

## 三自由度直升机基于无模型自适应的姿态控制

王介港<sup>1</sup>, 王向华<sup>2†</sup>, 王向荣<sup>3</sup>, 张子叶<sup>4</sup>, 王建东<sup>1</sup>

(1. 山东科技大学 电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590; 2. 北京邮电大学 人工智能学院, 北京 100876;

3. 北京航空航天大学 电子信息学院, 北京 100191; 4. 山东科技大学 数学与系统科学学院, 山东 青岛 266590)

**摘要:** 本文针对三自由度直升机姿态控制系统改进了无模型自适应控制方法(MFAC)。MFAC是数据驱动的控制方式, 其只利用系统输入、输出数据, 不依赖于系统数学模型。然而现有基于紧格式动态线性化数据模型的MFAC方法要求系统满足4个假设。本文首先证明了三自由度直升机姿态控制系统虽然满足假设1–3, 但不满足假设4(控制输入增加时相应的受控系统输出应该是不减的)。为此, 本文针对三自由度直升机姿态控制系统改进了MFAC, 具体有: 1) 定义新的输出为角度与角速度的线性组合, 并证明了新定义的输出满足假设4; 2) 证明了新定义输出中所引入的线性参数影响了闭环系统性能; 3) 增加了输入微分项, 并证明了输入微分的引入可改善闭环系统特征根的分布, 提高系统性能。最后, 本文通过仿真实验和实物实验分别验证了所提方案的有效性。

**关键词:** 无模型自适应控制; 三自由度直升机; 数据驱动控制; 姿态控制

**引用格式:** 王介港, 王向华, 王向荣, 等. 三自由度直升机基于无模型自适应的姿态控制. 控制理论与应用, 2024, 41(12): 2295 – 2303

DOI: 10.7641/CTA.2023.20314

## Model free adaptive attitude control for a 3-DOF helicopter

WANG Jie-gang<sup>1</sup>, WANG Xiang-hua<sup>2†</sup>, WANG Xiang-rong<sup>3</sup>,  
ZHANG Zi-ye<sup>4</sup>, WANG Jian-dong<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering and Automation,

Shandong University of Science and Technology, Qingdao Shandong 266590, China;

2. School of Artificial Intelligence, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China;

3. School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;

4. College of Mathematics and Systems Science, Shandong University of Science and Technology, Qingdao Shandong 266590, China)

**Abstract:** In this paper, an improvement to model free adaptive control (MFAC) method is proposed for attitude control system of a 3-DOF helicopter. MFAC is a data-driven control method and generates the control signals based on the input and output data, not relying on the system mathematical model. The existing MFAC methods based on the compact form dynamic linearized data model require the system to satisfy four assumptions, however, this paper demonstrates that the 3-DOF helicopter attitude control system satisfies all other assumptions except for Assumption 4 (the corresponding controlled system output should be non-decreasing when the control input increases). Hence for the attitude control system of a 3-DOF helicopter, following improvements are made to the existing MFAC methods: i) A new output is defined as a linear combination of angle and angular velocity, and it has been proved that the redefined output satisfies Assumption 4; ii) It is proved that the linear parameter in the redefined output influences the performance of closed-loop system; iii) The input differentiation term is added to change the eigenvalue distribution of the closed-loop system and then improve the system performance. Finally, simulations as well as experiments are conducted to verify the effectiveness of the proposed scheme, respectively.

**Key words:** model free adaptive control; 3-DOF helicopter; data-driven control; attitude control

**Citation:** WANG Jiegang, WANG Xianghua, WANG Xiangrong, et al. Model free adaptive attitude control for a 3-DOF helicopter. *Control Theory & Applications*, 2024, 41(12): 2295 – 2303

收稿日期: 2022–04–25; 录用日期: 2023–10–10.

†通信作者. E-mail: XianghuaWang@bupt.edu.cn; Tel.: +86 13261160279.

本文责任编辑: 李少远.

国家自然科学基金项目(62473056, 62071021), 山东省高等学校青年创新团队发展计划项目(2021KJ028), 北京市科技新星计划项目(20230484338), 北京市科技新星交叉合作课题项目(20240484539), 北京邮电大学基本科研业务费新进教师项目(2024RC09)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (62473056, 62071021), the Science and Technology Support Plan for Youth Innovation of Colleges and Universities of Shandong Province of China (2021KJ028), the Beijing Nova Program (20230484338), the Beijing Nova Cross Cooperation Program (20240484539) and the New Teacher Program of BUPT (2024RC09).

## 1 引言

随着现代科技的发展,生产设备变得越来越复杂,越来越大规模化,这使得很难建立起其精确的数学模型.与此同时,各种设备每天都会产生大量的数据,如何利用这些数据实现有效的控制,成为科学研究的热点.数据驱动控制应运而生.常见的数据驱动控制有比例积分微分(proportional-integral-derivative, PID)控制、迭代学习控制、无模型自适应控制(model free adaptive control, MFAC)、去伪控制等.其中MFAC作为数据驱动控制的重要分支,虽然起步较晚,但是近些年来受到了越来越多学者的关注.与传统基于模型的控制方法相比, MFAC只需要系统的输入输出数据,而不涉及任何关于系统模型的信息<sup>[1-3]</sup>.

由于MFAC具有成本低、方法简单等特点<sup>[4-6]</sup>,在许多实际工业系统,比如污水处理<sup>[7]</sup>、温度控制<sup>[8]</sup>、化工过程<sup>[9]</sup>等方面都得到了成功的应用.近些年来随着理论的不完善与发展, MFAC的应用日益广泛.在海洋探测领域<sup>[10-12]</sup>,文献[10]针对水下机器人所处海洋环境的复杂性和多样性,将MFAC与自抗扰控制结合,提高了水下机器人对海洋环境的适应性;在车辆交通领域<sup>[13-18]</sup>,文献[13]使用自动泊车过程中前轮转角和预瞄偏差角作为输入输出数据,提出一种基于MFAC的自动泊车方案;文献[14]分析车辆动态目标位置模型,结合MFAC设计了车辆弯道保持控制器,将MFAC引入车辆智能控制领域;除此之外,文献[19]将背景图像利用控制系统来表示,提出基于MFAC的背景图像更新控制算法进行实时更新,使相机在抖动场景下能够较优地检测运动目标.值得注意的是,现有MFAC方法要求被控系统满足特定的假设条件,虽然上述工作的开展都假定对应的被控系统是满足这些假设条件的,并给出了闭环系统稳定性的严格证明,但是有些实际系统不能够满足相关假设,比如直升机的姿态控制系统.

针对三自由度直升机姿态控制问题,常见的控制方法有线性二次调节器(linear quadratic regulator, LQR)控制<sup>[20-21]</sup>、滑模控制<sup>[22-23]</sup>、鲁棒控制<sup>[24-25]</sup>以及PID控制<sup>[26-27]</sup>等.然而LQR控制、滑模控制、鲁棒控制都是基于模型的控制方式.基于模型的控制方式要求已知直升机精确的数学模型,但由于直升机模型参数存在较大的不确定性,加上在飞行过程中面临各种恶劣环境扰动,直升机数学模型的精度难以保证. PID作为一种常见的数据驱动控制方法,虽然放松了对模型精度的要求,但其参数整定费时耗力,且当飞行环境发生变化时,参数需要重新整定.相比之下, MFAC既降低了对模型精度的要求,又无需繁琐的参数整定,具有很好的鲁棒性和自适应性.通过查阅文献可知,基于MFAC的三自由度直升机姿态控制尚未

见报道.

对此,本文针对三自由度直升机姿态控制系统进行了MFAC方案设计.然而, MFAC要求被控系统满足特定的假设.本文首先阐述并证明了三自由度直升机姿态控制系统满足一部分假设条件但不满足假设4即“控制输入增加时相应的受控系统输出应该是不减的”,然后对现有MFAC方法做出如下改进:1)重新定义输出为角度与角速度的线性组合,并证明了重定义后的输出满足假设4;2)增加了输入微分项,并证明了输入微分项的引入能有效地减少响应超调.最后,分别通过仿真和实验证明了所提方案的可行性.

本文的结构安排如下:第2节对MFAC方法进行了介绍,并引出其要求系统满足的4个假设条件;第3节首先呈现三自由度直升机的姿态控制系统,然后证明了该系统满足MFAC的假设1-3,但不满足假设4;紧接着论述本文的主要结果(见第4节和第5节),即针对三自由度直升机姿态控制系统改进已有的MFAC控制方案并进行应用设计;最后通过仿真实验和实物实验,分别验证了所提方案的有效性(见第6节).

## 2 MFAC介绍

本节对已有的MFAC方法进行介绍.在对非线性系统设计MFAC之前,首先需要将非线性系统等价转化为增量形式的动态线性化数据模型,如紧格式动态线性化数据模型、偏格式动态线性化数据模型以及全格式动态线性化数据模型<sup>[2]</sup>.本文主要基于紧格式的动态线性化数据模型,针对三自由度直升机系统对MFAC进行改进.为了方便理解,首先对现有的MFAC方法进行系统性介绍.

考虑一类非线性单输入单输出离散系统<sup>[2]</sup>

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-n_y), u_1(k), \dots, u_1(k-n_u)), \quad (1)$$

其中:  $u_1(k) \in \mathbb{R}$ ,  $y(k) \in \mathbb{R}$  分别表示  $k$  时刻系统的输入和输出;  $n_y, n_u$  是两个未知的正整数.

紧格式动态线性化方法的提出基于以下两个假设<sup>[2]</sup>:

**假设 1** 除有限时刻点外,  $f(\cdot)$  关于  $u_1(k)$  的偏导数即  $\frac{\partial f(\cdot)}{\partial u_1(k)}$  是连续的.

**假设 2** 除有限时刻点外, 系统(1)满足广义Lipschitz条件, 即对任意  $k_1 \neq k_2, k_1, k_2 \geq 0$  和  $u_1(k_1) \neq u_1(k_2)$ , 有

$$|y(k_1+1) - y(k_2+1)| \leq b|u_1(k_1) - u_1(k_2)|, \quad (2)$$

其中:  $y(k_i+1) = f(y(k_i), \dots, y(k_i-n_y), u_1(k_i), \dots, u_1(k_i-n_u)), i = 1, 2; b > 0$  是一个常数.

记  $\Delta u_1(k) = u_1(k) - u_1(k-1)$  为系统相邻两个时刻输入的变化,  $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$  为系统相邻两个时刻输出的变化, 文献[2]给出以下引理:

**引理 1** 若非线性系统(1)满足假设1和假设2, 且  $|\Delta u_1(k)| \neq 0$  时, 一定存在一个被称为伪偏导数的时变参数  $\varphi(k)$ , 使得系统(1)可转化为如下基于紧格式动态线性化的数据模型:

$$\Delta y(k+1) = \varphi(k)\Delta u_1(k), \quad (3)$$

其中  $\varphi(k)$  对任意时刻  $k$  有界.

基于紧格式动态线性化数据模型(3)的MFAC方法的提出是基于以下两个假设<sup>[2]</sup>:

**假设 3** 给定一个有界的期望输出  $y^*(k+1)$ , 总会产生一个有界的输入信号  $u^*(k)$ , 使得系统(1)的输出  $y(k+1)$  等于  $y^*(k+1)$ , 即系统(1)是输出可控的.

**假设 4** 对于任意时刻  $\Delta u_1(k) \neq 0$  时, 系统伪偏导数  $\varphi(k)$  的符号保持不变. 也就是说, 当系统输入增加时输出应该是不减的.

假设3和假设4的提出使MFAC方法更具严谨性. 当系统(1)满足假设1-4时, 可以设计出基于紧格式动态线性化数据模型(3)的MFAC方案<sup>[2]</sup>, 即

$$\begin{cases} u_1(k) = u_1(k-1) + \frac{\sigma \hat{\varphi}(k)}{\alpha + |\hat{\varphi}(k)|^2} (y^*(k+1) - y(k)), \\ \hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(k-1) + \frac{\eta \Delta u_1(k-1)}{\mu + (\Delta u_1(k-1))^2} \\ (y(k) - y(k-1) - \hat{\varphi}(k-1)\Delta u_1(k-1)), \end{cases} \quad (4)$$

其中: 如果  $|\hat{\varphi}(k)| \leq \delta$ , 或者  $\text{sgn}(\hat{\varphi}(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\varphi}(1))$ , 或者  $|\Delta u_1(k-1)| \leq \delta$ , 那么  $\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(1)$ .  $\sigma > 0$  和  $\eta > 0$  为步长因子, 使控制算法更具有有一般性;  $\mu > 0$  和  $\alpha > 0$  为权重因子;  $\hat{\varphi}(k)$  为伪偏导数  $\varphi(k)$  的估计值;  $\hat{\varphi}(1)$  是  $\hat{\varphi}(k)$  的初值,  $\delta$  是一个充分小的正数,  $\text{sgn}(\cdot)$  是取符号函数.

### 3 三自由度直升机姿态控制系统介绍

本节首先对已有的三自由度直升机姿态控制系统的数学模型进行介绍, 然后首次证明了三自由度直升机姿态控制系统在一定条件下满足第2节所述的假设1-3, 但不满足假设4.

三自由度直升机姿态包括升降角  $\varepsilon$ 、航向角  $\lambda$  和俯仰角  $\rho$ . 三自由度直升机姿态控制系统的非线性模型<sup>[28]</sup>为

$$J_e \ddot{\varepsilon} = K_f(V_f + V_b)L_a \cos \rho - T_g \cos \varepsilon, \quad (5a)$$

$$J_t \ddot{\lambda} = -T_g L_a \sin \rho, \quad (5b)$$

$$J_p \ddot{\rho} = K_f(V_f - V_b)L_h, \quad (5c)$$

其中:  $V_f, V_b$  为直升机的电机电压;  $J_e, J_t, J_p$  分别为升

降轴、航向轴和俯仰轴的转动惯量;  $T_g$  为俯仰轴等效重力矩;  $L_h$  为俯仰轴到每个电机的距离;  $L_a$  为航向轴到直升机机体的距离;  $K_f$  为螺旋桨推力常数. 模型(5a)-(5c)中的参数取值见文献[29].

通常情况下, 俯仰角  $\rho(k)$  较小,  $\sin(\rho(k)) \approx \rho(k)$ , 令  $V_f + V_b = V_1, V_f - V_b = V_2$ , 因此模型(5a)-(5c)可以近似离散化为

$$\begin{cases} \varepsilon(k+1) = \varepsilon(k) + T_s r_\varepsilon(k+1), \\ r_\varepsilon(k+1) = r_\varepsilon(k) + (T_s K_f V_1(k) \times \\ L_a \cos(\rho(k)) - T_s T_g \cos(\varepsilon(k))) / J_e, \end{cases} \quad (6a)$$

$$\begin{cases} \lambda(k+1) = \lambda(k) + T_s r_\lambda(k+1), \\ r_\lambda(k+1) = r_\lambda(k) - T_s T_g L_a \rho(k) / J_t, \end{cases} \quad (6b)$$

$$\begin{cases} \rho(k+1) = \rho(k) + T_s r_\rho(k+1), \\ r_\rho(k+1) = r_\rho(k) + T_s K_f V_2(k) L_h / J_p, \end{cases} \quad (6c)$$

其中:  $T_s$  表示系统采样时间;  $r_\varepsilon(k), r_\lambda(k), r_\rho(k)$  分别表示升降角、航向角和俯仰角的角速度.

为了将MFAC算法(4)应用到三自由度直升机姿态控制, 首先需要验证模型(6a)-(6c)是否满足第2节所述的假设1-4, 有如下推论:

**推论 1** 三自由度直升机模型(6a)-(6c)当参数按照文献[29]取值时, 满足假设1-3, 但不满足假设4.

**证** 证明分为3步:

**步骤 1** 首先证明式(6a)-(6c)满足假设1和假设2.

由式(6a)可得

$$\begin{aligned} \varepsilon(k+1) &= \varepsilon(k) + T_s r_\varepsilon(k+1) = \\ &\varepsilon(k) + T_s (r_\varepsilon(k) + (T_s K_f V_1(k) L_a \times \\ &\cos(\rho(k)) - T_s T_g \cos(\varepsilon(k))) / J_e). \end{aligned} \quad (7)$$

令  $y(k+1) = \varepsilon(k+1), u_1(k) = V_1(k)$ , 则

$$\frac{\partial(y(k+1))}{\partial(u_1(k))} = \frac{\partial(\varepsilon(k+1))}{\partial(V_1(k))} = \frac{T_s^2 K_f L_a \cos(\rho(k))}{J_e}. \quad (8)$$

由上式可知, 因为  $\cos(\rho(k))$  是连续的, 所以升降通道(6a)满足假设1; 又因为  $\cos(\rho(k)) \leq 1$ , 所以

$$\frac{\partial(y(k+1))}{\partial(u_1(k))} \leq T_s^2 K_f L_a / J_e,$$

假设2也成立.

相似地, 由式(6b)-(6c)可得

$$\frac{\partial(\rho(k+1))}{\partial(V_2(k-1))} = T_s^2 K_f L_h / J_p,$$

$$\frac{\partial(\lambda(k+1))}{\partial(V_2(k-1))} = -T_s^4 K_f T_g L_a L_h / J_t J_p.$$

所以航向通道(6b)和俯仰通道(6c)也满足假设1-2.

**步骤2** 其次证明式(6a)–(6c)在工作点附近的线性化模型满足假设3.

考虑到非线性系统可控性的判断难以实现,这里对非线性模型(6a)–(6c)(当模型参数按照文献[29]取值时)在工作点进行线性化近似,可得到文献[29]中的线性化模型.利用文献[29]中的状态矩阵  $A$  和输入矩阵  $B$  构造可控矩阵的秩  $\Omega_c = \text{rank}[B, AB, A^2B, A^3B, A^4B, A^5B]$ , 很容易验证  $\Omega_c = 6$ . 因此可知式(6a)–(6c)在工作点附近的线性化模型是可控的,满足假设3.

**步骤3** 最后证明式(6a)–(6c)不满足假设4.

定义三自由度直升机3个姿态角取值范围为  $\varepsilon(k) \in [-180^\circ, 180^\circ]$ ,  $\lambda(k) \in [-180^\circ, 180^\circ]$ ,  $\rho(k) \in [-180^\circ, 180^\circ]$ , 那么当角度从  $0^\circ$  增加到  $180^\circ$  临界时,下一时刻减小为  $-180^\circ$  (输出跳变). 因此当系统输入增加时,其输出不一定增加,即式(6a)–(6c)不满足假设4.

证毕.

## 4 无模型自适应控制的改进

由推论1可知,三自由度直升机姿态控制模型(6a)–(6c)不满足假设4,因此已有MFAC方法不能直接应用到该系统.为此,本节针对三自由度直升机姿态控制系统,提出重定义输出信号和增补输入微分信号,对已有MFAC方法进行改进,改进后的MFAC可应用到三自由度直升机姿态控制系统中.

### 4.1 重定义输出信号

针对直升机姿态控制系统存在“输出跳变”,即不满足假设4的问题,利用3个姿态角的角度和角速度重构输出信号,并证明新的输出信号对输入满足假设4.

重定义系统输出信号为<sup>[12]</sup>

$$z(k) = \theta(k) + Kr(k), \quad (9)$$

其中:  $\theta(k)$ ,  $r(k)$  分别代表任意一个姿态角的角度和角速度,  $K$  为待设计参数.

重定义系统输出的参考信号为

$$z^*(k) = \theta^*(k) + Kr^*(k), \quad (10)$$

其中  $\theta^*(k)$ ,  $r^*(k)$  分别代表任意一个姿态角的角度期望值和角速度期望值. 有如下推论:

**推论2** 当  $K$  选取为恰当值时,新定义的输出(9)满足假设4.

证 由式(9)可得新输出增量满足

$$\Delta z(k) = \Delta\theta(k) + K\Delta r(k) = \left( \frac{\Delta\theta(k) + K\Delta r(k)}{\Delta u_1(k)} \right) \Delta u_1(k). \quad (11)$$

假设  $\Delta u_1(k) > 0$ , 根据假设4当系统输入增加时

输出不减少的条件可得

$$\Delta\theta(k) + K\Delta r(k) \geq 0. \quad (12)$$

根据直升机动力学特性可知,有限时间段内  $\Delta r(k)$  和  $\Delta\theta(k)$  是有界的,所以只要选取合适的  $K$  值,式(12)总能成立.当  $\Delta u_1(k) < 0$  时,同理成立.通过以上分析可以得出,重构输出后,当角速度增益  $K$  取值合适时,直升机姿态控制系统便能够满足假设4.

证毕.

当重定义输出为式(9)时,姿态角跟踪任务仍能实现,具体如下.

**定理1** 若设计的MFAC使得  $\exists N$ , 当  $k \geq N$  时,  $z(k) = z^*(k)$ , 则  $\theta(k)$  渐近收敛到  $\theta^*(k)$ .

证 将式(9)–(10)代入  $z(k) = z^*(k)$ , 整理可得

$$\theta(k) - \theta^*(k) + K(r(k) - r^*(k)) = 0. \quad (13)$$

考虑到

$$r(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T_s}, \quad r^*(k) = \frac{\theta^*(k) - \theta^*(k-1)}{T_s}, \quad (14)$$

其中  $T_s$  是采样周期. 将式(14)代入式(13)可得

$$\frac{K}{T_s}(\theta(k) - \theta(k-1) - \theta^*(k) + \theta^*(k-1)) + \theta(k) - \theta^*(k) = 0. \quad (15)$$

定义  $e_\theta(k) = \theta(k) - \theta^*(k)$ , 则式(15)可写为

$$e_\theta(k) = \frac{K}{K + T_s} e_\theta(k-1). \quad (16)$$

根据式(16)可知,当  $k$  趋于无穷时,  $e_\theta(k)$  趋于0. 也就是说,  $\theta(k)$  渐近收敛到  $\theta^*(k)$ , 并且  $K$  的值越大,系统收敛的越慢. 证毕.

### 4.2 增补输入微分信号

将重定义输出后的MFAC方案应用到升降通道(6a)有

$$\begin{cases} V_1(k) = V_1(k-1) + \frac{\sigma_1 \hat{\varphi}_1(k)}{\alpha_1 + |\hat{\varphi}_1(k)|^2} \times \\ \quad (y_\varepsilon^*(k+1) - y_\varepsilon(k)), \\ \hat{\varphi}_1(k) = \hat{\varphi}_1(k-1) + \frac{\eta_1 \Delta V_1(k-1)}{\mu_1 + (\Delta V_1(k-1))^2} \times \\ \quad (y_\varepsilon(k) - y_\varepsilon(k-1) - \\ \quad \hat{\varphi}_1(k-1) \Delta V_1(k-1)), \end{cases} \quad (17)$$

其中: 如果  $|\hat{\varphi}_1(k)| \leq \delta$  或者  $\text{sgn}(\hat{\varphi}_1(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\varphi}_1(1))$ , 或者  $|\Delta v_1(k-1)| \leq \delta$ , 那么  $\hat{\varphi}_1(k) = \hat{\varphi}_1(1)$ ;  $\alpha_1, \mu_1$  为权重因子;  $\eta_1, \sigma_1$  为步长因子;  $\hat{\varphi}_1(k)$  为伪偏导数估计值,  $\hat{\varphi}_1(1)$  是  $\hat{\varphi}_1(k)$  初值;  $\Delta V_1(k-1) = V_1(k-1) - V_1(k-2)$ ;  $y_\varepsilon(k) = \varepsilon(k) + K_\varepsilon r_\varepsilon(k)$ ;  $K_\varepsilon$  为升降角角速度增益;  $\Delta y_\varepsilon(k) = y_\varepsilon(k) - y_\varepsilon(k-1)$ ;  $y_\varepsilon^*(k+1) = \varepsilon^*(k+1) + K_\varepsilon r_\varepsilon^*(k+1)$ ;  $\varepsilon^*, r_\varepsilon^*$  分别为升降角角度,

角速度期望值;  $\delta$  为一个充分小的正数.

利用控制器(17)的仿真效果如图1所示.

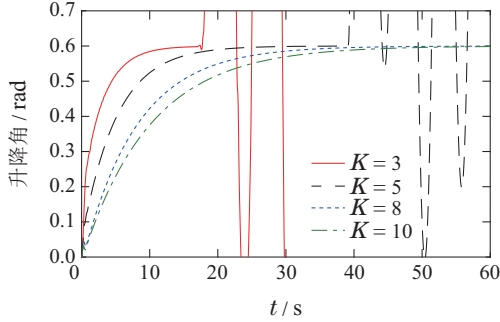


图 1 未引入输入微分时升降角曲线

Fig. 1 Elevation angles without input differentiation

由图1可见, 设计参数  $K$  影响系统性能, 且当  $K$  取值较小时, 响应超调量增大.

为进一步说明, 下面以俯仰通道(6c)为例, 按照式(9)重定义输出信号为

$$z_\rho = \rho + Kr_\rho. \quad (18)$$

对式(18)进行拉普拉斯变换并利用  $r_\rho = \dot{\rho}$  有

$$z_\rho(s) = \rho(s) + Ks\rho(s). \quad (19)$$

进一步有

$$\rho(s) = \frac{1}{Ks+1} z_\rho(s), \quad (20)$$

其中  $s$  为拉普拉斯算子.

对式(18)微分并定义  $u = V_f - V_b$ , 利用式(5c)可得

$$\dot{z}_\rho = \dot{\rho} + Kc_\rho u, \quad (21)$$

其中  $c_\rho = \frac{K_f L_h}{J_p}$ . 对式(21)进行拉普拉斯变换有

$$sz_\rho(s) = s\rho(s) + Kc_\rho u(s). \quad (22)$$

联立式(20)和式(22)可得

$$G(s) = \frac{z_\rho(s)}{u(s)} = \frac{Kc_\rho(s + \frac{1}{K})}{s^2}. \quad (23)$$

当开环增益  $K$  取不同值时, 闭环系统特征根具有不同的分布,  $K$  取值越大闭环系统具有负实根, 但由定理1知, 响应收敛速度越慢.

针对这个问题, 本文增补系统输入端微分信号, 改进后系统输入的离散形式为

$$u(k) = K_d \frac{(u_1(k) - u_1(k-1))}{T_s} + K_p u_1(k), \quad (24)$$

其中:  $u_1(k)$  表示增加微分项前的MFAC信号(4),  $K_d$  和  $K_p$  分别为系统输入的微分和比例增益,  $T_s$  是采样周期.

对式(24)进行拉普拉斯变换有

$$u(s) = (K_d s + K_p) u_1(s). \quad (25)$$

综合式(23)和式(25), 系统结构图如图2所示, 其

中  $H(s)$  代表控制器的传递函数.

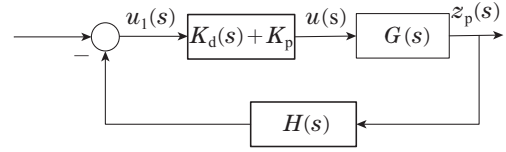


图 2 引入输入微分时系统结构图

Fig. 2 Block diagram with input differentiation

由图2可知:

$$\frac{z_\rho(s)}{u_1(s)} = (K_d s + K_p) G(s) = \frac{Kc_\rho(K_d s + K_p)(s + \frac{1}{K})}{s^2}. \quad (26)$$

由式(26)可以看出, 微分环节的引入增加了开环系统零点, 影响了闭环系统特征根分布.

引入输入微分后, 三自由度直升机升降通道(6a)的控制器  $V_1(k)$  为

$$V_1(k) = \frac{K_a(V_a(k) - V_a(k-1))}{T_s} + K_{pa} V_a(k), \quad (27a)$$

$$V_a(k) = V_a(k-1) + \frac{\sigma_1 \hat{\varphi}_1(k)}{\alpha_1 + |\hat{\varphi}_1(k)|^2} \times (y_\varepsilon^*(k+1) - y_\varepsilon(k)), \quad (27b)$$

$$\hat{\varphi}_1(k) = \hat{\varphi}_1(k-1) + \frac{\eta_1 \Delta V_a(k-1)}{\mu_1 + (\Delta V_a(k-1))^2} \times (\Delta y_\varepsilon(k) - \hat{\varphi}_1(k-1) \Delta V_a(k-1)), \quad (27c)$$

其中: 如果  $|\hat{\varphi}_1(k)| \leq \delta$  或  $\text{sgn}(\hat{\varphi}_1(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\varphi}_1(1))$ , 或者  $|\Delta V_a(k-1)| \leq \delta$ , 那么  $\hat{\varphi}_1(k) = \hat{\varphi}_1(1)$ .  $\alpha_1, \mu_1$  为权重因子;  $\eta_1, \sigma_1$  为步长因子;  $\hat{\varphi}_1(k)$  为伪偏导数  $\varphi_1(k)$  估计值,  $\hat{\varphi}_1(1)$  是  $\hat{\varphi}_1(k)$  的初值;  $\Delta V_a(k-1) = V_a(k-1) - V_a(k-2)$ ;  $y_\varepsilon(k) = \varepsilon(k) + K_\varepsilon r_\varepsilon(k)$ ;  $\Delta y_\varepsilon(k) = y_\varepsilon(k) - y_\varepsilon(k-1)$ ;  $y_\varepsilon^*(k+1) = \varepsilon^*(k+1) + K_\varepsilon r_\varepsilon^*(k+1)$ ;  $\varepsilon^*, r_\varepsilon^*$  分别为升降角角度、角速度的期望值;  $K_\varepsilon$  为升降角的角速度增益;  $K_a$  为微分增益,  $K_{pa}$  为比例增益;  $\delta$  为充分小的正数.

利用控制器(27)的仿真效果如图3所示.

对比图1与图3可见, 响应超调量减少.

综合第4.1和4.2节, 改进后的控制方案可归结为

$$\left\{ \begin{aligned} u(k) &= K_d \frac{(u_1(k) - u_1(k-1))}{T_s} + K_p u_1(k), \\ u_1(k) &= u_1(k-1) + \frac{\sigma \hat{\varphi}(k)}{\alpha + |\hat{\varphi}(k)|^2} (z^*(k+1) - z(k)), \\ \hat{\varphi}(k) &= \hat{\varphi}(k-1) + \frac{\eta \Delta u_1(k-1)}{\mu + (\Delta u_1(k-1))^2} \times (z(k) - z(k-1) - \hat{\varphi}(k-1) \Delta u_1(k-1)), \end{aligned} \right. \quad (28)$$

其中, 如果  $|\hat{\varphi}(k)| \leq \delta$  或者  $\text{sgn}(\hat{\varphi}(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\varphi}(1))$ , 或者  $|\Delta u_1(k-1)| \leq \delta$ , 那么  $\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(1)$ .  $z(k)$  和  $z^*(k)$  分别为重定义后的表达式(9)–(10).

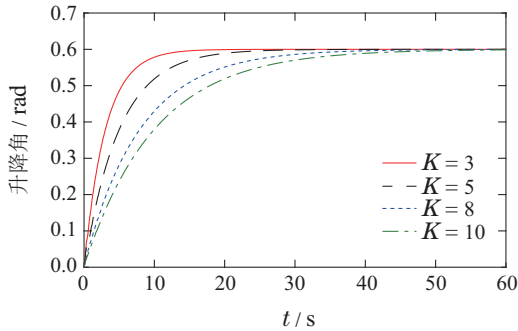


图3 引入输入微分时升降角曲线

Fig. 3 Elevation angles with input differentiation

### 5 三自由度直升机MFAC设计

本节将改进后的控制方案(28)应用到三自由度直升机姿态控制中.

考虑到三自由度直升机模型为欠驱动系统, 此处将式(6a)作为一个子系统, 其控制输入为  $V_1(k)$ , 将式(6b)–(6c)作为另一个子系统, 控制输入为  $V_2(k)$ . 分别将改进后的MFAC方案(28)应用到这两个子系统, 得到  $V_1$  和  $V_2$  后通过解算即可得到两个电机的输入电压  $V_f$  和  $V_b$ , 使3个姿态角能够跟踪期望信号. 这样既可以降低控制器设计的复杂程度, 又可以提高控制器的跟踪性能. 控制结构框架如图4所示.

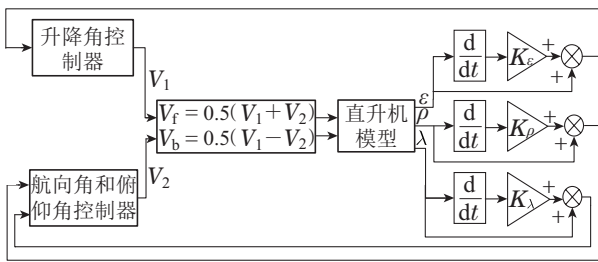


图4 控制系统结构框

Fig. 4 Block diagram of control system

#### 5.1 升降通道MFAC设计

将控制方案(28)应用到三自由度直升机升降通道(6a), 控制器  $V_1(k)$  为式(27).

#### 5.2 航向和俯仰通道MFAC设计

航向和俯仰通道可以看作单输入两输出的非线性系统, 由于两个通道存在强烈的耦合关系, 这里将其看作一个子系统, 并应用改进后的控制方案(28)设计控制器  $V_2(k)$ , 即

$$V_2(k) = \frac{K_c(V_c(k) - V_c(k-1))}{T_s} + K_{pc}V_c(k), \quad (29a)$$

$$V_c(k) = V_c(k-1) + \frac{\sigma_2 \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k) \\ \hat{\varphi}_3(k) \end{bmatrix}^T}{\alpha_2 + \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k) \\ \hat{\varphi}_3(k) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k) \\ \hat{\varphi}_3(k) \end{bmatrix}} \times \begin{bmatrix} y_\lambda^*(k+1) - y_\lambda(k) \\ y_\rho^*(k+1) - y_\rho(k) \end{bmatrix}, \quad (29b)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k) \\ \hat{\varphi}_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k-1) \\ \hat{\varphi}_3(k-1) \end{bmatrix} + \frac{\eta_2 \Delta V_c(k-1)}{\mu_2 + (\Delta V_c(k-1))^2} \times \left( \begin{bmatrix} \Delta y_\lambda(k) \\ \Delta y_\rho(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k-1) \\ \hat{\varphi}_3(k-1) \end{bmatrix} \Delta V_c(k-1) \right), \quad (29c)$$

$$\text{若 } \begin{bmatrix} |\hat{\varphi}_2(k)| \\ |\hat{\varphi}_3(k)| \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \delta \\ \delta \end{bmatrix} \text{ 或 } \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{\varphi}_2(k)) \\ \text{sgn}(\hat{\varphi}_3(k)) \end{bmatrix} \neq \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{\varphi}_2(1)) \\ \text{sgn}(\hat{\varphi}_3(1)) \end{bmatrix},$$

或者  $|\Delta V_c(k-1)| \leq \delta$ , 那么  $\begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(k) \\ \hat{\varphi}_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_2(1) \\ \hat{\varphi}_3(1) \end{bmatrix}$ , 其

中:  $\alpha_2, \mu_2$  为权重因子;  $\eta_2, \sigma_2$  为步长因子;  $\hat{\varphi}_2(k)$  和  $\hat{\varphi}_3(k)$  分别为伪偏导数  $\varphi_2(k)$  和  $\varphi_3(k)$  的估计值;  $\hat{\varphi}_2(1), \hat{\varphi}_3(1)$  分别是  $\hat{\varphi}_2(k), \hat{\varphi}_3(k)$  的初值;  $\Delta V_c(k-1) = V_c(k-1) - V_c(k-2)$ ;  $y_\lambda(k) = \lambda(k) + K_\lambda r_\lambda(k)$ ;  $\Delta y_\lambda(k) = y_\lambda(k) - y_\lambda(k-1)$ ;  $y_\lambda^*(k+1) = \lambda^*(k+1) + K_\lambda r_\lambda^*(k+1)$ ;  $y_\rho(k) = \rho(k) + K_\rho r_\rho(k)$ ;  $\Delta y_\rho(k) = y_\rho(k) - y_\rho(k-1)$ ;  $y_\rho^*(k+1) = \rho^*(k+1) + K_\rho r_\rho^*(k+1)$ ;  $\lambda^*, r_\lambda^*$  分别为航向角角度、角速度的期望值;  $\rho^*, r_\rho^*$  分别为俯仰角角度、角速度的期望值;  $K_\lambda, K_\rho$  分别表示航向角和俯仰角的角速度增益;  $K_c$  为输入微分增益,  $K_{pc}$  为比例增益.

### 6 仿真与实验验证

为了验证本文所提控制方案的可行性与优越性, 本节分别利用 Simulink 仿真软件以及三自由度直升机平台对所提算法进行仿真和实验验证, 并与 LQR 控制方案<sup>[29]</sup>以及专家 PID 算法<sup>[30]</sup>分别进行比较分析.

#### 6.1 仿真研究与分析

将改进后的控制方案(27)(29)应用到三自由度直升机, 控制参数取值见表1.

表1 所提方案的控制参数

Table 1 Control parameters of proposed scheme

控制参数	数值	控制参数	数值
$\alpha_1$	1	$\eta_2$	1
$\sigma_1$	1	$\mu_2$	2
$\eta_1$	1.5	$K_\epsilon$	1
$\mu_1$	1	$K_\lambda$	1.5
$\alpha_2$	1	$K_\rho$	2
$\sigma_2$	0.6	$\delta$	0.0005

为了进一步彰显所提方案的性能, 这里将其与专

家PID方案以及文献[29]中的LQR控制方法分别进行仿真效果对比。文献[29]中利用LQR获得的控制增益为

$$\begin{bmatrix} K_{1,1} & K_{1,2} & K_{1,3} & K_{1,4} \\ K_{2,1} & K_{2,2} & K_{2,3} & K_{2,4} \\ K_{1,5} & K_{1,6} & K_{1,7} & K_{1,8} \\ K_{2,5} & K_{2,6} & K_{2,7} & K_{2,8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 37.6 & 13.2 & -11.5 & 20.9 \\ 37.6 & -13.2 & 11.5 & 20.9 \\ 4.7 & -16.1 & 10.0 & -1.0 \\ -4.7 & 16.1 & 10.0 & 1.0 \end{bmatrix}, \quad (30)$$

其中:  $K_{1,1}$  至  $K_{1,3}$  为前部电机的比例增益;  $K_{2,1}$  至  $K_{2,3}$  为后部电机比例增益;  $K_{1,4}$  至  $K_{1,6}$  为前部电机微分增益;  $K_{2,4}$  至  $K_{2,6}$  为后部电机微分增益;  $K_{1,7}$  和  $K_{1,8}$  为前部电机积分增益;  $K_{2,7}$  和  $K_{2,8}$  为后部电机积分增益。

所提的控制方案(27)(29)与用于对比的两种控制方案得到的升降角、航向角、俯仰角的变化曲线分别如图5-7所示。

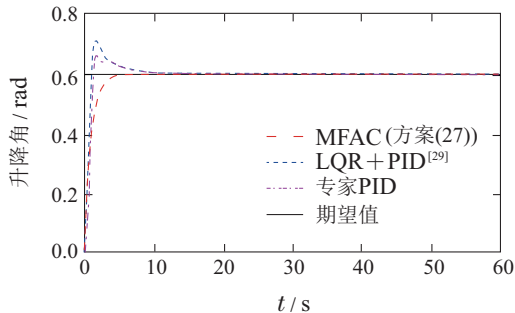


图 5 升降角跟踪性能图

Fig. 5 Tracking performance of elevation angle

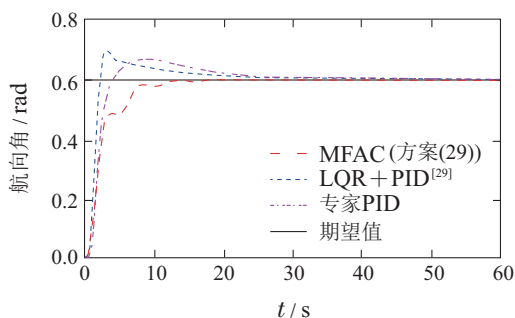


图 6 航向角跟踪性能图

Fig. 6 Tracking performance of travel angle

超调量和调节时间见表 2。从图 5 可以看出, 针对升降角响应, LQR 控制和专家PID 都有较大的超调量; MFAC 方案基本上不存在超调且具有更短的调节时间(约为 3 s), 控制效果更优。从图 6 和表 2 可以看出, 利用 LQR 控制和专家PID, 航向角具有较长的调节时间(约

为 12 s 和 17 s) 和较大的超调量(约为 16.7% 和 11.7%), 而 MFAC 方案没有超调, 调节时间约为 7 s。

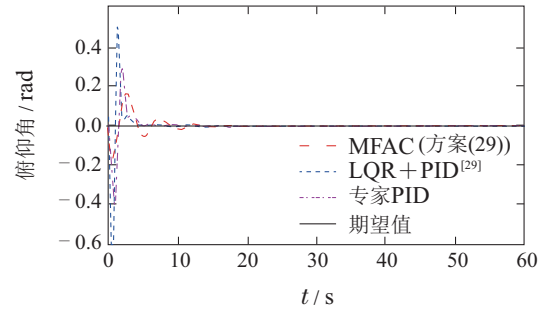


图 7 俯仰角跟踪性能图

Fig. 7 Tracking performance of pitch angle

表 2 超调量和调节时间

Table 2 Overshoot and settling time

性能指标	专家PID	LQR+PID	MFAC (方案(27)(29))
升降角超调量	8.3%	16.8%	0
升降角调节时间	5 s	5 s	3 s
航向角超调量	11.7%	16.7%	0
航向角调节时间	17 s	12 s	7 s

为了更直观地对比 3 种控制方案, 本文引入均方根误差 (root mean square error, RMSE)<sup>[31]</sup> 这项性能指标, 即

$$RMSE(\cdot) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y^*(k) - y(k))^2}. \quad (31)$$

3 种方案的 RMSE 见表 3。从表 3 中可以看出, MFAC 方案较其他两种控制方案有着更好的控制效果。

表 3 3 种方案下的 RMSE

Table 3 The RMSE of three schemes

自由度	专家PID	LQR+PID	MFAC(方案(27)(29))
升降角	0.0252	0.0250	0.0026
航向角	0.0300	0.0194	0.0088
俯仰角	0.5998	0.6000	0.5999

## 6.2 实验验证

为了进一步证明所提方案的有效性, 本文依托加拿大 Quanser 公司生产的三自由度直升机半实物仿真平台进行实验验证。

在实验中, LQR 的控制参数按式(30)取值。所提方案控制器参数与仿真参数一致(如表 1 所示), 实验结果如图 8-10 所示。

图 8 为升降角跟踪控制效果图。将 3 种控制方式均调到较优的参数后可以看到, 3 种方案都具有较好的控制效果且没有超调, 但是从调节时间来看, 所提 MFAC 方案和专家 PID 调节时间约为 4 s, 而基于 PID 的 LQR 算法调节时间约为 9 s。

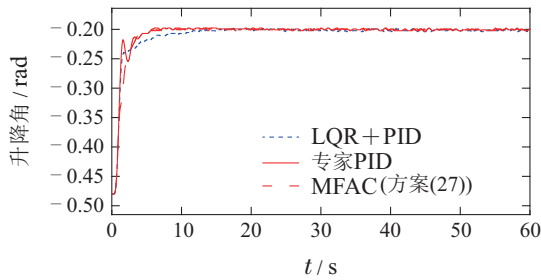


图8 升降角实验效果图

Fig. 8 Experimental performance of elevation angle

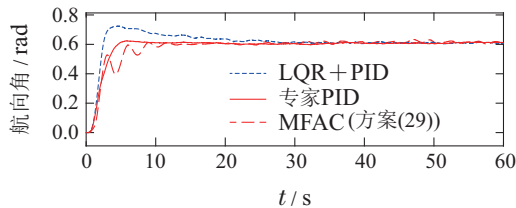


图9 航向角实验效果图

Fig. 9 Experimental performance of travel angle

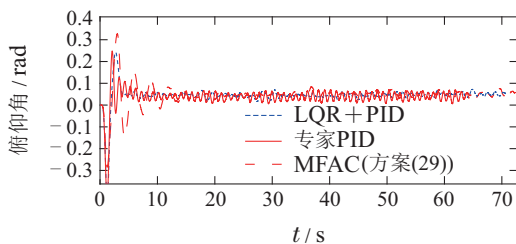


图10 俯仰角实验效果图

Fig. 10 Experimental performance of pitch angle

航向角控制效果图如图9所示. 相对于升降角, 航向角需要较长的调节时间. 由图9所见, 所提MFAC算法相较于其余两种算法拥有最短的调节时间, 约为9 s. 基于PID的LQR控制器超调约为16.7%, 专家PID方案的超调约为5%, 而MFAC方案基本没有超调, 但是会在起步阶段有一些震荡. 图10为俯仰角控制效果图, 可以看到3种控制方法的控制效果相近, 但实验起始一段时间内MFAC控制方案会有一段时间震荡, 调节时间也稍长一些.

从实验结果来看, 基于PID的LQR控制方案和本文所提MFAC方案都能取得较理想的控制效果, 除在起步阶段稳定性相对较差一点外, MFAC方案总体上要优于其余两种用于对比的控制算法.

## 7 结论

考虑到基于模型的控制方式依赖于系统模型的精准度, PID控制需要繁琐的参数整定且自适应性差, 本文将MFAC应用到三自由度直升机的姿态控制中. 首先证明了三自由度直升机姿态系统满足MFAC所需的假设1-3, 但不满足假设4(控制输入增加时相应的受控系统输出应该是不减的). 为此, 本文针对三自由度

直升机姿态控制系统提出了重定义输出和增补输入微分的方式以改进已有的MFAC, 然后对其3个姿态通道设计了基于MFAC的控制器. 最后用仿真和实验验证了改进MFAC方案的有效性.

## 参考文献:

- [1] HOU Zhongsheng, XU Jianxin. On data-driven control theory: the state of the art and perspective. *Acta Automatica Sinica*, 2009, 35(6): 650 – 667.  
(侯忠生, 许建新. 数据驱动控制理论及方法的回顾和展望. *自动化学报*, 2009, 35(6): 650 – 667.)
- [2] HOU Z, JIN S. *Model Free Adaptive Control – Theory and Applications*. Beijing: Science Press, 2013.
- [3] ZHANG X, WANG M, ZHAO J. From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective. *Information Sciences*, 2013, 235: 3 – 35.
- [4] HOU Zhongsheng. On model-free adaptive control: the state of the art and perspective. *Control Theory & Applications*, 2006, 23(4): 586 – 592.  
(侯忠生. 无模型自适应控制的现状与展望. *控制理论与应用*, 2006, 23(4): 586 – 592.)
- [5] HOU Z, XIONG S. On model-free adaptive control and its stability analysis. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2019, 64(11): 4555 – 4569.
- [6] HOU Z. Highlight and perspective on model free adaptive control. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 2014, 34(10): 1182 – 1191.
- [7] YU Xiaodong. Application of model free adaptive control technology in industrial wasted water treatment unit. *Automation in Petrochemical Industry*, 2004, 2: 26 – 27, 37.  
(于晓东. 无模型自适应控制技术在工业污水处理系统中的应用. *石油化工自动化*, 2004, 2: 26 – 27, 37.)
- [8] LIU Linshan, SONG Yu. Model free adaptive control in boiler main stream temperature control system. *Industrial Control Computer*, 2014, 27(1): 37 – 38, 41.  
(刘林山, 宋宇. 无模型自适应控制在锅炉主汽温控系统中的应用. *工业控制计算机*, 2014, 27(1): 37 – 38, 41.)
- [9] ZENG Kai, QIAN Junlei, XU Yue, et al. Application of model free adaptive control on simulated chemical plant. *Journal of North China University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2021, 43(4): 60 – 66.  
(曾凯, 钱俊磊, 徐越, 等. 无模型自适应控制在仿真化工厂的应用. *华北理工大学学报(自然科学版)*, 2021, 43(4): 60 – 66.)
- [10] LI H, HE B, YIN Q, et al. Fuzzy optimized MFAC based on ADRC in AUV heading control. *Electronics*, 2019, 8(6): 608.
- [11] LIAO Y, DU T, JIANG Q. Model-free adaptive control method with variable forgetting factor for unmanned surface vehicle control. *Applied Ocean Research*, 2019, 93: 101945.
- [12] LIAO Y, JIANG Q, DU T, et al. Redefined output model free adaptive control method and unmanned surface vehicle heading control. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2019, 45(3): 1 – 10.
- [13] DONG H, JIN S, HOU Z. Model free adaptive control for automatic car parking systems. *Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation*. Shenyang, China: IEEE, 2014: 1769 – 1774.
- [14] TIAN M, LIU H. Study on model free adaptive control method of vehicle curve maintenance system. *Computer Engineering & Software*, 2017, 38(12): 283 – 285.
- [15] LIU G, HOU Z. Iterative learning based model free adaptive control for subway trains with speed and input constraints. *Chinese Control Conference*. Guangzhou, China: IEEE, 2019: 2436 – 2441.



- [16] WANG H, HOU Z. Model-free adaptive fault-tolerant control for subway trains with speed and traction/braking force constraints. *IET Control Theory & Applications*, 2020, 14(12): 1557 – 1566.
- [17] WANG Hongbin, ZUO Jiashuo, LIU Shida, et al. Model-free adaptive control of steady-state drift of unmanned vehicles. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(1): 23 – 32.  
(王洪斌, 左佳铄, 刘世达, 等. 无人驾驶车辆稳态漂移的无模型自适应控制. *控制理论与应用*, 2021, 38(1): 23 – 32.)
- [18] YAO Wenlong, PANG Zhen, CHI Ronghu, et al. Track tracking control of sanitation vehicle based on model-free adaptive iterative learning control. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(1): 101 – 108.  
(姚文龙, 庞震, 池荣虎, 等. 环卫车辆轨迹跟踪系统的无模型自适应迭代学习控制. *控制理论与应用*, 2022, 39(1): 101 – 108.)
- [19] SUN Guoqing, HOU Zhongsheng. Data-driven background representation algorithm in camera jitter scene. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(5): 933 – 940.  
(孙国庆, 侯忠生. 相机抖动场景中数据驱动的背景图像更新算法. *控制理论与应用*, 2022, 39(5): 933 – 940.)
- [20] OKYERE E, BOUSBAINE A, POYI G, et al. LQR controller design for quad-rotor helicopters. *The Journal of Engineering*, 2019, DOI: 10.1049/joe.2018.8126.
- [21] NKEMDIRIM M, DHARAN S, CHAOUI H, et al. LQR control of a 3-DOF helicopter system. *International Journal of Dynamics and Control*, 2022, 10: 1084 – 1093.
- [22] CASTAÑEDA H, PLESTAN F, CHRIETTE A, et al. Continuous differentiator based on adaptive second-order sliding-mode control for a 3-DOF helicopter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(9): 5786 – 5793.
- [23] ZEGHLACHE S, BENSLIMANE T, AMARDJIA N, et al. Interval type-2 fuzzy sliding mode controller based on nonlinear observer for a 3-DOF helicopter with uncertainties. *International Journal of Fuzzy Systems*, 2017, 19(5): 1444 – 1463.
- [24] ZHENG B, ZHONG Y. Robust attitude regulation of a 3-DOF helicopter benchmark: Theory and experiments. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 58(2): 660 – 670.
- [25] ZHU X, LI D. Robust attitude control of a 3-DOF helicopter considering actuator saturation. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2021, 149: 107209.
- [26] WANG Z, ZHANG Y. Simulation of pilot helicopter control system based on PID control. *International Core Journal of Engineering*, 2019, 5(11): 93 – 101.
- [27] CHOUDHARY S. LQR based PID controller design for 3-DOF helicopter system. *International Journal of Computer*, 2014, 8(8): 1375 – 1380.
- [28] VEERABOINA A, ORDONEZ R. Design and implementation of linear/nonlinear control methods on 3-DOF helicopter. *Proceedings of NAECON 2018 – IEEE National Aerospace and Electronics Conference*. Dayton, OH, USA: IEEE, 2018: 435 – 442.
- [29] Quanser Consulting. *3-DOF Helicopter System*. Canada: Quanser Inc, 2005.
- [30] LIU J. *Intelligent Control*. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017.
- [31] LU Xingyuan, HOU Zhongsheng. Model free adaptive control with disturbance rejection based on modified Kalman filter. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(7): 1211 – 1218.  
(卢行远, 侯忠生. 基于改进卡尔曼滤波器的扰动抑制无模型自适应控制方案. *控制理论与应用*, 2022, 39(7): 1211 – 1218.)

#### 作者简介:

**王介港** 硕士研究生, 目前研究方向为故障诊断与容错控制, E-mail: wangjiegang1997@163.com;

**王向华** 副教授, 博士, 博士生导师, 目前研究方向为飞行器制导与控制、故障诊断与容错控制, E-mail: XianghuaWang@bupt.edu.cn;

**王向荣** 教授, 博士, 博士生导师, 目前研究方向为智能天线、雷达目标探测、跟踪与识别, E-mail: xrwang@buaa.edu.cn;

**张子叶** 教授, 博士, 博士生导师, 目前研究方向为系统理论与控制理论, E-mail: zhangzy02@126.com;

**王建东** 教授, 博士, 博士生导师, 目前研究方向为工业报警系统的性能评价与优化、工业控制系统的性能评价与优化, E-mail: jiandong@sdust.edu.cn.