

分类号: TM74

单位代码: 10363

密类级: 公开

学位代号: 2220320178

题 目 VTOL 飞行器自适应神经网络跟踪控制研究

题 目 Research on Adaptive Neural Network Tracking
Control of VTOL Aircraft

论文作者: _____ 杨贤昊

校内导师: _____ 邓雄峰

专 业: _____ 电子信息

研究方向: _____ VTOL 飞行器轨迹跟踪

论文答辩日期: _____ 2025/05/07

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：杨贤昊

日期：2025 年 05 月 13 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

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

保密 ☐，在 _____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：

杨贤昊

指导教师签名：

邓雄峰

日期： 2025 年 05 月 13 日

日期： 2025 年 05 月 13 日

VTOL 飞行器自适应神经网络跟踪控制研究

摘 要

垂直起降（Vertical Take-Off and Landing, VTOL）飞行器具有灵活的机动性，能够在没有跑道的情况下进行起降，适用于狭小的空间或没有固定跑道的场所。因此，垂直起降飞行器具有广泛的应用领域，可用于执行各种特种作战任务、侦察、运输等军事任务，同时也适用于医疗救援、消防救援、警务巡逻、旅游观光等民用任务，以及搜救、灾害救援、边境巡逻等支援任务。其独特的特点和灵活性使其成为各种领域中不可或缺的重要工具。VTOL 类飞行器的特点是高度非线性、欠驱动和非最小相位，其设计和控制面临诸多挑战。本文针对 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制问题进行了深入研究，主要研究内容如下：

首先，根据垂直起降飞行器的推进系统特性和飞行原理，并考虑到不确定因素的影响，推导出假定的 VTOL 飞行器动力学数学模型。详细描述了建模过程，并分析了模型的特性。

其次，针对 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制系统，未知动力学与外部干扰是普遍且不可避免的。在控制系统设计中如果不考虑动力学不确定性和内外部干扰，可能无法保证预期的控制性能，甚至系统变得不稳定。因此应用动态面控制（Dynamic Surface Control, DSC）技术和径向基（Radial Basis Function, RBF）神经网络设计了神经自适应动态面控制律和自适应更新律。在递归设计过程中，为防止对所设计的虚拟控制律进行重复微分操作，采用了一阶滤波方法，利用 RBF 神经

网络处理了飞机系统的未知非线性动力学。此外，利用设计的参数更新律，有效处理了近似误差和外界扰动，从而使得设计的控制律具有很好的控制效果。

最后，针对 VTOL 飞行器系统存在飞行过程中易受外部阵风、负载等扰动影响以及内部参数不确定，模型不匹配等不确定影响，提出了基于自适应神经网络的自抗扰控制（Active Disturbance Rejection Control, ADRC）器。自抗扰技术不需要系统模型的准确性和系统参数的精确测量，针对飞行过程的内外扰动及模型不确定干扰提升了控制性能，RBF 神经网络具备出色的泛化特性，能够对任意非线性函数进行逼近。基于自抗扰控制技术设计了 VTOL 控制器，且通过神经网络估计了系统的非线性函数和自适应算法估计未知参数，该控制器具有快速而精确的跟踪速度，面对外界干扰展现出突出的鲁棒性，飞行控制误差得以降低，控制精度、稳定性及安全性均得到显著提升。

关键词：动态面控制，神经网络，自适应控制，垂直起降飞行器，自抗扰控制

RESEARCH ON ADAPTIVE NEURAL NETWORK TRACKING CONTROL OF VTOL AIRCRAFT

ABSTRACT

Vertical Take Off and Landing (VTOL) aircraft have flexible maneuverability and can take off and land without a runway, making them suitable for small spaces or places without a fixed runway. Therefore, vertical takeoff and landing aircraft have a wide range of application fields, which can be used to perform various special operations tasks, reconnaissance, transportation and other military tasks. They are also suitable for civilian tasks such as medical rescue, fire rescue, police patrol, tourism and sightseeing, as well as support tasks such as search and rescue, disaster rescue, border patrol, etc. Its unique characteristics and flexibility make it an indispensable and important tool in various fields. The characteristics of VTOL aircraft are highly nonlinear, underactuated, and non minimum phase, and their design and control face many challenges. This article conducts in-depth research on the trajectory tracking control problem of VTOL aircraft, with the main research contents as follows:

Firstly, based on the propulsion system characteristics and flight principles of vertical takeoff and landing aircraft, and considering the influence of uncertain factors, a hypothetical VTOL aircraft dynamic mathematical model is derived. The modeling process was described in

detail, and the characteristics of the model were analyzed.

Secondly, for the trajectory tracking control system of VTOL aircraft, unknown dynamics and external disturbances are common and inevitable. If dynamic uncertainty and internal and external disturbances are not considered in control system design, the expected control performance may not be guaranteed, and the system may even become unstable. Therefore, dynamic surface control (DSC) technology and radial basis function (RBF) neural network were applied to design neural adaptive dynamic surface control law and adaptive update law. In the recursive design process, to prevent repeated differential operations on the designed virtual control law, a first-order filtering method was adopted, and an RBF neural network was used to handle the unknown nonlinear dynamics of the aircraft system. In addition, by utilizing the designed parameter update law, approximation errors and external disturbances were effectively handled, resulting in a well-designed control law with excellent control performance.

Finally, an Active Disturbance Rejection Control (ADRC) based on adaptive neural networks is proposed to address the uncertainties in the VTOL aircraft system during flight, such as susceptibility to external disturbances such as gusts and loads, as well as internal parameter uncertainties and model mismatches. Active disturbance rejection technology does not require the accuracy of the system model or precise measurement of system parameters. It improves control performance

against internal and external disturbances and model uncertainties during flight. RBF neural networks have excellent generalization properties and can approximate any nonlinear function. A VTOL controller was designed based on self disturbance rejection control technology, and the nonlinear functions of the system were estimated using neural networks and unknown parameters were estimated using adaptive algorithms. The controller has fast and accurate tracking speed, exhibits outstanding robustness in the face of external disturbances, reduces flight control errors, and significantly improves control accuracy, stability, and safety.

KEY WORDS: dynamic surface control, neural network, adaptive control, VTOL aircraft, active disturbance rejection control

目录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.3 本文主要研究内容.....	8
第 2 章 VTOL 飞行器的数学模型及相关基础知识.....	11
2.1 引言.....	11
2.2 VTOL 飞行器动力学模型.....	11
2.3 RBF 神经网络.....	14
2.4 李雅普诺夫稳定性理论.....	15
2.5 动态面控制技术.....	16
2.6 自抗扰控制技术.....	19
2.7 相关引理.....	22
2.8 本章小结.....	23
第 3 章 基于自适应神经网络动态面技术的 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制.....	24
3.1 引言.....	24
3.2 问题阐述.....	25
3.3 控制器设计和稳定性分析.....	25
3.3.1 自适应神经网络动态面控制器设计.....	25
3.3.2 稳定性分析.....	31
3.4 仿真分析.....	35
3.4 本章小结.....	41
第 4 章 基于自适应神经网络自抗扰技术的 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制.....	42
4.1 引言.....	42
4.2 问题阐述.....	42
4.3 控制器设计和稳定性分析.....	43
4.3.1 自适应神经网络自抗扰控制器设计.....	43

4.3.2 稳定性分析.....	46
4.4 仿真分析.....	49
4.5 本章小结.....	58
第 5 章 总结与展望.....	59
5.1 全文总结.....	59
5.2 工作展望.....	60
参考文献.....	61
攻读硕士期间取得的学术成果.....	69
致谢.....	70

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

近几十年来，垂直起降（Vertical Take-Off and Landing, VTOL）飞行器的研发引起了众多研究人员和行业的关注，随着“低空经济”概念在我国正式提出，VTOL 飞行器的研究更为引人关注。与人工操作的传统方法相比，无人机部署具有许多潜在的好处。此外，垂直起降无人机的部署还可以通过节省时间和成本来提高效率。采用 VTOL 配置的无人机具有一些优点，例如过渡机制简单，易于在狭窄区域内起飞和降落。它可用于无人机的各种应用，例如数据收集，监控，测绘，地理摄影，检查，监视，搜索和救援，森林火灾探测，创意产业以及各种民用应用^[1-3]。VTOL 将直升机与固定翼飞机的优势集于一身，不依赖跑道，能够轻松完成垂直起降，并具备悬停能力。相较于直升机，它在速度、航程和载荷方面更具优势，使其在军事应用中优势明显^[4,5]。与传统战斗机相比，VTOL 飞行器对场地要求低，即使跑道受损也能正常起飞作战，提升了作战灵活性和出勤率^[6]。此外，其分散隐蔽的特性提高了战场生存能力，因此被认为是未来飞行器的重要发展方向。

垂直起降飞行器因其独特优势在军事领域具有重要价值，因此各国长期致力于相关技术研究。经过长期发展，代表性型号有英国“鹞”式、前苏联雅克-141 和美国 F-35B 联合攻击机，其中 F-35B 被认为是目前最先进的垂直起降飞行器。如图 1-1 和图 1-2 所示。



图 1-1 英国鹞式战斗机



图 1-2 美国 F35-B 联合攻击机

VTOL 飞行器不仅在军事上有重要作用，在民用领域也极具潜力，例如农业喷洒农药、农业测绘等，尤其是在地震救援、偏远地区急救等复杂地形环境下的任务中，以及缓解地面交通压力等方面^[7]。如图 1-3 所示，随着全球航空科技的进步，垂直起降技术有望迎来更广泛的应用前景。



图 1-3 农业无人机

从控制工程师的角度来看，最热门的研究问题之一是开发无人机的自主操作，使其能够在减少对操作员的依赖的情况下保持垂直起降设置。在各种场景下，已经对无人机的许多控制策略进行了研究。在过去的几十年里，研究人员们一直致力于解决垂直起降飞行器的控制问题。随着应用范畴持续拓展，涵盖了交通运输、无人机等多个领域，对 VTOL 飞行器的需求也越来越高^[8,9]。然而，由于其本身的特性以及飞行环境的复杂性，控制 VTOL 飞行器变得异常困难。首先，VTOL 飞行器是一种高度非线性系统^[10,11]。这意味着其动力学行为无法简单地通过线性模型来描述。相反，它们的运动涉及到许多非线性效应，如气动力、惯性耦合等。

这导致设计出一个高效控制器面临极大挑战。其次，VTOL 飞行器具有欠驱动和非最小相位特性^[12-14]。欠驱动意味着系统的输出维度大于输入维度，这导致了控制器设计时的额外困难。非最小相位特性意味着系统的频率响应具有相位延迟，这会对控制系统的性能产生负面影响。此外，VTOL 飞行器的飞行环境非常复杂。它们可能会遭遇各种干扰，如侧风、气流等。这些干扰会对飞行器的稳定性和控制性能产生严重影响。最后，由于飞行器的动力学模型参数存在不确定性，控制系统设计更加困难。这些参数的不确定性可能来自于制造误差、环境变化或传感器噪声。这使得控制器必须具备一定的鲁棒性，以应对参数变化带来的影响。

综上所述，由于 VTOL 飞行器的非线性、欠驱动、非最小相位特性以及复杂的飞行环境和参数不确定性，其控制系统设计面临巨大挑战。因此，本文针对围绕 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制方法展开研究，通过引入神经网络控制、自适应控制、动态面控制与自抗扰控制及其相互结合的控制方案，设计了自适应神经网络动态面控制器、自适应神经网络自抗扰控制器这两种控制器，完成系统稳定性的论证工作，最终实现飞行器稳定性的提升，保障其飞行安全。对于发展与完善 VTOL 飞行器的轨迹跟踪控制具有一定的价值与意义。

1.2 国内外研究现状

与国外先进的垂直起降技术相比，国内起步较晚。但随着“低空经济”的提出，我国无人机技术研究迎来新发展，其中垂直起降技术成为重点研究方向。目前，VTOL 飞机系统的控制问题已被许多学者讨论，并提出了各种各样的控制策略。例如，在文献[15]中，应用优化理论，提出了一个针对外部扰动和执行器故障跟踪问题的鲁棒容错控制律。在文献[16]中，利用所设计的光滑有界控制器实现了输入受限的垂直起降飞行器的渐近轨迹跟踪控制问题。文献[17]中作者设计了最优滑模控制和最优超扭转滑模控制方案解决阵风干扰的垂直起降飞行器悬停飞行问题。在文献[18]中为了解决高度非线性控制问题，提出了一种时间尺度分离非线性动态反演控制方案来调节飞机系统，在飞行控制策略中还引入自适应神经网络解决现有模型的不确定性。在[19]的工作中提出了一种基于控制拉格朗日算法的针对强输入耦合且稳定的欠驱动垂直起降飞机的控制器设计方案。

对于平面垂直起降飞机系统,已经提出了许多有效的控制方法来解决跟踪控制和稳定性问题,如反步控制方法^[20-22]、备选非线性控制策略^[23]和增益调度控制方法^[24]。近年来,随着科技发展推动了对高效控制方法的需求,涌现出多种非线性控制方法,目前,针对动力学未知和外部扰动的非线性系统控制问题,提出了许多控制策略,如主动抗扰控制^[25,26]、鲁棒最优控制^[27,28]、滑模控制^[29]、自适应控制^[30,31]、模糊控制^[32]、神经网络控制^[33]、输出反馈控制^[34,35]和强化学习方法^[36,37]。下面将简要介绍几种主要的非线性控制算法。

(1) 滑模控制

滑模控制由 Itkis 于 1976 年提出^[38],现已发展为成熟的理论。作为常见非线性控制方法之一,滑模控制利用间断性的控制信号,对系统轨迹加以改变,使其沿预设的滑模面运动。滑模控制通过不连续的时间函数实现状态空间切换,属于变结构控制方法。其通过多结构设计驱动轨迹趋近滑模面,且滑动模态具有预设性和抗干扰特性,不受系统参数及扰动影响。所以,滑模控制对外界干扰和建模不确定性不敏感,鲁棒性强、响应快,还容易在实际中实现^[39]。文献[40]针对 VTOL 飞行器使用比例+积分+速度(PIV)和滑模控制开发了硬件设备装置来查找系统的响应,与 PIV 控制器相比滑模控制器提供更好的结果。文献[41]研究了 VTOL 无人机在外部干扰下的精确轨迹跟踪问题,开发了一种基于高阶观测器的鲁棒动态滑模控制器,并利用分数阶萤火虫算法对其进行了优化。文献[42]研究了存在时变不确定干扰的 VTOL 飞行器的离散控制问题,通过提出一种新的 VTOL 无人机趋近律,将离散时间准滑模控制扩展到保持轨迹跟踪控制,设计了一个鲁棒控制器来处理作用于平移和旋转动力学的未知时变扰动。

(2) 反步控制

反步控制技术由 Petar V.Kokotovic 等人于 20 世纪 90 年代提出,属于控制理论范畴,旨在实现特定非线性系统的稳定控制。它结合了 Lyapunov 函数和递归设计,其核心思想是通过逐步构造李雅普诺夫函数和虚拟控制量,从系统的内部子系统开始,逐步向外扩展,最终设计出全局稳定的控制器。反步控制能够处理系统中的不确定性和非线性特性,具有较强的鲁棒性。文献[43]提出一种针对强耦合 PVTOL 系统的控制策略,通过两个同步控制动作实现系统调节:稳定垂直位置采用反馈线性化和稳定水平/角度位置采用反推。数值模拟验证了该非线性

状态反馈的有效性，且其基于李雅普诺夫的收敛分析更为简明。文献[44]提出反步法结合比例微分控制器的方法设计了四旋翼无人机的鲁棒控制系统。利用反步法同时结合 PD 控制减弱系统不确定性带来的影响，同时采用粒子群优化算法确定反步法控制参数。文献[45]于控制方案设计里，纳入了一种依托非线性观测器的反步控制器，并开展稳定性剖析，用以应对参数变动以及外部干扰状况。最终结果证实，在飞行器从悬停状态转换至平飞状态的过渡阶段，该反步控制器能够出色地实现轨迹跟踪。

（3）自适应控制

自适应控制通过在线估计和调整控制器参数来应对系统不确定性和外部扰动，确保系统稳定性。相比传统方法，其对模型依赖度低，在处理模型不确定性和外部扰动共存系统时具有显著优势。文献[46]采用命令滤波控制技术，针对具有质量不确定性和推力饱和的垂直起降飞行器的控制问题，设计了一种自适应跟踪控制律。文献[47]设计的屏障李雅普诺夫功能控制器的基础上，解决了具有位置状态约束的垂直起降飞机的位置跟踪控制问题。在文献[48]的工作中，作者应用模糊自适应输出反馈跟踪控制方法解决了具有不确定输入耦合和输入依赖干扰的垂直起降飞机的跟踪问题。文献[49]提出了一种基于模型参考自适应控制方案的垂直起降飞行器设计的滚动运动控制设计。作者在文献[50]中提出了一种新的在线自适应动态规划控制算法，以解决垂直起降飞机系统的最优控制问题。

（4）神经网络控制

径向基（Radial Basis Function, RBF）神经网络作为单隐层前馈网络，早在 20 世纪 80 年代便已问世。它具备极为强劲的函数逼近性能，经证实，具备任意精度逼近任意连续函数的能力。训练时，RBF 神经网络和 BP 神经网络存在相似之处，不过二者在作用函数方面有着明显区别。BP 神经网络在隐含层运用 Sigmoid 函数，该函数在输入值处于无限大的取值范围时，函数值均不为零，基于此特性，BP 神经网络得以实现全局逼近。与之不同，RBF 神经网络将高斯函数选作作用函数，而高斯函数的作用范围仅局限于有限的数值区间，所以 RBF 神经网络属于局部逼近网络。RBF 神经网络优势显著，学习进程迅速，且不容易陷入局部极小值困境，在对实时性要求严苛的控制系统，比如飞行器控制领域，有着出色的适用性，能切实增强控制系统的自适应能力与鲁棒性能^[51]。文献[52]给出了一种

尾座式垂直起降无人机统一控制器的设计方案，此方案以循环神经网络为基础。其设计包含外环位置控制器与内环姿态控制器，并通过循环神经网络近似非线性求解器，实现了对悬停、过渡和平飞等多种飞行模式的统一控制。

作为处理未知非线性动力学的强大工具，神经网络通常用于近似未知非线性动力学。结合反步控制或动态曲面控制技术，神经网络反步控制策略和神经网络动态曲面控制策略已广泛应用于各种复杂的非线性系统中。文献[53]中，作者针对一类开关非线性系统设计了基于命令滤波器的自适应多层神经网络反步控制律，解决了反步跟踪控制问题。文献[54]针对不确定非线性系统提出了一种事件触发反步跟踪控制策略，该策略以命令滤波器为依托，其中考虑自适应神经网络技术来应对未知输入饱和。在文献[55]中，作者研究了一种在不确定性和干扰以及未知动力学下的四旋翼无人机。本工作利用基于神经网络的分阶反步控制方法解决了鲁棒跟踪问题。此外，针对一类机器人机械手的精确轨迹跟踪和抗扰问题，文献[56]提出了基于神经网络的自适应观测者反步终端滑模控制。基于设计的自适应神经动力学表面控制方案，文献[57]的作者解决了不确定随机非严格反馈系统的预定义跟踪精度问题。在文献[58]中，研究了一类非线性多智能体系统的二分跟踪的基于预测器的神经动态表面控制策略。此外，通过应用所提出的基于神经网络的自适应弹性动态表面控制律，文献[59]的作者成功解决了不确定非线性时滞信息物理系统的未知欺骗攻击问题。此外，作者还设计了基于模糊自适应命令滤波反步控制方案^[60,61]。上述研究表明，基于神经网络的反演控制和动态面控制在处理复杂非线性系统时具有显著优势。然而，传统反演控制因需反复微分虚拟控制律，易导致“复杂性爆炸”问题，尤其对高阶系统影响明显。动态面控制通过引入一阶滤波器有效解决了这一缺陷，但目前针对 VTOL 飞行器动态面跟踪控制的研究仍较为有限。因此，本研究将重点探索基于神经网络的动态面控制方法在 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制中的应用。

（5）自抗扰控制

然而，针对阵风等外部干扰，姿态控制主要依赖于 PID^[62,63]控制、滑模控制和反步法等传统方法。然而，这些方法主要基于采集到的误差进行调整，无法有效预测并补偿扰动^[64]。当系统模型存在不确定性或受到时变外部干扰时，反步控制器的性能会下降。为了解决这个问题，可以采用噪声观测和扰动补偿等方法来

有效地抑制外部扰动。20 世纪 90 年代,韩京清研究员提出自抗扰控制技术^[65-67]。该技术将系统不确定性统一视为未知扰动,通过实时估计被控对象的输入输出特性实现动态补偿,突破了传统控制理论的限制。简单来说,自抗扰控制的核心思想是在扰动影响系统输出之前,利用被控对象的输入和输出提取扰动信息,并通过控制信号来抵消这些扰动的影响,以降低未知扰动对系统的干扰^[68]。与 PID 控制、反步法和滑模控制相比,自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)在复杂多变的户外环境中表现出更强的稳定性和控制效果。

文献[69]针对垂直起降飞行器系统进行了解耦控制设计并设计了一个离散自抗扰控制器来控制其垂直起降过程。文献[70]提出了一种基于自抗扰与嵌入式模型控制的无人机全数字姿态控制新方法,提高了控制精度。与此同时,文献[71]鉴于传统自抗扰控制器参数调谐的复杂性以及扩展状态观测器较低的自适应能力等问题,研制出了一款基于自抗扰控制技术的智能姿态控制器。自适应径向基函数神经网络可以提高扩展状态观测器的适应性,模糊控制能够在系统运行过程中,依据实际情况实时地对状态误差非线性控制律的参数加以调整。[72]提出了一种基于自抗扰控制器的复合无人机轨迹跟踪系统并采用遗传和粒子群结合的优化算法对控制器参数进行了优化。作者在[73]中通过结合自抗扰技术与滑模控制技术形成双闭环控制策略实现对四旋翼的姿态控制问题。然而,自抗扰控制技术一大难点在于系统参数的设定,这极大增加了应用的难度,而神经网络作为可以逼近任何非线性的工具,其强大的泛化能力吸引许多学者将其应用到控制系统的设计中。文献[74]的作者运用神经网络手段,对未知的不确定性进行逼近。借助自适应补偿控制策略,成功达成了位置子系统的有界轨迹跟踪以及姿态子系统的渐近轨迹跟踪。文献[75]则提出了一种基于人工神经网络的在线智能优化方式,以此来完成自抗扰控制器的参数调节。该文献还研究了一种级联自抗扰控制器,其包含人工神经网络姿态自抗扰控制器,可用于无人机的轨迹跟踪任务。[76]提出了一种基于反步和神经网络的扰动平面垂直起降飞机的改进飞行控制方案。该方法采用神经网络来处理飞机系统的外部干扰。采用梯度下降算法对神经网络的权值参数进行训练,从而获得较高的函数逼近精度。作者在[77]中提出通过自抗扰控制技术设计主控制律,引入神经网络对自抗扰控制器未知参数 b 进行估计从而获得更高的跟踪精度和较强的鲁棒性。文献[78]通过结合显式模型、自适应滑

模和神经网络进行了改进的自抗扰控制器设计,采用径向基神经网络结合自抗扰控制技术实现估计和补偿内部和外部的不确定性。[79]中利用现代控制理论建立了一个状态观察器,并利用自适应神经网络来估计未知的总干扰,构建了基于神经网络自抗扰控制器的无人直升机轨迹跟踪控制系统。以上文献大多只讨论一部分参数的逼近且关于 VTOL 飞行器系统的轨迹跟踪控制问题也很少被学者们提及。因此,本文将结合自抗扰控制技术与自适应神经网络同时对内外部干扰及未知参数进行逼近从而解决垂直起降飞行器系统的轨迹跟踪控制问题。

(6) 强化学习控制

强化学习是一种通过智能体与环境交互学习最优策略的机器学习方法,其核心思想是试错学习,即智能体根据环境反馈的奖励或惩罚不断调整策略,最终实现控制目标。文献[80]采用深度确定性策略梯度算法与人工神经网络相结合,解决了传统控制算法在处理 VTOL 系统模型时,无法有效应对干扰和环境影响的问题,并通过实验验证了该方法在俯仰角控制中的有效性。文献[81]提出了一种基于强化学习的 VTOL 控制算法,结合多风场训练和量子经验回放策略,显著提升了探索效率和鲁棒性。仿真及飞行实验验证了其在目标跟踪和飞行稳定性上的优越性能。然而,强化学习虽能学习复杂策略,但其训练慢、泛化差且实时性差影响系统控制性能。因此,本文针对以上问题引入 RBF 神经网络结合动态面控制及自抗扰控制,其计算效率高,能有效应对模型不确定性且具备强鲁棒性和扰动补偿能力,更适合 VTOL 飞行器的复杂非线性控制。

1.3 本文主要研究内容

综上所述,本文主要针对 VTOL 飞行器的轨迹跟踪控制进行研究,结合神经网络及自适应控制、改进的反步法控制和自抗扰控制等方法展开研究,以 VTOL 的数学模型作为被控对象,并以自适应神经网络主要设计工具展开研究,分别设计了自适应神经网络动态面控制器与自适应神经网络自抗扰控制器,并以两个方面进行阐述,利用李雅普诺夫函数证明系统的稳定性,具体研究内容有以下几部分组成:

第一章:阐述本文的研究背景及意义,简述了 VTOL 飞行器的用途,以及基

于自适应神经网络控制、动态面控制和自抗扰控制研究现状，特别是针对各种控制方法相结合做了详细介绍。

第二章：介绍了垂直起降飞行器控制的相关基础理论知识，建立描述 VTOL 飞行器的坐标系并详细推导了本文所用 VTOL 飞行器的数学模型。

第三章：本章提出了融合动态面控制技术的神经网络自适应控制策略，面向同时存在未建模动态和外界扰动的非线性受控对象，提出了一种基于反推的控制设计方法。目的是消除现有方法固有的“复杂性爆炸”问题。另外，经稳定性分析验证，所提出的控制律可保证闭环系统解具有一致最终有界特性，同时使跟踪误差尽可能趋于极小。

第四章：针对 VTOL 飞行器系统存在飞行过程中易受外部阵风、负载等扰动影响以及内部参数不确定，模型不匹配等不确定影响，提出了基于自适应神经网络的自抗扰控制器。本章采用自抗扰控制技术构建 VTOL 飞行控制器，结合神经网络对系统非线性函数进行估计，并运用自适应算法逼近未知参数。通过李雅普诺夫稳定性理论，验证了系统的全局稳定性。

第五章：对全文的工作内容和研究成果进行总结，分析目前存在的不足之处，对 VTOL 跟踪控制还可能存在的安全风险做了进一步的研究和探讨。

本文创新之处如下：

(1) 本文研究了具有外部扰动的 VTOL 飞机的渐近跟踪控制问题。应用动态面控制技术和 RBF 神经网络设计了神经自适应动态面控制规律和自适应更新规律。在递归设计过程中，为简化虚拟控制律的计算过程，采用一阶滤波器减少重复微分操作，利用 RBF 神经网络处理了飞机系统的未知非线性动力学。此外，利用设计的参数更新规律，有效处理了近似误差和外界扰动，从而使得设计的控制律具有很好的控制效果。

(2) 针对其他控制器结构复杂、依赖对象模型精度和传统自抗扰控制在 VTOL 轨迹跟踪中存在的参数整定困难、抗扰性能有限等问题，提出了一种基于 RBF 神经网络的改进自抗扰控制策略。该方案充分发挥 RBF 神经网络在收敛速度和函数逼近方面的优势，结合自适应算法实现参数智能调节与未知参数辨识。实验表明，该控制器在保证快速精确跟踪的同时，具有较强的抗干扰能力，有效解决了 VTOL 在扰动环境下的轨迹跟踪问题。

论文的结构框图如图 1-4 所示。

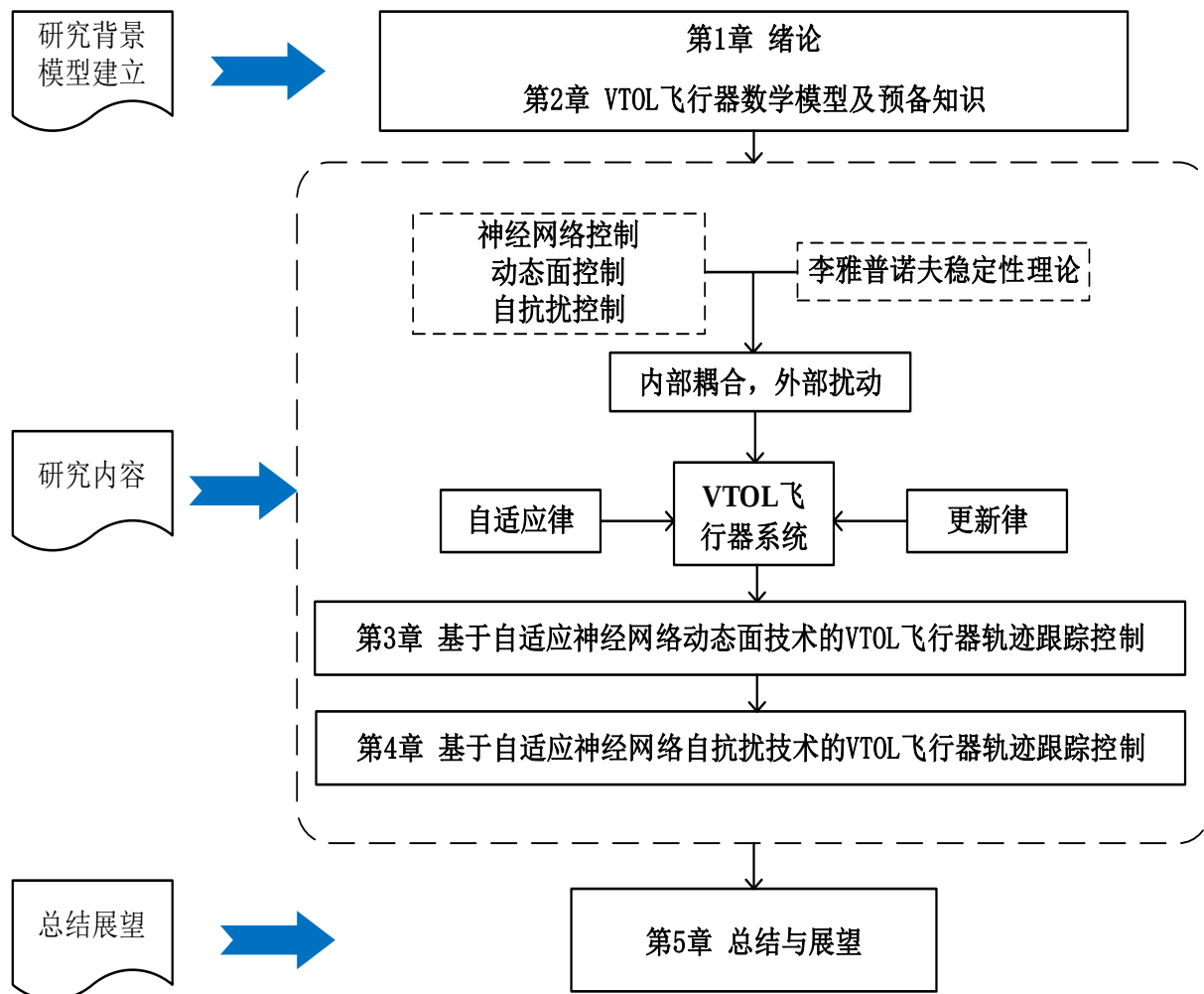


图 1-4 论文结构框图

第2章 VTOL 飞行器的数学模型及相关基础知识

2.1 引言

本章将深入分析 VTOL 飞行器的动力学模型，从明确坐标系和合理假设出发，基于牛顿第二定律和角动量定理，逐步推导出其核心动力学方程，并研究输入干扰下的模型表现，以全面揭示飞行器的运动特性；同时，介绍了 RBF 神经网络，其具有出色的函数逼近能力，为应对系统中的未知函数提供有效方案；此外，本章还将阐述李雅普诺夫稳定性理论，从稳定性的定义、判据等方面为控制系统的设计与分析构建扎实的理论基础，并介绍相关控制技术及重要定理，以支撑后续的复杂推导与论证。通过对这些基础内容的详细讲解，为后续章节对 VTOL 飞行器先进控制策略的研究奠定坚实基础。

2.2 VTOL 飞行器动力学模型

本文研究的 VTOL 飞行器原型为英国麦道公司的鹞式喷气战斗机(YAV-8B)，其运动限定在水平-垂直平面。构建飞行器模型需依赖坐标系，该飞行器系统含地面坐标系 R 和机体坐标系 A 。地面坐标系用于确定飞行器位置与姿态，机体坐标系原点设在飞行器质心处^[82]（如图 2-1）。

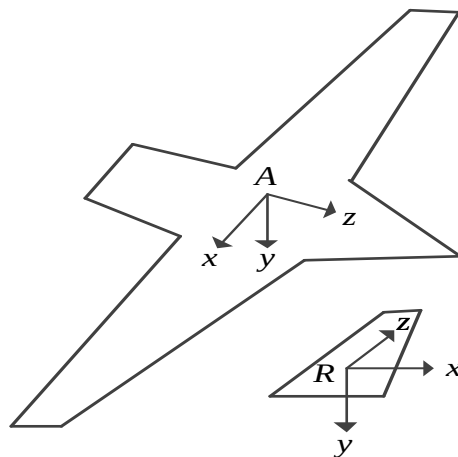


图 2-1 VTOL 飞行器

为了更好的为下文所设计控制律奠定好理论控制模型基础，本文基于地面坐标系描述系统动力学模型，建模前做如下假设：

假设 2-1: 视飞行器为刚体, 忽略机翼与机身弹性形变, 且质量恒定。

假设 2-2: 不考虑周围空气动力的影响。

假设 2-3: 地面坐标系为惯性坐标系, 重力加速度为常量。

假设 2-4: 飞行器在 x - y (水平-垂直)平面内运动。

假设 2-5: 飞假设干扰 $\xi_1(t)$ 和 $\xi_2(t)$ 是有界未知干扰, 且其导数也有界。

VTOL 飞行器受力如图 2-2 所示, $(\vec{j}, \vec{k}, \vec{i})$ 为地面坐标系, $(\vec{j}_\alpha, \vec{k}_\alpha, \vec{i}_\alpha)$ 为位于飞行器质心的机体坐标系, 其中 $\vec{i} = \vec{i}_\alpha$, 飞行器在 $\vec{j}$ - $\vec{k}$ 平面运动, 其受力情况如下:

$$\begin{aligned}\vec{T} &= T\vec{k}_\alpha \\ M\vec{g} &= -Mg\vec{k} \\ \vec{F}_1 &= (\vec{j}_\alpha \sin \alpha + \vec{k}_\alpha \cos \alpha)F \\ \vec{F}_2 &= (\vec{j}_\alpha \sin \alpha - \vec{k}_\alpha \cos \alpha)F\end{aligned}\quad (2-1)$$

其中, M 为飞行器质量, C 为质心, $\vec{T}$ 为作用在飞机底部推力, $\vec{F}_1$ 和 $\vec{F}_2$ 为作用在机翼 P_1 和 P_2 处反作用力。 $\vec{g}$ 为重力加速度, θ 为滚转角, α 为 $\vec{F}_1$ 、 $\vec{F}_2$ 与机翼相应方向夹角。

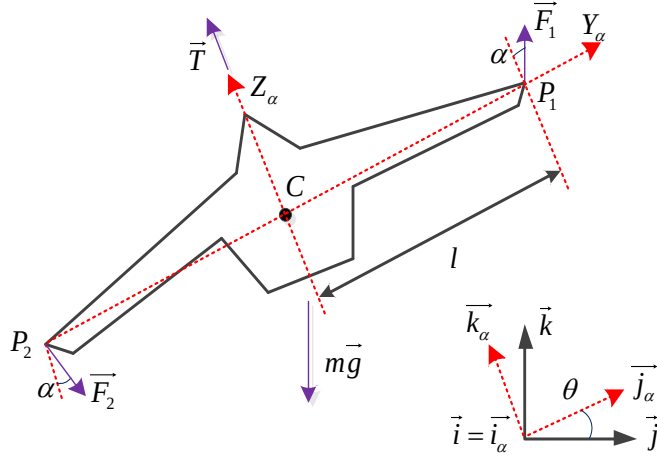


图 2-2 VTOL 飞行器受力图

由牛顿第二定律和角动量定理得, 飞行器质心运动方程为

$$\begin{aligned}M\vec{a}_c &= \vec{T} + M\vec{g} + \vec{F}_1 + \vec{F}_2 \\ \dot{\vec{\sigma}}_c &= \vec{CP}_1 \times \vec{F}_1 + \vec{CP}_2 \times \vec{F}_2\end{aligned}\quad (2-2)$$

其中, $\vec{a}_c$ 和 $\vec{\sigma}$ 分别为质心 C 的加速度和角动量, 由式 (2-1) 得

$$\begin{aligned} M(\ddot{x}\vec{j} + \ddot{y}\vec{k}) &= T\vec{k}_\alpha + 2F\sin\alpha\vec{j}_\alpha - Mg\vec{k} \\ J\ddot{\theta}\vec{i}_\alpha &= 2Fl\cos\alpha\vec{j}_\alpha \end{aligned} \quad (2-3)$$

其中, $(0, x, y)$ 是 C 相对于地面坐标系的位置, J 为质心 C 关于穿越机身的 $\vec{i}_\alpha$ 轴的转动惯量。

由下式

$$\begin{bmatrix} \vec{j}_\alpha \\ \vec{k}_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{j} \\ \vec{k} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

结合 (2-3) 和 (2-4) 可得

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= -T\sin\theta + 2F\sin\alpha\cos\theta \\ M\ddot{y} &= T\cos\theta + 2F\sin\alpha\sin\theta - Mg \\ J\ddot{\theta} &= 2Fl\cos\alpha \end{aligned} \quad (2-5)$$

综上, VTOL 飞行器动力学模型为

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= -u_1 \frac{\sin\theta}{M} + u_2 \varepsilon_0 \frac{\cos\theta}{M} \\ \ddot{y} &= u_1 \frac{\cos\theta}{M} + u_2 \varepsilon_0 \frac{\sin\theta}{M} - g \\ \ddot{\theta} &= \frac{u_2}{J} \end{aligned} \quad (2-6)$$

其中, 控制输入 $u_1 = T$ 为推力, $u_2 = 2Fl\cos\alpha$ 为滚转力矩, $\varepsilon_0 = \frac{\tan\alpha}{l}$ 为滚转力矩与水平加速度间的耦合系数, 系统有两个输出: $y_1 = x$, $y_2 = y$, 三个自由度: (x, y, θ) , 因此 VTOL 飞行器系统是典型的欠驱动系统。

在考虑输入干扰的情况下, VTOL 飞行器动力学模型如下:

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= -(u_1 + \xi_1(t))\sin\theta/M + \varepsilon_0(u_2 + \xi_2(t))\cos\theta/M \\ \ddot{y} &= (u_1 + \xi_1(t))\cos\theta/M + \varepsilon_0(u_2 + \xi_2(t))\sin\theta/M - g \\ \ddot{\theta} &= (u_2 + \xi_2(t))/J \end{aligned} \quad (2-7)$$

其中, $\xi_1(t)$ 和 $\xi_2(t)$ 分别为推力输入方向上的不确定性干扰和滚动输入方向的不确定性干扰。

由上式 (2-7), 令

$$\begin{aligned} d_1(t) &= -\xi_1(t)\sin\theta + \varepsilon_0\xi_2(t)\cos\theta \\ d_2(t) &= \xi_1(t)\cos\theta + \varepsilon_0\xi_2(t)\sin\theta \\ d_3(t) &= \xi_2(t) \end{aligned} \quad (2-8)$$

由假设 2-5, $d_i(t)(i=1,2,3)$ 及其一阶导数也是有界的。

因此, 结合式 (2-7) 和式 (2-8) 得到本文所用 VTOL 飞行器数学模型如下

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= -u_1 \frac{\sin\theta}{M} + u_2 \varepsilon_0 \frac{\cos\theta}{M} + \frac{d_1(t)}{M} \\ \ddot{y} &= u_1 \frac{\cos\theta}{M} + u_2 \varepsilon_0 \frac{\sin\theta}{M} - g + \frac{d_2(t)}{M} \\ \ddot{\theta} &= \frac{u_2}{J} + \frac{d_3(t)}{J} \end{aligned} \quad (2-9)$$

VTOL 飞行器模型 (2-6) 同样适用于采用类似驱动结构的飞行器, 如四旋翼无人机。在进行垂直平面动作时, 可将前后旋翼作为升力驱动, 并通过调节左右旋翼的转速差实现姿态控制。当姿态达到目标角度后, 左右旋翼恢复同步转速以维持升力, 从而保持新的飞行姿态。通过对数学模型进行适当调整, 该模型可应用于垂直于飞行方向的平面轨迹跟踪。

2.3 RBF 神经网络

RBF 神经网络以其简洁的三层结构和快速收敛特性, 展现出优异的函数逼近能力。研究表明, 该网络在非线性系统中具有一致逼近性, 因而在工业控制、模式识别等领域获得广泛应用^[83]。

RBF 神经网络通常由三个层次组成: 第一层是输入层, 节点数量与输入维度相同; 第二层是隐含层, 节点数量取决于具体问题的复杂性; 输出层作为网络的最后一层, 其神经元数量由输出变量维度决定。输入层用于接收和传输外部信号, 隐藏层则利用径向基函数实现特征空间的非线性映射, 输出层根据隐藏层的输出产生最终结果。RBF 神经网络凭借其卓越的逼近特性, 可实现连续函数的精确拟合, 适用于复杂函数拟合和非线性系统建模。

RBF 神经网络可以用来逼近未知参数, 即对于任意给定的非线性函数, 存在一个径向基函数神经网络, 使得:

$$H_m(x) = \Psi^T \zeta(x) \quad (2-10)$$

其中, $x \in R^n$ 是 RBF 神经网络的输入, $\Psi = [\psi_1, \dots, \psi_l]^T \in R^l$ 是权值向量, $l > 1$ 是神经网络的节点数, $\zeta(x) = [\zeta_1(x), \dots, \zeta_l(x)]^T \in R^l$ 是基函数向量, $\zeta_i(x)$ ($i=1, \dots, l$) 通常采用高斯基函数, 其形式为:

$$\zeta_i(x) = \exp\left(-\frac{\|x - c_i\|^2}{2v_i^2}\right) \quad (2-11)$$

其中, $c_i = [c_{i1}, \dots, c_{in}]^T$ 是基函数的中心, v_i 为基函数的宽度。

2.4 李雅普诺夫稳定性理论

非线性系统的稳定性是控制系统研究中必须优先考虑的重要特性。1982 年, 俄罗斯数学家阿列克谢·列昂尼德维奇·李雅普诺夫 (Aleksei Lyapunov) 首次提出了稳定性证明的方法, 并将其分为两种: 李雅普诺夫第一法和李雅普诺夫第二法^[82]。传统控制理论表明, 线性系统的稳定性仅由系统结构和参数决定, 与初始条件和外部扰动无关。而非线性系统的稳定性则显著依赖于初始状态和外部扰动。Lyapunov 第二法作为稳定性分析的通用工具, 可同时适用于线性/非线性、时变/时不变系统的稳定性判定, 具有广泛的适用性。该方法无需解决相关的微分方程, 只需通过能量的角度来直接判断系统的稳定性。

在控制器设计中, 李雅普诺夫函数可以作为指导, 以确保系统在控制输入下保持稳定。因此, 李雅普诺夫稳定性控制理论在非线性系统中得到了广泛应用。

为了方便介绍, 考虑以下数学模型:

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (2-12)$$

其中, x 为 n 维的状态矢量, $f(x, t)$ 是矢量函数, 式(2-12)的方程在 (t_0, x_0) 初始条件下, 有唯一解:

$$x = \phi(t, x_0, t_0) \quad (2-13)$$

定义 1 (平衡状态): 在式 (2-13) 中, 若存在状态矢量 x_e , 对所有的 t 都存在 $f(x_e, t) = 0$, 则称 x_e 为系统的平衡状态。

定义 2 (李雅普诺夫意义下稳定): 若式 (2-9) 对任意 $\varepsilon > 0$, 存在对应的实数

$\delta(\varepsilon, t_0) > 0$ ，当 $\|x_0 - x_e\| \leq \delta(\varepsilon, t_0)$ 时，从任意初始值 x_0 出发的解都满足：

$$\|\phi(t, x_0, t_0) - x_e\| \leq \varepsilon, t_0 \leq t < \infty \quad (2-14)$$

则称平衡状态 x_e 为李雅普诺夫意义下稳定。其中与实数 δ 和 ε 有关，通常与 t_0 有关，若与 t_0 无关，则称其为一致稳定。

定义 3（渐近稳定）：若平衡时的状态 x_e 是稳定的，当时间 t 趋于无限大时，其轨迹在 $s(\varepsilon)$ 范围内，且最终收敛于 x_e ，则称该状态为渐近稳定。

李雅普诺夫（第二法）稳定性判据：

考虑如下系统模型：

$$\dot{x}(t) = f(x, t), \quad f(0, t) = 0, \forall t \geq 0 \quad (2-15)$$

平衡的状态为 $x_e = 0$ ，满足 $f(x_e) = 0$ ，若存在标量函数 $V(x)$ 使其满足以下条件：

- (1) $V(x)$ 对所有的 x 都具有连续的一阶导数。
- (2) $V(x)$ 是正定的，即当 $x = 0, V(x) = 0$ ；当 $x \neq 0, V(x) > 0$ 。
- (3) $V(x)$ 沿状态轨迹方向的导数 $\dot{V}(x) = dV(x)/dt$ ，若满足 $\dot{V}(x)$ 为

①半负定，则称平衡状态 x_e 在李雅普诺夫意义下稳定，此为稳定判据。

②负定，或 $\dot{V}(x)$ 为半负定，但对任意初始状态 $x_0(t) \neq 0$ 情况，除 $x = 0$ 情况外，对任意 x ， $\dot{V}(x) \neq 0$ ，则原点的平衡状态为渐近稳定，此为渐近稳定判据。

③正定，若平衡状态 x_e 是不稳定的，此为不稳定判据。

2.5 动态面控制技术

动态面控制是一种先进的非线性控制策略，它主要用于解决具有不确定性和非线性特性的系统控制问题，其思想是通过引入一系列的一阶低通滤波器来代替传统反步法中的复杂微分运算。反步法在每步设计中均需对虚拟控制信号求导，随着系统阶次升高，微分运算复杂度显著增加，并且可能导致“微分爆炸”问题，即高阶导数的计算会放大噪声和不确定性的影响。而动态面控制利用低通滤波器，将复杂的求导运算转化为对滤波器输出的简单处理，有效地避免了“微分爆炸”。

为了详细介绍动态面控制方法，将给出以下动态面控制器设计的基本步骤：

第 1 步：确定被控对象：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ x_2 = f(x) + b(x)u \end{cases} \quad (2-16)$$

其中， x_1 、 x_2 为系统状态变量， u 为系统控制输入， $f(x)$ 、 $b(x)$ 为未知非线性函数， $b(x) \neq 0$ 。

第 2 步：定义跟踪误差：

$$z_1 = x_1 - x_{1d} \quad (2-17)$$

其中， x_{1d} 为指令信号，对 z_1 求导可得：

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} \quad (2-18)$$

定义李雅普诺夫函数为：

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (2-19)$$

对上式 (2-19) 求导可得：

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1(x_2 - \dot{x}_{1d}) \quad (2-20)$$

在这里需要定义一个虚拟控制项 α_1 ，并且令：

$$z_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (2-21)$$

当 $z_2 \rightarrow 0$ 时，则有 $x_2 \rightarrow \dot{x}_{1d}$ ，可以设计虚拟控制项为：

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \dot{x}_{1d} \quad (2-22)$$

所以，

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1(z_2 + \alpha_1 - \dot{x}_{1d}) \\ &= z_1(z_2 - c_1 z_1 + \dot{x}_{1d} - \dot{x}_{1d}) \\ &= -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \end{aligned} \quad (2-23)$$

动态面控制技术采用一阶低通滤波器，有效克服了传统反步法中的微分爆炸难题，此处取 α_1 为 $\dot{x}_2$ 的低通滤波器 $1/(\tau s + 1)$ 的输出，同时定义 $\bar{x}_2 = -c_1 z_1 + \dot{x}_{1d}$ ，且满足：

$$\begin{cases} \tau \dot{\alpha}_1 + \alpha_1 = \bar{x}_2 \\ \alpha_1(0) = \bar{x}_2(0) \end{cases} \quad (2-24)$$

由式 (2-24) 可知 $\dot{\alpha}_1 = (x_2 - \alpha_1)/\tau$ ，引入一阶低通滤波器，产生的滤波误差为：

$$y_2 = \alpha_1 - \bar{x}_2 \quad (2-25)$$

第 3 步：基于位置误差、虚拟控制量和滤波误差，构建 Lyapunov 函数如下：

$$V = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}y_2^2 \quad (2-26)$$

由于，

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = f(x) + b(x)u - \dot{\alpha}_1 \quad (2-27)$$

$$\dot{y}_2 = \frac{\bar{x}_2 - \alpha_1}{\tau} - \dot{\bar{x}}_2 = \frac{-y_2}{\tau} + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_{1d} \quad (2-28)$$

由式 (2-23) 到式 (2-28) 可知：

$$\begin{aligned} \dot{V} &= z_1(z_2 + y_2 + \bar{x}_2 - \dot{x}_{1d}) + z_2 \left[f(x) + b(x)u - \dot{\alpha}_1 \right] + y_2 \left(\frac{-y_2}{\tau} + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_{1d} \right) \\ &= z_1(z_2 + y_2 + \bar{x}_2 - \dot{x}_{1d}) + z_2 \left[f(x) + b(x)u - \dot{\alpha}_1 \right] + y_2 \left(\frac{-y_2}{\tau} + B_2 \right) \end{aligned} \quad (2-29)$$

其中， $B_2 = c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_{1d}$ 。

由于，

$$\begin{aligned} B_2 &= c_1(x_2 - \dot{x}_{1d}) - \ddot{x}_{1d} = c_1(z_2 + y_2 + \bar{x}_2 - \dot{x}_{1d}) - \ddot{x}_{1d} \\ &= c_1(z_2 + y_2 - c_1 z_1) - \ddot{x}_{1d} \end{aligned} \quad (2-30)$$

通过式 (2-30) 可知 B_2 为 z_1, z_2, y_2 和 $\ddot{x}_{1d}$ 的函数。

则控制器设计为：

$$u = \frac{1}{b(x)} \left[-f(x) + \dot{\alpha}_1 - c_2 z_2 \right] \quad (2-31)$$

其中， c_2 为大于零的正常数。

反步法在非线性系统的自适应与鲁棒控制中具有显著优势，但其虚拟控制律的连续求导易导致项数膨胀，这一缺陷在高阶系统中尤为突出。动态面控制通过

采用一阶低通滤波器计算虚拟控制律导数，有效避免了微分膨胀，同时简化了参数和控制器的设计流程。

2.6 自抗扰控制技术

自抗扰控制技术通过实时估计和补偿系统的"总干扰", 实现了不依赖精确模型的控制方案。该方法有效处理了系统中的非线性和不确定性问题, 结合非线性反馈机制提升了系统动态性能, 展现出优异的鲁棒特性。一类二阶自抗扰控制器结构如图 2-3 所示。

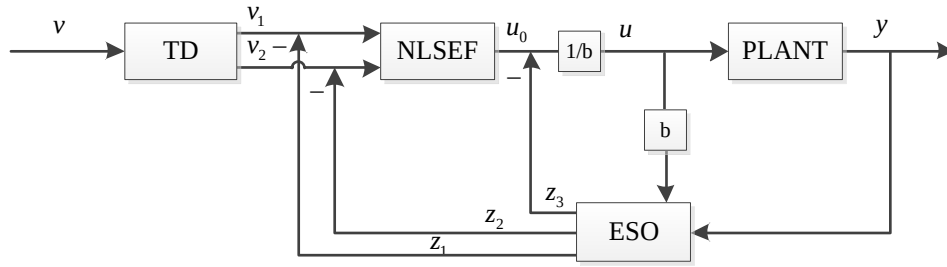


图 2-3 自抗扰控制器结构图

在图 2-3 中, TD(Tracking Differentiator)表示跟踪微分器, ESO(Extended State Observer)表示扩张状态观测器, NLSEF(Nonlinear State Error Feedback)表示非线性状态误差反馈控制器。

ADRC 通过跟踪微分器优化微分提取, 根据系统设定值和动态特性规划过渡过程, 有效平衡了响应速度与超调量之间的矛盾; 采用扩张状态观测器将未建模动态和外部扰动统一估计为综合扰动并进行实时补偿, 实现了无静差控制且无需积分环节; 同时, 通过非线性状态误差反馈取代传统的线性加权组合, 有效提升了控制性能。

(1) 跟踪微分器

以二阶系统为例, 韩京清研究员提出了一种离散形式的跟踪微分器, 其表达式如下:

$$\begin{cases} e(k) = v_1(k) - v(k) \\ v_1(k+1) = v_1(k) + T v_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + T fhan(e(k), v_2(k), R, h) \end{cases} \quad (2-32)$$

其中, v_1 为输入信号 v 的跟踪信号, v_2 是 v_1 的微分信号, R 是决定收敛速度的速

度因子, h 为滤波因子, R 和 h 会影响信号跟踪的速度, 最速综合控制函数 $fhan$ 数学表达式为:

$$\begin{aligned}
 d &= Rh^2 \\
 a_0 &= hv_2 \\
 y &= (v_1 - v) + a_0 \\
 a_1 &= \sqrt{d(d+8|y|)} \\
 a_2 &= a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\
 a &= (a_0 + y) \text{fsg}(y, d) + a_2(1 - \text{fsg}(y, d)) \\
 \text{fsg}(x, d) &= (\text{sign}(x + d) - \text{sign}(x - d))/2 \\
 fhan &= -R\left(\frac{a}{d}\right) \text{fsg}(a, d) - R\text{sign}(a)(1 - \text{fsg}(a, d))
 \end{aligned} \tag{2-33}$$

(2) 扩张状态观测器

对于二阶非线性系统如:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, d(t)) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2-34}$$

其中, $d(t)$ 表示外部扰动, $f(x_1, x_2, d(t))$ 表示内外部扰动的总和, b 为相关系数。

令 $x_3 = f(x_1, x_2, d(t))$, 且 x_3 导数存在有界, 则上式可改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \sigma \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2-35}$$

对公式 (2-35) 扩张状态观测器可以表示为

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = x_2 - \beta_{01} \text{fal}(\hat{x}_1 - y) \\ \hat{x}_2 = x_3 - \beta_{02} \text{fal}(\hat{x}_1 - y) + bu \\ \hat{x}_3 = -\beta_{03} \text{fal}(\hat{x}_1 - y) \end{cases} \tag{2-36}$$

其中, $\text{fal}(\cdot)$ 定义为

$$\text{fal}(e, o, \tau) = \begin{cases} \frac{e}{\tau^{1-o}} & |e| \leq \tau \\ |e|^o \text{sign}(e) & |e| > \tau \end{cases} \tag{2-37}$$

(3) 非线性误差状态反馈律

基于 TD 输出的跟踪信号 v_1 和 v_2 以及 ESO 估计值 z_1, z_2 之间的差, 构造系统的误差信号和误差微分信号:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_1, o_1, \tau) + \beta_2 \text{fal}(e_2, o_2, \tau), 0 < o_1 < 1 < o_2 \\ u = u_0 - z_3/b_0 \end{cases} \quad (2-38)$$

其中, b_0 为补偿因子。

针对自抗扰控制技术参数调节复杂的问题, 高志强教授提出了线性自抗扰控制方法, 有效简化了参数整定过程, 提高了工程实用性。对于系统 (2-34) 可改写以下形式:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + G\dot{f} \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (2-39)$$

$$\text{其中 } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0 \quad 0], G = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

上式 (2-39) 的线性扩张状态观测器可以构造如下:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= Cz \end{aligned} \quad (2-40)$$

其中 $L = [\beta_1, \beta_2, \beta_3]^T$ 为观测增益参数

由频率带宽理论, 令:

$$s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 = (s + w_0)^3 \quad (2-41)$$

可得 $\beta_1 = 3w_0^2$, $\beta_2 = 3w_0$, $\beta_3 = w_0^3$, w_0 为观测器带宽。因此:

$$u_0 = k_p(v_0 - z_1) - k_d(\dot{v}_0 - z_2) \quad (2-42)$$

k_p 和 k_d 分别为控制律的比例系数和微分系数。利用线性扩张观测器的估计进行扰动补偿:

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (2-43)$$

2.7 相关引理

引理 1^[85]. 对于定义在紧集 $\Omega \in R^n$ 上的连续非线性函数 $G(x)$, 存在一个 RBF 神经网络 $(\Psi^*)^T \zeta(x)$, 使得:

$$G(x) = (\Psi^*)^T \zeta(x) + \delta(x) \quad (2-44)$$

其中, $\delta(x)$ 表示神经网络的逼近误差并且满足 $|\delta(x)| \leq \delta^*$, Ψ^* 表示理想权值向量且满足:

$$\Psi^* = \arg \min_{\Psi \in R^n} \left\{ \sup_{x \in \Omega} |G(x) - \Psi^T \zeta(x)| \right\} \quad (2-45)$$

引理 2^[57]. 对于任意 $\eta > 0$ 和 $\kappa \in R$, 以下不等式成立:

$$0 \leq |\kappa| - \frac{\kappa^2}{\sqrt{\kappa^2 + \eta^2}} \leq \eta \quad (2-46)$$

引理 3^[86]. Young 不等式(Young's quality), 其定义为: 对于任意的 $X \in R^n$, $Y \in R^n$, 以及 $p > 0$ 和 $q > 0$, 且满足 $(p-1)(q-1)=0$, 则有:

$$XY \leq \frac{1}{p} |X|^p + \frac{1}{q} |Y|^q \quad (2-47)$$

在本文中, 还用到了其他特殊的形式, 如 $XY \leq \frac{v^p}{p} |X|^p + \frac{1}{qv^q} |Y|^q$, 这里的 $v > 0$,

$p > 1$, $q > 1$ 并且 $(p-1)(q-1)=1$ 。

引理 4^[87]. 令 $\mathbb{N} := \{\zeta \in R: |\zeta| < \infty\} \subset R$ 和 $\mathfrak{N} = R^l \times \mathbb{N} \subset R^{l+1}$ 为开集, 考虑到系统 $\dot{X} = f(t, X)$, 其中 $X := [\omega, \zeta]^T \in \mathfrak{N}$ 是状态, 函数 $f: R^+ \times \mathfrak{N} \rightarrow R^{l+1}$ 在 t 上分段连续且在 ζ 上局部 Lipschitz, 在 $R^+ \times \mathfrak{N}$ 上一致。假设存在函数 $\mathfrak{R}: R^l \times R^+ \rightarrow R^+$ 和 $V_1: \mathbb{N} \rightarrow R^+$, 在各自定义域内连续可微且正定, 满足:

$$\begin{cases} V_1(\zeta) \rightarrow \infty, \text{当} |\zeta| < \infty \\ m_1(\|\omega\|) \leq \mathfrak{R}(\omega) \leq m_2(\|\omega\|) \end{cases} \quad (2-48)$$

其中 m_1 和 m_2 是 K_∞ 函数。令 $V(X) = V_1(\zeta) + \mathfrak{R}$ 且 $\zeta(0) \in \mathbb{N}$, 如果以下不等式成立:

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial X} f \leq -AV + B \quad (2-49)$$

在集合中, $X \in \mathfrak{S}$, A 、 B 为正的常数, 那么 ω 保持有界且 $\zeta(t) \in \mathfrak{N}$ 对于所有 $t \in [0, \infty)$ 。

2.8 本章小结

本章围绕 VTOL 飞行器的数学模型及相关基础知识展开。首先, 我们基于牛顿第二定律和角动量定理, 推导了 VTOL 飞行器的核心动力学方程, 分析了在输入干扰下系统的表现, 揭示了其运动特征。随后, 介绍了 RBF 神经网络函数逼近能力, 为处理系统中的未知函数打下基础。同时, 论述了 Lyapunov 稳定性理论, 并介绍了相关控制技术及相关定理, 为控制系统的设计与分析提供了理论支持。通过上述讨论, 本章为后续 VTOL 飞行器先进控制策略的研究奠定了坚实的理论基础, 以指导未来的控制方法开发与应用。

第3章 基于自适应神经网络动态面技术的 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制

3.1 引言

基于上一章推导出的 VTOL 动力学模型及介绍了相关知识，在 VTOL 飞行器控制技术的研究进程中，轨迹跟踪控制始终是关键环节之一，其直接关乎飞行器能否精准执行各类任务，满足多样化的应用需求。当前，随着对 VTOL 飞行器性能期望的不断攀升，深入探究更为高效、精准的控制策略已迫在眉睫。

过往的研究积累表明，传统控制手段在应对 VTOL 飞行器复杂的动力学特性时常常力不从心。基于线性化模型的控制策略，由于过度简化了飞行器实际运行中的非线性表现，一旦飞行器面临复杂工况，如大角度机动飞行或遭遇强气流干扰，控制精度便会大打折扣。即便一些非线性控制方法，像是反步法，虽理论上对非线性系统具备一定应对能力，可在工程实践里，系统阶数稍一增加，“微分爆炸”问题就接踵而至。这不仅让控制器设计变得异常繁杂，而且极易引入噪声干扰，致使整个控制系统的稳定性与可靠性难以达到理想状态。

近年来，自适应神经网络动态面控制技术逐渐兴起并得到发展，为解决复杂系统的控制难题提供了新思路。该技术结合了神经网络在逼近未知函数方面的强大能力和动态面控制在避免“微分爆炸”方面的优势，在系统遭遇不确定性因素与外部干扰时，该技术能对系统状态的精准把控。其借助神经网络对未知非线性函数逼近，进而对控制参数予以自适应调节，并借助动态面控制简化求导运算，降低系统复杂性，从而使 VTOL 飞行器在复杂多变的飞行环境中仍能实现高精度的轨迹跟踪。

本章主要工作如下：

1. 设计基于 RBF 神经网络的自适应动态面控制器，实现 VTOL 飞机的渐近跟踪控制；
2. 引入一阶滤波器简化计算，降低虚拟控制律的复杂度；
3. 利用 RBF 神经网络逼近非线性，并通过参数更新补偿扰动，提升鲁棒性；
4. 通过稳定性分析和仿真验证，证明算法的有效性和优越性。

3.2 问题阐述

取 $x_1 = x$, $x_2 = \dot{x}$, $x_3 = y$, $x_4 = \dot{y}$, $x_5 = \theta$ 和 $x_6 = \dot{\theta}$, 则第二章的 VTOL 数学模型式 (2-9) 可表示为

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -u_1 \frac{\sin x_5}{M} + u_2 \varepsilon_0 \frac{\cos x_5}{M} + \frac{d_1(t)}{M} \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= u_1 \frac{\cos x_5}{M} + u_2 \varepsilon_0 \frac{\sin x_5}{M} - g + \frac{d_2(t)}{M} \\ \dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= \frac{u_2}{J} + \frac{d_3(t)}{J}\end{aligned}\quad (3-1)$$

其中, x_1 和 x_3 分别是 VTOL 飞行器质心的水平方向和垂直方向位置, x_5 是滚转角, u_1 和 u_2 分别是飞行器底部推力控制输入和滚动控制输入, g 是重力加速度, ε_0 是滚动控制输入和横向加速度关系的耦合系数, $d_i(t) (i=1,2,3)$ 表示未知的内部耦合干扰和外部干扰。系统的输出为 $y_1 = x_1$, $y_2 = x_3$, $y_3 = x_5$ 。

本章的控制目标是设计神经自适应动态面控制律 u_1 和 u_2 , 使水平和垂直位置 x 和 y 的输出能够在未知的外部干扰下渐近地跟踪所需的轨迹 x_d 和 y_d 。同时, 在设计控制律下, 滚动角 θ 的输出可以渐近地跟踪给定的 θ_d 。

为了促进控制律的设计, 我们对飞机系统做出了以下假设。

假设 3-1: 未知的内外部扰动 $d_i(t) (i=1,2,3)$ 是有界的, 即存在未知正常数 d_i^* , 使得 $|d_i(t)| \leq d_i^*$ 。

假设 3-2: 期望轨迹 x_d 、 y_d 、 θ_d 及其到二阶的时间导数是连续且有界的。

3.3 控制器设计和稳定性分析

3.3.1 自适应神经网络动态面控制器设计

本节采用 RBF 神经网络对系统中的未知非线性函数进行逼近, 并应用动态

面控制技术来设计自适应神经网络控制律。整个设计过程包括六个步骤。

第 1 步: 定义水平位置误差 $z_1 = x_1 - x_d$ 和坐标变换 $z_2 = x_2 - x_{2d}$ ，其中， x_{2d} 是以虚拟控制律 α_1 为输入的给定一阶滤波器的输出，稍后将提供虚拟控制律 α_1 。设计一个候选李雅普诺夫函数 $V_1 = z_1^2/2$ ；给出了 V_1 的时间导数为

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (z_2 + x_{2d} - \dot{x}_d) \quad (3-2)$$

为了避免虚拟控制律 α_1 在后续步骤中的重复微分，让 α_1 通过一个时间常数为 τ_1 的一阶滤波器，从中可得

$$\tau_1 \dot{x}_{2d} + x_{2d} = \alpha_1, \alpha_1(0) = x_{2d}(0) \quad (3-3)$$

令 $\gamma_1 = x_{2d} - \alpha_1$ 作为滤波误差代入上式，可得到 $\dot{x}_{2d} = -\gamma_1/\tau_1$ ，因此式 (3-2) 可改写为

$$\dot{V}_1 = z_1 (z_2 + \gamma_1 + \alpha_1 - \dot{x}_d) \quad (3-4)$$

设计虚拟控制律 α_1 为

$$\alpha_1 = -k_1 z_1 + \dot{x}_d \quad (3-5)$$

其中， $k_1 > 0$ 为待设计参数。

此外，对于子系统 $\dot{x}_2 = v_1 + f_1 + d_1(t)/M$ ，其中 $v_1 = -u_1 \sin x_5/M$ ， $f_1 = u_2 \varepsilon_0 \cos x_5/M$ ，考虑到 u_2 和 ε_0 是未知的，因此引入 RBF 神经网络逼近未知部分，即

$$f_1 = (\Psi_1^*)^T \zeta_1(x_1) + \bar{w}_1 \quad (3-6)$$

其中， $x_1 = [x_5]^T$ ， $\bar{w}_1$ 为逼近误差且满足 $|\bar{w}_1| \leq \bar{w}_1^*$ ， $\bar{w}_1^* > 0$ 。令 $\delta_1 = d_1(t)/M + \bar{w}_1$ ，存在未知正整数 Δ_1 ，有 $|\delta_1| \leq d_1^*/M + \bar{w}_1^* = \Delta_1$ 。

第 2 步: 设计一个候选李雅普诺夫函数 V_2 为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \gamma_1^2 + \frac{1}{2\sigma_1} \tilde{\Psi}_1^T \tilde{\Psi}_1 + \frac{1}{2\rho_1} \tilde{\Delta}_1^2 \quad (3-7)$$

其中， $\sigma_1 > 0$ ， $\rho_1 > 0$ 为待设计参数， $\tilde{\Psi}_1 = \hat{\Psi}_1 - \Psi_1^*$ ， $\tilde{\Delta}_1 = \hat{\Delta}_1 - \Delta_1$ ， $\hat{\Psi}_1$ 和 $\hat{\Delta}_1$ 分别为 Ψ_1^* 和 Δ_1 的估计值。

考虑到式 (3-4) 和式 (3-5)，得

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 \gamma_1 \quad (3-8)$$

由式 (3-6) 和 $|\delta_1| \leq \Delta_1$ ，得

$$z_2 \dot{z}_2 = z_2 (\dot{z}_2 - \dot{x}_{2d}) \leq z_2 \left(v_1 + (\Psi_1^*)^T \zeta_1(x_1) - \dot{x}_{2d} \right) + \Delta_1 |z_2| \quad (3-9)$$

$$\gamma_1 \dot{\gamma}_1 = -\frac{\gamma_1^2}{\tau_1} - \gamma_1 \dot{\alpha}_1 \quad (3-10)$$

结合式 (3-8) - (3-10)，确定 V_2 的时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 \gamma_1 + z_2 \left(v_1 + (\Psi_1^*)^T \zeta_1(x_1) - \dot{x}_{2d} \right) + \Delta_1 |z_2| - \frac{\gamma_1^2}{\tau_1} \\ & - \gamma_1 \dot{\alpha}_1 + \frac{1}{\sigma_1} \tilde{\Psi}_1^T \dot{\hat{\Psi}}_1 + \frac{1}{\rho_1} \tilde{\Delta}_1 \dot{\hat{\Delta}}_1 \end{aligned} \quad (3-11)$$

由引理 2，可得

$$\Delta_1 |z_2| \leq \frac{\Delta_1 z_2^2}{\sqrt{z_2^2 + \eta^2}} + \eta \Delta_1 \quad (3-12)$$

设计自适应神经网络控制律 v_1 和自适应更新率 $\dot{\hat{\Psi}}_1$ 和 $\dot{\hat{\Delta}}_1$ 为

$$v_1 = -k_2 z_2 - \hat{\Psi}_1^T \zeta_1(x_1) - \frac{\hat{\Delta}_1 z_2}{\sqrt{z_2^2 + \eta^2}} - z_1 + \dot{x}_{2d} \quad (3-13)$$

$$\dot{\hat{\Psi}}_1 = z_2 \sigma_1 \zeta_1(x_1) - \mu_1 \hat{\Psi}_1 \quad (3-14)$$

$$\dot{\hat{\Delta}}_1 = \frac{\rho_1 z_2^2}{\sqrt{z_2^2 + \eta^2}} - \mu_2 \hat{\Delta}_1 \quad (3-15)$$

其中， $k_2 > 0$ ， $\mu_1 > 0$ ， $\mu_2 > 0$ 为待设计的参数。

将式 (3-12) - (3-15) 代入式 (3-11) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_1 \gamma_1 - \frac{\gamma_1^2}{\tau_1} - \gamma_1 \dot{\alpha}_1 + \eta \Delta_1 + \frac{1}{\sigma_1} \tilde{\Psi}_1^T \left(\dot{\hat{\Psi}}_1 - z_2 \sigma_1 \zeta_1(x_1) \right) \\ & + \frac{1}{\rho_1} \tilde{\Delta}_1 \left(\dot{\hat{\Delta}}_1 - \frac{\rho_1 z_2^2}{\sqrt{z_2^2 + \eta^2}} \right) \\ \leq & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_1 \gamma_1 - \frac{\gamma_1^2}{\tau_1} - \gamma_1 \dot{\alpha}_1 + \eta \Delta_1 + \frac{\mu_1}{\sigma_1} \tilde{\Psi}_1^T \hat{\Psi}_1 + \frac{\mu_2}{\rho_1} \tilde{\Delta}_1 \hat{\Delta}_1 \end{aligned} \quad (3-16)$$

第3步: 定义垂直位置误差 $z_3 = x_3 - y_d$ 和坐标变换 $z_4 = x_4 - x_{4d}$, 其中, x_{4d} 是以虚拟控制律 α_2 为输入的给定一阶滤波器的输出, 稍后将提供虚拟控制律 α_2 。设计一个候选李雅普诺夫函数 $V_3 = z_3^2/2$; 给出了 V_3 的时间导数为

$$\dot{V}_3 = z_3(z_4 + x_{4d} - \dot{y}_d) \quad (3-17)$$

类似步骤 1, 让 α_2 通过一个时间常数为 τ_2 的一阶滤波器, 从中可得

$$\tau_2 \dot{x}_{4d} + x_{4d} = \alpha_2, \alpha_2(0) = x_{4d}(0) \quad (3-18)$$

令 $\gamma_2 = x_{4d} - \alpha_2$ 作为滤波误差代入上式, 可得到 $\dot{x}_{4d} = -\gamma_2/\tau_2$, 因此式 (3-17) 可改写为

$$\dot{V}_3 = z_3(z_4 + \gamma_2 + \alpha_2 - \dot{y}_d) \quad (3-19)$$

设计虚拟控制律 α_2 为

$$\alpha_2 = -k_3 z_3 + \dot{y}_d \quad (3-20)$$

其中, $k_3 > 0$ 为待设计参数。

将式 (3-20) 代入 (3-19), 得

$$\dot{V}_3 = -k_3 z_3^2 + z_3 z_4 + z_2 \gamma_2 \quad (3-21)$$

此外, 对于子系统 $\dot{x}_4 = v_2 + f_2 - g + d_2(t)/M$, 其中 $v_2 = -u_1 \cos x_5/M$, $f_2 = u_2 \varepsilon_0 \sin x_5/M$, 考虑到 u_2 和 ε_0 是未知的, 因此引入 RBF 神经网络逼近未知部分, 即

$$f_2 = (\Psi_2^*)^T \zeta_2(x_2) + \bar{\omega}_2 \quad (3-22)$$

其中, $x_2 = [x_5]^T$, $\bar{\omega}_2$ 为逼近误差且满足 $|\bar{\omega}_2| \leq \bar{\omega}_2^*$, $\bar{\omega}_2^* > 0$ 。令 $\delta_2 = d_2(t)/M + \bar{\omega}_2$, 存在未知正整数 Δ_2 , 有 $|\delta_2| \leq d_2^*/M + \bar{\omega}_2^* = \Delta_2$ 。

第4步: 设计一个候选李雅普诺夫函数 V_4 为

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2} z_4^2 + \frac{1}{2} \gamma_2^2 + \frac{1}{2\sigma_2} \tilde{\Psi}_2^T \tilde{\Psi}_2 + \frac{1}{2\rho_2} \tilde{\Delta}_2^2 \quad (3-23)$$

其中, $\sigma_2 > 0$, $\rho_2 > 0$ 为待设计参数, $\tilde{\Psi}_2 = \hat{\Psi}_2 - \Psi_2^*$, $\tilde{\Delta}_2 = \hat{\Delta}_2 - \Delta_2$, $\hat{\Psi}_2$ 和 $\hat{\Delta}_2$ 分别

为 Ψ_2^* 和 Δ_2 的估计值。

由式 (3-22) 和 $|\delta_2| \leq \Delta_2$ ，得

$$z_4 \dot{z}_4 = z_4 (\dot{x}_4 - \dot{x}_{4d}) \leq z_4 \left(v_2 + (\Psi_2^*)^T \zeta_2(x_2) - g - \dot{x}_{4d} \right) + \Delta_2 |z_4| \quad (3-24)$$

$$\gamma_2 \dot{\gamma}_2 = -\frac{\gamma_2^2}{\tau_2} - \gamma_2 \dot{\alpha}_2 \quad (3-25)$$

结合式 (3-21) - (3-25)，确定 V_4 的时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -k_3 z_3^2 + z_3 z_4 + z_3 \gamma_2 + z_4 \left(v_2 + (\Psi_2^*)^T \zeta_2(x_2) - g - \dot{x}_{4d} \right) + \Delta_2 |z_4| \\ & - \frac{\gamma_2^2}{\tau_2} - \gamma_2 \dot{\alpha}_2 + \frac{1}{\sigma_2} \tilde{\Psi}_2^T \dot{\hat{\Psi}}_2 + \frac{1}{\rho_2} \tilde{\Delta}_2 \dot{\hat{\Delta}}_2 \end{aligned} \quad (3-26)$$

由引理 2，可得

$$\Delta_2 |z_4| \leq \frac{\Delta_2 z_4^2}{\sqrt{z_4^2 + \eta^2}} + \eta \Delta_2 \quad (3-27)$$

设计自适应神经网络控制律 v_2 和自适应更新率 $\dot{\hat{\Psi}}_2$ 和 $\dot{\hat{\Delta}}_2$ 为

$$v_2 = -k_4 z_4 - \hat{\Psi}_2^T \zeta_2(x_2) - \frac{\hat{\Delta}_2 z_4}{\sqrt{z_4^2 + \eta^2}} - z_3 + g + \dot{x}_{4d} \quad (3-28)$$

$$\dot{\hat{\Psi}}_2 = z_4 \sigma_2 \zeta_2(x_2) - \mu_3 \hat{\Psi}_2 \quad (3-29)$$

$$\dot{\hat{\Delta}}_2 = \frac{\rho_2 z_4^2}{\sqrt{z_4^2 + \eta^2}} - \mu_4 \hat{\Delta}_2 \quad (3-30)$$

其中， $k_4 > 0$ ， $\mu_3 > 0$ ， $\mu_4 > 0$ 为待设计的参数。

将式 (3-27) - (3-30) 代入式 (3-26) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_3 \gamma_2 - \frac{\gamma_2^2}{\tau_2} - \gamma_2 \dot{\alpha}_2 + \eta \Delta_2 + \frac{1}{\sigma_2} \tilde{\Psi}_2^T \left(\dot{\hat{\Psi}}_2 - z_4 \sigma_2 \zeta_2(x_2) \right) \\ & + \frac{1}{\rho_2} \tilde{\Delta}_2 \left(\dot{\hat{\Delta}}_2 - \frac{\rho_2 z_4^2}{\sqrt{z_4^2 + \eta^2}} \right) \\ \leq & -k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_3 \gamma_2 - \frac{\gamma_2^2}{\tau_2} - \gamma_2 \dot{\alpha}_2 + \eta \Delta_2 + \frac{\mu_3}{\sigma_2} \tilde{\Psi}_2^T \hat{\Psi}_2 + \frac{\mu_4}{\rho_2} \tilde{\Delta}_2 \hat{\Delta}_2 \end{aligned} \quad (3-31)$$

此外，根据 v_1 和 v_2 的定义，控制输入 $u_1(t)$ 和期望滚转角 θ_d 分别为

$$u_1(t) = M\sqrt{v_1^2 + v_2^2} \quad (3-32)$$

$$\theta_d = \arctan\left(-\frac{v_1}{v_2}\right) \quad (3-33)$$

第5步：定义滚转角误差 $z_5 = x_5 - \theta_d$ 和坐标变换 $z_6 = x_6 - x_{6d}$ ，其中， x_{6d} 是以虚拟控制律 α_3 为输入的给定一阶滤波器的输出，稍后将提供虚拟控制律 α_3 。

设计一个候选李雅普诺夫函数 $V_5 = z_5^2/2$ ；给出了 V_5 的时间导数为

$$\dot{V}_5 = z_5(z_6 + x_{6d} - \dot{\theta}_d) \quad (3-34)$$

类似以上分析，让 α_3 通过一个时间常数为 τ_3 的一阶滤波器，从中可得

$$\tau_3 \dot{x}_{6d} + x_{6d} = \alpha_3, \alpha_3(0) = x_{6d}(0) \quad (3-35)$$

令 $\gamma_3 = x_{6d} - \alpha_3$ 作为滤波误差代入上式，可得到 $\dot{x}_{6d} = -\gamma_3/\tau_3$ ，因此式 (3-34) 可改写为

$$\dot{V}_5 = z_5(z_6 + \gamma_3 + \alpha_3 - \dot{\theta}_d) \quad (3-36)$$

设计虚拟控制律 α_3 为

$$\alpha_3 = -k_5 z_5 + \dot{\theta}_d \quad (3-37)$$

其中， $k_5 > 0$ 为待设计参数。

将式 (3-37) 代入 (3-36)，得

$$\dot{V}_5 = -k_5 z_5^2 + z_5 z_6 + z_5 \gamma_3 \quad (3-38)$$

此外，对于子系统 $\dot{x}_6 = v_3 + d_3(t)/J$ ，其中 $v_3 = u_2/J$ ，令 $\delta_3 = d_3(t)/J$ ，存在未知正整数 Δ_3 ，有 $|\delta_3| \leq d_3^*/J = \Delta_3$ 。

第6步：设计一个候选李雅普诺夫函数 V_6 为

$$V_6 = V_5 + \frac{1}{2} z_6^2 + \frac{1}{2} \gamma_3^2 + \frac{1}{2\rho_3} \tilde{\Delta}_3^2 \quad (3-39)$$

其中， $\rho_3 > 0$ 为待设计参数， $\tilde{\Delta}_3 = \hat{\Delta}_3 - \Delta_3$ ， $\hat{\Delta}_3$ 为 Δ_3 的估计值。

由 $|\delta_3| \leq \Delta_3$ ，得

$$z_6 \dot{z}_6 \leq z_4 (v_3 - \dot{x}_{6d}) + \Delta_3 |z_6| \quad (3-40)$$

$$\gamma_3 \dot{\gamma}_3 = -\frac{\gamma_3^2}{\tau_3} - \gamma_3 \dot{\alpha}_3 \quad (3-41)$$

结合式 (3-38) - (3-41)，确定 V_6 的时间导数为

$$\dot{V}_6 \leq -k_5 z_5^2 + z_5 z_6 + z_5 \gamma_3 + z_6 (v_3 - \dot{x}_{6d}) + \Delta_3 |z_6| - \frac{\gamma_3^2}{\tau_3} - \gamma_3 \dot{\alpha}_3 + \frac{1}{\rho_3} \tilde{\Delta}_3 \dot{\hat{\Delta}}_3 \quad (3-42)$$

由引理 2，可得

$$\Delta_3 |z_6| \leq \frac{\Delta_3 z_6^2}{\sqrt{z_6^2 + \eta^2}} + \eta \Delta_3 \quad (3-43)$$

设计自适应神经网络控制律 v_3 和自适应更新率 $\dot{\hat{\Delta}}_3$ 为

$$v_3 = -k_6 z_6 - \frac{\hat{\Delta}_3 z_6}{\sqrt{z_6^2 + \eta^2}} - z_5 + \dot{x}_{6d} \quad (3-44)$$

$$\dot{\hat{\Delta}}_3 = \frac{\rho_3 z_6^2}{\sqrt{z_6^2 + \eta^2}} - \mu_5 \hat{\Delta}_3 \quad (3-45)$$

其中， $k_6 > 0$ ， $\mu_5 > 0$ ，为待设计的参数。

将式 (3-43) - (3-45) 代入式 (3-42) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_6 &\leq -k_5 z_5^2 - k_6 z_6^2 + z_5 \gamma_3 - \frac{\gamma_3^2}{\tau_3} - \gamma_3 \dot{\alpha}_3 + \eta \Delta_3 + \frac{1}{\rho_3} \tilde{\Delta}_3 \left(\dot{\hat{\Delta}}_3 - \frac{\rho_3 z_6^2}{\sqrt{z_6^2 + \eta^2}} \right) \\ &\leq -k_5 z_5^2 - k_6 z_6^2 + z_5 \gamma_3 - \frac{\gamma_3^2}{\tau_3} - \gamma_3 \dot{\alpha}_3 + \eta \Delta_3 + \frac{\mu_5}{\rho_3} \tilde{\Delta}_3 \hat{\Delta}_3 \end{aligned} \quad (3-46)$$

此外，根据 v_3 的定义，控制输入 $u_2(t)$ 为

$$u_2(t) = J v_3 \quad (3-47)$$

3.3.2 稳定性分析

本章的主要工作结果可以总结为定理 3.1。

定理 3.1. 考虑假设 2-1 至假设 3-2 下的 VTOL 飞机 (2-9)，应用虚拟控制定律 (3-5)、(3-20) 和 (3-37)、神经自适应控制定律 (3-13) 和 (3-28) 的自适应更新定律 (3-14)、(3-15) 和 (3-29)、(3-30) 以及具有自适应更新定律 (3-45) 的自适应控制定律 (3-44)。然后，通过选择适当的设计参数，飞机系统可以渐近地跟踪参考轨迹，跟踪误差能够收敛至一个趋近于零的微小邻域。

证明. 考虑候选李雅普诺夫函数项 $V = V_2 + V_4 + V_6$ ，并结合 (3-16)、(3-31) 和 (3-46)， V 的时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_2 + \dot{V}_4 + \dot{V}_6 \\ &\leq -\sum_{i=1}^6 k_i z_i^2 + z_1 \gamma_1 + z_3 \gamma_2 + z_5 \gamma_3 - \frac{\gamma_1^2}{\tau_1} - \frac{\gamma_2^2}{\tau_2} - \frac{\gamma_3^2}{\tau_3} - \gamma_1 \dot{\alpha}_1 - \gamma_2 \dot{\alpha}_2 - \gamma_3 \dot{\alpha}_3 \\ &\quad + \eta \Delta_1 + \eta \Delta_2 + \eta \Delta_3 + \frac{\mu_1}{\sigma_1} \tilde{\Psi}_1^T \hat{\Psi}_1 + \frac{\mu_3}{\sigma_2} \tilde{\Psi}_2^T \hat{\Psi}_2 + \frac{\mu_2}{\rho_1} \tilde{\Delta}_1 \hat{\Delta}_1 \\ &\quad + \frac{\mu_4}{\rho_2} \tilde{\Delta}_2 \hat{\Delta}_2 + \frac{\mu_5}{\rho_3} \tilde{\Delta}_3 \hat{\Delta}_3 \end{aligned} \quad (3-48)$$

由上式，令

$$-\gamma_1 \dot{\alpha}_1 = \gamma_1 H_1(x_2, \dot{x}_d, \ddot{x}_d) \quad (3-49)$$

$$-\gamma_2 \dot{\alpha}_2 = \gamma_2 H_2(x_4, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) \quad (3-50)$$

$$-\gamma_3 \dot{\alpha}_3 = \gamma_3 H_3(x_6, \dot{\theta}_d, \ddot{\theta}_d) \quad (3-51)$$

定义以下紧凑集

$$\gamma_1 = \{(x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d) : x_d^2 + \dot{x}_d^2 + \ddot{x}_d^2 \leq D_1\} \quad (3-52)$$

$$\gamma_2 = \{(y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) : y_d^2 + \dot{y}_d^2 + \ddot{y}_d^2 \leq D_2\} \quad (3-53)$$

$$\gamma_3 = \{(z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \tilde{\Psi}_1, \tilde{\Psi}_2, \tilde{\Delta}_1, \tilde{\Delta}_2, \tilde{\Delta}_3) : V(t) \leq D_3\} \quad (3-54)$$

其中， D_1 ， D_2 ， D_3 为已知正常数， $\gamma_1 \times \gamma_2 \times \gamma_3$ 也是一个紧凑集，根据引理 4 和式 (3-49) - (3-54)，可得出 $H_i(\cdot)$ 是有界的。因此，在 $\gamma_1 \times \gamma_2 \times \gamma_3$ 存在正常数 $\bar{H}_i$ ，使得 $|H_i(\cdot)| \leq \bar{H}_i$ ，然后可得 $H_i^2(\cdot)/\bar{H}_i^2 \leq 1$ ， $i=1,2,3$ 。

根据引理 3，可得

$$z_1 \gamma_1 \leq \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \gamma_1^2 \quad (3-55)$$

$$z_3 \gamma_2 \leq \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} \gamma_2^2 \quad (3-56)$$

$$z_5 \gamma_3 \leq \frac{1}{2} z_5^2 + \frac{1}{2} \gamma_3^2 \quad (3-57)$$

$$\gamma_i H_i(\cdot) \leq \frac{1}{2} \gamma_i^2 H_i^2(\cdot) + \frac{1}{2}, i=1,2,3 \quad (3-58)$$

$$\tilde{\Psi}_i^T \hat{\Psi}_i \leq -\frac{1}{2} \tilde{\Psi}_i^T \tilde{\Psi}_i + \frac{1}{2} (\Psi_i^*)^T \Psi_i^*, i=1,2 \quad (3-59)$$

$$\tilde{\Delta}_i \hat{\Delta}_i \leq -\frac{1}{2} \tilde{\Delta}_i^2 + \frac{1}{2} \Delta_i^2, i=1,2,3 \quad (3-60)$$

结合式 (3-55) - (3-60) 和式 (3-48)

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_1^2 - k_2 z_2^2 - \left(k_3 - \frac{1}{2}\right) z_3^2 - k_4 z_4^2 - \left(k_5 - \frac{1}{2}\right) z_5^2 - k_6 z_6^2 \\ & - \left(\frac{1}{\tau_1} - \frac{H_1^2(\cdot)}{2} - \frac{1}{2}\right) \gamma_1^2 - \left(\frac{1}{\tau_2} - \frac{H_2^2(\cdot)}{2} - \frac{1}{2}\right) \gamma_2^2 - \left(\frac{1}{\tau_3} - \frac{H_3^2(\cdot)}{2} - \frac{1}{2}\right) \gamma_3^2 \\ & - \frac{\mu_1}{2\sigma_1} \tilde{\Psi}_1^T \tilde{\Psi}_1 - \frac{\mu_2}{2\rho_1} \tilde{\Delta}_1^2 - \frac{\mu_3}{2\sigma_2} \tilde{\Psi}_2^T \tilde{\Psi}_2 - \frac{\mu_4}{2\rho_2} \tilde{\Delta}_2^2 - \frac{\mu_5}{2\rho_3} \tilde{\Delta}_3^2 \\ & + \frac{\mu_1}{2\sigma_1} (\Psi_1^*)^T \Psi_1^* + \frac{\mu_3}{2\sigma_2} (\Psi_2^*)^T \Psi_2^* + \frac{\mu_2}{2\rho_1} \Delta_1^2 + \frac{\mu_4}{2\rho_2} \Delta_2^2 + \frac{\mu_5}{2\rho_3} \Delta_3^2 \\ & + \eta \Delta_1 + \eta \Delta_2 + \eta \Delta_3 + \frac{3}{2} \end{aligned} \quad (3-61)$$

取 $\hbar > 0$ 和

$$\begin{aligned} 2k_1 - 1 &\geq \hbar, 2k_2 \geq \hbar, 2k_3 - 1 \geq \hbar, 2k_4 \geq \hbar, 2k_5 - 1 \geq \hbar, 2k_6 \geq \hbar, \\ \frac{2}{\tau_1} - \bar{H}_1^2 - 1 &\geq \hbar, \frac{2}{\tau_2} - \bar{H}_2^2 - 1 \geq \hbar, \frac{2}{\tau_3} - \bar{H}_3^2 - 1 \geq \hbar, \\ \frac{\mu_1}{\sigma_1} &\geq \hbar, \frac{\mu_2}{\rho_1} \geq \hbar, \frac{\mu_3}{\sigma_2} \geq \hbar, \frac{\mu_4}{\rho_2} \geq \hbar, \frac{\mu_5}{\rho_3} \geq \hbar, \end{aligned} \quad (3-62)$$

$$\begin{aligned} C = & \frac{\mu_1}{2\sigma_1} (\Psi_1^*)^T \Psi_1^* + \frac{\mu_3}{2\sigma_2} (\Psi_2^*)^T \Psi_2^* + \frac{\mu_2}{2\rho_1} \Delta_1^2 + \frac{\mu_4}{2\rho_2} \Delta_2^2 + \frac{\mu_5}{2\rho_3} \Delta_3^2 \\ & + \eta \Delta_1 + \eta \Delta_2 + \eta \Delta_3 + \frac{3}{2} \end{aligned}$$

因此, 考虑到 $H_i^2(\cdot)/\bar{H}_i^2 \leq 1$, 可得

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &\leq -\hbar V + \left(\frac{H_1^2(\cdot)}{\bar{H}_1^2} - 1 \right) \frac{\bar{H}_1^2 \gamma_1^2}{2} + \left(\frac{H_2^2(\cdot)}{\bar{H}_2^2} - 1 \right) \frac{\bar{H}_2^2 \gamma_2^2}{2} \\
 &\quad + \left(\frac{H_3^2(\cdot)}{\bar{H}_3^2} - 1 \right) \frac{\bar{H}_3^2 \gamma_3^2}{2} + C \\
 &\leq -\hbar V + C
 \end{aligned} \tag{3-63}$$

将上式两边同时乘上 $e^{\hbar t}$ 然后在 $[0, t]$ 上积分, 易得出

$$V(t) \leq \left(V(0) - \frac{C}{\hbar} \right) e^{-\hbar t} + \frac{C}{\hbar} \leq V(0) e^{-\hbar t} + \frac{C}{\hbar} \tag{3-64}$$

此外, 有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) \leq \frac{C}{\hbar} \tag{3-65}$$

考虑上式 (3-65) 和 V 的定义, 得出 $z_i (i=1, \dots, 6)$, $\tilde{\Psi}_1$, $\tilde{\Psi}_2$, $\tilde{\Delta}_1$, $\tilde{\Delta}_2$ 和 $\tilde{\Delta}_3$ 是有界的。

此外, 根据对 z_i 的定义, 进一步得出结论

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_1| = \lim_{t \rightarrow \infty} |x - x_d| \leq \sqrt{\frac{2C}{\hbar}} \tag{3-66}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_3| = \lim_{t \rightarrow \infty} |y - y_d| \leq \sqrt{\frac{2C}{\hbar}} \tag{3-67}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_5| = \lim_{t \rightarrow \infty} |\theta - \theta_d| \leq \sqrt{\frac{2C}{\hbar}} \tag{3-68}$$

从式 (3-66) - (3-68) 可以不难看出, 期望的轨迹可以渐近跟踪, 并且通过调整设计参数 C 和 $\hbar$ 参数可以使跟踪误差 z_1 、 z_3 和 z_5 收敛到零的一个小邻域。这就完成了证明。

在实际应用中, 设计参数的调整需要结合具体的系统特性和控制需求进行优化。通过合理选择参数, 可以在保证系统稳定性的同时, 实现期望的跟踪性能。

此外, 系统的外部扰动和模型不确定性也会对跟踪性能产生影响。因此, 在设计控制器时, 还需要考虑鲁棒性, 以确保系统在存在扰动和不确定性的情况下仍能保持良好的跟踪性能。VTOL 飞行器系统控制框图如图 3-1。

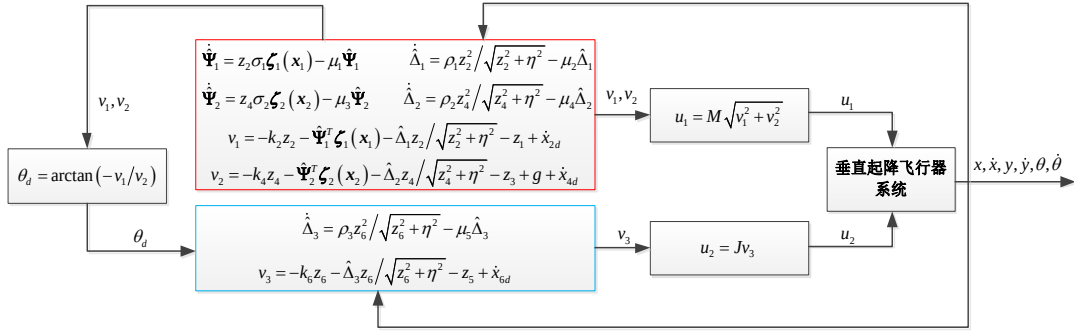


图 3-1 VTOL 飞行器系统控制框图

备注 1. 由式 (3-66) - (3-68) 跟踪误差 z_1 、 z_3 和 z_5 可以通过适当地增加 h 的值和减少 C 的值收敛到零的一个小邻域，从而实现了渐近跟踪控制的目标。

备注 2. 进一步观察 h 和 C 的值，我们可以通过调整 k_i ($i=1, \dots, 6$)， τ_1 ， τ_2 ， τ_3 ， μ_m ($m=1, \dots, 5$)， σ_1 ， σ_2 ， ρ_1 ρ_2 和 ρ_3 的值来调整 h 和 C 的值。然而， μ_m ($m=1, \dots, 5$)， σ_1 ， σ_2 ， ρ_1 ρ_2 和 ρ_3 值的变化会导致 h 和 C 的同时发生变化。因此，在选择这些设计参数时，有时需要在它们之间进行合适的权衡。

备注 3. 考虑到垂直起降飞行器系统 (2-9) 是一个具有三个自由度和两个控制输入的欠驱动系统，不可能对所有三个自由度进行跟踪。因此，本章的控制目标是水平和垂直位置 x 和 y 能够渐近地跟踪期望轨迹 x_d 和 y_d 。对于滚转角 θ ，期望轨迹 θ_d 由 (3-33) 生成。

3.4 仿真分析

为验证本章所提控制算法的有效性，在 MATLAB/Simulink 环境下进行了 VTOL 飞行器仿真实验，并取不同的扰动模拟将仿真结果进行比较分析。

例 1. 考虑 VTOL 飞行器系统 (2-9)，相关参数设置为： $M = 3\text{kg}$ ， $\varepsilon_0 = 0.3$ ， $g = 9.8\text{m/s}^2$ 和 $J = 0.01\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ，假设外部干扰为 $d_1(t) = d_2(t) = d_3(t) = 0.01\sin(t)$ ，飞行器初始状态条件为 $x(0) = 1.0$ ， $\dot{x}(0) = 0.0$ ， $y(0) = 0.5$ ， $\dot{y}(0) = 0.0$ ， $\theta(0) = 0.0$ 和 $\dot{\theta}(0) = 0.0$ ，期望轨迹为 $x_d = \sin(t)$ 和 $y_d = \cos(t)$ ，仿真时间设为 $t = 20\text{s}$ 。

本章中，引入 RBF 神经网络逼近未知非线性函数 $f_1 = u_2 \varepsilon_0 \cos x_5 / M$ 和 $f_2 = u_2 \varepsilon_0 \sin x_5 / M$ ，由于每个 RBF 神经网络的输入都是 x_5 ，因此每个 RBF 神经

网络的节点数都设置为 $l=8$ ，高斯函数的中心和宽度分别设置为 $[-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7]$ 和 $b_i = 5$ 。

其他相关参数选择： $\eta = 0.1$ ， $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = 0.02$ ， $k_1 = 1.8$ ， $k_2 = 5$ ， $k_3 = 2.8$ ， $k_4 = 2$ ， $k_5 = 6.3$ ， $k_6 = 20$ ， $\sigma_1 = 0.7$ ， $\sigma_2 = 2$ ， $\rho_1 = 8$ ， $\rho_2 = 2.3$ ， $\rho_3 = 0.3$ ， $\mu_1 = 0.5$ ， $\mu_2 = 0.3$ ， $\mu_3 = 0.03$ ， $\mu_4 = 0.5$ 和 $\mu_5 = 2$ ，在设计自适应控制系统，初始条件的选择至关重要，自适应更新律初始条件为 $\alpha_1(0) = x_{2d}(0) = 0.0$ ， $\alpha_2(0) = x_{4d}(0) = 0.0$ ， $\alpha_3(0) = x_{6d}(0) = 0.0$ ， $\tilde{\Psi}_1(0) = \tilde{\Psi}_2(0) = [0.01]_{8 \times 1}^T$ 和 $\hat{\Delta}_1(0) = \hat{\Delta}_2(0) = \hat{\Delta}_3(0) = 0.01$ 。仿真图如下：

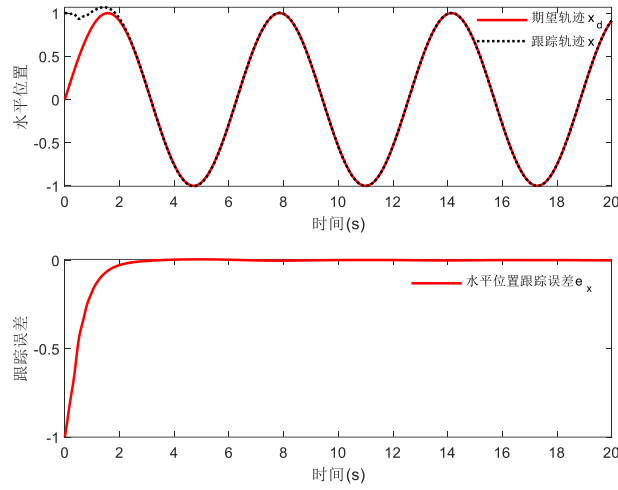


图 3-2 水平位置跟踪及跟踪误差

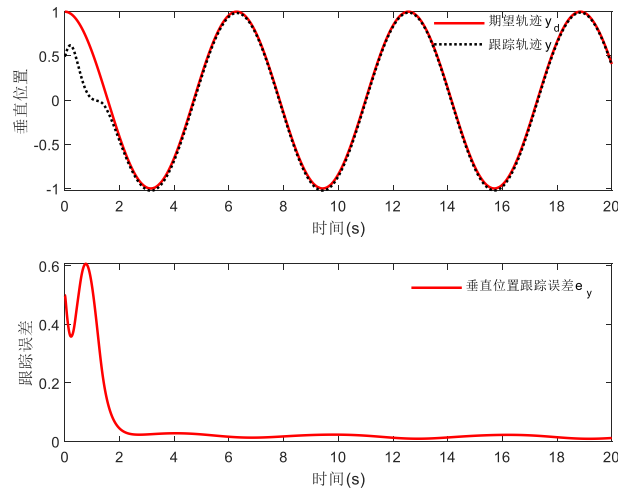


图 3-3 垂直位置跟踪及跟踪误差

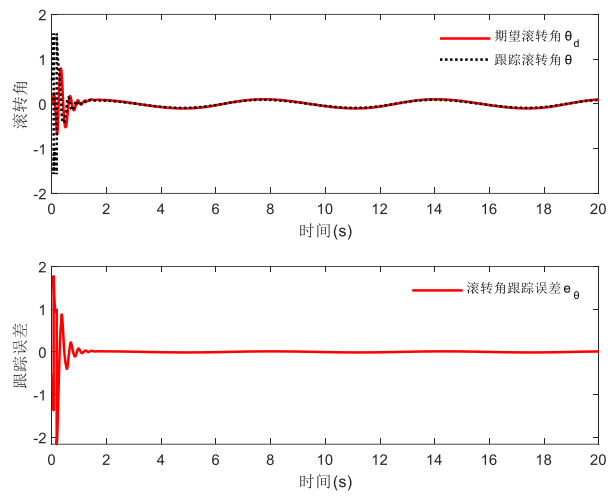


图 3-4 滚转角度跟踪及跟踪误差

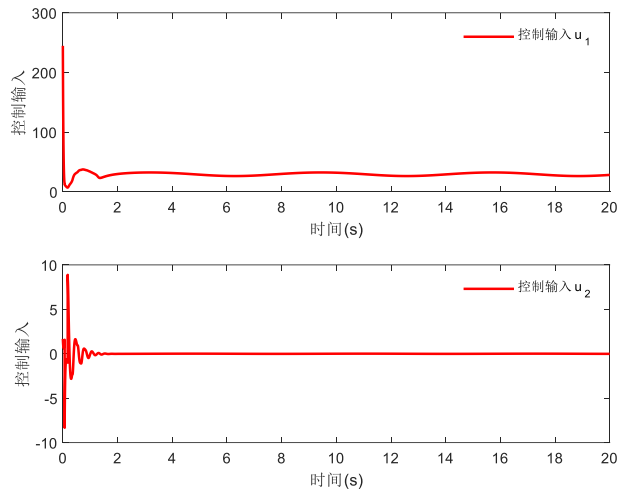


图 3-5 VTOL 飞行器控制输入

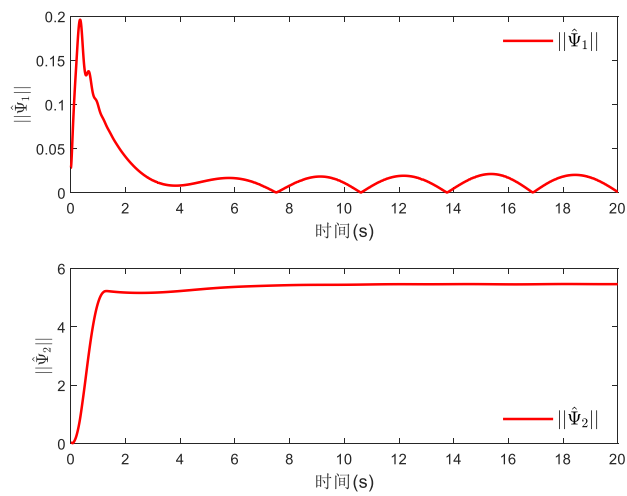


图 3-6 自适应控制律 $\|\hat{\Psi}_1\|$ 和 $\|\hat{\Psi}_2\|$

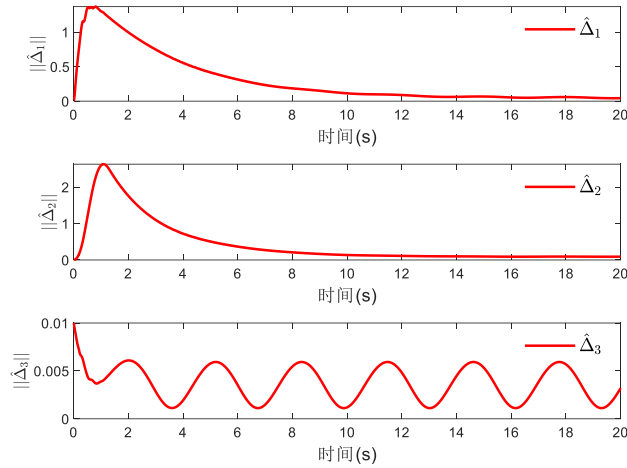

 图 3-7 自适应控制律 $\hat{\Delta}_1$, $\hat{\Delta}_2$ 和 $\hat{\Delta}_3$

图 3-2 至图 3-4 分别为水平位置、垂直位置、滚转角的跟踪及跟踪误差曲线，从这些图中可以确定，应用设计的神经自适应控制律可以很好地解决飞行器的渐近跟踪问题。此外，跟踪误差可以收敛到零的一个小邻域。换句话说，虽然飞机系统受到外部干扰的影响，但通过应用设计的控制律可以获得更好的跟踪性能。

图 3-5 至图 3-7 分别表示 VTOL 飞行器控制输入 u_1, u_2 ，自适应更新律 $\|\hat{\Psi}_1\|$, $\|\hat{\Psi}_2\|$, $\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \hat{\Delta}_3$ 的变化曲线，可见系统闭环系统的所有信号均有界。综合图 3-2 至图 3-7，可以判断系统的信号是有界的，表明了设计的控制律的有效性。

例2. 此例中，外部扰动改为 $d_1(t) = d_2(t) = d_3(t) = 0.1\sin(t)$ ，其他参数与例 1 保持一致，仿真结果如下所示

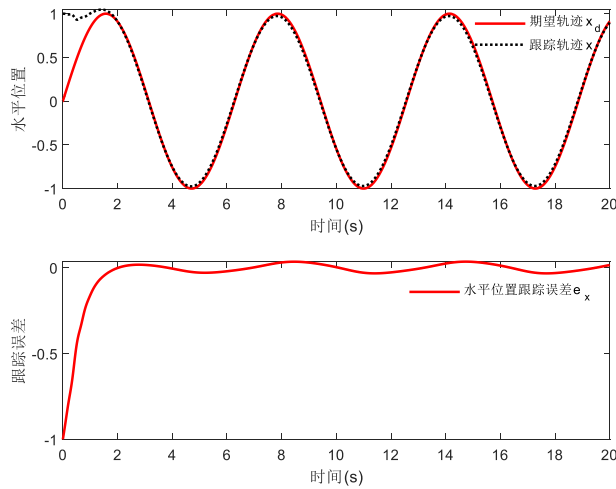


图 3-8 水平位置跟踪及跟踪误差

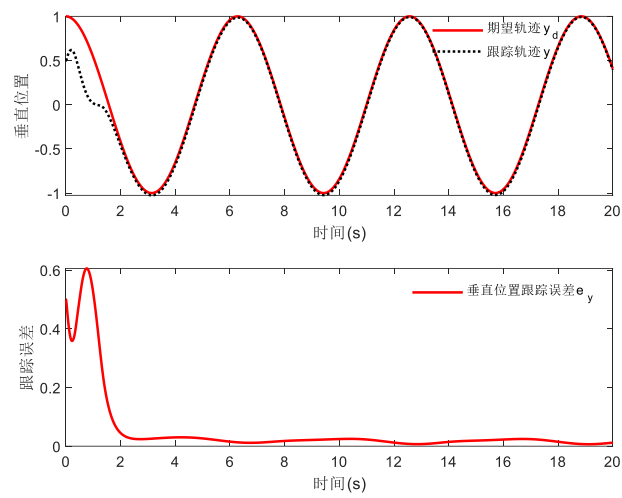


图 3-9 垂直位置跟踪及跟踪误差

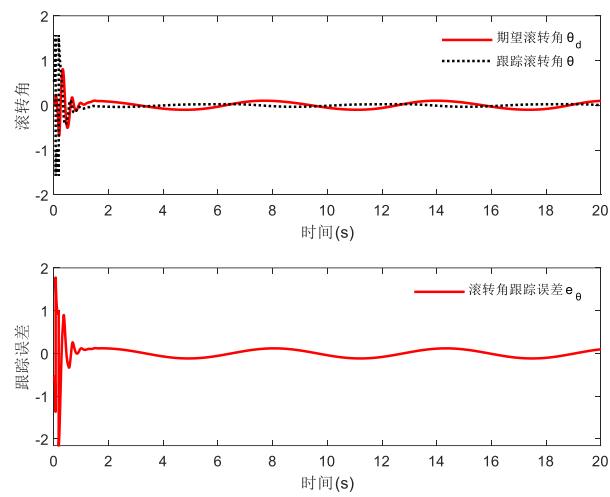


图 3-10 滚转角度跟踪及跟踪误差

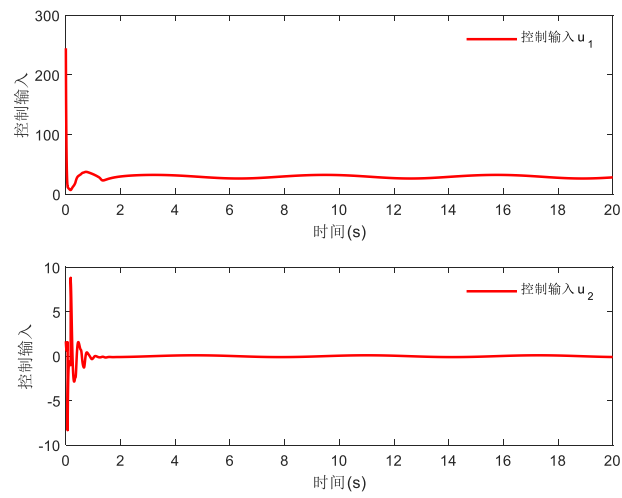


图 3-11 VTOL 飞行器控制输入

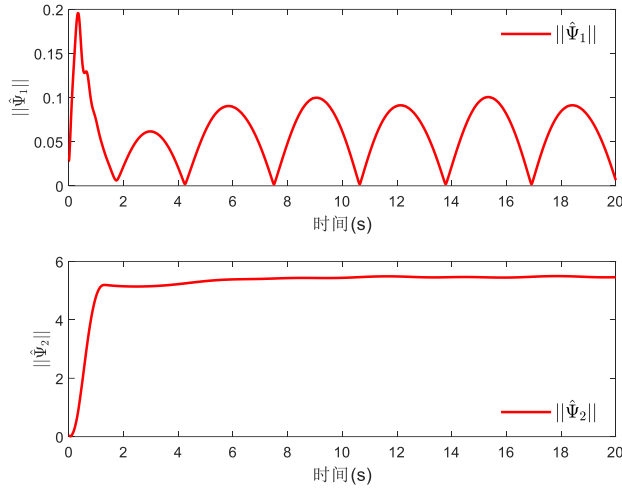
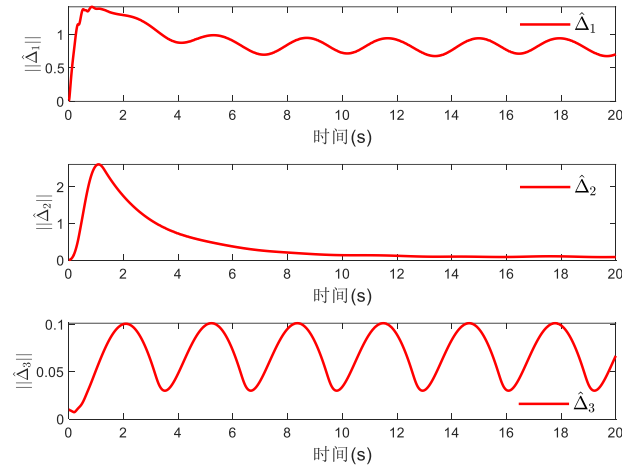

 图 3-12 自适应控制律 $\|\hat{\Psi}_1\|$ 和 $\|\hat{\Psi}_2\|$

 图 3-13 自适应控制律 $\hat{\Delta}_1$ 、 $\hat{\Delta}_2$ 和 $\hat{\Delta}_3$

图 3-8 至图 3-10 显示了水平位置跟踪、垂直位置跟踪和滚转角跟踪的渐近跟踪结果及其对应的跟踪误差曲线，图 3-11 至图 3-13 分别表示了 VTOL 飞行器控制输入和自适应更新律的变化曲线，其显示在系统内所有的信号都是有界的，而且控制输入和自适应更新律的变化曲线平滑且无剧烈波动，说明系统动态响应平稳，控制器能够有效适应外部干扰和模型不确定性。

从这些图中可以看出，虽然跟踪误差比示例 1 略大，但它们仍然保持在零的微小邻域内。更具体地说，虽然飞机系统受到的外部干扰是例 1 的 10 倍，但通过应用本章所设计的控制律，该系统仍然能够获得良好的跟踪性能。这一结果进一步证明了本章所设计控制律的有效性。

3.4 本章小结

本章研究了具有未知动力学及外部扰动的垂直起降飞机的渐近跟踪控制问题。采用动态面控制技术和 RBF 神经网络设计神经自适应动态面控制律和自适应更新律。介绍了动态面控制技术的核心原理，在递归设计过程中，为消除虚拟控制律的重复微分运算，采用一阶滤波器有效解决了传统反步法中的"微分爆炸"难题，并利用 RBF 神经网络处理飞机系统的未知非线性动力学。此外，利用所设计的参数更新定律，有效地处理了近似误差和外部干扰。其次，在稳定性分析中，利用候选李雅普诺夫函数结合各子系统方程，论证了通过合适的设计参数，飞行器系统能够渐近跟踪参考轨迹，确保了设计控制系统的可靠性和稳定性。最后，通过选择不同的干扰类型进行比较仿真分析，仿真结果表明，所设计的神经自适应控制律能有效收敛跟踪误差，确保飞行器闭环系统信号有界，验证了控制方案的良好性能。

第4章 基于自适应神经网络自抗扰技术的 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制

4.1 引言

在上一章中，我们借助自适应神经网络动态面技术为 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制开辟了一条新路径，有效改善了传统控制方法的局限性，提高了系统的控制精度和稳定性。然而，实践中发现，动态面控制技术虽有诸多优势，但其复杂的控制器结构、对状态反馈量的要求极高以及对精确模型的高度依赖，当系统具有不确定性、系统受到时变外界干扰时，控制效果会变差。在实际复杂飞行场景下仍暴露出局限性，限制了其进一步推广应用^[88]。

为了解决这一问题，采用噪声观测和扰动补偿的方法可有效应对外界扰动，本章将重点研究自适应神经网络自抗扰技术，以优化 VTOL 飞行器的轨迹跟踪控制。自抗扰控制技术凭借其“总扰动观测与补偿”机制脱颖而出，该方法不依赖于精确的系统模型，可有效处理系统内外部的不确定性因素，展现出在复杂户外飞行环境中的适应性和鲁棒性。

本文主要工作如下：

1. 设计自抗扰控制器，结合神经网络估计非线性函数，实现 VTOL 飞行器的精确跟踪；
2. 采用自适应算法辨识未知参数，增强对参数不确定性的鲁棒性；
3. 通过稳定性分析和仿真验证，证明算法的有效性和优越性。

4.2 问题阐述

由于 VTOL 飞行器是具有两输入三输出的强耦合、欠驱动系统，引入虚拟控制量 u_x ， u_y 和 u_θ ，则对系统 (2-9) 进行改写为：

$$u_x = -u_1 \frac{\sin \theta}{M} \quad (4-1)$$

$$u_y = u_1 \frac{\cos \theta}{M} \quad (4-2)$$

$$u_\theta = \frac{u_2}{J} \quad (4-3)$$

考虑式 (4-1) 至式 (4-3)，则控制律 u_1 和 u_2 可表示为：

$$u_1 = M\sqrt{u_x^2 + u_y^2} \quad (4-4)$$

$$u_2 = Ju_\theta \quad (4-5)$$

继续考虑式 (4-1) - 式 (4-3)，则系统 (2-9) 可改写为：

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= f_1(x, \dot{x}, d_1(t)) + b_1 u_x \\ \ddot{y} &= f_2(y, \dot{y}, d_2(t)) + b_2 u_y \\ \ddot{\theta} &= f_3(\theta, \dot{\theta}, d_3(t)) + b_3 u_\theta \end{aligned} \quad (4-6)$$

其中， b_i 为补偿因子且下界已知，即满足 $b_i \geq \underline{b}_i > 0$ ， $i=1,2,3$ ，以及

$$\begin{aligned} f_1(x, \dot{x}, d_1(t)) &= u_2 \varepsilon_0 \cos \theta / M + d_1(t) / M \\ f_2(y, \dot{y}, d_2(t)) &= u_2 \varepsilon_0 \sin \theta / M - g + d_2(t) / M \\ f_3(\theta, \dot{\theta}, d_3(t)) &= d_3(t) / J \end{aligned} \quad (4-7)$$

本章的控制目标是设计自适应神经网络自抗扰控制律 u_x ， u_y 和 u_θ ，使水平位置 x ，垂直位置 y 和滚转角度 θ 能够在内部耦合和未知干扰下跟踪给定的轨迹 x_d ， y_d 和 θ_d 。

4.3 控制器设计和稳定性分析

4.3.1 自适应神经网络自抗扰控制器设计

本节中，将结合自抗扰控制器和 RBF 神经网络，对分析过程中出现的未知非线性函数 f 和未知参数 b 进行处理并设计自适应控制律，同时利用李雅普诺夫稳定性理论对设计的控制器进行证明。

(1) 跟踪微分器设计

引入最速综合控制函数 $fhan$ ，以确保小超调情况下的快速跟踪，于是设计跟踪微分器如下：

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= v_2 \\ \dot{v}_2 &= fhan(v_1 - v, v_2, R, h) \end{aligned} \quad (4-8)$$

(2) 扩张状态观测器设计

ESO 是自抗扰控制系统中最核心的部分，它可以同时估计系统的状态和总的外部干扰，其思想是将总干扰加到系统中作为一个新的未知状态变量，考虑式 (4-6)，于是可得：

$$\begin{aligned}\dot{\chi}_1 &= \chi_2 \\ \dot{\chi}_2 &= \chi_3 + bu \\ \dot{\chi}_3 &= \sigma \\ \lambda_1 &= \chi_1\end{aligned}\tag{4-9}$$

其中， χ_1 可取 x 、 y 或 θ ， χ_2 可取 $\dot{x}$ 、 $\dot{y}$ 或 $\dot{\theta}$ ， χ_3 可取 f_1 、 f_2 或 f_3 ， σ 可取 $\dot{f}_1$ 、 $\dot{f}_2$ 或 $\dot{f}_3$ ， b 可取 b_1 、 b_2 或 b_3 ， u 可取 u_x 、 u_y 或 u_θ ， λ_1 为指定的输出。 χ_3 为扩张状态变量，表示系统的总扰动。

结合式 (4-9)，构建如下扩张状态观测器：

$$\begin{aligned}e &= z_1 - \lambda_1 \\ \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 &= z_3 - \beta_2 e + bu \\ \dot{z}_3 &= -\beta_3 e\end{aligned}\tag{4-10}$$

其中， z_1 为系统输出的观测值， z_2 为系统输出微分的观测值， z_3 为系统中扰动的观测值， β_1 、 β_2 、 β_3 分别为观测器的调节参数。最终，使得 z_1 、 z_2 、 z_3 分别跟踪 χ_1 、 χ_2 和 χ_3 。

(3) 非线性误差状态反馈控制律设计

根据假设 3，设计非线性误差状态反馈控制律如下：

$$u_0 = k_p(z_d - z_1) - k_d(\dot{z}_d - z_2) + \ddot{z}_d\tag{4-11}$$

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b}\tag{4-12}$$

其中， z_d 表示期望参考信号 x_d 、 y_d 或 θ_d 。

由于各通道的自抗扰控制器设计过程相似，这里以 x 通道设计为例进行设计和分析。

由式 (4-6)，可得：

$$\ddot{x} = f_1 + b_1 u_x\tag{4-13}$$

令 $x_1 = x$, $x_2 = \dot{x}$, $y_1 = x_1$, 则式 (4-13) 可改写为:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_1 + b_1 u_x \\ y_1 &= x_1\end{aligned}\tag{4-14}$$

令 X 通道参考跟踪信号为 x_d , 则跟踪误差可定义为:

$$e_1 = x_d - x_1\tag{4-15}$$

令 $E_1 = (e_1, \dot{e}_1)^T$, 结合式 (4-9)、(4-11) 和 (4-12), 并假设 f_1 和 b_1 已知, 则理想控制律可设计为:

$$u_x^* = \frac{1}{b_1} (-f_1 + \ddot{x}_d + K_1^T E_1)\tag{4-16}$$

其中, $K_1 = (k_{p1}, k_{d1})^T$ 。

将式 (4-16) 代入式 (4-13), 可得到误差系统为:

$$\ddot{e}_1 + k_{d1} \dot{e}_1 + k_{p1} e_1 = 0\tag{4-17}$$

设计 K_1 使多项式 $s^2 + k_{d1}s + k_{p1} = 0$ 的根都在 s 平面的左半平面, 则当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有 $e_1(t) \rightarrow 0$ 和 $\dot{e}_1(t) \rightarrow 0$ 。

但是, 由于 f_1 为未知非线性函数, 理想控制律 (4-16) 并不能直接进行应用, 这里引入 RBF 神经网络对未知非线性函数 f_1 进行逼近, 于是有

$$\hat{f}_1 = \hat{\Psi}_1^T \zeta_1(x)\tag{4-18}$$

此外, 令 $\hat{b}_1$ 为未知参数 b_1 的估计, 并将式 (4-18) 代入式 (4-16), 可得自适应神经网络自抗扰控制律

$$u_x = \frac{1}{\hat{b}_1} [-\hat{f}_1 + \ddot{x}_d + K_1^T E_1]\tag{4-19}$$

同理, 针对 Y 通道和 Θ 通道, 相应的自适应神经网络自抗扰控制律可分别设计为:

$$u_y = \frac{1}{\hat{b}_2} [-\hat{f}_2 + \ddot{y}_d + K_2^T E_2]\tag{4-20}$$

$$u_\theta = \frac{1}{\hat{b}_3} [-\hat{f}_3 + \ddot{\theta}_d + K_3^T E_3]\tag{4-21}$$

其中, y_d , θ_d 分别为 Y 通道和 Θ 通道的参考跟踪信号, $\hat{b}_2$, $\hat{b}_3$ 分别为未知参数 b_2 , b_3 的估计, $\mathbf{K}_2 = (k_{p2}, k_{d2})^T$, $\mathbf{K}_3 = (k_{p3}, k_{d3})^T$, k_{p2} , k_{p3} 为控制律的比例系数, k_{d2} , k_{d3} 为控制律的微分系数, $\mathbf{E}_2 = (e_2, \dot{e}_2)^T$, $\mathbf{E}_3 = (e_3, \dot{e}_3)^T$, $e_2 = y_d - y_2$, $e_3 = \theta_d - y_3$, $y_2 = y$, $y_3 = \theta$ 。

于是, 基于 RBF 神经网络自抗扰控制器的 VTOL 飞行器系统控制方案图, 如图 4-1 所示。

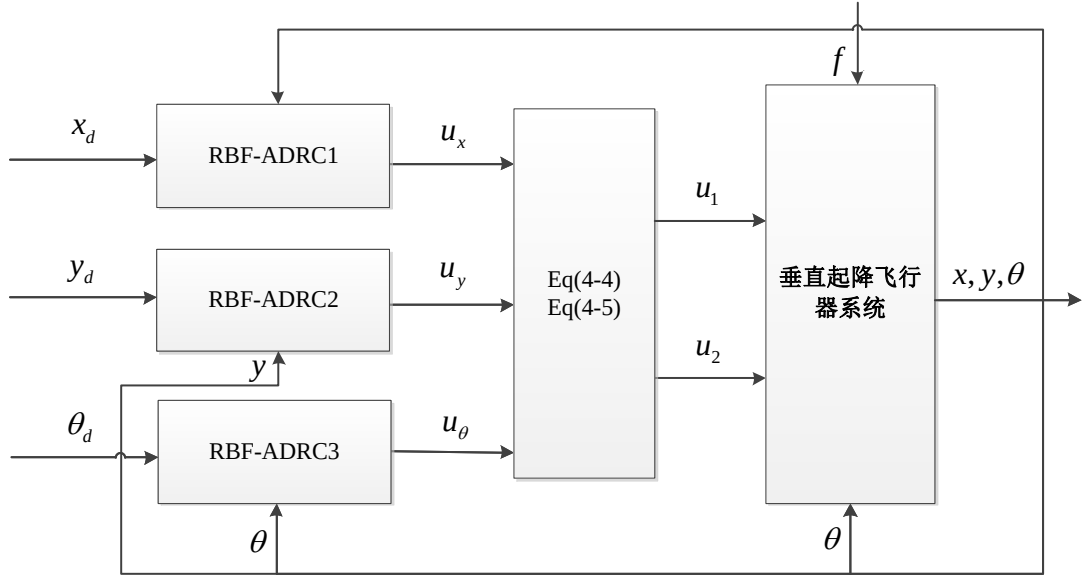


图 4-1 基于 RBFNN-ADRC 的 VTOL 系统控制方案图

4.3.2 稳定性分析

本章的主要结果可以总结为定理 4.1。

定理 4.1. 考虑到假设 2-1 至假设 3-2, 应用设计的自适应神经网络自抗扰控制律 (4-19) 至 (4-21), 以及自适应控制律 (4-35), (4-37), (4-39) 至 (4-42) (将在下文给出), 则系统 (2-9) 的水平位置输出 x , 垂直位置输出 y 和滚转角度输出 θ 能够跟踪期望的参考轨迹 x_d , y_d 和 θ_d 。

证明. 同样地, 这里以自适应神经网络控制律 u_x 为例展开分析。

将式 (4-19) 代入式 (4-13), 可得

$$\ddot{e}_1 = -\mathbf{K}_1^T \mathbf{E}_1 + (\hat{f}_1 - f_1) + (b_1 - \hat{b}_1)u_x \quad (4-22)$$

式 (4-22) 可进一步改写为:

$$\dot{\mathbf{E}}_1 = \mathbf{K}_{e1} \mathbf{E}_1 + \mathbf{n} \left[(\hat{f}_1 - f_1) + (b_1 - \hat{b}_1) u_x \right] \quad (4-23)$$

其中, $\mathbf{K}_{e1} = [0, 1; -k_{p1}, -k_{d1}]$, $\mathbf{n} = [0, 1]^T$ 。

结合引理 1 和式 (4-18), 则有:

$$\dot{\mathbf{E}}_1 = \mathbf{K}_{e1} \mathbf{E}_1 + \mathbf{n} \left[\tilde{\Psi}_1^T \zeta_1(x) + \delta_1 + \tilde{b}_1 u_x \right] \quad (4-24)$$

其中, $\tilde{\Psi}_1 = \hat{\Psi}_1 - \Psi_1^*$, $\tilde{b}_1 = b_1 - \hat{b}_1$ 。

设计候选 Lyapunov 函数 V_1 为:

$$V_1 = \frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{E}_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\Psi}_1^T \tilde{\Psi}_1 + \frac{1}{2} \eta_1 \tilde{b}_1^2 \quad (4-25)$$

其中, γ_1 和 η_1 是待设计的正参数, $\mathbf{P}_1$ 是对称正定矩阵, 且满足:

$$\mathbf{K}_{e1}^T \mathbf{P}_1 + \mathbf{P}_1 \mathbf{K}_{e1} = -\mathbf{Q}_1 \quad (4-26)$$

其中, $\mathbf{Q}_1$ 为正定矩阵。

令,

$$V_{11} = \frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{E}_1 \quad (4-27)$$

$$V_{12} = \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\Psi}_1^T \tilde{\Psi}_1 \quad (4-28)$$

$$V_{13} = \frac{1}{2} \eta_1 \tilde{b}_1^2 \quad (4-29)$$

$$\Xi_1 = \mathbf{n} \left[\tilde{\Psi}_1^T \zeta_1(x) + \delta_1 + \tilde{b}_1 u_x \right] \quad (4-30)$$

结合式 (4-24), 可得 V_{11} 的导数:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{11} &= \frac{1}{2} \dot{\mathbf{E}}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{E}_1 + \frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \dot{\mathbf{E}}_1 \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T (\mathbf{K}_{e1}^T \mathbf{P}_1 + \mathbf{P}_1 \mathbf{K}_{e1}) \mathbf{E}_1 + \frac{1}{2} \Xi_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{E}_1 + \frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \Xi_1 \\ &= -\frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \Xi_1 \end{aligned} \quad (4-31)$$

将式 (4-30) 代入式 (4-31), 并考虑到 $\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \tilde{\Psi}_1^T \zeta_1(x) = \tilde{\Psi}_1^T [\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \zeta_1(x)]$,

则有:

$$\dot{V}_{11} = -\frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{E}_1 + \tilde{\Psi}_1^T \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \zeta_1(x) + \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \delta_1 + \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \tilde{b}_1 u_x \quad (4-32)$$

进一步地，可得：

$$\dot{V}_{12} = \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\Psi}_1^T \dot{\tilde{\Psi}}_1 \quad (4-33)$$

$$\dot{V}_{13} = -\eta_1 \tilde{b}_1 \dot{\tilde{b}}_1 \quad (4-34)$$

设计自适应控制律

$$\dot{\tilde{\Psi}}_1 = -\gamma_1 \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \zeta_1(x) \quad (4-35)$$

结合式 (4-32) 至式 (4-35)，则有：

$$\dot{V}_1 = -\frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \delta_1 + \tilde{b}_1 \left(\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x - \eta_1 \dot{\tilde{b}}_1 \right) \quad (4-36)$$

为了保证 $\tilde{b}_1 \left(\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x - \eta_1 \dot{\tilde{b}}_1 \right) \leq 0$ ，同时避免式(25)产生奇异且保证 $\hat{b}_1 \geq \underline{b}_1$ ，设

设计自适应控制律：

$$\dot{\tilde{b}}_1 = \begin{cases} \frac{1}{\eta_1} \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x, & \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x > 0 \\ \frac{1}{\eta_1} \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x, & \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x \leq 0 \text{ 且 } \hat{b}_1 > \underline{b}_1 \\ \frac{1}{\eta_1}, & \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x \leq 0 \text{ 且 } \hat{b}_1 \leq \underline{b}_1 \end{cases} \quad (4-37)$$

其中， $\hat{b}_1(0) \geq \underline{b}_1$ 。对自适应律 (4-37) 进行分析，可得以下结论：

(1) 如果 $\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x > 0$ ，可得 $\tilde{b}_1 \left(\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x - \eta_1 \dot{\tilde{b}}_1 \right) = 0$ 且 $\dot{\tilde{b}}_1 > 0$ ，进而可得 $\hat{b}_1 > \underline{b}_1$ ；

(2) 如果 $\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x \leq 0$ 且 $\hat{b}_1 > \underline{b}_1$ ，可得 $\tilde{b}_1 \left(\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x - \eta_1 \dot{\tilde{b}}_1 \right) = 0$ ；

(3) 如果 $\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x \leq 0$ 且 $\hat{b}_1 \leq \underline{b}_1$ ，可得 $\tilde{b}_1 = b_1 - \hat{b}_1 \geq b_1 - \underline{b}_1 > 0$ ，进而有

$\tilde{b}_1 \left(\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x - \eta_1 \dot{\tilde{b}}_1 \right) = \tilde{b}_1 \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} u_x - \tilde{b}_1 \leq 0$ ，此时 $\hat{b}_1$ 将会逐渐增大，由于 $\dot{\tilde{b}}_1 > 0$ ，可以

保证 $\hat{b}_1 > \underline{b}_1$ 。

基于上述分析，将式 (4-37) 代入式 (4-36)，则有

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{1}{2} \mathbf{E}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \delta_1 \quad (4-38)$$

考察式 (4-38)，由于 $\mathbf{Q}_1$ 为正定矩阵，可知 $-\frac{1}{2}\mathbf{E}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{E}_1 \leq 0$ ；此外，可通过设计 RBF 神经网络使得逼近误差 δ_1 足够小，从而有 $\mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \delta_1$ 足够小，于是通过选取合适的 $\mathbf{Q}_1$ ，使得 $-\mathbf{E}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{E}_1/2 + \mathbf{E}_1^T \mathbf{P}_1 \mathbf{n} \delta_1 \leq 0$ ，进而保证 $\dot{V}_1 \leq 0$ 。

类似的分析，可以得到：

u_y 下的自适应控制律：

$$\dot{\Psi}_2 = -\gamma_2 \mathbf{E}_2^T \mathbf{P}_2 \mathbf{n} \zeta_2(x) \quad (4-39)$$

$$\dot{\hat{b}}_2 = \begin{cases} \frac{1}{\eta_2} \mathbf{E}_2^T \mathbf{P}_2 \mathbf{n} u_y, & \mathbf{E}_2^T \mathbf{P}_2 \mathbf{n} u_y > 0 \\ \frac{1}{\eta_2} \mathbf{E}_2^T \mathbf{P}_2 \mathbf{n} u_y, & \mathbf{E}_2^T \mathbf{P}_2 \mathbf{n} u_y \leq 0 \text{ 且 } \hat{b}_2 > \underline{b}_2 \\ \frac{1}{\eta_2}, & \mathbf{E}_2^T \mathbf{P}_2 \mathbf{n} u_y \leq 0 \text{ 且 } \hat{b}_2 \leq \underline{b}_2 \end{cases} \quad (4-40)$$

u_θ 下的自适应控制律：

$$\dot{\Psi}_3 = -\gamma_3 \mathbf{E}_3^T \mathbf{P}_3 \mathbf{n} \zeta_3(x) \quad (4-41)$$

$$\dot{\hat{b}}_3 = \begin{cases} \frac{1}{\eta_3} \mathbf{E}_3^T \mathbf{P}_3 \mathbf{n} u_\theta, & \mathbf{E}_3^T \mathbf{P}_3 \mathbf{n} u_\theta > 0 \\ \frac{1}{\eta_3} \mathbf{E}_3^T \mathbf{P}_3 \mathbf{n} u_\theta, & \mathbf{E}_3^T \mathbf{P}_3 \mathbf{n} u_\theta \leq 0 \text{ 且 } \hat{b}_3 > \underline{b}_3 \\ \frac{1}{\eta_3}, & \mathbf{E}_3^T \mathbf{P}_3 \mathbf{n} u_\theta \leq 0 \text{ 且 } \hat{b}_3 \leq \underline{b}_3 \end{cases} \quad (4-42)$$

其中， $\gamma_2, \gamma_3, \eta_2, \eta_3$ 是待设计的正参数， $\mathbf{P}_2, \mathbf{P}_3$ 是对称正定矩阵。

4.4 仿真分析

为了验证上述设计的控制律的有效性，下面通过三个仿真案例加以说明。

考虑到 VTOL 飞行器系统 (2-9)，相关参数设置为： $M = 3\text{kg}$ ， $\varepsilon_0 = 0.3$ ， $g = 9.8\text{m/s}^2$ 和 $J = 0.01\text{kg.m}^2$ ， $b_1 = 191$ ， $b_2 = 307$ ， $b_3 = 181$ ，假设外部扰动为 $d_1(t) = \sin(t)$ ， $d_2(t) = 10\sin(t)$ ， $d_3(t) = 0.1\sin(t)$ ，飞行器系统的初始条件为 $x(0) = 0.0(\text{m})$ ， $y(0) = 0.0(\text{m})$ ， $\theta(0) = 0.5(\text{rad})$ ，期待轨迹为 $x_d = \sin(t)$ ， $y_d = \cos(t)$

和期待滚转角 $\theta_d = 0.0(\text{rad})$ ，仿真时间为 $t = 20\text{s}$ 。

例 1: 用于逼近未知非线性函数 f_i 的 RBF 神经网络, 其输入为 $E_i = (e_i, \dot{e}_i)^T$, $i = 1, 2, 3$, 节点选择为 $l = 5$, 高斯函数的中心在 $[-1, 1] \times [-1, 1]$ 均匀选择, 宽度选择为 2, 初始权值设置为 0。

其他相关参数选择: $Q_1 = Q_2 = Q_3 = [500, 0; 0, 500]$, $k_{p1} = k_{p2} = k_{p3} = 30$, $k_{d1} = k_{d2} = k_{d3} = 50$, $\gamma_1 = 11$, $\gamma_2 = 50$, $\gamma_3 = 100$, $\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = 1.0 \times 10^{-4}$, $\underline{b}_1 = \underline{b}_2 = 50$, $\underline{b}_3 = 100$, $\hat{b}_1(0) = \hat{b}_2(0) = 50$, $\hat{b}_3(0) = 100$, 其他自适应控制律的初始值设置为 0。
仿真结果如图 4-2 至图 4-10 所示。

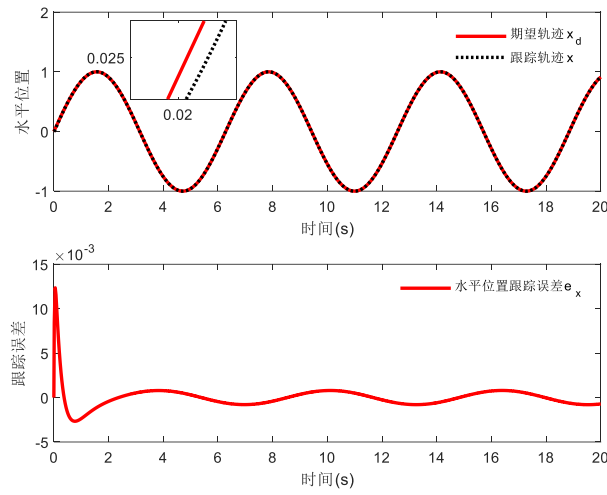


图 4-2 水平位置跟踪及跟踪误差

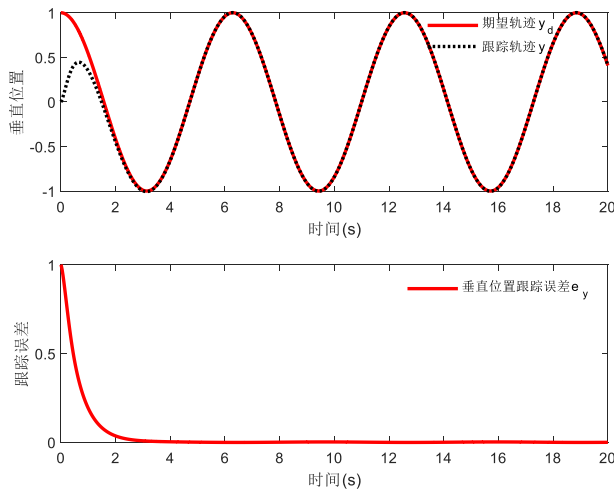


图 4-3 垂直位置跟踪及跟踪误差

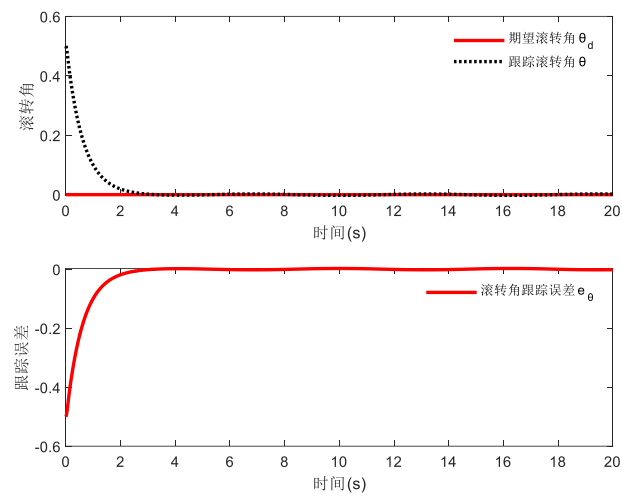


图 4-4 滚转角度跟踪及跟踪误差

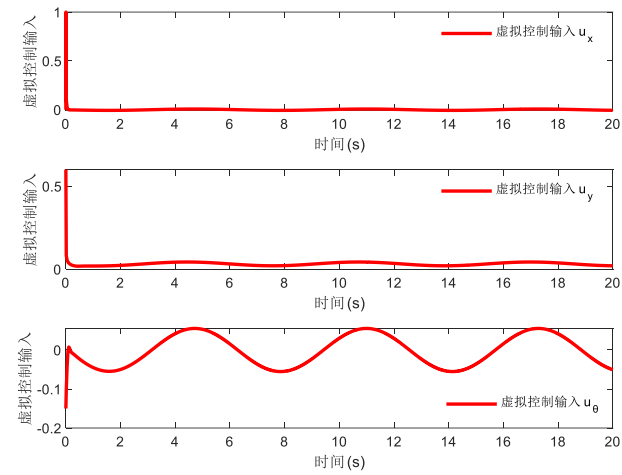


图 4-5 VTOL 飞行器虚拟控制输入

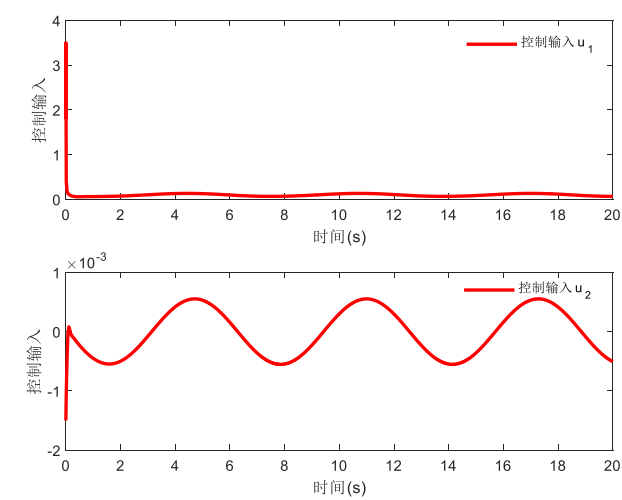


图 4-6 VTOL 飞行器控制输入

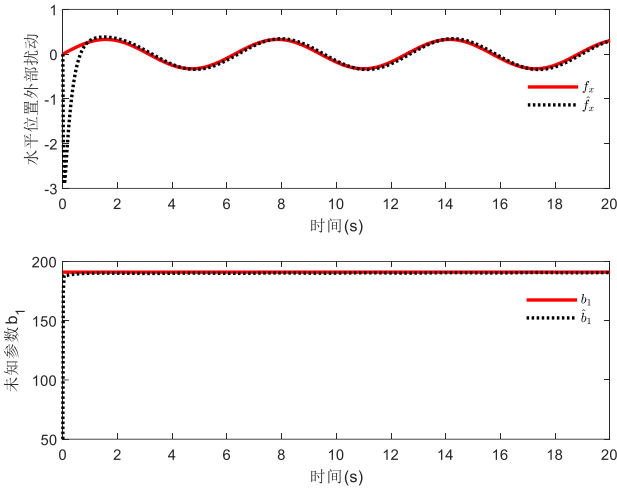


图 4-7 水平误差跟踪及参数估计

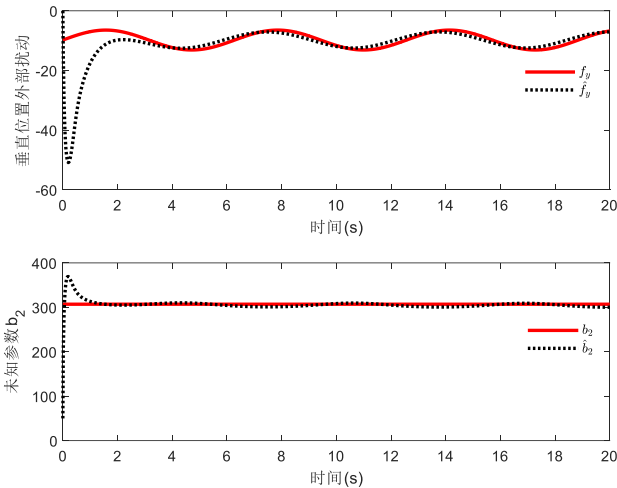


图 4-8 垂直误差跟踪及参数估计

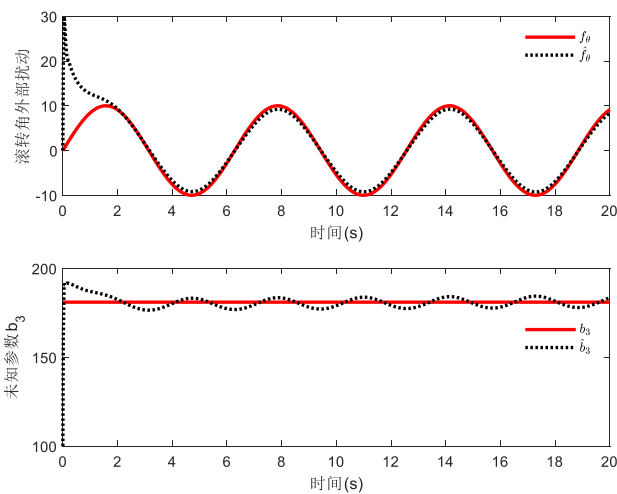


图 4-9 滚转角误差跟踪及参数估计

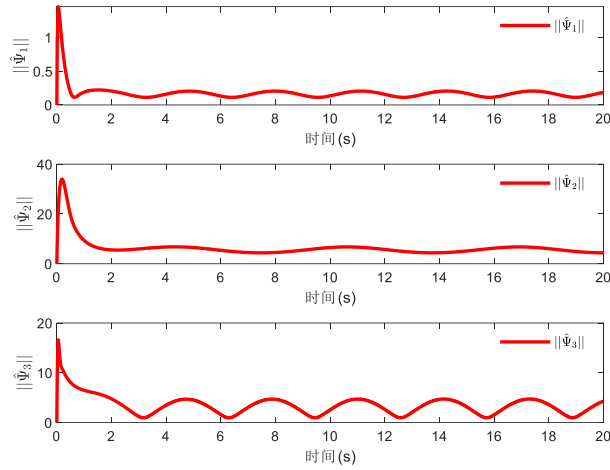

 图 4-10 自适应律 $\|\hat{\Psi}_1\|$ 、 $\|\hat{\Psi}_2\|$ 和 $\|\hat{\Psi}_3\|$

图 4-2 至图 4-4 分别提供了水平位置跟踪和跟踪误差、垂直位置跟踪和跟踪误差以及滚角跟踪和跟踪误差的曲线。应用所设计的自适应神经网络自抗扰控制律，可以很好地解决 VTOL 飞机的渐近跟踪问题。此外，跟踪误差可以收敛到一个零的小邻域。换句话说，虽然飞机系统受到外界干扰及不确定耦合的影响，但应用所设计的控制律可以获得更好的跟踪性能。

图 4-5 至图 4-10 分别表示了虚拟控制输入 u_x ， u_y ， u_θ ，实际控制输入 u_1 ， u_2 ，水平、垂直、滚转角位置外部扰动 f_x ， f_y ， f_θ 跟踪及其参数估计 b_1 ， b_2 ， b_3 和自适应更新律 $\|\hat{\Psi}_1\|$ ， $\|\hat{\Psi}_2\|$ ， $\|\hat{\Psi}_3\|$ 。不难确定 VTOL 飞行器的闭环系统的所有信号都是有界的。

通过图 4-2 至图 4-10，可以判断本章所设计的控制律不仅能够有效抑制外部干扰，还能在复杂环境下保持系统稳定运行。此外，控制输入和参数估计曲线的平滑变化表明系统动态响应良好，控制器能够快速适应外部扰动和模型不确定性。因此得出所设计系统是可行的，应用所设计的自适应控制律，显著提高了 VTOL 飞行器的控制性能及鲁棒性。

例 2： 为了进一步描述所设计的控制律的有效性，此例中，外部扰动设为 $d_1(t) = 5\sin^3(t)$ ， $d_2(t) = 50\sin^3(t)$ ， $d_3 = 0.5\sin^3(t)$ ，相关参数 $b_2 = 300$ ， $b_3 = 40$ ， $\gamma_1 = 30$ ， $\gamma_3 = 1000$ ， $b_3 = 10$ ， $b_3(0) = 20$ ，其他参数与例一中给出的参数相同，仿真结果如图：

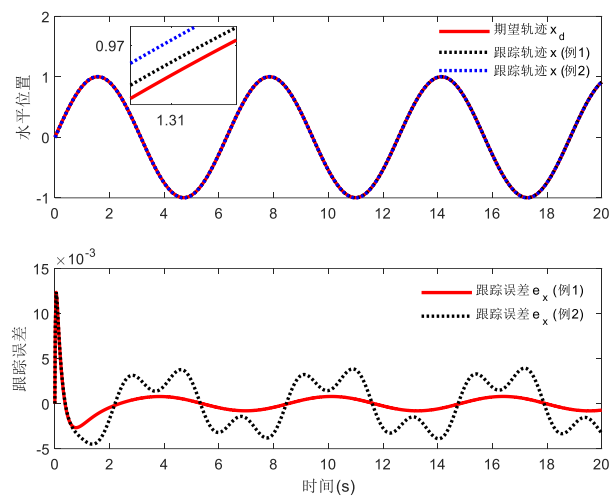


图 4-11 水平位置跟踪性能比较

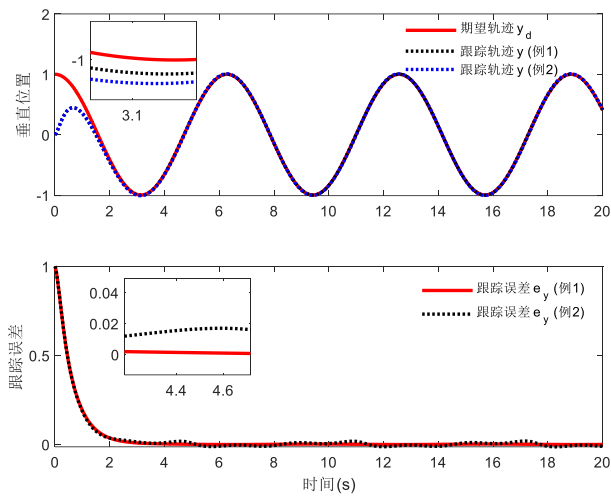


图 4-12 垂直位置跟踪性能比较

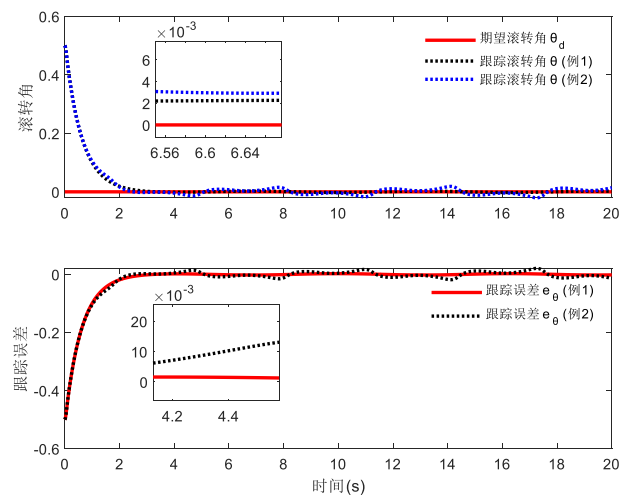


图 4-13 滚转角度跟踪性能比较

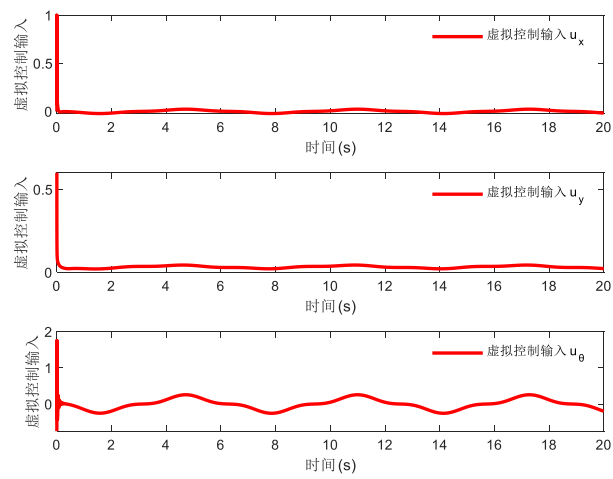


图 4-14 VTOL 飞行器虚拟控制输入

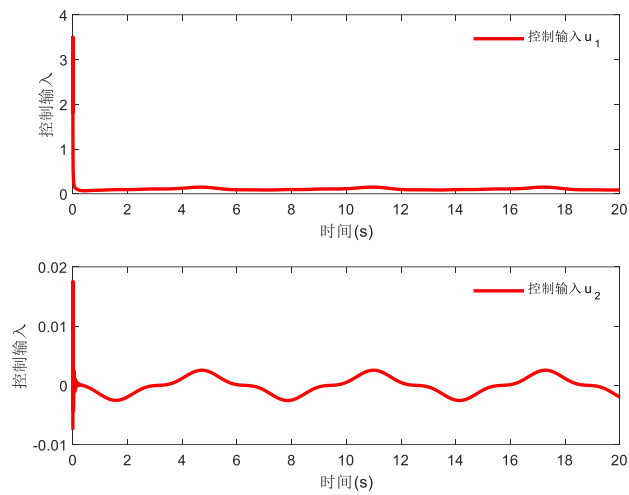


图 4-15 VTOL 飞行器控制输入

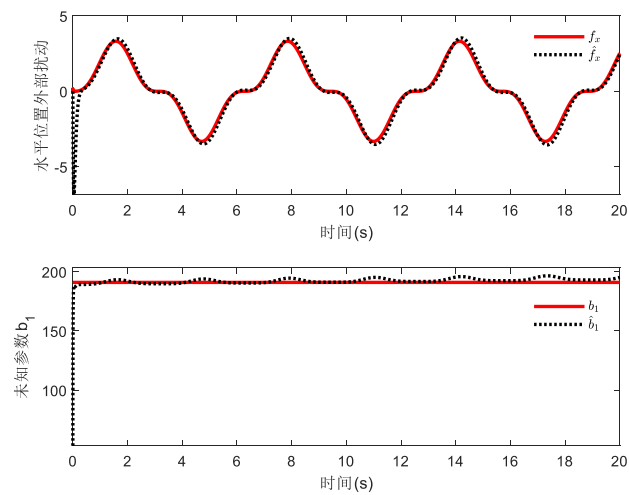


图 4-16 水平误差跟踪及参数估计

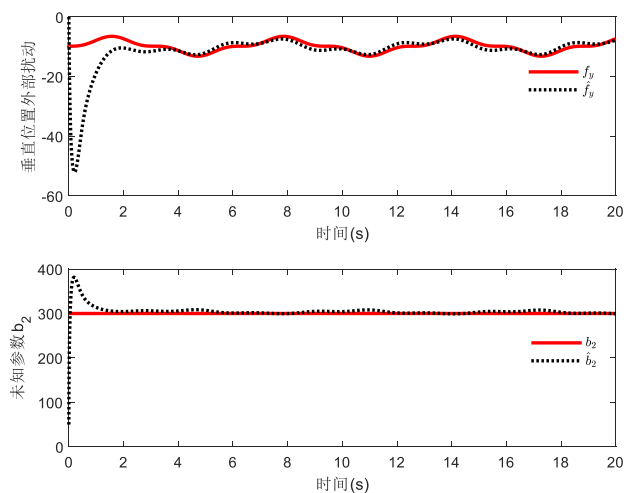


图 4-17 垂直误差跟踪及参数估计

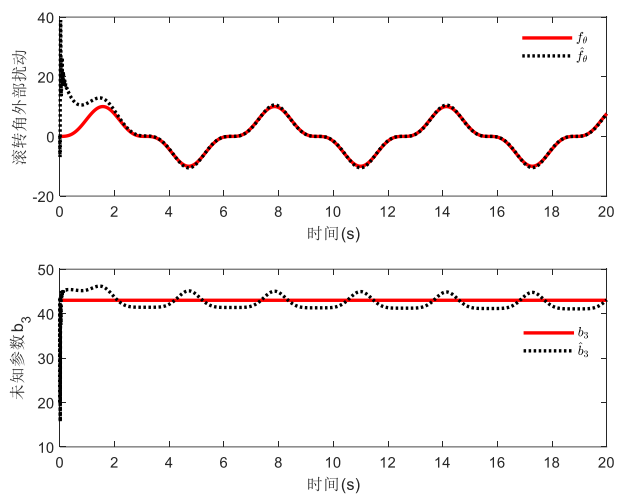


图 4-18 滚转角误差跟踪及参数估计

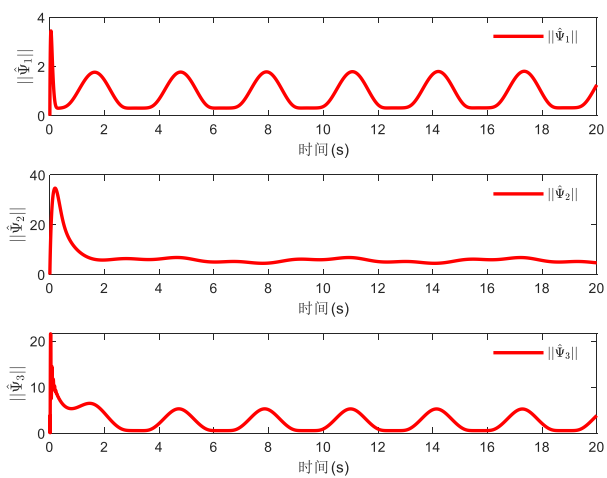


图 4-19 自适应律 $\|\hat{\Psi}_1\|$ 、 $\|\hat{\Psi}_2\|$ 和 $\|\hat{\Psi}_3\|$

图 4-11 至图 4-13 显示了水平、垂直位置和滚转角的渐近跟踪及其误差曲线与案例 1 性能比较的结果。可以看出，虽然跟踪误差比例 1 略大，但仍然保持在零的邻域内。即使飞机系统的外部干扰相较于例 1 成指数倍增长，但应用所设计的控制律仍然能获得良好的跟踪性能。这进一步证明了所设计的控制律的有效性。

图 4-14 至图 4-19 分别表示了虚拟和实际控制输入，水平、垂直位置和滚转角外部扰动跟踪及其参数估计和自适应更新律。不难确定 VTOL 飞行器的闭环系统的所有信号都是有界的。通过图 4-11 至图 4-19，可以判断系统的信号是有界的，因此得出所设计系统是可行的。

例 3： 为验证所提控制律的有效性，本例将传统 ADRC、PID 控制器与本章方案进行对比实验。参数设置与案例 1 保持一致，仿真结果如图所示。

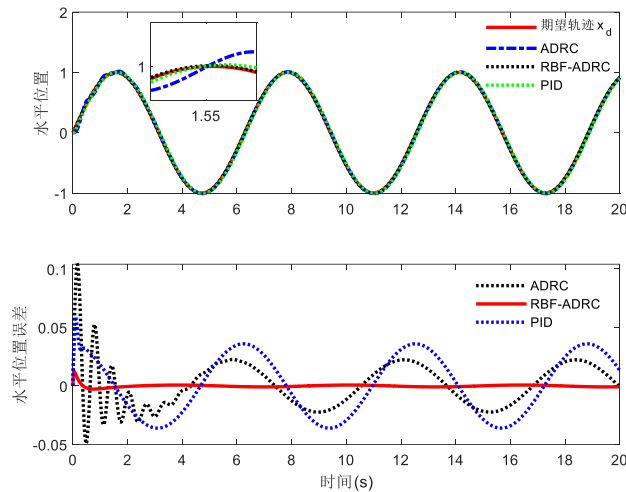


图 4-20 水平位置跟踪性能的比较

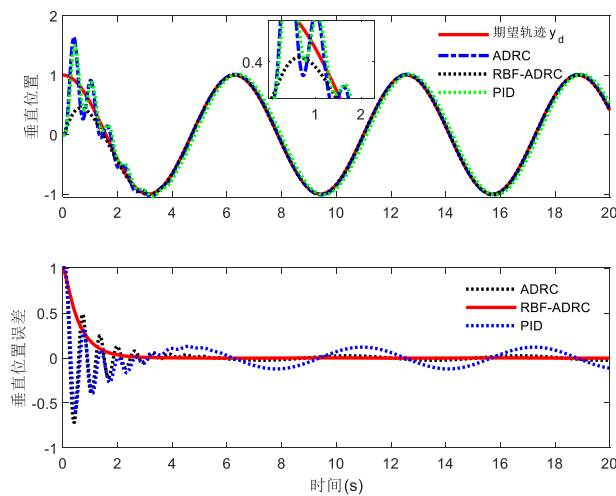


图 4-21 垂直位置跟踪性能的比较

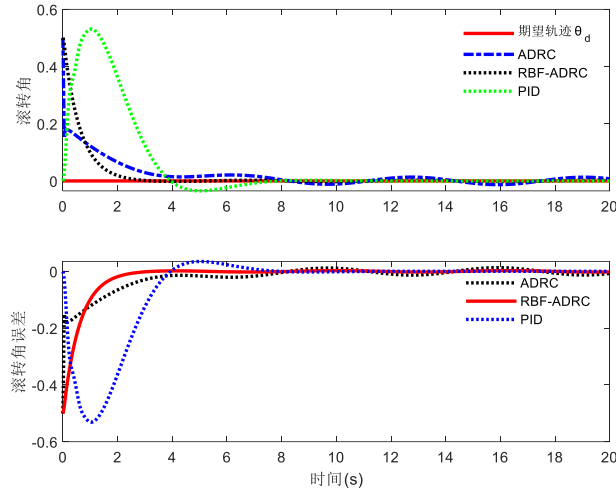


图 4-22 滚转角跟踪性能的比较

图 4-20 至 4-22 分别展示了自适应神经网络自抗扰控制器与传统自抗扰控制器和 PID 控制器控制性能的对比。从图 4-20 可以看出，所设计控制器的水平跟踪曲线在 0.5 秒左右收敛到一个非常小的邻域，而基于自抗扰控制器和 PID 控制器的方案不仅收敛时间更长，而且波动幅度略大；在垂直位置跟踪中，所设计的控制器可以在 1 秒左右收敛到很小的邻域，而基于自抗扰控制器和 PID 控制器的方案不仅在 4 秒左右收敛到很小的邻域，而且有较强的超调量。

与传统的自抗扰控制器控制方案相比，在本文设计的控制律下，虽然给定飞机系统的给定滚转角和输出滚转角在 1 秒内略有超调，但后续调整时间更短，波动更小。因此，与传统的自抗扰方法和 PID 方法相比，本章所设计的控制策略在系统姿态跟踪方面具有优越的控制性能。这进一步证明了本文提出的控制律的有效性。

4.5 本章小结

本章研究了具有内部耦合及外部干扰的 VTOL 飞行器的轨迹跟踪控制问题，设计了自适应神经网络自抗扰控制器和自适应更新律。通过引入自抗扰控制处理内部参数不确定性和外部干扰，为解决自抗扰控制参数整定复杂和提升系统的性能及鲁棒性，利用神经网络处理了飞行器系统的内外部干扰，同时设计自适应律逼近系统未知参数，有效地提升了系统的控制性能。此外，通过选择不同的扰动类型并与其他方法进行比较，可以明显看出本文设计控制律具有更好的控制效果。

第 5 章 总结与展望

5.1 全文总结

本文围绕 VTOL 飞行器的轨迹跟踪控制问题展开了深入且系统的研究，综合运用多种技术手段，致力于攻克 VTOL 飞行器复杂动力学特性带来的控制难题，取得了一系列具有重要理论与实践价值的成果。

在理论基础部分，第二章详细介绍了 VTOL 飞行器的数学模型及相关基础知识。以特定型号为原型，结合实际飞行场景做出合理假设，基于经典力学原理推导出动力学模型，准确描述了飞行器强耦合、欠驱动、非最小相位等固有特性，同时考虑输入干扰因素，确立了精确的数学模型，为后续研究奠定了基础。此外，引入 RBF 神经网络，分析了其结构和逼近能力，阐述李雅普诺夫稳定性理论及其在非线性系统稳定性判断中的关键作用，整理并介绍相关控制方法及相关定理，为整个研究搭建起坚实的理论框架。

第三章重点研究了基于自适应神经网络动态面技术的控制策略。针对传统控制方法在应对 VTOL 飞行器复杂特性时暴露的缺陷，如反步法的“微分爆炸”问题，提出了自适应神经网络动态面控制技术。详细设计基于该技术的控制器，利用动态面控制的一阶低通滤波器简化复杂求导过程，结合 RBF 神经网络逼近未知非线性函数，设计了虚拟控制律、自适应神经网络控制律与自适应更新率。经稳定性分析，通过李雅普诺夫函数证明了系统在合理参数下能够渐近跟踪参考轨迹，跟踪误差收敛到零的微小邻域。最后通过仿真验证，直观展示了所设计控制算法在不同干扰场景下较传统方法的显著优势，验证了其有效性。

第四章研究了基于自适应神经网络自抗扰技术的控制方法。针对动态面控制对模型精度的依赖限制其应用拓展，引入自抗扰控制技术。该技术将系统内外不确定性视为总扰动，实时观测补偿，不依赖精确模型，在复杂环境中展现强适应性。详细设计了自抗扰控制的各个部分，包括跟踪微分器、扩张状态观测器及非线性误差状态反馈控制器的融合设计。结合 RBF 神经网络设计自适应神经网络自抗扰控制器，以典型通道为例详述设计流程，通过构建候选 Lyapunov 函数进行稳定性论证，确保系统稳定运行。仿真环节通过多组对比案例，验证所提控制

律在不同扰动环境下的性能,以及相较于传统 ADRC 和 PID 控制器在收敛速度、超调控制及跟踪稳定性等方面的突出优势。

5.2 工作展望

尽管本文在 VTOL 飞行器轨迹跟踪控制领域取得了一定成果,但随着实际应用场景的日益复杂与多样化,仍有诸多问题亟待进一步探索与攻克。

一方面,在控制算法优化上,当前算法虽能应对常见干扰与工况,但面对极端复杂环境时,仍有提升空间。例如在执行器故障方面,当飞行器飞行过程中执行器突发故障,如动力输出骤减或完全失效,现有的控制算法难以迅速、有效地进行补偿与调整,可能导致飞行姿态失控。因此,未来需要深入研究容错控制策略,通过冗余设计、故障诊断与自适应重构等方法,使控制系统能在执行器部分失效的情况下,仍能维持基本的飞行性能,保障飞行器安全稳定。

有限时间控制也是未来研究的重点方向之一。相较于传统的渐近稳定控制,有限时间控制旨在确保系统在给定的有限时间内实现精确的轨迹跟踪与稳定,这对于 VTOL 飞行器在一些对时效性要求极高的任务场景,如紧急救援、军事快速响应等,具有重大意义。后续研究可从设计新型有限时间收敛的控制器入手,结合优化算法,确定有限时间控制参数,确保飞行器在复杂干扰下仍能快速、精准地完成目标任务。

另一方面,在实际工程应用层面,目前研究多基于仿真环境验证,虽有一定现实指导意义,但与真实飞行仍存在差距。后续需要加强与硬件研发团队的合作,开展更多飞行试验,充分考虑飞行器物理特性、传感器噪声、执行器延迟等实际因素对控制效果的影响,进一步优化控制参数,确保算法能嵌入实际飞行控制系统,实现从理论到工程实践的平稳过渡,推动 VTOL 飞行器在军事、民用等多领域的广泛高效应用。

参考文献

- [1] 林然. 低空经济开启发展元年关注 eVTOL 产业进展[J]. 股市动态分析, 2024, (02): 52-53.
- [2] 范继伟. 基于混杂控制系统的八旋翼飞行器设计[D]. 东北电力大学, 2018.
- [3] Bailing T, Lihong L, Hanchen L, et al. Multivariable finite time attitude control for quadrotor UAV: theory and experimentation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2567-2577.
- [4] Prach A, Kayacan E. An MPC - based position controller for a tilt - rotor tricopter VTOL UAV[J]. Optimal control applications and methods, 2018, 39(1): 343-356.
- [5] Kayacan E, Maslim R. Type-2 fuzzy logic trajectory tracking control of quadrotor VTOL aircraft with elliptic membership functions[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 22(1): 339-348.
- [6] Peng X, Guo K, Geng Z. Full state tracking and formation control for under-actuated VTOL UAVs[J]. IEEE Access, 2018, 7: 3755-3766.
- [7] Tyan M, Van Nguyen N, Kim S, et al. Comprehensive preliminary sizing/resizing method for a fixed wing - VTOL electric UAV[J]. Aerospace Science and Technology, 2017, 71: 30-41.
- [8] 车建峰. 基于滑模自抗扰技术的四旋翼无人机控制研究[D]. 天津理工大学, 2019.
- [9] 张峻渤. 智能垂直起降无人运输机飞控关键技术研究[D]. 沈阳航空航天大学, 2021.
- [10] Jeong H, Suk J, Kim S. Hybrid incremental nonlinear dynamic inversion - based control of UAV in urban wind environment[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2024, 22(12): 3653-3665.
- [11] Shao P, Ma X, Yan B, et al. Structural state feedback gain-scheduled tracking control based on linear parameter varying system of morphing wing UAV[J]. Journal of the Franklin Institute, 2025, 362(1): 107355-107355.
- [12] 叶林奇. 具有非最小相位特性的新型飞行器控制方法研究[D]. 天津大学,

- 2019.
- [13]吕来平. 基于扰动观测器的四旋翼无人机自适应动态面控制研究[D]. 东北电力大学, 2024.
- [14]郑晓龙. 几类欠驱动系统的神经网络反步控制[D]. 哈尔滨工业大学, 2020.
- [15]Chadli M, Aouaouda S, Karimi H, et al. Robust fault tolerant tracking controller design for a VTOL aircraft[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2013, 350(9): 2627-2645.
- [16]Ailon A. Simple tracking controllers for autonomous VTOL aircraft with bounded inputs[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2010, 55(3): 737-743.
- [17]Al-Qassar A A, Abdulkareem A I, Hasan A F, Humaidi A J, Ibraheem I K, Azar A T, Hameed A H. Grey-wolf optimization better enhances the dynamic performance of roll motion for tail-sitter VTOL aircraft guided and controlled by STSMC[J]. *Journal of Engineering Science and Technology*, 2021, 16(3): 1932-1950.
- [18]Autenrieb J, Shin H S, Bacic M. Development of a neural network-based adaptive nonlinear dynamic inversion controller for a tilt-wing VTOL aircraft[C]. 2019 Workshop on Research, Education and Development of Unmanned Aerial Systems, 2019: 44-52.
- [19]Chen G, Huo W. Stabilizing a VTOL aircraft based on controlled Lagrangian method[C]. 2019 IEEE 58th Conference on Decision and Control, 2019: 5874-5879.
- [20]王明渝. 四旋翼无人机的自适应神经网络有限时间控制[D]. 青岛大学, 2022.
- [21]张海华. 基于神经网络和观测器的无人机抗扰控制方法研究与实现[D]. 苏州大学, 2023.
- [22]Zhao S, Dong W, Farrell J A. Quaternion-based trajectory tracking control of VTOL-UAVs using command filtered backstepping[C]//2013 American Control Conference. IEEE, 2013: 1018-1023.
- [23]Wood R, Cazzolato B. An alternative nonlinear control law for the global stabilization of the PVTOL vehicle[J]. *IEEE Transactions on Automatic control*, 2007, 52(7): 1282-1287.

- [24]Wu S, Chen P, Hsu C, et al. Gain-scheduled control of PVTOL aircraft dynamics with parameter-dependent disturbance[J]. Journal of the Franklin Institute, 2008, 345(8): 906-925.
- [25]Guo B, Wu Z, Zhou H. Active disturbance rejection control approach to output - feedback stabilization of a class of uncertain nonlinear systems subject to stochastic disturbance[J]. IEEE Trans. Automat. Contr., 2016, 61(6): 1613-1618.
- [26]Zhang Y, Chen Z, Zhang X, Sun Q, Sun M. A novel control scheme for quadrotor UAV based upon active disturbance rejection control[J]. Aerospace Science and Technology, 2018, 79: 601-609.
- [27]Han H, Zhang J, Yang H, et al. Data-driven robust optimal control for nonlinear system with uncertain disturbances[J]. Information Sciences, 2023, 621: 248-264.
- [28]Song R, Lewis F L. Robust optimal control for a class of nonlinear systems with unknown disturbances based on disturbance observer and policy iteration[J]. Neurocomputing, 2020, 390: 185-195.
- [29]Gil J, You S, Lee Y, et al. Nonlinear sliding mode controller using disturbance observer for permanent magnet synchronous motors under disturbance[J]. Expert Systems with Applications, 2023, 214: 119085.
- [30]Roberts A, Tayebi A. Adaptive position tracking of VTOL UAVs[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2010, 27(1): 129-142.
- [31]Emami S A, Rezaeizadeh A. Adaptive model predictive control - based attitude and trajectory tracking of a VTOL aircraft[J]. IET Control Theory & Applications, 2018, 12(15): 2031-2042.
- [32]Erginer B, Altuğ E. Design and implementation of a hybrid fuzzy logic controller for a quadrotor VTOL vehicle[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2012, 10: 61-70.
- [33]Cheng Z, Pei H, Li S. Neural-networks control for hover to high-speed-level-flight transition of ducted fan uav with provable stability[J]. IEEE Access, 2020, 8: 100135-100151.
- [34]Zhao J, Tong S, Li Y. Fuzzy adaptive output feedback control for uncertain

- nonlinear systems with unknown control gain functions and unmodeled dynamics[J]. *Information Sciences*, 2021, 558: 140-156.
- [35]Zhang K, Sun Z, Chen C, et al. Global stabilization via output feedback for a class of uncertainty nonlinear systems with time-varying delay and zero dynamics[J]. *ISA transactions*, 2023, 132: 235-245.
- [36]Cui R, Yang C, Li Y, et al. Adaptive neural network control of AUVs with control input nonlinearities using reinforcement learning[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, 47(6): 1019-1029.
- [37]Zhao J, Yang C, Gao W, et al. Reinforcement learning and optimal setpoint tracking control of linear systems with external disturbances[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2022, 18(11): 7770-7779.
- [38]Itikis U. *Control systems of variable structure*[M]. Halsted Press, 1976.
- [39]Shtessel Y, Edwards C, Fridman L, et al. *Sliding mode control and observation*[M]. New York: Springer New York, 2014.
- [40]Jacob J, Kumar S S. Sliding mode control of VTOL system[C]. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. IOP Publishing, 2019, 561(1): 012069.
- [41]Mousavi Y, Zarei A, Mousavi A, Biari M. Robust optimal higher-order-observer-based dynamic sliding mode control for VTOL unmanned aerial vehicles[J]. *International Journal of Automation and Computing*, 2021, 18: 802-813.
- [42]Imran I H, Memon A M, Kurtulus D F, et al. Extended discrete-time quasi-sliding mode control for vtol uav in the presence of uncertain disturbances[J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 55630-55643.
- [43]Aguilar-Ibanez, Carlos,Sossa-Azuela, et al. A backstepping-based procedure with saturation functions to control the PVTOL system[J]. *Nonlinear dynamics*, 2016, 83(3): 1247-1257.
- [44]Mohd Basri M A, Husain A R, Danapalasingam K A. Enhanced backstepping controller design with application to autonomous quadrotor unmanned aerial vehicle[J]. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 2015, 79: 295-321.
- [45]Dalwadi N, Deb D, Kothari M, Ozana S. Disturbance observer-based backstepping

- control of tail-sitter UAVs[C]. *Actuators*, 2021, 10(6): 119.
- [46]Hu J, Zhang H. Immersion and invariance based command-filtered adaptive backstepping control of VTOL vehicles[J]. *Automatica*, 2013, 49(7): 2160-2167.
- [47]Zhao D, Liu J. Control of VTOL aircraft with position state constraints using the Barrier Lyapunov Function[J]. *Asian Journal of Control*, 2020, 22(3): 1221-1229.
- [48]Chwa D. Fuzzy adaptive output feedback tracking control of VTOL aircraft with uncertain input coupling and input - dependent disturbances[J]. *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, 2015, 23(5): 1505-1518.
- [49]Ajel A R, Humaidi A J, Ibraheem I K, Azar A T. Robust model reference adaptive control for tail-sitter VTOL aircraft[C]. *Actuators*, 2021, 10(7): 162.
- [50]Wei Q, Yang Z, Su H, Wang L. Online adaptive dynamic programming for optimal self-learning control of VTOL aircraft systems with disturbances[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2022.
- [51]李树帅. 无人飞行器的轨迹跟踪控制算法研究[D]. 湖南大学, 2017.
- [52]Zhou J, Xu H, Li Z, et al. Control of a tail-sitter VTOL UAV based on recurrent neural networks[J]. *arXiv preprint arXiv:2104.02108*, 2021.
- [53]Yin Q, Zhang H, Mu Q, et al. Multilayer-neural-network observer with compensator and command-filter-based adaptive backstepping tracking control of switched nonlinear systems[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2023, 360(4): 2976-3000.
- [54]Liu J, Wang Q G, Yu J. Event-triggered adaptive neural network tracking control for uncertain systems with unknown input saturation based on command filters[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2022.
- [55]Guettal L, Chelihi A, Ajgou R, et al. Robust tracking control for quadrotor with unknown nonlinear dynamics using adaptive neural network based fractional-order backstepping control[J]. *Journal of the Franklin institute*, 2022, 359(14): 7337-7364.
- [56]Vijay M, Jena D. Backstepping terminal sliding mode control of robot manipulator using radial basis functional neural networks[J]. *Computers & Electrical*

- Engineering, 2018, 67: 690-707.
- [57]Wu J, Chen X, Zhao Q, et al. Adaptive neural dynamic surface control with prespecified tracking accuracy of uncertain stochastic nonstrict-feedback systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2020, 52(5): 3408-3421.
- [58]Yang Y, Liu Q, Yue D, et al. Predictor-based neural dynamic surface control for bipartite tracking of a class of nonlinear multiagent systems[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2021, 33(4): 1791-1802.
- [59]Yoo S J. Neural-network-based adaptive resilient dynamic surface control against unknown deception attacks of uncertain nonlinear time-delay cyberphysical systems[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2019, 31(10): 4341-4353.
- [60]Liu J, Wang Q G, Yu J. Convex optimization-based adaptive fuzzy control for uncertain nonlinear systems with input saturation using command filtered backstepping[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2022, 31(6): 2086-2091.
- [61]Chen L, Wang Q, Hu C H. Adaptive fuzzy command filtered backstepping control for uncertain pure-feedback systems[J]. ISA transactions, 2022, 129: 204-213.
- [62]Dong J, He B. Novel fuzzy PID-type iterative learning control for quadrotor UAV[J]. Sensors, 2018, 19(1): 24.
- [63]Najm A A, Ibraheem I K. Nonlinear PID controller design for a 6-DOF UAV quadrotor system[J]. Engineering Science and Technology, an International Journal, 2019, 22(4): 1087-1097.
- [64]石晓洁. 八旋翼无人机飞控系统研究[D]. 贵州大学, 2021.
- [65]韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, (01): 19-23.
- [66]韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, (03): 13-18.
- [67]韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, (01): 24-31.
- [68]陈林奇. 基于自抗扰算法的四旋翼无人机控制系统研究[D]. 广西师范大学, 2019.
- [69]Wen J, Chen S, Yang A, Wang Y. Research on vertical take - off and landing control of new VTOL aircraft based on ADRC[C]. 2021 36th Youth Academic Annual

- Conference of Chinese Association of Automation, 2021: 1-6.
- [70] Lotufo M A, Colangelo L, Perez-Montenegro C, Canuto E, Novara C. UAV quadrotor attitude control: An ADRC-EMC combined approach[J]. Control Engineering Practice, 2019, 84: 13-22.
- [71] Shen S, Xu J, Chen P, Xia Q. An intelligence attitude controller based on active disturbance rejection control technology for an unmanned helicopter[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 72(3): 2936-2946.
- [72] Deng B, Xu J. Trajectory tracking based on active disturbance rejection control for compound unmanned aircraft[J]. Aerospace, 2022, 9(6): 313.
- [73] Zhao L, Dai L, Xia Y, Li P. Attitude control for quadrotors subjected to wind disturbances via active disturbance rejection control and integral sliding mode control[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 129: 531-545.
- [74] Jin X Z, He T, Wu X M, Wang H, Chi J. Robust adaptive neural network-based compensation control of a class of quadrotor aircrafts[J]. Journal of the Franklin Institute, 2020, 357(17): 12241-12263.
- [75] Xi L, Shao Y, Zou S, Ma Z. ADRC based on artificial neural network for a six-rotor UAV[C]. 2021 40th Chinese Control Conference, 2021: 7809-7815.
- [76] Zheng X, Yang X. Improved adaptive NN backstepping control design for a perturbed PVTOL aircraft[J]. Neurocomputing, 2020, 410: 51-60.
- [77] Cai X, Zhu X, Yao W. Design of the UAV trajectory tracking system based on the adaptive neural network-ADRC method[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2022, 2022.
- [78] Zhigang W, Hong Z, Dengyan D, Yuanyang J, Jianbo L. Application of improved active disturbance rejection control algorithm in tilt quad rotor[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2020, 33(6): 1625-1641.
- [79] Shen S, Xu J. Adaptive neural network-based active disturbance rejection flight control of an unmanned helicopter[J]. Aerospace Science and Technology, 2021, 119: 107062.
- [80] AĞRALI M, Soydemir M U, Gökçen A, SAHİN S. Deep reinforcement learning

- based controller design for model of The vertical take off and landing system[J]. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 2021 (26): 358-363.
- [81]Ma B, Liu Z, Zhao W, et al. Target tracking control of UAV through deep reinforcement learning[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2023, 24(6): 5983-6000.
- [82]邹立颖. 固定翼垂直起降飞行器跟踪控制研究[D]. 燕山大学, 2019.
- [83]刘金琨. RBF 神经网络自适应控制[M]. 清华大学, 2018.
- [84]张嗣瀛, 高立群. 现代控制理论[M]. 清华大学, 2017.
- [85]Deng X, Zhang C, Ge Y. Adaptive neural network dynamic surface control of uncertain strict-feedback nonlinear systems with unknown control direction and unknown actuator fault[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2022, 359(9): 4054-4073.
- [86]Ma L, Huo X, Zhao X, et al. Adaptive neural control for switched nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis and output dead-zone[J]. *Neurocomputing*, 2019, 357: 203-214.
- [87]Ren B, Ge S S, Tee K P, et al. Adaptive neural control for output feedback nonlinear systems using a barrier Lyapunov function[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2010, 21(8): 1339-1345.
- [88]聂博文. 微小型四旋翼无人直升机建模及控制方法研究[D]. 国防科学技术大学, 2006.

攻读硕士期间取得的学术成果

- [1] Yang Xianhao(第一作者), Deng Xiongfeng, Tao Liang, Xu Binzi. Neuroadaptive dynamic surface asymptotic tracking control of a VTOL aircraft with unknown dynamics and external disturbances[J]. Mathematics, 2023, 11(12): 2725. [SCI, 中科院三区, 对应文章第三章]
- [2] Yang Xianhao(第一作者), Deng Xiongfeng. Attitude tracking control for VTOL aircraft with uncertain disturbances based on adaptive neural network ADRC method[J]. Unmanned Systems, 2024. doi: 10.1142/S2301385025500657. [在线出版, EI(JA), 对应文章第四章]
- [3] Deng Xiongfeng, Yang Xianhao. Adaptive neural network dynamic surface tracking control of a VTOL aircraft[C]//2023 China Automation Congress (CAC). IEEE, 2023: 32-37. [EI(CA)]

致谢

回首研究生三年的求学历程，心中满是感恩。这一路，我收获的不仅仅是知识的增长与学术的成长，更是无数温暖与力量的汇聚，若没有他们的支持，我难以顺利抵达此刻的学术彼岸。

我最要感谢的是我的导师邓雄峰。入学之初，面对浩瀚的学术知识海洋，我满心迷茫，是您凭借深厚的学术造诣、严谨认真的治学态度，精准地为我指引方向，帮我锚定研究领域。在这三年里，从课程学习的困惑解答，到论文选题时的反复斟酌，从实验遇阻时的巧妙点拨，再到论文撰写阶段逐字逐句的审阅批改，您的每一次教导都如同启明星，驱散我眼前的迷雾，让我得以稳步前行，让我的学术研究逐步从青涩走向成熟。

同门师兄姐妹们，亦是我研究生生涯中不可或缺的温暖存在。我还要感谢实验室的费宝林，王梦娇，曹新宇等同学；室友何洪伟，任祥瑞，黎锦涛；师兄弟张陈，张帆，李威。在他们的陪伴下，我收获了很多关于实验设计和实验技巧的经验，并且结交了很多志同道合的伙伴。我们一起讨论问题，共同进步，你们的友谊使我的研究生生活更加充实而快乐。

最后，我的家人，是我永远的心灵港湾。研究生的生活忙碌且压力重重，无数个深夜，当我还在台灯下埋头苦读、敲击键盘时，是你们默默的理解与包容，让我毫无后顾之忧。你们承担起生活的琐碎，用无声的关爱给予我力量，在我疲惫不堪、几近崩溃的时候，给予我最温暖的慰藉，支撑着我一路坚持，不断奋进。

感恩之情溢于言表，这份研究生阶段的成长答卷，凝聚着各方的深情厚意。我将带着这份感恩，怀揣着对知识的敬畏与追求，在未来的学术与人生道路上，坚定地迈出每一步，努力绽放属于自己的光彩，不负大家的期许。