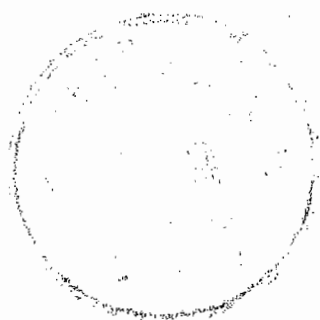


Rudolf Brockhaus

Flugregelung



Springer-Verlag

Berlin Heidelberg New York

London Paris Tokyo

Hong Kong Barcelona Budapest

00012013

V249.1
06

本书由中国人民解放军总装备部专项资金资助出版

飞行控制

[德]鲁道夫·布罗克豪斯 著

金长江 译

肖业伦 校



国防工业出版社



C0488455

V

著作权合同登记 图字:军—1999—016 号

图书在版编目(CIP)数据

飞行控制/(德)布罗克豪斯著;金长江译. —北京:
国防工业出版社, 1999. 9
书名原文: Flugregelung
ISBN 7-118-02096-6

I. 飞… II. ①布… ②金… III. 飞行控制 IV. V 249.1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999)第 16163 号

Die Deutsche Bibliothek-CIP-Einheitsaufnahme
Brockhaus, Rudolf;
Flugregelung/Rudolf Brockhaus. Mit einem
Geleitw. von Marc Pélegrin. -
Berlin; Heidelberg; New York; London; Paris;
Tokyo; Hong Kong; Barcelona; Budapest:
Springer, 1994
ISBN 3-540-55416-5

国防工业出版社出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号)

(邮政编码 100044)

北京怀柔新华印刷厂印刷

新华书店经售

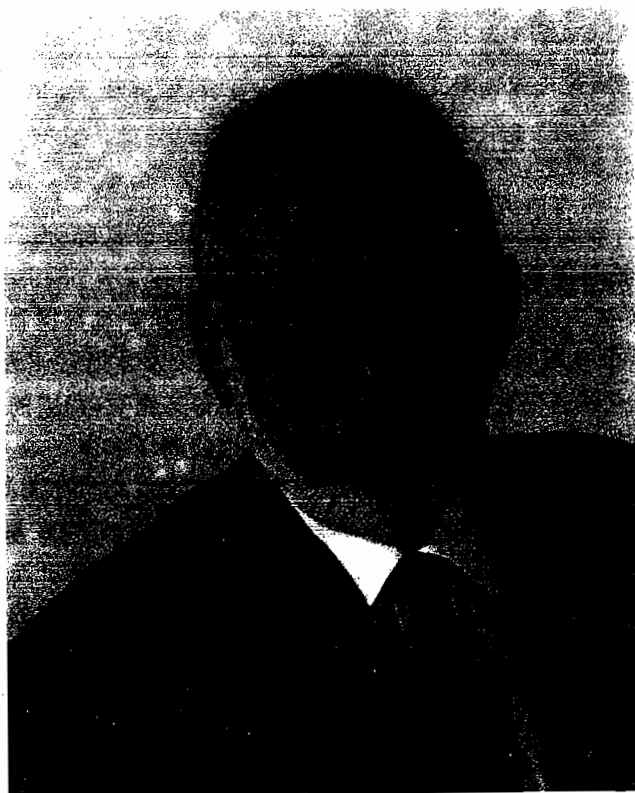
*

开本 787×1092 1/16 印张 41¼ 940 千字

1999 年 9 月第 1 版 1999 年 9 月北京第 1 次印刷

印数: 1—1000 册 定价: 79.00 元

(本书如有印装错误, 我社负责调换)



作者简介

鲁道夫 布罗克豪斯博士、教授(1933 年—)是德国著名的飞行控制学者,现任德国航空航天研究院(DLR)飞行力学研究所科学顾问、欧洲航空研究和技术组织(GARTEUR)顾问专家,从事“鲁棒飞行控制,一个设计挑战”(Robust Flight Control, A Design Challenge)活动。曾就读于达姆施塔特工业大学和柏林工业大学,1967 年在布伦瑞克工业大学获博士学位。曾任德国航空航天研究院飞行制导研究所控制系统部主任、布伦瑞克工业大学飞行控制研究所所长。参与德国工业部门 VTOL 项目、VJ 101X1、VAK 191 和 Do 31 发展研究,承担德国研究委员会(DFG)和德国航空航天学会(DGLR)多项研究任务。发表论文近百篇、著作 3 本,指导培养 37 名博士。讲授过基本控制理论、飞行控制系统、多变量控制、离散时间控制等多门课程。长期从事飞机和发动机建模及控制工作,在多变量和自适应控制、系统建模、系统辨识、非线性控制、非线性观测器、卡尔曼滤波、故障测定、模式识别等方面卓有建树。曾在法国、英国、意大利、中国交流讲学。

译者的话

1996年初,译者收到德国布伦瑞克工业大学飞行控制研究所所长山策(Schänzer)教授赠寄由布罗克豪斯教授撰写的《飞行控制》一书,该书引用了直到1994年为止的大量文献和资料,而且征得德国航空研究和工业部门很多飞行力学与飞行控制学者的意见,是目前德国航空科技界很有影响的一部著作,德国、荷兰有关大学把它作为主要的教学参考书。该书对我国航空界也很有参考价值。由于原书用德文撰写,我国的读者面又较窄,在国防工业出版社的支持下,遂从1997年底开始了本书的翻译工作。

布罗克豪斯教授自1969年以来,一直在布伦瑞克工业大学讲授《飞行控制》这门课,他的讲课深受学生的欢迎,译者曾听过他的课。80年代中期以前,他的讲课主要以他在70年代撰写的两本《飞行控制》书为主。80年代之后,电传操纵、计算机控制技术的实用化,使飞行控制发生了革命性的变化。布罗克豪斯教授适时吸收这些最新的科技成果,在他退休之前,历时3载有余,撰写了这本内容丰富的著作。这本著作凝聚了作者对飞行控制这一专业领域的观点和看法,也从一个侧面反映了德国在这一领域的主要研究活动,例如,在推力矢量验证机X31-A方面的研究情况。

作者在书中贯彻以人为中心的飞机自动化思想,把飞行力学、飞行控制和导航以及飞行管理有机地结合起来,重在讨论飞行控制系统设计的基本原理和总体思想,这就给读者以启迪思考发展的空间。

航空科学技术的敏感性,使研究人员、特别是在校的博士研究生、硕士研究生难以找到数据完整的示例飞机,常常要花费相当多的时间和精力。为此,在允许使用的资料范围内,作者在书中给出5种飞机的示例数据,系统地编排了飞机运动的数学模型,这给教学和研究工作提供了很大方便。

征得国防工业出版社同意,中译本尊重保持原书的格式。例如:外文一律用正体;物理矢量用字母上方加箭头表示;矩阵用字母下方划横线表示;参考文献在中译本中亦按原书方式标记;原书符号定义按德国国家标准DIN 9300,其中有些符号定义与我国现行标准不一致;原书中量和单位基本上用国际单位制,但鉴于英、美资料中仍用英制,故原书中仍有不少地方沿用英制单位,必要时在中译本中作了解释;航空科技中的一些通用术语在原书中均用英文附在括号中,为便于中国读者理解,中译本中均予以保留,并附上缩写,另外,作者又为中译本补充了一些缩写;等等。

在翻译过程中发现的一些笔误和疏漏,在征得作者确认后,在中译本中均作了更正。

对原文中一些理解疑难之处,译者得到布罗克豪斯教授的热心指教,并为中译本寄来插图的复印件。在办理中译本版权许可过程中,也得到布罗克豪斯教授的友好帮助。在此,译者谨向布罗克豪斯教授表示诚挚的谢意。

布伦瑞克工业大学是德国航空航天科学学科设置最为齐全的著名大学,是与北京航空航天大学结成科技文化交流的友好大学。我国航空院校多名教师曾先后在该大学学习工作。译者借此机会向德国朋友和同事表示感谢,并以此书作为两校航空科技交流的一页。

翻译这样一本内容广泛的著作,是一项很繁重的工作。刘玉芳副教授、彭兢、王衍洋、王志红、何晓波、李宁、郭馥立各位参加了中文译稿的校对整理及公式推导;肖业伦教授对译文稿作了仔细校对,并提出许多修改建议。对于他(她)们的帮助和合作,译者谨在此表示衷心的感谢。另外,还特别要向在此期间与我同甘苦、给我理解和支持的我的夫人表示我的谢意。

本书由中国人民解放军总装备部专项资金资助出版。在翻译工作中还得到北京航空航天大学出版社许传安社长的大力支持。译者在此一并谨致谢意。

译 者

1999年1月于北航

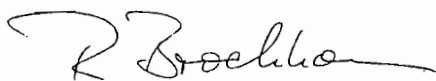
作者为中译本写的序言

我的《飞行控制》的中文译本在中国这个世界上人口最多的国家出版,这是我的一项极高的荣誉。这之所以能成为现实,我要感谢我尊敬的同事、北京航空航天大学金长江教授先生,他在一年多时间内为本书的中文翻译付出了辛勤的劳动,在此我谨向他致以美好的祝愿。我还要向他的夫人、他的助手,特别向对中文译稿进行艰苦的校译工作的北京航空航天大学肖业伦教授先生、向为仔细编辑出版中文译本的国防工业出版社表示谢意。

本书的德文版本的撰写修订工作是在1991年5月到1994年3月期间进行的,除了我的教学工作和研究工作外,它占用了我所有的时间。本书的基础是自1969年我在布伦瑞克工业大学(Technische Universität Braunschweig)任教授以来的讲课,以及我的两本有关飞行控制的教科书《飞行控制 I——作为控制对象的飞机(1977)》和《飞行控制 II——控制系统设计(1979)》。另外,1981~1987年在中国西北工业大学(西安)和布伦瑞克工业大学关于飞行控制领域的合作交流讲学,也充实促进了这一教学领域。1984年我的《飞行控制 I——作为控制对象的飞机(1977)》一书的中文译本已出版。在北京航空航天大学访问期间的学术报告和讨论,以及同西安和北京来布伦瑞克工业大学留学的中国访问学者的交流,对拓宽我的教学领域也获益匪浅。

同中国大学界在航空航天技术领域的深入交往,不仅使我在这个领域获得了中国科技工作者的友谊,而且这些交流活动也使我认识了解了中国人民和她的文化。我要感谢许多中国城市和地区的访问,使我亲眼目睹了这个伟大国家的美丽和丰富多姿。因此,我特别高兴能通过本书向我的中国朋友表示我的感激之情。希望这本书能够有助于中国很多科技工作者和工程师的教学、研究发展工作,尤其能有益于年轻的大学生和研究生。但是,所有的读者应当记住,没有扎实的理论基础就没有实践的进步;反之,没有实践的检验,也就没有理论上的认识提高。

我期望本书能有助于许多读者尽量好、并尽量容易地进入这一富有魅力的专业领域。



1998年10月22日于路耳斯(法)

原书序言

“驾驶员还是自动驾驶仪”——绪论第1节的标题就可以作为鲁道夫 布罗克豪斯教授刚刚完成的这本内容丰富的著作的书名。

与其它技术部门相比,航空跟随科学技术发展的步伐更快。航空无非是指具有多种能力的大型载运工具,在分解了它的任务之后,人力图把这些任务转交给机器,以解脱疲劳或者免除重复性工作的单调乏味。人有时要把一些繁重的或者非常危险的工作交给机器去完成——幸亏在航空中不是这样。

然而,在自动化技术发展最迅速的1950~1970年期间,这种任务转交之快是始料不及的。此后,控制工程人员认识到,在“系统”中必须尽量把人像技术组成部分那样加以考虑,这是一个有待全面解决的难题。

假如大气空间只有飞机,那么全部(包括加速飞行阶段和起飞阶段)飞行都可以自动化。然而,天空并不只有飞机,在空中交通稠密区域,驾驶员必须不断修改“飞行计划”数据。另外,总会有意外情况——尽管很罕见,因为没有绝对的可靠性,意外情况总是存在的。因而,机组、地面指挥与飞机之间经常要进行通话联络。

我认为,本书的重要贡献在于,除了飞行原理和系统工程,本书还计入了人的行为,在定义设计准则时也把它视为子系统之一,并且涉及全部飞行的管理。

本书取名“驾驶员还是自动驾驶仪”不是更确切么?

Marc Pélegrin 教授

ENSAE 大学,图鲁兹

巴黎(国家)科学院通信院士

原书前言

本书原本想作为《飞行控制 I —— 作为控制对象的飞机(1977)》和《飞行控制 II —— 控制系统设计(1979)》这两本书的修订本。然而,在写作过程中,却形成了这本在目标想法和结构上全新的、而且素材大大扩展了的著作。新的版本首先是基于这样的事实:飞行控制技术近 15 年来发生了革命性的变化。1987 年,A 320 首次实现了民用运输机无机械主操纵、纯电传操纵飞行。在控制任务不断增加的情况下,计算机逐步承担监控、导航和飞行计划等项任务,使旅客机驾驶舱乘员从 4 个减少到 3 个,后来又减少到 2 个。数字技术的应用,使各种互不相关的专用控制器得以综合成一个集成总系统,能作出新的、过去只是纸面上的解答。在此期间,在军用领域,随控布局(Control Configured Vehicle,CCV)概念已成为现实;而在民用飞机方面,用控制技术改善飞行性能或者降低结构重量,已不再是空想了。

重新编写的第二个原因是:近 15 年来我本人在教学和研究工作中所经历的学习过程。在布伦瑞克工业大学(TU Braunschweig)、中国西北工业大学和印度尼西亚万隆工学院的讲课,在进修班以及在与学生和助手的交谈中,一些困难的关系用简单的模型概念常常就变得比较容易理解。在飞行控制器设计、驾驶员与控制器的协同、建模、仿真、系统辨识、非线性滤波,以及飞行试验验证等方面的研究实践,加深了我对实际问题复杂性的认识。本书得到布伦瑞克工业大学和德国航空航天研究院(DLR)布伦瑞克研究中心和同事在两个专门研究项目“SFB 58——飞机控制引导(1969~1983 年)”和“SFB 212——空中交通中的安全(1983~1994 年)”的多年紧密合作的决定性激励。最后,我从我的飞行控制研究所的朋友和同事贡特·山策(Gunther Schänzer)教授的研究工作中学到很多东西。他富于创新的思想对我的写作具有重要影响。他和他的助手在飞行控制器及其实现、风的测量和风场建模、用惯性导航和差分 GPS 实现飞行导航等方面都达到一个新的高度。

飞行控制旨在宽广的高度和马赫数范围内完成对 6 个自由度运动的有人驾驶并载运人的飞机的控制任务。飞机装备的控制系统与要控制的过程一样复杂和多样,两者都在持续不断地向前发展。因此,在一本控制教科书中同时阐述一些专门问题,或者一些实际的、但只在某种情况下有用的短命的特殊解是没有什么意义的。如果能尽量简单地介绍基本原理和关系,则复杂的细节就很容易理解了。所以,在本书中我试图明确介绍一般的基本原理,系统概要地编排各种特殊解。为此,不仅需要明确的定义和精确的数学方程,而且还需要简单的并能应用在其它方面的模型形式,以及有效范围明确限定的近似解。

飞行控制的任务与飞行力学和飞行引导的问题完全相同。从改善飞行品质(稳定性、操纵性和扰动特性)直到在日益稠密的空中交通中安全引导变化的飞行航迹,它们都面临同样的问题。文献中常常只涉及这两种互相关联的任务的一个方面,而我则试图尽可能在

上面所述的出发点下把两者互相结合起来。

现代飞行控制器不能再以线性传递函数作为基础(按极点和零点配置),而需要广泛的过程知识,因此,本书有近一半的内容介绍过程模型和控制系统。对仿真和飞行控制器提出的一些新的任务,要求数学模型的精度和完整性越来越高。在所有的工作场合都有迅速发展的计算机技术可使其实现数字化。因此,与我前两册书一样,本书仍然采用非线性矢量方程。这种完整的编写方式的好处是不易出现错误,可以直接转变成计算程序,在任何情况下都可根据相应的简化,导出特殊情况下的近似表达式。

本书在编写中,在飞行力学、任务类型和品质要求基础上,突出了传统的和现代的控制结构形式的发展,从而有助于理解传统的和新型的控制器,并对其结构的进一步发展有所启发。为研究发展新的解法,需要引进各种飞行力学和控制工程方法。控制器结构形式以 PID—控制器、串联控制、状态矢量反馈和非线性控制等经典的基本结构为基础,后者已扩展到多变量系统。

本书共 20 章,分成 7 篇。第 1 章是为对本领域不太熟悉的读者介绍一些一般的概念,可以说,这一章是按初学者水平对全书内容的缩写,以便于理解并揭示其关联性。

第一篇(2~4 章)介绍描述飞机在扰动大气中运动所需要的物理基础知识。首先,定义了所有的飞行力学变量和导航变量,以及它们之间的关系;其次,介绍空气动力和发动机推力的产生及作用;最后,当然要介绍大气运动的模型化及其与飞机的相互作用。

第二篇(5~8 章)用来推导过程的数学模型及其分析。非线性矢量微分方程被逐步加以简化,最后再进行线性化。用结构框图和信号流程图可以很容易地看出复杂的内在关系。不仅用非线性方程,而且也用线性方程分析研究飞机的固有特性和操纵特性。

第三篇(9~11 章)介绍控制器设计的边界条件。这三章首先介绍飞机与控制器之间的接口,即测量方法和传感器,操纵系统和执行元件,其中也包括飞行力学和飞行导航方面的边界条件。

第四篇(12~13 章)简要介绍在飞行控制中被证明是特别适用的控制方法,重点放在修改动态特性、主要用于修改旋转自由度动态特性的控制器结构,以及那些用于引导过程、对控制移动自由度和航迹引导特别重要的内容。但是,我放弃了对控制理论和设计方法的详细介绍,而是以已具备了这方面的基础知识为前提,因为在这方面已有很多优秀的教科书。

第五篇(14~17 章)介绍最主要的飞行控制器结构。在选择对改善稳定性有积极作用的反馈之后,介绍用于改进飞行品质的纵向运动和横向运动的基本控制器。通过对扩展飞行包线、称为“主动控制”概念的最重要措施的讨论,进一步深入这种研究。

然后,介绍典型的自动驾驶仪,包括稳定巡航飞行阶段的高度、速度和航向的各种控制器,以及自动着陆系统。最后,介绍变化飞行航迹引导的“耦合”(综合)控制器的新近进展,其中有一些已应用到商业系统,有些则刚刚在试验系统上实现。它们都以从实用中选择出的状态反馈与非线性控制相结合为主要特征,是从飞行力学过程知识中发展而来的。与此有关,还要介绍生成理想航迹的一些新的概念以及由此导出的理想状态的生成。此外,还要介绍在其它机载系统(导航、飞行管理)中包括的飞行控制系统。

驾驶员和控制系统之间的接口在单独一章(18 章)中介绍,研究基于电传操纵(Fly-by-Wire)和智能显示系统(“Flight Director”)、并使飞行控制引导具有高度灵活性的驾驶

员和自动驾驶仪的合作的结构形式。

最后,在第六篇(19~20章)列举总系统的一些实际例子,分别介绍几种军用和民用领域的示例,使前面各章介绍的系统形式具体化和实际化。

附录中重新编排整理了运动方程和参数,使其在形式上更适合进行数值仿真用。为便于量级对比和示例计算,附加了多种示例飞机的飞行力学数据、阶跃响应特性和伯德图,其相应的图表是用MATLAB[®]制作的。这些数据与MATLAB工具箱一起附在一张磁盘上,供飞行仿真和控制器设计使用。附录中还附上常用的量和常数及标准大气表。

本书是面向航空工程和控制工程的大学生^①的,可以作为在本领域拓宽授课和进修课程的基础。本书同样也适于研究机构、航空公司和机构中的工程师,不仅适合飞行控制方面的专业人员,也可供系统工程师使用。为使本书不仅能作为教科书,而且也能作为参考书,故素材按系统学观点分类,而未完全按教学观点分类,而且书中还常常加入互相参照的内容。

为便于分类素材,按章列出参考文献,参考文献列在第一次被引用的那一章中。详细的辞条目录有助于读者确定概念和寻找出处^②。书中黑体字行标明提法的定义。飞行控制中许多通用的英文术语同样也作了说明,尽量用德文术语来替换它们,并在文中用斜体^③说明。常用的缩写也列在附录^④中。

我尽量采用现行标准规定的定义、术语和公式符号。那些现行标准不够用的地方,我按同样的原则定义了一些新的量和符号。飞行技术和控制技术变量彼此同时编排在附录的符号说明中。物理矢量用字母上方加箭头来标记,一般的矢量,例如状态矢量和矩阵则与此不同,是用字母下方划横线来标记,这与控制工程文献中通用的标记方法是一样的。每个方程都标记有下文中要采用的公式编号,以便能查找它们的推导过程。

本书是我向我的老师和所引用的参考文献的学习心得,我把它重新加以组织整理,希望这能有助于对这个有意义的领域的理解。许多心得是我从我的科研助手和博士研究生以及大学界和航空工业部门的同行那里学来的。在此,我怀着感激的心情把他们那些好的想法转达给读者。他们的鼓励、提示和批评对完善本书的编写极有裨益。我想代表读者对我以前的老师温弗里德·奥拜尔特(E. H. Winfriedt Oppelt)工学博士、教授,向我的博士导师多伊奇(Karl Heinrich Doetsch)工学博士、教授,向我过去的助手阿勒斯(Wolfgang Alles)工学博士(现在DASA-Dornier公司)表示谢意。阿勒斯博士从本书写作计划直到完成,一直陪伴这本书稿,在多次讨论中给了我许多有价值的启发。

在书稿修改整理过程中,很多同事提出了修改建议,给我以支持帮助。我特别要感谢胡梅尔(D. Hummel)工学博士、教授(布伦瑞克工业大学);西默(A. Siemer)硕士(汉诺威大学);德国航空航天研究院飞行力学研究所所长哈默尔(P. Hamel)工学博士、教授和他的助手布赫霍尔兹(J. J. Buchholz)工学博士、哈恩(K. U. Hahn)工学博士、罗塞诺(G. Rosenau)工学硕士;和威廉(K. Wilhelm)工学博士、教授(现在柏林工业大学);Airbus公司德国分部的希赛纳(St. Hiesener)工学博士、赛德尔(H. Seidel)工学博士和卢可纳(R.

① 德国大学毕业相当于我国的硕士研究生毕业。——译者

② 在中译本中已删去。——译者

③ 在中译本中用黑体字。——译者

④ 中译本中又补充了一些缩写术语。——译者

Luckner)工学博士;莱韦达克(S. Levedag)工学博士(DASA, Ottobrunn);以及我的助手东克尔(W. Dunkel)工学硕士、格林厄(H. Göllinger)工学硕士和耶里希(F. Jelich)工学硕士。我还要感谢施普林格出版社(Springer Verlag)对重新撰写本书的促进和对我的信任。

本书第一个提纲是在没有研究工作的学期完成的。除了我的教学和研究工作外,为撰写书稿则全力投入两年多时间。在这段时间里,我的家庭与我同甘苦,特别我亲爱的夫人寂莫地渡过许多夜晚和周末,对于在此期间她所忍受的、缺少我的关心表示深深的歉意,她以她的理解给予我完成这部著作的力量和勇气。

鲁道夫 布罗克豪斯

(Rudolf Brockhaus)

1993 年 11 月于布伦瑞克

目 录

1 绪论	1
1.1 驾驶员还是自动驾驶仪?	1
1.1.1 作为“飞行学员”的自动驾驶仪	2
1.1.2 作为飞行管理者的驾驶员	3
1.2 物理基础	5
1.2.1 描述方法	6
1.2.2 升力和阻力	6
1.2.3 力矩平衡	8
1.2.4 飞机的操纵	9
1.2.5 动力装置	10
1.2.6 风和大气紊流	12
1.3 过程数学模型	15
1.3.1 对称运动的方程	15
1.3.2 近似方程	16
1.3.3 方程分析	18
1.3.4 飞行航迹方程	19
1.4 飞行控制器设计的边界条件	20
1.4.1 控制对象的特点	20
1.4.2 控制的任務	22
1.4.3 设计规范	23
1.5 飞行控制系统的构成	24
1.5.1 阻尼器(增稳系统)	24
1.5.2 姿态控制器	26
1.5.3 高度控制器	27
1.5.4 弯曲航迹的自动控制引导	28
1.5.5 输入控制(电传操纵)	29
1.5.6 总的控制系统	29

物理基础篇

2 运动变量的定义	33
2.1 符号	33

2.2 飞行力学变量	35
2.2.1 飞机相对地面的姿态的确定	35
2.2.2 航迹速度矢量的确定	36
2.2.3 空气动力学变量的确定	38
2.2.4 描述风影响的角度	40
2.2.5 运动学关系的简化描述	41
2.2.6 速度方程	41
2.2.7 转动角速度方程	42
2.2.8 操纵偏角	43
2.3 矢量微分法	45
2.3.1 矢量对时间的微分法	45
2.3.2 在一个场中的空间微分法	46
2.3.3 穿场运动时的时间导数	47
2.3.4 欧拉角和转动角速度之间的关系	47
2.4 确定飞机位置的变量	48
2.4.1 相对地面固定点的位置	48
2.4.2 相对于规定航迹的位置	50
2.5 飞机几何关系	53
2.6 传感器位置的影响	55
2.6.1 传感器偏差	55
2.6.2 飞机转动的影响	56
2.6.3 飞机上任意点的加速度矢量	57
2.7 正负号定义	58
3 外力和力矩	60
3.1 空气动力的产生	60
3.1.1 升力的产生	62
3.1.2 空气动力阻力	65
3.2 定常飞行的条件	67
3.2.1 纵向运动的弹簧常数(“静稳定性”)	67
3.2.2 尾翼的升力和力矩	69
3.2.3 全机的升力和力矩	71
3.2.4 侧向运动的弹簧常数(“静稳定性”)	73
3.2.5 飞机的操纵	74
3.3 对称飞行时空气动力的作用	76
3.3.1 俯仰角速度的影响	78
3.3.2 迎角变化的影响	79
3.3.3 空速变化的影响	80
3.3.4 升降舵偏转的影响	80
3.4 非对称飞行时空气动力的作用	81

3.4.1	侧滑角的影响	81
3.4.2	侧滑角变化的影响	84
3.4.3	滚转角速度的影响	84
3.4.4	偏航角速度的影响	85
3.4.5	副翼偏转的影响	86
3.4.6	方向舵偏转的影响	87
3.5	空气动力模型的补充和总结	87
3.5.1	纵向运动和侧向运动的空气动力耦合	87
3.5.2	地面效应	87
3.5.3	弹性变形的影响	88
3.5.4	发动机的影响	90
3.5.5	系数和导数的分类	90
3.6	航空喷气发动机	92
3.6.1	推力的产生	92
3.6.2	发动机模型	96
3.6.3	发动机控制	97
3.6.4	作为飞机运动控制装置的发动机	98
4	风和紊流	99
4.1	风模型	100
4.1.1	风的形成	100
4.1.2	风的模型化	103
4.1.3	紊流的形成	105
4.1.4	紊流模型	106
4.2	风的运动和飞机运动的耦合	107
4.2.1	风场对作为质点飞机的作用	108
4.2.2	风梯度对有限大小飞机的作用	112
4.2.3	作用在飞机上的紊流与空间和时间的关系	115
4.2.4	德莱顿频谱	117
4.2.5	紊流的仿真	118
4.2.6	紊流的非定常作用	120

过程数学模型篇

5	非线性运动方程	122
5.1	力和力矩方程的综合	123
5.1.1	坐标系的选择	123
5.1.2	列写方程	123
5.2	飞机运动的状态方程	125
5.2.1	移动速度的微分方程	125
5.2.2	加速度和载荷系数	126

5.2.3	位置(航迹)的微分方程	127
5.2.4	进近航迹的简化描述	127
5.2.5	转动角速度的微分方程	129
5.2.6	姿态角的微分方程	130
5.3	方程组的讨论	130
5.4	定常飞行状态	132
5.4.1	配平飞行状态计算的说明	132
5.4.2	对称直线飞行	133
5.4.3	水平协调转弯飞行	134
6	质点飞机的特性	137
6.1	简化微分方程	137
6.1.1	三自由度航迹运动	137
6.1.2	二自由度航迹运动	138
6.2	能量研究和科尔哈默尔图	140
6.3	飞机对操纵指令的响应	143
6.3.1	空气动力工作点的变化	143
6.3.2	低于最小阻力空速时的特性	144
6.3.3	飞机对推力变化的响应	146
6.4	飞机在风场中的响应特性	148
6.4.1	顺风	149
6.4.2	侧风	149
6.4.3	下降风	150
6.4.4	在加速风场中的特性	151
7	线性化状态方程	152
7.1	限制假设	152
7.1.1	欧拉项和变换矩阵的简化	153
7.1.2	其它简化	154
7.1.3	简化假设小结	154
7.1.4	速度和位置微分方程	155
7.1.5	转动角速度和姿态角微分方程	155
7.1.6	风的微分方程	155
7.2	方程的分组和变换	156
7.2.1	几种状态变量的变换	157
7.2.2	纵向运动和侧向运动的状态方程	158
7.3	方程组的线性化	159
7.3.1	线化的基本过程	159
7.3.2	纵向运动方程的线化	160
7.3.3	纵向运动的状态方程	162
7.3.4	侧向运动方程的线化	163

7.3.5 侧向运动的状态方程	164
7.3.6 方程的数值变换	165
7.3.7 方程的数值线性化	165
7.4 用信号流图描述方程	166
7.4.1 信号流图的绘制	167
8 飞机动力学特性分析	170
8.1 状态方程的解	170
8.1.1 状态方程的时域解	170
8.1.2 数值仿真	172
8.1.3 状态方程的拉普拉斯变换解	174
8.1.4 稳定性	176
8.1.5 线性方程组的解	178
8.2 飞机的固有特性	180
8.2.1 特征方程根的典型分布	181
8.2.2 纵向运动和侧向运动的阶跃响应	181
8.2.3 纵向运动和侧向运动的典型运动模态	183
8.3 飞机的传递特性	185
8.3.1 传递函数的计算	185
8.3.2 边界值研究	187
8.4 近似表达式	188
8.4.1 短周期运动的近似	189
8.4.2 沉浮运动的近似	191
8.4.3 侧向运动的近似	193
8.4.4 侧向运动的其它特性	196
8.4.5 小结	200
8.5 可控性研究	201
8.5.1 纵向运动的操纵特性	202
8.5.2 纵向运动的全通特性	204
8.5.3 侧向运动的操纵特性	206
8.5.4 飞机对扰动信号的响应	206
8.5.5 小结	212

控制器设计的边界条件篇

9 测量方法和传感器	215
9.1 状态变量和输出变量的可测量性	217
9.1.1 可测量量的组成	217
9.1.2 测量误差	218
9.1.3 测量动力学	219
9.1.4 可靠性观点	220

9.2 空气动力学量	221
9.2.1 气压高度	221
9.2.2 垂直速度(上升速度表)	222
9.2.3 空速和马赫数	223
9.2.4 迎角和侧滑角	224
9.2.5 大气数据计算机(ADC)	224
9.3 惯性量	225
9.3.1 加速度	226
9.3.2 陀螺的工作原理	227
9.3.3 角速度陀螺	228
9.3.4 垂直陀螺(陀螺地平仪)	229
9.4 方位(角)测量	230
9.4.1 磁罗盘、磁阀	230
9.4.2 航向陀螺、磁场支持的航向陀螺装置	231
9.5 位置的确定	232
9.5.1 定位原理	234
9.5.2 无线电测高和雷达测高	236
9.5.3 无线电测距(DME)	236
9.5.4 自动无线电测向(无线电罗盘)	236
9.5.5 UKW 旋转式无线电信标(VOR 和 TACAN)	237
9.5.6 远程定位方法	238
9.5.7 卫星定位	239
9.6 导航系统	240
9.6.1 惯性导航(INS)	240
9.6.2 仪表着陆系统(ILS,MLS)	241
9.6.3 近期的发展	243
9.7 纯化测量值的估计滤波器	243
9.7.1 卡尔曼滤波器	244
9.7.2 互补滤波	245
10 飞机的操纵	247
10.1 操纵元件	247
10.1.1 常规操纵元件概述	248
10.1.2 特殊使命的操纵元件	249
10.2 操纵驱动装置	252
10.2.1 电动执行机构	254
10.2.2 液压执行机构	255
10.2.3 电液阀	256
10.3 操纵系统	257
10.3.1 基本原理	257

10.3.2	阻尼器辅助的手动操纵	259
10.3.3	自动驾驶仪工作时的操纵	260
10.3.4	电传操纵(Fly-by-Wire)	261
10.3.5	可靠性观点	262
11	控制的任务和设计目标	267
11.1	一般的观点	268
11.1.1	评价准则	268
11.1.2	任务谱	269
11.1.3	规范和标准	272
11.2	飞行品质准则	276
11.2.1	纵向运动	276
11.2.2	侧向运动	279
11.2.3	对控制精度的要求	281
11.3	飞行航迹准则	282
11.3.1	被控制变量和控制器结构	282
11.3.2	标准—航线	285
11.3.3	机场终端区的控制	285
11.3.4	终端进近程序	288
11.3.5	新近的发展	291
11.4	品质要求的数学表达	294
11.4.1	飞行力学	295
11.4.2	扰动抑制	296
11.4.3	航迹控制	297
11.4.4	小结	299

控制方法篇

12	改变过程动态特性的控制器	300
12.1	状态控制器的结构	301
12.1.1	状态矢量反馈	302
12.1.2	输出反馈	305
12.1.3	动态调节因子	308
12.1.4	全通特性的影响	311
12.1.5	具有观测器的状态反馈	313
12.2	多变量控制结构	314
12.2.1	多变量系统的基本方程	315
12.2.2	多变量系统的传递函数	317
12.2.3	控制器设计的特点	319
12.3	状态控制器的设计	322
12.3.1	黎卡提设计方法	323

12.3.2	极点预置	324
12.3.3	极点范围预置	325
12.3.4	特征结构预置	326
12.3.5	鲁棒控制	328
12.4	控制器适配	333
12.4.1	变结构控制器	334
12.4.2	自适应控制	334
13	用于过程引导的控制器结构	338
13.1	稳态精度的控制结构	338
13.1.1	具有状态矢量反馈的控制回路的稳态特性	338
13.1.2	输入控制矩阵的引入	340
13.1.3	用 I—控制器扩展状态矢量反馈	342
13.1.4	接通扰动变量	345
13.1.5	串联控制	346
13.2	引导控制器的设计	347
13.2.1	全局黎卡提设计	348
13.2.2	数值优化	349
13.2.3	性能指标	351
13.2.4	顺序控制回路设计	355
13.3	线性模型跟踪控制	360
13.3.1	模型跟踪条件	361
13.3.2	广义状态矢量反馈的模型跟踪	364
13.3.3	参数变化的影响	365
13.3.4	控制矩阵奇异时子过程的模型跟踪	367
13.3.5	实际设计方法	368

飞行控制器结构篇

14	飞行品质的改善	372
14.1	有效反馈的选择	373
14.1.1	短周期运动的改进	373
14.1.2	沉浮运动的改进	375
14.1.3	荷兰滚运动的改进	376
14.1.4	滚转运动的改进	378
14.2	纵向运动基本控制器	380
14.2.1	俯仰阻尼器	380
14.2.2	俯仰阻尼器对飞行状态的适配	382
14.2.3	扰动抑制措施	384
14.2.4	俯仰姿态控制	386
14.2.5	俯仰配平	387

14.3 侧向运动基本控制器	388
14.3.1 偏航阻尼器	389
14.3.2 转弯协调	390
14.3.3 扰动抑制措施	391
14.3.4 滚转姿态控制	392
15 飞行范围边界的扩展	395
15.1 新型控制任务的特征	395
15.2 阵风载荷减缓	397
15.2.1 阻尼器功能的扩展	397
15.2.2 模型扩展	398
15.2.3 接通扰动量	400
15.2.4 振动阻尼	401
15.3 通过直接力操纵提高机动性	402
15.3.1 力矩操纵的缺点	403
15.3.2 直接力操纵的操纵策略	404
15.3.3 用直接力操纵进行控制	408
15.4 放宽稳定性	410
15.4.1 飞行动力学关系	410
15.4.2 运输类飞机放宽静稳定性	412
15.4.3 战斗机放宽静稳定性	413
15.5 使用边界的控制	413
16 飞行航迹的稳定	415
16.1 高度和垂直速度的控制	416
16.1.1 高度控制器的结构	416
16.1.2 具有状态反馈的高度控制器的设计	418
16.1.3 高度控制器的工作方式	419
16.1.4 垂直速度的控制	420
16.2 空气动力状态的控制	420
16.2.1 用升降舵作为调节元件的空速控制	420
16.2.2 用推力控制空速(推力控制器)	421
16.2.3 空速控制和高度控制之间的耦合	423
16.2.4 迎角作为被控制变量	424
16.3 对地飞行航线的控制	427
16.3.1 有风影响时的航向控制	427
16.3.2 航向控制器	429
16.3.3 按 VOR 导航台的进场	430
16.3.4 基准线控制	432
16.4 自动着陆控制系统	435
16.4.1 ILS—着陆程序	435

16.4.2	进近终端的控制	438
17	变化飞行航迹的控制引导	440
17.1	纵向运动的综合航迹控制器	440
17.1.1	航迹控制系统的结构	442
17.1.2	推力的输入控制	445
17.1.3	陡着陆控制器 FRG 70	446
17.1.4	组合航迹控制系统 VGR 76	448
17.1.5	变化风场中的能量控制器	453
17.2	智能引导控制器	455
17.2.1	引导过程的生成	456
17.2.2	非线性输入控制	459
17.2.3	规定状态的生成	460
17.2.4	总的系统	461
17.2.5	控制器 SFB 212	463
17.2.6	无矛盾边界控制	465
17.3	规定轨迹的生成	467
17.3.1	简单航迹机动的模型轨迹	467
17.3.2	水平航迹机动	469
17.3.3	航路点的连接	470
17.3.4	垂直航迹机动	473
17.3.5	4D—航迹控制	474
17.4	飞行管理	476
17.4.1	飞行管理的功能	477
17.4.2	从飞行控制观点看飞行管理的任务	478
17.4.3	发展问题	480
18	手动飞行航迹控制引导	482
18.1	作为驾驶员和控制器之间界面的显示器	485
18.1.1	标准中央显示器	485
18.1.2	航迹倾角和能量角的新型显示器	488
18.1.3	飞行指引仪原理	490
18.2	预置控制	491
18.2.1	基本原理	491
18.2.2	飞行品质预置控制器	494
18.2.3	航迹引导预置控制器	500
18.3	空中飞行模拟	507
18.3.1	任务的提出	507
18.3.2	方法和边界条件	508
18.3.3	项目和结果	510

总系统实际示例篇

19 战斗机的控制系统	515
19.1 基本控制器的布局	515
19.1.1 一般的观点	515
19.1.2 基本控制器的特点	516
19.1.3 纵向运动的基本控制器	517
19.1.4 侧向运动的基本控制器	519
19.1.5 当基本配置为静不稳定时纵向运动的要求	520
19.1.6 侧向运动的要求	523
19.2 MRCA-Tornado 的自动驾驶仪	524
19.2.1 纵向运动的自动驾驶仪	525
19.2.2 侧向运动的自动驾驶仪	526
19.3 CCV-F104-G 的控制器	527
19.3.1 研究项目的目的	527
19.3.2 控制器结构	528
19.4 X31-A 的控制系统	532
19.4.1 控制方案	532
19.4.2 非线性规定状态的生成	533
19.4.3 控制器结构	535
20 A320 的控制系统	537
20.1 操纵系统方案及计算机结构体系	538
20.1.1 综述	538
20.1.2 操纵系统概述	540
20.1.3 安全性功能	541
20.1.4 自动变换工作方式	542
20.2 电传操纵控制规律	543
20.2.1 俯仰轴	543
20.2.2 滚转轴	544
20.2.3 偏航轴	545
20.2.4 纵向运动使用边界的控制	546
20.2.5 侧向运动使用边界的控制	548
20.3 自动驾驶仪功能	548
20.3.1 纵向运动中自动驾驶仪的功能	548
20.3.2 推力控制	551
20.3.3 侧向运动自动驾驶仪的功能	553
20.3.4 起飞和着陆时自动驾驶仪的功能	555
附录	559
A.1 飞机运动的数学模型	559

A.1.1 线性状态方程	559
A.1.2 飞机 6 自由度非线性方程组	563
A.1.3 变换矩阵	565
A.1.4 发动机线性模型	566
A.2 飞行力学数据	568
A.2.1 飞行状态、导数和等效参量	568
A.2.2 状态矩阵、阶跃响应、伯德图	574
A.3 量和常数	605
A.4 缩写用语表	607
A.5 符号说明	609
参考文献	611

1 绪 论

在开始长途旅行时,最好概略地了解一下目的地,这样,就可以很好地安排作为全部行动组成部分的每一站。与此类似,绪论应当综览我们在本书中所要研究的内容。我们的目的是:详细地从飞行特性方面了解飞机,从而引出对控制技术要求,并最终理解现有飞行控制器的诸多功能。本书结构是这样选择的:每一章以紧凑的形式研究上述主题范围内的一个专业领域。这里,优先考虑系统性,教学法放在其次,旨在能研究分析这种复杂过程的各种观点和相互关系,为大量的各种解建立基本的准则。

绪论这一章按初学者水平缩写本书后面的内容,这样可以减少所产生的一些麻烦。有助于读者在首次阅读定义、空气动力学和非线性运动方程等各章时,免受浓缩了的材料困惑而失去全局概念。为此,以(对称)纵向运动为例,用简化而严格的描述,说明飞机怎样飞行,如何控制以及飞行控制器是如何构成的。

1.1 驾驶员还是自动驾驶仪?

近百年来,驾驶员在各种情况下以很高的安全性驾驶各种类型飞机。人就相当于最灵巧的、最全面的、最具适应能力的飞行控制器。每种新型飞机首次飞行时,人总要面对他先前几乎不了解的飞行特性。为了减少发生不安全的风险,今天在首飞前都要用详尽的仿真来估计飞机样机的飞行特性,而飞行试验则应慢慢地进行,要很谨慎地用大量机载测量系统和地面数据处理监视飞行试验。

即使今天,仍有很多飞机是人工操纵飞行的,不仅“通用(私人)航空”是这样,而且特技飞行和滑翔飞行也是这样。面临新的工作时,人具有学习新的行为方式的巨大能力,能出色地适应各种意外情况,例如飞行控制系统突然失效。此外,这也一再为空间运载器航天飞机所证实。

当然,驾驶员的活动是有限的,而自动控制器并不受这种限制。这主要涉及三种现象:

- 有限的反应速度;
- 长期连续负载情况下的精神负担能力和疲劳;
- 有限的测量飞机运动参数的能力。

作为第一点的示例是:在崎岖地形上,在很低的高度上高速飞行(地形跟踪)时,需要自动引导。第二点正是早在1914年就采用第一个稳定飞行姿态和飞行速度的飞行控制器的原因(斯派雷飞行稳定装备, Sperry Aeroplane Stabilizer)。第三点造成人要依赖显示仪表,例如,人不具有测量高度、飞行速度和航向、指引飞行航迹的主要控制参数的传感器的能力;当在高空或者云中飞行缺少这些参数时,他只能凭视觉印象加以估计。采用能指示

这些参数的显示仪表(图 1.1)后,才准许作长距离飞行。缺少角速度敏感器官,对驾驶员也是不方便的。虽然驾驶员对加速度很敏感,但并不总是能准确地予以估计的,例如,加速飞行阶段侧滑小球^①的移动,使驾驶员误以为在爬升飞行或下降飞行。

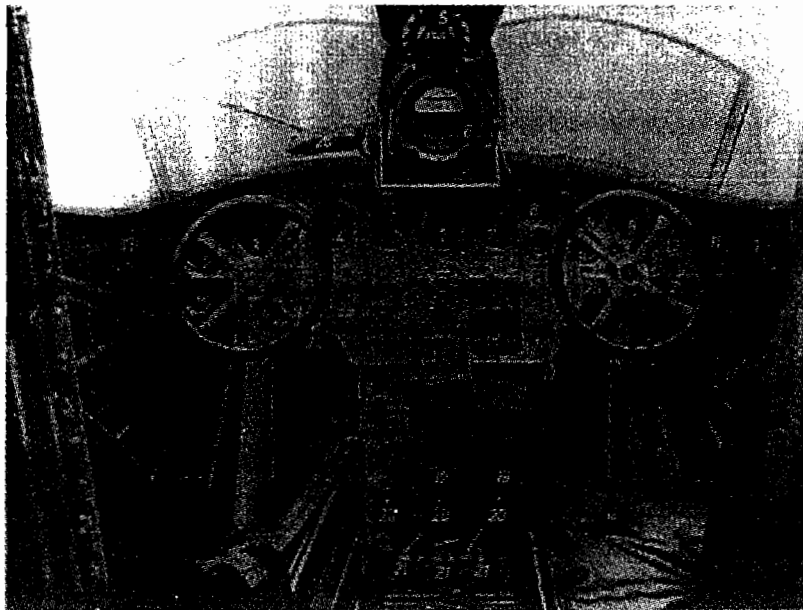


图 1.1 1923 年时的容克(Junker)G24 飞机驾驶舱
(德国慕尼黑博物馆照片)

1.1.1 作为“飞行学员”的自动驾驶仪

为了减轻驾驶员的负担,使驾驶员能担负其它一些任务,并能执行一些新的飞行任务,例如长距离飞行,自动驾驶仪逐步地代替驾驶员的控制工作。自动驾驶仪的发展历史恰好就相当飞行训练的学习过程/Schänzer 86/。

飞行学员的首要任务就是要使飞机稳定在其三个轴(滚转、俯仰和偏航)上。教练机都具有易于完成这项任务的良好飞行特性。相反,飞行速度范围很大的运输机和军用飞机的阻尼和特征运动特性不好,所以对大气紊流也很敏感。这样一来,驾驶员还要承担改善飞机阻尼特性、扰动响应特性的任务。第一代飞行控制器首先要承担纵向稳定性任务。后来,为了提高阻尼特性,人们才转向控制转动角速度,其附带的好处是不妨碍驾驶员作机动飞行。

飞行学员的第二个训练阶段是稳定由飞行教员配平的飞行状态,即保持显示参数——高度、速度(空速)和航向(飞机纵轴相对地磁场方向)不变。为此,他要以串联控制方式用飞行姿态和发动机推力作为操纵量。这样,用空气动力舵面控制姿态就是基本条件,恰好这项任务已为第一代自动驾驶仪(约在 1950 年)所承担。而今天则由“空速保持”和“航向保持”工作方式来实现:飞机驾驶员需主动驾驶并稳定新的飞行状态,例如一个新的飞行高度,然后接通自动驾驶仪保持飞行状态。

① 指转弯侧滑仪的指示小球,德文为 Scheinlot。——译者

飞行学员的第三个训练阶段是保持相对地面的飞行航迹(规定的地图航向)。为此,他要借助罗盘,并间或按地图标记修正航向,以补偿偏流。然后,他须按无线电信息把飞机引导到一条固定的参考线(基准线)上,为此,航向作为操纵变量供他使用,这样,他可以构成一个较大的串联控制回路。

最后在第四个阶段,飞行学员要学习飞行一些新的飞行状态和飞行航迹。首先是学习到达规定的高度、空速和对地的航向,其中,在尽可能“柔和”地过渡的同时,加速度、垂直速度和倾斜角要受到限制,这相当于“高度截获”(altitude acquire)和“航向截获”(heading acquire)工作方式的第二代自动驾驶仪。这其中涉及以规定的操作实现标准机动,常用以描绘两种稳定直线飞行段的过渡。即使进场着陆也是以标准方式由稳定的飞行阶段构成的,还具有过渡阶段,在这一阶段常常只可改变一个航迹参数(高度、空速或航向)。这里的困难还有:随着飞机逐渐接近地面,对航迹控制的精度要求越来越高。这个训练阶段相当于1970年以后的现代自动驾驶仪的水平。此时,飞行学员的技能(如果他已有这种能力)已经达到可以在连续转弯的航迹上和连续匹配速度的情况下,准确地在规定时刻、以规定的地速到达目的地。这个训练阶段描述了军事上的目标跟踪,但也包括航天飞机的进场着陆这样的例子,它须从重返地球大气起直到在无发动机推力、利用位能和动能(energy management)完成在跑道上着陆。民用飞机在繁忙的机场精密着陆时,也应在有限的范围内力图实现这样一种航迹控制。它标志着自动驾驶仪在提高航迹控制灵活性方面当前的发展;另外,也是为了降低飞越居民区上空时的噪声负荷。

1.1.2 作为飞行管理者的驾驶员

驾驶员和自动驾驶仪的配合受到驾驶员工作场所布局的影响,如图1.2列举的示例。今天运输机的飞行有下列一些典型过程/Pélegrin 91/。起飞过程中,从松刹车一直到起飞上升过程的纵向姿态稳定,飞机是由驾驶员或副驾驶员操纵的。若在90m左右的高度上达到起飞上升(initial climb)的俯仰角和飞行速度,则驾驶员接通自动驾驶仪的姿态保持工作方式(attitude hold)。如果飞机上装有通过调节推力控制空速的推力控制器(autothrottle),则驾驶员还可另外接通空速保持工作方式(airspeed hold)。驾驶员也可以不这样作,而选择空速和垂直速度保持(vertical speed hold)组合工作方式。在这两种情况下,驾驶员都可以手动调整自动驾驶仪操作设备上的规定值。如果在以后的飞行过程中要选择新的规定值,则要慢慢地把这些规定值赋于自动控制器按压输入按钮,以保证柔和地过渡到新的状态。简单的一阶滤波器正是用来限制发生的最大加速度用的。

然后,驾驶员选择飞行高度。首先,希望保持这个高度并接通高度保持工作方式,这时,实际值和规定值之间的差异最初可能还很大。控制器以限定的垂直加速度和垂直速度启动上升飞行。为了使过渡到水平飞行不是太突然,在达到规定高度前60m左右,自动驾驶仪须把飞机配平到一种新的飞行状态。为此,还要加上延迟滤波器,用以限制垂直加速度。当飞行监视器赋于飞机一种新的飞行高度时,每次都要重复这种过程。

为了在水平面内自动控制引导,驾驶员选择航向保持(heading hold)或VOR航线(VOR route)工作方式。此时,驾驶员可以预选一个航向或者输入一个VOR——无线电指向台的频率以及驾驶员欲飞行的角度。驾驶员启动信号之后,自动驾驶仪以标准机动(取决于起始航向偏差)引导飞机到达新的航向或者新的位置线上去。这里,还要加入限制

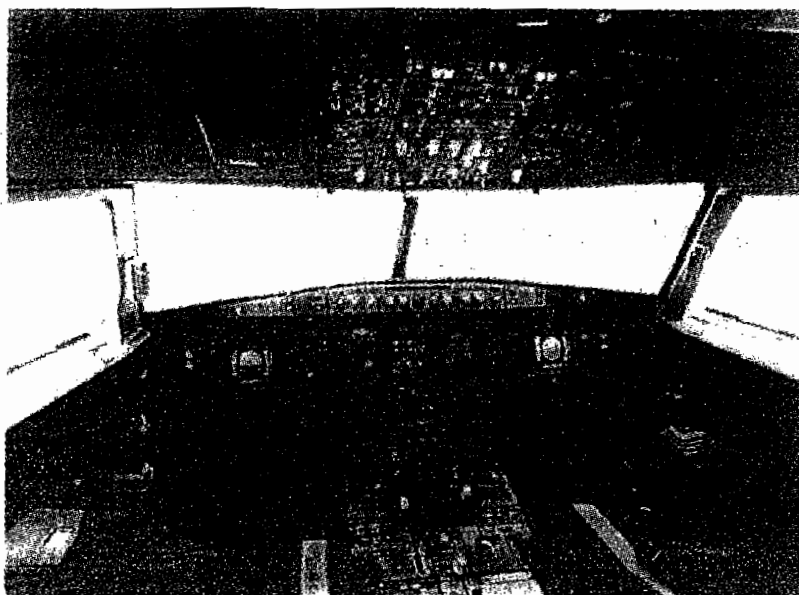


图 1.2 A320 的座舱(1988)

(Airbus 公司提供照片)

倾侧姿态的一阶延迟滤波器,以便从飞机载重或从乘客的观点看,过渡过程是可以接受的。

为了从巡航飞行高度下降(initial descent),驾驶员首先选择马赫数保持(Mach hold)工作方式,然后选择指示空速保持(indicated airspeed (IAS) hold)工作方式。直到飞机到达机场附近空域(terminal manoeuvring area—TMA),驾驶员逐渐减小空速的规定值,与此相应,飞行高度也要逐渐降低。在这中间,驾驶员按照飞行安全(air traffic control)的指示选择无线电台和飞行方向(radials)。在到达机场下滑线之前,驾驶员选择仪表着陆系统(ILS)的频率,等待接受相应的无线电信号,然后,驾驶员接通 ILS 截获工作方式,自动驾驶仪引导飞机以标准方式进入 ILS 引导平面内。在要到达下滑航路斜面(glide slope)前,自动驾驶仪启动终端下滑进场(final descent)工作方式,并使飞机稳定在 ILS“波束”上。如果飞机上装备有Ⅲ级自动着陆系统,那末在接地前,自动驾驶仪引导飞机进入拉平曲线(flare),并使飞机在减速期间保持在跑道中线上。然后,驾驶员须在没有自动器辅助,也没有座舱显示的情况下,操纵飞机从跑道直到停机点,这项工作在夜间和低能见度下,只能得到滑行道指示灯的帮助。

由此可见,现代飞机控制是一系列由驾驶员管理的自动飞行阶段组成的。即使每个阶段对其自身来说都是最优的,但这个飞行过程也完全不同于从 A 点飞向 B 点的最优飞行。

1980 年以来,一些飞机业已装备有顶层飞行控制引导层级——“飞行管理系统”(FMS)。该系统承担了大部分程序运行控制,即选择无线电台和控制器工作方式。此外,由于其具有高的运算效率和大的存储量,还能计算最小燃料消耗的最优上升和最优下降方式、最优飞行高度和最优飞行速度以及其它一些内容。按照输入的飞行计划,以航路点

和无线电台形式,导航系统担负从起飞机场到目的地机场全部飞行的水平控制制导任务。这种自动系统尚在不断向前发展,并导致驾驶员从“飞机驾驶员”逐渐演变成“系统管理者”,其任务是飞行规划和系统监视。只有在特殊情况下,例如起飞时,他才直接介入飞机操纵。尽管飞机的自动化程度不断提高,但在相当远的将来,作为机上决策者的驾驶员仍将是不可缺少的。

今天仍然不允许全自动飞行的最主要问题在于与地面相关的飞行阶段。这些问题涉及下列过程。

1. 起飞时:飞机在起飞跑道上加速,转入离地和第一个上升飞行阶段,直到收起起落架,其特殊条件是有侧风,或者发动机停车的情况。

2. 着陆时:终端进近(有侧风或者风切变时将增加难度),在着陆跑道上减速滑跑,离开或者穿越着陆跑道并在恶劣能见度下滑行(可能长达数千米)到停机位置。

改进着陆后的滑行场引导,是最主要的具有现实意义的研究课题之一。更广泛的问题来自当前飞行安全方面的任务,即下列三个方面。

1. 国家的飞行安全结构,尤其在拥挤的欧洲,妨碍了有效的飞行航迹规划,特别在空间过负荷的时间内更是这样。

2. 目前,飞行监督指令仍然通过无线电电话传输给飞机,并由飞机应答。相互理解有时很糟糕,自动检验是不可能的。这里,只有很久以来所要求的数据传输(automatic data link)才能设法补救地一空一地交联。

3. 与改进的、高效能的机载系统截然相反,尚缺少各种自动化的飞行监控。近10年来,还不能自动检测:飞行空管员对一架飞机的决策是否会导致与其它飞机之间的矛盾。

飞行监控领域的自动化和广泛的协调是全自动化飞行控制引导的另一个前提,而且,这个前提条件只有从技术方面的突破才能实现。

1.2 物理基础

早期的航空器——气球和飞艇,是靠空气静升力飞行的,它们共同的特点是:只能缓慢地向前运动,其飞行轨迹强烈地受到环境风的影响,且难以操纵。

这里所要研究的飞机是靠空气动力升力飞行的。它们重于空气,并具有能产生升力、特别形状剖面的机翼。为了控制姿态和飞行轨迹,都装有舵面。这类飞机都装有强力推进装置,在运输机上,推力约为重量的30%,而在战斗机上,则可能高于100%的飞机重量。因而,它们能达到高的飞行速度(直到几倍音速)和大的飞行高度(约达20km),并提供高的运输能力(Airbus飞机的有效载荷约为总飞行重量的25%)。

另一类飞机是由被驱动的旋翼来产生升力的直升机,它同本书所要研究的固定翼飞机具有很多共同之处。但是,由于复杂的旋翼结构力学和旋翼动力学,以及其飞行范围一直延伸到悬停,直升机又与固定翼飞机有着显著的不同/Seckel 64/,/Johnson 80/,/Stepniewski 84/。与此相反,空间运输器,例如航天飞机的飞行范围则扩展到高超音速,其在大气层外以火箭发动机驱动和反作用操纵方式工作,它们重返地球大气是与特殊的飞行力学和控制技术问题有关的/Pélegrin 91/,/Wiesel 89/,/Oertel 92/。对这两种飞机,本书将不加探讨。

飞机运动是一种动力学过程,在这种运动过程中,各种物理过程存在相互作用。按照它们的数学描述,可以划分成不同的学科,主要有:

- 流体力学和气象学(空气运动);
- 空气动力学(升力的产生);
- 飞行力学(飞机的刚体运动);
- 气动弹性力学(飞机的弹性自由度);
- 流体力学和热力学(动力装置)。

完全描述“飞机运动”的所有过程是不可能的。按照任务情况,根据简化假设,数学模型被限制到局部过程。这里,控制对象的描述在飞行控制系统设计中处于核心地位,所以,只讨论有风影响时的刚体运动。即使这样,也要求作大量的简化假设,特别是涉及到飞机转动的作用、风梯度的作用、机翼下洗流作用、发动机喷流的作用以及其它一些对空气动力的非定常作用。由此可见,仅这部分过程就这样复杂,以致在解析计算时还需进一步简化。

1.2.1 描述方法

作用在飞机上的所有力、力矩以及速度都是矢量,为描述它们的分量,定义了各种坐标系。如图 1.3 所示,矢量分量用便于记住的字母顺序加以标注,为此,选择右手坐标系 x, y, z , 且 z 轴指向下,速度矢量的分量为 u, v, w , 这里,要区分飞机相对地面的绝对速度 (V_K) 和相对空气的相对速度 (V_A)。

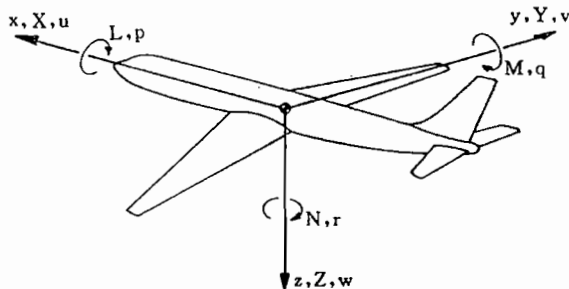


图 1.3 飞机的符号

沿坐标轴方向(螺旋法则)力矩矢量的分量为正,并分别用 L, M, N 表示。飞机转动角速度用符号 p, q, r 表示,并且绕坐标轴 x, y, z 右旋时为正。机翼和尾翼上的气动舵面偏角则根据产生力矩的轴分别用 ξ, η 和 ζ 来表示,如图 1.8 所示。这些量和其它一些量必须确切定义。这些量在德国工业标准 DIN 9300 和国际标准化组织 ISO 1151ff 中都有定义,在本书第二章还将详加说明。

1.2.2 升力和阻力

空气动力和力矩的产生将在本书第 3 章加以讨论,而最重要的一些关系则在本小节简要地介绍一下。如果先不计空气压缩性影响和非定常效应,那么升力的产生取决于下列两种因素/Thomas 84/:

- 绕流物体的形状;
- 物体与周围空气之间相对速度的大小和方向。

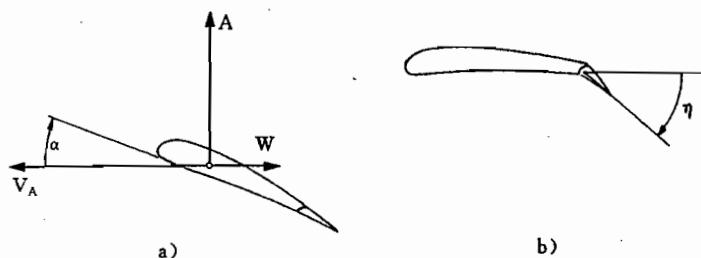


图 1.4 影响升力的变量

a) 迎角; b) 襟翼偏转。

若正弯度的机翼受到的来流速度为 V_A , 则在机翼上表面形成低压, 而在其下表面形成过压, 其在机翼上的合力将产生向上的空气动力, 即升力 A 。如果机翼穿越静止空气场运动, 当然也会产生同样的效果。显然, 具有决定性作用的只是飞机速度和空气速度之差的相对速度, 所产生的升力与 V_A 的平方成正比, 并且随空气密度 ρ 的增大而增大, 更确切地说, 升力与动压 $\bar{q} = (\rho/2)V_A^2$ 成正比, 并且按规定, 垂直于来流方向, 参见图 1.4a)。另外, 如果把升力 A 与机翼面积 S 联系起来, 那么系数 C_A 是无因次的, 可写成

$$A = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_A \quad (1.2.1)$$

定常直线飞行时升力 A 应等于飞机重量 $G = mg$, 从而升力系数应满足的条件是

$$C_A = \frac{mg}{(\rho/2)V_A^2 S} \quad (1.2.2)$$

在不同大小的飞行速度 V_A 下, 通过控制 C_A , 就可以达到力平衡 $A = G$ 。如果把机翼如图 1.4a) 那样相对来流方向, 则升力系数增高; 大约直到 15° 迎角, C_A 与迎角 α 成线性关系。另外, 可通过机翼后缘襟翼偏转或放下 η 角, 来提高升力系数值, 参见图 1.4b), 这种关系也可近似视为线性的, 则可以写成

$$C_A = C_{A(\alpha=0)} + C_{A\alpha}\alpha + C_{A\eta_K}\eta_K \quad (1.2.3)$$

正弯度机翼的 $C_{A(\alpha=0)}$ 也为正。图 1.5a) 示出一种典型的升力特征曲线。

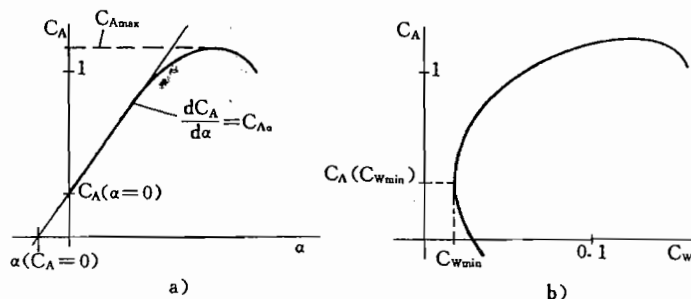


图 1.5 升力和阻力关系

a) 升力特征曲线; b) 阻力极曲线。

“有得必有失”, 在产生升力的同时, 总要产生阻力。阻力是由零升阻力(升力等于零时的阻力, 即所谓“失”)和升致阻力组成, 前者由压差阻力和摩擦阻力组成, 后者与升力的平方成正比。另外的阻力组成部分来自空气质量的位移, 但这一项由于空气/飞机的密度比很大, 可以略而不计(但对降落伞不能这样处理)。可以用下列方程相当准确的描述阻力:

$$W = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_w \quad \text{其中} \quad C_w = [C_{w_{\min}} + k(C_A - C_A(C_{w_{\min}}))^2] \quad (1.2.4)$$

图 1.5b) 描述了这种关系。阻力引起能量损失, 能量损失又需要飞机推力加以平衡, 或者必须从飞机的动能或位能中来筹集。因此, 无动力飞机(例如滑翔机)在静止空气中要不断损失速度和/或者高度。由于飞机所产生的力和力矩都用动压头作为其因子, 所以, 通常最好不研究力和力矩, 而仅研究其无因次导数, 如下面所述。

1.2.3 力矩平衡

定常飞行时, 除了合力为零外, 绕重心的总的力矩也必须为零。为使升力等于重量, 按照图 1.5a), 应调整迎角使升力系数 C_A 值满足式(1.2.2)。若升力系数太小, 则飞机必须抬头。

当升力为零时, 正弯度翼剖面的机翼产生一个负的与迎角无关的力矩——零升力矩, 用系数 $C_{m(A=0)}$ 表示, 参见/Thomas 84/。为使飞机抬头(为提高升力系数), 必须补偿该零升力矩, 为此, 在水平尾翼上需产生一个向下的负升力(若水平尾翼放在后部), 如图 1.6a) 所示。

一旦建立了力平衡, 则总的力矩也应为零, 这可通过调节平尾(配平)来实现。因为迎角 α 增大时机翼升力的作用点向前移动, 所以, 最终机翼提供一个正的力矩, 这样, 水平尾翼对升力的贡献也可以为正。图 1.6b) 说明这种定常的工作状态。

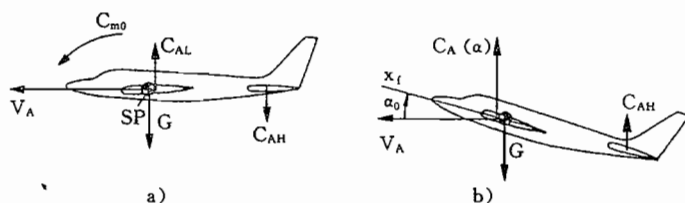


图 1.6 力矩平衡

a) $\alpha=0$ 时; b) 工作状态 $A_0=G$ 。

如果飞机相对平衡状态向上抬头, 则会分别在机翼和平尾上产生与 $\Delta\alpha$ 有关的附加升力 ΔC_{AL} 和 ΔC_{AH} , 这两个附加升力的合力作用在一个特征点上, 即作用在所谓飞机中性点 N 上, 如图 1.7a) 所示。飞机中性点必须在重心的后面, 以便在迎角 α 增大时形成一个使飞机恢复到先前平衡状态的负的力矩。这样, 同时也使飞机在小的迎角扰动(例如大气紊流)下恢复到它的平衡迎角 α_0 , 即是稳定的。与升力和阻力类似, 空气动力矩也用无因次系数来表征(采用机翼平均气动弦 $\bar{c}$):

$$M = \frac{\rho}{2} V_A^2 \bar{c} S C_m \quad (1.2.5)$$

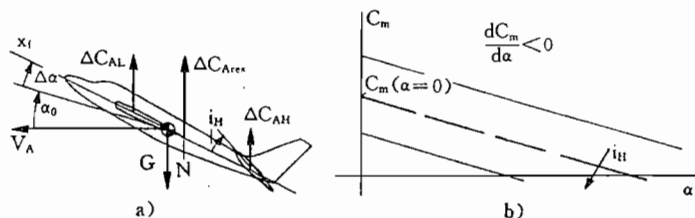


图 1.7 “静稳定性”

a) 负的恢复力矩; b) 纵向力矩特征曲线。

力矩系数曲线必须如图 1.7b) 所示那样具有负的斜率, 即 $\partial C_m / \partial \alpha = C_{m\alpha} < 0$ 。为了能在不同的重心位置或者不同的迎角下建立力矩平衡, 即为了能使飞机配平, 平尾应改变其偏角 i_H , 正的平尾偏角在平尾上产生一个附加升力 ΔA_{iH} , 它使总的升力矢量 A_{res} 向后移动, 在图 1.7b) 中力矩特征曲线向下移动。若调整范围比较小时, 可以偏转平尾上的舵面 (升降舵), 其效果相同, 但其工作范围较小。因为定常平衡时

$$A_0 = \frac{\rho}{2} V_{A0}^2 S C_A(\alpha_0) = G \quad (1.2.6)$$

所以, 当迎角较小时, 将对应一个较大的空速; 反之亦然。与此相应, 飞机是稳定的, 也就是说可以通过迎角来控制飞行速度 V_A 。迎角则通过调整飞机纵向姿态, 也就是用升降舵通过力矩平衡来调整。

1.2.4 飞机的操纵

下面只限于研究定常飞行情况下的飞机操纵, 而且只是给出一个纵览, 详情将在 3.3 节和 6.3 节讨论。飞机主要借助机翼和平尾上的舵面来实施操纵。通过副翼、升降舵和方向舵 (ξ, η, ζ), 可以产生绕纵轴、横轴和竖轴 (x, y, z) 的力矩 (L, M, N), 借助这些力矩, 就可以改变飞机姿态角 Φ, Θ, Ψ 。舵面偏角和所产生的力矩之间的对应关系如图 1.8 所示, 它们按负向定义, 例如, 正的副翼偏角产生一个负的滚转力矩。

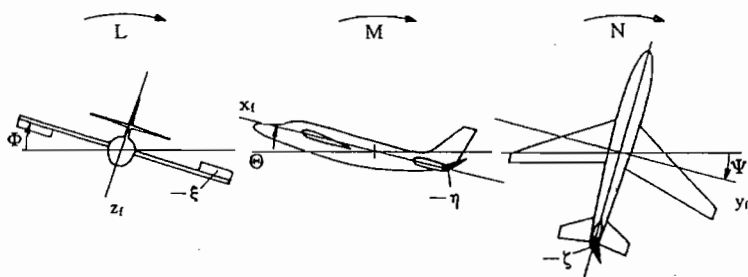


图 1.8 空气动力力矩操纵

(Φ —滚转角; Θ —俯仰角; Ψ —偏航角。)(沿坐标轴正方向看)

用俯仰角 Θ 也可以改变迎角 α , 但如上所述, 经过一个过渡时间之后, 又会引起速度 V_A 的变化。首先, α 的一个增量会产生一个附加的升力 ΔA , 这又会产生一个向心力 $m V_K \dot{\gamma}$ (γ 为航迹倾角), 从而又引起法向航迹变化。按照图 1.9, 在平静大气中垂直于飞行航迹方向有

$$A = A_0 + \Delta A = m V_K \dot{\gamma} + G \cos \gamma \quad (1.2.7)$$

沿飞行航迹方向的分量 $G \sin \gamma$ 须由附加推力加以平衡。由图 1.9 可以进一步看出, 垂直速度为

$$\dot{H} = V_K \sin \gamma \quad (1.2.8)$$

由此得到的高度增量为

$$\Delta H = \int_0^t V_K \sin \gamma dt \quad (1.2.9)$$

飞机总的能量 (不计转动运动能量) 为

$$E_{ges} = E_{kin} + E_{pot} = \frac{m}{2} V_K^2 + mgH \quad (1.2.10)$$

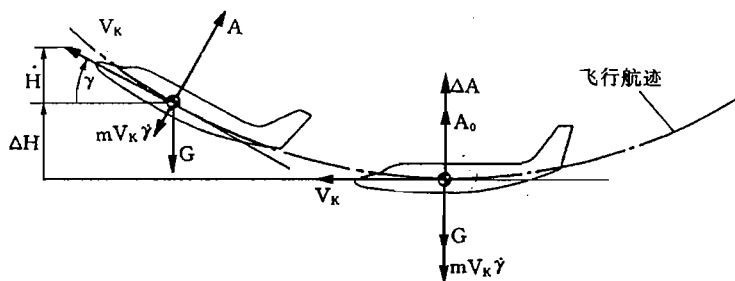


图 1.9 垂直方向航迹操纵

只要未通过发动机推力供给能量,则高度的增加只有通过速度 V_k 的减小才能实现。因此,铅垂平面内(H 或者 γ 和 V_k)的飞行航迹控制要求同时协调使用升降舵操纵和推力操纵。对于操纵链 $\eta \rightarrow \alpha \rightarrow \gamma$ 或者 V_A ,则须借助转动自由度,而这涉及到间接操纵问题。

控制水平面内航迹(转弯飞行)的有效措施是转动升力矢量。为此,通过副翼偏转产生一个滚转角 Φ ,这样,按图 1.10a),在定常飞行时,有

$$A \cos \Phi = G \quad (1.2.11)$$

$$A \sin \Phi = m V_k \dot{\chi} \quad (1.2.12)$$

升力的水平分量产生向心力 $m V_k \dot{\chi}$,并引起航迹方位角 χ 的改变。与此同时,必须增大升力 A (通过增加迎角),以便按式(1.2.11)使它的铅垂分量继续平衡重量;否则,飞机将向下加速,也就是损失高度。水平航迹控制是间接通过转动自由度来操纵的,为此,须协调操纵所有三个舵面,其中,方向舵和升降舵只起辅助作用。

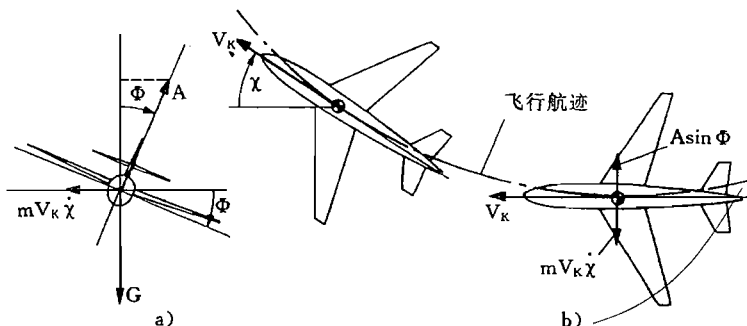


图 1.10 水平航迹操纵

a) 铅垂面; b) 水平面。

评价飞机操纵特性最重要的一个参数是载荷系数 n_z ,它表征了驾驶员对加速度的大小和方向的感觉($n_z=1$ 时为匀速直线飞行),它的定义是合外力($\approx$ 升力)与飞行重量之比,参见 5.5.2 节。按照式(1.2.7),上升飞行时

$$n_z = \frac{A}{G} = \frac{V_k \dot{\gamma}}{g} + \cos \gamma \quad (1.2.13)$$

按照式(1.2.11),定常曲线飞行时

$$n_z = \frac{A}{G} = \frac{1}{\cos \Phi} \quad (1.2.14)$$

1.2.5 动力装置

古典的飞机动力装置是带螺旋桨的活塞式发动机,即使今天,这类发动机还在小型飞机上流行。在成功地被军用航空采用之后,从1950年起,涡轮喷气(TL)发动机也进入民用航空领域(彗星 Comet, Boeing 707, 快帆 Caravelle),从而巡航飞行速度得以明显提高。后来,单涵道发动机的高的燃料消耗和强的噪声扩展,又导致发展双涵道涡轮喷气(ZTL)发动机(风扇发动机)和涡轮螺旋桨发动机(PTL),今天在民用航空中大多采用这类发动机。

发动机推力是由于反飞行方向加速工质而产生的。火箭发动机工质是所携带的燃料,而吸气式发动机,则要从环境空气中获得。在这两种情况下,工质的加速是通过燃料燃烧的化学能提供的。推力等于动量的时间导数,也就是质量流量 $\dot{m}_F$ (空气流量)和速度增量 ΔV 的乘积

$$F = \frac{dI}{dt} = \dot{m}_F(V_{\text{aus}} - V_{\text{ein}}) = \dot{m}_F \Delta V \quad (1.2.15)$$

式中, V_{ein} 大约等于飞行速度 V_A 。另一方面,推力又等于所提供的有效功率 P 与飞行速度 V_A 之比。活塞式发动机所提供的功率是转速和进气压力的函数,但很大程度上与飞行速度无关。因此,活塞发动机的推力大致与飞行速度成反比,即

$$F = \frac{\eta P}{V_A} \quad (1.2.16)$$

图1.11示出各种发动机的推力与飞行速度的关系的概貌。其中, C_{Fp} 等于推力除以大气压力 p_0 和发动机截面积 S_F ,称为静推力负荷系数 C_{Fp} 。

螺旋桨发动机和风扇(双涵道)发动机的 C_{Fp} 随马赫数的增加而下降,单涵道涡轮喷气发动机的 C_{Fp} 大致为常数,而带加力燃烧室发动机的 C_{Fp} 则随马赫数的增大而上升。图1.11还示出各种类型发动机的使用范围。

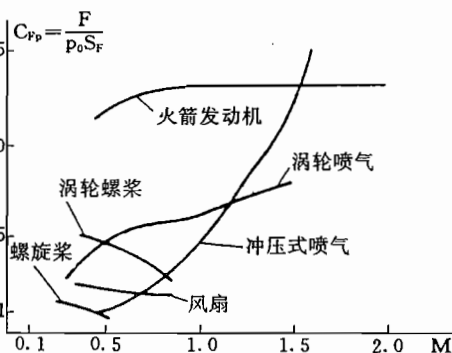


图 1.11 推力随马赫数的变化

螺旋桨滑流和发动机的喷气流也影响飞机的绕流,不仅影响机翼,而且也影响尾翼。图1.12示出机翼上的附加流动,这会引引起升力增加。图1.12b)示出发动机推力对一架双

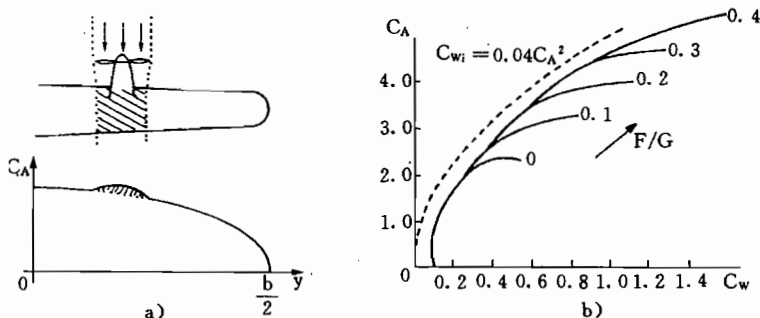


图 1.12 推力对升力的影响

a) 机翼上速度增大区域; b) 道尼尔(Dornier)公司的 DO 28“空中仆人”的极曲线与推力大小的关系。

(F/G 为推力重量比)(引自/Schänzer 91/)

发螺旋桨飞机的极曲线的影响。

航空发动机的控制过程是非常复杂的。对飞行控制系统设计来说,其动态特性可以用典型时间常数为 $0.1 \sim 1\text{s}$ 的一阶或二阶模型来近似,详情将在 3.7 节中讨论。

1.2.6 风和大气紊流

风和大气紊流表征了对飞机的主要扰动,因此,也是飞行控制器设计的基本边界条件,第 4 章还将详加讨论。从观察天气图可以知道,风是由压力梯度造成的,而压力梯度又是由温度梯度和密度梯度造成的。这既可以引发全球风系,也可以引发局部风系。日射和地形对其都有明显的影响。日射使空气局部抬升,以致地面上的空气必然发生溢流。海岸上的海风和陆风就是这样一个例子,白天由于地面强烈增温会产生向陆地方向的空气流动(海风),而在夜间,由于海水蓄热的原因,会形成向海洋的空气流动(陆风)。

热流和山岳也会造成垂直风分量和水平风分量的强烈局部变化,这种变化称为风切变。图 1.13 给出风速和风向随高度变化的示例。该图还表明,平均风速总要叠加上随地点和时间无规律的变化部分,这种称为紊流的部分是由具有摩擦的空氣的旋渦形成的,主要发生在地面、建筑物和山脉。由于其发生的原因各种各样,而且由于不熟悉的缘故,紊流只能作为随机过程加以描述,例如用功率谱来描述。

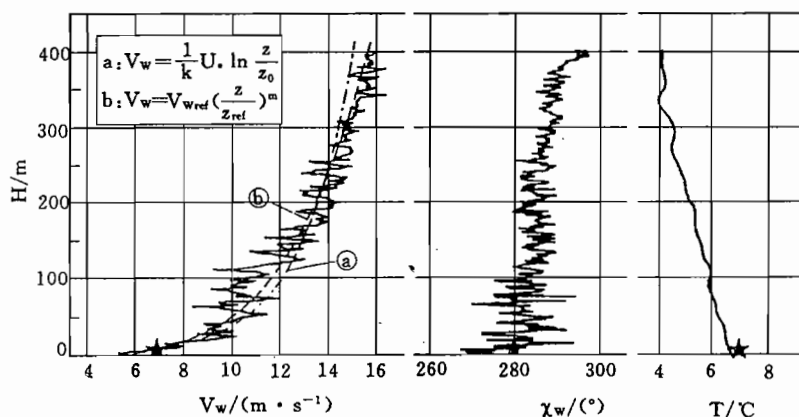


图 1.13 测量风速与高度的关系(引自/Swolinsky 86/)

左:风速;中:风向;右:气温。

图 1.14 以大大简化了的形式描述了穿越空间分布风场的飞行,如果相对于飞行速度而言,这个矢量场随时间的变化不大,则该矢量场可视为空间冻结场。这样,作用在飞机上的风矢量就只是飞机位置变化的函数。

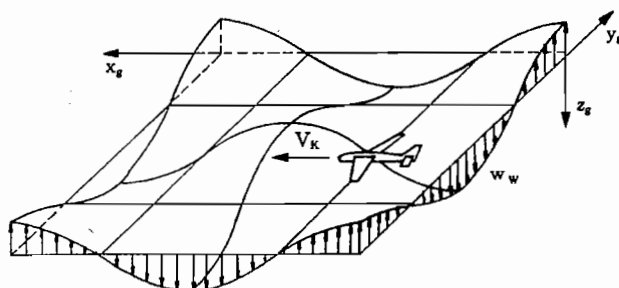


图 1.14 二维正弦形风场(引自/Gerlach 68/)

一般讲,飞机和周围大气场之间的相对速度(飞行速度 V_A)等于飞机对地的固有速度(航迹速度 V_K)与风速 V_w 之差,这对所有坐标轴都适用,所以可以写成矢量形式

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_w \quad (1.2.17)$$

图 1.15 示出对此式的三个例子,由这些示例明显可看出,风和紊流对飞机的作用与其飞行航迹和飞行速度有关。假设,驾驶员保持速度矢量 $\vec{V}_A$ 不变,并且在飞机对称面内,那末在定常风 $\vec{V}_w$ 情况下,航迹速度(对地)就与飞行方向有关,顺风时航迹速度增大,逆风时航迹速度减小,而在侧风时其预期的飞行航迹则要改变一个角度 β_w 。当风发生短暂变化时(阵风),由于飞机质量的缘故,航迹速度 $\vec{V}_K$ 最初不发生变化,而风速矢量 $\vec{V}_w$ 直接影响来流速度 V_A 、迎角 α 及侧滑角 β 的大小,参见图 1.16。

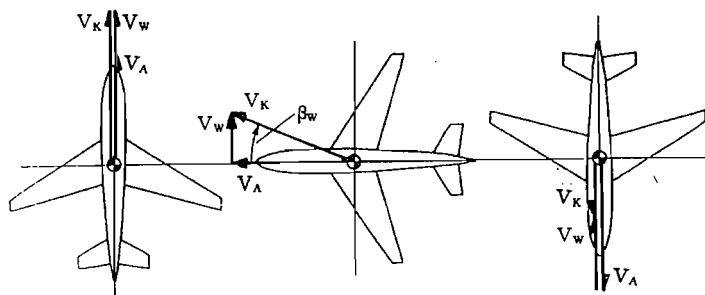


图 1.15 定常风对飞行航迹的影响

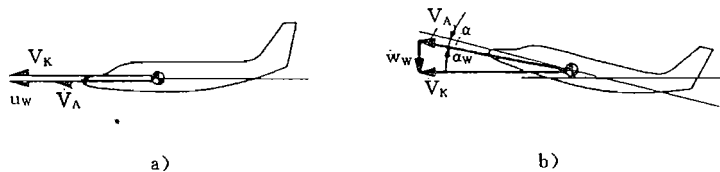


图 1.16 风分量对 V_A 和 α 的影响

a) 顺风; b) 下降风。

如果风分量是阶跃形式,则 V_A 或 α 会突然减小,从而升力也减小,且飞机高度要减小。

因摩擦影响,在较大高度上的风速到地面上要减小(地面边界层,见图 1.13)。一架正在着陆进近且必须飞越这种风切变场的飞机,将因此而经历不断减小的逆风或顺风,如图 1.17 所示(假设风场在 x 和 y 向是均匀的)。如果风速的非线性分布逐段用直线来代替,则与此相应,风梯度 $\partial u_w / \partial z = u_{wz}$ 就为常值,图 1.17 中所示的风梯度为正。这样,风与高度的关系满足方程

$$u_w(z) = u_w(z_0) + u_{wz} \Delta z \quad (1.2.18)$$

航迹倾斜时飞机的高度变化

$$\dot{z} = -\dot{H} = -V_K \sin \gamma \quad (1.2.19)$$

由此可以得到飞机重心处风分量随时间的变化

$$\frac{du_w}{dt} = \frac{du_w}{dz} \frac{dz}{dt} = -u_{wz} V_K \sin \gamma \quad (1.2.20)$$

以及飞机重心处来流速度 V_A 随时间的变化(γ 较小时)

$$\dot{V}_A = \dot{V}_K - \dot{V}_w = \dot{V}_K + u_{wz} V_K \gamma \quad (1.2.21)$$

下降飞行时 γ 为负,如果不以同样大小的飞机加速度 $\dot{V}_K$ 来制止(提高推力),则式

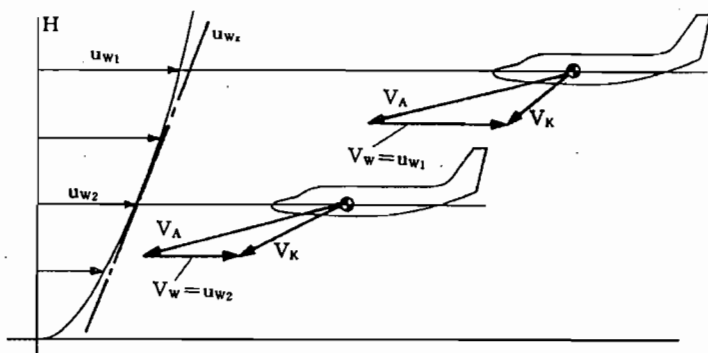


图 1.17 近地时的风切变

(1.2.21)的空速 V_A 将不断减小,见图 1.17。上升飞行时风切变的影响则与此相反,而在平飞时($\gamma=0$)其影响为零。

如果飞机在连续增大的下沉风的风场中飞行,如图 1.18 所示,则平均风速 $\bar{w}_w$ 将连续变化,而梯度 $\partial w_w / \partial x = w_{wx}$ 保持不变,图 1.18 中梯度为正。这对飞机会有两种作用。当以 $V_K = \text{const}$ 平飞时,飞机重心上的平均下沉风的变化为

$$\frac{dw_w}{dt} = \frac{dw_w}{dx} \frac{dx}{dt} = w_{wx} V_K \quad (1.2.22)$$

若航迹保持不变($V_K = \text{const}$),按照图 1.16b),迎角将不断减小,从而升力也减小,飞机将转入下降飞行。下沉风和越来越大的顺风(“顺风切变”)二者表征了一种严重的危险性。

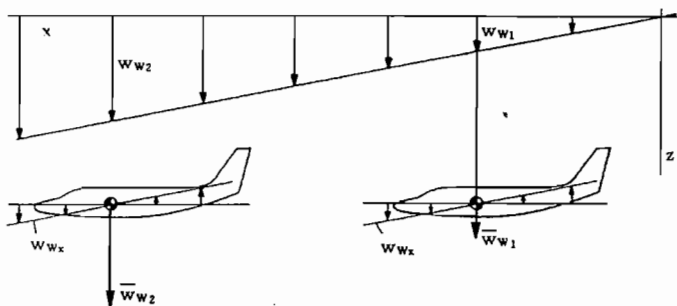


图 1.18 在下沉风增大的风场中飞行

另外,等风速梯度会在飞机头部形成向下、而在飞机尾部形成向上的附加气流,这就引起一个低头力矩。因为这与飞机以正的俯仰角速度 q 抬头时产生的流场一样,所以,这两种情况下的作用是一样的。因此,最好把 q 也视为相对速度,并仿照式(1.2.17)形式,则

$$q_A = q_K - q_w = q_K + w_{wx} \quad (1.2.23)$$

风梯度绝不会在较长的距离上一直不变,而且其正、负号也经常变化。对此,一种合适的模型描述是正弦形曲线,如图 1.19 所示。这里,平均下沉风假设为零,从而

$$w_w(x) = \hat{w}_w \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right) \quad (1.2.24)$$

式中 λ 为阵风波长。

定常平飞时 $x = V_K t$, 所以飞机重心处的下沉风为

$$w_w(t) = \hat{w}_w \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}V_K t\right) \quad (1.2.25)$$

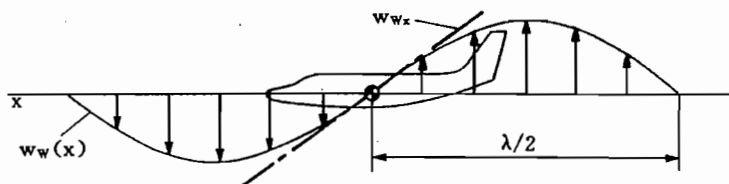


图 1.19 在正弦风场中飞行

这里所作的论述说明了这样一种重要的事实：扰动量风和紊流不是孤立地作用在飞机上的，它们的作用与飞行航迹和飞行姿态有关。

1.3 过程数学模型

飞机的运动是由力和力矩引起的，这些力和力矩以不同的坐标系发生作用：

- 重力(mg)在地面固连坐标系上(用 g 标记)；
- 推力(F)在飞机固连坐标系上(用 f 标记)；
- 空气动力(A, W)在气流坐标系(用 a 标记)。

图 1.20 把对称面内力和速度矢量彼此联系起来。矢量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_K$ 确定了气流坐标系(a)和航迹坐标系(k)，其中：

- $\vec{V}_A$ 与 x_f 构成迎角 α ，与 x_g 构成 γ_A 角；
- $\vec{V}_K$ 与 x_f 构成 α_K 角，与 x_g 构成 γ 角；
- $\vec{V}_A$ 与 $\vec{V}_K$ 彼此构成 α_w 角。

飞机纵轴与 x_g 之间夹角为 Θ 。

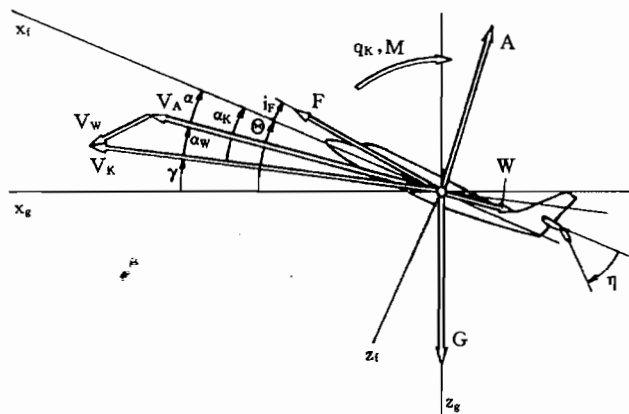


图 1.20 对称面内的力矢量和速度矢量

Θ —俯仰角； γ —航迹倾角； α —迎角； α_w —风迎角。

1.3.1 对称运动的方程

对称直线飞行时(滚转角 $\Phi=0$ ，侧滑角 $\beta=0$)，所有力矢量和速度矢量都在 $x_g z_g$ 平面内。这样，按照图 1.20，各角度之和为

$$\Theta = \gamma + \alpha + \alpha_w = \gamma + \alpha_K \quad (1.3.1)$$

在接近水平飞行时，所有这些角度都不大，这样，由沿 x_K 和 z_K 方向的力之和，按图 1.20，

可以得到下列微分方程

$$m\dot{V}_K = F\cos(i_F + \alpha_K) - A\sin\alpha_w - W\cos\alpha_w - G\sin\gamma \quad (1.3.2)$$

$$-mV_K\dot{\gamma} = -F\sin(i_F + \alpha_K) - A\cos\alpha_w + W\sin\alpha_w + G\cos\gamma \quad (1.3.3)$$

而力矩之和为

$$I_y\dot{q}_K = M \quad (1.3.4)$$

俯仰角 Θ 和俯仰角速度 q_K 之间的关系为

$$\dot{\Theta} = q_K \quad (1.3.5)$$

式(1.3.2)~式(1.3.5)就构成飞机纵向运动,即飞机对称运动的4个微分方程。在这里还要加上下列空气动力函数,见式(1.2.3)和式(1.2.5)(只列出主要的关系,脚注0表示工作点上的值)。

$$A = \frac{\rho}{2} V_0^2 S (C_{A0} + C_{A\alpha} \alpha) \quad (1.3.6)$$

$$W = \frac{\rho}{2} V_0^2 S (C_{W0} + C_{W\alpha} \alpha) \quad (1.3.7)$$

$$M = \frac{\rho}{2} V_0^2 S \bar{c} [C_{m\alpha} \alpha + C_{mq} q_A + C_{m\eta} \eta] \quad (1.3.8)$$

另外,还要加上推力同飞行速度和油门位置的关系

$$F(V_A, \delta_F) \approx F_0 + F_u \delta V_A + F_f \delta_F \quad (1.3.9)$$

以及 V_A, V_K 和风量(小角度时)之间的关系式

$$V_A = V_K - u_w \quad (1.3.10)$$

$$\alpha_w = \frac{w_w}{V_A} \quad (1.3.11)$$

式(1.3.1)~式(1.3.11)就是飞机纵向运动的简化方程组。线性化后,由此就可计算飞机的固有特性及其对小操纵指令(δ_F, η)和小扰动激励(u_w, w_w)的响应。

由于存在诸多耦合,线性化状态方程的推导是很麻烦的,第7章将对此进行讨论。这个方程组的状态变量就等于式(1.3.2)~式(1.3.5)中的导出变量,故状态方程的形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\gamma} \\ \dot{q}_K \\ \dot{\Theta} \end{bmatrix} = \underline{A} \begin{bmatrix} V_K \\ \gamma \\ q_K \\ \Theta \end{bmatrix} + \underline{B}_{\text{stell}} \begin{bmatrix} \delta_F \\ \eta \end{bmatrix} + \underline{B}_{\text{stor}} \begin{bmatrix} u_w \\ w_w \end{bmatrix} \quad (1.3.12)$$

这是一个4阶方程,所以,其所有的传递函数都是4阶的。此外,还要加上输出方程,在这些方程中包含其余的变量 V_A, α, α_K 和 n_z 与状态变量的关系。

这个方程组在文献中可能以各种形式出现,其不同之处在于变量的选取、无因次量和有因次量的应用以及建立方程时所采用坐标系的选择。这是在使用飞行力学参考文献时的一个重要问题,它说明准确定义和严谨标准化的重要性。

1.3.2 近似方程

为了分析上述方程组,有必要使用一些近似方程,并推导一些工程模型。这是第6章到第8章研究的内容。作为示例,这里介绍一下当飞行速度基本不变 $V_A = V_0$,且无风情况下对直线水平飞行航迹有小偏差(δ)的一种近似方法。对于力矩方程,用式(1.3.4)和式(1.3.8)在小偏差假设下可以写成

$$\delta \dot{q}_K = M_a \delta \alpha + M_q \delta q_A + M_\eta \delta \eta \quad (1.3.13)$$

式中

$$M_a = \frac{1}{I_y} \frac{\rho}{2} V_0^2 S \bar{C}_{ma} \quad (1.3.14)$$

其它导数与此类似。

在无风时 $\alpha_w = 0$, 水平飞行时 $\gamma = 0$, 并且略去推力分量 ($i_F + \alpha_K$ 不大), 则式(1.3.3)简化成

$$-\delta \dot{\gamma} = -\frac{1}{m V_0} \delta A = -\frac{1}{m V_0} \frac{\rho}{2} V_0^2 S C_{A_a} \delta \alpha = Z_a \delta \alpha \quad (1.3.15)$$

由式(1.3.1)和(1.3.5)得

$$\delta \dot{\alpha} = \delta \dot{\Theta} - \delta \dot{\gamma} = \delta q_K - \delta \dot{\gamma} \quad (1.3.16)$$

并由式(1.3.15)得

$$\delta \dot{\alpha} = \delta q_K + Z_a \delta \alpha \quad (1.3.17)$$

最后, 按照式(1.2.14), 由式(1.3.15)得载荷系数为

$$\delta n_z = \frac{V_0}{g} \delta \dot{\gamma} = -\frac{V_0}{g} Z_a \delta \alpha \quad (1.3.18)$$

综合上述方程, 就可得到状态微分方程为

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{q}_K \\ \delta \dot{\alpha} \\ \delta \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_q & M_a & 0 \\ 1 & Z_a & 0 \\ 0 & -Z_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta q_K \\ \delta \alpha \\ \delta \gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_\eta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \delta \eta \quad (1.3.19)$$

$$\begin{bmatrix} \delta n_z \\ \delta \Theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Z_a V_0/g & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta q_K & \delta \alpha & \delta \gamma \end{bmatrix}^T \quad (1.3.20)$$

在图 1.21 中, 该状态微分方程像模拟计算机接线图那样被表示成信号流图(SFD), 图中每个状态变量都被配备一个积分器, 而每个状态方程都在积分器入口得以满足。信号流图直接说明了由方程组所描述的输入变量、状态变量、输出变量之间的作用链。

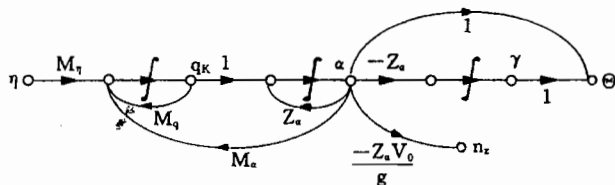


图 1.21 近似方程的信号流图

经过拉普拉斯变换, 并求解式(1.3.19)和式(1.3.20)后(此处可参见 8.3 节), 可得 η 和 α 之间的传递过程特性为

$$\delta \alpha(s) = \frac{M_\eta s}{s[s^2 - s(M_q + Z_a) + M_q Z_a - M_a]} \delta \eta(s) = \hat{g}_{\alpha\eta}(s) \delta \eta(s) \quad (1.3.21)$$

传递函数(用字母上加 ^ 号表示)在其右下脚符号上标记输出量和输入量, 例如 $\hat{g}_{\alpha\eta}$ 。由式(1.3.20)得

$$\delta n_z = -\frac{V_0}{g} Z_a \delta \alpha(s) = -\frac{V_0}{g} \frac{M_\eta Z_a s}{s[s^2 - s(M_q + Z_a) + M_q Z_a - M_a]} \delta \eta(s) \quad (1.3.22)$$

由式(1.3.15)得

$$\delta\gamma(s) = -\frac{1}{s}Z_\alpha\delta\alpha(s) = \frac{-M_\eta Z_\alpha}{s[s^2 - s(M_q + Z_\alpha) + M_q Z_\alpha - M_\alpha]}\delta\eta(s) \quad (1.3.23)$$

按照式(1.3.1),在平静大气($\alpha_w=0$)情况下,有

$$\delta\Theta(s) = \delta\alpha(s) + \delta\gamma(s) = \frac{M_\eta(s - Z_\alpha)}{s[s^2 - s(M_q + Z_\alpha) + M_q Z_\alpha - M_\alpha]}\delta\eta(s) \quad (1.3.24)$$

最后,由式(1.3.5)得

$$\delta q_K(s) = s\delta\Theta(s) \quad (1.3.25)$$

从这个示例可以清楚地看出状态方程和传递函数之间的紧密联系,而且也看出,状态方程在其原始形式中含有的参数数目最少,模拟物理关系最清楚。

1.3.3 方程分析

由式(1.3.21)~式(1.3.25)可以看出,所有传递函数的分母都相同,这表明动态特性一样。这个分母中含有一个独立的 s (它相当于图 1.21 中不定积分) 和一个二阶表达式 (在图 1.21 中相当状态变量为 q 和 α 的系统)。图 1.22 给出 4 个传递函数的极点和零点的分布情况。

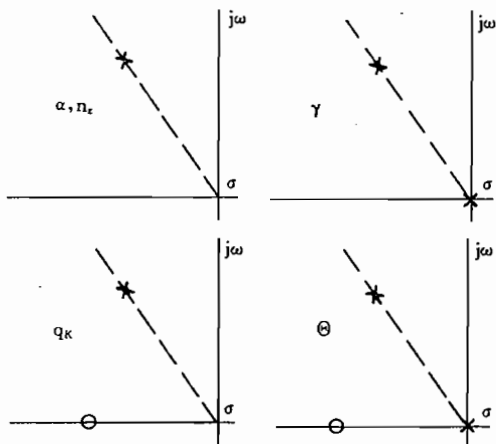


图 1.22 近似方程的极点、零点分布

通常,这个二阶子系统是振荡型的,它描述飞机绕 y 轴的迎角振荡(短周期运动)^①。其频率和阻尼可由传递函数分母

$$s^2 - s(M_q + Z_\alpha) + M_q Z_\alpha - M_\alpha = s^2 - 2\sigma s + \omega_0^2 \quad (1.3.26)$$

求出,其固有频率为

$$\omega_0 = \sqrt{M_q Z_\alpha - M_\alpha} \quad (1.3.27)$$

它主要与“弹簧常数” M_α 或 $C_{m\alpha}$ 有关。阻尼系数为

$$\sigma = \frac{1}{2}(M_q + Z_\alpha) \quad (1.3.28)$$

它主要取决于俯仰阻尼 M_q 或 C_{mq} 。由此可以看出,对于一个稳定的特性来说,不仅 M_α (“静稳定性”),而且 M_q (俯仰阻尼)都必须是负的。由式(1.3.21), α 传递函数的增益系数为

① 短周期运动在德文中称为 Anstellwinkelschwingung,即为迎角振荡。——译者

$$k_{a\eta} = \frac{M_{\eta}}{M_q Z_a - M_a} \quad (1.3.29)$$

约等于升降舵操纵效能 M_{η} 与弹簧常数 M_a 之比。

1.3.4 飞行航迹方程

飞行控制器不仅要承担稳定姿态的任务,而且还要把飞机从出发点 A 引导到目的地 B。为了设计相应的航迹控制器,仅研究对基准飞行航迹的小偏离是不够的,而必须全面地建立生成飞行航迹的模型。一般,按照长度和方向积分航迹速度矢量可以得到所经过的飞行距离

$$\vec{s} = \int_0^t \vec{V}_K(\tau) d\tau \quad (1.3.30)$$

矢量 $\vec{V}_K$ 以其大小 V_K 、航迹倾角 γ 和航迹方位角 χ 来给定,见图 1.9 和图 1.10。所有这三个分量都只能由惯性平台来确定,所以,飞机上经常是不知道的。通常,这些量用简单可以测量的参数 V_A , H 和航向角 Ψ 来代替,它们也是常用的控制变量,但这会造成航迹控制与环境风有关。

这个问题可以水平面内的飞行航迹作为示例加以说明。由图 1.23a), 在地面固连坐标系(例如,按磁北方向来定向)上的运动为

$$\dot{x}_g = V_K \cos \chi \quad (1.3.31)$$

$$\dot{y}_g = V_K \sin \chi \quad (1.3.32)$$

实际飞行航迹与朝北方向之间的水平夹角称为对地航向角 σ , 其规定值称为地图航向 σ_c 。为保持飞机在规定的航迹上,航迹方位角 χ 必须按 σ_c 来调准。当受定常风 V_w 影响时,按图 1.23a), 根据对风力的估计,必须有一个前置角,也就是航向角的规定值应为

$$\Psi_c = \chi_c - \beta_w = \sigma_c - \beta_w \quad (1.3.33)$$

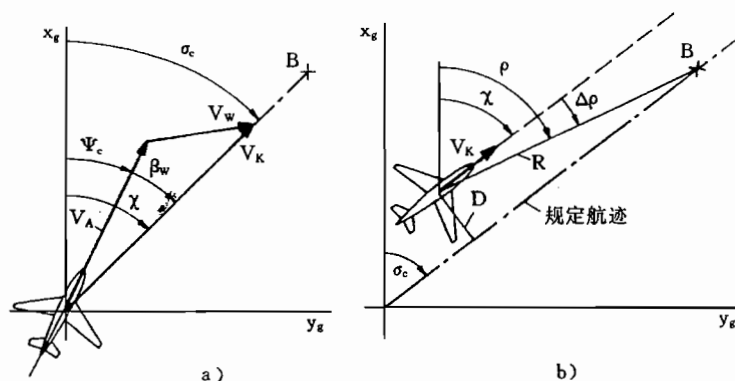


图 1.23 水平飞行航迹

a) 有风影响; b) 对规定航迹的偏差。

这应由有规律的定位加以修正。

地面上的各个点,例如无线电信标台,是为在水平面内定位用的,在预先规定的地面航向上飞过这些点,见图 1.23b)。从飞机到地面点 B 相对于 x_g 的测向角称为水平测向角 ρ , 而其距离称为斜距离 R 。偏差角 $\Delta\rho$ 等于规定航迹方向(地图航向)和到目的点视线之间

的测向角。如果飞机对规定航迹有侧向偏离(图 1.23b))

$$D = R \sin \Delta \rho \quad (1.3.34)$$

则很少利用保持真航迹方位角

$$\chi = \chi_c = \rho_c = \sigma_c \quad (1.3.35)$$

来保持侧向偏离 D 不变,而偏差角 $\Delta \rho$ 要不断增大。飞机必须回到规定航迹上,这样也满足了式(1.3.35)。

上述讨论清楚地说明,一方面是航迹方位角 χ ,另一方面是水平测向角 ρ 和对地航向角 σ ,存在原则差别,所以,应小心地区分它们。按照 2.4.1 节,是 $\Delta \rho \sim \Delta \chi$,这二者之间存在积分关系,实际上,它们的规定值相同,是造成经常混淆的原因。

1.4 飞行控制器设计的边界条件

1.4.1 控制对象的特点

飞行控制在很多方面不同于其它控制技术应用领域,其特别的性质在前面各节中业已作了说明,这里作一归纳。

作为驾驶员和乘客的人

在控制飞机时,须从两个方面考虑人的存在。一方面,人是乘客,所以,就对乘坐舒适性,也就是对姿态角和加速度的极限以及降低突风敏感性等提出相应的要求。另一方面,人又作为控制过程的驾驶员,参与或监控控制过程,因而对飞机的固有特性(本征特性、操纵特性)和飞行航迹控制的品质提出要求。飞行控制器设计准则大多是由这些要求衍生来的。

多变量控制对象

控制对象为飞机时,存在有多自由度振动,运动形态之间的各种耦合使其成为一个复杂的多变量控制对象。飞行控制器设计的基础是飞机可靠的飞行动力学模型,即非线性微分方程组,其主要的系数可以足够准确地由计算方法和模拟试验预先加以确定,根据这些系数,还在一架新机首飞前就可以准备好飞行控制器。

大的参数范围

现代飞机大的使用范围(高度、马赫数)及其构形的重大变化(重心位置、机翼构形),造成方程组的参数在很大的数值范围内变化,尤其是空气动力的特征值都存在严重非线性,且为多维函数。与此相反,有些长距离飞行阶段飞行状态仅缓慢变化(例如巡航飞行)。即使是今天的进场过程,也是由定常飞行阶段组成的。所以,通常可以在某一工作点上把飞机运动方程线性化,并进一步简化成近似方程(见前述)。

模型限制

飞机机体(机翼、机身、尾翼)由于其轻结构特性的缘故,所以是弹性体,并能以多自由度振动。此外,这些弹性自由度和激发它们的空气动力之间存在强烈的交变作用(空气动力弹性)。在气动舵面上,还存在有空气动力对偏转本身和对非绝对刚性支撑的强烈反作用。如果在计算控制器方案时把飞机视为刚体,如前面业已介绍的那样,则这仅表示对真实特性的一种近似。幸亏在许多情况下(但有些情况要除外,例如大型飞机)结构振动的特征频率和刚体飞机的特征频率的间隔足够大,因而很大程度上二者彼此可以解耦,而且通

过采用滤波器,可以由飞行控制器避免激发弹性自由度。但这些影响不允许使用高的控制增益和过度的操纵活动。

控制器设计方法

控制器设计受多种边界条件(对空间、重量和能量的要求,操纵元件的容许负荷,安全性要求)的限制,须很仔细地使其适合已知的各种可能情况,因此,需要在其全部使用范围内准确地了解控制对象。纯数值模型是不够的,相反,不能放弃飞行原理方面的全面知识,何况控制器的任务是从稳定定常飞行状态一直发展到用快速改变飞行状态来自由地控制飞行航迹的变化。由于这些原因,即使是采用形式化的设计方法和优化方法,也几乎难以成功,如果在应用中不加上按实际情况从飞行原理方面导出的方法的话。飞机是一个复杂的多变量系统这一客观事实,迫使在飞行控制器设计中要利用所有可以利用的飞行力学方面和控制技术方面的经验。所以,采用一些工程实用性措施来研制合宜的控制器结构,要比使用一种特殊的控制器设计方法更为重要。与此相应,关于频域或者时域,传统方法或者现代方法,极点预置或者积分准则等问题则是第二位的,只能由结果加以评论。在第12章和第13章中对控制器设计的论述主要是介绍有关业已在飞行控制中成功使用的控制器结构。

当然,飞行控制器必须按鲁棒性设计。同时,只有在考虑了费用、可靠性和维护性等因素后,才能对一种参数不敏感的控制器或参数匹配作出决策。现代飞行控制器都是数字式控制器。与此相应,则要解决信号转换、采样、计算程序和原则上是连续工作的操纵系统的操纵等一系列问题,还要考虑与此相应的时间和相位损失问题。因为这样所涉及的方案要比飞行控制器的实现问题少,这些问题这里将不详加讨论。目前可供使用的计算效率和存储器容量足够完成各种控制算法。但是,实现复杂的控制功能仍受到成倍增加的、持续的功能检验以及各子系统之间数据交换方面的高度复杂性的制约。

测量信息

不仅飞机相对地面的运动,而且其相对周围空气的运动,都可用各种测量方法和传感器相当好地获得(见第9章)。这样,飞机运动不仅是完全可观测的,甚至常常存在有冗余测量信息,这对安全性是有益的。虽然传感器通常频带宽度都很大,以致它们的动态特性与飞机相比完全可以略而不计,但仍须考虑和校正来自测量原理和仪表原理(特征线,偏离,测量噪声)、来自传感器在飞机的布置(安装误差)、或者来自信号传输(转换、采样)等方面的各种测量误差,而在飞行力学方程中作为变量出现的这些量并不总能准确地测量到,常常要测量和换算一些替代量(例如动压),坐标系常常也不一样(例如陀螺仪)。这些偏差当然都要影响到控制系统的特性,必须在设计中加以考虑。

操纵系统

一般只能用4个操纵量来控制飞机的6个自由度,即用控制转动自由度的空气动力舵面和控制 x 自由度的发动机推力。此外,还有缓慢调节工作点的配平舵面和襟翼(见第10章)。用升力襟翼、扰流板或者同向偏转的副翼在全部使用范围内进行直接升力操纵极为罕见。迄今为止,直接侧向力操纵只在少数试验机上实现过。为了提高机动性,战斗机装备许多附加的操纵面,须互相协调地进行操纵。

在机械式操纵的飞机上,在其控制器操纵机构和舵面之间有一个由拉杆或钢索组成的复杂的操纵系统,该系统的弹性变形和间隙将影响控制器的功能。因此,在现代飞机上,

把调节传动装置直接就装在舵面附近,这得益于电传操纵(Fly-by-Wire)技术。作为操纵元件的发动机只能接收低频的操纵信号,控制器信号要相应进行滤波。一般,所有操纵机构的运动都要限制在确实必要的范围内。

可靠性观点

飞行控制器在飞机上具有性命攸关的作用。它的错误工作不仅会使驾驶员处于困难境地,甚至可能导致飞机失事。所以,应经常监视飞行控制器的工作情况。所出现的故障必须能直接识别,或者显示给驾驶员,或者能自动修正。不论是故障识别还是故障清除,都需要冗余技术。因此,现在的飞行控制器都是由多个(2~5个)同样类型的系统组成的,这些系统之间可以转换。从测量传感器经过控制计算机直到操纵机构的整个作用链上都沿用这个原则。通常还附加一个备份系统,例如 A320 飞机水平安定面和垂直尾翼的机械式操纵。还有其它一些提高可靠性的措施,例如,保证无冲击地接通或转换控制器工作状态,或者用锁定装置阻止不容许的工作状态等。今天,飞行控制系统在锁定装置、冗余信息和检测方法方面的耗费,比控制律本身所需要的费用高出数倍。第 9 章和第 10 章扼要地指出了这些很重要的问题。

1.4.2 控制的任务

飞行控制要完成的任务与飞行力学和飞行引导是一致的。飞行力学主要涉及改善飞行品质问题,其定义是:

操纵品质是指决定驾驶员操纵飞机完成任务的难易程度和准确性的品质及特性。

同样,飞行控制制导的任务的定义是:

飞行控制制导是包括辅助人控制引导飞机的原理和技术方法。

飞行力学的任务是要符合飞机设计所要求的飞行性能和飞行品质。一架飞机应在各种飞行阶段同时都表现出良好的品质(稳定性、操纵性)和良好的性能(运输能力、经济性)。显然,用一个恒定不变的飞机构形不可能在起飞、近地低速飞行和高速飞行、高空飞行或者大马赫数飞行、以及着陆等各种阶段同样都满足这些要求。譬如说,用于补偿飞行速度影响的飞行力学手段是有限的,例如用着陆襟翼和变后掠机翼改变飞机构形。与此相反,基于反馈效应的飞行控制器立刻就能补偿品质和参数的变化。此外,在飞行中,飞行控制器很容易就能进行转换,或者把它的参数与飞行状态匹配,能以各种方式支持或补偿飞行力学方面的技术措施,并消除下列困难:

- 在一定的飞行范围内或者在某些类型飞机上的阻尼不足,甚至是不稳定的;
- 由于飞机反应太迟钝、太快、或者不易协调,所引起的操纵性方面的不足;
- 在定常或斜波形扰动(风切变)、发动机停车、载荷投放等情况下的稳定性;
- 对大气紊流的敏感性;
- 操纵变量和扰动量激发的飞机结构振动;
- 有意改变飞机的动态特性,例如用于训练和研究(变稳定性飞机、空中飞行模拟)及其它。

虽然使用飞行控制器一般比修改飞机构形花费要少而且灵活,但是控制技术的一些手段也受到可靠性、寿命和控制器本身能力有限等诸多因素的限制。其基本原则如下。

控制器既要具有需要的活动能力,但又要尽可能少用。

这就必然导致：首先要尽量利用所有飞行力学方面的可能性。原则上讲，飞行控制的任务并不是把一个劣等飞行力学设计事后变成为可接受的。飞行控制处处都应该用在那些可望在费用和能力方面真正有收益的地方。

飞行引导的任务是：在所有的飞行阶段上都能最安全、最经济地从 A 点飞到 B 点。为此，飞行控制和制导要为驾驶员和控制器提供所需要的测量信息，并且把这些信息以合适的方式在座舱内显示表现出来。除了有关飞行状态的信息外，还涉及当时飞机的位置和当时的目标航线，诸如从飞行安全方面所规定的航迹参数值及由此导出的飞行状态参数的规定值。飞行控制和制导完善了座舱工作场合的环境条件，特别是从驾驶杆直到简单的控制按钮等诸如此类的各种各样的操作元件。最后，飞行控制和制导使用的控制技术设备，使驾驶员从日益增加的次要的稳定性任务中解放出来，减轻驾驶员完成飞行引导任务时的负担。这特别关系到：

- 减轻驾驶员长距离飞行(疲劳)或在困难飞行阶段下(例如着陆进场)的负担，随意处置其它任务(例如无线电通信，系统监控，飞行计划)；

- 在控制快的、弱稳定过程或者很缓慢的过程，例如仪表飞行时，给能力有限的驾驶员以支持。

控制任务可以扼要归结如下：

- 借助导航系统准确地进行航迹控制；

- 自动进行飞行机动以转入到新的航向或新的高度，自动等待转弯、防碰撞机动飞行等；

- 自主进行自动化进近和自动化着陆；

- 遵守安全边界(最大迎角、最大马赫数、最大加速度)，以减轻驾驶员监控工作的负担；

- 自主按飞行计划作航线飞行(选择无线电台、控制器工作方式、规定值)；

- 根据飞机构形情况(燃油储备、装载、时间计划)和风场状况，计算最优飞行航线和高度剖面—飞行管理。

即使今天，所有这些任务也并未完全实现，只是一些理想的可能性，还在不断地发展。由于自动装置缺少经验，缺少学习能力和适应能力，例如要求在高的空中交通密度和着陆频度情况下进入机场终端区域。另一方面，对地面和对其它飞机的数据传输及通信尚不够发达，而且上层级(飞行安全)的判断选择和指令传输的结构尚需进一步改进。由于这样和那样原因，甚至驾驶员和控制器之间的机上任务划分也变化不定。在各种工作方式之间，即在手动操作飞行和全自动飞行这两种极端工作方式之间，驾驶员仍按情况来选择。在自动飞行情况下，驾驶员只起一种监控作用。

1.4.3 设计规范

飞行控制器设计应当广泛地按照驾驶员的愿望(作为顶级控制器)来进行(见第 11 章)。在这方面业已根据经验、模拟研究和飞行试验建立了一些飞行品质规范，其中，在军用领域，主要采用美国“军用规范”。在“军用标准—有人驾驶飞机的飞行品质—MIL-STD-1797”中，规定了这些飞行品质要求，该规范是在以前的规范 MIL-F-8785B 的基础上建立的。有些对控制器的功能、控制精度以及稳定性余量的一些要求，包含在规范“飞行

控制系统设计—MIL-F-9490”中。这两个规范也被推荐在民用领域使用。民用飞机控制器适航的根据是美国联邦航空局(FAA)的“联邦航空条例”(FAR),即 23 部和 25 部,1980 年曾被翻译作为德国航空适航要求,但并未持续下去。它们被部分地作为欧洲适航条例,以“联合适航条例”^①(JAR)名称出版,并且通过“修正案”继续更新,以适应技术的发展。

除了驾驶员的愿望外,飞行物理实际是飞行控制器设计的主要根据,所以,其结构应尽可能从飞行力学方面的结构加以说明,如本书所述。即使控制器参数与飞行状态的匹配,以及非线性控制器功能的最新方法,也是基于飞行力学、大气物理和导航系统的规律的。

设计规范的第三部分包括对姿态保持精度和飞行航迹控制精度的一些要求。它不仅涉及在各种紊流情况下或者飞行航迹变化时控制精度的允许误差范围,而且还涉及按地点和时间给定的飞行航迹的保持问题。同时,这些精度要求都与飞行情况相一致。在航线飞行时,这些要求相对宽松一些,而在近地进近着陆时,则变得很严格。

用数学方法描述的品质准则来表达这些常常互相矛盾的各种要求是很困难的。因此,飞行控制器设计不能进行全系统的全面优化,而恰恰相反,要逐步(通常作迭代)设计各个控制器的功能。由于数学模型有效性的限制,计算方案总要通过模拟和飞行试验加以检验并继续加以改进。

1.5 飞行控制系统的构成

当今的控制系统是由众多控制功能综合而成的,这些功能互相协调一致,并可由驾驶员变换组合加以使用。控制系统与显示系统紧密联接,它们使用同样的测量信息,并可由驾驶员通过这些信息来监控。预先设定的工作方式和规定值常常也被综合显示。在现代运输类飞机上,可在驾驶员和飞行控制器之间选择下列工作分工。

1. 用部分控制器来辅助手工操纵飞行。
2. 飞行指引仪工作方式,即在操纵指令显示下的手动操纵飞行,这些基于与控制器功能类似的操纵指令使驾驶员容易作航迹控制。
3. 预置控制^②:通过具有自动控制全部次要功能的主操作元件预置航迹规定值。
4. 全自动飞行:包含无驾驶员参与的全部次要控制任务在内的全自动航迹控制。

所属系统将在第 14 章到第 18 章中详加讨论。为了认识这些控制器类型的基本原理及其相互作用,下面将在第 1.3 节方程的基础上,各引入一个简单的示例。

1.5.1 阻尼器(增稳系统)

飞行控制器的首要任务是改善固有运动阻尼的不足,抑制突风影响。作为第 14 章中要讨论的这类控制器的示例,这里介绍一种所谓俯仰阻尼器。在 1.3.3 节已得到短周期运动的阻尼系数为 $\sigma=1/2(M_q+Z_{\dot{\alpha}})$,由此就产生了下列想法:通过控制技术手段造成

- 一种与 q_K 有关的力矩——人为的导数 $M_{\dot{q}}$;或者
- 一种与 α 有关的附加升力——人为的导数 $Z_{\dot{\alpha}}$ 。

① 指由欧洲 27 国航空法规制定机构组成的欧洲适航局(JAA)发布的联合适航条例。——译者

② 原文为 Vorgaberegulung,有规定、给定、输入控制之意,也有译成输入控制的。——译者

观察图 1.21 的信号流图可以看出,第一种可能性是很容易实现的,如图 1.24 所示。若不考虑可能出现的操纵机构延迟,则测量的俯仰角速度 q_K 通过到升降舵 η 的反馈,描述了与“内反馈” M_q 的平行的外回路。

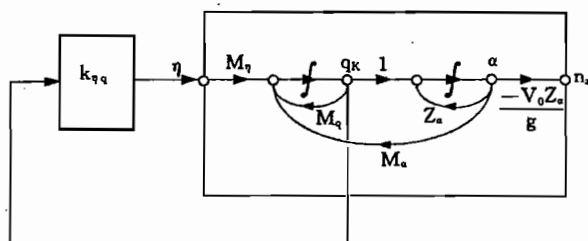


图 1.24 反馈 $q_K \rightarrow \eta$ (俯仰阻尼器)

$k_{q\eta}$ = 控制器加操纵偏转。

按式(1.3.25),通过对传递函数 $\hat{g}_{q\eta}$ 的检查,证实了这种想法,即这种反馈有提高阻尼的作用。由该控制回路的特征方程(负反馈情况)

$$\hat{g}_{\text{Strecke}} \cdot \hat{g}_{\text{Regler}} + 1 = 0 \quad (1.5.1)$$

得到

$$\frac{M_\eta(s - Z_a)}{s^2 - s(M_q + Z_a) + M_q Z_a + M_a} k_{q\eta} + 1 = 0 \quad (1.5.2)$$

$$s^2 + s(-M_q + k_{q\eta} M_\eta - Z_a) + (M_q - k_{q\eta} M_\eta) Z_a + M_a = 0 \quad (1.5.3)$$

从而证明,原来的 M_q 已被

$$M'_q = M_q - k_{q\eta} M_\eta \quad (1.5.4)$$

所代替。由 M_q 和 M_η 的符号就很容易得到反馈符号:正的 q 必然产生一个正的舵偏角 η ,即造成一个反馈力矩。 M_q 的值给出反馈增益 $k_{q\eta}$ 的第一个基准值。在测量参数和操纵参数的各种可能组合中,这二者备受青睐。

在初步但重要的配置后,应进一步改进完善阻尼器反馈。首先要引进传感器和操纵系统模型,如图 1.25 所示。然后,用一个详细的方程把突风扰动影响模型化,并规定一种突风模型。这同样也说明,这种控制器也非常适用于抑制扰动。这样,根据对各种输出参数 q_K , α 和 n_z 的品质要求,就可以设计一种滤波器,以便满足品质要求。

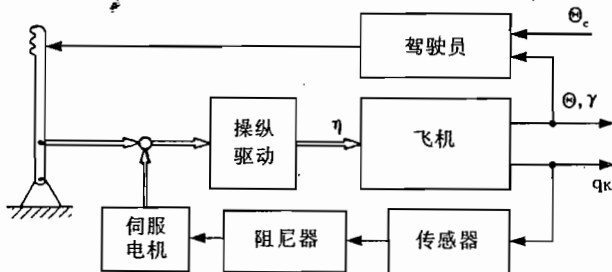


图 1.25 驾驶员和阻尼器的相互作用——控制回路

为此,一阶(例如 PDT_1)或二阶滤波器一般就足够了,这些滤波器大多用频域方法(例如 Bode 图)来设计。最后,用阻尼器研究弹性自由度的影响。

这种阻尼器—控制器只承担次要任务,而姿态稳定和航迹控制,按图 1.25,仍然是驾

驾驶员的任务。为此,驾驶杆和升降舵或者舵面操纵机构之间还要保持直接联系。另外,阻尼器尽量不要妨碍驾驶员的操纵,然而,这又难以完全避免,因为阻尼器要阻止任何俯仰角速度,所以,它也会阻止驾驶员用升降舵进行航迹控制时产生的俯仰角速度。

最后,阻尼器上所能达到的控制器增益都限制在相对小的数值上,其大小要恰好能完成提高阻尼的任务。为了实现阻尼器和驾驶员并行工作,则要把控制器—伺服作动器的机械输出再输入到传动机构上,使阻尼器指令和驾驶员指令互相叠加起来,但还要避免阻尼器输出对驾驶杆的反作用。这样做的好处是,驾驶员可以完全不理睬阻尼器,而阻尼器的作用只能从修改过的飞机动态特性中感受到。图 1.25 同样也示出驾驶员和阻尼器的相互作用,显然,从驾驶员(作为上一级控制器)看,阻尼器是放在反馈回路中,并没有控制变量(规定值 $q_K=0$)。这从控制技术观点说明了阻尼器的特殊作用。

在军用领域,用控制方式改变飞行品质的基本原理,在引进一些新的操纵量后,已发展成与飞机特性完全相关的自动系统(随控布局飞行器, control configured vehicle)。另外,采用电传操纵信号(Fly-by-Wire),则极大地扩充了这些可能性。同样,在民用领域,也试图通过采用控制技术来改进飞行品质和飞行性能之间的协调。例如,在人工增稳的同时,降低飞机本体的静稳定性(减小阻力)。这种众所周知的、称为“主动控制”的飞行控制器,将在第 15 章进一步加以讨论。

1.5.2 姿态控制器

自动驾驶仪的基本工作方式是用于姿态稳定(见第 14 章),这就要求把姿态角(这里是指 Θ)反馈到一个合适的操纵变量上。图 1.21 的信号流程图说明,升降舵最适合作为操纵变量,但单独反馈 $\Theta \rightarrow \eta$ 会引起稳定性方面的问题。后一种看法同样可由状态理论导出,这就需要反馈所有(此处是 3 个)的状态变量,而按“经典”理论则发现,在输出反馈时, PIT_2 ——控制对象(见式(1.3.24))可能是不稳定的(奈奎斯特稳定性判据)。这两种方法都要反馈控制变量的时间导数($q_K=\dot{\Theta}$)(PD—控制器),这样,俯仰姿态控制器就始终要建立在俯仰阻尼器上。采用 Θ ,则也包含了两个状态变量 α_K 和 γ (固定关系),那么就不需要第三个反馈。与阻尼器设计一样,详细的控制器设计也按照这种基本思想。

图 1.26 示出驾驶员、姿态控制器和阻尼器之间的关系。因为只能有一个飞机驾驶员,则驾驶员此时必须把控制引导任务交给自动驾驶仪,但驾驶员要像监督飞行学员一样来

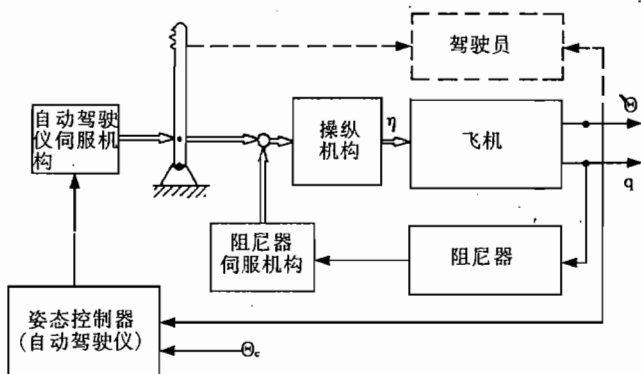


图 1.26 姿态控制器

监控自动驾驶仪。如同教练机一样,自动驾驶仪也要同时搬动“飞行教官”的驾驶杆,这样,驾驶员就能直接跟踪自动驾驶仪的活动,必要时可直接进行干预。为使驾驶员能够超越自动驾驶仪,自动驾驶仪是通过一个摩擦离合器而啮合的,而阻尼器的功能仍保持不变。

这种姿态控制器还是一个很原始的控制器的,它只有一个固定的规定值 Θ_0 。驾驶员有时要按飞行航迹的要求调整这个量,但是,这种类型的航迹控制是很间接的,因而很麻烦,而且也只能在当时的短时间内解除驾驶员的负担。由式(1.2.8)和式(1.3.1)可见,在无风恒定飞行速度且小航迹倾角情况下

$$\dot{H} = V_0 \gamma = V_0 (\Theta - \alpha) \quad (1.5.5)$$

该式说明,即使在准确地保持姿态的情况下,飞行航迹也不是恒定的,突风造成的迎角扰动波及到航迹倾角,从而引起高度变化。减少驾驶员负担的其它一些方法,也只是通过控制航迹倾角 γ 或者高度 H 来实现的,这些是以后要讨论的更高级的自动驾驶仪的功能,详见第 16 章。

1.5.3 高度控制器

图 1.27 是把式(1.5.5)加在图 1.21 上后的信号流程图。不论是按状态理论,还是按经典的串联控制理论,同样都可由该图看出,如果具有足够的稳定性储备,则高度控制可以直接作为外控制回路,建立在姿态控制的基础上。一般仪表技术的解决方法就是由这样的事实出发的,即把高度控制器简单地结合在未加改变的姿态控制器上。图 1.28 表明,高度控制器通过一个可变的控制变量代替了先前是固定不变的姿态控制器的规定值 Θ_0 。

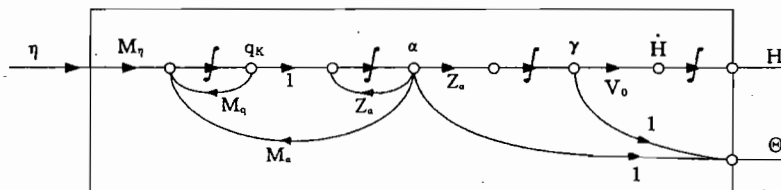


图 1.27 升降舵和高度之间的简化信号流程图 ($V_A = \text{const}$)

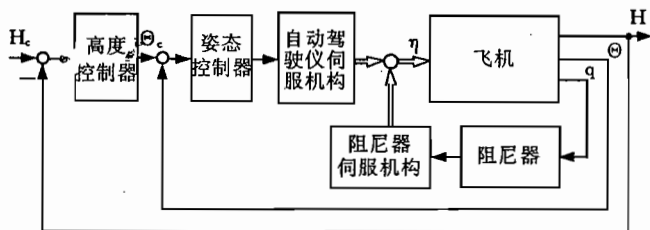


图 1.28 作为串联控制的高度控制器

图 1.26 的结构保留了与驾驶员的共同作用。驾驶员不直接参与控制过程,而只是给定一个确定的升降舵规定值,因而,在定常飞行阶段,他被完全解除了负担。但由于高度控制器只是为控制对基准高度发生小偏离情况而设计的,所以每当飞行高度变化较大时,驾驶员都要切断高度控制器,进行过渡机动,并在稳定住新的规定高度后再接通高度控制器。如果要使这种麻烦的行动方式同样也自动化,则要用非线性功能来扩展高度控制器。

1.5.4 弯曲航迹的自动控制引导

自动驾驶仪“高度截获”功能是用变化飞行航迹控制的许多新型方法的一个很好的示例,在第17章中还将对此进一步讨论。如果在选择一个新的规定高度时,出现大的高度偏差,那么图1.28所示的控制器将会产生一个相当大的姿态角规定值 Θ_c ,将使飞机或者失速或者转入大角度俯冲。为防止发生这种情况,须限制高度信号,例如,限制到与 $\Theta_c = \pm 10^\circ$ 对应的数值,在达到新的规定值之前的60m左右,转换控制器并使飞机转入水平飞行的过渡飞行航迹,达到规定高度后,控制器又返回到正常高度保持状态,如图1.28所示。

在数字计算机上,可以非常完美地求解这个问题。图1.29a)描绘了高度变化比较大的情况下所期望的航迹曲线 $H_c(x)$ 。跟随有限的载荷系数 $n_z \rightarrow \dot{\gamma} \rightarrow H$ 的过渡阶段,是以有限(不变)上升速度 $\dot{H}$ 的上升飞行。这条规定的飞行航迹是在控制器中产生的,该控制器还要调整偏差。另外,还要以常值负加速度 $\ddot{H}$ 进入新的飞行高度 H_2 ,如图1.29b)所示,这是一个边界问题。在上升飞行过程中,须不断(通过快速预先计算)检查何时到达转入达到新高度 H_2 的“制动抛物线”的时间点。

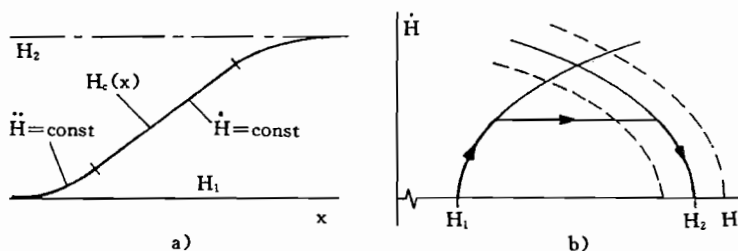


图 1.29 高度过渡飞行航迹

a) 航迹曲线; b) 状态图。

规定飞行航迹曲线是用数学模型来实现的,这种数学模型称为“控制变量发生器”,由此会引出图1.30所示的这种系统结构。这样,驾驶员只须输入新的高度规定值 H_2 和开始机动的时刻 t_0 。

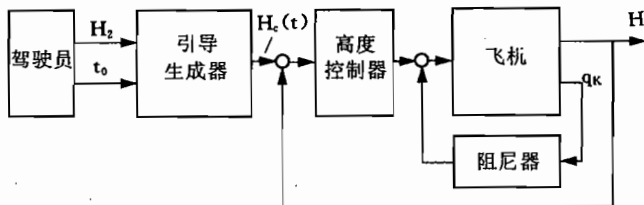


图 1.30 具有引导变量发生器的高度控制器

如果仅用升降舵来实现这种航迹变化,那末按照式(1.2.10),飞行速度将以不容许的方式下降,也就是说,其前提条件是要同时协调地使用发动机推力来控制速度。由于升降舵使用范围有限,另外还需要一种配平控制器,因此它通过平尾安装角 i_H 来调节力矩平衡。

这样一来,这种承担相当简单任务的总系统,已经是一种具有3个操纵变量(η, δ_F, i_H)

和至少 7 个测量参数($q_K, \Theta, \dot{H}, H, \ddot{H}, V_A, \ddot{x}$)的控制器了,它包含了许多滤波器以及线性和非线性算法。

1.5.5 输入控制(电传操纵)

最后要介绍一种广泛采用的特种飞行控制器,这种控制器在成功地应用于军用领域后,也愈来愈多地被用在民用运输机领域。在第 18 章还将对此详加讨论。

在阻尼器工作(在最少控制技术辅助下的手动操纵)和自动驾驶仪工作这两种方式之间(预置固定的规定值),由于驾驶员主动性的显著不同,很早就考虑是否把这两种方式的优点互相结合起来。这种想法是:在通过飞行控制器同时完成所有次要控制任务时,使驾驶员能通过主操作元件(驾驶杆、驾驶盘)进行航迹控制。为此,就必须抛弃当时不容改变的基本原则:驾驶杆和舵面或舵面操纵机构之间的直接机械联系。这样,就要从主操作元件引出控制信号并作为电信号通过控制器处理成一个单义操纵信号。这种革命化措施也就意味着,控制器是处在驾驶员和飞机之间(与图 1.25 和图 1.26 相反),而驾驶员通过纯电通信来操纵飞机。这种系统解决方法称为电传操纵,经过采用许多折衷办法之后,首次在民用运输飞机 Airbus 320 得以实现。这种折衷解决方法之一是驾驶盘操纵(CWS),这种方法首先用在 Boeing 737(1964 年首飞),后来也为其它各种飞机所采用。

这种基本原理可用军用领域的一个简单例子加以说明。阻尼器的缺点是不利于机动性,因为它极力要保持规定值 $q_K = 0$ 。在电传操纵链条件下,如果从驾驶杆力中导出规定值 q_K ,那么就消除了这个缺点。图 1.31 清楚地说明,控制器在这里放在前向通道里(从驾驶员方向来看),因而它就跟随驾驶员的控制指令,而且它的控制增益越大,其跟随性越好。后者对突风抑制很有好处。其另一个优点是取消了控制器伺服机构,按照图 1.31,它的功能由舵面驱动器来承担。

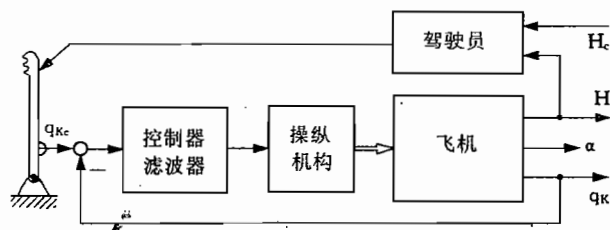


图 1.31 俯仰角速度—输入控制器(电传操纵)

这样,这种驾驶员和操纵信号之间的滤波或者改进,为优化控制器提供了一个附加自由度,它可以在飞机的全部使用范围内近似地产生所希望的模态特性,从而可按驾驶员的愿望协调飞机的特性;甚至可以按这种方式限制驾驶员指令,以避免偶尔偏离允许的飞行范围。这样,驾驶员不再直接通过升降舵操纵飞机,而是通过俯仰角速度操纵飞机,在一定程度上可以说是“通过控制器”操纵飞机的。

1.5.6 总的控制系统

即使总的控制系统是全部单独功能的综合,也是一种层级结构,与串联控制完全不一样。图 1.32 首先总览了各种任务层级及有关驾驶员和控制器的相互作用。各个层级的特

征如下。

层级 1

任务:提高飞机运动和突风减缓的固有阻尼——阻尼器。

被控制变量:转动角速度($\vec{\Omega}$)和加速度计信号($\vec{b}$)。

驾驶员干预:通过主驾驶元件——阻尼器辅助或者输入控制的手动操纵飞行。

层级 2

任务:稳定空气动力状态和飞行姿态(“基本控制器”)。

被控制变量:迎角和侧滑角(α, β),姿态角(Φ)。

驾驶员干预:通过主驾驶元件(输入控制)或者通过控制器操作设备(“自动驾驶仪”——基本工作方式)。

层级 3

任务:用常规机载自主手段稳定飞行航迹(简单的自动驾驶仪)。

被控制变量:飞行航迹参数,即空速 V_A ,气压高度 H ,航向角 Ψ 。

驾驶员干预:通过控制器操作设备。

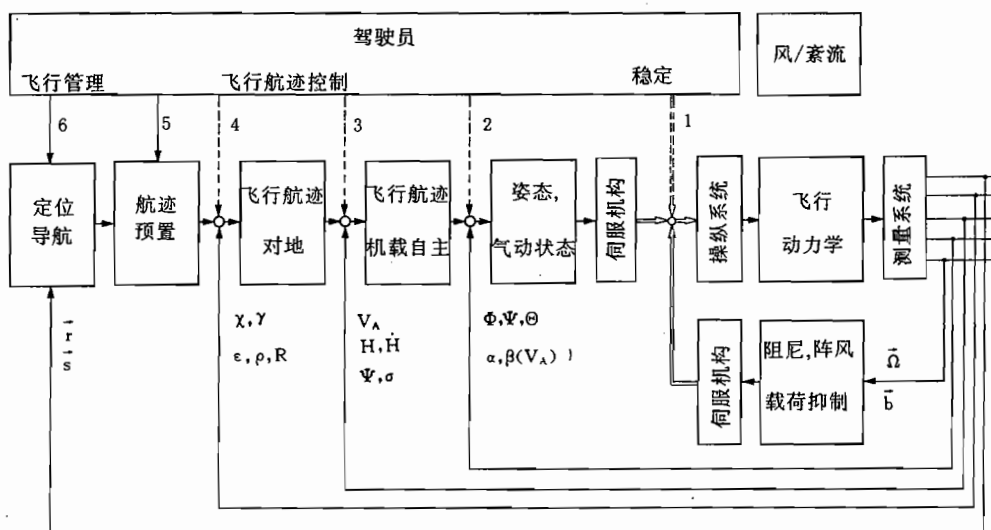


图 1.32 飞行控制制导任务的层级

规定值:1. 转动角速度,加速度;2. 飞行姿态,空气动力状态;3. 飞行航迹参数;4. 可飞行的轨迹;

5. 航路点,径向,飞行高度;6. 飞行计划,空中交通状况。

层级 4

任务:控制空速和高度,同时控制对地的飞行航迹(用推力控制器改进了的自动驾驶仪)。

被控制变量:飞行航迹角(惯性基准),测向角和相对地面导航台(无线电导航)的距离。

驾驶员干预:通过控制器操作设备、显示器和导航操作设备。

层级 5

任务:按地点和时间定义的可飞行航迹。

被控制变量:航路点,基准线,飞行高度。

驾驶员干预:导航设备。

层级 6

任务:按空中交通状况和天气情况以及飞行安全规定制定飞行航线计划。

被控制变量:飞行过程。

驾驶员干预:飞行管理计算机,地面监控站的无线电通信。

图 1.33 和图 1.34 给出当代飞行控制系统的结构综览,分别给出了一种常规布局结构和一种先进布局结构。图 1.33 表示的是 1975 年以来,在大多采用机械式操纵系统的民用运输类型飞机上所惯用的飞行控制器结构“自动飞行控制系统”(AFCS)。

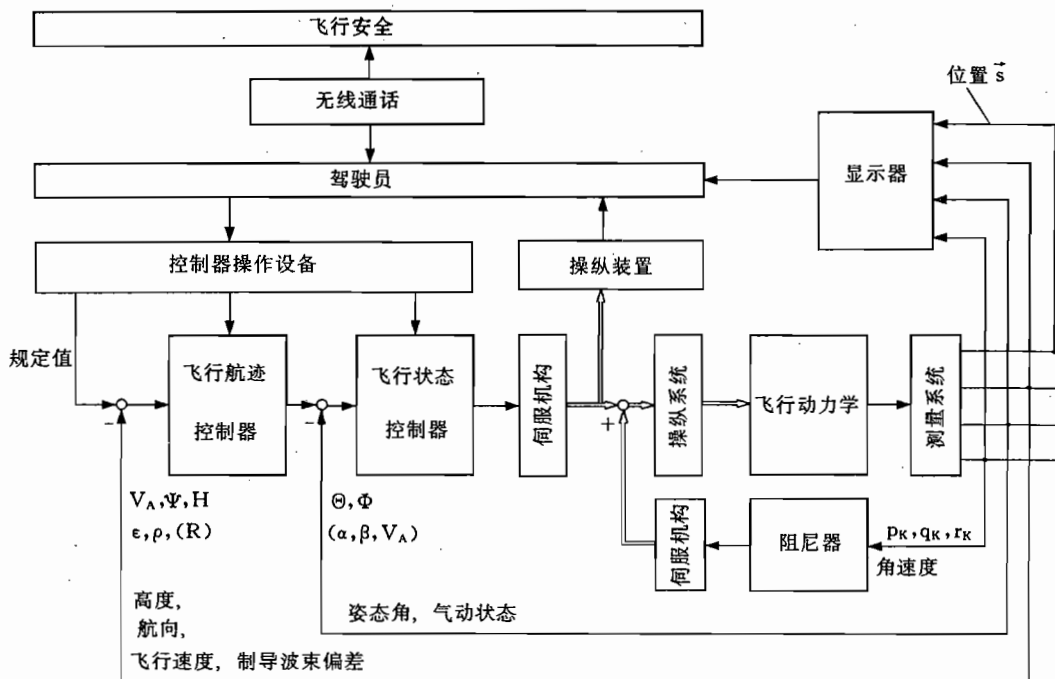


图 1.33 常规飞行控制系统(1975 年的水平)

4 个层级中的最低一级含有 3 个运动轴方向的阻尼器功能。飞行状态控制器的第二层级是用来进一步改善飞机特性(例如协调转弯、配平等)、控制纵向运动和横侧向运动的瞬时飞行姿态的,它提供自动驾驶仪的基本使用方式。第三层级涉及飞行航迹计算,用于按大小、方向控制飞行速度,以及控制高度和航向。这里包含了自动驾驶仪所有较高层级的使用方式。

1980 年以来,控制系统结构取得了重大进展,除了使用电传操纵外,各种专门控制器已综合成较大的单元。当然,层级结构基本没有什么变化。

最低一级阻尼器功能由输入控制来代替,它用以承担阻尼和扰动抑制,还要监视对飞行状态量的限制。取消了机械式操纵系统,驾驶员通过内控制系统“飞行控制计算机”(FCC)控制飞行航迹。驾驶盘换成一个小的侧操纵手柄(侧杆),飞行状态控制器和飞行航迹控制器被综合成“飞行导引计算机”(FGC),它包含所有纵向运动和横侧向运动的控制器功能,这样就变成一个完整综合的飞行控制系统。可以选择由驾驶员或飞行导引计算机(FGC)给低层级设置控制引导数值。

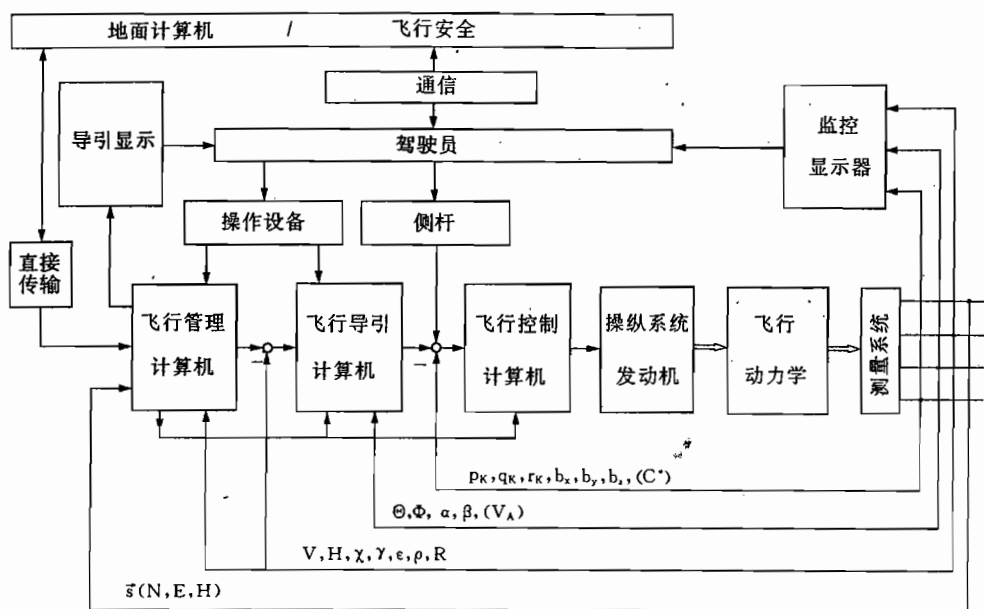


图 1.34 计算机辅助飞行控制系统(当前水平)

导航计算和飞行航线计算构成一个新的顶层级,它是为飞行位置测量的(测位)和飞行监控所规定的飞行航迹提供实际值和规定值。最近,这一层级又由航迹优化功能和自动驾驶仪程序控制功能加以扩充(飞行管理系统,FMS)。而至今驾驶员都必须手动操纵经过导航系统给出这些规定值,现在则在这两个层级之间有一个直接的接口,从而把这两个层级非常紧密地互相结合在一起,驾驶员的负担也因此进一步得以减轻。

地面上的飞行安全系统和机载系统之间的直接数据交联(直接通信),从根本上改善了最上面这两个层级之间的协调,而且可以进一步自动化。由于难以在世界范围实现标准化,并且又必须为所有的空中交通成员所应用,因此,这种数据交换的推广应用一再被拖延。

在可使用的信息范围内,第 19 章和第 20 章概括了当今各种飞行控制系统的有关情况。可以看出,随着电传操纵的使用,数字化和“飞行学员”的飞行管理技术业已成熟。今天,许多乘客正是得益于这种技术,在广阔的范围长距离飞行。

物理基础篇

2 运动变量的定义

飞机运动是由力和力矩矢量引起的,并用速度和转动角速度以及加速度和转动角加速度矢量来描述,此外,还有姿态角和位置。这样多的变量必须严格定义,并遵循一种清晰的排列模式。此外,在定义坐标系时,应该使采用这种坐标系描述矢量特别简单。为了建立运动方程,这些矢量须变换到所选用的坐标系上。这些变换与坐标系之间的相对(与时间有关)角位置有关。变换时出现的角度及其变化率,同时也是飞机运动的状态变量和测量变量。

现有的表示方法,不外乎采用详细的标准/DIN 9300/①“飞行力学”以及国际标准/ISO 1151/。描述飞机位置和航向的那些变量是标准/DIN 13312/“导航”,但它未包含公式符号,因为这些公式符号与标准/DIN 9300/不一致。有几个量,特别是 2.2.4 小节、2.4 节和 2.6 节中的一些量,被补充定义成一般的标准。另外,地球被假定为静止的,地球表面被视为是平面。这就是说,地面固连坐标系被视为惯性基准,不采用大圆导航的地心坐标系的规定。

2.1 符号

作用在飞机上的所有定向量都可写成矢量,它们的分量都用容易记住的字母次序来标注(见图 1.3)。所采用的坐标系都是直角右手坐标系,参见标准/DIN 9300/。它们的 x 轴指向前, z 轴指向下,从而 y 轴指向右(飞机的右边)。所以,飞机固连坐标系是确定的。其它坐标系则按某一个矢量定位,并总需要一种附加规定。例如,地面固连(大地测量)坐标系用 z 轴沿重力矢量方向加以定义,所以,其余两个轴就在水平面内。采用一种附加(非标准)规定,坐标系就以合适的方式定位,例如,按磁北方向定位。

位置矢量 $\vec{s}$ 、速度矢量 $\vec{V}$ 、合力矢量 $\vec{R}$ 以及载荷系数矢量 $\vec{n}$,可按下述方式表示成分量:

位置

$$\vec{s} = [x \ y \ z]^T \quad (2.1.1)$$

速度

① DIN 是德国工业标准的缩写。——译者

$$\vec{V} = [u \ v \ w]^T \quad (2.1.2)$$

力

$$\vec{R} = [X \ Y \ Z]^T \quad (2.1.3)$$

载荷系数

$$\vec{n} = [n_x \ n_y \ n_z]^T \quad (2.1.4)$$

有关力分别表示为:

 $\vec{R}^A$ ——总的空气动力; $\vec{F}$ ——总的推力; $\vec{G}$ ——重力。

绕相关轴右旋时的角速度、力矩及其分量为正(螺旋法则),它们可按下述方式表示:

力矩

$$\vec{Q} = [L \ M \ N]^T \quad (2.1.5)$$

角速度

$$\vec{\Omega} = [p \ q \ r]^T \quad (2.1.6)$$

力矩则应分别表示为:

 $\vec{Q}^A$ ——总的空气动力力矩; $\vec{Q}^F$ ——总的推力力矩。

绕 x, y 和 z 轴的运动分别称为滚转、俯仰和偏航,所以,也可写成:

L——滚转力矩;

q——俯仰角速度等等。

飞机相对于地面的转动情况可用欧拉角 Ψ , Θ 和 Φ 来描述,它们的转动轴构成的不是直角坐标。为综合这些角度,我们利用一个一般的矢量,并像一个状态矢量那样,用下横线来表征这个矢量

$$\underline{\Phi} = [\Phi \ \Theta \ \Psi]^T \quad (2.1.7)$$

作为速度矢量,我们要区分:

 $\vec{V}_K$ ——航迹速度,飞机相对于地面的移动速度;

$\vec{V}_A$ ——飞行速度(也称空速),飞机相对于空气的移动速度(与标准 DIN 9300 不同,为明显起见,这里加上脚注 A);

 $\vec{V}_w$ ——风速,空气相对于地面的移动速度。

本书所用的表示方法中,一般规定:

A——空气动力变量(相对量),不用脚注;

K——航迹量;

W——与风有关的量;

F——与推力有关的量。

为了明确地区别在不同坐标系中的矢量分量,另外还采用下列表示方法:

f——飞机固连(机体)坐标系,下脚注可以去掉;

a——迎面气流固连(空气动力)坐标;

k——飞行航迹固连坐标;

g——地面固连(大地测量学)坐标;

r——矢径坐标。

飞机的质量分布视实际燃料贮存和装载而异,所以,重心和惯性轴是时变的,这样,就难以准确地规定这个坐标轴。每一架飞机都规定一个几何固连坐标系(基轴坐标)作为基准,其 x 轴固定在飞机对称面内,而其坐标原点,既可以放在飞机的头部顶点,也可以放在机翼前缘与 x 轴的交点上。由于飞机弹性的缘故,这个基轴坐标只是相对一定载荷情况而言才是一个准确的基准,例如,在地面停放状态下。

为简单计,建立飞行力学运动方程时,所有坐标系都针对瞬时重心。飞机固连坐标系的取向是不一样的,习惯上取主惯性轴方向,当由飞行力学数据记录确定方程参数时,应注意它的准确的定义(即基准坐标系)。此外,飞行力学系数都是作为重心位置(%气动弦长)的函数给定的。

2.2 飞行力学变量

下面所采用坐标系之间的角度都是飞机运动的状态变量,所以,对第3章和第5章的方程推导是很重要的。所有坐标系的原点都在飞机重心上,因而,它们也具有像飞机一样的移动运动,而其转动情况则受各种力矢量或者速度矢量的约束。下一节将介绍这些坐标及其相应的变换,同时还要介绍所有变量的准确定义。

除了完整的方程,还应介绍适于大多数使用情况下的近似方程,即速度矢量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_K$ 同飞机纵轴之间只有一小的夹角,也就是说,角度 $\alpha, \beta, (\Theta - \gamma)$ 和 $(\chi - \Psi)$ 都是小量(定义见下面)。这样,变换矩阵就可以明显得以简化。一般讲,这里所说的角度小到 10° ,因为在线化处理时,在下面条件下误差小于 1%

$$\sin x = x \quad (x \leq 12^\circ)$$

$$\cos x = 1 \quad (x \leq 8^\circ)$$

2.2.1 飞机相对地面的姿态的确定

为了描述飞机在空间的姿态,或者为了用飞机固连坐标系表示作用在垂直于地平线方向的重力矢量,需要作一系列欧拉角变换,如图 2.1 所示。它们的名称和符号^①为:

Ψ ——偏航角(又称方位角、航向角),转动轴为 z_g ;

Θ ——俯仰角(又称纵向倾角),转动轴为 k_z ;

Φ ——滚转角(又称倾侧角、横侧角),转动轴为 x_f 。

用这些角还能得到定义欧拉角的各个平面。按 Ψ, Θ, Φ , 顺序从地面固连坐标系(g)转到飞机固连坐标(f)的变换矩阵为

$$\underline{M}_{fg} = \underline{M}_{gf}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & \sin\Phi \\ 0 & -\sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Theta & 0 & -\sin\Theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\Theta & 0 & \cos\Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Psi & \sin\Psi & 0 \\ -\sin\Psi & \cos\Psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

由于变换矩阵是正交的,所以它们的逆矩阵等于它们的转置矩阵。这里变换矩阵是按

① 其定义与我国国家标准一致,参见 GB/T 14410.1—93。——译者

单个转动整理的,其乘积形式参见附录 A.1.3。例如由式(2.2.1),在飞机固连坐标系上,重心矢量可表示成

$$\vec{G}_f = \underline{M}_{fg} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi\cos\Theta \\ \cos\Phi\cos\Theta \end{bmatrix} mg \quad (2.2.2)$$

2.2.2 航迹速度矢量的确定

飞机航迹速度矢量 $\vec{V}_k$ 是相对地面由下列角度来确定的:

χ ——航迹方位角,转动轴是 z_g ;

γ ——航迹倾角,也称航迹角,转动轴是 y_k 。

图 2.2 所示的飞行航迹固连坐标系是按 x_k 轴取 $\vec{V}_k$ 方向来定位的,其 y_k 轴在水平面内。因此,从地面固连坐标系(g)到航迹固连坐标系(k)的变换矩阵只涉及两次转动(转动顺序为 χ, γ),形式为

$$\underline{M}_{kg} = \underline{M}_{gk}^T = \begin{bmatrix} \cos\gamma & 0 & -\sin\gamma \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\gamma & 0 & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\chi & \sin\chi & 0 \\ -\sin\chi & \cos\chi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

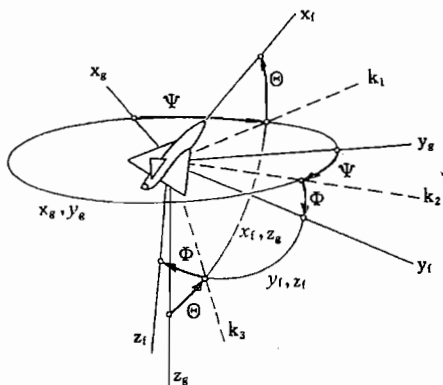


图 2.1 地面固连坐标和飞机固连坐标

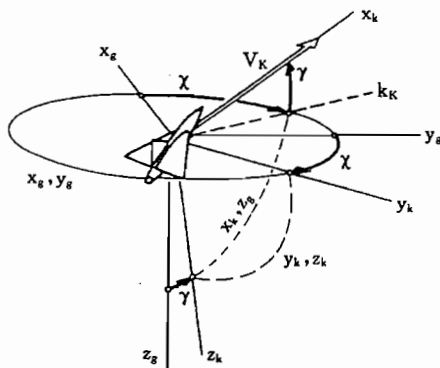


图 2.2 在地面固连坐标系中的航迹速度的矢量

因而,在地面固连坐标系中的航迹速度矢量为

$$\vec{V}_{kg} = \underline{M}_{gk} \vec{V}_{kk} = \underline{M}_{gk} \begin{bmatrix} V_k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma\cos\chi \\ \cos\gamma\sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_k \quad (2.2.4)$$

为了在飞机固连坐标系中确定 $\vec{V}_k$, 需经过 5 个角度的两次变换

$$\underline{M}_{fk} = \underline{M}_{fg}(\Phi, \Theta, \Psi) \underline{M}_{gk}(\gamma, \chi) \quad (2.2.5)$$

假定航迹速度矢量与飞机纵轴之间的夹角为小角度,也就是角度 $(\Theta - \gamma)$ 和 $(\Psi - \chi)$ 是小角度,则

$$\underline{M}_{fk} = \begin{bmatrix} 1 & (\chi - \Psi)\cos\gamma\cos\Phi + (\Theta - \gamma)\sin\Phi & (\Theta - \gamma)\cos\Phi - (\chi - \Psi)\cos\gamma\sin\Phi \\ -(\chi - \Psi)\cos\Theta & \cos\Phi - (\chi - \Psi)\sin\Theta\sin\Phi & -(\chi - \Psi)\sin\Theta\cos\Phi - \sin\Phi \\ -(\Theta - \gamma) & (\chi - \Psi)\sin\gamma\cos\Phi + \sin\Phi & \cos\Phi - (\chi - \Psi)\sin\gamma\sin\Phi \end{bmatrix}^T \quad (2.2.6)$$

为了变换简单,按文献/Brockhaus 85/,采用引入欧拉角序列:

β_K ——航迹侧滑角,转动轴为 z_k ;

α_K ——航迹迎角,转动轴为 k_{2k} ;

μ_K ——航迹倾斜角,转动轴为 x_f 。

按 $-\beta_K, \alpha_K, \mu_K$ 顺序转动,见图 2.3。这些角度以后在方程组中都被选用作为状态变量。引用这些角度后,变换矩阵为

$$\underline{M}_{fk} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\mu_K & \sin\mu_K \\ 0 & -\sin\mu_K & \cos\mu_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\alpha_K & 0 & -\sin\alpha_K \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\alpha_K & 0 & \cos\alpha_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta_K & -\sin\beta_K & 0 \\ \sin\beta_K & \cos\beta_K & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.7)$$

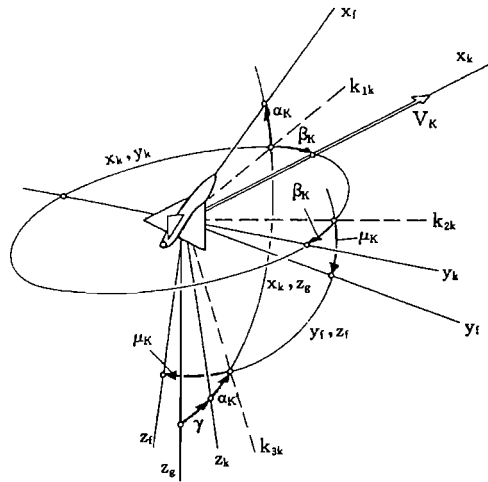


图 2.3 在飞机固连坐标系中的航迹速度矢量

同样,如果假定 α_K 和 β_K 为小量,则该矩阵就简化成

$$\underline{M}_{fk} = \begin{bmatrix} 1 & -\beta_K & -\alpha_K \\ \alpha_K\sin\mu_K + \beta_K\cos\mu_K & \cos\mu_K & \sin\mu_K \\ \alpha_K\cos\mu_K - \beta_K\sin\mu_K & -\sin\mu_K & \cos\mu_K \end{bmatrix} \quad (2.2.8)$$

按照图 2.3,角度 α_K 和 β_K 确定了相对 $x_f z_k$ 平面的矢量 $\vec{V}_K$ 。在小滚转角 Φ 情况下,一般 μ_K 也是小量,这样, $\vec{V}_K$ 在飞机固连坐标轴系中的分量就变得很简单

$$\vec{V}_{Kf} = \underline{M}_{fk} \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha_K\sin\mu_K + \beta_K\cos\mu_K \\ \alpha_K\cos\mu_K - \beta_K\sin\mu_K \end{bmatrix} V_K \approx \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_K \\ \alpha_K \end{bmatrix} V_K \quad (2.2.9)$$

在 $(\chi - \Psi)$ 、 Θ 和 γ 都分别为小量的情况下,比较式(2.2.6)和式(2.2.8)的矩阵元素,可得到下列重要的角度关系

$$\begin{aligned}
 \beta_K &= \chi - \Psi \\
 \alpha_K &= \Theta - \gamma \\
 \mu_K &= \Phi
 \end{aligned}
 \quad (2.2.10)$$

2.2.3 空气动力学变量的确定

按照标准/DIN 9300/,作用在飞机上的总的空气动力 $\vec{R}^A$,在空气动力坐标系 a 中分解成 3 个互相垂直的分量,如图 2.4 所示。

这 3 个空气动力分量定义如下

$A = -Z_a^A$ ——升力,垂直于 V_A ,在飞机对称面内(在 z_a 的负方向);

$W = -X_a^A$ ——阻力,在 V_A 的反方向(在 x_a 的负方向);

$Q = Y_a^A$ ——侧力,在 y_a 方向。

另外,也可选择实验坐标系(e ,见下文)来定义

$$W_e = -X_e^A$$

$$Q_e = Y_e^A$$

这里所采用的空气动力坐标系取飞行速度矢量 $\vec{V}_A$ 作为 x_a 轴,它的 y_a 轴在 $x_a y_f$ 平面内,同飞机固连坐标系构成以下角度:

α ——迎角,转动轴为 y_f ;

β ——侧滑角,转动轴为 z_a 。

第 3 章将从物理上说明迎角和侧滑角的意义。

力的系数(C_A, C_W, C_Q)按空气动力坐标中相应的力分量 A, W 和 Q 来定义。在标准/DIN 9300/中另外推荐规定了在机体坐标系中的系数。在法文资料,而且也经常在英文资料中采用的不是这种系数,而是采用系数 C_x, C_y, C_z ,当这些系数沿飞机固连坐标系方向时定义为正,由式(2.2.14)(见后),得

$$\begin{bmatrix} C_x \\ C_y \\ C_z \end{bmatrix} = \underline{M}_{fa} \begin{bmatrix} -C_W \\ C_Q \\ -C_A \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -C_W - \beta C_Q + \alpha C_A \\ C_Q - \beta C_W \\ -C_A - \alpha C_W \end{bmatrix} \quad (2.2.11)$$

在有些资料中,空气动力系数也有按实验坐标系(角注 e)给定,此时, x_e 的方向是用飞行速度矢量 $\vec{V}_A$ 在 $x_f z_f$ 平面的投影来确定的;另外, $y_e = y_f$ 和 $z_e = z_a$ (见图 2.4)。使用任何资料都要明确地检查一下,数据是在何种坐标上规定的。必要时,系数要作换算。从空气动力坐标(a)到实验坐标(e)的变换矩阵是

$$\underline{M}_{ea} = \underline{M}_{ae}^T = \begin{bmatrix} \cos\beta & -\sin\beta & 0 \\ \sin\beta & \cos\beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.12)$$

而从实验坐标(e)到机体坐标(f)的变换矩阵为

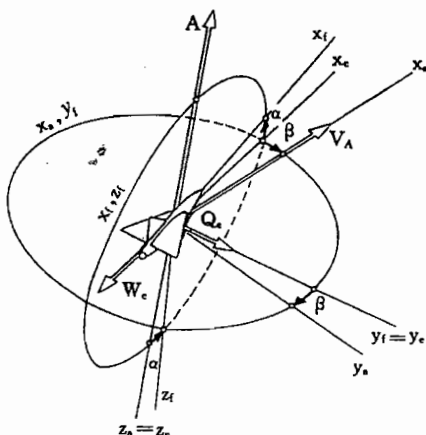


图 2.4 在飞机固连坐标系中的空气动力学变量

$$\underline{M}_{fe} = \underline{M}_{ef}^T = \begin{bmatrix} \cos\alpha & 0 & -\sin\alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\alpha & 0 & \cos\alpha \end{bmatrix} \quad (2.2.13)$$

从空气动力坐标(a)到飞机固连坐标(f)(转动顺序为 $-\beta, \alpha$)的变换矩阵为

$$\underline{M}_{fa} = \underline{M}_{fe}\underline{M}_{ea} = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cos\beta & -\cos\alpha\sin\beta & -\sin\alpha \\ \sin\beta & \cos\beta & 0 \\ \sin\alpha\cos\beta & -\sin\alpha\sin\beta & \cos\alpha \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & -\beta & -\alpha \\ \beta & 1 & 0 \\ \alpha & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.14)$$

式中, α, β 在正常飞行范围内可视为小量($<10^\circ$), 所以, 在机体固连坐标系中的飞行速度矢量的分量为

$$\vec{V}_{Af} = \begin{bmatrix} u_A \\ v_A \\ w_A \end{bmatrix}_f = \underline{M}_{fa} \begin{bmatrix} V_A \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cos\beta \\ \sin\beta \\ \sin\alpha\cos\beta \end{bmatrix} V_A \approx \begin{bmatrix} 1 \\ \beta \\ \alpha \end{bmatrix} V_A \quad (2.2.15)$$

按式(2.2.15), $\vec{V}_A$ 的分量同 V_A, α 和 β 的关系是

$$V_A = \sqrt{u_{Af}^2 + v_{Af}^2 + w_{Af}^2} \quad (2.2.16)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{w_{Af}}{u_{Af}}\right) \quad (2.2.17)$$

$$\beta = \arcsin\left(\frac{v_{Af}}{V_A}\right) \quad (2.2.18)$$

习惯上, 空气动力矩是在飞机固连坐标系上被分解成分量, 它们的定义是:

L_f^A ——空气动力滚转力矩(绕 x_f 轴);

M_f^A ——空气动力俯仰力矩(绕 y_f 轴);

N_f^A ——空气动力偏航力矩(绕 z_f 轴)。

空气动力坐标系相对地面坐标系的转动态势,

用 3 个角度来确定(见标准/DIN 9300/和图 2.5):

χ_A ——气流方位角, 转动轴是 z_g ;

γ_A ——气流俯仰角, 转动轴是 k_{2a} ;

μ_A ——气流倾斜角, 转动轴是 x_a ;

其中, y_a 轴在 $x_a y_f$ 平面内(见图 2.6)。因为脚注 A 指的是 V_A 的量, 而不是指坐标系, 所以此处的脚注 A 所表示的意义与标准/DIN 9300/完全不同。相应的变换矩阵(转动顺序为 χ_A, γ_A, μ_A)为

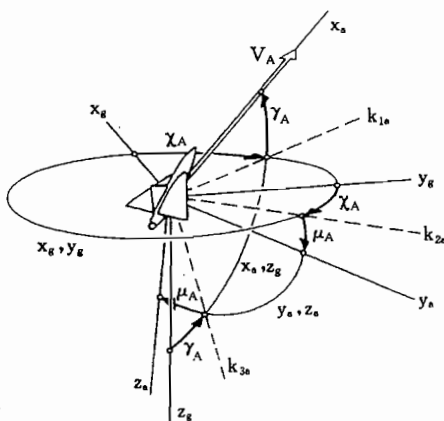


图 2.5 在地面坐标系中的空气动力学量

$$\underline{M}_{ag} = \underline{M}_{ga}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\mu_A & \sin\mu_A \\ 0 & -\sin\mu_A & \cos\mu_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\gamma_A & 0 & -\sin\gamma_A \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\gamma_A & 0 & \cos\gamma_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\chi_A & \sin\chi_A & 0 \\ -\sin\chi_A & \cos\chi_A & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.19)$$

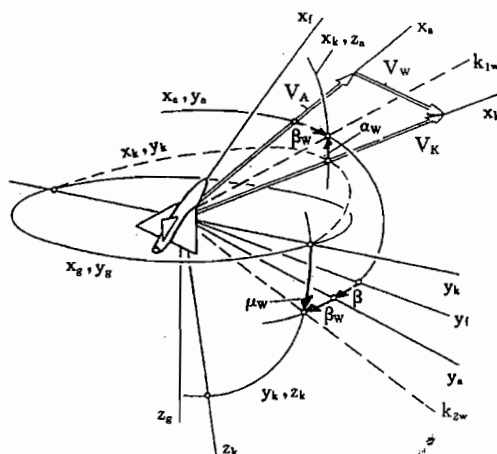


图 2.6 描述风影响的角度的定义

2.2.4 描述风影响的角度

由简单关系(见图 2.6)

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_W \quad (1.2.17)$$

可以看出,风速矢量决定了飞行速度和航迹速度之差。为了描述风对空气动力量的影响,须进行空气动力坐标系和飞行航迹固连坐标系之间的坐标变换;即从 $\vec{V}_A$ 转移到 $\vec{V}_K$ 的角度顺序,相应的变换矩阵

$$\underline{M}_{ka} = \underline{M}_{kg} \underline{M}_{gl} \underline{M}_{la} \quad (2.2.20)$$

是很烦的。为了简单并且为以后直观地描述风的影响,按照图 2.6 的定义,采用的欧拉角顺序为 $\beta_w, -\alpha_w, -\mu_w$ /Brockhaus 85/,其中:

β_w ——风侧滑角,转动轴为 z_a ;

α_w ——风迎角,转动轴为 k_{2w} ;

μ_w ——风倾侧角,转动轴为 x_k 。

其所对应的变换矩阵为

$$\underline{M}_{ka} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\mu_w & -\sin\mu_w \\ 0 & \sin\mu_w & \cos\mu_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\alpha_w & 0 & \sin\alpha_w \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\alpha_w & 0 & \cos\alpha_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta_w & \sin\beta_w & 0 \\ -\sin\beta_w & \cos\beta_w & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.21)$$

除了正负号外,该变换矩阵与式(2.2.7)的矩阵 $\underline{M}_{lk}$ 的结构是一样的。在小角度 α_w 和 β_w 假设下,有

$$\underline{M}_{ka} = \begin{bmatrix} 1 & \beta_w & \alpha_w \\ \alpha_w \sin\mu_w - \beta_w \cos\mu_w & \cos\mu_w & -\sin\mu_w \\ -\alpha_w \cos\mu_w - \beta_w \sin\mu_w & \sin\mu_w & \cos\mu_w \end{bmatrix} \quad (2.2.22)$$

通过比较式(2.2.22)和式(2.2.20),可以得到 Θ, γ 和 $(\chi - \Psi)$ 皆为小角度时的角度关系/Brockhaus 85/为

$$\begin{aligned}\beta_w &= -\beta + (\Theta - \gamma)\sin\Phi + (\chi - \Psi)\cos\Phi \\ \alpha_w &= -\alpha + (\Theta - \gamma)\cos\Phi - (\chi - \Psi)\sin\Phi \\ \mu_w &= \Phi\end{aligned}\quad (2.2.23)$$

代入式(2.2.10),得侧滑角和迎角的关系为

$$\begin{bmatrix} \beta \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Phi & \sin\Phi \\ -\sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_K \\ \alpha_K \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \beta_w \\ \alpha_w \end{bmatrix}\quad (2.2.24)$$

式(2.2.23)(当 $\Phi=0$ 时)的第一行简化成

$$\chi = \Psi + \beta + \beta_w = \Psi + \beta_K \quad (2.2.23a)$$

其第二行已经由式(1.3.1)近似表示。

2.2.5 运动学关系的简化描述

在一定的限制条件下,大多数矢量皆可在飞机对称面内或者在地平面内来描述。这些假设条件同第7章中将要介绍的空气动力和力矩解耦一起,共同导致方程组的分解。为了在图2.7所示的对称面内表达起见,假设在对称面以外的所有角度皆为零,这样,坐标轴

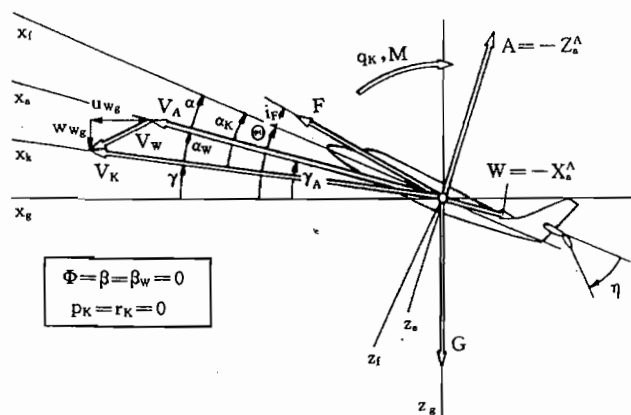


图 2.7 飞机纵向运动的运动学关系

y_i, y_a, y_k 和 y_g 就重合在一起。其余两个平面(非对称平面亦或横侧向平面)示于图2.8,这里假设是作水平飞行($\gamma=0$),并且风是水平风($w_{wg}=0$)。因而,坐标轴 x_a 和 x_k 在水平面内,而坐标轴 z_k 和 z_g 则重合在一起。尽管如此,也并不能表达在 $x_g y_g$ 平面和 $x_i z_i$ 平面内的所有量。那些处在图示平面外的量的投影,都加上符号“ $\wedge$ ”来表征。由图2.7和图2.8可以看出式(1.3.1)和式(2.2.23a)所示的角度关系。

2.2.6 速度方程

表示航迹速度矢量、飞行速度矢量和风速矢量之间关系的式(1.2.17),是一个重要的基本方程,所以,这里将以不同的坐标系详加说明。在飞机固连坐标系中,该式为

$$\underline{M}_{fa} \vec{V}_{Aa} = \underline{M}_{fk} \vec{V}_{Kk} - \underline{M}_{fg} \vec{V}_{wg} \quad (2.2.25)$$

写成分量形式为

/DIN 9300/不同,为清楚起见,仿照符号 V_K ,附加角注 K)为

$$\vec{\Omega}_K = [p_K \ q_K \ r_K]^T \quad (2.2.32)$$

飞机相对周围空气场的转动角速度矢量 $\vec{\Omega}_A$,以及空气介质相对地面的转动角速度矢量 $\vec{\Omega}_w$ (标准/DIN 9300/中没有规定),本书定义为

$$\vec{\Omega}_A = [p_A \ q_A \ r_A]^T \quad (2.2.33)$$

$$\vec{\Omega}_w = [p_w \ q_w \ r_w]^T \quad (2.2.34)$$

因此,对应式(1.2.17),有下列关系(见 3.1 节的说明)

$$\vec{\Omega}_A = \vec{\Omega}_K - \vec{\Omega}_w \quad (2.3.35)$$

其在飞机固连坐标系上的分量形式为

$$\begin{bmatrix} p_A \\ q_A \\ r_A \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix}_f - \underline{M}_{fg} \begin{bmatrix} p_w \\ q_w \\ r_w \end{bmatrix}_g \quad (2.2.36)$$

2.2.8 操纵偏角

依照产生力矩的坐标轴 x, y 和 z ,机翼和尾翼上活动操纵面的偏角定义为:

- ξ ——副翼偏角;
- η ——升降舵偏角;
- ζ ——方向舵偏角。

按照 2.1 节,规定绕飞机坐标轴方向的偏转为正,如图 2.9 所示。按此规定,就有:

——当右副翼绕 y_f 轴作正向偏转时,副翼偏角 ξ 定义为正,按照标准/DIN 9300/,它的大小等于右副翼和左副翼偏角之差的 1/2,它产生一个负的滚转角加速度;

——当升降舵绕 y_f 轴作正向偏转时,升降舵的偏角定义为正,这个规定同样也适用于平尾安装角 i_H ,在这两种情况下,产生一个负的俯仰角加速度;

——当方向舵绕 z_f 轴作正向偏转时,方向舵的偏角定义为正,它产生一个负的偏航角加速度。

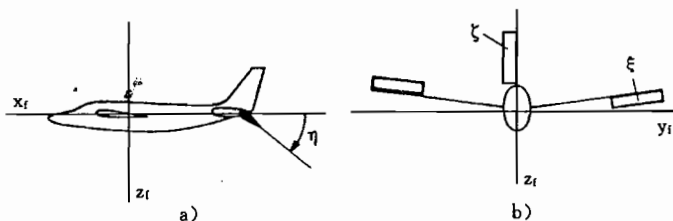


图 2.9 舵面偏角方向的规定

a)升降舵;b)副翼和方向舵。

对着陆襟翼和机翼上的扰流板的偏转,标准/DIN 9300/未作详细规定。为此,本书原则上按绕 y 轴正转角时规定其偏转为正,见图 2.10。这就是说:

——当后缘襟翼放下时,其偏角 η_K 为正,这样,附加升力 ΔA 和附加阻力 ΔW 也为正;

——当扰流板打开时,其偏角 η_S 为负,就是说,其正的偏角总引起正的附加升力 ΔA 和负的附加阻力 ΔW 。

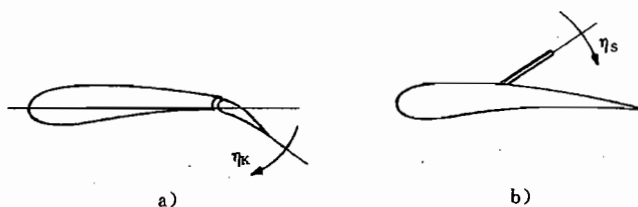


图 2.10 机翼上操纵面偏角的定义

a) 后缘襟翼; b) 扰流板。

为书写简单起见,本书还用字母 κ 作为这两种类型机翼操纵面共同的符号(升力增加时为正)。

图 2.11 示出驾驶员操作元件与舵面之间的协调关系。驾驶杆(盘)、脚蹬和配平操纵盘的偏转,都是指通过舵面引起飞机运动的方向。与此相应,若它们的偏转产生正的力矩(转动加速度),则这些偏转在此都规定为正(标准/DIN 9300/未规定操作元件和操作力的正负号),即:

- δ_ξ ——驾驶杆向右偏转为正,它产生负的副翼偏角 ξ 和正的滚转角加速度;
- δ_η ——驾驶杆后拉偏转为正,它产生负的升降舵偏角 η 和正的俯仰角加速度;
- δ_ζ ——蹬右脚蹬时为正,它引起负的方向舵偏角 ζ 和正的偏航角加速度。

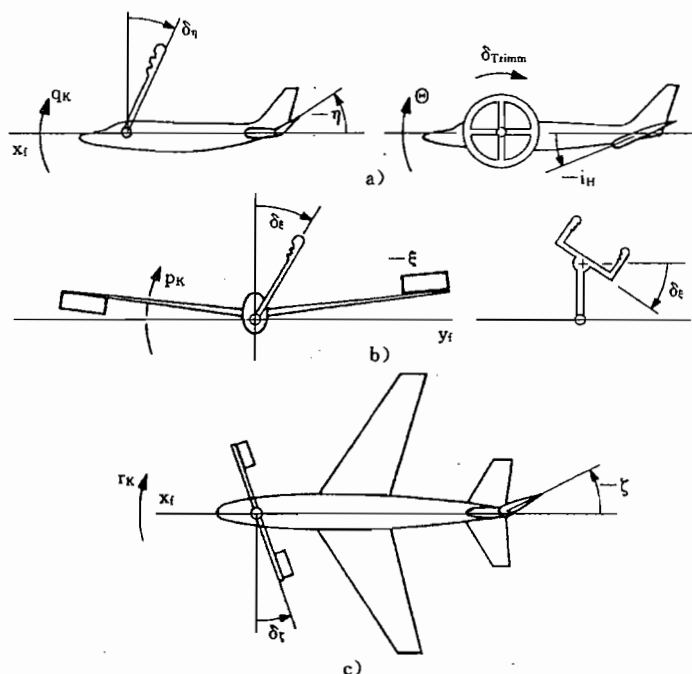


图 2.11 主操作元件与舵面之间的协调

a) 俯仰操纵和俯仰配平; b) 滚转操纵; c) 偏航操纵。

配平(trim)操纵盘也有类似的协调关系;在俯仰配平时,正向转动配平操纵盘将会减小平尾安装角 i_H ,也就是使飞机抬头配平。

这种标记方法被应用在所有的操纵系统。一般,操纵机构的输入量都用 δ 来标记,它都用操纵装置的一个字母作为角注,例如, δ_F 表示推力油门。这些配置协调关系汇编在图

2.12 中。

对于也可由多个共同协调操纵偏转产生的直接力操纵来说,它的各个分量采用下列新的符号:

Δ_x ——直接 x 力操纵(drag control, DC),沿 x 方向为正,即当阻力减小时为正;

Δ_y ——直接侧力操纵(direct side force control, DSFC),沿 y 方向为正;

Δ_z ——直接升力操纵(direct lift control, DLC),沿 z 方向为正,即当升力减小时为正。

与此相应的操纵信号用 $\delta_x, \delta_y, \delta_z$ 标记,见图 2.12。其所属的导数和备用量都要用角注 X, Y, Z 来标记,例如, C_{A2} 或 Z_z 。

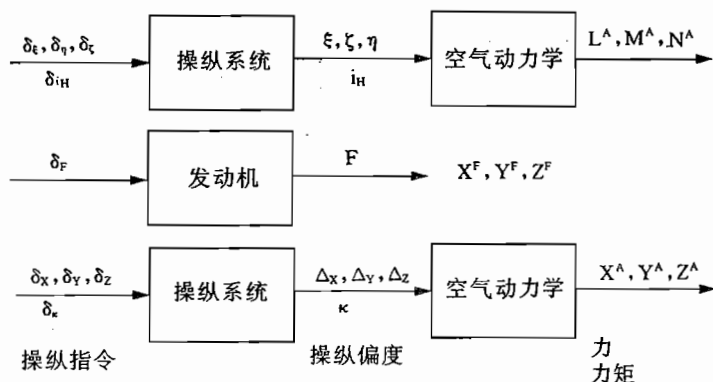


图 2.12 对操纵指令和操纵偏角的规定

2.3 矢量微分法

2.3.1 矢量对时间的微分法

一个矢量从坐标系 b 变换到坐标系 a, 其关系式为

$$\vec{V}_a = \underline{M}_{ab} \vec{V}_b \quad (2.3.1)$$

这个关系不受坐标系之间相对转动的影响,也就是与 $\underline{M}_{ab}$ 的时间相关性无关。但这不适用于矢量微分,而是相反,矢量微分与坐标系的相对转动有关,即与 $\underline{M}_{ab}$ 有关。一个矢量在不同的坐标系中的导数也产生不同的矢量(见/Etkin 72/)。

从图 2.13 所示的这种特例可以看出这种关系,这里把 $\vec{V}$ 视为在一个转动坐标系中的空间旋转矢量。在该转动坐标系中,对于一个空间固定矢量,有

$$\dot{\vec{V}} = \vec{\Omega}_n^{in} \times \vec{V} \quad (2.3.2)$$

其中, $\vec{\Omega}_n^{in}$ 是在非惯性坐标系(角注 n)中描述的非惯性坐标(角注 n)和惯性坐标(上角注 in/)之间的相对转动角速度

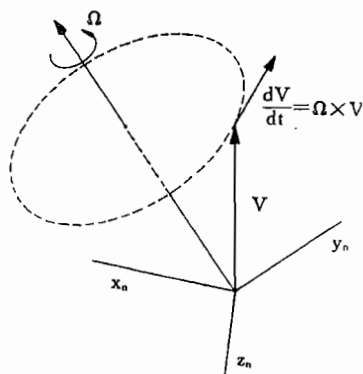


图 2.13 矢量微分法

矢量,仿照式(2.2.32),它的分量也用 p, q 和 r 表示。如果要在非惯性坐标系上求矢量的时间导数,那么应围绕表达式(2.3.2),把这个导数补充成一个全微分。若在非惯性坐标系中描述总的矢量,则

$$\left(\frac{d\vec{V}}{dt}\right)_n^{\text{in}} = \left(\frac{d\vec{V}}{dt}\right)_n + \vec{\Omega}_n^{\text{in}} \times \vec{V}_n = \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} 0 & -r & q \\ r & 0 & -p \\ -q & p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}_n \quad (2.3.3)$$

式中,上角注表征的是在哪个坐标系上求出的矢量导数,而下角注则表征矢量要在何种坐标上被表示成分量。式(2.3.3)等号右边第一项,等于矢量在非惯性坐标系 n 上的全微分(这与常规写法中等于偏导数不同);其第二项是由坐标系相对惯性空间的转动引起的,又称欧拉项。

2.3.2 在一个场中的空间微分法

本节拟综述第4章处理风场要用到的一些主要数学知识。应注意区分:

- 标量场,例如,压强场 $p(\vec{s})$ 、温度场 $T(\vec{s})$,或者单个速度分量场 $u_w(\vec{s})$;
- 矢量场,例如,风场 $\vec{V}_w(\vec{s})$ 。

各种场的空间导数,用耐普拉(Nabla)算子^①表达最为简单,耐普拉算子的定义如下/Bronstein 77/

$$\vec{\nabla} = \left[\frac{\partial}{\partial x} \quad \frac{\partial}{\partial y} \quad \frac{\partial}{\partial z} \right]^T \quad (2.3.4)$$

应用到标量场,则得梯度(矢量)

$$\vec{\nabla} p = \left[\frac{\partial p}{\partial x} \quad \frac{\partial p}{\partial y} \quad \frac{\partial p}{\partial z} \right]^T = \text{grad } p \quad (2.3.5)$$

矢量场内的运算规则如下(缩写 $u_x = \partial u / \partial x$ 等)。

1. 内积^②作为标量给出散度(无散场中等于零)

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{V} = \vec{\nabla}^T \vec{V} = \left[\frac{\partial}{\partial x} \quad \frac{\partial}{\partial y} \quad \frac{\partial}{\partial z} \right] \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} + \frac{\partial w}{\partial z} = \text{div } \vec{V} \quad (2.3.6)$$

2. 叉积^③给出旋度的矢量(无旋场中等于零)

$$\text{rot } \vec{V} = \vec{\nabla} \times \vec{V} = \begin{bmatrix} \partial/\partial x \\ \partial/\partial y \\ \partial/\partial z \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_y - v_z \\ u_z - w_x \\ v_x - u_y \end{bmatrix} \quad (2.3.7)$$

3. 并矢给出雅可比(Jacobi)矩阵

$$(\vec{\nabla} \vec{V}) = \vec{\nabla} \vec{V}^T = \begin{bmatrix} \partial/\partial x \\ \partial/\partial y \\ \partial/\partial z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u & v & w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_x & v_x & w_x \\ u_y & v_y & w_y \\ u_z & v_z & w_z \end{bmatrix} \quad (2.3.8)$$

在第4章的应用中,将形象直观地说明这些运算。

① 也称哈密顿算子。——译者

② 也称标量积、数量积、点积。——译者

③ 也称矢量积、外积,参见数学手册,高等教育出版社,1984。——译者

2.3.3 穿场运动时的时间导数

如果物体以速度 $d\vec{s}/dt = \vec{V}_K$ 穿过标量场运动,那么,物体所在处标量对时间的全导数,可以经欧拉展开,表示成一个对时间的偏导数(所谓局部导数)和一个牵连项(在/Schlichting Tr 67/中称为“对流加速度”)之和。例如,对温度场,就有

$$\frac{dT(\vec{s})}{dt} = \frac{\partial T(\vec{s})}{\partial t} + (\vec{\nabla} T \vec{s})^T \frac{d\vec{s}}{dt} = \frac{\partial T(\vec{s})}{\partial t} + \frac{\partial T}{\partial x} u_K + \frac{\partial T}{\partial y} v_K + \frac{\partial T}{\partial z} w_K \quad (2.3.9)$$

如果对速度的各个分量进行欧拉展开,然后再合成一个矢量,这样就得

$$\frac{d\vec{V}(\vec{s})}{dt} = \frac{\partial \vec{V}(\vec{s})}{\partial t} + (\vec{\nabla} \vec{V}(\vec{s}))^T \frac{d\vec{s}}{dt} \quad (2.3.10)$$

这里要用到式(2.3.8)。这个方程也描述了飞机以速度 $\vec{V}_K$ 飞过风场 $\vec{V}_w(\vec{s}, t)$ 所经历的风的变化,此时

$$\frac{d\vec{V}_w}{dt} = \frac{\partial \vec{V}_w}{\partial t} + (\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T \vec{V}_K \quad (2.3.11)$$

如果在地面坐标系中描述风场,则作为并矢得到风场当地切变张量

$$(\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T = \begin{bmatrix} u_{wx}(\vec{s}) & u_{wy}(\vec{s}) & u_{wz}(\vec{s}) \\ v_{wx}(\vec{s}) & v_{wy}(\vec{s}) & v_{wz}(\vec{s}) \\ w_{wx}(\vec{s}) & w_{wy}(\vec{s}) & w_{wz}(\vec{s}) \end{bmatrix}_g \quad (2.3.12)$$

这个矩阵的元素是三个速度分量对三个地面坐标的梯度。因为这些元素总是在地面坐标系中使用,所以下面就省略脚注 g 。

2.3.4 欧拉角和转动角速度之间的关系

下面要寻求欧拉角的变化速率和转动角速度 $\vec{\Omega}^f = \vec{\Omega}_K$ 之间的关系,后者也就是飞机相对惯性空间转动在飞机固连坐标系中的表示。因为 Ψ 和 Θ 不在飞机固连坐标系上,所以 Ψ 和 Θ 必须经两次或一次转动变换。只有 Φ 在飞机固连坐标系上。如果中间坐标轴(图 2.1) $[k_1, k_2, z_g]$ 用 1、而 $[k_1, y_f, z_f]$ 用 2 来标记,那么

$$\begin{aligned} \vec{\Omega}_g^{gf} = \vec{\Omega}_{Kf} = \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix}_f &= \underline{M}_{f1} \vec{\Omega}_1^{g1} + \underline{M}_{f2} \vec{\Omega}_2^{12} + \vec{\Omega}_f^{2f} = \underline{M}_{f\Phi} \frac{d\Phi}{dt} = \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & \sin\Phi \\ 0 & -\sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Theta & 0 & -\sin\Theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\Theta & 0 & \cos\Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & \sin\Phi \\ 0 & -\sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \Theta \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\Theta \\ 0 & \cos\Phi & \sin\Phi \cos\Theta \\ 0 & -\sin\Phi & \cos\Phi \cos\Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi \\ \Theta \\ \Psi \end{bmatrix} \quad (2.3.13) \end{aligned}$$

方程经反演变换,得

$$\frac{d\Phi}{dt} = \begin{bmatrix} \Phi \\ \Theta \\ \Psi \end{bmatrix} = \underline{M}_{\Phi f} \vec{\Omega}_{Kf} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\Phi \tan\Theta & \cos\Phi \tan\Theta \\ 0 & \cos\Phi & -\sin\Phi \\ 0 & \sin\Phi / \cos\Theta & \cos\Phi / \cos\Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix}_f \quad (2.3.14)$$

该式属 5.2.4 节中飞机运动微分方程组的一部分。

2.4 确定飞机位置的变量

确定飞机的位置是导航的基本任务,又可划分为两种任务类型:

1. 长距离导航,把地球近似视为球形;
2. 短距离导航,可假定地面为水平面,100n mile 距离内所出现的误差可以忽略不计。

以下仅讨论短距离导航,所以地球表面可视为与重力垂直的平面,从而用简单的几何关系,即可很方便地确定位置和速度。

飞机水平位置的基准是地理坐标的经度和纬度,其中地理纬度 φ 在赤道南北各划分成 90° ,而地理经度 λ 在格林威治子午线东西各划分成 180° 。例如,法兰克福(美因河畔)机场的基准点是在 $50^\circ 01.2'N$ 和 $008^\circ 19.8'E$ 位置上。位置的第三个维度用距地平面的几何高度 H 或者海拔气压高度来描述。

在现代短距离导航方式(例如 VOR/DME,见第 9.5 节)中,飞机的位置总是指对某一个基准点(起飞点或着陆点)或对某一个基准平面的相对位置。同样,相对地面或者相对其它飞机的高度,与相对航路点或者相对某一无线电导引平面的地图位置也是如此。可惜,在导航标准/DIN 13312/中对这些关系未作规定,所以,本书只能按标准/DIN 9300/重新定义,其中,飞机的位置不仅用相对起飞点 A 、目标点 B 、而且也用相对一个与时间有关的规定位置 C 来表示。

长度计量单位

导航中采用不同的长度计量单位,而且不是公制单位。水平方向的距离用海里(n mile)表示。同时,海里本来是定义为大圆(例如子午圈或者赤道)上一个弧分的长度。由海里又可导出速度单位节(kn), $1kn=1n\text{ mile}/h$,高度(飞行高度,决断高度)用英尺(ft)。等气压平面称为飞行平面(高度层)FL(flight level),见 9.2 节,即

$$FL = \frac{\text{标准大气中与气压对应的高度(ft)}}{100ft}$$

起飞距离和着陆距离以及着陆时的能见(度)距离,一般用码来测量。不论是海里还是英尺,它们今天的定义,都与米制单位联系在一起,即

$$1ft = 0.3048m; 1n\text{ mile} = 1.852km; 1kn = 0.5144m \cdot s^{-1}$$

2.4.1 相对地面固定点的位置

通过积分航迹速度矢量确定飞机位置,例如,用惯性导航系统确定飞机的位置时,由起飞点 A 或者由最后飞过的航路点 P_0 (坐标为 x_0, y_0, z_0)到实际位置 O (坐标为 x, y, z)来计算矢量 $\vec{s}$,该矢量可定义为

$$\vec{s} = \overrightarrow{P_0O} = \begin{bmatrix} x - x_0 \\ y - y_0 \\ z - z_0 \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} N - N_0 \\ E - E_0 \\ -(H - H_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta N \\ \Delta E \\ -\Delta H \end{bmatrix} \quad (2.4.1)$$

为简单起见, P_0 的坐标可设为零。图 2.14 示出其在水平面内的关系。若采用极坐标,那么 $\vec{s}$ 的大小用 S 表示,而其相对于指北线的角度用 σ (对地航向角)表示。由航迹速度 $\vec{V}_K$,

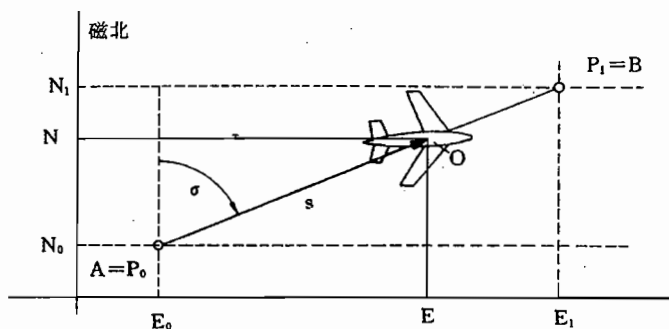


图 2.14 水平面内飞机相对起飞点的位置

得所经过路程的矢量积分为

$$\vec{s}(t) = \int_0^t \vec{V}_K(\tau) d\tau + \vec{p}_0 \quad (2.4.2)$$

在长距离导航中,一般不计飞行高度的影响,所以仅在水平面内研究飞机的位置。由图 2.14,可得两个航路点的地理坐标和极坐标之间的关系为

$$S_i = \sqrt{(N_i - N_{i-1})^2 + (E_i - E_{i-1})^2} \quad (2.4.3)$$

$$\sigma_i = \arctan \frac{E_i - E_{i-1}}{N_i - N_{i-1}} \quad (2.4.4)$$

这里要注意刻度盘上的角度计算是右旋的,也就是与前述所采用的 Ψ 和 χ 的定义是一致的。作为基准,统一用当地磁北方向(例如无线电导航)。

在很多使用场合,并不关心从起飞点起算所经过的航程距离矢量 $\vec{s}$,而是研究到目标点的径向矢量(矢径) $\vec{r}$ 更有意义。例如,短距离无线电导航,是相对当时的目标点进行的,它或者可以给定为通过无线信标时的实际航路点,或者可以给定为地图位置,也就是虚拟的航路点。这些点大多是直线飞行航段的中间目标,可用测向角(bearing)和斜距(见第 9.5 节)作为相对无线电信标的位置的测量值。这里适于使用球面坐标,为此,下面使用一种合适的坐标系。

若用矢径(测向矢量) $\vec{r} = \vec{r}_{OB}$ 表示实际飞机位置 O 和目标点(目的点) B 之间的连线,则图 2.15 中标有角注 r 的固连在机体原点上、并以 ρ, ϵ 顺序转动的矢径坐标系的定义如下:

- x_r 轴沿矢量 $\vec{r}_{OB}$ 方向;
- y_r 轴在 $x_g y_g$ 平面内,其正向由 x_r 和 z_r 来定;
- z_r 轴在 $z_g x_r$ 平面内,且沿 z_g 方向的分量为正。

该坐标系用可测量的坐标表示:

R——斜距,到目标点的方位矢量或径向矢量的长度;

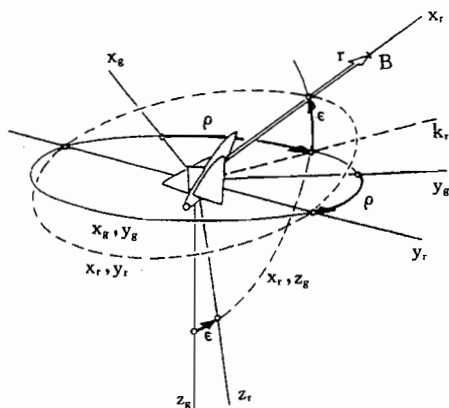


图 2.15 径向矢量坐标的定义

ϵ ——俯仰测向角, 径向矢量与地平面之间的夹角;

ρ ——水平测向角, x_g 与测向矢量在地平面投影之间的夹角, 绕坐标轴 z_g 顺时针方向转动为正。

在图 2.15 中, 测向角 ϵ 和 ρ 完全类似于图 2.2 中的航迹角 γ 和 χ , 所以, 着陆进场时, γ 和 ϵ 都是负值。一般, 俯仰测向角 ϵ 不大, 着陆时在 3° 左右, 起飞时可达 10° , 它的影响常可忽略不计, 所以就把水平测向角简称为测向角。

确定在地面固连坐标系中的径向矢量 $\vec{r}_{OB}$ 的矩阵, 相应(按式(2.2.3))为

$$\underline{M}_{rg} = \underline{M}_{gr}^T = \begin{bmatrix} \cos \epsilon & 0 & -\sin \epsilon \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \epsilon & 0 & \cos \epsilon \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho & 0 \\ -\sin \rho & \cos \rho & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4.5)$$

由此得径向矢量为

$$\vec{r}_{OBr} = \begin{bmatrix} x_{OB} \\ y_{OB} \\ z_{OB} \end{bmatrix}_r = \underline{M}_{gr} \begin{bmatrix} R \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \epsilon \cos \rho \\ \cos \epsilon \sin \rho \\ -\sin \epsilon \end{bmatrix} R \quad (2.4.6)$$

这个方程适用于在地点 O 上的飞机相对地面固连点 B 的定位测向, 图 2.16 中用两个分开的平面描述这种定位。与此相反, 如果从地面上给飞机定位(如同 VOR 定位), 那么

$$\vec{r}_{BOr} = -\vec{r}_{OBr} = -\begin{bmatrix} \cos \epsilon \cos \rho \\ \cos \epsilon \sin \rho \\ -\sin \epsilon \end{bmatrix} R = \begin{bmatrix} \cos \epsilon' \cos \rho' \\ \cos \epsilon' \sin \rho' \\ -\sin \epsilon' \end{bmatrix} R \quad (2.4.7)$$

由此得到从地面上的测向角为

$$\rho' = \rho + 180^\circ \quad (2.4.8)$$

$$\epsilon' = -\epsilon \quad (2.4.9)$$

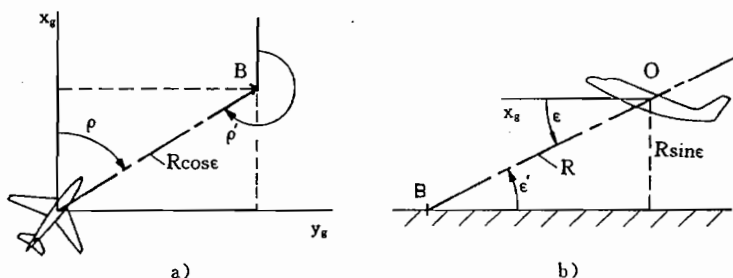


图 2.16 在飞机上和在地面上的测向角

a) 水平面; b) 铅垂面 ($\epsilon < 0$)。

2.4.2 相对于规定航迹的位置

虽然在导航中高度影响常常可以忽略不计, 但下面的推导仍然是对三维情况进行的。图 2.17 只限于描述水平面的情况。在时刻 $t=0$ 时, 飞机在航路点 A(原点, 出发点)上, 该飞行阶段的目标点在航路点 B(目的地)上, 见图 2.17, 规定飞行航迹是从 A 点到 B 点连

成的直线,用矢量 $\vec{r}_{AB}$ 来表示。矢量 $\vec{r}_{AB}$ 在地平面内的投影与 x_g 方向间的夹角为 σ_c ,该角称为地图航向(规定的对地航向)(见标准/DIN 13312/)。在 A—B 直线连接的情况下,这个角度与规定水平测向角 ρ_c 是一致的。若飞机预定飞行速度 $\vec{V}_{Kc}$ 是一个常数,并且沿 $\vec{r}_{AB}$ 方向,那么,从 A 点到预定位置 C 点的距离与飞行时间 t 成正比,即

$$\vec{s}_c(t) = \vec{r}_{AC}(t) = \vec{V}_{Kc}t \quad (2.4.10)$$

一般,在时刻 t 飞机所达到的实际位置 O 要偏离预定位置。矢量 $\vec{s}$ 在地平面上的投影与 x_g 方向在地面上形成中间(实际飞过的)对地航向角 σ ,它等于 A 点到飞机的测向角。

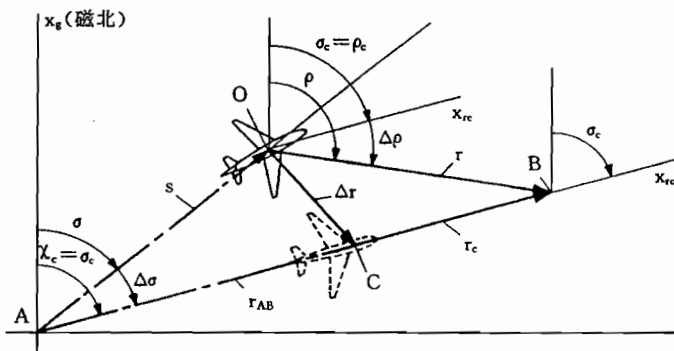


图 2.17 飞机相对航路段 AB 的位置

由式(2.4.10),得点 C 到目标点 B 的规定径向矢量 $\vec{r}_c$ 为

$$\vec{r}_c(t) = \vec{r}_{CB}(t) = \vec{r}_{AB} - \vec{V}_{Kc}t \quad (2.4.11)$$

这个矢量确定了虚拟的“参考飞机”相对于目标点的规定位置,其坐标为 R_c, ρ_c 和 ϵ_c 。由式(2.4.2)得 O 点到目标点 B 的实际径向矢量 $\vec{r}$ 为

$$\vec{r}(t) = \vec{r}_{OB}(t) = \vec{r}_{AB} - \vec{s} = \vec{r}_{AB} - \int_0^t \vec{V}_K(\tau) d\tau \quad (2.4.12)$$

其坐标为 R, ρ 和 ϵ 。由它的长度可以算出到 B 点的剩余飞行时间。

在接近某一航路点时,与绝对实际位置相比,更关心对预定位置的偏差 $\Delta \vec{r}(t)$ 的大小和方向。按图 2.17,由式(2.4.11)和式(2.4.12),这个偏差矢量定义为

$$\Delta \vec{r}(t) = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = \vec{r}(t) - \vec{r}_c(t) = \vec{V}_{Kc}t - \int_0^t \vec{V}_K(\tau) d\tau \quad (2.4.13)$$

误差的正负规定与 2.7 节的方式一样。分量 $\Delta x, \Delta y$ 和 Δz 在各自坐标轴方向内,从实际飞机位置到虚拟的“参考飞机”,定义为正。这就是说,当飞机处在规定位置的后方、左方和上方时,各分量为正。由式(2.4.6),偏差矢量 $\Delta \vec{r}$ 在地面固连坐标系中可以写成

$$\Delta \vec{r} = \vec{r} - \vec{r}_c = \begin{bmatrix} \cos \epsilon_c \cos \rho \\ \cos \epsilon_c \sin \rho \\ -\sin \epsilon_c \end{bmatrix} R - \begin{bmatrix} \cos \epsilon_c \cos \rho_c \\ \cos \epsilon_c \sin \rho_c \\ -\sin \epsilon_c \end{bmatrix} R_c \quad (2.4.14)$$

$\Delta \vec{r}$ 的水平分量垂直于规定航迹 $\vec{r}_{AB}$ (距离偏差,横向航迹偏差),用 D 表示,其在 $\vec{r}_{AB}$ 方向的分量为 ΔR (见图 2.18)。图 2.17 情况下的 $\Delta R, D$ 和 ΔH 均为正。

起飞和着陆时,俯仰测向角最大为 10° 。选用合适规定的地面坐标系,也可使预定水平测向角不大。如果代入 $R=R_c+\Delta R$, $\epsilon=\epsilon_c+\Delta\epsilon$ 和 $\rho=\rho_c+\Delta\rho$,那么,在 ϵ 和 ρ 为小角度时,式(2.4.14)可简化成

$$\Delta \vec{r} = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ \Delta \rho R + \rho_c \Delta R \\ -\Delta \epsilon R - \epsilon_c \Delta R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ D \\ \Delta H \end{bmatrix} \quad (2.4.15)$$

式中 $\Delta \rho = \rho - \rho_c$ 水平测向偏差;

$\Delta \epsilon = \epsilon - \epsilon_c$ 俯仰测向偏差。

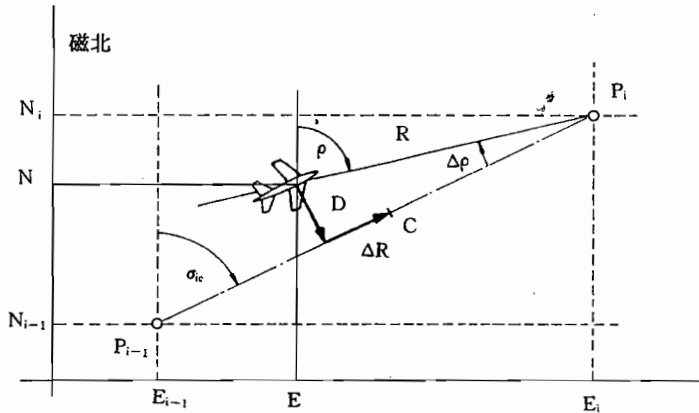


图 2.18 飞机在水平面内相对于预定航迹的位置

在水平面内地理坐标与极坐标的关系示于图 2.18。飞机相对下一个航路点的距离和水平测向角也可由式(2.4.3)和式(2.4.4)在地理坐标中表示。对式(2.4.13)微分,可得对 $\Delta \vec{r}$ 的微分方程为

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r} = \vec{V}_{Kc} - \vec{V}_K(t) \quad (2.4.16)$$

代入式(2.2.4)后,得

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r} = \begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_c \cos \chi_c \\ \cos \gamma_c \sin \chi_c \\ -\sin \gamma_c \end{bmatrix} V_{Kc} - \begin{bmatrix} \cos \gamma \cos \chi \\ \cos \gamma \sin \chi \\ -\sin \gamma \end{bmatrix} V_K \quad (2.4.17)$$

若再代入 $V_K = V_{Kc} + \Delta V_K$, $\gamma = \gamma_c + \Delta \gamma$ 和 $\chi = \chi_c + \Delta \chi$,并假定各角度均为小角度,则按式(2.4.15),就得

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r} = \begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta V_K \\ -\Delta \chi V_K - \chi_c \Delta V_K \\ \Delta \gamma V_K + \gamma_c \Delta V_K \end{bmatrix} \quad (2.4.18)$$

从上述讨论和从图 2.17 可以看出,把飞机保持在预定航迹上的前提条件是矢量 $\vec{V}_{Kc}$ 和 $\vec{r}_c$ 的方向必须一致,即航迹角必须与测向角一致,也就是它们的规定值必须相等,即

$$\gamma_c = \epsilon_c \text{ 和 } \chi_c = \rho_c \quad (2.4.19)$$

这是造成语言上把 χ ——航迹方位角(flight path azimuth)、 σ ——对地航向角(track) σ_c ——航线角(course)和 ρ ——测向角(bearing)混淆的原因。由式(2.4.15)和式(2.4.18)可

以看出,它们是由根本不同的矢量 $\vec{V}_K, \vec{s}$ 和 $\vec{r}$ 来定义的,因而也属于不同的积分等级。

在长距离导航时,不考虑高度的影响,即认为 $\epsilon \approx 0$,只研究对地平面的投影(地图平面,角注用 G)。此外,按标准/DIN 13312/,可以采用

$V_G = V_K \cos \gamma$ ——对地速度(ground speed—GS);

$d_G = |\vec{r}_{OB}| \cos \epsilon$ ——对地距离(ground distance, range)。

航向角 Ψ (heading)、对地航向角 σ (track)和水平测向角 ρ (bearing)都是相对磁北方向定义的(见上文)。如果需要与真北方向(true north—TN)区别开,那么可用角注 m (magnetic)和 t(true)来注明,例如

σ_m ——对地磁北航向角,即地磁航向;

σ_t ——对地真北航向角,即真航向。

其中, $\Psi_t - \Psi_m = \chi_t - \chi_m = \sigma_t - \sigma_m$ 等于当地的磁差(磁变)。

2.5 飞机几何关系

第3章将要讨论飞机几何特性对空气动力特性的影响,其中,把机翼和尾翼分开来讨论。这里,对将要应用的一些量的定义予以汇总。

下角

按照标准/DIN 9300/第6部分,为了标注在飞机上的位置,规定下列标记:

F——机身;

H——平尾;

L——机翼;

N——中性点;

S——重心;

V——立尾。

例如,可以写成

C_{AL} ——机翼的升力系数;

V_H ——平尾的来流速度。

但是,下角注 F 在本书中也标记与发动机推力有关的量。

机翼几何关系

下面一些几何量用于表征机翼的几何关系,如图 2.19 所示:

b——翼展;

$c(y)$ ——当地机翼弦长;

S——机翼面积,

$$S = \int_{-b/2}^{+b/2} c(y) dy \quad (2.5.1)$$

$\bar{c}$ ——机翼平均弦长(平均气动弦长),

$$\bar{c} = \frac{1}{S} \int_{-b/2}^{+b/2} c^2(y) dy \quad (2.5.2)$$

$\Lambda = b^2/S$ ——机翼展弦比;

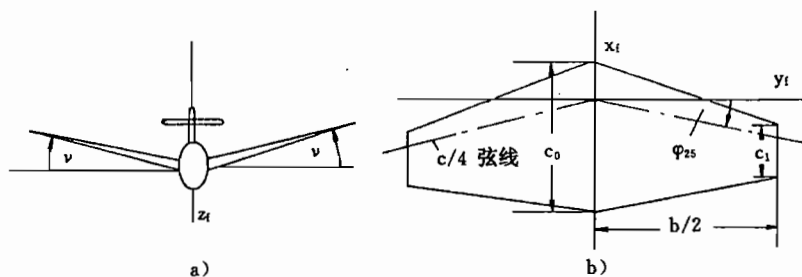


图 2.19 描述机翼几何关系的量

a) y, z 平面; b) x, y 平面。 φ_{25} —— $c/4$ 弦处连成的后掠角; $\lambda = c_1/c_0$ ——机翼尖削比; ν ——机翼上反角。

描述机翼的几何特征时,要把机翼中间的那部分机身面积计算在内,为此,机翼前缘和后缘都要延长到 x 轴。

点和距离的确定

按照标准/DIN 9300/的第 6 部分,飞机上各点在机体固连坐标系中规定如下(图 2.20)

前向位置

$$x_{PQ} = x_Q - x_P$$

侧向位置

$$y_{PQ} = y_Q - y_P$$

(2.5.3)

上下位置

$$z_{PQ} = z_Q - z_P$$

这些量沿坐标轴 x_f, y_f 和 z_f 方向时定义为正(由 P 点到 Q 点时 x_{PQ} 为正)。表示到重心的距离时勿须加标记 S , 因此,从重心到观测点的距离总是用 $x_Q = x_{SQ}$ 表示。

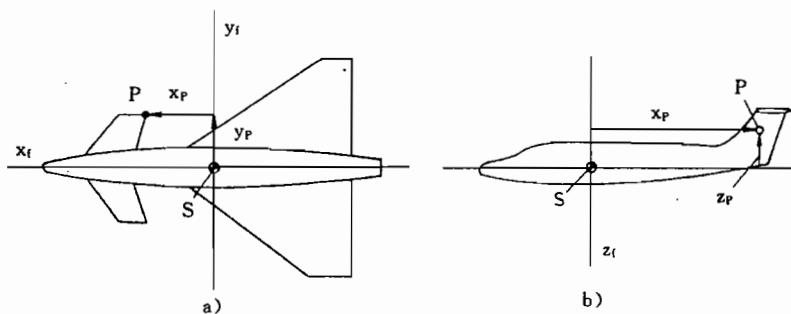


图 2.20 飞机上点的确定

a) x_P 和 y_P 为正; b) x_P 和 z_P 为负。

发动机几何关系

如图 2.21 所示,这是在简化条件下描述发动机的几何特性,采用的假设如下:

1. 所有发动机的合推力矢量 $\vec{F}_{res}$ 与 $x_f y_f$ 平面构成一个(小的)推力安装角 i_F 。
2. 推力安装角 i_F 为常数,即推力作用线与飞行状态无关,在发动机纵轴 x_F 方向,不计进气冲量的变化。
3. 推力矢量到处于 $x_f y_f$ 平面内的重心的距离近似就沿 z_f 方向取(因为 i_F 是小量),并用 z_F 表示(向下为正,即造成正的推力俯仰力矩)。

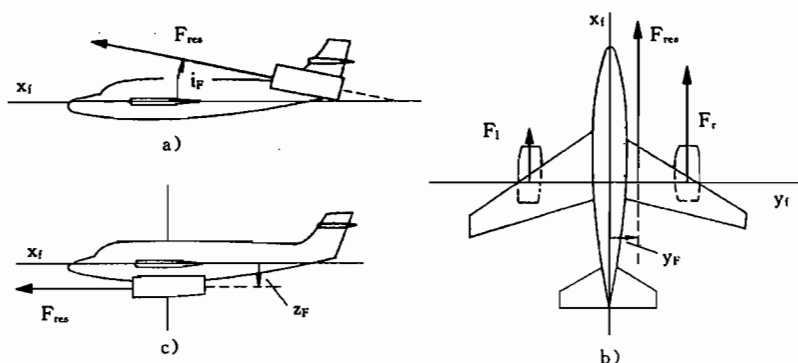


图 2.21 发动机几何关系

4. 合推力矢量与 $x_f z_f$ 面平行。当推力非对称分布时, 推力到重心在 y_f 方向的距离等于 y_F (向右为正, 即造成负的推力偏航力矩)。

在上述假设下, 在机体固连坐标系可得

$$\vec{F} = \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos i_F \\ 0 \\ -\sin i_F \end{bmatrix} F_{res}(\rho, M, \alpha, \delta_F \dots) \quad (2.5.4)$$

2.6 传感器位置的影响

如果知道一个点的移动速度(或加速度)和物体的转动角速度(或角加速度), 那么在刚体情况下, 就知道所有点的移动速度(或加速度)。因此, 可以用一个特征点(例如质心)的移动运动和物体的转动来描述刚体的运动, 见式(2.3.3)。在第5章将按这种方式讨论飞机的运动方程。

如果要使测量值同方程组内的变量一致, 那么传感器必须都安装在飞机重心上, 并且要准确地按飞机固连坐标系调准方向。然而, 通常飞机重心并不能供测量用, 另外, 重心位置并非恒定不变, 而是随载重状态而移动的。所以, 传感器的测量值必须换算到飞机重心和飞机固连坐标系上。下面将要讨论与此有关的一些问题, 但只限于纯几何关系(没有干扰影响)。

误差的形成是由于不知道瞬时重心位置和/或不知道传感器的准确位置和取向。必须相对一个固定的基准, 例如座舱地板, 定义一个机体固连坐标系。按照这个基准, 确定在机身或者机翼的任一点上的传感器方位是很困难的。最后, 机身和机翼会因弹性而发生弯曲变形, 这样, 不同的状态, 例如, 地面停机状态、水平飞行状态和曲线飞行状态之间, 可能会出现有好几度的角度变化。其它由安装所引起的流体力学传感器方面的误差, 将在第9章予以讨论。

2.6.1 传感器偏差

如果加速度计的敏感轴相对飞机固连轴 x 倾斜的角度为 Θ_s , 如图 2.22b) 所示, 那么,

该加速度计显示的是 x 向和 z 向加速度的线性组合

$$b_{xs} = b_{xf}\cos\Theta_s - b_{zf}\sin\Theta_s \quad (2.6.1)$$

如图 2.22a) 所示, 若角速度陀螺的测量轴相对机体坐标轴 y 有一个偏差角 Φ_s , 则角速度陀螺测量的值为

$$q_{Ks} = q_{Kf}\cos\Phi_s + r_{Kf}\sin\Phi_s \quad (2.6.2)$$

具有图 2.22c) 所示的这种安装偏差角 Ψ_s 的垂直陀螺, 指示的角度是

$$\begin{aligned} \Phi_s &= \Phi\cos\Psi_s + \Theta\sin\Psi_s \\ \Theta_s &= \Theta\cos\Psi_s - \Phi\sin\Psi_s \end{aligned} \quad (2.6.3)$$

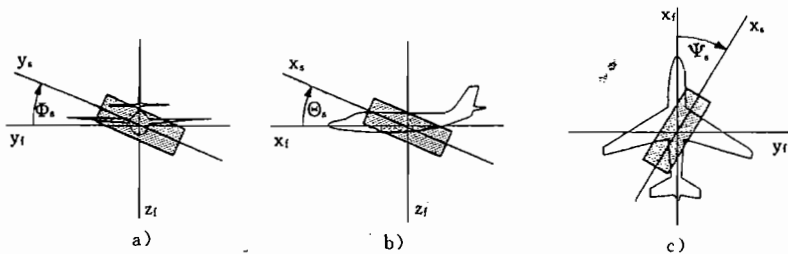


图 2.22 传感器安装角的定义

在上述三种情况下, 一般的变换关系为

$$\vec{b}_s = \underline{M}_{sf}\vec{b}_f, \quad \vec{\Omega}_{Ks} = \underline{M}_{sf}\vec{\Omega}_{Kf}, \quad \underline{\Phi}_s = \underline{M}_{sf}\underline{\Phi}_f \quad (2.6.4)$$

按欧拉角顺序 Ψ_s, Θ_s, Φ_s (转动轴分别为 z_f, k_{2s}, x_s), 就可构成类似于式 (2.2.1) $\underline{M}_{ig}$ 的变换矩阵

$$\underline{M}_{sf} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi_s & \sin\Phi_s \\ 0 & -\sin\Phi_s & \cos\Phi_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Theta_s & 0 & -\sin\Theta_s \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\Theta_s & 0 & \cos\Theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Psi_s & \sin\Psi_s & 0 \\ -\sin\Psi_s & \cos\Psi_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6.5)$$

2.6.2 飞机转动的影响

刚体飞机上所有点的转动角速度矢量 $\vec{\Omega}_K$ 都相同, 但飞机上某点 P 的移动速度则是质心处的速度矢量 $\vec{V}_{Ks}$ 和飞机转动所引起的附加速度 $\Delta\vec{V}_K(P, \vec{\Omega}_K)$ 之和。例如, 如果测量的是外翼处或者立尾处的飞行速度, 那么当飞机转动时, 这种测量是不正确的, 如图 2.23 所示。如果测量点 P 在飞机固连坐标系中用位置矢量 (由重心到测量点)

$$\vec{r}_P = [x_P \ y_P \ z_P]^T \quad (2.6.6)$$

来表示, 则点 P 的附加速度为

$$\Delta\vec{V}_K(P, \vec{\Omega}_K) = \vec{\Omega}_K \times \vec{r}_P = \begin{bmatrix} q_K z_P - r_K y_P \\ r_K x_P - p_K z_P \\ p_K y_P - q_K x_P \end{bmatrix} \quad (2.6.7)$$

点 P 处总的速度为

$$\vec{V}_K(P) = \vec{V}_K(S) + \Delta\vec{V}_K(P, \vec{\Omega}_K) \quad (2.6.8)$$

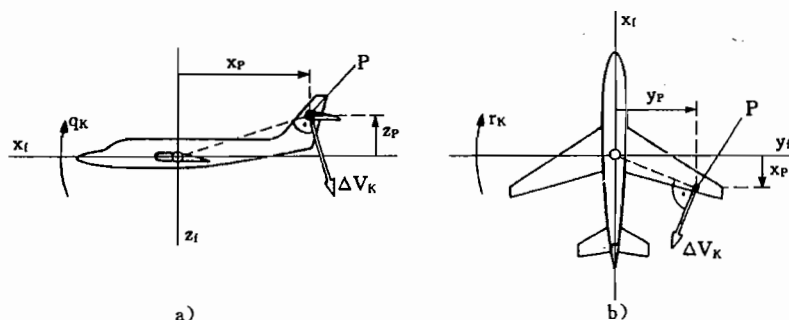


图 2.23 飞机转动引起的附加速度

a)俯仰运动;b)偏航运动。

为此,图 2.23 示出两种特殊情况。按照式(2.6.7),一个安装在平尾或者机翼上在 x 方向测量的空速管,还要受到附加速度 $\Delta V_A = q_K z_P - r_K y_P$ 的作用,在图 2.23 所示情况下, x_P 和 z_P 均为负。除此之外,当飞机转动时,空速管受到倾斜的迎面来流,这会引起其它方面的误差。用装在飞机重心前方 x_P 处的杆状机构测量迎角和测滑角,就是这样一个典型例子。由式(2.2.17)、式(2.2.18)和式(2.6.7),可得此处所测量的附加角为

$$\Delta\beta \approx \frac{\Delta v_A}{V_A} = r_K \frac{x_P}{V_A} \quad (2.6.9)$$

$$\Delta\alpha = \frac{\Delta w_A}{V_A} = -q_K \frac{x_P}{V_A} \quad (2.6.10)$$

弹性弯曲振动所引起的附加速度,可以类似地加以模型化处理。

2.6.3 飞机上任意点的加速度矢量

如果加速度计未准确地安装在飞机重心上,那么它会显示一个由飞机转动角速度和转动角加速度引起的附加加速度。按照式(2.3.3),式(2.6.8)的总速度对时间的微分为

$$\frac{d}{dt}(\vec{V}_K(P))_i^t = \frac{d}{dt}(\vec{V}_K(S) + \Delta\vec{V}_K(P))_i^t + \vec{\Omega}_K \times (\vec{V}_K(S) + \Delta\vec{V}_K(P))_i^t \quad (2.6.11)$$

代入式(2.6.7),当位置矢量 $\vec{r}_P$ 不变时,点 P(在机体坐标上)的附加加速度为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\Delta\vec{V}_K(P))_i^t &= \frac{d}{dt}(\Delta\vec{V}_K(P))_i^t + \vec{\Omega}_K \times (\Delta\vec{V}_K(P))_i^t = \\ &= \frac{d\vec{\Omega}_K}{dt} \times \vec{r}_P + \vec{\Omega}_K \times (\vec{\Omega}_K \times \vec{r}_P) = \\ &= \begin{bmatrix} \dot{q}_K z_P - \dot{r}_K y_P \\ \dot{r}_K x_P - \dot{p}_K z_P \\ \dot{p}_K y_P - \dot{q}_K x_P \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_K p_K y_P - q_K^2 x_P - r_K^2 x_P + r_K p_K z_P \\ r_K q_K z_P - r_K^2 y_P - p_K^2 y_P + p_K q_K x_P \\ p_K r_K x_P - p_K^2 z_P - q_K^2 z_P + q_K r_K y_P \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.6.12)$$

该式说明由加速度计附加显示的比力 $\vec{b}$ 。举一个例子说明这种关系:一个在飞机座舱内沿 x_i 方向安装的加速度计(见图 2.24),所测量的向心加速度的分量是

$$\Delta\ddot{x} = -x_p(q_K^2 + r_K^2) \quad (2.6.13)$$

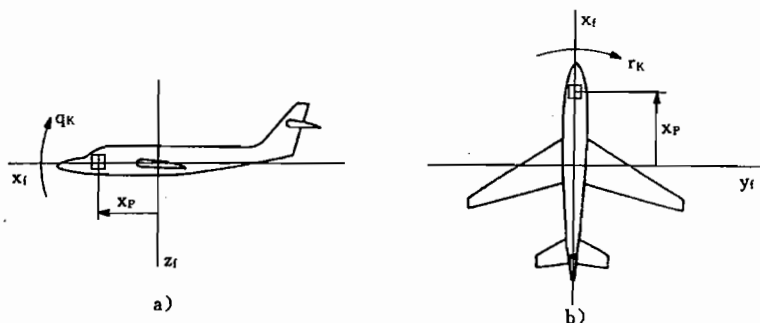


图 2.24 在座舱内测量加速度

在同一点上,测得的由转动角加速度引起的沿 y_f 和 z_f 方向的加速度分量为

$$\Delta \ddot{y} = x_p \dot{r}_K \text{ 和 } \Delta \ddot{z} = x_p \dot{q}_K \quad (2.6.14)$$

2.7 正负号定义

一般常常在控制回路中进行符号变换,而控制误差定义为

$$y_d = y_c - y \text{ 或 } y = y_c - y_d \quad (2.7.1)$$

如图 2.25 所示(参见标准/DIN 19226/). 这里控制变量 w 用 y_c 来表示,标记 c 表示规定值(指令值)。控制误差 y_d 的变化与控制变量 y 是反方向的。为了使控制回路的特征方程书写一致起见,所有的线性控制回路,也包括状态反馈控制在内,都按此规定办理。

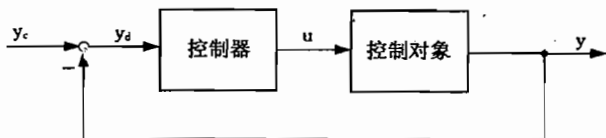


图 2.25 控制回路的符号规定

与此相反,在线性化处理时,实际值 y 对工作点规定值 y_0 的偏差为

$$\delta y = y - y_0$$

因而

$$y = y_0 + \delta y \quad (2.7.2)$$

这就是说,偏差 δy 的变化与 y 是同方向的。若 y_0 等于规定值,则称 δy 为控制偏差。

飞行控制中,常常会相对于工作点(规定值)发生大的偏离,尤其涉及飞行航迹时更是如此。由于符号定义各不相同,很容易搞错,所以,一种统一的、易于记住的处理方法就极有必要。这里大偏差用 Δ 表示,而且通常都约定采用第二种符号规则,即一般表示成

$$\Delta y = y - y_c \quad (2.7.3)$$

举两个例子来说明:如果飞机在规定高度 H_c 以上飞行,那么按照图 2.26a),高度偏差 ΔH 为正,并且

$$H = H_c + \Delta H \text{ 或者 } \Delta H = H - H_c \quad (2.7.4)$$

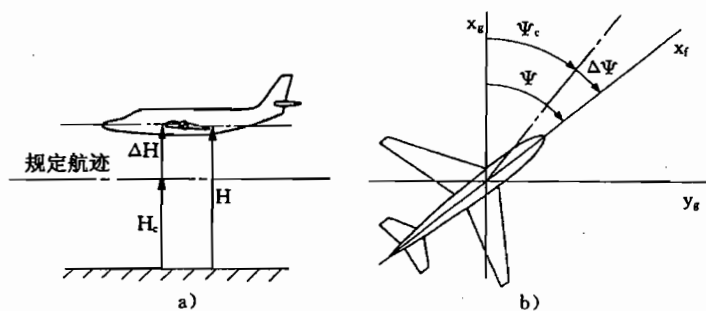


图 2.26 误差定义

a) 高度偏差; b) 方位角偏差。

如果飞机的方位角大于规定的方位角,那么如图 2.26b)所示,其方位角偏差为正,并且

$$\Psi = \Psi_c + \Delta\Psi \text{ 或者 } \Delta\Psi = \Psi - \Psi_c. \quad (2.7.5)$$

对所有的变量均可照此办理,因而也有 $V = V_c + \Delta V$ 等等。

3 外力和力矩

作用在飞机上的外力是空气动力和发动机推力。借助于这些外力,可使重于空气的物体飞行。外力是连续可改变的,以便能控制飞行航迹和飞行姿态。为了了解飞机如何才能飞行,怎样才能操纵和控制飞行航迹和飞行姿态,有关空气动力升力、阻力和发动机推力形成方面的知识是很重要的。所以,在建立第5章的飞机运动方程之前,这一章是飞行物理方面的入门知识。一方面要介绍在什么条件下飞机才能稳定地飞行;另一方面要介绍有哪些措施可以控制飞行航迹和飞行姿态;第三,还要说明飞机运动对力和力矩的状况有何种反作用;最后,用吸气式发动机说明产生推力的基本原理,并指出难以掌握的发动机推力和空气动力之间的相互作用。

3.1 空气动力的产生

升力的产生必然伴随有阻力和力矩的产生,这会引起两种重要的后果。

1. 空气动力阻力消耗能量,这部分能量须不断地:

——由位能加以补偿(引起高度损失);

——由空气场能量予以补偿(例如在上升气流中滑翔飞行);

——由发动机推力来补偿(由燃料所输入的功率)。

2. 定常飞行时力矩必须是平衡的,这种平衡是通过相应的配平力矩(空气动力方式或其它方式)建立的。

升力是由物体迎面气流产生的,其中,迎面气流速度,即物体和周围空气之间的相对速度具有决定性的作用,而且,不论是物体在平静空气场中运动(自由飞行),还是气流吹向物体(风洞),都无关紧要。就物体而言,这两种情况下所形成的流场是一样的。

一般,在飞行力学的有关文献中,人们都从飞机在平静空气场中的运动这种方式着手,如图3.1a)所示,并定义飞行速度 $\vec{V}_A$ 等于飞机重心的移动速度,而在平静空气条件下,它就等于飞机的航迹速度 $\vec{V}_K$ 。有风速 $\vec{V}_w$ 时飞机和周围空气场之间相对速度的矢量方程为

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_w \quad (1.2.17)$$

与此相反,在空气动力学的有关文献中,主要以研究吹向物体的来流为主,速度矢量 $\vec{U}_\infty$ 表示朝物体的方向,如图3.1b)所示。它是指未受物体影响(物体的远前方)的空气介质的移动速度

$$\vec{U}_\infty = -\vec{V}_A \quad (3.1.1)$$

当物体静止不动时,矢量 $\vec{U}_\infty$ 与式(1.2.17)中的 $\vec{V}_w$ 是一样的。鉴于空气动力学描述方式

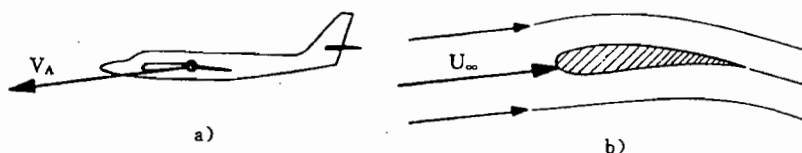
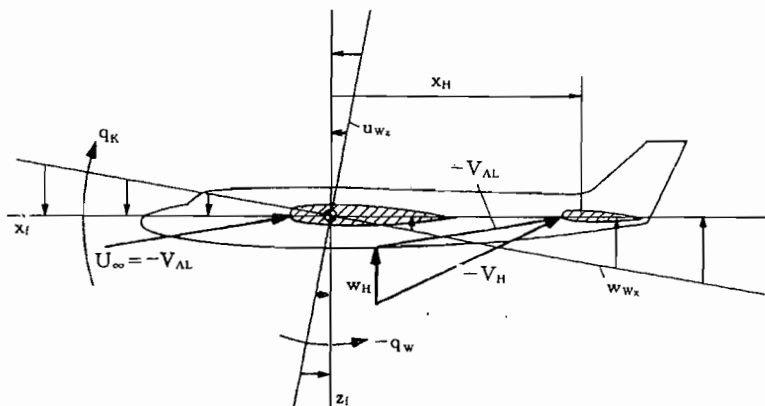


图 3.1 速度矢量的定义

a) 飞行力学研究方式; b) 空气动力学研究方式。

明显直观, 所以, 本章的插图都采用这种表示方法。这些图应理解成是迎面气流吹向物体。在方程中 V_A 只是作为标量出现, 这样, 符号变换就没有什么关系。然而, 在第 5 章以及下面所有各章节中建立运动方程时, 按照 2.2 节和标准/DIN 9300/的规定, $\vec{V}_A$ 是表示飞机重心相对周围空气场的移动速度矢量。

飞机和空气之间相对速度的概念也可以移植到转动运动, 见 1.2.6 节。可以用一个例子来说明, 在图 3.2 中标有正的速度梯度 $w_{wx} = \partial w_w / \partial x$, 这表明, 在飞机头部受到从上面吹来的气流, 在飞机后部受到从下面吹来的气流, 由于当地附加速度的缘故, 平尾上的来流速度矢量 $\vec{V}_H$, 相对机翼处的矢量 $\vec{V}_{AL}$ 的 x 轴有一个较大的角度。

图 3.2 在正的俯仰角速度 q_K 或负的环境空气场转动角速度 q_w 情况下的飞机的绕流 (x_H 为重心到平尾中性点的距离)

如果再加上一个负的风速梯度 u_{wz} (由于飞机 z 向尺度较小, 它的作用可以忽略不计), 那么, 这两种速度梯度就引起周围空气场的负转动角速度 $-q_w$, 例如, 当一架飞机穿过另一架飞机的拖曳涡, 就是这种情况。

当飞机具有正的俯仰角速度 q_K 时, 这种关系也是正确的, 此时, 在飞机上所产生的力和力矩只取决于相对运动

$$q_A = q_K - q_w \quad (1.2.23)$$

类似式(1.2.17), 这个关系式可以推广到整个转动角速度矢量

$$\vec{\Omega}_A = \vec{\Omega}_K - \vec{\Omega}_w \quad (2.2.35)$$

3.1.1 升力的产生

可以用一个简单的模型说明升力的产生。绕翼剖面的速度场可表示成一个具有移动速度 U_∞ 的平行来流, 和一个与其垂直的具有环量 Γ 的旋转位涡的叠加, 如图 3.3a) 所示。由此在翼型上表面上造成速度提高使当地压强下降, 而机翼下表面的速度减小使压强增大, 见图 3.3b)。把压强差 Δp 对机翼面积积分就得到总的升力, 可以表示成/Schlichting Tr 67/

$$A = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_A = \bar{q} S C_A \quad (1.2.1)$$

这就是说, 升力与动压头 $\bar{q}$ (即与空气密度 ρ 和来流速度 V_A 的平方)、机翼面积 S 和无因次系数 C_A 成正比, C_A 与气流所流过的物体几何关系和迎角有关。

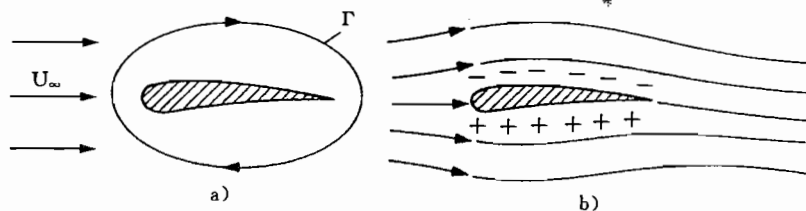


图 3.3 翼型的升力模型
a) 机翼环量; b) 机翼上下翼面压强差。

迎角的影响

在无粘亚音速流中(图 3.4a)), 无限长平板的升力系数是迎角的函数

$$C_A = 2\pi\alpha \quad (3.1.2)$$

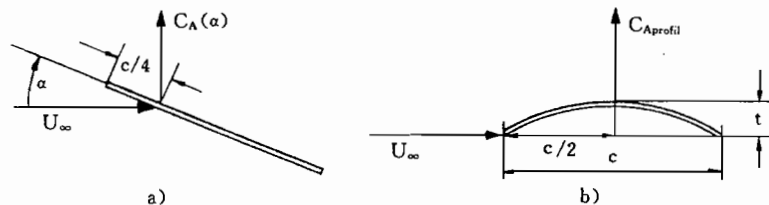


图 3.4 无限长机翼在无粘亚音速流动下的升力系数
a) 平板; b) 弧形板。

有限长真实机翼的升力系数要小一些。升力作用线在前缘后面 25% 翼弦 c 处, 即在所谓 $c/4$ 弦线处。对弧形板来说, 即使相对其弦线的迎角为零, 也还有升力, 参见图 3.4b), 这里所形成的(翼型)升力——与迎角 α 无关, 而与弯度 t/c 成正比, 并作用在 $c/2$ 弦长处, 等于

$$C_{A(\alpha=0)} = 4\pi t/c \quad (3.1.3)$$

把上述两种效应线性叠加, 即可得到有迎角时的弯曲平板的总的升力系数为

$$C_A = 2\pi(\alpha + 2t/c) \quad (3.1.4)$$

由于升力线斜率

$$C_{A\alpha} = \partial C_A / \partial \alpha \quad (3.1.5)$$

则升力系数也可写成

$$C_A = C_{A\alpha} \alpha + C_{A(\alpha=0)} \quad (3.1.6)$$

这两部分升力会产生一个俯仰力矩。由图 3.4 可得对机翼前缘点的力矩为

$$M_{FIV_k} = -(\rho/2) V_A^2 S c \left[\frac{1}{2} C_{A(\alpha=0)} + \frac{1}{4} C_{A\alpha} \alpha \right] \quad (3.1.7)$$

无因次力矩系数为

$$C_{mFIV_k} = - \left[\frac{1}{2} C_{A(\alpha=0)} + \frac{1}{4} C_{A\alpha} \alpha \right] = C_{m(\alpha=0)} + C_{ma} \alpha \quad (3.1.8)$$

它同样是由一个与迎角无关的、和一个与迎角成线性关系的两部分力矩系数组成的。与力矩一样,力矩系数也是参考点的函数。那个绕该点力矩等于零的点称为压力中心,随 α 的增加,压力中心从 $c/2$ 移动到 $c/4$ 处。

迎角约到 15° 之前,升力线斜率 $C_{A\alpha}$ 为常数,图 1.5 示出一种典型的升力系数曲线。若迎角进一步增大,机翼上表面绕流由于出现涡会发生分离,从而升力线斜率减小,并在达到最大升力之后变为负的。在这种失速流动状态下,当再进一步增大迎角 α 时,升力将很快陷落。

在有限展长机翼情况下,机翼翼梢处压力处于平衡,环量以自由涡形式向后延伸(图 3.5)。这条向内旋转的涡诱导由上向下的附加流动,引起当地迎角 α 减小一个诱导迎角 α_i (当环量为椭圆分布时,它与升力系数 C_A 成正比),从而在机翼后面形成向下洗流,它又减小了平尾的有效迎角。人们通过选择机翼几何形状和机翼扭转,试图使 α_i 尽量小。

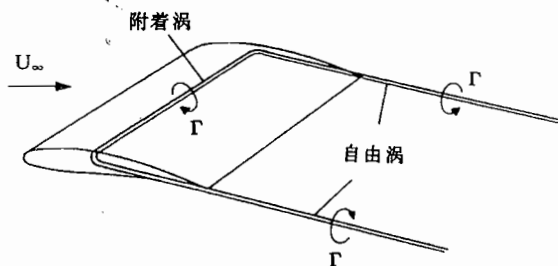


图 3.5 有限展长机翼的马蹄形涡

(引自/Truckenbrodt 90/)

马赫数的影响

除了动压、迎角和翼剖面等因素外,马赫数 ($M = V_A/a$, a 为音速) 是对升力影响最重要的量,一直到较高的亚音速范围 ($M < 0.7$),马赫数的影响都不大,而在跨音速和超音速范围,由于与马赫数有关的压缩性,马赫数具有决定性的作用。下面只简单地对二维情况作一说明。

在亚音速范围,机翼上的压强随马赫数的增大而增大,因而 C_A 和 $C_{A\alpha}$ 也增大。在 $M < 1$ 范围,普朗特—格劳渥特 (Prandtl-Glauert) 定律给出 $C_{A\alpha}$ 为

$$C_{A\alpha}(M) = \frac{1}{\sqrt{1-M^2}} C_{A\alpha(M=0)} \approx \frac{2\pi}{\sqrt{1-M^2}} \quad (3.1.9)$$

式中, $C_{A\alpha(M=0)}$ 是不可压缩情况下的升力线斜率, 近似为平板情况下的值。在超音速范围 ($M>1$), 流动特征完全改变了, 因为此时压力扰动只能在流动方向上传播 (见图 3.6)。当气流以超音速流过平板时, 在前缘和后缘处出现压力突变, 流线平行于自由流, 或者平行于平板上表面流动, 在压力突变和膨胀区出现一种非连续过程。

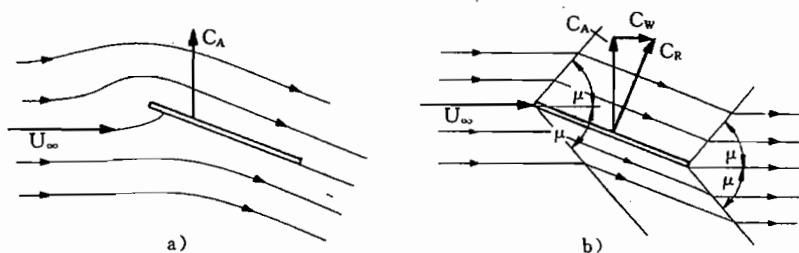


图 3.6 平板绕流

a) $M<1$; b) $M>1$ (C_w —波阻系数)。

马赫楔的半开角为

$$\mu = \arctan \frac{1}{\sqrt{M^2 - 1}} \quad (3.1.10)$$

按照阿克莱特 (Ackeret) 定律, 当 $M>1$ 时, 平板的升力系数仅仅与马赫数和迎角有关

$$C_A = 4\alpha \tan \mu = \frac{4}{\sqrt{M^2 - 1}} \alpha = C_{A\alpha} \alpha \quad (3.1.11)$$

总的升力作用在 $c/2$ 点上, 因而, 相对 $M<1$ 情况来说, 升力作用点向后移动 (压力中心移动)。

襟翼的作用

为了改变升力和阻力, 在机翼的后缘和/或前缘装有襟翼。图 3.7 示出各种结构形式中最常用的襟翼形式。主要作为舵面用的简单后缘襟翼 (图 3.7a), 增大了机翼弯度 t/c , 因而也提高了升力。可向后移动的后缘襟翼 (图 3.7b) 和图 3.7c) 另外还增加了机翼的弦长, 从而进一步提高了升力。为了给上表面气流输入能量, 并使气流分离延缓到较大的迎角, 襟翼上还开有裂缝。

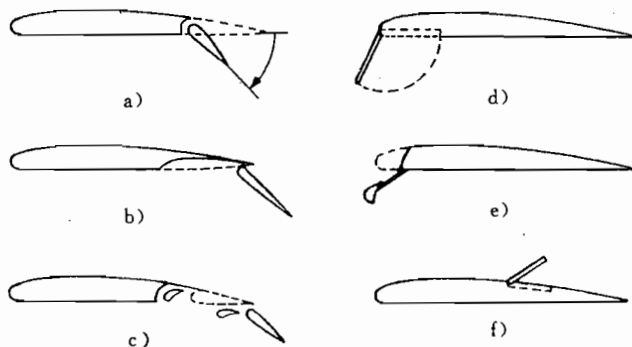


图 3.7 襟翼的结构形式

a) 弯度襟翼, 舵面; b) 福勒 (Fowler) 襟翼; c) 双缝襟翼; d) 克吕格尔 (Krüger) 襟翼; e) 前缘缝翼; f) 扰流板。

按结构形式,也可用前缘襟翼(见图 3.7e))增大机翼弯度和机翼弦长,以提高后缘襟翼的效能(另外,同时放下前后缘襟翼,会减小附加机翼力矩)。为避免气流在前缘处分离,还常常开有裂缝。

如图 3.8 所示,后缘襟翼主要使升力特征曲线向较大的 C_A 系数移动(a—c),而放下前缘襟翼则使升力特征曲线向较大的迎角范围扩展(a—b)。在低速飞行时,这二者被同时用来作为高增升手段。

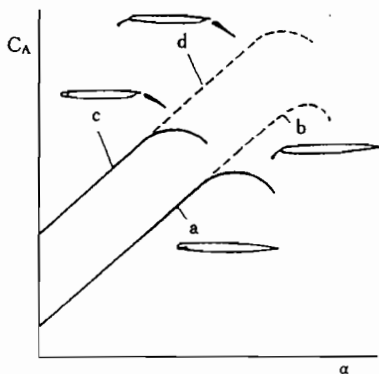


图 3.8 襟翼对升力特征曲线的影响

(引自/Truckenbrodt 90/)

最后,为了使气流发生局部分离,从而猛烈地减少升力,可以打开机翼上表面上的所谓扰流板,在全部飞行范围内,它都可作为空气制动器用,而在单侧放下扰流板时,又可用于辅助滚转操纵。

所有形式的襟翼不仅能改变机翼升力,而且也可以不同的配置改变阻力和机翼力矩。由于与机翼几何关系密切相关,不可能对襟翼作用作一般的模型化处理。

3.1.2 空气动力阻力

平行于来流方向(与运动方向相反)的空气动力分量称为阻力,它由翼型阻力、激波阻力、诱导阻力和配平阻力等部分组成。只有诱导阻力和激波阻力与升力的产生有因果关系。其它部分阻力都属于寄生阻力。

翼形阻力(又称零阻力)

空气是一种带有摩擦的流体介质。如果空气绕流一个物体,则在机翼上表面的法向出现压力,在切线方向出现切向力。与此相应,划分成压力阻力和摩擦阻力。压力阻力等于作用在物体表面上的压力积分,与物体在流动方向上的截面积成正比,与马赫数密切相关。摩擦阻力是由物体浸湿表面上附面层内的粘性切向力形成的,与浸湿面积和表面粗糙度成正比。

这两种阻力决定了最小阻力,它不仅由机翼和尾翼产生,而且也由机身、发动机短舱等产生,也就是说与飞机总的表面积有关,用系数 C_{wmin} 加以综合。

激波阻力

亚音速流动时,总的空气动力矢量 $\vec{R}$ 近似垂直来流方向,而在超音速流动时,由于其

特殊的压力和流动关系,总的空气动力矢量 $\vec{R}$ 垂直于机翼表面,或者足够准确地近似认为垂直于机翼弦线(图 3.6b))。当 $M > 1$ 时,总的空气动力在流动方向的分量称为激波阻力,它的系数与迎角以及机翼的相对厚度 t/c 有关。因此,超音速飞机要选用尽量薄的翼型。由图 3.9 明显可以看出,特别在跨音速范围,阻力增加得很快。在高亚音速范围($M > 0.8$),机翼上会出现局部超音速区,这与激波和阻力激增是联系在一起的。如果激波在翼剖面上前后跳动,这就称为抖振。因为这种现象引起俯仰力矩的强烈变化,所以无论如何要避免它的出现,即应限制允许使用的速度范围。

后掠机翼有利于把阻力激增推移到较高的马赫数,如图 3.9 所示。所以,目前在高亚音速范围飞行的所有运输类飞机都采用后掠机翼。

诱导阻力

如上所述,在有限展长机翼情况下,升力的产生是与翼梢上涡的形成联系在一起的。自由涡诱导的迎角 α_i 因位置而异。在亚音速时所产生的升力基本与迎面来流方向垂直,所以总的空气动力 R^A 因诱导迎角 α_i 而向后转动,如图 3.10 所示。 R^A 在未受扰动来流

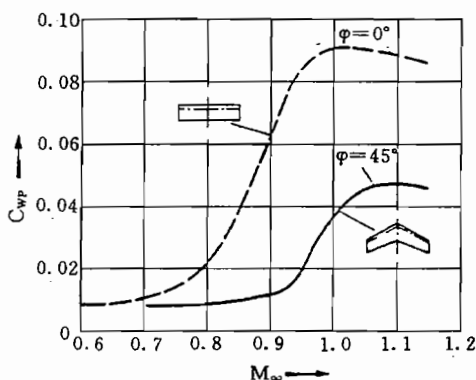


图 3.9 直机翼和后掠机翼的
型阻系数与马赫数的关系
(引自/Schlichting Tr 60/)

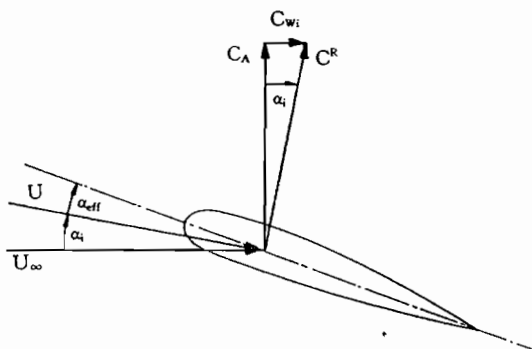


图 3.10 诱导阻力的形成
(有限展长机翼的剖面)

U_∞ 方向上的分量称为诱导阻力,其系数(对与 y 有关的当地系数的积分)为

$$C_{wi} = C_R \sin \alpha_i \approx C_A \alpha_i \quad (3.1.12)$$

因为 α_i 与 C_A 成正比,所以 C_{wi} 随升力系数的二次方而增大。这样,总的阻力为

$$C_w = C_{wmin} + C_{wi} = C_{wmin} + k C_A^2 \quad (3.1.13)$$

李林塔尔(Lilienthal)用极曲线表示这种关系,即使现在这仍然是最常用的表达方式。图 3.11 给出极曲线的两个示例。如果抛物线的顶点(C_{wmin} 不在横坐标上,则应把式(3.1.13)更准确地写成

$$C_w = C_{wmin} + k(C_A - C_A(C_{wmin}))^2 \quad (3.1.14)$$

配平阻力

定常飞行时作用在飞机上的所有力矩之和应等于零,这就需要通过相应偏转升降舵

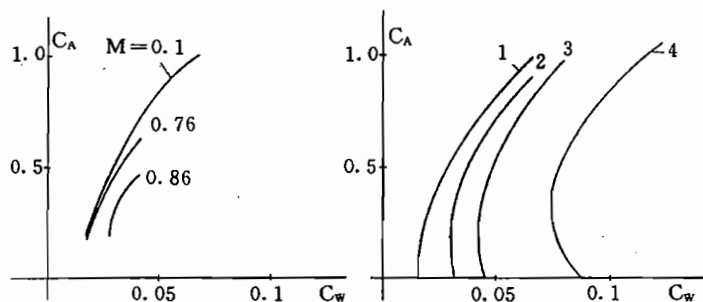


图 3.11 运输机的阻力极曲线

a) 马赫数的影响; b) 襟翼位置的影响。

1—未放襟翼; 2—前缘缝翼 16°, 襟翼 0°; 3—前缘缝翼 16°, 襟翼 17°;

4—前缘缝翼 24°, 襟翼 32°。

(配平)来实现。这时会在尾翼上诱发阻力,甚至还常常要求平尾上有升力,这个升力要由机翼上的附加升力予以平衡,参见 15.4.1 节。伴随力矩平衡所产生的阻力之和,称为配平阻力。首先,在续航飞行阶段,例如巡航飞行,由于高的燃料消耗,配平阻力使费用明显提高,所以,要尽量减小配平阻力。随着迎角的增大,总的升力作用点向前移动(参见 3.2.1 节),而在跨音速范围,则随马赫数的增加,升力作用点向后移动(见图 3.6)。为了补偿升力作用点移动的影响,现代自动驾驶仪都采用“ α 配平”工作方式,以及调整平尾安装角 i_H 的“马赫数配平”工作方式。因为在亚音速飞行和超音速飞行时,力矩情况变化剧烈,必须寻找其它一些解决力矩平衡的途径,尤其是超音速飞机,例如协和号(Concorde)超音速运输机是通过抽汲将近 30% 的燃料来调整重心的,以便在全部飞行范围内都能把配平阻力减小到最小。

3.2 定常飞行的条件

定常飞行的条件主要涉及绕重心的力矩平衡特性,为了能准确地说明这个问题,须研究机翼和尾翼上相对重心的空气动力。机身对升力和力矩的产生的贡献不大,尽管如此,这一部分贡献也不能完全不予考虑。一般在处理时,是把它贡献算作机翼的一部分,因此,人们称为翼身组合体的升力或力矩。

3.2.1 纵向运动的弹簧常数(“静稳定性”)

为使飞机能定常飞行,须同时满足两个条件(参看 1.2.3 节):

——升力、阻力、推力和重力之和为零(按照式(1.3.2)和式(1.3.3),近似可以认为 $A=G$ 和 $W=F$);

——绕飞机重心的力矩矢量为零。

由此,得出对绕 y 轴的俯仰力矩的要求是:

—— $A=0$ 时 $M>0$,从而使飞机上仰,以便建立正的迎角和必要的升力;

—— $\partial M/\partial \alpha < 0$,以使在迎角扰动下,例如阵风造成的迎角变化,飞机又返回它的平衡

状态。

这就是说,力矩 $M(\alpha)$ 必须具有回弹弹簧的特性,即在发生偏移后能使状态恢复到先前的工作点。因而,对俯仰力矩系数 C_m 的要求是

$$C_{m(\alpha=0)} > 0 \quad (3.2.1)$$

$$\partial C_m / \partial \alpha = C_{m\alpha} < 0 \quad (3.2.2)$$

式中, $C_{m(\alpha=0)}$ 是升力为零时的俯仰力矩系数(零升力矩系数)。一般 $C_{m\alpha} < 0$ 称为静稳定性,是一个重要的飞行力学特征量。但是,正的弹簧常数表征的根本就不是稳定性的充分条件(在 8.1.4 节中还将详细地讨论稳定性概念),所以这里最好说成是对“正的弹簧刚度”的要求/Etkin 72/。

气流流过机翼所产生的作用,近似相当于已经根据图 3.4 对一个无限长弧形板(二维情况)所讨论的情况,与图 3.4 一样,图 3.12 中也分成两部分:

1. $C_{A(\alpha=0)}$: 与 α 无关、由机翼弯度所造成的“零升力”。它近似作用在翼型中点($\bar{c}/2$ 线上),其总的合力确定了 $\alpha=0$ 时的压力中心 D_0 。

2. $C_{A\alpha}$: 与迎角有关的升力分量,它近似作用在 $\bar{c}/4$ 线上,其合力确定了机翼的中性点。

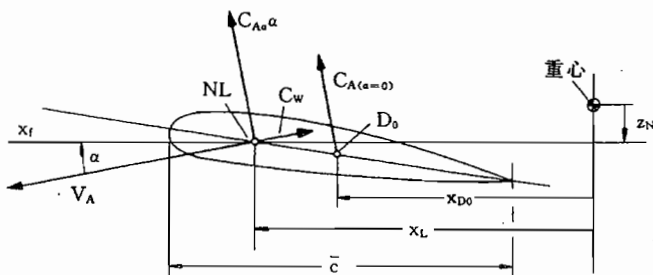


图 3.12 机翼力矩和中性点
(NL—机翼中性点; D_0 — $\alpha=0$ 时的压力中心。)

因此,随着迎角的增加,总的升力作用点(压力中心)从 D_0 移动到 NL,在图 3.12 上是向前移动。与平板机翼不同的是,这里存在一个与翼型有关的零升力矩(升力为零时的俯仰力矩),当翼剖面为对称形状时,它等于零;当翼剖面具有正弯度时,它为负;而当翼剖面具有负弯度时,它为正(图 3.13)。通过机翼后掠和扭转,在正弯度情况下,也可产生正的零升力矩,因此,飞翼式飞机也可设计成具有正弯度的机翼。这对三角翼飞机是很重要的,例如对 Concorde 飞机。

绕飞机重心的机翼力矩的产生,近似可以说明如下。飞机重心近似在机翼中性点后面迎面来流速度矢量的延长线上(一般重心在 25%~40% 机翼弦长之间,即在 NL 点和 D_0 。

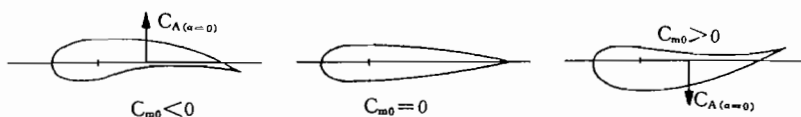


图 3.13 $\alpha=0$ 时,零升力矩与升力、机翼弯度的关系

点之间)。如果不计重心极限位置和迎角的影响,按图 3.12,可得对重心的机翼升力矩为

$$M(S) = M_{(A=0)} + x_D A(\alpha) = M_{(A=0)} + x_{D_0} A_{(\alpha=0)} + x_L \Delta A(\alpha) \quad (3.2.3)$$

其中在第二种表达式中,已把与迎角有关和无关的部分分开。代入式(1.2.1)和式(1.2.5),可写成系数形式

$$C_m(S) = C_{m(A=0)} + \frac{x_{D_0}}{\bar{c}} C_{A(\alpha=0)} + \frac{x_L}{\bar{c}} C_{A\alpha} \alpha \quad (3.2.4)$$

因为重心是变化的,但距离 $x_L - x_{D_0} = x_{D_0L} \approx \bar{c}/4$ 不变,展开后,上式变换成

$$C_m(S) = \left(C_{m(A=0)} - \frac{x_{D_0L}}{\bar{c}} C_{A(\alpha=0)} \right) + \frac{x_L}{\bar{c}} (C_{A\alpha} \alpha + C_{A(\alpha=0)}) \quad (3.2.5)$$

式中,第一项为常数,这就是说,不仅与 α 无关,而且也与重心位置无关。在线性情况下,也可写成

$$C_m = C_{m(\alpha=0)} + \frac{\partial C_m}{\partial C_A} \frac{\partial C_A}{\partial \alpha} \bigg|_{\alpha=0} \alpha = C_{m(\alpha=0)} + C_{m\alpha} \alpha \quad (3.2.6)$$

其中

$$C_{m\alpha}(S) = \frac{\partial C_m}{\partial C_A} \bigg|_S C_{A\alpha} = \frac{x_L}{\bar{c}} C_{A\alpha} \quad (3.2.7)$$

式(3.2.7)表征了力矩平衡时的“弹簧常数”,它与重心到中性点的距离 x_L (静裕度)成正比。为了满足上述两种稳定飞行的要求,则应该是

- $\alpha=0$ 时的压力中心在重心的前面($M_{(\alpha=0)} > 0$);
- 中性点在重心的后面($\partial M / \partial \alpha < 0$)。

这个矛盾在飞翼式飞机上难以解决。解决这个矛盾的最有效的方法是加上平尾(当然,这就要承担平尾产生的附加阻力)。出于各种原因,飞机也设计成具有负的弹簧常数($C_{m\alpha} > 0$) (参见 15.4 节),在这种情况下,必须通过驾驶员或者飞行控制器实现稳定。

3.2.2 尾翼的升力和力矩

下面我们将机翼和尾翼分开讨论,为此,要使用不同的符号。按照 2.4 节,机翼的有关量(指翼身组合体)用脚注 L 标示,例如 C_{AL} (机翼升力系数),平尾有关的量用脚注 H 标明,例如 V_H, S_H, C_{AH} 等等。未附加脚注的量(S, C_A)都是指总的飞机。为避免双重标注,这里简化用 $V_L = V_A$,由此所引起的误差可以忽略不计。图 3.14~图 3.16 中的距离,按照 2.5 节,我们都标明与方向的关系。当仅仅指的是中性点时,就不要附加脚注 L。

一般,作为承载面,机翼都有弯度,因为这样会具有良好的升力特性。力矩特性则由平尾加以平衡,通常,平尾采用对称翼型。绝大多数情况下,平尾都装在机翼后面(图 3.14a)),在极个别例外情况下,平尾放在机翼前面(鸭式布局,例如 XB-70 飞机),人们称这种布局为鸭式布局,如图 3.14b)所示。在这两种布局情况下,当 $A=0$ 时,需由平尾产生一个正的力矩,而且它要大于负的机翼零升力矩。为此,在尾翼上需要有一个负的升力和一个负的安装角 i_H 。

鸭翼的优点是:它总是产生一个正的附加升力。但与此相对,它的缺点是主翼面上的流场受到鸭翼下洗的影响。因此,鸭式飞机在全部迎角范围要特别仔细地配置。

在最普遍采用的尾翼上,绕飞机重心的力矩是按图 3.15 方式产生的。尾翼处的气流

因此,与 α 无关的部分为

$$C_{m(a_L=0)} = C_{mL(a_L=0)} + C_{mF} + \eta_H \frac{x_H}{\bar{c}} C_{A\alpha H} (i_H - \epsilon_0) + \frac{x_L}{\bar{c}} C_{A(a_L=0)} \quad (3.2.22)$$

根据 $C_{m(a_L=0)} > 0$ 的要求,则由式(3.2.22)得到确定平尾安装角 i_H 的方程为

$$i_H > -\frac{\bar{c}}{x_H} \cdot \frac{(C_{mL(a_L=0)} + C_{mF}) + \frac{x_L}{\bar{c}} C_{A(a_L=0)}}{\eta_H C_{A\alpha H}} + \epsilon_0 \quad (3.2.23)$$

此外,也可由该式确定飞机配平能力的边界。

当式(3.2.21)第二行中括号内表达式为零时,弹簧常数 $C_{m\alpha}$ 等于零。由此引起重心位置就在全机的中性点上,即

$$\frac{x_{NL}}{\bar{c}} = -\eta_H \frac{x_H}{\bar{c}} \frac{C_{A\alpha H}}{C_{A\alpha L}} (1 - \epsilon_a) \quad (3.2.24)$$

式中, x_{NL} 是飞机中性点到机翼中性点之间的距离。如果把该式代入式(3.2.21),并用 $x_L - x_{NL} = x_N$ (见图 3.16),则得一种特别简单的关系

$$C_{m\alpha} = C_{A\alpha L} \left[\frac{x_L}{\bar{c}} - \frac{x_{NL}}{\bar{c}} \right] = C_{A\alpha L} \frac{x_N}{\bar{c}} \quad (3.2.25)$$

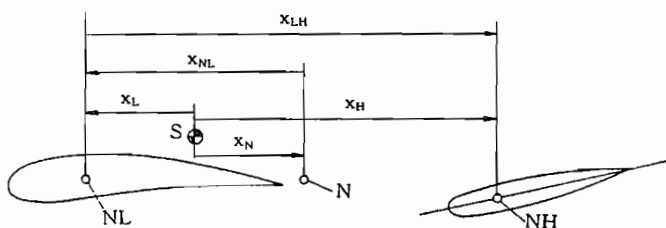


图 3.16 全机的力矩平衡

x_N —重心到飞机中性点的距离。

因此,由式(3.2.25)和图 3.16 可见,全机也有与单独机翼(式(3.2.6))同样简单的力矩形式。因为 $C_{A\alpha}$ 总是正的,所以 x_N 必须为负,这就是说,重心必须在飞机中性点(又称飞机气动中心,焦点)的前面。重心前限(static margin)是全机弹簧刚度(“静稳定性”)的尺度,一般要求

$$|x_N|/\bar{c} \geq 0.05$$

图 3.17 示出平尾安装角(式(3.2.23))和重心位置(式(3.2.25))对力矩特征曲线的影响。由配平能力条件(式(3.2.23))和稳定性条件(式(3.2.25)),可得允许的重心位置的

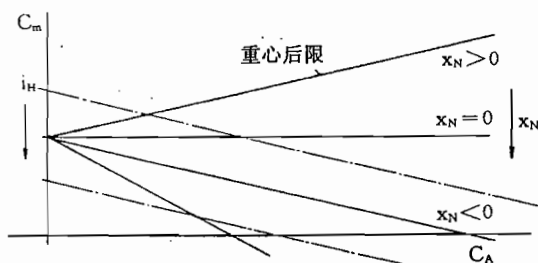


图 3.17 力矩特征曲线与重心位置 x_N 和平尾安装角 i_H 的关系

边界,也可参见 15.4 节。

3.2.4 侧向运动的弹簧常数(“静稳定性”)

为了能稳定地飞行,飞机侧向运动也必须具有正的空气动力弹簧常数。假定飞机绕负 z 轴发生偏转,那么将形成一个正的侧滑角 β ,如图 3.18a)所示,此时,只有正的偏航力矩才能把飞机恢复到它的初始姿态。因此,侧向运动的“静稳定性”(又称风标稳定性)要求

$$C_{n(\beta=0)} = 0 \quad \text{和} \quad \partial C_n / \partial \beta = C_{n\beta} > 0 \quad (3.2.26)$$

立尾提供正的侧滑力矩导数 N_β ,而机身和机翼对它的贡献很小。当 $\beta > 0$ 时,立尾受到来自右面的迎面气流,形成一个负的侧向力(角注 V 表示立尾)

$$\Delta Q = -(\rho/2)V_V^2 S_V C_{QV} = -(\rho/2)V_A^2 S \left[\frac{V_V^2}{V_A^2} \frac{S_V}{S} \right] C_{Q\beta V} \beta_V = -(\rho/2)V_A^2 S C_{Q\beta} \beta \quad (3.2.27)$$

参照平尾的处理方法,把式(3.2.27)中括号内的项用 η_V 来表示, $C_{Q\beta V}$ 是侧力线斜率(与 $C_{A\alpha H}$ 的标记类似)。受机翼洗流和机身影响,与式(3.2.9)类似,立尾处的侧滑角可改写成

$$\beta_V = \beta - \sigma = (1 - \sigma_\beta) \beta \quad (3.2.28)$$

式中, σ 是侧洗角。当然, σ_β 的模型化描述是很困难的。侧滑侧力导数(尾翼部分)为

$$C_{Q\beta} = -\eta_V (1 - \sigma_\beta) C_{Q\beta V} \quad (3.2.29)$$

它产生一个正的侧滑偏航力矩(图 3.18, x_V 是负的)

$$\Delta N = -(\rho/2)V_V^2 S_V C_{QV} x_V = -(\rho/2)V_A^2 S \eta_V C_{Q\beta V} \beta_V x_V \quad (3.2.30)$$

代入式(3.2.29),则又可写成(一般侧向运动的系数都相对半展长 $b/2$)

$$\Delta N = -(\rho/2)V_A^2 S \frac{b}{2} \eta_V \frac{x_V}{b/2} C_{Q\beta V} (1 - \sigma_\beta) \beta = (\rho/2)V_A^2 S (b/2) C_{n\beta} \beta \quad (3.2.31)$$

由此得系数为

$$C_{n\beta} = -\eta_V \frac{x_V}{b/2} C_{Q\beta V} (1 - \sigma_\beta) = + \frac{x_V}{b/2} C_{Q\beta} \quad (3.2.32)$$

与此不同,绕纵轴不存在对应的弹簧常数,如图 3.18b)所示。如果飞机准确地受到 x

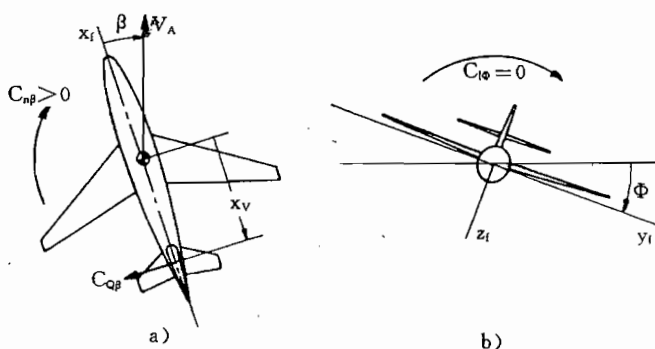


图 3.18 侧向运动的弹簧常数

a) 绕 z 轴; b) 绕 x 轴。

方向的来流,那么空气动力流场与滚转角无关,仍完全对称,空气动力保持不变,即

$$C_{l_0} = 0 \quad (3.2.33)$$

3.2.5 飞机的操纵

空速和迎角的操纵

对飞机操纵的首要要求是能够在各种飞行速度 V_A 下水平飞行,因为这种情况下,升力近似等于重量

$$A = (\rho/2)V_A^2 S C_A(\alpha) \approx mg \quad (3.2.34)$$

所以,提高 V_A 意味着要减小迎角 α 。空速定常变化的前提是在不同迎角下建立纵向力矩平衡。

因此,3.2.3节也是空速操纵和迎角操纵的基础。图3.17说明,建立力矩平衡($C_m=0$)存在两种可能性:一种方式是移动重心;另一种方式是调节平尾偏角。

重心前移($x_N < 0$),则力矩平衡($C_m=0$)时的升力系数将减小,因而空速增加。这种操纵方式被李林塔尔(Otto Lilienthal)于1891~1896年用在他的滑翔机上,现在又被用在伞翼滑翔机上。这种操纵方式最大的缺点是,当空速减小时,力矩特征线 $C_m(\alpha)$ 的斜率减小,从而弹簧常数也减小,使稳定性变坏。为了补偿超音速范围中性点的后移,避免弹簧常数过大,以及升降舵偏转引起配平阻力过大,目前一些超音速飞机(例如,Concorde)仍然采用移动重心方式来进行配平。

另外,上述讨论也表明,重心突然改变,例如载荷投放,必然对力矩平衡产生一个明显的扰动,因而需反向操纵加以修正。不仅俯仰力矩是这样,滚转力矩也同样如此。

然而,所有现代飞机不是通过弹簧常数 C_{m_0} ,而是通过平尾安装角 i_H 改变零升力矩 $C_{m(A=0)}$ 来进行空速操纵的。按图3.17,正的增量 Δi_H 使零升力矩减小,因而力矩特征线平行移动。通过升降舵的正向偏角 η (当调节范围不大时)也可以产生同样的效果。定常工作点($C_m=0$)上配平所需要的升降舵——平尾安装角 i_H 已由式(3.2.23)给出。

垂直航迹操纵

在1.2.4节已经指出,高度的增加是由于升力提高引起的。通过迎角也同样可以改变高度,其表达式涉及由航迹倾角 γ 引起的高度变化

$$\dot{H} = V_K \sin \gamma \quad (1.2.8)$$

载荷系数 n_z 引起的航迹倾角变化

$$n_z = \frac{A}{G} = \frac{V_K \dot{\gamma}}{g} + \cos \gamma \quad (1.2.13)$$

而迎角引起的升力变化(力矩平衡时)

$$C_A = C_{A_0} \alpha + C_{A(\alpha=0)} \quad (3.1.6)$$

按照这些关系,高度变化和空速变化互相强烈地交联在一起。当空速和迎角变化时,阻力也要变化。如果发动机推力保持不变,或者就等于零,那么 x 方向的力平衡受到扰动,同时能量的平衡也受到扰动,这样,空速增加(动能增加)就伴随高度的损失(位能减小),因而造成一个负的航迹倾角 γ 。在6.3节中还将进一步讨论这些关系,并且归结成升力矢量相对重力矢量的转动问题。

同样,当推力不变时,高度的变化也总是与空速的变化联系在一起的,这是一种定常

能量交换问题。因此,空速和高度这两个运动自由度彼此紧密地联系在一起。若欲分开操纵这两个自由度,则需要采用发动机推力作为第二个操纵量。

水平飞行航迹操纵

除了航迹速度 V_K 和航迹倾角 γ , 第三个航迹变量是航迹方位角 χ , 它表示水平航迹的方向(见 1.2.4 节)。为了改变 χ 角, 应使飞机侧向加速, 也就是在 y 方向要有较大的作用力, 最有效的方法是升力矢量转动, 即把飞机倾侧到所希望的航迹变化的方向上, 如图 1.10 所示。这样就会获得较大的增益效能, 因为同升力所产生的倾斜分量相比, 使飞机倾斜所需要的舵面的力是微不足道的。这样做的代价是, 由于介入三个自由度, 飞机响应发生滞后: 在飞机进入所希望的航迹变化 χ 之前, 飞机首先要绕它的 x 轴转动, 同时, 还要建立一个偏航速度, 为此, 需协调偏转副翼和方向舵。

为产生滚转运动所需要的力矩, 可以像产生俯仰力矩那样, 采用两种方式。第一种方式是使重心侧向移动, 目前, 只有伞翼滑翔机采用这种方式。而在所有其它类型飞机上, 都通过左右反方向偏转副翼产生空气动力滚转力矩, 通过偏转立尾上的舵面(方向舵), 辅助进入偏航运动。

相反, 单独用方向舵实施航向操纵没有什么效果, 因为这样操纵就必须通过侧滑角来产生所需要的滚转力矩, 这又会使侧滑小球偏离飞机对称面, 而使驾驶员和乘客感到极不舒服。用直接侧力实施航向操纵问题, 将在 15.3 节予以讨论。

间接航迹操纵

为了从空速、高度和航向方面控制航迹, 可以采用一种间接方式: 通过飞机相对速度矢量的转动(迎角 α)来改变升力。通过倾斜飞机使升力转向, 以便在所希望的方向上产生一个加速度。对直升机来说, 不仅从横侧向, 而且从纵向也可以明显地看到这种操纵方式。

航迹控制的操纵变量就是俯仰角 Θ (准确地说应该是迎角 α)和倾斜角 Φ , 而它们是通过升降舵和副翼偏转产生的空气动力俯仰力矩和滚转力矩来进行操纵的。这样, 移动运动可以通过转动运动来进行控制, 而这又伴随着有飞机响应的滞后。为了保持航迹, 首先要准确地稳定飞行姿态, 所以, 这是每种飞行控制器的首要任务。

间接操纵的一种例外是通过发动机推力改变 x 方向的力的状况, 这仅受到发动机本身所引起的滞后的影响。增大推力首先直接使飞机在纵向加速, 但所加入的能量最后仅部分变成动能(V_K), 而另一部分则转变成位能(γ)。这种能量分配, 即 V_K 和 γ 的比例关系, 又可以通过改变空气动力工作点, 例如用升降舵来调整。这种关系在 6.2 节还将详加讨论。

直接力操纵

很希望在 y 方向和 z 方向上也能像推力一样实现直接力操纵, 这样, 一方面可使 6 个自由度的每一个都有它自己的操纵量, 这是没有约束地独立操纵所有自由度的前提条件。另一方面, 可以直接地、即不经过转动自由度的滞后来改变飞行航迹。一个典型的例子是着陆前短时间的航迹横向移位。当然, 此举是否被驾驶员认为是“自然”的或者惬意的, 这是另一个问题了。

由于这些原因, 长时间以来一致在讨论、研制能实施直接侧力操纵(DSFC)和直接升力操纵(DLC)的操纵系统。然而, 直到今天, 除少数例外情况外(例如, F16 飞机), 只有试验飞机装备这类操纵系统。原因在于结构方面的困难及可获得的效益不大。只有足够大

的附加空气动力操纵面才能产生直接侧力。相反,对于直接升力操纵来说,可以利用机翼上现有的襟翼,这也会同时带来附加重量和附加阻力。一般,机翼上都装有低速飞行用的增升装置(着陆襟翼)、扰流板和副翼。在相应的操纵模式下,副翼既可反方向偏转,也可以同方向偏转。

着陆襟翼可以产生可观的升力增量(约 50%)和相应的 z 向加速度(载荷系数)。只是由于强度方面的原因,只能在低速飞行时使用,此外,由于采用蜗杆传动机构实施操纵,可实现的操纵速度通常很小。更棘手的是,在着陆襟翼产生附加升力的同时,阻力和纵向力矩特性会发生显著的变化,而且这还与实际构形相关,还必须通过协调操纵推力和升降舵予以补偿,这又使直接升力操纵更加复杂化。

一般讲,虽然扰流板可用于高速飞行,而且可以很直接地实施操纵,但对于双向的全部操纵能力而言,只能把扰流板固定地放到一半,这会造成不容许的能量损失。由于实现起来简单,所以,迄今为止,最经常用同向偏转的副翼进行直接升力操纵,当然,这样可获得的效益就很小了($\bar{z} \approx 0.05g$)。

其它一些直接力操纵方式,从理论上可设想有偏转发动机推力或者采用单独的发动机(例如,升力发动机),请见 10.1 节。由于大量结构方面的问题以及高的燃料消耗,迄今为止,还仅用在试验飞机上,或者垂直起落飞机上(例如,Harrier(鹞))。使用直接力操纵的其它形式将在 15.3 节予以讨论。

3.3 对称飞行时空气动力的作用

在 3.1 节讨论了升力的产生以及 3.2 节讨论了定常飞行的条件和空气动力操纵方法以后,在本节和以后各节中将讨论空气动力变量对飞机运动的反作用。如 3.1 节所述,这种反作用仅仅是由飞机和周围空气之间的相对运动造成的,也就是由相对变量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{\Omega}_A$ 造成的。所以,可以把风洞测量转换到飞行情况。由于这个原因,也就根本不存在对于风或者突风的特别的系数和导数,只要可以用线性梯度来表征,也就是说,按照准定常理论,可以归结为在均匀风场中刚体飞机的运动。

原则上空气动力作用是以非线性关系为基础,同时与多个变量有关的,例如,图 3.19 所示那样。这些复杂的关系是不能解析表达的,而主要由其线性部分加以描述。为此,人们都从一个定常工作点(配平飞行状态)出发,而且单独一个状态变量或者操纵变量只有小的变化,而其余的变量皆保持不变。由此所得到的系数对一个状态变量或者操纵变量的

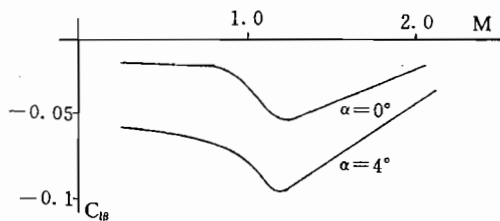


图 3.19 马赫数对导数 $C_{l\beta}$ 的影响(Concorde)

导数(在工作状态下,用标记 0)称为“气动导数”,例如

$$\left. \frac{\partial C_A}{\partial \alpha} \right|_0 = C_{A\alpha} \quad \text{或者} \quad \left. \frac{\partial C_A}{\partial \eta} \right|_0 = C_{A\eta} \quad (3.3.1)$$

这种处理方法也可以用在只能短时保持的状态变化,例如转动速度 q_A 或者下降风的变化 $\dot{\alpha}$,因而,人们把这称为准定常研究。

为了把对转动角速度的导数也无因次化,人们用一个具有时间因次的量,例如, $\bar{c}/V_0$ 展开相应的表达式,例如

$$\left. \frac{\partial C_A}{\partial (\bar{c}/V_0)} \right|_0 \frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha} = C_{A\dot{\alpha}} \dot{\alpha}^*, \quad \text{其中} \quad \dot{\alpha}^* = \frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha}$$

或者

$$\left. \frac{\partial C_A}{\partial (q_A \bar{c}/V_0)} \right|_0 \frac{\bar{c}}{V_0} q_A = C_{Aq} q_A^*, \quad \text{其中} \quad q_A^* = \frac{\bar{c}}{V_0} q_A \quad (3.3.2)$$

这里,按照标准/DIN 9300/,例如 q_A^* ,称为范化俯仰角速度,类似也可定义

$$p_A^* = \frac{b/2}{V_0} p_A \quad \text{和} \quad r_A^* = \frac{b/2}{V_0} r_A$$

如果变化不大,则可根据台劳级数把所有单独影响进行线性叠加(可参见 7.3 节)

$$C_A = C_{A0} + C_{A\alpha} \delta \alpha + C_{A\dot{\alpha}} \delta \dot{\alpha}^* + C_{Aq} \delta q_A^* + C_{A\eta} \delta \eta + \dots \quad (3.3.3)$$

最后,如果只研究与对称定常直线飞行标准情况有小偏差的情况(小角度、小的转动角速度),则对称面内的力和力矩只与对称面内的变量和操纵变量有关,非对称运动的作用则可与对称运动分开。所以,下面可以分开讨论对称飞行(纵向运动)和非对称运动(侧向运动)的空气动力作用。

下面的讨论是为了形象、简单地介绍各种空气动力作用,而且只限于低速范围内的主要影响。为了详细研究和计算气动系数和导数,可以参阅/Schlichting Tr 60/,/Etkin 72/,/McCormick 79/。其数值可以查阅所研究飞机的数据集,此外,附录 A.2 中给出了几个示例。

空速、马赫数和迎角的影响

所有空气动力和力矩与空速 V_A 的平方关系,按照式(1.2.1),都先由动压头加以考虑了。马赫数对升力的影响已由式(3.1.9)给予说明,对于具体飞机,马赫数影响可以查阅有关数据资料,并都可写成无因次导数

$$C_{AM} = \partial C_A / \partial M \quad (3.3.4)$$

与此相应,对于阻力和纵向力矩是 C_{WM} 和 C_{mM} 。此外,也可以这样考虑马赫数的影响:在数据文件中,所有纵向运动和侧向运动的导数都作为马赫数的函数形式来给出。图 3.19 表明,在高亚音速范围($M > 0.7$),马赫数才有重要影响。

迎角的影响已在 3.1 节和 3.2 节详细讨论过,这种影响用导数 $C_{A\alpha}$, $C_{W\alpha}$ 和 $C_{m\alpha}$ 等来表征。

飞行高度的影响

高度通过空气密度 ρ (见附录 A.3 标准大气)直接影响飞机上的空气动力。式(1.2.1)中的升力与空气密度 ρ 的关系,起一种弱的、稳定的弹簧常数作用(高度变化 1000m,它改变 10%左右)。但如果高度变化不大或不很快,这种作用可以忽略。

3.3.1 俯仰角速度的影响

按照式(1.2.23),飞机相对周围空气场的正向俯仰角速度,在飞机头部产生从上向下、在飞机尾部产生从下向上的附加流动,如已由图3.2所讨论的那样。这里,与飞机是正向抬头转动($q_A = q_K$)还是周围空气场负向转动($q_A = -q_W$)无关。与此同时,形成的速度梯度 u_{Wz} 可以忽略不计,因为飞机沿 z 向尺度很小。 q_A 对升力和俯仰力矩的主要影响是由平尾的绕流提供的,而正常式飞机的机身和机翼的贡献大约只有 10% 左右。但在大后掠小展弦比机翼构形下,它们的贡献是很大的,在三角机翼上,它们的贡献则起主要作用。下面仅限于讨论尾翼情况。为简单起见,与 3.2 节不同,此处的 x_H 就等于重心到平尾中性点的距离。

在定常飞行速度 V_0 下,俯仰角速度 q_A 在平尾处产生一个附加迎角,如图 3.2 所示,它等于

$$\Delta\alpha_H = q_A \frac{x_H}{V_0} \quad (3.3.5)$$

而这又产生一个附加升力

$$\Delta C_{AH} = C_{A\alpha H} \Delta\alpha_H = C_{A\alpha H} \frac{q_A x_H}{V_0} \quad (3.3.6)$$

相对全机来讲,这个附加升力为

$$\Delta C_A = \eta_H \Delta C_{AH} = \eta_H C_{A\alpha H} \frac{q_A x_H}{V_0} \quad (3.3.7)$$

用 $\bar{c}$ 展开

$$\Delta C_A = \eta_H C_{A\alpha H} \frac{x_H}{\bar{c}} \left(\frac{\bar{c}}{V_0} q_A \right) = C_{Aq} q_A^* \quad (3.3.8)$$

又可分解成无因次导数

$$C_{Aq} = \eta_H C_{A\alpha H} \frac{x_H}{\bar{c}} = \frac{\partial C_A}{\partial \left(\frac{\bar{c}}{V_0} q_A \right)} \quad (3.3.9)$$

和一个如式(3.3.2)的范化(无因次)的俯仰角速度 q^* (注意:在美国资料中是用 $(\bar{c}/2)V_0$ 展开的!)。平尾上的这个附加升力产生附加力矩

$$\Delta M = -(\rho/2)V_0^2 S_H \Delta C_{AH} x_H = -(\rho/2)V_0^2 S \bar{c} \eta_H \Delta C_{AH} \frac{x_H}{\bar{c}} \quad (3.3.10)$$

用 $\bar{c}$ 展开,得系数

$$\Delta C_m = -\eta_H \Delta C_{AH} \frac{x_H}{\bar{c}} \quad (3.3.11)$$

代入式(3.3.6),并用 $\bar{c}$ 再一次展开,则

$$\Delta C_m = -\eta_H C_{A\alpha H} \frac{q_A x_H}{V_0} \frac{x_H}{\bar{c}} = -\eta_H C_{A\alpha H} \left(\frac{x_H}{\bar{c}} \right)^2 \left(\frac{\bar{c}}{V_0} q_A \right) \quad (3.3.12)$$

又可分解成力矩系数

$$C_{mq} = -\eta_H \left(\frac{x_H}{\bar{c}} \right)^2 C_{A\alpha H} \quad (3.3.13)$$

和范化俯仰角速度 q_A^* 。这个力矩反过来又产生俯仰角速度,从而起俯仰阻尼作用。

3.3.2 迎角变化的影响

与迎角变化相关的效应只能近似地用下面的准定常研究方式加以描述。按照参考文献/Etkin 72/,当迎角发生定常变化 $\dot{\alpha} = \text{const}$ 时,单独机翼的升力可以表示成

$$C_A(t) = C_{A\alpha}\alpha(t) + C_{A\dot{\alpha}}(t)\dot{\alpha}^* \quad (3.3.14)$$

式中, $C_{A\dot{\alpha}}$ 项与时间有关,但会在短时间内达到稳态值,这样,在一阶近似下,可以得到准定常表达式 $C_{A\dot{\alpha}} = \text{const}$ 。测量这种非定常作用与模型化描述一样,都是很难的,见参考文献/Schänzer 69/。此外,可以通过测量风洞中的振动机翼上的力来实现。

在建立飞行力学方程时,不计上面所述的作用(除了三角机翼外),最后只用一种简化模型来考虑平尾的影响。这里,必须区分迎角的变化是由姿态变化、航迹变化 ($\Delta\alpha = \Delta\alpha_K = \Delta\Theta - \Delta\gamma$)、还是由垂直速度变化 ($\Delta\alpha = -\Delta\alpha_w$) 引起的。在第一种情况下,机翼和尾翼上的迎角同时变化;而在第二种情况下,突风到达尾翼要出现延迟。这两种情况都有下面所描述的这种关系。

假定迎角发生突然变化,例如阶跃变化,那么,只有当机翼处 $\Delta\alpha$ 产生的下洗经过 x_{LH} 距离(机翼中性点和平尾中性点之间的距离),也就是经过延迟时间

$$\Delta t_\alpha = x_{LH}/V_A \quad (3.3.15)$$

才到达平尾。因而,由式(3.2.8),平尾处的下洗角为

$$\epsilon_H(t) = \epsilon_0 + \epsilon_\alpha \alpha_L(t - \Delta t_\alpha) \quad (3.3.16)$$

而在定常情况下,下洗角为

$$\epsilon_{Hstat}(t) = \epsilon_0 + \epsilon_\alpha \alpha_L(t) \quad (3.3.17)$$

图 3.20 表征了由 $\dot{\alpha} = \text{const}$ 的斜坡形函数和 $\epsilon_0 = 0$ 的准定常关系。在图示情况下,下洗角与定常值的差别为

$$\Delta\epsilon = \epsilon_H - \epsilon_{Hstat} = -\epsilon_\alpha \alpha_L(\Delta t_\alpha) = -\epsilon_\alpha \dot{\alpha}_L \Delta t_\alpha = -\epsilon_\alpha \dot{\alpha}_L \frac{x_{LH}}{V_0} \quad (3.3.18)$$

因此,由式(3.2.9)可得相对定常情况的附加升力为

$$\Delta C_{AH} = -C_{A\alpha H} \Delta\epsilon = +C_{A\alpha H} \epsilon_\alpha \dot{\alpha}_L \frac{x_{LH}}{V_0} \quad (3.3.19)$$

若相对全机表达这部分升力,并用 $\bar{c}$ 展开,则得

$$\Delta C_A = \eta_H C_{A\alpha H} \epsilon_\alpha \dot{\alpha}_L \frac{x_{LH}}{V_0} = \eta_H C_{A\alpha H} \epsilon_\alpha \frac{x_{LH}}{\bar{c}} \left(\frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha}_L \right) \quad (3.3.20)$$

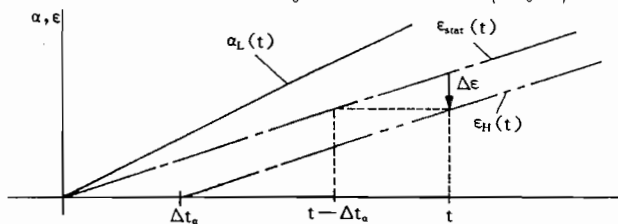


图 3.20 平尾处的下洗延迟变化

(引自/Schänzer 69/)

以及无因次导数(同样也是相对 $\bar{c}/V_0$)

$$C_{A\dot{\alpha}} = \eta_H C_{A\alpha H} \epsilon_\alpha \frac{x_{LH}}{\bar{c}} = \frac{\partial C_A}{\partial \left(\frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha} \right)} \quad (3.3.21)$$

按照式(3.3.11),得附加力矩为

$$\begin{aligned} \Delta C_m = & -\eta_H \Delta C_{AH} \frac{x_H}{\bar{c}} = -\eta_H C_{A\alpha H} \epsilon_\alpha \dot{\alpha}_L \frac{x_{LH}}{V_0} \frac{x_H}{\bar{c}} = \\ & -\eta_H \frac{x_H x_{LH}}{\bar{c}^2} \epsilon_\alpha C_{A\alpha H} \left(\frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha} \right) \end{aligned} \quad (3.3.22)$$

以及无因次导数

$$C_{m\dot{\alpha}} = -\eta_H \frac{x_H x_{LH}}{\bar{c}^2} \epsilon_\alpha C_{A\alpha H} = \frac{\partial C_m}{\partial \left(\frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha} \right)} \quad (3.3.23)$$

这个力矩导数与 C_{mq} 类似,对俯仰运动具有阻尼作用。 C_{mq} 和 $C_{m\dot{\alpha}}$ 这两个导数一般是结合在一起的,在测量技术上难以把它们分开测量。

3.3.3 空速变化的影响

与前一节所讨论的情况类似,机翼和尾翼上不同大小的来流速度也会造成对定常情况的附加项,这种情况出现在飞机加速(由于下洗效应)或者飞越逆风增大的空气场。在后一种情况下,按照与图 3.20 一样的建模方法,用

$$\dot{V}_A = -\dot{V}_W = \text{const}$$

在机翼处

$$V_L(t) = V_0 + \dot{V}_L t = V_0 - \dot{V}_W t \quad (3.3.24)$$

在尾翼处

$$V_H(t) = V_L(t - \Delta t) = V_0 - \dot{V}_W(t - \Delta t) \quad (3.3.25)$$

以及恒定差值

$$\Delta V_H = V_H(t) - V_L(t) = +\dot{V}_W \Delta t \quad (3.3.26)$$

由此,在准定常假设下同样可以得到升力和力矩的附加项。但除了细长三角翼飞机外,这些作用可以忽略不计/Schänzer 69/。

3.3.4 升降舵偏转的影响

升降舵正向偏转一个角度 η ,使平尾翼型弯度增大,从而也使平尾的升力增大,这会造成一个负的俯仰力矩系数 $C_{m\eta}$,如图 3.21 所示。同时,也会引起正的升力系数 $C_{A\eta}$,而阻力系数 $C_{w\eta}$ 的增大(诱导阻力)一般可以忽略不计。

无尾式飞机,例如协和式(Concorde)飞机、航天飞机、X-31A 等,为了进行俯仰操纵,需偏转机翼后缘处的襟翼,如图 3.22 所示。这样一来,就改变了整个机翼上的升力分布,附加升力的作用点在相对远前方,而到重心的力臂比正常布局飞机的

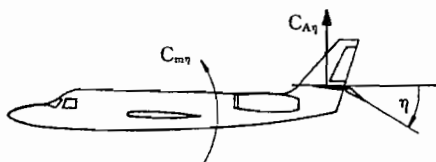


图 3.21 升降舵偏转引起的力和力矩

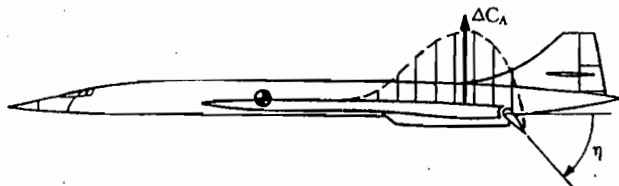


图 3.22 无尾式飞机的俯仰操纵

短。结果造成附加升力系数 $C_{A\eta}$ 和俯仰力矩系数 $C_{m\eta}$ 的比例不当(较大),同时引起较大的升致阻力。所以,飞机对升降舵正向偏转的响应是:在因飞机低头(由于 $C_{m\eta}$)使迎角和总升力变小,从而飞行航迹向下偏转之前,首先明显向上加速(由于 $C_{A\eta}$)。这种效应相当于一种全通网络特性,使航迹倾角 γ 的控制变得困难(参见 8.5.2 节)。

无尾构形的另一个后果是:要用同样的襟翼进行俯仰操纵和滚转操纵,所以又称为升降副翼(升降舵和副翼的集合),它不仅可同向偏转,而且左右襟翼也可反向偏转。最后,这种襟翼不能作为高升力手段,因为不能补偿其大的附加俯仰力矩。在全部飞机范围内,为了在阻力尽可能小的情况下保持稳定飞行,三角翼飞机的配平是一个相当复杂的问题,所以,更详细的讨论可参阅文献/Etkin 72/和/McCormik 79/。

3.4 非对称飞行时空气动力的作用

在任何偏离对称飞行时,空速和迎角也将发生变化,所以,只能近似地把非对称飞行与飞机总的运动分开。尽管这样,我们仍想在这里研究一下非对称运动本身(横侧向运动),而且仅在个别情况下才讨论迎角 α 和空速 V_A 对非对称运动导数的影响。另外,应当记住,横侧向运动的系数和导数大多是按机体坐标系给出的,可以在数据资料中查阅其相应的定义。与纵向运动的系数和导数不同的是,横侧向系数的参考长度是用半翼展长 $b/2$,但这也并非完全统一,应按标准/DIN 9300/特别注明。最后,一般在这里认为立尾是处在飞机纵轴之上的,因为几乎没有什么例外情况。到重心的尾臂长度是从立尾的中性点度量的,要合理地配置其量值。

3.4.1 侧滑角的影响

侧滑侧向力

由图 3.23a)可见,在机体坐标系中的侧向力(如果系数在气流坐标系给出)为

$$Y = Q \cos \beta - W \sin \beta \quad (3.4.1)$$

在基准点(工作点) $\beta_0 = 0$ 上,直线飞行对 β 的导数为

$$\frac{\partial Y}{\partial \beta} = \left(\frac{\partial Q}{\partial \beta} \cos \beta - Q \sin \beta - \frac{\partial W}{\partial \beta} \sin \beta - W \cos \beta \right)_0 = \frac{\partial Q}{\partial \beta} - W \quad (3.4.2)$$

机翼和机身对侧向力贡献不大,在 3.2.4 节已得到立尾的贡献为

$$C_{Q\beta} = -\eta_v(1 - \sigma_\beta)C_{Q\beta v} \quad (3.2.29)$$

通常在侧向力方程中不仅可以略去这一项,而且也可以略去阻力的影响。然而,侧滑角通过 $C_{Q\beta}$ 会引起不能忽略不计的绕 x 轴(如图 3.23b)所示)和 y 轴的力矩(参见下面的讨论)。

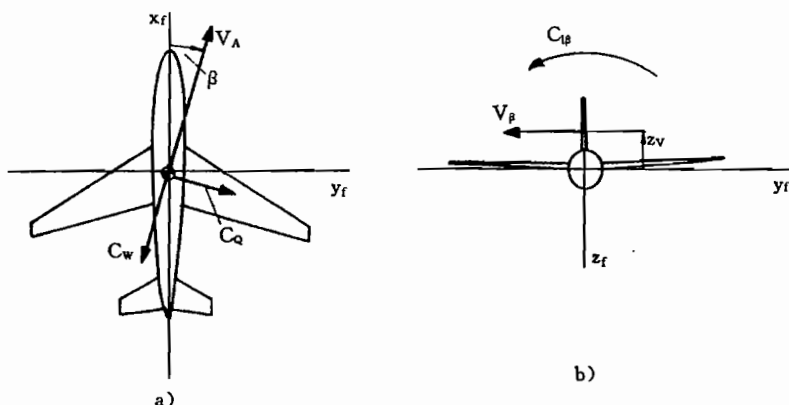


图 3.23 侧滑角引起的力和力矩
a) 机体坐标系中的侧向力; b) 滚转力矩。

侧滑滚转力矩

对横侧向运动具有决定性意义的是由非对称机翼绕流产生的侧滑滚转力矩 L_β , 其中, 主要的影响参数是机翼的 V 形安装角(上、下反角) ν 、后掠角 φ 和展弦比 Λ 。

图 3.24 说明了上反角 ν 的影响。矢量 V_A 在垂直于机翼平面方向的分量 ($w_\perp$) 与迎风一侧机翼上反角 ν (图 3.24 右面) 的关系为①

$$w_{\perp \text{ rechts}} = V_A \alpha \cos \nu + V_A \beta \sin \nu \quad (3.4.3)$$

而在背风一侧机翼(图 3.24 左面)是

$$w_{\perp \text{ links}} = V_A \alpha \cos \nu - V_A \beta \sin \nu \quad (3.4.4)$$

由此引起左右机翼局部的迎角变化为

$$\Delta \alpha_L \approx \pm \beta \nu \quad (3.4.5)$$

它产生一个负的滚转力矩。当 ν 为常数时, 它对 $C_{l\beta}$ 的作用为常数, 即与迎角无关。

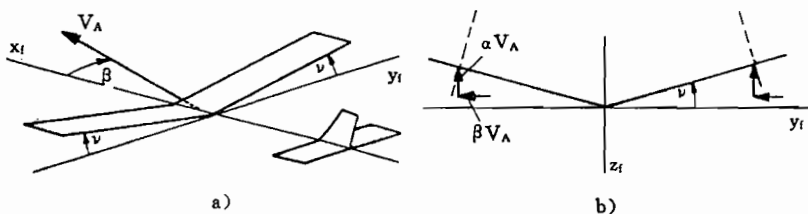


图 3.24 上反角影响的说明
a) ν 的定义; b) 迎角和侧滑角引起的机翼绕流。

如图 3.25 所示, 机身绕流也会产生类似的作用: 上单翼情况下, 对 $C_{l\beta}$ 产生负的贡献; 而在下单翼情况下, 则对 $C_{l\beta}$ 产生正的贡献。对侧滑滚转力矩的主要贡献是由机翼后掠角 φ 造成的。由图 3.26 可以看出, 沿当地机翼弦线方向上的速度分量在迎风机翼一侧(图的右面, rechts)为

$$V_{\perp \text{ rechts}} = V_A \cos(\varphi - \beta) \quad (3.4.6)$$

① 原文有误。——译者

而在背风一侧机翼(图的左面, links)为

$$V_{\perp \text{links}} = V_A \cos(\varphi + \beta) \quad (3.4.7)$$

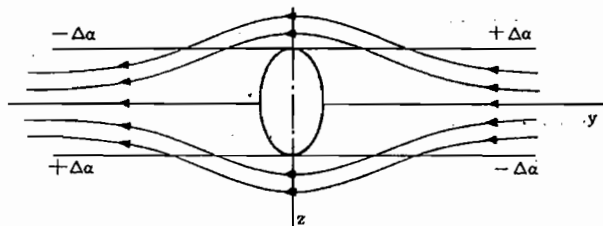


图 3.25 上单翼和下单翼情况下横向绕流对机身的作用

由此造成的滚转力矩 L 与左右机翼的升力之差成正比, 即

$$\begin{aligned} L &\triangleq (A_{\text{links}} - A_{\text{rechts}}) \triangleq \\ &(\rho/2)S\{[V_A \cos(\varphi - \beta)]^2 C_{AL\text{links}} - \\ &[V_A \cos(\varphi + \beta)]^2 C_{AL\text{rechts}}\} \end{aligned} \quad (3.4.8)$$

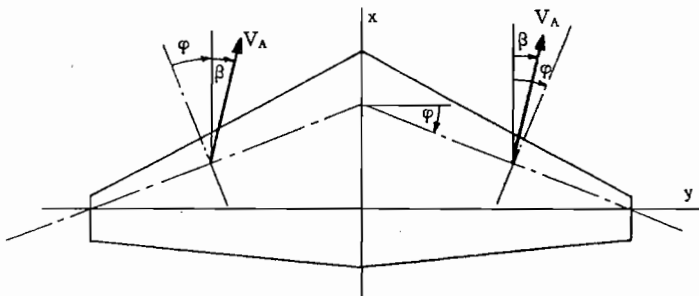


图 3.26 后掠角对侧滑滚转力矩的影响

在小侧滑角情况下, 机翼(Flügel)的贡献为

$$\Delta C_{l\text{Flügel}} \triangleq - (2 \sin \varphi) \beta C_{AL} \quad (3.4.9)$$

即对 $C_{l\beta}$ 是一种负的贡献。最后, 立尾(Leitwerk)对 $C_{l\beta}$ 也提供一种负的贡献, 由图 3.23b) 和式(3.2.29)得

$$\Delta C_{l\text{Leitw}} = - z_v \eta_v (1 - \sigma_\beta) C_{Q\beta v} \beta \quad (3.4.10)$$

侧滑滚转力矩引起偏航自由度和滚转自由度之间发生很明显的耦合作用, 尤其要影响飞机曲线运动时的特征。

这里简要说明一下 $C_{l\beta}$ 对稳定性的影响。如果滚转时转动轴与速度矢量 $\vec{V}_A$ 的方向不一致, 则当滚转角 $\Phi = \pm 90^\circ$ 时, 就从起始迎角变成侧滑角 $\beta = \pm \alpha$, 如图 3.27 所示。这个侧滑角通过 $C_{l\beta}$ 产生一个滚转力矩, 因而就间接地引起一个滚转弹簧常数

$$C_{l\Phi}|_{\alpha} \approx C_{l\beta} \alpha$$

当然, 这里简化成一个自由度的说明只是为了理解飞机的特性, 并证明不能采用导数 $C_{l\Phi}$ 的原因, 因为确实是归因于 $C_{l\beta}$ 的作用。在建立飞行力学方程时, 上述关系都自动通过转动速度矢量和空气动力坐标系之间的角度变换予以考虑。

侧滑偏航力矩

侧向绕流引起的偏航力矩 N_β (已在 3.2.4 节讨论过) 说明了偏航自由度, 亦即总的横

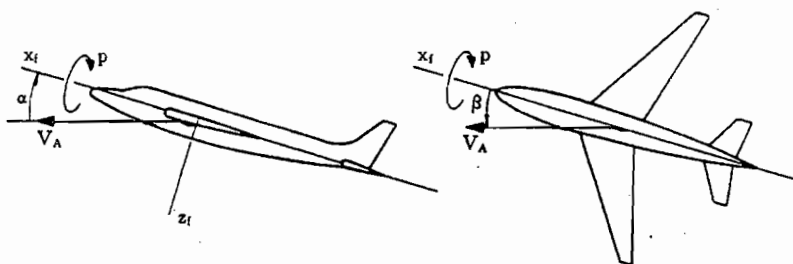


图 3.27 绕惯性主轴旋转时迎角和侧滑角的交变

侧运动的主要弹簧常数。

3.4.2 侧滑角变化的影响

与 3.3.2 节讨论迎角变化的影响类似,连续的侧滑角变化 β 也会对机翼产生非定常作用,经过滞后时间

$$\Delta t_{\beta} = x_{LV}/V_A \quad (3.4.11)$$

后,随时间变化的机翼下洗也会在立尾上产生一个横向流动,该侧向洗流延迟与 $\dot{\alpha}$ 一样,也会产生一个与准定常假设不同的力和力矩。类似 3.3.2 节,这个差值大致可近似用导数

$$C_{Q\dot{\beta}}, C_{l\dot{\beta}} \text{ 和 } C_{n\dot{\beta}}$$

来描述,但很难准确计算和测量,幸好在大多数情况下可以忽略它们的影响。

3.4.3 滚转角速度的影响

滚转——侧向力

相对周围空气的正向滚转角速度,将增大立尾侧滑角,从而引起一个负的侧向力系数 C_{Qp} ,如图 3.28 所示。一般,这种影响可以忽略不计。

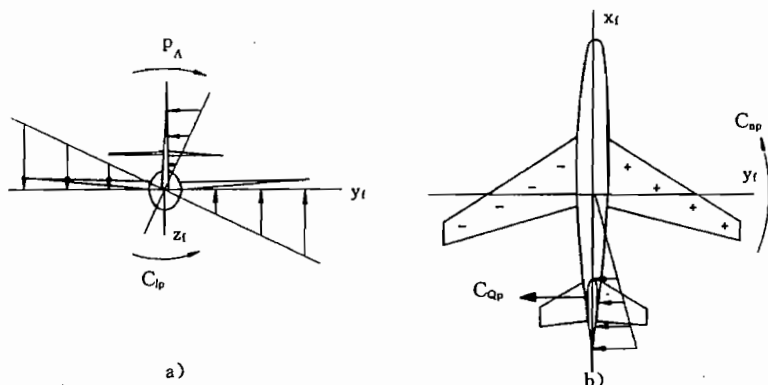


图 3.28 滚转角速度引起的力和力矩

a) p_A 对滚转力矩的作用; b) p_A 对偏航力矩的作用。

滚转——滚转力矩

相对周围空气的正向转动角速度 p_A 使右机翼的迎角增大,左机翼迎角减小,因而产生方向相反的升力,由此又引起一个负的滚转力矩

$$\Delta L = (\rho/2)V_A^2 S(b/2) \frac{\partial C_l}{\partial \left(\frac{b/2}{V_0} p_A\right)} \left(\frac{b/2}{V_0} p_A\right) = (\rho/2)V_A^2 S(b/2) C_{lp} p_A^* \quad (3.4.12)$$

若立尾较大,则滚转力矩还要得到立尾绕流的支持。这种反作用力矩阻止滚转运动,表征了对侧向运动动态阻尼的主要贡献,参见 8.4.3 节。如由图 3.28a)所看到的那样,机翼上当地迎角随 y 而异,即从左翼尖的 $\alpha - p_A(b/2)V_A$ 到右翼尖的 $\alpha + p_A(b/2)V_A$ 。这样,在向下转动的一侧机翼上可能达到甚至超过最大升力,也就是气流可能发生分离。因而,在极限情况下 C_{lp} 的正负号可能发生变化,例如陡尾旋就是这种情况。

滚转—偏航力矩

左右机翼来流方向的变化,由于改变了升力分布,另外还会引起诱导迎角的局部变化,这又引起诱导阻力(总的空气动力的分量,见 3.1 节),而这又形成一个负的偏航力矩,其系数为

$$C_{np} = \frac{\partial C_n}{\partial \left(\frac{b/2}{V_0} p_A\right)} \quad (3.4.13)$$

它描述了滚转运动和偏航运动之间的重要耦合效应(见图 3.28b))。

3.4.4 偏航角速度的影响

偏航—侧向力

相对周围空气的偏航角速度 r_A ,如图 3.29 所示,将在立尾上产生一个负的侧滑角,而它又引起正的侧向力 C_{Qr} ,此外,机翼的偏航运动也会引起非对称下洗,这将在立尾上产生附加的侧向流动(侧洗角 σ)。总的影响为

$$\Delta \beta_v = r_A \frac{x_v}{V_A} + r_A \frac{\partial \sigma}{\partial r_A} = r_A^* \left(\frac{x_v}{b/2} + \frac{\partial \sigma}{\partial r_A^*} \right) \quad (3.4.14)$$

则侧向力为

$$\Delta C_Q = \eta_v C_{Q\beta v} \left(\frac{x_v}{b/2} + \frac{\partial \sigma}{\partial r_A^*} \right) r_A^* = C_{Qr} r_A^* \quad (3.4.15)$$

偏航—滚转力矩

如图 3.29 所示,正的偏航角速度 r_A 主要是使向前一侧(左)机翼的来流速度增大,而使向后一侧机翼的来流速度减小(大后掠机翼情况下的情况比图 3.29 更复杂),由此所引起的非对称升力分布产生一个正的滚转力矩

$$\Delta L = (\rho/2)V_A^2 S(b/2) C_{lr} r_A^* \quad (3.4.16)$$

导数 C_{lr} 与升力系数成正比,因而低速飞行时它的值较大。另外,它还与机翼的上反角和展弦比有关。高立尾对它也有贡献。偏航—滚转力矩是偏航运动和滚转运动产生耦合的另一个重要原因。

偏航—偏航力矩

偏航角速度 r_A 在机翼上诱导的迎角随位置的变化造成向前一侧机翼的阻力增大,使向后一侧机翼的阻力减小,从而产生一个负的偏航力矩

$$\Delta N = (\rho/2)V_A^2 S(b/2) C_{nr} r_A^* \quad (3.4.17)$$

其中

$$C_{nr} = -\eta_v C_{Q\beta v} \left(\frac{x_v}{b/2} + \frac{\partial \sigma}{\partial \alpha^*} \right) \quad (3.4.18)$$

称为偏航阻尼,也与机翼的几何特征有关。在大后掠角($\varphi > 60^\circ$)情况下,它的值可能变为正的,也就是变为反阻尼。立尾对偏航阻尼也有重要贡献。

3.4.5 副翼偏转的影响

副翼用于滚转操纵。副翼是装在机翼外侧反向偏转的操纵面,如图 3.30 所示。正向偏转副翼使右机翼的翼型弯度和升力增加,而使左机翼的翼型弯度和升力减小,从而产生负的滚转力矩 $C_{l\delta}$ 。与此同时也改变了诱导阻力,作为副作用也会产生正的偏航力矩 $C_{n\delta}$,当进入曲线飞行时,它对抗滚转力矩的作用(“负转动力矩”,不利偏航)。这种作用一般都通过结构方面的措施加以避免,例如使副翼向上和向下偏转不一样。

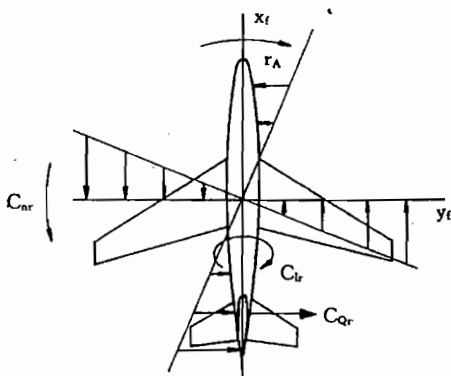


图 3.29 偏航角速度引起的力和力矩

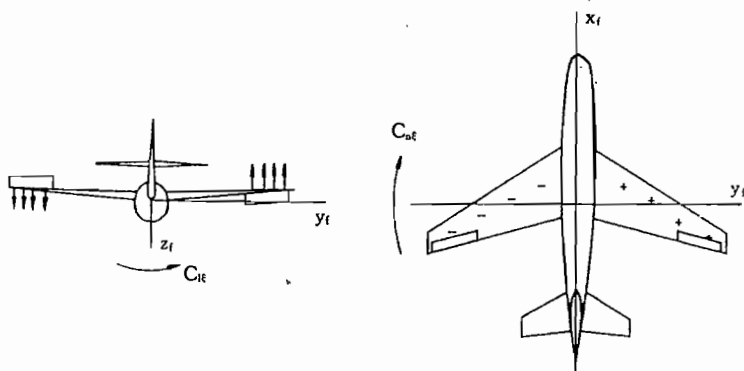


图 3.30 副翼偏转引起的力和力矩

常常也用单侧偏转扰流板来进行滚转操纵(单独地或与副翼配合)。与副翼作用不同,此时升力变化和阻力变化不一样,故 $C_{l\delta}$ 和 $C_{n\delta}$ 具有同样的正负号。按照 2.2.8 节,当右机翼上的扰流板打开时,定义为负偏角,因而 $C_{l\delta}$ 和 $C_{n\delta}$ 都为负。

大展长、薄机翼具有很高的弹性,所以,副翼偏转会使外翼向上弯曲和扭转,如图 3.31 所示,这会降低副翼的作用,而在大动压情况下,甚至可能发生反转(副翼反效)。

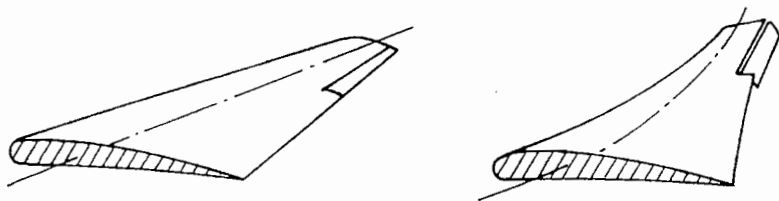


图 3.31 副翼偏转引起的弹性机翼的变形

3.4.6 方向舵偏转的影响

方向舵是装在立尾后缘的操纵面,用于偏航操纵。方向舵正向偏转(绕 z 轴转动,即向左偏转为正)使对称的立尾剖面发生弯曲,产生正的侧向力 $C_{Q\zeta}$,如图3.32所示,由此又引起负的偏航力矩 $C_{n\zeta} = -x_v C_{Q\zeta}$,在高置立尾情况下,还会产生正的滚转力矩 $C_{l\zeta} = z_v C_{Q\zeta}$,而这又反抗偏航力矩的作用,同时,作为副作用,也会影响平尾上的流动特性。

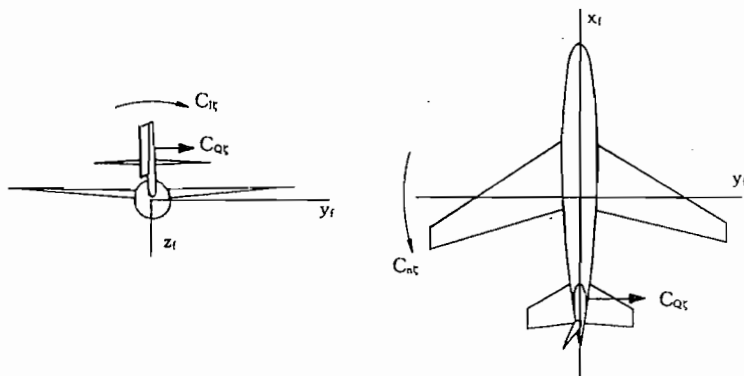


图 3.32 方向舵偏转引起的力和力矩

曲线飞行时,方向舵一般只与副翼配合使用,以辅助副翼作用,抑制侧滑角。此外,为了有意产生侧滑角 β 和阻力(“滑动”=副翼和方向舵反向偏转),例如一侧发动机停车情况下,为了力矩平衡,才使用方向舵。一侧发动机停车,不仅对立尾的大小、而且对所需要的最大方向舵效能都起决定性作用。机身的弹性变形(弯曲和扭转)会使升降舵和方向舵的效能下降。由于这个原因,而且为了遵守强度边界,舵面的偏度在大动压下是受到限制的。

3.5 空气动力模型的补充和总结

空气动力模型比这里所能作的描述要复杂得多。在明确地总结所讨论过的有关变量之前,还应指出其它一些难以模型化描述的影响。

3.5.1 纵向运动和侧向运动的空气动力耦合

在3.4.1节已指出,侧滑滚转力矩导数 $C_{l\beta}$ 有时还与 C_A 、从而与 α 有关。因而准确模型化时,应表示成

$$\Delta C_l = C_{l\beta}(\alpha)\beta = (C_{l\beta 0} + C_{l\beta \alpha}\alpha)\beta \quad (3.5.1)$$

在大迎角范围,其它一些导数也与 α 有关,特别是那些主要受到下洗影响的偏航导数。更详细的情况可参看文献/Etkin 72/,/McCormik 79/等。

3.5.2 地面效应

在起飞和着陆临界飞行阶段,飞机作近地飞行。伴随升力产生的下洗受到地面的限

制,明显地改变飞机的流动情况。这种称为地面效应的总的影

- 使平尾处下洗角 ϵ_a 减小;
- 使机翼和尾翼的升力线斜率 $C_{A\alpha}$ 增大;
- 使阻力减小。

这些影响大致与离地高度成反比,如图 3.33 所示。这就引起升力增大(当迎角不变时),从而使航迹倾角增大,在着陆时产生有利作用。

由式(3.2.24)可以看出, ϵ_a 的减小使中性点向后移动。这就会产生一个负的(低头)纵向力矩,从而明显地提高了俯仰弹簧常数。为了保持迎角不变,或者甚至为了能进一步增大迎角以降低空速,则随着飞机不断接近地面,必须产生一个越来越大的正向配平力矩。大多数情况下,这对所需要的升降舵效能(或者尺寸)起决定性作用,而且一般限制了最大允许的重心前限。在三角翼飞机上同样会因机翼的后部更靠近地面并产生大部分附加升力,造成一个负的纵向力矩。与此类似,在滚转自由度中也会形成明显的弹簧效应。具有 T 形尾翼的飞机,例如 B727,这个低头力矩很小,或者为零。

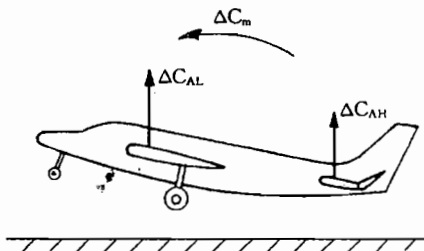


图 3.33 地面效应

3.5.3 弹性变形的影响

由于飞机轻结构特性的缘故,飞机结构具有很高的弹性。作用在机翼、机身和尾翼上的力造成使飞机发生弹性变形的力矩。此外,这也会造成当地迎角相对其平均值变化,反过来这又产生空气动力。这种反作用明显改变了飞机的静态和动态特性,对这个问题要在广泛的气动弹性专业范围加以讨论。这个问题的模型化处理,需要围绕机翼和机身弯曲及扭转的主要弹性自由度扩展方程组。因为这远远超出本书的研究范围,这里只能对这种效应给以有限的说明,详情可参阅文献/Försching 74/。

弹性特性既有静态作用,也有动态作用。例如,根据静态力和质量分布,机翼的模式要视飞机是停放在地面上,还是巡航飞行或者是作大载荷系数飞行而各不相同。另一种静态影响业已在 3.4.6 节同副翼操纵一起讨论过了。

动态作用涉及弹性振动模态,如图 3.34 所示。这种作用既可以由大气紊流激发,也可以由操纵面偏转激发。用于刚体自由度控制的反馈,同样也要影响这些弹性自由度,大多是不稳定的。因此,要限制它的增益。只要刚体运动和弹性运动的特征频率间隔足够大,则在高频范围可使控制器的作用受到低通滤波器(或者带阻滤波器)的抑制。弹性自由度的特征频率越低就越困难,尤其是大型飞机更是如此(例如,XB 70, B 747)。这时需要在所有频率范围内谨慎地设计控制器。特别危险的气动弹性现象是机翼颤振,这是一种机翼扭转振动和弯曲振动的组合运动,是由于力和偏移之间的气动弹性反馈形成的,尤其在高速飞行范围,它可能是不稳定的。防止颤振是限制最大飞行速度的原因之一。

只有通过附加微分方程才能得到弹性变形对动态影响的模型,静态影响通常在空气动力系数中考虑,例如,用机身弹性修订升降舵效能/Etkin 72/。

假设机身弯曲与平尾上的升力成正比,并使尾翼扭转 $\Delta\alpha_H$ 角,如图 3.35 所示,则尾翼

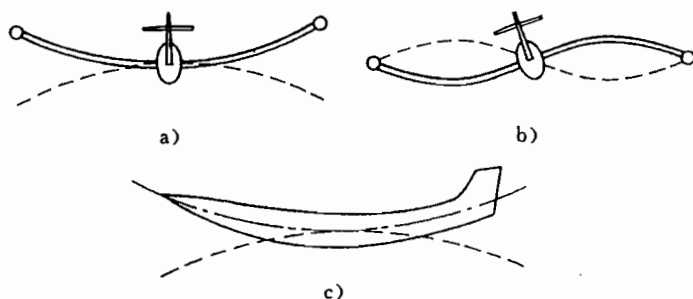


图 3.34 弹性运动模式示例

a)一阶机翼弯曲振动;b)二阶机翼弯曲振动;c)一阶机身弯曲振动。

上的迎角为

$$\alpha_H = \alpha_L - \epsilon + i_H - k_{aH}A_H = \alpha_L - \epsilon + i_H - k_{aH}(\rho/2)V_H^2 S_H C_{AH} \quad (3.5.2)$$

由此所产生的升力为

$$C_{AH} = C_{AoH} \alpha_H = C_{AoH} (\alpha_L - \epsilon + i_H - k_{aH}(\rho/2)V_H^2 S_H C_{AH}) = \frac{C_{AoH}}{1 + k_{aH}(\rho/2)V_H^2 S_H C_{AoH}} (\alpha_L - \epsilon + i_H) = C_{AoH}^* (\alpha_L - \epsilon + i_H) \quad (3.5.3)$$

式中,分母表征一种修正因子,它修改了式(3.2.11)的 C_{AH} 和 C_{AoH} 。系数

$$\Delta C_{AoH} = C_{AoH} \left(\frac{1}{1 + k_{aH}(\rho/2)V_H^2 S_H C_{AoH}} - 1 \right) \quad (3.5.4)$$

为负,按照式(3.2.24),它使中性点向前移动了

$$\frac{\Delta x_{NL}}{\bar{c}} = \eta_H \frac{x_H}{\bar{c}} \frac{\Delta C_{AoH}}{C_{Ao}} (1 - \epsilon_a) \quad (3.5.5)$$

而升降舵效能也要降低。把式(3.5.3)展开成

$$C_{AH} = C_{AoH} \alpha_H + C_{AH\eta} \eta \quad (3.5.6)$$

经过同样的变换,得

$$C_{AH} = C_{AoH}^* (\alpha_L - \epsilon + i_H) + \frac{C_{AH\eta}}{1 + k_{aH}(\rho/2)V_H^2 S_H C_{AoH}} \eta \quad (3.5.7)$$

对 $C_{AH\eta}$ 的修正因子与上面是一样的。



图 3.35 机身弯曲引起的尾翼处的角度

(引自/Etkin 72/)

3.5.4 发动机的影响

根据发动机的几何特性和发动机的动量变化关系,发动机推力除了用于推进力外,还对升力和力矩有贡献。3.6节将对此作进一步讨论,在3.2.3节也作过研究。此外,螺旋桨滑流或者涡轮喷气发动机的燃气流对机翼和尾翼处的流动状况具有强烈影响,如1.2.5节图1.12所述。

最主要的影响如下:首先,滑流诱导的当地附加速度使机翼升力得以提高,这不仅提高了最大升力,而且还提高了全机的升力线斜率 $C_{A\alpha}$ 。第二种影响是涉及机翼下洗的变化,从而也改变了尾翼的升力和力矩。这样,不仅可能改变定常平衡特性(例如配平所需要的平尾安装角 i_H),而且会因非定常效应影响空气动力导数。

反过来看,推力与发动机进气口处的流动状况有关,因此,受到当地迎角和侧滑角的影响。尤其是装在尾部的发动机,由于机翼下洗的缘故,其流动状况更为复杂。这些影响很难模型化描述,对绝大多数飞机来说,对于发动机推力和空气动力之间的相互耦合,几乎没有什么准确的了解。

3.5.5 系数和导数的分类

表3.1列出的导数都同飞机构形(机翼几何特性、重心位置等)和飞行状态(迎角、马赫数等)有关,尚不能对这些关系以及导数的相对大小作出普遍适用的说明,甚至它们的正、负号都可能发生变化。这方面的一些知识或者从飞行力学的经验中得到,或者须由所研究飞行状态的有关飞机的数据中查到。一般可以忽略不计的一些量都加上括号。

表 3.1 气动导数分类

	M	α	$\dot{\alpha}$	q_A	η	κ	β	$\dot{\beta}$	$\dot{p}_A$	r_A	ξ	ζ
X	C_{W_M}	C_{W_α}	$(C_{W_{\dot{\alpha}}})$	(C_{W_q})	(C_{W_η})	C_{W_κ}	(C_{W_β})					
Z	C_{A_M}	C_{A_α}	$(C_{A_{\dot{\alpha}}})$	(C_{A_q})	C_{A_η}	C_{A_κ}						
M	C_{m_M}	C_{m_α}	$(C_{m_{\dot{\alpha}}})$	C_{m_q}	C_{m_η}	C_{m_κ}						
Y		(C_{Q_α})					C_{Q_β}	$(C_{Q_{\dot{\beta}}})$	(C_{Q_p})	(C_{Q_r})	(C_{Q_ξ})	C_{Q_ζ}
L							C_{l_β}	$(C_{l_{\dot{\beta}}})$	C_{l_p}	C_{l_r}	C_{l_ξ}	C_{l_ζ}
N							C_{n_β}	$(C_{n_{\dot{\beta}}})$	C_{n_p}	C_{n_r}	C_{n_ξ}	C_{n_ζ}

这个表是这样编排的,首先列出对称运动的有关量(x方向和z方向的力,绕y轴的力矩),然后,列出非对称运动的有关量(y方向力,绕x轴和z轴的力矩)。除了作大角度和大角速度的剧烈机动外,一般耦合量(例如 C_{W_β} 或者 C_{Q_α})皆可忽略不计。这些量只有少数理论上的表达式,一般没有数量上的说明。由此显然可以看出,对称运动(X,Z,M)和非对称运动(Y,L,N)的气动作用近似解耦。当然,只有准定常飞行时才能不计耦合的影响,也就是说,只限在与对称直线飞行只有小偏差的情况下。在剧烈飞行机动(大的转动角速度)和大迎角范围内,就不能这样处理。这种情况下确定耦合导数当然是很困难的。

另外还要注意,在猛烈激发非对称运动时,空速和迎角也会发生很大变化,不可避免会产生耦合。

为了更好地综合本章所介绍的这些关系,把空气动力作用表示成如图3.36所示的框

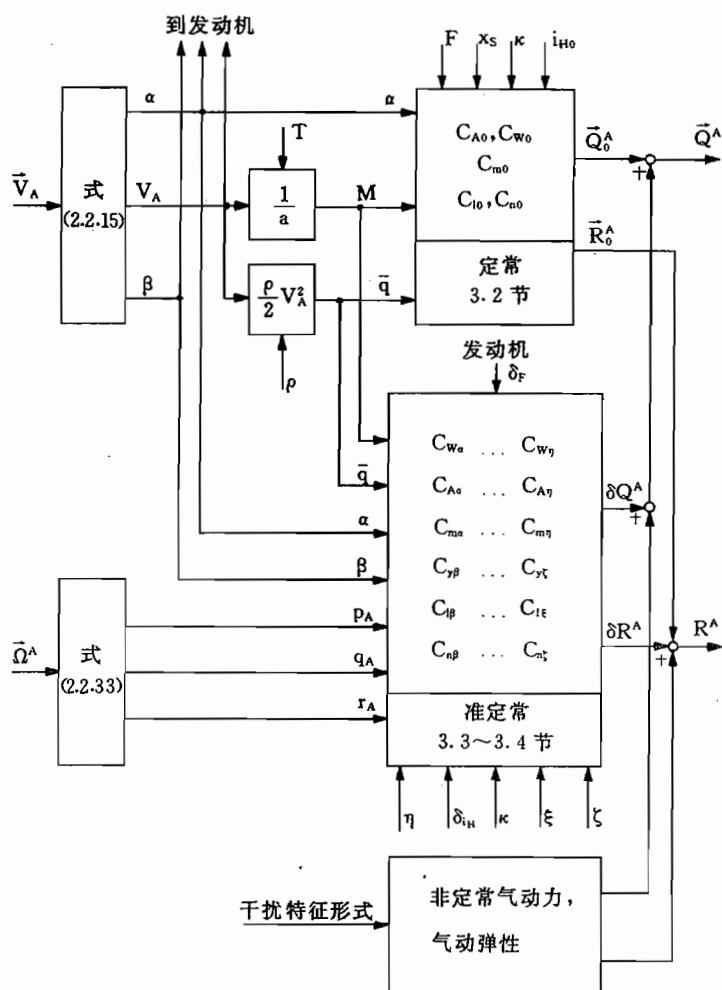


图 3.36 空气动力作用框图

图。这张框图只示出总的特征,仅用来更好地理解空气动力的起因及其作用的关联。

框图上面这部分说明了在 3.2 节所讨论的配平状态下的定常关系。空气动力矢量 $\vec{R}_0^A$ 和力矩矢量 $\vec{Q}_0^A$ 是动压 q 与那些同马赫数 M 和迎角 α 有关的空气动力系数的乘积。归根结底,空气动力是由飞机和空气之间的相对速度 $\vec{V}_A$ 引起的。另外,还与重心位置 x_s 、平尾安装角 i_H 、襟翼偏角 κ 以及发动机推力 F 的干扰影响等有关。

框图的中间部分表征了 3.3 节和 3.4 节所讨论的与配平飞行状态发生偏差的准定常处理方法。附加力 $\delta \vec{R}^A$ 和附加力矩 $\delta \vec{Q}^A$ 的起因是相对量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{\Omega}_A$,它们中包含了风、阵风的影响和飞机运动的反作用。它们的作用写成为动压与气动导数的乘积。另外,可用操纵量 ξ, η, ζ, i_H 和 κ 来改变飞机的反作用。

最后,框图的下面部分指出了难以描述的非定常气动力和气动弹性的有关影响,这里我们没有对它们加以说明。

3.6 航空喷气发动机

与航空飞行器一样,也有为数众多的各种类型的航空推进器。对飞机和直升机推进来说,最主要的是燃气涡轮发动机。按照结构型式,又分成单涵道发动机、双涵道发动机,单轴、双轴和三轴发动机,以及带加力燃烧和不带加力燃烧的发动机(参见/Ostenrath 68/,/Münzberg 72/,/Hagen 82/,/Müller 86/,/Urlaub 91/)。

由于在高亚音速范围的经济性的缘故,双涵道(风扇)发动机获得了最广泛的应用。在这种发动机上,冷空气通过外风扇在外涵道中加速,这样,与涡轮喷气式发动机相比,工质流量显著得以加大,例如,A 300 飞机上所采用的通用电气公司(GE)的涡轮风扇发动机CF-6的外涵道增压比 $\mu=4.4$ 。涡轮螺旋桨发动机也可视为具有很高外涵道增压比($\sim 40:1$)的双涵道发动机。

图 3.37 给出一种双轴—双涵道涡轮喷气发动机的剖面图。这种发动机具有内、外涵道,由进气口、压气机、燃烧室、涡轮和推力喷管等组成。作为喉道用的进气口的任务是:尽可能无损失地供给均匀空气质量流。在压气机内通过转子轴机械方式给空气加入能量。在燃烧室内,通过喷射燃料的燃烧,实现等压输入热量,从而进一步输入能量。在燃烧室之后,使经过压缩和加热的气体降压,其中,在涡轮内的部分压力下降是用来推动压气机所作的功。在喷管内压力进一步下降到环境压力,从而使喷气流做功。因此,推力喷管应该这样设计:在出口截面前完全去除压力。应当通过相应的控制,使进气道和推力喷管始终与环境条件相匹配。在超音速范围,这种控制是相当困难的。

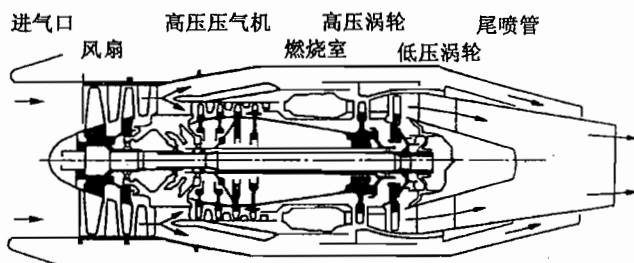


图 3.37 双涵道发动机 Larzac 04
(双轴涡轮风扇发动机)
的剖面图(引自/Hiesener 92/)

3.6.1 推力的产生

发动机所产生的推力就是使工质加速所施加作用力的反作用力,由进口和出口气流总的动量变化可得

$$\vec{F} = \frac{d\vec{l}}{dt} = \frac{d}{dt}(m\vec{V}) \quad (3.6.1)$$

其中 $\vec{V} = -\vec{U}$ 。发动机可以简化视为一个管道,空气经过进口截面 S_{ein} 进入,通过以燃料形式输入能量后,又作为混合气体由出口面积 S_{aus} 排出,如图 3.38 所示。在巡航飞行时,所

输入的空气从当地气流速度 U_∞ 减速到进口速度 U_{ein} 。在进气口之前形成压聚,使进口处压力 $\bar{p}_{\text{ein}}$ 高于环境压力 $\bar{p}_0$ 。如果在推力喷管内处于完全膨胀,则在出口截面上又恢复到环境压力 $\bar{p}_0$ 。在非完全膨胀情况下,则在出口截面后面会发生有损失的自由射流膨胀。

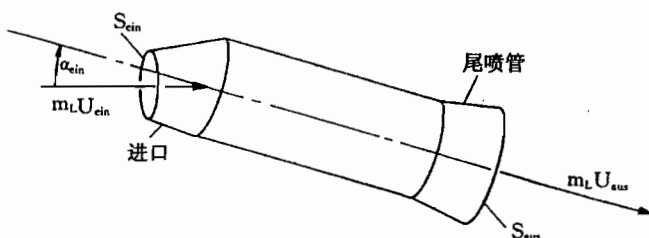


图 3.38 推力生成简化模型

总的动量随时间的变化率,等于出口截面和进口截面动量变化之差和控制体积内的动量变化之和

$$\frac{d}{dt}(m\vec{V}) = \dot{m}_{\text{aus}}\vec{V}_{\text{aus}} - \dot{m}_{\text{ein}}\vec{V}_{\text{ein}} + \frac{d}{dt}(m\vec{V})_{\text{KV}} \quad (3.6.2)$$

这里简化成一维流动(在截面上的 $\dot{m}$ 和 $\vec{V}$ 皆为常数)。另外,燃料质量流量约占空气质量流量 $\dot{m}_L$ 的 1.5%,相比之下,可以忽略不计。在定常流动情况下,发动机内的非定常过程可以忽略不计。这样,式(3.6.2)等号右侧的第三项可以去掉。最后,按质量守恒定律,有

$$\dot{m}_{\text{aus}} = \dot{m}_{\text{ein}} = \dot{m}_L \quad (3.6.3)$$

若进一步假定,进口截面和出口截面上压力总等于环境压力,则可去掉压力推力部分的作用,从而

$$\vec{F} = \dot{m}_L(\vec{V}_{\text{aus}} - \vec{V}_{\text{ein}}) = \dot{m}_L \Delta \vec{V} \quad (3.6.4)$$

进口速度矢量和出口速度矢量不一定恰好就在发动机纵轴上。虽然高速飞行时速度矢量 $\vec{V}_{\text{ein}}$ 大致就在速度 $\vec{V}_A$ 的反方向上,但与当地迎角有关,因而就与进气口的几何特性以及发动机的安装位置有关。例如,装在飞机尾部的发动机就可能受到机翼下洗的影响。为了把损失减小到最低限度,发动机应这样安装:使设计点(例如巡航飞行)上的速度矢量 $\vec{V}_{\text{ein}}$ 与发动机的转轴方向一致。如果没有用特别构形的喷管,或者没有用操纵面使出口喷流转向(推力矢量操纵),则可以足够准确地近似认为速度矢量 $\vec{V}_{\text{aus}}$ 与发动机轴线一致。但即使在这种情况下,推力矢量 $\vec{F}$ 也还要偏离发动机轴线,如图 3.39 所示。因此,沿发动机纵轴和垂直发动机纵轴方向的发动机推力分量为

$$F_x = \dot{m}_L V_{\text{aus}} - \dot{m}_L V_{\text{ein}} \cos \alpha_{\text{ein}} \approx \dot{m}_L (V_{\text{aus}} - V_{\text{ein}}) \quad (3.6.5)$$

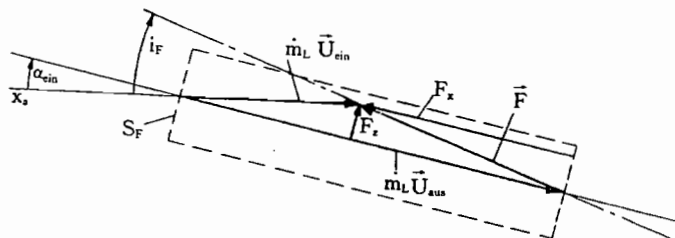


图 3.39 推力矢量的几何特性

$$F_z = -\dot{m}_L V_{\text{ein}} \sin \alpha_{\text{ein}} \approx -\dot{m}_L V_{\text{ein}} \alpha_{\text{ein}} \quad (3.6.6)$$

如果发动机端面积用 S_F 表示, 当 $V_{\text{ein}} \approx V_A$ 时, 得空气质量流量为

$$\dot{m}_L = \rho S_F V_A \quad (3.6.7)$$

因而推力分量为

$$F_x = \rho S_F V_A (V_{\text{aus}} - V_A) = 2(\rho/2) V_A^2 S_F \left(\frac{V_{\text{aus}}}{V_A} - 1 \right) \quad (3.6.8)$$

$$F_z = -2(\rho/2) V_A^2 S_F \sin \alpha_{\text{ein}} \quad (3.6.9)$$

这两部分推力分量都与动压头和发动机进口截面积成正比, 切向推力分量 F_x 随速度比 V_{aus}/V_A 的增大而增大, 而法向推力分量 F_z 则是迎角的函数, 所以, 常常把它附加在空气动力升力上。式(3.6.8)又可采用推力负荷系数

$$C_F = \frac{F}{(\rho/2) V_A^2 S_F} \quad (3.6.10)$$

作为推力的无因次系数, 它与空气动力系数定义类似。但是, 因为大多数发动机的推力与空气的静压成正比, 所以取代推力负荷系数, 定义一个“折算推力比”(又称静推力负荷系数)为

$$C_{\text{Fred}} = \frac{F}{\bar{p}_0 S_F} = \frac{(\rho/2) V_A^2}{\bar{p}_0} C_F \quad (3.6.11)$$

它与折算推力 $F/\bar{p}_0$ 成正比, 计算发动机特性时要用到这个量。折算推力比和折算推力这两个量都与静压 $\bar{p}_0$ 成反比, 因而随高度的增加而增大。

发动机功率与外部影响参数的关系

外部影响参数可以理解为空气压力、密度、温度等环境条件和飞行高度、马赫数等飞行条件, 以及以迎角和侧滑角形式表现的进口条件。对于燃气涡轮发动机来说, 所有这些影响参数皆可归结为它们对进气口后, 即对压气机进口处的总压和总温的影响。因而, 当发动机的几何特性不变时, 推力是发动机转数和进口条件的函数。所有吸气式发动机, 它们的功率都与进口压力成正比, 而功率和热效率则随进口温度的增加而下降。图 3.40 给

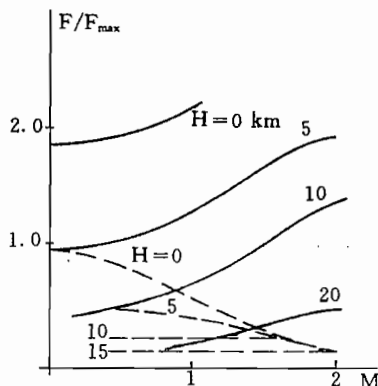


图 3.40 一个三轴涡轮喷气发动机的推力与马赫数和高度的关系

--- 不开加力; — 开加力。

(引自/Schänzer 91/)

出推力与飞行高度和马赫数的关系的一个示例。

推进功率系数

不同类型发动机的推力与马赫数的关系差别很大,从而也就决定了它们的使用范围。用折算推力比表征这种关系最为简单。具有常值推进功率 P 和近似常值螺旋桨效率 η 的螺旋桨式推进器(活塞式发动机),其折算推力比与马赫数成反比

$$C_{F_{red}} = \frac{\eta P}{\bar{p}_0 S_F V_A} = \frac{\eta P}{\bar{p}_0 S_F a} \frac{1}{M} \quad (3.6.12)$$

双涵道涡轮风扇发动机和涡轮螺旋桨式发动机的 $C_{F_{red}}$, 同样也与 $1/M$ 成正比。由式(3.6.11)可以看出, 涡轮喷气发动机的折算推力比与高度成正比, 但几乎与马赫数无关。冲压式空气喷气发动机的推力随进口处动压的增加而增加, 这样, 折算推力比随马赫数的平方而增大。带加力燃烧室的涡轮喷气发动机和双涵道涡轮风扇发动机在较大马赫数下的特性也与此类似。

各种发动机可以粗略用 $C_{F_{red}}$ 加以分类。如果写成一般形式

$$\dot{C}_{F_{red}} = k(M)^{n_F} \quad (3.6.13)$$

则近似有(见图 1.11):

$n_F = -1$ 螺旋桨式发动机和涡轮风扇发动机;

$n_F = 0$ 涡轮喷气发动机(单涵道);

$n_F = +2$ 冲压式空气喷气发动机。

运行边界

不论从动态特性还是从静态特性看, 只能在发动机安全运行边界内产生推力。当超过这个边界范围时, 将会在热、机械或者空气动力等方面发生过载, 或者发生停车。图 3.41 示出双涵道涡轮风扇发动机 Larzac 04C5(带有动态放气和调节喷嘴)的安全运行边界, 它是由热力学综合程序仿真计算得到的。

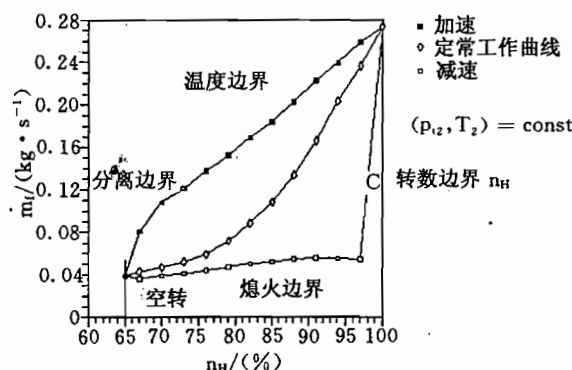


图 3.41 双涵道涡轮风扇发动机的运行边界(海平面)

(引自/Hiesener 92/)

运行边界的下限是空转转速, 它是在运行中允许的最低转速, 在该转速下过程还能安全地维持住。它是飞行状态和大气压力的函数。在发动机加速时, 若燃料注入量增加, 燃烧室压力以及压气机的压力比提高太厉害, 风扇或压气机中会发生流动分离的危险。在超

过分离边界后发生旋转失速或者压气机抽吸。这两者都导致推力损失,甚至发动机损坏。

对燃料—空气比,因而也是对使用范围的另一个限制是第一级涡轮叶片的最大允许加热。涡轮过热,会降低寿命,甚至完全损坏。由于强度方面的原因(叶片材料、轴承损坏),提高轴转数同样也受到限制。最后,当发动机减速时,如果燃料供给减少得太突然,则存在熄火的风险。温度边界、转数边界和熄火边界都可以由测量得到,而使用特性曲线对分离边界的接近情况则既不能测量也不能准确估算。难的是还要考虑到使用边界与发动机进口条件有关,例如,压力和温度变化或者大气紊流。所以,发动机的操纵总要对这个边界保持一定的安全间隔/Hiesener 92/。

3.6.2 发动机模型

为了模拟发动机的动力学特性,主要采用三种方法。

1. 空气动力—热力学综合仿真程序,方程围绕动力学项展开。根据所使用的各个部件的特性,这种仿真计算是很准确的,并能相当好地复现各个部件的物理特性。然而,这种根据迭代求解方程的仿真计算,工作量很大,只有进行发动机设计和发动机控制设计时,才要求作这样繁重的计算。

2. 状态空间描述的线性化模型,其精确度仅限于相对于工作点发生小偏离的情况。通过工作点跟踪,可以得到所谓准定常模型,该模型可以用在全部使用范围内。当模拟过程变量和操纵变量较多时,计算工作量也相当大。其另一个缺点是,作线性化处理时,很大程度上丢掉了物理上的关系。

3. 根据转子动力学,采用集合参数的简化非线性或者线性模型。一般讲,把发动机作为飞行控制系统的一部分进行模型化处理,这种模型已经足够了。

燃气涡轮的过渡过程特性由4个动力学部分来确定/Klotz 88/。

固体部件内热能积聚

当发动机运行状态变化时,燃气温度也发生变化,由此使发动机各部件的热函也发生变化。对流热交换时间常数范围约为几分钟,结果造成各部件的热膨胀也不相同,例如,在输入热量时,薄壁涡轮机匣的膨胀比涡轮转子要快,短时间内所造成的间隙增大会使涡轮效率下降。

固体部件内的机械能积聚

机械能积聚主要涉及由于惯性而在转子中积蓄的动能。部件的弹性变形在这里并不重要。转子加速的时间常数约为十分之几秒的量级。

非定常气体动力学

非定常气体动力学包含描述流体介质状态变化的所有现象,涉及质量、能量和动量的积聚。这些过程的时间常数为毫秒级(10^{-3})。

化学反应

燃烧室内化学反应的最小时间常数约为几微($=10^{-6}$)秒,即使在精确的发动机模型中,也可以忽略不计。

简化的发动机模型

发动机动力学中占主导地位的是转子的时间特性,因此,模型简化只限于这个部件,尤其是在飞行控制器设计中,只关心发动机推力对飞机运动的影响。例如,对于双涵道涡

轮风扇发动机,可选用两个轴转数作为状态变量。

简化成转子动力学的线化方程组的形式如下,这里几乎占满了全部矩阵

$$\begin{bmatrix} \dot{N}_L \\ \dot{N}_H \end{bmatrix} = \underline{A} \begin{bmatrix} N_L \\ N_H \end{bmatrix} + \underline{B} \begin{bmatrix} \dot{m}_B \\ A_8 \\ \dot{m}_{bl} \end{bmatrix} \quad (3.6.14)$$

$$[T_3 \bar{p}_{t3} T_4 F_n T_7]^T = \underline{C} \begin{bmatrix} N_L \\ N_H \end{bmatrix} + \underline{D} \begin{bmatrix} \dot{m}_B \\ A_8 \\ \dot{m}_{bl} \end{bmatrix} \quad (3.6.15)$$

式中 $N_L=N_1$ ——低压轴转数; $N_H=N_2$ ——高压轴转数;
 $\dot{m}_B$ ——燃料质量流量; A_8 ——尾喷管截面积;
 $\dot{m}_{bl}$ ——压气机的放气量; T_3 ——燃烧室进口温度;
 $\bar{p}_{t3}$ ——燃烧室进口压力; T_4 ——高压涡轮进口温度;
 F_n ——净推力; T_7 ——排气温度。

状态方程参数可通过输入变量和状态变量激励进行辨识,例如通过综合计算程序/Proskawetz 89/。附录 A.1.4 给出在不同工作点上方程系数的示例。

3.6.3 发动机控制

发动机的主要控制变量是推力。然而,在飞行中不能足够准确地确定推力,作为替代方式,必须控制总压比或者控制轴转数。具有高的涵道流量比的现代涡轮风扇式发动机,大多是控制风扇转数 $N_L=N_1$,因为它与推力成正比,所以,最为方便。

发动机控制器能反应的主要操纵变量是作为能量输入的燃料质量流量 $\dot{m}_B$ 以及尾喷管调节。作为次操纵量是调节压气机或涡轮的进口叶片或者导向叶片,以使发动机的几何特性与当时的工作状态相匹配,以及压气机放气或者吹气,以保证分离边界有一定的安全间距。所有的控制传递函数都互相耦合,所以,发动机控制器必须作为多变量控制器来设计。

美国 FAA 的发动机适航标准 FAR 33 部(FAA/FAR Part 33)中规定了对发动机可靠性和动态特性的要求。这个适航标准规定,当从定常的空转状态(最大为起飞推力的 15%)加速到满载时,应在 5s 以内达到 95%满载转数(也低于最大枢轴气流量或最大枢轴功率)。第二个重要的要求是,当在 1s 内要使规定值从空转变到满载时,不允许发动机工作过程靠近它的使用边界。另外,还要求在 1s 之内的转数的少量变化要能使超调量限制在设计转数的 2%,并且使稳态的控制偏差小于 1%。最重要的要求是,当规定转速任意阶跃变化时,不允许离开安全使用范围,在任意扰动和进气条件下都能实现,所以,应该避免在临界条件下控制器给发动机发出阶跃型指令。

为满足这些要求,发动机控制另外还要通过测量来确定当时的工作点离使用边界的间距。所以,除了转数外,测量发动机温度或者相应的替代量是很重要的。分离边界的间距是不能测量的。但作为替代,可以限制轴的加速度,或者限制作为换算转数函数的压气机的压力比。除了发动机参数外,扰动变量的测量也是很重要的。这里,也可以确定进口处的流动状况,或者测量枢轴功率或枢轴气流量/Sölter 90/。

老式发动机控制器主要是液压式的,近年来,已发展了一些高品质和高可靠性的电子控制器。对于承担全部发动机控制任务的数字式系统,包括对使用范围的限制在内,已引进全自动数字式发动机控制(FADEC)概念。

3.6.4 作为飞机运动控制装置的发动机

发动机最一般的任务是提供推进功率,并通过改变飞机的总能量特性,修正飞机的航迹速度和航迹倾角。通常,推力的大小是通过随时间变化输入的能量、也就是通过燃料质量流量和尾喷管面积来控制的,而推力矢量转向则有多种方式,包括为使尾喷流偏斜而用的喷管偏转板以及使整个发动机转向等各种形式,详见 10.1.2 节。可以想象,发动机也可在不同方向安装组合(例如上升风扇)。其中,有些方法已用在垂直起落飞机,例如 Do 31, VJ 101 和鹞式(Harrier)飞机上。

然而,这里只讨论一般的情况,即发动机固定安装在飞机纵轴方向,并且没有推力转向,也就是说,总的推力大致作用在 x_f 方向上。水平起飞的飞机,在大多数情况下,都是这种情况,同时认为着陆时都装有减速的反推力装置。

这里所假定的发动机几何特性已在 2.5 节中介绍过,如图 2.21 所示。发动机推力对飞机的力和力矩特性的总的作用,主要来自这种几何特性,而发动机推力特性对机翼和尾翼流动状态的影响则是次要的,在这里是把它总括在力 $\vec{R}^{FA}$ 和力矩 $\vec{Q}^{FA}$ 中,而没有进一步逐一加以说明。由式(2.5.4)和式(2.5.5),在飞机固连坐标系上,有

$$\vec{F}_f = \begin{bmatrix} \cos i_F \\ 0 \\ -\sin i_F \end{bmatrix} F_{res} + \vec{R}_f^{FA} \quad (3.6.16)$$

$$\text{和} \quad \vec{Q}_f^F = \vec{r}_f \times \vec{F}_f + \vec{Q}_f^{FA} = \begin{bmatrix} -y_f \sin i_F \\ z_f \cos i_F \\ -y_f \cos i_F \end{bmatrix} F_{res} + \vec{Q}_f^{FA} \quad (3.6.17)$$

$$\text{其中} \quad F_{res} = F(\delta_F, \rho, M, T, \alpha, \beta) \approx \delta_F F_{\max} \left(\frac{V_A}{V_{A0}} \right)^{n_F} \quad (3.6.18)$$

式中 δ_F ——节流度(油门杆位置);

$F_{\max}$ ——在所研究的飞行状态上,所有发动机最大推力之和;

V_{A0} ——基准来流速度;

n_F ——推力系数指数。

此外,应该注意,倘若不是为了进行飞机控制而有意要产生推力力矩 $\vec{Q}^F$,那么都要由空气动力力矩 $\vec{Q}^A$ 来平衡它。例如,如果一台发动机停车时,会出现一个很大的推力力矩,这就要直接关小另一侧发动机,以减小这个推力力矩,以便不超过最大可能达到的空气动力反力矩。

4 风和紊流

大气运动是飞行轨迹和飞行姿态的主要扰动源。飞行控制器的主要任务就是补偿这种扰动,或者至少减缓它的作用。与此相关,还有在危险风场情况下,例如在雷暴附近,飞机的安全控制引导问题。因此,风和紊流模型是飞行控制器设计的重要基础。

由于流体力学基本方程的非线性,故不可能全面地描述空气的运动及其与飞机运动的相互作用。时至今日,即使在定常均匀流动情况下,求这组方程的一般解,仍是一个没有解决的经典物理问题。另一方面,在流体力学、气象学、非定常空气动力学,以及最近有关紊流测量和紊流模型化的专门文献等领域,业已收集了各种情况下大量目不暇接的经验方面的知识,例如参考文献/ Fortak 71/, /Lorenz 85/, /Panofsky, Du 84/, /Reynolds 90/, /Stull 88/。

本章的目的不是要讨论大气物理学的基本原理,而是要了解扰动过程的复杂性以及实用的风模型和紊流模型的范围。此外,还要介绍几种在飞机响应估算和飞行控制器设计中经过考验了的可行的简化工程模型。最后,介绍一种空气运动和飞机运动耦合的分析模型,这种模型补充了第3章中的空气动力模型和发动机模型,并同这些模型一起,作为第5章要讨论的方程组的基础。

在任意且准确知道的起始条件和边界条件下,大气运动原则上应当是确定的、可描述的。然而,大气是一个混沌系统,当起始条件和边界条件发生微小变化时,若干时间后,这种系统在其状态空间内可能表现出完全不同的变化过程。对于观察者来说,在“长的”观测时间内,这种运动看来是非确定性的,并且以混沌系统的特征方式作无规律的运动。观测时间用 L/V 来标定,其中 L 是气流结构的特征长度, V 是它的特征速度。例如,气旋的 L/V 的量级为 $10^5 \sim 10^6$ s,但对于边界层现象来说, L/V 可能只有 10s,或者更短,所以,观测气旋时,一次飞行的标定持续时间(假定飞行时间为 $10^3 \sim 10^4$ s)很短。而当观测紊流现象时,由于与飞机尺寸相当,则标定持续时间就大,接近 1。这样,大范围的风场也表现为“确定性”的,而小尺度结构则表现为“随机过程”。

为建模和数学处理简单计,通过空间一时间滤波处理,大气流场可以随意划分成两种范围,如图 4.1 所示,其中一种范围以高频为特征,而另一种范围以低频为特征(或者以小波长或大波长为特征)。我们把:

- 缓慢变化的、大空间部分称为风;
- 高频、小空间部分称为紊流。

紊流可由完全大气流场与风场部分之差得到。同时,这里所用的紊流概念只是就狭义而言的,因为大气中的紊流运动可在所有尺度范围出现,从雷暴对流的大范围低压区直到小范围的涡旋,例如机翼的尾迹区。为了更好地加以区别,比起紊流,最好采用阵风这个概

念。这个物理过程包含了大气现象的所有频谱,而且把平均风与阵风区别开是人为的尺度分离的结果。

一架穿越大气流场的飞机虽然遇到空间分布的风场(图 4.1 中是与高度有关的),而它经受的则是随时间而变化的空气速度。如果仍然划分成风和阵风,则飞机所在处的空气运动可表示成其平均值随时间变化的随机过程。

4.1 风模型

虽然不可能完整地描述风场,但为了估计飞机的响应和载荷,大大简化了的风模型和紊流模型仍是有价值的。与飞行力学和飞行控制领域一样,在飞机设计和强度计算领域也是这样做的。下面,首先研讨风和紊流的成因,以及它们的各种各样的表现形式,然后给出一些在航空工程中被证明是有效的简化数学模型。它们不仅可用于飞行器控制系统的设计,也可用于有风影响时飞机运动的数值仿真。

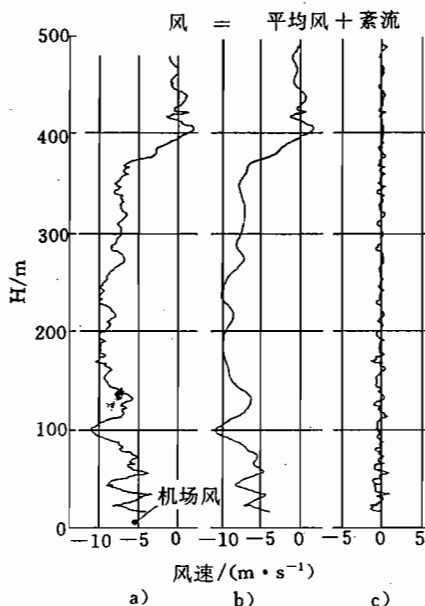


图 4.1 测量风速与高度的关系示例

a) 测量信号; b) 短时均值; c) 紊流。

(引自/Vorsmann Sw 80/)

4.1.1 风的形成

日射是形成风的主要原因。地面吸收的太阳辐射能与地面向空间的反射能的差额(辐射差额)必须为零,否则,地球就要被持续加温,或者被持续冷却。然而,全年平均来看,这个差额在极地区为负,而在赤道地区则为正,它表现出明显的日变程,并且由于地表面特征不同的缘故,局部可能呈现出明显的变化。

与辐射差额的空间变化相关的净能量输入的差异,在可使用的大气位能场内引起梯度,而这要由大气流动加以平衡,其倾向是:把能量从正的辐射差额区域向负的辐射差额区域输送。然而,这种平衡大多并不是以直接的方式实现的,而是通过多个量级大小完全不同的环流模型实现的。此外,其表现特征还受到地球转动(主要是在大空间结构下)、大气中含水的相变过程和地表特征等的影响。

全球风

若在均匀表面的静止地球大气中,与经度无关地输入能量,则空气在赤道地区将上升,在高空向北或者向南,然后下降并在近地面处又回流向赤道。然而,如果人们观察全球大气流动的瞬时测量结果,则是毫无规律的。但沿纬度圈的多年观测平均结果显示:平均存在三个封闭的环流系统,其水平轴在北—南方向的铅重平面内,如图 4.2 所示。

但是,这些环流不仅仅是由直接热驱动造成的,虽然赤道附近的环流是由低纬度上的能量输入驱动的,然而,科里奥利力又使由赤道向两极的高空气流带形化,并在大的亚热带地区下降,以便以信风形式在低空向赤道回流。信风具有特征明显的东—西向分量,而从赤道出发的能量转移处在中纬度的扰动区,它作为低压也是以冷锋和热锋形式出现的。

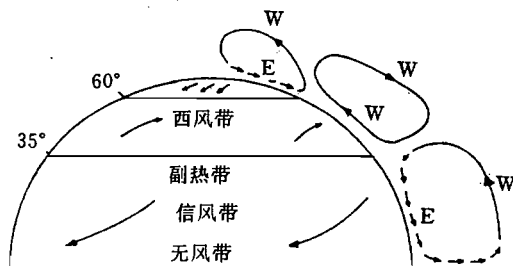


图 4.2 全球风系示意图(引自/Eliassen Pe 77/)

中纬度区的风,平均以强的西—东分量为特征,这个分量可能在 8~10km 高度上,以急流形式引起风速达 10m/s 的显著性最大风。

在自由大气中(即在 100~1000m 以上高度,视地表面状况和近地面热层结而异),风以所谓的地转风形式近似平行于等压线吹动,并且以顺时针方向围绕一个高气压区运行,与此相反围绕一个低气压区转动(在南半球与此相反)。在摩擦的影响下,地面附近风速减小,从而科里奥利力和风就获得一个从高压区向低压区的分量。地面风和地转风的方向差别因热层结和地表面状况的不同而不同,在定常情况下可达到 45°。图 4.3 示出风速随高

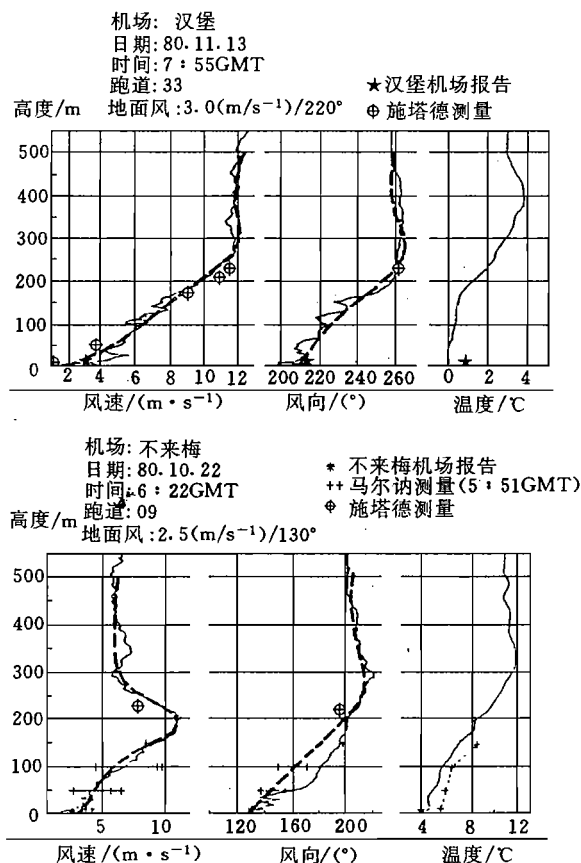


图 4.3 近地风的垂直剖面(测量结果引自/Swolinsky 86/)

a)汉堡机场;b)不来梅机场。

度变化的典型曲线。但在个别情况下,风剖面与此明显不一样,而且可能出现非常强的风切变。例如,所谓边界层急流(低空急流),虽然一般在地面没有观察到,但在夜间边界层以上(50m 到数百米高度)的边界层急流,可能引起严重的、关系到飞行安全的风切变。

即使在局部范围,人们在大气中也会遇到许多种环流,这些环流都归结为中尺度现象概念,这些现象中包括了由地形(地表面特征)和地表面热以及动力学特征的空间变化引起的各种流动。属于这一类现象的还有对流情况、危害飞行安全的雷暴槽和下击暴流,以及前面已提到的低空急流和其它各种现象。

风切变

平均风速矢量的三个分量对三个方向坐标的导数,称为风切变。一般风切变是 2 阶张量,如式(2.3.12)所示。在航空领域,常常从狭义上应用这个概念:或者指水平风沿垂直方向的变化量(u_{wz} 和 v_{wz}),或者指垂直风在水平方向的变化量(w_{wx} 和 w_{wy})。在雷暴情况下,还会出现不能忽略的水平风在水平方向的切变(u_{wx} , v_{wy})。例如,按国际民航组织(ICAO)的分类,在前一种情况下,对于高度间隔 30m,有

$ \Delta u_w \geq 2(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	“明显”	$(u_{wz} \geq 0.067\text{s}^{-1})$
$ \Delta u_w \geq 4(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	“严重”	$(u_{wz} \geq 0.133\text{s}^{-1})$
$ \Delta u_w \geq 6(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	“危险”	$(u_{wz} \geq 0.200\text{s}^{-1})$

除了风速大小的切变外,还有风的方向切变。自由大气中地面风在地转风方向连续发生的偏转,就属于风的方向切变。

由图 4.4,立即可看出风矢量端点的连线这一过渡区域,称为埃克曼(Ekman)螺线^①。但是,为了说明由于方向切变影响飞机能量状况造成的危险,与埃克曼螺线相关的方向切变就太弱了。然而,在很稳定的边界层内,以及与其相关的相邻层摩擦分离的范围内,水平流动的方向切变可能达到很危险的程度。

图 4.5 给出风切变的两个示例:一个是地面边界层内的垂直切变;另一个是冷锋的水平切变。如果飞机飞进这类风切变区内,则飞机的空速矢量 $\vec{V}_A$ 将要经历大小和方向不断变化的过程。在这种情况下,为了保持升力和重量之间的平衡,就需要连续地

跟踪控制空速 $\vec{V}_A$,这只有通过位能和动能的交换,或者通过控制升力才能实现。因此,风切变严重地损害了飞机的能量状况,一方面说明它是一种严重危险,而另一方面也要求驾驶员或飞行控制器作出强烈的干预(此处可参见 6.3 节和 17.2.5 节)。夜间地面边界层内遇到风切变的频度与高度的关系,如图 4.6 所示。

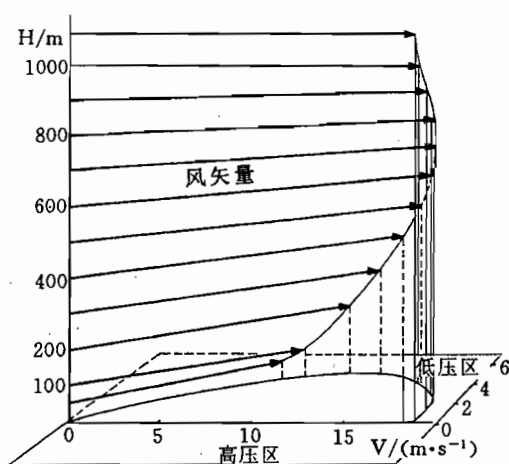


图 4.4 埃克曼(Ekman)层内的风螺线(即所谓莱比锡风廓线,引自/Fortak 71/)

① 又称风螺线。——译者

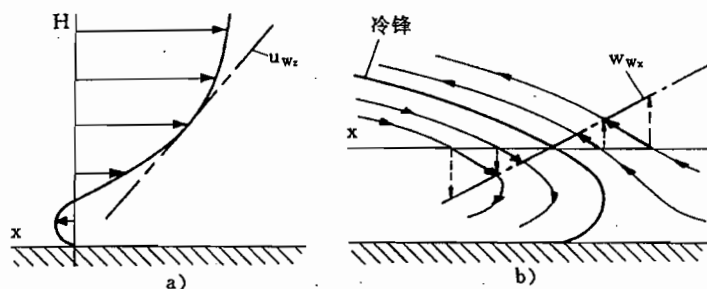


图 4.5 风切变

a)地面边界层内的垂直切变;b)冷锋内的水平和垂直风切变。

4.1.2 风的模型化

横向气流

均匀风场可以用唯一的一个矢量 $\vec{V}_w$ 来表示。一般根据蒲福风级,它的大小说明了风力的大小。由经验公式 $V_w = B^{1.44}$,可以把蒲福值近似换算成平均风速,其单位为 $(m \cdot s^{-1})$ 。风力这个概念总是指平均风(例如 10min 的平均值),而不能用阵风的最大速度。图 4.7 示出德国北部两个地方的平均风的频率分布。在地面上(观测高度为 10m)所观测到的风速很少达到 $20(m \cdot s^{-1})$ 或更大。相反,在对流层顶附近的急流内,观测到的风速则超过 $100(m \cdot s^{-1})$ 。

表 4.1 给出一个极值的示例,该表给出了埃菲尔铁塔(法)顶上最大风速的概率 p 。可以看出,在这个高度上,超越平均风速为 $25m \cdot s^{-1}$ 的概率也只有千分之一。

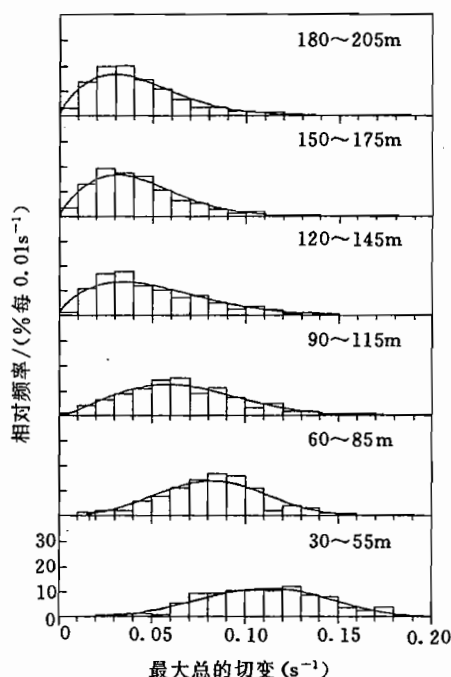


图 4.6 夜间地球边界层内风切变发生频率(引自/Wittich et. al. 86/)

表 4.1 巴黎埃菲尔铁塔顶的平均风速分布(引自/Davenport 77/)

$V_w/(m \cdot s^{-1})$	2	4	8	16	25
p	0.95	0.85	0.55	0.04	0.001

非均匀风场

非均匀风场用与地点和时间相关的矢量 $\vec{V}_w(s, t)$ 来表示。在 2.3.2 节中所介绍的一些规律是完全适用的。由于这种物理现象复杂性的缘故,在一个地理上极有限的空间内(例如,机场附近区域)不能解析描述风场。相反,人们采用一些(测量的)典型风状况的数

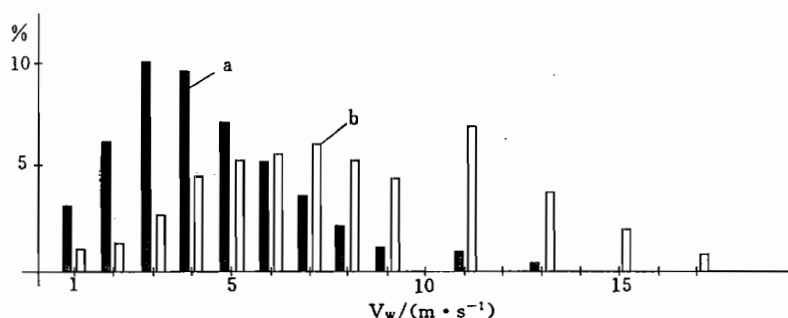


图 4.7 风速频度

a) 布伦瑞克(Braunschweig)1973~1981;

b) 里斯特/济耳特岛(List/Sylt)1971~1980。(引自/Troen Pe 89/)

值仿真。为此,首先把一些对飞行安全关系重大的风场的个别现象进行简单模型化(地面边界层、锋、雷暴情况、急流)。参见/Krauspe 83/,/Swolinsky 86/,/Hahn 88/。下面用两个例子来说明。

风切变

模型化描述风切变时,为简单起见,人们大多选用风矢量与空间坐标的线性关系,尽管实际风切变一般来说根本就不是线性的。此外,大多数要研究的是风矢量分量对与其垂直的坐标轴的导数,例如 u_{wz} 或者 w_{wx} 。若在一个长距离上风梯度保持不变,则风速将大到不实际的程度。所以,通常分段取等梯度,如图 4.8 所示,该图给出图 4.5 的一种近似表达式。这种方法在参考文献中经常可以看到,例如,/Alles 80/,/Barth et. al. 76/,/Schänzer 77/。在参考文献/Swolinsky 86/中不仅研究了风切变的发生,而且还研究了它们的模型化方法。

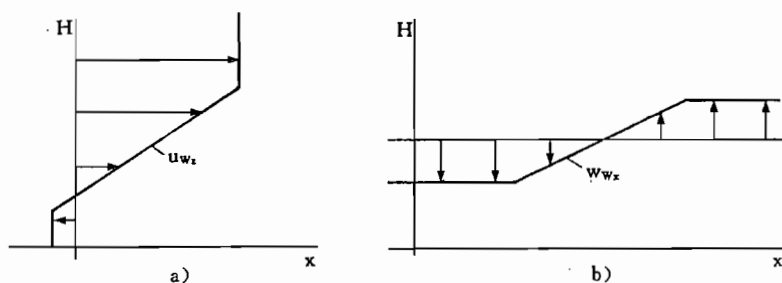


图 4.8 对图 4.5 所示风切变的简单模型化

a) 水平风垂直切变; b) 垂直风水平切变。

雷暴气流

图 4.9 给出导致一架客机坠毁的雷暴天气的一个示例。在参考文献/Krauspe 83/中,把这种雷暴的复杂流场近似当作位流作了模型化处理,即把一种驻点流动与横向流动叠加起来,这样,就可以解析描述这种流场,由此得出的二维雷暴流场的数学模型示于图 4.10。

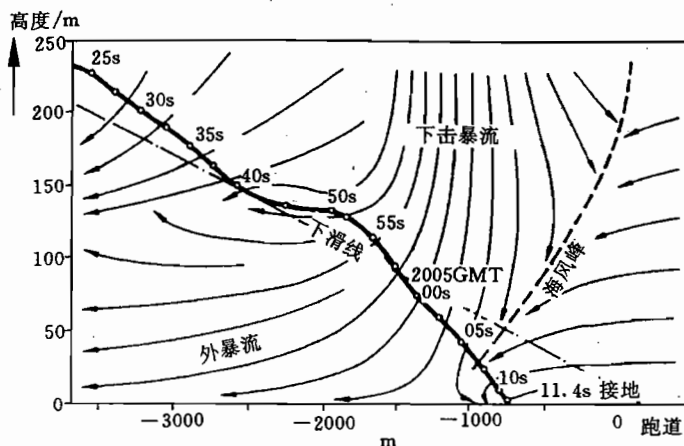


图 4.9 雷暴流场(1975 年 6 月 24 日 J.F.Kennedy 机场天气形势)

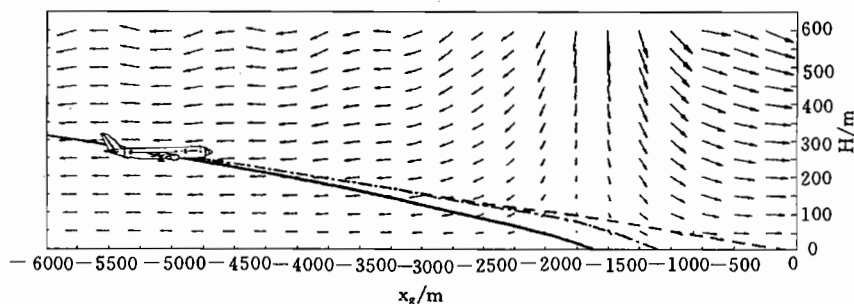


图 4.10 数值仿真得到的风场(引自/Swolinsky 86/)

4.1.3 紊流的形成

原则上,紊流是由摩擦流场内的涡旋造成的,也就是说,主要在绕流物体的边界层内,或者在不同速度的空气层之间形成。这就意味着,紊流也发生在各种类型的风切变中,例如:

- 由于地面粗糙度(树木、建筑物等);
- 在湍流丘陵的尾迹中;
- 在急流的边缘;
- 在雷暴的流场中。

由于摩擦损耗,为了保持涡系,必须以动能形式或热能形式输入能量。另一个前提是由涡系吸收能量场中的梯度。

自从大型飞机投入使用以来,由飞机所产生的紊流 also 具有重要意义。由于大型飞机自由涡形成的涡拖曳,使其在后面飞行的飞机受到危害,因此,这就限制了飞机场的着陆频率。

紊流强度与地形(地面粗糙度)、大气的稳定性(温度梯度)、风速以及高度有关。紊流强度用一定时间间隔(例如 10min)内出现的速度波动的方差或标准偏差来表示,其中,标

准偏差低于 $3\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的紊流定义为微弱,而标准偏差超过 $8\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的紊流定义为极强。

按照参考文献/Schänzer 85/,作为参考值,人们可以认为:水面上阵风的标准偏差 σ_u 大约为平均风速的 9%,而当地面粗糙时(山脉),标准偏差可达平均风速的 40%以上。由于欧洲地区大多为中等山脉,所以已测量的阵风值大多都比美国高。

在地面边界层内,由于地面的壁面作用。使垂直方向的阵风分量远小于其水平分量。因而,按照参考文献/Schänzer 77/,用 $\sigma_u = \sigma_v$,可列出下列模型

$$\begin{aligned}\sigma_w &= (0.3 + 0.13H)\sigma_u & \text{当 } H < 15\text{m} \\ \sigma_w &= (0.5 + 0.002H)\sigma_u & \text{当 } 15\text{m} < H < 250\text{m} \\ \sigma_w &= \sigma_u & \text{当 } H > 250\text{m}\end{aligned}$$

当 $H > 250\text{m}$ 后,人们可把紊流场视为各向同性的,即 $\sigma_u = \sigma_v = \sigma_w$ 。

4.1.4 紊流模型

虽然按照纳维耶—斯托克斯(Navier-Stokes)方程、连续方程及其它一些条件,紊流是确定性的,然而,实际上不可能直接积分这些方程来计算紊流(主要是紊流内的微小结构),它们的持续时间仅是观察时间间隔的一个很小部分。这种情况完全是由流体力学系统的非线性本质造成的。紊流的似乎偶然的现象可以采用统计方法处理。

为此,可以把紊流场内的观测序列作为随机过程来对待。然而,严格的随机理论只适用于平稳随机序列,可惜紊流情况一般不满足平稳性这个条件。人们采用的方法是,按照

$$\hat{V}_w(t) = V_w(t) - \bar{V}_w \quad \text{其中} \quad \bar{V}_w = \frac{1}{D} \int_0^D V_w(t) dt \quad (4.1.1)$$

作平均值修正后,可附加一种趋势性修正,至少总的过程可分段假定是平稳性的。专门用以描述紊流的随机方法可参见/Monin Ya 71/。

随机过程的数学描述

高斯分布随机过程的最重要特征量是它们的方差,当最终观测时间为 D 时,方差的定义如下

$$\sigma_{\hat{V}_w}^2 = \frac{1}{D} \int_0^D \tilde{V}_w^2(t) dt \quad (4.1.2)$$

它是信号功率的量度。 σ 本身称为标准差(或称均方差),它等于偏差 $\hat{V}_w$ 的平方均值。

随机过程特性用相关函数来描述,它是由时间变化 $\tau = t_2 - t_1$ 后的时间信号与原来信号的乘积造成的

$$R(\tau) = \lim_{D \rightarrow \infty} \frac{1}{D} \int_0^D \hat{V}_w(t) \hat{V}_w(t + \tau) dt \quad (4.1.3)$$

以及

$$R(0) = \lim_{D \rightarrow \infty} \frac{1}{D} \int_0^D \hat{V}_w^2(t) dt = \sigma_{\hat{V}_w}^2 \quad (4.1.3a)$$

当相关函数与起始时刻选择无关时,这样的相关函数称为平稳的,大气情况近似是这种情况。求平均值 $\bar{V}_w$ 的观测时间应尽可能使 $R(\tau)$ 为平稳的。如图 4.11a)所示,相关函数的典型特征是:

- 对称性, $R(\tau) = R(-\tau)$;
- $\tau = 0$ 时切线的斜率最大;

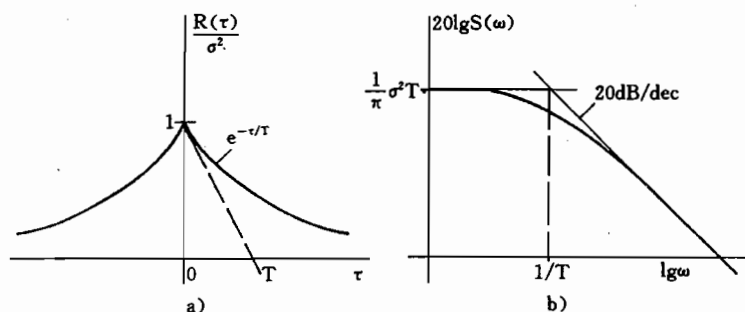


图 4.11 德莱顿(Dryden)模型

a) 相关函数; b) 用对数坐标表示的功率密度谱(参见 4.2.3 节)。

—— $\tau=0$ 时 $R(0)=\sigma^2$ (方差);——消失边界值 $\lim_{\tau \rightarrow \infty} R(\tau)=0$ 。由对 $R(0)$ 标准(范)化的相关函数所包围的面积为

$$T = \int_0^{\infty} \frac{R(\tau)}{R(0)} d\tau = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^{\infty} R(\tau) d\tau \quad (4.1.4)$$

它是过程不规则性的一个量度(白色噪声的 $T=0$)。这个量的量纲为时间,从而称为“特征时间常数”。通过傅里叶变换,可把相关函数变换成功率密度谱(图 4.11b))

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (4.1.5)$$

其反变换为

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (4.1.6)$$

采用功率密度谱在频域内数学处理随机过程相对简单,曲线下方的面元 $S(\omega)\Delta\omega$ 就等于在频率间隔 $\Delta\omega$ 内信号的功率。按照式(4.1.6),功率密度谱曲线下的总面积

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) d\omega = R(0) \quad (4.1.7)$$

即为时间函数的方差 σ^2 。对于一个测量的时间函数来说,可以用快速傅里叶变换方法数值计算功率密度谱,图 4.23 给出一个示例,在这个例子中,把测量的功率密度谱与两种近似表达式作了对比。

4.2 风的运动和飞机运动的耦合

已经反复指出,风场对运动飞机的作用与飞机航迹速度有关。在本节中要由在地面坐标系给定的风场和飞行航迹求飞机当地风的分量,这需要把风矢量变换到随飞机运动的地面固连坐标系上,下面我们把这个坐标系称为重心坐标系,它通过位置矢量 $\vec{s}$ 与地面坐

标系的原点相连接。由重心坐标系上风速矢量对时间的全导数和式(2.3.10)以及式(2.3.12),可得这个关系的基本方程为

$$\frac{d\vec{V}_w(\vec{s}, t)}{dt} = \frac{\partial \vec{V}_w(\vec{s}, t)}{\partial t} + (\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T \vec{V}_K = \frac{\partial \vec{V}_w}{\partial t} + \begin{bmatrix} u_{wx}(\vec{s}) & u_{wy}(\vec{s}) & u_{wz}(\vec{s}) \\ v_{wx}(\vec{s}) & v_{wy}(\vec{s}) & v_{wz}(\vec{s}) \\ w_{wx}(\vec{s}) & w_{wy}(\vec{s}) & w_{wz}(\vec{s}) \end{bmatrix}_g \vec{V}_K \quad (4.2.1)$$

其中, $\vec{V}_K$ 就等于飞机飞行的航迹速度矢量。假定风场随时间的变化比以速度 $\vec{V}_K$ 运动的观察者所看到的风速变化要小, 则式(4.2.1)中对时间的偏导数与第二项相比, 可以忽略不计。这种空间“冻结”的风场假设就称为“台劳假设”, 参见文献/Etkin 72/。这个假设就引出了空间固定的风矢量场 $\vec{V}_w$ 和在重心坐标上作用于飞机上的风的时间过程之间的明确的关系。在小航迹速度(例如以很低的速度飞行, 或者直升机悬停飞行)情况下, 这个假设就不适用了。在这个假设下, 代入与地面平行的重心坐标中的式(2.2.4), 则式(4.2.1)又可写成

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_g = (\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T \vec{V}_K = \begin{bmatrix} u_{wx} & u_{wy} & u_{wz} \\ v_{wx} & v_{wy} & v_{wz} \\ w_{wx} & w_{wy} & w_{wz} \end{bmatrix}_g \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi \\ \cos\gamma \sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.2)$$

我们把雅可比矩阵 $(\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T$ 也称为切变张量, 它的元素就是与地点有关的风梯度

$$u_{wx}(\vec{s}) = \frac{\partial u_w(\vec{s})}{\partial x} \quad \text{到} \quad w_{wz}(\vec{s}) = \frac{\partial w_w(\vec{s})}{\partial z} \quad (4.2.3)$$

它们是风变化速度的状态量, 就此而言, 它们也是飞机运动过程中原始的输入(扰动)变量。由式(4.2.2)可见, 飞机航迹参数 V_K, γ 和 χ 又对飞机当地风的速度起反作用。这说明, 这两种过程是互相耦合的。

台劳假设同时也说明, 当快速穿越紊流场时, 由机载测量的与时间有关的风分量, 可求出沿飞行航迹方向风场的空间结构。

4.2.1 风场对作为质点飞机的作用

如第3章所述, 风直接通过机翼、机身和尾翼的当地流动影响飞机的空气动力和力矩。如果我们首先研究对全机的平均来流矢量, 则在飞机质心上有

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_w \quad (1.2.17)$$

定常风场

虽然具有与空间无关的速度矢量 $\vec{V}_w = \text{const}$ 的定常风场(横向场), 也使飞行航迹相对无风情况发生变化, 但是, 如第6章将要介绍的那样, 对飞机的动态特性没有影响。

在1.2.6节已用图1.15讨论了速度矢量 $\vec{V}_A$ 恒定不变(升力也不变)、并且在飞机对称面内(侧滑角为零)的条件下水平定常风的影响, 并指出, 顺风情况下地速 V_K 大于 V_A , 逆风情况下地速 V_K 小于 V_A , 而侧风情况下的飞行航迹则改变一个风侧滑角 β_w 。后一种现象称为偏流。图1.15还明确地说明, 在定常曲线飞行时, 风对飞行航迹的作用是不断变化的。在等待飞行和在上升风中曲线飞行的滑翔机所发生的这种作用, 有关文献已反复作过研究, 例如参考文献/Buchholz Ru 91/。

等风梯度

有关风切变对飞机的作用,最好划分成三种特殊情况,下面讨论流动总是在水平面内的这种情况。然后再讨论沿铅垂轴的切变。

1. $(\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T$ 的非对角元素等于零(纵向风切变)

如果切变张量的对角元素不等于零,则由式(4.2.2)得

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} u_{wx}(\vec{s}) \cos \gamma \cos \chi \\ v_{wy}(\vec{s}) \cos \gamma \sin \chi \\ -w_{wz}(\vec{s}) \sin \gamma \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.4)$$

同时,风场中各点都满足连续条件,由式(2.3.6)得

$$u_{wx}(\vec{s}) + v_{wy}(\vec{s}) + w_{wz}(\vec{s}) = 0 \quad (4.2.5)$$

图 4.12 首先示出 $u_{wx} = \text{const}$ 时均匀风场的作用(与 z 无关),可以看出,这种作用与式(4.2.4)的结论是一致的,即与飞行航迹的位置和方向以及航迹速度 V_K 有关。假定飞机沿 x_g 方向飞行($\chi \equiv 0$),则飞机经历不断增大的顺风的作用(与飞行轨迹的 y_g 向位置无关)。如果飞机沿 y_g 方向飞行($\chi \equiv \pi/2$),则将经受与航迹位置有关的等侧风的作用。当航迹方位角 χ 一定时,航迹倾角 γ 越大,风随时间的变化就越小。当飞机垂直上升或下降时($\gamma \equiv \pi/2$),则飞机到处都经历不随时间变化的风,其大小与飞行航迹的坐标(x_g, y_g)有关。

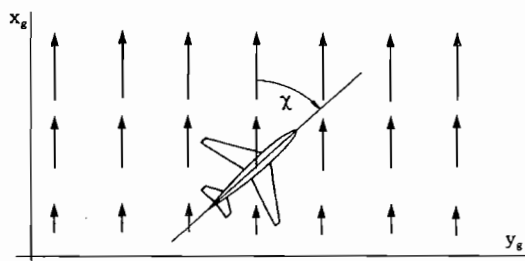


图 4.12 穿越 $u_{wx} = \text{const}$ 风场的飞行

一种实际的情况是研究在一个平面内作用有两种风梯度。为此,要把式(4.2.4)变换到航迹固连坐标系上,以确定沿飞行航迹和垂直航迹的风分量。若只限于水平面,则由式(4.2.4)和式(2.2.3)得

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \cos \chi & \sin \chi \\ -\sin \chi & \cos \chi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} u_{wx} \cos^2 \chi + v_{wy} \sin^2 \chi \\ (v_{wy} - u_{wx}) \cos \chi \sin \chi \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.6)$$

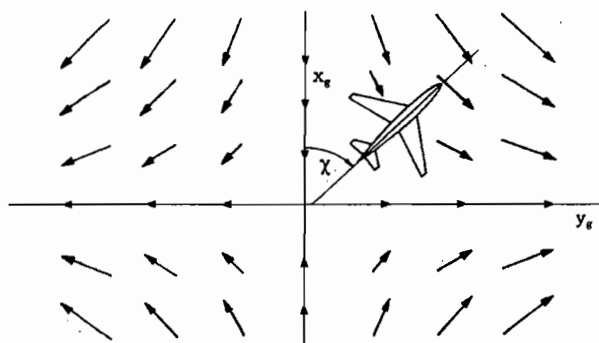
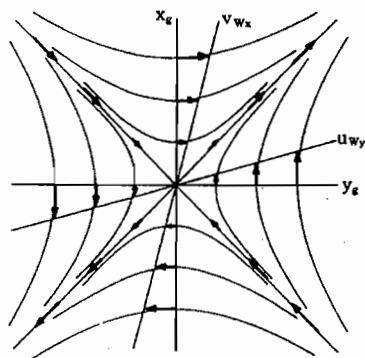
代入连续方程

$$u_{wx} + v_{wy} = 0$$

则得到很有意义的平面无源风场的关系式

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \end{bmatrix}_k = u_{wx} \begin{bmatrix} \cos 2\chi \\ -\sin 2\chi \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.7)$$

图 4.13 给出其示意图。当 $\chi = n\pi/2$ 时,飞机经历的是纯顺风切变或逆风切变,而当 $\chi = n\pi \pm \pi/4$ 时,则飞机经历的是纯侧风切变。在一般飞行航迹情况下是这两种影响的叠加。

图 4.13 水平无源风场 $V_{wy} = -u_{wx}$ 图 4.14 水平无旋风场 $v_{wx} = u_{wy}$

2. 无旋流时 $(\nabla \vec{V}_w)^T$ 的对角元素等于零

在此情况下,在地面坐标系上风分量随时间的变化与两种梯度有关,由式(4.2.2)得

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} u_{wy} \cos \gamma \sin \chi - u_{wz} \sin \gamma \\ v_{wx} \cos \gamma \cos \chi - v_{wz} \sin \gamma \\ w_{wx} \cos \gamma \cos \chi + w_{wy} \cos \gamma \sin \chi \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.8)$$

风梯度通过转动自由度的附加条件而互相耦合,由式(2.3.7)可得

$$\text{rot } \vec{V}_w = \begin{bmatrix} w_{wy} - v_{wz} \\ u_{wz} - w_{wx} \\ v_{wx} - u_{wy} \end{bmatrix} = \vec{0} \quad (4.2.9)$$

可以用 xy 平面讨论它的作用。由式(4.2.9),式(4.2.8)又可表示成2项形式

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \end{bmatrix}_g = u_{wy} \begin{bmatrix} \sin \chi \\ \cos \chi \end{bmatrix} \cos \gamma V_K - \begin{bmatrix} u_{wz} \\ v_{wz} \end{bmatrix} \sin \gamma V_K = v_{wx} \begin{bmatrix} \sin \chi \\ \cos \chi \end{bmatrix} \cos \gamma V_K - \begin{bmatrix} w_{wx} \\ w_{wy} \end{bmatrix} \sin \gamma V_K \quad (4.2.10)$$

水平飞行($\gamma=0$)时,由于 $v_{wx}=u_{wy}$,所以这两个风梯度实际上只同一种风梯度有关,这种情况如图 4.14 所示。可以看出其中的周期特性:如果飞机以角度 $\chi=n\pi/2$ 穿越这种风场,那么它经历的是一种纯粹的侧风切变,而当 $\chi=n\pi/2 \pm \pi/4$ 时,则经历的是纯粹顺风切变或者逆风切变。这可把式(4.2.10)变换到航迹固连坐标(且 $\gamma=0$)加以证明,其形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \end{bmatrix}_k = u_{wy} \begin{bmatrix} \cos \chi & \sin \chi \\ -\sin \chi & \cos \chi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \chi \\ \cos \chi \end{bmatrix} V_K = u_{wy} \begin{bmatrix} \sin 2\chi \\ \cos 2\chi \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.11)$$

随着飞行航迹倾角 γ 的增大,式(4.2.10)中的风梯度 u_{wz} 和 v_{wz} (水平风速分量的垂直切变)或者 w_{wx} 和 w_{wy} (垂直风的水平切变)的作用就越来越大。这在图 4.15 中示意性说明了两个示例,这两个示例已由图 4.8 讨论过。

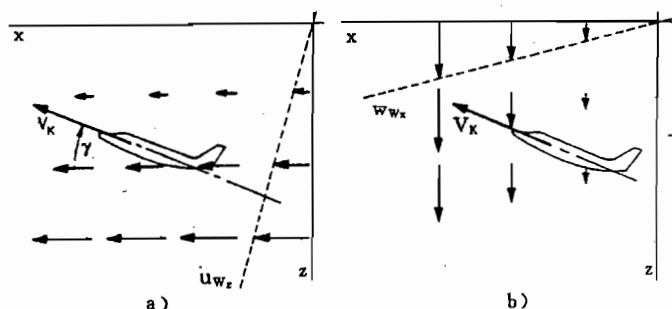
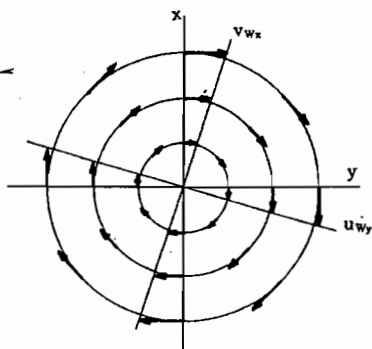


图 4.15 穿越切变层的上升飞行

a) u_{wz} ; b) w_{wz} 。图 4.16 垂直涡旋 $u_{wy} = -v_{wx}$

3. 有旋流时 $(\nabla \vec{V}_w)^T$ 对角元素等于零

如果是有旋风场, 则 $\text{rot} \vec{V}_w \neq 0$, 例如, 在水平面内代入

$$u_{wy} = -v_{wx}$$

则会形成图 4.16 所示的绕 z_g 轴的涡旋, 在这种情况下, 风速大小仅与到涡心的距离有关。这种涡旋是空间有限的, 它描述了一种真实的涡核。在这个条件下, 在航迹固连坐标上, 由式(4.2.8)可以得到

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \end{bmatrix}_k = v_{wx} \begin{bmatrix} \cos \chi & \sin \chi \\ -\sin \chi & \cos \chi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \chi \\ \cos \chi \end{bmatrix} V_K = v_{wx} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.12)$$

这就是说, 航迹为直线时, 飞机经受的是与飞行方向无关的纯粹侧风切变的作用。

看来, 首先只有径向航迹是这种情况, 而沿涡心旁边穿过的航迹则并非这种情况。然而, 通过叠加横向场 ($\Delta V_w = \text{const}$), 可使图 4.16 所示的涡旋向任意方向移动。这意味着, 当飞行航迹未穿过涡心时, 要给切变部分叠加一个常值风增量。

空间变化的风梯度

如上所述, 风梯度不可能在较长的距离上一直保持不变。一种有意义的形式是把风梯度视为空间变化的正弦形分布。如图 1.14 和图 4.17 所给出的正弦形分布梯度 v_{wx} 和 w_{wx} 。风梯度与 x_g 坐标的关系为

$$u_w(x) = \hat{u}_w \sin\left(2\pi \frac{x}{\lambda_{ux}}\right), \quad v_w(x) = \hat{v}_w \sin\left(2\pi \frac{x}{\lambda_{vx}}\right) \quad (4.2.13)$$

$$w_w(x) = \hat{w}_w \sin\left(2\pi \frac{x}{\lambda_{wx}}\right) = \hat{w}_w \sin(\Omega x)$$

式中 $\Omega = 2\pi/\lambda$ 为空间频率。由此得风梯度为

$$u_{wx}(x) = \frac{\partial u_w(x)}{\partial x} = \hat{u}_w \frac{2\pi}{\lambda_{ux}} \cos\left(2\pi \frac{x}{\lambda_{ux}}\right) \quad (4.2.14)$$

其它风梯度与此类似。对于一架沿 x_g 方向等速 $V_K = x/t$ 飞行的飞机来说, 从空间分布风场可得到随时间变化的风

$$u_w(t) = \hat{u}_w \sin\left(2\pi \frac{V_K t}{\lambda_{ux}}\right), \quad v_w(t) = \hat{v}_w \sin\left(2\pi \frac{V_K t}{\lambda_{vx}}\right)$$

和
$$w_w(t) = \hat{w}_w \sin\left(2\pi \frac{V_K}{\lambda_{wx}} t\right) = \hat{w}_w \sin(\omega t) \quad (4.2.15)$$

可见,与时间相关的风速分量同样也是正弦函数,其频率为 $\omega = 2\pi V_K / \lambda$ 。当航迹速度 V_K 和/或航迹变化时,求解是很麻烦的。此时,只有通过积分式(4.2.2)得到数值解。代入式(4.2.15)和式(1.2.17)可求出速度矢量 $\vec{V}_A$,最后由式(2.2.15)可计算风速对空速 V_A 、

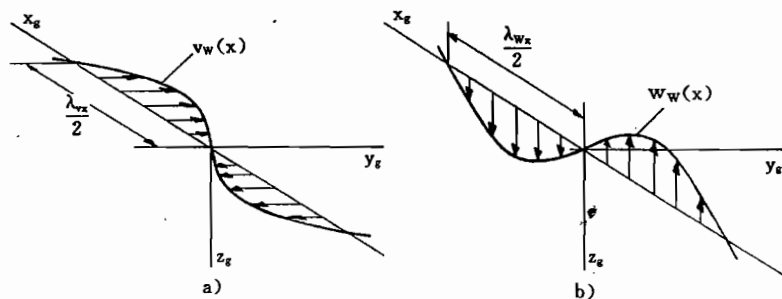


图 4.17 正弦形分布的风梯度
a) $v_w(x)$; b) $w_w(x)$ 。

迎角 α 和侧滑角 β 的影响。反之,当已知 V_K 时,同样也可由 V_A 、 α 和 β 的测量结果求出沿飞行航迹随地点而变的风。

4.2.2 风梯度对有限大小飞机的作用

如果考虑到飞机的尺寸是有限的,则风梯度使左右机翼或者飞机头部和尾部受到非均匀流动的作用。图 4.18 给出等风梯度情况下,沿纵向穿越水平涡核飞行的一个示例(例如山后面的涡旋或者大型飞机的拖曳涡)。

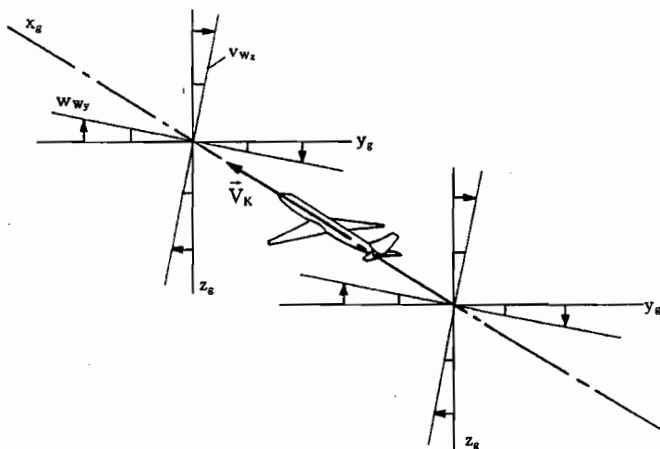


图 4.18 穿越定常涡飞行时的风梯度

一般,可按式(2.3.7),通过与随地点转动的风场来表示涡旋

$$\text{rot } \vec{V}_w(\vec{s}) = \vec{\nabla} \times \vec{V}_w(\vec{s}) = \begin{bmatrix} w_{wy}(\vec{s}) - v_{wz}(\vec{s}) \\ u_{wz}(\vec{s}) - w_{wx}(\vec{s}) \\ v_{wx}(\vec{s}) - u_{wy}(\vec{s}) \end{bmatrix} = 2\vec{\Omega}_w(\vec{s}) \quad (4.2.16)$$

在图 4.18 所示情况下, 由于 $v_{wz} = -w_{wy}$, 所以

$$p_w = \frac{1}{2}(w_{wy} - v_{wz}) = w_{wy} = \text{const} \quad (4.2.17)$$

因而作用在飞机上的主要是一个正的滚转力矩。正如在 3.4.3 节用准定常假设导出的空气动力那样, 这种空气动力作用与飞机作负的滚转运动的空气动力作用是一样的。因而也称为“滚转阵风”。

用飞行力学导数来模拟风梯度的作用

图 4.19 示意描述了纵向风梯度的作用($(\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T$ 的对角元素)。对于梯度 u_{wx} , v_{wy} 和 w_{wz} 来说, 不存在与飞机运动的相似性, 因而不能用通常的导数来描述它们的作用。迄今为止, 尚没有它们的模型化表达式, 既不能在风洞中也不能在飞行试验中以可行的方法进行测量。当然, 研究认为, 与飞机尺寸相比, 纵向风梯度是小量, 所以它们对飞机的差别作用可以忽略不计。

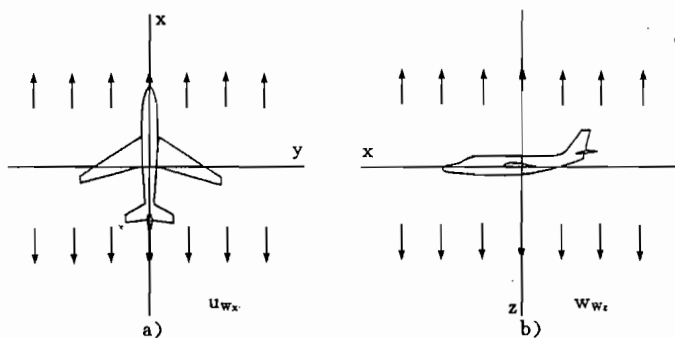


图 4.19 纵向风梯度示意图(相对重心处速度的差值)

a) u_{wx} ; b) w_{wz} 。

图 4.20 示出转动风梯度 $(\vec{\nabla} \vec{V}_w)^T$ 的非对角元素, 它们都以正方向画出。当

$$w_{wy} = -v_{wz} \quad u_{wz} = -w_{wx} \quad \text{和} \quad v_{wx} = -u_{wy} \quad (4.2.18)$$

时(图中未示出), 这涉及到图 4.16 和图 4.18 所示的纯粹涡旋的情况, 其空气动力作用与飞机的转动(反向)时空气动力效应完全一致。

这样, 由式(2.2.36)和式(4.2.16), 得

$$\begin{bmatrix} p_A \\ q_A \\ r_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_w \\ q_w \\ r_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} w_{wy} \\ u_{wz} \\ v_{wx} \end{bmatrix} \quad (4.2.19)$$

这类转动的准定常作用, 可以准确地用 3.3 节和 3.4 节中的导数 C_{lp} , C_{mq} 等来描述。这些导数描述了飞机相对空气的转动角速度 p_A , q_A 和 r_A 的作用。

在无旋流中($\vec{\Omega}_w = 0$), 也就是所有风梯度都为正时, 如图 4.20 所示, 此时也不存在与飞机运动的类似性, 则需要定义一些新的导数。然而, 对这类情况也没有模型化表达式。对

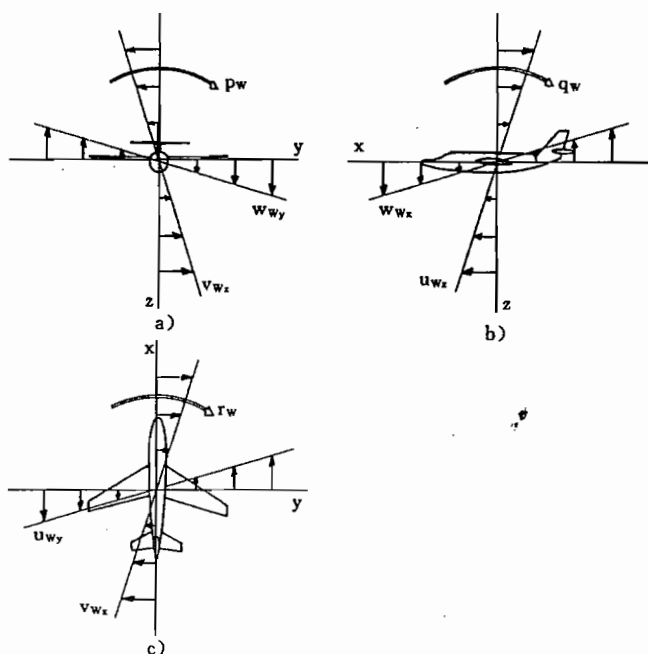


图 4.20 旋转风梯度的示意图

a) 滚转自由度; b) 俯仰自由度; c) 偏航自由度。

于涉及滚转自由度和俯仰自由度的风梯度, 可以认为, 由于飞机沿 z 方向的尺寸较小, 故可略去 v_{wz} 和 u_{wz} 的作用。这样, 近似有

$$p_w = w_{wy} \quad q_w = -w_{wx} \quad (4.2.20)$$

在图 4.20c) 所示的偏航自由度情况下, 机身和尾翼 (以 v_{wx})、机翼 (以 u_{wy}) 都近似均匀地参与, 为了应用偏航自由度的一些已知的导数, 图 4.21 示出一种可能的表示方法: 用一个偏航转动同一个沿机翼 y 向切变的叠加来代替一般的流场, 即认为

$$r'_w = v_{wx} \quad u'_{wy} = u_{wy} + v_{wx} = -r_{wL} \quad (4.2.21)$$

式中第一部分准确地相当飞机的偏航运动, 可用偏航导数 C_{nr} 、 C_{lr} 等表示, 而其第二部分只是代替了对机翼的作用。因为单独机翼 (或者不含尾翼的翼身组合体) 上的空气动力作用既可计算, 也可在风洞试验中加以测量, 所以, 这个表达式是可以实现的。

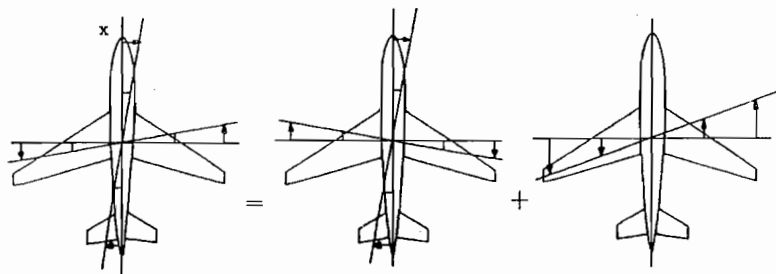


图 4.21 空气旋转与纵向风切变的叠加

4.2.3 作用在飞机上的紊流与空间和时间的关系

在 4.2.1 节已详细地说明,空间分布的定常风场对于在其中飞行的飞机的作用与一个时变风矢量的作用是类似的。这不仅涉及风对视为质点飞机的作用,而且也还涉及风梯度对空间伸展的飞机的作用。

例如,如果飞机沿水平方向飞入波长为 λ 的空间固定正弦形上升风场

$$w_w(x) = \hat{w}_w \sin\left(2\pi \frac{x}{\lambda}\right) = \hat{w}_w \sin(\Omega x) \quad (4.2.22)$$

如图 4.17 所示的以等飞行速度 $V_K = x/t$ 飞行那样(这里为简单计,假定飞行轨迹固定坐标系与地面坐标系一致),那么,按式(4.2.13),飞机首先经历时变风梯度;同时,按照 4.2.2 节所作的讨论,这个风梯度也引起俯仰力矩。式(4.2.22)的空间导数为

$$\frac{\partial w_w(x)}{\partial x} = w_{wx}(x) = \hat{w}_w \frac{2\pi}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x\right) \quad (4.2.23)$$

代入 $x = V_K t$, 则可得到以等速度 $V_K = x/t$ 运动的飞机当地风梯度时间导数为

$$w_{wx}(t) = \hat{w}_w \frac{2\pi}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi V_K t}{\lambda}\right) \quad (4.2.24)$$

$w_{wx}(t)$ 的振幅与波长 λ 成反比,它的频率则与飞行速度成正比。只要飞机的尺度远远小于风的波长,则近似可认为沿飞机纵向的 w_{wx} 为常值,这样,由式(4.2.20),可以写成

$$q_w(t) = -w_{wx}(t) = -\hat{w}_w \frac{2\pi}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi V_K t}{\lambda}\right) \quad (4.2.25)$$

按类似方式,也可对其它风梯度进行变换。

用线性梯度近似正弦函数,其有效范围如下。欲使正弦函数线性化时的误差小于 5%,幅角必须小于 30° ,即

$$\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} x\right) \approx \frac{2\pi}{\lambda} x \quad \text{当} \quad \frac{2\pi}{\lambda} x < 0.5 \quad (4.2.26)$$

也就是说,对于展长为 b 的机翼来说,正弦形阵风的线性化只有当 $\lambda > 4\pi b$ 时才有效。另外,到此所讨论的这个准定常表达式(没有风和紊流的延迟作用),它的有效性受到所忽略的非定常效应的限制。在参考文献/Schänzer 77/中,说明了对准定常描述阵风影响的有效范围的估计情况,并认为,当阵风波长 λ 小于 8 倍机翼气动弦长,即

$$\lambda = \frac{2\pi V_K}{\omega} < 8\bar{c} \quad (4.2.27)$$

时,非定常流动过程所占的份额小于 5%。

另一方面,按式(4.2.25)积分时,当 $T\omega = 10$ 以上范围,德莱顿频谱(参见图 4.22 和 4.2.4 节)的方差值还只有 2%,这就是说,最小有效阵风波长为

$$\lambda_{\min} = \frac{L}{\sqrt{10}} \approx \frac{1}{3} L \quad (4.2.28)$$

在地面边界层以外($H > 300\text{m}$),对小型飞机来说,这个限制是一定的。而在低空和大型飞机情况下,其最小阵风波长则按式(4.2.27)由机翼的气动弦长来确定。

变换成随机阵风

由式(4.2.15)可得到时间信号的周期为

$$T_p = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{\lambda}{V_K} \quad (4.2.29)$$

由式(4.2.13)可由空间频率得到时间频率 ω 为

$$\omega = \Omega \frac{x}{t} = \Omega V_K \quad (4.2.30)$$

如果观测时间间隔相等,即由空间域的 $D_x = n\lambda = n2\pi/\Omega$ 和时间域的 $D_t = nT_p = n2\pi/\omega$ 分别建立相关函数,则在空间域为

$$R(\xi) = \frac{1}{2(n/\Omega)} \int_{-n/\Omega}^{+n/\Omega} w_w^2 \sin(\Omega x) \sin(\Omega(x + \xi)) dx \quad (4.2.31)$$

而在时间域内则为

$$R(\tau) = \frac{1}{2(n/\omega)} \int_{-n/\omega}^{+n/\omega} w_w^2 \sin(\omega t) \sin(\omega(t + \tau)) dt = \quad (4.2.32)$$

$$\frac{1}{2} w_w^2 \cos(\omega \tau) \quad \text{当 } n \rightarrow \infty$$

当比例因子 $\xi = V_K \tau$ 时,这两个相关函数完全相同。

如果满足下面所假设的条件,即:

- 航迹速度 V_K 为常数;
- 波长 λ 比飞机尺寸大得多。

那么上述把飞行的飞机从风的空间相关性到时间相关性的变换,完全可以从把正弦信号变换到空间固连的随机风过程这个示例看出。用 $V_K t$ 替换 x ,就可由空间过程得到时域内的相关函数。由式(4.2.31)和式(4.2.32),因为

$$R(\xi = 0) = R(\tau = 0) \quad (4.2.33)$$

所以两种信号的方差 σ^2 是一样的。与式(4.1.4)的特征时间常数类似,也可定义一个特征长度

$$L = \int_0^\infty \frac{R(\xi)}{R(0)} d\xi = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty R(\xi) d\xi \quad (4.2.34)$$

二者的关系就如同正弦信号情况下周期 T_p 和波长 λ 的关系,类似于式(4.2.29)

$$L = TV_K \quad (4.2.35)$$

最后,由同样的表达式

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) d(V_K \Omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V_K S(\omega) d\Omega \quad (4.2.36)$$

和

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S'(\Omega) d\Omega \quad (4.2.37)$$

得到空间域和时间域的功率密度频谱的关系为

$$S'(\Omega) = V_K S(\omega) \quad \text{其中} \quad \Omega = \frac{\omega}{V_K} \quad (4.2.38)$$

这就是说,人们可以从等速度飞行的飞机的机载测量结果,求出空间分布(沿飞行航迹)的风场。这个测量结果可用于仿真,以便在任意航迹速度下,产生一个真实的时间域内的阵风信号。

紊流的纵向和横向相关函数

在地面边界层以上($H > 300\text{m}$),通常可以认为流场的紊流部分是均匀的和各向同性的。这样,它的统计特性就与方向无关,因而,与 4.1.3 节已经确认的那样,对各速度分量 u_w, v_w 和 w_w ,就有

$$\sigma_u^2 = \sigma_v^2 = \sigma_w^2 \quad (4.2.39)$$

对 x, y 和 z 方向的相关函数,同样也是这种情况

$$R_u(\xi) = R_v(\eta) = R_w(\zeta) = \sigma^2 f(r) \quad (4.2.40)$$

这里所说的纵向的含义是:分别在其相关方向研究各速度分量。因为从统计观点看,各速度分量互不相关,所以互相关函数

$$R_{uv} = R_{vw} = R_{wu} = 0 \quad (4.2.41)$$

如果研究与相关方向垂直的速度分量,则称为横向相关函数,在各向同性场中,它们也是一样的

$$R_v(\xi) = R_w(\xi) = R_u(\eta) = R_w(\eta) = R_u(\zeta) = R_v(\zeta) = \sigma^2 g(r) \quad (4.2.42)$$

按照参考文献/Batchelor 53/, $g(r)$ 和 $f(r)$ 的关系为

$$g(r) = f(r) + \frac{r}{2} \frac{df(r)}{dr} \quad (4.2.43)$$

图 4.22 示出纵向和横向范化相关函数 $f(r)$ 和 $g(r)$ 的一般形式。

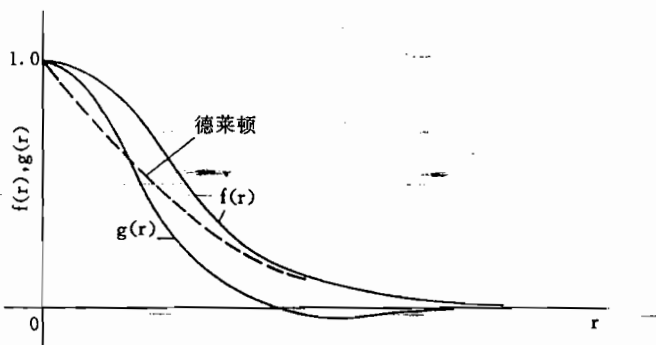


图 4.22 范化相关函数 $f(r)$ 和 $g(r)$ 的一般形式(引自/Batchelor 53/)

4.2.4 德莱顿频谱

在大量真实紊流功率密度谱的近似表达式中,德莱顿频谱由于简单而备受青睐。其原因在于,用一个指数函数就能近似地表示(空间)相关函数,更确切地说,就是把纵向相关函数表示成

$$f(r) = e^{-|r/L|} \quad (4.2.44)$$

与此相应的功率密度谱是 2 次型

$$S(\Omega) = \sigma^2 \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-|r/L|} e^{-j\Omega r} dr = \sigma^2 \frac{2L}{1 + L^2 \Omega^2} \quad (4.2.45)$$

与此对应,其在时域的形式为

$$S(\omega) = \sigma^2 \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-|\tau/T|} e^{-j\omega \tau} d\tau = \sigma^2 \frac{2T}{1 + T^2 \omega^2} \quad (4.2.46)$$

这两个函数只由均方差 σ 和特征波长 L 这两个参数来确定。它们的关系已由图 4.11 说明。图 4.23 示出德莱顿频谱与测量结果的比较。由式(4.2.43)可以得到 $r>0$ 时的横向范化相关函数

$$g(r) = \left(1 - \frac{r}{2L}\right) e^{-r/L} \quad (4.2.47)$$

均方差 σ_u, σ_v 和 σ_w 与平均风速、高度、地面粗糙度以及大气稳定性的关系,已在前一节介绍过。特征波长 L 主要取决于距地面的高度和大气稳定性,也就是取决于温度梯度。

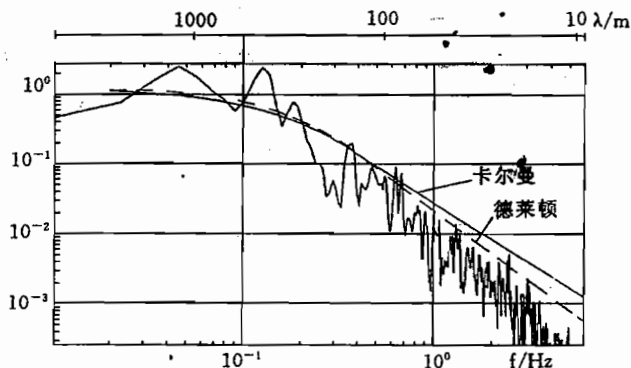


图 4.23 测量的大气紊流功率密度谱与卡尔曼(V. Karman)和德莱顿近似表达式的比较
(引自/Vörsmann Sw 80/)

按照参考文献/Schänzer 85/,高度大于 200m 以上,特征波长平均可认为是常值,而在地面附近,则近似随高度线性增大。

$$\begin{aligned} L &= 5\text{m} && \text{当} && H < 10\text{m} \\ L &= K_w H && \text{当} && 10\text{m} < H < 200\text{m} \\ L &= 150\text{m} && \text{当} && H > 200\text{m} \end{aligned}$$

比例因子 K_w 与大气状态有关,在中性大气情况下近似等于 1,并随大气稳定性的增加而增加。在各向同性大气中,3 个方向 x, y 和 z 的特征波长均一样大。在地面边界层内, z 方向分量 L_w 因受壁面影响而减小,人们可用 $L_u = L$ 来表示

$$\begin{aligned} L_w &= 0.8 L_u && \text{当} && H < 10\text{m} \\ L_w &= (0.79 + 0.0014H) L_u && \text{当} && 10\text{m} < H < 150\text{m} \\ L_w &= L_u && \text{当} && H > 150\text{m} \end{aligned}$$

如上所述,机载测量的风与飞行航迹和飞行速度有关。上面已指出,在飞行方向上测量的风速分量 u_{wk} 的相关函数与垂直飞行方向上的风速分量 v_{wk} 和 w_{wk} 的相关函数是不同的。按照参考文献/Schänzer 85/,可以得到垂直飞行航迹方向的紊流速度功率密度谱为

$$S_v(\omega) = S_w(\omega) = \sigma_v^2 T \frac{1 + 3T^2 \omega^2}{(1 + T^2 \omega^2)^2} \quad (4.2.48)$$

4.2.5 紊流的仿真

如果随机信号 $x(t)$ 通过传递函数为 $F(j\omega)$ 的滤波器,则在其输出端也是一个随机信号 $u(t)$, 它的功率密度谱与输入信号功率密度谱的关系为

$$S_u(\omega) = F(j\omega)F(-j\omega)S_x(\omega) = |F(j\omega)|^2 S_x(\omega) \quad (4.2.49)$$

这样,当 S_u 和 S_x 恰好是 ω 的有理函数,例如,当

$$S_u(\omega) = |F_u(j\omega)|^2 \quad S_x(\omega) = |F_x(j\omega)|^2 \quad (4.2.50)$$

则成形滤波器为有理传递函数,因而是可以实现的。

德莱顿功率密度谱恰好就是这种情况。因而,通过设置一个具有传递函数

$$F(j\omega) = \frac{F_u(j\omega)}{F_x(j\omega)} \quad (4.2.51)$$

的成形滤波器及一个输入信号,就可以模拟出符合德莱顿频谱的随时间变化的阵风信号。

如图 4.24 所示,如果 $x(t)$ 是白噪声信号,那么成形滤波器为

$$F_{uw}(j\omega) = \sqrt{2\sigma_u^2 T_u} \frac{1}{1 + j\omega T_u} \quad (4.2.52)$$

$$F_{vw}(j\omega) = \sqrt{\sigma_v^2 T_v} \frac{1 + j\omega \sqrt{3} T_v}{(1 + j\omega T_v)^2} = F_{ww}(j\omega) \quad (4.2.53)$$

在数值仿真时,可以采用积分间隔时间足够大的伪随机序列作为输入信号,用这种方式就可以用一些样本函数来代替实际在飞行中测量的阵风,通过预先给定当时的两个参数,任何时候都可以产生这些样本函数。实际上,数值生成的随机序列可再现的另一个优点是:即使仿真时间比较短,也能通过输出信号的时间变化过程进行结果比较。

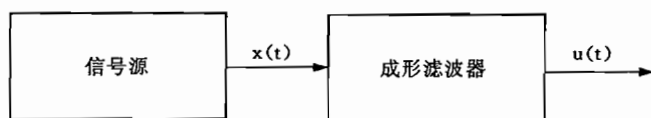


图 4.24 随机信号滤波

虽然利用上述方法能生成预先给定的功率密度谱的时间函数,但还有两个问题尚未解决:

——时间函数的特性也由其相频谱来确定,为了模拟它,尚不知同适用参数的一般关系;

——高斯分布随机数的选择虽然可从观测的紊流数据的经验分布得到支持,然而这些数据的切变会呈现强烈的非高斯特性,这表现在:被感受到的用高斯过程所模拟的紊流运动太“弱”。若把经过滤波的高斯过程的图形同测量的紊流序列作比较,这种缺陷更加明显,如图 4.25 所示。

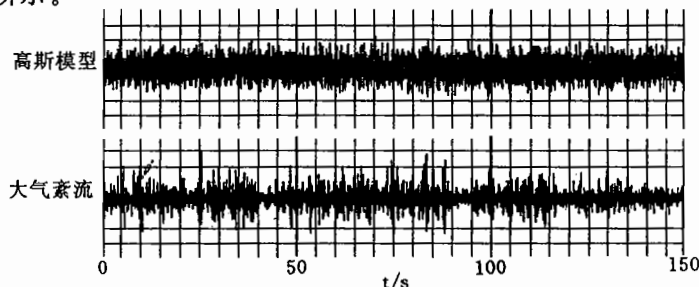


图 4.25 测量的大气紊流(下面)与高斯分布噪声(上面)的比较,
所示为风速的导数(引自/Reeves et al. 74/)

4.2.6 紊流的非定常作用

如果一个阶跃型垂直阵风作用在机翼上,那么升力只能滞后跟随迎角的阶跃型变化,其原因在于涡系形成的延迟。这种效应已由屈斯纳(Küssner)用一种相当复杂的、与马赫数和机翼展弦比有关的函数,即所谓屈斯纳函数加以描述/Schänzer 85/,当误差小于10%时,这个函数可用一种指数函数来近似,如图4.26a)所示

$$\Psi(t) = 1 - e^{-t/T} \quad \text{其中} \quad T = \frac{\bar{c}}{2V_A} T^* \quad (4.2.54)$$

式中 $T^* = 2 \sim 6$, 视马赫数和机翼展弦比 λ 而异。因而,升力对突风迎角 α_w 的阶跃响应为

$$\Delta C_A(t) = \Delta C_{A\infty} \Psi(t) = C_{A\alpha} \hat{\alpha}_w [1 - e^{-t/T}] \quad (4.2.55)$$

经过拉普拉斯变换,得

$$\Delta C_A(s) = C_{A\alpha} \frac{1}{1 + Ts} \alpha_w(s) = \frac{C_{A\alpha}}{1 + Ts} \alpha_w(s) = F_{C_A}(s) \alpha_w(s) \quad (4.2.56)$$

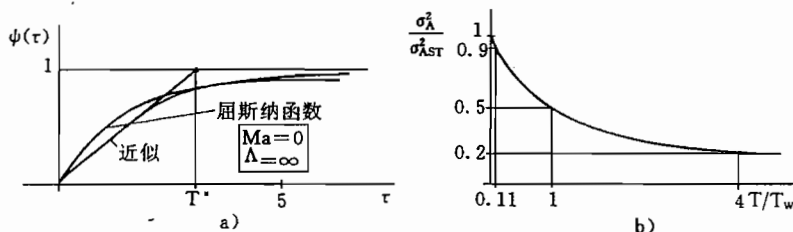


图 4.26 紊流的非定常作用

a) 屈斯纳函数; b) 高频阵风载荷的减缓(引自/Schänzer 85/)。

传递函数 $F_{C_A}(s)$ 对任何信号都适用,因而也适用于随机阵风。如果在随机阵风情况下,假定是如式(4.2.44)所示的德莱顿频谱,那么机翼上附加升力的功率谱密度形式类似于式(4.2.49)

$$S_{C_A}(\omega) = F_{C_A}(j\omega) F_{C_A}(-j\omega) S_{\alpha_w}(\omega) = 2\sigma_w^2 \frac{T_w}{V_A^2} \frac{1}{1 + T_w^2 \omega^2} \frac{C_{A\alpha}^2}{1 + T^2 \omega^2} \quad (4.2.57)$$

类似于式(4.1.7),对这个表达式积分,则得到附加升力方差的一种简单关系/Schänzer 85/为

$$\sigma_{C_A}^2 = \sigma_w^2 \frac{C_{A\alpha}^2}{V_A^2} \frac{1}{1 + T/T_w} \quad (4.2.58)$$

如图4.26b)所示,这个关系与时间常数 T 和 T_w 的比有关

$$\frac{T}{T_w} = \frac{\bar{c} T^* / 2V_A}{L_w / V_A} = \frac{\bar{c}}{2L_w} T^* \quad (4.2.59)$$

因此,波长 L_w 较小的阵风因非定常效应的减小而特别明显。按照4.2.4节所述,在不稳定的大气中和地面附近,特征波长变小,因此,在地面附近阵风影响的减小尤其明显,这是很有利的,甚至在强紊流下也能精确着陆。在作数值仿真时,由屈斯纳函数描述的非定常效应,可以相对简单地通过类似于式(4.2.51)的滤波予以考虑。

当流动情况发生突然的或者较高频率的变化时,会出现非定常气动力作用。因而,因

飞机运动使迎角快速发生变化时,或者快速操纵机翼襟翼时,必须考虑这种非定常气动力的影响。这种非定常效应可用瓦格纳(Wagner)函数加以表示。它是机翼上下运动情况下屈斯纳函数的一种变形。为了准确地说明其影响,请参看文献/Kaufmann 86/。

最后,高频紊流会激发飞机的弹性自由度,在 3.5.3 节已指出了空气动力与弹性之间的交互作用。为了足够准确地描述由此所产生的作用,不仅需要非定常空气动力的详细模型,而且还需要非定常空气动力的详细模型。为此,可查阅文献/Bisplinghoff 62/,/Försching 78/。

多点模型

空气动力对全机作用的非定常表达式,描述的是一种明显的近似关系。这不仅涉及紊流的作用,而且也涉及 3.3 节所讨论的下洗延迟和飞机转动的作用。这里,可以继续分开模型化处理空气动力对飞机部件的作用,例如,左机翼、右机翼、机身、立尾和平尾,与 3.2 节对机翼和平尾所作的模型化一样。

为了能够实现这样的多点模型,要按一般表达式

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_w \quad (1.2.17)$$

计算出各点(部件)上当当地来流速度。式中, $\vec{V}_K$ 也包括飞机转动部分在内,甚至也应包括弹性变形的当地物体的速度, $\vec{V}_w$ 除了包括风之外,还包括飞机对流场的反作用。因而,这里也应包括下洗和下洗延迟(垂直方向和水平方向)的作用、发动机的影响以及地面效应。

由与空间相关的来流,就可以对每一个部件确定当地的力和力矩。然后,对全机汇总这些力和力矩,由此不仅可以计算刚体飞机的运动,也可以计算出弹性变形/Brockhaus 90/。各种多点模型的表达式不仅成功地用于飞机特征参数的辨识/Proskawetz 89/,而且也成功地用在准确的数值仿真/Kaufmann Ki 90/。随着可使用计算效率的提高,也可以实时地实现多点模型。当然,为了扩展它的使用,前提条件是全面地使飞机的各部件及其相互干扰模型化,如同最后在风洞中测量每个部件那样。

过程数学模型篇

5 非线性运动方程

在前面各章介绍了飞机运动过程的所有输入变量和输出变量以及外力和外力矩后,本章将要讨论飞机 6 自由度运动的非线性微分方程。这些方程是在下列简化假设下列写的。

1. 把地球视为惯性系统,即视为平面的和静止的。在亚音速和跨音速范围,这个假设不会造成误差。

2. 假设飞机为刚体,不考虑机翼、机身和尾翼的弹性自由度。只要弹性振动的频率明显高于刚体运动的频率,而且操纵面的偏转不明显地激发弹性运动,这个假设就是正确的。

3. 由于飞机相对 xz 平面对称,所以,惯性积 I_{xy} 和 I_{yz} 为零。

4. 不计发动机旋转的转动效应。这种简化处理可能使小型、大推力飞机的结果不准确(陀螺耦合)。

5. 把作用在飞机各部件上的所有外力综合成作用在重心上的合力。当空气动力可视为准定常时,这种单点模型是有效的(参见 3.3.2 节)。

6. 由机翼、尾翼和机身绕流产生的空气动力均可视为准定常的,不考虑其非定常效应。只要非均匀来流的波长大于机翼弦长 8 倍,这个假设是允许的。

7. 不计飞机绕流和发动机喷流的相互作用。但这个假设对小型螺旋桨飞机会造成误差。

8. 不考虑飞机和地面(起飞和着陆时)之间的相互作用,这不仅涉及地面效应,而且还涉及作用在起落架上的力。

刚体飞机的运动是由作用在飞机重心上的力和力矩引起的,它们是由三部分组成的:

- 由机翼、尾翼和机身绕流产生的空气动力和力矩;
- 由发动机产生的力和力矩;
- 飞机质量(重力)。

前两部分皆为复杂的、多维非线性函数,只能近似地给出。通常,可用台劳展开式表示,并把它简化到最主要的影响关系,如 3.3 节和 3.4 节所述。

本节所推导的方程以及第 2 章所导出的部分方程,在附录 A.1.2 中归并成一个封闭的方程组,它也是飞机运动数值仿真的基础。

5.1 力和力矩方程的综合

5.1.1 坐标系的选择

作用在飞机上的重力、推力和空气动力在不同的坐标系上发生作用。所以,在选择描述飞机运动的坐标系时,总要作一些妥协。这种选择也最后决定了微分方程组的状态变量。

在地面固连坐标系中描述飞行航迹最合适,甚至在地面坐标系描述重力、风和紊流也最合适。因而,这就引出地面固连坐标系。这时,在求力矢量和力矩矢量的微分时,那些复杂的欧拉项也消失了(当把地球视为惯性系时)。然而,困难在于:空气动力必须经过欧拉角进行变换,而且惯性张量是时变的。为了在描述空气动力时尽可能简单,最好采用气流坐标系,但是,其最大的缺点是必须对重力、发动机推力和惯性力矩进行变换,这就使方程很复杂。除此之外,欧拉项还与不能测量的转动角速度 $\dot{\gamma}_A, \dot{\chi}_A$ 和 $\dot{\mu}_A$ 有关。

作为折衷,建议选用飞机固连坐标系,首先选择按惯性主轴方向的飞机固连坐标系。在文献资料中,这种选择最为常见。这样一来,惯性矩就为常数,但欧拉项中含有测量变量 p_K, q_K 和 r_K 以及 $\vec{V}_K$ 在机体坐标系中的分量。推力近似与飞机固连,而空气动力只需经过小角度 α 和 β 进行变换,重力也可以很简单地引入。

由于上述原因,本章也按这种方法列写全量方程。这种列写方法引出的状态矢量元素只有惯性量,即这些元素描述了相对惯性空间的运动,而风和飞行航迹方程则采用地面固连坐标系。最后,姿态角微分方程与 2.3.4 节中的定义表达式一样。

在进行方程线性化时,通常要改变飞机固连坐标系,使它转动一个定常迎角 α_0 ,这样就规定定常升力和定常阻力沿 z 轴和 x 轴方向。这种所谓的“稳定轴系”,在定常、无侧滑情况下与气流坐标系一致,它“冻结”在飞机上,因而在动态情况下与飞机固连。它的优点是:当对工作点发生小偏离时,升力矢量、阻力矢量和侧力矢量对该坐标轴只有微小偏差。因此,线性化力方程通常在稳定轴上列写,而为了使惯性矩不变起见,线性化力矩方程在与飞机固连的主轴上列写。在 $\beta_0=0$ 的定常飞行情况下,因为 y_f 轴与 y_A 轴重合,所以,俯仰力矩的差别没有什么影响。当然,这里的表示方法是按/McRuer 73/,即力方程和力矩方程都在飞机固连的主轴上列写和线性化。

5.1.2 列写方程

空气动力和空气动力矩是飞机与周围空气之间相对运动的非线性函数,与

——动压头 $\bar{q}=(\rho/2)V_A^2$;

——机翼面积 S ;

——机翼弦长 $\bar{c}$ 或者半展长 $b/2$ 。

有关,可以用无因次系数 C_i 表示。

通常情况下认为这些系数在实验坐标系上给出,那么,它们就与在风洞中测量的一样,即 C_A 和 C_W 在飞机对称面内定义,而 C_Q 与这二者垂直。因而,空气动力矢量为

$$\vec{R}_f^A = \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_f = \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} -W \\ Q \\ -A \end{bmatrix}_e = \underline{M}_{fe} \frac{\rho}{2} V_A^2 S \begin{bmatrix} -C_W(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, i_H, \eta, \kappa \dots) \\ C_Q(M, \beta, \dot{\beta}, p_A, r_A, \xi, \zeta \dots) \\ -C_A(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, i_H, \eta, \kappa \dots) \end{bmatrix} \quad (5.1.1)$$

空气动力力矩矢量为

$$\vec{Q}_f^A = \begin{bmatrix} L^A \\ M^A \\ N^A \end{bmatrix}_f = \frac{\rho}{2} V_A^2 S \begin{bmatrix} (b/2)C_l(M, \beta, \dot{\beta}, p_A, r_A, \xi, \zeta, \dots) \\ \bar{c}C_m(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, i_H, \eta, \kappa, \dots) \\ (b/2)C_n(M, \beta, \dot{\beta}, p_A, r_A, \xi, \zeta, \dots) \end{bmatrix}_f \quad (5.1.2)$$

式中,力矩系数是在飞机固连坐标系上定义的。飞机的空气动力系数及其导数;按飞机机构形和工作点,可以从当时飞机的数据活页中得到。这里要注意的是:这些数据是在何种坐标系上给出的,有时要进行换算。

空气动力系数是马赫数、迎角和侧滑角,以及飞机和空气之间相对转动角速度 p_A, q_A, r_A 等的非线性函数,空气运动所造成的扰动通过这些变量发生作用。另外,这些系数还与气动舵面和襟翼的偏角 ξ, ζ, η, i_H 和 κ 有关,如 3.3 节和 3.4 节所述。与发动机推力一样,这些偏角都是可用作控制的可操纵变量。

如 3.6 节所述,推力矢量和推力力矩矢量是环境条件(空气密度、马赫数、来流状况)、节流度 δ_F 和飞机几何特性等的函数,即

$$\vec{F} = \vec{F}(\rho, M, \alpha, i_F, \delta_F, \dots) \quad (5.1.3)$$

$$\vec{Q}^F = \vec{Q}^F(\rho, M, \alpha, i_F, y_F, z_F, \delta_F, \dots) \quad (5.1.4)$$

若不考虑发动机喷流和飞机绕流之间的空气动力方面的相互作用,那么,在飞机固连坐标系中可表示成(参见 2.5 节和 3.6.4 节)

$$\vec{F} = \begin{bmatrix} \cos i_F \\ 0 \\ -\sin i_F \end{bmatrix} F_{res} \quad (2.5.4)$$

$$\vec{Q}_f^F = \begin{bmatrix} -y_F \sin i_F \\ z_F \cos i_F \\ -y_F \cos i_F \end{bmatrix} F_{res} \quad (2.5.5)$$

式中, F_{res} 是所有发动机的(净)推力之和,按式(5.1.3),它可通过节流度 δ_F 进行调节。推力的作用是一个重要的操纵变量,因为通过它可给飞机输入能量。

为清楚起见,把力方程和力矩方程表示成如图 5.1 所示的框图形式,矢量 $\vec{V}_w$ 和 $\vec{\Omega}_w$, 即风的过程输出变量构成方程的输入变量。除此之外,周围环境条件(空气密度 ρ , 温度 T)操纵输入 $\xi, \zeta, \eta, \kappa, i_H$ 和 δ_F 等也是输入变量。输出变量是力和力矩矢量,它们又是下一节要介绍的状态方程的输入变量。

若把图 3.36 的空气动力作用的框图简化成主要的输入变量和输出变量,则可得图 5.1 的下半部分。对发动机也按类似方式处理,则由 3.6 节也可得到图 5.1 的上半部分。在“发动机”和“空气动力”这两块内,各自包含了很复杂的多维数学模型,这里只能按控制器设计的需要作简化说明。

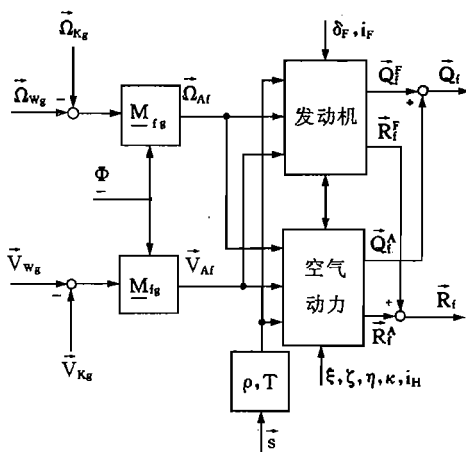


图 5.1 发动机和空气动力的简化框图

5.2 飞机运动的状态方程

5.2.1 移动速度的微分方程

刚体飞机的 6 自由度运动过程用 4 个矢量微分方程来描述。根据动量定理得到第一个矢量微分方程,它描述了飞机重心上的力平衡。若欲在动坐标系上描述力平衡,那么就要按 2.3.2 节所述,要求出速度对时间的导数。若把地球视为静止的(惯性系统),由式(2.3.3)可得在一般坐标系(n)上的方程为

$$m \left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_n^g = m \left[\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_n^n + \vec{\Omega}_n^{gn} \times \vec{V}_{Kn} \right] = \underline{M}_{ne} \vec{R}_e^A + \underline{M}_{nf} \vec{F}_f + \underline{M}_{ng} \vec{G} \quad (5.2.1)$$

式中, $\vec{\Omega}_n^{gn}$ 是在坐标系 n 中测量的坐标系 n 相对地球的转动矢量,例如

$$\vec{\Omega}_f^{gf} = \vec{\Omega}_{Kf} = [p_K \quad q_K \quad r_K]_f^T \quad (5.2.2)$$

是在飞机固连坐标系上测量的转动速度矢量。式(5.2.1)首先是在飞机固连坐标系上来描述的,这样,经过详细的变换,并且两边除以质量 m 后,得

$$\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_f^f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix}_f + \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi\cos\Theta \\ \cos\Phi\cos\Theta \end{bmatrix} g - \begin{bmatrix} q_K w_K - r_K v_K \\ r_K u_K - p_K w_K \\ p_K v_K - q_K u_K \end{bmatrix}_f \quad (5.2.3)$$

积分式(5.2.3),就得到飞机移动速度在飞机固连坐标系上的矢量。在与飞机固连的球坐标系上,这个速度矢量可表示成如下形式(参见 2.2.2 节)

$$\vec{V}_{Kf} = \underline{M}_{fk} \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha_K \sin\mu_K + \beta_K \cos\mu_K \\ \alpha_K \cos\mu_K - \beta_K \sin\mu_K \end{bmatrix} V_K \approx \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_K \\ \alpha_K \end{bmatrix} V_K \quad (2.2.9)$$

以后,选择它的分量 V_K, β_K 和 α_K 作为状态变量。把 $\vec{V}_{Kf}$ 变换到地面固连笛卡尔坐标(g)上,就可建立其与地面固连飞行航迹的关系

$$\vec{V}_{Kg} = \begin{bmatrix} u_K \\ v_K \\ w_K \end{bmatrix}_g = \underline{M}_{gf} \begin{bmatrix} u_K \\ v_K \\ w_K \end{bmatrix}_f \approx \underline{M}_{gf} \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_K \\ \alpha_K \end{bmatrix} V_K \quad (5.2.4)$$

再变换成地面固连球坐标

$$\vec{V}_{Kg} = \underline{M}_{gk} \vec{V}_{Kk} = \underline{M}_{gk} \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma\cos\chi \\ \cos\gamma\sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (2.2.4)$$

由此,最后可把飞行航迹速度 V_K 、航迹方位角 χ 和航迹倾角 γ 表示成

$$V_K = \sqrt{u_{Kg}^2 + v_{Kg}^2 + w_{Kg}^2} \quad (5.2.5)$$

$$\chi = \arctan \left(\frac{v_{Kg}}{u_{Kg}} \right) \quad (5.2.6)$$

$$\gamma = -\arcsin \left(\frac{w_{Kg}}{V_K} \right) \quad (5.2.7)$$

χ 和 γ 以后也视为状态变量。

通常,移动速度的微分方程是在飞行航迹坐标系上列写的,在第6章中也要用这种形式,其优点是飞行航迹变量 V_K, γ 和 χ 直接就作为状态变量出现,而且由于

$$\vec{V}_{Kk} = [V_K \ 0 \ 0]^T \quad (5.2.8)$$

$$\vec{\Omega}_k^{sk} = [-\dot{\chi}\sin\gamma \ \dot{\gamma} \ -\dot{\chi}\cos\gamma]^T \quad (5.2.9)$$

所以,欧拉项 $\vec{\Omega}_k \times \vec{V}_k$ 就变得非常简单。为了确定式(5.2.9)中的 $\vec{\Omega}_k^{sk}$,式(2.3.13)可用 $\Phi=0, \Theta=\gamma$ 和 $\Psi=\chi$ 进行变换,故在航迹坐标系中,矢量方程(5.2.3)就化成

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \underline{M}_{ke} \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e + \frac{1}{m} \underline{M}_{kf} \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix}_f + \underline{M}_{kg} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\chi} V_K \cos\gamma \\ -\dot{\gamma} V_K \end{bmatrix} \quad (5.2.10)$$

若在地面固连坐标系(更确切地说是在惯性系统)上积分速度方程,有时更为简单,这时,其形式为

$$\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_g^g = \frac{1}{m} \underline{M}_{gf} (\vec{R}_f^A + \vec{F}_f) + \vec{g}_g \quad (5.2.11)$$

这时欧拉项消失了,而力则变换到地面固连坐标系上,这对作数值仿真是很方便的。

5.2.2 加速度和载荷系数

由式(5.2.1)可知,在飞机固连坐标系上,加速度矢量可表示成

$$\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_f^g = \vec{a}_f = \left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_f^f + \vec{\Omega}_f^{gf} \times \vec{V}_{Kf} \quad (5.2.12)$$

飞机上加速度计显示的信号(见9.3.1节)矢量 $\vec{b}$ 与此明显不同。显示的信号等于除以质量的外力矢量的分量,这个矢量也称为“比力”(单位质量力)。由式(5.2.1),在飞机固连坐标系上的单位质量力(此处未用标准/DIN 9300/中的符号 $\vec{r}$,因为按照2.4.1节, $\vec{r}$ 称为径向矢量)为

$$\vec{b}_f = \frac{1}{m} (\vec{R}^A + \vec{F})_f = \left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_f^g - \underline{M}_{fg} \vec{g}_g \quad (5.2.13)$$

其分量形式为

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e - \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f^g - \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi\cos\Theta \\ \cos\Phi\cos\Theta \end{bmatrix} g \quad (5.2.14)$$

非加速平飞时它等于 $-g$,通常在铅垂线反向。一般不用 $\vec{b}$,而用载荷系数。在许多现代飞行控制系统中,载荷系数是控制变量(见第18章到第20章)。载荷系数是驾驶员所感受的反作用力的一种尺度,当载荷系数增大,也就是升力增大时,它也增大。因此,资料中大多用 $\vec{b}$ 的反方向的 n_z 来表示载荷系数。在标准/DIN 9300/中,定义了标量形式的载荷系数,它只考虑了空气动力升力的作用

$$n_z = -\frac{Z_a}{G} = \frac{A_0 + \Delta A}{G} = 1 + \frac{\Delta A}{G} = 1 + \Delta n_z \quad (5.2.15)$$

只有在小角度和对水平飞行有小角度偏离的情况下,才用这个变量,这时, n_z 是在飞机固连坐标系还是在航迹坐标系的 z 轴上关系不大,文献资料中大多未详细说明载荷系数 n ,

而当航迹倾角 γ 或者滚转角 Φ 变得较大时,这会有问题。所以,在标准/DIN 9300/中,定义总的载荷系数矢量 $\vec{n}_t$ 为合外力与飞机重量之比

$$\vec{n}_t = \frac{\vec{b}}{g} = \frac{1}{mg} [\vec{R}^A + \vec{F}] = \frac{1}{g} \left[\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)^g - \vec{g} \right] \quad (5.2.16)$$

然而,这种从形式上的原因所作的规定(沿坐标轴方向为正)是有缺陷的:在正常情况下(水平直线飞行) $\vec{n}_t$ 的 z 向分量等于 -1 ,而当“载荷”增大时就变得更负了,这同飞机结构载荷系数定义相反。在能量研究时(例如在第6章中),采用这种形式的定义。但在下面,载荷系数都以控制变量出现,这样,把载荷系数都理解为按式(5.2.15)的定义,按一般习惯表示成 n_z (与1.2.4节一样)。

5.2.3 位置(航迹)的微分方程

按照式(2.4.2)和式(2.2.4)积分移动速度,则得飞机相对起始点 P_0 的位置微分方程

$$\frac{d\vec{s}_g}{dt} = \vec{V}_{K_g} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} \dot{\Delta N} \\ \dot{\Delta E} \\ -\dot{H} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi \\ \cos\gamma \sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (5.2.17)$$

飞机的位置可用北和东坐标 ΔN 和 ΔE 以及高度 H 表示。相对目标点的位置用斜距 R 、俯仰测向角 ϵ 和水平测向角 ρ 表示,由2.4节得

$$\Delta \vec{r}_g = \vec{r}_g - \vec{r}_{gc} = \begin{bmatrix} \cos\epsilon \cos\rho \\ \cos\epsilon \sin\rho \\ -\sin\epsilon \end{bmatrix} R = \begin{bmatrix} \cos\epsilon_c \cos\rho_c \\ \cos\epsilon_c \sin\rho_c \\ -\sin\epsilon_c \end{bmatrix} R_c \quad (2.4.14)$$

由式(2.4.16)和式(2.4.17),相对规定飞行航迹(VOR或ILS波束)的偏差可表示成

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r}_g = \vec{V}_{K_{gc}} - \vec{V}_{K_g}(t) = \begin{bmatrix} \dot{\Delta x} \\ \dot{\Delta y} \\ \dot{\Delta z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} \cos\gamma_c \cos\chi_c \\ \cos\gamma_c \sin\chi_c \\ -\sin\gamma_c \end{bmatrix} V_{K_c} - \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi \\ \cos\gamma \sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (5.2.18)$$

5.2.4 进近航迹的简化描述

短距离导航的两种标准情况,应分别用平面近似加以说明,这里假设 $V_K = V_{K_c}$ 。

水平飞向航路点

通常俯仰测向角 ϵ 很小,在航线飞行中起次要作用。若为简单计,假定地面坐标系就按规定航向取向,即 x_g 轴就与规定的基准线 x_r 重合,则式(2.4.6)中的水平测向角 ρ 就转变成测向角的误差 $\Delta\rho$ 。相对于规定飞行航迹的侧向距离 D (cross track distance,见图2.18)为

$$\Delta y = D = \sin\Delta\rho \cos\epsilon R = \sin\Delta\rho \sqrt{R^2 - H^2} \quad (5.2.19)$$

当 γ 和 γ_c 为小角度时,按照式(2.4.17),侧向速度误差为

$$\Delta \dot{y} = \dot{D} = (\sin\chi_c - \sin\chi) V_K \approx V_K \Delta\chi \quad (5.2.20)$$

并且

$$\chi_c = \rho_c \quad \text{和} \quad \Delta\chi = \chi - \chi_c = \chi - \rho_c \quad (5.2.21)$$

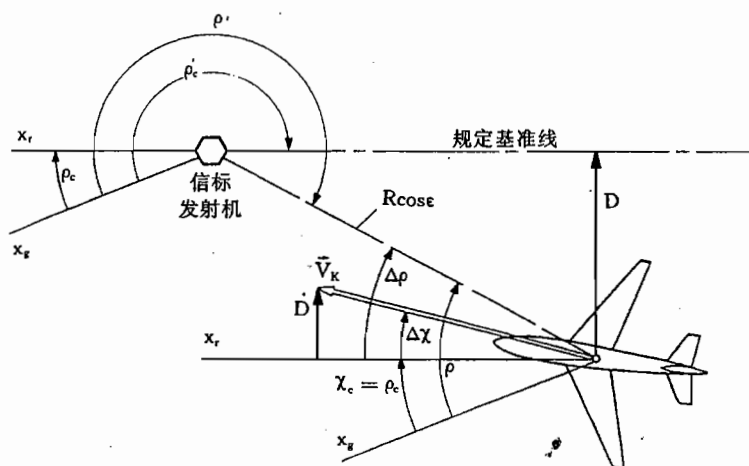


图 5.2 飞机相对地面上点的水平航迹

在图 5.2 所示的水平面情况下,所有变量均为正值。

到着陆点的下降飞行

由式(2.4.6)得俯仰测向角 ϵ 为

$$\sin \epsilon = -\frac{z_{OB}}{R} = \frac{H}{R} \quad (5.2.22)$$

当以 ILS 波束作基准着陆进近时,角 ϵ 和 ρ 及其角度偏差 $\Delta \epsilon$ 和 $\Delta \rho$ 都可认为是小角度,那么,由 2.4 节可知,规定航迹(波束)和接地点(无线电信标)之间的距离为

$$\Delta \vec{r}_g = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} \Delta R \\ \Delta \rho R + \rho_c \Delta R \\ -\Delta \epsilon R - \epsilon_c \Delta R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ D \\ \Delta H \end{bmatrix} \quad (2.4.15)$$

而速度矢量为

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r}_g = \begin{bmatrix} \dot{\Delta x} \\ \dot{\Delta y} \\ \dot{\Delta z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} -\Delta V_K \\ -\Delta \chi V_K - \gamma_c \Delta V_K \\ \Delta \gamma V_K + \gamma_c \Delta V_K \end{bmatrix} \quad (2.4.18)$$

因此,只有当飞机跟随一架参考飞机(见 2.4.2 节),也就是当欲按地点和时间控制飞机时,偏差 ΔR 和 ΔV_K 才有意义;否则,可认为是等于零。

图 5.3 示出在垂直引导平面 $x_r z_g$ 内,即 $\Delta \rho = 0$ 时的情况,这里除了 ϵ 之外,其余所有变量皆为正值。由图 5.3 可以看出,式(2.4.15)和式(2.4.18)的分量为

$$\Delta H = -\Delta \epsilon R - \epsilon_c \Delta R \quad (5.2.23)$$

$$\dot{\Delta H} = -\Delta \gamma V_K - \gamma_c \Delta V_K \quad (5.2.24)$$

以及

$$\gamma_c = \epsilon_c \quad \text{和} \quad \Delta \gamma = \gamma - \gamma_c = \gamma - \epsilon_c \quad (5.2.25)$$

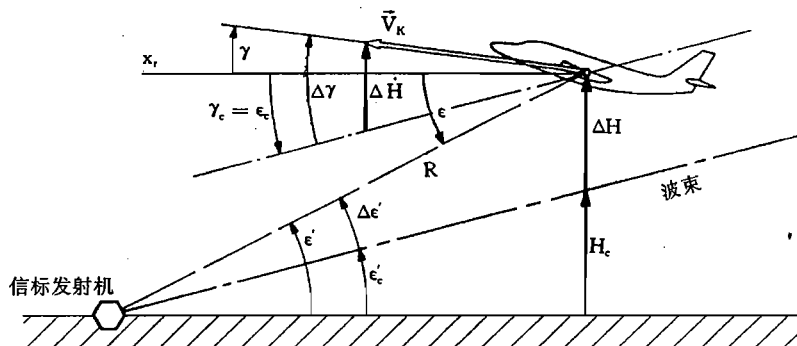


图 5.3 相对于地面固定点的垂直航迹
(图中 ϵ, ϵ_c 和 $\Delta\epsilon$ 皆为负)

5.2.5 转动角速度的微分方程

由动量矩定理可以得到转动角速度的微分方程,在一般坐标系(标记方法见 2.3.1 节)上,有

$$\underline{T}_n \left(\frac{d\vec{\Omega}_n^{gn}}{dt} \right)_n^g = \left[\underline{T}_n \left(\frac{d\vec{\Omega}_n^{gn}}{dt} \right)_n^n + \vec{\Omega}_n^{gn} \times \underline{T}_n \vec{\Omega}_n^{gn} \right] = \underline{M}_{nf} (\vec{Q}^A + \vec{Q}^F)_f \quad (5.2.26)$$

这个方程描述了绕重心的力矩平衡。矢量 $\vec{Q}_f^A$ 是在飞机固连坐标系中的总的空气动力力矩矢量, $\vec{Q}_f^F$ 是发动机推力的总的力矩矢量。假定为恒定的飞机惯性张量在飞机固连坐标轴上表示为

$$\underline{T}_f = \begin{bmatrix} I_x - I_{xy} - I_{zx} \\ -I_{xy} & I_y - I_{yz} \\ -I_{zx} - I_{yz} & I_z \end{bmatrix} \quad (5.2.27)$$

式中, I_{xy} 和 I_{yz} 对于对称的飞机皆为零。在飞机固连坐标系中,力矩方程(5.2.26)为

$$\left(\frac{d\vec{\Omega}_K}{dt} \right)_f^f = \underline{T}_f^{-1} [\vec{Q}^A + \vec{Q}^F - \vec{\Omega}_K \times \underline{T}_K \vec{\Omega}_K]_f \quad (5.2.28)$$

对于对称的飞机(即 $I_{xy}=I_{yz}=0$),其详细表达式为

$$\left(\frac{d\vec{\Omega}_K}{dt} \right)_f^f = \begin{bmatrix} \dot{p}_K \\ \dot{q}_K \\ \dot{r}_K \end{bmatrix}_f = \underline{T}_f^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} L^A + L^F \\ M^A + M^F \\ N^A + N^F \end{bmatrix}_f - \begin{bmatrix} q_K r_K (I_z - I_y) - p_K q_K I_{xz} \\ r_K p_K (I_x - I_z) + (p_K^2 - r_K^2) I_{xz} \\ p_K q_K (I_y - I_x) + q_K r_K I_{xz} \end{bmatrix}_f \right\} \quad (5.2.29)$$

$I_{xy}=I_{yz}=0$ 时,惯性张量的逆为

$$\underline{T}_f^{-1} = \begin{bmatrix} I_x & 0 & -I_{zx} \\ 0 & I_y & 0 \\ -I_{zx} & 0 & I_z \end{bmatrix}_f^{-1} = \frac{1}{I_y(I_x I_z - I_{zx}^2)} \begin{bmatrix} I_y I_z & 0 & I_y I_{zx} \\ 0 & I_x I_z - I_{zx}^2 & 0 \\ I_y I_{zx} & 0 & I_x I_y \end{bmatrix} \quad (5.2.30)$$

积分式(5.2.29),就得到可观测的转动角速度 p_{Kf} , q_{Kf} 和 r_{Kf} ,它们是飞机转动运动的三个状态变量。

同样,也可以在地面固连坐标系中求解力矩方程,但这要把与飞机固连的转动角加速

度矢量和惯性张量变换到地面坐标系上,这样,这组方程就要简单得多,其形式为

$$\left(\frac{d\vec{\Omega}}{dt}\right)_g = \underline{T}_g^{-1} \underline{M}_{gf} [\vec{Q}_f^A + \vec{Q}_f^F] \quad (5.2.31)$$

5.2.6 姿态角的微分方程

积分转动角速度分量就得到描述飞机姿态的状态变量(欧拉角)。相应的方程在 2.3.3 节中已作过介绍,其形式为

$$\frac{d\Phi}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} = \underline{M}_{\Phi f} \vec{\Omega}_{Kf} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\Phi \tan\Theta & \cos\Phi \tan\Theta \\ 0 & \cos\Phi & -\sin\Phi \\ 0 & \sin\Phi/\cos\Theta & \cos\Phi/\cos\Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} \quad (2.3.14)$$

5.3 方程组的讨论

为了形象地说明第 3 章、第 4 章和第 5 章所列方程之间的关系,尤其为了清楚地说明风和飞机运动之间的耦合,这里用表征它们相互关系的逻辑框图来说明描述飞机运动的所有基本运动方程,包括所需要的坐标变换。

状态方程的方块图

矢量微分方程(5.2.1), (5.2.17), (5.2.27)和式(2.3.15),包括必要的变换在内,可表示成如图 5.4 所示的方块图,它总共包括对应飞机运动 6 个自由度的 12 个微分方程。输出变量是飞机运动的 12 个状态变量,也就是矢量 $\vec{V}_K$, $\vec{\Omega}_K$, $\vec{s}$ 和 Φ 的分量。所有这 4 个状态矢量又反作用到其余的方程上,也包括风的方程。

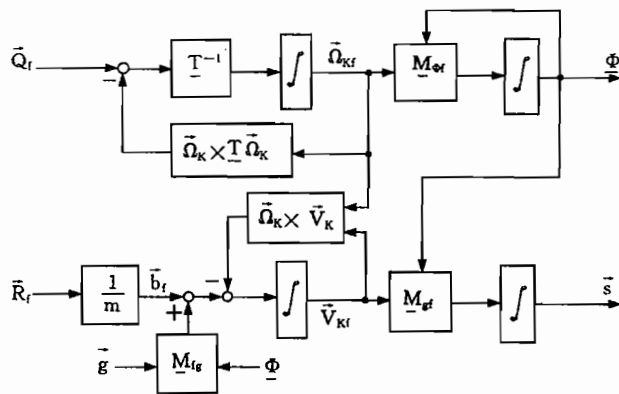


图 5.4 飞机运动的状态微分方程

风和飞机运动的耦合方块图

如第 4 章式(4.2.1)和式(4.2.16)所示,“飞机当地”的风过程可表示成图 5.5 的方块图形式。由该图可以看出,把地面固连风场变换到飞机重心坐标系上,就得到造成风和飞机运动之间的耦合的反作用。这种作用发生在以下 3 个层级内。

1. 瞬时位置矢量 $\vec{s}$ 决定了飞机从风场中直接“调用”什么样的矢量 $\vec{V}_w$ 和 $\vec{\nabla} \vec{V}_w$ 。

2. 飞行速度 $\vec{V}_K$ (飞行航迹) 决定了空间风梯度怎样对飞机重心上的平均风和梯度的时间变化发生影响。

3. 最后, 飞机姿态 Φ 决定了从与地面平行的风到飞机固连坐标系的变换, 从而也就决定了对空气绕流的影响。

因此, 风和紊流不是与外界作用的扰动变量无关的量, 而是与飞机运动共同组成一个反馈系统。

风和飞机运动之间的耦合

图 5.6 综合了图 5.1、图 5.4 和图 5.5, 单独风过程和飞机运动分别用虚线框起来。部分飞机运动过程只相当通常的“无风”飞行力学方程, 它又分成流体力学部分 (见图 5.1) 和运动学 (见图 5.4) 部分。从图 5.6 可以明显看出如下一些特点:

1. 飞机的刚体运动由 12 个状态变量表征, 另外加上描述重心坐标上风过程的 3 个变量。

2. 空气动力对飞机的作用只是由飞机和空气之间的相对运动以及空气动力舵面产生的, 其中, 也包括主要扰动输入和操纵输入 (质量移动和推力除外)。这也和从“无风”方程所知道的一样, 飞机运动对空气动力的反作用构成了飞机运动学过程的内反馈。

3. 风对飞机的作用和外界的独立的扰动过程不一样, 而是两种过程互相耦合在一起的。如上所述, 在个别情况下, 存在 3 种不同的反作用。在图 5.6 中, 它们分别表示成一条外反馈回路。若用矢量场表示风的过程, 那么, 可用相对简单的函数关系描述对穿越风场飞行的飞机的作用, 这就要建立适应空间风场的模型。

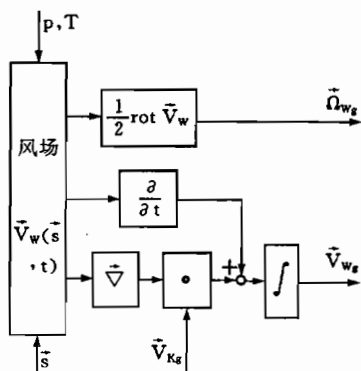


图 5.5 风对飞机的影响方块图

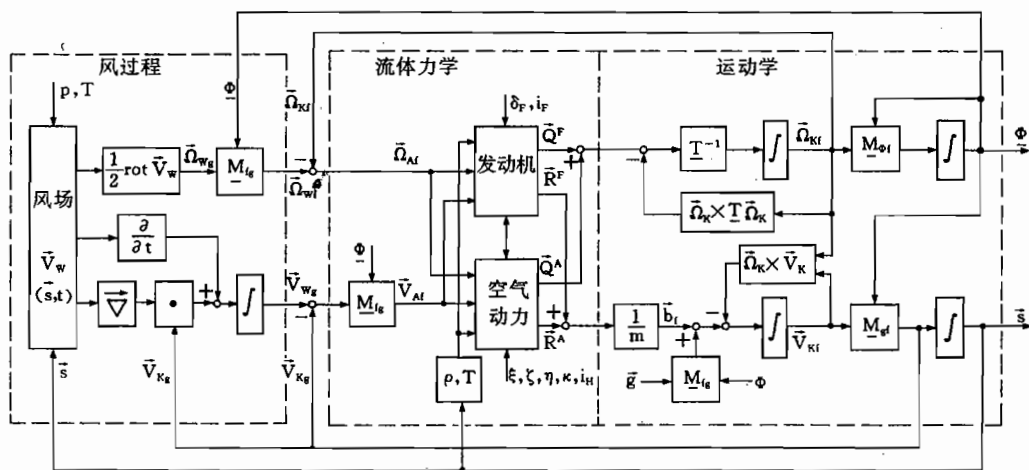


图 5.6 风和飞机之间耦合过程方块图

4. 只要 $\vec{V}_w = 0$, 那么 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_K$ 只相差一个常矢量 $\vec{V}_w(0)$, 而 $\vec{\Omega}_w$ 等于零。虽然定常无旋风场对飞行航迹有影响, 但对飞机空气动力没有影响, 可参见 6.4 节。

方程组的有效范围

这组方程的有效范围受本章开始所作假设的限制,只要完全掌握了式(5.1.1)和式(5.1.2)中空气动力的作用,以及式(5.1.3)和式(5.1.4)中发动机推力的多维函数关系,则在假设范围内可描述所有飞机的运动。若另外还假定 α 和 β 以及

$$\alpha_k = \Theta - \gamma \quad \text{和} \quad \beta_k = \chi - \Psi$$

等皆为小角度,则一些变换矩阵得以明显简化,这样一来,方程组就只限于速度矢量 $\vec{V}_k$ 和 $\vec{V}_A$ 近似在飞机纵轴上这种情况。这里还包括下列假设,在正常飞行情况下满足这些假设:

——飞机绕流是近似对称的,视在铅垂线(侧滑小球)与飞机对称面间只有一个小的角度;

——与飞机纵轴垂直的风速分量比飞行速度小得多。

即使在这些限制下,除了极低速飞行和悬停飞行情况外,在绝大多数情况下,这些方程都有效。

5.4 定常飞行状态

5.2节所综合的极为繁琐的非线性方程,只有在特别有限的假设下,才能解析求解(见第6章)。一般情况下只能数值求解,即迭代求解。这些方程又再一次被汇总在附录A.1.2节中,作为数值仿真的基础。但首先要确定定常平衡状态作为数值仿真的起始条件,这同进行飞行试验的方式完全一样:每次试验前,驾驶员应配平飞行状态。包括相应参数在内的这种定常平衡状态,也是方程线性化的出发点,这将在第7章讨论。

5.4.1 配平飞行状态计算的说明

这里所说的定常飞行状态应当理解为非加速飞行状态,因而,移动加速度矢量和转动角加速度矢量($d\vec{V}_k/dt$ 和 $d\vec{\Omega}_k/dt$)皆为零,这样,外力就与重力处于平衡,即飞机被配平,而且操纵面偏度都为常值,同时还需要假定风是定常的($\vec{\Omega}_w \equiv \vec{0}$, $d\vec{V}_w/dt \equiv \vec{0}$),参见/Hahn 88/。最典型的示例是定常直线飞行或定常曲线飞行。在6.2节将用科尔哈默尔(Korhammer)图对定常关系作深入的研究。

虽然通过定常情况限制,方程组比原来方程要简单得多,但仍不能封闭求解,因为空气动力参数是非解析的,而只是以特征曲线形式给出,由此得到的是超越方程,只能采用图解法或者数值迭代方法求解。

即使定常情况也还需要确定飞机运动的12个状态变量,当然是在6个移动加速度分量和转动角加速度分量恒等于零的附加条件下。为满足这个附加条件,一般只有4个操纵变量可供使用,即舵偏角 ξ , η 和 ζ 以及油门节流度 δ_F 。因此,还要采用另外两个约束条件,一般用Y方程(例如无侧滑飞行)和Z方程(升阻比)。

问题是如何能独立地预先设定多个状态变量,这就引出下列结论:水平位置坐标 x_g 和 y_g 以及偏航角 Ψ 对力和力矩状况没有反作用,也就是说可任意设定。这同样也适于飞行高度 $H = -z_g$,假定把空气密度 ρ 近似视为常数。这样一来,还有8个状态变量。为了能

任意地预先设定这 8 个变量,则 4 个操纵变量 ξ, η, ζ 和 δ_F 还不够。更确切地讲,配平要求的数目必须与自由度(任意给定的运动变量)的数目相同。例如,若给定 6 个状态变量 $V_K, \beta_K, \Theta, p_K, q_K$ 和 r_K ,那么,除了 4 个操纵变量外,还有其余两个状态变量 α_K 和 Φ 。

为了计算定常工作点(配平计算),应令式(5.2.3)和式(5.2.29)的等号左边为零(非加速状态),这样,这两个方程就变成代数方程组。此外,式(2.3.13)用作定义方程。为了数值求解这组非线性方程,那么,就要确定所有空气动力参数/Mönnich Bu 91/。

5.4.2 对称直线飞行

最经常出现的这种飞行状态的特征是:空速 $\vec{V}_A$ 和航迹倾角 γ 恒定不变,除了俯仰角 Θ 和迎角 α 外,其余所有的角度皆为零。转动角速度也为零,从而,所有非对称变量都消失了。一般,取偏航角 Ψ 和航迹方位角 χ 也为零是有意义的,因为通过选择一个基准方位角,这总是可以实现的。

同样,风也假定为零。此时,定常飞行状态(工作点)规定如下

$$\begin{aligned}\vec{V}_w &= \vec{0} & \vec{V}_A &= \vec{V}_K = \vec{V}_0 \\ \vec{\Omega}_w &= \vec{0} & \beta &= \beta_K = \Phi = \Psi = \chi = 0 \\ \vec{\Omega}_K &= \vec{0} & \gamma &= \gamma_0, \alpha = \alpha_K = \alpha_0, \quad \Theta = \Theta_0 = \gamma_0 + \alpha_0\end{aligned}\quad (5.4.1)$$

这样,所有力矢量和速度矢量都在对称面内,从而由 $V_w=0$ 出发,就满足了图 2.7 的前提条件,而且气流坐标系、实验坐标系和航迹坐标系都重合在一起。这时,式(5.2.3)和式(5.2.29)就很简单了,特别是完全取消了大量的交叉乘积(欧拉项)。另外,若略去推力的次要影响 Y^F, L^F 和 N^F ,那么,由式(5.2.10)就得到在航迹坐标系上的定常力方程为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e + \begin{bmatrix} \cos\alpha & 0 & -\sin\alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\alpha & 0 & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^F \\ 0 \\ Z^F \end{bmatrix}_f + \begin{bmatrix} -\sin\gamma \\ 0 \\ \cos\gamma \end{bmatrix} G \quad (5.4.2)$$

由式(5.2.29)得定常力矩方程为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L^A \\ M^A + M^F \\ N^A \end{bmatrix}_f \quad (5.4.3)$$

由此又得

$$\begin{aligned}Y_f^A &= 0, & L_f^A &= N_f^A = 0 \\ M_f^A + M_f^F &= 0\end{aligned}\quad (5.4.4)$$

代入式(5.1.1)、式(5.1.2)、式(2.5.4)和式(2.5.5)后,得定常直线飞行的方程如下

$$\frac{\rho}{2} V_A^2 S \begin{bmatrix} -C_w \\ -C_A \\ \bar{c}C_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin\gamma \\ \cos\gamma \\ 0 \end{bmatrix} G + \begin{bmatrix} \cos(\alpha + i_F) \\ -\sin(\alpha + i_F) \\ z_F \end{bmatrix} F = \vec{0} \quad (5.4.5)$$

确定工作点的步骤如下。

1. 由预先设定的空速、空气密度(高度)和飞行重量(质量),确定升力系数。若暂且认为推力的 z 分量和航迹角 γ 为小量,由式(5.4.5)得

$$C_A \approx \frac{mg}{(\rho/2)V_A^2 S} \quad (5.4.6)$$

2. 按照这个升力系数 C_A ,在规定的飞机构形(机翼、起落架等)和马赫数下,由相应的极曲线可求出迎角 α 和阻力系数 C_w 。

3. 由第2步求出的值和预先给定的飞行航迹倾角 γ 、飞行重量 G 以及推力安装角 i_F ,可按式(5.4.5)计算力的平衡情况,从而得到 R^A 和 F 。

4. 由第3步得到的升力 A ,按式(5.4.6)又可得到 V_A 和 M 的校正值

$$V_A = \sqrt{\frac{2A}{\rho S C_A}}$$

若 V_A 有误差,那么再按上述关系重新确定 C_A ,并且从第2步开始迭代。

5. 当预先给出推力偏心距时,式(5.4.5)给出平衡所需要的空气动力力矩。由已知的重心位置(载荷状态),这时就可求出平尾偏角 i_H 。

6. 由到此所计算出的变量,从当时飞机的数据资料中就可查出其余所有的空气动力系数和导数。

也可用第6章要介绍的“科尔哈默尔图”图解求解这个超越方程。还可用计算程序数值求解这个方程组/Mönnich Bu 91/。

5.4.3 水平协调转弯飞行

作为另一种经常出现的工作点(方向变化,等待转弯飞行,热力滑翔飞行),应当讨论一下定常协调转弯飞行,它以下列条件为特征:

- 飞行高度和空速为常数;
- 风速为零;
- “侧滑小球”和速度矢量在飞机对称面内;
- 转动角速度矢量 $\vec{\Omega}$ 为常数且与 z_g 轴重合,即横向姿态和纵向姿态恒定不变。

因有

$$\begin{aligned} \vec{V}_w &= \vec{0} & \vec{\Omega}_w &= \vec{0} & \dot{\Psi} &= \text{const} \\ \vec{V}_K &= \vec{V}_A = \vec{V}_0 & \Phi &= \Phi_0 \\ H &= 0, \gamma = 0 & \Theta &= \Theta_0 \\ b_y &= 0, (\beta \approx 0) \end{aligned} \quad (5.4.7)$$

图 5.7 示出这些关系,由该图和式(2.2.10)得

$$\alpha_K = \Theta \quad \text{和} \quad \beta_K = \chi - \Psi \quad (5.4.8)$$

这种飞行状态的定常方程又可由式(5.2.3)、式(5.2.29)和式(2.3.14)得到。此处也近似认为推力影响量 Y^F, Z^F 和 N^F 为零,由于 b_y

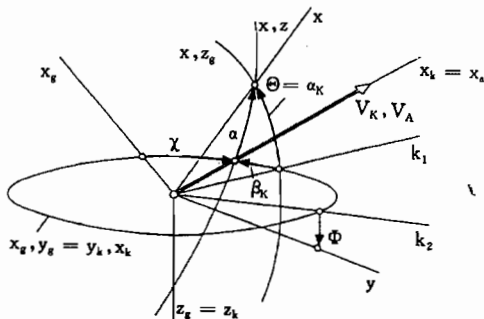


图 5.7 定常曲线飞行时的坐标系方位

$=0$, 因而 $Y^A=0$, 角 Θ 和 α 都为小角度。在这些假设下, 首先由式(2.2.23)给出

$$\Theta \sin \Phi + (\chi - \Psi) \cos \Phi = 0 \quad (5.4.9)$$

由该式及式(5.4.8)又得

$$\beta_K = \chi - \Psi = -\Theta \tan \Phi \quad (5.4.10)$$

由式(2.2.23)又进一步得

$$\alpha = \Theta \cos \Phi - (\chi - \Psi) \sin \Phi = \Theta \cos \Phi + \Theta \frac{\sin^2 \Phi}{\cos \Phi} = \frac{\Theta}{\cos \Phi} \quad (5.4.11)$$

这两种关系都可由图 5.7 加以理解; α 和 β_K 皆为常数, 由此又得

$$\dot{\chi} = \dot{\Psi} \quad (5.4.12)$$

令 $\dot{\Theta}=0$ 和 $\dot{\Phi}=0$, 对飞机固连坐标系, 由式(2.3.13)得

$$\begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Theta \\ \sin \Phi \\ \cos \Phi \end{bmatrix} \dot{\Psi} \quad (5.4.13)$$

虽然 $\dot{\Theta}$ 和 $\dot{\Phi}$ 为零, 但在飞机上仍可测出滚转角速度和俯仰角速度, 按式(5.4.13), 这两个角速度的关系为

$$q_K = r_K \tan \Phi \quad (5.4.14)$$

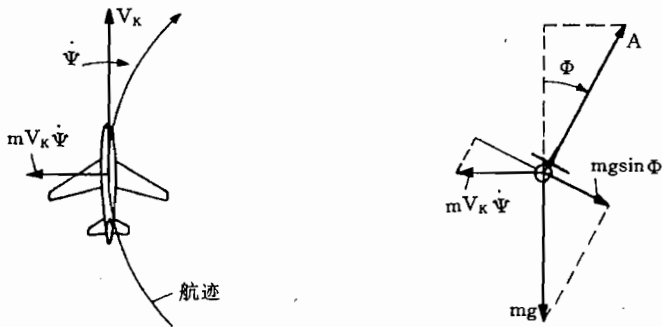


图 5.8 定常曲线飞行的平衡

由力方程式(5.2.3), 在所作假设下, 并考虑到式(5.4.13), 则得

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^A + X^F \\ 0 \\ Z^A \end{bmatrix}_f + \begin{bmatrix} -\Theta \\ \sin \Phi \\ \cos \Phi \end{bmatrix} g - \begin{bmatrix} \sin \Phi w_K - \cos \Phi v_K \\ \cos \Phi u_K + \Theta w_K \\ -\Theta v_K - \sin \Phi u_K \end{bmatrix} \dot{\Psi} \quad (5.4.15)$$

因为

$$\begin{aligned} u_K &= V_0 \\ v_K &= \beta_K V_0 = -\Theta \tan \Phi V_0 \\ w_K &= \alpha_K V_0 = \Theta V_0 \end{aligned} \quad (5.4.16)$$

则式(5.4.15)等号右边的最后一项(考虑到式(2.2.9)、式(5.4.8)和式(5.4.10))可写成(认为 $\Theta^2 \approx 0$)

$$-\begin{bmatrix} \Theta \sin \Phi + \Theta \cos \Phi \tan \Phi \\ \cos \Phi + \Theta^2 \\ \Theta^2 \tan \Phi - \sin \Phi \end{bmatrix} V_0 \dot{\Psi} = -\begin{bmatrix} 2\Theta \sin \Phi \\ \cos \Phi \\ -\sin \Phi \end{bmatrix} V_0 \dot{\Psi} \quad (5.4.17)$$

最后得力方程为

$$\frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^A + X^F \\ 0 \\ Z^A \end{bmatrix}_f = -\begin{bmatrix} -\Theta \\ \sin \Phi \\ \cos \Phi \end{bmatrix} g + \begin{bmatrix} 2\Theta \sin \Phi \\ \cos \Phi \\ -\sin \Phi \end{bmatrix} V_0 \dot{\Psi} \quad (5.4.18)$$

由 Y 方程得协调转弯飞行($b_y=0$)的条件为

$$\dot{\Psi} = \frac{g}{V_0} \tan \Phi \quad (5.4.19)$$

把式(5.4.19)代入 Z 方程,得

$$-Z^A = A = mg \left(\cos \Phi + \frac{\sin^2 \Phi}{\cos \Phi} \right) = \frac{G}{\cos \Phi} \quad (5.4.20)$$

故在所取的假设下,载荷系数为

$$n_z = -\frac{Z^A}{mg} = \frac{1}{\cos \Phi} \quad (1.2.14)$$

由图 5.8 可以更好地理解这些关系。

力矩方程(5.2.29)最后成为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L^A \\ M^A + M^F \\ N^A \end{bmatrix}_f - f(\underline{T}, \vec{\Omega})_f \dot{\Psi}^2 \quad (5.4.21)$$

式中, $f(\underline{T}, \vec{\Omega})$ 表示欧拉项。当曲线转动角速度 $\dot{\Psi}$ 不大时, 上式右边第二项可不予考虑, 这样, 力矩 L 和 N 近似为零, 而俯仰力矩则与(5.4.2)节一样

$$M^A + M^F = 0 \quad (5.4.22)$$

与式(5.4.14)和式(5.4.15)一起, 类似 5.4.2 节的方式, 由这个表达式就能描述定常状态变量和方程参数, 也就可以计算力系数和力矩系数。式(5.4.13)和式(5.4.18)给出无侧滑(“协调”)曲线飞行时应遵循的配置方法。

6 质点飞机的特性

为了研究飞机在平静大气中的航迹特性,同时也为了研究飞机在常值风场和变化风场中的航迹特性,以及研究有无发动机推力时的能量特性(能量管理),都需要应用非线性方程,因为第7章中将要介绍的线性化方程受到很多限制。当然,若想用解析方式进行研究,以便得到一般有效的结论,则要采用一些合理的简化。另外,飞机在其飞行航迹上可视为质点,此时力矩处于平衡,即可以不考虑转动自由度,最多允许航迹有小的弯曲。这样一来,通常的处理方法是:除了发动机推力外,迎角 α 和倾侧角 Φ 都可视为起决定性作用的“操纵变量”。此后,这些方程还将进一步限制在无倾侧直线飞行。

6.1 简化微分方程

6.1.1 三自由度航迹运动

简化方程根据下列简化假设(参见图2.7和图2.8):

- 力矩处于平衡, $\vec{Q} = \vec{0}$;
- 侧滑小球(见6.2节)在 $x_f z_f$ 平面内(协调飞行),即侧向力 Q 和侧滑角 β 为零;
- 推力矢量在 x_f 轴方向,即推力线安装角 i_F 为零;
- 速度矢量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_K$ 相对 x_f 轴只有一个小角度 α , 或者 α_w, β_K , 因而 α_w 和 β_w 皆为小角度。

假定升力系数和阻力系数只与迎角有关,在所采用的假设下,迎角仅由升降舵偏角来决定,因为静稳定时,受到紊流的任何激励(α_w)后,迎角很快又恢复到它的平衡值。

性能研究和能量研究与航迹速度矢量密切相关。与第5章不同的是:本章的方程都在航迹固连坐标系上列写。采用这个规定后, $\underline{M}_{ke} = \underline{M}_{ka}$ (因为 $\beta = 0$), 则式(5.2.10)化成

$$m \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\chi} V_K \cos \gamma \\ -\dot{\gamma} V_K \end{bmatrix} = \underline{M}_{ka} \begin{bmatrix} -W \\ 0 \\ -A \end{bmatrix} + \underline{M}_{kf} \begin{bmatrix} F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \underline{M}_{kg} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix} \quad (6.1.1)$$

代入式(2.2.3)、式(2.2.7)和式(2.2.21),经过变换后(认为 $\mu_w \approx \mu_K \approx \Phi$, 见式(2.2.23)), 又得

$$m \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\chi} V_K \cos \gamma \\ -\dot{\gamma} V_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Phi & -\sin \Phi \\ 0 & \sin \Phi & \cos \Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 \\ \beta_w \\ \alpha_w \end{bmatrix} W - \begin{bmatrix} \alpha_w \\ -\sin \Phi \\ \cos \Phi \end{bmatrix} A +$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\beta_K \\ -\alpha_K \end{bmatrix} F + \begin{bmatrix} -\sin\gamma \\ 0 \\ \cos\gamma \end{bmatrix} mg \quad (6.1.2)$$

而位置方程式(5.2.17)和风的微分方程式(4.2.2)不变,速度关系也不变,即

$$\underline{M}_{ka} \vec{V}_{Aa} = \vec{V}_{Kk} - \underline{M}_{kg} \vec{V}_{wg} \quad (2.2.28)$$

在上述假设下,该式又可详细地展成

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\beta_w \cos\Phi + \alpha_w \sin\Phi \\ -\beta_w \sin\Phi - \alpha_w \cos\Phi \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & -\sin\Phi \\ 0 & \sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\beta_w \\ -\alpha_w \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi & \cos\gamma \sin\chi & -\sin\gamma \\ \sin\chi & \cos\chi & 0 \\ \sin\gamma \cos\chi & \sin\gamma \sin\chi & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_g \quad (6.1.3)$$

按 $\vec{V}_A$ 分解后,得

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\beta_w \\ -\alpha_w \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & \sin\Phi \\ 0 & -\sin\Phi & \cos\Phi \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \underline{M}_{kg} \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_g \right\} \quad (6.1.4)$$

这样就有了可操作的方程,用它们可以良好近似地计及风的影响、确定作为 F, α, Φ 的函数的飞行航迹,例如,可以用它们来计算无推力进近着陆时所需要的操纵指令。

6.1.2 二自由度航迹运动

为了在下面各节中研究能量状况和飞机定常运动特性,还应进一步限制方程。除了上述假设,另外还假设航迹为直线,因而,可设 $\Phi \equiv 0$ 和 $\chi \equiv 0$,而侧向力方程可以取消,这样一来,就剩下如下一些方程。

由式(6.1.1)得移动速度为

$$m \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ -\dot{\gamma} V_K \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & \alpha_w \\ -\alpha_w & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ -\alpha_K - i_F \end{bmatrix} F + \begin{bmatrix} -\sin\gamma \\ \cos\gamma \end{bmatrix} mg \quad (6.1.5)$$

由式(5.2.17)得位置为

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (6.1.6)$$

由式(4.2.2)得风的方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} u_{wx} & u_{wz} \\ w_{wx} & w_{wz} \end{bmatrix}_g \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (6.1.7)$$

由式(2.2.29)得在航迹坐标轴上的速度关系为

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\alpha_w \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \cos\gamma & -\sin\gamma \\ \sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_w \\ w_w \end{bmatrix}_g \quad (6.1.8)$$

由式(2.2.31),当 $\mu_A = 0$ 时,得速度关系为

$$\begin{bmatrix} \cos\gamma_A \\ \sin\gamma_A \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma \end{bmatrix} V_K - \begin{bmatrix} u_w \\ -w_w \end{bmatrix}_g \quad (6.1.9)$$

由此可得飞行速度矢量(见图 2.7)为

$$\tan \gamma_A = \frac{V_K \sin \gamma + w_{wg}}{V_K \cos \gamma - u_{wg}} \quad (6.1.10)$$

$$V_A = \frac{V_K \cos \gamma - u_{wg}}{\cos \gamma_A} \quad (6.1.11)$$

其中,飞行速度倾角 γ_A 和空速 V_A 分别描述了飞机相对周围空气场的垂直运动和水平运动。反之,由式(6.1.9)又可得

$$\tan \gamma = \frac{V_A \sin \gamma_A - w_{wg}}{V_A \cos \gamma_A + u_{wg}} \quad (6.1.12)$$

$$V_K = \frac{V_A \cos \gamma_A + u_{wg}}{\cos \gamma} \quad (6.1.13)$$

由此得

$$\dot{H} = V_K \sin \gamma = V_A \sin \gamma_A - w_{wg} \quad (6.1.14)$$

由式(6.1.5)得飞机测量的加速度(单位质量力)在航迹坐标系上的表达式为

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_z \end{bmatrix}_k = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} -W - \alpha_w A + F \\ \alpha_w W - A - (\alpha_K + i_F) F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_K + g \sin \gamma \\ -\dot{\gamma} V_K - g \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (6.1.15)$$

因而,由式(5.2.16),载荷系数可表示成

$$n_{tz} = \frac{b_{zk}}{g} = -\frac{V_K \dot{\gamma}}{g} - \cos \gamma = -\frac{A - \alpha_w W + (\alpha_K + i_F) F}{G} \approx -\frac{A}{G} \quad (6.1.16)$$

这个近似式适用于 $\alpha_w W$ 、 $(\alpha_K + i_F) F$ 与 A 相比可忽略不计的情况。虽然式(6.1.16)是在航迹坐标系上列写的,但因为是微小角度,则可以不考虑其与在飞机固连坐标系上定义的差别。若式(6.1.15)第一行同除以 g , 当令 $A \approx -G n_{tz}$ 时,则得到一个很重要的方程,它表征了飞机在运动风场中的能量状况

$$\frac{V_K}{g} + \sin \gamma = \frac{F - W - A \alpha_w}{G} = \frac{F}{G} + \left(\frac{C_w}{C_A} + \alpha_w \right) n_{tz} \quad (6.1.17)$$

式(6.1.17)中的 C_w/C_A 项决定了飞机的气动状态。当迎角 α 一定时,在极曲线上就确定一个工作点(图 6.1),从而也就确定了系数 C_w 和 C_A , 这两个力系数平行于力分量 W 和 A , 因而,极曲线坐标系与气流坐标系是一致的。 C_w 和 C_A 合成为

$$C_R = \frac{R^A}{(\rho/2) V_A^2 S} \quad (6.1.18)$$

故它也与空气动力合力矢量 $\vec{R}^A$ 平行。只有当力多边形封闭时,才能实现非加速飞行。

在无推力情况下,必须

$$\vec{R}^A + \vec{G} = \vec{0}$$

以及 C_R 必须等于相对于动压头的重力系数 C_G

$$C_G = \frac{G}{(\rho/2) V_A^2 S} \quad (6.1.19)$$

因为 $\vec{G}$ 或 $\vec{C}_G$ 规定了 z_g 轴,所以它相对 z_k 轴的方向就规定了飞机定常飞行时的航迹倾

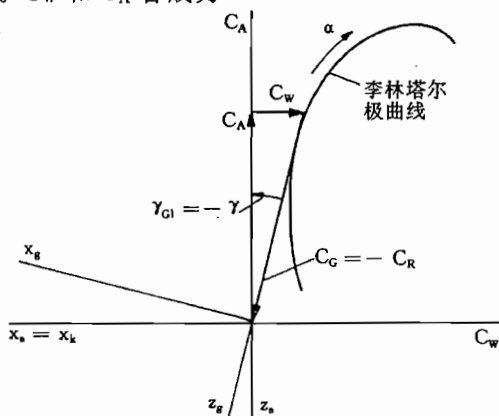


图 6.1 非扰动大气中滑翔飞行时的力平衡

角 γ 。在无风、无推力情况下,这个角度就等于下滑角 γ_{Gl} (按定义,总为负)

$$\tan \gamma_{Gl} = -\frac{C_w}{C_A} = -\frac{W}{A} \approx \gamma_{Gl} \quad (6.1.20)$$

按此定义,式(6.1.17)还可写得更为简单。若 γ 不大,并且 $n_{tz} = -1$, 则

$$\frac{F}{G} = -\gamma_{Gl} + \gamma + \alpha_w + \frac{V_K}{g} \quad (6.1.21)$$

由图 2.7 可知, $\gamma + \alpha_w = \gamma_A$, 所以

$$\frac{F}{G} = -\gamma_{Gl} + \gamma_A + \frac{V_K}{g} \quad (6.1.22)$$

该式形象地说明了对推力的需求。

6.2 能量研究和科尔哈默尔图

若不计转动运动的能量,则运动飞机相对地面的总能量为

$$E = E_{kin} + E_{pot} = \frac{m}{2} V_K^2 + mgH \quad (6.2.1)$$

若除以重量,则能很直观地得到能量高度 H_E 为

$$\frac{E}{G} = \frac{V_K^2}{2g} + H = H_E \quad (6.2.2)$$

能量高度是指当航迹速度完全为零时,在当时的能量状态下飞机所能达到的高度。飞机质量为常值时,能量高度随时间的变化(由式(1.2.10))为

$$\dot{H}_E = \frac{\dot{E}}{G} = \frac{V_K \dot{V}_K}{g} + \dot{H} = V_K \left(\frac{\dot{V}_K}{g} + \sin \gamma \right) \quad (6.2.3)$$

它又称为比剩余功率。显然,与航迹倾角 γ 类似,能量角可以定义如下

$$\dot{H}_E = V_K \sin \gamma_E \quad (6.2.4)$$

式中/Brockhaus Sch 80/

$$\sin \gamma_E = \frac{V_K}{g} + \sin \gamma = \frac{E}{GV_K} \quad (6.2.5)$$

是相对飞机重量的能量裕度,它与式(6.1.17)等号左边一致, γ_E 等于非加速情况下在同样条件下所能达到的航迹倾角。文献资料中常把 γ_E 称为“位能航迹角”。但因为 γ_E 是总能量的尺度,而不仅仅是指位能,所以,这种说法可能会引起误解,故在这里把它称为“能量角”。式(6.1.17)等号右边描述了能量输入和能量消耗,即

$$\dot{E} = GV_K \left[\frac{F}{G} + \left(\frac{C_w}{C_A} + \alpha_w \right) n_{tz} \right] = V_K F - V_K (\alpha_w - \gamma_{Gl}) A = P_F - P_A \quad (6.2.6)$$

当 F 和 $(\alpha_w - \gamma_{Gl})A$ 采用推力和升力在飞行航迹方向的分量时,这个表达式是准确的。只要 $\gamma_{Gl} - \alpha_w < 0$, 也就是说,只要空气动力损耗的功率不能由相应的上升风给以补偿,则要求由推力给飞机输入能量(推力功率 $P_F > 0$),而空气动力要吸收能量($P_A < 0$)。

可以相对任意参考坐标系定义能量(或能量差)。原则上,高度是相对地面来定义的,因此,位能总是如式(6.2.1)那样,由 mgH 来表示。但是,对飞机空气动力状态的所有研究都与相对周围空气场的速度有关,也就是与飞行速度 V_A 有关。作为控制变量, V_A 比

V_K (对地)重要得多,当研究风对飞机的影响时, V_A 起主导作用。所以,在很多资料中,例如/Krauspe 83/,/Hahn 88/,/König 88/,动能都相对飞行速度 V_A 定义,并表示成 $V_A^2 m/2$ 。这样,总能量就是一个混合量,称为“空气动力能量” E_a ,即

$$E_a = E_{\text{akin}} + E_{\text{pot}} = \frac{m}{2} V_A^2 + mgH \quad (6.2.1a)$$

在下面的研究中,仍将保留式(6.2.1)的能量定义。

科尔哈默尔(Korhammer)图

不仅式(6.1.5)所示的力平衡情况,而且能量的大小都可以用科尔哈默尔图加以图解说明,它相当于把图 6.1 加以扩展,把所有作用在飞机上的力都转换成直接与极曲线的关系。为了使各个变量的作用明显起见,图中所有的角度都比实际值放大了,虽然这会使比例失调,但在其它方面,科尔哈默尔图表达了式(6.1.5)的准确关系($\Phi=0$ 时)。

首先,在图 6.2 上选择空气动力工作点,确定系数 C_A ,从而也就定出 C_R ,由此也就定出 $\vec{R}^A$ 的方向。用给定的突风迎角 α_w 和航迹倾角 γ ,定出 z_k 和 z_g 的方向,这样就可画出矢量 $\vec{G}$ (参见 5.4.2 节)。角 $(\alpha + i_F)$ 确定了推力矢量 $\vec{F}$ 的方向,这样,用推力矢量就能连成力三角形,其交点就给出 $\vec{F}$ 和 $\vec{R}^A$ 的大小,并由

$$R^A = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_R$$

可求出飞行速度 V_A 。

由所作成的图形,可以得出非加速飞行时的几个重要结论:

——当推力固定不变时,下滑角 γ_{Cl} 和飞行速度倾角 γ_A 之和(力三角形的顶角)亦保持不变。

——描述航迹相对周围空气的飞行速度倾角 γ_A 与定常风无关,而是按式(6.1.22),只同推力和空气动力阻力之差有关。

——定常风只通过突风迎角 α_w 影响力和能量状况,突风迎角 α_w 使推力矢量相对 z_k 轴摆动(α_w 为正时正向转动),从而使 γ 变得比 γ_A (保持为常数)小。

——正的突风迎角 α_w (下沉风)使空气动力损耗功率增加,这意味着有能量损耗。相反,负的突风迎角意味着能量赢余(例如在上升气流中的滑翔飞行)。

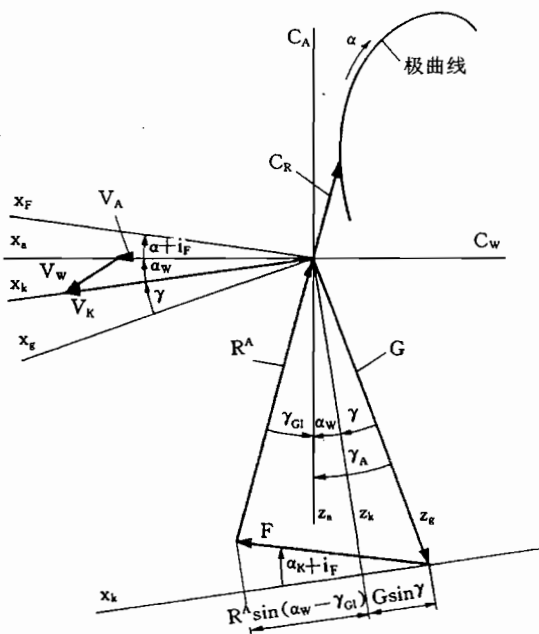


图 6.2 定常风场中非加速飞行时的科尔哈默尔图

——推力平衡了由 $(\alpha_w - \gamma_{Cl})$ 表征的能量消耗,并提供 γ 需要增加的位能。

功率平衡

各项功率准确等于各个 x_k 方向的力分量与 V_K 的乘积,即

$$V_K F \cos(\alpha_K + i_F) \quad \text{推力功率;}$$

$V_K G \sin \gamma$ 位能的增加率;

$V_K R^A \sin(\alpha_w - \gamma_{Gl})$ 消耗的功率。

当推力沿地平面方向,即推力 $\vec{F}$ 与重力 $\vec{G}$ 垂直的特殊情况下,准确有(图 6.2)

$$\frac{F}{G} = \tan(\gamma + \alpha_w - \gamma_{Gl}) \quad (6.2.7)$$

图 6.3b) 给出加速飞行情况下的科尔哈默尔图,包含了式(6.1.5)的所有项,图中删去了极曲线,只画出由矢量 $m(d\vec{V}_K/dt)^s$ 封闭起来的力多边形,它相当于动能增长率

$$\dot{E}_{kin} = m V_K \dot{V}_K \quad (6.2.8)$$

与位能的增长率

$$\dot{E}_{pot} = G V_K \sin \gamma \quad (6.2.9)$$

一起,此时,从长度

$$G \sin \gamma_E = G \sin \gamma + m \dot{V}_K \quad (6.2.10)$$

也可以看出总的剩余功率。能量角 γ_E 本身只能从过渡到 z_k 轴的重力矢量看出,它表示 x_k 方向加速度分量完全被消除的情况下, $\vec{G}$ 可能转过的角度,因而,它等于在当时推力(和速度)下所能达到的最大航迹倾角。

图 6.3a) 把在航迹固连坐标系上可测量的加速度分量画在科尔哈默尔图中,按照式(6.1.15),这些加速度分量以外力分量形式出现,同样可由式(6.1.16)和式(6.2.5)得到,它们与能量角 γ_E 和载荷系数 n_{tz} 的关系为

$$m b_{xk} = G \sin \gamma_E = G n_{tx} \quad (6.2.11)$$

$$m b_{zk} = G n_{tz} \quad (6.2.12)$$

最后,这两个量定出侧滑小球的位置(悬垂偏角),它相对 z_k 的角 ρ 为

$$\tan \rho = \frac{b_{xk}}{b_{zk}} = \frac{\sin \gamma_E}{n_{tz}} \quad (6.2.13)$$

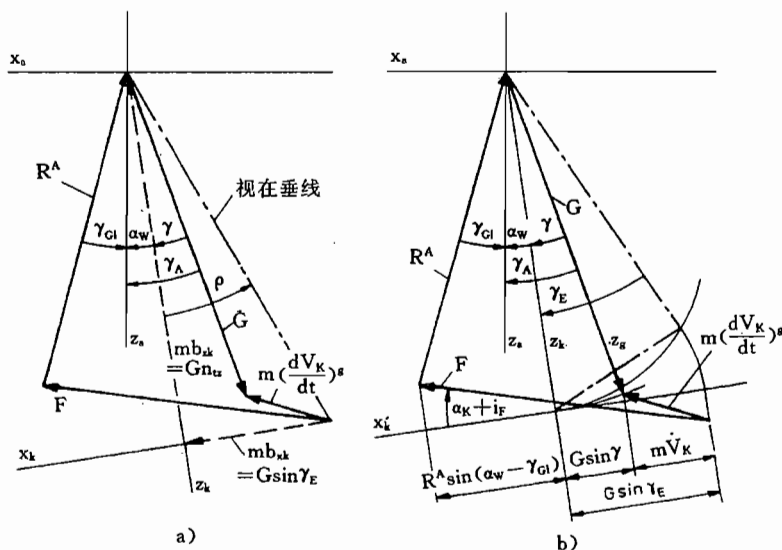


图 6.3 加速飞行时的科尔哈默尔图

a) 加速度变量形式; b) 能量形式。

这样一来,决定飞行性能的有关变量都表示成一种直观的关系。当所有速度矢量和力矢量都在飞机对称面的条件下,用科尔哈默尔图就能描述有推力还是无推力,或者有风还是无风情况下,所有的加速或者减速飞行状态/Brockhaus Sch 80/。

能量角的测量

能量角 γ_E 是一个重要的状态变量/König 88/,它经常作为显示变量和被控制变量(见 18.1.2 节和 20.4.5 节)。按照式(6.2.11),它与在飞行航迹 x_k 方向上的加速度分量 b_{xk} 成正比,可用加速度计按下述方式确定。当 $\beta_K=0$ 和 $\mu_K=0$ (即 $\Phi=0$)时,由式(2.2.7)得

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \cos\alpha_K & 0 & \sin\alpha_K \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\alpha_K & 0 & \cos\alpha_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}_f \quad (6.2.14)$$

因此,由式(6.2.11)得

$$\sin\gamma_E = \frac{b_{xk}}{g} = \frac{1}{g} (b_{xf}\cos\alpha_K + b_{zf}\sin\alpha_K) \quad (6.2.15)$$

由于不能直接测量 α_K ,通常近似用

$$\sin\gamma_E = \frac{b_{xk}}{g} \approx \frac{1}{g} (b_{xf}\cos\alpha + b_{zf}\sin\alpha) \quad (6.2.16)$$

这使我们想到在 $\Phi=0$ 情况下本章所作的一些考虑。在曲线飞行情况下,由 6.1.1 节的方程可得出扩展表达式。

6.3 飞机对操纵指令的响应

6.3.1 空气动力工作点的变化

在 6.2 节已指出,空气动力状态是由极曲线上的工作点来确定的,工作点由角度 γ_{Gi} 确定了总的气动力 $\vec{R}^A$ 的方向,由关系式

$$R^A = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_R \approx -G n_{tz}$$

决定了总的气动力的大小。极曲线上的定常工作点由迎角 α 来确定,而迎角 α 又由俯仰力矩的平衡关系来确定,在定常情况下,有

$$M_u V_A + M_\alpha \alpha + M_\eta \eta + M_{iH} i_H + M_{\eta K} \eta_K + z_F F = 0 \quad (6.3.1)$$

可以通过升降舵偏角 η 、平尾偏角 i_H (配平)和襟翼偏角 η_K ,以及可能存在的推力力矩(推力偏心距 z_F)等改变这种平衡。

升降舵阶跃偏转时,作为初始响应,主要是引起转动角加速度

$$\ddot{q}_K = \frac{\rho V_A^2 S \bar{c}}{2 I_y} C_{m\eta} \Delta\eta \quad (6.3.2)$$

(式中 $C_{m\eta}$ 为负),而由升降舵偏转产生的附加升力 $C_{A\eta}$ 所引起的小(负)加速度是次要的。由式(6.3.1),引起的迎角的稳态变化为

$$\Delta\alpha_\infty = -\frac{C_{m\eta}}{C_{ma}} \Delta\eta \quad (6.3.3)$$

工作点按此大小在极曲线上移动。图 6.4a) 示出迎角增加时(此时 $\Delta\eta$ 为负, 升降舵上偏), 系数 C_R 增加, 因而当 R^A 值基本不变时, 空速 V_A 要变小。另外, 在这里所示的正常飞行范围内, 下滑角 γ_{Gl} 变小, 所以, 当推力不变时, 航迹倾角 γ 增大。

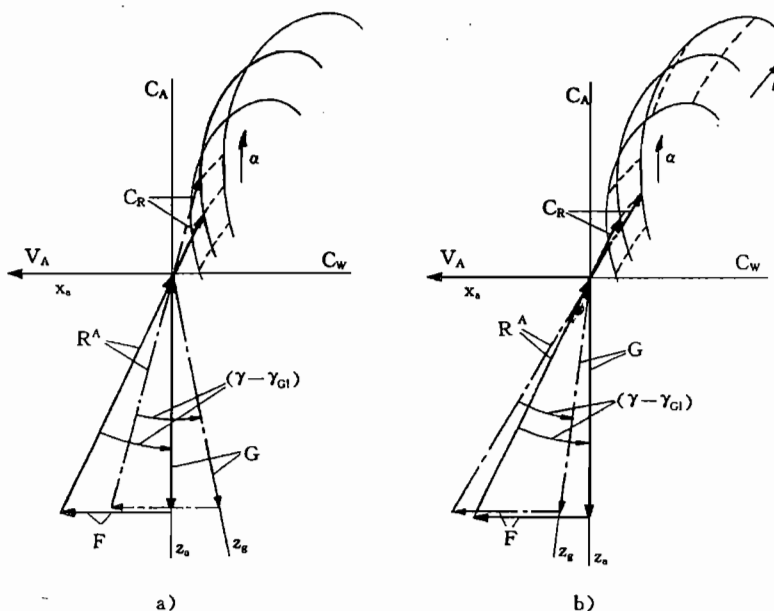


图 6.4 气动工作点的影响

a) 迎角; b) 襟翼偏角。

襟翼或者扰流板的偏转, 主要是改变升力和阻力, 由此形成与襟翼或扰流板偏度大小相关的各种极曲线的工作范围, 如图 6.4b) 所示。若能略去力矩变化, 则迎角保持不变, 因而按照科尔哈默尔图可得图示的响应。放下着陆襟翼时, 通常 C_R 增大, 另外, 取决于 $\Delta C_W / \Delta C_A$, 下滑角 γ_{Gl} 也要改变。

因为 $\vec{R}^A$ 大小近似保持不变, V_A 要减小, 这正是放着陆襟翼降低速度的主要目的。减小 γ_{Gl} 可以用来减小推力, 或者(例如起飞时)作为附加航迹倾角, 反之亦然。一般, 偏转襟翼还会附带对力矩平衡产生明显的扰动, 这种扰动或者改变飞机的响应, 或者须偏转升降舵予以平衡(参见 15.3 节“直接升力操纵”—DLC), 飞机对襟翼阶跃偏转的响应是: 直接按所产生的力和力矩, 在 x 和 z 方向上加速或者减速, 以及转动角加速度。

6.3.2 低于最小阻力空速时的特性

若迎角 α 一直增大到 C_R 与极曲线的相切点, 则下滑角 γ_{Gl} 达到它的最小值, 如图 6.5a) 所示, 这一点所对应的飞行速度称为最小阻力空速, 但在这里称“最小滑翔角”更合适。这种特殊情况可用极曲线的斜率等于当地阻升比 C_W / C_A 来表征, 即

$$\frac{C_W}{C_A} = \frac{\partial C_W}{\partial C_A} = \frac{\partial C_W / \partial \alpha}{\partial C_A / \partial \alpha} = \frac{C_{W\alpha}}{C_{A\alpha}} \quad (6.3.4)$$

此时, 若迎角变化不大, 则下滑角 γ_{Gl} 近似保持不变, 因而当推力不变时, γ 与 α 无关。升降舵偏转只通过 C_R 引起空速变化。当迎角继续增大时, γ_{Gl} 又继续增大, 从而

$$\frac{\partial C_w}{\partial C_A} = \frac{C_{w\alpha}}{C_{A\alpha}} > \frac{C_w}{C_A} \quad (6.3.5)$$

因为 C_R 也增大, 则空速 V_A 继续减小。所以, 把这种低速飞行范围称为“低于最小阻力空速”。由图 6.5b) 很容易看出, 在这个范围 α 和 γ 的关系相反: 迎角增大使 γ_{Gl} 增大, 若推力不变, 则必须通过减小航迹角 γ 来换取, 因此, 负的升降舵指令(“拉起”)所产生的后果与所期望的相反, 反而引起航迹下沉。而在大于最小阻力空速的另一侧(正常飞行范围), C_R 增大的同时空速减小。

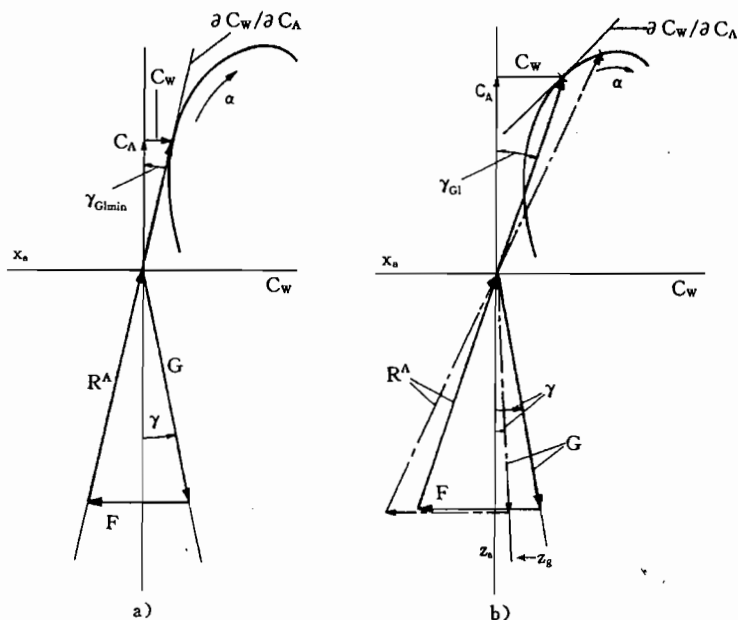


图 6.5 低速飞行时飞机的响应

a) 最小阻力点; b) 低于最小阻力速度的飞行。

科尔哈默尔图清楚地说明了这种现象的根源: 推力矢量不能补偿阻力的过度增大, 在这个范围内增加推力只是在航迹倾角不变时可以减小空速。实际上, 在这个飞行范围, 驾驶员企图单独用升降舵保持高度是行不通的, 因为空速越来越小。所以, 这种现象被不太恰当地称为“空速不稳定性”。但是, 这并不涉及飞机的不稳定性, 无操纵输入时, 飞机在这个飞行范围完全可定常地飞行, 即稳定地飞行, 而只是涉及传递函数 $\hat{g}_{\eta}$ 中的全通效应问题, 这将在 8.5.2 节讨论。

这些关系可以用图 6.6 所示的贝诺德图(Pénard)(又称空速极曲线)加以说明。极曲线可以良好近似地表示成二次型函数, 参见式(3.1.13)

$$C_w = C_{wmin} + kC_A^2 \quad (6.3.6)$$

或者

$$\frac{C_w}{C_A} = \frac{C_{wmin}}{C_A} + kC_A \quad (6.3.7)$$

因而, 由式(6.1.18)和式(6.1.19), 在定常无风情况下就得到

$$\frac{C_w}{C_A} = C_{wmin} \frac{\rho S}{2G} V_A^2 + k \frac{2G}{\rho S} \frac{1}{V_A^2} = c_1 V_A^2 + c_2 \frac{1}{V_A^2} = \frac{F}{G} - \gamma \quad (6.3.8)$$

图 6.6 说明了式(6.3.8)等号的两侧。函数 $C_w/C_A = f(V_A)$ 由一条双曲线和一条抛物线组成,并且具有一个明显的最小值。当推力不变时(通常推力与空速有关),又得到与图 6.5b)对应的两个工作点。在低于最小阻力空速 $V_{Am.w}$ (英文中又称为低于最小阻力速度飞行,或者需用功率曲线的反区,或者简称反操纵区)有

$$\frac{C_w}{C_A} < \frac{\partial C_w}{\partial C_A} \quad (6.3.5)$$

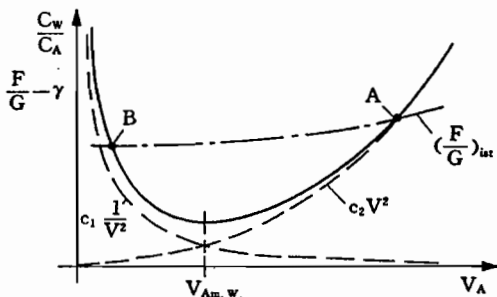


图 6.6 空速极曲线(贝诺德图)

当空速稍微减小时,阻力将大于可用推力,结果,空速将继续减小,反之亦然。但是,这种“空速不稳定性”只有在图中所强制的情况,即除了推力不变外,航迹倾角也保持不变(例如用升降舵操纵),因而 $(F/G - \gamma)$ 也保持不变的情况下才能出现。若航迹倾角不受限制,则这个函数可以中止在一个新的工作点上。这种现象不仅可能在低速飞行时出现,也可能在大高度飞行(由于空气密度低造成 C_A 较大)时出现。

6.3.3 飞机对推力变化的响应

若把式(6.1.17)改写成下列形式

$$\frac{F}{G} = - \left(\frac{C_w}{C_A} + \frac{w_w}{V_A} \right) n_{tx} + \sin \gamma + \frac{\dot{V}_K}{g} \quad (6.3.9)$$

由此显然可以看出,推力是下列因素的函数:

- 载荷系数 n_{tx} ;
- 阻升比,即下滑角 γ_{Gl} ;
- 垂直风速 w_w (下沉风为正);
- 飞行航迹倾角 γ ;
- 飞行航迹加速度 $\dot{V}_K$ 。

由式(6.3.9)可得在各种条件下的需用推力。例如,一般习惯上要保持飞行速度 V_A 不变,由于

$$\dot{V}_K = \dot{V}_A + \dot{w}_w$$

则由式(6.3.9)得

$$\frac{F}{G} = - \gamma_{Gl} + \gamma - \frac{w_w}{V_A} + \frac{\dot{w}_w}{g} \quad (6.3.10)$$

例如,顺风增大(顺风切变)时,由此式的最后一项显然可以看出,必须加大推力使飞机加速,以保持空速 V_A 不变。反之,也可以相当简单地求出飞机对推力阶跃变化的稳态响应,从而对飞机特性有初步的了解,这对以后选择控制回路是很有用的。为此,我们先研究无风非加速情况。

推力阶跃变化后,不论航迹倾角还是迎角都不会立即发生变化,故空气动力状态(γ_{Gl})也不立即发生变化,因而,由式(6.3.9)显然得

$$\dot{V}_K(t=0) = \frac{\Delta F}{m} = \dot{V}_A(t=0) \quad (6.3.11)$$

当 $\dot{V}_w = 0$

这直接与牛顿定律相当。稳态响应由下列补充条件得到：只要力矩未发生变化，由于力矩处于平衡（静稳定），则在任何扰动后，迎角立即返回到它的输出值，从而又达到极曲线上原来的工作点，即 γ_{Cl} 保持不变，从而 V_A （见上文）也不变，所以，对推力阶跃的定常响应为

$$\Delta V_{A\infty} = \Delta V_{K\infty} = 0 \quad (6.3.12)$$

由式(6.3.10)又得

$$\Delta \gamma_{\infty} = \frac{\Delta F}{G} \quad (6.3.13)$$

这就是说，定常飞行时推力能量只转换成位能，而速度保持不变。最后这个结论是出乎意料的，因为这与陆上车辆和海洋船舶方面的经验是矛盾的。

然而，若取消式(6.1.18)的限制，即保留 $F \sin(\alpha_K + i_F)$ 项，则能很容易地修改这个结果。在图 6.7 所示的科尔哈默尔图上， γ_{Cl} 是固定的，因而矢量 $\vec{R}^A$ 的方向也是固定的。当推力在 z_g 方向（向上）有（小的）分量的最一般情况下，如图 6.7a) 所示，即当

$$\Theta + i_F > 0$$

由于 $\vec{G}$ 的长度不变，则增大推力不仅使力三角形的顶角增大，而且使矢量 $\vec{R}^A$ 变短，从而也使 V_A 减小。所以，其响应与所期望的相反，也同初始响应相反。当推力矢量 $\vec{F}$ 垂直于 $\vec{G}$ ，也就是沿 x_g 方向作用时，若推力只发生微小变化，则 $\vec{R}^A$ 的长度不变，同时 V_A 的大小也保持不变。只有当 $\vec{R}^A$ 的长度和方向都不变时，才能改变推力（见图 6.7b)），而附加推力只是使力三角形顶角增大，也就是使航迹倾角增大。

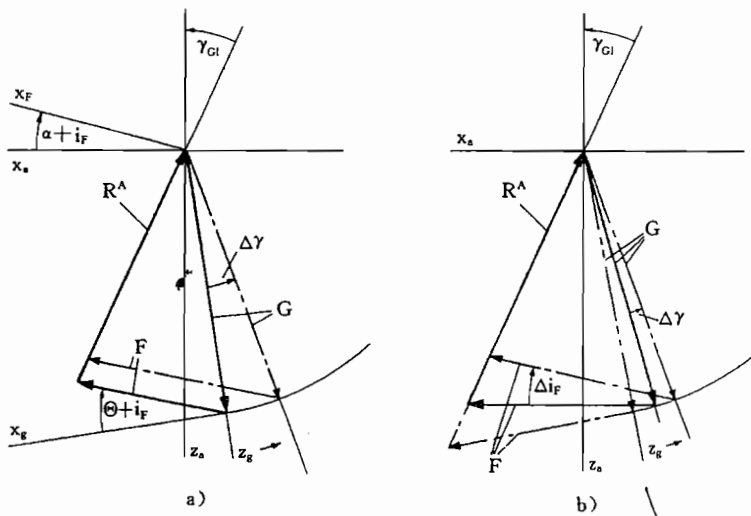


图 6.7 飞机对推力变化的响应

a) 大小变化；b) 推力矢量操纵。

另一种附加影响发生在有推力影响时，这时迎角也发生变化。按照式(6.3.1)，在工作点上推力力矩由定常空气动力力矩予以平衡

$$\frac{\rho}{2} V_A^2 S \bar{C}_{m0} + z_F F_0 = 0 \quad (6.3.14)$$

当推力加大时,只有改变迎角才能获得最新的力矩平衡

$$\frac{\rho}{2} V_A^2 S \bar{C}_{m\alpha} \Delta\alpha + z_F \Delta F = 0 \quad (6.3.15)$$

则稳态响应为

$$\Delta\alpha_\infty = - \frac{z_F}{(\rho/2) V_A^2 S \bar{C}_{m\alpha}} \Delta F \quad (6.3.16)$$

若推力力矩为正,则 α 增大,从而 C_R 也增大,这又引起空速 V_A 的减小,所以,在正常飞行范围(大于最小阻力速度)又使 γ_{Gl} 变小。

结论是:在推力阶跃变化后,稳态空速有微小的变化。若推力矢量产生抬头力矩,或者有相对地面向上的分量,则空速变化是负的。阶跃推力后初始响应为

$$\dot{q}_K = \frac{z_F F}{I_y} \quad (6.3.17)$$

若推力线安装角 i_F 作为操纵变量用(推力矢量操纵),则这不仅影响力多边形,而且还影响力矩状况,图 6.7b)示出对力状况(无推力力矩)的影响。当 Δi_F 为正时,矢量 $\vec{R}^A$ 将减小,即 V_A 增大,重力矢量向上转动,从而航迹倾角 γ 增大。如果偏转在飞机尾部或者说在飞机重心后面的发动机喷流,则会产生一个负的力矩(低头),如图 6.8 所示。当推力力矩为负时,增大了推力矢量操纵对 V_A 的作用,而对 γ 的作用则要减小。

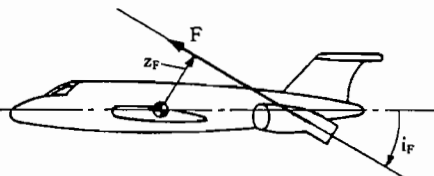


图 6.8 推力矢量操纵

6.4 飞机在风场中的响应特性^①

与飞行速度相比,突风幅值是小量,只会引起对工作点的小偏移,所以,可以相当准确地用线化方程描述或估算突风的影响。但这并不适用于大空间缓慢变化的风场,例如发生在雷暴中、锋面或者地面附近的风切变,这时可能使飞机的能量状况发生明显的变化,引起已配平的飞行状态显著变化,而这只有通过强烈地操纵输入才能予以避免。所以,为了估算定常风场的影响和加(减)速风场的影响,要采用非线性方程/Hahn 88/。

由于风梯度较小的缘故,大范围风场对力矩状况影响不大,所以,如本章所述,简化成力方程的表达式已足够了。估算飞机的稳态响应时,基本出发点是:对力矩状况的扰动很快消失,并且迎角恢复到它的起始值,从而空气动力工作状态 γ_{Gl} 和 V_A 近似不变。科尔哈默尔图以及式(6.1.5)和式(6.1.18)表明,定常风只是通过它的垂直分量或者说通过突风迎角 α_w 影响力的状况。此外,风通过关系式

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_w \quad (1.2.17)$$

表示的速度三角形间接发生作用。这里只讨论直线飞行航迹情况下风的平移分量的影响。

^① 对这方面有兴趣的读者,可参阅“肖业伦,金长江著. 大气扰动中的飞行原理. 国防工业出版社, 1993”。——译者

另外,文献/Buchholz Ru 91/说明了定常风场中曲线飞行的特性。

6.4.1 顺风

当 γ_{Gl} 和 V_A 不变时,按式(6.1.9),在定常飞行情况下, V_w 的正向增大(顺风增大)使 V_K 增大,其次(通过 $\sin\gamma$)也使 α_w 发生微小变化。当 V_w 阶跃变化后, V_K 只能滞后地作出响应,这样, V_A 将发生阶跃型变化

$$\Delta V_A(t=0) = -V_w \quad (6.4.1)$$

如图 6.9a) 所示,故 C_R 和 α 首先必须增大。

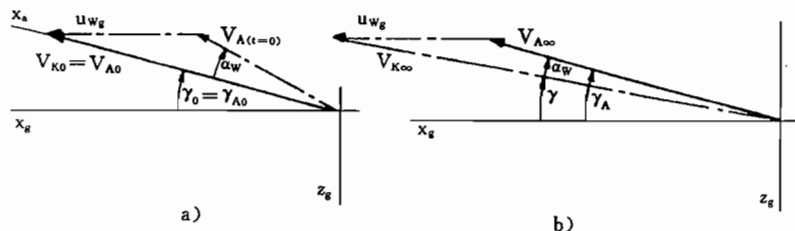


图 6.9 顺风时的速度三角形

a) 阶跃顺风时的起始特性; b) 稳态响应。

当飞机具有静稳定性, α 和 V_A 又恢复到它们原来的大小,即飞机用它的位能来加速,直到定常状态,如图 6.9b) 所示

$$\Delta V_{K\infty} = V_w \quad (6.4.2)$$

即当 $t=0$ 时,扰动完全由 V_A 来接收;而当 $t \rightarrow \infty$ 时,扰动则由 V_K 来接收。这种边界特性可以形象地说明如下

$$V_A = V_K - V_w$$

$\begin{matrix} \curvearrowright t=0 \\ \curvearrowleft t \rightarrow \infty \end{matrix}$

当总能量恒定时,飞机加速将引起高度损失。而科尔哈默尔图则表明,除了通过 α_w 产生的微小影响外,对力平衡不存在稳态影响,因而航迹倾角 γ 又恢复到它的输出值。

6.4.2 侧风

当有阶跃型侧风 v_w 时,(例如,飞进水平风场时),由式(2.2.29)可知,首先形成突风侧滑角

$$\beta_w = \frac{v_w}{V_A} \quad (6.4.3)$$

由式(2.2.23a)(当 $\Phi=0$ 时)可得角度关系式

$$\chi = \Psi + \beta + \beta_w \quad (6.4.4)$$

由于飞机惯性的缘故,航迹方位角 χ 和航向角 Ψ 变化要滞后,所以,只有侧滑角作阶跃型响应(见图 6.10a))

$$\beta(t=0) = -\beta_w \quad (6.4.5)$$

由于风标稳定性的缘故($C_{n\beta}$),飞机要朝风向转动,一直到 β 为零和 $\beta_K = \beta_w$ 为止,如图

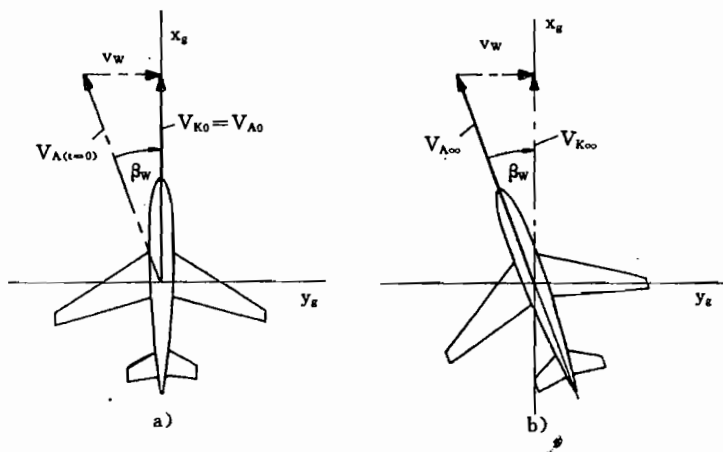


图 6.10 侧风时的速度三角形
a) 阶跃侧风后的初始特性; b) 稳态响应。

6.10b) 所示。与此同时, 通过 C_{ip} 也使升力矢量转动, 结果会造成高度损失, 偏离水平航迹。

6.4.3 下降风

若飞机从静止空气飞进下降风场, 则由式(2.2.29)可见, 将形成正的突风迎角

$$\alpha_w = \frac{w_w}{V_A} \quad (6.4.6)$$

α_w 的初始作用是由下列角度关系式(由式(2.2.10)和式(2.2.24), 当 $\Phi=0$ 时)造成的, 即

$$\Theta = \gamma + \alpha + \alpha_w \quad (6.4.7)$$

由于 Θ 和 γ 变化滞后, 所以 w_w 阶跃后立刻有

$$\Delta\alpha(t=0) = -\alpha_w = -\frac{w_w}{V_A} \quad (6.4.8)$$

如图 6.11a) 所示。稳态情况下, α 以及 V_A 和 γ_{cl} 恢复到它们的输出值, 从而 $\vec{R}^A$ 也恢复到输出值, 当推力固定不变时, 图 6.3 所示的定常情况下的力多边形保持不变, 因而力多边形的张开角也不变, 而这只能使矢量 $\vec{V}_K$ (z_k 也一样) 相对地面固定坐标系负向转过 α_w 角, 这相当于使航迹倾角负向变化。由图 6.11b) 可见, 在稳态时, 有

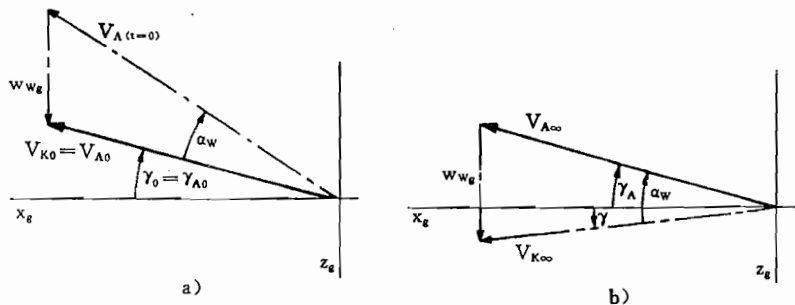


图 6.11 定常下降风时的速度三角形
a) 初始响应; b) 稳态响应。

$$\Delta\gamma_{\infty} = -\alpha_w = -\frac{w_w}{V_A} \quad (6.4.9)$$

$$\Delta\gamma_A = 0 \quad (6.4.10)$$

Θ 也同 α 和 γ_A 一样仍未改变。其边界特性又形象地说明如下

$$\begin{array}{c} \xrightarrow{t=0} \\ \alpha = -\gamma + \Theta - \alpha_w \\ \xleftarrow{t \rightarrow \infty} \end{array}$$

初始时刻扰动全部进入到 α 中,而达到稳态后,突风迎角 α_w 由航迹角予以补偿,并引起位能变化。相反, γ_A 又恢复到它的原来值,这就相当于随同周围风场漂移。

按照文献/Hahn 88/,总的看,定常情况下,垂直风对飞行航迹的影响比水平风对飞行航迹的影响更为严重。

6.4.4 在加速风场中的特性

风梯度 $\dot{u}_w = u_{wx} V_K$ 和 $\dot{w}_w = w_{wx} V_K$ 也称为风切变,它们不仅对飞行航迹特性/Hahn 88/,而且对飞机运动稳定性/Krauspe 83/也有重大影响。虽然这些风梯度的空间范围一般不是很大,并且对飞机只有短时影响,但有必要了解飞机的响应特性。为了使相互关系不要变得过于繁杂,这里除了假定为直线航迹外,还假定飞行速度 V_A 保持不变,这就是说要按所要求的大小调节推力。这样,速度关系和角度关系仍然有效,即仍按微分方程

$$\dot{V}_K = \dot{u}_w \quad (6.4.11)$$

$$\dot{\Theta} = \dot{\gamma} + \dot{\alpha} + \dot{\alpha}_w \quad (6.4.12)$$

由式(6.4.11)可见,空速保持不变时,航迹速度随风速增加(或减小),并在短达到一个很大或很小的值。按照文献/Hahn 88/,当空速 V_A 不变时,加速风场对飞机垂直运动的影响可表示成

$$\gamma_A = \frac{\gamma_{A0} - \frac{\dot{u}_{wg}}{g}}{1 - \frac{\dot{w}_{wg}}{g}} \quad (6.4.13)$$

式中, $\gamma_{A0} = \Theta_0 - \alpha_0$, 是无风情况下的定常飞行速度倾角。该式说明,空速保持恒定时,角 γ_A 与 $\dot{u}_w$ 和 $\dot{w}_w$ 的关系是很简单的,而且当风梯度不变时,角 γ_A 也恒定不变。因此,飞行航迹倾角为 $\gamma = \gamma_A - \alpha_w$ 。

由式(6.4.13)可见,当 $\dot{V}_A = 0$, 且只有垂直风加速度 $\dot{w}_{wg}$ 时,有

$$\gamma_A = \frac{\gamma_{A0}}{1 - \frac{\dot{w}_{wg}}{g}} \quad (6.4.14)$$

另外,当 $\dot{u}_w = 0$ 时,有/Hahn 88/

$$\dot{\gamma} = -\dot{\alpha}_w = -\frac{\dot{w}_{wg}}{g} \quad (6.4.15)$$

7 线化状态方程

在第 5 章推导了非线性方程组,这种复杂的形式只适于作数值仿真用。为了分析计算,例如,控制器的初步设计,或者进行稳定性、可观测性以及操纵性(飞行品质)等研究时,应对这些方程进行简化处理。这样做是可能的,例如,限制各个变量的数值大小,或者说只允许它们同规定的工作状态(工作点)发生小的偏离,这样,就可在工作点附近对方程进行线化;同时,由于飞机具有对称性,通常可把方程分成两组,分别描述对称纵向运动和非对称横侧运动。

如果对方程一次性作线化处理,会使表达说明混乱不清,所以,这里分两步进行。首先,与第 6 章类似,把方程仅限于小角度和小角速度,略去 2 阶项。这样,首先使变换矩阵和欧拉项线性化。然后,在 7.3 节单独线化处理空气动力项。

把所有纵向运动和横侧向运动的线化微分方程都变换成标准形式的状态方程,这样,这些方程就适用于现代控制理论的所有线性分析和综合方法,以及与其相应的大量软件。

最后,为了从物理上对这些方程进行说明,把所有方程都表示成信号流图,同时,为了明显且能从物理上进行说明,可放弃状态方程一些形式上的限制。信号流图形象地描述了时域模型(状态方程)和频域模型(传递函数)之间的关系,本书不仅用它来说明飞行特性,而且也用它讨论有效的控制器结构。

7.1 限制假设

最烦琐的方程是速度和转动速度的微分方程(力和力矩方程),因此,这里须采用各种简化。为了减少坐标变换的数目,先把第 5 章在飞机固连坐标系中的两个矢量方程重写在下面

$$\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt}\right)_f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix}_f + \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi\cos\Theta \\ \cos\Phi\cos\Theta \end{bmatrix} g - \begin{bmatrix} q_K w_K - r_K v_K \\ r_K u_K - p_K w_K \\ p_K v_K - q_K u_K \end{bmatrix}_f \quad (5.2.3)$$

和

$$\left(\frac{d\vec{\Omega}_K}{dt}\right)_f = \begin{bmatrix} \dot{p}_K \\ \dot{q}_K \\ \dot{r}_K \end{bmatrix}_f = \underline{I}_f^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} L^A + L^F \\ M^A + M^F \\ N^A + N^F \end{bmatrix}_f - \begin{bmatrix} q_K r_K (I_z - I_y) - p_K q_K I_{xz} \\ r_K p_K (I_x - I_z) + (p_K^2 - r_K^2) I_{xz} \\ p_K q_K (I_y - I_x) + q_K r_K I_{xz} \end{bmatrix}_f \right\} \quad (5.2.29)$$

7.1.1 欧拉项和变换矩阵的简化

线化的第一步,下面首先略去作为2阶项的所有方程小变量的乘积。这里所说的“小”变量只是相对的概念,也就是与方程的其它项相比较而言。假定某一个变量大小小于另一个变量的10%,那么,它的平方对方程的贡献小于1%,故近似计算时可以忽略不计。

若能把欧拉项化简,则上述方程将明显简化。假设转动速度 p_K, q_K 和 r_K 都是小量,就属这种情况,因为这就使转动速度方程(5.2.29)中的欧拉项都消失了。这种简化对大部分飞行范围都成立。但用这种简化描述飞行机动,尤其是描述战斗机的机动飞行就不够了。若欲线性分析这类机动飞行,必须分别作单独线化处理。

除此之外,如果与飞行方向垂直的速度分量(v_K, w_K)是小量,则速度方程式(5.2.3)中的欧拉项就变得相当简单了

$$[\vec{\Omega}_K \times \vec{V}_K]_f = \begin{bmatrix} 0 \\ r_K V_K \\ -q_K V_K \end{bmatrix} \quad (7.1.1)$$

这样一来,这一项的结构就与选用航迹坐标系的式(5.2.10)中的结构同样简单。若坐标系之间的角度都是小角度,则可使变换矩阵得到进一步简化。这样一来,式(5.2.3)和式(5.2.29)中的三角函数都可按下列方式线化处理

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \dots \approx 1 \quad (8^\circ \text{ 时误差为 } 1\%)$$

$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \dots \approx x \quad (12^\circ \text{ 时误差为 } 1\%)$$

对固定翼飞机来说,速度矢量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_K$ 同飞机纵轴的夹角都是小角度。极低速飞行时的飞行状态是少数例外情况,例如尾旋,此时将出现大迎角和大侧滑角。一般讲, α, β, α_K 和 β_K 等变量都可认为是小量(即 $<10^\circ$)。在正常飞行情况下, Θ 和 γ 也很少超过 10° ,因而仍可用2.2.2节所采用的简化表达式

$$\begin{aligned} \beta_K &= \chi - \Psi \\ \alpha_K &= \Theta - \gamma \\ \mu_K &= \Phi \end{aligned} \quad (2.2.10)$$

若倾侧角 Φ 也是小量,式(2.2.24)的角度关系式又可进一步简化成

$$\begin{bmatrix} \beta \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_K \\ \alpha_K \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \beta_w \\ \alpha_w \end{bmatrix} \quad (7.1.2)$$

式(2.2.27)的速度关系简化成

$$\begin{bmatrix} 1 \\ \beta \\ \alpha \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_K \\ \alpha_K \end{bmatrix} V_K - \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_f \quad (7.1.3)$$

而式(2.2.29)简化成

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\beta_w \\ -\alpha_w \end{bmatrix} V_A = \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_k \quad (7.1.4)$$

最后,通常可认为空间风速分量和风梯度

$$u_w, v_w, w_w, u_{wx}, u_{wy}, \dots, w_{wz}$$

等,与飞行速度相比也是小量,则由式(7.1.4)可知,突风角

$$\beta_w = \frac{v_{wk}}{V_A} \quad \text{和} \quad \alpha_w = \frac{w_{wk}}{V_A} \quad (7.1.5)$$

也为小量。这是在上面假设速度矢量 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_k$ 相互间只构成小角度的前提条件。这样,坐标系方面的差别也就不存在了

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}_f \approx \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}_a \approx \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}_k \quad (7.1.6)$$

相应的角注也可去掉。

7.1.2 其它简化

当姿态角 Θ 和 Φ 为小角度时,式(5.2.3)中的重力项简化成

$$\vec{G} = \begin{bmatrix} -\Theta \\ \Phi \\ 1 \end{bmatrix} mg \quad (7.1.7)$$

由式(5.1.1)和式(2.2.13),当 α 和 i_F 为小量时,式(5.2.3)中的空气动力项为

$$\vec{R}_f^A = \begin{bmatrix} -W + \alpha A + F \\ Q_e \\ -\alpha W - A - i_F F \end{bmatrix} \quad (7.1.8)$$

式(5.1.2)中的空气动力力矩已经在飞机固连坐标系中。为了简化式(2.5.4)和式(2.5.5)中的推力项,假设推力矢量在飞机对称面内,故只存在绕 y 轴的推力力矩,而且还认为推力安装角 i_F 为小量。这样,就得到

$$\vec{F}_f = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -i_F \end{bmatrix} F \quad (7.1.9)$$

$$\vec{Q}_f^F = \begin{bmatrix} 0 \\ z_F \\ 0 \end{bmatrix} F \quad (7.1.10)$$

7.1.3 简化假设小结

为明确起见,这里再一次把简化方程所需采用的一些限制条件汇总如下。

1. 各个转动角速度分量 p_K, q_K, r_K 为小量;
2. $\alpha, \beta, \alpha_K, \beta_K, (\chi - \Psi), \Theta, \gamma$ 和 Φ 皆为小量;
3. $u_w/V_A, v_w/V_A, w_w/V_A, u_{wx}, u_{wy}, \dots$ 等与风有关的量皆为小量;
4. 加速度 $\dot{V}_K$ 是小量。

小倾侧角 Φ 假设尤其重要,此外,为简化角度关系(式(2.2.23)),已使用过这个假设,但这个假设意味着不包括曲线飞行。对于曲线飞行,要由第5章的方程导出新的线化

表达式。采用这些简化假设,就能把速度、位置、转动角速度、姿态角和风等的微分方程简要地汇总起来,其中还包括线化空气动力项。

7.1.4 速度和位置微分方程

综合 7.1 节的各有关项,则得速度微分方程的近似形式如下

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} -W + \alpha A + F \\ Q \\ -\alpha W - A - i_F F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\Theta \\ \Phi \\ 1 \end{bmatrix} g + \begin{bmatrix} 0 \\ -r_K V_K \\ q_K V_K \end{bmatrix} \quad (7.1.11)$$

因为由式(5.2.14)可得加速度计信号(单位质量力分量)为

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} -W + \alpha A + F \\ Q \\ -\alpha W - A - i_F F \end{bmatrix} \quad (7.1.12)$$

当与基准飞行航迹发生小偏差时,由 2.4 节可得位置微分方程为

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r} = \begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} -\Delta V_K \\ -\Delta \chi V_K - \chi_c \Delta V_K \\ \Delta \gamma V_K + \gamma_c \Delta V_K \end{bmatrix} \quad (2.4.18)$$

而输出方程为

$$\Delta \vec{r} = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ \Delta \rho R + \rho_c \Delta R \\ -\Delta \epsilon R - \epsilon_c \Delta R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ D \\ \Delta H \end{bmatrix} \quad (2.4.15)$$

7.1.5 转动角速度和姿态角微分方程

转动角速度微分方程近似为

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_K \\ \dot{q}_K \\ \dot{r}_K \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} \frac{I_z}{\Delta} & 0 & \frac{I_{zx}}{\Delta} \\ 0 & \frac{1}{I_y} & 0 \\ \frac{I_{zx}}{\Delta} & 0 & \frac{I_x}{\Delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L^A \\ M^A + z_F F \\ N^A \end{bmatrix} \quad (7.1.13)$$

式中

$$\Delta = I_x I_z - I_{zx}^2$$

假设欧拉角 Φ 和 Θ 为小量,则式(2.3.14)中机体转动角速度和欧拉角导数之间的变换就变得很简单,即

$$\begin{bmatrix} \Phi \\ \Theta \\ \Psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Theta \\ 0 & 1 & -\Phi \\ 0 & \Phi & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} \quad (7.1.14)$$

这里也按一贯的作法,略去小量的乘积项。

7.1.6 风的微分方程

若 γ 和 χ 皆为小量,那么,风速微分方程式(4.2.2)简化成

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix}_f = \underline{M}_{fg} \begin{bmatrix} u_{wx} & u_{wy} & u_{wz} \\ v_{wx} & v_{wy} & v_{wz} \\ w_{wx} & w_{wy} & w_{wz} \end{bmatrix}_g \begin{bmatrix} 1 \\ \chi \\ -\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (7.1.15)$$

原则上,在风梯度为小量的假设下,这里也取消了所有小量的乘积项。因为小角度情况下变换矩阵 $\underline{M}_{fg}$ 几乎变成单位矩阵,所以,从所采用的限制条件可以得到风加速度在机体坐标系中的简化关系为

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix}_f \approx \begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} u_{wx} \\ v_{wx} \\ w_{wx} \end{bmatrix}_g V_K \quad (7.1.16)$$

与此类似,也可由式(4.2.16)得到风的转动角速度的表达式,其中,由于飞机的结构高度较小的缘故,可以不计 v_{wz} 和 u_{wz} 的作用,从而得

$$\begin{bmatrix} p_w \\ q_w \\ r_w \end{bmatrix}_f = \underline{M}_{fg} \begin{bmatrix} w_{wy} - v_{wz} \\ u_{wz} - w_{wx} \\ v_{wx} - u_{wy} \end{bmatrix}_g \approx \begin{bmatrix} w_{wy} \\ -w_{wx} \\ v_{wx} - u_{wy} \end{bmatrix}_g \quad (7.1.17)$$

由于作了小角度假设的缘故,所有方程中的标注(g,k,f)等均可取消。保留标注只是要表明并不存在的形式上的准确性。

7.2 方程的分组和变换

仔细地考查式(7.1.11)~式(7.1.17)可以看出,假设相应的空气动力各项互相解耦,如在3.5.5节(表3.1)所介绍的那样,那么,所有这些方程可划分成互不相关的两组。这种分组涉及把“对称”状态变量同“非对称”状态变量分开,例如,速度微分方程中的第1个和第3个方程只与作用在飞机对称面内的状态变量和力有关,而其第2个方程——除了 V_K 之外——只同对称面以外的一些变量有关。转动角速度微分方程也一样,只是与速度微分方程的划分相反。这种划分也适用于姿态角和位置的微分方程。所以,为使用方便起见,显然可把总的系统分成彼此无关的两组方程。

图7.1列出5个矢量微分方程的15个状态变量,其中,奇数位上的所有变量都属于对称纵向运动,而偶数位上的所有变量则属于非对称侧向运动,所以它们各构成一个8阶或7阶子系统。

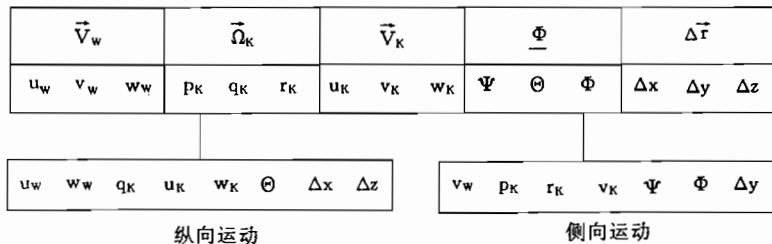


图 7.1 纵向运动和侧向运动状态变量的配置

7.2.1 几种状态变量的变换

在导出方程的左侧,作为导数出现的这 15 个变量,原则上应保留作为状态变量,因为按这种方式能把物理形象的逼真性和简明性完美地结合起来。这只涉及惯性变量,即描述相对惯性空间运动的那些变量。虽然表征空气动力状态的变量 $V_A, \beta, \alpha, p_A, q_A$ 和 r_A 同样也很重要,但它们只作为输出变量。

在美国的文献资料中,习惯在笛卡儿坐标中列写速度矢量 u, v, w , 如文献/McRuer 73/; 与此不同,为了更加明确,德文资料中则常常用极坐标 V, β, α 来描述速度矢量。把所采用的小角度简化假设用在式(2.2.9)中,则速度对时间的微分为

$$\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\beta}_K V_K + \beta_K \dot{V}_K \\ \dot{\alpha}_K V_K + \alpha_K \dot{V}_K \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\beta}_K V_K \\ \dot{\alpha}_K V_K \end{bmatrix} \quad (7.2.1)$$

这个矢量只在式(7.1.11)中的加速度 $\dot{V}_K$ 为小量的假设下才适用,并且用 β_K 和 α_K 替换状态变量 v_K 和 w_K 。

对风方程也可作类似状态变量变换。式(7.1.4)可改写成

$$\begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ \beta_w \\ \alpha_w \end{bmatrix} V_A \quad (7.2.2)$$

在小加速度假设下,对上式微分,并代入

$$\dot{V}_K - \dot{V}_A = \dot{V}_w$$

和式(7.1.16),得

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_w \\ \dot{v}_w \\ \dot{w}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_w \\ \dot{\beta}_w V_A \\ \dot{\alpha}_w V_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{wx} \\ v_{wx} \\ w_{wx} \end{bmatrix} V_K \quad (7.2.3)$$

这里的风状态变量 u_w, v_w 和 w_w 换成 V_w, β_w 和 α_w 。另外两个状态变量也应变换一下。航迹方位角 χ 和倾角 γ 表征了飞行航迹的走向,因此比作为输出变量的欧拉角 Ψ 和 Θ 更为重要。假设 Θ 和 γ 为小角度,则有如式(2.2.23);代入式(7.1.2),再微分(取 $\Phi \approx 0$),然后代入式(7.1.14),则得

$$\dot{\chi} = \dot{\Psi} + \dot{\beta}_K = r_K + \dot{\beta}_K \quad (7.2.4)$$

$$\dot{\gamma} = \dot{\Theta} - \dot{\alpha}_K = q_K - \dot{\alpha}_K \quad (7.2.5)$$

由式(7.2.4)和式(7.2.5),则式(7.2.1)又可写成

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\beta}_K V_K \\ \dot{\alpha}_K V_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_K \\ \dot{\chi} V_K \\ -\dot{\gamma} V_K \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ r_K V_K \\ -q_K V_K \end{bmatrix} \quad (7.2.6)$$

把这个方程的第 2 行和第 3 行代入式(7.1.11),则得到一个新的状态方程

$$\dot{\chi} V_K = \frac{1}{m} Q + \Phi g \quad (7.2.7)$$

$$\dot{\gamma} V_K = \frac{1}{m} (\alpha W + A + i_F F) - g \quad (7.2.8)$$

这两个方程替换了姿态角 Ψ 和 Θ 的微分方程。

7.2.2 纵向运动和侧向运动的状态方程

为了便于物理阐述和进一步分组,这里把方程重新分类,并按示意图 7.1 分组。首先得到纵向运动微分方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_w \\ \dot{\alpha}_w V_A \\ \dot{q}_K \\ \dot{\alpha}_K V_K \\ \dot{V}_K \\ \dot{\gamma} V_K \\ \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{wx} V_K \\ w_{wx} V_K \\ (1/I_y)(M^A + z_F F) \\ (1/m)(-\alpha W - A - i_F F) + g + q_K V_K \\ (1/m)(-W + \alpha A + F) - \Theta g \\ -(1/m)(-\alpha W - A - i_F F) - g \\ -\Delta V_K \\ -\Delta \gamma V_K \end{bmatrix} \quad (7.2.9)$$

这组方程与状态方程形式相当接近,状态变量和输出变量的所有代数关系,都归结成输出方程

$$\begin{bmatrix} V_A \\ \alpha \\ q_A \\ \Theta \\ b_x \\ b_z \\ \Delta \epsilon \\ \Delta R \\ \Delta H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_K - V_w \\ \alpha_K - \alpha_w \\ q_K + w_{wx} \\ \alpha_K + \gamma \\ (1/m)(-W + \alpha A + F) \\ (1/m)(-\alpha W - A - i_F F) \\ -R^{-1} \Delta z \\ \Delta x \\ \Delta z \end{bmatrix} \quad (7.2.10)$$

其余方程就构成侧向运动方程组。侧向运动微分方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta}_w V_A \\ \dot{r}_K \\ \dot{\beta}_K V_K \\ \dot{p}_K \\ \dot{\Phi} \\ \Delta \dot{\chi} V_K \\ \Delta \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{wx} V_K \\ \frac{I_{zx}}{\Delta} L^A + \frac{I_x}{\Delta} N^A \\ \frac{1}{m} Q + \Phi g - r_K V_K \\ \frac{I_z}{\Delta} L^A + \frac{I_{xz}}{\Delta} N^A \\ p_K \\ \frac{1}{m} Q + \Phi g \\ \Delta \chi V_K \end{bmatrix} \quad (7.2.11)$$

侧向运动输出方程为

$$\begin{bmatrix} \beta \\ r_A \\ p_A \\ \Psi \\ b_y \\ \Delta \rho \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_K - \beta_w \\ r_K + u_{wy} - v_{wx} \\ p_K - w_{wy} \\ \chi - \beta_K \\ \frac{1}{m}Q \\ R^{-1}\Delta y \\ \Delta y \end{bmatrix} \quad (7.2.12)$$

虽然假设倾侧角 Φ 为小量,但这使侧向运动分离并不完全成功,因为式中还仍然包含有“对称”的变量 V_K 和 V_A (另外还通过空气动力量 Q, L^A 和 N^A)。所以,应把这里的侧向运动理解为同航迹速度、飞行速度恒定不变的对称直线飞行只有小的偏离。这些限制在飞行中也是可感觉到的。一个熟练的驾驶员可以毫不费力地激发纯粹的对称运动。而对侧向运动而言,则不可能不同时还要激发空速、迎角和航迹倾角的变化。纵向运动非线性方程的分离是绝对有意义的,而单独侧向运动非线性方程则提供不出可用的结果。在作大幅度非对称运动时,人们必须使用完整的运动方程。

7.3 方程组的线性化

在 7.1 节对方程的运动学部分(图 5.6)线化之后,应把线化扩展到空气动力部分。从多种可能的基准状态中,选择 5.4.2 节已介绍过的对称直线飞行状态,因为这种情况与 7.1 节所介绍的一些限制假设相当,并且在各种资料中都把这种飞行状态作为标准情况。

7.3.1 线化的基本过程

线化的出发点是纵向运动和侧向运动方程式(7.2.9)~式(7.2.12)。由台劳级数展开式

$$F(x, y, \dots) = F_0(x, y, \dots) + \left[\frac{\partial F}{\partial x} \delta x + \frac{\partial F}{\partial y} \delta y, \dots \right] + \text{Rest} \quad (7.3.1)$$

例如,把台劳展开式用于 X 方向的各个项(式(7.2.9)的第 5 行),则得线性偏差为

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial V_K} (V_K)_0 \delta V_K &= \frac{\partial}{\partial m} \left(\frac{-W + \alpha A + F}{m} \right)_0 \delta m - \frac{\partial}{\partial W} \left(\frac{W}{m} \right)_0 \delta W + \frac{\partial}{\partial \alpha} \left(\frac{\alpha A}{m} \right)_0 \delta \alpha + \\ &\quad \frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{\alpha A}{m} \right)_0 \delta A + \frac{\partial}{\partial F} \left(\frac{F}{m} \right)_0 \delta F - \frac{\partial}{\partial \Theta} (\Theta g)_0 \delta \Theta - \frac{\partial}{\partial g} (\Theta g)_0 \delta g \end{aligned} \quad (7.3.2)$$

首先从形式上求出所有导数之后,就可以删去那些在所研究情况下假定为常数的变量的有关导数。除了 5.1 节所作的假设(例如 $\dot{V}_{K0} \equiv 0$)外,这里还假设质量 m 和重力加速度 g 为常数。这样,上式就简化成

$$\delta V_K = \frac{1}{m} (-\delta W + A_0 \delta \alpha + \alpha_0 \delta A + \delta F) - g \delta \Theta \quad (7.3.3)$$

式中, A_0 等于式(5.4.2)定常方程的各有关项。

空气动力和力矩以及推力都是多维函数,同样可用台劳展开式对它们进行线化处理。例如,若空气密度 ρ 、音速 a 和机翼面积 S 皆为常数,则式(5.1.1)的阻力可表示成

$$W = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_w(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, \eta, \dots) = W_0 + \delta W =$$

$$\frac{\rho}{2} V_0^2 S C_{w0} + \rho V_0 S C_{w0} \delta V_A +$$

$$\frac{\rho}{2} V_0^2 S \left[\frac{\partial C_w}{\partial M} \frac{\partial M}{\partial V_A} \delta V_A + \frac{\partial C_w}{\partial \alpha} \delta \alpha + \frac{\partial C_w}{\partial \left(\frac{\bar{c}}{V_0} \dot{\alpha} \right)} \frac{\bar{c}}{V_0} \delta \dot{\alpha} + \dots \right] \quad (7.3.4)$$

$\begin{array}{cccc} | & | & | & | \\ C_{wM} & 1/a & C_{w\alpha} & C_{w\dot{\alpha}} \end{array}$

式中, C_{wM} , $C_{w\alpha}$ 等皆为无因次导数。为了使对转动角速度的导数,例如 $C_{w\dot{\alpha}}$ 也无因次化,按照标准/DIN 9300/,相应的表达式要除以 $\bar{c}/V_0$,如 3.3 节式 3.3.2 所示,称其为“范化转动速度” q^* 。但在这里,由于要保留物理定义的量作为变量,例如 $\dot{\alpha}$,所以 $\bar{c}/V_0$ 被计入方程参数内。

类似式(7.3.4),对于升力,则有

$$A = A_0 + \delta A =$$

$$\frac{\rho}{2} V_0^2 S C_{A0} + \rho V_0 S C_{A0} \delta V_A + \frac{\rho}{2} V_0^2 S (C_{AM} \frac{1}{a} \delta V_A + C_{A\alpha} \delta \alpha + \dots) \quad (7.3.5)$$

由式(5.1.3),推力的线性偏差表示成主要影响因素后为

$$\delta F = \left. \frac{\partial F}{\partial M} \right|_0 \delta M + \left. \frac{\partial F}{\partial F} \right|_0 \delta F = F_M \delta M + F_{\delta F} \delta F \quad (7.3.6)$$

其它方程的线化可按类似方式进行。

7.3.2 纵向运动方程的线化

这里应回顾一下,线性纵向运动以下列假设作为前提条件(见 5.4.2 节)。

1. 所有在对称面外作用的变量和力都等于零,即

$$\Phi, \beta, \beta_w, \beta_k, p_k, r_k, \chi, \Psi \equiv 0$$

$$Y, L, N \equiv 0$$

$$\xi, \zeta \equiv 0$$

$$v_w, v_{wx}, v_{wz}, u_{wy}, w_{wy} \equiv 0$$

2. 同定常工作点的偏差都为小量,定常工作点由下列参数给定

$$\vec{V}_w = \vec{0} \quad \vec{V}_A = \vec{V}_K = \vec{V}_0$$

$$\vec{\Omega}_w = \vec{0} \quad \beta = \beta_K = \Phi = \Psi = \chi = 0$$

$$\vec{\Omega}_K = \vec{0} \quad \gamma = \gamma_0, \alpha = \alpha_K = \alpha_0, \Theta_0 = \gamma_0 + \alpha_0 \quad (5.4.1)$$

由于 7.2 节所作的限制,式中 Θ_0 , γ_0 和 α_0 也是小量。

代入阻力、升力和推力表达式后, X 方向的力方程(7.3.3)可写成

$$\delta \dot{V}_K =$$

$$- \left\{ \frac{\rho V_0 S}{m} C_{w0} \delta V_A + \frac{\rho V_0^2 S}{2m} \left[C_{wM} \frac{1}{a} \delta V_A + C_{w\alpha} \delta \alpha + C_{w\eta} \delta \eta + \frac{\bar{c}}{V_0} (C_{w\dot{\alpha}} \delta \dot{\alpha} + C_{wq} \delta q_A) \right] \right\} +$$

$$\begin{aligned} & \frac{\rho V_0^2 S}{2m} C_{A0} \delta \alpha + \\ & \alpha_0 \left\{ \frac{\rho V_0 S}{m} C_{A0} \delta V_A + \frac{\rho V_0^2 S}{2m} \left[C_{AM} \frac{1}{a} \delta V_A + C_{Aa} \delta \alpha + C_{Aq} \delta \eta + \frac{\bar{c}}{V_0} (C_{Aa} \delta \dot{\alpha} + C_{Aq} \delta q_A) \right] \right\} + \\ & \frac{F_M}{m} \frac{1}{a} \delta V_A + \frac{F_{\delta F}}{m} \delta F - g \delta \Theta \end{aligned} \quad (7.3.7)$$

归并同类项, 又得

$$\begin{aligned} \delta \dot{V}_K = & \left\{ \frac{\rho V_0^2 S}{2m} \left[-\frac{2}{V_0} C_{w0} - \frac{1}{a} C_{wM} + \alpha_0 \left(\frac{2}{V_0} C_{A0} + \frac{1}{a} C_{AM} \right) \right] + \frac{1}{a} \frac{F_M}{m} \right\} \delta V_A + \\ & \frac{\rho V_0^2 S}{2m} [-C_{wa} + C_{A0} + \alpha_0 C_{Aa}] \delta \alpha + \frac{\rho V_0 \bar{c} S}{2m} [-C_{wa} + \alpha_0 C_{Aa}] \delta \dot{\alpha} + \\ & \frac{\rho V_0 \bar{c} S}{2m} [-C_{wq} + \alpha_0 C_{Aq}] \delta q_A + \frac{\rho V_0^2 S}{2m} [-C_{w\eta} + \alpha_0 C_{A\eta}] \delta \eta + \\ & \frac{F_{\delta F}}{m} \delta F - g \delta \Theta \end{aligned} \quad (7.3.8)$$

合并方程的系数, 并按国际上流行的标记方法/McRuer 73/, 重新命名如下

$$\delta \dot{V}_K = X_u \delta V_A + X_a \delta \alpha + X_{\dot{a}} \delta \dot{\alpha} + X_q \delta q_A + X_\eta \delta \eta + X_f \delta F + X_\Theta \delta \Theta \quad (7.3.9)$$

式中

$$X_u = \frac{\rho V_0^2 S}{2m} \left[-\frac{2}{V_0} C_{w0} - \frac{1}{a} C_{wM} + \alpha_0 \left(\frac{2}{V_0} C_{A0} + \frac{1}{a} C_{AM} \right) \right] + \frac{1}{a} \frac{F_M}{m}$$

余类推。

在附录 A.1.1 中说明了方程的有关系数(等效参量)。因为这些系数保留了物理量纲, 例如, δV_A 的量纲为 m/s, δq_A 的量纲为 rad/s。所以, 这些等效参量分别具有加速度或者转动角加速度的量纲, 这取决于所属变量的量纲, 例如

$$[X_u] = \frac{m/s^2}{m/s} = \frac{1}{s} \quad \text{或} \quad [X_q] = \frac{m/s^2}{\text{rad/s}} = \frac{m}{s \cdot \text{rad}}$$

因此, 它们从物理属性上说明了各项的相对作用。这里所介绍的等效参量与其它出版物中的定义不一样(小迎角时数值差别很小), 例如, /McRuer 73/, /Brockhaus 77/。所以, 这就要取代一般所采用的稳定坐标系, 而选择主惯性轴作为坐标系。这种选择的优点是, 只有空气动力项与工作点的迎角有关, 而惯性项和转动轴与工作点的迎角无关。

采用到此对定常工作状态的假设, 经过线性化处理, 并经符号变换之后, 得升力方程为

$$\begin{aligned} V_0 \delta \dot{\alpha}_K + \alpha_0 \delta \dot{V}_K = & Z'_u \delta V_A + Z'_a \delta \alpha + Z'_{\dot{a}} \delta \dot{\alpha} + Z'_q \delta q_A + \\ & Z'_\eta \delta \eta + Z'_f \delta F + Z'_\Theta \delta \Theta + V_0 \delta q_K \end{aligned} \quad (7.3.10)$$

因为每个状态方程只允许出现一个状态变量的导数, 所以, 必须消去等号左边的第二项。为此, 应代入整个阻力方程, 这可以分开展开。除以 V_0 后, 经变换得

$$\begin{aligned} \delta \dot{\alpha}_K = & \frac{1}{V_0} [(Z'_u - \alpha_0 X_u) \delta V_A + (Z'_a - \alpha_0 X_a) \delta \alpha + \dots + V_0 \delta q_K] = \\ & Z_u \delta V_A + Z_a \delta \alpha + Z_{\dot{a}} \delta \dot{\alpha} + Z_q \delta q_A + Z_\eta \delta \eta + Z_f \delta F + Z_\Theta \delta \Theta + \delta q_K \end{aligned} \quad (7.3.11)$$

在式(7.3.9)和式(7.3.11)等号右边还出现对另一个变量 $\dot{\alpha}$ 的导数, 为了消去这些项, 也可按类似方式进行。但是, 因为固定翼飞机的 C_{Aa} 和 C_{wa} 都很小, 所以 X_a 和 Z_a 也与 X_q 和 Z_q 一样, 在线化方程中可以略去。通常 $Z_\Theta = -(g/V_0)\Theta$ 也可以略去。

线化后的力矩方程为

$$\delta \dot{q}_K = \frac{\rho V_0^2 S \bar{c}}{2 I_y} \left[\left(\frac{2}{V_0} C_{m0} + \frac{1}{a} C_{mM} \right) \delta V_A + C_{ma} \delta \alpha + C_{m\eta} \delta \eta + \frac{\bar{c}}{V_0} (C_{mq} \delta \dot{\alpha} + C_{mq} \delta q_A) \right] + \frac{z_F}{I_y} \left(F_M \frac{1}{a} \delta V_A + F_{\delta F} \delta_F \right)$$

$$\delta \dot{q}_K = M_u \delta V_A + M_a \delta \alpha + M_{\dot{\alpha}} \delta \dot{\alpha} + M'_q \delta q_A + M_\eta \delta \eta + M_f \delta_F \quad (7.3.12)$$

首先,要置换 $M_{\dot{\alpha}} \delta \dot{\alpha}$ 这一项;为此,用 $M'_q \delta q_A$ 来综合它。在 7.2 节的简化假设下,有

$$\Theta = q_K \quad (\text{见式(7.1.14)})$$

$$\dot{w}_w = w_{wx} V_K \quad (\text{见式(7.1.16)})$$

$$\alpha = \Theta - \gamma - \frac{1}{V_A} w_w \quad (\text{由式(2.2.23), (7.1.2) 和式(7.1.4)}) \quad (7.3.13)$$

$$q_A = q_K + w_{wx} \quad (\text{由式(7.2.10)})$$

假设 $\dot{V}_K$ 和 $\dot{\gamma}$ 为小量,把上述第 3 式对时间求导

$$\dot{\alpha} = \dot{\Theta} - \frac{\dot{w}_w}{V_A} = \dot{q}_K - w_{wx} \quad (7.3.14)$$

这样,就可写成

$$M'_q \delta q_A + M_{\dot{\alpha}} \delta \dot{\alpha} = M'_q (\delta q_K + \delta w_{wx}) + M_{\dot{\alpha}} (\delta q_K - \delta w_{wx}) = M_q \delta q_K + M_{wx} \delta w_{wx} \quad (7.3.15)$$

其中 $M_q = M'_q + M_{\dot{\alpha}}$ 和 $M_{wx} = M'_q - M_{\dot{\alpha}}$

最后,总的力矩方程为

$$\delta \dot{q}_K = M_u \delta V_A + M_a \delta \alpha + M_q \delta q_K + M_\eta \delta \eta + M_f \delta_F + M_{wx} \delta w_{wx} \quad (7.3.16)$$

按式(7.2.5)和式(7.2.8),直接由 α_K 方程可得 γ 方程(取 $Z_a = Z_q = 0$)为

$$\delta \dot{\gamma} = \delta q_K - \delta \dot{\alpha}_K = -Z_u \delta V_A - Z_\alpha \delta \alpha - Z_\eta \delta \eta - Z_f \delta_F - Z_\Theta \delta \Theta \quad (7.3.17)$$

因为假设定常风为零,所以,从式(7.2.3)可以很容易得线化风方程

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{V}_w \\ \delta \dot{\alpha}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta u_{wx} V_0 \\ \delta w_{wx} \end{bmatrix} \quad (7.3.18)$$

现在,这种形式的方程准确地描述了物理成因和后果的链式关系。力和力矩是由空气动力变量 $\delta V_A, \delta \alpha, \delta q_A$ 等引起的,并产生加速度和角加速度。所以,这类方程特别适于分析飞机特性。在下一节将按这种形式表示成信号流程图。

7.3.3 纵向运动的状态方程

为把上述方程整理成形式上规矩的状态方程,尚须进行一些变换。式(7.3.9)、式(7.3.11)、式(7.3.16)和式(7.3.17)的右边还包括一些既非状态变量也非输入变量,即 $\delta V_A, \delta \alpha, \delta \Theta$ 和 δq_A 。为化成最终形式的状态方程,需要用输出方程消去这些变量。由式(7.2.10),作类似选择后,则有

$$\begin{bmatrix} \delta V_A \\ \delta \alpha \\ \delta q_A \\ \delta \Theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta V_K - \delta V_w \\ \delta \alpha_K - \delta \alpha_w \\ \delta q_K + \delta w_{wx} \\ \delta \gamma + \delta \alpha_K \end{bmatrix} \quad (7.3.19)$$

把式(7.3.19)代入到X力方程式(7.3.9),就得到矩的状态形式(认为 $X_s = X_q = 0$)

$$\begin{aligned} \delta \dot{V}_K = & X_u(\delta V_K - \delta V_w) + X_a(\delta \alpha_K - \delta \alpha_w) + X_\theta(\delta \gamma + \delta \alpha_K) + X_\eta \delta \eta + X_f \delta f = \\ & X_u \delta V_K + (X_u + X_\theta) \delta \alpha_K + X_\theta \delta \gamma + X_\eta \delta \eta + X_f \delta f - X_u \delta V_w - X_a \delta \alpha_w \end{aligned} \quad (7.3.20)$$

按类似方式整理所有状态方程之后,它们就归并成矢量微分方程式(7.3.21),与其相应的输出方程(7.3.22)是从线化的式(7.3.10)和类似式(7.1.12)的加速度测量值的方程得到的。这些方程的系数列在附录A.1.1中。

从这组线性方程出发,按照简单的规则,不仅可以分析,而且也可以数值计算各输入变量和输出变量之间的传递函数,以及各个传递通道之间的耦合关系,参见8.3节和文献/Brockhaus 77/。与传递矩阵表达方式相比,这组方程包含的参数数目最少,它们都回归到物理效果上,所以可以直接加以说明。

纵向运动状态方程

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{V}_w \\ \delta \dot{\alpha}_w \\ \delta \dot{q}_K \\ \delta \dot{\alpha}_K \\ \delta \dot{V}_K \\ \delta \dot{\gamma} \\ \delta \dot{H} \\ \delta \dot{R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_u & -M_a & M_q & M_a & M_u & 0 & 0 & 0 \\ -Z_u & -Z_a & 1 & Z_a & Z_u & 0 & 0 & 0 \\ -X_u & -X_a & 0 & X_a - g & X_u & -g & 0 & 0 \\ Z_u & Z_a & 0 & -Z_a & -Z_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & V_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V_w \\ \delta \alpha_w \\ \delta q_K \\ \delta \alpha_K \\ \delta V_K \\ \delta \gamma \\ \delta H \\ \delta R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & V_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ M_f & M_\kappa & M_\eta & 0 & M_{w_x} \\ Z_f & Z_\kappa & Z_\eta & 0 & 0 \\ X_f & X_\kappa & X_\eta & 0 & 0 \\ -Z_f & -Z_\kappa & -Z_\eta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta f \\ \delta \kappa \\ \delta \eta \\ \delta u_{w_x} \\ \delta w_{w_x} \end{bmatrix} \quad (7.3.21)$$

输出方程

$$\begin{bmatrix} \delta V_A \\ \delta \alpha \\ \delta q_A \\ \delta \Theta \\ \delta b_x \\ \delta b_z \\ \delta \epsilon \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -X_u & -X_a & 0 & X_a & X_u & 0 & 0 & 0 \\ -Z_u & -Z_a & 0 & Z_a & Z_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V_w \\ \delta \alpha_w \\ \delta q_K \\ \delta \alpha_K \\ \delta V_K \\ \delta \gamma \\ \delta H \\ \delta R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ X_f & X_\kappa & X_\eta & 0 & 0 \\ Z_f & Z_\kappa & Z_\eta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta f \\ \delta \kappa \\ \delta \eta \\ \delta u_{w_x} \\ \delta w_{w_x} \end{bmatrix} \quad (7.3.22)$$

7.3.4 侧向运动方程的线化

线性侧向运动存在的理想条件是:只允许同对称直线飞行定常工作点有小的偏离。就是说,包括倾侧角 Φ 在内的非对称变量的定常值全部为零。另外一些前提条件是:

- 所有对称变量为常数,或者为零;
- 所有作用在对称面内的风梯度都等于零。

在这些假设下,与对称变量有关的空气动力项就都消失了,例如,侧力为

$$Q = Q_0 + \delta Q$$

$$\text{其中} \quad \delta Q = \frac{\rho}{2} V_0^2 S \left(C_{Q\beta} \delta\beta + C_{Q\dot{\beta}} \frac{b/2}{V_0} \delta\dot{\beta} + \dots + C_{Q\zeta} \delta\zeta \right) \quad (7.3.23)$$

与此类似,也可列出滚转力矩 L^A 和偏航力矩 N^A 。由式(7.2.11),经线化后,得侧力方程为

$$\delta\dot{\beta}_K V_0 = \frac{\delta Q}{m} + g\delta\Phi - V_0 \delta r_K \quad (7.3.24)$$

再除以 V_0 ,并代入式(7.3.23),则得

$$\delta\dot{\beta}_K = Y_\beta \delta\beta + Y_{\dot{\beta}} \delta\dot{\beta} + Y_p \delta p_A + Y_r \delta r_A + Y_\xi \delta\xi + Y_\zeta \delta\zeta + \frac{g}{V_0} \delta\Phi - \delta r_K \quad (7.3.25)$$

$$\text{其中} \quad Y'_\beta = \frac{(\rho/2) V_0^2 S}{m} C_{Q\beta} \quad \text{和} \quad Y_\beta = \frac{Y'_\beta}{V_0} \quad \text{等等}$$

详见附录 A.1.1。侧力方程中与变量 $\dot{\beta}$, p_A , r_A 和 ξ 有关的项可以略去(见/Etkin 72/和/McRuer 73/)。线化后的滚转力矩方程为

$$\begin{aligned} \delta\dot{p}_K &= \frac{I_z}{I_x I_z - I_{xz}^2} \delta L^A + \frac{I_{xz}}{I_x I_z - I_{xz}^2} \delta N^A = \\ &= \frac{I_z}{I_x I_z - I_{xz}^2} \frac{\rho}{2} V_0^2 S \frac{b}{2} \left[C_{l\beta} \delta\beta + C_{l\dot{\beta}} \frac{b/2}{V_0} \delta\dot{\beta} + \dots + C_{l\zeta} \delta\zeta \right] + \\ &+ \frac{I_{xz}}{I_x I_z - I_{xz}^2} \frac{\rho}{2} V_0^2 S \frac{b}{2} \left[C_{n\beta} \delta\beta + C_{n\dot{\beta}} \frac{b/2}{V_0} \delta\dot{\beta} + \dots + C_{n\zeta} \delta\zeta \right] = \\ &= \frac{\rho}{2} V_0^2 S \frac{b}{2} \frac{I_z}{I_x I_z - I_{xz}^2} \left[\left(C_{l\beta} + C_{n\beta} \frac{I_{xz}}{I_z} \right) \delta\beta + \dots \right] = \\ &= L_\beta \delta\beta + L_{\dot{\beta}} \delta\dot{\beta} + L_p \delta p_A + L_r \delta r_A + L_\xi \delta\xi + L_\zeta \delta\zeta \end{aligned} \quad (7.3.26)$$

同样,偏航力矩方程为

$$\begin{aligned} \delta\dot{r}_K &= \frac{\rho}{2} V_0^2 S \frac{b}{2} \frac{I_x}{I_x I_z - I_{xz}^2} \left[\left(C_{l\beta} \frac{I_{xz}}{I_x} + C_{n\beta} \right) \delta\beta + \dots \right] = \\ &= N_\beta \delta\beta + N_{\dot{\beta}} \delta\dot{\beta} + N_p \delta p_A + N_r \delta r_A + N_\xi \delta\xi + N_\zeta \delta\zeta \end{aligned} \quad (7.3.27)$$

这两个方程中与 $\dot{\beta}$ 有关的项均可略去,因为这一项影响不大,而且在大多数数据资料中也没有这方面的信息。类似方程式(7.2.4)和式(7.2.7),由 β_K 的方程可得到航迹方位角 χ 的方程为

$$\delta\dot{\chi} = \delta\dot{\beta}_K + \delta r_K = Y_\beta \delta\beta + Y_\zeta \delta\zeta + \frac{g}{V_0} \delta\Phi \quad (7.3.28)$$

其余的状态方程由式(7.2.11)得到,输出方程由式(7.2.12)得到(认为 $V_K = V_A = V_0$)。这种形式的方程最清楚地描述了物理上的相关性,它们也被表示成信号流图。

7.3.5 侧向运动的状态方程

一般,若略去与 $\dot{\beta}$ 相关的项,那么,还需要通过输出方程消去 $\delta\beta$, δp_A 和 δr_A 这几个变量,以得到规矩形式的状态方程。其结果汇总在式(7.3.29)和式(7.3.30)中,相应的系数(等效参量)列在附录 A.1.1 中。

侧向运动状态方程

$$\begin{bmatrix} \delta\beta_w \\ \delta r_K \\ \delta\beta_K \\ \delta p_K \\ \delta\Phi \\ \delta\chi \\ \delta D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -N_\beta & N_r & N_\beta & N_p & 0 & 0 & 0 \\ -Y_\beta & -1 & Y_\beta & 0 & g/V_0 & 0 & 0 \\ -L_\beta & L_r & L_\beta & L_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_\beta & 0 & Y_\beta & 0 & g/V_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & V_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\beta_w \\ \delta r_K \\ \delta\beta_K \\ \delta p_K \\ \delta\Phi \\ \delta\chi \\ \delta D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ N_\xi & N_\zeta & 0 & -N_r & -N_p \\ 0 & Y_\zeta & 0 & 0 & 0 \\ L_\xi & L_\zeta & L_r & 0 & -L_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_\zeta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\xi \\ \delta\zeta \\ \delta u_{wy} \\ \delta v_{wx} \\ \delta w_{wy} \end{bmatrix} \quad (7.3.29)$$

输出方程

$$\begin{bmatrix} \delta\beta \\ \delta p_A \\ \delta r_A \\ \delta\Psi \\ \delta b_y \\ \delta\rho \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -Y'_\beta & 0 & Y'_\beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\beta_w \\ \delta r_K \\ \delta\beta_K \\ \delta p_K \\ \delta\Phi \\ \delta\chi \\ \delta D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_\zeta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\xi \\ \delta\zeta \\ \delta u_{wy} \\ \delta v_{wx} \\ \delta w_{wy} \end{bmatrix} \quad (7.3.30)$$

7.3.6 方程的数值变换

前几节逐步进行变换的目的是为了得到标准形式的状态方程,然而,也可按下述方式进行形式变换。首先,把 7.3.2 节和 7.3.4 节的线性化方程写成下列一般形式

$$\begin{aligned} \underline{T} \dot{\underline{x}} &= \underline{S} \underline{x} + \underline{U} \underline{y} + \underline{V} \dot{\underline{y}} + \underline{W} \underline{u} \\ \underline{y} &= \underline{C} \underline{x} + \underline{D} \underline{u} \end{aligned} \quad (7.3.31)$$

若 $\underline{D}=0$, 则又可写成

$$\underline{T} \dot{\underline{x}} = \underline{S} \underline{x} + \underline{U} \underline{C} \underline{x} + \underline{V} \underline{C} \dot{\underline{x}} + \underline{W} \underline{u} \quad (7.3.32)$$

由此可得

$$\dot{\underline{x}} = (\underline{T} - \underline{V} \underline{C})^{-1} [(\underline{S} + \underline{U} \underline{C}) \underline{x} + \underline{W} \underline{u}] = \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{u}$$

其中

$$\begin{aligned} \underline{A} &= (\underline{T} - \underline{V} \underline{C})^{-1} (\underline{S} + \underline{U} \underline{C}) \\ \underline{B} &= (\underline{T} - \underline{V} \underline{C})^{-1} \underline{W} \end{aligned} \quad (7.3.33)$$

若仅对数值方程有兴趣,那么,就要按上述方式进行。如果同 α 和 β 的关系比这里所说的要复杂时,人们就不得不这样做。但是,这样就看不出具有明确物理意义的飞机特征变量与方程参数之间的相关性。

7.3.7 方程的数值线性化

从特征曲线查出和计算系数及导数是很麻烦的,而且可能出错,所以,只有在个别情况下才这样做。若由数字方式已知道作为工作点函数的数据,则可通过式(5.2.3)和式(5.2.29)(见附录 A.1.4)的非线性数值仿真,得到数值线性化。

此时处理方式如下。非线性方程组

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \underline{f}(\underline{x}, \underline{u}) \\ \underline{y} &= \underline{g}(\underline{x}, \underline{u})\end{aligned}\quad (7.3.34)$$

以离散形式在仿真程序中出现,其中非线性函数的一部分以解析形式实现,另一部分是作为多维特征曲线来实现的。为了求出工作点上的线性状态方程组

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{u} \\ \underline{y} &= \underline{C} \underline{x} + \underline{D} \underline{u}\end{aligned}\quad (7.3.35)$$

首先要确定在这个工作点上的定常平衡(配平计算,见 5.4 节),由此可得到工作点上的矢量 $\underline{x}_0$ 和 $\underline{u}_0$ 。线性方程组的矩阵等于工作点上的雅可比(Jacobi)矩阵

$$\begin{aligned}\underline{A} &= \left. \frac{\partial \underline{f}}{\partial \underline{x}} \right|_0 & \underline{B} &= \left. \frac{\partial \underline{f}}{\partial \underline{u}} \right|_0 \\ \underline{C} &= \left. \frac{\partial \underline{g}}{\partial \underline{x}} \right|_0 & \underline{D} &= \left. \frac{\partial \underline{g}}{\partial \underline{u}} \right|_0\end{aligned}\quad (7.3.36)$$

由此可求出每一个元素,例如(见/Mönnich Bu 91/)

$$a_{ij} = \left. \frac{\partial x_i}{\partial x_j} \right|_0 \quad (7.3.37)$$

此时 $\underline{x}$ 和 $\underline{u}$ 的所有其余元素皆保持不变。由于非线性方程离散化的缘故,可用差商来代替微商。这样,矩阵 $\underline{A}$ 的一行由下式得出

$$a_j = \frac{f[(x_0 + \Delta x_j), u_0] - f[x_0, u_0]}{\Delta x_j} \quad (7.3.38)$$

其中

$$\Delta \underline{x}_j = [0 \cdots 0, \Delta x_j, 0 \cdots 0]^T$$

为了较准确地求出工作点上的斜率,应使所选择的增量 Δx 从数值上看尽量小。按照/Klotz 88/的看法,通过计算工作点左右两个等距值,可以提高线性化的质量

$$a_j = \frac{f[(x_0 + \Delta x_j), u_0] - f[(x_0 - \Delta x_j), u_0]}{2\Delta x_j} \quad (7.3.39)$$

其余矩阵亦可类似处理,例如

$$b_j = \frac{f[x_0, (u_0 + \Delta u)] - f[x_0, (u_0 - \Delta u)]}{2\Delta u_j} \quad (7.3.40)$$

7.4 用信号流图描述方程

为了更形象地说明物理过程,应该用信号流图形式图解说明飞机运动的线化方程。首先,可用信号流图来讨论固有特性和传递特性,即研究各个方程参数对稳定性、操纵性和可观测性的影响。其次,应当用信号流图指出进一步简化方程的可能性。最后,信号流图可从“内反馈回路”的相似方法估计外反馈的作用,从而发展出更好的控制器结构。信号流图并不含状态方程本身以外的信息,如果保留物理上重要的变量作为状态变量,那么,信号流图比状态方程说明得更清楚。为此,又要追溯到 7.3.2 节和 7.3.4 节的方程,看它们

原本是怎样从线化中得到的。

7.4.1 信号流图的绘制

信号流图仍保留已选择的状态变量,但为了更形象地说明物理方面的作用,描绘的不是最后形式的状态方程,而是:

——纵向运动的方程式(7.3.9)、式(7.3.11)、式(7.3.16)和式(7.3.17);

——侧向运动的方程式(7.3.25)、式(7.3.26)、式(7.3.27)和式(7.3.28)。

这样作的优点是能把所有的输出变量

$$\delta V_A, \delta \alpha, \delta \beta, \delta \Theta, \delta \Phi \text{ 和 } \delta b_x, \delta b_y, \delta b_z$$

以及输出方程式(7.2.10)和式(7.2.12)等,都包括在信号流图中,从而从信号图可以看出一些明确的关系,例如 $\delta V_A = \delta V_K - \delta V_W$ 。

在绘制信号流图时,每个状态变量都要配置一个积分器(又称蓄能器),它的入口处必须满足相应的状态方程。作为例子,图 7.2 把俯仰力矩方程描绘成信号流图

$$\delta \dot{q}_K = M_u \delta V_A + M_\alpha \delta \alpha + M_q \delta q_K + M_\eta \delta \eta + M_F \delta F + M_{w_x} \delta w_{w_x} \quad (7.3.16)$$

这里,在信号流图中删去了线性偏差的标记符号 δ 。

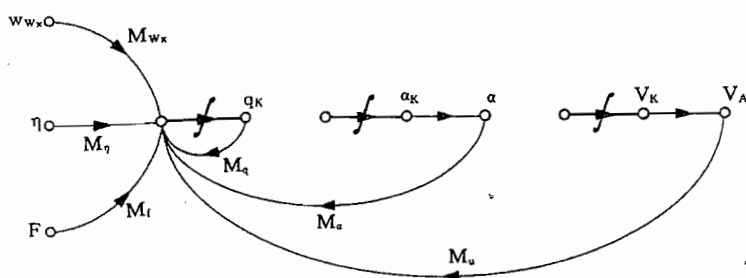


图 7.2 俯仰力矩方程信号流图的绘制

在所示的信号流图(图 7.3 和图 7.4)中又复现了第 6 章已讨论过的物理作用链,例如:

——水平风扰动 δV_W 可以直接用 δV_A 测量,并且只经过阻力项 X_u 才改变航迹速度 δV_K 。 α_w 对 α 的作用和 β_w 对 β 的作用与此类似;

——风梯度引起滚转、俯仰和偏航等角加速度;

——升降舵偏角 $\delta \eta$ 直接引起俯仰转动角加速度 $\delta \dot{q}_K$; 由于飞机转动 ($\alpha_K = \Theta - \gamma$) 改变了迎角 $\delta \alpha$; 总的升力变化引起 z 向加速度 δb_z , 其积分又引起航迹倾角变化 $\delta \gamma$;

——副翼控制滚转自由度,并经过作用链 $\delta p_K, \delta \Phi, \delta \chi$, 为飞行航迹控制提供了直接可能性;

——方向舵主要是操纵控制具有状态变量 δr_K 和 $\delta \beta_K$ 的偏航自由度;

——偏航自由度和滚转自由度通过 $\delta \beta, \delta p_K$ 和 $\delta \Phi$ 而互相紧密耦合;

——航迹变量 $\delta \chi$ 是由 $\delta \Phi$ 和 δb_y 经过积分形成的,通过再一次积分就形成侧向偏差 δD 。由于没有反馈, $\delta \chi$ 和 $\delta \Psi$ 就没有加到“飞机动力学”上;

——位置变量 δH 和 δR 是经过不定积分从“飞机动力学”的状态变量形成的,它们没

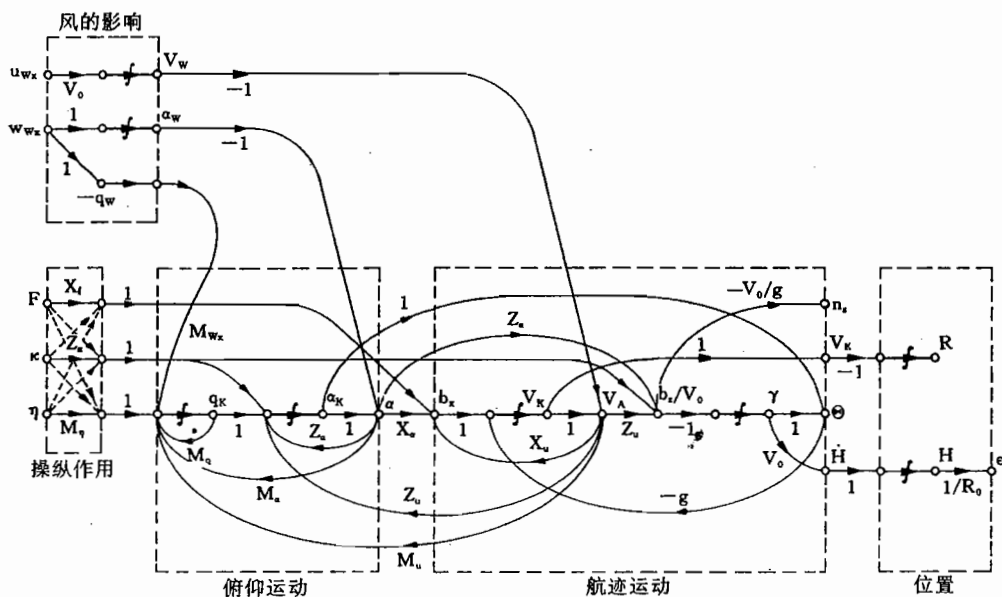


图 7.3 飞机纵向运动信号流程图

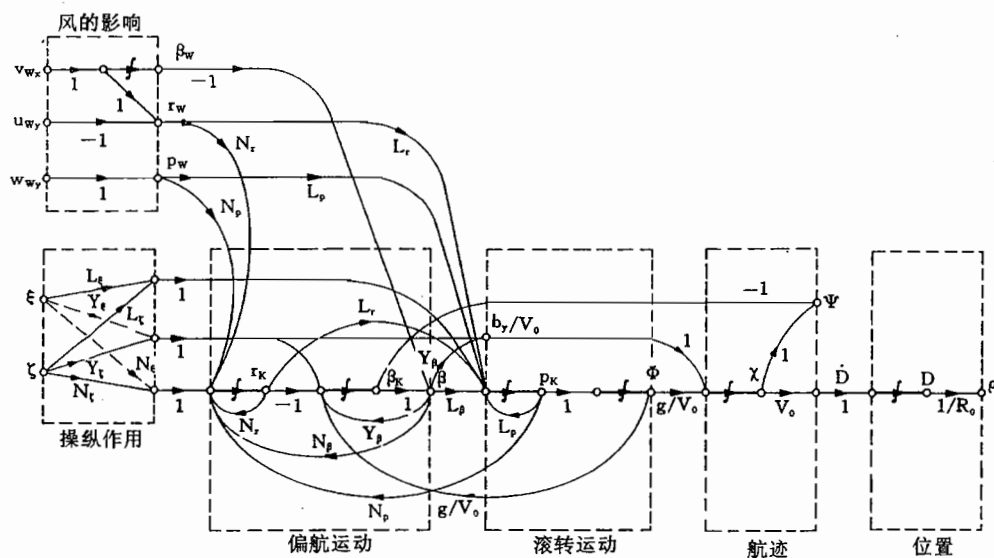


图 7.4 飞机侧向运动信号流程图

有反馈到其余的状态变量上去。

从信号流程图可以辨认出每表征一个自由度的多个 1 阶或 2 阶基本元素,可参见 8.2 节。另外一些联系则描绘了这些自由度之间的耦合关系。纵向运动方程组(信号流程图)包含两个耦合自由度:

——具有状态变量 δq_k 和 $\delta \alpha_k$ (其它的相关量是 $\delta \alpha$, δb_x 和 $\delta \Theta$) 的迎角振动(短周期振动);

——具有状态变量 δV_K 和 $\delta \gamma$ 的沉浮运动(其它参变量是 δV_A , δb_x 和 $\delta \Theta$)。

同样,侧向运动方程组也包含了两个耦合自由度,即:

——具有状态变量 δr_K 和 $\delta \beta_K$ (其它参变量是 $\delta \beta$ 和 δb_y)的偏航运动(荷兰滚);

——具有状态变量 δp_K 和 $\delta \Phi$ (其它参变量是 $\delta \Psi$ 和 $\delta \chi$)的滚转运动和螺旋运动。

运动模态将在第 8 章中阐述。

只要不会造成混淆,下面都用运动变量本身来表示其线性偏差,即为简单计,去掉了标记符号 δ 。

8 飞机动力学特性分析

在第6章用简化的非线性方程已经从“大的方面”分析了飞机的特性,通过考查力平衡和能量平衡,研究了飞机对操纵指令和风扰动的响应。在第7章将飞机动力学方程进行了线化,并将其转化成状态形式之后,这里应从“小的方面”,也就是同工作点有小偏差的情况分析飞机的特性。为此,不仅要利用状态方程本身,而且还要利用从状态方程导出的传递函数。为书写简单,运动变量的线性偏差不再单独用符号 δ 加以标记。

第7章介绍的信号流图是连接时域描述和频域描述的纽带,并作为简化工程模型的基础。本章在分析时,重点首先是对象的动力学特性,也就是有无外部激励时的动力学特性;其次,利用飞行控制中常用的近似方法,描述各个自由度,估算主要的影响和特性;第三,为控制选择合适的传输通道(可控性研究)。这些分析是第14章和第17章控制器设计发展的基础。

8.1 状态方程的解

飞机运动的数学模型已在第7章化成下列状态形式

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad (8.1.1)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C} \underline{x}(t) + \underline{D} \underline{u}(t) \quad (8.1.2)$$

式中, $\underline{x}$ 为 n 维; $\underline{u}$ 为 p 维; $\underline{y}$ 为 q 维。矩阵维数与此相当。下面讨论线性时不变微分方程组解的一般形式,它不仅是本章飞机特性分析的基础,而且也是第12章和第13章要讨论的控制过程设计的基础。

8.1.1 状态方程的时域解

对于标量微分方程

$$\dot{x}(t) = ax(t) + bu(t) \quad (8.1.3)$$

可用欧拉公式得到已知解为

$$x(t) = e^{at}x(0) + \int_0^t e^{a(t-\tau)}bu(\tau)d\tau \quad (8.1.4)$$

式中,第一项表示齐次解,也就是对起始条件 $x(0)$ 的响应;第二项是非齐次解,也就是对输入量的响应的卷积形式。为求解矢量状态方程,定义矩阵指数函数如下/Föllinger 78/

$$e^{At} = \underline{I} + \underline{A}t + \underline{A}^2 \frac{t^2}{2!} + \underline{A}^3 \frac{t^3}{3!} + \cdots = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(\underline{A}t)^v}{v!} \quad (8.1.5)$$

由此定义可得

$$\frac{d}{dt}e^{At} = \left[\underline{A} + \underline{A}^2 t + \frac{\underline{A}^3 t^2}{2!} + \dots \right] = \underline{A}e^{At} = e^{At}\underline{A} \quad (8.1.6)$$

和

$$\underline{T}^{-1}e^{At}\underline{T} = [\underline{T}^{-1}\underline{T} + \underline{T}^{-1}\underline{A}\underline{T} + \dots] = e^{\underline{T}^{-1}\underline{A}\underline{T}} \quad (8.1.7)$$

为求解状态方程(8.1.1),左乘以 e^{-At}

$$e^{-At}\dot{\underline{x}}(t) = e^{-At}[\underline{A}\underline{x}(t) + \underline{B}\underline{u}(t)] \quad (8.1.8)$$

乘法定理也适用于矩阵微分

$$\frac{d}{dt}[e^{-At}\underline{x}(t)] = e^{-At}\dot{\underline{x}}(t) - e^{-At}\underline{A}\underline{x}(t) \quad (8.1.9)$$

则可把式(8.1.8)变换成

$$e^{-At}\dot{\underline{x}}(t) - e^{-At}\underline{A}\underline{x}(t) = \frac{d}{dt}[e^{-At}\underline{x}(t)] = e^{-At}\underline{B}\underline{u}(t) \quad (8.1.10)$$

对该式积分

$$\int_{t_0}^t \frac{d}{d\tau}[e^{-A\tau}\underline{x}(\tau)]d\tau = \int_{t_0}^t e^{-A\tau}\underline{B}\underline{u}(\tau)d\tau \quad (8.1.11)$$

则得

$$e^{-At}\underline{x}(t) - e^{-At_0}\underline{x}(t_0) = \int_{t_0}^t e^{-A\tau}\underline{B}\underline{u}(\tau)d\tau \quad (8.1.12)$$

乘以 e^{At} 后,最后得式(8.1.1)的解为

$$\underline{x}(t) = e^{A(t-t_0)}\underline{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}\underline{B}\underline{u}(\tau)d\tau \quad (8.1.13)$$

同样,这个解也是由一个齐次解和一个矢量卷积组成的。其中, e^{At} 是系统的变换矩阵,它描述了系统怎样从时刻 t_0 的起始状态过渡到时刻 t 的状态。

若矩阵 $\underline{A}$ 的特征值 λ_i 完全不同,则它有 n 个(右)特征矢量,它们满足方程

$$[\lambda_i \underline{I} - \underline{A}]\underline{v}_i = \underline{0} \quad i = 1, \dots, n \quad (8.1.14)$$

该式又可归结成

$$\underline{A}[\underline{v}_1 \dots \underline{v}_n] = [\underline{v}_1 \dots \underline{v}_n] \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_n \end{bmatrix} = \underline{X} \underline{\Lambda} \quad (8.1.15)$$

式中, $\underline{X}$ 是 $\underline{A}$ 的模态矩阵,它的列等于右特征矢量 $\underline{v}_i$, $\underline{\Lambda}$ 是特征值 λ_i 的对角矩阵。式(8.1.15)右乘 $\underline{X}^{-1}$ 得模态变换矩阵

$$\underline{A} = \underline{X} \underline{\Lambda} \underline{X}^{-1} \quad (8.1.16)$$

$\underline{X}^{-1}$ 的行等于矩阵 $\underline{A}$ 的左特征矢量,满足式

$$\underline{w}_i^T [\lambda_i \underline{I} - \underline{A}] = \underline{0} \quad (8.1.17)$$

由此式和式(8.1.7),可把式(8.1.13)的一般解表示成

$$\underline{x}(t) = \underline{X} e^{A(t-t_0)} \underline{X}^{-1} \underline{x}(t_0) + \underline{X} \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} \underline{X}^{-1} \underline{B} \underline{u}(\tau) d\tau \quad (8.1.18)$$

其右端第一项等于齐次解,它也可写成总和形式

$$\underline{x}_h(t) = \sum_{i=1}^n e^{\lambda_i(t-t_0)} \underline{v}_i \underline{w}_i^T \underline{x}(t_0) \quad (8.1.19)$$

由此式可以看出,齐次解是由 n 个单独解 $e^{\lambda_i t}$ 组成的,它的幅值矢量是由矩阵 $\underline{A}$ 的特征矢量 $\underline{v}_i$ 和 $\underline{w}_i$ 以及起始条件 $\underline{x}(0)$ 决定的。因此,这个解包括:

1. 实根对应的运动部分,其中,特征值 λ_i 和其相应的特征矢量 $\underline{v}_i$ 都为实数,因此,它描述一种非周期运动过程;

2. 共轭复根对应的运动部分,其中, $\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$ 和 $\lambda_{i+1} = \sigma_i - j\omega_i$ 以及 $\underline{v}_i$ 和 $\underline{v}_{i+1}$ 皆为共轭,因而,它们成对描述了周期性运动过程。

式(8.1.18)右端的第二项等于特解。若 $\underline{u}(t)$ 等于具有幅值矢量 $\underline{u}_0$ 的阶跃函数的矢量,那么其特解为

$$\underline{x}_{inh}(t) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\lambda_i} [e^{\lambda_i(t-t_0)} - 1] \underline{v}_i \underline{w}_i^T \underline{B} \underline{u}_0 \quad (8.1.20)$$

这些 n 个部分解也是特征矢量的函数。另外,它们的幅值比和特征值成反比,这可以借助图8.11和图8.12所示的短周期运动和沉浮运动的阶跃响应来理解。

8.1.2 数值仿真

只有简单情况下才能求出式(8.1.13)中卷积的封闭解。但是,为了数值计算系统的响应,选择足够密的等采样间隔(步长) T 采样步来计算已足够了。这样,就把连续解 $\underline{x}(t)$ 表示成在离散时刻 $t_k = t_0 + kT$ 的数值序列 $\underline{x}(t_k)$,如图8.1所示。另外,此处采用递归算法是合适的,这时,从前面的数值可以得到一个新的函数值。

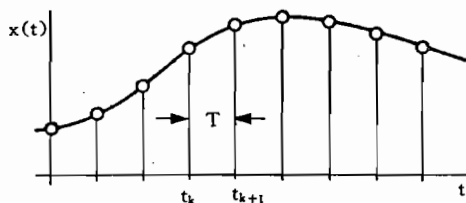


图8.1 时间函数的离散化

一般解(式(8.1.13))离散化,并写成递归形式如下

$$\underline{x}(t_{k+1}) = e^{\underline{A}T} \underline{x}(t_k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{\underline{A}(t_{k+1}-\tau)} \underline{B} \underline{u}(\tau) d\tau \quad (8.1.21)$$

式中,取 $t_0 = t_k$ 和 $t = t_{k+1} = t_k + T$ 。

若在时间区间 $t_k < t < t_{k+1}$ 内, $\underline{u}(t)$ 为常数,那么这一项可提到积分号外。作变量置换 $v = t_{k+1} - \tau$ 后,得离散化的系统状态方程为

$$\underline{x}(t_{k+1}) = e^{\underline{A}T} \underline{x}(t_k) + \int_0^T e^{\underline{A}v} \underline{B} dv \underline{u}(t_k) = \underline{F} \underline{x}(t_k) + \underline{G} \underline{u}(t_k) \quad (8.1.22)$$

这是递归形式的矢量微分方程。因为 T 恒定不变,所以 $\underline{F}$ 和 $\underline{G}$ 也为常值矩阵,可按下述方式计算。根据矩阵指数函数的定义,离散化的动态矩阵 $\underline{F}$ 为

$$\underline{F} = e^{\underline{A}T} = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(\underline{A}T)^v}{v!} \quad (8.1.23)$$

这个级数收敛相当快,只取几项后就可中止运算。矩阵 $\underline{G}$ 可按下述方式计算/Ackermann

$$\underline{G} = \int_0^T e^{\underline{A}v} \underline{B} dv = \int_0^T \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(\underline{A}v)^v}{v!} \underline{B} dv = \sum_{v=0}^{\infty} \underline{A}^v T^{v+1} \underline{B} \frac{1}{(v+1)!} \quad (8.1.24)$$

由此可以作数值仿真,即可以离散化计算复杂的方程组对任意输入信号 $\underline{u}(t_k)$ 的响应。当计算步数足够多时,那么就可以算出准连续时间变化,并可表示成曲线形式。此时,实施方式如下:

- 用 π/ω_g 作为上边界确定采样间隔 T (山诺(Shannon)采样定理);
- 一次计算常矩阵 $\underline{F}$ 和 $\underline{G}$ (这二者与 T 有关);
- 给定输入信号变化 $\underline{u}(t_k)$, 同时,在采样间隔 T 内,信号可视为常值;
- 按离散化状态方程,逐步递归计算状态矢量和输出矢量

$$\underline{x}(t_{k+1}) = \underline{F} \underline{x}(t_k) + \underline{G} \underline{u}(t_k) \quad (8.1.25)$$

$$\underline{y}(t_k) = \underline{C} \underline{x}(t_k) + \underline{B} \underline{u}(t_k) \quad (8.1.26)$$

这种解法的优点是:当规定了采样间隔 T , 则 $\underline{F}$ 和 $\underline{G}$ 亦是确定的,从而状态方程就只有乘积,可以较快地进行运算;其缺点:只能用来求解线性状态方程。

状态方程的数值积分

数值积分是指用各种积分算法直接离散化求解状态方程

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{f}[\underline{x}(t), \underline{u}(t)] \quad \underline{x}(t_0) = \underline{x}_0 \quad (8.1.27)$$

一般求数值序列的计算格式如下

$$\underline{x}(t_{k+1}) = \underline{x}(t_k) + \Delta \underline{x}(t_k) \quad (8.1.28)$$

以及

$$\Delta \underline{x}(t_k) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} \underline{f}(\underline{x}, \underline{u}) d\tau \quad \text{和} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (8.1.29)$$

积分算法的任务是要尽可能准确地确定数值增量 $\Delta \underline{x}$ 。因为 $\Delta \underline{x}$ 是数值计算的,所以,这种方法通常也可用在非线性及时变系统。

有多种积分算法,它们的精度和计算消耗各不相同,以程序库形式提供使用。最简单的情况是计算时间函数下面的矩形面积(欧拉法),如图8.2a)所示,即

$$\Delta x(t_k) = T \dot{x}(t_k) \quad (8.1.30)$$

这相当于线性情况下动力学矩阵($\underline{F} = \underline{I} + \underline{A}T$)式(8.1.23)的一阶近似。霍茵法(Heun)的精度较高,这种方法是计算函数下面的梯形面积,如图8.2b)所示

$$\Delta x(t_k) = T \cdot \frac{\dot{x}(t_k) + \dot{x}(t_{k-1})}{2} \quad (8.1.31)$$

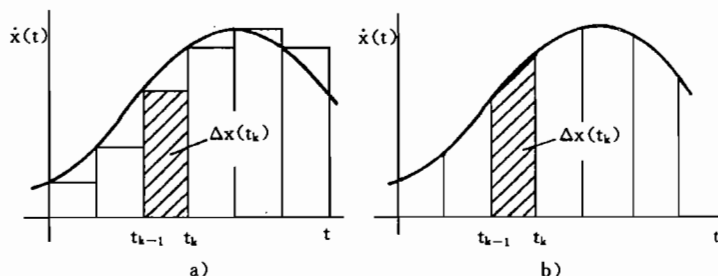


图8.2 数值积分方法

a)欧拉法,后退法;b)梯形法。

这两种方法中的增量 Δx 都和前一个采样步有关,因而是时间迟后的。若欲使用实际值,则在实时应用时,应估计在一个预测步内的前向值 $x(t_{k+1})$,但这将使计算时间成倍增加。提高计算精度的另外一些方法是计算一个采样步后续的函数值,最著名的是龙格—库塔法/Press et. al. 86/。所有数值仿真软件包中都含有这些积分程序和其它积分程序。

数值仿真用的数字程序原理结构如图8.3所示。

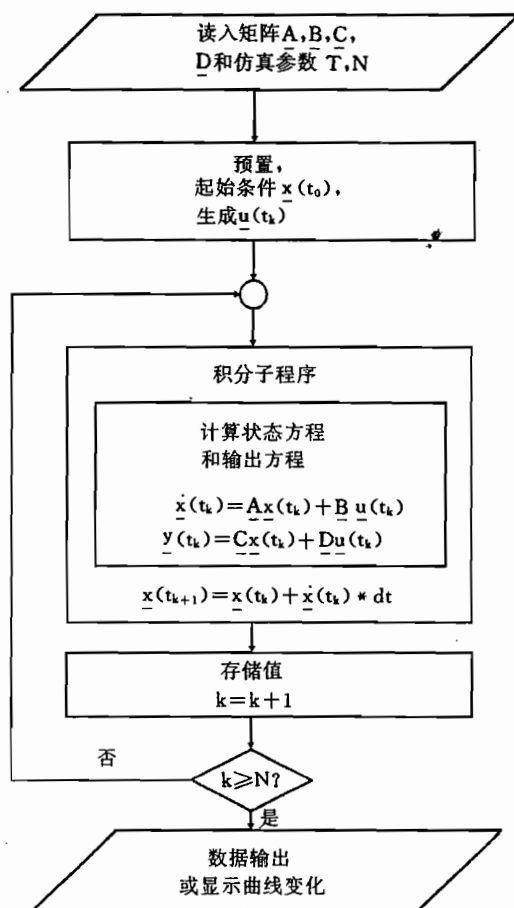


图8.3 仿真程序流程图(以欧拉法为例)

8.1.3 状态方程的拉普拉斯变换解

由标量方程可知,通过拉普拉斯变换,卷积计算又还原成简单的乘积运算。这也可用于矢量微分方程,按照定义,矢量的每个元素都要变换。经过拉普拉斯变换,状态方程式(8.1.1)和式(8.1.2)变成

$$s\underline{x}(s) - \underline{x}(t_0) = \underline{A}\underline{x}(s) + \underline{B}\underline{u}(s) \quad (8.1.32)$$

$$\underline{y}(s) = \underline{C}\underline{x}(s) + \underline{D}\underline{u}(s) \quad (8.1.33)$$

把式(8.1.32)变换成

$$(s\underline{I} - \underline{A})\underline{x}(s) = \underline{x}(t_0) + \underline{B}\underline{u}(s) \quad (8.1.34)$$

直接得到解

$$\underline{x}(s) = (s\mathbf{I} - \underline{A})^{-1}\underline{x}(t_0) + (s\mathbf{I} - \underline{A})^{-1}\underline{B}\underline{u}(s) \quad (8.1.35)$$

式中第一项也是齐次解(输入信号为零时),而第二项是特解(初始条件为零时),把它同 $\underline{x}(t)$ 的解(式(8.1.13))比较后,得

$$(s\mathbf{I} - \underline{A})^{-1} = \mathcal{L}\{e^{\underline{A}t}\} \quad (8.1.36)$$

把式(8.1.35)代入式(8.1.33),得到零初始条件下的输出变量为

$$\underline{y}(s) = [\underline{C}(s\mathbf{I} - \underline{A})^{-1}\underline{B} + \underline{D}]\underline{u}(s) = \underline{\hat{G}}(s)\underline{u}(s) \quad (8.1.37)$$

这里卷积也换成了传递矩阵 $\underline{\hat{G}}(s)$ 和输入变量 $\underline{u}(s)$ 之间的乘积。传递矩阵为

$$\underline{\hat{G}}(s) = \underline{C}(s\mathbf{I} - \underline{A})^{-1}\underline{B} + \underline{D} = \frac{1}{|s\mathbf{I} - \underline{A}|}\underline{C}(s\mathbf{I} - \underline{A})_{\text{adj}}\underline{B} + \underline{D} \quad (8.1.38)$$

它的元素是每一对输入和输出之间的传递函数。按照式(8.1.38),矩阵 $\underline{A}$ 的特征多项式为

$$|s\mathbf{I} - \underline{A}| = n_c(s) \quad (8.1.39)$$

它等于所有传递函数的公分母。式

$$\underline{C}(s\mathbf{I} - \underline{A})_{\text{adj}}\underline{B} + |s\mathbf{I} - \underline{A}|\underline{D} = \underline{\hat{G}}(s) \quad (8.1.40)$$

是传递函数的分子矩阵。因为 $\underline{\hat{G}}(s)$ 是有理函数矩阵,所以,为了与多项式矩阵区别起见,用上标记符号 $\wedge$ 来注明它和它的元素 $\hat{g}_{ij}$ 。传递矩阵一方面是微分方程组的拉普拉斯变换解,另一方面它也是把输入变量矢量转移到输出变量矢量的算子,所以 $\underline{\hat{G}}$ 是一维情况的推广结果。与单个传递函数的框图描述方式类似,传递矩阵也可用一个框来表征,变量可用一条线表征,传递矩阵在这里应理解为多条线路,如图8.4a)所示。

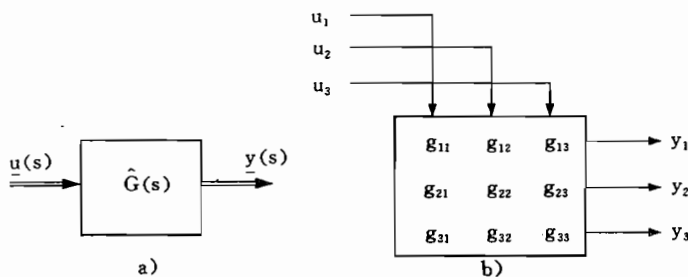


图8.4 传递矩阵

a)框图;b)传递函数的排列。

由矩阵矢量乘积定理可知,传递函数 $\hat{g}_{ij}$ (第一个角注表示输出变量,第二个角注表示输入变量)描述了输入量 u_j 对输出量 y_i 的作用,如图8.4b)所示。图8.5示出各具有两个输入变量和两个输出变量的传递矩阵详细框图,

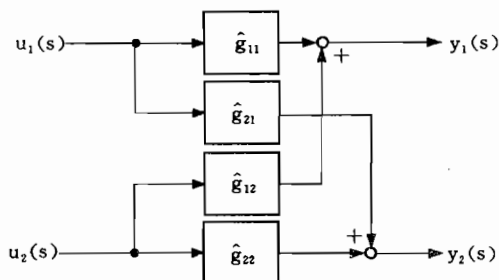


图8.5 2×2传递系统框图

图中每个输入变量对每个输出变量的作用是没有反馈的,各个影响线性叠加。在有 p 个输入变量的一般情况下,则有

$$y_i(s) = \hat{g}_{i1}(s)u_1(s) + \hat{g}_{i2}(s)u_2(s) + \cdots = \sum_{j=1}^p \hat{g}_{ij}(s)u_j(s) \quad (8.1.41)$$

8.1.4 稳定性

定义

若输入变量的任何有限变化引起状态变量的变化也是有限的,这样的动力学系统称为稳定的/Solodownikow 70/。

若输入信号消失后,系统又恢复到它的原来的定常状态(工作点),这种系统称为渐近稳定的。对于线性系统来说,这个很一般的定义又可以简化成要求:式(8.1.19)中的每个解都消失了,也就是幂指数都具有负的实部。作为 $\underline{A}$ 的特征值, λ_i 也决定了式(8.1.20)的特解,这样,当 $\text{Re}(\lambda_i) < 0$ 时,只要输入变量是有限的,则所有过渡过程都衰减。这就引出另一种稳定性定义:

若动态矩阵 $\underline{A}$ 的特征值都具有负的实部,则这种由线性状态微分方程所描述的系统是准确稳定的。

按照式(8.1.38),作为状态微分方程解的传递矩阵 $\underline{G}$,所有元素的公分母的特征多项式都有 A 。因此,动态矩阵 $\underline{A}$ 的特征值就与所有传递函数分母的根(极点)一致。因而又可定义:

若传递函数分母的所有根(极点)都具有负的实部,则由这样一种传递函数所给定的系统是准确稳定的。

综上所述,稳定性是全系统的特性,不能只限于个别自由度或者个别状态变量。稳定性的这种定义也完全可用在第12章控制回路的特征方程。

稳定性检验

用劳斯—霍尔维茨(Routh-Hurwitz)准则,勿须求解特征方程,从特征方程的系数就可判别系统的稳定性。线性系统准确稳定的条件是:

1. 特征方程的系数都大于零;
2. 霍尔维茨行列式 H_n 中所有左上部的子行列式都大于零。

霍尔维茨行列式为

$$H_n = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \cdots \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \cdots \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{vmatrix} \quad (8.1.42)$$

对于 $n \leq 2$ 的系统,上述两个条件会引出同样的结果,所以,第一个条件是充分条件。这种稳定性判据特别适于分析研究8.2节所述的稳定性问题,例如,可直接用在式(8.1.39)上。然而,由于求方程系数复杂性的缘故,在高阶系统情况下,需要作明显的简化。

“动”稳定性和“静”稳定性

以一个二阶系统为例,说明稳定性的定义。图8.6所示的弹簧—质量系统遵守下面的微分方程

$$m\ddot{x}(t) + r\dot{x}(t) + cx(t) = u(t) \quad (8.1.43)$$

并可用两个状态变量来描述

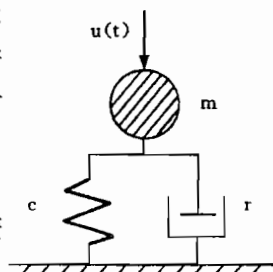


图8.6 弹簧—质量系统

$$\begin{aligned}x_1 &= x \\x_2 &= \dot{x} = \dot{x}_1\end{aligned}$$

式中,由式(8.1.43)又得

$$\dot{x}_2 = \ddot{x} = -\frac{r}{m}\dot{x} - \frac{c}{m}x + \frac{1}{m}u = -a_1x_2 - a_0x_1 + b_0u \quad (8.1.44)$$

这样,式(8.1.43)可写成状态方程形式

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{c}{m} & -\frac{r}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix} u \quad (8.1.45)$$

这是状态方程的控制标准形式,由式(8.1.38)可把它化成传递函数形式

$$x(s) = \frac{\frac{1}{m}}{s^2 + \frac{r}{m}s + \frac{c}{m}} u(s) = \frac{b_0}{s^2 + a_1s + a_0} u(s) \quad (8.1.46)$$

同样,动态矩阵的特征值以及传递函数的极点为

$$s_{1,2} = -\frac{a_1}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{a_1}{2}\right)^2 - a_0} = \sigma \pm j\omega \quad (8.1.47)$$

若

$$a_1 > 2\sqrt{a_0} \quad (8.1.48)$$

则其两个根为实数,而在其它情况下,则为共轭复根。按劳斯—霍尔维茨准则,稳定性条件为

$$a_1 = \frac{r}{m} > 0 \quad (8.1.49)$$

$$a_2 = \frac{c}{m} > 0 \quad (8.1.50)$$

所以,阻尼比(图8.7a))也为正,即

$$D = \sin\epsilon_D = -\frac{\sigma}{\omega_0} = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0}} > 0 \quad (8.1.51)$$

若弹簧常数 c 为零,则 $a_0=0$,其解为

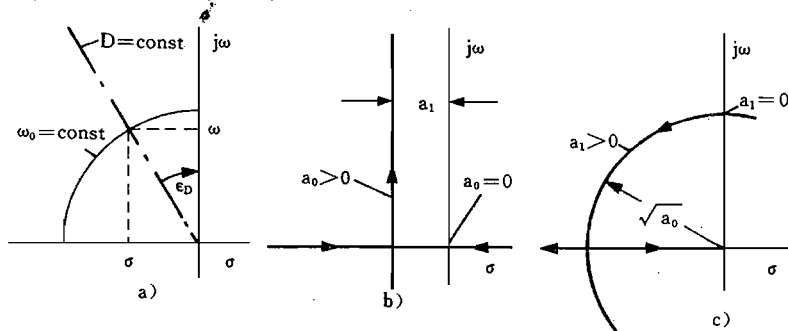


图8.7 二阶系统的极点

a)量的定义;b) $a_1=\text{const}>0$ 时, a_0 增大时的根轨迹;c) $a_0=\text{const}>0$ 时, a_1 增大时的根轨迹。

$$s_{1,2} = -\frac{a_1}{2} \pm \frac{a_1}{2} = (0, -a_1) \quad (8.1.52a)$$

图8.7b)描绘了 $a_1 = \text{const}$ 时,所有解的几何轨迹随 a_0 的变化,这张图称为根轨迹曲线。当 $a_0 = 0$ 时,就得到具有一阶延迟的积分特性(I— T_1 特性)。无阻尼时($a_1 = 0$),如图8.7c)所示,其解为

$$s_{1,2} = \pm j\sqrt{a_0} = \pm j\sqrt{\frac{c}{m}} = \pm j\omega_0 \quad (8.1.52b)$$

故系统以特征圆频率 ω_0 作定常振荡。

双重稳定性条件(式(8.1.49)和式(8.1.50)),常常被错误地减略成其中之一。当作“动态”研究时,常常只看到阻尼而忽视了弹簧常数为负这种情况(少有的)。相反,当作“静态”研究时,又往往忽略了必须研究正阻尼这种情况。后者归于“静稳定性”情况,已在3.2.1节讨论过,另外,6.3.2节还讨论过“空速稳定性”。所有这些仅依据静态特征曲线的变化所作的稳定性分析,同样都只按其正负号研究弹簧常数(式(8.1.50))。

8.1.5 线性方程组的解

n 维矢量空间内最多有 n 个线性无关矢量支撑这个矢量空间。一个 $n \times n$ 方阵,由

$$\underline{A}_{n \times n} \underline{x}_n = \underline{y}_n \quad (8.1.53)$$

给出矢量空间 $\underline{x}$ 在矢量空间 $\underline{y}$ 的线性映象。换句话说,一个 n 阶方程组给出 n 个独立解

$$\underline{A} \underline{x}_i = \underline{y}_i \quad (8.1.54)$$

特征值问题

$$\underline{A} \underline{x}_i = \lambda_i \underline{x}_i \quad (8.1.55)$$

描述了矢量 $\underline{y}_i$ 与矢量 $\underline{x}_i$ 平行这种特殊情况,已在8.1.1节讨论过。

解的存在性和唯一性与矩阵的秩有关。若式8.1.54所含的方程数目少于未知数数目,即 A 是 $m \times n$ 矩阵($m < n$),那么,这个方程组是不定方程组,没有唯一解,有无穷多个解。作为一般 n 维矢量的近似,可用它在 m 维子空间的映象(应用实例:特征矢量预置,见12.3.4节)。

反之,若方程数目多于未知数数目($m > n$),例如,求解多个测量方程就属这种情况,这时方程组是矛盾方程组,无解。此时,人们要求出方差最小的解(高斯算法)。

近似解

对于奇异矩阵存在一个子空间,在该子空间内每个矢量映象为零

$$\underline{A} \underline{x} = 0 \quad (8.1.56)$$

这称为零空间。零空间的维数等于矩阵 $\underline{A}$ 的零维数(nullity) d 。此外,还存在一个由 $\underline{A}$ 可以到达的子空间 $\underline{y}$,也就是可把 $\underline{x}$ 在其中映象的子空间。它是 $\underline{A}$ 的取值范围(range),它的维数等于矩阵的秩 r ,其中 $r = n - d$ 。

虽然 $\underline{A}$ 是奇异的,若欲按最小方差求出方程组的“最好”的解,那么,应区分两种情况,即解 $\underline{y}$ 是否在矩阵 $\underline{A}$ 的取值范围内。在第一种情况下,有解,但不是唯一解,因为可以加上零空间的任意一个矢量,如图8.8所示。这样,须从众多个 $\underline{y}'$ 中找出 $\underline{y}$ 的那个最短矢量(在取

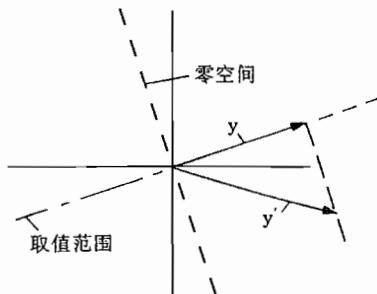


图8.8 奇异矩阵的解
($d=1$, 二维情况)

值范围的投影)。在第二种情况下,应求出根据最小方差与式(8.1.54)近似的那个解矢量 $\underline{y}$,也就是使解的余数 $\delta = |\underline{A}\underline{x} - \underline{y}|$ 为最小的矢量。如果求二次型

$$\delta^2 = (\underline{A}\underline{x} - \underline{y})^T(\underline{A}\underline{x} - \underline{y}) \quad (8.1.57)$$

对 $\underline{x}$ 的导数,并使其等于零

$$\frac{d\delta^2}{d\underline{x}} = 2(\underline{A}^T \underline{A} \underline{x} - \underline{A}^T \underline{y}) = \underline{0} \quad (8.1.58)$$

则解为 ($m > n$)

$$\underline{x} = (\underline{A}^T \underline{A})^{-1} \underline{A}^T \underline{y} = \underline{A}^+ \underline{y} \quad (8.1.59)$$

只要 $\underline{A}$ 为满秩矩阵(所有列线性无关),这个解就存在,其中 $\underline{A}^+$ 是 $\underline{A}$ 的“伪逆”,即

$$\underline{A} \underline{A}^+ = \underline{A} (\underline{A}^T \underline{A})^{-1} \underline{A}^T = \underline{I} = \underline{A}^+ \underline{A} \quad (8.1.60)$$

当 $m < n$ 时

$$\underline{A}^+ = \underline{A} (\underline{A} \underline{A}^T)^{-1} \quad (8.1.61)$$

奇异值分解法

不仅在方程组是不定的情况下,而且在方程组是矛盾的情况下,奇异值分解法都能为式(8.1.53)提供一个快速的数值鲁棒的解。奇异值分解算法的基础是每个 $m \times n$ 实矩阵可以作如下分解

$$\underline{A}_{m \times n} = \underline{U}_{m \times m} \underline{S}_{m \times n} \underline{V}_{n \times n}^T \quad (8.1.62)$$

式中, $\underline{U}$ 和 $\underline{V}$ 是实的正交矩阵,即

$$\underline{U} \underline{U}^T = \underline{I} \quad \text{和} \quad \underline{V}^T \underline{V} = \underline{I} \quad (8.1.63)$$

而 $\underline{S}$ 是一个实的对角 $m \times n$ 矩阵,其对角线上元素经过方程的对应重新排列后,有

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \sigma_3 \cdots \geq \sigma_t \geq 0$$

$$\sigma_{t+1} = \sigma_{t+2} \cdots = \sigma_t = 0 \quad \text{和} \quad t = \min(m, n) \quad (8.1.64)$$

矩阵 $\underline{A}$ 和 $\underline{S}$ 具有同样的维数和同样的秩,即

$$r = \text{rang}(\underline{S}) = \text{rang}(\underline{A}) \quad (8.1.65)$$

$\underline{S}$ 的后 $m-t$ 行,或 $n-t$ 列为零,所以, $\underline{A}$ 可写成

$$\underline{A} = \underline{U} \text{diag}(\sigma_k) \underline{V}^T = \sum_{k=1}^t \sigma_k \underline{u}_k \underline{v}_k^T \quad (8.1.66)$$

或者单个形式

$$\underline{A} \underline{v}_k = \sigma_k \underline{u}_k \quad (8.1.67)$$

σ_k 是矩阵 $\underline{A}$ 的奇异值, $\underline{u}_k$ 和 $\underline{v}_k$ 也称为 $\underline{A}$ 的奇异值矢量。根据上述特性,具有满秩 n 的方阵 $\underline{A}$ 的逆,可以表示如下

$$\underline{A}^{-1} = \underline{V} \underline{S}^{-1} \underline{U}^T = \underline{V} \text{diag}\left(\frac{1}{\sigma_k}\right) \underline{U}^T \quad (8.1.68)$$

它的奇异值 $\sigma_1 \sim \sigma_n$ 和它的特征值 $\lambda_1 \sim \lambda_n$ 之间存在下列关系

$$\det(\underline{A}) = \prod_{k=1}^n \sigma_k = \prod_{j=1}^n \lambda_j$$

$$\sigma_n \leq |\lambda_j| \leq \sigma_1 \quad j = 1, 2, \dots, n$$

$$\sigma_j = |\lambda_j| \quad \text{当} \quad \underline{A} = \underline{A}^T \quad (8.1.69)$$

最小奇异值 σ_n 表示 $\underline{A}$ 到最近的奇异矩阵的距离。最大奇异值

$$\sigma_{\max}(\underline{A}) = \max_{\underline{x} \neq 0} \frac{|\underline{A} \underline{x}|}{|\underline{x}|} = \|\underline{A}\|_2 \quad (8.1.70)$$

也称为 $\underline{A}$ 的谱范数。正的实数表示“增益”的上边界或者矩阵的“大小”/Müller 91/。由于

$$\underline{A} \underline{A}^T = \underline{U} \underline{S} \underline{S}^T \underline{U}^T \quad \text{和} \quad \underline{A}^T \underline{A} = \underline{V} \underline{S}^T \underline{S} \underline{V}^T \quad (8.1.71)$$

所以, σ_k^2 是 $\underline{A} \underline{A}^T$ 和 $\underline{A}^T \underline{A}$ 的非零特征值, $\underline{u}_i$ 是 $\underline{A} \underline{A}^T$ 的特征矢量, $\underline{v}_i$ 是 $\underline{A}^T \underline{A}$ 的特征矢量。这样, 奇异值分解法不仅为零空间, 而且也为了取值范围提供了显式的标准正交基, 也就是构成了:

—— $\underline{U}$ 的列, 它所属的元素 σ_k 不等于零, 一个取值范围的正交基;

—— $\underline{V}$ 的列, 它所属的元素 σ_k 为零, 一个零空间的标准正交基。

应用

当 $\underline{A}$ 是降秩矩阵或非正方形时, 奇异值分解法尤其显示出其优越性。若 $\underline{A}$ 是 $m > n$ (方程数目多于未知数数目) 的矩形阵, 则奇异值分解算法可以给出具有 $(m-n)$ 个零行的矩阵 $\underline{S}$, 如图 8.9a) 所示。相反, 若 $m < n$, 则 $\underline{A}$ 用 $(n-m)$ 零行填满 (图 8.9a)), 直到成正方形, 并得到具有同样零列的矩阵 $\underline{S}$ 。

现在, 如果把 $1/\sigma_i = 0$ 也代入到奇异值 σ_i 的式 (8.1.68), 那么对上述两种情况而言, 这种方程就给出最小方差意义上的解 (证明见/Press et. al. 86/)。这实际上意味着, 把这些含有不能计算信息的方程删去了。

在数值范围内不存在准确意义上的零。如果矩阵元素的量级很不相同, 那么, 这个矩阵是病态的, 而且通常的解法收敛性不好, 或者给出不准确的解。这种情况下采用奇异值分解算法就特别有利。矩阵的条件数由最小和最大奇异值之比来决定。若这个比值是无穷的, 则矩阵是奇异的, 超出了计算机的准确度范围, 因而该矩阵是严重病态的。此时, 若像前面那样, 在采用这种算法之前, 使那些很小的奇异值为零, 则可以显著地改善这种解。

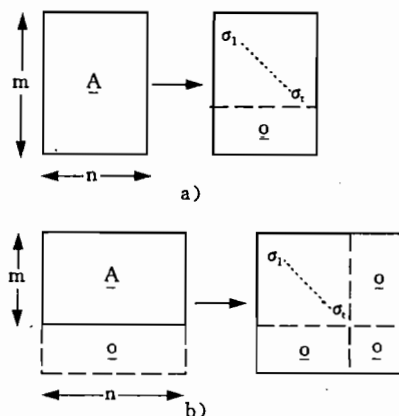


图 8.9 奇异矩阵的奇异值分解
a) $m > n$; b) $m < n$ 。

8.2 飞机的固有特性

如 8.1 节所述, 动力学系统的自由运动, 一方面可用状态方程的特征值表征, 即用特征方程的根来表征; 另一方面, 也可以用各个状态变量各个子解的幅值比和相位差来表征, 它们可由动态矩阵 $\underline{A}$ 的特征矢量和起始条件计算。下面将用根分布和时间响应作进一步研究。为简单计, 将列举一个典型示例的阶跃响应特性, 因为它不仅描述了固有特性, 而且也描述了后面要讨论的过渡过程特性。

8.2.1 特征方程根的典型分布

所有刚体飞机的根分布具有鲜明的特征。纵向运动由两对共轭复根决定,它们各表征一种特征运动,如图8.10a)所示:

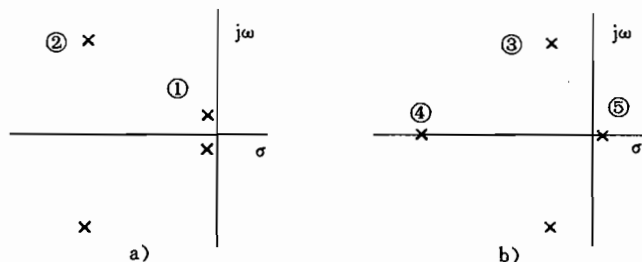


图8.10 特征方程根的典型分布

a)纵向运动;b)侧向运动。

——沉浮运动①,一种缓慢的飞行航迹振动,大多为弱阻尼;

——短周期振动②,一种相对快的、具有良好阻尼的绕 y 轴的转动振动。

侧向运动有一个周期性的固有运动和两个实的极点,它们属于非周期固有运动,如图8.10b)所示:

——荷兰滚振动③,一种阻尼相对较弱的快速振动,这种振动中滚转运动和偏航运动是耦合的;

——滚转运动④,一种快速绕 x 轴的非周期运动;

——螺旋运动⑤,一种缓慢的、通常为弱不稳定的非周期性航迹运动。

8.2.2 纵向运动和侧向运动的阶跃响应

图8.11到图8.14给出一架典型运输机对推力、升降舵、副翼和方向舵等操纵变量激励

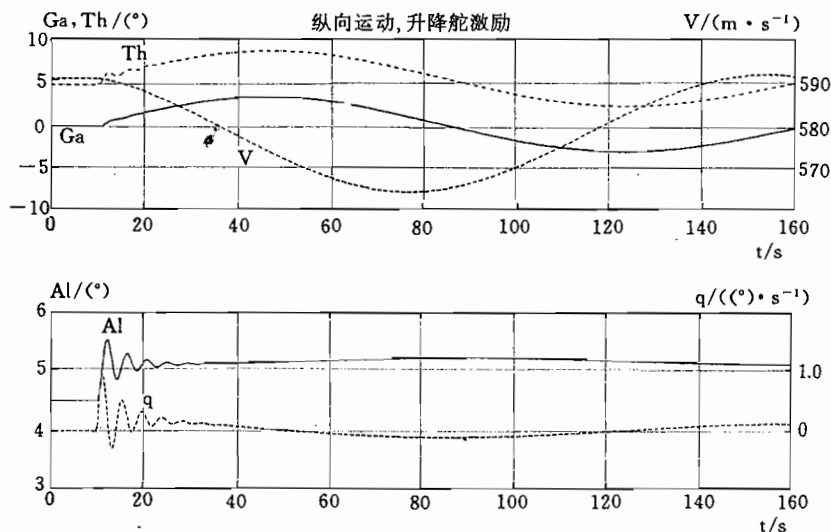


图8.11 纵向运动对阶跃升降舵的响应

的阶跃响应,这是按附录 A.1.4所介绍的方程组的6自由度非线性仿真结果,由此,可以理解固有特性的涵义,同时,也可看出运动分量在各个传输通道中的权重。

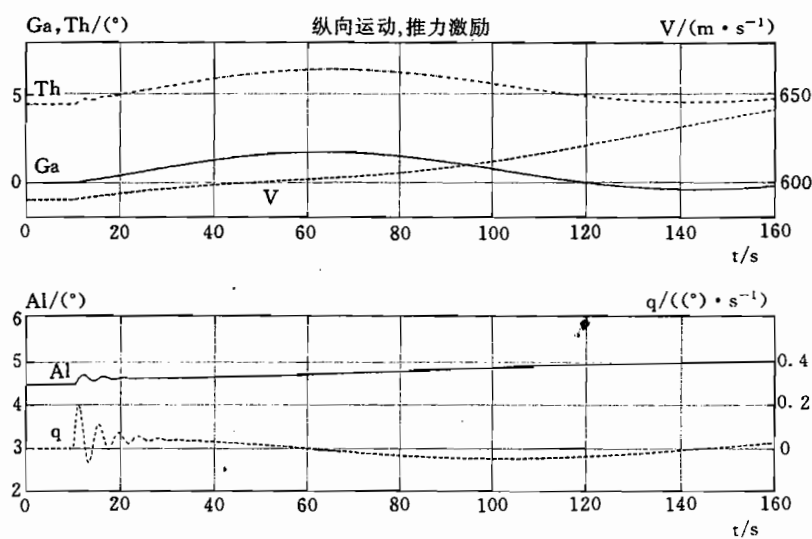


图8.12 纵向运动对阶跃推力的响应

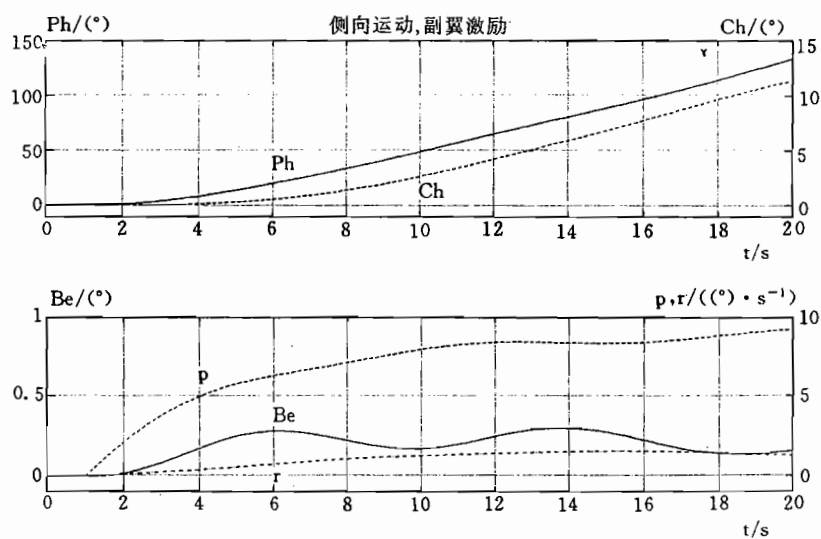


图8.13 侧向运动对阶跃副翼的响应

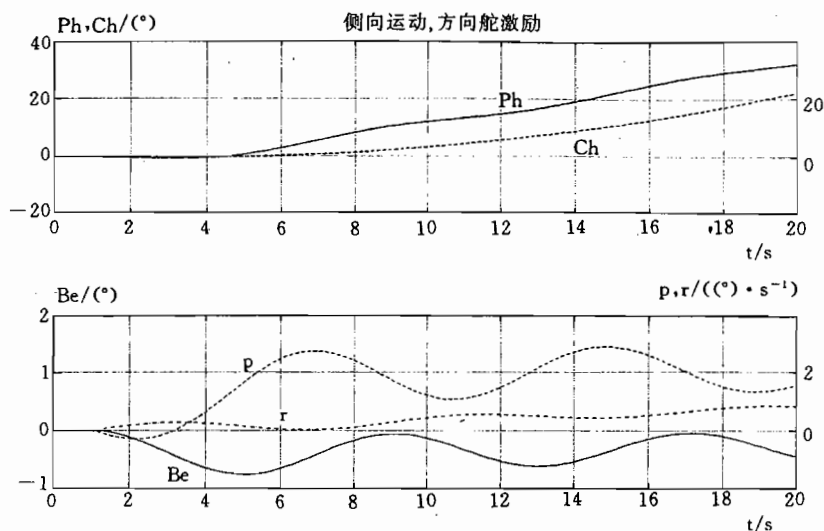


图8.14 侧向运动对阶跃方向舵的响应

8.2.3 纵向运动和侧向运动的典型运动模态

极点分布只部分地描述了固有运动,除此之外,还须了解各个自由度和状态变量是如何参与各个运动模态的,哪些飞行力学参数决定了这些运动模态。

按照振幅和相位来分析运动模态、研究它们的物理成因和状态变量之间相互关系的最直观方法是时间矢量法/Doetsch 53/,这种方法是用旋转矢量(时间指针)图解描述微分方程组的解。与描述交流电流和电压——用矢量图描述固有振动状态——不同,这里涉及起振过程的描述问题,这不仅要描述状态变量本身在幅值和相位方面的关系,而且还要描述方程的各个项(力和力矩),它们对每个微分方程构成一个封闭的矢量多边形。分别简化成一个二阶自由度,可用相平面描述它的解。由于与物理背景紧密相关,不仅可用这种方法来分析方程组,而且也可从飞行试验中辨识飞行力学特征量。由于篇幅关系,读者可参阅有关文献,例如/McRuer 73/,故下面只作定性介绍。

短周期振动

短周期振动(AS)主要是飞机绕它的横轴的转动振动,参与这个振动的主要是迎角 α 和俯仰角 Θ ,从 $q=\dot{\Theta}$ 尤其可明显辨认出这种振动,如图8.11所示。由于 $\Theta=\alpha+\gamma$,所以,航迹倾角 γ 也参与这种振动。这就导致短周期振动的虚拟转动点在重心之外,甚至常常在飞机的前面,如图8.15所示。与这种振动相关的高度变化不大,空速大小的变化可忽略不计,所以,航迹自由度在短周期振动中几乎没有什么作用(这里还可参见图7.3所示的信号流程图)。

沉浮运动

沉浮运动(PH)主要是航迹速度 V_K 和航迹倾角 γ 参与的一种航迹振动,与 Θ 的俯仰运动也有关;而迎角变化不大,在一阶近似下可以忽略不计。当然,迎角对这个运动模态也有作用,因为它引起上升运动。所以,考虑 α 的作用对从物理上理解沉浮运动也是很重要的(可参见8.4.2节)。航迹倾角 γ 相对 V_K 约有 90° 的相位滞后,这是由于位能(γ)和动能

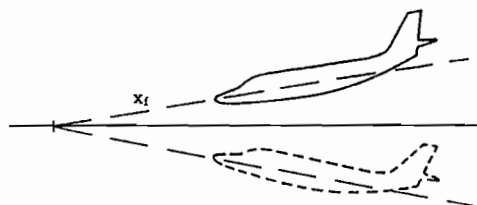


图8.15 短周期振动运动过程

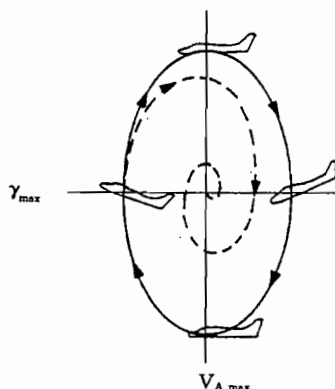


图8.16 沉浮运动的运动过程

(V_K)之间不断进行交换。若从以同样定常速度平行飞行的飞机来观察(沿正 y 方向),沉浮运动具有数学上为负的一种连续椭圆螺旋曲线,如图8.16所示。

荷兰滚振动^①

荷兰滚振动是横侧向运动中的一种转动振动,一方面侧滑角 β 和偏航角 Ψ 不断交换(偏航运动);另一方面,侧滑角 β 又与“滚转角 Φ 不断交换(滚转运动),滚转角比偏航角相位滞后 $90^\circ \sim 180^\circ$,这就造成如图8.17所示的这种“蹒跚”运动。荷兰滚振动的特点与飞机当时的构形(气动导数,惯性矩分布)紧密相关,故一般不能像已介绍过的运动模态那样典型化。对于无后掠大展弦比飞机来说,荷兰滚振动蜕化成近乎单纯的偏航运动。

滚转运动和螺旋运动

滚转运动是一种几乎只有滚转角 Φ 参与的绕滚转轴的非周期转动运动,在一阶近似下,可以不计 β 和 r_K 的作用。螺旋运动是另一种非周期运动,其中偏航角 Ψ 和滚转角 Φ 几乎均匀地参与,而侧滑角起主要作用。如果螺旋运动是不稳定的(螺旋急降),那么,横侧向的所有变量都要偏离工作点,飞机作螺旋运动并失去高度,这种运动用线化方程只能描述它的起始特性。在有些飞机构型状态下,滚转运动和螺旋运动的这两个实根可能互相结合成一对共轭复根,这样,会形成一种缓慢的航迹振动,即所谓“侧向沉浮运动”。

在7.4节画出的纵向运动和侧向运动的信号流图,明显地表示出上述各运动模态以及它们的相互耦合作用和物理影响。在下节,当把方程进一步分解,并讨论它们的近似解后,这将更为清楚。

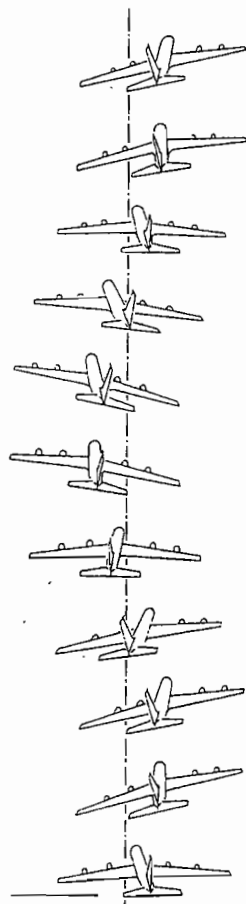


图8.17 荷兰滚振动的运动过程

^① 荷兰滚振动在德文中为 Taumelschwingung, 具有“蹒跚(或踉跄)运动”的意思。——译者

8.3 飞机的传递特性

8.3.1 传递函数的计算

由状态方程(8.1.1)和式(8.1.2),按照式(8.1.38)数值计算各个传递函数的方法有多种,参见/Ackermann 88/。相应标准计算程序可供使用,这些程序也适用于高阶系统。但是,为了估计各方程参数对传递特性的影响,如下一节要作的那样,则需要解析计算传递函数,并能解析运算4阶以下的方程。

因为拉普拉斯变换方程涉及的是代数方程,故可用克莱姆(Cramer)法则,用这种方法解析计算要比用式(8.1.38)简单、直观,因为这就把矩阵求逆问题换成行列式计算。下面将用两个例子来说明。

从纵向运动或侧向运动的4阶线性状态方程出发,按克莱姆法则计算如下。在零起始条件下,式(8.1.34)化成

$$(\underline{I}s - \underline{A})\underline{x}(s) = \underline{N}(s)\underline{x}(s) = \underline{B}\underline{u}(s) \quad (8.3.1)$$

其中,唯一与 s 有关的矩阵是特征矩阵 $(\underline{I}s - \underline{A})$,它是一个多项式矩阵并缩写成 $\underline{N}(s)$,因而 $\underline{x}(s)$ 为

$$\underline{x}(s) = \frac{1}{|\underline{N}(s)|} \underline{N}(s)_{\text{adj}} \underline{B}(s) \underline{u}(s) \quad (8.3.2)$$

所有传递函数的公共分母都由特征矩阵的4个列向量的行列式得到

$$|\underline{N}(s)| = |\underline{n}_1 \underline{n}_2 \underline{n}_3 \underline{n}_4| = n_G(s) \quad (8.3.3)$$

分子矩阵 $\underline{N}(s)_{\text{adj}} \underline{B}$ 的元素为

$$g_{ij}(s) = |\cdots \quad \underline{n}_{i-1} \quad \underline{b}_j \quad \underline{n}_{i+1} \quad \cdots| \quad (8.3.4)$$

用语言表示即为:

分子函数 g_{ij} 等于用输入矩阵 $\underline{B}$ 的第 j 列矢量替换特征矩阵 $\underline{N}(s)$ 的第 i 列矢量后得到的行列式。

例如

$$g_{32}(s) = |\underline{n}_1(s) \quad \underline{n}_2(s) \quad \underline{b}_2 \quad \underline{n}_4(s)| \quad (8.3.5)$$

矩阵 $\underline{B}$ 与 s 无关。所以,分子多项式最高为3阶,这就是说,所有传递函数至少存在一个多余极点。如果研究与 $\underline{x}$ 不同的输出变量,那么,相应的传递函数可用状态变量的传递函数的式(8.1.33)(或式(7.3.22),或式(7.3.30))叠加得到,例如

$$\Theta(s) = \alpha_K(s) + \gamma(s) = \hat{g}_{\alpha_K} \eta(s) + \hat{g}_{\gamma} \eta(s) = \hat{g}_{\Theta} \eta(s) \quad (8.3.6)$$

$$b_y(s) = Y'_\beta \beta(s) + Y'_\zeta \zeta(s) = [Y'_\beta \hat{g}_{\beta} \eta(s) + Y'_\zeta] \zeta(s) \quad (8.3.7)$$

由于 Θ 等于 q_K 的积分,很容易求出传递函数 $\hat{g}_{\Theta\eta}$

$$\Theta(s) = \frac{1}{s} q_K(s) = \frac{1}{s} \hat{g}_{q\eta} \eta(s) \quad (8.3.8)$$

第一个例子

按照克莱姆法则,当 X_η 和 Z_η 为零时,由式(7.3.21)得 $\hat{g}_{q\eta}$ 为

$$\hat{g}_{q\eta} = \begin{vmatrix} M_\eta & -M_a & -M_u & 0 \\ 0 & s - Z_a & -Z_u & 0 \\ 0 & g - X_a & s - X_u & g \\ 0 & Z_a & Z_u & s \end{vmatrix} \left[\begin{vmatrix} s - M_q & -M_a & -M_u & 0 \\ -1 & s - Z_a & -Z_u & 0 \\ 0 & g - X_a & s - X_u & g \\ 0 & Z_a & Z_u & s \end{vmatrix} \right]^{-1} \quad (8.3.9)$$

由此,分母可展开成

$$n_G(s) = (s - M_q) \begin{vmatrix} s - Z_a & -Z_u & 0 \\ g - X_a & s - X_u & g \\ Z_a & Z_u & s \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} -M_a & -M_u & 0 \\ g - X_a & s - X_u & g \\ Z_a & Z_u & s \end{vmatrix} =$$

$$s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + g(M_a Z_u - M_u Z_a) \quad (8.3.10)$$

它是所有纵向运动传递函数的公共分母。分子为

$$g_{q\eta} = M_\eta \left[s \begin{vmatrix} s - Z_a & -Z_u \\ g - X_a & s - X_u \end{vmatrix} - g \begin{vmatrix} s - Z_a & -Z_u \\ Z_a & Z_u \end{vmatrix} \right] =$$

$$M_\eta [s^3 - s^2(X_u + Z_a) + s(Z_a X_u - Z_u X_a)] \quad (8.3.11)$$

例如,用 $\Theta(s) = (1/s)_{qK}(s)$ 可得俯仰角的传递函数为

$$\hat{g}_{\Theta\eta}(s) = \frac{M_\eta [s^2 - s(X_u + Z_a) + (Z_a X_u - Z_u X_a)]}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + g(M_a Z_u - M_u Z_a)} \quad (8.3.12)$$

若这个传递函数中的 X_u, Z_u 和 M_u 都为零,那么就得到等空速条件下计算的近似解式(1.3.24)。

把飞机的特征数据(导数)代入上述传递函数,从而可一般地讨论它们的作用。建立传递函数的系数有时是很麻烦的,所以,难以作出一般的认识。这里不想再继续计算它们。只有最高阶的和最低阶的系数有比较简单的表达式,用它们研究边界值较好,由此可算出传递通道的静增益(等于阶跃响应的终值),以及阶跃响应的初始特性。

第二个例子

其它纵向运动的任何传递函数的分母都与第一个例子一样,由克莱姆法则,可得 $\hat{g}_{uf}$ 的分子为

$$g_{uf}(s) = \begin{vmatrix} s - M_q & -M_a & M_f & 0 \\ -1 & s - Z_a & Z_f & 0 \\ 0 & g - X_a & X_f & g \\ 0 & Z_a & -Z_f & s \end{vmatrix} = X_f s^3 + b_2 s^2 + b_1 s - g(M_a Z_f - M_f Z_a) \quad (8.3.13)$$

该传递函数的边界值是:阶跃响应(见下文)稳态值

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{uf} = \frac{b_0}{a_0} = -\frac{M_a Z_f - M_f Z_a}{M_a Z_u - M_u Z_a} \quad (8.3.14)$$

和阶跃响应的初始斜率

$$\lim_{s \rightarrow \infty} s \hat{g}_{uf} = X_f = \frac{1}{m} \quad (8.3.15)$$

所以,飞机的稳态空速的响应只与一些次要量有关,而与 X_f 无关。当 Z_f 和 M_f 为零时,如6.3.3节所指出的那样,飞机的稳态空速响应为零。

8.3.2 边界值研究

在高频和低频下传递特性的边界值,可很简单地由传递函数求出,这将对传递特性给出很重要的提示,例如各个传递通道的可控性。首先用一个示例来说明。图8.18a)所示信号流图针对以下状态方程

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix} u \quad (8.3.16)$$

其传递函数为

$$y(s) = \frac{b_0}{a_0 + a_1 s + s^2} u(s) \quad (8.3.17)$$

$$v(s) = \frac{b_0 s}{a_0 + a_1 s + s^2} u(s) \quad (8.3.18)$$

当 $u(s)=1/s$ 时,由上列表达式求出的边界值给出如图8.18b)所示的阶跃响应的初始特性和稳态特性。输出量 y 的终值为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sy(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{b_0}{a_0 + a_1 s + s^2} = \frac{b_0}{a_0} \quad (8.3.19)$$

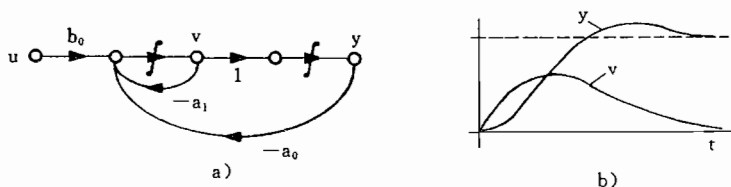


图8.18 二阶系统

a)信号流图;b)阶跃响应。

当 $a_0=0$ 时(侧向运动的传递函数近似如此),这个边界值趋于无穷大,而其变化速度 $v(t)$ 所达到的边界值为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{y}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = \lim_{s \rightarrow 0} (sy(s)) = \frac{b_0}{a_1} \quad (8.3.20)$$

$y(t)$ 对阶跃输入 $u(s)=1/s$ 的初始响应为加速度

$$\lim_{t \rightarrow 0} \ddot{y}(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} (s^2 y(s)) = b_0 \quad (8.3.21)$$

它与“内反馈” a_0 和 a_1 无关。对 $v(t)$ 则有

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{v}(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} (sv(s)) = b_0 \quad (8.3.22)$$

从信号流图8.18a)可直接看出这些关系。若 $t=0$ 时,静止系统受到阶跃输入 $u(t)=\sigma(t)$ 的激励,那么,积分器输出不是阶跃型变化,当 $t=0$ 时,有

$$v = y = 0 \quad (8.3.23)$$

因此,当 $u=u_\infty$ 时,由信号流图可得

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{v}(t) = \lim_{t \rightarrow 0} \ddot{y}(t) = b_0 u_\infty \quad (8.3.24)$$

初始特性由信号流图中各点(输入和输出变量)之间的直接关系给出。 u 和 v 之间有一个积分器,由此得有限的起始斜率。相反, u 和 y 之间有两个积分器,因而初始响应为加

速度。

初始特性同时还与各自的传递函数的多余极点数有关。在式(8.3.17)中, u 和 y 之间的传递函数的多余极点数为 $d=n-m=2$, 而在式(8.3.18)中, u 和 v 之间的多余极点数为 $d=1$ 。显然, 传递函数的多余极点数明确地度量了系统的初始响应。一般有(12.1.2节还将进一步详加讨论):

若传递函数的多余极点数 $d=n-m$, 那么, 在相应的阶跃响应的初始特性中, 第 d 个导数不等于零。

为了确定多余极点数, 对于任意耦合系统, 可得出一般性结论:

传递函数多余极点数 $d=n-m$ 等于信号流图中输入和输出之间任意连接通道上通过的最少积分次数。在这个连接通道中, 总的增益就等于系统初始响应的强度。

也可以不用建立传递函数、不计算边界值, 而直接从信号流图看出边界值。稳态特性表示 $t \rightarrow \infty$ 时达到的新平衡。当完全达到这种稳态特性时(即当系统是稳定时), 所有状态变量的导数都为零, 即积分器入口处信号之和分别为零。令 $\dot{x}=0$, 还可以简单地直接由状态方程计算稳态特性。例如, 由式(8.3.16)直接得

$$v_{\infty} = 0 \quad \text{和} \quad -a_0 y_{\infty} + b_0 u_{\infty} = 0$$

这证实了前面的结论。

如果用“快”的初始响应(多余极点少)和足够的稳态增益表征对象——传递通道, 那么, 用通过对象这段路线上的反馈, 能最有效地影响过程特性(进一步的讨论参见12.1.2节)。下面用信号流图, 按刚才所述的意义讨论状态变量对操纵输入和扰动输入的响应, 作为选择合适控制回路的预备知识(14.1节)。这将借助附录 A.2 中的3种示例飞机的不同飞行状态的阶跃响应和伯德(Bode)图来讨论。

8.4 近似表达式

虽然作了许多限制假设并经过线性化处理, 但飞机运动方程仍相当复杂。对于控制器初步设计来说, 评估确定合适的控制器结构比准确结果更为重要, 所以, 用近似方法再进一步简化方程组和传递函数是很有意义的, 这样就能:

- 更好地理解物理关系;
- 减少问题的复杂性和计算消耗;
- 划分成“局部”控制任务(单个控制回路)和“局部”品质指标;
- 能循序渐进地(循环方式)设计控制器。

下面要介绍的近似方法都以简化研究一个自由度为基础, 也就是将旋转自由度与移动自由度分开。这时, 必然简化成二阶特性。因为各种周期性的运动模态特性表现得很强烈, 所以, 可由单个弹簧—质量系统来理解模型。为此, 将分别研究相当于弹簧和阻尼作用的那些飞行力学参数。另外, 这些近似关系不仅以特征值估算为基础, 而且还以方程系数和各个解的幅值比为依据。在下列条件下, 可分开处理/Föllinger 82/, /Saksena et. al. 84/:

1. 特征方程的根彼此相距足够远, 这同时意味着, 各有关蓄能器之间的能量交换很少。

2. 引起两种运动模态之间耦合的方程系数为小量, 这样, 运动变量参与运动模态的程度就不同, 例如, 短周期运动的 α/V_A 大, 而沉浮运动模态的 α/V_A 就小。

下一节中的近似表达式是从纵向运动和侧向运动的信号流图发展出来的, 因为从信号流图比状态方程形式能更清楚地看出物理关系, 特别是空气动力的作用。当然, 这种近似表达式是以对多种飞机方程参数的相对量级和对结果的广泛分析研究为基础的, 例如, 可参考文献/McRuer 73/。

使用这些近似表达式时应非常慎重, 始终要记住: 只有在当时所作的假设下, 近似表达式才有效, 故在任何特殊情况下都要检查其有效范围, 特别是应用到可能具有另外的系数分布和根分布的“非正常”情况时更要慎重。由近似表达式所得出的一般结论, 始终要由完整的仿真和飞行试验加以验证。

此外, 当采用强反馈时, 无控飞机的近似关系一般不再适用了, 因为根的分布和运动变量的关系可能发生强烈的变化, 所以, 基于强反馈假设的近似是令人怀疑的, 因为这有可能掩盖不稳定性问题/Neumark 57/。

8.4.1 短周期运动的近似

首先, 由于只讨论固有特性和操纵特性(扰动变量为零), V_K 和 V_A , α 和 α_K , q 和 q_K 等之间没有差别, 所以, 本节只简单地写成 V , α 和 q , 同时去掉线性偏差的标记符号 δ 。在无风和无操纵变量 κ 时, 式(7.3.21)的纵向运动状态方程简化成4阶动力学重要子系统

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{\alpha} \\ \dot{V} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_q & M_\alpha & M_u & 0 \\ 1 & Z_\alpha & Z_u & 0 \\ 0 & X_\alpha - g & X_u & -g \\ 0 & -Z_w & -Z_u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \alpha \\ V \\ \gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_f & M_\eta \\ Z_f & Z_\eta \\ X_f & X_\eta \\ -Z_f & -Z_\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ \eta \end{bmatrix} \quad (8.4.1)$$

它又被表示成图8.19的信号流图。

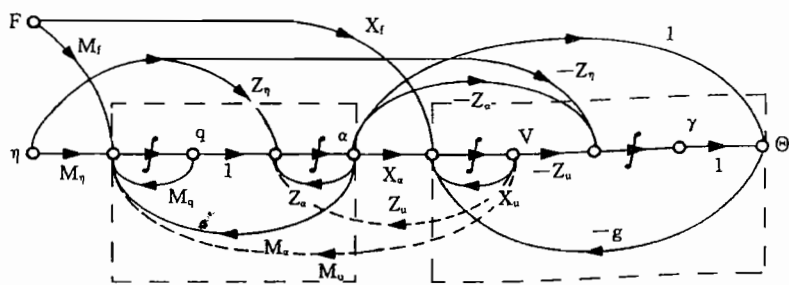


图8.19 纵向运动近似表达式的信号流图

(左边是短周期运动, 右边是沉浮运动)

短周期振动(AS)大多是一种具有良好阻尼的短周期的振动(量级为0.3Hz), 其中空速变化影响不大(见前述), 因此, V 对短周期振动的反作用在一阶近似下可以不予考虑, 这样, 力矩方程中的 $M_u V$ 项和升力方程中的 $Z_u V$ 项就消失了, 也就是说, 略去了信号流图中航迹自由度和俯仰自由度之间的这两个内反馈, 由此得到短周期振动(俯仰运动)如下, 也可参见1.3.2节

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_q & M_a \\ 1 & Z_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_\eta \\ Z_\eta \end{bmatrix} \eta \quad (8.4.2)$$

由式(1.3.18)得载荷系数的输出方程为

$$n_z = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_0}{g} Z_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (8.4.3)$$

由此得特征方程为

$$s^2 - s(M_q + Z_a) + M_q Z_a - M_a = 0 \quad (1.3.26)$$

并定义

$$\begin{aligned} [s - (\sigma + j\omega)][s - (\sigma - j\omega)] &= s^2 - 2\sigma s + \sigma^2 + \omega^2 = \\ s^2 - 2\sigma s + \omega_0^2 &= 0 \end{aligned} \quad (8.4.4)$$

这个特征方程通常有一对共轭复根。由式(8.4.4)近似得短周期振动的特征频率为

$$\omega_{0AS} \approx \sqrt{Z_a M_q - M_a} \quad (1.3.27)$$

所以,短周期振动的固有频率主要取决于 M_a , 即纵向运动的弹簧刚度(“静稳定性”)。阻尼系数为

$$\sigma_{AS} \approx \frac{1}{2}(M_q + Z_a) \quad (1.3.28)$$

这就是说,主要由导数 C_{mq} , C_{ma} 和 C_{Aa} 决定短周期振动的阻尼。包括 Z_η 在内后,由式(8.4.2)得近似传递函数 $\hat{g}_{q\eta}$ 为

$$\hat{g}_{q\eta} = \frac{sM_\eta + (Z_\eta M_a - Z_a M_\eta)}{s^2 - (M_q + Z_a)s + (Z_a M_q - M_a)} \quad (8.4.5)$$

它属于 PD-T₂型(具有超前的二阶延迟环节)参见式(1.3.24)。

与式(8.3.19)和式(8.3.21)类似,由此可求出对阶跃升降舵响应的初始特性和稳态特性。短时近似的稳态值为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} q(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \hat{g}_{q\eta}(s) \frac{1}{s} \eta_\infty = \frac{Z_\eta M_a - Z_a M_\eta}{Z_a M_q - M_a} \eta_\infty \approx \frac{Z_a}{M_a} M_\eta \eta_\infty \quad (8.4.6)$$

它的初始斜率为

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{q}(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s^2 \hat{g}_{q\eta} \frac{1}{s} \eta_\infty = M_\eta \eta_\infty \quad (8.4.7)$$

参见式(6.3.2)。这两个量对纵向运动的操纵性具有重要意义。

短周期振动分开的可能性,可用图8.20所示的根分布和阶跃响应特性加以证实。完整的传递函数 $\hat{g}_{q\eta}$ 中,各有两个极点(沉浮运动)和两个零点处在坐标原点附近,因为它们近

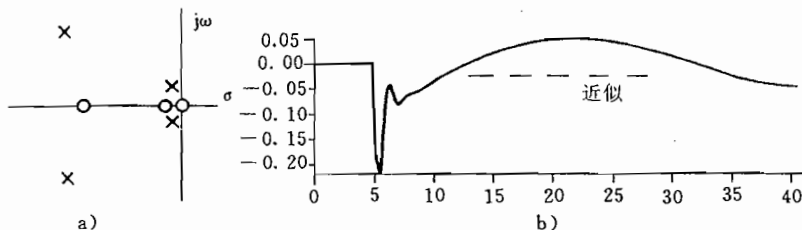


图8.20 传递函数 $\hat{g}_{q\eta}$

a)完整的根分布;b)阶跃响应。

似抵消,所以对反馈 $q \rightarrow \eta$ 设计来说,可以不予考虑。在阶跃响应中,当沉浮运动发生作用时,短周期振动早已衰减掉,由此也可以为 $\hat{g}_{q\eta}$ 导出一种 PD- T_2 近似。当然,这种近似只在上述频率范围内有效,或者说对阶跃响应的有限时间范围内有效。

为了求传递函数 $\hat{g}_{\theta\eta}$,还必须扩展这个近似表达式,见1.3.2节和式(8.4.2)。由图8.21所示的根的大小以及阶跃响应特性可以看出,传递函数 $\hat{g}_{\theta\eta}$ 在坐标原点附近有一个多余极点,所以,近似具有 PI- T_2 特性,图1.21的信号流程图近似地描述了它的特性。

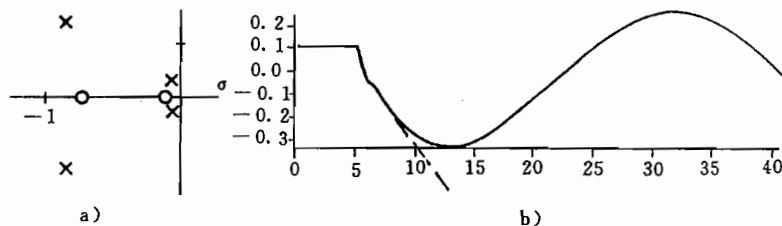


图8.21 传递函数 $\hat{g}_{\theta\eta}$
a)完整的根分布;b)阶跃响应。

小结

对控制器设计可得结论为:

- 用升降舵能很好地控制短周期运动;
- 由测量变量 q, α, Θ 和 γ 能很好地观测短周期运动。

8.4.2 沉浮运动的近似

按照图8.19的信号流程图,从具有状态变量 V 和 γ 的子系统,得沉浮运动(航迹运动)的近似式为

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_u & -g \\ -Z_u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ \gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_f \\ 0 \end{bmatrix} F \quad (8.4.8)$$

因而,特征方程为

$$s^2 - X_u s - g Z_u = 0 \quad (8.4.9)$$

或者

$$s^2 - 2\sigma_{PH}s + \omega_{0PH}^2 = 0 \quad (8.4.10)$$

从而沉浮运动的固有频率为

$$\omega_{0PH} = \sqrt{-g Z_u} = \sqrt{g \frac{\rho S}{m} C_{A0}} \quad (8.4.11)$$

由于升力近似等于重量,因而又得一个很简单的关系为

$$\omega_{0PH} = \sqrt{g \frac{2g}{V_0^2}} = \frac{g}{V_0} \sqrt{2} \quad (8.4.12)$$

这表明, ω_{0PH} 与气动参数无关,而与飞行速度成反比。同样,阻尼比也具有一种很简单的关系,由式(8.4.10)得阻尼比为

$$D_{PH} = -\frac{\sigma_{PH}}{\omega_{0PH}} = -\frac{X_u}{2\sqrt{-g Z_u}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{C_{W0}}{C_{A0}} \quad (8.4.13)$$

即与滑翔系数 C_{w0}/C_{A0} 成正比^①, 亦即: 升阻比(空气动力品质)越大, 阻尼比越小。虽然这个式子相当好地说明了沉浮运动的物理特性, 但对控制器设计来说是很不准确的。首先, 不能忽略迎角的影响。第二, 可用升降舵偏角 η 通过 α 来控制沉浮运动, 因此, 很容易设想围绕迎角导出一种沉浮运动的近似表达式, 即把力矩方程也考虑进去, 这样也能说明(高速飞行时不能忽略的) M_u 的影响。因为短周期运动比沉浮运动衰减快, 所以, 可以用准定常解来作为沉浮运动一阶近似(奇异摄动法)。

短周期振动衰减后, 力矩平衡为

$$M_a \alpha + M_u V + M_f F + M_\eta \eta = 0 \quad (8.4.14)$$

由此得俯仰自由度的准定常近似为

$$\alpha = -\frac{1}{M_a}(M_u V + M_f F + M_\eta \eta) \quad (8.4.15)$$

由该式扩展的沉浮运动近似解的信号流图结构如图8.22所示, 图中也包括了由 η 和 α 发出的可控性。

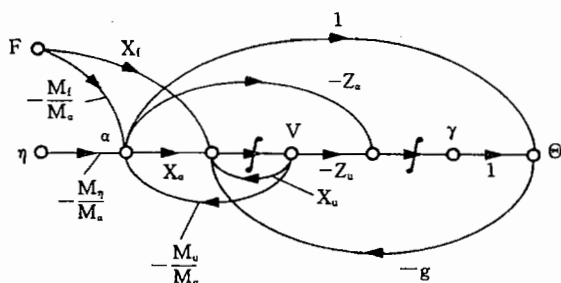


图8.22 扩展的沉浮运动近似式的信号流图

由方程组(8.4.1)得出沉浮运动近似式的方法如下。首先, 在 $\dot{q}=0$ 和 $\dot{\alpha}=0$ (以及 $Z_f=X_f=0$) 条件下分离出下列部分方程

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_a - g & X_u & -g \\ -Z_a & -Z_u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ V \\ \gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_f & 0 \\ 0 & -Z_\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ \eta \end{bmatrix} \quad (8.4.16)$$

代入式(8.4.15), 得近似解为

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(X_u - M_u \frac{X_a - g}{M_a} \right) & -g \\ -\left(Z_u - M_u \frac{Z_a}{M_a} \right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ \gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(X_f - M_f \frac{X_a - g}{M_a} \right) & -M_\eta \frac{X_a - g}{M_a} \\ M_f \frac{Z_a}{M_a} & -\left(Z_\gamma - M_\gamma \frac{Z_a}{M_a} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ \eta \end{bmatrix} \quad (8.4.17)$$

其特征方程为

$$s^2 - s \left(X_u - M_u \frac{X_a - g}{M_a} \right) - g \left(Z_u - M_u \frac{Z_a}{M_a} \right) = 0 \quad (8.4.18)$$

导数 M_u 对常数项的影响也称为“速度稳定性”。

也可用根的分布情况来理解沉浮运动的分离。

① 德文中把阻力系数与升力系数之比称滑翔系数(Gleitzahl), 为升阻比的倒数。——译者

根据极点和零点的近似补偿原理,图8.23表明,短周期运动近似表征传递函数 $\hat{g}_{a\eta}$,沉浮运动近似表征传递函数 $\hat{g}_{uf}$ 。这可由图8.24的阶跃响应得到证实,也可从图8.11和图8.12看出。从根的分布情况可得出结论: $\alpha \rightarrow \eta$ 的反馈对沉浮运动极点的影响极小;与此相反, $V \rightarrow F$ 反馈对短周期运动几乎没有影响。

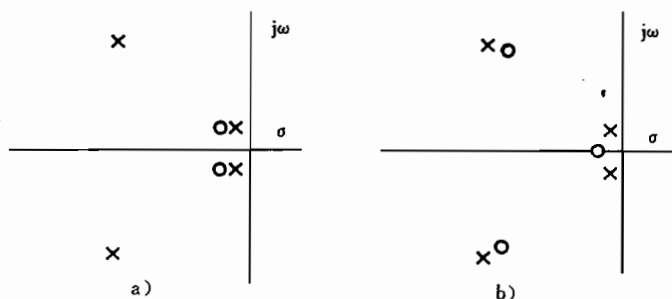


图8.23 传递函数的极点—零点分布

a) $\hat{g}_{a\eta}$; b) $\hat{g}_{uf}$ 。

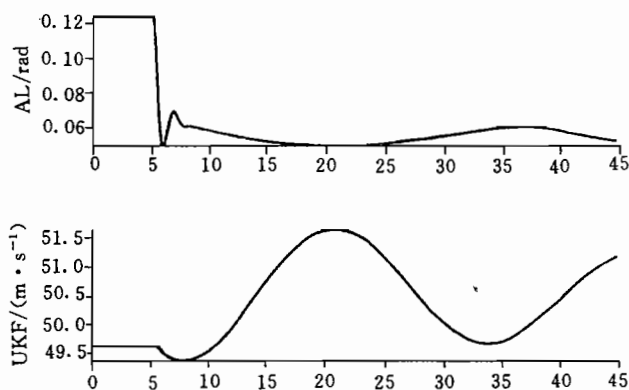


图8.24 阶跃响应

a) $\hat{g}_{a\eta}$; b) $\hat{g}_{uf}$ 。

小结

从上述表达式可得到下列结论:

- 沉浮运动不仅可以用升降舵(通过 X_a 和 Z_a),也可以用推力通过 X_f 很好地加以控制;
- 沉浮运动可由 V, γ, Θ 和 α 很好地加以观测。

8.4.3 侧向运动的近似

一般讲,侧向运动的各个特征模态不能像纵向运动那样分开处理,因为方程参数的相对大小与飞机构形状态明显有关,所以,根的分布和运动模态也各不相同。尽管如此,多数情况下仍可以认为其特征方程的结构如下

$$\left(s + \frac{1}{T_S}\right) \left(s + \frac{1}{T_R}\right) (s^2 - 2\sigma_{TS}s + \omega_{0TS}^2) = 0 \quad (8.4.19)$$

即侧向运动是由一个具有小时间常数 T_R 的相对快的非周期滚转运动和一个很缓慢的、

有时不稳定的螺旋运动(时间常数为 T_s), 以及荷兰滚运动组成的。荷兰滚运动的固有频率 ω_{0TS} 量级为 $1/T_R$, 其阻尼则各不相同。

按照式(7.3.29), 无风时, 侧向运动动力学主要子系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{r}} \\ \dot{\beta} \\ \dot{p} \\ \dot{\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_r & N_\beta & N_p & 0 \\ -1 & Y_\beta & 0 & g/V_0 \\ L_r & L_\beta & L_p & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \beta \\ p \\ \Phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_\xi & N_\zeta \\ Y_\xi & Y_\zeta \\ L_\xi & L_\zeta \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \zeta \end{bmatrix} \quad (8.4.20)$$

相应的特征多项式(所有传递函数的公共分母) $n(s) = |s\mathbf{I} - \mathbf{A}|$ 为

$$\begin{aligned} s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 &= (s - s_1)(s - s_2)(s - s_3)(s - s_4) = \\ s^4 + s^3[-N_r - Y_\beta - L_p] + s^2[Y_\beta(N_r + L_p) + L_pN_r - N_pL_r + N_\beta] + \\ s[Y_\beta(N_pL_r - L_pN_r) - N_pL_\beta - N_\beta L_p - \frac{g}{V_0}L_\beta] + \frac{g}{V_0}[L_\beta N_r - L_r N_\beta] \end{aligned} \quad (8.4.21)$$

由克莱姆法则得传递函数的分子(其中 δ 代表 $\delta\xi$ 或 $\delta\zeta$) 为

$$\begin{aligned} g_{r\delta}(s) &= \begin{vmatrix} N_\delta & -N_\beta & -N_p & 0 \\ Y_\delta & s - Y_\beta & 0 & -g/V_0 \\ L_\delta & -L_\beta & s - L_p & 0 \\ 0 & 0 & -1 & s \end{vmatrix} = \\ s^3N_\delta + s^2[-N_\delta(Y_\beta + L_p) + L_\delta N_p + Y_\delta N_\beta] + s[Y_\beta(N_\delta L_p - \\ L_\delta N_p) + Y_\delta(N_p L_\beta - N_\beta L_p)] + \frac{g}{V_0}[L_\delta - N_\delta L_\beta] \end{aligned} \quad (8.4.22)$$

$$\begin{aligned} g_{\beta\delta}(s) &= \begin{vmatrix} s - N_r & N_\delta & -N_p & 0 \\ 1 & Y_\delta & 0 & -g/V_0 \\ -L_r & L_\delta & s - L_p & 0 \\ 0 & 0 & -1 & s \end{vmatrix} = \\ s^3Y_\delta + s^2[-Y_\delta(N_r + L_p) - N_\delta] + s[Y_\delta N_r L_p + L_p N_\delta + \\ L_\delta(\frac{g}{V_0} - N_p)] + [-Y_\delta N_p L_r + N_\delta L_r \frac{g}{V_0} - L_\delta N_r \frac{g}{V_0}] \end{aligned} \quad (8.4.23)$$

$$\begin{aligned} g_{p\delta}(s) &= \begin{vmatrix} s - N_r & -N_\beta & N_\delta & 0 \\ 1 & s - Y_\beta & Y_\delta & -g/V_0 \\ -L_r & -L_\beta & L_\delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s \end{vmatrix} = \\ s^3L_\delta + s^2[-L_\delta(N_r + Y_\beta) + Y_\delta N_r L_\beta + N_\delta L_r] + \\ s[L_\delta(N_r Y_\beta + N_\beta) - Y_\delta(N_r L_\beta - N_\beta L_r) - N_\delta(L_\beta + L_r Y_\beta)] \end{aligned} \quad (8.4.24)$$

$$g_{\Phi\delta}(s) = \frac{1}{s} g_{p\delta}(s) \quad (8.4.25)$$

滚转运动

作为滚转运动的一阶近似,可以认为,只有滚转角 Φ 和滚转力矩 L 参与滚转运动,在副翼激励下更是这样。此时,可从侧向运动的总的信号流图分离出图 8.25,以及下面的状态方程

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \Phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_\xi \\ 0 \end{bmatrix} \xi \quad (8.4.26)$$

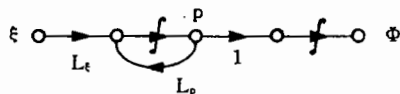


图 8.25 滚转运动近似信号流图

它相当于式(8.4.20)的右下方部分。从其第一行可得传递函数 $\hat{g}_{p\xi}$ 的足够准确的近似式为

$$\hat{g}_{p\xi} = \frac{L_\xi}{s - L_p} = -\frac{L_\xi}{L_p} \frac{1}{1 + T_R s} \quad (8.4.27)$$

滚转时间常数为

$$T_R = -\frac{1}{L_p} = \frac{I_x}{(p/2)V_0 S(b/2)^2 C_{lp}} \quad (8.4.28)$$

式(8.4.26)的第二行表示的是螺旋根的一种粗略近似,说明它的极点在坐标原点上。由式(8.4.28)可得阶跃副翼后的初始响应为

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{p}(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \hat{g}_{p\xi} \xi_\infty = L_\xi \xi_\infty \sim C_{l\xi} \xi_\infty \quad (8.4.29)$$

而由附录 A.1.1 可得短时近似情况下的稳态值为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} p(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{p\xi} \xi_\infty = -\frac{L_\xi}{L_p} \xi_\infty = -\frac{V_0}{b/2} \frac{C_{l\xi}}{C_{lp}} \xi_\infty \quad (8.4.30)$$

这两个量对评价侧向运动的操纵性是很重要的,详见 11.2.2 节。

荷兰滚振动

第二个近似表达式是这样得出的:可把荷兰滚振动近似为偏航振动,而且侧力方程中的 $g/V_0 \Phi$ 项和偏航力矩方程中的 $N_{\dot{p}}$ 项作用很小,这已为很多算例所证实,可参见/McRuer 73/。这样,内反馈中 g/V_0 和 N_p 近似可取消,并由图 7.4 得到图 8.26 所示的信号流图,它相当于把偏航运动自由度和滚转运动自由度串联起来。但是,荷兰滚模式中的偏航运动和滚转运动耦合越强烈,则这种方法的有效性就越差。与此相反,无后掠矩形翼飞机(例如,Dornier 公司的 Do 2B 飞机)发生的几乎是纯偏航振动。

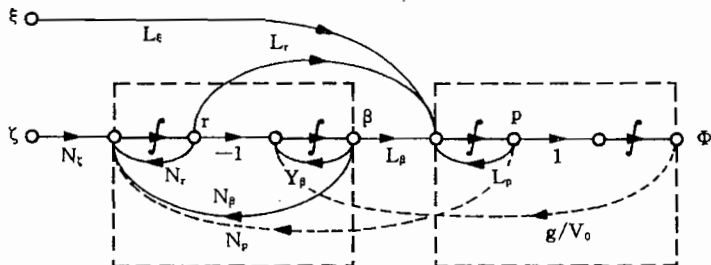


图 8.26 侧向运动的近似信号流图

(左半部为偏航运动,右半部为滚转运动)

偏航自由度的近似状态方程(荷兰滚振动的近似)相当于式(8.4.20)的左上方部分,即

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_r & N_\beta \\ -1 & Y_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ \beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_\zeta \\ 0 \end{bmatrix} \zeta \quad (8.4.31)$$

特征方程为

$$s^2 - s(N_r + Y_\beta) + (N_\beta + N_r Y_\beta) = 0 \quad (8.4.32)$$

固有频率为

$$\omega_{0TS} = \sqrt{N_\beta + N_r Y_\beta} \approx \sqrt{N_\beta} \quad (8.4.33)$$

阻尼系数为

$$2\sigma_{TS} = N_r + Y_\beta \quad (8.4.34)$$

阻尼比为

$$D_{TS} = -\frac{\sigma_{TS}}{\omega_{0TS}} \approx -\frac{1}{2} \frac{N_r}{\sqrt{N_\beta}} \quad (8.4.35)$$

因此,偏航振动的弹簧常数主要由恢复力矩 $C_{n\beta}$ 给定(侧向运动的“静稳定性”,参见3.2.4节),而阻尼取决于 C_{nr} 和 $C_{Y\beta}$ 。由上述表达式可得最重要的传递函数

$$\hat{g}_{r\zeta}(s) = \frac{N_\zeta(s - Y_\beta)}{s^2 - s(N_r + Y_\beta) + (N_\beta + N_r Y_\beta)} \quad (8.4.36)$$

它同传递函数 $\hat{g}_{q\eta}$ 一样,近似具有 PD- T_2 特性。

小结

上述研究可以概括小结为:偏航自由度(近似荷兰滚振动)

——用方向舵 ζ 基本上是可操纵的(若用副翼偏角 ξ 操纵,则必须经过 $\Phi \rightarrow g/V_0 \rightarrow \beta \rightarrow N_\beta$ 实现);

——能很好地由 r, β 和 p 进行观测。

而滚转自由度(滚转运动和螺旋运动)

——可用 ξ 和 ζ 操纵(后者经耦合项 L_β);

——可用 p 和 Φ 进行观测。

由于侧向运动中参数的多样性(参见3.4节),难以像对纵向运动那样作出一般性说明。如7.2.2节所述,侧向运动分开描述只能理解为实际飞行中小激励下的近似。滚转运动和偏航运动的分开也与此类似,因为这里还存在不能忽略的经过侧滑角 β 和倾侧角 Φ 的耦合。上述近似表达式可对最主要的作用作出工程上的解释,但应谨慎地加以使用。

8.4.4 侧向运动的其它特性

螺旋稳定性

到此为止,对螺旋根只是得到一种很粗糙的近似解 $s_{sp}=0$ 。由于螺旋运动会引起与工作点发生较大的偏离,所以,不能指望从线化方程对螺旋运动作出满意的模型化。更确切地讲,满意的模型化就必须限制加入的运动。但是,至少可以对螺旋运动的稳定性作出说明。滚转根和螺旋根的一般近似解是基于假设:侧向力方程(式(7.2.11)的第3行)的重力部分与离心力处于平衡(见/McRuer 73/)

$$g\Phi_0 \approx -V_0 r \quad (8.4.37)$$

这个假设意味着,升力矢量在对称面内,并可略去 $Y_{\beta}\beta$ 项,由此综合得 $\dot{\beta}=0$ (见图 7.4 的总的信号流程图)。在这个假设下,侧向运动的齐次状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ 0 \\ \dot{p} \\ \dot{\Phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_r & N_{\beta} & N_p & 0 \\ -1 & 0 & 0 & g/V_0 \\ L_r & L_{\beta} & L_p & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ \beta \\ p \\ \Phi \end{bmatrix} \quad (8.4.38)$$

由此得特征矩阵为

$$\underline{N}(s) = \begin{bmatrix} s - N_r & -N_{\beta} & -N_p & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -g/V_0 \\ -L_r & -L_{\beta} & s - L_p & 0 \\ 0 & 0 & -1 & s \end{bmatrix} \quad (8.4.39)$$

特征行列式为

$$|\underline{N}(s)| = - \begin{vmatrix} -N_{\beta} & -N_p & 0 \\ -L_{\beta} & s - L_p & 0 \\ 0 & -1 & s \end{vmatrix} - \frac{g}{V_0} \begin{vmatrix} s - N_r & -N_{\beta} & -N_p \\ -L_r & -L_{\beta} & s - L_p \\ 0 & 0 & -1 \end{vmatrix} \quad (8.4.40)$$

最后,得特征方程为

$$s^2 - s \left[L_p - \left(N_p - \frac{g}{V_0} \right) \left(\frac{L_{\beta}}{N_{\beta}} \right) \right] + \frac{g}{V_0} \frac{1}{N_{\beta}} (N_r L_{\beta} - N_{\beta} L_r) = 0 \quad (8.4.41)$$

这个近似式对螺旋根和滚转根组合成一对共轭复根的情况也有效。但在大多数情况下,这两个根都是 $|T_s| \gg |T_R|$ 的实根。在这个前提下,可把式(8.4.41)分解如下,由

$$\left(s + \frac{1}{T_R} \right) \left(s + \frac{1}{T_s} \right) = s^2 + \left(\frac{1}{T_R} + \frac{1}{T_s} \right) s + \frac{1}{T_R T_s} = 0 \quad (8.4.42)$$

当 $1/T_s \approx 0$ 时,经过系数比较,得滚转根(参见式(8.4.28))为

$$\frac{1}{T_R} \approx a_1 = -L_p \left[1 - \frac{N_p - g/V_0}{L_p} \frac{L_{\beta}}{N_{\beta}} \right] \approx -L_p \quad (8.4.43)$$

而由常数项得

$$\frac{1}{T_R T_s} \approx a_0 = \frac{g}{V_0} \frac{1}{N_{\beta}} (N_r L_{\beta} - N_{\beta} L_r) \quad (8.4.44)$$

螺旋根为

$$\frac{1}{T_s} = T_R \frac{g}{V_0} \frac{1}{N_{\beta}} (N_r L_{\beta} - N_{\beta} L_r) \quad (8.4.45)$$

通常,式中括号内表达式的数值很小。因为 $T_R > 0$, 所以,为了使螺旋根稳定,括号内的值必须为正。这就是说,稳定性的要求是

$$\frac{1}{N_{\beta}} (N_r L_{\beta} - N_{\beta} L_r) = N_r \left(\frac{L_{\beta}}{N_{\beta}} - \frac{L_r}{N_r} \right) > 0 \quad (8.4.46)$$

因为通常情况下 N_r 和 L_{β} 为负, N_{β} 和 L_r 为正(参见附录 A.2), 则水平飞行时螺旋运动稳定的条件为

$$(N_r L_{\beta} - N_{\beta} L_r) > 0 \quad \text{或者} \quad \left(\frac{L_{\beta}}{N_{\beta}} - \frac{L_r}{N_r} \right) < 0 \quad (8.4.47)$$

偏航运动和滚转运动的耦合

上面所介绍的荷兰滚振动的近似,只涉及偏航自由度。然而荷兰滚振动中偏航运动和

滚转运动之间的耦合,为侧向运动的飞行可能性提供了一个重要的评价准则。由式(8.4.24),取 Y_ξ 和 $Y_\beta=0$,则得传递函数 $\hat{g}_{\Phi\xi}$ 的分子的近似表达式为

$$g_{\Phi\xi} \approx L_\xi \left[s^2 - sN_r \left(1 - \frac{N_\xi L_r}{L_\xi N_\beta} \right) + N_\beta \left(1 - \frac{N_\xi L_\beta}{L_\xi N_\beta} \right) \right] \quad (8.4.48)$$

这个分子的根一般为共轭复根,并在荷兰滚振动的极点附近。由式(8.4.19),当 $1/T_s \approx 0$ 时,又可表示成

$$\hat{g}_{\Phi\xi} \approx L_\xi \frac{[s^2 - 2\sigma_\Phi s + \omega_{0\Phi}^2]}{s(s + 1/T_R)[s^2 - 2\sigma_{TS} s + \omega_{0TS}^2]} \quad (8.4.49)$$

零点相对极点的位置为

$$\omega_{0\Phi}^2 = \omega_{0TS}^2 \left(1 - \frac{N_\xi L_\beta}{L_\xi N_\beta} \right) \quad (8.4.50)$$

$$\sigma_\Phi = \sigma_{TS} \left(1 - \frac{N_\xi L_r}{L_\xi N_r} \right) \quad (8.4.51)$$

图8.27示出这种配置的两种特征情况。当 N_ξ 为负(有利偏航 proverse yaw),或者当 L_β 为正时,也就是当机翼上反角 ν 为负,或者前掠机翼时(参见3.4.1节),那么 $N_\xi L_\beta / L_\xi N_\beta$ 同样为负,这样, $\omega_{0\Phi} > \omega_{0TS}$,此时若用副翼控制倾侧角将造成荷兰滚振动不稳定。若上述表达式为正(正常情况),则 $\omega_{0\Phi} < \omega_{0TS}$,根轨迹曲线从极点和零点左边经过,因而,反馈是稳定的。

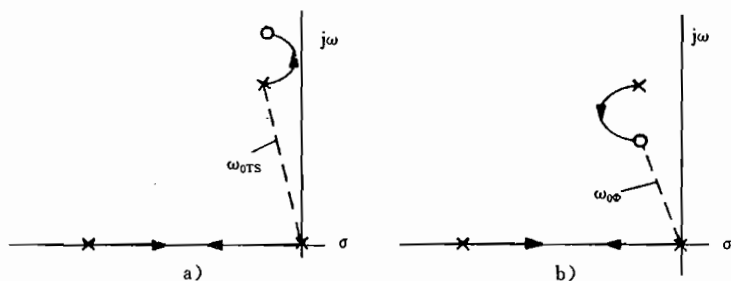


图8.27 有反馈 $\Phi \rightarrow \xi$ 时, $\hat{g}_{\Phi\xi}$ 的根分布和根轨迹曲线

a) 当 $\omega_{0\Phi} > \omega_{0TS}$; b) 当 $\omega_{0\Phi} < \omega_{0TS}$ 。

若共轭复极点和零点重合,那么(当 $\sigma_{TS} = 0$)对阶跃副翼的响应可明确地由式(8.4.27)给出,即副翼不会激发荷兰滚运动。这些根相距愈远,在 p 对副翼操纵指令的响应中,荷兰滚振动幅值与 PT_1 响应之比就愈大(图8.13)。特别在荷兰滚振动为弱阻尼时,难以准确地进行滚转操纵。

由式(8.4.23),取 $Y_\xi, Y_\beta=0$,得传递函数 $\hat{g}_{\beta\xi}$ 的分子为

$$g_{\beta\xi} = -N_\xi \left[s^2 - sL_p \left(1 - \frac{N_p - g/V_0}{L_p} \frac{L_\xi}{N_\xi} \right) - \frac{g}{V_0} L_r \left(1 - \frac{N_r L_\xi}{L_r N_\xi} \right) \right] \quad (8.4.52)$$

这个分子表达式的根一般为实根,与螺旋根和滚转根类似,彼此相距很远,而且二者可能变成正根(全通特性)。这两个根决定侧滑角对副翼指令的响应的幅值和相位,数值大小可能极不相同。若把这个分子写成下列形式

$$g_{\beta\xi} = -N_\xi \left(s + \frac{1}{T_{\beta 1}} \right) \left(s + \frac{1}{T_{\beta 2}} \right) = -N_\xi (s^2 + b_1 s + b_0) \quad (8.4.53)$$

那么在 $1/T_{\beta 2} \gg 1/T_{\beta 1}$ 时(类似于式(8.4.43)和式(8.4.45)),可分解成

$$\frac{1}{T_{\beta 2}} \approx b_1 = -L_p \left(1 - \frac{N_p - g/V_0}{L_p} \frac{L_\xi}{N_\xi} \right) \quad (8.4.54)$$

和

$$\frac{1}{T_{\beta 1}} \approx \frac{b_0}{b_1} = -T_{\beta 2} \frac{g}{V_0} L_r \left(1 - \frac{N_r}{L_r} \frac{L_\xi}{N_\xi} \right) \quad (8.4.55)$$

这两个表达式取决于比值 L_ξ/N_ξ , 可能会改变正负号, 这与传递函数 $\hat{g}_{\phi\epsilon}$ 的零点位置密切相关。

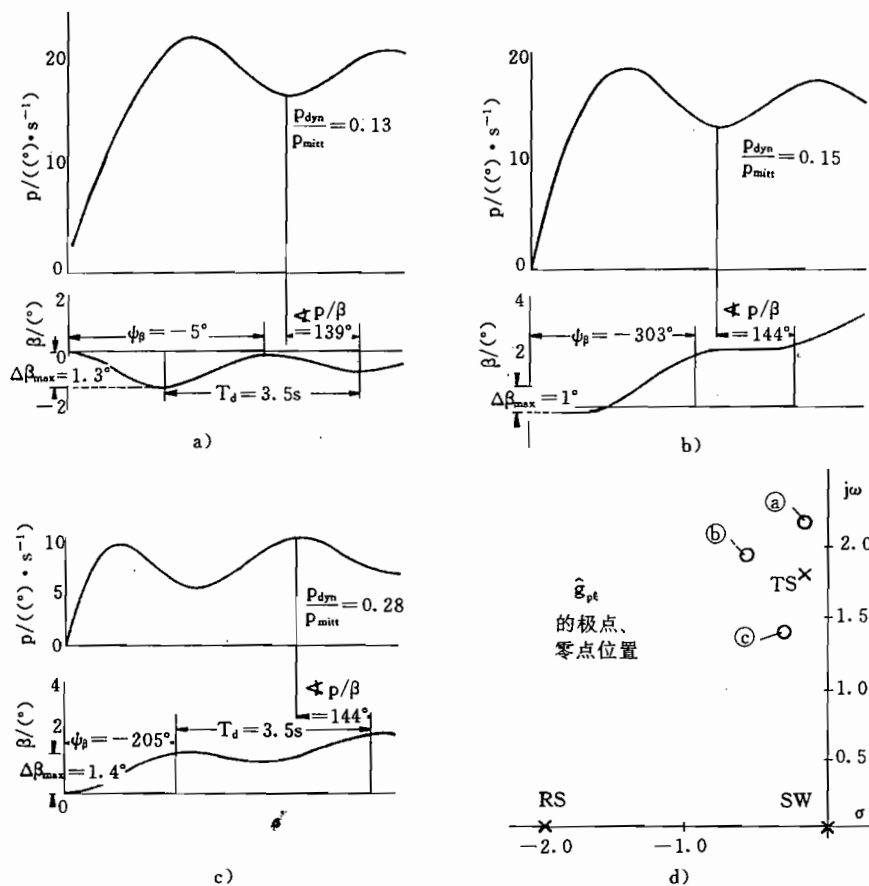


图8.28 当 $\hat{g}_{\phi\epsilon}$ 的零点位置不同时, p 和 β 对副翼阶跃的响应

a), b) 当 $\omega_{0\phi} > \omega_{0TS}$ 时; c) 当 $\omega_{0\phi} < \omega_{0TS}$ 时;

d) 极点—零点位置(引自/MIL STD 1797/).

评价侧向运动的另一个重要尺度是单独的荷兰滚振动的 Φ 和 β 的幅值比和相位差。只要重心侧向运动(χ)不大, 则无风时的角度关系为

$$\Psi = -\beta \quad \text{和} \quad r = -\dot{\beta} \quad (8.4.56)$$

就是说, 这两个变量彼此反相变化, 荷兰滚振动通常就是这种情况。把这个关系式代入滚转力矩方程, 则得

$$\dot{p} = L_r r + L_{\beta} \dot{\beta} + L_p p = -L_r \dot{\beta} + L_{\beta} \dot{\beta} + L_p p \quad (8.4.57)$$

经过拉普拉斯变换,则得滚转角为

$$\Phi(s)(s^2 - L_p s) = (L_\beta - L_r s)\beta(s) \quad (8.4.58)$$

两个变量之比为

$$\frac{\Phi(s)}{\beta(s)} = \frac{(L_\beta - L_r s)}{(s^2 - L_p s)} \quad (8.4.59)$$

如果代入荷兰滚振动的解 $s = \omega_{0RS} \approx \sqrt{N_\beta}$, 则幅值比为

$$\frac{\Phi(\omega_{TS})}{\beta(\omega_{TS})} \approx \frac{(L_\beta - L_r \sqrt{N_\beta})}{(N_\beta - L_p \sqrt{N_\beta})} \approx \frac{L_\beta}{N_\beta} \quad (8.4.60)$$

从上述讨论中可以看出,表征侧向运动的主要量是

$$\frac{L_\beta}{N_\beta} \quad \text{和} \quad \frac{L_\xi}{N_\xi}$$

图8.28的阶跃响应是引自/MIL STD 1797/的3个示例,它们相当于图8.27中传递函数 $\hat{g}_{\Phi\epsilon}$ 的复数零点位置不同的情况,由这些示例直接可看出影响 p 和 β 之间相位比是:

- a) $\omega_{0\Phi} > \omega_{0TS}$ $D_\Phi > D_{TS}$ 且 $p/\beta = 139^\circ$ $\Psi_\beta = -5^\circ$
- b) $\omega_{0\Phi} < \omega_{0TS}$ $D_\Phi < D_{TS}$ 且 $p/\beta = 144^\circ$ $\Psi_\beta = -303^\circ$
- c) $\omega_{0\Phi} < \omega_{0TS}$ $D_\Phi > D_{TS}$ 且 $p/\beta = 144^\circ$ $\Psi_\beta = -205^\circ$

其中

p/β 为 p 和 β 之间荷兰滚振动部分的相位差,当 p 超前时, p/β 为正;

Ψ_β 为 β 响应中第一个最大值的相位角(与荷兰滚振动的周期有关)。

8.4.5 小结

纵向运动中短周期运动和沉浮运动的分离表达式说明,当只考虑这两种运动模态之间(通过 X_α, Z_α 和 $\Theta = \gamma + \alpha$ 项)的前向联系,而忽略其反作用时,则能很好地复现它们的解。这就意味着,纵向运动可近似表示成俯仰自由度和航迹自由度的串联,如图8.29所示,迎角 α 是这两个自由度之间的主要耦合变量。根据这种解耦方法,显然, $\alpha, q \rightarrow \eta$ 反馈和 $V, \gamma \rightarrow F$ 的反馈近似不构成共同的回路,即彼此可以独立地进行设计。就狭义而言,把转动自由度列入“飞行状态”,将在第14章和第15章讨论它的控制器,而航迹自由度控制器将在第16章和第17章研究。

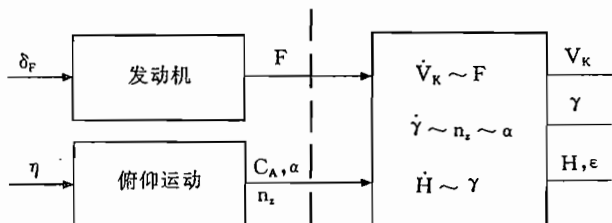


图8.29 纵向运动自由度

纵向运动的航迹自由度是一种具有两个被控制变量 V 和 γ 或者 H 、两个操纵变量 F 和 η 的 2×2 多变量系统,其中, F 又是一个复杂的过程输出量,即发动机的输出变量。飞机的垂直航迹控制要求独立地控制两个状态变量 V 和 γ ,这就是说,还要独立地使用两个操

纵量 F 和 η , 这样, 俯仰自由度可参与航迹控制。

侧向运动的转动自由度同样也是 2×2 多变量系统, 与两个操纵变量 ξ 和 ζ 相对应的是两个控制变量 β 和 Φ 。分解侧向运动的表达式, 首先提供了以侧滑角 β 作为耦合变量的串联结构, 如图 8.30 所示。然而, 这里的分解要受到比纵向运动更广泛的限制, 所以, 这两个转动自由度的反馈 $\gamma, \beta \rightarrow \zeta$ 和 $p, \Phi \rightarrow \xi$, 不能彼此独立地进行设计。当然, 若通过控制能使侧滑角 β 近似为零, 则近似可认为偏航自由度对滚转自由度没有影响。这样, 滚转自由度就只参与水平航迹控制, 而偏航自由度只起次要作用。水平航迹由唯一状态变量 χ 来确定, 直接可由倾侧角 Φ 加以控制, 如图 8.31 所示 (此处也可参照 6.3 节和图 7.4 的信号流程图)。

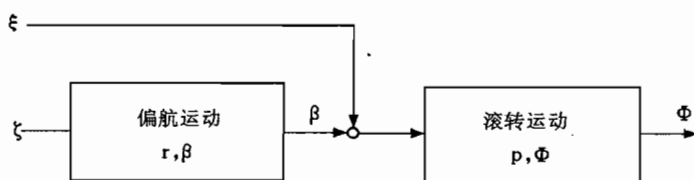


图 8.30 偏航自由度和滚转自由度的串联

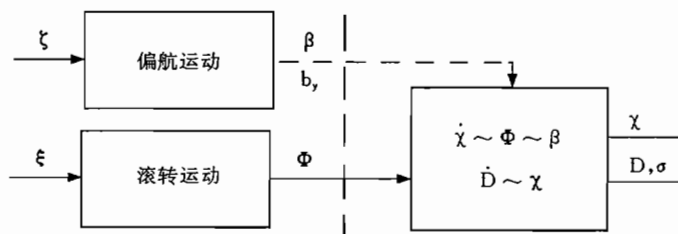


图 8.31 侧向运动自由度

8.5 可控性研究

飞机运动中大量可使用的测量变量和操纵变量, 要求选择特别有利于控制目标的传输通道。按照第 7 章的介绍, 在无风情况下, 纵向运动中有 13 个可观测的状态变量和输出变量, 侧向运动中有 12 个可观测的状态变量和输出变量, 并至少各具有两个操纵变量, 这就可能有 $26 + 24 = 50$ 条反馈回路。若给这些回路都配备上滤波器, 那么, 约要设计 100 个甚至更多的控制参数, 实际上这是不可能的。此外, 这样的控制系统将完全没有什么条理可言, 而且也不能保证它的可靠性。因此, 应把反馈回路数目限制到绝对需要的程度。

飞机上的一些特殊边界条件 (操纵极限、弹性自由度、可靠性等等) 不允许使用高的控制增益, 对应的对象传输通道的增益愈高, 则控制器的增益可能就愈小, 因为这二者的乘积, 即回路增益对控制器的作用具有决定性影响。另外, 对象传递函数中包含的延迟愈小, 控制愈简单。因此, 为了实施有效的控制, 应在全部工作范围内选择稳态增益大、尽量无延迟响应的传递通道, 这二者既可由传递函数的边界值, 也可直接由信号流程图来确定, 如 8.3.2 节所述。

8.5.1 纵向运动的操纵特性

影响纵向运动的操纵变量,主要是在不同自由度上作用的:

- 推力变化→X 向力;
- 襟翼和扰流板偏转→Z 向力;
- 升降舵偏转→俯仰力矩。

但是,由于操纵变量的副作用(例如推力力矩、升降舵附加升力),以及由于飞机动力学的内耦合特性,这种配置并不像人们最初想像的那样单纯。例如,阶跃型推力变化最初对空速和航迹角的作用与达到稳态后的作用(见前述)完全不一样。

推力作为操纵变量

由于推力对俯仰自由度的作用处于次要地位(推力力矩除外),所以只考虑其对航迹运动的影响。按照式(8.3.10),纵向运动分母的稳态项为

$$a_0 = g(M_a Z_u - M_u Z_a) \quad (8.5.1)$$

在8.3.1节中已求出 $\hat{g}_{uf}$ 的稳态值为

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{uf} = - \frac{M_a Z_f - M_f Z_a}{M_a Z_u - M_u Z_a} \quad (8.3.14)$$

当 $Z_f, M_f = 0$, 该稳态值为零(见6.3.3节)。由式(7.3.21)得 $\hat{g}_{\gamma}$ 的稳态值为

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{\gamma} = \frac{1}{g(M_a Z_u - M_u Z_a)} \begin{vmatrix} -M_q & -M_a & -M_u & M_f \\ -1 & -Z_a & -Z_u & Z_f \\ 0 & g - X_a & -X_u & X_f \\ 0 & Z_a & Z_u & -Z_f \end{vmatrix} =$$

$$\frac{M_a(X_f Z_u - X_u Z_f) + (g - X_a)(M_f Z_u - M_u Z_f) + Z_a(X_u M_f - M_u X_f)}{g(M_a Z_u - M_u Z_a)} = \frac{X_f}{g}$$

当 $Z_f, M_f = 0$ (8.5.2)

因此,当 Z_f 和 M_f 为零时,推力的能量只稳态地改变位能,这证实了6.3.3节的结论。

按照图8.32,各个传递通道的初始特性为

- $d = 0$ (直接连接,阶跃型): $F \rightarrow b_x$
- $d = 1$ (1次积分): $F \rightarrow V, b_z$
- $d = 2$ (2次积分): $F \rightarrow \gamma, \Theta$

空速阶跃响应的初始值为

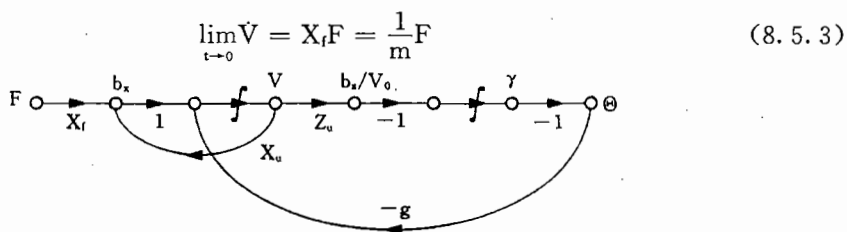


图8.32 研究推力影响的局部信号流图

襟翼作为操纵变量

襟翼和扰流板不仅引起升力变化(Z_k),在一定条件下,也会引起阻力(W_k)和俯仰力矩(M_k)发生明显变化,而且 X_k 和 M_k 的正负号也可能不同,所以它们的作用是强烈耦合的,不能作出确切说明。

由图7.3的信号流图得初始特性为

$d=0$ (直接连接,阶跃型): $\kappa \rightarrow b_x, b_z$,

$d=1$ (1次积分): $\kappa \rightarrow \alpha, V, \gamma, \Theta$ 。

取决于 X_k 和 Z_k ,所有传递通道中都可能出现 $d=1$ 这种情况,但是,主要的作用是升力方程中的 Z_k ,因此,最快的响应是在 α 和 γ 中。这些变量对 κ 的反馈能改善沉浮运动的阻尼,然而, $\hat{g}_{\gamma\kappa}$ 可能很容易呈现全通特性。

升降舵作为操纵变量

为清晰起见,把俯仰自由度和航迹自由度分开,而用它们的近似解来讨论。

1. 短周期振动(图8.33)

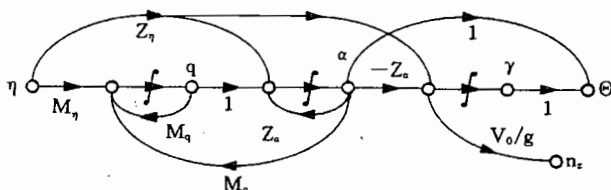


图8.33 包含 γ 和 Θ 的短周期运动近似解的信号流图

初始特性

$d=0$ (直接连接,阶跃型): $\eta \rightarrow q$;

$d=1$ (1次积分): $\eta \rightarrow q$ (经过 Z_η 到 α);

$d=2$ (2次积分): $\eta \rightarrow \alpha, \Theta$ 。

因为短周期振动近似解描述的是短时的近似,故不能由此推断出阶跃响应的稳态值。尽管如此,但是鉴于短周期振动和沉浮振动之间频率间隔很大,从上述近似表达式求出转动运动变量的短时稳态值仍有意义,如8.4.1节所述

$$\left. \frac{q_K}{\eta} \right|_{t \gg T_{AS}} = \lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{q\eta} \frac{1}{s} = \frac{Z_\alpha M_\eta - Z_\eta M_\alpha}{M_\alpha - Z_\alpha M_q} \approx \frac{Z_\alpha}{M_\alpha} M_\eta \quad (8.4.6)$$

在1.3.2节对 α 和 n_z 已采用了类似的近似,在计入升降舵附加升力 Z_η 条件下,由此得短时稳态值为

$$\left. \frac{\alpha}{\eta} \right|_{t \gg T_{AS}} = - \frac{M_\eta - Z_\eta M_q}{M_\alpha - Z_\alpha M_q} \quad (8.5.4)$$

$$\left. \frac{n_z}{\eta} \right|_{t \gg T_{AS}} = - \frac{V_0}{g} \frac{Z_\alpha M_\eta - Z_\eta M_\alpha}{M_\alpha - Z_\alpha M_q} = - \frac{V_0 q_K}{g \eta} \bigg|_{t \gg T_{AS}} \quad (8.5.5)$$

2. 沉浮运动(图8.22)

初始特性(根据沉浮运动近似式)

$d \approx 0$ (直接连接,准阶跃型): $\eta \rightarrow \alpha, \Theta$;

$d \approx 1$ (1次积分): $\eta \rightarrow V$ 。

但是, 涉及 V 的增益很小 ($\sim X_a$)。由式(8.3.11)得稳态值为

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{q\eta}(s) = 0 \quad (8.5.6)$$

由式(8.3.12)得

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{\theta\eta}(s) = M_\eta \frac{Z_a X_u - Z_u X_a}{g(M_a Z_u - M_u Z_a)} \quad (8.5.7)$$

而其余的状态变量, 由式(7.3.21)得

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{a\eta}(s) = \frac{M_\eta Z_u - M_u Z_\eta}{M_a Z_u - M_u Z_a} \approx \frac{M_\eta}{M_a} \quad (8.5.8)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{u\eta}(s) = -\frac{M_\eta Z_a - M_a Z_\eta}{M_a Z_u - M_u Z_a} \approx -\frac{M_\eta Z_a}{M_a Z_u} \quad (8.5.9)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{\eta\eta}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} (\hat{g}_{\theta\eta} - \hat{g}_{a\eta}) = M_\eta \frac{Z_a X_u - Z_u X_a - g Z_u}{g(M_a Z_u - M_u Z_a)} \quad (8.5.10)$$

$\hat{g}_{\eta\eta}$ 的分子正负号可能会变化, 这就预示着, 这个传递函数可能具有全通特性(见6.3.2节)。

8.5.2 纵向运动的全通特性

空速对推力指令的响应

在式(8.3.15)中已确认, $\dot{V}_K = F/m$ 的初始响应明确为正。而已求出的稳态值是一个小的极易变化的值

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{uf} = -\frac{M_a Z_f - M_f Z_a}{M_a Z_u - M_u Z_a} \quad (8.3.14)$$

式中(当略去一些小的影响, 特别是略去马赫数的影响)各项等效参量(见附录 A.1.1)为

$$\begin{aligned} M_a &\approx (\rho/2) V_0^2 \frac{S}{I_y} \bar{c} C_{ma}; & Z_a &\approx -(\rho/2) V_0 \frac{S}{m} C_{Aa} \\ M_u &\approx (\rho/2) V_0^2 \frac{S}{I_y} \bar{c} C_{m0}; & Z_u &\approx -(\rho/2) V_0 \frac{S}{m} C_{A0} \\ M_f &= \frac{z_F}{I_y} \frac{\partial F}{\partial \delta_F}; & Z_f &\approx -\frac{i_F}{m} \frac{\partial F}{\partial \delta_F} \end{aligned} \quad (8.5.11)$$

在小马赫数下, 空气动力俯仰力矩 C_{m0} 只用来平衡固定的推力力矩, 如图8.34所示, 从而

$$M_0^F + M_0^A = 0 \quad \text{即} \quad z_F F_0 + (\rho/2) V_0^2 S \bar{c} C_{m0} = 0 \quad (8.5.12)$$

由此可得

$$C_{m0} = -\frac{z_F}{\bar{c}} \frac{1}{(\rho/2) V_0^2 S} F_0 \quad (8.5.13)$$

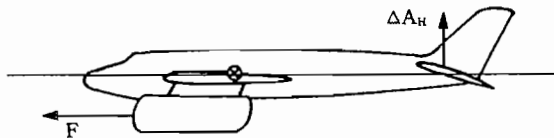


图8.34 稳态推力力矩的平衡

另外,在稳态情况下

$$F_0 \approx (\rho/2)V_0^2 S C_{w0}$$

故

$$C_{m0} \approx -C_{w0} \frac{z_F}{\bar{c}} \quad (8.5.14)$$

所以,当推力偏心距 z_F 为正时, C_{m0} 为负。把上述各个量代入式(8.3.14),得稳态边界值为

$$\lim_{s \rightarrow 0} \hat{g}_{uf} = \frac{z_F/\bar{c} C_{A\alpha} - i_F C_{m\alpha}}{\rho V_0 S (C_{A0} C_{m\alpha} + C_{w0} C_{A\alpha} z_F/\bar{c})} \frac{\partial F}{\partial \delta_F} \quad (8.5.15)$$

当 z_F 和 i_F 为零时,该边界值为零。由于 $C_{m\alpha} < 0$,所以,当分母括号中的第一项占主导地位时,分母为负。只要 z_F 小于 $\bar{c}$,大致就是这种情况。在这种条件下,当

z_F 为正时(即发动机悬挂式安装);

i_F 为正时(推力矢量向上),

该边界值为负。在6.3.3节用另一种方法也导出同样的结果。在这两种情况下,传递函数 $\hat{g}_{uf}$ 具有全通特性,表现在坐标原点附近有一个正的零点。这样, $V \rightarrow F$ 反馈中就不允许含有积分部分,否则,将会引起不稳定。

航迹对升降舵指令的响应

1. 快全通特性

由图7.3所示的纵向运动的完整信号流图直接看出

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{\gamma} = -Z_\eta \eta = (\rho/2)V_0 \frac{S}{m} C_{A\eta} \quad (8.5.16)$$

因为 $C_{A\eta}$ 为正(当 η 为正向偏转时升力增大),所以,对“推杆”指令的初始响应是航迹倾角发生正向变化,从物理直觉中直接也可得出这一结论。

平尾上的附加升力开始时产生向上的加速度,而当飞机低头后,机翼升力减小,飞机下降(航迹倾角为负),如图8.35所示。这种快全通效应——它产生相当于短周期极点大小的零点——在三角翼飞机上表现尤为明显,而鸭式飞机上不存在这种效应。这种全通效应可通过襟翼的协调偏转予以补偿。

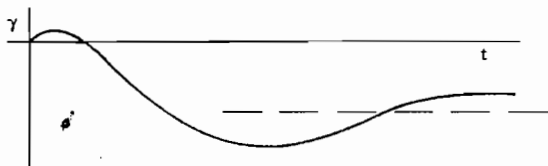


图8.35 航迹倾角对阶跃升降舵的响应(升降舵全通特性)

2. 慢全通效应

从完整的状态方程可求出 γ 对升降舵偏转响应的稳态值为

$$\gamma_\infty = \frac{M_\eta}{g M_a Z_u} [X_u Z_\alpha - (X_\alpha + g) Z_u] \eta_\infty \quad (8.5.17)$$

因为稳态时

$$mg \approx (\rho/2)V_0^2 S C_{A0}$$

所以,代入附录A.1.1中的有关表达式后,式(8.5.17)化成

$$\gamma_{\infty} = - \frac{(\rho/2)V_0^2 \frac{S}{m} C_{m\eta}}{g C_{ma} C_{A0}} (C_{w0} C_{Aa} - C_{wa} C_{A0}) \eta_{\infty} \quad (8.5.18)$$

显然,式中的分数项为正。在正常飞行范围,括号内这一项也为正,这就是说,升降舵正向偏转后,稳态航迹倾角为负,这符合正常的习惯。但是,在“最小阻力点”上括号内这一项的正负号要发生变化(参见6.3.2节),这就是说,在极低的飞行速度下,又出现另一种全通效应,表现在坐标原点附近有一个正的零点。在“最小阻力点”上,这个零点穿越坐标原点移动,这里存在微分(D—)特性,即 $\gamma_{\infty}=0$ 。这种效应已在6.3.2节详细讨论过了。

8.5.3 侧向运动的操纵特性

侧向运动的稳态特性只能近似地加以讨论,因为在 $\Phi=0$ 条件下作了线化处理,所以,很快就会偏离线化方程的有效范围。另外,传递函数分母中的系数 a_0 很小(式(8.4.44)),而当螺旋根在坐标原点上时, a_0 就变为零。所以,大部分传递函数具有微分特性,其对应的变量在非线性情况下会达到很大的稳态值。

副翼作为操纵变量

对应图8.36,初始特性为

$d=1$ (1次积分): $\xi \rightarrow p (\xi \rightarrow r \text{ 经过 } N_{\xi});$

$d=2$ (2次积分): $\xi \rightarrow \Phi。$

首先,偏航角速度对副翼偏转的初始响应为

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{r} = N_{\xi} \xi \quad (8.5.19)$$

当滚转运动消失后(由准定常解 L_{ξ}/L_p 代替 p 自由度)

$$\dot{r} = N_{\xi} \xi + N_p p = \left(N_{\xi} - \frac{L_{\xi}}{L_p} N_p \right) \xi \quad (8.5.20)$$

N_{ξ} 很容易变换其正负号,当 N_{ξ} 为正时,存在全通特性的危险(不利偏航 adverse yaw)。

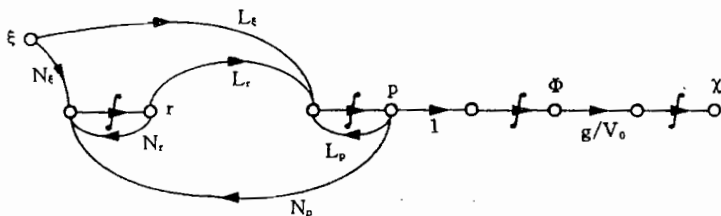


图8.36 研究副翼作用的局部信号流程图

方向舵作为操纵变量

由于不能略去侧力 Y_{ζ} 和滚转力矩 L_{ζ} , 所以, 只能用完整的信号流程图讨论它的作用。

由图7.4得出其初始特性为

$d=1$ (1次积分): $\zeta \rightarrow r (\zeta \rightarrow p, \zeta \rightarrow \beta);$

$d=2$ (2次积分): $\zeta \rightarrow \beta (\zeta \rightarrow \Phi)。$

8.5.4 飞机对扰动信号的响应

扰动响应边界值的表达式比操纵特性边界值表达式简单得多, 这从信号流程图就能很

好地看出。下面的讨论只是想补充6.4节的讨论。

像在推导运动方程时已讨论过的那样,风梯度 $\partial u_w / \partial x = u_{wx}$ 等是自然扰动过程,风速分量不可能是阶跃型变化的,因为它们本身是动态风变化过程的状态。但是,即使对等风梯度(风切变)的响应也只有在一定条件下才能描述,因为很快就会偏离线性范围。例如,欲研究在风切变中的飞行特性时,或者要围绕一个新的工作点线性化“等风速梯度”,或者必须直接使用非线性方程。

这里要研究的是对风速矢量 V_w, α_w 和 β_w (代替风速梯度)的响应,原因在于:

- 这样研究简单、直观;
- 参考文献中对阵风频谱的说明都是相对风速的(参见4.2.5节);
- 只在有限时间内存在等风梯度,因此,类似的阶跃响应同样表征一种抽象的概念。

但是,要注意的是,运动方程是在 $\vec{V}_w = \vec{0}$ 条件下导出的,所以,只允许小幅值的风。当研究平均值为零的高频率阵风时,是符合这个条件的。扰动响应边界值对控制器设计的意义说明如下。

最终的稳态边界值说明,要用哪些状态变量来抑制低频范围内的扰动,特别是,应在什么地方加入达到稳态精度的 I—控制器。

由初始特性可推断出高频范围对扰动抑制的需求。尤其在阶跃响应为有限初值、或者有剧烈初始斜率的地方,存在关于扰动干预的最早信息,这些变量是抑制高频(随机的)阵风影响的最好的反馈量(法则:直接在扰动侵入的地方施加控制)。

V_w 输入

从图7.3所示的信号流程图可以看出,起始响应有下列作用

$d=0$ (无积分,阶跃型): $V_w \rightarrow V_A, b_z, b_x;$

$d=1$ (1次积分): $V_w \rightarrow V_K, \gamma, \Theta, (\alpha, q)。$

这就是说,最多经1次积分 V_w 就到达所有的变量。显然,扰动变量主要损害对象的输出,这种情况是相当难以控制的。尤其对 V_A 和 V_K ,有

$$\lim_{t \rightarrow 0} V_A = -V_w \quad \text{和} \quad \lim_{t \rightarrow 0} V_K = -X_u V_w \quad (8.5.21)$$

可以证明(见6.4.1节),在常值风扰动下,稳态迎角的变化为零,稳态力矩仍保持平衡。所以,可用简化的沉浮运动近似关系(图8.37)来说明稳态扰动响应。由 $\dot{\gamma}_\infty = 0$ 和 $\dot{V}_K = 0$ 得

$$-Z_u V_{A\infty} = 0 \quad \text{和} \quad X_u V_{A\infty} - g \gamma_\infty = 0 \quad (8.5.22)$$

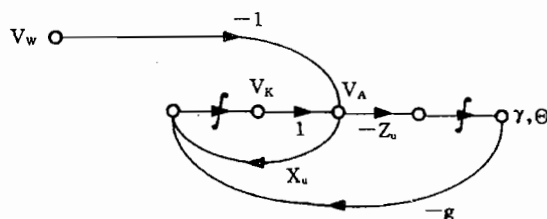


图8.37 水平风对沉浮运动近似关系的影响

由此又得

$$V_{A\infty} = 0 \quad \text{和} \quad \gamma_{\infty} = 0 \quad (8.5.23)$$

最后得

$$V_{K\infty} = V_{A\infty} + V_{W\infty} = V_{W\infty} \quad (8.5.24)$$

原则上,阶跃响应如图8.38所示的形式。 V_w 的正向阶跃变化(顺风)首先使空速 V_A 减小,而达到稳态后,会使航迹速度 V_K 增大 V_w ,也就是使飞机加速。表8.1概括了对阶跃风 V_w 响应的边界值。

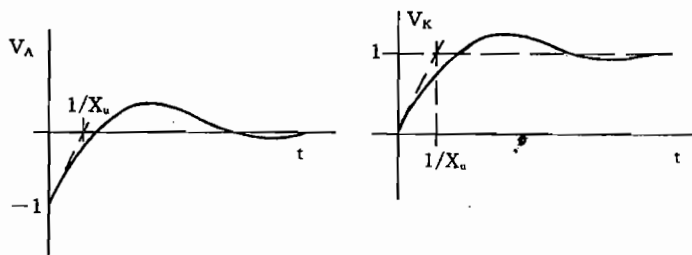


图8.38 对 V_w 输入的阶跃响应

表8.1 对阶跃风 V_w 的响应

	初始值	初始斜率	终值
V_A	-1	...	0
V_K	0	$-X_u$	+1
γ	0	Z_u	0
α, α_K	0	$-Z_u$	0

α_w 输入

由图8.39所示的信号流图可以看出初始响应特性如下:

$d=0$ (没有积分,阶跃型): $\alpha_w \rightarrow \alpha, b_x, b_z$;

$d=1$ (1次积分): 到达所有其余的变量。

这里, α_w 也是仅经过一次积分就到达所有变量,特别对迎角,有

$$\lim_{t \rightarrow 0} \alpha = -\alpha_w \quad \text{和} \quad \lim_{t \rightarrow 0} \dot{\alpha}_K = -Z_{\alpha} \alpha_w \quad (8.5.25)$$

但是,在高频范围(随机阵风)更需要把 w_{wx} 作为输入量,这时,经过 q_K 引入最直接的影响,即

$$d = 1(1 \text{ 次积分}): \quad w_{wx} \rightarrow q_K, \alpha, b_x, b_z$$

在稳态情况下,所有积分输入皆为零。由图8.39,对节点(蓄能器) q_K 和 α ,有

$$\left. \begin{aligned} M_q q_{K\infty} + M_{\alpha} \alpha_{\infty} &= 0 \\ q_{K\infty} + Z_{\alpha} \alpha_{\infty} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{只对 } q_{K\infty} = 0 \text{ 和 } \alpha_{\infty} = 0 \text{ 的解} \quad (8.5.26)$$

可得对 α_w ($w_{wx}=0$) 阶跃变化的稳态响应。由此可以证明,在定常风扰动后,通常又将重新建立力矩平衡。对于节点 γ 和节点 V_K 来说,有

$$-Z_u V_{A\infty} - Z_{\alpha} \alpha_{\infty} = 0 \quad \rightarrow \quad V_{A\infty} = V_{K\infty} = 0 \quad (8.5.27)$$

$$X_{\alpha} \alpha_{\infty} + X_u V_{A\infty} - g \Theta_{\infty} = 0 \quad \rightarrow \quad \Theta_{\infty} = 0 \quad (8.5.28)$$

进一步又得

$$\alpha_{\infty} = \alpha_{K\infty} - \alpha_{W\infty} \rightarrow \alpha_{K\infty} = \alpha_{W\infty} \quad (8.5.29)$$

$$\gamma_{\infty} = \Theta_{\infty} - \alpha_{\infty} - \alpha_{W\infty} \rightarrow \gamma_{\infty} = -\alpha_{W\infty} \quad (8.5.30)$$

因而,一个常值突风迎角 α_w (=稳定的下降风)会引起一个稳态航迹倾角,就是说,随环境风场下降或者上升,而其它所有变量(除了 α_K 外)又恢复到它们的工作点。表8.2概括了相应的边界值。

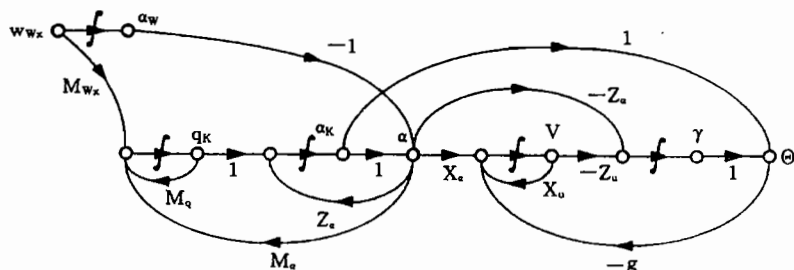


图8.39 研究 α_w 影响的信号流图

表8.2 对阶跃 α_w 的响应

	初始值	初始斜率	终值
V_A, V_K	0	$-X_a$	0
γ	0	Z_a	-1
α_K	0	$-Z_a$	+1
α	-1	...	0
q_K	M_{Wx}	...	0
Θ	0	M_{Wx}	0

图8.40和图8.41分别示出最主要的状态变量对水平风(V_w)和垂直风(α_w)阶跃变化的响应。

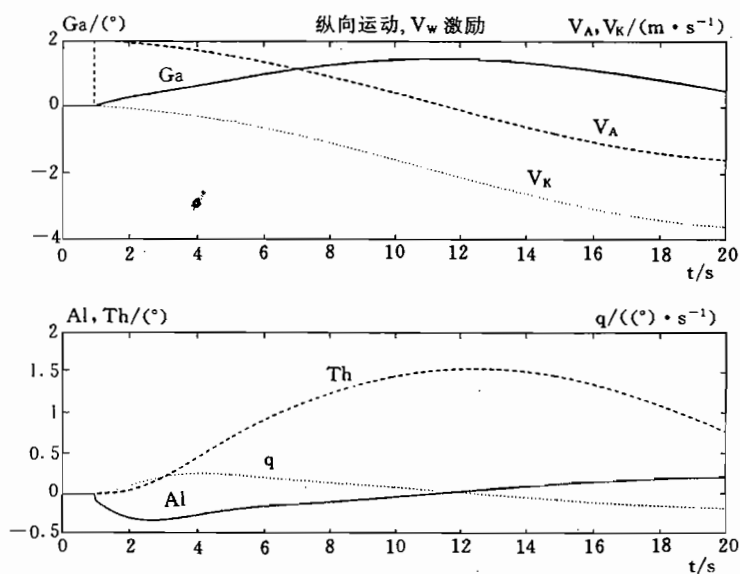
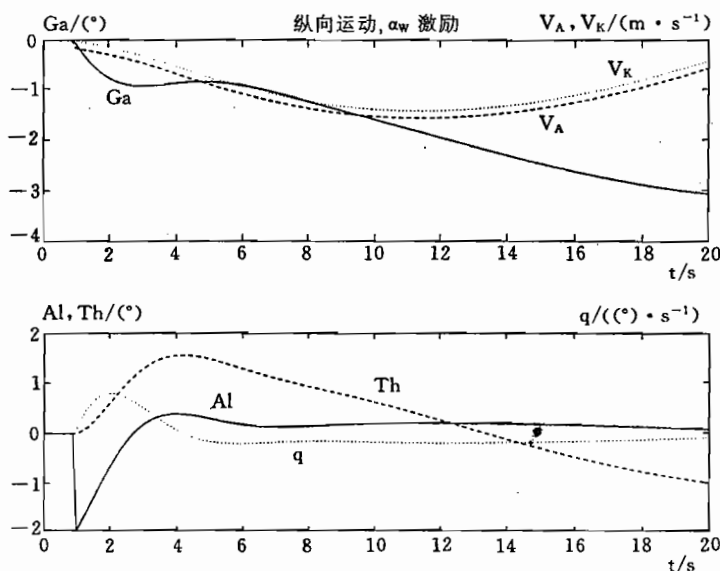


图8.40 对水平风 V_w 的阶跃响应

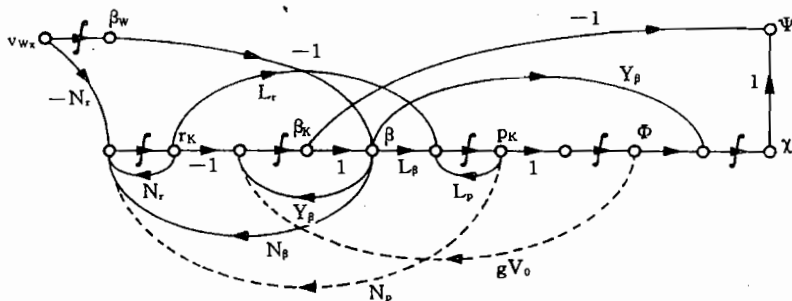
图8.41 对垂直风 α_w 的阶跃响应

β_w 输入

β_w 的影响完全类似于纵向运动中 α_w 的影响。由图8.42的信号流图可以看出初始响应

$d=0$ (没有积分,阶跃型): $\beta_w \rightarrow \beta, b_y$;

$d=1$ (1次积分): 到达除 Φ 之外的所有其余变量。

图8.42 研究 β_w 影响的信号流图

特别对侧滑角,有

$$\lim_{t \rightarrow 0} \beta = -\beta_w \quad \text{和} \quad \lim_{t \rightarrow 0} \beta_k = -Y_\beta \beta_w \quad (8.5.31)$$

另外,当输入为 v_{wx} 时,有

$$d=1(1 \text{ 个积分}): \quad v_{wx} \rightarrow r, \beta, b_y$$

稳态响应又可由信号流图中所有积分为零的情况求出

$$p_{K\infty} = 0 \quad (8.5.32)$$

$$\left. \begin{aligned} L_r r_{A\infty} + L_\beta \beta_\infty + L_p p_{A\infty} &= 0 \\ N_r r_{A\infty} + N_\beta \beta_\infty + N_p p_{A\infty} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{只对 } \beta_\infty = 0 \text{ 和 } r_{A\infty} = 0 \text{ 的解} \quad (8.5.33)$$

此外,还有

$$\beta_\infty = \beta_{K\infty} - \beta_{W\infty} = 0 \quad \rightarrow \quad \beta_{K\infty} = \beta_{W\infty} \quad (8.5.34)$$

由于对 χ 不定积分, χ 和 Φ 达到的不是确定的稳态值。表8.3列出有关变量的边界值。

表8.3 对阶跃 β_w 的响应

	初始值	初始斜率	终值
β	-1	...	0
β_K	0	$+Y_\beta$	+1
Φ	0	0	0
χ	0	$-Y_\beta$	...
r_A, r_K	0	$-N_r - N_\beta$	0
p_A, p_K	0	$-L_\beta$	0

图8.43和图8.44示出对侧风(β_w)和风梯度(w_{wy})阶跃变化的响应。

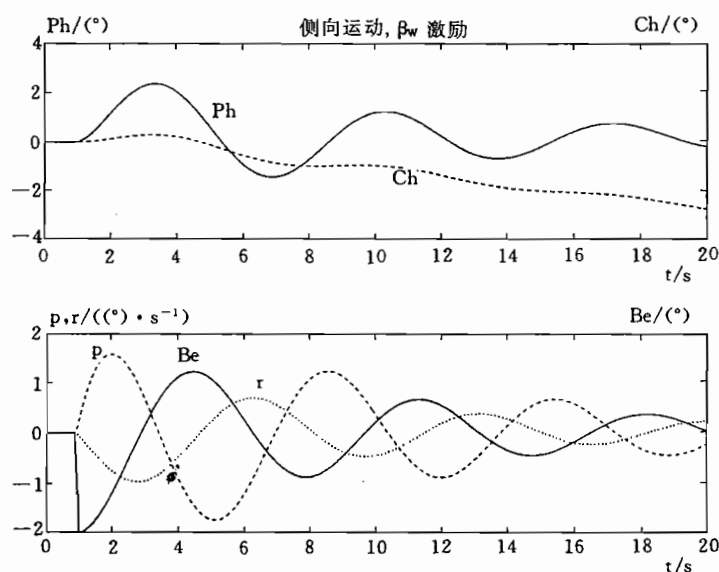


图8.43 对侧风(β_w)的阶跃响应

对转动自由度的影响

影响偏航自由度的是风梯度 v_{wx} 和 w_{wy} , 这主要描述了高频影响。从图8.45所示的近似信号流程图可以看出, 偏航转动角速度经一次积分, 受两种影响, 即

$$\begin{aligned} \dot{r}_K &\sim v_{wx}, w_{wy} \\ \dot{\beta}_K &\sim v_{wx} \end{aligned}$$

而在滚转自由度中, 由图8.46可见, 滚转角速度经一次积分, 受到 u_{wy} 和 w_{wy} 的影响。因为只能在短时间内保持风梯度不变(方程组的有效范围), 所以, 这里没有稳态值要研究。

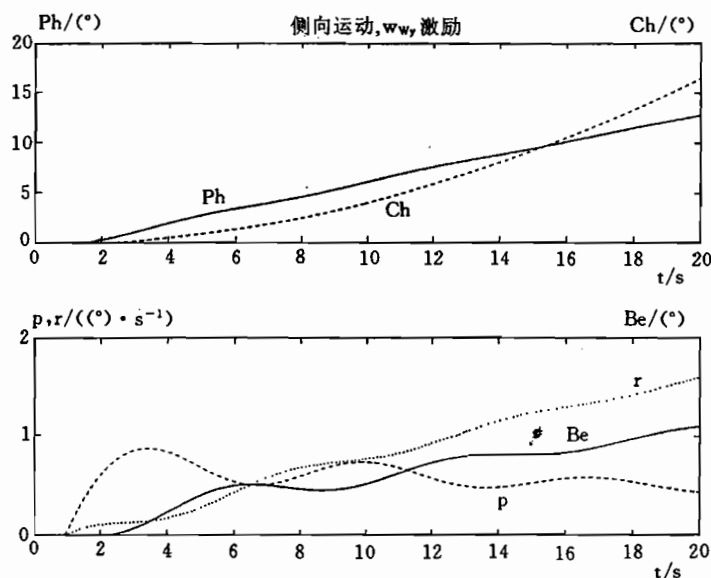
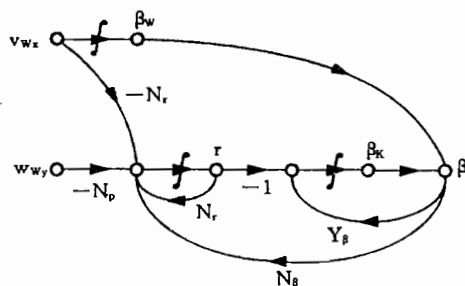
图8.44 对风梯度(w_{wy})的阶跃响应

图8.45 偏航自由度的信号流图

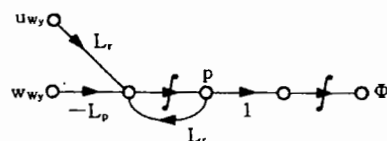


图8.46 滚转自由度的信号流图

8.5.5 小结

对 V_w , α_w 和 β_w 的阶跃响应的初始特性和稳态特性的边界值,为高频阵风 and 低频阵风的扰动特性给出了原则性提示。这里所介绍的一些关系应按照所用假设条件,小心地加以使用,并用非线性仿真来检验。更深入的研究可参看文献/Hahn 88/和/König 88/。

最后,在同样扰动下,比较一下航迹变量 V_k 和 γ 的初始响应是很有意义的。按照参考文献/Schänzer 69/,有

$$\left. \frac{V_0 \dot{\gamma} / V_w}{\dot{V}_k / V_w} \right|_{t \rightarrow 0} = - \frac{Z_u}{X_u} = - \frac{C_{A0}}{C_{W0}} \quad (8.5.35)$$

$$\left. \frac{V_0 \dot{\gamma} / \alpha_w}{\dot{V}_k / \alpha_w} \right|_{t \rightarrow 0} = - \frac{Z_\alpha}{X_\alpha} = + \frac{C_{A\alpha} + C_{W0}}{C_{A0} - C_{W\alpha}} \quad (8.5.36)$$

这些边界条件相当于高频情况下的特性,这意味着,在高频情况下,由于阵风引起的垂直加速度一般大于所引起的水平加速度(在 V_w 扰动情况下,其关系式与滑翔系数成正比)。

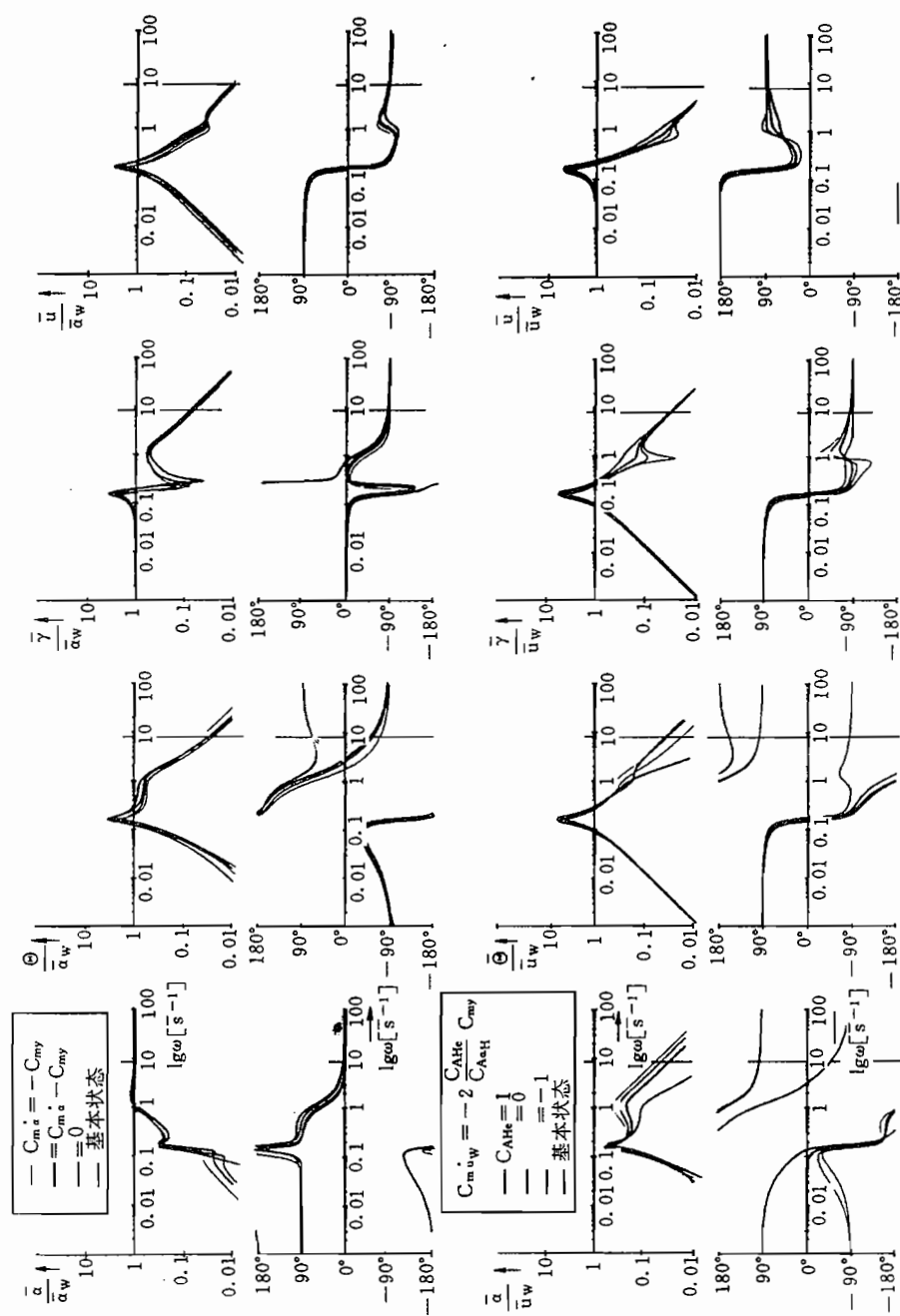


图8.47 当非定常导数变化时,垂直阵风(a_w)和水平阵风(V_w)对一架示例飞机的影响的伯德图(引自/Schäner 69/)

这个结论与飞行经验是一致的,但可能引出错误的结论:认为水平阵风没有垂直阵风重要。另外,还有

$$\left. \frac{\dot{\gamma}/\alpha_w}{V_0 \dot{\gamma}/V_w} \right|_{t \rightarrow 0} = \frac{Z_a}{V_0 Z_u} = \frac{C_{Aa} + C_{w0}}{2C_{A0}} \quad (8.5.37)$$

$$\left. \frac{V_K/V_0 \alpha_w}{V_K/V_w} \right|_{t \rightarrow 0} = \frac{X_a}{V_0 X_u} = -\frac{C_{A0} - C_{w0}}{2C_{w0}} \quad (8.5.38)$$

由此可见,在初始响应(或者在高频情况下)中, α_w 型阵风的影响要比 V_w 型阵风的影响大得多,但这并不能断定 V_w 型阵风在高频范围内只起次要作用(参见/Swolinsky 86/,/Hahn 88/)。

图8.47给出 α_w 和 V_w 扰动影响的伯德图,由此也可看出中等频率情况下的影响。对所有传输通道来说,可以看出在沉浮运动的频率上振幅增大最为剧烈(此处阻尼特性良好),而第二个峰值出现在短周期振动频率上。这就意味着,具有良好阻尼特性的飞机固有运动,对减小中频和高频范围的阵风影响是十分重要的。

在高频范围,即在短周期振动频率以上范围,曲线以20~40dB/dec下降,只是 α 和 V_A (图中未给出 V_A)曲线趋向于边界值1。因为控制器只能在有限的频率范围内有效,故在此处不可能有根本性的变化,高频的伯德图曲线是要控制的系统的伯德图的渐近线。阵风对水平加速度和垂直加速度的影响,随着频率的增大,也趋向一个常值,因此,在这个范围是不能抑制的。

控制器设计的边界条件篇

9 测量方法和传感器

飞行控制中使用的测量传感器,最初是从已有的飞行仪表(显示装置,如空速表、转弯指示仪),或者从导航设备(例如,航向陀螺、无线电接收机)衍生出来的。为了获得控制信号,在一些简单的情况下,给飞行仪表本身配备了电接头(电位计、感应式发送器或同步发射器)。但是,在较新式的飞行控制引导系统中,又进一步把显示器发展成为由测量中心(例如,大气数据计算机、惯性平台)管理的从属设备,这样,就具有了控制器所需要的电信号。无线电接收机的输出信号也与此类似。现代机载测量系统的特征是:冗余测量传感器把它们的信号经数据总线传送给测量中心,而测量中心不仅要为座舱内的显示系统,而且还要为控制系统、导航系统和飞行计划(飞行管理)系统提供信号。

从探测一个物理量到把它们的测量值用于飞行控制系统或座舱显示器的测量链,可分成5个部分。虽然它们互相存在某些关联,但这5个部分仍以不同的任务分工、不同的技术和典型的误差来源为特征。

1. 测量

为了确定一个飞行力学变量,首先要找到一种尽量能没有误差地测量这个变量的物理效应(例如:用电阻变化测量温度),如果这个变量本身是不能测量的,那么应寻求一种替代量,由它又能反过来计算这个变量(例如:飞行速度—动压)。

2. 变换

应把物理效应(例如压力)变换成(压力测量膜盒)偏转、电流,也可以变换成数字。通常,这类变换以多种等级进行(机械—电—模拟式—数字式),而且尽量要包括对非线性和误差影响的补偿(例如温度),并换算成所希望的测量变量。测量和变换表征一种所有误差完全起作用的开环系统(控制链),只有作仔细的校准,才能把它简化到允许的范围。

3. 传输

应把测量数据从测量点传送给控制系统、导航系统或者显示系统,或者存储装置。老式系统使用单线传输,甚至控制系统、导航系统和显示系统各使用不同的传感器。相反,现代系统则只有唯一一条数据总线(ARINC 规范)来传输,并且以测量系统综合为特点。

4. 纯化^①

在进一步处理之前,测量值要作纯化处理,即检验测量值的有效性、从短时“漂移”分

^① 原文为 Konsolidierung(consolidation)。——译者

离出来、滤波,以便抑制含有误差的平衡部分(偏差)和测量噪声。

5. 处理

如果在测量发送器中还未作处理,那么要把测量数据换算到所希望的飞行力学变量,或者应用其它的测量量(例如,由动压、静压和温度来确定马赫数),为此,应装备各种专用计算机,例如,大气数据计算机(ADC)或惯性基准系统(IRS)。

这里不应也不能再重复有关参考文献中对测量链这 5 个部分的说明,参考文献目录中列举了几本教科书。对航空工程应用特别重要的是 AGARDograph 和 AGARD 会议论文集,它们对每个专题都介绍有详细的信息。

因此,这里仅介绍测量链的第 1 部分和第 2 部分,只在个别情况下提一下第 3 到第 5 部分,但仍然不考虑使用技术方面的问题。有关显示装置的布置和技术方面的广泛知识,只在 18.1 节简要地提一下。

这里所作的介绍,主要是想使控制技术人员注意到与测量有关的一些问题。这些介绍只限于一般的提示,并且最简单地说明:能够测量哪些变量,这些量是按什么原理测量的,并估计是何种类型的测量误差。因而,特别应建立在第 2 章所定义的、并在第 5 章和第 7 章作为运动参数使用的那些变量和飞行中可测量的那些量之间的关系。

一般讲,飞行力学方面的论著是从力学观点来编写的,而飞行测量技术和导航方面的论著则主要从信息技术和数据系统技术(航空电子学)的观点来编写的。所以,这两个领域之间的结合尚相当不够。此外,从标准(DIN 9300 和 DIN 13312)也明显可以看出,它们彼此几乎没有什么关联。为了使在这两种学科的边缘领域工作的控制技术人员能容易了解,并使他们避免犯一些不必要的错误,本章的目的是把方程中变量的定义和测量量的定义彼此联系起来。

因为测量量主要是由坐标系的转动和移动组成的,所以,重要的是要明确知道有哪些变量,它们是在什么坐标系中测量出来的(例如,飞机相对惯性空间的转动角速度是在由陀螺安装所规定的飞机固连坐标系中测量的)。已知的安装误差的修正问题已在 2.6 节讨论过,大多数的测量误差是因为不知道传感器的确切安装位置,或者其模型化不够全面而造成的。

在飞行测量技术中应用的物理效应,当然也与其它测量技术领域是一样的。尽管如此,由于要求不同,所采用的技术差别很大。飞行测量技术的特殊性表现在:要测量的是在运动空气场中飞行器 6 个自由度的运动;大多要在运动的飞机上,并在加速度、振动和大温度范围的气候等的影响下,且要求重量和能量消耗要尽量小的条件下进行测量;最后,对测量信息的可靠性提出很高的要求。

这里,把各种测量方法作如下分类:

1. 空气动力学量($V_A, \alpha, \beta, H, \dot{H}$);
2. 惯性量($\vec{\Omega}, \vec{\Phi}, \vec{V}_K, \vec{s}$);
3. 方位角测量(Ψ , 地磁场);
4. 用于定位的无线电技术测量方法($H, V_K, R, \epsilon, \rho$)。

除了个别例外情况,这种分类也与第 5 章和第 7 章定义变量的分类是一致的,图 9.1 再一次加以综合归纳。最后,将举几个测量信号滤波的例子。

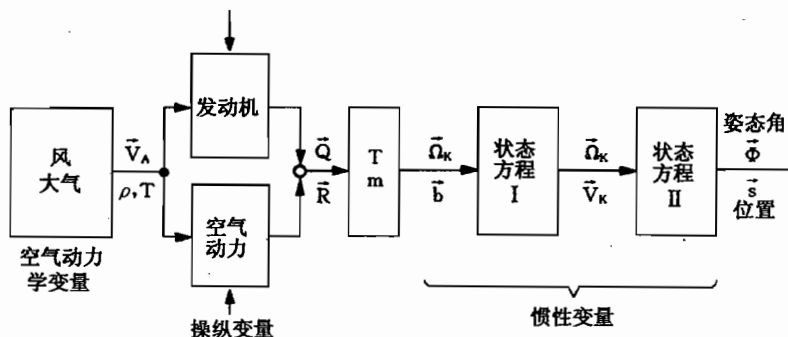


图 9.1 测量量的分类

9.1 状态变量和输出变量的可测量性

在第 5 章和第 7 章,按照建立方程要尽可能简单而且尽可能接近实际的原则,选择了状态变量。由此可得到与控制工程有关的量,一部分作为状态变量,一部分作为输出变量。

9.1.1 可测量量的组成

使用飞机上供控制用的可测量量时,可把它们分组如下。

直接可测量的量:

- 大气状态(压强和温度);
- 加速度分量(更准确地应称:比力);
- 角速度分量(角速度陀螺);
- 姿态角(姿态陀螺);
- 方位角(磁罗盘);
- 航迹速度(多普勒方法);
- 气流角(风向仪,压力探头);
- 距离(时距测量);
- 位置(无线电测向)。

间接可测量量:

- 角加速度(加速度差);
- 飞行(来流)速度(动压);
- 马赫数(压力测量和温度测量);
- 气压高度(压强测量);
- 航迹速度和位置矢量(惯性系统)。

下面的一些量只有通过大量复杂的测量、计算和仿真才能确定,而且在飞行中还不能足够准确地加以确定:

- 风速梯度;
- 风速矢量;
- 力矩矢量 \$\vec{Q}\$ 和力矢量 \$\vec{R}\$;

- 飞机质量, 惯性矩;
- 航迹速度在机体轴的分量。

因此, 这些不精确性必然会形成大量之间的小差别(例如: 由飞行速度和航迹速度计算风速), 或者不能确切地了解换算参数(例如, 在变质量飞机上从加速度测量中确定力), 而其中最严重的问题之一是高度的测量。气压测量的是与大气状态有关的压力高度, 而雷达高度测量只限于 2500ft (750m) 以下的高度。惯性导航系统的高度通道是不稳定的, 只有在(气压测量的)支持下才给出可使用的高度信号。

9.1.2 测量误差

这里概括地指出能估计到的测量误差, 同时, 以提纲形式列出方法误差的原因, 并把测量链划分成段, 但不可能涉及各个影响因素。

测量原理误差

——物理量和测量量之间存在一种不能准确把握的、可能是非线性的关系, 例如, 压力和高度之间的关系是通过大气状态换算的, 替代方式是通过标准大气来换算的。

——只能把握当地的量, 这些量与测量地点和飞行状态有关。例如: 重心移动情况下的加速度测量; 在飞机机体上的压力测量(位置误差)。

——当地测量量与飞机运动有关。例如: 在立尾上测量空速要受到俯仰转动角速度的影响; 测出的地磁场分量与飞行姿态有关。

——测量量受到飞机上不明方式的干扰。例如: 在机身上测量压力与实际的流场状况有关; 地磁场的偏差受铁制部件和电气设备的影响。

——测量量受到环境的干扰。例如: 雷达测量受到地面状态、ILS 场在机场建筑物上的反射、无线电信号的多径传播等的影响; 大气状况对时距测量的影响。

修正这些测量误差需要进行很复杂的校准, 有一部分要在空中进行。但由于存在一些不明的时变影响的缘故, 只能作很有限的校正。

设备原理误差

——对实际物理量和所测量的替代量之间的关系了解得不够。例如: 膜盒的偏转和压力之间的关系受到迟滞和温度的影响。

——因摩擦、弹性、不平衡等影响引起的变化。例如: 自由陀螺的漂移和需要支架。

——测量平面(方向)因传感器偏转(角速度陀螺), 或者飞机的弹性变形(加速度计, 风向仪)而发生变化。

——测量平面因传感器按垂线方向(支架)校准而与加速度有关。例如: 支承陀螺和感应式罗盘的加速度误差。

——传感器动态特性造成的测量时移和失真。例如: 长的压力管路造成压力测量滞后、加速度计和角速度陀螺的振动特性、风向仪的弱阻尼。

——传感器的测量范围太大(精度下降)或者太小(超出测量范围, 非线性失真)。

可以用下列方法来减小这些误差: 通过补偿方法把传感器的偏转减小到最小(角速度陀螺, 压力计), 或者把传感器架起来(例如指向垂线方向)。然而, 这样又会形成新的误差(见上)。要尽可能提高传感器的频带宽度, 这样就可不计动态影响; 要按飞行任务选择合适的测量范围。

测量数据传输和处理造成的误差

- 干扰信号的杂散；
- 相对时移,数字传输中的有限字长；
- 采样频率太低；
- 进一步处理过程中的不准确积分和微分；
- 频率范围受到测量噪声滤波的限制。

所有测量系统都存在这类误差,应通过仔细地进行信号处理和数据处理,把它们的影响减小到最低。

滤波和纯化造成的误差

- 测量动力学和测量误差模型还不够清楚,所以,修正也带入误差；
- 静态测量误差,例如平衡部分(偏移)和调制灵敏度是变化的,并且只有当时间间隔较大时,才能检验和修正；
- 从原始数据计算飞行力学量时(例如,飞行速度),采用了近似关系式,或者对换算参数的了解尚不确切。

要消除这些误差,需要作代价很高昂的仿真研究甚至辨识研究。这个事实说明这样一种特殊的问题:原始数据在接收机和测量中心预处理,一般只有输出数据是可接近的,无线电接收机、惯性系统和 GPS 接收机就属这种情况。其不利之处首先在于:可能对飞行控制系统很重要的原始数据和中间结果是不可接近的,例如,某些惯性导航系统中的转动角速度、姿态角和航迹速度,或者甚高频无线电信标(VOR)接收机等。另外,一般也不知道设备中进行的补偿、滤波和换算情况,所以,作附加修正是不可能的,只有准确地知道内部预处理情况,才能提高准确度;一般情况下,追溯到原始测量数据,并提出新的滤波和纯化方法是很有意义的。

9.1.3 测量动力学

每个测量数据中都有(通常是很小的)测量滞后。有些传感器具有鲜明的固有特性,因为它们也像弹簧—质量系统那样振动,例如,加速度计、角速度陀螺和风向仪(参见表 9.1)。基于测压原理的测量方法,保留有一阶延迟,它的时间常数同管路长度和容积大小有关。另外一些传感器提供的测量数据,实际上是没有滞后的,例如,姿态陀螺就在此列,它测量的是一个空间固定的惯性质量相对于固连在飞机上的机匣的角度。无线电技术测量方法中含有传输时间,它的大小可能从毫秒级到秒级。此外,还应考虑测量数据变换、采样、传输、滤波和处理过程中的时间延迟。

表 9.1 测量传感器的传输特性(例)

空速表	$\frac{K}{1+T_s}$	$T=0.2\sim 0.5s$
高度表		$T=0.3\sim 1.0s$
升降速度表		$T=0.5\sim 2.0s$
加速度表	$\frac{K\omega_0^2}{\omega_0^2+2D\omega_0s+s^2}$	$\omega_0\approx 120\sim 300s^{-1}$
角速度陀螺		$D\approx 0.7\sim 1.0$
		$\omega_0\approx 60\sim 180s^{-1}$
		$D\approx 0.7\sim 1.0$
风标—迎角测量系统		$\omega_0\approx 30\sim 120s^{-1}$
	$D\approx 0.05\sim 0.2$	

测量设备结构多种多样,而且与它们的精度级和技术水平有关,所以,这里不可能详细地说明。因此,我们只是从控制技术的要求,首先检查一下:测量传感器的动态特性对控制过程影响到何种程度,或者是否在控制器设计时可以略去动态特性的影响。绝大多数确实属于这种情况,因为与控制对象的时间常数相比,测量传感器的时间常数都是小量。由飞机运动(飞机视为刚体)传输的信号频带宽度小于1Hz,所以,如果1Hz的相位损失只有几度,那么就可以不计测量传感器的传输特性的影响。当然,如果在测量中飞机的弹性自由度起作用的话,则需要较高的频带宽度。

9.1.4 可靠性观点

利用冗余技术提高测量信息的可靠性并修正传感器失效——这个广泛的领域在这里只能简要地提一下。除了已经提到的传感器误差和传输误差之外,其它一些影响也可能引起测量信息的失真,或者失灵。作为示例,这里列举下列一些原因。

——安装在飞机外部的传感器(特别是用来测量空气动力学变量的传感器)受到雨水、大的空气湿度、污染等的影响;传感器还受到人为的干扰的损害,特别受到结冰的损害。

——传感器功能受到极端温度的损害(例如,发动机内部传感器);为防止结冰而对传感器加热,也有这种类似的影响。

——在各种影响下传感器的功能失误。例如,陀螺转数下降,甚至出现转动方向错误(在进行有控制器的飞行试验时,这会造成飞机不稳定,甚至失事)。

——因机载天线的遮蔽而短时失去无线电信号,这与飞机姿态有关。例如,采用GPS接收机时,个别卫星被遮蔽。

——因供电故障造成的接收机或者计算机故障。

——线路中断故障(大多是因插塞连接或者焊点不好造成的),短路故障。

——电磁场的强感应干扰,尤其是当机载设备启动时(变压器,电伺服驱动)。

——由于材料疲劳老化和污染造成传感器功能的缓慢恶化。

这些原因以及其它原因,如传感器元件的制造误差,元件漂移,因最大扰动信号产生外差振荡,或者保持它的最大信号,等等,都是故障。这种故障没有规律,或者不能掌握其主要的根源,所以为了预防这些故障,人们采用概率计算方法(可靠性理论)。对故障率或者它的倒数“故障间隔时间”的看法纯粹是统计特性,而且是所根据的假设的函数(例如,排除同时出现两种误差),因此,应很小心地对待。

在飞行控制系统中,为减少故障所采取的措施多种多样,可把其分类如下。

故障识别

第一步在于完全确认:存在故障或者传感器失效。为此,列出下列一些措施:

——合理性检验(例如,检验极性、取值范围);

——识别极值(零信号,最大信号),识别漂移或者短时中断;

——与同一种传感器进行比较(冗余技术);

——与另一种传感器进行比较(例如,速度同加速度积分的比较);

——同估计值的比较(观测器,卡尔曼滤波器)。

故障定位

若互相比较两个同类传感器,那么,当一个失效时,不能区别这两个传感器中的哪一个发生故障。只有增加到 3 倍,通过多数判别(从 3 中取 2)才能做到。在极端可靠性临界范围,采用 4 倍甚至 5 倍余度,这样,即使多个失效,也能进行故障定位。

在组合系统中,当某一个输出信号发生故障时,其故障原因不能直接就知道,所以,应该确定:故障是在哪一个传感器上发生的,或者,是否涉及测量数据传输或者信号处理过程(计算机)中的错误。为此,近年来还采用状态估计和模式识别的组合方法/Buchholz 90/,/Dunkel 92/。

故障的消除

如果已确定发生故障的部位,则必须把它消除。相反,若不能确定故障发生的部位,则应减小它的影响。对此,通常可采取下列各项措施。

——建立平均值。例如,由多个温度计的信号求平均值。

——传感器无备份中断,放弃相应的信息而继续转入一个可能较低的功能级上去。例如,无线电高度表发生故障后,可在较低的级别条件下进行着陆。

——用同一类型的或者其它类型的传感器来替换(异化冗余)。例如,用伪积分角速度陀螺信号代替姿态陀螺信号,用惯性导航系统来连接 GPS 信息的短时中断。

——用从其它测量中估计的信息来替换(解析冗余)。例如,由惯性量来估计空气动力学的量。

这些少量的介绍既不要求完整,也不应以不允许的方式来简化解解决途径。这里只是要引起对存在问题以及一些可能的解决方法的注意。“容错测量系统”的设想和实现是当前正处在迅速发展的专业领域,它将对新一代飞行控制器的发展产生决定性的影响。

9.2 空气动力学量

气压高度、垂直速度、空速和马赫数等大气数据传感器,都是基于膜盒式测压原理,如图 9.2 所示。因此,常常要把所测量的替代量(等效参量)换算到上述各种量上去。为了计算准确起见,另外还需要知道环境温度。由于这个原因,计算是相对国际标准大气(INA)的,它规定了一种平均温度和密度随高度的分布规律,见附录 A.3。当给定高度时,可得到系统误差。其它一些误差是由膜盒的迟滞影响和温度影响(非理想弹簧特性)以及信号变换造成的。因为另外还需要经过长的压力管路充满容积,所以,不能完全避免测量中的时间延迟,见表 9.1。

另外,只有当动压和静压是在未受飞机扰动的气流中测量的,这种测量才是准确的。因此,在试验飞机上,人们使用所谓的前伸式测量杆或拖曳式探头,但不管怎样,必须在飞机上寻找几乎没有缺陷的测量部位。然而,这时仍余留有与飞行状态有关的安装误差(位置误差),尤其是静压,这个误差必须通过校正予以补偿。有关非对称气流的影响(侧滑角误差),则通过在飞机机身左右对称安装的一对测量探头予以降低。

9.2.1 气压高度

气压高度测量原理是根据标准大气的静压和高度之间的下列关系/Duda 59/

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[\left(\frac{\bar{p}}{\bar{p}_0} \right)^{\frac{-\tau R}{g}} - 1 \right] \quad (9.2.1)$$

式中 $\tau = dT/dH = -6.5(^{\circ}) \cdot \text{km}^{-1}$;

R ——气体常数;

$\bar{p}_0$ ——基准高度上的静压;

T_0 ——零水准(NN)的标准温度(15°C)。

由图 9.2 可以看出, 静环境压力 $\bar{p}$ 被输送到高度表的密封盒子内, 真空膜盒膨胀, 这种膨胀偏转又被转换成电信号。

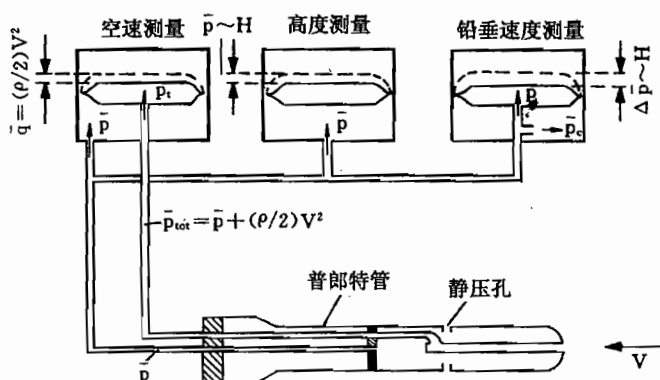


图 9.2 空速、高度和垂直速度测量原理

为了能使飞机准确地调定高度等级, 在巡航飞行中把 $\bar{p}_0$ 调到标准值 1013.25mb (QNE 调整或者标准调节)①, 这样, 在一个空间内的所有高度表的方法误差就都一样。在机场附近——重要的是要知道飞机的离地高度——把 $\bar{p}_0$ 调定到推算的相对海平面的当时当地的地面气压, 这样, 一个理想的高度表在当时地面上显示的是机场海拔高度 (QNH 调正)②。在滑翔机上, 通常在起飞前甚至把高度表调整为零, 这样, 机场高度就作为基准值 (QFE 调正)③。

但是, 通常显示的不是对地的绝对高度 (height), 而是对平均海平面的压力高度 (altitude), 因而用这个测量参数推测高度, 将使飞机在一个等压平面上飞行。气压高度的测量误差在地面附近可达 25m。由于压力梯度下降的缘故, 随高度的增加, 其允许误差每 300m 高度增加 3m, 由于这个原理误差, 在地面附近 (例如, 着陆时) 应转入精确的雷达高度表。

9.2.2 垂直速度 (上升速度表)

因为除了天气条件的影响, 当地静压只与高度 (温度和密度分布) 有关, 而与稳定的当

① QNE——Altimeter setting to 29.92" Hg or 1 013.25mb, 即高度表拨正在 29.92 英寸汞柱或者 1 013.25 毫巴 (=101 320.45Pa)。——译者

② QNH——Altitude above sea level based on local station pressure, 即按照场压调定的高出海平面的高度。——译者

③ QFE——Atmospheric pressure converted to MSL (millibar), 即换算到平均海平面的大气压 (毫巴)。——译者

地空气流动(例如,上升风)无关,所以,用静压的时间变化测量的是绝对高度变化(垂直速度,爬升率),而绝不是对周围空气的相对速度,即

$$\frac{dH}{dt} = -\frac{1}{g\rho} \frac{d\bar{p}}{dt} = -w_{kg} \quad (9.2.2)$$

如图 9.2 所示,压力随时间变化测量的是作为膜盒内与上升速度表表盒之间的压力差 $\Delta\bar{p}$ 。静压 $\bar{p}$ 被直接输送到膜盒内,而表盒内压力(平衡容器)则通过一个喷嘴或者毛细管有时延地控制。同时,喷嘴设计要使测量灵敏度和测量滞后达到良好的协调,能充分补偿平衡过程与温度和密度(空气粘性)的关系,滞后随高度增大而明显增大。但测量精度对显示来说已够用了,然而,一般对控制使用就不够了。所以,通常更喜欢用高度信号的微分,也可能采用互补滤波,见 9.7.2 节。

9.2.3 空速和马赫数

由图 9.2 可以看出,此时的测量量是动压 $\bar{q}$,即普朗特管驻点上的总压 $\bar{p}_t$ 与静压 $\bar{p}$ 之差。这个差值是由把总压 $\bar{p}_t$ 输送给膜盒内腔,把静压输送给空速表盒而形成的。膜盒的膨胀变形与动压成正比(当特征线为线性时),而在不可压缩流动中,动压又与来流速度的平方成正比,即

$$\bar{q} = \bar{p}_t - \bar{p} = \frac{\rho}{2} V_A^2 \quad (9.2.3)$$

因为只有通过温度测量才能确定空气密度 ρ ,所以,指示空速(indicated airspeed, IAS)是换算到海平面高度上的标准密度来实现的

$$V_{IAS} = \sqrt{2 \frac{\bar{p}_t - \bar{p}}{\rho_0}} \quad \text{其中} \quad \rho_0 = 1.225 \text{kg/m}^3 \quad (9.2.4)$$

这个量与动压的平方根成正比,它对所有空气动力,从而也对飞行范围的上边界(近地快速飞行)和下边界(机翼上气流分离)的限制,具有决定性的作用。所以, V_{IAS} 是最重要的显示变量之一,其安装误差和仪表误差(另外还有传感器对流动方向的对准情况)用一个校正因子予以补偿。

如果计入空气的压缩性,则得到的是当量空速 V_{EAS} (EAS)。通过温度测量计入密度变化,最后由

$$V_{TAS} = \sqrt{\frac{2\bar{q}}{\rho}} = V_{EAS} \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho}} = V_{IAS} \frac{1}{\sqrt{1-M^2}} \sqrt{\frac{\bar{p}_0 T}{p T_0}} \quad (9.2.5)$$

得到真空速(TAS)。当知道风速 V_w 时,由这个量就能求出真地速 $V_K \cos \gamma$ 。所以,在导航系统中采用 V_{TAS} 。

在高亚音速和超音速范围,马赫数 $M = V_A/a$ 不仅对确定最优飞行范围,而且对确定边界飞行范围,都比空速重要得多。音速 a 虽然与温度有关,但也可以不测量温度,而只从压力关系确定马赫数

$$M = \sqrt{\frac{2\bar{q}}{\kappa \bar{p}}} \quad \text{其中} \quad \kappa = 1.405 \quad (9.2.6)$$

9.2.4 迎角和侧滑角

迎角和侧滑角是另一类空气动力学变量,通常用装在机身前面和侧面的风标系统来测量,见图 9.3。风标系统大多是弱阻尼的(见表 9.1),其固有频率近似与来流速度成正比,所以,测量信号中含有高频阵风的高频分量。另外,这种测量传感器易受到机械性损害或结冰的影响。

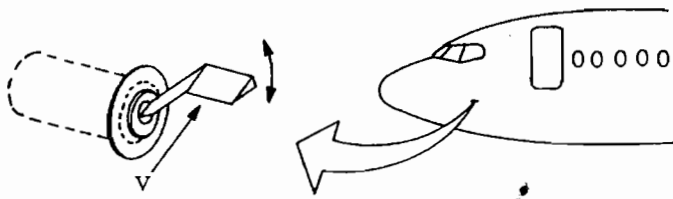


图 9.3 迎角传感器(风标)

若用压力差来测量 α 和 β ,就不存在上面所说的机械性问题。例如,用一种五孔探头,这时压力差就是由安置在皮托(Pitot)或者普朗特(Prandtl)管前面曲面上的另一些孔形成的,两个对称排列的孔之间的压力差,是物面曲率(系数 k)和来流方向的函数。因测量平面不同,分别可得到 α 或 β

$$\alpha = \frac{\bar{p}_1 - \bar{p}_2}{k\bar{q}} \quad (9.2.7)$$

应用最广泛的是使用两个约成 10° 角安装的皮托管,它的压力差同样按式(9.2.7)与来流角度成正比,它们分别装在飞机的右边和左边。另一种方法是通过测量机翼上的压力差来确定流动状态,从而直接就能确定对控制很重要的升力系数 C_A 。

α 和 β 的当地测量值与当地不同的来流方向以及当时测量点上的流动状态有关,因而会形成与安装位置有关的误差(上洗或侧洗误差)。所以在特殊情况下,例如飞行试验情况下,风标或五孔探头也装在机头前方的测量杆上,以便尽量观测到未受飞机扰动的流动。因为这种传感器未装在飞机的重心上,所以又会因飞机转动角速度造成其它误差,这可用 p_K, q_K 和 r_K 的测量值予以修正,参见 2.6.2 节。

9.2.5 大气数据计算机(ADC)

计算和修正各种测量设备中的大气数据是相当麻烦的。业已证实,最好把总压 $\bar{p}_t$ 、静压 $\bar{p}$ 和测量的气温(总温) T_{tot} 等都送到大 气数据计算机中,它集中计算全部所需要的量,并作为电信号不仅提供给显示器,而且也提供给控制系统使用,其原理图示于图 9.4。除此之外,迎角和侧滑角也常常在大气数据计算机中计算和修正,尤其当它们是根据压力差测量确定时更是这样。

输出量的计算根据式(9.2.1)~式(9.2.7)。在考虑压缩性影响时,真(静)温度为

$$T = T_{tot} \frac{1}{1 + \frac{\kappa - 1}{\kappa} M^2} \quad (9.2.8)$$

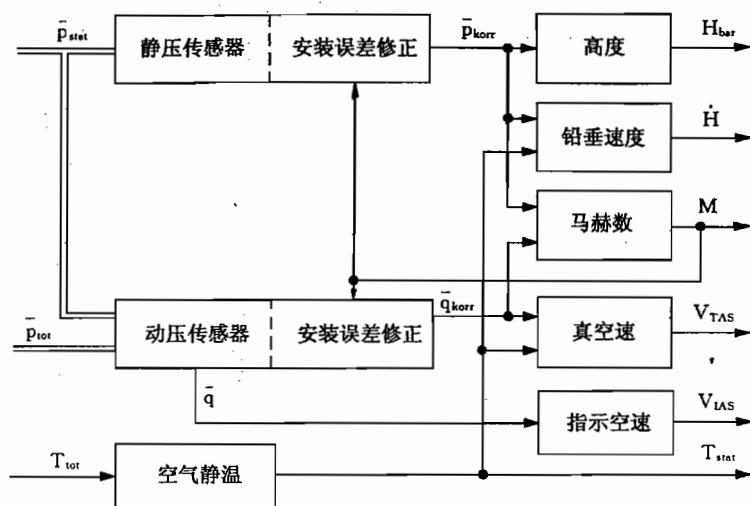


图 9.4 大气数据计算机原理图

9.3 惯性量

加速度计(B)和角速度陀螺(W)是根据在弹簧上系留的质量来测量力和力矩的原理,因而,它们是可摆动的机构,必须采用气体方式、液体方式或电气方式阻尼,在精确计算控制回路时,必须考虑它们的动力学特性。非理想的弹簧特性会产生零点误差和迟滞现象。

这两种传感器把测量灵敏度同功能的可靠性以及经济的可接受性很好地结合起来。与空气动力学量的测量传感器不同,它们不需要装在飞机外部的探测器,所以可按照需要安装在飞机内合适的部位上。此外,在诸如提高飞机快速特征运动的阻尼、抑制扰动这类基本任务中,这两种传感器特别适用,同时也能用来作为简单的前置控制器(参看第18章),所以,它们是飞行控制器中最经常采用的传感器。

视安装部位而定,加速度计和角速度陀螺还同时或多或少测量大部分飞机机体的特征振动。如果要测量和控制的只是刚体飞机(正常情况),那么,加速度计必须装在振动波节处,角速度陀螺必须装在机体基波的波腹处。但由于存在大量的高频谐波,用这种方式并不能完全补偿。取而代之需用低通滤波抑制测量信号的高频部分。与此相反,如果要控制(阻尼)的是结构的固有振动,则应反过来安装,在这种情况下,加速度计和角速度陀螺也是合适的测量传感器。

相反,自由陀螺仪是悬挂在万向支架上的空间固持的转动质量,它提供测量角度的固定基准。由于结构复杂(万向悬架框支架)的缘故,自由陀螺仪一般要比前述各种传感器更昂贵,更易受到干扰。但是,角度测量要求没有时间滞后,它们被用在进行常值(姿态)控制的自动驾驶仪中,以及在航迹控制时的方位角控制和提高阻尼。

飞机3个轴上的陀螺和加速度计,常常都在一个测量平台上彼此紧密连结在一起。其好处是,能使它们彼此很准确地进行校准,而且它们的角度彼此皆固定不变。除此之外,可以共同处理它们的信号。3个加速度计和3个角速度陀螺给纵向和测向运动的基本控制

提供了足够的信息,详见第14章。综合这些信息,不仅可确定航迹速度矢量,甚至还能确定飞机的位置(详见9.6.1节对惯性平台的介绍)。如果这些传感器相互间以一定角度安装,例如 60° 角,那么,它们的信号彼此是冗余的,可彼此检测。视信号品质和信号的进一步处理情况,这类系统被称为“惯性测量单元”(IMU),或“惯性基准系统”(IRS)。

9.3.1 加速度

加速度计的输出信号正比于作用在质量块 m_B 上的外力 R ,这个力通过一个弹簧来测量,如图9.5所示。按照式(5.2.1),对于质量块 m_B ,有

$$m_B \frac{d\vec{V}_K}{dt} = \vec{R} + \vec{G} \quad (9.3.1)$$

因而偏移量 α_B 与比力成正比(见式(5.2.13))

$$\vec{b} = \frac{1}{m} \vec{R} = \frac{d\vec{V}_K}{dt} - \vec{g} = \vec{a} - \vec{g} \quad (9.3.2)$$

即与绝对加速度(速度在惯性空间(i)内的导数)和重力加速度在测量轴上的差值成正比。在自由状态下, z 向加速度计显示为零。按照式(5.2.14),对比力,有

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f - \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi\cos\Theta \\ \cos\Phi\cos\Theta \end{bmatrix} g \approx \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix}_f + \begin{bmatrix} \Theta \\ -\Phi \\ -1 \end{bmatrix} g \quad (9.3.3)$$

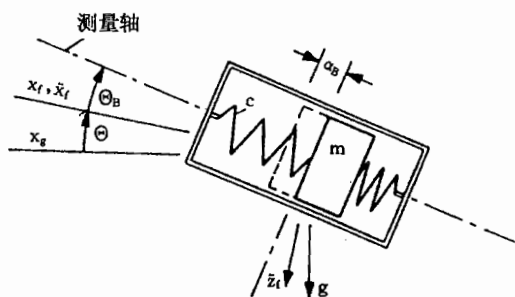


图9.5 加速度计(原理)

加速度计的灵敏度优于 $\delta b \leq 10^{-5}g$ 。测量加速度的坐标系是由其在飞机上的安装情况规定的。因此,同时测量的重力加速度分量与飞机姿态有关,这给补偿造成困难。除此之外,在安装轴上所测量的加速度分量,须换算到用于控制器设计的方程组所采用的坐标系上去。参见2.6.1节。

相反,如果要测量加速度分量的一种确定的线性组合(例如,突风减缓,见15.2节),那么可以通过传感器倾斜安装来实现。在图9.5所示安排情况下,测量传感器的偏移为

$$\alpha_B = \frac{m_B}{c} b = \frac{m_B}{c} [\ddot{x}_f \cos\Theta_B - \ddot{z}_f \sin\Theta_B + g \sin(\Theta + \Theta_B)] \quad (9.3.4)$$

由于飞机重心随装载情况而变化,而加速度计又是固定安装的,所以,转动加速度的交变分量也被加速度计一起测量出来(见2.6.3节)。这同样可以作为有利的方面加以利用。例如,如果横向加速度计安装在重心前方的 x_0 处,那么由式(2.6.12),测量信号为

$$b_y = b_{ySP} + x_p \dot{r}_K \quad (9.3.5)$$

按此方式,用唯一的一个测量传感器就可以构成与转弯协调的简单的偏航阻尼器。

9.3.2 陀螺的工作原理

按照牛顿定律(见 5.2.5 节),刚体(b)相对于惯性空间(i)作转动运动时,作用在物体上的力矩为

$$\vec{M} = \frac{d\vec{H}}{dt} \Big|_i = \frac{d}{dt}(\underline{I}\vec{\Omega}^{ib}) \quad (9.3.6)$$

式中, $\vec{H}$ 为物体的动量矩; $\underline{I}$ 为物体的惯性张量; $\vec{\Omega}^{ib}$ 为物体相对于惯性空间的转动角速度。按照科里奥列定律/Stieler Wi 82/,在动坐标系(例如,在飞机固连坐标系)中,有

$$\vec{M} = \frac{d\vec{H}}{dt} \Big|_f + \vec{\Omega}^{if} \times \vec{H} = \frac{d\vec{H}}{dt} \Big|_f + \vec{\Omega}^{if} \times (\underline{I}\vec{\Omega}^{ib}) \quad (9.3.7)$$

式中, $\vec{\Omega}^{if}$ 是飞机(f)相对于惯性系(i)的转动角速度。如果一个对称陀螺在它和飞机固连的盒子内绕惯性主轴以恒定的高转速 ω 旋转,那么它的动量矩为常数,从而式(9.3.7)的第一项为零,而且它的转动角速度为 $\vec{\Omega}^{ib} \approx \vec{\Omega}^{ib}$ 。例如,如果它的旋转轴与飞机纵轴重合(ω_x),那么

$$\vec{M} = \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ r_K I_x \omega_x \\ -q_K I_x \omega_x \end{bmatrix} \quad (9.3.8)$$

因此,用陀螺就能测量出与其旋转轴垂直的机体转动角速度(这里为 q_K 和 r_K),而不感受绕它的旋转轴的转动角速度。

单自由度陀螺

如果给陀螺加上一个转动角速度,例如,通过固定的轴承支座给相对飞机的 y 轴加上一个转动角速度,如图 9.6 所示,那么,按照式(9.3.8),它对偏航角速度 r_K 的反应是一个力矩

$$M_y = r_K I_x \omega_x \quad (9.3.9)$$

这个力矩可用一个弹簧来测出。在线性弹簧(弹簧常数 c)并且陀螺转速 ω_x 为恒定的情况下,绕 y 轴的偏角 α_{wK} 与绕它的瞬时轴 z 的角速度 r_K 成正比,即

$$\alpha_{wK} = \frac{I_x \omega_x}{c} r_K \quad (9.3.10)$$

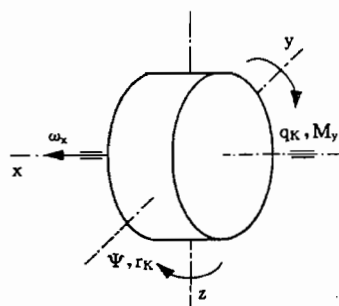


图 9.6 陀螺(测量平面为 $y-z$)

二自由度陀螺

如果把一个陀螺没有力矩地安装在一个万向支架框内,如图 9.9 所示,则它要保持它在惯性空间内的方向不变,万向支架各框之间的夹角就相当(与飞机固连的)陀螺仪外壳相对于空间固定轴的姿态角。

由于地球转动的缘故,这些姿态角并不是常数。如图 9.7 所示的一个地点固定的自由陀螺,已在纬度 φ 处被调准指向北,当地球转过 90° 后,也就是 6h 之后,“航向误差”为 $\Delta\Psi = \varphi$,“俯仰误差”为 $\Delta\Theta = \varphi$ 。一般可表示成

$$\Delta\Psi = \varphi \sin(\omega_g t) \quad (9.3.11)$$

$$\Delta\Theta = \varphi [\cos(\omega_g t) - 1] \quad (9.3.12)$$

这就是说,当地球转动 180° 后, $\Delta\Psi=0$, $\Delta\Theta=2\varphi$ 。当然,这种地球转动误差另外还与地点变化有关(“视在漂移”),在高速飞行情况下必须予以考虑。若陀螺跟踪地面固连坐标系,即水平陀螺对准铅垂线,而航向陀螺对准磁北方向,这样,就可补偿地球转动误差。

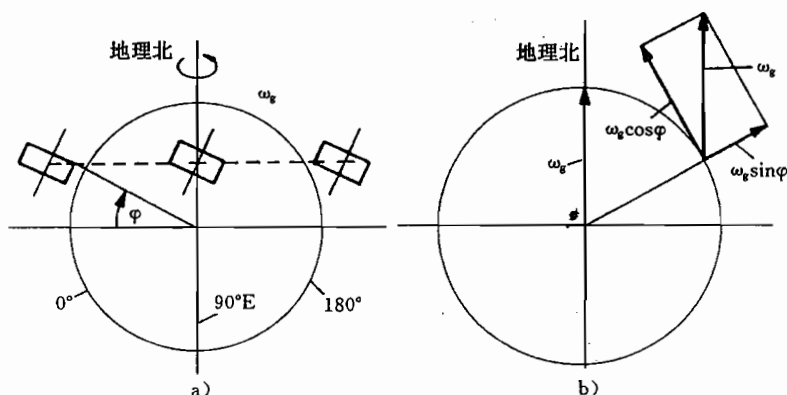


图 9.7 地球转动对陀螺的影响

a) 地球转动误差; b) 地球转动角速度的当地分量。

如果在陀螺上作用一个干扰力矩(例如,轴承摩擦,或者不平衡性),则它将绕与干扰力矩矢量和自转矢量垂直的轴进动,即陀螺将漂移。例如,如果绕 y 轴作用一个力矩,那么,按照式(9.3.8),则有

$$r_K = \frac{M_y}{I_x \omega_x} \quad (9.3.13)$$

这可以直观地给以解释:陀螺力图使它的自转轴转向力矩轴。欲抑制陀螺漂移,则必须平衡掉干扰力矩(陀螺支架)。

相反,如果陀螺受到一个转动角速度,那么由式(9.3.8)可知,陀螺将力图使自转轴转向转动轴。这就相当地球转动这种情况。例如,若把具有水平自转轴的陀螺(航向陀螺)用弹簧拴在水平面内,那么它不能像图 9.7a)所示那样偏转,而是像图 9.7b)那样,停留在地球转动方向。因为陀螺只能在水平面内偏转,所以它把它的自转轴对准水平分量 $\omega_g \cos \varphi$, 也就是朝北。然而,由于这种激励很小,为了调准,大约需要 100min。除此之外,在高地理纬度地区,这个原理不再适用。所以,大地测量中所使用的测北陀螺不能用在飞机上,但惯性平台的指北向仍基于同样的效应。

9.3.3 角速度陀螺

角速度陀螺是一种只能绕一个轴偏转的弹簧系留陀螺,如图 9.8 所示,它按式(9.3.8)测量飞机转动角速度 $\vec{\Omega}$ 在它的 z 轴方向的分量。然而,陀螺的测量轴倾斜一个角度 α_{wk} , 这样,所测量的角速度是变化的。为了避免因此而形成的测量误差,或者是用一个强力弹簧,或者用一种补偿测量方法,使其偏转尽可能小。除此之外,应把在安装方向上测量的角速度信号按式(2.6.5)换算到方程组所采用的坐标系上去。

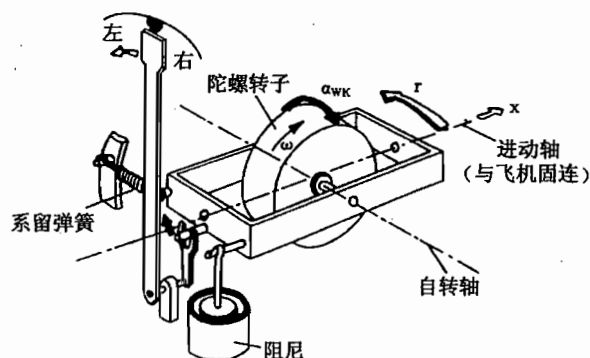


图 9.8 偏航角速度陀螺(显示器)

角速度陀螺常常不是由弹簧、而是由一个粘性阻尼器“系留”，这样，它就具有积分特性（速率积分陀螺），因而，能足够准确地测量姿态角。当然，这同在飞机固连坐标系上的姿态陀螺是不同的。另外，角速度陀螺还用在惯性导航设备上（捷联惯导系统）。

激光陀螺

除了机械陀螺外，近 10 年来光电陀螺已投放市场，其测量原理是所谓“塞纳克效应”（Sagnac）。当两个光束以相反方向在一个封闭的光环（反射镜系统）运转，如果光环受到一个转动速度，而且其转轴垂直于光环平面，则这两个光束之间会形成一个传播时间差（因为光速为常数）。其测量灵敏度与由光环围成的面积成正比，因而，采用环形多匝输送光线（激光）的光学纤维可使灵敏度倍增。在这类光纤陀螺上（光学速率传感器）所测量的传播时间差是两个激光束之间的相移，也可以用共振效应提高灵敏度。激光陀螺正是这样做的（环形激光陀螺）。它的输出信号是频率，很容易转换成数字信号。当环直径为 10cm 时，灵敏度为 18Hz 每单位地球转动角速度（地球速率单位）。激光陀螺的精度只有机械式陀螺精度的一半，但对导航任务来说完全够用，近年来，主要用在捷联惯导系统上。

9.3.4 垂直陀螺(陀螺地平仪)

垂直陀螺是一个架在两个万向框架（环）内的具有铅垂轴线的自由陀螺，如图 9.9 所示。因为这两个环的相对转动相当于由飞行力学定义的欧拉角顺序 $\Psi-\Theta-\Phi$ ，所以，能准确地测出俯仰角 Θ 和滚转角 Φ 。例如，通过自动同步器来测量，可参看 2.2.1 节，当然，角度范围受到限位器的限制。

由于万向环的不平衡性、轴承摩擦以及地球转动引起的扰动力矩，使陀螺仪慢慢地发生漂移，这种漂移必须由校正系统予以补偿，使陀螺又返回到铅垂方向上去（典型的支持角速度为 $2^\circ/\text{min}$ ）。例如，可以采用水银水平仪来实现。当偏离铅垂线时，经水银水平仪接通一个触点并激发力矩传感器（扭矩电机），使陀螺又进动到与式（9.3.8）对应的铅垂方向。但是，相对支架所测量的基准永远是伪铅垂线，因此，若飞机长时间加速飞行和曲线飞行，会产生定位误差，在起飞时，这种误差尤其严重。由于支架的关系，可能显示虚假的上升，这将造成控制器减小航迹倾角。为了克服曲线飞行中出现的这种误差，当倾侧角较大时（ $\Phi > 5^\circ$ ），则切断矫正系统。好的姿态陀螺的漂移小于 $\delta\Omega \leq 0.01(^\circ)/\text{h}$ ，更好的陀螺优于 $\delta\Omega \leq 10^{-3}(^\circ)/\text{h}$ 。

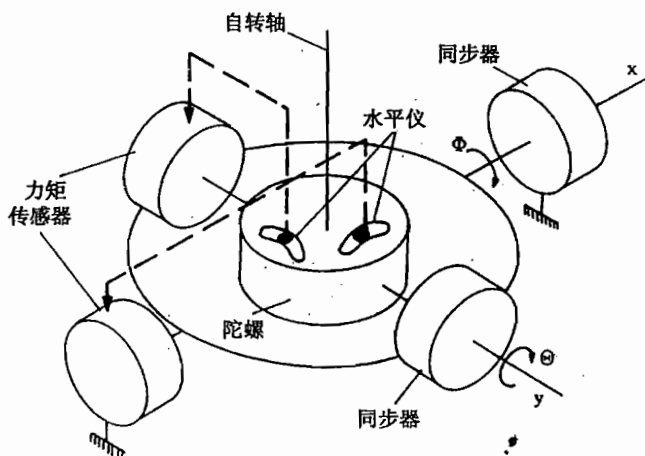


图 9.9 垂直陀螺(陀螺地平仪)

9.4 方位(角)测量

飞机纵轴相对地理指北方向的方位(角)(真航向, azimuth=true heading)是不能直接测量的。然而,其相对磁北方向的方位(角)(磁航向, magnetic heading)可借助地磁场来测量/Sjosström 78/。

然而,磁力线方向与南北方向的偏差因地区而异(加拿大北方可达 180° ,而在欧洲只有几度),此外,这种偏差是随时间波动的。当地磁偏角 Ψ_v (磁差)顺时针方向(向东)定义为正,因而由图 9.10 得

$$\Psi = \Psi_m + \Psi_v \quad (9.4.1)$$

这个偏差应该由驾驶员借助导航图予以修正,在导航图上标有等磁偏线(isogon)。另外,磁场矢量相对水平线是倾斜的(inclination, 磁倾角,在德国约为 65°)。但只有磁场矢量的水平分量中含方向信息,所以,可以把磁场传感器做成悬摆,使磁场传感器水平调准。最后,在飞机内因受铁制部件或者电气设备(例如,变压器)的影响而发生畸变(deviation, 罗差),顺时针方向的罗差也定义为正。因此,由图 9.10,可由显示出的罗经北方向按下式计算出真航向

$$\Psi = \Psi'_m + \Psi_D + \Psi_v \quad (9.4.2)$$

因为干扰场与时间和空间有关,所以,很难补偿这个误差,故磁场传感器尽量要装在干扰小的部位,例如翼尖处。

9.4.1 磁罗盘、磁阀

最著名的磁场测量传感器是磁罗盘,它的测量元件是一个磁针或者漂浮在酒精中的物体(所谓“威士忌罗盘”),后者是每架飞机都备有的应急设备。这种很简单的原理的缺点是:指针会因加速影响而剧烈摆动,因受粘性摩擦而转动滞后(延迟误差)。

现在几乎只采用基于感应原理的磁场传感器(感应式磁罗盘,磁阀)。感应式磁罗盘基

于磁通量测量原理,在铁心中磁通量是由当地磁场强度在铁心纵向的分量产生的。因为这种固定磁通量不能直接测量,所以,磁阀工作类似一个磁放大器。其详细的测量原理可参看有关著作,例如/Pallett 72/。

感应式磁罗盘作成悬摆挂在万向支架上,不能绕其立轴转动。这样,它确定的是地磁场矢量的水平分量相对于飞机纵轴的方向(角度范围为 360°)。而在加速飞行时(例如,起飞,曲线飞行),指针指示的是视在铅垂线,这时,测量平面是倾斜的,因此,磁场矢量在测量平面内的分量是变化的,从而造成测量误差(倾角误差)。在磁罗盘上也同样存在这种误差。

9.4.2 航向陀螺、磁场支持的航向陀螺装置

由于倾角误差的缘故,罗盘信号不能直接供控制和显示使用,而必须把定常直线飞行时准确测量的坐标(北向)为加速飞行阶段“存储”起来。为此采用自由陀螺是合适的,它的自转轴被调到地平面内的磁北方向。又称这种陀螺为航向陀螺,参看图 9.11。

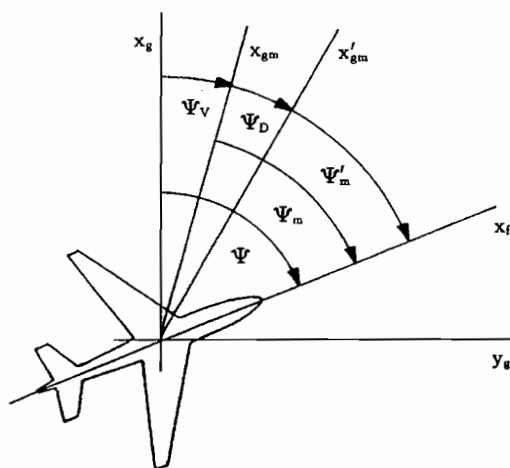


图 9.10 方位角的确定

x_g —地理子午线(真北); x_{gm} —磁子午线(磁北);
 x'_{gm} —罗经北; Ψ_m —相对磁北方向的方位角;
 $\Psi_V = \Psi - \Psi_m$ —当地磁偏角; $\Psi_D = \Psi_m - \Psi'_{gm}$ —罗差。

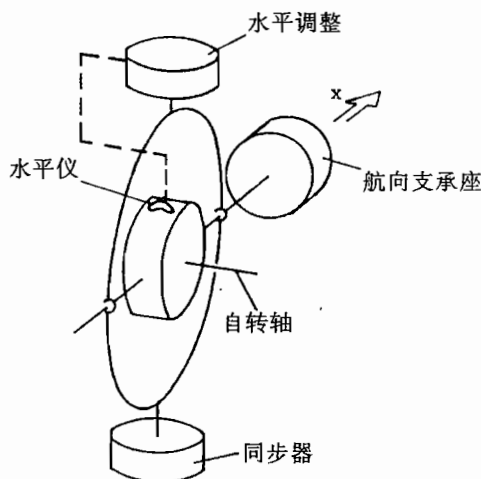


图 9.11 航向陀螺(原理图)

一旦把航向陀螺调准了,那么,在陀螺的航向框架(环)与飞机固连的框架之间,就能测出方位角 Ψ 。然而,这种测量不是没有误差的。由于结构方面的原因,航向陀螺(在地面固连坐标系上)相对其表盒(在飞机固连坐标系上)的框架(环)的顺序,与通常的欧拉角顺序不一致,故在它们之间测量出的不是航向角 Ψ ,而是角度

$$\alpha_{KK} = \arctan \left(\frac{\sin \Psi \cos \Phi - \cos \Psi \sin \Theta \sin \Phi}{\cos \Psi \cos \Theta} \right) \quad (9.4.3)$$

式中, Ψ , Θ 和 Φ 是飞机姿态欧拉角(万向支架误差可参见/Magnus 71/)。

由于地球转动的缘故,航向陀螺会发生虚假漂移(地球转动误差,见上文)。此外,还会因干扰力矩而漂移,故必须给它以支持。为此,用力矩传感器按视在铅垂线作水平调整,通过磁场传感器进行航向调整。

由这种磁场支持的航向陀螺测出的方位角,几乎没有什么误差。如图 9.12 所示,航向陀螺得到磁场探测器的支持,它的输出信号通过一个跟踪调节回路,调节航向显示器,同时也可供控制使用。只要陀螺的支持速度不大,上面所说的感应罗盘的倾角误差,不会造成有害的结果。航向陀螺的长时特性(漂移)和感应罗盘的较差的短时特性(倾角误差),相应地由其它各传感器的优良特性给以补偿。这种不同误差特性的传感器互相支持的原理,现在已被经常用在所谓“互补滤波”上,参见 9.7.2 节。

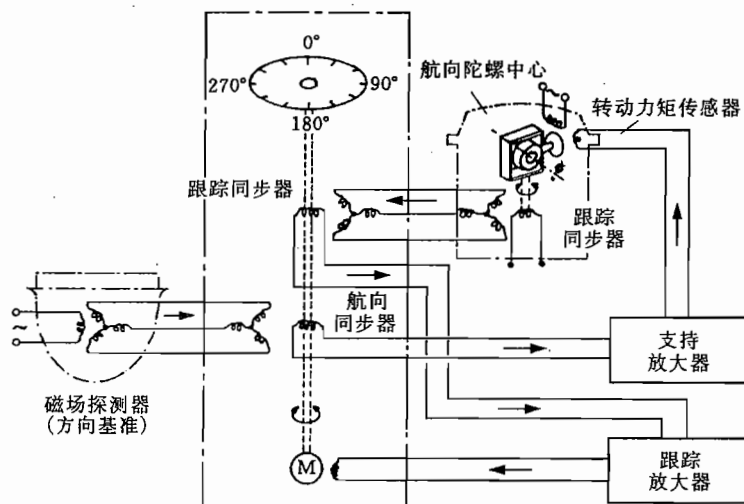


图 9.12 航向陀螺装置

9.5 位置的确定

导航是寻找航路、并在规定的时间到达目的地的技术。对导航的要求是:要知道任何时刻

- 人在何处(定位);
- 人要向何方(飞行计划);
- 人是否到达和何时到达目的地(飞行性能,燃料情况,时间计划)。

第一项要根据外部测量,将在本节予以讨论。另外两项涉及飞行安全性(定义规定航迹)/Mensen 89/和飞行管理,见 1.1.2 节和 18.4 节。

原理上,有两种确定位置的方法,又称定位方法。第一种方法是直接测量飞机相对于地面固定点的位置,例如,相对于无线电信标的位置。这种方法包括两个要素:测距和测向(即测量两条视线间的夹角)。把这样测出的位置经人工或者计算机,同在该时刻所希望(规定)的位置进行比较,由此定出航迹修正量。从前后两个测量结果的差值,可计算出平均航迹速度的大小和方向。所有无线电技术方法(除多普勒测量方法外)都属于这种定位方法。空中交通中一段时期内使用的天文导航也属于这类定位方法。

与此相反,第二种方法是根据测出的速度大小和方向(罗盘),由速度和时间的乘积计算出所飞过的路程。按照这种方法,由已知的起始点就可以确定飞机实际所在位置。人们把这样确定出的航路段互相连接起来的导航方法称为推测导航,这种根据罗盘指示逐段

确定航路的方法也称为“航迹推算法”(Dead Reckoning)。

用常规测量方法只能测量航迹速度(V_K, χ)的替代量,即空速 V_A (真空速)和磁航向 Ψ 。然而,由于偏流的缘故,实际的飞行航迹会发生明显的偏离,故要通过定期测量位置予以修正。其它的误差来源是由于没有准确地进行积分,而是用一个时段内假设为恒定不变的速度同时间的乘积来计算的。

惯性导航也基于同样的原理:由所测量的加速度矢量的大小和方向(用高精度姿态基准)积分求出速度矢量,最后再积分求出位置。这样,若测量准确,而且积分没有误差的话,则由已知的起始位置就可以知道任何时刻的实际位置。因为这种方法是基于惯性力测量为基础的,所以,与风没有关系。然而惯性系统要求具有极高品质的传感器,以及相应的计算机,价钱相当昂贵。

多种多样的无线电技术定位方法,主要可归结成 4 种测量原理。

较老式的定向方法采用的是场强测量方法。全向无线电信标(NDB)测向中,测定最大场强方向(自动测向,ADF)及仪表着陆系统(ILS)中两个细长波束之间均匀场强平面,都属于这种方法。

大多数较新式的方法是基于反射信号或者“应答”信号的渡越时间测量(时间测量或者相位测量),或者基于包含信号发射时刻信息的信号。不仅无线电测高仪、测距仪(DME)以及中程双曲线导航系统(DECCA)、远程无线电导航系统(LORAN)和奥米伽远程导航系统(OMEGA)等定位方法,而且 GPS 和 GLONASS 卫星定位方法也属于这种定位方法。甚高频信标(VOR)是一种特殊形式,它是以测量两个信号之间的相位为基础的(见下述)。

雷达方法不仅用在气象雷达上,而且也被用在地面飞行监控和防撞用的一次雷达和二次雷达,但这两种雷达对飞行控制没有什么意义。

无线电波不仅直接传播,而且还受到障碍物(地面,建筑物,大气层)的反射。因此,飞机接收到的不仅仅是发射台的直接信号,而且还接收经过较长行程的反射信号。这种众所周知的多径传播效应,会造成场强和渡越时间的测量误差,这是多种无线电定位方法中最大的问题之一。

按任务和作用距离,大致有 3 种无线电定位方法。第一种定位方法是长距离范围内工作的有关定位方法,诸如 DECCA, LORAN 和 OMEGA 等;第二种定位方法是用于短距离和中距离的、在超短波(UKW)范围工作的引导方法,特别是像 VOR 和 DME 这类方法;第三种定位方法是用于进场和着陆的 ILS 导引系统。这种在 30 年代发展起来的仪表着陆系统(ILS),是全世界标准的着陆进场辅助设备(至少到 2010 年)。70 年代推行微波着陆系统,这是一种具有较大覆盖范围且不易受干扰的进一步发展了的 ILS 进场着陆系统。然而,直到今天仍未商品化,对其普及应用仍有争论。

近年来,卫星定位方法 GPS 业已投入运行,并已成功地被用在地面(大地测量)、海上运输和试验飞机上。它同惯性系统(INS)的组合,可能成为一种通用的定位方法,可用在所有三种飞行范围,即长距离飞行、短距离飞行和着陆进场。这种定位方法极有可能压倒其它多种定位方法,将令人高兴地使机载设备统一化。

9.5.1 定位原理

航空中用于定位的地面固定点^①,一般是无线电信标。图 9.13 说明了所有定位方法的两个要素:测向和测距,也可参看 2.4 节。首先,若只研究水平平面,即地图平面,那么,从飞机上看,地面固定点在水平测向角(relative bearing) ρ_{rel} 上,为了相对磁北定位,这个量应借助方向测量,按下式加以补充

$$\rho = \rho_{\text{rel}} + \Psi \quad (9.5.1)$$

连接飞机到固定点的踪迹是一条基准线(定位线, line of position), 它的长度等于地面上的距离(range)。若与距离相比, 飞行高度不能忽略不计时, 那么可测量的距离就等于斜距 R (slant range), 如图 9.13b) 所示。实际上, 飞机以俯仰测向角 ϵ 处在基准平面内, 基准平面垂直立在基准线上。

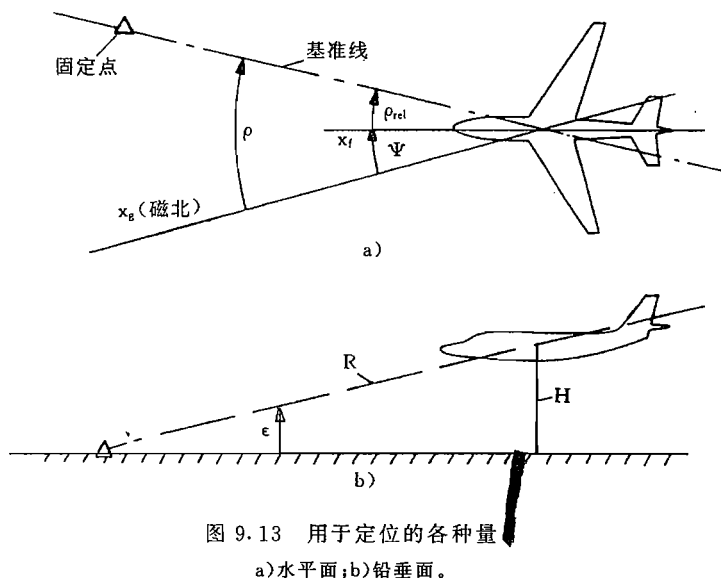


图 9.13 用于定位的各种量
a) 水平面; b) 铅垂面。

由测向和测距进行定位(rho theta navigation)的原理,可分成下列 4 种简单形式。因为这些方法的实现很复杂,此处的简要介绍,希望能有助于理解。

1. 测量一个已知点相对于一个指向未知的机体坐标轴(例如,飞机纵轴)的方向,只提供一个方向信息。例如

- a) 罗盘:对磁北极的方向;
- b) 发射台的水平测向角。

如果只有这样一种信息,人们虽然能到达目的地,但在有扰动影响时(例如,风),航迹将弯曲成所谓追踪曲线,这种情况也称为“寻的”(homing)。

2. 两个已知点之间的角度差的测向,给定位提供几何轨迹,即一条基准线,对此可举出不同的例子:

- a) 由飞机上测得的两个无线电信标之间的水平夹角,提供一个圆弧作为基准线,如图

① 又称检验点。——译者

9.14a)所示;

b)从飞机上测量一个固定点相对“无穷”远北极的方位,提供过固定点的一条直线作为基准线(自动定向仪(ADF)加上罗盘);

c)从一个固定点测量飞机相对北向的方位,提供过飞机的一条直线(VOR,与b)项没有原则不同);

d)测量一个行星相对于地平面的方位,提供了绕该行星在地平面上的像点的一个圆,当行星的仰角不是很大时,实际上是一条直线(天文导航)。

实际上,这条基准线当然是平面或者空间曲面。

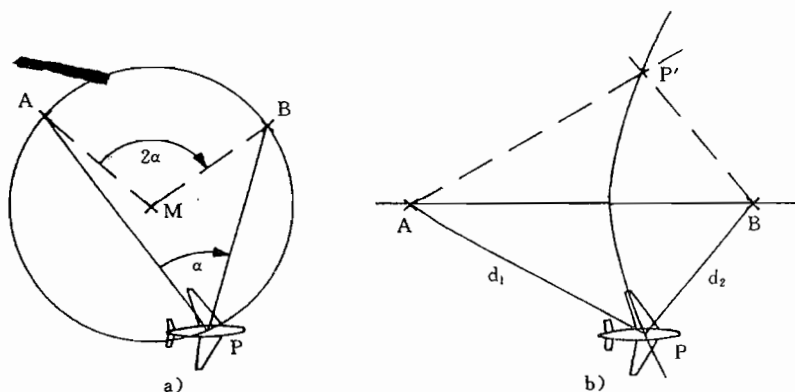


图 9.14 以两个固定点为基础的基准线

a)水平测向;b)相对距离测量。

3. 测量相对于一个已知点的绝对距离,提供绕该固定点的一个圆作为基准线,例如:

a)测距仪(DME)的测距;

b)对卫星的测距(GPS)。

当然,这个几何轨迹在空间是一个球,用DME测距时,随着对发射台的靠近,对此必须加以考虑(所谓高度误差)。但是,这并不是“误差修正”,而是考虑GPS定位时不能不计入这种真实关系。

4. 测量相对于两个已知点的相对距离,作为基准线,提供的是一条双曲线,如图9.14b)所示,或者,更准确地说,是一个双曲面。当然,当距离较大时,第三维可以忽略不计。例如,长距离导航方法DECCA,LORAN以及OMEGA/VLF。

因此,单项测量绝不能定位。只有确定了两条基准线,在平面内由它们的交点才能定位。通常会产生两个交点,如图9.14b)所示,这样定位就有多义性,必须予以补充。为了修正测量误差,当然至少需要3条基准线才能确切定位,见图9.15。误差随着相交角度的减小而增大,所以,相交角度要尽量在 $60^{\circ} \sim 120^{\circ}$ 之间。

不仅测向时,而且测距时,几何轨迹在空间总是一些面,两个平面在空间的相交线又是一条基准线。例如,ILS的引导波束就是作为两个引导平面之间的相交线。所以,卫星定位时,为了确定位置,至少需要测量三个距离。只有在高度距离比很小时,才能把飞机和发射台视为在地平面内(地图平面内)。当 $H/R < 0.14$ 时,由此所引起的误差小于1%。

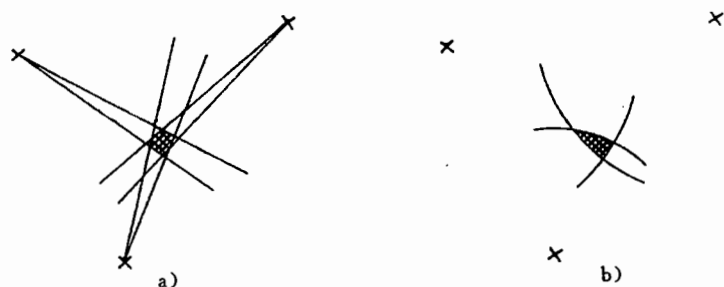


图 9.15 三条基准线之间的误差三角形
a) 方向测量时; b) 距离测量时。

9.5.2 无线电测高和雷达测高

与气压测高不同,无线电测高仪和雷达测高仪提供的是到地面的距离,它们主要应用在地面附近,这两种测高仪都按传播时间测量原理工作。无线电测高仪是把由飞机发射的 UHF 信号在它的频率上下调制成 60 次/s 的锯齿形曲线。所发射的信号和由地面反射而又被接收到的信号之间的频率差,是传播时间的一个尺度,因而也是对地高度的一个尺度,这个频率差约为 1Hz 每米高度。为了测量传播时间,雷达测高仪采用的是雷达脉冲,除此之外,它仍按类似原理工作。无线电测高仪的测量范围约为 750m,受量化限制的测量精度在地面附近约为 0.6m。雷达测高仪可用于较高高度,其精度(2σ 值)为 1m,或 2%。因为测高仪是固定安装在飞机上的,所以,在计算时应考虑飞机的转动角度的影响。近年来,在试验机上还使用激光测高仪。

9.5.3 无线电测距(DME)

到地面固定点(DME 站)的斜距是用无线电测距仪(DME)来确定的。飞机发射一个询问信号,该信号在所选择的 DME 站内触发一个应答信号。询问信号和应答信号之间的传播时间又是距离的一种尺度。若距发射机距离较远,实际上 R 等于水平距离,然而,在发射机附近,则应该考虑“高度误差”(见上文)。由于 UHF 信号直线传播的缘故,在低高度下其作用距离会受到障碍物的限制。由于同样的原因,其作用距离随高度的增加而增大,可达 200n mile(海里)。根据随机重复询问——应答方法,当接通接收机时,需要持续 20s 的搜索。在接下来的随动工作状态中,进行测量和计算的脉冲重复频率为 25~30 次/s。现代 DME 系统的信号量化为 0.1km,因而,它是最精确的定位方法之一。当量化为 10m 级时,采用更新的系统(精密 DME),力求使测距精度达到 10m。

对显示而言,由 DME 信号的时间变化来确定速度虽然是可能的,但对飞行控制来说,由于其量化方面的原因,是不能直接应用的,而只能用来辅助其它的速度信号。当然,要注意的是,所显示的只是相对于 DME 站的相对速度。例如,当绕 DME 站作圆弧飞行时,其值为零。

9.5.4 自动无线电测向(无线电罗盘)

自动无线电测向(ADF)的相对精度虽然不高,但仍常常作为定位辅助手段,不仅用

于航线飞行,而且也作为小型机场进场的辅助设备(定位器),另外也作为等待转弯(等待定位点)的参考,或者用在近距交通范围的初始进场定位。这涉及到按 9.1 节本身不提供基准线的自动测向问题。ADF 接收机的输出信号指示的是全向中波无线电信标(NDB)相对飞机纵轴的方向,如图 9.16 所示。其测量原理是基于最大场强搜索,以前是通过自动跟踪飞机上的定向天线的方法,现在则是用固定安装在飞机上的铁氧体天线(测向器)。所选择的电台相对于飞机纵轴的方向 ρ_{rel} 称之为水平测向角。为了求出绝对磁航向(角)(magnetic heading),还要加上磁方位角 Ψ_m ,由此可得到全向中波信标的基准线相对于磁北方向的水平测向角 ρ_m (参见 2.4.1 节)。

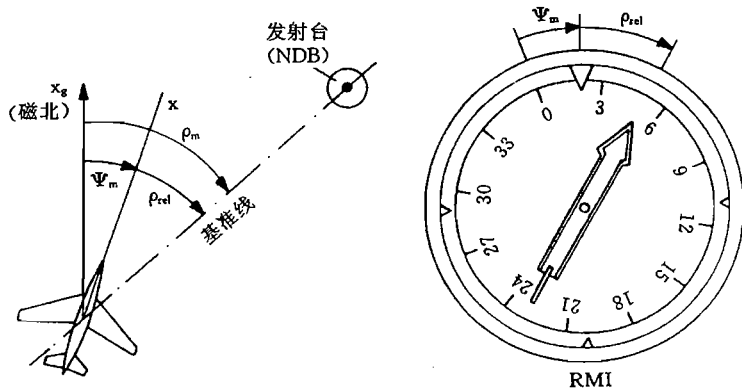


图 9.16 用 NDB 确定基准线

简单的显示仪表只显示作为指针和固定的罗盘刻度之间夹角的水平方位角 ρ_{rel} ;而在一些昂贵的仪表上(无线电磁指示仪 RMI),罗盘刻度盘受航向陀螺仪的控制,这样,在同一块飞行仪表上就能读出两个角度 Ψ_m 和 ρ_{rel} /Pallet 72/。

通过保持总的 ρ 为常数,就能在一条固定基准线上飞行,例如,飞过无线电信标,原理上是可行的。然而,由于测量方法上的原因(最大场强,磁罗盘),精度不高。

9.5.5 UKW 旋转式无线电信标(VOR 和 TACAN)

飞机上接收到的旋转式无线电信标的信号,等于从电台方向所看到的飞机相对磁北(有磁偏的)方向的方位角。这种地面测向不用罗盘就可提供一条基准线,所以,与罗盘误差无关。

在 UKW(超短波)波段工作的 VOR(VHF 甚高频全向信标)发射台,由一个固定天线发射全向超短波(UKW)基准信号。一台以 30 转/min 转动的偶极天线(或者一个带有旋转方向图的固定的铁氧体天线),发射另一个用 3Hz 调相的信号。在飞机上所测出的两个接收信号之间的相角,相当于从无线电台发出的测向角 ρ' ,如图 9.17 所示,即相当于磁北和飞机相对发射台当时所在的基准线之间的夹角。为军用目的而发展的 UHF-TACAN(战术空中导航设备)方法,提供同样的信息,只是具有更高的精度和更大的抗干扰性。水平测向角 $\rho = \rho' - 180^\circ$ 是显示的基础,这个角度就是从飞机上看发射机相对磁北的方位。然而,由于对 ADF 的兼容性(VOR 信号也可以在 RMI 上显示),在 VOR 接收机上首先(通过一个自动差动同步机)构成角度 $\rho_{\text{rel}} = \rho - \Psi$,从而指针相对于刻度盘纵轴发

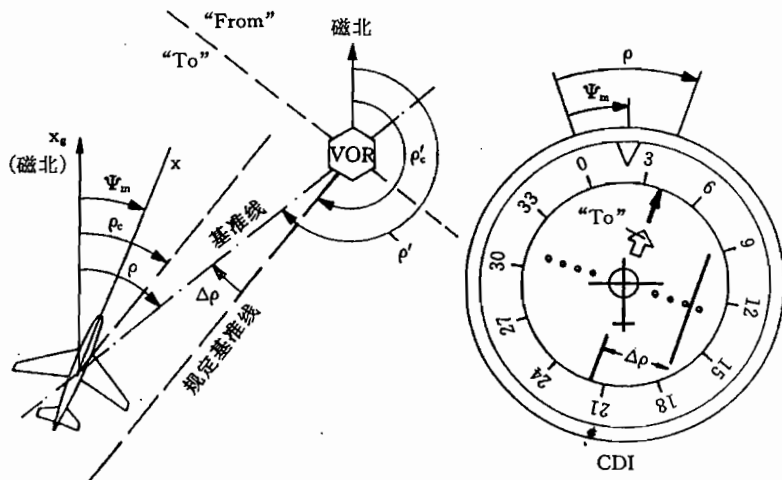


图 9.17 用 VOR/TACAN 确定基准线

生偏转,罗盘分度盘的偏转由陀螺仪罗盘信号分开实现,所以,原始测量值 ρ 不能作为电信号使用。

VOR 显示仪表比 RMI 扩充显示了储存的规定基准线,称为“航向偏差指示器”(CDI)。在较新式的仪表系统中,VOR 读数被综合成中央导航仪表“水平状态指示器”(HSI,见 18.1.1 节)。

若在飞机上预选的基准线(radial)相对磁北的角度为 $\rho_c = \sigma_c$,飞机沿该基准线飞向 VOR 发射台,或者飞离这个发射台,那么,在飞机上可以计算出当时的基准线和规定航迹之间的测向角偏差 $\Delta\rho$ (VOR 误差),并把这个误差 $\Delta\rho$ 作为规定航迹储备量的一种度量,通过指针(线条)的侧向移动,显示在“航向偏差指示器”(CDI)上,见图 9.17。满量程 $\Delta\rho = \pm 10^\circ$ 一般划分成 5 个圆点(dots)。同一信号还提供给控制器,用以把飞机保持在规定的基准线上。

因为在飞越发射台时保持预选的角度 ρ_c ,为了避免 CDI 上的多义性,必须附带显示航线是飞向还是飞离 VOR 发射台。为此,用“To”或“From”(箭头)说明来补充显示,其中规定

$$\begin{aligned} \text{“To”} & \quad \text{当} \quad \rho_c - 90^\circ < \rho < \rho_c + 90^\circ \\ \text{“From”} & \quad \text{当} \quad \rho_c + 90^\circ < \rho < \rho_c - 90^\circ \end{aligned}$$

这些附加信息也供控制器使用。VOR 台的接收相当于 UKW 接收的典型的瞄准线,其作用距离与高度有关,在 1000ft 以上高度至少有 40n mile。角度测量的精度在发射端为 1° ,但是,由于传播误差(地形)和干扰方面的原因,通过机载设备的精度为 5° 左右。

目前,VOR 发射台大多同 DME 发射台一起成对地安装在同一处。虽然频率范围不同,但二者都在全球推广应用,而且比其它定位方法的精度更高。它们是“地面辅助飞行导航的骏马”(Clausing 88/),当具有多个可以使用的电台时,它们可用于平面导航。

9.5.6 远程定位方法

无线电方法可用于远距离飞行和越洋飞行的定位和平面导航。虽然具体技术方面差

别相当大,但所根据的基本原理是相同的,即测量对多个发射台的相对距离原理。在机载计算机中按照一些相当复杂的方法,计算出飞机所在位置的地理经度和纬度,并把它们显示出来。机载计算机能够储存多个航路点上的飞行计划,由此计算出所希望的作为地球大圆段的飞行航迹,并同实际飞行的航迹进行比较。由两次连续测量之间的差值,计算出对地的实际速度和实际的航向角。在这个基础上,可以显示出下列各种量:

- 对地速度;
- 对地航向(地图上的航迹角 σ),或者航迹方位角(χ);
- 同预选的飞行航迹的距离(横向航迹偏差 D);
- 偏流角($\beta_k = \chi - \Psi$);
- 到下一个航路点的距离和剩余的时间。

这涉及所谓被动(无源)式定位系统,就是说,任何时刻到处都有信息可用,而且这些信息不需要飞机主动加以调用。

LORAN—C

与航海中所采用的平均距离的 DECCA 方法类似,LORAN—C(远程导航,C型)是用每3个长波发射台连成的链工作。主发射机在两个次发射机上触发一个信号,机载接收机算出接收到的主信号和两个次信号之间的时间差,这就相当于距离差,从而可作出两条双曲线形基准线,它们的交点就等于飞机的实际位置。LORAN—C原本是为航海发展的。它的缺点是覆盖范围有限(主要在北大西洋,美国,北太平洋),而在欧洲大陆就不能使用。因为它的机载设备价格很便宜,所以,这种系统在美国多为通用航空使用。它的精度因相对发射机的位置而异,在 $0.1 \sim 0.25n$ mile之间,因此,在较大的距离上,它要比VOR/DME精确。

OMEGA/VLF

这种由美国海军发展的组合定位系统工作在长波范围(VLF— $10 \sim 30kHz$)。全球分布 2×8 个发射台,它的作用距离达20 000km,因此,以2n mile的精度覆盖全球范围。当然OMEGA方法受到电离层干扰的影响,作为军用系统使用是没有保障的。每个发射台连续发送周期为10s长的信号,这些信号通过原子钟彼此准确地同步,由此,在飞机上就能识别所接收到的发射台。由两个信号间的相位差又可得到双曲线形基准线,最后,由这些基准线来确定位置。当给机载计算机输入一个相对准确的起始位置时,这种方法是无可挑剔的。近十几年来,这种系统已投入使用,而且对于远程范围来说,是对惯性导航系统的一种价格便宜的替代。

9.5.7 卫星定位

由美国军方发展并使用的卫星定位系统“全球定位系统GPS”,以降低了的精度也可用于民用。GPS机载设备小、轻而且价格便宜,这种方法在全球范围内提供的精度优于100m,在这方面它远远超过了所有其它类型远距定位方法。

这种方法的基本原理是:每次对至少3颗卫星测量其距离,而这些卫星的瞬时位置(轨道)是已知的,因此,飞机的位置就是以这些卫星为中心的三个球面(基准面)的交点,如图9.15b)所示。为了补偿时间误差,需要对第四颗卫星进行测量。为了任何时刻、在地球的任何地方至少能看到4颗卫星,在均匀分布的轨道上,把24颗卫星安置在20000km

高度上(每天运转两次),不断地对它们的轨道参数进行监视和修正。这些卫星都装有原子钟,以使它们彼此准确地同步运行。它们在 UHF 频带上发射伪随机代码,在民用工作类型 C 中,这个代码每毫秒重复一次。

首先,机载接收机在接通时须同步到这个(已知的)代码上去,所接收到的信号中包括卫星的轨道参数(星历表)和信号发射的准确时刻。用石英钟在飞机上测量出所收到的卫星信号传输时间,并换算成距离。因为用简单的机械钟表测量时间含有误差,所以,这个时间测量须通过确定对 4 颗卫星的距离,用一种补偿算法加以修正。

测量和计算时间总计约为 1s,在这个时间间隔内,不仅卫星、地球,而且飞机也都继续运动。除此之外,由于在民用类型 C 中不知道电离层内不同的电波传播造成的传播时间误差,当接收机固定在地面上时,可以准确地修正这个误差,这样,在卫星大地测量中,其精确度达到几个 cm 的范围。然而,飞机不断变换位置,使这种修正很困难,另外,要求测量是瞬时、尽可能不变的(实时)。

除了机载接收机外,例如,如果人们开动在机场附近固定安装的地面接收机,那么,可以求出当地的误差,并用无线电转发给机载计算机。采用这种差分 GPS 方法,在稳定飞行阶段,不仅航向、而且垂直方向的精度都小于 20cm/Jacob Sch 89/。用这种方法就满足了在 CAT III 级条件下精密进近的要求。除此之外,这种方法不仅可用来代替无线电导航设备,而且也可用在机场滑行道的引导。使用 GPS—多普勒方法,可以进一步改善精度和误差修正,这种方法基于频率和相位测量/Tiemeier Sch 92/。

作动态飞行机动时会造成另外的误差,这类误差是由石英钟对加速度的敏感性,以及曲线飞行中的遮暗(天线—卫星间的瞄准线)影响,造成接收的暂时中断引起的。由此造成的错误显示可达 100m。另外,GPS 的动态特性不能令人满意:业已查明,当飞机加速时,与惯性导航系统(INS)相比,它有 6s 的滞后误差。一种补救的方法是 GPS 和 INS 的互相支持。用卡尔曼滤波器可把 INS 的良好的动态特性和 GPS 的良好的稳定特性互相结合起来,再者,当发生遮暗时和在捕获阶段,INS 为跨接到新升起的卫星提供了必要的手段。

采用在这个基础上发展的试验系统,已进行过多次自动着陆进场/Schänzer 93/,并证明了:GPS 不仅可用在远程和近程导航,而且也适用于起飞和着陆。因此,在不久的将来,GPS 将排挤掉所有 3 个飞行阶段的其它定位系统,并同俄罗斯卫星定位系统 GLONASS 一起,使导航系统发生革命性的变化。

9.6 导航系统

在 9.5 节概述了装订在导航系统中的定位方法之后,下面将简要介绍远距导航和着陆进近中两种最重要的导航系统。

9.6.1 惯性导航(INS)

由测量的加速度矢量积分求出航迹速度,再由航迹速度矢量积分确定位置,原理上是可行的。但是,其条件是:所采用的测量轴与惯性空间或者地面固连坐标系之间的坐标变换是准确的,或者,加速度计安装在始终与地平面平行、并指向北方的平台上。除此之外,还必须准确地知道起始位置,且没有误差地完成二重积分。

通过由高精度陀螺和加速度计将万向悬挂平台稳定化,可以达到要求的精度/Stieler Wi 82/。这种惯性平台(INS)以很高的品质提供下列信息:

- 真北方向;
- 真铅垂线;
- 欧拉角 Ψ, Θ, Φ ;
- 在地理坐标系上的加速度和速度的分量;
- 以地理经度和纬度表示的位置。

然而,老式的设备只提供位置作为输出变量。加速度和速度的铅垂分量以及位置的铅垂分量(高度),不能足够准确地由惯性方法求得,要由气压高度测量给以支持。

用稳定的平台获得的这些变量,也可以用“捷联式”(strap-down)系统来求出。此时,这些信息是用固连在飞机上的加速度计和角速度陀螺仪获得的,并经过相应的坐标变换数值计算出速度和位置。这种系统成本较低。另外,它的优点是:与飞机固连的加速度分量和转动角速度分量也可以作为测量值来使用(惯性基准/测量单元,IRU/IMU)。

虽然惯性导航系统成本很高,但很久以来一直应用在军用领域,而且也越来越多地应用在民用领域。因为这种系统基于飞机自主测量,不接受地面设备的指示,所以,在全球范围陆地和海洋上都可使用。它的精度主要与采用的陀螺仪有关。现代 INS 系统典型量级为每小时漂移 1n mile,激光—捷联惯导系统的精度量级为每小时 2n mile。除此之外,定位是否足够准确,还与在起飞点上是否仔细地调准到水平面和指北方向以及所有误差的补偿情况有关。机械式平台校准约需时间 45min(与地理纬度有关),而捷联惯导系统的校准时间约为 6min。

新式惯导系统不仅在巡航飞行阶段给自动驾驶仪提供导航参数和导引数据,而且还给飞行控制器和仪表系统提供高精度的姿态数据和角速度数据。为准确地说明惯性导航系统的功能,可参阅文献/Stieler Wi 82/。与所有的导航系统一样,惯性导航系统允许预置预选的航路点以及各航路点之间的航向(基准线)。惯性导航系统的测量量有来自大气数据计算机的飞行速度(真空速 TAS)和来自航向陀螺仪的航向角 Ψ 。作为输出量,惯性导航系统提供的是地速($V_K \cos \gamma$)、对地真航向(σ)、偏流角($\beta_K = \chi - \Psi$)、对预选飞行航迹的侧向偏移(D)、到各航路点的距离和剩余时间,以及从与 V_{TAS} 和 Ψ 的比较中得到的风的大小和方向。

9.6.2 仪表着陆系统(ILS,MLS)

像手工着陆方法一样,自动着陆方法几十年来都是基于仪表着陆系统(ILS),该系统在着陆跑道的延长线上提供一个地点固定的、上仰 $2.5^\circ \sim 3^\circ$ 的引导波束,如图 9.18 所示。着陆航向信标台的天线安放在与着陆跑道入口相反的跑道端点上,并用载波频率为 110MHz 发射清晰的聚焦射束,其左射束用 90Hz 调制,右射束用 150Hz 调制。均匀场强平面提供一条垂直基准面,作为航向基准。在 $\pm 25^\circ$ 角度范围内可以接收到信号,然而,可以线性计算的范围只有 $\pm 2.5^\circ$,作用距离为 25n mile。

下滑道发射机(GS)的天线安放在着陆跑道侧面约 60m 的接地点高度上,也就是约在着陆跑道入口后 300m 处,它同样也发射两个用 90Hz(上面)和 150Hz(下面)调制的波束(载波频率为 330MHz),两个上仰约 $2.5^\circ \sim 3^\circ$ 的射束的相交平面提供了高度基准,其信

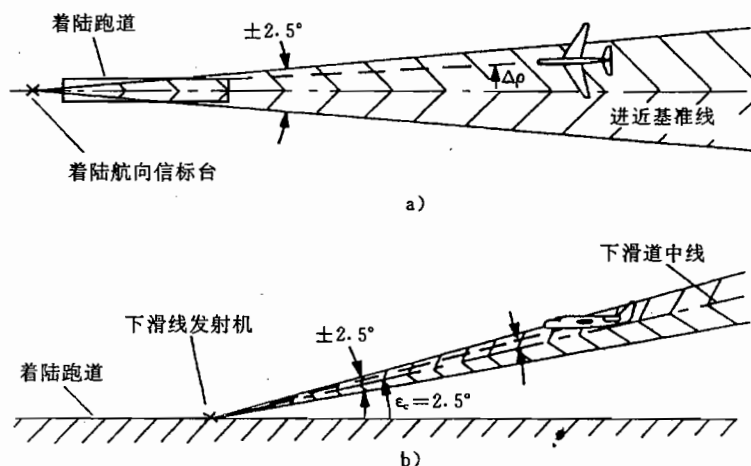


图 9.18 ILS 制导波束系统

a) 水平面; b) 垂直面。

号在围绕相交平面的 $\pm 0.5^\circ$ 范围才可使用,其作用距离为 10n mile。

飞行显示器的满量程(± 5 个圆点)相当于着陆航向信号 $\pm 2.5^\circ$,接收机输出满量程时为 $150\mu\text{A}$ 。在飞行控制的资料中,人们常常发现不是用度来标明,而是用“点”(dot)或者“ μA ”来说明。然而老式仪表的满量程为 ± 2 个点(dot)。所以,这种说法是不一致的。若用 mV 说明时,由于标准化的匹配阻抗的缘故, $1\text{mV} = 1\mu\text{A}$ 。

着陆航向和下滑道的测量原理,在几何关系上与 VOR 方法类似,也提供角度信息,但只在一个很窄的范围内。但其与 VOR 不同的是,ILS 制导波束作为着陆航向平面和下滑道平面之间的相交线,是预先给定不变的,而且它还接收本身的误差信号。因此,这不需要在飞机上进行计算,电信号直接就可以作为控制偏差输送给自动驾驶仪/Kayton Fr 69/。

现代 ILS 设备常常不能提供连续的距离信息(例如,DME)。为了最低限度地给驾驶员提供中间定位信息,在进场航路上安装了两个向上聚焦的无线电信标(着陆指点标),即在着陆入口前 $4\text{n mile} = 7400\text{m}$ 距离上的外指点标(OM)和在跑道入口前方 $3500\text{ft} = 1050\text{m}$ 处的主着陆指点标(中指指点标 MM),如图 9.19 所示。这两个信标给驾驶员提供了到接地点剩余飞行时间的参考(图 9.19 中标注的数值对应的进场速度为 $V_K = 80\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$),并且在自动驾驶仪中作为开关脉冲用,例如,用于转换工作方式。对在下下滑道上测距的另一种补充方式是所测得的雷达高度,当制导波束的几何关系一定,并且地形为水平时,可把雷达高度换算成到着陆机场入口的距离。带 ILS 系统进近着陆的各个阶段将在 16.5.1 节予以介绍。

70 年代发展了一种新型引导波束系统,即微波着陆系统(MLS),这种系统在航向 $\pm 60^\circ$ 和俯仰方向 $1^\circ \sim 20^\circ$ 的覆盖范围内,高精度地提供水平测向角 ρ 、俯仰测向角 ϵ 和斜距 R ,从而,飞机不再像 ILS 制导波束系统那样受固定飞行航路的约束,相反,由于连续定位(与 VOR/DME 类似),它可以在飞机上预先规定一条所希望的飞行航迹,这条飞行航迹也不必再由直线段组成,而可以是连续弯曲的。然而,MLS 至今仍未得到使用,而且肯

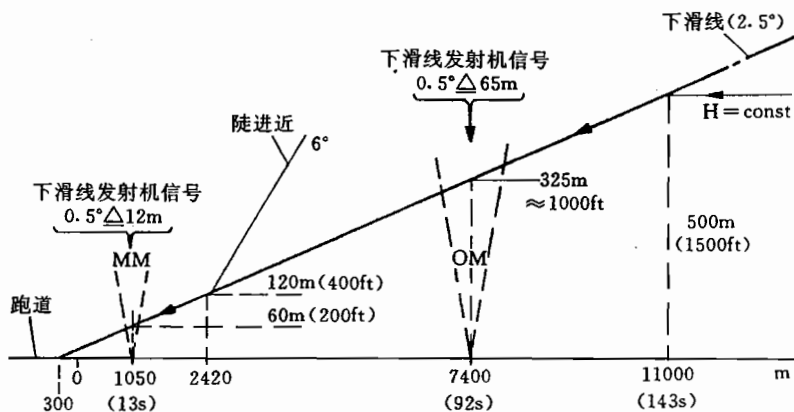


图 9.19 ILS 制导波束系统, 铅垂面

(高度说明按 $\epsilon = 2.5^\circ$, 时间说明按 $V_K = 80 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$)

定将受到具有广泛功能的 GPS 的排挤。

9.6.3 近期的发展

在 9.5.7 节讨论 GPS 时业已指出,通过多种定位方法的综合,可以提高精度并扩大使用范围,其中,常常使用卡尔曼滤波方法,见 9.7.1 节。

除此之外,重要的是给互相独立发展起来的导航系统配备标准化的接口,以便能按照各自使用的定位信息情况共同来应用这些系统。所有的导航方法都需要一台功能强大的计算机、一台操作接口(输入设备)和一个显示器。对驾驶员的界面越来越统一采用标准的输入(航路点)和标准的输出(航迹速度,位置,航向存储,到达目的地的航路和时间)。

新型组合导航系统(例如, Collins 公司的 GNS-X)包括计算机、操作设备和显示器这些基本组件,允许包括各种定位方法(例如, INS, OMEGA, GPS)。此外,这类导航系统都具有一个大容量存储器,它存有全世界无线电台的信息,并可定期通过磁盘给以更新。

老式导航系统只允许手工操作输入,而且只给领航员提供一些视觉信息。导航系统与显示系统、控制系统、以及飞行管理系统之间的界面早已实现自动化并继续向前发展,因而能把图 1.33 所示的导航和控制这两个层级面直接综合在一起。

9.7 纯化测量值的估计滤波器

在 9.4.2 节介绍的磁场支持的航向陀螺是改善测量信号的一个实例,即两种短时特性和长时特性不同的测量方法互相支持。在飞行控制和导航中,经常采用这种方法,例如,采用天线电导航系统和惯性导航系统的互相支持。飞机机载数字计算技术的应用,把这种原理从早期的机—电式支持,普及推广到考虑误差特性时的测量信号滤波。这方面的理论基础是卡尔曼(Kalman)滤波,见/Brammer Si 75/, /Krebs 80/。其原理我们将用一个例子说明。

但是,经常还用两个信号的互补滤波方法(即按照频率高低取不同的加权)获得希望的结果。同样也举几个例子说明这种测量数据估计或者信号改善问题。

9.7.1 卡尔曼滤波器

任何导航的基础都在于建立准确的模型,即以地图、海图,或者以航行地图形式存储的模型。根据方向测量和速度测量,预测我们将来的位置(我们也可把这些位置标在地图上),并时刻要同测量值进行比较,也就是同定位进行比较。由比较确定的误差,再改善下一次的预测(“估计”)。这正是卡尔曼滤波的基本原理。

在滤波器(计算方法)中,动态地模拟测量过程,把可用的测量数据同估计值进行比较,再把估计误差反馈给滤波器(模型)。若已有大量准确的观测信息,则选择高的反馈增益,这就把预测主要与测量联系起来。与此相反,如果不是这样(例如,噪声很强时),则要降低反馈增益,也就是使模型的权重大于测量。这也可以与导航过程类比:若已有足够准确的定位手段,那么,主要按照观测结果导航;否则(例如,有雾),则主要应相信由模型(地图)作出的预测。当测量品质稳定时,首先要采用常反馈增益,人们把这称为“稳态卡尔曼滤波器”,或者“卢恩贝格尔(Luenberger)观测器”,见 12.1.5 节。这样,就可以按照另外的准则,例如,按动态滤波器特性准则来选择滤波器反馈。

卡尔曼滤波器本来是为导航发展的,即使今天,也还主要应用在这一领域。原因是:导航中的模型相当简单,而又了解得相当准确,如下面这个例子所示。加速度、速度和位置是通过积分而互相关联的。若知道飞机的质量,那么就不存在未知参数了(除了测量误差外),而这种相互关联的模型也不是什么大问题。在图 9.20 中,加速度信号 b_x 、航迹速度 V_k 和斜距 R ,与图 7.3 的信号流图类似,都通过积分连接起来(式(2.4.15)、式(2.4.17)、式(5.2.3)和式(5.2.14)给出准确的关系)。这个“过程”由图下方的滤波器模型来模拟。

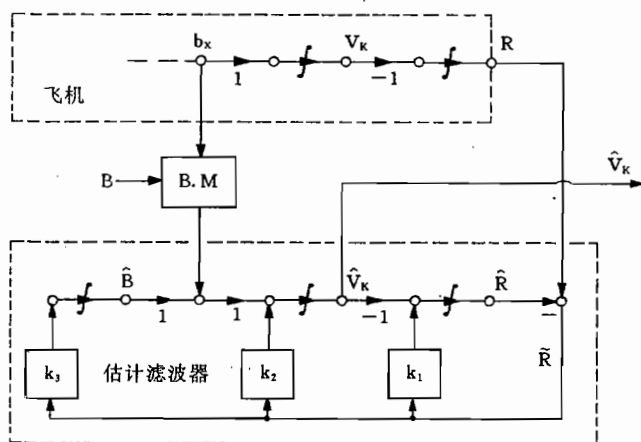


图 9.20 模型支持估计滤波器原理
(航迹速度 V_k 的卡尔曼滤波器)

航迹速度只有花费很高的代价(INS)才能测出,但是,为确定风速又必须知道航迹速度。如果有一种好的测距系统可供使用(例如,精密 DME),那么,按照式(2.4.17),可用距离信号来估计 V_k 。由于高频干扰分量和离散化的原因,不能对 R 微分,所以,这里采用了图 9.20 所示的滤波器。作为测量信息的加速度计信号 b_x 和 DME 的信号 R ,被送给滤波器。作为估计值 $\hat{V}_k$ 的初值,譬如说就用测量的空速 V_A 。把得到的估计值 $\hat{R}$ 同测量的斜距

R 进行比较,并把得到的估计误差 $\hat{R}$ 反馈给两个积分器用来修正。若接受的是实际的干扰,那么,通过优化,可以求出反馈增益 k_1 和 k_2 。文献/Schänzer 76/指出,当滤波器模拟了飞机的特性,也就是在这种情况下包含了沉浮运动的特征值时,滤波器工作最优。文献/Barth et al. 76/介绍了一种估计风切变梯度的类似非线性滤波器。

同样也要在滤波器模型中模拟确定性测量误差,例如,造成估计结果失真的加速度计的零点漂移(bias B)。因为不知道它的大小,所以,也要一起来估计它。假设 B 为常数,则可以用一个不定积分器把它模型化,如图 9.20 所示。B 积分器同样也用估计误差反馈 $\hat{R}$ 来启动,调整到稳态误差 $\hat{B}=B$ 。由此不仅改善了 V_k 估计的精度,而且还得到没有零点偏差的加速度测量。

9.7.2 互补滤波

互补滤波的基本原理如图 9.21 所示,即把误差特性相反的测量传感器的信号互相结合起来,使含有高噪声分量的信号用低通滤波器滤波,含有零点误差或者漂移的信号用高通滤波器滤波。这两个滤波器的时间常数必须互相协调一致,使短时误差和长时误差特性达到良好的折中。下面举几个例子说明。

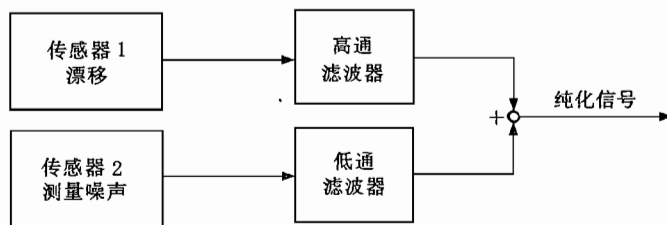


图 9.21 互补滤波原理

对地高度

测出的气压高度 H_{bar} 虽然在高频范围是一种很有用的信号,然而如式(9.2.1)所示,它的稳态值与地面的气压和温度有关,故这种信号中含有零点误差(bias B)。与此相反,无线电高度表信号 H_{RH} 中不含零点误差,但视地形和地面性质,多少都含有强的噪声(噪声分量 v)。若像图 9.22 所示那样,把气压高度表的测量信号送给一个高通滤波器,把无线电高度表的测量信号送给一个低通滤波器,那么,求其均值后,就可得到一个纯化了的飞行高度信号 $\hat{H}$ 。由

$$H_{\text{bar}} = H(s) + B \quad \text{和} \quad H_{\text{RH}} = H(s) + v(s) \quad (9.7.1)$$

得

$$\begin{aligned} \hat{H}(s) &= H_{\text{bar}} \frac{T_s}{1 + T_s} + H_{\text{RH}} \frac{1}{1 + T_s} = \\ &= \frac{(H(s) + B)T_s + (H(s) + v(s))}{1 + T_s} = \frac{H(s)(1 + T_s) + BT_s + v(s)}{1 + T_s} = \\ &= H(s) + B \frac{T_s}{1 + T_s} + v(s) \frac{1}{1 + T_s} \end{aligned} \quad (9.7.2)$$

因此,常值偏差 B 和低频噪声 v 这两种影响都被抑制了,所以对实际高度就得到较好的估计值。若像这里那样,选择一个统一的时间常数,那么,这两个传感器信号都可以送给图

9.22 所示的共同滤波器。

铅垂速度

用升降速率表测量的铅垂速度含有时间滞后,而且不很准确,所以,人们不得不采用气压高度的微分。但是,气压高度信号中含有测量噪声,所以,只可能是一种滞后微分(D— T_1 滤波器)。通过混合积分加速度信号,可以补偿这种滞后。由式(9.3.3)得垂直加速度计的信号为

$$b_z = \dot{w}_K - g \cos \Phi \cos \Theta \quad (9.7.3)$$

在修正了重力加速度 g 以及飞行姿态角 Θ 和 Φ 的影响后,可得到高度的二阶导数 $\ddot{H}$ 。若

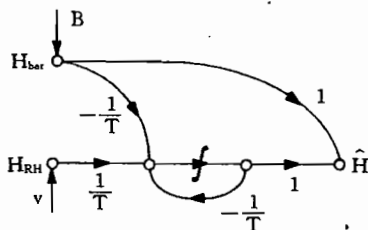


图 9.22 高度的互补滤波

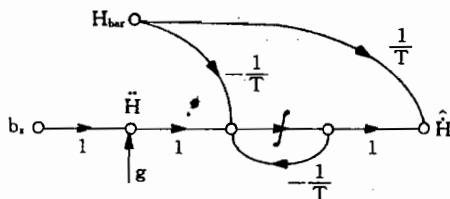


图 9.23 铅垂速度的近似估计

像图 9.23 那样,把这个信号同气压高度结合起来,那么,就得

$$\hat{H}(s) = \frac{s}{1 + Ts} H_{\text{bar}}(s) + \frac{T}{1 + Ts} s^2 H(s) = \frac{s(1 + Ts)}{1 + Ts} H(s) = sH(s) \quad (9.7.4)$$

这样,就能毫无困难地进行 H_{bar} 的滞后微分,高度表的零点误差(bias)没有影响。加速度信号的滤波抑制了高频干扰分量,然而,并没有抑制加速度计可能的零点偏差,结果是一种品质相当好的、无滞后的铅垂速度信号。

伪积分

最后,还应举一个用近似积分求变量的例子。在纵向运动中为了稳定所有的外控制回路,必须用俯仰角 Θ 作为反馈变量。但是,用垂直陀螺测量 Θ 比较昂贵,而且容易受到干扰。另外,若加速阶段较长,由于视在铅垂线的原因,垂直陀螺会发生漂移,造成测量误差。按照式(2.3.13),得

$$\dot{\Theta} = q_K \cos \Phi - r_K \sin \Phi \quad (9.7.5)$$

当 $\Phi = 0$ 时,积分俯仰角速度 q_K 就可以求出俯仰角 Θ 。然而,在曲线飞行和俯仰角速度陀螺有误差时,积分提供的是有错误的值。若“伪积分” q_K ,也就是把 q_K 送到一个大时间常数(约 20s)的一阶滤波器,则会限制这个误差。这样,就有

$$\hat{\Theta} = \frac{T}{1 + Ts} q_K \quad (9.7.6)$$

虽然这只是俯仰角的近似值,但是,如果不要求准确控制 Θ ,用于稳定(即内环回路的稳定)已足够用了。这样一来,就可省去一个昂贵的测量传感器,避免上面所说的支持误差/Redeker 86/。

10 飞机的操纵

在第3章中介绍了如何通过改变机翼和尾翼的几何特性来改变飞机的空气动力分布,怎样用舵面和襟翼操纵来调整飞机的飞行状态和飞行航迹;同时,还讨论了发动机的作用,及其对飞机操纵的作用。在第6章,用飞机运动的简化非线性方程,从物理上讨论了飞机对舵面、襟翼和发动机推力操纵的响应特性。第8章用线化运动方程对此又继续作了讨论。

本章将首先概要地介绍各种操纵方式,然后介绍控制器输出和飞机之间的接口。为此,先要介绍电动和电液式操纵机构的工作原理,重点介绍它们的动态特性。对操纵机构的可靠性——飞行控制器设计中最重要的问题之一,也顺便提一下。

本章第二个重点是关于真实的操纵系统,即驾驶员的操作元件、控制器输入与执行机构之间的连接。即使今天,阻尼器工作方式和自动驾驶仪工作方式,也仍在使用传统的机械式传动连杆,但越来越多地采用纯电传操纵(Fly-by-Wire—System)。

纯电传操纵是现代数字式飞行控制引导系统的基本前提条件,例如,A320飞机首次在民用航空领域实现了电传操纵。这表明,在飞机控制引导中,接口的设计对驾驶员和飞机控制系统的合作具有决定性的作用。即使在操纵系统方面,这么多的解决方法,但还不可能涉及设备技术方面的细节。相反,应当把一般很复杂的操纵简化到它们的基本工作原理上作一般的介绍。事后可以改变或者扩充飞行测量系统,从而可以相应地修改飞行控制器,然而,在一个已定型的飞机上改变操纵系统,实际上是不可能的。即使事后安装操纵机构,也会带来费用过高的问题,通常还会有难以解决的公差问题。所以,事后配置飞行控制器时,操纵系统也正像飞机本身一样,不允许更改原先规定。这就是为什么现代飞行控制系统要与飞机平行发展、尽量早地固定在方案中,并从首飞起就能供使用的主要原因之一。

10.1 操纵元件

如第3章所述,“主”操纵元件产生绕飞机重心的力矩,间接地通过姿态变化控制飞行航迹。另一方面,用“次”操纵元件调整飞机构形,其中,最主要的当属着陆襟翼。长期以来,一直在寻求有效而又经济的方法,用以直接改变空气动力矢量(直接升力控制等)。操纵机构的第三种类型已主要在军用领域获得了实际应用:这种通常称为主动控制的特殊方式,有利于提高机动性,能有效地减小突风载荷和/或降低空气动力造成的载荷,从而也就从机械方面简化了飞机结构(重量),可参看第15章。

改变操纵用的力和力矩,基于下列4种不同的原理。

1. 用舵面和襟翼调整空气动力；
2. 调整发动机推力的大小和方向；
3. 相对重心的质量移动(例如燃料抽汲)；
4. 通过喷嘴排放压缩空气。

常规操纵元件毫无例外都属于前两种。

10.1.1 常规操纵元件概述

如图 10.1 和 2.2.8 节所示,操纵和稳定飞机姿态的经典空气动力操纵量是:

- 副翼/滚转扰流板偏度 ξ ;
- 升降舵偏度 η ;
- 方向舵偏度 ζ 。

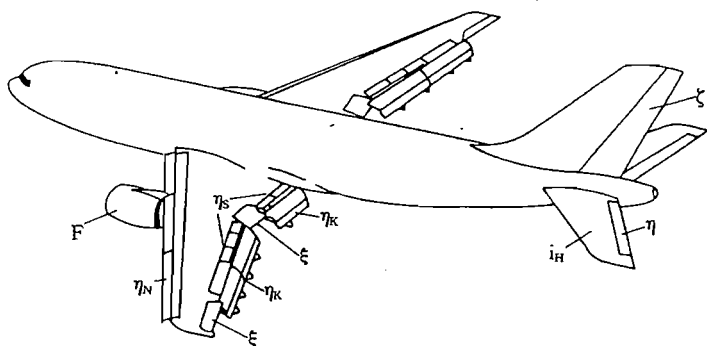


图 10.1 飞机上的常规操纵元件

在手动操纵飞行时,由驾驶员连续地调整这些操纵量,所以,称之为主操纵量。从开始有飞行控制直到今天,它们都作为基本操纵元件。

其它一些次操纵元件用来调节定常飞行状态,特别是用来调节飞行速度,或者把飞机构形匹配到工作点上。所以,只是间或地调整次操纵机构,而且,为了不可逆地固定它们的偏角,常常通过自动联锁机构(例如蜗轮蜗杆传动系统)来操纵。最主要的次操纵元件如下。

——升降舵配平调整,或者通过升降舵偏转,或者调整平尾安装角 i_H (安定面),用以建立力矩平衡,如 3.2 节所述。在战斗机上通常没有升降舵,而平尾既用来配平,又作短时操纵用。

——在起飞和着陆时,增大机翼面积和机翼弯度的后缘襟翼 η_K 和前缘襟翼 η_N 的增升装置(着陆襟翼),如图 10.2 所示。通常,前、后缘襟翼协调动作(以梯级形式),其综合偏

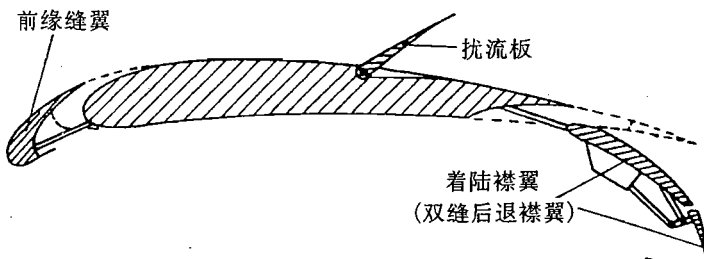


图 10.2 Airbus A300 的翼剖面

角 $\sim$ 用 κ (规定使升力增大时的 κ 为正)来表示。除了升力外,阻力和力矩也将发生变化,其综合作用与飞行状态有关。通常,没有增升装置的战斗机,其相应的着陆速度很大。

——减速板(扰流板 η_s ,空气制动装置),在陡下降飞行中用来增大阻力、减小升力,同时也减少飞机的总能量。减速板也常用来辅助副翼(滚转扰流板),这样,就与副翼合成操纵量 ξ (见上文)。

操纵元件的效能受到它们最大偏度的限制,随动压增大而增大。按照飞机的强度极限,为了避免出现危险的飞行状态,必须限制操纵元件产生的力,所以,它们的偏度应该与动压相匹配,高动压时应对偏度加以限制。出于同样的原因,次操纵元件的操纵速度也受到限制。

着陆襟翼仅在低速飞行时使用。必须限制操纵力所引起的机翼、机身和尾翼的弹性变形,在确定舵面效能时,必须对此加以考虑(见3.5.3节)。

作为操纵元件,发动机推力具有特殊地位。为了改变推力,必须从发动机状态方面,改变“发动机”的复杂的工作过程。推力调节的输入量是油门节流度 δ_F 。巡航飞行时,只是偶尔调整推力,用以稳定飞行速度和飞行高度,补偿质量变化和常值风的影响。然而,在机动飞行(特技飞行、空战)和着陆时,推力作为连续量不仅供驾驶员、而且也供飞行控制器使用。推力是唯一能给飞机注入能量的操纵量,而其余所有的操纵元件或者是卸除能量,或者把能量转变到其它自由度。常规飞机的推力相对飞机的方向是恒定不变的,只能改变它的大小。民用运输类飞机附加装有反推力装置,以便在接地后把推力向后转向,使飞机迅速减速,当然,正常飞行情况下不能使用。

10.1.2 特殊使命的操纵元件

现代高性能飞机,尤其是军用飞机,有一系列担负特殊使命的其它形式的操纵元件,这些操纵元件的形式多种多样,其形式与技术迅速发展密切相关。这里按照三种主要的任务类型,简要地加以说明。

按飞行范围和飞行任务调整飞机构形

在起飞和着陆的低速飞行阶段以及高亚音速或者超音速巡航飞行阶段,对飞机的要求明显不同,若采用一种固定不变的飞机构形,通常只能在飞行性能和飞行品质之间作出不理想的折中。若能改变构形,则可以对此作出补救。这正像一个老的例子所说的那样:起落架只在起飞和着陆时才需要,因为起落架在其余的飞行时间只产生不必要的阻力,所以收到机身里。起飞和着陆用的增升装置也用来调整飞机构形。一个典型的例子是垂直起落飞机VJ 101 CX1,如图10.3a)所示,这里,在机翼翼端安装的发动机短舱转动了 90° ,在悬停飞行时用以产生升力,并(通过调整推力)控制姿态,而在平飞时则用来产生向前的

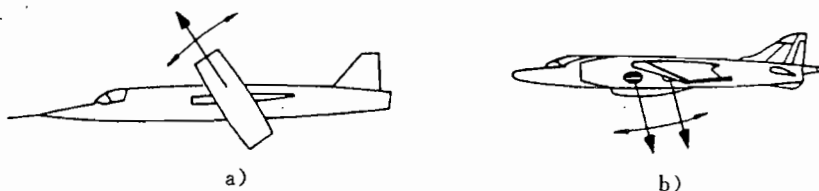


图 10.3 垂直起落飞机的推力转向

a) VJ 101 CX1; b) 鹞式(Harrier)飞机。

推力。

喷流转向——不论是通过发动机尾喷口转动(鹤式飞机,图 10.3b)),还是通过流经双缝襟翼转向的方式——在极低的飞行速度下,产生附加升力和操纵力矩。属于这种代价很高的调整措施还有转动机翼(图 10.4),既可以绕飞机的 y 轴转动,用以同时还把发动机转到 z 方向上去(CL 84);也可以绕 z 轴转动,以便使机翼后掠角适应高速飞行和低速飞行(MRCA—Tornado)。最后,还可抽汲燃料来补偿与马赫数有关的中性点的移动,减少配平阻力(例如,Concorde)。

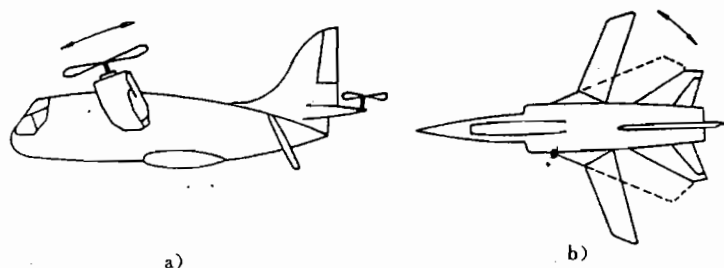


图 10.4 转动机翼方式

a)CL 84;b)MRCA—Tornado。

改善操纵性和机动性

属于这种类型的不仅有提供直接干预某一附加自由度的操纵措施,而且也包括用新的操纵元件处理操纵滞后的措施。最简单的是用现有的操纵系统直接调制出升力和侧力(例如,同方向偏转副翼,如 X31A)。另外,也可以增设附加的操纵面,例如,在飞机前部加上水平或者垂直的操纵装置(鸭式舵面),如图 10.5 所示。

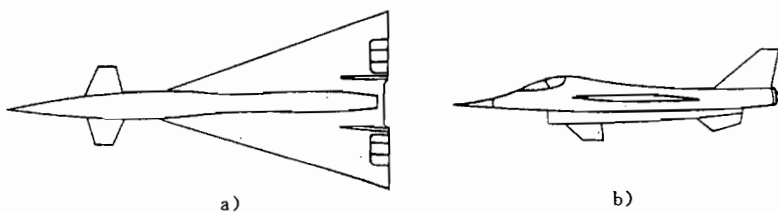


图 10.5 附加操纵面

a)水平附加舵面(鸭式舵),XB 70;b)垂直附加操纵面(腹鳍舵),F 16。

附加操纵面与尾翼一起,共同进行直接力操纵,或者只用来平衡全通效应。图 10.6 示出装在飞机尾部或者机翼下面可转动的双立尾的两种布局,通过这种布局能进行直接偏

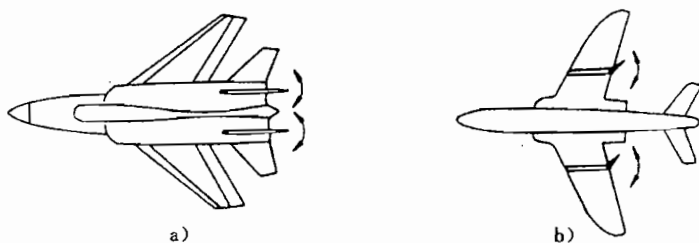


图 10.6 用于侧力操纵的操纵面

a)YF-16 CCV 战斗机的立尾;b)吊挂张开式操纵面(Alpha-Jet CCV)。

航操纵或者直接横向操纵。通过差动偏转全动平尾,也将有力地支持滚转操纵(MRCA—Tornado 的差动平尾)。

无尾式飞机上由于没有平尾,所以,没有力矩地调制升力和阻力是一个特殊问题,如 3.2 节所述。无尾式飞机的后缘襟翼不能像正常式飞机的着陆襟翼那样用来提高升力,所以,在着陆和起飞时,飞机必须以大迎角飞行(协和式飞机约为 25°)。为了改善这种情况,在航天飞机机身的尾部装有一个襟翼(机身襟翼,图 10.7a)),在无推力下滑飞行和着陆进场时,用它来控制航迹。

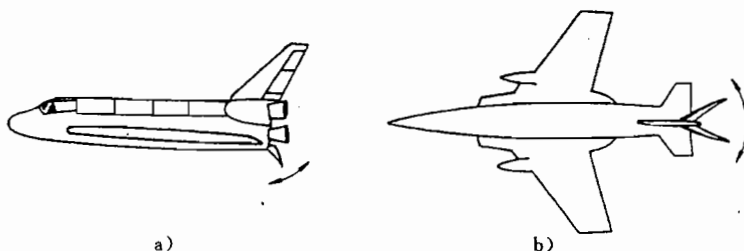


图 10.7 用来产生升力和阻力的襟翼

a) 航天飞机的机身襟翼; b) 尾部张开式襟翼(海盗-Buccaneer)。

另外,无尾式飞机的机翼后缘襟翼还必须顾及俯仰和滚转操纵,为此,应把相应的控制信号合并起来,同时,其襟翼既可同向偏转,也可差动偏转。这种快速可操纵的襟翼又称为襟副翼(flaperon)。

发动机推力只能滞后地响应油门输入;另外,不断地快速改变推力会使发动机负载过大,降低发动机的寿命。而气动阻力可以直接而又简单地进行调整,为此,在机翼上装有附加制动板,或者在尾部(Buccaneer,图 10.7b))、挂架(Alpha-Jet)或在立尾上(航天飞机)装上张开式制动板。

最后,在动压低、舵面气动效能不足的飞行范围,可以用吹气喷嘴和控制火箭发动机产生力矩,这既可用于航天运输器的再入段(X-15,航天飞机),也可用在垂直起落飞机的悬停飞行(DO 31),见图 10.8。

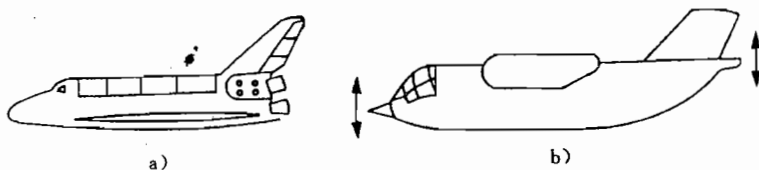


图 10.8 喷嘴操纵

a) 航天飞机; b) 道尼尔公司的 DO 31。

结构动力学问题的抑制

如果对驾驶员和乘客的舒适性或对延长飞机的寿命有利,也可有针对性地通过控制来调节飞机的弹性自由度。通过合适的控制技术措施,甚至能减轻飞机的结构重量。为此,须附加专门为此使用的附加操纵元件。

一种措施是机动载荷控制。此时,通过差动偏转机翼内、外侧襟翼来改变升力分布,以避免机翼弯曲,减小翼根处的力矩,如图 10.9 所示。除此之外,还可有针对性地在机翼上

配置一些附加的小操纵面,通过快速驱动装置对它们的控制,可使机翼的颤振(气动弹性弯曲振动和扭转振动)推移到更高的飞行速度范围(颤振抑制),或者减缓飞机对紊流的响应(阵风载荷减缓),同时,也减小了驾驶员和乘客所处的高频加速度(改善乘坐舒适性)。这些技术措施将在第 15 章详加讨论。

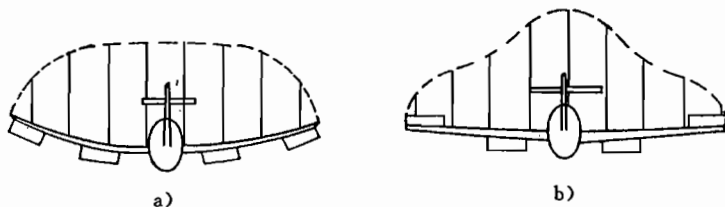


图 10.9 升力分布和机翼的弯曲

a) 无机动载荷控制; b) 有机动载荷控制。

这样多的附加操纵元件,当然不能全部由驾驶员同时而又互相协调地操纵,而需要一种合适构想的控制系统。由于空间和重量方面的原因,通过连杆摇臂对其实施操纵,同样也是不可能的,所以,前提条件是电传操纵。人们把飞行品质和/或飞行性能主要取决于这样一些控制技术措施的飞机,称为随控布局飞机(CCV)。具有新型操纵元件的非常规控制策略的使用,都归属主动控制这个概念,参见第 15 章。

10.2 操纵驱动装置

飞机上所有电动驱动力矩和操纵速度能胜任的地方,都使用电动操纵机构,这就是说,它主要用在小型低速飞机上(可以省去液压能源),但也用在大型飞机上,例如,用来操纵油门机构。

但是,高性能飞机和大型飞机需要施加的舵面操纵力、运行速度和操纵功率都很大,一般都采用液压驱动。与电机不同,液压驱动具有很高的功率重量比和功率体积比,只是需要工作高度可靠的液压能源。

人们把操纵驱动分成两种使用类型。伺服机构,即可以承受小载荷的调节传动机构,通过操纵拉杆或者钢索,把控制器信号进行机电式转换,并控制舵面本身的执行机构;与此相反,舵面驱动装置(助力器)必须承担作用在舵面上的质量力和气动力,所以,要具有很大的功率。

操纵驱动机构的特性取决于舵机本身和它推动的舵面和/或连杆(摇臂),包括可能的传动机构。因此,列写方程时,总是把执行机构、连杆和舵面看成一个整体/ $E_{tkin} 72/$ 。电动伺服机构和液压伺服机构具有积分作用,即定常时输出端的运行速度正比于输入信号,但是,由于质量的加速运动,这种关系的建立是有滞后的。

在设计控制器时,电机中磁场形成的滞后,或者液压作动筒中油的压缩性等造成的其它一些时间常数,通常可以忽略不计。一般,用传递函数

$$F(s) = \frac{K}{s(1 + Ts)} \quad (10.2.1)$$

作为线性特性的表达式,对这两种类型操纵机构(包括舵面载荷在内)已足够了。式中, T 表示加速运动的质量的影响。由于负载很小,伺服调节机构可足够准确地视为一个纯积分

器。有关电动操纵机构和液压操纵机构方程的详细推导过程,可参见文献/Guillon 68/和/Gille et al 63/。

有些情况,例如,操纵调整片和油门时,伺服驱动机构本身只是用来积分控制偏差。但是对舵面操纵来说,优先考虑的是伺服驱动的比例作用,即舵面偏转应与控制输出信号成比例,所以,给操纵机构都配备成比例反馈,这样,同时也改善了它的线性特性。这样一来,单独操纵机构的传递函数式(10.2.1)就具有一阶或者二阶的延迟特性。表 10.1 给出反馈操纵机构传递特性的参考值。通常,主要在舵机上实现机械式反馈(见前述)。电反馈必须高度可靠地工作。如果反馈信号出现故障,那么,操纵机构的比例特性会突然变成一种积分特性,驱动机构将高速地向它的偏度运动(“硬舵位”),造成危险性很大的操纵偏转,此外,控制回路也将变成不稳定。

表 10.1 调节一负反馈的操纵驱动机构传递特性的参考值

设 备	传递函数(近似)	典型数据	扰动影响
电动操纵机构	$\frac{K}{1 + \frac{2D}{\omega_0}s + (\frac{s}{\omega_0})^2}$	$\omega_0 \approx 30s^{-1}$ $D \approx 0.7 \sim 1$	运行速度有限 迟滞现象
液压控制器 伺服机构	$\frac{K}{1 + Ts}$	$T \approx 0.03s$	线性范围窄, 温度影响
液压舵机	$\frac{K}{1 + \frac{2D}{\omega_0}s + (\frac{s}{\omega_0})^2}$	$\omega_0 \approx 60s^{-1}$ $D \approx 0.4 \sim 0.8$	同上

如果只控制飞机的刚体运动,并且安排控制器只在刚体运动频率范围有效,那么,同飞机运动相比,操纵驱动机构的固有动态特性可以不予考虑。此时,利用滤波器能足够迅速地抑制开环控制回路在飞行机动要求的频率范围之上的频率特性。然而,如果有阵风减缓系统,或者如果就要控制弹性自由度,从而必须提高控制器作用的频带,则这样做将会有问题。这时,应该采用快速伺服操纵机构,并通过对伺服驱动装置的合适的反馈,尽量提高操纵系统的边界频率,并应把控制器设计扩展到这个频率范围。

伺服驱动机构的非线性特性至少与线性特性同样重要。这种非线性特性首先是由伺服驱动机构本身的非线性限制造成的。在电动伺服操纵机构上,大多需要很大的减速器传动比,以达到所要求的扭转力矩。所以,转动角速度和转动角加速度的限制在这里产生了不利影响。在液压伺服驱动机构上,运行速度受最大体积流量的限制,这就导致具有反馈的伺服驱动机构的时间常数与幅值有关。

其它一些非线性影响是由伺服驱动装置和舵面之间的弹性和间隙(连杆、伺服驱动装置和舵的悬挂)造成的。为了减少这类影响,尽量要把操纵驱动装置安装在靠近舵的部位。另外,这样还会减少诱发作为弹簧-质量系统的连杆振动的危险。为了降低这种影响,通过操纵驱动装置反馈最有效。通常,以操纵驱动装置的线性特性和扩大频带宽度为目标,精心设计操纵机构反馈回路,正是飞行控制器设计中的一个主要问题。这个问题的恰当解决,可以从根本上简化飞机控制回路的设计/McRuer 73/。

出于安全性考虑,操纵驱动装置通常都按余度技术设计。人们加上双重、三重、甚至四

重操纵驱动装置,在这些操纵驱动装置中把两个到四个输入信号处理成一个操纵偏转,这样,它们能互相监控,当部分发生故障时,能通过内反馈进行补偿。这些子系统由不同的电源和液压源供给能量。但是,有关冗余和监控(故障识别和故障纠正)方面的一些重要的问题,不可能在这里讨论。

10.2.1 电动执行机构

有关执行机构的动态特性及其与舵面载荷的关系,以及反馈对其动态特性的影响,这里想以电动执行机构为例加以说明,如图 10.10 所示。电动转动动力矩 M 与所加上的电流 i 成正比,用来使具有总惯性矩 I 的“电机—传动装置—舵面”系统加速,并平衡舵面上的作用力 K ,这里,所有量都相对舵面偏度 δ (不计摩擦影响)。由此可得

$$M = c_1 i = I \frac{d^2 \delta}{dt^2} + K \delta \quad (10.2.2)$$

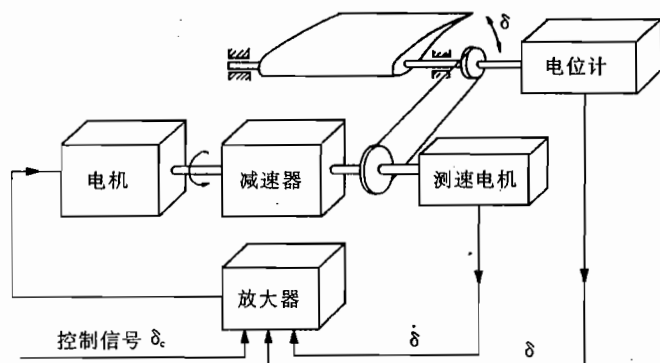


图 10.10 电动舵面操纵机构原理

如果把具有增益 V 的操纵信号 δ_c 放大成输入电压,那么,这个具有电机反电动势 $E = c_2 d\delta/dt$ 、内阻 R 和电感 L 的电路的关系式为

$$V\delta_c = E + Ri + L \frac{di}{dt} \quad (10.2.3)$$

如果用式(10.2.2)来置换式中的电流 i ,那么,就得到

$$V\delta_c = c_2 \frac{d\delta}{dt} + R \left[\frac{I}{c_1} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \frac{K}{c_1} \delta \right] + L \left[\frac{I}{c_1} \frac{d^3 \delta}{dt^3} + \frac{K}{c_1} \frac{d\delta}{dt} \right] \quad (10.2.4)$$

不计电感 L ,经拉普拉斯变换,得

$$\delta(s) = \frac{Vc_1}{RK} \frac{1}{1 + \frac{c_1 c_2}{RK}s + \frac{I}{K}s^2} \delta_c(s) \quad (10.2.5)$$

根据舵面载荷可以得到不同于式(10.2.1)的 PT_2 -特性,它的增益与舵面上的力 K 成反比。这意味着,操纵增益要按空气动力动压调整到所希望的大小(动压大时,偏角要小),然而,除此之外,还与测不准的电机和放大器的一些常数 c_1 、 R 和 V 有关。阻尼比为

$$D = \frac{c_1 c_2}{2RK} \sqrt{\frac{K}{I}} = \frac{c_1 c_2}{2R \sqrt{IK}} \quad (10.2.6)$$

它同内阻、惯性矩和舵面载荷的方根大小成反比。为了修正控制增益、阻尼和带宽(固有频

率),电机上配置有PD—反馈。在图 10.10 中,直接在舵上引出比例反馈信号,以降低钢索或者连杆的弹性影响。通过测速电机(同样也可直接装在舵上)反馈转速。采用PD—反馈 $(1+T_Ds)$,可得要控制的驱动电机的传递函数为

$$\delta(s) = \frac{V}{\left[\frac{RK}{c_1} + c_2s + \frac{RI}{c_1}s^2 \right] + V[1 + T_Ds]} \delta_c(s) = \frac{Vc_1}{RK + Vc_1} \frac{1}{1 + \frac{c_1c_2 + Vc_1T_D}{RK + Vc_1}s + \frac{RI}{RK + Vc_1}s^2} \delta_c(s) \quad (10.2.7)$$

以及阻尼比

$$D = \frac{c_1c_2 + Vc_1T_D}{2[RK + Vc_1]} \sqrt{\frac{RK + Vc_1}{RI}} = \frac{c_1c_2 + Vc_1T_D}{2\sqrt{[RK + Vc_1]} \sqrt{RI}} \quad (10.2.8)$$

随着增益 V 的增大,控制增益趋近于 1,固有频率随增益 V 而增大,而阻尼比则随微分反馈 T_D 的增大而增大。

10.2.2 液压执行机构

除了电传操纵系统外,几乎都通过连杆操纵液压执行机构。液压执行机构几乎毫不例外地都采用机械式反馈。原则上,它有两种形式,在这两种情况下,进入主作动筒的油液流动由一个机械式伺服阀来控制。

固定壳体的液压执行机构

图 10.11 示出固定执行机构的功能原理。如果操纵杆沿箭头方向向右移动(右移 x_e),那么可先把差动摇臂的下端视为固定点,则伺服活塞同样也向右移动,并开启油液流入操纵活塞的右面,使活塞向左移动(x_a),从而也使差动摇臂的下端移动,直到伺服阀关闭。输出和输入的行程特性与差动摇臂一样是相反的,此时,发生方向倒转。当偏转较大时,节点的垂直运动中必须计入弹性影响。

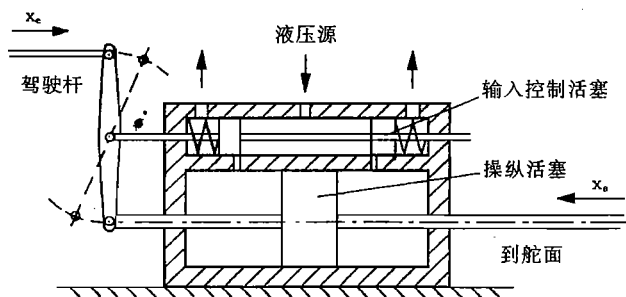


图 10.11 固定式的液压执行装置

活动壳体的液压执行机构

当采用活动的作动筒时,就避免了前面最后所说的缺点,因为取消了差动摇臂。悬挂作动筒取代差动摇臂是比较难的(单点悬挂),而且要移动的质量较大,图 10.12 示出其工作原理。如果操纵杆沿箭头方向(向右)移动 x_e ,那么,由于作动筒质量惯性的关系,可先把作动筒视为固定的,则伺服活塞打开,油液进入作动筒活塞的右面。因为活塞被固定住,

所以,作动筒的外筒向右移动 x_a ,直到伺服阀门再关闭。此时,输入位移 x_e 与输出位移 x_a 方向相同。由于油压高(标准压力 240bar)^①时操纵速度也很大的缘故,输出位移 x_a 几乎无延迟地跟随输入位移 x_e 。准确地描述液压作动筒的动态特性,例如,非线性影响,是很麻烦的,对此,可查阅文献/Himmler 67/。

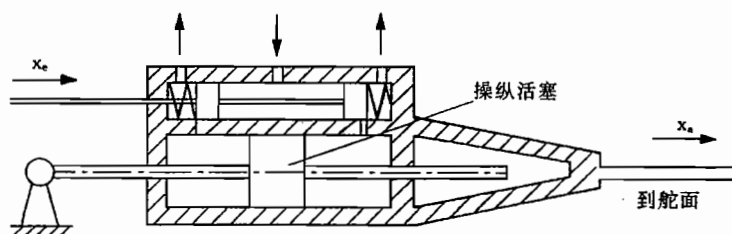


图 10.12 活动液压执行机构

10.2.3 电液阀

通过控制信号给伺服机构或执行机构加载时,首先要进行电—液能量变换,这种变换必须具有很大的功率放大能力。广泛流行的一种方法是按照喷嘴—挡板原理工作的电液前置放大器(Moog—Ventil),工作原理示于图 10.13。

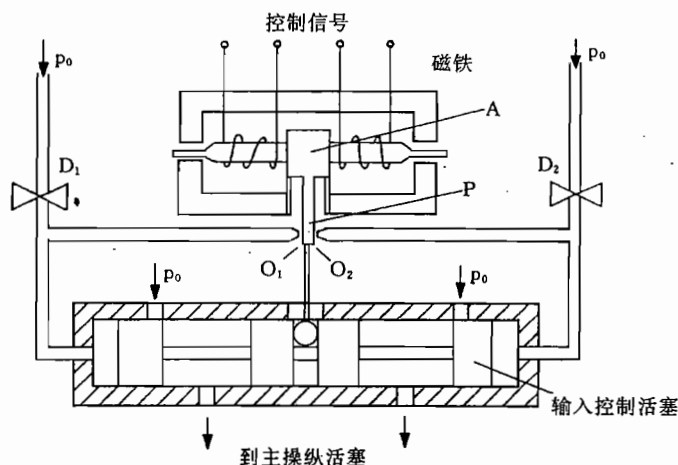


图 10.13 电液伺服阀

通过电推挽放大器(控制器)的输出电流,使衔铁 A 弹性偏移,例如,向右移动。这时,挡板 P 到喷嘴孔 O_2 的距离变小,而到喷嘴孔 O_1 的距离增大了。由此造成在与节流阀 D_1 和 D_2 相连接的输入管路的右侧液压管路的压力升高,左侧管路的压力减小,(伺服)分配活塞向左移动,直到它把挡板恢复到弹性连接,重新建立压力平衡为止。这时,就可以释放左面的油液流入主操纵活塞。因此,分配阀本身的作用如同一个比例放大器,因为分配活塞的操纵偏移与输入电流成正比。节流阀的开度和喷嘴的开度的量级为 0.25mm,喷嘴—挡板的距离约为 0.025mm,由此可见,分配阀对于液压油液中的很小杂质的反应极为敏

① 1bar=0.1MPa。——译者

感。它是飞行控制器安全性最关键的部件之一。

在主作动筒中,操纵速度与油液流量成正比,所以,它起积分作用,因而,这里也需反馈作用。图 10.14 示出由电放大器、电液伺服阀、主作动筒和电反馈组成的总系统的结构。对比例元件来说,在最简单的情况下,由电位计来控制作动筒的移动。因为分配活塞的位移与油液流量、从而也与控制活塞的运行速度成正比,所以,可直接作为微分反馈用。除此之外,这两种控制信号都可以在计算机中计算,用以监控分配阀和主作动筒。

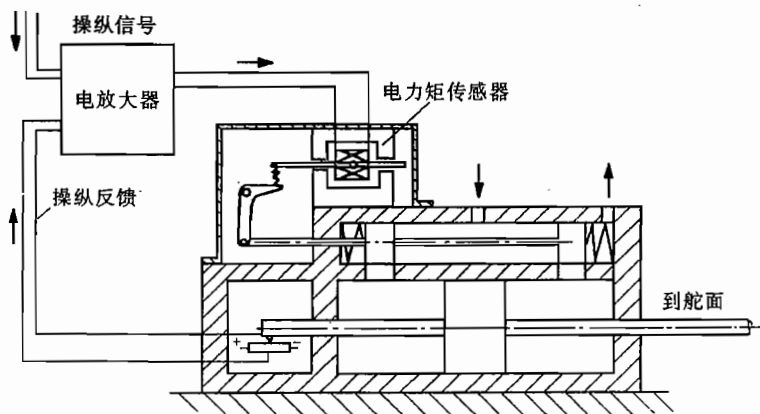


图 10.14 具有电反馈的电液执行机构

10.3 操纵系统

控制器信号对操纵元件的控制方式,取决于采用的技术类型(机械式的还是电传主操纵式的),以及驾驶员和控制器之间的任务分工。由于操纵系统是逐步由常规手动操纵方式发展演变过来的,所以,它仍遵照手动操纵原理,因为即使今天,当控制器发生故障时,仍必须能毫无问题地部分或全部地转入手动操纵。操纵在飞机上属于生命攸关的系统,所以,在安排设计操纵系统时,安全可靠性问题具有决定性的意义。由于这些原因,操纵系统的形式极为多样。这里我们只能介绍直接与飞行控制系统有关的一些基本原理,用一些大大简化了的原理图给以说明,同时,只限于常规的操纵元件,例如,舵面、配平机构和推力。广泛使用的液压执行机构具有很高的功率放大系数,所以,可以不必考虑舵面上的载荷对操纵偏转的反作用,我们只讨论这种情况。这样,仍然与第 3 章不考虑“松舵”这种情况一样。有关减小舵面铰链力矩的一些专门的舵面结构形式,可参看文献/Etkin 72/,/McCormick 79/。

10.3.1 基本原理

首先,用图 10.15 说明三种基本操纵方式的特点。

1. 驾驶员的操纵信号和控制器的信号,在操作拉杆中用一个差动摇臂叠加起来(阻尼器工作方式),驾驶员保留对操纵元件的全部操纵可能性(“全权”),控制器对操作元件没有反作用(图 10.15a)。

2. 操作杠杆由控制器伺服机构操纵,而驾驶员不参与作用,这时,为了监控控制器的

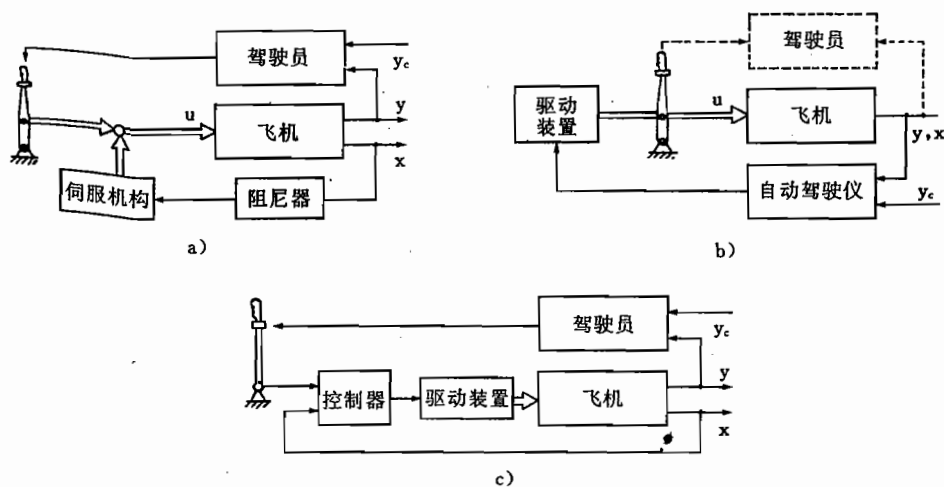


图 10.15 三种基本操纵方式

a) 阻尼器方式; b) 自动驾驶仪方式; c) 电传操纵(Fly-by-Wire)方式。

 y_c —控制引导量; y —被控制量; x —状态量。

工作,操作元件(驾驶杆)一起随动(自动驾驶仪工作方式),驾驶员只起监控作用(图 10.15b))。

3. 驾驶员用主操作元件、“通过控制器”操纵飞机(规定输入控制),这要求在驾驶员的操作元件上有力的接头或者有位移的接头,以及到执行机构的电信号处理(图 10.15c))。

在电传操纵工作方式中,驾驶员的操作元件与舵面之间不再存在机械式联系,所以,采用了“电传操纵”这一概念,这种结构形式把 a) 和 b) 两种方式互相结合起来。它的优点首先在于驾驶员和控制器始终协同工作;第二个优点是可以相对自由地设计控制器;而且,这种控制器与 a) 种工作方式不同,从驾驶员看,此时控制器是在前向通道内。在第一代规定(输入)的控制器上,出于安全方面的考虑,电气连接与机械式拉杆系统同时都接通,这种称为“驾驶盘操纵”(Control Wheel Steering)的操纵方式是一种过渡性措施,这时,必须防止电操纵和机械操纵二者互相对立地工作。

手动操纵

人工手动操纵时(没有液压助力器),驾驶员必须直接用舵面上的力平衡质量力和气动力(舵面铰链力矩)。舵面上力的大小与动压和重心位置有关,就这一点而言,这反而给驾驶员提供了一种评价实际飞机特性的重要的反馈量。然而,为了避免始终要施加操纵力,驾驶员可以通过一种自动联锁机构(调整片装置)无反馈地调整水平安定面,从而建立如 3.2 节所说的力矩平衡,即把飞机在实际飞行速度的工作状态下配平。

图 10.16 示出一种常见的布局形式,此时,用升降舵(在平尾上的操纵面)实现连续操纵,而长时间的配平是通过水平安定面来实现的。在已配平的飞机上,舵面在初始位置上是没有力的,驾驶杆处于平衡状态。为了使舵面的运动和平尾的运动解耦,应在水平安定面上加一个差动摇臂 D,并应使其下端铰链尽可能靠近平尾安定面的转轴。

图 10.17 示出在战斗机上常见的布局形式,这里没有升降舵面,操纵和配平这两种功能都由水平安定面实现。同时,配平装置通过一个弹簧承担稳态的舵面载荷,并改变驾驶杆的零杆力点,使驾驶员能围绕它进行操纵。配平装置通常为电动驱动,通过驾驶杆上的

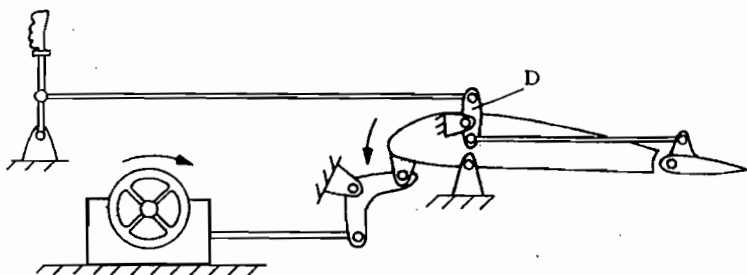


图 10.16 手动俯仰操纵和俯仰配平

按钮操纵(boom trim)。如果配平驱动装置设计成旋转螺旋驱动,在英文中这种装置称为 screw jack (千斤顶)。

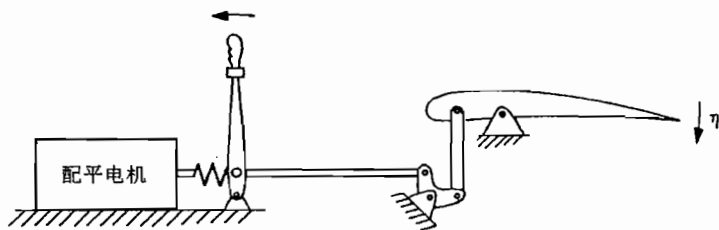


图 10.17 全动平尾的配平和操纵

随着飞机尺寸和飞行速度的增大,舵面上的力也增大,而驾驶杆力必须由液压助力器来减小。这时消失了的舵面感觉必须用一个(可能与飞行状态有关的)弹簧来代替,这种在驾驶杆上的弹簧提供了一种附加驾驶杆位移和杆力感觉(人工驾驶杆力感觉),使驾驶员能估计他的操作偏转的有效性,图 10.18 所示为这种结构形式。

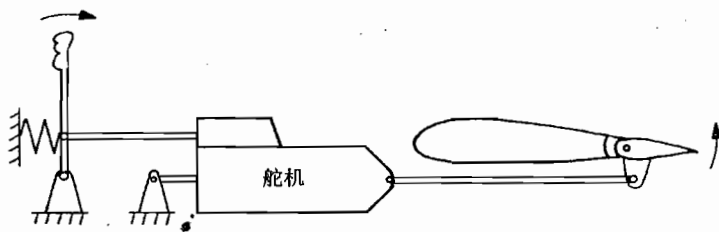


图 10.18 液压舵机

10.3.2 阻尼器辅助的手动操纵

下一步措施是:把驾驶员从控制阵风干扰的经常性操纵中解脱出来,改善飞机固有运动的阻尼特性,称这种用途的控制器为阻尼器(damper, stability augmentation system—SAS)。它的输出信号通过一种电动的或者电液伺服机构作用在舵的操纵拉杆机构上。阻尼器的控制不妨碍驾驶员操纵飞行航迹,驾驶员仍掌握对舵面或者对舵机的直接操纵。为此,应该把驾驶杆的操纵指令和阻尼器伺服装置的控制指令在操作拉杆中叠加起来,使阻尼器对驾驶杆没有反作用。图 10.19 示出这种操纵形式,这也就相当于图 10.17 所示的那种情况(没有分开的舵面)。

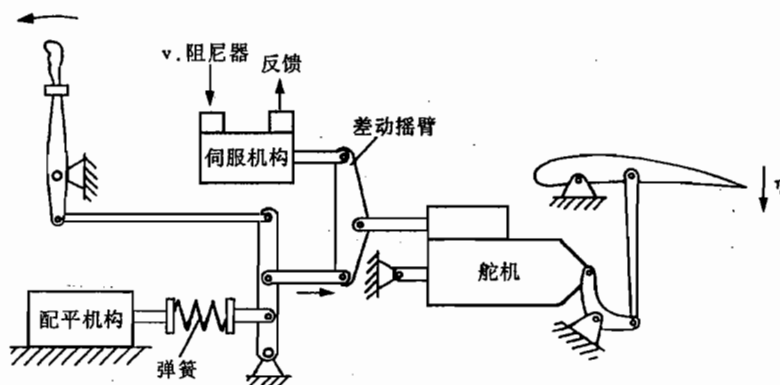


图 10.19 带差动摇臂的操纵拉杆
(阻尼器工作方式)

弹簧在这里有两种作用：第一，它产生人工驾驶杆力；第二，避免阻尼器偏转对驾驶杆的反作用，当然，前提条件是用舵机来进行功率放大，而且操纵拉杆系统的质量力和摩擦力不大。反过来说，无反作用的伺服输出，给差动摇臂提供了由驾驶杆操纵舵机的瞬时支点。

上述布局形式称为“并联”。另一种是“串联”形式，这时，图 10.12 形式的舵机（具有电操纵）放在操纵拉杆中，如图 10.20 所示。操纵信号变换成拉杆的长度变化，弹簧和配平机构的作用与图 10.19 所示系统的作用一样。

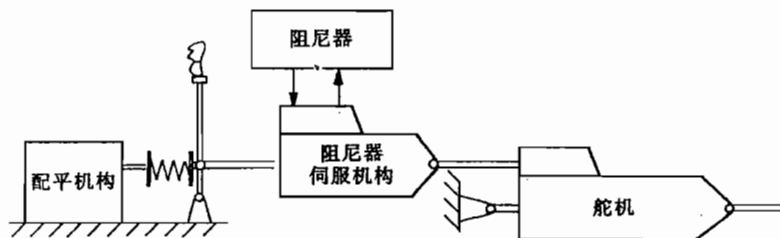


图 10.20 串联形式的阻尼器伺服机构

10.3.3 自动驾驶仪工作时的操纵

在飞行控制发展的初期，是把自动驾驶仪事后加装在业已制造完成的飞机上，甚至今天，在小型飞机上仍还这样作。事后加装的最简单、最安全的形式是通过电动离合器把伺服驱动输出连接到已有的钢索或者拉杆上，在意外情况下，可以由驾驶杆操纵离合器（保险锁）。要求驾驶杆与舵面之间保持机械式连接，造成驾驶杆也同时受到自动驾驶仪伺服驱动机构的推动，如图 10.21 所示。这种流行至今的布局方式，把驾驶员的指令和自动驾驶仪的指令不成体系地混合起来，驾驶员必须把有关自由度的操纵完全交给自动驾驶仪，如图 10.15b) 所示。但其很大的好处是：驾驶员可以在任何时候在驾驶杆上感受到自动驾驶仪的工作情况，并在控制器发生故障时，能立即直接进行干预。在大型高速飞机上，通过舵机给自动驾驶仪伺服机构卸载，图 10.21 中删去了这一部分。

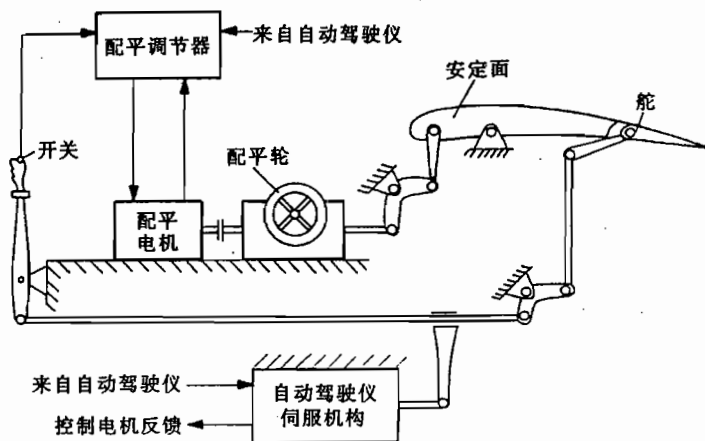


图 10.21 自动驾驶仪工作下的操纵

自动驾驶仪由配平调节器给以补充,由于安全方面的原因,配平调节器大都做成独立的设备,它从自动驾驶仪(和驾驶员)获得输入信号,见 14.2.5 节。配平机构在这里也还必须承担稳态的舵面载荷,并要顾及到:

1. 舵面的完整工作范围始终可供自动驾驶仪使用;
2. 自动驾驶仪伺服机构不必接受稳态载荷,在自动驾驶仪断开或者发生故障时,不会造成大的舵面偏转。

甚至在电动配平时,为了直接监控,座舱内的配平操作轮也同步旋转,这种形式主要涉及俯仰轴方向的配平。也有用于方向舵和副翼的配平。但是,一般情况这类装置皆由手动驱动,因为这里(除了平衡侧风和非对称动力情况)只涉及配平可能出现的非对称性。

有多种过渡解决方式使驾驶员能“参与”自动驾驶仪的工作,并用这些方法作过试验。最简单的方法是驾驶员可通过按钮断开自动驾驶仪。后来,用驾驶杆上的电的力触点,可以通过对自动驾驶仪信号的监视超越控制(supervisory override)短时间地在将达到一个新的规定高度时进行修正。最后,有一些机电混合操纵形式,它们满足了出于安全方面的考虑保留了操纵拉杆机构的要求,而又试图从驾驶杆上给自动驾驶仪引出引导信号,这样,就使自动驾驶仪工作方式有较大的灵活性(见前面所说的 Control Wheel Steering)。但是,刚性机械式操纵方式同含有控制律的电信号连接方式的并行工作,必然会发生冲突,另外,这种冲突还表现在杆力和杆位移协调不好。所有这些解决办法都只是不得已而作出的折中方法,自从使用纯电传操纵以来,这些方法已过时了。

10.3.4 电传操纵(Fly-by-Wire)

随着从模拟技术向数字技术的转变,电传操纵技术的引入已使飞行控制发生了革命性的变化。由于主操纵系统对安全的关键性作用,电传操纵的引入经过了多个发展阶段,延续了数十年。与其它创新一样,电传操纵也首先在军用航空中应用和试验。Concorde 飞机是第一种主操纵系统实现电液式的民用运输机(1969 年首飞),但它附带有完整的机械式操纵系统,当液压设备和电气设备发生故障时,可以接通机械式操纵系统。然而,在 100 000 多飞行小时中,还从未发生过这种情况。MRCA—Tornado 是第一批使用电传操

纵的军用飞机之一,但它附加装备液压机械式操纵系统。只是在 Airbus 的 A 320(1987 年首飞)上,人们才敢于采取重大的技术步骤,除了备用操纵和配平操纵外,在一架民用飞机上放弃了座舱和舵面之间的机械式连接。

由图 10.22,并联系图 10.15c),这种令人惊异的控制技术方面的优点就一清二楚了。主要体现在下列几方面(这里先不从安全方面考虑)。

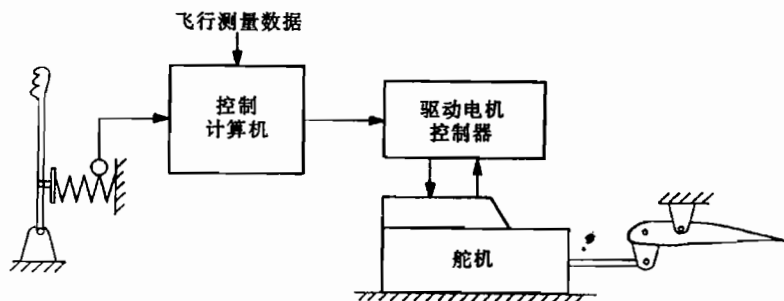


图 10.22 电传操纵

系统简单

阻尼器伺服机构、自动驾驶仪伺服机构(也还可能包括配平伺服机构)和舵面操纵机构等功能,皆综合在一个伺服操纵机构中,这样就去掉了控制器伺服机构和机械信号混合机构,把所有控制器功能都汇总在计算机中。

通过主操作元件预置引导量

驾驶员借助主操作元件(驾驶杆力)预置引导量值(由驾驶员看,控制器在前向通道中)。这样,驾驶员和控制之间可以经常进行很直接的协调,驾驶员“通过控制器”操纵飞机,这样,驾驶杆力和控制量之间的配置就能适合驾驶员的意愿。在宽广的范围内,控制器改变并统一了飞机的响应特性,甚至能模拟一架其它的飞机特性,如在 18.3 节要介绍的空中模拟。因为不再需要驾驶员施加大的操作力,所以,就可以用侧杆来取代大的驾驶盘,实际上,侧杆(side-stick)只具有一种信息发送器的功能。

控制功能集成化

控制器可以统一和协调阻尼、扰动抑制及航迹引导等所有任务,控制律的设计安排不再受技术边界条件的限制(这又附带受到数字技术的支持),经典的控制很容易由(非线性的)输入控制给以补充,以前的那些纵向运动、侧向运动的单个调节器,或者自动驾驶仪和自动油门(推力控制器)等,都能很简单地实现集成化,从可靠性观点看,这种集成化也是可以胜任的。

当然,一个没有机械备用系统的电传操纵,是以所有子系统都具有高可靠性为前提的,它包括从电能源和液压能源开始,经过计算机、数据总线和操纵驱动机构,直到各个接口。对于内电传操纵系统来说,要求故障率为 $10^{-9}/h$,而自动驾驶仪的可靠性则按国别而不同,可达 $10^{-7}/h$ 。

10.3.5 可靠性观点

在操纵系统中,极微弱的计算机输出信号被多级放大,因而作用在舵面上的大载荷实

际上没有反作用。这样,小的错误,例如,电—液信号变换中的小量误差,将在很高的能级上发生影响,从而可能造成灾难性的后果。所以,操纵驱动机构是关系安全性的尤为关键的系统,必须始终进行监控,并限制故障的作用。下面将介绍有关操纵机构可靠性和监控方面的一些观点,但不可能涉及其中的一些细节。

效能限制

故障的作用首先可以按这种方式加以限制,即限定执行机构的效能(权限)。这与最大操纵速度和最大操纵位移的乘积成正比。

图 10.23 给出一个具有限幅功能和限速功能的例子。自动驾驶仪的输出信号直接被送给高速运行的执行机构,但执行机构的位移(偏度)受到限制(例如,限制在可用舵面偏角的 10%~20%)。这样就可以调整高的频带宽度,但由于限幅的原因,可以容忍执行机构的错误,例如,骤然间的全位移(硬舵位),直到由监控装置或驾驶员切断执行机构为止。控制器同样的输出信号,经过一个限速的积分执行机构,被送给配平机构使用。尽管配平机构(水平安定面)的全部工作范围都可使用,但在故障造成危险的飞行状态之前,限速就可以把它切断。

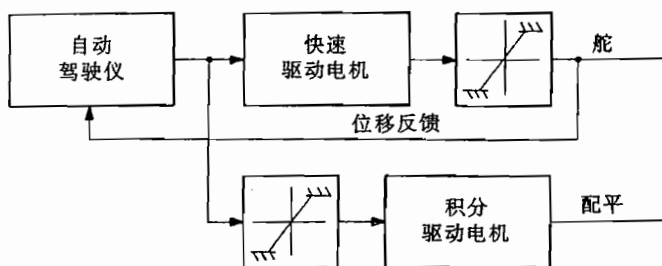


图 10.23 执行机构的效能限制

用这种弱化故障(fail-soft)特性的方法,满足了适航标准 FAR Part 25 的要求,该标准规定:当驾驶员在 3s 内(巡航飞行时)或 1s 内(着陆进近)接过飞机操纵之前,控制器的故障不准造成事故,不允许超过规定的极限值(例如,飞行姿态)。当然,只有具有大机动“全权”可替换的操纵方式时(例如手动方式),才能使用这种效能限制。效能限制还要求有故障识别和故障纠正的附加措施。

监控

若不能限制操纵幅度和操纵速度,例如,在起飞和着陆时,以及由于控制引导任务的困难,要求驾驶员付出全部精力时,那么,需要一种能及时切断的自动监控。为此,把执行机构的输入信号和输出信号互相进行比较(可能还要计入执行机构的特征模型),当超过规定的误差门限时,切断执行机构,如图 10.24 所示。当出现故障时,如图 10.20 所示的那种阻尼器伺服机构就被闭锁;如图 10.21 所示的那种自动驾驶仪伺服机构则必须与操作拉杆分开,或者通过液压回路的短路使其作无效运动,以便不妨碍驾驶员的操纵。

称为故障防护(fail-safe)或者故障消极防护(fail-passive)的这种故障性能,降低了危险性故障的概率,但也会按第一个故障而切断控制器。与此相对,如果只进行比较,而不能把故障定位,即使把两个主动执行机构(重系统)并联起来,也不会对此有所改善。监控的或者重系统的故障概率随附加组件的数目而增大,其中也包括监视器(Monitor)本身的故

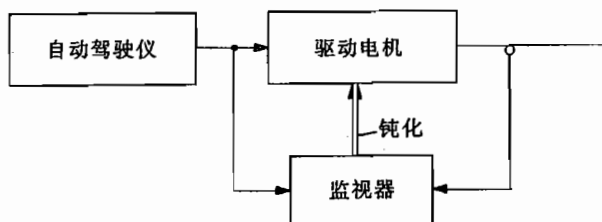


图 10.24 有监视器的简单系统

障概率。因此,增加的可靠性是以高的故障概率为代价的。

冗余度

出现故障后,只有当把故障定位、并还有一套无故障的系统可供使用时,控制器才能继续工作。若有两套可互相替换的常规结构,就属这种情况,但要假定:在一个短的时间间隔内出现两个故障的概率极微小。

若两个自监控的调节器并行工作,人们把这称为双重系统(Duo-Duplex-System),如图 10.25 所示。此时,一般把计算机增加到 4 倍。当出现第一个故障后,还有一套系统能工作,这种故障性质称为故障后可工作(fail operative)系统。在出现了第一个故障后,还有一套如图 10.24 所示的具有故障防护(fail-safe)特性的系统。只有在出现了第二个故障后,才必须转接到一个可能简化了的备用系统(back-up system)上。

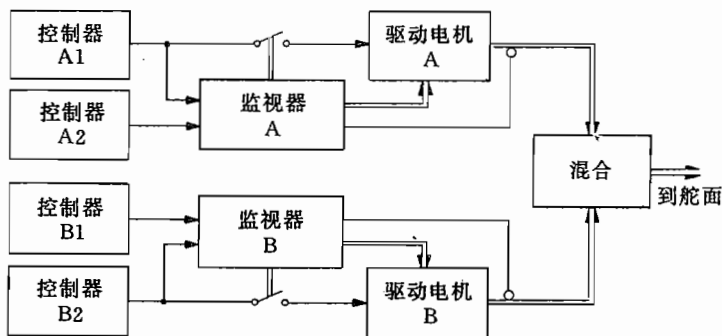


图 10.25 双重系统

为了纠正故障,有多种解决方式。在有些系统中,两个调节机构一开始都投入使用,而断开有故障的调节机构,或者接到“空载运行”。这种布局形式在正常工作时,操纵行程要同步,作用力要平衡。而在另一类系统上,首先,只有一套调节机构在工作,而另一套处于等待状态(stand-by),发生故障时,转换到这个功能完好的机构。再一种选择方式是两个伺服机构作用在分开的舵上(例如,分开式方向舵)。

图 10.26 所示的三重系统提供的安全等级是一样的,它是把执行机构(和计算机)增加到三倍。故障识别是通过三个通道的比较来实现($A-B$, $B-C$ 和 $C-A$)的,而故障定位则通过从三个通道中选择两个的办法来实现。通过切断三个通道中之一条,或者通过转换到一个先前未启动的、但没有故障的执行机构,来纠正故障。这种三重系统可以由三个独立的控制器通道组成,或者也可逐段地进行监测,如图 10.26 所示。

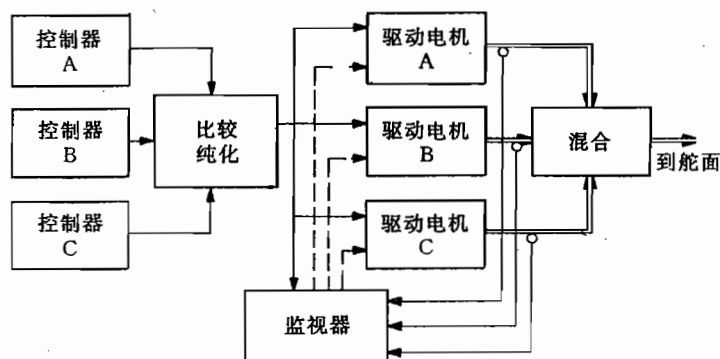


图 10.26 三重系统

故障识别和纠正

第 9 章有关传感器中的故障识别和故障纠正的说明,原则上也适用于操纵驱动装置。飞机和控制器之间的两个接口很容易发生故障,但是,由于下列原因,操纵系统中的作用特别关键。

1. 操纵驱动机构都具有很高的增益,并要转换巨大的能量。这种增益链中的任何一个故障将产生相当大的影响,可能使飞机陷入不能控制的境地。

2. 操纵指令多次变换它的能量状态:计算机数据转换成模拟—电信号,又转换成液压信号,最后转换成机械能。这种能量状态的转换特别容易发生故障。

3. 执行机构原则上起积分作用,并通过反馈获得了比例特性。当反馈发生故障时,将会发生危险的大偏度。若使用积分操纵系统,那么,要使多余度的操纵执行机构同步是特别困难的。

4. 操纵驱动机构的监控代价高昂,由于存在非线性(例如,与载荷的相关性)和时变(例如,温度影响)的缘故,其动态特性很难模型化。

5. 驱动装置的冗余化,要求把信号加到很高的能级上去。操纵驱动机构的接通和断开必须尽可能不要用力就能实现,所以,要求事先就要同步。

系统分级

提高安全性的另一个观点是关于总的控制系统的结构。系统结构必须尽量简单、清晰和透明。若系统已多次扩展,那么,一般就不再是这种情况了。

“如果系统变得巨大,就不安全了。”

飞行控制在几十年的发展过程中,已形成具有独立的传感器、信号连接方式、操作设备和座舱显示设备的多种多样的单项控制器,这些控制器通常彼此不能完全协调,由于它们的复杂性的缘故,尚不具备足够的安全水准。在逐步引进新技术过程中,首先,需要有一个适应的阶段,例如,在引进自动着陆技术和转入数字式系统过程中,就是这种情形,而且还在重复这种情况,例如,还部分地表现在导航系统上。

任何飞行控制系统都是由一些生命攸关的功能,即由一些关系安全性的功能,和一些减轻驾驶员的工作负担或者提高驾驶员的工作舒适性(因而是可有可无的)功能组成的,如图 1.33 所示。属于前一种功能的有阻尼器功能和稳定器功能,以及操纵系统,也就是图

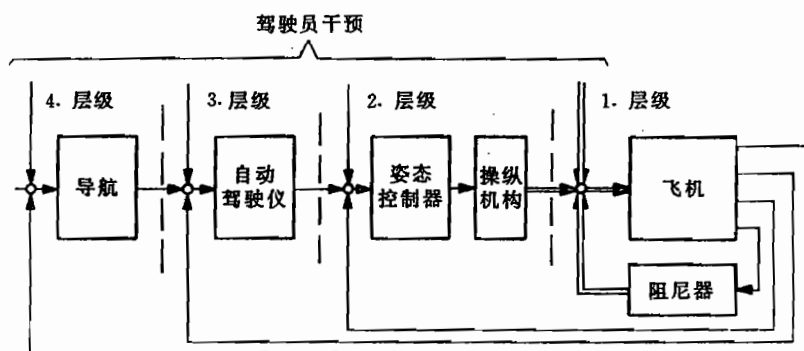


图 10.27 等级系统结构

10.27 的最内控制回路，这部分系统必须具有最高的可靠性；例如，具有鲁棒性的传感器和多重的操纵系统，而且要采用经过长期试验的技术来实现。

总的看，图 10.27 由“内”向“外”的其余控制回路，自动化的必要性愈来愈小。在故障情况下，由于这些过程进行愈来愈缓慢，所以，它们的任务可以由驾驶员来承担。同时，由“内”愈向“外”，由于观测系统和计算机的复杂性的缘故，可靠性下降了。

这种层级系统结构的可靠性基本原则是：决不允许高层级的故障击穿低层级；每当丧失较高级别时，余下系统必须保持其完整的功能。对此，其基本前提条件是：驾驶员保留对直到最低层级的干预或者操纵的可能性，并且给驾驶员提供为承担“高”层级任务所需要的信息。就此而言，显示系统对全系统的可靠性具有重要意义。

11 控制的任务和设计目标

飞机设计的最高的目标是保证安全,其余所有的目标都要服从这项目标要求。无论是运载一名游客在作了一次环城飞行后又降落到出发机场,还是用一架大型飞机把百余名乘客从法兰克福运往东京,在民用领域中,始终最为关注的是把乘客安全地送到预定的目的地。经济性、飞行舒适性和正点运行虽然同样也是重要的目标,但相对安全性而言,它们都只具有次要意义。

在军用领域,除了安全性目标外,还有完成任务的目标要求。例如,即使一架飞机没有返回,但它也能完成它的使命,如果它使敌方丧失了战斗力。所以,在军用规范中,这两项目标是并列的。

飞行控制器怎样能有助于实现这些目标?飞行控制器能减轻驾驶员长时间连续的、使人疲乏的工作负担,也就是能承担稳定飞行状态、减轻风切变和大气紊流的影响等项工作。从而,飞行控制器使驾驶员能从容地完成那些需要发挥其全部才能和决定判断能力的“关键性”任务。

当驾驶员的反应速度和能力不能胜任多种参数的观测和协调控制时,飞行控制器也能在艰巨的任务中支持驾驶员,好像是驾驶员的“伸长了的胳膊”。例如,在恶劣气象条件下的着陆、地形跟踪,或者在失速范围的机动飞行。

最后,飞行控制器能完成经常性的、重复性的机动飞行程序,例如,高精度地完成标准化的进近着陆程序。这样,就使驾驶员能保持“清醒的头脑”,用以监控飞机的安全运行,在发生意外情况时,能作出正确的决断。

怎样能由这些任务和目标导出飞行控制器的设计发展准则?哪一种设计方法最适于用来提供具有最优特性的飞行控制器?按照本书前10章,有一点是很清楚的:线性过程模型和公式积分准则的二次型最优化方法(黎卡提设计方法),最适于初步求解有限的局部问题(预先设计);而由于复杂性和要求项目繁多,把“全局性”设计排除在外。

在本章的有限篇幅内,不可能给出控制器设计的一般方法,只是指出一些适航标准和规范,并举一些个别典型的例子说明:这些要求和准则是如何多种多样的。这些要求来自三个大的方面。

第一方面涉及飞行品质要求,首先是有关飞机的动态特性,也就是有关稳定性、操纵性和机动性(操纵品质),以及阵风敏感性(乘坐品质)的要求。因此,这些要求优先考虑了驾驶员对良好的飞行能力和飞行舒适性的希望,但也包括对遵守安全飞行范围(飞行包线)的一些主要要求。

第二方面的要求涉及单独飞机对环境的适应性,即对全部飞行活动的适应性。由起飞、巡航、进场和着陆的控制和标准飞行方式,得到关于对保持飞行航迹的允许偏差以及

从各航迹段到 ILS 进场着陆方式的程序等方面的一些要求。

第三方面的要求是近 10 年来才提出的：即通过控制来改善飞行性能。在应用“主动控制”技术不断扩大了战斗机的飞行范围之后，在民用航空领域，控制器有利于改善飞行品质和飞行性能之间的协调。例如，机动载荷控制，或者降低静稳定性。总之，这些措施和另外一些措施都要求通过控制来主动限制飞行范围。

显然，设计目标同飞机类型和飞行范围有关。由于这个原因，要求的项目是在不断发展的。在发展某些直升机、垂直起飞飞机时，或者在研制协和式(Concorde)飞机时，就必须扩展一些当时的标准，或者必须重新拟定一些标准。自从使用电传操纵系统以来，也与此情况类似。每一种基本新型飞机都要修改现行的要求。

11.1 一般的观点

11.1.1 评价准则

飞行控制器的品质通常由驾驶员来评定，所以，除了固有的控制品质外，对控制器功能的理解及其可操作性也起一定作用。驾驶员必须随时能估计出：控制器反应是否“正确”。这项监测任务附加给驾驶员的负担，应该像一项复杂的或者无头绪的操作(工作类型选择，规定值输入等)给驾驶员的负担一样小。

驾驶员对控制品质的评价与下列因素有关：

- 飞机类型(大型的、迟钝的飞机，或者小型的、灵活的飞机)；
- 飞行任务(起飞、巡航飞行、特技飞行)；
- 环境条件(大气紊流、振动、噪声)；
- 飞行任务的困难程度(例如，在恶劣能见度下的着陆，发动机停车)。

所以，所有这些影响因素都要进入设计规范，可用三个例子加以说明。

1. 编队飞行

此时最迫切的要求是最精确地按地点(距离)和时间(碰撞)控制引导飞行姿态和飞行航迹、最高的机动性和快速的响应特性。这种飞行以指令的剧烈、迅速变换以及发挥到极限的飞行性能(例如，载荷系数)为特征。此时驾驶员的舒适性(例如，加速度的限制)只是要求经过较长时间之后，必须可靠地完成飞行任务这种程度。相对而言，经济性在这种飞行情况下没有什么意义。

2. 运输机的巡航飞行

因为在这种飞行状态下，要优先考虑经济性和空中交通控制引导的约束条件，所以，关键是保持对地的飞行航线、最优飞行马赫数和飞行高度。与此相反，容许飞行航迹和飞行姿态的偏差相对大一些(飞行高度平面相隔 300~600m，飞机相距 20n mile)。其次是舒适性要求，也就是对加速度和转动角速度的限制。这种飞行以一些长时间定常飞行阶段为特征，这些飞行阶段通过逐段机动转换，要求各个操纵面的偏度都相当小。

3. 运输机的进近着陆飞行

这一飞行阶段以高的航迹引导精度要求为特征，而且，愈靠近接地点要求愈高。因为这一阶段的飞行速度在最小飞行速度附近，要求驾驶员高度注意能量状况，尤其当存在大

气紊流时,更应如此。频繁地改变构形状态(着陆襟翼、起落架)又额外增加了驾驶员的工作负担。因为这里主要是定常飞行阶段之间的分段转换,所以,对机动性的要求很低,然而却要求舵面操纵效能要高。由于这一阶段涉及的飞行距离比较短,所以,经济性和乘坐舒适性没有什么意义。

在表 11.1 中比较了三个例子的几项主要品质要求。首先可以看出,稳定性和机动性要求是相反的。高的特征运动稳定性和良好的阻尼特性不利于飞机的操纵灵敏性,有时为了具有高的机动性能而必须降低稳定性和阻尼特性。虽然都要求阵风抑制,但这对长时间的飞行阶段更为重要(乘坐舒适性,结构载荷)。航迹精度和乘坐舒适性的要求也是互相对立的。幸好是这样,因为高的航迹精度要以高的加速度和转动速度为基础,也就是在降低了乘坐舒适性的条件下才能达到。表中还附加一项越来越重要的另一项要求,用“包线保护”(envelope protection)和“无忧操纵”(care free handling)(见 15.1 节)这两个概念,二者描述了相似的控制器任务,即防止飞机离开它的安全飞行范围($\alpha_{\max}$, $n_{z\max}$, $M_{\max}$),而与强扰动、甚至与驾驶员的错误操纵输入都没有关系。这样,就解除了驾驶员在那些要求他注意另一些任务的飞行阶段上的监控工作的负担。

表 11.1 各种飞行阶段的设计原则

	编队飞行	巡航飞行	着 陆
稳定性,阻尼特性	—	+	+
机动性	++	—	—
阵风抑制	(+)	+	(+)
航迹精度	+	—	++
乘坐舒适性	—	+	—
经济性	—	++	—
包线保护	+	(+)	+

下面将再一次列举一些飞行品质、飞行性能和引导精度诸方面要求显著不同的各种典型飞行任务。

- 1. 空战、特技飞行。利用极限性能,极小的曲率半径,大的载荷系数。
- 2. 跟踪目标。最优能量航迹,会合机动。
- 3. 无推力进近着陆。能量管理,最优下滑航迹和最优进场航迹,正点着陆。
- 4. 起飞和起飞上升。在起飞航迹上的加速、抬前轮、最优上升飞行到飞行范围边界(发动机停车)。
- 5. 巡航飞行。逐段转变的长时间定常飞行阶段,最低燃料消耗。
- 6. 高交通密度下的进场,或者以高的下滑速度作下滑飞行。飞行航迹经常变化,等待飞行。
- 7. 终端进近和着陆。高的航迹精度,地面边界层(大气紊流,风切变)和恶劣能见度的限制。

11.1.2 任务谱

这里,可把飞行控制器承担的任务概括成 4 类。

改善飞行品质

这项任务综合了能辅助驾驶员,但又允许驾驶员进行高级航迹引导的所有控制任务。那些使驾驶员容易或者难于驾驶飞机的、从而必须用飞行控制器来修改的飞行性能,首先应属于飞机的固有运动特性,这里既要了解滚转、俯仰和偏航方向特征运动的频率特性和阻尼特性,也应当知道运动参数之间的幅相关系(例如,滚转—偏航关系)。

飞行品质的第二个方面是关于操纵特性,即飞机对驾驶员操纵输入的响应特性。航迹自由度反应相对要迟缓一些,所以,即使在轻微不稳定的情况下,驾驶员也能控制,因而在这里航迹自由度只起次要作用。与此相反,转动自由度中对稳定性的要求处于首要地位,使驾驶员至少在短时间内可以不顾及短周期运动。特征频率和阻尼必须在令驾驶员满意、又与驾驶员的反应能力相一致的范围内,这样,驾驶员既不容易使飞机不稳定或者诱发极限振荡,也不会使飞机过操纵。应在飞机的稳定性和灵敏性之间作出恰当的协调。

在飞机的操纵特性中,不仅对操纵指令的响应(准定常)幅值(操纵灵敏度)很重要,而且响应的过程也很重要。后者能使驾驶员尽量早地估计飞机的运动特性,正确地调整他的操纵输入。二者都可得到控制器的支持。

一般,飞机主要通过不可逆的液压驱动机构操纵,因而,驾驶员在驾驶杆上感受的自然不是反作用力,必须人为地通过机械式的或者液压式的弹簧产生这种反作用力(“人为杆力感觉”)。例如,因为驾驶员首先通过力(较少按照驾驶元件的位移)来操纵,所以,所施加的驱动力和所造成的载荷系数对评价飞行品质极为重要。另外,由加速度和转动角速度表征的飞机起始响应,也起决定性作用。

第三,飞行品质取决于扰动特性,主要是飞机对大气紊流的响应特性。一般,通过滤波器的作用提高固有阻尼能明显降低阵风敏感性。当然,完全抑制扰动是不可能的。正如已经简化的角度关系

$$\Theta = \gamma + \alpha + \alpha_w \quad (1.3.1)$$

所示, α_w 型阵风不仅造成迎角 α 的变化,从而使载荷系数和航迹倾角发生变化,而且还引起 Θ 的变化,即造成大的转动角速度,所以,在阵风减缓时,总要在航迹控制和姿态控制之间作出协调。一般,当频率较高时,协调应对姿态有利;而当频率较低时,则应对航迹有利。

大气紊流不仅激发飞机的刚体运动自由度,而且还特别激发飞机的弹性运动自由度,所以,飞机尾部的加速度能量水平要比机翼附近高,例如,在大型运输机上。因此,用于阵风减缓的控制器,原则上还要担负控制(阻尼)弹性运动自由度的任务,为此,需要一些附加的传感器和执行元件,这就意味着要花费很大的代价。由于这个原因,一般情况下,不把阻尼器功能扩展到弹性自由度的频率范围,反而用滤波器有意把阻尼器的作用限制在刚体运动。

属于这里所说的任务还有大扰动的控制问题,例如,一侧发动机停车,或者抛投载荷所引起的大扰动。首先,必须降低初始出现的转动加速度,以便不形成危险的飞行姿态,接着,应重新配平飞机,以平衡非对称推力,或者平衡质量变化和重心的移动。

所有这类控制器应支持、而不妨碍驾驶员承担航迹控制任务。只要控制器能可靠地工作,驾驶员并不关心控制器的详细工作方式,控制器应当尽可能使他觉察不到地工作。对驾驶员来说,起决定作用的只是把加入控制后的飞机,看作是飞机特性修改了的飞机。这

类飞行控制器将在第 14 章讨论。

控制器辅助的飞行航迹控制

恰恰在动态飞行阶段,驾驶员不想放弃控制器的支持,这种支持不仅能使驾驶员进行精确的飞行航迹控制,而且允许驾驶员作剧烈、迅速变化的机动。次一级的控制器,例如前一节所说的那些控制器,对此无能为力。为了能直接发挥出这种能力,驾驶杆必须含有预置规定值的功能。此外,控制器必须出现在驾驶员(作为航迹控制器)和操纵系统之间,这就需要一种电传操纵系统。这样,控制器就移到控制回路的前向通道中,从而,可以从根本上提高控制器的有效性,扩展控制器的功能(协调、滤波),参见对图 10.22 的讨论和 18.2 节。

在纵向运动中,驾驶员能通过驾驶杆控制的量是俯仰转动角速度 q_K 、载荷系数 n_z ,或者这二者的组合量 C^* (见式(11.2.6))。在对机动能力要求很低的运输类飞机上,垂直速度 H 也作为操纵量使用。在侧向运动中,视要求而定,规定滚转角速度 p_K 、滚转角 Φ 或者偏航角速度 r_K 作为操纵量,但操纵力和飞机运动之间的稳态配置,必须与未加控制的飞机特性相适应。因此,不可能在操纵力与姿态角之间,或者甚至在操纵力与飞行航迹之间直接进行配置。

全自动化飞行航迹控制

没有驾驶员参与的全自动化飞行航迹控制是以所有 6 个自由度的自动控制为前提的。但是,必须使控制器的结构能对 3 个航迹运动自由度(x, y, z)的每一个都有在手动控制或者自动化控制之间进行选择的可能性。基于这个原因,通常驾驶员和控制器有任务分工,例如,驾驶员控制纵向运动,而控制器控制侧向运动。

历史上第一代自动飞行航迹控制器(自动驾驶仪)只承担个别飞行阶段的稳定任务,首先是(直线飞行的)巡航飞行,然后,加上这些飞行阶段之间的曲线飞行和过渡飞行航迹段,最后,由多个阶段组合成现在的飞行阶段,例如,自动着陆中也可能还包括复飞机动飞行。这些控制任务减轻了驾驶员的负担,使他可顾及其它的任务(计划飞行航线和飞行过程,空中交通等)。这些自动化飞行阶段的程序运行是由标准化的飞行方式和实际给定的飞行监测情况决定的。它们的设计计算准则只部分地与飞行品质有关,相反,主要是关于飞行航迹允许偏差和航迹变换时允许的过调量,以及驾驶员和乘客的舒适性等方面的规定。

有关自动引导到连续弯曲(陡进近)的、或者经常变化的飞行航迹方面的一些新的方法也遵循同样的准则,只是具体实现要花费更大的代价,因为必须同时改变众多航迹参数(高度、空速和航向),此时,能量状态也连续变化。在一般的飞行情况下,这些航迹参数的输入是有延迟的,因为在这些控制器中,不仅要由驾驶员来可靠地实现,而且还要由驾驶员来监控,这是很难的。其实现的前提条件是柔性 3—D 定位方法的可用性,通常与出于飞行安全方面的原因对非正常飞行方式的认可程度有关。

监控和计划任务

驾驶员的上一级工作涉及飞行计划和最优飞行、机载系统的使用,以及飞行运行的监控。新近控制器的发展是为了能在这三个方面进一步减轻驾驶员的负担。驾驶员必须借助随机手册、飞行图,以及有关装载、燃料消耗、天气、交通情况、交通控制等方面的数据或者显示,使飞行过程最优。今天,在这项工作中,驾驶员正越来越多地得到飞行管理计算机

的支持。这些系统还逐渐担负起选择电台和发射频率、变换导航系统和控制器工作方式、把飞行航迹数据转变成控制器的控制规定值以及各个飞行阶段的程序控制等项费时间的工作。

飞行状态的监控引发了控制器的多种工作方式,这些工作方式归结为“包线保护”(使用边界控制,见 20.2 节)。任务包括从发动机监控(分别为最大允许推力级、转数、温度)、载荷系数、最大和最小飞行速度以及飞行高度的限制,直到通过控制指令防止超过最大迎角(失速)。这些量值和边界与飞行状态和飞机的构形状态(例如,着陆襟翼位置)有关。所以,这些任务的自动化监控就意味着减轻了驾驶员的主要工作负担,把驾驶员从经常性的工作中解放出来,使驾驶员能高度集中精力。在军用领域,按照“无忧操纵”概念,已发展了类似的控制器功能。这些功能允许在考虑飞行规定情况下,“无忧”地充分利用飞行边界,但对有意超过使用边界不能提供绝对保护。

11.1.3 规范和标准

由德国联邦航空局(LBA)颁发的民用飞机适航标准的基础是美国联邦航空局(FAA)发布的联邦航空条例(FAR),为考虑技术的发展,经常以“附录”形式加以补充。对飞行控制器适航性来说,具有权威性的是下列标准:

——FAR Part 23“适航性标准,正常式通用飞机和特技飞机”(一般指 5.7t 以下,9 座以下的飞机);

——FAR Part 25“适航性标准,运输类飞机”。

近年来,在 FAR 基础上制订了欧洲标准,定名为“联合适航性条例”(Joint Airworthiness Regulations,JAR)。但由于参与国家尚不清楚协定情况,这项标准目前尚未普遍生效。

FAR 适航性条例中包含了相对一般的要求,大多没有具体的数值规定,这样,在应用到一定的飞机类型上,或者采用新技术时,允许作出一定的变通。下面从中举几个例子说明这项标准的特点(引自 LBA 的德文本)^①。

§ 23.141 “飞机必须在正常所希望的使用高度上满足 § 23.143 到 § 23.253 条款的要求,此时,不需要驾驶员非常的技巧、注意力或者过分用力。”

§ 23.143 “必须能在超过安全载荷系数并在所有可能的使用条件下(包括……发动机停车……)没有危险,能够柔和地从一种飞行状态转入另一种飞行状态(包括曲线飞行和侧滑飞行)。”

§ 23.181 “在失速速度和最大允许飞行速度之间的范围出现的所有短周期纵向振动,不仅必须能用松浮主操纵,而且也能用固持主操纵予以明显阻尼。”

§ 23.1329 “飞行控制器—布局”

a) 布局安排必须使飞行控制器

1. 可由飞机驾驶员迅速而安全地断开,以防止操纵飞机时干扰驾驶员。
2. 由一个飞机驾驶员就能克服控制器的作用,而使他能操纵飞机。

b) 布局必须使飞行控制器不论在正常工作还是在有故障的工作情况下,如果在适当

^① 中国民用航空适航要求,请参见中国民用航空局 1994 年 9 月 30 日发布的“中国民用航空规章”。——译者

的时间内开始引入修正措施,都不会造成飞机危险的过载,或者飞行航迹的危险偏离。

这些特性必须由飞机或者飞行控制器生产厂家向 LBA 说明,特别是最后的例子说明,为使一种飞行控制器获得使用许可,必须满足很高的安全性要求。

美国联邦航空条例 FAR 也得到法国当局的认可,然而,除此之外,人们格外重视飞机研究发展和试飞员的经验。为了发展协和式飞机,英国和法国当局于 1964 年发展了特别规范“超音速运输类飞机飞行品质—TSS—5”。

在研制军用飞机及其控制器时,许多国家,其中也包括德国,都以美国 MIL—系列规范为依据。飞行品质要求在“军用标准——有人驾驶飞机的飞行品质,MIL—STD—1797”(Military Standard—Flying Qualities of Piloted Aircraft,MIL—STD—1797)中作了详细的说明;这个规范于 1987 年替换了规范 MIL—F—8785。在欧洲合作范围内,以此为根据,衍生出一些建设性的针对具体项目的规范。例如,由德国 MBB 公司和英国航空航天公司(British Aerospace)联合为 EFA 项目制订了专门的“设计和准飞要求”(Design and Clearance Requirements)。MIL—规范在法国已不再得到承认,而是用“Étude de la Sécurité des Aéronefs en Utilisation(ESAU)”来代替/Wanner 71/。

对控制器功能的要求,例如,关于控制精度、稳定裕度和故障情况下的特性等,包含在 1975 年颁发的美国军用规范 MIL—F—9490“飞行控制系统设计”中。

规范 MIL—STD—1797 由两部分组成。正文中只包括各项要求的文字说明,没有给出飞行品质参数的数值。对各项准则的数值本身,以及背景材料、经验和解释,都放在附录“有人驾驶飞机的飞行品质手册”(Handbook for Flying Qualities of Piloted Aircraft)中。MIL—STD—1797 的意图是:它可以作为专门的飞机研制职权的基础,为此,必须规定委托方和生产厂家之间的各项要求。然后,这样所建立的“设计和准飞要求”才是订购合同和研制合同的基础。为了说明 MIL—F—1797 的特点,应从中引出两个例子。

§ 4.4.1 空速对姿态变化的响应

a. 空速和俯仰姿态之间的关系应该如下……(列出细目)。

b. 当飞机俯仰姿态受到扰动偏离配平状态时,对于等级 1 和等级 2,不能有空速非周期发散的趋势。对于等级 3,空速发散必须在下列范围内……(列出细目)。

紧接着是 5 页篇幅有关要求的根据,以往飞机研制方面的经验数据和建议等文字说明,以及如何通过仿真或者飞行试验证明所要求的特性。

§ 4.5.1 对滚转控制器的滚转响应

等效滚转模态时间常数 T_R 不应大于下列……(列出细目)。

接下去是所推荐的数值和 17 页篇幅的有关解释和示例的文字说明。

对一架飞机的飞行特性所提出的要求,与飞机种类、飞机的飞行使命(例如,运输类飞机、战斗机)以及飞机的飞行状态(例如,故障状态,大气紊流状况)有关。因此,在 MIL—STD—1797 中的要求是按照飞机的种类(class)、飞行阶段(flight phases)和品质等级(level)来分级,也就是按照各自的范围来分级,列入这 3 项的内容定义如下。

1. 根据飞机预定的任务类型(mission),把飞机划分成下列 4 类(class)。

I 类:小型、轻型飞机。

II 类:中等重量、低到中等机动性飞机。

III 类:大型、重型、低到中等机动性飞机。

IV类:高机动性飞机。

2. 飞行阶段表征与总的飞行任务有关的各种飞行阶段,应包括3种类型(category)。

A种:要求急剧机动、精确跟踪或者精确控制飞行轨迹的非终端^①飞行阶段(例如,空战、地形跟踪)。

B种:用缓慢的机动、无需精确跟踪就能正常完成的那些非终端飞行阶段,但可能要求准确控制飞行航迹(例如,上升、巡航)。

C种:终端飞行阶段,采用缓慢机动就能正常完成,通常要求准确控制飞行轨迹(起飞、进场和着陆)。

3. 飞行品质的等级定义了能完成飞行任务的质量等级或者难度系数。

等级1:飞行品质明确适合于任务飞行阶段,飞机无需改进就令人满意(“满意的”)。

等级2:飞行品质适合于完成任务飞行阶段,但驾驶员的工作负担有所增加,或者完成任务的效果有所降低,或者二者兼有(“可接受的”)

等级3:飞行品质能满足安全地操纵飞机,但驾驶员的工作负担过重,或者完成任务的效果不好,或者二者兼有。A种飞行阶段能安全地结束,B种和C种飞行阶段能够完成(“可操纵的”)。

由驾驶员评定飞机的飞行品质,并确定飞行品质界限的常用方法,是用表11.2所示的库伯—哈珀评定尺度(Cooper—Harper rating scale, CHR)。这里,库伯—哈珀评定尺度与飞行品质等级的对应关系是

CHR=1~3.5 相当等级1;

CHR=3.5~6.5 相当等级2;

CHR=6.5~9 相当等级3。

最后,按飞行速度、飞行高度和载荷系数划分成3种飞行范围(飞行包线)。

使用飞行包线(Operational flight envelope):包围了满足飞机种类的任务要求的所有正常飞行状态,在这个飞行范围内,要求具有极好的飞行品质(等级1)。

可用飞行包线(Service flight envelope):规定了在特殊情况下可以使用的比较大的飞行范围,达到这个飞行边界没有危险,可以说它有一个可望有中等飞行品质的缓冲区域(等级2)。

允许飞行包线(permissible flight envelope):指定了许可的和可能的飞行范围,也就是规定了完全的飞行范围边界,对这个边界的要求是必须能使飞机顺利地、安全地返回使用飞行包线内。

另外,把飞机的正常飞行状态(没有故障)、故障飞行状态(可能以一定概率发生的个别故障)和特殊故障飞行状态区别开。后者由于其发生概率很低,可以除外。

除了FAR适航标准和军用飞机研制的飞行品质规范外,还有大量国际民航组织(ICAO)的协定和协议。飞行控制器、导航系统、数据传输和接口方面的细则,由保证全球范围兼容性的ARINC规范规定。机载电子设备和计算机软件由美国无线电技术协会(RTCA)颁发的标准规定。

有关飞行品质方面的其它资料,可以引用AGARD的出版物。有关仿真研究中被推

^① 英文为 Non-terminal flight phase,也有译成非场域飞行阶段。——译者

荐为参考的风和紊流模型方面的资料,同样可在 MIL—STD—1797 和 AGARD 和 FAA 的出版物中查到。

11.2 飞行品质准则

下面将参照/MIL—STD—1797/示范性地讨论控制器设计的几个重要准则,主要是有关飞行品质方面的一些准则(为此,采用了几乎是同义的概念:飞行品质(flying qualities)和操纵品质(handling qualities)),更详细的内容可以查阅文献/MIL—STD—1797/,/MIL—F—9490/,/FAR Part 23/,/Wilhelm u. a. 75/。这里所关心的要求涉及阻尼和特征频率的允许范围、状态变量之间的理想配合、姿态保持的精度以及所出现加速度的最大值等。

11.2.1 纵向运动

图 11.1a)示出驾驶员认为是好的直到不可接受的短周期振动特征频率和阻尼的范围,这是用战斗机模拟目标跟踪任务时所征求的驾驶员意见的结论。由式(1.3.25)的传递函数(标准化的短周期近似式)

$$\hat{g}_{q\eta}(s) = k \frac{1 + T_{\theta}s}{1 + \frac{2D}{\omega_{0AS}}s + \left(\frac{s}{\omega_{0AS}}\right)^2} \quad (11.2.1)$$

对图 11.1a)中几个特征区域的阶跃响应结果示于图 11.1b)。主要表现在初始阶段的阶跃响应特性不仅取决于式(11.2.1)传递函数中的极点,而且还取决于分子中的时间常数 T_{θ} ,这里取 $T_{\theta}=2$ 作为典型值。图 11.1b)虽然给出的只是定性结果,因为阶跃形式不是驾驶员的典型输入函数,尽管如此,仍可看出:

——区域 2,飞机响应过分灵敏,这就意味着对阵风的响应也很强,驾驶员不再能跟上控制变量的快速变化,所以,存在进一步诱发振荡的危险(驾驶员诱发振荡—PIO);

——区域 3,初始响应(同区域 1 相比)太弱,驾驶员容易过操纵;

——区域 4,飞机对要求的飞机机动反应太迟钝;

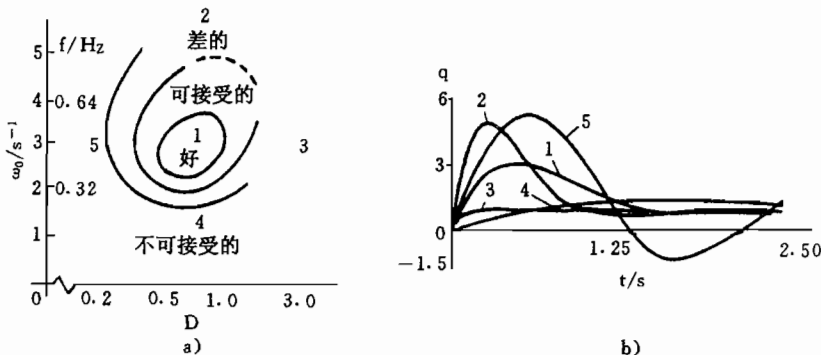


图 11.1 驾驶员对短周期振动的评价示例

a)频率和阻尼范围;b)阶跃响应。

——区域 5, 阻尼太弱, 驾驶员难以稳定住飞机 (PIO), 对阵风响应太强烈 (见下文)。

按照规范/MIL—F—1797/, 要求短周期运动的阻尼比为 $0.35 < D < 1.3$, 沉浮振动的阻尼比为 $D > 0.04$, 3 级飞行品质允许沉浮振动不稳定, 这时要求振幅倍增期至少 55s。而按照 MIL—F—9490, 一般要求所有反馈回路阻尼比 $D > 0.3$ 。

单独短周期振动的特征频率和阻尼还不是评定飞机对升降操纵指令的响应的完整尺度。因为驾驶员不能直接感受到航迹倾角 γ , 也不能直接影响航迹倾角 γ , 他必须用俯仰角 Θ 通过载荷系数 n_z 的替代方式来控制航迹, 此时, 所能达到的载荷系数主要是由迎角的变化引起的, 如式 (1.3.18) 所示。 γ 和 Θ 愈准确一致, 也就是迎角的变化 $\Delta\alpha$ 愈小, 驾驶员对航迹的预测愈好。因此, 惬意的航迹控制的前提条件是所能得到的载荷系数 n_z (航迹变化) 与必要的迎角变化之比 (“载荷系数敏感性”) 要足够大。由 1.3 节可知, 对短周期振动的近似表达式 ($Z_\eta = 0$ 时), 有

$$\left. \frac{\Delta n_z}{\Delta \alpha} \right|_{t, \text{groß}} = \left. \frac{n_z/\eta}{\alpha/\eta} \right|_{s=0} = - \frac{V_0}{g} Z_a = \frac{V_0}{g} \frac{1}{T_\Theta} \approx \frac{C_{Aa}}{C_{A0}} \quad (11.2.2)$$

所以, $\Delta n_z/\Delta \alpha$ 的短时稳态值与式 (11.2.1) 分子中的时间常数 $T_\Theta (\sim Z_a^{-1})$ 成反比, 迎角变化 5° 至少应造成载荷系数的变化量为 0.2g, 因此, 要求

$$\frac{\Delta n_z}{\Delta \alpha} \geq 2.3 \frac{1}{\text{rad}}$$

当 C_{Aa} 较小, 因而 $\Delta n_z/\Delta \alpha$ 也比较小时, 为了产生一定的载荷系数, 要求迎角变化值就大。这个比值不能通过那些采用升降舵作为唯一的控制变量的控制器来改变, 而只能用直接改变升力的方式 (直接升力控制) 加以改变。

另外, 对驾驶员来说, 操纵敏感性的最主要尺度是阶跃升降舵后初始角加速度 $\dot{q}_K$ 与所达到的准定常载荷系数 n_z 之比, 因为用这个比值能大致从飞机的初始响应中估计航迹变化, 这个比值称为 “操纵期望参数” (control anticipation parameter, CAP)。对于短周期振动 (AS) 近似, 由式 (1.3.22) 和式 (1.3.25) 得

$$\left. \frac{\dot{q}_K}{n_z} \right|_{t=0} = \left. \frac{\dot{q}_K/\eta}{n_z/\eta} \right|_{s=0} = \frac{g}{V_0} \frac{M_a - M_q Z_a}{Z_a} = \frac{g}{V_0} \omega_{0AS}^2 T_\Theta \quad (11.2.3)$$

因此, 短周期振动的特征频率 ω_{0AS} 、时间常数 T_Θ 同前面所说的两个品质尺度之间有很密切的关系。为了保持式 (11.2.2) 已调整了的比值为常数, 必须使短周期振动的特征频率同作为飞机特性已有的比值 $\Delta n_z/\Delta \alpha$ 相匹配。按照 MIL—STD—1797, 正常使用情况下允许的范围如图 11.2 所示。

另外, 最初在文献/Tobie et al. 66/所建议的品质尺度是基于这样的事实: 驾驶员不仅按照载荷系数, 而且也按照俯仰角速度来评价飞机的响应。在大速度范围, 由于

$$a_z = -V_K \dot{\gamma} = -V_K (\dot{\Theta} - \dot{\alpha}) \approx -V_K \dot{q}_K \quad (11.2.4)$$

所以, 载荷系数是主要的评价参数, 然而, 驾驶员座位处的加速度, 即重心 S 前 x_P 处的加速度在这里具有决定性的作用, 此时 (见式 (2.6.14))

$$a_{zP} = a_{zS} - \dot{q}_K x_P \quad (11.2.5)$$

但在速度较低的范围, 由式 (11.2.4) 可见, 同 $\dot{q}_K$ 相比, a_z 较小, 为了估计他的操纵指

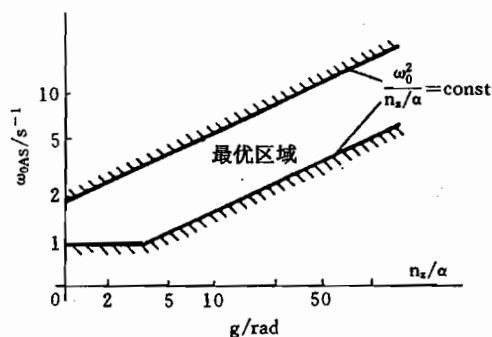


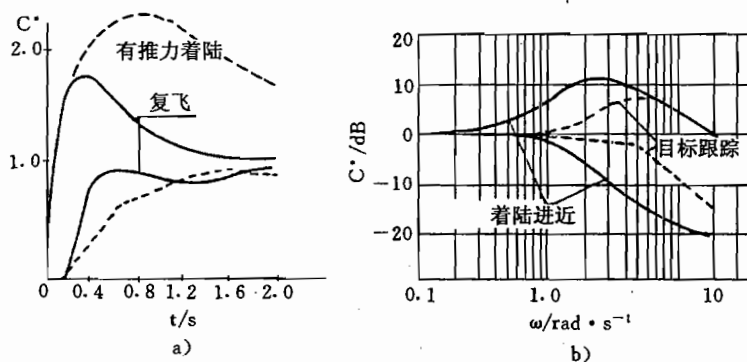
图 11.2 允许的短周期振动频率的范围

(引自/Wilhelm et al. 77/)

令, 驾驶员使用更高的俯仰角速度。在中等速度 V_m 下, 二者以同等权重进入评价中 (建议 V_m 取最小速度和最大速度的几何平均, 通常, 选择 $V_m = 400 \text{ ft} \cdot \text{s}^{-1} = 240 \text{ kn}^{①}$)。驾驶员的特性用所谓的 C^* 参数表示, 它是驾驶员座位处的载荷系数和俯仰角速度与 g 之比的线性组合

$$C^* = \frac{1}{g} (-a_{zs} + \dot{q}_K x_p + V_m q_K) \quad (11.2.6)$$

这样综合起来的输出变量应该表示全部飞行范围内的统一特性, 特别关系到上升时间和超调量。图 11.3 示出一架战斗机在各种任务下的 $C^*(t)$ 的容许范围。然而, 所示的阶跃响应容许范围的包络线是有问题的, 因为这里没有排除弱阻尼的特性。

图 11.3 C^* 特性允许边界

a) 阶跃响应; b) 伯德图。

低频范围的飞行品质要求, 主要涉及沉浮振动的稳定性和空速对升降舵操纵后的航迹倾角变化之比。在/MIL-STD-1797/中要求: 第一, 空速随驾驶杆力的变化梯度总应为负 (“拉杆”指令时, 空速减小); 第二, 飞机抬头总应预示航迹倾角正向变化。由式 (1.3.23) 和式 (1.3.24), 近似的传递函数的关系为

① kn 为 Knoten 的缩写, 中文称为节, 参见附录 A.3。——译者

$$\frac{\gamma/\eta}{\Theta/\eta} = -\frac{Z_a}{s - Z_a} = \frac{1}{T_{\Theta}s + 1} \quad (11.2.7)$$

因而

$$T_{\Theta} = -Z_a^{-1} \sim (C_{Aa} + C_{W0} + \alpha_0 C_{Wz})^{-1}$$

总应为正。另一项要求是航迹倾角变化对空速的变化之比要尽量为负,作为边界值,要求

$$d\gamma/dV \leq 0.06^\circ/\text{kn} \quad \text{等级 1}$$

$$d\gamma/dV \leq 0.24^\circ/\text{kn} \quad \text{等级 2}$$

11.2.2 侧向运动

侧向运动的飞行品质要求由滚转运动和偏航运动以及它们彼此耦合的形式来表征,不仅涉及固有特性,而且也还涉及扰动特性和操纵特性。与纵向运动情况类似,如果驾驶员从初始响应中能尽量了解到阵风的作用,或者飞机对他的操纵指令的响应,那么他将对飞行品质作出肯定的评价。

像第 8 章那样,把滚转运动和偏航运动自由度分开的作法,是与明显的简化联系在一起的。因此,分析飞机特性大多要求使用完整的状态方程,通常使用四阶传递函数,例如

$$\hat{g}_{\rho\epsilon}(s) = \frac{b_{\rho\epsilon}s(s^2 + 2D_{\Phi}\omega_{\Phi}s + \omega_{\Phi}^2)}{\left(s + \frac{1}{T_S}\right)\left(s + \frac{1}{T_R}\right)(s^2 + 2D_{TS}\omega_{TS}s + \omega_{TS}^2)} e^{-\tau s} \quad (11.2.8)$$

这里用延迟时间 τ 计入了由传感器、控制器(采样、滤波器、计算机)和作动器等引起的所有时间滞后影响,延迟时间不应超过 $\tau < 0.1s$ 。

驾驶员主要通过倾侧角控制侧向运动,其中,主要的操纵变量是副翼偏角,而用方向舵来抑制侧滑、协调转弯。因此,用于评价的最主要传递函数是 $\hat{g}_{\rho\epsilon}$ 和 $\hat{g}_{\beta\epsilon}$,最主要的评价指标是:

- 对副翼指令的滚转响应,滚转时间常数,滚转速率与操纵力之比;
- 荷兰滚振动在滚转自由度中所占份额(对副翼操纵响应的比值 Φ/β);
- 螺旋运动的稳定性,或者滚转和螺旋运动的耦合;
- 进入和脱离曲线飞行时驾驶员座位处的横向加速度;
- 侧风情况下的滚转操纵。

对副翼指令的滚转响应,近似可由传递函数

$$\hat{g}_{\rho\epsilon}(s) = \frac{L_{\xi}}{s - L_p} = \frac{L_{\xi}}{L_p} \frac{1}{1 + T_R s} \quad (8.4.27)$$

得到。由此可导出最重要的特征量是滚转时间常数

$$T_R = -\frac{1}{L_p}$$

和初始滚转角加速度

$$\dot{p}_K|_{t=0} = L_{\xi}\xi$$

以及可能达到的稳态滚转角速度 $p_{K\infty} = \frac{-L_{\xi}\xi}{L_D} \xi_{\max}$ 。

对滚转时间常数的要求(这里的数值以及下面的数值针对/MIL—STD—1797/的 1 级飞行品质)为

$$T_R < 1.0s \quad \text{对 I 类和 IV 类飞机}$$

$$T_R < 1.4s \quad \text{对 II 类和 III 类飞机}$$

另外,滚转操纵效能按时间度量,即在最大副翼偏度下,达到一定的滚转角的时间。此项要求按飞行阶段划分和计值,例如

$$t_{90^\circ} < 1.0s \quad \text{空战}$$

$$t_{30^\circ} < 1.0s \quad \text{IV 类飞机着陆进场阶段}$$

$$t_{30^\circ} < 2.5s \quad \text{III 类飞机着陆进场阶段}$$

作为示例,图 11.4 示出大型飞机(III 类)着陆进场时可飞行边界与 T_R , $\dot{p}_K(0)$ 和 $\dot{p}_{K\infty}$, 以及与 L_β 和 L_p 的关系。为了保持线性特性,这些值应尽量与副翼偏度无关。

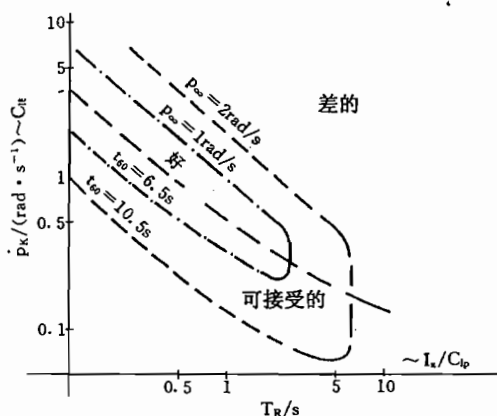


图 11.4 大型飞机着陆进近时的可飞行边界
(引自/MIL—STD—1797/)

侧向运动的稳定性越高(L_β 和 L_y 大),飞机方向稳定性能力就越强,则进入曲线飞行要求的操纵偏度相对就大。所以,为了有好的机动性,允许有轻度的螺旋不稳定性。表征这个边界是振幅倍增时间 t_d ,对它的要求与飞行阶段有关(此处为 1 级飞行品质)

$$t_d \geq 12s \quad \text{A 种和 C 种飞行阶段}$$

$$t_d \geq 20s \quad \text{B 种飞行阶段}$$

相反,在 A 种和 C 种飞行阶段,要把滚转运动和螺旋运动的根耦合成一对共轭复根的情况(侧向运动的沉浮运动,滚转—螺旋振荡)排除在外。对 B 种飞行阶段,这种振荡的阻尼比至少应为 $D=0.5$ 。原因在于,对于必要的机动能力来说,在这种情况下的滚转操纵太弱,而侧向运动的稳定性太强。

对于荷兰滚振动来说,A 种飞行阶段要求特征频率 $\omega_{0TS} > 1s^{-1}$,阻尼比 $D > 0.2$;而对 B 种和 C 种飞行阶段,要求阻尼比 $D > 0.08$,阻尼系数 $\sigma < -0.15s^{-1}$ 。如果阻尼太低,则滚转角速度对阶跃副翼的响应就含有明显的荷兰滚振动成分,这会使精确滚转操纵很困难。

飞行品质指标中很重要的内容是用各种方式来描述滚转和偏航自由度之间的耦合。滚转自由度中荷兰滚的比重、侧滑运动对副翼操纵指令响应的幅度和相位,以及比值 Φ/β

的大小和相位等都与此有关。如 8.3.3 节所述,这些耦合参数主要由 L_p/N_p 和 L_r/N_r 来表征。按/MIL—STD—1797/,与此相应的可飞行边界的例子示于图 11.5。

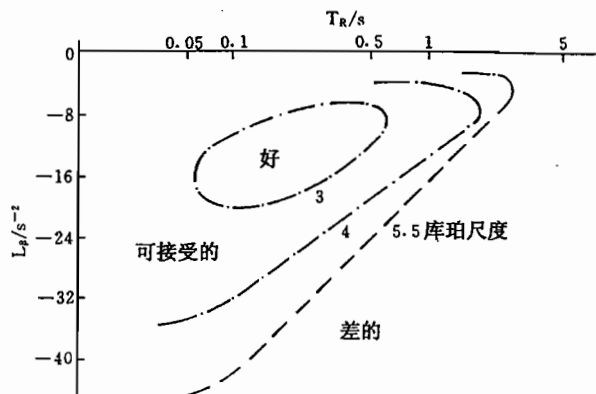


图 11.5 与滚转时间常数和侧滑滚转力矩有关的可飞行边界

如果驾驶员远在重心之前,或者在滚转轴之上方,那么在进入和离开曲线飞行时,驾驶员要遭受到横向加速度,在一定条件下,这个横向加速度在其初始响应中可能是反向变化,从而给准确操纵带来困难。按照/MIL—STD—1797/,这个横向加速度应该为

$$\frac{n_{yPilot\ max}}{P_{K\ max}} < 0.012 \frac{g}{^\circ/s}$$

而且能在低于 30kn 的侧风条件下起飞和着陆,即此时副翼和方向舵必须具有足够的操纵效能,且驾驶员必须能以正常的工作负荷完成任务。

11.2.3 对控制精度的要求

对姿态保持的要求,首先来自航迹控制精度,在军用领域,也来自战术要求(例如,准确性要求)。在起飞和着陆时,这些要求另外还与所要求的机翼翼尖、发动机和飞机尾部的离地高度以及安全接地有关。

按照/MIL—F—9490/,在平静大气条件下,运输类飞机的姿态保持精度应为 $\Delta\Theta < \pm 0.5^\circ$, $\Delta\Phi < \pm 1.0^\circ$;在阵风情况下,要求均方差 $\sigma_\Theta < 5^\circ$, $\sigma_\Phi < 10^\circ$ (在规定的阵风强度下);由非线性影响所造成的边界振荡,载荷系数最大幅度不能超过 0.04g,姿态角最大幅值不能超过 0.2°。有关横向加速度的要求,对驾驶员和乘客来说,也就是对整个座舱范围来说,直线飞行时要求 $b_y < 0.02g$,曲线飞行时要求 $b_y < 0.03g$ 。

最后,对控制器设计来说,重要的是用来抵挡不可避免的参数变化的稳定性裕度。按/MIL—F—9490/,在刚体运动范围内,飞行控制器的稳定裕度要求,一般为

幅值裕度	$\pm 6\text{dB}$;
相位裕度	$\pm 45^\circ$ 。

直到今天还几乎没有关于扰动抑制应该达到的尺度的准确指标。在/MIL—STD—1797/和/MIL—F—9490/中所提到的要求,主要是关于在强烈阵风情况下飞行控制器的安全方面的功能,即要有足够的稳定性,并足以防止危险的飞行状态。在/MIL—F—

9490/中,作为驾驶员和乘客舒适性的尺度是“乘坐不舒适性指数”(ride discomfort index),这个指数是以人在加速度作用下的响应特性为依据的。

对人的不利影响的程度不仅与加速度方向、加速度频率有关,而且还与作用的时间长短有关,如图 11.6 所示。即使在低于 1Hz 以下的区域,对人也是很不舒服的;到 0.5Hz 区域出现不舒服(晕机症)。在这个区域内,可把均方值 0.1g 视为上边界。

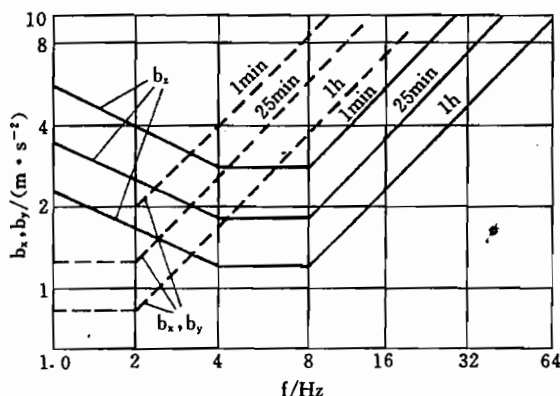


图 11.6 人能承受的加速度的最大值与频率和作用时间的关系
(均方值,引自/Wilhelm et. al. 75/)

显而易见,在 1~10Hz 频率范围内的加速度对驾驶员的健康和操纵活动损害尤甚(加速度作用在臂上和驾驶杆上)。特别在要求准确控制航迹和准确保持姿态的飞行阶段,影响更大,例如,目标跟踪或者着陆进近时。

11.3 飞行航迹准则

不仅飞行品质,而且飞行航迹的准则也引入到飞行控制器的要求项目内。前者只涉及单独的飞机,然而,飞行航迹不仅与飞机本身的任务目的有关,而且还与环境有关,即与空间内其它飞机以及监控该空间的地面控制站有关。为了保证空中交通的安全,各个空中交通参与者的运动自由是有限的,例如,通过标准飞行程序使空间交通规范化,把军用、民用商业目的(空中交通)和私人交通(“通用航空”)在空域内部分地分开,或遵守不同的规章。

11.3.1 被控制变量和控制器结构

在空间给飞机定位的基本参数是:

- 气压高度(飞行高度);
- 磁罗盘航向(方向);
- 指示飞行速度(IAS)。

从控制对地航迹的观点看,虽然这 3 个参数不理想,但为了保证空中交通安全仍选用它们,因为它们可用经典的方法测量,而且,所有飞机都受到同样系统测量误差的影响。

因为指示空速与动压成正比,所以,可直接测量而不用换算。它同所有作用在飞机上的空气动力有关,因而不论是低速飞行还是高速飞行,空速都是一个重要的参考量,只是

在巡航飞行中主要选择马赫数作为被控制变量。

磁北方向同样在每架飞机上都能直接测量,所以,所有飞机的航向都与它有关,所有 VOR 台的信号也是调准到磁北的当地值。

在机场附近,在海拔高度 5000ft(有时为 7000ft)或者对地高度为 2000ft 的规定高度上(以较大者为准),按场压调定高出海平面的高度(QNH 调整,见 9.2.1 节)。除此之外,气压高度还要按标准值 1013.25mbar 调定,这样也被调定到标准大气上(QNE 调整,见 9.2.1 节)。在过渡高度以下,高度用 ft 表示,并称为压力高度(altitude)。在过渡边界之上,这个量用飞行平面(或高度层)(flight level—FL)表示,参见 9.2.1 节。

与此对应,飞行航迹参数:

V_K ——飞行航迹速度(flight path velocity);

γ ——航迹倾角(angle of climb);

χ ——航迹方位角(flight path azimuth)。

都不能用传统的机载设备测量,而需要采用惯性基准或者其它的导航手段测量。不用航迹速度,而选用相对空气的飞行速度作为被控制量,这除了便于测量外,主要因为它是飞行力学中比较重要的量,它与迎角共同决定了升力状态。另外,动压影响了作用在飞机上所有的空气动力。相反,航迹速度 V_K 只有当飞机准确地处在纵向对称飞行情况下才有意义(距离控制)。而在起飞和着陆时,飞行高度 H 总是按相对地面加以规定,在这个范围内,相对周围空气的高度则无关紧要。

选择上述被控制变量,虽然设备技术简单,然而,必须付出一定的代价:即在规定一条固定的航迹时,航迹的规定值直接与环境风有关。

由于

$$\vec{V}_A = \vec{V}_K - \vec{V}_w \quad (1.2.17)$$

$$\Psi = \chi - \beta_K = \chi - \beta - \beta_w \quad (2.2.23a)$$

必须把规定值 V_{Ac} 和 Ψ_c 与(未准确知道的)平均风相匹配,随时还必须根据定位加以修正。显然,通过控制这些量不可能很准确地控制航迹,因而必须预先规定相对大一点的容许范围(飞机相互之间的距离)。为了沿水平面内固定的航迹飞行,必须使用惯性基准,或者必须采用地面固定的导引系统,例如 VOR 或 ILS 无线电信标。

今天流行的规定航迹(至少在空中交通飞行中)是由一些长的直线航段组成的,在各个航段内,空速、高度(或者垂直速度)和航向保持为常数。这就意味着,自动驾驶仪主要是作为保持航迹参数不变的固定值控制器。在这些定常飞行阶段,控制误差很小,可用线性方程计算控制器相应的工作方式。

定常飞行阶段之间的过渡,既可以通过标准曲线(具有等偏航角速度)构成,也可以通过在空间内不是准确规定的近似航迹来建立。因为有足够的把飞机稳定在要跟踪的直线飞行航迹段上,所以,对过渡航迹的精度要求相对要低一些。只要求转弯要柔和、没有超调,一般,这只是从时间过程加以预先规定,为此,要备有附加的控制器工作方式。

因此,高度、空速和航向等控制器,大多有两种功能:第一,以初始大小的控制误差飞向一条新的航迹;第二,稳定在一次所达到的航迹上。其中,第一个航段是与航迹参数的明显变化联系在一起的(例如,大的空速变化,大的倾侧角),所以,为了准确地估计其特性,要求进行非线性计算。

把用不同控制器工作方式飞行的各飞行段互相连接起来的原理,必然还要求补充稳定所需要的控制器功能,即为接通和转换工作方式时的柔和过渡服务的功能。另外,为了安全、无超调地接通和转换航迹控制工作方式,还需要进行逻辑上的连接。

首先,必须满足一定的接通条件,例如,只有当高度差别 $H < 10\text{m}$, 垂直速度 $\dot{H} < 5\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,才能接通高度控制器。另一方面,多种工作方式既可能互相依存,又可能互相排斥,例如,只有在使用升降舵作为操纵量的同时,还把推力作为操纵量,才允许同时接通空速和高度控制。除了纯控制功能的原因外,控制器还因这些措施变得相当昂贵。

简单的自动驾驶仪对这三个航迹变量的每一个,都设有一个单独的控制器,每个控制器可分别单独地工作,也可与其它控制器一起工作,因而驾驶员可以仅仅控制一个航迹参数,而把其它的航迹参数留给控制器。但这样会在驾驶员和控制器之间造成协调方面的问题。

在侧向运动中只有一个航迹参数(χ 或者也可能是 Ψ),所以,这里的关系是明确的:或者由驾驶员担负航迹控制任务,或者由自动驾驶仪担负航迹控制任务。因为只有一个航迹控制参数,所以,侧向运动自动驾驶仪可以按照简单的串联控制方式在侧向运动的基本控制器基础上建立。

但是,属于纵向运动的有两个航迹参数,即空速和高度,二者彼此紧密相关。用于控制这两个量的有两个操纵变量,即升降舵偏度和发动机推力。在很长一段时间内,不用发动机(其中也出于安全方面的原因)作为控制器的操纵元件,而只是由驾驶员操纵。这就导致发展一种用升降舵不仅要控制空速,而且还要控制高度的自动驾驶仪,此时,驾驶员的任务是通过油门操纵控制其它的航迹参数。而这又引起驾驶员与控制器之间的强烈交变作用方面的问题。

后来发展并使用了所谓推力控制器(自动油门),在引入发动机推力条件下用推力控制器控制空速。这时(出于安全方面的原因)要求:推力控制器与单独作用在升降舵上的自动驾驶仪之间不存在横向联系,而且没有升降舵控制器时也可使用推力控制器。

在设计飞行航迹控制器时,不仅要注意使飞行品质适应于驾驶员,而且还要注意所达到的航迹精度、转入新的飞行航迹时的特性以及乘坐舒适性,也就是通过抑制加速度和转动角速度达到的飞行安静性。这里,例外情况是一些新的控制概念,即按照输入控制原理能把手动—自动操纵方式混合起来的航迹控制(见 18.2 节)。由于其中又存在驾驶员和控制器的紧密合作问题。所以,这种控制也要在动态特性方面适应驾驶员。

除此之外,由驾驶员管理和监控控制系统方面的一些问题,不仅对技术上实现,而且对设计,都具有重要意义。

航迹控制器的设计与飞行状态控制器的设计有着本质的不同。在内控制器回路设计中,操纵机构的动力学特性和非线性特性、飞行动力学参数变化的影响,以及阵风干扰的影响等具有特别重要的作用,但在外控制回路上则不是这种情况。如第 14 章将要介绍的那样,由于这些影响被内控制回路给以显著的抑制,而且通过对固有特性和耦合特性的修正,所以,对外回路起主要作用的传递特性已被简化了(尤其对侧向运动)。

航迹控制涉及的是一些相对缓慢的变化过程,而基本控制器补偿的是一些快速变化的转动运动过程。由于要处理的信号的频率间隔很大的缘故,在一阶近似下,可把基本控制器与航迹控制器分开。经验表明,若基本控制器具有足够的阻尼储备,不同的外控制回

路(控制器—工作方式)可以用同样的基本控制器来实现。由此,可认为:对外控制回路来说,带有基本控制器的飞机,表征了固有特性相对不变的被“修改了的控制对象”。如果要把参数拟配到飞行状态(见 14.2.2 节)上的话,控制对象参数的变化,大部分由基本控制器给以补偿。尽管如此,也还需要把参数与外控制回路拟配,例如,与马赫数匹配。

11.3.2 标准—航线

民用航空遵循国际公认的规则,这些规则以国际民航组织(ICAO)公约“空中规则,附件 2”(Rules of the Air, Annex 2)为根据。各国的空域结构也以国际民航组织的原则为依据,这已在德国空中交通法中作了规定,并由联邦飞行安全机构进行监督。

管制空间被划分成管制区(control area—CTA),这些管制区从距地面 2500ft 高度延伸到飞行高度层 FL 245(下空间),和从飞行高度层 FL 245 延伸到飞行高度层 FL 460(上空间)。2500ft 以下和 FL 460 以上的空间不受管制。在机场附近的短程交通范围内,由大小不同的管制区主管交通控制,直到地面,这些管制区又按区段划分等级/Mensen 89/。

空间内的航线定义为地面无线电导航设备(NDB, VOR)之间的大圆段。把多个大圆段彼此排列起来就得到航线引导,称为“空中交通服务(air traffic services—ATS)航线”。在围绕机场的短程交通范围内,终端机动区(terminal maneuvering area—TMA),为起飞和检验飞行规定了标准航路,即标准进场航线(standard terminal arrival routes—STAR)和标准仪表离场航线(standard instrument departure routes—SID)。图 11.7 示出法兰克福(美因河畔)机场周围航图的片断,它证实,空中交通主要由无线电信标给定的各航路点之间的直线连线来实现。

空中交通安全的基础是把飞机排成梯队,这首先涉及到飞行高度,航线飞行时,规定飞机垂直方向间隔为

$$\begin{array}{ll} 1000\text{ft} & H < \text{FL } 290 \\ 2000\text{ft} & H > \text{FL } 290 \end{array}$$

同时,给东—西方向和西—东方向交通分配各不相同的空度层。纵向梯队和侧向最小间隔各为 20n mile,其中后者也可由航路控制来规定。在着陆和起飞时,纵向间隔为 3~5n mile,而在终端进近时,由于存在拖曳涡的危险,视飞机种类,一般把纵向间隔加大到 4~6n mile。飞行速度在 FL 100 以下限制到 250kn。提高安全性的另一个措施是把交通按目视飞行规则(visual flight rules—VFR)飞行和按仪表规则飞行(instrument flight rules—IFR)分开,驾驶员在飞向地面控制站之前应该通告:他要按 VFR 还是按 IFR 进行(总的)飞行。

这些介绍表明,在民用空中交通中,驾驶员在编制飞行航路时的自由度受到强制性的限制。技术上绝对有能力在飞机上自由地计划和编制飞行路线,但交通密度方面的原因不允许随意应用这种能力,尤其在欧洲空间内更是如此。

11.3.3 机场终端区的控制

飞机从各个方向进入机场附近的管制地带(区),必须安全地把飞机引导到着陆跑道,即能使飞机尽量直接地、但彼此间有足够的间隔到达进近基准线,完成终端进近和着陆。视飞机大小而定,最小间隔应保持在 3~6n mile,以防止前面飞行的飞机的拖曳涡造成危

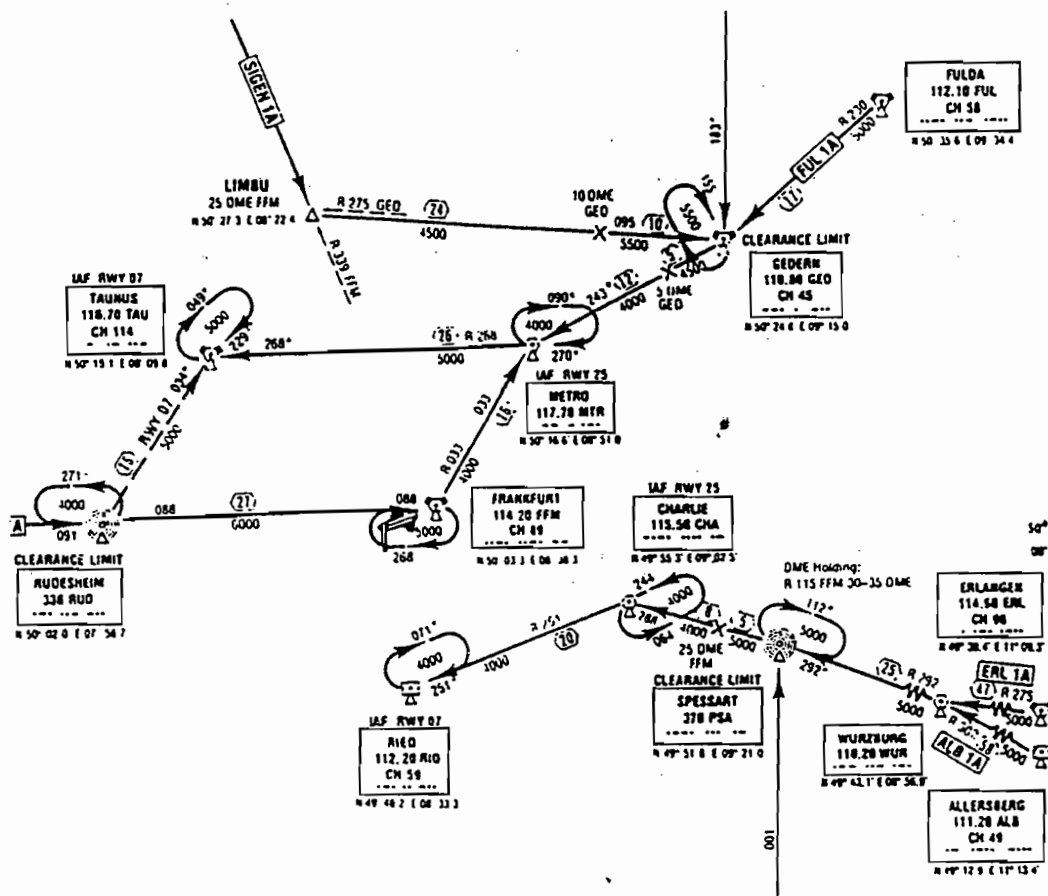


图 11.7 航图示例:法兰克福(美因河畔)机场的进场区域

(引自/BFS Luftfahrthandbuech/)

险。从另一方面看,这些间距也应尽量小,以充分利用机场的容量。

另外,必须使以不均匀间隔飞行的飞机加速或者减速,以便遵守规定的着陆时间,其误差约为 10s。为了做到这一点,必须使飞机尽早地、即直接在进入管制区后被空管员①“接收”和引导。图 11.8 示出法兰克福(美因河畔)机场周围的态势,飞机在机场周围约 100n mile 范围沿着由无线电信标表征的各个点进入管制区。

这里,共有 8 名空管员负责不同空域的交通控制,其中 6 个人(通过雷达)负责监视在管制区边界上入口航路点上(entry fixes)的飞机,这些航路点由无线信标给以定位。他们把飞机引导到机场终端管制区(TMA)的三个主进场航路点(metering fixes,计量管制定位点)上,在这些点上要尽量满足规定的时间间隔。从此处开始,飞机经过标准航线由另外两名空管员引导到进近基准线上的交汇点(merge gate),例如,在法兰克福(美因河畔)机场,这个点由在 4000ft 高度(约在接地点前方 11n mile)上到达下滑线来定位。为了达到要求的进近容量(法兰克福机场最大容量为 34 架次/h 飞机进场),到达下滑线的时间容许

① 德文 Lotse 原意为领港员,在民用航空中为空中交通管制员,简称空管员。——译者

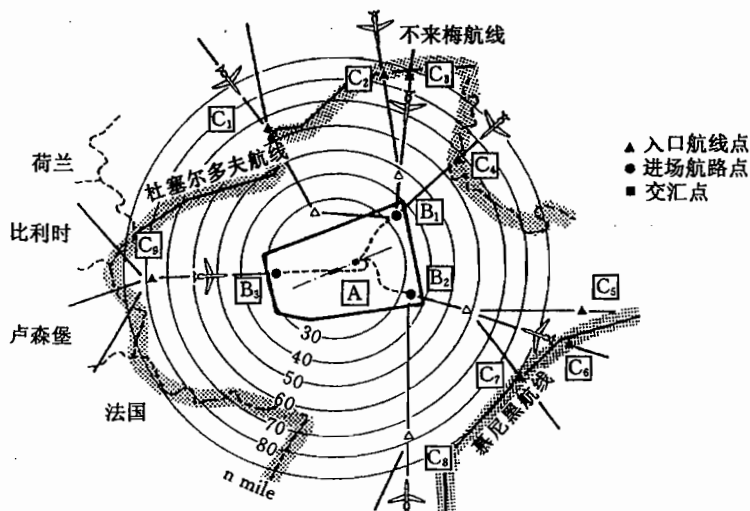


图 11.8 法兰克福(美因河畔)机场大范围的进场态势

(引自/Dippe 89/)

偏差为 5s。

直到今天,飞机仍由空管员引导而非自动辅助引导。空管员在考虑了交通状况和天气状况后,尽可能确定最优的飞行航迹,力图使所有飞机在管制区内的平均逗留时间最短。他们通过无线电把由此所得到的航向、空速和高度等规定数据通告给驾驶员,驾驶员应调准这些量值,并且手动或通过自动驾驶仪保持这些量值,直到驾驶员得到新的指令为止。在这个飞行阶段,驾驶员不参与飞行航迹的构成,而只是一个执行者。只有在进行 ILS 着陆的情况下,驾驶员才承担飞机的引导工作。

空管员应灵活地反应交通状况的变化(正在着陆的飞机,剩余的着陆区,风)。由于存在不可避免的不安全因素,空管员必须把备用距离考虑在内,这会使最小可能的时间间隔加大近 20s。主要的不安全因素是由驾驶员迟后或者错误地执行了空管员的指令,以及对管制区内的风的情况知道得不准确而造成的。在通常 200~250kn 的进场速度下,时间误差减小 5s,将使着陆频率提高 3 架次/h。

在作飞行航路计划和优化时,计算机辅助将使排列更准确,能提高可能的着陆频率,从而能更好地利用机场的容量,同时也能降低空管员的工作负担。1989 年以来,在法兰克福(美因河畔)机场,由德国航空航天研究院(DLR)研制的空中交通管制计划辅助系统 COMPAS(computer oriented metering, planning and advisory system)已成功地投入运行。计算机掌握全部飞临到管制区边界入口航路点上(entry fixes)的飞机,并计算出预计到达进近基准线交汇点(gate)的时间,因此,这就决定了飞机的着陆顺序,并由此求出通过规定的航路点时飞机的飞行时间。到进场航路点(metering fix),即到达 TMA 的转接点上,大部分需要的时间补偿已被补偿掉,因为从此处开始只能作小量修正。COMPAS 是一种给空管员提供建议的完全的计划辅助手段,但并不排除空管员作出的决定。空管员只是把被他接受的航迹数据转达给飞机。计划相对要宽松一些,因为在计算确定飞行航迹时,没有采用飞机特性方面的模型。

补偿时间误差有两种方法:修正飞行速度和改变航线的长度。飞行速度向上被限制在 250kn(见前述)。经济、有效地使用改变空速的方法来延缓到达时间,只用在巡航阶段,有时在到达 TMA 前也可以采用这种方法。在 TMA 内把空速从 250kn 降低到 200kn,在 30n mile 长的典型航段上所提供的时间修正量只有 36s。

大的时间误差只有通过改变航段长度来进行修正。此时一种很笨的方法是在进入管制区和 TMA 区域的入口航路点上硬性规定等待转弯曲线(等待航线),见图 11.9。由于这种飞行方式是固定不变的,飞机用这种方法只能追回 4~5min。细微的修正方法是展宽进场航迹,例如,在进入进近基准线时展宽,如图 11.9 所示。如果有一个相应的可供使用的区域,那么,可以很容易地把航线长度从 20n mile 加长到 30n mile,这样,当飞行速度为 250kn 时,时间修正量可从 180s 加大到 270s。

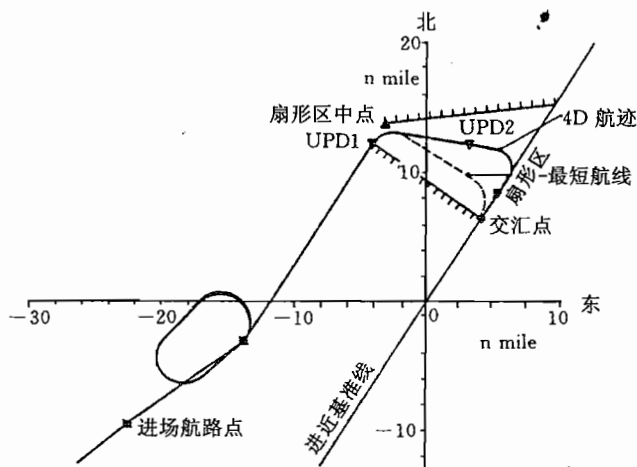


图 11.9 TMA 区域用于改变航线长度的等待转弯和扇形外延

(引自/Adam 89/)

除了水平方向引导外,还需要垂直方向的引导。附有驾驶指令的高度和速度剖面的一个例子示于图 11.10。垂直引导同空速(指示空速)和高度有关,也同当时飞机的能量状态有关,参见第 6 章。如果想在地面对此计算出准确的预定值,则必须很准确地知道与空气动力和发动机推力有关的飞机性能数据,也就是说,需要对管制区内所有飞机作广泛而独特的模型化处理。当飞机数目较多时,这可能很容易超出地面计算机的能力。由于飞机上可以使用所有需要的数据,而且在飞行管理系统中本来就要进行这类性能计算,所以,通常更喜欢在飞机上预测垂直航迹。

11.3.4 终端进近程序

运输类飞机的终端进近和着陆由仪表着陆程序(仪表着陆系统 ILS,见 9.6.2 节)决定。可以把标准进近划分成 5 个阶段/Mensen 89/,按照图 11.11,在这些固定点之间,5 个阶段的定义为:

- 进场航线(arrival route);
- 起始进近(initial approach);

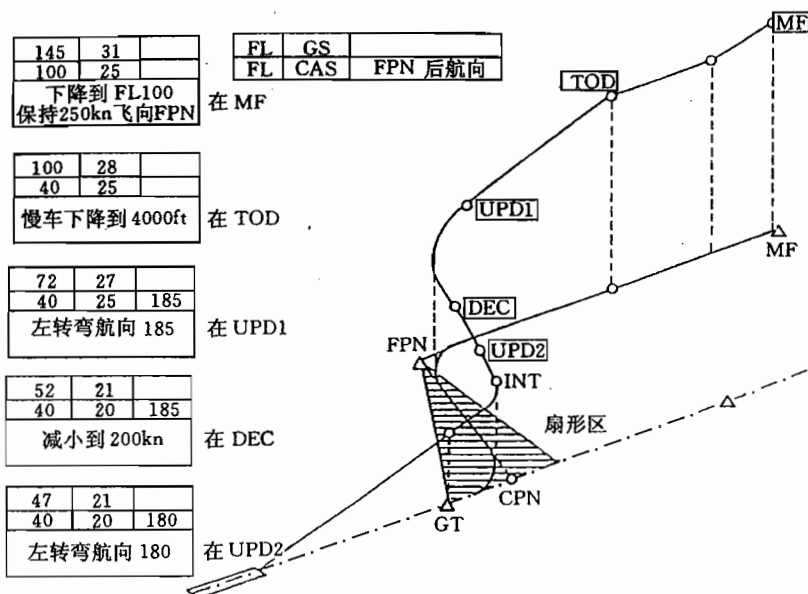


图 11.10 进场时的空速剖面 and 高度剖面(含给驾驶员的指令)

(引自/Dippe 89/)

- 中间进近(intermediate approach);
- 最后进近(final approach);
- 复飞(missed approach)。

进场航线(图 11.11 上用 1 标示)是指引导飞机从 ATS 航路网络到达机场终端区(TMA)边界上的进场无线电信标(VOR)的这一段航线。这个称为 IAF(initial approach fix, 起始进近定位点)的点与 11.3.3 节中的计量管制定位点(metering fix)是一致的, 从此点开始进近到(起始进近)机场。如果进近航线没有空位, 那么, 飞机应在此处作标准等待飞行方式(2), 由飞行监控命令飞机脱离等待飞行。起始进近段(3)引导飞机到进近基准线的延长线上(着陆航向平面, 着陆航向信标), 在这一飞行阶段下降率要尽量大一些(直到 500ft/n mile), 见图 11.10; 因为在到达着陆航向平面时, 为了柔和地过渡, 切入角不应大于 45° , 所以, 起始进近可能包括有程序转弯(procedure turn), 此时要借助全向信标(NDB), 因为 ILS 的着陆航向信号本身只在很小角度范围下才能使用。

如果达到相对 NDB 的规定的方位角, 或者也达到了 VOR 规定的 DME(测距台)距离(4), 那么飞机以标准转弯进入进近基准线, 所有的转弯(包括等待航线)都要以 $2^\circ/\text{s}^{-1}$ (3 分圆)的转弯速率或者最大以坡度 25° 完成。达到着陆方向平面(5)时, 飞机转入着陆方向(切入, intercept), 在(6)处开始终端进近。首先在等高度(典型值为 1500ft)把飞机稳定在着陆方向(6~7)上, 同时慢慢地把空速减小到比最小空速大 30% 的值上 ($V_A = 1.3V_{\text{stall}}$), 并同时步进式地放下襟翼。在 $H = 500\text{m}$ 、 $\epsilon_c = 2.5^\circ$ 的典型数值下, 在着陆跑道端前面 $11.5\text{km} \approx 6.2\text{n mile}$ 距离(7)处, 达到下滑线; 飞机被稳定在下滑线上, 直到飞到着陆跑道端前 $7.4\text{km} \approx 4\text{n mile}$ 处的外指点标(OM), 飞机开始最后终端进近(final approach)(参见图 9.19)。

最迟到飞到高度 $120\text{m} \approx 400\text{ft}$ 时,飞机必须以着陆构形,即放下起落架和着陆襟翼,并以终端进近速度最后稳定在下滑线上(图 11.11 和 11.12 中的点 8)。在一个典型进近速度 $V_K = 80\text{m/s}$ 上还要飞行 30s ,直到着陆跑道端头,见图 11.12。在这个高度上,如果仍未看到着陆跑道(最低云底),则在没有 ILS 地面设备的情况下,必须中断进近。约在 $60\text{m} \approx 200\text{ft}$ 高度上(9),飞越主着陆标志(中指点标 MM),这是一类制导波束系统和机载系统的决断高度,对二类系统决断高度为 100ft (10)(见表 11.3)。约在 45m 高度上,不能再使用下滑线信号了,所以,应断开下滑线信号;相反,这时要用无线高度表信号控制和显示,因为飞机已处于水平地形上方。

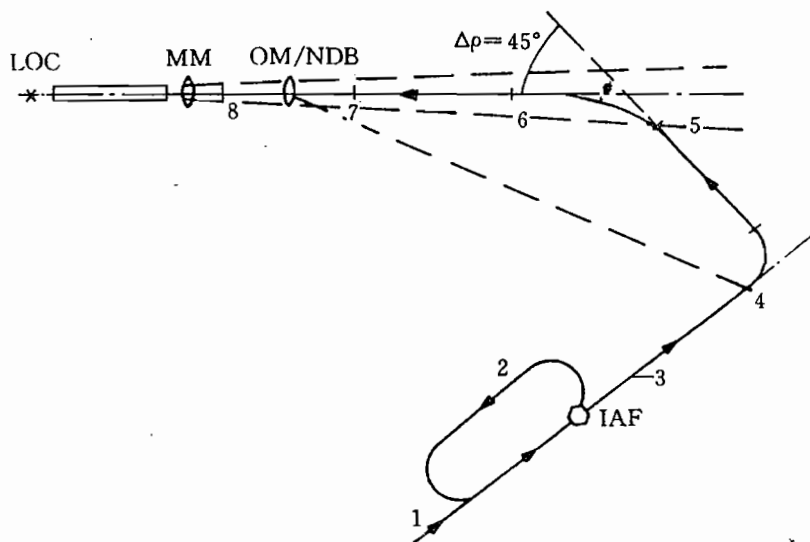


图 11.11 在某机场上的典型进场阶段

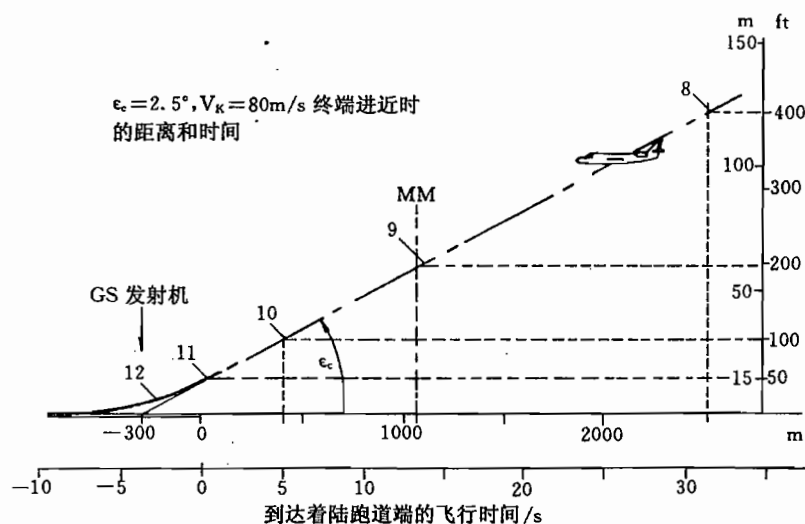


图 11.12 ILS 引导的终端进近阶段

从大约 $15\text{m} \approx 50\text{ft}$ 高度(11)开始,拉平飞机,亦即把下沉速度从大约 3.5m/s 减小到 0.5m/s 。而空速减小到略大于失速速度 V_{stall} 。接地之前约在 $6\text{m} \approx 20\text{ft}$ 高度(12)上,要尽量快地把偏流角减小到零,而且发动机以空转运行。在接地后飞机减速(可能利用推力反向),并在着陆航线信标(localizer)引导下滑跑。

最后,在到达相应的着陆最低标准下,如果驾驶员仍没有足够的能见度,那么,复飞阶段用来引导复飞机动,以便安全中止终端进近。着陆最低标准与最低的云底和最低的能见距离有关,并划分成表 11.3 所示的类别。决断高度不仅取决于着陆跑道的配置(ILS 的品质),而且也与飞机的装备情况(自动驾驶仪,显示设备)等有关。

表 11.3 最低着陆标准

类 别	决断高度/ft	水平方向能见度/m
无 ILS	400	—
ILS I	200	800
II	100	400
II A	0	200
II B	0	50
II C	0	0

11.3.5 新近的发展

目前,在机场终端区域和着陆过程中,以 VOR/DME 或者以 ILS 无线电引导系统为基础的引导飞行方式的特征是:飞行航迹主要由直线段组成,飞机在这些直线段上或者水平飞行,或者以等下降速度和等空速飞行,因而,飞行状态总是在较长时间内固定不变的,而且只要给定一个航迹参数,即空速、航向或者高度,就能很容易地掌握飞行航迹的变化。

另外,飞行航迹各段之间的过渡也可以很简单地完成:或者由标准转弯组合;或者把两个转弯之间的切割角限制在 $45^\circ \sim 60^\circ$ 。对过渡飞行没有规定准确的规定航迹,而只要求柔和、无超调地转弯就可以了。因此,品质要求主要涉及航迹过渡要有良好的阻尼,以及在稳定飞行阶段上的控制精度,对这两方面的要求,采用常规的、解耦的控制器的控制就能满足。这将在第 16 章给以说明。

难点只是在于高精度要求下的终端进近,例如,转入下滑线或者拉平段。但是,由于进近航迹的倾角很小($\epsilon = 2.5^\circ$),航迹的变化及与其有关的能量变化都很小,这又降低了这方面的困难。

目前,ILS 方法具有下列特征。

1. 唯一由着陆方向和下滑线给定的规定航迹供进近使用,这条规定航迹由长的直线段组成。这样就得到一种相对固定的进近方式。

2. 着陆方向和下滑线信号的覆盖范围相对较小,这就意味着,为了避免飞行航迹超过着陆航向信标台的接收范围,并能够及时地稳定住飞行航迹,例如,只要用附加的导航辅助,就能远在外指点标前转入着陆方向。

3. 终端进近是在一条相对平缓倾斜的航迹上实现的,这就意味着,要在一个较低的高度上飞越机场周围的居民区(飞行噪声)。较低的下降速度,以及很早就使飞机具有着陆

构形(放下襟翼时阻力增大),都会使发动机推力增高,从而也会使噪声高扩散。

4. 缺少供控制器使用的距离信息,将造成无法调整相对规定航迹的距离,而只能调整其角度偏差。在控制系统中,与此相关的增益变化,只有用临时的解决办法加以补偿,请见 16.4.2 节。

以上述为特征的 ILS 进近方式的这些特点,一方面与噪声降低的要求对立,另一方面也与保证交通密度的要求相对立。

为了降低噪声,必须增大飞机相对居民区的距离,这也就意味着,应在尽量低的发动机推力水平下,要求较高、较陡的进近航迹。要在尽可能低的下沉速度、并尽可能晚地放下襟翼(提高阻力)的情况下,减小所需要的推力,与此相联系的是要迟一点、有时可能连续降低飞行速度。但是较低的推力意味着发动机时间常数较大,而这将会以危险的方式使可能出现的必须的复飞机动发生延迟。在地面附近,高的下降速度,同样也意味着危险,所以,必须及时地降低下降速度。

由于上述两方面的原因,在任何情况下,进近的最后一段(120m 以下高度)要按目前的 ILS 方式进行,即以 $\epsilon_c = 2.5^\circ$ 和 $V_A = \text{const}$ 方式进近。因此,飞机必须在 120m 以上高度从陡进近拉平进入终端进近的平缓段上,转变成着陆构形。

陡进近方式早在 70 年代就已试验过。属于这种试验的还有延迟放下襟翼(delayed flap approach)、用连续改变空速的方法连续减速进近(decelerated approach)、以及从约 6° 倾斜的下滑线转入到 2.5° 倾斜的下滑线的两段进近方式,如图 11.13 所示,参见 /Brockhaus 74/。在德国,博登湖工厂(Bodenseewerk)已研制和试验了陡进近方式的实验飞行控制器系统和飞行导引系统。

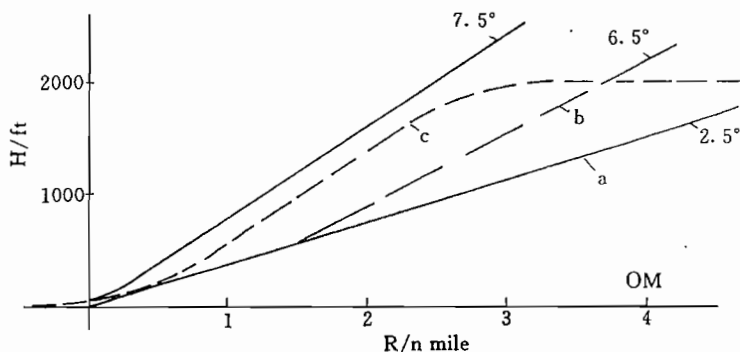


图 11.13 陡进近方式的进近剖面

a—传统进近方式;b—折线进近(NASA 试验,1971);

c—博登湖工厂的陡进近,1973。

在保持 ILS—配置情况下,降低噪声的进近方式,很久以来,就通过在较大的高度、较快的速度的下滑线上进近,和在低的推力状态、步进式地放下着陆襟翼的情况下、在下滑线上减速的方式加以运用。这种被德国汉莎航空公司(Lufthansa)采用的方法,以“法兰克福进近方式”的名称而广为人知。

在真正的陡进近方式下,与过渡飞行航迹相比,稳态飞行航迹已逐渐退到次要地位,这样,就决然放弃了稳态的中间阶段,而变成连续转弯的飞行航迹。当然,在与此有关的飞

行状态和能量的强烈、连续变化情况下,提高了对引导精度的要求,因为规定航迹的较大的偏差引起的大的能量偏差就不再能得到补偿。当然,这类方式的前提条件是:飞机达到相应的下降速度(在最小推力时提高阻力),而且其偏差能很快得到调整。

运输类飞机商用控制器的发展使自动驾驶仪(高度)和推力控制器(空速)之间更为协调,目的是使这两种控制器完全综合在一起。例如,Airbus 飞机系列的飞行控制系统是从 A 300 的最初模拟式控制器,经过 A 310 发展到 A 320 的全数字电传操纵系统和最新的 A 330/340 系统。这种趋势也延伸到新发展的支线飞机/Seidel 90/。机上统一的测量信息(飞行状态,飞行航迹,风)的日益可用性,促进了这种发展。

在地面系统领域,已改善了柔性航迹引导的条件,而基于 VOR/DME 的无线电引导系统可以实现真正的 4D—导航。长时间以来就在宣传微波着陆系统(MLS)能够实现水平方向和垂直方向连续转弯的进近飞行航迹,而且可以在飞机上随意规定这种进近航迹;然而,技术上的困难和高的费用妨碍其推广应用。使用 GPS/INS 作为通用的导航系统,这一新发展也揭示了机场终端区域的完全新的可能性(见 9.5.7 节)。在试验项目中已证明了它对自动着陆本身的可用性/Dieroff 89/。

早在 15 年前,就对机场终端区域空中交通控制进一步自动化提出过建议,例如,/Sundermeyer 80/。在许多研究项目中,例如/Adam 89/已证明了自动化空中交通控制(空中交通管理,air traffic management—ATM)的优越性。这类综合系统的原理如下。

——在机上应按照给定的飞行性能,生成各航路点和飞行时间的时间准确的(4D—)飞行航迹,目前的飞行管理系统可以胜任这项工作。现代化的自动驾驶仪能够准确地按时间和地点遵循这条航迹飞行。

——飞机—地面通信:目前的无线电电话联系方式必须用高传输容量的数字式数据通信联系来替换,应把风的测量数据和飞机数据传输给地面,把指令和风的预报传输给飞机,同时,必须能实现对传输错误的检测。

——地面上的大容量的计算机必须掌握尽量大的控制区域内(半径约 200n mile)的所有飞机的情况,没有冲突地优化这些飞机的航迹,自动把规定航迹通知给所有飞机的飞行管理系统,应通过航迹误差的应答构成一个封闭的控制回路。

实现这类综合空中交通控制的主要问题是飞机—地面—飞机(direct link,定向发送)数据连接中的误差。通过二次雷达(S 模式=选择询问各架飞机)进行数据连接,已研制很长时间,这中间已进行了标准化,并于 1994 年在法兰克福(美因河畔)以试验方式投入使用,但其有限的传输容量和长的传输时间(一次询问应答约要 20s)还远不能达到空中交通控制集约化的目标。在这期间,为实现同自己飞机的信息和数据连接,航空公司研制了一种适用的通信系统(飞机通信、定位和报告系统,aircraft communication, addressing and reporting system—ACARS),该系统通过卫星工作在 VHF 波段,不久将用新的版本来替换(航空 VHF 设备通信—A²VPAC)。

另一个问题是:在很长时间内,不是所有的飞机都能装备飞行管理计算机,所以,仍需要混合式工作方式。在这种混合式工作方式下,一些飞机通过飞行管理系统 FMS 遵循准确的 4D—飞行引导飞行,而另一些飞机仍按传统方式,或者通过自动驾驶仪,或者通过手动方式飞行,这就要求允许较长的时间和较大的航路偏差。

最后,对空中交通控制中良好的功能具有决定性影响的是机上和地面准确的风的信

息的可用性。为此,需要很好协调所有飞机上测量的风(同时通告给地面)和在地面计算机上计算的大空间风场,并通告给飞机。采用高度自动化集约式空中交通控制,将是进一步提高空中交通安全性的重要而必须的措施。

11.4 品质要求的数学表达

从上面对飞行控制器的任务情况和设计目标的讨论,显然可看出,在这些大量各不相同的、而且部分还互相矛盾的要求中,很难得到一种可接受的折中。更难的是把这些要求综合成一个封闭的品质函数,例如二次型积分准则。所以,也不可能采用数学优化方法和全局代价函数最小化的方法一步就设计出由多个控制回路组成的飞行控制系统。各种不同的控制目标和品质要求下的折中,只有通过多次步进式迭代才能得到。为此,要应用全部有关过程方面的知识和控制工程结构方面的经验。所以,控制器设计相当于是一种尝试和误差(trial—and—error)进行方式。在这一过程中,每一步都采用不同的品质指标和不同的设计方法。事实上,把过程分成纵向运动和侧向运动、转动自由度和移动自由度,正是为了逐步进行控制器设计,甚至可以把控制系统划分成不同的等级。与过程的构成完全类似,控制系统也分成控制转动自由度的内回路和控制移动自由度的外回路。按照内、外回路任务的不同,我们把这两个层级分别作为

飞行品质控制器(基本控制器) 在 14 章~15 章

飞行航迹控制器 在 16 章~17 章

加以讨论。二者的差别不仅在于设计目标不同,而且所采用的控制方法也不同。由于转动过程和移动过程存在明显的频率间隔,所以,内回路和外回路之间的耦合很弱。若转动振动模态具有良好的阻尼特性,那么,转动运动对航迹运动几乎没有影响。这表明,控制系统是在考虑到这种多变量系统的特殊实际情况下,从内向外、按串联控制方式逐步建立的。飞行控制器的内回路给航迹控制器提供输出量,所以,内回路又称为“基本控制器”。从稳定性、操纵性和抑制扰动等方面仔细设计的飞行品质控制器,从根本上使飞行航迹控制变得容易了。在设计基本控制器时,出现一些典型的边界条件,而在设计航迹控制器时,这些边界条件就不那么重要了。最重要的条件如下:

——由于在全部使用范围内飞机特征量变化很大,控制器参数必须与飞行状态相匹配;

——操纵伺服机构和操纵系统特性对内控制回路有强烈的影响,特别要补偿其中的非线性影响;

——存在控制器作用与弹性飞机机体特征振动耦合的危险,必须通过相应的措施加以防止;

——驾驶员和控制器的紧密合作不仅要求很好地适应驾驶员,而且也要按照任务情况,使驾驶员的指令和控制器的指令有各种不同的混合,见 10.3 节。

在飞行品质控制器设计中,动态特性占主导地位(见 11.2 节),而飞行航迹控制器的设计准则主要涉及保持飞行航迹的精度,以及在变换飞行航迹时要柔和地完成过渡(见 11.3 节)。

这两种层级之间的一种边界情况是沉浮运动及其相应的控制任务。一方面,改善大多

沉浮运动阻尼不足是典型的基本控制器的任务。但是,另一方面,这又涉及在很低频率下的航迹振动问题,参与这种航迹振动的是航迹参数 H 和 V_A 。最后,沉浮运动主要受推力反馈(推力控制器)的影响,但这不应算作基本控制器。

虽然飞行控制器设计主要放在坚固的结构化方面,但对某些设计步骤,品质指标的数学描述是必要的、有意义的。为此,下面将提出几点建议。

11.4.1 飞行力学

如 11.2 节所述,飞行品质指标主要保留对转动自由度动态特性的要求,这些指标对内控制回路设计,即飞行品质控制器设计尤其重要。这些指标不仅涉及时间常数、频率和阻尼,而且还涉及各状态变量之间的相互关系。

两组规定的目标首先是使扮演航迹控制器的驾驶员具有良好的可飞性(操纵品质)。然而,这些规定对自动驾驶仪产生最优的输出条件也同样重要。这首先关系到通过广泛排除参数的影响和非线性影响,在全部使用范围内飞机特性的统一化。另外,减少短周期振动和荷兰滚振动的影响,又会明显地简化飞机的响应特性,例如,在侧向运动中,可用二阶特性近似表示传递函数 $\hat{g}_{\text{侧}}$ 。

飞行品质要求有一部分可通过所希望的极点(或者零点)位置来表示,这样就不难想象,可以采用给定极点的方法设计控制器。但是,由于有多种边界条件和附加要求的缘故,规定固定的极点位置是没有意义的,这些“僵硬”的要求会造成控制器增益太高和操纵活动太强烈。与此相反,为了满足附加的指标,要让极点范围是一个开放的自由空间,这样,极点范围表征是一些“柔性”的要求。这些飞行品质要求也只提供了参考值和极限值,这些值最好类似图 11.14 那样以期望极点域表示。通过对极点域边界增大加权,可以避免越过这些边界。也可以想象按照/MIL—STD—1797/的品质等级把极点域分级。

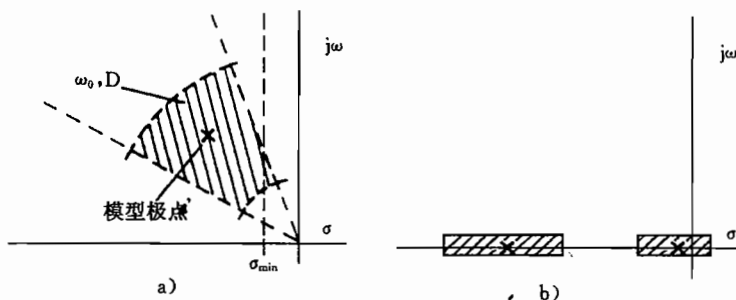


图 11.14 用极点域表示品质要求

a) 共轭复极点; b) 实极点。

使系统与模型特性相匹配,相当于使二次型品质性能函数最小/Miski 74/,这样,这些要求同样也可以用积分准则表示。这种估计为各种激励信号(阶跃,脉冲,正弦)提供了有意义的结果,即唯一的取值;误差特性愈好,这个数值就愈小,所以,这个数值可以用来作为评价准则。可按同样方式评定操纵信号,以便在降低误差和控制复杂性之间最终获得可接受的折中结果。在多变量控制系统情况下,这个表达式引出众所周知的品质准则

$$J = \int_0^{\infty} (\underline{x}^T \underline{Q} \underline{x} + \underline{u}^T \underline{R} \underline{u}) dt \rightarrow \text{Min} \quad (11.4.1)$$

式中,状态矢量 $\underline{x}$ 和控制矢量 $\underline{u}$ 的二次型表达式都被积分,对控制系统的要求用加权矩阵 $\underline{Q}$ 和 $\underline{R}$ 来表示,在 13.2.3 节将讨论这种形式的品质准则。但是,很难在这个相对抽象的品质准则和物理要求之间建立直接的关系。所以,选择加权矩阵还没有系统的方法,只是在 11.4.3 节给出一些提示。与品质准则的数学描述相比,采用何种数值方法设计控制器是次要的,这与可以使用的高效率的软件资源以及设计者本人的经验有关,此时,交互式计算机设计的可用性当然是很重要的。

对多个状态变量协调的要求,理论上虽然可以用二次型品质准则来表示,或者可以表示成零点分布,但用特征矢量描述比较直观。在纵向运动中,可以按下述方式来避免附加的工作量:把 q_k 和 n_z 的协调放在假设的输出量 C^* 中,从而这个矢量问题就简化成一种标量问题。这样做的理由在于:只有一个控制变量可供使用,即升降舵偏度。在侧向运动情况下,不能做这样的简化。有关振幅和相位关系方面的要求,例如 Φ 和 β 之间的关系,可以用模型特征矢量来表示,可以按照给定特征结构预置的方法进行控制器设计。但是,这些要求的表达不严格,而且由于上面所述的原因,同样也不能定出严格的要求。因而,不用人为规定的数值固定不变的方法,最好在这里也给定一种(特征结构)模型,并求出对它的最好的近似表达式。而对此没有什么成熟的方法,所以,至今很少用给定特征矢量方法设计飞行控制器,见 12.3.4 节。

应当在对模型知之有限的情况下,在全部飞行范围内满足飞行品质要求。这就意味着,鲁棒性是不言而喻的附加要求。控制器设计大多是作为对大量有代表性的工作状态的多模型设计的。此时,设计目标是否是一种由多模型设计折中得到的常参数的固定调节的控制器,或者人们是否要为可观测的影响变量(高度、马赫数等)而跟踪控制器参数,或者人们是否最终建立了一种自适应控制器,是一个关系到实现费用、采用技术和可靠性等多方面的问题。

11.4.2 扰动抑制

特征运动的阻尼特性和姿态稳定性能够对减少紊流扰动影响(阵风载荷抑制)作出决定性的贡献。稳定性和扰动抑制都可通过同样的控制回路来实现,参见第 12 章。所以,飞行品质控制器原则上同时也是阵风减缓控制器。

如 4.2 节所述,大气紊流可以通过随机的、均值为零的信号加以模型化,可以用功率密度谱来描述。根据扰动的特性,需要相应表达形式的品质准则。紊流强度的尺度是它的均方差 σ^2 ,因而,飞机运动的扰动也可以用状态变量的均方差来估计,要尽可能减少这些均方差。均方差定义为偏差平方的积分,所以,均方差最小,就相当于二次型代价函数最小,这也和固有动态特性优化是一样的。因而,评价随机信号的标量品质准则与式(11.4.1)类似

$$J = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T e^2(t) dt \quad (11.4.2)$$

除了由 σ^2 表示的扰动功率外,对扰动振幅的限制也是一个重要的设计目标。最近,又重新着手研究限制干扰频率的典型设计方法/Oppelt 56/,并按目前可用的计算容量加以扩充。在采用一般标准作为品质尺度的情况下,已把按照二次型指标又按数量指标的控制器设计总结成内容丰富的理论。这就是很著名的 H_2 — H_∞ 控制理论,见 12.3.5 节。这些方

法在飞行控制器设计中已成功地用于扰动抑制。当设计目标可用少量参数表示时,例如,把扰动抑制特性表示成操纵活动,则这些方法特别好用/Müller 91/。然而,为了能满足其它方面的飞行品质要求,这些理论方法还要与其它方法结合起来使用。

由于涉及的都是与改变固有特性同样的自由度和控制回路,所以,必须把分别按稳定性要求和扰动抑制要求的结果作出折中。这种折中在低频、中频和高频表现的特征是极不相同的。

基于扰动特性直接合成的控制方法(例如,最小方差控制器),只有在用一种柔性模型函数降低了这些硬性要求时才能使用/Haverland 88/。不能使用极点—零点补偿方法,因为在现有参数不可靠的情况下,不可能充分补偿运动的振动部分。

11.4.3 航迹控制

对航迹控制器最容易想象到的要求是对航迹控制精度的要求。对规定航迹的偏差最小,相当于式(11.4.1)的二次积分准则表达式的一种典型情况。式中的状态矢量 $\underline{x}$ 也可以换成控制偏差矢量 $\underline{e}$ 。飞行航迹控制器的最优化主要根据这种二次型代价函数,只是出于各种原因,式(11.4.1)这种抽象的表达式不太适用。首先,对飞机航迹控制器的品质要求包括很多项目,以致必须在:

- 航迹控制精度;
- 最优空气动力状态;
- 驾驶员和乘客的舒适性(乘坐品质);

——操纵活动(特别是发动机推力的活动)之间寻求可接受的折中。把这些多种多样的要求都明确地折算到加权矩阵 $\underline{Q}$ 和 $\underline{R}$ 中是不可能的。相反,在高阶多变量系统情况下,不可能清楚地了解加权矩阵与代价函数最小化结果之间的相互关联。所以,尚没有用于选择加权矩阵的系统策略,以致最后这种设计仍然是迭代求解,在迭代中用尝试和误差(trial-and-error)方法,逐步修改加权因子。要评定的参数越多,就越困难、越麻烦。仅纵向运动中就至少要评定 7 个状态变量和 3 个控制变量(包括配平在内),另外,还有发动机状态变量和其它一些输出变量,例如加速度。这就需要 12 个或者更多的加权因子,其数目多于飞行航迹控制器反馈回路的数目。在这种情况下,控制器参数的系统迭代到达目标比加权因子迭代要快。

为了能简要地进行设计,应减少加权因子的数目,把加权因子数目限制在可以直接作出物理说明的程度。由于过程内部强耦合的缘故,这些被简化到主要影响的品质指标,也要对未直接评定的参数发生作用。甚至可以放弃对所有控制变量加权的要求,例如,如果用状态变量的导数的加权来代替/Miski 74/。下面我们讨论一个实际建立的品质指标的例子/Schänzer 86/,上面所列举的四项要求都进入到这个品质指标中。

航迹控制精度用对规定高度的偏差(ΔH)和对规定空速的偏差(ΔV_A)来给定,这两个偏差的加权关系只能通过总能量建立才合乎逻辑,也就是说,可以用偏离飞机能量状态的误差来说明。如果线性化处理总能量 E_{ges} 方程

$$E_{ges} = mgH + \frac{m}{2} V_K^2 = E_0 + mg|_0 \Delta H + m V_K|_0 \Delta V_K \quad (11.4.3)$$

则作为 ΔH 和 ΔV_K 之间的加权关系为

$$\Delta H = -\frac{V_K}{g} \Delta V_K \quad (11.4.4)$$

而均方差为

$$\sigma_H^2 = \left(\frac{V_K}{g} \right)^2 \sigma_{V_K}^2 \quad (11.4.5)$$

因而作为二次型品质指标的加权是 $(V_K/g)^2$, 这就意味着, 随着飞行速度的增加, 空速偏差的权重也变小。但还要注意到, 这种考虑涉及的是 V_K , 但要控制的却是 V_A , 所以, 当有风时, 特别是存在风切变时, 就必须扩展这个表达式, 可参见 17.2 节/König 88/。由 ΔH 和/或 ΔV_K 所输出的能量偏差, 只能通过发动机推力来消除。在航迹变化时和风切变情况下, 允许推力作太频繁快速指令操纵, 也是由制导系统操纵, 但不希望经常高频率的推力活动, 因为这将对发动机寿命不利, 将损害由发动机供给能量的各种子系统、座舱压力子系统。另外, 不断改变发动机转数, 也会使乘客感到不安。

由于这些原因, 空速总能量的高频变化, 在这种频率范围内, 只能用升降舵进行航迹控制, 而用推力调整航迹(能量)偏差。因此, 在品质指标中, 不仅要评定推力本身, 而且还要评定推力的变化率, 即推力的活动。

尤其在机动飞行和进近着陆时, 必须把空气动力流动状态保持在一个相对狭窄的工作范围, 由关系式

$$A = \frac{\rho}{2} V_A^2 S C_A(\alpha) = mg \quad (1.2.1)$$

可见, 气动状态不仅用迎角, 而且也用空速来表示, 同时, 低速飞行时的迎角是表征空气动力状态的比较敏感的量。由式(1.2.1), 得

$$A + \Delta A = A_0 + \rho V_{A0} S C_{A0} \Delta V_A + \rho/2 V_{A0}^2 S C_{A0} \Delta \alpha = mg \quad (11.4.6)$$

当 $\Delta A = 0$ 时, 得

$$\Delta \alpha = -\frac{2C_{A0}}{C_{A\alpha}} \frac{1}{V_{A0}} \Delta V_A \approx -\frac{\Delta V_A}{V_{A0}} \quad (11.4.7)$$

这样, 就可以计算 $\Delta \alpha$, 或者 ΔV_A 。

驾驶员和乘客的乘坐舒适性, 主要受到加速度或者载荷系数 n_z , 以及角速度 q_K (主要在转动角速度经常交变时) 的损害。这二者已在 11.2.1 节合并成假想的输出量 C^* , 当时已作为飞行品质评定的参数加以使用。在优化外控制回路时, 为了考虑乘坐舒适性, 这个参数也同样适用。

另外, 在变换飞行航迹参数 (V_A, H) 时, FAR 适航标准要求过渡要柔和, 这代表了动态特性方面的要求。前面所提及的对沉浮运动的校正, 也用来评定品质指标中的航迹动态特性, 这可以通过前面所说的这些量的导数的加权来实现。为保持加权因子的数目尽量少, 建议高频范围评定 $\dot{C}^*$, 低频范围评定 $\dot{H}$ 和 $\dot{V}_A$ 。

这样一来, 纵向运动中航迹控制器的设计品质指标就有如下形式

$$J = \int_{t_0}^{t_f} (c_1 \Delta H^2 + c_2 \dot{H}^2 + c_3 \Delta V_A^2 + c_4 C^{*2} + c_5 \dot{C}^{*2} + c_6 \dot{F}^2 + c_7 \Delta \eta^2) dt \rightarrow \text{Min} \quad (11.4.8)$$

虽然这里的加权因子数目仍然较多, 但这个品质指标尚较清楚直观, 而且根据物理关系很

容易进行迭代运算求出加权因子。

这种一般化的积分准则不能保证得到明确的结果,也不能保证系统的稳定性,按式(11.4.1)形式的品质准则也是这种情况。因此,必须小心地使用这种准则,并分别检查稳定性情况。它并不满足用矩阵—黎卡提微分方程进行优化处理的形式要求(二次型优化),所以,必须用数值参数搜索方法使其最小。虽然这样作需要的计算工作量要比矩阵—黎卡提方法大,但其最大的优点在于这种方法不再仅限于线性系统了。对于初步优化,当然应当用简化的模型,而能完成最终的控制器优化,只有采用详细的非线性模型。

11.4.4 小结

众所周知,如果控制结构不合适,即使最好的品质指标也不会导致满足品质要求。一个明显的例子是完全的状态矢量反馈,采用这种反馈方法并不能降低稳态控制误差(在引导或稳态扰动情况下)。

因此,每种优化处理之前的最重要的工作是:首先要寻求一种优化的控制结构,因此,过程的结构首先就是最好的借鉴,这已经多次提醒过;除此之外,还可以从控制技术方面的一些经验中寻求经过考验了的有利的组合,例如,把状态反馈、积分控制和输入控制互相结合起来。以后各章中对这两方面还将进一步讨论。

最后,证明是否具有足够的控制品质,不能以性能泛函最小而宣告结束,因为人们绝对不能肯定,这个品质准则是否正确地加权考虑了所有的要求。最终决定性的标准,总是飞机对典型控制指令或者扰动模型的响应的时间过程(即所有状态变量的响应时间过程)。为了排除简化处理中的一些未预料到的影响,人们不用线性模型响应来评定,而总是采用尽可能完整的数值仿真来评定。只有飞行试验才能保证真正考虑到所有的过程影响和环境影响。为了最终评价飞行控制器,必须进行飞行试验。

控制方法篇

12 改变过程动态特性的控制器

本章将介绍选择改变过程动态特性、抑制随机扰动的控制器的结构及设计方法,这是第14章研究飞行品质控制器的基础。这里的介绍并不是要替代控制技术理论方面的许多优秀著作,例如在文献/Ackermann 88/,/Isermann 87/,/Unbehauen 85/中的介绍,而是要(连同第13章)指出一些可望行之有效的控制器设计方法。统一的表达方式和标记方式也是为了更好地编排仍很重要的文献。其前提条件是控制技术基础知识,而最重要的一些系统技术方面的基础可参考8.1节。

对复杂的控制任务不能期望有“全局”性的解决方法,而必须划分成独立的多个步骤。在第一步规定了控制任务(见第11章)之后,首先要定义关系重大的被控制变量以及采用的测量变量和调节变量。第二步,用数学形式把要求定义成性能函数(见11.4节),性能函数最小就相当于“最优”地完成了控制任务。第三步是确定能以最小可能的代价完成控制任务的控制结构。所有这三个步骤是彼此相关的,它们描述了一种典型的工程任务。这种任务需要很丰富的直觉和经验,即:

——控制技术方面的经验,也就是对诸如PID—控制器、串联控制、状态反馈、输入控制、控制引导变量滤波等方面的优点和缺点的了解;

——飞行力学方面的经验,即飞行物理作用影响方面的丰富知识,并用它们来选择有效的控制回路。

因此,这三个步骤是不能自动化处理的。只有在成功地进行了这三个步骤以后,才能选择某种控制器设计方法,用这种方法自动地或者人一机对话式地计算出满足品质要求的控制器参数。因为在这第四步中包含了在固定边界条件下寻找最优参数,所以,很容易实现自动化,并可用直接优化的方法或者参数搜索的方法来进行设计。然而,实际上不能明确地给定设计目标(性能函数),这就要求工程师在研究中以对话方式干预,以便能按优化的中间结果修改性能函数,或者修改控制器结构,或者完全修改控制任务。这种工作程序与控制技术方面的文献的理论方法完全相反。在这些文献中,一般总是重视控制器的设计方法(多是线性的),并作为一切研究的出发点。

飞行控制器是分层级由多种单独功能组成的,不仅每种功能本身要有良好的特性,而且,它们共同工作也必须具有良好的特性。取消上一层控制回路时,每个层次本身,或者与驾驶员一起,必须是完全能工作的(工作方式变换,部分故障)。即使仅仅由于这个原因,不

论是全局性的性能指标,还是全局设计,都是不可能的。相反,应该把各种单独的控制回路依次逐步地由内向外连接起来。这种依次设计方式是为了要限制每个层级内的变量。这也与飞行试验一样,出于安全方面的原因,通常是逐步地启动控制回路。

迄今为止,尚没有复杂非线性过程控制的一般理论,所以,这里也只能介绍和讨论线性结构。所选择的都是在飞行控制中经过实践证明了的、而且实际上已能用在非线性过程的一些内容。同时,这些线性表达式应该用尽可能明显的形式帮助理解一些主要的关系,同时也作为设计的第一步。

可使用的设计方法只限于线性过程,大多认为已具有准确的模型知识,而且测量中没有扰动。由于参数不确定性的缘故,用鲁棒控制方法是合适的。由于常常存在一些弱阻尼自由度,所以,所有基于参数补偿或者极点、零点补偿原理的方法都排除在外。设计方法的选择与品质要求的表达形式密切有关。如果品质要求仅限于固有特性的时间常数或者频率和阻尼等概念,那么,这就是确定极点的问题。如果这些品质要求还涉及状态变量的耦合特性,或者运动模态的特性,则要考虑特征结构的预置问题。如果涉及的是在扰动响应和控制消耗之间导出折中方案,那么,人们把它表示成一个二次型性能指标,而且为了能自由地处理,要用参数探索方法使这个性能指标最小化。在计入最大扰动幅度和最大操纵幅度的情况下,为了设计鲁棒性尽可能好的控制器,最好选择最小 H_∞ 范数。因为要求的项目相当广泛,在一定的条件下,人们还将使用上面所提到的多种方法,以便迭代运算,获得一种满意的结果。

这里没有提出离散化控制器算法的设计方面的内容,这方面的内容可参阅有关文献,例如,/Ackermann 88/。最好首先根据物理方面的内在联系进行连续设计,在此基础上,再在含有已得到的控制器结构的条件下,把总的控制器离散化。由于多次采样,个别控制器函数和滤波器函数的离散化将会使时间消耗太大,从而还会引起稳定性问题。最后,在这样分散设计时,修改控制器功能总是同一种新的设计相联系的。

12.1 状态控制器的结构

一般讲,控制器的任务是:遵循期望的时间特性,尽量不受扰动影响,按规定的方式控制(线性的)过程

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) + \underline{E} \underline{z}(t); \quad \underline{x}(0) = \underline{x}_0; \underline{y}(t) = \underline{C} \underline{x}(t) \quad (12.1.1)$$

的输出变量 $\underline{y}(t)$ 。因而,控制器的任务包括:

- 对动态特性和对无干扰性的要求;
- 对稳态特性或者更确切地说,对控制精度的要求。

可以把与这些要求相应的措施分开,并分别加以讨论。

1. 应寻求一种把状态变量从任意初始状态、以可以预置的固有特性恢复到零状态(工作点)的控制律。因为衰减的输入信号的作用可以恢复到初始状态情况,所以,这种控制律也适于用来抑制随机扰动。

2. 这种控制规律必须加以扩展,以便通过控制信号把输出变量准确地送到一个规定的新的量值上去,或者跟随一种规定的过程。这就是说,必须把状态变量也引导到一个新的、或者变化了的工作点上去。与此类似,当扰动未衰减时,就应该把状态变量或输出变量

保持为零。

下面认为这两种控制规律存在的前提条件是给定的,即:

——过程具有完全可观测性,这就意味着,有关测量数据中的过程状态方面的全部信息都是可使用的。

——过程具有完全可控性,这就是说,用已有的调节变量就可以彼此独立地任意影响所有的状态变量。

前面各章业已说明,只要能提供足够合适的测量变量和调节变量,则在整个飞机的使用范围就具有这两种前提条件。下面讨论的前提条件是:所有动态特性方面关系重大的过程部分,都包括在过程模型中,这种模型还特别涉及到操纵系统。

12.1.1 状态矢量反馈

为了以规定的动态特性把状态矢量从状态 $\underline{x}(t=0)$ 引导到 $\underline{x}(t)=0$ (初始部分任务),只有加入控制才能办到。因为状态矢量 $\underline{x}(t)$ 包含了有关过程前历程的全部信息,所以,状态矢量 $\underline{x}(t)$ 也保留有用以影响将来状态变化(即固有特性)的最大限度所需要的信息。这种想法就引出一种很简单的控制律

$$\underline{u}(t) = -\underline{K} \underline{x}(t) \quad (12.1.2)$$

式中, $\underline{K}$ 是一个常系数矩阵。这种以完全状态矢量反馈(ZVR)而著名的控制律可用语言表述如下:

“把所有状态变量都反馈给所有可操作的输入变量”。

同时这也说明需要最大的控制工作量:因为 $\underline{x}(t)$ 含有全部需要的信息,所以,理论上不能期望由另外一些变量(例如 $\underline{\dot{x}}(t)$)的反馈加以改善。这就导出一种没有时间特性的控制器,在图 12.1 中把它和控制对象放在一起。

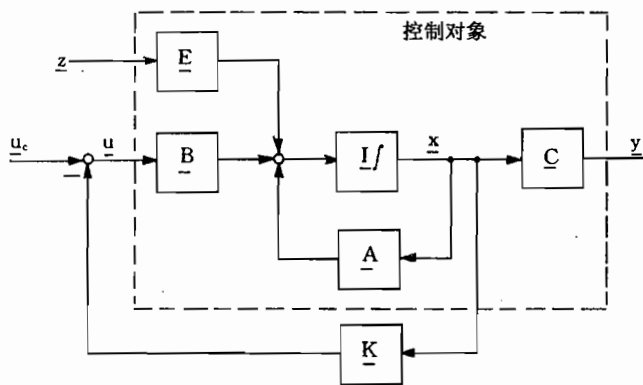


图 12.1 状态矢量反馈的过程

虽然这种控制器不适于作为过程控制,但在图 12.1 中已标注了输入变量 $\underline{u}_c$, 第 13 章中将在此处连接上外控制回路。相对这个输入来说,状态控制器放在反馈回路中。由图 12.1 可以看出,控制系统方程如下

$$\dot{\underline{x}}(t) = (\underline{A} - \underline{B}\underline{K})\underline{x}(t) + \underline{B}\underline{u}_c(t) + \underline{E}\underline{z}(t) \quad (12.1.3)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C}\underline{x}(t) \quad (12.1.4)$$

与通常的状态反馈的定义不同,在式(12.1.2)中选用了负号。这是在有状态反馈和输出反馈,尤其是考虑到使用奈奎斯特(Nyquist)稳定判据时,为了描述控制回路特征方程统一起见。

极点的可移动性

通过状态矢量反馈只修改了动态矩阵

$$\underline{A}' = \underline{A} - \underline{B}\underline{K} \quad (12.1.5)$$

但未修改输入矩阵和输出矩阵。为了回答如何能进一步修改矩阵 $\underline{A}$ 的问题,将方程组交换成控制标准形式(假定是可控系统)。对输入变量系统,实际上不需要进行交换,因为矩阵 $\underline{A}_R$ 和 $\underline{b}_R$ 是已知的/Ackermann 88/。当 $z=0$ 时,输入变量系统是

$$\dot{\underline{x}}_R(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \underline{x}_R(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) = \underline{A}_R \underline{x}_R(t) + \underline{b}_R u(t) \quad (12.1.6)$$

式中, a_i 是矩阵 $\underline{A}$ 的特征多项式的系数。由状态反馈

$$u = -\underline{k}_R^T \underline{x}_R \quad (12.1.7)$$

则新的动力学矩阵为

$$\underline{A}'_R = \underline{A}_R - \underline{b}_R \underline{k}_R = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & & 1 \\ -(a_0 + k_{R1}) & -(a_1 + k_{R2}) & \cdots & -(a_{n-1} + k_{Rn}) \end{bmatrix} \quad (12.1.8)$$

而控制系统的特征方程为

$$(a_0 + k_{R1}) + (a_1 + k_{R2})s + \cdots (a_{n-1} + k_{Rn})s^{n-1} + s^n = 0 \quad (12.1.9)$$

这就意味着,可以互相独立地修改特征方程的所有系数,由此可得结论:

通过对唯一一个调节变量的完全状态矢量反馈,可以彼此独立地、理论上可以任意地修改特征方程的所有根。

这也可由图 12.2 的信号流图直接看出,图中外反馈作为平行回路都出现在“内反馈” a_i 上。

如果有多个调节变量可供使用,那么,不再能明确地给定反馈 $\underline{K}$,特征多项式可通过任意多的矩阵 $\underline{K}$ 来实现。这样,除了对固有特性的影响外,还必须提出另外一些要求,例如:

- 把调节幅度或者调节能量按照希望分配给各个调节变量;
- 影响各个传递函数的零点或者 $\underline{A}$ 的特征矢量(预置特征结构);
- 传递通道解耦,例如,通过把传递函数零点移动到坐标原点;
- 具有尽可能高的参数不敏感性,或者控制系统的鲁棒性。

这些措施中的几种情况,将在以后讨论。

零点的影响

在确认了传递函数的极点可任意移动之后,就出现这样一个问题:在状态矢量反馈

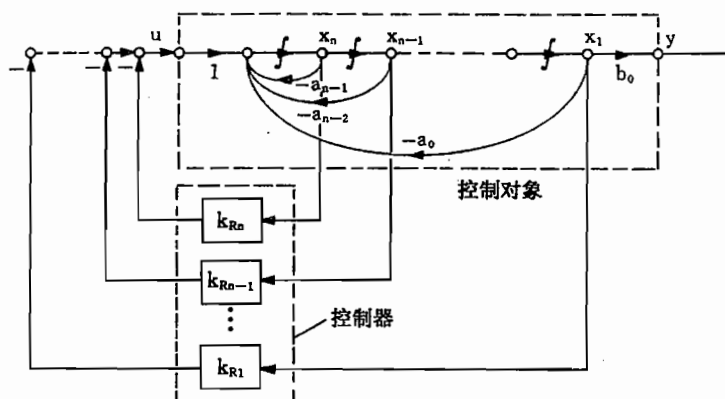


图 12.2 控制标准形式中的状态矢量反馈

时,是否将改变传递函数的零点。若状态矢量反馈到一个调节变量,在控制标准形式中的输出方程不变,即

$$y = \underline{c}_R^T \underline{x}_R = [b_0 \quad b_1 \quad \cdots \quad b_{n-1}] \underline{x}_R \quad (12.1.10)$$

由式(12.1.8)可见,动态矩阵 $\underline{A}_R$ 中,只有最后一行变化,因而,这个矩阵保持了控制标准形式。 $\underline{c}_R^T$ 和 $\underline{A}_R$ 的元素分别等于控制系统传递函数的分子和分母的系数。由此可见,当状态矢量反馈到一个输入变量上时,修改的是传递函数的极点,而不改变其零点。然而,当状态矢量反馈到多个调节变量上时,动态矩阵中的多个行将发生变化,这样,动态矩阵就失去了它的控制标准形式。为了使 $\underline{A}'$ 仍然恢复到控制标准形式,则必须重新变换,这样一来,由于 $\underline{C}_R = \underline{C}_R \underline{T}^{-1}$, $\underline{C}$ 的元素将发生变化,由此又造成传递函数分子的系数也发生变化。因而,在多变量控制系统中,也将修改传递函数的零点。这同 12.3.4 节将要讨论的改变 $\underline{A}$ 的特征矢量的意思是一样的。在多变量系统中,由于在传递函数分母各个反馈之间形成积的缘故,将会出现耦合。这可以从控制系统的传递矩阵(见 8.1.3 节)上看起来

$$\underline{\hat{G}}(s) = \underline{C}(s \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \underline{K})^{-1} \underline{B} \quad (12.1.11)$$

在求逆时,不仅在公分母中(行列式),而且在分子矩阵(伴随矩阵)的元素中也会出现控制元素 k_{ij} 的乘积。由此,一般可确认:

在多变量系统中,除了可修改传递函数的极点外,也可修改其零点。

实际边界条件

然而,状态矢量反馈时极点的“任意”可移动性,实际上是受到限制的。为了明显地改变过程的固有特性,需要很高的反馈增益。由式(12.1.5)可见,控制器增益与现有的和希望的动态矩阵之间的差值成正比

$$\underline{B} \underline{K} = \underline{A} - \underline{A}' \quad (12.1.12)$$

而调节活动又同反馈增益成正比,由图 12.3 得

$$\underline{u} = \underline{u}_c - \underline{K}(\underline{n} + \underline{x}) \quad (12.1.13)$$

式中,按式(12.1.3), $\underline{x}$ 与扰动矢量 $\underline{z}$ (过程噪声)有关, $\underline{n}$ 是测量干扰矢量(测量噪声)。由此可以看出,由于经常出现噪声,故不允许采用高的控制器增益,参见 12.1.3 节。另外,大

的调节幅度和高的调节速度又会导致偏离线性范围甚至达到实际边界。特别当要使过程比与其相应的固有特性还要快得多的情况下,更是如此。

因此,即使所有状态变量都可以测量,也只能在技术上有意义的范围内修改固有特性。这就是说,传递函数的极点只能作有限的移动。作为最优控制结构,状态矢量反馈的优点是因为过程中使用了全部信息,以便通过已有的调节变量来影响过程。然而,反馈全部状态变量的规定,并非狭义地只局限于控制对象的状态,而且也必须扩展到操纵系统和测量系统的状态,只要这些系统没有“快”到可以略去它们的动态特性的程度。这也适于影响过程特性的扰动过程和控制过程,而且,最后会导出一个第13章那种接通扰动变量和控制变量的一般表达式。

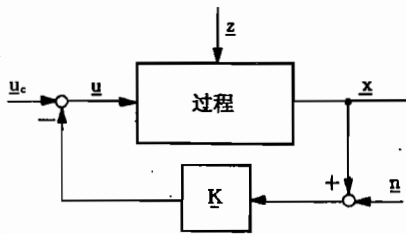


图 12.3 过程噪声和测量噪声的影响

因此,若欲准确地研究,一种过程(例如由 P-T₂ 特性近似的过程)很容易就有 10 个甚至更多的状态变量。但是,由于测量传感器、扰动过程等的状态变量通常是不可测量的,在大多数情况下,人们只满足于一种“非完全状态矢量反馈”。

12.1.2 输出反馈

在式(12.1.8)中已经指出,采用完全状态矢量反馈可以“任意”移动传递函数(控制标准形式,图 12.2)

$$\hat{g}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{b_0}{a_0 + a_1s + \cdots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n} \quad (12.1.14)$$

的极点。在图 12.2 中,被反馈的是 x_1 和它的 $n-1$ 个导数。所以,状态矢量反馈也可理解为 PD_{n-1} 控制器,其控制规律的拉普拉斯变换形式为

$$u(s) = -[k_{R1}x_1(s) + k_{R2}x_2(s) + \cdots + k_{Rn}x_n(s)] = -[k_{R1} + sk_{R2} + \cdots + s^{n-1}k_{Rn}]x_1(s) = -\hat{k}(s)x_1(s) \quad (12.1.15)$$

若把控制器和对象综合成开环传递函数 $\hat{f}_0(s)$

$$\hat{g}(s)\hat{k}(s) = \frac{b_0(k_{R1} + sk_{R2} + \cdots + s^{n-1}k_{Rn})}{a_0 + a_1s + \cdots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n} = \hat{f}_0(s) \quad (12.1.16)$$

那么,很显然,在完全状态矢量反馈时,传递函数 $\hat{f}_0(s)$ 总有 $d=n-m=1$ 个多余极点。对于具有传递特性

$$y(s) = \frac{b_0}{a_0 + a_1s + s^2}u(s) = \hat{g}(s)u(s) \quad (12.1.17)$$

的 P-T₂ 控制对象(图 12.4)来说,完全状态矢量反馈

$$u(s) = -k_1x_1(s) - k_2x_2(s) = -(k_1 + k_2s)x_1(s) \quad (12.1.18)$$

相当于一个 PD—输出反馈(直到因子 b_0)。在闭环情况下,得

$$y(s) = \frac{b_0}{(a_0 + k_1) + (a_1 + k_2)s + s^2}u_c(s) \quad (12.1.19)$$

状态矢量反馈修改对象的特征频率和阻尼情况如下

$$\omega_{0\text{Kreis}}^2 = a_0 + k_1 \quad (12.1.20)$$

$$2\sigma_{\text{Kreis}} = -(a_1 + k_2) \quad (12.1.21)$$

$$D = -\frac{\sigma}{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{a_1 + k_2}{\sqrt{a_0 + k_1}} \quad (12.1.22)$$

可以互不相关地修改它们。图 12.4b) 的根轨迹曲线表明, 通过改变 k_2 (移动零点) 和 k_1 就能达到整个根轨迹平面。

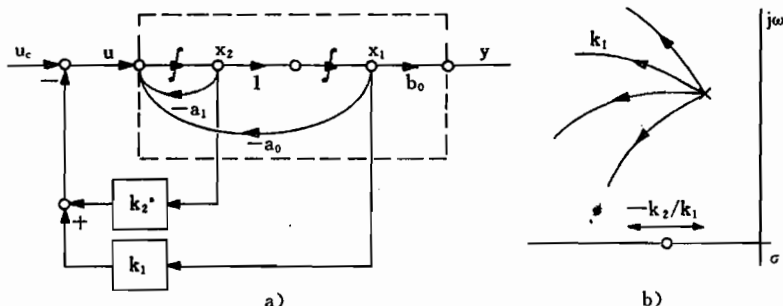


图 12.4 具有状态矢量反馈的 P-T₂ 控制对象
a) 框图; b) 根轨迹曲线。

如果控制对象本身含有提前量, 那么, 为了达到这种有利的情况, 就没有必要完全状态矢量反馈。对于如图 12.5 所示的这种 PD-T₂ 控制对象, 其传递函数为

$$y(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{a_0 + a_1 s + s^2} u(s) = \hat{g}(s) u(s) \quad (12.1.23)$$

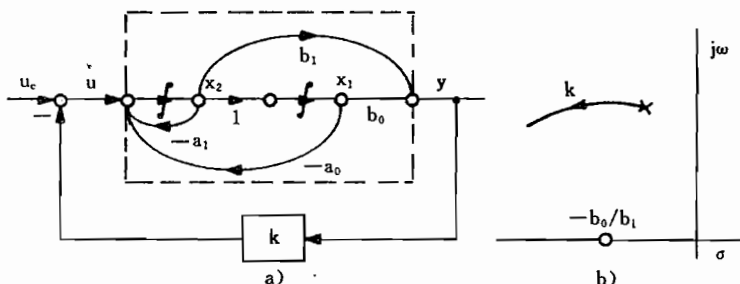


图 12.5 具有 P-控制器的 PD-T₂ 控制对象
a) 框图; b) 根轨迹曲线 ($d=1$)。

如果给它配备一个常值输出反馈, 那么, 开环传递函数的多余极点数同样也为 $d=1$

$$\hat{f}_0(s) = \frac{k(b_0 + b_1 s)}{a_0 + a_1 s + s^2} = k \hat{g}(s) \quad (12.1.24)$$

此时, 闭环传递函数为

$$y(s) = \frac{\hat{g}(s)}{1 + k \hat{g}(s)} u_c(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{(a_0 + k b_0) + (a_1 + k b_1) s + s^2} u_c(s) \quad (12.1.25)$$

控制对象传递函数的分子保持不变, 但两个分母系数已被改变, 这时, 特征频率和阻尼为

$$\omega_{0\text{Kreis}}^2 = a_0 + k b_0 \quad (12.1.26)$$

$$2\sigma_{\text{Kreis}} = -(a_1 + k b_1) \quad (12.1.27)$$

$$D = \frac{1}{2} \frac{a_1 + kb_1}{\sqrt{a_0 + kb_0}} \quad (12.1.28)$$

这就不再单独地调整它们了,因为只有一个控制器参数。这个结果与对象传递函数的分子系数 b_0 和 b_1 有关。尽管如此,只要对象传递函数的零点在左半平面,阻尼和特征频率还是被改善了。这时控制器的作用同对象提供的条件有关。

可以把这个结论一般化。如果具有传递函数

$$\hat{g}(s) = \frac{b_0 + b_1s + \dots + b_ms^m}{a_0 + a_1s + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n} \quad (12.1.29)$$

的 n 阶控制对象,同一个与下列控制器传递函数

$$k(s) = k_1 + k_2s + \dots + k_{n-m}s^{n-m-1} \quad (12.1.30)$$

相当的输出反馈结合在一起,那么,其开环控制回路的传递函数

$$\begin{aligned} \hat{f}_0(s) = \hat{g}(s)k(s) &= \frac{(b_0 + \dots + b_ms^m)(k_1s + \dots + k_{n-m}s^{n-m-1})}{a_0 + a_1s + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n} = \\ &= \frac{b_0k_1 + \dots + b_mk_{n-m}s^{n-1}}{a_0 + a_1s + \dots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n} \end{aligned} \quad (12.1.31)$$

的多余极点数同样为 $d=1$ 。因为这种控制器只有 $n-m$ 个系数,所以,只能互不相关地修改对象的 $n-m$ 个极点。只要对象传递函数的零点在左半平面(最小相位系统),那么,用这种有限的控制器,就肯定能改善系统的总的阻尼。图 12.5b) 和图 12.6 的根轨迹(它们的排列可任意继续下去)表明,当 $d=1$ 时,主导极点向左移动,当 $k \rightarrow \infty$ 时,唯一的根轨迹渐近线就是负的实轴。从这种看法就可得出一般性的结论:

如果开环控制回路的传递函数是有一个多余极点($d=1$)的最小相位系统,那么,当控制回路闭环时,主导极点向左移动,对应的反馈提高了系统的总阻尼。

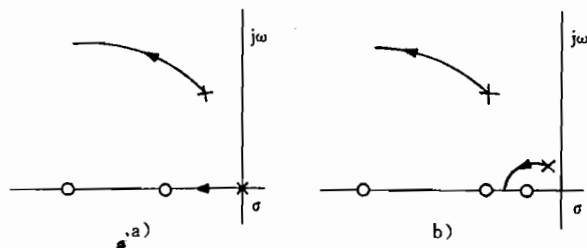


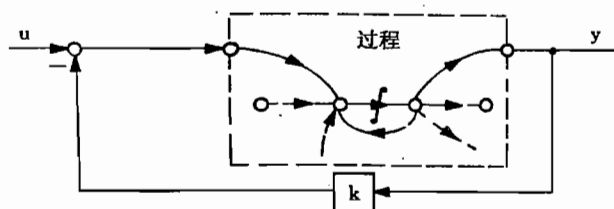
图 12.6 多余极点数 $d=1$ 时的根轨迹曲线

a) 极点在原点上; b) 极点不在原点。

在 8.3.2 节已经确认,直接在信号流图上就可看出对象传递函数的多余极点数。按这种看法,则 $d=1$ 的传递函数的特点是:在信号流图的输入变量和输出变量之间,至少有一条只经过一个积分器流动的连接通道,如图 12.7 所示。这种情况同信号流图中其余的连接回路无关。由此,可得一般的结论:

如果对象的信号流图的调节变量与测量变量之间只存在一条最多经过一个积分器的有效连接通道,那么用经过这条传递通道的 P -反馈,就可以改善系统的整个阻尼特性。

与此相反,如果开环传递函数 $\hat{f}_0(s)$ 的多余极点数 $d>1$,那么,根轨迹曲线有如下性质。

图 12.7 经过一个传递通道($d=1$)的反馈

$d=2$: 这两条渐近线就等于虚轴的平行线, 该平行线经过保持为常值的主导极点。

$d=3$: 三条渐近线皆为直线, 它们从主导根出发以 $\pm 60^\circ$ 和 180° 角度趋向正实轴, 主导极点向右移动。

这种排列可任意继续下去。这样, 随着对象传递函数多余极点数目的增加, 稳定性问题也越来越严重了。对 $d \geq 2$ 的传递函数的反馈 (例如, 飞行轨迹的“外”状态变量反馈), 需要附加稳定的反馈。

多余极点太少, 可能也并不好。如图 12.8 所示, 当 $d=0$ (例如, 加速度分量的反馈) 时, 所有极点都向零点移动, 这样也就不存在根轨迹渐近线了。一般, 这会引起过阻尼, 也就是造成频带宽度减小。

12.1.3 动态调节因子

单独反馈的作用, 可以用图 12.9 加以讨论。图 12.9 表示在反馈中具有控制器的一段控制回路, 这类控制器对状态矢量反馈同样也是很典型的。断开反馈时, 有

$$y(s) = \hat{g}(s)u(s) + \hat{g}_z(s)z(s) \quad (12.1.32)$$

$$u(s) = u_c(s) - \hat{k}(s)(y(s) + n(s)) \quad (12.1.33)$$

在闭环情况下 (证明从略)

$$y = \frac{\hat{g}}{1 + \hat{g}\hat{k}}u_c + \frac{\hat{g}_z}{1 + \hat{g}\hat{k}}z - \frac{\hat{g}\hat{k}}{1 + \hat{g}\hat{k}}n \quad (12.1.34)$$

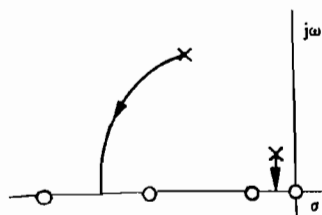
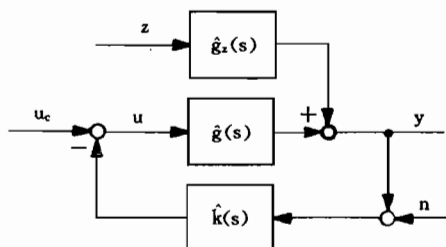
图 12.8 $d=0$ 时的根轨迹

图 12.9 控制器处在反馈中的控制回路

闭环控制回路传递函数的公共因子为

$$\hat{f}(s) = \frac{1}{1 + \hat{g}(s)\hat{k}(s)} = \frac{1}{1 + \hat{f}_0(s)} \quad (12.1.35)$$

称它为“动态调节因子”, 这是评定控制效能的一般尺度。另外, 由式 (12.1.34) 可见, 动态调节因子等于闭环控制对扰动的响应和开环控制对扰动响应之比

$$\hat{r}(s) = \frac{y(s)_{\text{有控}}}{y(s)_{\text{无控}}} \quad (12.1.36)$$

因此,为了能理想地抑制扰动 z ,应尽量使 $\hat{r}(j\omega)$ 在总的频率范围内趋近于零, $\hat{k}(j\omega)$ 越大,满足这个要求就越好。

任何测量中都包含有误差和干扰噪声,这里把它们用 $n(s)$ 加以模型化表示。由式(12.1.34)可见,它们对输出量的作用可以用下式表示

$$y(s) = - \frac{\hat{g}(s)\hat{k}(s)}{1 + \hat{g}(s)\hat{k}(s)} n(s) = (\hat{r}(s) - 1)n(s) \quad (12.1.37)$$

这就是说, $\hat{r}(s)$ 越小, $n(s)$ 对输出量的影响就越大。

最后,调节活动也应该加以限制。由式(12.1.33)和式(12.1.34),可得闭环情况下的调节量为

$$u = u_c - \hat{k} \left[\frac{\hat{g}}{1 + \hat{g}\hat{k}} u_c + \frac{\hat{g}_z}{1 + \hat{g}\hat{k}} z - \frac{\hat{g}\hat{k}}{1 + \hat{g}\hat{k}} n \right] - \hat{k} n =$$

$$\frac{1}{1 + \hat{g}\hat{k}} u_c - \frac{\hat{g}_z\hat{k}}{1 + \hat{g}\hat{k}} z - \frac{\hat{k}}{1 + \hat{g}\hat{k}} n \quad (12.1.38)$$

由此可见,作用在控制对象输入端的扰动量(即 $\hat{g}_z = \hat{g}$ 时)将产生下列调节信号

$$u(s) = - \frac{\hat{g}(s)\hat{k}(s)}{1 + \hat{g}(s)\hat{k}(s)} z(s) = (\hat{r}(s) - 1)z(s) \quad (12.1.39)$$

而作用在控制对象输出端的扰动量(即 $\hat{g}_z = 1$ 时)生成的调节信号为

$$u(s) = - \frac{\hat{k}(s)}{1 + \hat{g}(s)\hat{k}(s)} z(s) = \hat{k}(s)\hat{r}(s)z(s) \quad (12.1.40)$$

即与测量噪声 $n(s)$ 具有同样的调节活动。由于 $\hat{r}(s)$ 和 $(\hat{r}(s))^{-1}$ 不可能都最小,所以,应在扰动抑制和调节活动之间作出折中。

在实际情况下,随着频率的增高,频率特性 $\hat{f}_0(j\omega)$ 趋近于零,由此可得动态调节因子的极限值为

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |\hat{r}(j\omega)| = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{1 + \hat{f}_0(j\omega)} \right| = 1 \quad (12.1.41)$$

这就表明,当 $\omega \rightarrow \infty$ 时,控制器的每种作用都停止了。 $\hat{r}(j\omega)$ 与频率的相关特性,可以很容易从奈奎斯特图上看出来。图12.10表示的是 $d=1$ 情况下开环状态的幅相频率特性曲线(这里,当 $\omega \rightarrow \infty$ 时,幅相频率特性曲线以 -90° 角进入坐标原点)。 $\hat{r}(j\omega)$ 的倒数等于从 $(-1, j0)$ 点到幅相频率特性曲线的矢量。如果在整个频域内 $|\hat{r}(j\omega)| > 1$,那么, $\hat{f}_0(j\omega)$ 的幅相频率特性曲线就完全在绕点 $(-1, j0)$ 的单位圆之外经过,由图12.10可见,当 $d=1$ 时,这是很容易实现的。因而,一般我们可以认为:

如果开环传递函数的多余极点数 $d=1$ (完全状态矢量反馈就是这种情况),那么,毫无疑问,可以实现动态调节因子的频率特性在整个频率范围内(除了 $\omega \rightarrow \infty$ 外)小于1。

黎卡提控制器的优化也可从动态调节因子看出。对于式(12.1.1)的单变量控制对象,

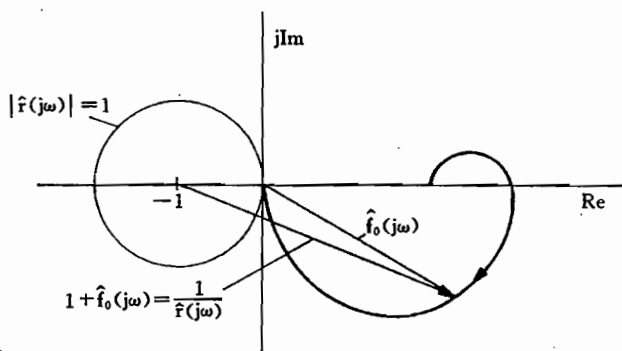


图 12.10 $d=1$ 时奈奎斯特
幅相频率特性曲线

用加权系数 q 和 r 使性能函数

$$J = \int_0^{\infty} (q \underline{x}^T \underline{x} + r u^2) dt \quad (12.1.42)$$

最小的状态反馈 $u = -\underline{k}^T \underline{x}$, 满足卡尔曼理论

$$|\hat{f}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + q/r |\underline{c}^T(j\omega \underline{I} - \underline{A})^{-1} \underline{b}|^2} \quad (12.1.43)$$

因为 q/r 总为正, 所以, 有状态矢量反馈时, 对所有的 ω , 都有

$$|\hat{f}(j\omega)|^2 \leq 1 \quad (12.1.44)$$

因此, 理论上, 状态矢量反馈是一种理想的控制规律, 在整个频率范围内都能改善动态特性。这种看法与前面所作出的结论是一样的, 即完全状态矢量反馈时, 可以任意影响系统的所有极点, 因而可使全部极点向左移动。

如果在式(12.1.34)中 $\hat{f}(j\omega) < 1$, 那么, 在整个频率范围内, 扰动都被抑制。因为作为唯一的前提条件是开环传递函数的多余极点数必须 $d=1$, 那么, 按照到此所述, 显然, 在整个频率范围内, 全状态矢量反馈会使扰动得到抑制。

然而, 一般讲, 理想的状态反馈是不能实现的, 因为测量系统、操纵系统或者其它一些(有时可以忽略的)子系统的状态变量是不能测量的。由于在实际控制对象中这类附加的延迟, 即使有状态矢量反馈时, $\hat{f}_0(s)$ 的多余极点数也大于 1。这种情况可从图 12.11 的奈

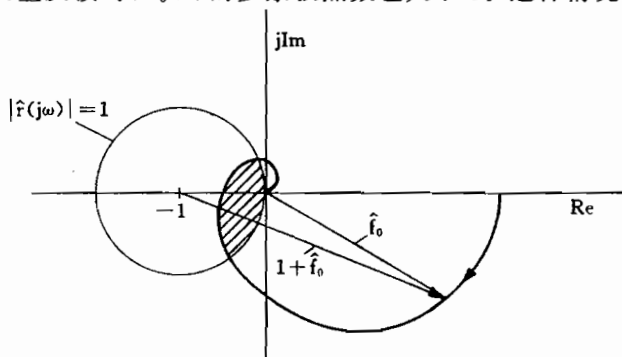


图 12.11 $d>1$ 时的奈奎斯特
幅相频率特性曲线

奎斯特特性图上明显看出。此时,幅相频率特性曲线侵入到绕点 $(-1, j0)$ 的单位圆内,并有一个 $|\hat{r}(j\omega)| > 1$ 的频率区域。在这个区域内,控制器使控制对象的特性变坏,这表现在扰动频率特性的谐振增强。

用伯德图说明控制器不同作用的三种频率范围尤其清楚。图 12.12 示出 $d \geq 2$ 时的典型曲线。所以,一般都遵守所谓“有得必有失定理”/Grübel 77/:

通过控制在某一频率范围所得到的改善,必然以另一个频率范围的恶化为代价。

这些论述当然也可以扩展到多变量系统,但是,这里我们不得不放弃作进一步的说明,可以参阅文献/Müller 92/。

讨论开环传递函数所得出的结论是:为了使控制器达到良好的效果,在理想情况下,开环传递函数的多余极点数应该是 $d=1$,在总的频率范围内应该具有高的增益。对象的传递函数越接近这种理想情况,控制器中的增益和

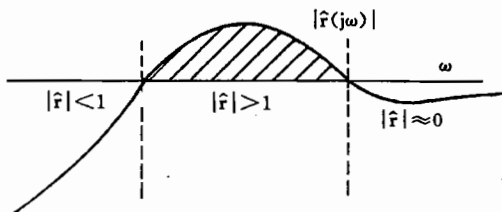


图 12.12 偏差频率特性 $\hat{r}(j\omega)$ 的典型曲线

超前量就可以越小。乘积 $\hat{g}\hat{k}$ 中的 $\hat{g}(s)$ 越大、 $\hat{k}(s)$ 越小,那么,由式(12.1.34)和式(12.1.38)可知,就越有利于在修改动态特性和所引起的控制活动之间作出折中。在 8.5 节中已按照这种观点在飞机运动过程内编排了有利的传递回路。

12.1.4 全通特性的影响

全通特性以传递函数的零点在 s 的右半平面为特征。真正全通的传递函数有正实部的零点,它们与极点对称分布,如图 12.13a)所示,传递函数

$$\hat{g}(s) = \frac{1 - Ts}{1 + Ts} \quad (12.1.45)$$

为一阶全通。如果传递函数的正零点数为奇数,那么,阶跃响应的初值和终值的符号相反,响应首先向“错误”一侧偏转,如图 12.13b)所示。这样,不用计算零点,直接研究传递函数的极值(比较 $s \rightarrow 0$ 和 $s \rightarrow \infty$ 时的极值),就能确定是否具有全通。

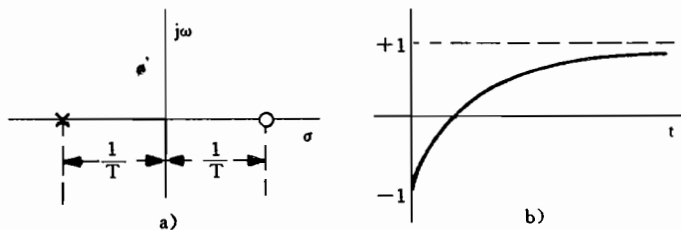


图 12.13 一阶全通

a) 根分布; b) 阶跃响应。

一般,极点和零点并不对称分布,此时人们称其为“全通特性”。然而,通过展开这类传递函数,总可分离出一个零点和极点对称的真正全通网络,例如

$$\hat{g}(s) = \frac{1-s}{(0.5+s)(2+s)} = \frac{1-s}{1+s} \frac{1+s}{(0.5+s)(2+s)} \quad (12.1.46)$$

具有全通特性的传递函数 全通网络 最小相角系统

全通特性限制了可以达到的控制性能,因为:

- 在频率特性中,当振幅增大时,产生相位滞后;
- 根轨迹向 s 右半平面的零点移动。

尤其当回路中存在积分时,即使当增益最小也会造成不稳定,如图 12.14 所示。因而不得不在稳定性和控制精度之间作出不满意的折中。

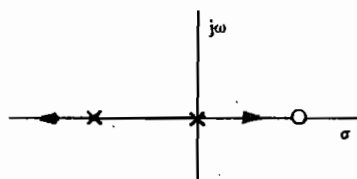


图 12.14 具有 I-控制器全通网络的根轨迹

在飞机飞行动力学中出现的大多是一阶全通特性(见 8.5.2 节),此时,可把它们粗略地分成类似图 12.15 的两种类型:

——“快”全通特性,其特点是零点和传递函数的极点的量级相同,在快速变化过程中或者在阶跃响应的初始特性上,全通影响尤其明显:

——“慢”全通特性,其特点是零点在坐标原点附近,与一个很小的稳态增益有关,这会造成稳态特性的正负号与物理概念上所希望的反相,如图 12.15b)所示。

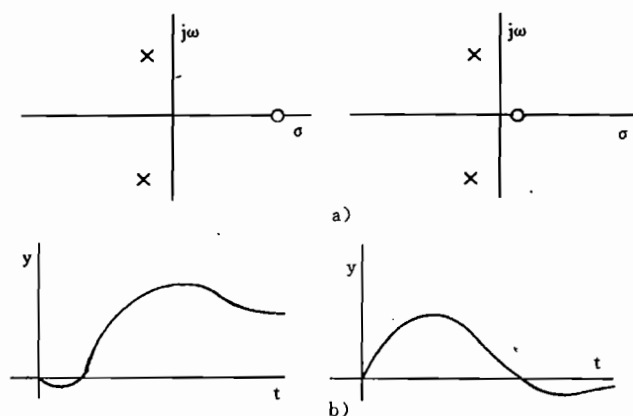


图 12.15 快、慢全通特性示例

a) 根分布; b) 阶跃响应。

全通特性对控制标准形式的理想状态矢量反馈没有影响,因为 $\hat{f}_0(s)$ 的零点仅由状态矢量反馈本身构成,这由图 12.2 很容易看出。但是,在输出反馈时,对象传递函数的零

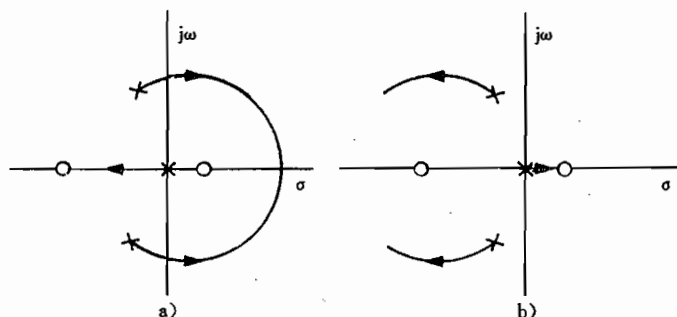


图 12.16 $d=1$ 时具有全通的根轨迹

a) 负反馈; b) 正反馈。

点将发生作用,而且,即使当 $d=1$ 时,零点也会妨碍系统的稳定性,如图 12.16 例子所示。

因此,一般要去掉控制任务的具有全通特性的传输通道。当然,按照 12.2 节,在多变量系统中不仅修改极点,而且也修改传递函数的零点。就此而言,通过控制也可消除全通特性,这样,为控制需要,也可使用有关传输通道。但是,这其中包含安全问题,因为一旦有关控制回路发生故障,就可能发生不稳定。

12.1.5 具有观测器的状态反馈

通常,不是所有的过程状态都能测量的,要么就是测量它们的代价太高,要么容易受到干扰。若具有完全可观测性,那么,仅从对唯一一个输出变量的(没有误差的)测量,就可以估计出全部状态矢量。其基础是过程的数学模型,这个模型利用估计误差来跟踪该过程,如图 12.17 所示的这种线性情况。

按照图 12.17,过程状态表达式为

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{u} + \underline{E} \underline{z} \quad (12.1.1)$$

而估计的(观测器)状态为

$$\dot{\hat{\underline{x}}} = \underline{A} \hat{\underline{x}} + \underline{B} \underline{u} + \underline{G} \underline{C} (\underline{x} - \hat{\underline{x}}) \quad (12.1.47)$$

(估计矢量 $\hat{\underline{x}}$ 用符号 $\hat{\cdot}$ 表示,不要与传递函数和传递矩阵的符号混淆)。如果准确知道模型 ($\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}$),那么,由这两个方程之差,就可得到估计误差 $\tilde{\underline{x}}$ 的方程为

$$\dot{\tilde{\underline{x}}} = \dot{\underline{x}} - \dot{\hat{\underline{x}}} = (\underline{A} - \underline{G} \underline{C}) \tilde{\underline{x}} + \underline{E} \underline{z} \quad (12.1.48)$$

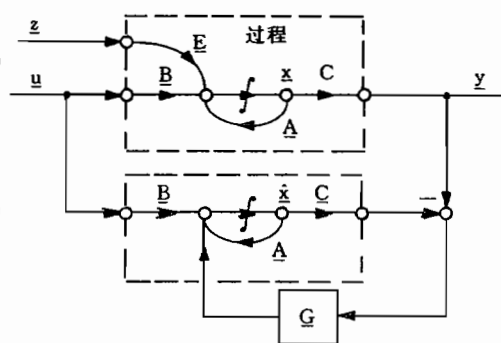


图 12.17 卢恩伯格(Luenberg)观测器结构

通过反馈矩阵 $\underline{G}$,可以任意给定估计误差的动态特性,同时,可根据误差估计降低均值为零的扰动的影响。如果知道扰动过程的模型($\underline{z}$),那么,为了估计不可测量的扰动量,也可按同样原理构成一个观测器(扰动观测器)。

然而,式(12.1.47)所示的观测器很复杂,它与过程具有同样的阶次,因而只有当准确知道过程参数($\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}$)时,这个观测器的估计误差才不受 $\underline{u}$ 和 $\underline{x}$ 的影响。为了限制模型的复杂程度,避免参数的不确定性,可以把观测器简化到不可测量的状态变量的子过程。在图 12.18 所示的例子中, x_1 和 x_3 是可测量的, x_2 是要估计的。观测器只包括相对简单的、简化到 x_1 和 x_2 的模型,为此,还附加 x_3 作为输入信号。状态变量 x_1 是作为减小估计误差而用的反馈。

如果在状态矢量反馈内加入一个完全观测器,那么,其控制律为

$$\underline{u} = \underline{u}_c - \underline{K} \hat{\underline{x}} \quad (12.1.49)$$

第二项 ($-\underline{K} \hat{\underline{x}}$) 可以通过观测器变换成反馈,如图 12.19 所示。这样,观测器和状态反馈共同在反馈中组合成动态控制器。

在线性情况下,当准确知道模型时,可以彼此分开设计观测器的动态特性和状态反馈(分离定理)。而在非线性模型或者简化模型情况下,就不能再分开处理。观测器对模型的

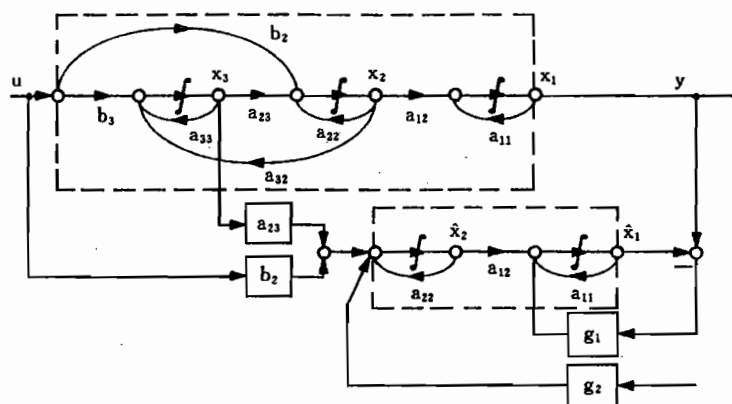


图 12.18 简化的观测器示例

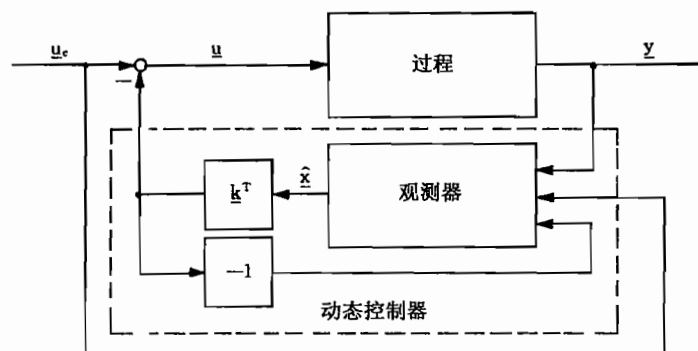


图 12.19 状态反馈和观测器的组合

不确定性和参数的不确定性是很敏感的，而在扰动观测器中，这类不确定性尤其严重。在非线形过程中，应采用尽量准确的非线性模型/Seidel 80/，此时，不可能一开始就有全局的模型。取而代之的是，应该把观测器放在由对过程准确了解就能代替复杂测量的部位（见上文所述）。因此，在复杂的非线性过程中，它也仅限于用来估计个别状态变量/Buchholz 90/。

这些讨论说明，上述理论关系不能直接实现，但为新型控制概念提供了有价值的启示。例如，按照观测器加状态反馈的概念，可以发展动态控制器的结构，并用一种性能准则来优化控制器的参数。

同样，卡尔曼滤波器也根据这种想法：通过估计误差来跟踪过程模型，并从过程模型中提取希望的信息。因为根据结构，能准确地知道运动学方程模型，所以，这种方法已在导航领域得到广泛应用，见 9.7.1 节。观测器和卡尔曼滤波也越来越多地应用在使测量值提纯和传感器的误差识别。

12.2 多变量控制结构

单变量系统的状态控制器，可以毫无困难地推广到多变量系统。同样也可以套用稳定

性分析方法,以及可控制性和可观测性的研究方法。一些设计方法,诸如借助黎卡提—微分方程的二次优化方法,仍可使用。然而,传递通道的数目以及费用,则随被控制变量和调节变量的数目的二次方增加,与此同时,透明度下降了。

根据前面确定的全局性能指标,二次型优化方法提供的是全系统的解答。但是,由于所列举的种种原因,在飞行控制设计中,应当首先逐步地设计控制器。其前提条件是:第一,每一步中间设计目标的表达;第二,步进式设计控制器的方法,允许按照其它的方法(或者迭代方法)来研究控制回路。对于单变量系统,这是没有什么问题的,从PID—控制器直到开环控制都可使用,这时是把多个反馈回路的作用线性叠加起来。然而,在多变量系统情况下,控制回路之间会形成附加的非线性耦合,在控制器设计和控制器发生部分故障的情况下,这是必须予以考虑的。

只有当控制对象内部的耦合很弱时,才能略去这类影响,例如,纵向运动和侧向运动之间的耦合,或者一般转动自由度和移动自由度之间的耦合,就属于这种情况。这一节要研究的是:各个反馈对总的多变量系统有哪些影响,多个反馈之间存在哪些耦合影响。

12.2.1 多变量系统的基本方程

由矩阵运算法则,可以得到传递矩阵串联和并联的运算法则:

- 矩阵乘法没有交换律;
- 矩阵没有除法,可以通过有逆的乘法来代替;
- 矩阵列数(输入变量的数目)和行数(输出变量的数目)的相容性。

因而,在图 12.20a)所示的串联情况下,有

$$\underline{y}(s) = \underline{\hat{G}}_2(s) \underline{x}(s) = \underline{\hat{G}}_2(s) \underline{\hat{G}}_1(s) \underline{u}(s) \quad (12.2.1)$$

在图 12.20b)所示的并联情况下,有

$$\underline{y}(s) = \underline{y}_1(s) + \underline{y}_2(s) = (\underline{\hat{G}}_1(s) + \underline{\hat{G}}_2(s)) \underline{u}(s) \quad (12.2.2)$$

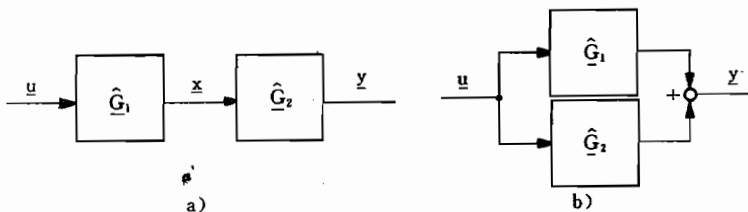


图 12.20 多变量系统框图规则

a) 串联; b) 并联。

若从所研究的输出矢量出发,把所有连接路线一直追溯到输入,那么,直接从方块图就可以看出这两个方程。图 12.21 示出一种标准的多变量控制回路,为了做一般的研究,该控制回路在图 12.9 的前向通道中加了一个控制器。把上述传递矩阵规则应用到图 12.21 所示的标准控制回路上,对 $\underline{y}$, 有

$$\underline{y}(s) = \underline{\hat{G}}_z(s) \underline{z}(s) + \underline{\hat{G}}(s) \underline{\hat{H}}(s) \underline{w}(s) - \underline{\hat{G}}(s) \underline{\hat{H}}(s) \underline{\hat{K}}(s) (\underline{y}(s) + \underline{n}(s)) \quad (12.2.3)$$

式中, $\underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}$ 是在 $\underline{y}$ 处切开的系统传递矩阵。经过变换

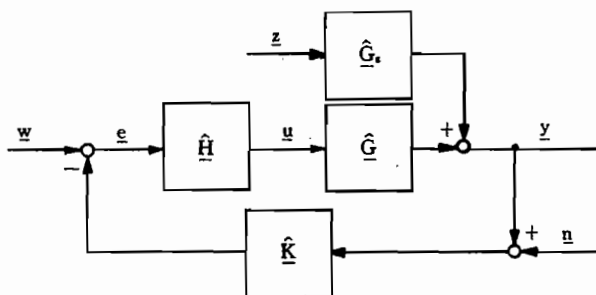


图 12.21 多变量标准控制回路

$$(\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}) \underline{y} = \underline{\hat{G}}_z \underline{z} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{w} - \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{n} \quad (12.2.4)$$

最后得

$$\underline{y} = [\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}]^{-1} [\underline{\hat{G}}_z \underline{z} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{w} - \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{n}] \quad (12.2.5)$$

式中

$$[\underline{I} + \underline{\hat{G}}(s) \underline{\hat{H}}(s) \underline{\hat{K}}(s)]^{-1} = \underline{\hat{K}}(s) \quad (12.2.6)$$

是作为把式(12.1.35)广义化了的“动态调节因子矩阵”。

由于涉及的是线性关系,所以,可以逐个考查输入变量的作用,即:

- $\underline{z}(s) \equiv 0$ 和 $\underline{n}(s) \equiv 0$ 时的引导特性;
- $\underline{w}(s) \equiv 0$ 和 $\underline{n}(s) \equiv 0$ 时的扰动特性;
- $\underline{w}(s) \equiv 0$ 和 $\underline{z}(s) \equiv 0$ 时的测量噪声影响特性。

由此可得引导传递矩阵是

$$\underline{\hat{F}}_w = \frac{1}{|\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}|} [\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}]_{\text{adj}} \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} = \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \quad (12.2.7)$$

扰动的传递矩阵是

$$\underline{\hat{F}}_z = \frac{1}{|\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}|} [\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}]_{\text{adj}} \underline{\hat{G}}_z = \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}_z \quad (12.2.8)$$

按类似方法,由图 12.21 可得控制误差 $\underline{e}(s)$ 为

$$\begin{aligned} \underline{e}(s) &= \underline{w}(s) - \underline{\hat{K}} \underline{n}(s) - \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}_z \underline{z}(s) - \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{e}(s) = \\ &= [\underline{I} + \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}}]^{-1} [\underline{w}(s) - \underline{\hat{K}} \underline{n}(s) - \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}_z \underline{z}(s)] \end{aligned} \quad (12.2.9)$$

而调节变量的矢量为

$$\begin{aligned} \underline{u}(s) &= \underline{\hat{H}} \underline{w}(s) - \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{n}(s) - \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}_z \underline{z}(s) - \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \underline{u}(s) = \\ &= [\underline{I} + \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}]^{-1} [\underline{\hat{H}} \underline{w}(s) - \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{n}(s) - \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}_z \underline{z}(s)] \end{aligned} \quad (12.2.10)$$

比较式(12.2.5)、式(12.2.9)和式(12.2.10),可以看出,开环的传递矩阵是不同的,这取决于在何处把控制回路切断。这三个矩阵是不一样的,即

$$\underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \neq \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \neq \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \quad (12.2.11)$$

甚至它们的维数也不一样。但是,可以证明

$$|\underline{I} + \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}}| = |\underline{I} + \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}}| = |\underline{I} + \underline{\hat{K}} \underline{\hat{G}} \underline{\hat{H}}| \quad (12.2.12)$$

这就意味着,控制回路的特征多项式与切断的位置无关,从物理成因上看,也不可能不是这样。然而,式(12.2.7)~式(12.2.10)的分子矩阵则与所要研究的输入矢量和输出矢量有关。

12.2.2 多变量系统的传递函数

为了了解多变量系统中耦合的影响,那么,研究控制器在反馈回路中这种情况就足够了。如果把前向通道中的控制器 $\hat{H}(s)$ 同对象 $\hat{G}(s)$ 合并成 $\hat{Q}(s)$,即

$$\hat{G}(s)\hat{H}(s) = \hat{Q}(s) \quad (12.2.13)$$

那么,可以把这种表达式推广到图 12.21 的控制回路。与 8.1.3 节类似,这里也用 $\hat{Q}$ 表示传递矩阵,用 $\underline{Q}$ 表示分子矩阵。如果把反馈矩阵 $\hat{K}(s)$ 列成多项式矩阵 $\underline{K}(s)$,这适用于大多数情况(没有固有动态特性和没有 I 一部的反馈),那么,推导就进一步得以简化。我们用矩阵 $\hat{Q}(s)$ 的特征多项式作为公分母,并把 $\underline{Q}(s)$ 定义为分子函数的矩阵,即

$$\hat{Q}(s) = \frac{1}{n_Q(s)} \underline{Q}(s) \quad (12.2.14)$$

因为 $\underline{K}(s)$ 不具有动态特性,所以, $n_Q(s)$ 是切断的控制回路的特征多项式(所有传递函数的分母)。对于图 12.22 所示的这种简化了的多变量系统,由式(12.2.13),在 $\underline{z}(s) \equiv \underline{0}$ 时,有

$$\underline{y}(s) = \hat{Q}(s) \underline{w}(s) - \hat{Q}(s) \hat{K}(s) \underline{y}(s) \quad (12.2.15)$$

用 $n_Q(s)$ 乘上这个式子,那么,它只包含有多项式矩阵

$$n_Q(s) \underline{y}(s) = \underline{Q}(s) \underline{w}(s) - \underline{Q}(s) \underline{K}(s) \underline{y}(s) \quad (12.2.16)$$

由此得控制回路的方程为

$$\underline{y}(s) = (n_Q(s) \underline{I} + \underline{Q}(s) \underline{K}(s))^{-1} \underline{Q}(s) \underline{w}(s) \quad (12.2.17)$$

按式(12.2.7),引导传递矩阵为

$$\hat{F}_w(s) = \frac{1}{|n_Q(s) \underline{I} + \underline{Q}(s) \underline{K}(s)|} [n_Q(s) \underline{I} + \underline{Q}(s) \underline{K}(s)]_{\text{adj}} \underline{Q}(s) \quad (12.2.18)$$

因而,控制回路的特征多项式(所有传递函数的分母)为

$$n_F(s) = |n_Q(s) \underline{I} + \underline{Q}(s) \underline{K}(s)| \quad (12.2.19)$$

对于图 12.23 所示的 2×2 控制系统,式(12.2.19)的形式为

$$\begin{aligned} n_F(s) &= \begin{vmatrix} n_Q + q_{11}k_{11} + q_{12}k_{21} & q_{11}k_{12} + q_{12}k_{22} \\ q_{21}k_{11} + q_{22}k_{21} & n_Q + q_{21}k_{12} + q_{22}k_{22} \end{vmatrix} = \\ &= n_Q^2 + n_Q(q_{11}k_{11} + q_{12}k_{21} + q_{21}k_{12} + q_{22}k_{22}) + \\ &+ (q_{11}q_{22} - q_{12}q_{21})(k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}) = \\ &= n_Q(s) \left[n_Q(s) + \sum_{i,j=1}^2 q_{ij}(s)k_{ji}(s) \right] + |\underline{Q}(s) \underline{K}(s)| \end{aligned} \quad (12.2.20)$$

伴随矩阵(参见上面的行列式)为

$$\begin{aligned} (n_Q(s) \underline{I} + \underline{Q}(s) \underline{K}(s))_{\text{adj}} &= \\ &= \begin{vmatrix} (n_Q + q_{21}k_{12} + q_{22}k_{21}) & -(q_{11}k_{12} + q_{12}k_{22}) \\ -(q_{21}k_{11} + q_{22}k_{21}) & (n_Q + q_{11}k_{11} + q_{12}k_{21}) \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (12.2.21)$$

由此式和式(12.2.18),经乘法运算后,得分子矩阵为

$$\underline{F}_w(s) = \begin{vmatrix} n_Q q_{11} + k_{22} |\underline{Q}| & n_Q q_{12} - k_{12} |\underline{Q}| \\ n_Q q_{21} - k_{21} |\underline{Q}| & n_Q q_{22} + k_{11} |\underline{Q}| \end{vmatrix} \quad (12.2.22)$$

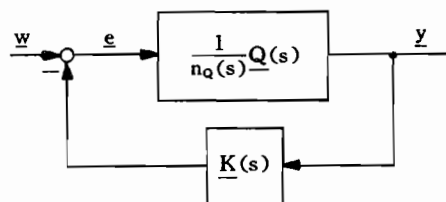


图 12.22 简化多变量控制回路

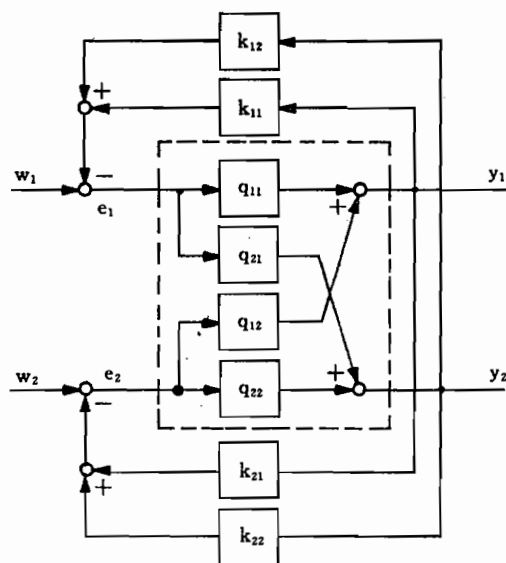


图 12.23 2×2 控制系统

所有引导传递函数的结构都是一样的,例如, $\hat{f}_{w11}(s)$ 为

$$\hat{f}_{w11}(s) = \frac{f_{w11}(s)}{n_F(s)} = \frac{n_Q q_{11} + k_{22} |\underline{Q}|}{n_Q [n_Q + \sum_{l,k} q_{lk} k_{kl}] + |\underline{Q}| \underline{K}} \quad (12.2.23)$$

表面上看, $\hat{F}_w(s)$ 的分母阶次是 $\underline{Q}(s)$ 分母阶次的两倍,然而,这在物理上是不可能的。但是,分子矩阵 $\underline{Q}(s)$ 的行列式中总包含特征多项式 $n_Q(s)$ 作为因子(/Brockhaus 68/, /Hippe Wu 85/),因此

$$|\underline{Q}(s)| = n_Q(s) |\underline{P}_Q(s)| \quad (12.2.24)$$

式中, $\underline{P}_Q(s)$ 是对 $\underline{Q}(s)$ 的系统矩阵/Rosenbrock 70/。一般,行列式 $|\underline{P}_Q(s)|$ 阶次低,往往是一个常数。由式(12.2.13),可以把2×2系统的引导传递函数缩写成

$$\hat{F}_w(s) = \frac{1}{n_Q + \sum_{l,k} q_{lk} k_{kl} + |\underline{P}_Q| \underline{K}} \begin{bmatrix} q_{11} + k_{22} |\underline{P}_Q| & q_{12} - k_{12} |\underline{P}_Q| \\ q_{21} - k_{21} |\underline{P}_Q| & q_{22} + k_{11} |\underline{P}_Q| \end{bmatrix} \quad (12.2.25)$$

该传递矩阵的分母含有多个线性叠加的控制器项。在 $|\underline{P}_Q| \underline{K}|$ 中还有另外一些项,它们包含反馈的乘积,由这种关系就说明了各个反馈之间的耦合,这就以非线性方式修改了传递函数的极点。

同样,分子中也含有附加项,因而与分母一样,也构成多项式之和的形式。由此可见,在一定的条件下,传递函数的零点也可通过控制加以改变。因此,人们通常可以得出极为重要的结论(参见12.1.1节):

在多变量系统中,不仅传递函数的极点改变了,而且传递函数的零点也改变了。此时出现的耦合系数可由 $\underline{Q}$ 的行列式、前向通道中的分子矩阵得到。

在用 2×2 系统作为例子确定了多变量系统存在耦合之后,还应比较确切地研究一下:这类耦合影响有什么规律性,在多变量系统中必须考虑哪些与单变量系数不同的特点。这对下列问题是重要的:

- 通过附加控制回路,寻找改善控制特性的可能性;
- 研究控制回路故障的影响。

12.2.3 控制器设计的特点

具有一个调节变量的控制系统

如果只存在唯一一个反馈,例如 k_{11} ,那么,由式(12.2.23)可以得到熟悉的单回路的结果是

$$\hat{f}_{w11}(s) = \frac{q_{11}(s)}{n_Q(s) + q_{11}(s)k_{11}(s)} \quad (12.2.26)$$

这样, 2×2 系统的传递矩阵是

$$\underline{\hat{F}}_w(s) = \frac{1}{n_Q + q_{11}k_{11}} \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} + k_{11}|P_Q| \end{bmatrix} \quad (12.2.27)$$

在传递函数 $\hat{f}_{22}$ 中,也就是在另一个测量变量和调节变量连接的传递通道中,它包含了作为要研究的控制器 k_{11} 的耦合影响。因此,在其“相对的”传递函数中,分子也发生变化,即它的零点移动了。这样,通过反馈就能有目的地改变分子的根,例如,用以克服不希望的全通特性。如图 12.24 所示,当只研究一个调节变量时,原则上,还仍将保持这些关系。如果把两个输出变量都反馈给第一个调节变量,由式(12.2.25),得

$$\hat{F}_w(s) = \frac{1}{n_Q + q_{11}k_{11} + q_{21}k_{12}} \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} - k_{12}|P_Q| \\ q_{21} & q_{22} + k_{11}|P_Q| \end{bmatrix} \quad (12.2.28)$$

在分母上添加了另一项,在分子上只在第二列中出现附加项,也就是与第二个调节变量有关的附加项。如果把这两个反馈先后闭合,则在第一步(k_{11} 闭合)之后,得

$$n'_Q(s) = n_Q + k_{11}q_{11} \quad \text{和} \quad q'_{21} = q_{21} \quad (12.2.29)$$

而在第二步(k_{12} 闭合)之后,得

$$n_F(s) = n_Q + k_{11}q_{11} + k_{12}q_{21} = n'_Q + k_{12}q'_{21} \quad (12.2.30)$$

控制器的作用可以线性叠加。计算第二步的分母可以从第一步的结果出发,此时,顺序是任意的,而分子 q_{11} 和 q_{12} 保持不变。

具有两个调节变量的控制系统

由式(12.2.25),图 12.25 所示这种具有两个调节变量的多变量系统的引导传递函数是

$$\underline{\hat{F}}_w(s) = \frac{1}{n_F(s)} \begin{bmatrix} q_{11} + k_{22}|P_Q| & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} + k_{11}|P_Q| \end{bmatrix} \quad (12.2.31)$$

式中

$$n_F(s) = n_Q + k_{11}q_{11} + k_{22}q_{22} + k_{11}k_{22}|P_Q| \quad (12.2.32)$$

这样,在传递函数的分母中出现了与 k_{11} 和 k_{22} 乘积成比例的项,这个耦合系数同时也是行列式 $|P_Q|$ 。如果这两个反馈仍然先后闭合,那么,在第一步(k_{11} 闭合)之后,有

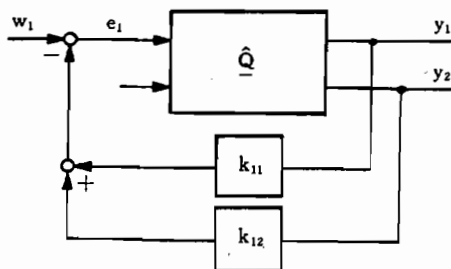


图 12.24 具有同样操纵变量的双反馈
(串联控制)

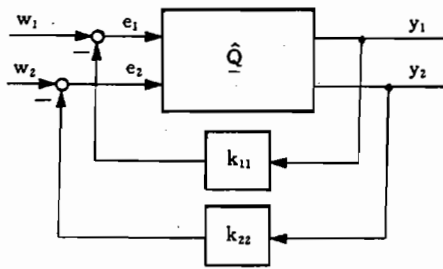


图 12.25 具有不同调节变量的双反馈

$$n'_Q(s) = n_Q + k_{11}q_{11} \quad \text{和} \quad q'_{22}(s) = q_{22} + k_{11}|P_Q| \quad (12.2.33)$$

在第二步(k_{22} 闭合)之后,有

$$n_F(s) = n'_Q + k_{22}q'_{22} \quad (12.2.34)$$

这里,进行第二步运算也可从第一步的结果出发,同时,其顺序可任意选择。当然,这样可以从第一步修改了的分母和分子出发。

这些结论可以推广到具有任意多个输入变量和输出变量的系统,此时,从与 $\underline{Q}(s)$ 相应的子行列式可求出耦合函数,如图 12.26 所示。这样,各个传递函数为

$$\hat{f}_{ij}(s) = \frac{q_{ij}(s) + k_{kl}(s)|P_Q(s)|_{jk}^{il}}{n_Q(s) + q_{lk}(s)k_{kl}(s)} \quad (12.2.35)$$

其中, i, j 为要研究的传递通道的输出和输入(测量变量和调节变量); k, l 为放在反馈中的控制器的输出和输入(调节变量和测量变量)。

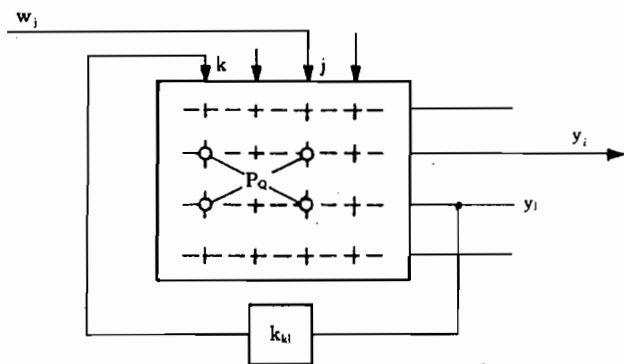


图 12.26 多变量系统中的耦合

此时, P_Q 的行列式是矩阵 $\underline{Q}(s)$ 的子行列式,该子行列式由 i 和 l 行(上角注)及 j 和 k 列(下角注)构成

$$|P_Q|_{jk}^u = \frac{1}{n_Q} |q_{ij}q_{lk} - q_{ik}q_{lj}| \quad (12.2.36)$$

这里,当行和列交换时,行列式正负号变化的计算规则也适用于 $|P_Q|$ 。当 $i=l$ 或者 $j=k$ 时, $|P_Q|=0$,这就是说,当测量变量和调节变量相同时,就解除耦合了,参见/Brockhaus 68/。

上面所得到的结论可以推广到任意阶的多变量系统,并表达如下:

当只有一个反馈时,不论反馈的是测量变量还是调节变量,如果都不与所研究的传递通道连接,那么,在传递函数的分子中将出现耦合。所有传递函数的公分母函数就是单控制回路的分母。

在不仅与不同的测量变量、而且还与不同的调节变量有关的多反馈情况下,闭环传递函数的分母中出现非线性项。

由此可见:

- 通过反馈可以消除、但也可能人为造成全通特性(正零点);
- 具有多反馈的稳定系统,当一个反馈出现故障时,有可能变成不稳定的(回路故障情况下的可靠性问题);
- 对每个单独反馈都是稳定的系统,当接通两个反馈时,有可能成为不稳定的(不允许控制器组合)。

因此,在多变量系统情况下,必须检验所有反馈组合情况是否稳定,也就是说,必须研究每个单独回路的故障情况。必须定出禁止的组合情况,可能的话,应通过闭锁装置加以预防。

示例 若

$$\hat{Q}(s) = \frac{1}{1 + 0.5s + s^2} \begin{bmatrix} 2s + 4 & 2 \\ s - 2 & s - 0.5 \end{bmatrix}$$

其中

$$|Q(s)| = 2s^2 + s + 2 = 2(s^2 + 0.5s + 1)$$

而

$$|P_Q(s)| = 2$$

这个控制对象的 q_{21} 和 q_{22} 有正的零点,即具有全通特性。采用反馈 k_{11} ,可以克服“相对”的传输通道 $\hat{q}_{22}$ 中的全通,但不能消除 $\hat{q}_{21}$ 中的全通,因为 $\hat{q}_{21}$ 和 k_{11} 都与同样的调节变量连接。按照式(12.2.30),用第一个调节变量(k_{11} 和 k_{12})逐步设计控制器的结果示于图12.27。这个系统将因第二个反馈而变成不稳定。

如果两个调节变量都作反馈用,那么,应考虑按式(12.2.25)修改传递函数的分子。为了用同一示例来说明,必须推广根轨迹曲线的概念。

对于下列形式

$$k \cdot \text{多项式 } 1(s) + \text{多项式 } 2(s) = 0 \quad (12.2.37)$$

的每一个方程,都可画出一条根轨迹曲线,当 k 从零增加到无穷大时,它的根轨迹分支将从多项式2的根进入多项式1的根中。由此,就可以画出上述示例分子

$$f_{w22}(s) = q_{22}(s) + k_{11}(s)|P_Q(s)| = 0 \quad (12.2.38)$$

的根轨迹曲线,图12.28示出其结果: $q_{22}(s)$ 的分子根变成负的,这就是说,消除了全通(而

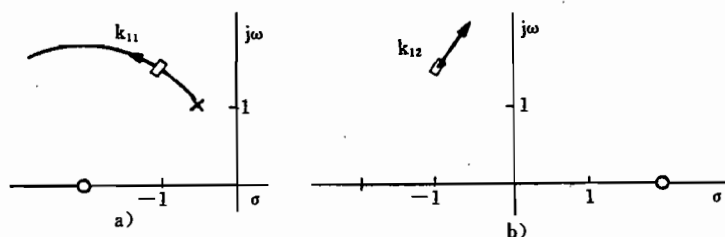


图 12.27 2×2 示例系统的根轨迹
a) 第一个控制回路(k_{11}); b) 第二个控制回路(k_{12})。

图 12.27a) 的极点仍不变)。通过这两种影响,改善了反馈 k_{22} 的前提条件,其相应的根轨迹示于图 12.29a)。当然,这里的排列顺序也是任意的,但是,为了使系统稳定,这里的反馈是必要的。如果反馈发生故障,则其根轨迹如图 12.29b) 所示。

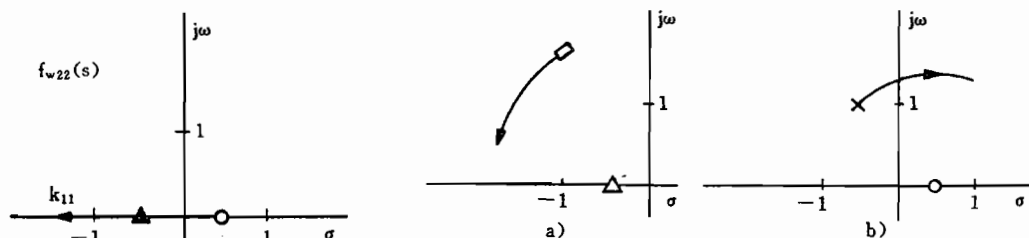


图 12.28 k_{11} 反馈时
示例的分子根轨迹

图 12.29 分母根轨迹
a) 有 k_{11} 反馈; b) 无 k_{11} 反馈。

12.3 状态控制器的设计

大部分“现代”设计方法提供的是一种控制器综合,即基于严格的过程方面的知识和完整的性能函数,一步到位地全面计算控制器的结构和控制器的参数。这些方法常常受到形式的限制,主要只能用在线性系统。所以,这些方法只能给出部分问题的初步解。尽管如此,用这些方法,仍可获得关于采用一定的控制器结构所能实现的一些有价值的看法。

由于上述原因,这里将概要地介绍一些最重要的设计方法。当然,只能介绍一些基本原理,目的是指出一些继续使用的文献,给设计工程师提供一些指导性方法。为了便于理解,介绍的内容只限制在带有一个调节变量的系统,而对于将其扩展到多变量系统,只能给以简要的提示。对于飞机控制方面复杂的非线性过程,为了获得满意的结果,须考虑诸如模型的不确定性、大的参数变化范围、难以模型化的操纵系统动力学、弹性运动自由度的影响等等。

此外,还应尽量求出鲁棒解,在对模型了解有限的情况下,它不仅能保证有稳定的特性,而且还将满足各种各样的飞行品质要求。除了时域“现代”设计方法外,还采用借助伯德图或者尼柯尔斯(Nichols)图的奈奎斯特经典设计方法,它的性能指标是幅相裕度。后

者由于在参考文献,例如/McRuer 73/中已有广泛的介绍,所以,这里不再特别加以讨论。

如果只要优化少量控制器参数,当有一种好的人—机对话计算程序,那么,“手工”迭代就能进行飞行品质控制器的设计,并能对每一步给出控制器的作用,例如,以根轨迹形式和时间响应形式。当参数数目较多时,可以通过数值优化方法自动进行设计。然而,随着参数数目的增多,性能指标的描述问题、寻求全局最优的问题也变得越来越困难,所以,也不能期望数值优化就有什么奇迹发生。

12.3.1 黎卡提设计方法

在12.1.1节中启示性地介绍的全状态反馈控制律,也可以应用变分方法,即根据过程的状态方程,使二次型性能指标最小化来得到。在这方面引进了“二次型最优控制”概念(linear quadratic regulator—LQR)。如果二次型性能函数

$$J = \int_0^{\infty} (\underline{x}^T \underline{Q} \underline{x} + \underline{u}^T \underline{R} \underline{u}) dt \quad (11.4.1)$$

最小,那么按照卡尔曼理论,式(12.1.1)的线性时不变系数就最优。这里的最优意味着,状态变量从起始条件 $\underline{x}(0)$ 逐渐趋于零,而性能准则最小。为此,要评价的是状态矢量和调节矢量的二次形式。通过选择合适的加权矩阵 $\underline{Q}$ 和 $\underline{R}$,在状态过程特性和控制代价之间就能作出有意义的折中,所以,设计的任务就仅在于选择合适的 $\underline{Q}$ 和 $\underline{R}$ 。大多把加权矩阵列成对角矩阵,它相当于所有状态变量 x_i 和控制调节变量 u_j 的二次方的加权。

上述变分问题的解(在状态方程约束条件下性能指标最小化)导出用线性方法求解的哈密尔顿经典微分方程。由此得到,使性能函数为最小的状态矢量反馈的控制律是

$$\underline{u} = \underline{R}^{-1} \underline{B}^T \underline{P}^T \underline{x} = -\underline{K} \underline{x} \quad (12.3.1)$$

式中, $n \times n$ 矩阵 $\underline{P}$ 等于下列非线性矩阵-黎卡提—微分方程的解

$$\dot{\underline{P}} = \underline{P} \underline{A} + \underline{A}^T \underline{P} - \underline{P} \underline{B} \underline{R}^{-1} \underline{B}^T \underline{P}^T \underline{x} + \underline{Q} = \underline{0} \quad (12.3.2)$$

同时,加权矩阵必须满足下列条件:

- $\underline{R}$ 必须为正定的(正则的和对称的);
- $\underline{Q}$ 必须为半正定的(所有主行列式 ≥ 0)。

这就意味着,不允许形成负的代价部分(Kostenanteile),而且每种调节活动都要加权。如果过程是完全可控的,而且 $\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}, \underline{Q}$ 和 $\underline{R}$ 皆为常值,则 $\underline{P}$ 也是常值、实的、对称的正定 $n \times n$ 矩阵(在这种情况下,它可由矩阵—黎卡提—微分方程的稳态解得到)。除此之外,系统将是渐近稳定的。在性能函数的有限积分区间,当然 $\underline{P}$ 为时变的,从而 $\underline{K}$ 也是时变的。

这种优化方法的优点是:

- 它给出最优的控制结构,也包括结构参数在内;
- 它总是给出稳定的控制系统;
- 为求解 $\underline{P}$ 的非线性代数方程组提供了相对快速的计算方法;
- 代替 $n \times q$ 个控制器参数,只需确定 $(n+q-1)$ 个加权系数(因而当 $n < 3$ 时,与加权系数迭代相比,采用迭代求解控制器参数更好);

——即使在随机扰动情况下,从状态变量方差最小化的意义上看,它也是最优的。

与此相对,也存在下列缺点:

——性能函数的构成和加权矩阵的选择受到形式上的限制;

——只有当 $t \rightarrow \infty$, $\underline{x}$ 和 $\underline{u}$ 趋于零时,性能指标才收敛,在所有这种方法不适用的情况下,例如,控制引导问题,必须把这类问题转换成纯状态矢量反馈(参见 13.2.1 节);

——这种方法只能用在全状态矢量反馈,因而所有状态变量必须是可观测的或者可估计的,控制器结构是预先给定的。

所以,这种设计方法难以适用,大多只用在迅速得到一种初步的控制器解,然后,再用其它方法加以补充和细化。在非完全状态矢量反馈情况下,不用黎卡提—设计方法,因为不能预先给定控制器结构。

式(11.4.1)的性能指标最小,相当于传递特性的二次范数最小/Müller 91/。近年来,取名为 H_2 设计而著名的一些方法,也是根据同样的基本思想,给出同样的结果。这些方法的特点是有针对性地考虑了在扰动抑制和控制代价之间作出良好的折中。维纳—霍普夫(Wiener-Hopf)设计方法也是基于同样的原理,只是用在频域内。

12.3.2 极点预置

飞行品质要求的重要部分是关于传递函数的极点,也就是关于短周期振动、荷兰滚振动、沉浮运动的频率和阻尼,以及螺旋运动和滚转运动的时间常数等。虽然这些要求原则上也可以表示成二次型性能指标/Miski 74/,但是,转换起来很复杂,所以,透明性很差(见 13.2.3 节),因而,可以比较简单地直接采用极点预置方法。

规定要控制的系统的极点 s_i 提供它的特征方程作为设计目标

$$\varphi'(s) = (s - s_1)(s - s_2) \cdots (s - s_n) = \alpha_0 + \alpha_1 s + \cdots + \alpha_{n-1} s^{n-1} + s^n = 0 \quad (12.3.3)$$

从具有特征方程

$$a_0 + a_1 s + \cdots + a_{n-1} s^{n-1} + s^n = 0 \quad (12.3.4)$$

的过程控制标准形式,由式(12.1.9)直接就可看出相应的状态反馈

$$\underline{k}_R^T = [(\alpha_0 - a_0)(\alpha_1 - a_1) \cdots (\alpha_{n-1} - a_{n-1})] \quad (12.3.5)$$

在一些简单情况下,例如短周期振动的二阶近似情况下,可以按这种方式直接求出反馈增益,甚至可以解析计算。但在一般情况下,必须按照关系式

$$\underline{u}(t) = -\underline{k}_R^T \underline{x}_R(t) = -\underline{k}_R^T \underline{T} \underline{x}(t) = -\underline{k}^T \underline{x}(t) \quad (12.3.6)$$

反变换到物理状态空间。变换矩阵 $\underline{T}$ 是

$$\underline{T} = [\underline{q}_{sn}^T \quad \underline{q}_{sn}^T \underline{A} \quad \cdots \quad \underline{q}_{sn}^T \underline{A}^{n-1}] \quad (12.3.7)$$

式中, $\underline{q}_{sn}^T$ 是可控性矩阵 $\underline{Q}_s$ 的逆阵的最后一行

$$\underline{q}_{sn}^T = [0 \quad \cdots \quad 0 \quad 1] [\underline{b} \quad \underline{A} \underline{b} \quad \cdots \quad \underline{A}^{n-1} \underline{b}]^{-1} \quad (12.3.8)$$

应用凯莱—哈密尔顿(Caley-Hamilton)定理“每个矩阵都满足它本身的特征方程”,那么, $\underline{k}^T$ 直接可表示成下面的形式/Ackermann 88/

$$\underline{k}^T = \underline{q}_{sn}^T [\alpha_0 \underline{I} + \alpha_1 \underline{A} + \cdots + \alpha_{n-1} \underline{A}^{n-1} + \underline{A}^n] = \underline{q}_{sn}^T \varphi'(\underline{A}) \quad (12.3.9)$$

另一种有时称为“模态控制”的处理方法是从变换成对角形式的动态矩阵出发的(参见 8.1.1 节)。此时,利用模态矩阵(即特征矢量矩阵)把首先已解耦修改了的特征值又反变换到物理状态空间。这两种处理方法会得到同样的结果。“模态控制”概念从其完整的意义上讲,当然同特征结构预置(见下述)是一样的。

直接从状态方程

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A} \underline{x} + \underline{b} u = (\underline{A} - \underline{b} \underline{k}^T) \underline{x} = \underline{A}' \underline{x} \quad (12.3.10)$$

和

$$\underline{b} u = (\underline{A}' - \underline{A}) \underline{x} \quad (12.3.11)$$

就得到移动极点所要求的调节方面的代价,显然,由式(12.3.10)和式(12.3.11)可以看出,在调节方面所花费的代价与输出系统和目标系统动态矩阵的差成正比。由于调节活动受到限制的缘故,所要求的模型特性 $\underline{A}'$ 不允许过分偏离过程的特性,因而,极点的预置也是有限的。

12.3.3 极点范围预置

极点预置可能更适于用在低阶系统,此时,可以从物理模型概念上导出所希望的极点配置。然而,当系统阶次较高时,越来越难以为准确的极点配置作出有根据的选择,尤其是作为直接性能尺度的阶跃响应对小的极点移动相对不太敏感。除此之外,随意选择极点会造成很高的控制增益,从而使调节活动达到不允许高的程度。如果不预置准确的极点位置,而是给定一个较大的极点范围,那么,可大大减少这方面的困难。这样,在给定控制器结构时,就将有较大的回旋余地,并为满足附加要求获得一些附加自由度。这些自由度也能提高鲁棒性(对模型不确定性的不敏感性)。

在文献/Ackermann 88/中,介绍了基于极点范围预置原理的设计对策。根据飞行品质要求,确定出允许的极点范围,并把该极点范围画成控制器—参数空间,对线性系统来说,这个图像是线性的,只与过程固有特性有关。这样,对每个控制对象的参数组(工作点),都可得到一个允许的控制参数的子空间。这些子空间的大量相交就复现了等控制器参数的区域,在全部使用范围内,这个极点区域将产生满意的特性。图 12.30 形象地说明了二维情况下的结果。

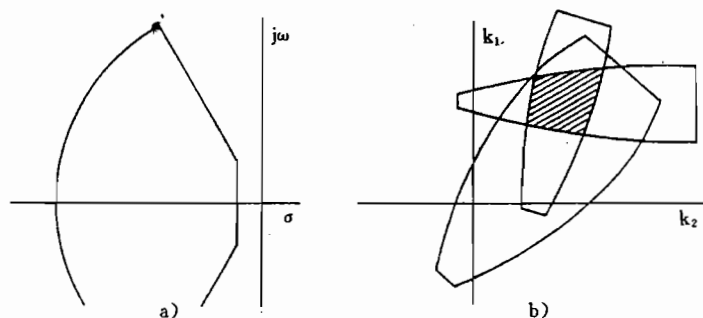


图 12.30 控制对象不同使用状态下参数空间内
允许的极点范围的构成
a) s—平面; b) 参数平面。

在两个控制器参数情况下,这种图解方法是很好的设计方法,然而,当所研究问题的阶次较高时,将很快失去这种透明性。它同时也说明,当某一个控制回路发生故障时(控制器参数=0),是否会偏离允许的范围。然而,必须把高阶问题划分成局部问题,有时需要进行迭代运算。

12.3.4 特征结构预置

预先考虑

在 12.1.1 节中已指出,通过对唯一一个调节变量的全状态矢量反馈(当具有完全可控性时),可以任意改变动态矩阵 $\underline{A}$ 的所有特征值。所出现的问题是:如果可供使用的调节变量多于 1 个时,人们用这些附加的自由度又能作何用。在非现实的极端情况下,即控制矩阵 $\underline{B}$ 是正则矩阵,从而乘积 $\underline{B}\underline{K}$ 也是正则矩阵,因而,也和状态变量一样,有多个独立调节变量可供使用,这样,将不能独立地改变动态矩阵的所有元素。如果按式(8.1.16)形式,把由状态反馈所修改了的动态矩阵分解成

$$\dot{\underline{x}} = (\underline{A} - \underline{B}\underline{K})\underline{x} = \underline{A}'\underline{x} = \underline{X}'\underline{\Lambda}'(\underline{X}')^{-1}\underline{x} \quad (12.3.12)$$

显然,在这种情况下,除了特征值(矩阵 $\underline{\Lambda}$)外,还能随意修改模态矩阵 $\underline{X}$ 的所有元素,即所有的特征矢量。在只有 $P < n$ 个调节变量可供使用的实际情况下,可以把状态矢量分解,即变成正则 $p \times p$ 矩阵 $\underline{B}_1$ /Srinathkumar 78/。这样,对于任意一个特征值,有

$$\underline{A}'\underline{x}_i = \left\{ \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{B}_1 \\ \underline{B}_2 \end{bmatrix} [\underline{K}_1 \quad \underline{K}_2] \right\} \begin{bmatrix} \underline{x}_{i1} \\ \underline{x}_{i2} \end{bmatrix} = \lambda_i' \underline{x}_i \quad (12.3.13)$$

显然,只能修改特征矢量($\underline{x}_{i1}$)前面 $p \times n$ 元素,而其余元素($\underline{x}_{i2}$)与这些元素有关。通过与式(12.3.12)比较,直接就可以看出,可以有针对性地修改前面 p 行元素。因为 $\underline{B}_1$ 是正则矩阵,所以,从所希望的对这部分动态的修改,就可得到反馈矩阵

$$\underline{K}_1 = -\underline{B}_1^{-1}(\underline{A}'_{11} - \underline{A}_{11}) = -\underline{B}_1^{-1}\Delta \underline{A}_{11} \quad (12.3.14)$$

$$\underline{K}_2 = -\underline{B}_1^{-1}(\underline{A}'_{12} - \underline{A}_{12}) = -\underline{B}_1^{-1}\Delta \underline{A}_{12} \quad (12.3.15)$$

然而,式(12.3.14)和式(12.3.15)并没有提供设计方法,因为还不清楚:允许选择哪些特征值和特征矢量,不允许选择哪些。

由式(8.1.19)和式(8.1.20)可知,动力学矩阵的各特征矢量确定了各运动部分(模态)在运动变量中的关系,因而,也确定了它们之间耦合或者解耦的形式。飞行品质要求中恰好包含了这些指标,例如,有关滚转运动中荷兰滚振动的幅度,或者滚转角和侧滑角之间的相对相位,这些指标可以直接转化成对特征矢量的要求。可以通过特征矢量表征的另一个要求是关于各运动变量或者各运动自由度的动态解耦问题。

作为极点预置方法的一种扩展,发展了给定特征结构的这些方法,并已成功地用在飞行控制中。因为这些方法以特征值—特征矢量分解为基础,所以,也称之为“模态控制”。当然,这里(见式(12.3.14))仍然是:所希望的特征矢量离原控制对象的特征矢量愈远,则控制器元素就愈大。

可达到的特征矢量空间

预置特征结构的首要前提条件是确定通过控制能修改的状态矢量子空间,该子空间由控制矩阵 $\underline{B}$ 的秩来给定。加上状态反馈的过程特征值方程是

$$(\underline{A} - \underline{B}\underline{K})\underline{x}_i = \lambda_i \underline{x}_i \quad (12.3.16)$$

式中, λ_i 和 $\underline{x}_i$ 涉及所能预置的特征结构, 故又可改写成

$$(\lambda_i \underline{I} - \underline{A}) \underline{x}_i + \underline{B} \underline{K} \underline{x}_i = \underline{0} \quad (12.3.17)$$

若把它归并成

$$[(\lambda_i \underline{I} - \underline{A}) \quad \underline{B}] \begin{bmatrix} \underline{x}_i \\ \underline{K} \underline{x}_i \end{bmatrix} = \underline{0} \quad (12.3.18)$$

显然可以看出, 它是属于 $\underline{W}_{\lambda_i} \underline{Y}_i = \underline{0}$ 的形式, 它对每个特征值 λ_i 的解都在

$$\underline{W}_{\lambda_i} = [(\lambda_i \underline{I} - \underline{A}) \quad \underline{B}] \quad (12.3.19)$$

的零空间内。为了限制允许预置特征矢量 $\underline{x}_i$ 的子空间, 就应定出矩阵 $\underline{W}_{\lambda_i}$ 的零空间, 而最简单的办法是用奇异值分解方法(见 8.1.5 节)。由

$$\underline{W}_{\lambda_i} = \underline{U} \underline{S} \underline{V}^T \quad (12.3.20)$$

由于 $\underline{V}$ 的正交特性, 可得

$$\underline{W}_{\lambda_i} \underline{V} = \underline{U} \underline{S} \quad (12.3.21)$$

按照维数, 当 $\underline{B}$ 有满秩 p 时的关系示于图 12.31, 因为 $\underline{V}$ 的最后 p 列撑开了 $\underline{W}_{\lambda_i}$ 的零空间, 所以, 对任意矢量 $\underline{z}_i$, 有

$$[(\lambda_i \underline{I} - \underline{A}) \quad \underline{B}] \begin{bmatrix} \underline{N}_{\lambda_i} \\ \underline{M}_{\lambda_i} \end{bmatrix} \underline{z}_i = \underline{0} \quad (12.3.22)$$

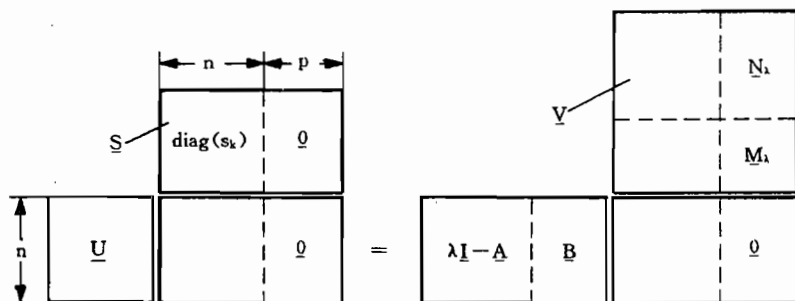


图 12.31 $\underline{W}_{\lambda_i}$ 的奇异值分解

同式(12.3.18)比较, 得

$$\underline{x}_i = \underline{N}_{\lambda_i} \underline{z}_i \quad (12.3.23)$$

式中

$$\underline{N}_{\lambda_i} = -(\lambda_i \underline{I} - \underline{A})^{-1} \underline{B} \underline{M}_{\lambda_i} \quad (12.3.24)$$

这个方程为任意 p -维矢量 $\underline{z}_i$ 规定了满足式(12.3.18)的特征矢量, 这些特征矢量在由 $\underline{N}_{\lambda_i}$ 定义的 p -维子空间内。如果把式(12.3.17)分成实部和虚部, 那么, 也可处理特征值为共轭的情况/Hiesener 89/

$$\lambda_i = \lambda_{re} \pm j\lambda_{im} \quad (12.3.25)$$

$$\underline{x}_i = \underline{x}_{re} \pm j \underline{x}_{im} \quad (12.3.26)$$

如果给定一个特征矢量, 它恰好就在由 $\underline{N}_{\lambda_i}$ 撑开的子空间内, 那么, 采用反馈矩阵 $\underline{K}$, 就能准确地生成这个特征矢量。但是, 通常所希望的特征矢量 $\underline{x}_{ic}$ 并不在这个子空间内, 那么, 作为最好的近似方式, 只能生成在子空间的投影 $\underline{x}_i$ (见图 8.8)。为了求出与该投影相

应的矢量 $\underline{z}_i$, 应使下列差值最小(由式(12.3.23))

$$J = \|\underline{x}_{ic} - \underline{x}_i\|^2 = \|\underline{x}_{ic} - \underline{N}_{\lambda_i} \underline{z}_i\|^2 \quad (12.3.27)$$

使其导数等于零

$$\frac{dJ}{d\underline{z}_i} = 2 \underline{N}_{\lambda_i}^T (\underline{N}_{\lambda_i} \underline{z}_i - \underline{x}_{ic}) = \underline{0} \quad (12.3.28)$$

按式(8.1.59)的伪逆, 得

$$\underline{z}_i = (\underline{N}_{\lambda_i}^T \underline{N}_{\lambda_i})^{-1} \underline{N}_{\lambda_i}^T \underline{x}_{ic} = \underline{N}_{\lambda_i}^+ \underline{x}_{ic} \quad (12.3.29)$$

由此就求出在方差最小意义上可达到的特征矢量

$$\underline{x}_i = \underline{N}_{\lambda_i} (\underline{N}_{\lambda_i}^T \underline{N}_{\lambda_i})^{-1} \underline{N}_{\lambda_i}^T \underline{x}_{ic} = \underline{N}_{\lambda_i} \underline{N}_{\lambda_i}^+ \underline{x}_{ic} \quad (12.3.30)$$

在许多情况下, 不需要或者也不希望完全规定 $\underline{x}_{ic}$, 而只想给定特征矢量的几个元素。此时, 人们将要重新排列方程, 使特征矢量的前几个元素等于所给定的值, 并对这些元素重新进行分解(见上述), 同时, 也应重新排列 $\underline{N}_{\lambda_i}$ 。

反馈矩阵的计算

为了计算反馈矩阵 $\underline{K}$, 把式(12.3.16)的几个方程归并成

$$(\underline{A} - \underline{B} \underline{K}) \underline{X}' = \underline{X}' \underline{A}' \quad (12.3.31)$$

并转换成

$$\underline{B} \underline{K} = \underline{A} - \underline{X}' \underline{A}' (\underline{X}')^{-1} = \underline{A} - \underline{A}' \quad (12.3.32)$$

因为 $\underline{B}$ 是不可逆的, 那么, 应用它的伪逆 $\underline{B}^+ = (\underline{B}^T \underline{B})^{-1} \underline{B}^T$, 由式(12.3.31)就可得到最好的近似

$$\underline{K} = \underline{B}^+ [\underline{A} - \underline{X}' \underline{A}' (\underline{X}')^{-1}] \quad (12.3.33)$$

$\underline{K}$ 是最接近给定特征值和特征矢量的反馈矩阵。因为到目前尚未说明调节方面的代价, 因此, 必须检查结果达到主要目标的程度, 例如, 限制调节活动时的解耦情况。所以, 这种设计方法是一种迭代过程, 每一步之后都要检验由 $\underline{B} \underline{K}$ 表征的调节方面的代价和矩阵 $\underline{A} - \underline{B} \underline{K}$ 的特征, 例如, 用性能指标来检查, 并评定控制系统的时间特性。如果给特征值和特征矢量分量安排一定的活动范围, 此时, 就应作出能提供满意结果的折中。已经证实, 在设计时, 首先要从过程的特征结构出发, 在注意到由此所产生的调节方面的代价条件下, 逐步改变这种折中。

设计步骤主要有两个。首先, 涉及用现有的调节形式能达到的特征矢量的预置; 其次是相应的实控制器矩阵的计算, 这两步常常迭代进行/Hiesener 88/。

此外, 特征矢量预置方法还用在飞机侧向运动的控制/Srinathkumar 71/和直升机的控制/Samblancat 91/。通过实际的工作方式, 例如, 采用非完全状态反馈, 可以解除形式上的约束, 可以适应实际的要求。实际上, 模态矩阵的结构与控制系统的参数敏感性密切相关, 为了使系统鲁棒性最大, 可以利用这种特点。

12.3.5 鲁棒控制

前面各节所介绍的控制器设计, 主要受到 4 方面的限制。

1. 过程模型是线性的, 而且绝没有包括什么限制。但是, 调节变量的幅度、频带或者功率特别受到限制。

2. 把过程简化成对各自的任务有重要意义的部分,例如,不考虑飞机的弹性自由度,或者不考虑操纵和测量的动态特性。这种模型甚至从结构上看,有一部分并不准确地知道,例如,适用于非定常空气动力影响的模型。

3. 简化和线性化模型参数的波动,或者不准确地知道这些模型参数。

4. 假定测量信号没有误差,尽管实际上测量信号受到零点偏差、比例误差,以及干扰噪声、振幅量化或者采样等的不利影响。

在设计飞行控制器时,所有这4种限制必须加以考虑。飞行控制器设计必须追求下列两个目标:

——尽管模型和参数存在不确定性,但无论如何都要在全部使用范围内,保证具有稳定性和可接受的飞行品质;

——当存在测量不确定性时,在控制精度、扰动抑制和调节活动之间达到最好的折中。

对此,我们称为“鲁棒控制”。尽管这个概念一般只是指前述第三方面的限制。应该强调的是,这里不涉及其它方面完全已知模型的小的参数偏差,所以,不再进行常规的敏感性研究。此外,更确切地说,这关系到模型结构的不确定性,或者结构方面的简化。这就要求鲁棒解,在一定条件下,这种鲁棒解是比较保守的,从数学意义上讲也不是最优,但能提供一定的安全裕度。

鲁棒性尺度

控制器设计的目标是使控制误差最小。因为不可能全面评价控制误差的时变过程,所以,一般人们计算其线性的或者加权的均方值,例如二次型控制面,或者11.4节所介绍的一般的积分准则。

系统对任意输入信号的响应,由它的卷积部分加权函数 $g(t)$ 来确定(见8.1.1节)

$$x(t) = \int_0^t g(t-\tau)u(\tau)d\tau \quad (12.3.34)$$

如果要想通过唯一的一个数字来评价与输入信号无关的系统的动态特性,那么,可以采用其脉冲响应的二次型范数

$$H_2(g) = \|g(t)\|_2 = \sqrt{\int_0^\infty g^2(t)dt} \quad (12.3.35)$$

这里,符号 H_2 指的是哈迪(Hardy)空间 H_2 ,这个空间包含了全部的所谓二次可积函数,这些函数满足因果性条件和可实现性条件

$$x(t) = 0 \quad \text{当 } t < 0 \text{ 时, 和 } \|x\|_2 < \infty$$

和稳定性条件/Müller 92/

$$\operatorname{Re}(x(s) \text{ 的全部极点}) < 0$$

H_2 范数可扩展到具有加权范数 $\underline{G}(t)$ 的多变量系统

$$H_2(\underline{G}) = \|\underline{G}(t)\| = \sqrt{\operatorname{Spur} \int_0^\infty \underline{G}^T(t) \underline{G}(t)dt} \quad (12.3.36)$$

按照文献/Müller 92/,这个范数是作为输入信号能量的函数的输出幅值的一种尺度。如果想评估输出振幅作为输入振幅的函数的上边界,那么,应该使用 H_1 —范数

$$H_1(g) = \|g(t)\|_1 = \int_0^\infty |g(t)|dt \quad (12.3.37)$$

形式上,信号的最大振幅可表示成下列形式

$$\max_{-\infty \leq t \leq \infty} |x(t)| = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^\infty dt \right]^{\frac{1}{\infty}} \quad (12.3.38)$$

因为积分的值完全由最大振幅决定。这个积分是通过取极限 $p \rightarrow \infty$ 由一般的范数建立的

$$\|x(t)\| = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^p dt \right]^{\frac{1}{p}} \quad (12.3.39)$$

而且,只要信号是可以实现的和稳定的(见前述),则称其为“ H_∞ 范数”。同样,

$$\|g(j\omega)\|_\infty = \max_{-\infty \leq t \leq \infty} |g(j\omega)| \quad (12.3.40)$$

它也等于频率特性的最大振幅。因为所有的信号都可由正弦形信号组合而成,所以,这个尺度也表征了任意输入信号时传递系数的上边界。

然而,通常输出与输入功率之比具有重要意义(例如,在随机信号情况下)。二者直接用传递函数或者最好就用频率特性来描述。

只要在 $y(s) = \hat{g}(s)u(s)$ 中传递函数是有限的,就像所有闭环控制回路的传递函数那样,则按/Müller 92/,有下列不等式

$$\|y(s)\|_2 \leq \|\hat{g}(s)\|_\infty \|u(s)\|_2 \quad (12.3.41)$$

这不仅适用于信号的能量关系,而且也适用于信号的功率关系。这个尺度也可以推广到多变量系统,即

$$\|\underline{G}(j\omega)\|_\infty = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} \sigma_{G_{\max}} = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} \sqrt{\lambda_{\max} \underline{G}^*(j\omega) \underline{G}(j\omega)} \quad (12.3.42)$$

式中, $\sigma_{G_{\max}}$ 是矩阵 $\underline{G}(j\omega)$ 的最大奇异值,这个值是实数,表征了传递矩阵“增益”的上边界,见 8.1.5 节。传递矩阵的 H_∞ 范数也是评定传递关系的唯一尺度。由于式(12.3.41)这个不等式的关系,实际上出现的输入—输出之比,可能比这个值小得多。因此,这个结果是保守的,然而,与此相反,却可以很简单地把这个性能尺度用在设计中。

对模型偏差的鲁棒性

控制器设计首先根据名义的过程模型,例如,传递矩阵 $\hat{G}_0(s)$ 来进行。此外,还可下下列表达式

$$\underline{\hat{G}}(s) = \hat{G}_0(s) + \Delta \underline{\hat{G}}(s) \quad (12.3.43)$$

来检查模型偏差的影响。

通过附加项 $\Delta \underline{\hat{G}}(s)$,不仅可以掌握结构上的差异和非线性影响,而且还可以掌握名义模型 $\hat{G}_0(s)$ 和实际过程 $\underline{\hat{G}}(s)$ 之间的参数变化情况。这就引出图 12.32 所示的标准控制回路,它又可转换成下面图 12.33 的形式。

按图 12.32,有

$$\Delta \underline{\hat{y}}(s) = \Delta \underline{\hat{G}}(s) \eta(s) \quad (12.3.44)$$

以及

$$\eta = \underline{z} + \underline{u} = \underline{z} + \underline{\hat{H}}[\underline{w} - \underline{\hat{K}}(\Delta \underline{\hat{y}} + \hat{G}_0 \eta)] \quad (12.3.45)$$

经过变换,又得

$$\eta = (\underline{I} + \underline{\hat{H}} \underline{\hat{K}} \hat{G}_0)^{-1} [\underline{z} + \underline{\hat{H}}(\underline{w} - \underline{\hat{K}} \Delta \underline{\hat{y}})] \quad (12.3.46)$$

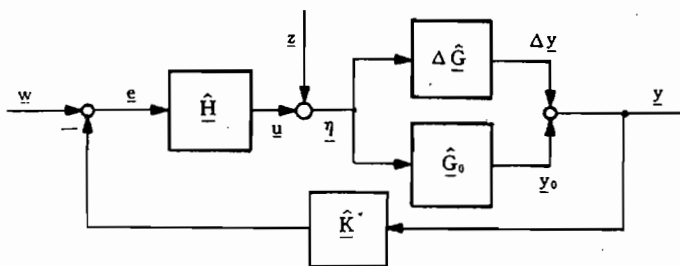


图 12.32 模型偏差的定义

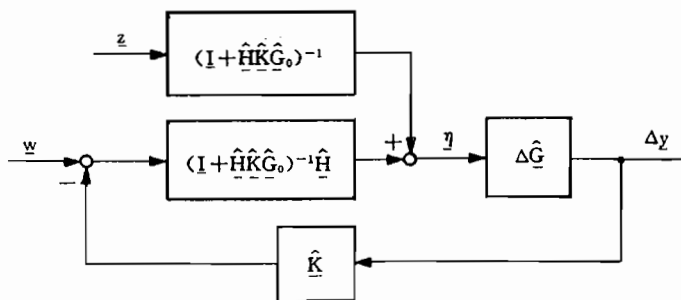


图 12.33 控制回路中模型误差的作用

由式(12.3.44)和式(12.3.46)可画出图 12.33,该图描绘了孤立的 $\Delta \hat{G}(s)$ 对输出变量 (Δy) 的作用,而其余控制回路部分只包括已知的矩阵 $\hat{G}_0$ 和 $\hat{K}$ 。代入式(12.3.44),经过进一步变换,得

$$[\underline{I} + (\underline{I} + \hat{\underline{H}} \hat{\underline{K}} \hat{\underline{G}}_0)^{-1} \hat{\underline{H}} \hat{\underline{K}} \Delta \hat{\underline{G}}] \underline{\eta} = (\underline{I} + \hat{\underline{H}} \hat{\underline{K}} \hat{\underline{G}}_0)^{-1} (\underline{z} + \hat{\underline{H}} \underline{w}) \quad (12.3.47)$$

该方程的左边部分表示在 $\underline{\eta}$ 处断开的控制回路的传递矩阵

$$\hat{\underline{F}}_0 = (\underline{I} + \hat{\underline{H}} \hat{\underline{K}} \hat{\underline{G}}_0)^{-1} \hat{\underline{H}} \hat{\underline{K}} \Delta \hat{\underline{G}} = \hat{\underline{R}}_0 \hat{\underline{K}}' \Delta \hat{\underline{G}} \quad (12.3.48)$$

式中, $\hat{\underline{R}}_0$ 等于动态调节因子矩阵,而 $\hat{\underline{K}}' = \hat{\underline{H}} \hat{\underline{K}}$ 是总的控制器矩阵。按照图 12.32,不仅在设计情况下,而且在模型有偏差时,都有

$$\underline{u} = (\underline{I} + \hat{\underline{K}}' \hat{\underline{G}})^{-1} [\hat{\underline{H}} \underline{w} - \hat{\underline{K}}' \hat{\underline{G}} \underline{z}] \quad (12.3.49)$$

并且都要限制控制矢量,所以, $\hat{\underline{R}}_0$, $\hat{\underline{K}}'$, $\hat{\underline{G}}$ 以及 $\Delta \hat{\underline{G}}$ 的每一个都必须单独加以限制(稳定的),这样,就存在 H_∞ 范数

$$\|\hat{\underline{R}}_0 \hat{\underline{K}}' \Delta \hat{\underline{G}}\|_\infty \quad (12.3.50)$$

如下面所示,这个范数也适于在有模型偏差情况下建立稳定性条件。按式(12.3.50),如果

$$|\hat{\underline{R}}_0(j\omega) \hat{\underline{K}}'(j\omega) \Delta \hat{\underline{G}}(j\omega)| < 1 \quad (12.3.51)$$

则在闭环控制回路情况下,将不再绕过临界点 $(-1, j0)$ 。这个按奈奎斯特准则的稳定性条件,适用于最高为双重积分的最小相角系统,并可变换成

$$|\Delta \hat{\underline{g}}(j\omega)| < \frac{1}{|\hat{\underline{K}}'(j\omega) \hat{\underline{r}}_0(j\omega)|} = \left| \frac{1 + \hat{\underline{K}}'(j\omega) \hat{\underline{g}}_0(j\omega)}{\hat{\underline{K}}'(j\omega)} \right| \quad (12.3.52)$$

这个不等式说明:

只要模型偏差 $|\hat{\Delta}_g(j\omega)|$ 不超过 $|\hat{k}'(j\omega)\hat{r}_0(j\omega)|^{-1}$ 的量值, 则包含真实对象的闭环控制系统是稳定的。

这个关系式说明: 控制器增益和动态调节因子的乘积越小, 则鲁棒性越高, 即允许的模型误差就越大。由于 $\hat{k}'$ 包括在 $\hat{r}$ 中, 所以, $\hat{k}' \rightarrow \infty$ 时的下边界值为

$$|\hat{\Delta}_g(j\omega)| < |\hat{g}_0(j\omega)| \quad (12.5.53)$$

通过 H_∞ -范数, 或者通过传递矩阵 $\hat{R}_0 \hat{K}' \Delta \hat{G}$ 的最大奇异值, 又可以推广到多变量系统

$$\|\hat{R}_0 \hat{K}' \Delta \hat{G}\|_\infty = \sigma_{\max}(\hat{R}_0 \hat{K}' \Delta \hat{G}) < 1 \quad 0 \leq \omega \leq \infty \quad (12.3.54)$$

H_∞ 范数具有乘法特性, 即

$$\|\hat{R}_0 \hat{K}' \Delta \hat{G}\|_\infty \leq \|\hat{R}_0 \hat{K}'\|_\infty \|\Delta \hat{G}\|_\infty \quad (12.3.55)$$

因而, 可把前面包含真实对象的控制回路的稳定性条件, 推广到多变量系统

$$\|\Delta \hat{G}\|_\infty < (\|\hat{R}_0 \hat{K}'\|_\infty)^{-1} \quad (12.3.56)$$

最后这个不等式可能比式(12.3.54)要保守得多, 所以, 最好不用未知的 $\Delta \hat{G}$ 的条件式(12.3.56), 而是用式(12.3.54)中 $\Delta \hat{G}$ 的上边界, 并检查这个上边界。

调节变量受限制时的鲁棒性

如果调节元件不能再转换控制器发出的指令信号, 则提高控制增益就不能再改善控制品质。若某一调节元件达到它的极限, 那么, 控制回路将被隔断, 这时必须采取措施, 防止诸如控制器中积分装置的饱和, 或者协调一致地限制其余的调节元件/Bouwer 88/。由于控制器增益和鲁棒性之间直接有关, 所以, 在扰动激励情况下, 选择导致限制调节的控制增益是没有意义的。对测量干扰(噪声)也与此相同。由图 12.21, 得调节矢量为

$$\underline{u} = \hat{H}[\underline{w} - \hat{K}(\underline{n} + \hat{G}_z \underline{z} + \hat{G}_u \underline{u})] = (\underline{I} + \hat{H} \hat{K} \hat{G})^{-1} \hat{H}[\underline{w} - \hat{K}(\underline{n} + \hat{G}_z \underline{z})] \quad (12.3.57)$$

当 $\hat{K}=1$ 和 $\hat{H} \gg 1$ 时, 则变成

$$\underline{u} \approx \hat{G}^{-1}(\underline{w} - \underline{n} - \hat{G}_z \underline{z}) \quad (12.3.58)$$

随着控制增益的增大, $\underline{u} \approx \underline{z}$ 。随着频率的增高, $\hat{G}(j\omega)$ 趋近零, 所以, 高频率的测量噪声使调节变量超过所有的限制。由测量噪声而引起的调节活动, 可用传递矩阵

$$(\underline{I} + \hat{K}' \hat{G}_0)^{-1} \hat{K}' = \hat{R}_0 \hat{K}' \quad (12.3.59)$$

来表征。这样, H_∞ 范数就可作为最大允许控制增益的尺度

$$\|\hat{R}_0 \hat{K}'\|_\infty = \sigma_{\max}(\hat{R}_0 \hat{K}') \quad (12.3.60)$$

它相当于 $\underline{n}$ 和 $\underline{u}$ 之间的最大功率比或最大能量比。而且

$$\|\underline{u}\|_2 \leq \|\hat{R}_0 \hat{K}'\|_\infty \|\underline{n}\|_2 \quad (12.3.61)$$

尽管对扰动变量的变化过程了解得不够详细, 但可以对有关功率、能量或者振幅的最大值给出一般的说明。由与调节变量对应值的关系, 可以求出范数 $\|\hat{R}_0 \hat{K}'\|_\infty$, 它充分利用

了可使用的调节活动。再继续提高控制增益将只会造成调节元件的过调节,降低鲁棒性。

因此, $\|\hat{R}_0\hat{K}\|_\infty$ 值一方面是受调节元件限制的控制品质的尺度;另一方面,按照式(12.3.51),又是针对模型不确定性情况下可能达到的鲁棒性尺度。因而,这个尺度就作为一个重要的设计参数,只有定下这个尺度,才能通过输入控制来调整所希望的控制精度。

一般,调节活动还在频率方面受到限制,所以,最好不评估调节变量本身,而是评估由高通滤波器 $W(\omega)$ 加权的了的调节信号,如图 12.34 所示。这样,就限制了调节信号的高频

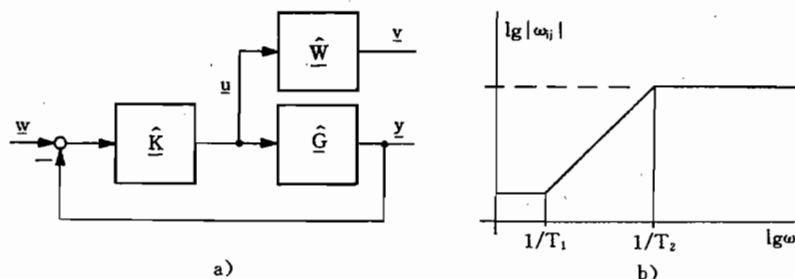


图 12.34 调节变量的评价

a)框图;b)滤波器的伯德图。

部分,以及调节速度和加速度。因此,设计参数就是范数/Müller 92/

$$\|\hat{W}\hat{R}_0\hat{K}\|_\infty < 1 \quad (12.3.62)$$

用这种方式可以对各个调节变量进行希望的不同加权。按式(11.4.1)所示的综合指标,也可以通过状态变量或者控制误差的低通滤波达到对较高频率调节信号的限制,例如,可用下式来表征

$$J = \int_0^\infty (\underline{x}^T(t) \underline{Q} \underline{x}(t) e^{\lambda t} + \underline{u}^T \underline{R} \underline{u}) dt \rightarrow \min \quad (12.3.63)$$

12.4 控制器适配

为了在全部飞行范围内都能满足飞行品质要求,固定调节的控制器通常是不够的,而必须使控制器与飞行状态相适应。在模拟式控制系统中,每种控制器适配都意味着硬件方面的额外付出,这将减小可靠性,特别是在转换控制器功能或者控制器参数时。所以,人们长期偏爱固定调节的控制器,而为了获得必要的鲁棒性,除了其它措施外,建议采用高阶控制器。

相反,在数字式系统中,用软件就能使控制器与过程参数相适应,这几乎不会使控制器结构复杂化,所以,也不会损害控制器的可靠性。只是在确定飞行状态的测量技术方面,要付出额外的代价,然而,与此有关的一些量(例如,动压,马赫数),大多本来就是作为测量变量的。

参数适配方法多种多样,从跟踪个别控制器参数、转换控制器结构(变结构控制器),到自适应系统等,不一而足。这里,不可能深入到细节,下面仅讨论参数适配的一些最重要的基本思想。

12.4.1 变结构控制器

业已证实,可以为飞行范围(例如,在高度—马赫数范围)内所有重要的点各建立一个过程模型(多模型),并且针对这些点中的每个点,首先用固定控制器结构进行控制器设计。若能从这种“多模型方案”中找到一种折中方案,即用固定参数就能实现的一种方案作为控制器,人们就把它称为鲁棒控制器(见前文)。否则,或者必须使控制器连续地与飞行状态适配,或者必须在飞行范围边界处转换控制器。

然而,如果控制参数在过渡中突然从一种状态转换到另一种飞行状态,那么,每次转换造成的调节偏转都将激发飞机的特征运动。这不仅令人讨厌,而且从可靠性观点看也是不合适的。因而,需要在多模型方案的控制点之间进行高阶插值,以便连续、无干扰地进行过渡。可以证明,若每种单独方案具有稳定特性,则跟踪的控制回路也是稳定的/Hiesener 92/。

但是,在下列情况下,控制器参数,甚至控制器结构必须进行快速转换:

- 达到使用极限(边界)时;
- 构形突然变化时;
- 子系统出现故障时。

例如,第一种情况是控制器达到最大迎角、最大载荷系数或者达到最大马赫数的限制,这在发动机控制中表现得尤为明显(喘振边界、转速、涡轮进口温度限制)。列属第二种情况的有发动机停车和载荷投放,但也包括着陆时从气流坐标系到地面固连坐标系的转换。第三种情况一般涉及对传感器故障、控制功能故障或者对调节系统故障的响应。

为特殊例外飞行状态设计控制律并不是什么大的问题,问题主要在于对故障情况和极限情况的认识了解以及转换本身。例如,发动机故障控制器并不比标准偏航控制器复杂,由于可靠性方面的原因,必须具有足够的调节力矩。其困难在于:要能及时地识别发动机故障,尽量无滞后地转换到新的控制器上去,而又不使调节系统过载。如在下一节将要概述的那样,自适应控制反应太缓慢,所以,在这种情况下不能使用。

按照参数和/或结构进行转换的控制器,例如,用于可靠地遵守系统使用边界的控制器,又称为“解除控制器”/Hippe Wu 85/。在任何情况下,这类控制器都应这样来设计:通过调整控制信号,或者通过缓慢地从一种控制律渐变到另一种控制律,避免控制的突然跃变。任何控制器工作方式的转换情况也与此类似,例如,在进近和着陆阶段,控制器功能要依次顺序转换。

12.4.2 自适应控制

控制器设计(离线设计)有两种根本不同的进行方式,也可以把这些方法用在连续控制器适配(在线设计)。下面将介绍它们的基本原理。

可控制的参数适配

如果准确地知道飞机的特征模型,并且已具有解析形式和/或特征曲线形式的所有关系,那么,控制器设计可按下述方式进行。首先,确定所有的环境参数,例如密度、压力、温度、马赫数,或者还包括风场状况。然后,确定飞机构形状态,即质量、惯性矩、重心位置、机翼构形等。最后,给定所希望的飞行航迹(上升飞行,曲线飞行)。

根据这些数据和资料,可从特征曲线插值求出微分方程的实际参数。用这些已知条件和规定的控制性能,例如,传递函数的极点、扰动响应的方差或者积分准则,计算和调整控制器参数。

在计算容量和存储容量足够时,这种过程也可以以实时(在线)方式进行,在简单情况下,甚至可以在数字式控制器的每一个采样步长内进行。为此,在飞机上必须装备下列功能的设备:

- 尽可能测量所有的环境参数和构形状态参数;
- 存储方程组(知识库)和特征曲线(数据库);
- 计算实际飞机参数和航迹参数;
- 由飞机参数和规定的性能计算控制器参数(控制器综合)。

图 12.35 示出计算流程,以此说明在这种形式的控制器适配中,涉及到一种程序控制链:

- 测量和利用参数变化的所有起因;
- 若不控制,结果是否达到所要求的目标。

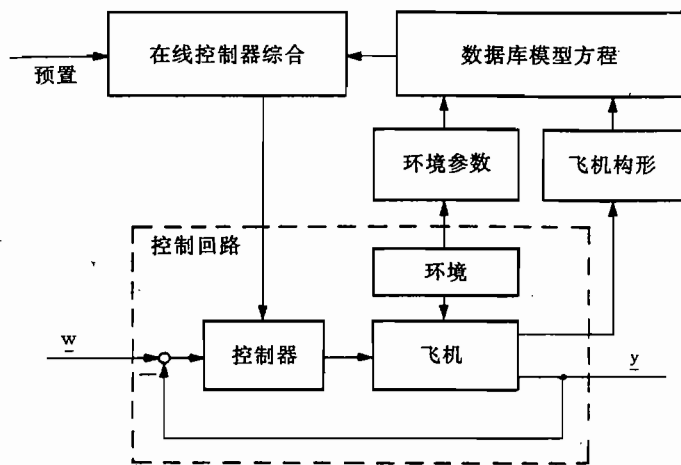


图 12.35 可控制的参数适配

对在线使用来说,其最大的优点是:这种适配不会引起稳定性方面的问题,在适配的“动态”特性和其相应的控制回路之间也不存在耦合问题。但是,其缺点在于:

- 测量技术方面代价高昂;
- 需要大的存储空间;
- 对系统模型方面的了解程度要求高。

下面用一个例子来说明。式(1.3.25)这种形式的传递函数中,包含短周期振动的特征频率和阻尼作为特征量

$$\omega_{0AS}^2 \approx -M_a \approx -\frac{\rho S V_{Ac}^2}{2I_y} C_{ma} \quad (1.3.27)$$

$$2\sigma_{AS} = M_q + Z_a = f(C_{mq}, C_{ma}, C_{Aa}, C_{w0}) \quad (1.3.28)$$

稳态增益为

$$\hat{g}_{\alpha\eta}|_{s \rightarrow 0} \approx \frac{M_\eta Z_\alpha}{M_\alpha} \approx \frac{C_{m\eta}}{C_{m\alpha}} \frac{\rho V_0 S}{2m} C_{A\alpha} \quad (1.3.29)$$

因此,为了跟踪俯仰阻尼器,即使在最简单的情况下,也必须通过测量和计算确定和利用 12 个参数。

由于代价太高,这种方法只用来把控制器参数适配到个别易于测量的参数。目前,控制器增益和时间常数对动压、静压、马赫数和襟翼位置(增益调整, gain scheduling)的适配,已成标准形式用在所有飞行控制器中。

自适应

如果参数,甚至过程的模型结构都不确定,或者只有一种简化了的名义模型,那么,控制器设计可按下述方式进行。用一种合适的测试信号激发过程本身,测量它的响应,并用一种性能函数来评定,或者与一种模型特性相比较。长时间地系统地调整控制器参数,直到性能指标最小,或者足够准确地逼近模型特性。图 12.36 说明了这种设计方法,也可参见 13.2.2 节。

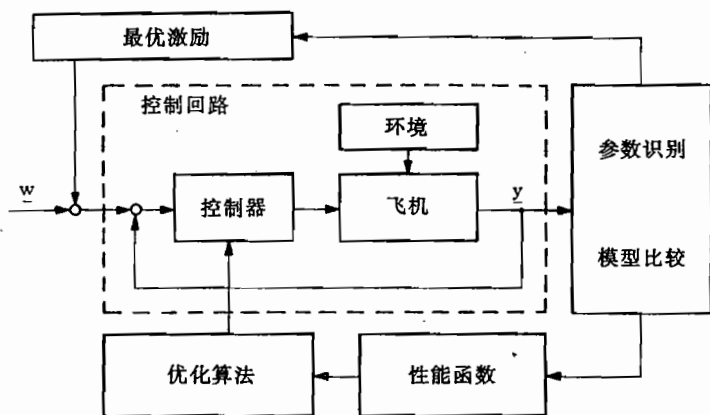


图 12.36 闭环情况下的自适应

在实时工作方式下,也可使用这种方法。此时,应实时实现下列各项功能:

- 生成能在有干扰噪声(阵风)时进行识别的最优测试信号,但它不应在飞行中干扰驾驶员;
- 参数识别(也可以是一种简化模型),或者模型比较;
- 计算性能值;
- 用于系统地、迭代地改变控制器参数的最优化算法。

这种方法的最大优点在于:通过估算控制回路的特性来评估控制器修改的结果,所以它包括了所有环境影响因素。这在测量技术方面所付出的代价,可能比控制适配方法要小,相对而言,对控制对象模型的要求要简单一些/Isermann 87/。

这种方法的缺点是:

- 它形成一个与控制回路动态耦合的闭环反应回路(上一层反馈回路),它带来非线性问题,很难证明这种系统的稳定性。只有当自适应回路比原来的控制回路慢很多、从而互相耦合很弱时,才能保证有一些是稳定的;
- 在线识别和在线优化需要高性能的计算机;
- 应用的测试信号产生扰动,而且常常是不能容忍的。

由于这些原因,在飞行控制中使用自适应控制方法极为罕见。60年代初,在X-15试验飞机上首次使用了相对简单的自适应控制,用以补偿近地飞行和升限飞行之间的动压关系。这之后,一直到在一些新型战斗机上使用新型数字方案(例如,Saab-Viggen,F16)为止,这中间自适应控制器的发展处于停滞状态。预计在线识别和采用时序计算控制器的一些新方法有成功的希望/Haverland 88/,/Lindemann 90/。

13 用于过程引导的控制器结构

调整动态特性和抑制扰动的控制器,已在第12章作了介绍。然而,这些主要从状态反馈概念发展起来的控制器,其形式不适于飞行航迹引导控制^①。这类控制器虽然能减轻驾驶员的负担,但不能完全代替驾驶员。为了实现全自动飞行航迹引导控制,必须把状态矢量反馈的基本原理围绕“积分控制器”和“输入控制”^②概念,扩展到多自由度控制系统。还要引入串联控制,因为串联控制非常适宜于过程的层级结构。这类控制器是第16章将要讨论的自动驾驶仪的基础。引导控制结合动态特性修改,就产生了模型跟踪控制。长期以来,模型跟踪控制一直成功地用于空中飞行模拟(in flight simulation),展示了自动驾驶仪进一步发展的潜力。

与第12章一样,本章也只能介绍线性控制器及其设计方法。但是,由于内容重点放在介绍其控制结构上,所以,所述内容和方法根据实际情况也可移植到非线性情况。这样,控制律的优化当然只有考虑使用参数搜索方法,结果只能通过数值仿真来验证。

把模型跟踪控制方法具体应用到非线性系统,就引出第17章要介绍的引导变量生成和规定状态生成的现代设计概念。再结合模型辅助输入控制,就得到能进一步改善飞行品质,而又不增加调节负担的全新概念。这种改善的基础在于充分地发挥控制能力(工程意义上的可控性),在它的使用边界内无冲突地进行过程控制。

13.1 稳态精度的控制结构

在12.1节介绍了把状态变量从任意起始状态以可给定的固有特性恢复到零的控制律。为了使输出变量跟踪规定的引导变量,必须扩展这个控制律。单独使用状态矢量反馈是不能做到这一点的,因为作为比例反馈的状态矢量反馈,并不能避免比例控制误差。下面,将首先通过控制误差的积分反馈和输入控制来补充这个控制律。引入积分反馈和输入控制,作为状态反馈概念的合乎逻辑的拓宽。

13.1.1 具有状态矢量反馈的控制回路的稳态特性

按照图12.1,具有状态矢量反馈和引导变量的过程方程是

$$\dot{\underline{x}} = (\underline{A} - \underline{B}\underline{K})\underline{x} + \underline{B}\underline{w} + \underline{E}\underline{z} \quad (12.1.3)$$

$$\underline{y} = \underline{C}\underline{x} \quad (12.1.4)$$

① 德文为 Flugbahnführung, 译为飞行航迹(引导)控制。——译者

② 德文为 Vorsteuerung, 译为输入控制, 相当英文中的 open loop control, 指通过操纵(控制)扩展控制(闭环)。——译者

由此得引导特性方程为

$$\underline{y}(s) = \underline{C}(s\mathbf{I} - \underline{A} + \underline{B}\underline{K})^{-1}\underline{B}\underline{w}(s) \quad (13.1.1)$$

(在第12章中只讨论了反馈中的控制器,所以,变量 $\underline{u}_c$ 构成控制回路的输入,而在这里明确地引入引导变量 $\underline{w}$)。在稳态情况下($s=0$),输出变量矢量是

$$\underline{y}_\infty = -\underline{C}(\underline{A} - \underline{B}\underline{K})^{-1}\underline{B}\underline{w}_\infty \neq \underline{w}_\infty \quad (13.1.2)$$

式中, $\underline{C}(\underline{A} - \underline{B}\underline{K})^{-1}\underline{B}$ 是具有状态矢量反馈的过程的稳态引导—传递矩阵,如下面例子所示,仅仅通过 $\underline{K}$ 不能把它变成单位矩阵。由式(13.1.2)和式(12.1.8)及式(12.1.10),可得控制标准形式的 PD— T_2 对象的稳态值($s=0$)为

$$y_\infty = -[b_0 \ b_1] \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(a_0 + k_1) & -(a_1 + k_2) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w_\infty = \frac{b_0}{a_0 + k_1} w_\infty \quad (13.1.3)$$

直接由式(12.1.19)的控制系统的传递函数

$$y(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{(a_0 + k_1) + (a_1 + k_2)s + s^2} w(s)$$

求出极限,也可得到同样的结果。这就证明了下面已知的事实:在 P—控制的情况下,总是存在稳态控制误差,当控制器在反馈回路中时,这种控制误差甚至随控制器的增益而增大。其根本原因在于:引导到新的工作状态,也要求调节变量的稳态偏转($u_\infty \neq 0$),但是,如果控制误差为此提供信号,那么,用状态矢量反馈(=PD_{n-1}控制器),也只能就这样。因而,必须通过扩展控制结构消除这种缺陷。首先,应该研究一下:把控制器从反馈中移到前向通道是否在这里能对此有所补救。

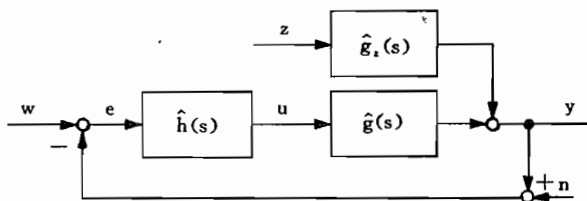


图 13.1 控制器在前向通道中的控制回路(参见图 12.21)

控制器在前向通道中

由图 13.1(参见式(12.2.5))可知,当控制器在前向通道时,有

$$y = \frac{\hat{g}_*}{1 + \hat{g}\hat{h}} z + \frac{\hat{g}\hat{h}}{1 + \hat{g}\hat{h}} (w - n) \quad (13.1.4)$$

与式(12.1.34)相比,该控制回路的扰动传递函数(若 $\hat{h}=\hat{k}$)并未发生变化,动态调节因子 $\hat{f}(s)$ 也未变化;控制器在控制回路中的位置对控制回路特性没有影响。然而,引导特性则完全变化了,而是

$$y = \frac{\hat{g}\hat{h}}{1 + \hat{g}\hat{h}} w = \hat{f}_w w \quad (13.1.5)$$

现在的情况是:随着控制器增益的增大,引导频率特性 $\hat{f}_w(j\omega)$ 趋近于 1,则 $y \approx w$ 。引导频

率特性等于图 12.10 奈奎斯特图中矢量 $\hat{f}_0(j\omega)$ 和 $1 + \hat{f}_0(j\omega)$ 之比。因为测量噪声 $n(s)$ 和引导变量 $w(s)$ 都在控制回路的同一部位进入, 所以, 测量噪声对输出变量的影响, 当然就同样趋近于 1。控制偏差为

$$e = w - y - n = \frac{1}{1 + \hat{g} \hat{h}} (w - n) - \frac{\hat{g}_z}{1 + \hat{g} \hat{h}} z = \frac{\hat{r}}{\hat{r}} (w - n) - \frac{\hat{g}_z \hat{r}}{\hat{g}_z \hat{r}} z \quad (13.1.6)$$

动态调节因子 $\hat{r}(s)$ 越小, 控制偏差 $e(s)$ 也越小。由式 (13.1.6) 可见, 参数变化对引导特性的影响同时也下降了。调节信号对引导变量的影响与式 (12.1.38) 相当, 形式为

$$u = \frac{\hat{h}}{1 + \hat{g} \hat{h}} (w - n) - \frac{\hat{h} \hat{g}_z}{1 + \hat{g} \hat{h}} z \quad (13.1.7)$$

因此, 必须在引导精度、干扰影响、调节活动和测量品质之间作出折中。然而, 与控制器在反馈中的情况相反, 在这种控制器配置情况下, 控制器增益可以按调节活动允许的程度来选择。这样, 可以同时改善扰动特性和引导特性。

然而, 只要开环传递函数具有比例特性, 并且 $|\hat{f}_0(j\omega)| < \infty$, 这里的控制偏差就不可能为零。若至少稳态控制偏差应为零, 则为使 $e_\infty = 0$, $\hat{f}_0(s)$ 中必须含有所需要的调节偏度 u_∞ 的积分。在干扰 z 不一起被积分的条件下, 这种积分可以放在控制器中, 或者对象中, 一般有:

如果在控制回路的前向通道中, 在扰动变量 z 进入之前存在积分, 那么, 在有限的输入信号下, 只要不存在稳态测量误差, 则稳态控制误差为零。

13.1.2 输入控制矩阵的引入

通过输入控制, 可使引导特性不受动态特性和扰动特性的影响。如果用一个常输入矩阵来补充图 12.1 所示的状态反馈, 则可得到图 13.2 所示的二自由度控制器结构。由控制律

$$\underline{u} = -\underline{K} \underline{x} + \underline{H} \underline{w} \quad (13.1.8)$$

和控制系统的状态方程

$$\dot{\underline{x}} = (\underline{A} - \underline{B} \underline{K}) \underline{x} + \underline{B} \underline{H} \underline{w} + \underline{E} \underline{z} \quad (13.1.9)$$

则引导特性的稳态解为

$$\underline{y}_\infty = -\underline{C}(\underline{A} - \underline{B} \underline{K})^{-1} \underline{B} \underline{H} \underline{w}_\infty \quad (13.1.10)$$

当

$$-\underline{C}(\underline{A} - \underline{B} \underline{K})^{-1} \underline{B} \underline{H} = \underline{I} \quad (13.1.11)$$

时, 对于所有 $\underline{w}_\infty$ 都满足条件 $\underline{y}_\infty = \underline{w}_\infty$, 因而要求输入控制矩阵为

$$\underline{H} = -[\underline{C}(\underline{A} - \underline{B} \underline{K})^{-1} \underline{B}]^{-1} = -(\underline{G}'(0))^{-1} \quad (13.1.12)$$

其中, 方括号中的表达式等于具有状态矢量反馈的过程稳态传递函数的逆 (因为一般 $\underline{C}$ 和 $\underline{B}$ 为奇异矩阵, 故这个表达式不能再进一步分解)。所以, 若

——不出现稳态干扰, 即 $\underline{z}$ 的均值为零;

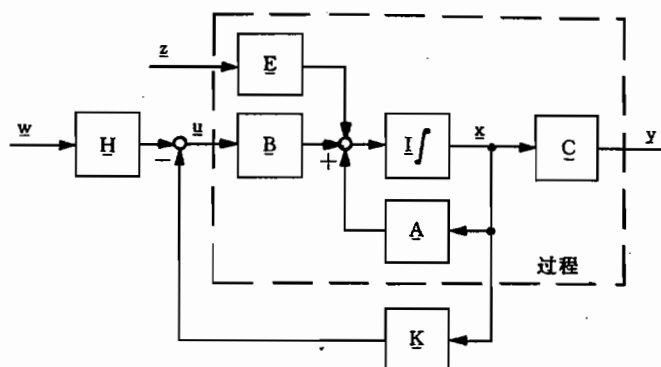


图 13.2 具有输入控制的状态矢量反馈

——参数 $\underline{A}$, $\underline{B}$ 和 $\underline{C}$ 不偏离它们的规定值;

则用这种控制结构将达到稳态引导精度。

若不满足这些条件,则应进一步补充这个控制回路。下列各项内容对输入控制矩阵的设计是适用的。

1. $\underline{H}$ 只影响引导特性,但不影响系统的动态特性,因为并未用它来构成反馈回路。
2. 就引导精度意义而言,按式(13.1.12),通过代数运算就能设计 $\underline{H}$,所以,不存在稳定性问题,如果需要的话,矩阵 $\underline{H}$ 也可包含非线性因素。
3. $\underline{H}$ 的设计不是二次优化的组成部分,因而,不需要优化引导一阶跃响应。这也不是立即就能做到的,因为 $\underline{x}_\infty \neq 0$, 式(11.4.1)的性能函数不再收敛了。在这里,优化只涉及固有特性。

因此,总的控制器的设计必须分两步来进行。这里,首先应该优化与第12章相当的固有特性,并按照规定反馈矩阵 $\underline{K}$ 来计算输入控制矩阵 $\underline{H}$ 。

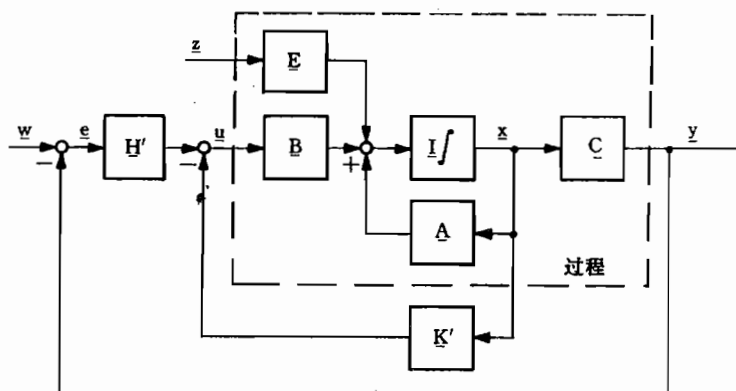


图 13.3 具有状态矢量反馈的输出反馈

同输出反馈的比较

按上节所得到的控制结构隐含具有状态矢量反馈的输出反馈这种情况,如图13.3所示,该控制系统的状态方程是

$$\dot{\underline{x}} = [\underline{A} - \underline{B}(\underline{K}' + \underline{H}'\underline{C})]\underline{x} + \underline{B}\underline{H}'\underline{w} + \underline{E}\underline{z} \quad (13.1.13)$$

当

$$\underline{H}' = \underline{H} \quad \text{和} \quad \underline{K}' + \underline{H}'\underline{C} = \underline{K} \quad (13.1.14)$$

时,式(13.1.13)与式(13.1.9)一致,因而,又可把这个控制律化为具有输入控制(图13.2)的状态矢量反馈情况,并按上述同样方式进行设计。这样,就不要求对输出反馈有专门的设计方法。只是在变换时应该考虑可能因为测量变量数目少所引起的限制。在纯输出反馈($\underline{K}'=0$)时,并非 $\underline{K}=\underline{H}'\underline{C}$ 的所有元素都可自由支配(因为 $\underline{C}$ 是给定的),因而, $\underline{A}'$ 的所有特征值并不都能独立地进行修改。

如果想要直接优化图13.3的上部结构,则必须通过控制偏差 e 来代替部分状态矢量,使阶跃输入时性能指标也收敛。

13.1.3 用I—控制器扩展状态矢量反馈

采用到现在所介绍的具有输入控制的状态矢量反馈,可以达到12.1节所说的两个目标。即:

- 修改过程的固有特性(动态特性),抑制衰减的(随机的)干扰的影响;
- 达到稳态引导精度(当过程参数不变时)。

但是,后者是通过操纵实现的,所以,不能满足第三个要求:

- 虽然扰动信号是不衰减的,但必须使状态矢量保持在所希望的工作状态上。

虽然可通过状态矢量反馈降低参数变化的影响,但并不能完全补偿掉。为了既能补偿稳态干扰,又能补偿稳态参数偏差,需要稳态的调节偏转,这只能通过控制误差积分来产生。因而,控制结构应该通过矢量的I—控制器加以扩展,若欲积分控制偏差矢量,则要引入新的储能器,从而也要引入新的状态变量到控制回路中。由此就建立一种 $e \rightarrow 0$ 时也能产生调节矢量稳态值的“记忆装置”,而且找到能够满足品质要求的控制器结构。

首先,我们用单变量系统作为例子,从全状态矢量反馈按下述方式导出这种结构的形式。用状态方程

$$\dot{w} = 0 \quad \text{和} \quad w(0) = w_0 \quad (13.1.15)$$

可以生成阶跃型引导变量作为引导过程。

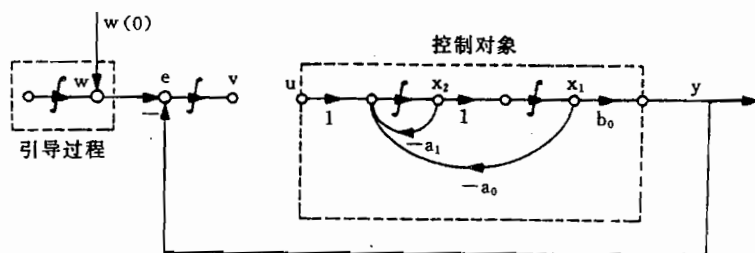


图 13.4 把状态矢量反馈控制系统用于积分控制器

图13.4示出由控制对象、引导过程和控制偏差积分组成的总的过程,这个过程由4个状态方程来描述

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 & \text{和} & & \dot{x}_2 &= -a_0 x_1 - a_1 x_2 + u \\ \dot{v} &= e = w - y & & & \dot{w} &= 0 \end{aligned} \quad (13.1.16)$$

若所有这4个状态变量都反馈给调节变量,则可得控制律为

$$u = -k_1 x_1 - k_2 x_2 + jv + hw \quad (13.1.17)$$

图 13.5 示出这种控制律。这样,把状态反馈形式应用到扩展了的状态矢量,就把具有积分(输出变量的)控制器的常规状态矢量反馈与接通引导变量结合起来。

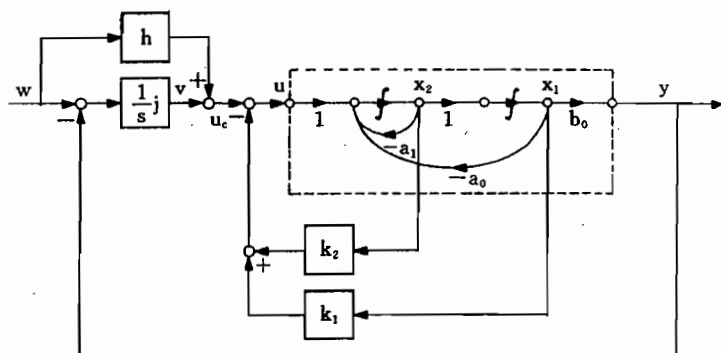


图 13.5 具有积分(I—)控制器和输入控制的状态矢量反馈(单变量系统)

在具有状态反馈的对象传递函数

$$y(s) = \frac{b_0}{(a_0 + k_1) + (a_1 + k_2)s + s^2} u_c(s) \quad (13.1.18)$$

中,代入反馈控制器的传递函数

$$u_c(s) = \frac{j}{s}(w(s) - y(s)) + hw(s) = -\frac{j}{s}y(s) + \frac{j+hs}{s}w(s) \quad (13.1.19)$$

得控制系统的传递函数为

$$y(s) = \frac{b_0}{(a_0 + k_1) + (a_1 + k_2)s + s^2} \left[-\frac{j}{s}y(s) + \frac{j+hs}{s}w(s) \right] = \frac{b_0(j+hs)}{b_0j + (a_0 + k_1)s + (a_1 + k_2)s^2 + s^3} w(s) \quad (13.1.20)$$

按此式,在系统是稳定的条件下,稳态时有

$$y|_{t \rightarrow \infty} = \lim_{s \rightarrow 0} sy(s) = w|_{t \rightarrow \infty} \quad (13.1.21)$$

由这个例子可得如下结论:

- 系统的固有动态特性由控制器系数 j 、 k_1 和 k_2 来给定(它们各构成一个反馈回路);
- 积分控制偏差 $e = w - y$ 的反馈所产生的稳态引导精度与过程参数无关;
- 接通引导变量 h 对固有动态特性没有影响,但构成加速引导特性的提前量,因而,它对隐含在上述控制器结构中的纯 PI—控制器是有利的;
- 可以放弃 y 本身的 P—反馈,因为它已包含在 x_1 反馈中,D—部分也是多余的,因为所有的状态变量都反馈了。

当把引导过程的模型接通到控制回路的前向通道中,并把它状态变量引入到控制对象的操纵输入上,可以证明,一般对多变量系统不存在稳态控制偏差。对于阶跃型引导

信号来说,这就意味着(如上面示例所示),应该积分控制偏差的所有分量,并引入到所有的调节变量上去,如图 13.6 所示。

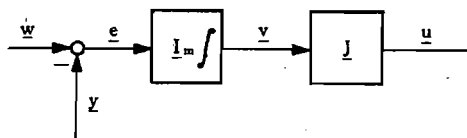


图 13.6 多变量-I-控制器的定义

这样,在控制回路前向通道中,滤波器的状态方程为

$$\dot{\underline{v}} = \underline{e} = \underline{w} - \underline{y} \quad (13.1.22)$$

$$\underline{u} = \underline{J} \underline{v} \quad (13.1.23)$$

为了只进行引导, $\underline{J}$ 必须是正则矩阵,也就是说,每个控制偏差都要积分,并引入到互不相关的调节变量上去;总系统的状态矢量扩展了 m 个控制器的状态变量。这样,对多变量系统来说,接通引导变量的完全控制律是

$$\underline{u} = -\underline{K} \underline{x} + \underline{J} \underline{v} + \underline{H} \underline{w} \quad (13.1.24)$$

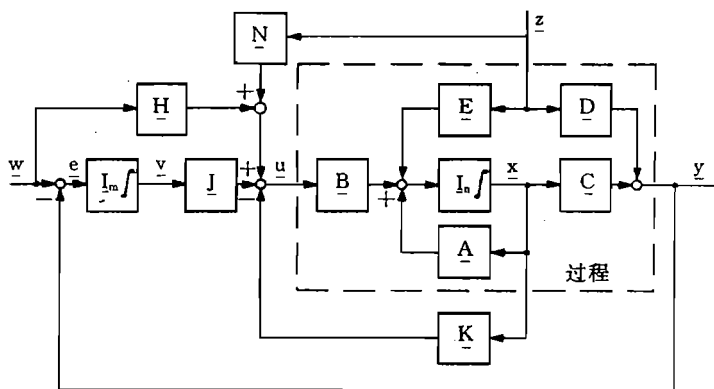


图 13.7 具有 I-控制器和输入控制的状态矢量反馈(多变量系统)

如图 13.7 所示(通过矩阵 $\underline{N}$ 接通干扰量的问题,下面再研究)。该控制系统的方程综合为

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{v}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\underline{A} - \underline{B}\underline{K}) & \underline{B}\underline{J} \\ -\underline{C} & \underline{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{B}\underline{H} & \underline{E} \\ \underline{I} & -\underline{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w} \\ \underline{z} \end{bmatrix} \quad (13.1.25)$$

并增加对输出矢量的干扰影响(通过 $\underline{D}$)

$$\underline{y} = [\underline{C} \quad \underline{O}] \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{v} \end{bmatrix} + \underline{D} \underline{z} \quad (13.1.26)$$

由此可得输出矢量的拉普拉斯变换为

$$\begin{aligned} \underline{y}(s) &= [\underline{C} \quad \underline{O}] \begin{bmatrix} s\underline{I} - (\underline{A} - \underline{B}\underline{K}) & -\underline{B}\underline{J} \\ \underline{C} & s\underline{I} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \underline{B}\underline{H} & \underline{E} \\ \underline{I} & -\underline{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w} \\ \underline{z} \end{bmatrix} + \underline{D} \underline{z} \\ &= \frac{1}{|s^2\underline{I} - s(\underline{A} - \underline{B}\underline{K}) + \underline{C}\underline{B}\underline{J}|} [(s\underline{C}\underline{B}\underline{H} + \underline{C}\underline{B}\underline{J})\underline{w} + (s\underline{C}\underline{E} - \underline{C}\underline{B}\underline{J}\underline{D})\underline{z}] + \underline{D} \underline{z} \end{aligned} \quad (13.1.27)$$

在具有稳定性的条件下,稳态($s \rightarrow 0$)时,又得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \underline{e} = \underline{w}_{\infty} - \underline{y}_{\infty} = \underline{0} \quad (13.1.28)$$

这就证明:即使存在稳态扰动,通过 I—部分也可保证稳态精度。把 I—控制和引导变量接通相结合的优点,可以归结如下。

1. I—控制器一般是用于顾及稳态引导精度的,但只引起特性迟钝(稳定性问题)。

2. 通过 $\underline{H}$,直接可把引导指令引入到 $\underline{u}$ 上(无延迟的),其增益是可选择的,与稳定性问题无关。

3. 可以与固有特性和扰动特性无关地给定引导特性。

稳态引导精度按输入控制矩阵 $\underline{H}$ 的式(13.1.12)来设计,也就是按名义过程参数和没有扰动变量的情况来设计。在这种情况下,积分器输出为零。为此,积分器承担补偿(未知的)稳态干扰和参数变化的影响。这个结果相当于控制器结构要遵守下列基本原理:

通过操纵来补偿已知的影响,通过控制来补偿未知的影响。

因为 I—控制器延缓了控制回路特性,所以,应该把它们数量限制在最需要的数目上(=要独立引导的控制变量的数目),其增益(矩阵 $\underline{J}$) 要尽量小。在一定程度上可以说,它们只有“配平”的任务,即防止工作状态的慢变化(未知的参数变化和干扰)。这样,按式(13.1.28),它还同输入控制一起,共同承担系统的稳态解耦。

13.1.4 接通扰动变量

如果扰动变量是可测量的,那么,按照“所有可供使用的信息都可用于控制和操纵”的原理,这些扰动变量同样也可以直接反馈给调节(控制)变量。这样,按图 13.7,其控制律可以补充如下

$$\underline{u} = -\underline{K}\underline{x} + \underline{H}\underline{w} + \underline{J}\underline{v} + \underline{N}\underline{z} \quad (13.1.29)$$

按照式(13.1.25),当 $\underline{w} = 0$ 时,总系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{v}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\underline{A} - \underline{B}\underline{K}) & \underline{B}\underline{J} \\ -\underline{C} & \underline{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{E} + \underline{B}\underline{N} \\ -\underline{D} \end{bmatrix} \underline{z} \quad (13.1.30)$$

而式(13.1.26)保持不变。通过矩阵 $\underline{N}$ 反馈扰动变量,除了 $\underline{z}$ 要可测量外,前提是过程模型中还要包括操纵系统。若

$$\underline{E} + \underline{B}\underline{N} = \underline{0} \quad \text{即} \quad \underline{N} = -\underline{B}^{-1}\underline{E} \quad (13.1.31)$$

则消除了 $\underline{z}$ 对状态矢量 $\underline{x}$ 的影响。但是,因为 $\underline{B}$ 不可逆,所以,取而代之只能使剩余的矢量最小

$$\underline{\delta} = \underline{E}\underline{z} + \underline{B}\underline{N}\underline{z} \rightarrow \min \quad (13.1.32)$$

由 $|\underline{\delta}|^2 \rightarrow \min$, 经过微分,得

$$\underline{N} = -(\underline{B}^T \underline{B})^{-1} \underline{B}^T \underline{E} = \underline{B}^+ \underline{E} \quad (13.1.33)$$

当 $\underline{B}$ 为满秩时,即调节变量彼此不相关时,存在伪逆 $\underline{B}^+$, 参见 8.1.5 节。在图 13.7 所示控制器结构情况下,只有在稳态下才能通过 I—控制器减小扰动对输出变量的影响,即

$$\underline{y}(\infty) = \underline{C}\underline{x}(\infty) + \underline{D}\underline{z}(\infty) = -\underline{e}(\infty) = \underline{0} \quad (13.1.34)$$

然而,由此又可知 $\underline{x}(\infty) \neq 0$ 。所以,在这种情况下,应在减小扰动对输出变量的影响和减小扰动对状态变量的影响之间作出折中协调。如 8.4.5 节所述,风的扰动不仅作用在状态

变量上,而且也作用在输出变量上。因而,这里总需要一种相应的折中。理论上,按照 12.1.5 节方式,用扰动观测器可以估计不可测量的干扰,那么,它们同样也可作反馈用。但是,鉴于风扰动模型的复杂性和参数的不确定性,这种方法只能在很有限的范围才能实现。

13.1.5 串联控制

在飞行动力学中,各个自由度按层级构成,例如,作用链

$\rightarrow \eta \rightarrow q_K \rightarrow \alpha \rightarrow \gamma \rightarrow H$ 纵向运动

$\rightarrow \xi \rightarrow p_K \rightarrow \Phi \rightarrow \chi \rightarrow D$ 侧向运动

因为大多只能独立地控制这些变量中之一个(一般是外层的量),那么,各有一个调节变量也就足够了。作用链上的各个变量通过积分互为起源,都是过程的状态变量。为了得到稳定的、良好阻尼的特性,必须把它们都反馈给一个调节变量。如果把各个状态变量的单个控制器串联起来放在前向通道中,如图 13.8 所示,那么,就称这为串联控制。这种串联结构把状态反馈原理同具有 PI—控制器的引导控制结合起来。这种结构的特点是:控制回路从内向外对称地构成,而且每个外控制器的控制信号就是下一级内回路的引导信号。来自控制器和对象部分的内回路,也可看作是下一级外控制器的“等效控制对象”。这样,内回路的引导变量就是外控制器的“调节变量”。这也和过程的物理本质相当,例如 q_K 是 α 变化的“调节变量”, α 又是 γ 的“调节变量”,最后 γ 又是 H 的“调节变量”。按照同样的模型,高度控制器又为 γ 控制回路提供引导值,而 γ 又为 α (或 n_z) 控制回路提供引导值,等等。这样,最内控制回路包含最快的自由度,而各外控制回路包含的是较慢变化的自由度。

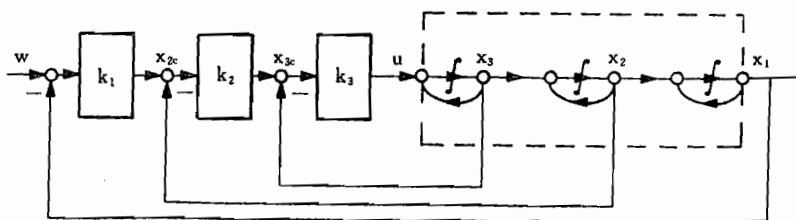


图 13.8 串联控制器结构

如果需要,为了达到稳态精度,在每个控制回路上都可加上 PI—控制器。如果选择 PI—控制器的零点分别等于相应的控制对象的时间常数,那么,可以补偿大的时间常数,设计得以简化/Leonhard 81/。当极点为实数时,这是可以实现的,而在弱阻尼复数极点情况下,则要很小心地加上 PI—控制器。

示例(图 13.9)

首先,闭合成内回路, u 和 x_2 之间的传递函数是

$$\hat{g}_{x_2 u} = \frac{1}{1 + T_2 s} \quad (13.1.35)$$

若给它选择一个 PI—控制器为

$$\hat{k}_2 = k_2 \left(1 + \frac{1}{T_{N_2} s} \right) = k_2 \frac{T_{N_2} s + 1}{T_{N_2} s} \quad (13.1.36)$$

则开环(内回路)传递函数为

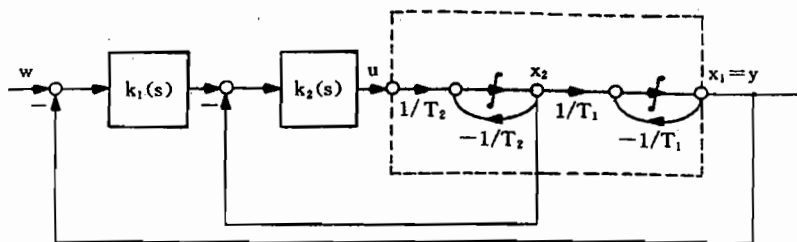


图 13.9 串联控制示例

$$\hat{f}_{02} = k_2 \frac{1 + T_{N2}s}{T_{N2}s(1 + T_2s)} \quad (13.1.37)$$

若选择 $T_{N2} = T_2$, 那么, (或许是扰动的) 时间常数 T_2 就被补偿了, 从而使其它的设计明显得以简化。这样, 具有控制器的内过程部分就是

$$\hat{g}_{x_2 u} = \frac{k_2}{T_{N2}s} \left(1 + \frac{k_2}{T_{N2}s} \right)^{-1} = \frac{k_2}{k_2 + T_{N2}s} \quad (13.1.38)$$

如果对外控制回路也这样处理, 则可得开环(外回路)的传递函数为

$$\hat{f}_{01} = \frac{1}{1 + \frac{T_{N2}s}{k_2}} k_1 \frac{1 + T_{N1}s}{T_{N1}s} \frac{1}{1 + T_1s} = \frac{k_1}{T_{N1}s} \frac{1}{1 + T_1s} \quad (13.1.39)$$

其中, 选择 $T_{N1} = T_{N2}/k_2$ 。有两个 PI—控制器控制的系统的传递函数为

$$\hat{g}_{yu} = \frac{k_1}{k_1 + T_{N1}s(1 + T_1s)} \quad (13.1.40)$$

然而, 串联控制只有用在模型不准确和有限制的非线性系统才能显出其优点。首先, 可以逐步地由内向外进行设计, 各个控制回路在实际过程中可以依次先后投入使用、检验和校正。然后, 应限制各个控制过程的引导量, 以遵守允许的过程使用范围(如上面示例中对 H_c , α_c 或 n_{zx} 的限制)。最后, 一旦它们出现故障时, 有人控制器(驾驶员)可以承担外控制回路的任务。因此, 外控制器可以按比内控制器低的安全标准设计。驾驶员可以按照他的飞行任务的难度, 以及其它任务的要求来选择: 他自己想在哪一种层级进行干预。当然, 前提条件是: 每个串联层级都表现出可接受的特性, 并可由驾驶员控制(也可参见 10.3.5 节的讨论)。

由于上述原因, 串联控制是飞行控制中最常见的基本结构, 也可以扩展到多变量系统, 顺序设计的其它详情, 请见 13.2.4 节。

13.2 引导控制器的设计

在设计引导控制器(主控制器)时, 除了对动态特性的要求外, 还涉及对引导精度的要求。如果目标是固定值的控制问题, 例如, 准确地保持规定的飞行高度, 则这涉及的是稳态情况。如果要把飞机引导到方向和/或飞行速度不断变化的飞行航迹上, 则还有附加的动态特性方面的要求。如第 13.1 节所述, 为了能满足这些附加要求, 必须扩展控制器结构。

要求的项目和控制器结构的扩展, 也需要拓宽和调整 12.3 节所述的设计方法。原则上, 当然也可用极点配置来设计引导控制器, 然而, 其设计准则几乎与极点位置无关, 反而

包含了对遵守状态变量(例如,加速度、倾侧角、迎角、航迹参数的超调)和调节变量限制的要求。对此更合适的是积分准则。另外,由于这些要求极为广泛(引导精度、动态特性、乘坐舒适性、约束等),所以,这些要求也与设计方法一样,是很灵活的,也是可调整的。

如一再指出的那样,在飞行控制中采用全局指标的全局性设计几乎没有什么成功的希望,反而不如分成多个透明性好的步骤来设计。一般,扰动抑制和飞行品质的适配对高频控制活动提出了最高的要求,所以,从控制器设计一开始,就要定下这些要求。在此基础上设计出缓慢变化的航迹动态特性,以便在最优发挥控制潜力并遵守所有限制条件下,获得所希望的航迹曲线。这项任务也可以这样加以划分:从“内”向“外”依次优化控制回路,同时逐步建立控制系统。

13.2.1 全局黎卡提设计

原则上,常值控制器设计可分成动态部分和稳态部分。其中,稳态设计(输入控制 $\underline{H}$)只限于计算稳态对象传递函数的倒数,见式(13.1.12)。只有状态反馈(也可能带有观测器和/或其它的滤波器),才能按 12.3 节的优化方法进行设计。积分反馈也可以从中分离出去,如果它们的增益很小的话,因为这样一来,它们的作用就近似地与其余的动态特性解耦了。这样,就可确定矩阵 $\underline{J}$ 的系数:即按照状态矢量反馈和输入控制设计,用试验方法逐渐地从零增加矩阵 $\underline{J}$ 的系数,直到满足稳态扰动抑制为止。

另一方面,若要使通过状态矢量反馈和 I-控制器的共同作用所得到的动态特性最优,则应变换控制回路方程,使其总形成一个“黎卡提问题”,这样,就可应用极点配置方法或者二次型优化方法。为此,可把图 13.7 的框图变换成图 13.10 的形式。

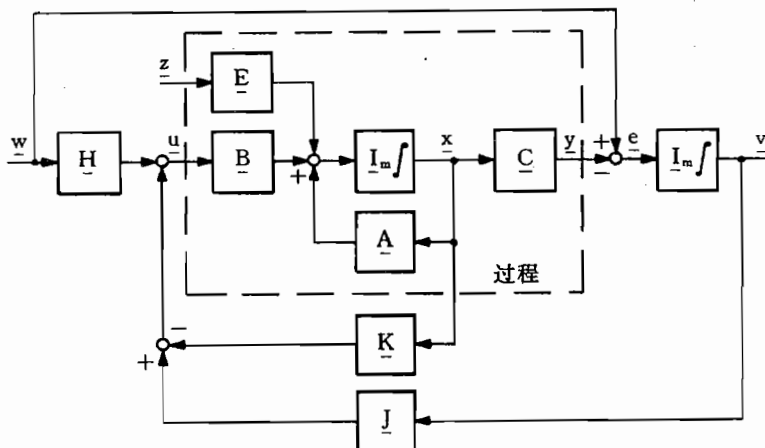


图 13.10 I-控制器结构变换成黎卡提问题

这样,系统方程(它也可变换到原始方程)为

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{v}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{O} \\ -\underline{C} & \underline{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{B} \\ \underline{O} \end{bmatrix} \underline{u} + \begin{bmatrix} \underline{O} & \underline{E} \\ \underline{I} & \underline{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w} \\ \underline{z} \end{bmatrix} \quad (13.2.1)$$

$$\underline{u} = [-\underline{K} \quad \underline{J}] \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{v} \end{bmatrix} + \underline{H} \underline{w} \quad (13.2.2)$$

在齐次情况下($\underline{w}=0, \underline{z}=0$),它又可简化写成

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}\bar{u} \quad \text{式中} \quad \bar{u} = -\bar{K}\bar{x} \quad (13.2.3)$$

这又化成从状态矢量反馈得到的熟悉的形式(见式(13.1.25))

$$\dot{\bar{x}} = (\bar{A} - \bar{B}\bar{K})\bar{x} = \begin{bmatrix} (\bar{A} - \bar{B}\bar{K}) & \bar{B}\bar{J} \\ -\bar{C} & \bar{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{v} \end{bmatrix} \quad (13.2.4)$$

为了设计反馈矩阵

$$\bar{K} = [\bar{K} - \bar{J}] \quad (13.2.5)$$

可以采用 12.3 节所述方法。在这里,设计可以只针对齐次情况,因为当 $w \neq 0$ 时, $\bar{x} \neq 0$ 和 $u \neq 0$, 这样,积分准则就不收敛了。在这种情况下,可以按 13.1.2 节分开设计输入控制。

13.2.2 数值优化

用黎卡提微分方程的封闭最优化方法已证实很不灵活,因为其性能指标受到严格的限制,而且不能影响控制器结构。然而,当用搜索方法数值优化参数时,不仅可以在一个广阔的范围内自由地选择控制器结构,也可以自由地选择性能函数,二者都能适应多方面的要求和实际的技术边界条件,还可以毫无问题地计入非线性关系(例如,还受到约束)。当然,采用复杂的非线性过程模型会导致无法承受的高的计算工作量。因为这种方法不能保证稳定性,所以,应严格检验其优化结果。

图 13.11 说明了数值优化的进行方式。

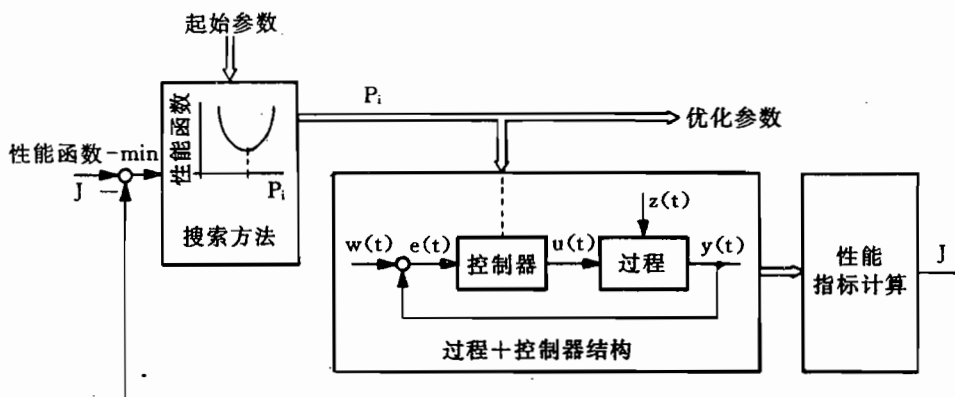


图 13.11 数值优化原理

1. 建立一个尽可能完整的(可能是非线性的)过程模型,装订在计算机上,并通过积分(=仿真)求解该微分方程。此时当然还要以合适的方式生成输入信号 w 和 z 。
2. 拟定符合任务要求的控制器结构,并同过程一起进行仿真。
3. 建立性能函数(GF) J ,并由仿真的系统特性来计算性能函数。
4. 用搜索方法迭代地改变控制器的自由参数,直到性能函数最小为止。如果需要的话,也可以按同样方式修改控制器结构。
5. 分析计算所求出的系统的时间响应特性,若对该时间响应特性不满意,那么,再修改性能函数,并重新优化系统。

为了求出一个解,不言而喻的条件是:性能函数明确与控制器的自由参数有关,这种方法的优点如下:

- 绝不存在系统模型方面的限制,甚至可以把原来的过程部分也包括在内;
- 绝不存在性能函数方面的限制,可以相对自由地从技术观点来建立性能函数。它可以包括二次型的、按数值关系,或者按其它方式加权评估;
- 可以选择任意的控制器结构,输入也是任意的,例如,按实际使用条件来选取。

由于这些原因,这些结果要比用线性模型及其相应的设计方法所得到的结果更为真实。由于性能函数不受限制,除了状态变量和调节变量的积分准则外,也可以表示其它一些要求,例如,对控制器增益的限制,或者同使用边界保持最小的距离。这样,所有这些要求都可归结成一个总的性能指标。这种自由度是以此为代价的;性能指标的描述从根本上决定了方法的收敛性,而且只有根据大量的设计经验,才能得到有意义的、可使用的解。

这种“直接方法”的缺点是:

- 很费时间,花费的时间随控制器参数的增加而明显增大;
- 这种设计并不能得到必然是稳定的系统,首先要找到或者通过特殊的措施强制找到一个稳定的起始点;
- 方法的收敛性主要取决于一种好的参数变动搜索策略的可用性,理论上不能保证方法的收敛性;
- 结果与优化所根据的输入信号有关。

搜索方法

为了寻找性能指标最小的参数组合,应采用搜索方法,这种方法应尽量具有“智能”,它应具有下列特点,部分特点可能互相矛盾,即:

- 收敛速度快,即计算最少量的性能指标就能找到最小值;
- 敏感性高,也就是说,可以找到平坦的最小值,保证找到绝对最小值;
- 鲁棒性,即适用于尽可能高层级的优化问题,而没有特殊的适配性问题;
- 能用在具有不能微分的模型的系统,例如,包含特征曲线的模型,勿需计算性能函数的梯度;
- 能够引入状态变量和参数的硬性及柔性限制。

EXTREM 算法/Jacob 82/是这种普遍可用的搜索方法之一。目标是确定使性能函数 $J(p)$ 最小的独立控制器参数的矢量 p 。从参数空间内的一个起始点 p_0 出发,首先通过试验步,在所有的坐标方向(重复计算性能值),确定出一个主搜索方向,保持它一直达到相对最小为止,如图 13.12 所示。在此处,通过与此前的搜索方向相垂直的试验步,在最陡下降方向进行坐标转动,并继续找出最小值,重复进行坐标转动和求最小值,一直到性能值的变化量 ΔJ 在规定的范围之内。通过性能函数的抛物线外插和合适的步长控制,从根本上改善了方法的收敛性。通过重复从其它(偶然选择的)起始点的优化,可以避免:算法“停留”在相对最小值上,从而可寻求全局最小。

参数空间的维数(控制器参数的数目)决定了搜索方向的数目,从而也就决定了计算工作量的大小。因为每种性能计算都是根据完整的仿真计算的,所以,计算工作量将很快增长到超过可接受的程度,这样,就应限制要优化的参数的数目和/或系统描述的详尽性,或者必须减少优化步的数目,而这只有在最优值附近才能达到。这里,全系统的全局优化也只有简单的情况下才有可能,一般需把设计任务分解成子步骤。

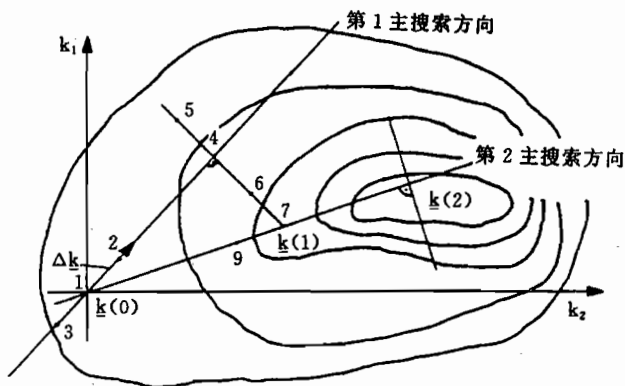


图 13.12 EXTREM 优化算法原理(引自/Jacob 82/)

性能函数的结构

若人们有一种适应能力很好的优化方法,那么,也可以比二次型优化公式积分(式(11.4.1))准则更自由地拟定性能函数。性能函数是含有数学描述各种性能要求的、大量单个性能值的累加。下面将讨论一些最重要的可能性。

13.2.3 性能指标

广义二次型指标

首先,根据式(11.4.1),把品质要求表示成二次型积分准则。当然,为了优化控制特性,例如,基于阶跃响应的控制特性,必须把问题换一种说法:即所有被积函数都要趋近于零,而且积分收敛。

作为示例,图 13.13 示出含二阶控制对象和 PI—控制器的一种控制回路。阶跃型引导通过一个零输入的积分器加以模型化(它的状态当然不受反馈的影响)。按照式(11.4.1),首先把性能准则表示成下列形式

$$J(\underline{k}) = \int_0^{\infty} (q_1 x_1^2 + q_2 x_2^2 + q_3 v^2 + ru^2) dt \rightarrow \min \quad (13.2.6)$$

控制对象以控制标准形式出现,所以,用 $\dot{y} = \ddot{x}_2$ 不仅可以估算 u ,也可估算 v ,这样,可等价表示成如下形式

$$J(\underline{k}) = \int_0^{\infty} (q_1 y^2 + q_2 \dot{y}^2 + r \ddot{y}^2) dt \rightarrow \min \quad (13.2.7)$$

这也称为“广义二次型控制面”(VQR)。但是,当阶跃 w 时, y 达到有限的稳态值,从而 x_1 和 u 也达到有限的稳态值,以致积分将超过所有的边界。

有限的性能值可通过三种方式达到。

1. 把积分区间限制在有限的时间范围 T 内,如果这个时间范围选择得合适(例如,恰好抓住了过程的起振),尽管 $J(\underline{k})$ 最小,但也能显示所希望的特性。但是,其结果明显与 T 的选择有关,因而,这种结果有偶然性。

2. 引入变量对其稳态终值的偏差,这样,就只评估它们的动态部分,如图 13.14 所示,即

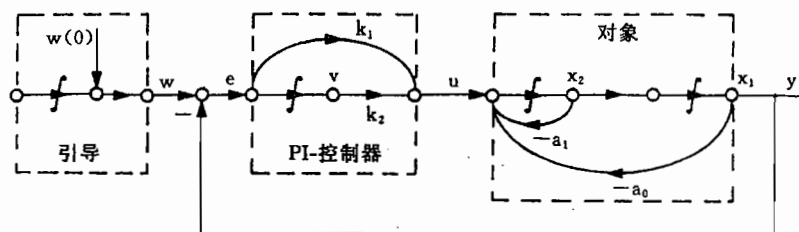


图 13.13 具有 PI-控制器的引导控制回路

$$x' = \frac{x(t) - x(\infty)}{x(\infty)} \quad \text{当 } x(\infty) \neq 0 \text{ 时} \quad (13.2.8)$$

$$x' = x(t) \quad \text{当 } x(\infty) = 0 \text{ 时} \quad (13.2.9)$$

为了避免不希望的结果 $x(\infty) = 0$ ，这些变量就附带与它们的终值有关了，这样，就需要每一步都通过稳态计算先求出终值。只有当控制器中有积分器时（图 13.13 中 $k_2 \neq 0$ ），才有 $x_1(\infty) = y(\infty) = w(\infty)$ 。

3. 估算控制偏差和它们的 n 阶导数。在 $w(t)$ 为阶跃型输入时，按图 13.13（除了 $t = 0$ 外，取 $\dot{w} = 0$ 和 $\ddot{w} = 0$ ），有

$$e = w - y = w - x_1 \quad (13.2.10)$$

$$\dot{e} = \frac{d(w - y)}{dt} = -x_2 \quad (13.2.11)$$

$$\ddot{e} = \frac{d\dot{e}}{dt} = -\dot{x}_2 = -(u - a_0 x_1 - a_1 x_2) \quad (13.2.12)$$

通过 e , $\dot{e}$ 和 $\ddot{e}$ 可以估计出所有的状态变量和调节变量，如果有 I-控制器，则 $e_\infty = 0$ ，并且二阶性能指标

$$J(\underline{k}) = \int_0^\infty (q_1 e^2 + q_2 \dot{e}^2 + r \ddot{e}^2) dt = \int_0^\infty (e^2)_2 dt \rightarrow \min \quad (13.2.13)$$

收敛，而没有任何附加条件。如果所有的导数同样加权的话，通常将得到好的结果/Alles 76/。如果 $e(t)$ 等于阶跃响应对终值（图 13.14）的偏差，并且

$$e(\infty) = \dot{e}(\infty) = \ddot{e}(\infty) = 0 \quad (13.2.14)$$

那么，起始值 $e(0)$, $\dot{e}(0)$ 和 $\ddot{e}(0)$ 将受限制（当系统为 n 阶，一直到其 n 阶导数时，就是这种情况）。这样，可以看出

$$J(\underline{k}) = \int_0^\infty (e^2 + c_1^2 \dot{e}^2 + c_2^2 \ddot{e}^2) dt = \int_0^\infty (e + c_1 \dot{e} + c_2 \ddot{e})^2 dt + \text{const} \quad (13.2.15)$$

这就意味着：如果积分达到最小值，则系统的特性与一种具有特征方程

$$e(t) + c_1 \dot{e}(t) + c_2 \ddot{e}(t) = 0 \quad (13.2.16)$$

的模型是一样的/Miski 74/。因此，性能函数最小和逼近一个模型特征具有同样的意义。这个事实表明，积分总应和过程有同样的阶次，不足的阶次应由附加条件加以补足，以便获得有意义的解。阶次太高会导致多次估算状态变量或者调节变量。

在多变量系统情况下，首先要把所有的控制偏差列入到性能准则中（在相应的控制结构下，由此可实现稳态解耦），然后，再列入 $\underline{e}$ 的多个导数，即隐含地：

——估算过程的所有状态变量（其中也包括动态解耦）；

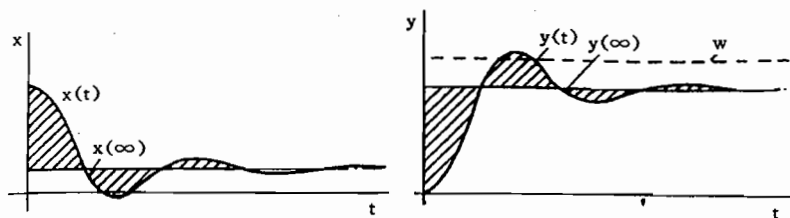


图 13.14 阶跃响应的评估

——估算出所有的调节变量。

按这种方式,人工地而且费力地把动态部分和稳态部分分开成式(13.2.8)和式(13.2.9)的形式将是多余的,只估算其动态部分就可以了。稳态部分的设计(例如遵守最大的调节偏度)留给稳态计算。如果不能忽略操纵机构的动态特性(例如发动机的动态特性,但也可能是电传操纵),或者应当给状态变量加权(例如,限制),则应把它们一起模型化,并要用性能准则一起估计。这也可以简单地通过估算调节速度 $\dot{u}$ 来实现。

倘若拥有了对控制对象的线性描述,则可在频域内计算二次型积分准则,也就是说,可以应用控制回路的传递函数,这样,可以从根本上简化性能值的计算。帕塞法耳(Parseval)方程

$$\int_0^{\infty} f^2(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-j\infty}^{+j\infty} f(s)f(-s)ds \quad (13.2.17)$$

表征单调收敛的时间函数的二次方与拉普拉斯变换之间的关系。如果 $f(s)$ 的所有极点都在左半平面,则可将等号右侧的积分化成行列式计算/Drenick 73/,即

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-j\infty}^{+j\infty} f(s)f(-s)ds = (-1)^{n-1} \frac{G_n}{2a_n H_n} \quad (13.2.18)$$

式中, a_n 是特征多项式最高阶的系数(一般 $a_n=1$), H_n 是类似于式(8.1.42)的霍尔维茨(Hurwitz)行列式, G_n 是由 H_n 构成的行列式,它是这样构成的:把 H_n 的第一行换成

$$[g_0 \quad g_2 \quad g_4 \quad \cdots g_{2n-2}] = [d_0^2 \quad (2d_0d_2 - d_1^2) \quad (2d_0d_4 - 2d_1d_3 + d_2^2) \quad \cdots (-1)^{n-1}d_{n-1}^2] \quad (13.2.19)$$

式中, d_i 是要优化的传递函数的分子系数,另外,一方面可以引入引导变量和扰动变量;另一方面,也可引入控制误差和它的导数之间的传递函数。 g_ν 的构成规律是

$$g_\nu = \sum_k (-1)^k d_i d_k \quad \text{式中} \quad \nu = i + k = 0, 2, 4, \cdots, 2n-2 \quad (13.2.20)$$

可把控制误差和它的 p 阶导数的 p 阶广义二次型控制面(VQR)归结成如下形式

$$J_{VQR} = \int_0^{\infty} [e^2(t) + \cdots e^{(p)2}(t)]dt = (-1)^{n-1} \frac{1}{2a_n H_n} \sum_{k=0}^p G_{nk} \quad (13.2.21)$$

$$k = 1, 2, \cdots, p$$

(一次)计算的霍尔维茨行列式,附带地提供了关于系统稳定性方面的信息,而无需计算传递函数的极点。

按这种方式,可使性能指标的计算比数值仿真加快许多倍。若要根据其它输入信号作为阶跃输入,则通过串联相应的输入变量滤波器即可实现。

模型比较

通常很难在性能要求(例如,有关阶跃响应的上升时间和超调量)和二次型准则的加

权系数之间建立一种简单的关系,这样,比较简单的办法是把所希望的特性直接就表示成数学模型,并使系统对此提供的偏差最小。如果已具有作为阶跃响应 y_m 的模型,而且可以直接计算阶跃响应,那么,当写成离散化形式时,广义的性能尺度为

$$J = \sum_{k=0}^n [y(k) - y_m(k)]^q \rightarrow \min \quad (13.2.22)$$

式中, q 按一定的准则来选择,参见 12.3.5 节。为了限制计算工作量,采样步数目 N 要尽量少。若只对系统和模型的偏差(例如,它的超调幅度)有兴趣,那么,可以采用下列性能尺度

$$J = \max_{0 \leq k \leq N} |y(k) - y_m(k)| \rightarrow \min \quad (13.2.23)$$

当模型表示成频率特性时,例如,通过动态调节因子,也可同样处理。可以按下述方式估算模型频率特性(例如,伯德图)的偏差

$$J = \sum_{k=1}^N [|f(j\omega_k)| - |f_m(j\omega_k)|]^q \rightarrow \min \quad (13.2.24)$$

限制

绝大多数情况下,需要限制某些系统参数,可靠地防止超过这些边界。例如:

- 传递函数的极点(稳定性边界);
- 状态变量(例如,迎角、倾侧角);
- 调节变量(最大偏度、调节速度);
- 控制活动(最大的控制器参数)。

若边界被评定为“硬的”,也就是说,一旦达到这种边界,就被罚以很高的性能值,那么,优化方法一般反应很不好,或者这些方法在边界附近直接找到了最优;否则,就像皮球一样,从“墙”上弹回来,而根本就找不到结果。若不管是否要限制极点位置、状态变量或者调节变量,可以把接近边界评定为“软的”,也就是逐渐接近边界,那么,由表达式

$$J = \frac{1}{(x_{\max} - x)^q} \rightarrow \min \quad (13.2.25)$$

就可以在性能值中不出现跳跃。

所得到的双曲线型示于图 13.15a),靠近 $x_{\max}$ 时性能值趋近于无穷,如果 q 是偶数,则当边界两侧距离相等时,性能值是一样的,但必须附带询问和估计 $(x_{\max} - x)$ 的正负号。

出于性能方面的原因,人们希望能尽可能靠近限制,但又不超过它(例如,低速飞行时的迎角)。此时,只要变量低于安全容许门限 x_{grenz} ,根本不需要估算这些变量。图 13.15a)中的虚线示出对应性能准则

$$J = \max\left(0, \frac{1}{(x_{\text{grenz}} - x)^q}\right) \rightarrow \min \quad (13.2.26)$$

的曲线,只要 $x < x_{\text{grenz}}$,在这些性能下就不用估算。

在 x_{grenz} 下使用阶跃型估算,可以用一种线性分布来减缓,在边界前的上升可以用正切函数来增强。文献/Sölter 90/中采用了下列性能指标

$$J = \max(0, (x - x_1)) + \tan\left\{\max\left(0, (x - x_2) \frac{\pi/2}{x_{\max} - x_2}\right)\right\} \rightarrow \min \quad (13.2.27)$$

曲线示于图 13.15b)。用类似方式也可估计比允许持续时间停留更长的控制误差,例如

$$J = \max(0, (t - t_{\max}))e^2(t) \rightarrow \min \quad (13.2.28)$$

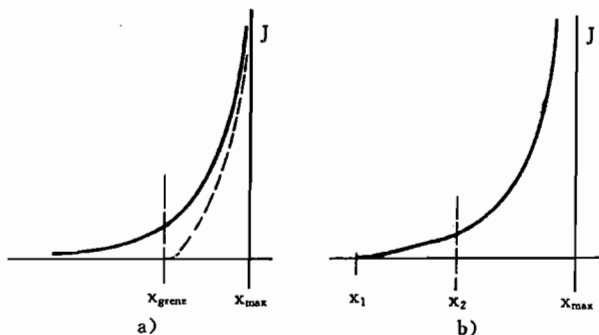


图 13.15 接近使用边界的评定
a) 双曲线; b) 综合函数(引自/Sölter 90/).

可变性能准则

如果过程是一个高阶多变量系统,则很难确定性能准则中的加权系数,因为不清楚它们同原始要求之间的相关性,而且很难把各种各样的要求折中成唯一一个性能指标,这样,性能准则本身就必须进行优化,即主观地评价所得到的系统特性,再修改加权系数,并重新进行优化,反复进行下去,直到结果满意为止。每一步都要附带对那些表现出不希望的特性的有关量进行“处罚”,按照单项性能准则修改加权系数,例如,在二次型评估时,可以选择

$$q_{i+1} = q_i(1 + e_i)^2 \quad (13.2.29)$$

作为新的值,其中 e_i 是前一个优化步上的误差幅度。

性能准则最小化永远是一种折中。如果这一项要求被强烈加权,那么,其它方面就要变坏,或者变成不可控的。为了避免前面已得到的改进再次遭到失败,必须发展一种新的方法,这种方法允许把子性能准则保持在前面所得到的低一级性能值上。为此,在文献/Kreisselmeier 77/中采用了防止超过这些子性能准则的上限。按这种方式,在控制各个单项性能指标的条件下,可以逐步地使总的性能准则最小。

在进行过程中,为了不失去对全局的把握,并且由此能了解起因和效果之间的关系,尽量要限制这些单项性能指标的数目。必须避免内部相关的变量隐含地用多个单项性能指标来估算,并提出互相矛盾的要求。

13.2.4 顺序控制回路设计

如 13.1.5 节所述,串联形式的控制器结构的优点是:可以逐步构成,并能限制中间变量。另外,当某一条外回路出现故障时,如果取消外回路所形成的每个子系统本身仍具有令人满意的特性,则驾驶员可以承担故障外回路的功能。下面将要介绍用于设计鲁棒性串联控制的方法/Hammon 93/,由于可参看的文献很少,所以,这里将详细地加以说明。

为了推导简单,我们首先研究一种由积分器串联组成的过程,其操纵驱动装置具有 PT_1 -特性,控制系统呈串联结构,如图 13.16 所示,控制器增益已范化,即参数 d_i 各等于第 i 个控制回路的增益。

把操纵元件的传递函数变换成

$$\hat{g}_{st}(s) = \frac{1}{1 + T_s s} = \frac{d_n}{d_n + s} = \hat{g}_n(s) \quad \text{其中} \quad d_n = \frac{1}{T_s} \quad (13.2.30)$$

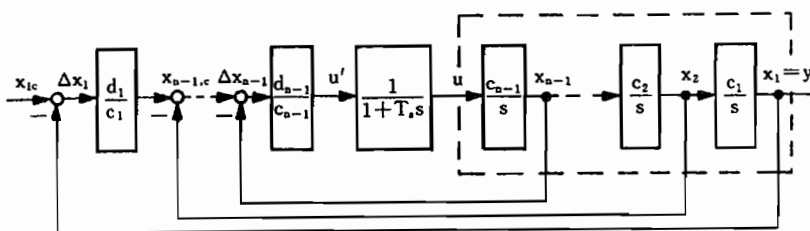


图 13.16 具有控制器串联的综合控制对象

输入变量为 u' ，状态变量为 $x_n = u$ 。若把这些变量都同对象的传递函数综合起来，则操纵元件和对象的串联可用下列状态方程来表征

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & c_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & c_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & c_{n-1} \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & -d_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ d_n \end{bmatrix} u' \quad (13.2.31)$$

由图 13.17 可见，第一个开环控制回路的传递函数为

$$\hat{g}_{0,n-1}(s) = \frac{d_{n-1}}{c_{n-1}} \frac{d_n}{d_n + s} \frac{c_{n-1}}{s} = \frac{d_{n-1}d_n}{s(d_n + s)} \quad (13.2.32)$$

$x_{n-1,c}$ 和 x_{n-1} 之间的闭环传递函数为

$$\hat{g}_{n-1}(s) = \frac{d_{n-1}d_n}{d_{n-1}d_n + d_n s + s^2} = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + 2D\omega_0 s + s^2} \quad (13.2.33)$$

若要求所形成的这个二阶系统的阻尼系数 $D=1/\sqrt{2}$ ，那么，经过系数比较，可得

$$2D = \frac{d_n}{\sqrt{d_{n-1}d_n}} = \sqrt{\frac{d_n}{d_{n-1}}} \stackrel{!}{=} \sqrt{2} \quad (13.2.34)$$

由此很容易得回路的增益为

$$d_{n-1} = \frac{1}{2}d_n = \frac{1}{2T_s} \quad (13.2.35)$$

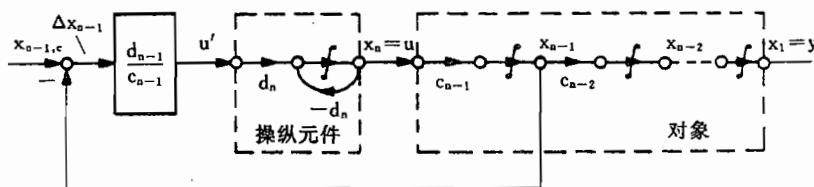


图 13.17 第一个控制回路的结构

按式(13.2.32)，控制器的增益为

$$k_{n-1} = \frac{d_{n-1}}{c_{n-1}} = \frac{1}{2T_s c_{n-1}} \quad (13.2.36)$$

由式(13.2.33)，得第一个闭环回路的传递函数为

$$\hat{g}_{n-1}(s) = \frac{d_n^2}{d_n^2 + 2d_n s + 2s^2} = \frac{1}{1 + 2T_s s + 2T_s^2 s^2} \quad (13.2.37)$$

可用阻尼(D)和响应速度(ω_0)之间类似的折中,设计另外一些控制回路。因此,研究一下第一个回路在奈奎斯特图中的作用是有益的。对于第一个开环回路,按式(13.2.32),取 $d_n = 1/T_s$ 可得其频率特性,并分成实部和虚部

$$\begin{aligned} \hat{g}_{0,n-1}(j\omega) &= \frac{d_{n-1}}{j\omega(1 + j\omega T_s)} = \frac{d_{n-1}}{j\omega - \omega^2 T_s} \frac{-j\omega - \omega^2 T_s}{-j\omega - \omega^2 T_s} = \\ &= -\frac{d_{n-1}\omega(j + \omega T_s)}{\omega^2(1 + \omega^2 T_s^2)} = -\frac{d_{n-1}T_s}{1 + \omega^2 T_s^2} - j\frac{d_{n-1}}{\omega(1 + \omega^2 T_s^2)} \end{aligned} \quad (13.2.38)$$

如图 13.18 所示。由式(13.2.35), $\omega \rightarrow 0$ 时它的渐近线

$$\hat{g}_{0,n-1}(0) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \hat{g}_{0,n-1}(j\omega) = -d_{n-1}(T_s + j\infty) = -\frac{1}{2} - j\infty \quad (13.2.39)$$

是与 j 轴平行、间距为 $-1/2$ 的直线。当角速率 $\omega_c = 1/T_s$ 和相角 $\varphi = -3\pi/4$ 时,频率特性的值等于

$$\hat{g}_{0,n-1}(j\omega_c) = -\frac{1}{2}d_{n-1}T_s(1 + j) = -\frac{1}{4}(1 + j) \quad (13.2.40)$$

图 13.18 表明,这样得到的相角裕度(幅值等于 1 时的频率特性的相角)比 60° 略大一点。幅相频率特性曲线仅少量穿入绕点 $(-1, j0)$ 的单位圆,这样,动态调节因子 $\hat{f}(j\omega)$ (参见 12.1.3 节)的谐振超越比较小(约 2dB)。系统的频带宽度(例如, $|\hat{f}(j\omega)| = 1$ 时的频率)在这种设计中只由 T_s 给定,也就是只有操纵元件的频带宽度来给定。总之,其特性完全由操纵元件频率特性的相角来决定,因为积分器提供了常数的相角部分。

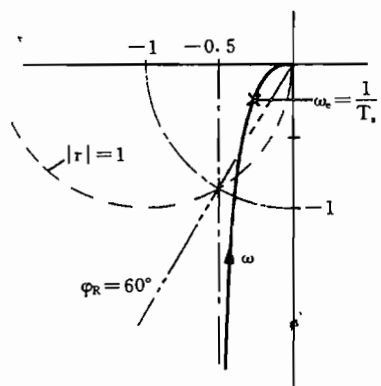


图 13.18 第一个控制回路的奈奎斯特图

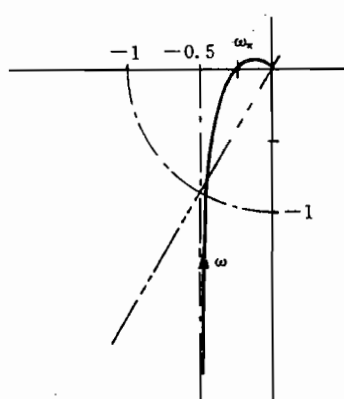


图 13.19 第二个控制回路的奈奎斯特图

按式(13.2.38),第二个开环控制回路的频率特性,也就是 x_{n-2} 反馈的频率特性为

$$\hat{g}_{0,n-2}(j\omega) = \frac{d_{n-2}}{j\omega(1 + 2j\omega T_s - 2\omega^2 T_s^2)} = -d_{n-2} \frac{2\omega T_s + j(1 - 2\omega^2 T_s^2)}{\omega[(2\omega T_s)^2 + (1 - 2\omega^2 T_s^2)^2]} \quad (13.2.41)$$

它的渐近线($\omega \rightarrow 0$)为

$$\hat{g}_{0,n-2}(0) = -d_{n-2}(2T_s + j\infty) = -\frac{d_{n-2}}{d_{n-1}} - j\infty \quad (13.2.42)$$

如果渐近线的实部选定为 -0.5 ,由此得

$$d_{n-2} = \frac{1}{4T_s} = \frac{1}{2}d_{n-1} \quad (13.2.43)$$

由此得到的第二个开环控制回路的频率特性示于图 13.19。由式(13.2.41)得到其与负实轴的交点为

$$\omega_\pi^2 = \frac{1}{2T_s^2} \quad (13.2.44)$$

$$\hat{g}_{0,n-2}(\omega_\pi) = -d_{n-2} \frac{1}{2\omega_\pi^2 T_s} = -\frac{1}{4} \quad (13.2.45)$$

由式(13.2.35)和式(13.2.43)可以看出,控制时间常数 T_s 越小,回路增益 d_{n-1}, d_{n-2} 就越大。一般可认为:

低频时低层级控制回路相角损失越小,外控制回路的控制器增益就可以越大。

图 13.19 表明,这样设计的相角裕度差不多又达到 60° ,频带宽度又仅仅同操纵动态特性有关,这也可由 ω_π 的值看出。具有两个反馈的 x_{n-2c} 和 x_{n-2} 的闭环传递函数为

$$\hat{g}_{n-2}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{d_{n-2}} + \frac{s^2}{d_{n-2}d_{n-1}} + \frac{s^3}{d_{n-2}d_{n-1}d_n}} = \frac{1}{1 + 4T_s s + 8T_s^2 s^2 + 8T_s^3 s^3} \quad (13.2.46)$$

对外控制回路继续使用这种方法,就可得到控制回路增益的简单构成规律

$$d_{i-1} = \frac{1}{2}d_i \quad (13.2.47)$$

表 13.1 示出对幅值裕度 A_R 、相角裕度 φ_R 和动态调节因子 $|\hat{f}(j\omega)|_{\max}$ 的作用,所有这三个量对每个子系统都有一些有利的值,当回路数目较大($m > 5$)时,它们趋近一个确定的极限值。

表 13.1 前 m 个控制回路的幅值
裕度 A_R 、相角裕度 φ_R 和动态调节因子(引自/Hammon 93/)

m	A_R/dB	$\varphi_R/^\circ$	$ \hat{f}(j\omega) _{\max}/\text{dB}$
1	∞	66.6	2.09
2	12.0	60.5	3.99
3	9.54	61.1	4.26
4	9.93	61.1	4.13
5	9.99	61.1	4.13

前 5 个子系统的范化时间的阶跃响应示于图 13.20a),这些响应都很像 $D=1/\sqrt{2}$ 的二阶系统特性。图 13.20b)所示的极点分布(每一对极点)大约同样也有这样一个值。因而,每当去掉一个外回路时,这种设计方法都会导出一种在阻尼和频带宽度之间提供良好折中的系统。

若类似图 13.10,把 I—控制器视为对象的组成部分,那么,这种方法也可以转换到 I—控制器在最外控制回路中这种情况。同样,也可以包括一个经过操纵伺服机构的反馈

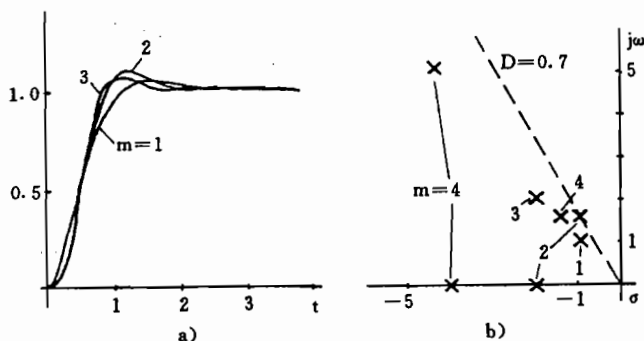


图 13.20 前 5 个子系统的特性

a) 范化时间阶跃响应; b) 根分布。

在内。

为了推导简单起见,把串联控制用在 $(n-1)$ 次积分器上。然而,若对象的动态矩阵“类似”式(13.2.31)这种情况,也就是说,如果上面副对角线上的系数比下面三角矩阵的系数占优势的话(在这种方法中排除了占据上面三角矩阵,因为这种方法只能用在没有零点的情况),那么,结果没有显著差别。如果人们把操纵驱动装置也同样看作是被控制的系统,由图 13.17,可把全系统控制器方程外推为

$$u' = \left[-\prod_{v=1}^{n-1} \frac{d_v}{c_v} - \prod_{v=2}^{n-1} \frac{d_v}{c_v} \quad \dots \quad -\frac{d_{n-1}}{c_{n-1}} \quad 0 \right] \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{n-1} \end{bmatrix} + \prod_{v=1}^{n-1} \frac{d_v}{c_v} x_{1c} \quad (13.2.48)$$

这样,由式(13.2.30)、式(13.2.31)和式(13.2.47),把动态矩阵修改成下列形式

$$\Delta \underline{A} = \begin{bmatrix} \underline{O} & & & \\ -\frac{1}{\prod_{v=1}^{n-1} (2^{n-v} T_s^{n-v} c_v)} & \dots & \dots & -\frac{1}{2 T_s^2 c_{n-1}} & 0 \end{bmatrix} \quad (13.2.49)$$

由式(13.2.48)可以看出,同操纵伺服机构反馈共同组成的串联控制,与全状态矢量反馈是等价的,如果能自由地选择操纵伺服机构的反馈,则可以互不相关地给定传递函数的所有极点。

若不能忽略不计式(13.2.31)中的对象状态方程假设为零的元素,那么,在设计时可按如下方式进行。首先,按所述方法,对一个完全积分的对象的每个子系统(设下三角矩阵为零)进行设计,把由此得到的极点分布作为以真实对象作第二次设计的基础,为此,就可利用前面所确定的极点分布来进行极点预置的方法。

只要对象的参数比由式(13.2.48)所得到的控制器的能级小得多,那么,系统特性主要由控制器决定,参数的不确定性影响就很小,这就是说,系统是鲁棒的。如果对象参数具有同样的量级,甚至更大的话,那么,系统对参数变化将很敏感。如式(13.2.49)所示,控制器能级随 $d_n=1/T_s$ 而增大。因而,采用一个快的操纵系统可以加以改善。

当控制对象具有纯延迟特性时,决定控制器能级的尺度是“内”、“外”回路增益之比。为了说明这种关系,在图 13.21 中把一个控制对象表示成带有第 j 个反馈回路的标准控制形式。此时,“内”、“外”回路的增益为

$$k(\text{对象}) = a_{n-1,j} \prod_{v=j}^{n-2} c_v \text{ 和 } k(\text{控制回路}) = \prod_{v=j}^n d_v \quad (13.2.50)$$

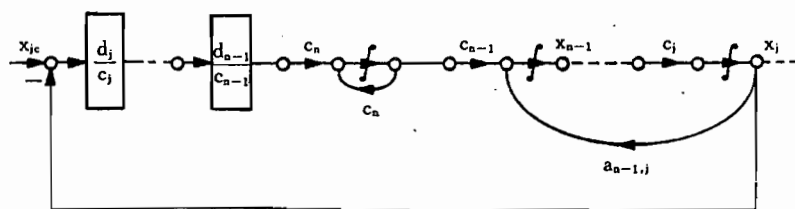


图 13.21 内、外回路增益的定义

控制器设计的目的应该是：使每个控制回路的比值 $k(\text{控制回路})/k(\text{对象})$ 尽量大，以便对参数不确定性有高的鲁棒性。

13.3 线性模型跟踪控制

若欲给一种动态过程赋予一定的模型特性，那么，可以通过使二次型代价函数最小化来实现，即

$$J = \int_0^{\infty} (\underline{x}^T \underline{Q} \underline{x} + \underline{u}^T \underline{R} \underline{u}) dt \rightarrow \min \quad (11.4.1)$$

按照卡尔曼理论，这种代价函数是以明确的模型特性为基础，也就是以模型—状态矩阵 A_m 和 B_m 的动态系统为基础（也可参见式(13.2.15)）的。这样，通过控制使积分 J 最小，就与把控制系统调整到由性能准则函数所表现的模型特性上具有同样的意义。所以，人们把这种情况称为“隐式模型”的跟踪控制。

然而，不能轻易地就建立起加权矩阵 $\underline{Q}$ 、 $\underline{R}$ 和模型—状态矩阵 A_m 、 B_m 之间的关系。所以，人们常常直接这样做：人为实现一种动态模型，不断同该模型比较过程的特性，并用一种控制器使模型和过程之间的偏差最小。当然，这种比较不仅限于输出变量，而且还包括所有的状态变量。人们把这种方法称为“显式模型”跟踪控制。

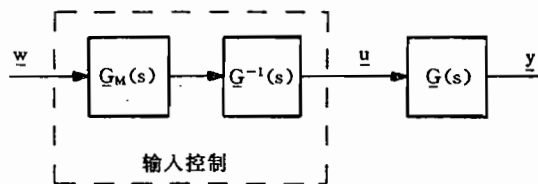


图 13.22 采用逆过程特性的模型跟踪

图 13.22 示出最早的模型跟踪方法，它涉及由模型 G_M 和逆过程特性 $\underline{G}^{-1}$ 组成的线性控制。按照图 13.22，总的传递函数为

$$\underline{y}(s) = \underline{G}(s) \underline{G}^{-1}(s) \underline{G}_M(s) \underline{w}(s) = \underline{G}_M(s) \underline{w}(s) \quad (13.3.1)$$

这种很简单的表达式有两个重大的缺点：

——原则上，过程的逆传递函数是根本不可能实现的；

——不能补偿扰动及过程参数的不确定性。

因此,需要寻找一种现实的方法。

过程特性的具体预调极少超过一阶或二阶。因为对过程的了解有限,而且必须限制实时联机模型的计算机方面的消耗,所以,大多选择模型的阶次低于与真实过程相当的模型的阶次。例如,人们给飞机的俯仰运动选择二阶模型,这与11.2节讨论的飞行品质要求类似。若模型作了这样的简化,原则上,过程不能再准确跟踪模型,必须注意下面还要进一步讨论的可以实现的条件。

下面将介绍模型跟踪控制的基本原理,但仅限于讨论使线性系统和模型相似。此时,作为模型时间函数的主要是阶跃响应,因为它完整地描述了一种线性系统。在第17.2.1节中,这种理论方法在一定程度上也扩展到非线性情况,从而也用在真实边界条件下。最后,在18.3节还将讨论对过程了解很有限、并且调节活动受到限制方面的问题。尽管如此,为了估计模型跟踪的边界条件,这种线性的预先研究仍很有意义。

13.3.1 模型跟踪条件

多变量过程能跟踪模型的第一个条件是:每一个自由度至少有一个独立的调节变量(拉格朗日(Lagrange)条件)。若满足这个条件,则可由过程的方程

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad \underline{x}(t_0) = \underline{x}_0 \quad (13.3.2)$$

和模型的方程

$$\dot{\underline{x}}_m(t) = \underline{A}_m \underline{x}_m(t) + \underline{B}_m \underline{u}_m(t) \quad \underline{x}_m(t_0) = \underline{x}_{m0} = \underline{x}_0 \quad (13.3.3)$$

按下列想法找到控制律。如果过程状态和模型状态一致,那么,状态变化也一样,这样,过程就准确地跟踪模型了。由此可得模型跟踪的条件为

$$\underline{x}_m(t) = \underline{x}(t) \quad \text{和} \quad \dot{\underline{x}}_m(t) = \dot{\underline{x}}(t) \quad (13.3.4)$$

把 $\underline{x}_m$ 和 $\dot{\underline{x}}_m$ 代入过程方程

$$\dot{\underline{x}}_m(t) = \underline{A} \underline{x}_m(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad (13.3.5)$$

就得到相应的控制律为

$$\underline{u}(t) = \underline{B}^{-1} [\dot{\underline{x}}_m(t) - \underline{A} \underline{x}_m(t)] \quad (13.3.6)$$

如果控制矩阵 $\underline{B}$ 可求逆的话。然而,一般可供使用的调节变量的数目比状态变量数目少,所以,只能在最小二次型误差的意义上,按式(8.1.5)给出式(13.3.6)的近似解。也可以不用 $\underline{B}^{-1}$,而把伪逆代入式(13.3.6),即

$$\underline{B}^+ = (\underline{B}^T \underline{B})^{-1} \underline{B}^T \quad (13.3.7)$$

为简单计,我们不考虑这种情况,下面仍继续用 $\underline{B}^{-1}$ 来进行研究。按照式(13.3.6)的控制系统,其结构如图13.23所示,与图13.22一样,该图涉及的是线性控制,包含逆控制矩阵 $\underline{B}^{-1}$ 和过程特性的逆稳态传递矩阵 $\underline{B}^{-1} \underline{A}$ 。

控制律的讨论

引人注意的是这个控制律只与过程的参数有关,而与模型无关。因而,当控制律相同时,可以采用不同的模型。当准确地知道过程参数 $\underline{A}$ 和 $\underline{B}$,并且控制矩阵是正则的,当把式(13.3.6)的控制律代入式(13.3.2)后,就得到过程的状态为

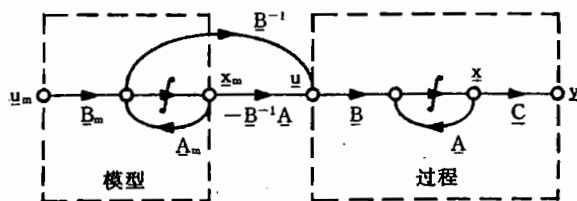


图 13.23 按模型跟踪条件的结构

$$\dot{x} = \underline{A}x + \underline{B}\underline{B}^{-1}(\dot{x}_m - \underline{A}x_m) = \dot{x}_m + \underline{A}(x - x_m) \quad (13.3.8)$$

由此又得模型的误差为

$$\dot{e} = \dot{x}_m - \dot{x} = \underline{A}(x_m - x) = \underline{A}e \quad (13.3.9)$$

后者不能由 u_m 来控制,并随过程动态特性($\underline{A}$)而衰减。欲改变误差的动态特性,那么,可通过模型误差反馈来补充模型控制(见下述)。在真实的(非线性)系统中,应该使模型和系统的稳态工作点协调一致。

因为模型特性是在计算机上生成的,所以, $\dot{x}_m$ 可作为信号使用,但也可用 u_m 和 x_m 来代替。把模型方程(13.3.3)代入控制方程(13.3.6),得

$$u = \underline{B}^{-1}[(\underline{A}_m - \underline{A})x_m + \underline{B}_m u_m] \quad (13.3.10)$$

另外,由此又可看出,所需要的调节方面的耗费与模型动态矩阵和过程动态矩阵之间的差别成正比。所以,过程只能接近与其近似的模型特性。除此之外,由于操纵功率总是有限的,也只能接近比基本过程要慢的模型。

由式(13.3.2)和式(13.3.3)得到过程和模型的传递矩阵为

$$\underline{x} = (s\underline{I} - \underline{A})^{-1}\underline{B}u \quad (13.3.11)$$

$$\underline{x}_m = (s\underline{I} - \underline{A}_m)^{-1}\underline{B}_m u_m \quad (13.3.12)$$

把式(13.3.10)和式(13.3.12)代入式(13.3.11)得

$$\begin{aligned} \underline{x} &= (s\underline{I} - \underline{A})^{-1}[(\underline{A}_m - \underline{A})(s\underline{I} - \underline{A}_m)^{-1} + \underline{I}]\underline{B}_m u_m = \\ &= (s\underline{I} - \underline{A})^{-1}[(\underline{A}_m - \underline{A}) + (s\underline{I} - \underline{A}_m)](s\underline{I} - \underline{A}_m)^{-1}\underline{B}_m u_m = \\ &= (s\underline{I} - \underline{A}_m)^{-1}\underline{B}_m u_m \end{aligned} \quad (13.3.13)$$

这个结果表明,按图 13.23 的这种控制提供了一种准确的模型跟踪。这样就得到结论:输入控制律隐含地等于与图 13.22 对应的过程特性的逆。当操纵矩阵为正则矩阵时,在稳态情况下($s=0$),式(13.3.2)的解(“逆”)为

$$u = \lim_{s \rightarrow 0} \underline{B}^{-1}(s\underline{I} - \underline{A})\underline{x} = -\underline{B}^{-1}\underline{A}x \quad (13.3.14)$$

这与式(13.3.6)中 x_m 的输入控制是一致的。显然,通过 $\dot{x}_m$ 的附加输入控制,回避了完全过程动态逆问题。所以,当这种表达式转变到非线性情况时,其优点是保留接通 $\dot{x}_m$,而不需要用式(13.3.10)来代替。

为了把模型跟踪原理转变到非线性情况(见 17.2 节),可对图 13.23 作如下说明。首先,在模型中为总的过程状态生成一个规定的轨迹;由此通过稳态过程的逆传递函数($\underline{B}^{-1}\underline{A}$)将过程进行输入控制;为了实现“动态模型跟踪”,附加接通模型状态的导数,二者都受到控制矩阵 $\underline{B}$ 是奇异矩阵的限制。

反馈的扩展

按照 12.1 节所提出的基本原理：“把所有可供使用的信息都反馈给全部调节变量”，必须把到现在只是通过滤波器包含过程控制的这种模型跟踪概念，通过过程状态 $\underline{x}$ 的反馈加以扩展。只有这样，才能补偿参数的不确定性，减少干扰的影响。所以，可把控制律扩展如下

$$\underline{u} = \underline{H} \underline{w} + \underline{M} \underline{x}_m - \underline{K} \underline{x} \quad (13.3.15)$$

如图 13.24 所示，这里把模型输入 $\underline{u}_m$ 与引导变量 $\underline{w}$ 一样看待。

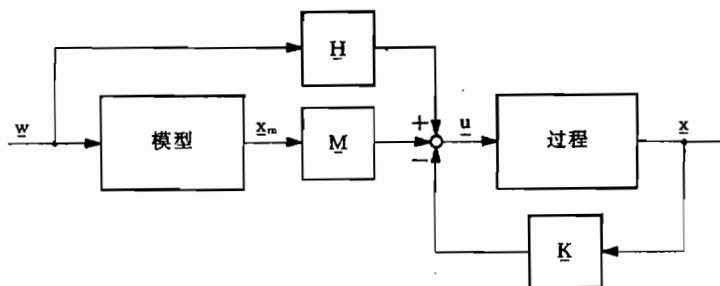


图 13.24 串联模型结构

经过简单的展开，可把这个表达式进行变换，用以说明：模型误差 $e = \underline{x}_m - \underline{x}$ 如何显式地作为反馈量出现

$$\begin{aligned} \underline{u} &= \underline{H} \underline{w} + \underline{M} \underline{x}_m - (\underline{K} + \underline{M} - \underline{M}) \underline{x} = \\ &= \underline{H} \underline{w} + \underline{M} e - (\underline{K} - \underline{M}) \underline{x} = \\ &= \underline{H} \underline{w} + \underline{M} e - \underline{K}_M \underline{x} \end{aligned} \quad (13.3.16)$$

这种变换就引出如图 13.25 所示的结构，在这里，模型与对象平行安装。这样，具有串联模型和并联模型的模型跟踪就可以彼此转换，在所采用的假设下是等价的。在这两种情况下， $\underline{K}$ 是唯一的反馈矩阵，它可用以稳定对象、降低扰动。

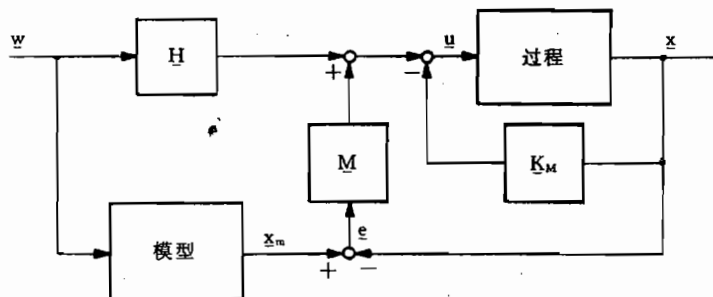


图 13.25 并联模型结构

把式(13.3.15)代入过程方程(13.3.2)，再加入干扰项 $\underline{E} \underline{z}$ 后，得

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A} \underline{x} + \underline{B}(\underline{H} \underline{w} + \underline{M} \underline{x}_m - \underline{K} \underline{x}) + \underline{E} \underline{z} \quad (13.3.17)$$

用模型方程(13.3.3)减去这个方程，则得模型误差方程

$$\dot{e} = \dot{\underline{x}}_m - \dot{\underline{x}} = \underline{A}_m \underline{x}_m + \underline{B}_m \underline{w} - (\underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{u}) - \underline{E} \underline{z} =$$

$$\underline{A}_m \underline{x}_m - (\underline{A} - \underline{B}(\underline{K} - \underline{M}))\underline{x} - \underline{B}\underline{M}\underline{e} + (\underline{B}_m - \underline{B}\underline{H})\underline{w} - \underline{E}\underline{z} \quad (13.3.18)$$

用 $\underline{A}_m \underline{x}$ 展开,并由 $\underline{K} - \underline{M} = \underline{K}_M$,得

$$\dot{\underline{e}} = (\underline{A}_m - \underline{B}\underline{M})\underline{e} + (\underline{A}_m - \underline{A} + \underline{B}\underline{K}_M)\underline{x} + (\underline{B}_m - \underline{B}\underline{H})\underline{w} - \underline{E}\underline{z} \quad (13.3.19)$$

这个方程表明:

——可以通过 $\underline{M}$ 预置与模型动态特性无关的误差动态特性;

——如果

$$\underline{B}_m - \underline{B}\underline{H} = 0 \quad (13.3.20)$$

和

$$\underline{A}_m - \underline{A} + \underline{B}\underline{K}_M = 0 \quad (13.3.21)$$

那么,就不能再由 $\underline{x}$ 和 $\underline{w}$ 来控制模型误差。

由此又导出控制矩阵

$$\underline{H} = \underline{B}^{-1}\underline{B}_m \quad (13.3.22)$$

$$\underline{K}_M = \underline{K} - \underline{M} = -\underline{B}^{-1}(\underline{A}_m - \underline{A}) \quad (13.3.23)$$

或者

$$\underline{M} = \underline{B}^{-1}(\underline{A}_m - \underline{A}) + \underline{K} \quad (13.3.24)$$

这样就使模型与被控制的过程一致。当 $\underline{K} = 0$ 时,这就相当于式(13.3.10)的控制律。然而,通过 $\underline{K}$ 和 $\underline{M}$ 之间的分配,就可以在扰动动态特性($\underline{K}$)和模型误差动态特性($\underline{M}$)之间作出折中调整。与式(13.3.16)不同,它们的和 $\underline{K}_M$ 当然与模型动态特性有关。

若模型与被控制过程一致,则 $\underline{e} = 0$ 并且传递路径 $\underline{M}$ 是无源的。因而,当没有参数变化和无干扰时,也可以通过纯粹反馈(隐式模型跟踪)或者纯粹输入控制(图 13.23)来实现模型跟踪。通过输入控制 $\underline{H}$ 结合模型误差反馈,也可以实现模型跟踪。

在这样合成的结构中,模型和过程彼此互不构成反馈,其好处在于:模型不影响稳定性(因为它本身就是稳定的),尤其在参数不确定时,这将使设计变得容易。这种控制器结构的另一个重要的优点在于:控制回路的扰动特性和引导(模型)特性互不影响,因而可分开设计,这说明,由于这个原因,鲁棒性设计不会使操纵元件过载。

13.3.2 广义状态矢量反馈的模型跟踪

对控制回路动态特性的要求,大多都表示成二次型性能指标。在评价引导特性时,普遍重视阶跃响应特性,它虽然形式上简单,但从技术上讲没有意义,这是因为:

——阶跃函数作为引导信号要求过程产生阶跃型状态变化,然而,过程不可能提供这种变化,而且也根本就不想作这种变化;

——阶跃函数作为引导信号包含有关人们想从过程本身得到的信息极少;也就是说,阶跃函数只包含了所希望的初始时刻和希望的唯一一个输出变量改变的终值。

已经指出,通过在显式模型中生成一个复杂的控制引导信号,有可能很准确地、并且给全部状态变量规定人们对过程动态特性的要求,但又不过分要求。一方面,人们想“尽快地”改变被控制变量 $y = x_1$;另一方面,又试图通过反馈 $\dot{y} = x_2$ 抑制状态的快速变化,用模型跟踪方法将克服这种矛盾。

如 13.1 节所述,如果只优化阶跃响应,那么,引导问题是黎卡提问题的不完全扩展。在被控制变量中通过阶跃引导已形成很大的控制偏差,而要求它的导数值为无穷大。另

通过由式(13.3.22)和式(13.3.23)条件规定的矩阵 $\underline{H}$ 、 $\underline{M}$ 和 $\underline{K}$ ，上述方程组又变换成

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_m & \underline{B}\underline{M} \\ \underline{O} & \underline{A} - \underline{B}\underline{K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{B}\underline{H} & \underline{E} \\ \underline{O} & \underline{E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w} \\ \underline{z} \end{bmatrix} \quad (13.3.28)$$

式中

$$\underline{A}_m = \underline{A} - \underline{B}(\underline{K} - \underline{M}) = \underline{A} - \underline{B}\underline{K}_M \quad (13.3.29)$$

图 13.27 把它表示成信号流程图，该图描述了上面已讨论过的结论，即 $\underline{K}_M = (\underline{K} - \underline{M})$ 确定了模型动态特性(引导特性)， $\underline{K}$ 确定了误差动态特性(扰动特性)，引导特性和扰动特性只单向耦合。

为了能估计参数变化的影响，把过程矩阵写成

$$\underline{A} = \underline{A}_0 + \Delta \underline{A} \quad \text{和} \quad \underline{B} = \underline{B}_0 + \Delta \underline{B} \quad (13.3.30)$$

若把式(13.3.22)和式(13.3.23)的控制器表达式

$$\underline{B}_m - \underline{B}_0 \underline{H} = \underline{O} \quad \text{和} \quad \underline{A}_0 - \underline{B}_0 \underline{K}_M = \underline{A}_m \quad (13.3.31)$$

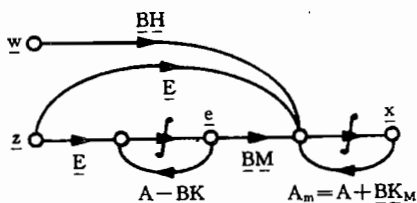


图 13.27 有扰动时模型跟踪的误差动态特性

代入式(13.3.27)中，那么，得

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_m + \Delta \underline{A} - \Delta \underline{B} \underline{K}_M & (\underline{B}_0 + \Delta \underline{B}) \underline{M} \\ -\Delta \underline{A} + \Delta \underline{B} \underline{K}_M & \underline{A}_0 - \underline{B}_0 \underline{K} - \Delta \underline{B} \underline{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (\underline{B}_0 + \Delta \underline{B}) \underline{H} & \underline{E} \\ -\Delta \underline{B} \underline{H} & \underline{E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{w} \\ \underline{z} \end{bmatrix} \quad (13.3.32)$$

与式(13.3.27)相比，可以看出， $\Delta \underline{B}$ 改变了模型和误差的动态特性，而 $\Delta \underline{A}$ 和 $\Delta \underline{B}$ 改变了二者之间的耦合。现在，模型跟踪控制系统的特征方程为

$$\begin{vmatrix} s\mathbf{I} - \underline{A}_m - \Delta \underline{A} + \Delta \underline{B} \underline{K}_M & -(\underline{B}_0 + \Delta \underline{B}) \underline{M} \\ \Delta \underline{A} - \Delta \underline{B} \underline{K}_M & s\mathbf{I} - \underline{A}_0 + \Delta \underline{B} \underline{M} + \underline{B}_0 \underline{K} \end{vmatrix} = 0 \quad (13.3.33)$$

通过行列加法化简该行列式，最后，得

$$|s\mathbf{I} - \underline{A}_m| |s\mathbf{I} - \underline{A}_0 - \Delta \underline{A} + (\underline{B}_0 + \Delta \underline{B}) \underline{K}| = 0 \quad (13.3.34)$$

这个方程说明，模型动态特性以及由参数变化所引起的扰动特性已不耦合，此时，后者可通过 $\underline{K}$ 分开来设计。这样，反馈 $\underline{K}$ 同样可用来降低干扰和参数变化的影响。通过选择合适的 $\underline{K}$ ，可使扰动动态特性的极点向左移动，使模型极点仍然对总的特性起主导作用，甚至在大的参数变化 $\Delta \underline{A}$ 下也占主导地位。与此相反，控制矩阵的变化 $\Delta \underline{B}$ 不能通过反馈加以补偿，它的影响甚至随 $\underline{K}$ 而增大，只有通过控制适配才能予以补救。

13.3.4 控制矩阵奇异时子过程的模型跟踪

从到此为止的表达式所得到的控制器矩阵与 $\underline{B}^{-1}$ 成正比, 因为这个逆矩阵不存在, 故要用伪逆 $\underline{B}^+$ 来代替它, 如前面所述。但是, 作为替代, 也可把模型跟踪只限于一种子过程, 它的阶次等于 $\underline{B}$ 的秩 q (即独立的调节变量的数目)。由 n 个状态变量中选出要准确跟踪模型的 (例如, 每个自由度选择 1 个) q 个变量 (子矢量 $\underline{x}_2$), 而其余的状态变量都与其有关 (子矢量 $\underline{x}_1$), 如图 13.28 所示。分解过程方程, 使 $\underline{B}_2$ 为一个非奇异的 $q \times q$ 阶矩阵

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{x}}_1 \\ \dot{\underline{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{B}_1 \\ \underline{B}_2 \end{bmatrix} \underline{u} \quad (13.3.35)$$

这样, 这个模型中只含有子过程 $\underline{x}_{2m}$, 而在反馈控制律中考虑了两个状态子矢量

$$\underline{u} = \underline{H}_2 \dot{\underline{x}}_{2m} + \underline{M}_2 \underline{x}_{2m} - \underline{K}_1 \underline{x}_1 - \underline{K}_2 \underline{x}_2 \quad (13.3.36)$$

由图 13.28 所示的总系统, 可以看出 $\underline{x}_2$ 的状态方程为

$$\dot{\underline{x}}_2 = (\underline{A}_{21} - \underline{B}_2 \underline{K}_1) \underline{x}_1 + (\underline{A}_{22} - \underline{B}_2 \underline{K}_2) \underline{x}_2 + \underline{B}_2 \underline{H}_2 \dot{\underline{x}}_{2m} + \underline{B}_2 \underline{M}_2 \underline{x}_{2m} \quad (13.3.37)$$

因而, 模型跟踪的条件为

$$\dot{\underline{x}}_2 - (\underline{A}_{22} - \underline{B}_2 \underline{K}_2) \underline{x}_2 = \dot{\underline{x}}_{2m} - (\underline{A}_{22} - \underline{B}_2 \underline{K}_2) \underline{x}_{2m} \quad (13.3.38)$$

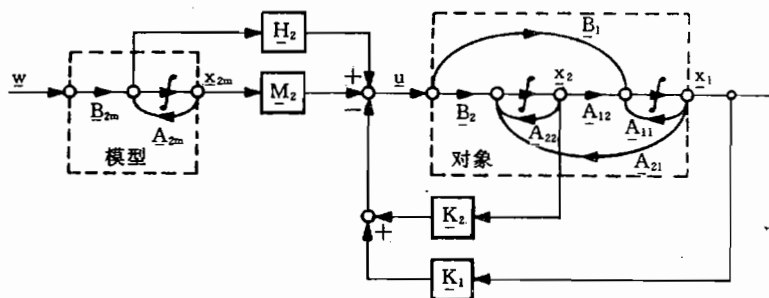


图 13.28 子系统的模型跟踪结构

为了满足这个条件, 必须

$$\underline{B}_2 \underline{H}_2 = \underline{I}, \underline{A}_{21} - \underline{B}_2 \underline{K}_1 = \underline{0}$$

和

$$\underline{B}_2 \underline{M}_2 = -(\underline{A}_{22} - \underline{B}_2 \underline{K}_2) \quad (13.3.39)$$

由此得接通矩阵为

$$\underline{H}_2 = \underline{B}_2^{-1}, \quad \underline{M}_2 = -\underline{B}_2^{-1} \underline{A}_{22} + \underline{K}_2$$

和

$$\underline{K}_1 = \underline{B}_2^{-1} \underline{A}_{21} \quad (13.3.40)$$

$\underline{K}_2$ 可自由选择。由图 13.28 所示框图, 可以看出各个矩阵的功能是:

- 通过 $\underline{H}_2$ 和 $\underline{M}_2$ 由模型来控制子过程 $\underline{x}_2$, 这同前面所示的总过程是一样的;
- 用 $\underline{K}_2$ 可以使扰动影响最小 (为了不影响模型特性, $\underline{K}_2$ 也包含在 $\underline{M}_2$ 中);
- $\underline{K}_1$ 补偿了 $\underline{x}_1$ 到 $\underline{x}_2$ 的内反馈作用, 这样, 由 $\underline{x}_2$ 不再能控制 $\underline{x}_1$ 。

通过控制器矩阵, 实现了子过程 $\underline{x}_2$ 跟踪模型, 而且与 $\underline{x}_1$ 无关。但是, 与此相反, 子过程 $\underline{x}_1$ 完全取决于 $\underline{x}_2$, 通过控制不能随意影响它。这是这种处理方式的最大的缺点。

13.3.5 实际设计方法

在理想情况下,按式(13.3.28),模型动态特性(引导特性)和误差动态特性(扰动特性)仅单方面发生耦合,这就引出如图13.29所示的二级控制器设计。这种设计是这样实现的。

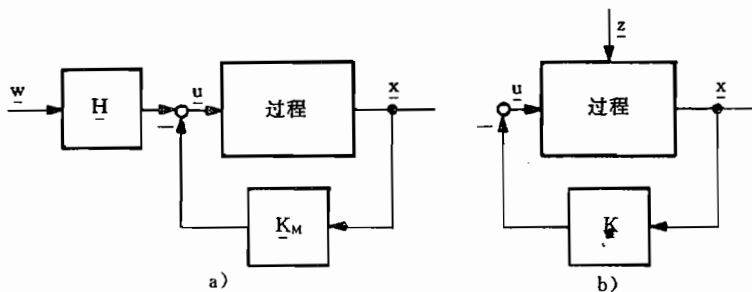


图 13.29 二级模型跟踪设计

a)模型动态特性;b)扰动动态特性。

1. 第一步,用 $\underline{K}_M = \underline{K} - \underline{M}$ 设计模型动态特性(图13.29a))。
2. 第二步,按图13.29b)用 $\underline{K}$ 确定扰动特性,或者用 $\underline{M}$ 确定模型误差的动态特性。

与此相反,如果按式(13.3.24),通过综合 $\underline{x}$ 和 $\underline{e}$,使总系统一步进行优化,例如,通过变换成黎卡提问题,那么,这将使设计不必要地复杂化,因为未利用从这种方法所得到的解耦。这两种设计步骤可以用任意方法来实现,例如,通过黎卡提设计,或者参数优化,但是,这样一来,只有后者才能用在非线性情况。此时,人们按下述方式进行。

第一步,首先给定极点,因为模型主要用这种形式来表示。然而,为了给定一种真实的模型特性,最好能从无控制过程出发,并且借助于二次型性能函数,在控制要求的调节活动条件下,设计矩阵 $\underline{K}_M$ 。这样,在动态特性要求和调节代价之间作出有意义的折中,按照稳态引导精度的式(13.1.3)和式(13.3.1)确定输入矩阵 $\underline{H}$ 。这种设计相当于用隐式模型作模型跟踪,其所产生的特性将作为模型的总系统的依据。

第二步,在 $\underline{K}_M = \underline{K} - \underline{M}$ 一定的条件下,通过改变 $\underline{K}$ 或者 $\underline{M}$,在误差动态特性和扰动特性之间作出折中,误差动态特性和扰动动态特性要选择得比模型动态特性快。同时,控制器增益 $\underline{K}$ 要选择大到这种程度:恰好在最大扰动下,用到可供使用的调节范围,如12.3.5节所述。这样,从鲁棒性设计的意义上来看,就实现了良好的扰动抑制,并对参数的变化敏感性很小。另外,扰动动态特性对模型动态特性的影响就很小了(见下面示例)。为了保持二者间隔足够大,应该把模型的动态特性选择得比其在名义对象时的特性要慢一些,以便仍有足够的操纵能量剩余,用以平衡参数的影响。这样,就应在可以实现的模型动态特性和鲁棒性之间作出折中。

与13.3.4节所述的数学方法相比,当控制结构一样时,这种设计方法具有下列重要的优点。

1. 在第一个优化步骤内就确定了过程可以跟踪的现实的模型特性 $\underline{A}_m, \underline{B}_m$ 。模型特性选择不是任意的,因为它是从无控制的过程中导出来的。
2. 在第二步中设计与此无关的误差动态特性和扰动特性,这些特性皆可选择比模型

动态特性“快”。

3. 不是通过过程参数补偿来力求准确地作模型跟踪,而是使性能指标最小。同时,要在模型跟踪、扰动抑制、鲁棒性和调节活动之间寻求最好的折中。

4. 不用求操纵矩阵 $\underline{B}$ 的逆,同样也取消了简化成子过程,从而也取消了 13.3.4 节所述的问题。

5. 所有过程状态都被放在反馈中,这样就没有“非控制的”子过程,同样,总的状态矢量用性能指标来评估。

示例

图 13.30 示出一个二阶系统的示例过程,其状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} z \quad (13.3.41)$$

第一步 模型设计

给定 PT_2 -特性(具有补偿)作为模型,其极点具有良好的阻尼,并在过程极点附近,如图 13.31a)所示。选择

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2}(1 \pm j) \quad (13.3.42)$$

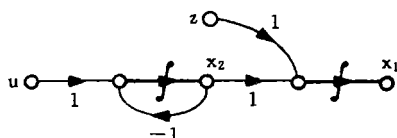


图 13.30 由对象和 PT_1 -操纵机构
综合的示例过程

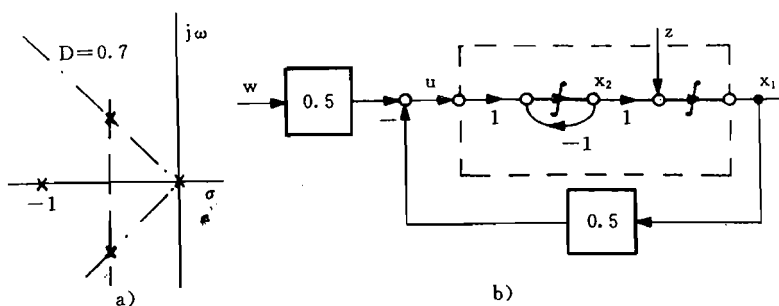


图 13.31 模型设计
a)极点预置;b)控制回路。

作为极点,这又引出特征方程

$$s^2 + s + 0.5 = 0 \quad (13.3.43)$$

和控制器

$$\underline{k}_M^T = [-0.5 \quad 0] \quad (13.3.44)$$

用

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.5 \end{bmatrix} \quad (13.3.45)$$

达到稳态引导精度。

由此得到的控制系统示于图 13.31b), 它是作为模型进一步设计的基础, 即模型的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{m1} \\ \dot{x}_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/2 \end{bmatrix} w \quad (13.3.46)$$

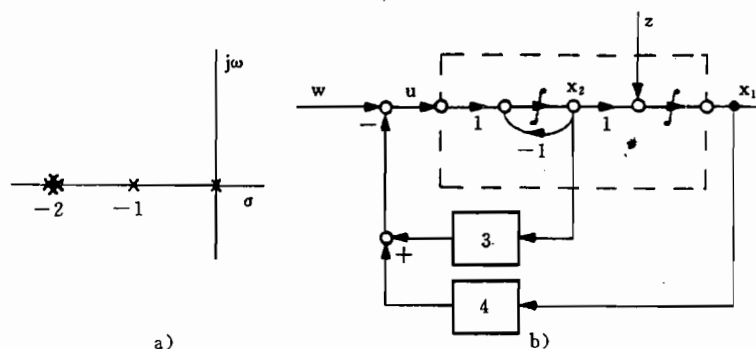


图 13.32 扰动特性和鲁棒性设计

a) 预置极点; b) 控制回路。

第二步 扰动抑制和鲁棒性设计

为最终反馈预置极点 $S_{1,2} = -2$, 作为调节活动、以及模型动态特性和扰动动态特性之间要有足够间距的折中, 由此又得特征方程

$$s^2 + 4s + 4 = 0 \quad (13.3.47)$$

按照图 13.32, 这可用控制器

$$\underline{k}^T = [-4 \quad -3] \quad (13.3.48)$$

来实现。由此得模型接通矩阵

$$\underline{m}^T = \underline{k}_M^T - \underline{k}^T = [3.5 \quad 3] \quad (13.3.49)$$

第三步 总系统

图 13.33 示出最终的总系统。有反馈时对象的传递函数为

$$x_1(s) = \frac{1}{s^2 + 4s + 4} u_c(s) \quad (13.3.50)$$

输入控制和模型共同构成前置滤波器, 其传递函数为

$$u_c(s) = 0.5 \left(1 + \frac{3s + 3.5}{s^2 + s + 0.5} \right) w(s) = 0.5 \frac{s^2 + 4s + 4}{s^2 + s + 0.5} w(s) \quad (13.3.51)$$

这样, 引导特性为

$$x_1(s) = \frac{1}{s^2 + 4s + 4} 0.5 \frac{s^2 + 4s + 4}{s^2 + s + 0.5} w(s) = \frac{0.5}{s^2 + s + 0.5} w(s) \quad (13.3.52)$$

在引导特性中, 名义情况下扰动动态特性中快的极点, 由前置滤波器的零点予以补偿。当对象的参数变化时, 如果极点和零点彼此靠近, 并且模型极点居主导地位, 虽然不能给出准确的补偿, 但却对模型动态特性影响很小。通过附加反馈模型误差的积分, 能进一

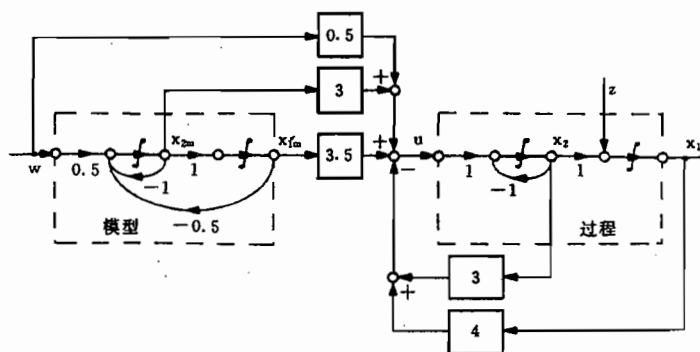


图 13.33 二阶系统示例的总系统

步改善对工作点变化的敏感性。

线性模型跟踪结构

由于受到各种各样的限制,不可能实现准确的模型跟踪。特别在起始特性中,由于调节变量限制的缘故,必须能容许出现误差,这可以通过动态前置滤波器予以降低,这样,就避免了阶跃型引导指令进入模型跟踪系统中,另外,也可以限制输入的幅值。

为了准定常地实现良好的模型跟踪(引导精度),最好是显式计算模型跟踪误差 $e = \underline{x}_m - \underline{x}$, 并且按 13.1.3 节附加接通它的积分。这样一来,它对总系统的影响就很小,并恰好可以达到所需要的引导精度。由此得到的模型跟踪—控制系统示于图 13.34,在形式上它是 18.3 节要讨论的实际系统的基础。

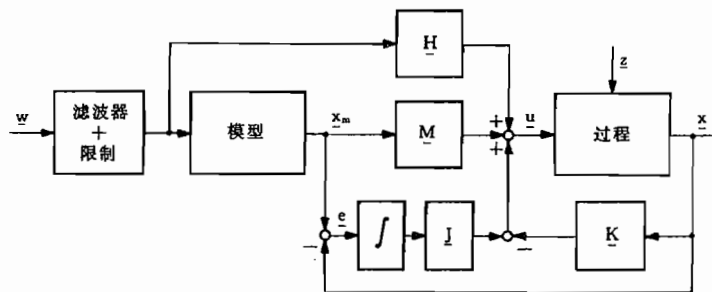


图 13.34 具有前置滤波器和模型
误差积分反馈的模型跟踪系统

飞行控制器结构篇

14 飞行品质的改善

飞行控制器的首要任务是使飞行品质满足驾驶员的愿望。如第 11 章所述,这涉及:

——改变与特征值(时间常数、频率、阻尼)和特征矢量(状态变量之间的耦合)有关的固有特性;

——改善飞机对驾驶员指令输入的响应特性(快速、无超调的响应,运动变量之间希望的协调);

——抑制或者减轻对扰动(紊流、发动机停车等)的响应;

——在全部飞行范围内简化和统一化飞机特性(例如,转弯协调)。

因此,这不但会减轻驾驶员控制飞行航迹时的工作负担,而且也各种自动驾驶仪工作方式,也就是为进行航迹控制引导的外控制回路的设计和正常工作创造了先决条件。

承担这类任务的控制器,称为“飞行品质控制器”,或者又称为“基本控制器”,在英文中称为 stability augmentation system, SAS(增稳系统)。划定飞行航迹控制器的界限,引发了这种思考:哪些飞行状态变量可以作为飞行航迹的控制变量。为此,在 8.4.5 节已由图 8.29 和 8.31 研究了迎角 α (C_A 值)或载荷系数 n_z 、推力 F 和倾侧角 Φ 。在侧向运动中,显然要选择 Φ ,而在纵向运动中,常常也把俯仰角 Θ 视为控制变量,由于 $\Theta = \alpha + \gamma$,所以, Θ 表征的是气动飞行状态变量 α 和航迹状态变量 γ 之间的综合量。因而姿态角 Θ 和 Φ 表征了基本控制器功能的分界。这涉及在航迹控制层级下面所有低层级的控制任务,它们只限于控制刚体运动的转动自由度,其时间常数比航迹自由度的时间常数小一个量级。它们描述了飞行控制系统的内控制回路,这个控制回路同进行航迹控制的外控制回路近似解耦,参见 8.4 节。

设计飞行品质控制器时,我们首先从一种定常工作状态出发(例如,空速和飞行高度皆为常数),这样就可把方程线性化。相对而言,所需要的操纵偏转量也不大,也可以后来通过控制器参数转换(多模型设计),或者通过自适应控制来适应交变工作状态(高度、马赫数等)。因而,设计的基础是第 7 章介绍的线性状态方程,甚至是 8.4 节介绍的转动自由度的近似方程。

本章旨在选择能有效地改善飞行品质的控制回路,讨论在低层级上所使用的单项控制器。纵向运动飞行状态控制器的结构相对要简单一些,因为只有升降舵才能作为调节变量,由此,主要可得到两条反馈回路。

然而,侧向运动的飞行状态控制器有两个被控制变量,即滚转角 Φ 和侧滑角 β ,因此,要使用两个调节变量,即副翼偏角 ξ 和方向舵偏角 ζ 。所以,它们表征的是一个多变量系统,在该系统中,控制回路之间发生耦合,如 12.2 节已讨论的那样,对此必须作相应的考虑。

14.1 有效反馈的选择

应当以尽可能少的控制器活动,也就是以尽可能低的控制器增益来完成控制任务。为此,必须选择动态传递特性和稳态传递特性最好的传递路径。在 8.5 节所述的有关可控性的研究,以及 12.1 节对有利的控制结构的研究的基础上,首先将讨论适于改善飞行品质的单独反馈。因为这涉及的是基础研究,所以,可以不考虑操纵系统动态特性和弹性自由度的影响。

为了简单起见,我们从这种情况出发:通过一个测量变量的反馈,可无延迟地对刚性飞机施加力或者力矩。这样所得到的结果总是理想的解,当然,这种解会因实际过程中操纵系统内不可避免的延迟而恶化。为了提高透明性,略去了一些较小的影响(例如, Z_η , M_u)。这种简化解能很好地复现真实的关系。这种近似研究的目的是:以尽可能简单的模型突出表现主要的关系。每个反馈对动态特性的影响都可用根轨迹曲线来描述,通常以对象的四阶完整传递函数为基础(飞行状态 A1)^①。

14.1.1 短周期运动的改进

为了提高阻尼,由图 14.1(亦可参见 8.4.1 节)的短周期振动近似信号流图,可得经一个积分器的下列反馈:

- $q_k \rightarrow \eta$, 把俯仰角速度反馈到升降舵上,由此产生人工的 M_q ;
- $\alpha \rightarrow \kappa$, 把迎角反馈到襟翼上,这就造成人工的 Z_α 。

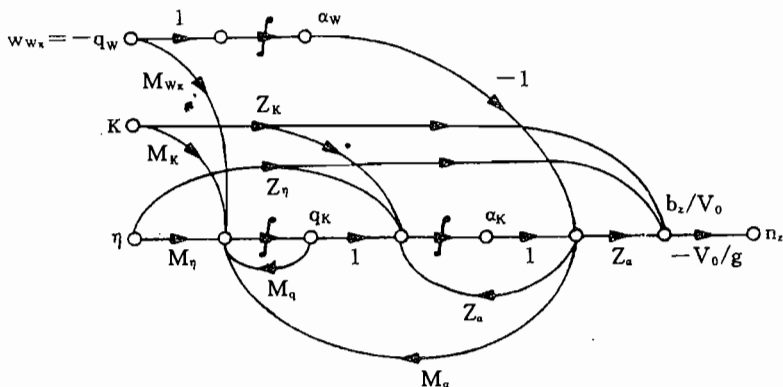


图 14.1 短周期振动近似信号流图

① A1 等飞行状态的定义,见附录 A·2,下同。——译者

图 14.1 表明, $q_K \rightarrow \eta$ 经一个积分器作为反馈, 除了对动态调节因子产生有利影响外, 还直接有利于减少 q_W 扰动对俯仰角速度的影响。另外, 也对 $q_A = q_K - q_W$ 的测量和反馈有利, 因为这个量无滞后地对 q_W 作出反应。目前, 这尚未得到实际使用, 但是, 通过测量飞机前部和尾部来流的 z 向分量, 并紧接着求出其差值是可以实现的。平均风分量 α_W 无滞后地影响可测量的迎角, 所以, 它的反馈同样也能有效地抑制扰动, 若欲同时还要改善动态调节因子, 当然这应充分加以利用。此时, 要求反馈到直接力操纵的襟翼 (κ 或者 Δz) 上去。

这两种反馈对动态特性的作用, 可用图 14.2 所示的典型根轨迹图予以说明。第一种情况 ($q_K \rightarrow \eta$), 相当于俯仰阻尼器, 它作为内控制回路包含在纵向运动的每一种飞行控制器中。俯仰角速度应以负号反馈, 以便提高阻尼, 或者支持空气动力作用 M_q 。采用量级为 $1^\circ/((^\circ) \cdot s^{-1})$ 的反馈增益就可得到足够的效能。

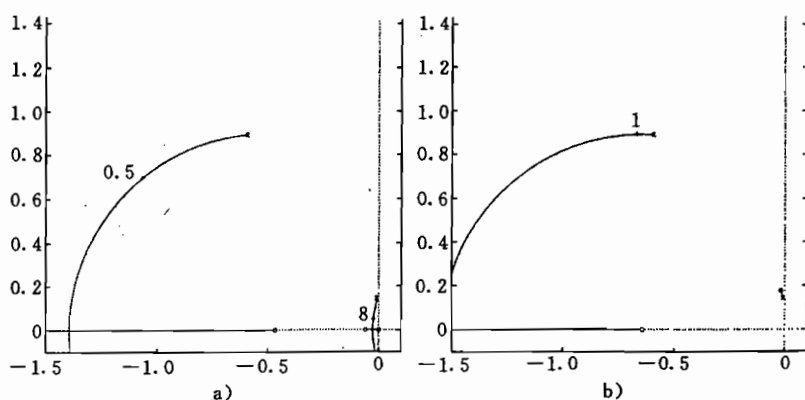


图 14.2 改进短周期运动阻尼的反馈根轨迹图(飞行状态 A1)

a) $q_K \rightarrow \eta$ 反馈; b) $\alpha \rightarrow \kappa$ 反馈。

第二种反馈方式 ($\alpha \rightarrow \kappa$), 至今尚极少使用, 因为没有有效的直接力控制面, 而且迎角 α 的测量代价大, 且易受到误差影响。然而, 后者可以用测量载荷系数 n_z 加以替换。

短周期振动的特征频率用 $\alpha \rightarrow \eta$ 反馈来改进, 它产生人工的 M_a 。由于 $\Theta = q_K$, 所以, 由它也能很好地测量俯仰角, 这就引出纵向反馈 $\Theta \rightarrow \eta$ 。图 14.3 的根轨迹图说明了这两种反馈的作用。 α (或者 n_z) 反馈与 Θ 反馈的区别是: 前者几乎不影响沉浮运动, 因为在传递函数 $\hat{g}_{\alpha\eta}$ 中, 一对复共轭零点在沉浮运动极点附近。

为了完全改进短周期振动的阻尼和频率, 首先需要两个传感器。按照图 14.1, 俯仰角加速度 $\ddot{q}_K$ 是 q_K 和 α 的线性组合, 所以, q_K 和 $\ddot{q}_K$ 同样也构成了与短周期振动近似的完整状态矢量, 并且可以代替 q_K 和 α 或者 Θ , 用来改进短周期振动的频率和阻尼, 这样, 就省去了一个昂贵的测量传感器。 q_K 的滞后微分可同 $\ddot{q}_K$ 自身一起, 归并成一个 PD— T_1 (超前—滞后) 滤波器。这样, 控制律为

$$\eta(s) = -k_1 q_K(s) - k_2 \frac{s}{1 + T_1 s} q_K(s) = -k_{\eta} \frac{1 + T_{\eta} s}{1 + T_1 s} q_K(s) \quad (14.1.1)$$

由此就可以在大范围内改进短周期振动的频率和阻尼。图 14.4 的根轨迹图表明, 当滤波器设计得很好时, 飞机响应的频带宽度可以用不变的阻尼加以增大, 而当微分作用太显著

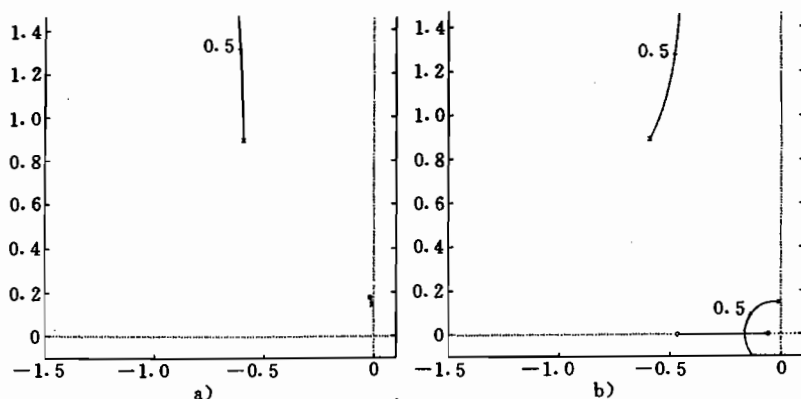


图 14.3 改进短周期特征频率的反馈的根轨迹图(飞行状态 A1)

a) $\alpha \rightarrow \eta$ 反馈; b) $\Theta \rightarrow \eta$ 反馈。

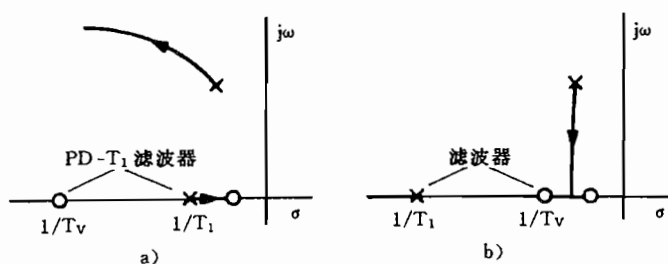


图 14.4 PD- T_1 滤波器的作用(短周期运动近似)

a) $T_V < T_1$; b) $T_V > T_1$ 。

时($T_V > T_1$),系统将过阻尼。采用这类滤波器,有时也能补偿控制回路中的附加滞后(此处被略去了)。偏航阻尼器中的类似滤波器将在 14.3.1 节讨论。

14.1.2 沉浮运动的改进

为了改善沉浮运动阻尼大多不足的状况,由图 14.5 所示的沉浮运动近似的信号流程图,可引出下列反馈

$$V_A \rightarrow \delta_F, \quad \text{人工的 } X_u$$

然而通过 $\eta \rightarrow \alpha \rightarrow Z_a \rightarrow \dot{\gamma}$ 作用链,也可生成

$$\Theta \rightarrow \eta \quad \text{和} \quad \gamma \rightarrow \eta$$

经过 γ 积分器的直接反馈,从而使阻尼提高。

图 14.3b)证实了 $\Theta \rightarrow \eta$ 反馈对沉浮阻尼的作用,图 14.6 示出其它两种反馈的作用。 $\Theta \rightarrow \eta$ 反馈对纵向运动的两个自由度都产生有利影响,而且同时进行姿态控制。由于 $\gamma \rightarrow \eta$ 反馈对短周期运动的不利影响,而且由于 γ 难以测量,所以,不用这种反馈(亦可参见 8.5.2 节所述全通效应)。

$V_A \rightarrow \delta_F$ 反馈阻尼了沉浮运动,而对短周期振动没有明显的影响,但改善了动态调节因子。这对抑制扰动具有重要贡献,这就与在测量 V_A 时对 V_w 的无滞后响应类似。这种

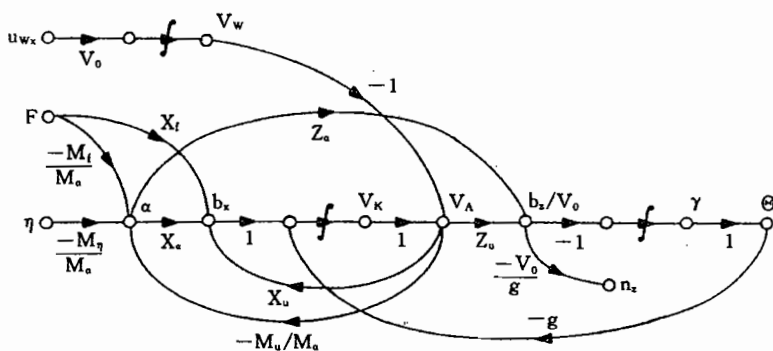


图 14.5 按 8.4.2 节的沉浮运动近似的信号流图

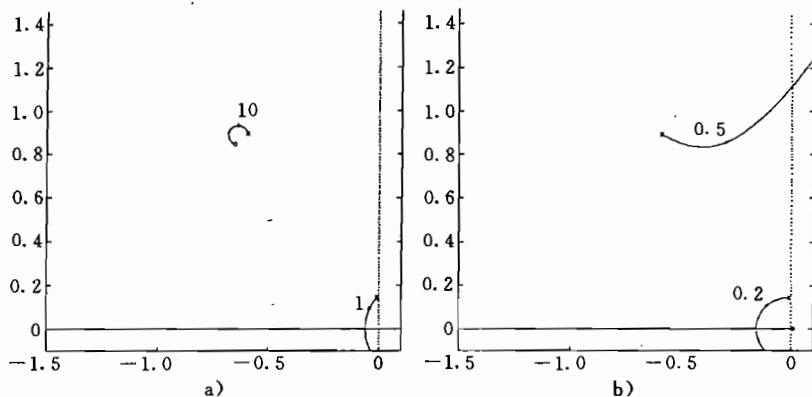


图 14.6 改进沉浮阻尼的反馈根轨迹图(飞行状态 A1)

a) $V_A \rightarrow \delta_F$ 反馈; b) $\gamma \rightarrow \eta$ 反馈。

反馈是空速控制(推力控制器)的重要组成部分,属于飞机航迹控制器的标准反馈,见 16.2.2 节。

改进沉浮运动的特征频率,就改变了飞机航迹响应的频带宽度。然而,这只有次要意义。按照图 14.5 的信号流图,可以考虑反馈

$$\Theta \rightarrow \delta_F \quad \text{和} \quad \gamma \rightarrow \delta_F$$

但是,图 14.7 的根轨迹图表明,这两种反馈的作用较弱,也就是说,与图 14.6 相比,需要高的控制器增益。

14.1.3 荷兰滚运动的改进

按图 14.8,唯一能改善荷兰滚振动近似的阻尼反馈是

$$r_K \rightarrow \zeta, \quad \text{人工的 } N_r$$

这是一个经典的偏航阻尼器,是侧向运动各种控制的基础。首先,这种反馈能提高荷兰滚振动的阻尼,此外,它也能改善侧向运动的动态调节因子,因而从根本上有助于抑制扰动。由图 14.8 可见,如果能测量出 r_A ,那么,还能有效地抑制扰动,因为它无滞后地包含 r_w ;

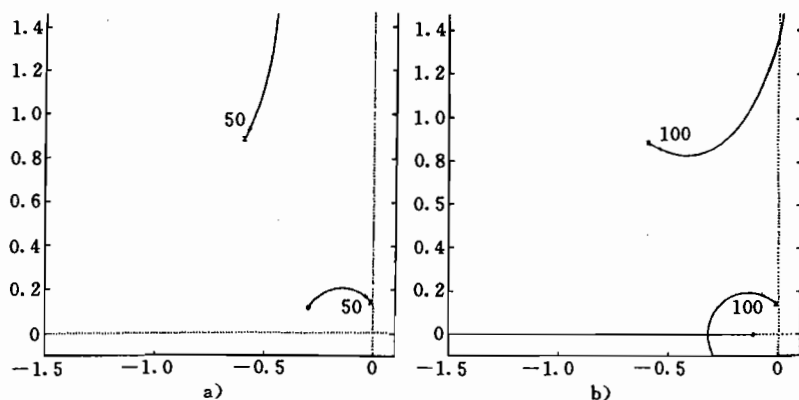
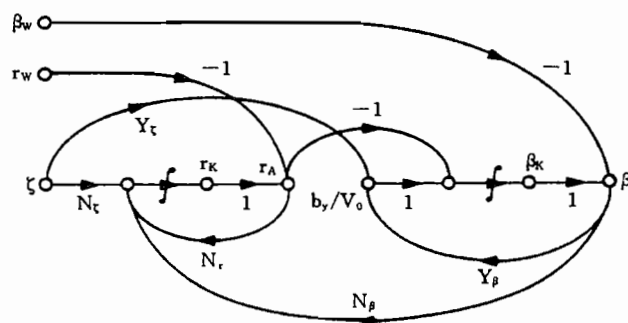


图 14.7 改进沉浮运动特征频率反馈的根轨迹图(飞行状态 A1)

a) $\Theta \rightarrow \delta_F$ 反馈; b) $\gamma \rightarrow \delta_F$ 反馈。图 14.8 用 r_A 表征的荷兰滚运动近似的信号流图

而大气紊流通过飞机滤波后,才反映在测量量 r_K 中。例如,此时可采用装在翼尖处的两个动压传感器之差来测量。第二种改善阻尼的反馈

$$\beta \rightarrow \delta_Y, \quad \text{人工的 } Y_\beta$$

极少能使用,因为这种反馈要求相应的操纵干预(直接侧向力)和准确地测量侧滑角(后者可用横向加速度信号来代替)。

为了改进荷兰滚振动的特征频率,同样也只存在一种可能性

$$\beta \rightarrow \zeta, \quad \text{人工的 } N_\beta$$

这会引入风标稳定性 N_β 的变化。按照图 14.8 所示信号流图,也可用反馈 $b_y \rightarrow \zeta$ 代替 $\beta \rightarrow \zeta$ 。

侧滑角反馈还具有另外两项任务。首先,用 β 直接测量出风侧滑角 β_w ,从而,可以减少侧风对空气动力的影响,这样,当然 $\beta_K \approx \beta_w$,那么,为了进行水平航迹控制,就必须保持一个偏航角 $\Delta\Psi = -\beta_w$ (见 6.4.2 节的图 6.10)。通过减小侧滑角,降低偏航运动和滚转运动的耦合(L_β 的影响,见 8.4.3 节的讨论)是很有利的。这样一来,这种反馈也理想地适于协调曲线飞行中的副翼和方向舵操纵。

$r_K \rightarrow \zeta$ 和 $\beta \rightarrow \zeta$ 这两种反馈的动态效能,示于图 14.9 的根轨迹图。它们证实了这种论断,而且另外也表明:反馈 $r_K \rightarrow \zeta$ 使螺旋模态根稳定。这要归因于飞行力学特征量 N_r 和 N_β

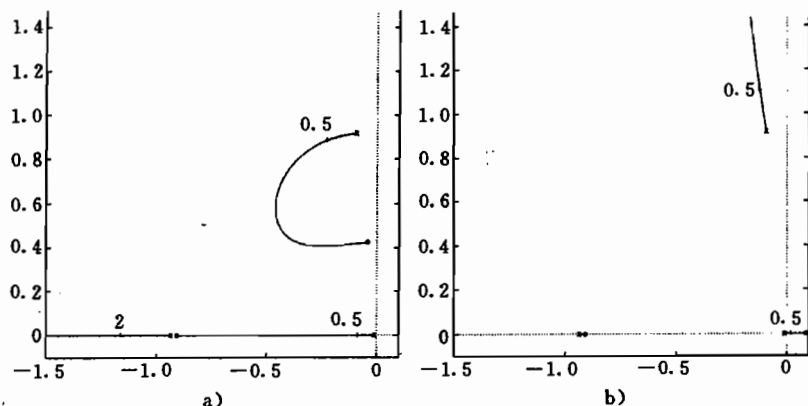


图 14.9 影响偏航运动的根轨迹图(飞行状态 A1)

a) $r_K \rightarrow \zeta$ 反馈; b) $\beta \rightarrow \zeta$ 反馈。

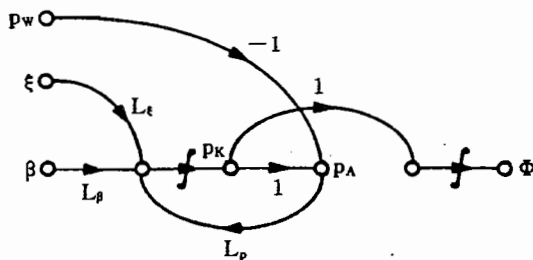
的改善,按式(8.4.48),它们决定了螺旋运动稳定性。这两种反馈对滚转模态根的影响很小。

14.1.4 滚转运动的改进

在这个自由度近似中(见图 8.4.3 节),副翼是唯一的调节变量。由图 14.10 可见,只有反馈

$$p_K \rightarrow \xi, \quad \text{人工的 } L_p$$

适于提高阻尼。除了对滚转运动根的直接影响外,这个反馈同样也有助于降低滚转突风 p_w 引起的扰动影响。然而,图 14.10 也表明,测量 p_A (又可设想成作为装在翼尖处动压传感器的差值)也可以直接用于抑制扰动,因为这样测量的是起因,而不是飞机的响应 p_K 。图 14.11 示出相应的根轨迹图。

图 14.10 用 p_A 表征的滚转运动近似的信号流图

用姿态反馈

$$\Phi \rightarrow \xi$$

将通过滚转自由度连接在这种近似中没有的外反馈,从而使螺旋模态根稳定,如图 14.11b)所证实的那样。然而,这将损害滚转运动根,使其向右移动(由于开环回路的传递函数中的多余极点数 $d=2$)。当增益较大时,这两个根会耦合成一对共轭复根,从而生成一个新的振动模态,这种“侧向运动的沉浮振动”,驾驶员是难以控制的,所以,应当避免(见 11.2.2 节)。因此,为了预置螺旋模态根和滚转模态根,应该共同使用两种反馈 $\Phi \rightarrow \xi$

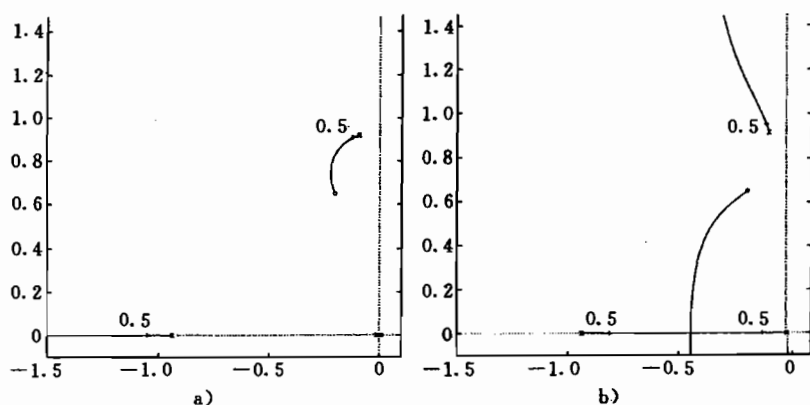


图 14.11 影响滚转运动的根轨迹图

a) $p \rightarrow \xi$ 反馈; b) $\Phi \rightarrow \xi$ 反馈。

和 $p_K \rightarrow \xi$, 这相当于对这个自由度的准确的全状态矢量反馈。

从物理上也可以理解: 通过姿态控制阻止螺旋运动 (Φ, β 和 Ψ 不断增大)。因此, 与纵向运动中的姿态反馈 $\Theta \rightarrow \eta$ 类似, 这里也可通过姿态控制器使慢变化的航迹运动稳定。因为姿态控制本来就作为基本控制用, 所以, 为了稳定螺旋运动, 不需要特别的控制回路。

当 Φ 和 p_K 同时反馈到副翼上时, 可使螺旋模态根和滚转模态根都向左移动, 其对荷兰滚振动极点的影响, 将比图 14.9a) 的情况要小。传递函数 $\hat{g}_{\Phi\xi}$ 的复数极点和零点的相对位置, 对于反馈 $\Phi \rightarrow \xi$ 和 $p_K \rightarrow \xi$ 的设计具有重要意义。在 8.4.4 节已经讨论了它们与飞行力学特征量的关系。如果分子的特征频率 $\omega_{0\Phi}$ 比荷兰滚运动的特征频率 ω_{0TS} 小 (见图 14.12), 那么, 反馈将使荷兰滚运动的阻尼提高; 反之, 将造成阻尼损耗, 这又必须通过偏航阻尼器予以补偿。

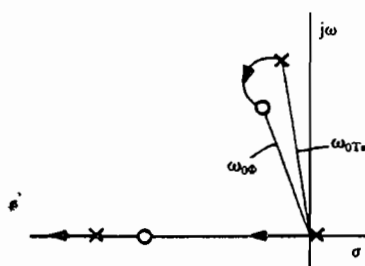


图 14.12 姿态控制时, 分子零点对荷兰滚运动阻尼的影响

还应当研究一下: 使偏航自由度和滚转自由度彼此结合起来的其它反馈, 有什么好处。可以设想

$$\beta \rightarrow \xi, \quad \text{人工的 } L_\beta$$

$$p_K \rightarrow \zeta, \quad \text{人工的 } N_p$$

然而, 图 14.13 的根轨迹图表明, 这两种反馈都对荷兰滚运动产生不利影响。当改变反馈 $\beta \rightarrow \xi$ 的正、负号 (用正反馈), 将使螺旋模态根和滚转模态根不稳定, 因此, 这种反馈没有什么好处。

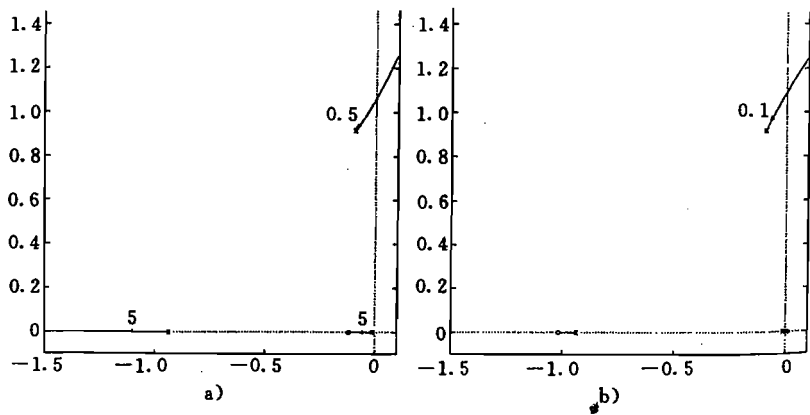


图 14.13 耦合反馈的根轨迹图

a) $\beta \rightarrow \xi$ 反馈; b) $p_K \rightarrow \zeta$ 反馈。

14.2 纵向运动基本控制器

纵向运动基本控制器的任务是:改善对称运动的飞行品质,减少飞行品质与工作状态(高度、马赫数、飞机构形)的相关性;其次,它还承担配平任务,即应使飞行姿态稳定,补偿空速和重心位置(载荷)变化造成的影响,可参见 3.2 节;第三,它应该改善 η 和 α, n_z 或者 Θ 之间的传递特性,以便在全部飞行范围内尽可能直接地进行飞行航迹控制。取决于是由自动驾驶仪(第 16 章)还是由驾驶员(第 18 章)来承担航迹控制,这方面的要求可能很容易发生变化。具体任务项目包括:

- 改善短周期振动和沉浮运动的阻尼;
- 改进 n_z 和 α 、或 q_K 和 n_z 之间的关系;
- 减小参数变化的影响;
- 用可使用的测量变量和调节变量,抑制扰动(阵风载荷减缓);
- 稳定和配平姿态。

若不能使用直接升力控制(DLC),那么,只有一个调节变量可供纵向运动基本控制器使用,即升降舵偏角 η (这就把大的操纵效能同大的操纵速度联系起来)。所以,也可考虑只有一个被控制变量,或者是俯仰角速度 q_K 、载荷系数 n_z ,或者是俯仰角 Θ ,而其余的变量皆同当时的被控制变量有关。

14.2.1 俯仰阻尼器

反馈 $q_K \rightarrow \eta$ 大多作为独立的控制器使用,称为俯仰阻尼器(pitch damper)。在图 14.14 中,这种阻尼器是作为反馈中的控制器,并通过自身的伺服机构作用在差动摇臂上(机械式操纵时)。图 10.19 已说明,如何在差动摇臂上把驾驶员(或者自动驾驶仪)和阻尼器的操纵指令加起来。出于可靠性方面的考虑,阻尼器要尽可能简单,要把它增益限制在为提高阻尼所绝对需要的大小上,并限制它的输出信号。出于同样的原因,放弃预置引导信号。在电传操纵系统中,用电信号实现阻尼器信号和驾驶员信号或者与自动驾驶仪信

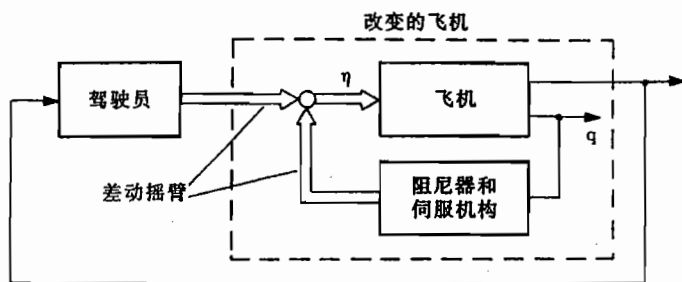


图 14.14 作为次要控制器的阻尼器

号的综合,因而,单独的阻尼器—伺服机构可以去掉。但无论如何,驾驶员的驾驶元件不要一起移动。

如果单独使用阻尼器,则它必须给驾驶员通过驾驶杆操纵飞机的运动自由。但是,它具有减小俯仰角速度的特性,因为它的规定值为零(参见 12.1.2 节关于控制器在反馈中的介绍)。在作机动飞行时,可以通过较大的操纵偏度予以补偿,对驾驶员没有什么妨碍,因为用于提高阻尼所需要的舵偏度不大于升降舵偏度的 10%。若因为提高阻尼而使飞机对驾驶员的指令的响应太迟钝,那么,应把高通滤波器(或者 PD- T_1 滤波器,如式 (14.1.1) 所示)加在 $q_K \rightarrow \eta$ 控制回路中。

缺少规定值 $q_K c$, 将会在曲线飞行中引发其它方面的问题。按照式 (2.3.13), 角速度陀螺测量的是

$$q_K = \cos\Phi \dot{\Theta} + \sin\Phi \cos\Theta \dot{\Psi} \quad (14.2.1)$$

在曲线飞行中(见 5.4.3 节), 由于

$$\dot{\Psi} = \frac{g}{V_0} \tan\Phi \quad (5.4.19)$$

并且因为 $\Theta \approx 0, \dot{\Theta} \approx 0$, 则由式 (14.2.1) 导出的总是正的测量信号

$$q_K = \frac{g}{V_0} \frac{\sin^2\Phi}{\cos\Phi} \quad (14.2.2)$$

它使阻尼器造成升降舵作正的变化,使飞机转入下沉飞行。当倾侧角较大时,这个信号可能使阻尼器达到饱和。这种效应同样也可暂时用高通滤波器予以防止。然而,直接的技术措施是按式 (14.2.2) 给阻尼器预置一个规定值,这种方法已用在高机动性战斗机上,而且也用在运输类飞机的现代数字控制器中。

从飞行品质要求可得到俯仰阻尼器的设计准则,这些要求业已在 11.2.1 节作过简要介绍。据此,主要的设计准则是短周期振动的频率和阻尼,运动变量 $\dot{q}_K, q_K$ 和 n_z , 或者 n_z 和 α 之间的幅值比,也就是有关传递函数零点位置方面的要求。极点配置方法尤其适于控制器设计,因为动态准则处于重要地位,并且这些准则大多由极点位置来规定。

阻尼器反馈可能会激发弹性振动,甚至使弹性振动不稳定(舵面力矩反馈到机翼和尾翼上)。此时,加速度计和角速度陀螺相对弹性自由度的波腹和波节的位置,当然起决定性的作用。只要飞机的短周期振动和弹性特征运动模态之间,在频率方面有较大的间隔,也就是说飞机刚性足够时,则在控制回路中加入低通滤波器或者带阻滤波器(notch-filfer),

就能抑制这种影响。

如果频率的比值比 10 小得多,例如,飞机弹性很大时,那么,就不再能使用这项技术措施。过程模型可以围绕结构动态特性的主要部分展开,并应针对弹性飞机进行详细的控制器设计,参见 15.2 节。驾驶杆和操纵机构的传递特性,在阻尼器设计中也应予以考虑。

14.2.2 俯仰阻尼器对飞行状态的适配

以俯仰阻尼器为例,说明一般的设计问题:飞行控制器对部分随飞行范围明显变化的飞行力学参数的适配,尤其是飞行状态控制器,为什么需要进行适配。如何通过内回路使飞机特性统一化,适当地为飞行航迹控制器创造相对不变的前提条件,使外回路适配常常成为多余。

图 14.15 给出 F-104 战斗机三种飞行状态下传递函数的根分布,及其短周期近似传递函数 $\hat{g}_{q\eta}$ 的阶跃响应,这三种飞行状态的特征存在明显的差别,按照图 11.1 的规定,这三种情况没有一种特性可以认为是好的。

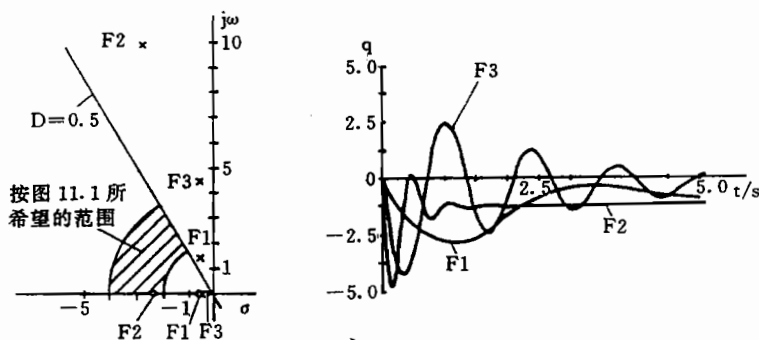


图 14.15 短周期运动近似的根分布和阶跃响应

F1—着陆近进;F2—近地高速飞行;F3—M=2 的巡航飞行。

从下面的推导中可以看出,最主要的影响参数是动压和马赫数。按式(8.4.5)的短周期近似(取 $Z_\eta=0$),传递函数为

$$\hat{g}_{q\eta} = \frac{M_\eta(s - Z_a)}{s^2 - s(M_q + Z_a) + (Z_a M_q - M_a)} \quad (14.2.3)$$

特征频率近似为

$$\omega_{0AS}^2 \approx -M_a = -(\rho/2)V_A^2 \frac{S\bar{C}}{I_y} C_{ma} \quad (14.2.4)$$

而阻尼为

$$D \approx -\frac{M_q + Z_a}{2\sqrt{-M_a}} = \sqrt{-\frac{\rho}{C_{ma}}} [a(C_{mq} + C_{ma}) + bC_{Aa}] \quad (14.2.5)$$

式中, a 和 b 为常数。特征频率与动压的 $1/2$ 次方成正比,而阻尼系数正比于 $\sqrt{\rho}$,所以,它主要随高度变化。这还可由图 14.15 并参照表 14.1 的数值来加以证实,而马赫数的影响则表现在所有导数都与其有关。

表 14.1 飞行状态 F1~F3 的数值

飞行状态	$V_0/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	M	$(\rho/2)V_0^2 S/(N \cdot \text{m}^{-2})$	$C_{m\eta}/C_{ma}$
F1	87.5	0.257	4694	2.28
F2	374.3	1.10	85890	0.58
F3	590.0	2.0	39780	1.00

按照附录中的表 A.2.3, 在所有这三种情况下, 与 M_a 相比, 都可以略去 $Z_a M_a$, 那么, $\hat{g}_{q\eta}$ 阶跃响应的稳态值近似为

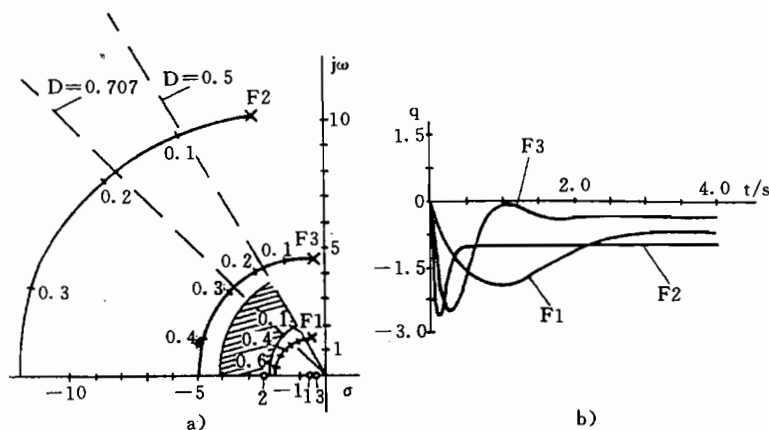
$$\hat{g}_{q\eta} \Big|_{s \rightarrow 0} \approx \frac{M_\eta Z_a}{M_a} = -C_{m\eta} \frac{\rho V_0 S}{2m} \frac{C_{Aa}}{C_{ma}} \sim \frac{\bar{c}}{x_N} \quad (14.2.6)$$

这个对控制回路增益具有决定意义的稳态值是比值 $C_{m\eta}/C_{ma}$ (因而也是重心位置 x_N)、升力线斜率 C_{Aa} 、密度 ρ 和空速的函数。

图 14.16 示出这三种飞行状态下, 与反馈 k_η 成正比的根轨迹图。当反馈增益固定在 $k_\eta = 0.2$ 时, 虽然在这三种情况下阻尼都很好, 但其特征频率彼此相隔甚远。通过加入 PD- T_1 滤波器

$$\hat{k}_\eta(s) = k_\eta \frac{1 + T_D s}{1 + T_1 s} \quad (14.2.7)$$

可以得到比较好的结果。图 14.17 示出这种形式控制器的根轨迹图, 按表 14.2, 它的参数是这样与飞行状态相适配的: 使其极点始终处在所希望的范围。

图 14.16 固定反馈 $\eta = k_\eta q$ 的作用

a) 根轨迹图; b) $k_\eta = 0.2$ 的阶跃响应。

表 14.2 控制器常数

	F1	F2	F3
k_η	0.1	0.8	0.4
T_D	0.4	0.25	0.2
T_1	1.4	0	0.1

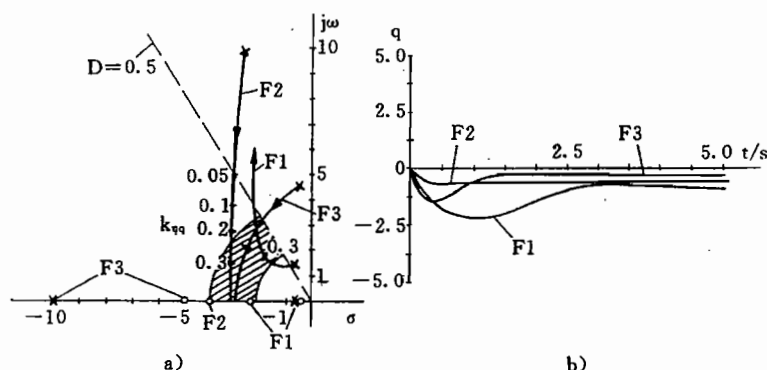


图 14.17 与飞行状态有关的控制器的根轨迹和阶跃响应

a)根轨迹;b)阶跃响应。

图 14.18 描述了关于动压 $\bar{q}$ 的三种因素,按照所示结果,似乎把它们作为动压的函数来调整是有意义的,然而,为了也能修正式(14.2.5)所示的空气密度的影响,同时回避包含在 $\bar{p}_{stat}$ 中的安装误差,通常人们不是这样作,而是用总压 $\bar{p}_t$ 来调整参数。

因为动压的适配(gain scheduling)比自适应控制器简单得多,从而也更可靠,并且可以获得可用的结果,所以,大多数情况下,都采用这项技术措施。在文献/Hartmann 74/中可以找到一种详细介绍的设计示例,在该示例中,采用动压不仅跟踪控制器的参数,而且也跟踪观测器的参数。

更新的自适应方法以及飞机上可供使用的计算容量的扩大,为实现自适应控制提供了新的可能性,可参见/Stein Ha 77/,/Haverland 88/和/Lindemann 90/,它们将对未来的发展具有重大影响。

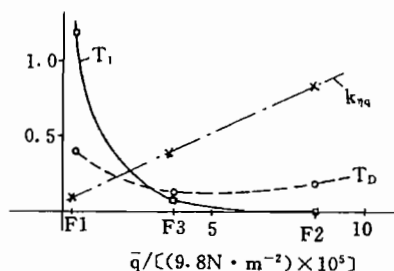


图 14.18 控制器参数与动压的关系

14.2.3 扰动抑制措施

飞机的主要扰动变量是风和紊流(见第4章),它们直接影响力和力矩状况,从而引起移动加速度和转动加速度,这使驾驶员和乘客感到不舒服,同时给飞机结构加载。减轻阵风载荷是飞行控制的重要任务。在处理这个问题时,必须首先确定:阵风载荷减缓与哪些变量有关。不是通过空气动力学量,就是用惯性量来完全抑制扰动的影响。例如,由于

$$V_A = V_K - V_w \quad (1.2.17)$$

$$\alpha = \Theta - \gamma - \alpha_w \quad (1.3.1)$$

当“硬”控制 V_A 和 α 时,扰动的影响就完全作用在变量 V_K , Θ 和 γ 上,将引起高的线加速度 $\dot{V}_K, a_z = -V_0 \dot{\gamma}$, 以及高的转动角速度 $q_K = \dot{\Theta}$ 。

一般,控制器设计的目的是要很好地控制变量 V_A 和 γ (或者 H),减小阵风对飞机移动加速度和转动加速度的影响,因为后者加重了驾驶员和乘客的负担。还应该尽量减小转动角速度对阵风的响应。在这两种要求之间应寻求折中,为此,可以设想:在高频范围控制扰动对加速度和转动角速度的影响,而在低频范围则注重良好的航迹控制和空速保持。因

为基本控制器的任务主要是减小阵风的影响,所以,在本节可先不考虑定常扰动(例如,风切变扰动)的抑制。

飞机对扰动信号的响应问题,已在 8.5.4 节详细讨论过,它可以用图 14.1 和图 14.5 的信号流程图来评估。显然,抑制扰动最有效的方式是确实有一种尽量无滞后地利用扰动方面的信息、并直接就能在干扰作用附近产生补偿反作用力的控制回路。这种实际想法给出下列法则:

应该测量含有对阵风响应最早的状态变量,并把这些状态变量反馈给能直接控制这些状态变量的调节变量。

为此,按照图 14.1 和图 14.5,在纵向运动中存在三种可能性

$$q_K \rightarrow \eta, \alpha \rightarrow \kappa(\Delta z), V_A \rightarrow \delta_F$$

(其中也可用加速度计信号 b_x 和 b_z 来代替 α 和 V_A)。测量角加速度 q_K 会带来其它方面的改善。所有这三种可能性都涉及经过唯一一个积分器的反馈问题,按照 12.13 节,通过这个反馈:

- 将增大阻尼,因而也就降低了谐振峰值;
- 将改善动态调节因子,从而能一般地降低扰动的影响。

因此,在 14.1 节所述的提高阻尼的反馈也是阵风减缓的理想反馈。图 14.19 用一架战斗机的伯德图示出了反馈 $q_K \rightarrow \eta$ 和 $\alpha \rightarrow \kappa$ 的作用。通过反馈 $q_K \rightarrow \eta$ 克服了短周期振动范围内的过度谐振,但在中等频率时,将明显提高加速度 b_z 的频率响应。用 η 作为唯一的调节变量,不能完全补偿扰动的作用,扰动将被转移到其它自由度。反馈 $\alpha \rightarrow \kappa$ 直接在机翼上补偿阵风的影响,由此就能在整个频域内很好地降低 q_K 和 b_z 。最后,图 14.19c) 表明,通过这两种反馈的组合还可以作出其它方面的改善。所有这三个例子的控制器都是按阻尼系数 $D=0.7$ 设计的。

阻尼器对阵风减缓的有效性只限于刚性飞机的自由度;到此为止所作的讨论的确也

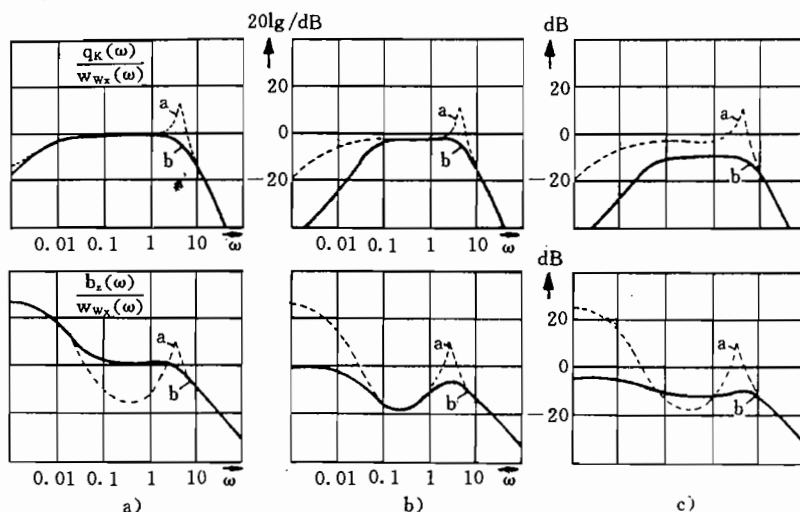


图 14.19 反馈对扰动特性影响的伯德图(飞行状态 F3, 取 $Z_K = -100$)

a—无控情况; b—有控情况。

a) $\eta = +0.3q_K$; b) $\delta_z = +35\alpha$; c) $\eta = +0.15q_K, \delta_z = +25\alpha$ 。

只考虑了这些自由度。另外,阻尼器作用还受到下列因素的限制。

1. 出于可靠性方面的原因,阻尼器要尽可能简单,它只把一个测量变量同一个调节变量连接起来。

2. 它相对间接地经过操纵拉杆由一个频带宽度较窄的操纵伺服机构起作用;由于可靠性方面的原因,它的调节幅值受到限制。

3. 它涉及的是无引导变量时在反馈中的控制器,它的增益必须保持得足够小,否则,飞机的引导特性(机动性)将变坏,增益恰好要像改善阻尼所需要的那样大。

通过附加有效的调节变量、直接作用的宽频带操纵机构、风影响的精确模型化及其补偿,可获得更高的效能。另外,在电传操纵情况下,不存在操纵拉杆系统的约束限制影响。有关用这种方式所改善的控制器,将在 15.2 节进一步讨论。

14.2.4 俯仰姿态控制

对驾驶员来说,俯仰角是理所当然的被控制变量,因为即使没有地平仪,驾驶员也能很准确地观测俯仰角,而且,把 Θ 作为被控制变量,不仅能用来改变飞行航迹,也能用来改变空速。航迹倾角虽然从高度控制观点看是更直接的被控制变量,然而,对驾驶员来说,航迹倾角是“看不见的”。在常规显示系统中,驾驶员通过下降速度 $\dot{H}$,只能获悉航迹倾角的间接信息,但是, $\dot{H}$ 和 γ 之间的关系与航迹速度 V_K 有关。

因此,常规自动驾驶仪的基本工作方式是用姿态控制器,它同时又是所有其它工作方式的基本控制器。在一些新型飞行控制系统中,航迹角被显示出来,例如,由飞行速度矢量方向的投影方式显示航迹角,见 18.1.2 节。与此同时, γ 也作为基本被控制变量使用(Boeing 777)。

图 14.20 示出一种俯仰姿态控制器的原理结构,可以双重方式使用这种控制器。

1. 用自动控制器来稳定飞行状态;同时,由驾驶员调整控制器的操作设备设置规定值。

2. 作为空速控制和高度控制的外控制回路的基本控制器。此时,连续地通过外控制回路设置规定值,见 16.1 节。

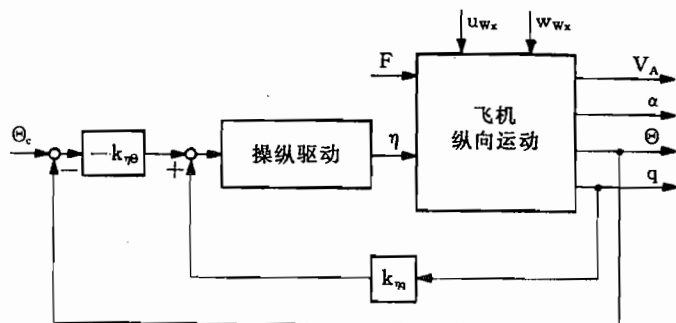


图 14.20 纵向运动基本控制器

可以用近似式(1.3.19)和式(1.3.20)以及图 1.20 研究姿态控制器。然而,最好是采用式(7.3.21)的完整四阶状态方程。反馈 $\Theta \rightarrow \eta$ 对固有特性的作用,已如图 14.3b)所示。这种反馈将改善沉浮运动阻尼但会损害短周期振动的阻尼,所以,只能作单独反馈使用,

如果短周期运动的自然阻尼足够大的话。然而,一般俯仰姿态控制器是按阻尼反馈建立的。这样一来,纵向运动的4个变量中,只反馈两个,这就意味着,虽然这两种固有运动模式的阻尼得以充分提高,但不能任意设置极点。图14.21示出 Θ 和 q_K 共同反馈时的根轨迹图。在文献/Hartmann 77/中介绍了用极点预置方法设计具有全状态矢量反馈的纵向姿态控制器。

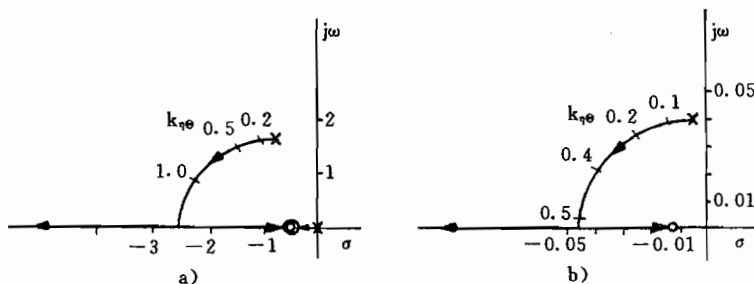


图 14.21 $\eta = k_{\eta\Theta}(\Theta + 2q_K)$ 反馈时的根轨迹图(飞行状态 B3)

a) 短周期运动的极点; b) 沉浮运动的极点。

采用把两个测量变量 q_K 和 Θ 都反馈给唯一调节变量的方式,可以完成下列三项任务:

- 改善短周期运动和沉浮运动的固有阻尼特性;
- 抑制扰动;
- 稳定姿态。

虽然这并非理想的方法,但能足够好地满足。这就意味着,用一种相当简单的控制器,就可以为航迹控制所需要的外回路奠定很好的基础。另外,要求技术实现要简单可靠,所以,在一般情况下,人们只限于这两种基本控制回路。

14.2.5 俯仰配平

如果驾驶员或者自动驾驶仪要实现一种新的工作状态,例如,新的空速值,那么,要从平衡状态出发调整好俯仰力矩。如果不持续地产生附加力矩,那么,飞机不再能配平,即飞机将恢复到它的原来的工作状态,见3.2.3节。定常平衡的俯仰力矩方程

$$M_{\alpha}^* \alpha + M_u V_A + M_i F + M_{\kappa} \kappa + M_{\eta} \eta = 0 \quad (14.2.8)$$

表明,俯仰力矩状况受到空速(马赫数)、迎角、推力和襟翼偏度等对工作状态的偏差的扰动。为了保持俯仰力矩平衡,必须不断地偏转升降舵偏角 η 或者平尾偏度 i_H 。按照可靠性观点,不允许姿态控制器的调节机构承担这种不断的偏转,从而承担不断变化的舵面载荷。在断开控制器,或者在控制器出现故障时,不允许产生很大的调节偏转。同样,也应避免升降舵陷入到偏转的极限,必须具有足够的调节范围,以便能传递用于稳定和抑制扰动的高频控制信号。

如果把控制器—调节电机的偏度综合起来(求平均值),并把这个信号反馈给配平伺服机构,则它接受用于引导、改变工作状态和平衡定常扰动等低频控制信号。如果通过不可逆的传动装置调节配平舵面(例如,水平安定面),那么,当取消控制信号时,将保持这个偏度,也可以直接就在配平伺服机构内进行积分。图14.22示出姿态控制器和配平综合的

工作原理。此时,并行工作的调节驱动机构给姿态控制器一个比例—积分作用,在设计姿态控制器时,这当然是必须加以考虑的。

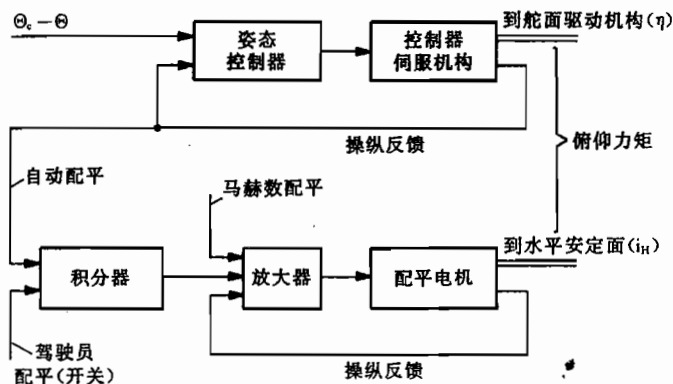


图 14.22 姿态控制器和配平系统的综合作用(参见图 10.21)

除了按式(14.2.8)综合升降舵信号外,把襟翼偏角 κ 也连接到配平—调节驱动装置上,并且用这种协调活动减轻驾驶员的负担,则能进一步改善对交变工作范围的适配。最后,把马赫数反馈到配平系统,将补偿大马赫数时由于中性点移动而引起的力矩变化(马赫数配平),改善飞机在跨音速范围的静稳定性。

与姿态控制器相反,配平控制器是一种安全临界部件。例如,如果它因硬的姿态信号而出现故障,那么,水平安定面会按照它的冲击运行,可能会造成不可控的飞行状态。所以,为了使驾驶员能适时地断开配平控制器、稳定飞机,应限制配平控制器偏转的运行速度。相反,姿态控制器足以满足相对不大的控制偏转的使用,因而它可能在幅度方面受到限制,参见 10.3.5 节图 10.23。由于这些原因,适应配平控制器的可靠性方面的要求,要比适应姿态控制器高得多。它还是一个独立的控制器,它的使用与姿态控制器没有关联,尽管从控制技术观点看,它同姿态控制器共同起 PI—控制器的作用。

14.3 侧向运动基本控制器

与纵向运动中的处理方式类似,本节的目的是定义内控制回路,并用它作为航迹控制的基本控制器,而且完成下列任务:

- 改善固有阻尼特性,特别是改善荷兰滚运动的阻尼特性,稳定螺旋运动,并按飞行品质要求,共同改进固有特性,且为外控制回路创造条件;
- 减小扰动影响,主要是减小阵风的影响;
- 稳定飞行姿态,或者控制作为飞行航迹控制变量的滚转角 Φ ;
- 抑制曲线飞行中的侧滑(转弯协调)。

由于其任务范围广泛,侧向运动的基本控制器相对要复杂一些,所以,尽量要限制控制器的结构。为此,在 14.1 节已研究了最有效的控制回路。与前一节一样,在下面的研究中,也不考虑操纵系统的动态特性和弹性自由度。

因为侧向运动中的航迹变化过程比纵向运动的航迹变化更频繁和更迅速,所以,航迹控制特性在这里更直接与由基本控制器所造成的特性有关(时间常数、操纵灵敏性等)。因

此,对侧向运动来说,其内控制回路的任务主要是减轻驾驶员的负担,简化外控制回路,改善系统的线性特性,并降低它的“有效的阶数”。

14.3.1 偏航阻尼器

偏航角速度对方向舵的反馈(称为偏航阻尼器,yaw damper),也用来作为辅助驾驶员的自动控制器。因为现代高性能喷气运输机的荷兰滚振动阻尼一般都较弱,所以,一般情况下,为了满足飞行品质要求,都需要有阻尼器,而且要连续投入运行。因此,它必须满足最高的可靠性要求,它的可靠性功能通常是适航的前提条件(最早用在 Lockheed L 1011 飞机上)。

与俯仰阻尼器一样,常规偏航阻尼器也是一种没有引导变量的次级控制器,即它的规定值为零。按照图 10.19,它通过一个差动摇臂(见 10.3.2 节)与驾驶员并行工作,并使驾驶员有控制航迹的活动自由。

然而,根据其布局形式,反馈 $r_K \rightarrow \zeta$ 不仅抑制了不希望的偏航运动,而且还抑制了各种持续较久的偏航角速度,这将妨碍曲线飞行和机动飞行。毫无疑问,这种固有特性必须加以克服。因为为了进入转变和脱离转弯,都必须要求具有高度的灵敏性(飞机的快速响应)。为此,有两种可能性。

1. 设置规定值

在转弯飞行中给偏航阻尼器设置规定值,按式(2.3.13),有

$$r_K = -\sin\Phi\dot{\Theta} + \cos\Phi\cos\Theta\dot{\Psi} \quad (14.3.1)$$

若代入转弯飞行的条件($b_y=0$)

$$\dot{\Psi} = \frac{g}{V_0} \tan\Phi \quad (5.4.19)$$

那么,当 $\Theta=\text{const}$,并且偏航角速度的规定值不大时,有

$$r_{Kc} = \frac{g}{V_0} \cos\Theta \sin\Phi_c \approx \frac{g}{V_0} \sin\Phi_c \quad (14.3.2)$$

这直接可由倾侧姿态控制器的规定值 Φ_c 来算出。然而,姿态控制器和偏航阻尼器的这种横向结合,只有当这二者满足同样高的可靠性要求时才能实现。一般,出于可靠性方面的考虑,阻尼器结构要尽可能简单,所以,放弃了生成规定值功能。此时,建议采用第二种可能性。

2. 高通滤波器

偏航角速度通过高通滤波器反馈给方向舵,如图 14.23 所示,这样,偏航阻尼器对定常信号将没有作用。此时,应在进行足够的阻尼改善和在进入转弯时要具有良好的机动性

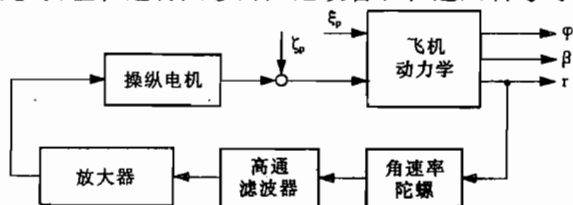


图 14.23 具有高通滤波器的偏航阻尼器

之间作出折中。图 14.24 的根轨迹图显示出具有高通滤波器的反馈的作用

$$\hat{k}_v(s) = k_v \frac{sT}{1+sT} \quad (14.3.3)$$

如果能像图 14.24a)那样,正确地设计滤波器,则荷兰滚阻尼仍将够用。如果微分过于强烈(时间常数较小),那么,将不是这种情况了。在图 14.24b)中,根轨迹大致与稳定性边界平行。引入高通滤波器的缺点是:由于滤波器的零点的关系,螺旋模态根可能不稳定,这项任务必须由横向姿态控制器单独来承担。在某些控制器上,用 β 反馈代替 r_K 反馈来回避这个困难。如同由图 14.8 所示的信号流图看到的那样,由此也可以获得荷兰滚的阻尼。

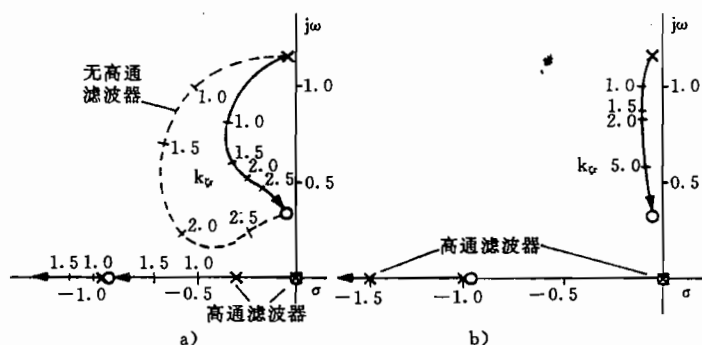


图 14.24 带高通滤波器的偏航阻尼器的根轨迹图

a) 参数选择正确; b) 时间常数太小。

14.3.2 转弯协调

按照式(7.1.11)和式(9.3.3),转弯飞行时的侧向加速度为

$$b_y = Y_\beta \beta + Y_\zeta \zeta = V_K r_K - g \sin \Phi \quad (14.3.4)$$

当侧滑角为零时,这个使驾驶员和乘客感到不舒服的侧向加速度将不大,这时,它只与方向舵偏角有关,同时 $Y_\zeta < Y_\beta$ 。当 $\beta=0$ 时,同时也就避免了飞机上流动状况的不利影响(升力损失,阻力增大),这样,飞行状态将是“干净的”。所以,在任何情况下,控制器都必须能够按式(5.4.18)那样作无侧滑转弯飞行。此时,可由式(5.4.13)、式(5.4.19)和式(5.4.21),取 $\beta=0$,并代入空气动力力矩后,得到所需要的定常操纵偏度

$$\xi = -\frac{g}{V_K} \frac{L_r N_\zeta - L_\zeta N_r}{L_\xi N_\zeta - L_\zeta N_\xi} \sin \Phi \quad (14.3.5)$$

$$\zeta = -\frac{g}{V_K} \frac{L_r N_\xi - L_\xi N_r}{L_\xi N_\zeta - L_\zeta N_\xi} \sin \Phi \quad (14.3.6)$$

因此,副翼和方向舵应该互相协调偏转,在定常曲线飞行时,在通常的飞行速度下,这两个偏角都不大。为了进入曲线飞行,副翼是主要的操纵机构。为了减小所出现的侧滑角,辅助地使用方向舵。

为了转弯协调,主要存在 4 种可能性。

1. 通过反馈 $\beta \rightarrow \zeta$ 来减小侧滑角。
2. 通过反馈 $b_y \rightarrow \zeta$ 来减小侧向加速度。

3. 方向舵的控制按照由式(14.3.5)和式(14.3.6)所导出的规律作为副翼的函数。为了进入曲线飞行,这个规律必须通过相应的表达式加以扩展。用这种方式进行控制,将对参数极为敏感。尽管如此,还一再地、甚至以机械形式加以使用。

4. 按式(14.3.2),偏航角速度的操纵是作为滚转角的函数。这是一贯采用的措施,然而,这使偏航控制器复杂化,它已在电传操纵系统中实现了,见19.3节。

由于上述原因,在常规控制器中,最经常采用的是1和2两种方式,有时甚至同时使用这两种方式。然而,此时要注意的是,由式(14.3.4)可见,当采用反馈 $\beta \rightarrow \zeta$ 时,侧向加速度 b_y 不等于零;而采用反馈 $b_y \rightarrow \zeta$ 时,侧滑角也不等于零。

在曲线飞行时,还必须辅助使用纵向运动的控制器。若欲使飞机在曲线飞行时不下降,就必须使升力的垂直分量与重力平衡。由式(1.2.11)可得其条件为

$$A = \frac{mg}{\cos \Phi} \approx mg \left(1 + \frac{1}{2} \Phi^2 \right) \quad (14.3.7)$$

这就是说,在曲线飞行中,必须按倾侧角 Φ 的函数来增加升力。虽然高度或者升降速率控制器能在长时间内由升力增加来补偿对规定值的偏差,然而,由于高度只能缓慢地改变,所以,这种控制器干预太晚,而导致大的控制偏差。为了避免这种情况,在控制器中建立交叉连接,按这种方式,升降舵就直接作为倾侧角的函数用于改变控制升力的变化。这种交叉连接称为转弯补偿。但是,这只补偿了其准定常部分,而在进入曲线飞行和脱离曲线飞行时,就必须承受小的高度偏差。

14.3.3 扰动抑制措施

从8.5.4节对阵风影响的讨论、14.2.3节的设想,以及图14.8和图14.10的信号流程图,可以看出,在侧向运动中,抑制扰动最有效的反馈是

$$r_K \rightarrow \zeta, \quad \beta \rightarrow \delta_Y \quad \text{和} \quad p_K \rightarrow \xi$$

这些反馈也与阻尼器反馈一致。与由图14.19讨论用 q_K 和 b_z 减缓扰动类似,这里也可以不同时抑制扰动对平移运动和转动运动的影响。侧向运动的角度关系为

$$\chi = \Psi + \beta + \beta_w \quad (2.2.23a)$$

如果求其微分,那么,当滚转角 Φ 不大时,由相应的式(7.1.5)、式(7.1.16)和式(7.2.11)、式(7.2.12),得

$$\frac{b_y}{V_K} - r_K - \dot{\beta} = v_{wx} \frac{V_K}{V_A} - \frac{\Phi g}{V_K} \approx v_{wx} \quad (14.3.8)$$

这个方程表明,在侧向阵风中直线飞行时,只能减小侧向加速度响应和偏航角速度响应的总和。把 r_K 和 β 同时反馈给方向舵(阻尼器加上转弯协调),可达到相应的折中。为了再进一步改善,则需要采用附加的产生直接侧力 ΔY 的控制变量(direct side force control, DSFC)。

图14.25示出阻尼器反馈 $r_K \rightarrow \zeta$ 对扰动特性的影响,它对偏航自由度和滚转自由度起作用,不仅改进了对滚转阵风(w_{wy})的响应特性,而且也改进了对偏航阵风(v_{wx})的响应特性。在荷兰滚谐振范围内,毫无疑问,提高阻尼会降低其谐振幅度。然而, r_K 方面扰动作用的减小(低频范围),是以中等频率范围内 b_y 幅值的明显增大为代价的。对各种状态变量的这种不同的作用,按12.2.2节所述,可以用对 b_y 和 p_K 的传递通道中零点的修改来

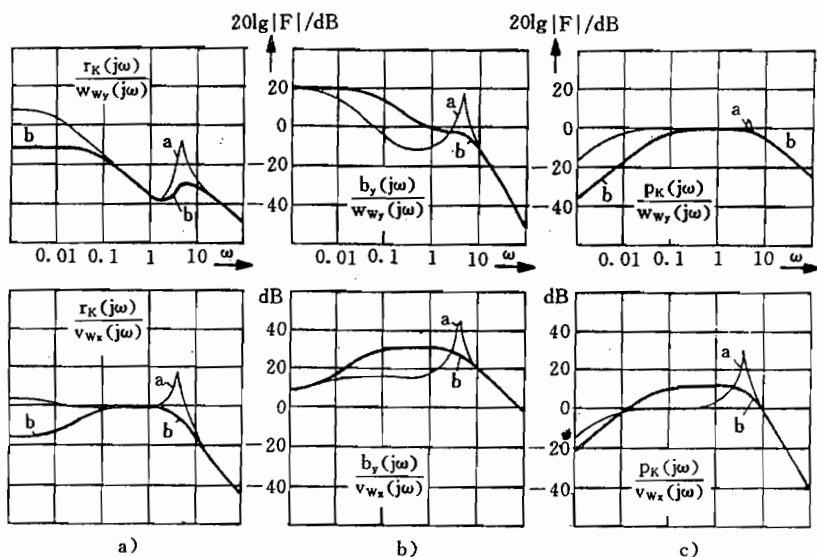


图 14.25 反馈 $\zeta=1.5r$ 对扰动特性影响的伯德图(飞行状态 F3)

a—无控制;b—有控制。

解释。对侧向运动来说,用于阵风载荷减缓的基本控制器也仅对刚体自由度有效,并且受到控制器结构、操纵系统和所使用的过程模型的不完善等的限制。只有按 15.2 节所述,把所有这三点都加以考虑,才能得到根本的改善。在大型飞机上(例如,Boeing 747),侧向阵风不仅激发荷兰滚振动,而且还激发机身一阶弯曲振动(fish tailing,鱼尾状左右摆动),这将严重地影响乘坐舒适性,必须通过相应控制措施予以降低。

14.3.4 滚转姿态控制

滚转姿态控制是侧向运动中每种类型航迹控制的基本控制器,这是因为:

——用滚转角 Φ 使升力矢量转动是曲线飞行时最有效的“调节变量”;

——直线飞行中必须保持升力矢量在垂直面内,在起飞和着陆时,由于存在机翼擦地的危险性,滚转角必须保持为零。

此外,按照图 14.11b)的根轨迹图,螺旋运动是通过滚转角控制来稳定的,这种控制器以偏航阻尼器和转弯协调的内回路为基础。因为副翼是改变滚转角的最有效的调节变量,所以,滚转姿态控制通过反馈 $\Phi \rightarrow \xi$ 来实现,通过反馈 $p \rightarrow \xi$ 辅助提高阻尼。与纵向运动的基本控制器相反,这里需要测量所有 4 个状态变量,而且使用两个调节变量。然而,与全状态反馈相比,反馈回路

$$\begin{aligned} r_K &\rightarrow \zeta & \beta \text{ 或 } b_y &\rightarrow \zeta \\ p_K &\rightarrow \xi & \text{和} & \Phi \rightarrow \xi \end{aligned}$$

也够用了。

全系统结构示于图 14.26。为明显起见,在对象的信号流图中,上下重叠地安排了偏航运动(directional motion,航向运动)和滚转运动(lateral motion,横向运动)两个子系统。偏航自由度和滚转自由度分开时所略去的量,这里重新又被画成虚线。

这里所涉及的是一个多变量系统,在设计这个系统时,主要应考虑 12.2 节中所讨论

这将会有两种后果:采用 $\Phi \rightarrow \xi$ 反馈,当只有荷兰滚振动变成不稳定时,如果附加存在反馈 $r \rightarrow \zeta$,由图 14.27b)可以看出,它仍将被阻尼得很好。除此之外,由于荷兰滚振动的极点与零点的相邻性,荷兰滚振动在传递特性 $\hat{g}_{\Phi \xi}$ 中几乎不起什么作用。如图 14.28 的阶跃响应所示,这种传递特性可以相当好地用二阶系统(滚转根和螺旋根)的特性来近似。

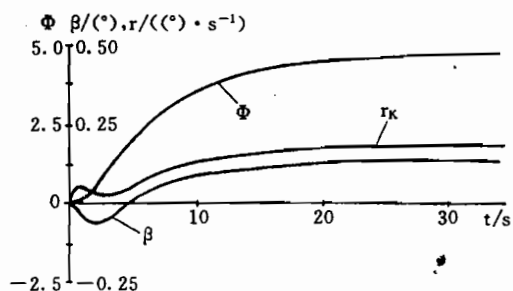


图 14.28 对 ξ 阶跃的响应

(按图 14.27, 飞机带有偏航阻尼器 $\zeta=1.5r$)

图 14.29a) 示出以图 14.28 ($\zeta=1.5r$) 为基础的反馈

$$\zeta = k_{\xi\Phi}(\Phi + 2p_K)$$

的根轨迹图,即使当反馈增益很大时,所有固有运动的阻尼也保持得很好,这样,当姿态控制器中没有积分时,也可获得很高的引导精度,见图 14.29b)。阶跃响应表明, $\Phi_c \rightarrow \Phi$ 的传递特性,可以用时间常数为 2~3s 的二阶系统特性来近似。用这里未考虑的反馈 $\beta \rightarrow \zeta$,可以进一步改善侧滑角的时间变化过程。

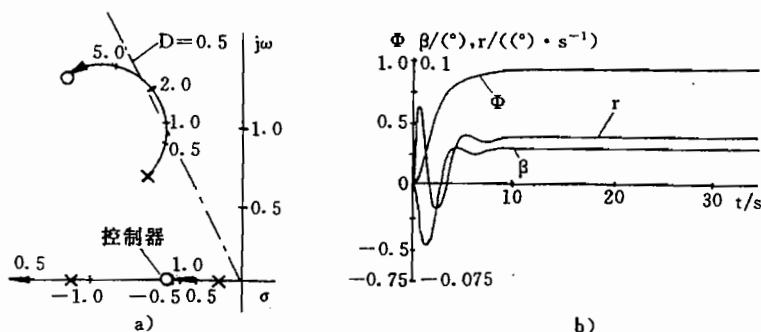


图 14.29 带滚转控制器的飞机

a) 根轨迹图; b) 对阶跃 Φ_c 的响应。

这样构成的侧向运动基本控制器(图 14.26)能完成下列任务:

- 在使引导—传递特性简化的同时,恰当地改进固有动态特性;
- 协调曲线飞行中的调节变量;
- 减缓阵风影响;
- 在整个飞行范围内补偿参数变化的影响。

所以,这种基本控制器为各种自动驾驶仪工作方式提供了足够的基础,这将在 16.3 节讨论。

15 飞行范围边界的扩展

近 15 年来,不论在民用领域还是在军用领域,飞行任务都在不断增加,而与此同时,机组人员却减少了(双人制座舱)。这种情况下,诸如无任何能见度的着陆(CAT III B 和 C)、强烈大气紊流中的近地高速飞行以及不稳定飞机的控制等任务,若没有控制器的支持,人是不可能胜任的。执行这类新型任务的控制器必须拥有全权限,因为驾驶员不能担负它们的功能。但是,只有在相当高的可靠性时才能实现,而且还取决于冗余控制器及相应的自动监控和自动纠错。还必须连续自动地监控飞行状态,防止超过它的边界(例如,迎角、马赫数)。

这些新型任务不能再用前一章介绍的那些有限权限的独立的单项控制器来完成,而需要有供存取全部可使用测量信息、具有中央数据处理和存储,并协调管理全部操纵系统的综合控制系统。

15.1 新型控制任务的特征

近 20 多年来,采用“主动控制”(active control)作为各种新型任务的总称。主动控制首先表征了这类控制器的共同目标,但是,难以系统地把这些多种系统解决方法加以整理。下列领域的重大进展得以从技术上能实现主动控制:

- 传感器技术和测量数据提纯技术;
- 数字控制和监控;
- 操纵系统和新型空气动力操纵元件。

这种控制器同驾驶员引导任务的协调一致是通过:

- 纯电信号指令传输(Fly-by-Wire);
- 电子座舱显示;
- 驾驶员和中央机载计算机的交互式对话等来实现的。

文献/Pélegrin 85/给主动控制的定义是:

主动控制要完成驾驶员不能承担的或者需要用不可能的精力消耗才能承担的任务。

这里不可能深入地介绍其任务的多样性。本章的目的主要从方法上把基本原理分类,研究选择出的一些例子。

民用运输机优化时的全局性目标是直接使用成本(direct operating cost,DOC)最低。这里,起决定作用的是下列互相关联的因素:

- 降低重量(飞机结构);
- 减少阻力(气动力);

——降低燃料消耗(发动机)。

这些因素决定了产品的竞争力。除此之外,所有这些方面的进步,也可以通过控制技术措施实现。另一个因素是乘务员教育和训练方面的花费,所以,座舱设计及其标准化(操作舒适性,清晰性)同样也是很重要的。除了直接使用成本外,应使销售的座位公里数最大,所以,同样必须提高乘坐舒适性,改善准时性(避免等待时间)。控制技术措施可以对这些要求作出贡献。

在军用领域,首先要将对敌方的优势作为优化的目标。这受下列因素的影响:

- 飞行性能的提高;
- 飞行范围的扩展(高速飞行范围和低速飞行范围);
- 机动性的改善。

从降低驾驶员座位处的加速度能级(乘坐品质,ride qualities)、大迎角范围或者大滚转速度下的稳定性,直到使飞机构形(例如,变后掠机翼的回转角)与飞行任务的适配(air-frame configuration management,飞机构形管理)等方面,飞行控制都能作出有利贡献。另一个目标是能可靠地防止超过飞行范围边界(care-free manoeuvring,无忧机动),使驾驶员能完全致力于他本身的飞行任务,能充分利用可使用的飞行范围,而不必全神关注可飞行的边界。

计算机越来越多地承担驾驶员对飞行过程的计划、优化和监控等高层级任务,人们把这称为“飞行管理系统”(Flight Management System),它的最典型的任务是:

- 飞行航路计划;
- 航迹优化;
- 燃料消耗的管理;
- 飞行状态监控;
- 导航系统的控制;
- 数据管理(飞行地图,机场状况等)。

这些任务可以更确切地表示成“飞行引导管理”(Flight Guidance Management),在17.3节还将简要加以介绍。

与此相应,也可以把典型的、由主动控制计算机担负的任务,归结成“飞行控制管理”(Flight Control Management),这涉及:

- 减轻驾驶员的负担(reduce pilot work-load);
- 改善驾驶员和乘客的舒适性;
- 静稳定性降低时的飞行稳定(relaxed static stability);
- 改善机动性(manoeuvre enhancing);
- 遵守飞行范围限制及其监控(manoeuvre limiting);
- 减轻静态和动态机动载荷(manoeuvre load alleviation);
- 阵风载荷减缓(gust load alleviation);
- 振动阻尼(structural load alleviation);
- 颤振抑制(flutter suppression)。

主动控制承担的这些多种多样任务,可以按下列参考系统分类,它们用来改善:

1. 飞行性能;

2. 飞行机动能力;
3. 结构优化;
4. 飞行舒适性。

这可以由下列措施来实现:

1. 减缓阵风载荷;
2. 扩展机动能力;
3. 扩展飞行范围。

下面将按后一种分类法,举几个例子作进一步讨论。

15.2 阵风载荷减缓

飞机经常要飞越高紊流区,尤其在较低高度上飞行时,也就是在气象范围内飞行更是如此,当然,也会在出现晴空紊流(clear air turbulence)的巡航高度上。由附加空气动力造成的加速度,明显地降低了驾驶员和乘客的舒适性。在机体上出现的动态载荷降低了机体寿命,故要采用结构方面的技术措施加以制止。但用控制技术方面的措施减缓阵风效应,反过来又减轻了结构重量。飞机弹性自由度大多为弱阻尼,所以,在紊流中很容易激发弹性自由度。同样,这也像对飞机结构一样,对乘坐舒适性不利。在大型、弹性飞机上,结构振动表现得尤为明显,特征频率彼此越靠近,越容易同刚性飞机运动耦合。

15.2.1 阻尼器功能的扩展

前一章讨论的纵向运动和侧向运动基本控制器,虽然有助于抑制扰动,然而,它们的作用是有限的,所以,需要另外的阵风载荷抑制措施,而且长期以来,已经大量投入使用,例如,用在大型飞机(Lockheed L-1011 和 C-5A)上的结构振动阻尼控制器,或者 Airbus 320 上的载荷减缓系统 LAS(load alleviation system)。后者的任务是调整机翼上由阵风造成的附加载荷,从而同时降低机翼根部的力矩。用于改善支线客机乘坐舒适性的控制器,已由德国道尼尔(Dornier)公司和德国航空航天研究院(DLR)合作,用试验机 Do 128 TNT 在研究项目 OLGA(open-loop gust alleviation)中试验验证过。

图 15.1 示出在 Lockheed L-1011-500 飞机上成功使用的阵风减缓和结构阻尼控

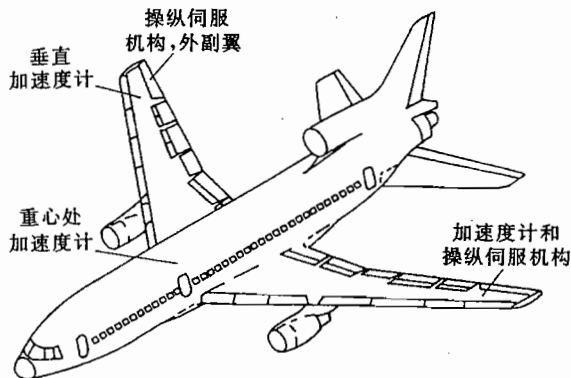


图 15.1 Lockheed L-1011 飞机的阵风减缓系统原理(引自/König 90/)

制系统,要求按展向安装,为此,在机翼外部设置了附加副翼,它由机翼翼尖处的加速度和重心处的加速度之差来驱动。根据这种相对简单、已在飞行使用中证明是最好的控制概念,就可以不必加强机翼根部结构。这个例子说明,改进的阵风减缓系统需要的前提条件是:

- 通过附加传感器和传感器信号处理(滤波),扩展测量信息;
- 设置附加的操纵面,例如,扰流板、快速后缘襟翼,或者对称偏转的副翼等;
- 通过大频带宽度的液压操纵驱动装置,尽量直接地控制操纵元件(无连杆)。

另外,还要说明扩展控制结构的必要性,尤其是用电传操纵技术把前向通道阻尼原理转变成高增益控制器。像从频带宽度和“权限”(增益)方面扩展控制器效能一样,这也对控制系统的所有器件提出了很高的可靠性要求,还要把过程模型扩展到弹性自由度和非定常空气动力的影响上。为此,下面将以纵向运动为例,介绍一些基本思想及解决途径,这些素材取自德国航空航天研究院的研究项目 LARS(load alleviation and ride smoothing)/König 90/。

15.2.2 模型扩展

若飞机以相对速度 V_A 飞越一个空间范围有限的狭窄上升风场,如图 15.2 所示(1-cos 一阵风),那么,扰动首先碰到迎角传感器。为了测量尚未受到飞机扰动的气流,迎角传感器要尽可能装在飞机头部的远前方。经过一个滞后时间 $\Delta t_1 = x_M/V_A$ 之后,阵风才作用到机翼上,并在这里引起升力变化、阻力变化和力矩变化,这些变化可能具有复杂的过程,并变成时间滞后效应。为了补偿这种效应,必须时间协调一致地作为上升风分布的函数偏转机翼上的襟翼(直接升力操纵—DLC)和尾翼上的操纵面(升降舵),这样就在阵风出现的时刻获得正确的反作用,如图 15.3 所示。

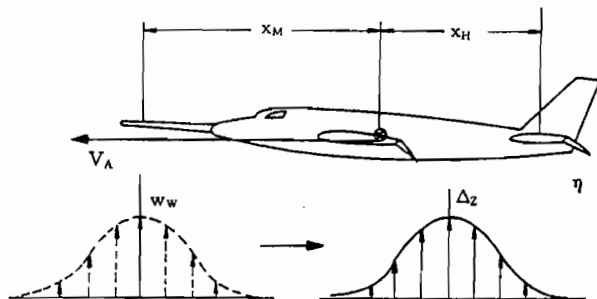


图 15.2 阵风对飞机纵向运动的影响

在第 5 章介绍的飞机运动数学模型中,所有变量都是相对飞机重心的,这样的模型对于操纵和控制系统的设计已不够用了。因此,应建立详细地描述测量点处、机翼上和尾翼上的风和操纵面作用的多点模型。需要调整的结构特征振动的频率的量级在 5~20Hz。这就意味着,必须把阵风的作用模型化到非定常空气动力效应发生作用的频率范围(见 4.2.6 节),下降风的影响尤其不能再粗略地用导数 $C_{m\dot{\alpha}}$ 来近似了,而应像 3.3.2 节那样,作比较仔细的描述。同时,最主要的弹性自由度(例如,一阶机翼弯曲振型和一阶机身弯曲振型)当然也必须包含在过程模型中。这里,每个自由度的二阶线性表达式已足够了。若

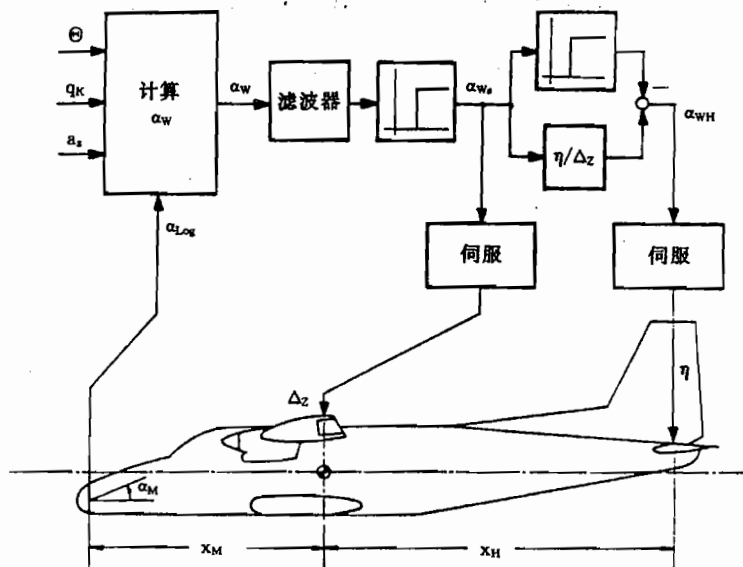


图 15.3 Do 128-OLGA 阵风载荷减缓系统框图

(引自/Krag et al. 80/)

在恰当的位置上具有快速可控制的操纵面,并且调节伺服机构具有足够的频带宽度,那么,最终能有效地降低阵风载荷。直到最高频率为止,由操纵面和调节伺服机构组成的控制系统,只允许有儿度的相角滞后。这里尤为重要的是不可避免的调节伺服机构的幅值限制和速度限制的作用。当然,在控制器设计时,例如,应视为有约束的二阶系统来考虑。

还应当把测量系统尽量模型化。例如,必须把迎角机构测量的迎角 α_{Log} 同飞机俯仰运动引起的分量 $\Delta\alpha$ 分开。由式(2.6.10)可知

$$\alpha_M = \alpha_{Log} - \Delta\alpha = \alpha_{Log} + q_K \frac{x_M}{V_A} \quad (15.2.1)$$

如果迎角测量机构支杆的弹性不能忽略,则应描述这种特性,或者用带阻滤波器(notch filter)滤出由此产生的信号分量。总之,过程模型是很复杂的,图 15.4 作了概括说明。同样,类似图 15.3 所示的那种控制器结构,也比简单的阻尼器结构要复杂得多。

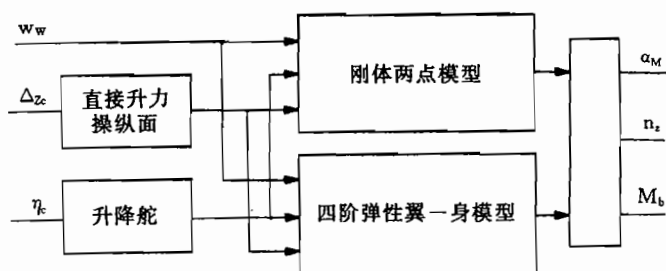


图 15.4 LARS-系统的总模型

15.2.3 接通扰动量

阵风载荷减缓(系统)需要的控制器增益比阻尼器的增益大得多,若把它作为反馈中的控制器(没有操纵量)那样来实现,将明显损害机动性(操纵特性)。这种控制器必须放在前面通道中,所以,要求电信号传输(Fly-by-Wire)。若注意到 17.2 节有关引导变量生成的想法,则阵风减缓和驾驶员可操纵性之间不会产生冲突。

若无电传操纵系统可用,则在开环控制系统回路中接通扰动量是一种很好的选择,这既不影响飞机的动态特性,也不影响飞机的机动性,但对过程模型的精确性和数据准备提出很高的要求。不仅 OLGA 研究项目,而且 LARS 研究项目,都把垂直风分量 $w_w = V_A \alpha_w$ 作为来自测量数据系列的最重要的扰动量来估计,并且接通到直接升力操纵面和升降舵上。突风迎角 α_w 不能测量,而是按照关系式

$$\alpha_w = \Theta - \gamma - \alpha \quad (1.3.1)$$

计算的。俯仰角 Θ 很容易测量。然而,由于受到陀螺漂移的影响,所以,信号必须经过高通滤波。航迹倾角 γ 近似可由

$$\gamma = \arcsin \frac{\dot{H}}{V_K} \approx \frac{\dot{H}}{V_A} \quad (15.2.2)$$

估算,其中, $\dot{H}$ 只有通过 H 和 b_z 的互补滤波才能无滞后地测量出,见 9.7.2 节。因此,为了测量 γ ,需要三个传感器。为了既要降低动态效应,又要降低可能出现的零点误差,按照相应的滤波,由式(15.2.1)求出迎角 α 。

由这样构成的扰动信号 α_w ,就可以设计尽量准确地补偿 α_w 对升力和纵向力矩影响的控制律。由此可得下列控制分量/König 90/

$$\Delta_z = k_1 \alpha_{wL} \quad \text{补偿机翼(L)上的附加升力} \quad (15.2.3)$$

$$\eta = k_{21} \alpha_{wL} \quad \text{补偿机翼(L)上的力矩} \quad (15.2.4)$$

$$+ k_{22} \alpha_{wH} \quad \text{补偿平尾(H)上的升力}$$

$$+ k_{23} \Delta_z \quad \text{补偿由直接力操纵面引起的力矩}$$

$$+ k_{24} \Delta_z \quad \text{补偿由直接力操纵面引起的下洗变化}$$

这些控制分量必须在时间上准确地在各个点上发生作用,因此,不能有时间滞后,见图 15.3。此时,确定机翼远前方的 α_w 就造成足够的时间裕量,以补偿测量滞后、计算延迟时间和控制延迟,并时间精确地平衡机翼上的突风迎角 α_{wL} 和平尾上的突风迎角 α_{wH} 。

图 15.5 示出用 LARS 系统穿越 $1-\cos$ 型上升阵风时仿真飞行的时间响应过程。接通扰动变量(open-loop-system)的有效性,在载荷系数 n_z 上表现得很明显:即从 1.18 减小到 1.04。阵风的振幅和波长是这样选择的,即刚好不要动用到直接力操纵面的调节速度的极限和偏度的极限。仿真结果也表现了不希望的效应。如果人们阻止了飞机垂直方向的运动,那么,阵风输入的或者吸收的能量将转变成水平运动,从而,在上升阵风中水平加速度将增大。按式(11.4.3),由于这种能量的再分配是以系数 g/V_K (即约为 1/10)来实现的,所以,它也只具有次要意义。然而,飞行试验表明,水平加速度的增大还是使人感到不舒服。

只有通过快速的阻力控制,才能对上述不希望的效应有所补救。然而,试验机 AT-

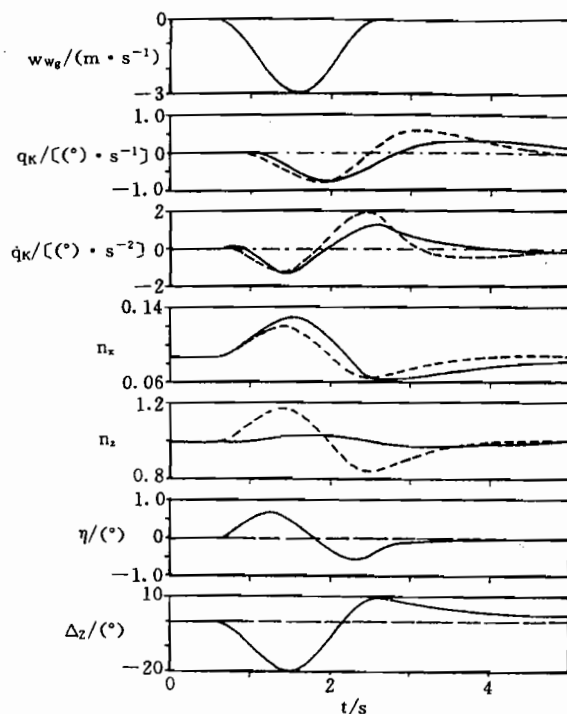


图 15.5 穿越 1-cos 型阵风的仿真飞行

—有 LARS; ····无 LARS。(引自/König 90/)

TAS 的相应操纵面只能在有限范围内使用,例如,用三个直接力操纵面的差动摇臂偏转形式,但这对俯仰特性的改善很有限。这些研究也表明,为了从飞机的固有稳定特性中获得一定的阵风减缓作用,最好允许俯仰姿态有缓慢的变化。

15.2.4 振动阻尼

接通扰动变量应当工作在 0.1~1.0Hz 频率范围内,因为在这个频率范围内,垂直风扰动对乘坐舒适性损害最为严重,如图 11.6 所示。在低频范围内,同样用接通扰动变量来抑制机翼的弯曲力矩。但当频率较高时,如果受到开环系统(open-loop-system)的激励,可能会有问题。为了防止出现这类问题,同时也为了降低谐振超调,有必要采用一种阻尼振动的控制器。通常,在闭环控制回路中可以用速度反馈来提高阻尼(参见 12.1.2 节的示例)。在这种情况下,可以把机翼翼尖速度的垂直分量反馈给装在外侧的对称副翼,或者直接反馈给直接升力操纵面。

然而,由于调节伺服机构在 5Hz 时会有很大的相角损失,所以,取而代之的是反馈加速度,而且,加速度也容易测量。此外,翼尖处加速度和重心处加速度之比,也表征了机翼的弯曲程度。所以,为了切断测量来自滚转运动和航迹运动的加速度分量,又附加了两个加速度信号,并从中减去两倍重心处的加速度值。这个信号的频带通过高通滤波器向下限制,以切断加速度传感器的零点误差。

由图 15.6 所示的根轨迹图可以看出(当时间延迟为零时):当反馈增益 $k = -0.5$ 时,可以明显地把阻尼提高到最大。飞机动态特性的特征值移动不那么好,就是说,飞机一刚

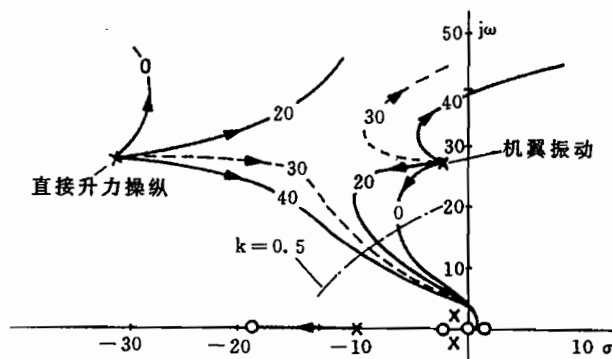


图 15.6 作为系统滞后时间函数的加速度反馈根轨迹图
(引自/König 90/)

体运动以及由此引起的控制特性没有什么变化。显然,直接升力控制系统的极点向高频的移动,使直接升力控制的调节速率极限在很大程度上限制了系统的有效性。图 15.7 说明了阶跃垂直风后,机翼根部弯曲力矩的时变过程,阻尼的提高和第一个超调的降低都很明显。按照图 15.6,由数据处理系统引起的滞后,可能使控制回路不稳定。高达 20ms 的时间延迟,最初提高了最大可能的阻尼,因为从其相位中出来的反馈信号越来越相当速度的作用。当时间延迟在 20~30ms 时,根轨迹曲线转向右方,并导致在所研究的反馈下已经不稳定了。此时,调节速率的限制是有利的,它将避免发散的振动。

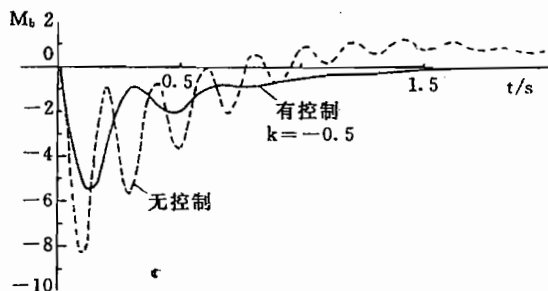


图 15.7 机翼根部弯曲力矩对阶跃垂直风响应的时变过程
(引自/König 90/)

15.3 通过直接力操纵提高机动性

在 1.2.4 节已介绍过,用空气动力舵面进行飞机的常规操纵,只能间接地控制航迹。通过转动自由度影响飞行航迹,则航迹变化发生滞后。若通过类似发动机推力那样的装置,有直接干预力的变化的附加操纵部件,则能从根本上改善这种状况。这里,特别要介绍两个德国的研究项目:德国航空航天研究院(DLR)的直接升力操纵飞行试验项目/Hanke 85/, 和德国道尼尔公司(Dornier)用 Alpha-Jet 进行的直接侧力操纵试验项目/Wunnenberg 85/。

15.3.1 力矩操纵的缺点

升降舵偏转在垂直方向改变航迹的有效性,是由短时间内的极值(见 8.3.1 节)

$$\dot{q}_K(t=0) = M_y \Delta\eta = \frac{\bar{q} S c}{I_y} C_{m\eta} \Delta\eta \quad (15.3.1)$$

来表征的。若代入

$$A = \bar{q} S C_{A0} \approx mg \quad (1.2.6)$$

再代入由式(3.2.17) (x_H 为尾臂长度)得到的

$$C_{m\eta} = -\frac{x_H}{c} C_{A\eta} \quad (15.3.2)$$

以及

$$I_y = m i_y^2 \quad (15.3.3)$$

则得到短时间极值为

$$\dot{q}_K(t=0) = \frac{\bar{c} g}{i_y^2} \frac{C_{m\eta}}{C_{A0}} \Delta\eta = -\frac{x_H g}{i_y^2} \frac{C_{A\eta}}{C_{A0}} \Delta\eta \quad (15.3.4)$$

除了升降舵效能 $C_{A\eta}$ 外,决定性的参数是 x_H/i_y^2 ,这就是说,当飞机惯性矩较大,而升降舵有效尾臂长度较小时,飞机反应是很弱的,尤其无尾飞机(例如,Concorde 飞机)更是如此。因为航迹变化是通过作用链 $q_K \rightarrow \alpha \rightarrow \gamma \rightarrow H$ 实现的,所以,当 $\dot{q}_K$ 为弱响应时,航迹变化滞后尤其严重。

若初始操纵力与所期望的航迹变化相反,例如正常式飞机的平尾操纵力,则出现附加的滞后(全通特性,见 8.5.2 节)。图 15.8 给出航迹倾角和高度的初始阶段的变化曲线。可以用式(15.3.4)来估计高度变为正时所经过的时间。假设在这个时间间隔的 $\dot{q}_K = \text{const}$,而且航迹倾角变化不大并可以略去,从而 $\alpha = \Theta$ 。这样,由 $\dot{q}_K$ 的二重积分得到迎角的变化为

$$\Delta\alpha(t) \approx \Delta\Theta(t) = \dot{q}_K(t \approx 0) \frac{t^2}{2} \quad (15.3.5)$$

若把这个关系式同式(15.3.4)一起代入升力方程(7.3.17)(取 $\Delta V_A = 0$),见图 8.33,那么,就得

$$\dot{\gamma} = \frac{\bar{q} S}{m V_0} (C_{A\alpha} \Delta\alpha + C_{A\eta} \Delta\eta) = \frac{g}{V_0} \frac{C_{A\eta}}{C_{A0}} \left[1 - \frac{g x_H}{i_y^2} \frac{C_{A\alpha}}{C_{A0}} \frac{t^2}{2} \right] \Delta\eta \quad (15.3.6)$$

经过二重积分(取 $\dot{H} = V_0 \gamma$),并使高度为零,则得延迟时间为

$$t_{H=0} = \sqrt{\frac{6 i_y^2 C_{A0}}{g x_H C_{A\alpha}}} \quad (15.3.7)$$

由此可见,当飞机尺寸增大时,惯性半径 i_y 和尾臂长度 x_H 都将同时增大,那么, $t_{H=0}$ 将随飞机的尺寸增大。平缓的升力线斜率 $C_{A\alpha}$ (例如,三角机翼)和大的升力系数(低速飞行)也同样产生滞后使用。

强烈的过调整 q_K ,可以加快航迹的反应。若这样来设计控制器,那么,姿态角当然会

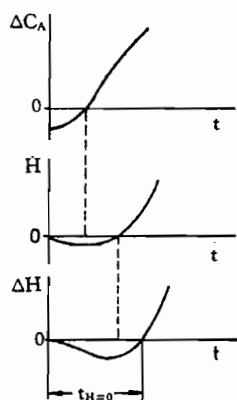


图 15.8 对阶跃升降舵的响应(正常式飞机)
(引自/Altenkirch 90/)

出现超调,从飞行品质观点看,这是不利的/Toles et al. 85/。

通过副翼改变侧向航迹时,也会出现类似的滞后。由图 7.4 可见,在 ξ, χ 之间和 η, γ 之间一样,也有三个积分器。这里,虽然不能期望具有全通特性,但是,改变航迹所需要的滚转角比纵向运动所要求的迎角大得多。由式(8.4.29)可知,这里也可以用初始操纵效能来表征响应速度,即

$$\dot{p}_K(t \approx 0) = L_{\xi} \Delta \xi = \frac{\bar{q} S b / 2}{I_x} C_{l\xi} \Delta \xi = \frac{g b / 2}{i_x^2} \frac{C_{l\xi}}{C_{A0}} \Delta \xi \quad (15.3.8)$$

在 x 自由度中存在一种通过发动机推力的直接力操纵方式。这种操纵方式要经受 1~4s 的滞后(由发动机动态特性造成)。除此之外,由于寿命和舒适性方面的原因,发动机推力不能频繁地作直接力操纵,所以,在这个自由度内,很希望有附加空气动力操纵。

这些考虑最终导致对三个轴向直接力控制的要求为:

- 直接阻力操纵 Δ_x (drag control, DC);
- 直接侧力操纵 Δ_y (direct side force control, DSFC);
- 直接升力操纵 Δ_z (direct lift control, DLC)。

与此有关的对舵面布局的专门要求,已在 10.1.2 节介绍过了。

15.3.2 直接力操纵的操纵策略

与力矩操纵相比,直接力操纵能实现完全新型的飞行机动,或者实现精确的航迹控制,或者把转动运动和移动运动解耦。不论在民用领域,例如着陆进近,还是在军用领域提高机动性,这类飞行机动都具有重要意义。假定各具有三种转动操纵装置和三种移动操纵装置,那么,刚体运动的所有 6 个自由度皆可彼此独立地进行控制。这样,甚至能完全改变飞机的运动,这就同用于模拟另一架飞机所要求的运动是一样的(例如,空中飞行模拟,见 18.3 节)。然而,飞机动态特性的修改受到不理想的操纵特性(例如,升力操纵面造成的复杂的力矩特性)、操纵效能的限制,以及动态边界(操纵机构的频带宽度,非定常空气动力效应)等方面的制约。

如图 15.9 所示,在 y 和 z 方向可用下列操纵策略来实现。

1. 姿态和飞行航迹的耦合控制,即协调控制转动运动操纵装置和移动运动操纵装置,以改善航迹机动(manoeuvre enhancement);
2. 姿态不变时解耦航迹控制(lateral vertical transition);
3. 飞行航迹不变时解耦飞行姿态控制(fuselage pointing)。

垂直航迹机动

在图 15.9a) 种情况下,升降舵的全通特性(Z_{η})由 Z_z 来补偿,并且协调使用 η 和 Δ_z ,以获得最优的载荷系数变化。同时,要用升降舵来平衡直接力操纵引起的力矩 M_x 。

作这种机动时,不仅应使 q_K 、而且也应使 α 尽量无超调地变化。转入一个新的航迹角的过程,可以用图 15.10 所示的科尔哈默尔图的特性来说明,这里认为推力 F 和空速 V_A 保持不变。

在加速阶段($\dot{\gamma} = \text{const}$),首先应加大 C_A 。当 γ 增大时,重力矢量逆时针转动,所以, C_R 向左转动。为使图 15.10 所示的 C_A/C_w 特性的“轨迹”最优,应协调使用 α (或者 η) 和 Δ_z 。

在图 15.9b) 种情况下,当俯仰角 Θ 不变时,可以改变航迹倾角 γ ,也就是用 Δ_z 来使

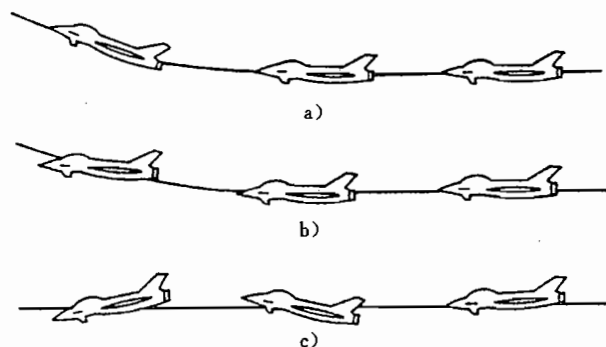


图 15.9 直接升力操纵的操纵策略

a) 载荷系数操纵; b) 飞行航迹倾角的解耦操纵;
c) 解耦俯仰操纵。

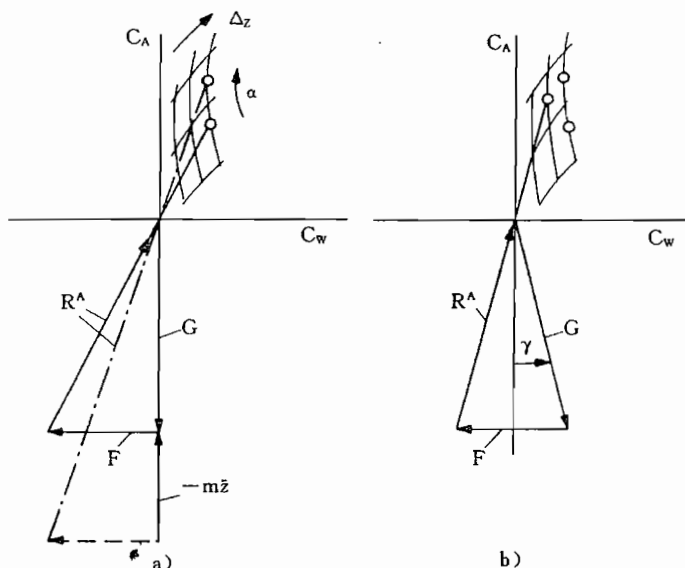


图 15.10 协调航迹控制时的科尔哈默尔图

a) 加速阶段; b) 具有新的航迹倾角的工作点。

$$\Delta\alpha = -\Delta\gamma$$

当航迹倾角为正, 并且 C_A 近似不变时, 则应减小迎角。为此, 同样要求 C_A/C_W 特性的最优转变。欲作很准确的小的航迹机动时, 这种控制方式最好, 例如, 空中加油和着陆进场的末段。

与此相反, 在图 15.9c) 种情况下, 当航迹倾角 γ 不变时, 应改变俯仰角 Θ , 即, 当 C_A 不变时, 要用 Δ_z 来调整

$$\Delta\alpha = \Delta\Theta$$

然而, 由图 15.10 可以看出, 这样也会使阻力系数改变, 因而, 还必须调整 x 方向的力

(F)。

此外,可按下列想法说明直接力操纵的效能。当空速不变时,欲使升力不变,必须

$$\Delta C_A = C_{A\alpha} \Delta \alpha + C_{Az} \Delta z = 0 \quad (15.3.9)$$

由此得可用来解耦姿态控制的角度大小为

$$\Delta \Theta = \Delta \alpha = -\frac{C_{Az}}{C_{A\alpha}} \Delta z \quad (15.3.10)$$

快速后缘襟翼的空气动力效能(C_{Az})约为机翼的效能($C_{A\alpha}$)的 1/5,因而,当最大襟翼偏角为 $\pm 30^\circ$ 时,可使俯仰角约改变 $\pm 6^\circ$,而航迹仍保持不变。例如,用这种方法能明显改善军用飞机的目标范围。

当然,上述三种情况的任意中间情况都可调整,这样就能实现各种各样的机动特性。此时,当然需要自动控制,因为驾驶员胜任不了各操纵部件的协调。

水平航迹机动

图 15.11 说明了侧向运动中力矩操纵和力操纵的各种方法。当用力矩操纵方式进行转弯飞行机动时,不仅应协调操纵副翼和方向舵,而且在转弯飞行中还必须用升降舵来增大升力(见 14.3.2 节),即应使三个操纵部件协调偏转。与此相反,直接侧力操纵时副翼保持为零,因而,升力和重力之和也为零。所以,若直接侧力操纵不引起附加阻力的话,单独一个操纵部件也就够用了。

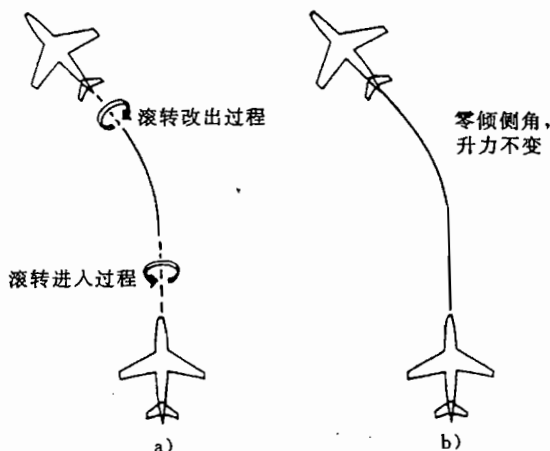


图 15.11 改变航迹方式的比较。

a) 用滚转操纵, b) 用直接侧力操纵。

(引自 Altenkirch 90/)

然而, Δ_Y 操纵部件的操纵效能很低。若这个部件不是准确地设置在重心处,那么,它造成的偏航力矩必须用另一个操纵部件来平衡。图 15.12 示出类似 Alpha-Jet 飞机不同构形状态下操纵效能与迎角的关系。这样所能达到的侧向加速度(由式(7.2.12))为

$$b_y = V_0 Y_y \Delta_Y = \frac{\bar{q} S}{m} C_{Q_y} = g \frac{C_{Q_y}}{C_{A0}} \quad (15.3.11)$$

因此,当图 15.12 中均值为 $C_{Q_y} = 0.03$ 时,可得侧向加速度为 0.3 m/s^2 ,采用不到 2° 的滚转角也可得到同样的效应。通过非对称偏转鸭翼(canards),由于机翼上流场的影响,也可

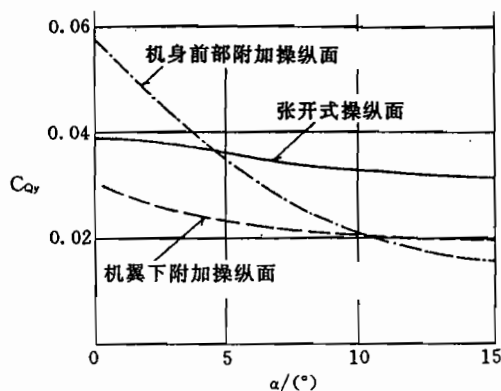


图 15.12 产生侧力的各种构形的效能
(引自/Altenkirch 90/)

以产生侧力。此时所造成的偏航力矩需用方向舵来平衡。

如图 15.13 所示,直接侧力可用来:

1. 无倾侧、无侧滑地改变航向;
2. 当滚转角和偏航角保持为常值时改变航向(侧移);
3. 当航迹不变时调整偏航角(机身转向, fuselage pointing)。

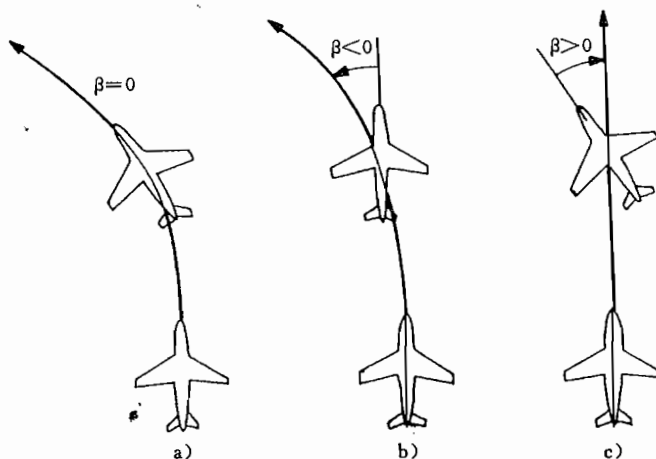


图 15.13 直接侧力操纵时的机动方式

a) $\Phi=0$ 时改变航向; b) $\Phi=0, \Psi=0$ 时改变航向; c) $\Phi=0$ 时的侧滑飞行。

(引自/Altenkirch 90/)

图 15.13 所示的机动方式 a) 对于战斗机的高精度航迹控制是有意义的; 机动方式 b) 便于用在着陆前的航向修正; 而机动方式 c) 扩展了目标范围。在侧风着陆时, 可能采用后一种方式是有利的, 参见 16.5.2 节, 这样, 就减小了修正偏流所需要的倾侧角。

直接侧力操纵需要加上附加的操纵面, 这些操纵面改变了飞机的构形, 因而产生附加阻力。当飞机运动时 (β, r_K), 当然也产生附加力, 而这反映在相应的导数 $C_{n\beta}, C_{nr}$ 上, 不仅侧向运动的特性 (尤其是荷兰滚), 而且阵风的敏感性也因此而改变。

直接阻力操纵

对称打开装在飞机尾部(如 Buccaneer)、立尾(如航天飞机)上、发动机挂架上或者导弹挂架(如 Alpha-Jet-CCV)上的阻力板(开启式活动面),可以迅速调整阻力,即空气动力 X 的直接操纵。图 15.14 示出 Alpha-Jet 飞机开启式襟翼对阻力和俯仰力矩的影响。由下面的平飞估算可以得出这种气动制动器的效能为

$$n_{tx} = -\frac{\Delta W}{mg} = -\frac{\bar{q}S\Delta C_w}{mg} = -\frac{\Delta C_w}{C_{A0}} \quad (15.3.12)$$

它与动压或者与升力系数有关。由图 15.14 所示的数值可见,当以 $M=0.6$ 近地飞行时,可得到的减速度为 $n_{tx}=-1.25$ 。这样,就可以精确地控制 x 方向自由度。

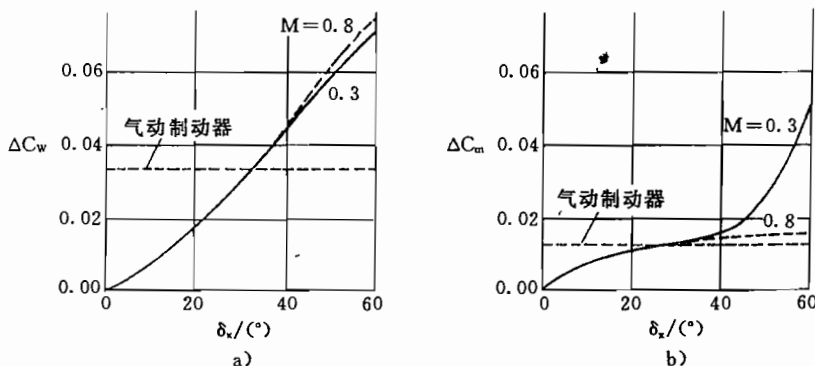


图 15.14 对称开启阻力板对阻力和俯仰力矩的影响
a)附加阻力;b)附加俯仰力矩。(引自/Altenkirch 90/)

15.3.3 用直接力操纵进行控制

用直接力操纵进行控制的大多数经验是关于直接升力控制(DLC)方面的。典型例子是德国航空航天研究院(DLR)用试验机 HFB 320 和 ATTAS 进行的空中飞行模拟研究项目。在 8.5.1 节已讨论了飞机对升降舵和襟翼操纵指令的响应特性,在 8.5.2 节也已说明,正常式飞机 Z_η 和 M_η 的正负号的不同将会在传递函数 $\hat{q}_{\eta\eta}$ 中引起不希望的全通特性,这也可参见 15.3.1 节的讨论。

使用直接力控制的主要目的是为了改善航迹响应特性,同时克服这种全通特性。如图 2.10 和 10.1 节所述,由于改变升力的操纵面的构造形式不同,升力增量和力矩增量之比 Z_z/M_z 也极不相同,这个比值既可以为正,也可能为负。通过与恰当的直接力操纵面 Δ_z (系数 k) 协调偏转升降舵 η ,在一定限度内可以改变总的操纵力矩

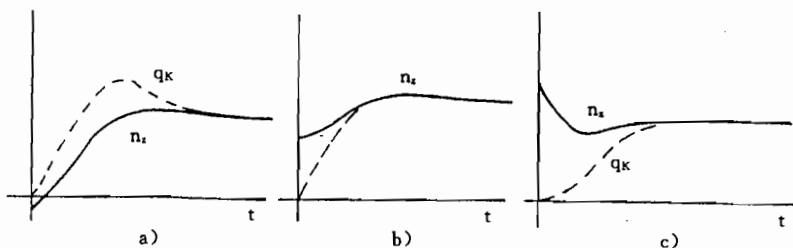
$$M_\delta = M_\eta + kM_z \quad (15.3.13)$$

和总的升力变化量

$$Z_\delta = Z_\eta + kZ_z \quad (15.3.14)$$

之间的配置/Hanke 77/,从而显著地改变飞机的响应特性,如图 15.15 所示。

图中所示特性可由 8.5.1 节的推导来说明。由图 8.33 所示信号流程图,直接可以看出 q_k 和 n_z 的初始特性为

图 15.15 q_K 和 n_z 的阶跃响应a) 纯力矩操纵 ($k=0$); b) 混合操纵;

c) 纯升力操纵。(引自/Hanke 77/)

$$\dot{q}_K \Big|_{t=0} = M_\delta \delta \quad (15.3.15)$$

$$\dot{n}_z \Big|_{t=0} = -\frac{V_0}{g} Z_\delta \delta \quad (15.3.16)$$

已得到短时稳态特性为

$$\frac{q_K}{\delta} \Big|_{t \gg T_{AS}} = \frac{Z_a M_\delta - Z_\delta M_a}{M_a - Z_a M_q} \quad (8.4.7)$$

$$\frac{n_z}{\delta} \Big|_{t \gg T_{AS}} = -\frac{V_0}{g} \frac{q_K}{\delta} \Big|_{t \gg T_{AS}} \quad (8.5.5)$$

q_K 和 n_z 的初始响应特性直接就是 M_δ 和 Z_δ 的函数, 用这两个量可以修改初始响应特性。

此时, 若使 q_K 和 n_z 的准定常响应特性不变, 那么, 按照式(8.4.17), 应该使

$$Z_a M_\delta - Z_\delta M_a = \text{const}$$

这是很难满足的。比较简单的办法是通过一个高通滤波器(washout-filter)来控制直接升力操纵部件, 用它只修正飞机的初始响应, 如图 15.16 所示, 例如, 能有效地控制 C^* 。

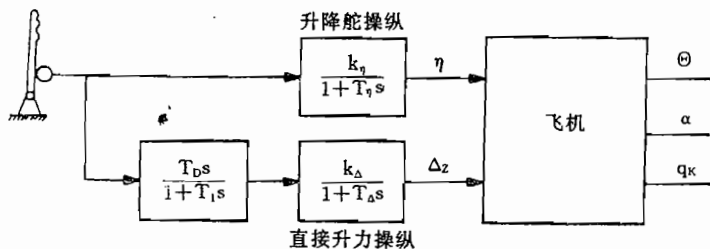


图 15.16 具有高通滤波器的组合升降舵—直接升力控制系统

但是, 在设计这种控制时, 要注意在机翼(直接升力控制)和尾翼上可能存在的不同滞后, 这可能会使结果明显变坏/Schafranek 80/。最后, 应通过计算来调整对组合操纵的响应特性, 同时, 当然也应一起考虑阻力的变化特性 X_δ , 空速和航迹角的变化关系在这里起主要作用/Hanke 85/。

总的看, 直接升力控制提供了改善俯仰运动和垂直运动的耦合特性的可能性。当然, 若要求更高时, 需要加入 Δ_X 快速操纵机构(阻力生成器)。

15.4 放宽稳定性

为了在边界情况下保持驾驶员的负载,经典飞行品质准则要求飞机具有自然稳定性,只有在应急情况下,才允许航迹自由度有轻微的不稳定性(典型倍幅时间为 6s,见 11.2 节)。然而,减小稳定性对飞行性能和机动性是有好处的。自从使用电传操纵系统以来,当技术上具有足够的可靠性时,可以通过人工稳定性来补偿自然稳定性的不足。为了在飞行品质和飞行性能之间达到较好的折中,人们常常这样作/Weise 90/。

15.4.1 飞行动力学关系

在 3.2 节已指出,为了稳定地飞行零升力矩应为正,力矩特性曲线斜率应为负(图 3.17)。由此可知,对俯仰力矩系数和导数的要求是

$$C_{m(\alpha=0)} > 0 \quad \text{和} \quad C_{m\alpha} < 0$$

式(3.2.21)表明,可以用平尾安装角 i_H 来调整 C_m (以及 C_{m0}),而 $C_{m\alpha}$ 是重心位置相对中性点的距离 x_N 的函数(式(3.2.25))。

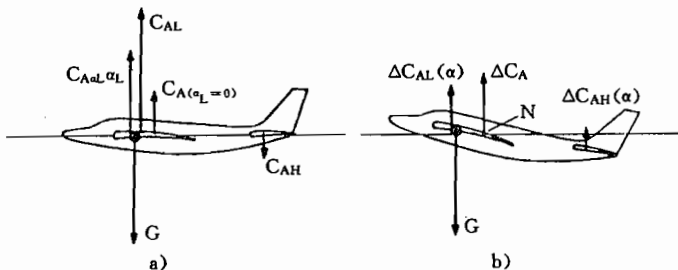


图 15.17 正常布局飞机的升力和纵向力矩

a)配平状态;b)迎角增大 $\Delta\alpha$ 时。

在非加速水平飞行情况下,升力等于重量(式(1.2.6)),而俯仰力矩之和应为零($C_m = 0$)。图 15.17a)示出在重心前限下(略大于 25%机翼弦长),正常式飞机的配平状态,图中画出了三个升力分量,即

- 作用在 $\bar{c}/2$ 上的零升力 $C_{AL}(\alpha_L=0)$;
- 作用在 $\bar{c}/4$ 上的与迎角 α 有关的机翼升力 $C_{AL}\alpha_L$;
- 作用在平尾中性点上的平尾升力 C_{AH} 。

另外,还画出总的机翼升力 C_{AL} ,它作用在机翼压力中心上,随着迎角 α 的增大,它从 $\bar{c}/2$ 移动到 $\bar{c}/4$ 。因为重心在机翼总的升力作用点之前,为了获得力矩平衡,平尾必须产生(负的)升力。当迎角偏离配平状态 $\Delta\alpha$ 时(图 15.17b)),在机翼和尾翼上将产生附加升力,其合力作用在飞机的中性点 N 上。由于该合力在重心之后,因而产生一个相对大的负的力矩 $C_{m\alpha}\Delta\alpha$ (弹簧刚度,或“静稳定性”)。

这样一来,除了大迎角外,在全部飞行范围内,尾翼必须产生负的升力,以换取稳定的弹簧刚度系数。因为总的升力等于重量,所以,机翼应该通过附加升力来补偿尾翼升力的

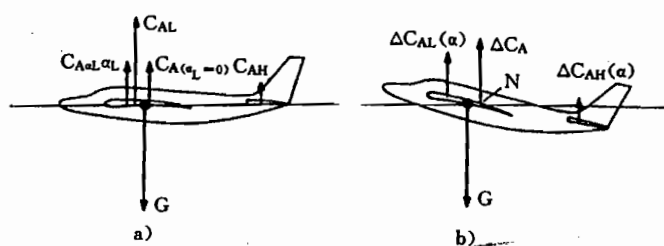


图 15.18 重心后移时的升力和纵向力矩

a) 重心在机翼升力作用点后面时的配平;

b) 迎角变化引起的升力变化。

减小。机翼和尾翼上的诱导阻力与所产生的升力的二次方成正比,因此,诱导阻力将比尾翼单独分担的阻力大了两倍。

若人们能找到一种机翼—平尾构形,或者一个重心位置,使平尾能分担部分升力(即产生正的升力),那么,相应就减小了机翼上所产生的升力,从而也就减小了阻力。这样,就可把机翼做得轻一些,且降低了定常飞行时的推力,从而也就减少了油耗。结构重量和燃料重量的减少又可增加有效载荷和/或航程。

在图 15.18 中,重心向后移动到 40% 机翼弦长处,因为重心已移到总的机翼升力作用点的后面,所以,为了达到力矩平衡,平尾必须产生(正的)升力。图 15.18b) 所示的重心和飞机中性点 N 之间的距离(迎角变化引起的附加升力的力臂长度)明显变小,弹簧刚度系数 $C_{m\alpha}$ 也同样减小,这使图 3.17 所示的力矩特性曲线的斜率减小,飞机对力矩的变化(例如,推力力矩)的响应更敏感,这必须由配平偏角 i_H 来补偿。除此之外, $C_{m\alpha}$ 的降低也造成短周期振动频率的减小,这要通过相应的反馈来校正。

如果重心还继续向后移动,那么,为建立力矩平衡,平尾必须分担越来越大的升力。若像图 15.19 所示那样,重心在飞机中性点之后,那么,恢复力矩特性 $C_{m\alpha}$ 变为正,力矩特性具有如图 15.20 所示的正的斜率。在这种情况下,只有当零升力矩为负($i_H > 0$),才能获得力矩平衡。然而,由于 $C_m(\alpha)$ 曲线斜率为正,就不再有稳定的飞行状态,这又必须通过 α 对升降舵(η)或者对平尾(i_H)的反馈来人工稳定。

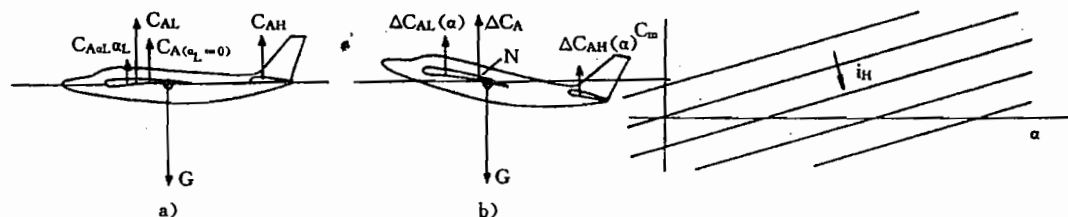


图 15.19 当重心在飞机中性点之后时的升力和俯仰力矩

图 15.20 弹簧刚度为负时的力矩曲线

a) 重心在飞机中性点后的配平; b) 迎角变化引起的升力变化。

图 15.21 示出 Airbus 300 飞机重心位置移动对飞机纵向运动特征值的影响。当重心移动到约 48% 机翼弦长时,短周期运动的极点和沉浮运动的极点各合成一对重极点;当重心移动到 49% 机翼弦长以后时,一个实极点就超越了稳定边界,而且短周期运动和沉浮运动各有一个极点合成一种新的振动(第三种模态)。

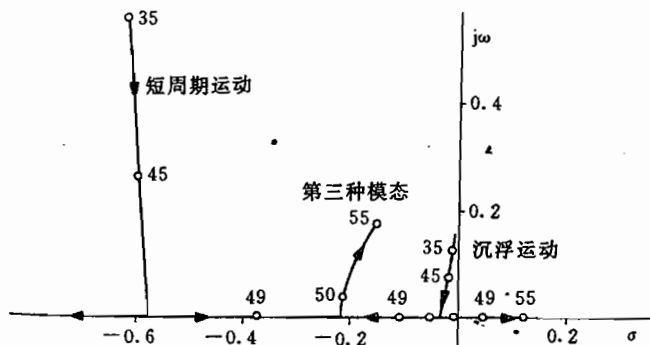


图 15.21 重心后移(相对机翼前缘的平均气动弦长%)

对 Airbus 300 飞机纵向运动特征值的影响

(引自/Weise 90/)

15.4.2 运输类飞机放宽静稳定性

降低静稳定性将减轻运输机的结构重量,节省燃料,并直接降低使用成本,当然,实际上还与其它一系列因素有关。由于载重的差别和燃料的消耗,总允许重心位置有大的变化范围(典型量值为机翼平均气动弦长的 25%~35%,起始点在平均气动弦的前缘),此外,重心前限受到配平可能性的限制。由于结构方面的原因,重心位置是不能任意改变的,是在飞机设计时已经确定了的,例如,为了安排起落架;此外,机翼翼盒、起落架舱或者下货舱空间都是难以更改的边界条件。另一种边界条件是起飞时前起落架的负荷,如图 15.22 所示。重心至少必须在主起落架前面的一定距离上,以便平衡推力力矩(大多为正)和机翼力矩,并使前轮还能足够好地接触地面。必要时限制起飞过程中的加速度。最后,还必须顾及到整个飞行范围内要有足够的配平能力。

移动重心的最好办法是在飞机尾部设置一个附加油箱(在平尾和立尾上的配平油箱)。若抽汲燃油,那么,在飞行过程中就可使重心适配不同的条件。Concorde 超音速运输机上首先采用了这种方法,用以平衡超音速飞行时中性点的后移。虽然配平油箱增加了重量,但由于阻力的减小,在中等航程和远程飞机上仍获得明显的效益(例如,Airbus 300)。

与降低稳定性有关,还建议减小平尾,这将对减小平尾面积、从而降低摩擦阻力具有附加作用。图 15.23 示出稳定性边界、配平能力边界与平尾面积 S_H 和重心位置 x_N 的关系,由该图可以看出,减小平尾面积将使稳定性范围变小。若重心保持不变,那么,机翼和尾翼之间没有载荷再分配,因而,诱导阻力也没有减小。依靠附加的稳定性措施,只能适当地减小摩擦阻力。

Lockheed L-1011 飞机的研究项目证明,降低静稳定性时(重心后限到稳定性边界

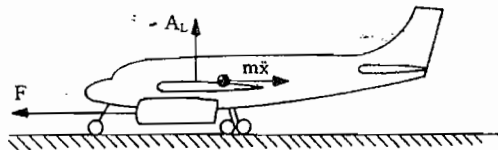


图 15.22 起飞时的重心后限

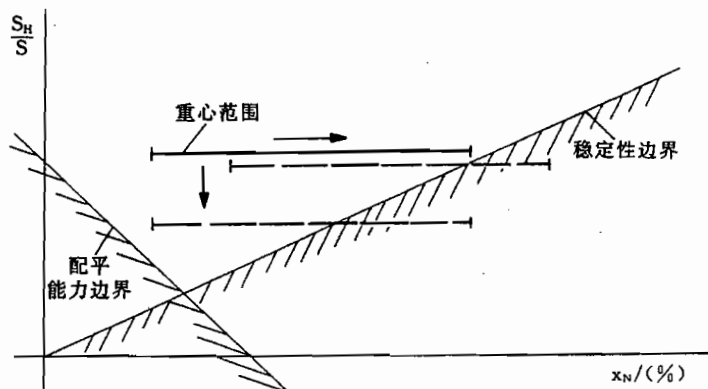


图 15.23 具有静不稳定性的原理可能性(引自/Weise 90/)

为 3%)采用阻尼器反馈($q_K \rightarrow \eta$)可以获得令人满意的飞行品质。然而,只有通过 α 或者 Θ 反馈,并采用全权限控制器,才能完全补偿稳定性。减小弹簧刚度 C_{ma} 的同时,使 α 的操纵变得比较敏感,可能很容易造成无意超过最大迎角,所以,必须用控制器加以限制。

15.4.3 战斗机放宽静稳定性

放宽静稳定性也成功地用在战斗机上。但是,降低阻力在这里只是次要的,最主要还是为了改善机动性。当静稳定性 C_{ma} 很大时,为了进行机动,需要很大的操纵偏角。相反,由下式

$$\dot{q}_K = M_\alpha \alpha + M_q q_A + M_\eta \eta + \dots \quad (15.4.1)$$

可以看出,能用来产生($\dot{q}_K$)运动的操纵力矩的作用随 C_{ma} 的减小而增大。在准定常情况下($\dot{q}_K=0$),有

$$\alpha_{stat} = -\frac{M_\eta}{M_\alpha} \eta \quad (15.4.2)$$

这就是说,在所希望的迎角变化情况下, M_α 越小,则操纵偏角 η 就可能越小。二者增强了这种可能性,即可以用小的操纵偏角使飞机迅速改变飞行航迹(敏捷性, Agility)。这里也必须用反馈来补偿减小了的弹簧常数。按照 14.1.1 节所述,反馈 $\alpha \rightarrow \eta$ 和 $\Theta \rightarrow \eta$ 对俯仰自由度的影响是类似的。其中,姿态角反馈(也可由 q_K 积分得到)应该更容易实现。这又进一步可以用人工的 M_Θ 来补偿自然的 M_α ,从而把飞机操纵从气流坐标系转变到牵连地坐标系上,这就给机动方式提供了新的可能性/Mangold 90/。

侧向运动也存在类似关系。由常规要求的螺旋运动稳定性,飞机受矢量 V_A 的约束,也就是说,侧滑角总是通过自然稳定性恢复到零的。若有意增大侧滑角 β ,则需要相应地偏转方向舵。若螺旋运动是中立稳定的(极点在坐标原点上),则实际 β 的控制(例如等航迹方位角 χ 下的 Ψ 控制)具有很高的灵敏性,而且需要的操纵偏角极小,这将明显地改善机动性。

15.5 使用边界的控制

向大迎角方向扩展飞行范围,即向升力极限扩展飞行范围,需要监控迎角,并能可靠

地防止超过它的最大值。采用常规控制器,当临近 $\alpha_{\max}$ 时,通过人工模拟驾驶杆振动的自然效应给驾驶员告警(驾驶杆抖动器 stick-shaker),并由控制器以很大的力向前推的方法(stick-pusher,推杆器),防止超过 $\alpha_{\max}$ 。采用电传操纵系统时,可以并必须由控制器来限制或不理睬驾驶员指令的方法,可靠地防止稳态和动态超过 α 的极限值。

在纵向运动和侧向运动中,降低弹簧刚度(静稳定性)来提高机动性,容易附带造成无意中超过飞行边界。只有当控制器能够保证遵守所有的边界时,才能使用这项技术措施。

向高马赫数扩展飞行范围,也要求有安全措施。在常规自动驾驶仪上,配平用来平衡大的载荷变化,既要防止飞机下俯(马赫数配平),又要防止飞机迎角上跃(α 配平)。飞机最大飞行速度受到抖动现象(机翼上压力突变的周期性移动)和机翼颤振(由气动弹性效应引起的发散性振动)的限制。通过修改翼型,可以避免抖动现象,或者把这种现象推移到更高的飞行速度上;而为了防止颤振,则需要加强机翼结构。为了既保持结构不变,又能把颤振推移到更高的速度上,则要采取振动阻尼控制技术措施。

按照用新型操纵系统和控制技术措施改善和恶化操纵响应特性的具体情况,也必须监控、限制转动和移动加速度(载荷系数),以及转动角速度(g-load-limiting 等),这对战斗机尤其重要。在侧向运动中,这项任务涉及对侧滑角和滚转角的限制。

这样作的目的是使驾驶员能全权进行快速机动,而不必担心使用边界的保持问题(无忧机动, care-free maneuvering),驾驶员勿须经常监视显示器,可把这项工作交给控制器。这种方法也被用在发动机控制器,在全部使用范围内,控制器限制发生过热、压气机增压比(气流不平稳极限)、转速和转动加速度,使驾驶员能无危险地赋予任意节流指令。然而,不论是飞机还是发动机,都不允许把这个概念理解成漫不经心或者放任不管。

不论在军用领域,还是在民用领域,都装备具有多种保护和限制功能的现代控制器,它们都被赋予全权限和高的响应速度。所以,这类控制器不是附带能加上去的,而是飞行器综合设计的组成部分,在第 20 章将列举几个例子。

小 结

本章讨论的扩展飞行范围边界的控制技术措施,都归结成“主动控制”概念。正如这一章中所列举的少量例子所示,有各种各样的技术措施,它们的区别在于目标范围不同(例如,改善机动能力的直接力控制和降低稳定性措施)。它们的具体实施与新型、附加操纵方式的设置有关,前提条件是能使用可靠的全权限电传操纵系统。

飞行控制的这一新领域正处在全面发展过程中,对未来飞机的机载系统将发生重大影响。经过大量的研究项目积累,有一些措施已成功地被大量应用,不仅用在民用领域(A320~A340),而且也用在军用领域(F16, X-31A, EFA 等)。

16 飞行航迹的稳定

到此为止,我们只讨论了改善飞行品质或者稳定飞行姿态的控制器。这类控制器不能使飞机保持在一条航迹上,所以,我们在此之前总是认为,或者由驾驶员,或者由外控制回路来引导飞机。本章的内容是介绍进行航迹控制的外控制回路的标准功能。因为是用外控制回路全自动地引导飞机,所以,把这类控制器列入“自动驾驶仪”这一概念。

早期的自动驾驶仪是常值控制器,即它们的任务是保持先前由驾驶员稳定的飞行状态(飞行姿态,飞行速度)不变,或者保持直线飞行航迹(飞行高度,航向)不变,因为需要调整的相对于规定航迹的偏差不大,所以,线性控制器已足够。最初,只用升降舵、副翼和方向舵作为调节变量(狭义上的自动驾驶仪),后来又加上发动机推力(auto-throttle,自动油门)。这些功能作为基本工作方式也被用在现代飞行控制系统上。

这类控制器只间或代替驾驶员,而不能完全代替驾驶员,驾驶员必须自己完成飞机构形的每种改变,就是说,他必须亲自放下着陆襟翼和阻力板,还经常要控制发动机推力和配平,任何航迹的变化也需要驾驶员的干预。为此,在简单情况下,驾驶员须断开自动驾驶仪,待飞到一个新的高度或者一个新的航向时,稳定住这个航向,接着,再“接通”控制器。复杂的控制器能设置新的规定值,并自动地通过非线性控制律进行转换机动。

在本章中我们将只限于讨论定常飞行阶段的线性控制器功能,只讨论用于改变航迹的一些简单措施。一些对连续转弯,或者经常要变换飞行航迹的自动航迹控制的更新的方法,将在第 17 章中讨论。

原则上,自动驾驶仪有两项任务:稳定航迹和减缓紊流对飞行航迹的影响。这两项任务可用下面的简单方程来说明

$$\dot{H} = V_K \sin \gamma \quad (6.1.14)$$

$$\gamma = \Theta - \alpha - \alpha_w \quad (1.3.1)$$

$$\dot{\chi} = \frac{1}{m V_K} Q + \frac{g}{V_K} \Phi \quad (7.2.7)$$

航迹变量 H 和 χ 由其它状态变量的不定积分给定,这就是说,相应的传递函数各有一个极点在坐标原点上。这首先就意味着,飞机航迹特性是不稳定的;另外,由于状态变量中不可避免的偏差,使不加控制的飞机越来越偏离它的飞行航迹。因此,必须通过相应的反馈来使飞行航迹特性稳定,即必须使由式(6.1.14)和式(7.2.7)引起的在坐标原点上的极点向左移动。由上列方程可得对此最有效的“调节变量”是:

——飞行航迹倾角 γ (也可换成 Θ 和 α);

——滚转角 Φ 。

上列方程中的所有变量都要受到风和紊流的扰动(见 8.5.4 节),即

$$V_K(V_w), \gamma(\alpha_w), Q(\beta_w) \text{ 和 } \Phi(p_w)$$

因而,航迹控制器的第二项任务是减缓风和紊流对航迹参数:

—— H (或者 γ), V_K (或者 V_A)和 χ

的影响,而且至少要保证稳态引导精度。在控制对象中所包含的积分补救了相应控制器中积分的不足。

最后,从上列方程可以看出,航迹控制器可以在 Θ 和 Φ 的姿态控制器基础上设计,也就是根据第 14 章所讨论的基本控制器来设计。它们可以分别按被控制变量高度、空速和航向作为单变量串联控制器来设计。这些控制器的边界条件和控制变量的选择,已在 11.3.1 节中详细讨论了。

16.1 高度和垂直速度的控制

除了姿态控制外,自动驾驶仪最简单的工作方式是分别保持纵向运动中一个变量,即高度或者空速之一为常数。特别是在巡航飞行时,用这种工作方式来减轻驾驶员的负担,即作为等规定值的恒定值控制器。这两种工作方式都建立在 14.2 节已讨论过的基本控制器的基础上,其好处在于:驾驶员可通过接通外控制回路,从姿态控制方式转换到空速控制或者高度控制工作方式。

因为总是只用升降舵作为操纵元件,所以,这类控制器中涉及的是建立与串联控制类似的单变量系统。然而,这样一来,要自动控制的只是纵向运动中两个航迹分量中的一个,而驾驶员则必须控制当时的其它分量。因此可以说,比较简单的控制器结构是以驾驶员参与控制过程为代价的。只要涉及的是稳态飞行阶段(例如,等高度飞行),它就能有效地减轻驾驶员的工作负担。

16.1.1 高度控制器的结构

正的控制偏差 $\Delta H = H - H_c$ (定义见 2.7 节),要用负的航迹倾角 γ 来消除,因而,可以用航迹倾角 γ 来控制高度。从串联控制的意义上讲, γ 是高度控制的“调节变量”,如图 16.1 所示。相反,内控制系统的规定值 γ_c 正比于 $-\Delta H$,但是,正如已多次指出的那样,航迹倾角控制很难实现,所以,一般高度控制器的结构如图 16.2 所示。在这个结构图中,为了说明控制系统的串联形式结构,对图 7.3 的对象的信号流图作了变换。

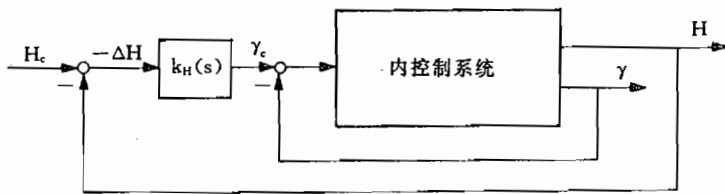


图 16.1 高度控制的串联结构

在图 16.2 中,作为对控制对象“飞行航迹”部分的输入的航迹倾角 γ 是通过 $\dot{\gamma}$ 来“控制”的。若要避免微分 γ ,那么,可以选择与 $\dot{\gamma}$ 成比例的另一个测量变量作为“控制变量”。由 z 向力方程

基本被控制变量。

显然,此时俯仰角 Θ 不再是独立被控制变量,而是由高度控制器给定。为了防止高度控制器造成的姿态角太大,必须限制信号 Θ 。为了改善给定新的高度规定值时的控制特性,常常在姿态反馈中也加入大时间常数的高通滤波器(washout-filter),见 16.5 节。

16.1.2 具有状态反馈的高度控制器的设计

我们想用例子说明精简控制回路的可能性。首先,用全状态反馈设计一种高度控制,所有纵向运动状态变量,即 q_K, Θ, γ, V_A 和 H 等,都反馈给升降舵。对起振过程的要求是:应使 10m 的初始高度偏差尽量快、无超调地衰减,同时,俯仰角变化和升降舵偏度不要太大。对于这架示例飞机采用飞行状态 B3 的数据,无控制情况下的特性示于图 16.3。

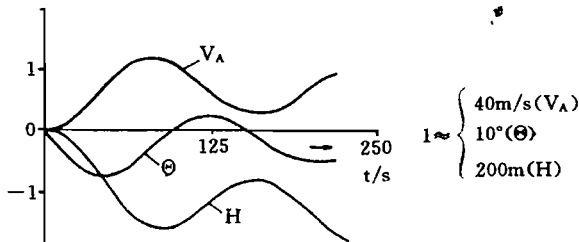


图 16.3 飞行状态 B3 对升降舵偏转 1° 的阶跃响应(无控制情况)

由最小二次型性能准则(“广义二次型控制面”,见 13.2.3 节)

$$J = \int_0^\infty (e_q^2 + e_\Theta^2 + e_u^2 + e_H^2 + f_q^2) dt \quad (16.1.3)$$

可求出控制器系数。在这个性能准则中,所有状态变量和调节变量,也包括它们的时间导数在内,都同样被显著加权。通过对时间导数的加权,性能准则最小时的阻尼特性,要比只加权这些量本身时的阻尼特性好。从优化结果得到控制律为(量纲为 $m, s, (^\circ)$)

$$\eta = -0.01V_A + 1.68\gamma + 2.06q_K + 2.04\Theta + 0.0036\Delta H \quad (16.1.4)$$

其相应的时间变化过程示于图 16.4(实线)。由该图可见,在 10s 内高度误差的衰减无明显超调,其余变量的变化过程也相当好,高度变化特性是可以接受的。然而,存在空速误差,它衰减得很慢(图中没再继续画出)。这是不可避免的,因为只用了一个调节变量,所以,位能的减少首先转化成动能,随着阻力的增大,动能才能慢慢被抵消。

然而,这种控制系统必须采用 5 种不同的传感器,其中,航迹倾角 γ 的测量代价尤其昂贵。试验证明,空速反馈作用不大。这就提出一个问题,是否没有 V_A 和 γ 参数的反馈也可获得满意的特性。为此,在同样的性能准则最小时,重新设计了余下的反馈,这就引出控制律

$$\eta = q_K + 4.24\Theta + 0.004\Delta H \quad (16.1.5)$$

如图 16.4 中的虚线所示,其时间特性稍微变差一些,在超调之后,约经过 20s,高度误差才降低到足够小,然而,这个结果总还是可以接受的。但是,此时俯仰角 Θ 中的短周期振动是显而易见的,原因在于:为了给高度反馈回路以足够的阻尼,以取代缺少的 γ 反馈, Θ 的反馈增益加大了一倍多。然而,这就出现类似图 14.2 根轨迹图那样的结果,损害了短周

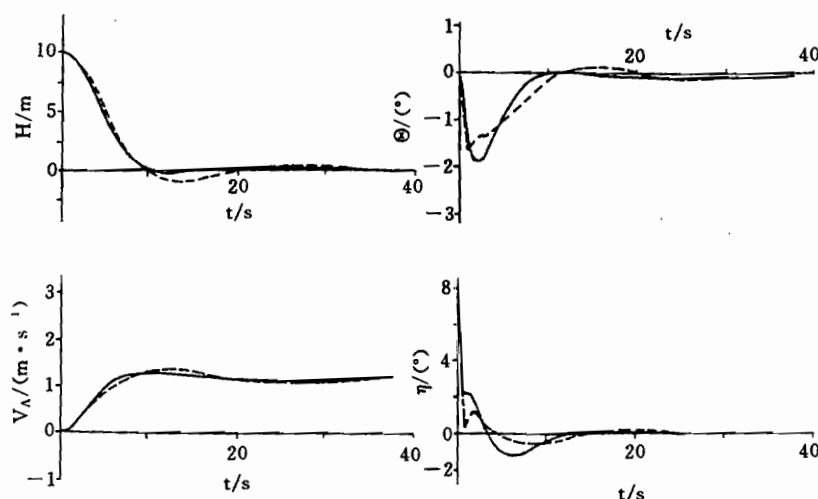


图 16.4 高度控制的时间变化过程

——全状态反馈; ····非全状态反馈。

期振动的阻尼,这个困难可以通过高度的时间导数的反馈(代替 γ)来克服。

16.1.3 高度控制器的工作方式

长期以来,自动驾驶仪简单的常规工作方式是把高度控制器接通瞬时所在的高度作为规定值,并保持它为常数,这是高度保持(altitude hold)方式。这可以很简单地这样来实现,即在接通时把调整到零的高度信号的电发送器连接到高度表的真空膜盒上,这样一来,电输入信号就与控制误差成正比。

另一种工作方式是高度捕获(altitude acquire)方式,即预选任一个规定高度,接通后由控制器在遵守指定的条件下自动地达到这个高度,然后保持这个高度不变。接通瞬时可能出现大的控制偏差 ΔH ,从而给基本控制器预置一个很大的俯仰角规定值,这必须通过 Θ 的限制予以避免。除此之外,应在适当的垂直加速度($n_z < 1.10$)下以柔和的过渡方式改变高度。二者都可通过控制回路来实现,如图 16.5 所示。

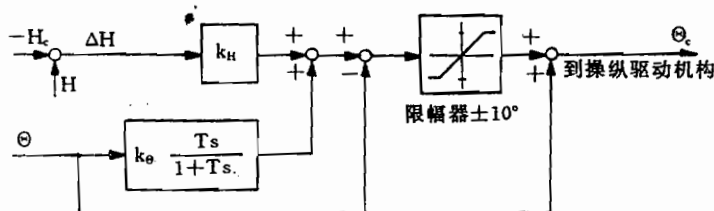


图 16.5 改变高度规定值时限制俯仰角的框图

这个控制回路的功能如下。高度规定值的正向阶跃变化(ΔH 为负),首先引起一个正的俯仰角。若 $\Theta < 10^\circ$,则 Θ 反馈只通过高通滤波器才有效,因为临近限幅器的相反的 Θ 信号互相对消了。在高度规定值变化不大时,若高度以高通滤波器的时间常数(约为15s)趋近规定值,那么,经过滤波的 Θ 信号就刚好补偿了控制误差 ΔH (调节信号 ≈ 0)。

若高度规定值阶跃变化很大时,组合信号($k_H \Delta H - \Theta$)被限制在 10° 。当达到 10° 时,操

纵信号近似为零,尽管仍存在大的控制偏差 ΔH ,这样,将以等俯仰角达到新的高度。约在达到新的高度规定值之前 60m 时,限制不再起作用,这样,基于高通滤波器向水平飞行的过渡就变成一个 e^{-} 函数。当接近规定高度值,例如,当 $\Delta H=6\text{m}$ 时,控制器又转变成线性高度保持。若另外还用垂直速度作为反馈,这也与 Θ 方式一样,可以用来生成柔和的过渡过程。除此之外,大多要限制出现的垂直加速度。

16.1.4 垂直速度的控制

在起飞上升、变换飞行高度、提高巡航高度以及进场飞行等情况下,飞机较长时间处在等边界条件下的上升或下降飞行阶段。这类飞行阶段通过自动驾驶仪垂直速度保持 (vertical speed hold) 工作方式,早已实现自动化。这也与高度控制器一样,涉及恒定值控制,即用这种方式保持接通瞬时的垂直速度 H 。因而,驾驶员在选择这种规定方式之前,必须达到希望的垂直速度,并配平飞机。

H 控制器作为航迹控制器要比姿态控制好,所以,在新型自动驾驶仪上,它已替代姿态控制器作为基本控制器。在 Boeing 777 飞机的控制器中,用航迹倾角 γ 作为基本控制变量,则是进一步向前发展了。只要保持 H 近似不变,垂直速度控制器甚至能补偿风和紊流的影响,因此,升降舵作为唯一的调节变量就足够了。另外,也可以把它像图 16.2 那样“接通”到基本 (Θ -) 控制器上,成为高度控制器。

在这个基础上,还使用预置(输入)控制器,Boeing 737 飞机作为第一种客机成批地装备了 H 的驾驶盘操纵(control wheel steering)。但是,当预置的垂直速度变化较大时,为避免空速变化,必须修正推力(见 6.3.3 节)。因此, H 预置控制器始终要与油门控制器一起使用,与此相应,大多是联锁。在新型电传操纵系统中,则取代 H ,首先选择载荷系数 n_z 或者 C^* 作为预置变量。

16.2 空气动力状态的控制

16.2.1 用升降舵作为调节元件的空速控制

如图 16.2 所示,也可以根据作为基本系统的姿态控制器来建立空速控制。升降舵对空速变化的作用是通过 4 个积分器实现的,因此,为使这种控制系统稳定,本来需要反馈所有 4 个状态变量。但是,由于 α 经过 X_0 直接连接到积分器 V_A 的输入上,所以,可以放弃反馈这个状态变量(α),这样,作为内控制回路,反馈 Θ (作为状态变量 α 和 γ 的线性组合) 和 q_K 又足够了。

为了减小稳态空速偏差,空速控制器必须具有 PI-特性。如图 16.6 的根轨迹图所示,若基本控制器产生足够的阻尼储备,那么,在这种情况下,控制回路也必然稳定。图 16.6 是按图 14.21 的根轨迹图建立的,即按反馈增益 $k_{\Theta}=0.5$ 建立的,这时沉浮运动的极点变成了一对实极点。通过积分空速反馈 k_{Θ_0} ,又形成一对共轭复数极点。

只有用将要在 17.1 节介绍的耦合控制器,实现自动达到规定空速的工作方式才有意义,因而,一些简单的自动驾驶仪必须由驾驶员来改变空速,在达到新的规定空速后再接通控制器。

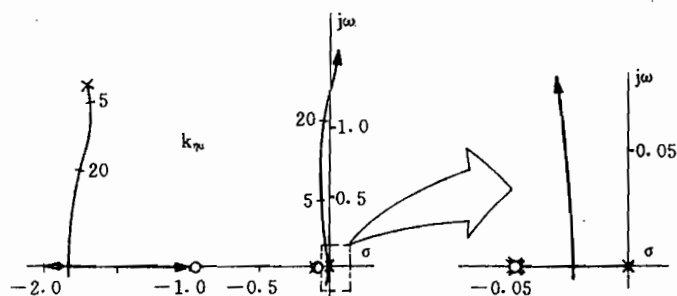


图 16.6 PI-空速控制回路的根轨迹图

$$\eta = 0.5(1+2s)\Theta + k_{\eta}(1+1/20s)\Delta V_A$$

16.2.2 用推力控制空速(推力控制器)

在着陆进近时首先希望同时自动控制高度和空速,这促进了所谓推力控制器(autothrottle)的发展。高度控制任务由已有的升降舵—自动驾驶仪承担,但为了能独立地控制第二个航迹变量,必须把发动机推力作为第二个调节变量。所以要用推力控制空速,因为如图 16.2 所示,用推力改变空速要比用升降舵更直接,即只经过一个积分器。除此之外,在 14.1.2 节已确认, $V_A \rightarrow \delta_F$ 反馈还能改善沉浮运动的阻尼。

推力控制器还经常被看作是独立的控制器,并且也作为可以选择带有或不带有升降舵控制器的独立设备。这是出于这样的考虑,即主要由于调节元件可靠性方面的原因,分开保持各个控制回路。然而,由于空速和航迹倾角对推力和升降舵操纵指令响应之间的强烈耦合作用,不允许孤立地采用 $V_A \rightarrow \delta_F$ 反馈。正常情况下,单独使用推力控制器并不能减轻驾驶员的负担,因此,单独加入推力控制器会带来一些困难,因为此时驾驶员必须承担与空速耦合的姿态控制,例如,驾驶员必须补偿由推力力矩造成的不平衡。

下面要研究的推力控制器都必须在上述条件下来看待,即我们的出发点总是同时使用姿态控制器。在 17.1 节还将讨论从目前的经验看一些非常合理的空速和高度耦合控制器的结构。因为空速控制涉及的是沉浮运动频率范围内比较缓慢的运动过程,所以,可用图 16.7 这种最简单的信号流程图来讨论,该图复现了已在图 8.22 中采用的沉浮运动近似,但这张图作了改动,重叠画出各个直接受到这两个操纵变量影响的子系统,此外,还示出水平风的影响。

假设用升降舵控制器保持俯仰角不变,那么,研究还可以进一步简化,这样,控制对象就可看作如图 16.8 所示的一阶系统。

推力平静问题

在设计推力控制器时会提出下列问题。首先,即使出现风切变,也应当尽量准确地保持空速,尤其在使用推力控制器最频繁的着陆进场阶段。为了减小接地速度和着陆减速滑跑距离,空速在这个飞行阶段比最小空速只大 30%,绝对不允许再继续减小。为此,需要高的控制增益。为了补偿风切变的影响,推力控制器另外还具有积分特性,这大多要用积分调节伺服机构来实现。

另一方面,不允许猛烈地改变发动机推力,希望推力有尽可能高的平静度,原因在于:
——发动机的寿命,燃料消耗;

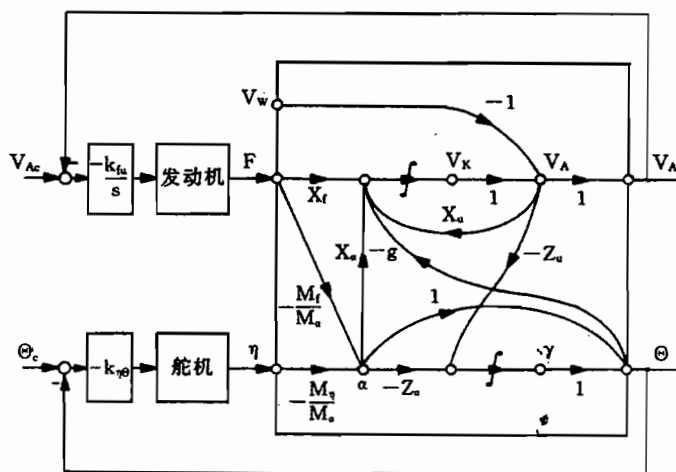


图 16.7 通过推力控制空速(带有基本控制器的推力控制器)

- 发动机噪声造成驾驶员和乘客烦躁不安；
- 对座舱压力以及供电和液压供给等相关附加设备的扰动。

因而,要在推力平静性要求和控制引导精度要求之间作出折中。驾驶员允许阵风造成短时间的空速偏差,但是,当空速连续变化时,通过油门干预将很费力。然而,用一种简单的线性控制器是不能模拟驾驶员的特性的,这就必须由另外的方式找到一种折中。

放下着陆襟翼对推力控制器也是一种扰动,在这种扰动作用下,也必然附带改变空速规定值。为了保持放下襟翼时推力控制器的平静特性,加装了通过由与襟翼位置相关控制的控制器。

用互补滤波使推力平静

由图 16.7 可见,水平风的阶跃变化将无滞后地影响空速,而航迹速度的变化则是迟后发生的,且与阻力质量比(X_u)成正比。此时,如果把受阵风直接影响的空速信号反馈给推力,那么,发动机推力过程将变得令人讨厌的不平静。通过附加测量纵向加速度 $\dot{V}_K$ 以及 V_A 和 $\dot{V}_K$ 这两个变量的互补滤波,能防止发动机受到空速信号中所包含的高频阵风部分的影响。这样必须补偿加速度计信号(式(9.3.3))中的主要部分

$$b_x = \dot{V}_K + g \sin \Theta \quad (16.2.1)$$

为此,需要准确测量姿态。

如果各经过一个一阶低通滤波器反馈 V_A 和 $\dot{V}_K$ 这两个测量信号,那么,就得到图 16.8 所示的控制回路。这项措施的优点首先是:抑制了来自紊流和发动机噪声的高频信号部分。通过滤波器的合适设计,还可以大大强化这种作用,而对控制器回路稳定性也没有值得重视的缺点/Wüst Bu 72/,如下所示。

按图 16.8 的近似关系,对控制对象,有

$$V_A(s) = \frac{X_f}{s - X_u} F(s) - \frac{s}{s - X_u} V_w(s) \quad (16.2.2)$$

$$s V_K(s) = \frac{s X_f}{s - X_u} F(s) - \frac{s X_u}{s - X_u} V_w(s) \quad (16.2.3)$$

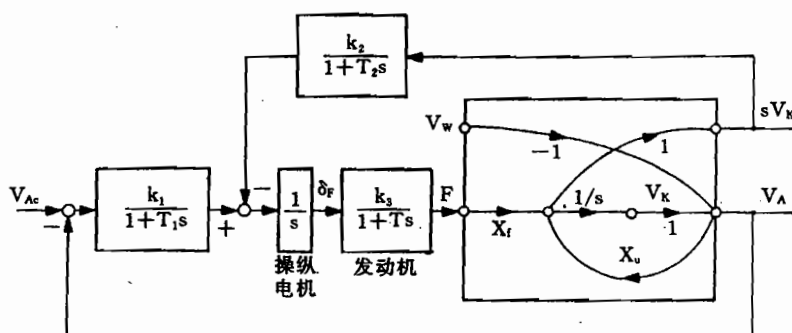


图 16.8 带有互补滤波器的推力控制器

发动机输入的信号为

$$\delta_F(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{k_1}{1+T_1s} (V_{Ac} - V_A) - \frac{k_2}{1+T_2s} sV_K \right] \quad (16.2.4)$$

当 $V_{Ac}=0$ 时, 由式(16.2.2)~式(16.2.4), 得

$$\begin{aligned} \delta_F(s) = & -\frac{X_f}{s(s-X_u)} \frac{k_1 + s(k_1T_2 + k_2) + s^2k_2T_1}{(1+T_1s)(1+T_2s)} F(s) + \\ & \frac{1}{s-X_u} \frac{(k_1 + k_2X_u) + (k_1T_2 + k_2X_uT_1)s}{(1+T_1s)(1+T_2s)} V_W(s) \end{aligned} \quad (16.2.5)$$

第一项被加数(除了发动机特性以外)含有开环的传递函数, 其中所含的互补滤波器部分是一个具有同样分母和分子阶数(PD₂-T₂滤波器, lead-lag-filter, 超前滞后滤波器)的传递函数。这个滤波器可以这样来设计: 使相位损失在 $|F_0(\omega)|=1$ 范围内很小, 因而, 它在稳定性方面对控制回路的设计的影响就很小。

这些相同的滤波器在扰动信号方面的作用则完全不同, 这可由式(16.2.5)的第二项被加数看出, 它表征了阵风 V_W 对发动机输入信号 δ_F 的影响。在低频范围内, 这个信号应尽量大, 但在发动机所允许的信号频率以上时, 应尽快抑制这个信号。当

$$k_1T_2 + k_2X_uT_1 = 0 \quad (16.2.6)$$

时, 这个滤波器在扰动变量 V_W 方面的作用类似传递函数

$$\delta_F(s) = \frac{1}{1+T_1s} \frac{k_1(1-T_2/T_1)}{(1+T_1s)(1+T_2s)} V_W(s) \quad (16.2.7)$$

的二阶滞后特性。

为使“接通扰动变量”的效果在低频率范围内足够大, 则滤波器的稳态增益要足够大, 而且要为正, 这样, 在正 V_W 下, 应增大推力使飞机加速。由此可得滤波器时间常数的条件为 $T_2/T_1 < 1$, 即 $T_1 > T_2$ 。像所希望的那样, 高频阵风信号在高于角频率 $1/T_1$ 和 $1/T_2$ 时将被抑制。

在 $V_A \rightarrow \delta_A$ 控制回路内, 采用相应的 P-T₂-滤波器, 也可达到同样的效果, 但对控制回路稳定性的影响明显变坏。这个示例说明, 通过互补滤波, 可以互相独立地设计控制回路的稳定性和扰动特性。

16.2.3 空速控制和高度控制之间的耦合

空速控制和高度控制之间的耦合作用, 在航迹剧烈改变时尤其明显。当对航迹控制精

度要求很高时,例如进场着陆阶段,应该考虑这种耦合作用。这种耦合作用可以很简单地用图 16.7 所示的近似沉浮运动关系来讨论。

由 V_A 经 $-Z_u$ 到 γ 积分器,又反向经 Θ 和 $-g$ 到 V_K 的连接,组成了经过 V_K 积分器的反馈回路,该回路中含有一个不定积分。这个积分反馈回路防止任何空速变化,例如,防止由推力增大所造成的稳态空速变化。然而,推力增大 ΔF 引起稳态航迹倾角增大,它恰好经过 $-g\Theta$ 的联系与推力控制指令一致,这样,在稳态情况下(当 $\alpha=0$ 时),有

$$X_f \Delta F - g \Delta \gamma = 0 \quad \rightarrow \quad \Delta \gamma_{\text{stat}} = \frac{1}{mg} \Delta F \quad (16.2.8)$$

(参见 8.5.1 节),而空速又恢复到平衡点(当 $M_f = Z_f = 0$ 时)。推力控制器这种不受欢迎的特性,可以通过 $\gamma \rightarrow \eta$ 或者 $\Theta \rightarrow \eta$ 反馈来避免。这种反馈通过 γ 积分器的反馈,并减小 γ 和 Θ 的变化。

如果推力对升力矩状况有影响,那么,空速对提高推力的稳态响应既可能为正,也可能为负(见 8.3.1 节和 8.5.2 节)。在后一种情况(稳态响应为负),传递函数 $\hat{g}_{uf}$ 具有全通特性,由于稳态响应为负的原因,这将妨碍通过空速对高度和空速控制。由式 (8.3.13) 已经看出, $\hat{g}_{uf}$ 具有一个正的零点。

反馈 $\Theta \rightarrow \eta$ 对 $\hat{g}_{uf}$ 稳态值的作用,通过把克莱姆法则应用到拉普拉斯变换方程组,可以很容易地表示成下列形式(对式 (8.3.13) 已设 $M_f = Z_f = 0$)

$$\begin{bmatrix} s - M_u & -(M_\alpha + M_\alpha^*) & -M_u & -M_\Theta^* \\ -1 & s - Z_u & -Z_u & 0 \\ 0 & g - X_\alpha & s - X_u & g \\ 0 & Z_\alpha & Z_u & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_K(s) \\ \alpha_K(s) \\ V_K(s) \\ \gamma(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ X_f \\ 0 \end{bmatrix} F(s) \quad (16.2.9)$$

若把人工产生的量 $-M_\Theta^* \Theta = -M_\Theta^* (\gamma + \alpha_K)$ 加到这个式中,则稳态值为

$$\hat{g}_{uf}|_{s \rightarrow 0} = \frac{X_f M_\Theta^* Z_\alpha}{g(Z_u M_\alpha - Z_u M_u) + M_\Theta^* (X_u Z_\alpha - X_\alpha Z_u)} \quad (16.2.10)$$

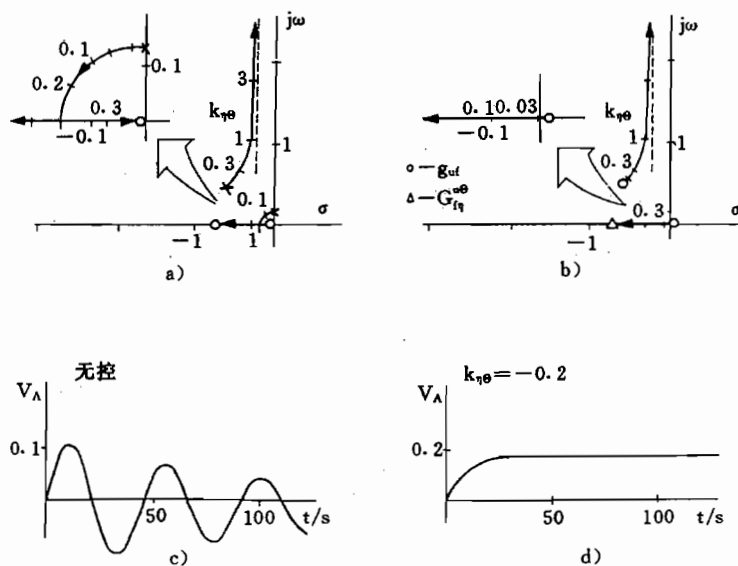
其分子与 M_Θ^* 成正比,分母中 M_Θ^* 的影响很小,因为式 $(X_u Z_\alpha - X_\alpha Z_u)$ 的量值很小。这就是说, $\Theta \rightarrow \eta$ 反馈对 $\hat{g}_{uf}$ 稳态值的影响很小,同时也克服了全通特性的影响。图 16.9 的根轨迹和阶跃响应证明,这是以提高沉浮阻尼来达到的。

如 8.5.2 节所述,在低于最小阻力速度的范围,传递函数 $\hat{g}_{\eta\gamma}$ 同样具有“缓慢”的全通特性,也就是在坐标原点有一个正的零点。在这种情况下,用升降舵不能准确地控制高度。可以用反馈 $V_A \rightarrow \delta_F$ 来克服这种全通特性影响,因为这样将增大在稳态值中 X_u 的能级。

因此,航迹控制中可能出现的这两种全通特性影响,可以通过反馈 $V_A \rightarrow \delta_F$ 和 $\gamma \rightarrow \eta$ 相互克服,如图 16.10 所证明的那样,这种控制器组合是航迹控制的理想基础。由图 16.11 可以看出,当短周期运动阻尼足够好时,用这两种反馈,就能获得对航迹指令的良好响应特性。

16.2.4 迎角作为被控制变量

低速飞行,特别是在终端进近时,空速是一个相对间接的被控制变量,它的规定值是由到最小空速的间隔来给定的,出于安全性考虑(气流分离),必须遵守这个间隔。但是,它的

图 16.9 反馈 $\eta = k_{\eta\theta}$ 的作用

a) $\hat{g}_{uf}^{\Delta}$ 分母的根轨迹图; b) $\hat{g}_{uf}^{\Delta}$ 分子的根轨迹图;
c) 空速对 F 阶跃变化的响应(无控); d) 空速对 F 阶跃变化的响应(有 $\Theta \rightarrow \eta$ 反馈)。

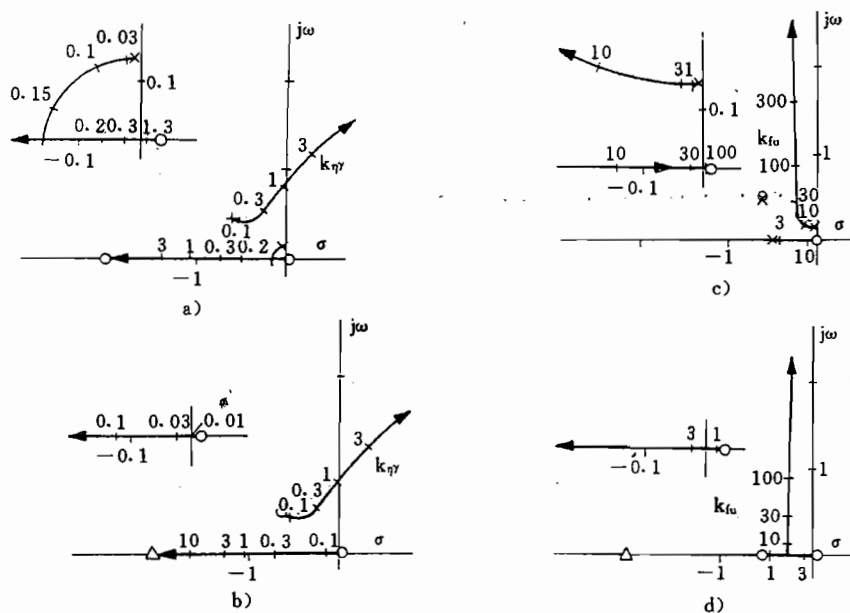
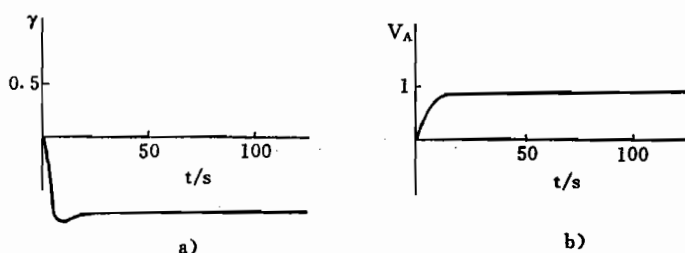


图 16.10 空速和航迹角之间耦合的根轨迹图

a) $k_{\eta\gamma}$ 反馈时的 $\hat{g}_{uf}^{\Delta}$ 分母的根轨迹图; b) $k_{\eta\gamma}$ 反馈时 $\hat{g}_{uf}^{\Delta}$ 分子的根轨迹图;
c) k_{fu} 反馈时 $\hat{g}_{\eta\gamma}^{\Delta}$ 分母根轨迹图(含在 -0.5 附近的发动机极点);
d) k_{fu} 反馈时 $\hat{g}_{\eta\gamma}^{\Delta}$ 分子的根轨迹图。

图 16.11 反馈 $k_{\eta}=1$ 和 $k_{\dot{u}}=-10$ 时的阶跃响应特性a) 阶跃 γ_c ; b) 阶跃 V_{Ac} 。

大小与飞行重量和着陆襟翼的位置有关,必须分别作为这些量的函数来计算。相反,升力状态,或者距临界值的安全间隔,则直接由升力系数 C_A 或者迎角来给定,所以,这两个量是对飞行状态安全性具有物理意义的尺度。因而,把这两个量中之一调整到预定的规定值是合理的/Schänzer 71/。空速和系数 C_A 之间的关系如下。在非加速飞行情况下,按照式(5.4.5),有

$$-\frac{\rho}{2} V_A^2 S C_A + G \cos \gamma - F \sin(\alpha + i_F) = 0 \quad (16.2.11)$$

当不计推力影响时(小角度),由此可得升力系数(式(1.2.6))为

$$C_A = \frac{G}{(\rho/2) S V_A^2} \quad (16.2.12)$$

其函数关系示于图 16.12。若在终端进近时保持距临界空速的安全间隔为 30% ($V_{\min} = 1.3 V_{\text{stall}}$),那么,由式(16.2.12)得升力系数为

$$C_A = \frac{1}{1.69} C_{A_{\max}} = 0.59 C_{A_{\max}} \quad (16.2.13)$$

这就是说,升力系数只是它的最大值的 59%,因此,按这个规定,可使用的升力系数 C_A 被利用得很不好,这一点也可参见对式(11.4.7)的讨论。

由图 16.12 明显可以看出,当空速很低时,升力系数,或者与其成比例的迎角,是一个

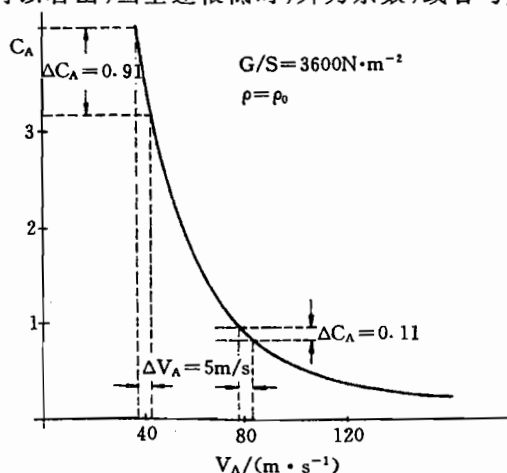


图 16.12 空速与升力系数的关系

比空速更为敏感的测量变量。采用目前的控制器能把空速准确地调整到 $\pm 2.5(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$, 当进近速度为 $80(\text{m} \cdot \text{s}^{-1}) \approx 160\text{kn}$ 时(常规飞机), 这个空速误差相当于升力系数改变 $\Delta C_A = 0.11$ 。但是, 当进近速度为 $40(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$ (STOL 飞机)时, 则升力系数改变 $\Delta C_A = 0.91$ 。因此, 在低空速范围内, 控制 C_A 或者 α , 比控制空速能更准确地保持升力为常数, 按这种方式, 可把 C_A 或者 α 的规定值规定在 $C_{A\max}$ 或 $\alpha_{\max}$ 附近, 这样, 就可以降低进近速度。除此之外, 这种控制与飞行重量无关。在 Airbus 320 飞机上, 基于迎角监控, 能使最小速度降低到 $1.23V_{\text{stall}}$ 。

16.3 对地飞行航线的控制

为了把飞机控制在一条规定的飞行航线上(对地航线, track), 在当前的飞行控制器中, 一般有下列测量变量可供使用: 偏航角 Ψ (heading, 参见 9.4 节)和水平测向角(bearing) ρ , 即基准线的角度, 或飞机相对无线电导航台的角度, 见 2.4.2 节。这两个角度均相对磁北方向来测量。

16.3.1 有风影响时的航向控制

飞机水平引导的最初和最简单阶段, 是控制相对磁北方向的偏航角 Ψ , 为此, 采用地磁场辅助的航向陀螺仪作为测量传感器。因为 Ψ 或 χ 都是通过滚转角 Φ 积分构成的(见 7.2.7 节), 所以, Φ 当然就是航向控制的“调节变量”。因此, 这是建立在 14.3 节所述的侧向运动基本控制器的基础上的, 通过这种基本控制器, 可使侧滑角很小, 所以, 下面我们可以认为: 来流速度矢量 $\vec{V}_A$ 始终近似在飞机纵轴上。当风速矢量为零时, 它就是航迹速度矢量。这样一来, 如图 16.13a)所示, 偏航角和航迹方位角的规定值和实际值及其控制偏差就彼此分别相等。为了准确地进行航迹控制, 在这种情况下, 控制偏差

$$\Delta\Psi = \Psi - \Psi_c = \Psi - \chi_c \quad (16.3.1)$$

必须保持为零, 即偏航角的规定值等于当时的规定对地航向角 σ_c (地图航向, course)。

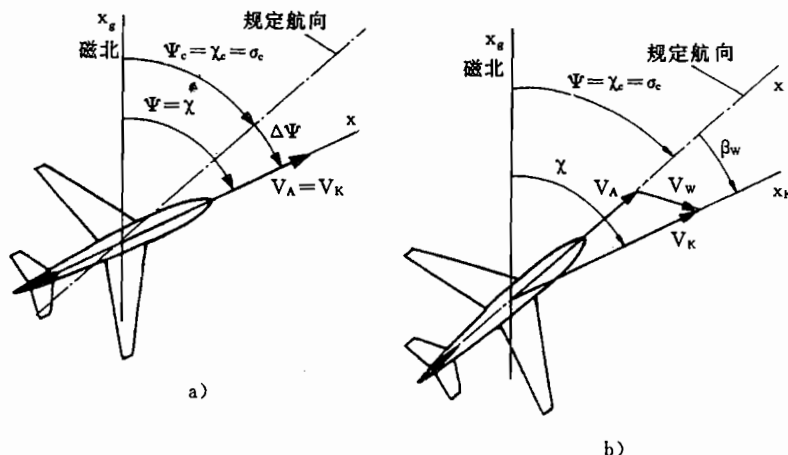


图 16.13 航向保持
a) 无风; b) 有风。

由于罗盘的误差(倾角误差,磁偏差),以及当地磁差角测量的不准确,在偏航角的测量中总含有测量误差,由此所造成的规定航向偏差,有时要用定位来修正。

然而,有风时,飞行航迹将相对航向错移一个突风侧滑角 β_w ,如 6.4.2 节所述,并示于图 16.13b)。当 $\beta=0$ 时,偏流角(drift angle)等于 $\vec{V}_A$ 和 $\vec{V}_K$ 之间的夹角

$$\chi - \Psi = \beta_w \quad (16.3.2)$$

在飞机上无法测量突风侧滑角 β_w ,所以,须在一定的时间间隔上通过由平均风确定的基准点来计算它的平均值,由此可以求出规定偏航角 $\Psi_c = \chi_c - \beta_w$ 。因为 β_w 不是常值,所以,驾驶员只能反复渐近地达到规定偏航角,必要时,可以把这个角度交给航向控制器作为规定值。人们把这种方式称为耦合导航。

这就意味着,通过航向控制器并未完全解除驾驶员的负担,而且当风处于交变状态时,驾驶员必须反复进行修正操纵。只有采用基准线(VOR)控制,才能实现完全自动化(见下文),此时, Ψ_c 由外控制回路求出,并预置给航向控制器。当 VOR 信号品质太差时,尽管有这样的困难,但在航线飞行时仍以航向控制飞行。VOR“制导波束”并不准确为直线,而会因扰动影响而弯曲。若飞机跟踪这种波束凸起部分,则在此处将对乘坐舒适性产生不利影响。

为了使飞机在侧风情况下仍保持它的航向,有两种方法。第一种方法是:把侧滑角 β 调整到零,从而保持空速矢量 $\vec{V}_A$ 在飞机纵轴上,如图 16.14a)所示。为了使航迹速度 $\vec{V}_K$ 指向规定航向,飞机必须具有一个前置角

$$\Delta\Psi_c = \Psi_c - \chi_c = -\beta_w \quad (16.3.3)$$

这个角也称为偏流修正角(wind correction angle, crab angle)。这样,由 $\vec{V}_A$ 所产生的空气动力矢量 $\vec{R}^A$ 也在飞机对称面内,因而侧向力 Q 为零。相应的滚转力矩和偏航力矩也为零,倾侧角 Φ 和稳态方向舵偏角同样也为零,如图 16.14b)所示,所造成的阻力最小。但是,处在 x_i 轴上的推力矢量相对飞行航迹方向 x_K 有一个小的夹角 $-\beta_w$ 。在巡航飞行中采用这种形态。

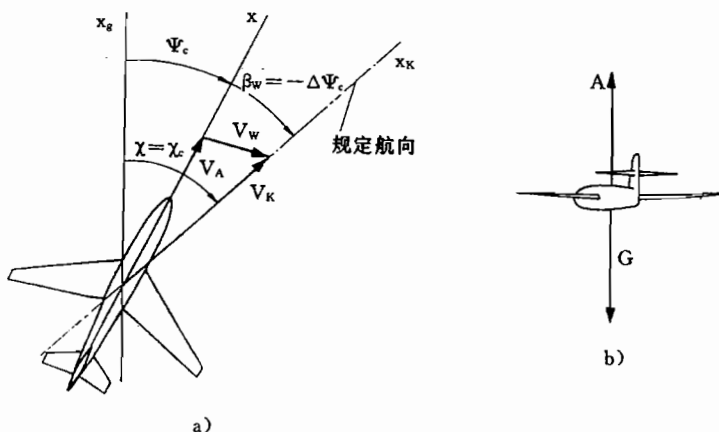


图 16.14 有侧风时用偏流角保持航向

a) 风三角形; b) 沿飞行航迹方向的飞机视图。

与此相反,如果飞机以其纵轴指向飞行航迹方向飞行,那么,航迹速度矢量必须在 x_i

轴上,从而如图 16.15a)所示那样,偏航角 Ψ 和航迹方位角 χ 的偏差为零,这样,就形成一个稳态侧滑角

$$\beta = -\beta_w \quad (16.3.4)$$

它产生侧向力 Q ,从而又引起侧向加速度。如果保持倾侧角为零,那么,经过一段时间,航迹方位角达到极限值 $\chi_\infty = \beta_w$ 。为了避免侧向位移,按图 16.15b),侧向力须由

$$Q = Y_\beta \beta = -G \sin \Phi \quad (16.3.5)$$

通过升力矢量的侧向倾斜来平衡。为此,需要的倾侧角为

$$\Phi = -\arcsin \frac{Q}{G} = -\arcsin \frac{Y_\beta \beta}{mg} \quad (16.3.6)$$

与此同时,还必须平衡由 β 产生的滚转力矩和偏航力矩,这就需要稳态舵面偏转,这又使阻力增大,又需要重新调整升力。由于上述原因,这种布局形态不适于一般飞行范围,但在着陆进场的最后阶段,由于此时要求飞机指向着陆跑道(起落架)(见 16.4.2 节的偏流角修正),所以,采用这种方式。

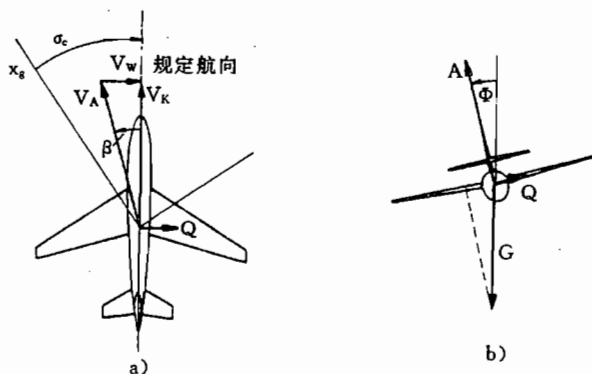


图 16.15 有侧风时用倾斜角保持航向
a) 风三角形; b) 沿飞行航迹方向的飞机视图。

16.3.2 航向控制器

按照式(7.3.28)、式(2.2.23a)和式(7.2.11),描述飞行航迹的三个方程

$$\dot{\chi} = Y_\beta \beta + Y_\zeta \zeta + \frac{g}{V_0} \Phi \approx \frac{g}{V_0} \Phi \quad (16.3.7)$$

$$\Psi = \chi - \beta - \beta_w \quad (16.3.8)$$

$$\beta_w = v_{wx} \quad (16.3.9)$$

作为“飞行航迹”方框画在图 16.16 中,这里可假设:在具有基本控制器时,侧滑角 β 很小, β 和 ζ 对 $\dot{\chi}$ 的作用可以不予考虑。由图 16.13a)可以看出,正的控制误差 $\Delta\Psi$ 被负的倾侧角给抵消了。在图 16.16 中,外控制回路的增益 $k_{\Phi\Psi}$ 必须为正。由于 Φ 和 Ψ 之间的“增益”与 $1/V_K$ 有关(也可参见式(5.1.19)),所以,控制器增益须随 V_K 或者马赫数一起增大。

在外控制回路中不需要积分,因为由对象的“飞行航迹”部分已经顾及到稳态引导精度了。就扰动特性来说,它也没有什么作用,因为在稳态风(β_w)情况下,恰好不应准确保持偏航角(见上述)。

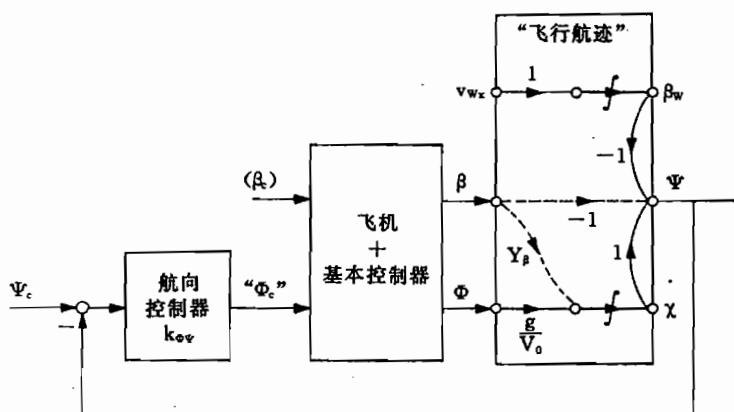


图 16.16 航向控制(-----表示可略去部分)

问题在于：哪些内控制回路是航向控制必需的。用与上述方程有联系的滚转自由度近似关系，很容易回答这个问题，这种关系可画成图 16.17 的信号流图。由该图可以看出，在此基础上的航向控制回路可能是结构不稳定的，绝对需要加上倾侧角反馈。

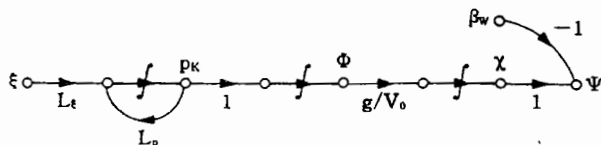


图 16.17 航向控制信号流图

在航向控制中，也有航向保持(heading hold)和航向捕获(heading acquire)两种工作方式。后一种使用方式的建立与高度控制时所提到的工作方式类似。为了在规定值 Ψ_c 变化较大时不超过允许的倾侧角，须限制规定值 Φ_c 的大小。为此，一般选择 $\Phi_{\max} = \pm 25^\circ$ ，因为在这种情况下所出现的载荷系数 $n_z = 1.11$ (见式(1.2.14))，对乘客还不算过高。与航迹方位角控制相比，航向控制是一种临时措施，它是作为精确的航迹控制和测量变量简单可用性之间的折中，参见 11.3.1 节。与 16.1.1 节所说的高度控制中俯仰角 Θ 和航迹倾角 γ 之间的关系类似，这里也用 χ 作为被控制变量来改善航迹控制。

16.3.3 按 VOR 导航台的进场

有各种地面无线电引导系统可供飞机直线飞行航迹水平引导使用(参见 9.5 节)，这些无线电引导系统尤其被用在交通稠密飞行区域和机场附近区域。虽然飞向 VOR 无线电信标和根据 ILS 着陆航向飞行时的测量方法不一样，但是，在这两种情况下，都可用同样方法描述飞机相对规定航迹的航迹特性(见 5.2.4 节)，因而控制器在基本结构方面是类似的。

飞向无线电信标

在 2.4.2 节用图 2.16 说明了按无线电引导系统飞行时的几何关系，规定航迹由一个垂直导向平面(径向)来给定，这个导向平面由发射台(无线电信标)出发，与磁北向成 $\rho'_c = \rho_c + 180^\circ$ 夹角，同地平面的交线就是规定基准线(VOR)，或者进近基准线(ILS)。在按 ILS

着陆情况下,规定水平测向角 ρ_c 是按固定在地面的着陆跑道方向给定的,在飞机上直接接收测向角偏差 $\Delta\rho$ 作为信号。然而,当采用 VOR 无线电信标进近时,在飞机上接收的是由发射台看到的测向角 ρ' ,并计算出相对于在飞机上所选择的规定测向角 ρ_c 的测向角偏差

$$\Delta\rho = \rho - \rho_c = \rho' - \rho'_c \quad (16.3.10)$$

因此,在这两种情况下,不是把规定航迹的侧向偏差 D 作为观测量,而是把角度偏差 $\Delta\rho$ 作为观测量。在附加观测量气压高度 H 和斜距 R (DME) 的支持下,虽然在飞机上可以计算出 D ,但由于设备昂贵以及 DME 信号品质不够好,迄今为止,这种方法尚未普遍应用。

假设航迹只在水平面内发生移动,在 2.4.2 节由式(2.4.15)已求出规定基准线(导向平面)的侧向偏差为

$$D = R\Delta\rho \quad (16.3.11)$$

(因为不想控制距离,所以,2.4.2 节的 ΔR 和 ΔV_K 在这里取零)。按照式(2.4.18),侧向偏移 D 的变化率为

$$\dot{D} = -V_K \Delta\chi \quad (16.3.12)$$

它正比于航迹方位角偏差

$$\Delta\chi = \chi - \rho_c = \chi - \chi_c \quad (16.3.13)$$

如果航迹方位角偏差为零,则飞机平行于规定基准线飞行,此时,测向角偏差 $\Delta\rho$ 随着向无线电信标的靠近而不断增大。另一方面,按照式(2.4.18),侧向偏移 D 可用航迹方位角来调整,因而,航迹方位角是基准线控制的理想内反馈变量,此时,规定航迹方位角 χ_c 就等于规定水平测向角 ρ_c 。最后,由式(2.4.18)得相对无线电信标的距离变化率的

$$R \approx -V_K \quad (16.3.14)$$

飞越无线电信标

在航线导航时,人们不仅在把飞机导向 VOR 信标时、而且在飞越 VOR 信标后,仍应用同样的无线电信号、沿同样的方向继续飞行(朝反方向飞行)。原则上,这是可行的。在着陆进近时,适用于仪表显示的、甚至控制器使用的规定值为 $\rho_c = \rho'_c + 180^\circ$,而当飞越之后,则为 $\rho_{Rc} = \rho_c$ 。如果要使式(2.4.17)和式(2.4.18)对这两种情况都适用,那么,就可定义与式(16.3.10)相反的反向测向角偏差,如图 16.18 所示。

$$\Delta\rho_R = \rho'_R - \rho'_{Rc} = \rho_R - 180^\circ - \rho_c \quad (16.3.15)$$

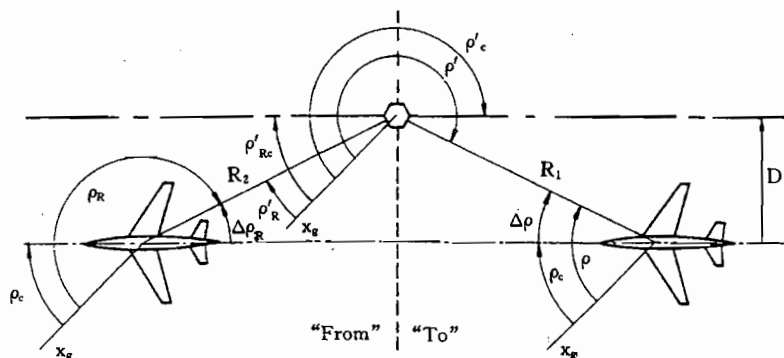


图 16.18 朝反向飞行

因为这两种情况下飞机上接收的信号都是 ρ' , 所以, 在飞过信标之后, 必须转换控制器。这与 9.5.5 节讨论的显示由“To”转换到“From”是一样的。

然而在无线电信标上方飞行时, 会发生困难, 即角 $\Delta\rho$ 和 ϵ (俯仰测向角) 将以很高的变化速率通过 90° , 而 R 很小, 这样, 式 (16.3.11) 将是不确定的。除此之外, 在无线电信标上, 张开角约为 $\pm 45^\circ$ 的圆锥 (cone of confusion) 内, 测量信号不能使用, 控制器必须转换到航向控制。因此, 在贴近无线电信标时, 不能用这个无线电信号引导, 只有当飞机与发射台之间达到足够的距离, 才能再使用它引导。

16.3.4 基准线控制

我们从这样的前提出发, 即带有基本控制器的飞机的侧向运动近似具有二阶延迟特性, 而且侧滑角被调整为零 (见 14.2.4 节)。 β 和 ζ 近似为零时, 航迹运动由式 (16.3.4) 来描述。此外, 还有由式 (16.3.8) 和式 (16.3.9) 线化的基准线偏差方程

$$\Delta\rho = (1/R_0)D \quad (16.3.16)$$

$$\dot{D} = -V_0\Delta\chi \quad (16.3.17)$$

式 (16.3.16) 表示逐点研究的 $R=R_0=\text{const}$ 情况, 因此, 只有当距信标发射机较远时, 才能用它研究稳定性。这些方程同带有基本控制器的侧向运动一阶近似式一起, 被表示成图 16.19 的信号流图, 按照该信号流图, 若无内反馈 χ (或者 Ψ) 时, ρ 控制回路是结构稳定的。由此可见, 航迹方位角 χ 和倾侧角 Φ 是基准线控制的内部被控制变量, 因而, 控制系统可在 14.3 节的基本控制器 (滚转姿态) 基础上建立, 用状态变量 χ 和 D 作为外反馈变量。然而, 目前的控制系统与这种理想系统的差别在下列两点。

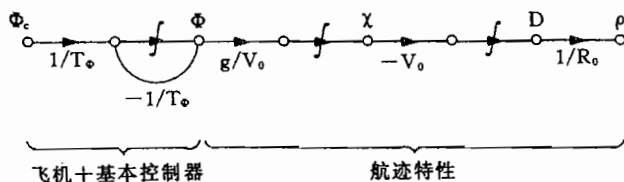


图 16.19 相对于基准线的航迹特性的信号流图

1. 不用航迹方位角 χ , 而用容易测量的偏航角 Ψ 作反馈。然而, Ψ 中含有侧风分量 β_w 的影响, 如果由控制器至少能稳态地建立偏流修正角 $\Delta\Psi_c = -\beta_w$, 则在有侧风时, $\Delta\chi$ 和 $\dot{D}$ 也可以为零, 这与在手动操纵进近时驾驶员必须作的是一样的 (见前述)。

2. 为使控制系统简单计, 通常不是由 $\Delta\rho$ 和 R 来计算侧向偏移 D , 而是把测量值 $\Delta\rho$ 直接作为反馈 (见前述), 由此造成外控制回路中增益的提高与接近信标发射机的程度 $1/R$ 成比例, 这样, 控制回路的阻尼特性变坏了。所有基于角度测量的定位系统都存在这种影响, 称为“漏斗效应” (Tüteneffekt)。

按上述方式所得到的控制系统, 以线性形式示于图 16.20。两条外反馈回路各包含一个滤波器 ($F_\rho(s)$ 和 $F_\Psi(s)$), 它们的作用将在下面说明。从这个框图, 并经过一些变换, 可得该控制系统的方程

$$\rho = \frac{g/R_0}{(g/R_0)F_\rho(s) + s(g/V_0)F_\Psi(s) + s^2 + s^3T_\phi} (F_\rho(s)\rho_c + F_\Psi(s)\beta_w) \quad (16.3.18)$$

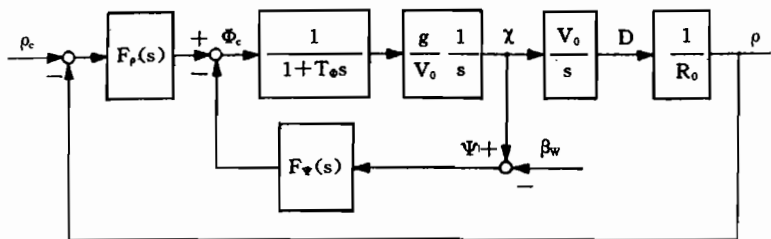


图 16.20 基准线控制的内部结构

作为稳定性的必要条件,按照罗斯-霍尔维茨准则,从传递函数的分母可知: $F_\rho(s)$ 和 $F_\psi(s)$ 必须具有比例特性。在稳态情况下($s=0$),又得

$$\rho|_{s=0} = \rho_c + \left. \frac{F_\psi}{F_\rho} \right|_{s=0} \beta_{wstat} \quad (16.3.19)$$

稳态引导精度是基于 χ 和 ρ 之间的积分的,然而,只有当 $F_\psi(s)$ 具有微分特性,在有定常风扰动 β_w 时,式(16.3.16)的控制误差才为零。但是,在这种情况下为了保持稳定性,还要反馈 ρ ,这就是说, $F_\rho(s)$ 必须具有PD-特性。出于这些考虑,实际可实现的滤波器的传递函数为

$$F_\psi(s) = \frac{T_\psi s}{1 + T_\psi s} \quad (16.3.20)$$

$$F_\rho(s) = \frac{k_1 + k_2 s}{1 + T_\rho s} \quad (16.3.21)$$

为了避免 $F_\rho(s)$ 的微分作用太强,把 $F_\rho(s)$ 设计成高通滤波器(washout filter),VOR 信标引导进近时典型时间常数取 $T_\rho=35s$,而在 ILS 进近时典型时间常数为 $T_\rho=7.5s$ (后者要求精度更高)。

对这种线性描述来说,设备技术型式间的差别特别表现在控制偏差的构成上,如图 16.21 所示。为了保持飞机在基准线上,按照式(16.3.10)和式(2.4.18),不仅水平测向角的偏差(VOR/localizer-error, VOR/信标偏差) $\Delta\rho=\rho-\rho_c$ 必须为零,而且航迹方位角的偏差 $\Delta\chi=\chi-\rho_c$ 也必须为零。当按 VOR 信标进近时,必然在飞机上形成如图 16.21 所示的两种控制偏差。然而,在按 ILS 着陆进近时, $\Delta\rho$ 被直接测出,而为了构成 $\Delta\chi$,应该为 ρ_c 设置着陆进场基准线方向/Deutsche Lufthansa 76/。

但是,实际上不是构成航迹方位角偏差 $\Delta\chi$,而是偏航角偏差(heading-error,常被误称为 course-error),如图 16.13 所示

$$\Delta\Psi = \Psi - \Psi_c = \Psi - (\chi_c - \beta_w) \approx \Psi - \rho_c \quad (16.3.22)$$

只有在无风时,这个信号才相当于应当最小化的航迹方位角偏差。然而,在有风时,控制器应允许有一个误差 $\Delta\Psi = -\beta_w$ 。

在接近无线电信标时由于 R 的减小,由式(16.3.18)可见,将引起增益的增大,从而造成控制回路不稳定。所以,在控制系统中必须注意要有足够的阻尼(幅值储备)。只有相对阻尼变化不是很大,就是说,如果到无线电信标机的最小距离约为 $2\sim 3km$ 时,这项措施已足够。沿着陆航向进场时,根据无线电信标在跑道终端的布置,就是这种情况。按 VOR 无线电信标进场时,在信标附近本来就必须切断控制器。

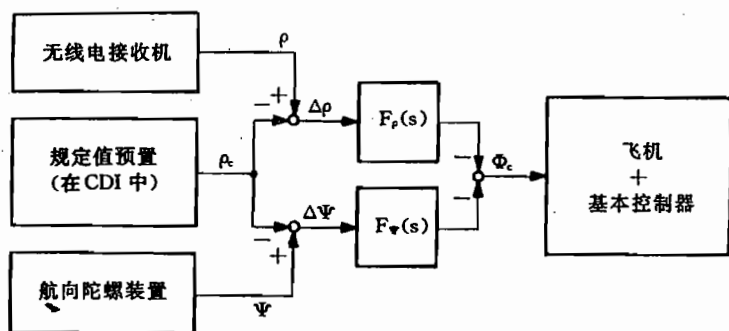


图 16.21 基准线控制时测量信号的形成

飞入规定基准线的控制律

自动飞入预选的规定基准线(进近基准线),应该像图 16.22 那样,以柔和的过渡方式无超调地完成,同时,须限制出现的倾侧角($\Phi_{\max} \leq 25^\circ$)。为此,与规定基准线的交角(interceptwinkel $\Delta\Psi$)置定在约 45° 。因此,两个量 $\Delta\Psi$ 和 Φ_c 都要加以限制。在这种情况下,应准确地控制 Ψ ,因而去掉上面所引入的高通滤波器(washout filter) $F_\Psi(s)$,另外, Ψ 控制回路类似图 16.21。

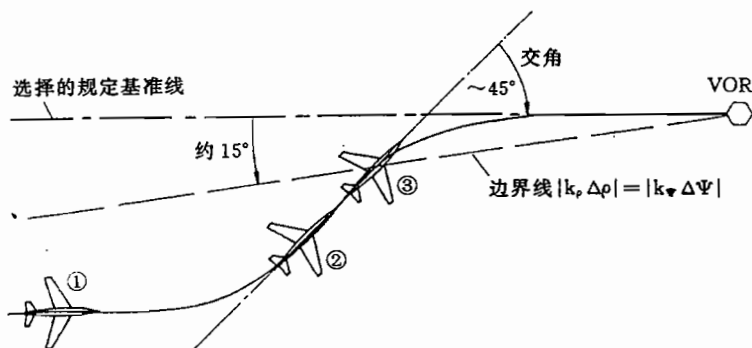


图 16.22 沿 VOR 信标径向进场

在图 16.22 中表示的是从基准线右侧的进入,因此,按图 5.2 的规定, $\Delta\rho$ 为负。为了把飞机引导到规定的基准线,这个负的信号 $\Delta\rho$ 必须产生一个负的偏航角变化 $\Delta\Psi$ 和一个负的倾侧角 Φ ,这样,在图 16.23 中,增益 k_Ψ 和 k_ρ 为正(也可参见图 16.21 中的正负号)。

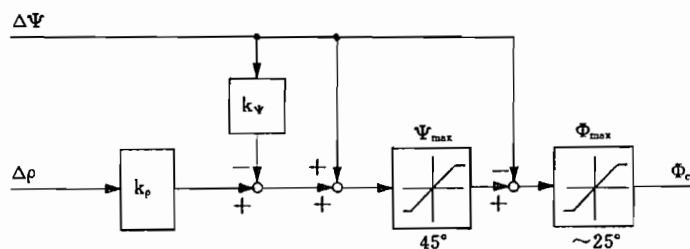


图 16.23 用于 VOR 信标进近的非线性框图

为了调整对规定基准线的小偏差,在前一节已得到控制律(除了加入滤波器外)

$$\Phi_c = k_p \Delta \rho - k_\psi \Delta \Psi \quad (16.3.23)$$

当与导向波束有大的偏差时,也采用与此相同的控制律引导飞机,但如果不加以限制,那么,将发出很大的 $\Delta \Psi$ 和 Φ 角度指令。

通过图 16.23 所示的非线性框图,保持交角直到超出规定基准线的预置角度偏差(图 16.22 的边界线)。在偏差较大时(图 16.22 的点①),由 $\Delta \rho$,按方程

$$\Phi_c = [(k_p \Delta \rho - k_\psi \Delta \Psi + \Delta \Psi)_{\max 45^\circ} - \Delta \Psi]_{\max 25^\circ} \quad (16.3.24)$$

发出负的倾侧角 $\Phi_{\max}$ 指令。飞机大约以常值偏航角速度转入规定基准线,直到交角达到 $\Delta \Psi = -45^\circ$ 。到此为止,这两个相反的相邻航向限幅器的 $\Delta \Psi$ 信号互相抵消,而在这时,限幅器达到饱和,从而 $\Delta \rho$ 信号失去作用,与此无关的指令滚转角 Φ_c 也为零。

只要飞机处在图 16.22 所示的边界线之外,也就是说,只要

$$|k_p \Delta \rho| > |k_\psi \Delta \Psi| \quad (16.3.25)$$

那么,合成信号 $(k_p \Delta \rho - k_\psi \Delta \Psi)$ 就为负,因而限幅器就保持饱和(取 $\Phi_c = 0$)。当超过这条边界线后(图 16.22 的点③),将有

$$k_p \Delta \rho - k_\psi \Delta \Psi > 0 \quad (16.3.26)$$

这样,就取消了限制作用。这两个相反的 $\Delta \Psi$ 信号又互相平衡,只有信号

$$\Phi_c = k_p \Delta \rho - k_\psi \Delta \Psi \quad (16.3.27)$$

起作用。由于 $\Delta \Psi$ 的值较大,这个信号发出正的滚转角指令,因而飞机转向规定航向(capture-phase,捕获阶段)。飞机一旦达到基准线,假如当达到 $\Phi < 5^\circ$ 时,控制器就自动地转换到上面所说的基准线保持工作方式(track-phase,跟踪阶段),即接通上面所说的滤波器,或者还要改变它们的时间常数。

16.4 自动着陆控制系统

进场和着陆是最复杂的飞行阶段。由于这一阶段飞行高度低,所以,对飞行安全的要求也最高,尤其在终端进近时,飞机的所有状态都必须高精度保持,直到准确地在一个规定的点上接地。

自动着陆系统经过 50 多年的发展和考验,已被用在所有的运输类飞机上。通过所有子系统的余度技术和监控技术,自动着陆系统能允许在最低的能见度下以标准运行方式、按程序着陆。下面将说明用于自动着陆的自动驾驶仪的基本功能,但不详细研究有关飞机可靠性和监控方面的各种问题,这些内容在第 9 章和第 10 章已作了简要介绍。

16.4.1 ILS—着陆程序

基于仪表着陆系统(ILS,参见 9.6.2 节)的着陆程序,在 11.3.3 节中已逐段作了介绍。图 11.11 中 1~5 飞行阶段涉及在 TMA(terminal manoeuvring area)区沿变换航向的进场问题。这几个飞行段落取决于机场状况和交通状况,是相对变化的,精度要求不是很高,难以使它们全部自动化,因为为了遵循高度、空速和航向方面的飞行安全规定,驾驶员需要经常进行干预。

所以,在 1~5 飞行段,驾驶员更喜欢借助飞行指引仪(flight-director)手动飞行,而不用自动驾驶仪(见 18.1.3 节)。但是,若因 TMA 区域内交通密度的增加,要求把飞机按时间、地点排队,或者其它方面的原因,例如,要按最优能量航迹飞行,那么,这些阶段也要自动化。

相反,在图 11.11 和图 11.12 中,从相交转入着陆航向、直到接地的 5~12 各飞行阶段,在国际上已普遍标准化了,并且由一系列准确规定的程序组成。在这个范围内给自动化提供了条件,而且可以说是“自动驾驶仪大放光彩的阶段”,在这些阶段,自动驾驶仪胜过驾驶员。现代自动驾驶仪都含有自动着陆(Auto-Land)工作方式,用这种工作方式,从到达着陆航向直到接地的全部过程,都不需要驾驶员的帮助而能自动飞行。

下滑线偏差的控制

在 5.2.4 节已导出下滑线控制方程为

$$\Delta H = -\Delta \epsilon R \quad (5.2.23)$$

$$\Delta \dot{H} = -\Delta \gamma V_K \quad (5.2.24)$$

$$\Delta \gamma = \gamma - \gamma_c = \gamma - \epsilon_c \quad (5.2.25)$$

由此可见,这涉及的是高度控制的特殊情况(具有连续变化的规定值)。因而,下滑线控制器可以像图 16.2 所示的高度控制器那样,在基本控制器基础上作成外控制回路。因此,当从高度控制转入下滑线控制时,只须把两个控制偏差,即 $\Delta \gamma$ 和 ΔH ,同时都调整到零,以使飞机保持在下滑线上。然而,高度偏差 ΔH 是不能测量的,而只有用俯仰测向角 $\Delta \epsilon$ 来替换。这将像基准线控制那样,把因子 $1/R$ 作为控制对象的变增益。

式(5.2.23)~式(5.2.25)替换了图 16.2 中的对象“飞行轨迹”。在图 16.24 中,它们和控制对象的“带基本控制器的飞机运动”部分一起,被综合成 ϵ -控制回路。 ϵ 的引导变量可以去掉,因为 $\Delta \epsilon$ 直接就作为测量变量用。然而, ϵ_c 决定了航迹倾角的规定值。当临近无线电信标时,由于 $1/R$ 的影响(漏斗效应),须在控制器中加以补偿。对此,作为基准,只有对地高度可供使用,在进近的最后阶段,飞机在平坦的地形上空飞行,用无线电高度表能足够准确地测出对地高度。然而,在 ILS 设备中,至今仍不能足够准确地测量到跑道进口端的距离(DME),因而,不是由式(5.2.23)计算这个本来不能测量的被控制变量 ΔH ,而只能由 $\Delta \epsilon$ 来估算。为此,给出两种辅助的方法。

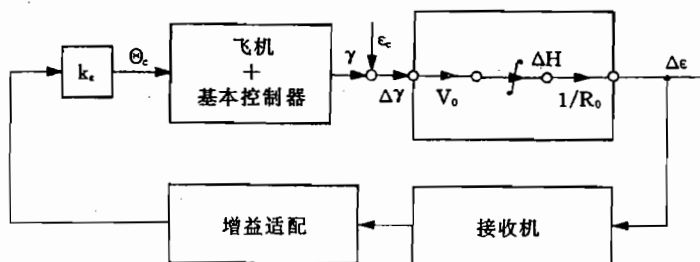


图 16.24 下滑线控制的线性结构

1. 假设飞机近似处在导向波束上(ΔH 很小),那么,可由测量的无线电高度计算出 R 。按图 5.3,此时有

$$R = -\frac{H}{\sin \epsilon} \approx -\frac{H}{\sin \epsilon_c} \quad (16.4.1)$$

(ϵ 和 $\Delta\epsilon$ 在着陆进近时都为负, 见 2.4.1 节), 因而

$$\Delta H = -R\Delta\epsilon \approx \frac{H}{\epsilon_c}\Delta\epsilon \quad (16.4.2)$$

然而, 由于只有在到达着陆跑道的平坦地形之上时, 才能使用这个高度信号, 所以, 大多采用下面的第二种方法。

2. 假定已知航迹速度 V_K , 而且为常数, 那么, 从已知的起始条件出发(从外指点标到接地点的飞行距离为已知), 通过按下式积分, 近似可求出

$$R(t) = R_{OM} - \int_0^t V_K dt \approx R_{OM} - V_K t \quad (16.4.3)$$

尽管在这两种情况下, R 都估计得相当不准确, 但可以作精确的波束引导, 因为如从图 16.24 所看到的那样, R 的变化只影响增益的变化, 在控制器中可以补偿这种影响。若飞机离下滑线无线电信号还足够远, 可以弃去这种补偿。为了连续地提高引导精度, 甚至希望随着对接地点的靠近, 适度提高增益。但是, 如果要把飞机从外指点标起(约在接地点之前 4n mile), 直到开始拉平(约在 15m 高度上, 这相当于在接地点之前约 300m), 都控制在下滑线上, 那么, 这相当于距离比为 24; 从而, 开环控制回路增益将要改变 24 倍。如果不加以补偿的话, 那么, 或者在离发射机很远时, 由于增益小的缘故, 引导精度很差; 或者在距离很小时, 控制回路不稳定。因此, 通常, 从 500m 高度开始随时间线性地降低下滑控制器的增益, 大约在发射机之前 800m 处转换到另一个工作方式上(见下述)。

当转换到下滑线控制时, 通常也要改变基本控制器, 更确切地说, 就是: 为了改善 $\Delta\epsilon$ 的控制精度, 不是比例地反馈俯仰角, 而是通过一个大时间常数的高通滤波器反馈俯仰角, 相当于采用基准线控制时所述的对 $\Delta\Psi$ 控制回路所采取的方式。这样, 为了保持良好的阻尼特性, 需要附加反馈垂直速度 $\dot{H}$, 见图 16.25。

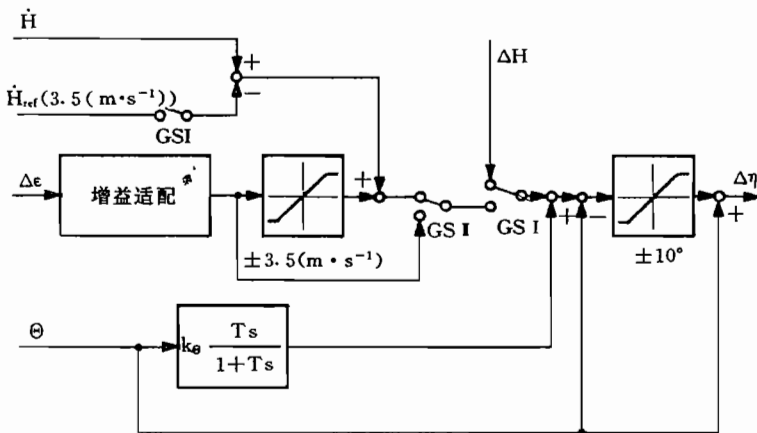


图 16.25 飞入下滑线的控制框图

飞向下滑线的控制律

一般, 在着陆方向上把飞机以等高度引导到下滑线上, 因而飞机从下面来交会下滑线。只有在特殊情况下, 才经过一条比较陡的下降飞行从上面来飞向下滑线(例如, 两段进

近飞行)。下滑线信号仅在 $\Delta\epsilon = \pm 0.5^\circ$ 范围内才可用,因此,向波束转向也仅在这个范围内。

当达到下滑线时,必须把飞机转入下滑飞行。只要飞机还在波束的下面($\Delta\epsilon > 0$),那么,下滑线控制器将以 $\Theta_c = k_c \Delta\epsilon$ 发出正的俯仰角指令,从而命令飞机上升。只有当控制偏差 $\Delta\epsilon$ 为负时,控制器才以大的超调进入下滑飞行。

为避免这种情况,在接通下滑线控制器时,接入一个基准信号 $\dot{H}_{ref}$ (图 16.25 中的开关 GS I),这个信号相当于下滑线上的下降速度,例如 $-3.5(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$,同时,断开高度保持(ΔH)工作状态,信号 $\Delta\epsilon$ 被限定在相应的值上。若飞机达到这个下降速度,那么,这个 $\dot{H}_{ref}$ 基准信号就被所测出的 $\dot{H}$ 信号平衡, $\Delta\epsilon$ 的限制也被取消(开关 GS II),并启动降低增益程序。在此全部过程中,与高度控制工作方式一样,俯仰角被限制在 $\pm 10^\circ$ 范围。

16.4.2 进近终端的控制

中间阶段

在距下滑线波束发射机约 800m 处(高度约 45m),上面所说的增益适配将很不准确,下滑线信号将因地面反射的缘故而不能用了。所以,必须把信号切断,在没有地面支持的情况下,继续飞行直到接地。这往往通过保持稳定在下滑线上的下滑速度来完成。若基本控制器由 $\dot{H}$ 控制组成,那么,就可直接使用相应的信号。

下滑线上定常下降飞行的构形对应的俯仰角是一定的,所以,直到拉平之前的这一短的过渡过程中,可以不用 $\dot{H}$,而保持当时的俯仰角。当围绕姿态控制器构成的下滑线控制器作为外控制回路具有积分特性时,这是很容易实现的。在 $\Delta\epsilon = 0$ 和 $\dot{H} = \dot{H}_c$ 时,下滑线控制器存储了规定值 Θ_c ,这样,对这个阶段只需要切断下滑线信号 $\Delta\epsilon$ 。

拉平控制器

在接地前不远处,必须把下滑线上的下降速度(约 $-3.5(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$)减小到接地时允许的下降速度($-0.5(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$),所以,飞机必须在规定的高度上离开下滑线,并以连续的过渡过程飘落,这时必须达到规定的俯仰角,以保证安全接地。

已经证实,可以把拉平弧段设定成指数曲线。这样的航迹可以很简单地由下列控制律来实现

$$\dot{H} + T_A \ddot{H} = 0 \quad (16.4.4)$$

即与高度降低成比例地减小下降速度。若满足该微分方程,那么,航迹曲线就相当于它的解

$$H(t) = H_0 e^{-t/T_A} \quad (16.4.5)$$

式中, H_0 是拉平段开始时的高度(约为 15m), H 是无线电高度表所测出的相对着陆跑道的高度,而 T_A 是拉平时间常数(约为 5s),为了平稳过渡,选择它同 H_0 成比例。在地面附近,升力因地面效应而增大,这样,就抵消一部分下降速度(由于地面效应,使升力系数 C_A 增大,升致阻力下降,一般还产生低头力矩,这应通过重新配平加以补偿)。为了补偿引起正的控制偏差的地面效应,并以最终的下降速度接地,在所测出的高度上再加上大小为几米量级的 H_1 ,参见图 16.26。

这个控制律也给拉平段引出不要程序控制的线性控制器。然而,飞行航迹将是时间的函数,而不是地点的函数,这样一来,接地点就与当时的风的状况有关。控制器的简便性

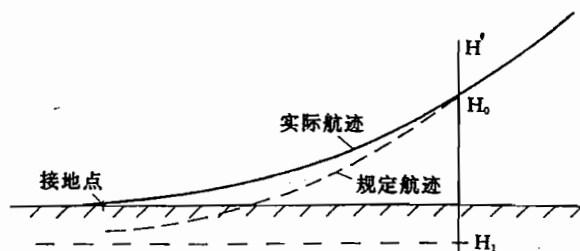


图 16.26 拉平段的规定航迹和实际航迹

(放弃水平距离测量),是以接地点的相对大的散布(约为 $\pm 250\text{m}$)和接地时下降速度的较大变化为代价的。

拉平控制器又可作为围绕基本控制器的外回路,如图 16.27 所示。在规定高度上,接通组合信号 $((H+H_1)+T_A\dot{H})$ 作为 Θ_c 的信号,积分部分是考虑到总是近似满足式(16.4.4)。

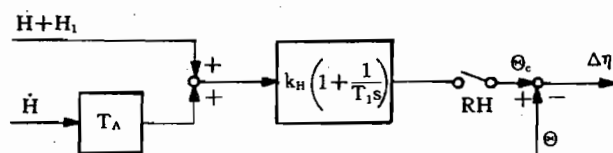


图 16.27 拉平控制器的外回路

在全部下滑飞行过程中,保持空速为常数,因而,推力也近似为常数。但是,在拉平过程中将减小空速,以致在接地时差不多达到失速速度 V_{stall} ,与此相应,也要调节推力,约在 10m 高度上,推力减少到空转推力。

偏流角修正

正如图 16.14 和图 16.15 所说明的那样,侧风着陆进近时,必须避免飞机在垂直于着陆方向上的偏移。

在沿下滑线进近过程中,飞机偏流角 $\Delta\Psi = -\beta_w$,这样,侧滑角就等于零,倾侧角和副翼的稳态偏角也为零。在接地前不远处,必须把飞机对准着陆跑道,因为起落架是固定安装在飞机的纵轴方向的。为了在修正偏流角(decrab)时和以后的侧向偏移小,必须尽量迅速、直接地在接地前完成修正偏流角。偏流角修正通过侧滑角控制器来实现,但是,这个控制器必须这样来设计:在偏航角的规定值置零后(约在 6m 高度上),要尽量迅速地、无超调地、而且在倾侧角为零时,就撤消侧滑角控制器。

17 变化飞行航迹的控制引导

第16章介绍了分别控制飞行速度、高度或者航向等三个航迹分量之一的单项控制器。这些控制器基本上都是线性控制器。早先它们是为把飞机稳定在直线飞行航迹上的自动驾驶仪的各种单项工作方式而发展的。另外,还讨论了能转换到一个新的高度或者一个新的航向上去的非线性转换问题。但是,大体上所涉及的都是承担非高精度航迹控制的单项应付性措施。

然而,飞机在变化航迹上的引导,要求作猛烈的航迹机动,例如:

- 大的高度变化并且飞行姿态、垂直速度和载荷系数受到限制的垂直航迹机动;
- 当飞行姿态和加速度受到限制时,最优引导到航向变换的水平航迹机动;
- 在变化风场,特别是在近地风切变中,飞机的安全控制引导;
- 以规定的时间飞越航路点,按时间和地点的4D—航迹控制,尤其在机场附近和着陆进场时。

若也想自动地进行这类机动,那么,首先不仅必须从交通流量控制观点,而且也必须从单独飞机的飞行性能和飞行品质角度,在飞机上生成最优飞行航迹。为了能飞出这些飞行航迹,必须有保证在遵循所有使用限制下,进行准确航迹引导的非线性控制器。

当然,若要充分利用飞机和发动机的能力,那么,就必须把这两种系统的物理特性作为控制方案的基础。同时,不仅要控制 H , V_A 和 Ψ 等被控制变量,而且还要尽可能控制整个过程状态,这就要把非线性输入控制与线性控制器结合起来。为此,这一章将从不同研究项目中列举几个例子。

从起飞到着陆的飞行计划及其实施,表征了机载飞行引导的最高层级。它需要关于飞机自身(例如飞行性能参数)、实际位置和航迹变化过程、交通状况(机场环境,其余交通)和天气条件(风,大气状况)等方面的大量信息。另外,它以飞机—地面间的详细通信为前提条件,包括在考虑了所有边界条件和约束条件下,基于优化的决策过程;最后,还包括对飞行过程的监控。

长期以来,这些工作一直都由驾驶员来完成。自从引入飞行管理系统(FMS)以来,这个层级也逐步实现自动化。因而,也可以在这个任务范围内有效地减轻驾驶员的负担。

17.1 纵向运动的综合航迹控制器

在侧向运动中,基本控制器控制两个可供使用的调节元件(副翼和方向舵),这样,才能很好地协调飞机的侧向控制。然而,纵向运动的常规控制器(对高度为自动驾驶仪,对空速为推力控制器)的执行元件,即升降舵和推力是非耦合的,这就涉及两个分开的控制器,

它们分别对一个调节变量起作用,如图 17.1 所示。当对控制精度要求较高时,由于高度和空速之间的强烈耦合,这种分开会带来一些困难。

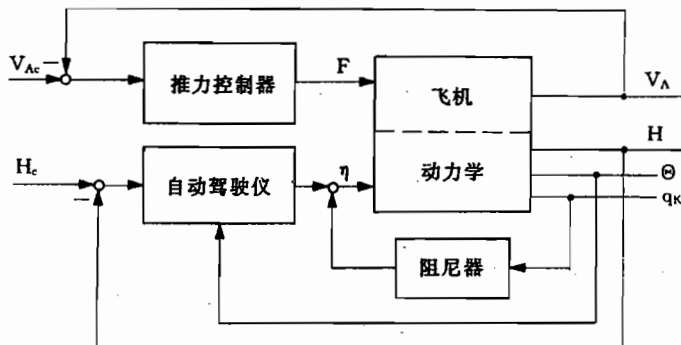


图 17.1 常规非耦合的控制系统

如第 6 章所述,位能和动能随时间的变化对精密航迹引导起很重要的作用,这种物理关系是航迹控制器设计的基础。这可用一个示例来说明:在着陆进近中,若一架飞机以较高的速度处在规定航迹的下面,那么,常规非耦合的飞行控制器,首先的响应是使升降舵向上偏转,同时减小推力,这样,将以危险的方式降低空速。若在这种情况下,飞机的总能量与规定能量一致,那么,与前述相反,单独通过使升降舵上偏就可以消除这两种控制偏差。此时,若设计正确,一种综合的控制系统就可以了。但是,这个例子也说明,用推力不仅控制空速,而且也控制总能量是有好处的/König 88/。

因此,现代纵向运动航迹控制器,是基于对升降舵和油门两个调节变量的全状态反馈,如图 17.2 所示。这种耦合(“一体化”)的控制系统能够更准确、更灵活地进行飞行航迹引导,这必然也要求像在陡的飞行航迹上与进近方法有关一样进行航迹引导。尤其在地面附近(也包括着陆)进行精确的航迹引导,以及在风切变情况下控制飞机的能量状态,这种组合控制器是必不可少的/Hahn 88/。

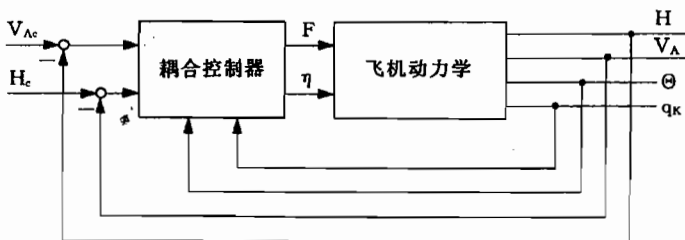


图 17.2 综合控制系统

最近 20 多年的技术发展,促进了从单项控制器(split axes control)向耦合控制系统的转变。过去以模拟技术为基础的飞行控制器,每种反馈回路都要用附加部件(放大器,滤波器)和附加监控设备;而在数字式控制器中,扩展控制律只与对存储空间和计算时间的附加需求有关,如果有可供使用的测量信息的话。与测量传感器和信号变换方面的代价相比,计算机的费用几乎算不了什么。除此之外,采用数字计算机除了能实现线性调节和控制律外,还能实现非线性调节和控制律。数字式计算机也很容易实现控制器增益与飞行状

态的适配。而在模拟式计算机上,则需要花费很高昂的代价。当然,当进行过程计算时,必须以新的方法解决可靠性问题,尤其是软件的可靠性问题。

早在 70 年代就已认识到把空速控制和高度控制综合成如图 17.2 那样的一体化系统的必要性。不仅在研究项目/Alles et al. 77/,而且在试验项目/Schänzer B5 74/中,都研究了组合航迹控制的概念,并在仿真和飞行试验中得到验证。在这些研究基础上,研制了试验系统,并已在 Do 28 飞机上实现,一直到试验自动着陆/Redeker 86/。

在进一步的试验项目中,又对飞机、直升机和发动机设想了一些新的方案/Adam 77/,/Henschel 77/,/Leyendecker 86/,/Bouwer 88/,/Sölter 90/和/Hiesener 93/。这些研究工作的重要的共同经验是:用从飞行原理所导出的输入控制,比纯粹控制能更明显地改善飞行引导特性。因为输入控制不影响稳定性,所以,可以含有非线性功能,而且很容易与变化的要求和工作方式相适配。这样,就能更快而又无超调地实现对航迹指令的响应,以及对扰动(例如,风切变)或者构形变化(例如,放下襟翼和起落架)的良好响应特性。

17.1.1 航迹控制系统的结构

若人们能够不受飞行控制历史上已有结构的约束,设计一种航迹控制系统,那么,可以以 13.1 节提出的带有控制偏差积分和输入控制的全状态反馈结构为基础。为此,可以从状态方程出发,故纵向运动可以从方程组(7.3.21)和方程组(7.3.22)出发。除了风的变量外,该方程组包含的所有状态变量大体上都能较好地测量,或者可以从测量变量中观测,而且都具有良好的可控性(除了风之外),见 8.5 节。所有状态变量都可以没有限制地反馈给所有可使用的调节变量(这里是指升降舵和油门)。按照方程组(7.3.21),纵向运动的状态矢量是

$$\underline{x} = [V_w \quad \alpha_w \quad q_K \quad \alpha_K \quad V_K \quad \gamma \quad H \quad R]^T, \quad (17.1.1)$$

输出变量矢量为(按方程组(7.3.22))

$$\underline{y} = [V_A \quad \alpha \quad q_A \quad \Theta \quad b_x \quad b_z \quad \epsilon]^T \quad (17.1.2)$$

风的变量 V_w, α_w 和 q_w 既不可测量,也不可控制,而且它们也不应当被控制。如果不是向地面上固定点的进近飞行,那么,可以不考虑变量 R 和 ϵ ,因而只剩下 5 个状态变量。这些变量中,用常规方法(见第 9 章)可以测出:

- 状态变量 q_K 和 H ;
- 输出变量 V_A, α, Θ, b_x 和 b_z 。

这些变量中的前 5 个变量线性不相关,因而可作为纵向运动控制的全状态矢量(没有 x 向基准)。变量 b_x 和 b_z 提供的信息可以用来替代其它不可测量的状态变量(见前述)。若花费较高的测量代价, γ 和 V_K 也可作为状态变量使用。

对应两个可使用的调节变量,可以引入两个独立的控制变量。作为 x 和 z 方向的航迹分量,可以考虑使用 H 、也可以用 $\dot{H}$ 或者 γ, V_A 或者在低速飞行情况使用 α (见 16.2.4 节)。

在 13.1 节引入的控制律为

$$\dot{\underline{V}} = \underline{e} = \underline{w} - \underline{y} \quad (13.1.22)$$

$$\underline{u} = -\underline{K} \underline{x} + \underline{J} \underline{v} + \underline{H} \underline{w} \quad (13.1.24)$$

式中, $\underline{v}$ 等于控制偏差的积分,例如, $V_{Ad} = V_{Ac} - V_A$ 和 $H_d = H_c - H$ 的积分。因为有几个状

态变量应当由输出变量来替代,所以,把式(13.1.24)形式上加上输出反馈

$$\underline{u} = -\underline{K}_x \underline{x} - \underline{K}_y \underline{y} + \underline{J} \underline{v} + \underline{H} \underline{w} \quad (17.1.3)$$

采用这种控制结构,除了可获得良好的动态特性外,还能使被控制变量达到稳态解耦。为了迅速地跟随引导指令,实现良好的动态解耦,并抑制扰动的稳态影响,应当把两个引导变量及两个控制偏差的积分接通到两个调节变量上。

这样,在采用全部可容易测量的变量的情况下,得到控制律(式中 $\underline{x}$ 表征要选择的控制器参数)如下

$$\dot{\underline{v}} = \begin{bmatrix} \dot{v}_u \\ \dot{v}_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Ad} \\ H_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Ac} \\ H_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_A \\ H \end{bmatrix} \quad (17.1.4)$$

$$\begin{aligned} \underline{u} = \begin{bmatrix} F \\ \eta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & x & 0 & 0 & 0 & x & 0 \\ 0 & 0 & x & 0 & 0 & 0 & x & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \\ &\begin{bmatrix} x & x & 0 & x & x & x & 0 \\ x & x & 0 & x & x & x & 0 \end{bmatrix} \underline{y} + \\ &\begin{bmatrix} x & x \\ x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x & x \\ x & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ac} \\ H_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17.1.5)$$

由此得到共 22 个控制器参数,它们必须按照具有良好的飞行品质、良好的引导特性和良好的扰动特性来设计。

控制器参数数目的减少

在第 14 章和第 16 章,我们反复研究了怎样把需要反馈的数目减到最小,从而使得技术方面的代价在一定限度之内,并提高系统的可靠性。出于同样的原因,这里也要首先检查一下,是否所有这些反馈和控制回路都是必要的和有效的。譬如,把俯仰角速度 q_K 反馈到发动机推力上(x 方向力的状况)就几乎没有什么作用,而只能造成不必要的推力不安静问题,所以,一开始就可略去这一反馈。 V_A 和 α 这两个变量通过升力方程(非线性的)互相依存,视选择其中哪一个作为被控制变量而定,可以去掉另一个变量的反馈。

同时,也要考虑一下,通过观测或者通过其它的测量变量来代替类似的变量,是否可省去某些昂贵的或者易受干扰影响的测量传感器。譬如说,也可以用垂直速度 $\dot{H}$ 来代替需要花很高代价才能测量的航迹倾角 γ ,而 $\dot{H}$ 则可由 H 和 b_z 的互补滤波来得到。因此,人们首先把状态反馈的结构作为基本出发点,但是,这些变化并无形式上的限制,例如,通过把所有可测量的、并认为是重要的量作为反馈变量,而不管它们是状态变量还是非状态变量(含比较容易测量的加速度在内)。然后,通过优化确定:这些反馈中的哪些作用不大,从而就可以去掉这些反馈。

操纵系统的考虑

所有测量传感器的时间常数都比控制对象的时间常数小,这样,它们对全部过程就无关紧要,因而可以不予考虑。液压执行机构也与此一样,如果只限于小偏度和低的操纵速度,它们的传递特性也可不予考虑。在电动执行机构中,由于其功率水平低,则不能再这样处理。这时,要列出含舵面载荷的执行机构的状态方程,例如,一阶形式的状态方程(见 10.2.1 节)

$$\dot{\eta} = -\frac{1}{T_{\eta}}\eta + \frac{K_{\eta}}{T_{\eta}}\delta_{\eta} \quad (17.1.6)$$

对飞行控制器设计来说,用一阶或二阶(P- T_1 或 PD- T_2)特性来表征发动机特性已足够准确,见 3.7 节。为此,还要列出类似的状态方程,例如,式(3.6.14)和式(3.6.15)。把这些方程补充加到飞机运动方程上,则状态矢量扩充到

η , F 或者也可能含 $\dot{F}$

这样,变量 δ_{η} 和 δ_F 构成控制对象的操纵输入,操纵系统和发动机的状态变量要尽可能列入状态反馈,这就把要优化的控制器参数进一步增加了 4~6 个。

等效测量量

发动机的状态变量(推力 F)和风的状态变量(V_w 和 α_w)是不能直接测量的,而必须进行观测。在一定的费用限制下,若想去掉模型辅助的观测器,就必须找到 F , V_w 和 α_w 的等效量,这些等效变量的反馈也足以改善控制特性。按照图 17.3,信号 F 和 V_w 至少作为起始响应包含在纵向加速度中,因而可以反馈 b_x 作为 F 和 V_w 的等效量。

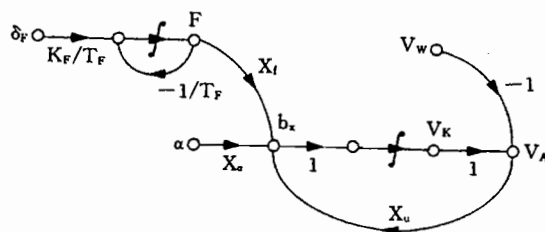


图 17.3 x 向加速度作为 F 和 V_w 的等效量

由图 17.4 可以看出, b_x 也可以作为 α_w 的等效量。同样, η 和 w_{wx} 直接作用在俯仰角加速度 $\dot{q}_k$ 上,因此,俯仰角速度的导数近似也可以替代不可测量的风梯度 w_{wx} 和测量升降舵偏度 η 。

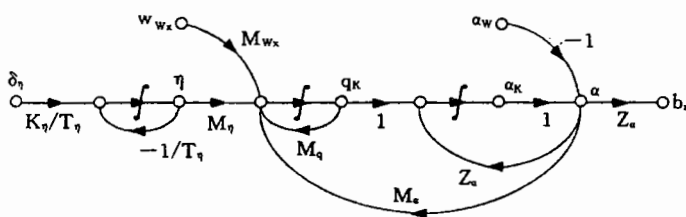


图 17.4 俯仰角加速度作为 η 和 w_{wx} 的等效量

虽然作了所有这些简化处理,而且尚未包括任何滤波常数,但这组广泛的方程中仍含有近 20 个控制器系数。因而,用尝试方法设计就不再合适了。因为许多要求不能用极点和零点位置表示,所以,极点预置或者特征结构预置方法就不适用了。12.3.5 节的鲁棒控制方法,也首先要扩展到这种综合的问题上。对航迹控制精度、空气动力状态的优化、乘坐舒适性和调节活动的限制等方面的要求,只能用加权广义二次型性能准则,见 11.4.3 节。为了按这种准则进行设计,必须采用数值优化方法,见 13.2.3 节。当控制系统中含有非线性因素时,参数优化方法是唯一合适的方法。

17.1.2 推力的输入控制

当航迹变化剧烈,而且在风切变中飞行时,要求飞机作很大的能量变化,因此,需要的稳态调节偏度大,从而也要求工作状态作较大的变化。这种总是缓慢的能量变化,通过同样只能缓慢增长的高度和空速的控制偏差,只能被控制得很坏。在这种情况下,单纯控制需要一些综合反馈,这会引发滞后特性,或者在高增益情况下造成稳定性问题。与此相反,可以这样来进行控制,即直接把必然形成的(和可预测的)变化通告给操纵系统和控制系统,而不必那样“盲目地”等待控制偏差。

实际情况可以用需用的能量变化的三个例子来说明。飞机的总能量是由它的位能和动能组成的,见 6.2 节。如果动能是指相对周围环境大气的,那么,总能量 E_{ages} 为

$$E_{\text{ages}} = E_{\text{akin}} + E_{\text{pot}} = \frac{m}{2} V_A^2 + mgH \quad (6.2.1a)$$

如果飞机在等高度 H 上以不变的飞行速度 V_A 飞行,并且阻力造成的能量损失恰好被推力平衡,那么,总能量将为常值。能量状况受下列情况的干扰。

1. 若给飞机预置一个新的高度,那么,要求改变位能,在没有附加能量输入或输出时,飞机只有从动能中吸收位能,这样,飞行速度将发生变化。

2. 在正的风切变中(顺风增大)飞行时,由于其固有稳定性,造成飞机将加速到一个新的航迹速度上。当未加入能量时,则要从位能中吸取能量,因而只有通过降低高度才能保持空速。

3. 若要使飞机从一种陡的进场航迹转入到平缓的终端进近,那么,就必须把在下滑飞行过程中所具有的高的能量变化速率在短时间内降低到小的余量上。若单独使用升降舵,可能会在速度损失太大时,造成低于最低空速的危险。

惟有提高发动机推力才能输入能量,所有其它的操纵变量,只能带走能量(例如,扰流板偏转引起的阻力增大),或者交换能量,例如,偏转升降舵和偏转襟翼,通过升力的增大而改变航迹,从而造成动能转变成位能。

由上述这些分析可以看到,根据预测的能量需求状况,推力的输入控制能从根本上改善控制特性。尽管能量变化大,但如果要求高的引导精度,那么,应该采用推力的输入控制。同时,按照迄今为止所作的考虑,应当把推力作为指令高度变化和周围风状况的函数来控制。下面导出的控制律将证实这种想法。

推力控制律

在第 6 章用 x 向和 z 向自由度的非线性方程研究了变化风场中的能量需求问题。由此导出空速保持不变时,需用的推力为

$$\frac{F}{G} \Big|_c = -\gamma_{G1} + \gamma + \frac{w_w}{V_A} + \frac{\dot{u}_w}{g} \quad (6.3.10)$$

由该式可知,需用的推力重量比等于下列几项之和(参见/Brockhaus Wü 78/):

——工作状态下的阻升比或者滑翔角,即 $-\gamma_{G1} = \arctan C_w/C_A$;

——飞行速度的俯仰倾角 $\gamma_A = \gamma + \frac{w_w}{V_A}$, 即迎面来流方向与地平面之间的夹角;

——风的加速度 $\dot{u}_w$ 与重力加速度 g 之比。

其中,第一项 γ_{G1} 是在空气动力状态变化,例如放下着陆襟翼时,所需要的推力适配。

第二项

$$\left. \frac{\Delta F_2}{G} \right|_c = \gamma_c \quad (17.1.7)$$

相当于与要求的航迹倾角成正比的接通引导量,首先是在空间弯曲的航迹剖面上需要接通的控制引导量。第三项和第四项相当于接通干扰量

$$\left. \frac{\Delta F_3}{G} \right|_c = \frac{w_w}{V_A} + \frac{\dot{u}_w}{g} \quad (17.1.8)$$

而且表明,在下列情况下需要增大推力:

——当 w_w 为正,也就是在下降风情况下(为了保持飞行航迹,飞机必须相对周围空气作上升飞行);

——当水平风切变 $\dot{u}_w$ 为正时(增大的顺风),为了保持空速,必须使飞机加速。

17.1.3 陡着陆控制器 FRG 70

在前两节的基础上发展起来的反馈控制律,已由博登湖工厂(Bodenseewerk)为陡进近方法设计的控制器 FRG 70 得以实现/Schänzer B 74/(见 11.3.5 节)。这是始终根据状态反馈概念实现并经受考验了的耦合(“一体化”)航迹控制器原理的第一台飞行控制器。它是发展现代飞行控制系统的基础,故应当作为例子介绍一下它的构成。

这台控制器是为下列目的设计的:用 STOL 飞机 DO 28 “空中仆人”(Sky servant)证明,在极低的飞行速度下,能够实现陡的弯曲的飞行航迹(以达到 7.5° 的航迹倾角)。为了按要求的可靠性飞出这种飞行航迹,控制器不仅必须保持飞行航迹,而且还必须高精度地保持空气动力流动状态,即使在有阵风和风切变情况下,也能达到这些要求。其控制系统结构示于图 17.5。

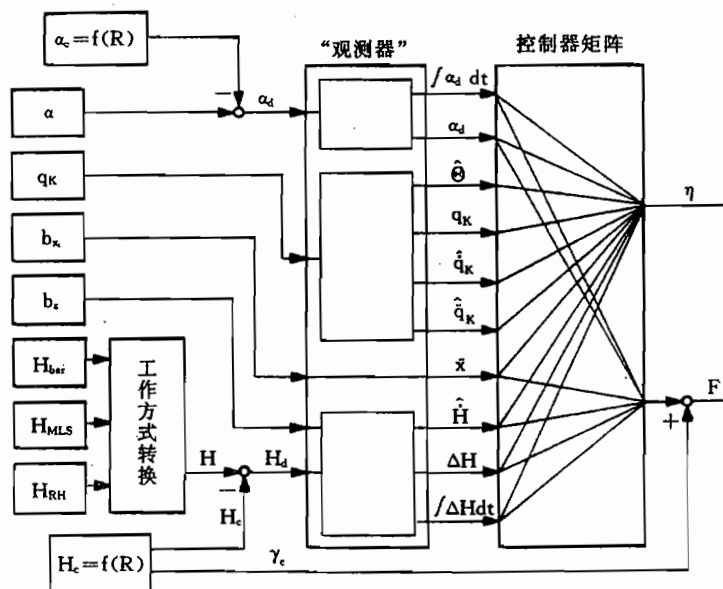


图 17.5 陡着陆控制器 FRG 70(原理图引自/Schänzer B 74/)

在纵向运动中,选择高度和迎角作为被控制变量。除了要求高的航迹引导精度外,还另外要求:只在低频范围使用推力(推力安静),而且要抑制快速俯仰角变化(乘坐舒适性)。因此,在高频范围内只能使用升降舵,而用在 α 和 H 的偏差方面的 q_K 以及 F 的幅度必须很小。然而,在低频范围,首先应降低 α_d 和 H_d 的控制偏差。

只直接测量 H, α, q_K, b_x 和 b_z 这些变量,放弃测量空速,同样也放弃测量姿态,以便省去昂贵的、易受扰动干扰的姿态陀螺。近似由 q_K 的伪积分得到对 Θ 的短时间估计。由 H 和 b_z ,通过互补滤波构成 $\dot{H}$ 量(见9.7.2节)。

升降舵操纵系统同它的状态变量在这里是不能略去的。试验飞机的摆动式舵面和升降舵伺服电机分别具有二阶传递特性。为了近似地把握这些状态,通过 q_K 的近似微分求出 $\dot{q}_K$ 和 $\ddot{q}_K$ 。除此之外,直接通过控制反馈使伺服电机负反馈。假定为一阶延迟特性的螺旋桨—发动机的状态和扰动 V_w 的状态,都近似通过测量 b_x 来加以考虑。

首先,规定下列变量

$$\alpha_d, \int \alpha_d dt, H_d, \int H_d dt, \hat{\Theta}, q_K, \hat{q}_K, \ddot{q}_K, \hat{H}, b_x \text{ 和 } b_z$$

到两个调节变量的反馈。但是,由优化处理已知,把量 $\theta, \dot{q}_K$ 和 $\ddot{q}_K$ 只反馈到升降舵就够用了。作为性能准则的是下列广义二次型积分准则(见13.2.3节)

$$J = \int_0^\infty [q_1 \alpha_d^2 + q_2 (H_d^2 + \lambda_1 \dot{H}^2) + q_3 \dot{F}^2 + q_4 (q_K^2 + \lambda_2 \dot{q}_K^2)] dt \quad (17.1.9)$$

式中各项描述了从任务目标导出的最主要的要求,而没有显式地估计所有的状态变量和调节变量。前两项确定了在被控制变量 α 和 H 方面的航迹引导精度,而 $\dot{H}$ 项是为了在改变规定值时过渡柔和一些。第三项降低了所出现的油门操纵速率,也就是表征了对推力安静性的要求。第四项描述了对“乘坐舒适性”的要求,也就是对减小转动角速度和转动角加速度的要求,其中,通过 $\dot{q}_K$ 项也隐含地同时考虑了升降舵偏度。通过选择加权系数 $q_1 \sim q_4$,在引导精度、操纵活动和乘坐舒适性要求之间作出折中。

图17.6示出用常规控制系统与按上述准则优化的耦合控制系统(图17.5)分别作陡进近时的仿真结果的比较。在这两种情况下,给定了同样的阵风扰动 V_w 和 α_w ,并在离接地点3km和2km之间,给定每km为10m/s的线性风切变($u_{wx}=0.01s^{-1}$)。

显然,为了使飞机从水平飞行稳定在 7° 航迹倾角的下滑飞行,常规控制器需要的时间较长。向陡进近的过渡激发了弱阻尼的沉浮运动,它造成所有运动变量都发生大的偏差。加入风切变意味着进一步强烈地激发,而控制器不再能补偿这种激发,因为所加入的需用推力增加得太晚,而且超调。这种沉浮振动导致在接地前不再能把飞机拉平。与此相反,不仅到下滑飞行的过渡,即使在强烈的风切变过程中,耦合控制器都能使 H, α 和 V_A 的偏差很小。显然,可以看出,一方面是推力曲线,另一方面是航迹变化和风切变,二者密切相关。

控制特性的这种改善,除了通过控制器中的耦合外,也可以通过推力的输入控制来实现。为了单独通过控制实现对曲线进近剖面的良好航迹引导,必须把 H 和 $\dot{H}$ 的反馈的增益选择得比较大,这可能会引起令人讨厌的推力的不安静。通过输入控制,将有效地减轻控制器的负担。欲作进一步改善,首先要在迎角的控制精度和扰动对俯仰角的影响之间作必要的折中,这只有通过加入直接升力控制作为附加操纵变量才能实现。

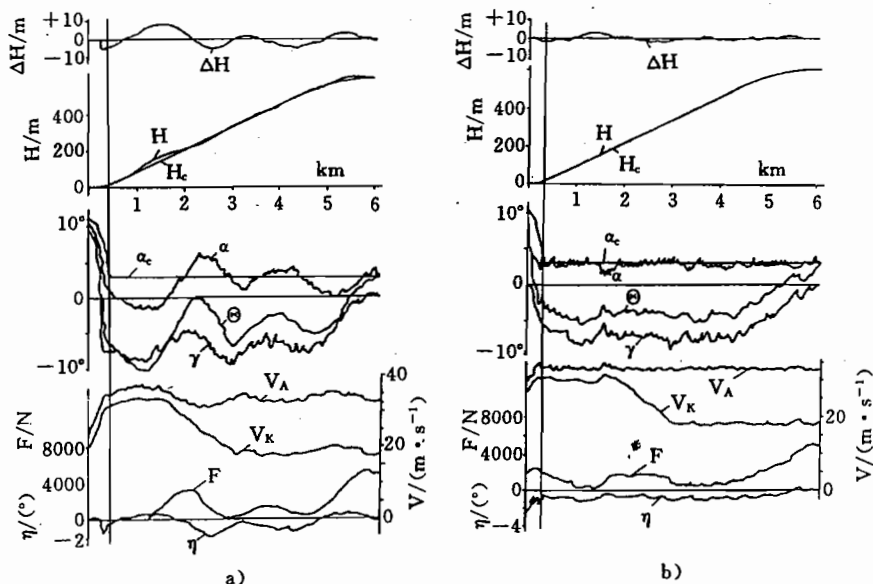


图 17.6 陡进近仿真计算结果的比较

a) 常规控制器; b) 耦合控制器。

17.1.4 组合航迹控制系统 VGR 76

另一个例子是想说明高度和空速耦合控制原理,它是以 Boeing 707 飞机作为示例来设计预置一控制系统的,并在仿真中成功地作了验证/Alles 79/。用这种系统来控制作为飞行速度分量的空速和垂直速度,见图 17.7。

除了控制主要操纵变量升降舵和推力外,控制器还要控制配平机构、着陆襟翼和扰流板等次操纵变量。手动操纵飞行时,驾驶员首先通过驾驶杆和油门,协调地、并大体上连续地操纵主操纵机构,控制航迹的变化。然而,当飞行状态变化较大时,也就是当工作点变化较大(例如,空速、迎角和下降速度变化较大)时,驾驶员只用这两个操纵变量是不够的,还必须借助次操纵变量,即:

——平衡稳态力矩变化的调整片;

——降低空速或陡进近时增加阻力的扰流板(或者阻力板等),用这种方式补偿 x -向力的变化比用推力补偿要快,同时,这样将扩大推力向下控制的调节范围(受空转推力的限制);

——用来改变升力而又不使迎角和俯仰角发生重大变化的着陆襟翼,在小空速情况下用它来提高升力系数 C_A 的范围。

驾驶员调节这些次操纵系统不像调整油门和舵面那么频繁。但是,如果在预置控制时把次操纵系统的操作都交给驾驶员,那么,驾驶员必须不断地与控制器的活动协调一致地跟踪调整。这样又造成像在 16.2.2 节已讨论过的把推力控制器作为单控制器使用时的类似困难。因此,为了有效地减轻驾驶员的负担,始终坚持次操纵机构也要由控制器来调节。

与驾驶员的操纵方式类似,预置控制系统也可以划分为用副翼、方向舵、升降舵和推力作为调节量的线性系统(用这个系统来保证良好的飞行特性、扰动抑制特性和控制引导

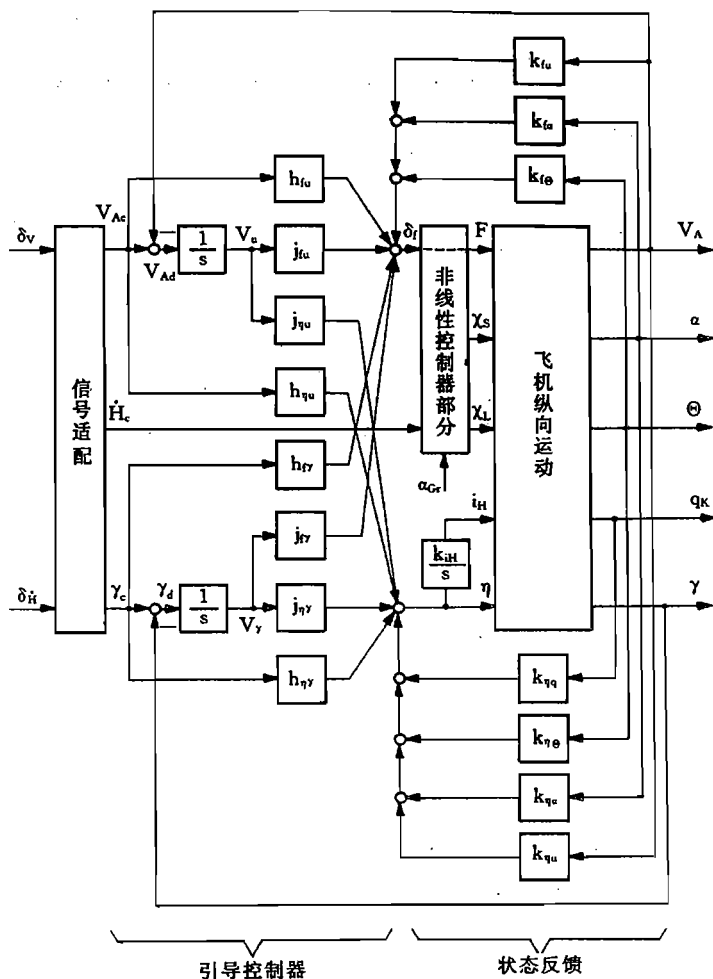


图 17.7 空速和下滑速度的预置控制系统 VGR 76

精度)以及可能为非线性工作的附加系统(它控制次操纵系统)。后者的任务是:阻止飞行状态的变化,保证主操纵系统具有足够大的调节范围,这样,就使线性控制系统总保持在有利的工作状态上。这种预置控制系统在 18.2.6 节中还将作进一步讨论,以便研究驾驶员和控制器之间的协同作用的一些观点。

纵向运动的线性控制器

作为控制器结构,又选择了在 17.1.1 节中讨论过的带有控制误差积分和输入控制的组合全状态反馈形式。供线性控制器使用的有 δ_F 和 η 两个调节变量。选择 V_A 和 $\dot{H}$ 作为被控制变量,其中 $\dot{H}$ 被换算成航迹倾角 γ 。

以方程组(7.3.21)作为控制器设计的基础,其中的高度方程可以取消。不考虑升降舵—操纵机构的固有动态特性,但发动机特性用一阶延迟特性加以考虑。式(17.1.1)和式(17.1.2)的状态变量矢量和输出变量矢量,很容易变成下列形式

$$\begin{aligned} \underline{x} &= [V_A \quad \alpha \quad q_K \quad \Theta \quad F]^T & \underline{u} &= [\delta_F \quad \eta]^T \\ \underline{y} &= [V_A \quad \gamma]^T & \underline{w} &= [V_{Ac} \quad \gamma_c]^T \end{aligned} \quad (17.1.10)$$

控制器保持图 13.7 所示结构形式,可以去掉状态反馈矩阵 $\underline{K}$ 中的 3 个元素。发动机状态 F 的反馈证明不是绝对必要的,同时, q_K 对发动机的反馈也不是绝对需要的,余下的控制器矩阵都被完整配备了。

该控制系统的线性部分都经过参数优化处理,这里已使下列的三阶广义性能准则最小(参见 13.2.3 节),它们的加权系数按经验确定

$$J = \int_0^{\infty} (e_{v_u}^2 + 50e_{\gamma_u}^2 + f_{v_u}^2 + e_{v_\gamma}^2 + 5e_{\gamma_\gamma}^2 + f_{\gamma_\gamma}^2) dt \rightarrow \min \quad (17.1.11)$$

(这里,用它们的三个导数描述规定值阶跃变化时的控制偏差,例如, $(e_{\gamma_u})_3$ 表征 V_A 的规定值阶跃变化时 γ 的控制偏差)。因此,由控制器结构保证稳态控制精度,从而也就保证能稳态解耦。通过三阶广义控制面,估算既有 V_{Ac} 阶跃变化又有 γ_c 阶跃变化时的 V_{Ad} 、 γ_d 和 F ,使得在良好的动态解耦和平缓的操纵量变化下,尤其在推力安静变化的情况下,获得良好的固有特性。优化后得到下面的线性控制律(量纲为 $(m \cdot s^{-1})$, $(^\circ)$ 和 Mp ①)

$$\begin{bmatrix} \delta_F \\ \eta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2.20 & 0.550 & 0 & -0.60 & 0 \\ -0.033 & -3.25 & 3.58 & -9.46 & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0.201 & 0.795 \\ 0.354 & -3.34 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.803 & 0.421 \\ -0.095 & -3.07 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ac} \\ \gamma_c \end{bmatrix} \quad (17.1.12)$$

图 17.8 示出对 V_{Ac} 和 γ_c 控制阶跃的时间响应曲线。为了使响应比较快,允许控制变量有轻微的超调, V_A 和 γ 之间的动态耦合很小,在空速变化时,特别注意使航迹倾角的偏差要小,这可以通过在性能准则中取加权系数为 50 来实现。

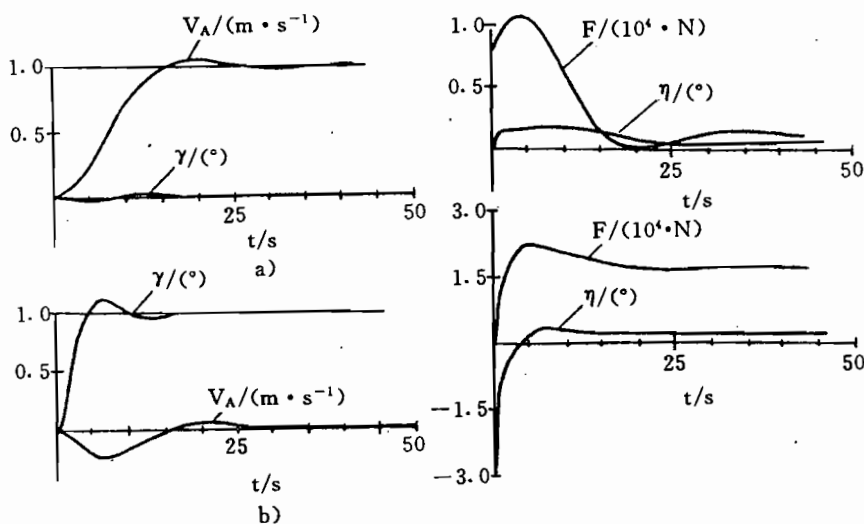


图 17.8 综合预置控制系统的阶跃响应

a) V_{Ac} 阶跃变化 $1m/s$; b) γ_c 阶跃变化 1° 。

调节变量曲线是完全可以接受的,推力的变化率也同样是可以接受的。如果通过对控制信号滤波,不产生阶跃型的空速指令,那么,就证明:当给定空速变化时,油门控制信号

① $1Mp = 1000kp$ (千磅) $= 1000kgf = 1000 \times 9.8065N$ 。——译者

δ_F 的初始阶跃没有什么妨碍。

尽管这种控制系统不是专门为抑制扰动而设计的,但是,阵风也被抑制得很好,这可由图 17.9 的伯德图看出。这证实了通常的经验:如果通过状态反馈使固有特性具有良好的阻尼特性,则随机干扰也被抑制得很好,见 12.1.3 节。

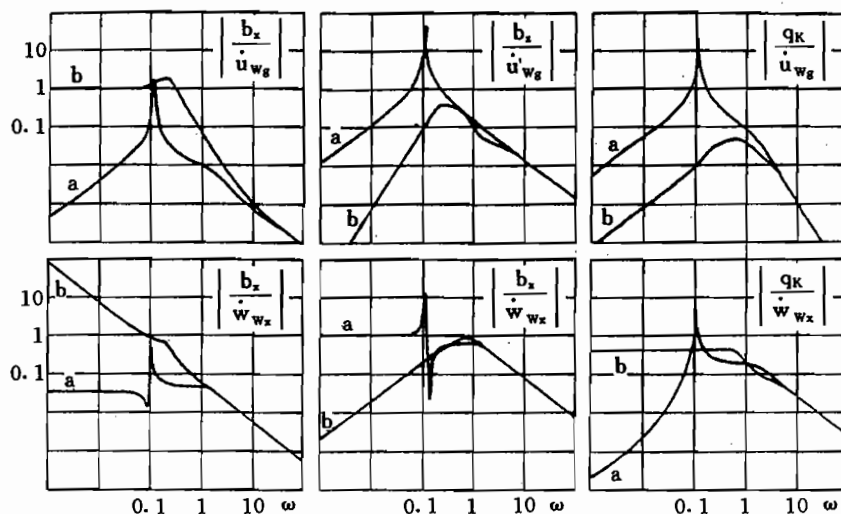


图 17.9 带有综合控制器的扰动特性的伯德图(引自/Alles 79/)

a—无控制的飞机;b—带有 VGR 76 的飞机。

最后,图 17.10 示出带有这种控制系统的飞机对强风切变的响应特性,及其与无控制情况的响应和纯粹俯仰姿态控制情况下的特性的比较。由于在风切变层内沉浮运动不稳定(见/Krauspe 83/),而且由于推力增大得不够,所以,无控制飞机转入不允许的陡下降飞行。

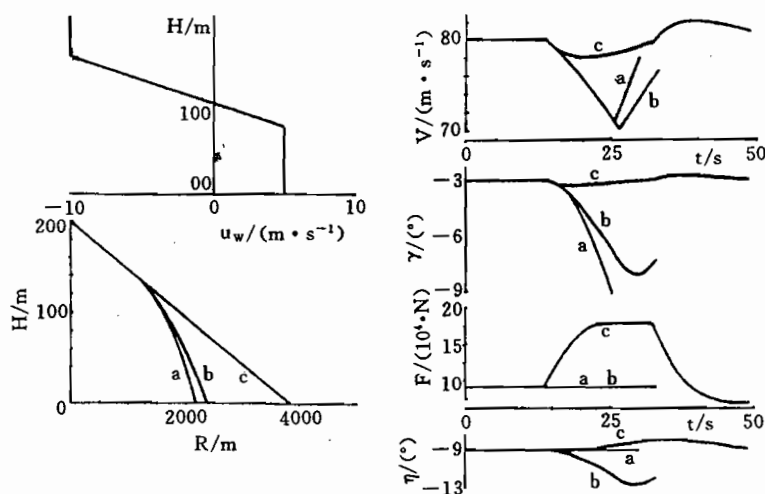


图 17.10 风切变对终端进近的影响/Alles 79/

a—无控制;b—带有姿态控制器;c—带有推力和升降舵协调控制。

由图 17.10 可见,在扰动过程中,空速明显下降,由于靠近地面的缘故,飞机不能像在自由大气中那样按固有稳定性再恢复到应该出现的定常关系。虽然俯仰姿态控制器对航迹振动的稳定化有无足轻重的好处,然而,俯仰姿态保持是以空速变化为代价的,而且几乎不能缓和下降飞行。只有同时协调调节推力和升降舵才能实现;尽管有大的风梯度,但空速和航迹倾角的误差仍然是微不足道的。这样,当采用高度和飞行速度的耦合控制方式时,可以避免穿越低频风扰动进近时的危险/Alles et al, 82/。

非线性控制器部分(附加系统)

在不同的飞行状态下,虽然线性基本控制系统能完成它的任务,然而,工作状态之间的转换不应交给基本控制来承担。在设计基本控制系统时,以主操纵元件工作不受限制的线性系统为基础,这当然不符合实际情况,因为不论油门,还是升降舵的调节范围都是有限的。离开只是用基本控制系统配置的飞行状态,将得到新的稳态升降舵偏度和油门位置,即出现另一个单方面的调节范围限制。借助升降舵配平调整片、着陆襟翼和扰流板(附加系统)等次操纵量,可使纵向运动的主操纵变量保留大的工作范围。

升降舵配平的建立与 14.2.5 节类似。平尾安装角 i_H 通过一个大时间常数的积分器,由基本控制的升降舵信号来调节,即

$$i_H = \frac{1}{s T_{TR}} \eta \quad \text{当} \quad i_{Hmin} \leq i_H \leq i_{Hmax} \quad (17.1.13)$$

通过配平机构的大时间常数,基本控制动态特性几乎不受什么扰动。当操纵变量达到它们的极限时,与下列措施一样,积分器被断开。

着陆襟翼偏度 κ_L 的控制,是按照与驾驶员操纵一样的原理来进行的:即一直到极限值 α_{Grenz} ,驾驶员都通过增大迎角来产生附加升力,除此之外,他还借助着陆襟翼。为了不影响基本控制的动态特性,通过一个缓慢积分器的信号差 $(\alpha - \alpha_{Grenz})$ 来控制着陆襟翼,即

$$\kappa_L = \frac{1}{T_{LS}} (\alpha - \alpha_{Grenz}) \quad \text{当} \quad 0 \geq \kappa_L \geq \kappa_{Lmax} \quad (17.1.14)$$

因此,当 $\kappa_L \leq \kappa_{Lmax}$ 时,稳态俯仰角最大为 $\Theta = \gamma + \alpha_{Grenz}$ (没有风的影响)。采用控制迎角的着陆襟翼,主要是为了保持非临界的流动状态。放下着陆襟翼引起的阻力增大,可通过基本系统相应提高推力予以平衡。

打开扰流板 κ_s 或者 Δ_z ,将减少升力,并产生附加阻力。生成的这两个力分量的特性,通过接通两部分信号加以利用。接通扰流板的第一部分信号,主要是作为直接影响升力(直接力控制)的操纵元件,它是由指令垂直速度的稳态部分组成的

$$\begin{aligned} \Delta_z(\dot{H}) &= -k_{\Delta z} \frac{T_{HPS}}{1 + T_{HPS}} (\dot{H}_{c00} - \dot{H}_{cGrenz}) \quad \text{当} \quad \dot{H}_{c00} < \dot{H}_{cGrenz} \text{ 时} \\ \Delta_z(\dot{H}) &= 0 \quad \text{当} \quad \dot{H}_{c00} \geq \dot{H}_{cGrenz} \text{ 时} \end{aligned} \quad (17.1.15)$$

当给定的垂直速度比 $\dot{H}_{cGrenz}$ 小时,首先按比例打开扰流板,通过升力的减小,可迅速地达到希望的下滑速度。附加产生的阻力辅助控制空速,这样,由于发动机惯性所造成的动态耦合不会引起大的空速误差。

接通的第二部分信号,是为了在小功率范围开动发动机时,用以辅助控制空速。这样,航迹切向力的进一步变化,可以通过油门信号来调整扰流板

$$\Delta_z(F) = \frac{k_F}{s}(\Delta F + F_0) \quad \text{式中} \quad k_F \begin{cases} = 0 & \text{当 } F_1 \leq \Delta F \leq F_2 \\ > 0 & \text{当 } F_1 > \Delta F \\ < 0 & \text{当 } F_2 < \Delta F \end{cases} \quad (17.1.16)$$

和

$$0 \leq \Delta_z(F) \leq \Delta_{z\max}$$

通过量 $(F_2 - F_1)$ 的静区就避免了发动机控制和扰流板控制动态特性对立地工作。最后,同抑制油门信号的高频扰动部分的低通滤波器一起,扰流板的信号

$$\Delta_z = (\Delta_z(\dot{H}) + \Delta_z(F)) \frac{1}{1 + T_{\Delta_z}s} \quad 0 \leq \Delta_z \leq \Delta_{z\max} \quad (17.2.17)$$

17.1.5 变化风场中的能量控制器

常规自动驾驶仪结合推力控制器,完全可以引导飞机安全地穿越风切变。为了允许进行 CAT II 级飞行,必须证明可以控制 $10\text{kn} \approx 5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ ① 的下降风和 $4\text{kn}/100\text{ft} = 0.07\text{s}^{-1}$ 的与高度有关的水平风梯度。问题在于,由于自动驾驶仪和推力控制器未作最优的协调,并且未完全把测量信号中的风切变和紊流两部分分开,所以,操纵活动太频繁,特别是发动机。

第二个问题在于,驾驶员由显示器获得的有关风切变的信息通常是不完全的,这样,驾驶员就不能及时地识别风切变,可能错误地理解由风切变造成的控制器的活动,并可能切断控制器。最危险的情况是同时出现正的水平风切变(渐增的顺风,或者渐小的逆风)和强烈的下降风,像通常在雷暴场中所发生的那样。如式(6.3.10)所示,这种情况对由增大推力来连续供给能量的要求最高。在大多数风切变事故中,可用推力可能还足以安全地完成着陆。此时,表征限制参数的既不是最大推力,也不是发动机的时间滞后,事故的根源其实大多是因为发出提高推力的指令迟后的缘故,这样,在这段迟后时间内形成的能量误差不能再被平衡。由于这个原因,文献/König 88/建议,把能量误差和功率误差共同作为推力控制器的控制变量,并把它们显示给驾驶员,使驾驶员能对形势作出准确的判断。下面我们想用简化方式来理解这些想法。

能量平衡的估计

根据 6.3.3 节的能量研究,在 17.1.2 节介绍了与风有关的操纵规律。若在风场中保持推力不变,那么,按式(6.3.10),相对环境空气的比功率误差为

$$\frac{\Delta F}{G} V_A = \Delta \dot{H}_{Ea} \approx w_w + \frac{V_A}{g} \dot{u}_w \quad (17.1.18)$$

经积分得能量高度误差为

$$\Delta H_{Ea} = \int_{t_1}^{t_2} \left(w_w + \frac{V_A}{g} \dot{u}_w \right) d\tau \quad (17.1.19)$$

为简单计,假设在风变化过程中所有的量都为常数,那么,就得

$$\Delta H_{Ea} = w_w \Delta t + \frac{V_A}{g} \dot{u}_w \Delta t = w_w \Delta t + \frac{V_A}{g} \Delta u_w \quad (17.1.20)$$

当风的作用尚未由推力来补偿时,会形成这个能量误差,它与下列因素成比例:

——下降风 w_w 作用的持续时间的长短(在下降风场飞行的距离);

① $1\text{kn} = 1\text{n mile/h} = (1852/3600)\text{m/s} \approx 0.5\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 。——译者

——水平风偏差 Δu_w (风切变的幅度)。

恰好这些规定在/König 88/中是基于比较准确的计算作出的,用当前运输机典型的进近速度

$$\begin{aligned} V_A &= 70 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} && \text{(进近速度)} \\ w_w &= 5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} && \text{持续 3s (下降风场延伸 210m)} \\ \Delta u_w &= 12 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \end{aligned}$$

估算进近短缺的能量高度为

$$\Delta H_{Ea} = 15 \text{ m} + 85 \text{ m} = 100 \text{ m} \quad (17.1.21)$$

式中列出了风切变的主要部分。所关心的是:飞机的能量储备能在多大程度上弥补这种误差。

运输类飞机正常的进近速度比气流分离速度 V_{stall} 大 30%。驾驶杆抖动器(stick shaker)开始抖动时的空速一般为 $1.05V_{\text{stall}}$,这个量值可视为最低允许的边界,然而,在紧急情况下,也允许用来摆脱风切变。这样,在进近速度为 $70 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,空速储备为

$$V_{A \text{ zul}} = (1.3 - 1.05)V_{\text{stall}} = 13.5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \quad (17.1.22)$$

由式(6.2.2),能量高度为

$$H_{Ea} + \Delta H_{Ea} = H + \Delta H + \frac{1}{2g}(V_A + \Delta V_A)^2 \quad (17.1.23)$$

由此得能量高度储备为

$$\Delta H_{Ea} = \Delta H + \frac{V_A}{g} \Delta V_A + \frac{\Delta V_A^2}{2g} \quad (17.1.24)$$

按照这个关系式, $13.5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的速度储备等价于能量高度储备为 105m。这远远大于下滑线下面缓冲区的高度储备。这个估算表明,在由风造成的危险着陆情况下,应该利用到分离边界之前的空速储备,以便无论如何要把飞机保持在下滑线上。这种建议可以在文献中反复看到。当然,迎角作为边界值更合适(见 16.2.4 节),而且最新式的控制器也已经用迎角作为边界值(在 A320 飞机上用 α_{floor})。

能量—功率—控制

在低频风扰动中保持航迹的最有效的措施是按式(6.3.10)进行推力输入控制。但是,不能准确地测出风特征量,或者要花很高昂的代价才能测量。若要防止发动机受到测量信号中包含的紊流的影响,就必须使信号经过滤波处理,而这又会使低频风信号滞后。作出的折中只能近似地对抗动量进行补偿,如图 17.11 所示。

文献/König 88/提出的方法是功率控制和能量控制的组合,能量控制是为了保证不要出现太大的能量短缺,其控制律是

$$\Delta F = -k_1 \Delta H_{Ea} - k_2 \Delta \dot{H}_{Ea} \quad (17.1.25)$$

当然,这必须与航迹控制共同进行。具有重要意义的控制器增益 k_2 ,可以很简单地从关系式(参见 6.2 节)。

$$\Delta \dot{H}_{Ea} = V_A \frac{\Delta F}{G} \quad (17.1.26)$$

得到

$$k_2 = -\frac{G}{V_A} \quad (17.1.27)$$

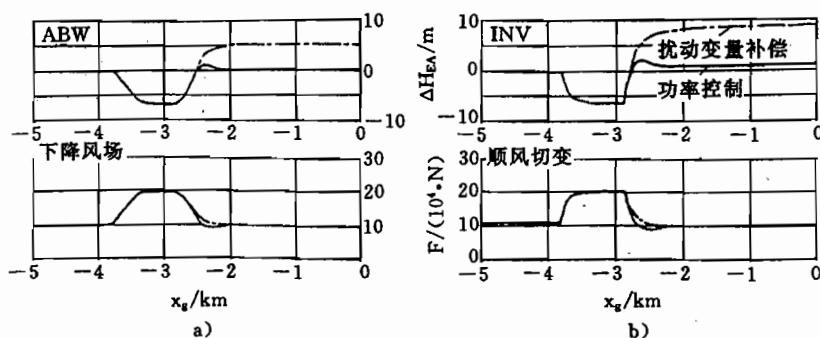


图 17.11 能量—功率—控制与具有紊流滤波器的扰动变量接通的比较

a)下降风场;b)顺风切变。(引自/König 88/)

选定的 k_1 和 k_2 值已经提供了相当好的结果,见图 17.11。把输入控制(接通扰动变量)和能量—功率—控制结合起来,结果可进一步得以改善,其控制方案示于图 17.12。通过参数优化,必然在风切变的控制和在紊流中推力活动(频度)之间达到良好的折中。

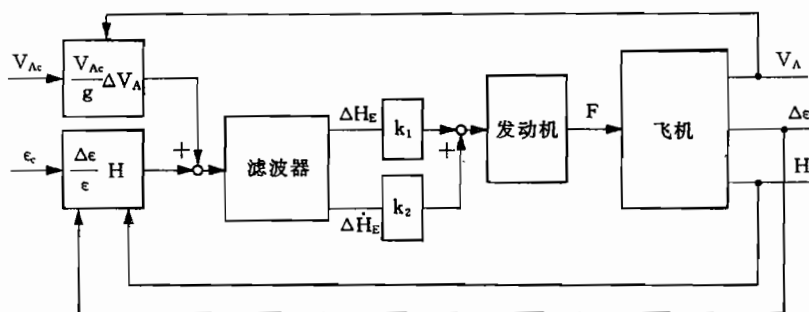


图 17.12 ILS 进近的能量—功率—控制方案(引自/König 88/)

17.2 智能引导控制器

第 14~16 章所介绍的线性控制器表现出的各项不足,可分别用一些单项技术措施予以消除。这里,应该联系起来讨论一下控制器的扩展问题。这涉及下列三个方面。

1. 规定状态的生成

在水平曲线飞行时,为了使俯仰阻尼器和偏航阻尼器的预置不发生矛盾,已在 14.2.1 节和 14.3.1 节由式(2.3.13)导出了转动角速度的规定值为

$$q_{Kc} = \frac{g}{V_0} \frac{\sin^2 \Phi}{\cos \Phi} \quad (14.2.2)$$

$$r_{Kc} = \frac{g}{V_0} \cos \Theta \sin \Phi_c \quad (14.3.2)$$

显然,由这个例子可以看出,对于无矛盾的控制来说,不仅需要给外被控制变量预置引导过程,而且还需要从引导信号中导出全部状态变量的规定过程,这些过程可从飞行物理关系中得到。

在作大转动角速度和大姿态角的飞行机动时,控制律中同样应当计入在其它情况下通常可不予考虑的力矩方程(5.2.29)中的非线性项。譬如,这已在 X31-A 的控制律中实现了,见 19.4 节。

2. 输入控制

在 17.1.2 节导出了推力的控制律,用这个控制律来调整的推力是空气动力状态、规定航迹倾角和风状况的函数。这是出自这样的认识,即一直等到控制器对(由引导和扰动引起的)边界条件的变化作出响应是毫无意义的。如果知道这种变化,而且如果能及早预见到这种变化,那么,就能及时地通过操纵来采取正确的对策,并且必须从飞行原理来研究这些对策。在 13.1 节已为控制和操纵之间的任务划分建立了基本原则:

已知的影响应当由操纵来补偿,未知的影响应当由控制来补偿。

3. 遵守边界限制

线性控制器不能明确地定出对使用边界的接近程度,也不能直接防止它超越使用边界。不论涉及的是何种未知影响(扰动),只要有足够的调节范围,那么,设计的控制器就能够补偿最大预计到的扰动。相反,也可以减弱控制信号,使其根本就达不到边界(操纵幅度,加速度)。然而,采用一些线性措施,一般只能间接地使控制信号以适当的方式延迟,例如,通过 $P-T_1$ 滤波器。

用线性方法遵守边界限制的一些示例,涉及到当出现的载荷系数受限制时,为改变高度生成规定航迹的问题。在 16.1.3 节介绍了飞向规定高度的线性控制律,在 16.4.1 节介绍了飞向下滑线的线性控制律,它按指数函数生成一条航迹曲线。即使在向一条新的基准线飞行(见 16.3.3 节),或者向 ILS 着陆方向飞行时,为了有利于线性控制律,常常通过以“柔和过渡”方式设计的控制器,间接地限制滚转角。同样,在预置控制时,驾驶员指令也可通过低通滤波器被滤波,以便与控制器的阶跃控制指令隔开。

当然,可以有针对性地通过非线性控制器功能遵守这些边界,例如,像在 16.3.3 节所介绍的那样。这也涉及对控制信号的幅值和变化速率的限制问题。在预置控制系统中,驾驶员指令的非线性限制就是这样一个例子。如果人们始终坚持这种想法,那么,人们就要首先在计入所有使用限制下,为飞行航迹生成一些引导轨迹。这也只有在计入飞行物理关系时才有可能实现。

迄今所述的这些控制律,按照这种“智能”来设计,可以明显提高飞行控制器的工作能力。这就意味着,它们处理的有关过程特性方面的信息要尽量多。在下面各节中,我们想以系统方式进一步研究这些方法。

17.2.1 引导过程的生成

在 13.3 节说明了作为显式动态模型的过程特性的目标,由此导出一种模型跟踪控制。同时,介绍了线性模型跟踪控制原理及其实现的条件。其中,作为模型函数的主要是阶跃响应;作为控制器的结构,是输入控制和模型误差反馈的组合。这个概念不能直接就转换到飞行航迹控制器,因为这其中还涉及受到各种限制的非线性过程。尽管如此,这对把这些基本想法实际转变到非线性情况还是有益的。

如果要限制状态变量和调节变量,那么,只有通过非线性模型才能预置规定特性,这样必须把模型跟踪概念扩展到非线性情况,这就与提出的许多新方法一样,见/Redeker

86/,/Haverland 88/,/Sölter 90/和/Hiesener 92/。在 18.3 节中,我们将联系空中飞行模拟问题,介绍其它一些采用非线性模型跟踪的例子。

如果要把模型跟踪思想,从近似达到希望的阶跃响应,转移到为总的过程状态预置模型的轨迹,那么,就应当为预置真实的飞行机动寻求直接的解,例如:

- 把飞机引导到一个新的飞行高度;
- 着陆时飞向下滑线和飘落;
- 用标准曲线飞行机动转入一个新的航向;
- 飞向 VOR 或 ILS 导向平面。

这时,所有的状态变量(例如,转动角速度或姿态角)或者其它一些变量(加速度)都可能受到限制,而采用线性模型是不可能的,因为线性模型所能生成的模型轨迹只限于指数函数和正弦函数。

示例:一架飞机的高度控制

1. 带有 I—控制器的常规状态控制

图 17.13 示出一种简化的高度控制回路,它是由带有状态反馈的沉浮运动近似关系和一个 PI—控制器组成的。在这个例子中,在第 13 章已指出的控制结构与在设计目标之间的矛盾是很明显的,即:

- 过程不能无滞后地跟随 H_c 的阶跃变化,而且这也根本就未作为设计目标;
- 为了改变高度,需要一个规定的函数 $\dot{H}(t)$,而在这里未加规定。

实际上,只不过对控制回路的要求表达得不完全,才导致了设计方面的问题。按二次型准则对该控制回路进行优化,得到了折中结果,由于积分准则与时间特性之间的关系复杂的缘故,这种折中不能由设计工程师准确加以控制。当采用模型跟踪控制时,其中部分问题就不存在了,因为至少必须把模型中的动态要求没有矛盾地表达出来。

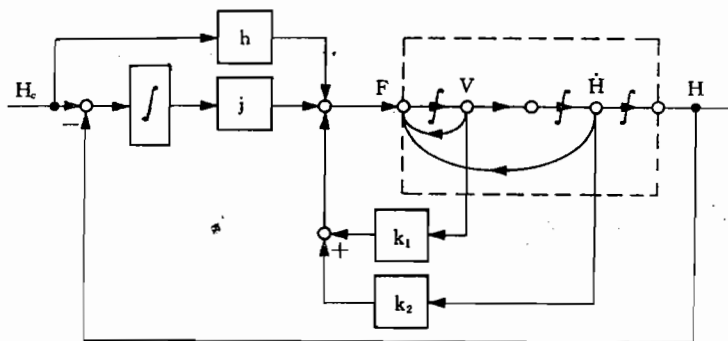


图 17.13 带有状态反馈、I—控制器和输入控制的简化高度控制器

2. 线性模型跟踪控制

一种高度控制的模型示于图 17.14a),它同过程具有同样的阶次,这样,过程就能跟踪模型。图 17.15 示出与模型和过程差值(状态误差)反馈相应的模型跟踪控制

$$H_d = H_m - H, \quad \dot{H}_d = \dot{H}_m - \dot{H}, \quad V_d = V_m - V$$

这种控制的优点是:真实而又没有矛盾地生成控制信号。当 $V = V_m$, $\dot{H} = \dot{H}_m$ 和 $H = H_m$ 时,也就是说,当达到了模型特性时, $\delta_F = 0$ 。控制偏差 V_d , $\dot{H}_d$ 和 H_d 可以定义为新的状态矢量,

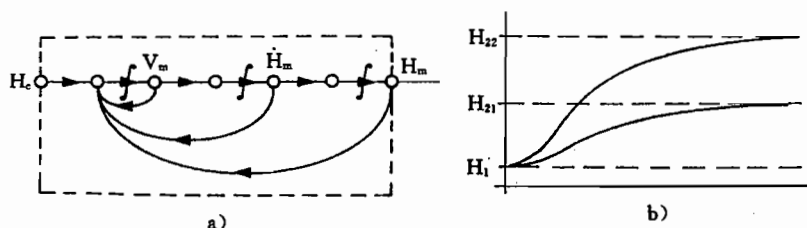


图 17.14 线性模型跟踪
a) 三阶模型; b) 生成的规定曲线。

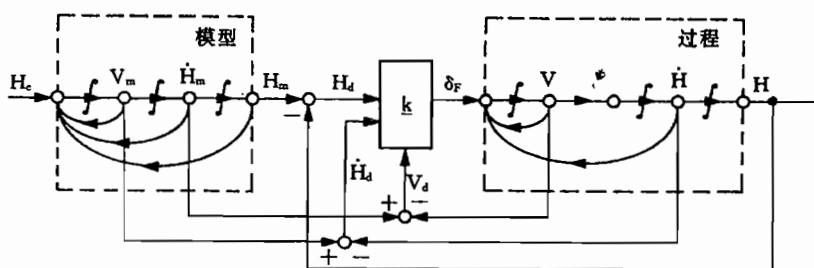


图 17.15 具有三阶线性模型的模型跟踪控制

它同样也趋向零。

然而,用这种线性模型只能生成一条规定曲线,就像图 17.14b)所示的那样。其缺点在于,阶跃响应的初始加速度和斜率与阶跃的高度有关(e—函数),除此之外,初始特性和超调量(阻尼比)之间有固定的关系。滞后使加速阶段太慢,理论上只有当 $t \rightarrow \infty$ 时,过程才平静下来。

3. 非线性模型

按照图 17.16a),当欲使改变状态所需要的时间最短时,只有通过非线性模型才能准确表示对 $\dot{H}$ 和 $\ddot{H}$ 限制的要求,在加速阶段和减速阶段,这种非线性模型利用最大允许的加速度,而在中间阶段给定 $\dot{H} = \dot{H}_{\max}$,用图 17.16b)的相平面图表征最为简单。

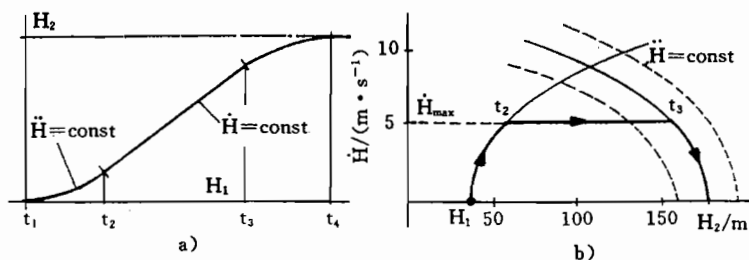


图 17.16 真实的规定轨迹
a) 时间曲线; b) 相平面图。

在时刻 t_1 给定 $\ddot{H}_{\max}$,直到时刻 t_2 达到最大允许(或者要求的)变化速率 $\dot{H}_{\max}$ 。此时,在保持 $\dot{H}$ 为常数的期间,要预先算出时刻 t_3 ,从该时刻开始,必须以 $\ddot{H}_{\max}$ 减速,以便控制 H_2 。

最后,在最后阶段要注意确实准确地达到 H_2 。在数字计算机上,通过对 $\ddot{H}_{\text{sol}}$ 的数值积分,并预先计算出“制动时间点” t_3 ,这种过程可以相当简单地实现。这种解法的优点是:几乎可以表征任意要求,并可由此计算出控制指令,见 17.3.1 节。唯一可指出的缺点是,不存在前置滤波的线性表达式,从而也不能被表示成隐含模型(例如,作为性能函数)。

具有约束的引导变量生成器的一般结构,示于图 17.17,它是按串联控制形式建立的,不仅给控制变量本身,而且为它的一阶和二阶导数提供了规定曲线。这条轨迹是所有三个变量的一般函数,这三个变量的每一个都可能受到限制(如果允许阶跃型加速,其中的第一个积分器可以取消)。这样,引导变量 w 只需要包含改变时间和大小的信息。在 17.3 节将列举模型轨迹生成的示例。

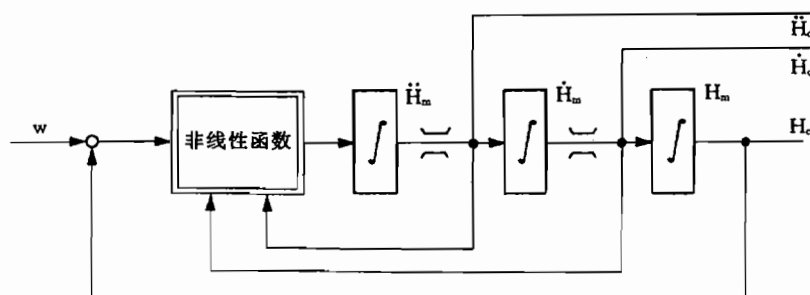


图 17.17 引导变量生成器的一般结构

17.2.2 非线性输入控制

不仅图 13.7 所示的一般线性控制结构,而且图 13.24 所示的线性模型跟踪控制,都含有常值输入控制矩阵 $\underline{H}$ 。在前一种情况下, $\underline{H}$ 等于对象的逆稳态传递矩阵。多数情况下,控制对象的稳态模型的特征曲线形式,甚至解析关系形式,是能较准确地知道的。如果把它进行解析或者数值变换,则由此可得出一种非线性输入控制,在名义情况下,用这种非线性输入控制,能相当准确地完成过程引导。把已知的环境参数和飞机构形引入输入控制,就能广泛地补偿它们的影响。一些已知的准定常扰动也可以像 13.1.4 那样予以补偿。如果把这种输入控制同 17.2.1 节所述的引导变量生成器结合起来,那么,就形成图 17.18 所述的作用链。图 17.18 中的“逆过程模型”是上述输入控制矩阵 $\underline{H}$ 的一般化,由于实现可能性方面的原因,它是准定常的,并只涉及一部分状态矢量,例如,被控制变量和它们的前两阶导数。

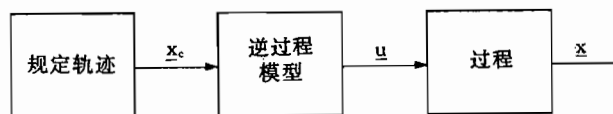


图 17.18 通过对象逆模型的输入控制

示例

在 17.1.2 节为推力输入控制提出了一种控制律。若指令飞机以 $\gamma_c = \dot{H}_c / V_k$ 作上升或者下降飞行,则由式(17.1.7)可得输入控制的控制律为

$$\Delta F_c = G\gamma_c = mg \frac{\dot{H}_c}{V_K} \quad (17.2.1)$$

只要给定 $\dot{H}$ 的曲线,并知道飞机质量 m ,这是很容易实现的。同样,若知道垂直风 w_w ,由式(17.1.8)的输入控制(扰动变量接通)

$$\Delta F_c = mg \frac{w_w}{V_A} \quad (17.2.2)$$

也可以减缓垂直风的扰动作用。当然,也能同时通过协调操纵其余可使用的操纵部件,补偿所有的副作用,例如,推力力矩的作用。

飞机上每一种构形的变化,例如,放下襟翼、机翼转动、燃料的抽汲,或者放下起落架等,在飞机上都是可直接测量的,甚至在构形变化之前,都可及时用来对所有操纵系统作输入控制。例如,在文献/Redeker 86/中,计算了升力系数 C_A 的规定值与襟翼偏度的关系,不仅用它对油门进行输入控制,而且还用它对升降舵进行输入控制(见下述)。

从这种原理的应用可以看出:限制状态变量的这些措施,都可以转移到输入控制中,其中,相应的非线性对稳定性没有影响,这样,线性控制律对这种控制器已够了。

17.2.3 规定状态的生成

在17.2.1节讨论的规定轨迹生成器(在引导变量生成器内),只涉及过程的部分状态,即当时的被控制变量及其前二阶导数,例如, $H, \dot{H} \sim \gamma$ 和 $\ddot{H} \sim \dot{\gamma} = f(C_A, F)$ 。这部分状态在这里应当称为子状态 x_1 。对其余的状态变量,先不作规定。这同样也适用于侧向运动:当向一个导向平面飞行时, $\dot{D} \sim \chi$ 和 $\ddot{D} \sim \dot{\Phi}$ 受到限制,这里, D 和 χ 相当于要预置的子状态 x_1 。

把模型轨迹和线性模型跟踪控制的基本思想结合起来,也为其余的状态变量预置规定值。这些状态变量涉及 Θ, α 和 q_K ,这些变量在这里被归并成子状态 x_2 ,可参见图8.29。如果由预置航迹生成 x_2 的规定曲线,则得到的控制是没有矛盾的。

但是,从规定曲线,例如,由 $H_c(t)$,不能按13.3节采用线性动态模型生成 q_K, α 等状态变量的曲线。为此,必须变换对应这个状态矢量的子过程。这又只能是准定常的,例如,在文献/Redeker 86/中,由非线性关系计算出下列规定曲线

$$\alpha_c = f(C_{Ac}, \gamma_c, \kappa, F, \dots) \quad (17.2.3)$$

$$q_{Kc}, r_{Kc} = f(\dot{\Psi}_c, \Phi, \dots) \quad (17.2.4)$$

也可以对这些量本身加以限制。若达到了它们的极限,那么,模型轨迹就不能完全实现。从被控制变量 x_1 的规定轨迹推算出所有状态变量 x_2 的时间曲线,也可以被扩展到操纵系统的状态变量。这样,生成的操纵变量的输入控制,就作为与规定状态生成一致的扩展,所以,可以与它结合起来,如图17.19所示。这个结论相当于非线性过程的模型跟踪的推广。

为了限制实现的费用,人们可以只模拟为限制状态变量所必需的那些过程动态特性,此时,预置的特性可局限于二阶或三阶模型。倘若被模拟的过程动态特性的一部分只是准定常的,那么,在动态机动时,必须允许过程状态和模型状态之间的差别,为此,应该允许一定的误差范围/Sölter 90/。

如果有足够的计算容量可供使用,那么,规定状态矢量也可以从飞机名义特性的实时仿真中获得,同时,可以很容易地计入对状态的限制,为此,甚至可以加上一种“被控制的

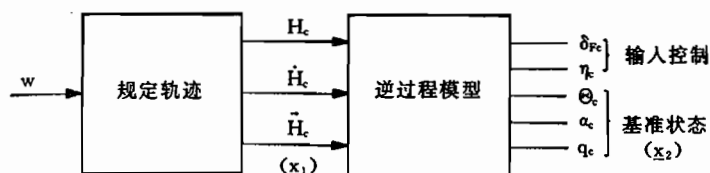


图 17.19 输入控制和规定状态生成的结合

模型飞机”，如文献/Buchholz 92/所建议的那样(见下文)。

17.2.4 总的系统

只要准确地知道过程模型，并能把它完全包括在输入控制中，那么，就与线性模型跟踪控制一样，这里也能通过对调节变量的输入控制，产生很好的引导特性。由于不可避免的模型的不确定性、模型的简化和不可预见的扰动影响等原因，这种操纵可由控制加以补充。因而，直到现在所述的方案，都可以通过两个子状态矢量 $\underline{x}_1$ 和 $\underline{x}_2$ 的反馈加以扩展，如图 17.20 所示。这种控制方案在 18.3 节中也作为空中飞行模拟(in-flight-simulation)的基本结构，见/Altenkirch 84/。

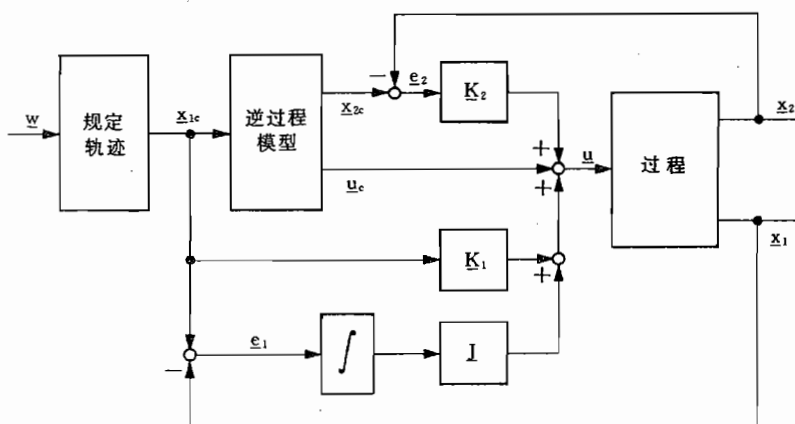


图 17.20 完整的非线性控制系统

为了改善稳态跟踪特性，并补偿稳态参数偏差和扰动的影响，故把控制误差 e_1 积分，并接通小的增益(为了对动态特性不产生坏的影响)。如果明确地知道过程模型，例如，符合准定常空气动力，那么，通过输入控制就可达到很高的精度。这里，重要的是，也要计入操纵系统特性的模型。这不仅涉及操纵动力学特性，而且还涉及操纵极限及对其它自由度的副作用。与此有关，在直升机上，特别是旋翼动力学，这是一个很难解决的问题。

反馈只对动态修正和未知影响的补偿有作用，因此，它的增益可以比纯粹控制情况小得多。在对子状态变量 $\underline{x}_2$ 的输入控制中，过程特性被模拟得愈好，控制就愈不发生矛盾。这对操纵活动和控制品质都有利。

按照图 17.20，通过一种逆过程模型，生成输入控制 $\underline{u}_c$ 和规定状态矢量 $\underline{x}_{2c}$ 是有困难的，原因如下：第一，由于因果方面的原因，只能计入一些准定常部分；第二，过程模型是由一组不能直接求解的非线性方程组成的，见 5.4.1 节。

第一个问题通过下述方式能得以根本简化,类似于 13.3.1 节所述的线性模型跟踪控制的控制律

$$\underline{u} = \underline{B}^+ (\dot{\underline{x}}_m - \underline{A} \underline{x}_m) \quad (13.3.6)$$

这里,不仅把规定轨迹的状态矢量 $\underline{x}_c$,而且还把它的时间导数 $\dot{\underline{x}}_c$ 也用于输入控制。用图 17.21 所示的方案也实现了动态输入控制。

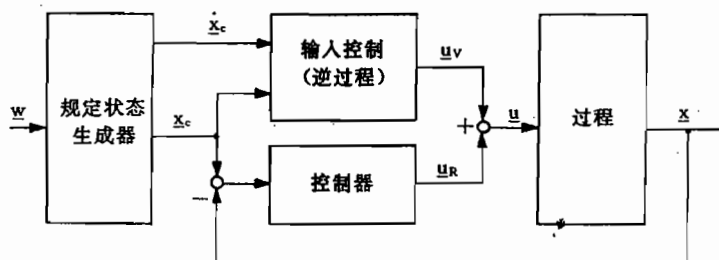


图 17.21 接通引导矢量导数的动态输入控制

为了解决第二个问题,也就是求解非线性方程的逆问题,文献/Buchholz 92/提出了两种建议。首先,为了生成规定状态矢量 $\underline{x}_c$ 及其对时间的导数,实时模拟一架模型飞机,这架飞机和真实的飞机本身一样,由输入控制和控制器来控制,如图 17.22 所示。这里,不仅要模拟实际飞机的名义特性,而且还要模拟对飞机特性的品质要求。因为后者是由控制生成的,所以,要考虑实现的条件。同样,也须考虑真实飞机上存在的或者按照乘坐舒适性所希望的各种限制。

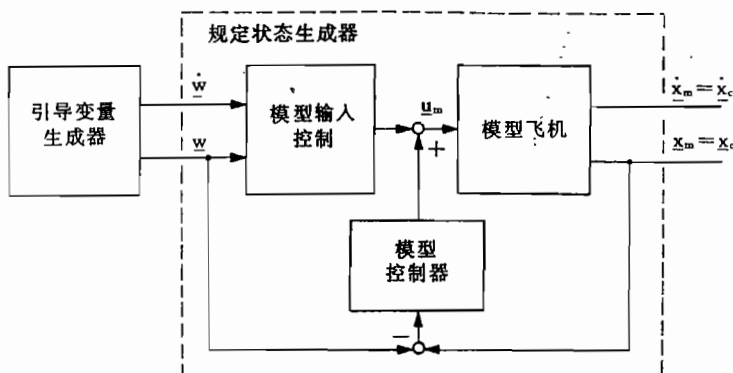


图 17.22 用被控制模型生成规定状态

第二个建议是:按照式(13.3.6)用一个非线性部分补充调节矢量的线性输入控制,这个非线性部分是用飞机的非线性方程

$$\dot{\underline{x}}_m = f(\underline{x}_m, \underline{u}) \quad (17.2.5)$$

生成的。因为不能对式(17.2.4)作逆变换,所以,如同观测器那样,用这个方程来估计操纵矢量。在图 17.23 所示的结构图中,把由 $\underline{u}_v$ 和 $\underline{x}_c$ 计算出的矢量 $\hat{\underline{x}}_c$ 同它们的实际值 $\underline{x}_c$ 进行比较,从它们的差值得到操纵矢量 $\underline{u}_v$ 的修正值,并用来减小经过积分的稳态误差。在文献/Buchholz 92/中,用这种方案的仿真结果表明,在实际操纵活动条件下和所有状态变量良好协调方面都具有很高的模型跟踪性能。

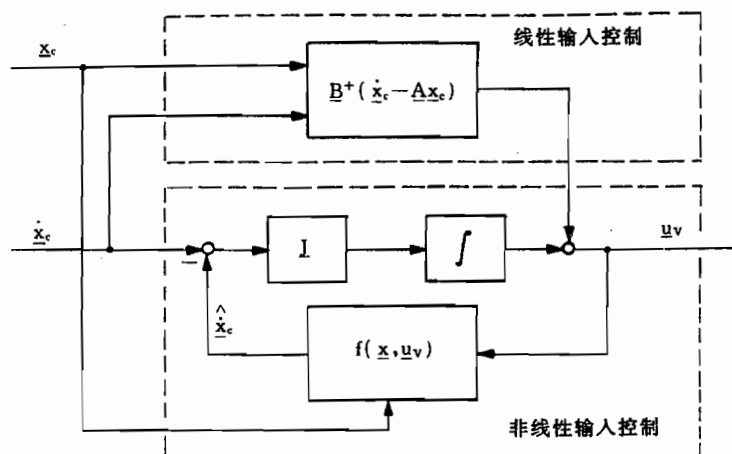


图 17.23 按照观测器原理做成的非线性输入控制(引自/Buchholz 92/)

17.2.5 控制器 SFB 212

我们已多次指出文献/Redeker 86/为试验飞机 Do 28 研制的这种控制系统,这里不可能详细介绍这种控制器的细节及它的配置,只作扼要的介绍。这种控制器是 17.1.3 节介绍的控制器 FRG 70 的进一步发展,其测量变量和被控制变量的选择以及反馈回路的结构与 FRG 70 类似。其突出的特点是扩展了对飞行力学关系的详细的逆模型的输入控制,由这种模型,按图 17.19 为所有系统状态生成规定值,见图 17.24。因此,它是始终用非线性输入控制实现引导变量生成器和规定状态生成器原理的第一种飞行控制系统。

引导变量生成器(图 17.19 中的“规定轨迹”)由高度 H 的二阶信号生成器和飞行速度 V_A 的一阶信号生成器组成。其它影响航迹控制的参数是滚转角 Φ 、着陆襟翼偏度 η_K 、飞机质量 m ,以及由 V_A 和 V_K 值算出的水平风 u_w 。这些量用来确定空气动力升力、阻力和力矩的瞬时规定值。

由升力、阻力和力矩的空气动力系数的准定常表达式,近似逆变换过程方程,并由此计算出航迹倾角 γ 、俯仰角 Θ 、迎角 α 、俯仰角速度 q_K 的规定值,以及调节变量升降舵偏角 η 和推力规定值 F_c 的输入控制值,见图 17.24。为此,要求在飞行试验中对飞机的准定常空气动力作广泛的辨识。推力输入控制是在 17.1.2 节所描述的规律性的基础上建立的,并加上一个推力控制器,这个推力控制器同样以发动机特性的详细信息为基础(螺旋桨活塞发动机的工作特性)。最后,从实际过程状态和规定状态之间的偏差,得到与图 17.20 类似的调节偏度的控制部分。

这种控制系统使试验飞机即使在有风和紊流扰动情况下也能进行精确的航迹引导。滚转角(曲线飞行)和襟翼偏度对高度和飞行速度的影响很小,甚至自动着陆也能以很高的精度实现,如图 17.25 所示。

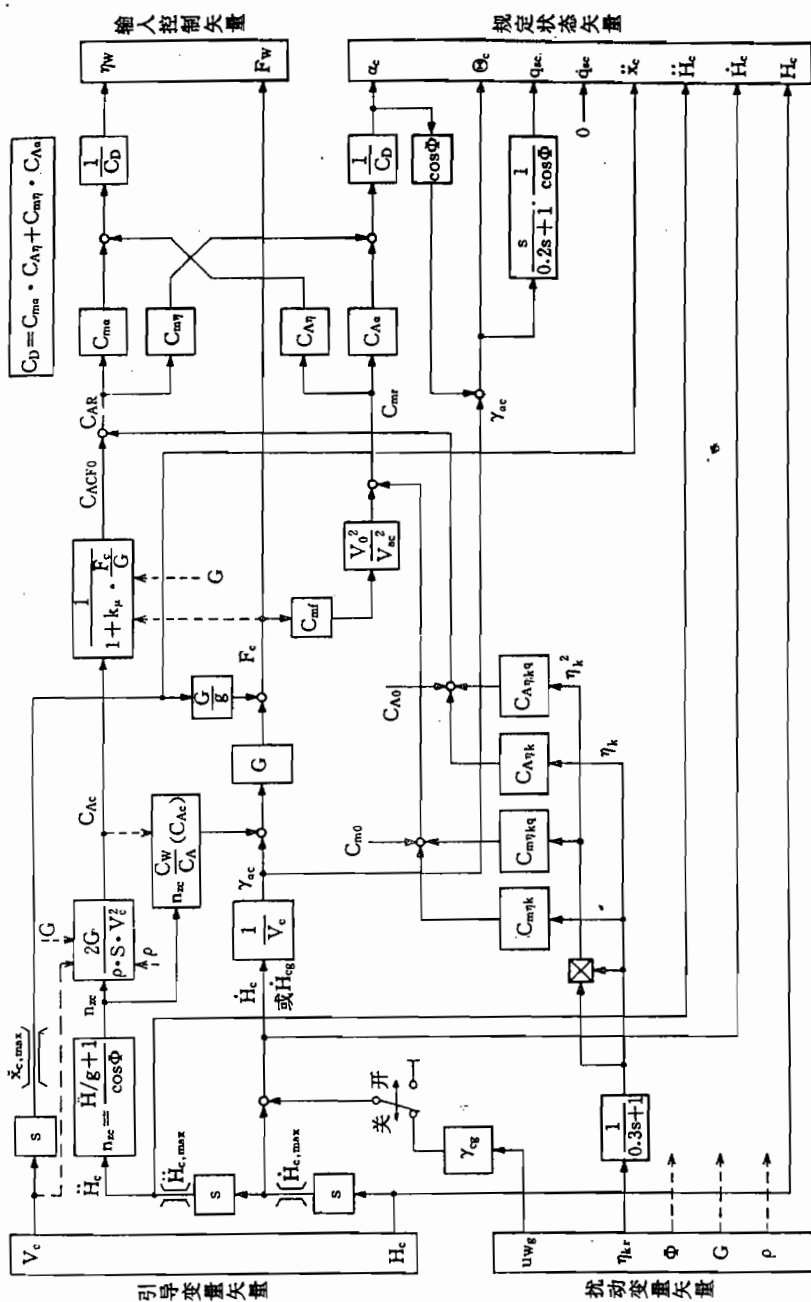


图 17.24 作为组合引导过程和扰动过程的纵向运动非常非线性模型

(引自/Redeker 86/)

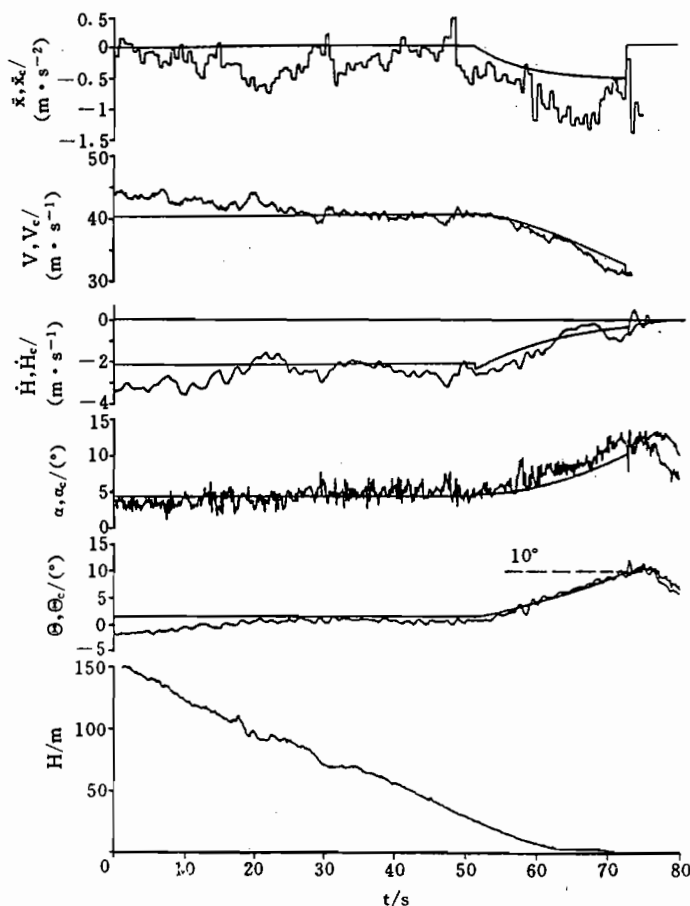


图 17.25 用研究机 Do 28 IBSW 进行的自动着陆, 1986 年 2 月 13 日, 于策勒—威策布鲁赫(Celle-Wietzenbruch)(引自/Redeker 86/)

17.2.6 无矛盾边界控制

动态过程引导的根本目的是:使总的状态尽量迅速地按照所希望的动态特性在给定的轨迹上转换到新的状态,同时,又不违背使用边界。欲尽量迅速地转换状态,需要利用过程的全部动态能力,所以,要尽量沿着使用边界实现这种转换。控制器功能间必须不发生矛盾,控制才不会发生冲突。例如,当飞机在风切变情况下复飞时,为了保持像 1.1 节照片那样,不允许因驾驶员和副驾驶以不一致的操作指令而丧失时间。

为实现这个目标,需要一个引导变量生成器,它按 17.2.3 节方式提供最优轨迹模型,要在计入所有状态限制和调节限制下计算这种规定轨迹。在 17.2.1 节所讨论的为改变高度设置轨迹的例子,只代表了一种指令解,因为只考虑了子状态 x_1 ,与使用状态(例如飞行重量)无关,对一共 6 个状态变量的两个量($\dot{H}$ 和 $\ddot{H}$)采用了固定限制。所选择的这些状态变量还必须遵守其余所有的限制,所以,它们不是最优的。另一个直观的例子是发动机的控制,在这个示例中,要使推力尽量快而又无超调地改变,而系统状态必须始终保持在喘

振边界、温度边界和转速边界之间的狭窄使用范围之内,在任何飞行状态下,不仅小的推力变化,而且在突然的推力指令情况下,也能以最高的效率来实现。

最后,这个例子说明,采用带有逆准定常模型的简化引导变量生成器,只能很有限地实现最优轨迹。从对阶跃响应导出的“稳态特性”的看法,在这里也是迷惑不清的。副翼偏度和航迹方位角之间的稳态关系,对最优航向变化机动毫不重要。在这种情况下,操纵策略是由一系列措施组成的:首先,偏转副翼以产生最大允许的滚转加速度;然后,在达到允许的滚转角速度时,收回副翼偏度;在达到最大倾侧角时,使副翼偏度为零;当达到规定航迹方位角时,把倾侧角恢复到零等等;继续作这种机动,直到最后稳定在所希望的航向上,或者稳定在一个新的基准线上,可参见图 17.31。

在考虑多方面限制,并计入大量边界条件(飞行计划,交通状况,飞机构形)后,寻求这样一种复杂的规定航迹,这是一项优化任务。驾驶员根据他们的经验,在一定的标准机动动作的支持下,连续地进行这样的优化。可以按两种不同的原理生成无矛盾边界控制的规定轨迹。

1. 用简化的飞机模型进行快速的预先计算,当参数改变时,计算出可能的飞行航迹。同时,也可以采用存储的航迹或者航迹段,或者标准机动。通过在线(on line)优化,在每个瞬时为余下的飞行阶段选择出满足全部要求并计入所有限制的最好的航迹/Sundermeier 80/。

2. 借助知识库系统,沿着它的使用边界把过程引导到目标上去,此时,操纵策略是由对各种使用边界和尽快达到最终状态之间的最好折中的连续逻辑判断组成的/Hiesener 92/。

从轨迹的优化(仿真)就得到所有状态变量和操纵变量的变化过程(曲线),取消了过程模型的逆变换。如果这种过程具有未受扰动的名义特性,那么,用某种输入控制就能实现在规定航迹上的准确引导(见前文)。因为规定轨迹是以完整的非线性过程认识为基础的,而且所有的状态变化都被引导,所以,各种操纵功能和控制功能之间绝不会发生矛盾。对过程了解得愈准确,对控制的要求就愈少,这样,就可采用相对弱的阻尼。

规定航迹的预先计算是与被控制的飞机串联在一起的,因而对飞机的稳定性没有影响,它承担 13.3 节所述的模型的功能。总系统结构如图 17.26 所示。因为总的系统智能包含在规规定轨迹生成器中,所以,控制器可只限于保留相对简单的线性结构。

迄今为止,用于生成完整规定轨迹的在线优化,还仅仅在试验项目中实现,故所引入的知识库技术还具有很大的发展潜力。考虑到空中飞行模拟的特殊要求,在 18.3.3 节将对这一章作进一步的补充。

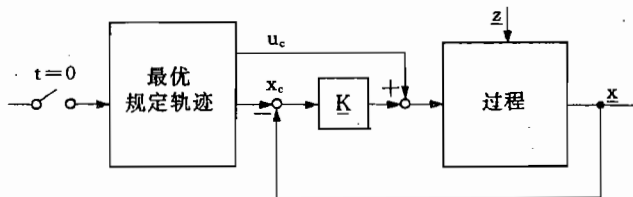


图 17.26 作为在线优化过程的模型跟踪控制

17.3 规定轨迹的生成

引导飞机的模型轨迹的生成,就和 17.2.1 节介绍的高度转换、直到全部飞行航迹的计算,例如,从进入 TMA 区直到着陆一样,与全部飞行轨迹要素有关。目前,不同任务的这一类功能是在自动驾驶仪、飞行管理计算机或者机载飞行安全计算机中生成的。它们被广泛地应用在为航迹变量准备直接引导过程、由巡航高度开始下滑的点(top of descent)的预先计算,直到计算着陆时间(为了确定符合飞行安全的着陆顺序)。在这一节中将讨论有关模型轨迹及其边界条件的几个示例。

17.3.1 简单航迹机动的模型轨迹

不管是加速过程($V_A(t)$ 的设置)、高度变化($H(t)$ 的设置)、开始转弯(Φ 的预置),还是转入到一个新的对地航向,17.2.1 节的可飞行的轨迹,总可近似地用相关航迹自由度的二阶模型来表征。这时,可能要限制引导变量的一阶导数和二阶导数。为了使这里的推导也能用在其它方面,下面研究一个广义量 x ,它代表 H 、 V_A 或者 Ψ 。

1. 用给定的加速度进入状态变化

例如,如果用给定的垂直加速度加入高度变化,并以固定的垂直速度继续作高度变化,那么,可以由图 17.27 的框图生成模型轨迹,即

$$\begin{aligned} \ddot{x}_m &= a & \text{当 } w > \dot{x}_m \\ \ddot{x}_m &= 0, \dot{x}_m &= b & \text{当 } w \leq \dot{x}_m \end{aligned} \quad (17.3.1)$$

按类似方式,也可引入刚达到下滑线之前的下降飞行状态。

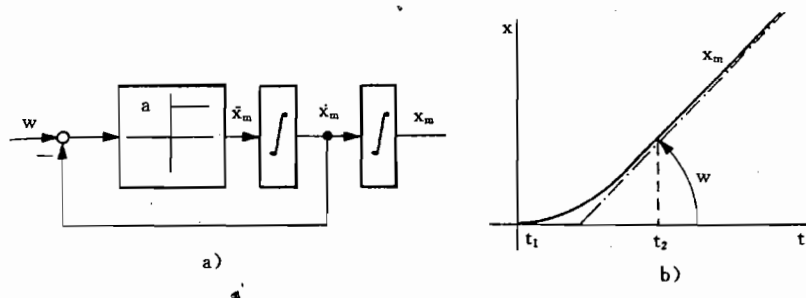


图 17.27 具有速度—控制转换的规定轨迹
a)框图;b)时间曲线。

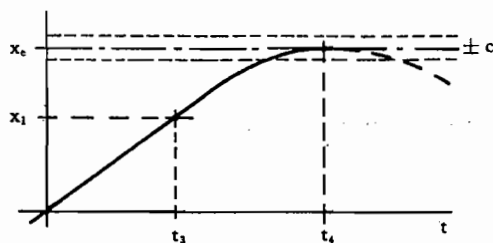
2. 状态变化的改出

如果想用固定的减速度引导上升飞行,并像图 17.28 那样,在一个规定的高度上终止上升飞行,那么,就必须及时加入减速过程。必须符合条件:

$$\begin{aligned} \dot{x}_m &= b & \text{当 } x \leq x_1 \\ \ddot{x}_m &= -a & \text{当 } x_1 < x \leq x_e \end{aligned} \quad (17.3.2)$$

连接点 x_1 可由变化速率 $\dot{x}_m$ 和所希望的终值 x_e ,按下列两个条件计算

$$\dot{x}_m(t_4) = \int_{t_3}^{t_4} -a dt + b = -a(t_4 - t_3) + b \stackrel{!}{=} 0 \quad (17.3.3)$$

图 17.28 制动抛物线(具有允许误差 $\pm c$)

$$\begin{aligned}
 x_m(t_4) &= \int_{t_3}^{t_4} \dot{x}_m dt = \int_{t_3}^{t_4} (-at + b) dt + x_1 = \\
 &= -\frac{a}{2}(t_4 - t_3)^2 + b(t_4 - t_3) + x_1 \stackrel{!}{=} x_e
 \end{aligned} \quad (17.3.4)$$

由此得到时间差为

$$t_4 - t_3 = \frac{b}{a} \pm \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 + \frac{2}{a}(x_1 - x_e)} \stackrel{!}{=} \frac{b}{a} \quad (17.3.5)$$

因为寻找的是最大曲率,所以,这个方程的解必然是一对重根

$$\left(\frac{b}{a}\right)^2 = \frac{2}{a}(x_e - x_1) \quad (17.3.6)$$

由此得连接点为

$$x_1 = x_e - \frac{a}{2} \left(\frac{b}{a}\right)^2 = x_e - \frac{b^2}{2a} \quad (17.3.7)$$

由于 $\ddot{x} = \text{const}$, 所以, 所得到的曲线是一条与时间有关的抛物线, 它大致也相当于对环境大气的航迹曲线。然而, 相对地面而言, 航迹受到风和紊流的扰动。制动轨迹可以由图 17.29 所示的框图来生成, 同时, 必须注意: 达到 x_e 后保持 x 为常值。

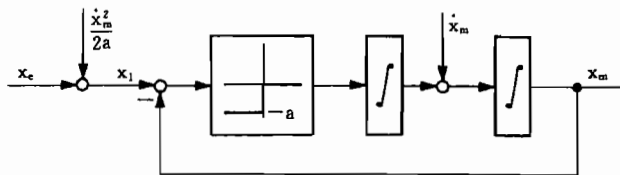


图 17.29 制动轨迹的生成

把图 17.27 和图 17.29 这两幅框图连接起来, 就能得到图 17.16 那种可飞行航迹, 它具有下列阶段:

$$\begin{aligned}
 \text{阶段 I} \quad & \ddot{x}_m = +a \quad \text{当 } \dot{x}_m < b \text{ 时} \\
 \text{阶段 II} \quad & \dot{x}_m = b \quad \text{当 } x_m < x_1 = x_e - \frac{b^2}{2a} \text{ 时} \\
 \text{阶段 III} \quad & \ddot{x}_m = -a \quad \text{当 } x_1 < x_m < x_e \text{ 时} \\
 \text{阶段 IV} \quad & x_m = x_e \quad \text{当 } x_m - x_e < c \text{ 时}
 \end{aligned} \quad (17.3.8)$$

如果状态进入图 17.28 的误差范围 $x_e \pm c$ 内, 那么, 通过合适的附加方式, 就能安全转换到终值 x_e 的固定值控制。

其它方式:指数型转换

在 16.2.1 节讨论了“捕获高度”(altitude acquire)工作方式,并在 16.4.2 节讨论了拉平曲线的控制律。在这两种情况下,都给定指数函数作为模型函数,在拉平飞行时,用

$$H(t) + k \dot{H}(t) = 0 \quad \text{其中 } k = T_A \quad (\text{拉平时间常数}) \quad (16.4.4)$$

按图 17.28,为了转入到一个新的规定高度,应该设

$$\Delta H(t) + k \dot{\Delta H}(t) = 0 \quad (17.3.9)$$

由此得到指数型高度曲线

$$H(t) = H_e - \Delta H(t) = H_e - \Delta H_0 e^{t/k} \quad (17.3.10)$$

用无折点过渡到减速航迹的起始条件,由式(17.3.9),得

$$k = - \frac{\Delta H_0}{\dot{H}_0} \quad (17.3.11)$$

因而垂直速度为

$$\dot{H}(t) = - \frac{\Delta H(t)}{k} = \frac{\dot{H}_0}{\Delta H_0} \Delta H(t) \quad (17.3.12)$$

以及载荷系数

$$n_z(z) = - \frac{b_z(t)}{g} = \frac{\ddot{H}(t)}{g} = \frac{1}{g} \left(\frac{\dot{H}_0}{\Delta H_0} \right)^2 \Delta H(t) \quad (17.3.13)$$

$\dot{H}$ 和 n_z 这两个变量总是随着 ΔH 的减小而减小的,这标明了这种按指数函数强烈减速过程的特征。如果 k 变化,例如,同 $\dot{H}$ 成比例地变化,则可以生成迅速收敛的航迹,例如,圆形航迹。

在上面列出抛物线航迹时,载荷系数为常数,由式(17.3.13)得

$$n_z = \frac{\ddot{H}}{g} = - \frac{a}{g} \quad (17.3.14)$$

垂直速度为

$$\dot{H}(t) = \int_{t_1}^t -a dt + \dot{H}_0 = \dot{H}_0 - a(t - t_1) \quad (17.3.15)$$

17.3.2 水平航迹机动

从直线飞行转换到定常曲线飞行,或者转换到新的对地航向,要求滚转角的变化不仅能无滞后地启动,而且要服从图 16.17 所示的控制律。对运输类飞机的定常曲线飞行来说,一般规定最大滚转角为 $25^\circ \sim 30^\circ$,这时所产生的载荷系数,驾驶员和乘客还能承受。当航迹为水平时,由式(1.2.14)得载荷系数为

$$n_z = \frac{1}{\cos \Phi} \approx \begin{cases} 1.1 & \text{当 } \Phi = 25^\circ \text{ 时} \\ 1.15 & \text{当 } \Phi = 30^\circ \text{ 时} \end{cases} \quad (17.3.16)$$

根据这个结果,对这种机动采用的标准转弯角速度为

$$\dot{\chi}_{\text{stand}} = 2(^{\circ}) \cdot \text{s}^{-1} = 0.0349 \text{s}^{-1}$$

根据式(当 $\beta_k = \text{const}$ 时)

$$\dot{\chi} = \frac{g}{V_k} \tan \Phi \quad (5.4.19)$$

在等待飞行和着陆进场的一般飞行速度下,可用 $\Phi \leq 25^\circ$ 飞行。当飞行速度为 $100 \text{m} \cdot \text{s}^{-1}$

(194kn)时,3分圆的半径为

$$r = \frac{V_K}{\chi} = \frac{100\text{m} \cdot \text{s}^{-1}}{2((^\circ) \cdot \text{s}^{-1})} = 2865\text{m} \quad (17.3.17)$$

建立滚转角速度 p_K 的时间常数等于 $T_R = 1/L_p$, 对运输类飞机来说, 其量级为 1s。如果像图 17.30 那样, 取最大滚转角速率为 $10((^\circ) \cdot \text{s}^{-1})$, 那么, 为了建立 $\Phi = 30^\circ$, 需要的时间约为 5s。当飞行速度为 $100\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时, 则在这个时间内, 飞机将飞过 500m。为了脱离曲线飞行, 也需要类似的过程。这样, 原则上, 飞向新的航迹方位角的过程如图 17.31 所示。

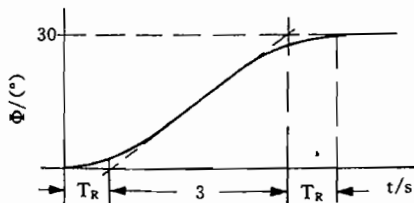


图 17.30 进入曲线飞行时的滚转角变化

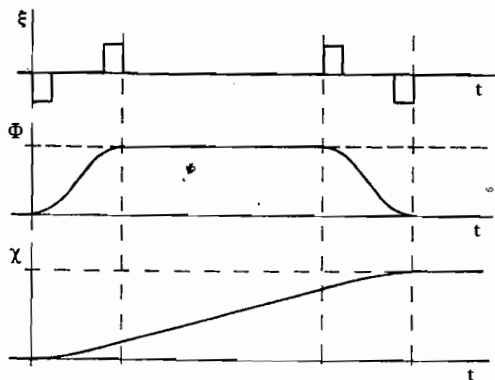


图 17.31 改变航向的机动

若想为这种改变航向的机动预置规定轨迹, 不仅要适配航向偏差, 而且还要适配 p_K 和 Φ 的实际要求的极限值(飞行速度, 飞行重量), 因而, 解析计算既麻烦又不准确。这种轨迹最好用快速数值预先仿真来计算。对这种情况来说, 简化地列出飞机运动模型, 并在计入类似 16.3 节的限制条件下调节“模型飞机”就足够了, 这时, 要给定所要求的航向角偏差或者测向角偏差, 如图 17.32 所示。在文献/Sundermeier A1 78/中, 由仿真研究证明: 对 Φ/Φ_c 传递特性来说, 二阶近似式已足够。

按同样方式能逼真地预先算出所需要的速度剖面, 并可以把它作为规定曲线给定。这时, 当然必须考虑发动机的滞后, 对于 V_A/V_{Ac} 传递特性来说, 三阶近似就可以了。

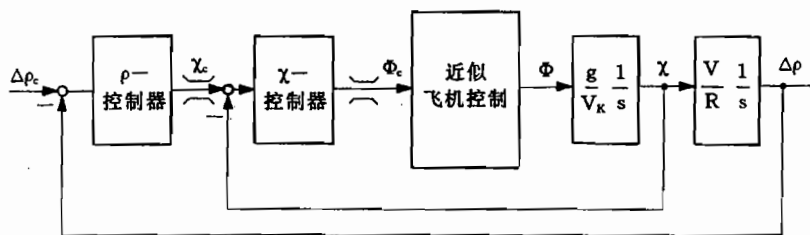


图 17.32 规定轨迹—仿真的被控制模型飞机

17.3.3 航路点的连接

为了由飞行管理系统控制飞机, 自动地沿由航路点规定的飞行航迹飞行, 必须生成一条规定轨迹, 考虑了有关飞机的性能限制条件后, 这条轨迹是可飞行的。这同样也适用于

一条飞行航迹的预先计算,例如,应当通过预先计算确定到达某个航路点的时间。

规定飞行航迹的计算

规定飞行航迹用地面固定的航路点(逐段弯曲的飞行航迹的控制点)来描述,由此可分两步生成一条有明确物理意义的水平面内的航迹曲线。

1. 首先,把各控制点彼此用直线连起来。这里有两种不同类型的固定点,一种是只确定两条直线的交点、而不必飞越的固定点,如图 17.33a)所示的航路点 P_{wi} ;另一种是必须以规定的航向实际到达的固定点,所以,必须遵循一定的前置角到达这些点,如图 17.33b)所示的目标点 P_{zi} 。在后一种情况下,通过实际飞行航迹和未来基准线延长线得到一个假想的航路点 P'_{wi} ,这样,这个点又可归结为第一种类型的航路点。

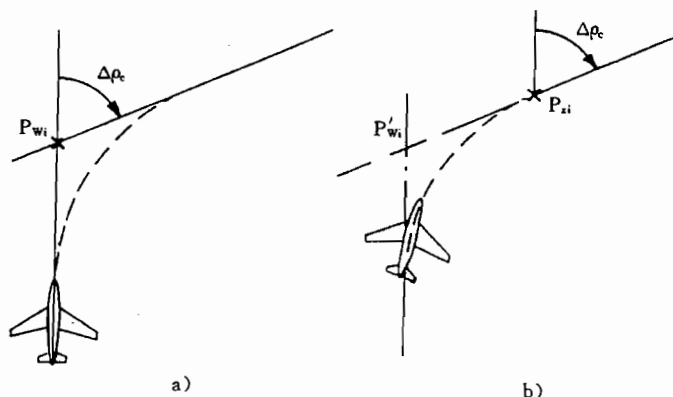


图 17.33 由固定点规定航迹

a) 作为两条基准线交点的航路点 P_{wi} ; b) 给定方向角的目标点 P_{zi} 。

2. 接着,把这样所得到的多边形连线,作为被引导的基准飞机的水平运动仿真模型的规定预置值。当在慢速仿真中“飞行”这条飞行航迹时,分别在相应的瞬间,转换到下一个要跟踪的规定直线,并通过航迹控制使对各个航段的距离最短。

与此类似,也可生成垂直面内运动的规定参数(航迹倾角或者垂直速度),并通过控制来保持。速度剖面亦同样处理。

改变航向的机动

从一条规定直线转换到另一条规定直线,可先简化表示成一段圆弧,如图 17.34 所示,这段圆弧的标准转动角速度以 $\dot{\chi}_c = 2^\circ \text{s}^{-1}$ 为基础,圆弧的半径可由式(17.3.17)求出,圆弧的圆心角等于基准线的偏差角 $\Delta\rho_c$ 。基准线和圆弧航迹之间的连接点 P_{zi-1} 和 P_{zi} 在绕假想的航路点 P_{wi} 的连接圆弧上。由图 17.34 可见,其半径等于

$$x_s = x_{Kt} \tan \left| \frac{\Delta\rho_c}{2} \right| = \frac{V_K}{\dot{\chi}_{\text{stand}}} \tan \left| \frac{\Delta\rho_c}{2} \right| \quad (17.3.18)$$

这样,当已知 P_{wi} 点时,就可定出连接点 P_{zi-1} 。

实际飞行航迹

到此为止所求出的曲线半径、测向角偏差和转换点之间的解析关系,是认为从直线飞行($\Phi=0$)阶跃(物理上是不可能的)到曲线飞行($\Phi \approx 25^\circ$)。这样还不能足够准确地定出连接点。因为应当无超调地达到新的基准线,所以,必须考虑进入和改出曲线飞行时所需要

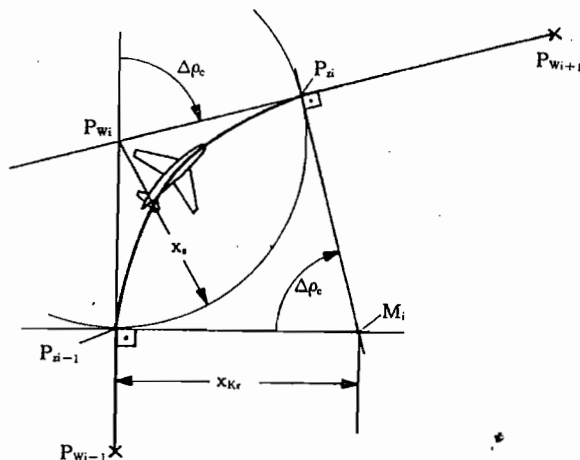


图 17.34 基准线之间转换时的圆弧和连接半径

的时间,以及在这段时间内所经过的距离。

这里并不是要寻求准确的解析关系,而只选择大的连接半径就可以了,使得按多边形折成预先仿真近似的实际飞行航迹不出现超调。为此,应该在式(17.3.18)的连接半径上再加上一个(又与速度有关的)附加项

$$x_{Sges} = x_S + k_{\dot{U}_b} V_K \quad (17.3.19)$$

在文献/Sundermeier 80/中,通过仿真计算出的飞机比系数 $k_{\dot{U}_b} = 12s$ 。现在,由此也可计算图 17.33b)情况下的假想航路点 P_{wi} ,它在新的规定基准线上,相对要飞经的航路点移动 x_{Sges} 长度,从而构成一个前置角。

飞向一条新的规定航迹(VOR 基准线)

若要使飞机飞入一条新的 VOR 基准线,那么,转换机动与实际对地航向和规定航向之间的角度(测向角差值)有关。如果规定飞行航迹仍通过预先仿真生成,则有下列情况/Sundermeier 80/。

若起始测向角偏差 $\Delta\rho > 30^\circ$,则以 $\dot{\chi}_c = 2((^\circ) \cdot s^{-1})$ 控制引导到规定基准线方向上,同时,限制倾侧角 $\Phi_{max} = \pm 30^\circ$ 。当测向角偏差达到 $\Delta\rho = 30^\circ$ 时,则用规定值 $\chi = \rho \pm \Delta\rho$ 接通航向控制(见图 17.35b)),把飞机引导进入规定基准线上。如果达到门限 $D \leq 500m$,则按控制律

$$\Phi_c = k_{\Phi\dot{\chi}} \dot{\chi} + k_{\Phi\dot{D}} \dot{D} + k_{\Phi D} D$$

转换到线性基准线控制,典型的增益值为 $k_{\Phi\dot{\chi}} = 0.6s$, $k_{\Phi\dot{D}} = 1.4(^\circ)/(m \cdot s^{-1})$ 和 $k_{\Phi D} = 0.12(^\circ) \cdot m^{-1}$ 。只有当飞机远离规定航迹时,才需要航向控制的中间阶段,如图 17.35 所示。经过圆弧段正常转换到基准线时,不需要这个中间段,因为在这种情况下,当低于极限值 $\Delta\rho < 30^\circ$ 时, $D < 500m$,见图 17.35a)。由这种仿真结果不仅找到了一条可飞行的规定航迹,而且也找到了所有状态变量和操纵变量的规定曲线。

风的影响

预先计算这些规定航迹时的主要问题是不能准确知道随时间变化的风。在直线段上,如果至少知道当地的平均风,则通过保持偏流角就能补偿风的影响。上面所说的过渡飞行

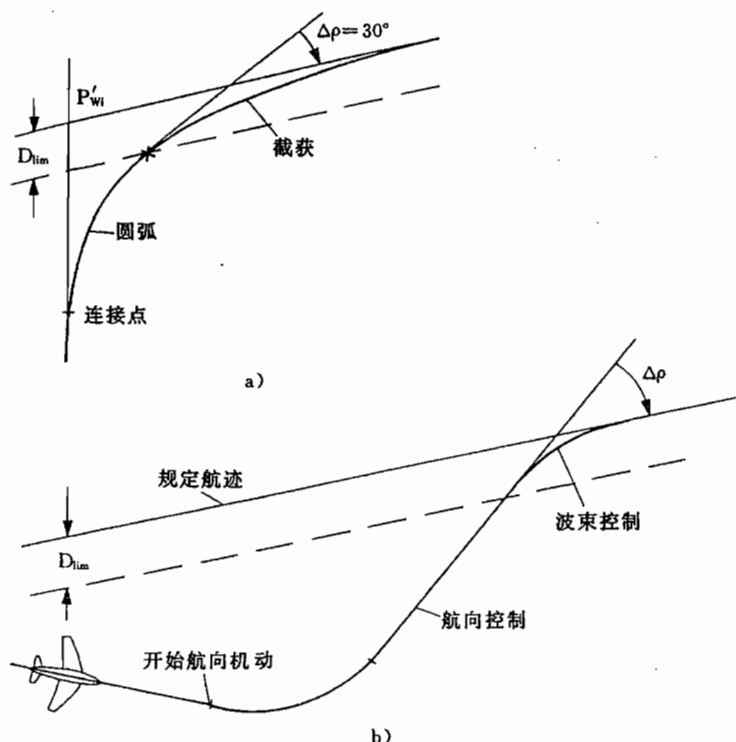


图 17.35 航迹控制

a) 转换到下一条基准线; b) 减小大的航迹偏差。

航迹都是相对环境大气的圆弧段,但是,它们的对地航迹同样由于风的加入而受到扭曲。为了预先算出 $\Psi(t)$ 和 $\Phi(t)$ 的规定曲线,应把风加入到计算中,见/Adam 89/。

通过测量的 V_K (惯性基准) 和 V_A (大气数据计算机),至少可以估算出飞机所在环境下的平均风/Örsmann 84/。如果把在相关空域内所有飞机的这些量值都传输到地面,那么,由此就能计算出风场,并又可传输给飞机(如果有足够容量的数据连接)。这样,在飞机上也能预先计算出较大范围内对地航迹的操纵量。

如果人们不满足于飞行航迹的预先计算,那么,通过 GPS 的连续高精度定位,可以连续修正风的影响。这样,就只有在达到边界(例如最大倾侧角)时才会出现航迹误差。

17.3.4 垂直航迹机动

与水平航迹情况一样,垂直航迹控制也要计算出一条规定轨迹,并预置给飞行轨迹控制器和高度控制器。规定航迹首先作为两点间的直接连线,也就是通过两个相邻航路点确定的规定高度之间的连线,如图 17.36 所示。由高度差和航路点差,可得俯仰侧向角为

$$\epsilon_{ic} = \arctan \frac{H_{ci} - H_{ci-1}}{|P_{wi} - P_{wi-1}|} \quad (17.3.20)$$

由这个角度,以及飞机到达下一个航路点的水平距离,则与地点相关的规定高度可表示成

$$H_c(x) = H_{ci-1} + \Delta x \tan \epsilon_c \quad (17.3.21)$$

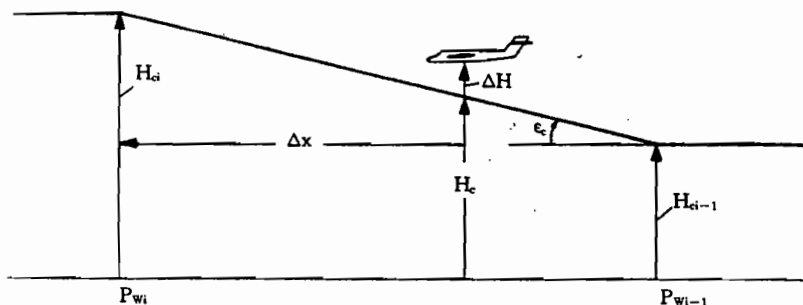


图 17.36 两个航路点之间的规定高度剖面

由此又得飞机到假想的“波束”的高度偏差

$$\Delta H(x) = H - H_c(x) = H - H_{ci} - \Delta x \frac{H_{ci} - H_{ci-1}}{|P_{wi} - P_{wi-1}|} \quad (17.3.22)$$

这个变量应该由控制器调整为零。然而,规定飞行航迹并不是由直线段组成的,因为在折点处的垂直加速度 $\ddot{H}$ 为无穷大,这种航迹是不能飞行的。所以,与水平面内的处理方法类似,也用过渡弧线连接这些直线。此时,载荷系数 ($\gamma < 10^\circ$) 为

$$n_{kz} = \frac{V_k \dot{\gamma}}{g} + \cos \gamma \approx 1 + \frac{V_k \dot{\gamma}}{g} \quad (1.2.13)$$

若像曲线飞行那样,也限制载荷系数 $n_z \leq 1.1$,那么,当飞行速度为 $V_k = 100 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,应当

$$\dot{\gamma}_c \leq 0.01 \text{ s}^{-1} \approx 0.57^\circ \text{ s}^{-1}$$

这相当于半径 $Z_R = 10\,000 \text{ m}$ 的垂直向圆弧。因而,航迹改变 $\Delta \gamma = 3^\circ$,在 $V_k = 100 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,需要经过的水平距离为

$$\Delta x = 2\pi Z_R \frac{3^\circ}{360^\circ} = 500 \text{ m}$$

然而,除了载荷系数的限制外,所研究飞机的飞行性能(爬升能力,空转推力下的最大下降速度等)对垂直机动具有决定性的影响,在计算规定航迹时必须加以考虑。这就使给定的高度和空速彼此紧密相关,同时,由于可使用的发动机性能以及监控飞行过程方面的原因,应把上升/下降阶段与加速/减速阶段互相分开。

17.3.5 4D—航迹控制

下面将要介绍航迹的迭代生成问题,例如文献/Sundermeier 80/对进场范围所建议的那样。这里,不是要求出完整的时间相关和空间相关的飞行航迹,而只是为了在终端进近时在预定时间到达固定点。

通过预先仿真在飞机上计算航迹

确定 4D 进场飞行航迹需要知道:

——由飞行安全给定的时间确定的航路点,并通过数据传输装置(Data—Link)把它们传输给飞机;

——飞机的实际位置(规定航迹的起始条件),例如,由 GPS/INS 机载系统测定的位置。

在飞机上计算航迹的第一步,就是根据这些数据综合出一条粗略的近似进场飞行航迹,即通过这些给定的航路点综合成一条多边形航迹。由此,第二步是按(17.3.3)节作快速预先仿真,计算出基准飞机的航迹。如果把这条航迹一直计算到所关心的固定点,那么,就能知道准确的距离,当给定了通常操作的速度剖面时,也可知道需要的飞行时间。若想在规定的时间内到达目标点,那么,还能求出等待的时间误差。下一步是改变各个影响参数(速度剖面,中间航路点),多次重复进行仿真,一直到得到所要求的规定飞行时间。同时,必须迅速地进行当时的各项计算,使连续变化的起始条件(实际飞机已经在进场航迹上飞行)不引起影响参数的阶跃型变化,而只引起小量的准定常修正。

通过在机载计算机上的预先仿真计算,将预先(以秒计)知道紧接着在实时中会发生的情况。同时,要连续考虑各种因素的变化对航迹曲线的影响(例如,风的影响,或者曲线飞行时由于空速增大造成的曲率半径的增大)。这样,重复作出的快速仿真结果是一条可以飞行的、与时间有关的规定进场航迹。

用来生成基准飞机规定航迹的控制器结构,和实际的飞行航迹控制器类似,是由输入控制和按航迹误差转换控制的连接组成的。这两种控制器的配置也类似,但除了由于模型控制器计算时间方面的原因,所选择的采样要比实际控制器粗略得多。

在开始进场之前,并不能最后完整地计算出规定轨迹。因为飞机的空速 V_A 受到控制,所以,对地速度与风有关,从而飞行时间也和风有关,在全部进场范围的风是不知道的,而且风是随时间变化的。除此以外,有时空中交通状况可能要求中间改变规定航迹,这就需要适应。

因此,应该连续地用实际数据重复进行预先仿真,并同新的边界条件适配。因为每一次从定位数据进行重新计算时,都得到实际的风数据,所以,能够考虑风的影响,而且通过规定空速或者规定航迹的适配能够消除风的影响,从而保持固定的到达时间。同时,为了减少发动机的频繁活动,要避免经常改变空速。不是所有的航路点都必须按固定时间飞过的,而只有终端进近之前的最后一个固定点(外指点标 OM, outer-marker),才必须在固定的时间到达。

用改变航迹长度的办法来调节到达时间,要比用改变空速的方法有效得多。然而,为此,必须在飞机上能够使航路点移动,例如,在有限可使用的范围内。举一个数值例子可以说明这一点:当飞行速度为 180kn 时,飞过 30n mile 的时间为 10min。为了在这个距离上补偿 1min(10%)的时间误差,则空速需要改变 18kn 或者飞行距离必须改变 3n mile。由于在 TMA 区内的速度大小受到严格限制,所以,可以比较简单地改变航迹长度(path stretching)来实现。

图 17.37 示出补偿时间的可能对策。按标准方法,可以用 $\Delta\sigma=45^\circ$ 切入 ILS 导向平面,那么,按图 17.35a)的相交过程可能不会有什么问题。在此之前,接通一个标准圆($\dot{\chi}=2(^{\circ})\cdot s^{-1}$)作为从中间进场到相交点的过渡。若这个圆的中心平行于进近基准线移动,那么,就延长或缩短了第 1 段和第 4 段的长度,这样,就能补偿飞过 VOR 台(进近位置, approach fix)的时间误差,并在达到外指点标时的时间误差很小。

地点相关的航迹的生成

规定航迹是用一架被控制的基准飞机在遵守限制条件下,通过快速仿真计算出来的。按照 17.2 节,这样得到的规定轨迹,可以作为实际飞行控制器的引导过程,它提供了一条

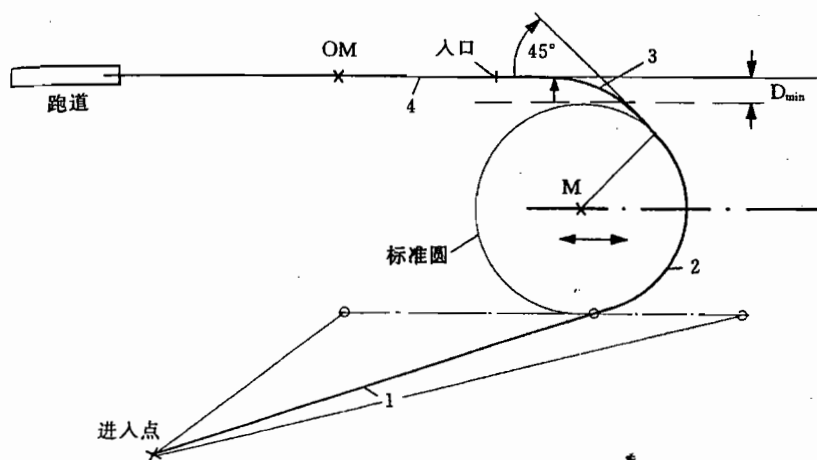


图 17.37 通过改变航迹长度来控制时间的进场

连续的、实际可飞行的规定航迹,包括所有状态变量($p_{Kc}, \Phi_c, \chi_c, \sigma_c, V_{Ac}, F_c$)的规定曲线(过程),如同无矛盾航迹控制所需要的那样,见图 17.38。

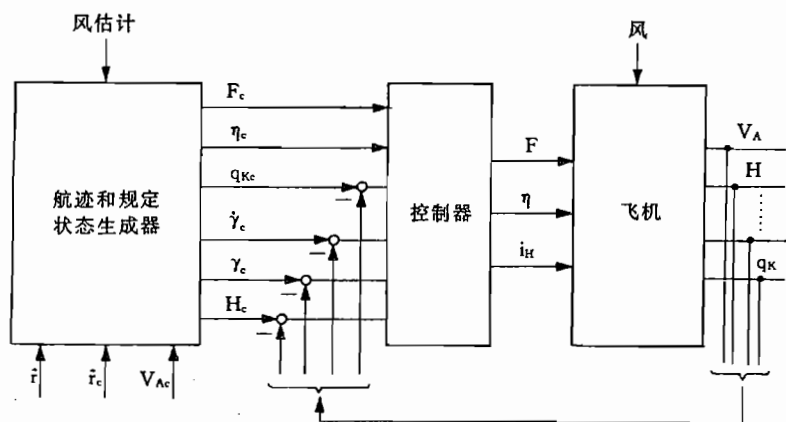


图 17.38 地点相关的垂直航迹引导控制概念

这相当于组合的输入控制和规定状态生成,与 17.2 节所述的类似。然而,与 17.2 所述的生成与时间相关的规定值不同的是,这里用地点一定的飞行航迹生成规定值。若知道飞机的位置,由此就为飞行控制器给定了与地点相关的规定值。与 17.2 一样,这里把一些非线性限制也移到输入控制中(即,移到基准飞机中),而飞行控制器中只含有线性反馈。

17.4 飞行管理

在过去的 15 年中,已采用了飞行管理系统(flight management system, FMS),它解除了驾驶员承担飞行计划、导航、飞行优化(性能计算)和飞行监控等项任务的负担。由于机载计算机可使用的容量不断增大,飞行管理系统还在不断地承担一些新的任务。它给自动驾驶仪提供规定的量值和参数,因此,它表现的是机载飞行引导系统的最高层级(图

1.34)。它通过显示装置和输入装置给驾驶员提供直接对话。这样,驾驶员也通过这个层级被连接在“控制回路”中,尽管这样,仍然解除了驾驶员的一些经常性工作。飞行管理系统的引入,是把飞机机组减少到双人制的决定性因素。

在这一节,我们想简要地说明飞行管理系统的功能。因为飞行管理系统还在不断发展,所以,它的任务范围尚未最后界定。这主要涉及机载系统和地面系统之间在飞行航路计划方面的任务分工。如 11.3.5 节所述,这种工作分工主要取决于未来飞机和地面站之间的大功率数据传输装置(Data link)的可用程度。由于这个原因,我们想讨论同目前设备技术现状没有关系的飞行管理的总体任务,以便使基本思想更加明确。同时,我们将着重指出:可行航迹的确定是控制的“逆问题”。考虑限制和外部规定(值),将提出一些非线性问题。由此,将按照最低成本要求引出优化问题。

17.4.1 飞行管理的功能

自动驾驶仪的规定值涉及飞行速度、飞行高度和对地的航向等飞行航迹参数。按照图 1.32~图 1.34,生成规定值是飞行引导的机载最高层级的任务,这些任务本来是由驾驶员承担的。通过引入飞行管理系统,飞行引导层级也自动化了,这不仅涉及在机场附近区域的飞行,而且还涉及从起飞到着陆的全部飞行过程。

从一个机场到另一个机场的飞行,是由下面一系列飞行阶段组成的:

- 起飞和起飞上升飞行;
- 以规定的航向角或者以“标准仪表离场航线”(standard instrument departure route, SID, 见 11.3.2 节)爬升到给定的高度(climb);
- 在标准航线上或者在事先规定的航路点之间的巡航飞行阶段(cruise),其中飞行高度和飞行速度的变化过程是最优的,或者飞行高度层和马赫数的变化是给定的;
- 飞向入口点(entry-fix),也可能以等待飞行方法下降(descend)到机场区(TMA);
- 按标准进场方法(STAR)或者用雷达引导在管制区内飞行,见 11.3.3 节;
- 到 ILS(入口, gate)的进场和终端进近,见 11.3.4 节。

用飞行管理系统可以对所有这些飞行阶段进行规划和预先计算。按照 17.3 节方法,把规定的航路点通过一些最优航迹段彼此连接起来。若飞行航迹已经确定,那么,飞行管理系统(FMS)将负责飞行航段准确飞行的控制工作。

飞行管理系统的功能和自动驾驶仪的功能一样,也划分成垂直航迹引导(空速和高度)和侧向航迹引导,前者主要是从飞行性能观点来确定的,后者主要取决于计划的飞行航路和地面控制站的规定。现代飞行管理系统是由承担下列功能的多种要素组成的。

1. 飞行计划:按照给定的航路点、标准航段和风的状况等,根据预先算出的燃料消耗和到达时间,由驾驶员制订从起飞到着陆的全部飞行计划。

2. 导航:连续地定出飞机的位置、速度和高度,对规定飞行航迹的偏差,相对无线电导航台的位置。

3. 到驾驶员的接口:用于输入数据和显示数据的计算机终端(控制和显示装置, control and display unit, CDU),在中央显示器(EFIS)上附加显示飞行计划、飞行态势、风状况等。

4. 飞行性能计算: 计算飞机质量的实际值、最大推力、与构形状况有关的阻力、最优(最大、最小)高度和飞行速度, 用存储的数据库监控各种限制。

5. 预先计算: 用简化的飞行仿真方法生成 4D—航迹, 计算燃料消耗和燃料储备, 计算经过每个航路点的速度、高度和时间, 实现新的边界条件或者新的规定下的航迹。

6. 控制: 根据计算出的、并为驾驶员所接受的飞行航迹, 给自动驾驶仪预置规定量值, 选择自动驾驶仪工作方式, 选择无线电导航台等等。

因为 FMS 愈来愈多地担负对安全具有重大意义的功能, 而且是不能放弃的, 所以, 这里也提高了对可靠性的要求, 这样, 按标准都设有双余度。尽管如此, 仍然保留可同自动驾驶仪分开, 因为对自动驾驶仪还有其他方面的安全性要求(例如, 自动着陆时), 而且驾驶员必须如图 10. 27 所示那样, 保留能直接干预自动驾驶仪这一层级。

总的飞行过程的计算, 是由一些重复的航路段组成的, 它们已按照“工具箱”(tool box)的要求作为标准元件。这与自动驾驶仪类似, 涉及爬升飞行机动, 一直到预选的高度, 或进场机动到一条新的规定基准线上(VOR—径向)、加速阶段和减速阶段、空速或者高度的限制、等待盘旋、等距离平行径向飞行(超越机动)等。部分飞行阶段是由这样一些段落组成的, 并被用来预先计算飞行航路计划。例如, 从巡航飞行高度直到着陆的飞行阶段的预先计算, 求出下降开始点(下降顶点, top of descent)。

由 FMS 计算出的航迹是由直线段、标准转弯或者航迹参数($\dot{H}=\text{const}$, $\dot{\Psi}=\text{const}$ 或者 $\dot{V}_A=\text{const}$)连续变化组成的。这里, 不仅由于计算机容量、飞行性能方面的原因, 而且也为了便于监控, 常常只改变一个航迹参数。将来可能会给定连续弯曲的 4D—航迹, 但条件是要准确地计算出规定航迹, 进一步按 17.1 节和 17.2 节发展自动驾驶仪。

17.4.2 从飞行控制观点看飞行管理的任务

在本书到此为止的各章中, 我们一直从这样的观点出发, 即任何高等生灵(归根结底是驾驶员)都可从飞行力学观点和交通技术观点, 按照满足品质要求并遵守约束限制, 给定一个可飞行的航迹。如果飞行引导系统(用图 1. 32 的前向通道来表征)包含的智能不够, 而且包含的飞机运动过程的信息也不够, 例如, 由单独 P—或者 PI—控制器组成的引导系统, 那么, 必须使所有状态变量的反馈产生希望的动态特性, 并遵守这些限制(加速度, 姿态等)。飞机上的智能型生灵(也就是驾驶员)可以作到: 尽管对飞行控制器有一部分规定不够精确, 但仍可产生“最优的”飞行过程。

飞行引导系统前向通道的智能化愈高, 则对飞行任务及其实施的规定就愈加准确, 愈能更好地满足任务要求, 而且引用的反馈也愈少。输入控制应当这样来建立, 即它们的每一部分都是控制对象相应自由度的一个逆模型, 如 17.2 节所述。一个明显的例子是在 17.1.2 节所讨论的推力输入控制, 这种控制是基于 x 方向力方程的逆变换。这样, 就恰当地考虑了控制对象(飞行物理)的实际情况; 同时, 在任何层级内都能考虑相应的品质要求和限制。即

1. 飞行任务, 时间规定。
2. 飞行空域、其余交通、天气条件、飞行安全规定等的限制。
3. 飞行优化、燃料消耗、正点性要求、噪声防护。

4. 引导精度、乘坐舒适性(其中也包括协调转弯)。
5. 动态特性、状态变量的超调量、加速度。
6. 操纵活动,推力安静度。

下面,我们想深入地研究一下这个问题:规定的航迹怎样才能满足所有这些要求。同时,我们必须“从上到下”,从上一级飞行任务来形成单个的引导过程。这是一种判断过程,在这一过程中,由粗略的目标出发逐步导出各个控制活动。这种过程可由下列层级来表征。

1. 飞行任务的规定,例如,从固定的起飞日期运送旅客和货物到达规定的目的地机场。
2. 确定总的飞行计划,包括起飞和进场方式、要飞越的航路点(无线电信标)、飞行高度和巡航速度、需用燃料和时间计划的确定。
3. 对实际飞行阶段边界条件的规定,诸如起飞、上升到巡航高度、巡航飞行、进场到TMA、等待飞行、进场、终端进近和着陆。
4. 各个航迹段的规定,例如,水平直线飞行、直线上升/下降飞行、航向变化、高度变化、空速变化(控制位置矢量)。
5. 航迹元素的规定,例如,垂直/水平航迹变化、曲线飞行、飞行速度稳定性(控制速度矢量)。
6. 给定和稳定飞机姿态和空气动力流动状态作为改变航迹的控制变量。
7. 给定转动角速度,由此求出所需要的操纵偏转量。

这些任务规定的等级就如同一种串联控制,其中第2~7项已在1.5.6节中由图1.32讨论过。它们相当于飞机对操纵指令的响应作用链的反向过程:

操纵偏转—转动角加速度—转动角速度—姿态角/航迹加速度—航迹速度矢量—飞行航迹变化过程—以规定时间到达中间目标—到达目的地。

因此,飞行任务的规定是对其实现的“逆问题”,也就是对飞机控制的逆问题。在图1.32的前向通道中,状态变量与图7.3和图7.4的过程模型一样,按反向顺序运行。可以这样说,上面所述的每一段都是过程一个自由度的逆化。

在计划和生成规定航迹时要解决的问题都可以表征成三个问题。

第一个问题是:

——在考虑了所有边界条件和限制条件下,哪种飞行航迹能最好地完成飞行任务?

其附属的功能在前面称为“引导变量生成器”。若能明确地定出这条规定飞行航迹,而且已知所有的边界条件,那么,飞机可由单纯的操纵来引导。

第二个问题是:

——给这条飞行航迹要配置所有状态变量的何种变化过程?

这不仅涉及飞行物理,而且还包含对驾驶员和乘客能接受的飞行特性的看法。因为由此也同时确定了飞行航迹,所以,它同第一个问题相关而不能分开。它的解前面已用“规定状态生成”概念加以说明。它很大程度上相当于模型跟踪控制概念。在18.3节中,将进一步研究有关用给定的模型特性跟踪驾驶员的控制指令。

第三个问题是:

——当给飞机赋予所希望的特性时,哪种控制策略能准确地实现这种飞行航迹?

这个问题的答案是控制器设计的任务,如第14~16章所述,同时还知道,通过输入控

制来辅助控制器是很有效的。

最后,所有这三个问题都要按照成本观点共同加以优化。图 17.39 示出同这三个问题相联系的决断过程,它类似于 17.2 节所建立的系统结构。它说明,这三个问题都包含过程的逆变换,与这种逆变换是否真的实现或者是否由其它措施替代无关。

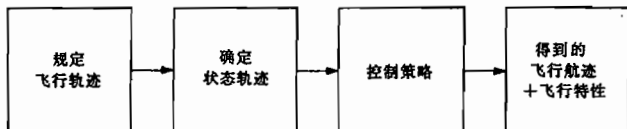


图 17.39 完成飞行任务时的决断顺序

17.4.3 发展问题

为了规定飞行航迹(既包括 TMA 区,也包括航线飞行),要求飞机与地面控制站之间,也就是要求驾驶员与地面指挥之间有任务分工,所以,要求二者之间有通信联络。在作航线飞行时,驾驶员对确定航迹仍有相当大的决定权。然而,固定飞行高度层的分配并不总允许驾驶员保持最优的飞行高度(随飞机质量变化)。

在短距离范围内(TMA),飞行航迹完全由标准航线和飞行安全决定。目前在 TMA 区内控制交通流量的方法,仍然由空管员直接引导,如 11.3.3 节所述。空管员根据进场区域内对飞机的雷达监控(也可能在地面计算机的支持下),为各个飞机确定出规定航迹,并把这作为雷达引导通过无线电电话传送(雷达引导,radar vectoring)。驾驶员逐一手动地、或者用自动驾驶仪执行空管员的每种指令,而不必全面了解未来的航迹变化。

很久以来就开始研究:如何让驾驶员能更好地了解未来的航迹变化,并让驾驶员更强烈地参与对这类进场航迹的构成和优化/Sundermeier 81/。前提条件是有高效能的机载计算机,并能把飞机位置和规定航迹显示在座舱内的卡片式显示器上。在今天的飞行引导系统中,这二者都可使用。由飞越规定航路点时安全飞行的预定时间,在飞机上自主地计划并预先算出一条与地点和时间相关的规定航迹(4D—航迹),这条规定航迹不仅预置给自动驾驶仪,而且也显示给驾驶员。

与地面有关的或者机载自主生成航迹的优点和缺点,可作如下说明。

地面引导:地面上随时掌握空中交通状况、风场状况、天气和大气条件等方面详实的信息可供使用,然而,有关各个飞机的信息数据是有限的,此外,由于有许多飞机参与的缘故,所以,只能用大大简化了的模型预先计算航迹。向飞机传输详细的航迹数据,带来数据传输方面的明显困难(见前述)。

机载 4D—引导:在飞机上有详实的飞机方面的信息可供使用,这样就能准确地预先算出飞行航迹,并可以从性能和成本方面优化飞行过程;然而,有关风和空中交通状况的信息是有限的。但是用 FMS 可以制定出详细的飞行计划,根据变化了的边界条件(风、交通状况、飞行安全方面指示)连续地实现这个飞行计划。已公布的一些标准过程,都可以在无地面支持的情况下,时间准确地进行。

即使普遍引入空中—地面数据联系(data link),也不能把地面上计算出来的规定飞行航迹全面传输给飞机,因为所需要的数据量太大。在这种情况下,也只能把诸如航路点、

高度和飞经的时间等航迹参数传输给飞机。在任何情况下,从这种粗略的、由直线段组成的规定飞行航迹,在飞机上总能计算出一条可飞行的航迹。只有在飞机上具有足够的计算容量,并具有飞行性能和飞行状态方面的全部所需要的信息,才能生成这样一条最终的规定飞行航迹。

计算规定航迹所需要的代价与应用情况明显有关。为了使保证飞行安全的交通流量策略最优,只要把直线和圆弧段连接在一起,作综合航迹计算就够了。这样,飞机在空间的运动可以简化成质点运动。若飞行速度在进场范围内保持不变,那么,当给定航路长度时,就可以简单地估算出规定飞行时间,并由此估计出到达外指点标(OM)的时间,例如,由此确定飞机的顺序。由这样计算综合建立的飞行航迹并不完全现实,尽管如此,它对交通战略控制已足够了。

这种规定飞行航迹仍不适于作为各个飞机的4D-引导的规定轨迹,因为在直线和曲线航迹段之间飞行状态是阶跃式变化的。为此,需要准确计算与时间有关的规定位置。这就要预先计算一架“基准飞机”的飞行航迹,上面所述的航迹综合只是给“基准飞机”的航迹提供了粗略的几何框架。用可能作了简化的微分方程,数值计算出飞机三个移动自由度的运动,这样,就建立了可实现的与时间和地点相关的(4D-)规定飞行航迹。为了引导真实的飞机,人们把基准飞机当时的实际位置就作为规定位置,并借助飞行控制器把规定航迹的偏差调整到零。

在飞机上,而且也在地面上日益具有“综合空中交通管制”(integrated air traffic control,见/Adam 89/)的技术条件。在这个链中最薄弱的环节是飞机—地面—飞机之间的数据连接。所以,未来基于二次雷达所采用的数据传输装置(data link),要求根据这些边界条件,在飞机与地面之间作最优化任务分工。在研究、发展和飞行使用中加强“面向飞机”和“面向地面”的任务之间的协调,对这些问题的解决是必要的。

18 手动飞行航迹控制引导

到此为止,我们只讨论了飞行控制器本身,也就是说,尚未考虑驾驶员的作用,认为驾驶员通过控制器的操作设备来预置规定值,或者由飞行管理计算机进行预置。然而,有一些控制器的工作方式,需要驾驶员和控制器密切合作。自从使用电传操纵技术以来,这种工作方式甚至已成为基本工作方式。由于驾驶员和控制器之间的界面(显示器,驾驶元件),以及二者之间必须仔细协调的缘故,这种工作方式在技术上比全自动控制器复杂得多。

用今天的技术,可以实现从起飞到着陆全自动飞行。那么,为什么驾驶员还应当或者还愿意操纵驾驶杆呢?驾驶员作飞行管理,也就是作飞行计划和监控飞行和监控所有机载系统的工作还不够么?

有多种理由支持驾驶员主动参与飞行控制任务:

——虽然计算机故障概率很低,但不能排除系统故障,在紧急情况下,驾驶员必须亲自担负飞机的驾驶,所以他还必须经常接受训练,除此之外,手动飞行也给人以乐趣,是一项很能体现人的意志的活动;

——飞行机动和飞行航迹只在少数情况下标准化了(例如,ILS 进近),但是,特别在 TMA 区,飞行机动和飞行航迹要经常变化,驾驶员比自动器能更灵活地对此作出反应,军用飞行任务大多属这种情况;

——目前仍由空管员通过无线电话口头通告各种引导参数,这就要求驾驶员主动参与,驾驶员手动控制轨迹比通过转换控制器工作方式能更快地跟随引导指令。驾驶员参与飞行航迹计划,更易于适应未曾预料到的情况。

原则上讲,驾驶员有两种参与方式,二者的差别在于驾驶员担负的是内控制回路(转动自由度)的任务,还是外控制回路(移动自由度)的任务。

在第一种情况下,驾驶员单纯手动或者在低(层)级控制器的支持下驾驶飞机,例如,在阻尼器或者基本控制器的支持下;在执行任务时,他得到显示器附加信息的支持,可能还涉及通常不能为驾驶员使用的状态变量的显示,例如,迎角 α 、航迹倾角 γ 、能量角 γ_E 或者航迹方位角 χ 。因为这类信息又被反射到挡风玻璃上,所以,这些措施必须同平视显示器(head-up-display)联系起来。状态显示器和监控显示器也属于这种设备,今天,它们几乎是理所当然的设备,如同制导波束偏差、对地的无线电高度或者对最大飞行速度或最小飞行速度的差值等一样,大多数情况下,涉及的都是由计算机处理过的信息。

如果涉及的是引导信息,那么,指的是飞行指挥仪(flight-director)的显示,在这种情

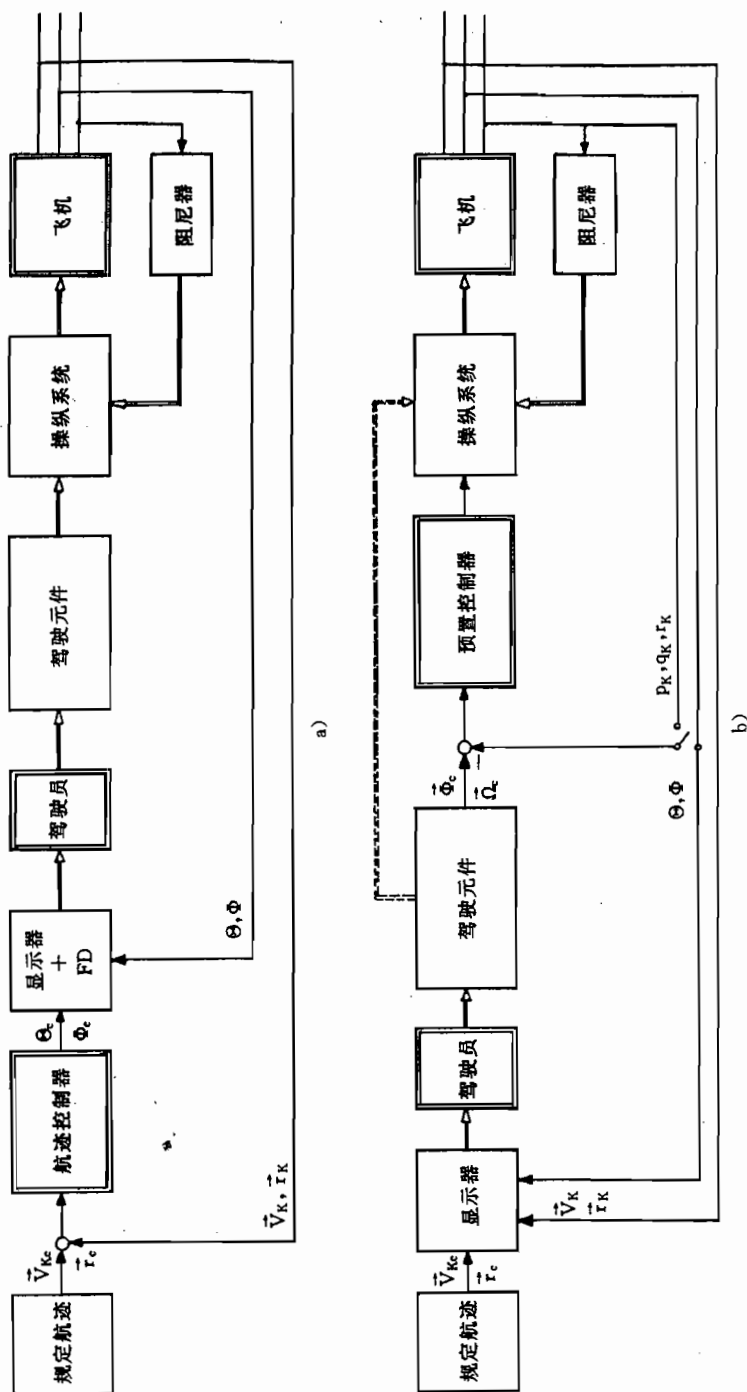


图 18.1 驾驶员和控制器的合作
a) 飞行指挥仪工作方式; b) 预置控制工作方式。

况下,自动驾驶仪担负外控制回路的功能,并给内控制回路计算规定值。但是,这些信息并未送给控制器,而是作为指令显示在中央座舱仪表上,由驾驶员来执行。框图 18. 1a) 示出驾驶员和控制器的合作情况。为便于驾驶员飞向无线电引导平面,早在 50 年代就使用了这种工作方式。后来,被扩展到全部自动驾驶仪功能,并同自动驾驶仪一起综合在“自动飞行控制系统”(automatic flight control system, AFCS) 中。今天,这种工作方式或者是使驾驶员作全自动飞行,例如,在航迹经常交换的情况下;或者也可以使驾驶员很准确地借助中央仪表监控自动驾驶仪的功能。

在军用航空领域,首先发展了称为“驾驶杆操纵”(control stick steering)或“机动指令”(manoeuvre demand)的反向任务分工,后来被移植到民用航空领域,称为“驾驶盘操纵”(control wheel steering, CWS, Boeing 737, 1969)。在德语中称之为 Vorgaberegulung (预置控制)的工作方式下,驾驶员担负航迹控制引导任务,并借助主操纵元件为低层级控制器设置规定值,如图 18. 1b) 所示。本来,出于可靠性考虑,在驾驶元件和操纵系统(舵面)之间,保留传动连杆的机械式连接(图中虚线)。由图 18. 1b) 明显可以看出这种布局的问题:控制器的操纵信号必须以机械形式与驾驶杆指令相加,这当然会发生冲突(例如,驾驶杆力和位移过程不一致)。这必须通过机械式相加点的灵巧结构来避免。当然,这样作的好处是当断开控制器后,立即可使用机械式操纵。作为预置变量,开始选择的是转动角速度(p_K, q_K, r_K),或者载荷系数 n_z ,后来选择综合量 $C^* = f(n_z, q_K, \dot{q}_K)$,最后还选择姿态角或者垂直速度。

只有能够按照可靠性要求实现到纯电传操纵(fly-by-wire)的转变时,才能完全发展到预置控制,因为这样才能没有冲突地通过驾驶元件进行驾驶。这时,控制器应放在控制回路的前向通道中,因而,就可以比较自由地设计它的动态特性,从而可赋予它更大的权限(见 13. 1. 1 节)。驾驶员同操纵系统不再直接联系(除了紧急操纵外),这就是说,驾驶员“通过控制器”来驾驶飞机,他不再操纵舵面偏转,而是指令飞行状态变量。

在只断开机机械式操纵联杆,而在紧急情况下仍然还可使用(例如 Concorde, MRCA-Tornado)机械式连接方式之后不久, Airbus 320 飞机首次在民用运输类飞机上实现了电传操纵(1987)。今天,这已成为民用航空和军用航空领域许多最新发展的基本工作方式。因为取消了驾驶员—操纵系统的直接联系(除了机械式应急操纵之外),手动操纵已被一种控制辅助操纵所代替。

为了操作使用,在纵向运动和侧向运动中分别直接控制各个变量,例如, q_K, n_z, C^* , 或者 r_K 和 Φ 。在试验领域内,这种原理已发展成模型跟踪控制,目的是尽量改善飞机的动态特性,以便使用这些特性能模拟其它一些飞机。尤其在 DLR(德国航空航天研究院)研究项目中,空中飞行模拟技术已发展到很高的模拟性能(HFB 320, VFW614-ATTAS, Bo 105-ATTHes),见 18. 3 节。

最后,驾驶员可把全部控制任务交给自动驾驶仪,而他只担负飞行航迹计划工作,同时,他在工作中得到飞行管理计算机的支持,计算机给地面控制、导航计算和性能计算估计出预定值,并向驾驶员“建议”可飞行的航迹,在计入状态条件参数后,飞行管理计算机可以选择出一条最优飞行航迹,并预置给自动驾驶仪。

18.1 作为驾驶员和控制器之间界面的显示器

驾驶员必须不断地监控飞机控制器准确无误的工作,特别是在全自动工作情况下。为此,驾驶员需要获得下列信息:

- 所有控制器子系统的安全性功能,或者有关控制器中的局部故障信息;
- 控制器生成的操纵指令,即有关舵面操纵和油门操纵过程方面的信息;
- 飞行状态和到飞行范围边界的间隔以及对规定航迹的偏差方面的信息。

控制器的功能和局部故障,由工作状态显示器、告警信号灯和告警标记显示给驾驶员,或者在一个单独的告警显示器上显示出来。为了能监视控制器的操纵活动(除了在仪表上显示舵面位置外),驾驶杆和油门杆随控制器一起运动(在微型化驾驶元件——侧杆(side-stick)上不是这样),这样,驾驶员可以很准确地观察控制器的工作情况,并可以同他本人在相应情况下将发出的那种指令进行比较,从而驾驶员可以迅速、直接地发现功能上的失误,并在自动切断或者由驾驶员自己断开控制器之前作修正干预。

但是,驾驶员只有通过观察飞行显示器,并判断飞行状态是否在安全范围、飞行航迹的偏差是否在允许范围内,他才能获得控制器正常工作的最终信息。然而,若无其它的辅助,驾驶员不能理解控制器工作方式时,这将是困难的,例如,按规定的曲率半径和接近速度向无线电信标飞行时。所以,这时驾驶员要按附加显示工作。

18.1.1 标准中央显示器

为了减少日渐增多的飞行显示器的数量,近年来发展了集多种显示为一身的中央显示器,这涉及由人工地平仪发展而来的姿态指引仪(ADI)和由无线电罗盘发展的水平状态指示器(HSI)。作为这类电子机械式仪表的例子,图 18.2 和图 18.3 示出最初用在 Airbus 300(1972)飞机上的中央仪表。围绕中央仪表的是高度、垂直速度、空速、马赫数、航向

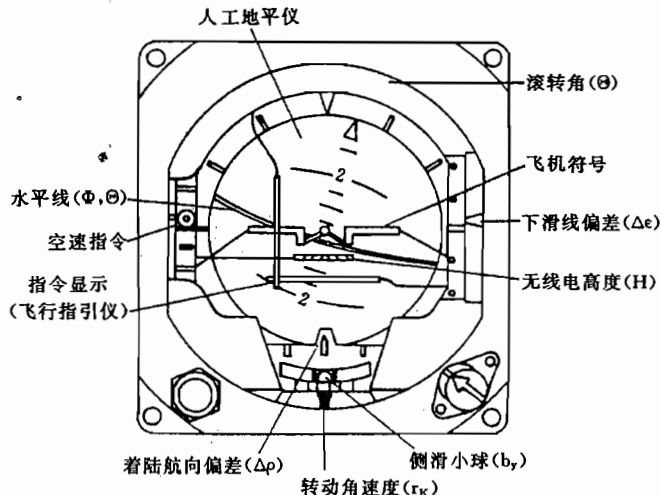


图 18.2 常规中央显示器、姿态指引仪(ADI)
(Airbus A300, 1972)

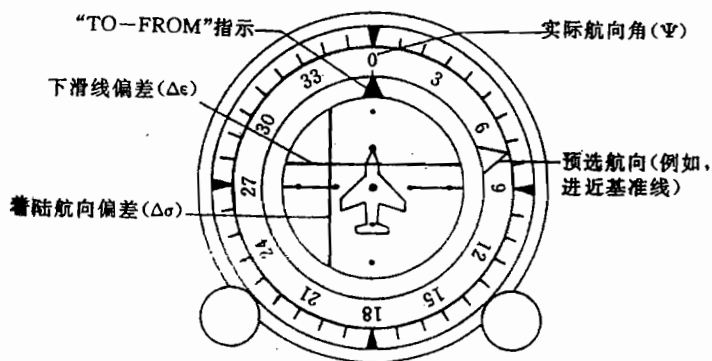


图 18.3 常规中央显示:水平状态显示(HSI)(Airbus A300,1972)

角和无线电信标方向(RMI)等最主要的各项飞行显示,可参见第9章。

在ADI和HSI中集中了ILS着陆过程所需要的显示。HSI含有基准线和下滑线偏差原始信息的“双针指示器”,这些量又重复在ADI中作为度盘显示。在ADI中还有另一个双针显示器,它形成下滑线偏差,作为飞行指引仪的显示器。

后来机电式中飞行仪表被电子显示器(显像管)代替,称为“主飞行显示”(primary flight display, PFD)和“导航显示”(navigation display, ND),并给它们补充了另外两种电子显示器,这两种显示器表征发动机数据和有关系统状态的信息。带有附属计算机的显示系统,称为电子飞行仪表系统(EFIS)。图18.4和图18.5示出的是目前装在Airbus系列飞机上的中央仪表,在结构上它们类似于机电仪表,也就是说,它们包含了同样的基本要素。然而,电子显示器允许在更高的分辨率下,这样,还能显示大量其它数据,为清晰起见,它们在颜色上互不相同。

在主飞行显示器上,围绕人工地平仪,以条形刻度复现了最主要的信息,左边显示飞

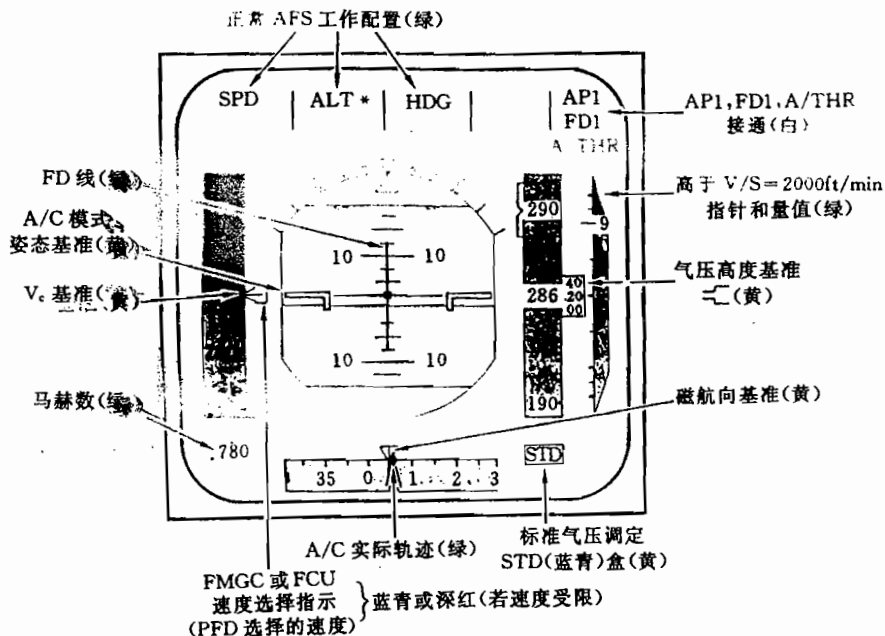


图 18.4 电子中央显示器:主飞行显示器(PFD)(Airbus A320,1987)

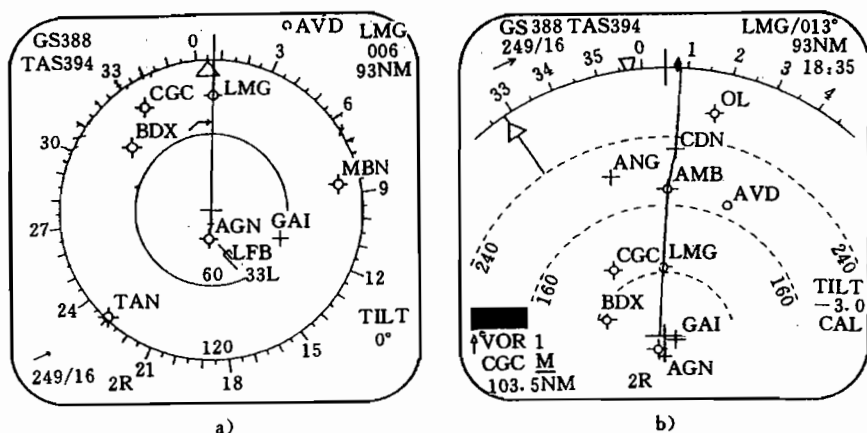


图 18.5 电子中央显示器:导航显示器(ND)(Airbus A320,1987)

a)罗经卡; b)扇形刻度。

行速度,右边显示高度和下降速度,下方是航向角。通过颜色标志或者附加像点,标明规定值、实际值、最大值和最小值。最后,在仪表的最上部区域内指示正在接通的自动驾驶仪、自动油门和飞行指挥仪的工作状态。导航显示器包含带有罗经卡和预选航向的 HSI 的像点,与它叠加的有显示导航台位置相对于飞机的方向和距离的卡片说明,其中标明有预选航路及其航路点,还能插入气象雷达。其它的数字显示则给出飞行速度、对地速度、风的强度和方向,以及找到的无线电台。另外,可在常规圆形和沿飞行方向扇形说明之间进行选择。

在复杂飞行情况下,例如,在最低能见度下进近到着陆跑道、地形跟踪飞行、或者目标跟踪等情况下,驾驶员不仅要经常注视仪表,而且还要注意观察外面情况。他必须在显示器和向外观看之间反复变换目光,精神负担很重。为使头部运动和目光移动,又使眼睛难以在近距离显示场和无限远的或者很明亮的外界目标之间进行必要的调节,由此造成的滞后作用是很不利的。

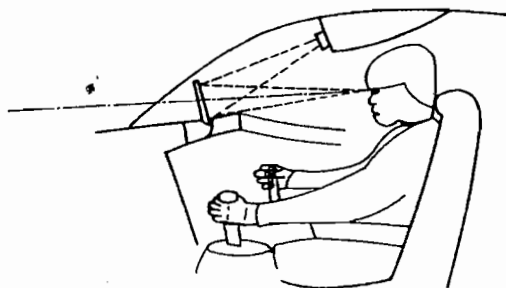


图 18.6 平视显示器原理

为了减轻驾驶员的负担,发展了能把显示投影在风挡前面的半透明玻璃板上的电子设备,称为平视显示器(head up display, HUD),其原理示于图 18.6。借助平行光管,把飞行显示图像投影到无穷远,这样,就不要调整焦距了。最早的平视显示,是把人工地平线的图像与真实地平线的图像叠合起来,驾驶员能同时观察这两个地平线。后来,又加上其他

一些飞行显示和监控显示,以及高度、垂直速度、空速、地速、航向等数字说明。着陆跑道标志也可以叠加到真实跑道图像上,这样,驾驶员能提前使其定位,并及早而可靠地识别缓慢出现的图像。这种设备早在 60 年代已在军用航空领域采用,1973 年以后,也被用到民用运输机上。

虽然这种方式只生成具有足够光强度的刻度线,但是,目前已把中央仪表最主要的显示都复现在平视显示器上,因此,驾驶员直接在他的视野范围就掌握了空速、高度、航向、飞行指引仪以及其它参数等全部信息,同时,能结合外面观察处理这些信息。平视显示器的最新发展的目标是给驾驶员显示飞行航迹方面的附加信息,使驾驶员在没有控制器支持下进行纯手动飞行/Steenblik 86/。同时,目的是能在只允许 CAT I 等级着陆的 ILS 的机场上实现 CAT III 着陆。图 18.7 给出一种显示的示例,这种显示器 1989 年获准在 CAT III 条件下用于手动进近/Flight Dynamics 91/。

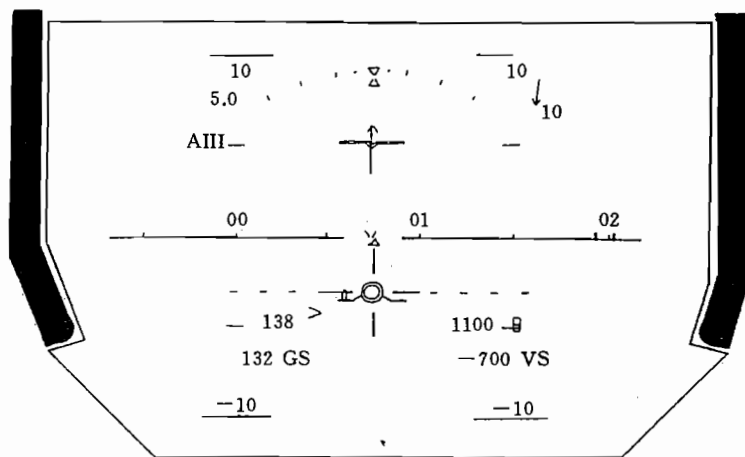


图 18.7 现代平视显示器示例

(引自/Flight Dynamics 91/)

18.1.2 航迹倾角和能量角的新型显示器

在 8.5 节已详细讨论过,航迹倾角 γ 和航迹方位角 χ 都是重要的状态变量,又是飞行航迹控制的真正“调节变量”。但是,在 14.2 节发现,为了控制目的,只有用姿态角 Θ 和 Ψ 来代替这两个角度。这样,航迹控制就与风有关,而且必须用上一层级的状态变量(位置变量)来进行修正。在飞行显示方面也存在同样的问题:由于可测量方面的缘故,只显示姿态角 Φ , Θ (人工地平线)和 Ψ (罗盘),这样,驾驶员还缺少一些重要的状态变量,虽然在目视飞行时驾驶员能部分地生成(“观察”)这些状态变量,但是,在盲目(仪表)飞行时,他需要从位置变量(例如,制导波束偏差)间接地求出这些状态变量。尤其在强风情况下,替代变量 Θ 和 Ψ 难以作为航迹调节变量使用,也难以作曲线航迹飞行和精密进近航迹飞行。用惯性参考系统(IRS),一般能足够准确地算出 γ 和 χ ,因而,越来越多地把惯性参考系用于控制和显示。

在 6.2 节用能量角 γ_E 作为现有剩余功率的尺度,按式(6.2.10)得

$$\sin \gamma_E = \sin \gamma + \frac{\dot{V}_K}{g} \quad (18.1.1)$$

由此可见,当 $\gamma_E < \gamma$ 时,飞机将减速,反之亦然。因而,能量角表征飞机能否保持住当时的飞行航迹。这些变量的显示,对驾驶员判断飞行航迹,特别是在曲线飞行航迹和风切变情况下,极有帮助。

在 17.1.5 节已说明,在变化风场(也包括风切变)中,不仅要给驾驶员显示能量角,而且最好也能综合显示能量误差和功率误差,提示驾驶员为安全控制飞行航迹应当采取什么措施。在文献/König 88/中研究了相应的显示,并在飞行模拟器上成功地作了试验。

早在 1972 年,克洛普夫施泰因(G. Klopstein)就提议一种显示迎角、航迹倾角和能量角的平视显示/Klopstein 77/,使驾驶员在无 ILS 引导情况下能安全进近。在 Nord 262 飞机上作了原理性试验后,这种显示器后来成功地用于 Air Inter 的航线服务,后来又作了进一步发展(图 18.7)。一种按照同样原理工作的平视显示器,FAA 于 1989 年准许用于 CAT III 级手动着陆进近飞行使用(决断高度 50m,水平能见度 210m),其达到的航迹精度至少与自动进近时一样。

图 18.8 示出这种显示器上的新要素。除了像通常那样显示飞机纵轴相对于水平面的方向,也就是显示俯仰角 Θ 的飞机标志外,还用了一个附加飞行航迹符号标明航迹速度矢量 $\vec{V}_K$ 相对于水平面的方向,即航迹倾角 γ 。这两个标志符号之间的距离等于 α_K ,在可略去垂直风速时,它就等于迎角,因而,用它可监视迎角。

因为飞行航迹符号指示出飞行方向,所以,在它的帮助下驾驶员可以很直接地控制飞行航迹。若驾驶员把这个符号指向飞行目的地,例如,指向着陆跑道入口,那么,他就与风无关地处在直接飞向目标的航路上。另外一个符号标明相对预选的对地航向的跟踪航向,并指出(无风时)要飞行的航向。通过飞行航迹符号的侧向偏移,还附带指示侧滑角和航迹方位角,这样,侧向航迹引导也与风无关。

其它两个符号表征飞机的能量状态。在飞行航迹符号左“翼”上的一个标号,标明沿飞行航迹方向加速度 a_{xK} 的大小和方向。飞行航迹符号左面的箭头表示能量角(相对于水平面)。如果箭头和飞行航迹符号在同一高度上,那么, $\gamma = \gamma_E$, 飞行状态是定常的(非加速状态)。箭头相对于飞行航迹符号向下移动,表示功率不足,这可以通过提高推力给以补偿。

此时,表示航迹预置的不再是规定俯仰角,而是规定航迹倾角,也就是用圆形引导符号,驾驶员应当把这个符号保持在飞行航迹符号内,用这种方法除了能表征航迹倾角规定值外,还能表征准备的引导信息,它允许驾驶员进行精确的航迹机动,例如,飞往下滑线或者接地前的拉平。这种显示器代表了在“航迹—指引仪”意义上飞行指挥仪的进一步发展。引导符号也还用在设置迎角限制(或者在风切变情况下,预置迎角规定值)。

航迹倾角和能量角的这种新表示方法,被叠加到常规的表示方式上,并且通过其它部分字母数字加以补充。图 18.9 复现了沿 ILS 下滑线进近时的显示,另外,它还包含一个双

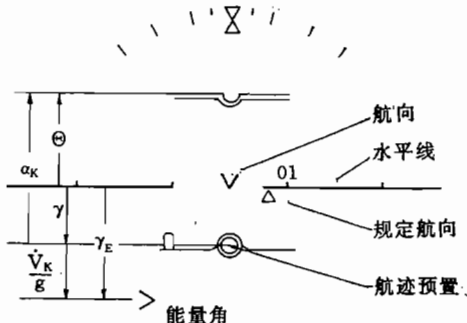


图 18.8 具有航迹角和能量角的平视显示器(引自/Flight Dynamics 91/)

针指示器,表明飞机同引导波束的偏差作为原始信息,它也如同一个着陆跑道符号。进近的每个阶段,例如,飞越外指点标或者到达决断高度,都由显示器予以通告。此外,还插入最大滚转角、最大迎角或者风切变的告警显示。最后,驾驶员按引导信息的要求进行拉平和降低推力。

在无 ILS 进近时,驾驶员可以预选下滑线角度,它表征了相对于水平面的参考线。如果驾驶员使飞行航迹符号和目标点(着陆跑道)同下滑线参考重合在一起,他就准确地以预选的俯仰测向角处在虚拟下滑线上。这里,引导显示还给驾驶员拉平提供帮助。

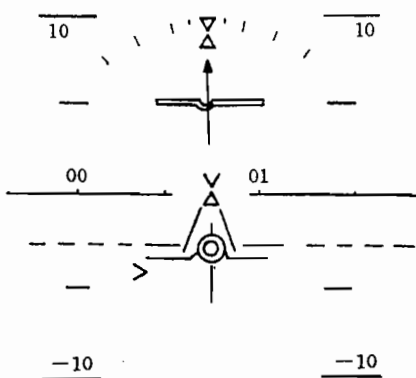


图 18.9 ILS 进场时的 HUD 显示
(引自/Flight Dynamics 91/)

18.1.3 飞行指引仪原理

在主飞行显示器(PFD)和导航显示器(ND)中,综合了 ILS 着陆方法所需要的显示,导航显示器(ND)含有基准线偏差和下滑线偏差的“双针指示器”,这些量在主飞行显示器(PFD)中又被重复作为刻度显示。在 PFD 中还有一个双针指示器,它作为指令显示(飞行指引仪,flight director)。

在图 18.2 所示的情况下,指令显示器中包含的信息有:“继续向左飞行”和“飞低一点”,以到达规定的飞行航迹上。但是,驾驶员很少能像控制器那样,仅借助控制误差信号就能柔和而又无超调地达到规定航迹。他虽然能够从指示的移动确定控制误差的变化速率,也就是区别出控制误差变化的快慢,但为了控制飞机具有所希望的特性,他还需要引用其他一些状态变量。例如,为了沿规定基准线进近,他必须像控制器一样,建立一个控制律

$$\delta_\epsilon = k_p \Delta \rho + k_\psi \Delta \Psi + k_\phi \Phi + k_p p_K \quad (18.1.2)$$

因此,他就必须观察所有相关的显示。为了减轻驾驶员的负担,人们首先使双针指示器的偏转 a 与控制偏差和它的导数之和成比例,故对侧向运动为

$$a \sim \Delta \rho + T \Delta \dot{\rho} \quad (18.1.3)$$

这样,显示中就含有预测的倾向(加快,quickenning)。只要向基准线的接近速度与偏离成比例,也就是说,驾驶员在一条相当于指数函数的航迹上把飞机导向基准线,那么,显示停留在零。

如果给驾驶员准确地显示出他必须执行的指令,以飞出预计的航迹,则还能进一步减轻驾驶员的负担。这时,驾驶员只是像一个有跟随控制器功能的执行机构,而飞行航迹特性则由生成显示的计算机来确定。若对在基准线上进近选择的显示规律为

$$a = k_p \Delta \rho + k_\psi \Delta \Psi \quad (18.1.4)$$

并把这个显示规律代入控制方程(18.1.2),那么,驾驶员必然构成控制律

$$\delta_\epsilon = k_1 a + k_\phi \Phi + k_p p_K \quad (18.1.5)$$

此时,驾驶员还需要观察两种显示,即双针指示器和人工地平线。与图 16.20 所示的控制器一样,这个由“外控制回路”所产生的指令信号 a ,也与所要求的滚转角 Φ_c 成比例,因为式(18.1.5)可以用 $k_1 a = -k_\phi \Phi_c$ 来表征,所以

$$\delta_{\varepsilon} = k_{\Phi}(\Phi - \Phi_c) + k_p p_K \quad (18.1.6)$$

这种飞行指引规律也可以与图 16.23 的外控制回路的控制律一样,通过加入滤波器功能和限制加以完善。

若指令显示器和控制器外回路的规律已经相同,那么,将一致用同样的信号驱动飞行指引仪和基本控制器。这样,飞行指引仪不仅可用在基准线上的进近,而且也能用在相当于控制器其它工作方式的机动飞行。所以,在现代飞行引导系统中,飞行指引仪要尽可能和飞行控制系统具有一样的工作方式/Deutsche Lufthansa 76/。

这样一来,任何时候驾驶员都可以选择是自动飞行,还是在飞行指引仪的辅助下手动控制飞行。在自动操作飞行时,驾驶员另外还能通过观察指令显示器,监视控制程序的正常过程。目前,已把飞行控制器和飞行指挥仪综合成一个统一的飞行引导系统,这就为飞行航迹控制中驾驶员和控制器之间的通信奠定了基础。

18.2 预置控制

这一节的综述是根据道尼尔公司阿勒斯(W. Alles)的研究报告,18.2.1 节和 18.2.2 节是由他撰写的。

18.2.1 基本原理

计算机辅助的飞行控制

如图 1.32 所示,飞行引导的控制任务可以自动完成,也可以手动完成,也可参见 18.1 节。应尽量分开度量人一机各自的能力。如果驾驶元件和操纵面之间的机械式连接用电信号处理来代替(fly-by-wire),则人在这种划分中将具有最大的自由。这种计算机辅助飞行控制称为“预置控制”(Vorgaberegung)^①。

采用预置控制必须对飞行品质的影响很小,可以把驾驶员从诸如各个自由度的稳定和解耦等低层级工作中解脱出来,而专心致力于紧张的上层级工作,这样,就提高了安全性。除此之外,可以根据可比较的飞行品质来设计不同的飞机,这就使驾驶员很容易从一种类型飞机过渡到其它类型飞机,这将大量节省培养训练费用。这种相似性称为“操作共同”(handling commonality)^{*},业已在 Airbus 系列飞机 A320、A330、A340 得以实现。

采用预置控制,则以牺牲固有飞行品质为代价(例如飞机本身不稳定的战斗机)来提高飞行性能的措施也比较容易实现。由于控制器效率很高,可通过人工稳定性保证飞行能力。用监控功能和限制功能(包线保护, envelope protection),可以不超过使用边界,更充分地发挥性能潜力。

最后,在计算机辅助飞行控制下,很容易就能实现与上层级飞行引导系统(自动驾驶仪,飞行管理系统)的连接。从设备技术观点看,电传操纵系统也是很诱人的,即通过电传系统良好的可检测性和可维护性,可以提高完成任命的可靠性,其需用的体积和重量要比传统的机械式操纵系统小,适应新发展的灵活性更大。缺点是必须用余度和非相似的系统

^①德文 Vorgaberegung 在原书中有时亦用 Vorgabesteuerung,作者建议最好用前一种写法,相当英文的 command control, manoeuvre demand(指令控制),指用驾驶杆控制引导某一确定的量,例如载荷系数。——译者

结构达到要求的可靠性,这会加大成本。

在设计人一机接口时,必须考虑:一般不能像传统操纵那样,通过驾驶元件提供力和运动的响应,而必须用其它技术措施来代替。

预置—控制律

人们给预置控制粗略地规定了两项主要任务:

- 改善飞行品质的预置控制;
- 简化航迹引导的预置控制。

飞行品质预置控制器:改进高频(旋转)运动部分,在机动飞行时用来解耦并抑制扰动。典型的被控制变量是转动角速度和加速度,其相应的控制回路可参照图 1.32 中的飞行状态控制器(1 和 2)。这种预置控制几乎是所有已投入使用的电传操纵飞行控制(例如, A320, EFA, X31-A, 航天飞机)的基本工作方式。

可以按照已发表的飞行品质规范来设计这类控制。虽然这些基于传统飞机的使用经验、考虑了解耦特性和附加滞后时间(由数字信息处理引起的)的规范仍不够完善,然而,采用飞行品质预置控制器的飞机的频带宽度,仍然可以同类似的传统飞机相比较。

航迹引导预置控制器:可以使驾驶员直接预置航迹变量。典型的被控制变量是移动速度和姿态角。控制任务包括低频运动,而且可参照航迹控制回路(图 1.32 的 3 和 4)的控制任务。对这一类系统的控制,至今尚无强制性规范,这方面所作的一些系统研究还只处在幼年时期/Mooij 84/、/deBoer et al. 90/。

这两种类型预置控制器的作用,将在下面两节用示例加以说明。在 18.2.2 节,将利用近似飞机动态特性解析设计一架支线飞机的 $C^*/$ 滚转角速度预置控制。在 18.2.3 节,将说明空速、垂直速度和滚转角的预置控制系统,它是用运输飞机的参数优化设计的,业已在飞行模拟器中作过试验。

驾驶员—控制器接口

在选择预置变量时必须注意保持无控制飞机操纵偏转和运动变量之间的“自然”配置,其中主要涉及:

——对操纵指令的初始响应,除了其它的因素外,它主要用相应传递函数的多余极点数来表征;

——固持驾驶元件时的准定常配置(这样,状态变量为常数);

——松开驾驶元件后的定常特性。

1. 示例:副翼操纵指令下的配置

若滚转自由度近似与偏航自由度解耦(这样就可近似略去滚转自由度中的荷兰滚运动),则无控制飞机对副翼操纵指令的响应特性如图 18.10 所示,这也准确地相当于具有良好滚转响应特性的模型。

如果选择滚转角速度 p_K 作为预置变量,那么,可以像图 18.11a)那样直接配置驾驶元件偏度,因为具有 $P-T_1$ 特性的 p_K 控制回路是以:

- 初始响应 $p_K \sim \delta_\epsilon;$
- 准定常配置 $\dot{\Phi}, p_K \sim \delta_\epsilon;$
- 当 $\delta_\epsilon = 0$ 时 $\Phi = \text{const}$

来保持正确的配置的。

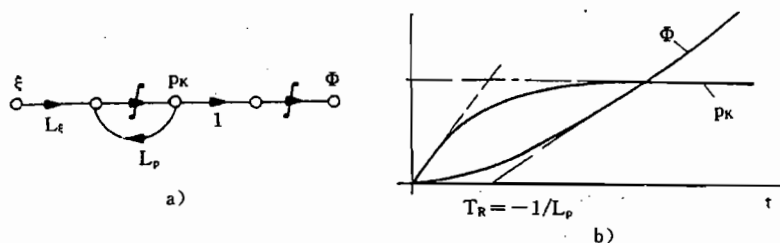


图 18.10 对副翼操纵指令的响应

a) 信号流图; b) 阶跃响应。

当配置正确时, p_K 控制回路表征了具有给定动态特性的隐式模型, 然而, 如果要想实现预置操纵(此时, 预置操纵担负主要任务, 控制只起辅助作用), 那么, 为了建立正确的配置, 应该加上一个显式 $P-T_1$ 模型, 如图 18.11b) 所示。在一定程度上可以说, 因子 $k_{\xi p}$ 表征了“逆控制对象”。

如果倾侧角 Φ 是预置变量, 那么, 通过 Φ 控制回路, 图 18.10 的 $I-T_1$ 特性就成为 $P-T_2$ 特性(近似 $P-T_1$ 特性, 见图 14.26)。如果像图 18.12 那样, 积分驾驶元件信号, 那么, 就可以保留 $\Phi \sim \delta_\epsilon$ 配置, 这样, 在 δ_ϵ 和 Φ 之间近似又是 $I-T_1$ 特性, 它在这里描述的是“隐式模型”, 在 18.2.3 节中也选择了这种类型配置。在预置操纵情况下, 必须还加上显式 $I-T_1$ 模型。

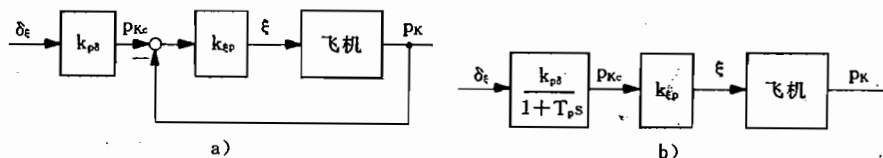
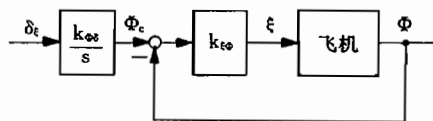


图 18.11 驾驶元件偏度和滚转角速度之间的配置

a) 预置控制时; b) 预置操纵时。

图 18.12 预置 Φ 时, 驾驶元件偏转与滚转角之间的配置

2. 示例: 升降舵指令下的配置

升降舵和航迹倾角之间的传递函数, 近似如图 18.13 信号流图所示(当飞行速度为常值时), 可以考虑把 q_K, n_z 或 α 或 γ 作为预置变量, 这时应该遵循下列配置:

初始响应 $q_K \sim \delta_\eta$

准定常配置 $\alpha, n_z, \gamma \sim \delta_\eta$

$\delta_\eta = 0$ 时 $q_K, \alpha, n_z = 0, \gamma = \text{const}$

若选择变量 q_K, α, n_z 之一(或者其中之一组合)作为预置变量, 那么, 就可以把它直接分配给驾驶元件偏转, 因为带有反馈的对象含有“正确的”隐式模型, 如图 18.14a) 所示。然而, 若选择航迹倾角 γ 作为预置变量, 则驾驶元件偏转必须像图 18.14b) 那样积分,

当 $Z_\eta \approx 0$ 时,得传递函数

$$\frac{q_K(s)}{\eta(s)} = \frac{M_\eta(s - Z_a)}{s^2 - (M_q + Z_a)s + (Z_a M_q - M_a)} \quad (18.2.4)$$

$$\frac{\alpha(s)}{\eta(s)} = \frac{M_\eta}{s^2 - (M_q + Z_a)s + (Z_a M_q - M_a)} \quad (18.2.5)$$

为计算控制器参数,若略去驾驶员到飞机重心的距离 x_P (当 $q_K x_P \ll q_K V_m$ 时)的影响,则得升降舵和被控制变量 C^* 之间的传递函数为

$$C^*(s) = \frac{1}{g} (V_m q_K - V_0 Z_a \alpha) = \frac{M_\eta}{g} \frac{V_m(s - Z_a) - V_0 Z_a}{n(s)} \eta(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{a_0 + a_1 s + s^2} \eta(s) \quad (18.2.6)$$

式中

$$\begin{aligned} z_0 &= Z_a M_q - M_a & a_1 &= -Z_a - M_q \\ b_0 &= -\frac{M_\eta Z_a}{g} (V_0 + V_m) & b_1 &= M_\eta \frac{V_m}{g} \end{aligned}$$

具有输入控制的比例-积分控制结构(图 13.7)

$$\eta_c = h_{\eta c} \cdot C_c^* + k_{\eta c} \cdot C^* + \frac{j_{\eta c}}{s} (C_c^* - C^*) \quad (18.2.7)$$

适于用来改变其动态特性和稳态特性。为了能独立地影响接通的俯仰角速度,另外,预设了一个俯仰阻尼器

$$\eta = \eta_c + k_{\eta n} q_K \quad (18.2.8)$$

由此得到的控制结构示于图 18.15,故 η_c 和 C^* 间的传递特性为

$$C^*(s) = \frac{M_\eta \left[-\frac{Z_a}{g} (V_0 + V_m) + s \frac{V_m}{g} \right]}{(a_0 + Z_a M_q k_{\eta n}) + (a_1 - M_q k_{\eta n})s + s^2} \eta_c(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{a_0^* + a_1^* s + s^2} \eta_c(s) \quad (18.2.9)$$

若把式(18.2.7)代入 C^* 的传递函数,则得

$$C^*(s) = \frac{b_0 j_{\eta c} + s(b_0 h_{\eta c} + b_1 j_{\eta c}) + s^2 b_1 h_{\eta c}}{b_0 j_{\eta c} + s(a_0^* - b_0 k_{\eta c} + b_1 j_{\eta c}) + s^2(a_1^* - b_1 k_{\eta c}) + s^3} C_c^*(s) \quad (18.2.10)$$

通过与所希望的 C^* -特性进行系数比较,就可确定控制器参数,为此,我们设

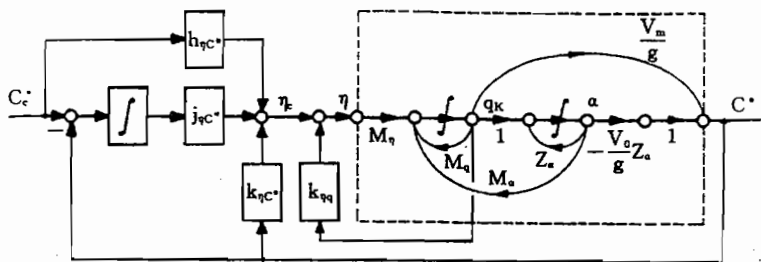
$$\frac{C_{\text{Soll}}^*}{C_c^*} = \frac{\omega_1 \omega_0^2}{\omega_2 \omega_3} \frac{(s + \omega_2)(s + \omega_3)}{(s + \omega_1)(s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2)} = \frac{\omega_1 \omega_0^2}{\omega_2 \omega_3} \frac{s^2 + s(\omega_2 + \omega_3) + \omega_2 \omega_3}{s^3 + s^2 g_2 + s g_1 + g_0} \quad (18.2.11)$$

式中 $g_0 = \omega_1 \omega_0^2$; $g_1 = \omega_0^2 + 2D\omega_0 \omega_1$; $g_2 = 2D\omega_0 + \omega_1$ 。

然而,能用来预置 3 个极点和 2 个零点的只有 4 个变量可用,即

$$h_{\eta c}, k_{\eta c}, j_{\eta c} \text{ 和 } k_{\eta n}$$

若要预置所有极点,则不能确定分子中的系数(为此还需要一个动态输入控制)。比较式

图 18.15 C^* -控制系统

(18.2.10)和式(18.2.11)的分母,得控制器参数为

$$\begin{aligned} j_{\eta C^*} &= \frac{g_0}{b_0} & k_{\eta C^*} &= \frac{1}{b_1} (a_1 - M_\eta k_{\eta_1}^* - g_2) \\ k_{\eta_1} &= \frac{g_1 - a_0 + \frac{b_0}{b_1} (a_1 - g_2) - b_1 j_{\eta C^*}}{M_\eta \left(Z_a + \frac{b_0}{b_1} \right)} \end{aligned} \quad (18.2.12)$$

为了预置分子多项式的“特征频率” $\omega_{02}^2 = \omega_2 \omega_3$,采用输入控制系数 $h_{\eta C^*}$,这样,比较式(18.2.10)和式(18.2.11),得

$$h_{\eta C^*} = \frac{b_0}{b_1} \frac{j_{\eta C^*}}{\omega_2 \omega_3} = \frac{1}{b_1} \frac{\omega_1 \omega_0^2}{\omega_2 \omega_3} \quad (18.2.13)$$

当选择 $\omega_2 = \omega_1$ (零点和极点对消)时,问题得以简化,模型化简成

$$C_{\text{Sell}}^*(s) = \frac{\omega_0^2}{\omega_3} \frac{s + \omega_3}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2} C_c^*(s) \quad (18.2.14)$$

给定的控制器参数近似于这个模型,被控制的系统的共轭复零点的“特征频率”相当于 ω_3 。这样,极点和零点可以按照飞行品质要求预置(例如,由 11.2.1 节所述方法);对于运输类飞机,则宁可采用文献/Mooij 84/的方法。这样,控制器参数就一定了,这里假设舵机具有足够宽的频带。

这种配置方法只适用于一种飞行状态。为了在所关心的飞行范围内始终近似保证具有一致的特性,可以在足够多的设计状态参数间进行内插,然而,更好的方法是在计入各种物理关系后进行参数适配。由确定控制器参数的方程,可以估算出飞行速度和空气密度的相关程度。

上述方法已用于支线飞机的飞行状态(附录 A2 的 D1~D3)。按照文献/Mooij 84/,已为 C^* 的规定特性确定出

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 2/s & D &= 0.7 \\ \omega_1 &= 1/s & \omega_3 &= 3/s \end{aligned}$$

设计状态(参考点)是 D1 用 $x_p = 6\text{m}$, $V_m = 120\text{ms}^{-1}$ 。对其余飞行状态所得的合适适配如下

$$\begin{aligned} h_{\eta C^*} &= h_{\eta C^* \text{ref}} \left(\frac{V_{A \text{ref}}}{V_A} \right)^2 & j_{\eta C^*} &= j_{\eta C^* \text{ref}} \left(\frac{V_{A \text{ref}}}{V_A} \right)^3 \\ k_{\eta C^*} &= k_{\eta C^* \text{ref}} \left(\frac{V_{A \text{ref}}}{V_A} \right) & k_{\eta_1} &= k_{\eta_1 \text{ref}} \left(\frac{V_{A \text{ref}}}{V_A} \right)^2 \end{aligned} \quad (18.2.15)$$

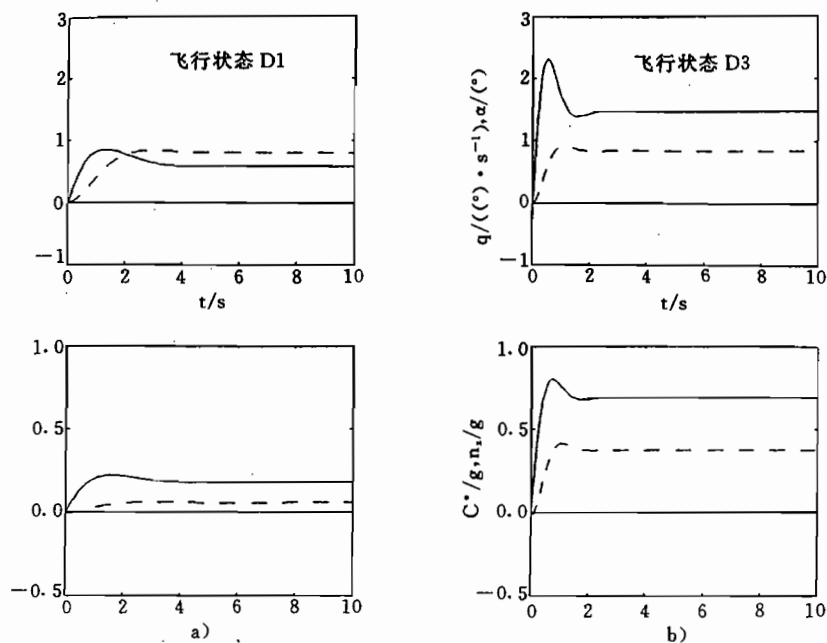


图 18.16 无控飞机 q 和 C^* 对阶跃升降舵 $\eta = -1^\circ$ 时的响应

a) 飞行状态 D1; b) 飞行状态 D3。

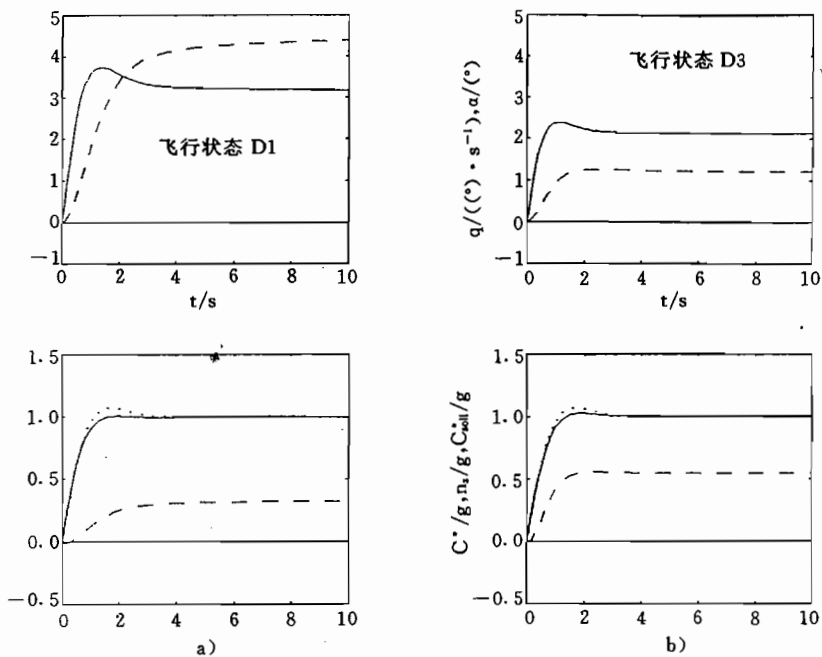


图 18.17 带有 C^* 控制时 q 和 C^* 对阶跃 $C^* = 1$ 的响应特性

a) 飞行状态 D1; b) 飞行状态 D3。

升降舵舵机是采用时间常数 $T = 0.05s$ 的一阶模型。图 18.16 给出在低速(D1)和高速(D3)飞行状态下飞机对阶跃升降舵的响应特性(人为保持空速不变)。显然可以看出,飞

行品质尺度 C^* 的频带宽度及其稳态值都明显不一样。

采用 C^* 预置控制后(图 18.17),在这两种飞行状态下显示了几乎一致的特性。控制变量与规定过程(点线)的差别很小,这证明在计算参数时所作的简化($Z_q=0, x_p=0$, 分子多项式的近似)是正确的。

滚转角速度和侧滑角预置

把滚转角速度作为滚转轴的预置变量已经证明是合适的,因为这样会使操纵特性与无控飞机相近,附加“滚转姿态保持”将减轻驾驶员的负担。

作为偏航轴的被控制变量,考虑用偏航角速度和侧滑角。因为在运输类飞机上,手动操纵方式主要在着陆进场阶段才有意义,所以,更偏重于采用预置侧滑角,这样,对驾驶员来说,在侧风情况下将很容易作消除偏流角机动。但是,由于侧滑角难以直接测量,所以,应当由其它的传感器信号来计算出估计值。

设计滚转轴和偏航轴的预置工作方式,与前面对俯仰轴的方式类似,所以,其详情不再赘述。具有滚转角速度预置、可调节的滚转阻尼和倾侧姿态保持的预置控制器结构示于图 18.18,其控制律为

$$\xi_c = h_{\xi p} p_{Kc} - k_{\xi p} p_K + \frac{j_{\xi p}}{s} (p_{Kc} - p_K) \quad (18.2.16)$$

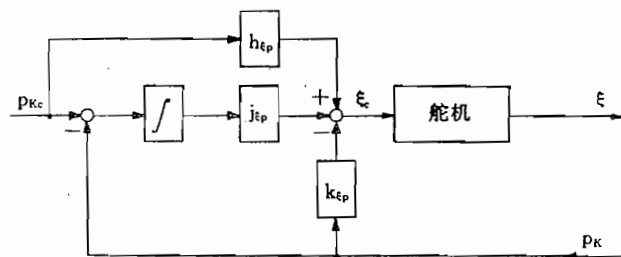


图 18.18 滚转轴的预置控制器结构

侧滑角控制结构也类似,它是由具有指令值的输入控制和稳态精度的 PI-控制(即转弯协调)组成的。另外,要求把偏航角速度接通到偏航阻尼上(图 18.19),其控制律为

$$\zeta_c = h_{\zeta p} \beta_c - k_{\zeta p} \beta - k_{\zeta r} r_K + \frac{j_{\zeta p}}{s} (\beta_c - \beta) \quad (18.2.17)$$

若假设偏航运动和滚转运动之间的耦合不大(通常,这适于非后掠机翼),这样,飞机

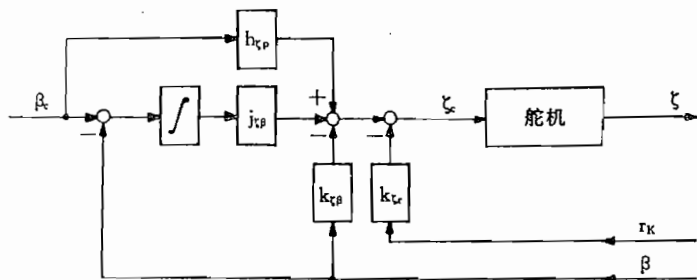


图 18.19 偏航轴的预置控制器结构

的侧向运动部分就可以分开写成滚转运动近似方程

$$\dot{p}_K = L_p p_K + L_\xi \xi \quad (8.4.26)$$

和偏航运动近似方程(见 8.4.3 节)

$$\begin{bmatrix} \dot{r}_K \\ \dot{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_r & N_\beta \\ -1 & Y_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_K \\ \beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_\xi \\ 0 \end{bmatrix} \xi \quad (8.4.31)$$

应该检验这些近似关系是否适用于每种构形和每种状态。这样,把被控制的系统的系数分别同规定特性的系数进行比较,就可得到所要求的控制器参数。对滚转轴来说,通过把控制系统传递函数

$$\frac{p_K(s)}{p_{Kc}(s)} = \frac{L_\xi(j_{\xi p} + sh_{\xi p})}{s^2 + (-L_p + L_\xi k_{\xi p})s + L_\xi j_{\xi p}} \quad (18.2.18)$$

与规定特性的传递函数

$$\left. \frac{p_K(s)}{p_{Kc}(s)} \right|_{\text{ Soll}} = \frac{\omega_0^2}{\omega_1} \frac{s + \omega_1}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (18.2.19)$$

相比较,得到控制器参数为

$$k_{\xi p} = \frac{1}{L_\xi} (2D\omega_0 + L_p) \quad j_{\xi p} = \frac{1}{L_\xi} \omega_0^2 \quad h_{\xi p} = \frac{1}{L_\xi} \frac{\omega_0^2}{\omega_1} \quad (18.2.20)$$

对偏转轴来说,由式(8.4.32)和图 18.19,得

$$\frac{\beta(s)}{\beta_c(s)} = \frac{N_\xi(j_{\xi\beta} + sh_{\xi\beta})}{s^3 - (N_r^* + Y_\beta)s^2 + (N_\beta + Y_\beta N_r^* - N_\xi k_{\xi\beta})s - N_\xi j_{\xi\beta}} \quad (18.2.21)$$

式中

$$N_r^* = N_r - N_\xi k_{\xi r}$$

通过同规定特性

$$\left. \frac{\beta(s)}{\beta_c(s)} \right|_{\text{ Soll}} = \frac{\omega_1 \omega_0^2}{\omega_2} \frac{s + \omega_2}{s^3 + (2D\omega_0 + \omega_1)s^2 + (\omega_0^2 + 2D\omega_0 \omega_1)s + \omega_1 \omega_0^2} \quad (18.2.22)$$

相比较,得控制器系数

$$\begin{aligned} k_{\xi r} &= \frac{1}{N_\xi} (2D\omega_0 + \omega_1 + N_r + Y_\beta) \\ k_{\xi\beta} &= -\frac{1}{N_\xi} (\omega_0^2 + 2D\omega_0 \omega_1 - N_\beta - (N_r - N_\xi k_{\xi r})Y_\beta) \\ h_{\xi\beta} &= \frac{1}{N_\xi} \frac{\omega_0^2 \omega_1}{\omega_2} \quad \text{和} \quad j_{\xi\beta} = \frac{1}{N_\xi} \omega_0^2 \omega_1 \end{aligned} \quad (18.2.23)$$

对于示例飞机(D1,D3),利用绕滚转轴的规定特性的预置,得到设计参数

$$\omega_0 = 2/s \quad D = 0.7 \quad \omega_1 = 1/s$$

通过绕偏航轴的规定特性的预置,得到

$$\omega_0 = 2/s \quad D = 0.7 \quad \omega_1 = 1/s \quad \omega_2 = 1/s$$

这里,也可用飞行状态变化的特征量来适配为一种飞行情况设计的参数。

从确定控制器参数的方程可以看出,如果可认为其它变量为常数,或者远小于规定变量,那么,控制器参数将随 L_ξ 或 N_ξ 变化。参数 $h_{\xi p}$, $j_{\xi p}$ 和 $h_{\xi\beta}$, $k_{\xi\beta}$, $j_{\xi\beta}$ 等就是这种情况,由于

$L_{\xi}, N_{\xi} = f(V_A^2)$, 所以, 匹配函数形式为

$$h_{\xi p} = h_{\xi p \text{ ref}} \left(\frac{V_{A \text{ ref}}}{V_A} \right)^2 \quad \text{等} \quad (18.2.24)$$

是合适的。只有当被控制的系统的频带宽度(ω_0)明显大于基本飞机的频带宽度时, 这才适用于参数 $k_{\xi p}$ 和 $k_{\xi \beta}$, 否则, 必须通过插值适配它们。

副翼和方向舵舵机的特性是假设与俯仰轴舵机的特性一样的。图 18.20 给出了 C1 和 C3 两种飞行状态下, p_K 和 β 对操纵面阶跃偏转的响应特性(近似认为没有螺旋运动), 它们在动态特性、稳态值以及耦合特性方面的响应显然不同。然而, 如图 18.21 所示, 用预置控制得到了所希望的动态特性(用点线表征规定特性)、相同的稳态值和稳态解耦。当偏离设计状态(D1)时, 动态耦合增强。

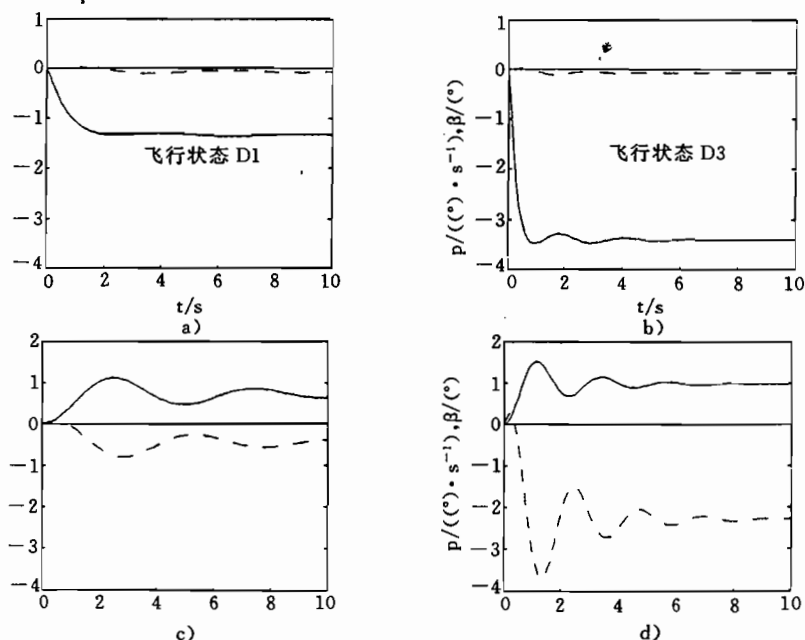


图 18.20 侧向运动中无控飞机的阶跃响应

a) $\xi = 1^\circ$, 飞行状态 D1; b) $\xi = 1^\circ$, 飞行状态 D3;
c) $\zeta = 1^\circ$, 飞行状态 D1; d) $\zeta = 1^\circ$, 飞行状态 D3。

这里应再一次指出, 在滚转轴和偏航轴发生强耦合的情况下, 这种简单的设计方法不再适用。这种情况下必须用耦合的控制器结构和其它的设计方法。下一节将列举这方面的示例。

18.2.3 航迹引导预置控制器

驾驶员用预置控制系统控制转动自由度的这些成功的经验, 又把这种原理推广到控制航迹速度矢量。

首先, 在短程交通范围采用传统自动驾驶仪的全自动航迹引导存在一些缺点。规定航迹只是逐段直线, 是由水平飞行、下滑飞行和曲线飞行(要飞向的无线电信标机的变换)段等彼此组合而成的, 这就使自动驾驶仪的工作方式多种多样, 而且要经常变换。除此之外,

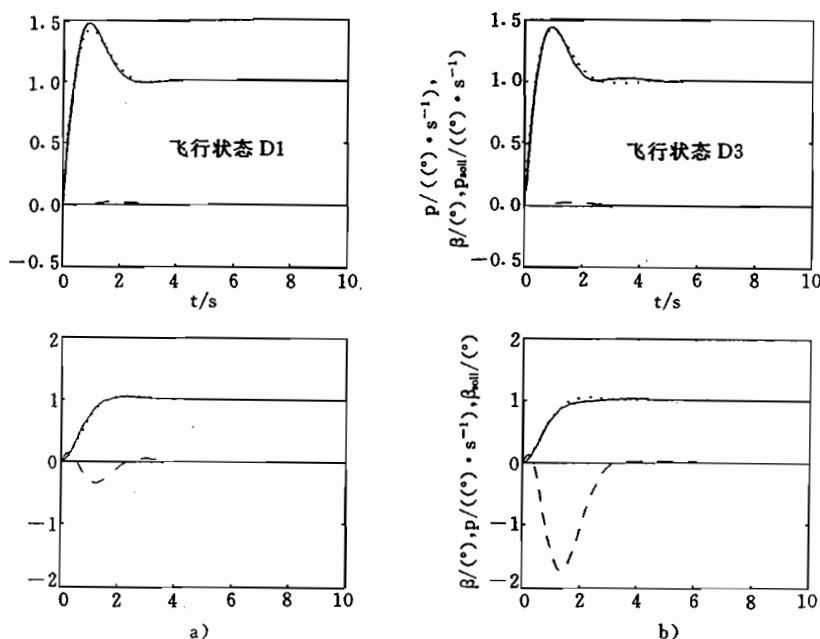


图 18.21 带有预置控制的侧向运动的 p 和 β 对 $p_{Kc}=1^\circ/\text{s}$ 的阶跃响应

a) 飞行状态 D1; b) 飞行状态 D3。

当控制器发生故障时,只具有监控功能的驾驶员,在一定条件下突然又需要适应手动航迹控制的复杂工作。由于空中交通密度增大,或者由于噪声防护等方面的原因,从直线飞行航迹到复杂的、可能要经常转弯的飞行航迹的转换越剧烈,这些问题越严重。

反之,若驾驶员能在“综合”控制系统的支持下,用主驾驶元件互相独立地控制航迹速度矢量的三个分量,那么,就具有下列两种好处。

1. 与手动航迹控制(例如,为了改变高度,要协调地和反复地调整油门、升降舵和配平)相比,从根本上减轻了驾驶员的负担。因为为了改变一个航迹分量,他只需要明确地操作一个驾驶元件,而控制器与飞行状态变化无关,它能保证飞机具有良好的飞行品质和扰动抑制能力,准确地跟踪驾驶员指令。

2. 与全自动飞行相比,驾驶员总是主动地处在控制回路中,他始终掌握对航迹变量的直接干预权力,勿须转换工作方式,他就能转换到其它飞行阶段上(也包括空中交通状况突然变化时),并且处于良好戒备状态,以便在控制器发生故障时进行“接替”。

因此,控制器支持的手动航迹控制,是把手动操纵飞行的灵活性同耦合控制系统对飞行任务的简化结合在一起的。

下面将说明带有滚转角、空速和垂直速度等预置变量的航迹控制系统的构成和设计,这种航迹控制系统是按上述原理、以 Boeing 707 飞机为例设计的,并在仿真中取得了很好的效果,特别是能很好地减轻驾驶员的工作负担/Alles 79/。纵向运动航迹控制系统的控制技术设计问题,已在 17.2.4 节作了介绍。

滚转角的预置控制

显然,要选择滚转角作为预置变量,因为驾驶员习惯于把它作为改变航迹的“内控制

变量”。此外,驾驶员能很准确地按地平线或者人工地平线(显示器)观测它的实际值。在侧向运动中,滚转角速度是帮助驾驶员最快地获得运动感觉的变量。同时,应使侧滑角尽量小。

与 18.2.1 节类似,由操纵力所产生的指令信号被积分成滚转角规定值 Φ_c ,如图 18.22 所示。为了使飞机的初始响应不太迟钝,可以把信号按比例接通。为了排除驾驶元件的零点误差,并避免驾驶员无意地由驾驶盘的小量偏转经常造成滚转角的新的规定值,所以,在信号通道中加上一个死区。最后,必须限制最大指令滚转角(运输类飞机上)。

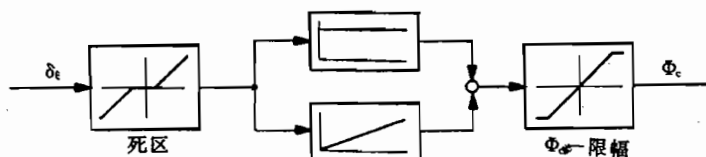


图 18.22 滚转角引导信号的产生

图 18.23 示出了其相应的控制系统。首先,该系统是由一种非完全状态反馈

$$r_K, \beta \rightarrow \zeta \quad p_K, \Phi \rightarrow \xi$$

组成的,按 14.3 节所述,这种反馈对于改善飞行品质和抑制扰动已够用了。为了使稳态精度 $\Phi_a \rightarrow 0$ 和 $\beta \rightarrow 0$,控制偏差 $\Phi_d = \Phi_c - \Phi$ 被积分并送给对滚转操纵最有效的操纵变量——副翼偏角 ξ ,同样,侧滑角也被积分,并送给方向舵偏角 ζ 。尽管经过积分,但为了使控制系统的反应足够快,还另外把引导变量 Φ 直接接通到两个操纵变量上。这与 13.1 节所讨论的具有接通引导变量的控制器结构类似,这种结构比 PI—控制器的优越之处在于:系数 $h_{\xi\Phi}$ 和 $h_{\zeta\beta}$ 对控制系统稳定性没有影响,因而,可以仅按照具有良好的引导特性要求来选择这两个系数。

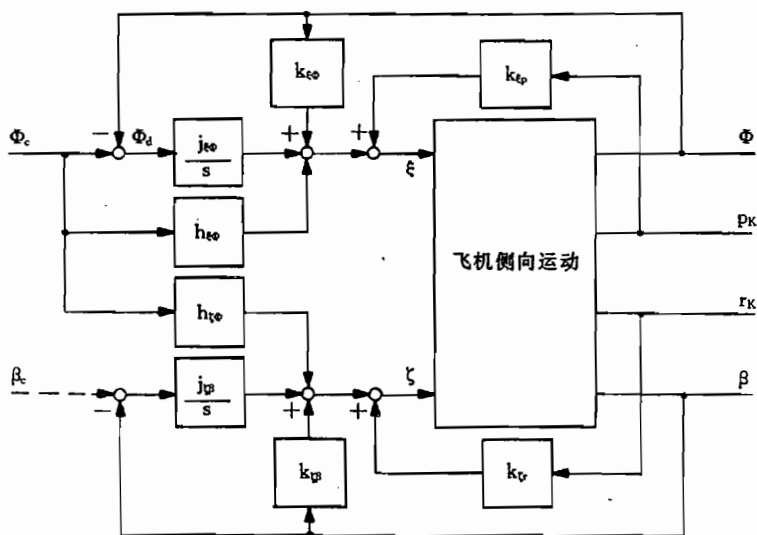


图 18.23 滚转角引导系统的结构

按照前述(当不考虑操纵驱动机构时),控制律为

$$\xi = k_{\xi p} p_K + k_{\xi \Phi} \Phi + \frac{j_{\xi \Phi}}{s} \Phi_d + h_{\xi \Phi} \Phi_c \quad (18.2.25)$$

$$\zeta = k_{\zeta r_K} r_K + k_{\zeta \beta} \beta + \frac{j_{\zeta \beta}}{s} \beta_d + h_{\zeta \beta} \beta_c \quad (18.2.26)$$

因为有两个操纵变量可供使用,所以,另外可以预置侧滑角的引导值 β_c (着陆时预置偏流角校正)。然而,这样要求的飞机响应将与滚转角引导时完全不同(当尽量保持常值滚转角 $\Phi \approx 0$ 时偏航要快),所以,应为此项任务设计一个单独的控制器。

在文献/Alles 79/中,通过三阶性能函数最小化,即

$$J = \int_0^{\infty} (50e_{\Phi}^2 + e_{\beta}^2 + 0.005f_{\xi}^2) dt \rightarrow \min \quad (18.2.27)$$

对图 18.23 所示的控制系统在飞行状态 B1 到飞行状态 B3 下进行了最优化。

与 12.2.3 节类似,这里估算了控制误差和操纵变量 ξ 的广义三阶二次型控制面,例如

$$(e_{\Phi}^2)_3 = (\Phi_d^2 + \lambda_1 \dot{\Phi}^2 + \lambda_2 \ddot{\Phi}^2 + \lambda_3 \ddot{\Phi}^2) \quad (18.2.28)$$

等于控制偏差加上在 Φ_c 阶跃激励下的三个导数的二次型时间函数。性能准则又反映了上列各项要求。稳态引导精度和侧滑角抑制由控制器结构保证(输入控制和 I—控制器)。通过在三阶广义二次型控制面中给 Φ_d 的强加权,使滚转角在短时间内(约 4s)无超调达到它的稳态值(终值),参见图 18.24。即使在开始滚转机动时为了也能很好地抑制侧滑角,所以,在式(18.2.28)中未估算方向舵偏度。当规定值作阶跃型变化时,其偏转仍然很小,副翼偏转的估计避免了控制器增益增加得太大。这表明,用在着陆进场时的控制器在其它飞行状态下的工作也同样是令人满意的,这样就可以不必进行控制器匹配处理了。

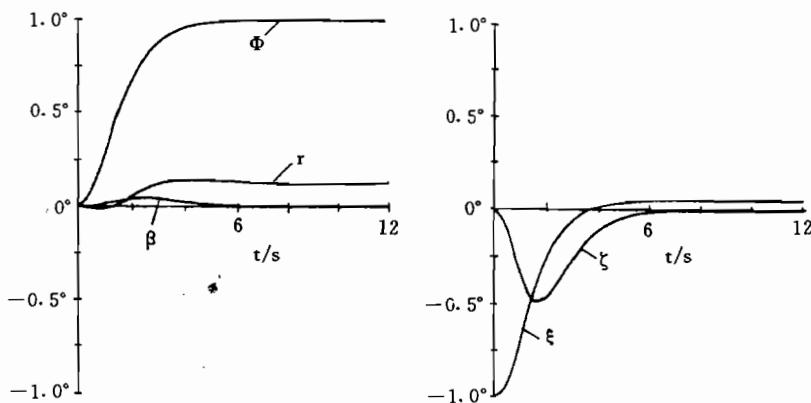


图 18.24 滚转角引导系统的阶跃响应
(飞行状态 B1)

图 18.25 给出在飞行模拟器上试验飞行时滚转角、驾驶盘偏度和侧滑角的时间变化过程。在图示这两种情况下,用滚转角交变规定了相同的飞行路线($\Phi \approx \pm 30^\circ$),而且模拟了同样的准统计阵风扰动。由图显然可以看出,为了保持要求的飞行航迹,带偏航阻尼器作手动操纵飞行(图 18.25a)时,驾驶员要不断地修正滚转角,此时,驾驶员要作高度的操纵活动。特别在图示仿真记录的后半部,此时,另外还要求空速连续减小,这时驾驶员也

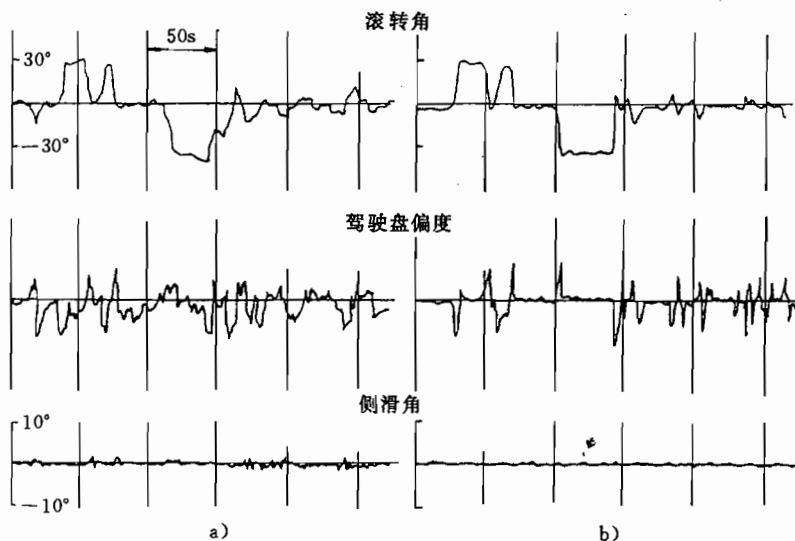


图 18.25 仿真记录

a) 带有偏航阻尼器的飞行; b) 带有预置控制器的飞行。

没能使侧滑角保持得足够小。若通过预置控制器来辅助驾驶员(图 18.25b)),那么,驾驶员用少许有针对性的操纵偏度即可控制到所要求的滚转角,而控制器保持侧滑角很小,因而,由于驾驶员引导任务的简单化,明显地减轻了驾驶员的负担,同时也获得了较高的航迹引导精度。

空速和垂直速度的预置控制

在 17.2.4 节介绍了空速、垂直速度作为被控制变量的预置控制系统的结构,研究了它对引导指令、大气紊流和风切变的响应。这一节将要加上引导变量预置的观点,同时,还想进一步说明图 17.7 中称为“信号适配”方块的特征。

选择预置变量时,应从两种观点来考虑:

- 飞行航迹的控制变量是速度矢量的分量,因而在纵向运动中是 V_A 和 γ ;
- 飞机对驾驶员指令的响应大体上应与手动操纵时的特性相当。

如果要用主驾驶元件来输入预置变量,那么,驾驶员的操纵偏度和操纵力必须经过适当的信号变换与控制系统匹配。

驾驶杆位移和指令航迹倾角 γ_c 的比例配置很少合适。在每个稳态航迹倾角下,驾驶元件可能有另外一个位置,而驾驶员必须长时间准确地保持这一位置。但是,如果驾驶员通过操纵力调节航迹倾角的变化速率,并经积分建立 γ_c ,那么,就可以与 γ_c 无关地实现驾驶元件的明确的静止位置(零位),参见 18.2.1 节。比例和积分操纵信号的混合在这里证明是特别合适的,如图 18.26 所示。

这大致也与手动操纵情况下的飞机响应类似,即驾驶杆位移稳态地引起常值迎角变化,从而引起常值载荷系数变化。在松开驾驶杆时,变化又为零,而所形成的航迹倾角变化将保持不变,前提是相应地修正推力。但这由 17.2.4 节所介绍的控制系统就能作到。

因为不能给驾驶员显示航迹倾角,而升降速度表显示的垂直速度又是驾驶员习惯的

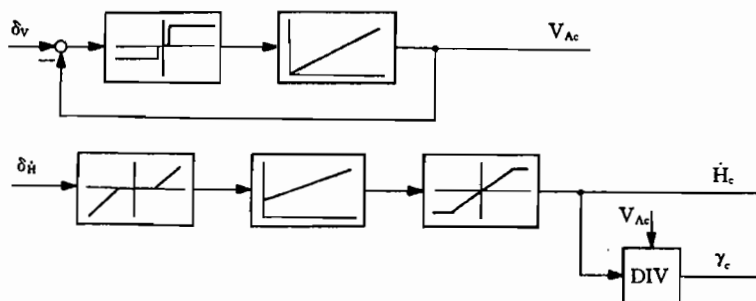


图 18.26 空速和航迹倾角预置的指令信号适配

控制变量,所以,给驾驶杆位移配置 $\dot{H}_c$ 量,由它除以 V_K 就构成控制器—引导信号 γ_c 。为了使驾驶员能准确地预置,指令垂直速度由另外的指针显示在升降速度表上。 $\dot{H}_c$ 被限制在一个最大值上,除此之外,为了避免零点误差,给驾驶杆信号附加接入一个死区。

油门位置在预置控制时应当与指令推力成比例,所以,它不能用来给空速预置规定值,也几乎不适于进行准确预置。除此之外,空速规定值只在一定的时间间隔内变化,所以,以模拟形式或者数字形式在控制器操作设备上预置规定值,并显示在空速表上就可以了。

从乘坐舒适性观点看,希望按限制的加速度与其大小无关地预置空速变化。这样的指令信号可以用一个积分器来产生,它的输入信号只与差值 $V_A - V_{Ac}$ 正负号有关,而与它的大小无关,见图 18.26。由于安全性方面的原因,选择空速减小时的积分器—输入信号要小于空速增大时的积分器—输入信号。通过信号匹配同时使 δv 的阶跃型变化只引起油门的有限的移动速度。

图 18.27 给出驾驶员在飞行模拟器上一个飞行阶段的记录。在一定时间间隔内,垂直速度值交替变化,而空速从 230kn 一直减小到 150kn。其中图 18.27a) 示出手动操纵飞行时的时间过程。引人注意的是阵风造成的迎角变化,尽管操纵活动很快,但仍难以保持垂直速度不变。同样,当规定值变化时, $\dot{H}$ 的超调也是很明显的,这是因为驾驶杆与油门的协调不够好的缘故。

当用所述的预置控制系统(图 18.27b))飞行时,一方面使扰动抑制得很好,另一方面驾驶员的操纵动作尽管很轻微,但却能很好地保持所要求的 $\dot{H}$ 。

所以,用这种预置控制系统可以飞出复杂的,也就是频繁地、甚至连续地转弯的飞行航迹,例如,随着交通密度的日益增长,越来越需要这种飞行航迹,但又不要把不希望的大工作负担加给驾驶员。为此,驾驶员自己担负航迹引导任务,从而总是在控制回路中保持主动地位,这种混合系统比经常要转换到新的规定值上的自动驾驶仪更为灵活机动。除此之外,驾驶员仍然经常要在控制器发生功能错误情况下进行训练,也就是使驾驶员在控制器突然发生故障时,能较容易地转入纯手动操纵飞行。最后,驾驶员能够对意外情况(例如,由于发生碰撞危险而必须作的航迹变化)作出响应。

稳定性问题

即使在预置控制系统中,也必须使驾驶员能够衡量和反馈所有未经控制器处理的状

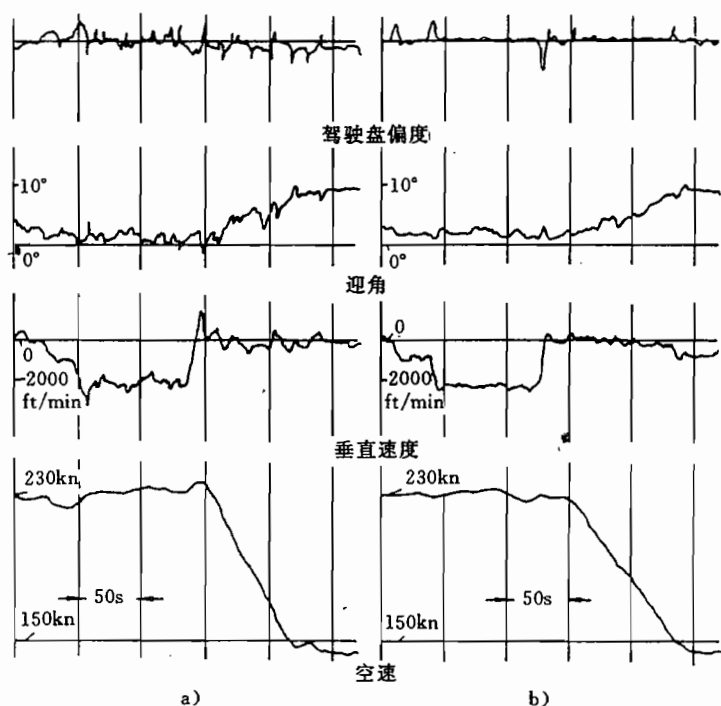


图 18.27 带有下降速度变化和空速变化的飞行仿真结果

a) 手动操纵飞行; b) 带有预置控制器的飞行。

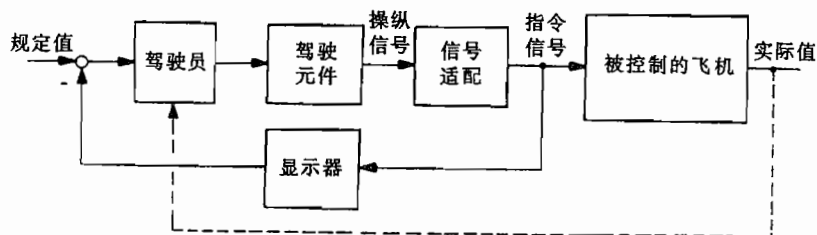


图 18.28 预置控制系统中通过显示器构成内控制回路

(引自/Alles 79/)

态变量。图 18.28 再一次以框图形式示出预置 γ 的总系统。该系统的左半部相当于图 18.14b) 的结构, 若只给驾驶员显示作为外控制变量的飞行航迹倾角 γ , 那么, 他必须花很大的精力来稳定控制回路。因为驾驶员在相当晚才能观测到对他的引导指令的响应(经过前面通道中的 PI—环节和受控对象的延迟), 他对他的引导指令不能作出正确的估量。所以, 必须给驾驶员另外显示 PI—环节的状态变量, 也就是显示航迹倾角的规定值(指令信号)。这样, 他通过 PI—环节就连接成图中所示的“内”控制回路, 从而使稳定性变得容易。按这种方法, 驾驶员直接控制规定值 γ_c , 而控制器则按最优方式使航迹倾角跟踪这个规定值。为此, 在文献/Alles 79/中, 在升降速度表上显示了垂直速度的规定值和实际值。在现代电传操纵系统中, 也按类似方式在主飞行显示器上显示预置变量的规定值。

18.3 空中飞行模拟

在新型飞机成功之前,为试验它的飞行品质,并能使驾驶员评价新型工作原理,需要利用空中飞行模拟器,例如,MBB 公司用试验飞机 F104—CCV 研究了直接升力操纵的可行性/Kubbat 77/,参见 19.3 节。因此,空中飞行模拟器是手动操纵、控制器辅助的飞机中最昂贵的一级,它们的控制系统是预置控制的进一步发展,所以,应当在本章第 3 节加以介绍。

18.3.1 任务的提出

新型飞机的机载系统必须与飞机本身同时发展,因为从首飞开始,就要全面使用机载系统,特别是对于那些飞行品质由控制措施决定的飞机(随控布局,control configured vehicles,CCV),以及不是在全部分飞行范围内都具有自然稳定性的飞机。为了很早就能够研究和优化飞机特性、控制系统、操纵和显示系统以及与驾驶员的共同合作,必须采用地面飞行模拟器。在计算机上要尽量准确地计算所设计飞机 6 个自由度的运动。在一个仿真的座舱中,试飞驾驶员通过驾驶元件像正常飞行一样操纵飞机,通过机载仪表获悉有关飞行过程的常规的反馈。为了提高真实性,在飞机研制过程中,越来越多地引入原来的飞机系统,例如,操纵系统、舵机、驾驶元件、计算机、显示仪表等。

除了显示仪表外,模拟视景和运动给试飞员的具体运动印象越准确,则对所希望的飞行品质的印象越真实。因此,发展了昂贵的 6 自由度视景模拟和运动模拟系统,它利用了计算技术、图像生成和液压操纵系统等所有的技术手段。当前,模拟品质已经达到对新型飞机的驾驶员培训、许可证获准、以及经常性训练等工作,大部分都可在模拟器上进行。尽管飞行模拟器的价格昂贵,但与经常从空中交通中抽调航班飞机来训练驾驶员相比,使用训练模拟器越来越有利,它可以每天 24h 投入使用。地面飞行模拟器的另一个优点是,可以任意经常地练习故障状态和危险状态下的飞行。

然而,为了估计新型飞机的飞行品质,优化机载系统,地面飞行模拟器有其局限性,这主要表现在下列三个方面/Johannsen 93/。

1. 运动印象。地面飞行模拟器的运动幅度、速度和加速度受到限制。定常加速度感觉,例如,转弯飞行的感觉,只有花费高昂的代价(离心机)才能实现,几乎不能模拟加速度对驾驶员头部(视线移动)、臂部和手(驾驶动作)的影响。即使花费再高昂的代价,也不能实现充分评价飞行品质的运动模拟。

2. 视觉印象。尽管数字图像生成和投影的品质很高,但也很难真实地复现外部视野,例如,在恶劣能见度下的着陆进近。尤其困难的是昼间良好视线的模拟,因为为了有真实的印象,需要相当高的精度和精细的逼真性,问题在于周边视觉印象的制作。由于成像系统和运动系统中不可避免的时间滞后,视线和运动之间的准确协调是很难的(后者可能使训练有素的驾驶员在视线模拟器上感到不舒服)。

3. 紧张情况。虽然环境还相当真实,但是,在模拟器中的驾驶员都知道,不会发生灾难性后果,所以,不能完全模拟实际飞行时人的精神负担和紧张情况。

由于这三种原因,所以,要用空中飞行模拟器最终评估飞行品质,最后优化机载系统。

这可以用一个例子来说明:在航天飞机进近时,曾经发生由驾驶员引发的(增益和相位)振荡,即所谓驾驶员诱发振荡(pilot induced oscillations,PIO),这显然是由于紧张造成的,因为这种现象既没有在固基模拟器中复现出来,也未能在运动模拟器上模拟出来。只有在空中飞行模拟器 TIFS(total in-flight simulator,图 18.29)才能成功地设计出与驾驶员信号增益匹配的自适应滤波器。

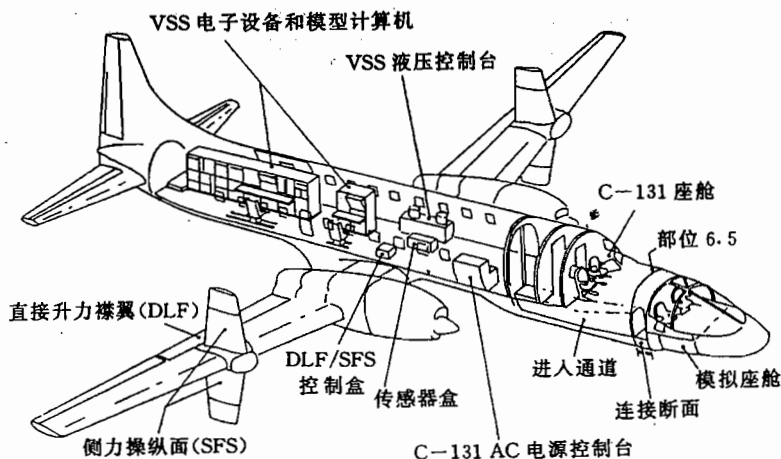


图 18.29 综合空中飞行模拟机 TIFS

(引自/Reynolds Pr 71/)

18.3.2 方法和边界条件

与地面飞行模拟器一样,空中飞行模拟器也要用机载计算机尽量准确地计算出模型飞机的实时运动。在试验座舱中,试飞驾驶员可以操纵要模拟的模型飞机,并在显示器上获得模型飞机的所有常用飞行信息。出于安全考虑,另一个(安全)驾驶员直接掌握原来(基本)飞机的操纵系统和显示器,需要时他可以在任何时候自己担负飞行任务。

这样,通过作用在所有可使用的执行机构上、并处理全部可用测量信息的控制系统,人们力图尽量准确地把要模拟的(模型)飞机的定常特性和动态特性赋予基本飞机(host aircraft),如果成功地达到预期目的,那么,驾驶员不仅通过显示,而且也通过附加的运动和视野,获得对实际飞机的真实印象。下面这个例子说明了空中飞行模拟器的必要性:由于航天飞机的复杂、无动力的进场不能全部在地面模拟器上训练,所以,专门把一架 Gulfstream II 飞机改装成一架航天飞机的训练机,每个未来航天飞机驾驶员在获得航天飞机驾驶资格之前,在这架训练机上至少要进行 500 次着陆飞行。

另外,有一些边界条件影响或者损害空中飞行模拟效果。除了显示系统和操纵系统外,座舱内的几何关系,首先是视界的几何关系也要与模型飞机一致。对于驾驶员来说,不仅动态特性重要,另外一些因素,例如,配平飞机的俯仰姿态(对地平线的视界)也是很重要的。此外,驾驶员座位处的加速度和角速度关系对飞行品质的评价具有决定性作用。为了模拟真实,模型飞机上驾驶员到重心之间的距离必须与基本飞机一致。由于这些原因,在空中飞行模拟时另外还安装了一个试验座舱,图 18.29 示出其中一个示例。

为了研究新型飞机概念,德国拥有航空航天研究院(DLR)和 MBB 公司共同发展的两种空中飞行模拟机:

——ATTAS(advanced technologies testing aircraft system)是一架以 VFW 614 飞机为基础,在机翼上安装两台涡轮喷气发动机的中型运输机,所有舵面和襟翼都可通过快速电液舵机操纵,发动机也同样,另外,在机翼上各安装了 3 个快速可操纵的直接升力操纵襟翼,这架飞机已接替了试验机 HFB 320;

——ATTHes(advanced technologies testing helicopter system)是一架以 Bo 105 为基础的无铰旋翼的中等大小直升机,其所有的执行机构都可通过快速电液伺服机构操纵,旋翼操纵系统通过电传操纵系统操纵,而尾桨则通过光传系统(Fly-by-Light)操纵。

这两架飞机都装备有现代化测试系统、性能优良的机载计算机和各种电子显示设备/Hanke 86/、/Pausder et al. 88/。

实现问题

空中飞行模拟的目的是:在广泛消除基本飞机的特性的情况下,尽量逼真地模拟模型飞机的特性,这种基本想法就导致图 18.30 所示的串联结构。这里,基本飞机是通过要模拟的飞机的模型来操纵的,其表达式与图 13.22 的模型跟踪表达式类似。

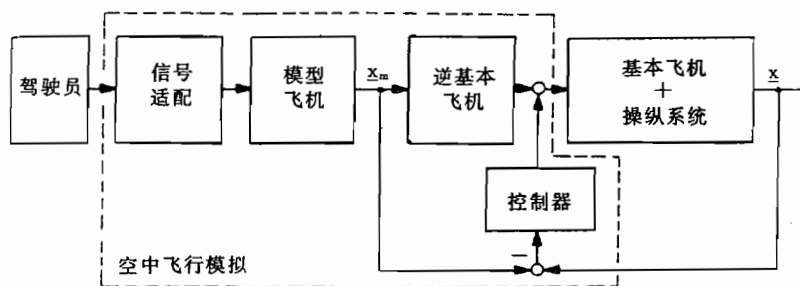


图 18.30 带有串联模型和基本飞机逆特性的空中飞行模拟

试飞驾驶员操纵装订在机载计算机中的模型飞机,在基本飞机逆模型的支持下,由试飞驾驶员的输出操纵信号,计算出使基本飞机具有模型飞机特性的操纵信号。为了补偿一些未知干扰和不准确了解的过程,按照 13.3.1 节方式围绕模型误差的反馈 $e = x_m - x$ 来扩展控制,如图 18.30 所示。相应可实现的边界条件也与 13.3 节导出的一样。另外,13.3 节还确认,每个自由度至少必须具有一个独立变量。

在按照图 18.30 实现模型跟踪时,自然要考虑过程特性的非线性(基本飞机和模型飞机)。由于这个原因,以及因果和量纲方面的原因,基本飞机的方程不能直接进行反变换,这就造成只限于以近似方式求逆变换(伪逆、准定常),或者必须通过一些措施才能办到,例如,17.2.4 节所建议的一些办法。

许多按照这些基本想法开始进行空中飞行模拟的实践表明,除了理论上的边界条件外,对基本飞机的认识了解程度,以及在此基础上预置控制的精心设计,对于模型飞机的准确模拟具有决定性的意义。因此,首要的条件是详细地建立基本飞机 6 个自由度的非线性运动方程模型,并在所有关心的飞行范围内辨识出所有有关参数。通常,飞机的数学模型只限于主导运动部分(刚体自由度),作为补偿,把由所忽略的过程部分、测量系统和操

纵系统等造成的滞后,都归结成滞后时间(见 11.2.2 节)。但是,并不能使滞后时间“反变换”成提前时间,所以,这种方法行不通。相反,必须以尽量宽的频带由有理传递函数或状态方程来描述和辨识基本飞机的数学模型。

准确的模型化应该扩展到操纵系统,包括其中所包含的非线性、限制和参数的相关性。为了达到足够的模拟品质,在“反变换”基本飞机特性时,必须尽量全面地包括操纵系统模型/Bouwer 88/,/Henschel Ch 89/。这也就是为什么空中飞行模拟器只能很有限地采用机械式操纵的原因,因为无法补偿由此所造成的时间滞后。因此,电信号传输和快速电液伺服驱动是另一个基本前提。

直升机旋翼动力学特性是特别关键和困难的模型化子过程,其机械系统和空气动力的相关性极为复杂,并且桨叶运动变化很快,所以,实时数字仿真代价高昂。几乎没有旋翼的测量信息(例如,桨叶安装角)可用,而必须用另外的信息来估计。在输入控制中计入旋翼动力学是必要的,但只能是近似的/Pausder et al. 88/。

最后,另一个问题是扰动特性的模拟,例如,模型飞机对大气紊流的响应特性。为此,首先必须排除基本飞机的扰动响应,并由人为施加的扰动信号(模拟的大气紊流)来代替。其前提条件是准确地在线(on-line)测量大气紊流,准确地了解基本飞机在足够宽的频率范围内的扰动响应特性。直到现在,尚不具备这两方面条件,所以,还不能在飞行中模拟扰动特性。

这里所讨论的空中飞行模拟与在 17.2 节讨论的智能引导控制器存在本质上的差别,虽然二者都基于模型跟踪控制的基本思想。在 17.2 节是由具有约束限制的规定航迹的详细预先计算(优化),明确地生成一种引导过程,并由该过程在规定状态生成器中生成全过程状态的轨迹作为自动驾驶仪的规定值。然而,在这一节是由驾驶员(有思维的)生成控制过程,并由此导出预置变量(因而,飞行航迹对空中飞行模拟没有什么作用)。取决于要模拟的是无控飞机还是有控的飞机,这些预置变量相当于操纵偏转、飞行品质变量(例如, n_z , C^* 或 p_K , 如 18.2.2 节所述)或者飞行航迹参数(例如,18.2.3 节所述的 $\dot{H}$, V_K 或者 Φ)。如 18.2.1 节所述,最后这组变量是经过信号匹配由驾驶元件偏转来生成的。

若完全按照本来意义上的模型跟踪控制,这里所说的“模型”的任务是指预置要模拟飞机的特性,其中主要是动态特性(飞行品质)。当然,同样还要模拟模型飞机的非线性特性和性能上的限制。就此而言,在 17.2 节所介绍的控制器结构(图 17.20),按其意义,在这里也可使用。这不仅涉及“被控制模型”的引入,而且还涉及按照图 17.23 替换基本飞机方程的逆变换。

18.3.3 项目和结果

HFB 320 Hansa

德国的第一个空中飞行模拟研究项目是 70 年代由德国航空航天研究院(DLR)用试验机 HFB 320 Hansa 进行的,所采用的模型跟踪控制系统是基于 13.3 节所述的理论。图 18.31 示出纵向运动所采用的控制器/Altenkirch 84/,它是以基本飞机的线性模型表达式为基础的。

这涉及用二阶模型的俯仰角速度预置控制器短周期运动,该控制器由驾驶杆通过幅值匹配来控制。模型状态变量和过程状态变量经过分开的因子被引向升降舵。为了改变

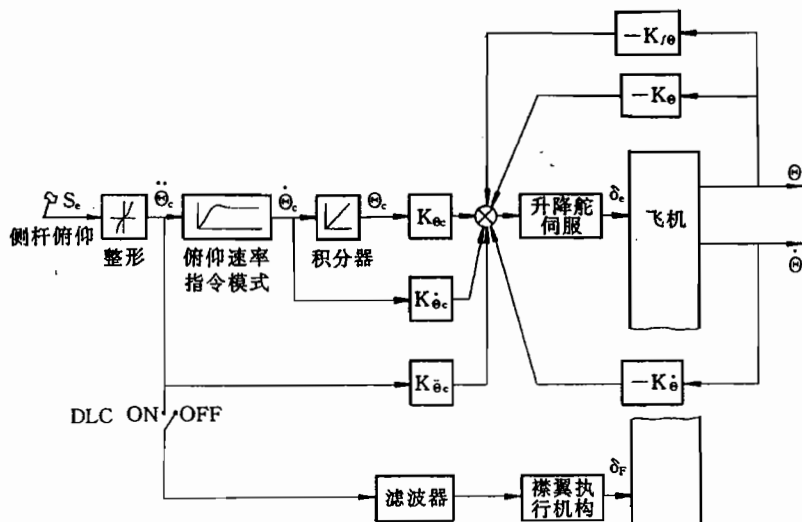


图 18.31 HFB 320 的纵向运动模型跟踪控制器

(引自/Hanke 83/)

俯仰角速度和载荷系数的关系,驾驶员的信号还另外经过一个高通滤波器来控制升力襟翼(可参见 15.3.3 节)。用这种方法研究了 A300 B2 的飞行品质及对其控制系统的建议/Hanke 83/,/Adam 80/。因为没有补偿操纵系统的影响,所以,还存在较大的模型不准确性。

ATTAS—VFW 614

与 HFB 320 相比,ATTAS 研究机装备有非常昂贵的测试系统和操纵系统,而且还装备有电传操纵系统,同时具有大规模的计算机容量。因此,它为空中模拟器提供了最好的条件。另外,还可通过两种措施使模拟品质有重大的提高,这两者都涉及到改善输入控制中所包含的过程模型,将在下面讨论。

操纵系统是模型跟踪控制时的关键,所以,在控制器设计时,应把它同基本飞机的特性一起加以考虑。在文献/Henschel Ch 89/中,给基于图 13.22 的模型跟踪方法,在输入控制中又加入一个操纵系统的准逆模型。操纵系统的微分方程

$$\dot{y} = \underline{V} y + \underline{W} u_v \quad (18.3.1)$$

用伪逆被变换成

$$u_v = \underline{W}^+ (\dot{y} - \underline{V} y) \quad (18.3.2)$$

式中, \$\underline{y}\$ 等于由模型生成的输入控制信号; \$\dot{y}\$ 是借助三阶数字滤波器由 \$\underline{y}\$ 微分得到的。总的系统结构示于图 18.32,它通过模型误差 \$\underline{e} = \underline{x}_m - \underline{x}\$ 的反馈及其积分加以扩展。

根据由频谱范数(奇异值)表示的矢量性能准则,用参数搜索方法使控制系统最优,从而,也使误差特性和扰动特性最佳。图 18.33 示出用该系统的非线性仿真结果。

在机动飞行时,若随工作点的变化,输入控制矩阵 \$\underline{B}^+\$ 和 \$\underline{B}^+ \underline{A}\$ 保持为常数,则会产生大的模型误差。因此,不仅在工作点发生重大变化时要转换 \$\underline{B}^+\$ 和 \$\underline{B}^+ \underline{A}\$,而且它们始终要与工作点匹配。在文献/Bauschat 91/中介绍了一种匹配,这就导致一种准线性输入控制。图 18.34 表明,即使在猛烈机动飞行情况下,用这种方法也能得到准确的模型跟踪特性。

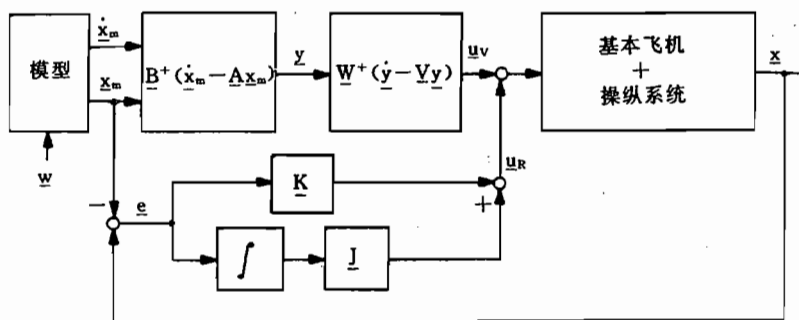


图 18.32 具有逆操纵动态特性的模型跟踪
(引自/Henschel Ch 89/)

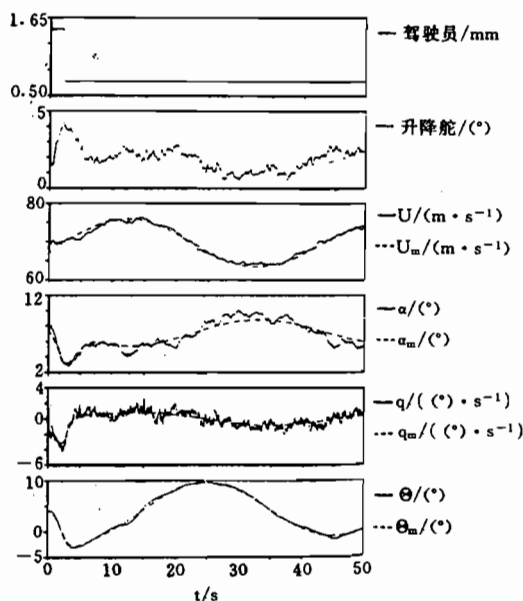


图 18.33 模型跟踪仿真结果
(引自/Henschel Ch 89/)

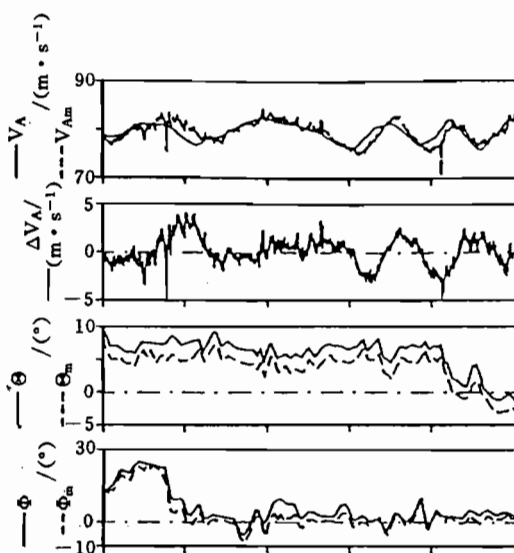


图 18.34 准线性输入控制结果
(引自/Bauschat 91/)

Bo 105-ATHeS

1982 年以来,德国航空航天研究院(DLR)使用一架 Bo 105 型直升机作为空中飞行模拟器。用这架试验直升机要达到两个目标:

- 用分开的操纵器,通过各个旋转自由度和移动自由度的解耦控制,有效地简化操纵;
- 模拟其它类型直升机的飞行特性,特别是采用其它旋翼构形的直升机的飞行特性。

用直升机进行空中飞行模拟,要比用固定翼飞机复杂得多,其运动是强烈耦合的,例如,悬停、前飞和侧向机动飞行之间存在明显的差别。空气动力学关系,特别是主旋翼的空气动力学关系是非常复杂的,只能进行不完善的模型化。最后,桨叶的桨距和总距的调节,

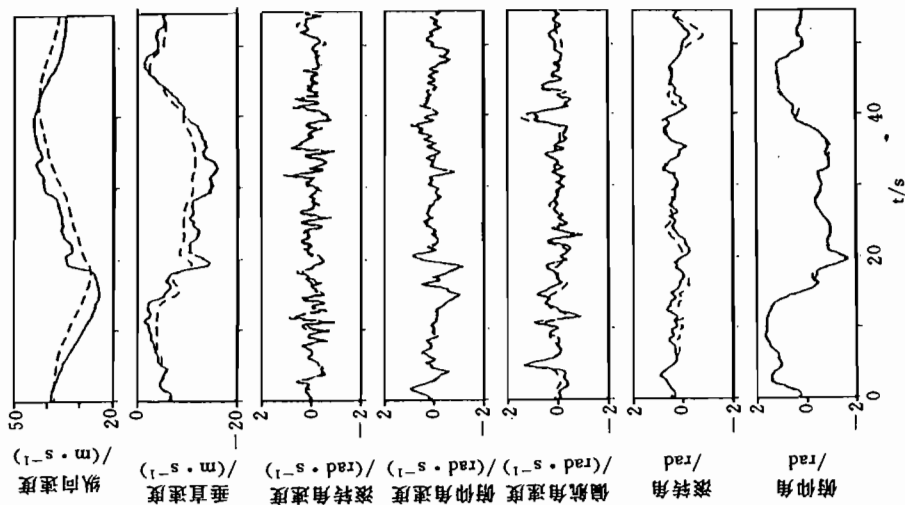


图 18.36 采用改进系统的时间过程

(引自/V. Grünhagen et al. 93/)

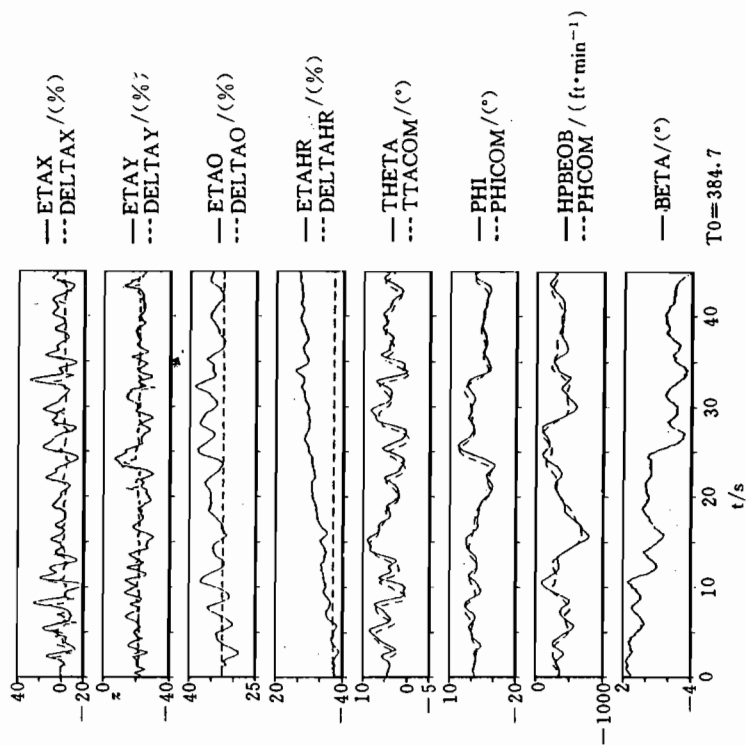


图 18.35 纵向运动和侧向运动的时间过程

(引自/Bouwer 88/)

以及尾桨的操纵是强烈耦合的,当时的力和力矩要准确地协调。因为必须充分利用作动器的操纵功率,所以,它的动态限制和稳态限制具有决定性的作用。

Bo 105 的控制系统也同样设计成具有输入控制和反馈的模型跟踪控制。这里,输入控制的设计也是最困难的问题,其中,要尽可能准确地考虑旋翼动力学和操纵系统动力学问题。在文献/Bouwer 88/中,已成功地实现了这两个目标,即解耦控制和空中飞行模拟。主要问题在于要很好地协调操纵机构,特别要考虑到操纵限制,以及控制系统的鲁棒性设计。图 18.35 给出飞行试验的测量记录,它证明模拟品质是很好的。

准确模型化旋翼动力学特性,并把它包括在输入控制中,可以进一步改善模拟品质。在纵向运动和侧向运动中,这总是通过附加的一阶微分方程来考虑的/V. Grünhagen et al. 93/。按照这种方法,输入控制一方面通过基本系统的 s 传递矩阵的近似数值逆变换来设计,另一方面,通过 z 传递函数的直接逆变换来设计。图 18.36 示出使用改进了的系统的结果,它表明与模型直升机的一致性明显得到改善。

空中飞行模拟的各种方法和结果,在这里只能就它们的基本思想作扼要的说明。当然,这类系统只有采用很昂贵的测量技术、计算技术、数据处理和操纵系统才能实现。近 20 年来,众多的参研人员所解决的问题要比这里所介绍的多得多。虽然这涉及的是试验项目,但必须保证驾驶员和研究人员的**高度安全,而这只有借助现代技术才能做到。进一步的细节可以参看所附的参考文献。

总系统实际示例篇

19 战斗机的控制系统

战斗机的飞行控制系统在很大程度上决定了飞机的飞行品质、机动性和飞行范围,因而,归根结底,决定了它的军事价值。所以,这就不令人感到惊异,战斗机的飞行控制器也与它的飞行动力学特性一样,几乎没有什么公开的资料可用。除此之外,飞行控制器的结构与飞机的使用范围及与其余的机载系统的配合密切有关,所以,形式各不相同,故下面只限于介绍一些基本原理,其中第一部分参照文献/Mangold 90/作概括性介绍。本章的第二部分简要介绍 MRCA—Tornado 的自动驾驶仪,第三和第四部分将介绍试验机 F104—CCV 和 X31A 的控制系统。

19.1 基本控制器的布局

战斗机的空气动力学—飞行动力学设计与飞行控制系统设计密切相关,只有从一开始就充分利用这两个学科的所有可能性,才能在大量强烈对立的要求中寻求最优的折中。因此,在战斗机的研究发展过程中,重要的是,要尽早把飞行动力学设计同控制系统设计协调一致。附加补充改进设计既费钱又费时间,而且还会造成飞机设计的不均衡。因此,对一架完成的飞机事后加装控制器的做法已成为过去,更确切地说,飞机设计和控制器设计要同步进行,至少改进飞行品质的内控制回路要和飞机设计同步进行,必须按照飞行动力学观点和可控性观点发展研究,参见 11.2 节。

19.1.1 一般的观点

早期设计战斗机时,是把诸如空中优势、拦截、空中支援、战场封锁等各种任务互相明确分开,因而为了成功地、而又占有优势地完成战斗使命,要求飞机分别具有专门的特征。然而,由于成本方面的原因,现代的飞机都担负多种任务。

例如,在空中优势方面最优越的飞机,必须在亚音速和超音速飞行时具有大的定常和非定常载荷系数(小的转弯半径)以及优越的机动性。由此可得出对空气动力特性的要求,即要求具有低的翼载荷,也就是相对大的机翼面积,同时还要采取一些预防措施,以保证气流平缓可控地分离(例如,F-18)。

在亚音速范围,高的定常盘旋角速度,要求展向载荷要小,诱导阻力也要小,这就要求

低配平阻力下的大翼展。然而,超音速范围的零升阻力和诱导阻力具有同样的量级,就此而言,必须使零升阻力最小,而这又要求机翼面积和展长要小。因为厚翼型根本不适合超音速飞行,所以,过去的折中方法是用小展弦比薄机翼,再考虑亚音速的要求。这样所定出的尺寸要比超音速性能所需要的大一些(例如,F104),这就损害了上升性能和最大飞行速度。

研制一架对每种任务都最优的飞机,将导致难以承受的高额费用,因此,人们力图用一种飞机来覆盖多种任务(多用途构型,multi-role-configuration)。满足这些矛盾的要求的一种解决方式是翼展和后掠角能与飞行范围匹配的变后掠机翼(F-14,MRCA-Tornado,MiG-27,F-18,F-111)。

但是,这种方法不仅使飞机设计复杂化,费用增加,而且也使驾驶员的操纵复杂化,因为驾驶员必须协调额外的自由度。使用与迎角相关联的机动襟翼、其它的空气动力操纵面,或者推力矢量操纵等措施,也存在类似的问题。这些多种多样操纵系统的协调一致,加重了驾驶员的负担,所以,没有控制系统的支持是不可能实现的。

近20多年来,飞行控制的增强使用(主动控制,active control),展现了用唯一一种权衡的方案几乎就能最优地满足各种不同要求的前景/Mangold 90/,不仅能满足亚音速范围和超音速范围极限飞行性能的要求,而且还能满足大迎角敏捷性要求。非常规型式机动、最优飞行品质设计和飞行范围边界的自动监控等,将辅助驾驶员完成其各项任务。

在空战中,除了原来对最大飞行速度和上升性能等的要求外,还要求具有高的超音速机动能力。这可以用认为可行的推重比和燃料消耗,借助附加的操纵系统,例如,用机动襟翼控制升力(使诱导阻力最小)和飞机的静不稳定基本布局(使配平阻力最小)来实现。今天,对近距空战来说,人们要求用直接力控制,通过机身瞄准或改变航迹的方式来提高攻击的可能性,见15.3节。提高敏捷性的有效方式是极力争取最大升力下的机动性。除此之外,现代战斗机的飞行特性应该达到驾驶员可以“忘记”飞行范围限制的程度,也就是说,驾驶员可以完全利用飞行边界限制,而又不陷入不可控飞行状态的危险(无忧操纵,care-free handling)。这就需要用飞行控制系统防止超过飞行范围边界。

19.1.2 基本控制器的特点

基本控制器的任务可以简要概述如下:

- 提高直到极限飞行边界(例如,迎角 $>30^\circ$)的稳定性和阻尼;
- 在全部飞行范围内抑制扰动(紊流)特性;
- 高的机动能力,尤其是迅速建立载荷系数和滚转角速度的能力;
- 防止诸如突然上仰或者尾旋等危险的飞行状态;
- 防止超过飞行范围边界。

为了稳定和提高飞机绕三个轴的阻尼(stability augmentation,SAS,即增稳系统),很早就采用了预置控制(控制增稳系统,control and stability augmentation system,CSAS),例如,英国的猎狗式飞机早在50年代就装有俯仰角速度预置控制。目前,预置控制已属于标准形式装置,通过采用数字式电传操纵(fly-by-wire),使它的能力得以进一步提高,它所能实现的性能,今天已不再受控制系统的限制,而是受到舵面、襟翼和发动机推力等可用操纵能力的限制。

军用基本控制器的另一个突出的特点是:必须使强烈变化的飞机参数与飞行状态(马赫数、空气密度、迎角)和飞机构形(机翼后掠角、载重)等匹配。因为控制器的作用完全覆盖了飞机的“自然”飞行动力学特性,所以对控制器设计来说,定常导数($C_{m\dot{\alpha}}$, $C_{m\dot{\eta}}$, $C_{l\dot{\beta}}$, $C_{l\dot{\xi}}$, $C_{n\dot{\beta}}$, $C_{n\dot{\xi}}$)起主要作用,而非定常导数($C_{m\ddot{\alpha}}$, $C_{m\ddot{\eta}}$ 等),除了在边界状态外,通常可不予考虑。

为了充分利用可供使用的操纵效能,实现最大的机动能力,必须采用具有高频带宽度的舵机,而这又有激发弹性飞机结构振动的危险,故必须通过仔细地调整滤波器来降低这种危险。按照具有足够的稳定性储备的要求,控制器所造成的滞后(计算机延迟)应最小。

现代战斗机的控制器结构极为复杂。各种测量变量到众多舵面和襟翼等的多反馈中,都配备有改善测量数据、隔开结构振动和改善动态特性等用途的滤波器。控制器的非线性功能是用来补偿非线性飞行动力学方面的影响,尤其是补偿极限飞行范围和限制控制器作用的操纵作用。从飞行力学、空气动力学和结构观点看,为了使用总是最优的操纵面组合,防止危险的飞行范围,需要附加的控制器,这些控制器之间常常需要转换。

19.1.3 纵向运动的基本控制器

若只限于研究个别工作状态,那么,人们发现,作为系统的核心,虽然其基本结构简单,但在许多类型飞机上反复出现。现代静不稳定的战斗机的典型纵向运动控制器的基本结构如图 19.1 所示。

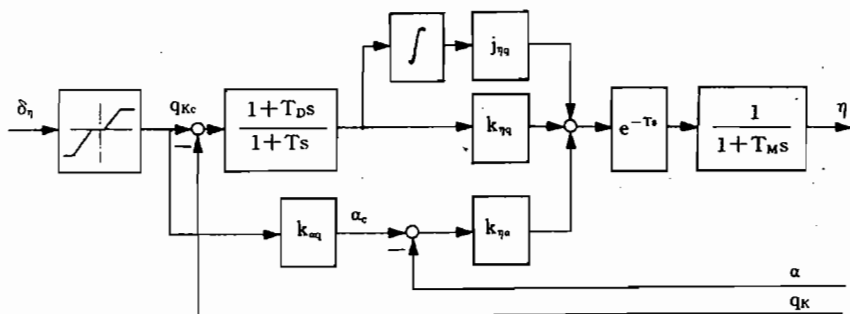


图 19.1 纵向运动基本控制器的基本结构

驾驶员的操纵指令 δ_η 受到限制,也可能经滤波处理,并用来作为 C^* 预置值。为此,不仅要与 q_K 的测量值、而且要与 α 的测量值进行比较。迎角的规定值按下述方法给定。按式(11.2.6)的 C^* 准则(当不计驾驶员到飞机重心之间的距离影响时)

$$C^* = \Delta n_z + \frac{V_m}{g} q_K \quad (19.1.1)$$

驾驶员同等关注式中的这两部分。当引用式(5.2.15) Δn_z 的关系式

$$\Delta n_z = -\frac{V_K}{g} Z_a \Delta \alpha \quad (19.1.2)$$

则由 C^* 就得到规定值 $\Delta \alpha_c$ 与 Δq_{Kc} 之间的关系

$$\Delta \alpha_c = -\frac{g}{V_K Z_a} \Delta n_{zc} = -\frac{1}{Z_a} \frac{V_m}{V_K} q_{Kc} = k_{\alpha q} q_{Kc} \quad (19.1.3)$$

可以借助 $k_{\eta q}$ 和 $k_{\eta \alpha}$ 这两个反馈增益改变短周期运动的频率和阻尼。在 q_K 控制回路前向通道中的 PDT_1 —滤波器是用来改变传递函数 $\hat{g}_{\eta q}$ 的分子的根。加入 Δq_K 的积分器来代替俯

仰角 Θ 反馈,以改善沉浮运动的阻尼。对于快速的操纵驱动,可以表示成一阶延迟特性,其典型时间常数为 $T_s=50\text{ms}$ 。除此之外,对于设计师来说,重要的是图 19.1 未表示出的各种延迟(测量信号延迟、滤波时间常数和计算机延迟)之总和,因为这个总的延迟制约稳定能力,作为它的有代表性的等效参量,目前可把延迟时间 T_t 定在 $100\sim 20\text{ms}$ 。

没有这个延迟时间时,开环系统的传递函数具有 5 个极点和 3 个零点($d=n-m=2$),这种情况下一架稳定的和一架不稳定的飞机的相应根轨迹图示于图 19.2,即使没有延迟时间,该系统也已处在稳定的边界了。

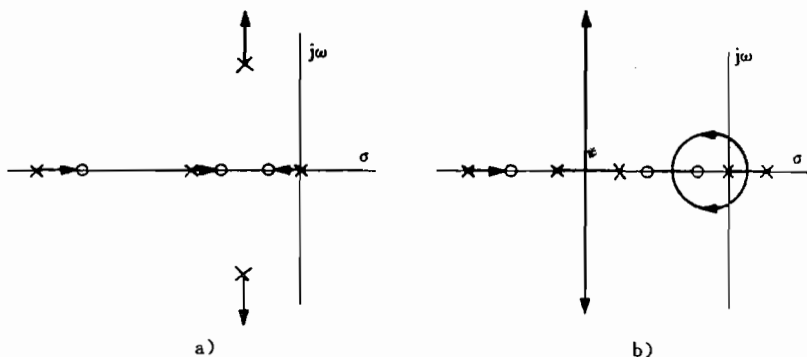


图 19.2 图 19.1 所示控制系统无延迟时的根轨迹曲线
a)稳定的飞机;b)不稳定的飞机。

延迟时间的影响难以用根轨迹曲线来说明,采用频率特性曲线比较合适。按照/MIL STD 1797/对鲁棒性的要求,是用幅值余量和相位余量来表达的。因此,由于采用半对数描述方法,一般用尼柯尔斯(Nichols)图来说明控制器的作用。图 19.3 描绘了图 19.2 两种情况下的尼柯尔斯图。图中作为要避免的区域的边界,是围绕临界点标明了一个幅值裕量为 $A_R=\pm 6\text{dB}$,代替相角余量 45° (增益为 1 时)是标明增益为 $\pm 3\text{dB}$ 时的最大相角 $\varphi \geq 135^\circ$,一般,用此来定义鲁棒性也足够了。

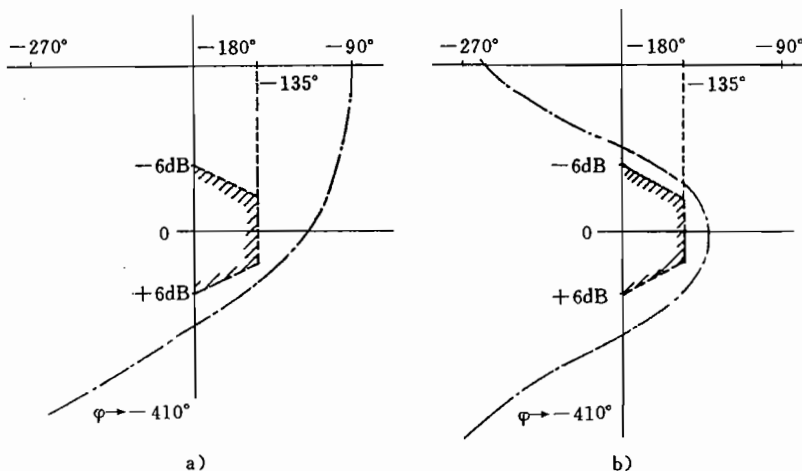


图 19.3 图 19.2 的尼柯尔斯图(含延迟特性)
a)稳定的飞机;b)不稳定的飞机。

19.1.4 侧向运动的基本控制器

侧向运动中作为主预置变量,大多用驾驶杆操纵滚转角速度,用脚蹬操纵偏航角速度或者控制侧滑角。表面上看,人们会认为,控制绕主惯性轴的转动最简单,而且只要偏转副翼就够了。然而,由图 19.4 可以看出,此时迎角和侧滑角呈正弦型变化,当 $\Phi=90^\circ$ 时,迎角变成侧滑角,余依此类推。尤其在大迎角下,这将造成不允许大的空气动力俯仰、滚转和偏航力矩,以及载荷系数的强烈变化,这是很难控制的。由于升力、阻力和侧力也周期性变化,所以,飞行航迹也受到强烈扰动。

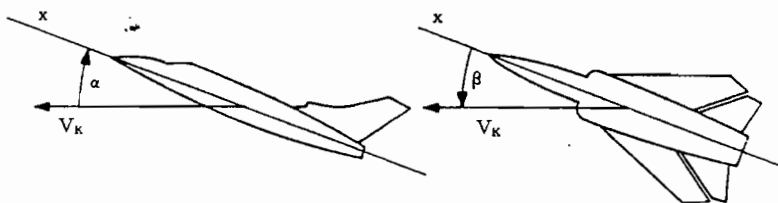


图 19.4 绕飞机机体轴 x 旋转时的迎角和侧滑角

然而,当飞机绕来流速度矢量 $\vec{V}_A$ 滚转时, α 和 β 保持不变,从而空气动力和力矩也保持不变。此时,转动角速度矢量等于 p_K (在气流坐标系上),当 $\beta=0$ 时,其在机体轴上的分量为

$$p_K = p_{Ka} \cos \alpha \quad (19.1.4)$$

$$r_K = p_{Ka} \sin \alpha \quad (19.1.5)$$

反过来讲, p_{Ka} 是由

$$p_{Ka} = p_K \cos \alpha + r_K \sin \alpha \quad (19.1.6)$$

合成的。因此,为了控制这种运动,就必须产生与迎角有关的滚转力矩(副翼)和偏航力矩(方向舵)。

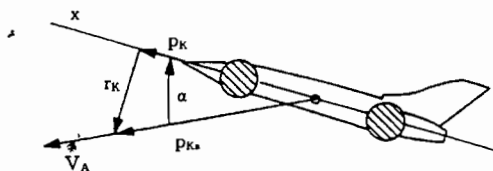


图 19.5 绕飞行速度矢量旋转时的关系

如图 19.5 的哑铃式模型所示,绕飞行速度矢量 $\vec{V}_A$ 旋转时(与正负号无关),由于惯性影响将形成一个上仰力矩(“惯性交感”)。由式(5.2.29),俯仰力矩方程为

$$I_y \dot{q}_K + p_K r_K (I_x - I_z) + (p_K^2 - r_K^2) I_{xz} = M_f^A + M_f^F \quad (19.1.7)$$

代入式(19.1.4)和式(19.1.5),得

$$I_y \dot{q}_K + p_{Ka}^2 [(I_x - I_z) \cos \alpha \sin \alpha + I_{xz} \cos 2\alpha] = M_f^A + M_f^F \quad (19.1.8)$$

当外作用力矩为零时,则俯仰加速度为

$$\dot{q}_K = \left[\frac{I_z - I_x}{2I_y} \sin 2\alpha - \frac{I_{xz}}{I_y} \cos 2\alpha \right] p_{Ka}^2 \quad (19.1.9)$$

式中,右边第二项一般可略而不计。

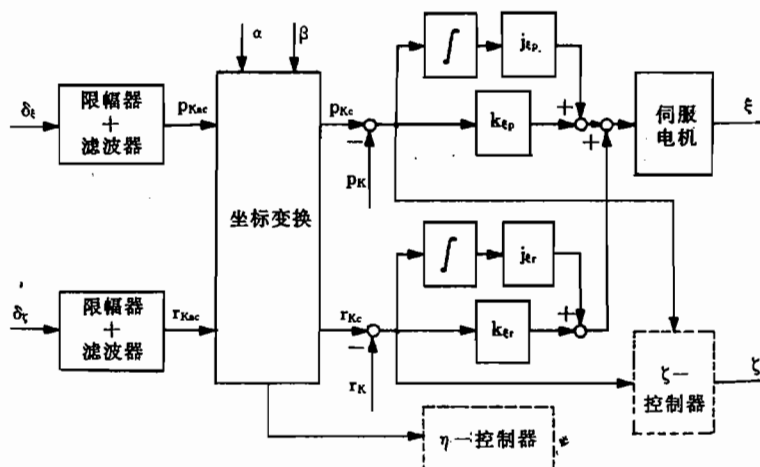


图 19.6 侧向运动基本控制器结构

然而,当要保持迎角不变时,必须还具有一个不变的空气动力俯仰力矩,按式(19.1.8),这个力矩应为

$$M_I^A = [(I_x - I_z)\cos\alpha\sin\alpha + I_{xz}\cos 2\alpha]p_K^2$$

所以,为了实现这种机动策略,必须协调一致地偏转所有三个舵面。

侧向运动基本控制器原理结构如图 19.6 所示。由驾驶杆和脚蹬预置的气流坐标系中的转动角速度分量的规定值,经过坐标变换,被换算到飞机机体坐标系上的规定值。这两个量值的控制偏差,各经过 PI—控制器反馈给副翼和方向舵(或者反馈给滚转操纵面和偏航操纵面)。通过这两个控制偏差的积分,形成完整的状态反馈,这样就可以修改荷兰滚运动、滚转运动的根和螺旋运动的根。然而,当长时间连续机动时,存在积分运行饱和的危险。可借助其它一些滤波器和非线性元件,使控制器与剧烈变化的任务和参数匹配。用于平衡“惯性交感”所需要的升降舵偏度被转送给纵向运动的控制器。

19.1.5 当基本配置为静不稳定时纵向运动的要求

在 15.4 节已指出,当纵向运动中的弹簧常数为正(静稳定)时,可得到的最大升力 C_{Amax} 要小于机翼—尾翼升力之和,同时,相应还会产生大的配平阻力。采用静不稳定布局(弹簧常数为负),可使这两方面从根本上得以改善。所以,在现代新型战斗机的发展中,都一再采用这种布局(例如,EFA)。同静稳定布局设计相比,其最大升力可提高约 25%,同时,在中等 C_A 下,能使升致阻力降低约 20%。图 19.7 形象地示出具有平尾和鸭翼的两架示例飞机,当其飞行性能相同时,采用静不稳定布局可以明显地降低飞机的大小和尺寸,也就是降低飞机的质量和机翼面积,进而又减小了推力需求。当弹簧作用消失或者为负时,用小的操纵偏转就能产生高的转动角加速度。然而,必须及时用舵面反向偏转来制止一般为非周期性的不稳定性。

快速可操纵机动襟翼(DLC)是提高机动能力,特别是提高大迎角范围内机动能力的另一项技术措施。尤其是小展弦比后掠机翼,也就是超音速战斗机,不通过大迎角而是通过后缘襟翼的正向偏转来产生部分升力是比较有利的。一方面这会明显降低总的阻力,另

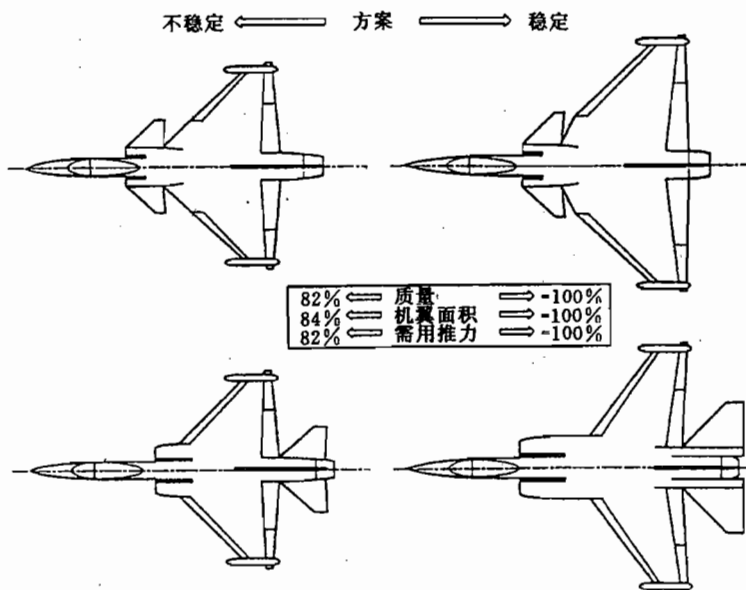


图 19.7 同样飞行性能下的静稳定和静不稳定飞机方案的比较(引自/Mangold 90/)

一方面将明显提高可实现的最大升力系数。若同时使用前缘襟翼,由于抑制了大迎角下前缘处的气流分离,将支持这种有利作用。文献/Evans et al. 85/介绍了作为 α 的函数的前后缘襟翼协调一致偏转问题,即所谓“自适应机翼”。

把静不稳定的基本布局同机动襟翼共同使用,首先可满足空气动力方面互相矛盾的要求。当然,前提条件是技术上可以实现,也就是通过快速飞行控制系统,也包括机动襟翼在内,能可靠地产生人工稳定性。这样,本来对无控飞机稳定性的要求,就变成对稳定能力的要求,也就是对控制系统要具有足够的操纵效能和可靠性的要求。

作为纵向运动不稳定性的尺度,绘制导数 $C_{m\alpha}$ 对迎角的曲线尤为合适。图 19.8a) 首先给出一种静不稳定构形的 $C_m = f(\alpha)$ 典型曲线。在 C_{Amax} 下,完全偏转俯仰操纵面仍然还能产生足够大的使飞机恢复到正常飞行范围的负的(低头)力矩。这种“俯仰恢复力矩”是静不稳定飞机设计的限制参数之一。

图 19.8b) 形象地说明,除了常值 $C_{m\alpha} \left(= \left(\frac{\delta C_m}{\delta \alpha} \right)_{Trim} \right)$ 区域外,还可能出现具有较大 $C_{m\alpha}$ (抬头)的区域,相对配平状态而言,此时出现产生正向俯仰角加速度(抬头)的附加力矩,这也需要可靠地予以平衡,即必须具有足够的可用操纵裕量。

评估机动性最重要的飞行品质参数之一是 11.2.2 节介绍过的操纵期望参数(CAP)。在阶跃型操纵指令之后,驾驶员期望通过同时产生的俯仰角加速度尽早地预见直接产生的载荷系数,并达到规定的准定常 n_z 值/Mangold 90/。 q_K 和 n_z 这两个变量既不要超调,也不应进入太慢,所以,按照图 11.2,它们之间的最佳关系是短周期运动的频率和分子的时间常数 T_θ 的函数。由于

$$CAP = \frac{\dot{q}_K(t=0)}{n_{z(t \text{ groß})}} = \frac{\omega_{0AS}^2}{\Delta n_z / \Delta \alpha_{(stat)}} \approx \frac{g \bar{C}_{m\alpha}}{i_y^2 \bar{C}_{A\alpha}} = \frac{g}{i_y^2} x_N \quad (19.1.10)$$

故 CAP 参数还需要一个相对惯性半径 i_y (正比于机身长度) 确实有效的弹簧常数。对于静不稳定的飞机,这必须由控制系统来产生。

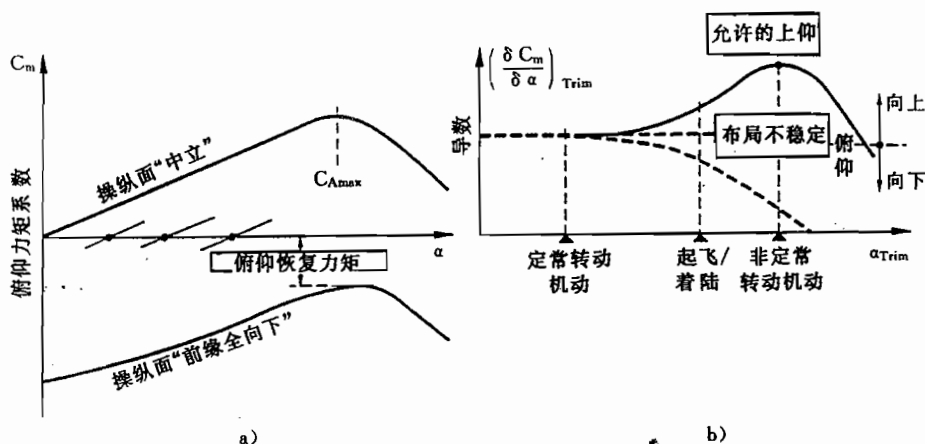


图 19.8 纵向力矩系数对迎角的曲线(引自/Mangold 90/)

a) $C_m = f(\alpha)$ 曲线; b) $\left(\frac{\delta C_m}{\delta \alpha}\right)_{Trim} = f(\alpha_{Trim})$ 关系。

最后,静不稳定的飞机比静稳定的飞机对大气紊流的响应要强烈,而且比较难以控制。例如,若一架静稳定的飞机飞进上升风场中,迎角的增大将产生一个低头力矩,使 α 和 n_z 减小。相反,若一架静不稳定的飞机穿越同样的上升风场飞行,则 α 和 n_z 反而因飞机上仰而增大。即使控制器快速干预(高的舵面操纵速度),也不能避免初始正向上仰加速度。这将增大 α ,从而也使扰动增强。在控制器能调整阵风影响之前,控制器首先必须降低正俯仰角加速度,这将延长阵风作用的持续时间。为了稳定和抑制扰动,操纵偏度和操纵运行速度需要留有相应的储备裕量。在强烈大气扰动下,若操纵系统达到饱和,以致丧失机动能力,这是不能接受的。

因此,总的看,纵向运动中对需用执行机构能力可作如下分类:

- 在全部飞行范围内,包括最大迎角和最大马赫数在内,使飞机稳定;
- 产生足够的短周期运动阻尼和沉浮运动阻尼;
- 准确而无超调地建立驾驶员期望的载荷系数;
- 平衡最大可能出现的阵风;
- 防止在最不利的区域发生上仰;
- 平衡最大滚转角速度和最大迎角下发生的惯性交感的影响。

这里,不是全部要求都要同时满足,例如,在强烈大气紊流区内,就不要求完全的机动能力。图 19.9 把最大和最小 $C_m(\alpha)$ 曲线同需用的操纵作了对比,它说明,不稳定的飞机比稳定的飞机更难以满足边界区域的要求。

到此为止所作的讨论说明,作为设计参数,除了可用的操纵力矩外,操纵力矩建立的速率也具有极为重要的意义,二者共同决定了允许基本飞机静不稳定的程度,这可用图 19.10 所示的一种大为简化了的想象模型来说明。

若飞机迎角突然受到扰动 $\Delta\alpha$ 而偏离它的平衡状态,不稳定性造成 $\Delta\alpha$ 进一步指数型增长。这里可以用迎角扰动增加一倍(“倍增时”)的时间常数 T_2 作为不稳定性尺度。传递函数不稳定极点越向右移动, T_2 就越小。经过延迟时间 T_t 后,控制器以最终操纵速率 dM_q/dt 作出逆反应。为了补偿这种作用, $(M_q - M_a)$ 的时间积分必须为零,即图 19.10 中

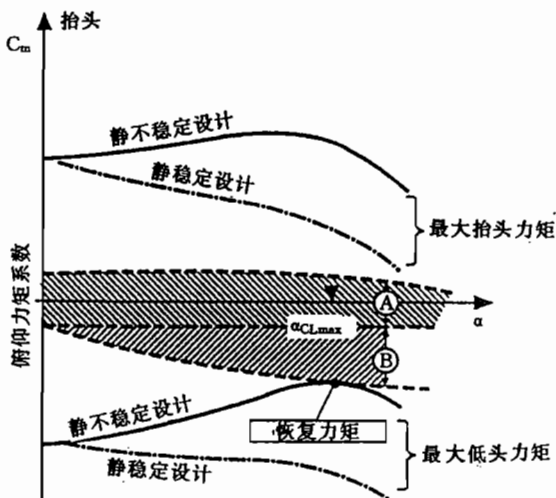


图 19.9 需用操纵与纵向力矩的可用调节范围的对比(引自/Mangold 90/)

① — 动压为常数时俯仰轴的稳定性和操纵性; ② — 补偿惯性滚转交感($p_{\max} = \text{const}$)。

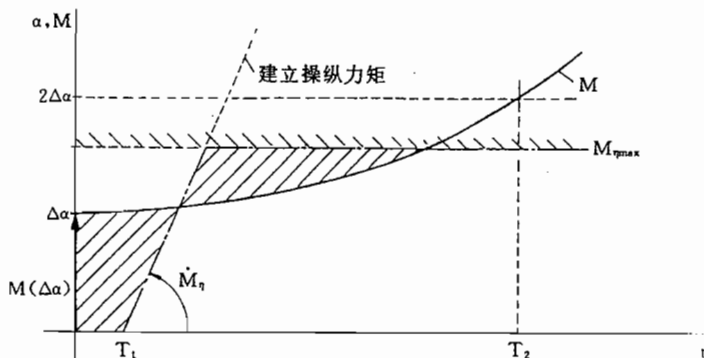


图 19.10 稳定性能力的想象模型(引自/Mangold 90/)

的影线区面积必须互相抵消。若操纵速度和/或最大操纵力矩太小,那么,就不能再稳定。因而,稳定性是下列因素的函数:

- 飞机的固有动态特性,由倍增时 T_2 来表征;
- 控制器的延迟时间 T_t ;
- 操纵力矩的形成速率(快慢) $\dot{M}_\eta$;
- 最大操纵力矩 $M_{\eta\max}$ 。

19.1.6 侧向运动的要求

在侧向运动中,有针对性地采用静不稳定只能使阻力平衡得到不明显的改善,但却要求在控制技术方面花费高昂的代价,反而降低了大迎角范围内的敏捷性。所以,现代战斗机侧向运动大体上仍采用传统布局,同时,要尽可能减小立尾,这样,飞机在临界区恰好呈中性。

如 11.2.2 节所述,这里最主要的设计参数是定常导数 $C_{n\beta}$, $C_{l\beta}$, $C_{n\zeta}$, $C_{l\zeta}$ 。由于无因次质量大

$$\mu_s = \frac{4m}{\rho S b} \approx 50 \quad (19.1.11)$$

所以,惯性力的作用远大于阻尼力的作用,这样一来,非定常导数,例如, C_{nr} , 通常可忽略不计。这是有利的,因为它们难以确定,而且随飞行状态变化。

大迎角下的侧向稳定性可以用相对简单的魏斯曼(Weismann)准则 $C_{n\beta dyn}$ 来表征,这个准则相当于气流坐标系中的有效风标稳定性。稳定性要求为

$$C_{n\beta dyn} = C_{n\beta} \cos \alpha - \frac{i_z^2}{i_x^2} C_{l\beta} \sin \alpha > 0 \quad (19.1.12)$$

另外,只要

$$C_{n\beta} - \frac{C_{n\epsilon}}{C_{l\epsilon}} C_{l\beta} > 0 \quad (19.1.13)$$

则飞机发生翼下沉的趋势和进入尾旋的趋势就很小。然而,在大迎角范围内难以预测这些参数,因为这些参数受到机身前部(机头,鸭翼)气流分离的影响大于受立尾的影响。

需要的滚转操纵效能和偏航操纵效能,由进行快速协调滚转机动的能力来确定。如 19.1.4 节所述,绕速度矢量的滚转机动必须精确地开始,协调地进行,同时,又能准确地改出。滚转性能由下列量和典型值来表征:

- 滚转时间常数 $T_R (\approx 0.7s)$;
- 最大滚转角速度 $p_{Kkmax} (\approx 100^\circ/s)$;
- 阶跃滚转指令操纵后达到 $\Phi = 90^\circ$ 的时间

$$t_\Phi = 90^\circ (\leq 1.4s)$$

为了实现后面这两项要求,必须具有足够的滚转和偏航操纵功率。在大迎角下,由于遮蔽效应和涡分离,使偏航操纵能力受到限制;而具有俯仰—滚转组合操纵(全动平尾副翼 taileron, 襟副翼 flaperon)的飞机的滚转操纵能力,与俯仰操纵性能有关。侧向运动需要的操纵性能可以分解如下:

- 大迎角(螺旋运动,尾旋)的稳定性;
- 产生足够的荷兰滚运动阻尼;
- 准确而迅速地建立绕速度矢量的大滚转角速度;
- 控制大气紊流的影响;
- 平衡非对称性。

19.2 MRCA—Tornado 的自动驾驶仪

狂风多用途战斗机(multi-role combat aircraft Tornado)作为多国合作项目于 1980 年投入使用,直到今天,仍是欧洲最先进的战斗机之一。这种变后掠翼飞机可以适应各种高速和低速任务,具有极为优异的低空飞行特性。它具有纯模拟式三余度电传操纵基本系统(控制增稳系统,CSAS)和双余度数字式自动驾驶仪。尽管如此,它仍是一架在全部飞行范围内都静稳定的常规飞机,其控制技术也是 70 年代发展、并在以后加以完善的常规技术/Jackson, Co 74/, /Goumas, Wu 74/, Rößler, Sch 88/。

自动驾驶仪的原理结构如图 19.11 所示。测量信号由下列设备提供:

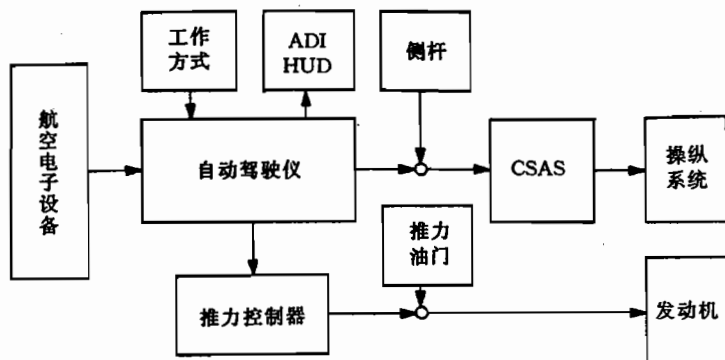


图 19.11 MRCA-Tornado 的自动驾驶仪与基本系统(CSAS)的综合

- 地形跟踪雷达；
- 雷达高度表；
- 惯性平台(INS)；
- 大气数据计算机(ADC)；
- 辅助姿态基准系统(attitude-heading reference)。

自动驾驶仪平行控制基本控制系统(CSAS)和飞行指引仪(FD)，后者使驾驶员能通过主显示仪表(ADI)或平视显示器(HUD)，由自动驾驶指令来控制飞机。

MRCA 自动驾驶仪研制中的重点是达到高的可靠性，以及数字式双余度自动驾驶仪与模拟式三余度预置控制系统的匹配。手动操纵和自动驾驶仪操纵时的控制引导信号是一样的，在纵向运动中是俯仰角速度，在侧向运动中是滚转角速度。

19.2.1 纵向运动的自动驾驶仪

纵向运动的自动驾驶仪含有下列工作方式：

- 地形跟踪(雷达高度保持, radar height hold)；
- 高度保持(气压高度保持, barometric altitude hold)；
- 俯仰姿态保持(pitch attitude hold)；
- 等马赫数(马赫数保持, Mach hold)；
- 自动着陆(ILS, SETAC, 与侧向运动控制器交联)。

在所有这些工作方式下都从控制偏差中导出垂直加速度 $\ddot{H}$ 的规定值，加上重力加速度 g 后又补充到加速度计信号 b_z (比力) 上。为了提高阻尼，总是(除了俯仰姿态控制外)采用经过高通滤波的俯仰姿态信号。图 19.12 说明把这个信号处理成基本控制器的引导值的过程。用 $1/\cos\Phi$ 补偿曲线飞行的方法，限制向上的 b_z 信号。扣除 $g\cos\Phi$ 之后，由此又形成了机体坐标系中的加速度信号 a_z ，它除以 V_A 后与飞行状态匹配。PD— T_1 —滤波器作动态修正用，它只用动压 $\bar{q}$ 和机翼后掠角 φ 来修正。虽然基本控制器中已含有 q_K 反馈，但为了考虑预置控制和自动飞行时对动态特性的不同要求，这里再一次反馈 q_K 。通过 p_I -控制器把引导变量 q_{Kc} 送给基本控制器。

自动驾驶仪的输出信号同时用来配平侧杆，如图 19.13 所示，这又重复了图 19.12 所示的“俯仰配平”。

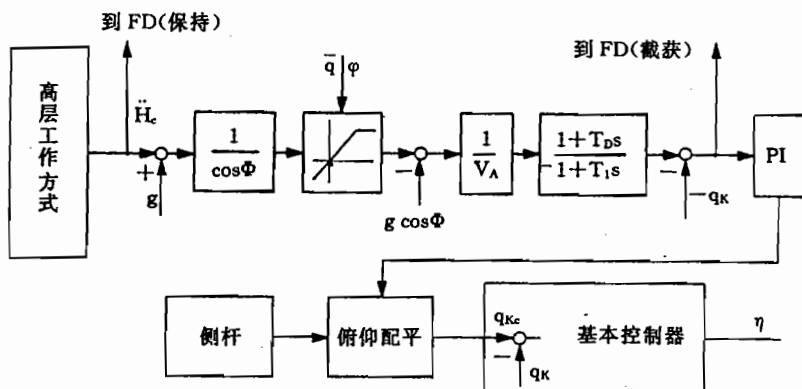


图 19.12 MRCA 的纵向运动自动驾驶仪简化框图(引自/Jackson Co 74/)

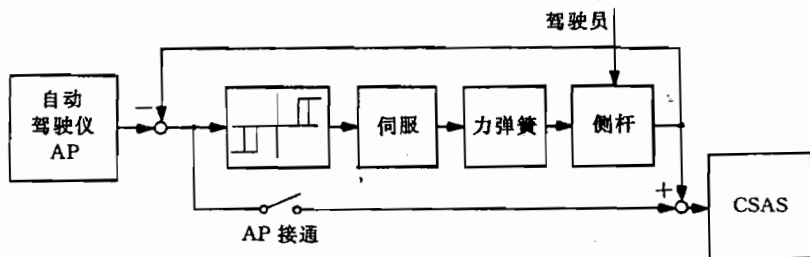


图 19.13 自动驾驶仪和侧杆配平的合作

出于安全考虑,未断开侧杆操纵信号,所以,在自动驾驶仪工作时必须通过第二条通道再去掉这个信号,以便只有自动驾驶仪输出准确地给基本控制器构成输入。这样,侧杆作快速再配平时就可以对基本控制器没有不利影响。除此之外,侧杆总是处在正确配平位置,这样,当断开自动驾驶仪后,就不会形成开关浪涌。

推力控制器是自动驾驶仪的一部分,也是双余度的,它唯一的工作方式是保持空速不变(CAS),通过一个电动作动器调节油门,调整发动机控制器的规定值。除了空速外,还反馈俯仰角,以便在加入俯仰(或航迹)角指令时,实现快速推力响应。

19.2.2 侧向运动的自动驾驶仪

侧向运动的自动驾驶仪具有下列工作方式:

- 保持倾侧角(坡度保持,bank attitude hold);
- 控制航向角(航向角保持/航向角截获,heading hold/heading acquire);
- 飞向基准线(track acquire);
- 与纵向运动控制器共同完成自动进近(ILS,SETAC)。

更高层级工作方式的控制偏差被处理成滚转角规定值 Φ_c ,其原理性结构示于图 19.14。

俯仰操纵指令先于滚转操纵指令享有优先权,因为它们二者都由可差动的全动平尾(taileron)控制。除此之外,当俯仰角很大时,滚转角及偏航角速度受到限制。为此,滚转角规定值 Φ_c 依 n_z 和 V_A 大小而受到限制。为了达到要求的特性,也要按工作方式限制要求的滚转角速度。误差信号 $\Delta\Phi$ 反馈给飞行指引仪(FD),并通过增益 k_ϕ 反馈给基本控制器作为规定值 q_{Kc} 。为了避免侧杆引起无意的干预,这里也通过第二条通道消除侧杆信号

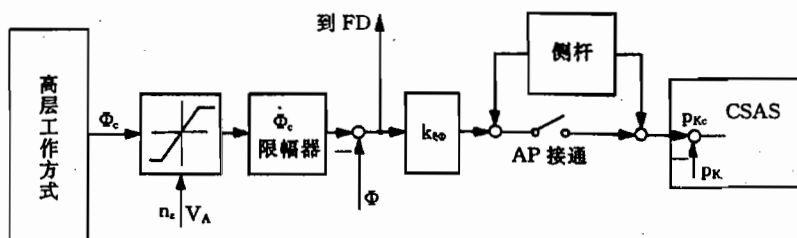


图 19.14 MRCA 侧向运动自动驾驶仪的简化框图

(“侧杆消除通道”, stick cancel loop)。

基本工作方式是控制倾侧角:若接通自动驾驶仪时 $|\Phi| < 7^\circ$, 则把现有航向角存储起来并加以保持。为此, 控制误差 $\Delta\psi$ 要依空速换算成滚转角, 并补偿俯仰机动的影响。

当进近到基准线上时, 滚转角规定值是侧向偏差大小和方向以及实际测向角误差的函数, 这样一来, 侧向偏差就与进近角(intercept angle)成比例。

19.3 CCV-F104-G 的控制器

1974~1985 年间, 德国 MBB 公司以洛克西德(Lockheed)公司的 F104-G 为基础, 研制了一架试验飞机, 作为随控布局飞行器(CCV)研究试验了与控制有关的飞行特性。在此期间, 认识到降低静稳定性对改善飞行性能和飞行品质的好处(参见 15.4 节)/A-GARD CP 15774/。研究了用电传操纵控制完全改变飞行特性的系统, 这些系统导致后来的各种研究项目, 如美国的 FBW-F-4(1974)、YF-16(1976), 英国的美洲虎(Jaguar—FBW)和法国的幻影 2000(Mirage 2000), 这些项目得到刚开始投入使用的机载数字技术的支持。

19.3.1 研究项目的目的

德国从事这项研究的目的是:

- 证明能人工稳定高度静不稳定的飞机;
- 根据实际技术水平, 为战斗机发展一种先进的数字式飞行控制系统;
- 证明 CCV 系统在亚音速和超音速范围内的可靠功能。

以此为目标, 在研究经费极为有限的情况下, 在一架 F104-G 飞机上装备了 4 余度数字式飞行控制系统, 并在飞行试验中进行了详细的试验研究(1977~1979)。在第二个研究阶段, 通过移动燃料和装在飞机尾部的可抛投铅块压载, 逐渐把试验载机的重心后移到起落架限定的后重心位置上。这样造成的静不稳定的飞机同样在飞行试验中一直试验到 $M=1.3$ 。

为了在第三阶段获得静不稳定特性, 研究机上又加装了一个鸭翼, 它装在座舱后面的机身上面, 如图 19.15 所示。附加的鸭翼约承担总升力的 20%, 使中性点约前移 30% 平均气动弦长。这样, 在最前重心位置上飞机仍具有很弱的静稳定性。驾驶员可以手动操纵控制, 在系统故障时仍可应急使用。

通过移动燃料和外压载, 使重心逐步向后移动, 直到中性点后面 22% 平均气动弦长

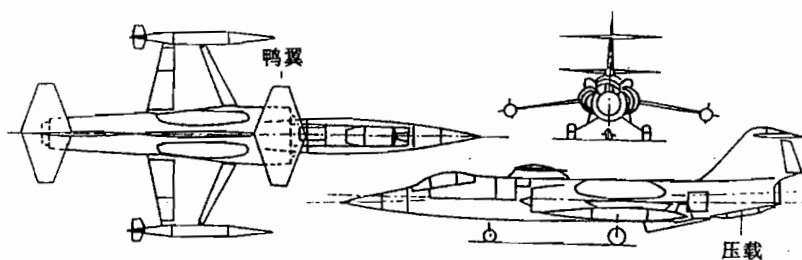


图 19.15 装有鸭翼和可抛投压载的 CCV-F104-G

处。这就造成图 19.16 所示的力矩特性曲线和静不稳定性,它以纵向运动传递函数的一个极点最大为 $+2.7s^{-1}$ 为特征。这个静不稳定性远比目前同类试验机已达到的静不稳定性大得多。

1980~1982 年间,用这种构形逐步证实:在超音速范围用电操纵控制系统能使静不稳定的飞机稳定。这个研究项目一共作了 170 次飞行试验/Korte 84/。

19.3.2 控制器结构

CCV-F104-G 的飞行控制系统按纵向运动和侧向运动被设计成综合多变量控制系统,并根据全状态矢量反馈进行优化,其系统理论结构示于图 19.17。驾驶员操纵指令由常规驾驶杆和脚蹬,经过电位移传感器来采集,并经过限幅器和滤波器处理成下列引导量:

$$\delta_{\eta} \rightarrow \Delta n_{zc}$$

$$\delta_{\xi} \rightarrow p_{Kc}$$

$$\delta_{\zeta} \rightarrow \beta_c$$

按照 18.2.2 节,当使用中央驾驶元件时,能有效保持俯仰自由度和滚转自由度的姿态。表 19.1 列出了全部可用传感器,并说明它们是否被用在基本系统(FBW)、自动驾驶仪(AP)、导航(NAV),或者是否用来限制信号或者系数匹配(S/A)。

表 19.1 CCV-F104-G 的测量信号及其应用(引自/Kubbat 77/)

量	信号来源	FBW	AP	NAV	S/A
b_x, b_y, b_z p_K, q_K, r_K	捷联系统, 直接测量	(x) x	x	x x	
Φ, Θ, Ψ χ, γ D, V_K α_K, β_K	捷联系统,计算		x x x		
$H, \dot{H}$ M $\bar{p}, \bar{q}, T_t$	大气数据计算机		x x		x x
α, β	风标测量	x			x

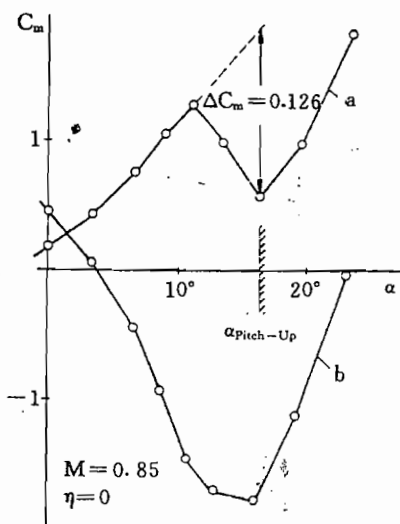


图 19.16 力矩系数特征曲线

a—F104-G 基本构形;b—带鸭翼的 F104-G。

如图 19.17 所示,控制器结构是由带输入控制的状态矢量反馈组成的。因为这种结构与 19.3 节要介绍的 X31-A 的控制器类似,所以,这里不作详细说明。其特殊之处只在于用四元数计算姿态角,这样就避免了当欧拉角的值为 π 和 $\pi/2$ 时出现奇异点,因而勿须对奇异点进行很麻烦的监控。从给定的飞机机体轴上的转动角速度 p_{Kc}, q_{Kc}, r_{Kc} 积分求出四元数的规定值,并同捷联系统给出的实际值进行比较,再换算成姿态角偏差,它又接通到有关操纵系统。

操纵信号在专门为这架飞机研制的自检测伺服控制舵机中被转换,它们又以类似图 10.20 所示的串联布局(无机械式输入)作用在飞机原来的舵机上。

为了能达到要求的系统可靠性,系统是按下列原则建立的:通过在惯性平台和大气数据计算机上的集结,使设备数量,尤其是传感器和界面的数量最少(多功能传感器);把所有功能集中到一台计算机上,使容易同等并列并且易于监控的各种功能之间的数据交换最少(功能集中);用同一台计算机来集中识别故障,实现完全可靠的故障识别和纠错(除了操纵系统外)。

按照这些原则,就把所有控制器功能集中在 4 台并行计算机中的每一台,这 4 台计算机互相监视,即使有 2 台出现故障,仍是一个完全可运行的系统(双故障后可运作),避开了控制器功能上的层级结构。4 台计算机的每一台处理的任务都是:电传操纵基本系统具有 100% 的权限(操纵和基本控制器综合);机械式应急系统的备份计算;自动驾驶仪功能;大气数据计算机功能;惯性导航(捷联惯导);余度管理;飞行前检验(pre-flight check)。

应急系统可以在任何时候返回到机械式操纵,甚至可以在快速机动飞行(例如 360° 滚转)中进行转换。工作方式由中央操作设备控制(控制显示设备,control and display unit,CDU),在 CDU 上还显示系统的状态。

另一方面,上述原则又使传感器获得下列解决途径。

1. 基本控制器、自动驾驶仪和导航的各种任务都采用同样的一些传感器,如表 19.1 所示。此时对精度和频带宽度的要求由要求最高的系统来确定。所有传感器皆为双余度系统,它们的信号都由这 4 台计算机统一起来。

2. 所有惯性信息都集中由 4 余度捷联惯导系统提供,并集中进一步处理,有时,还由此来计算 α_K 和 β_K 。

3. 空气动力数据同样由 4 余度大气数据计算机集中掌握和处理。迎角和侧滑角由风标系统测量,它在机身上与 y 轴成 45° 角安装(斜式传感器),这样,在同样的可靠性下,传感器数目可从 8 个减少到 4 个。

系统技术设备示于图 19.18。由该图可以看出:传感器(左边)、计算机(中部)和操纵系统(右边)之间的信号交联(界面),同时,也可看出 4 台计算机单元(控制器通道)之间的横向联系。计算机采用 Teledyne TDY43 型,具有 16~32K Byte 固定存储器,字长为 16bit,循环时间为 $1.13\mu s$ 。控制算法用汇编语言编程,且用定点数计算。扫描时间对捷联惯导系统为 20ms,对控制器功能为 60ms。今天看来,这已成为历史的边界条件,曾经是飞行控制技术发展的一个里程碑。1977 年,CCV-F104-G 成为世界上第一架装备 4 余度数字式操纵系统的飞机,首次实现了操纵系统、基本控制器、自动驾驶仪和导航系统的完全综合。它也是把捷联惯导系统不仅作导航任务用,而且也作为电传操纵基本系统的信号源

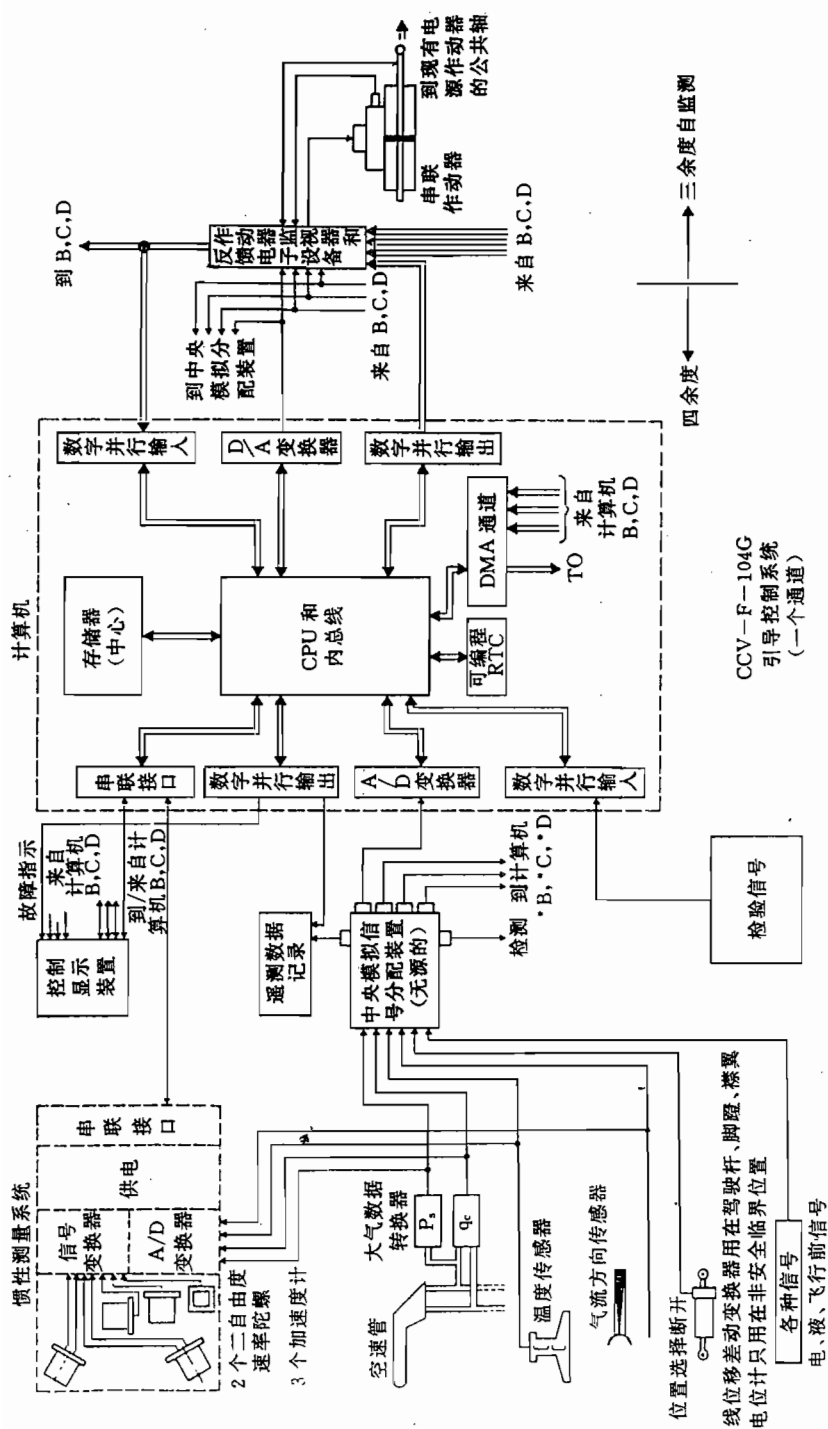


图 19.18 CCV-F104-G 控制系统技术结构(引自/Kubbat 77/)

使用的第一架飞机。其控制系统是后来发展的典范,也是试验机 X31—A 控制器的基础。

19.4 X31—A 的控制系统

作为战斗机类型的最先进的飞行控制系统,下面将介绍由德国和美国共同发展的试验机 X31—A 的预置控制。用这架试验机(1990 年 10 月首飞)研究了最大迎角外侧的飞行范围(post stall)。

19.4.1 控制方案

X31—A 的控制方案示于图 19.19。空气动力操纵的特点是方向舵、用于滚转操纵和俯仰操纵的可差动偏转的后缘襟翼,以及用于俯仰操纵的鸭翼。然而,在极大的迎角范围,空气动力效能不足,尤其当迎角 α 达 45° 时,方向舵将失去效能。所以,必须用推力矢量操纵来支持空气动力操纵,从 $\alpha > 30^\circ$ 开始,推力矢量操纵将担负俯仰操纵和偏航操纵,而当 $\alpha \sim 45^\circ$ 时,推力矢量只进行偏航操纵。飞机在俯仰轴方向,空气动力是静不稳定的($x_N/\bar{c} = -12\%$)。

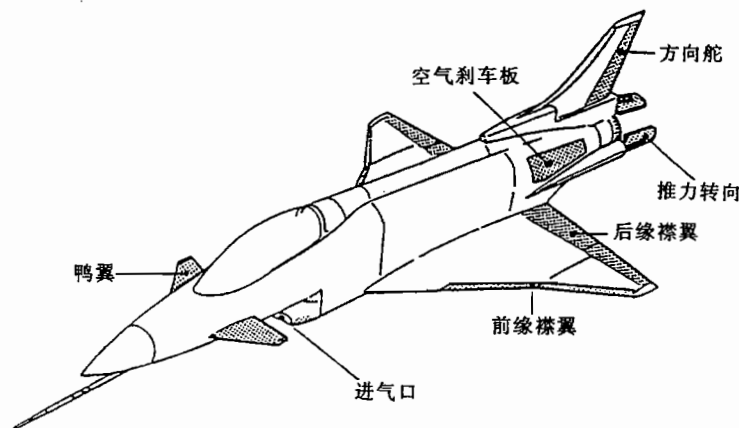


图 19.19 X31—A 的操纵布局(引自/Beh Ho 92/)

飞行操纵系统是纯电传数字式的无机械式备用操纵系统。由 MBB 公司研制的控制系统是一种电传操纵预置控制系统,驾驶员通过这个系统,用驾驶杆和脚蹬控制绕飞行速度矢量的滚转、迎角和侧滑角。控制系统是由类似于 17.3.3 节所述的线性状态反馈和非线性输入控制组成的,图 19.20 示出其结构。

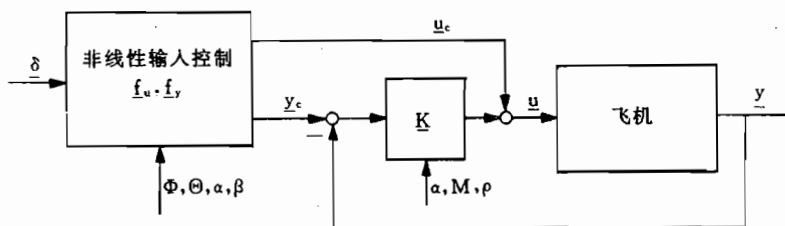


图 19.20 X31—A 控制系统的结构

驾驶员操纵指令经过非线性函数 f_u 生成操纵变量的输入控制指令,经过函数 f_y 生成所有状态变量的输入控制量。函数 f_u 和 f_y 描述了当时飞行状态和当时驾驶员指令(例如,常值滚转角速度)下,无控对象的逆稳态模型。这里包含对象的耦合影响,以及各种操纵元件的协调。为了使实现成本保持在一定限度内,把输入控制中一些关系作了简化,去掉了一些影响不大的因素。

由这个逆定常模型就产生了操纵变量输入控制的量值,以及所有状态变量的引导量值,后者用来预置线性状态反馈。在每种飞行状态(ρ, M, α)下,都用纵向运动和侧向运动的4阶线性方程组,通过黎卡提优化方法确定控制矩阵 $\underline{K}$ 。结果在高阶非线性仿真中加以检验,并通过修改加权矩阵 $\underline{Q}$ 和 $\underline{R}$ 来改进。

这种粗略的结构是基于简化模型和理想的测量及操纵系统。为了计入实际关系,在前向通道和反馈通道中加入了各种类型的滤波器,即:

- 带阻滤波器(notch filter),以避免由弹性自由度造成的所不希望的反馈;
- 相位超前(PDT₁)滤波器,用以提高稳定性裕度;
- 高通滤波器(wash-out filter),用以抑制稳态作用(例如,偏差、零点误差);
- 驾驶员指令滤波,用以改善引导特性;
- 把侧杆偏转换算成引导值(scaling);
- 限制驾驶员操纵指令的幅值和变化速率(amplitude and rate limiting);
- 观察滤波器,用以估计不可测量的量值。

19.4.2 非线性规定状态的生成

驾驶员操纵指令和引导变量之间的配置如下

$$\delta_\xi(\text{侧杆}) \rightarrow p_{K\alpha c}$$

$$\delta_\eta(\text{侧杆}) \rightarrow \alpha_c, n_{zac}$$

$$\delta_\zeta(\text{脚蹬}) \rightarrow \beta_c, (n_{yac})$$

因而,要控制的是迎角、侧滑角和飞机绕 $\vec{V}_A$ (即绕气流轴)的转动角速度。在大动压下,迎角预置转换到载荷系数预置,载荷系数的分量用气流坐标系来描述。

这些预置变量都要同状态变量和测量变量 q_K, α, p_K, r_K 和 β 等进行比较,由于角度大($\alpha_{\max} > 45^\circ, \beta_{\max} = \pm 7^\circ$)、转动角速度高的缘故,必须采用飞机运动的全量方程。由于空速主要由推力控制,所以,在这种关系中,空速可视为常值。

把角度 α_c 和 β_c 首先换算成等效的预置变量 n_{zac} 和 n_{yac} (气流坐标系上的载荷系数),即由力方程

$$\begin{bmatrix} n_{ya} \\ n_{za} \end{bmatrix} = \frac{1}{G} \begin{bmatrix} Q(\beta) \\ -A(\alpha) - F \sin \alpha \end{bmatrix} = \frac{(\rho/2)V_A^2 S}{G} \begin{bmatrix} C_{Q\beta} \beta \\ -C_{A0} - C_{A\alpha} \alpha \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ (F/G) \sin \alpha \end{bmatrix} \quad (19.4.1)$$

来进行换算。为了把这些量换算成相应的转动角速度,同样还要采用力方程,这里假定 $\dot{V}_k \approx 0$,而 α_w 和 β_w 皆为小角度。按照与式(5.2.16)相应的在气流坐标系中的关系,以及式(5.2.3),可以导出

$$\begin{bmatrix} n_{ya} \\ n_{za} \end{bmatrix} = \frac{1}{g} \begin{bmatrix} \vec{V}_k r_{Ka} \\ -V_k q_{Ka} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sin \mu_A \cos \gamma_A \\ \cos \mu_A \cos \gamma_A \end{bmatrix} \quad (19.4.2)$$

型), 需要知道实际飞机质量和推力, 但二者皆不能直接测量, 必须用飞机的空气动力模型来估算, 为此, 要使用定常升力和阻力方程。

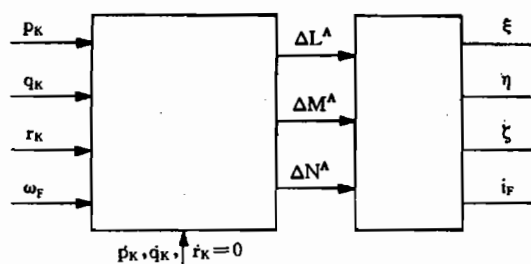


图 19.22 惯性交感的补偿

19.4.3 控制器结构

纵向运动控制器的简化形式示于图 19.23。一般情况下(低动压情况), 要控制的是迎角。在图示这种情况下, 还可以同时限制所要求的 C_A 值, 从而提供一种保护功能。在大动压情况下, 载荷系数比迎角更重要, 所以, 把规定值 α_c 换成 n_{zc} , 而控制器其余部分仍保持不变。

为了考虑飞机响应的滞后, 避免输入控制和控制器之间发生矛盾, 襟翼和鸭翼的 α_c 输入控制应具有延迟特性。这两个操纵元件要协调一致, 使在正常情况下的升致阻力最小 (α 不大时), 而在大迎角下仍留有足够的操纵潜力。然而, 在起飞和着陆时要按最大升力来优选。因为即使在大迎角状态下, 空气动力俯仰操纵效能仍足够, 所以, 未用推力矢量操纵进行输入控制。

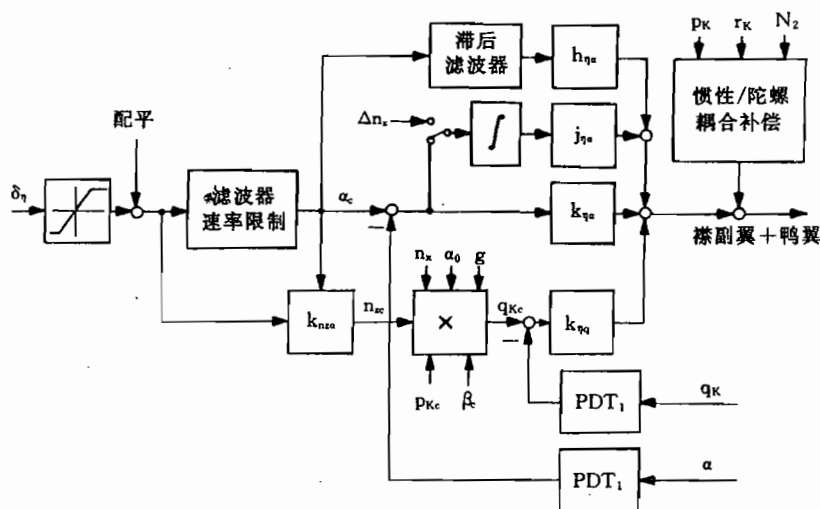


图 19.23 X31-A 纵向运动控制器的简化框图(引自/Beh Ho 92/)

由驾驶员操纵指令就构成 α (或 n_{zc}) 的预置量, 这里用了前一节导出的简单关系。通过 PDT_1 —滤波器给测量变量 α 和 q_K 配备相位超前, 二者的控制偏差协调一致地输送到襟

翼和鸭翼。

每个控制通道都含有单独一个增益系数,它是马赫数、空气密度、动压、迎角和飞行重量的函数。襟副翼和鸭翼操纵变量的接通也经过不同的增益系数。当使用推力矢量控制时,操纵指令被重新分配给三个操纵变量。

有 4 个状态变量可供反馈使用。但是,由于短周期运动处于中心地位,所以,不用反馈 V_A 和 Θ 。而 $\Delta\alpha$ 或 Δn_z 的积分反馈只能轻微地改变沉浮运动。襟翼、鸭翼和推力矢量这 3 个操纵变量要按一定的配置关系来综合,只作为 1 个操纵变量来进行最优化。黎卡提优化方法的加权矩阵极为简单,只含 2 个元素,用这 2 个元素就能预置短周期运动的频率和阻尼。

侧向运动中的预置变量是 p_{Kac} 和 β_c ,操纵元件是差动可操纵襟副翼(ξ)、方向舵(ζ),而当 $\alpha > 30^\circ$ 时,用侧向推力矢量操纵。

驾驶员滚转操纵指令含有二次特征曲线,以便在零附近产生小的灵敏度,而在全偏转情况下产生高的灵敏度。依飞行状态而定,当选择最大指令滚转角速度时,应当在最大滚转操纵效能下,还为稳定留有足够的操纵潜力。为了防止伺服电机饱和,限制了滚转角加速度 $\dot{p}_{Kc}$ 。

脚蹬偏转在低动压下产生规定值 $\beta_{cmax} = \pm 7^\circ$,而在大动压情况下,规定值为 $\beta_{cmax} = \pm 5^\circ$ 。在大迎角或者大的滚转操纵指令情况下,为了把可使用的操纵潜能首先用于滚转操纵,要使这个操纵渐渐消失。

规定状态生成以简单的形式复现了式(19.4.1)~式(19.4.6)。状态规定值 p_{Kac} 和 β_c 作为输入控制被送给所有 3 个操纵装置,增益则由飞机的定常运动特性得出。

作为反馈变量采用了 p_K , r_K 和 β 这 3 个状态变量,但放弃反馈 Φ ,因为它对荷兰滚运动和滚转运动只有很小的影响。为了预置动态特性(对角线元素),并使滚转运动和偏航运动解耦(其余的元素),采用了加权矩阵 Q 。简化形式的控制器结构示于图 19.24。

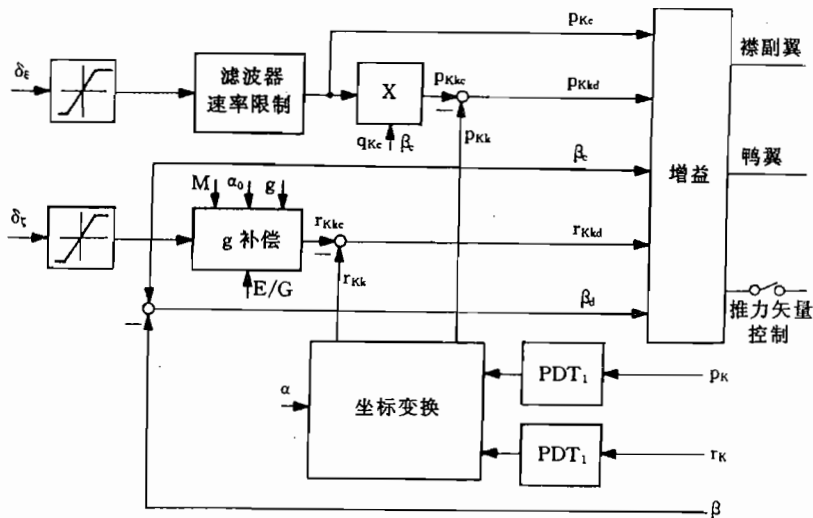


图 19.24 X31-A 侧向运动控制器的简化框图(引自/Beh Ho 92/)

20 A 320 的控制系统

最后这一章将介绍民用运输机最先进的飞行控制系统——Airbus A320 飞机(1987 年首飞)的自动飞行控制系统(AFCS)。这种飞行控制系统是根据 Concorde 飞机和 A 300 以及 A 310 飞机控制器 20 多年的使用经验设计的。Concorde 飞机(1969 年首飞)采用模拟式电传操纵系统,但为应急情况还备有一套完全机械式操纵系统。A 300-B2(1972 年首飞)的控制器仍然采用模拟技术,并按惯例分成纵向运动和侧向运动,以及自动驾驶仪和油门控制器。A 310(1982 年首飞)和 A 300-600(1983 年首飞)的控制器则完全是数字式的,以控制器功能综合集中成少量控制计算机为特征。飞行控制计算机(FCC)承担全部自动驾驶仪和驾驶盘操纵(CWS)的功能,而飞行增强计算机(FAC)与另外 3 台计算机一起,共同负责安全临界性功能(自动配平,偏航阻尼器,极限值监控等)。飞行管理计算机(FMC)既给自动驾驶仪又给电子飞行仪表系统(EFIS)计算出飞行剖面、性能数据和航迹引导量。

A 320 飞机的控制系统第一次在民用运输机上为升降舵和副翼采用了纯电传主操纵,只有当供电完全中断的情况下,才用平尾配平和方向舵的机械式应急操纵。数字式技术和电传操纵技术的结合,对飞行品质的影响比迄今为止其它技术措施要广泛有效得多,以致飞机特性与飞行速度、重量及重心位置几乎没有什么关系,甚至能使不同类型的飞机彼此具有相似的飞行品质。若系统的操作也统一化,那么,驾驶员就很容易从一种类型飞机转飞另一种类型飞机。A 320, A 330 和 A 340 系列飞机就存在这种“操纵共用性”(handling commonality)。这样,花费最小的训练代价(差异训练, difference training),就可以从标准飞行资格(机型等级, type rating)扩展到所有 3 个机型。

电传操纵系统实现预置控制,比作用在机械式操纵系统上的驾驶盘式操纵要灵活得多(见 10.3.4 节和 18.2 节)。因为通过监控防止超过飞行范围边界,只要驾驶员遵守操作规程,则他可以完全没有危险地在允许的飞行范围内飞行。通过高的控制器权限,实现优良的机动和阵风减缓,同时,也减轻了驾驶员的工作负担。在风切变情况下,由无危险地达到和离开 C_{Amax} 状态,以及自动设置最大推力(与迎角有关,是 α_{floor} 的函数)来辅助驾驶员。自动驾驶仪、飞行指引仪和飞行管理等功能,被综合在“飞行管理和引导计算机”(FMGC)中,从而实现了广泛的集成化。通过自动驾驶仪和推力控制器的局部配合,以及总能量控制工作方式,进一步实现了第 17 章所介绍的各种功能。最后,由于电传操纵、阻尼器功能和自动驾驶仪功能都采用同样的操纵驱动装置,从而简化了所有系统的合作。

A 320 的飞行控制系统代表了技术上的跃进,确立了新的标准,已成为其它控制器新型结构的典范,它也为竞争的飞机类型(Boeing 777)或者小型飞机(例如, MPC 75)树立了榜样。

本章的介绍是基于允许引用的技术资料,因此,不可能介绍最新的水平,也不可能完全说明全部细节。本章目的只是介绍基本原理及功能方面的关系,主要是控制律,而这必然去掉各种联系及功能检验方面的内容。因此,不可能、也不准备对这种系统的性能作出评估。

20.1 操纵系统方案及计算机结构体系

20.1.1 综述

图 20.1 示出 A 320 飞机使用的各种空气动力舵面。惟有升降舵和副翼的操纵是电传操纵的。平尾安定面和方向舵由驾驶员通过配平操纵轮或者脚蹬机械式操纵,也可以通过在传动机构上耦合的附加伺服机构进行电操纵。机械式操纵同时也是应急操纵。在非故障情况下,升降舵、平尾安定面和副翼,由 2 台“升降舵和副翼计算机”(ELAC)控制,扰流板由 3 台“扰流板和升降舵计算机”(SEC)控制,方向舵由飞行增强计算机(FAC)控制。滚转操纵用的扰流板,同时也作为空气制动器(speed brakes),除着陆外用来降低升力(升力卸载, lift dumper),并与同方向偏转的副翼一起,共同降低机翼的载荷(load alleviation function, LAF)。扰流板的各项功能由 SEC 计算机来协调。在故障情况下,它们还担负升降舵操纵和俯仰配平。前缘襟翼(slats)和着陆襟翼(flaps)由驾驶员经电传操纵。经过“中断和操纵控制装置”(breaking and steering control unit, BSCU),同样也可以电传控制刹车和前轮。

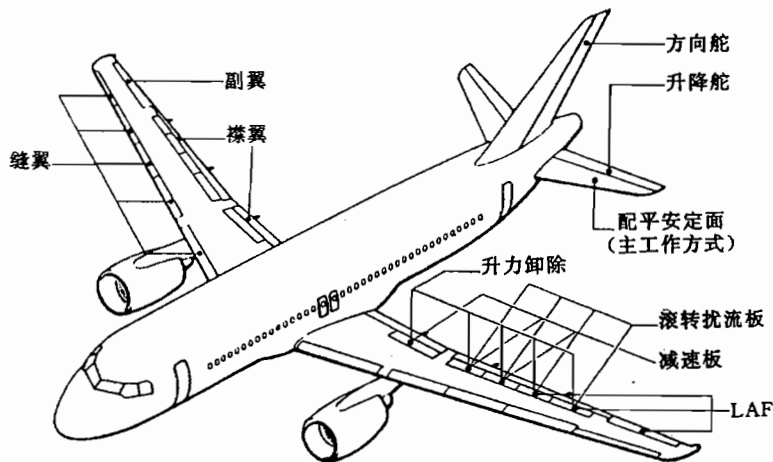


图 20.1 A 320 飞机的空气动力操纵面(引自/Pélegrin Pa 88/)

推力控制器(auto-throttle)的功能放在飞行管理和引导计算机(FMGC)中,FMGC 计算机把推力规定值送给电子(所有)发动机控制器的外回路,即全权限数字发动机控制(full authority digital engine control, FADEC)。由此出发,并由推力油门来控制(安装在发动机上的)各个发动机控制器。在 CFM-56 型发动机上,发动机控制装置(engine control unit, ECU)用 N_1 (风扇转速)规定值来控制,而在 IAE 2500 型发动机上电子发动机控制(electronic engine control, EEC),则用发动机压缩比(engine pressure ratio)规定值来

控制。

原则上有两种操纵方式。

1. 通过由升降舵和副翼计算机(ELAC)、扰流板和升降舵计算机(SEC)以及飞行增强计算机(FAC)实现的电子飞行控制系统(EFCS)的手动电传操纵。发动机由发动机控制器(FADEC)来控制。

2. 在飞行管理和引导计算机(FMGC)中实现的自动驾驶仪的自动控制,自动驾驶仪把它的操纵指令送给升降舵和副翼计算机(ELAC)、扰流板和升降舵计算机(SEC)、飞行增强计算机(FAC)和全权限数字发动机控制器(FADEC)。飞行指引规律与自动驾驶仪的规律是一致的,显示在主飞行显示器上(PFD)。

驾驶员通过中央自动驾驶仪操作设备(flight control unit,FCU)、飞行显示器(electronic instrument system,EIS)以及多用途控制和显示装置(multipurpose control and display unit,MCDU),同这些计算机进行人一机对话。总的系统原理结构示于图 20.2。

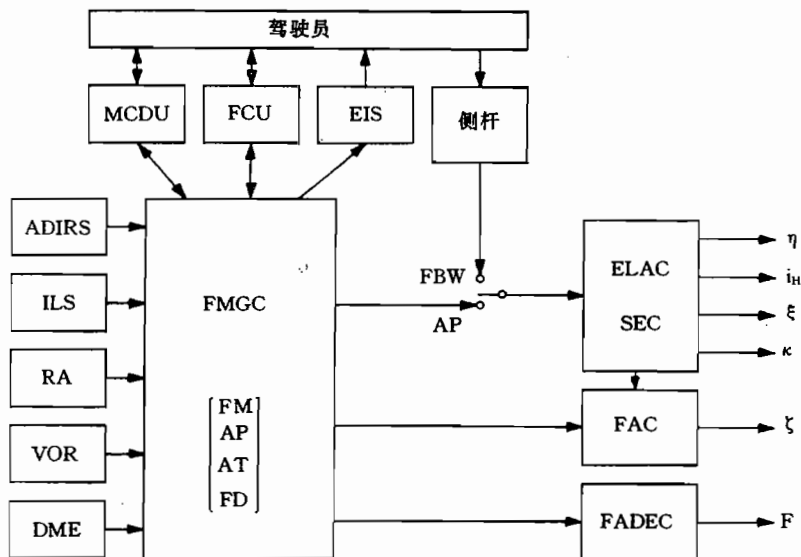


图 20.2 A 320 自动飞行控制系统(AFCS)综览(图中缩写的意义见本节及附录 A.4)

飞行管理和引导计算机(FMGC)集中统一了飞行管理计算机(FMC)、自动驾驶仪(AP)、推力控制器(AT)和飞行指引仪(FD)的所有功能。虽然这些功能由分开的过程来实现,但却共同使用所有的测量信号。FMGC是双余度自监控的(duo-duplex),可以实现CAT-ⅢB级着陆。它包括了机载全部可供使用的测量信息,包括综合大气数据和惯性基准系统(air data and inertial reference system,ADIRS)、无线电高度表(RA)和无线电导航接收机的信息。在FMGC中存储了无线电辅助设备和进场辅助设备的实际数据,这样,它就能自动地按输入的飞行计划(航路点)选择无线电台,并把这些电台的信号处理成自动驾驶仪的引导值。它计算飞行性能,从而给出最优飞行航迹。飞行状态变量、引导变量和监控变量显示在6个电子主仪表上:

- 主飞行显示器(PFD,双余度);
- 导航显示器(ND,双余度);

- 电子控制和飞机监控(ECAM);
- 发动机显示器。

驾驶员操作指令或者自动驾驶仪的指令,由 5 台自监控计算机 ELAC 和 SEC,以及 2 台自动监控的计算机 FAC,转换成操纵信号。其中,飞行增强计算机 FAC 除了担负方向舵控制任务外,还特别具有监控飞行范围边界的临界性安全功能(飞行包线指示和保护, flight envelope indication and protection),以及对管理来说是重要的故障定位功能(故障探测和隔离, fault detection and isolation)。另外,在手动操纵规律下(direct law, 详见下述),FAC 还以降低权限($\zeta < \pm 5^\circ$)担负偏航阻尼器的功能。在自动驾驶仪工作方式下(除了着陆工作方式 land-mode 外),FAC 还行使偏航阻尼器、转弯协调(turn coordination)功能,当发动机停车时,担负平衡偏航力矩任务(one engine out compensation)。

20.1.2 操纵系统概述

A 320 俯仰操纵系统示于图 20.3。驾驶员的俯仰操纵指令(侧杆),或者自动驾驶仪的俯仰操纵指令,在正常情况下由升降舵和副翼计算机 ELAC 处理成操纵信号,同时,这些信号以电—液方式控制升降舵和水平安定面。这里,俯仰配平功能首次同升降舵操纵功能综合起来,并始终一起工作,故完全解除了驾驶员的工作负担。只有在地面上以及紧急情况下,驾驶员才使用机械式配平方式。当两台升降舵和副翼计算机(ELAC)失效时,自动转换到扰流板和升降舵计算机(SEC)。

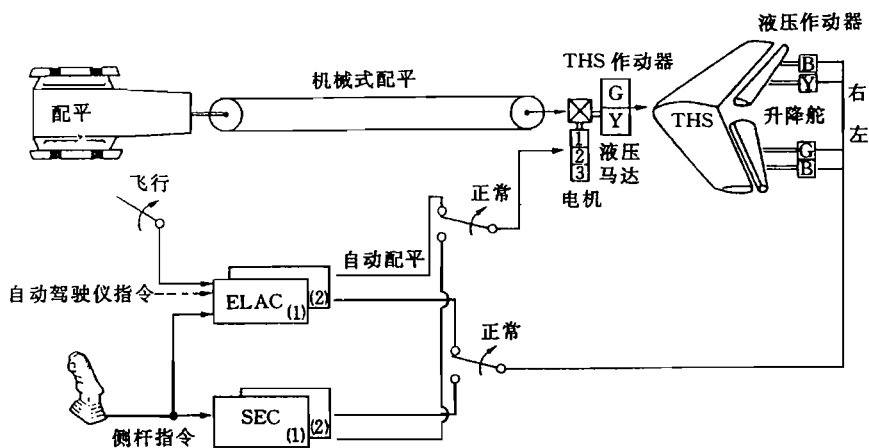


图 20.3 A 320 的俯仰操纵

(G—绿色, Y—黄色, B—蓝色; 各具有不同的液压源的操纵驱动机构)

(引自/Pélegrin Pa 88/)

图 20.4 示出 A 320 的滚转操纵系统结构。驾驶员和自动驾驶仪的操纵指令,由升降舵和副翼计算机(ELAC)以及扰流板和升降舵计算机(SEC)处理成操纵信号,其中,ELAC 控制副翼,SEC 控制扰流板。同时,副翼偏度和扰流板偏度自动协调,以便在全部飞行范围内具有最优的、尽量相同的机动飞行能力。

用于偏航阻尼和转弯协调的方向舵操纵指令中继给飞行增强计算机(FAC)。除此之外,升降舵和副翼计算机(ELAC)以及扰流板和升降舵计算机(SEC),也具有减缓机翼载

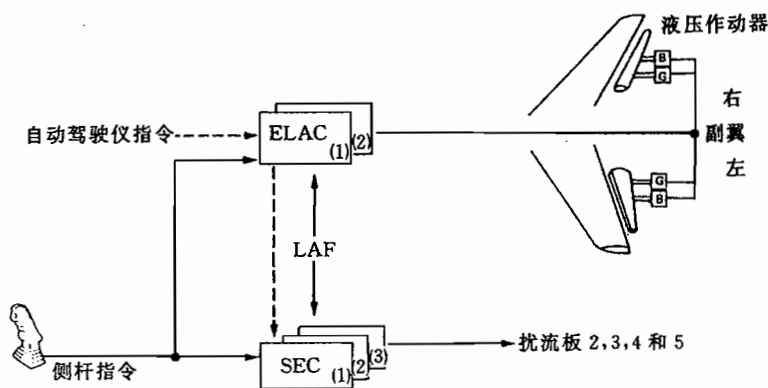


图 20.4 A 320 的滚转操纵

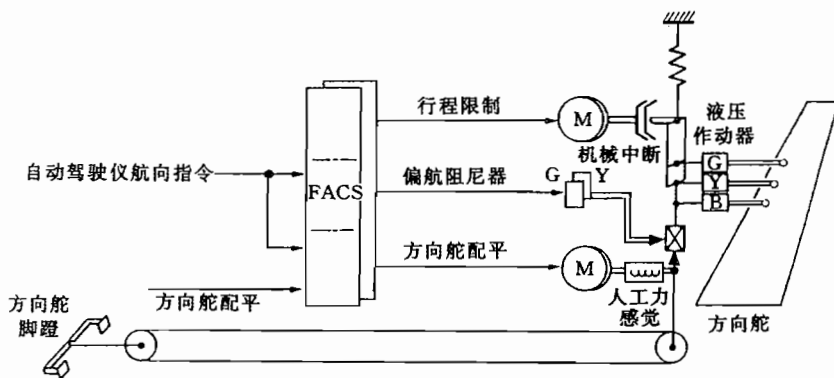


图 20.5 A 320 的偏航操纵

荷(LAF)的功能。

方向舵只由飞行增强计算机(FAC)控制,如图 20.5 所示,它共有 3 种功能。偏航阻尼器和转弯协调的短时操纵信号,经由双余度电—液伺服作动器传输,而持续时间较长的操纵信号则由方向舵—配平电机来传输。后者通过一个弹簧(人工力感觉)调节脚蹬,驾驶员经由脚蹬可进行机械式操纵。最后,经过另外一个传动装置,按照飞行速度大小对方向舵偏度作机械性限制(行程限制,travel limitation)。方向舵本身由 3 余度液压作动器操纵。

20.1.3 安全性功能

正常操纵规律(normal law)

无故障时使用正常操纵和控制规律,20.2 节还将对此作进一步介绍。在纵向运动中,正常操纵和控制规律涉及 C^* 预置,在侧向运动中涉及 p_K 的预置,要使这二者的预置在全部飞行范围内都能得到最优的飞行品质(动态特性、机动性、扰动抑制),而且飞行品质尽量要同飞行速度、重量或重心位置无关。另外,最突出的是监控和自动遵守飞行范围边界(最大和最小空速、最大迎角、载荷系数、横向和纵向倾角),这样,驾驶员任何时候都可以

没有危险地使用全部飞行范围,而不会无意地超过安全限制(见 20.3 节)。当发生个别故障时,仍可保持正常操纵规律(故障后仍可操作, fail operational)。

备用操纵规律(alternate law)

当发生一定故障组合时,将自动切换到飞行品质降低了的备用操纵规律,此时,包括自动配平在内的俯仰操纵(C* 预置)保持不变,但在着陆进近时(起落架放下),转换成直接操纵(见下文)。

滚转操纵的备用操纵规律是由直接操纵,也就是由侧杆和滚转调节器(副翼/扰流板)之间的“电传动系统”组成的,其传动比与空速大小和着陆襟翼偏角有关。取消了对飞行状态的监控(除了 n_z 外),由声音和视觉告警显示(失速和超速告警, stall and overspeed warning)。允许的飞行范围被限制在 $M \leq 0.77$ 。

直接操纵规律(direct law)

在发生另一类故障时,俯仰操纵恢复到直接操纵,侧杆的滚转和俯仰操纵指令都转换成比例电操纵信号,同时,俯仰操纵要同襟翼位置和重心位置匹配,这相当于“智能”操纵。此时,偏航阻尼器被降低权限使用。

机械式应急操纵(mechanical back-up)

当电源供给发生暂时故障时,用配平操纵盘和脚蹬机械式操纵飞机,并紧急着陆。操纵状况或者以文字形式显示在电子控制和飞行监控显示器(ECAM)上,也可以用符号标明在主飞行显示器上。因此,驾驶员始终能了解系统的状况。

20.1.4 自动变换工作方式

数字式系统结构不仅便于匹配参数,而且也易于变换系统结构体系,从而便于与飞行范围和飞机构形匹配。这不仅适用于组件发生故障时,如前一节所述,而且也适于用来把电传操纵同地面滑跑、起飞着陆以及空中飞行等各种不同的要求相匹配。

在地面工作方式(ground mode)下,在滚转和俯仰方向存在侧杆和舵面之间全权限($-30^\circ < \eta < +15^\circ$, $\xi_{\max} = \pm 25^\circ$)的直接电信号连接。由脚蹬进行的偏航操纵,得到有限权限($|\zeta| \leq 5^\circ$, 与 V_A 有关)偏航阻尼器的支持。自动配平被断开。水平安定面固定在起飞前由驾驶员按实际重心位置调整的角度上($-15^\circ < i_H < +3.5^\circ$)。

起飞后,也就是飞机飞离地面后,在 0.5s 时间内,接通侧向运动飞行工作方式。当 $\Theta > 8^\circ$ 时,纵向运动在 5s 内渐渐脱离地面工作方式,逐渐转入飞行工作方式(flight mode)。这种变换由主起落架的卸载来控制。

反之,着陆进近时,由飞行工作方式转换到着陆工作方式(land mode),即由无线电高度表信号来控制。当到达 $H=50\text{ft}$ 时,禁止自动配平,而要通过接通俯仰角指令引入拉平过程(flare),见 20.3.4 节。当以这种构形状态复飞时,则要在 $H=50\text{ft}$ 时又逐渐转入飞行工作方式。

若飞机已接地,那么,在 0.5s 内转换到直接滚转操纵,同时,除了偏航阻尼器外,侧向运动的所有反馈都被取消了。若 $\Theta \leq 2.5^\circ$, 并且飞机在地面上已超过 5s(主起落架卸载),那么,在俯仰轴方向,要在 5s 内逐渐转入地面工作方式,水平安定面自动对准中心。若不使用自动驾驶仪,那么,驾驶员用电动滚转操纵和机械式方向舵操纵,控制飞机直到减速滑跑停止。

20.2 电传操纵控制规律

在电传操纵工作方式下,侧杆偏转作为指令信号被送给控制器。侧杆是用弹簧锁定在两个轴上的,弹簧特性示于图 20.6。为了避免无意间的操纵输入,设置了一个力的阈值,对输出信号的限制与构形状态有关。在正常情况下,驾驶员和副驾驶员的指令相加,但也可以转换到这两个操纵杆之一上。

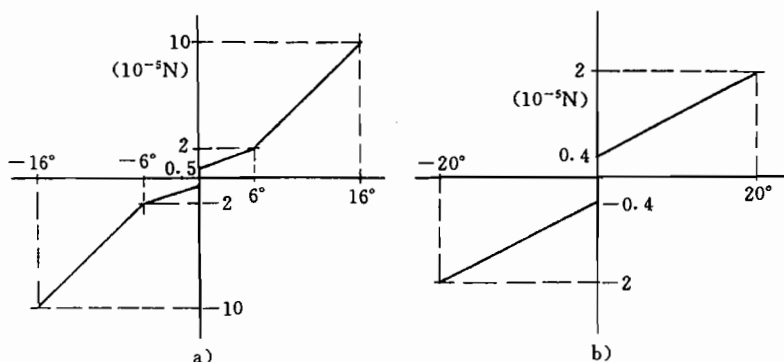


图 20.6 侧杆的力—位移特性
a)俯仰操纵;b)滚转操纵。

20.2.1 俯仰轴

在俯仰方向是通过与 C* 预置类似的 Θ 信号混合来实现载荷系数预置的。控制结构如图 20.7 所示,相当于具有如图 13.7 所示的具有输入控制和积分控制器的状态反馈。所有控制器增益都与飞行速度(V_{CAS})和重心位置(x_S)相匹配。

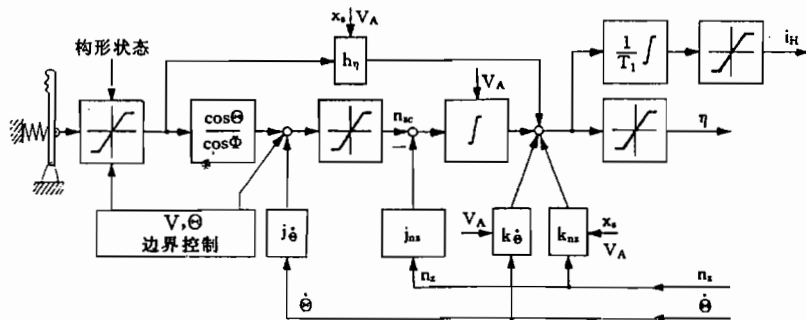


图 20.7 预置载荷系数的控制器结构

控制律为(没有滤波器和参数匹配)

$$\eta = -h_{\eta}\dot{\eta} - [k_{nz}n_z + k_{\theta}\dot{\Theta}] - \frac{1}{s} \left[\frac{\cos\Theta}{\cos\Phi}\delta_{\eta} - j_{nz}\Delta n_z - j_{\theta}\dot{\Theta} \right] \quad (20.2.1)$$

在故障情况下,输入控制 h_{η} 同时也构成直接控制。上式中,右边第二项表征状态反馈,用来改善动态特性;第三项(积分项)与输入控制一起,共同用来保证引导精度。

因子 $\cos\Theta/\cos\Phi$ 在曲线飞行时用来补偿升力;当俯仰角较大时,用来降低可达到的载

荷系数。另外,指令载荷系数要限制在

$-1 < n_z \leq +2.5$ 着陆襟翼收起时(干净构型);

$0 \leq n_z \leq +2.0$ 着陆襟翼放下时。

若侧杆在零位,那么,预置的载荷系数 $n_z = 1.0$ 。由于控制误差被积分的缘故,所以,能准确地保持这个载荷系数。

升降舵操纵信号 η 用积分时间常数 $T_I \approx 13s$ 积分成自动配平信号 i_H , 偏度限定在 $-13^\circ \leq i_H \leq 3.5^\circ$, 调节速度限定在 $\pm 0.3^\circ s^{-1}$ (当放下着陆襟翼时为 $\pm 0.7^\circ s^{-1}$)。这样一来, η 和 i_H 就像控制器中一个附加 PI 组件一样共同起作用,升降舵总是回到中间位置上。在着陆工作模式下 ($H < 50ft$), 当 $n_z > 1.25$, $|\Phi| > 30^\circ$ 时,以及在防止高速/大马赫数、大迎角时,冻结自动配平。

用这种控制系统只要用很小的操纵力,在限制范围内可以控制任意载荷系数,从而也可以控制任意迎角。这会使驾驶员感到,飞机好像是静中立稳定的;实际上,在全部飞行范围内,飞机是静稳定的(正的弹簧系数, $C_{m\alpha} < 0$)。如图 20.8 所示,控制器不仅未削弱稳定性,反而增强了稳定性,并像图 3.17 那样,飞机转移到另一个平衡状态(α 值)。

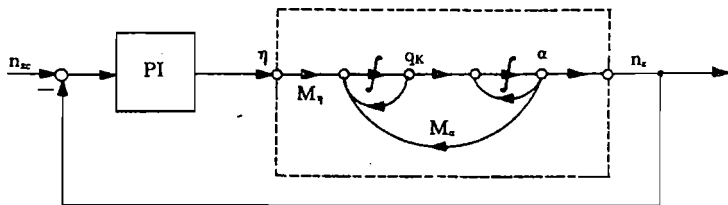


图 20.8 图 20.7 的简化控制器结构

然而,由此将造成高的机动能力,若不用相应的附加控制功能来防止,飞机会很容易因驾驶员的操纵指令而进入失速状态(α_{stall}),参见 20.2.4 节。

在着陆工作模式下(land mode),当 $H = 50ft$ 时,把实际的俯仰角 Θ (通过 $T = 20s$ 的低通滤波器滤波)存储起来,并作为附加的 Θ 反馈的规定值用。自 $H = 30ft$ 开始,在 $8s$ 内把该规定值降低到 $\Theta_c = -2^\circ$ 。通过这种姿态控制,使飞机进入到地面效应范围的情况,就如同一架常规飞机一样,因而,驾驶员可以像习惯的那样来操纵拉平过程(通过“拉杆”)。

20.2.2 滚转轴

正常情况下,侧向运动的滚转操纵只用侧杆来完成,它的偏度被处理成滚转角速度引导信号 p_K ($p_{Kmax} = 15^\circ s^{-1}$)。当侧杆处在中间位置时,保持达到的倾侧角,最大为 $|\Phi_{max}| = 33^\circ$ 。

图 20.9 所示的控制系统构成与 18.2.3 节所述的控制系统类似。在松杆情况下, δ_s 的积分起滚转姿态控制作用。这个控制器处理测量信号 Φ , $\dot{\Phi}$ 和 r_K , 并且处理由 b_y 估算的侧滑角的大小,以及脚蹬的位置 δ_s 。它控制滚转操纵面和方向舵,在良好的动态特性下进行精确的滚转操纵,同时,在整个飞行范围内,尽量使飞机的响应是线性不变的。为此,副翼和扰流板以全权限进行操纵,而方向舵用来阻尼荷兰滚运动和转弯协调(使侧滑角最小)。

能真使用这种功能。

20.2.4 纵向运动使用边界的控制

用电传操纵系统来提高飞行机动性,要求可靠地自动遵守所有的使用边界。驾驶员能相对迅速地、不费力地达到这些边界,但飞机特性不能及时地给驾驶员发出超过这些边界的警告(当然,驾驶员根据他受过的教育和使用手册,知道接近使用边界时出现的危险)。从另一方面看,任何时候——如果需要,驾驶员应该能利用允许的使用范围,而当接近边界时,驾驶员不必过多注意飞机状态(显示器)。

为此,A 320 的控制器含有一系列概括为“保护”(protections)概念的控制器功能。这里应当译成“使用边界控制”^①。这些控制器功能应能减轻驾驶员在边界条件下的工作负担,然而,特别在强烈动态机动情况下,这些功能也并不能完全避免超过边界。与此相应,还需要采用“无忧操纵”(care-free handling)概念(见第 15 章),但这并不意味着能保护驾驶员无忧无虑地、或者完全是故意的操作(例如,1988 年 6 月 26 日 Airbus 在哈普斯海姆(Habsheim)的事故)^②。相反,应当保护合格的驾驶员不会无意地超过使用边界,前提条件是,他们要遵守规定的操作程序。

迎角边界控制

“大迎角 α 保护”(high- α -protection)旨在保证在极低速度飞行时具有正的静稳定性^③。防止动态机动或者有大气紊流时失速。同时,达到最大允许的定常 C_A 值应当没有危险,仍具有良好的俯仰操纵性和滚转操纵性。最后,这种功能还能在风切变中起保护作用。

按照马赫数、前缘襟翼和后缘襟翼的位置,规定了各种极限迎角 α_{prot} 、 α_{floor} 和 α_{lim} ,如图 20.11 所示。例如,当襟翼全放下时

$$\alpha_{\text{prot}} = 12^\circ, \alpha_{\text{floor}} = 14.5^\circ, \alpha_{\text{lim}} = 15^\circ$$

当达到 α_{prot} 时,从 C^* 的俯仰控制转换到图 20.12 所示的迎角控制,同时,由对准中心的侧杆来给定规定值 α_{prot} ,由侧杆完全后拉来规定 α_{lim} 。通过从 C^* 预置和 α 预置(最小的指令“拉”)中选择出操纵信号的最大值,保留对载荷系数的限制。当俯仰角和倾侧角较大时,首先要将迎角规定值减小

$$\Delta\alpha_1 = \max[0, \Theta - 22.5^\circ]$$

和

$$\Delta\alpha_2 = \max\left[0, \frac{|\Phi| - 3^\circ}{6}\right]$$

同时,倾侧角应限制在 $\Phi = \pm 45^\circ$,而减速板自动收起。推杆(当 $\alpha < \alpha_{\text{prot}}$ 时)2s 后,又恢复到正常的 C^* 控制。

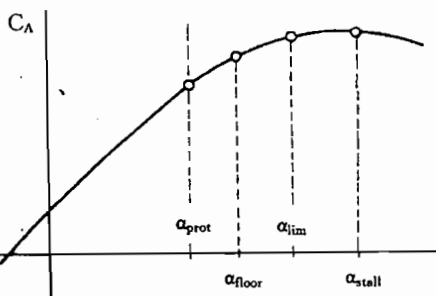


图 20.11 迎角边界值

① 德文用“Betriebsgrenzenregelung”，即使用边界控制。——译者

② 1988 年 6 月 26 日,驾驶员故意断开飞机的安全保护装置,造成该机失速坠毁在哈普斯海姆的森林中。——译者

③ 即指有静稳定性。——译者

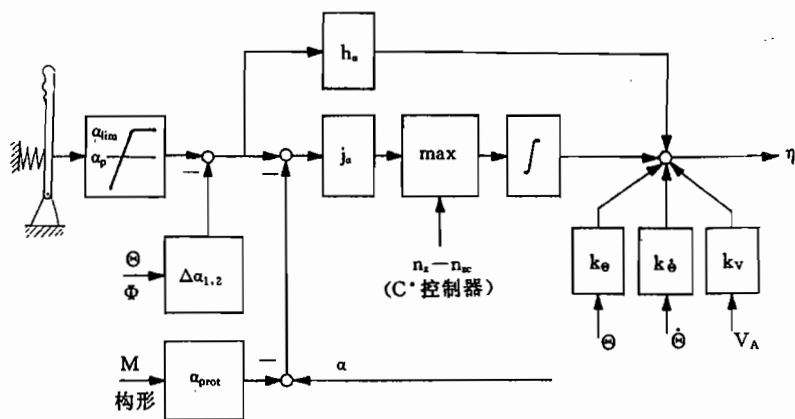


图 20.12 迎角边界控制

高速边界控制

“高速保护”(high speed protection)的目的是在限制拉升的载荷系数的同时,防止超过允许使用的最大速度(maximum operating speed) V_{m0} 或者 M_{m0} 。当 $V_A > V_{m0} + 6\text{kn}$ 或者 $M > M_{m0} + 0.01$ 时,自动接通这项功能。

接通最大为 $\Delta n_z = +0.75$ 的正的预置载荷系数(与 $V_A - V_{m0}$ 或 $M - M_{m0}$ 成正比),同时,限制驾驶员的“推杆”操纵指令为 $\Delta n_z = -0.15$,防止驾驶员操纵的飞行速度高于 $V_{m0} + 16\text{kn}$ 或 $M_{m0} + 0.04$ (见图 20.7 的方框“边界控制”)。

同时,在侧向运动中,从滚转角速度预置转换到滚转角预置,当侧杆对准中心时,规定值控制在 $\Phi_c = 0$;而当侧杆全偏转时,规定值为 $\Phi_{c\max} = \pm 45^\circ$ 。一旦 $V \leq V_{m0}$ 或 $M \leq M_{m0}$,这项功能又被中止。

俯仰姿态边界控制

作为 C* 预置控制的积分部分,当俯仰角正向或负向偏角较大时,驾驶员操纵指令受到限制。极限值为

$$\Theta_{\min} = -15^\circ$$

$$\Theta_{\max} = +30^\circ (\text{低速飞行时为 } +25^\circ)$$

为此,从距极限值 $\Theta_{\min}$ 或 $\Theta_{\max}$ 还有 5° 时起,把驾驶杆增益线性地减小到零,另外,除 $\Theta_{\min}$ 或 $\Theta_{\max}$ 之外,还接通姿态控制工作方式,防止驾驶员造成的俯仰角大于 $\Theta_{\max}$,或者小于 $\Theta_{\min}$ 。这项功能辅助迎角边界控制和高速边界控制。

风切变中的边界控制

如 17.1.5 节所述,在风切变中要靠空速来保持飞行航迹,并要及时提高推力。载荷系数预置要与此对应,就是说,早在驾驶员确认风切变或者下降风之前,控制器就要对抗下沉风,这样,驾驶员用升降舵保持 $n_z = 1$ 。同时,当迎角达到 α_{floor} 值时,则附加的“迎角最低控制”(alpha-floor-Regelung)起作用,并指令发动机把推力提高到最大值(见 20.3.2 节)。在这个起动逻辑电路中,作为另一些变量,要计入侧杆偏度、俯仰角和逆风梯度。

在这种情况下,不论油门在什么位置,都要把推力放在全起飞推力状态(take-off/go-around thrust),发动机控制器接通在 $N_{1\max}$ 控制。

20.2.5 侧向运动使用边界的控制

在侧向运动中由控制器的功能来限制倾侧角和侧滑角,这些功能已在 20.2.2 节(倾侧角保护, bank angle protection)和 20.2.3 节(RAZAD 功能)中讨论过。

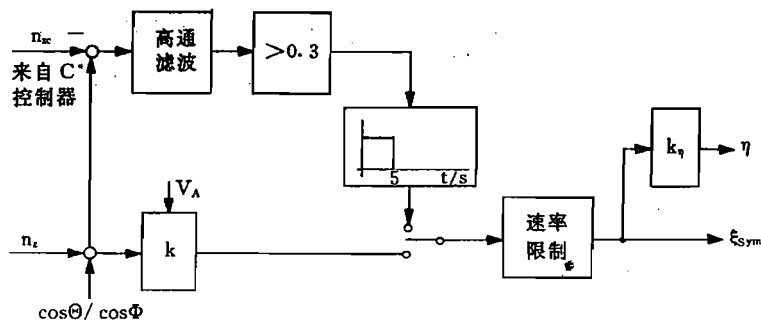


图 20.13 载荷减缓功能

机翼载荷减缓

载荷减缓—控制器功能(load alleviation function, LAF)旨在降低强紊流下机翼上的载荷,见 15.2 节。为此,副翼和外侧扰流板与载荷相关地对称偏转。当机身载荷系数 n_z 比驾驶员操纵给定的 n_{zc} 值大 0.3 时,则它们以很高的调节速度 200°s^{-1} 作卸载调节偏转(向上),该偏转至少保持 0.5s,然后减速(以 50%)收回。卸载调节偏度正比于 n_z ,副翼上的调节偏角最大为 10° ,扰流板上的调节偏度最大为 25° 。因此,这好像是一种 n_z 触发的操纵控制,所造成的俯仰力矩由升降舵偏转来平衡。这种功能示于图 20.13。当前缘襟翼收起、速度范围为 $200\text{kn} < V_A < V_{m0} + 10\text{kn}$,而且 C^* 控制器工作时,即在正常操纵规律(normal law)下才能使用这项控制功能。

20.3 自动驾驶仪功能

本节所涉及的全部自动驾驶仪工作方式,都是为纵向运动和侧向运动姿态控制器(Θ, Φ)提供引导量值。这些量值同时也显示在飞行指引仪上,作为驾驶员的引导量。这样,驾驶员既可以选择“手动”操纵(manual control),也就是通过电传操纵系统 EFCS 的预置控制;也可以选择自动驾驶仪工作方式(autopilot in command, AP-CMD)。即使在航迹参数预置的层级上,驾驶员也可以选择是在控制器操作设备上(automatic control)手动输入 $V_A, M, H, \dot{H}, \Psi, \chi$ 和 γ 等规定值,还是由飞行管理计算机(管理控制, managed control)直接规定这些值。有关接通的条件及锁定,这里不再进一步讨论,而只按照它们的工作原理,讨论个别控制器的工作方式。

20.3.1 纵向运动中自动驾驶仪的功能

垂直速度控制

纵向运动中基本工作方式是“垂直速度控制方式”(vertical speed mode)。正常情况下,当自动驾驶仪启动时,这种工作方式是自动调节的。它也是高层级工作方式(见下文)

的底层工作方式(支持工作方式, support mode), 在一定条件下自动接通, 或者在选择其它工作方式时自动切断。

工作原理是保持接通时的垂直速度 $\dot{H}$, 这个量值可以在自动驾驶仪操作设备上进行调整, 然后, 控制器按这个新的垂直速度飞行, 并保持这个垂直速度。当 $\dot{H}_c < 100\text{ft/min}$ 时, 自动切换到高度保持。这个控制器给下一层级的姿态控制器提供 Θ 的规定值, 这个值又通过升降舵和副翼计算机 ELAC 来控制升降舵, 如图 20.14 所示。

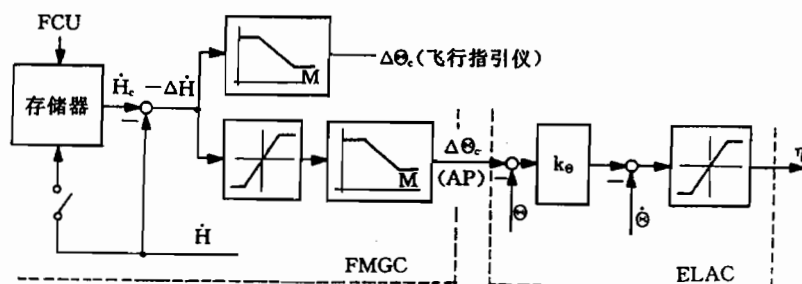


图 20.14 垂直速度控制器

等高度控制器

高度控制方式(altitude hold mode)是用来保持启动时所在的气压高度不变, 或者保持由其它工作方式转变过来的已稳定住的高度。即使接通了这种工作方式, 也还可以更改高度的规定值。与垂直速度控制工作方式类似, 这种工作方式不仅供飞行指引仪显示器用, 而且也供自动驾驶仪工作用, 二者皆同时被控制。由自动驾驶仪操作设备输入的规定高度的小量变化($\Delta H < 250\text{ft}$)是可以被调整的。若使用推力控制器(auto-throttle), 那么, 它自动接通到空速控制工作方式(speed mode)上。当 $M > 0.7$ 时, 为了避免极限振荡(滞后效应, hysteresis effect), 在操纵偏度被限制为 0.35° 的同时, 控制器增益加大两倍。

高度控制方式放在 $\dot{H}$ 反馈回路中, 为此, 由 $\dot{H}$ 和 b_y 测量的互补滤波来产生 $\dot{H}$, 如 9.7 节所述。这个控制器又给姿态控制器提供规定信号, 如图 20.15 所示。

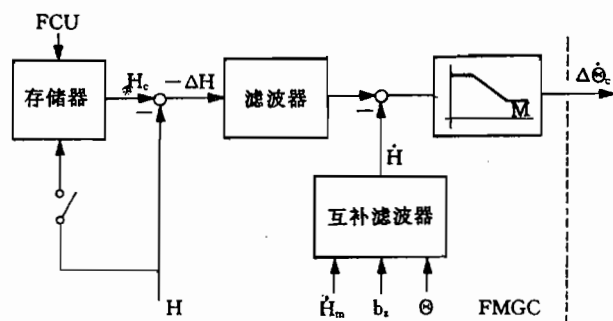


图 20.15 高度控制器

高度预置控制器

若用自动驾驶仪操作设备(或者由 FMS)来预置一个与实际高度明显不同的高度, 那么, 不能直接处理很大的初始控制偏差, 而应该预置和调节一条垂直速度有限及载荷系数

有限的过渡航迹,如 17.4.4 节所述。高度预置工作方式(altitude acquisition mode)允许设定任意新的飞行高度,在最简单的情况下接通到 $\dot{H}$ 控制(准备阶段,arming phase),当接近规定高度时,以规定的载荷系数把飞机引导到新的高度上(截获阶段,capture phase)。最后,达到这个高度时,又接通到高度保持工作方式上。

只要驾驶员预置的新的规定高度与实际高度的差值大于 250ft,这种工作方式就启动并发挥作用。当 $|\Delta H| = 130\text{ft}$ 时,引入接近航迹(capture phase),这样,在任何条件下都能顺利过渡。此时的控制规律与 17.3 节所讨论的控制规律类似

$$\Delta H + k\dot{H} = 0 \quad (20.3.1)$$

通过选择 k ,可以改变接近航迹的变化过程(不能由驾驶员选择),当 $k = \text{const}$ 时,接近航迹是指数型曲线;当 $k \sim \dot{H}$ 时,接近航迹为圆型曲线。接通

$$\Delta \Theta_c = -k_{\Theta H}(\Delta H + k\dot{H}) \quad (20.3.2)$$

则由控制器生成接近航迹。当 $|\Delta H| < 20\text{ft}$ 时,经 1.25s 之后,又转换到高度控制(altitude hold)。

高度和空速预置控制器

使用上述这些工作方式都可以不用推力控制器,这样,空速变化过程和高度变化过程之间的耦合能完全发挥作用,而设置的“水平变换工作方式”(level change mode)则用来控制空速规定值和高度规定值的同时变化。为此,像下面要讨论的方式一样,这种工作方式还用升降舵控制器来控制空速,而发动机控制器则在上升飞行时把推力调节到最大推力,在下降飞行时调节到最低推力(flight idle)。

速度控制

速度控制(speed/Mach mode)在这里是用升降舵来进行的,同时,可以选择是预置速度 V_{CAS} 还是预置马赫数 M ,二者皆可按飞行状态互相换算(见 9.2.3 节)。这个控制器提供了下述可能性:或者保持接通时的空速或马赫数,或者按新预选的速度飞行,同时认为推力保持不变。

为了减少对高度保持工作方式的影响,当过渡到新的速度时,把加速度/减速度调整到可用剩余推力上,这样,就提供了能量角,按 6.2 节(式(6.2.5)和式(6.2.15)),能量角为

$$\sin \gamma_E = \sin \gamma + \frac{\dot{V}_K}{g} = \frac{1}{g}(b_x \cos \alpha_K + b_z \sin \alpha_K) \quad (20.3.3)$$

由 b_x, b_z 和 α_K 就可以简单地算出能量角,并用来限制 ΔV_A ,如图 20.16 所示。图中的 ΔV_K^* 是 $\Delta V_A, \text{sign} \Delta H^{\text{①}}$ 和 γ_E 的函数,按式(6.2.5)和式(6.2.10),其量值加大了可用的能量角储备

$$\gamma_E - \gamma = \frac{\dot{V}_K}{g} \quad (20.3.4)$$

① 符号函数,即 $\text{sign} \Delta H = \begin{cases} 1 & \Delta H > 0 \\ 0 & \Delta H = 0 \\ -1 & \Delta H < 0 \end{cases}$ ——译者注

大气紊流中的控制

在强烈大气紊流情况下,常规控制器(例如 A 300 的模拟式控制器)都设有“大气紊流

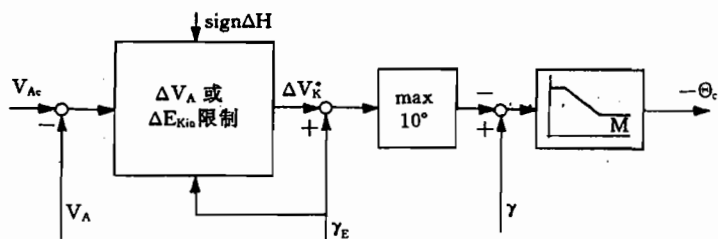


图 20.16 速度控制结构

工作方式”(turbulence mode)供驾驶员使用。这种只限于纵向运动的工作方式,降低控制器增益时稳定俯仰角,并限制自动配平时的操纵速率。发动机控制器也被调节在等推力上,以保持飞机的载荷系数尽量低。A 320 飞机不采用这种工作方式,由驾驶员按规定的程序减小空速、切断推力控制器、接通自动驾驶仪。

20.3.2 推力控制

A 320 飞机也与 Concorde 飞机一样,发动机完全由电动油门来控制。Concorde 上还通过电动伺服电机跟踪油门杆,以便在机械式钢索操纵情况下给驾驶员显示推力控制器的活动情况,而 A 320 飞机上首次取消了这项功能,油门杆只具有输入规定值的功能。为了能容易地输入并复现规定值,油门杆设有下列推力状态定位器(见图 20.17):

- 最大反推力(max. REVERSE);
- 反推力空转(REVERSE idle);
- 停车(stop);
- 空转(idle—4);
- 上升飞行(max. clim—3);
- 最大连续推力(maximum continuous thrust—2);

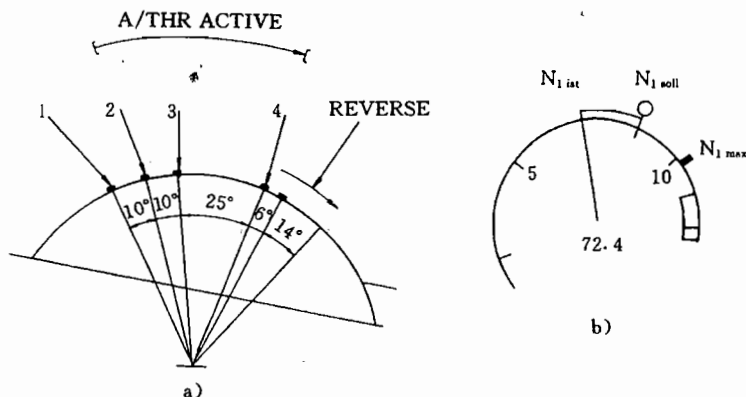


图 20.17 推力规定值的定义

a) 油门杆位置; b) 发动机量值显示。

——最大起飞推力(take-off/go around—1),最多持续 5min。

手动操纵时,驾驶员也可以选择任意中间值。在自动工作方式下,油门预置在最大可调节的推力上。

手动控制推力

手动控制推力(MAN)时,油门杆偏角 δ_F (throttle lever angle, TLA) 作为规定值输送给电子发动机控制器,它按照发动机状态和环境参数(例如,进口压力和进口温度)的关系,计算出低压风扇(fan)的转数 N_1 或者总压比 EPR,二者大致与推力成正比。经过与实际转数 N_1 比较后,把控制偏差 ΔN_1 输送给各个发动机控制器(ECU)来调节发动机,如图 20.18 所示。同时,在飞行管理和引导计算机 FMGC 中算出实际的 N_{1max} 和 N_{1lim} 。

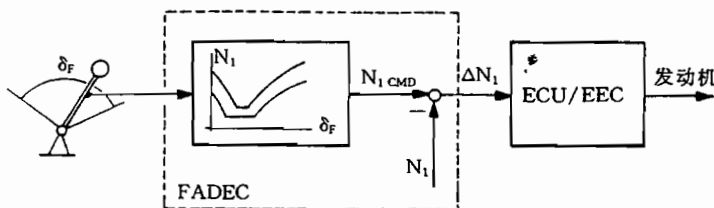


图 20.18 手动操纵推力

具有推力预置的推力控制器

推力控制器(auto-thrust-system, ATS)是飞行管理和引导计算机(FMGC)的组成部分,它也与 FMGC 一样是双余度的(故障后可操纵的, fail operational)。若油门杆处在图 20.17a)标有“有效”(ACTIVE)的范围以外,则在接通燃料供给调节器(FCU)后,推力控制器不起作用,而与手动工作方式一样,油门位置作为 N_1 的规定值,直接连接到发动机控制装置(ECU)上。

在“ACTIVE”范围内,即在空转(4)和最大连续推力(2)之间的范围,推力控制器有两种工作方式:推力预置(thrust mode, THR)工作方式和空速控制工作方式(speed mode, SPD/MACH),可由自动驾驶仪自动进行选择。若自动驾驶仪或者飞行指引仪(也就是用于升降舵操纵)中选择的是空速保持工作方式,则推力控制器连接推力预置工作方式(THR)。自动着陆或自动复飞也与这一样。否则,除少数特殊情况外,都放在空速控制工作方式(SPD/MACH)上。

在推力预置工作方式下,按照规定航迹曲线由自动驾驶仪预置推力规定值,即在上升飞行时用最大推力(N_{1lim}),在下降飞行时用空转,在巡航飞行时用最优推力($N_{1target}$)。这些量值按照飞行状态由发动机控制装置(ECU)或者电子发动机控制系统(EEC)来计算,并由飞行管理和引导计算机 FMGC 来选择和管理。最后,当迎角达到 α_{floor} 时,接通最大推力(N_{1max})。在任何工作方式下,也包括未接通推力控制器时,都可使用这项功能。图 20.19 示出各种工作状态。

推力—速度控制

几乎在升降舵通道中都设有 H, $\dot{H}$ 或 γ 控制的所有自动驾驶仪工作方式中,都把推力控制器放在空速控制(SPD)上,如果推力控制器接通到 FCU 上的话。在有些情况下,例如,在 LAND, GA 或者在 α_{floor} 条件下,推力控制器都自动接通。这时与升降舵控制器一样,可以把规定值预先定为 V_{CAS} 或马赫数。控制偏差由空速控制器处理为 N_1 规定值,并

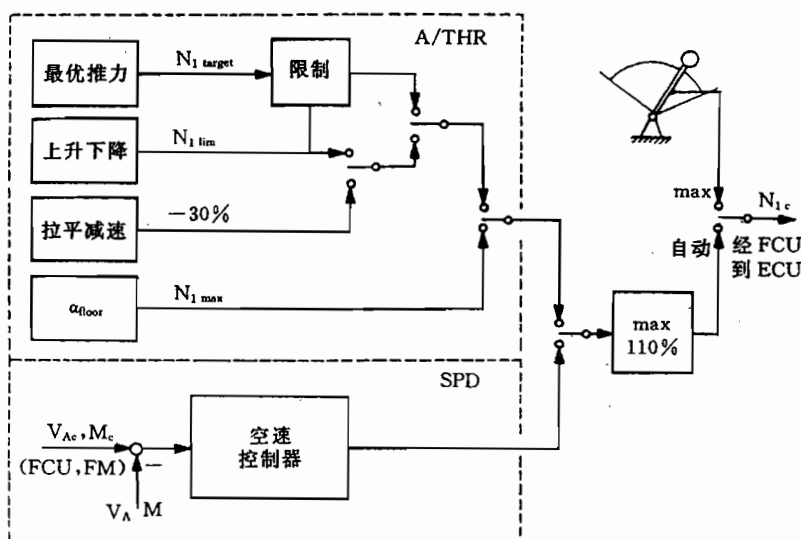


图 20.19 推力控制结构

输送给 ECU。空速控制器工作方式与 16.2.2 节所述类似。

与早期控制器(例如, A 300/A 310)不同, 这里把推力控制器和升降舵—自动驾驶仪的功能都安排在一个盒子内, 从而互相能很好地协调。但这尚未达到 17.1 节所介绍的完全集成化, 特别尚缺少与航迹倾角或者与风有关的推力输入控制。

20.3.3 侧向运动自动驾驶仪的功能

方位角控制

方位角(航向角)控制工作方式(actual heading hold mode)是在接通自动驾驶仪以及自动起飞或者没有着陆航向引导复飞(TO/GA)时, 侧向运动的基本工作方式。除此之外, 这种工作方式还用来辅助其它工作方式(见下文)。这个控制器保持接通时的航向角 Ψ 。若接通时倾侧角 $|\Phi| > 5^\circ$, 那么, 首先使飞机水平, 然后保持获得的航向角。

图 20.20 示出其控制规律。增益 k_Ψ 与马赫数有关, 并随 $\Delta\Psi$ 而增大, 当 $|\Delta\Psi| < 5^\circ$ 时, 则接通积分部分。采用这两项措施, 当柔和地过渡到稳态值时具有良好的控制精度。

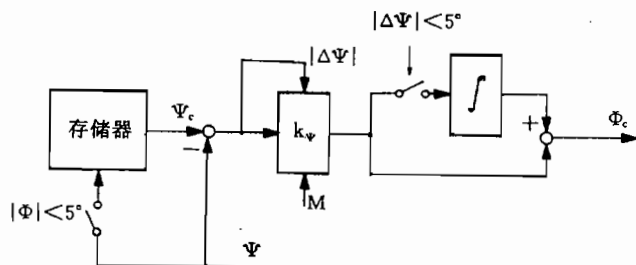


图 20.20 方位角控制规律

航向角预置控制

航向角选择(heading select)工作方式是用来自动地以规定的滚转角速度和倾侧角沿 FCU 预置的航向角飞行,并保持这个航向角。这里的初始航向角偏差是任意的,也可以在接通这种工作方式后再改变规定值。最大预置的倾侧角为 25° ,滚转角速度依飞行速度大小来限制。选择一个新的航向角之后,启动这种工作方式,以 $\Phi = \pm 25^\circ$ 来减小控制偏差。若初始控制偏差 $|\Delta\Psi| \geq 90^\circ$,则左转弯或右转弯进入规定航向。控制增益 k_Ψ 也随 $\Delta\Psi$ 而增大,控制器将迅速达到饱和值 $\Phi_{\max}$ 。当 $\Delta\Psi$ 较小时,实际值柔和而无超调地过渡到规定值。为了提高稳态精度,当达到 $|\Delta\Psi| < 5^\circ$ 时,接通一个积分控制器。附加的 r_K 反馈是为了具有足够的阻尼。图 20.21 示出其控制规律。

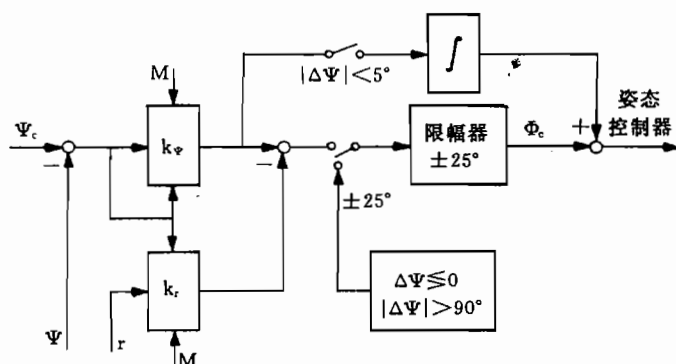


图 20.21 方位角预置控制律

水平航迹引导

导航工作方式 NAV 是用来把飞机引导到在两个航路点之间算出的基准线上,或者把飞机以规定的间距沿基准线引导。引导信号,即相对基准线的侧向偏离(cross track distance)由已存入所要求的各航路点的飞行管理系统提供。

若侧向偏差还很大,则驾驶员必须预置一个航向角,飞机应当以这个航向角飞向基准线,为此还要使用航向角选择(heading select)工作方式。若侧向偏离 $D < 1.5n \text{ mile}$,则以滚转角速度 $p_{Kc} = \pm 5^\circ \text{ s}^{-1}$ 和倾侧角 $\Phi_{\max} = \pm 30^\circ$ 转入基准线的转弯飞行(截获阶段, intercept phase)。当侧向偏离 $< 0.5n \text{ mile}$ 时,则转入基准线控制(track-phase)。此时,航向角控制是作为提高阻尼的低一级控制(见 16.3.4 节)。为了改善这个控制回路,要连续算出并计入风提前角。航路点的变化,或者过渡到一条新的航段上,由这种工作方式自动加以控制。

VOR—控制

导航工作方式(NAV)用来把飞机导向 VOR 基准线,并把飞机保持在这条基准线上。按照预选的 VOR 导航台和水平测向角,先以航向角选择工作方式(heading select)把飞机引导到这个水平测向角,直到满足转弯条件($|\Delta\Psi| \leq 15^\circ, \Delta\rho \leq 1.6^\circ$),再以 $\Phi_{\max} = \pm 15^\circ$ 完成到基准线的转弯(capture)为止。此时,以及在以后的基准线控制(track)中,航向角控制又构成如图 20.22 所示的内控制回路。该控制回路中含有一个高通滤波器,因为这里尚不能定出风的角度,并且必须自动地调定前置角,如 16.3.1 节所述。当飞机到达 VOR 信标机上方测不准的范围时(模糊锥, cone of confusion),仍以同样的方位角继续引导飞机

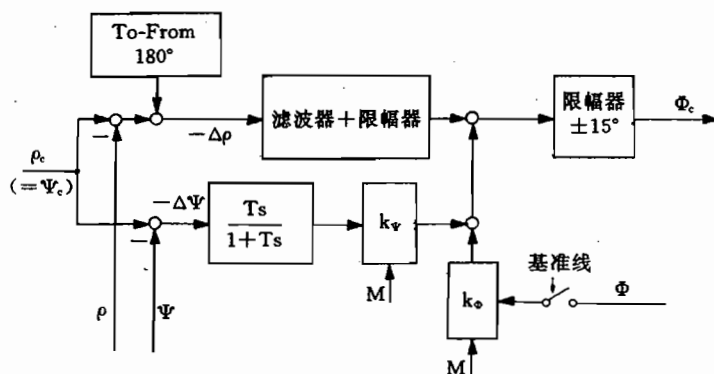


图 20.22 VOR 控制的结构

(这个方向角也可在 30° 以内改变)。飞离 VOR 导航台时,接通 180° 的角度偏差。

着陆航向控制

若着陆航向信号中有强烈噪声,或者没有下滑线可供使用时,为 CAT-I 级进行设置了着陆航向(信标台)控制方式(localizer-mode)。用航向角选择工作方式(heading select)把飞机引导到着陆方向,而且一旦着陆方向信号 $\Delta\rho < 100\mu\text{A} \sim 1.7^\circ$ 时,飞机以类似 VOR 控制方式转入到着陆方向。若航向角偏差 $\Delta\rho > 15^\circ$,那么,要早一点进入转弯。当 $\Delta\rho < 15\mu\text{A} \sim 0.25^\circ$ 时, Ψ 的内控制回路配备高通滤波器,这样就能构成风—前置角。约经过 10s 后,转入引导波束控制(跟踪阶段,track phase),并接通积分控制部分。其控制规律示于图 20.23。

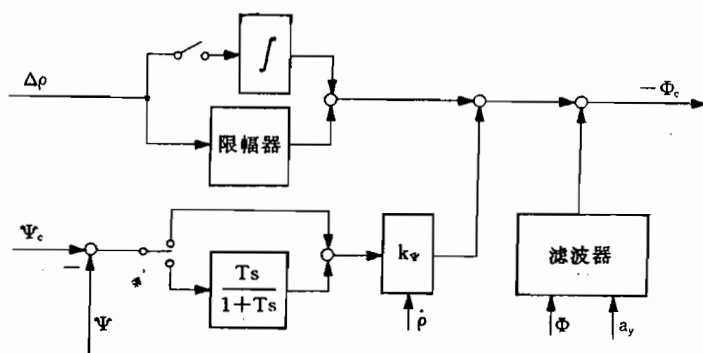


图 20.23 CAT-I 级进近时着陆航向控制结构

20.3.4 起飞和着陆时自动驾驶仪的功能

下面介绍的自动驾驶仪工作方式作用在所有 3 个航迹自由度上,也就是说,升降舵控制器、副翼控制器和推力控制器要共同配合,这样,才能进行完整的航迹控制。

自动起飞

自动起飞工作方式(take-off-mode)只供飞行指引仪(FD)控制使用,它不是自动驾驶仪工作方式。首先,这种工作方式在侧向运动中使用航向信标(localizer)引导工作方式

(runway mode), 当高度 $H = 30\text{ft}$ 时, 它转入航向角控制。为了补偿“漏斗”效应^①(Tüteneffekt), 定时控制减弱着陆方向信号, 把 $\Delta\Psi$ (经过高通滤波器) 和 r_K 混合起来以增大阻尼, 见图 20.24。

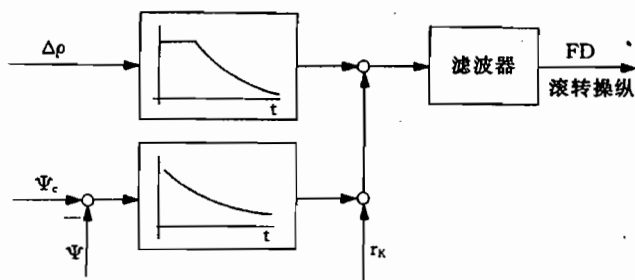


图 20.24 自动起飞时飞行指引仪的构成

在纵向运动中, 推力控制器接通在 $N_{1\max}$ 的推力控制工作方式上 (thrust mode)。抬前轮之后, 把飞机引导到由能量角算出的最优上升飞行轨迹。另外, 速度基准系统 (speed reference system, SRS) 预置 $V_{AC} = V_2 + 10\text{kn}$ 作为最优规定值, 并避免飞行航迹角 ($\gamma > 0.5^\circ$) 减小太强烈, 还要避免俯仰角太大 ($\Theta < 18^\circ$)。其中, V_2 是安全起飞速度 (take-off safety speed)。发动机停车由能量角监控及早予以确认 ($\gamma_E < 0$), 从而把空速规定值减小到 V_2 。

自动着陆

自动着陆工作方式 (land mode) 是由多种飞行阶段组合成的自动驾驶仪 (或飞行指引仪) 的工作方式, 可用在 CAT-III-B 级着陆, 从飞向着陆航向和基准线, 直到接地和滑跑减速停止。通过接通第二台自动驾驶仪达到必要的可靠性。推力控制器自动接通到空速保持控制工作方式 (SPD)。在各个飞行阶段, 航向角选择 (heading select)、航向角保持 (heading hold)、垂直速度控制 (vertical speed hold) 和高度保持 (altitude hold) 等, 都作为基本工作方式。

其各个阶段运行过程如下 (参看图 20.25)。

1. 进入着陆航向 (着陆航向信标台截获, localizer capture)。一旦满足了接通条件 ($\Delta\Psi < 15^\circ$, 滚转信号 $\Phi_c \geq 10^\circ$, $\Delta\rho \leq 1.3\text{dot} \sim 0.65^\circ$), 则用航向角控制工作方式 (heading select) 完成进入着陆航向, 并开始进入飞行。

2. 当着陆航向偏差 $\Delta\rho \leq 15\mu A \sim 0.25^\circ$ 时, 则稳定在着陆航向上, 经过 10s 后, 转入引导波束控制 (localizer track)。此外, 用无线电高度减弱着陆航向信号 (图 20.25)。若飞机已稳定在着陆航向上, 如果需要, 则接通第二台自动驾驶仪。

3. 可以以等高度或者等下降速度飞向下滑线, 即从引导平面的上面或下面进入到 5000ft 高度。一旦误差信号 $\Delta e \leq 50\mu A \sim 0.17^\circ$, 则开始进入 (下滑线截获, glide capture)。进入时出现的误差信号被存储起来, 经过高通滤波器并加上一个负号 (图 20.26)。这样, 就避免了 Δe 的跃变, 得以柔和地进入。用无线电高度来减弱增益 k_e , 当 $H = 50\text{ft}$ 时, 其值为零。通过高通滤波器的附加 Θ 和 b_e 反馈来改善阻尼特性。

① ILS 着陆时由角度测量原理造成在接近发射机时灵敏度增大。——译者

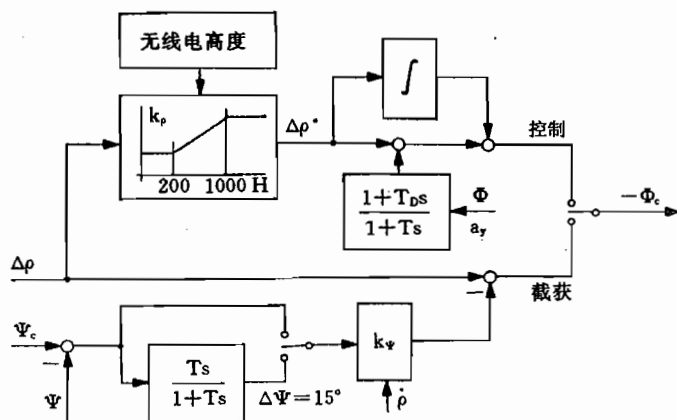


图 20.25 自动着陆工作方式下着陆航向控制的结构

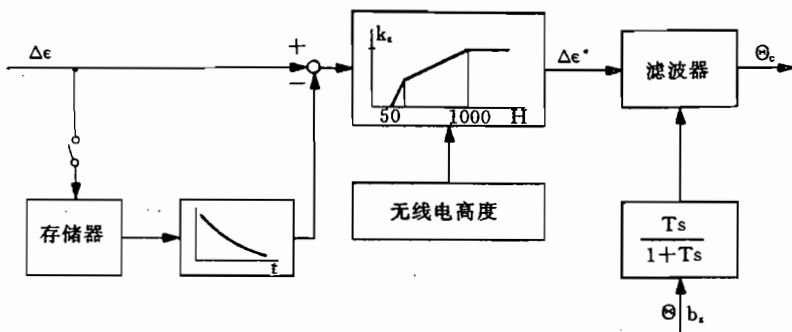


图 20.26 下滑线控制的结构

4. 当飞机在下滑线上被稳定了 10s 后, 开始下滑线控制 (glide track) 工作方式。
5. 当 $H=400\text{ft}$ 并且飞机正确地稳定在着陆航向和下滑线上时, 冻结自动着陆工作方式 (land track), 只有驾驶员用复飞机动才能中断自动着陆工作方式。
6. 当 $H \approx 50\text{ft}$ 时, 开始拉平飞行 (flare out)。下滑线信号减小到零, 俯仰角作为无线电高度和垂直速度 (由 H_R 和 b_z 的互补滤波) 的函数连续增大, 以便拉平飞机。这样, 就达到一条渐近飞行航迹。为了使前轮接地, 在接地时俯仰角自动调到 $\Theta = -5.8^\circ$ 。控制器结构示于图 20.27。

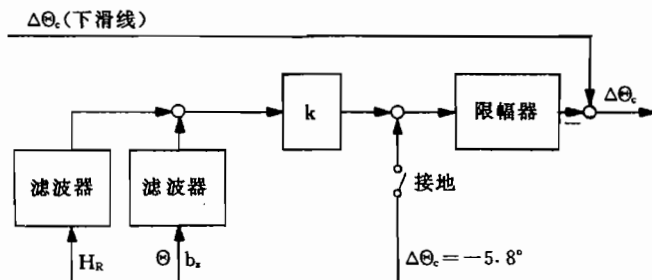


图 20.27 用于拉平的控制器结构

7. 在 30ft 高度上修正偏流角(对准、修偏流阶段, alignment, decrab phase),使飞机纵轴在侧风下对准着陆跑道方向。此外,由着陆跑道方向(Ψ_c)和当时的实际航向角就构成一个航向角修正信号,这个信号被接通到副翼控制器和方向舵控制器。

8. 继续使用着陆航向信号,一直到在着陆跑道上减速滑跑到停止,并相应地减弱这个信号。此时,偏航角速度和高通滤波航向角信号是用来提高阻尼的。

放起落架、前缘襟翼和着陆襟翼,是由驾驶员手动完成的。

自动复飞

用自动驾驶仪或者飞行指引仪进行纵向引导和侧向引导时,自动复飞工作方式(go around mode)能自动把推力提高到全推力状态(N_{1max})作复飞机动飞行。在侧向运动中,先稳定住倾侧角,待达到一定的飞行高度时,接通航向角控制工作方式。在纵向运动中,根据估算的能量角,加入速度基准系统(speed reference system, SRS),以获得安全而最优的飞行航迹倾角,同时,尽快地达到由 FCU 调准的速度 V_{ref} 再加风速(V_{ref} = 正常终端进近的基准速度 = 襟翼全放下时的失速速度 V_s 的 1.23 倍)。待达到安全飞行高度后,驾驶员接通垂直速度控制或者高度控制工作方式。

附录

附录 A.1 汇总了第 2 章到第 7 章中的飞机运动线性方程和非线性方程。

附录 A.2 列出 5 种示例飞机的有关数据,给出在 3 种飞行状态下,纵向运动和侧向运动线性状态方程的有关系数、导数和参数,还给出在这些条件下所有状态变量的阶跃响应和伯德图。

附录 A.3 列出一些物理量和常数,附录 A.4 列出本书所用的一些缩写用语表。附录 A.5 列出符号说明。

书后所附的磁盘包括一个工具箱,用这个基于 Matlab 的工具箱,可以进行仿真和控制器设计。同时,读者也可以用这个工具箱理解本书中援引的一些示例,并通过自己的计算加以补充。附录中的数据 and 方程,同样也包含在磁盘中。

A.1 飞机运动的数学模型

A.1.1 线性状态方程

本节汇总了第 7 章中飞机纵向运动和侧向运动线性状态方程的所有方程参数(等效参量),为清楚起见,这里又重复了这些方程。参数的定义与其他一些著作,例如,/McRuer 73/或/Brockhaus 78/,稍微有些不同。唯一重要的差别是 Y—方程和 Z—方程。为了书写简单,这里把常规定义中的一些变量加上“撇”(即 Y'和 Z'),但在方程中仅以 $Y=Y'/V_0$ 或 $Z=Z'/V_0$ 形式出现。

这里涉及第 7 章中所采用的简化和限制。系数和导数都按标准/DIN 9300/定义,它们都可以用在所研究的工作状态(附录 A.2 中的示例)。在工作状态(平衡点)上的变量附加下角“0”,例如, V_0 或 α_0 。方程的变量皆为有因次的(例如, V_K 为 $m \cdot s^{-1}$),方程的参数应按相应导出因次来看待,例如

$$[X_u] = \frac{m \cdot s^{-2}}{m \cdot s^{-1}} = s^{-1}$$

纵向运动的状态方程

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{V}_w \\ \delta \dot{\alpha}_w \\ \delta \dot{q}_K \\ \delta \dot{\alpha}_K \\ \delta \dot{V}_K \\ \delta \dot{\gamma} \\ \delta \dot{H} \\ \delta \dot{R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_u & -M_a & M_q & M_a & M_u & 0 & 0 & 0 \\ -Z_u & -Z_a & 1 & Z_a & Z_u & 0 & 0 & 0 \\ -X_u & -X_a & 0 & X_a - g & X_u & -g & 0 & 0 \\ Z_u & Z_a & 0 & -Z_a & -Z_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & V_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V_w \\ \delta \alpha_w \\ \delta q_K \\ \delta \alpha_K \\ \delta V_K \\ \delta \gamma \\ \delta H \\ \delta R \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & V_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ M_f & M_\kappa & M_\eta & 0 & M_{w_x} \\ Z_f & Z_\kappa & Z_\eta & 0 & 0 \\ X_f & X_\kappa & X_\eta & 0 & 0 \\ -Z_f & -Z_\kappa & -Z_\eta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_F \\ \delta\kappa \\ \delta\eta \\ \delta u_{w_x} \\ \delta w_{w_x} \end{bmatrix} \quad (7.3.21)$$

输出方程

$$\begin{bmatrix} \delta V_A \\ \delta\alpha \\ \delta q_A \\ \delta\Theta \\ \delta b_x \\ \delta b_z \\ \delta\epsilon \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -X_u & -X_a & 0 & X_a & X_u & 0 & 0 & 0 \\ -Z'_u & -Z'_a & 0 & Z'_a & Z'_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V_w \\ \delta\alpha_w \\ \delta q_K \\ \delta\alpha_K \\ \delta V_K \\ \delta\gamma \\ \delta H \\ \delta R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ X_f & X_\kappa & X_\eta & 0 & 0 \\ Z'_f & Z'_\kappa & Z'_\eta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_F \\ \delta\kappa \\ \delta\eta \\ \delta u_{w_x} \\ \delta w_{w_x} \end{bmatrix} \quad (7.3.22)$$

侧向运动的状态方程

$$\begin{bmatrix} \delta\dot{\beta}_w \\ \delta\dot{r}_K \\ \delta\dot{\beta}_K \\ \delta\dot{p}_K \\ \delta\dot{\Phi} \\ \delta\dot{\chi} \\ \delta\dot{D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -N_\beta & N_r & N_\beta & N_p & 0 & 0 & 0 \\ -Y_\beta & -1 & Y_\beta & 0 & g/V_0 & 0 & 0 \\ -L_\beta & L_r & L_\beta & L_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_\beta & 0 & Y_\beta & 0 & g/V_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & V_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\beta_w \\ \delta r_K \\ \delta\beta_K \\ \delta p_K \\ \delta\Phi \\ \delta\chi \\ \delta D \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ N_{\xi} & N_{\zeta} & 0 & -N_r & -N_p \\ 0 & Y_{\zeta} & 0 & 0 & 0 \\ L_{\xi} & L_{\zeta} & L_r & 0 & -L_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{\zeta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\xi \\ \delta\zeta \\ \delta u_{wy} \\ \delta v_{wx} \\ \delta w_{wy} \end{bmatrix} \quad (7.3.29)$$

输出方程

$$\begin{bmatrix} \delta\beta \\ \delta p_A \\ \delta r_A \\ \delta\Psi \\ \delta b_y \\ \delta\rho \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -Y'_{\beta} & 0 & Y'_{\beta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\beta_w \\ \delta r_K \\ \delta\beta_K \\ \delta p_K \\ \delta\Phi \\ \delta\chi \\ \delta D \end{bmatrix} + \\
 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_{\zeta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\xi \\ \delta\zeta \\ \delta u_{wy} \\ \delta v_{wx} \\ \delta w_{wy} \end{bmatrix} \quad (7.3.30)$$

纵向运动等效参量

$$X_u = -\bar{q} \frac{S}{m} \left[\left(\frac{2}{V_0} C_{w0} + \frac{1}{a} C_{wM} \right) - \alpha_0 \left(\frac{2}{V_0} C_{A0} + \frac{1}{a} C_{Am} \right) \right] + \frac{1}{am} \frac{\partial F}{\partial M}$$

$$X_a = -\bar{q} \frac{S}{m} [C_{wa} - C_{A0} - \alpha_0 C_{Aa}]$$

$$X_q = -\bar{q} \frac{S \bar{c}}{m V_0} [C_{wq} - \alpha_0 C_{Aq}]$$

$$X_{\eta} = -\bar{q} \frac{S}{m} [C_{w\eta} - \alpha_0 C_{A\eta}]$$

$$X_{\kappa} = -\bar{q} \frac{S}{m} [C_{w\kappa} - \alpha_0 C_{A\kappa}]$$

$$X_{\dot{a}} = -\bar{q} \frac{S \bar{c}}{m V_0} [C_{w\dot{a}} - \alpha_0 C_{A\dot{a}}]$$

$$X_{\Theta} = -g$$

$$X_f = \frac{1}{m} \frac{\partial F}{\partial \delta_f}$$

$$X_{aK} = X_a + X_{\Theta} = X_a - g$$

$$Z_u = -\bar{q} \frac{S}{mV_0} \left[\frac{2}{V_0} C_{A0} + \frac{1}{a} C_{AM} + \alpha_0 \left(\frac{2}{V_0} C_{W0} + \frac{1}{a} C_{WM} \right) \right] - \frac{i_F}{a m} \frac{\partial F}{\partial M}$$

$$Z_a = -\bar{q} \frac{S}{mV_0} [C_{Aa} + C_{W0} + \alpha_0 C_{Wa}]$$

$$Z_q = -\bar{q} \frac{S}{mV_0} \frac{\bar{c}}{V_0} [C_{Aq} + \alpha_0 C_{Wq}]$$

$$Z_\eta = -\bar{q} \frac{S}{mV_0} [C_{A\eta} + \alpha_0 C_{W\eta}]$$

$$Z_x = -\bar{q} \frac{S}{mV_0} [C_{Ax} + \alpha_0 C_{Wx}]$$

$$M_u = \bar{q} \frac{S \bar{c}}{I_y} \left[\frac{2}{V_0} C_{m0} + \frac{1}{a} C_{mM} \right] + \frac{z_F}{a I_y} \frac{\partial F}{\partial M}$$

$$M_a = \bar{q} \frac{S \bar{c}}{I_y} C_{ma}$$

$$M'_q = \bar{q} \frac{S \bar{c}}{I_y} \frac{\bar{c}}{V_0} C_{mq}$$

$$M_f = \frac{z_F}{I_y} \frac{\partial F}{\partial \delta_F}$$

$$M_q = m'_q + M_i$$

$$Z_i = -\bar{q} \frac{S}{mV_0} \frac{\bar{c}}{V_0} [C_{Ai} + \alpha_0 C_{Wi}]$$

$$Z_{aK} = Z_a$$

$$Z_f = -\frac{i_F}{mV_0} \frac{\partial F}{\partial \delta_F}$$

$$Z'_i = Z_i V_0$$

$$M_i = \bar{q} \frac{S \bar{c}}{I_y} \frac{\bar{c}}{V_0} C_{mi}$$

$$M_\eta = \bar{q} \frac{S \bar{c}}{I_y} C_{m\eta}$$

$$M_x = \bar{q} \frac{S \bar{c}}{I_y} C_{mx}$$

$$M_{Wx} = M'_q - M_i$$

侧向运动的等效参量

$$Y'_\beta = \bar{q} \frac{S}{m} C_{Q\beta}$$

$$Y'_p = \bar{q} \frac{S b/2}{m V_0} C_{Qp}$$

$$Y'_\xi = \bar{q} \frac{S}{m} C_{Q\xi}$$

$$Y_i = \frac{Y'_i}{V_0}$$

$$L'_\beta = \bar{q} \frac{S b/2}{\Delta} [I_x C_{l\beta} + I_{zx} C_{n\beta}]$$

$$L'_p = \bar{q} \frac{S b/2 b/2}{\Delta V_0} [I_x C_{lp} + I_{zx} C_{np}]$$

$$L'_\xi = \bar{q} \frac{S b/2}{\Delta} [I_x C_{l\xi} + I_{zx} C_{n\xi}]$$

$$N'_\beta = \bar{q} \frac{S b/2}{\Delta} [I_x C_{n\beta} + I_{zx} C_{l\beta}]$$

$$N'_p = \bar{q} \frac{S b/2 b/2}{\Delta V_0} [I_x C_{np} + I_{zx} C_{lp}]$$

$$N'_\xi = \bar{q} \frac{S b/2}{\Delta} [I_x C_{n\xi} + I_{zx} C_{l\xi}]$$

$$\bar{q} = \frac{\rho}{2} V_0^2$$

$$Y'_{\hat{\beta}} = \bar{q} \frac{S b/2}{m V_0} C_{Q\hat{\beta}}$$

$$Y'_r = \bar{q} \frac{S b/2}{m V_0} C_{Qr}$$

$$Y'_\zeta = \bar{q} \frac{S}{m} C_{Q\zeta}$$

$$L'_{\hat{\beta}} = \bar{q} \frac{S b/2 b/2}{\Delta V_0} [I_x C_{l\hat{\beta}} + I_{zx} C_{n\hat{\beta}}]$$

$$L'_r = \bar{q} \frac{S b/2 b/2}{\Delta V_0} [I_x C_{lr} + I_{zx} C_{nr}]$$

$$I'_\zeta = \bar{q} \frac{S b/2}{\Delta} [I_x C_{l\zeta} + I_{zx} C_{n\zeta}]$$

$$N'_{\hat{\beta}} = \bar{q} \frac{S b/2 b/2}{\Delta V_0} [I_x C_{n\hat{\beta}} + I_{zx} C_{l\hat{\beta}}]$$

$$N'_r = \bar{q} \frac{S b/2 b/2}{\Delta V_0} [I_x C_{nr} + I_{zx} C_{lr}]$$

$$N'_\zeta = \bar{q} \frac{S b/2}{\Delta} [I_x C_{n\zeta} + I_{zx} C_{l\zeta}]$$

$$\Delta = I_x I_z - I_{zx}^2$$

A. 1.2 飞机 6 自由度非线性方程组

这里把第 2 章到第 5 章所导出的矢量方程汇总成飞机运动的全量方程组, 这组方程是 6 自由度数值仿真的基础, 其中所用到的一些变换矩阵放在附录 A. 1. 3 中。输入变量是由作为扰动变量的当地风速梯度(风切变张量)和作为操纵变量的各个舵面偏角、襟翼偏角和发动机推力组成的。为了模拟飞机的运动, 应该预先规定输入变量的时间变化过程; 为了描述飞行航迹, 既可以表示成相对起始点的微分方程, 也可以用相对规定飞行航迹的偏差微分方程。这些方程都要附加详细的空气动力模型(式(5. 1. 1)和式(5. 1. 2))和一个详细的发动机模型(式(2. 5. 4)和式(2. 5. 5))。

转动自由度

风场的旋转矢量

$$\text{rot} \vec{V}_w(\vec{s}) = \vec{\nabla} \times \vec{V}_w(\vec{s}) = \begin{bmatrix} w_{wy}(\vec{s}) - v_{wz}(\vec{s}) \\ u_{wz}(\vec{s}) - w_{wx}(\vec{s}) \\ v_{wx}(\vec{s}) - u_{wy}(\vec{s}) \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} p_w(\vec{s}) \\ q_w(\vec{s}) \\ r_w(\vec{s}) \end{bmatrix} \quad (4. 2. 16)$$

转动角速度关系

$$\begin{bmatrix} p_A \\ q_A \\ r_A \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix}_f - \underline{M}_{fg} \begin{bmatrix} p_w \\ q_w \\ r_w \end{bmatrix}_g \quad (2. 2. 36)$$

空气动力力矩矢量

$$\vec{Q}_f^A = \begin{bmatrix} L^A \\ M^A \\ N^A \end{bmatrix}_f = \frac{\rho}{2} V_A^2 S \begin{bmatrix} (b/2)C_l(M, \beta, \dot{\beta}, p_A, r_A, \xi, \zeta \dots) \\ \bar{c}C_m(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, i_H, \eta, \kappa \dots) \\ (b/2)C_n(M, \beta, \dot{\beta}, p_A, r_A, \xi, \zeta \dots) \end{bmatrix}_f \quad (5. 1. 2)$$

推力力矩矢量

$$\vec{Q}_f^F = \begin{bmatrix} L^F \\ M^F \\ N^F \end{bmatrix} = \vec{r}_F^* \times \vec{F}_f = \begin{bmatrix} 0 \\ y_F \\ z_F \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos i_F \\ 0 \\ -\sin i_F \end{bmatrix} F_{res} = \begin{bmatrix} -y_F \sin i_F \\ z_F \cos i_F \\ -y_F \cos i_F \end{bmatrix} F_{res} \quad (2. 5. 5)$$

转动角速度的微分方程

$$\left(\frac{d\vec{\Omega}_K}{dt} \right)_f = \begin{bmatrix} \dot{p}_K \\ \dot{q}_K \\ \dot{r}_K \end{bmatrix}_f = \underline{T}_f^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} L^A + L^F \\ M^A + M^F \\ N^A + N^F \end{bmatrix}_f - \begin{bmatrix} q_K r_K (I_x - I_y) - p_K q_K I_{xz} \\ r_K p_K (I_x - I_z) + (p_K^2 - r_K^2) I_{xz} \\ p_K q_K (I_y - I_x) + q_K r_K I_{xz} \end{bmatrix}_f \right\} \quad (5. 2. 29)$$

姿态角微分方程

$$\frac{d\Phi}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi} \\ \dot{\Theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix} = \underline{M}_{\Phi f} \vec{\Omega}_{Kf} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \Phi \tan \Theta & \cos \Phi \tan \Theta \\ 0 & \cos \Phi & -\sin \Phi \\ 0 & \sin \Phi / \cos \Theta & \cos \Phi / \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_K \\ q_K \\ r_K \end{bmatrix}_f \quad (2. 3. 14)$$

移动自由度

作用在飞机重心上的风矢量

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} u_{wx} & u_{wy} & u_{wz} \\ v_{wx} & v_{wy} & v_{wz} \\ w_{wx} & w_{wy} & w_{wz} \end{bmatrix}_g \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi \\ \cos\gamma \sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (4.2.2)$$

速度关系

$$\begin{bmatrix} u_A \\ v_A \\ w_A \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} u_K \\ v_K \\ w_K \end{bmatrix}_f - \underline{M}_{fg} \begin{bmatrix} u_w \\ v_w \\ w_w \end{bmatrix}_g \quad (2.2.26)$$

并且

$$V_A = \sqrt{u_{Af}^2 + v_{Af}^2 + w_{Af}^2} \quad (2.2.16)$$

$$\alpha = \arctan \left(\frac{w_{Af}}{u_{Af}} \right) \quad (2.2.17)$$

$$\beta = \arcsin \left(\frac{v_{Af}}{V_A} \right) \quad (2.2.18)$$

空气动力矢量

$$\vec{R}_f^A = \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_f = \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} -W \\ Q \\ -A \end{bmatrix}_e = \underline{M}_{fe} \frac{\rho}{2} V_A^2 S \begin{bmatrix} -C_w(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, i_H, \eta, \kappa \dots) \\ C_q(M, \beta, \dot{\beta}, p_A, r_A, \xi, \zeta \dots) \\ -C_A(M, \alpha, \dot{\alpha}, q_A, i_H, \eta, \kappa \dots) \end{bmatrix}_e \quad (5.1.1)$$

推力矢量

$$\vec{F} = \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos i_F \\ 0 \\ -\sin i_F \end{bmatrix} F_{res}(\rho, M, \alpha, \delta_F \dots) \quad (2.5.4)$$

单位质量(外)力矢量

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e - \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix}_f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f - \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi \cos\Theta \\ \cos\Phi \cos\Theta \end{bmatrix}_g \quad (5.2.14)$$

移动速度微分方程

$$\left(\frac{d\vec{V}_K}{dt} \right)_f = \begin{bmatrix} \dot{u}_K \\ \dot{v}_K \\ \dot{w}_K \end{bmatrix}_f = \frac{1}{m} \underline{M}_{fe} \begin{bmatrix} X^A \\ Y^A \\ Z^A \end{bmatrix}_e + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X^F \\ Y^F \\ Z^F \end{bmatrix}_f + \begin{bmatrix} -\sin\Theta \\ \sin\Phi \cos\Theta \\ \cos\Phi \cos\Theta \end{bmatrix}_g - \begin{bmatrix} q_K w_K - r_K v_K \\ r_K u_K - p_K w_K \\ p_K v_K - q_K u_K \end{bmatrix}_f \quad (5.2.3)$$

并且

$$V_K = \sqrt{u_{Kg}^2 + v_{Kg}^2 + w_{Kg}^2} \quad (5.2.5)$$

$$\chi = \arctan \left(\frac{v_{Kg}}{u_{Kg}} \right) \quad (5.2.6)$$

$$\gamma = -\arcsin \left(\frac{w_{Kg}}{V_K} \right) \quad (5.2.7)$$

相对于起始点的位置的微分方程

$$\frac{d\vec{s}_g}{dt} = \vec{V}_{K_g} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} \Delta \dot{N} \\ \Delta \dot{E} \\ -\dot{H} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi \\ \cos\gamma \sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (5.2.17)$$

也可用相对于规定航迹的偏差的微分方程

$$\frac{d}{dt} \Delta \vec{r}_g = \vec{V}_{K_{gc}} - \vec{V}_{K_g}(t) = \begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{z} \end{bmatrix}_g = \begin{bmatrix} \cos\gamma_c \cos\chi_c \\ \cos\gamma_c \sin\chi_c \\ -\sin\gamma_c \end{bmatrix} V_{K_c} - \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi \\ \cos\gamma \sin\chi \\ -\sin\gamma \end{bmatrix} V_K \quad (5.2.18)$$

以及测量变量的输出方程

$$\Delta \vec{r} = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ \Delta \rho R + \rho_c \Delta R \\ -\Delta \epsilon R - \epsilon_c \Delta R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta R \\ D \\ \Delta H \end{bmatrix} \quad (2.4.15)$$

A. 1.3 变换矩阵

为了便于理解,第2章中的各种坐标系之间的变换矩阵都分解成基元矩阵,或者只给出个别情况下的结果。这里把它们列写成乘积形式,同时,仍保持它们在第2章中的编号。这些变换矩阵是附录A.1.2所列出的非线性方程的组成部分,涉及的都是正交矩阵,也就是说,它们的逆矩阵等于转置矩阵。

变换:地面固连→飞机固连(转动顺序: Ψ, Θ, Φ)

$$\underline{M}_{fg} = \begin{bmatrix} \cos\Psi \cos\Theta & \sin\Psi \cos\Theta & -\sin\Theta \\ \cos\Psi \sin\Theta \sin\Phi - \sin\Psi \cos\Phi & \sin\Psi \sin\Theta \sin\Phi + \cos\Psi \cos\Phi & \cos\Theta \sin\Phi \\ \cos\Psi \sin\Theta \cos\Phi + \sin\Psi \sin\Phi & \sin\Psi \sin\Theta \cos\Phi - \cos\Psi \sin\Phi & \cos\Theta \cos\Phi \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

变换:地面固连→航迹固连(转动顺序: χ, γ)

$$\underline{M}_{gk} = \begin{bmatrix} \cos\gamma \cos\chi & \cos\gamma \sin\chi & -\sin\gamma \\ -\sin\chi & \cos\chi & 0 \\ \sin\gamma \cos\chi & \sin\gamma \sin\chi & \cos\gamma \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

变换:航迹固连→飞机固连(转动顺序: $-\beta_K, \alpha_K, \mu_K$)

$$\underline{M}_{fk} = \begin{bmatrix} \cos\beta_K \cos\alpha_K & -\sin\beta_K \cos\alpha_K & -\sin\alpha_K \\ \cos\beta_K \sin\alpha_K \sin\mu_K + \sin\beta_K \cos\mu_K & -\sin\beta_K \sin\alpha_K \sin\mu_K + \cos\beta_K \cos\mu_K & \cos\alpha_K \sin\mu_K \\ \cos\beta_K \sin\alpha_K \cos\mu_K - \sin\beta_K \sin\mu_K & -\sin\beta_K \sin\alpha_K \cos\mu_K - \cos\beta_K \sin\mu_K & \cos\alpha_K \cos\mu_K \end{bmatrix} \quad (2.2.7)$$

变换:气流→飞机固连(转动顺序: $-\beta, \alpha$)

$$\underline{M}_{fa} = \begin{bmatrix} \cos\alpha \cos\beta & -\cos\alpha \sin\beta & -\sin\alpha \\ \sin\beta & \cos\beta & 0 \\ \sin\alpha \cos\beta & -\sin\alpha \sin\beta & \cos\alpha \end{bmatrix} \quad (2.2.14)$$

变换:地面固连→风固连(转动顺序: χ_w, γ_w)

$$\underline{M}_{wg} = \begin{bmatrix} \cos\gamma_w \cos\chi_w & \cos\gamma_w \sin\chi_w & -\sin\gamma_w \\ -\sin\chi_w & \cos\chi_w & 0 \\ \sin\gamma_w \cos\chi_w & \sin\gamma_w \sin\chi_w & \cos\gamma_w \end{bmatrix} \quad (\text{A. 1. 1})$$

变换:地面固连→气流(转动顺序: χ_A, γ_A, μ_A)

$$\underline{M}_{ag} = \begin{bmatrix} \cos\chi_A \cos\gamma_A & \sin\chi_A \cos\gamma_A & -\sin\gamma_A \\ \cos\chi_A \sin\gamma_A \sin\mu_A - \sin\chi_A \cos\mu_A & \sin\chi_A \sin\gamma_A \sin\mu_A + \cos\chi_A \cos\mu_A & \cos\gamma_A \sin\mu_A \\ \cos\chi_A \sin\gamma_A \cos\mu_A + \sin\chi_A \sin\mu_A & \sin\chi_A \sin\gamma_A \cos\mu_A - \cos\chi_A \sin\mu_A & \cos\gamma_A \cos\mu_A \end{bmatrix} \quad (2. 2. 19)$$

变换:气流→航迹固连(转动顺序: $\beta_w, -\alpha_w, -\mu_w$)

$$\underline{M}_{ka} = \begin{bmatrix} \cos\beta_w \cos\alpha_w & \sin\beta_w \cos\alpha_w & +\sin\alpha_w \\ \cos\beta_w \sin\alpha_w \sin\mu_w - \sin\beta_w \cos\mu_w & \sin\beta_w \sin\alpha_w \sin\mu_w + \cos\beta_w \cos\mu_w & -\cos\alpha_w \sin\mu_w \\ -\cos\beta_w \sin\alpha_w \cos\mu_w - \sin\beta_w \sin\mu_w & -\sin\beta_w \sin\alpha_w \cos\mu_w + \cos\beta_w \sin\mu_w & \cos\alpha_w \cos\mu_w \end{bmatrix} \quad (2. 2. 22)$$

变换:地面固连→测向矢量固连(转动顺序: ρ, ϵ)

$$\underline{M}_{rg} = \begin{bmatrix} \operatorname{cosec}\rho \cos\epsilon & \operatorname{cosec}\rho \sin\epsilon & -\sin\epsilon \\ -\sin\rho & \cos\rho & 0 \\ \sin\epsilon \cos\rho & \sin\epsilon \sin\rho & \cos\epsilon \end{bmatrix} \quad (2. 4. 5)$$

A. 1. 4 发动机线性模型

按文献/Strutz We 89/,下面给出 Larzac C04 发动机在 4 种工作状态下的线性状态方程。

状态变量是:

N_1 [%] 低压转子转数;

N_2 [%] 高压转子转数。

输入变量是:

$\dot{m}_B$ [kg/s] 燃料质量流量;

A_8 [m²] 可调节尾喷管截面积;

$\dot{m}_L$ [kg/s] 放气量(bleed)。

输出变量和测量变量(除了 N_1 和 N_2 外)为

P_3 [Pa] 高压压气机出口压力;

T_4 [K] 高压涡轮进口温度;

F [N] 推力。

方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{N}_1 \\ \dot{N}_2 \end{bmatrix} = \underline{A} \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} + \underline{B} \begin{bmatrix} \dot{m}_B \\ A_8 \\ \dot{m}_L \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} P_3 \\ T_4 \\ F \end{bmatrix} = \underline{C} \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} + \underline{D} \begin{bmatrix} \dot{m}_B \\ A_8 \\ \dot{m}_L \end{bmatrix}$$

工作点	1	2	3	4
$N_2/\%$	72.6	80.1	90.2	100.3
$N_1/\%$	54.6	66.3	86.7	101.7
$\dot{m}_B/(\text{kg} \cdot \text{s}^{-1})$	59	62	67	69
A_g/m^2	0.040	0.040	0.043	0.049

方程系数

a_{11}	-1.359	E+00	-1.334	E+00	-1.328	E+00	-2.273	E+00
a_{12}	1.177	E+00	1.204	E+00	1.442	E+00	2.777	E+00
a_{21}	-1.590	E-01	-1.618	E-01	-1.869	E-01	-2.404	E-01
a_{22}	-4.429	E-01	-4.512	E-01	-7.038	E-01	-6.974	E-01
b_{11}	1.373	E+02	1.403	E+02	1.890	E+02	2.035	E+02
b_{12}	1.310	E+02	1.519	E+02	2.450	E+02	2.593	E+02
b_{13}	-1.421	E+01	-1.537	E+01	-2.528	E+01	-2.359	E+01
b_{21}	2.881	E+02	2.854	E+02	2.688	E+02	2.587	E+02
b_{22}	2.008	E+02	2.217	E+02	2.059	E+02	1.333	E+02
b_{23}	-1.855	E+01	-1.826	E+01	-1.893	E+01	-1.866	E+01
c_{11}	2.873	E-02	1.669	E-01	3.431	E-01	-1.646	E-01
c_{12}	3.971	E+00	3.805	E+00	5.364	E+00	6.435	E+00
c_{21}	1.516	E+03	9.319	E+02	1.259	E+03	5.392	E+02
c_{22}	8.796	E+03	9.664	E+03	1.487	E+04	1.750	E+04
C_{31}	5.374	E+01	1.704	E+01	4.260	E+01	3.350	E+01
c_{32}	6.918	E+01	1.076	E+02	1.581	E+02	1.965	E+02
d_{11}	0		0		0		0	
d_{12}	-9.350	E+01	-9.840	E+01	-1.000	E+02	-1.000	E+02
d_{13}	-6.196	E+01	-6.668	E+01	-7.155	E+01	-7.660	E+01
d_{21}	0		0		0		0	
d_{22}	-2.250	E+05	-2.380	E+05	-2.500	E+05	-2.500	E+05
d_{23}	-1.066	E+07	-1.144	E+07	-1.211	E+07	-1.540	E+05
d_{31}	4.500	E+03	5.756	E-06	3.214	E-06	4.950	E-06
d_{32}	-2.963	E+04	-3.320	E+04	-3.506	E+04	-2.996	E+04
d_{33}	-5.446	E+02	-8.362	E+02	-6.014	E+02	-8.912	E+02
特征值	-0.749 6		-0.892 5		-1.016 1		-1.485 1	
	-1.053 0		$\pm j0.005 0$		$\pm j0.414 9$		$\pm j0.217 7$	

A.2 飞行力学数据

附录 A.2.1 中列出 5 种示例飞机分别在 3 种飞行状态下的飞行力学数据。首先,在表 A.2.1 和表 A.2.2 中给出系数和导数,表 A.2.3 和表 A.2.4 给出由表 A.2.1 和表 A.2.2 数据按照附录 A.1.1 计算出的等效参量。附录 A.2.2 给出与这些飞行状态相对应的 A.1.1 状态微分方程的矩阵 $\underline{A}$ 和 $\underline{B}$, 它们被简化成飞行力学的核心, 也就是减少到各 4 个状态变量。

这些示例是用允许使用的资料计算的, 其中有一部分引用了原型机的数据, 同真实飞机的特征参数不完全一致。尽管如此, 这些数据仍表征了相应类型飞机的典型特性, 所以, 很适于作为示例运算用。

A.2.1 飞行状态、导数和等效参量

一般数据

示例 A Airbus A 300

$$\begin{aligned} S &= 260 \text{ m}^2 & \bar{c} &= 6.60 \text{ m} & b/2 &= 22.40 \text{ m} & m &= 130\,000 \text{ kg} \\ I_x &= 6.011 \times 10^6 & I_y &= 10.53 \times 10^6 & I_z &= 15.73 \times 10^6 & I_{xz} &= 0.330 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ F_{\max} &= 452\,000 \text{ N} & z_F &= 2.65 \text{ m} & i_F &= 2.17^\circ \end{aligned}$$

A1: 着陆进近 A2: 等待飞行 A3: 巡航飞行

示例 B Boeing 707

$$\begin{aligned} S &= 268 \text{ m}^2 & \bar{c} &= 6.39 \text{ m} & b/2 &= 21.7 \text{ m} & m &= 100\,000 \text{ kg} \\ I_x &= 5.03 \times 10^6 & I_y &= 6.87 \times 10^6 & I_z &= 12.26 \times 10^6 & I_{xz} &= 0 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ F_{\max} &= 320\,800 \text{ N} & z_F &= -1.5 \text{ m} & i_F &= 0^\circ \end{aligned}$$

B1: 着陆进近 B2: 等待飞行 B3: 巡航飞行

示例 C Concorde

$$\begin{aligned} S &= 358.6 \text{ m}^2 & \bar{c} &= 27.50 \text{ m} & b/2 &= 12.80 \text{ m} & m &= 150\,000 \text{ kg} \\ I_x &= 2.166 \times 10^6 & I_y &= 18.150 \times 10^6 & I_z &= 19.840 \times 10^6 & I_{xz} &= 0 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ F_{\max} &= 676\,000 \text{ N} & z_F &= 0.70 \text{ m} & i_F &= 0^\circ \end{aligned}$$

C1: 着陆进近 C2: 亚音速巡航飞行 C3: 超音速巡航飞行

示例 D Dornier Do 328

$$\begin{aligned} S &= 40.00 \text{ m}^2 & \bar{c} &= 2.04 \text{ m} & b/2 &= 10.4 \text{ m} & m &= 10\,500 \text{ kg} \\ I_x &= 103\,000 & I_y &= 158\,000 & I_z &= 240\,000 & I_{xz} &= 12\,500 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ F_{\max} &= 27\,350 \text{ N} & z_F &= -0.55 \text{ m} & i_F &= -1.5^\circ \end{aligned}$$

D1: 着陆进近 D2: 爬升飞行 D3: 巡航飞行

示例 F Lockheed F104G

$$\begin{aligned} S &= 18.2 \text{ m}^2 & \bar{c} &= 2.91 \text{ m} & b/2 &= 6.7 \text{ m} & m &= 7\,350 \text{ kg} \\ I_x &= 4\,900 & I_y &= 7\,850 & I_z &= 8\,040 & I_{xz} &= 3\,630 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ F_{\max} &= 70\,600 \text{ N} & z_F &= 0 \text{ m} & i_F &= 0^\circ \end{aligned}$$

F1: 着陆进近 F2: 近地高速飞行 F3: 巡航飞行

飞行状态定义^①

	$V_A/$ ($m \cdot s^{-1}$)	M	H/m	$\rho/$ ($kg \cdot m^{-3}$)	$\gamma_o/(^\circ)$	$\alpha_o/(^\circ)$	$\eta_K/(^\circ)$	F/N
A1	77	0.228	600	1.156 0	-3.0	7.84	0	79 033
A2	131.5	0.400	3 000	0.909 1	0.0	4.00	-	75 677
A3	264	0.881	10 000	0.412 7	0.0	0.00	-	85 972
B1	80	0.235	100	1.225 0	-3.0	4.00	50	75 340
B2	130	0.390	1 500	1.058 1	0.0	1.20	-	44 440
B3	240	0.801	10 000	0.412 7	0.0	-1.50	-	73 280
C1	84.8	0.251	600	1.156 0	-3.0	17.96	-	250 130
C2	268	0.882	9 000	0.466 3	0.0	5.95	-	136 080
C3	570	2.07	15 500	0.179 5	0.0	4.63	-	205 000
D1	53	0.156	300	1.189 6	-3.0	1.82	35	
D2	103	0.303	300	1.189 6	3.0	2.04	-	
D3	144	0.428	900	1.121 0	0.0	0.16	-	
F1	87.5	0.257	100	1.225 0	-3.0	2.30	-	22 650
F2	374	1.100	100	1.225 0	0.0	1.00	-	73 580
F3	590	2.000	13 700	0.246 0	0.0	3.00	-	31 590

① 在飞行状态 B1, D1 和 F1, 起落架放下。

表 A.2.1 纵向运动的气动导数

	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3	D1	D2	D3	F1	F2	F3
C_{A0}	1.417	0.621	0.341	0.937	0.376	0.239	0.934	0.243	0.127	1.536	0.408	0.221	0.735	0.045	0.093
C_{Aa}	5.66	4.72	6.22	3.72	3.83	4.60	3.38	3.07	1.95	6.76	5.98	6.00	3.44	5.0	2.5
$C_{A\dot{a}}$	1.00	1.10	1.55	—	—	—	0	0	0	1.53	0.929	0.907	—	—	—
C_{Aq}	3.20	3.50	3.80	—	—	—	0.669	1.143	1.236	4.39	4.39	4.39	—	—	—
C_{AM}	—	—	—	-0.133	-0.117	0.064	0	0.200	-0.100	—	—	—	0	-0.04	-0.08
$C_{A\eta}$	0.433	0.395	0.194	0.228	0.215	0.189	0.804	0.944	0.152	0.349	0.349	0.349	0.68	0.6	0.4
C_{W0}	0.163	0.036 9	0.023	0.172	0.021	0.018	0.211	0.022 5	0.017 9	0.069	0.049	0.027	0.263	0.047	0.044
$C_{W\dot{a}}$	0.814	0.302	0.219	0.359	0.103	0.103	2.03	0.476	0.202	0.478	0.072	-0.002	0.45	0.08	0.16
C_{WM}	—	—	—	0	0	0.020	-0.002	-0.007	0.002	—	—	—	0	0.03	0
$C_{W\eta}$	0.062 3	0.025 3	0.006 8	-0.011	-0.011	-0.011	0.482	0.146	0.0158	0	0	0	0	0	0
C_{m0}	-0.035 6	-0.014 9	-0.009 2	-0.095	0.049	0.070	-0.004 3	0.000 6	-0.000 5	0.092	0.104	0.127	0	0	0
C_{ma}	-1.203	-0.747	-1.081	-0.680	-0.622	-0.824	-0.043 7	-0.069 7	-0.106 7	-1.696	-1.549	-1.678	-0.64	-1.8	-0.8
$C_{m\dot{a}}$	-5.21	-5.25	-8.65	-3.01	-2.95	-3.63	0	0	0	-8.64	-5.26	-5.141	-0.8	-1.7	-1.4
C_{mq}	-13.61	-13.53	-17.72	-8.50	-8.15	-8.97	-0.252	-0.374	-0.184	-26.0	-26.0	-26.0	-2.9	-4.3	-2.3
C_{mM}	—	—	—	0.020	0.016	-0.092	0	0	0	—	—	—	0	0.04	-0.01
$C_{m\eta}$	-1.688	-1.541	-0.771	-0.772	-0.727	-0.638	-0.230	-0.341	-0.071	-1.93	-1.93	-1.93	-1.46	1.05	-0.8

表 A.2.2 侧向运动的气动导数

	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3	D1	D2	D3	F1	F2	F3
$C_{q\dot{\alpha}}$	-1.090	-1.034	-1.149	-0.569	-0.631	-0.755	-0.375	-0.379	-0.424	-1.233	-1.215	-1.195	-1.17	-1.3	-1.0
$C_{q\dot{\beta}}$	2.349	0.624	-0.294	-0.227	-0.213	-0.254	0.050	0.063	0.038	0.150	0.153	0.109	0	0	0
$C_{q\dot{\gamma}}$	2.23	2.23	2.33	0.415	0.415	0.514	0.360	0.360	0.319	0.578	0.563	0.576	0	0	0
$C_{q\dot{\delta}}$	0	0	0	0	0	0	0.144	0.144	0.029	0	0	0	0	0	0
$C_{q\dot{\epsilon}}$	0.253	0.230	0.176	0.244	0.244	0.244	0.140	0.184	0.045	0.412	0.380	0.389	0.208	0.22	0.1
$C_{i\dot{\alpha}}$	-1.432	-1.250	-1.598	-0.420	-0.259	-0.231	0.340	-0.023	-0.098	-0.247	-0.275	-0.285	-0.350	-0.36	-0.12
$C_{i\dot{\beta}}$	-9.08	-8.42	-9.82	-0.930	-0.843	-1.01	-0.098	-0.082	-0.067	-1.061	-1.083	-1.118	-0.570	-0.72	-0.5
$C_{i\dot{\gamma}}$	9.39	4.12	3.40	2.83	1.03	0.729	0.039 1	0.012 9	0.011 5	0.349	0.361	0.295	0.530	0.8	0.23
$C_{i\dot{\delta}}$	-0.263	-0.233	-0.125	-0.100	-0.105	-0.110	-0.122	-0.142	-0.034 6	-0.300	-0.300	-0.299	-0.078	-0.037	-0.015
$C_{i\dot{\epsilon}}$	0.094 5	0.140	0.131	0.032	0.032	0.032	0.020 2	0.027 1	0.007 1	0.085 4	0.083 6	0.099	0.09	0.056	0.016
$C_{n\dot{\alpha}}$	1.063	1.108	1.616	0.222	0.177	0.222	0.096 0	0.098 9	0.078 9	0.535	0.338	0.366	1.0	0.84	0.32
$C_{n\dot{\beta}}$	-6.36	-2.88	-2.26	-0.429	-0.201	-0.188	-0.015 0	-0.015 4	-0.013 2	-0.199	-0.204	-0.140	-0.28	-0.05	-0.14
$C_{n\dot{\gamma}}$	-7.71	-6.36	-6.78	-0.329	-0.329	-0.401	-0.140	-0.150	-0.143	-0.628	-0.615	-0.619	-1.5	-2.4	-1.2
$C_{n\dot{\delta}}$	-0.051	-0.049	-0.057	0	0	0	-0.053 7	-0.075 7	-0.020 7	-0.012 7	-0.000 7	-0.006 5	0.008	0.042	0.04
$C_{n\dot{\epsilon}}$	-0.954	-0.883	-0.683	-0.206	-0.206	-0.206	-0.0965	-0.118 4	-0.031 8	-0.405	-0.384	-0.392	-0.32	0.18	-0.08

表 A.2.3 纵向运动的等效参量

	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3	D1	D2	D3	F1	F2	F3
X_u	-0.040 6	-0.015 7	-0.008 4	-0.046	-0.008	-0.007	-0.059 6	-0.010 1	-0.006 4	-0.004 8	-0.016 1	-0.016 2	-0.080	-0.072	-0.014
X_a	2.34	1.589	-4.76	6.12	6.57	4.37	7.73	4.02	2.84	8.10	13.19	10.62	3.80	-7.40	-6.16
X_i	0.608	0.582	0.661	0.098	0.098	0.098	1.667	0.907	1.367	2.60	2.60	2.60	0.002	0.001	0.001
X_η	-0.564	-0.685	-0.454	-0.121	-0.275	-0.366	-0.369	-1.748	-0.537	0.071	0.300	0.043	0	0	0
Z_u	-0.003 3	-0.001 1	-0.000 3	-0.003 0	-0.001 0	-0.000 3	-0.002 6	-0.000 3	0	-0.007	-0.002	-0.001	-0.002 6	0	0
Z_a	-0.514	-0.566	-0.680	-0.515	-0.716	-0.617	-0.41 7	-0.462	-0.262	-0.827	-1.412	-1.853	-0.565	-3.072	-0.397
Z_i	0	0	0	0	0	0	0.0002	0	0	-0.003	-0.002	-0.001	0	0	0
Z_η	-0.038 6	-0.047 3	-0.021 2	-0.030 3	-0.040	-0.025	-0.094	-0.141	-0.020 4	-0.042	-0.082	-0.107	-0.103 7	-0.366	-0.062
M_u	0.000 3	0	0	-0.002	0.002	0.001	-0.000 2	0	0	0.005	0.007	0.011	0	0.007	-0.001
M_a	-0.544	-0.766	-2.189	-0.670	-1.40	-2.46	-0.098 5	-0.634	-1.849	-1.226	-4.57	-9.26	-2.11	-103	-20.1
M_q	-0.901	-1.207	-1.545	-0.906	-1.225	-1.002	-0.184	-0.350	-0.154	-1.151	-2.018	-2.648	-0.405	-2.68	-0.457
M_{wx}	-0.402	-0.532	-0.531	-0.430	-0.573	-0.426	-0.184	-0.350	-0.154	-0.577	-1.339	-1.774	-0.229	-1.16	-0.111
M_i	0.020	0.019	0.022	0.001	0.001	0.001	0.009 6	0.005 2	0.007 9	-0.094	-0.095	-0.095	0	0	0
M_η	-0.933	-1.958	-1.795	-0.760	-1.63	-1.91	-0.519	-3.104	-1.233	-1.653	-6.26	-11.54	-4.81	-60.2	-20.1

表 A.2.4 侧向运动的等效参数

	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3	D1	D2	D3	F1	F2	F3
Y_{β}	-0.097	-0.124	-0.125	-0.075	-0.125	-0.101	-0.043 9	-0.056 6	0.056 7	-0.148	-0.284	-0.367	-0.178	-0.792	-0.156
Y_p	0.060 8	0.012 7	-0.002 7	-0.008	-0.007	-0.003	0.000 9	0.000 5	0.000 1	0.003 6	0.003 6	0.002 4	0	0	0
Y_r	0.057 7	0.045 4	0.021 5	0.149	0.013 6	0.005 8	0.006 4	0.002 6	0.001 0	0.013 7	0.013 4	0.012 9	0	0	0
Y_{ε}	0	0	0	0	0	0	0.016 9	0.021 5	0.003 8	0	0	0	0	0	0
Y_{ζ}	0.022 5	0.027 5	0.019 1	0.032 3	0.045 2	0.082 6	0.016 4	0.027 5	0.005 9	0.050	0.089	0.120	0.031 7	0.133 9	0.015 6
L_{β}	-4.83	-9.71	-22.8	-1.93	-2.71	-3.22	3.00	-0.821	-6.59	-1.510	-6.66	-12.67	-41.3	-757	-110
L_p	-8.65	-10.86	-11.57	-1.16	-1.47	-1.27	-0.130	-0.138	-0.102	-1.453	-2.88	-3.91	-5.16	-27.1	-5.22
L_r	9.23	5.53	4.19	3.53	1.80	0.918	0.052	0.022	0.0175	0.430	0.867	0.912	4.79	30.1	2.40
L_{ε}	-0.872	-1.766	-1.731	-0.460	-1.125	-1.505	-1.074	-5.04	-2.34	-2.06	-7.76	-14.26	-9.21	-77.8	-13.8
L_{ζ}	0.381	1.209	2.028	0.145	0.330	0.439	0.177	0.960	0.481	0.441	1.645	3.74	10.6	118	14.7
N_{β}	1.45	3.43	9.08	0.416	0.758	1.26	0.092	0.383	0.581	1.485	3.38	6.78	7.46	109	18.2
N_p	-2.17	-1.202	-0.777	-0.218	-0.143	-0.097	-0.002 2	-0.002 9	-0.002 2	-0.191	-0.379	-0.410	-0.159	-0.117	-0.090
N_r	-3.04	-3.27	-3.16	-0.167	-0.235	-0.206	-0.020 3	-0.027 7	-0.023 6	-0.341	-0.646	-0.869	-0.859	-5.58	-0.774
N_{ε}	-0.047	-0.104	-0.266	0	0	0	-0.051 6	-0.293	-0.153	-0.144	-0.412	-0.875	0.060	5.46	2.28
N_{ζ}	-1.218	-2.59	-3.68	-0.387	-0.882	-1.17	-0.093	-0.459	-0.235	-1.160	-4.15	-7.77	-2.39	23.4	-4.55

A. 2. 2 状态矩阵、阶跃响应、伯德图

下面给出在附录 A. 2. 1 所规定的飞行状态下, 纵向运动和侧向运动的状态矩阵, 分别对应下列飞机的 3 种飞行状态:

- Airbus A300 (A1~A3);
- Boeing 707—321 (B1~B3);
- Concorde (C1~C3);
- Dornier Do 328 (D1~D3);
- Lockheed F104 (F1~F3)。

纵向运动的方程、状态变量和输入变量为

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_K \\ \dot{\alpha} \\ \dot{V}_A \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \underline{A}_{LB(4 \times 4)} \begin{bmatrix} q_K \\ \alpha \\ V_A \\ \gamma \end{bmatrix} + \underline{B}_{LB(4 \times 2)} \begin{bmatrix} \delta_F \\ \eta \end{bmatrix}$$

侧向运动的方程、状态变量和输入变量为

$$\begin{bmatrix} \dot{r}_K \\ \dot{\beta} \\ \dot{p}_K \\ \dot{\Phi} \end{bmatrix} = \underline{A}_{SB(4 \times 4)} \begin{bmatrix} r_K \\ \beta \\ p_K \\ \Phi \end{bmatrix} + \underline{B}_{SB(4 \times 2)} \begin{bmatrix} \xi \\ \zeta \end{bmatrix}$$

数据统一采用状态变量和输出变量的国际单位制(SI):

- 飞行速度 $V_A(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$;
- 角度 $(\alpha, \beta, \gamma, \Phi, \eta, \xi, \zeta)(\text{rad})$;
- 转动角速度 $(p_K, q_K, r_K)(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$;
- 推力输入为各自最大推力的%。

每种飞行情况皆综合成一页, 除了特征多项式和 A 矩阵的特征值的说明外, 还给出了 4 个状态变量的阶跃响应和伯德图。这里, 升降舵激励和副翼激励各为 $1^\circ(0.01745 \text{ rad})$ 。数值仿真结果示于图 F. 1~图 F. 30。

A—矩阵

$-6.4300 \text{ E}-01$	$-8.2288 \text{ E}-01$	$-4.3621 \text{ E}-04$	0
$9.7273 \text{ E}-01$	$-5.2470 \text{ E}-01$	$-3.2013 \text{ E}-03$	$6.6661 \text{ E}-03$
$-3.0954 \text{ E}-01$	$-5.8084 \text{ E}+00$	$-2.8078 \text{ E}-02$	$-9.7940 \text{ E}+00$
$1.5471 \text{ E}-03$	$4.9178 \text{ E}-01$	$3.1838 \text{ E}-03$	$-6.6661 \text{ E}-03$

B—矩阵

$2.2749 \text{ E}-03$	$-1.9090 \text{ E}+00$
$-1.2319 \text{ E}-04$	$-7.7131 \text{ E}-02$
$6.8871 \text{ E}-02$	$-8.5337 \text{ E}-01$
$2.1418 \text{ E}-04$	$7.7123 \text{ E}-04$

特征多项式

$1.2024 \text{ E}+00$	$1.1878 \text{ E}+00$	$4.4868 \text{ E}-02$	$2.3696 \text{ E}-02$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-5.9233 \text{ E}-01$	$\pm j8.9172 \text{ E}-01$	$-8.8886 \text{ E}-03$	$\pm j1.4352 \text{ E}-01$
------------------------	----------------------------	------------------------	----------------------------

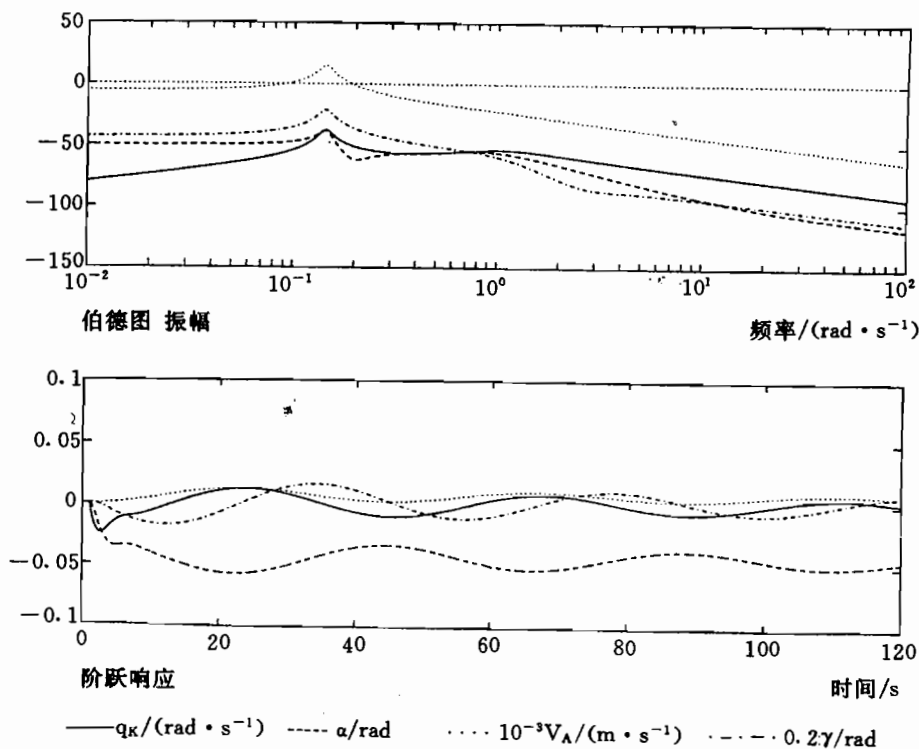


图 F.1 飞行状态 A1,纵向运动

A—矩阵

$-2.5130 \text{ E}-01$	$3.5312 \text{ E}-01$	$-1.9520 \text{ E}-01$	0
$-9.7156 \text{ E}-01$	$-9.6990 \text{ E}-02$	$1.5184 \text{ E}-01$	$1.2694 \text{ E}-01$
$7.8070 \text{ E}-01$	$-1.5489 \text{ E}+00$	$-7.8250 \text{ E}-01$	0
$8.4680 \text{ E}-02$	0	$1.0000 \text{ E}+00$	0

B—矩阵

$2.0370 \text{ E}-02$	$-7.0690 \text{ E}-01$
0	$4.5062 \text{ E}-02$
$3.4420 \text{ E}-01$	$4.7660 \text{ E}-01$
0	0

特征多项式

$1.1308 \text{ E}+00$	$1.0353 \text{ E}+00$	$8.0644 \text{ E}-01$	$8.1945 \text{ E}-03$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-9.2468 \text{ E}-02$	$\pm j9.1770 \text{ E}-01$	$-9.3556 \text{ E}-01$	$-1.0296 \text{ E}-02$
------------------------	----------------------------	------------------------	------------------------

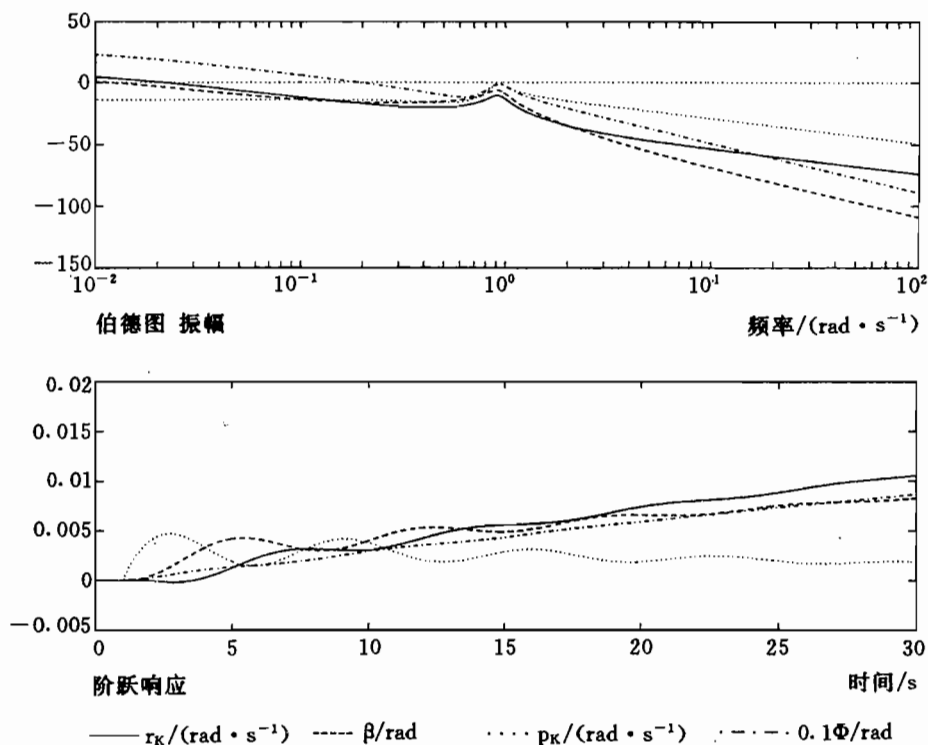


图 F.2 飞行状态 A1,侧向运动

A—矩阵

$-8.5820 \text{ E}-01$	$-1.2614 \text{ E}+00$	$2.4132 \text{ E}-05$	0
$9.7835 \text{ E}-01$	$-5.6910 \text{ E}-01$	$-1.0474 \text{ E}-03$	$7.9200 \text{ E}-08$
$-1.8188 \text{ E}-01$	$-4.7905 \text{ E}+00$	$-8.0381 \text{ E}-03$	$-9.8072 \text{ E}+00$
$-1.2675 \text{ E}-02$	$5.1865 \text{ E}-01$	$1.0484 \text{ E}-03$	$-7.9200 \text{ E}-08$

B—矩阵

$2.2749 \text{ E}-03$	$-3.9970 \text{ E}+00$
$-3.6872 \text{ E}-05$	$-9.4485 \text{ E}-02$
$6.9351 \text{ E}-02$	$-7.9462 \text{ E}-01$
$1.2787 \text{ E}-04$	$-6.5395 \text{ E}-02$

特征多项式

$1.4353 \text{ E}+00$	$1.7392 \text{ E}+00$	$1.9239 \text{ E}-02$	$1.3092 \text{ E}-02$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-7.1524 \text{ E}-01$	$\pm j1.1014 \text{ E}+00$	$-2.4297 \text{ E}-03$	$\pm j8.7092 \text{ E}-02$
------------------------	----------------------------	------------------------	----------------------------

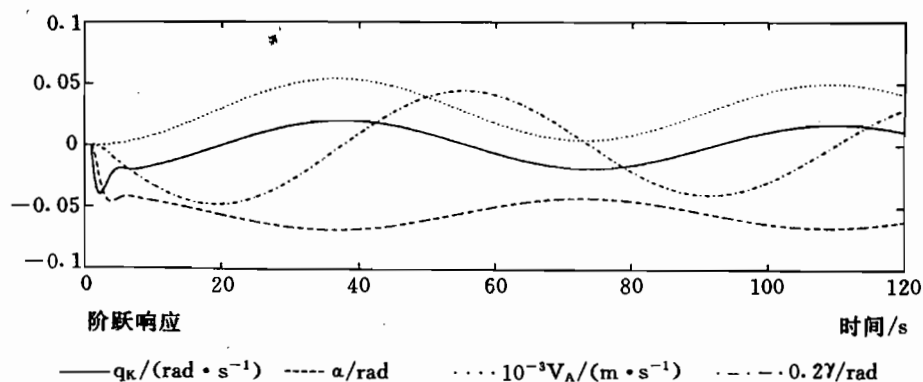
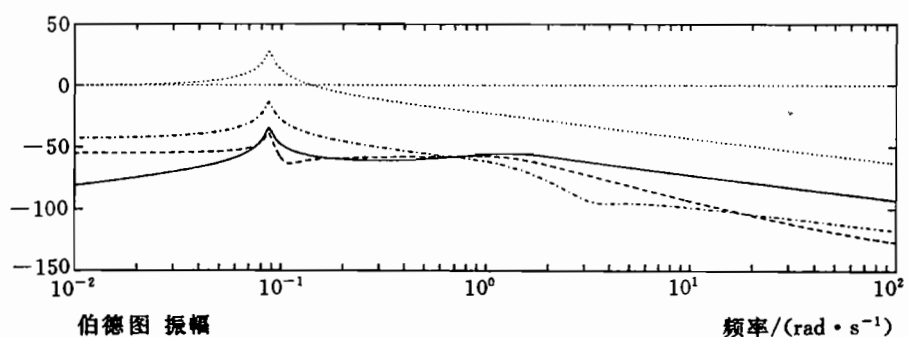


图 F.3 飞行状态 A2,纵向运动

A—矩阵

$-2.8020 \text{ E}-01$	$9.3662 \text{ E}-01$	$-1.1060 \text{ E}-01$	0
$-9.8430 \text{ E}-01$	$-1.2370 \text{ E}-01$	$7.2557 \text{ E}-02$	$7.4400 \text{ E}-02$
$4.6280 \text{ E}-01$	$-3.0217 \text{ E}+00$	$-9.5080 \text{ E}-01$	0
$6.9920 \text{ E}-02$	0	$1.0000 \text{ E}+00$	0

B—矩阵

$4.0440 \text{ E}-02$	$-1.5140 \text{ E}+00$
0	$5.4984 \text{ E}-02$
$9.0080 \text{ E}-01$	$9.8590 \text{ E}-01$
0	0

特征多项式

$1.3457 \text{ E}+00$	$1.6198 \text{ E}+00$	$1.4957 \text{ E}+00$	$2.4372 \text{ E}-02$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-1.1908 \text{ E}-01$	$\pm j1.1496 \text{ E}+00$	$-1.1000 \text{ E}+00$	$-1.6589 \text{ E}-02$
------------------------	----------------------------	------------------------	------------------------

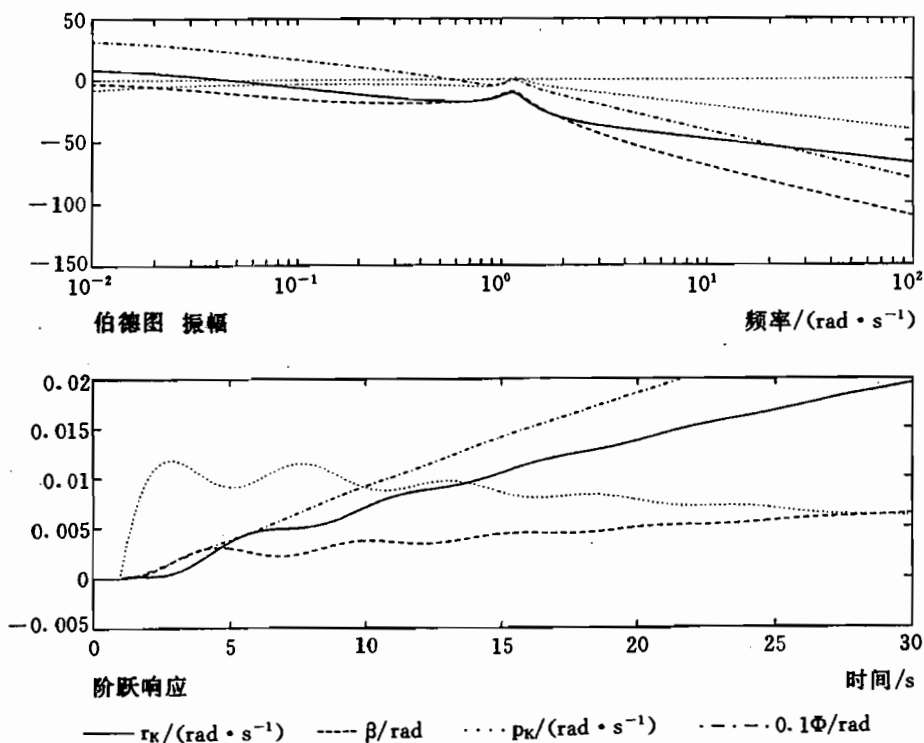


图 F.4 飞行状态 A2,侧向运动

A—矩阵

$-1.0380 \text{ E}+00$	$-2.5332 \text{ E}+00$	$1.1477 \text{ E}-02$	0
$9.8791 \text{ E}-01$	$-6.8055 \text{ E}-01$	$7.0533 \text{ E}-04$	$1.6854 \text{ E}-08$
$-1.1425 \text{ E}-01$	$-6.2825 \text{ E}+00$	$4.2413 \text{ E}-03$	$-9.8070 \text{ E}+00$
$-2.9430 \text{ E}-02$	$5.7922 \text{ E}-01$	$-2.4626 \text{ E}-04$	$-1.6854 \text{ E}-08$

B—矩阵

$2.2749 \text{ E}-03$	$-3.6120 \text{ E}+00$
$4.6146 \text{ E}-07$	$-4.2277 \text{ E}-02$
$6.9518 \text{ E}-02$	$-3.9164 \text{ E}-01$
$9.0535 \text{ E}-05$	$-1.0220 \text{ E}-01$

特征多项式

$1.7143 \text{ E}+00$	$3.2051 \text{ E}+00$	$5.9452 \text{ E}-02$	$5.9076 \text{ E}-02$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-8.5279 \text{ E}-01$	$\pm \text{j}1.5634 \text{ E}+00$	$-4.3642 \text{ E}-03$	$\pm \text{j}1.3641 \text{ E}-01$
------------------------	-----------------------------------	------------------------	-----------------------------------

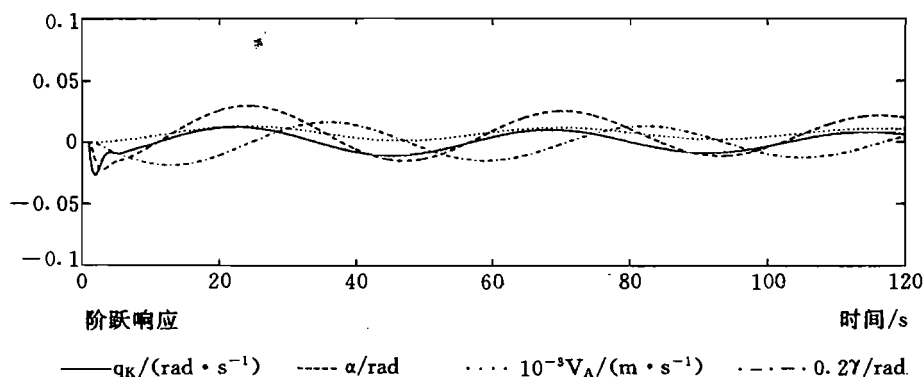
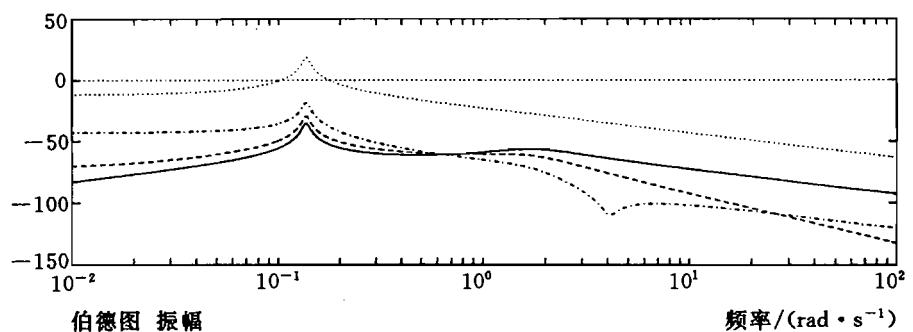


图 F.5 飞行状态 A3,纵向运动

A—矩阵

$-2.7470 \text{ E}-01$	$2.6822 \text{ E}+00$	$-6.7210 \text{ E}-02$	0
$-9.9359 \text{ E}-01$	$-1.2520 \text{ E}-01$	$-2.5413 \text{ E}-03$	$3.7149 \text{ E}-02$
$3.6450 \text{ E}-01$	$-6.6948 \text{ E}+00$	$-1.0040 \text{ E}+00$	0
$-1.7530 \text{ E}-03$	0	$1.0000 \text{ E}+00$	0

B—矩阵

$9.3460 \text{ E}-02$	$-2.1690 \text{ E}+00$
0	$3.8259 \text{ E}-02$
$6.1130 \text{ E}-01$	$1.1850 \text{ E}+00$
0	0

特征多项式

$1.4039 \text{ E}+00$	$3.1183 \text{ E}+00$	$3.4083 \text{ E}+00$	$3.2206 \text{ E}-02$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-1.0553 \text{ E}-01$	$\pm j1.6865 \text{ E}+00$	$-1.1833 \text{ E}+00$	$-9.5320 \text{ E}-03$
------------------------	----------------------------	------------------------	------------------------

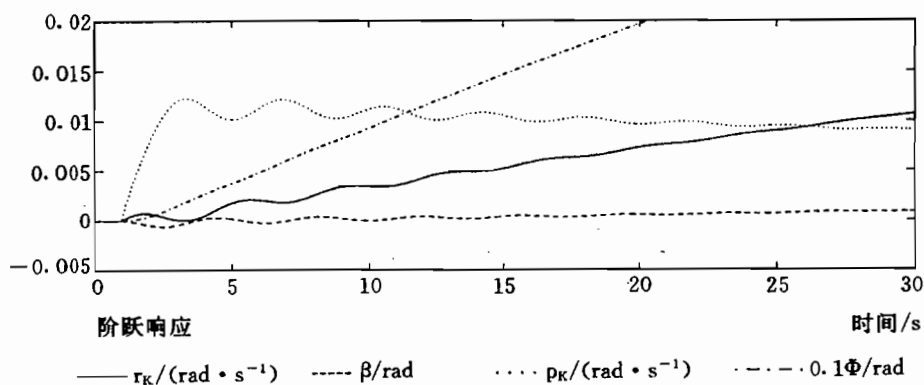
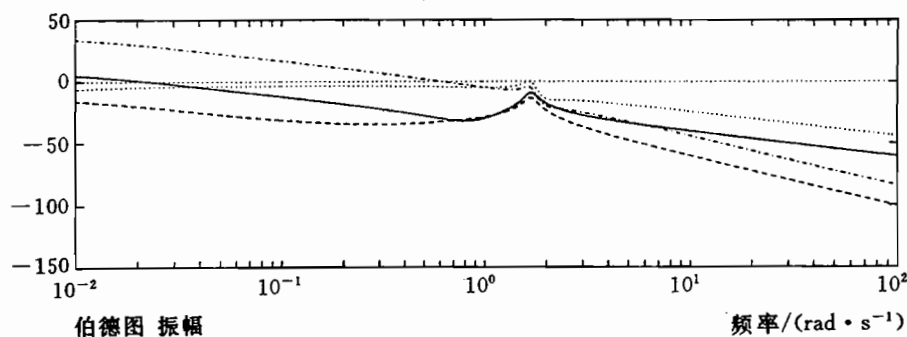


图 F.6 飞行状态 A3,侧向运动

A—矩阵

-0.6690	-0.6700	-0.0020	0
1.0000	-0.5150	-0.0030	0
0	-3.6870	-0.0460	-9.8070
0	0.5150	0.0030	0

B—矩阵

0.0010	-0.7600
-0.0001	-0.0302
0.0980	0.1210
0.0001	0.0302

特征多项式

1.2300	1.0874	0.0516	0.0096
--------	--------	--------	--------

特征值

-0.5954	$\pm j0.8227$	-0.0196	$\pm j0.0958$
---------	---------------	---------	---------------

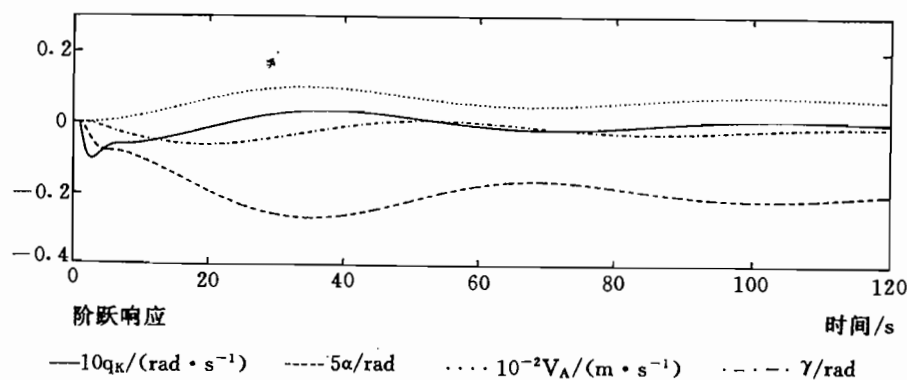
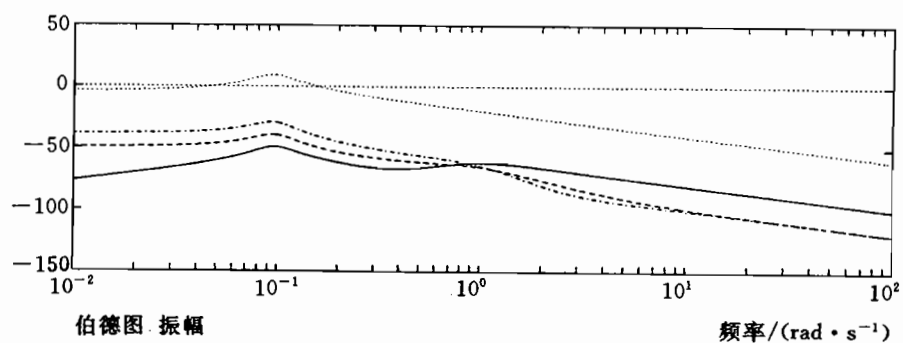


图 F.7 飞行状态 B1, 纵向运动

A—矩阵

-0.1670	0.4160	-0.2180	0
-1.0000	-0.0752	0	0.1226
3.5300	-1.9300	-1.1600	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

0	-0.3870
0	0.0323
0.0920	0.1450
0	0

特征多项式

1.4022	1.4791	1.2124	-0.1405
--------	--------	--------	---------

特征值

-0.1842	$\pm j1.0863$	-1.1357	0.1019
---------	---------------	---------	--------

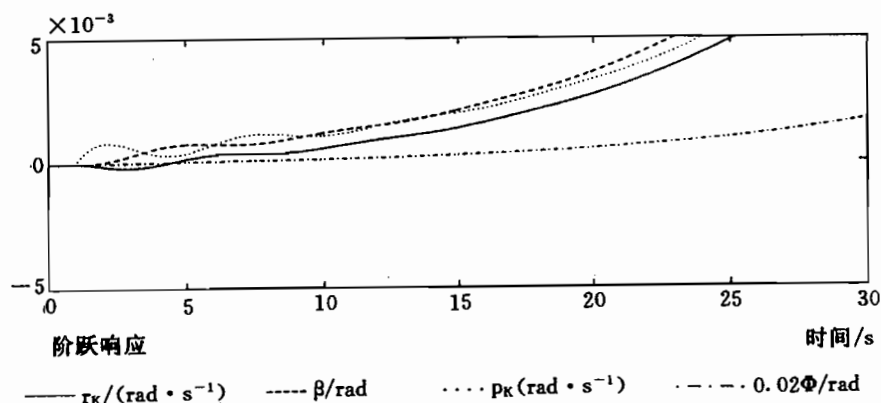
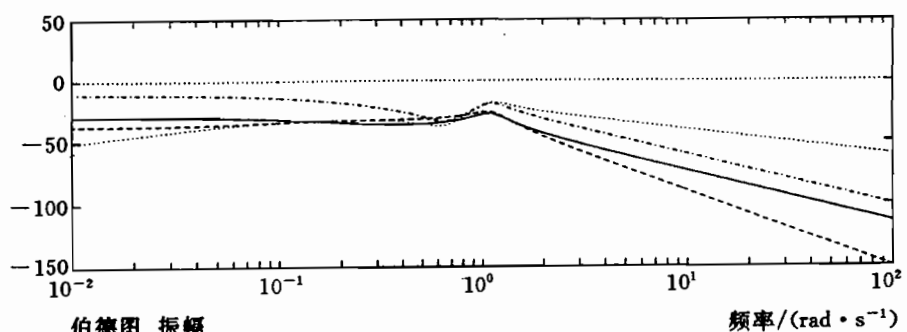


图 F.8 飞行状态 B1, 侧向运动

A—矩阵

-0.8990	-1.4000	0.0020	0
1.0000	-0.7161	-0.0010	0
0	-3.2370	-0.0080	-9.8070
0	0.7161	0.0010	0

B—矩阵

0.0010	-1.6300
-0.0000	-0.0400
0.0980	0.2750
0.0000	0.0400

特征多项式

1.6231	2.0633	0.0287	0.0278
--------	--------	--------	--------

特征值

-0.8099	$\pm j1.1783$	-0.0016	$\pm j0.1165$
---------	---------------	---------	---------------

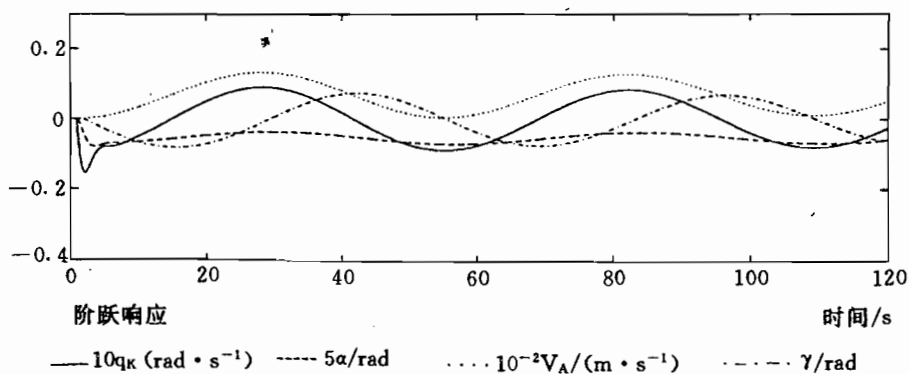
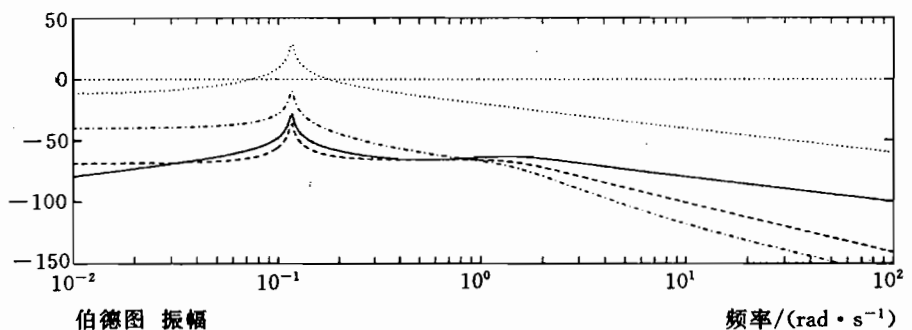


图 F.9 飞行状态 B2, 纵向运动

A—矩阵

-0.2350	0.7580	-0.1430	0
-1.0000	-0.1169	0	0.0754
1.8000	-2.7100	-1.4700	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

0	-0.8820
0	0.0452
0.2250	0.3300
0	0

特征多项式

1.8219	1.5602	1.7766	-0.0549
--------	--------	--------	---------

特征值

-0.1436	$\pm j1.0704$	0.0301	-1.5648
---------	---------------	--------	---------

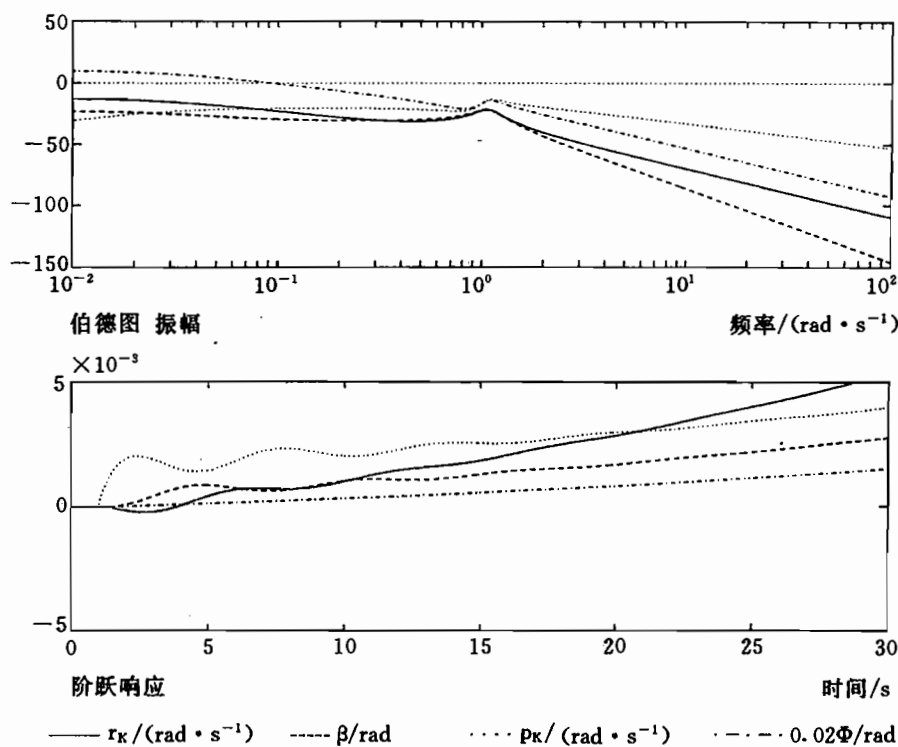


图 F.10 飞行状态 B2,侧向运动

A—矩阵

-0.7140	-2.4600	0.0010	0
1.0000	-0.6166	-0.0003	0
0	-5.4370	-0.0070	-9.8070
0	0.6166	0.0003	0

B—矩阵

0.0010	-1.9100
0	-0.0252
0.0980	0.3660
-0	0.0252

特征多项式

1.3376	2.9109	0.0267	0.0133
--------	--------	--------	--------

特征值

-0.6652	$\pm j1.5666$	-0.0036	$\pm j0.0676$
---------	---------------	---------	---------------

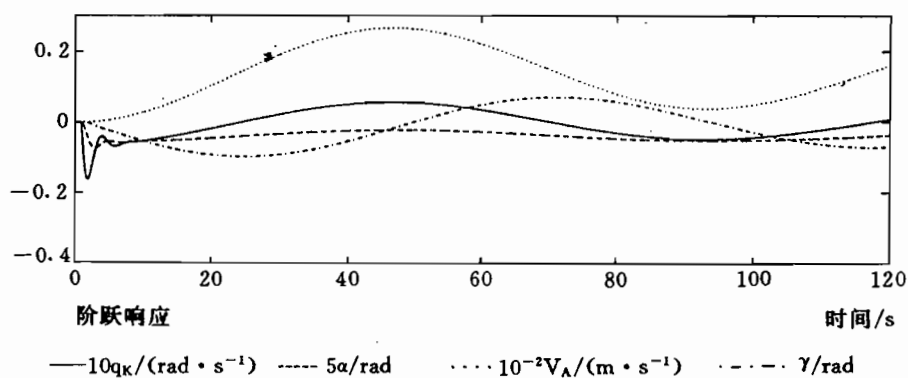
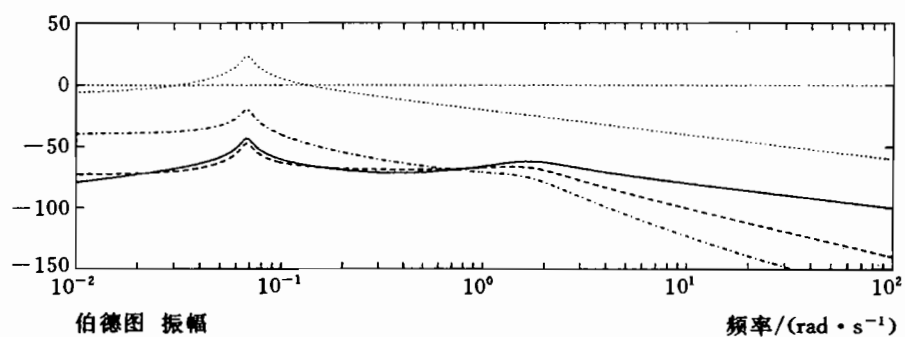


图 F.11 飞行状态 B3, 纵向运动

A—矩阵

-0.2060	1.2600	-0.0970	0
-1.0000	-0.1008	0	0.0409
0.9180	-3.2200	-1.2700	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

0	-1.1700
0	0.0326
0.3010	0.4390
0	0

特征多项式

1.5768	1.7594	2.0796	-0.0202
--------	--------	--------	---------

特征值

-0.0968	$\pm j1.2230$	-1.3929	0.0096
---------	---------------	---------	--------

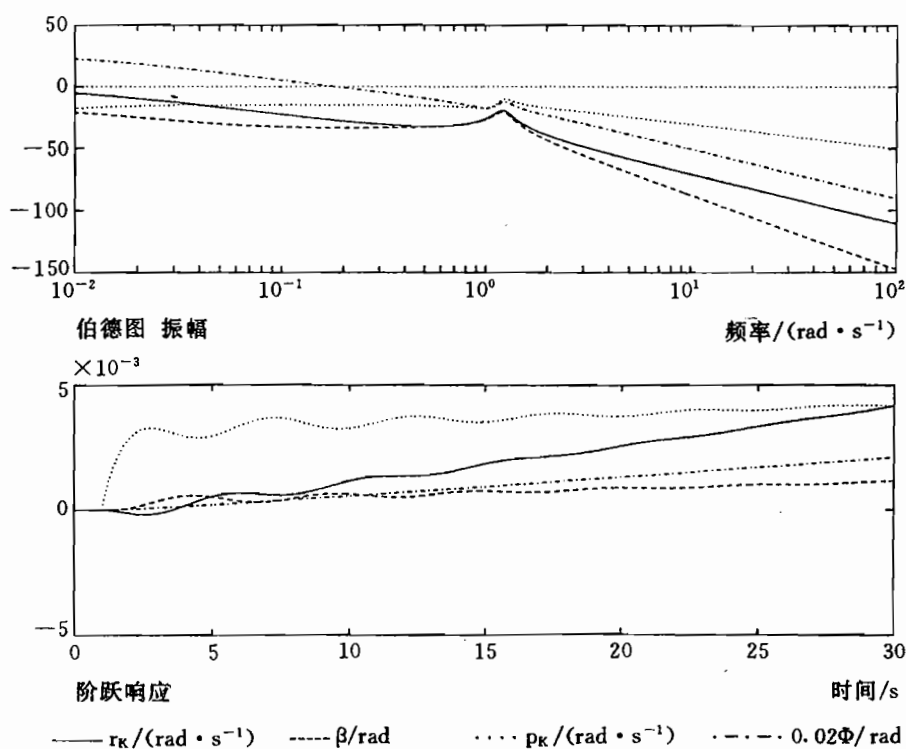


图 F.12 飞行状态 B3,侧向运动

A—矩阵

$-1.7000 \text{ E}-01$	$2.1595 \text{ E}-01$	$-6.0281 \text{ E}-04$	0
$9.7462 \text{ E}-01$	$-4.1485 \text{ E}-01$	$-2.6020 \text{ E}-03$	$6.0462 \text{ E}-03$
$-6.1672 \text{ E}-01$	$-1.0053 \text{ E}+01$	$-4.9718 \text{ E}-02$	$-9.7928 \text{ E}+00$
$1.8579 \text{ E}-02$	$4.2348 \text{ E}-01$	$2.5779 \text{ E}-03$	$-6.0462 \text{ E}-03$

B—矩阵

$5.2140 \text{ E}-04$	$-9.3320 \text{ E}-01$
$-3.2782 \text{ E}-04$	$-1.8836 \text{ E}-01$
$8.5713 \text{ E}-02$	$-4.5346 \text{ E}+00$
$3.4868 \text{ E}-04$	$1.5104 \text{ E}-01$

特征多项式

$6.4061 \text{ E}-01$	$-1.1087 \text{ E}-01$	$-1.5208 \text{ E}-02$	$-8.0529 \text{ E}-03$
-----------------------	------------------------	------------------------	------------------------

特征值

$-7.7555 \text{ E}-01$	$2.8480 \text{ E}-01$	$-7.4931 \text{ E}-02$	$\pm j1.7563 \text{ E}-01$
------------------------	-----------------------	------------------------	----------------------------

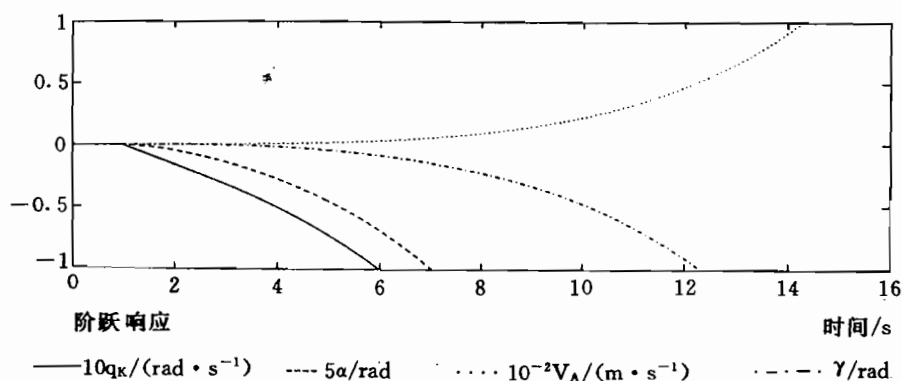
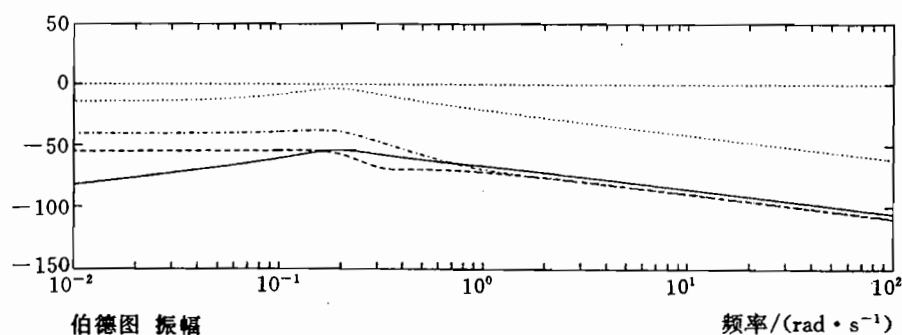


图 F.13 飞行状态 C1, 纵向运动

A—矩阵

$-4.3650 \text{ E}-02$	$8.2703 \text{ E}-02$	$-4.6770 \text{ E}-03$	0
$-9.3800 \text{ E}-01$	$-1.9170 \text{ E}-02$	$3.1047 \text{ E}-01$	$1.1179 \text{ E}-01$
$1.1180 \text{ E}-01$	$3.0314 \text{ E}+00$	$-2.7920 \text{ E}-01$	0
$2.6740 \text{ E}-01$	0	$1.0000 \text{ E}+00$	0

B—矩阵

$-9.4940 \text{ E}-02$	$-1.7260 \text{ E}-01$
$3.3748 \text{ E}-02$	$3.3831 \text{ E}-02$
$-2.1480 \text{ E}+00$	$5.3470 \text{ E}-01$
0	0

特征多项式

$3.4202 \text{ E}-01$	$-8.5833 \text{ E}-01$	$-3.7735 \text{ E}-01$	$-1.6092 \text{ E}-02$
-----------------------	------------------------	------------------------	------------------------

特征值

$9.6698 \text{ E}-01$	$-8.5544 \text{ E}-01$	$-4.0559 \text{ E}-01$	$-4.7965 \text{ E}-02$
-----------------------	------------------------	------------------------	------------------------

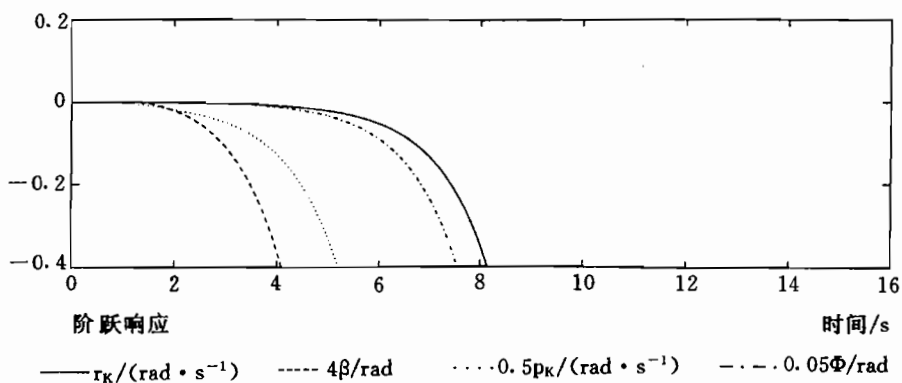
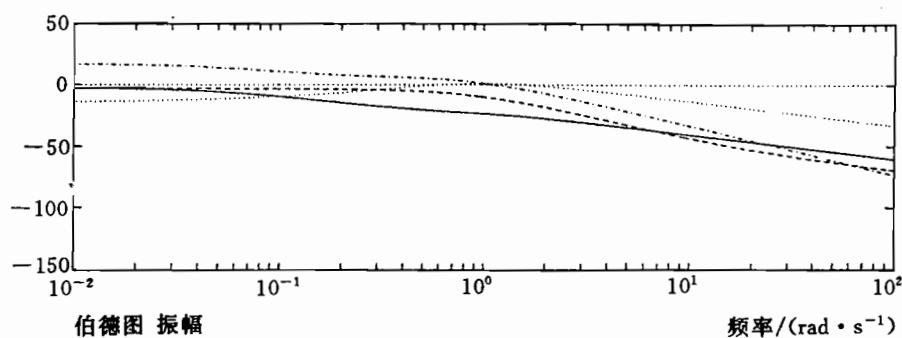


图 F.14 飞行状态 C1,侧向运动

A—矩阵

$-3.9980 \text{ E}-01$	$-1.2441 \text{ E}+00$	$-6.3569 \text{ E}-04$	0
$9.8254 \text{ E}-01$	$-4.3732 \text{ E}-01$	$-3.4802 \text{ E}-04$	$-7.3800 \text{ E}-08$
$-6.6957 \text{ E}-01$	$-1.6736 \text{ E}+01$	$-8.9847 \text{ E}-03$	$-9.8070 \text{ E}+00$
$1.4728 \text{ E}-03$	$3.8755 \text{ E}-01$	$3.2259 \text{ E}-04$	$7.3800 \text{ E}-08$

B—矩阵

$5.2140 \text{ E}-04$	$-7.0160 \text{ E}+00$
$-3.4900 \text{ E}-05$	$-2.8202 \text{ E}-01$
$8.9624 \text{ E}-02$	$-1.0815 \text{ E}+01$
$5.5756 \text{ E}-05$	$1.3819 \text{ E}-03$

特征多项式

$8.4610 \text{ E}-01$	$1.4017 \text{ E}+00$	$1.1919 \text{ E}-03$	$-1.5200 \text{ E}-03$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	------------------------

特征值

$-4.2295 \text{ E}-01$	$\pm j1.1052 \text{ E}+00$	$-9.7835 \text{ E}-05$	$\pm j3.2945 \text{ E}-02$
------------------------	----------------------------	------------------------	----------------------------

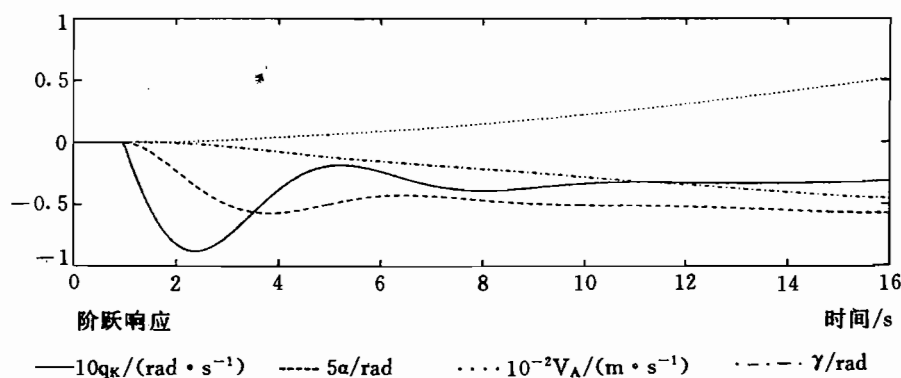
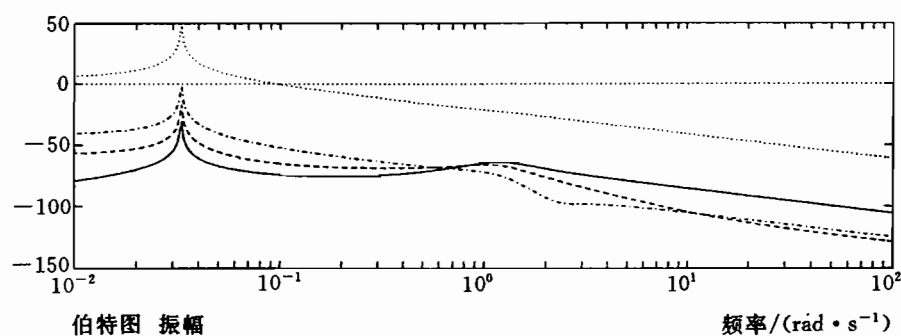


图 F.15 飞行状态 C2, 纵向运动

A—矩阵

$-5.9520 \text{ E}-02$	$3.3959 \text{ E}-01$	$-6.1280 \text{ E}-03$	0
$-9.8887 \text{ E}-01$	$-5.3270 \text{ E}-02$	$1.0473 \text{ E}-01$	$3.6392 \text{ E}-02$
$4.6990 \text{ E}-02$	$-8.0086 \text{ E}-01$	$-2.9700 \text{ E}-01$	0
$1.0440 \text{ E}-01$	0	$1.0000 \text{ E}+00$	0

B—矩阵

$-5.5320 \text{ E}-01$	$-8.5450 \text{ E}-01$
$4.3018 \text{ E}-02$	$5.6226 \text{ E}-02$
$-1.0090 \text{ E}+01$	$1.8710 \text{ E}+00$
0	0

特征多项式

$4.0979 \text{ E}-01$	$4.5775 \text{ E}-01$	$1.3675 \text{ E}-01$	$7.5215 \text{ E}-04$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-4.5025 \text{ E}-02$	$\pm j6.5205 \text{ E}-01$	$-3.1413 \text{ E}-01$	$-5.6048 \text{ E}-03$
------------------------	----------------------------	------------------------	------------------------

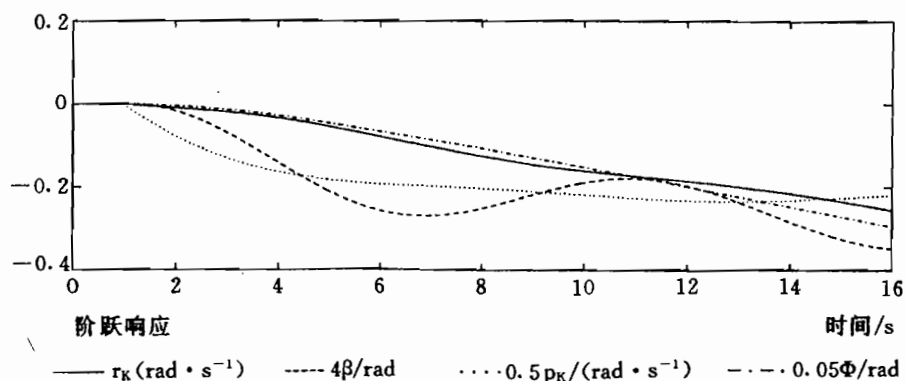
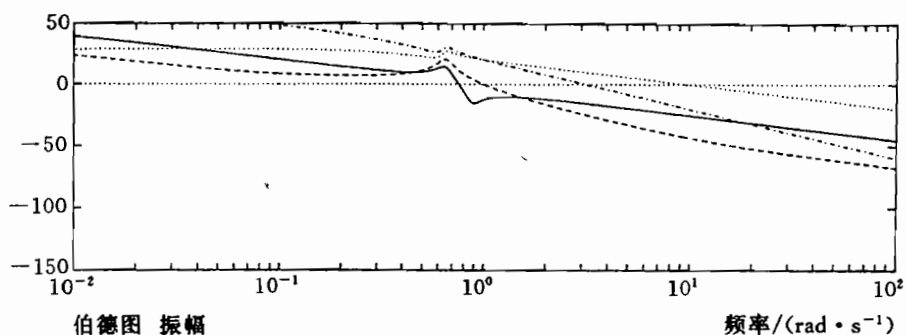


图 F.16 飞行状态 C2,侧向运动

A—矩阵

$-2.1950 \text{ E}-01$	$-2.1443 \text{ E}+00$	$1.1644 \text{ E}-04$	0
$9.9216 \text{ E}-01$	$-2.6327 \text{ E}-01$	$-3.4833 \text{ E}-05$	$8.4400 \text{ E}-08$
$-5.0149 \text{ E}-01$	$-1.6357 \text{ E}+01$	$-3.6101 \text{ E}-03$	$-9.8067 \text{ E}+00$
$-9.3763 \text{ E}-04$	$1.7750 \text{ E}-01$	$3.9491 \text{ E}-05$	$-8.4400 \text{ E}-08$

B—矩阵

$5.2140 \text{ E}-04$	$-2.8010 \text{ E}+00$
$-1.2769 \text{ E}-05$	$-4.0746 \text{ E}-02$
$8.9813 \text{ E}-02$	$-2.5400 \text{ E}+00$
$3.3625 \text{ E}-05$	$-7.1294 \text{ E}-02$

特征多项式

$4.8638 \text{ E}-01$	$2.1869 \text{ E}+00$	$9.8339 \text{ E}-03$	$1.0331 \text{ E}-03$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-2.4099 \text{ E}-01$	$\pm j1.4582 \text{ E}+00$	$-2.1988 \text{ E}-03$	$\pm j2.1636 \text{ E}-02$
------------------------	----------------------------	------------------------	----------------------------

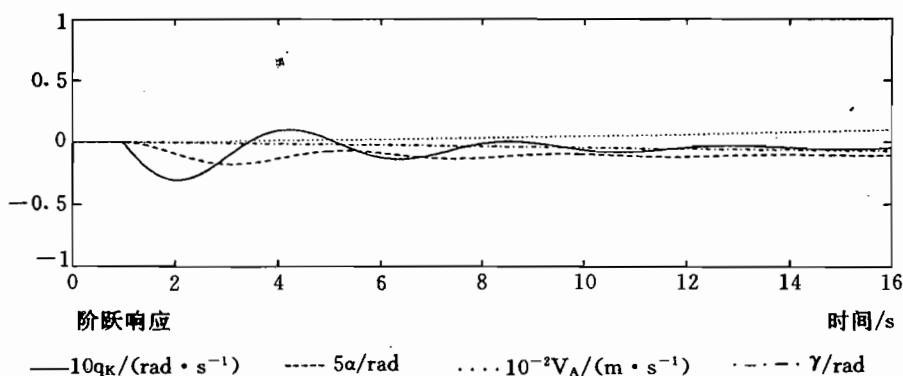
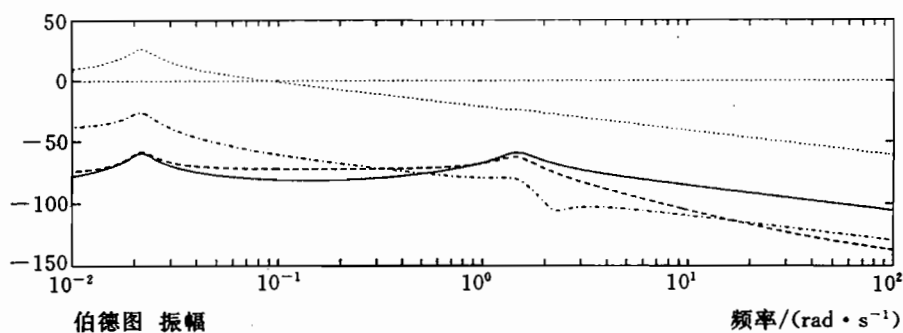


图 F.17 飞行状态 C3, 纵向运动

A—矩阵

$-5.0720 \text{ E}-02$	$4.5639 \text{ E}-01$	$-4.7020 \text{ E}-03$	0
$-9.9440 \text{ E}-01$	$-5.4300 \text{ E}-02$	$8.0980 \text{ E}-02$	$1.7145 \text{ E}-02$
$3.7500 \text{ E}-02$	$-6.5621 \text{ E}+00$	$-2.1910 \text{ E}-01$	0
$8.1020 \text{ E}-02$	0	$1.0000 \text{ E}+00$	0

B—矩阵

$-2.8840 \text{ E}-01$	$-4.0720 \text{ E}-01$
$7.6509 \text{ E}-03$	$1.2196 \text{ E}-02$
$-4.6820 \text{ E}+00$	$4.3420 \text{ E}-01$
0	0

特征多项式

$3.2412 \text{ E}-01$	$1.0156 \text{ E}+00$	$2.6838 \text{ E}-01$	$5.2313 \text{ E}-03$
-----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------

特征值

$-2.7424 \text{ E}-02$	$\pm j9.9743 \text{ E}-01$	$-2.4809 \text{ E}-01$	$-2.1179 \text{ E}-02$
------------------------	----------------------------	------------------------	------------------------

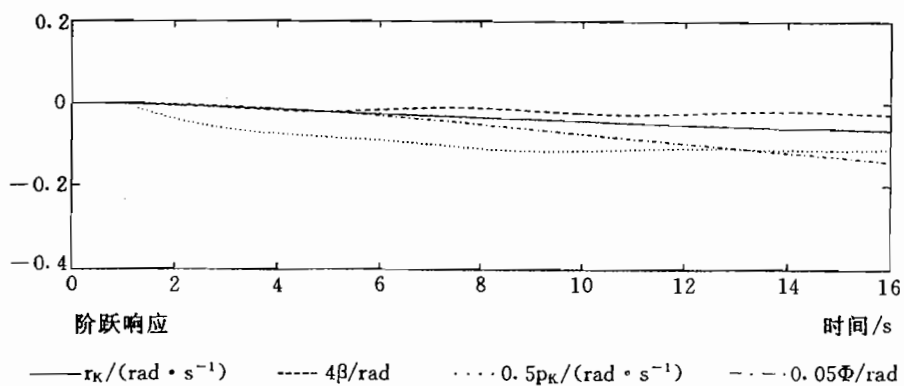
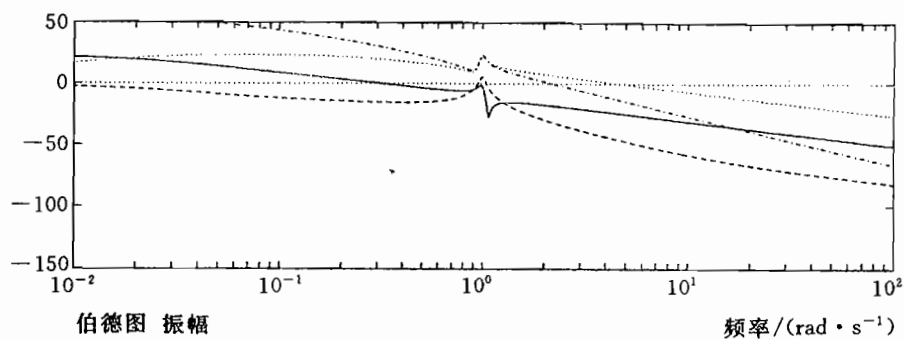


图 F.18 飞行状态 C3, 侧向运动

A—矩阵

-1.1500	-1.2328	0.0050	-0.0028
0.9800	-0.8103	-0.0070	0.0097
0	-3.0800	-0.0166	-9.8100
0.0200	0.8103	0.0070	-0.0097

B—矩阵

-0.0010	-1.6500
0	-0.0419
-0.0260	0
0	0.0419

特征多项式

1.9866	2.2310	0.1202	0.1247
--------	--------	--------	--------

特征值

-0.9919	$\pm j1.0881$	-0.0014	$\pm j0.2399$
---------	---------------	---------	---------------

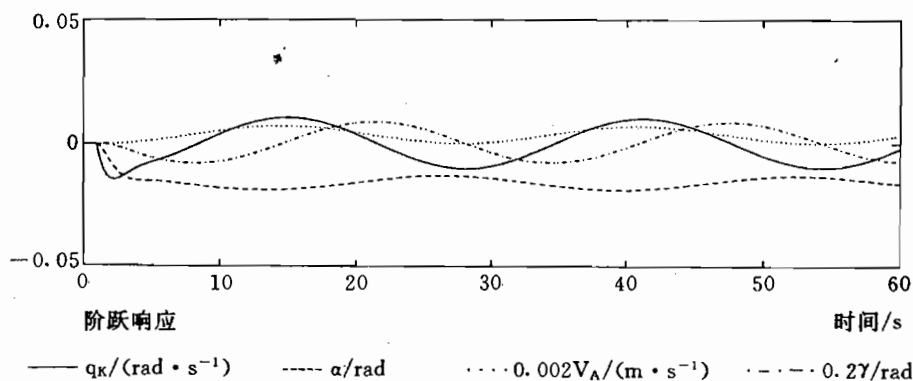
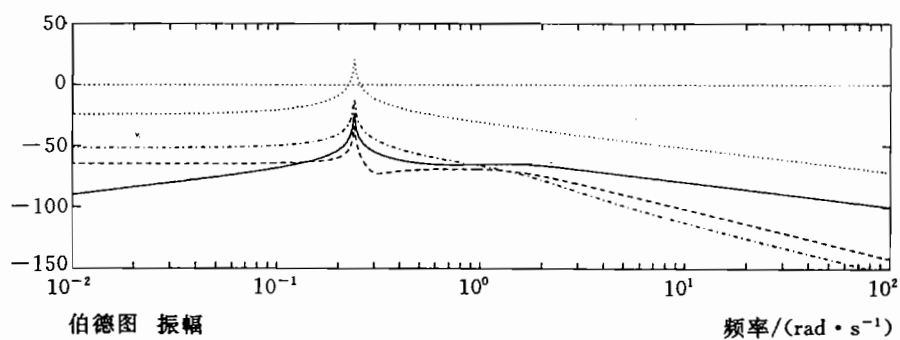


图 F.19 飞行状态 D1, 纵向运动

A—矩阵

-0.3410	1.4500	-1.1910	0
-1.0000	-0.1560	0	0.1850
0.4290	-2.1300	-1.4500	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

-0.1440	-1.1600
0	0.0495
-2.0600	0.4410
0	0

特征多项式

1.9470	2.3058	2.9933	0.0193
--------	--------	--------	--------

特征值

-0.1470	$\pm j1.3369$	-1.6464	-0.0065
---------	---------------	---------	---------

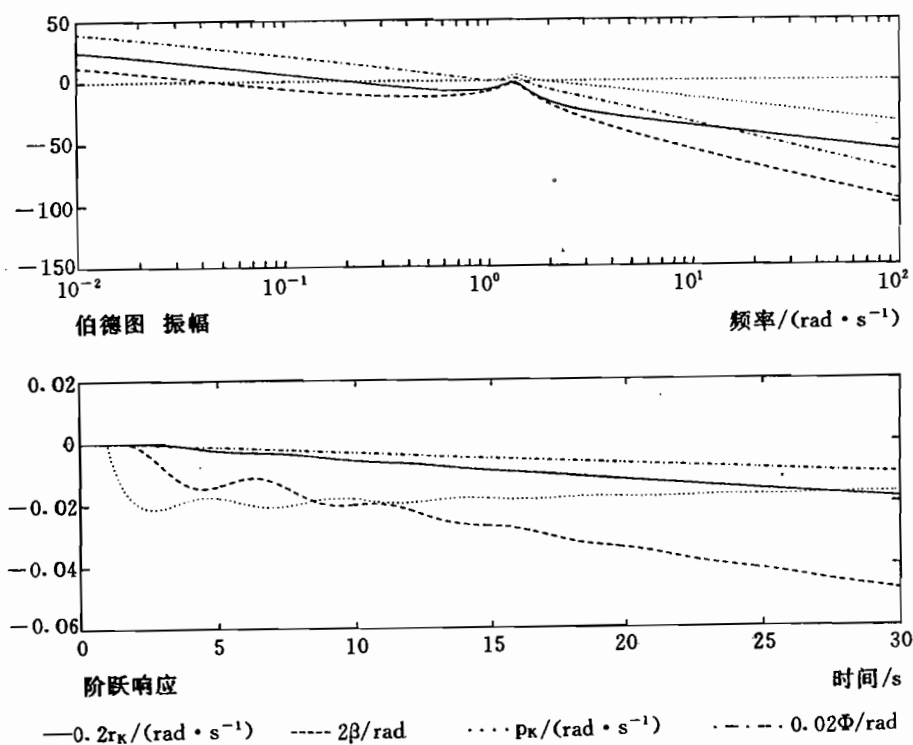


图 F.20 飞行状态 D1,侧向运动

A—矩阵

-2.0200	-4.5683	0.0072	0.0017
0.9800	-1.4150	-0.0019	-0.0050
0	-1.7400	-0.0228	-9.8100
0.0200	1.4150	0.0019	0.0050

B—矩阵

-0.0010	-6.2600
0	-0.0814
0.0260	0
0	0.0814

特征多项式

3.4528	7.4186	0.1864	0.1845
--------	--------	--------	--------

特征值

-1.7196	$\pm j2.0952$	-0.0068	$\pm j0.1583$
---------	---------------	---------	---------------

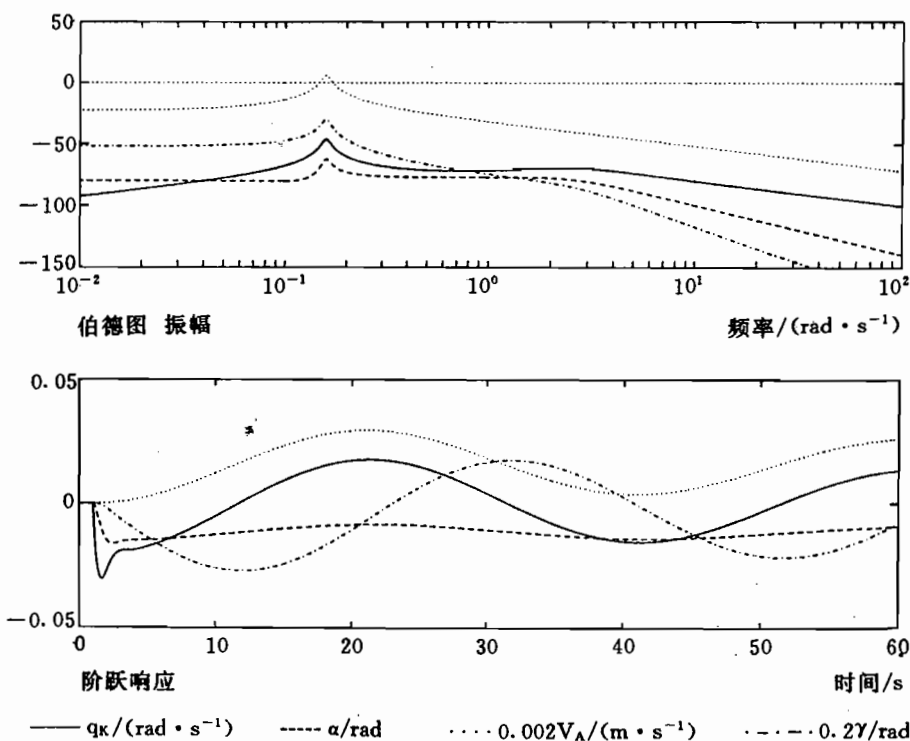


图 F.21 飞行状态 D2, 纵向运动

A—矩阵

-0.6450	3.2300	-0.3790	0
-1.0000	-0.2950	0	0.0953
0.8660	-9.3300	-2.8800	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

-0.4140	-4.1400
0	0.0887
-7.7400	1.6400
0	0

特征多项式

3.8200	6.4557	14.3724	0.3069
--------	--------	---------	--------

特征值

-3.1974	-0.3005	$\pm j2.0885$	-0.0216
---------	---------	---------------	---------

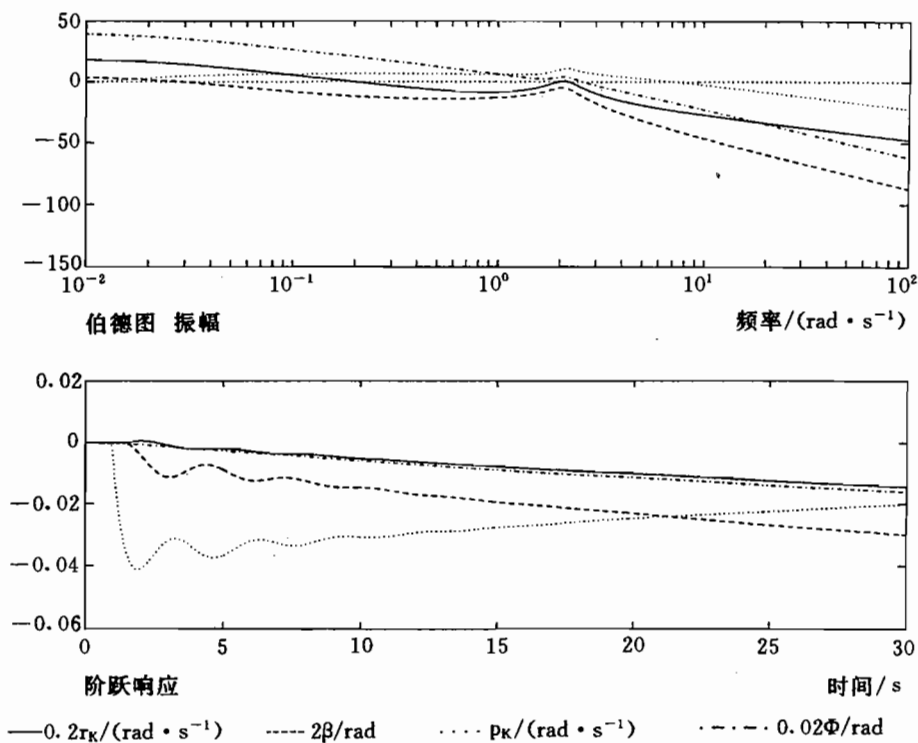


图 F.22 飞行状态 D2, 侧向运动

A—矩阵

-2.6500	-9.2700	0.0110	0
0.9810	-1.8600	-0.0009	0
0	0.0800	-0.0166	-9.8100
0.0190	1.8600	0.0009	0

B—矩阵

-0.0010	-11.6000
0	-0.1070
0.0260	0
0	0.1070

特征多项式

4.5266	14.1066	0.2576	0.2826
--------	---------	--------	--------

特征值

-2.2574	$\pm j2.9895$	-0.0059	$\pm j0.1418$
---------	---------------	---------	---------------

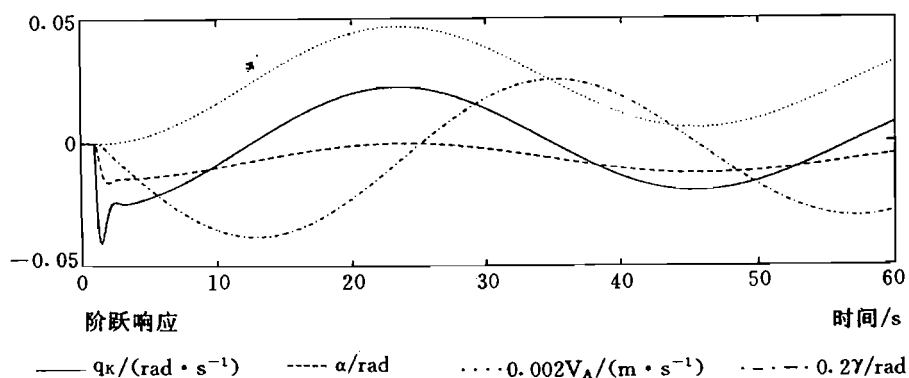
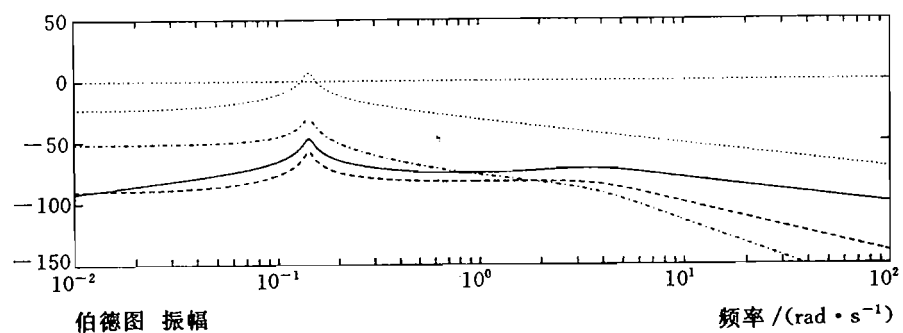


图 F. 23 飞行状态 D3, 纵向运动

A—矩阵

-0.8700	6.4700	-0.4110	0
-1.0000	-0.3760	0	0.0681
0.9130	-18.8000	-3.9100	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

-0.8770	-7.7800
0	0.1200
-14.3000	3.7400
0	0

特征多项式

5.1560	12.0442	35.7249	0.7116
--------	---------	---------	--------

特征值

-4.2825	-0.4267	$\pm j2.8468$	-0.0201
---------	---------	---------------	---------

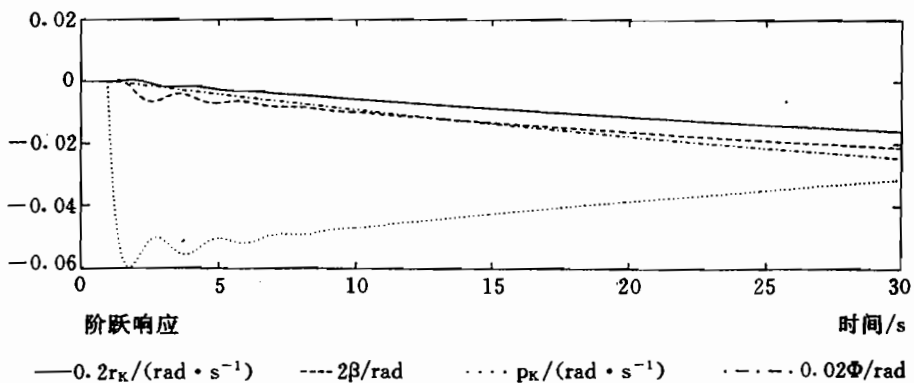
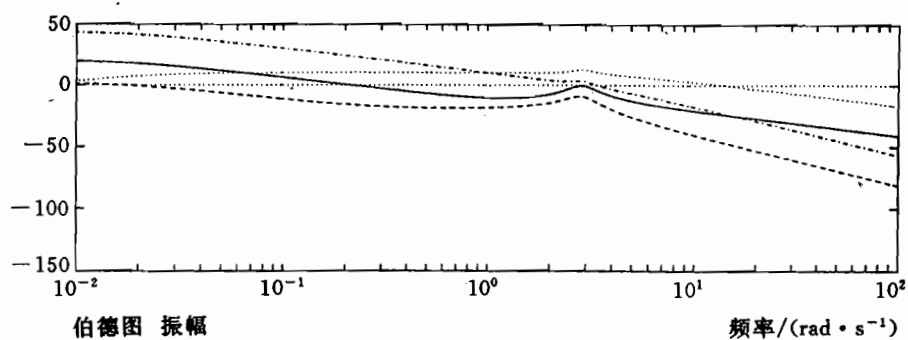


图 F. 24 飞行状态 D3, 侧向运动

A—矩阵

-0.3170	-2.1100	0	0
1.0000	-0.5645	-0.0026	0
0	-6.0070	-0.0800	-9.8070
0	0.5645	0.0026	0

B—矩阵

0	-4.8100
0	-0.1036
0.0020	0
0	0.1036

特征多项式

0.9615	2.3693	0.1862	0.0538
--------	--------	--------	--------

特征值

-0.4445	$\pm j1.4436$	-0.0363	$\pm j0.1480$
---------	---------------	---------	---------------

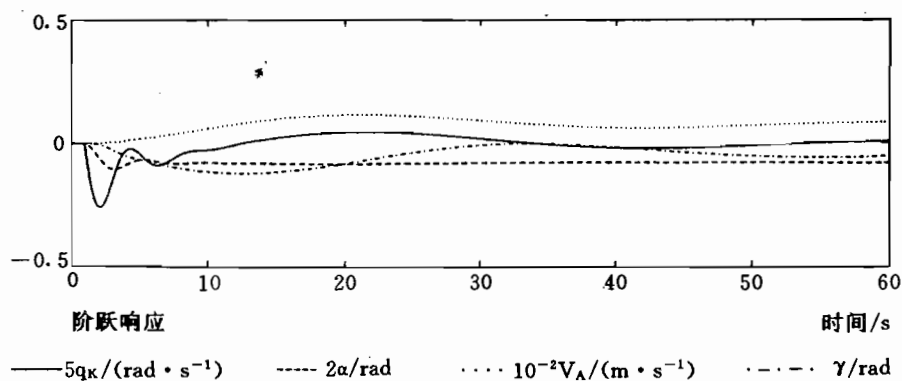
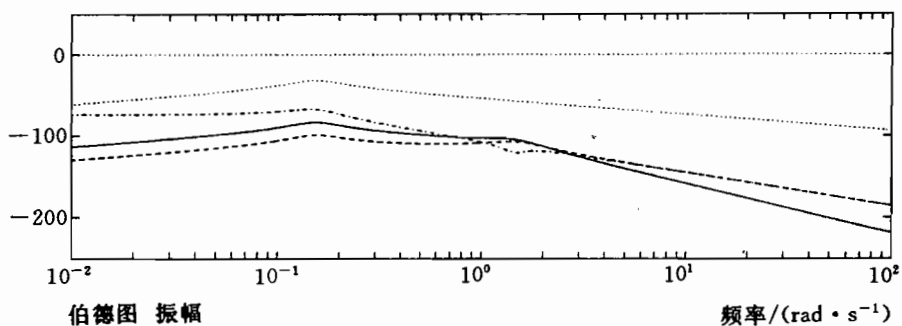


图 F.25 飞行状态 F1, 纵向运动

A—矩阵

-0.8590	7.4600	-0.1590	0
-1.0000	-0.1782	0	0.1121
4.7900	-41.3000	-5.1600	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

0.0600	-2.3900
0	0.0316
9.2100	10.6000
0	0

特征多项式

6.1972	13.7266	50.6156	-0.0288
--------	---------	---------	---------

特征值

-0.4026	$\pm j3.0374$	0.0006	-5.3925
---------	---------------	--------	---------

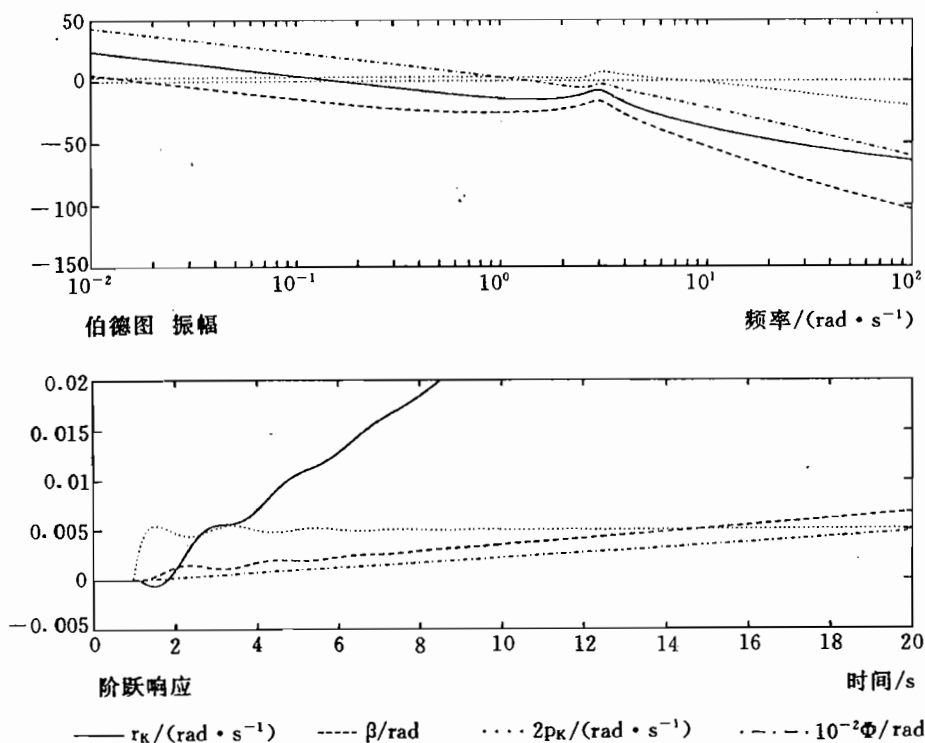


图 F.26 飞行状态 F1,侧向运动

A—矩阵

-1.9800	-103.0000	0.0070	0
1.0000	-2.8500	-0.0001	0
0	-17.2070	-0.0720	-9.8070
0	2.8500	0.0001	0

B—矩阵

0	-60.2000
0	-0.3393
0.0010	0
0	0.3393

特征多项式

4.9020	108.9900	7.9413	0.2967
--------	----------	--------	--------

特征值

-2.4145	$\pm j10.1393$	-0.0365	$\pm j0.0334$
---------	----------------	---------	---------------

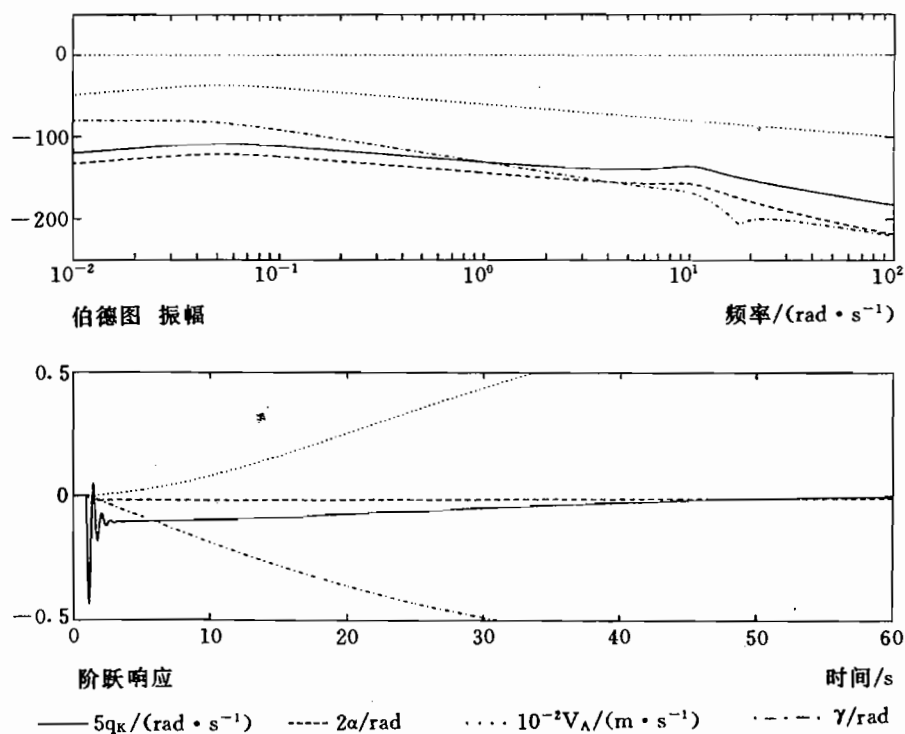


图 F.27 飞行状态 F2, 纵向运动

A—矩阵

-5.5800	109.0000	-0.1170	0
-1.0000	-0.7347	0	0.0262
30.1000	-757.0000	-27.1000	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

5.4600	23.4000
0	0.1242
77.8000	118.0000
0	0

特征多项式

33.415	287.750	317.600	24.711
--------	---------	---------	--------

特征值

-3.1427	$\pm j10.3510$	-27.1215	-0.0078
---------	----------------	----------	---------

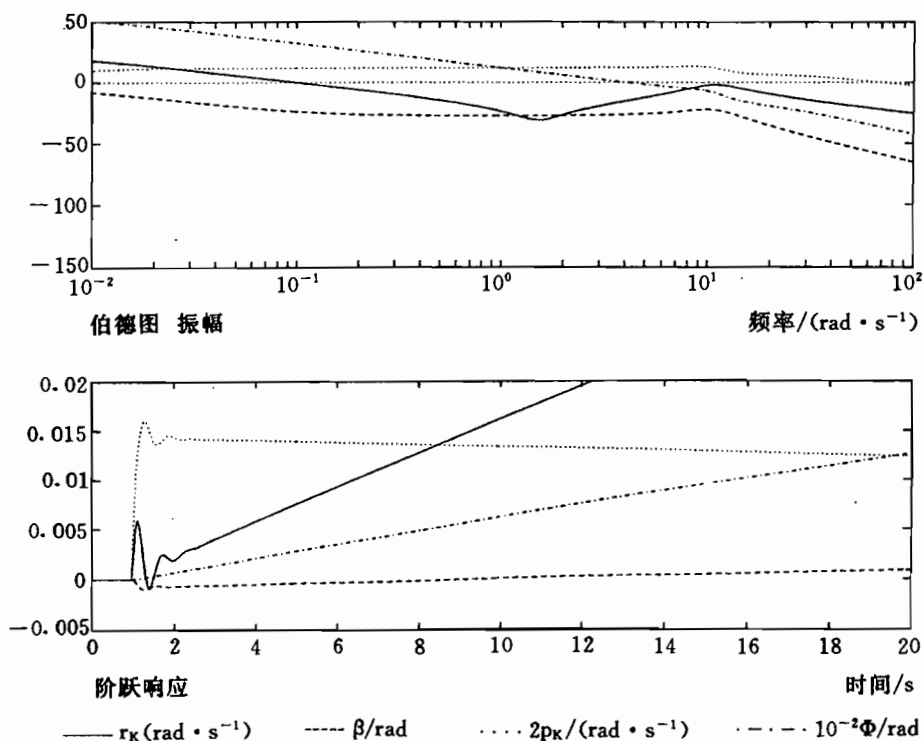


图 F.28 飞行状态 F2,侧向运动

A—矩阵

-0.2840	-20.1000	-0.0010	0
1.0000	-0.3966	0	0
0	-15.9670	-0.0140	-9.8070
0	0.3966	0	0

B—矩阵

0	-20.1000
0	-0.0624
0.0010	0
0	0.0624

特征多项式

0.6946	20.2222	0.2670	-0.0039
--------	---------	--------	---------

特征值

-0.3407	$\pm j4.4830$	0.0088	-0.022
---------	---------------	--------	--------

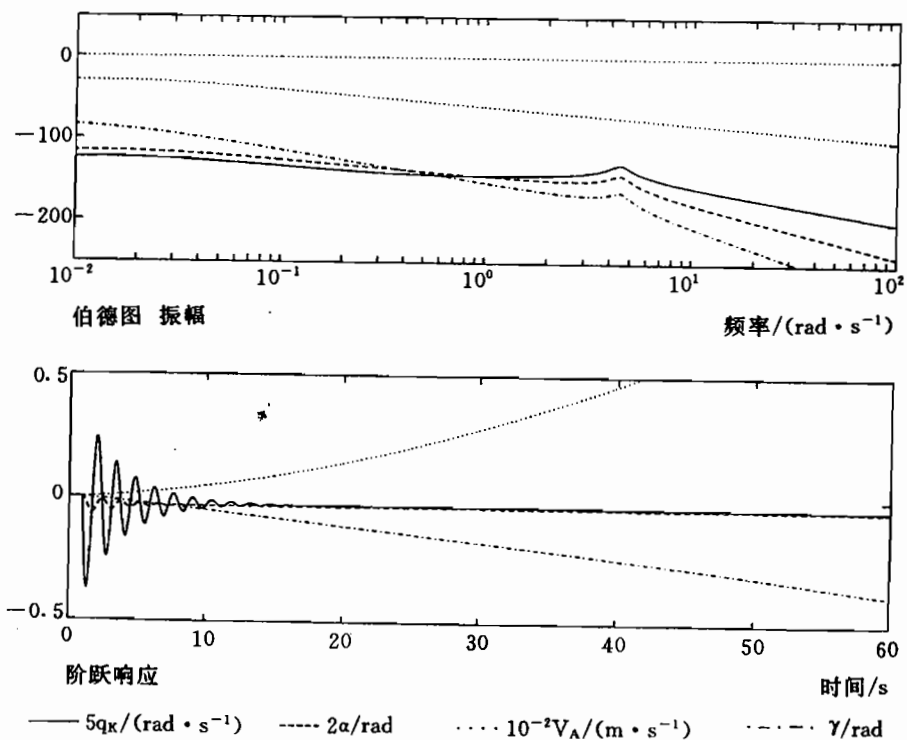


图 F.29 飞行状态 F3, 纵向运动

A—矩阵

-0.7740	18.2000	-0.0900	0
-1.0000	-0.1559	0	0.0166
2.4000	-110.0000	-5.2200	0
0	0	1.0000	0

B—矩阵

2.2800	-4.5500
0	0.0156
13.8000	14.7000
0	0

特征多项式

6.1499	23.3907	107.3936	0.6882
--------	---------	----------	--------

特征值

-0.3404	$\pm j4.4178$	-5.4627	-0.0064
---------	---------------	---------	---------

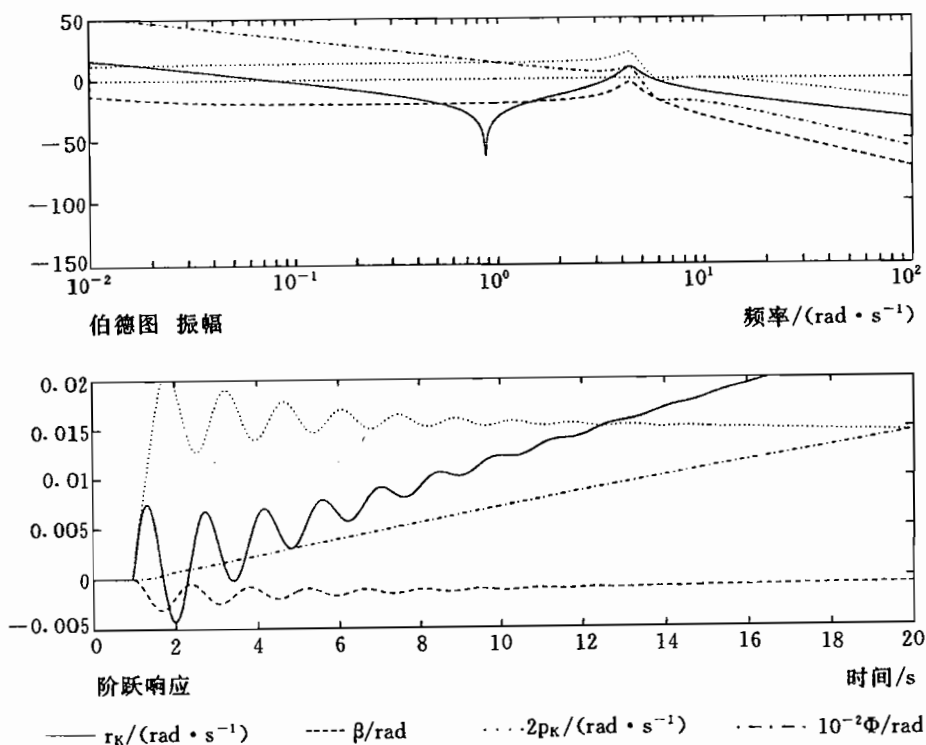


图 F. 30 飞行状态 F3,侧向运动

A.3 量和常数

单位换算

a) 长度

$$1 \text{ in (英寸)} = 0.0254 \text{ m}$$

$$1 \text{ ft (英尺)} = 12 \text{ in} = 0.3048 \text{ m}$$

$$1 \text{ yard (码)} = 3 \text{ ft} = 0.9144 \text{ m}$$

$$1 \text{ n-mile (海里)} = 1.852 \text{ km}$$

b) 速度

$$1 \text{ kn (节)} = 1 \text{ n mile/h}$$

	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$	$\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$	$\text{ft} \cdot \text{s}^{-1}$	$\text{ft} \cdot \text{min}^{-1}$	kn
$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$	1	3.6000	3.2808	196.85	1.9438
$\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$	0.2778	1	0.9113	54.68	0.5310
$\text{ft} \cdot \text{s}^{-1}$	0.3048	1.0973	1	60.00	0.5925
$\text{ft} \cdot \text{min}^{-1}$	$5.08 \text{ E}-3$	0.0183	0.0167	1	$9.87 \text{ E}-3$
kn	0.5144	1.8520	1.6878	101.27	1

c) 力

$$1 \text{ lb (英磅)} = 4.44830 \text{ N}$$

d) 温度

$$0^\circ\text{C} = 273.15 \text{ K} \quad x^\circ\text{C} = \left(\frac{9}{5}x + 32 \right) ^\circ\text{F}$$

速度的定义^①

$V_{S_{n_z=1}}$ 时的失速速度(stall speed)

a) 起飞时:

V_1 起飞中断最大决策速度;

V_R 抬前轮速度,以便在 35ft 高度达到 V_2 ;

V_2 安全起飞速度,一般保持在第一个爬升段内;

V_3 收襟翼的最低速度。

b) 巡航飞行时:

V_{m0} 最大飞行速度(maximum operating speed)。

c) 着陆时:

$V_{ref} = 1.3V_S$ 终端进近基准速度;

V_{appr} 进近速度,为 $V_{ref} + 5 \text{ kn}$ 的风修正。

① 这里所提到的各种速度的完整定义,还可参阅 FAR Part 25,或者《中国民用航空规章第 25 部》。——译者

标准大气表

高度 H /km	温度 T /°C	压力 $\bar{p}$ /(N · m ⁻²)	密度 ρ /(kg · m ⁻³)	a /(m · s ⁻¹)	$\bar{p}/\bar{p}_0$	ρ/ρ_0	T/T ₀
0	15.000	101325.00	1.22500	340.429	1.000000	1.00000	1.00000
0.5	11.750	95460.83	1.16727	338.504	0.942125	0.95287	0.98872
1.0	8.500	89874.55	1.11164	336.576	0.886992	0.90746	0.97744
1.5	5.250	84555.98	1.05807	334.620	0.834502	0.86373	0.96616
2.0	2.000	79495.18	1.00649	332.661	0.784555	0.82162	0.95489
2.5	-1.250	74682.49	0.956858	330.691	0.737058	0.78111	0.94361
3.0	-4.500	70108.50	0.909121	328.709	0.691916	0.74214	0.93233
3.5	-7.750	65764.03	0.863228	326.714	0.649039	0.70467	0.92105
4.0	-11.000	61640.18	0.819129	324.08	0.608340	0.66867	0.90977
4.5	-14.250	57728.27	0.776774	322.689	0.569732	0.63410	0.89849
5.0	-17.500	54019.85	0.736115	320.657	0.533133	0.60091	0.88722
5.5	-20.750	50506.74	0.697105	318.612	0.498461	0.6906	0.87594
6.0	-24.000	47180.96	0.659696	316.555	0.465639	0.53852	0.86466
6.5	-27.250	44034.78	0.623843	314.83	0.434588	0.50926	0.85338
7.0	-30.500	41060.68	0.589500	312.398	0.405236	0.48122	0.84210
7.	-33.750	38251.36	0.556623	310.299	0.77511	0.45438	0.83082
8.0	-37.000	35599.75	0.525167	308.186	0.351341	0.42810	0.81955
8.5	-40.250	33098.98	0.495089	306.058	0.326661	0.40415	0.80827
9.0	-43.500	30742.39	0.466347	303.915	0.303403	0.38069	0.79699
9.5	-46.750	28523.55	0.438990	301.757	0.281505	0.35828	0.78571
10.0	-50.000	26436.20	0.412706	299.583	0.260905	0.33690	0.77443
11.0	-56.500	22632.04	0.363918	295.188	0.223360	0.29707	0.75187
12.0	-56.500	19330.38	0.310828	295.188	0.190776	0.25373	0.75187
13.0	-56.500	16510.38	0.265483	295.188	0.162944	0.21672	0.75187
14.0	-56.500	14101.78	0.226753	295.188	0.139173	0.18510	0.75187
15.0	-56.500	12044.55	0.193673	295.188	0.118870	0.15810	0.75187
16.0	-56.500	10287.44	0.165420	295.188	0.101529	0.13503	0.75187
17.0	-56.500	8786.67	0.141287	295.188	0.0867175	0.11534	0.75187
18.0	-56.500	7504.83	0.120676	295.188	0.0740668	0.098510	0.75187
19.0	-56.500	6409.99	0.103071	295.188	0.0632617	0.084139	0.75187
20.0	-56.500	5474.88	0.088035	295.188	0.0540328	0.071864	0.75187

a—音速；

g=9.8067 m · s⁻²，地面重力加速度。

A.4 缩写用语表

a/c	aircraft	DSFC	direct side force control
ACS	active control system	EAS	equivalent airspeed
ACT	active control technology	ECAM	electronic centralized aircraft monitoring
ADC	air data computer	ECU	engine control unit
ADF	automatic direction finding	EEC	electronic engine control
ADI	attitude director indicator	EFIS	electronic flight instrument system
ADIRS	air data and inertial reference system	ELAC	elevator-aileron computer
AFCS	automatic flight control system	EPR	engine pressure ratio
AGARD	Advisory Group for Aerospace Research and Development	ESAU	Étude de la Sécurité des Aéronefs en Utilisation
AP	auto pilot	FAA	Federal Aviation Agency
AS	Anstellwinkelschwingung	FAC	flight augmentation computer
AT, ATR	autothrottle	FADEC	full authority digital engine control
ATC	autothrottle control	FAR	Federal Airworthiness Regulations
ATS	auto thrust system, air traffic services	FBW	fly by wire
BTTE	built in test equipment	FCC	flight control computer
CAS	calibrated airspeed	FCS	flight control system
CCV	control configured vehicle	FCU	fuel control unit, flight control unit
CDI	course deviation indicator	FD	flight director
CG	centre of gravity	FGC	flight guidance computer
CMD	command	FMGC	flight management and guidance computer
CSAS	control and stability augmentation system	FMS	flight management system
CTOL	conventional take off and landing	GA	go around
CWS	control wheel steering	GLONAS	global navigation system
DC	drag control	GPS	global positioning system
DLC	direct lift control	GS	glide slope
DME	distance measuring equipment	HSI	horizontal situation
DOC	direct operating cost		

	indicator	RMI	radio magnetic indicator
HUD	head up display	RTCA	Radio Technical Corpora- tion of America
IAF	initial approach fix		
IAS	indicated airspeed	RVDT	rotary variable differen- tial transducer
ICAO	International Civil Aviation Organization	RVR	runway visual range
IFR	instrument flight rules	SAS	stability augmentation system
ILS	instrument landing system	SID	standard instrument departure route
IMU	inertial measurement unit	SPD	speed
INS	inertial navigation system	SRS	speed reference system
IRS	inertial reference system	SST	supersonic transport aircraft
JAR	Joint Airworthiness Regulations	STAR	standard terminal arrival route
LOC	localizer	STOL	short take-off and landing
LORAN	long range navigation aid	T/D	top of descent
		T/O	take-off
LVDT	linear variable differential transducer	TACAN	tactical air navigation aid
MLS	microwave landing system	TAS	true airspeed
		TAT	true air temperature
MM	middle marker	TCC	thrust control computer
MMO	maximum operating Mach	TMA	terminal manoeuvring area
MSL	mean sea level	TN	true north
MTBF	mean time between failures	TS	Taumelschwingung
		ÜF	Übertragungsfunktion
NDB	non-directional beacon	ÜM	Übertragungsmatrix
OM	outer marker	VFR	visual flight rules
PFD	primary flight display	VMO	maximum operating speed
PH	Phygoidschwingung	VOR	very high frequency omni- directional radio beacon
PIO	pilot induced oszillations	VQR	verallgemeinerte quadratische Regelfläche
QFE	field elevation	VTOL	vertical take off and landing
	atmospheric pressure		
QNH	sea-level pressure	ZR	Zustandsrückführung

补充:

CPN	centerline point	INT	intercept
DEC	deceleration	MF	metring fix
FPN	fan point	TOD	top of descent
GT	gate	UPD	update
IAF	initial approach fix		

A.5 符号说明

飞行技术量	符号	控制技术量	飞行技术量	符号	控制技术量
升力,起始点	A	动态矩阵	横向力	Q	前向通道的传递矩阵,加权矩阵
目标位置	B	操纵—输入矩阵,偏移(Bias),零点误差	斜距	R	动态调节因子矩阵,加权矩阵
飞行力学导数,规定位置	C	输出矩阵	机翼面积,重心,飞行距离	S	
距离偏差(与引导平面的侧向距离)	D	转换矩阵,阻尼比	惯性张量,温度	T	时间常数,变换矩阵
能量	E	扰动输入矩阵	空速	U	
发动机推力	F	控制(引导)传递矩阵	速度	V	
重量	G	传递矩阵(对象),观测器反馈矩阵	阻力	W	
高度	H	输入控制矩阵	x—方向力	X	特征值矩阵
惯性矩	I	单位矩阵	y—方向力	Y	
	J	控制器矩阵(I-部),性能函数	z—方向力	Z	
	K	反馈矩阵	音速,加速度	a	传递函数分母系数
滚转力矩	L		比力或单位质量力(加速度计信号),翼展	b	传递函数分子系数
	$\mathcal{L}\{-\}$	拉普拉斯变换形式	平均气动弦长	$\bar{c}$	
俯仰力矩,马赫数	M	模型接通矩阵		e	控制误差
偏航力矩,发动机转数	N	特征矩阵,接通扰动变量的矩阵	重力加速度	g	矩阵 $\underline{G}$ 的元素
功率,飞机上的观测点,航路点(位置)	P	罗森布罗克(Rosenbrock)矩阵	安装角	i	
				k	控制器增益
			质量	m	传递函数分子阶数
			质量流量	$\dot{m}$	

飞行技术量	符号	控制技术量	飞行技术量	符号	控制技术量
	n	特征方程的阶数, 传递函数分母阶数	升降舵偏角	η	
	$n(s)$	传递函数的分母	襟翼偏角	κ	
滚转角速度	p		地理经度, 波长	λ	特征值
总压	$\bar{p}$		机翼上反角	ν	
俯仰角速度	q		副翼偏角	ξ	
动压	$\bar{q}$		空气密度, 水平测向角	ρ	
偏航角速度	r	动态调节因子	侧洗角, 对地航向	σ	阻尼系数, 均方差
位置矢量	s	拉普拉斯变量	机翼后掠角, 地理纬度	φ	相角, 特征多项式
时间	t	时间	航迹方位角	χ	
速度分量	u	操纵—(输入)变量		ω	圆频率(角速率)
	v	控制器状态(I—控制器)	角注		
	w	控制(引导)变量			
	x	状态变量	空气动力变量	A	
航路(位置)坐标	y	输出变量	推力(发动机)变量	F	
	z	扰动变量	水平尾翼	H	
推力偏心距	z_F		运动学变量	K	
环量	Γ		机翼	L	
直接操纵力(移动的), 控制偏差(对稳态值)	Δ	行列式	垂直尾翼	V	
俯仰角	Θ		风变量	W	
机翼展弦比	Λ	特征值矩阵	气流坐标	a	
滚转角(倾侧角)	Φ	变换矩阵		c	控制(引导)变量, 规定值
偏航角(方位角, 航向角)	Ψ			d	控制偏差
转动角速度	Ω		实验坐标	e	
迎角	α		飞机固连坐标	f	
侧滑角	β		地面固连坐标	g	
航迹倾角	γ		航迹固连坐标	k	
操纵偏角, 线性偏差	δ	线化量		i, j, k, l, m, n	循环变量
下洗角, 俯仰测向角	ϵ	阻尼角	矢(向)径坐标	r	
方向舵偏角	ζ		坐标轴	x, y, z	
			工作点(平衡点)上的量值	0	

参 考 文 献

1 绪论

- Bölkow, L. :
(Hrsg.) :
Ein Jahrhundert Flugzeuge. VDI-Verlag, Düsseldorf 1990.
- Bramwell, A. R. S. :
Helicopter dynamics. Edward Arnold, London 1976.
- DeBra, D. B. ,
Gottzein, E.
(Hrsg.) :
Automatic control in aerospace 1992. Selected papers from 12th IFAC Symposium, Ottobrunn 1992.
- Doetsch, K. H. :
Probleme der automatischen Steuerung von Flugzeugen. Jahrbuch der WGLR, S. 72-78, 1955.
- Gerlach, O. H. :
Calculation of the response of an aircraft to random atmospheric turbulence. Part I and II, Techn. University Delft Rept. VTH 138/139, 1968.
- Howard, R. W. :
Automatic flight control in fixed wing aircraft, the first 100 years. Aeronautical Journal, S. 533-562, 1973.
- Johannsen, G. :
Mensch-Maschine-Systeme. Springer, Berlin 1993
- Johnson, W. :
Helicopter theory. Princeton University Press, 1980.
- Kracheel, K. :
Flugführungssysteme-Blindfluginstrumente, Autopiloten, Flugsteuerungen. Bernhard & Graefe, 1993
- Oertel, H. ,
Körner, H. ,
(Hrsg.) :
Orbital transport, technical, meteorological and chemical aspects. 3. Braunschweig Aerospace Symposium, Springer 1991.
- Olmann, E. W. ,
Tokarew, W. P. ,
Solowjew, J. I. :
Autopiloten. (in russischer Sprache) Oborongis Verlag, Moskau 1946.
- Oppelt, W. ,
Vossius, G. :
Der Mensch als Regler. VEB Verlag Technik, Berlin 1970.
- Oppelt, W. :
Die Flugzeugkurssteuerung im Geradeausflug. Luftfahrtforschung Bd. 14, S. 270-282, 1973.
- Oppelt, W. :
A historical review on autopilot development, research and theory in Germany. ASME J. of Dyn. Syst. Meas. and Contr. , 1976.
- Oppelt, W. :
Zur Geschichte der Flugregler. Z. Luftfahrt International, S. 360-362, 1982.
- Oppelt, W. :
Über die Entwicklung der Flugregler in Deutschland. Z. Luftfahrt International, S. 23-27 und 71-75, 1982.
- Pélegrin, M. ,
Hollister, W. M.
(Hrsg.) :
Concise encyclopedia of aeronautics and space systems. Pergamon Press, Oxford 1993.
- Pélegrin, M. :
Aeronautics and space systems. in: Concise Encyclopedia on Modelling and Simulation, Pergamon-Press, London 1991.
- Schänzer, G. :
Design criteria for flight control systems, ICAS-paper 86-5. 3. 2, London 1986.

- Seckel, E. : Stability and control of airplanes and helicopters. Academic Press, New York 1964.
- Stepniewski, W. Z. , Rotary-wing aerodynamics. Dover, New York 1984.
- Keys, C. N. : Beiträge zur Modellierung von Scherwind für Gefährdungsuntersuchungen. Dissertation TU Braunschweig, 1986
- Swolinsky, M. : Grundlagen der Auslegung von Segelflugzeugen. Motorbuch-Verlag, Stuttgart 1984
- Thomas, F. : Spaceflight dynamics. McGraw-Hill, 1989.
- Wiesel, W. E. : Geschichtliches zur Entwicklung der Flugregelung. Z. Luftfahrttechnik 4, 1958.
- Wiren, J. F. :

2 运动变量的定义

- Brockhaus, R. : Ein Vorschlag für die Wahl der Zustandsvariablen in den Bewegungsgleichungen von Flugzeugen unter Windeinfluß. Z. Flugwiss. Weltraumf. 9, S. 376-382, Heft 6, 1985.
- Bronstein, I. N. , Taschenbuch der Mathematik. 21. Auflage, Verlag Harry Deutsch, Zürich 1982.
- Semendjajew, K. : Dynamics of atmospheric flight. J. Wiley, London 1972.
- Etkin, B. : Flugmechanische Bezeichnungen bei bewegter Luft. Z. Flugwiss. 10, S. 97-100, 1962.
- Mewes, E. : Neugestaltung der Verständigungsnormen für die Flugmechanik DFVLR-Mitt. 87-06, 1987.
- Rosenau, G. : Aerodynamik des Flugzeugs, Band 1. Springer, Berlin 1967
- Schlichting, H. ,
- Truckenbrodt, E. :
- Schulz, W. , Die Koordinatensysteme der Flugmechanik. Z. Flugwiss. 2. S. 96-104, 1954.
- Ludwig, R. :
- Begriffe, Größen und Formelzeichen der Flugmechanik, Bewegung des Luftfahrzeugs gegenüber der Luft. . DIN 9300 Teil 1, 1990.
 - Begriffe, Größen und Formelzeichen der Flugmechanik, Bewegung des Luftfahrzeugs und der Atmosphäre gegenüber der Erde. . DIN 9300 Teil 2, 1990.
 - Begriffe, Größen und Formelzeichen der Flugmechanik, Geometrie des Luftfahrzeugs. DIN 9300 Teil 6, 1990.
 - Terms and Symbols for Flight Dynamics, Part I-VI. ISO 1151, 1976.
 - Flugmechanik. LN 9300, Normenstelle Luftfahrt. 1970.
 - Flugregelung, Begriffe und Benennungen. VDI/VDE-Richtlinie 2170, 1975.
 - Navigation, Benennungen, Abkürzungen, Formelzeichen, grafische Symbole. DIN 13312, 1983.
 - Programmnamen flugmechanischer Größen. DGLR-Richtlinie, DGLR, Köln 1976.
 - Regelungstechnik und Steuerungstechnik, Begriffe und Benennungen. DIN 19226, 1968.
 - Übertragungsverhalten dynamischer Systeme. DIN 19229, 1975.

3 外力和力矩

- Brockhaus, R. : Comparison of a mathematical one-point model and a multi-point model of aircraft motion in moving air. AGARD-AG-301 vol. 1, 1990.
- Brockhaus, R. : Handling qualities of hypersonic aircraft and related control requirements. 3rd Braunschweig Aerospace Symposium, TU Braunschweig, 1992.
- Dahl, G. : Digital engine control units for an fighter engine and an auxiliary power unit, a comparison. ICAS-paper 86-2. 8. 2, London 1986.
- Försching, H. W. : Grundlagen der Aeroelastik. Springer, Berlin 1974.
- Gajewski, Tichomirow, Morosow : Regelung der Luftstrahltriebwerke. Militärverlag der DDR, 1983.
- Hafer, X. : Flugmechanik. Springer, Berlin 1980.
- Sachs, G. : Senkrechtstarttechnik. Springer, Berlin 1982.
- Hafer, X. :
- Sachs, G. :
- Hagen, H. : Fluggasturbinen und ihre Leistung. G. Braun Verlag, Karlsruhe 1982.
- Hiesener, S. G. : Konzept einer wissensbasierten Regelung für ein Flugtriebwerk. Dissertation, TU Braunschweig 1992.
- Klotz, R. : Ein Beitrag zur digitalen Simulation von Turboluftstrahltriebwerken mit Hilfe vereinfachter Modelle. Dissertation, TU Braunschweig 1988.
- Lecomte, P. : Mechanique du Vol. Dunod, Paris 1962.
- McCormick, B. : Aerodynamics, Aeronautics and Flight Mechanics. John Wiley, New York 1979.
- Mulder, J. A. , Breeman, J. H. : Identification of dynamic systems. Applications to aircraft, Part 2: Nonlinear model analysis and manoeuvre design. AGARDograph 237 vol. 6, Paris 1987.
- Müller, R. : Theorie der Luftstrahltriebwerke. Militärverlag der DDR, 1986.
- Brettschneider, W. :
- Münzberg, H. G. , Krutzke, J. : Gasturbinen-Betriebsverhalten und Optimierung. Springer Verlag Berlin, 1977.
- Münzberg, H. G. : Flugantriebe. Springer, Berlin 1972.
- Ostenrath, H. : Gasturbinen-Triebwerke. Verlag W. Giradet, Essen 1968.
- Proskawetz, K. -O. : Flight path reconstruction, a powerful tool for data compatibility check. ICAS-paper 86-5. 4. 4, London 1986.
- Brockhaus, R. :
- Proskawetz, K. -O. : Ein Beitrag zur Genauigkeitssteigerung bei der Parameteridentifizierung nichtlinearer Prozesse am Beispiel der Flugzeugbewegung. Dissertation, TU Braunschweig 1989.
- Schänzer, G. : Einfluß von verkoppelten instationären Böenstörungen auf die Flugzeuglängsbewegung. Dissertation, TU Braunschweig 1969.
- Schänzer, G. : Einführung in die Flugphysik. Vorlesungsskript, Institut für Flugführung, TU Braunschweig 1991.
- Schlichting, H. : Aerodynamik des Flugzeugs, Band 2. Springer, Berlin 1960.
- Truckenbrodt, E. :
- Sölter, H. : Mehrgrößen-Regelungskonzept für ein Gasturbinentriebwerk. Dissertation, TU Braunschweig 1990.

- Truckenbrodt, E. : Aerodynamik. in: Ein Jahrhundert Flugzeuge. VDI-Verlag, Düsseldorf 1990.
- Urlaub, A. : Flugtriebwerke. Springer, Berlin 1991.
- #### 4 风和紊流
- Alles, W. : Ein Beitrag zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens eines geregelten Flugzeugs unter Scherwindeinfluß. SFB 58 FB-80-07-01, TU Braunschweig 1980.
- Badner, J. : Low level windshear: a critical review. NOAA Techn. Memo. NWS FCST-23, Silver Spring (Madison) 1979.
- Barth, H. , Entwurf und Erprobung von Schätzverfahren zur Ermittlung von Wind- und Böenstörungen zur Störgrößenkompensation in Flugregelsystemen.
- Brockhaus, R. ,
- Lonn, E. , Wüst, P. : ZTL-Bericht, Bodenseewerk, Überlingen 1976.
- Batchelor, G. K. : The theory of homogeneous turbulence. Cambridge University Press, Cambridge 1953.
- Bisplinghoff, R. L. : Principles of Aeroelasticity. John Wiley, New York 1962.
- Bray, R. S. : A method for three-dimensional modeling of wind-shear environments for simulator applications. NASA TM 85969, 1984.
- Buchholz, J. , Flug im stationären Windfeld. Z. Flugwiss. Weltraumforsch. 15, S. 323-326, 1991.
- Rußow, J. :
- Davenport, A. G. : The prediction of risk under wind loading. 2. Int. Conf. on Struct. Safety and Reliability, München 1977.
- Eliassen, A. , Meteorology, Vol II, Universitetsforlaget, Oslo 1977.
- Petersen, K. :
- Etkin, B. : Critical aspects of trajectory prediction: flight in non-uniform wind. AGARD-AG 301 vol. 1, 1990.
- Fortak, H. : Meteorologie. Carl Habel Verlag, Berlin 1971.
- Hahn, K. -U. et al. : Wind models for flight simulation. AGARD-AG 301 vol. 1, 1990.
- Hahn, K. -U. : Beiträge zur Flugleistungsbestimmung beim Startsteigflug unter Berücksichtigung variabler Windeinflüsse. Dissertation, TU Braunschweig 1988.
- Holley, W. E. , Wind modeling and lateral control for automatic landing. J. Spacecraft Vol. 14, S. 65-72, 1977.
- Bryson, A. E. ,
- Kaufmann, B. , Modelling of interaction between wind and aircraft on a research flight simulator. Second Braunschweig Aerospace Symposium, TU Braunschweig 1990.
- Kindel, W. :
- Kaufmann, B. : Atmospheric turbulence and unsteady aerodynamics in aircraft simulation. 2^e Colloque International "La Sécurité aérienne", Toulouse 1986.
- Knüppel, A. , Stability model of the atmosphere. AGARD Workshop on Stability in Aerospace Systems, Toulouse 1992.
- Martens, D. ,
- Siemer, A. H. :
- Krauspe, P. ,
- Swolinsky, M. ,
- Vörsmann, P. : Windmessungen bei Start und Landung zur Analyse von Scherwindsituationen. DGLR Jahrestagung, Aachen 1981.

- Krauspe, P. : Beiträge zur Längsbewegung von Flugzeugen in Windscherungen. Dissertation, TU Braunschweig 1983.
- Lorenz, E. N. : Predictability of geophysical flows. in: Turbulence and predicatability in geophysical fluid dynamics and climate dynamics. North-Holland, Amsterdam 1985.
- Monin, A. S. ,
Yaglom, A. M. : Statistical fluid mechanics; mechanics of turbulence, Vol. 1 and 2. MIT-Press, Cambridge (Mass.), 1971/75.
- Panofsky, H. A. ,
Pritchard, F. E.
et al. : Atmospheric turbulence. John Wiley, New York 1984.
- Reeves, P. M.
Campbell, G. S. : Spectral and exceedance probability models of atmospheric turbulence for use in aircraft design and operation. WP-AFB, Ohio, USA AFFDL-TR-65-122, 1965.
- Reynolds, W. C. : Development and application of a non-Gaussian atmospheric turbulence model for use in flight simulators. NASA CR-2451, Washington D. C. 1974.
- Schänzer, G. : The potential and limitations of direct and large eddy simulations. in: Lumby, J. L. : Whither turbulence? Turbulence at the crossroads. Springer, Berlin 1990.
- Schänzer, G. : Böenmodelle in der Flugdynamik. Z. Flugwiss. Weltraumforsch. 1, S. 177-185, 1977.
- Schänzer, G. : Flug in gestörter Atmosphäre. Vorlesungsumdruck, TU Braunschweig 1978.
- Schänzer, G. : Influence of windshear on flight safety. in AGARD-CP-347, 1983.
- Schänzer, G. : Abschätzung von stochastischen Böenlasten unter Berücksichtigung instationärer Luftkräfte. Z. Flugwiss. Weltraumforsch. 9 S. 167-178, 1985.
- Schilling, V. K. : Motion and decay of trailing vortices within the atmospheric surface layer. Beitr. Physik d. Atmosph. 65, S. 157-169, 1992.
- Stull, R. B. : Boundary layer meteorology. Kluver Acad. pubt, Dordrecht 1988.
- Troen, I. ,
Petersen, E. L. : European wind atlas. Commission of the European Communities, Brüssel 1989.
- Vörsmann, P. ,
Swolinsky, M. : Wind-shear detection from PCM-recorded MLS-flight data. ICAS-Kongress, München 1980.
- Vörsmann, P. : Ein Beitrag zur bordautonomen Windmessung. Dissertation, TU Braunschweig 1984.
- Williams, D. A. : The analysis of random data. AGARDograph 160 vol. 14, Paris 1981.
- Wittich, K. P. ,
Hartmann, J. ,
Roth, R. : On nocturnal wind shear with a view to engineering applications. Boundary Layer Meteorology 37, S. 215-227, 1986.
- Woodfield, A. A. ,
Woods, J. F. : Worldwide experience of wind shear during 1981-1982. in AGARD-CP-347, 1983.
- Wind shear. ICAO-Circular 186-AN/122, 1987.
- Fliht in Turbulence. AGARD-CP-140, 1973.
- Wind model for landing simulations. United Kingdom's Air Registration Board ARB 417.

5. 非线性运动方程

- Brockhaus, R. : Flugregelung I. Oldenbourg, München 1977.

- Hafer, X. :
 Niemz, W. :
 McRuer, D. T. ,
 Ashkenas, I. ,
 Graham, D. :
 Mönnich, W. :
 Buchholz, J. J. :
 Rosenau, G. :
 Schänzer, G. :
 Schulz, W. :
 Ulke, H. :
- Über die Flugbewegung mit sechs Freiheitsgraden. Z. Flugwiss. 11, S. 14-34, 1963.
 Aircraft dynamics and automatic control. Princeton University Press, Princeton 1973.
 SIMULA-ein Programmpaket für die Simulation dynamischer Systeme. DLR IB111-91/28, Braunschweig 1991.
 Umrechnung flugmechanischer Derivativa. Z. Flugwiss. 19, S. 512-517, 1967.
 Modelling of aerospace systems. Second Braunschweig Aerospace Symposium, TU Braunschweig 1990.
 Über die Bewegungs- und Störungsgleichungen in einem flugzeugfesten Koordinatensystem. Z. Flugwiss. 2, S. 157-168, 1945.
 Beiträge zur Kopplung der Längs- und Seitenbewegung von Flugzeugen. Dissertation, TU Braunschweig, Jahrbuch der WGLR 1967.
- 6 质点飞机的特性**
 Brockhaus, R. ,
 Schänzer, G. :
 König, R. :
 Neumark, S. :
 Pinsker, W. J. G. :
- Kräftegleichgewicht und Leistungsbilanz der Flugzeuglängsbewegung, grafisch dargestellt im Korhammer-Diagramm. Z. Flugwiss. Weltraumf. 4, S. 128-136, 1980.
 Beiträge zur Erhöhung der Flugsicherheit in Windscherungen. Dissertation, TU Braunschweig 1988.
 Problems of longitudinal stability below minimum drag speed and theory of stability under constraint. ARC R&M No 2983, 1957.
 Glide-path stability of an aircraft under speed constraint. ARC R&M No 3705, 1972.
- 7 线化状态方程**
 Brockhaus, R. :
 Dickinson, B. :
 Nelson, R. C. :
 Schänzer, G. :
- Aircraft-dynamics, state equations. in: Concise Encyclopedia of Modelling and Simulation, Pergamon Press, Oxford 1992.
 Aircraft stability and control for pilots and engineers. Pitman Publishing Co., New York 1968.
 Flight stability and automatic control. McGraw-Hill, New York 1989.
 Flugmechanik III, Seitenbewegung. Vorlesungsmanuskript, TU Braunschweig 1981.
- 8 飞机动力学特性分析**
 Ackermann, J. :
 Brockhaus, R. :
 Doetsch, K. H. :
 Doetsch, K. H. :
 Föllinger, O. :
- Abtastregelung, 3. Auflage. Springer, Berlin 1988.
 Über die Verkopplung und den Einfluß von Allpaßeigenschaften in speziellen Mehrgrößensystemen am Beispiel der Regelung der Flugzeuglängsbewegung im Landeanflug. Dissertation, TU Braunschweig 1967.
 The time vector method for stability investigations. ARC R&M Nr. 2945, 1953.
 The time vector method for lateral stability investigation. RAE TR 67200, 1967.
 Regelungstechnik. Elitera Verlag, Berlin 1978.

- Föllinger, O. : Reduktion der Systemordnung. Z. Regelungstechnik 30, S. 367-377, 1982.
- Gantmacher, F. R. : Matrizenrechnung. VEB Verlag der Wissenschaften, Berlin 1970.
- Hämmerlin, G. , Numerische Mathematik. Springer, Berlin 1989.
- Hoffmann, K. :
- Müller, K. : Ein Entwurfsverfahren für selbsteinstellende robuste Regelungen. Dissertation TU Braunschweig 1991.
- Press, W. H. , Numerical Recipes. Cambridge University Press, Cambridge 1986.
- Flannery, B. P. ,
- Teukolsky, S. A. :
- Saksena, V. R. , Singular perturbations and time-scale methods in control theory, a survey. Z. Automatica 20, S. 273-293, 1984.
- O'Reilly, J. ,
- Kokotovic, P. V. :
- Solodownikow, W. W. : Grundlagen der selbsttätigen Regelung. R. Oldenbourg, München 1959.
- Zurmühl, R. , Matrizen und ihre Anwendungen. Springer, Berlin 1984.
- Falk, S. :
- 9 Messungsmethoden und Sensoren**
- Abbink, F. J. , Flight-testing of digital navigation and flight control systems, AGARDograph 237, vol. 7, Paris 1987.
- Timmers, H. A. : Fundamentals of aircraft flight and engine instrument. Hayden, New York 1970.
- Andresen, J. :
- Baass, W. : Radio Navigation Systems. AGARDograph, Pergamon Press, Oxford 1963.
- Becker, K. , Test and flight evaluation of precision distance measuring equipment. ICAS-paper 86-3.3.3, London 1986.
- Müller, A. : The future for satellite navigation. World Aerospace Technology, S. 145-147, 1992.
- Blanchard, W. F. :
- Brammer, K. , Kalman-Bucy-Filter. Oldenbourg, München 1975.
- Siffling, G. :
- Brammer, K. , Stochastische Grundlagen des Kalman-Filters. Wahrscheinlichkeitsrechnung und Zufallprozesse. Oldenbourg, München 1975.
- Siffling, G. : Inertial navigation systems analysis. J. Wiley, New York 1971.
- Britting, K. R. : Inertial navigation systems. McGraw-Hill, New York 1964.
- Broxmeyer, C. : Sensorfehlererkennung in Flugzeugen mit Beobachter und Polynomklassifikator. Dissertation, TU Braunschweig 1991.
- Buchholz, J. J. : Moderne Flugnavigation. Motorbuch Verlag, Stuttgart 1988.
- Clausing, D. J. : Flugzeuggeräte. VEB Verlag Technik, Berlin 1960.
- Duda, T. W. ,
- Svec, J. :
- Dunkel, W. : Erprobung nichtlinearer Schätzfilter zur Sensorfehlererkennung. in: DGLR-Jahrbuch 1992.
- Eckert, K. D. : DME-Based system for enroute/terminal navigation, all-weather landing and air traffic control. in: AGARD-CP-240, 1978.
- Ferrell, K. R. : Helicopter Flight test instrumentation. AGARDograph 160, vol. 10, Paris 1980.
- Gracey, W. : Measurement of aircraft speed and altitude. J. Wiley, New York 1981.

- Jacob, T. ,
Schänzer, G. : Präzisionsnavigation mittels Systemintegration von GPS und IMU. DGON-Symposium "Satellitennavigation in der Flugführung," TU Braunschweig 1989.
- Jacob, T. : Beitrag zur Präzisionsortung von dynamisch bewegten Fahrzeugen. Dissertation, TU Braunschweig 1992.
- Jacob, T. : System integration of satellite navigation and inertial measurement units by Kalmanfilter techniques. Second Braunschweig Aerospace Symposium, Braunschweig 1990.
- Kayton, M. ,
Fried, W. R. : Avionics navigation systems. John Wiley, London 1969.
- Kramar, E. et al. : Funksysteme für Ortung und Navigation. Berliner Union, Stuttgart 1973.
- Krebs, V. : Nichtlineare Filterung. Oldenbourg, München 1980.
- Leondes, C. T.
(Hrsg.) : Theory and applications of Kalman filtering. AGARDograph Nr. 139, Paris 1970.
- Linden, J. C. v. d. ,
Mensink, H. A. : Linear and angular position measurement of aircraft components. AGARDograph 160, vol. 8, Paris 1977.
- Magnus, K. : Der Kreisel, Theorie und Anwendung. Springer, Berlin 1971.
- McLaren, I. : Open and closed loop accelerometers, AGARDograph 160, vol. 6, Paris 1974.
- Mensen, H. : Moderne Flugsicherung. Springer, Berlin 1989.
- Nunen, J. W. van ,
Piazzoli, G. : Aeroelastic flight test techniques and instrumentation, AGARDograph 160, vol. 9 Paris 1979.
- Pallet, E. H. J. : Aircraft instruments. Pitman, London 1972.
- Plöger, G. ,
Berner, H. ,
Höfgen, G. : Global integrated communication, navigation and identification based on satellites. ICAS-paper 86-3. 1, London 1986.
- Pool, A. ,
Bosman, D. : Basic principles of flight test instrumentation engineering. AGARDograph 160, vol. 1, Paris 1989.
- Porter, J. ,
Kruh, P. ,
Sprosen, B. : GPS/NAVSTAR system overview. in: Global civil satellite navigation systems conference of the Royal Institute of Navigation, 1984.
- Redeker
Schänzer, G. : Beiträge zur Verbesserung der Führungsgenauigkeit von Flugreglern. Dissertation, TU Braunschweig 1986.
- Schänzer, G. : Influence of microwave landing systems on guidance and control. AGARD-Symposium Cheltenham, 1976.
- Schänzer, G. : Einsatzmöglichkeiten von Satellitennavigation. DGON-Symposium "Satellitennavigation in der Flugführung", TU Braunschweig 1989.
- Schänzer, G. : Flugführung I , II . Vorlesungsmanuskripte, TU Braunschweig 1990/91.
- Schänzer, G. : Operational aspects of satellite navigation for general aviation aircraft. 2. Internat. DGPS-Symposium, paper 33, Amsterdam 1993.
- Schrick, K. W. : Anwendungen der Kalman-Filter-Technik. R. Oldenbourg, München 1977.
- Sjosström, G. : Flugnavigation. Verlag VWK Ryborsch, Offenbach 1978.
- Stieler, B. ,
Winter, H. : Gyroscopic instruments and their application to flight testing. AGARDograph 160, vol. 15, Paris 1982.

- Tiemeyer, B. : Integrated precision navigation system. 54. AGARD G. & C. panel, Ottawa 1992.
- Schänzer, G. : In-flight temperature measurements. AGARDograph 160, vol. 2, Paris 1973.
- Trenkle, F. : Applications of advances in navigation to guidance and control. AGARD CP 220, 1978.
- Reinhardt, M. : Hybrid navigation systems Symposium. AGARD CP54, 1970.
- Inertial navigation components and systems. AGARD CP 116, 1972.
- Jane's Avionics 1988-89. Jane's Yearbooks, Alexandria, Virginia 1988.
- Microwave Landing Systems (MLS). Advisory, ICAO-Circular 165-AN/104, Montreal 1981.
- OMEGA/VLF Navigation systems-Pilot's guide. Litton Aero products, Moorpark, California/USA 1985.
- Proceedings of the 7th International Aerospace Instrumentation symposium. AGAR-dograph Nr. 188, 1974.

10 飞机的操纵

- Canfield, E. B. : Electromechanical control systems and devices. J. Wiley, New York 1965.
- Faisandier, J. : Hydraulique et electrohydraulique. Dunod, Paris 1981.
- Gille, Pélegrin, Decaulne : Lehrgang der Regelungstechnik Teil II. R. Oldenbourg, München 1967.
- Guillon, M. : Hydraulische Regelkreise und Servosteuerungen. Carl Hauser Verlag, München 1968.
- Hamy, M. : Electrohydraulic servovalves. Enc. on Mod. and Sim., Pergamon Press, London 1992.
- Himmler, C. R. : Elektrohydraulische Steuersysteme. Krauskopf, Mainz 1967.
- Mangold, P. : In-flight thrust vectoring, a further degree of freedom in the aerodynamic/flight mechanic design of modern fighter aircraft. AGARD-CP-465, 1989.
- Wedekind, G. : Electrohydraulic servomechanisms. McGraw-Hill, New York 1963.
- Morse, A. C. : Einfaches Triebwerksmodell zur Simulation nichtlinearer dynamischer Schubantworten. Z. Flugwissenschaften 2, S. 195-198, 1978.
- Schänzer, G. : Schubantworten. Z. Flugwissenschaften 2, S. 195-198, 1978.
- Krauspe, P. : The aerodynamics of controls. AGARD-CP-384, paper 17, 1984.
- Young, A. D. : The aerodynamics of controls. AGARD-CP-384, paper 17, 1984.

11 控制的任務和設計目標

- Adam, V. : On-board planning and control of 4D-trajectories in the TMA. in: DLR-Mitt. 89-23, 1989.
- Ashkenas, I. L. : Some open-and closed-loop aspects of the airplane lateral-directional handling qualities. AGARD-Report 533, 1966.
- Boer, W. P. de, Engelen, J. A. van, Huynh, H. T., Schafranek, D. : Final report on a simulator study into low-speed longitudinal handling qualities of ACT transport aircraft. GARTEUR TP 055, NLR TP 89387L, 1990.
- Böhret, H. : Realisierungsprobleme eines integrierten Flugregelungssystems unter besonderer Berücksichtigung gekrümmter Flugbahnprofile. DLR Mitt. 74-29, 1974.

- Bowes, W. C. : Inertially derived flying qualities and performance parameters. NATC-TM-TPS76-1, 1976.
- Miller, R. V. : Flugführungsprobleme des Steilanflugs. DLR-Mitteilungen 74-29 und 39-42, 1974.
- Brockhaus, R. : Background information and user's guide for MIL F-8785 B (Military specifications-flying qualities of piloted airplanes). AFFDL-TR-69-72, 1969.
- Chalk, C. R. et. al. : Flugführungskonzept mit GPS. DGON-Symposium "Satellitennavigation in der Flugführung", Braunschweig 1989.
- Dieroff, M. : 4D-planner-a ground-based planning system for time accurate approach guidance. in: Integrated air traffic management. DLR-Mitt. 89-23, 1989.
- Dippe, D. : Handling qualities for unstable combat aircraft. ICAS-paper 86-5. 3. 4, London 1986.
- Gibson, J. C. : Ein lernender Regler für die Flugzeuglängsbewegung. Dissertation TU Braunschweig 1988.
- Haverland, M. : Flugsicherung. Springer, Berlin 1975.
- Heer, O. : Luftverkehr. Vorschriftensammlung in Loseblattform, Band II, Dreieich: Behörden und Industrie Verlag GmbH.
- Klein, W. : Mathematical models of human pilot behaviour. AGARDograph Nr. 188, 1974.
- McRuer, D. T. , Krendel, E. S. : Über die Eigenschaften der verallgemeinerten quadratischen Regelfläche. DLR-FB 74-45, Dissertation, TU Braunschweig 1974.
- Miski, T. : Criteria for low speed longitudinal handling qualities of transport aircraft with closedloop flight control systems. Dissertation, TH Delft 1984.
- Mooij, H. A. : Handling criteria. J. Royal Aeron. Soc. , vol. 71, S. 271-291, 1967.
- O'Hara, F. : Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Verlag Chemie, Weinheim 1956.
- Oppelt, W. : A nonvarying C*-control scheme for aircraft. JACC-Conf. Proc. paper 5-D4, 1971.
- Rang, E. R. : Design criteria for flight control systems. ICAS, paper 86-5. 3. 2, London 1986.
- Schänzer, G. : Konzeption des Cockpits und der Avionik für ein kleines Verkehrsflugzeug. DGLR-Jahrestagung, Friedrichshafen 1990.
- Seidel, H. : Untersuchungen zur Verlagerung der Pilotentätigkeit auf eine höhere hierarchische Stufe der Flugführung. Dissertation, TU Braunschweig 1980.
- Sundermeyer, P. : A new longitudinal handling qualities criterion. Proc. of the National Aerospace Electronics Conf. , S. 93-99, Dayton 1966.
- Tobie, H. N. , Elliot, E. M. , Malcom, L. G. : Die Integration der Luftverkehrskontrolle innerhalb Eurocontrol. Jahrestagung der DGON, Düsseldorf 1986.
- v. Villiez, H. -J. : Étude de la sécurité des aéronefs en utilisation-ESAU. Association des Constructeurs de Matériel Aérospatial-AECMA. 1969.
- Wanner, J. C. : Flugeigenschaftsforderungen für Flugzeuge, CCG-Kurs, DLR Braunschweig 1975.
- Wilhelm, K. , et. al. :

- Background information and users guide for MIL-F-9490D (General specifications for flight control systems-design, installation and test of piloted aircraft). AFFDL-TR-74-116, 1985.
- Military Standard-Flying qualities of piloted aircraft. MIL-STD-1797, US Air Force Department 1990.
- Betriebsanweisung für den Flugverkehrskontrolldienst (BA-FVK), Bundesanstalt für Flugsicherung, Frankfurt/Main.
- Central Data bank of air traffic demand. Operational documentation CDB users guide, Eurocontrol Brüssel 1984.
- Federal aviation regulations FAR, Part 23 Airworthiness Standards, Normal, Utility and Acrobatic Airplanes. Federal Aviation Administration FAA, USA.
- Federal aviation regulations FAR, Part 25 Airworthiness Standards, Transport Airplanes. Federal Aviation Administration FAA, USA.
- Federal aviation regulations FAR, Part 33 Aircraft engines, Paragraphen 33. 67 und 33. 73. Federal Aviation Administration FAA, USA.
- Luftfahrthandbuch der Bundesrepublik Deutschland. Band I bis III, Bundesanstalt für Flugsicherung, Frankfurt/Main.
- Lufttüchtigkeitsforderungen. Deutsche Übersetzung der US Federal Aviation Regulations (FAR) Part 23 und 25, Herausgegeben vom Luftfahrt-Bundesamt, Braunschweig.
- Luftverkehrsverordnung (LuftVO). Bundesanstalt für Flugsicherung-Büro Nachrichten für Luftfahrer, Frankfurt/Main.
- Nachrichten für Luftfahrer, NfL, Bundesanstalt für Flugsicherung, Frankfurt/Main.
- USAF TPS Flight test handbook. Flying qualities: Theory (Vol. 1) and Flight Test Techniques (Vol. 2). AFFTC-TIH-79-2, 1979.
- Guidance and control design considerations for low-altitude and terminal-area flight. AGARD CP 240, 1978.
- Handling qualities of unstable highly augmented aircraft. AGARD Advisory Report 279, 1991.
- Handling qualities criteria. AGARD-CP-106, 1971.

12 改变过程动态特性的控制器

- | | |
|-----------------|---|
| Aström, K. J. : | Theory and applications of adaptive control, a survey. Z. Automatica 19, S. 471-486, 1983. |
| Bouwer, G. : | Ein robuster digitaler Modellfolgeregler für Hubschrauber. Dissertation, TU Braunschweig 1988. |
| Brockhaus, R. : | A method for the stepwise design of linear multivariable control systems. I-FAC-Symposium Multivariable Control, Düsseldorf 1968. |
| Brockhaus, R. : | Ein traditionelles Verfahren der Flugregelung im Licht der modernen Regelungstheorie. Z. Flugwiss. 22, S. 41-45, 1974. |
| Chen, R. T. : | A method of pole-zero placement for multivariable control systems. JACC-Conf. 1971. |

- Doyle, J. C. ,
Francis, B. A. ,
Tannenbaum, A. R. :
Doyle, J. C. ,
Glover, K. , et al. :
Farineau, J. :
Fossard, A. :
Grübel, G. :
Hartmann, U. :
Herrera-Vaillard, A. , Paduano, J. ,
Downing, D. :
Hiesener, S. G. :
Hiesener, S. G. :
Hippe, P. ,
Wurmtaler, C. :
Isermann, R. :
Isermann, R. :
Isermann, R. :
Kreisselmeier, G. ,
Steinhauser, R. :
Lindemann, U. :
Litz, L. :
Maciejowski, J. M. :
Müller, K. :
Raisch, J. ,
Gilles, E. D. :
Rosenbrock, H. H. :
Samblancat, C. :
Schänzer, G. :
- Feedback control theory. McMillan publishing company, New York 1992.
- State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems. IEE Trans. Aut. Contr. 34, S. 831-847, 1989.
- Lateral electrical flight control laws of a civil Aircraft based upon eigen-structure assignment technique. AIAA-89-3594, 1989.
- Commande des systèmes multidimensionnels. Dunod, Paris 1972. (englische Übersetzung bei North-Holland Public. 1977).
- Beobachter zur Reglersynthese. Habilitationsschrift, Ruhr-Universität Bochum 1977.
- Application of modal control theory to the design of digital flight control systems. AGARD-CP-137, 1974.
- Sensitivity analysis of automatic flight control systems using singular-value concepts.
- J. Guidance, vol. 9, S. 621-626, 1986.
- Ein digitaler Zustandsregler für einen Hubschrauber unter Anwendung der Eigenstrukturvorgabe. Jahrbuch der DGLR 1989.
- Regelungskonzept zur Restabilisierung instabil arbeitender Verdichter am Beispiel des Helmholtz-Resonators. Z. Automatisierungstechnik 1992.
- Zustandsregelung. Springer-Verlag, Berlin 1985.
- Identifikation dynamischer Systeme, Band I und II. Springer, Berlin 1988.
- Digitale Regelsysteme, Band I und II. Springer, Berlin 1987.
- Parameter-adaptive control algorithms, a tutorial. Z. Automatica 18, S. 513-528, 1982.
- Zur Berücksichtigung der Stellausschläge bei der Anwendung des Polvorgabe-Verfahrens. Z. Regelungstechnik, Heft 7, S. 209-212, 1979.
- Entwurf eines selbsteinstellenden, mehrachsigen Flugreglers mit lernender Vorsteuerung. Dissertation, TU Braunschweig 1990.
- Berechnung stabilisierender Ausgangsvektorrückführungen über Polempfindlichkeiten. Z. Regelungstechnik 29, S. 434-440, 1981.
- Multivariable feedback design. Addison-Wesley Publishing Co., Wokingham (England) 1989.
- Minimale Realisierung von stationär genauen H_2/H_∞ -Reglern. Z. Automatisierungstechnik 40, 1992.
- Reglerentwurf mittels H_∞ -Minimierung, eine Einführung. Z. Automatisierungstechnik 40, S. 84-92, 1992.
- State space and multivariable theory. Nelson. London 1970.
- Commande robuste multivariable, application à l'hélicoptère. Dissertation ENSAE Toulouse 1991.
- Auslegung von Autopiloten durch Zustandsrückführung. Z. Regelungstechnik 26, S. 73-83, 1978.

- Seidel, H. : Nicktlineare Beobachter zur Schätzung von Zustandsgrößen der Längsbewegung eines Flugzeuges. Dissertation, TU Braunschweig 1980.
- Sommer, R. : Entwurf nichtlinearer, zeitvarianter Systeme durch Polvorgabe. Z. Regelungstechnik 27, S. 393-399, 1979.
- Srinathkumar, S. , Robust eigensystem assignment in multi-input systems. NAL, TM SE 8506, Bangalore (Indien) 1985.
- Jategaonkar, R. V. : Eigenvalue/eigenvector assignment using output feedback. NASA Techn. Paper 1118, 1978.
- Srinathkumar, S. : Modal control theory and an application to aircraft lateral handling qualities design. NASA Techn. Paper 1234, 1978.
- Tolle, H. : Regelkreiseigenschaften beim Entwurf über ein quadratisches Gütekriterium für lineare Strecken mit verteilten Parametern und einem Eingang. Z. Regelungstechnik 27, S. 162-166, 1979.
- Unbehauen, H. : Regelungstechnik Bd. I bis III. Vieweg & Sohn, Braunschweig 1983-85.
- Vukobratovic, M. , Modern aircraft flight control. Springer, Berlin 1982.
- Stojic, R. : Performance and robustness aspects of digital control. paper 6 in AGARD LS 128, 1983
- Doyle J. C. et al. : Adaptive Regelungssysteme. R. Oldenbourg, München 1971.
- Weber, W. : Optimale Regelung linearer deterministischer Prozesse. R. Oldenbourg, München 1973.
- Computer-aided design and analysis of digital guidance and control systems. AGARD LS 128 (ADA 133-798), 1983.

13 用于过程引导的控制器结构

- Alles, W. : Parameteroptimierung von Mehrgrößen-Regelungssystemen. SFB 58 Nr. 46, TU Braunschweig 1976.
- Aström, K. J. , Expert control. Z. Automatica 22, S. 277-286, 1986.
- Anton, J. J. : Die Optimierung linearer Regelsysteme. R. Oldenbourg, München 1973.
- Drenick, R. : Optimierung dynamischer Systeme. R. Oldenbourg, München 1988.
- Föllinger, O. : Parameteroptimale Matrixvorsteuerung PI-geregelter Mehrgrößensysteme. Z. Regelungstechnik 28, S. 135-136, 1980.
- Franke, D. : Auslegung einer robusten Kaskadenregelung. DASA LME 342-S-R-1685, 1993.
- Hammon, R. : Determination of flight-tracking controllers using Solheim's pole-shifting method. Z. Flugwiss. Weltraumforsch. 1, S. 375-377, 1977.
- Henschel, F. : Rechnergestützte Optimierung statischer und dynamischer Systeme. Springer, Berlin 1982.
- Jacob, H. G. : Reglerentwurf mit vektoriellen Gütekriterien und seine praktische Anwendung zur Stellgeschwindigkeitsreduktion bei parameterunempfindlichen Reglern. DLR FB 77-55, 1977.
- Kreisselmeier, G. : Numerical aspects of control design computations. in: AGARD LS 128, 1983.
- Laub, A. J. : Einführung in die Regelungstechnik. Vieweg, Braunschweig 1981.
- Leonhard, W. :

- Payne, B. W. : Designing a load alleviation system for a modern civil aircraft. ICAS-paper 86-5. 2. 3, London 1986.
- Shivkov, D. , Parameteroptimierung spezieller Reglerstrukturen unter zusätzlichen Beschränkungen. Z. Regelungstechnik 30, S. 319-324, 1982.
- Höfler, A. B. : Ein Algorithmus zur Parameteroptimierung von Regelungssystemen mit Beschränkungen. Z. Regelungsrechnung 31, Heft 2, S. 62-68, 1983.
- Shivkov, D. , Höfler, A. B. : Ein optimaler Mehrgrößen-PI-Regler. Z. Regelungstechnik 22, S. 277-282, 1974.
- Solheim, O. A. : Computer-aided design and analysis of digital guidance and control systems. NATO ADA 133-798 1983.

14 飞行品质的改善

- Goldsmith, H. A. : Stability and control of supersonic aircraft at low speeds.. 4. ICAS-Congress, Paris 1964.
- Hartmann, U. , Anwendung der Polfestlegung beim Entwurf von Stabilisierungssystemen am
- Lonn, E. : Beispiel der Flugzeuglängsbewegung. Z. Flugwiss. Weltraumforsch. 1, S. 135-147, 1977.
- Hartmann, U. : Ein Beitrag zum Entwurf digitaler, selbstadaptiver Flugregelsysteme. Dissertation, TU Hannover 1974.
- Kehrer, W. T. : Longitudinal stability and control of large supersonic aircraft at low speeds. 4. ICAS-Congress, Paris 1964.
- Klinar, W. J. et al. : Space shuttle flight control system. 6. IFAC Congress 1976.
- Roskam, J. : Airplane Flight Dynamics and Automatic Flight Controls, Part I and II . Roskam Aviation and Engineering Co. , Ottawa, Kansas 1982.
- Stein, G. , Adaptive control laws for F-8 flight test. IEEE Trans. Aut. Contr. , vol. 22 , S. 758-767, 1977.
- Hartmann, G. L. : Aircraft control and simulation. John Wiley, New York, 1992.
- Stevens, B. L. , Lewis, F. L. : Advances in control systems. AGARD CP 137, 1974.
- Description and flight test results of the NASA F-8 digital fly-by-wire control system. NASA TN D-7843, 1975.

15 飞行范围边界的扩展

- Albanes, W. : Design of guidance and control digital autopilots. J. Guid. Contr. 4, S. 126-133, 1981.
- Altenkirch, D. : Direkte Kraftsteuerung. Carl-Cranz-Kurs F 4.05 Manuskript Nr. 7, 1990.
- Blatt, P. E. : Flight control system advances for near-future military aircraft. SEA-Committee A6, San Diego 1973.
- Brinkley, C. W. , Sharp, P. S. : B-1 terrain-following development. AGARD-CP-240, 1978.
- Buchstaller, M. , et al. : Böenabminderungssystem nach dem Prinzip der offenen Steuerkette. BMFT-FB W77-22, 1977.
- Freyman, R. : Eine Methode zur Auslegung des Reglers von aktiven Flatterunterdrückungssystemen. Z. Flugwiss. Weltraumforsch. 7, S. 407-416, 1983.

- Hahn, K. U. ,
König, R. : ATTAS flight test and simulation results of the advanced gust management system LARS. AIAA Conf. on Atmosph. Flight Mech. , Hilton Head, South Carolina, 1992.
- Hahn, K. U. : Beiträge zur Realisierung eines Gust Management Systems. DGLR-Jahrestagung, Bremen 1992.
- Hanke, D. ,
Wilhelm, K. ,
Lange, H. :
Hanke, D. : Handling qualities aspects of CTOL-aircraft with advanced flight controls. in: AGARD-CP 333, 1982.
- Hitch, H P Y : Direkte Auftriebssteuerung. Carl-Cranz-Kurs F 4. 03, Manuskript Nr. 8, 1985.
- Hoffmann, G. : Active control technology for civil transport. ICAS-paper 86-5. 2. 2, 1986.
- Kaul, H. J. : Stabilisierung, Böenkompensation und Schwingungsdämpfung an elastischen, beweglichen Flugzeugmodell im Windkanal. Dissertation, TU Braunschweig 1976.
- König, R. ,
Hahn, K. U. : Grundlagen zum Entwurf digitaler Flugführungssysteme für Kampf-
König, R. : flugzeuge. Carl Cranx Kurs F4. 03, Manuskript Nr. 12, 1985.
- Krag, B. ,
Rohlf, D. ,
Wünnenberg, H. : Load alleviation and ride smoothing investigations using ATTAS. Proc. 17.
Krag, B. : ICAS-Congress, Stockholm, 1990.
- Mangold, P. ,
Wedekind, G. : Böenlastminderung. Carl-Cranz-Kurs F 4. 05 Manuskript Nr. 6, 1990.
- Mangold, P. : OLGA, a gust alleviation system for improvement of passenger comfort of
Krag, B. : general aviation aircraft. ICAS Proceedings. 1980.
- McLean, D. : Beiträge zur Berechnung des dynamischen Verhaltens reglergestützter e-
McRuer, D. ,
Johnston, D. ,
Myers, T. : lastischer Flugzeuge. Dissertation, TU Braunschweig 1976.
- Moynes, J. F. ,
Gallagher, J. T. : Integration of aerodynamic, performance, stability and control requirements
O'Connel, R. F. : into the design process of modern unstable fighter aircraft configurations.
AGARD LS 153 1987.
- Payne, B. W. : Flugmechanische Basisauslegung moderner Kampfflugzeuge. Carl Cranx
Pélegrin, M. : Kurs F4. 05 Man. Nr. 12, Braunschweig 1990.
- Rauch, J. : Automatic flight control systems. Prentice Hall, New York 1990.
- : A perspective on superaugmented flight control, advantages and problems.
AGARD-CP-384, 1984.
- : Flight control system design for ride qualities of highly maneuverable fight-
 : er aircraft. AGARD-CP-240, 1978.
- : Design, development and implementation of an active control system for
 : load alleviation for a commercial transport airplane. AGARD Report No.
 : 638.
- : Designing a load alleviation system for a modern civil aircraft. ICAS-paper
 : 86-5. 2. 3, 1986.
- : Active control technology: past, present and future. in: AGARD CP-384,
 : 1985.
- : Digitales Flugführungssystem für Kampfflugzeuge. Carl Cranx Kurs F4. 05,
 : Braunschweig 1990.

- Schafraneck, D. : Theoretische Untersuchungen über den Einfluß der Spoilerdynamik auf die Fliegbarkeit eines Flugzeugs mit direkter Auftriebssteuerung. DFVLR-FB. 80-07, 1980.
- Toles, R. D. Application of AFTI/F16 task-tailored control modes in advanced multi-role fighters. in: AGARD-CP-384 1985.
- McMonagle, D. R.
- Anderson, D. C. : Reduzierte Stabilität. Carl-Cranz-Kurs F 4. 05 Manuskript Nr. 8, 1990.
- Weise, K. : Aspects of application of active control technology systems for pilot workload alleviation. AGARD CP 384, 1985.
- Wilhelm, K. , ATTAS-recent flying qualities experiments. Proc. Intern. Symposium on In-Flight Simulation, Braunschweig 1990.
- Gmelin, B. : Möglichkeiten und Grenzen der Anwendung direkter Seitenkraftsteuerung. Carl-Cranz-Kurs F 4. 05 Manuskript Nr. 10, 1985.
- Wilhelm, K. ,
- Hahn, K. U. : Advanced control technology and its potential for future transport aircraft. NASA-TM X-3409, 1976.
- Wünnenberg, H. : Impact of active control technology on airplane design. AGARD CP-157, 1974.
- Task-oriented flight control systems. AGARD LS Nr. 89, 1977.
- Active control systems-review, evaluation and projections. AGARD-CP-384, 1984.

16 飞行航迹的稳定

- Blakelock, J. H. : Automatic control of aircraft and missiles. J. Wiley, New York 1965.
- Brockhaus, R. : Dynamics of aircraft and basic autopilots. in: Concise Encyclopedia of Aeronautics and Space Systems. Pergamon Press, Oxford 1993.
- Brockhaus, R. : Flugregelung H. R. Oldenbourg, München 1979.
- Gorham, J. A. : Design and development of the fail operative automatic landing system for Lockheed L-1011. National Air Transp. Meeting, New York 1969.
- Kraemer, J. L. Shuttle orbiter guidance system for the terminal flight phase. 6. IFAC Congress, 1976.
- Ehlers, H. L. : The automatic flight control system for Concorde. Aircraft Engineering, S. 21-29, 1969.
- Boeing 747 für Kategorie 3A zugelassen. Interavia 11, S. 1303-1308, 1971.
- I love Gulliver, Erinnerungen an die Kindertage der Boeing 747. Aerokurier 11, 1989.
- DC 10-Autoflight-System. Deutsche Lufthansa, Technische Schule, 1973.
- A 300 B Autoflight-System. Deutsche Lufthansa, Technische Schule, 1976.
- Automatisch fliegen. Teil 1-6, Interavia 10/1971-3/1972.
- Take-off and landing. AGARD-CP 160, 1975.

17 变化飞行航迹的控制引导

- Adam, V. (Hrsg.) : Integrated air traffic management. DLR-Mitt. 89-23, Braunschweig 1989.
- Adam, V. , Erhöhung der Führungsgenauigkeit durch den Einsatz eines integrierten digitalen Flugführungssystems. DGLG/DGON-Symposium "Fliegen im Flughafennahbereich", Hamburg 1979.
- Leyendecker, H. :

- Adam, V. : Ein Beitrag zu Entwurf, Dimensionierung und Erprobung des Flugführungssystems. Meilensteinbericht zur ZKP-Aufgabe Flugführung, DFVLR, Braunschweig 1977.
- Adam, V. : Flugführungssystem für Transportflugzeuge. Carl-Cranz-Kurs 4. 05 Manuskript Nr. 10, 1990.
- Adam, V. : On-board planning and control of 4D-trajectories in the TMA. in DLR-Mitt. 89-23, 1989.
- Alles, W. ,
Frieling, R. ,
Röger, W. ,
Sundermeier, P. : Untersuchungen zur Verbesserung der Bahnführung von Transportflugzeugen im Nahverkehrsbereich durch bordgebundene Maßnahmen der Flugführung. SFB 58-M3, TU Braunschweig 1977.
- Alles, W. ,
Wüst, P. : An integrated AFCS for the "profile mode", in: AGARD-CP-349, 1983.
- Alles, W. ,
König, R. et al. : Untersuchungen technischer Möglichkeiten zur Erhöhung der Sicherheit bei Scherwindanflügen. TB 1257/82, Bodenseewerk, Überlingen 1982.
- Alles, W. : Untersuchung zur manuellen, reglergestützten Führung eines Transportflugzeuges auf unkonventionellen Anflugbahnen. Dissertation, TU Braunschweig 1979.
- Alles, W. : Möglichkeiten zur Unterdrückung des Scherwindeinflusses bei Landeanflügen von Transportflugzeugen. Bodenseewerk, 1981.
- Benoît, A. ,
Swierstra, S. ,
Wispelaere, R. de : Next generation of control techniques in advanced TMA. 2. Sympos. Sécurité Aérienne, Toulouse 1986.
- Benoît, A. ,
Swierstra, S. : Ground-based 4-D guidance of flights in strong wind. AGARD-AG-301, vol. 2, 1990.
- Benoît, A. ,
Swierstra, S. : The control of inbound flights. AGARD-AG-301 vol. 2, 1990.
- Benoît, A. : 4-D control of current air carriers in the present environment. AGARD-AG-301, vol. 2, 1990.
- Benoît, A. : Simulation of automated approach procedures considering dynamic flight operations. AGARD-AG-301, vol. 2, 1990.
- Besch, M. ,
Tanck, C. L. : Influence of EFCS-control laws on structural design of modern transport aircraft. ICAS-paper 86-2. 1. 2, London 1986.
- Böhret, H. : Realisierungsprobleme eines integrierten Flugregelungssystems unter besonderer Berücksichtigung gekrümmter Flugbahnprofile. DLR-Mitt. 74-29, 1973.
- Brockhaus, R. ,
Wüst, P. : Open-loop compensation of wind-shear effects in low level flight. AGARD-CP-240, 1978.
- Brokof, U. : Modelle zur Beschreibung von Warteverfahren im Luftverkehr als Hilfsmittel einer Optimierung hinsichtlich Sicherheit und Wirtschaftlichkeit. in DFVLR-Mitt. 86-24, 1986.

- Brown, A. D. : Steep gradient approach systems research for all-weather operations. AGARD-CP-240, 1978.
- Buchholz J. J. : Ungefähr Eins durch Hermes. DLR-IB 111-92/21, 1992.
- Dieroff, M. : Flugführungskonzept mit GPS. DGON-Symposium "Satellitennavigation in der Flugführung", TU Braunschweig 1989.
- Dieudonne, J. E. et. al. : A simulation study of curved descending, decelerating landing approaches for transport aircraft. NASA TN D-8190, 1976.
- Fricke, M. , Hörmann, A. : Simulation of automated approach procedures considering dynamic flight operation. AGARD-AG-301, vol. 2, 1990.
- Hahn, K. -U. : Take-off and landing in a downburst. ICAS-paper 86-5. 6. 2, London 1986.
- Hahn, K. U. : Effect of wind-shear on flight safety. Prog. Aerospace Sci. S. 225-259, 1989.
- Hamel, P. , Erprobung lärm-mindernder Anflugverfahren mit dem DFVLR-Forschungsflugzeug HFB 320. DFVLR-Nachrichten, S. 413-416, 1973.
- Dahlen, H. W. : Henschel, F. : Über Regelungskonzepte zur In-flight-Simulation unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten und Totzeiten in den Stellgliedern. DFVLR-FB 85-24, 1985.
- Howells, P. J. : Aircraft trajectory-prediction and control in the air transport flight management computer systems. AGARD-AG-301, vol. 1, paper 10, S. 10. 1-13, 1990.
- König, R. , Krauspe, P. , Schänzer, G. : Procedures to improve flight safety in wind shear conditions. 12. ICAS Kongreß, München 1980.
- Lechner, W. : Vierdimensionale Flugbahnführung. Carl-Cranz-Kurs F4. 03, Manuskript Nr. 11, Braunschweig 1985.
- Leyendecker, H. : Die Modellinverse als Element eines Vorgaberegulierungssystems für Hubschrauber. in: DFVLR-Mitt. 86-24, 1986.
- Miele, A. , Wang, T. , Optimizaton and gamma/theta guidance of flight trajectories in a wind-shear. ICAS-oaper 86-5. 6. 4, London 1986.
- Melvin W. W. : Morello, S. A. : Flight management concepts compatible with air traffic control. ICAS-paper 86-3. 3. 4, London 1986.
- Schänzer, G. , Integrated flight control system for steep approach and short landing. AGARD-CP-137 1974.
- Böhret, H. : Schänzer, G. : Auswirkungen neuer Navigationsverfahren auf die Flugführung im Flughafen-Nahbereich. Vortrag Nr. 78-135, DGLR Jahrestagung, 1978.
- Schänzer, G. : Flugbahnführungsgerät zum Erzeugen gekrümmter Flugbahnprofile an Mikrowellen-Landesystemen. DRL-Mitteilung 74-28, 1974.
- Schubert, M. , Modelle für die bodenseitige Anflugplanung COMPAS. in DFVLR-Mit. 86-24, 1986.
- Völckers, U. : Stengel, R. F. : Optimal laws for microburst encounter. ICAS-paper 86-5. 6. 3, London 1986.
- Sundermeier, P. , Die Verwendung von Näherungsmodellen für die Dynamik eines geregelten Flugzeugs zur Untersuchung von Fragestellungen der Flugführung. SFB-58-74, TU Braunschweig 1978.
- Alles, W. : Sundermeier, P. : Untersuchungen zur Verlagerung der Pilotentätigkeit auf eine höhere hierarchische Stufe der Flugführung. Dissertation, TU Braunschweig 1980.

- Sundermeier, P. : Struktur und Funktionsweise eines interaktiven bordseitigen 4-D-Bahnführungssystems. SFB-58-Kolloquium, TU Braunschweig 1981.
- Sundermeyer, P. : Simulatoruntersuchung zur Auslegung verschiedener Vorfilter für die Führungsgrößenvorgabe durch Bedienelemente. SFB 58-53, TU Braunschweig 1976.
- Vacher, P. ,
Barret, I. : Design of a tracking algorithm for an advanced ATC system. ECC Grenoble 1991.
- Völckers, U. : Systeme zur Planungsunterstützung bei der Flugverkehrskontrolle. Z. Ortung und Navigation, Heft 3, 1990.
- Wellern, W. ,
Wüst, P. : Decelerated approach, Vergleich verschiedener Verfahren. DGLR/DGON-Sympos. "Fliegen im Flughafennahbereich", Hamburg 1979.
- Aircraft trajectories computation, prediction and control. AGARD AG 301, vol. 1-3, 1990.
- Führungs- und Fliegebarkeitsverbesserung im Flughafennahbereich und bei der Landung. ZKP-Meilensteinbericht Flugführung, Bodenseewerk, Überlingen 1977.
- Guidance and control design considerations for low-altitude and terminal-area flight. AGARD-CP-240, 1978.

18 手动飞行航迹控制引导

- Altenkirch, D. : Untersuchung des Pilotenverhaltens bei Flugversuchen mit einem ratecommand/attitude-hold Steuerungssystem. DFVLR-FB 84-25, 1984.
- Bauschat, J. M. : Nonlinear modelling in airborne simulations. 17. ICAS-Congress, Stockholm 1990.
- Bauschat, J. M. : Real-time models in the in-flight simulation. Second Braunschweig Aerospace Symposium, TU Braunschweig 1990.
- Bauschat, J. M. : On the application of a nonlinear simulation technique. ECC 91, Grenoble 1991.
- Chatrenet, D. : Flight simulation and digital flight controls. Aerospatiale, Toulouse 1990.
- de Boer, W. P. ,
Engelen, J. A. van ,
Huynh, H. T. ,
Nicholas, O. P. ,
Schafraned, D. : Final report on a simulator study into low speed longitudinal handling qualities of ACT transport aircraft. GARTEUR TP 055, NLR TP 89387L, 1990.
- Grünhagen, W. v. et al. : A high bandwidth control system for a helicopter in-flight simulator. Internat. J. of Control, London 1993.
- Guichetau, P. : Utilisation d'un simulateur de recherche pour le developpement de nouveaux concepts de commandes de vol. AGARD-CP, paper 21, 1991.
- Hanke, D. : Die In-flight Simulation als Methode zur Flugeigenschaftsermittlung. Carl-Cranz-Kurs F 4. 03 1982.
- Hanke, D. : Fliegebarkeitsuntersuchung von DLC-Konfigurationen für den Airbus A310 im Landeanflug mit dem In-flight Simulator HFB 320. DFVLR-FB 79-18, 1979.
- Hanke, D. : Flying qualities experiments of rate command/attitude hold systems in the HFB 320 in-flight simulator. DFVLR-FB 83-25, 1983.

- Henschel, F. ,
 Chetty, S. :
 Henschel, F. ,
 Chetty, S. :
 Heutger, H. ,
 Bauschat, J. M. ,
 Hahn, K. U. :
 Klopstein, G. :
 Kubbat, W. :
 Luckner, R. :
 Mooij, H. A. :
 Pausder, H. J. ,
 Bouwer, G. ,
 v. Grünhagen, W. :
 Pélegrin, M. ,
 Imbert, N. :
 Reynolds, P. A. ,
 Pruner, J. R. :
 Sankrithi, M. K. ,
 Bryant, W. F. :
 Scott, W. B. :
 Steenblik, J. W. :
 Sundermeier, P. ,
 Alles, W. :
 Walters, K. J. ,
 Beyer, R. :
 —
 —
 —
19 战斗机的控制系统
 Beh, H. , Hofinger, G. :
 Burton, R. A. ,
 Kneeland, B. T. et al. :
 Droste, S. :
 Evans, M. R. et al. :
 Design technique for model-following control system in in-flight simulation. DLRFB 87-09, 1987.
 Flight control system design for an in-flight simulator. J. Guidance, Control and Dynamics 12, S. 351-356, 1989.
 Entwicklung eines Vorsteuerungsansatzes zur Erweiterung der Flugumveloppe der In-flight-Simulation mit dem Versuchsträger ATTAS. DLR IB-111-90 1990.
 Étude rationnelle du pilotage des avions. All Weather Landing. Association des élèves ENSAE, Toulouse 1977.
 A multifunctional guidance and control system. Nat. Aerospace & Electronics Conf. , Dayton, Ohio 1977.
 Simulation von Transportflugzeugen. ASIM-Symposium, Stuttgart 1989.
 Criteria for low-speed longitudinal handling qualities of transport aircraft with closedloop flight control systems. Dissertation TH Delft, 1984.
 A highly manoeuvrable helicopter in-flight simulator-aspects of realization. 14. Eur. Rotorcraft Forum, Milano 1988.
 Accurate timing in landings through air traffic control. AGARD-CP-240, 1987.
 The total in-flight simulator (TIFS)-a new aircraft design tool. paper 71-794, AIAA 3rd Aircraft Design Operations Meeting, Seattle 1971.
 7J7 manual flight control functions. Guidance and Control Conf. , CP 87-2454, Monterey, Canada 1987.
 Total training by simulator. Z. Esso-Airworld 3, S. 18-21, 1982.
 Alaska airlines' Head-up Guidance System, Air Line Pilot, S. 10-14, Dez. 1989.
 Der Einfluß des Automatisierungsgrades eines Bahnführungssystems auf Bahnablagen und Pilotenbelastung. DGLR/DGON-Symposium, Hamburg 1979.
 Displays for approach and landing. AGARD-CP-96, 1971
 Introducing category III operation to the regional airlines, the Flight Dynamics headup guidance system. Flight Dynamics Inc. , Portland USA 1991.
 Taking a look ahead. Flight International, 15. Mai S. 32-34, 1991.
 MBB dresse un premier bilan du F-104G CCV. Air et Cosmos N°895, 1982.
 X-31A control law design. NASA High α Proj. Conf. , Dryden 1992.
 Flight testing and development of the F/A-18 digital control system. AGARD CP 384, 1985.
 Lessons learned in the development of the F-16 flight control system. in: AGARD-CP-347, 1983.
 Automatic flight control modes for the AFTI/F111 mission adaptive wing aircraft. in AGARD-CP-384 1985.

- Goumas, L. : Entwurf und Entwicklung des Kommando- und Stabilisierungssystems (CSAS) für das MRCA. DGLR-Jahrestagung, Kiel 1974.
- Wüst, P. : X-31A initial flying qualities results using equivalent modeling flight test evaluation techniques. AIAA-Conf. 1991.
- Huber, P., Weiss, S. : The design and development of the MRCA autopilot. AGARD-CP-137, 1974.
- Galleithner, H. : The flight control system for the experimental aircraft program (EAP) demonstrator aircraft. AGARD-CP-384, 1984.
- Jackson, D. I. : Flugsteuerungssystem Jäger 90. DGLR Jahrestagung, 1992.
- Corney, J. M. : Synthesis and analysis of a fly-by-wire flight control system for an F-4 aircraft. AIAA Guid. Contr. Conf. Stanford, Cal. 1972.
- Kaul, H. J., Sella, F. : Some flight-test results with redundant digital flight control systems. in: AGARD-CP-384, 1985.
- Walkeer, M. J. : Testing of the digital flight control system of the German CCV fighter experimental aircraft. in: AGARD AG 262, 1984.
- Kaut, H. J. : Mirage 2000; CDVE (commandes de vol électriques) et sécurité. in: AGARD-CP-347, 1983.
- Kisslinger, R. L. : CCV in der Bundesrepublik Deutschland. Interavia 6 S. 587-68, 1981.
- Vetsch, G. J. : Flugmechanische Basisauslegung moderner Kampfflugzeuge. Carl-Cranz-Kurs F 4. 05 Manuskript Nr. 3, 1990.
- Korte, U. : Methods to preserve the integrity of MRCA control system through major upgrade programmes. AGARD CP 456, 1988.
- Korte, U. : Tornado autopilot, measures to ensure survivability after failures. AGARD-CP-347, 1983.
- Ladel, J., Bastidon, J. : System identification for X-31A project support, lessons learned. AGARD-Rohlf, D., Galleithner, H. : CP-519, 1992.
- Lambert, M. : — CCV für künstliche Stabilität. Flug-Revue 6, S. 58, 1982.
- Mangold, P. :

20 A-320 的控制系统

- Auth, H. : Kollege Computer ist beteiligt an der Kommandogewalt. VDI-Nachr. 5. S. 28, 1987.
- Baud, P., Ivanoff, D. : A320 flight deck, the logical path. Airbus Industrie, Toulouse 1984.
- Cormery, G. : Concorde 1958-1975. paper I, 4. 1a, European Symp. on Future Supersonic and Hypersonic Transportation Systems, Straßburg 1989.
- Günzel, U. : Aktuelle Aspekte der Sicherheit und Zuverlässigkeit im Luftverkehr. DGLR-Jahrestagung, Berlin 1991.
- Hach, J. P., Heldt, P. H. : Das Cockpit des Airbus A310. Z. Luft- und Raumf. 3-84, S. 67-76, 1984.
- Hornig, R. : Fly-by-wire. Lufthansa Flightcrew Info 1/85, 1985.
- Mindner, K. J. : Pilot Report: Airbus A320, Das Steuerungssystem, Teil 1 und 2. Aero-Kurier Heft 9 und 10, 1989.
- Morgenstem, K. : Airbus A320/321. Motorbuch Verlag Stuttgart 1992.
- Plath, D. : Langer Weg zum optimalen Triebwerk. VDI-Nachr. 5, S. 27, 1987.
- Nollinger, F. : Le pilote automatique de l'Airbus. L'Onde Electrique, vol. 51, S. 385-390, 1971.
- Pagnard, J. :
- Bodin, J. :
- Salessy, H. :

- Pélegrin, M. J., Paris, X. : Advanced control features of the new airplane generation. ECCON' 88, Jerusalem 1988.
- Pletschacher, P. : Airbus A320: das Flugzeug für das nächste Jahrhundert. VDI-Nachr. 5, S. 25-28, 1987.
- Reuß, H. — J. : Europas Flugzeug setzt neue Maßstäbe. VDI-Nachr. 5, S. 27, 1987.
- Ropelewski, R. R. : A 300 testbed demonstrates fly-by-wire capabilities. Z. Aviation Week, Sept. 1986.
- Swading, S. j. : Commercial supersonic operations—ten years of experience with Concorde. Aerospace Technology Conference, Long Beach, California 1986.
- Vadrot, R. : Simulation des commandes de vol électriques au CEV français pour les avions de transport civils. AGARD-CP-408, Cambridge 1985.
- Ziegler, B. , Flight control system on modern civil aircraft. ICAS-paper 84-0.2, Toulouse 1984.
- Durandau, M. :
 — A 320 Flight crew operating manual. Airbus Industries E-VO 20 000,.
 — A 320 Training Manual, ATA 22 Autoflight. Lufthansa Techn. Schule, 1989.
 — A 320 Training Manual, ATA 31 Indicating/Recording (ECAM), Lufthansa Techn. Schule, 1989.
 — fly-by-wire: the verdict. Z. Electronics World and Wireless World, S. 593-595, 1991.

附录

- Heffley, R. K. et al. : Aircraft handling qualities data. NASA CR 2144, 1972.
- Coefficients aérodynamiques de l'Airbus. ENSAE, Toulouse.
- Dossier aérodynamique Concorde. ENSAE, Toulouse.
- Strutz, T., Weber, S. : Identifizierung der Parameter eines quasilinearen Triebwerkmodells entlang einer verbrauchsoptimalen Betriebslinie. Konstruktiver Entwurf, TU Braunschweig 1989.

科技杂志

- Aircraft Engineering, Bunhill Public. Ltd.
- Automatica, IFAC.
- Journal of Aircraft, AIAA.
- Journal of Guidance, Control and Dynamics, AIAA.
- L' Aeronautique et l' Astronautique, Association Aeron. et Astronautique de France.
- Ortung und Navigation, Zeitschrift der Deutschen Gesellschaft für Ortung und Navigation.
- Raumfahrtforschung, Deutsche Gesellschaft für Luft-und Raumfahrt.
- The Aeronautical Journal, Royal Aeronautical Society, England.
- Transactions on Automatic Control, IEEE.
- Zeitschrift für Flugwissenschaften Springer-Verlag, Berlin.

新闻、通俗读物

- Aviation Week and Space Technology, McGraw-Hill, New York.
- Flight International, IPC Transport Press Ltd.
- Interavia, Interavia-Verlag, Genf.
- Luft-und Raumfahrt, Deutsche Gesellschaft für Luft-und Raumfahrt Lilienthal-Oberth e. V.

内 容 简 介

本书介绍了现代飞行控制系统初步设计需要的基础知识,推导了在扰动大气中飞机运动的数学模型,讨论了飞机的稳定性、操纵性和观测性,研究了飞行控制器设计需要的测量系统、操纵系统及其模型化,从飞行物理角度研究了满足飞行力学和飞行控制引导任务要求的控制器结构设计方法。

本书按系统学方法介绍了飞机特性及控制系统的作用。为了理解系统结构,采用信号流图作为状态方程和传递函数之间的连接纽带。引导读者从了解简单的阻尼器、自动增稳和姿态控制器,到了解复杂的全系统(自动飞行控制系统)。实际飞机的示例数据和校验算例充实了素材结构,并列出大量丰富的参考文献。附带的仿真程序(MATLAB 4.0)及算例飞机数据,便于读者在计算机上理解各种解决方法。

本书是面向航空工程的飞行力学和飞行控制专业的研究生的,可以作为在本领域拓宽授课和进修课程的基础,也可以作为航空工程大学生的参考书。它同样也适用于航空工程研究部门和航空公司的技术人员。

本书附带磁盘软件说明

它涉及 1 张 1.44MB 的 3.5" 磁盘, 在 PC 机 MS-DOS 6.2 环境下格式化。磁盘内包括在目录 FC 中的 ASC II 数据文件和另外 4 个子目录, 它们按 MATLAB 4.0 语言运行。用户可在文件 readme.m 中得到提示。

菜单引导的程序含本书附录所列数据的 15 种飞行状态和 1 个控制器接口, 使用者在阅读本书的同时, 用这些数据可以设计自己的控制器, 并可以由相应的结果曲线直接而迅速地看出控制器的作用效果。

本软件同样安装在美国 Mathworks 公司的 Internet-File-Server 中, 有兴趣的用户可通过 Internet 获得最新资料。

12.4