrix} \theta_{v1} & v_{11} & \dots & v_{1N_1} \\ \theta_{v2} & v_{21} & \dots & v_{2N_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \theta_{vN_2} & v_{N_21} & \dots & v_{N_2N_1} \end{bmatrix} \quad (3-100)$$

对 \mathbf{W}^T 作同样处理得

$$\mathbf{W}^T = \begin{bmatrix} \theta_{w1} & w_{11} & \dots & w_{1N_2} \\ \theta_{w2} & w_{21} & \dots & w_{2N_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \theta_{wN_3} & w_{N_31} & \dots & w_{N_3N_2} \end{bmatrix} \quad (3-101)$$

因此单隐层神经网络映射可以写成如下矩阵形式

$$y_i = \mathbf{W}_i^T \boldsymbol{\sigma}(\mathbf{V}^T \bar{\mathbf{x}}) = \mathbf{W}^T \boldsymbol{\sigma}(\mathbf{V}^T \bar{\mathbf{x}}), \quad i=1, \dots, N_3 \quad (3-102)$$

其中, $\mathbf{W}^T = \mathbf{W}_i^T$ 表示矩阵 \mathbf{W}^T 的第 i 行; 如果 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \dots]^T$, 则定义

$$\boldsymbol{\sigma}(\mathbf{z}) = [\boldsymbol{\sigma}(z_1) \ \boldsymbol{\sigma}(z_2) \ \dots]^T \quad (3-103)$$

由上面分析知对上式权值 \mathbf{W} 、 \mathbf{V} 的调整包括了对阈值的调整。尽管为了考虑非零阈值的影响对输入向量和权值矩阵进行了增广, 在不致引起混淆的情况下仍然将网络结构参数表示为 $\bar{\mathbf{x}} \in \mathbf{R}^{N_1}$ 和 $\boldsymbol{\sigma}: \mathbf{R}^{N_2} \rightarrow \mathbf{R}^{N_2}$ 。

由图 3-21 的单隐层网络结构和单隐层网络全局近似定理知道, 对于连续的不确定非线性逆误差函数 Δ'_i , 以及任意给定的逆误差重构误差 ε_N , 存在有限个的隐层神经元 N_2 和权值矩阵 \mathbf{W} 、 \mathbf{V} 使得

$$\Delta'_i = \mathbf{W}^T \boldsymbol{\sigma}(\mathbf{V}^T \bar{\mathbf{x}}) + \varepsilon \quad \|\varepsilon\| \leq \varepsilon_N \quad (3-104)$$

若令自适应项为

$$\hat{u}_{adi} = \hat{\mathbf{W}}^T \boldsymbol{\sigma}(\hat{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{x}}) \quad (3-105)$$

控制结构为

$$u_i = u_{pi} + \dot{x}_{2ci} + \bar{v} - \hat{u}_{adi}, \quad i=1, 2, 3 \quad (3-106)$$

其中, \bar{v} 为提高网络近似精度以及增强系统鲁棒性的附加项, 也被称为鲁棒项。则系统误差动态可以改写为

$$\dot{e}_i = -k_{pi} e_i + (\hat{\mathbf{W}}^T \boldsymbol{\sigma}(\hat{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{x}}) - \mathbf{W}^T \boldsymbol{\sigma}(\mathbf{V}^T \bar{\mathbf{x}})) - \bar{v} - \varepsilon \quad (3-107)$$

3.4.4 控制器闭环稳定性证明

采用李亚普诺夫 (Lyapunov) 稳定性理论来证明神经网络动态逆控制器的闭环稳定性^[29], 并给出稳定的权值调整规则。首先定义神经网络权值矩阵为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{V} \end{bmatrix} \quad (3-108)$$

并假理想权值不大于已知正常数, 即

$$\|\mathbf{W}\|_F \leq W_M, \quad \|\mathbf{V}\|_F \leq V_M, \quad \|\mathbf{Z}\|_F \leq Z_M \quad (3-109)$$

假定参考输入及其导数有界。选择神经网络输入为

$$\bar{\mathbf{x}} = [1, e_i, u_i, V, \alpha, \|\hat{\mathbf{Z}}\|_F]^T \quad (3-110)$$

且

$$\|\bar{\mathbf{x}}\| \leq c_1 + c_2 \|e_i\| + c_3 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} \quad c_i > 0 \quad (3-111)$$

定义误差变量为

$$\tilde{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}, \quad \tilde{\mathbf{V}} = \hat{\mathbf{V}} - \mathbf{V}, \quad \tilde{\mathbf{Z}} = \hat{\mathbf{Z}} - \mathbf{Z} \quad (3-112)$$

隐层输出误差

$$\tilde{\sigma} = \hat{\sigma} - \sigma = \sigma(\hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) - \sigma(\mathbf{V}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) \quad (3-113)$$

将 σ 泰勒展开可以得到

$$\sigma(\mathbf{V}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) = \sigma(\hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) - \sigma'(\hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) \tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} + o(\tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})^2 \quad (3-114)$$

其中

$$\sigma'(\hat{\mathbf{z}}) = \text{d}\sigma(\mathbf{z})/\text{d}\mathbf{z}|_{\mathbf{z}=\hat{\mathbf{z}}} = \begin{bmatrix} \sigma'(\hat{z}_1) & & 0 \\ & \sigma'(\hat{z}_2) & \\ 0 & & \ddots \end{bmatrix} \quad (3-115)$$

高阶项满足下式

$$\begin{aligned} o(\tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})^2 &= [\sigma(\mathbf{V}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) - \sigma(\hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})] + \sigma'(\hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) \tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} \\ &\Rightarrow \|o(\tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})\| \leq c_4 + c_5 \|\tilde{\mathbf{V}}\|_{\text{F}} + c_6 \|\tilde{\mathbf{V}}\|_{\text{F}} \|e_i\| \end{aligned} \quad (3-116)$$

上式由 \mathbf{S} 函数的定义和向量范数的性质容易得到验证。系统误差动态方程 (3-107) 可以改写成

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= -k_{pi} e_i + (\hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} \sigma(\hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) - \mathbf{W}^{\text{T}} \sigma(\mathbf{V}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})) - \bar{v} - \varepsilon = -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} - \mathbf{W}^{\text{T}} \sigma \\ &= -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} - \mathbf{W}^{\text{T}} \sigma + \mathbf{W}^{\text{T}} \hat{\sigma} - \mathbf{W}^{\text{T}} \hat{\sigma} = -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} + \mathbf{W}^{\text{T}} \tilde{\sigma} \\ &= -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} + (\hat{\mathbf{W}} - \tilde{\mathbf{W}})^{\text{T}} \tilde{\sigma} = -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} + \hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} \tilde{\sigma} - \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \tilde{\sigma} \end{aligned} \quad (3-117)$$

将式 (3-114) 的泰勒展开代入式 (3-117) 式得

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} + \hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} (\hat{\sigma} - \sigma) - \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} (\hat{\sigma} - \sigma) \\ &= -k_{pi} e_i - \bar{v} - \varepsilon + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma} + \hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma}' \tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma}' \tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{W}^{\text{T}} o(\tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})^2 \\ &= -k_{pi} e_i + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} (\hat{\sigma} - \hat{\sigma}' \hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) + \hat{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma}' \tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma}' \mathbf{V}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{W}^{\text{T}} o(\tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})^2 - \bar{v} - \varepsilon \end{aligned} \quad (3-118)$$

将上式稍作整理可得

$$\dot{e}_i = -k_{pi} e_i + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} (\hat{\sigma} - \hat{\sigma}' \hat{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}}) + \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma}' \tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} + \omega - \bar{v} \quad (3-119)$$

$$\omega = \tilde{\mathbf{W}}^{\text{T}} \hat{\sigma}' \mathbf{V}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{W}^{\text{T}} o(\tilde{\mathbf{V}}^{\text{T}} \bar{\mathbf{x}})^2 - \varepsilon \quad (3-120)$$

由式 (3-109)、(3-111)、(3-116) 及相关定义知上式有界, 即

$$\|\omega\| \leq c_7 + c_8 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + c_9 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} \|e_i\| \quad (3-121)$$

为了进行稳定性分析, 选择如下李亚普诺夫函数

$$U = \frac{1}{2} e_i^2 + \text{tr}(\tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{F}^{-1} \tilde{\mathbf{W}}) + \text{tr}(\tilde{\mathbf{V}}^T \mathbf{G}^{-1} \tilde{\mathbf{V}}) \quad (3-122)$$

其中, \mathbf{F}^{-1} 、 \mathbf{G}^{-1} 为维数适当的正定对称阵。对上式两边求导有

$$\begin{aligned} \dot{U} &= e_i \dot{e}_i + \text{tr}(\tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{F}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}) + \text{tr}(\tilde{\mathbf{V}}^T \mathbf{G}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{V}}}) \\ &= e_i [-k_{pi} e_i + \tilde{\mathbf{W}}^T (\hat{\sigma} - \hat{\sigma}' \hat{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{x}}) + \hat{\mathbf{W}}^T \hat{\sigma}' \tilde{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{x}} + \omega - \bar{v}] + \text{tr}(\tilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{F}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}) + \text{tr}(\tilde{\mathbf{V}}^T \mathbf{G}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{V}}}) \\ &= -k_{pi} e_i^2 + \text{tr}[\tilde{\mathbf{W}}^T (\mathbf{F}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}} + \hat{\sigma} e_i - \hat{\sigma}' \hat{\mathbf{V}}^T \bar{\mathbf{x}} e_i)] + \text{tr}[\tilde{\mathbf{V}}^T (\mathbf{G}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{V}}} + \bar{\mathbf{x}} e_i \hat{\mathbf{W}}^T \hat{\sigma}')] + e_i (\omega - \bar{v}) \end{aligned} \quad (3-123)$$

如果令

$$\bar{v} = k_v (\|\hat{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + Z_{\text{M}}) e_i, \quad k_v > c_9 \quad (3-124)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{W}}} = \mathbf{F} \hat{\sigma} e_i - \mathbf{F} \hat{\sigma}' \hat{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{x}} e_i - k_w \mathbf{F} \|e_i\| \hat{\mathbf{W}} \quad (3-125)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{V}}} = \mathbf{G} \bar{\mathbf{x}} \hat{\mathbf{W}}^T \hat{\sigma}' e_i - k_v \mathbf{G} \|e_i\| \hat{\mathbf{V}} \quad (3-126)$$

则

$$\dot{U} = -k_{pi} e_i^2 + k_w \|e_i\| \text{tr}[\tilde{\mathbf{W}}^T (\mathbf{W} - \tilde{\mathbf{W}})] + k_v \|e_i\| \text{tr}[\tilde{\mathbf{V}}^T (\mathbf{V} - \tilde{\mathbf{V}})] + e_i (\omega - \bar{v}) \quad (3-127)$$

考虑证明过程简洁, 令 $k = k_w = k_v$, 则式 (3-127) 式可以改写为

$$\dot{U} = -k_{pi} e_i^2 + k \|e_i\| \text{tr}[\tilde{\mathbf{Z}}^T (\mathbf{Z} - \tilde{\mathbf{Z}})] + e_i (\omega - \bar{v}) \quad (3-128)$$

因为 $\text{tr}[\tilde{\mathbf{Z}}^T (\mathbf{Z} - \tilde{\mathbf{Z}})] = \langle \tilde{\mathbf{Z}}, \mathbf{Z} \rangle_{\text{F}} - \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}}^2 \leq \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} \|\mathbf{Z}\|_{\text{F}} - \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}}^2$, 这使得式 (3-128) 变为

$$\begin{aligned} \dot{U} &\leq -k_{pi} e_i^2 + k \|e_i\| \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} (Z_{\text{M}} - \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}}) + \|e_i\| \|\omega\| - k_v (\|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + Z_{\text{M}}) e_i^2 \\ &\leq -k_{pi} e_i^2 + k \|e_i\| \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} (Z_{\text{M}} - \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}}) - k_v (\|\hat{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + Z_{\text{M}}) e_i^2 \\ &\quad + \|e_i\| (c_7 + c_8 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + c_9 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} \|e_i\|) \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned} -k_v (\|\hat{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + Z_{\text{M}}) e_i^2 + \|e_i\| (c_9 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} \|e_i\|) &\leq -k_v (\|\hat{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + Z_{\text{M}}) e_i^2 + k_v \|\hat{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} e_i^2 \\ &\leq -k_v (\|\hat{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} + \|\mathbf{Z}\|_{\text{F}}) e_i^2 + k_v \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} e_i^2 \\ &\leq -k_v (\|\hat{\mathbf{Z}} - \mathbf{Z}\|_{\text{F}}) e_i^2 + k_v \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} e_i^2 \leq 0 \end{aligned}$$

所以

$$\dot{U} \leq -\|e_i\| [k_{pi} \|e_i\| + k \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} (\|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}} - Z_{\text{M}}) - c_7 - c_8 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_{\text{F}}] \quad (3-129)$$

可见只要方括号中的项为正, 那么李亚普诺夫函数的导数就负定。定义

$$c_{10} = Z_{\text{M}} + c_8/k \quad (3-130)$$

则

$$\begin{aligned}
 & k_{pi} \|e_i\| + k \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F (\|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F - Z_M) - c_7 - c_8 \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F \\
 & = k_{pi} \|e_i\| + k \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F (\|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F - c_{10}) - c_7 \\
 & = k_{pi} \|e_i\| + k (\|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F - c_{10}/2)^2 - k c_{10}^2/4 - c_7
 \end{aligned} \tag{3-131}$$

因此只需选择

$$\|e_i\| > \frac{k c_{10}^2/4 + c_7}{k_{pi}} \equiv B_e \text{ 或者 } \|\tilde{\mathbf{Z}}\|_F > c_{10}/2 + \sqrt{c_{10}^2/4 + c_7/k} \equiv B_z \tag{3-132}$$

就能保证 \dot{U} 在一个紧致集合外负定。故系统误差和权值的收敛性得到了证明。

3.4.5 案例仿真与分析

根据上面所述设计无人机神经网络动态逆控制系统并进行了大量的仿真实验，这里给出以下几种情况的仿真结果。仿真初始条件为： $m_0 = 13.5 \text{ kg}$ ， $h_0 = 1000 \text{ m}$ ， $V_0 = 25 \text{ m/s}$ ， $\theta_0 = -5^\circ$ ，俯仰角指令信号为 $\theta_c = 10^\circ$ 。神经网络隐层单元个数选为 10。仿真步长 10 ms。

1) 考虑作动器约束，位置饱和、速率饱和分别取为： $-32^\circ \sim 32^\circ$ 、 $-30^\circ/\text{s} \sim 30^\circ/\text{s}$ ，并考虑气动参数的摄动。纵向运动的仿真结果如图 3-22 所示。

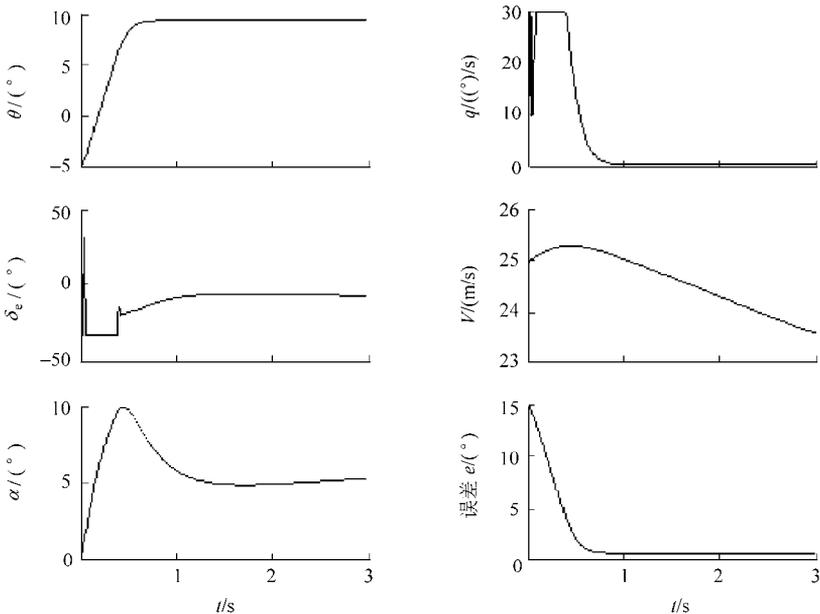


图 3-22 神经网络动态逆控制器的纵向运动仿真结果

2) 在仿真 1) 的约束条件中考虑作动器未建模动态, 加入 0.2 s 的纯延时。仿真结果如图 3-23 所示。

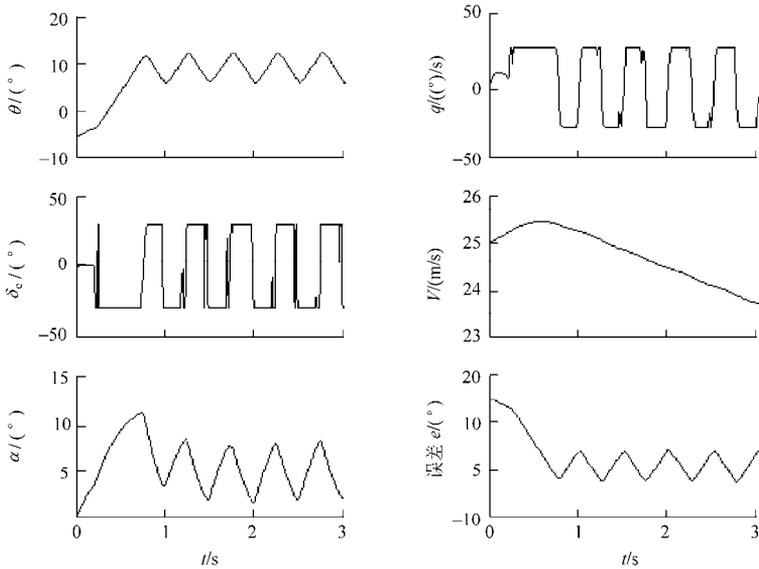


图 3-23 神经网络动态逆控制考虑作动器纯延时 (0.2 s) 时的仿真结果

3) 故障仿真, 验证神经网络对故障的重构能力。在仿真 1) 的约束条件中仿真 3 s 时假定升降舵缺损 50%。仿真结果如图 3-24 所示。

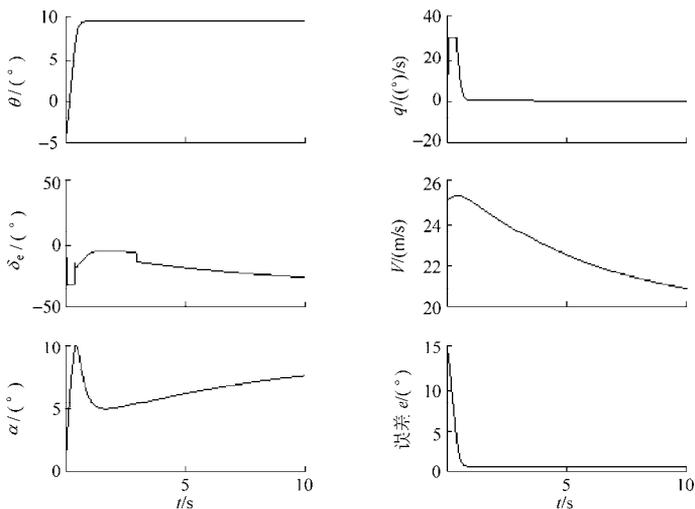


图 3-24 神经网络动态逆控制升降舵缺损 50% 时的仿真结果

4) 故障仿真, 对比验证神经网络对故障的重构能力。用 3.3 节所述的非线性动态逆方法设计无人机飞行控制系统, 在仿真 1) 的约束条件中仿真 30 s 时假定升降舵缺损 50%。仿真结果如图 3-25 所示。

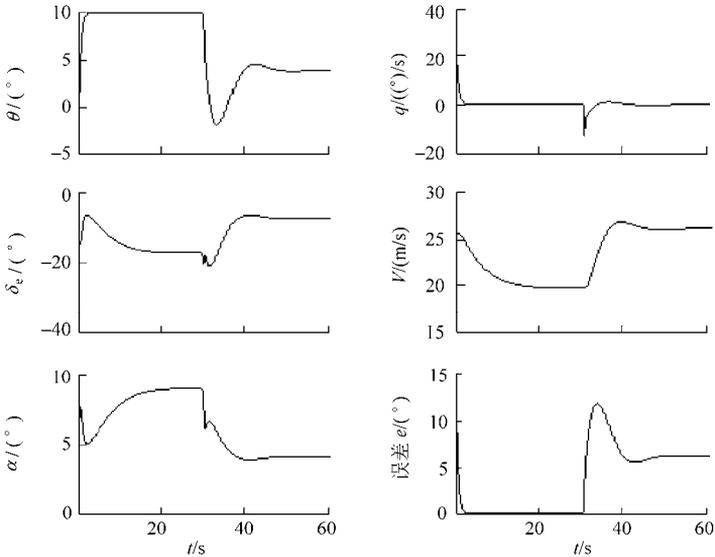


图 3-25 非线性动态逆控制升降舵缺损 50%时的仿真结果

通过仿真可以得到如下结论。

- 按本节所述设计的无人机神经网络动态逆控制系统具有较强的鲁棒性和故障重构能力, 在存在气动参数摄动、作动器未建模动态和故障时, 在线神经网络在一定的范围内能够迅速收敛。
- 该方案对作动器的纯延时非常敏感, 尽管仿真中 SHL 网络在延时为 0.2 s 时收敛, 但工作状态具有很强的振荡, 且作动器在饱和状态进行频繁快速切换, 这是十分有害的。
- 由图 3-24、3-25 对比容易看出, 非线性动态逆控制系统要求受控对象的模型是精确的, 所以当受控对象发生故障, 对象模型不精确时, 该控制系统不能够控制受控对象稳定达到期望状态。而神经网络动态逆控制系统具有明显的优势, 对故障的重构能力强, 当故障发生后, 能够快速稳定地控制受控对象达到期望状态。
- 与其它神经网络相比, SHL 网络的逼近精度高、在线迭代速度快、而且容易得到收敛的权值更新算法, 计算负担比较小。

- 常规以及机动飞行状态下，影响系统性能的是作动器速率饱和、位置饱和以及纯延时，其中延时是破坏系统性能的关键性因素。

3.5 半实物飞行仿真系统

3.5.1 半实物飞行仿真的概念与特点

系统仿真技术，是以控制理论、计算机技术和相似原理为基础，以计算机和各种物理效应设备为工具，借助系统模型对真实的或设想的系统进行试验研究的一门综合性技术。

飞行仿真是以飞行器的运动情况为研究对象、面向复杂系统的仿真。它首先按照飞行器运动学、空气动力学以及飞行控制原理等有关理论建立起相关的数学模型，然后以此模型为依托进行模拟试验与分析研究。飞行仿真可围绕航空飞行器的研制、生产和使用的全部过程，包括对方案论证、技术指标确定、设计分析、生产制造、试验测试、维护训练和故障处理等各个阶段进行全面的系统分析和评估，具有成本低、见效快、安全可靠和可重复利用等显著优点。航空工业作为一门高科技、高投入、高风险的行业，不能没有科学可靠的系统仿真理念、仿真方法和仿真实验结果的支持。目前，世界航空强国都建立有自己先进的仿真系统实验室，飞行仿真成为现代仿真技术发展的一个重要分支。

仿真技术在武器装备发展中有着重要的作用，尤其是应用于航空、航天领域的复杂系统。按照参与仿真的模型种类不同，系统仿真可分为数学仿真、物理仿真和物理-数学仿真（又称半实物仿真，hardware in the loop simulation）。

半实物仿真是指在仿真回路中接入部分实物的仿真，它同其它类型的仿真方法相比具有实现更高真实性的可能性，是仿真技术中置信度最高的一种仿真方法。半实物仿真可以缩短研制周期，节省研制费用，避免实验风险。例如，在无人机飞行控制系统的设计与实验中先采用半实物仿真的方法进行系统的分析和可信性检验，一方面可以方便地进行数据分析和系统设计，检验系统的性能和可靠，另一方面大大减少了实际飞行实验所带来的长周期、高风险以及实验数据不足等缺点，是飞行控制系统设计的重要步骤。

总体而言，半实物仿真的优点包括：

- 可以通过实验室实验的方法来设计和检验系统，避免了大量的室外操作；
- 可以在极端环境下进行软件和硬件的测试，例如高/低温、高加速度、强机械

振动、强电磁环境等等；

- 可以测试在部分组件或分系统（例如舵机、传感器或计算机）损坏的情况下整个系统的运行状况；
- 可以测试非常规操作下的系统工作状态；
- 避免建模困难；
- 具有实验的可重复性，弥补外场飞行试验的不足；
- 节省资金，缩短研发周期。

3.5.2 无人机半实物飞行仿真系统的典型结构

目前国内外对于无人机飞行控制系统半实物飞行仿真都已投入了较多的研究。从可见的文献资料看，在系统设计上主要有图 3-26 所示的两种结构，通常是基于自主研发的飞控系统。这两种结构中均建立了无人机的数学模型，它以伺服舵机偏角为输入变量，实时解算无人机位置和姿态变换，并将其转化成 GPS 导航信息和飞行

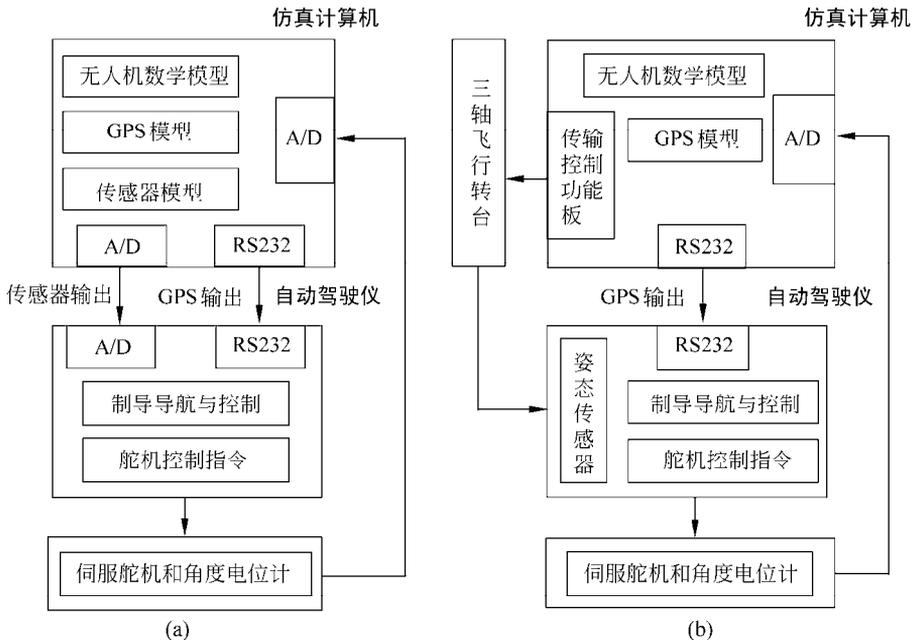


图 3-26 无人机半实物飞行仿真系统两种典型的结构设计

控制系统姿态传感器信息传输给飞行控制系统，飞行控制系统再进行导航和控制律解算并输出舵机控制指令。由此，整个系统构成一个闭环，可全过程地仿真无人机的飞行任务。较先进的仿真系统多采用实时操作系统（如 RTLinux）以保证数学模型解算的实时性，但国内多从经济、实用性出发，采用多台计算机协同工作或者使仿真机运行在 DOS 系统下。一般，小型仿真系统的设计中都不使用三轴飞行转台，采用图 3-26a 所示的结构。其特点是系统结构简单、经济，而且不必考虑由于转台的精度问题带来的系统误差，但由于系统中没有接入惯性器件实物，其全系统仿真的可信度不如图 3-26b。如果仿真实验只关心飞控系统的软件设计，则多采用图 3-26a 所示的结构设计。

3.5.3 AP50 半实物飞行仿真系统设计 with 实现

1. AP50 自动驾驶仪简介

AP50 是美国 UAV Flight System, Inc.生产的适应于各种小型无人机的高性能自动驾驶仪，集成了飞行稳定控制、导航和任务控制等诸多功能，是一套完整的高性能、低成本和微型化的通用无人机飞行控制系统^[30]。目前在很多国家的不同领域已得到了成功的应用，它代表了小型无人机自动驾驶仪的较高水平。

AP50 自动驾驶仪由两个微型计算机组成，MP（mission processor）计算机用于导航和任务控制以及与地面控制站的通讯，FP（flight processor）飞行控制计算机用于无人机的飞行控制和增稳控制。另外的专用处理器用于 RC 遥控接收机和伺服舵机的控制。其结构组成如图 3-27 所示。

AP50 的基本控制回路是由姿态反馈和由角速度反馈构成的俯仰回路、横滚回路和偏航回路，它是飞行控制系统的一个基本组成部分，与增稳系统和航迹控制系统相结合，组成完整的飞行控制系统。

AP50 飞控系统的内回路主要是控制和稳定飞机的姿态。由于该回路包含了无人机，而无人机的动态特性又随着飞行条件（如高度、速度等）而变化。为了保证在各种飞行条件下都能具有较好的性能，AP50 采用了变参控制（即增益预置控制）。它根据无人机飞行高度和速度的不同，将飞行任务划分为起飞、爬升、低速、巡航、高速和着陆 6 个飞行状态，用户可根据不同的无人机特性自行设定飞行状态速度、高度界限。AP50 采用经典的 PID 控制方法，有多种 PID 组合飞行稳定控制方案，每种状态下均可设定一组 PID 控制参数。其控制原理图如图 3-28 所示。

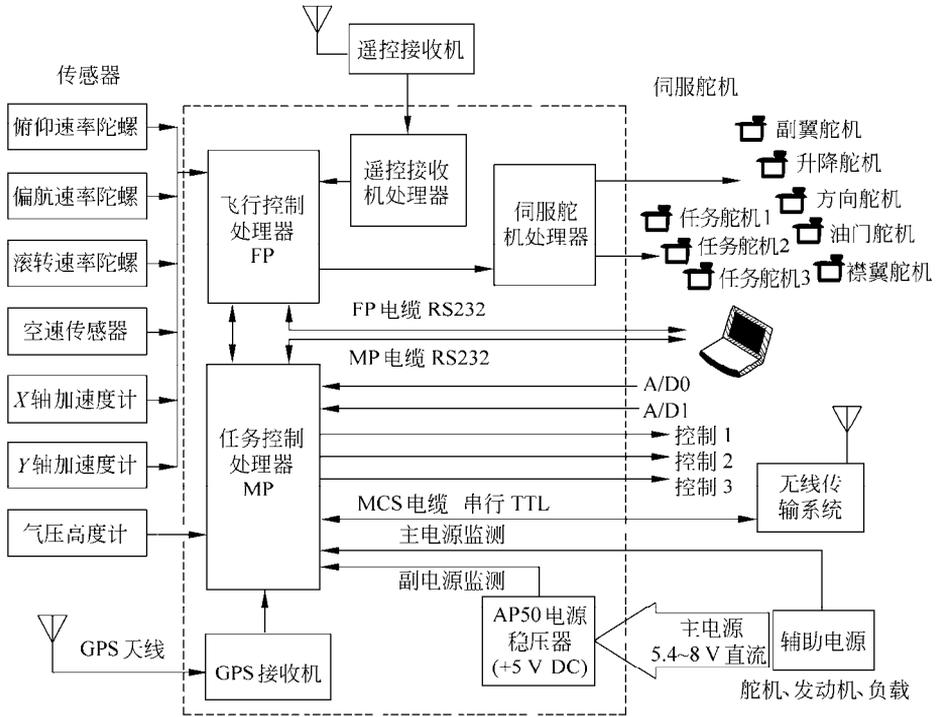


图 3-27 AP50 结构框图

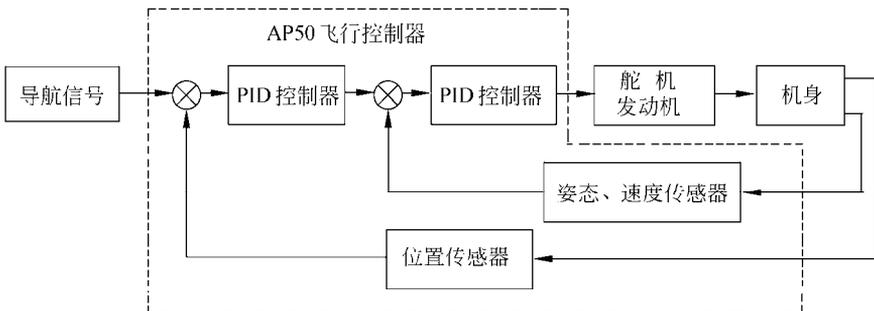


图 3-28 AP50 控制原理图

2. 系统设计目的

- 1) 基于 AP50 自动驾驶仪，构建一个面向自动驾驶仪输入输出检测的飞行仿真系统；
- 2) 通过飞行仿真实验，分析 AP50 的控制律设计，为自主研发和改进国内自动驾驶仪提供技术参考。

3. 系统方案设计与实现

按照系统设计目的, 结合我们实际的仿真设备, 设计了 AP50 半实物飞行仿真系统 (见图 3-29)。主要结构包括: 三轴飞行仿真转台、AP50 控制信号采集、GPS 模拟器、AP50 通信接口和仿真计算机^[31]。

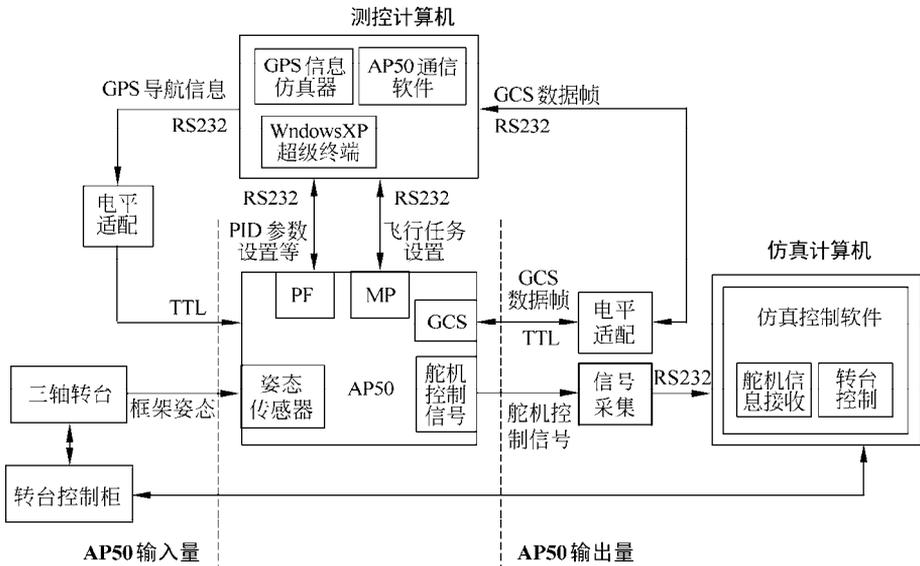


图 3-29 AP50 半实物飞行仿真系统结构图

1) 三轴飞行仿真转台

三轴飞行仿真转台用于为自动驾驶仪提供精确的姿态量, 包括俯仰角、偏航角、滚转角以及俯仰速率、偏航速率, 从而在地面能够逼真地、可重复地复现无人机在空中的飞行运动特性。所用转台的结构形式为台面式三轴转台, 由机械台体、测控柜、计算机系统等大组成部分组成。台体采用台面式与框架式相结合的结构设计, 由内框组件、中框组件、外框组件及底座等组成 (见图 3-30)。测控柜为标准机柜, 内装有测角系统机箱、控制系统机箱、计算机接口等, 机柜内部采用模块化总线结构形式。计算机系统由系统机、数据采集功能板及软件系统组成。

2) AP50 输出控制信号的采集

对于自动驾驶仪输出控制信号的采集可以有两种方案, 一种是对自动驾驶仪的输出控制信号直接进行采集; 另一种是在自动驾驶仪上先连接舵机, 再对舵机转动的角度值进行采集。两种方案的结构如图 3-31 所示。两者比较, 方案 2 结构简单、

实现方便，便于对自动驾驶仪进行精确的输出检测，但其间省略了舵机环节，在全系统的仿真实验中，其可信度不如方案 1。

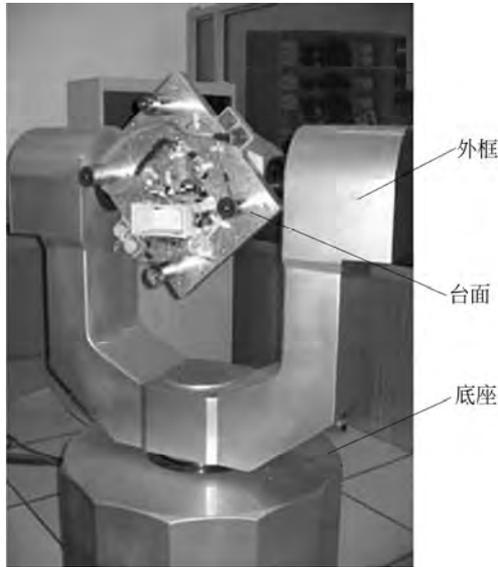


图 3-30 三轴飞行仿真转台台面实物图

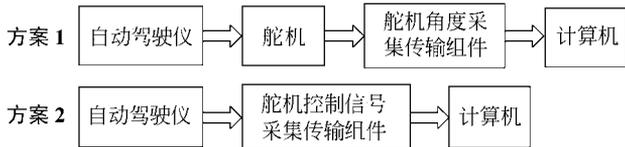


图 3-31 自动驾驶仪的输出采集

目前采用方案 1 的较多。主要原因是在飞行控制器全系统的飞行仿真中，舵机模型必不可少，无人机六自由度模型的解算需要舵机的偏转角度作为输入变量，而直接接入真实的舵机可以避免建模困难，提高仿真系统的可信度。根据本系统的设计目的，得到舵机的具体偏转角度并不重要，方案 2 可更加直接地测试自动驾驶仪的输出，这对于检测自动驾驶仪本身更加有利。

3) GPS 模拟器

AP50 采用 GPS/INS 综合导航方式，它是一种以 INS 为主，以 GPS 为辅助测量手段的高精度组合导航系统。在这种导航方式中，AP50 用 GPS 给出的位置、速度信息直接重调惯导系统的输出。实际上，就是在 GPS 工作期间，惯导显示的是 GPS

的位置和速度；GPS 停止工作时，惯导在原显示的基础上变化，即 GPS 停止工作瞬时的位置和速度作为惯导系统的初值。

对于 AP50 半实物飞行仿真系统，理想的状况是完整模拟 GPS/INS 综合导航系统，将实时导航信息传给 AP50。但由于 AP50 集成度高，对于惯性器件的仿真输入难度较大，基于以下原因，本系统忽略了 AP50 导航系统的惯性传感器，而仅仅把 AP50 看作是单一的 GPS 导航：

(1) 模拟的 GPS 接收器导航信息不会出现失锁或较大的动态误差，也不会存在所谓的“间隙区”，经过实验可知单一的 GPS 导航信息能够满足 AP50 的飞行需求。

(2) 飞行仿真过程中，AP50 没有位移量，两轴加速度计的输出为零。AP50 只能每秒接收一帧 GPS 导航信息，则 GPS/INS 导航系统的输出也是一秒钟跳变一次，这对于 AP50 实时飞行控制来说是不够的，但对于飞行仿真实验、飞行控制系统的输入输出检测来说是可以接受的。

AP50 的 GPS 接收模块使用 Motorola 公司的 GPS 接收器 M12。根据 M12 的工作原理与特点，我们开发了 GPS 模拟器软件（见图 3-32），既能够模拟 M12 输出导航信息，使 AP50 处于飞行状态；又能够按照仿真需求输出特定的速度、高度和位置信息，以便于仿真各种可能的飞行状态。

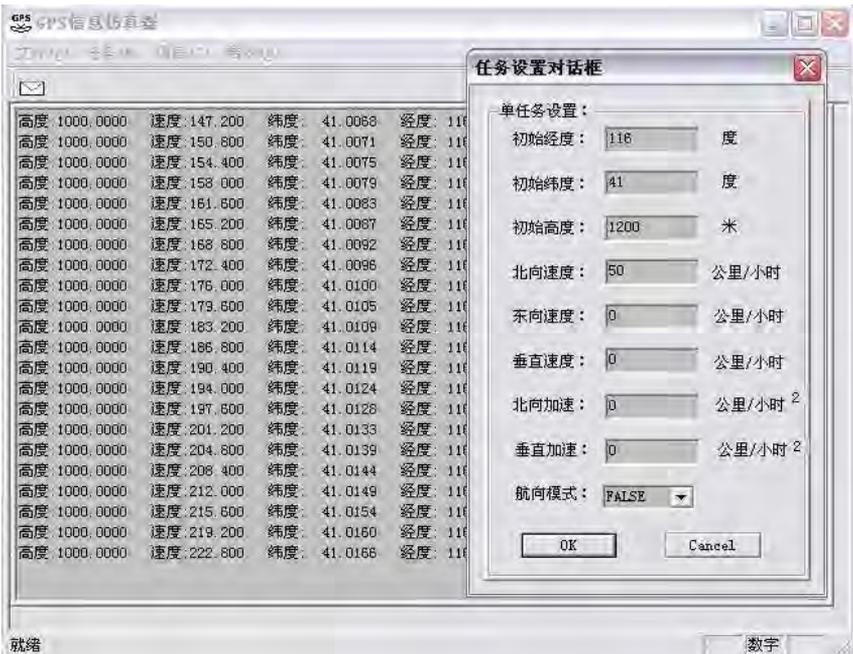


图 3-32 GPS 模拟器软件

4) AP50 通信接口

AP50 提供 3 个数据通讯接口 (FP 接口、MP 接口和 GCS 接口), 完成对 AP50 的状态设置、状态监测、飞行任务设置、控制律参数设置等。FP 飞行控制微型计算机用于无人机的飞行控制和增稳控制。MP 飞行控制微型计算机用于导航和任务控制以及与地面控制站的通讯。用户购买 AP50 的同时可以购买随机地面站控制软件 GroundPilot, 该软件通过 GCS (ground control station) 接口与 AP50 建立连接。操作者通过地面控制站, 在飞行期间可以实时监控无人机的飞行、修改无人机的任务设置和飞行参数。

5) 仿真计算机

仿真计算机采用两个 PC 机完成, 是由于通讯传输、转台控制以及模型解算任务复杂, 一台 PC 机难以保证系统的实时性。两台 PC 机分工如下: 一台用于 AP50 的通讯、控制及传感器模型的解算, 是测控计算机; 一台用于运行仿真控制程序, 其功能包括三轴转台的控制、AP50 输出舵机控制信号的接收和处理, 以及无人机数学模型的解算、仿真数据的分析和可视化等。两台 PC 机均采用 P4 2.4G CPU, 具备多个串行通讯口, 使用 Window XP 操作系统。

3.5.4 仿真实验与结果分析

对自动驾驶仪控制率进行分析研究, 也就是对自动驾驶仪飞行控制软件进行测试的过程。理论上, 应对所有通道、所有可能的情况均进行仿真实验, 测试其输出结果是否与设计目标一致。

AP50 是仿真和测试的对象, 但其控制律设计的具体实现方法、参数设置等对用户来说是未知的。如何通过所建立的仿真环境, 设计一系列仿真实验, 对其进行仿真分析, 从而获得其控制律设计的具体方法和某些具体参数, 是仿真实验的重要任务之一。因此, 仿真实验的目标主要是: 1) 验证半实物飞行仿真系统的可靠性, 探讨飞行控制系统半实物仿真方法; 2) 通过飞行仿真实验, 深入研究 AP50 的控制律设计, 获得某些具体参数等。

1. AP50 控制律设计

1) PID 控制器原理

AP50 采用经典的 PID (即比例-积分-微分) 控制方法。PID 控制器是一种线性控制器, 它根据给定值 $r_{in}(t)$ 与实际输出值 $y_{out}(t)$ 构成控制偏差:

$$\text{error}(t) = r_{in}(t) - y_{out}(t)$$

PID 控制规律为

$$u(t) = K_p \left[\text{error}(t) + \frac{1}{K_I} \int_0^t \text{error}(t) dt + \frac{K_D d\text{error}(t)}{dt} \right]$$

PID 控制系统框图如图 3-33 所示。

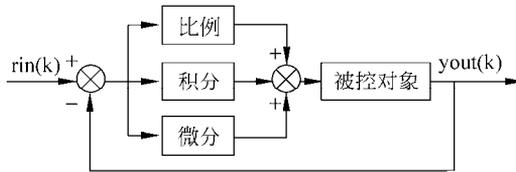


图 3-33 PID 控制系统原理框图

驾驶仪在工作的过程中，如果被控制参数出现偏差，有以下几种方法减小或消除误差。

(1) 比例控制项输出与偏差值成正比的控制量来减小偏差。纯比例 (P) 控制方式，适用于控制对象响应快、被控量允许有误差的系统。

(2) 积分项输出积分系数倒数 ($1/I$) 与累积误差乘积的控制量来消除误差；误差为零时，积分作用停止，但已输出的控制量不回零。在误差相同的情况下，积分系数大 (积分系数倒数 $1/I$ 小)，消除误差的控制量输出时间长；积分系数小，消除误差的控制量输出时间短。积分的控制作用相当滞后。

(3) 微分项输出一个与偏差变化速度成正比的控制量来抑制偏差的变化。偏差的变化速度大，微分项输出的控制量就大；偏差的变化速度为零时，微分项的控制量输出也为零。由此可以看出，微分项的控制作用是针对偏差的变化速度，而不是针对偏差的大小。微分项的控制作用能够在偏差值变的过大之前，提前进行早期的有效控制，也就是阻尼作用。

如果控制对象响应慢而参数变化范围大，单级 PID 控制回路无法满足要求时，就需要采用复杂的串级控制回路，例如航向-转弯速率控制回路、航向-倾斜角控制回路、高度-迎角控制回路和速度-迎角控制回路等。

串级 PID 控制回路的外回路，其主要任务是准确保持被控量符合要求 (例如航向、高度、速度)，而内回路的主要任务是控制动作快，迅速消除与外回路输入的设定值之间产生的偏差 (例如转弯速率偏差、倾斜角偏差和迎角偏差)，从而使主被控量符合要求 (例如航向、高度、速度)。

从驾驶仪 PID 控制原理可以看出，控制器的输出是比例项、微分项和积分项 3 个控制输出的和，如图 3-34 所示。

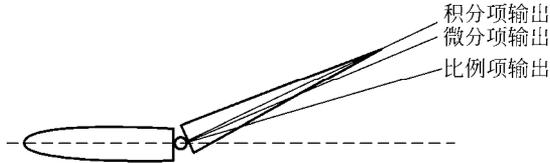


图 3-34 PID 参数作用效果

2) AP50 PID 控制回路及控制律设计

AP50 PID 控制回路设计可总结为表 3-1。

表 3-1 AP50 PID 控制回路设计

控制通道	PID 控制回路
副翼通道	倾斜角 PI 控制器 + 滚转增稳陀螺 + 副翼 → 方向舵联动控制 + 襟翼控制
升降舵通道	迎角 PI 控制器 + 速度 PID 控制器 + 俯仰增稳陀螺 + 转弯高度补偿控制
油门通道	高度 PI 控制器 + 速度 P 控制器 + 机动油门 + 平飞油门 + 油门限制器
方向舵通道	转弯速率 PID 控制器 + 偏航增稳陀螺 + 方向舵 → 副翼联动控制
航向通道	航向 PID 控制器 + 转弯速率 / 倾斜角输出限制器
俯仰通道	速度 PID 控制器 + 高度 PID 控制器 + 平飞迎角 + 迎角输出限制器

无人机侧向控制（转弯控制）有以下两种组合方案：

- 航向通道 + 方向舵通道（转弯速率控制转弯）；
- 航向通道 + 副翼通道（倾斜角控制转弯）。

无人机纵向控制（速度和高度控制）有以下 5 种组合方案：

- 升降舵通道（速度控制）+ 油门通道（高度控制+速度消耦）；
- 俯仰通道（速度控制迎角输出）→ 升降舵通道（迎角控制）+ 油门通道（高度控制+速度消耦）；
- 俯仰通道（高度控制迎角输出）→ 升降舵通道（迎角控制）+ 油门通道（速度控制+高度消耦）；
- 俯仰通道（平飞迎角输出）→ 升降舵通道（迎角控制）+ 油门通道（高度控制）；
- 俯仰通道（速度 + 高度控制迎角输出）→ 升降舵通道（迎角控制）+ 油门通道（高度消耦 + 速度消耦）。

有关参数总结如下：

- 副翼、升降舵和方向舵控制通道运算速率：30 次/s；
- 俯仰控制通道和航向控制通道运算速率：4 次/s；
- 油门控制通道运算速率：1 次/s。

下面以 AP50 驾驶仪的油门通道和升降舵通道为例，通过所建立的仿真环境，进行一系列仿真实验分析，获得其控制率设计的具体方法及参数。其他控制通道与之类似，就不赘述。

2. 油门通道

油门控制回路由高度 PI 控制器和速度 P 控制器组成，可以单独使用其中的一个也可以同时使用两者的和。

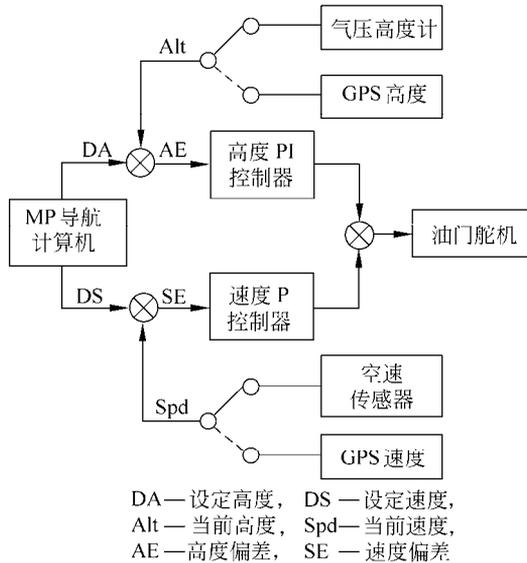


图 3-35 AP50 油门通道

单独使用高度 PI 控制器时，如果无人机的飞行高度低于设定值，则加大油门；如果无人机的飞行高度大于设定值，则减小油门。转弯时，使用 `FP\THROTTLE\Manv` 参数的设置也可以减小或增加油门，即高度消耦。油门限制器可以设置最大、最小和平飞油门位置。

单独使用速度 P 控制器时，油门仅对速度偏差做出响应。如果无人机的飞行速度低于设定值，则加大油门；如果无人机的飞行速度大于设定值，则减小油门。转弯时，使用 `FP\THROTTLE\Manv` 参数的设置也可以减小或增加油门，即速度消耦。

1) 仿真实验设置

(1) 启动 AP50，通过 MP 和 FP 系统设置菜单分别设置参考速度设置为地速，参考高度为 GPS 高度。

(2) 通过 FP 系统菜单对 AP50 控制律进行如下配置：

- 油门通道—高度 PI 控制器 + 平飞油门 + 油门限制器；
- 副翼通道—倾斜角 PI 控制器 + 航向 PID 控制器 + 滚转增稳陀螺；
- 升降舵通道—速度 PID 控制器 + 俯仰增稳陀螺；
- 方向舵通道—转弯速率 PID 控制器 + 偏航增稳陀螺；

AP50 油门-高度 PI 控制器参数设置如表 3-2 所示。

表 3-2 AP50 油门-高度 PI 控制器参数设置

飞行状态	K_{SP}	K_{SI}	δ_{max}	δ_{min}
高速 (Dash)	2	1	100	-50

$K_{SP} = 2$ ，表示 PI 控制器比例项系数 K_p 的大小，这里 K_{SP} 并没有明确的物理意义。

$K_{SI} = 1$ ，表示失效积分项。

由 PI 控制器原理可知，油门位置 T 应有以下关系：

$$T(k) = T_0 + K_p \cdot AE(k)$$

其中， $T(k)$ 为第 k 时刻油门的位置； T_0 为高速状态下的平飞油门位置。 $AE(k)$ (altitude error) 为第 k 时刻的高度偏差。 δ_{max} 为油门最大开度， δ_{min} 为油门最小开度。数值“100”和“-50”仅是设置表示值，其大小对应一个确定的油门控制信号的脉冲宽度。在 AP50 GCS 输出的数据帧中也有一个值表示油门控制信号的大小，经过测试三者的对应关系如表 3-3 所示。

表 3-3 AP50 油门控制信号的对应关系

FP 设定值	GCS 输出值	实测脉冲宽度/ms
100 (最大值)	228	1.904 794
80	208	1.826 669
60	188	1.784 544
40	168	1.670 419
20	148	1.592 294
0	128	1.520 905
-20	108	1.442 780
-40	88	1.364 655
-60	68	1.286 530
-80	48	1.208 405
-100 (最小值)	28	1.130 280

经过测试，升降舵、方向舵和副翼舵机也有以上的对应关系。

仿真实验主要针对 AP50 处于高速 (dash) 飞行状态下的控制律设计，其它飞行状态均类似，所以在此仅给出高速状态下的控制律参数，其它均为默认值。

2) 仿真实验 1

启动 AP50，运行 GPS 接收器模拟器软件，设置模拟器输出 GPS 导航信息的速度、高度和航向与 AP50 任务设置值一致，使 AP50 处于高速飞行状态。从第 20 s 开始，设置 GPS 导航信息高度为 950 m，并以 1 m/s 的速度匀速爬升，速度和航向保持不变。图 3-36 是 AP50 输出的油门控制信号脉宽曲线。

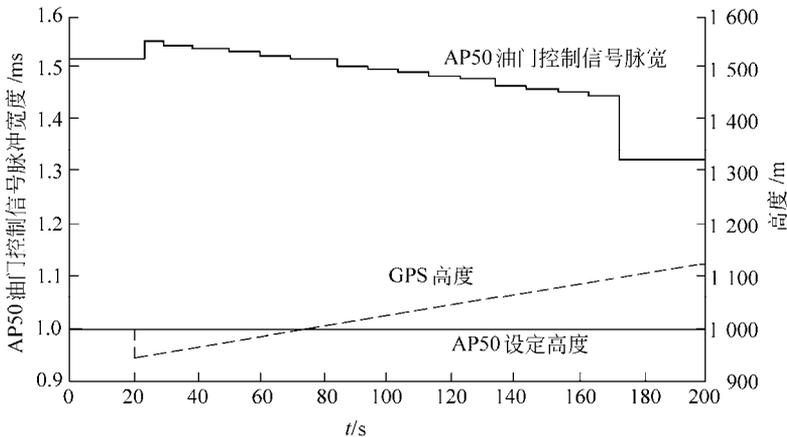


图 3-36 油门通道飞行仿真脉宽曲线

图 3-36 显示，脉宽曲线有明显的锯齿现象，其原因：一是 AP50 油门控制通道的解算速率为 1 次/s，二是受 AP50 控制信号脉宽的最小分辨率所限。可以测得，其最小的分辨率为 0.006 12 ms。

从第 0 s 到第 20 s，AP50 处于平飞状态，油门控制信号为平飞设定值， $T = 1.5209$ ms；第 20 s 到 173 s，油门控制信号脉宽值随高度的增加匀速减小。根据 P 控制器原理，油门控制信号脉宽满足下式：

$$T(k) = T_0 + K_p \cdot AE(k)$$

由已测数据采用最小二乘法进行曲线拟合可得到 $K_p \approx -0.00073889$ 。 K_p 的大小取决于设置值 K_{SP} 。

第 173 s，高度偏差达 100 m，达到 AP50 设定的偏差界限 (± 100)，AP50 输出油门控制信号设定最小值， $T = 1.3256$ ms，此后一直保持该输出值。该值的大小取决于设置项 δ_{\min} 。

3) 仿真实验 2

重新启动 AP50，运行 GPS 接收器模拟器软件，设置模拟器输出 GPS 导航信息的速度、高度和航向与 AP50 任务设置值一致，使 AP50 处于高速飞行状态。从某一时刻开始，设置 GPS 导航信息高度为 880 m，并以 1 m/s 的速度匀速爬升，速度和航向保持不变。图 3-37 是 AP50 输出的油门控制信号脉宽曲线。

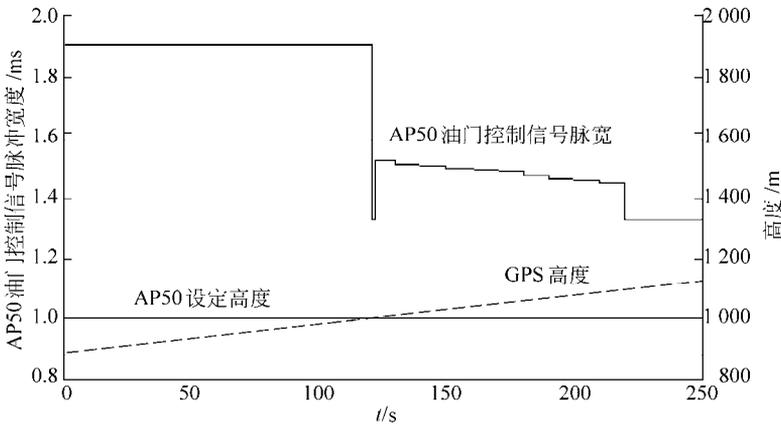


图 3-37 油门通道飞行仿真脉宽曲线

由上图可知，0 s 开始由于高度偏差超过设定的最大限制值，AP50 输出最大控制信号脉宽， $T = 1.9048 \text{ ms}$ ；到第 20 s，高度偏差开始小于设定界限值，但 AP50 并没有按 P 控制率输出控制脉宽值，而是保持最大值，直到第 120 s 高度偏差降为零。而后，控制信号脉宽跳变到设定最小值，1 s 后按 P 控制率输出控制脉宽值，直到偏差达到设定最大界限值。

4) 仿真实验 3

重新设置 AP50 油门通道高度 PI 控制器参数如表 3-4 所示。

表 3-4 AP50 油门通道高度 PI 控制器参数

飞行状态	K_{SP}	K_{SI}	δ_{\max}	δ_{\min}
高速 (dash)	2	20	100	-50

$K_{SI} = 20$ ，积分项有效，则由 PI 控制器的原理可得：

$$T(k) = T_0 + K_p \cdot AE(k) + (1/K_I) \sum_{i=0}^k AE(i)$$

启动 AP50，运行 GPS 接收器模拟器软件，设置模拟器输出 GPS 导航信息的速

度、高度和航向与 AP50 任务设置值一致，使 AP50 处于高速飞行状态。从第 4 s 开始，设置 GPS 导航信息高度为 1 050 m，速度和航向保持不变。图 3-38 是 AP50 输出的油门控制信号脉宽曲线，显示了油门通道高度 PI 控制器的作用效果。

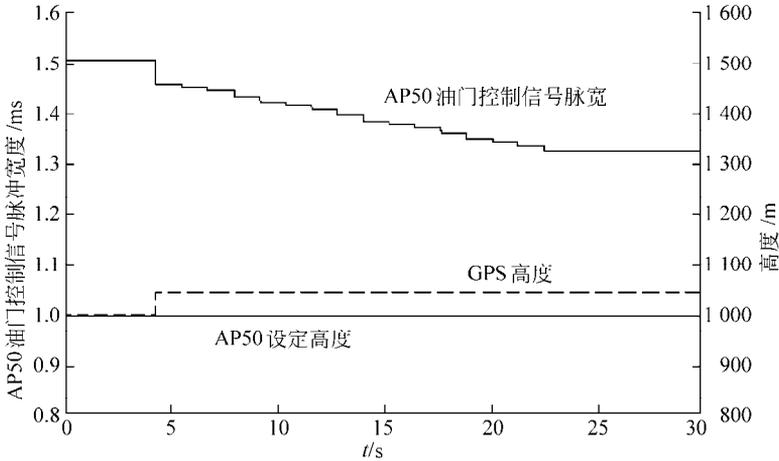


图 3-38 油门通道飞行仿真脉宽曲线

同样，可以用以上的方法针对 AP50 油门控制通道速度 P 控制器设计仿真实验，这里不再详述。AP50 主要应用于小型无人机，而小型无人机多采用高度偏差控制升降舵 / 速度偏差控制油门的方法，所以油门通道的速度 P 控制器一般不单独使用，在我们对 AP50 的实际应用中也证实了这一点。

5) 实验结论

通过油门通道的飞行仿真实验，对半实物仿真系统的性能和可靠性进行了初步检验，同时根据对实验曲线的判断和分析，在 AP50 高速飞行状态下可以得到如下结论：

- 在高度偏差范围内 (± 100 m)，油门舵机控制信号符合“高度 PI 控制器 + 平飞油门 + 油门限制器”的控制规律；
- 当高度偏差超过规定范围 (± 100 m) 时，AP50 将一直输出最大或最小油门控制信号，直到高度偏差为零；
- 实验得到了一些具体的参数，如油门设置值与 AP50 输出控制脉宽的对应关系、AP50 输出控制脉宽的最小分辨率等。

3. 升降舵通道

AP50 自动驾驶仪升降舵通道由速度 PID 控制器和迎角 PI 控制器组成，控制回

路结构图如图 3-39 所示。如果使用升降舵通道与俯仰通道组成一个串级回路控制无人机的迎角，必须失效升降舵通道中的速度 PID 控制器；如果不使用俯仰通道，而直接使用升降舵通道中的速度 PID 控制器控制无人机的速度，则必须失效升降舵通道中的迎角 PI 控制器。

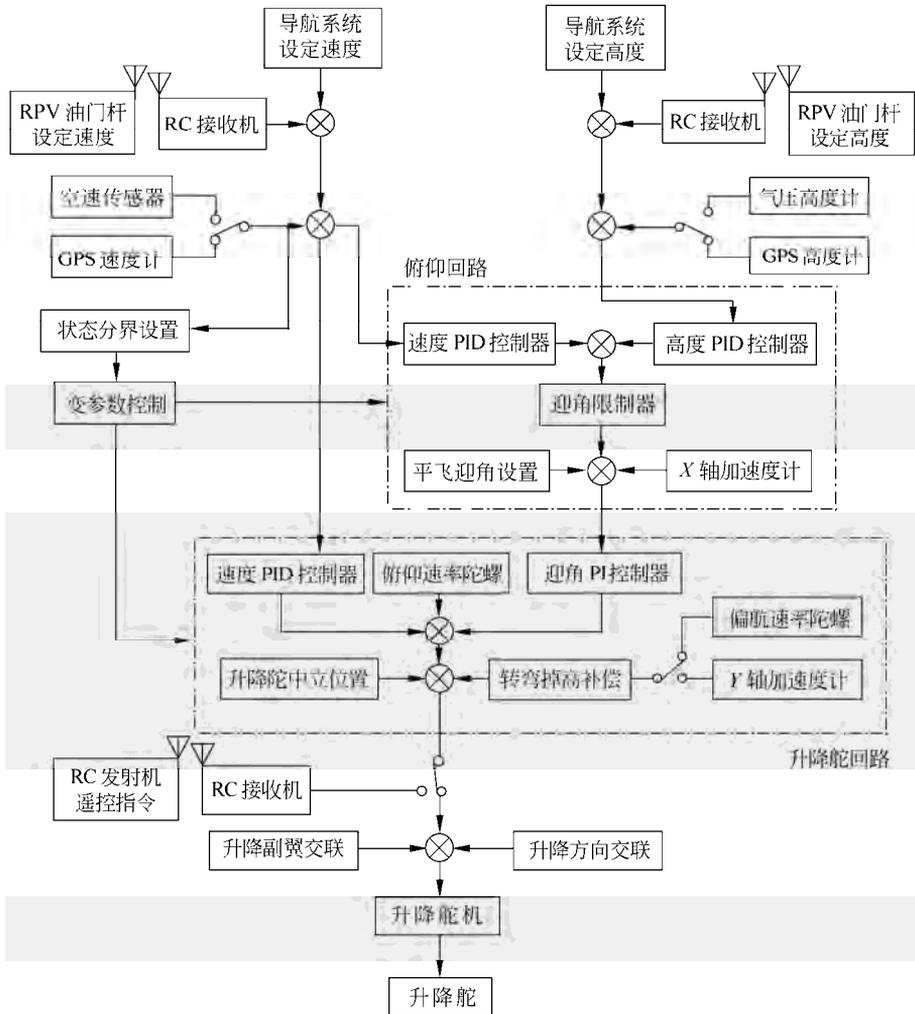


图 3-39 AP50 升降舵通道

单独使用升降舵通道中的速度 PID 控制器控制无人机的速度时，如果无人机的飞行速度小于设定速度，升降舵下偏；如果无人机的飞行速度大于设定速度，升降舵上偏。

俯仰角速率陀螺，用于无人机的俯仰增稳控制。无人机转弯时，FP\Parameter\Elevator\|Roll|参数值可以使升降舵上偏，补偿高度损失。

1) 实验设置

(1) 启动 AP50，通过 MP 和 FP 系统设置菜单分别设置参考速度设置为地速，参考高度为 GPS 高度。

(2) 通过 FP 系统菜单对 AP50 控制率进行如下配置：

- 油门通道—高度 PI 控制器 + 平飞油门 + 油门限制器；
- 副翼通道—倾斜角 PI 控制器 + 航向 PID 控制器 + 滚转增稳陀螺；
- 升降舵通道—速度 PID 控制器 + 俯仰增稳陀螺；
- 方向舵通道—转弯速率 PID 控制器 + 偏航增稳陀螺。

2) 仿真实验 1

AP50 升降舵-速度 PID 控制器参数设置如表 3-5 所示。

表 3-5 AP50 升降舵-速度 PID 控制器参数设置

飞行状态	K_{SP}	K_{SI}	K_{SD}	P_{gyro}	Roll	Const
高速 (Dash)	2	60	20	5	0	0

表 3-5 中，|Roll|=0，表示失效转弯高度补偿； K_{SD} 表示失效微分项； P_{gyro} 是与升降舵陀螺有关的参数；常数项 Const=0，表示设置高速状态下升降舵的中立位置为零；Const 值范围为-100~100，表示在高度状态下的平飞升降舵位置。

由 PID 控制器原理可知，油门位置 T 应有以下关系：

$$T(k) = T_0 + K_p \cdot SE(k) + (1/K_I) \sum_{i=0}^k SE(i) + K_D [SE(k) - SE(k-1)]$$

其中， T_0 为平飞升降位置，由测试可知，当 Const 的值设置为 0 时， $T_0 = 1.5337 \text{ ms}$ ； $SE(k)$ 为第 k 时刻的速度偏差。

启动 AP50，运行 GPS 接收器模拟器软件，先设置模拟器输出 GPS 导航信息的速度、高度和航向与 AP50 任务设置值一致，使 AP50 处于高速飞行状态。从某时刻开始，设置 GPS 导航信息速度为 80 m/s ，并以 1 m/s^2 的加速度不断加速，GPS 高度和航向保持不变。图 3-40 是 AP50 输出的升降舵控制信号脉宽曲线。

从图 3-40 可以看出，从第 32 s 开始，PID 控制器积分项输出饱和和受限，积分项失去作用。经过多次实验得到，积分饱和和限制值对应的升降控制脉宽差为 0.1953 ms 。到第 180 s，升降舵控制信号突然降为最小，由 GCS 状态监测可知此时 AP50 飞行状态转为巡航状态。可以作初步的推测，当速度无限制的增加，升降舵偏角超过限制值（经测试可得对应的脉宽值为 0.3515 ms ），AP50 失效当前的控制律参数，这是

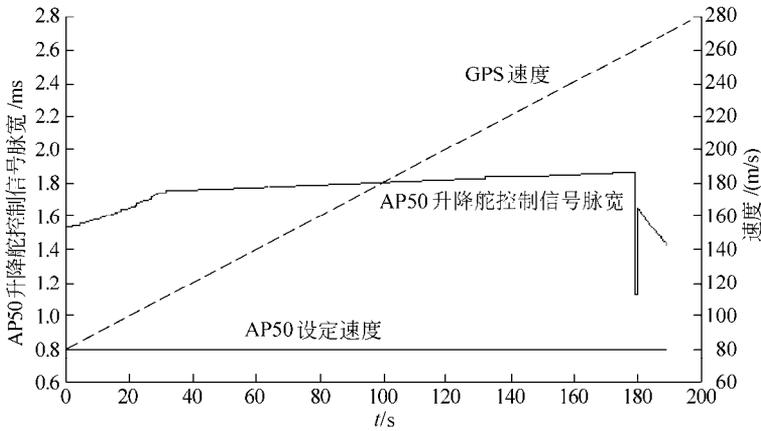


图 3-40 升降舵通道飞行仿真脉宽曲线

一种应急保护措施。由于目前没有依据可查，这种解释需进一步考证。

3) 仿真实验 2

保持参数设置，启动 AP50，运行 GPS 接收器模拟器软件，先设置模拟器输出 GPS 导航信息的速度、高度和航向与 AP50 任务设置值一致，使 AP50 处于高速飞行状态。

从某时刻开始，使转台以固定的频率在 AP50 俯仰方向上摇摆，图 3-41 的上下

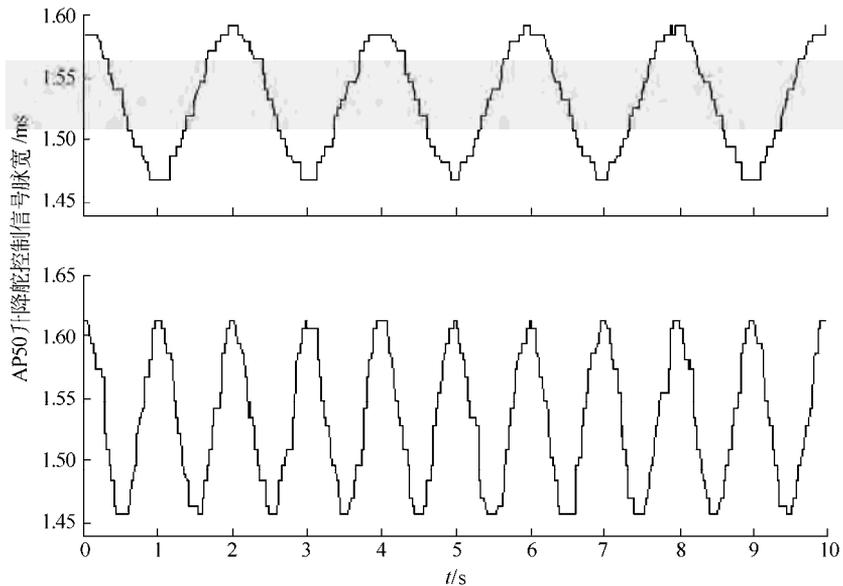


图 3-41 升降舵通道飞行仿真脉宽曲线

两图分别是转台以频率 0.5 Hz、振幅 15° 和频率 1 Hz、振幅 10° 按正弦摇摆时测得的升降舵脉宽曲线。

通过图 3-41 的两条曲线可以清楚地看出升降舵通道陀螺增稳回路的工作方式。升降舵的输出脉宽应该为：

$T_{\text{gyro}} = K_{P_{\text{gyro}}} \omega_p$ ， $K_{P_{\text{gyro}}}$ 为升降舵陀螺增稳比例系数，其大小与参数 P_{gyro} 的大小相关。 ω_p 为 AP50 的俯仰角速率。

4) 仿真实验 3

AP50 升降舵-速度 PID 控制器参数设置如表 3-6 所示。

表 3-6 AP50 升降舵-速度 PID 控制器参数设置

飞行状态	K_{SP}	K_{SI}	K_{SD}	P_{gyro}	Roll	Const
高速 (dash)	2	100	20	5	0	0

启动 AP50，运行 GPS 接收器模拟器软件，先设置模拟器输出 GPS 导航信息的速度、高度和航向与 AP50 任务设置值一致，使 AP50 处于高速飞行状态。从某时刻开始，设置 GPS 导航信息速度以 1 m/s^2 的加速度不断增加，GPS 高度和航向保持不变，其间，使转台以频率 0.25 Hz、摆幅 15° 在 AP50 俯仰方向摇摆 3 个周期，测得的升降舵控制信号脉宽如图 3-42 所示。

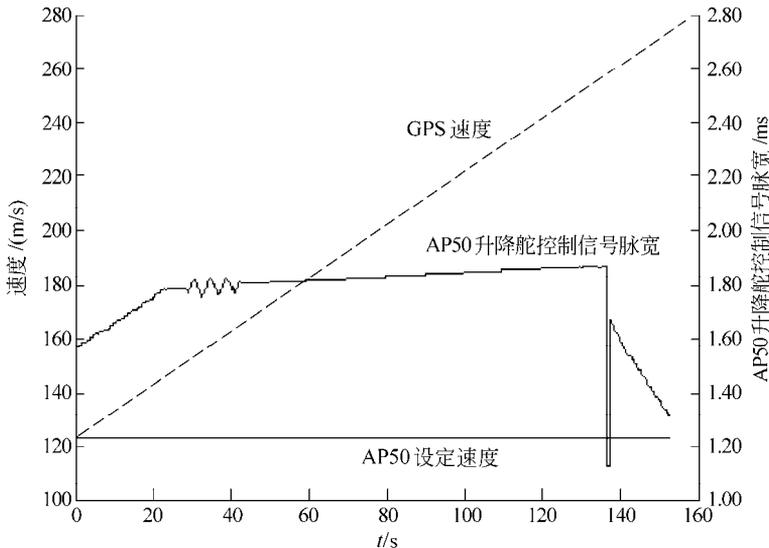


图 3-42 升降舵通道飞行仿真脉宽曲线

5) 实验结论

- 验证了升降舵通道速度 PID 控制器和俯仰增稳陀螺的控制规律, 得到了不同飞行参数下的飞行仿真脉宽曲线;
- 得到了 PID 控制器积分饱和限制值, 升降舵最大偏转角控制脉宽等参数值。

参 考 文 献

- 1 程雪梅. 先进无人机控制策略研究. 西安: 西北工业大学, 博士学位论文, 2000
- 2 国家标准GB/T 14410.1-7—93. 飞行力学——概念量和符号. 北京: 中国标准出版社, 1994
- 3 胡兆丰, 何植岱, 高浩. 飞行动力学——飞机的稳定性和操纵性. 北京: 国防工业出版社, 1985
- 4 Härkegård O. Flight control design using backstepping. Department of Electrical Engineering, Linköpings University, Sweden, 2001
- 5 肖业伦. 航空航天器运动的建模——飞行动力学的理论基础. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003
- 6 张明廉. 飞行控制系统. 北京: 航空工业出版社, 1993
- 7 李怡勇. 无人机非线性飞行控制方法研究. 北京: 装备指挥技术学院, 硕士学位论文, 2006
- 8 苏丙未. 无人机先进飞行控制技术研究. 南京: 南京航空航天大学, 博士学位论文, 2001
- 9 Wilson J R, Jeff S S. Research on gain scheduling. Automatica, 2000, 36, 1401~1425
- 10 Leth D J, Leithead W E. Comments on “gain scheduling dynamic linear controller for a nonlinear plant”. Automatica, 1998, 34, 1041~1043
- 11 徐明友, 丁松滨. 飞行动力学. 北京: 科学出版社, 2003
- 12 黄成功, 邵琼玲, 李怡勇. 某小型无人机纵向扰动模型及静稳定性仿真. 计算机仿真, 2009, 26 (6): 74~77
- 13 李怡勇, 沈怀荣. 基于MATLAB的无人机线性控制器设计与仿真. 系统仿真技术及其应用学术会议论文集 (第7卷). 广州, 2005
- 14 李春文, 冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法. 北京: 清华大学出版社, 1991
- 15 李怡勇, 沈怀荣, 李岩. 先进控制方法在飞行控制系统设计中的应用. 飞航导弹, 2006, (12): 50~54
- 16 苏丙未, 万胜, 陈欣, 等. 一种基于动态逆的控制方案在无人机中的应用研究. 南京航空航天大学学报, 2000, 32 (6): 706~710
- 17 Kim B S, Calise A J. Nonlinear flight control using neural networks. Journal of Guidance Control and Dynamics, 1997, 20(1): 26~33
- 18 郭锁凤, 申功璋, 吴成富, 等. 先进飞行控制系统. 北京: 国防工业出版社, 2003
- 19 李怡勇, 沈怀荣. 无人机非线性动态逆控制器的设计研究. 航天控制, 2007, 25 (5): 54~57
- 20 Sanner R M, Slotine J E. Gaussian networks for direct adaptive control. IEEE Transactions on Neural Networks, 1992, 3(6): 837~863

- 21 Narendra K S, Parthasarathy K. Identification and control of dynamical system using neural networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1990, 1(1): 4~27
- 22 Johnson E N, Calise A J, El-Shirbiny H A. Feedback linearization with neural network augmentation applied to X-33 altitude control. In: *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*. Denver, CO, USA, 2000
- 23 McFarland M B, Calise A J. Multilayer neural networks and adaptive nonlinear control of agile anti-air missiles. *AIAA-97-3540*, 1997
- 24 徐丽娜. 神经网络控制. 北京: 电子工业出版社, 2003
- 25 卢志刚, 吴士昌, 于灵慧. 非线性自适应逆控制及其应用. 北京: 国防工业出版社, 2004
- 26 权太范. 信息融合: 神经网络——模糊推理理论与应用. 北京: 国防工业出版社, 2002
- 27 Brinker J S, Wise K A. Stability and flying qualities robustness of a dynamic inversion aircraft control law. *AIAA Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1996, 19(6): 1270~1277
- 28 Lewis F L, Yesildirek A, Liu K. Multilayer neural-net robot controller with guaranteed tracking performance. *IEEE Trans. on Neural Networks*, 1996, 7(2): 388~399
- 29 李怡勇, 沈怀荣. 无人机神经网络动态逆控制器设计研究. *航天控制*, 2009, 27(5): 3~6
- 30 UAV Flight Systems, Inc. AP50 datasheet. <http://www.uavflight.com/datasheets/ap50ds.pdf>, 2004
- 31 高飞. AP50飞行控制系统半实物仿真研究. 北京: 装备指挥技术学院, 硕士学位论文, 2006

第 4 章 温湿压测量技术

大气温度、湿度、压力是无人机气象探测活动中重要的测量参数。温湿压测量技术与具体的测量要求、采用的测量工具以及相应的环境特点等因素有关，需要针对具体情况设计最佳的测量方法。测量要求主要是指测量范围和测量精度的要求，测量工具主要是指所采用的测量敏感装置，例如采用单项敏感器或采用组件式敏感装置。特别要重视根据精度要求确定相应的数据处理算法以及测量环境对所用工具、方法的适应性。对轻小型无人机气象测量多选用组合式微电子敏感器件。

4.1 温湿压测量要求

大气中各个高度上的温度、湿度和气压随时间和空间分布的资料，是研究大气中各种热力和动力过程，以及天气分析和预报的最基础资料。目前，空中温度、湿度和气压的测量主要是采用气球探空仪、火箭探空仪、下投式探空仪、气象无人机等。探空仪是最常用的探空设备，气象无人机的测量要求可参照探空仪。

探空仪的测量单位：气压为百帕（hPa），温度为摄氏度（℃），相对湿度为百分数（%）。探空仪必须在非常宽的气象条件范围下正常地工作：

温度从 50℃ 至 -90℃；

相对湿度从 1% 至 100%；

气压从 1 050 hPa 至 5 hPa。

探空仪对环境的适应性要求较高，必须能在大雨、雷暴和强积冰的条件下连续、可靠地工作，环境因素会对系统测量的准确度造成影响。

气象无人机对温度、湿度和气压的测量精度可以参考无线电探空仪系统的要求。对于无线电探空仪的测量精度，世界气象组织（WMO）对无线电探空仪系统测量精度的要求如表 4-1 所示^[1, 2]。

表 4-1 WMO 对探空仪测量精度的要求

气象要素	测量范围	准确度要求
气压	从地面到 5 hPa	± 1 hPa
温度	从地面到 100 hPa 100 hPa~5 hPa	± 0.5℃ ± 1.0℃
相对湿度	对流层	± 5%

4.2 温湿压测量方法

4.2.1 温度测量

气象无人机飞行速度在几十到几百米/秒，为保证温度测量精度，温度传感器对温度的变化必须具有足够快的反应速率，以确保它在飞行过程中因为热滞后造成的系统偏差小于 0.1 K。常用的温度传感器主要有热敏电阻传感器、热敏电容传感器、双金属片传感器和热电偶。其典型的反应时间常数见表 4-2。另外温度传感器应该设计成尽可能不受直接太阳辐射或太阳辐射的后向散射引起的辐射误差影响以及不受红外辐射的热交换影响。温度传感器也需要具有充分的坚固性以耐受无人机起飞、飞行、降落过程中的振动和冲击，以及充分的稳定性以保持在规定使用期间内具有准确的校准性能^[3~6]。

表 4-2 常用温度传感器的典型反应时间常数

温度传感器	τ/s (在 1 000 hPa)	τ/s (在 100 hPa)	τ/s (在 10 hPa)
杆状热敏电阻 直径 1.3 mm	3	8	21
珠状热敏电容 直径 1.2 mm	2.5	6	15
钨丝 直径 0.013 5 mm	<0.05	<0.05	0.1
双金属片	5~8	12~20	—

1. 热敏电阻

热敏电阻通常由陶瓷材料制成，其电阻值随温度变化。此种传感器具有高的电阻值，并随绝对温度降低而电阻增加，电阻 R 和温度 T 之间的关系可近似地表示为

$$R = A \cdot \exp(B/T) \quad (4-1)$$

式中， A 、 B 是常数，对温度变化的灵敏度非常高，但此种传感器对温度的反应远远偏离于线性，其灵敏度大致随绝对温度的平方而减小。由于热敏电阻的阻值很高，典型值为几十千欧，所以传感器的自身加热作用可以忽略。而且可以生产体积很小的热敏电阻，从而能获得很快的反应速率。

2. 热敏电容

热敏电容通常由陶瓷材料制成，其电容率随温度而变化，所用的陶瓷通常为钛酸钡-锶，这种铁-电材料的电容率温度系数为 $10^{-2} (\text{°C})^{-1}$ 量级。当温度在居里点以下，温度系数为正；在居里点以上，温度系数为负。最常用的传感器直径约 1.2 mm，

已设计出的新的传感器直径约 0.1 mm。这种传感器应能获得较高的反应速率，同时太阳加热作用的误差应远小于那些较大的传感器。

3. 金属导线电阻器

这种类型的传感器具有高的校准稳定性和对温度变化的线性反应特征，细金属丝传感器具有非常快的反应，只要金属丝对太阳辐射的吸收较低，其辐射误差就小。镍、铂和钨是比较适用的金属，为达到较高的阻值，必须由很细的金属丝制成，因而这类传感器常常很脆弱，因为钨金属丝吸收太阳辐射较高，在平流层中，太阳加热作用较大。

4. 热电偶

直径 0.65 mm 的铜-康铜金属丝用作构成热电偶，组成一个快速反应的传感器。在热电动势和传感器与其参考点之间温度差的联系，是一个早已建立的物理关系。热电偶参考点装置在无人机内相对稳定的温度环境中，用一温度传感器测量此参考点温度。为了获得准确的温度值，在传感器和内部参考点之间附加的接点所引起的随机的电动势必须加以补偿。

5. 双金属片传感器

双金属片传感器的反应时间常数相对偏慢，而且辐射误差较大，尤其是在气压低于 20 hPa 的条件下，目前大部分已被新的温度传感器所替代。在双金属片传感器及其支架中，由热滞后引起的温度误差很大（超过 0.3 K），即使在对流层中也不能忽略，必须对它进行补偿。

4.2.2 相对湿度测量

相对湿度传感器的测量依赖于传感器与大气之间水分子的迅速交换。在干燥条件下（无云、雾或降水）温度高于 -10°C ，相对湿度传感器之间的一致性很好。但在很低的温度和气压条件下，要取得相对湿度传感器完满的运作是极端困难的。大多数相对湿度传感器的校准与温度有关。若以传感器在实验室中室内温度条件下所确定的准确度来探测整个对流层，则在地面系统处理资料的过程中，对上述相对湿度的校准与温度的关系，必须进行相应的修正。

1. 薄膜湿敏电容器

薄膜湿敏电容的工作依赖于聚合物薄层的介电常数随环境水汽压而变化。电容

器的下电极是在玻璃基片（典型的4 mm见方，厚0.2 mm）上真空喷涂一层金属膜，其上均匀喷涂约1 μm 厚的活性聚合物，再在聚合物上真空喷涂一层薄金属膜形成上电极并允许水汽渗透进入。传感器的电容是相对湿度的近似线性函数。校准中的温度相关性小，随后对传感器性能的实验研究表明，只要传感器上的电极不受降水沾染，其滞后相对较小（小于相对湿度3%）。这种传感器在潮湿条件下比较稳定，但在低空穿过厚云层后仍会受到一定程度的污染。通常在飞行中周期性地加热相对湿度传感器，可清除污染物。

2. 碳湿敏电阻

碳湿敏电阻传感器由在吸湿性薄膜中散布着的悬胶状微碳粒构成。改型的传感器由聚苯乙烯条块（厚约1 mm，长约60 mm，宽约18 mm）涂上一薄层含碳粒的吸湿性膜组成，沿两侧溅射上电极。环境相对湿度的变化导致吸湿性薄膜的尺度改变，阻值随湿度渐增，相对湿度90%时的阻值是相对湿度30%时的100倍。在数据处理过程中可应用与温度的关系进行修正。

这种传感器要求对生产过程进行很好地控制，以便无需对其温度关系单个地确定。这种湿敏电阻正常情况下应在工厂中室温条件下针对一定相对湿度范围经历多次循环驯化，以减小传感器的滞后性能。传感器的电阻值在生产中通过刻刮一部分碳膜可调整至标准值。特殊情况下需更改电阻值时，可叠加合适的标准电阻，这样传感器可以具有较好的互换性，无需再次校准。传感器之前使用必须保持密封状态，安装时不能用手触摸吸湿性表面。

3. 肠膜传感器

湿度从0%变至100%，肠膜（牛的腹膜层）条长度改变5%~7%，当温度高于-20℃时使用它，可获得有效的测量结果，而在低于此温度下，该传感器的反应极缓慢。肠膜传感器暴露在低湿条件下，也表现出明显的滞后。

4. 氯化锂传感器

氯化锂传感器属于电阻型传感器，在聚苯乙烯长条上喷涂上溶解在醋酸聚乙烯中的氯化锂电解液膜，沿传感器两长条边沿以类似于碳湿敏电阻传感器的方式溅射上电极。氯化锂传感器的电阻随相对湿度增加而减小，在室温条件下相对湿度从15%变至100%，电阻值约从10 M Ω 变至5 k Ω 。氯化锂传感器暴露在高相对湿度下时间较长时，它的性能不稳定，必须把它储存于干燥条件下，在很高和很低湿度下，这种传感器的反应时间常数非常大。

4.2.3 气压测量

气压传感器必须在非常大的动态范围（从 3~1 000 hPa）内保持其准确度，并在较低气压下仍具有 0.1 hPa 的分辨率。气压的变化通常通过一个小的电量或机械的变化来识别。气压传感器及其转换器，通常设计使其灵敏度随气压减小而增加，探空系统气压传感器的反应时间常数一般非常小，由传感器滞后引起的误差并不明显。

1. 膜盒

在大多数无线电探空仪中，使用膜盒作为气压传感器。膜盒由金属材料制成，其弹性系数与温度无关。膜盒位移偏差的测量，既可以通过一个在膜盒与探空仪转换器之间有机联动的外部机件来实现，也可以通过一个内部机件来实现。膜盒的灵敏度主要取决于膜盒的有效表面积及其弹性，设计的膜盒得出的位移偏差既可同气压成线性比例关系，也可同气压遵从其它函数关系，例如同气压近似成对数的关系。膜盒校准的长期稳定性常可通过改善其适应性来实现。当膜盒用机械联动机件联接至转换器上时，通常传感器有约 1~2 hPa 的迟滞效应。在对传感器校准过程中必须考虑这种迟滞效应。

2. 电容膜盒

许多现代无线电探空仪设计采用直径更小（直径为 30 mm 或更小）的膜盒，按其位移偏差通过其内部的电容器直接测量气压。用于测量的平板电容器中的两个板，分别直接固定在膜盒的一侧，电容值 C 可表示成

$$C = \epsilon s / e \quad (4-2)$$

式中， s 是每一板的表面积， e 是两板之间的距离， ϵ 是介电常数，由于 e 是膜盒位移偏差的直接函数，此时电容值 C 是位移偏差的直接电测量。当气压降低时， e 减小，电容传感器的灵敏度为增加。电容传感器比较复杂，难于生产，但却最适合于高空测量，因其灵敏度在 10 hPa 时比在 1 000 hPa 大 10 倍，其电容值通常约为 6 pF。

膜盒电容传感器的校准通常与温度有明显的依赖关系，此时可进行补偿，即加上温度系数大小相等的外部参照电容器，或在地面系统进行数据处理时，使用工厂校准得出的校准系数。在数据处理中应用的修正值将取决于在气压传感器附近测定的内部温度。在实践中为达到所要求的准确度采用这两种补偿方法是必要的。

3. 硅传感器

随着硅的使用而技术不断发展，现在已能用硅制作可靠的气压传感器。在一厚

的无导体层中开一个孔，形成一个小空腔，对这个孔覆盖很薄的一层硅，此时空腔中保持很低的气压。于是这一空腔可用作气压传感器，它所感应的大气压引起覆盖的薄硅层产生偏差。

薄硅层的偏差，可用一压性电阻传感器进行测量。此时把应变电阻作为量规扩散在空腔覆盖层的表面，应变量规的电阻随薄硅层的偏差而变化。将此量规的电阻耦合作为惠斯通电桥的桥臂，从而得到电阻值随气压呈线性变化。这种类型的传感器通常在工业中使用，传感器的输出随气压有一个线性关系，而且其校准随时间能保持稳定性。但是这种应变量规的电阻具有较强的温度依从性，故若不进行温度补偿，温度改变 1 K 将产生 2 hPa 的气压误差。通过把传感器的输出与具有同该应变量规电阻相似温度依从关系的半导体电阻相连进行对照，即可缩减这种强烈的与温度的依从关系。但是若使用参照电阻，感应系统的线性特性就会丧失，电阻随气压变化的关系变得更复杂。此外，对此类传感器进行气压校准时需要采用逐个校准方式，并对气压传感器在飞行中所经历的温度范围的不同温度同时进行校准，随后在地面系统进行资料处理过程中可针对传感器中的温度变化进行相应的修正。

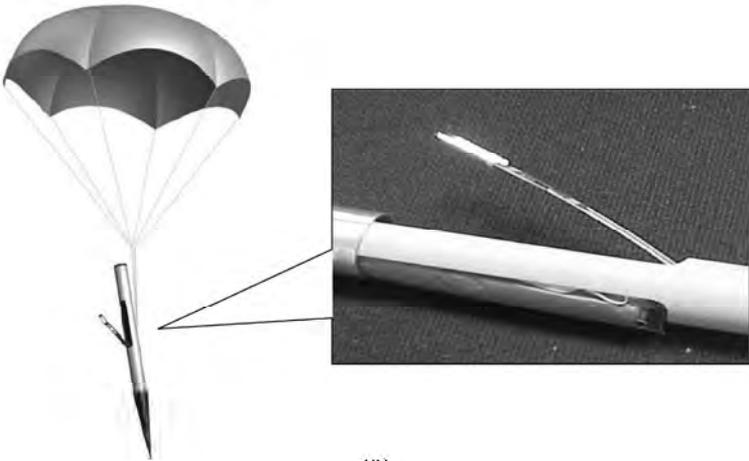
检测硅偏差的第二种方法是采用电容传感器，在这种情况下，薄的硅层跨越空腔上覆以一薄的金属层，第二金属层用作一参考平面。硅覆盖层的偏差用这两层之间的电容变化来测量。这种类型的传感器具有远低于应变量规电阻的对温度的依从关系，能避免在一般大的电容膜盒传感器中，因通过膜盒的温度梯度变化以及在上升中伴随电子设备因素两者所引起的校准误差。

4.3 温湿压组合测量技术

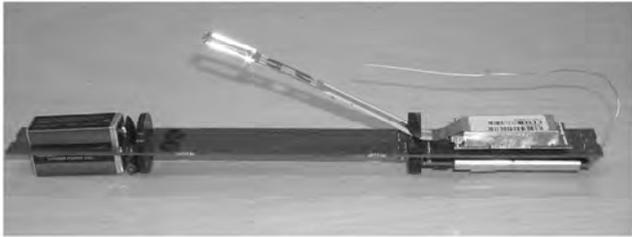
4.3.1 温湿压组合传感器

温度、湿度、大气压力的测量相互影响，为提高测量效果，降低成本，芬兰 Vaisala 公司生产了温度、湿度和气压集成传感器，用于无线电探空仪。澳大利亚气象无人机使用了 3 套 Vaisala 公司 RSS901 组件完成测量任务，每次在飞机左右机翼下各布置 1 套，机舱内 1 套，保障测量数据冗余^[7, 8]。

RSS911 组件是 RSS901 组件的改进型，主要在 Vaisala 公司 RK91 火箭探空仪上使用，RK91 火箭探空仪外形及 RSS911 组件的安装见图 4-1，表 4-3 给出了 RSS911 组件的主要技术指标。



(a)



(b)

图 4-1 安装 RSS911 组件的 RK91 火箭探空仪

表 4-3 RSS911 组件的主要技术指标

温度	测量范围		+60 °C ~ -90 °C
	响应时间	1 000 hPa	0.2 s
		10 hPa	0.5 s
	精度		0.5 °C
湿度	测量范围		0~100%RH
	响应时间	6 m/s, 1 000 hPa, +20 °C	<0.5 s
		6 m/s, 1 000 hPa, -40 °C	<20 s
	精度		3%RH
气压	测量范围		1 080~3 hPa
	精度		1.5 hPa

RSS911 组件使用热敏电容、湿敏电容和硅单晶空盒气压表将温度、湿度和气压转换为电容量。电容变量控制测量振荡器的频率，图 4-2 为它的工作原理图。

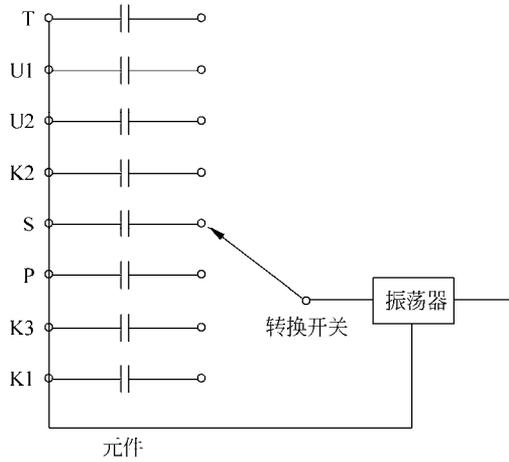


图 4-2 芬兰 RSS911 组件工作原理图

整个线路中共接入 8 个容抗性元件，其中 K1、K2 和 K3 为 3 个标准电容，其电容值应选择温、湿、压元件电容变化范围的高端、低端，以及中间值附近，其主要目的是用于误差修正；温度元件两个，T 和 S，T 元件测量气温，S 元件测量空盒所处的温度，以便进行其温度系数的修正；湿度元件两个，U1 和 U2；以及气压元件 P。

RSS911 组件采用双湿度元件的理由是为了克服传感器入云时元件被沾湿的影响。当元件被沾湿后，可以启动加热电路蒸发掉元件表面所凝结的露或霜，此时元件无法进行正常观测，设置两个元件可以交替地使它们处于加热和测量状态。除了对湿度电容增加了加热功能外，RSS911 组件改用硅单晶空盒替代金属空盒电容。温度传感器采用温度-电容变换式，结构见图 4-3，RSS911 组件的温度传感器在感温电介质陶瓷中封入两根铂丝作为电容极板，外覆绝缘层、反射金属层和防水层，它的最大特点是明显减小了探空仪的辐射误差。

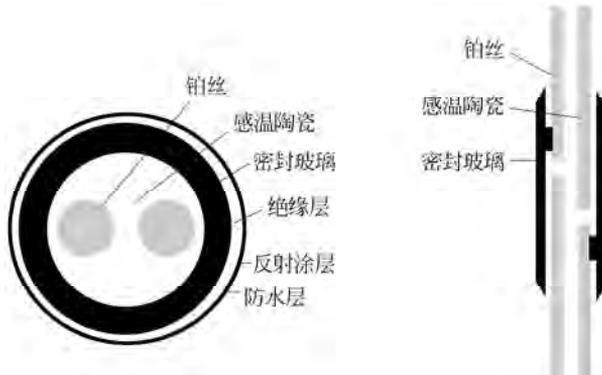


图 4-3 RSS911 组件温度传感器结构图

4.3.2 温湿压组件数据采集系统设计

RSS911 温度、湿度和气压传感器组件采用温度→电容、湿度→电容、压力→电容变换技术，将温度、湿度和气压变化转换为电容值的变化，采用 C/F 变换技术将电容值的变化转换为频率变化。RSS911 组件数据采集处理电路包括信号调理器、单片机和电平变换器，原理图见图 4-4。

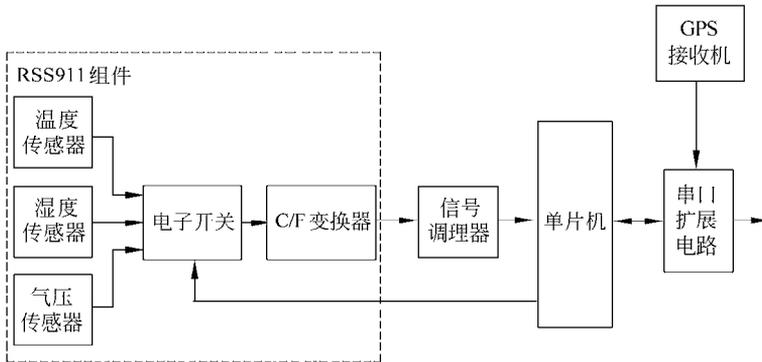


图 4-4 温湿压组件数据采集处理电路原理图

信号调理器将 RSS911 组件 C/F 变换器输出信号的电平变换到单片机要求的范围，送入数据采集单片机。GPS 接收机选用市售 OEM 板，提供气象数据测量的时间、位置和高度，其秒脉冲信号作为时统信号，触发数据采集过程；单片机为 PIC16F877 或其它型号单片机，完成温度、湿度和气压传感器组件信息和 GPS 接收机信息的采集、处理，并按数据传输模块要求的格式组帧。图 4-5 为机载单片机软件流程图，单片机在完成初始化工作后，进入数据采集处理循环，在 GPS 秒脉冲信号的触发下依次采集 GPS、温度、湿度、气压数据，测量完成后，按规定格式组帧发送到地面的数据处理计算机。数据处理计算机计算出无人机飞行区域的温度、湿度和气压，图 4-6 给出了地面解算处理软件流程图，主要包括系统初始化、数据接收、数字滤波、模型联立求解、可视化显示等功能。

4.3.3 温湿压组件测量数据处理与比对

原始测量数据与真实的温度、湿度和气压之间，不是简单的对应关系。为了保证测量精度，Vaisala 公司使用了复杂的校准方法和解算公式。作者通过对 50 余只温

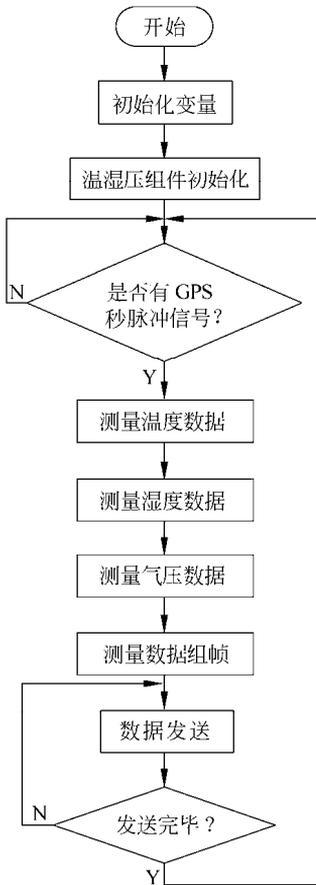


图 4-5 机载单片机软件流程图

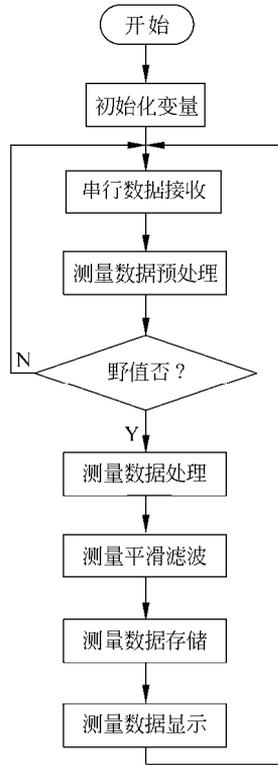


图 4-6 地面解算处理软件流程图

湿压组件 1 000 余组测量数据的分析、处理，获得温度、湿度、气压测量的初步解算模型。再将使用解算模型计算出的测量结果与 Vaisala 公司使用 RSS911 组件的火箭探空系统的测量结果进行比对，降低解算误差，提高模型的准确度。图 4-7~4-10 给出部分比对曲线。

使用多次改进的解算模型测量的数据，与 Vaisala 公司的 MW301 自动气象站的测量数据进行比对，偏差都在精度要求的范围内。国家气象计量站对温湿压组件数据采集系统进行温湿度计量测试，说明解算方法准确可信。

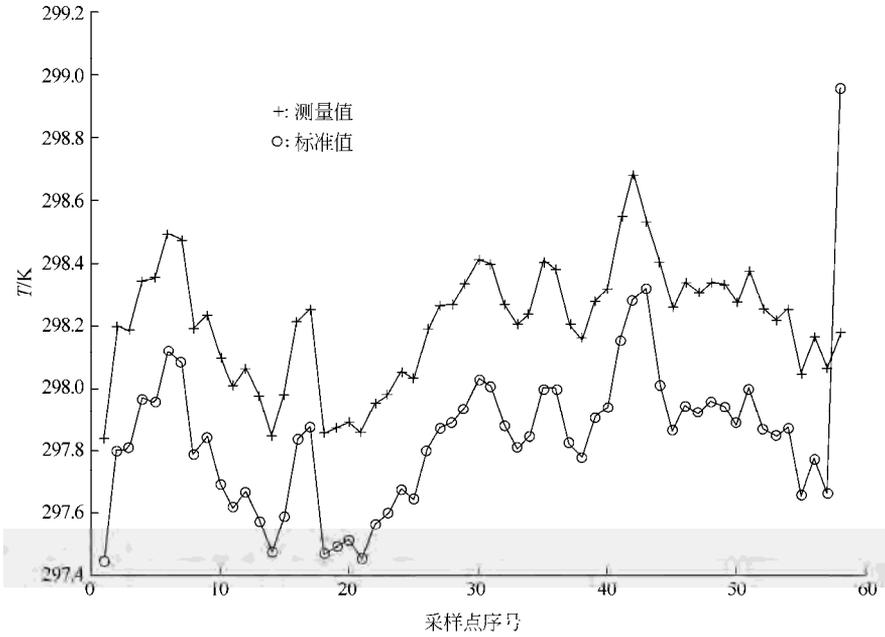


图 4-7 组件 1 温度传感器测量数据比对曲线

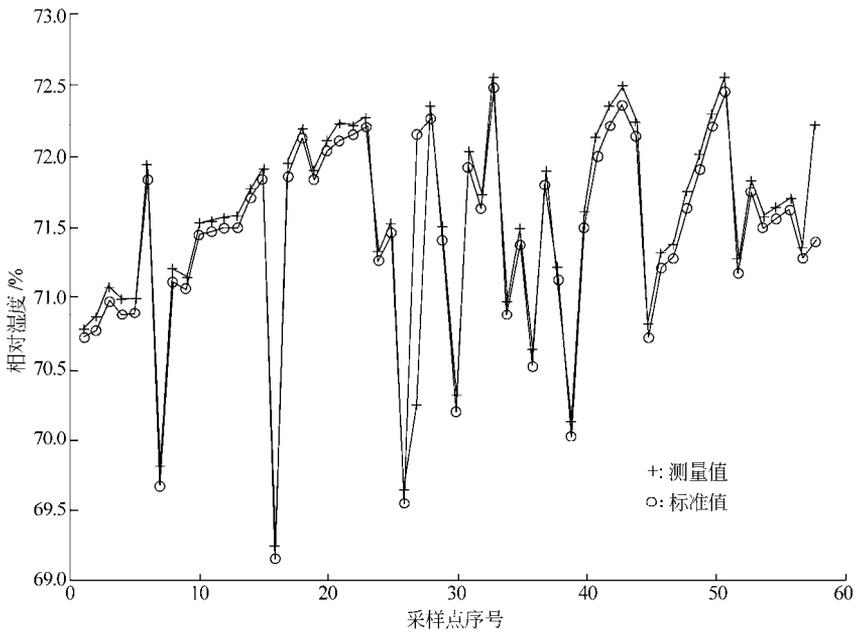


图 4-8 组件 1 湿度传感器 1 测量数据比对曲线

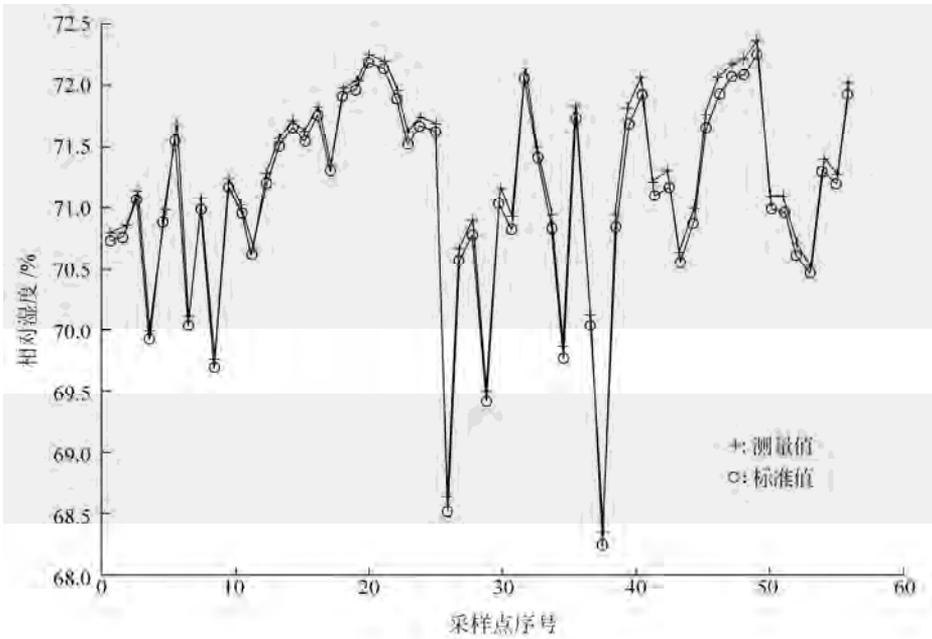


图 4-9 组件 1 湿度传感器 2 测量数据比对曲线

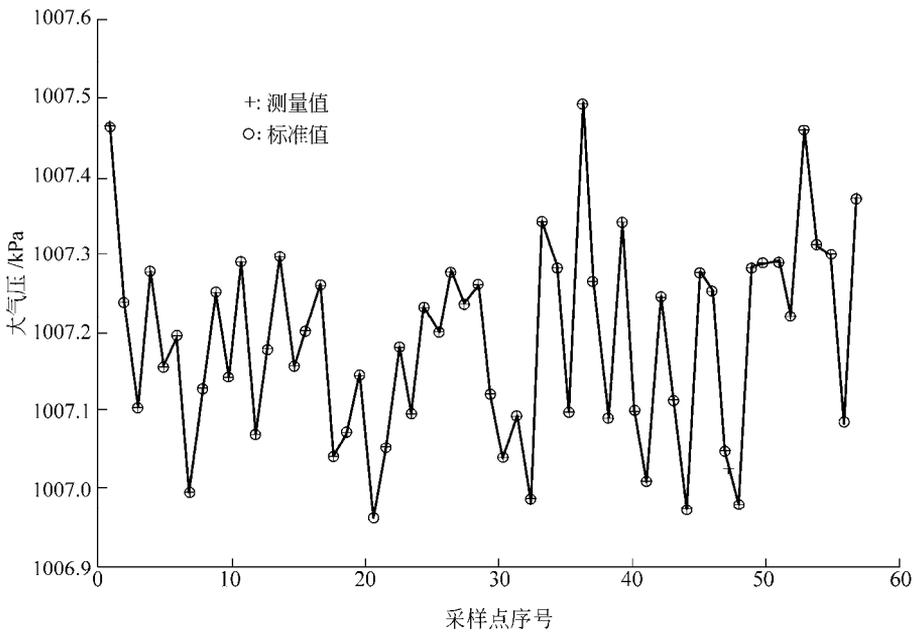


图 4-10 组件 1 气压传感器测量数据比对曲线

4.4 温湿压测量误差

4.4.1 温度测量误差

1. 太阳辐射的加热作用

无人机白天飞行时太阳辐射加热会引起温度测量误差。辐射罩和反射涂层可以减轻太阳辐射的影响，但尚不能完全消除，因此太阳辐射所引起的误差不能忽略。无线电探空仪系统在资料处理过程中都应用软件修正来补偿太阳辐射加热作用。这些修正方案通常根据对白天/夜间温度的变化，并配合太阳辐射加热作用模式得出的，修正值表示成上升时的太阳高度角的函数，在低的太阳高度角（小于 10° ）下，加热误差对太阳高度角的变化极端敏感。

2. 地球红外辐射误差

无人机飞行过程中，地面和无人机飞行高度以下的大气层向上的红外辐射投射到温度传感器上，引起温度测量误差。红外辐射带来的误差在白天和夜间均影响温度观测结果，红外辐射随云量和地面温度变化明显。

3. 冰或水沾附在传感器上

冰或水沾附在温度传感器上，当大气相对湿度达到100%时，就会引起温度传感器的蒸发或升华冷却作用。若该传感器易于收集水或冰而不能迅速地排除降水，则在飞行过程中所取得的温度测量结果将会有较大的误差。而且若沾附在传感器上的水，在飞行进入较冷空气中冻结时，释放的潜热将使其升温甚至可趋近于 0°C 。若传感器覆以冰层并因运动进入较暖层，则在冰层融化前温度不会升至高于 0°C 。

4.4.2 相对湿度测量误差

1. 传感器反应速率低和滞后

无人机进行测量时，飞行速度几十米/秒，飞行高度从地面到海拔几千米，飞行区域的湿度和温度在大的范围内变化，有时在短时间内就有较大变化，湿度传感器反应速率低将对测量结果产生明显的系统偏差。

在一次飞行过程中，相对湿度多次上升至高值随后降至低值，此时传感器的滞后产生的问题要比气压、温度传感器大。传感器的滞后误差一般为相对湿度的百分之几，但对有些传感器，如肠膜之类，其误差就较大。滞后误差通过对传感器进行充分的老化可以部分地得到缓解和改善。

2. 在云中沾湿或积冰

湿度传感器通过低云或雾时,元件被沾湿或形成冻结将使元件在较长时段内失效,飞出云层后,虽然湿度下降,但湿度传感器仍处于瘫痪状态,无法反应湿度变化。为消除沾湿或积冰对传感器的影响,Vaisala公司采用双湿度传感器轮流加热的方法,消除污染状态。

4.4.3 气压测量误差

1. 气压传感器的相对测量误差

目前使用的气压传感器在各个飞行高度能保持相同的灵敏度,在低空和高空保持相同的绝对精度,但在低气压测量时具有较高的相对误差。例如在地面附近 1 000 hPa 处的气压测量相对误差仅为 0.05%;在 500 hPa 高处为 0.1%;50 hPa 处可达到 1%。较高的相对误差对计算气压高度和风速测量带来较大的影响。

2. 温度影响

不论是电容膜盒传感器还是硅压阻传感器,当传感器所处环境温度发生变化或者传感器和电子线路出现温度梯度时,气压测量会有较大的误差。一般采用靠近气压传感器安装一个温度传感器,感受其周围温度变化,并对气压传感器的测量结果进行温度补偿,减轻其影响。

参 考 文 献

- 1 Vaisala Co. RS90 Radiosondes Information Release. 1998
- 2 WMO 编著,中国气象局监测网络司译.气象仪器和观测方法指南.第六版.北京:气象出版社,2005
- 3 张霁琛.现代气象观测.第三版.北京:北京大学出版社,2008
- 4 王化祥编著.传感器原理与应用.天津:天津大学出版社,2003
- 5 朱蕴璞,孔德仁,王芳编著.传感器原理及应用.北京:国防工业出版社,2005.
- 6 何道清.传感器与传感器技术.北京:科学出版社,2004
- 7 沈怀荣,邵琼玲,王盛军.基于微小型无人机的气象探测有效载荷研究.装备指挥技术学院学报,2006,17(5):102~106
- 8 沈怀荣,邵琼玲,王盛军.微小型无人机大气温度、湿度和气压测量装置.中国,发明专利,ZL200610120380.8.2009-04-29

第5章 测风技术

风场测量是气象无人机的关键技术之一。根据机载设备的特点和应用需求，无人机风场测量方法、测量误差源分析与补偿以及有效的数据处理方法都是很重要的研究内容。本章总结几种适合于微小型无人机的测风方法，针对几种测风方法的不足，提出一种新的水平飞行测风法，并对这种测风法的误差源进行分析和补偿，给出自适应滤波算法和粒子滤波算法两种风场数据处理方法，并利用仿真数据和试验数据对这两种方法进行比较分析。

5.1 无人机测风方法

飞机质心处的风速矢量 V_w 、飞机对地的固有速度矢量（即航速，又称地速） V_k 与飞机对空气的相对速度矢量（即空速） V_a 构成矢量三角形关系^[1]，即

$$V_w = V_k - V_a \tag{5-1}$$

式（5-1）即为机载测风的基本原理。机载测风分为空速的测量和三维风速的解算两步。如图 5-1 所示，根据测量得到的静压、动压和静温应用流体力学原理解算出空速，再联合飞机的飞行参数即可解算出风速。

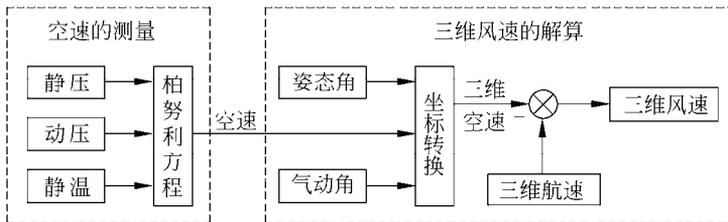


图 5-1 三维风速测量原理图

利用微小型无人机进行风场测量具有成本低、灵活方便等诸多优点，但对机载设备的体积和重量也提出了较高的要求，机载设备需尽可能少，且易于安装和维护。因此在机载测风的基本原理上衍生出几种适合微小型无人机的测风方法。

5.1.1 解析测风法

解析测风法^[2]是使飞机以一定的半径在空气中作匀速圆周运动，根据飞机相对

地面的运动是圆周运动与大气运动的合运动建立飞机的运动方程,利用解析方法求解风场参数。当垂直方向的速度不为零时,探测就是垂直探测,当垂直方向的速度为零或近似为零时,所完成的探测就是水平探测。

5.1.2 水平空速归零法

水平空速归零测风法^[3]是使飞机在水平面上盘旋飞行,盘旋飞行一圈,相对空气而言,飞机回到了同一点,水平空速矢量之和为零,平均水平风速等于飞机平均水平地速。判断飞机盘旋飞行一圈的标志是航向传感器输出值相等。

5.1.3 机动飞行法

通过飞机最前端的静压导管和皮托管测量的静压和动压解算出空速,通过200 m以上距离的S形飞行,确定无人机对空速度与对地速度的矢量差,求得空气的流速和流向。Aerosond无人机采用的即是这种方法^[4]。

解析测风法和水平空速归零测风法的飞机飞行方式相同,即都采用了小半径盘旋飞行。不同之处在于前者取飞机飞行一圈的始末点计算风速,后者取连续 N 个点计算风速。解析测风法不用方向传感器,探测设备更加简单,同时也减少了误差来源,但其运算量比较大。这两种方法对飞机控制系统的控制精度要求都较高,实时性也存在问题,不适合长航程和大范围风场的测量。机动飞行法采用机动飞行方式,每个机动过程所需的时间约为10~30 s,风场的分辨率约为300 m,无法进行连续测量。为此,提出一种工程中实用的测风方法——水平飞行测风法。

5.2 水平飞行测风法

5.2.1 解算模型

由图5-1可知,要得到三维风速,除了需要空速值、航速矢量外,还需测量无人机的姿态角和气动角5个参数,即偏航角、俯仰角、滚动角、攻角和侧滑角。通常,由于气流的扰动,攻角和侧滑角的系统误差比较大,且其校正又涉及到空速管与飞机纵向轴线的对准校正、角速率影响的校正、空速管弯曲的校正以及升流和侧流影响的校正,需要测量3个姿态角速率以及空速管在不同加速度载荷下的弯曲率等参数^[5,6]。以上各量的测量需要复杂的系统和解算过程,一方面在一定程度上增加了研制经费和时间,另一方面因测量参数的增加又增加了输入误差源。而且对于多

数工程应用，只需知道水平风场。因此，TF-1 无人机气象探测系统采用的是无人机保持水平飞行状态的风参数解算方法。

当无人机保持水平飞行时，俯仰角、攻角以及侧滑角都很小，对测风精度的影响可以忽略不计^[7]。同时，航速、空速和风速 3 矢量均在水平面内。图 5-2 所示的即为水平面内航速、空速和风速的矢量三角形关系。图中， V_k 是航速； V_a 为空速，当攻角和侧滑角忽略不计时，空速的方向与飞机纵向轴线重合； V_w 是风速； ψ 是偏航角，又称为航向角； χ 是航迹角； δ 是由侧风所造成的偏流角，定义为航向与航迹之间的差角，即从航迹切线至飞机纵轴的夹角，顺时针为正； D_w 是风向角，定义为正北方向至水平风速的夹角，顺时针为正； A 是水平风速矢量 V_w 与水平航速矢量 V_k 的夹角。

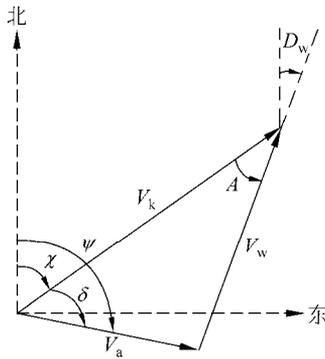


图 5-2 水平面内风速矢量三角形示意图

根据图 5-2 中的边角关系和余弦公式可得风速风向的计算公式为

$$V_w = \sqrt{V_a^2 + V_k^2 - 2V_a V_k \cos \delta} \tag{5-2}$$

$$D_w = \pi + \chi - A \operatorname{sgn} \delta \tag{5-3}$$

式中， D_w 中有 π 这一项，是由于气象上和数学上定义的风差别引起的。其中：

$$\delta = \psi - \chi \tag{5-4}$$

$$\operatorname{sgn} \delta = \begin{cases} +1, & (\delta \geq 0); \\ -1, & (\delta < 0) \end{cases} \tag{5-5}$$

$$A = \arccos [(V_w^2 + V_k^2 - V_a^2) / (2V_w V_k)] \tag{5-6}$$

利用航速 V_k 和航迹角 χ 可得航速的东向分量 u_k 和北向分量 v_k 为

$$\begin{cases} u_k = V_k \sin \chi, \\ v_k = V_k \cos \chi \end{cases} \tag{5-7}$$

因此, 水平风速还可用东向分量 u 和北向分量 v 表示成

$$\begin{cases} u = u_k - V_a \sin \psi, \\ v = v_k - V_a \cos \psi \end{cases} \quad (5-8)$$

则风速也可表示为

$$V_w = \sqrt{u^2 + v^2} \quad (5-9)$$

风向角 D_w 则可表示为

$$D_w = \begin{cases} 0, & (u = 0, v \geq 0); \\ \arctan \frac{u}{v}, & (u > 0, v > 0); \\ 90^\circ, & (u > 0, v = 0); \\ 180^\circ + \arctan \frac{u}{v}, & (v < 0); \\ 270^\circ, & (u < 0, v = 0); \\ 360^\circ + \arctan \frac{u}{v}, & (u < 0, v > 0) \end{cases} \quad (5-10)$$

无人机的航速矢量可由 GPS 接收机直接测量, 姿态角可由角度传感器直接测量, 空速则通过空速管、压力传感器和温度传感器间接测量得到。则风速风向可根据式 (5-2) 和式 (5-3) 解算得到, 也可根据水平风速的两个分量由式 (5-9) 和式 (5-10) 解算得到。可见, 测量水平风速只需要知道航速、空速、偏航角 (或偏流角) 3 个参量, 比测量三维风速减少了 4 个参数。这种测风方法是以无人机保持水平飞行行为前提的, 当飞机机动飞行时, 俯仰角、滚动角、攻角以及侧滑角的影响不能忽略, 用这种方法测量的风速误差较大。机动飞行时的典型特点是滚动角比较大, 因此可以设置一个滚动角门限, 当滚动角超过这一门限时将对应的风场数据剔除, 或者采用适当的数据处理算法用估计值将其替代。

与其他测风方法相比, 该方法具有以下优点^[8]。

1) 与 Aerosonde 按一定航线机动飞行测风相比, 水平飞行安全性好, 风场测量效率高。Aerosonde 机动飞行 300 m 左右才能测量一组风参数, 而应用上述方法测量的风场分辨率只与数据采样频率有关, 分辨率一般可达到 30 m。

2) 与解析测风法和水平空速归零法相比, 该方法测风可得到数值解, 实时性和可靠性好, 能进行长航程和大范围的风场测量。

3) 与三维风场的测量相比, 该方法不需安装攻角和侧滑角等传感器, 所需测量参数少、成本低、校正周期短, 适合工程应用。

4) 与传统的小球测风、风廓线仪测风相比, 一架无人机飞行一次便可测量数百

甚至上千千米范围的风场，甚至可以进入极寒等人类不易到达的地区探空。因此，该方法适合大范围连续风场的测量，实施方便。

5) 与探空火箭测风相比，无人机成本低、灵活机动性好。

5.2.2 误差源分析

由以上讨论可知，风场参数是由航速、平台姿态角、静温、静压、动压等测量参数间接计算得到的。测量这些参数的传感器存在一定的系统误差，测量过程中也存在随机误差，这些误差都将传递给风速和风向。图 5-3 给出了风参数的输入误差源。

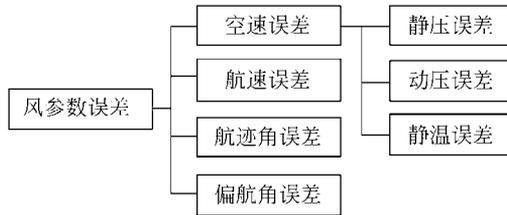


图 5-3 风参数的输入误差源

由图 5-3 可以看出，风参数的输入误差包括航速误差、航迹角误差、偏航角误差、静压误差、动压误差以及静温误差。无人机的航速和航迹角利用 GPS 接收机测量，精度通常比较高。高精度的温度传感器直接测量的是总温，但在无人机的巡航速度较低时，静温与测量的总温近似相等。动压通过测量总压和静压之差得到，而且通常情况下，只要空速管的总压孔位置选择恰当，总压误差非常小，可以忽略不计。因此，就提高测风系统的测量精度而言，静压误差和偏航角误差是风参数测量的主要误差源。

1. 静压误差源分析

无人机上的空速管是一根空气压力信息的探测管，其由空气压力受感器和安装支杆构成，用来探测相对于无人机气流的全压和静压信息，以确定无人机的飞行参数（速度、气压高度、马赫数等），因此，空速管探测空气压力信息的精度直接关系到对这些飞行参数的测量精度。空速误差是风速风向误差的主要来源，而空速误差对动压误差比较敏感。动压是利用差压传感器测量气流的全压和静压之差得到的，静压利用绝压传感器测量气流的静压得到。工程实践表明，空速管对气流全压的测量精度通常较高。静压误差按照误差影响机理的不同，可分位置误差和测量仪器误差两类。仪器误差的来源主要有两个：一是气流在管内传播时摩擦和反射所引起的衰减和滞后，当

飞行高度较低、马赫数较小、加速度较小时，这种误差很小，可以忽略不计；另一个来源是压力传感器自身的误差，包括泄漏误差、滞后误差、温度误差、摩擦误差、加速度误差、震动误差和零漂误差等。泄漏误差主要是由仪表壳体、导管、连接接头的气密性以及管路系统内外压力差所引起的。滞后误差仅在压力变化时产生，当压力恢复平衡后会消失，滞后误差的大小与管路长度、管路总容积、导管直径、导管内表面质量以及管路的弯曲程度有关。仪器误差可以采用压力校准或标定等手段使其达到规定的精度要求。因此对于静压误差，主要考虑静压位置误差。

无人机在空气中飞行，空气因受机体的扰动作用，在其周围形成了一个绕流场，空速管探测到的静压实际上是无人机绕流场中的静压，与空气未被机体扰动的大气静压是不相同的，它们之间的差值即是空速管的静压探测误差。空速管越长，被探测处的空气受机体扰动的程度就越小，则探测到的静压便越接近真实的大气静压。这种随空速管在流场中的位置有关的探测误差称为位置误差（position error）。由此可见，空速管的位置误差就是其静压孔处的扰动压力值。静压位置误差一般用扰动压力系数 C_p 表示

$$C_p = \frac{\Delta P_s}{q_c} = \frac{P_s - P_\infty}{q_c} \quad (5-11)$$

式中， P_s 是空速管探测到的气流静压； P_∞ 是未受扰动的气流静压； $q_c = P_t - P_s$ 是动压，即为总压与静压之差。因为 $\Delta P_s \approx -\Delta q_c$ ，则

$$C_p = \frac{\Delta P_s}{q_c} \approx -\frac{\Delta q_c}{q_c} \quad (5-12)$$

静压位置误差从其形成机理上而言是不可避免的。根据大量已有的分析和试验结果，位置误差的影响因素主要包括无人机的外形、空速管的安装位置、马赫数、攻角、静压装置本身的外形和尺寸等，这些也是测风设备在研制过程中应注意的几个问题^[9, 10]。

1) 无人机的外形。不同外形的无人机对其附近流场的扰动也不同。无人机的头部越尖，机身的最大直径越大，静压误差越小。

2) 空速管在无人机上的安装位置。空速管可以安装在机头，也可以翼尖和垂尾。静压孔应选择在流场扰动最小且近似恒定的位置。静压孔位置的选择除了可通过分析计算确定以外，也可通过风洞吹风和飞行试验确定。对于机头安装方式，位置误差与静压孔距机头的距离成反比，距离越大，误差越小。

3) 马赫数。对于确定外形的无人机和静压管，位置误差主要是马赫数的函数。由于马赫数在 0.1 以内的静压误差实验数据几乎没有，这个范围内静压误差与马赫数的关系尚未明确；当马赫数大于 0.1 时，静压误差随马赫数的增大而增大；马赫数超过 1 以后，误差急剧下降，飞机压力场对静压测量不再有影响，剩余的误差只

是静压装置本身的测量误差。

4) 攻角。随着攻角的增大, 机身外形的影响减小。

5) 皮托—静压管自身的外形。包括管的直径、静压孔在轴向和周向的位置、孔的大小和形状等。

① 静压管直径。静压管的直径不同导致静压孔到飞机纵轴的距离不同, 离头部较近的位置存在静压梯度, 其他位置管的直径对静压误差的影响不大。

② 静压孔在管轴线方向的位置。静压孔到皮托—静压管头部的距离越大, 静压误差越小; 到环状凸缘的距离越大, 静压误差也越小。

③ 静压孔在管周向的位置。实际飞行中, 来流方向通常与皮托—静压管的纵向轴线不平行, 管周围的气流因此而受到扰动。管柱底部的静压误差为正, 上部为负, 离底部 30° 左右的地方误差几乎为零。因此, 设计的静压孔通常沿空速管周向对称分布以便使正负误差相互抵消。

④ 静压孔的大小和形状。静压误差随静压孔的增大而增大。另外, 孔的形状也影响周围的气流, 静压孔的微小变形可能对静压误差产生较大的影响。

除此以外, 还存在由于飞机外形制造公差、静压装置本身的制造公差、静压装置的安装误差以及使用过程中静压装置的变形而引起的静压重复性误差。但当空速管的安装位置和外形确定后, 位置误差主要与马赫数有关, 误差校正的关键就是确定位置误差与马赫数的函数关系。

2. 偏航角误差源分析

TF-1 无人机的偏航角利用电子罗盘进行测量, 其所采用的电子罗盘是一种由微处理器控制的磁通门电子罗盘, 由一个可分离的环状磁通门感受元件和一块小电路板组成。磁通门感受元件是一个环状芯体, 自由地漂浮在惰性液体中以保证感受元件与水平面平行, 缠绕在放置环状芯体和惰性液体的圆柱形外壳上的线圈可提供地球磁场的水平分量, 通过一定的运算法则即可输出较精确的相对于地磁北极的磁方位信息。电子罗盘安装位置的选取至关重要: 首先, 要保证罗盘与平台系统纵向轴线平行并且前向方向相同; 其次, 要选择一个有最小磁干扰的安装位置, 要尽可能地远离铁、钢、磁铁、发动机、电池和其他磁物质, 至少要保持 0.3 m 的距离。

由电子罗盘的测量原理和特点可知, 除了传感器的安装误差、仪器误差和随机测量误差外, 偏航角的误差来源主要有两个: 一是电子罗盘受无人机平台上软硬铁环境的影响带来的测量误差, 即为罗差或自差; 二是磁偏角带来的偏航角误差。

罗差的产生是由于无人机平台上的软硬铁磁场环境对电子罗盘所在位置地磁场的干扰造成的。由软硬铁磁场造成的罗差不容忽略, 有时罗差可达到几十度。因此, 如何降低或消除外界干扰磁场对罗盘输出精度的影响是在工程应用中必须解决的问题。

磁偏角是由于地理北极与地磁场北极不一致造成的。地球磁场跟地球引力场一样，是一个地球物理场。地磁场是一个向量场，所以需要3个独立的分量^[11]，如图5-4所示。O为观测点，ONE为地平面，ON指向地理北极，也即真北方向。 F 为地磁场向量，其模称为地磁场总强度； H 为地磁场向量的水平分量，其指向为磁北方向； Z 为地磁场向量的垂直分量； X 为地磁场向量的北向分量； Y 为地磁场向量的东向分量； I 为磁倾角，是地磁场向量 F 与水平面的夹角； D 为磁偏角，是地磁场水平分量 H 与正北方向的夹角，即为地磁场磁力线在水平面上的投影与地理正北方向之间形成的夹角。在北半球，如果磁力线方向偏向正北方向以东称为东偏，磁偏角为正，偏向正北方向以西称为西偏，磁偏角为负。地磁场随时间和空间变化，从而磁偏角也随时间和空间变化。

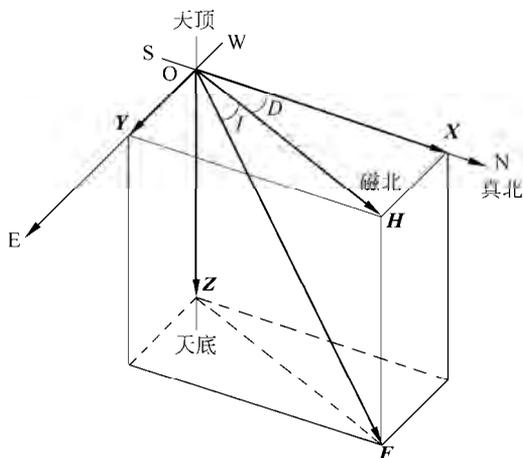


图 5-4 地磁场矢量示意图

电子罗盘安装在无人机平台上，与机体纵向轴线平行并且前向方向相同。电子罗盘测得的方位角实际上是无人机纵轴以磁北方向为基准的磁航向角 ψ_M ，如图5-5所示，这个磁航向角再加上一个“修正量”，才能得到无人机纵轴以真北方向为基准的真航向角，即偏航角 ψ 。这个“修正量”即为上述的磁偏角 D 。在我国领域内，磁偏角大小在 12° 以内^[12]，因此，加入磁偏角修正是必须考虑的问题。

5.2.3 误差影响仿真分析

由5.2.2节分析可知，静压位置误差和偏航角误差从形成机理上而言，是测风系统不可避免的系统误差，必须给予修正。通过仿真研究这些误差对风参数测量的影响，可以为补偿和修正提供理论依据^[13]。

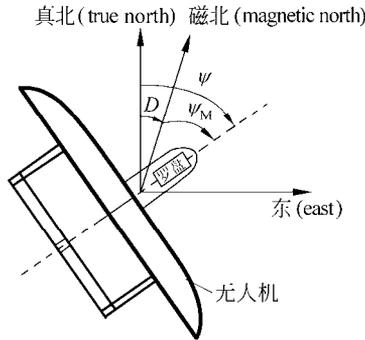


图 5-5 电子罗盘角度测量关系图

1. 误差模型的建立

设间接测量量 y 和直接测量量 x_1, \dots, x_n 满足函数关系

$$y = f(x_1, \dots, x_n) \tag{5-13}$$

则系统误差传递公式为

$$\Delta y = \sum_{i=1}^n \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i = \sum_{i=1}^n D_i \tag{5-14}$$

式中, Δy 为间接测量量的系统误差; $\frac{\partial y}{\partial x_i} (i=1, \dots, n)$ 为误差传递系数; $\Delta x_i (i=1, \dots, n)$

为各直接测量量的系统误差; $D_i = \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i (i=1, \dots, n)$ 为分项误差(局部误差), 即由 x_i 的系统误差引起的 y 系统误差分量。

1) 空速误差模型

将空速的计算公式

$$V_a = \sqrt{\frac{2k}{k-1} RT \left[\left(1 + \frac{q_c}{P_s} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]} \tag{5-15}$$

按幂级数展开得

$$\begin{aligned} V_a &= \sqrt{\frac{2k}{k-1} RT \left[\frac{k-1}{k} \frac{q_c}{P_s} - \frac{1}{2} \frac{k-1}{k^2} \left(\frac{q_c}{P_s} \right)^2 + o \left(\left(\frac{q_c}{P_s} \right)^2 \right) \right]} \\ &= \sqrt{RT \left(2 \frac{q_c}{P_s} - \frac{1}{k} \left(\frac{q_c}{P_s} \right)^2 \right) + o \left(\left(\frac{q_c}{P_s} \right)^2 \right)} \end{aligned} \tag{5-16}$$

式中, $k \approx 1.4$, 为绝热指数, 量纲为 1; R 为气体常数; T 为静温。

当马赫数 (Ma) 小于 0.1 时, 根据柏努利方程可得 $\frac{q_c}{P_s} < 0.0035$, 因此可以忽略二阶小量, 根据下式建立空速误差模型,

$$V_a = \sqrt{2RT \frac{q_c}{P_s}} \quad (5-17)$$

由动压误差、静压误差和静温误差引起的空速局部误差分别为

$$\Delta V_{a1} = \frac{RT}{P_s V_a} \Delta q_c \quad (5-18)$$

$$\Delta V_{a2} = \frac{V_a}{2P_s} \Delta P_s \quad (5-19)$$

$$\Delta V_{a3} = \frac{V_a}{2T} \Delta T \quad (5-20)$$

将式 (5-18) ~ (5-20) 中的误差传递系数取作正值, 同时取动压误差、静压误差和静温误差的绝对值代入式 (5-14), 可得空速的最大绝对误差为

$$\Delta V_a = \frac{RT}{P_s V_a} |\Delta q_c| + \frac{V_a}{2P_s} |\Delta P_s| + \frac{V_a}{2T} |\Delta T| \quad (5-21)$$

为方便起见, 下文中以 Δq_c 、 ΔP_s 和 ΔT 分别表示 $|\Delta q_c|$ 、 $|\Delta P_s|$ 和 $|\Delta T|$ 。

2) 风参数误差模型

由式 (5-2) 可得空速误差、航速误差和偏流角误差引起的风速局部误差分别为

$$\Delta V_{w1} = \frac{V_a - V_k \cos \delta}{V_w} \Delta V_a \quad (5-22)$$

$$\Delta V_{w2} = \frac{V_k - V_a \cos \delta}{V_w} \Delta V_k \quad (5-23)$$

$$\Delta V_{w3} = \frac{V_a V_k \sin \delta}{V_w} \Delta \delta \quad (5-24)$$

式中, $\Delta \delta = \Delta \psi - \Delta \chi$, 航迹角误差通常较小, 可以忽略不计。为计算方便, 可将式 (5-24) 改写为由偏航角误差引起的风速局部误差

$$\Delta V_{w3} = \frac{V_a V_k \sin \delta}{V_w} \Delta \psi \quad (5-25)$$

同样, 将式 (5-22)、式 (5-23) 和式 (5-25) 中的误差传递系数取作正值, 同时取空速误差、航速误差和偏航角误差的绝对值代入式 (5-14), 可得风速的最大绝对误差为

$$\Delta V_w = \frac{|V_a - V_k \cos \delta|}{V_w} |\Delta V_a| + \frac{|V_k - V_a \cos \delta|}{V_w} |\Delta V_k| + \frac{V_a V_k \sin \delta}{V_w} |\Delta \psi| \quad (5-26)$$

同理，根据式 (5-22) ~ (5-24) 可得空速误差、航速误差、航迹角误差和偏航角误差引起的风向局部误差分别为

$$\Delta D_{w1} = -\frac{V_k \sin \delta}{V_w^2} \Delta V_a \quad (5-27)$$

$$\Delta D_{w2} = \frac{V_a \sin \delta}{V_w^2} \Delta V_k \quad (5-28)$$

$$\Delta D_{w3} = \frac{V_k^2 - V_a V_k \cos \delta}{V_w^2} \Delta \chi \quad (5-29)$$

$$\Delta D_{w4} = \frac{V_a^2 - V_a V_k \cos \delta}{V_w^2} \Delta \psi \quad (5-30)$$

同样，航迹角误差通常较小，可以忽略不计。为计算方便，则风向的最大绝对误差为

$$\Delta V_w = \frac{V_k \sin \delta}{V_w^2} |\Delta V_a| + \frac{V_a \sin \delta}{V_w^2} |\Delta V_k| + \frac{|V_a^2 - V_a V_k \cos \delta|}{V_w^2} |\Delta \psi| \quad (5-31)$$

为方便，下文中以 ΔV_a 、 ΔV_k 和 $\Delta \psi$ 分别表示 $|\Delta V_a|$ 、 $|\Delta V_k|$ 和 $|\Delta \psi|$ 。

2. 静压位置误差影响仿真分析

根据国际标准大气假定，气温和气压的垂直分布与实际大气的平均状态接近。重力加速度取常值 9.8062 m/s^2 ，海平面上的气压为 101320 Pa ，气温为 15°C ，对流层高度为 11000 m ，对流层内高度每增加 1000 m 气温降低 6.5°C 。由此可建立大气温度模型为

$$T = T_0 - \frac{6.5}{1000} H \quad (5-32)$$

等温大气的压力模型为

$$P_s = P_0 \exp\left(-\frac{g_0 H}{RT_0}\right) \quad (5-33)$$

式中， P_0 、 T_0 和 g_0 分别是海平面上的静压、静温和重力加速度； H 是海拔高度； T 和 P_s 分别是海拔高度 H 上的静温和静压。

由式 (5-17) 得动压的计算公式为

$$q_c = \frac{P_s}{2RT} V_a^2 \quad (5-34)$$

当无人机以 25 m/s 的速度在测试高度飞行时，由式 (5-32) ~ (5-34) 可得动压约为 347 Pa。根据大量风洞试验和飞行试验数据， ΔP_s 和 q_c 之比通常大于 3%，此处静压误差 ΔP_s 和 Δq_c 取为 10.4 Pa。

温度传感器直接测量的是总温。总温是当压缩空气的速度提高到运动物体的速度时，空气全受阻时的取样温度。静温和总温存在下列关系^[6]

$$T = \frac{T_t}{1 + \frac{k-1}{2} \xi Ma^2} = \frac{T_t}{1 + 0.2 \xi Ma^2} \quad (5-35)$$

式中， T_t 是总温； ξ 是与传感器及其安装有关的恢复因子，且 $0 < \xi < 1$ ，可由飞行试验确定；在飞行速度和测试高度范围内 Ma 小于 0.1。如果静温 T 直接取温度传感器的测量值 T_t ，由式 (5-35) 可知由这种近似引起的误差可忽略不计。温度传感器的精度较高，误差一般小于 0.5°C ，因此取静温误差 $\Delta T = 0.5^\circ\text{C}$ 。

假设无人机以一定的速度在某一测试高度水平飞行，将动压误差、静压误差和静温误差代入式 (5-18) ~ (5-21)，得到如图 5-6 所示的空速误差曲线。

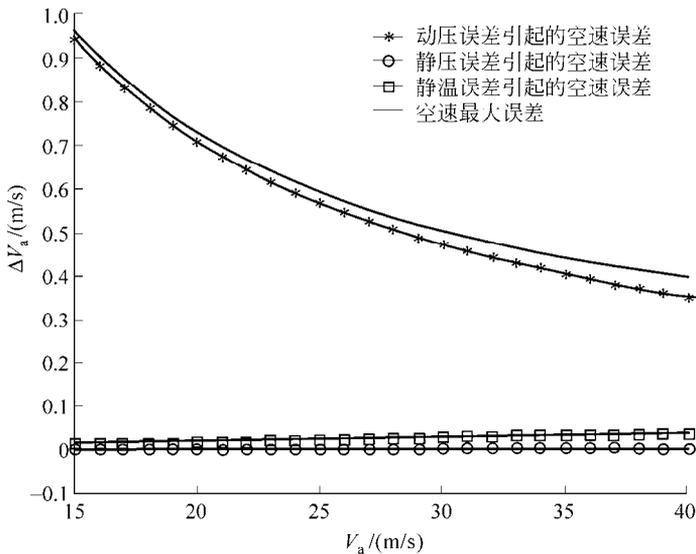


图 5-6 空速最大误差和不同输入误差引起的空速误差

由图 5-6 可知：

1) 动压误差引起的空速误差比静压误差和静温误差引起的空速误差大得多，而且动压误差引起的空速误差随空速的增大而减小，静压误差和静温误差引起的空速误差随空速的增大而增大；

2) 空速最大绝对误差随空速的增大而减小, 因此适当提高无人机的飞行速度是提高空速测量精度的有效途径;

3) 空速误差主要来源于动压误差, 而动压误差的主要来源是静压位置误差, 因此位置误差是空速误差的主要来源, 必须进行校正。

假设无人机以一定的速度水平飞行, 将动压误差、静压误差和静温误差代入式 (5-21), 并根据式 (5-32) 和式 (5-33), 得到如图 5-7 所示的不同测试高度下的空速误差曲线。

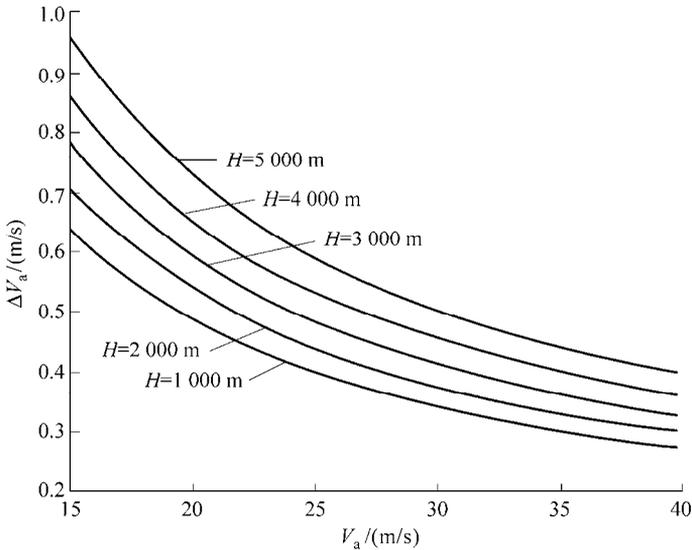
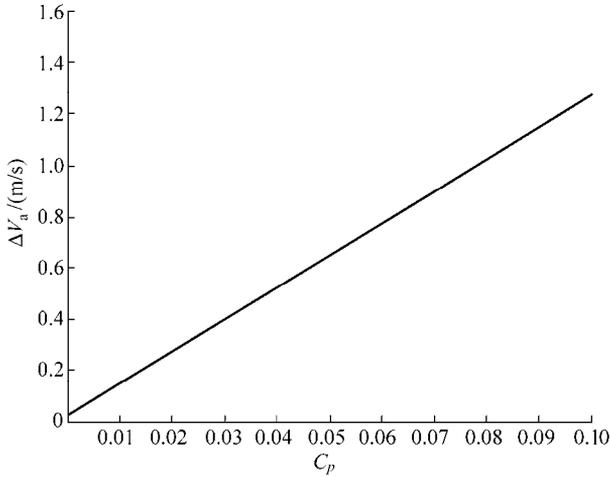


图 5-7 不同测试高度下的空速误差曲线

由图 5-7 可知: 当无人机以相同的空速在测试高度范围内飞行时, 高度越低, 空速误差越小。因此在较低的高度上测风时, 空速精度较高, 风场的精度也较高。

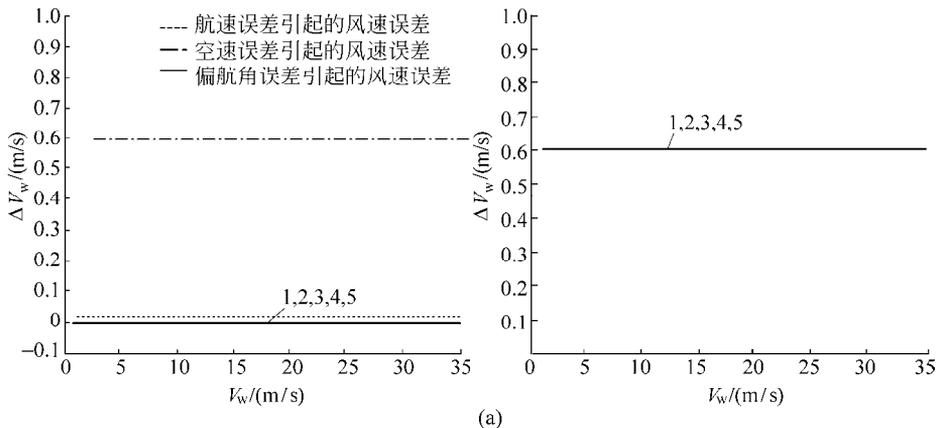
假设无人机在通常的测试高度上以一定的速度水平飞行, 将动压误差、静压误差和静温误差代入式 (5-21), 并根据式 (5-12)、式 (5-32) ~ (5-34), 得到不同扰动压力系数 C_p 下的空速误差曲线, 如图 5-8 所示。

由图 5-8 可知: 空速误差随着静压位置误差扰动压力系数 C_p 的增大而增大。通过控制扰动压力系数 C_p 的大小就可以控制空速在要求的精度范围内。经验表明, C_p 与高度无关。因此通过风洞试验获取 C_p 的特性进行空速补偿是一条有效途径。

图 5-8 不同 C_p 下的空速误差曲线

3. 偏航角误差影响仿真分析

通常航速的测量精度较高，取 $\Delta V_k = 0.02 \text{ m/s}$ 。空速系统校正后，空速的精度一般能达到 0.6 m/s ，因此取 $\Delta V_a = 0.6 \text{ m/s}$ 。假设无人机以一定的速度水平飞行，将航速误差、空速误差和偏航角误差分别代入式 (5-22)、式 (5-23)、式 (5-25) ~ 式 (5-28)、式 (5-30) 和式 (5-31)，当偏流角分别为 0° 、 5° 、 10° 和 15° ，偏航角误差分别为 1° 、 2° 、 3° 、 4° 和 5° 时，得到不同输入误差引起的风速风向误差曲线和风速风向最大绝对误差曲线，如图 5-9 和图 5-10 所示。



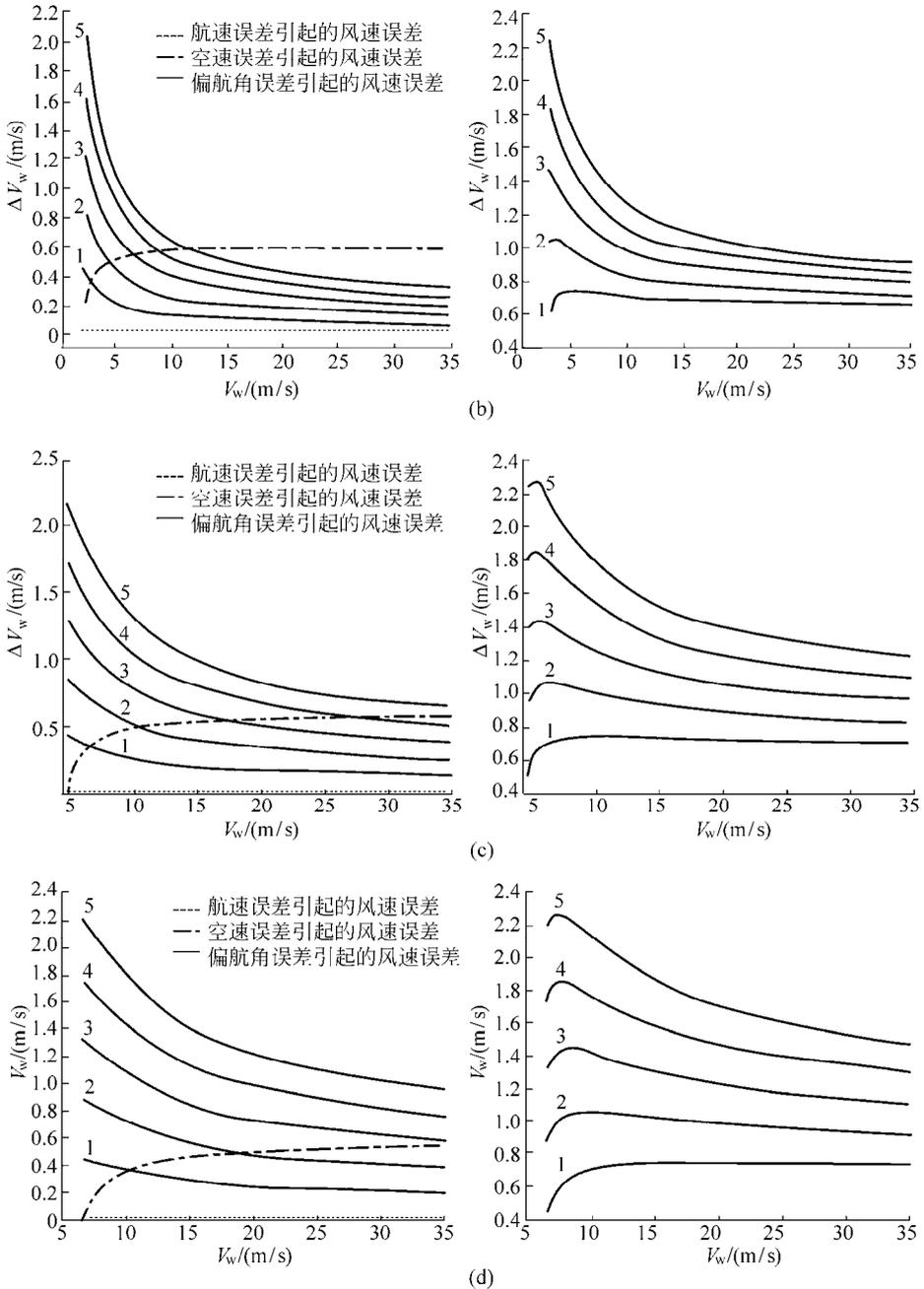
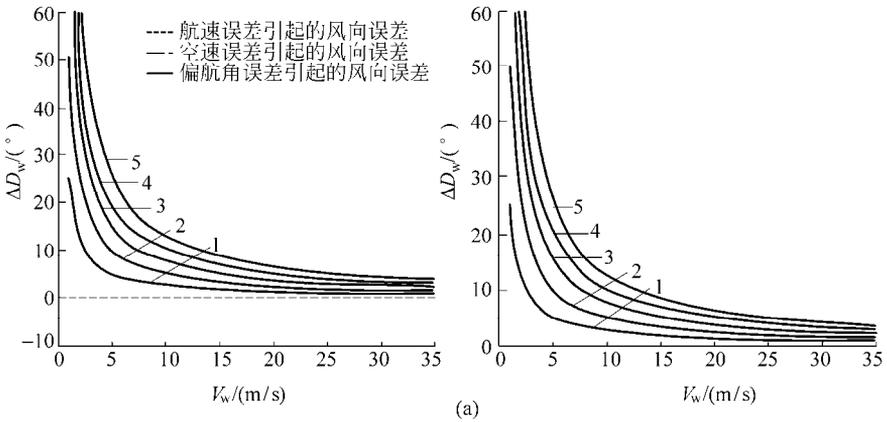
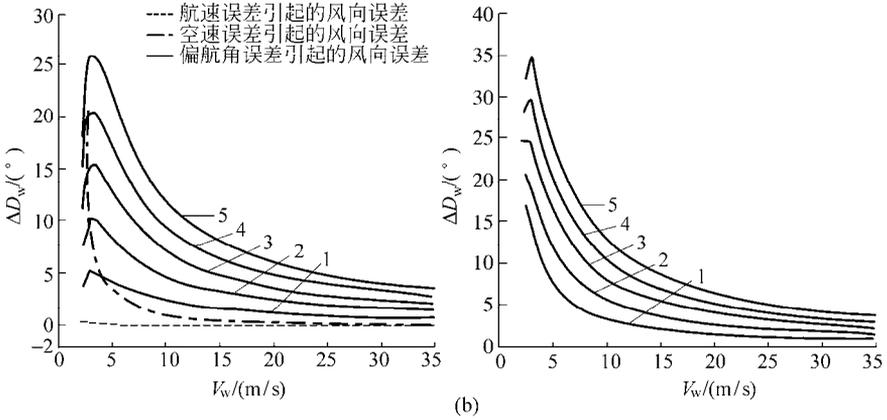


图 5-9 不同输入误差引起的风速误差曲线（左侧）和风速最大绝对误差曲线（右侧）
 (a) $\delta=0^\circ$; (b) $\delta=5^\circ$; (c) $\delta=10^\circ$; (d) $\delta=15^\circ$

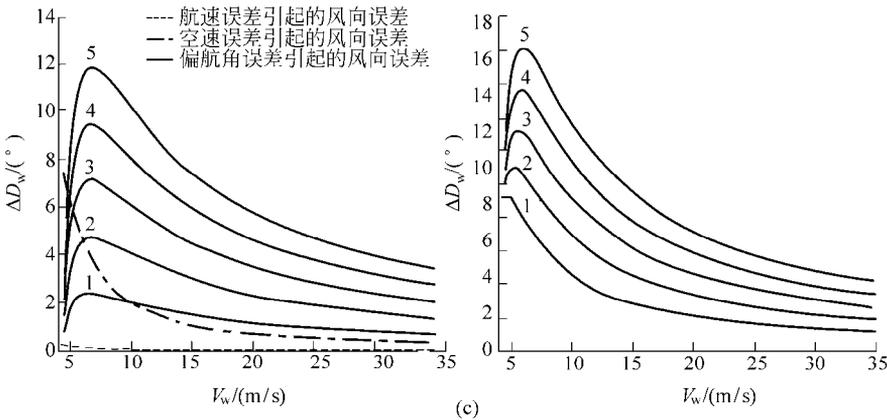
注：曲线 1、2、3、4 和 5 分别表示偏航角误差分别为 1° 、 2° 、 3° 、 4° 和 5° 。



(a)



(b)



(c)

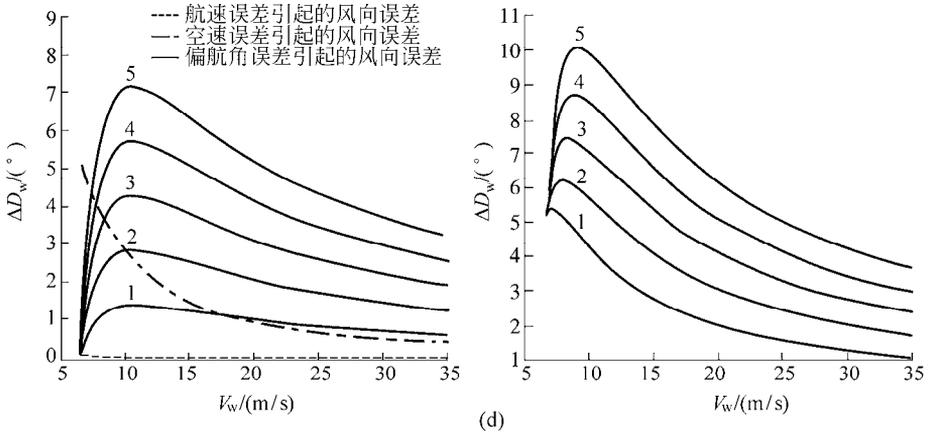


图 5-10 不同输入误差引起的风向误差曲线（左侧）和风向最大绝对误差曲线（右侧）
 (a) $\delta=0^\circ$; (b) $\delta=5^\circ$; (c) $\delta=10^\circ$; (d) $\delta=15^\circ$
 注：曲线 1、2、3、4 和 5 分别表示偏航角误差分别为 1° 、 2° 、 3° 、 4° 和 5° 。

由图 5-9 得到以下结论。

1) 当偏流角为零时，偏航角误差引起的风速误差为零。说明当无人机顺风或逆风飞行时，风速精度主要取决于空速测量系统的精度。

2) 当偏流角不为零时，空速误差和偏航角误差引起的风速误差比航速误差引起的风速误差大得多。因此，风速误差主要是由空速误差和偏航角误差引起的。

3) 空速误差引起的风速误差随风速的增大而增大，但趋近于某一极限值；偏航角误差引起的风速误差随风速的增大而减小，也趋近于某一极限值。

4) 空速误差引起的风速误差受偏流角大小的影响较小；而偏航角误差引起的风速误差受偏流角大小的影响较大，偏流角越大，相同的偏航角误差引起的风速误差越大。

5) 当偏流角不为零但比较小时，风速误差有一最大值，之后迅速减小并趋近于某一极限值。而且偏航角误差越大，减小的速度越快。

6) 当偏流角不为零但比较大时，当偏航角误差小于某值时，风速误差随风速的增大而迅速增大并趋近于某一极限值；当偏航角误差大于此值时，风速误差有一最大值，之后迅速减小并趋近于某一极限值。而且偏航角误差越大，减小的速度越快。

由图 5-10 得到以下结论。

1) 风向误差主要取决于偏航角误差引起的风向误差。

2) 空速误差引起的风向误差随风速的增大而迅速减小，但趋近于某一极限值；航速误差引起的风向误差较小，可忽略不计；偏航角误差引起的风向误差有一最大值，之后迅速减小并趋近于某一极限值。

3) 空速误差引起的风向误差受偏流角大小的影响较小;而偏航角误差引起的风向误差受偏流角大小的影响较大,偏流角越大,相同的偏航角误差引起的风向误差越小。

4) 当偏流角不为零时,当偏航角误差小于某值时,风向误差随风速的增大而迅速减小并趋近于某一极限值;当偏航角误差大于此值时,风向误差有一最大值,之后迅速减小并趋近于某一极限值。

5.2.4 误差校正

1. 静压位置误差校正

静压的测量精度主要取决于位置误差大小,位置误差不可避免,必须对其进行补偿和校正。如何提高对气流静压的探测精度一直是备受关注的问题。比较典型的静压位置误差校正方法有以下几种。

1) 拖曳锥(trailing cone)法^[14, 15]。即在飞机尾部用绳索拖曳一个锥形的精度较高的压力传感器,当绳索足够长时该传感器周围的气流几乎不受机身的扰动,可以将它测得的压力视为真实的大气静压,作为校正的基准。拖曳锥测量的静压精度比较高,经其校准后静压误差一般在 20 Pa 以内。但拖曳锥法要求飞机质量必须达到 6.8~7.7 t,速度大于 70 m/s,不适合微小型无人机。

2) 飞越高塔(tower flyby)法^[14]。使飞机绕一个周围比较空旷的高塔匀速水平飞行,依据流体静力学方程,只需测量高塔处的静温和静压以及飞机相对于塔的高度即可推算出飞机处的大气压力,用来校正飞机上的静压装置。当飞机以不同的速度多次绕塔飞行,即可得到静压误差随马赫数变化的校正曲线。该方法是除拖拽锥法以外校正精度较高的一种方法,但一次飞行只能获取少量的校正数据。高塔处的静压和静温通常能够较准确的测量,该方法的校正精度主要取决于飞机与塔相对高度的精度,因此对测高的精度要求较高。

3) 雷达跟踪(radar tracking)法^[13]。该方法的校正原理与飞越高塔法相同,不同的是可以以地面上任意一个不受干扰的点作为压力推算的起始点,直接利用雷达测量飞机相对于地面参考点的高度,飞机可以在需要校正的马赫数内加减速飞行一次即可完成校正。该方法的校正精度除了受测高误差的影响以外,水平压力梯度通常也不可忽视。

4) 步测机(pacer aircraft)法^[14]。使需要校准的飞机与一架已校准的飞机并排飞行一定范围的马赫数,直接比较二者的测量值即可校准。该方法实施简单,但校准后精度不会优于步测机的精度。且并排飞行时,两架飞机对气流的干扰比较严重。

5) 速度航线(speed course)法^[16]。使飞机按照给定的直线以相同的空速往返

匀速水平飞行，根据风速、航速和空速的矢量三角形关系，往返航速的均值就等于飞行的空速。这种利用航速计算的空速即可用来校正通过静压等参数计算的空速，也即校正了静压。显然，在有风的情况下使飞机按照给定的直线匀速水平飞行，并且往返保持相同的空速，对飞机控制系统的性能要求较高。

6) 状态重构 (state reconstruction) 法^[17]。该方法综合考虑飞机测量的气象参数、探空气球测量的大气数据、气象图以及飞机的状态参数 (位置、速度和姿态)，运用卡尔曼滤波算法估计每个时刻的静压。由于考虑了测量噪声，该方法能够将仪器误差与静压位置误差分离，有效提高校准精度，这是前面几种方法都无法做到的。但状态方程中系统噪声的统计特性通常难以确定，给其工程应用带来了一定的难度。

7) 理论计算法^[18,19]。理论计算法是在一定的假设条件下，把复杂的位置误差计算问题归结为计算旋成体顺流扰动的压力场，得出较精确的机头空速管位置误差，从而达到消除位置误差的目的。但理论的计算值并不是实际值，理论计算值可作为应用的初始给定值，应用的效果如何，还必须进行试飞加以检验。如满足要求，初始给定值是合适的，否则就需要调整，再次试飞检验，直到合格为止。这就增加了工程应用的复杂性。

8) 风洞吹风试验法^[20,21]。风洞技术的不断提高，为准确测定机身周围流场的压力系数提供了可靠的手段。其方法是将选定的空速管和机头模型，在风洞内作吹风试验，得出不同马赫数及攻角时静压源误差的变化规律。但风洞吹风试验获取的静压源误差曲线，是通过一定比例缩小的模型吹风获得的，与飞机的真实情况有差异，需通过多次反复试飞验证。但 TF-1 无人机气象探测系统所使用的小型无人机机身长仅为 1 000 mm，机身最大直径仅为 210 mm，如果风洞选择合适，可以直接对空速管和机身进行吹风试验，从而获取较精确的静压位置误差特性，实施方便，便于数据采集，是进行静压位置误差校正的首选方法。

根据 TF-1 无人机的结构特点和应用要求，选取单回流式极低速标准气象风洞进行试验。此风洞可提供 0~60 m/s 的标准风速，风洞试验段的横截面形状为正方形，横截面大小为 0.8 m×0.8 m，且其流场品质满足《高速风洞和低速风洞流场品质规范 (GJB1199—91)》的要求。其工作流程如图 5-11 所示。风洞的风速可直接通过控制台的终端应用程序进行调整，控制台发出的风速调整指令通过控制柜调节电动机转

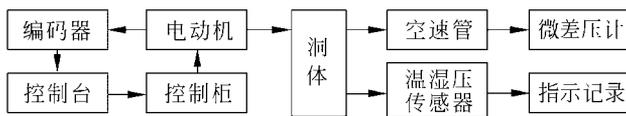


图 5-11 风洞工作流程图

速，同时电动机的转速信息通过编码器反馈到控制台，从而可观测电动机的实际转速便于进一步调整风速。标准空速管安装在风洞试验段，输出端与微差压计相连，可测量试验段的气流动压。温湿压传感器测量试验段的温度、湿度和气压。进行风洞试验时，模型在风洞中的位置应以位于试验段流场均匀区为原则，同时模型及支架的最大迎风面积与风洞试验段横截面面积之比应不大于 25%。

TF-1 无人机机头、支架及附件的最大迎风面积与风洞试验段横截面面积之比小于 10%，满足风洞对模型大小的要求。无人机机头通过腹部支杆支撑在试验段底壁，并将数据线引出与计算机相连，可实时记录无人机空速管测量的静压、动压及空速。为了提高校正精度，空速管静压孔的位置与标准空速管静压孔的位置要尽量在同一截面内。图 5-12 所示为风洞试验安装示意图，图 5-13 所示为风洞试验照片。

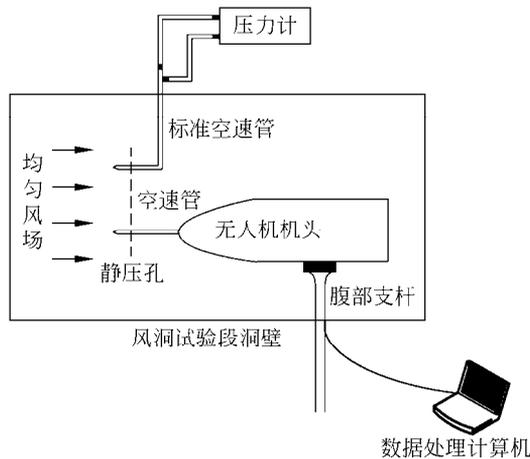


图 5-12 风洞试验安装示意图（侧视图）

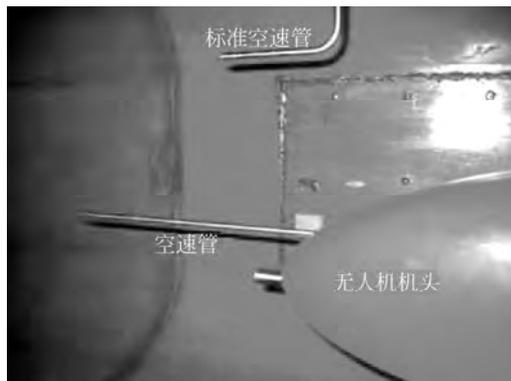


图 5-13 风洞试验照片

当无人机没有安装攻角和侧滑角传感器时，一般根据常用的飞机攻角和侧滑角的扰动压力系数对各种攻角和侧滑角下测量的静压位置误差进行修正。无人机保持水平飞行时，攻角和侧滑角较小。因此可以利用零攻角和零侧滑角的扰动压力系数补偿各种攻角和侧滑角下测量的位置误差。即吹风试验时，无人机机头的中心轴线应与气流方向一致。

亚音速时，马赫数、动压和静压的关系遵循柏努利方程

$$Ma = \sqrt{\frac{2}{k-1} \left[\left(1 + \frac{q_c}{P_s} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]} \quad (5-36)$$

控制风洞风速的大小，将标准空速管测量的动压以及无人机空速管测量的动压代入式(5-12)即可得到扰动压力系数 C_p ，将无人机空速管测量的静压和动压代入式(5-36)即可得到马赫数 Ma ，从而可以测出不同 Ma 对应的位置误差，得到位置误差校正函数。图 5-14 和图 5-15 给出了位置误差风洞试验结果和经过校正后的位置误差。由图 5-15 可知，用零攻角和零侧滑角的扰动压力系数补偿位置误差时，当 $\alpha = 0^\circ$ ， $\beta = 0^\circ$ 时，原位置误差最大为 0.078，校正后位置误差最大为 0.001；当 $\alpha = 0^\circ$ ， $\beta = 10^\circ$ 时，原位置误差最大为 0.055，校正后位置误差最大为 0.024；当 $\alpha = 6^\circ$ ， $\beta = 0^\circ$ 时，原位置误差最大为 0.065，校正后位置误差最大为 0.022。用常用攻角和侧滑角的扰动压力系数进行位置误差补偿，虽然在非常用角度时仍然会有误差，但其数值比未补偿前已大大减小。

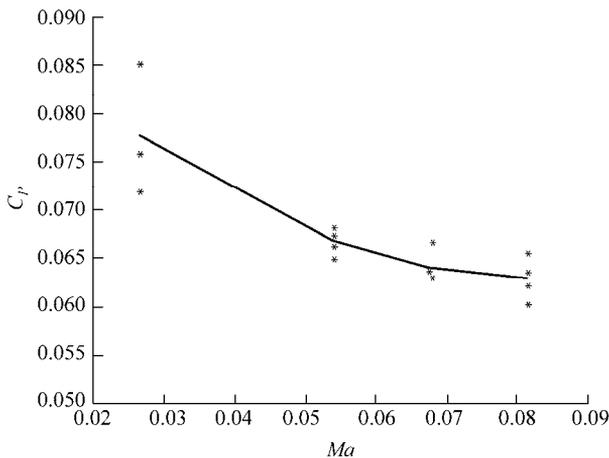


图 5-14 位置误差的风洞试验曲线

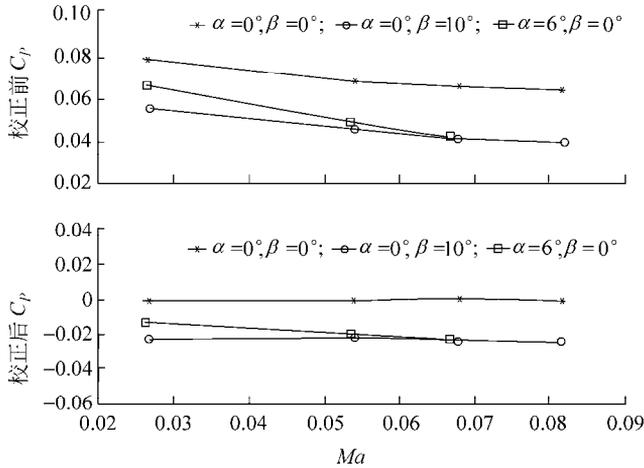


图 5-15 校正前后的位置误差对比

2. 偏航角误差校正

如前所述，除了角度传感器的安装误差和仪器误差外，偏航角误差主要来自罗差和磁偏角。这两种误差的形成机理不同，应分别进行补偿和修正。

1) 罗差补偿

TF-1 无人机平台上的铁磁介质对地磁场的干扰会使电子罗盘所在位置的磁场发生变化，从而产生罗差。罗差不容忽略，为此，电子罗盘提供了自动校准功能。其自动校准功能可以利用电子罗盘专用软件包中的应用程序完成，也可以通过计算机串口向电子罗盘发送命令，然后根据提示进行相关操作来完成。它提供了 3 种校准方法：八点校准法、三点校准法和圆校准法。这 3 种方法的前提都是罗盘要安装在载体上，并且罗盘要处于水平状态（在其倾斜角容限范围内），远离可能的磁干扰。

八点校准法：选取任一航向作为起点，然后在航向角 360° 范围内，根据程序的提示将罗盘逐次定位到角距为 45° 的 8 个点，定位偏差可以在 $\pm 15^\circ$ 之内。当校准完成时，程序将显示积分值 (score) 和磁环境数 (magnetic environment count)。积分值表示校准过程的质量，它是一个从 0 到 9 范围内的整数，表 4-1 给出了积分值与罗盘校准后的精度对应关系。磁环境数表示磁环境质量的优劣，它也是一个从 0 到 9 范围内的整数，0 表示磁环境质量最差，9 表示磁环境质量最优。如果此数小于 5，就需要调整罗盘的安装位置。

三点校准法：采用三点校准法校准时，需要有一个精确的外部参考航向。选取任一航向作为起点，在航向角 360° 范围内，根据程序的提示将罗盘逐次定位到

表 5-1 积分值与罗盘校准后的精度对应关系

积分值	罗盘校准后的精度	积分值	罗盘校准后的精度
9	±0.5° 或优于 ±0.5°	4	±16° 或优于 ±16°
8	±1° 或优于 ±1°	3	±32° 或优于 ±32°
7	±2° 或优于 ±2°	2	±64° 或优于 ±64°
6	±4° 或优于 ±4°	1	±128° 或优于 ±128°
5	±8° 或优于 ±8°	0	±256° 或优于 ±256°

角距为 120° 的 3 个点，定位偏差在 ±10° 之内即可。当罗盘定位到每一点时，需输入从外部参考源读出的精确航向。三点校准后的罗盘精度完全依赖 3 个参考方向的精度。

圆校准法：采用圆校准法校准时，应至少花费一到两分钟的时间缓慢连续旋转载体一周。罗盘内部单元收集到足够的数据后自动计算校准系数。当校准完成后，程序也将显示积分值 (score) 和磁环境数 (magnetic environment count)。这两个指数的意义与八点校准法相同。

以上 3 种方法的最佳校准结果可使罗盘精度达到 ±0.5° (在倾斜角容限范围内)。八点校准法的操作比较方便，并可根据积分值和磁环境数判断校准和磁环境的质量；三点校准法的操作也比较方便，只需将罗盘定位到 3 个航向，但校准后的精度完全依靠外部参考航向，这对外部参考源提出了更高的精度要求；圆校准法虽然也可判断校准和磁环境的质量，但对操作过程要求高。因此，根据 TF-1 无人机平台系统的特点，选用八点校准法进行罗盘的自动校准。

但当八点校准法的积分值小于或等于 7 时，需重新校准罗盘以达到偏航角的精度要求。如果经过多次校准，积分值仍然不能满足系统要求时，先用另一罗盘替换此罗盘进行校准，以确认罗盘是否出现故障；如果替换罗盘后，仍出现上述现象，而且罗盘的安装位置又无法更改时，需人工进行罗差补偿，以提高偏航角的测量精度。下面讨论罗差补偿方法。

综合载体上的干扰磁场，存在罗差方程^[22]：

$$\Delta\psi = A + B\sin\psi_C + C\cos\psi_C + D\sin(2\psi_C) + E\cos(2\psi_C) \quad (5-37)$$

$$\psi_M = \psi_C + \Delta\psi \quad (5-38)$$

式中， ψ_M 为载体的实际磁航向； ψ_C 为罗盘输出的航向值； $\Delta\psi$ 为罗差； A ， B ， C ， D ， E 为罗差补偿系数； A 为圆周罗差，由软铁磁场产生； $B\sin\psi_C + C\cos\psi_C$ 为半圆罗差，主要由硬铁磁场产生； $D\sin(2\psi_C) + E\cos(2\psi_C)$ 为象限罗差，由软铁磁场产生。另外，罗盘的安装误差可归于圆周罗差中。

由罗差原理分析及罗差方程式(5-37)可知,进行磁航向补偿要针对具体的系统环境测出罗差公式中的误差补偿系数 A, B, C, D, E 。补偿步骤如下。

STEP 1 将待校准罗盘安装在无人机上,然后将无人机机体固定在特制的旋转装置上(此装置不含有任何铁磁材料),并使无人机的姿态处于水平状态,以保证罗盘的姿态在倾斜角容限范围内。将作为外部参考源的独立罗盘也安装在旋转装置上,初始指向需与待校准罗盘相同,与无人机机体需保持至少 0.3 m 的距离,并进行自动校准以消除或减小机体的磁干扰。另外,整个系统要尽量远离可能的磁干扰。

STEP 2 采用八位置误差测量方法。通过 RS 232 接口将两个罗盘分别与计算机相连,在航向角 360° 范围内,取角距相同的 8 个实验点进行磁航向误差测试,以获得 8 组数据。

STEP 3 利用最小二乘拟和估计方法求解罗差补偿系数 A, B, C, D, E ,得到罗差补偿系数后,便可由式(5-38)进行磁航向补偿计算,得到较精确的磁航向角。

按照上述步骤进行了多次罗差补偿试验。图 5-16 为某次罗差补偿试验结果,未经补偿的磁航向误差可达 10° ,补偿后的磁航向误差为 1.1° ,误差降幅达 89%。这种罗差补偿方法具有很好的工程应用性和针对性,操作过程也比较简单,且可离线计算和实时计算。

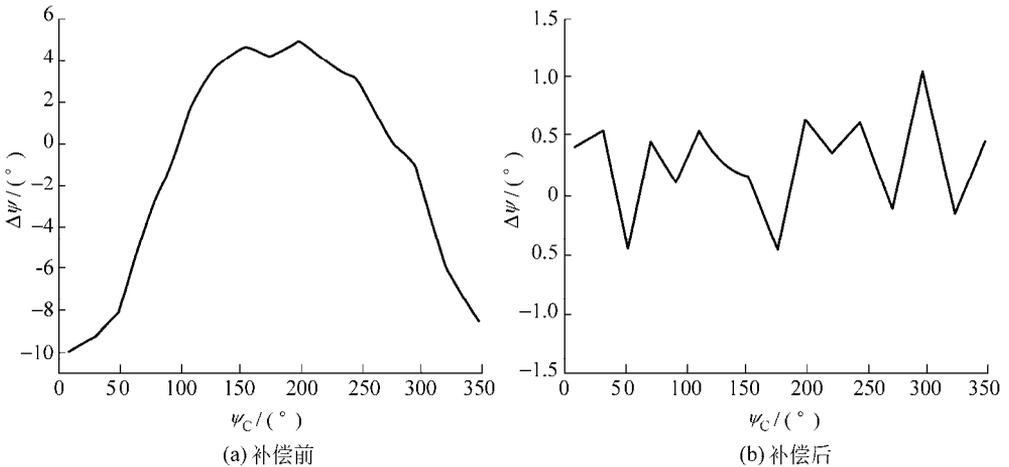


图 5-16 补偿前后的罗差对比

2) 磁偏角修正

如前所述,电子罗盘的测量值(即磁航向)与无人机所处位置处的磁偏角之和即是无人机的偏航角。磁偏角是时间和空间的函数。因此,磁偏角修正的根本就是根据时间和无人机的空间位置实时加入磁偏角修正值。

磁偏角模型和磁偏角地磁图是描述磁偏角时空变化规律的两种方法，也是航空、航海、定向等重大理论问题和实际应用问题的基本资料。目前，世界上已经建立了 200 多个固定的地磁观测台站，还有上千个流动观测设备昼夜不停地对地球磁场进行观测，不断获取地球磁场数据。国际地磁学与高空大气物理学协会（International Association for Geomagnetism and Aeronomy, IAGA）对这些数据进行综合分析，从 1968 年以来每 5 年提出一个国际地磁参考场（international geomagnetic reference field, IGRF）。世界各国也根据这些数据建立了全球或区域地磁场模型，并定期出版世界或国家地磁图^[23,24]。地磁场模型和地磁图能够全面描述地磁场，具有权威性。我国学者已经给出了 1950—2000 年中 6 个年代的中国地磁参考场模型^[25]，每 10 年向外发布一次中国地磁图。

通过磁偏角地磁图确定某地的磁偏角可以减少人工实地测量的繁杂性，降低成本，提高工作效率，是较理想的磁偏角确定方法。为满足实时查取的要求，可通过人工查取地磁图采集数据建立数据库^[26]，但这种方法过程较繁琐，需要读取大量的点值，有时还存在查取错误。因此，我们根据某磁偏角的球冠谐模型等值线图建立了基于二维拉格朗日插值多项式的磁偏角数学模型，以自动计算磁偏角^[27]。

图 5-17 所示的为某磁偏角的球冠谐模型等值线图，比例尺为 1:600 万。地图采用的是双标准纬线等角圆锥投影，中央经线为东经 106°，标准纬线为北纬 25°和北纬 45°。此图是根据全国 1 119 个地磁测点通化数据、34 个国内地磁台和 3 个国外

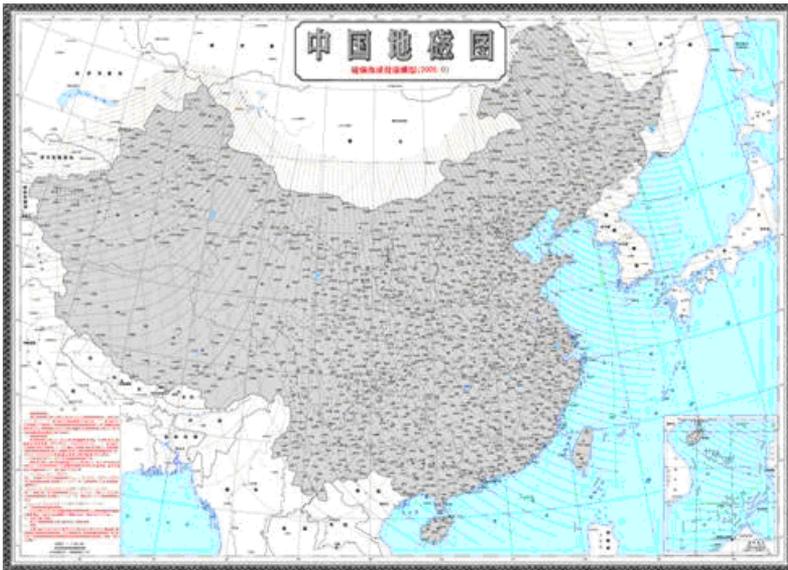


图 5-17 磁偏角的球冠谐模型等值线图

地磁台观测数据建立的。磁偏角地磁图由磁偏角等值线和磁偏角等变线组成，它表示地磁图测制时刻地面点的磁偏角以及以后此点磁偏角的长期变化即年变率情况。如果能够对图中磁偏角等值线和等变线进行数学建模，则可以方便快速地计算出地球表面上任意一点任意时刻的磁偏角。

以地磁图中任意一个经纬格网为研究对象，可以把经纬格网近似看作为矩形。这样就可以以矩形内任意一点为坐标原点建立直角坐标系，利用拉格朗日插值多项式进行建模。为了计算方便，这里以经纬格网的左下角顶点为坐标原点，沿纬线和经线的增长方向为直角坐标系的横坐标和纵坐标，如图 5-18 所示。在此坐标系下，读取每个经纬格网上数点的经纬度和磁偏角值，利用二维拉格朗日插值多项式建立数学模型即可得到此经纬格网上任意一点在地磁图测制时刻的磁偏角。

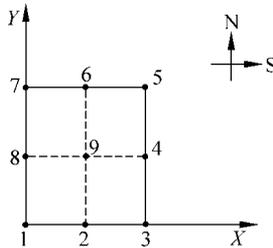


图 5-18 直角坐标系的建立

为了读取方便，读取经纬格网上 9 个点（如图 5-18 所示）的地理坐标和磁偏角值。同样，对于磁偏角年变率也可以采用同样的方法建立年变率数学模型，但因为磁偏角年变率比较缓慢，从表 5-2 可以看出，利用这 9 个点的磁偏角年变率均值作为整个经纬格网覆盖地区的年变率即可。这样，对我国境内或所关注地区的每一经纬格网建立了磁偏角数学模型及其年变率模型后，就可以利用下式自动计算地面某点 (φ, λ) 计算时刻的磁偏角：

$$D_t(\varphi, \lambda) = D_0(\varphi, \lambda) + \dot{D}(\varphi, \lambda) \cdot (t - t_0) \quad (5-39)$$

式中， φ 、 λ 为地面点的经度和纬度； $D_t(\varphi, \lambda)$ 为地面点 (φ, λ) 计算时刻的磁偏角； $D_0(\varphi, \lambda)$ 为地磁图测制时刻该点的磁偏角； $\dot{D}(\varphi, \lambda)$ 为地磁图测制后该点处的磁偏角年变率； t 为计算时刻； t_0 为地磁图测绘时刻。

在建立模型之前，需要根据所关注区域覆盖的每一经纬格网进行磁偏角及其年变率的数字采集。目前有 3 种数据采集方法^[23]：人工直读法、数字化仪法和扫描数字化法。上述模型建立方法所采集的数据点相对较少，可直接采用人工直读法，这样无需考虑地磁图的投影方式，也降低了采集成本，当纸质地图有磨损时，人工直读法的精度和效率都比较高。

表 5-2 某地区部分经纬格网的磁偏角年变率

经纬格网 编号	磁偏角年变率/(°)									平均 值/(°)	均方 差/(°)
	点 1	点 2	点 3	点 4	点 5	点 6	点 7	点 8	点 9		
1	-3.92	-4.78	-5.58	-6.16	-6.82	-6.03	-5.07	-4.50	-5.40	-5.4	0.90
2	-5.58	-6.25	-6.78	-7.27	-7.85	-7.44	-6.82	-6.16	-6.83	-6.6	0.70
3	-6.78	-7.12	-7.26	-7.58	-8.00	-8.00	-7.85	-7.27	-7.53	-7.2	0.42
4	-7.26	-7.18	-6.94	-7.19	-7.50	-7.75	-8.00	-7.58	-7.45	-7.5	0.32
5	-6.94	-6.65	-6.30	-6.43	-6.50	-7.00	-7.50	-7.19	-6.85	-6.6	0.39

在程序实现时，对于采集的数据需采用合适的数据结构进行组织。我们对每一经纬格网加以编号，用矩阵存储数据，如图 5-19 所示。第一组矩阵存储每一经纬格网的左下角点 1 和右上角点 5 的地理坐标，用于判断所计算地面点的格网编号；第二组矩阵存储每一经纬格网中按一定顺序排列的九个点在测制时刻的磁偏角，作为二维拉格朗日插值的节点；第三组矩阵存储每一经纬格网的磁偏角年变率，此年变率是格网中 9 个点年变率的平均值。在这些数据矩阵建立之后，就可以根据地面某点的经纬度查询地理坐标矩阵而获取经纬格网编号，从而获取磁偏角矩阵和年变率矩阵中相应的数值，最终获取此点计算时刻的磁偏角。值得注意的是，地磁场是不断缓慢变化的，中国地磁图会定期出版，因此为了保证磁偏角计算的准确性，相应的数据矩阵须随之更新。

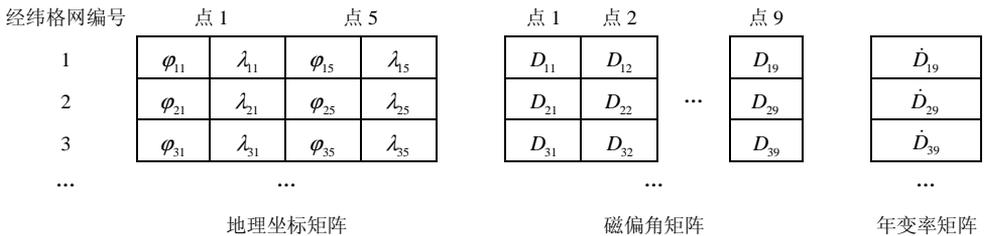


图 5-19 数据矩阵

磁偏角地磁图是根据众多地磁测点和地磁台站的大量观测数据绘制的，精度较高。IAGA 所建立的地磁模型 IGRF 的精度是 $\pm 30'$ ，美国建立的世界地磁模型 (world magnetic model, WMM) 的精度优于 $\pm 30'$ ，我国地磁图的精度也在这个水平^[23]。我们根据任务需要对我国境内某地区划分成 10 个经纬格网进行了数据采集，建立了相应的磁偏角数学模型，可解算得到磁偏角。图 5-20 给出的是某些地点的磁偏角解算值与地磁图中读取值比较的偏差曲线。

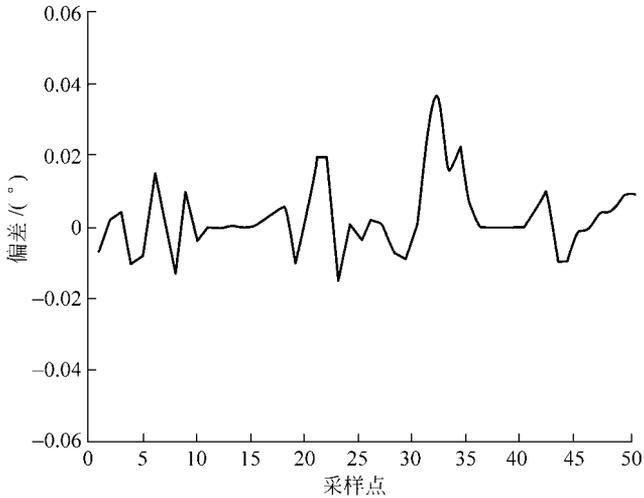


图 5-20 地磁图数据与模型解算值的偏差曲线

由图 5-20 可知,磁偏角数学模型的解算值与地磁图中的数据差值最大不超过 0.04° 。磁偏角地磁图的分辨率为 0.17° ,考虑到读取误差 0.085° 和地磁图本身的精度 0.5° ,可得到此模型的综合精度为 0.63° ,具有较好的精度。实践证明,磁偏角数学模型结构简单,便于实时解算和更新维护,是进行磁偏角修正行之有效的方法。

5.3 风场数据处理方法

在长时间、大范围的风场测量过程中,无人机可能遇到随机风,传感器和数据传输也可能出现偏差和误码,这些都可能造成测量数据中包含某些较大错误的观测值,工程中常称为异常值或野值。它们或者在量级上与正常观测值相差很大,或者虽然量级上没有显著差别,但其误差超过了该传感器的正常误差范围。另一方面,风是一种大范围分布的空气运动,其不稳定性和随机性较大,可能造成测量中的随机误差也比较大。因此,适合工程应用的高精度风场数据处理方法是无人机测风中一项极重要的研究内容,对提高测风精度具有重要意义。

本节针对风场的不稳定性、较大的随机误差以及可能出现的野值,建立了一个阶次较低的线性风场模型,通过设置连续野值个数门限,将 Sage-Husa 自适应滤波算法、抗野值算法以及强跟踪滤波算法合理融合在一起,提出了一种抗野值抑制发散的自适应滤波算法。通过飞行试验的验证,该方法具有一定的抗野能力和滤波精度。针对还存在的一些不足,本节探索建立了风参数的一阶时变自回归状态空间模型,运用粒子滤波算法进行风速估计,并利用模拟数据和试验数据对其进行分析验证。

5.3.1 自适应滤波算法

1. 简化的 Sage-Husa 自适应滤波算法

Sage-Husa 自适应滤波算法通过时变噪声统计估值器, 根据测量值及滤波值在线估计系统噪声和测量噪声的统计特性, 实时跟踪噪声的变化, 修正滤波器的参数, 以达到降低模型误差、抑制滤波发散、提高滤波精度的目的。

设线性离散系统的数学模型如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k &= \Phi_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_{k-1}, \\ \mathbf{Z}_k &= \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \end{aligned} \quad (5-40)$$

式中, \mathbf{X}_k 为被估计的状态变量; \mathbf{Z}_k 为测量向量; $\Phi_{k,k-1}$ 为状态转移矩阵; \mathbf{H}_k 为测量矩阵; \mathbf{W}_{k-1} 和 \mathbf{V}_k 为互不相关的带时变均值的白噪声序列, 其均值和方差分别为: $E[\mathbf{W}_i] = \mathbf{q}_i$, $\text{cov}[\mathbf{W}_i, \mathbf{W}_j] = \mathbf{Q}_i \delta_{i,j}$, $E[\mathbf{V}_i] = \mathbf{r}_i$, $\text{cov}[\mathbf{V}_i, \mathbf{V}_j] = \mathbf{R}_i \delta_{i,j}$, $\text{cov}[\mathbf{W}_i, \mathbf{V}_i] = \mathbf{0}$, 其中, $\delta_{i,j}$ 为 Kronecker 函数, E 表示数学期望。

针对此线性系统的 Sage-Husa 自适应滤波算法可描述为:

$$\hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1} + \hat{\mathbf{q}}_{k-1} \quad (5-41)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \Phi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T + \hat{\mathbf{Q}}_{k-1} \quad (5-42)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} - \hat{\mathbf{r}}_{k-1} \quad (5-43)$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \hat{\mathbf{R}}_k]^{-1} \quad (5-44)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k \quad (5-45)$$

$$\mathbf{P}_k = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k] \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (5-46)$$

式中, $\hat{\mathbf{q}}_k$, $\hat{\mathbf{Q}}_k$, $\hat{\mathbf{r}}_k$, $\hat{\mathbf{R}}_k$ 由时变噪声统计估值器递推获得:

$$\hat{\mathbf{q}}_k = (1-d_k) \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + d_k (\hat{\mathbf{X}}_k - \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1}) \quad (5-47)$$

$$\hat{\mathbf{Q}}_k = (1-d_k) \hat{\mathbf{Q}}_{k-1} + d_k (\mathbf{K}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T \mathbf{K}_k^T + \mathbf{P}_k - \Phi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T) \quad (5-48)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_k = (1-d_k) \hat{\mathbf{r}}_{k-1} + d_k [\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}] \quad (5-49)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_k = (1-d_k) \hat{\mathbf{R}}_{k-1} + d_k [\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T - \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T] \quad (5-50)$$

式中, $d_k = \frac{1-b}{1-b^{k+1}}$, b 为遗忘因子, 且 $0 < b < 1$, 一般取 $0.95 \sim 0.99$ 。

该算法在实际应用中仍存在问题: 一是系统噪声和测量噪声难以同时精确给出; 二是对于高阶状态阵仍会出现滤波发散, 稳定性和收敛性不能完全保证; 三是滤波

复杂性加大, 实时性变差, 工程实现也较困难。通过大量试验分析发现, 无人机测量风场时噪声均值 \mathbf{q} , \mathbf{r} 都很小, 在此均设为零, 而且系统干扰存在某种稳定性, 测量噪声的统计特性是未知的, 它随应用环境的条件而变化, 应给予特别关注。因此, 设 \mathbf{Q} 为定值, 对测量噪声方差 \mathbf{R} 进行在线估计, 以得到系统状态变量即风场参数的精确估计值。因此得到如下简化的 Sage-Husa 自适应滤波算法^[28,29]:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1}, \\ \mathbf{P}_{k|k-1} = \Phi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1}, \\ \boldsymbol{\varepsilon}_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}, \\ \hat{\mathbf{R}}_k = (1-d_k) \hat{\mathbf{R}}_{k-1} + d_k [\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T - \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T], \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \hat{\mathbf{R}}_k]^{-1}, \\ \hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k, \\ \mathbf{P}_k = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k] \mathbf{P}_{k|k-1} \end{cases} \quad (5-51)$$

2. 强跟踪 Kalman 滤波算法

为保证滤波器可靠收敛, 可以考虑通过牺牲一定的精度换取滤波的稳定性, 如增大系统噪声和测量噪声方差阵, 这样就将许多未建模的误差包含进去, 使算法变得简单可靠。强跟踪滤波算法就是依据这种思想, 将状态估计误差验前协方差阵乘以加权系数 $\mathbf{A}(\cdot)$, 如式 (5-52) 所示。这种方法具有很强的突变状态跟踪能力, 并在滤波器达到稳态时保持这种能力, 对噪声统计特性的敏感性也比较低^[30,31]:

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{A}_k \Phi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T + \hat{\mathbf{Q}}_{k-1} \quad (5-52)$$

式中,

$$\mathbf{A}_k = \text{diag} (\xi_{1,k}, \xi_{2,k}, \dots, \xi_{n,k}) \quad (5-53)$$

$$\xi_{i,k} = \begin{cases} \alpha_i \eta_k, & \alpha_i \eta_k > 1; \\ 1, & \alpha_i \eta_k \leq 1 \end{cases} \quad (5-54)$$

$$\eta_k = \frac{\text{tr} [\mathbf{V}_k - \mathbf{R}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{H}_k^T]}{\sum_{i=1}^n \alpha_i [\Phi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{H}_k]} \quad (5-55)$$

$$\mathbf{V}_k = \text{E}[\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T] \approx \begin{cases} \boldsymbol{\varepsilon}_1 \boldsymbol{\varepsilon}_1^T, & k=0; \\ \frac{\rho \mathbf{V}_{k-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T}{1+\rho}, & k \geq 1, 0 \leq \rho < 1 \end{cases} \quad (5-56)$$

3. 抗野值修正算法

带有野值的样本数据常常会使 Kalman 滤波器对系统的状态预报进行错误的修正,使得滤波结果发生偏移,甚至发散。因此,在 Kalman 滤波中加入抗野值处理是非常必要的。以往的解决方法大都采用判别方法,如 3δ 判别法等。但这些方法存在两点不足:一是判别尺度的选择没有固定的原则^[32-34];二是判别出野值后该时刻的信息如何处理也没有统一的准则。如果用估计值替代,其结果无法从观测之中得到新的信息,也就无法对估计状态进行修正,降低了滤波精度。特别是当成片野值出现时,效果更差,甚至可能造成滤波发散。

为了保证滤波精度,要求当测量数据不包含野值时,滤波器能够充分利用有效的新息,并能对测量噪声进行在线估计;当测量数据中含少量野值时,能够克服其不利影响,或者能将其影响控制在某预先给定的界限内,以确保滤波估计值尽可能接近系统真实状态。由此构造了自适应滤波算法的抗野值修正算法如下^[35]:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \mathbf{Y}_k(\tau_k) [\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}] \\ \tau_k = [\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}]^T \mathbf{G}_k^{-1} [\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}] \end{cases} \quad (5-57)$$

式中, $\mathbf{Y}_k(\cdot)$ 为适当选取的按段光滑的函数,称为压缩影响函数; \mathbf{G}_k 为权矩阵。当系统方程 (5-40) 的基本随机序列 $\{\mathbf{X}_0, \mathbf{W}_0, \mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots\}$ 服从正态分布且互不相关时,如果选取权矩阵序列 $\mathbf{G}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k$, 则使滤波误差均方差最小的 \mathbf{Y} 函数为

$$\mathbf{Y}_k(\tau_k) = \begin{cases} 1, & \tau_k \leq \frac{D_k^2}{\lambda_k}; \\ \frac{D_k}{\sqrt{\tau_k \lambda_k}}, & \tau_k \geq \frac{D_k^2}{\lambda_k} \end{cases} \quad (5-58)$$

式中, λ_k 为 $\mathbf{K}_k \mathbf{G}_k \mathbf{K}_k^T$ 矩阵的最大特征值; D_k 为选取的门限常数序列。 D_k 的合理取值为 $D_k = \sqrt{\lambda_k c^\alpha(n)}$, $c^\alpha(n)$ 为以 $\chi^2(n)$ 分布置信度为 $1-\alpha$ 的上分位点,通常 α 取 0.05 或 0.025; n 为量测数据 \mathbf{Z}_k 的维数。在具体的工程应用中,门限 D_k 也可凭经验选取。

4. 自适应滤波算法及分析

无论出现野值还是滤波发散,误差协方差阵都将无界,这时实际的估计误差往往比理论预计的误差大很多倍。实际的估计误差即新息为 $\boldsymbol{\varepsilon}_k$, 理论预计误差的信息可通过新息序列协方差阵 $\mathbf{E}[\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T]$ 来描述,即 $\mathbf{E}[\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T] = \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k$, 因此可用判别式

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k^T \leq \lambda (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k) \quad (5-59)$$

作为判断测量值是否为野值或滤波是否收敛的依据。式中, λ 为大于 1 的常数(可取 3 或 4)。此判别式实际上与野值的判别条件 $\tau_k \geq D_k^2 / \lambda_k$ 是等价的。

当式 (5-59) 成立时, 测量值 Z_k 为正常测量值, 滤波器处于正常工作状态, 这时可用简化的 Sage-Husa 自适应滤波算法进行状态最优值估计。反之, 说明测量值 Z_k 为野值或滤波发散, 此时如果仅采用强跟踪滤波算法, 滤波的最优条件将被破坏, 导致滤波精度降低; 如果仅采用抗野值修正算法处理, 又无法保证滤波的稳定性和准确性。实际上, 当传感器和数据传输暂时性失效或无人机遇到风切变和暴风时, 成片野值的个数是有限的。因此, 我们设置了一个连续野值个数门限 N , 当连续野值的个数小于门限值时, 将当前测量值视为野值, 采用抗野值修正算法处理, 即进行状态估计时利用压缩影响函数 Y_k 抑制由野值带来的异常新息, 使状态估计保持正常; 否则, 认为滤波发散, 采用强跟踪滤波算法处理, 即利用加权系数 $A(\cdot)$ 调整 $P_{k|k-1}$, 从而抑制滤波发散, 增强滤波器的跟踪能力。则抗野值抑制发散的自适应滤波算法流程可用图 5-21 描述^[36]。

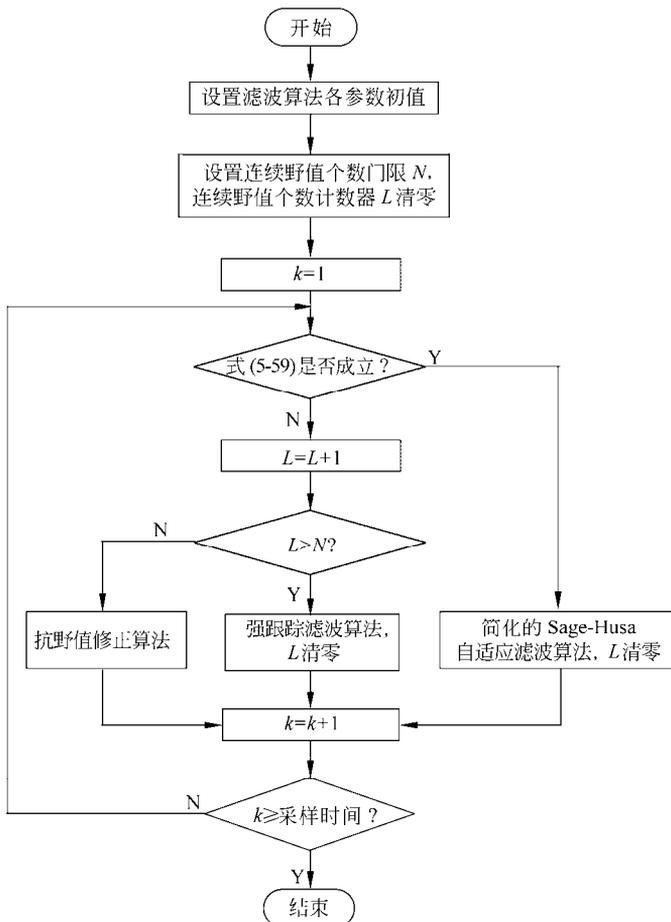


图 5-21 抗野值抑制发散的自适应 Kalman 滤波算法流程图

我们采用风的短期预报模型^[37]:

$$Z_{w_k} = X_{w_k} + V_{w_k} \tag{5-60}$$

作为描述风场的模型状态方程，式中， X_{w_k} 为测量风速； V_{w_k} 是风速测量噪声。运用上述滤波算法对大量试验数据进行了滤波处理，结果表明该算法具有一定的抗野值能力和滤波精度，如图 5-22 所示为某次典型试验数据滤波估计效果图。然而它也存在一些不足。由于该算法的系统噪声方差为定值，这会降低滤波算法跟踪风场变化的能力，如图 5-23a 所示。该滤波算法能有效识别大部分野值，由于野值个数门限的无法合适预设，以及该方法无法识别急剧升高的测量噪声，致使某些野值无法识别，如图 5-23b 所示。因此，我们试图改进状态空间模型，探索新的滤波算法，以求精度更高的数据处理方法。

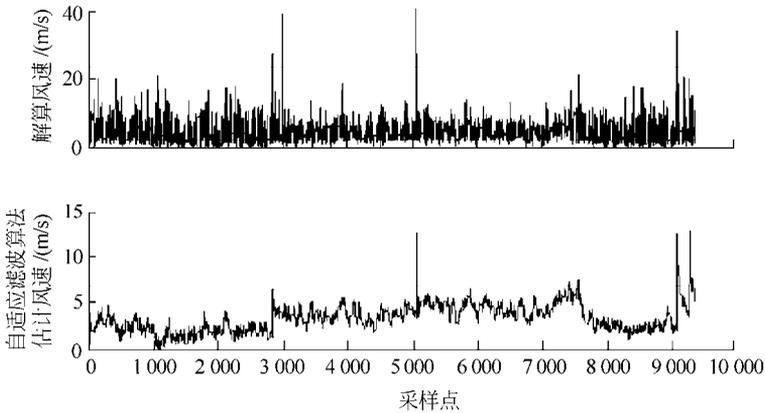
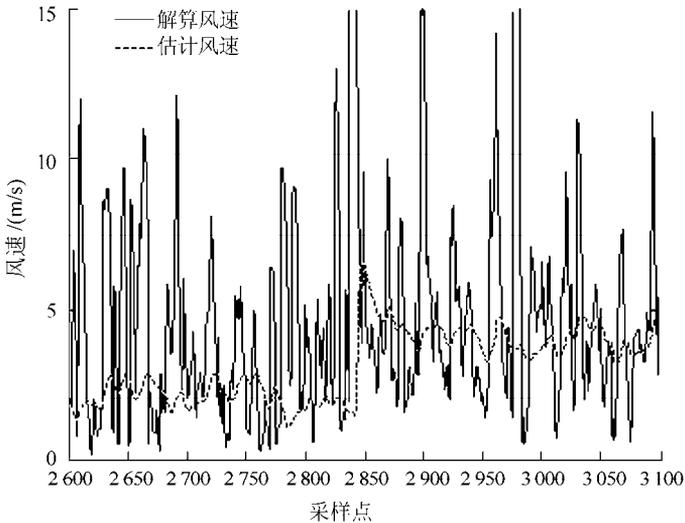


图 5-22 自适应滤波算法的风速估计图

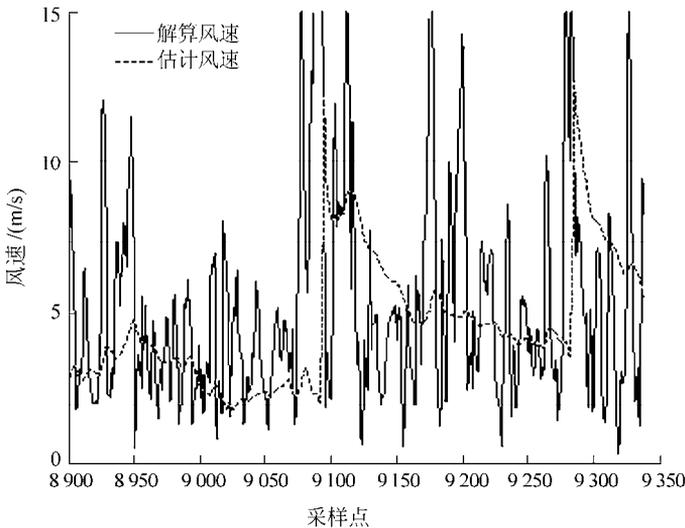
5.3.2 粒子滤波算法

粒子滤波算法 (particle filter) 属于序贯蒙特卡罗算法的范畴，它是一种次优贝叶斯估计方法。由于其特别适合处理非线性、非高斯问题，越来越受到众多学者的关注。其基本思想是由加权的离散随机采样点表示所需要随机变量的后验概率密度，根据这些离散随机采样点和权重可以计算随机变量的各种估计值。当采样点数很大时，这些样本点能完全表征后验概率密度。粒子滤波算法也称为序贯蒙特卡罗方法 (sequential Monte Carlo)、浓缩算法 (condensation algorithm)、Bootstrap 滤波算法以及取样-再取样算法 (sampling importance resampling) 等。

序贯重要性采样 (sequential importance sampling, SIS) 算法是目前大多数粒子



(a) 局部放大图 1



(b) 局部放大图 2

图 5-23 自适应滤波算法风速估计值

滤波算法的基础。早在 20 世纪 50 年代, Hammersley 和 Morton(1954), 及 Rosenbluth(1955) 就提出了 SIS 算法, 刚刚提出不久就在物理和统计学领域的文章中被引用达 50 余次; 到了 20 世纪 60 年代后期, Handschin 和 Mayne(1969) 将 SIS 法应用于控制领域; 20 世纪 70 年代, 各个领域的学者继续沿着 SIS 的思路进行研究, 著名的有 Akashi 和 Kumamoto(1977), Handschin(1970), Zaritskii、Svetnik 和 Shimelevich

(1975)。然而，SIS 算法存在着随时间退化的问题。在 1993 年，Gordon 对 SIS 作了重大改进，率先提出了重采样 (resampling) 的概念，有效地克服了退化问题。在这以后，一系列改进的 SIS 算法相继出现。1997 年，Clifford, Fearnhead 和 Carpenter 对这一类 SIS 算法进行了概括总结，首次提出粒子滤波算法 (particle filter) 的概念。

由于粒子滤波算法具有灵活、易于实现、并行化、应用前景广阔及有效处理非线性、非高斯问题等特点，在最近 10 年得到了广泛关注和迅速发展。同时伴随着计算能力的超指数增长以及应用统计学、概率论等一些学科的不断进步，粒子滤波算法的有效性开始被计算机学科的基础和应用研究人员所认可，并在计算机视觉、故障诊断、语音信号处理、多目标跟踪等许多领域得到了广泛的应用，并提出了许多改进算法。

1. 基本原理

定义：状态向量 $\{\mathbf{x}_t, t \in \mathbf{N}\}$ ， $\mathbf{x}_t \in \mathbf{R}^{n_x}$ 是一个不可观测的马尔可夫过程，其初始概率密度为 $p(\mathbf{x}_0)$ 、转移概率密度为 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})$ ， n_x 为状态向量维数。 $\{\mathbf{y}_t, t \in \mathbf{N}\}$ ， $\mathbf{y}_t \in \mathbf{R}^{n_y}$ 为测量向量，在给定状态序列 $\{\mathbf{x}_t, t \in \mathbf{N}\}$ 时条件独立，其似然概率密度为 $p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t)$ ， n_y 为测量向量的维数。这即是一个状态空间模型，又称为不可观测马尔可夫模型或隐藏马尔可夫模型，一般用转移概率密度和似然概率密度描述：

$$p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}), \quad t \geq 0 \tag{5-61}$$

$$p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t), \quad t \geq 0 \tag{5-62}$$

记 $\mathbf{x}_{0:t} = \{\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_t\}$ ， $\mathbf{y}_{0:t} = \{\mathbf{y}_0, \dots, \mathbf{y}_t\}$ 。滤波操作的目的是在量测序列的基础上估计出系统状态的后验概率密度 $p_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t})$ 以及系统状态变量的任意函数的数学期望：

$$E(f_t(\mathbf{x}_{0:t})) = \int f_t(\mathbf{x}_{0:t}) p_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t}) d\mathbf{x}_{0:t} \tag{5-63}$$

后验概率密度 $p_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t})$ 的递推表达式为

$$p_p(\mathbf{x}_{0:t+1} | \mathbf{y}_{0:t+1}) = p_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t}) \frac{p_s(\mathbf{y}_{t+1} | \mathbf{x}_{t+1}) p_t(\mathbf{x}_{t+1} | \mathbf{x}_t)}{p_t(\mathbf{y}_{t+1} | \mathbf{y}_{0:t})} \tag{5-64}$$

因此，利用后验概率密度就可以对系统状态进行优化，如最大后验概率估计、后验均值估计等。但式 (5-64) 中的分母难以用解析方法计算，因此出现了许多近似方法，粒子滤波算法就是有效的一种近似方法。

粒子滤波算法的基本思想来源于蒙特卡罗仿真。在蒙特卡罗仿真中，如果随机样本 $\{\mathbf{x}_{0:t}^i, i = 1, \dots, N\}$ 是从后验概率密度 $p_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t})$ 中采样的 N 个独立同分布序列，

可用如下经验概率密度近似后验概率密度:

$$\hat{p}_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta(\mathbf{x}_{0:t} - \mathbf{x}_{0:t}^i) \quad (5-65)$$

式中, $\delta(\square)$ 为 Dirac 函数。由此, 任意形如式 (5-63) 的数学期望的估计值为

$$\hat{E}(f_t(\mathbf{x}_{0:t})) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_t(\mathbf{x}_{0:t}^i) \quad (5-66)$$

根据大数定律, 当 N 足够大时, $\hat{E}(f_t(\mathbf{x}_{0:t}))$ 依概率收敛于 $E(f_t(\mathbf{x}_{0:t}))$ 。

因此, 蒙特卡罗仿真为式 (5-63) 和式 (5-64) 的计算问题提供了一种解决机制。然而后验概率密度通常无法直接得到, 无法采样随机样本 $\{\mathbf{x}_{0:t}^i, i=1, \dots, N\}$, 如何得到后验概率密度是解决问题的关键。通过学者们多年的研究, 提出了贝叶斯重要性采样 (Bayesian importance sampling, BIS) 算法。即从一个已知的、容易采样的重要性密度 $p_i(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t})$ 中采样, 通过对重要性密度采样的粒子点加权来近似后验概率密度。式 (5-63) 可变形为

$$E(f_t(\mathbf{x}_{0:t})) = \frac{E_{p_i(\square | \mathbf{y}_{0:t})}(\omega_t(\mathbf{x}_{0:t}) f_t(\mathbf{x}_{0:t}))}{E_{p_i(\square | \mathbf{y}_{0:t})}(\omega_t(\mathbf{x}_{0:t}))} \quad (5-67)$$

式中, $E_{p_i(\square | \mathbf{y}_{0:t})}(f(\square))$ 表示函数 $f(\square)$ 在概率密度为 $p_i(\square | \mathbf{y}_{0:t})$ 时的数学期望; $\omega_t(\mathbf{x}_{0:t})$ 是粒子的非归一化权重, 且

$$\omega_t(\mathbf{x}_{0:t}) = \frac{p_s(\mathbf{y}_{0:t} | \mathbf{x}_{0:t}) p(\mathbf{x}_{0:t})}{p_i(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t})} \quad (5-68)$$

式 (5-67) 可近似为

$$\begin{aligned} \hat{E}(f_t(\mathbf{x}_{0:t})) &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_t(\mathbf{x}_{0:t}^i) \omega_t(\mathbf{x}_{0:t}^i)}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \omega_t(\mathbf{x}_{0:t}^i)} \\ &= \sum_{i=1}^N f_t(\mathbf{x}_{0:t}^i) \tilde{\omega}_t(\mathbf{x}_{0:t}^i) \end{aligned} \quad (5-69)$$

式中, $\tilde{\omega}_t(\mathbf{x}_{0:t}^i)$ 是 $\omega_t(\mathbf{x}_{0:t}^i)$ 的归一化权重, 且

$$\tilde{\omega}_t(\mathbf{x}_{0:t}^i) = \frac{\omega_t(\mathbf{x}_{0:t}^i)}{\sum_{i=1}^N \omega_t(\mathbf{x}_{0:t}^i)} \quad (5-70)$$

当满足以下两个条件^[38]时, 式 (5-69) 渐进收敛于数学期望:

- 1) 随机样本 $\{\mathbf{x}_{0:t}^i, i=1, \dots, N\}$ 是从重要性密度中采样的独立同分布序列;
- 2) $\omega_t(\mathbf{x}_{0:t})$ 和 $f_t(\mathbf{x}_{0:t}) \omega_t(\mathbf{x}_{0:t})$ 在重要性密度下的数学期望存在并有限。

同样，后验概率密度的估计值为

$$\hat{p}_p(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t}) = \sum_{i=1}^N \tilde{\omega}_i(\mathbf{x}_{0:t}^i) \delta(\mathbf{x}_{0:t} - \mathbf{x}_{0:t}^i) \quad (5-71)$$

为了实现后验概率密度的递推估计，将重要性密度 $p_i(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t})$ 改写为

$$p_i(\mathbf{x}_{0:t} | \mathbf{y}_{0:t}) = p_i(\mathbf{x}_{0:t-1} | \mathbf{y}_{0:t-1}) p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t}) \quad (5-72)$$

其中， $p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t})$ 称为参考分布。同时，假设当前状态和未来测量状态相互独立，状态向量 $\{\mathbf{x}_t, t \in \mathbf{N}\}$ 服从马尔可夫过程，并且量测之间条件独立，则可推导权重的递推表达式为

$$\begin{aligned} \omega_t &= \frac{p_s(\mathbf{y}_{0:t} | \mathbf{x}_{0:t}) p(\mathbf{x}_{0:t})}{p_i(\mathbf{x}_{0:t-1} | \mathbf{y}_{0:t-1}) p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t})} \\ &= \omega_{t-1} \frac{p_s(\mathbf{y}_{1:t} | \mathbf{x}_{0:t}) p(\mathbf{x}_{0:t})}{p_s(\mathbf{y}_{1:t-1} | \mathbf{x}_{0:t-1}) p(\mathbf{x}_{0:t-1})} \cdot \frac{1}{p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t})} \\ &= \omega_{t-1} \frac{p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t) p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})}{p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t})} \end{aligned} \quad (5-73)$$

式(5-73)提供了在给定的参考分布 $p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t})$ 时递推计算权重的机制，是BIS算法的序贯形式，即SIS算法，它是粒子滤波算法的基础。

通常，只需估计后验概率密度 $p_p(\mathbf{x}_t | \mathbf{y}_{0:t})$ ，此时最有效的参考分布应为 $p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{0:t-1}, \mathbf{y}_{0:t}) = p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, \mathbf{y}_t)$ ，参考分布只依赖于 \mathbf{x}_{t-1} 和 \mathbf{y}_t 。此时权重的递推表达式为

$$\omega_t = \omega_{t-1} \frac{p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t) p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})}{p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, \mathbf{y}_t)} \quad (5-74)$$

后验概率密度的估计值为

$$p_p(\mathbf{x}_t | \mathbf{y}_{0:t}) = \sum_{i=1}^N \tilde{\omega}_i(\mathbf{x}_t^i) \delta(\mathbf{x}_t - \mathbf{x}_t^i) \quad (5-75)$$

SIS算法是一种序贯蒙特卡罗方法^[39]，是粒子滤波算法最基本、应用最广泛的算法。但SIS算法有一个无法避免的退化(degeneracy)现象^[40]。经过几步迭代后，除了一个粒子以外，所有的粒子只具有微小的权值。退化现象意味着大量的计算工作都被用来更新那些对 $P_p(\mathbf{x}_t | \mathbf{y}_{0:t})$ 的估计几乎为零的粒子上。退化现象的一个恰当的衡量是有效采样尺度 N_{eff} ，它也是评价粒子滤波算法可靠性的重要指标。有效采样尺度定义为

$$N_{\text{eff}} = \frac{N}{1 + \text{var}(\omega_t^{*i})} \quad (5-76)$$

式中， $\omega_t^{*i} = p_p(\mathbf{x}_t^i | \mathbf{y}_{0:t}) / p_r(\mathbf{x}_t^i | \mathbf{x}_{t-1}^i, \mathbf{y}_k)$ 为真实权重(true weight)。在实际应用中， N_{eff}

难以精确计算，常用其估计形式 \hat{N}_{eff} 代替：

$$\hat{N}_{\text{eff}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N (\tilde{\omega}_i^j)^2} \quad (5-77)$$

由式 (5-76) 可得 $N_{\text{eff}} \leq N$ ，小的 N_{eff} 意味着严重的退化现象。解决退化现象的首要方法是增加粒子数目 N ，但这通常是不实际的。因此，减小退化的方法主要包括两个方面：

1) 选择较好的参考分布

设计粒子滤波算法时，参考分布的选取是最重要和最困难的工作。当参考分布 $p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}^i, \mathbf{y}_t) = p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}^i, \mathbf{y}_t)$ 时，权重的方差最小，使最优的参考分布。但是该最优分布存在两个主要的缺陷^[40]，限制了其使用。

通常的做法是选择参考密度 $p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}^i, \mathbf{y}_t) = p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}^i)$ ，该方法直观、易于实现。则式 (5-74) 变形为

$$\omega_t = \omega_{t-1} p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t) \quad (5-78)$$

2) 加入重采样 (resampling)

重采样的基本思想是消除小权重粒子而集中大权重粒子，消除的粒子空缺由大权重粒子填补。其方法是对后验概率密度的离散近似表示式 (5-75) 再进行一次采样，生成一个新的粒子集，该粒子集构成后验概率密度离散近似的经验分布。目前较常用重采样算法有：residual resampling^[41,42]、multinomial resampling^[43]、systematic resampling^[42]。其中，systematic resampling (SR) 算法的蒙特卡罗方差最小，耗时少，易于实现，其伪码描述如图 5-24 所示。重采样在一定程度上减少了退化，但却带来了粒子枯竭问题，已经提出不同的方法来解决此问题，如：MCMC^[44]、resample-move^[45]和 regularization 算法^[46]等。在 SIS 算法的基础上，学者们提出了各种粒子滤波算法，如采样-重要性重采样 (sampling importance resampling, SIR)、辅助粒子滤波 (auxiliary particle filter, APF)、规则粒子滤波 (regularized particle filter, RPF)、无味粒子滤波 (unscented particle filter, UPF) 等。这些算法针对特定的问题，较 SIS 算法在性能上都有所改善。

SIS 算法是至今为止所设计的大多数粒子滤波算法的基础。SIR 算法和 APF 算法是 SIS 算法的特例，也是较常用的粒子滤波算法，且算法简单、易实现、适用性强。

2. SIR 算法

Gordon 等人在 1993 年提出了 SIR 算法^[43]，它可以看作是 SIS 算法的特殊形式。在 SIS 算法中，参考分布 $p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, \mathbf{y}_t)$ 选择为转移概率密度 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})$ ，并且在每一步进行重采样，此时即为 SIR 算法。

```

Systematic resampling 算法


---


• 初始化:  $c_1 = 0$ 
• FOR  $i = 2$  to  $N$ 
  —  $c_i = c_{i-1} + \tilde{\omega}_i^j$ 
• END FOR
• 从  $c$  底部开始:  $i = 1$ 
• 随机生成开始点:  $u_1 \sim U[0, N^{-1}]$ 
• FOR  $j = 1$  to  $N$ 
  —  $u_j = u_1 + (j-1) \square N^{-1}$ 
  — WHILE  $u_j > c_i$ 
     $i = i + 1$ 
  — END WHILE
  — 粒子替换:  $\mathbf{x}_t^j = \mathbf{x}_t^i$ 
  — 权重重置:  $\tilde{\omega}_t^j = N^{-1}$ 
• END FOR
    
```

图 5-24 Systematic resampling 算法的伪码描述

将转移概率密度 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})$ 带入权重公式 (5-74) 中, 可得

$$\omega_t = \omega_{t-1} \frac{p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t) p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})}{p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, \mathbf{y}_t)} = \omega_{t-1} p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t) \quad (5-79)$$

因重采样后粒子权重 $\tilde{\omega}_{t-1}^i = 1/N, i = 1, \dots, N$, 则最终的权重公式为

$$\omega_t \propto p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t) \quad (5-80)$$

因此, 只需知道转移概率密度和似然分布, 即可实现 SIR 算法。其伪码描述如图 5-25 所示。

```

SIR 算法


---


1)  $t = 0$ 
• 采样样本:  $\mathbf{x}_0^i \sim p(\mathbf{x}_0), i = 1, \dots, N$ 
• 初始化权重:  $\omega_0^i = 1/N, i = 1, \dots, N$ 
2) FOR  $t = 1$  to  $T$ 
• FOR  $i = 1$  to  $N$ 
  — 采样样本:  $\mathbf{x}_t^i \sim p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}^i)$ 
  — 递推权重:  $\omega_t^i = p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t^i)$ 
  — 归一化权重:  $\tilde{\omega}_t^i = \frac{\omega_t^i}{\sum_{j=1}^N \omega_t^j}$ 
• END FOR
• 利用 SR 算法重采样样本:  $\mathbf{x}_t^i, i = 1, \dots, N$ 
• 状态更新:  $\hat{\mathbf{x}}_t = \sum_{i=1}^N \tilde{\omega}_t^i \mathbf{x}_t^i$ 
END FOR
    
```

图 5-25 SIR 算法的伪码描述

3. APF 算法

Pitt 和 Shephard 在 1999 年提出了 APF 算法^[47]。与 SIR 算法相同, APF 算法的参考分布 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, \mathbf{y}_t)$ 仍选择为转移概率密度 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})$ 。APF 算法中, 在每一步, 首先根据 $\{\mathbf{x}_{t-1}^i, i=1, \dots, N\}$ 得到 $\{\mathbf{x}_t^i, i=1, \dots, N\}$ 的估计值 $\{\boldsymbol{\mu}_t^i, i=1, \dots, N\}$, 再根据式 (5-79) 计算权重 $\{\omega_t^i, i=1, \dots, N\}$ 并归一化, 然后根据归一化权重对 $\{\mathbf{x}_{t-1}^i, i=1, \dots, N\}$ 进行重采样, 利用重采样后形成的 $\{\mathbf{x}_{t-1}^i, i=1, \dots, N\}$ 采样新的粒子 $\{\mathbf{x}_t^i, i=1, \dots, N\}$ 。APF 算法最终的权重公式为

$$\omega_t^i \propto \frac{p_s(\mathbf{y}_t | \mathbf{x}_t^i)}{p_s(\mathbf{y}_t | \boldsymbol{\mu}_t^i)} \quad (5-81)$$

APF 算法的伪码描述如图 5-26 所示。

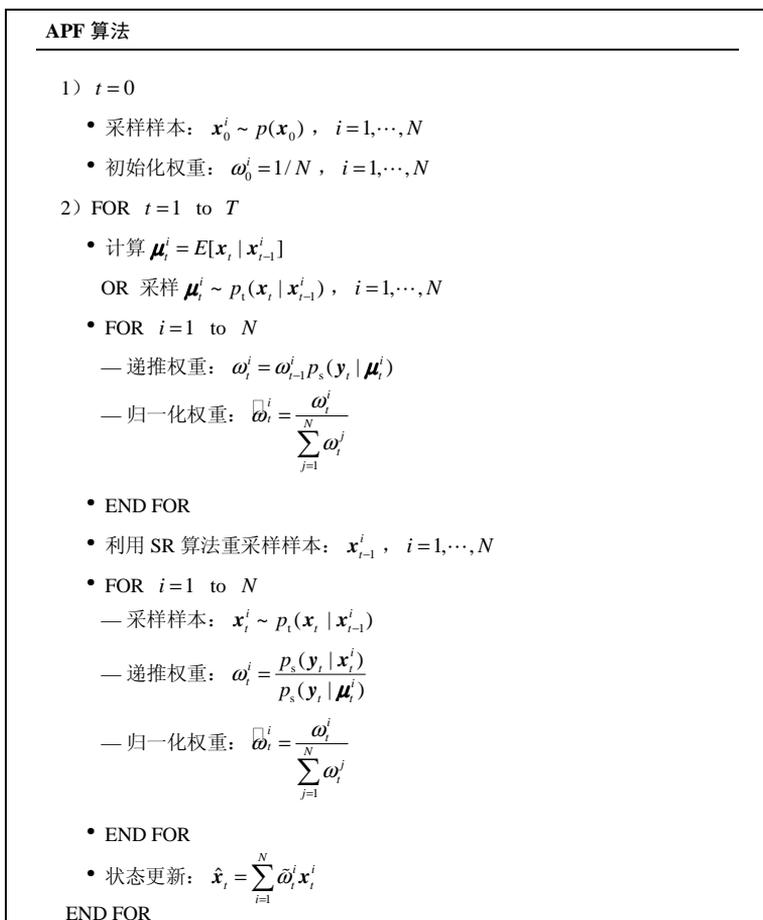


图 5-26 APF 算法的伪码描述

4. 算法准备

利用粒子滤波算法估计风速时，需要建立状态空间模型。自然风的影响因素很多，包括压力、温度、湿度、地形等。风是一种大范围分布的空气运动，其不稳定性及随机性较大，所以从风的起因上建模是非常困难的。5.3.1 节采用风场的短期预报模型，该模型是线性离散方程，阶次低，需要确定的参数少，但其无法反映真实风场的变化规律，实用性低。本节在线性状态空间模型的基础上增加模型递推系数，建立如下一阶时变自回归（time-varying autoregression, TVAR）模型：

$$V_t = a_t V_{t-1} + w_t \quad (5-82)$$

$$y_t = V_t + v_t \quad (5-83)$$

式中， V_{t-1} 和 V_t 分别为第 t 和第 $t-1$ 个采样时刻的风速； a_t 是第 t 个采样时刻的 AR 系数，服从马尔可夫过程，其方差为 σ_a^2 ； w_t 为系统噪声，其方差 σ_w^2 随时间变化； y_t 为风速解算值； v_t 为测量噪声，其方差 σ_v^2 也随时间变化。

将 w_t 和 v_t 设置为对数标准的高斯随机游走过程，即

$$\phi_{w_t} = \ln(\sigma_{w_t}) \quad (5-84)$$

$$\phi_{v_t} = \ln(\sigma_{v_t}) \quad (5-85)$$

$$p_t(\phi_{w_t} | \phi_{w_{t-1}}, \sigma_{\phi_w}^2) = \mathcal{N}(\phi_{w_{t-1}}, \sigma_{\phi_w}^2) \quad (5-86)$$

$$p_t(\phi_{v_t} | \phi_{v_{t-1}}, \sigma_{\phi_v}^2) = \mathcal{N}(\phi_{v_{t-1}}, \sigma_{\phi_v}^2) \quad (5-87)$$

同时，设置 a_t 满足下式：

$$p_t(a_t | a_{t-1}, \sigma_a^2) = \mathcal{N}(a_{t-1}, \sigma_a^2) \quad (5-88)$$

由式（5-86）、式（5-87）和式（5-88）可以看出，当 $\sigma_{\phi_w}^2$ 、 $\sigma_{\phi_v}^2$ 和 σ_a^2 取不同的组合时，该模型可以变化为不同的形式：当 $\sigma_{\phi_w}^2 = \sigma_{\phi_v}^2 = \sigma_a^2 = 0$ 时，该模型即为 5.3.1 节中的时不变线性状态空间模型；当 $\sigma_{\phi_w}^2 \neq 0$ ， $\sigma_{\phi_v}^2 \neq 0$ 时，在线估计系统噪声和测量噪声方差，这时的滤波算法既有很好的抗野值能力，又有很强的跟踪能力。这也说明该模型具有很大的灵活性，可以根据需要做出不同的更改以适应不同的风场。因此，与传统线性动态模型相比，该动态状态空间模型更能体现出真实风场的杂乱变化，具有更大的灵活性和随机性。

根据上文建立的动态状态空间模型，利用粒子滤波算法估计风速时的不可观测向量 \mathbf{x}_t 为 $\mathbf{x}_t = (V_t, a_t, \phi_{w_t}, \phi_{v_t})$ ，测量向量 \mathbf{y}_t 为 $\mathbf{y}_t = (y_t)$ 。并且在整个仿真及应用过程中， $\sigma_{\phi_w}^2$ 、 $\sigma_{\phi_v}^2$ 和 σ_a^2 设置为固定值。参考分布和权重公式的确定如下。

1) 参考分布的确定

在 SIR 和 APF 算法中，参考分布 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, y_t)$ 均选择为转移概率密度 $p_t(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1})$ 。

则根据上文的 TVAR 模型, 转移概率密度采取以下形式:

$$\phi_{w_t} \sim \mathcal{N}(\phi_{w_{t-1}}, \sigma_{\phi_w}^2), \quad \phi_{v_t} \sim \mathcal{N}(\phi_{v_{t-1}}, \sigma_{\phi_v}^2), \quad a_t \sim \mathcal{N}(a_{t-1}, \sigma_a^2) \quad (5-89)$$

$$V_t \square \mathcal{N}(a_t V_{t-1}, \sigma_{w_t}^2) \quad (5-90)$$

然而采用上述方法在步骤 (5-89) 后可能会导致对 AR 参数的不稳定认识^[48], 因此在执行了步骤 (5-90) 后, 将会产生大量的摆动值, 导致滤波器偏离正确值。一个很简单的解决办法是从 V_t 的条件密度函数 $p_c(V_t | \mathbf{x}_{t-1}, y_t, a_t, \sigma_{w_t}, \sigma_{v_t})$ 中采样, 这种方法考虑了新的量测值, 从而将大大提高采样的有效性和算法的稳定性。因此, 式 (5-90) 可用下式代替:

$$V_t \square \mathcal{N}(\hat{V}_t, \psi_t) \quad (5-91)$$

其中:

$$\hat{V}_t = \theta_t \psi_t, \quad \theta_t = y_t / \sigma_{v_t}^2 + a_t V_{t-1} / \sigma_{w_t}^2, \quad \psi_t = \sigma_{w_t}^2 \sigma_{v_t}^2 / (\sigma_{w_t}^2 + \sigma_{v_t}^2) \quad (5-92)$$

则参考分布为

$$p_r(\mathbf{x}_t | \mathbf{x}_{t-1}, y_t) = p_t(\phi_{w_t} | \phi_{w_{t-1}}, \sigma_{\phi_w}^2) f(\phi_{v_t} | \phi_{v_{t-1}}, \sigma_{\phi_v}^2) \cdot p_t(a_t | a_{t-1}, \sigma_a^2) p_c(V_t | \mathbf{x}_{t-1}, y_t, a_t, \sigma_{w_t}, \sigma_{v_t}) \quad (5-93)$$

2) 权重公式的确定

在 SIR 算法中, 最终权重的计算公式为

$$\begin{aligned} \omega_t &\propto p_s(y_t | \mathbf{x}_t) \\ &\propto p_s(y_t | V_{t-1}, a_t, \sigma_{w_t}^2, \sigma_{v_t}^2) \\ &\propto \sqrt{2\pi\psi_t} p_{\mathcal{N}}(y_t | \hat{V}_t, \sigma_{v_t}^2) p_{\mathcal{N}}(\hat{V}_t | a_t V_{t-1}, \sigma_{w_t}^2) \end{aligned} \quad (5-94)$$

式中, $p_{\mathcal{N}}(a | \mu, \sigma^2)$ 表示均值为 μ 、方差为 σ^2 的高斯分布在 a 处的概率密度。

在 APF 算法中, 最终权重的计算公式为:

$$\begin{aligned} \omega_t &\propto \frac{p_s(y_t | \mathbf{x}_t)}{p_s(y_t | \boldsymbol{\mu}_t)} \\ &\propto \frac{p_s(y_t | V_{t-1}, a_t, \sigma_{w_t}^2, \sigma_{v_t}^2)}{p_s(y_t | V_{t-1}, \hat{a}_t, \hat{\sigma}_{w_t}^2, \hat{\sigma}_{v_t}^2)} \end{aligned} \quad (5-95)$$

式中, \hat{a}_t 、 $\hat{\sigma}_{w_t}^2$ 和 $\hat{\sigma}_{v_t}^2$ 是根据 \mathbf{x}_{t-1} 得到的 a_t 、 $\sigma_{w_t}^2$ 和 $\sigma_{v_t}^2$ 预测值。由于这些参数的噪声方差变化缓慢, 这里选取 \hat{a}_t 、 $\hat{\sigma}_{w_t}^2$ 和 $\hat{\sigma}_{v_t}^2$ 的值分别为: $\hat{a}_t = a_{t-1}$ 、 $\hat{\sigma}_{w_t}^2 = \sigma_{w_{t-1}}^2$ 和 $\hat{\sigma}_{v_t}^2 = \sigma_{v_{t-1}}^2$ 。

5. 案例分析

本节利用模拟数据和试验数据比较自适应滤波算法、SIR 算法和 APF 算法 3 种方法的风速估计效果, 以选择一种具有良好的抗野能力、跟踪能力以及强鲁棒性的

风场数据工程处理方法。

1) 模拟数据案例

利用模拟数据检验和比较各滤波算法的效果，必须较真实地模拟出自然风。自然风可大致分解为定常风、紊流、风切变和突风 4 个分量：

定常风：指空间某点在某时刻风的主要部分，是风的期望值，即均值风，它不是绝对不变的，而是变化较缓慢，是风场的低频分量，“定常”是相对于气流很不稳定的紊流而言的；

紊流：指叠加在定常风上的连续随机脉动，紊流现象须用随机过程的理论和方法来描述，在数据处理时，把此项放到测量噪声中考虑；

风切变：指定常风随空间的突然变化；

突风：突风是指一种离散的或确定的风速变化，是一种强的大气扰动。

由上述 4 个自然风分量的定义可知，风切变和突风都可以看成是定常风和紊流上叠加的一种强的大气扰动，可以把它们当作野值考虑。因此风场模拟的重点是定常风和紊流的模拟。这里给出一种定常风和紊流模型。

定常风模型^[49]：

$$\dot{V}_w = v_w \tag{5-96}$$

式中， V_w 代表定常风； v_w 为零均值高斯白噪声序列，方差为 Q_v ，其大小决定了定常风变化的缓慢程度。

紊流模型^[50]：

$$W_w(x) = aW_w(x-h) + \sigma_w r(x) \tag{5-97}$$

将上式转换到时间域为

$$W_w(t) = aW_w(t-\Delta t) + \sigma_w r(t) \tag{5-98}$$

式中， h 和 Δt 为采样步长； $W_w(x-h)$ 和 $W_w(x)$ 分别为点 $x-h$ 和 x 处的紊流速度； $W_w(t-\Delta t)$ 和 $W_w(t)$ 分别为 $t-\Delta t$ 和 t 时刻的紊流速度； a 为衰减系数； σ_w 为白噪声均方差； $r(\square)$ 为均值为 0、方差为 1 的白噪声。设紊流的紊流强度和紊流尺度分别为 σ 和 L ，则有

$$a = (1 - 0.5h/L) \exp(-h/L) = (1 - 0.5V_k \Delta t/L) \exp(-V_k \Delta t/L) \tag{5-99}$$

$$\sigma_w = \sigma \sqrt{1 - a^2} \tag{5-100}$$

由式 (5-99) 和式 (5-100) 可知，模型的参数不仅与紊流强度和紊流尺度有关，还与无人机的航速和有效载荷的采样频率有关。

设置上述风场模型参数如下：

$$[V_w(0), Q_v, W_w(0), V_k, \Delta t, L, \sigma] = [10, 0.01, 0, 30, 1, 150, 1.7585]$$

在模拟风速时,加入服从高斯分布的量测噪声,并在多处加入连续野值。

自适应滤波算法中,参数及滤波初始条件的设置如下:

$$[Q, R_0, q, r_0, n, P_0] = [0.01, 2, 0, 0, 5, 100]$$

SIR 和 APF 算法的参数设置如下:

$$[a_0, \sigma_a^2, \sigma_{v_0}^2, \sigma_{v_0}^2, \sigma_{\phi_w}^2, \sigma_{\phi_v}^2] = [1, 0.005^2, 0.01, 3, 0.01^2, 0.05^2]$$

在算法中,加入 a , σ_w^2 和 σ_v^2 的门限,当各估计值超出门限时,对各值重新进行初始化。

在上述设置下进行了多次仿真试验^[51, 52]。图 5-27 是 3 种滤波算法的某次风速估计值比较图。表 5-3 给出了估计误差的均值和标准差以及两种粒子滤波算法的有效采样尺度。从图 5-27 和表 5-3 可知:

(1) 自适应滤波算法的抗野能力较弱。在模拟的风速中,加入了 5 处连续野值,前两处连续野值的个数分别小于和等于自适应滤波算法中的野值门限,这两处的野值被剔除;后 3 处连续野值的个数大于或远大于野值门限,自适应滤波算法未能有效地将其剔除。由此可见,野值门限是自适应滤波算法抗野能力弱的原因之一,然而野值门限无法事先确定,这使自适应滤波算法的使用具有局限性;

(2) 3 种方法都能跟踪风场变化,但 APF 算法的误差均值和标准差均小于其它两种算法,因此,APF 算法的滤波精度最高;

(3) APF 算法的平均有效采样尺度比 SIR 算法小,说明 APF 算法的可靠性优于 SIR 算法。因此,下面利用试验数据重点对自适应滤波算法和 APF 算法进行比较分析。

2) 试验数据案例

此时,自适应滤波算法中,量测噪声方差初值设置为 $R_0 = 5$ 。APF 算法的参数设置如下:

$$[a_0, \sigma_a^2, \sigma_{v_0}^2, \sigma_{v_0}^2, \sigma_{\phi_w}^2, \sigma_{\phi_v}^2] = [1, 0.005^2, 0.01, 5, 0.01^2, 0.05^2]$$

仍采用自适应滤波算法中所使用的试验数据进行滤波效果对比,如图 5-28 所示。图 5-29 是图 5-28 的局部放大图,由图 5-29a 可知,APF 算法较自适应滤波算法具有更好的风场跟踪能力;由图 5-29b 可知,APF 算法具有更强的抗野值能力。APF 算法能有效地解决自适应滤波算法存在的跟踪和抗野值问题。

表 5-3 滤波算法统计结果

滤波算法	误差均值/(m/s)	误差标准差/(m/s)	平均有效采样尺度
Kalman	0.3	3.8	-
SIR	0.3	0.65	77.39
APF	0.08	0.55	81.43

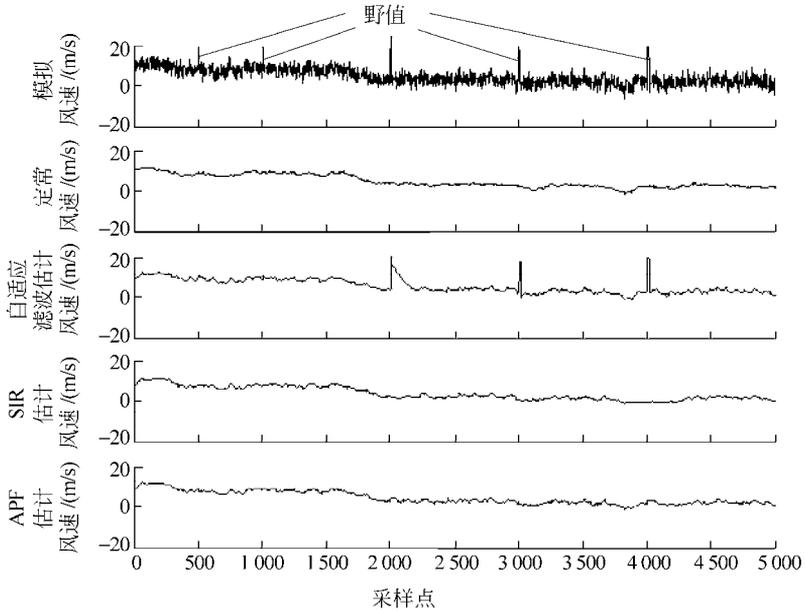


图 5-27 3 种滤波算法的风速估计值比较图

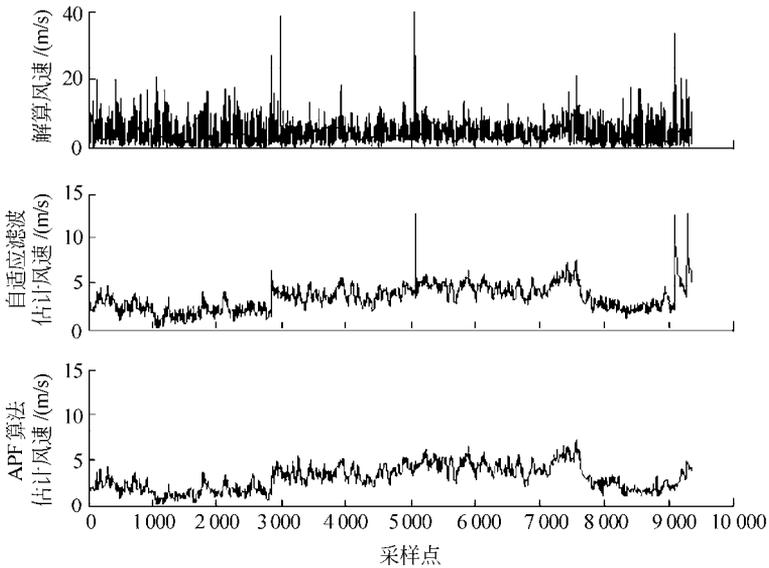


图 5-28 自适应滤波算法与 APF 算法风速估计值比较图

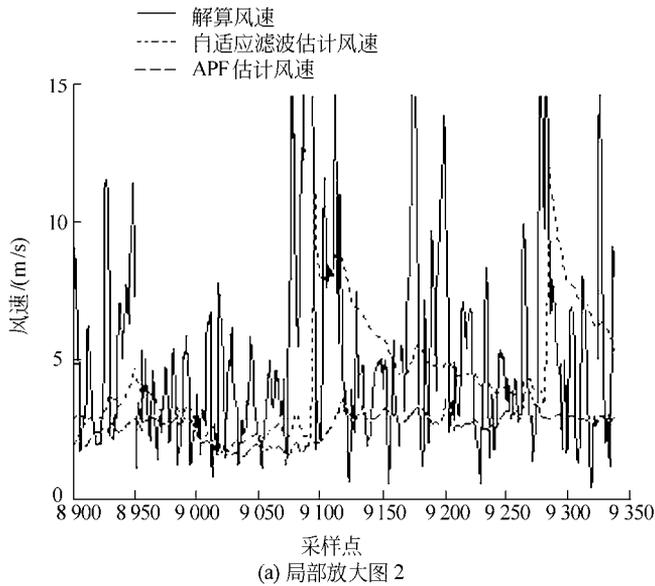
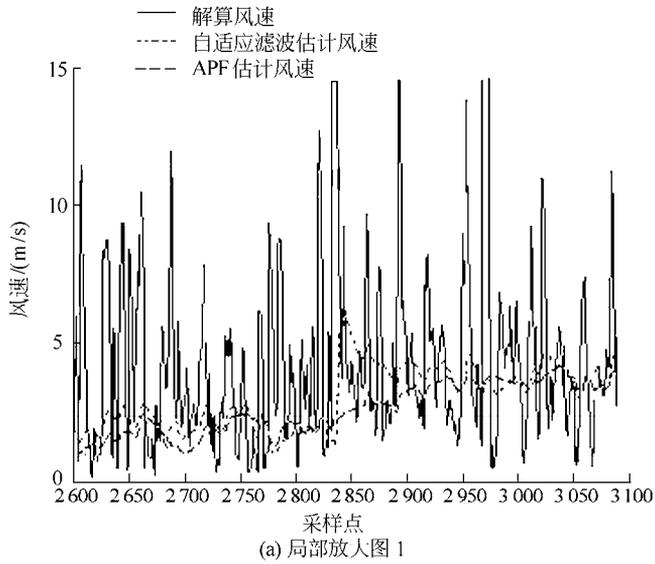


图 5-29 风速估计值局部比较图

参 考 文 献

- 1 肖业伦, 金长江. 大气扰动中的飞行原理. 北京: 国防工业出版社, 1993
- 2 马舒庆, 汪改, 潘毅, 等. 微型探空飞机解析测风方法. 大气科学, 1999, 23(3): 377~384
- 3 马舒庆, 汪改, 潘毅, 等. 微型无人驾驶飞机气象探空系统. 南京气象学院学报, 1998, 21(4): 715~721
- 4 Holland G J, Webster P J, Curry J A, et al. The aerosonde robotic Aircraft: a New paradigm for environmental observations. Bulletin of the American Meteorological Society 2000, 82(5): 889~902
- 5 Gracey W. Summary of methods of measuring angle of attack on aircraft. NACA Technical Note 4351, 1958
- 6 Haering E A Jr. Air data calibration of a high-performance aircraft for measuring atmospheric wind profiles. NASA Technical Memorandum 101714, 1989
- 7 Secretariat of the World Meteorological Organization. Aircraft meteorological data relay (AMDAR) reference manual. WMO-No. 958, 2003
- 8 周伟静, 沈怀荣. 一种基于小型无人机的风场测量方法. 测试技术学报, 2009, 23(4): 297~302
- 9 任金彬. 无人机气象探测系统风参数误差校正与数据处理研究. 北京: 装备指挥技术学院, 硕士学位论文, 2005
- 10 任金彬, 沈怀荣. 无人机皮托-静压管测风误差分析. 装备指挥技术学院学报, 2004, (4): 20~23
- 11 张晓红, 郝燕玲. 磁定向偏差自动修正的理论与实现技术. 中国航海, 1994, (2): 51~62
- 12 安振昌. 利用第七代 IGRF 计算 1995.0 年中国及邻区地磁场. 地球物理学进展, 1997, 12(3): 22~26
- 13 周伟静. 无人机气象探测系统风参数影响因素研究. 北京: 装备指挥技术学院, 硕士学位论文, 2007
- 14 Haering E A Jr. Airdata measurement and calibration. NASA Technical Memorandum 104316, 1995
- 15 Brown E N. Position error calibration of a pressure survey aircraft using a trailing cone. NCAR Technical Note 313, 1988
- 16 Ehernberger L J, Haering E A Jr. Atmospheric analysis for airdata calibration on research aircraft. AIAA-92-0293, 1992
- 17 Whitmore S A, Larson T J, Ehernberger L J. Air data position-error calibration using state reconstruction techniques. NASA Technical Memorandum 86029, 1984
- 18 汤黄华. 机头空速管位置误差值的计算. 洪都科技, 1991, (4): 1~11
- 19 李怡勇, 沈怀荣, 任金彬. 基于流场数值模拟修正空速管位置误差. 中国空气动力学学会第四届低跨超声速学术会议. 张家界, 2004
- 20 钱国宁. 静压源误差修正及其在大气数据计算机的应用. 航空学报, 1989, 10(4): 171~179
- 21 任金彬. 空速管误差的简风洞测量. 中国空气动力学学会第四届低跨超声速学术会议. 张家界, 2004

- 22 杨新勇, 黄圣国. 智能磁航向传感器的研制及误差补偿算法分析. 北京航空航天大学学报, 2004, 30(3): 244~248
- 23 王双亭, 王明孝, 朱宝山. 图幅磁偏角自动计算的原理和方法. 测绘学院学报, 2002, 19(2): 122~127
- 24 高金田, 安振昌, 顾左文, 等. 地磁正常场的选取与地磁异常场的计算. 地球物理学报, 2005, 48(1): 56~62
- 25 安振昌. 1936年中国地磁参考场的冠谐模型. 地球物理学报, 2003, 46(5): 624~627
- 26 徐冠雷, 葛德宏, 吉春生. 一种基于神经网络进行剩余自差在线估计与校正高精度磁向系统研究. 微机计算机信息, 2003, 19(10): 62~63
- 27 周伟静, 沈怀荣. 一种利用磁偏角地磁图自动计算磁偏角的方法. 测绘工程, 2007, 16(1): 51~54
- 28 王永刚. 改进 Sage~Husa 滤波及在 GPS/INS 容错组合制导中的应用. 中国惯性技术学报, 2003, (5): 29~32
- 29 沈云峰. 简化的 Sage~Husa 自适应滤波算法在组合导航中的应用及仿真. 青岛大学学报, 2001, (3): 47~51
- 30 黄晓瑞. GPS/INS 组合导航系统自适应滤波算法与仿真研究. 飞行力学, 2001, (2): 73~77
- 31 童春霞. 强跟踪滤波理论在非线性和非线性飞控中的应用. 计算机仿真, 2004, (8): 17~19
- 32 祝转民. Kalman 滤波工程应用问题分析及改进方法研究. 宇航学报, 2002, (3): 44~47
- 33 金石, 张晓林. Kalman 滤波器在直升机盘旋飞行中的应用. 航空学报, 2003(2): 163~166
- 34 刘承香, 孙枫. 野值存在情况下组合导航系统的容错技术研究. 中国惯性技术学报, 2002, (6): 12~17
- 35 高宁. 抗野值自适应卡尔曼滤波方法的研究. 中国惯性技术学报, 2003, (3): 25~28
- 36 周伟静, 沈怀荣. 抗野值抑制发散滤波算法在无人机测风数据处理中的应用. 装备指挥技术学院学报, 2009, 20(5): 122~126
- 37 刘敦训. 卡尔曼滤波方法在风的短期预报中的应用. 山东气象, 1998, (1): 29~32
- 38 Arnaud. On sequential simulation-based methods for Bayesian filtering. Technical report CUED/F-INFENG/TR.310, University of Cambridge, 1998
- 39 Arnaud D, de Freitas D, Gordon N. An introduction to sequential Monte Carlo methods. In: Sequential Monte Carlo Methods in Practice. New York: Springer-Verlag, 2001
- 40 Arulampalam M S, Maskell S, Gordon N, et al. A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(2): 174~188
- 41 Liu J S, Chen R. Sequential Monte Carlo methods for dynamical systems. Journal of the American Statistical Association, 1998, (93): 1032~1044
- 42 Bolic M, Djuric P M, Hong S. New resampling algorithms for particle filters. In: IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2003, II: 589~592
- 43 Gordon N, Salmond D, Smith A. Novel approach to nonlinear and non-Gaussian Bayesian state estimation. Radar and Signal Processing, 2002, 140(2): 107~113

- 44 Carlin B P, Polson N G, Stoffer D S. A Monte Carlo approach to nonnormal and nonlinear state-space modeling. *Journal of the American Statistical Association*, 1992, 87(418): 493~500
- 45 Gilks W R, Berzuini C. Following a moving target—Monte Carlo inference for dynamic Bayesian models. *Journal of the Royal Statistical Society*, 2001, (63): 127~146
- 46 Musso C, Oudjane N, Gland. Improving regularized particle filters, In: *Sequential Monte Carlo Methods in Practice*. New York: Springer-Verlag, 2001
- 47 Pitt M, Shephard N. Filtering via simulation: Auxiliary particle filters. *Journal of the American Statistical Association* , 1999, 94(446): 590~599
- 48 Clapp T, Godsill S. Improvement strategies for Monte Carlo particle filters. In: *Sequential Monte Carlo Methods in Practice*. New York: Springer-Verlag, 2001
- 49 蔡崧, 产竹旺. 基于自适应滤波的风场测量仿真试验平台. *计算机工程*, 2003, 29(18): 192~194
- 50 陆宇平, 胡亚海. 基于空间相关函数的二维紊流场数值生成法. *南京航空航天大学学报*, 1999, 31(2): 139~145
- 51 达兴亚, 周伟静, 沈怀荣. 基于辅助粒子滤波的风估计方法研究. *系统仿真学报*, 2008, 20(22): 6248~6251
- 52 周伟静, 达兴亚, 沈怀荣. 基于粒子滤波算法的风估计方法研究. *系统仿真学报*, 2009, 21(z2): 38~42

第 6 章 系统试验及应用

测试与飞行试验是验证气象无人机性能，改进其设计的重要手段。气象无人机具有经济、机动、灵活的特点，使用范围广，既可对热带气旋和其他危险天气进行系统性监测，也适用于军事侦察及其他领域，其应用越来越广泛。

6.1 系统静态测试

系统静态测试指静态时对机载气象测量设备进行的测试，也称为静态测试。

6.1.1 测试内容

静态测试主要是对无人机机载探测仪器进行的测试，包括气压误差测试、气温误差测试、湿度误差测试和风速误差测试等。

静态测试的技术方法：采用地面自动站温、湿、压传感器计量鉴定的仪器对无人机机载温度、湿度和气压测量误差进行测试；采用风洞对风速测量误差进行测试。

6.1.2 气温误差测试

1. 标准装置

- 1) 推荐采用计量一级铂电阻温度计或一级标准水银温度表。
- 2) 标准器在测试前一周内，应以水三相点法或冰点法确定 0°C 点的误差并证明合格。测试后也应进行同样的校准。
- 3) 测试设备应为温度一级测试设备，其温度场的波动度和均匀度对测量结果的附加误差应不超过被试传感器技术指标规定允许误差的 $1/10$ 。测试前应对测试设备进行检查。

2. 技术要求

- 1) 测试点的选择和稳定时间及录取数据应在整个测量范围内合理分布，测量上

限值，自动站所在台站可能出现的极端下限值和 0°C 必须作为测试点。规定测试点与实际测试点的偏差应不超过 0.1°C 。

2) 测试时，标准器和被试传感器都应全浸于温度槽的液体中。被试仪器为电测器件应首先确定液体浸润对其测量结果的影响，并采取必要的防护措施。

3) 若需确定被试传感器 0°C 的漂移量，应采用水三相点法。如果必须采用冰点槽，应用标准温度计测量槽内温度，所用冰应用蒸馏水制作，且要刨成雪花状。第一次读数必须在温度稳定 30 min 后进行。

4) 测试中，标准温度计和被试传感器所经受的温度突变都不应大于 30°C ，否则应采取预处理或过渡措施。

3. 测试的方法和程序

1) 首先进行 0°C 点的测试，然后根据具体情况逐点升温或降温，最后必须重复测试 0°C 点。

2) 可采用循环测试法也可采用定点测试法进行测试，但标准温度计的传感器或敏感部分必须始终置于测试设备恒温槽介质中。

3) 采用定点测试法时，被试传感器每次读数前的温度改变量应大于 5°C 和小于 10°C 。

6.1.3 湿度误差测试

1. 标准装置

标准装置通常为分流法或双压法标准湿度发生装置。

2. 方法和要求

1) 选取测试点，确定样本大小和录取数据的具体方法。

2) 测试通常采用多循环试验法，根据敏感元件的特性可从测量范围上限值的高湿测试点开始逐点下降，也可从测量设备可能达到的低湿点逐点上升，然后按照相反顺序逐点回到初始测试点。规定测试点与实际测试点的偏差应不超过 $\pm 3\% \text{ RH}$ 。从一个测试点到另一个测试点的湿度变化速率不应超过 $5\% \text{ RH/min}$ 。

3) 若被试传感器的敏感元件带有防护罩，应按照实际使用的状态进行测试。在确定测试点的稳定时间时，其时间常数应包括由于防护罩的作用而增加的时间。

图 6-1 给出标准测试设备及布置示意图。



图 6-1 国家气象计量站对 TF-1 无人机气象探测系统进行温湿度计量测试
(左上角为内部传感器布置图)

6.1.4 气压误差测试

1. 标准装置

推荐由以下 3 种标准器或标准装置组成的测量系统:

- 1) 由气动活塞压力计、石英巴登管压力控制仪和控制器、气源设备组成的系统;
- 2) 由振筒气压仪、气压箱和气源设备组成的系统;
- 3) 由石英振梁数字压力仪、气压箱和气源设备组成的系统。

2. 技术要求

1) 静态测试应在专用气压室内进行,测试时应保持室内温度稳定、均匀,减少空气的流动和扰动,避免阳光直射到被试仪器和标准装置上,气压室附近应避免对测量结果有影响的振动源。

2) 必要时,压力控制系统与传感器之间可串入稳定器,以控制压力变化率不致过大,并使增压或降压时压力变化均匀、无脉动。

3) 静态测试前,被试气压传感器应与标准器在自然大气压力条件下进行比较读数,比较读数应不少于 10 次,间隔 10~15 min,静态测试后还应进行一次比较读数,两次比较读数的方法应相同。若发现静态测试前、后的系统误差变量超过被试传感器技术指标规定的允许误差限半宽的 1/3,应查明原因。

3. 测试方法和程序

- 1) 选取测试点和确定样本大小。1 013 hPa 和被试仪器气压所适应的 200 hPa 测

量范围的上限和下限必须选取。测试点的实际气压值与规定值的偏差不应超过 ± 0.5 hPa。

2) 将被试传感器放入气压箱或与标准装置的气路连接, 检查气压测试系统连接后的密封性是否符合要求。

3) 测试点的稳定时间应不少于 1 min。每个循环, 在每个测试点至少应有两次升、降不同趋势的测试数据。

4) 在整个测试过程中, 压力改变的变化速率, 应根据被试传感器的迟滞特性确定, 但不应超过 20 hPa/min。当测试时的压力变化速率选定后, 每两个测试点间的变化速率应相同。

5) 所有测试点完成后, 对于由弹性材料制作的压力传感器, 应进行弹性恢复特性的试验。先进行测量范围上限压力条件, 然后进行下限压力条件的试验。其方法是: 改变压力至规定条件并稳定 1~2 h, 然后迅速放气至自然大气压力, 立即录取标准器和被试传感器的读数, 以后每 10~15 min 一次, 直至差值稳定。

6.1.5 风速误差测试

1. 标准装置

风速误差测试一般在气象风洞完成。测试设备采用一等标准皮托管和精密微差压计。计算风速所用温度的误差应不超过 ± 0.2 °C, 气压误差应不超过 ± 0.5 hPa、湿度误差应不超过 $\pm 5\%$ RH。

2. 风速静态测量的技术要求和方法

1) 标准皮托管应安装在被试传感器的前上方, 其总压孔对准气流的来向, 距风洞顶部的距离为 250~300 mm, 且在风洞体的纵向轴线上, 其静压孔位置距被测试传感器感应部分边沿的水平距离为 150~200 mm。

2) 根据受试仪器的输出特性和整个测量范围合理选取测试点, 确定样本大小和测试方法。

3) 通常采用多循环测试法, 从最小风速测试点开始, 逐点增大至最大测试点, 然后再逐点下降至最小测试点。同一循环应连续做完。

4) 对于风速的瞬间值, 应在风速稳定 2 min 后录取数据。每次都应录取微差压计的读数和当时的室内温度、气压和湿度值。

5) 如果被试仪器配有输出装置并有平均风速值的输出, 可以适当延长每次测试的时间, 以录取被试传感器平均风速的测量数据。在测量平均风速时, 风洞内的风速应保持不变, 被试仪器应按照规定间隔时间采样。

6.2 系统飞行试验

1998年, Aerosonde 无人机有限公司分别在澳大利亚、加拿大、北大西洋、南中国海等地进行了气象探测无人机的试验飞行。同年8月, 美国因西图集团公司和华盛顿大学进行了 Laima 气象探测无人机的首次跨大西洋飞行, 从纽芬兰到苏格兰连续飞行 26 h, 距离长达 3 200 km, 进一步验证了该型无人机长距离飞行的可行性。2000年10月, 在澳大利亚西部又进行了新式发动机的试验飞行, 无人机成功地爬升到 5 500 m 的高度, 进行一系列的探空作业。2005年, 美国空军飞行试验评估中心从多方面评估了气象无人机的探测能力。2004—2006年, 沈阳航天新光集团有限公司和装备指挥技术学院对 TF-1 无人机气象探测系统进行了多次飞行试验, 测试了飞行平台和气象探测载荷的性能。

6.2.1 系统飞行试验内容

飞行试验的目的是充分测试气象无人机的各项实际飞行性能和探测能力。对飞行性能的测试可以参照 GJB2347—95 (无人机通用规范)、GJB3728—99 (无人机地面试验要求)、GJB3060—97 (无人机电气系统通用规范)、GJB4108—2000 (军用小型无人机系统部队试验规程) 和无人机平台技术指标组织实施^[1,2]。本节主要讨论气象测量载荷的飞行试验。

飞行试验包括常规气象条件下的性能测试和复杂天气适应性试验。

常规气象条件下的性能测试包括垂直探测能力和水平探测能力测试两部分, 在晴天、多云或阴天天气条件下 (非复杂气象条件) 进行, 应尽量安排在探空站附近。

复杂天气适应性试验主要检验无人机在复杂天气中的飞行和探测能力, 根据无人机的用途, 一般安排穿越云层试验、穿越台风试验等。

6.2.2 气象探测对比试验

气象探测对比试验内容主要包括气温测量误差、湿度测量误差、气压测量误差和风速测量误差。

气象探测对比试验一般采用将气象无人机的测量结果与气球探空仪的测量结果进行比对。比对试验应在稳定天气进行, 无人机采用定速盘旋爬升方式飞行, 在无人机飞行时释放探空气球。在保证安全的前提下, 无人机与探空气球尽可能近, 其探测结果要与同时释放的气球探空仪的数据具有良好的相关性。

低空气象探测试验可选择与系留飞艇测量数据进行对比。系留飞艇可长时间悬

浮，测量若干高度上的温度、湿度、气压和风参数，气象无人机采用定速飞行方式，与系留飞艇测量数据长时间比对。

6.2.3 TF-1 飞行试验

TF-1 无人机气象探测系统先后完成了原理验证飞行试验、校对飞行试验、100~1 500 km 飞行试验、海上气象探测飞行试验、5 000 m 升限飞行试验和长航程考核飞行试验。典型飞行试验航迹图如图 6-2 所示。图 6-3 和图 6-4 给出典型飞行试验前安装传感器准备和试验中监测飞行状态和数据的情况^[3, 4]。

在项目研制过程中，共进行各类实验或试验达上千次，尤其是气象探测飞行试验数十次，累计探测飞行时间数百小时，获得了大量的原始试验数据，为无人机气象探测系统的成功研制提供了必要的数据库和技术验证。



图 6-2 典型飞行试验航迹图（2005 年 10 月 17 日飞行试验）



图 6-3 典型飞行试验图片（起飞前准备）



图 6-4 典型飞行试验图片（飞行中监测）

主要飞行试验的气象测量参数曲线图如下：

图 6-5 为 2005 年 8 月 22 日气象测量参数随时间的变化曲线；

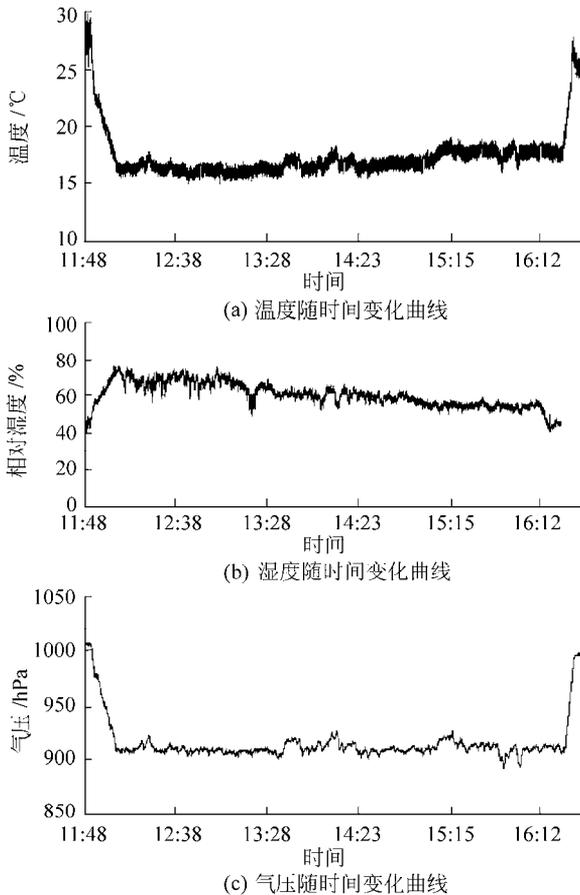
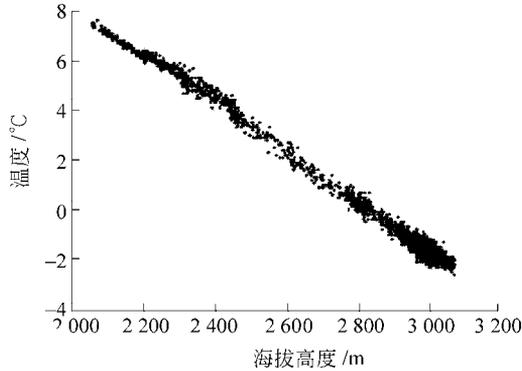


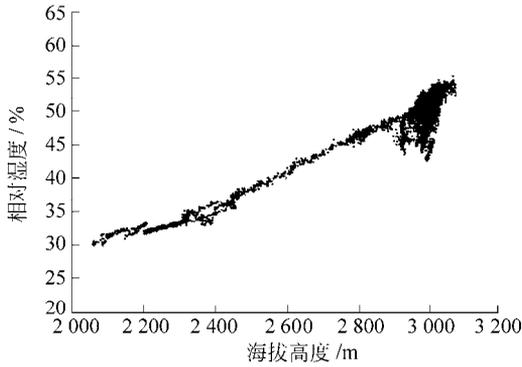
图 6-5 2005 年 8 月 22 日气象测量参数随时间的变化曲线

图 6-6 为 2005 年 10 月 19 日气象测量参数随海拔高度的变化曲线；

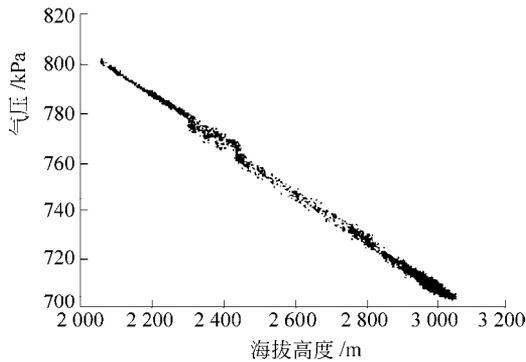
图 6-7 为 2005 年 10 月 21 日与系留飞艇测量温湿压参数的比照（无人机与系留飞艇无准确的位置对应关系）；



(a) 温度随海拔高度变化曲线



(b) 湿度随海拔高度变化曲线



(c) 气压随海拔高度变化曲线

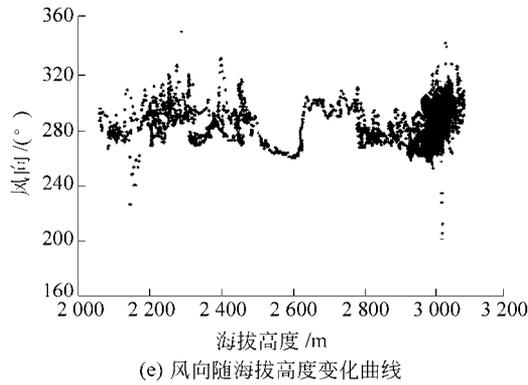
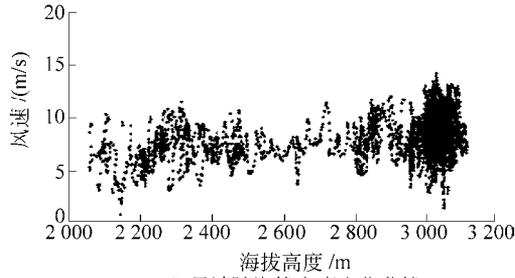
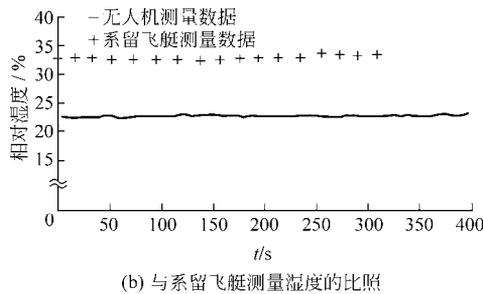
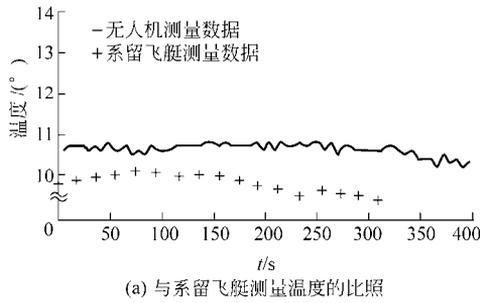
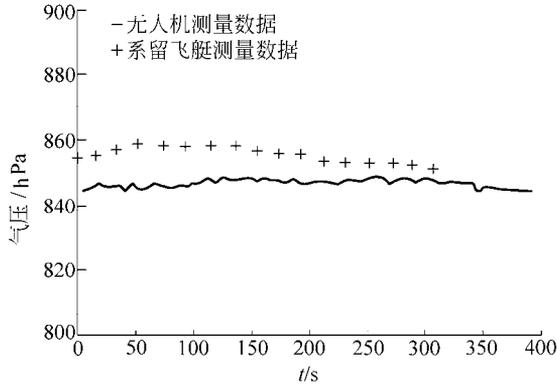


图 6-6 2005 年 10 月 19 日气象测量参数随海拔高度的变化曲线





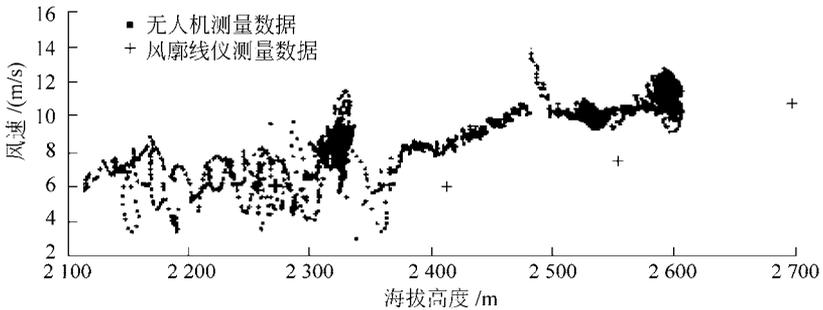
(c) 与系留飞艇测量气压的比照

图 6-7 2005 年 10 月 21 日与系留飞艇测量温湿压参数的比照
(无人机与系留飞艇无准确的位置对应关系)

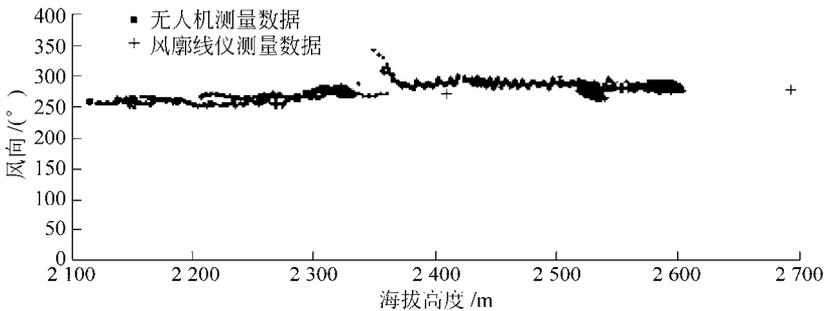
图 6-8 为 2005 年 11 月 7 日与风廓线仪测量风参数的比照。

图 6-5~图 6-8 的试验结果显示：

(1) 图 6-5a, b, c 表明两个温湿压组件测量值较吻合，可以互为备份；



(a) 风速与海拔高度曲线



(b) 风向与海拔高度曲线

图 6-8 2005 年 11 月 7 日与风廓线仪测量风参数的比照
(无人机与风廓线仪无准确的时间对应关系)

(2) 图 6-6 表明温湿压测量异常值极少, 曲线较平滑, 温度、压力随海拔高度的变化规律是正确的;

(3) 由图 6-7 的温湿压比照可以看出无人机气象探测系统温湿压测量值的变化趋势与系留飞艇温湿压测量值的变化趋势比较吻合;

(4) 由图 6-8 的风参数比照可以看出无人机气象探测系统风参数测量值的变化趋势与风廓线仪风参数测量值的变化趋势比较吻合。

6.3 气象无人机应用

气象无人机问世以来, 为了验证其性能, 并为发展和操作使用积累经验, 世界各地气象业务和研究部门进行了大量的业务飞行; 美国、澳大利亚、日本、韩国及中国台湾的气象、业务和研究部门, 根据各自的需要, 进行了大量的气象探测和试验飞行。

6.3.1 气象无人机在民用领域的应用

国外利用气象无人机搭载臭氧传感器、视频冰粒传感器、手持式粒子计数器、数码相机、红外大气辐射仪等气象传感器开展野外海洋大气试验研究。美国能源部、国家科学基金会和科罗拉多大学于 1999—2005 年期间多次进行北极地区气象、冰和生物调查, 监测北极地区的大气和海冰表面状况, 共飞行 1 000 多小时, 经受了北极最恶劣的气候条件的考验。美国国家气象局 1999 年在夏威夷进行信风效应研究, 美国国家航空航天局 2001 年进行云和中尺度试验及火山灰研究。

Aerosonde 无人机有限公司与日本气象厅合作。利用气象无人机在日本南部开展锋面降水系统研究, 利用同化梅雨锋面的详细观测资料, 验证和改进了非流体静力模型。

中国台湾地区也引进了 8 架 Aerosonde 无人机用于气象研究。其中, 2000—2004 年期间共进行了 15 次台风探测飞行, 见表 6-1。图 6-9 为 2004 年 6 月 9 日探测康森台风自恒春机场起飞的照片。

为了调查东太平洋热带气旋生成源地, 2005 年 6—9 月, 美国国家航空航天局与哥斯达黎加合作, 开展热带云系生成过程研究(尤其是对飓风生成情况), 完善热带气旋生成模式。美国海洋大气局大西洋气象实验室用气象无人机对奥费利娅(Ophelia) 飓风进行了长时间的观测飞行。

表 6-1 中国台湾地区 Aerosonde 无人机 2000—2004 年期间台风探测飞行统计

次数	日期	地点	飞行时数 / h	台风名称
1	2000, 10/24-10/26	宜兰	10	雅吉 (Yagi)
2	2001, 06/22-06/24	屏东	3	奇比 (Chebi)
3	2001, 07/03-07/05	屏东	1	尤特 (Utor)
4	2001, 07/11-07/12	宜兰	1	潭美 (Trima)
5	2001, 09/24-09/26	宜兰	5	利奇马 (Lekima)
6	2001, 10/15-10/16	宜兰	5	海燕 (Haiyan)
7	2002, 07/02-07/03	屏东	1	雷马逊 (Rammasun)
8	2003, 04/22-04/25	屏东	0	柯吉拉 (Kujira)
9	2003, 06/04-06/05	宜兰	0	南卡 (Nangka)
10	2003, 07/22-07/24	屏东	0	尹布都 (Imbudo)
11	2004, 05/15-05/17	恒春	3	妮妲 (Nida)
12	2004, 06/07-06/09	恒春	3	康森 (Conson)
13	2005, 07/17-07/19	恒春	12	海棠 (Haitang)
14	2005, 09/09-09/10	恒春	3	卡努 (Kahnun)
15	2005, 10/01-10/03	恒春	10	龙王 (Longwang)



图 6-9 2004 年 6 月 9 日 Aerosonde 自恒春机场起飞探测康森台风

6.3.2 气象无人机军事应用

在海湾战争、科索沃战争和伊拉克战争中，美军都曾使用安装气象传感器的小型气象无人机获取作战所需的战区气象情报^[5,6]。

2003年,澳大利亚国防军开始部署气象无人飞机,配备昼夜观测用的传感器和通信设备,用来在边远地区和沿海一带进行天气侦察,向地面军事人员和总部提供图像资料。

2005年,美国空军飞行试验评估中心从多方面评估了气象无人机作为远距离气象传感器的能力。首先,使用携带标准气象仪器(测量气温、湿度、气压、风速)和红外大气辐射仪的气象无人机,在结冰天气条件下进行大气边界层结构和通量研究,采集臭氧和一氧化碳等化学样品,用于研究化学输送模式、空气污染的化学性质和动态特性,以增强对资料稀少和资料空白区域天气形势的了解,改进作战空间的天气预报,特别是更加准确地预测热带气旋和武器系统性能。其次,测试用超高频/铱星通信同时控制多架气象无人机的能力。进一步评估气象侦察飞机和气象传感器的性能,以及通过将观测资料同化到数值天气模式数据库来提高天气预报准确度的能力。用气象无人机调查热带气旋,并将其获取的资料传送给美国空军气象局和联合台风警报中心,供发布台风警报用。气象无人机作为一种气象观测系统,具有在夜间执行天气侦察任务的能力,为重要天气事件的检测赢得了更多的时间,能通过全球卫星通信向气象主管部门近实时地提供气象资料。第三,利用搭载白昼和夜间探测系统的气象无人机进行海洋观察试验。再利用卫星通信传输观测数据评估气象无人机发现、识别、跟踪多种目标的能力。

无人机气象探测系统是军民通用的中、低空气象探测设备。对于沙漠、山区、海洋等用传统手段难以获取相应气象数据的地区,在大区域、长时间测量气象参数时,使用无人机气象探测将更节约、更经济。随着科学技术的发展,气象无人机的结构将更加合理、有效载荷将更灵活、续航时间和航程将更长、飞行高度将更高,全球控制、导航和气象信息传送能力将进一步提高。总之,低成本、多功能、长航时、模块化、通用化、智能化将是气象无人机今后发展的方向。无人机气象探测在军事和民用领域将发挥越来越重要的作用。

参 考 文 献

- 1 GJB4108—2000. 军用小型无人机系统部队试验规程
- 2 GJB3728—99. 无人机地面试验要求
- 3 沈怀荣,邵琼玲,王盛军,等. TFQ1 无人机气象探测系统技术总结报告. 北京:装备指挥技术学院,2008
- 4 沈怀荣,邵琼玲,王盛军,等. TFQ1 无人机气象探测系统飞行试验总结报告. 北京:装备指挥技术学院,2005
- 5 何洪良. 无人机在气象情报侦察中的应用. 无线电工程,1997,27(2):36~38
- 6 张伟. 航空气象装备. 北京:航空工业出版社,2009



无人机气象探测技术

沈怀荣 邵琼玲 王盛军 李怡勇 周伟静 著

ISBN 978-7-302-23658-0



9 787302 236580 >

定价：25.00元