

引用格式:詹国兵.改进滑模控制器在无人直升机控制系统中的应用[J].电光与控制,2017,24(10):114-118. ZHAN G B. Application of improved sliding mode controller in unmanned helicopter control system[J]. Electronics Optics & Control, 2017, 24(10):114-118.

改进滑模控制器在无人直升机控制系统中的应用

詹国兵

(徐州工业职业技术学院机电工程学院,江苏 徐州 221140)

摘要:无人直升机作为一种特殊的无人飞行器,有着相当广阔的应用前景。由于无人直升机是一个多变量的非线性控制系统,并且存在诸多不确定性,也是目前研究的难点。在建立无人直升机数学控制模型的基础上,首先设计了一般滑模变结构控制器,并针对一般滑模控制器所产生的抖振现象,设计了基于趋近律的滑模控制器,最后进行了仿真对比实验。实验结果表明,该控制器在总距俯仰角控制方面较其他控制器有更好的跟踪效果,且很好地消除了抖振,从而确保了滑动模态的动态品质。

关键词:无人直升机;控制系统;滑模控制;趋近律

中图分类号: V249 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2017.10.023

Application of Improved Sliding Mode Controller in Unmanned Helicopter Control System

ZHAN Guo-bing

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Xuzhou College of Industrial and Technology, Xuzhou 221140, China)

Abstract: The unmanned helicopter is a special unmanned aircraft with a broad application prospect. However, the unmanned helicopter itself is a multivariable, nonlinear control system with strong coupling and many uncertainties. In this paper, the mathematical model of unmanned helicopter is presented, and a conventional sliding mode variable structure controller is designed at first. Then, a reaching law based sliding mode controller is designed to depress the chattering of the conventional sliding mode controller. Simulation experiment is carried out finally. The experimental results indicate that the reaching law based sliding mode controller has a better tracking effect than the other controllers on collective pitch angle control, and is effective for chattering attenuation, which can ensure the sliding mode dynamic quality.

Key words: unmanned helicopter; control system; sliding mode control; reaching law

0 引言

无人直升机作为一种特殊的无人飞行器,有着其他飞行器不可比拟的优越性,得到了广泛的应用^[1]。无人直升机的控制系统是其最关键的部分,决定了是否能够安全和稳定地飞行。目前最常见的控制算法PID算法自从提出来以后,因其结构简单、鲁棒性强、易于实现等诸多优点,被广泛应用于控制系统^[2]。

但是,无人直升机的控制本身就是一个外界环境比较复杂、抗干扰能力较弱的控制对象,且由于没有人人为的控制,所以在其自主飞行或者在其悬停的过程中需要很强的鲁棒性,保证其控制效果。在这方面PID算法

对于无人直升机的控制效果不是特别理想。而滑模控制因其所具有的对外界扰动及参数变化的强“免疫性”,非常适合于具有大干扰和多变量的非线性系统的控制^[3]。针对普通滑模控制过程中所产生的抖振现象,本文采用了基于趋近律的滑模变结构控制方法,该控制器很好地消除了抖振现象,确保滑动模态的动态品质。

1 无人直升机数学控制模型

一般来说,无人直升机可以用状态空间方程表示^[4]为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2 + \Delta \\ y = Cx = [y_1, y_2]^T = [x_1, x_4]^T \end{cases} \quad (1)$$

式中: A 为系统矩阵,包含无人直升机的气动导数; B 为控制矩阵,包含无人直升机的操纵导数; C 为输出状

收稿日期:2017-02-20

修回日期:2017-08-23

作者简介:詹国兵(1983—),男,浙江常山人,硕士,讲师,研究方向为电气控制、工业机器人等。

态系数矩阵; $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T = [h, \dot{h}, \omega, \theta, \dot{\theta}]^T$, 其中, h 为高度, ω 为旋翼桨叶转速, θ 为旋翼桨叶总距俯仰角; u_1 为油门控制输入; u_2 为总距俯仰角控制输入; $\mathbf{g}_1 = [0, 0, 1, 0, 0]^T$; $\mathbf{g}_2 = [0, 0, 0, 0, 1]^T$; Δ 主要包括飞机飞行过程中的阵风干扰以及模型处理过程中的余项等不确定因素。

为了能够将问题简化, 可以对式(1)中的 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 在悬停点附近按照泰勒级数形式展开, 忽略其高阶无穷小项, 取其线性部分^[5]。因此

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = [f_1, f_2, f_3, f_4, f_5]^T = \begin{bmatrix} x_2 \\ a_0 + a_1 x_2 + a_2 x_2^2 + (a_3 + a_4 x_4 - \sqrt{a_5 + a_6 x_4}) x_3^2 \\ a_7 + a_8 x_3 + (a_9 \sin x_4 + a_{10}) x_3^2 \\ x_5 \\ a_{11} + a_{12} x_4 + a_{13} x_3^2 \sin x_4 + a_{14} x_5 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, a_0, a_1, \dots, a_{14} 为各个泰勒级数展开式的低阶系数。

将式(2)代入式(1)可以得到

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2 = a_0 + a_1 x_2 + a_2 x_2^2 + (a_3 + a_4 x_4 - \sqrt{a_5 + a_6 x_4}) x_3^2 \\ \dot{x}_3 = f_3 + u_1 = a_7 + a_8 x_3 + (a_9 \sin x_4 + a_{10}) x_3^2 + u_1 \\ \dot{x}_4 = f_4 = x_5 \\ \dot{x}_5 = f_5 + u_2 = a_{11} + a_{12} x_4 + a_{13} x_3^2 \sin x_4 + a_{14} x_5 + u_2 \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 油门控制 u_1 直接作用于 $\dot{\omega}$, 总距控制 u_2 直接作用于 $\dot{\theta}$, 直升机被控对象的输出为高度 h 和总距俯仰角 θ 。 u_1 对桨叶的旋转和总距俯仰角都有控制关系, u_2 对总距俯仰角和桨叶转速也有控制关系, 高度 h 又与桨叶旋转和总距俯仰角有关系。这说明无人直升机各个输入之间存在着很强的耦合性, 因此对模型进行解耦是建模和飞行控制中一个非常重要的问题^[6]。

对式(3)进行动态逆解耦线性化可以得到

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \ddot{x}_1 = \dot{x}_2 = f_2 = a_0 + a_1 x_2 + a_2 x_2^2 + (a_3 + a_4 x_4 - \sqrt{a_5 + a_6 x_4}) x_3^2 \\ \ddot{x}_1 = \dot{f}_2 = (a_1 + 2a_2 x_2) \dot{x}_2 + 2a_3 \dot{x}_3 (a_3 + a_4 x_4 - \sqrt{a_5 + a_6 x_4}) + (a_4 \dot{x}_4 - \frac{a_6 \dot{x}_4}{2\sqrt{a_5 + a_6 x_4}}) x_3^2 \\ \dot{x}_4 = f_4 = x_5 \\ \ddot{x}_4 = f_5 + u_2 = a_{11} + a_{12} x_4 + a_{13} x_3^2 \sin x_4 + a_{14} x_5 + u_2 \end{cases} \quad (4)$$

可见式(4)模型相对阶为 $[3, 2]$ 。根据反馈线性化理论进行状态变化可得^[7-8]

$$(\varepsilon_{11}, \varepsilon_{12}, \varepsilon_{13}, \varepsilon_{21}, \varepsilon_{22}) = (y_1, \dot{y}_1, \ddot{y}_1, y_2, \dot{y}_2) =$$

$$(x_1, \dot{x}_1, \ddot{x}_1, x_4, \dot{x}_4) = (h, \dot{h}, \ddot{h}, \theta, \dot{\theta}) \quad (5)$$

假设高度和总距俯仰角的外加干扰分别为 d_1 和 d_2 , 控制边界分别为 D_1 和 D_2 , 则直升机的模型线性化为

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_{11} = \varepsilon_{12} \\ \dot{\varepsilon}_{12} = \varepsilon_{13} \\ \dot{\varepsilon}_{13} = F + v_1 + d_1 \\ \dot{\varepsilon}_{21} = \varepsilon_{22} \\ \dot{\varepsilon}_{22} = f_5 + v_2 + d_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中: $F = (a_1 + 2a_2 x_2) f_2 + 2x_3 f_3 r + k$, $r = a_3 + a_4 x_4 - \sqrt{a_5 + a_6 x_4}$, $k = (a_4 \dot{x}_4 - \frac{a_6 \dot{x}_4}{2\sqrt{a_5 + a_6 x_4}}) x_3^2$; $v_1 = 2x_3 r u_1$; $v_2 = u_2$; $|d_1| \leq D_1$; $|d_2| \leq D_2$ 。

2 滑模控制器的设计

2.1 高度控制

针对无人机的高度控制, 其设定值为 r_1 , 则误差为 $e_1 = r_1 - \varepsilon_1$, 设计滑模函数为

$$s_1 = c_{11} e_1 + c_{12} \dot{e}_1 + \ddot{e}_1 \quad (7)$$

式中: $c_{11} > 0$; $c_{12} > 0$ 。则

$$s_1 = c_{11} (r_1 - \varepsilon_{11}) - c_{12} \dot{\varepsilon}_{11} - \ddot{\varepsilon}_{11} = c_{11} (r_1 - \varepsilon_{11}) - c_{12} \dot{\varepsilon}_{12} - \varepsilon_{13} \quad (8)$$

$$\dot{s}_1 = -c_{11} \dot{\varepsilon}_{11} - c_{12} \dot{\varepsilon}_{12} - \dot{\varepsilon}_{13} = -c_{11} \dot{\varepsilon}_{12} - c_{12} \varepsilon_{13} - (F + v_1 + d_1) \quad (9)$$

设计控制律为

$$v_1 = -F - c_{11} \dot{\varepsilon}_{12} - c_{12} \varepsilon_{13} + D_1 \operatorname{sgn} s_1 \quad (10)$$

式中: $c_{11} = 120$; $c_{12} = 20$; $D_1 = 5.0$ 。

将式(10)控制律代入式(9), 得到

$$\dot{s}_1 = -D_1 \operatorname{sgn} s_1 - d_1 \quad (11)$$

则 $s_1 \dot{s}_1 = -|s_1| D_1 - s_1 d_1 \leq 0$ 。

满足滑模控制的可达性条件。

2.2 总距俯仰角控制

针对直升机的总距俯仰角控制, 其设定值为 r_2 , 则误差为 $e_2 = r_2 - \varepsilon_{21}$ 。设计滑模控制函数为

$$s_2 = c_{21} e_2 + \dot{e}_2 \quad (12)$$

式中, $c_{21} > 0$ 。则

$$s_2 = c_{21} (r_2 - \varepsilon_{21}) - \dot{\varepsilon}_{21} \quad (13)$$

$$\dot{s}_2 = -c_{21} \dot{\varepsilon}_{21} - \ddot{\varepsilon}_{21} = -c_{21} \dot{\varepsilon}_{22} - \dot{\varepsilon}_{22} = -c_{21} \dot{\varepsilon}_{22} - (f_5 + v_2 + d_2) \quad (14)$$

设计控制律为

$$v_2 = -f_5 + D_2 \operatorname{sgn} s_2 - c_{21} \dot{\varepsilon}_{22} \quad (15)$$

式中: $c_{21} = 25$; $D_2 = 1.0$ 。将控制律式(15)代入式(14), 得到

$$\dot{s}_2 = -D_2 \operatorname{sgn} s_2 - d_2 \quad (16)$$

则 $s_2 \dot{s}_2 = -|s_2| D_2 - s_2 d_2 \leq 0$ 。

同样满足滑模控制的可达性条件。

3 基于趋近律的滑模控制器的设计

对于一个滑模变结构控制器,其“理想滑动模式”应为光滑的并渐进趋近于原点的运动^[9]。但是在实际控制中,由于惯性和滞后的原因,滑模控制器在切换过程中的实际运动轨迹并不是沿着“理想滑动模式”规定的滑模面趋近于原点,而是在切换面附近以抖动的形式趋近于原点,称之为抖振现象^[10]。抖振现象是在滑模控制过程中非常不希望产生的一种结果,因为这种振动会降低系统控制的精确性,增加系统的能量消耗,甚至会激发系统未建模部分的强烈振动,成为振源从而对系统造成损害^[11]。

如何有效消除或是削弱抖振现象,成为滑模变结构控制研究中的一个重要问题。削弱抖振现象的方法主要有边界层法、单位矢量连续化法、趋近律法、频域近似法、积分滑模滑面法、智能控制法等^[12]。相对于其他方法,趋近律法只需要通过调整趋近律的参数 ε 达到削弱抖振的目的。它不仅削弱系统的高频抖动,而且可以保证滑动模式的动态品质,非常适用于复杂的非线性系统。因此,本文采用基于趋近律的滑模变结构控制方法来消除抖振现象,其函数为

$$\dot{\sigma} = -\varepsilon \operatorname{sgn} \sigma \quad (17)$$

其中,参数 ε 表示系统趋近切换面 $s=0$ 的趋近速率。

这种方法是通过对控制状态变量趋近滑动面的速度来达到削弱抖振的目的,也就是说,当 ε 足够小,系统趋近切换面的趋近速度就会足够小,穿过切换面后,其超调位移也就会足够小,其空间滞后也会足够小,从而保证系统具有良好的抗抖振性能。反之,则会导致系统强烈抖振^[13]。

当 s 很小时,即系统的轨迹线接近切换面时有

$$\dot{s} = \begin{cases} -\varepsilon & s > 0 \\ +\varepsilon & s < 0 \end{cases} \quad (18)$$

满足 $\sigma \dot{\sigma} < 0$ 这个条件,从而保证正常运动段的某种品质。

对于下面的不确定性非线性系统

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{b}(\mathbf{x}, t)u(t) + \mathbf{d}(\mathbf{x}, t) \quad (19)$$

式中: $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T = [\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \dots, \mathbf{x}^{n-1}]^T$ 为状态向量; $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ 为未知有界连续函数, $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) = \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t) + \Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$, 其中, $\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t)$ 是 $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ 的估计值部分, $\Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ 是 $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ 的不确定部分; $\mathbf{b}(\mathbf{x}, t)$ 为控制函数; $u(t)$ 为控制量; $\mathbf{d}(\mathbf{x}, t)$ 为扰动函数。

假设 $\Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) \leq F, \mathbf{d}(\mathbf{x}, t) \leq D, F$ 是 $\Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}, t)$ 的上

界函数, D 是 $\mathbf{d}(\mathbf{x}, t)$ 的上界函数。最终目的是设计合理的控制律 $u(t)$, 使系统状态跟踪给定状态向量 \mathbf{X}_d 。

跟踪误差定义为

$$\mathbf{E} = \mathbf{X}_d - \mathbf{X} = [e, \dot{e}, \dots, e^{n-1}]^T \quad (20)$$

选取线性滑模面为

$$\sigma(\mathbf{x}, t) = \sum_{i=1}^n c_i e^{i-1} = 0 \quad (21)$$

式中, $c_n = 1, c_i$ 的选取值应该使得 $h(s) = s_{n-1} + \dots + c_i s^{n-1} + \dots + c_2 s + c_1$ 的所有根都位于 s 平面的左半平面,也就是要满足劳斯稳定性判据^[14]。

由 $\sigma(\mathbf{x}, t) = \sum_{i=1}^n c_i e^{i-1} = 0$ 可知

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}, t) = c_n e^{n-1} + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i = e^n + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i \quad (22)$$

由趋近律的方法可知,系统若要趋近滑动面并能在滑动面上形成滑动模式,需要^[15]

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}, t) = e^n + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i = -\varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) \Rightarrow$$

$$(\mathbf{x}_d^n - \mathbf{x}^n) + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i = -\varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) \Rightarrow$$

$$\mathbf{x}^n = \varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i + \mathbf{x}_d^n \Rightarrow$$

$$\dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{b}(\mathbf{x}, t)u(t) = \varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i + \mathbf{x}_d^n$$

可以得到控制律为

$$u(t) = \mathbf{b}^{-1}(\mathbf{x}, t) (\varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t))) + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i + \mathbf{x}_d^n - \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t) \quad (23)$$

对于系统 $\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{b}(\mathbf{x}, t)u(t) + \mathbf{d}(\mathbf{x}, t)$ 来说,如果采用式(23)的控制律,则可以得到

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{b}(\mathbf{x}, t)u(t) + \mathbf{d}(\mathbf{x}, t) =$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) +$$

$$\left(\sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i + \mathbf{x}_d^n - \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t) \right) + \mathbf{d}(\mathbf{x}, t) =$$

$$\left(\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) - \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t) \right) + \left(\sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i + \mathbf{x}_d^n + \right.$$

$$\left. \mathbf{d}(\mathbf{x}, t) \right) + \varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) \quad (24)$$

选取滑模面函数和控制律为

$$\begin{cases} \sigma = 5e + \dot{e} \\ \dot{\mathbf{X}}(t) = (\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) - \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}, t)) + \left(\sum_{i=1}^{n-1} c_i e^i + \mathbf{x}_d^n + \right. \\ \left. \mathbf{d}(\mathbf{x}, t) \right) + \varepsilon \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}, t)) \end{cases} \quad (25)$$

4 仿真实验

为了验证所提算法的有效性,本文选取了 PID 控制器、常规滑模控制器和基于趋近率的滑模控制器分别对无人直升机进行控制。无人直升机模型的初始状

态为： $h = 1.5 \text{ m}$, $\theta = 0.15 \text{ rad}$, $\omega = 200 \text{ rad/s}$, $\dot{h} = \dot{\theta} = 0$ 。将模型进行线性化处理,对式(1)按照泰勒级数展开,其各阶系数选取如下： $a_0 = -17.67$, $a_1 = a_2 = -0.1$, $a_3 = 5.31 \times 10^{-4}$, $a_4 = 1.536 \times 10^{-2}$, $a_5 = 2.82 \times 10^{-7}$, $a_6 = 1.632 \times 10^{-5}$, $a_7 = -13.92$, $a_8 = -0.7$, $a_9 = a_{10} = -0.0028$, $a_{11} = 434.88$, $a_{12} = -800$, $a_{13} = -0.1$, $a_{14} = -65$ 。控制直升机从初始状态过渡到悬停平衡状态： $h = 2 \text{ m}$, $\theta = 0.2 \text{ rad}$ 。本文选取无人直升机的总距俯仰角控制作为比较对象,在不同控制方法下其总距俯仰角的角度跟踪和控制输入如图 1 ~ 图 3 所示。3 种设计的控制器的比较如表 1 所示。

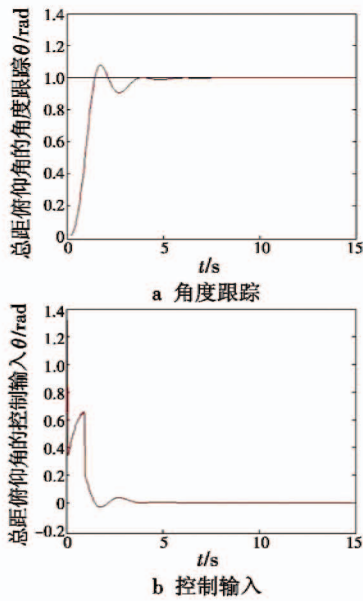


图 1 PID 控制仿真结果

Fig. 1 Simulation result of PID

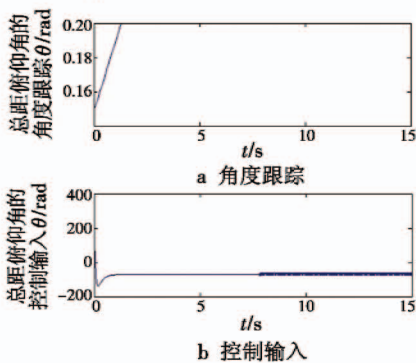


图 2 常规滑模控制仿真结果

Fig. 2 Simulation result of conventional sliding mode control

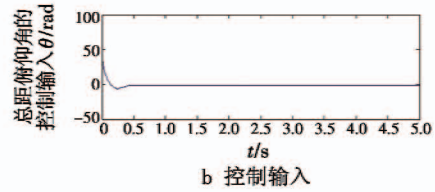
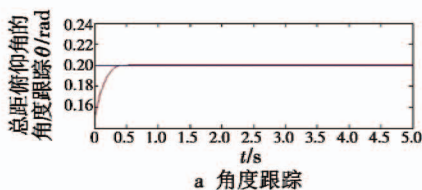


图 3 基于趋近律的滑模控制的仿真结果

Fig. 3 Simulation result of reaching law sliding mode control

表 1 3 种设计控制器的仿真结果比较

Table 1 Simulation results of three kinds of controllers

	PID 控制器	常规滑模控制器	基于趋近率的滑模控制器
上升时间/s	1	1	0.2
调节时间/s	4	1.6	0.3
超调量/%	10	0	0
有无抖振	无	有	无

从图 1 可以看出, PID 控制器对总距俯仰角的角度跟踪效果较好, 稳态时间也较小, 但是系统的超调量较大, 这对于在悬停状态的无人直升机来说是不可取的, 无人直升机需要在进入悬停点时无超调或者超调量比较小, 才能保证其进入稳态环境的可行性。从图 2 可以看出, 采用常规滑模控制器后, 无人直升机的总距俯仰角可以在 5 ~ 10 s 达到稳态, 但是控制输入信号在稳定后的一段时间内在跟踪的过程中产生了抖振, 这是由于在滑模控制中采用了切换函数。这种振动会影响系统控制的精确性, 增加系统的能量消耗, 还可能激发系统未建模部分的强烈振动, 对无人直升机系统造成一定的损害。

从图 3 和表 1 可以看出, 针对无人直升机控制系统所采取的基于趋近律的滑模控制器设计, 无论在调节时间还是上升时间上都较其他控制器有更好的跟踪效果, 在快速性上都提高不少。最重要的是, 对于常规滑模控制器所产生的抖振, 经过调整趋近律的参数, 得到了明显的改善, 说明该方法对外界干扰和内部扰动具有很强的抗干扰能力, 从而保证了滑动模式的动态品质。

5 结论

无人直升机因其优越的性能得到广泛应用, 其控制的好坏直接影响无人直升机安全和稳定飞行。但由于无人直升机的控制模型复杂, 且具有较强的不确定性, 环境条件复杂, 是目前研究的难点。本文在建立无人直升机数学模型的基础上, 着重应用了滑模控制方法对其进行控制。针对常规滑模控制器所产生的抖振现象, 设计了基于趋近律的滑模控制器。通过仿真结果可以看出, 本文所设计的滑模控制器在无人直升机控制方面可以达到很好的控制效果, 很好地消除了抖振,

确保滑动模态的动态品质。

参 考 文 献

- [1] 贺天鹏,曾洪江. 无人直升机研制新进展[J]. 飞航导弹,2009(11):42-45.
- [2] 白国振,荆鹏翔,骆艳洁. 基于改进 Solis&Wets 算法的 PID 参数自整定[J]. 计算机应用研究,2015,32(11):3349-3351.
- [3] 王璆琿,张强,王东云,等. 基于滑模变结构的 IPMC 跟踪控制系统设计[J]. 郑州大学学报:工学版,2014,35(6):104-107.
- [4] 孙文达. 小型无人直升机非线性建模与控制研究[D]. 杭州:浙江大学,2014.
- [5] 任斌,徐会彬. 基于总体最小二乘的泰勒级数展开的 TOA 的 UWB 定位方法[J]. 科学技术与工程,2013,13(21):6129-6133.
- [6] 张乐吴,金男,毕少杰. 基于模糊 PID 的直升机模型飞行姿态控制[J]. 控制工程,2014,21(3):387-390.
- [7] 夏慧,陈庆伟,王冠林,等. 小型无人直升机纵横角动态耦合辨识建模[J]. 信息与控制,2012,41(1):102-

109.

- [8] 蒋回蓉,邓志诚,祝明,等. 变桨距四旋翼飞行器的建模与控制研究[J]. 电光与控制,2015,22(10):48-51.
- [9] 苗敬利,余香. 改进的等效滑模控制器在异步电动机矢量控制系统中的应用[J]. 工矿自动化,2014,40(1):72-74.
- [10] 徐萍,郑艳. 汽车防抱死制动系统滑模变结构控制器设计[J]. 控制工程,2016,23(5):711-714.
- [11] 刘金琨,孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用,2007,24(3):407-418.
- [12] 周涛. 基于一种新型趋近律的自适应滑模控制[J]. 控制与决策,2016,31(7):1335-1338.
- [13] 李若兰,甄子洋,龚华军. 基于趋近律滑模最优控制的无人机撞网回收轨迹控制[J]. 电光与控制,2014,21(9):58-60.
- [14] 李锦,张锐. 高速自旋导弹直接力控制稳定性研究[J]. 现代防御技术,2014,42(5):70-74.
- [15] 李南海,何裔. 基于指数趋近律的无刷直流电机滑模控制研究[J]. 微电机,2013,46(3):72-76.

(上接第 105 页)

噪声、量测噪声时存在的缺陷,以此为基础,提出了改进的自适应 Kalman 滤波算法,设计了紧组合系统的半实物仿真实验,结果表明改进的自适应 Kalman 滤波在量测噪声和系统噪声未知的情况下保持了较高的滤波精度。

参 考 文 献

- [1] 董健康,安东. 自适应卡尔曼滤波在组合导航中的应用研究[J]. 计算机技术与发展,2011,21(10):183-185.
- [2] 李明锁,井亮,邹杰,等. 结合扩展卡尔曼滤波的 Cam-Shift 移动目标跟踪算法[J]. 电光与控制,2011,18(4):1-5.
- [3] 朱岩,付巍. 基于无迹卡尔曼滤波的四旋翼无人飞行器姿态估计算法[J]. 测试技术学报,2014(3):194-198.
- [4] GROVES P D. Principles of GNSS, inertial, and multisen-

sor integrated navigation system[M]. Norwood, MA: Artech House, 2008.

- [5] HONG S, CHUN H H, KWON S H, et al. Observability measures and their application to GPS/INS[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2008, 57(1):97-106.
- [6] 薛文婷,张波,李署坚. 组合导航中一种新息自适应卡尔曼滤波算法[J]. 全球定位系统,2014,39(4):8-11.
- [7] 王秋平,左玲,康顺. 光电跟踪系统非线性新息自适应卡尔曼滤波算法[J]. 光电工程,2011,38(2):9-13.
- [8] 霍国平. GPS 定位定向中的若干问题研究[D]. 北京:北京理工大学,2013.
- [9] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社,2009.
- [10] YANG Y, ZHANG S. Adaptive fitting of systematic errors in navigation[J]. Journal of Geodesy, 2005, 79(1/2/3):43-49.