

中图分类号：V249.1

论文编号：1028703 18-SX212

学科分类号：081105

硕士学位论文

基于自适应控制的无人机编队 控制研究

研究生姓名	许 玥
学 科、 专 业	导 航、 制 导 与 控 制
研 究 方 向	先 进 飞 行 控 制 技 术
指 导 教 师	甄 子 洋 副 教 授

南京航空航天大学

研究生院 自动化学院

二〇一八年三月

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics

The Graduate School

College of Automation Engineering

Adaptive Control Based Formation Control Technology for Unmanned Aerial Vehicles

A Thesis in

Navigation, Guidance and Control

by

Yue Xu

Advised by

Prof. Ziyang Zhen

Submitted in Partial Fulfillment

of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

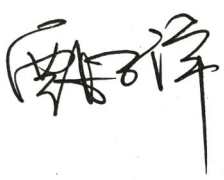
March, 2018

承诺书

本人声明所呈交的硕士学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南京航空航天大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。

本人授权南京航空航天大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本承诺书）

作者签名： 许明
日 期： 2018.3.29


摘 要

与单架无人机相比,无人机编队在军用和民用领域具有很多优势,因此,多无人机编队控制技术的研究被推到了前沿位置,成为国际航空控制界的研究热点。目前针对无人机编队的现代控制技术得到了广泛应用,其在一定程度上发展了经典控制方法,使得多无人机编队控制更加智能化。然而,实际编队飞行中存在的不确定因素直接影响了无人机的编队飞行效果,成为编队控制的一大难题。本文针对无人机编队中存在的不确定性问题,对无人机编队保持、编队重构控制进行了研究,主要研究内容有:

首先,根据国内外学者对无人机的调查与研究,简要介绍了本文的研究对象银狐无人机的主要性能参数,并建立了无人机的空气动力学模型和六自由度非线性运动方程。以长机-僚机的编队策略分别推导出长机与僚机的二维相对运动方程和三维相对运动方程,为后文编队控制研究奠定基础。

接着,利用代数图论的基本思想,采用分布式控制结构设计无人机编队控制策略。通过分析无人机编队飞行的特点,基于状态反馈状态跟踪自适应控制方法,为无人机编队设计队形保持控制策略,并利用李雅普诺夫定理进行了稳定性和渐近跟踪性证明,保证了全局的有界性。

然后,考虑到状态反馈状态跟踪自适应控制方法在设计时需要满足较为苛刻的匹配条件,同时考虑编队中的无人机受到外界不确定干扰的情况,基于状态反馈输出跟踪自适应控制方法为无人机设计了飞行控制系统,保证了无人机在参数不确定性和受未知外界扰动的环境下,能够渐近跟踪控制指令且实现稳定地飞行。基于自适应无人机飞行控制系统,设计自适应编队控制器,抑制扰动的影响,消除编队中的相对位置误差,从而得到僚机的控制指令,保证了无人机编队能够实现队形保持与队形重构。

最后,考虑到无人机在编队飞行过程中受到结构故障的情形,基于系统的无限零结构和高频增益矩阵的符号在故障发生前后的不变性,设计了无人机自适应容错飞行控制系统,使得无人机在故障前后均能跟踪给定指令。同时使用自适应编队控制器抑制由故障产生的常值偏离项,实现无人机编队队形保持控制。

论文对开展无人机自适应编队控制进行了有益的探索,研究成果具有较好的理论意义和实际应用前景。

关键词: 无人机, 自适应控制, 编队控制, 一致性控制, 容错控制

ABSTRACT

Compared with single unmanned aerial vehicle (UAV), multiple UAVs formation has many advantages in military and civilian fields. Therefore, research of UAVs formation control technology has been pushed to the forefront, becoming a research hotspot in international aviation control field. At present, modern control methods for UAVs formation are widely used, which develop the existing classical control methods to some extent, making multiple UAVs formation control more intelligent. However, the uncertainties in the actual formation flight have a direct impact on the effect of UAVs formation flight, which becomes a difficult problem for formation control. In view of the uncertainties in UAVs formation flight, the problems of UAVs formation maintenance control and formation reconfiguration control are studied in this paper. The main contributions are as follows.

Firstly, based on the literature review of research status at home and abroad about UAVs, the main performance parameters of Silver Fox are briefly introduced, and the mathematical model of UAV is built. At the same time, the two dimensional and three dimensional relative kinematics equations of the UAVs formation based on leader-follower mode are also built, respectively. All these work lays foundation for the later research on cooperative operation of UAVs formation.

Secondly, based on the algebraic graph theory, the distributed UAVs formation control strategy is designed. By analyzing the characteristics of UAVs formation, a state feedback state tracking adaptive control based method is proposed for UAVs formation maintenance control. The stability and asymptotic tracking performance of the distributed adaptive formation control strategy are proved based on the Lyapunov theory, which guarantees the global boundedness.

Thirdly, considering that the state feedback state tracking adaptive control based method needs to meet restrictive matching conditions for UAVs formation design, and the unknown external disturbances in UAVs formation flight, a state feedback output tracking adaptive control based method is proposed for UAVs formation control. The proposed adaptive control method makes the wing UAVs bounded and track the given commands asymptotically under parametric uncertainties and unknown external disturbances. Based on the UAV flight control system, the adaptive formation controller is designed to reject the disturbances and eliminate the relative position error of formation, so as to obtain the control commands for the wing UAVs. It is ensured that UAVs formation maintenance control and formation reconfiguration control can be realized.

Finally, considering the structural damage of the UAVs in formation flight, based on the

invariance of the infinite zero structures and signs of high frequency gain matrix before and after damage occurs, an adaptive fault tolerant flight control system is designed to guarantee that the wing UAVs track the given commands asymptotically before and after damage. At the same time, the proposed adaptive formation controller is used to reject the constant dynamics offset caused by failure, and UAVs formation control can be realized.

The result of this thesis is meaningful for both theoretical research and practical application of UAVs formation.

Keywords: Unmanned aerial vehicle, adaptive control, formation control, consensus control, fault tolerant control

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景及意义	1
1.2 无人机编队控制策略国内外研究现状	2
1.2.1 无人机编队类型控制策略	2
1.2.2 无人机编队信息交互控制策略	4
1.3 无人机编队控制技术分析	6
1.3.1 无人机编队控制方法	6
1.3.2 自适应控制理论及其发展概述	7
1.4 本文主要内容和章节安排	9
第二章 无人机运动方程及编队运动学建模	11
2.1 常用坐标系定义及坐标转换	11
2.2 无人机数学模型	13
2.2.1 银狐无人机简介	13
2.2.2 无人机动力学模型	14
2.2.3 无人机运动方程	15
2.3 无人机的配平及线性化	18
2.4 无人机编队相对运动方程	19
2.4.1 无人机编队平面相对运动方程	19
2.4.2 无人机编队空间相对运动方程	20
2.5 本章小结	21
第三章 基于状态反馈状态跟踪自适应控制的无人机编队控制	22
3.1 代数图论概述	22
3.2 无人机编队自适应保持控制系统设计	22
3.2.1 无人机编队飞行关键问题	23
3.2.2 无人机飞控系统设计	24
3.3 无人机分布式自适应编队控制设计	25
3.3.1 无人机分布式自适应编队控制策略	25
3.3.2 状态反馈状态跟踪分布式自适应编队控制设计	26
3.4 无人机编队控制仿真验证	29

3.4.1 设计条件验证.....	29
3.4.2 无人机分布式自适应编队控制器.....	29
3.4.3 无人机分布式自适应编队队形保持仿真验证.....	30
3.4.4 仿真结果与分析.....	31
3.5 本章小结.....	32
第四章 基于状态反馈输出跟踪自适应控制的无人机编队控制.....	33
4.1 状态反馈输出跟踪自适应控制概述.....	33
4.1.1 输出跟踪控制的必要性.....	33
4.1.2 无限零结构.....	33
4.2 无人机编队自适应控制系统结构.....	34
4.2.1 无人机自适应飞行控制系统.....	34
4.2.2 无人机自适应编队队形控制系统.....	35
4.3 无人机自适应飞行控制系统设计.....	36
4.3.1 状态反馈输出跟踪自适应干扰抑制算法设计.....	36
4.3.2 基于自适应干扰抑制的无人机飞行控制系统.....	40
4.4 无人机自适应编队队形控制器设计.....	42
4.4.1 编队飞行问题控制目标.....	42
4.4.2 常值扰动下编队飞行自适应控制算法设计.....	43
4.4.3 无人机编队队形保持.....	45
4.4.4 无人机编队队形重构.....	45
4.5 无人机自适应编队飞行控制仿真验证.....	46
4.5.1 无人机自适应飞行控制系统仿真验证.....	46
4.5.2 无人机自适应编队队形保持控制仿真验证.....	51
4.5.3 无人机自适应编队队形重构控制仿真验证.....	55
4.6 本章小结.....	57
第五章 无人机编队自适应容错控制.....	58
5.1 无人机编队飞行故障问题.....	58
5.1.1 故障的作用形式.....	58
5.1.2 容错控制的问题描述.....	58
5.1.3 自适应容错控制设计假设条件.....	60
5.1.4 高频增益矩阵的分解.....	60
5.2 无人机自适应容错飞行控制系统设计.....	61

5.2.1 状态反馈输出跟踪自适应容错控制算法结构	61
5.2.2 基于 LDS 矩阵分解法的自适应容错控制算法设计	62
5.2.3 基于自适应容错控制的无人机飞行控制系统	64
5.3 无人机自适应编队队形控制器	67
5.4 无人机自适应容错编队飞行仿真验证	67
5.4.1 无人机自适应容错飞行控制系统仿真验证	67
5.4.2 无人机自适应编队飞行容错控制仿真验证	70
5.5 本章小结	72
第六章 总结与展望	73
6.1 工作总结	73
6.2 后续研究工作展望	73
参考文献	75
致 谢	79
在学期间发表的学术论文	80

图表清单

图 1.1 无人机编队空中加油试验.....	2
图 1.2 长机-僚机法	3
图 1.3 虚拟结构法	3
图 1.4 集中式控制	4
图 1.5 分布式控制	5
图 1.6 分散式控制	6
图 1.7 自适应控制基本原理图.....	8
图 1.8 模型参考自适应控制系统.....	8
图 2.1 银狐无人机	13
图 2.2 长机僚机相对位置示意图.....	19
图 3.1 状态反馈状态跟踪自适应编队队形保持控制单元结构.....	23
图 3.2 三架无人机通信结构（一）	26
图 3.3 三架无人机通信结构（二）	27
图 3.4 三架无人机通信结构（三）	27
图 3.5 三架无人机通信结构（四）	27
图 3.6 四架无人机通信拓扑结构.....	29
图 3.7 长机速度、航向变化时编队队形保持仿真曲线.....	31
图 4.1 无人机编队自适应队形控制结构.....	34
图 4.2 两架无人机之间距离表示方法.....	45
图 4.3 无人机速度变化时各状态量和控制量响应曲线.....	46
图 4.4 无人机高度变化时各状态量和控制量响应曲线.....	47
图 4.5 无人机偏航角变化时各状态量和控制量响应曲线.....	48
图 4.6 无人机受常值扰动时各状态量和控制量响应曲线.....	50
图 4.7 无人机受时变扰动时各状态量和控制量响应曲线.....	51
图 4.8 无人机未受扰动时编队队形保持仿真曲线.....	53
图 4.9 无人机受常值扰动时编队队形保持仿真曲线.....	54
图 4.10 由纵向编队变为楔形紧密编队仿真曲线.....	55
图 4.11 由纵向编队变为菱形编队仿真曲线.....	56
图 5.1 无人机速度变化时各状态量和控制量容错控制曲线.....	68

图 5.2 无人机偏航角变化时各状态量和控制量容错控制曲线.....	70
图 5.3 无人机受故障前后编队队形保持仿真曲线.....	71
图 5.4 各僚机受故障前后高度保持对比曲线.....	72
表 2.1 地面坐标系与机体坐标系的转换关系表.....	12
表 2.2 地面坐标系与气流坐标系的转换关系表.....	12
表 2.3 地面坐标系与编队坐标系的转换关系表.....	12
表 2.4 银狐无人机性能参数.....	14
表 2.5 银狐无人机巡航阶段的配平点.....	18
表 3.1 无人机初始位置及期望相对距离信息（一）	30
表 4.1 无人机初始位置及期望相对距离信息（二）	52
表 4.2 无人机初始位置及期望相对距离信息（三）	53
表 4.3 无人机初始位置及期望相对距离信息（四）	55
表 4.4 无人机初始位置及期望相对距离信息（五）	56
表 5.1 无人机初始位置及期望相对距离信息（六）	70

注释表

c_A	平均气动弦长	V	飞行器飞行速度
b	机翼展长	H	飞行高度
S_w	机翼参考面积	M_a	马赫数
g	重力加速度	L_{lift}	气动升力
m	无人机质量	D	气动阻力
G	无人机重力	Y	气动侧力
ρ	大气密度	L	滚转力矩
I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}	转动惯量	M	俯仰力矩
I_{xy}, I_{zy}, I_{xz}	惯性积	N	偏航力矩
u, v, w	V 在机体坐标系分量	C_L	升力系数
T	发动机推力	C_D	阻力系数
α	迎角	C_Y	侧力系数
β	侧滑角	C_l	滚转力矩系数
θ	俯仰角	C_m	俯仰力矩系数
ψ	偏航角	C_n	偏航力矩系数
ϕ	滚转角	C_{L_0}	零升升力系数
μ	航迹倾斜角	C_{D_0}	零升阻力系数
φ	航迹方位角	C_{D_i}	升致阻力系数
γ	航迹滚转角	δ_r	方向舵偏转角
p	滚转角速度	δ_a	副翼偏转角
q	俯仰角速度	δ_T	油门开合度
r	偏航角速度	δ_e	升降舵偏转角

第一章 绪论

1.1 研究背景及意义

无人机(UAV, Unmanned Aerial Vehicle)是一种非载人飞行器,通过操纵无线电遥控设备或自身程序控制装置来执行特定的任务。早在越南战争、海湾战争中,无人机就成功地执行了多种军事任务,经过二十几年的发展,无人机作为军队主要战斗力的作用与地位持续提高。由于无人机重量轻、造价低、机动性和隐蔽性好,且具有自主飞行功能^[1],在民用和军用领域受到广泛关注。在军事领域,无人机主要用来侦察、监视、通信中继、电子对抗、目标攻击、协同作战等^[2];在民用领域,许多公司对无人机进行了广泛的应用,如石油和天然气行业的管道和火焰检查、电力公司的电力线路检查、快递公司的小型货运服务,以及航空摄影、农业灌溉等领域进行了推广应用。尽管无人机具有众多优势,但是无论如何提高单架无人机的效率,单机本身的性能总是有限的。如单架无人机由于受到自身重量的限制无法携带多种任务设备,在执行观测任务时可能会受天气与地形等因素影响而降低任务的成功率。

为了解决这一难题,无人机编队技术应运而生。无人机编队是指两架或多架无人机为了执行某项任务,从一个起点飞到另一个终点,保持或重构成稳定编队队形的协调运动^[3-4]。无人机编队飞行的优越性体现在以下几个方面:

- (1) 可以扩大侦察和搜索的范围,为军队提供可靠的情报支援;
- (2) 可以提高信息的逼真度。无人机编队队列可以有选择性和针对性地进入敌方阵地,进行对地观测、近地环境变化监测,提高信息的可靠性和时效性;
- (3) 可以提高无人机执行任务的效率。无人机采用编队飞行时可以担负多种作战任务,其任务完成率和抗突发事件的能力较高^[5];
- (4) 可以提高命中率。对于多架战斗机组成的编队而言,不仅可以实现多角度、全方位的攻击,而且能够扩大命中范围,显著提高杀伤力和命中率,起到扰乱敌方的防空体系、提高战斗时效性的作用;
- (5) 可以减小无人机的整体飞行阻力。当无人机进行紧密编队飞行时,可以在不减小无人机强度、不增加无人机的重量的同时获得大展弦比无人机的气动性能,即可拥有结构强度高、重量轻、展弦比大、气动性能好等优点。

在军事应用中,扩大侦查视野、增加整体续航时间、提高任务完成率是无人机编队的优势所在。2012年10月23日,美国率先完成了无人机编队空中加油试验(如图1.1所示)。此次试验采用RQ-4全球鹰无人机,不仅实现了空中加油技术,而且使无人机的续航时间延长至160h以上,成为空中加油和编队控制技术的一大飞跃。在民用领域,可以进行气象勘探、森林防火、

紧急救援等。因此，无人机编队控制技术的研究被推到了前沿位置，成为国际航空控制界的研究热点。



图 1.1 无人机编队空中加油试验

1.2 无人机编队控制策略国内外研究现状

无人机编队飞行控制主要涉及运动协调和覆盖协调两类基本问题^[6-7]。运动协调主要包括编队队形集结、队形保持^[8]、队形重构^[9]和避障^[10]等。覆盖协调包括无人机编队的路径规划^[11]、任务规划^[12]和相对导航^[13]等。本文主要研究无人机编队控制中的运动协同问题，包括编队队形保持和重构问题，主要依赖于编队控制策略，即编队类型控制策略和无人机信息交互控制策略。

1.2.1 无人机编队类型控制策略

为了使得无人机编队队形在飞行过程中保持不变，需要选择适合的编队类型。由国内外文献可知，现有的编队类型主要包括以下 3 种：长机-僚机法（leader-follower）^[14-15]、虚拟结构法（virtual structure）^[16-17]和基于行为法（behavior-based）^[18]。

在长机-僚机法编队策略中，如图 1.2 所示，编队中的某架无人机被定义为长机，其余无人机被划归为僚机^[19]，长机按照指定路径飞行，僚机跟随长机的状态信息，即位置和方向信息，从而形成一个特定的编队队形^[20]。在国内外文献中，关于长机-僚机法的编队结构有很多种，例如让无人机以链状形式飞行，或者以树木拓扑结构飞行。长机-僚机法具有很大的优势，因为它能够指定长机的动作来决定整个编队团队的行为。然而这种控制策略也有一定的缺点，在编队过程中僚机没有对长机进行信息反馈，如果编队队列中有僚机掉队，长机不能及时获得整个编队信息，编队队形可能难以保持。国内外学者基于长机-僚机编队策略做了很多理论研究。Jongho Shin 等^[21]基于模型预测控制方法设计了长机-僚机法无人机编队控制律，采用非线性质点运动模型，设计了三种求解方法，并比较了其控制性能和计算时间。北京航空航天大学的段海滨等^[22]基于双模模型预测控制方法设计了长机-僚机法无人机编队控制律，并利用粒子群优化算法得到各无人机的控制指令。

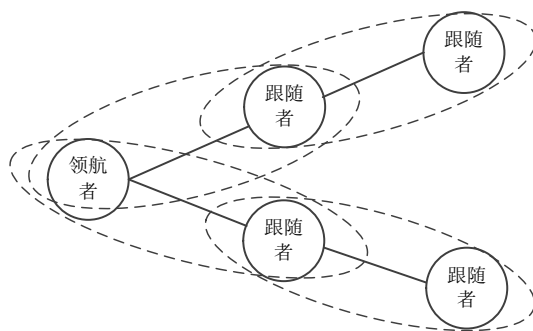


图 1.2 长机-僚机法

虚拟结构法编队被视为一个单一的几何实体^[20]，如图 1.3 所示，其中一个虚拟长机被用来协调编队中无人机的运动和行为^[23]。虚拟长机被指定期望的路径或轨迹，编队中的无人机是参照虚拟长机发布的路径或轨迹运动的。虚拟结构法的优点是，它能够指定虚拟长机的运动轨迹使得整个编队中的无人机参照虚拟长机运动，且编队队形不会由于其中某架无人机的掉队而被打乱。然而，该方法是一种集中控制方法，编队结构的可靠性较差，因此限制了这种编队策略的应用范围。国内外学者基于虚拟结构编队策略进行了理论和实践研究。在理论研究方面，Low 等人^[24]使用了一种灵活的虚拟结构编队策略实现编队保持控制，使得无人机编队在转弯时更加平滑。西北工业大学的邵壮等人^[25]采用虚拟结构编队方法，设计非线性队形保持器；同时基于非线性模型预测方法，与编队反馈的信息相结合，设计编队轨迹跟踪器，用来抑制由于编队产生大机动动作时扩大的队形误差。在工程实践方面，美国西弗吉尼亚大学的学者们于 2014 年 11 月用 YF22 无人机以虚拟结构的控制策略实现了编队飞行^[26]。

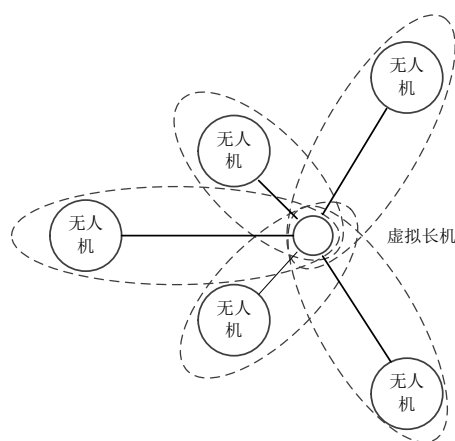


图 1.3 虚拟结构法

在基于行为法编队策略中，编队飞行控制任务被分解成较小的任务，称之为行为^[27]。然后，这些行为根据优先级和平均值进行加权，以产生编队控制动作。控制任何给定的无人机编队所需的典型行为都是保持编队队形、轨迹或路径跟踪和避障。基于行为法具有一定的优势，因为

不同的任务可以根据加权值的大小被先后考虑，适应性强。但是，在加权行为中可能会产生不可预测性，给其带来一定的局限性^[28]。对于基于行为法编队策略的研究，河南理工大学的宋运忠等人^[29]基于行为法的编队控制策略，采用反馈线性化解决了多智能体编队控制问题。格罗宁根大学的 Jie Huang^[30]等人针对非线性多智能体系统的定向网络拓扑，通过分布式状态估计器，基于零空间的行为投影和基于神经网络的近似，提出了一种分布式自适应行为控制算法。

1.2.2 无人机编队信息交互控制策略

无人机在编队队列中需要实现队形保持或重构，这就要求编队中无人机之间存在信息交互。通常情况下，信息交互分为集中式、分布式和分散式控制。研究者在选择信息交互控制策略时，主要考虑其编队拓扑、通信能力、鲁棒性和计算能力。目前绝大多数文献中都使用了分布式控制和分散式控制，很少使用集中式控制。

在集中式控制中，如图 1.4 所示，所有的计算和处理都在中心节点进行^[31]，通常为地面站。每架无人机要将自己的状态信息与编队中其他无人机进行交互，因此，集中式控制通常提供最优的解决方案，使编队队形更加准确和智能化。所有无人机的状态信息都被发送至中心节点进行处理，这意味着中心节点需要具备较高的计算能力和广泛的通信能力。当编队中无人机数量较多时，这可能使编队产生延迟和高通信负载，导致编队性能下降。由于集中式控制效果的最优性，国内外很多学者采用集中式控制进行无人机编队理论研究。Hattenberger^[32]等人提出了一种基于集中式控制的无人机虚拟结构编队控制方法，利用杜宾曲线来建造路径进行任务规划，长机根据路径信息、信息生成配置和状态信息，将所有其他无人机的位置指令进行计算和发送，从而实现避障以及遇风险时的路径切换。

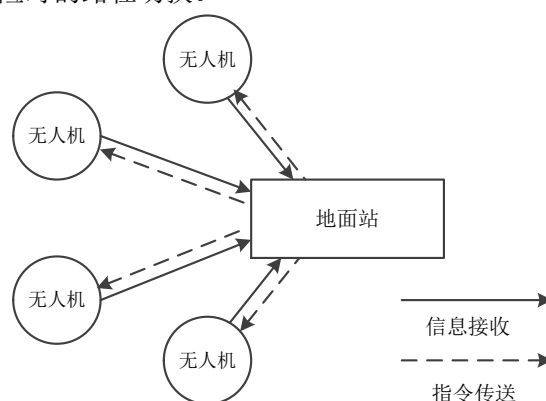


图 1.4 集中式控制

在分布式控制中，编队中的每架无人机都被赋予不同级别的自主和决策能力。每架无人机只需要将自己的状态信息与编队中邻居集合内的无人机进行交互，因此控制效果不如集中式控制好。但是无人机只需要知道局部信息，而不需要获取全局信息，无人机之间的信息交互的减少使得计算的复杂性降低，系统更加容易实现。从工程角度看，这样的结构便于实现和维护。

如图 1.5 所示的是一种分布式控制结构，其拓扑关系如同一幅有向图。在设计时可以指定其中一架无人机为长机，其余无人机为僚机。每架无人机与其相邻无人机进行信息交互，使得编队中的每架僚机都与长机建立联系。分布式控制策略以其控制结构简单、计算复杂性低、容易避免信息冲突等优点，受到很多国内外研究者的关注。Juan A. Vargas-Jacob 等人^[33]研究了四旋翼无人机的分布式长机-僚机编队控制问题，每架四旋翼无人机都有一个机载数字处理器来计算其控制算法，并且在长机和僚机之间有一个无线通信通道，用来实现分布式编队控制。许玥等人^[34]基于分布式控制策略，采用自适应控制方法实现了固定翼无人机一致性编队控制，并使得系统具有较强的鲁棒性。邵壮等人^[35]针对无人机编队轨迹追踪过程中的突发障碍问题，提出一种分布式编队保持控制算法用来进行实时避障，减少了编队飞行中的冲突碰撞。

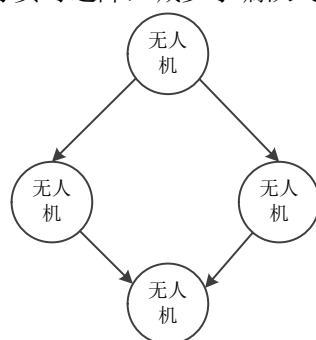


图 1.5 分布式控制

分散式控制中每架无人机操纵指令的计算由自身处理器进行分配和执行，因此无人机只能与相邻无人机中最小数量的无人机进行通信，计算量最少，且结构也最简单，在实际应用中可行性更强。此外，基于分散式控制的编队结构易于扩展，因为随着无人机数量的增加，通信需求并没有明显增加。然而，由于无人机的行为是根据自身处理器进行计算而采取的，编队中每一架无人机生成的指令都可能会产生冲突，导致编队队形不稳定。如图 1.6 所示的是一种分散式控制策略，每架无人机都带有相同的编队控制器，与编队中约定点保持信息传输和指令发送。Bayezit 等人^[36]将分散式控制器分别用于四旋翼和固定翼无人机的编队控制，通过使用无人机分离来保持一个特定的几何队形。Bencatel 等人^[37]基于分散式控制策略，采用滑模变结构控制方法设计编队保持控制器和防撞控制器。然后将编队保持控制器和防撞控制器生成的指令进行加权和组合，实现编队保持，并进行避障。

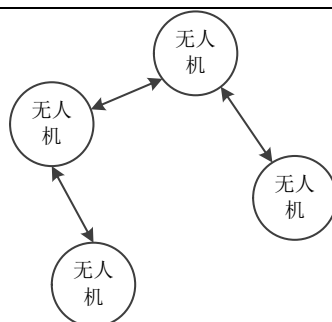


图 1.6 分散式控制

1.3 无人机编队控制技术分析

为了解决无人机编队控制中的队形保持和队形重构问题，编队中无人机需具有高度的自主飞行控制能力，即各无人机能够稳定地跟踪给定的指令，并且能够在一定程度上抑制扰动，保证无人机能按照期望的计划飞行，具有良好的飞行鲁棒性。此外，编队队形控制器需要具有较强的自适应性和抗干扰能力，能够抑制编队中的内、外干扰，为僚机生成期望的控制指令，使得编队中的每架无人机按照期望的位置飞行。

1.3.1 无人机编队控制方法

现有的无人机编队飞行控制方法主要包括以下几种：

(1) 最优控制^[38]。最优控制方法主要通过建立性能指标函数实现对响应时间及输入能量等性能指标的严格控制，保证系统的稳定性、准确性及快速性，满足复杂动态系统的控制要求。按照基本求解原理划分，最优控制可分为经典变分法、极小值原理及线性二次型（Linear Quadratic, LQ）最优控制问题。Rinaldi 等人^[39]提出了一种线性二次型控制方法，用来解决四旋翼无人机编队控制问题。

(2) 鲁棒控制^[40]。鲁棒控制是一种在线控制策略，它能对可能包含有界不确定性的系统进行调节校正。鲁棒控制利用反馈-前馈状态输出关系产生相应的控制输入，从而使系统输出沿预定的“轨迹”变化。在无人机编队过程中，系统可能会发生不可预知情况，在这种情况下，鲁棒控制能够采取大量的动作来调节系统，保证系统的闭环稳定性和跟踪性能。Renan 等人^[41]采用鲁棒控制解决了无人机紧密编队控制问题。

(3) 模糊控制^[42]。模糊控制是一种通过将专家经验与思考加入到由模糊推理产生的规则中的智能控制，可以解决由于系统的复杂性使得用经典方法难以实现理想控制效果的控制问题。无人机系统具有较强的非线性特点，模糊控制可以针对非线性系统使其实现良好的控制性能；在编队过程中可能会产生气动耦合等不确定因素，模糊控制器的可以调节自身功能使得编队队列中的无人机抑制扰动，从而保持队形的稳定性。Abbas 等人^[43]提出了一种基于模糊控制的四旋翼无人机编队控制方法，通过遗传算法对模糊逻辑控制器参数进行优化，从而实现二维平面

上的编队队形控制。

(4) 滑模变结构控制^[44]。变结构控制是一种表现为控制不连续性的非线性控制方法。系统结构的不固定性使之区别于其他控制方法，通过判定系统当前状态，系统结构一直进行动态的、有目的性的变化，促使变结构系统跟随期望的“滑动模态”轨迹运动，即所谓的滑模变结构控制。变结构控制的快速性好、鲁棒性强、不需要进行在线系统辨识等优点得益于滑动模态在设计时不依赖于被控对象的参数与外界扰动。李一波等人^[45]针对无人机编队保持与变换问题，将无人机模型解耦为 3 个通道，分别进行滑模控制器设计，实现了无人机编队保持与队形重构。

上述几种无人机编队控制的现代控制方法能够针对无人机非线性系统的复杂性，使得无人机编队控制性能更加优化。有时可以将两种法结合使用，如模糊滑模变结构控制，既可以弥补单种控制方法的不足，又能将两种控制的优点发挥出最大化。本文采用的无人机编队控制方法是自适应控制，与上述几种现代控制方法相比，自适应控制能够在被控对象参数不确定和环境不确定的情况下，在线调节控制器参数，使系统工作在最佳状态，具有鲁棒性强、智能化程度高、应用范围广等优点。以下将对自适应控制理论及其发展进行简要概述。

1.3.2 自适应控制理论及其发展概述

自适应控制是在控制方法的发展过程中产生的，其本质是一种特殊的反馈控制。常规的控制在设计时都要求已知被控对象的模型，然而实际中很多被控对象的模型会随时间和环境变化发生较大的改变，产生一定的不确定性。对于这类对象含有不确定因素的控制问题，一般的反馈控制、最优控制都无法解决。自适应控制可以在被控对象模型未知，或者受到未知外界扰动等不确定情况下，在线调节控制器参数，使其处于最优的工作状态，从而确保系统对内、外环境变化具有自适应能力^[46]。

自适应控制系统通常可分为如下几类结构形式：自校正控制系统，模型参考自适应控制系统，可变增益的自适应控制系统和直接优化目标函数的自适应控制系统。尽管其结构具有多样性，但它们有一定的相似性，自适应控制基本原理的结构图如图 1.7 所示。系统辨识装置根据被控对象的实时检测信息对对象参数或性能指标进行在线辨识，然后决策机构根据所获得的信息按照一定的评价准则，为被控对象设计控制器结构及控制参数，为了促使系统能够趋向期望的性能目标，修正机构通过调节控制参数给出合理的控制决策，从而保证系统对环境的影响具有自适应能力。

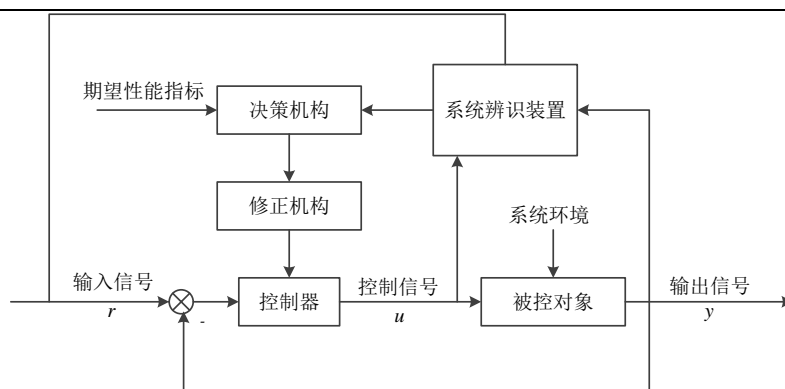


图 1.7 自适应控制基本原理图

在自适应控制系统的众多分类中，模型参考自适应控制（MRAC）系统具有控制效果好、应用范围广等特点，受到越来越多研究者的青睐。其基本结构图如图 1.8 所示，基本控制思想是建立参考模型输出 y_m 与被控对象输出 y 之间的误差 e ，经过自适应控制律的调节作用，最终使得对象输出渐近跟踪参考模型输出，从而使误差 e 逐渐趋于零。

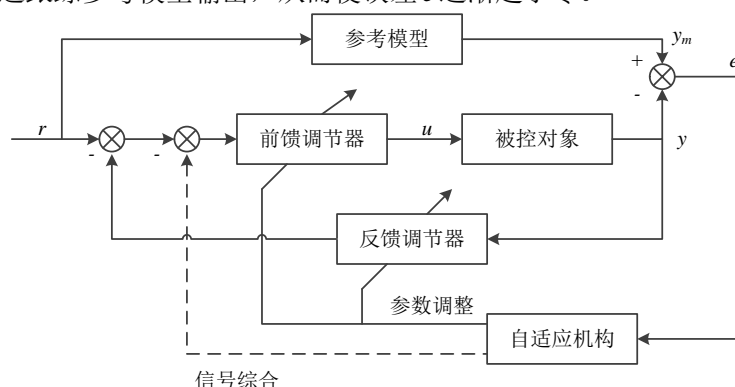


图 1.8 模型参考自适应控制系统

MRAC 的发展主要经历了以下几个阶段：

自适应控制最早应用在航空领域，由于飞机动力学特性受环境因素和结构参数影响，在飞机飞行过程中，其动力学参数可能会发生较大范围的变化，经典的控制方法难以解决。为了保证飞机的飞行性能，20 世纪 50 年代末，美国麻省理工学院的 Whitaker 教授基于 MRAC 方案设计了飞机的自动驾驶仪控制系统。此种方案基于让可调系统中的某个参数在某种性能指标下取得最小值的基本思想设计自适应控制律，即所谓的局部参数优化理论。然而，基于局部参数优化理论设计 MRAC 系统时无法保证系统的稳定性，因此在设计得到自适应控制律之后，还需要进行系统的稳定性判定，这就限制了这一方法的实际应用。

1966 年，德国学者 P.C.Parks 基于李雅普诺夫稳定性理论推导出了自适应算法，其基本思想是构造李雅普诺夫函数使得 MRAC 系统渐近稳定，从而设计出合适的自适应控制律。自适应系统的稳定性和鲁棒性与李雅普诺夫函数的选取是否唯一、选择是否恰当影响较大。为了能找

到最佳的李雅普诺夫函数，罗马尼亚学者 V.M.Popov 提出了超稳定性理论，并被法国学者 I.D.Landau 首先应用到 MRAC 中，保证了自适应控制系统的全局渐近稳定性。

上述设计方法要求能直接获得被控对象的全部状态，在实际中并不一定能做到。通常采用直接法和间接法设计自适应系统能够较好地解决如上问题。直接法指直接利用能观测到的对象输入输出数据来综合一个动态控制器；间接法则设法将对象的参数和状态重构出来，即所谓的观测器，然后在线改变控制器参数，以实现自适应控制。纳朗博兰和 Valavani 于 1979 年提出了一种仅使用输入输出设计自适应控制系统的方案，即通过间接调节控制器参数，得到稳定的 MRAC 系统。

进入 20 世纪 70 年代以来，MRAC 的理论得到飞速发展。学者们在严格的假定条件下，根据稳定性理论设计了不同类型的自适应控制系统，但是在实际中难以实现。随着实际手段的提高，自适应控制将有更广泛的工程实践应用。

1.4 本文主要内容和章节安排

本文主要工作是采用自适应控制对无人机编队控制问题进行深入研究。首先根据国内外研究资料和分析无人机的特点，建立无人机的数学模型，并基于小扰动原理将非线性模型在配平点处线性化。然后采用状态反馈状态跟踪自适应控制方法，基于分布式控制策略，在编队形成稳定队形的情况下，达成僚机与长机的状态一致性，从而实现队形保持控制。接着针对无人机模型不确定和受未知外界扰动的情况，采用状态反馈输出跟踪自适应控制方法，实现无人机的指令跟踪；同时采用自适应控制方法设计编队控制器抑制扰动的影响，实现编队队形保持和队形重构。最后，在此基础上研究了无人机受结构故障时的自适应容错编队控制。本文研究内容及章节安排如下：

第一章，概述了无人机编队的研究背景及意义，首先分析了无人机编队控制中的运动协同问题，对无人机编队类型和无人机之间信息的交互控制策略进行了国内外研究现状概述；接着介绍了无人机编队的现代控制技术，讨论其优缺点；最后针对无人机编队中存在的 uncertainty 问题，提出并介绍了自适应控制理论，并对其发展进行概述。

第二章，首先定义了无人机编队控制研究所需的坐标系以及各个坐标系之间的转换关系，接着介绍了本文的研究对象银狐无人机的主要性能参数，并建立了无人机的空气动力学模型和六自由度非线性运动方程。最后以长机-僚机的编队策略分别推导出长机与僚机的二维相对运动方程和三维相对运动方程。

第三章，首先介绍了代数图论的基本概念，为分布式控制结构的设计提供理论支撑。然后为无人机设计了飞控系统，使得无人机能够快速、精准地跟踪指令。通过分析无人机编队飞行的特点，基于状态反馈状态跟踪自适应控制方法，为无人机设计编队队形保持控制算法。最后

对所设计的编队队形保持控制策略进行了仿真验证。通过分析本章中自适应控制算法对无人机编队飞行控制的局限性，引出后文所提出的适用范围更广的自适应编队控制算法。

第四章，首先设计了无人机自适应编队飞行控制系统结构，主要包括无人机自适应飞行控制系统和无人机自适应编队队形控制系统。然后针对受到外界不确定干扰的无人机，基于状态反馈输出跟踪自适应控制方法为无人机设计了飞行控制系统，保证了无人机在参数不确定性和受未知外界扰动的作用下，能够跟踪给定指令并稳定地飞行。接着，考虑到编队队列受到未知外界常值扰动的作用下，设计自适应编队队形控制器，抑制扰动的影响，消除编队中的相对位置误差，从而得到僚机的控制指令。最后对所设计的无人机飞行控制系统和无人机编队队形控制器进行了仿真验证。

第五章，针对编队飞行过程中出现的无人机结构故障，设计了无人机编队自适应容错控制系统。首先基于系统的无限零结构和高频增益矩阵的符号在故障发生前后的不变性，设计了无人机自适应容错飞行控制系统，不仅能够抑制由故障产生的常值偏离项，并且使得无人机在故障前后均能跟踪给定指令。然后，由于故障产生的常值偏离项与干扰产生的常值扰动项的作用形式类似，使用自适应编队控制器抑制由故障产生的常值偏离项，消除编队中的相对位置误差，从而得到僚机的控制指令。最后，对所设计的无人机自适应容错飞行控制系统和无人机编队自适应容错控制系统进行了仿真验证。

第六章，总结本文的研究工作，针对不足之处提出改进方案以及今后的研究方向。

第二章 无人机运动方程及编队运动学建模

无人机编队控制不仅关于单架无人机的飞行控制，而且涉及多架无人机的队形控制。为了更加清晰准确地描述无人机之间的相对运动关系，本章首先介绍常用坐标系定义及坐标转换，然后建立单机六自由度非线性动力学模型、运动学模型，接着将无人机的非线性模型在配平点处线性化，最后建立编队飞行队列中无人机的相对运动方程。

2.1 常用坐标系定义及坐标转换

1、地面坐标系(Earth-surface inertial reference frame) $S_g - O_g X_g Y_g Z_g$

地面坐标系固联于地球，选取地面上某一点 O_g 为原点， $O_g X_g$ 轴位于地平面内并指向正北方向， $O_g Z_g$ 轴垂直于地平面并指向地心， $O_g Y_g$ 轴位于地平面内垂直于 $O_g X_g$ 轴并指向正东方向。

2、机体坐标系(Aircraft-body coordinate frame) $S_b - O_b X_b Y_b Z_b$

机体坐标系固联于无人机，原点 O_b 取在无人机质心处， $O_b X_b$ 轴指向机头方向，位于无人机对称面内并与无人机的设计轴线平行， $O_b Z_b$ 轴指向无人机机体的下方，位于无人机对称面内且与 $O_b X_b$ 轴垂直， $O_b Y_b$ 轴与无人机对称面垂直并指向无人机的右侧。

3、气流坐标系(Wind coordinate frame) $S_a - O_a X_a Y_a Z_a$

气流坐标系固联于无人机，原点 O_a 取在无人机质心处， $O_a X_a$ 轴指向飞行速度 V 方向， $O_a Z_a$ 轴指向无人机下方，位于无人机对称平面内并与 $O_a X_a$ 轴垂直， $O_a Y_a$ 轴与 $O_a X_a Z_a$ 平面垂直并指向无人机的右侧。

4、编队坐标系(Formation coordinate frame) $S_f - O_f X_f Y_f Z_f$

在长机-僚机模式编队控制策略中，编队坐标系固联于长机，其原点 O_f 位于长机的质心， $O_f X_f$ 轴沿长机飞行速度方向，指向机体前方； $O_f Y_f$ 轴位于水平面内垂直于 $O_f X_f$ 轴，并指向长机机体右侧， $O_f Z_f$ 轴垂直于 $O_f X_f Y_f$ 平面，其方向符合右手准则。

为了描述无人机相对于地面的运动，还需要建立各坐标系之间的转换关系。以地面坐标系变换到机体坐标系为例，推导坐标系的转换关系式。

首先通过转动偏航角 ψ ，将地面坐标系 $S_g - O_g X_g Y_g Z_g$ 变换得到过渡坐标系 $S' - O' X' Y' Z'$ ：

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_g \\ y_g \\ z_g \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

接着通过转动俯仰角 θ ，将过渡坐标系 $S' - O'X'Y'Z'$ 变换过渡坐标系 $S'' - O''X''Y''Z''$ ：

$$\begin{bmatrix} x'' \\ y'' \\ z'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

最后通过转动滚转角 ϕ ，将过渡坐标系 $S'' - O''X''Y''Z''$ 转换得到机体坐标系 $S_b - O_bX_bY_bZ_b$ ：

$$\begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'' \\ y'' \\ z'' \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

由此，从地面坐标系到机体坐标系的转换关系式为：

$$\begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ \sin \theta \cos \psi \sin \phi - \sin \psi \cos \phi & \sin \theta \sin \psi \sin \phi + \cos \psi \cos \phi & \cos \sin \phi \\ \sin \theta \cos \psi \cos \phi + \sin \psi \sin \phi & \sin \theta \sin \psi \cos \phi - \cos \psi \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_g \\ y_g \\ z_g \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

并且列出上述转换关系表。

表 2.1 地面坐标系与机体坐标系的转换关系表

O	X_g	Y_g	Z_g
X_b	$\cos \psi \cos \theta$	$\sin \psi \cos \theta$	$-\sin \theta$
Y_b	$\cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \phi$	$\sin \psi \sin \theta \sin \phi + \cos \psi \cos \phi$	$\cos \theta \sin \phi$
Z_b	$\cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi$	$\sin \psi \sin \theta \cos \phi - \cos \psi \sin \phi$	$\cos \theta \cos \phi$

类似地，表 2.2 和表 2.3 分别给出地面坐标系与气流坐标系和编队坐标系之间的转换关系。

表 2.2 地面坐标系与气流坐标系的转换关系表

O	X_g	Y_g	Z_g
X_a	$\cos \mu \sin \varphi$	$\sin \varphi \cos \mu$	$-\sin \mu$
Y_a	$\cos \varphi \sin \mu \sin \gamma - \sin \varphi \cos \gamma$	$\sin \varphi \sin \mu \sin \gamma + \cos \varphi \cos \gamma$	$\cos \mu \sin \gamma$
Z_a	$\cos \varphi \sin \mu \cos \gamma + \sin \varphi \sin \gamma$	$\sin \varphi \sin \mu \cos \gamma - \cos \varphi \sin \gamma$	$\cos \mu \cos \gamma$

注： μ 为航迹倾斜角， φ 为航迹方位角， γ 为航迹滚转角。

表 2.3 地面坐标系与编队坐标系的转换关系表

O	X_g	Y_g	Z_g
X_f	$\cos \varphi$	$\sin \varphi$	0
Y_f	$-\sin \varphi$	$\cos \varphi$	0
Z_f	0	0	1

2.2 无人机数学模型

无人机在实际编队飞行过程中，其质量会随着燃料的耗尽而不断变化，质心的位置也随时间变化。在建立无人机运动方程时，其惯性项的复杂性来源于相对无人机运动的动力系统、操纵系统等部件；而无人机受到的外力、外力矩与无人机的气动外形、飞行姿态等参数之间也存在非常复杂的函数关系。为了更好地解决无人机编队控制问题，在建立无人机数学模型之前，将无人机的模型进行以下简化：

- (1) 无人机都为刚体，不发生弹性形变，并且无人机质量、重心及转动惯量都不变；
- (2) 假设地面坐标系为惯性坐标系；
- (3) 忽略地球曲率的影响，视地球表面为平面；
- (4) 假设重力加速度不随高度变化；
- (5) 假设无人机的几何外形和内部质量分布均对称，惯性积 $I_{xy} = I_{yz} = 0$ 。

2.2.1 银狐无人机简介

银狐无人机被称为“Silver Fox”，2003年7月，美海军研究局部署了“银狐”无人机，供海军陆战队在“自由伊拉克行动”中使用。银狐无人机是由美军研制的小型无人机，它造价低、研制技术较为简单，并且可以在军车的任何地点发射，具有较全面的应用场合。在执行侦察任务时，银狐无人机携带的高分辨率红外摄像头能够拍摄高质量的检测图片，并实时与地面部队之间进行通信传输。此外，银狐无人机具有全自主飞行功能，可以深入含有雷达、爆炸装置等威胁的区域进行勘察，很大程度上降低了飞行员的生命危险指数。银狐无人机已成为美海军陆战队执行任务时的空中“战友”，其性能参数如表 2.4 所示^[47]。



图 2.1 银狐无人机

表 2.4 银狐无人机性能参数

无人机参数	数值
机翼面积	$0.6360 m^2$
翼展	2.4100m
平均气动弦长	0.264m
重量	10.0kg
机身长度	1.47m

2.2.2 无人机动力学模型

本节对银狐无人机非线性动力学特性进行研究，根据其性能参数数据，建立起无人机的动力学模型。

1. 发动机推力模型

假设银狐无人机的发动机推力沿机体轴 $O_b X_b$ 轴方向，且推力沿另外两个方向的分量为零，则发动机模型表示为：

$$T = 2\delta_T f(Ma, H) \quad (2-5)$$

式中， T 为发动机推力， δ_T 为发动机油门开合度， $f(Ma, H)$ 为单台发动机在当前马赫数 Ma 和飞行高度 H 下所能输出的最大推力，可以从文献[47]中获得。

2. 空气动力模型

无人机受到的升力、阻力和侧力分别为：

$$\begin{cases} L_{lift} = 0.5\rho V^2 S_w C_L \\ D = 0.5\rho V^2 S_w C_D \\ Y = 0.5\rho V^2 S_w C_Y \end{cases} \quad (2-6)$$

式中， C_L ， C_D ， C_Y 分别为升力系数，阻力系数和侧力系数，且

$$\begin{cases} C_L = C_{L_0} + C_{L_\alpha} \alpha + C_{L_\epsilon} \delta_\epsilon \\ C_D = C_{D_0} + C_{D_i} \\ C_Y = C_{Y_\beta} \beta + C_{Y_{\delta_r}} \delta_r + C_{Y_{\bar{p}}} \bar{p} + C_{Y_{\bar{r}}} \bar{r} \end{cases} \quad (2-7)$$

其中， $\bar{p} = pb/2V$ ， $\bar{r} = rb/2V$ ， C_{D_0} 为零升阻力系数， C_{D_i} 为升致阻力系数，其余系数都与无人机的飞行马赫数有关，可以从文献[47]中获得。

无人机受到的俯仰力矩 M 、滚转力矩 L 和偏航力矩 N 分别为：

$$\begin{cases} L = 0.5\rho V^2 S_w b C_l \\ M = 0.5\rho V^2 S_w c_A C_m \\ N = 0.5\rho V^2 S_w b C_n \end{cases} \quad (2-8)$$

式中， b 为无人机翼展， c_A 为翼平均气动弦长， C_l ， C_m ， C_n 分别为滚转力矩系数、俯仰力矩系数、偏航力矩系数，且

$$\begin{cases} C_l = C_{l_\beta} \beta + C_{l_\alpha} \delta_a + C_{l_{\delta_r}} \delta_r + C_{l_p} \bar{p} + C_{l_r} \bar{r} \\ C_m = C_{m_{\alpha=0}} + C_{m_\alpha} \alpha + C_{m_{\delta_e}} \delta_e \\ C_n = C_{n_\beta} \beta + C_{n_{\delta_a}} \delta_a + C_{n_{\delta_r}} \delta_r + C_{n_p} \bar{p} + C_{n_r} \bar{r} \end{cases} \quad (2-9)$$

2.2.3 无人机运动方程

无人机的空间运动具有六个自由度，即质心的三个线位移自由度（包括速度增减、高度升降、左右侧移）和绕质心的三个转动自由度（包括俯仰、偏航、滚转）。

通过十二个状态方程来描述无人机六自由度模型的运动方程，其微分方程可表示为：

$$\begin{cases} f(\dot{x}, x, u) = 0 \\ y = c \cdot x \end{cases} \quad (2-10)$$

其中，选取 $x = [V \ \beta \ \alpha \ \phi \ \theta \ \psi \ p \ q \ r \ x_g \ y_g \ h]^T$ 为无人机的 12 个状态量，依次为空速、侧滑角、迎角、滚转角、俯仰角、偏航角、角运动沿机体轴的分量、惯性坐标系内的水平坐标及飞行高度。模型中的输入控制量为 $u = [\delta_e \ \delta_r \ \delta_a \ \delta_r]$ ，依次为升降舵偏角、油门开合度、副翼舵偏角、方向舵偏角。

在惯性参考系下，根据牛顿第二定律分别得到在外合力 F 及外合力矩 M 作用下的无人机线运动和角运动方程：

$$\begin{cases} \sum F = m \frac{dV}{dt} \\ \sum M = \frac{dL}{dt} \end{cases} \quad (2-11)$$

式中， m 为无人机质量， V 为无人机质心速度矢量， L 为合力矩作用下的动量矩。

分别将动量矩 L 和速度 V 在机体坐标系中表示，得到：

$$\begin{cases} \frac{dV}{dt} = 1_v \frac{\delta V}{\delta t} + \Omega \times V \\ \frac{dL}{dt} = 1_L \frac{\delta L}{\delta t} + \Omega \times L \end{cases} \quad (2-12)$$

式中， 1_v 和 1_L 分别为沿飞行速度 V 和动量矩 L 的单位向量， Ω 为机体坐标系相对于惯性参考系

的总角速度向量，等号右边的微分项表示在机体坐标系内的相对导数，将 V 和 Ω 分解得：

$$\begin{cases} V = iu + jv + kw \\ \Omega = ip + jq + kr \end{cases} \quad (2-13)$$

将(2-13)代入(2-12)并结合(2-11)，得到合外力沿机体坐标系的分解：

$$\begin{cases} X = m(\dot{u} + wq - vr) \\ Y = m(\dot{v} + ur - wp) \\ Z = m(\dot{w} + vp - uq) \end{cases} \quad (2-14)$$

在机体坐标系中分解无人机的重力，可得：

$$\begin{bmatrix} G_x & G_y & G_z \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -mg\sin\theta & mg\cos\theta\sin\phi & mg\cos\theta\cos\phi \end{bmatrix}_{body}^T \quad (2-15)$$

将无人机受到的发动机推力和空气动力沿机体坐标系的三个坐标轴分解为 (F_x, F_y, F_z) ，根据(2-14)和(2-15)可得无人机的力方程组：

$$\begin{cases} \dot{u} = vr - wq - g \cdot \sin\theta + \frac{F_x}{m} \\ \dot{v} = wp - ur + g \cdot \cos\theta \cdot \sin\phi + \frac{F_y}{m} \\ \dot{w} = uq - vp + g \cdot \cos\theta \cdot \cos\phi + \frac{F_z}{m} \end{cases} \quad (2-16)$$

在机体坐标系中，分解动量矩定理 $L = \int dL = \int (r \times V)\delta_m$ ， $r = ix + jy + kz$ ，得到：

$$L = \begin{bmatrix} p \int (y^2 + z^2)\delta_m - r \int xz\delta_m - q \int xy\delta_m \\ q \int (x^2 + z^2)\delta_m - r \int yz\delta_m - p \int yx\delta_m \\ r \int (y^2 + x^2)\delta_m - p \int xz\delta_m - q \int zy\delta_m \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

其中， δ_m 为无人机的单位质量， r 是 δ_m 对无人机质心的向径。

无人机绕机体轴的转动惯量和惯性积分别为：

$$\begin{cases} I_x = \int (y^2 + z^2)\delta_m \\ I_y = \int (x^2 + z^2)\delta_m \\ I_z = \int (y^2 + x^2)\delta_m \end{cases} \quad (2-18)$$

$$\begin{cases} I_{xy} = I_{yx} = \int xy\delta_m \\ I_{yz} = I_{zy} = \int yz\delta_m \\ I_{xz} = I_{zx} = \int xz\delta_m \end{cases} \quad (2-19)$$

由于 $I_{xy} = I_{yz} = 0$ ，动量矩 L 在机体坐标系中可以简化为：

$$\begin{bmatrix} L_x & L_y & L_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pI_x - rI_{xz} & qI_y & rI_z - pI_{xz} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

根据(2-20)及(2-11)可以推导出在外合力矩的作用下，无人机的角运动方程组：

$$\begin{cases} \bar{L} = \dot{p}I_x - \dot{r}I_{xz} + qr(I_z - I_y) - pqI_{xz} \\ M = \dot{q}I_y + pr(I_x - I_z) + (p^2 - r^2)I_{xz} \\ N = \dot{r}I_z - \dot{p}I_{xz} + pq(I_y - I_x) + qrI_{xz} \end{cases} \quad (2-21)$$

整理式(2-21)，可以推导出力矩方程组：

$$\begin{cases} \dot{p} = (c_1 r + c_2 p)q + c_3 \bar{L} + c_4 N \\ \dot{q} = c_5 pr - c_6 (p^2 - r^2)q + c_7 M \\ \dot{r} = (c_8 p + c_2 r)q + c_4 \bar{L} + c_9 N \end{cases} \quad (2-22)$$

式中， $c_1 = \frac{(I_y - I_z)I_z - I_{xz}^2}{\sum}$ ， $c_2 = \frac{(I_x - I_y + I_z)I_{xz}}{\sum}$ ， $c_3 = \frac{I_z}{\sum}$ ， $c_4 = \frac{I_{xz}}{\sum}$ ， $c_5 = \frac{I_z - I_x}{I_y}$ ， $c_6 = \frac{I_{xz}}{I_y}$ ， $c_7 = \frac{1}{I_y}$ ， $c_8 = \frac{I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2}{\sum}$ ， $c_9 = \frac{I_x}{\sum}$ ， $\sum = I_x I_z - I_{xz}^2$ 。

根据欧拉方程，可以得到三个姿态角速率 $(\dot{\theta}, \dot{\phi}, \dot{\psi})$ 与机体坐标系的三个角速度分量 (p, q, r) 的关系式：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta \\ 0 & \cos\phi & \sin\phi\cos\theta \\ 0 & -\sin\phi & \cos\phi\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

整理式(2-23)，可以得到质心的旋转运动方程组：

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi\tan\theta & \cos\phi\tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

式中， $(\dot{\theta}, \dot{\phi}, \dot{\psi})$ 向量一般互不正交，只有当 $\theta=0$ 时 $\dot{\psi}$ 和 $\dot{\phi}$ 才相互垂直。

根据惯性坐标系中的位移运动分量 $(\dot{x}_g, \dot{y}_g, -\dot{h})$ ，机体坐标系中的速度分量 (u, v, w) ，以及惯性坐标系与机体坐标系之间的转换关系(2-4)，可以得到质心的导航方程组：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_g \\ \dot{y}_g \\ \dot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \sin\phi\sin\theta\cos\psi - \cos\phi\sin\psi & \sin\phi\sin\psi + \cos\psi\sin\theta\cos\phi \\ \cos\theta\sin\psi & \sin\phi\sin\theta\sin\psi + \cos\phi\cos\psi & -\sin\phi\cos\psi + \sin\psi\sin\theta\cos\phi \\ \sin\theta & -\sin\phi\cos\theta & -\cos\phi\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

(u, v, w) 为 V 在机体坐标系中分量，则气流坐标系中的 (V, α, β) 可以表示为：

$$\begin{cases} \tan\alpha = \frac{w}{u} \\ \sin\beta = \frac{v}{V} \\ V = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2} \end{cases} \quad (2-26)$$

将式(2-26)代入式(2-16)，则无人机的受力平衡方程组可以转化为：

$$\begin{cases} F_x = T + L \cdot \sin\alpha - Y \cdot \cos\alpha \cdot \sin\beta - D \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \\ F_y = Y \cdot \cos\beta - D \cdot \sin\beta \\ F_z = -L \cdot \cos\alpha - Y \cdot \sin\alpha \cdot \sin\beta - D \cdot \sin\alpha \cdot \cos\beta \end{cases} \quad (2-27)$$

由此得到新的力方程组为：

$$\begin{cases} m\dot{V} = T \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta - D + G_{xa} \cdot m \cdot V \\ mV\dot{\beta} = -T \cdot \cos\alpha \cdot \sin\beta + Y - m \cdot V(-p \cdot \sin\alpha + r \cdot \cos\alpha) + G_{ya} \cdot m \cdot V \cdot \cos\beta \\ mV\dot{\alpha} = -T \cdot \sin\alpha - L + mV(-p \cdot \cos\alpha \cdot \sin\beta + q \cdot \cos\beta - r \cdot \sin\alpha \cdot \sin\beta) + G_{za} \end{cases} \quad (2-28)$$

式中， G_{xa} ， G_{ya} ， G_{za} 为无人机重力在气流坐标系中的三个分量：

$$\begin{bmatrix} G_{xa} \\ G_{ya} \\ G_{za} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mg(-\cos\alpha \cdot \cos\beta \cdot \sin\theta + \sin\beta \cdot \sin\phi \cdot \cos\theta + \sin\alpha \cdot \cos\beta \cdot \cos\phi \cdot \cos\theta) \\ mg(\cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \sin\theta + \cos\beta \cdot \sin\phi \cdot \cos\theta + \sin\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\phi \cdot \cos\theta) \\ mg(\sin\alpha \cdot \sin\theta + \cos\alpha \cdot \cos\phi \cdot \cos\theta) \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

由此，便得到了无人机的十二个状态量 $x = [V \ \beta \ \alpha \ \phi \ \theta \ \psi \ p \ q \ r \ x_g \ y_g \ h]^T$ 的运动方程组式(2-22)、式(2-24)、式(2-25)和式(2-28)。

2.3 无人机的配平及线性化

由于本文采用的自适应控制方法是基于线性模型设计的，因此首先对无人机的非线性模型进行配平和线性化。根据银狐无人机的性能参数，选取合适的状态量，利用 Matlab 中 trim 函数求取配平值。假设无人机在巡航时速度为 $V_0 = 20m/s$ ，高度为 $H_0 = 100m$ ，由此得到的配平状态如表 2.4 所示。

表 2.5 银狐无人机巡航阶段的配平点

$V(m/s)$	$\alpha(^{\circ})$	$\theta(^{\circ})$	$q(^{\circ}/s)$	$\delta_e(^{\circ})$	δ_T
20	3.902	3.902	0	-3.736	0.6465

然后根据小扰动原理，得到平衡点附近的线性方程。忽略纵向通道与横侧向通道之间的耦合，分别得到无人机纵向与横侧向的线性方程表达式：

$$\Delta\dot{x}_{lon}(t) = A_{lon}\Delta x_{lon}(t) + B_{lon}\Delta u_{lon}(t) \quad (2-30)$$

$$\Delta\dot{x}_{lat}(t) = A_{lat}\Delta x_{lat}(t) + B_{lat}\Delta u_{lat}(t) \quad (2-31)$$

式中, $\Delta x_{lon}(t) = [\Delta V, \Delta \alpha, \Delta q, \Delta \theta, \Delta H]^T$, $\Delta u_{lon}(t) = [\Delta \delta_e, \Delta \delta_T]^T$, $\Delta x_{lat}(t) = [\Delta \beta, \Delta p, \Delta r, \Delta \phi, \Delta \psi]^T$, $\Delta u_{lat}(t) = [\Delta \delta_a, \Delta \delta_r]^T$, 且

$$A_{lon} = \begin{bmatrix} -0.1127 & 6.0160 & -1.6440 & -9.8000 & 0 \\ -0.0486 & -3.9922 & -0.7386 & 0 & 0 \\ 0 & -96.9781 & -260.2504 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & -20.0000 & 0 & 20.0000 & 0 \end{bmatrix}, B_{lon} = \begin{bmatrix} -2.1642 & 3.4707 \\ -0.5750 & -0.0118 \\ -95.5596 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{lat} = \begin{bmatrix} -0.1801 & 0.0681 & -0.9977 & 0.4889 & 0 \\ -22.4565 & -8.2130 & 2.0046 & 0 & 0 \\ 15.0747 & -0.6578 & -0.7095 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0.0682 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0023 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{lat} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0873 \\ 99.5144 & 2.4034 \\ -7.9397 & -10.1124 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2.4 无人机编队相对运动方程

在无人机编队队列中, 需要考虑无人机之间的相对运动, 建立相对运动方程。本节分别考虑无人机在二维和三维环境下的编队相对运动, 由此建立相对运动方程。

2.4.1 无人机编队平面相对运动方程

图 2.2 为在长机-僚机编队控制策略下, 长机和僚机在惯性坐标系中的相对位置示意图。图中, 下标 L 和 F 分别表示长机和僚机, V_L 、 V_F 、 ψ_L 和 ψ_F 分别为长机和僚机的速度和偏航角。

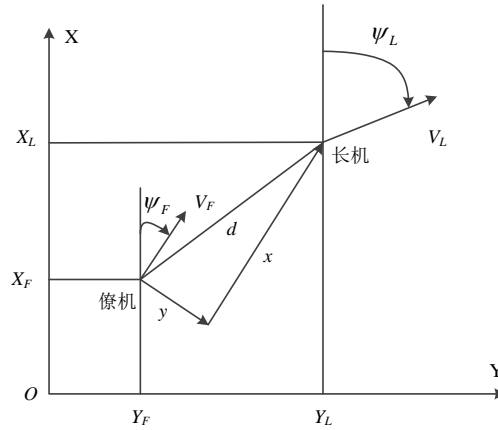


图 2.2 长机僚机相对位置示意图

从图 2.2 可以看出, 对于长机和僚机有如下关系:

$$\begin{cases} \dot{X}_L = V_L \cos \psi_L \\ \dot{Y}_L = V_L \sin \psi_L \end{cases} \quad (2-32)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_F = V_F \cos \psi_F \\ \dot{Y}_F = V_F \sin \psi_F \end{cases} \quad (2-33)$$

那么两架无人机之间的相对位置可以表示为：

$$\begin{cases} X_L = X_F + x \cos \psi_F - y \sin \psi_F \\ Y_L = Y_F + x \sin \psi_F + y \cos \psi_F \end{cases} \quad (2-34)$$

其中， x, y 分别代表编队坐标系中长机和僚机之间的相对距离。

对式(2-34)求导，得到：

$$\begin{cases} \dot{X}_L = \dot{X}_F + \dot{x} \cos \psi_F - x \dot{\psi}_F \sin \psi_F - \dot{y} \sin \psi_F - y \dot{\psi}_F \cos \psi_F \\ \quad = \dot{X}_F + (\dot{x} - y \dot{\psi}_F) \cos \psi_F - (x \dot{\psi}_F + \dot{y}) \sin \psi_F \\ \dot{Y}_L = \dot{Y}_F + \dot{x} \sin \psi_F + x \dot{\psi}_F \cos \psi_F + \dot{y} \cos \psi_F - y \dot{\psi}_F \sin \psi_F \\ \quad = \dot{Y}_F + (\dot{x} - y \dot{\psi}_F) \sin \psi_F + (x \dot{\psi}_F + \dot{y}) \cos \psi_F \end{cases} \quad (2-35)$$

将式(2-32)代入(2-35)，得到：

$$\begin{cases} V_L \cos \psi_L = V_F \cos \psi_F + (\dot{x} - y \dot{\psi}_F) \cos \psi_F - (x \dot{\psi}_F + \dot{y}) \sin \psi_F \\ V_L \sin \psi_L = V_F \sin \psi_F + (\dot{x} - y \dot{\psi}_F) \sin \psi_F + (x \dot{\psi}_F + \dot{y}) \cos \psi_F \end{cases} \quad (2-36)$$

将式(2-36)的上、下两式等式两边分别乘以 $\cos \psi_F$ 和 $\sin \psi_F$ ，并相加，得到：

$$V_L \cos(\psi_L - \psi_F) = V_F + \dot{x} - y \dot{\psi}_F \quad (2-37)$$

同理，将式(2-36)的上、下两式等式两边分别乘以 $-\sin \psi_F$ 和 $\cos \psi_F$ ，并相加，得到：

$$V_L \sin(\psi_L - \psi_F) = x \dot{\psi}_F + \dot{y} \quad (2-38)$$

整理得到无人机的二维相对运动方程：

$$\begin{cases} \dot{x} = V_L \cos(\psi_L - \psi_F) - V_F + \dot{\psi}_F y \\ \dot{y} = V_L \sin(\psi_L - \psi_F) - \dot{\psi}_F x \end{cases} \quad (2-39)$$

由此，得到了长机和僚机之间的二维相对运动方程，在这种情况下，认为高度方向的控制仅是无人机之间的高度差，不含动力学部分。

2.4.2 无人机编队空间相对运动方程

2.4.1 节中的无人机编队飞行相对运动主要考虑了二维平面上纵向与横向编队距离的控制，高度的控制则单独考虑。为了更全面地考虑无人机编队飞行时的相对运动情况，以下讨论由科里奥利方程得到的无人机之间三维相对运动方程。

在编队坐标系中，僚机相对于长机的速度为：

$$V_{LF}^f = V_F^f - V_L^f + \omega_L^f \times (R_F^f - R_L^f) \quad (2-40)$$

式中，上标 f 代表编队坐标系； ω_L^f 为长机在编队坐标系中角速度沿坐标轴的三个分量； R_L^f 为长机在编队坐标系中的位置，根据编队坐标系中质心的定义，其值为 $[0, 0, 0]$ ； R_F^f 为僚机在编队坐标系中的位置 $[x, y, z]$ 。

根据编队坐标系定义，编队坐标系中的 $O_f Y_f$ 轴始终与水平面平行，因此 ω_L^f 中沿 $O_f X_f$ 轴的分量为零。由此可得编队坐标系中僚机相对于长机的三维相对运动方程：

$$\begin{cases} \dot{x} = V_F \cdot \cos\psi_E \cdot \cos\mu_E - \dot{\mu}_L \cdot z + \dot{\psi}_L \cdot y - V_L \\ \dot{y} = V_F \cdot \sin\psi_E \cdot \cos\mu_E - \dot{\psi}_L \cdot x \\ \dot{h} = V_F \cdot \sin\mu_E - \dot{\mu} \cdot x \\ \mu_E = \mu_F^f - \mu_L^f \\ \psi_E = \psi_F^f - \psi_L^f \end{cases} \quad (2-41)$$

式中， μ_L^f 和 μ_F^f 分别为编队坐标系下长机与僚机的航迹倾斜角， μ_E 为僚机相对于长机的航迹倾斜角误差。

2.5 本章小结

本章首先定义了无人机编队控制研究所需的坐标系以及各个坐标系之间的转换关系，然后介绍了本文的研究对象银狐无人机的主要性能参数，并建立了无人机的空气动力学模型和六自由度非线性运动方程。接着为了满足自适应算法的设计需要，将无人机的非线性模型在配平点处线性化。最后以长机-僚机的编队策略建立了无人机编队坐标系及模型，分别推导出长机与僚机的二维相对运动方程和三维相对运动方程，为后文编队控制研究奠定基础。

第三章 基于状态反馈状态跟踪自适应控制的无人机编队控制

在多变量控制中,状态反馈控制是基于状态观测器结构的一种控制,与输出反馈控制相比,其结构较为简单。因此,采用状态反馈状态跟踪自适应控制来设计无人机的编队控制系统,在设计时较为简便。此外,自适应控制对于编队控制系统中的不确定因素具有良好的调节作用,在无人机具有模型不确定性时,能够精准地跟踪期望指令,实现理想的控制效果。本章在代数图论的基础上,基于分布式控制策略,提出无人机自适应编队控制算法,并利用李雅普诺夫定理进行稳定性证明,通过仿真验证算法的有效性。

3.1 代数图论概述

对于多无人机编队问题,假设编队中含有 $N+1$ 架无人机 (N 架僚机, 1 架长机), 它们之间的关系如同一个含有方向的图 (有向图)。代数图论是基于图的理论, 用来描述个体之间的拓扑关系。通常来说, 代数图论中的点表示某种事物, 若两个事物之间具有某种关系, 则通过连接两点之间的线来表示。因此, 代数图论的思想被用来解决基于分布式控制结构的无人机编队问题, 描述无人机之间的通信拓扑关系。

一个有向图可以被表示为 $G=(V,E)$, 其中 V 是一组顶点, $E \subseteq V \times V$ 是一组有向的边。在编队飞行环境下, 有向图中的一个顶点表示一架无人机, 一条有向的边 (v_j, v_i) 表示僚机 v_i 可以得到僚机 v_j 的信息, 包括状态和输入信息, 反之则不成立。在这种情况下, v_j 是 v_i 的其中一个邻居。定义一个邻居集合 $N_i = \{v_j \in V : (v_j, v_i) \in E\}, i=1, \dots, N$ 。 v_0 表示编队中的长机。有向图中的一条有向路径指以 $(v_{i1}, v_{i2}), (v_{i2}, v_{i3}), \dots$ 为形式的一系列有顺序的边。

为了使得无人机编队问题更容易解决, 以下给出两条关于信息交互图的假设。

假设 3.1: 对于每一架无人机 v_i , 至少存在一条从长机 v_0 指向僚机 v_i 的有向路径 $(v_0, v_1), (v_1, v_2), \dots, (v_{i-1}, v_i)$ 。

假设 3.2: 有向路径 G 不含有环形, 没有多个具有相同起点和终点的弧。

假设 3.1 和假设 3.2 对于系统取得良好控制效果来说是至关重要的。虽然建立的无人机编队系统的结构较为简单, 但是可以很好地解决分布式无人机编队问题。

3.2 无人机编队自适应保持控制系统设计

为了实现无人机编队队形控制, 首先设计无人机的飞控系统, 实现指令跟踪; 然后以长机为参考模型, 建立僚机的自适应控制结构, 使得僚机精准地跟踪长机的状态信息, 并保持与长机之间的期望相对位置。在含有 N 架僚机和 1 架长机的分布式无人机编队控制系统中, 部分僚机可以直接获得长机发送的飞行信息, 此时, 这些僚机可以直接以长机为参考模型, 建立自适

应控制结构跟踪长机的状态。然而，部分僚机并未直接与长机进行通信，而是通过其邻居集合内的僚机与长机建立联系。对于未与长机直接通信的僚机，与其直接进行通信的僚机可以看作名义上的长机。此时，这些未与长机直接通信的僚机以名义上的长机为参考模型，建立自适应控制结构，由假设 3.1 可知，每一架僚机都会直接或间接与长机发生信息传输，因此同样可以实现对长机的状态跟踪。

对于编队中任意一架僚机，它与其相对应的长机之间的控制结构是相同的，如图 3.1 所示。图中的“僚机”表示编队中任意一架僚机，无论是否与长机发生直接通信。“长机”则代表与各目标僚机相对应的长机，即对于与长机直接通信的僚机，代表实际长机；对于未与长机直接通信的僚机，代表名义上的长机。

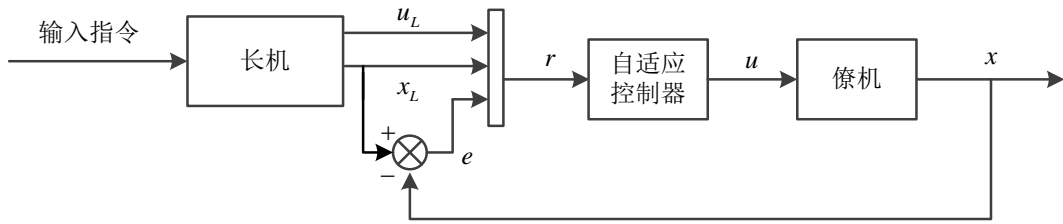


图 3.1 状态反馈状态跟踪自适应编队队形保持控制单元结构

3.2.1 无人机编队飞行关键问题

编队飞行控制的目的是使僚机能够快速地跟踪指令信号，并且与长机之间保持一定的相对距离。即通过控制系统的设计，使得长机、僚机之间的位置误差趋向于零。由第 2.4.1 节所述的无人机编队相对运动学方程(2-39)可知，当无人机已形成稳定的编队队形时，若僚机能保持与长机一致的飞行速度、航向，且僚机的飞行速度、航向最终保持稳定，那么长机与僚机之间的位置误差可逐渐趋向于零。因此，长机和僚机之间的状态一致性控制问题至关重要。

在编队飞行中，长机和僚机之间的状态一致性控制问题可以描述为分布式长机-僚机一致性问题。在进行自适应控制器设计前，首先基于 2.3 节得到的纵向与横侧向模型，进行一致性问题描述，并确定控制系统的设计目标。

1. 纵向控制器

基于分布式长机-僚机一致性问题，长机和僚机的纵向动力学表达式分别为：

$$\dot{\Delta x}_{0,lon}(t) = A_{0,lon} \Delta x_{0,lon}(t) + B_{0,lon} \Delta u_{0,lon}(t) \quad (3-1)$$

$$\dot{\Delta x}_{i,lon}(t) = A_{i,lon} \Delta x_{i,lon}(t) + B_{i,lon} \Delta u_{i,lon}(t) \quad (3-2)$$

其中， $A_{i,lon}$ 和 $B_{i,lon}$ 为僚机的未知参数矩阵， $A_{0,lon}, B_{0,lon}$ 为长机的未知常数矩阵，且 $A_{0,lon}$ 稳定。 $\Delta x_{i,lon}(t) = [\Delta V_i, \Delta \alpha_i, \Delta q_i, \Delta \theta_i, \Delta H_i]^T$ 是第 i 架僚机的状态， $\Delta u_{i,lon}(t) = [\Delta \delta_{e,i}, \Delta \delta_{T,i}]^T$ 是僚机的控制输入， $\Delta x_{0,lon}(t) = [\Delta V_0, \Delta \alpha_0, \Delta q_0, \Delta \theta_0, \Delta H_0]^T$ 是长机的状态， $\Delta u_{0,lon}(t) = [\Delta \delta_{e,0}, \Delta \delta_{T,0}]^T$ 是长机的控

制输入。控制目标为：设计有界的状态反馈控制律 $\Delta u_{i,lon}(t)$ 使得所有跟随者的状态 $\Delta x_{i,lon}(t)$ 渐近跟踪领导者的状态 $\Delta x_{0,lon}(t)$ ，即 $\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta x_{i,lon}(t) - \Delta x_{0,lon}(t)) = 0$ 。

2. 横侧向控制器

基于分布式长机-僚机一致性问题，长机和僚机的横侧向动力学表达式分别为：

$$\Delta \dot{x}_{0,lat}(t) = A_{0,lat} \Delta x_{0,lat}(t) + B_{0,lat} \Delta u_{0,lat}(t) \quad (3-3)$$

$$\Delta \dot{x}_{i,lat}(t) = A_{i,lat} \Delta x_{i,lat}(t) + B_{i,lat} \Delta u_{i,lat}(t) \quad (3-4)$$

其中， $A_{i,lat}$ 和 $B_{i,lat}$ 为僚机的未知参数矩阵， $A_{0,lat}$ 、 $B_{0,lat}$ 为长机的未知常数矩阵，且 $A_{0,lat}$ 稳定。 $\Delta x_{i,lat}(t) = [\Delta \beta_i, \Delta p_i, \Delta r_i, \Delta \phi_i, \Delta \psi_i]^T$ 是第 i 架僚机的状态， $\Delta u_{i,lat}(t) = [\Delta \delta_{a,i}, \Delta \delta_{r,i}]^T$ 是僚机的控制输入， $\Delta x_{0,lat}(t) = [\Delta \beta_0, \Delta p_0, \Delta r_0, \Delta \phi_0, \Delta \psi_0]^T$ 是长机的状态， $\Delta u_{0,lat}(t) = [\Delta \delta_{a,0}, \Delta \delta_{r,0}]^T$ 是长机的控制输入。控制目标为：设计有界的状态反馈控制律 $\Delta u_{i,lat}(t)$ 使得所有跟随者的状态 $\Delta x_{i,lat}(t)$ 渐近跟踪领导者的状态 $\Delta x_{0,lat}(t)$ ，即 $\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta x_{i,lat}(t) - \Delta x_{0,lat}(t)) = 0$ 。

基于分布式控制结构的长机-僚机一致性问题的控制目标，可使得 $\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta V_i(t) - \Delta V_0(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta \psi_i(t) - \Delta \psi_0(t)) = 0$ ，即僚机能保持与长机一致的飞行速度、航向，且僚机的飞行速度、航向最终保持稳定。由式(2-39)的相对位置关系可知，若无人机已形成稳定的编队队形，可使得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{x} = 0$ 和 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{y} = 0$ ，即保证了长机与各僚机之间的相对距离保持不变。

3.2.2 无人机飞控系统设计

无人机飞控系统的性能对无人机的飞行控制具有极大的影响，其中自动驾驶仪作为无人机的“大脑”，是无人机飞行控制系统的核心部件。为了更好的实现稳定飞行和轨迹跟踪，要求自动驾驶仪具有高精度、高效率的性能。

无人机的自动驾驶仪由纵向控制器和横侧向控制器组成。纵向控制器包括速度控制器和高度控制器，横侧向控制器包括滚转角控制器和侧滑角抑制器。这里采用 PID 控制设计无人机自动驾驶仪，各控制器所采用的控制律如下：

速度控制器：

$$\delta_T = \delta_T^{trim} + G_{\delta_T}(s) k_V (\Delta V - \Delta V_c) \quad (3-5)$$

其中， δ_T^{trim} 为平衡点处油门开度值， $G_{\delta_T}(s)$ 为油门开度的传递函数。

高度控制器：

$$\delta_e = \delta_e^{trim} + G_{\delta_e}(s) [k_\theta (\Delta \theta_c - \Delta \theta) + k_\theta \Delta \dot{\theta}] \quad (3-6)$$

其中， δ_e^{trim} 为平衡点处升降舵偏角， $G_{\delta_e}(s)$ 为升降舵舵机的传递函数， $\Delta \theta_c = k_H (\Delta H_c - \Delta H)$ 。

滚转角控制器：

$$\delta_a = \delta_a^{trim} + G_{\delta_a}(s)[k_\phi(\Delta\phi_c - \Delta\phi) + k_\phi\Delta\dot{\phi}] \quad (3-7)$$

其中, δ_a^{trim} 为平衡点处副翼舵偏角, $G_{\delta_a}(s)$ 为副翼的传递函数。

侧滑角抑制器:

$$\delta_r = k_r\Delta r + k_\beta(\Delta\beta_c - \Delta\beta) \quad (3-8)$$

3.3 无人机分布式自适应编队控制设计

本节基于 3.2 节中提到的无人机编队飞行控制系统的控制结构, 采用状态反馈状态跟踪自适应控制方法, 对分布式无人机编队飞行控制系统进行设计。由于纵向和横侧向控制器的设计方法相同, 因此在设计自适应控制策略时, 针对以下统一的长机、僚机模型进行设计:

$$\Delta\dot{x}_0(t) = A_0\Delta x_0(t) + B_0\Delta u_0(t) \quad (3-9)$$

$$\Delta\dot{x}_i(t) = A_i\Delta x_i(t) + B_i\Delta u_i(t) \quad (3-10)$$

其中, $A_0, A_i \in R^{n \times n}, B_0, B_i \in R^{n \times M}$ 为未知参数矩阵。

3.3.1 无人机分布式自适应编队控制策略

为了满足分布式控制结构的长机-僚机一致性问题的控制目标, 使得控制系统取得理想的跟踪性能, 选择如下标称控制器:

$$u_i^*(t) = \frac{1}{n_i} \sum_{v_j \in N_i} (K_{li}^{*T}(x_i(t) - x_j(t)) + K_{2ij}^* u_j(t) + K_{3ij}^{*T} x_j(t)) \quad (3-11)$$

其中, n_i 为集合 N_i 中元素的个数。 $K_{li}^* \in R^{n \times p_i}$, $K_{2ij}^* \in R^{p_i \times m}$, $K_{3ij}^* \in R^{n \times p_i}$ 满足以下匹配条件:

假设 3.3: 对于每一架僚机, 存在一个参数矩阵 $K_{li}^* \in R^{n \times p_i}$ 和一个非奇异参数矩阵 $K_{4i}^* \in R^{p_i \times p_i}$, 使得下式成立:

$$A_e = A_i + B_i K_{li}^{*T}, B_e = B_i K_{4i}^* \quad (3-12)$$

其中, $A_e \in R^{n \times n}$ 是一个稳定已知的矩阵, $B_e \in R^{n \times p}$ 是一个已知矩阵。

假设 3.4: 如果长机 v_0 是僚机 v_i 的其中一个邻居 (即 $(v_0, v_i) \in E$), 那么存在两个参数矩阵 $K_{2i0}^* \in R^{p_i \times m}$ 和 $K_{3i0}^* \in R^{n \times p_i}$, 使得下式成立:

$$A_0 = A_i + B_i K_{3i0}^{*T}, B_0 = B_i K_{2i0}^* \quad (3-13)$$

否则, 如果 $(v_0, v_i) \notin E$, 那么对于 $(v_j, v_i) \in E$ 存在两个参数矩阵 $K_{2ij}^* \in R^{p_i \times m}$ 和 $K_{3ij}^* \in R^{n \times p_i}$, 使得下式成立:

$$A_j = A_i + B_i K_{3ij}^{*T}, B_j = B_i K_{2ij}^* \quad (3-14)$$

假设 3.5: 对于每一架僚机, 存在已知矩阵 $S_i \in R^{p_i \times p_i}$ 使得 $K_{4i}^* S_i$ 是正定对称的。

假设 3.4 意味着 N 架僚机被分成两组，第一组中的僚机可以直接获得长机的信息，因此对于每一组 (v_0, v_i) ，存在两个矩阵 K_{2i0}^* 和 K_{3i0}^* 满足式(3-13)。第二组中的僚机不能直接获得长机的信息，因此对于每一组 $(v_j, v_i) (j \neq 0)$ ，存在两个矩阵 K_{2ij}^* 和 K_{3ij}^* 满足式(3-14)。综上所述，对于每一组有向边 (v_j, v_i) ，都存在着相对应的矩阵 K_{2ij}^* 和 $K_{3ij}^* (0 \leq j \leq N)$ ，无论 v_j 是不是长机。假设 3.5 是设计自适应控制律时所需要的前提条件。

3.3.2 状态反馈状态跟踪分布式自适应编队控制设计

由于在分布式控制系统中，对象的模型参数是未知的，标称控制器(3-11)中的控制参数 K_{li}^* ， K_{2ij}^* ， K_{3ij}^* 无法直接得到。因此，设计如下自适应控制器：

$$u_i(t) = \frac{1}{n_i} \sum_{v_j \in N_i} (K_{lij}^T(t)(x_i(t) - x_j(t)) + K_{2ij}(t)u_j(t) + K_{3ij}^T(t)x_j(t)) \quad (3-15)$$

其中， $K_{lij}(t)$ ， $K_{2ij}(t)$ ， $K_{3ij}(t)$ 分别是对 K_{li}^* ， K_{2ij}^* ， K_{3ij}^* 的估计。（对于每一个 $v_j \in N_i$ ， K_{li}^* 的估计值是不同的。因此用 $K_{lij}(t)$ 来代表 K_{li}^* 的估计值。）

为了设计自适应控制律，首先做出一些定义。

定义 3.1: 对于每一架僚机，其局部追踪误差定义为：

$$e_i(t) = x_i(t) - \frac{1}{n_i} \sum_{v_j \in N_i} x_j(t) \quad (3-16)$$

体现了僚机 i 的状态值和它邻居集合内僚机的平均状态值之间的差值。并且对于每一架僚机，全局追踪误差为 $x_i(t) - x_0(t)$ ，即为该僚机与长机之间的状态差值。

引理 3.1^[48]：如果 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = 0$ 成立，那么 $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_i(t) - x_0(t)) = 0 (i = 1, \dots, N)$ 也成立。

引理 3.1 的证明过程在文献[48]中已经进行了详细阐述。这里给出一个例子来说明局部追踪误差和全局追踪误差之间的关系。

假设在无人机编队中存在一架长机和两架僚机，由这三架无人机可以组成 4 种控制结构，其有向图如下所示。

结构 1：在这种情况下，若局部误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_0(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} e_2(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_1(t)) = 0$ 成立，则全局误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_0(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_0(t)) = 0$ 可以实现。



图 3.2 三架无人机通信结构（一）

结构 2：在这种情况下，若局部误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_0(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} e_2(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_0(t)) = 0$ 成立，则全局误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_0(t)) = 0$ ，

$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_0(t)) = 0$ 可以实现。

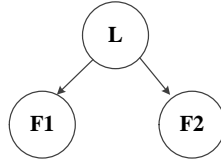


图 3.3 三架无人机通信结构（二）

结构 3：在这种情况下，若局部误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - 0.5x_0(t) - 0.5x_2(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} e_2(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_0(t)) = 0$ 成立，则全局误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_0(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_0(t)) = 0$ 可以实现。

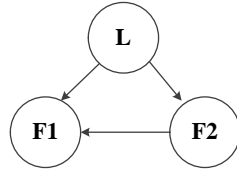


图 3.4 三架无人机通信结构（三）

结构 4：结构 4 与结构 3 相类似，由结构 3 中分析可知，全局误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_0(t)) = 0$ ， $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_2(t) - x_0(t)) = 0$ 可以实现。

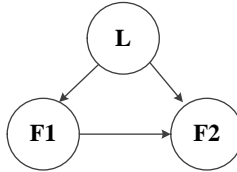


图 3.5 三架无人机通信结构（四）

以上例子说明了局部跟踪误差和全局跟踪误差之间的等价性。由此可知，利用此分布式控制结构，每一架僚机都能保持与长机的状态保持一致。

为了使得分布式结构中的每一架僚机都能跟踪长机，选择以下自适应控制律：

$$\dot{K}_{lij}^T(t) = -\frac{1}{n_i} S_i^T B_e^T P e_i(t) (x_i(t) - x_j(t))^T \quad (3-17)$$

$$\dot{K}_{2ij}^T(t) = -\frac{1}{n_i} S_i^T B_e^T P e_i(t) u_j^T(t) \quad (3-18)$$

$$\dot{K}_{3ij}^T(t) = -\frac{1}{n_i} S_i^T B_e^T P e_i(t) x_j(t)^T \quad (3-19)$$

式中， $P = P^T > 0$ 满足 $A_e^T P + P A_e = -Q < 0$ ， $Q \in R^{n \times n}$ 为任意正定对称矩阵，即 $Q = Q^T > 0$ 。
 $S_i \in R^{p_i \times p_i}$ 满足假设 3.5。

定理 3.1： 应用在系统(3-10)上的自适应控制器(3-15)和自适应控制律(3-17)-(3-19)，保证了

闭环系统有界、稳定，并且使得全局追踪误差 $x_i(t) - x_0(t)$ 随时间变化趋向零。

证明：根据式(3-10)和 (3-15)，跟踪误差方程表示为：

$$\dot{e}_i(t) = A_e e_i(t) + \frac{1}{n_i} B_e K_{4i}^{*-1} \sum_{v_j \in N_i} (\tilde{K}_{1ij}^T(t)(x_i(t) - x_j(t)) + \tilde{K}_{2ij}(t)u_j(t) + \tilde{K}_{3ij}^T(t)x_j(t)) \quad (3-20)$$

其中， $\tilde{K}_{1ij}(t) = K_{1ij}(t) - K_{1i}^*$ ， $\tilde{K}_{2ij}(t) = K_{2ij}(t) - K_{2ij}^*$ ， $\tilde{K}_{3ij}(t) = K_{3ij}(t) - K_{3ij}^*$ 为参数误差。

为了证明所设计的自适应控制器和控制律使得系统有界稳定，选择一个李雅普诺夫函数：

$$V = \sum_{i=1}^N V_i \quad (3-21)$$

其中， $V_i = V_{1i} + V_{2i}$ 。且

$$V_{1i} = e_i^T P e_i \quad (3-22)$$

$$V_{2i} = \sum_{v_j \in N_i} \text{tr}[\tilde{K}_{1ij} M_s^{-1} \tilde{K}_{1ij}^T] + \sum_{v_j \in N_i} \text{tr}[\tilde{K}_{2ij}^T M_s^{-1} \tilde{K}_{2ij}] + \sum_{v_j \in N_i} \text{tr}[\tilde{K}_{3ij} M_s^{-1} \tilde{K}_{3ij}^T] \quad (3-23)$$

其中， $\text{tr}[M]$ 表示矩阵 M 的迹。

把式(3-20)代入式(3-22)得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_{1i} &= 2e_i^T(t) P \dot{e}_i(t) \\ &= e_i^T(t) (P A_e + A_e^T P) e_i(t) + \frac{2}{n_i} e_i^T(t) P B_e K_{4i}^{*-1} \sum_{v_j \in N_i} \tilde{K}_{1ij}^T(t) (x_i(t) - x_j(t)) \\ &\quad + \frac{2}{n_i} e_i^T(t) P B_e K_{4i}^{*-1} \sum_{v_j \in N_i} \tilde{K}_{2ij}(t) u_j(t) + \frac{2}{n_i} e_i^T(t) P B_e K_{4i}^{*-1} \sum_{v_j \in N_i} \tilde{K}_{3ij}^T(t) x_j(t) \end{aligned} \quad (3-24)$$

对 V_{2i} 求导得：

$$\dot{V}_{2i} = 2 \sum_{v_j \in N_i} \text{tr}[\tilde{K}_{1ij}(t) M_s^{-1} \dot{\tilde{K}}_{1ij}^T(t)] + 2 \sum_{v_j \in N_i} \text{tr}[\tilde{K}_{2ij}^T(t) M_s^{-1} \dot{\tilde{K}}_{2ij}(t)] + 2 \sum_{v_j \in N_i} \text{tr}[\tilde{K}_{3ij}(t) M_s^{-1} \dot{\tilde{K}}_{3ij}^T(t)] \quad (3-25)$$

根据 $M_s = K_4^* S = (K_4^* S)^T > 0$ ， $\text{tr}[M_1 M_2] = \text{tr}[M_2 M_1]$ 和 $\text{tr}[M_3] = \text{tr}[M_3^T]$ ，可以推导出 \dot{V} 的表达式：

$$\dot{V} = -e_i^T(t) Q e_i(t) \leq -q_m \|e_i(t)\|_2^2 \leq 0 \quad (3-26)$$

其中 $q_m > 0$ 是 Q 的最小特征根。由以上推导可知，设计的自适应控制律有如下特性：

(1) $V > 0$ ， $\dot{V} \leq 0$ 表明由自适应律(3-17)-(3-19)，追踪误差(3-20)组成的闭环系统的平衡状态 ($e_i = 0$) 一致稳定，且系统状态 ($e_i(t) = 0$ ， $K_{1ij}(t) = 0$ ， $K_{2ij}(t) = 0$ ， $K_{3ij}(t) = 0$) 一致有界，因此 $x_i(t)$ ， $K_{1ij}(t)$ ， $K_{2ij}(t)$ ， $K_{3ij}(t)$ 有界，进而由式(3-20)可知， $\dot{e}_i(t)$ 有界；

(2) 式(3-26)意味着 $e_i(t) \in L^2$ ；由 $e_i(t) \in L^2 \cap L^\infty$ ，根据 Barbalat 引理^[49]可知， $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = 0$ ，那么由引理 3.1 可知， $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_i(t) - x_0(t)) = 0$ 也成立。

通过以上推导，完整地证明了定理 3.1 的内容，保证了闭环系统的全局稳定性。由证明结果可得：当无人机模型存在参数不确定时，采用分布式控制结构的无人机编队中僚机可以渐近跟踪长机的状态。同时结合所设计的无人机飞控系统以及对无人机编队队形保持控制问题的分析，存在合适的控制参数，实现无人机对控制指令的跟踪，最终使得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{x} = 0$ 和 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{y} = 0$ ，即保证了长机与各僚机之间的相对距离保持不变。

3.4 无人机编队控制仿真验证

假设无人机编队控制系统中，存在一架长机和三架僚机，其分布式通信拓扑关系如图 3.6 所示。基于状态反馈状态跟踪自适应控制方法，对无人机分布式编队控制问题进行仿真验证。

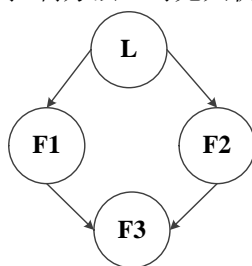


图 3.6 四架无人机通信拓扑结构

3.4.1 设计条件验证

针对状态反馈状态跟踪的分布式自适应编队控制系统，在进行仿真前必须进行匹配条件的验证。由于长机和僚机的模型是一样的，因此 $A_0 = A_i, B_0 = B_i$ ，但是长机和僚机的初始状态可能不相同。 A_e 可以选择为一个理想闭环系统的参考对角矩阵，它的对角线元素为系统的理想极点。 $B_e = B_i$ 。因此，假设 3.3 和假设 3.4 可以满足。在无人机飞行控制系统中，假设 3.5 是可以满足的，特别地， S_i 可以被选为任意正定对角矩阵^[50-54]。

3.4.2 无人机分布式自适应编队控制器

基于自适应控制器(3-15)和自适应控制律(3-17)-(3-19)，具有模型不确定性的分布式无人机编队自适应控制系统的纵向控制器与横侧向控制器分别如下：

$$\Delta u_{lon_i}(t) = K_{lij,lon}^T(t) (\Delta x_{lon_i}(t) - \Delta x_{lon_0}(t)) + K_{2ij,lon}(t) \Delta u_{lon_i}(t) + K_{3ij,lon}^T(t) \Delta x_{lon_0}(t) \quad (3-27)$$

$$\Delta u_{lat_i}(t) = K_{lij,lat}^T(t) (\Delta x_{lat_i}(t) - \Delta x_{lat_0}(t)) + K_{2ij,lat}(t) \Delta u_{lat_i}(t) + K_{3ij,lat}^T(t) \Delta x_{lat_0}(t) \quad (3-28)$$

其中， $\Delta x_{lon}(t) = [\Delta V, \Delta \alpha, \Delta q, \Delta \theta, \Delta H]$ ， $\Delta u_{lon}(t) = [\Delta \delta_e, \Delta \delta_r]$ ， $\Delta x_{lat}(t) = [\Delta \beta, \Delta p, \Delta r, \Delta \phi, \Delta \psi]$ ， $\Delta u_{lat}(t) = [\Delta \delta_a, \Delta \delta_r]$ ， $K_{li,lon}, K_{2ij,lon}, K_{3ij,lon}$ 和 $K_{li,lat}, K_{2ij,lat}, K_{3ij,lat}$ 为控制器参数，由式(3-17)-(3-19)进行更新。

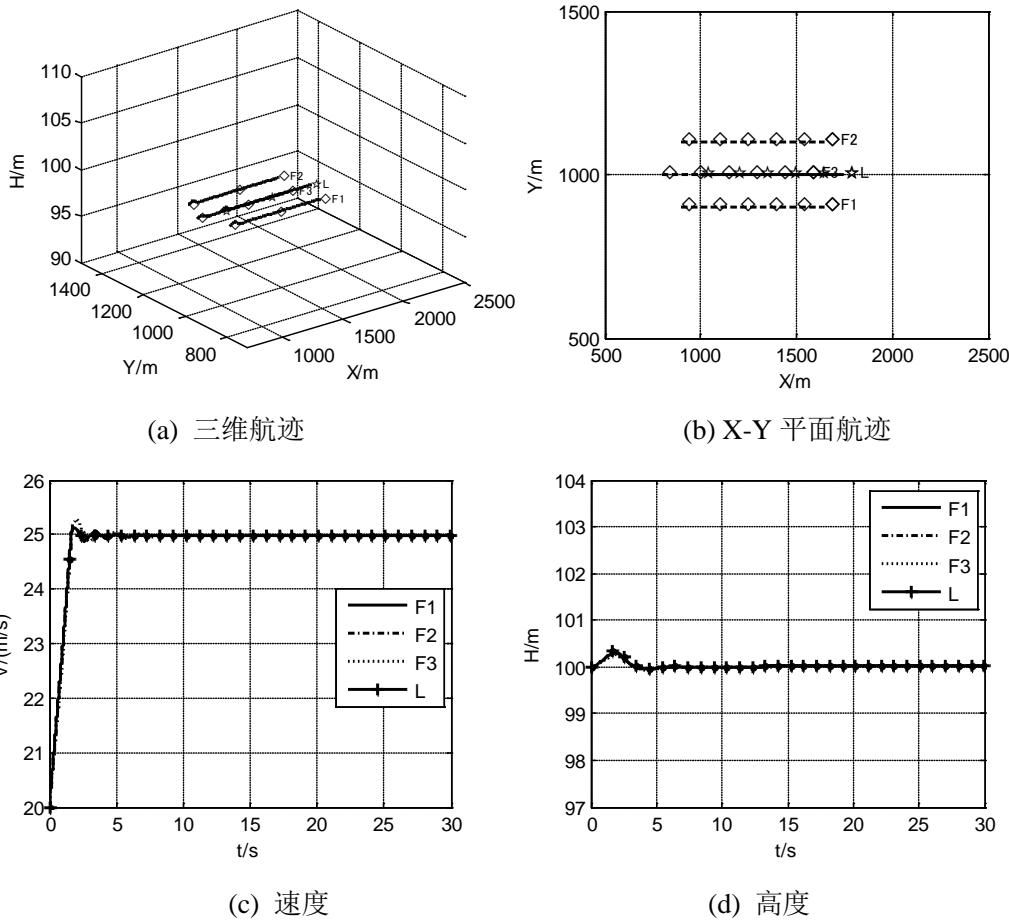
3.4.3 无人机分布式自适应编队队形保持仿真验证

四架无人机采用分布式控制策略组成菱形编队，各无人机初始速度 $V = 20m/s$ ，速度方向为沿 X 轴水平方向，高度 $H=100m$ ，航向角 $\psi = 0^\circ$ 。零时刻时长机速度指令变为 $25m/s$ ，偏航角指令变为 1° 。无人机的初始位置及编队中僚机与长机的相对距离如表 3.1 所示。

表 3.1 无人机初始位置及期望相对距离信息（一）

飞机编号	初始位置(X,Y,H)	与长机的期望相对距离(dx,dy,dz)
L	(1000,1000,100)	——
F1	(900,900,100)	(-100,-100,0)
F2	(900,1100,100)	(-100,100,0)
F3	(800,1000,100)	(-200,0,0)

长机速度变化时，编队队形保持仿真结果如图 3.7 所示。



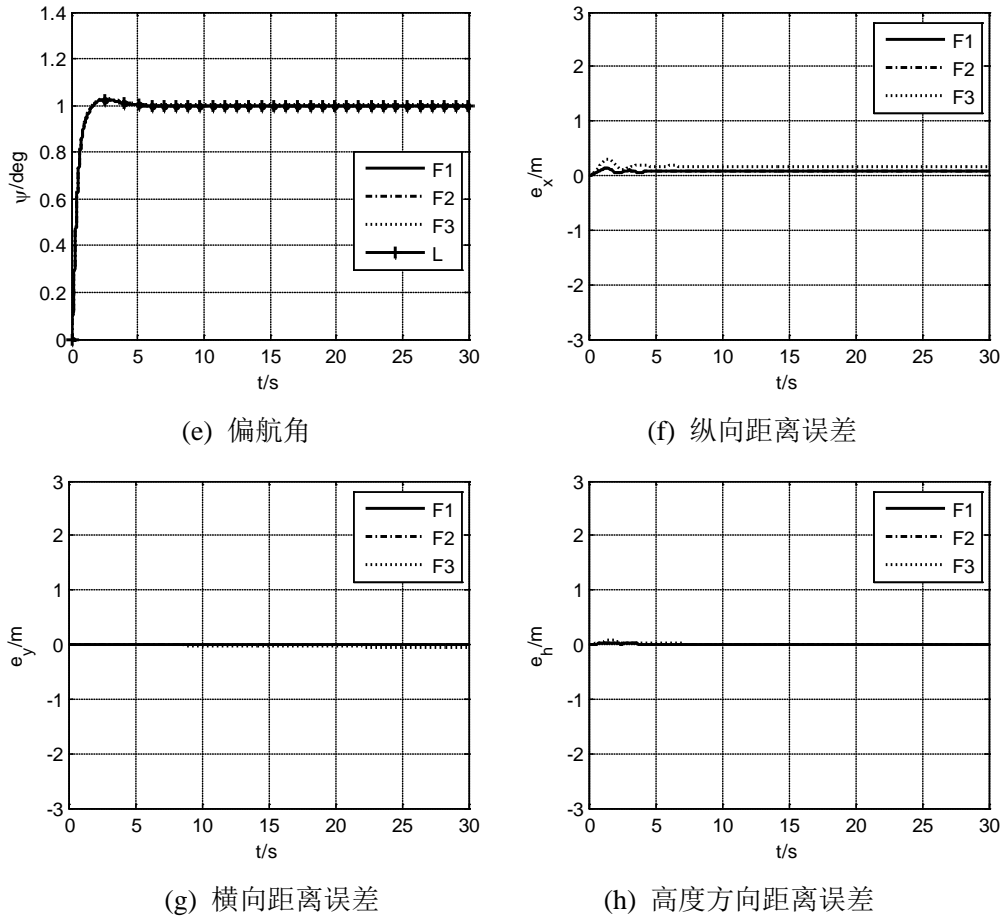


图 3.7 长机速度、航向变化时编队队形保持仿真曲线

3.4.4 仿真结果与分析

由图 3.7 的仿真结果可以看出，当四架无人机初始构成稳定的菱形编队队形，改变长机的速度和偏航角时，采用分布式状态反馈状态跟踪自适应控制的编队控制，能够使得每一架僚机都渐近跟踪长机的状态并最终保持稳定，且整个闭环系统内的信号有界、稳定，从而实现编队队形保持控制。

尽管基于状态反馈状态跟踪自适应控制设计的编队控制系统能够较好地实现无人机编队队形保持控制，但是这种控制方法只能够实现队形保持，而不能实现队形重构。此外，状态反馈状态跟踪自适应控制在控制律设计时，需要满足较为苛刻的限制条件，这对于无人机飞行控制来说是较难实现的。因此，针对含有不确定性的无人机编队控制问题，需要采用限制条件较少、应用范围更为广泛的自适应控制方法进行设计。

3.5 本章小结

本章首先介绍了代数图论的基本概念，为分布式控制结构的设计提供理论支撑。然后为无人机设计了飞控系统，使得无人机能够快速、精准地跟踪指令。通过分析无人机编队飞行的特点，基于状态反馈状态跟踪自适应控制方法，为无人机编队设计队形保持控制算法。最后对所设计的编队队形保持控制策略进行了仿真验证并做了结果分析。仿真结果表明，在分布式自适应编队队形保持策略的控制下，各僚机能够与长机的状态保持一致且最终保持稳定，从而实现了编队队形保持控制。此外，通过分析本章中自适应控制算法对无人机飞行控制的局限性，为后文提出应用范围更加广泛的自适应编队控制算法作铺垫。

第四章 基于状态反馈输出跟踪自适应控制的无人机编队控制

4.1 状态反馈输出跟踪自适应控制概述

在无人机编队飞行控制中，控制目标是保证各僚机与长机的相对位置，而相对位置主要依赖速度、航向、高度等状态变量的信息得到。因此，重点需要控制的是速度、航向、高度等状态变量。通常情况下，输出信号为状态变量的一个子集。与状态跟踪相比，输出跟踪在设计时，其匹配条件的要求更容易满足，因此可以更加广泛地应用到各种场合。

4.1.1 输出跟踪控制的必要性

第三章中基于状态反馈状态跟踪设计的无人机编队飞行控制系统，由仿真结果可以看出，编队飞行实现了理想的控制效果。然而，在控制律设计时，需要满足较为苛刻的限制条件，即假设 3.3 和假设 3.4。在 3.3.1 节匹配条件的说明中，由于编队中的长机和僚机模型相同，因此假设条件能够满足。但是对于大多数的飞行器来说，模型参数矩阵 A 和 B 是非常复杂的，其中含有很多不确定项。若被控对象的参数矩阵与参考模型的参数矩阵不相同，且都具有很大的不确定因素，那么难以实现匹配条件的满足。此外，第三章中所设计的编队控制器只能够实现队形保持，而不能实现队形重构，这对于实际编队飞行来说具有一定的局限性。

基于上述分析，本章采用状态反馈输出跟踪自适应控制方法设计编队控制系统，不仅能够获得良好的控制效果，而且可以放宽匹配条件的限制，对被控对象的信息依赖较小，可以适用于无人机编队队形保持和重构控制的设计。

4.1.2 无限零结构

在状态反馈输出跟踪自适应控制系统中，系统的无限零结构是一个重要的概念，由关联矩阵和低频增益矩阵来表示。

引理 4.1^[55]：对于任意严格有理、满秩矩阵 $G(s) \in R^{M \times M}$ ，存在一个下三角多项式矩阵 $\xi_m(s)$ ，定义为 $G(s)$ 的关联矩阵，表示为：

$$\xi_m(s) = \begin{bmatrix} d_1(s) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ h_{21}^m(s) & d_2(s) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M1}^m(s) & \dots & \dots & h_{MM-1}^m(s) & d_M(s) \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

其中， $h_{ij}^m(s), j=1, \dots, M-1, i=2, \dots, M$ 为多项式， $d_i(s), i=1, \dots, M$ 为任意选取的首一稳定多项式，阶数为 $l_i > 0$ ，则高频增益矩阵

$$K_p = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_m(s)G(s) \quad (4-2)$$

有限且非奇异。

由引理 4.1 可知，系统的关联矩阵及其高频增益矩阵描述了系统传递函数 $G(s)$ 在 $s = \infty$ 时零结构的特性。在状态反馈输出跟踪自适应控制设计时，通常选取参考模型的传递函数为 $W_m(s) = \xi_m^{-1}(s)$ ， $\xi_m(s)$ 取为对角矩阵，使得对象的输出跟踪给定参考模型的输出。

4.2 无人机编队自适应控制系统结构

无人机编队自适应控制系统结构为：以给定的长机飞行指令作为状态反馈输出跟踪的模型参考自适应飞控系统的输入，从而得到长机的飞行控制系统的控制输入量，用来控制长机的飞行控制系统；同时，根据长机的实际飞行状态和僚机的实际飞行状态，计算出僚机相对于长机的相对位置误差，然后将相对位置误差输入自适应编队保持控制器中，得到僚机的飞行指令；接着以僚机的飞行指令作为状态反馈输出跟踪的模型参考自适应飞控系统的输入，从而得到僚机的飞行控制系统的控制输入量，用来控制僚机的飞行控制系统。

根据上述对无人机自适应编队控制系统结构的描述，建立如图 4.1 所示的自适应编队控制系统结构图。主要包含飞控模块，自适应编队控制器模块和相对位置误差计算模块。

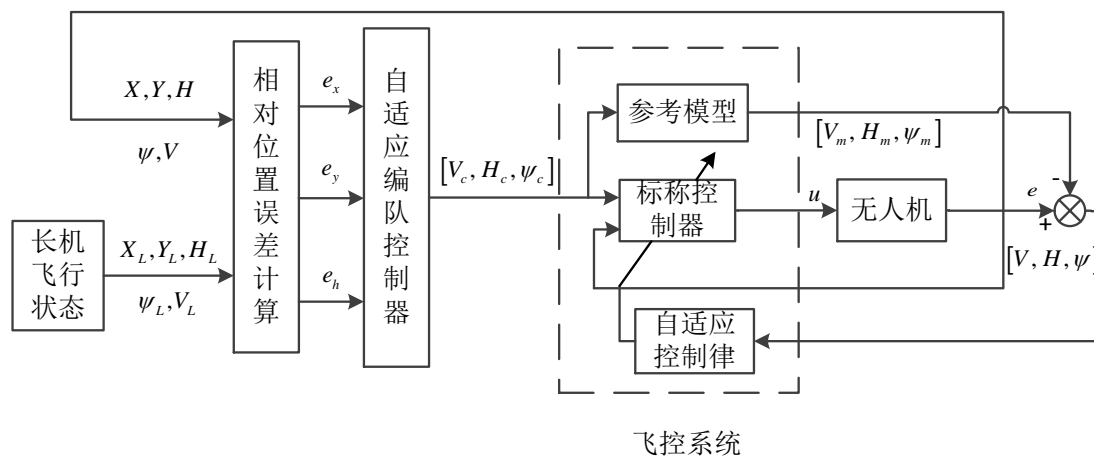


图 4.1 无人机编队自适应队形控制结构

4.2.1 无人机自适应飞行控制系统

编队控制系统中的无人机可能会受到未知外界干扰，从而影响无人机对指令跟踪的准确性。飞行控制系统的作用是控制无人机，使其能够跟踪速度指令 V_c 、航向角指令 ψ_c 和高度指令 H_c ，并抑制扰动的影响。飞行控制系统由纵向控制器与横侧向控制器组成，对于模型参数含有不确定性以及受外界扰动的无人机，采用状态反馈输出跟踪自适应控制方法来设计无人机的飞行控制系统，使得无人机能够精准地跟踪给定指令，并保证整个闭环系统的稳定性。

将 2.3 节得到的纵向与横侧向线性方程进一步解耦，并加入未知干扰项，分别得到由速度控制系统和高度控制系统组成的纵向控制系统，以及由滚转角保持系统和偏航角控制系统构成

的横侧向控制系统。

1. 纵向控制系统

无人机速度控制系统和高度控制系统的模型分别表示为：

$$\Delta \dot{x}_{lon1}(t) = A_{lon1} \Delta x_{lon1}(t) + B_{lon1} \Delta u_{lon1}(t) + B_{d,lon1} d_{lon1}(t) \quad (4-3)$$

$$\Delta \dot{x}_{lon2}(t) = A_{lon2} \Delta x_{lon2}(t) + B_{lon2} \Delta u_{lon2}(t) + B_{d,lon2} d_{lon2}(t) \quad (4-4)$$

其中, $\Delta x_{lon1}(t) = \Delta V$, $\Delta x_{lon2}(t) = [\Delta \alpha, \Delta q, \Delta \theta, \Delta H]^T$, $\Delta u_{lon1}(t) = \Delta \delta_T$, $\Delta u_{lon2}(t) = \Delta \delta_e$, $d_{loni}(t)(i=1,2)$ 为未知干扰, $A_{loni}, B_{loni}, B_{d,loni}(i=1,2)$ 为未知参数矩阵。纵向控制器的设计目标是使得无人机跟踪给定的速度指令 V_c 和高度指令 H_c 。因此, 分别选择速度偏差 ΔV 和高度偏差 ΔH 作为速度控制系统和高度控制系统的输出信号, 则输出表达式为:

$$\Delta y_{lon1}(t) = C_{lon1} \Delta x_{lon1}(t) = \Delta x_{lon1}(t) = \Delta V \quad (4-5)$$

$$\Delta y_{lon2}(t) = C_{lon2} \Delta x_{lon2}(t) = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \Delta x_{lon2}(t) = \Delta H \quad (4-6)$$

2. 横侧向控制系统

无人机滚转角保持系统和偏航角控制系统的模型分别表示为:

$$\Delta \dot{x}_{lat1}(t) = A_{lat1} \Delta x_{lat1}(t) + B_{lat1} \Delta u_{lat1}(t) + B_{d,lat1} d_{lat1}(t) \quad (4-7)$$

$$\Delta \dot{x}_{lat2}(t) = A_{lat2} \Delta x_{lat2}(t) + B_{lat2} \Delta u_{lat2}(t) + B_{d,lat2} d_{lat2}(t) \quad (4-8)$$

其中, $\Delta x_{lat1}(t) = [\Delta p, \Delta \phi]^T$, $\Delta x_{lat2}(t) = [\Delta \beta, \Delta r, \Delta \psi]^T$, $\Delta u_{lat1}(t) = \Delta \delta_a$, $\Delta u_{lat2}(t) = \Delta \delta_r$, $d_{lati}(t)(i=1,2)$ 为未知干扰, $A_{lati}, B_{lati}, B_{d,lati}(i=1,2)$ 为未知参数矩阵。横侧向控制器的设计目标是使得无人机跟踪给定的滚转角指令 $\phi_c = 0$ 和偏航角指令 ψ_c 。因此, 分别选择滚转角偏差 $\Delta \phi$ 和偏航角偏差 $\Delta \psi$ 作为滚转角保持系统和偏航角控制系统的输出信号, 则输出表达式为:

$$\Delta y_{lat1}(t) = C_{lat1} \Delta x_{lat1}(t) = [0 \ 1] \Delta x_{lat1}(t) = \Delta \phi \quad (4-9)$$

$$\Delta y_{lat2}(t) = C_{lat2} \Delta x_{lat2}(t) = [0 \ 0 \ 1] \Delta x_{lat2}(t) = \Delta \psi \quad (4-10)$$

由于无人机模型存在不确定性, 且受到未知外界扰动的作用, 传统控制方法的控制效果会不理想。而自适应控制能够在线调节控制参数, 适应系统参数的不确定性, 补偿和抑制外界干扰、环境不确定性等, 因此采用自适应控制方法设计的无人机飞行控制系统具有良好的自适应性和鲁棒性。

4.2.2 无人机自适应编队队形控制系统

无人机编队队形控制的关键就是保证各僚机与长机的相对位置。如果不能进行精确的队形保持, 编队队形不仅不能获得良好的气动效果, 还有可能发生碰撞。

编队飞行队列中的无人机会受到外界扰动的影响, 这种扰动可能是不确定的。为了抑制这

种扰动对编队队形的影响，使用自适应控制方法消除编队中的相对位置误差，从而保证各僚机与长机保持理想的相对距离。

由 2.4.1 节中式(2-39)可知，编队中僚机相对于长机的运动方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}_i = V_L \cos(\psi_L - \psi_i) - V_i + \dot{\psi}_i y_i \\ \dot{y}_i = V_L \sin(\psi_L - \psi_i) - \dot{\psi}_i x_i \end{cases} \quad (4-11)$$

其中， L 表示长机， i 表示编队中第 i 架僚机。

由无人机飞行控制系统结构，可以推导出无人机飞控系统中自动驾驶仪表达式；定义扰动作用在无人机自动驾驶仪上，则受扰动的无人机模型表达形式为：

$$\begin{cases} \dot{V}_i = -g_{vi}(V_i - V_{ci}) + f_{vi}^* \\ \dot{\psi}_i = -g_{\psi i}(\psi_i - \psi_{ci}) + f_{\psi i}^* \end{cases} \quad (4-12)$$

其中， $-g_{vi}, -g_{\psi i}$ 为第 i 架无人机自动驾驶仪的控制增益， f_{vi}^* 和 $f_{\psi i}^*$ 分别表示作用在第 i 架无人机上的未知外界干扰。

定义编队坐标系中僚机与长机相对位置误差为：

$$e = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i - x_d \\ y_i - y_d \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

式中， x_i, y_i 分别为 t 时刻编队坐标系中各僚机与长机的相对位置； x_d, y_d 分别为编队坐标系中某种编队队形的期望相对距离。

控制器的设计目标是，设计合适的控制指令 V_{ci} 和 ψ_{ci} ，使得编队中第 i 架僚机与长机的相对距离保持不变。即通过自适应控制律的调节，使得相对位置误差 e 趋向于零，并且抑制外界扰动的作用。

4.3 无人机自适应飞行控制系统设计

本节基于 4.2 节中提到的无人机自适应飞行控制系统结构，采用状态反馈输出跟踪自适应控制方法进行无人机飞行控制系统设计。

4.3.1 状态反馈输出跟踪自适应干扰抑制算法设计

在无人机飞行控制系统中，各控制器的自适应干扰抑制设计方法相同，因此在设计时将四个控制器合起来设计。则统一的无人机模型为：

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}(t) = A \Delta x(t) + B \Delta u(t) + B_d d(t) \\ \Delta y(t) = C \Delta x(t) \end{cases} \quad (4-14)$$

其中， $A \in R^{n \times n}, B \in R^{n \times M}, B_d \in R^{n \times p}$ 为未知参数矩阵。 $d(t) \in R^p$ 代表干扰信号，可以表示为：

$$\begin{aligned} d(t) &= [d_1(t), d_2(t), \dots, d_p(t)]^T \\ d_j(t) &= d_{j0} + \sum_{\beta=1}^{q_j} d_{j\beta} f_{j\beta}(t), j=1, 2, \dots, p \end{aligned} \quad (4-15)$$

其中, d_{j0} 和 $d_{j\beta}$ 为未知常数, $f_{j\beta}(t)$ 为已知的有界连续函数。

对于未知干扰 $d_j(t) = d_{j0} + \sum_{\beta=1}^{q_j} d_{j\beta} f_{j\beta}(t), j=1, 2, \dots, p$, 若 $q_j = 0$, 则 $d_j(t) = d_{j0}$ 表示常值扰动; 若 $q_j \neq 0$ 且 $f_{j\beta}(t)$ 为有界、连续函数, 例如 $f_{j\beta}(t) = \sin(\omega_{j\beta} t)$, 则 $d_j(t) = d_{j0} + \sum_{\beta=1}^{q_j} d_{j\beta} f_{j\beta}(t), j=1, 2, \dots, p$ 表示时变扰动。一般的外界扰动都可以由式(4-15)表示, 因此针对未知外界干扰, 设计自适应干扰抑制器, 使得所有闭环信号有界、稳定, 并且使得输出偏差 $\Delta y(t)$ 跟踪给定的参考输出 $\Delta y_m(t)$ 。参考输出 $\Delta y_m(t)$ 是通过参考模型产生的, 其表达式为:

$$\begin{cases} \Delta y_m(t) = W_m(s)[\Delta r](t) \\ W_m(s) = \xi_m^{-1}(s) \end{cases} \quad (4-16)$$

其中, $\Delta r \in R^M$ 是有界的外界参考输入信号, 这里定义 $W_m(s)[\Delta r](t)$ 代表系统 $W_m(s)$ 的输出。

无人机飞行控制系统设计采用基于状态反馈输出跟踪自适应控制方法, 需要满足以下假设条件:

假设 4.1: (A, B) 是可镇定的, (A, C) 是可观测的, $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$ 的所有零点都稳定。

假设 4.2: 存在已知矩阵 $S_p \in R^{M \times M}$ 满足 $\Gamma_p = K_p^T S_p^{-1} = \Gamma_p^T > 0$ 。

假设 4.3: $G(s)$ 是严格有理、满秩的, 并且存在一个已知的关联矩阵 $\xi_m(s)$ 。通常, 关联矩阵可取为对角矩阵:

$$\xi_m(s) = \text{diag}\{d_1(s), d_2(s), \dots, d_M(s)\}$$

式中, $d_i(s) = s^{l_i} + a_{i1}s^{l_i-1} + \dots + a_{i, l_i-1}s + a_{i, l_i}$ 是满足阶数为 $l_i = \rho_i$ 的首一稳定多项式, ρ_i 为系统的相对阶, 它为第 i 个输入输出传递函数中分母阶次和分子阶次之差。此时关联矩阵不依赖于系统的参数。高频增益矩阵定义为:

$$K_p = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_m(s)G(s) = \begin{bmatrix} c_1 A^{l_1-1} B \\ c_2 A^{l_2-1} B \\ \vdots \\ c_M A^{l_M-1} B \end{bmatrix}$$

该矩阵有界, 并且非奇异。

假设 4.1 是保证对象和模型稳定, 且能满足匹配条件的必要条件, 假设 4.2 是设计自适应控制律时所需要的前提条件。假设 4.3 介绍了关联矩阵和高频增益矩阵, 它们是设计自适应控制律的必要条件。

对于含扰动的系统(4-14)，选择标称控制器形式如下：

$$\Delta u^*(t) = K_1^{*T} \Delta x(t) + K_2^* \Delta r(t) + K_3^*(t) \quad (4-17)$$

其中， $K_1^* \in R^{n \times M}$ ， $K_2^* \in R^{M \times M}$ 是用来实现对象和参考模型的输出匹配，使得整个闭环传递函数矩阵满足：

$$G_c(s) = C(sI - A - BK_1^{*T})^{-1} BK_2^* = W_m(s), \quad K_2^* = K_p^{-1} \quad (4-18)$$

$K_3^*(t) \in R^M$ 用来抑制扰动的影响。

为了抑制扰动的影响，需要对控制参数 $K_3^*(t)$ 进行估计。对于(4-15)所示的干扰，还可以表示为：

$$d_j(t) = d_{j0} + \sum_{\beta=1}^{q_j} d_{j\beta} f_{j\beta}(t) = \phi_j^{*T} f_j(t), j=1,2,\dots,p \quad (4-19)$$

其中，

$$\begin{aligned} \phi_j^* &= [d_{j0}, d_{j1}, \dots, d_{jq_j}]^T \\ f_j(t) &= [1, f_{j1}(t), \dots, f_{jq_j}(t)]^T, j=1,2,\dots,p \end{aligned} \quad (4-20)$$

因此，

$$d(t) = \phi^{*T} f(t) \quad (4-21)$$

$$\phi^{*T} = \begin{bmatrix} \phi_1^{*T} & 0_{(q_2+1)}^T & 0_{(q_3+1)}^T & \cdots & 0_{(q_p+1)}^T \\ 0_{(q_1+1)}^T & \phi_2^{*T} & 0_{(q_3+1)}^T & \cdots & 0_{(q_p+1)}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_{(q_1+1)}^T & 0_{(q_2+1)}^T & 0_{(q_3+1)}^T & \cdots & \phi_p^{*T} \end{bmatrix} \in R^{p \times q} \quad (4-22)$$

$$\begin{aligned} f(t) &= [f_1^T(t), f_2^T(t), \dots, f_p^T(t)]^T \in R^q \\ q &= q_1 + q_2 + \cdots + q_p + p \end{aligned} \quad (4-23)$$

则 $K_3^*(t)$ 可以表示为：

$$K_3^*(t) = K_{3d}^* d(t) = K_{3d}^* \phi^{*T} f(t) = \Theta_3^* f(t) \quad (4-24)$$

$$K_{3d}^* = [K_{3d1}^*, K_{3d2}^*, \dots, K_{3dp}^*], K_{3dj}^* \in R^M, j=1,2,\dots,p \quad (4-25)$$

当无人机模型参数具有不确定性，且受到未知外界扰动时，式(4-17)所示的标称控制器无法满足控制要求，因此选择如下自适应控制器：

$$\Delta u(t) = K_1^T(t) \Delta x(t) + K_2(t) \Delta r(t) + K_3(t) \quad (4-26)$$

其中， $K_1(t), K_2(t)$ 是 K_1^*, K_2^* 的估计值，且

$$\begin{aligned} K_3(t) &= \Theta_3(t)f(t) \\ \Theta_3(t) &= [\theta_{31}(t), \theta_{32}(t), \dots, \theta_{3p}(t)] \end{aligned} \quad (4-27)$$

为 K_3^* 的估计值。

将式(4-26)所示的自适应控制器代入系统(4-14)中，闭环系统变为：

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}(t) = (A + BK_1^{*T})\Delta x(t) + BK_2^*\Delta r(t) + BK_3^*(t) + B_d d(t) \\ \quad + B\tilde{K}_1^T(t)\Delta x(t) + B\tilde{K}_2(t)\Delta r(t) + B\tilde{K}_3(t) \\ \Delta y(t) = C\Delta x(t) \end{cases} \quad (4-28)$$

其中， $\tilde{K}_1^T(t) = K_1^T(t) - K_1^{*T}$ ， $\tilde{K}_2(t) = K_2(t) - K_2^*$ ， $\tilde{K}_3(t) = K_3(t) - K_3^*$ ，且输出跟踪误差为：

$$e(t) = \Delta y(t) - \Delta y_m(t) = W_m(s)K_p[\tilde{\Theta}^T \omega](t) \quad (4-29)$$

其中， $\Theta^{*T} = [K_1^{*T}, K_2^*, \Theta_3^*]$ ， $\Theta^T(t) = [K_1^T(t), K_2(t), \Theta_3(t)]$ ， $\tilde{\Theta}(t) = \Theta(t) - \Theta^*$ ， $\omega(t) = [\Delta x^T(t), \Delta r^T(t), f^T(t)]^T$ 。

为了得到自适应控制器的参数向量 $\Theta^T(t)$ 的控制律，令 $\rho_M = \max_{i=1,2,\dots,M} \rho_i$ ， $\Psi^* = K_p$ ， $f(s)$ 是阶数为 ρ_M 的稳定多项式， $h(s) = 1/f(s)$ 且 $h(s)\xi_m(s)$ 为真矩阵，定义估计误差为：

$$\varepsilon(t) = K_p h(s)[\Delta u - \Theta^{*T} \omega](t) + \Psi(t)\xi(t) \quad (4-30)$$

式中， $\Psi(t)$ 是 Ψ^* 的估计误差，并且

$$\zeta(t) = h(s)[\omega](t)，\quad \xi(t) = \Theta^T(t)\zeta(t) - h(s)[\Delta u](t) \quad (4-31)$$

估计误差还可以写成

$$\varepsilon(t) = \Psi^* \tilde{\Theta}^T \zeta(t) + \tilde{\Psi}(t)\xi(t) \quad (4-32)$$

式中， $\tilde{\Psi}(t) = \Psi(t) - \Psi^*$ 。

选择以下自适应控制律

$$\dot{\Theta}^T(t) = \frac{-S_p \varepsilon(t) \zeta^T(t)}{m^2(t)} \quad (4-33)$$

$$\dot{\Psi}(t) = \frac{-\Gamma \varepsilon(t) \xi^T(t)}{m^2(t)} \quad (4-34)$$

式中， $\Gamma = \Gamma^T > 0$ ， $\Gamma_p = K_p^T S_p^{-1} = \Gamma_p^T > 0$ ，且 $m(t) = \sqrt{1 + \zeta^T(t)\zeta(t) + \xi^T(t)\xi(t)}$ 。

定理 4.1： 应用在系统(4-14)上的自适应控制器(4-26)和自适应控制律(4-33)-(4-34)，保证了闭环系统有界稳定，并且使得输出跟踪误差 $e(t) = \Delta y(t) - \Delta y_m(t)$ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 。

证明： 选择一个正定函数

$$V = \frac{1}{2} \text{tr}[\tilde{\Theta}(t)\Gamma_p \tilde{\Theta}^T(t)] + \frac{1}{2} \text{tr}[\tilde{\Psi}^T(t)\Gamma^{-1}\tilde{\Psi}(t)] \quad (4-35)$$

根据式(4-33)和(4-34)，求 V 关于时间 t 的导数：

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= \text{tr}[\tilde{\Theta}(t)\Gamma_p \dot{\tilde{\Theta}}^T(t)] + \text{tr}[\tilde{\Psi}^T(t)\Gamma^{-1}\dot{\tilde{\Psi}}(t)] \\
 &= \text{tr}[\tilde{\Theta}(t)\Gamma_p \dot{\tilde{\Theta}}^T(t)] + \text{tr}[\tilde{\Psi}^T(t)\Gamma^{-1}\dot{\tilde{\Psi}}(t)] \\
 &= \text{tr}\left[\frac{-\tilde{\Theta}(t)\Gamma_p S_p \varepsilon(t) \zeta^T(t)}{m^2(t)}\right] + \text{tr}\left[\frac{-\tilde{\Psi}^T(t)\Gamma^{-1}\Gamma \varepsilon(t) \xi^T(t)}{m^2(t)}\right] \\
 &= -\frac{1}{m^2(t)}\left(\text{tr}[\tilde{\Theta}(t)K_p^T \varepsilon(t) \zeta^T(t)] + \text{tr}[\tilde{\Psi}^T(t)\varepsilon(t) \xi^T(t)]\right) \\
 &= -\frac{1}{m^2(t)}\left(\zeta^T(t)\tilde{\Theta}(t)\Psi^{*T}(t)\varepsilon(t) + \xi^T(t)\tilde{\Psi}^T(t)\varepsilon(t)\right) \\
 &= -\frac{\varepsilon^T(t)\varepsilon(t)}{m^2(t)} \leq 0
 \end{aligned} \tag{4-36}$$

根据李雅普诺夫稳定性理论， $V > 0$ ， $\dot{V} \leq 0$ ，那么

- (1) 系统参数满足 $\Theta(t) \in L^\infty$ ， $\Psi(t) \in L^\infty$ ， $\frac{\varepsilon(t)}{m(t)} \in L^2 \cap L^\infty$ ；
- (2) 系统参数的导数满足 $\dot{\Theta}(t) \in L^2 \cap L^\infty$ ， $\dot{\Psi}(t) \in L^2 \cap L^\infty$ 。

由(1)和(2)，则输出误差满足 $e(t) \in L^2 \cap L^\infty$ ， $\dot{e}(t) \in L^\infty$ 。进而由 Barbalat 引理可知， $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ ，即系统输出能够渐近跟踪参考输出。

4.3.2 基于自适应干扰抑制的无人机飞行控制系统

考虑到无人机具有模型参数不确定性，并且受到未知外界扰动，将 4.3.1 节中设计的自适应干扰抑制算法应用于无人机飞行控制系统中，分别设计无人机的纵向控制器与横侧向控制器。

1. 无人机纵向控制器

无人机速度和高度模型表达式分别为：

$$\dot{\Delta x}_{lon1}(t) = A_{lon1} \Delta x_{lon1}(t) + B_{lon1} \Delta u_{lon1}(t) + B_{d,lon1} d_{lon1}(t) \tag{4-37}$$

$$\Delta y_{lon1}(t) = C_{lon1} \Delta x_{lon1}(t) = \Delta x_{lon1}(t) = \Delta V \tag{4-38}$$

$$\dot{\Delta x}_{lon2}(t) = A_{lon2} \Delta x_{lon2}(t) + B_{lon2} \Delta u_{lon2}(t) + B_{d,lon2} d_{lon2}(t) \tag{4-39}$$

$$\Delta y_{lon2}(t) = C_{lon2} \Delta x_{lon2}(t) = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \Delta x_{lon2}(t) = \Delta H \tag{4-40}$$

其中， $\Delta x_{lon1}(t) = \Delta V$ ， $\Delta x_{lon1}(t) = [\Delta \alpha, \Delta q, \Delta \theta, \Delta H]^T$ ， $\Delta u_{lon1}(t) = \Delta \delta_T$ ， $\Delta u_{lon2}(t) = \Delta \delta_e$ ， $d_{loni}(t)(i=1,2)$ 为未知干扰，控制目标是使得 Δy_{lon1} 和 Δy_{lon2} 分别渐近跟踪参考输出 $\Delta y_{m,lon1}$ 和 $\Delta y_{m,lon2}$ ：

$$\Delta y_{m,lon1}(t) = W_{m,lon1}(s)[\Delta r_{lon1}](t) \tag{4-41}$$

$$\Delta y_{m,lon2}(t) = W_{m,lon2}(s)[\Delta r_{lon2}](t) \tag{4-42}$$

其中， $\Delta r_{lon1}(t) = \xi_{m,lon1}(s)[\Delta V_c](t)$ ， $\Delta r_{lon2}(t) = \xi_{m,lon2}(s)[\Delta H_c](t)$ ， $W_{m,lon1}(t) = \xi_{m,lon1}^{-1}(s)$ ， $W_{m,lon2}(t) = \xi_{m,lon2}^{-1}(s)$ ， ΔV_c 为被跟踪的速度指令， ΔH_c 为被跟踪的高度指令。

由假设 4.3 可知，速度和高度控制系统参考模型的关联矩阵分别可选为：

$$\xi_{m,lon1}(s) = \text{diag} \{s - p_{1,lon}\} \quad (4-43)$$

$$\xi_{m,lon2}(s) = \text{diag} \{(s - p_{2,lon})(s - p_{3,lon})(s - p_{4,lon})\} \quad (4-44)$$

其中, $p_{1,lon}, p_{2,lon}, p_{3,lon}, p_{4,lon}$ 为选定的极点, 且高频增益矩阵分别为:

$$K_{p,lon1} = C_{lon1} B_{lon1} \quad (4-45)$$

$$K_{p,lon2} = C_{lon2} A_{lon2}^2 B_{lon2} \quad (4-46)$$

由此, 基于自适应控制的纵向飞行控制器表达式可选为:

$$\Delta u_{lon1}(t) = K_{1,lon1}^T(t) \Delta x_{lon1}(t) + K_{2,lon1}(t) \Delta r_{lon1}(t) + K_{3,lon1}(t) \quad (4-47)$$

$$\Delta u_{lon2}(t) = K_{1,lon2}^T(t) \Delta x_{lon2}(t) + K_{2,lon2}(t) \Delta r_{lon2}(t) + K_{3,lon2}(t) \quad (4-48)$$

其中, $K_{1,loni}^T(t)$, $K_{2,loni}(t)$ 和 $K_{3,loni}(t) (i=1,2)$ 由自适应控制律(4-33)-(4-34)的形式进行在线更新。

2. 无人机横侧向控制器

无人机滚转角和偏航角模型表达式为:

$$\Delta \dot{x}_{lat1}(t) = A_{lat1} \Delta x_{lat1}(t) + B_{lat1} \Delta u_{lat1}(t) + B_{d,lat1} d_{lat1}(t) \quad (4-49)$$

$$\Delta y_{lat1}(t) = C_{lat1} \Delta x_{lat1}(t) = [0 \quad 1] \Delta x_{lat1}(t) = \Delta \phi \quad (4-50)$$

$$\Delta \dot{x}_{lat2}(t) = A_{lat2} \Delta x_{lat2}(t) + B_{lat2} \Delta u_{lat2}(t) + B_{d,lat2} d_{lat2}(t) \quad (4-51)$$

$$\Delta y_{lat2}(t) = C_{lat2} \Delta x_{lat2}(t) = [0 \quad 0 \quad 1] \Delta x_{lat2}(t) = \Delta \psi \quad (4-52)$$

其中, $\Delta x_{lat1}(t) = [\Delta p, \Delta \phi]^T$, $\Delta x_{lat2}(t) = [\Delta \beta, \Delta r, \Delta \psi]^T$, $\Delta u_{lat1}(t) = \Delta \delta_a$, $\Delta u_{lat2}(t) = \Delta \delta_r$, $d_{lati}(t) (i=1,2)$

为未知干扰, 控制目标是使得 Δy_{lat1} 和 Δy_{lat2} 分别渐近跟踪参考输出 $\Delta y_{m,lat1}$ 和 $\Delta y_{m,lat2}$:

$$\Delta y_{m,lat1}(t) = W_{m,lat1}(s) [\Delta r_{lat1}](t) \quad (4-53)$$

$$\Delta y_{m,lat2}(t) = W_{m,lat2}(s) [\Delta r_{lat2}](t) \quad (4-54)$$

其中, $\Delta r_{lat1}(t) = \xi_{m,lat1}(s) [\Delta \phi_c](t)$, $\Delta r_{lat2}(t) = \xi_{m,lat2}(s) [\Delta \psi_c](t)$, $W_{m,lat1}(t) = \xi_{m,lat1}^{-1}(s)$, $W_{m,lat2}(t) = \xi_{m,lat2}^{-1}(s)$, $\Delta \phi_c = 0$ 为被跟踪的滚转角指令, $\Delta \psi_c$ 为被跟踪的偏航角指令。

由假设 4.3 可知, 横侧向控制系统参考模型的关联矩阵分别可选为:

$$\xi_{m,lat1}(s) = \text{diag} \{(s - p_{1,lat})(s - p_{2,lat})\} \quad (4-55)$$

$$\xi_{m,lat2}(s) = \text{diag} \{(s - p_{3,lat})(s - p_{4,lat})\} \quad (4-56)$$

其中, $p_{1,lat}, p_{2,lat}, p_{3,lat}, p_{4,lat}$ 为选定的极点, 且高频增益矩阵分别为:

$$K_{p,lat1} = C_{lat1} A_{lat1} B_{lat1} \quad (4-57)$$

$$K_{p,lat2} = C_{lat2} A_{lat2} B_{lat2} \quad (4-58)$$

由此，基于自适应控制的横侧向飞行控制器表达式为：

$$\Delta u_{lat1}(t) = K_{1,lat1}^T(t)\Delta x_{lat1}(t) + K_{2,lat1}(t)\Delta r_{lat1}(t) + K_{3,lat1}(t) \quad (4-59)$$

$$\Delta u_{lat2}(t) = K_{1,lat2}^T(t)\Delta x_{lat2}(t) + K_{2,lat2}(t)\Delta r_{lat2}(t) + K_{3,lat2}(t) \quad (4-60)$$

其中， $K_{1,lati}^T(t)$ ， $K_{2,lati}(t)$ 和 $K_{3,lati}(t)(i=1,2)$ 由自适应控制律(4-33)-(4-34)的形式进行在线更新。

4.4 无人机自适应编队队形控制器设计

本节基于 4.2 节中提到的无人机编队队形控制系统结构，针对常值扰动采用自适应控制方法进行无人机编队队形控制系统设计。

4.4.1 编队飞行问题控制目标

在无人机编队飞行系统中，假设无人机的高度控制不影响其他状态的控制，将 X-Y 平面运动单独进行设计。针对以上假设条件，设计合适的编队控制器保证各无人机与长机的相对位置。

对 4.2.2 节中式(4-13)求导可得：

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} \dot{e}_x \\ \dot{e}_y \end{bmatrix} = A(\psi_{i-1} - \psi_i) + R(x_i, y_i) \begin{bmatrix} V_i \\ \dot{\psi}_i \end{bmatrix} \quad (4-61)$$

其中，

$$A(\psi_{i-1} - \psi_i) = \begin{bmatrix} V_{i-1} \cos(\psi_{i-1} - \psi_i) \\ V_{i-1} \sin(\psi_{i-1} - \psi_i) \end{bmatrix}, R(x, y) = \begin{bmatrix} -1 & y_i \\ 0 & -x_i \end{bmatrix}$$

由于在 $x_i = 0$ 时矩阵 R 不可逆，那么不能直接针对编队坐标系中的相对位置误差进行稳定性分析。但是 $x_i = 0$ 在实际编队飞行中是可能存在的，因此将编队坐标中的误差转换到惯性坐标系中：

$$E = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (4-62)$$

其中，

$$B = \begin{bmatrix} \cos \psi_i & -\sin \psi_i \\ \sin \psi_i & \cos \psi_i \end{bmatrix} \quad (4-63)$$

且满足：

$$B^T(\psi_i)B(\psi_i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-64)$$

因此可以得到：

$$\|E\|^2 = \|e\|^2 \quad (4-65)$$

由此可以通过讨论 E_x , E_y 的稳定性来设计自适应编队控制律。

4.4.2 常值扰动下编队飞行自适应控制算法设计

假设 f_{vi}^* 和 $f_{\psi i}^*$ 均为未知常值, 根据式(4-61)和(4-62), 对 E 求一阶导可得:

$$\dot{E} = BA + C \begin{bmatrix} V_i \\ \dot{\psi}_i \end{bmatrix} \quad (4-66)$$

其中,

$$C = BR + \frac{\partial B}{\partial \psi_i} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos \psi_i & x_d \sin \psi_i + y_d \cos \psi_i \\ -\sin \psi_i & -x_d \cos \psi_i + y_d \sin \psi_i \end{bmatrix} \quad (4-67)$$

再对 E 求二阶导可得:

$$\ddot{E} = CG \begin{bmatrix} V_{ci} \\ \psi_{ci} \end{bmatrix} - CG \begin{bmatrix} V_i \\ \psi_i \end{bmatrix} + D + C \begin{bmatrix} f_{vi}^* \\ f_{\psi i}^* \end{bmatrix} \quad (4-68)$$

其中,

$$D = \begin{bmatrix} \dot{V}_{i-1} \cos \psi_{i-1} - \dot{\psi}_{i-1} V_{i-1} \sin \psi_{i-1} \\ \dot{V}_{i-1} \sin \psi_{i-1} + \dot{\psi}_{i-1} V_{i-1} \cos \psi_{i-1} \end{bmatrix} + \dot{C} \begin{bmatrix} V_i \\ \dot{\psi}_i \end{bmatrix} \quad (4-69)$$

$$G = \text{diag}(g_{vi}, g_{\psi i}) \quad (4-70)$$

由式(4-67)可知, 矩阵 C 可逆, 且 $\det(C) = x_d$ 。

控制目标是, 在式(4-68)所示的系统中, 设计合适的 V_{ci}, ψ_{ci} , 即为僚机生成合适的控制指令, 使得队形误差 E 趋近于 0。

由式(4-68)可知, 如果取:

$$u = \begin{bmatrix} V_{ci} \\ \psi_{ci} \end{bmatrix} = -(CG)^{-1} [D + k_1 \dot{E} + k_2 E + C \begin{bmatrix} f_{vi}^* \\ f_{\psi i}^* \end{bmatrix}] + (CG) \begin{bmatrix} -V_i \\ -\dot{\psi}_i \end{bmatrix} \quad (4-71)$$

则式(4-68)可化为:

$$\ddot{E} + k_1 \dot{E} + k_2 E = 0 \quad (4-72)$$

其中, $k_1, k_2 > 0$ 为正常数。

由于 f_{vi}^* 和 $f_{\psi i}^*$ 是未知的, 采用式(4-73)所示的控制律来代替式(4-71):

$$u = \begin{bmatrix} V_{ci} \\ \psi_{ci} \end{bmatrix} = -(CG)^{-1} [D + k_1 \dot{E} + k_2 E + C \begin{bmatrix} f_{vi}(t) \\ f_{\psi i}(t) \end{bmatrix}] + (CG) \begin{bmatrix} -V_i \\ -\dot{\psi}_i \end{bmatrix} \quad (4-73)$$

式中, $f_{vi}(t)$, $f_{\psi i}(t)$ 分别为 f_{vi}^* 和 $f_{\psi i}^*$ 的估计值, 通过调节 $f_{vi}(t)$ 和 $f_{\psi i}(t)$ 使得系统稳定。

将式(4-74)代入式(4-68), 并将误差方程改写为如下形式:

$$\dot{\bar{E}} = A\bar{E} + C_{vi}(f_{vi}(t) - f_{vi}^*) + C_{\psi i}(f_{\psi i}(t) - f_{\psi i}^*) \quad (4-74)$$

式中,

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \begin{bmatrix} E & \dot{E} \end{bmatrix}^T \\ A &= \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} \\ -k_2 I_{2 \times 2} & -k_1 I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \\ C_{vi} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cos \psi_i \\ \sin \psi_i \end{bmatrix}, C_{\psi i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -x_d \sin \psi_i - y_d \cos \psi_i \\ x_d \cos \psi_i - y_d \sin \psi_i \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-75)$$

只要证明式(4-74)中的 \bar{E} 渐近收敛到 0, 就可以说明式(4-73)所示控制律能够使得整个系统稳定。

选择如下自适应控制律:

$$\dot{f}_{vi}(t) = -C_{vi}^T P \bar{E} \quad (4-76)$$

$$\dot{f}_{\psi i}(t) = -C_{\psi i}^T P \bar{E} \quad (4-77)$$

其中, $P = P^T > 0$, $A^T P + PA = -Q, Q = Q^T > 0$ 。

定理 4.2: 作用在系统(4-68)上的自适应控制器(4-73)和自适应控制律(4-76)-(4-77), 保证了闭环系统稳定、有界, 并且使得 $\bar{E}(t) \rightarrow 0$, 即 $E(t) \rightarrow 0$ 。

证明: 建立如下 Lyapunov 方程:

$$V = \frac{1}{2} (\bar{E}^T P \bar{E} + \hat{f}_{vi}^2 + \hat{f}_{\psi i}^2) \quad (4-78)$$

其中, $\hat{f}_{vi} = f_{vi}(t) - f_{vi}^*$, $\hat{f}_{\psi i} = f_{\psi i}(t) - f_{\psi i}^*$ 。

对式(4-78)求导, 当 $\bar{E}(t) \neq 0$ 时, 由式(4-75), (4-76), (4-77)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{E}) &= \frac{1}{2} \dot{\bar{E}}^T P \bar{E} + \frac{1}{2} \bar{E}^T P \dot{\bar{E}} + \hat{f}_{vi} \dot{\hat{f}}_{vi} + \hat{f}_{\psi i} \dot{\hat{f}}_{\psi i} \\ &= \frac{1}{2} \dot{\bar{E}}^T P \bar{E} + \frac{1}{2} \bar{E}^T P \dot{\bar{E}} + \hat{f}_{vi} \cdot \dot{\hat{f}}_{vi} + \hat{f}_{\psi i} \cdot \dot{\hat{f}}_{\psi i} \\ &\leq -\frac{1}{2} \bar{E}^T Q \bar{E} < 0 \end{aligned} \quad (4-79)$$

因此 \bar{E} 有界, $\bar{E} \rightarrow 0$, 则 $E \rightarrow 0$ 。

由此, 可以得到无人机编队飞行队形控制器, 所设计的控制器能够消除队形误差, 并为僚机生成指令信号。

4.4.3 无人机编队队形保持

基于 4.4.2 节中设计的编队飞行自适应控制算法,可以得到无人机编队飞行队形保持的速度、航向控制律:

$$u = \begin{bmatrix} V_{ci} \\ \psi_{ci} \end{bmatrix} = -(CG)^{-1} [D + k_1 \dot{E} + k_2 E + C \begin{bmatrix} f_{vi}(t) \\ f_{\psi i}(t) \end{bmatrix}] + (CG) \begin{bmatrix} -V_i \\ -\psi_i \end{bmatrix} \quad (4-80)$$

其中, $f_{vi}(t)$ 和 $f_{\psi i}(t)$ 分别由式(4-76)和式(4-77)表示。该控制律即为编队队形保持控制器的输出。

高度方向队形保持控制器的输出为:

$$H_c = H + k_h e_h \quad (4-81)$$

其中, H 为僚机的实际飞行高度, e_h 为编队坐标系中僚机与长机在高度方向上的相对位置误差。

4.4.4 无人机编队队形重构

当无人机的环境发生变化或者任务指令发生改变时,无人机编队需要进行队形重构来适应环境改变和任务要求^[56,57]。在编队重构的过程中,会受到各种条件的约束,如重构过程的时间要短,燃料消耗要少,避免碰撞等。在编队重构之前,首先要为各无人机分配新的位置,无人机从当前位置飞至新位置后,其速度都应长机相同,但飞行过程中的路径长短可能不相同。

如图 4.2 所示,采用 $[dx, dy, dz]^T$ 来表示两架无人机的相对距离,其中 dx 代表纵向距离, dy 代表横向距离, dz 代表高度差。本文所设计的编队队形变换方式主要涉及三种编队队形,以下简单介绍两种队形间的变换方式。

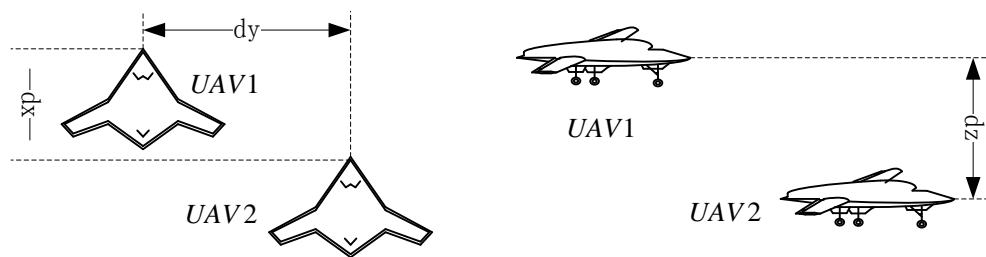


图 4.2 两架无人机之间距离表示方法

1. 纵向编队与楔形紧密编队之间的变换

在纵向编队队列中,无人机呈纵向排列,且处于同一高度上。在楔形编队队列中,各僚机呈楔形分布于长机的斜后方,且与长机处于同一高度。根据实验结果可知^[58],无人机在形成紧密编队时,若僚机与长机的相对距离为 $d = [dx, dy, dz]^T = [2b, (b\pi)/4, 0]^T$,能够获得最佳的气动效果,其中 b 为长机的翼展。

当编队队形由纵向编队变为楔形紧密编队时,无人机首先由中线向两侧飞行,从而拉大横向距离,以免发生碰撞。然后调节纵向距离,并缩小整个编队队列至楔形紧密编队。

2. 纵向编队与菱形编队之间的变换

在菱形编队队列中，无人机呈菱形排列，且与长机处于同一高度。当编队队形由纵向编队变为菱形编队时，与变换为楔形紧密编队一样，为了避免碰撞，无人机首先根据分配的期望位置，由中线向两侧飞行，拉开横向之间的距离，然后调整纵向距离至最终的期望编队队形。

4.5 无人机自适应编队飞行控制仿真验证

4.5.1 无人机自适应飞行控制系统仿真验证

1. 无人机未受到干扰时飞行控制仿真验证

(1) 验证速度指令跟踪。无人机保持 $H=100\text{m}$ ， $\psi=0^\circ$ 飞行，初始飞行速度保持在 20m/s ，0 秒时速度指令增加到 25m/s 。

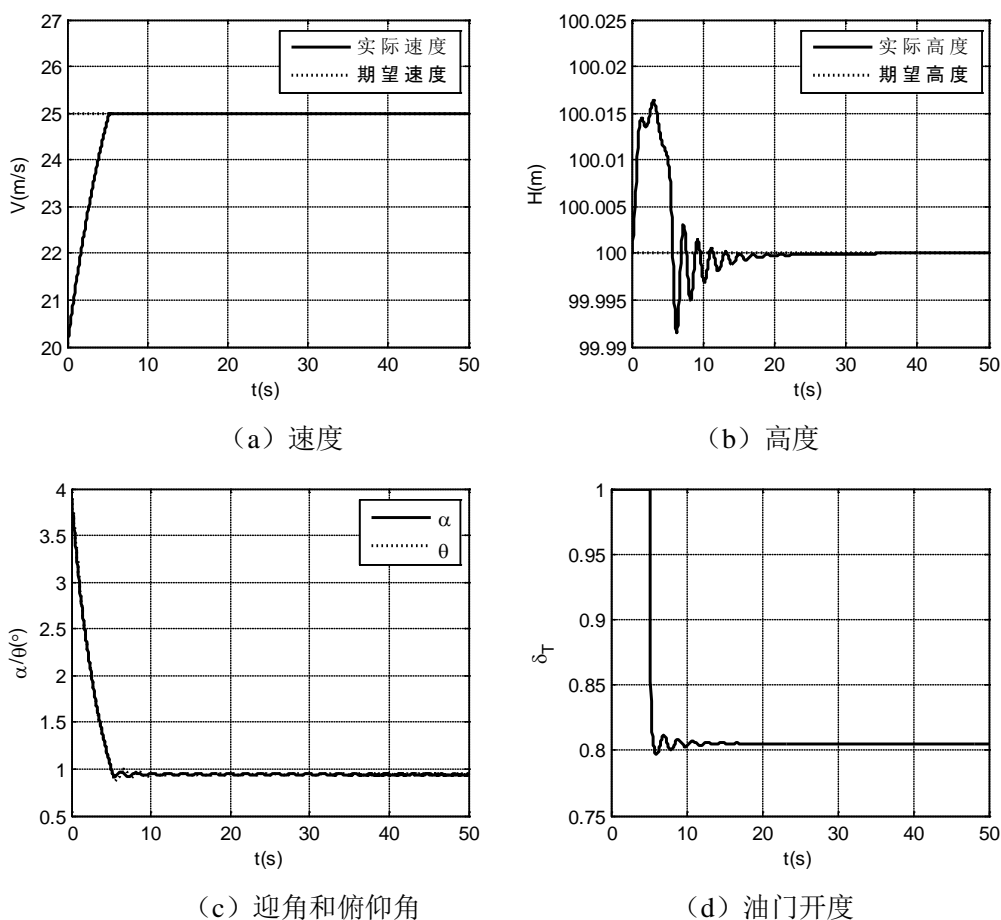


图 4.3 无人机速度变化时各状态量和控制量响应曲线

(2) 验证高度指令跟踪。无人机保持 $V=20\text{m/s}$ ， $\psi=0^\circ$ 飞行，初始飞行高度保持在 100m ，0 秒时高度指令增加到 110m 。

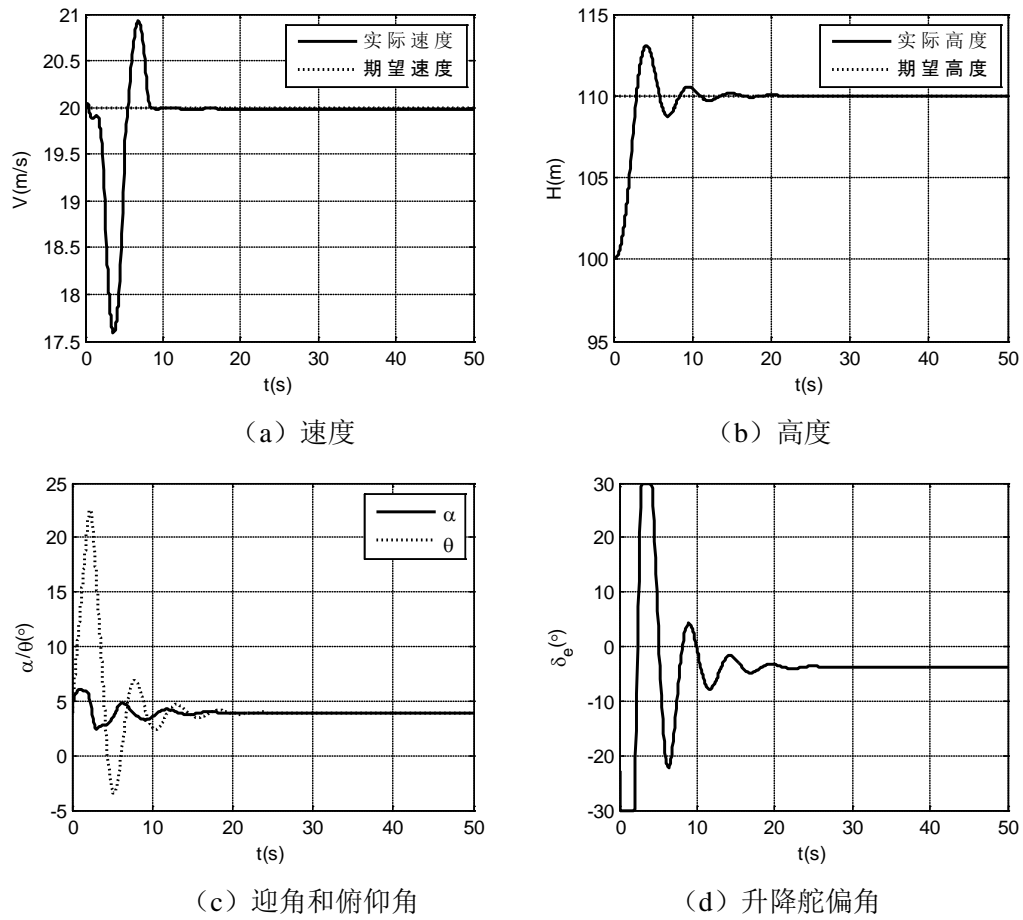
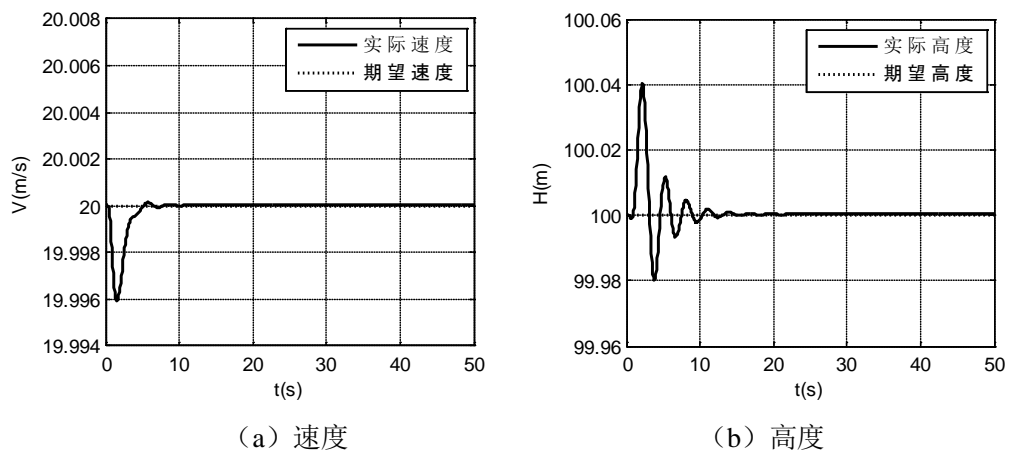
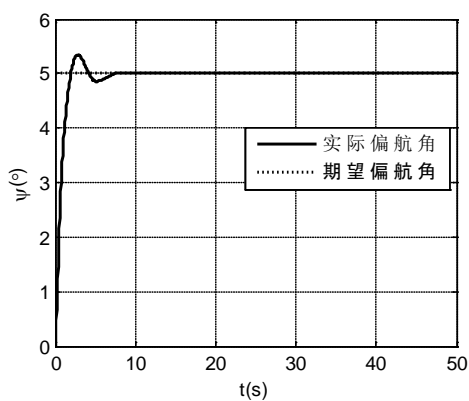


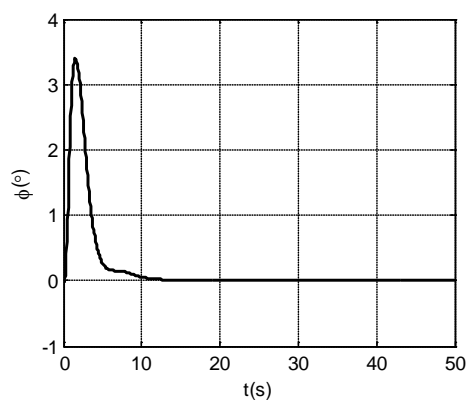
图 4.4 无人机高度变化时各状态量和控制量响应曲线

(3) 验证偏航角指令跟踪。无人机保持 $V=20\text{m/s}$, $H=100\text{m}$ 飞行, 初始偏航角保持在 $\psi=0^\circ$, 0 秒时偏航角指令增加到 $\psi=5^\circ$ 。

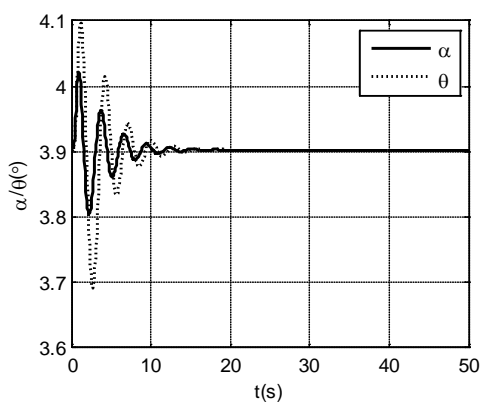




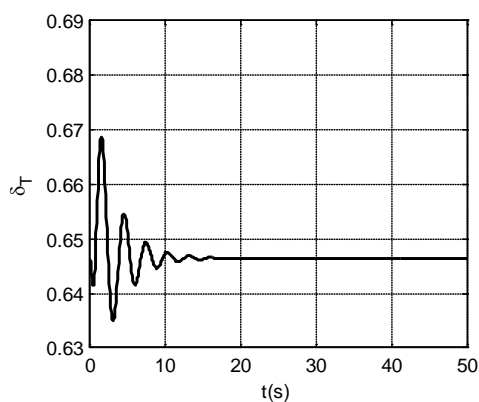
(c) 偏航角



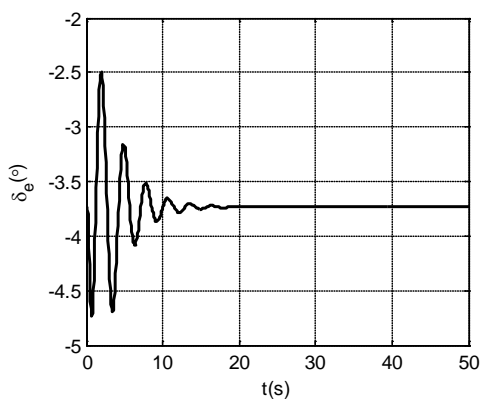
(d) 滚转角



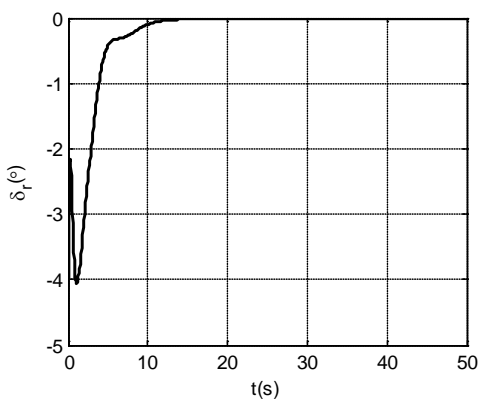
(e) 迎角和俯仰角



(f) 油门开度



(g) 升降舵偏角



(h) 方向舵偏角

图 4.5 无人机偏航角变化时各状态量和控制量响应曲线

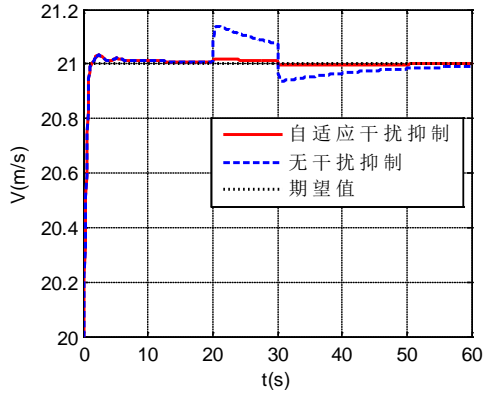
由图 4.3~图 4.5 可知，当无人机未受到外界干扰的作用时，所设计的自适应飞行控制系统能够使得无人机跟踪给定的速度指令 V_c 、高度指令 H_c 和航向角指令 ψ_c ，并且保证了整个闭环系统稳定、有界。

2. 无人机受到干扰时飞行控制仿真验证

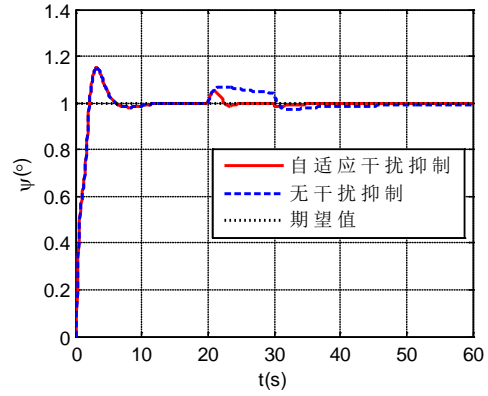
假设无人机开始保持飞行速度 20m/s，高度 $H=100\text{m}$ ，偏航角 $\psi=0^\circ$ 飞行，0 秒时速度指令

增加 1m/s ，偏航角指令增加 1° 。在 $20\sim 30$ 秒时，无人机的速度和偏航角通道受到外界扰动的影响，分别用标称控制器(4-17)和设计的自适应干扰抑制器(4-26)进行无人机的指令跟踪对比仿真验证。

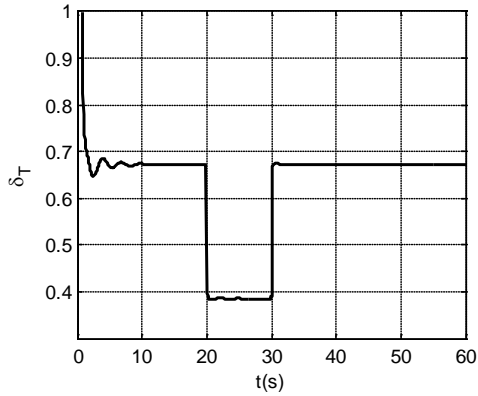
(1) 无人机受到常值扰动，且扰动值为 $f_v = 1$ ， $f_\psi = 0.1$ 。



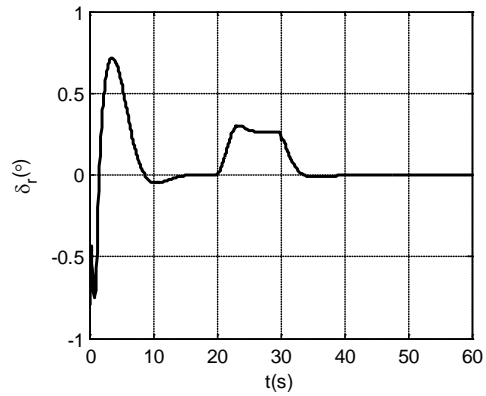
(a) 速度



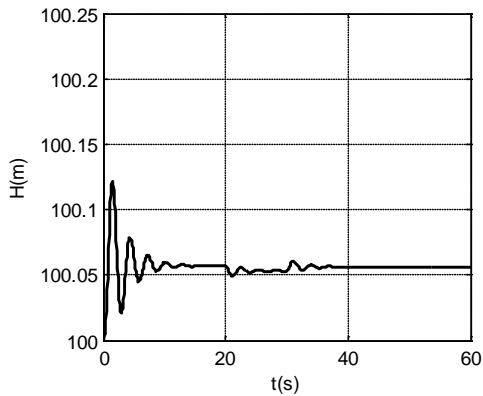
(b) 偏航角



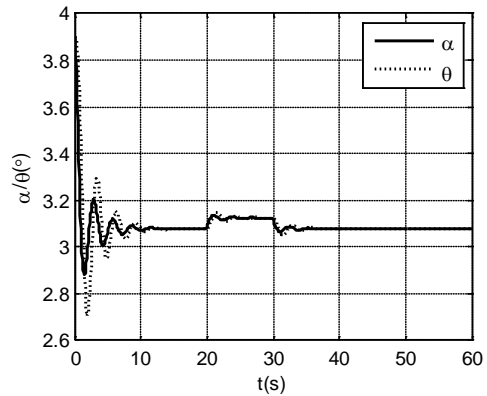
(c) 油门开度



(d) 方向舵偏角



(e) 高度



(f) 迎角和俯仰角

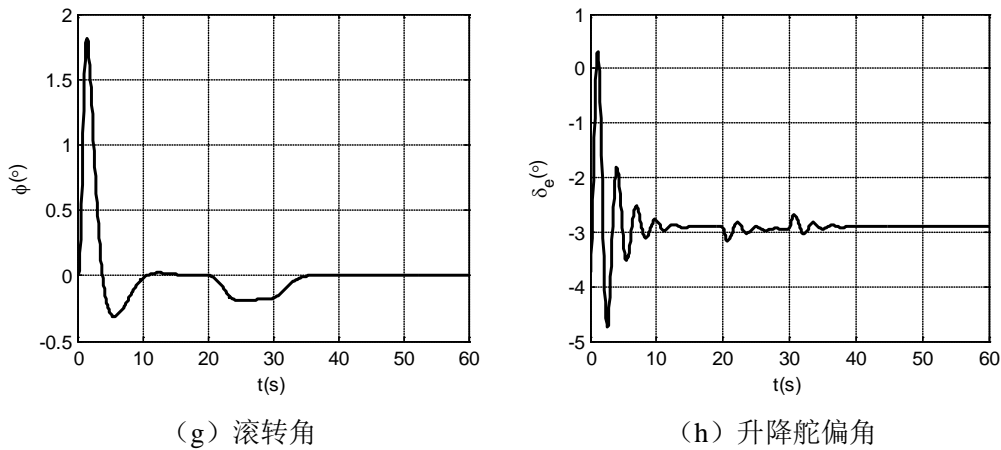
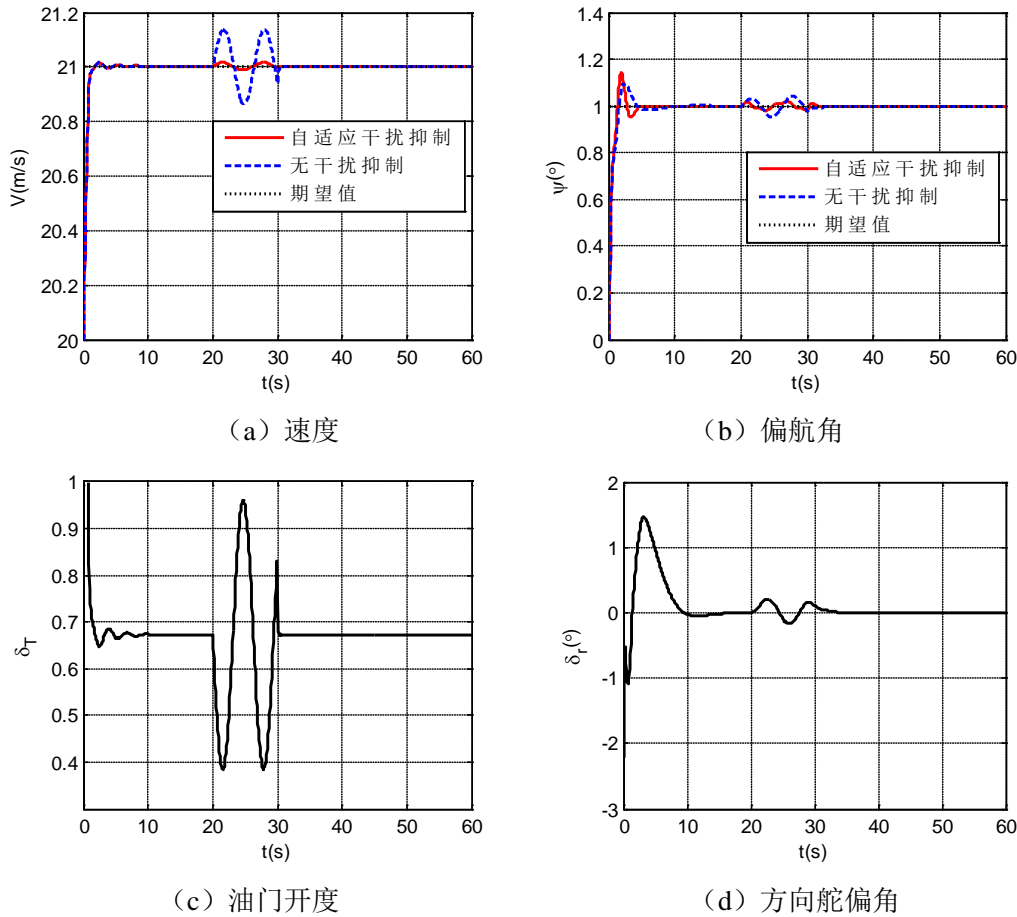


图 4.6 无人机受常值扰动时各状态量和控制量响应曲线

(2) 无人机受到时变扰动，且扰动值为 $f_v = \sin(t - 20)$ ， $f_\psi = 0.1\sin(t - 20)$ 。



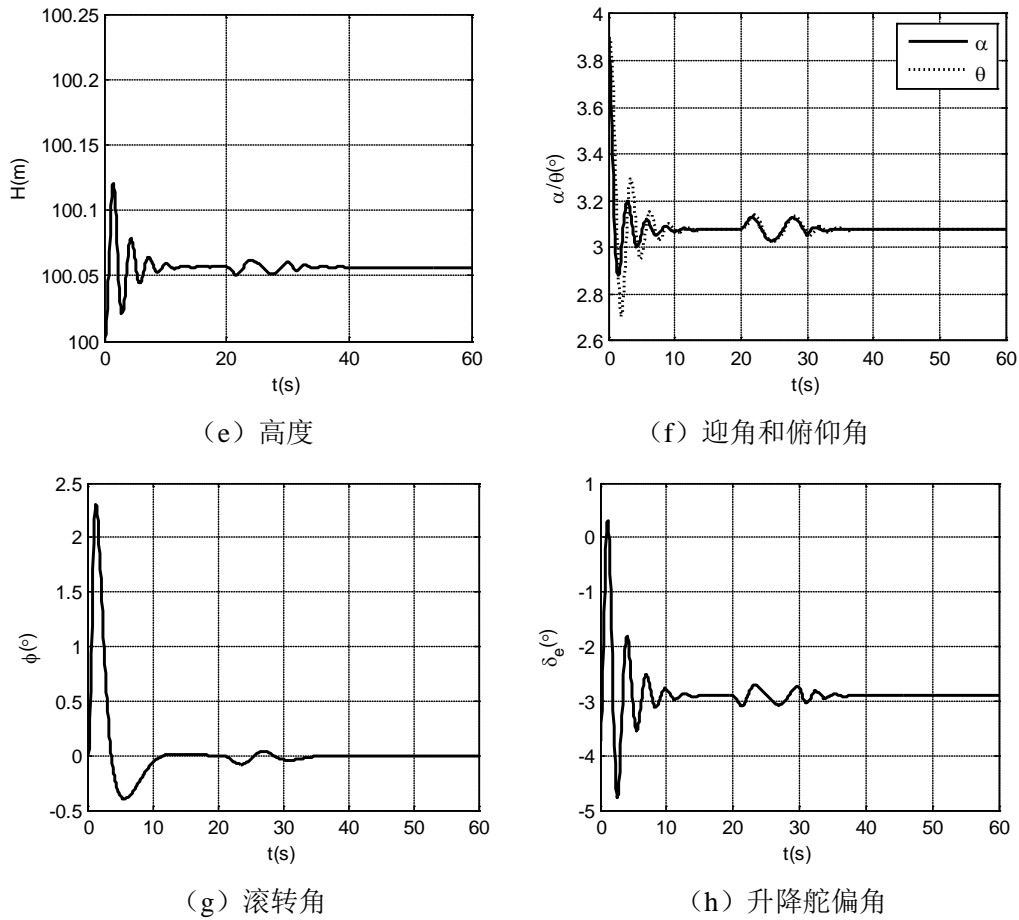


图 4.7 无人机受时变扰动时各状态量和控制量响应曲线

图 4.6~图 4.7 的仿真结果表明，当无人机受到未知外界干扰时，标称控制器在干扰作用时间内无法抑制扰动带来的跟踪误差，控制效果不理想；而自适应干扰抑制器能够根据跟踪误差在线调节自适应控制律，抑制扰动的影响，使得无人机在受扰动时间内仍能较为精准地跟踪给定指令，且保证了闭环系统稳定、有界。

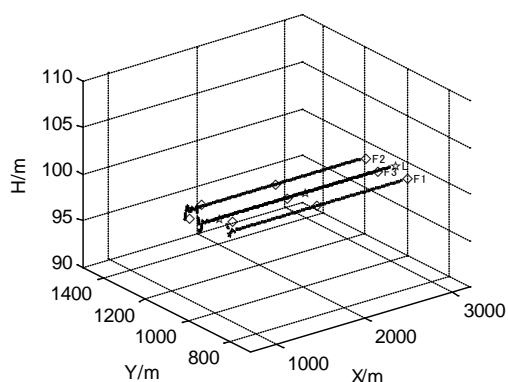
4.5.2 无人机自适应编队队形保持控制仿真验证

1. 编队队列未受扰动时的队形保持

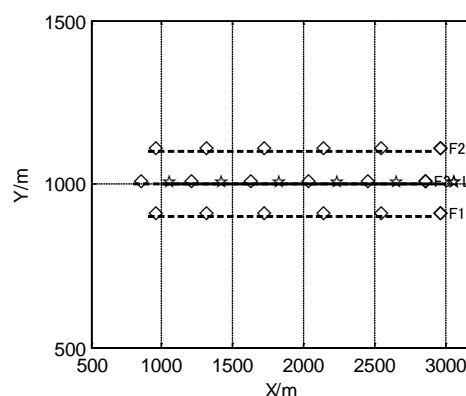
四架无人机组成菱形编队，初始飞行速度保持在 20m/s ，高度 $H=100\text{m}$ ，偏航角 $\psi=0^\circ$ 。长机和各僚机的初始位置及期望相对距离关系如表 4.1 所示，当无人机未受到扰动影响，即 f_{ψ_i} 和 f_{ψ_i} 均为零时，验证编队队形保持控制。

表 4.1 无人机初始位置及期望相对距离信息 (二)

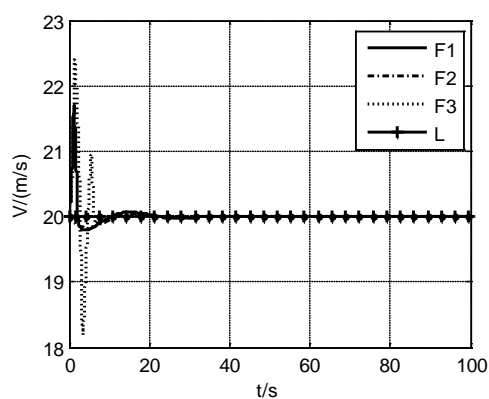
飞机编号	初始位置 (X,Y,H)	与长机的期望相对距离 (dx,dy,dz)
L	(1000,1000,100)	——
F1	(899,899,101)	(-100,-100,0)
F2	(901,1101,99)	(-100,100,0)
F3	(798,1002,102)	(-200,0,0)



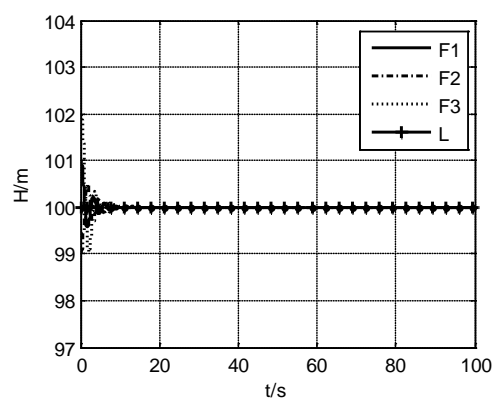
(a) 三维航迹



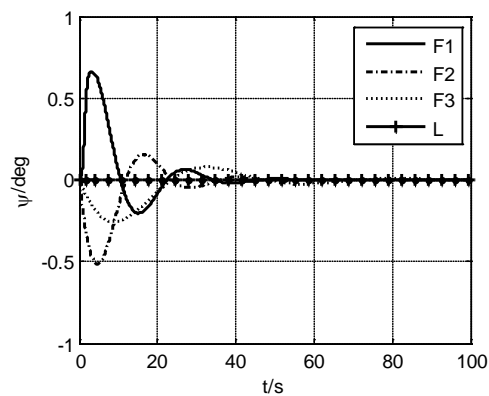
(b) X-Y 平面航迹



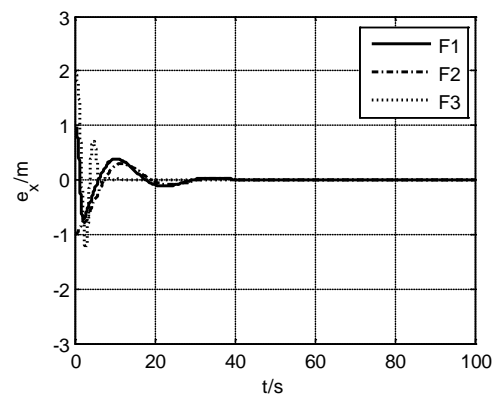
(c) 速度



(d) 高度



(e) 偏航角



(f) 纵向距离误差

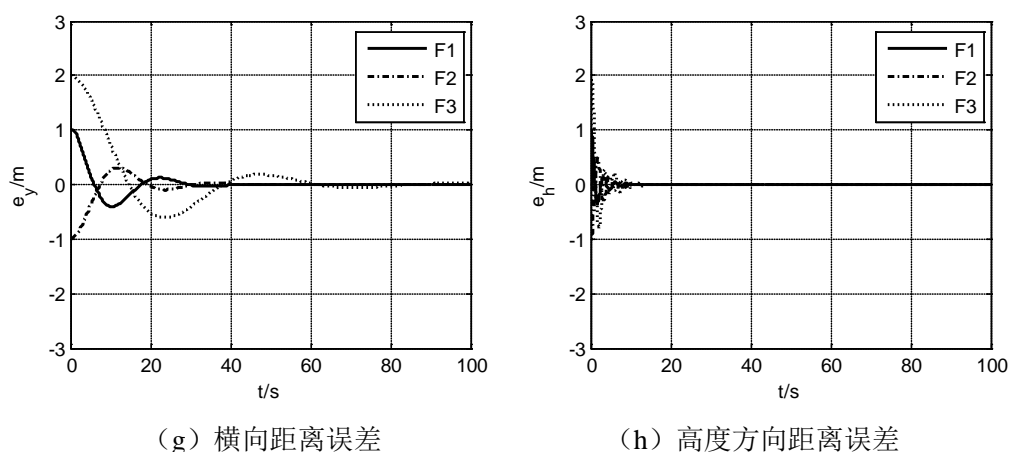


图 4.8 无人机未受扰动时编队队形保持仿真曲线

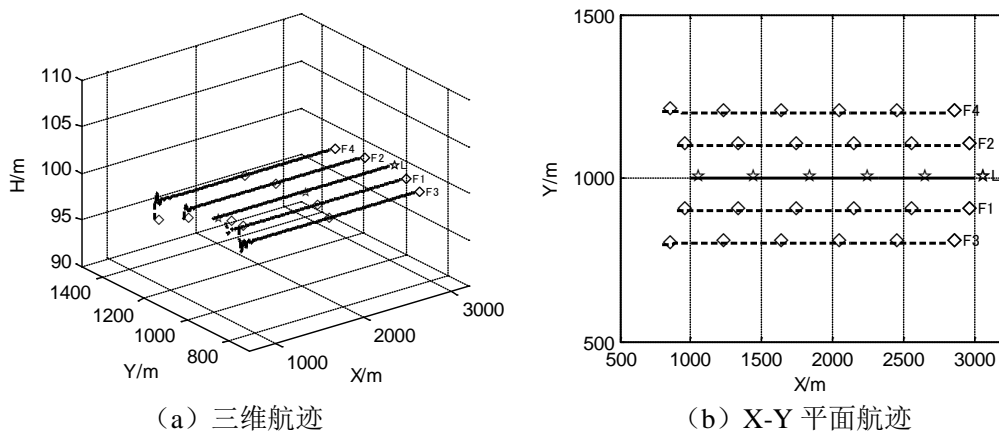
由图 4.8 可知，当无人机未受到扰动时，在自适应编队控制系统的作用下，僚机能够跟踪给定的控制指令，且能够消除队形的初始偏差，各僚机最终保持与长机的相对位置，实现编队队形的保持控制。

2. 编队队列受到常值扰动时的队形保持

五架无人机组成楔形编队，初始飞行速度保持在 20m/s，高度 $H=100\text{m}$ ，偏航角 $\psi=0^\circ$ 。长机和各僚机的初始位置及期望相对位置关系如表 4.2 所示，当无人机在 50 秒受到常值扰动影响，且扰动值为 $f_{vi}=2$ ， $f_{\psi i}=0.1$ 时，验证编队队形保持控制。

表 4.2 无人机初始位置及期望相对距离信息（三）

飞机编号	初始位置 (X,Y,H)	与长机的期望相对距离 (dx,dy,dz)
L	(1000,1000,100)	——
F1	(899,899,101)	(-100,-100,0)
F2	(901,1101,99)	(-100,100,0)
F3	(798,798,102)	(-200,-200,0)
F4	(802,1202,98)	(-200,200,0)



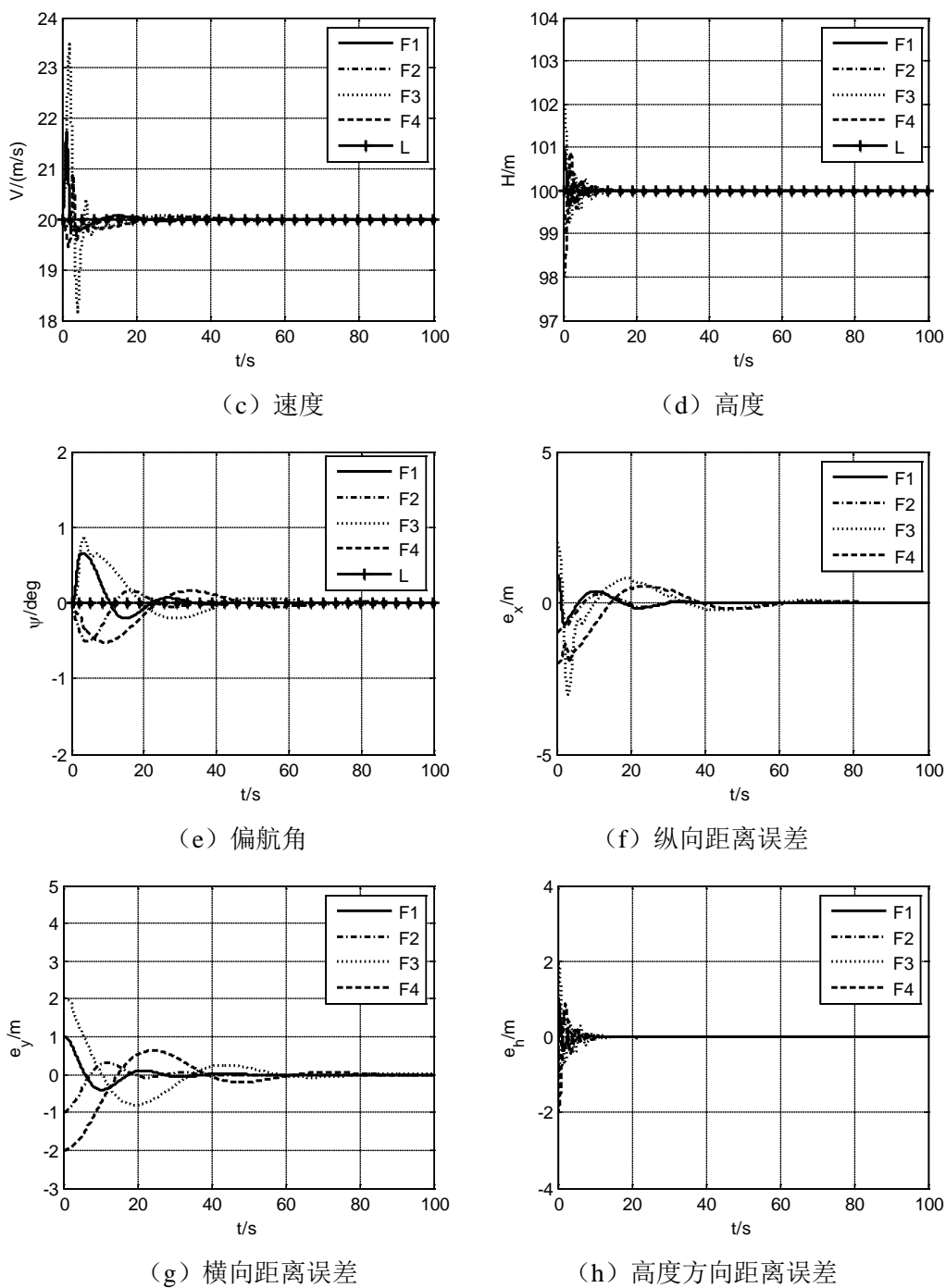


图 4.9 无人机受常值扰动时编队队形保持仿真曲线

由图 4.9 可以看出, 当无人机编队队列受到未知常值干扰作用时, 自适应编队控制器能够抑制队形误差, 并给出每架无人机的控制指令。同时, 在自适应干扰抑制器的作用下, 每架无人机能够精准地跟踪给定指令, 编队队形得到保持, 且整个闭环系统稳定、有界。

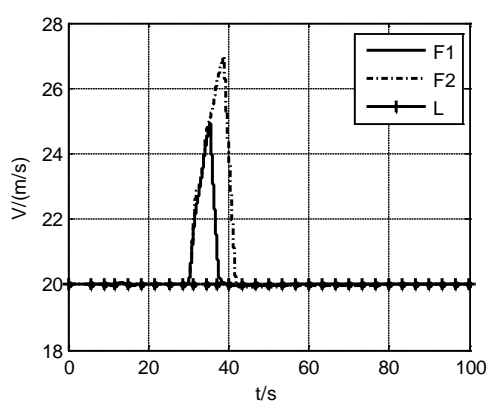
4.5.3 无人机自适应编队队形重构控制仿真验证

1. 纵向编队变换为楔形紧密编队

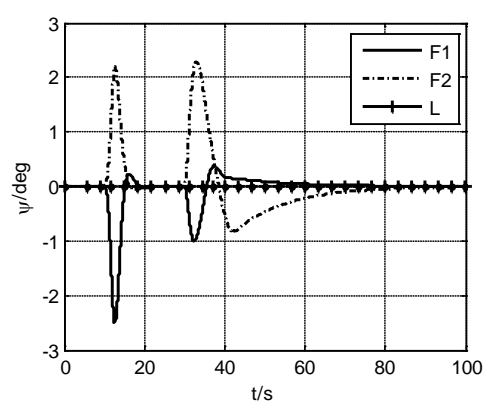
三架无人机编队开始呈纵向排列, 初始飞行速度为 20m/s , 高度为 $H=100\text{m}$, 偏航角为 $\psi=0^\circ$ 。0 秒时队形指令发生变化, 变换为楔形紧密编队, 各无人机的初始位置及期望相对距离关系如表 4.3 所示。

表 4.3 无人机初始位置及期望相对距离信息 (四)

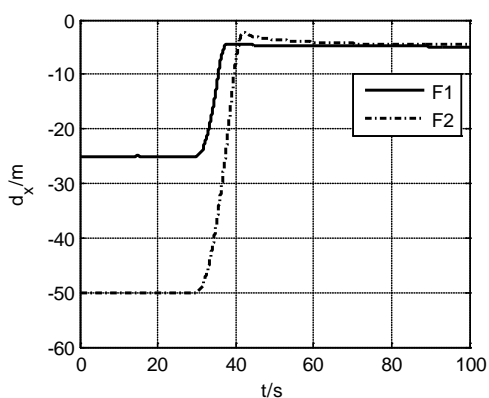
飞机编号	初始位置 (X,Y,H)	与长机的期望相对距离 (dx,dy,dz)
L	(1000,1000,100)	——
F1	(975,1000,100)	(-5,-1.96,0)
F2	(950,1000,100)	(-5, 1.96,0)



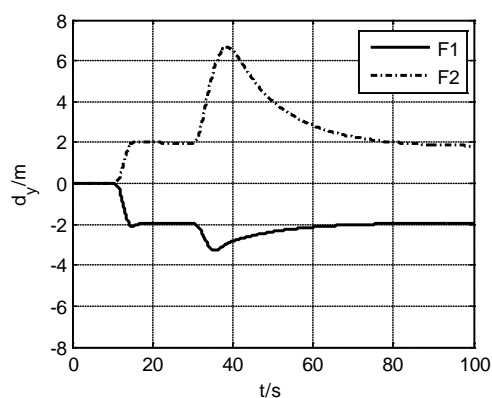
(a) 速度



(b) 偏航角



(c) 各僚机与长机的纵向距离



(d) 各僚机与长机的横向距离

图 4.10 由纵向编队变为楔形紧密编队仿真曲线

2. 纵向编队变换为菱形编队

四架无人机编队初始纵向排列, 初始飞行速度为 20m/s , 高度为 $H=100\text{m}$, 偏航角为 $\psi=0^\circ$ 。0 秒时队形指令发生变化, 变换为菱形编队, 各无人机的初始位置及期望相对距离关系如表 4.4

所示。

表 4.4 无人机初始位置及期望相对距离信息（五）

飞机编号	初始位置 (X,Y,H)	与长机的期望相对距离 (dx,dy,dz)
L	(1000,1000,100)	---
F1	(950,1000,100)	(-10,-10,0)
F2	(900,1100,100)	(-10,10,0)
F3	(850,1100,100)	(-20, 0,0)

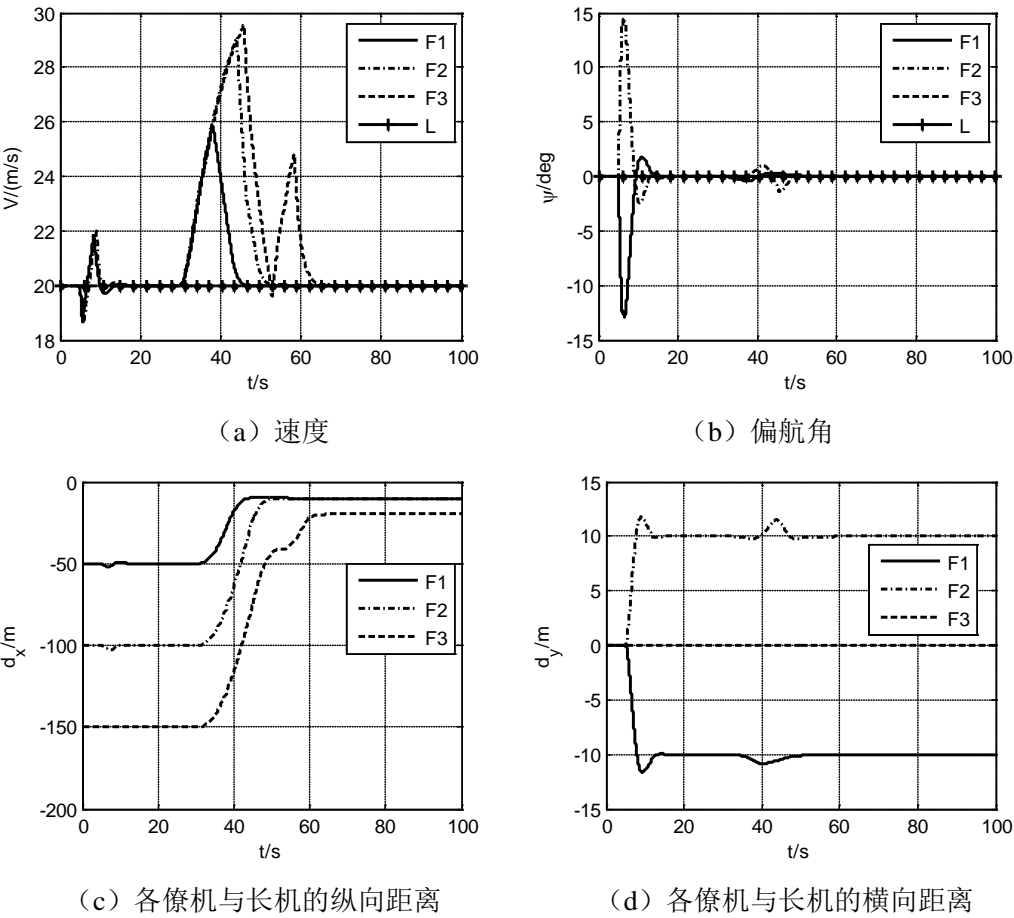


图 4.11 由纵向编队变为菱形编队仿真曲线

由图 4.10~图 4.11 可以看出，当编队队形由纵向排列发生变化时，为了避免碰撞，各无人机首先根据分配的期望位置，由中线向两侧飞行，拉开横向之间的距离。当横向达到安全距离之后，再开始调整无人机的纵向距离至期望的相对距离，最终构成新的编队队形。

4.6 本章小结

本章首先设计了无人机自适应编队飞行控制系统结构，主要包括无人机自适应飞行控制系统和无人机自适应编队队形控制系统。然后针对受到外界不确定干扰的无人机，基于状态反馈输出跟踪自适应控制方法为无人机设计了飞行控制系统，保证了无人机在参数不确定性和受未知外界扰动的环境下，能够跟踪给定指令并稳定地飞行。接着，考虑到编队队列受到未知外界常值扰动的环境下，设计自适应编队队形控制器，抑制扰动的影响，消除编队中的相对位置误差，从而得到僚机的控制指令。最后对所设计的无人机飞行控制系统和无人机编队队形控制器进行了仿真验证。仿真结果表明，在无人机自适应飞行控制系统和自适应编队队形控制器的作用下，各无人机能够按照指定的队形实现编队队形保持和重构。

第五章 无人机编队自适应容错控制

5.1 无人机编队飞行故障问题

无人机在编队飞行时经常会发生故障，这种故障的产生可能来自各种不利的飞行条件，如风扰动、机翼结冰等。不确定的故障会严重地导致系统性能恶化，这种恶化可能在很大程度上危及系统的性能和安全性。

编队中的无人机是否保持稳定的队形决定了无人机编队能否顺利执行任务。基于长机-僚机模式的无人机群，如果其中几架僚机发生了结构故障，则无法准确地实现指令跟踪，导致其偏离理想的位置，甚至出现碰撞；如果出现通信故障，会导致以长机为参考点的僚机指令信息接收延迟，无法做出合适的机动动作，造成其掉队而产生队形误差，影响编队中无人机位置的正常计算以及编队任务的正常执行。为了提高编队控制的可靠性，需要实现无人机编队的容错控制。在实际飞行中，系统和参数的不确定性增加了控制系统设计的难度。

5.1.1 故障的作用形式

无人机受到的故障形式可分为机翼结构损伤、执行器故障、传感器故障等等，均会对无人机的模型造成一定的影响。这里考虑无人机结构损伤的情况。

当结构发生损伤时，空气动力、空气动力矩和油门都具有参数不确定性和结构变化性。因此，无人机的动力学模型将会产生不确定的结构变化：

$$\begin{cases} \dot{V} = (T \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta - D + G_{xa} \cdot m \cdot V) / m + \Delta f_1 \\ \dot{\alpha} = (-T \cdot \sin \alpha - L + m \cdot V (-p \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta + q \cdot \cos \beta - r \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta) + G_{za}) / mV + \Delta f_2 \\ \dot{q} = c_5 pr - c_6 (p^2 - r^2) q + c_7 M + \Delta f_3 \\ \dot{\theta} = q \cdot \cos \phi - r \cdot \sin \phi \\ \dot{\beta} = (-T \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta + Y - m \cdot V (-p \cdot \sin \alpha + r \cdot \cos \alpha) + G_{ya} \cdot m \cdot V \cdot \cos \beta) / mV + \Delta f_4 \\ \dot{p} = (c_1 r + c_2 p) q + c_3 \bar{L} + c_4 N + \Delta f_5 \\ \dot{r} = (c_8 p + c_9 r) q + c_4 \bar{L} + c_9 N + \Delta f_6 \\ \dot{\phi} = p + q \cdot \sin \phi \cdot \tan \theta + r \cdot \cos \phi \cdot \tan \theta \\ \dot{\psi} = (q \cdot \sin \phi + r \cdot \cos \phi) / \cos \theta \end{cases} \quad (5-1)$$

式中具体字母的含义已在第二章中介绍过， $\Delta f_i, i=1,2,\dots,6$ 表示在结构损伤情况下的结构变化。当 $\Delta f_i = 0, i=1,2,\dots,6$ 时，表示无人机未发生结构损伤。

5.1.2 容错控制的问题描述

当无人机发生故障而导致结构具有不确定性时，需要针对含有故障的无人机系统进行控制

器设计。在 2.3 节得到的纵向与横侧向线性方程的基础上，加入故障产生的常数项，分别得到纵向与横侧向控制系统。

1. 纵向控制系统

纵向控制系统表示为：

$$\Delta \dot{x}_{lon}(t) = A_{lon} \Delta x_{lon}(t) + B_{lon} \Delta u_{lon}(t) + f_{0lon} \quad (5-2)$$

其中， $\Delta x_{lon}(t) = [\Delta V, \Delta \alpha, \Delta q, \Delta \theta, \Delta H]^T$ ， $\Delta u_{lon}(t) = [\Delta \delta_e, \Delta \delta_r]^T$ ， (A_{lon}, B_{lon}) 为未知系统，它是由有限个分段系统 $(A_{loni}, B_{loni}), i=1, 2, \dots, N$ 组成的； f_{0lon} 为故障引起的结构变化，由有限个分段偏差函数 $f_{0loni}, i=1, 2, \dots, N$ 组成。那么， $A_{lon} = A_{loni}$ ， $B_{lon} = B_{loni}$ ， $f_{0lon} = f_{0loni}$ ， $t \in [t_{i-1}, t_i), i=1, 2, \dots, N$ 且 $t_0 = 0, t_N = \infty$ ，即系统至多会发生 $N-1$ 次故障。由于发生故障，纵向系统 $(A_{lon}, B_{lon}, f_{0lon})$ 与发生故障之前不相同。假设不确定故障发生在 $t = T_d$ 时刻，系统变化前后表示为：

$$(A_{lon}, B_{lon}, f_{0lon}) = \begin{cases} (A_{lon_n}, B_{lon_n}, f_{0lon_n}), t \leq T_d \\ (A_{lon_d}, B_{lon_d}, f_{0lon_d}), t > T_d \end{cases} \quad (5-3)$$

其中， $(A_{lon_n}, B_{lon_n}, f_{0lon_n})$ 表示未受故障时的不确定标称系统， $(A_{lon_d}, B_{lon_d}, f_{0lon_d})$ 表示受故障后的不确定系统。

纵向容错控制器的设计目标是使得无人机跟踪给定的速度指令 V_c 和高度指令 H_c 。因此，选择速度偏差 ΔV 和高度偏差 ΔH 作为纵向控制系统的输出信号，则输出表达式为：

$$\Delta y_{lon}(t) = C_{lon} \Delta x_{lon}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Delta x_{lon}(t) = \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta H \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

2. 横侧向控制系统

横侧向控制系统表示为：

$$\Delta \dot{x}_{lat}(t) = A_{lat} \Delta x_{lat}(t) + B_{lat} \Delta u_{lat}(t) + f_{0lat} \quad (5-5)$$

其中， $\Delta x_{lat}(t) = [\Delta \beta, \Delta p, \Delta r, \Delta \phi, \Delta \psi]^T$ ， $\Delta u_{lat}(t) = [\Delta \delta_a, \Delta \delta_r]^T$ ， A_{lat}, B_{lat} 为未知参数矩阵， f_{0lat} 为故障引起的结构变化，其组成结构与 f_{0lon} 相同。由于发生故障，横侧向系统 $(A_{lat}, B_{lat}, f_{0lat})$ 与发生故障之前不相同。假设不确定故障发生在 $t = T_d$ 时刻，系统变化前后表示为：

$$(A_{lat}, B_{lat}, f_{0lat}) = \begin{cases} (A_{lat_n}, B_{lat_n}, f_{0lat_n}), t \leq T_d \\ (A_{lat_d}, B_{lat_d}, f_{0lat_d}), t > T_d \end{cases} \quad (5-6)$$

其中， $(A_{lat_n}, B_{lat_n}, f_{0lat_n})$ 表示未受故障时的不确定标称系统， $(A_{lat_d}, B_{lat_d}, f_{0lat_d})$ 表示受故障后的不确定系统。

横侧向容错控制器的设计目标是使得无人机跟踪给定的滚转角指令 $\phi_c = 0$ 和偏航角指令 φ_c 。因此，选择滚转角偏差 $\Delta \phi$ 和偏航角偏差 $\Delta \varphi$ 作为横侧向控制系统的输出信号，则输出表达

式为:

$$\Delta y_{lat}(t) = C_{lat} \Delta x_{lat}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Delta x_{lat}(t) = \begin{bmatrix} \Delta \phi \\ \Delta \psi \end{bmatrix} \quad (5-7)$$

5.1.3 自适应容错控制设计假设条件

无人机飞行控制系统设计采用基于状态反馈输出跟踪的自适应容错控制方法, 需要满足以下假设条件:

假设 5.1: (A_i, B_i) 是可镇定的, (A_i, C_i) 是可观测的, $G_i(s) = C_i(sI - A_i)^{-1} B_i, i = 1, 2, \dots, N$ 的所有零点都稳定。

假设 5.2: $G_i(s)$ 严格有理, 满秩, 并且存在已知的关联矩阵 $\xi_m(s)$, 对于所有的 $G_i(s)$ 来说都保持不变。

假设 5.3: 高频增益矩阵 $K_{pi} = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_m(s) G_i(s)$ 的所有顺序主子式 $\Delta_{ij}, i = 1, 2, \dots, N, j = 1, 2, \dots, M$ 不为零, 且符号是已知的, 使得 $\text{sign}[\Delta_{pj}] = \text{sign}[\Delta_{qj}], p, q = 1, 2, \dots, N, j = 1, 2, \dots, M$ 。即在故障发生前后, 符号保持不变。

假设 5.1 是保证对象和模型稳定, 且能满足匹配条件的必要条件; 假设 5.2 保证了在发生故障前后, 无人机均能跟踪同一个参考模型的输出; 假设 5.3 是设计自适应控制律的必要条件。

5.1.4 高频增益矩阵的分解

在自适应控制设计时, 高频增益矩阵 K_p 对自适应控制律的构建至关重要。在 K_p 的所有顺序主子式都不为零的情况下, 应用以下几种矩阵分解思想来获得 K_p 。

1. LDU 分解

令 $\Delta_i, i = 1, 2, \dots, M$ 为 K_p 的顺序主子式, 假设 $\Delta_i \neq 0, i = 1, 2, \dots, M$ 。那么 K_p 有唯一的 LDU 分解:

$$K_p = LDU \quad (5-8)$$

其中, L 为单位下三角矩阵, U 为单位上三角矩阵, 且

$$D = \text{diag} \{d_1^*, d_2^*, \dots, d_M^*\} = \text{diag} \left\{ \Delta_1, \frac{\Delta_2}{\Delta_1}, \dots, \frac{\Delta_M}{\Delta_{M-1}} \right\} \quad (5-9)$$

对于未知矩阵 K_p 的 LDU 分解, 假设 $\Delta_i, i = 1, 2, \dots, M$ 的符号是已知的, 那么由式(5-9), $d_i^*, i = 1, 2, \dots, M$ 的符号也已知。这一假设被用来构建稳定的自适应参数估计策略。

2. LDS 分解

与 LDU 分解类似, K_p 存在不唯一的 LDS 分解:

$$K_p = L_s D_s S \quad (5-10)$$

其中, $S \in R^{M \times M}$, $S = S^T > 0$, $L_s \in R^{M \times M}$ 为单位下三角矩阵, 且

$$D_s = \text{diag} \{s_1^*, s_2^*, \dots, s_M^*\} = \text{diag} \left\{ \text{sign}[\Delta_1] \gamma_1, \text{sign} \left[\frac{\Delta_2}{\Delta_1} \right] \gamma_2, \dots, \text{sign} \left[\frac{\Delta_M}{\Delta_{M-1}} \right] \gamma_M \right\} \quad (5-11)$$

$\gamma_i > 0, i = 1, 2, \dots, M$ 可任意选取。

由 K_p 的 LDS 分解, 结合 LDU 分解可知, $L_s = L D_s U^{-T} D_s^{-1}$, $S = U^T D_s^{-1} D U$ 。 D_s 的选择不是唯一的, 作为可调增益来调节自适应控制律。

5.2 无人机自适应容错飞行控制系统设计

本节针对 5.1.2 节中发生故障的无人机飞行控制系统, 采用状态反馈输出跟踪自适应控制方法设计控制器, 用来适应系统参数不确定性 (A, B, C) , 以及补偿由于结构损伤造成的未知动力学偏差 f_0 。

5.2.1 状态反馈输出跟踪自适应容错控制算法结构

当无人机发生结构损伤时, 基于状态反馈输出跟踪自适应控制的纵向容错控制器和横侧向容错控制器的设计方法相同, 因此在设计时将两个控制器合起来设计。则统一的无人机受故障的模型为:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}(t) = A \Delta x(t) + B \Delta u(t) + f_0 \\ \Delta y(t) = C \Delta x(t) \end{cases} \quad (5-12)$$

其中, A, B 为未知参数矩阵。控制器的设计目标是使得所有闭环信号有界、稳定, 并且使得输出偏差 $\Delta y(t)$ 跟踪给定的参考输出 $\Delta y_m(t)$ 。参考输出 $\Delta y_m(t)$ 是通过参考模型产生的, 其表达式为:

$$\Delta y_m(t) = W_m(s) [\Delta r](t) \quad (5-13)$$

其中, $\Delta r \in R^M$ 是有界的外界参考输入信号, 这里定义 $W_m(s) [\Delta r](t)$ 代表系统 $W_m(s)$ 的输出。

为了补偿系统(5-12)中的不确定变化项 f_0 , 状态反馈控制器结构为:

$$\Delta u(t) = K_1^T(t) \Delta x(t) + K_2(t) \Delta r(t) + k_3(t) \quad (5-14)$$

其中, $k_3(t)$ 是对未知常值补偿项的自适应估计量, $K_1(t), K_2(t)$ 是对标称参数 $K_1^* \in R^{n \times M}, K_2^* \in R^{M \times M}$ 的自适应估计值, 满足以下匹配条件:

$$\begin{cases} C(sI - A - BK_1^{*T})^{-1} BK_2^* = W_m(s) \\ K_2^* = K_p^{-1} \end{cases} \quad (5-15)$$

对于每一次结构损伤的情况, $K_p = K_{pi} = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_m(s) G_i(s), i = 1, 2, \dots, N$ 。

为了推导标称值 k_3^* , 选择标称控制器形式如下:

$$\Delta u^*(t) = K_1^{*T} \Delta x(t) + K_2^* \Delta r(t) + k_3^* \quad (5-16)$$

其中, $K_1^* \in R^{n \times M}$, $K_2^* \in R^{M \times M}$, $k_3^* \in R^M$ 是标称控制器参数, k_3^* 用来抑制由损伤产生的变化 f_0 , 使得系统(5-12)满足(5-15)的匹配条件。将式(5-16)代入系统(5-12)中, 在 s 域中, 闭环系统变为:

$$\Delta y(s) = C(sI - A - BK_1^{*T})^{-1} BK_2^* r(s) + \Delta(s) \quad (5-17)$$

其中,

$$\Delta(s) = C(sI - A - BK_1^{*T})^{-1} \left(B \frac{k_3^*}{s} + \frac{f_0}{s} \right) \quad (5-18)$$

由参考模型系统(5-13)和匹配条件(5-15), 在 s 域中的输出跟踪误差为:

$$e(s) = \Delta y(s) - \Delta y_m(s) = \Delta(s) \quad (5-19)$$

运用拉普拉斯终值定理, 可得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta(s) = Dk_3^* + d \quad (5-20)$$

其中, $D = -C(A + BK_1^{*T})^{-1} B$, $d = -C(A + BK_1^{*T})^{-1} f_0$, 则 k_3^* 的表达式为:

$$k_3^* = -D^{-1}d \quad (5-21)$$

由(5-20)-(5-21), 以及 $\delta(t) = L^{-1}[\Delta(s)]$, 可得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = 0 \quad (5-22)$$

由假设 5.2 可知, 所有的不确定系统 $(A_i, B_i, C_i), i=1, 2, \dots, N$ 具有相同的关联矩阵 $\xi_m(s)$ 。那么基于匹配条件(5-15)和(5-21), 存在标称控制器(5-16)使得所有系统 $(A_i, B_i, C_i), i=1, 2, \dots, N$ 的输出跟踪给定的参考模型的输出(5-13)。

将自适应容错控制器(5-14)代入系统(5-12)中, 可得:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}(t) = (A + BK_1^{*T})\Delta x(t) + BK_2^* \Delta r(t) + Bk_3^* + f_0 + B\tilde{K}_1^T(t)\Delta x(t) + B\tilde{K}_2(t)\Delta r(t) + B\tilde{k}_3(t) \\ \Delta y(t) = C\Delta x(t) \end{cases} \quad (5-23)$$

其中, $\tilde{K}_1^T(t) = K_1^T(t) - K_1^{*T}$, $\tilde{K}_2(t) = K_2(t) - K_2^*$, $\tilde{k}_3(t) = k_3(t) - k_3^*$ 。由参考模型(5-13), 匹配条件(5-15)、(5-21)和(5-22), 输出跟踪误差为:

$$e(t) = \Delta y(t) - \Delta y_m(t) = W_m(s)K_p[\tilde{\Theta}^T \omega](t) + \delta(t) \quad (5-24)$$

其中, $\Theta^{*T} = [K_1^{*T}, K_2^*, k_3^*]$, $\Theta^T(t) = [K_1^T(t), K_2(t), k_3(t)]$, $\tilde{\Theta}(t) = \Theta(t) - \Theta^*$, $\omega(t) = [\Delta x^T(t), \Delta r^T(t), 1]^T$ 。

5.2.2 基于 LDS 矩阵分解法的自适应容错控制算法设计

为了解决高频增益矩阵 K_p 的不确定性, 使用 5.2 节中 K_p 的 LDS 分解方法:

$$K_p = L_s D_s S \quad (5-25)$$

其中, $S \in R^{M \times M}$, $S = S^T > 0$, $L_s \in R^{M \times M}$ 为单位下三角矩阵, 且

$$D_s = \text{diag} \{s_1^*, s_2^*, \dots, s_M^*\} = \text{diag} \left\{ \text{sign}[\Delta_1] \gamma_1, \text{sign} \left[\frac{\Delta_2}{\Delta_1} \right] \gamma_2, \dots, \text{sign} \left[\frac{\Delta_M}{\Delta_{M-1}} \right] \gamma_M \right\} \quad (5-26)$$

$\gamma_i > 0, i=1, 2, \dots, M$ 可任意选取。

为了得到自适应控制器的参数 $K_1(t)$, $K_2(t)$ 和 $k_3(t)$ 的控制律, 需要建立跟踪误差方程。将 K_p 的 LDS 分解(5-25)代入(5-24), 且忽略 $\delta(t)$ 项, 得到跟踪误差方程为:

$$L_s^{-1} \xi_m(s) [e](t) = D_s S \tilde{\Theta}^T(t) \omega(t) \quad (5-27)$$

由于 $\xi_m(s)$ 是非真矩阵, 信号 $\xi_m(s) [e](t)$ 是不可得的。引入 $h(s) = 1/f_h(s)$, 其中, $f_h(s)$ 为稳定的首一多项式, 且阶数等于 $\xi_m(s)$ 的阶数。将式(5-27)两边都乘以 $h(s)I_M$, 得到:

$$\bar{e}(t) + [0, \theta_2^{*T} \eta_2(t), \theta_3^{*T} \eta_3(t), \dots, \theta_M^{*T} \eta_M(t)]^T = D_s S h(s) [\tilde{\Theta}^T \omega](t) \quad (5-28)$$

其中, $L_s^{-1} - I = \{\theta_{ij}^*\}$, $\theta_{ij}^* = 0, i=1, 2, \dots, M, j \geq i$, $\bar{e}(t) = \xi_m(s) h(s) [e](t) = [\bar{e}_1(t), \dots, \bar{e}_M(t)]^T$, $\eta_i(t) = [\bar{e}_1(t), \dots, \bar{e}_{i-1}(t)]^T$, $\theta_i^* = [\theta_{i1}^*, \dots, \theta_{ii-1}^*]^T, i=1, 2, \dots, M$ 。由于 $\xi_m(s) h(s)$ 为严格真矩阵, $\bar{e}(t)$ 可由 $e(t)$ 得到。在式(5-28)中, 未知参数 $D_s S$ 和 $\theta_i^*, i=2, \dots, M$ 需要被估计。因此, 需要建立含有参数 $D_s S$ 和 $\theta_i^*, i=2, \dots, M$ 的估计误差方程。

估计误差方程为:

$$\varepsilon(t) = [0, \theta_2^T(t) \eta_2(t), \theta_3^T(t) \eta_3(t), \dots, \theta_M^T(t) \eta_M(t)]^T + \Psi(t) \xi(t) + \bar{e}(t) \quad (5-29)$$

式中, $\theta_i(t), i=2, \dots, M$ 是 θ_i^* 的估计值, $\Psi(t)$ 是 $\Psi^* = D_s S$ 的估计值, 且

$$\xi(t) = \Theta^T(t) \zeta(t) - h(s) [\Theta^T \omega](t), \quad \zeta(t) = h(s) [\omega](t) \quad (5-30)$$

由式(5-28)和(5-29), 估计误差方程还可以写成:

$$\varepsilon(t) = [0, \tilde{\theta}_2^T(t) \eta_2(t), \tilde{\theta}_3^T(t) \eta_3(t), \dots, \tilde{\theta}_M^T(t) \eta_M(t)]^T + D_s S \tilde{\Theta}^T(t) \zeta(t) + \tilde{\Psi}(t) \xi(t) \quad (5-31)$$

其中, $\tilde{\theta}_i(t) = \theta_i(t) - \theta_i^*, i=2, \dots, M$, $\tilde{\Psi}(t) = \Psi(t) - \Psi^*$ 。

选择以下自适应控制律

$$\dot{\theta}_i(t) = \frac{-\Gamma_{\theta i} \varepsilon_i(t) \eta_i(t)}{m^2(t)}, i=2, \dots, M \quad (5-32)$$

$$\dot{\Theta}^T(t) = \frac{-D_s \varepsilon(t) \zeta^T(t)}{m^2(t)} \quad (5-33)$$

$$\dot{\Psi}(t) = \frac{-\Gamma \varepsilon(t) \xi^T(t)}{m^2(t)} \quad (5-34)$$

式中, $\Gamma_{\theta_i} = \Gamma_{\theta_i}^T > 0, i=2, \dots, M$, $\Gamma = \Gamma^T > 0$, 且 $m(t) = \sqrt{1 + \zeta^T(t)\zeta(t) + \xi^T(t)\xi(t) + \sum_{i=2}^M \eta_i^T(t)\eta_i(t)}$ 。

定理 5.1: 应用在系统(5-12)上的自适应控制器(5-14)和自适应控制律(5-32)-(5-34), 保证了闭环系统有界稳定, 并且使得输出跟踪误差 $e(t) = \Delta y(t) - \Delta y_m(t)$ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 。

证明: 选择一个正定函数

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^M \tilde{\theta}_i^T \Gamma_{\theta_i}^{-1} \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2} \text{tr}[\tilde{\Theta}(t) S \tilde{\Theta}^T(t)] + \frac{1}{2} \text{tr}[\tilde{\Psi}^T(t) \Gamma^{-1} \tilde{\Psi}(t)] \quad (5-35)$$

在每个区间 $(t_{i-1}, t_i), i=1, 2, \dots, N$ 内是连续的, $t_0 = 0, t_N = \infty$, 且在 $t_i, i=1, 2, \dots, N-1$ 时存在有限的跃变, 即:

$$V(t_i^+) - V(t_i^-) < \infty, i=1, 2, \dots, N-1 \quad (5-36)$$

根据式(5-32)-(5-34), 在区间 (t_{i-1}, t_i) 上求 V 关于时间 t 的导数:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\sum_{i=2}^M \frac{\tilde{\theta}_i^T \varepsilon_i(t) \eta_i(t)}{m^2(t)} - \frac{\zeta^T(t) \tilde{\Theta} S D_s \varepsilon(t)}{m^2(t)} - \frac{\xi^T(t) \tilde{\Psi}^T \varepsilon(t)}{m^2(t)} \\ &= -\frac{\varepsilon^T(t) \varepsilon(t)}{m^2(t)} \leq 0 \end{aligned} \quad (5-37)$$

这意味着 $V(t_i^-) \leq V(t_i^+)$ 。由李雅普诺夫稳定性理论可知, $V(t)$ 在 $[0, \infty)$ 上有界, 则 $\theta_i(t) \in L^\infty, i=2, \dots, M$, $\Theta(t) \in L^\infty$, $\Psi(t) \in L^\infty$ 。对式(5-37)两边积分, 得到:

$$\int_0^\infty \frac{\varepsilon^T(\tau) \varepsilon(\tau)}{m^2(\tau)} d\tau = V(0) + \sum_{i=1}^{N-1} [V(t_i^+) - V(t_i^-)] - V(\infty) \quad (5-38)$$

由于 $V(t)$ 在 $[0, \infty)$ 上有界, 那么

$$\int_0^\infty \frac{\varepsilon^T(\tau) \varepsilon(\tau)}{m^2(\tau)} d\tau < \infty \quad (5-39)$$

由此可得 $\theta_i(t) \in L^\infty, i=2, \dots, M$, $\Theta(t) \in L^\infty$, $\Psi(t) \in L^\infty$, $\frac{\varepsilon(t)}{m(t)} \in L^2 \cap L^\infty$ 。由于

$\frac{\eta_i(t)}{m(t)}, \frac{\zeta^T(t)}{m(t)}, \frac{\xi^T(t)}{m(t)} \in L^\infty$, 则 $\dot{\theta}_i(t) \in L^2 \cap L^\infty, i=2, \dots, M$, $\dot{\Theta}(t) \in L^2 \cap L^\infty$, $\dot{\Psi}(t) \in L^2 \cap L^\infty$, 那么输出误差满足 $e(t) \in L^2 \cap L^\infty$, $\dot{e}(t) \in L^\infty$ 。由 Barbalat 引理可知, $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, 即输出能够渐近跟踪参考输出。

5.2.3 基于自适应容错控制的无人机飞行控制系统

由于无人机模型具有不确定性, 且受到由故障带来的结构损伤, 因此将设计的自适应容错控制器运用在无人机模型上, 分别设计纵向容错控制器与横侧向容错控制器。

1. 纵向容错控制器

(1) 纵向模型及控制目标

无人机的纵向模型表示为:

$$\Delta \dot{x}_{lon}(t) = A_{lon} \Delta x_{lon}(t) + B_{lon} \Delta u_{lon}(t) + f_{0lon}, \Delta y(t) = C_{lon} \Delta x_{lon}(t) \quad (5-40)$$

$$A_{1,lon} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & -g \cos \mu^* & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -V^* \cos \mu^* & 0 & V^* \cos \mu^* & 0 \end{bmatrix}, B_{1,lon} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-41)$$

$$A_{2,lon} = \begin{bmatrix} a_{d11} & a_{d12} & 0 & -g \cos \mu_d^* & a_{d15} \\ a_{d21} & a_{d22} & a_{d23} & a_{d24} & a_{d25} \\ a_{d31} & a_{d32} & a_{d33} & a_{d34} & a_{d35} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -V_d^* \cos \mu_d^* & 0 & V_d^* \cos \mu_d^* & 0 \end{bmatrix}, B_{2,lon} = \begin{bmatrix} b_{d11} & b_{d12} \\ b_{d21} & b_{d22} \\ b_{d31} & b_{d32} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-42)$$

其中, $\Delta x_{lon}(t) = [\Delta V, \Delta \alpha, \Delta q, \Delta \theta, \Delta H]^T$, $\Delta u_{lon}(t) = [\Delta \delta_e, \Delta \delta_r]^T$, $C_{lon} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。假设飞行过程中发生一次故障, 即无人机受到一次结构损伤。当未发生故障时, $A_{lon} = A_{1,lon}$, $B_{lon} = B_{1,lon}$, $f_{0lon} = 0$; 当发生故障时, $A_{lon} = A_{2,lon}$, $B_{lon} = B_{2,lon}$, $f_{0lon} \neq 0$ 。控制目标为使得输出偏差 $\Delta y_{lon}(t)$ 跟踪给定的参考输出 $\Delta y_{m,lon}(t)$ 。参考输出 $\Delta y_{m,lon}(t)$ 是通过参考模型产生的, 其表达式为:

$$\Delta y_{m,lon}(t) = W_{m,lon}(s) [\Delta r_{lon}](t) \quad (5-43)$$

其中, $\Delta r_{lon}(t) = \xi_{m,lon}(s) [\Delta V_c, \Delta H_c]^T(t)$, $W_{m,lon}(t) = \xi_{m,lon}^{-1}(s)$, ΔV_c 为被跟踪的速度指令, ΔH_c 为被跟踪的高度指令。

(2) 设计条件的验证

这里通过无人机的实际模型来验证在故障发生前后, 所有高频增益矩阵的顺序主子式符号的不变性。

在故障发生前后, 系统传递函数分别为 $\Delta G_1(s) = C_{lon}(sI - A_{1,lon})^{-1} B_{1,lon}$ 和 $\Delta G_2(s) = C_{lon}(sI - A_{2,lon})^{-1} B_{2,lon}$ 。关联矩阵可选为:

$$\xi_{m,lon}(s) = \text{diag} \{s - p_{1,lon}, (s - p_{2,lon})(s - p_{3,lon})(s - p_{4,lon})\} \quad (5-44)$$

其中, $p_{1,lon}, p_{2,lon}, p_{3,lon}, p_{4,lon}$ 为选定的极点, 则高频增益矩阵为:

$$K_{p1,lon} = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_{m,lon}(s) G_1(s) = \begin{bmatrix} C_{1,lon} B_{1,lon} \\ C_{2,lon} A_{1,lon}^{-2} B_{1,lon} \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

$$K_{p2,lon} = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_{m,lon}(s) G_2(s) = \begin{bmatrix} C_{1,lon} B_{2,lon} \\ C_{2,lon} A_{2,lon}^{-2} B_{2,lon} \end{bmatrix} \quad (5-46)$$

其中, $C_{i,lon}, i=1,2$ 代表 C_{lon} 的第 i 行。那么, $\text{sign}[\Delta_{11}] = \text{sign}[\Delta_{21}] = -1$, $\text{sign}[\Delta_{12}] = \text{sign}[\Delta_{22}] = 1$,

则在发生故障前后，所有高频增益矩阵的顺序主子式符号保持不变。

(3) 纵向自适应容错控制器

由此，基于自适应控制的纵向飞行容错控制器表达式为：

$$\Delta u_{lon}(t) = K_{1,lon}^T(t) \Delta x_{lon}(t) + K_{2,lon}(t) \Delta r_{lon}(t) + k_{3,lon}(t) \quad (5-47)$$

其中， $K_{1,lon}^T(t)$ 、 $K_{2,lon}(t)$ 和 $k_{3,lon}(t)$ 由自适应控制律(5-32)-(5-34)的形式进行在线更新。

2. 横侧向容错控制器

(1) 横侧向模型及控制目标

无人机的横侧向模型表示为：

$$\Delta \dot{x}_{lat}(t) = A_{lat} \Delta x_{lat}(t) + B_{lat} \Delta u_{lat}(t) + f_{0lat}, \Delta y(t) = C_{lat} \Delta x_{lat}(t) \quad (5-48)$$

$$A_{1,lat} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \frac{-g \cos \theta^*}{V^*} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \tan \theta^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\cos \theta^*} & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{1,lat} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-49)$$

$$A_{2,lat} = \begin{bmatrix} a_{d11} & a_{d12} & a_{d13} & \frac{-g \cos \theta_d^*}{V_d^*} & 0 \\ a_{d21} & a_{d22} & a_{d23} & 0 & 0 \\ a_{d31} & a_{d32} & a_{d33} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \tan \theta_d^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\cos \theta_d^*} & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{2,lat} = \begin{bmatrix} b_{d11} & b_{d12} \\ b_{d21} & b_{d22} \\ b_{d31} & b_{d32} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-50)$$

其中， $\Delta x_{lat}(t) = [\Delta \beta, \Delta p, \Delta r, \Delta \phi, \Delta \psi]^T$ ， $\Delta u_{lat}(t) = [\Delta \delta_a, \Delta \delta_r]^T$ ， $C_{lat} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ ，假设飞行过程中无人机受到一次结构损伤。当未发生故障时， $A_{lat} = A_{1,lat}$ ， $B_{lat} = B_{1,lat}$ ， $f_{0lat} = 0$ ；当发生故障时， $A_{lat} = A_{2,lat}$ ， $B_{lat} = B_{2,lat}$ ， $f_{0lat} \neq 0$ 。控制目标为使得输出偏差 $\Delta y_{lat}(t)$ 跟踪给定的参考输出 $\Delta y_{m,lat}(t)$ 。参考输出 $\Delta y_{m,lat}(t)$ 是通过参考模型产生的，其表达式为：

$$\Delta y_{m,lat}(t) = W_{m,lat}(s) [\Delta r_{lat}](t) \quad (5-51)$$

其中， $\Delta r_{lat}(t) = \xi_{m,lat}(s) [\Delta \phi_c, \Delta \psi_c]^T(t)$ ， $W_{m,lat}(t) = \xi_{m,lat}^{-1}(s)$ ， $\Delta \phi_c$ 为被跟踪的滚转角指令， $\Delta \psi_c$ 为被跟踪的偏航角指令。

(2) 设计条件的验证

这里通过无人机的实际模型来验证在故障发生前后，所有高频增益矩阵的顺序主子式符号的不变性。

在故障发生前后，系统传递函数分别为 $\Delta G_1(s) = C_{lat}(sI - A_{1,lat})^{-1}B_{1,lat}$ 和 $\Delta G_2(s) = C_{lat}(sI - A_{2,lat})^{-1}B_{2,lat}$ 。关联矩阵可选为：

$$\xi_{m,lat}(s) = \text{diag}\{(s - p_{1,lat})(s - p_{2,lat}), (s - p_{3,lat})(s - p_{4,lat})\} \quad (5-52)$$

其中， $p_{1,lat}, p_{2,lat}, p_{3,lat}, p_{4,lat}$ 为选定的极点，则高频增益矩阵为：

$$K_{p1,lat} = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_{m,lat}(s)G_1(s) = \begin{bmatrix} C_{1,lat}A_{1,lat}B_{1,lat} \\ C_{2,lat}A_{1,lat}B_{1,lat} \end{bmatrix} \quad (5-53)$$

$$K_{p2,lat} = \lim_{s \rightarrow \infty} \xi_{m,lat}(s)G_2(s) = \begin{bmatrix} C_{1,lat}A_{2,lat}B_{2,lat} \\ C_{2,lat}A_{2,lat}B_{2,lat} \end{bmatrix} \quad (5-54)$$

其中， $C_{i,lat}, i=1,2$ 代表 C_{lat} 的第 i 行。那么， $\text{sign}[\Delta_{11}] = \text{sign}[\Delta_{21}] = -1$ ， $\text{sign}[\Delta_{12}] = \text{sign}[\Delta_{22}] = 1$ ，则在故障发生前后，所有高频增益矩阵的顺序主子式符号保持不变。

(3) 横侧向自适应容错控制器

由此，基于自适应控制的横侧向飞行容错控制器表达式为：

$$\Delta u_{lat}(t) = K_{1,lat}^T(t)\Delta x_{lat}(t) + K_{2,lat}(t)\Delta r_{lat}(t) + k_{3,lat}(t) \quad (5-55)$$

其中， $K_{1,lat}^T(t)$ 、 $K_{2,lat}(t)$ 和 $k_{3,lat}(t)$ 由自适应控制律(5-32)-(5-34)的形式进行在线更新。

5.3 无人机自适应编队队形控制器

当无人机受到结构损伤时，故障的作用形式为，在无人机的模型上加入因故障而产生的常值偏离项，这与因干扰而产生的常值扰动项类似。因此，可以将此时的系统结构看作 4.4.2 节中的常值扰动作用下的结构，利用 4.4.3 中所述控制律进行无人机编队控制。

无人机编队飞行的速度、航向控制律为：

$$u = \begin{bmatrix} V_{ci} \\ \psi_{ci} \end{bmatrix} = -(CG)^{-1}[D + k_1\dot{E} + k_2E + C \begin{bmatrix} f_{vi}(t) \\ f_{\psi_i}(t) \end{bmatrix}] + (CG) \begin{bmatrix} -V_i \\ -\psi_i \end{bmatrix} \quad (5-56)$$

其中， $f_{vi}(t)$ 和 $f_{\psi_i}(t)$ 分别由式(4-76)和式(4-77)表示。该控制律即为编队队形控制器的输出。

高度方向队形保持控制器的输出为：

$$H_c = H + k_h e_h \quad (5-57)$$

其中， H 为僚机的实际飞行高度， e_h 为编队坐标系中僚机与长机在高度方向上的相对位置误差。

5.4 无人机自适应容错编队飞行仿真验证

5.4.1 无人机自适应容错飞行控制系统仿真验证

当无人机未发生故障时，将无人机非线性模型在 $V = 20m/s$ 处线性化的矩阵 A_1, B_1 作为系统

参数矩阵, 即 $A = A_1, B = B_1$; 当发生故障时, 假设机翼面积发生改变, 无人机非线性模型会随之发生变化, 同样在 $V = 20\text{m/s}$ 进行线性化, 得到新的系统参数矩阵为 $A = A_2, B = B_2$ 。

(1) 验证速度变化时容错控制。无人机保持 $V = 20\text{m/s}$, $H = 100\text{m}$, $\psi = 0^\circ$ 飞行, 0 秒时给定速度指令为 25m/s 。在 30s 时无人机发生故障, 故障发生后, 分别用标称控制器(5-16)和自适应容错控制器(5-14)进行无人机的指令跟踪对比仿真验证。

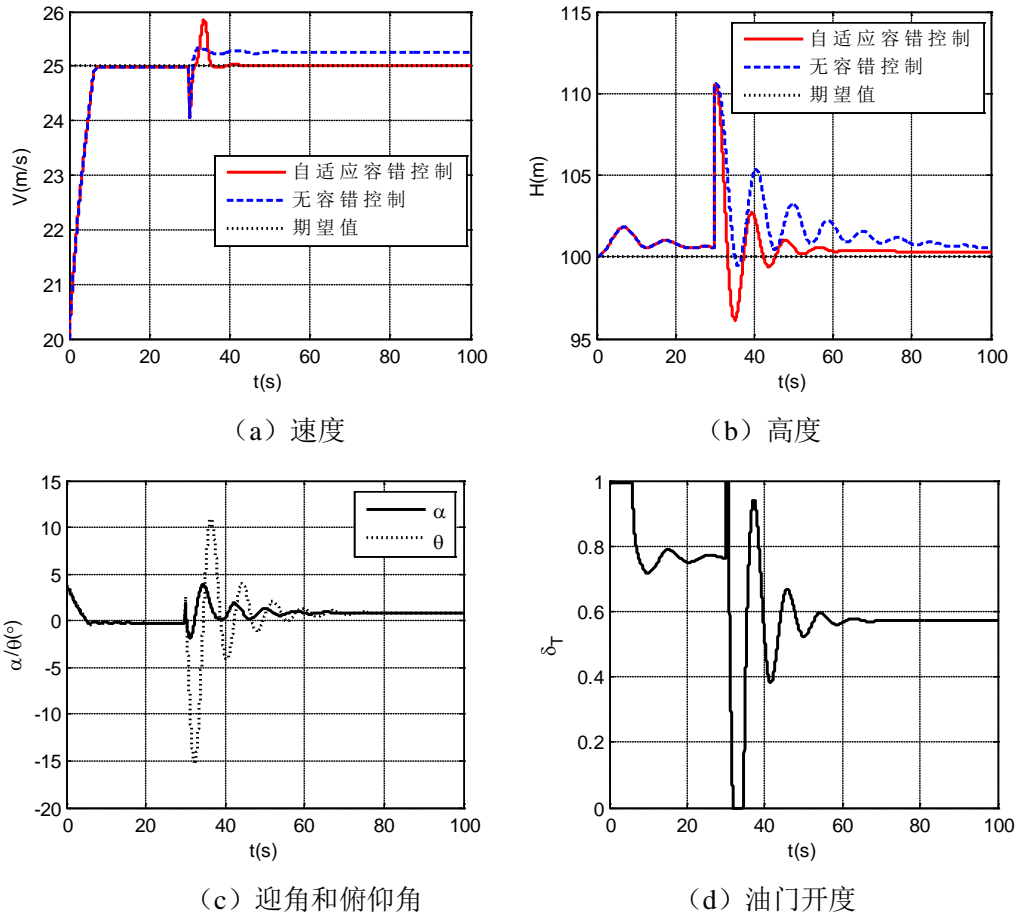
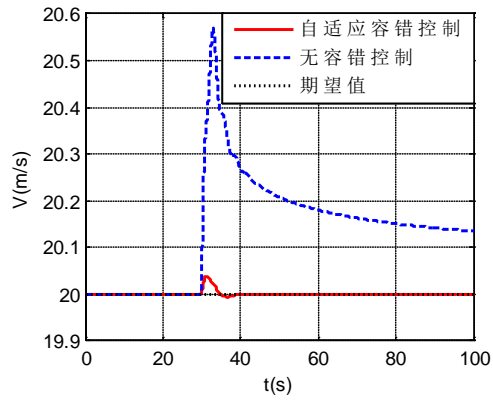
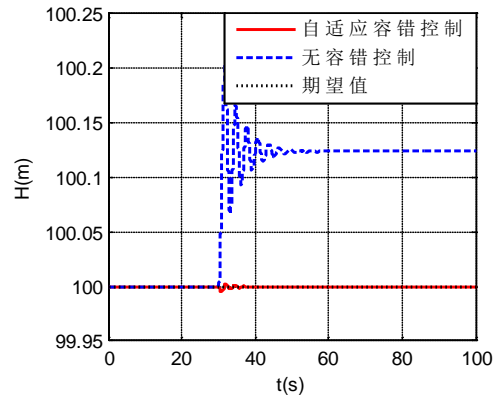


图 5.1 无人机速度变化时各状态量和控制量容错控制曲线

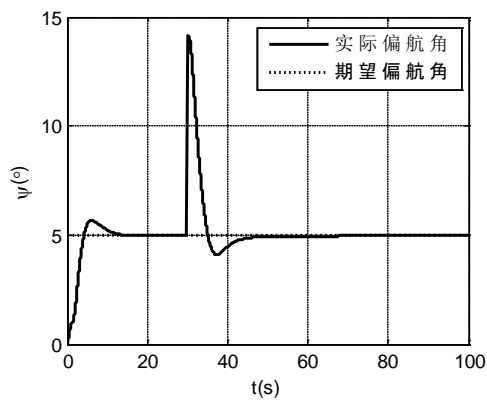
(2) 验证偏航角变化时容错控制。无人机保持 $V = 20\text{m/s}$, $H = 100\text{m}$ 飞行, 初始飞行航向保持在 $\psi = 0^\circ$, 0 秒时偏航角指令增加到 $\psi = 5^\circ$ 。在 30s 时无人机发生故障, 故障发生后, 分别用标称控制器(5-16)和自适应容错控制器(5-14)进行无人机的指令跟踪仿真验证。



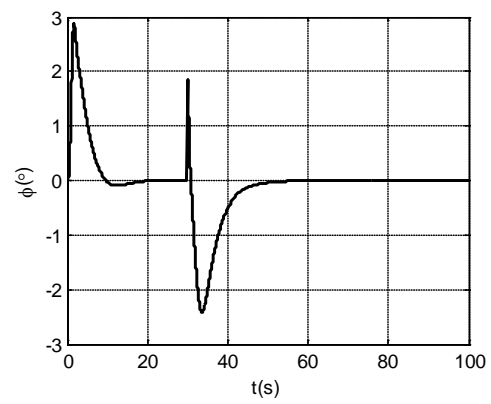
(a) 速度



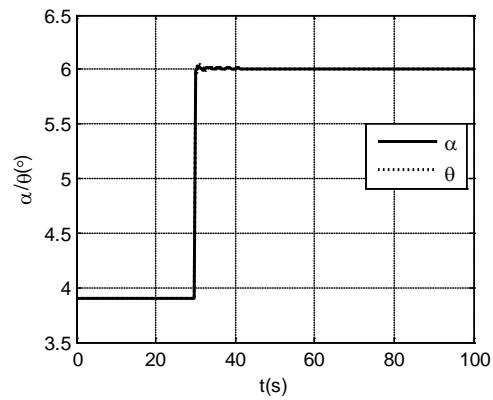
(b) 高度



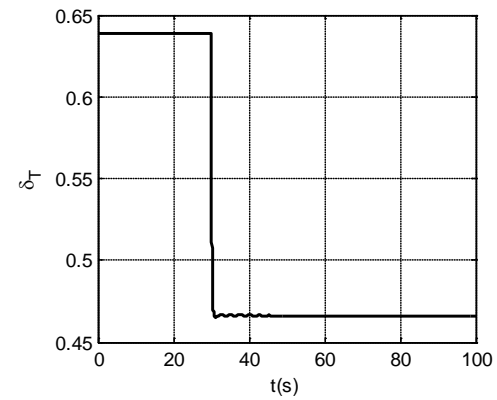
(c) 偏航角



(d) 滚转角



(e) 迎角和俯仰角



(f) 油门开度

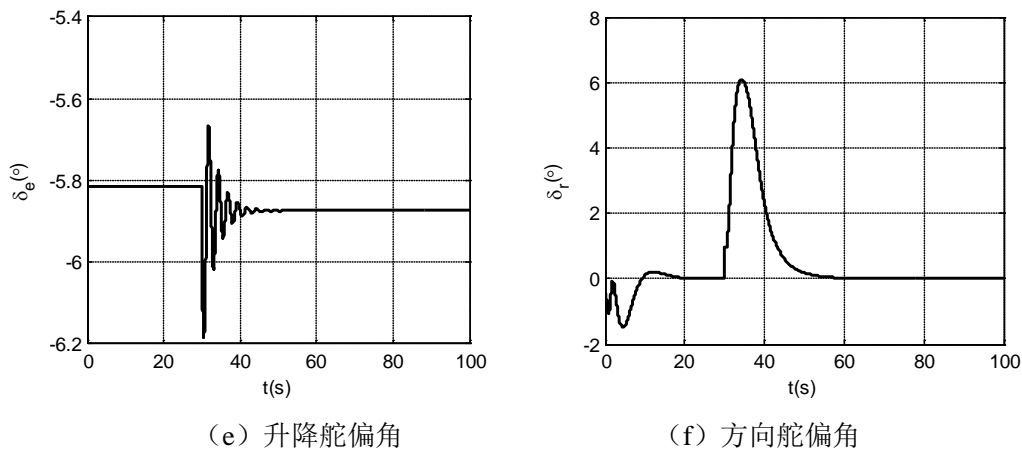


图 5.2 无人机偏航角变化时各状态量和控制量容错控制曲线

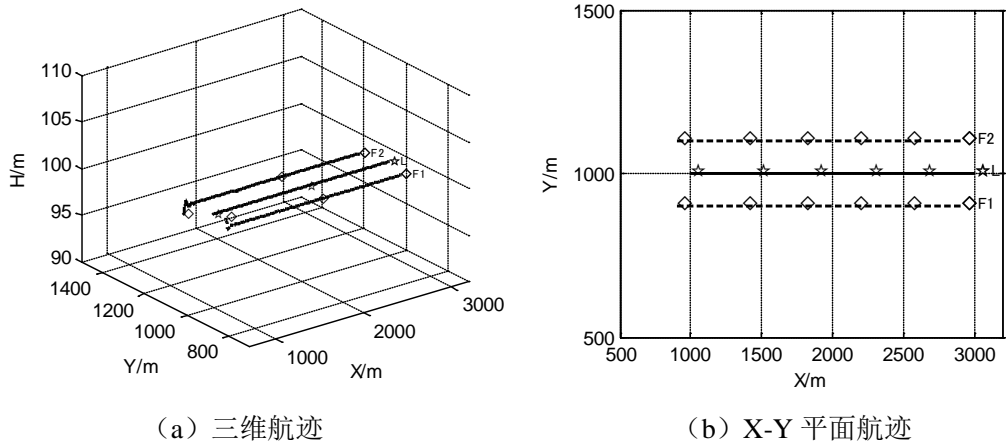
图 5.1~图 5.2 的仿真结果表明，在故障发生后，各状态量和控制量会发生突变。标称控制器会给无人机的状态量带来一定的稳态跟踪误差，控制效果不理想；而在自适应容错控制器作用下，无人机最终能精准地跟踪给定指令，且容错控制系统中的所有信号稳定、有界。

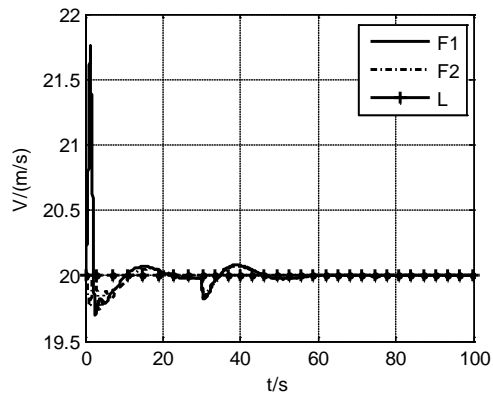
5.4.2 无人机自适应编队飞行容错控制仿真验证

无人机组成三机编队，长机和僚机初始飞行速度保持在 20m/s，高度 $H=100\text{m}$ ，偏航角 $\psi=0^\circ$ 。各无人机的初始位置及期望相对距离关系如表 5.1 所示。在 30s 时，无人机发生故障，验证故障发生前后无人机编队队形保持控制。

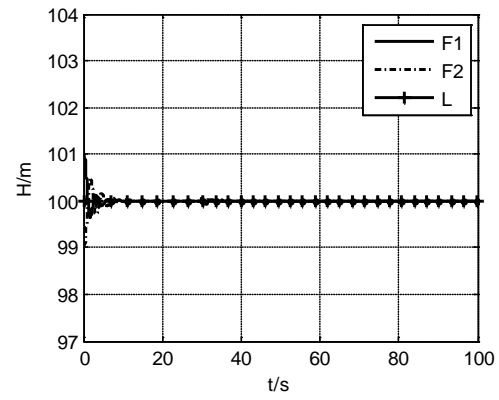
表 5.1 无人机初始位置及期望相对距离信息（六）

飞机编号	初始位置 (X,Y,H)	与长机的期望相对距离 (dx,dy,dz)
L	(1000,1000,100)	——
F1	(899,899,101)	(-100,-100,0)
F2	(901,1101,99)	(-100,100,0)

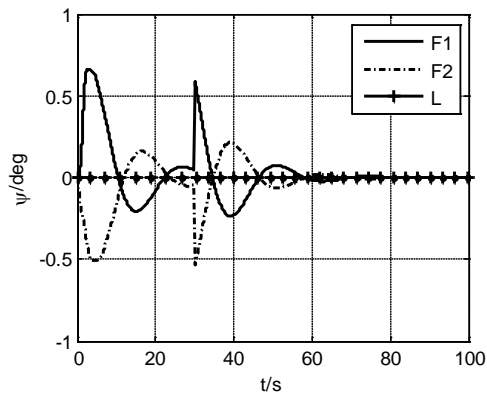




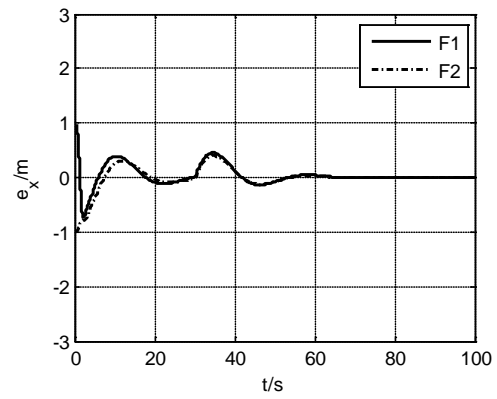
(c) 速度



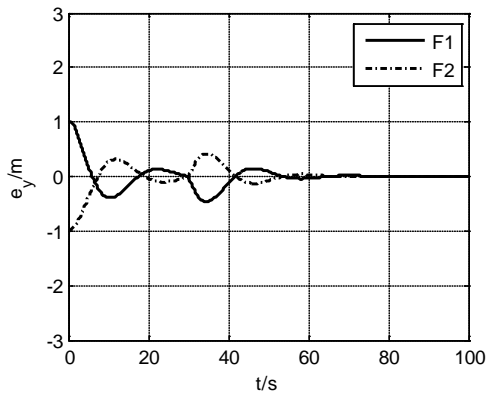
(d) 高度



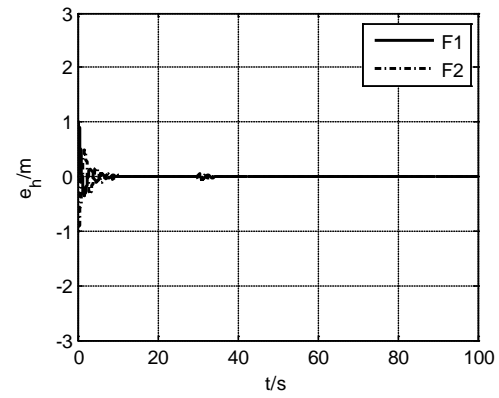
(e) 偏航角



(f) 纵向距离误差



(g) 横向距离误差



(h) 高度方向距离误差

图 5.3 无人机受故障前后编队队形保持仿真曲线

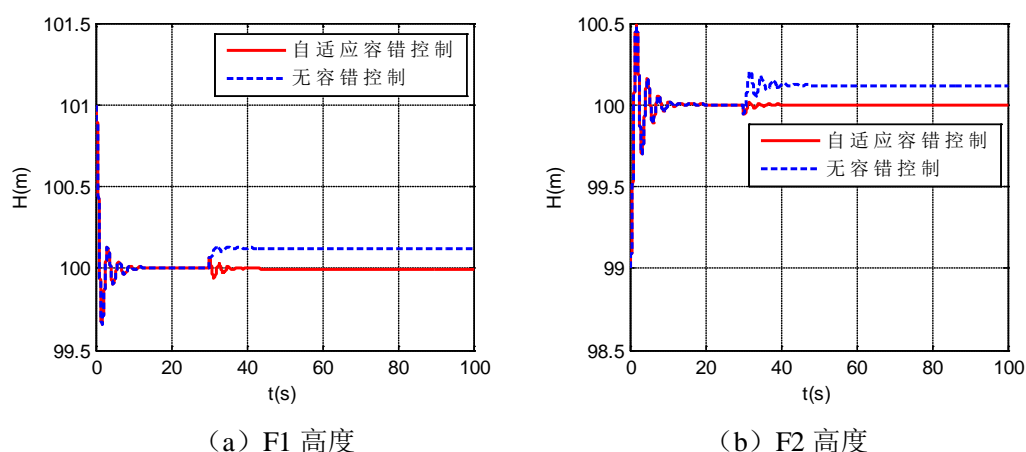


图 5.4 各僚机受故障前后高度保持对比曲线

由图 5.3 可以看出,当编队中的无人机受到故障时,其状态响应会发生突变。在自适应容错控制器的作用下,在故障发生前后,各僚机最终均能精准地跟踪长机的状态量。同时,在自适应编队控制器的作用下,编队间的队形误差得以消除,各无人机保持期望的队形稳定飞行。图 5.4 的对比仿真结果进一步表明,在故障发生前后,标称控制器无法抑制故障带来的稳态误差;而自适应容错控制器能保证无人机最终能精准地跟踪给定指令,且容错控制系统中的所有信号稳定、有界。

5.5 本章小结

本章针对编队飞行过程中出现的无人机结构故障,设计了无人机编队自适应容错控制系统。首先基于系统的无限零结构和高频增益矩阵的符号在故障发生前后的不变性,设计了无人机自适应容错飞行控制系统,不仅能够抑制由故障产生的常值偏离项,并且使得无人机在故障前后均能跟踪给定指令。然后,由于故障产生的常值偏离项与干扰产生的常值扰动项的作用形式类似,使用自适应编队控制器抑制由故障产生的常值偏离项,消除编队中的相对位置误差,从而得到僚机的控制指令。最后,对所设计的无人机自适应容错飞行控制系统和无人机编队自适应容错控制系统进行了仿真验证。仿真结果表明,在无人机自适应容错飞行控制系统和编队控制器的作用下,各无人机能够实现期望的编队飞行效果,且保证了闭环系统中的所有控制信号的有界性和稳定性。

第六章 总结与展望

6.1 工作总结

与单架无人机相比，多无人机编队在军用和民用领域具有很多优势，因此，无人机编队控制技术的研究成为国际航空控制界的研究热点。目前针对无人机编队的现代控制在一定程度上使得多无人机控制更加智能化，然而大多数控制方法没有考虑到编队中的不确定性问题。在实际编队飞行中，不确定因素直接影响了无人机的编队飞行效果，如何有效抑制不确定性成为编队控制的一大难题。本文在分析国内外研究现状的基础上，针对无人机编队中存在的不确定性问题，对无人机编队保持、编队重构控制进行了研究，主要研究工作如下：

(1) 建立了无人机的空气动力学模型和六自由度非线性运动方程。在此基础上以长机-僚机的编队策略分别推导出长机与僚机的二维相对运动方程和三维相对运动方程，为后文编队控制研究奠定基础。

(2) 考虑到无人机模型不确定性，利用代数图论的基本思想，采用分布式控制结构进行无人机编队策略设计。通过分析无人机编队飞行的特点，基于状态反馈状态跟踪自适应控制方法，为无人机编队设计队形保持控制策略，并利用李雅普诺夫定理进行了稳定性证明，保证了全局的稳定性和有界性。

(3) 考虑到状态反馈状态跟踪自适应控制方法在设计时需要满足较为苛刻的匹配条件，同时考虑编队中的无人机受到外界不确定干扰的情况，基于状态反馈输出跟踪自适应控制方法为无人机设计了飞行控制系统，保证了无人机在模型参数具有不确定性的情况下能够跟踪控制指令且实现稳定地飞行。在自适应无人机飞行控制系统的基础上，设计自适应编队控制器，抑制扰动的影响，消除编队中的相对位置误差，保证了无人机编队能够实现队形保持与队形重构。

(4) 考虑到无人机在编队飞行过程中受到结构故障产生不确定性的情形，基于系统的无限零结构和高频增益矩阵的符号在故障发生前后的不变性，设计了无人机自适应容错飞行控制系统，使得无人机在故障前后均能跟踪给定指令。同时使用自适应编队控制器抑制由故障产生的常值偏离项，实现无人机编队队形保持控制。

6.2 后续研究工作展望

本文主要针对无人机编队中存在的不确定性问题，采用自适应控制方法对多无人机编队保持、编队重构控制进行了研究，并取得了一定的研究成果。但由于实际无人机编队的复杂性，仍有很多问题本文没有考虑到，后续工作中可以进行深入探讨研究。主要包括以下方面：

(1) 在无人机受外界干扰时，应该考虑到实际中无人机受到紊流影响，得到阵风扰动模型。

针对加入阵风扰动模型的无人机，采用自适应控制方法使得无人机能够稳定地飞行，且实现队形保持和重构控制。

（2）在紧密编队时，应该考虑到无人机之间的气动耦合，建立涡流模型，同时采用自适应控制方法设计编队控制器，抑制气动耦合的影响，使得无人机编队能够在飞行时节省燃料且保持稳定飞行。

（3）在设计无人机的容错控制时，还应该考虑其它情况的故障形式，例如执行器故障、传感器故障等。采用自适应控制与其它现代控制相结合的方法，对多种情况下的故障进行重构，并进行容错控制，实现无人机的编队队形保持和重构控制。

参考文献

- [1] 潘华, 毛海涛. 无人机编队飞行面临的问题及关键技术研究[J]. 现代电子技术, 2014, 16: 77-79.
- [2] 朱战霞, 袁建平. 无人机编队飞行问题初探[J]. 飞行力学, 2003, 21(2): 166-169.
- [3] 沈林成, 牛轶峰, 朱华勇. 多无人机自主协同控制理论与方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 2013.
- [4] 樊琼剑, 杨忠, 方挺, 等. 多无人机协同编队飞行控制的研究现状[J]. 航空学报, 2009(4): 683-691.
- [5] Gao C, Zhen Z, Gong H, et al. Constraints for unmanned aerial vehicles formation flight path[C]// Guidance, Navigation and Control Conference. IEEE, 2015:1106-1109.
- [6] 王晓丽, 洪奕光. 多智能体系统分布式控制的研究新进展[J]. 复杂系统与复杂性科学, 2010, 07(z1): 70-81.
- [7] 任德华, 卢桂章. 对队形控制的思考[J]. 控制与决策, 2005, 20(6): 601-606.
- [8] Ou C J, Jiang J, Wang H X, et al. Monte Carlo Approach to the Analysis of UAVs Control System[C]. Proceedings of 2014 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference, 2014: 458-462.
- [9] 王寅, 王道波, 王建宏. 基于凸优化理论的无人机编队自主重构算法研究[J]. 中国科学:技术科学, 2017, 47(3): 249-258.
- [10] Lorenz S, Walter F. Collision-Avoidance Framework for Small Fixed-Wing Unmanned Aerial Vehicles[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(4): 1323-1328.
- [11] Zhen Z Y, Gao C, Zheng F Y, Jiang J. Cooperative Path Replanning Method for Multiple Unmanned Aerial Vehicles with Obstacle Collision Avoidance Under Timing Constraints[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2015, 229(10): 1813-1823.
- [12] Gao C, Zhen Z, Gong H. A self-organized search and attack algorithm for multiple unmanned aerial vehicles[J]. Aerospace Science & Technology, 2016, 54: 229-240.
- [13] Zhen Z Y, Hao Q S, Gao C, Jiang J. Information Fusion Distributed Navigation for UAVs Formation[C]. Proceedings of 2014 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference, 2014: 1520-1525.
- [14] Ding J, Fan Q. A Multi-UAV tight formation flight controller[C]. IEEE International Conference

- on Computer Science and Automation Engineering, 2012: 60-64.
- [15] Rezaee H, Abdollahi F, Menhaj MB. Model-free fuzzy leader-follower formation control of fixed wing UAVs[C]. 13th Iranian Conference on Fuzzy Systems (IFSC), 2013: 1-5.
- [16] Zhang M, Liu H T. Formation flight of multiple fixed-wing unmanned aerial vehicles[C]. 2013 American Control Conference (ACC), 2013: 1614-1619.
- [17] Pilz U, Popov AP, Werner H. Robust controller design for formation flight of quadrotor helicopters[C]. Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control, held jointly with the 28th Chinese Control Conference. 2009: 8322-8327.
- [18] Davidi A, Berman N, Arogeti S. Formation flight using multiple integral backstepping controllers[C]. IEEE 5th International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems (CIS), 2011: 317-322
- [19] Lawton J R T, Beard R W, Young B J. A decentralized approach to formation maneuvers[J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 2003, 19(6): 933-941.
- [20] Ben Y, Chen B M, Lum K Y, et al. A leader-follower formation flight control scheme for UAV helicopters[C]. IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2008: 39-44.
- [21] Jongho Shin, H Jin Kim. Nonlinear model predictive formation flight. IEEE Transactions on systems, man and cybernetics-part A: systems and humans, 2009, 39(5):
- [22] Duan H B, Liu S Q. Nonlinear dual-mode receding horizon control for multiple unmanned air vehicles formation flight based on chaotic particle swarm optimization[J]. IET Control Theory and Applications, 2010, 11(4):
- [23] Cai D, Sun J, Wu S. UAVs formation flight control based on behavior and virtual structure[M]. Springer Berlin Heidelberg, 2012: 429-438.
- [24] Low C B, Ng Q S. A Flexible Virtual Structure Formation Keeping Control for Fixed-Wing UAVs[C]. IEEE Conference on Control Application, 2011: 621-626.
- [25] 邵壮, 祝小平, 周洲, 等. 无人机编队机动飞行时的队形保持反馈控制[J]. 西北工业大学学报, 2015, 33(1): 26-32.
- [26] Pereira G A S, Das A K, Kumar V, et al. Formation control with configuration space constraints[C]. Proc of the IEEE / RJS Int Confon Intelligent Robots and Systems, 2003.
- [27] Guney MA, Unel M. Formation Control of a Group of Micro Aerial Vehicles (MAVs)[C]. IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), 2013: 929-934.
- [28] Fahimi F. Towards full formation control of an autonomous helicopters group[C]. 2007 IEEE Aerospace Conference, 2007: 1-9.

- [29] 宋运忠, 杨飞飞. 基于行为法多智能体系统构形控制研究[J]. 控制工程, 2012, 19(4): 687-690.
- [30] Huang J, Cao M, Zhou N, et al. Distributed Behavioral Control for Second-Order Nonlinear Multi-Agent Systems[C]. 20th World Congress of the International Federation of Automatic Control, 2017: 2500-2505.
- [31] Giulietti F, Pollini L, Innocenti M. Autonomous formation flight[J]. IEEE Control Systems, 2000, 20(6): 34-44.
- [32] Hattenberger G, Alami R, Lacroix S. Planning and control for unmanned air vehicle formation flight[C]. 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2016: 5931-5936.
- [33] Juan A. Vargas-Jacob, José J. Corona-Sánchez, H. Rodríguez-Cortés. Experimental Implementation of a Leader-Follower Strategy for Quadrotors Using a Distributed Architecture[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2016, 84(1-4): 435-452.
- [34] Xu Y, Zhen Z Y. Multivariable adaptive distributed leader-follower flight control for multiple UAVs formation[J]. The Aeronautical Journal, 2017, 121(1241): 877-900.
- [35] 邵壮, 祝小平, 周洲, 等. 三维动态环境下多无人机编队分布式保持控制[J]. 决策与控制, 2016, 31(6): 1065-1072.
- [36] Bayezit I, Fidan B. Distributed cohesive motion control of flight vehicle formations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12) : 5763-5772.
- [37] Bencatel R, Faied M, Sousa J, et al. Formation control with collision avoidance[C]. 2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011: 591-596.
- [38] 胡寿松. 自动控制原理(第四版)[M]. 科学出版社, 2001.
- [39] Rinaldi F, Chiesa S, Quagliotti F. Linear Quadratic Control for Quadrotors UAVs Dynamics and Formation Flight[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2013, 70(1-4): 203-220.
- [40] Eugene L, Kevin A W. Robust and Adaptive Control with Aerospace Applications[M]. Springer, 2013.
- [41] Renan L P, Karl H K. Tight Formation Flight Control Based on H_{∞} Approach[C]. 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), 2016: 268-274.
- [42] 吴忠强. 非线性系统的鲁棒控制及应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2005, 1: 1-23.
- [43] Abbas R, Wu Q. Tracking formation control for multiple quadrotors based on fuzzy logic controller and least square oriented by genetic algorithm[J]. The Open Automation and Control

- Systems Journal, 2015, 7(1): 842-850.
- [44] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真(第 3 版): 基本理论与设计方法[M]. 北京:清华大学出版社, 2015.
- [45] 李一波, 王文, 陈伟, 等. 无人机编队保持与变换的滑模控制器设计[J]. 控制工程, 2016, 23(2): 273-278.
- [46] 陈复扬, 姜斌. 自适应控制与应用[M]. 北京:国防工业出版社, 2009, 2: 31-46.
- [47] Choon Seong, Chua. Generic UAV Modeling to Obtain its Aerodynamic and Control Derivatives[D]. California, Naval Postgraduate School, 2008.
- [48] Song G. Adaptive Control for Distributed Leader-Following Consensus of Multi-Agent Systems[D]. Thesis of Master of Science, University of Virginia, 2015.
- [49] Tao G. Adaptive Control Design and Analysis[M]. New York: John Wiley and Sons Inc, 2003.
- [50] Lavretsky E, Gadiant R, Gregory I. Predictor-based model reference adaptive control[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2010, 33(4): 1195–1201.
- [51] Lavretsky E. Combined/ composite model reference adaptive control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54 (11): 2692–2697.
- [52] Crespo L, Matsutani M, Jang J, et al. Design and verification of an adaptive controller for the generic transport model[C]. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, 2009, 47: 1–22.
- [53] Sang Q, Tao G. Adaptive control of piecewise linear systems with applications to NASA GTM[C]. 2011 American Control Conference, 2011: 1157–1162.
- [54] Sang Q, Tao G. Adaptive control of piecewise linear systems: the state tracking case[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(2): 522–528.
- [55] Wolovich W A, Falb P L. Invariants and canonical forms under dynamic compensation[J]. SIAM Journal on Control and Optimization, 1976, 14(6): 996–1008.
- [56] Ajorlou A, Moezzi K, Aghdam A G, et al. Two-stage Time-optimal Formation Reconfiguration Strategy[J]. Systems & Control Letters, 2013, 62(6):496-502.
- [57] Wang S, Zheng C. A Hierarchical Evolutionary Trajectory Planner for Spacecraft Formation Reconfiguration[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2012, 48(1): 279-289.
- [58] Zhu X, Zhang X X, You J Y, et al. Swarm Control of UAV Close Formation Based on Information Consensus[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(12): 3919-3929.

致 谢

时光飞逝，两年半的研究生生涯即将结束，回想起所经历的种种，有太多难忘的回忆。两年多前，我怀着激动的心情，进入了南航，弥补了我高考时未能如愿考入这所大学的遗憾。在这两年多的时间里，我在老师和同学们的帮助下，收货颇多。

在此，首先我要感谢我的研究生导师甄子洋副教授，在我研究生期间，甄老师在学术研究和日常生活中都给予我极大的指导和帮助，让我受益匪浅。甄老师治学严谨，知识渊博，经常在论文写作方面给我独到的指导意见，让我开阔了眼界，培养了我独立思考的能力。在甄老师的悉心指导下，我发表了 SCI 学术论文，个人能力得到了提升。生活中，甄老师更像是我的人生导师教我为人处事的道理，每次当我遇到困惑时，甄老师都从他的实际经历出发，耐心地开导我。我从甄老师身上所学到的都将是人生的宝贵财富，继续指引我未来的工作和生活。再次向甄老师致以最衷心的感谢，最深切的敬意！

同时，还要感谢课题组的江驹教授、龚华军教授、盛守照教授、王新华副教授、袁锁中副教授、周鑫副教授和彭聪副教授，在硕士研究生阶段他们都在学习研究上给予了我很大的指导。他们平易近人的风度、一丝不苟的治学态度都深深的影响着我。江驹老师在每次的学术会议上都能为我的学术汇报提出中肯的意见和建议，对我顺利完成研究生课题给予了很大的帮助。

感谢王硕、曹腾两位博士师兄在课题研究中给我的支持，感谢孙一力师姐、覃海群师姐和马坤师兄在我刚进入实验室时对我的帮助。感谢我的同门杨政，每当我遇到课题上的难题时，总能耐心地跟我讨论，解决了很多问题。感谢我的室友杨喻茸，在学习和生活上都给了我很大的关心。感谢课题组内侯敏、安帅、张小正、孙朋、张子豪、周俊、肖东、余朝军等同届研究生同学的关心和帮助。感谢邢冬静、杨柳青、周城宇、杨天开、陈冠宇、季雨璇、文梁栋、李佳欢、曾旭等师弟师妹们让我的研究生生活更加多姿多彩，衷心祝愿他们在今后的学习和工作中一切顺利！

最后，感谢我的父母，他们辛苦工作，支持我顺利完成研究生学业，无私地关心我的学习和生活情况，给了我他们全部的爱。祝他们身体健康、工作顺利、生活幸福美满！

此致！

敬礼

许玥

2018 年 3 月

在学期间发表的学术论文

攻读硕士学位期间发表论文情况:

1. Yue Xu, Ziyang Zhen. Multivariable Adaptive Distributed Leader-Follower Flight Control for Multiple UAVs Formation [J]// The Aeronautical Journal, 2017, 121(1241): 877-900. (SCI检索)
2. Ziyang Zhen, Yue Xu, Ju Jiang. Information Fusion Estimation Based Flight Control for Nonlinear Jumbo Jet under Wind Disturbance [J]// Optimal Control, Applications and Methods. 2018, 39(2): 537-548. (SCI检索)
3. Yue Xu, Ziyang Zhen, Jie Chen. Adaptive Control for Leader-Following Consensus Problem [C]// Proceedings of 2016 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference, 2016, 1654-1659. (EI检索)
4. 甄子洋, 龚华军, 陶钢, 许玥, 宋戈. 基于自适应控制的大型客机编队飞行一致性控制[J]. 中国科学:技术科学. 2018.02 (EI检索)

攻读硕士学位期间发表专利情况:

1. 许玥, 甄子洋, 杨政. 基于自适应控制的无人机自动驾驶仪控制系统. 107450313A (发明专利, 已公开)
2. 许玥, 甄子洋, 蒋烁莹, 杨柳青. 基于自适应控制的无人机编队保持控制系统. 107807663A (发明专利, 已公开)
3. 甄子洋, 许玥, 廖智麟, 黄一敏. 基于自适应控制的无人机直升机编队控制系统. 107608385A (发明专利, 已公开)
4. 周城宇, 甄子洋, 王新华, 许玥. 一种双余度传感器的微小型无人直升机自动飞行控制系统. 107065906A (发明专利, 已公开)

攻读硕士学位期间参与创新实践情况:

1. 许玥, 杨政, 侯敏, 马坤. 基于自适应控制的多智能体自主协同控制研究. (校级创新基金, 评审结果优秀)
2. 孙朋, 曾旭, 杨天开, 杨勇, 尹彦卿, 周城宇, 许玥, 杨喻茸等. 国际空中机器人大赛(亚太赛区). 一等奖
3. 国家自然科学基金项目, 应急管理项目, 多变量自适应预见控制及其舰载飞机全天候自动着舰应用, 61741313