

小型无人直升机姿态非线性鲁棒控制设计

鲜斌[†], 古训, 刘祥, 王福, 刘世博

(天津大学 电气与自动化工程学院; 机器人与自主系统研究所, 天津市过程检测与控制重点实验室, 天津 300072)

摘要: 本文针对小型无人直升机的姿态控制问题, 通过系统参数辨识, 获得了较为准确的无人直升机姿态动力学模型. 并根据无人直升机的动态特性, 设计了基于神经网络前馈与滑模控制的非线性鲁棒姿态控制律, 该控制律对直升机模型的先验知识要求较低. 利用基于Lyapunov的分析方法证明, 设计的控制律能够实现无人直升机姿态角的半全局指数收敛镇定控制, 并能确保闭环系统的稳定性. 基于姿态飞行控制实验平台的实时飞行控制实验结果表明, 提出的控制设计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较好的鲁棒性.

关键词: 无人直升机; 参数辨识; 神经网络; 滑模控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Nonlinear robust attitude control for a miniature unmanned helicopter

XIAN Bin[†], GU Xun, LIU Xiang, WANG Fu, LIU Shi-bo

(Tianjin Key Laboratory of Process Measurement and Control, Institute of Robotics and Autonomous System, School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: The attitude dynamic model for a miniature unmanned helicopter is obtained via system identification. To deal with the modeling uncertainties and existing external disturbances, we combine a neural-network-based feedforward term with the sliding-mode control method to formulate a new nonlinear robust attitude controller for the unmanned helicopter. The proposed controller requires very little model knowledge for the helicopter dynamics, and is with good robustness against model uncertainties and external disturbances. Lyapunov stability analysis is employed to show that the proposed control design can achieve semi-global exponential tracking result of the helicopter attitude angles while keeping all the closed-loop system signals bounded. To validate the performance of the proposed control design, we implement a real-time experiment on a self-built test-bed. The experiment results show that the controller developed in this paper achieves good attitude control performance under model uncertainties and external wind disturbances.

Key words: unmanned helicopter; parameter identification; neural networks; sliding-mode control

1 引言(Introduction)

小型无人直升机是指不需要人驾驶或者操作的, 能够自主飞行完成指定任务的特殊飞机. 由于其具有垂直起降、安全性高、机动性好、空中悬停等优点, 使得其在民用和军用上都有广泛的应用前景. 但由于无人直升机复杂的动力学特性, 以及系统本身具有多变量、非线性、强耦合的特点, 使得无人直升机的动态特性分析与控制设计较为困难.

目前国内已经有很多高校和科研机构都在进行无人直升机方面的研究. 如文献[1]中针对小型无人直升机的非线性模型, 应用反步法实现了无人直升机垂向和航向指令的相应跟踪. 但值得指出的是, 论文中仅仅进行了相应的数值仿真验证, 并没有进行相应的实验验证. 文献[2]中考虑到直升机飞行过程可能遭受到的多种不确定因素的干扰, 采用了一种滑模降阶的方

法. 并针对CE150型直升机模型给出了相应的数值仿真结果. 然而文中为了消除滑模控制中可能产生的抖震现象, 用饱和函数代替其符号函数, 并且未进行相应的实验验证.

另一方面, 国外研究人员在小型无人直升机的控制方面也取得了一定的成果. 如文献[3]中基于近似反馈线性化进行控制器设计, 有效的抑制了外部扰动. 但是反馈线性化的使用忽略了直升机特有的飞行动态, 只能在特定的飞行状态下才能得到较好的控制效果. 文献[4]中, 通过使用旋转矩阵, 结合反步法设计了无人直升机的姿态控制器, 其数值仿真显示在姿态控制方面达到了较好的控制效果, 但由于反步法的使用引入了系统状态的多次微分, 增大了系统的运算量, 因此该论文只提供了其数值仿真结果.

本文针对无人直升机的姿态控制问题, 首先进行

了俯仰、滚转和偏航通道的扫频辨识, 获取了精度较高的姿态动力学模型. 然后根据辨识出来的系统模型, 设计了一种基于神经网络前馈的滑模控制方法. 并且, 通过Lyapunov稳定性分析证明了设计的控制器能够实现无人直升机姿态的半全局指数收敛跟踪控制. 最后, 给出其实时飞行控制实验结果.

论文的创新性在于: 1) 本文直接针对横向周期变矩、纵向周期变矩以及尾桨总矩进行控制器设计, 便于实际飞行控制实现. 而现有的研究成果中, 大多需要利用难以测量的挥舞角作为控制输入, 不利于控制设计的实现; 2) 本文通过设计基于神经网络的前馈控制, 对无人直升机的不确定性进行了部分补偿, 减轻了滑模控制中符号函数带来的抖震现象, 有利于实际的控制实现, 也避免了在进行滑模控制实现过程中, 用饱和函数代替符号函数而带来的对闭环系统稳定性分析的影响; 3) 本文提出的控制设计对无人直升机的动力学模型先验知识要求较低, 便于实现, 并且对外界扰动具有良好的鲁棒性; 4) 对本文提出的非线性姿态控制算法进行了实时实验验证, 取得了很好的姿态控制效果, 确保了算法的有效性和可实现性.

2 小型无人直升机动力学模型建模(Modeling of the small-scaled unmanned helicopter's dynamics)

常用的建模方法包括机理建模法和实验建模法. 在利用机理建模方法时, 无人直升机的各个参数值较难获得, 因此在本文中主要采用扫频的方法进行实验建模工作. 建立了无人直升机在悬停点附近的姿态动力学模型. 综合文献[5-6], 可得如下的动力学模型:

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 u_1, \quad (1)$$

其中: $x_1 = [p \ q \ \phi \ \theta \ a_s \ b_s \ r]^T$, p 为滚转角速度, q 为俯仰角速度, ϕ 为滚转角, θ 为俯仰角, ψ 为偏航角, a_s 为横向挥舞角, b_s 为纵向挥舞角, r 为偏航角速度. 控制量输入 u_1 定义为 $u_1 = [\delta_{lat} \ \delta_{lon} \ \delta_{ped}]^T$, 其中 δ_{lat} 代表横向周期变矩, δ_{lon} 代表纵向周期变矩, δ_{ped} 代表尾桨总矩. 式(1)中的 A_1 和 B_1 定义为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & L_a & L_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_a & M_b & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau} & A_b & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & B_a & -\frac{1}{\tau} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_r \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & A_{lat} & B_{lat} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{lon} & B_{lon} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{ped} \end{bmatrix}^T. \quad (3)$$

分析式(1)中的状态变量可知, 偏航通道在悬停状态下相对独立, 故可以单独考虑作以控制; 而其中的状态变量 a_s 和 b_s 则不容易测量, 故对于该状态量考虑用稳态挥舞角代数关系式代替微分方程式. 其线性化后的微分方程式为

$$\dot{a}_s = -q - \frac{a_s}{\tau} + A_b b_s + A_{lat} \delta_{lat} + A_{lon} \delta_{lon}, \quad (4)$$

$$\dot{b}_s = -p + B_a a_s - \frac{b_s}{\tau} + B_{lat} \delta_{lat} + B_{lon} \delta_{lon}. \quad (5)$$

在线性化后的方程中, 和挥舞运动有关的状态变量的方程为

$$\dot{p} = L_a a_s + L_b b_s, \quad (6)$$

$$\dot{q} = M_a a_s + M_b b_s. \quad (7)$$

假设飞机处于悬停状态且飞机本体为刚体, 可令 $\dot{a}_s = \dot{b}_s = 0$, 则有

$$q = -\frac{a_s}{\tau} + A_b b_s + A_{lat} \delta_{lat} + A_{lon} \delta_{lon}, \quad (8)$$

$$p = B_a a_s - \frac{b_s}{\tau} + B_{lat} \delta_{lat} + B_{lon} \delta_{lon}. \quad (9)$$

通过分析(6)-(9)可以得到如下关系:

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 u_2, \quad (10)$$

其中:

$$x_2 = [p \ q \ r]^T, \quad u_2 = [\delta_{lat} \ \delta_{lon} \ \delta_{ped}]^T,$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pq} & 0 \\ Z_{qp} & Z_{qq} & 0 \\ 0 & 0 & N_r \end{bmatrix},$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} K_{latp} & K_{lonp} & 0 \\ K_{latq} & K_{lonq} & 0 \\ 0 & 0 & N_{ped} \end{bmatrix},$$

$$Z_{pp} = \frac{L_a \tau^2 A_b}{\tau^2 B_a A_b - 1}, \quad Z_{pq} = \frac{L_a \tau + L_b \tau^2 B_a}{\tau^2 B_a A_b - 1},$$

$$Z_{qp} = \frac{M_a \tau^2 A_b + M_b \tau}{\tau^2 B_a A_b - 1}, \quad Z_{qq} = \frac{M_a \tau + M_b \tau^2 B_a}{\tau^2 B_a A_b - 1},$$

$$K_{latp} = \frac{(L_a \tau + L_b \tau^2 B_a) A_{lat} + (L_a \tau^2 A_b + L_b \tau) B_{lat}}{\tau^2 B_a A_b - 1},$$

$$K_{lonp} = \frac{(M_a \tau + M_b \tau^2 B_a) A_{lon} + (M_a \tau^2 A_b + M_b \tau) B_{lon}}{\tau^2 B_a A_b - 1},$$

$$K_{latq} = \frac{(L_a \tau + L_b \tau^2 B_a) A_{lon} + (L_a \tau^2 A_b + L_b \tau) B_{lon}}{\tau^2 B_a A_b - 1},$$

$$K_{latq} = \frac{(M_a \tau + M_b \tau^2 B_a) A_{lon} + (M_a \tau^2 A_b + M_b \tau) B_{lon}}{\tau^2 B_a A_b - 1}.$$

目前在针对小型无人直升机的辨识建模过程中, 一般采用正弦输入信号作为激励信号. 通过改变输入正弦信号的幅值和频率的“扫频”法, 来获取无人直升机的动力学辨识模型^[7-9]. 因此, 这里我们针对相对耦合程度较大的滚转运动和俯仰运动进行扫频实验, 针对相对耦合程度较小的偏航通道进行辨识实验. 飞行过程中应尽量保持一个通道的控制量输入不变, 另一个通道的控制量输入设置为幅值和频率连续变化的正弦激励信号. 后续辨识结果表明, 该方法获得了相对较好的辨识精度.

2.1 辨识流程与结果(System identification procedure and result)

针对本文中的研究对象, 采用了基于最小二乘的参数辨识方法, 得到了精度较高的动态模型. 最小二乘法辨识是目前一个应用较为广泛的辨识方法, 可用于静态、动态、线性、非线性系统, 为了实现实时控制, 这里采用递推最小二乘法进行辨识. 根据文献[10]可知其递推关系式为

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[z(k) - h'(k)\hat{\theta}(k-1)],$$

$$K(k) = P(k-1)h(k)[h'(k)P(k-1)h(k) + \frac{1}{\Lambda(k)}]^{-1},$$

$$P(k) = [I - K(k)h'(k)]P(k-1), \quad (11)$$

其中: $\hat{\theta}(k)$ 为第 k 时刻的参数估计值, $\hat{\theta}(k-1)$ 为第 $(k-1)$ 时刻的参数估计值, $K(k)$ 为参数更新增益阵, $z(k)$ 为第 k 时刻的输入值, $h(k)$ 为第 k 时刻的输出值, $P(k)$ 为第 k 时刻的参数估计方差值, $\Lambda(k)$ 为单位阵.

在本论文中, 利用TREX-450型小型电动直升机作为研究对象, 通过采集操控人员的控制输入量和单旋翼直升机姿态响应数据, 利用最小二乘辨识方法, 可以得到如下的辨识结果:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -192.82 & -79.24 & 0 \\ 7.04 & 71.05 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix},$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 321.93 & -276.60 & 0 \\ -57.35 & 325.3 & 0 \\ 0 & 0 & 70.15 \end{bmatrix}.$$

为了验证辨识结果, 利用辨识模型计算无人直升机的输出, 并与实际测量值进行比较, 其结果如图1-3所示.

从辨识结果图1-3可以看出, 辨识输出基本和实际输出相吻合, 俯仰通道角度误差处于 $\pm 0.2^\circ$ 以内; 滚转通道角度误差大部分处于 $\pm 0.5^\circ$ 以内; 偏航通道角度误差处于 $\pm 0.2^\circ$ 以内. 这也为后续的无人直升机的姿态控制设计提供了较好的保证.

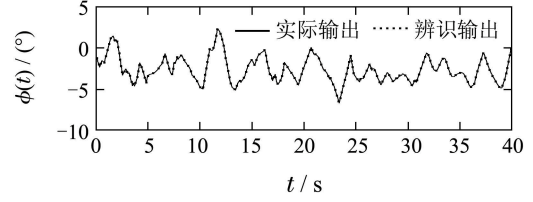


图 1 俯仰通道姿态角辨识结果

Fig. 1 Identification of the pitch channel

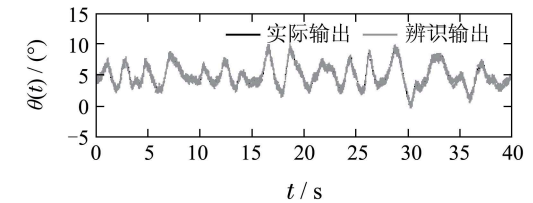


图 2 滚转通道姿态角辨识结果

Fig. 2 Identification of the roll channel

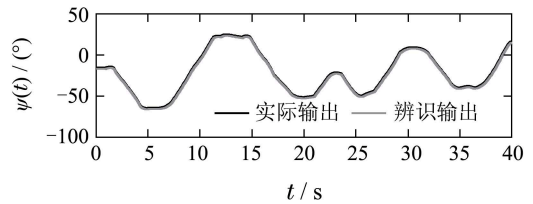


图 3 偏航通道姿态角辨识结果

Fig. 3 Identification of the yaw channel

3 无人直升机姿态控制(Attitude control of the unmanned helicopter)

考虑到线性化过程中被忽略的不确定项, 以及实验平台中的各种扰动, 结合系统辨识结果, 得到如下的三自由度无人直升机的模型:

$$\ddot{x} = A\dot{x} + \Delta f(x, \dot{x}) + (B + \Delta B)u + d(t), \quad (12)$$

其中: $x = [\phi \ \theta \ \psi]^T$, $u = [\delta_{lat} \ \delta_{lon} \ \delta_{ped}]^T$, 并且有 $A = A_2$, $B = B_2$, A, B 均为满秩方阵. $\Delta f(x, \dot{x}), \Delta B$

为建模中忽略的系统非线性项,且满足 $\Delta f(x, \dot{x}) \in L_\infty, \Delta B \in L_\infty, \|\Delta BB^{-1}\| \leq \xi < 1. d(t) \in \mathbb{R}^3$ 为实验平台中的各种扰动,且 $\|d(t)\| \leq \Omega, \Omega$ 为一未知正常数.

在此,不妨定义 $x_d(t)$ 为系统的参考轨迹,且满足 $x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d \in L_\infty$,则无人直升机的姿态跟踪误差可以定义为

$$e = x_d - x. \quad (13)$$

为了方便后续控制器的设计,定义如下滤波误差信号:

$$r = \dot{e} + \alpha e, \quad (14)$$

其中 α 是正常数.根据式(14)的结构可知, $r(t)$ 与 $e(t)$ 有相同的收敛性:即当 $r(t)$ 有界时, $e(t)$ 和 $\dot{e}(t)$ 有界;当 $r(t)$ 趋于零时, $e(t)$ 和 $\dot{e}(t)$ 也趋于零.对式(14)求一阶导数可得

$$\begin{aligned} \dot{r} = \ddot{e} + \alpha \dot{e} = & \\ & -\frac{1}{2}r + \Delta BB^{-1}(\ddot{x}_d + A\dot{x} - \alpha \dot{e}) - \\ & (B + \Delta B)u - \dot{e} + \ddot{x}_d - A\dot{x} + \alpha \dot{e} + N, \end{aligned} \quad (15)$$

其中辅助函数 $N(t)$ 定义为

$$\begin{aligned} N = -\Delta f(x, \dot{x}) - \Delta BB^{-1}(\ddot{x}_d + A\dot{x} - \alpha \dot{e}) + \\ \frac{1}{2}r + \dot{e} - d(t), \end{aligned} \quad (16)$$

为简化后续控制设计,定义辅助函数 $N_d(t)$ 为

$$N_d = N \Big|_{x=x_d, \dot{x}=\dot{x}_d}, \quad (17)$$

则可以得到 $N, N_d \in L_\infty$.为了方便后面的分析,定义 N 与 N_d 之差为 \tilde{N} ,即

$$\tilde{N} = N - N_d. \quad (18)$$

由于 \tilde{N} 连续可微,则由文献[11]可知 \tilde{N} 的欧式范数满足以下不等式:

$$\|\tilde{N}\| \leq \rho(z)\|z\|, \quad (19)$$

其中 $z = [e \ r]^T$,且 $\rho(z)$ 为正定非递减有界函数,具体证明过程参见文献[11].利用式(16)–(18)可将式(15)改写为

$$\begin{aligned} \dot{r} = \ddot{e} + \alpha \dot{e} = & \\ & -\frac{1}{2}r + \Delta BB^{-1}(\ddot{x}_d + A\dot{x} - \alpha \dot{e}) - (B + \Delta B)u - \\ & \dot{e} + \ddot{x}_d - A\dot{x} + \alpha \dot{e} + \tilde{N} + N_d. \end{aligned} \quad (20)$$

基于式(20)滤波误差的开环动态方程,设计控制器为

$$u = B^{-1}(u_0 + \hat{n}), \quad (21)$$

其中: $u_0(t)$ 为基于滑模的非线性鲁棒控制, $\hat{n}(t)$ 是基于神经网络的前馈部分,用于补偿系统的不确定性.这里 $u_0(t)$ 设计为

$$u_0 = \ddot{x}_d + A\dot{x} - \alpha \dot{e} + kr + \beta \text{sgn } r, \quad (22)$$

其中: k, β 为控制器增益, $\text{sgn}\{\cdot\}$ 为标准的符号函数.

由文献[12]可知,动态模型中的不确定性可以利用神经网络进行补偿,因此,在本文中开环系统(20)中的未知函数 N_d 可用一个理想的3层神经网络进行估计,其表达式为^[13–14]

$$N_d = W^T \sigma(V^T \chi) + o(\chi), \quad (23)$$

其中: $\chi = [1 \ x_d \ \dot{x}_d \ \ddot{x}_d]^T \in \mathbb{R}^4$ 为神经网络的有界输入, $W \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ 为输出层理想权重, p 为神经元个数, $V \in \mathbb{R}^{4 \times p}$ 为输入层理想权重, $\sigma(\cdot)$ 为神经网络激励函数, $o(\chi)$ 为估计值与真实值的偏差.而实际的基于神经网络的前馈可设计为^[15–16]

$$\hat{n}(t) = \hat{W}^T \sigma(\bar{V}^T \chi), \quad (24)$$

其中: $\hat{W} \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ 是对 W 的估计, $\bar{V} \in \mathbb{R}^{4 \times p}$ 可选取为一个常数矩阵,并且选取神经网络的激励函数为 $\sigma(x) = 1/(1 + \exp(x))$, \hat{W} 的更新率可设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{W}} = -\eta_1 \hat{W} + \Gamma \sigma(\bar{V}^T \chi) \text{sat}(e + w_1), \\ w_1 = \frac{1}{\eta_2}(-w_2 + e), \\ \dot{w}_2 = \frac{1}{\eta_2}(-w_2 + e), \end{cases} \quad (25)$$

其中: w_1, w_2 为辅助滤波信号, $\text{sat}(x) \in \mathbb{R}$ 为饱和函数, η_1 与 $\eta_2 \in \mathbb{R}$ 为正常数, $\Gamma \in \mathbb{R}^{p \times p}$ 为正定对角更新增益矩阵,则由式(25)可以看出 $\dot{\hat{W}}, \hat{W} \in L_\infty$,故有 $\hat{n}, \dot{\hat{n}} \in L_\infty$.式(24)提出的基于神经网络的前馈的 $\hat{n}(t)$ 的收敛性分析可以参考文献[15–16]中的类似步骤进行,这里由于论文篇幅限制,暂不给出具体的分析过程.

将式(21)–(22)(24)代入式(20)中,即可得到如下闭环系统:

$$\begin{aligned} \dot{r} = -\frac{1}{2}r - \dot{e} - (I + \Delta BB^{-1})(kr + \beta \text{sgn } r) - \\ (I + \Delta BB^{-1})\hat{W}^T \sigma(\bar{V}^T \chi) + \tilde{N}. \end{aligned} \quad (26)$$

4 稳定性证明(Stability analysis)

本文的稳定性分析主要结果可由下列定理给出.

定理 1 对于式(21)中设计的控制器,选取控制增益 k 满足

$$k \geq \frac{1}{4(1 - \xi) \min(\frac{1}{2}, \alpha)} \rho^2(\|z(0)\|),$$

则闭环系统(26)中的所有信号均有界,且姿态误差信号 $e(t)$ 指数收敛到零.

证 选取Lyapunov候选函数为

$$V = \frac{1}{2}r^T r + \frac{1}{2}e^T e. \quad (27)$$

对式(27)求一阶导数有

$$\begin{aligned} \dot{V} = r^T \dot{r} + e^T \dot{e} = \\ -\frac{1}{2}\|r\|^2 + r^T \tilde{N} + r^T N_d - \alpha \|e\|^2 - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & r^T(I + \Delta BB^{-1})(kr + \beta \text{sgn } r) - \\ & r^T(I + \Delta BB^{-1})\hat{n}. \end{aligned} \quad (28)$$

因为 $\|\Delta BB^{-1}\| \leq \xi < 1$. 所以根据式(28)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}\|r\|^2 + r^T(N_d - (I + \Delta BB^{-1})\hat{n}) - \\ & \alpha\|e\|^2 + \|r\|\|\tilde{N}\| - k(1 - \xi)\|r\|^2 - \\ & \beta(1 - \xi)r^T \text{sgn } r. \end{aligned} \quad (29)$$

将式(19)代入式(29)中, 并且由 $r \text{sgn } r \leq |r|$ 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}\|r\|^2 - \alpha\|e\|^2 + \rho\|z\|\|r\| - \\ & k(1 - \xi)\|r\|^2 \leq \\ & -(\min(\frac{1}{2}, \alpha) - \frac{1}{4k(1 - \xi)}\rho^2)\|z\|^2. \end{aligned} \quad (30)$$

若选取增益 k , 使其满足

$$k > \frac{1}{4(1 - \xi) \min(1/2, \alpha)} \rho^2 \|z\|, \quad (31)$$

则有下列不等式成立:

$$\dot{V} \leq -\lambda \|z\|^2, \quad (32)$$

这里 λ 为一个正常数. 根据式(27)(31)中 k 的充分条件可改写为

$$k > \frac{1}{4(1 - \xi) \min(1/2, \alpha)} \rho^2 (\sqrt{2V}). \quad (33)$$

从式(32)可以推出, 由于 $\dot{V}(t) \leq 0, \forall t \in [0, +\infty)$, 因此 $V(t)$ 为递减函数. 所以, 对于式(32)成立的一个充分条件为

$$k \geq \frac{1}{4(1 - \xi) \min(1/2, \alpha)} \rho^2 (\|z(0)\|). \quad (34)$$

5 实验验证(Experiment results)

5.1 实验平台介绍(Introduction of the testbed)

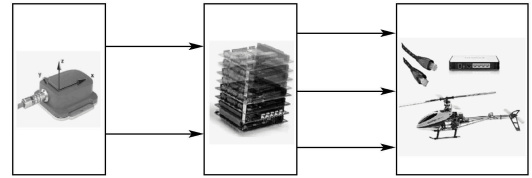
为了验证控制算法的实用性, 本研究组自主设计了相应的无人直升机姿态飞行实验平台, 如图4所示. 其中机身本体选用TREX-450小型电动航模直升机, 该小型航模直升机机身长为640 mm, 主桨长度为710 mm, 飞机总重约638 g, 有效负载约为500 g. 机载传感器选用Xsens公司生产的MTI姿态航向参考系统, 该传感器最高更新频率为120 Hz, 提供3轴角速度及3轴姿态角, 其中俯仰角和滚转角精度为 $\pm 0.5^\circ$, 偏航角精度为 $\pm 1^\circ$.



图4 实验平台

Fig. 4 Experiment testbed

该平台选用PC/104作为上位机主控制器, 用于复杂控制算法的计算. 其采样频率最高可达100 kHz, 足以保证控制系统的实时性. 主控制器PC/104主要分为3个模块: 数据采集模块, 该模块负责惯性导航单元的数据采集与处理; 飞行控制模块, 该模块负责控制器算法的运行; 数据通讯模块, 该模块负责主控制器与底层控制器之间的数据传输, 如控制量等. 其设计的控制框图如图5所示.



姿态数据采集模块 飞行控制器模块 信号输出与显示模块
实时仿真系统Simulink模型

图5 主控制器系统架构

Fig. 5 Configuration of the controller structure

此外, 在电动直升机上, 安装有本研究组自主开发了底层控制器, 该控制器利用TI TMS320F28335数字信号处理器(digital signal processor, DSP)作为微处理器, 主要完成直升机的舵机伺服控制、传感器数据采集、手控/自控切换等.

5.2 姿态控制飞行实验(Attitude control experiment)

在进行姿态控制飞行实验时, 选取神经网络层数为3, 神经网络中神经元的个数 p 为10, 激励函数为

$$\sigma(x) = \frac{1}{1 + \exp(x)}.$$

飞行实验控制器中的主要参数选取为

$$\begin{aligned} \alpha_\phi &= 100, \beta_\phi = 36.5, k_\phi = 7, \\ \alpha_\theta &= 150, \beta_\theta = 36.5, k_\theta = 4, \\ \alpha_\psi &= 12, \beta_\psi = 4, k_\psi = 5.5. \end{aligned}$$

通过编写的通讯模块下载到PC/104控制器中, 进行TREX-450型小型无人直升机实物飞行实验. 在实验中, 操控人员通过遥控器中的一路切换通道即可完成对手动飞行状态和自动飞行状态的转换. 在飞行中, 无人直升机仅受平台中球头的约束, 使其在俯仰和滚转角度最大达到 20° , 偏航方向为 360° , 垂直方向无运动. 飞行过程中, 在俯仰和滚转方向, 通过人为的切换完成对平衡状态的干扰, 其效果相当于大幅度阶跃信号, 偏航通道通过人为加入遥控器的控制量, 达到加入扰动的效果, 其飞行效果如图6-8所示.

从无人直升机姿态控制飞行实验可以看出: 在起飞20 s时, 操控人员通过切换手动/自动通道完成无人直升机悬停的状态转换. 随即俯仰、滚转和偏航方向均在1 s到2 s内达到平衡. 达到稳态后, 俯仰方向控制

精度保持在±1°以内,滚转方向控制精度保持在±1°以内,偏航方向控制精度保持在±1.5°以内.

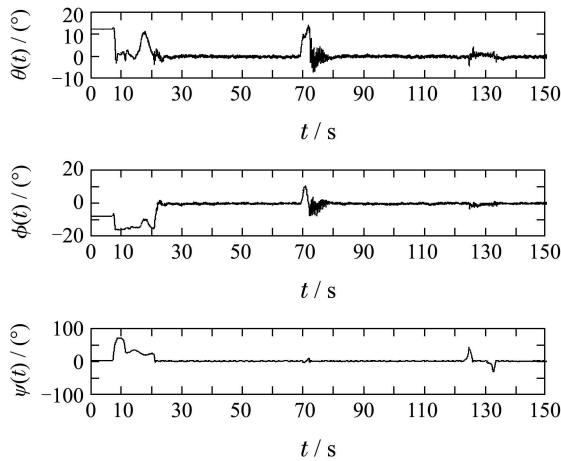


图6 姿态角实验结果

Fig. 6 Experiment results of attitude angles

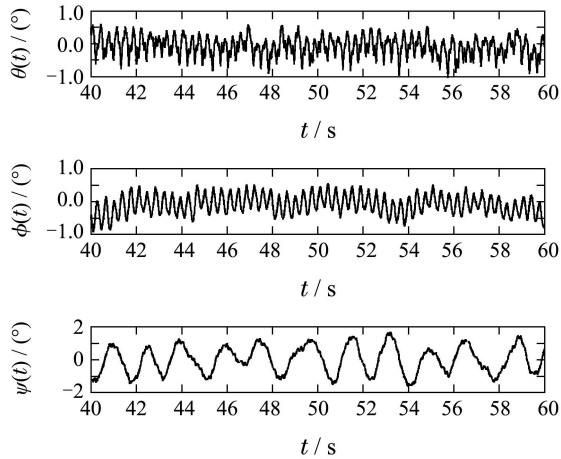


图7 姿态角的实验结果局部放大

Fig. 7 Part of the attitude angles

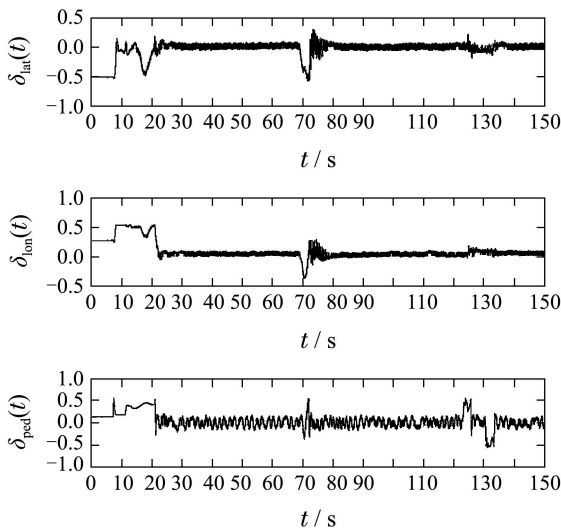


图8 控制输入量实验结果

Fig. 8 Experiment results of control inputs

图7显示的为其中40 s到60 s 3个通道姿态角的数据信息.而在70 s时,通过手/自动通道的切换,达到在3个方向上加入扰动的效果.如图8所示,无人直升机均可以快速的镇定到平衡状态,且姿态精度不变,控制输入量保证在有效的范围内.在125 s以及135 s左右,为操控人员通过遥控器人为改变偏航方向角后,无人直升机的姿态响应曲线.可以看到,大幅度改变尾舵方向后,无人直升机仍然能快速镇定到给定状态.

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

线性二次调节器(linear quadric regulator, LQR)是一种常见的线性控制设计方法.根据辨识得到的小型无人直升机动力学模型,利用文献[5,17]中提出的有关LQR控制器设计方法,设计相应的LQR姿态控制器.并且在有侧风的情况下,与本文中提出的基于神经网络前馈的滑模控制算法进行姿态飞行对比实验.实验中,首先完成在无风的情况下,两种控制器的镇定实验.然后加入侧面阵风,达到加入某一方向持续阵风的效果.其LQR控制器对应的飞行效果如图9-10所示;基于神经网络前馈的滑模控制器对应的飞行效果如图11-12所示.

从抗风对比实验中可以看出,在起初无风状态下,两种控制算法均可以使无人直升机达到镇定效果.其中LQR控制器的控制精度为±2°,明显低于基于神经网络前馈的滑模控制算法控制精度.在60 s左右,人为加入侧面阵风干扰,其风速大小为4~6.5 m/s.在此阵风的影响下,LQR与本文设计的控制器均可以使得无人直升机保持姿态的相对镇定.其中LQR仅仅达到滚转和俯仰角度±5°以内,偏航方向角度为±2°以内.而本文提出的基于神经网络前馈的滑模控制器可以达到滚转和俯仰角度±2°以内,偏航方向为±1°以内,其抗风控制效果远远好于LQR控制器.

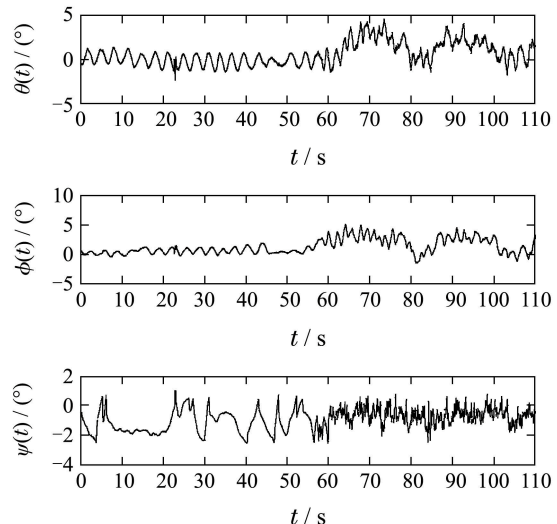


图9 基于LQR控制算法的姿态角

Fig. 9 Attitude angles of LQR control

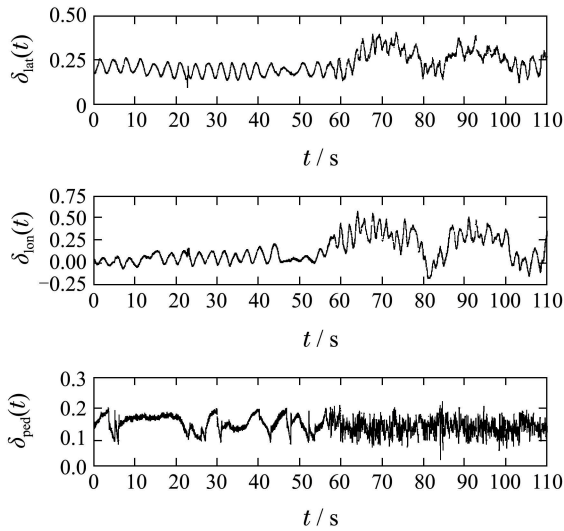


图 10 基于LQR控制算法的控制输入量
Fig. 10 Control inputs of LQR control

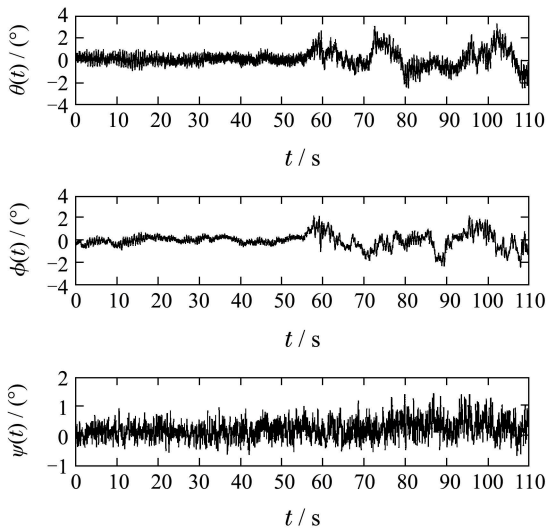


图 11 基于神经网络的前馈滑模控制算法的姿态角
Fig. 11 Attitude angles based on proposed control

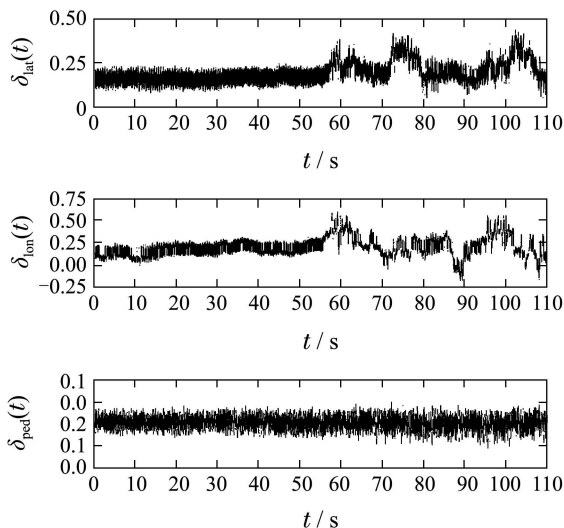


图 12 基于神经网络前馈的滑模控制算法的控制输入量
Fig. 12 Control inputs based on proposed control

实验结果表明: 小型单旋翼无人直升机较好地实现了姿态镇定效果, 搭建的软硬件平台结构较为合理, 控制算法达到了预期的控制效果。

6 结论(Conclusions)

本文针对小型无人直升机的姿态控制问题, 通过系统辨识的方法, 获取了直升机较为精确的姿态动力学模型. 在此基础上, 利用神经网络的学习功能和滑模控制方法, 设计了一种新型的姿态控制器, 并利用基于Lyapunov的稳定性分析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] 于明清, 徐锦法, 刘建业. 小型无人直升机控制律设计与仿真 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(6): 792 – 796.
(YU Mingqing, XU Jinfa, LIU Jianye. Control design and simulation for small unmanned helicopter [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(6): 792 – 796.)
- [2] 蒋沅, 曾令武, 代冀阳. 一类非线性直升机模型的滑模降阶控制器设计 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(3): 330 – 338.
(JIANG Yuan, ZENG Lingwu, DAI Jiyang. Sliding-mode reduced-order controller design for a class of nonlinear helicopter model [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(3): 330 – 338.)
- [3] LÉONARD 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.
- [4] RAPTIS I A, VALAVANIS K P, MORENO W A. A novel nonlinear backstepping controller design for helicopters using the rotation matrix [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, 19(2): 465 – 473.
- [5] CAI G, CAI A K, CHEN B M, et al. Construction, modeling and control of a mini autonomous UAV helicopter [C] // *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*. Qingdao, China: IEEE, 2008: 449 – 454.
- [6] 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.
- [7] CAI G, CHEN B M, PENG K, et al. Modeling and control of the yaw channel of a UAV helicopter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(9): 3426 – 3434.
- [8] METTLER B, TISCHLER M B, KANNADE T. System identification of small-size unmanned helicopter dynamics [C] // *Annual Forum Proceedings — American Helicopter Society*. Montreal, Quebec, Canada: AHS, 1999, 2: 1706 – 1717.
- [9] SONG D, QI J, DAI L, et al. Modelling a small-size unmanned helicopter using optimal estimation in the frequency domain [J]. *International Journal of Intelligent Systems Technologies and Applications*, 2010, 8(1): 70 – 85.
- [10] LJUNG L. Convergence analysis of parametric identification methods [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1978, 23(5): 770 – 783.
- [11] XIAN B, DAWSON D M, DE QUEIROZ M S, et al. A continuous asymptotic tracking control strategy for uncertain nonlinear sys-

- tems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2004, 49(7): 1206 – 1211.
- [12] CHENG L, HOU Z G, TAN M. Adaptive neural network tracking control for manipulators with uncertain kinematics, dynamics and actuator model [J]. *Automatica*, 2009, 45(10): 2312 – 2318.
- [13] LEWIS F L, CAMPOS J, SELMIC R. *Neuro-Fuzzy Control of Industrial Systems with Actuator Nonlinearities* [M]. Philadelphia: SIAM, 2002.
- [14] LEWIS F L. Nonlinear network structures for feedback control [J]. *Asian Journal of Control*, 1999, 1(4): 205 – 228.
- [15] XIAN B, CUI C J, HUANG M, et al. Neural network based control for a class of uncertain robot manipulator with external disturbance [C] // *Proceedings of the 17th International Federation of Automatic Control World Congress*. Seoul, Korea: IFAC, 2008: 12769 – 12775.
- [16] PATRE P M, MACKUNIS W, KAISER K, et al. Asymptotic tracking for uncertain dynamic systems via a multilayer neural network feed-forward and RISE feedback control structure [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(9): 2180 – 2185.
- [17] 王子才, 赵长安. 应用最优控制 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1989.

(WANG Zicai, ZHAO Changan. *Applied Optimal Control* [M]. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 1989)

作者简介:

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;

古 训 (1988–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为无人直升机实时控制系统研究, E-mail: guxun88@tju.edu.cn;

刘 祥 (1988–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为无人机的非线性控制研究, E-mail: liuxiang@tju.edu.cn;

王 福 (1987–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为无人直升机嵌入式飞行控制系统研究, E-mail: wangfu@tju.edu.cn;

刘世博 (1987–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为小型无人机的数据采集和处理与非线性控制设计, E-mail: liushibo2007@tju.edu.cn.