

小型无人直升机的无模型自适应鲁棒控制设计

潘晓龙, 鲜 斌[†]

(天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘要: 本文针对小型无人直升机的姿态控制问题, 考虑到现有基于模型的控制方法对系统动力学模型的依赖性, 以及未建模动态对系统控制性能的影响, 设计了一种新的基于数据驱动的无模型自适应鲁棒控制律. 通过基于数据驱动的设计方法, 降低了控制器对直升机动力学模型先验知识的依赖, 补偿了未建模不确定性的影响. 仅利用无人直升机的输入输出数据, 即可实现对无人直升机系统的稳定姿态控制. 然后本文结合离散滑模控制设计, 补偿了未知外界扰动的影响, 提高了系统的鲁棒性, 并通过理论证明了控制误差的收敛性和闭环系统的稳定性. 最后, 在本研究组自主开发的无人直升机飞行控制实验平台上, 进行了无人机实时控制实验. 实验结果表明, 本文所提出的控制算法取得了很好的姿态控制效果, 并对系统不确定性和外界风扰动具有良好的鲁棒性.

关键词: 无人直升机; 数据驱动; 无模型自适应控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Model-free adaptive robust control design for a small unmanned helicopter

PAN Xiao-long, XIAN Bin[†]

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A new model-free adaptive robust control law based on data-driven methodology is proposed for the attitude control of a small-size unmanned helicopter. Different from most existing model based control algorithms which required exact dynamic model knowledge of the helicopter, the proposed control law depends only on the input and output data of the helicopters. By using the data-driven methodology, the dependence of the control algorithm on the prior knowledge of the helicopter dynamics model is reduced and the influence of the system uncertainties are compensated. The controller designing depends only on the measured input and output data of the unmanned helicopter, and the sliding mode reaching law improves the robustness of the system. Finally, real-time experiments are performed on a helicopter attitude control testbed. The experiment results show that the control scheme proposed in this paper achieves good control performance with good robustness with respect to system uncertainties and external wind disturbances.

Key words: unmanned helicopter; data-driven control; model-free adaptive control

1 引言(Introduction)

小型无人直升机是不需要人驾驶, 能够完成自主飞行任务的特殊飞行器^[1]. 此类飞行器具有垂直起降、低空飞行等诸多特点, 在各个领域得到了广泛的应用. 同时, 由于无人直升机具有强耦合、非线性、数学模型复杂等特点^[2], 使得对无人直升机的动力学分析建模和控制器设计都较为困难.

近年来, 无人直升机的飞行控制受到了国内外学

者的广泛关注^[3]. 线性控制方法是目前常用的无人直升机控制方法, 例如文献[4]中采用的线性二次高斯控制(linear-quadratic-Gaussian control, LQG)方法, 以及文献[5]中采用的 H_∞ 控制方法都属于线性控制方法. 但是线性控制方法大都是基于线性化的模型设计控制器, 其处理系统耦合以及系统不确定因素的能力有限^[6]. 为了克服线性控制方法中的不足, 研究人员设计了不同的非线性控制方法用于无人机控制, 例如

收稿日期: 2017-01-04; 录用日期: 2017-05-09.

[†]通信作者. E-mail: xbin@tju.edu.cn; Tel.: +86 22-27400897.

本文责任编辑: 倪茂林.

天津市应用基础与前沿技术研究计划重点项目(14JCZDJC31900), 天津市科技支撑计划重点项目(15ZCZDZX00810), 天津市科技计划项目(14RCHZGX00862), 国家自然科学基金项目(60804004, 90916004)资助.

Supported by Natural Science Foundation of Tianjin (14JCZDJC31900), Tianjin Science and Technology Support Program (15ZCZDZX00810), Tianjin Science and Technology Program (14RCHZGX00862) and National Natural Science Foundation of China (90916004, 60804004).

文献[7]基于线性的无人直升机模型,利用反步法设计了控制器;文献[8]在模型中加入未知扰动,并利用滑模控制补偿了未知外界扰动的影响;文献[9]将神经网络与反步法相结合,实现了无人直升机的位置控制.非线性算法的应用很大程度上提高了无人直升机的飞行性能,但存在较多的不足之处,例如:直接利用难以测量的挥舞角作为控制输入、直接忽略旋翼动力学特性和旋翼挥舞动力学特性进行控制器设计、没有合理的考虑未建模动态对系统的影响、没有有效考虑系统的抗干扰能力以及仅有数值仿真而无实际飞行实验验证等^[10].特别指出的是,大多数线性控制和非线性控制算法对系统模型依赖性较强,但目前已有的直升机动力学模型均存在模型不确定性以及未建模动态特性等问题,这些不可避免地会影响其飞行性能和完成飞行任务的质量^[11].对于小型无人直升机系统,虽然其精确的数学模型难以构建,但其输入输出数据却是容易获得的.因此,本文将采用数据驱动控制技术实现无人直升机的姿态控制.

数据驱动控制(data driven control, DDC)是指控制器设计过程中并不显含或隐含受控过程的数学模型信息,仅利用受控系统的在线或者离线I/O数据以及经过数据处理而得到的知识来设计控制器,并在一定的假设条件下有收敛性、稳定性保障和鲁棒性结论的控制理论与方法.文献[12]从控制理论、控制理论的应用以及控制理论的发展历程3个方面详细陈述了数据驱动控制理论方法存在的必要性.目前数据驱动控制技术广泛应用于交通运输业^[13]、机械制造业^[14]、化工生产^[15]以及电机控制^[16]等领域.

无模型自适应控制(model free adaptive control, MFAC)技术作为数据驱动控制技术的一种,因具有完整的理论分析受到了很多学者的广泛关注.该方法的大体思想可以归结为:在满足一定假设条件的基础上,引入新的伪偏导数的概念,在离散系统的每个工作点处,建立一个等价的虚拟的动态线性化模型,然后利用这个动态线性化模型进行控制器设计、结构自适应律设计以及稳定性分析等^[12].伪偏导数的存在性是由Cauchy中值定理和一些数值方程的解来保证的,其对时变参数、时变结构以及系统阶数变化等不确定因素不敏感,因此无模型自适应控制避免了未建模动态的影响,而其不确定性主要由扰动或者数据不完备引起.文献[16]将无模型自适应控制应用于直线电机控制中,在控制精度方面和PID控制进行了对比.文献[17]将无模型自适应控制和神经网络控制相结合,利用神经网络实时在线调节控制器参数,并将其应用于三容立体水箱实验中.文献[18]针对小型无人直升机的偏航角控制问题,设计了基于无模型自适应控制理论的控制,并进行了数值仿真.

小型无人直升机的数学模型复杂,想要建立一个

精确的数学模型十分困难.无模型自适应控制理论方法只需要系统的输入输出数据就能够实现无人直升机的姿态控制,避免了设计控制器时对系统模型的严重依赖.因此,本文首先分析了无人直升机的动力学特性,然后采用无模型自适应控制的理论方法,设计了一种新型的无模型自适应滑模控制器,并且对其闭环系统的稳定性进行了分析,最后通过无人直升机飞行控制实验平台对所设计的控制方法进行了实验验证.

本文的创新性在于:1)设计控制器时只利用了系统的输入输出数据,未使用系统的动力学模型,这样就避免了未建模动态或者系统模型参数不确定性等因素的影响;2)本文利用直升机的横向周期变距、纵向周期变距以及尾桨总距作为控制输入进行设计,避免了使用不可测量的旋翼挥舞角作为控制输入,便于实际飞行控制实现;3)本文设计的鲁棒控制器可以有效地增强系统的抗扰能力;4)本文提出的算法具有较好的可实现性,并已在飞行实验平台上进行了实时控制验证.

2 小型无人直升机动力学模型及动态变换 (Dynamic model and dynamic transformation of small unmanned helicopter)

小型无人直升机的动力学模型可写成如下形式^[5]:

$$M(\eta)\ddot{\eta} + C(\eta, \dot{\eta})\dot{\eta} + \tau_d = S^{-T}(AD\delta + B), \quad (1)$$

其中: $M(\eta)$ 代表惯量矩阵, $C(\eta, \dot{\eta})$ 代表科氏力矩阵, $\tau_d(t)$ 代表有界扰动力矩向量, $S(t)$ 代表角速度变换矩阵, $A \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $B \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 代表旋翼动力学相关矩阵, $D \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 代表旋翼挥舞角动力学相关矩阵. $\eta(t) = [\phi(t) \ \theta(t) \ \psi(t)]^T$ 代表姿态角, $\phi(t)$ 为滚转角, $\theta(t)$ 为俯仰角, $\psi(t)$ 为偏航角. $\delta(t) = [\delta_{lat}(t) \ \delta_{lon}(t) \ \delta_{ped}(t)]^T$ 代表控制输入, $\delta_{lat}(t)$ 代表横向周期变距, $\delta_{lon}(t)$ 代表纵向周期变距, $\delta_{ped}(t)$ 代表尾桨总距.式(1)中 $S(t)$ 的定义如下:

$$S = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \frac{\sin \phi}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

为了方便后续控制设计,这里定义系统姿态跟踪误差 $e(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 及其滤波误差 $r(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 为如下形式:

$$\begin{cases} e = \eta_d - \eta, \\ r = \dot{e} + \alpha e, \end{cases} \quad (3)$$

其中: $\alpha = \text{diag}\{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 为正定对称增益阵, $\eta_d(t) = [\phi_d(t) \ \theta_d(t) \ \psi_d(t)]^T$ 是期望的有界姿态轨迹.对 r 求关于时间的一阶导数,并代入式(1),可得滤波误差的开环动态方程为如下表达式:

$$\dot{r} = (\alpha - M^{-1}C)r - M^{-1}S^{-T}AD\delta +$$

$$M^{-1}[C(\dot{\eta}_d + \alpha e) + \tau_d - S^{-T}B] + \ddot{\eta}_d - \alpha^2 e. \quad (4)$$

在式(4)中 $\dot{\eta}_d(t), \ddot{\eta}_d(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 代表期望姿态关于时间的一阶以及二阶导数.

为了下文计算方便, 这里定义辅助函数 $N(\eta^{(i)}, t)$ 为如下形式:

$$N(\eta^{(i)}, t) = M^{-1}[C(\dot{\eta}_d + \alpha e) + \tau_d - S^{-T}B] + \ddot{\eta}_d - \alpha^2 e, \quad (5)$$

则式(4)可被改写为

$$\dot{r} = (\alpha - M^{-1}C)r - M^{-1}S^{-T}AD\delta + N. \quad (6)$$

对于一个离散系统而言, 在 k 时刻 $\eta(k)$ 和 $\dot{\eta}(k), \ddot{\eta}(k)$ 是一个确定的值, 而 $M(\eta), C(\eta, \dot{\eta}), A, D, B, \tau_d(t), N(\eta^{(i)}, t), r(t)$ 在 k 时刻也是确定的矩阵, 并设 $y(k) = r(k)$, 因此式(6)可以写成如下形式:

$$\dot{y}(k) = \frac{\alpha(k)M(k) - C(k)}{M(k)}y(k) - \frac{S^{-T}(k)A(k)D(k)}{M(k)}\delta(k) + N(k). \quad (7)$$

由于 $\dot{y}(k) = [y(k+1) - y(k)]/T$, 其中 T 是采样时间, 式(7)可表达为

$$y(k+1) = [I + \frac{T(\alpha(k)M(k) - C(k))}{M(k)}]y(k) - \frac{TS^{-T}(k)A(k)D(k)}{M(k)}\delta(k) + TN(k). \quad (8)$$

定义 $H(k) \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$ 为一个由 $\delta(k), y(k)$ 构成的向量

$$H(k) = \begin{bmatrix} y(k) \\ \delta(k) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

记

$$\Delta H(k) = H(k) - H(k-1) = \begin{bmatrix} \Delta y(k) \\ \Delta \delta(k) \end{bmatrix}.$$

对于式(8)这样一个系统, 它满足如下两个条件:

- ① 除有限时间点外, $y(k+1)$ 关于 $y(k), \delta(k)$ 偏导数连续;
- ② 除有限时间点外, 系统满足广义Lipschitz条件. 即对任意时刻 $k_1 \neq k_2$,

$$\begin{aligned} k_1 k_2 &\geq 0, \delta(k_1) \neq \delta(k_2), \\ \|y(k_1 + 1) - y(k_2 + 1)\| &\leq \\ b\|H(k_1) - H(k_2)\|. \end{aligned}$$

为了后文控制器的设计, 接下来提出如下的定理, 同时为了方便下面定理的叙述, 记 $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$ 为相邻两个时刻的输出变化, $\Delta \delta(k) = \delta(k) - \delta(k-1)$ 为相邻两个时刻的输入变化.

定理 1 对于满足上述条件①和②的系统, 当

$\|\Delta H(k)\| \neq 0$, 一定存在一个时变参数矩阵 $\Phi(k) \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$, 使系统可转化为如下数据模型:

$$\Delta y(k+1) = \Phi(k)\Delta H(k), \quad (10)$$

对任意时刻 $k, \Phi(k) = [\phi_1(k) \ \phi_2(k)]^T, \phi_1(k), \phi_2(k) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 是有界的.

证 由 $\Delta y(k+1)$ 的定义和系统(8)可知

$$\begin{aligned} \Delta y(k+1) &= \\ y(k+1) - y(k) &= \\ (I + \frac{T(\alpha M(k) - C(k))}{M(k)})y(k) - & \\ \frac{TS^{-T}A(k)D(k)}{M(k)}\delta(k) + TN(k) - & \\ (I + \frac{T(\alpha M(k) - C(k))}{M(k)})y(k-1) + & \\ \frac{TS^{-T}A(k)D(k)}{M(k)}\delta(k-1) - TN(k) + & \\ (I + \frac{T(\alpha M(k) - C(k))}{M(k)})y(k-1) - & \\ \frac{TS^{-T}A(k)D(k)}{M(k)}\delta(k-1) + TN(k) - & \\ (I + \frac{T(\alpha M(k-1) - C(k-1))}{M(k-1)})y(k-1) + & \\ \frac{TS^{-T}A(k-1)D(k-1)}{M(k-1)}\delta(k-1) - & \\ TN(k-1). & \end{aligned} \quad (11)$$

下面定义 $W(k)$ 为如下形式:

$$\begin{aligned} W(k) &= \\ (I + \frac{T(\alpha M(k) - C(k))}{M(k)})y(k-1) - & \\ \frac{TS^{-T}A(k)D(k)}{M(k)}\delta(k-1) + TN(k) - & \\ (I + \frac{T(\alpha M(k-1) - C(k-1))}{M(k-1)})y(k-1) + & \\ \frac{TS^{-T}A(k-1)D(k-1)}{M(k-1)}\delta(k-1) - & \\ TN(k-1), & \end{aligned} \quad (12)$$

则

$$\Delta y(k+1) = \frac{\partial y(k+1)}{\partial y(k)}\Delta y(k) + \frac{\partial y(k+1)}{\partial \delta(k)}\Delta \delta(k) + W(k), \quad (13)$$

其中 $\frac{\partial y(k+1)}{\partial y(k)}, \frac{\partial y(k+1)}{\partial \delta(k)}$ 是 $y(k), \delta(k)$ 关于 $y(k+1)$ 的偏导数在 $[y(k), \delta(k)]$ 和 $[y(k-1), \delta(k-1)]$ 之间某

点的值.

对于每一个固定时刻 k , 考虑如下含有 $G(k) \in \mathbb{R}^{3 \times 6}$ 的方程

$$W(k) = G(k)\Delta H(k), \quad (14)$$

对每一个 $\|\Delta H(k)\| \neq 0$, 上式一定至少存在一个解 $G^*(k)$, 令

$$\Phi(k) = G^*(k) + \left[\frac{\partial y(k+1)}{\partial y(k)}, \frac{\partial y(k+1)}{\partial \delta(k)} \right],$$

因此得出结论 $\Delta y(k+1) = \Phi(k)\Delta H(k)$, 即

$$y(k+1) = \phi_1(k)\Delta y(k) + \phi_2(k)\Delta \delta(k) + y(k). \quad (15)$$

证毕.

3 控制器设计(Controller design)

控制器设计共分为3个部分: 首先利用无模型自适应控制理论设计控制器; 然后为了增强系统的鲁棒性, 补偿未知外界扰动的影响, 本文加入了滑模控制, 并将无模型自适应控制和滑模控制结合起来, 构成最终的控制; 最后通过理论证明了控制误差的收敛性和闭环系统的稳定性.

3.1 无模型自适应控制器 (Model-free adaptive controller)

为方便后续控制设计, 这里定义一个准则函数 $J(u(k))$ ^[19]如下:

$$J(u(k)) = \|y_d(k+1) - y(k+1)\|^2 + \lambda \|\delta(k) - \delta(k-1)\|^2, \quad (16)$$

其中: $y_d(k+1)$ 是期望的输出信号, $\lambda > 0$ 是一个权重因子.

将式(15)代入式(16), 然后对式(16)求关于 $\delta(k)$ 的偏导, 并令式(16)等于0, 可得

$$\begin{aligned} \delta_{\text{MFA}}(k) = & \delta_{\text{MFA}}(k-1) + \\ & \frac{\rho \phi_2^T (y_d(k+1) - y(k) - \phi_1(k)\Delta y(k))}{\|\phi_2(k)\|^2 + \lambda}, \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\rho \in (0, 1]$ 是一个步长因子, 目的是使该算法具有较好的灵活性.

接下来, 本文利用如下准则来估计时变参数 $\Phi(k)$,

$$J(\Phi(k)) = \|\Delta y(k) - \Phi(k)\Delta H(k)\|^2 + \mu \|\Phi(k) - \hat{\Phi}(k-1)\|^2, \quad (18)$$

其中 $\Phi(k) = \hat{\Phi}(k-1) + \Delta \Phi(k)$, $\mu > 0$ 是一个权重因子.

对式(18)求关于 $\Phi(k)$ 的偏导, 并令式(18)等于0, 可得

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_1(k) = & \hat{\phi}_1(k-1) + \\ & \frac{\beta(\Delta y(k) - \hat{\Phi}(k-1)\Delta H(k-1))\Delta y(k-1)^T}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta \delta(k-1)\|^2}, \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_2(k) = & \hat{\phi}_2(k-1) + \\ & \frac{\beta(\Delta y(k) - \hat{\Phi}(k-1)\Delta H(k-1))\Delta \delta(k-1)^T}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta \delta(k-1)\|^2}. \end{aligned} \quad (20)$$

3.2 滑模控制器(Sliding mode controller)

为了补偿未知外界扰动的影响, 提高系统的鲁棒性, 本文在控制器设计中加入了离散滑模控制. 以下是具体设计方法.

设系统误差为

$$e_y(k) = y_d(k) - y(k). \quad (21)$$

设 $s(k) = e_y(k)$, 因此 $s(k+1)$ 可写成如下形式:

$$\begin{aligned} s(k+1) = e_y(k+1) = & y_d(k+1) - \phi_1(k)\Delta y(k) - \phi_2(k)\Delta \delta(k) - y(k). \end{aligned} \quad (22)$$

设计滑模控制律为

$$s(k+1) - s(k) = -qTs(k) - \varepsilon T \text{sgn}(s(k)), \quad (23)$$

其中: $\text{sgn}(\cdot)$ 代表标准符号函数, T 代表离散采样时间, $\varepsilon > 0$, $q > 0$, 且满足 $1 - qT > 0$.

将式(22)代入式(23)可得:

$$\begin{aligned} \delta_{\text{SM}}(k) = & \frac{y_d(k+1) - \phi_1(k)\Delta y(k) - y(k)}{\phi_2(k)} - \\ & (1 - qT)s(k) + \varepsilon T \text{sgn}(s(k)), \end{aligned} \quad (24)$$

则最终控制器设计为如下形式:

$$\delta(k) = \delta_{\text{MFA}}(k) + K\delta_{\text{SM}}(k), \quad (25)$$

其中: $K = \text{diag}\{k_1, k_2, k_3\} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $k_1, k_2, k_3 > 0$ 是一个权重因子.

3.3 稳定性分析(Stability analysis)

本文的稳定性分析主要结论可由下列定理给出.

定理 2 对于系统(15), 选取式(17)(24)中所设计的控制器, 则系统误差 $e_y(k)$ 渐近收敛到零.

证 稳定性证明分为两部分: 1) 证明 $\hat{\Phi}(k)$ 的估计值是有界的; 2) 证明 $\lim_{k \rightarrow \infty} \|e_y(k)\| = 0$.

第1部分 令 $\tilde{\phi}_1(k) = \hat{\phi}_1(k) - \phi_1(k)$, $\tilde{\phi}_2(k) = \hat{\phi}_2(k) - \phi_2(k)$, 然后在式(19)和式(20)两边分别减去 $\phi_1(k)$, $\phi_2(k)$ 可得

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}_1(k) &= \tilde{\phi}_1(k-1) - \\ &\frac{\tilde{\phi}_1(k-1)\beta\|\Delta y(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2} - \\ &\frac{\tilde{\phi}_2(k-1)\beta\Delta\delta(k-1)\Delta y(k-1)^T}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2} + \\ &\phi_1(k-1) - \phi_1(k), \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}_2(k) &= \tilde{\phi}_2(k-1) - \\ &\frac{\tilde{\phi}_2(k-1)\beta\|\Delta\delta(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2} - \\ &\frac{\tilde{\phi}_1(k-1)\beta\Delta y(k-1)\Delta\delta(k-1)^T}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2} + \\ &\phi_2(k-1) - \phi_2(k). \end{aligned} \quad (27)$$

为了方便证明, 本文定义

$$\begin{cases} F_{11}(k) = \frac{\beta\|\Delta y(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2}, \\ F_{12}(k) = \frac{\beta\Delta\delta(k-1)\Delta y(k-1)^T}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2}, \\ F_{21}(k) = \frac{\beta\|\Delta\delta(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2}, \\ F_{22}(k) = \frac{\beta\Delta y(k-1)\Delta\delta(k-1)^T}{\mu + \|\Delta y(k-1)\|^2 + \|\Delta\delta(k-1)\|^2}. \end{cases} \quad (28)$$

由于系统是 Lipschitz 的, 因此存在正常数 b_1, b_2 使得 $\|\phi_1(k)\| \leq b_1, \|\phi_2(k)\| \leq b_2$, 所以

$$\|\phi_1(k-1) - \phi_1(k)\| \leq 2b_1, \|\phi_2(k-1) - \phi_2(k)\| \leq 2b_2,$$

因此

$$\begin{aligned} \|\tilde{\phi}_1(k)\| &\leq \|\tilde{\phi}_1(k-1)\| \| [I - F_{11}(k)] \| + \\ &\|\tilde{\phi}_1(k-1)\| \| F_{12}(k) \| + 2b_1, \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \|\tilde{\phi}_2(k)\| &\leq \|\tilde{\phi}_2(k-1)\| \| [I - F_{21}(k)] \| + \\ &\|\tilde{\phi}_2(k-1)\| \| F_{22}(k) \| + 2b_2, \end{aligned} \quad (30)$$

其中:

$$\begin{aligned} \beta \in (0, 1], \mu > 0, \| [I - F_{11}(k)] \| \in (0, 1), \\ \| F_{12}(k) \| \in (0, 1), \| [I - F_{21}(k)] \| \in (0, 1), \\ \| F_{22}(k) \| \in (0, 1). \end{aligned}$$

所以 $\tilde{\phi}_1(k), \tilde{\phi}_2(k)$ 是有界的, 同时 $\|\phi_1(k)\| \leq b_1, \|\phi_2(k)\| \leq b_2$, 也就意味着 $\hat{\phi}_1(k), \hat{\phi}_2(k)$ 是有界的.

第2部分 设系统误差为

$$e_y(k) = y_d(k) - y(k). \quad (31)$$

将式(15)和式(17)代入式(31)得

$$\begin{aligned} e_y(k+1) &= \\ &[I - \frac{\rho\hat{\phi}_2(k)\hat{\phi}_2(k)^T}{\|\hat{\phi}_2(k)\|^2 + \lambda}] [e_y(k) - \hat{\phi}_1(k)\Delta y(k)], \end{aligned} \quad (32)$$

其中 $\rho \in (0, 1], \lambda > 0$. 因此

$$\| [I - \frac{\rho\hat{\phi}_2(k)\hat{\phi}_2(k)^T}{\|\hat{\phi}_2(k)\|^2 + \lambda}] \| \in (0, 1),$$

且 $\hat{\phi}_1$ 是有界的, $\lim_{k \rightarrow \infty} \Delta y(k) = 0$, 因此 $\lim_{k \rightarrow \infty} e_y(k) = 0$.

证毕.

4 实验验证(Experimental verification)

4.1 实验平台介绍(Introduction of testbed)

为了验证本文控制算法的有效性及其实用性, 本文利用本研究组自主设计开发的无人直升机姿态飞行实验平台, 如图1所示, 进行了实时的镇定和抗风扰实验. 该实验平台选用 TREX-450 小型电动航模直升机, 以及研华 ARK-3360L 工控机作为上位机主控制器, 用于解算复杂控制算法, 并实时记录实验数据.

实验1共分为两组: 第1组实验采用本文所提出的控制方法(model-free adaptive sliding mode control, MFASMC), 通过姿态镇定来验证其控制性能; 第2组实验加入阵风的扰动, 用以验证本文所提出的控制算法的鲁棒性, 并与迭代反馈整定方法(iterative feedback tuning, IFT)作对比, 用于比较两种方法的控制性能.



图1 实验平台

Fig. 1 Experimental platform

4.2 姿态镇定实验(Attitude stabilization experiment)

本实验中小型无人直升机的控制参数选取如下:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \text{diag}\{1, 1.5, 1.8\}, \phi_2 = \text{diag}\{2, 2.5, 2.5\}, \\ \rho &= 0.1, \beta = 0.5, \alpha = \text{diag}\{0.01, 0.01, 0.05\}, \\ \lambda &= \mu = 1, K = \text{diag}\{1.8, 1.8, 0.05\}, \\ q &= 800, \varepsilon = 20, \\ y(k-1) &= y(k-2) = [0 \ 0 \ 0]^T, \\ \delta(k-1) &= \delta(k-2) = [0 \ 0 \ 0]^T. \end{aligned}$$

实验过程首先由操作人员手动操控无人直升机起飞, 然后通过遥控器切换自动飞行状态. 将姿态的期望值为 $\eta_d = [0 \ 0 \ 0]^T$, 采用本文中所设计的控制器, 在实验开始10s后进行手动转自动切换, 控制量 $\delta_{\text{lat}}(t)$

和 $\delta_{\text{lon}}(t)$ 控制无人直升机的滚转角与俯仰角,从而控制直升机横向和纵向飞行,控制量 $\delta_{\text{ped}}(t)$ 单独控制无人直升机的偏航角,用来控制直升机自身的旋转,最终实验结果如图2所示.

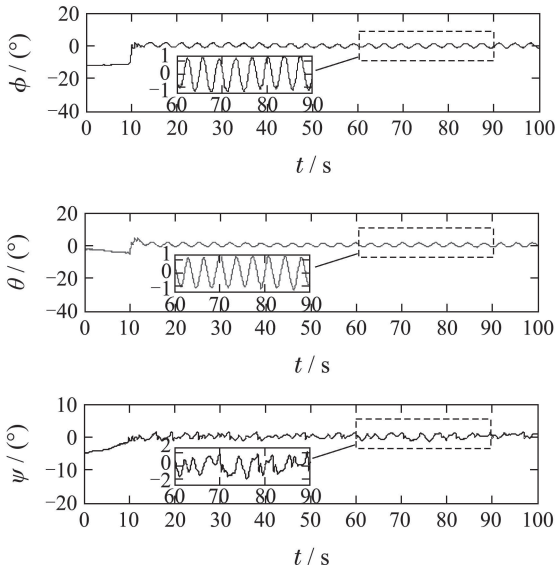


图2 MFASMC控制算法镇定实验:姿态角

Fig. 2 MFASMC stabilization experiment: attitude angle

由图2可知,在姿态镇定实验中,滚转角及俯仰角控制精度为 $\pm 1.5^\circ$,偏航角控制精度 $\pm 2^\circ$.图3为控制输入,控制输入量均进行了归一化处理,其数值均稳定在一定范围内,验证了本文所设计控制器的合理性.

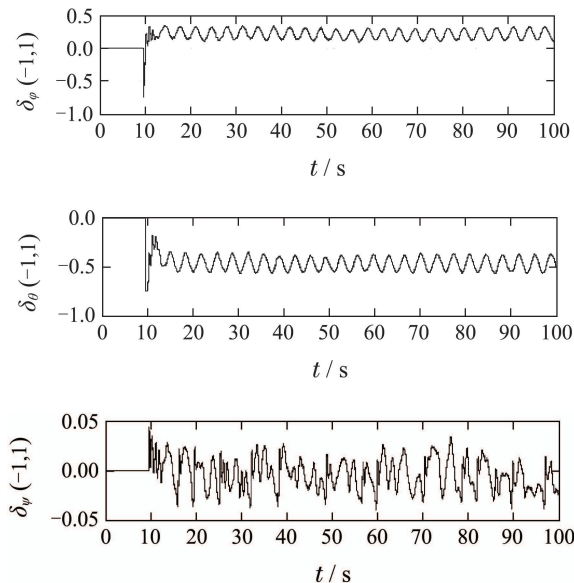


图3 MFASMC控制算法镇定实验:控制输入量

Fig. 3 MFASMC stabilization experiment: control inputs

4.3 抗风扰性能对比实验(Comparison of wind rejection experiments)

为了对比分析本文所提出算法的有效性和鲁棒性,在相同的条件下,使用迭代反馈整定方法进行实验

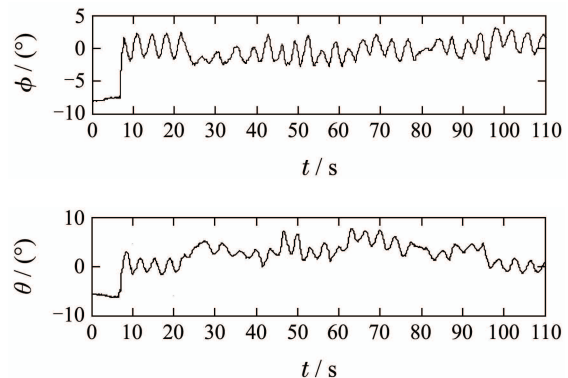
对比.迭代反馈整定是由瑞典学者H.Hjalmarsson在1994年首先提出的一种数据驱动控制器参数整定方法.该方法通过迭代估计控制性能指标相对于控制输入的梯度信息来寻找反馈控制器的最优参数.本文根据文[20]中提出的有关IFT的控制器设计方法,设计了相应的IFT控制律

$$\delta(k) = \delta(k-1) + K_1 e(k) + K_2 e(k-1) + K_3 e(k-2), \tag{33}$$

其中控制器参数为

$$\begin{aligned} K_1 &= \text{diag}\{11, 11, 0.05\}, \\ K_2 &= \text{diag}\{-21, -21, -0.05\}, \\ K_3 &= \text{diag}\{10, 10, 0\}, \\ e(k) &= \eta_d(k) - \eta(k). \end{aligned}$$

在本次实验中,首先完成了无风状态下利用两种控制器的镇定实验,然后加入侧面风,最终达到加入某一方向持续阵风的效果.在基于IFT控制算法的实验中,在实验开始21s后人人为加入阵风的干扰;在基于MFASMC控制算法的实验中,在实验开始25s后人人为加入阵风的干扰,风速均为6.5~7.5 m/s.基于IFT的控制算法对应的飞行效果如图4所示,基于MFASMC控制算法对应的飞行效果如图5所示.从图5中可以看出,在阵风的干扰下,IFT与本文所设计的控制器均能使无人直升机保持姿态的相对稳定,不过IFT算法能达到的控制精度仅为滚转角 $\pm 3^\circ$,俯仰角 $\pm 7^\circ$,偏航角 $\pm 2^\circ$,而本文所提出的无模型自适应滑模控制器可达到的控制精度为滚转角 $\pm 2.5^\circ$,俯仰角 $\pm 2.5^\circ$,偏航角 $\pm 2^\circ$.图6为基于IFT的控制算法的控制输入,图7为基于MFASMC控制算法的控制输入,均稳定在一定范围内.本文所提出的控制器抗风控制效果远远好于基于IFT设计的控制器,这也验证了本文所设计的控制器具有良好的鲁棒性.同时本文对这两次实验进行了数据分析,分析包括3个姿态角的最大稳态误差以及均方根误差,详细数据如表1所示.由表1中的数据可知,本文所设计控制器的最大稳态误差以及均方根误差都小于基于IFT控制方法所设计的控制器,相比于偏航角、滚转角以及俯仰角的控制效果更加明显.



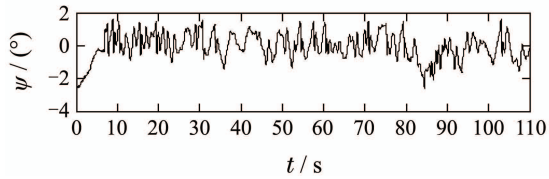


图4 IFT控制算法抗扰实验: 姿态角
Fig. 4 IFT immunity experiment: attitude angle

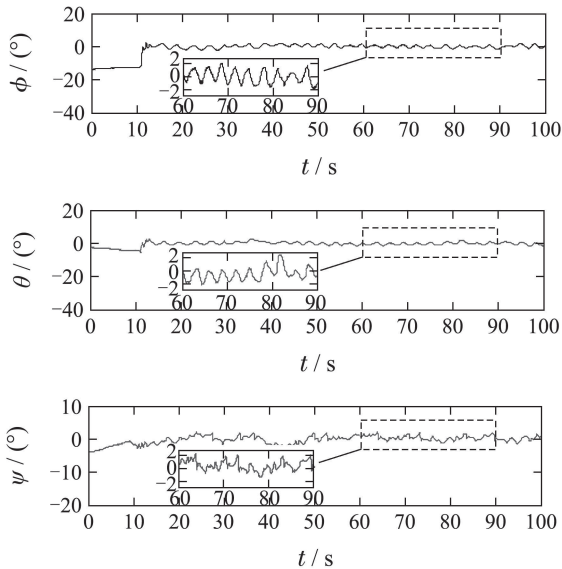


图5 MFASMC控制算法抗扰实验: 姿态角
Fig. 5 MFASMC immunity experiment: attitude angle

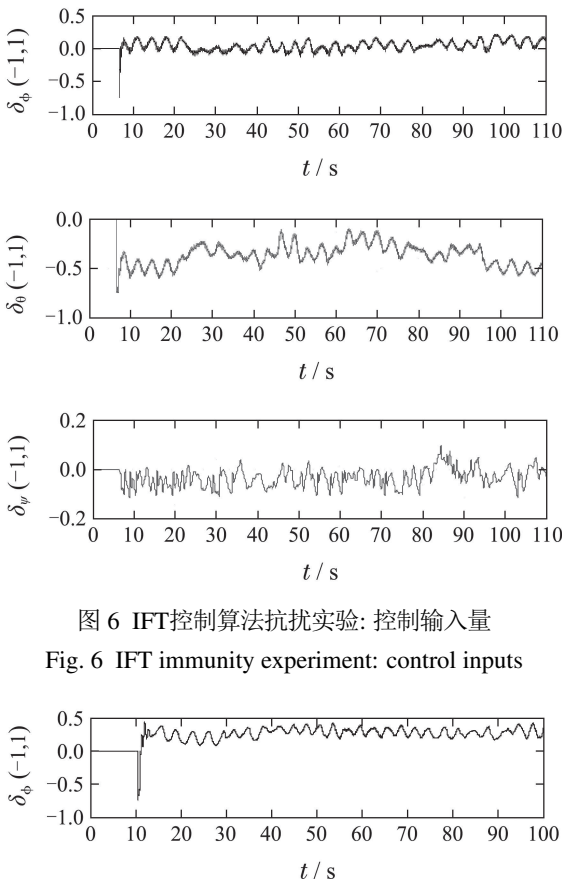


图6 IFT控制算法抗扰实验: 控制输入量
Fig. 6 IFT immunity experiment: control inputs

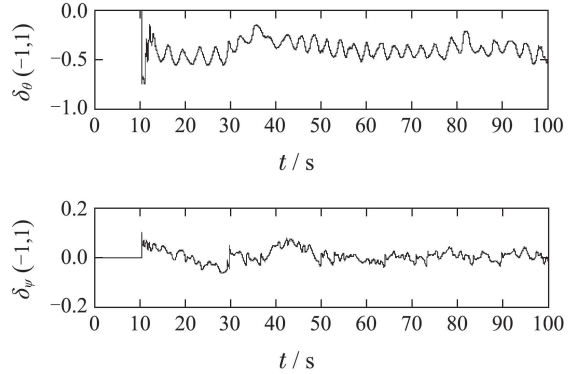


图7 MFASMC控制算法抗扰实验: 控制输入量
Fig. 7 MFASMC immunity experiment: control inputs

表1 实验数据分析
Table 1 Experimental data analysis

控制器	MFASMC	IFT
$\phi(t)$ 最大稳态误差/(°)	2.2250	3.0469
$\phi(t)$ 均方根误差/(°)	0.9281	1.3926
$\theta(t)$ 最大稳态误差/(°)	2.2528	7.7813
$\theta(t)$ 均方根误差/(°)	0.8118	3.4028
$\varphi(t)$ 最大稳态误差/(°)	1.5974	1.6438
$\varphi(t)$ 均方根误差/(°)	0.7110	0.7356

5 结论(Conclusions)

本文分析了无人直升机姿态动力学特性, 针对其姿态控制问题, 设计了基于数据驱动的无模型自适应鲁棒控制器, 然后证明了控制误差的收敛性和闭环系统的稳定性. 实时飞行实验结果表明, 论文中提出的控制设计取得了良好的姿态控制以及抵抗扰动的效果, 并且对于系统不确定性及外界扰动具有较好的鲁棒性.

参考文献(References):

- [1] SUN Xiuyun, FANG Yongchun, SUN Ning. Backstepping-based adaptive attitude and height control of a small-scale unmanned helicopter [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(3): 111 – 118. (孙秀云, 方勇纯, 孙宁. 小型无人直升机的姿态与高度自适应反步控制 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(3): 111 – 118.)
- [2] ZHOU Hongbo, PEI Hailong, HE Yuebang, et al. Trajectory tracking control of unmanned helicopter via filtering backstepping [J]. *Control and Decision*, 2012, 27(4): 613 – 617. (周洪波, 裴海龙, 贺跃帮, 等. 基于滤波反步法的无人直升机轨迹跟踪控制 [J]. *控制与决策*, 2012, 27(4): 613 – 617.)
- [3] XIN Zhekui, FANG Yongchun, ZHANG Xuebo. Adaptive control for the on-board pan-tilt camera in an UAV ground-target-tracking system [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(8): 1001 – 1006. (辛哲奎, 方勇纯, 张雪波. 小型无人机地面目标跟踪系统机载云台自适应跟踪控制 [J]. *控制理论与应用*, 2010, 27(8): 1001 – 1006.)
- [4] CAI G, CAI A K, CHEN B M, et al. Construction, modeling and control of a mini autonomous UAV helicopter [C] // *IEEE International Conference on Automation and Logistics*. Qingdao: IEEE, 2008: 449 – 454.
- [5] CAI G, CHEN B M, LEE T H. *Unmanned Rotorcraft Systems* [M]. London: Springer, 2011.

- [6] HE Yuebang, PEI Hailong, ZHOU Hongbo, et al. Adaptive backstepping-based robust tracking control of unmanned helicopters with disturbances [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(7): 45 – 54.
(贺跃帮, 裴海龙, 周洪波, 等. 干扰下的无人直升机自适应反步法鲁棒跟踪控制 [J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(7): 45 – 54.)
- [7] RAPTIS I A, VALAVANIS K P, VACHTSEVANOS G J. Linear tracking control for small-scale unmanned helicopters [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2012, 20(4): 995 – 1010.
- [8] LEONARD F, MARTINI A, ABBA G. Robust nonlinear controls of model-scale helicopters under lateral and vertical wind gusts [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2012, 20(1): 154 – 163.
- [9] NODLAND D, ZARGARZADEH H, JAGANNATHAN S. Neural network-based optimal adaptive output feedback control of a helicopter UAV [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2013, 24(7): 1061 – 1073.
- [10] ZHOU Hongbo, PEI Hailong, HE Yuebang, et al. Trajectory-tracking control for small unmanned helicopter with state constraints [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(6): 778 – 784.
(周洪波, 裴海龙, 贺跃帮, 等. 状态受限的小型无人直升机轨迹跟踪控制 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(6): 778 – 784.)
- [11] SHEN Hui, FANG Yongchun, SUN Xiuyun, et al. A system identification method for unmanned helicopter yaw channel based on switch model [J]. *Pattern Recognition and Artificial Intelligence*, 2015, 28(2): 148 – 154.
(申辉, 方勇纯, 孙秀云, 等. 基于切换模型的无人直升机偏航通道系统辨识方法 [J]. *模式识别与人工智能*, 2015, 28(2): 148 – 154.)
- [12] HOU Zhongsheng, JIN Shangtai. *Model-free Adaptive Control: Theory and Applications* [M]. Beijing: Science Press, 2013.
(侯忠生, 金尚泰. 无模型自适应控制: 理论与应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2013.)
- [13] FORMENTIN S, DE FILIPPI P, CORNO M, et al. Data-driven design of braking control systems [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2013, 21(1): 186 – 193.
- [14] WANG G, HUANG Z. Data-driven fault-tolerant control design for wind turbines with robust residual generator [J]. *Control Theory and Applications*, 2015, 9(7): 1173 – 1179.
- [15] XU D, JIANG B, SHI P. A novel model-free adaptive control design for multivariable industrial processes [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6391 – 6398.
- [16] CAO Rongmin, ZHOU Huixing, HOU Zhongsheng. Data-driven model-free adaptive precision control for linear servo system [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(3): 310 – 316.
(曹荣敏, 周惠兴, 侯忠生. 数据驱动无模型自适应直线伺服系统精密控制和实现 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(3): 310 – 316.)
- [17] ZHU Y, HOU Z. Data-driven MFAC for a class of discrete-time nonlinear systems with RBFNN [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2014, 25(5): 1013 – 1020.
- [18] ZHOU H, WANG D, XU D. Enhanced data driven model-free adaptive yaw control of unmanned-aerial-vehicle helicopter [J]. *International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering*, 2016, 11(2): 207 – 218.
- [19] HOU Z, ZHU Y. Controller-dynamic-linearization-based model free adaptive control for discrete-time nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 2301 – 2309.
- [20] SJBERG J, GUTMAN P O, AGARWAL M, et al. Nonlinear controller tuning based on a sequence of identifications of linearized time-varying models [J]. *Control Engineering Practice*, 2009, 17(2): 311 – 321.

作者简介:

潘晓龙 (1992–), 男, 硕士研究生, 目前研究方向为无人直升机的非线性控制, E-mail: pxl2015@tju.edu.cn;

鲜 斌 (1975–), 男, 教授, 博士生导师, IEEE高级会员, 主要研究方向为非线性系统控制、无人机系统、实时控制系统等, E-mail: xbin@tju.edu.cn.