

四旋翼姿态的反步滑模自抗扰控制及稳定性

窦景欣,孔祥希,闻邦椿

(东北大学 机械工程与自动化学院,辽宁 沈阳 110819)

摘 要: 为了解决四旋翼无人机姿态控制中存在的问题,设计了一种基于反步滑模自抗扰姿态控制器。首先,介绍了四旋翼无人机的动力学模型,建立了基于反步滑模自抗扰控制算法的姿态控制方案。控制方案构成主要包括扩张状态观测器及基于 Lyapunov 稳定性分析的反步滑模控制器。稳定性分析表明,通过合理调整参数可以保证控制系统是渐近稳定的。仿真结果表明,所设计的控制器同经典自抗扰控制器相比,对扰动有较强的抑制能力,提高了自适应性和鲁棒性,表明该控制系统具有更好的稳定性和动态性能,对四旋翼姿态控制更加有效。

关 键 词: 四旋翼无人机;姿态控制;自抗扰控制;扩张状态观测器;反步滑模控制

中图分类号: TP 301.6 文献标志码: A 文章编号: 1005-3026(2016)10-1415-06

Backstepping Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control of Quadrotor Attitude and Its Stability

DOU Jing-xin, KONG Xiang-xi, WEN Bang-chun

(School of Mechanical Engineering & Automation, Northeastern University, Shenyang 110819, China.
Corresponding author: DOU Jing-xin, E-mail: doujingxin@163.com)

Abstract: In order to solve the problem of attitude control in quadrotor unmanned aerial vehicle (UAV), an attitude controller based on backstepping sliding mode active disturbance rejection control (ADRC) was developed. The dynamic model of quadrotor UAV was introduced, and an attitude control scheme based on backstepping sliding mode ADRC algorithm was established. The proposed control scheme mainly includes extended state observer (ESO) and backstepping sliding mode controller based on the Lyapunov stability criterion. The stability analysis showed that the control system is asymptotically stable by appropriately adjusting control parameters. The simulation results indicated that the proposed control scheme has better anti-disturbance performance, adaptivity and robustness than the traditional ADRC. The system has good dynamic performance, steady state performance, and is more effective for attitude control of quadrotor.

Key words: quadrotor UAV; attitude control; active disturbance rejection control; extended state observer; backstepping sliding mode control

四旋翼无人机具有在局限的环境中完成悬停、垂直起降和高机动性飞行等优异性能,以使其广泛应用到军事和民用领域,同时近些年来对其研究工作已成为国际热点。但是四旋翼无人机是典型的欠驱动系统,具有非线性、强耦合、对干扰敏感等特性,这些都增加了飞控系统设计的难度。虽然基本飞行性能已经实现,但是一些高难度应用需要娴熟和高超的飞行操作技能来完成。尤其

是在考虑到模型不确定性和干扰情况下保证系统的鲁棒性,仍是一项富有挑战性的研究工作。

在简化四旋翼无人机系统模型及不偏离平衡点条件下, $PID^{[1]}$ 、 $H_{\infty}^{[2]}$ 等线性控制方法可满足四旋翼无人机的基本飞行操作控制。但是在偏离平衡点或存在扰动时,控制性能将无法得到保障。

针对上述情况,滑模控制^[3]、反步控制^[4]、神经网络控制^[5]、输出反馈^[6]、自适应控制^[7]等非

线性方法已被应用来解决控制问题. 在应用这些非线性方法时,四旋翼无人机的模型不确定性和干扰对飞行器的影响也被关注和研究,例如文献[8]设计了基于神经网络的两种观测器,其中一个用来观察系统的状态,另一个用来估计干扰量. Kostas 等^[9]设计了转换模型预测姿态控制器,并验证了在强风扰动情况下控制器的性能.

上述文献提及的控制方法,虽然提高了四旋翼无人机系统的鲁棒性和飞行性能,但是这些方法对系统模型精度要求很高,或者要求系统的状态量能够全反馈,这使得在实际应用中受到限制.

自抗扰控制算法(ADRC)是韩京清教授提出的一种控制方案^[10]. 该方案具有不依赖系统模型、对干扰实时补偿、控制精度高等特点,并已在不同领域得到应用^[11-12]. 由于 ADRC 的控制算法部分类似于 PD 控制结构,影响了整个方案的可控性和鲁棒性. 为此,本文提出了基于反步滑模自抗扰控制器的四旋翼无人机姿态控制系统. 将反步控制和滑模控制技术引入自抗扰控制器中,提高了系统的可控性和鲁棒性;对系统的稳定性分析知,通过合理调整控制参数可使闭环系统渐近稳定. 仿真分析结果表明,同经典自抗扰控制器相比,本文提出的控制器具有超调量小、稳定精度高、抗扰能力强及稳定性好等特点.

1 动力学模型设计

四旋翼无人机是一个四输入六输出的典型欠驱动模型. 采用牛顿-欧拉法对四旋翼无人机进行建模. 四旋翼无人机坐标系如图 1 所示. 设机体坐标系为 $B(oxyz)$,惯性坐标系为 $E(OXYZ)$.

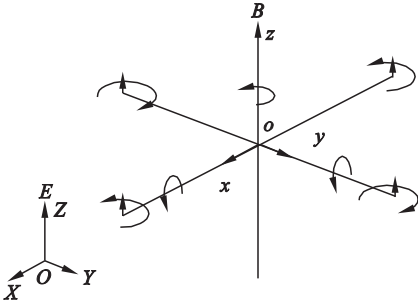


图 1 四旋翼无人机坐标系

Fig. 1 Coordinate systems of quadrotor UAV

视四旋翼无人机为刚体运动,且飞行器的重心位于机体坐标原点,为避免欧拉角表示姿态时出现奇异点,限定姿态角变化范围为 $(-\pi/2, \pi/2)$,四旋翼无人机动力学模型为^[4]

$$\left. \begin{aligned} \ddot{x} &= (\cos\varphi \sin\theta \cos\psi + \sin\varphi \sin\psi) \frac{U_1}{M}, \\ \ddot{y} &= (\cos\varphi \sin\theta \sin\psi - \sin\varphi \cos\psi) \frac{U_1}{M}, \\ \ddot{z} &= \cos\varphi \cos\theta \frac{U_1}{M} - g, \\ \ddot{\varphi} &= \dot{\theta} \dot{\psi} \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right) + \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega + \frac{L}{I_x} U_2, \\ \ddot{\theta} &= \dot{\varphi} \dot{\psi} \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right) - \frac{J_r}{I_y} \dot{\varphi} \Omega + \frac{L}{I_y} U_3, \\ \ddot{\psi} &= \dot{\theta} \dot{\varphi} \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right) + \frac{U_4}{I_z}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: M 为四旋翼无人机质量; x, y, z 为惯性坐标系下的位置; φ, θ, ψ 为惯性坐标下滚转角、俯仰角、偏航角; L 为旋翼中心到机体坐标原点的距离; J_r 为转动惯量; $\dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}$ 为角速度; $U_1 \sim U_4$ 为控制输入:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= k_1 (\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2), \\ U_2 &= k_1 (-\Omega_2^2 + \Omega_4^2), \\ U_3 &= k_1 (-\Omega_1^2 + \Omega_3^2), \\ U_4 &= k_2 (\Omega_1^2 - \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2), \\ \Omega &= \Omega_1 - \Omega_2 + \Omega_3 - \Omega_4. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中: $\Omega_i (i=1, 2, 3, 4)$ 分别为四个电机转速; k_1, k_2 分别为旋翼的升力和阻力系数.

2 控制器设计

四旋翼无人机的姿态控制是整个飞行控制的核心部分,其控制效果直接影响飞行质量. 考虑带有扰动的四旋翼姿态系统方程形式如下:

$$\left. \begin{aligned} \ddot{\varphi} &= \dot{\theta} \dot{\psi} \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right) + \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega + \frac{L}{I_x} U_2 + \Delta_\varphi, \\ \ddot{\theta} &= \dot{\varphi} \dot{\psi} \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right) - \frac{J_r}{I_y} \dot{\varphi} \Omega + \frac{L}{I_y} U_3 + \Delta_\theta, \\ \ddot{\psi} &= \dot{\theta} \dot{\varphi} \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right) + \frac{U_4}{I_z} + \Delta_\psi. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 $\Delta_i (i=\varphi, \theta, \psi)$ 表示未建模部分和外部扰动.

2.1 扩张状态观测器设计

扩张状态观测器不仅能够估计系统的状态量,还可对系统内部和外部干扰部分进行实时估计^[10].

为了方便观察器设计,将式(3)改写为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= \xi_2, \\ \dot{\xi}_2 &= f(t) + BU. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 $\xi_1 = [\varphi, \theta, \psi]^T, \xi_2 = [\dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T$;

$$B = \begin{bmatrix} \frac{L}{I_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L}{I_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{I_z} \end{bmatrix};$$

$$f(t) = \begin{bmatrix} \dot{\theta} \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right) + \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega + \Delta_\varphi \\ \dot{\phi} \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right) - \frac{J_r}{I_y} \dot{\phi} \Omega + \Delta_\theta \\ \dot{\psi} \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right) + \Delta_\psi \end{bmatrix},$$

$f(t)$ 为各种扰动总和 (包含未建模、建模动态和外扰) $f(t)$ 的导数存在且有界, 并设定 $|\dot{f}(t)| \leq l$, 其中 $l > 0$; $U = [U_2 \ U_3 \ U_4]^T$.

对式 (4) 建立扩张状态观测器:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{\xi}}_1 &= \hat{\xi}_2 + \frac{D_1}{\omega_0} (\xi_1 - \hat{\xi}_1), \\ \dot{\hat{\xi}}_2 &= \hat{\xi}_3 + BU + \frac{D_2}{\omega_0} (\xi_1 - \hat{\xi}_1), \\ \dot{\hat{\xi}}_3 &= \frac{D_3}{\omega_0} (\xi_1 - \hat{\xi}_1). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中 $\hat{\xi} = [\hat{\xi}_1 \ \hat{\xi}_2 \ \hat{\xi}_3]^T$ 是扩张观测器的观测状态向量 D_1 D_2 和 D_3 是扩张观测器的增益, 且为正实数对角矩阵 $\omega_0 > 0$.

通过适当选择增益 D_i , 使多项式 $s^3 + D_1 s^2 + D_2 s + D_3$ 满足 Hurwitz 条件. 采用扩张观测器, 当 $t \rightarrow \infty$ 时 $\hat{\xi}_1 \rightarrow \xi_1$ $\hat{\xi}_2 \rightarrow \xi_2$ $\hat{\xi}_3 \rightarrow f(t)$.

2.2 反步滑模控制器设计

设定姿态追踪期望值 ξ_d , 且一阶导数和二阶导数存在. 结合扩张状态观测器, 控制器设计步骤如下.

步骤 1 设定跟踪误差为

$$z_1 = \hat{\xi}_1 - \xi_d, \quad (6)$$

则式 (6) 的导数为

$$\dot{z}_1 = \dot{\hat{\xi}}_1 - \dot{\xi}_d = \hat{\xi}_2 + D_1 (\xi_1 - \hat{\xi}_1) - \dot{\xi}_d. \quad (7)$$

定义跟踪误差 z_1 的 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1. \quad (8)$$

定义 $\hat{\xi}_2 = z_2 - D_1 (\xi_1 - \hat{\xi}_1) + \dot{\xi}_d - C_1 z_1$, 其中 C_1 为正常数矩阵 $z_2 = \hat{\xi}_2 + D_1 (\xi_1 - \hat{\xi}_1) - \dot{\xi}_d + C_1 z_1$ 表示虚拟控制量. 则式 (7) 可改写为

$$\dot{z}_1 = z_2 - C_1 z_1. \quad (9)$$

V_1 的导数为

$$\dot{V}_1 = z_1^T \dot{z}_1 = z_1^T (z_2 - C_1 z_1). \quad (10)$$

定义滑模切换函数为

$$s = Kz_1 + z_2. \quad (11)$$

式中 $K = \text{diag}(k_\varphi \ k_\theta \ k_\psi)$ 为正的控制增益.

将式 (9) 代入式 (11):

$$s = Kz_1 + z_2 = (K + C_1) z_1 + \dot{z}_1. \quad (12)$$

由于 $K + C_1$ 为正实矩阵, 如果 $s = 0$, 则 $\dot{V}_1 \leq 0$. 为此, 需引进虚拟控制量, 使 s 为零.

步骤 2 定义 Lyapunov 函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} s^T s. \quad (13)$$

对 V_2 求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + s^T \dot{s} = z_1^T (z_2 - C_1 z_1) + s^T (K \dot{z}_1 + \dot{z}_2) = \\ &= z_1^T z_2 - z_1^T C_1 z_1 + s^T [K(z_2 - C_1 z_1) + \dot{\xi}_3 + BU + \\ &D_2(\xi_1 - \hat{\xi}_1) + D_1(\xi_1 - \hat{\xi}_1) - \ddot{\xi}_d + C_1 \dot{z}_1]. \end{aligned} \quad (14)$$

因此, 系统的控制器可设计为

$$\begin{aligned} U &= B^{-1} [-K(z_2 - C_1 z_1) - \dot{\xi}_3 - D_2(\xi_1 - \hat{\xi}_1) - \\ &D_1(\xi_1 - \hat{\xi}_1) + \ddot{\xi}_d - C_1 \dot{z}_1 - H(s + N \text{sgn}(s))]. \end{aligned} \quad (15)$$

式中 $H = \text{diag}(h_\varphi \ h_\theta \ h_\psi)$ $N = \text{diag}(n_\varphi \ n_\theta \ n_\psi)$ 为正的增益.

将式 (12) 式 (15) 代入式 (14), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_1^T z_2 - z_1^T C_1 z_1 - s^T Hs - HN|s| = \\ &= z_1^T z_2 - z_1^T C_1 z_1 - z_1^T K^T H K z_1 - z_1^T K^T H z_2 - \\ &= z_2^T H K z_1 - z_2^T H z_2 - HN|s| = -z^T G z - HN|s|. \end{aligned} \quad (16)$$

式中 $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}$; $G = \begin{bmatrix} C_1 + K^T H K & K^T H + I \\ HK & H \end{bmatrix}$; I 为单位矩阵.

通过合理选取矩阵 C_1 H N 和 K 的数值, 保证 G 为正定矩阵. 从而有

$$\dot{V}_2 = -z^T G z - HN|s| \leq 0. \quad (17)$$

因此, V_2 是一个正定的 Lyapunov 函数, 由 V_2 表达式可知 z_1 z_2 s 是有界的. 进而根据式 (6), 式 (9) 和式 (11) 可知 \dot{z}_1 \dot{z}_2 \dot{s} 也是有界的, 从而可以推断 \dot{V}_2 有界. 根据 Barbalat 引理可知, 当 $t \rightarrow \infty$ $z_1 \rightarrow 0$ $s \rightarrow 0$, 控制系统是渐进稳定的.

四旋翼无人机姿态系统的反步滑模自抗扰控制方案拓扑结构如图 2 所示.

3 系统稳定性分析

3.1 扩张状态观测器稳定性分析

定义 $\xi_3 = f(t)$, 且 $\bar{\xi}_i = \frac{\xi_i - \hat{\xi}_i}{\omega_0}$ $i = 1 \ 2 \ 3$. 对 $\bar{\xi}_i$

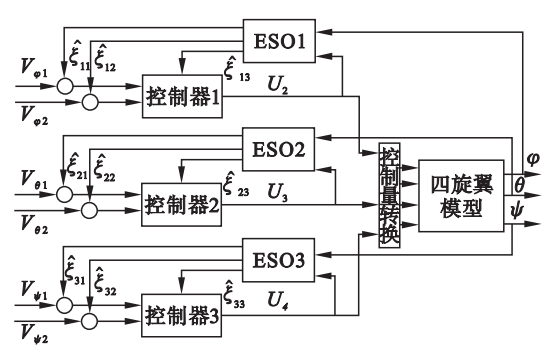


图2 反步滑模自抗扰姿态控制器拓扑结构
Fig. 2 Topology of attitude controller by using backstepping sliding mode ADRC

求导：

$$\dot{\tilde{\xi}}_1 = \frac{\dot{\tilde{\xi}}_1 - \dot{\tilde{\xi}}_1}{\omega_0^2} = -\frac{D_1}{\omega_0} \tilde{\xi}_1 + \frac{1}{\omega_0} \tilde{\xi}_2, \quad (18)$$
$$\dot{\tilde{\xi}}_2 = \frac{\dot{\tilde{\xi}}_2 - \dot{\tilde{\xi}}_2}{\omega_0} = -\frac{D_2}{\omega_0} \tilde{\xi}_1 + \frac{1}{\omega_0} \tilde{\xi}_3, \quad (19)$$
$$\dot{\tilde{\xi}}_3 = \dot{\tilde{\xi}}_3 - \dot{\tilde{\xi}}_3 = -\frac{D_3}{\omega_0} \tilde{\xi}_1 + \dot{f}(t). \quad (20)$$

由式(3)式(4)式(18)~式(20)得扩张观测器的估计误差状态方程为

$$\omega_0 \dot{\tilde{\xi}} = A \tilde{\xi} + \omega_0 B \dot{f}(t). \quad (21)$$

式中： $A = \begin{bmatrix} -D_1 & 1 & 0 \\ -D_2 & 0 & 1 \\ -D_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 是 Hurwitz 矩阵； $B = [0 \ 0 \ 1]^T$.

对于矩阵A,任意一个对称正定常数矩阵Q,必存在且为对称正定的矩阵P满足

$$A^T P + P A = -Q. \quad (22)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V_E = \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi}, \quad (23)$$

则

$$\dot{V}_E = \dot{\tilde{\xi}}^T P \tilde{\xi} + \tilde{\xi}^T P \dot{\tilde{\xi}} = \frac{1}{\omega_0} \tilde{\xi}^T (A^T P + P A) \tilde{\xi} + 2 \tilde{\xi}^T P B \dot{f}(t) \leq -\frac{1}{\omega_0} \tilde{\xi}^T Q \tilde{\xi} + 2 \|PB\| \cdot \|\tilde{\xi}\| \cdot |\dot{f}(t)| \leq -\frac{1}{\omega_0} \lambda_{\min}(Q) \|\tilde{\xi}\|^2 + 2l \|PB\| \cdot \|\tilde{\xi}\|. \quad (24)$$

式中 $\lambda_{\min}(Q)$ 是 Q 的最小特征值.

当 $\|\tilde{\xi}\| \leq \frac{2l\omega_0 \|PB\|}{\lambda_{\min}(Q)}$ 时,可得

$$\dot{V}_E \leq 0. \quad (25)$$

因此可知, V_E 是正定的,且 $V_E(\tilde{\xi})$ 是有界的,从而可得 $\tilde{\xi}$ 是有界的. 根据 $f(t)$ 的有界条件及式

(18)~式(20)可知, $\dot{\tilde{\xi}}$ 也是有界的. 由以上有界

条件分析及式(24)可知 \dot{V}_E 有界. 根据 Barbalat 引理可知,当 $t \rightarrow \infty$ $\tilde{\xi} \rightarrow 0$,因此系统是渐进稳定的.

3.2 闭环系统稳定性分析

针对闭环系统式(4),闭环系统的稳定性分析由对估计误差($\tilde{\xi}_i, i = 1, 2, 3$)和追踪误差($z_j, j = 1, 2$)分析组成.

定义 Lyapunov 函数为

$$V = V_E + V_2. \quad (26)$$

则

$$\dot{V} = \dot{V}_E + \dot{V}_2. \quad (27)$$

将式(17)和式(24)代入式(27),可得

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{\omega_0} \lambda_{\min}(Q) \|\tilde{\xi}\|^2 + 2l \|PB\| \cdot \|\tilde{\xi}\| - z^T G z - H N |s|. \quad (28)$$

在保证 $\dot{V}_E \leq 0$ 和 $\dot{V}_2 \leq 0$ 的稳定条件下,可得

$$\dot{V} \leq 0. \quad (29)$$

因此该闭环系统是渐进稳定的.

4 仿真对比分析

根据姿态系统模型和反步滑模自抗扰控制器的拓扑图,利用 Matlab 进行仿真分析. 四旋翼无人机系统参数设置见表1.

表1 模型参数
Table 1 Model parameters

参数	值	参数	值
M/kg	0.8	$k_1/(\text{N} \cdot \text{s}^2)$	1.9232×10^{-5}
$I_x/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.567×10^{-2}	$k_2/(\text{N} \cdot \text{s}^2)$	4×10^{-7}
$I_y/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.567×10^{-2}	L/m	0.3
$I_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2.835×10^{-2}	$g/(\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	9.81
$J_r/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	6.01×10^{-7}		

控制方案中各扩张状态观测器的参数整定为

$$d_{1\varphi} = 12 \quad d_{2\varphi} = 62.5 \quad d_{3\varphi} = 100;$$

$$d_{1\theta} = 15 \quad d_{2\theta} = 70 \quad d_{3\theta} = 110;$$

$$d_{1\psi} = 20 \quad d_{2\psi} = 50 \quad d_{3\psi} = 80.$$

为了避免产生峰值现象,造成观测器收敛效果差 ω_0 的数值设计详见文献[13].

各子系统的控制器参数选择为

$$c_{1\varphi} = 70 \quad k_{\varphi} = 15 \quad h_{\varphi} = 1.25 \quad \beta_{\varphi} = 1.5;$$

$$c_{1\theta} = 50 \quad k_{\theta} = 30 \quad h_{\theta} = 0.1 \quad \beta_{\theta} = 3;$$

$$c_{1\psi} = 120 \quad k_{\psi} = 60 \quad h_{\psi} = 1.2 \quad \beta_{\psi} = 0.5.$$

设定滚转角、俯仰角、偏航角的期望轨迹均为 $5\sin(t)$. 设置系统的三个姿态角初始值 $[\varphi, \theta, \psi] = [3^\circ, 3^\circ, 3^\circ]$,且其一阶导数均为零.

为了验证系统的鲁棒性,在时间 $t > 5\text{ s}$ 时,在系统的滚转通道和俯仰通道分别施加 $50\sin(\pi t)$ 的干扰力矩;为了验证各闭环系统的独立性,施加在偏航通道的干扰为零。

图 3 ~ 图 5 为滚转、俯仰、偏航各子系统的状

态值和扰动值,以及扩张状态观测器对其估计值。由图可知,扩张状态观测器很好地对各子系统的系统状态量进行了观察估计。在施加干扰后,能够快速估计出状态量和干扰的变化,同时不影响其他子系统观察器的估计效果。

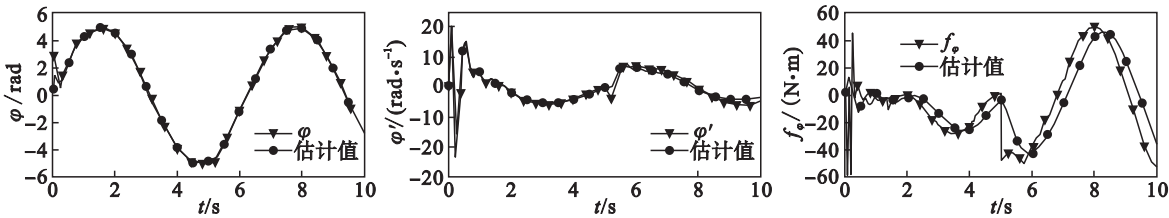


图 3 滚转子系统估计结果
Fig. 3 Estimation results of roll subsystem

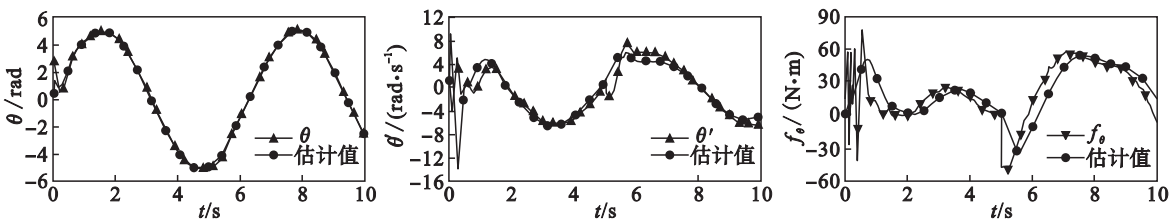


图 4 俯仰子系统估计结果
Fig. 4 Estimation results of pitch subsystem

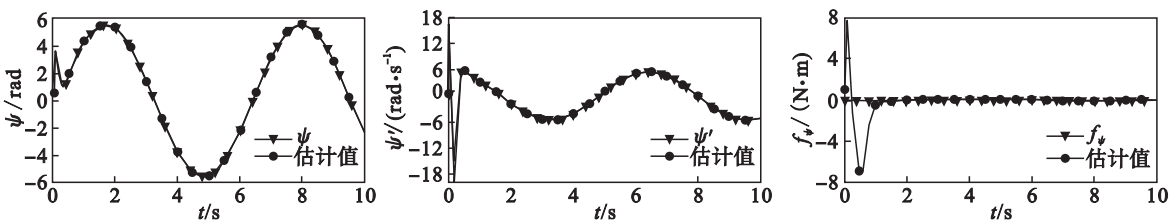


图 5 偏航子系统估计结果
Fig. 5 Estimation results of yaw subsystem

图 6 为扩张观察器的估计误差。从图中可知,近,虽然系统扰动量变化剧烈,但估计误差量仍能快速收敛减小。

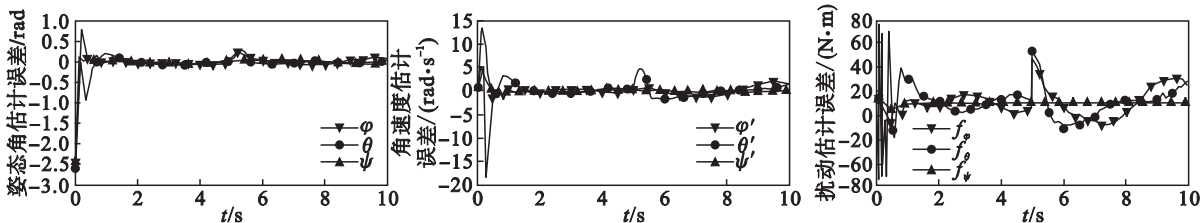


图 6 扩张观测器估计误差
Fig. 6 Estimation errors of ESO

图 7 为系统的控制输入量的变化情况。图 8 为经典自抗扰控制算法与本文设计的控制算法的控制效果对比情况。在扩张状态观测器参数不变的情况下,本文设计的反步滑模自抗扰控制器比传统的 ADRC 进一步减小了 ESO 估计误差的影响,对姿态角的期望轨迹追踪效果更好,提高了系统的自适应性能,同时超调量更小。在施加干扰

后,产生的波动范围很小,能够以较小误差跟踪期望值,而且干扰不影响其他通道的追踪效果,证明在施加不同干扰情况下,反步滑模自抗扰控制器表现出良好的可控性、鲁棒性,以及抗干扰能力。该算法适应具有非线性强耦合的四旋翼无人机姿态系统的控制要求。

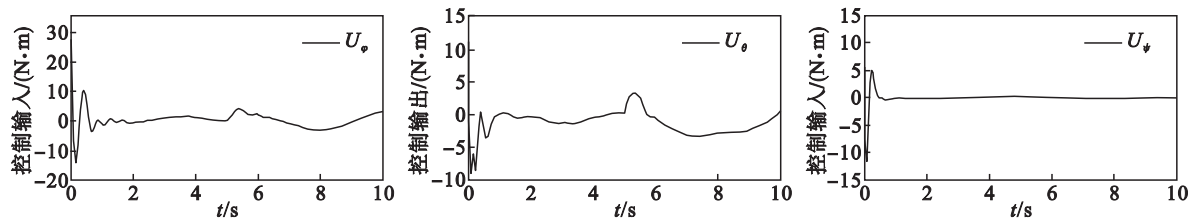


图 7 各子系统的控制输入
Fig. 7 Control input of each subsystem

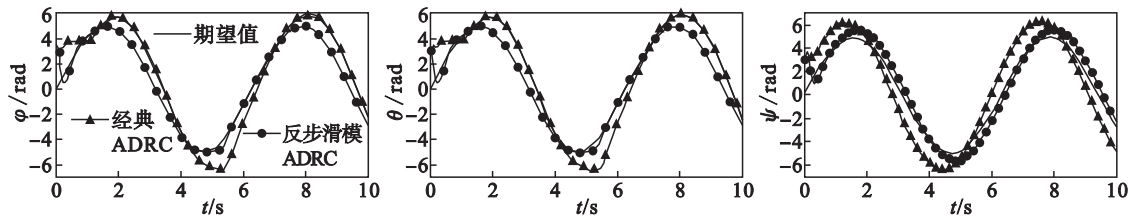


图 8 不同控制算法控制效果对比
Fig. 8 Comparison of performances with different control algorithms

5 结 论

本文引入反步滑模自抗扰控制技术,设计了针对四旋翼无人机姿态系统的反步滑模自抗扰控制器. 稳定性分析证明了系统是渐近稳定的. 仿真分析结果表明,本文控制器的可控性及鲁棒性更好,同时抗扰能力更强,能有效保障四旋翼无人机姿态系统飞行性能.

参考文献:

[1] Pounds P ,Mahony R ,Corke P. Modeling and control of a large quadrotor robot [J]. *Control Engineering Practice* , 2010 ,18(7) :691 – 699.

[2] Sadeghzadeh I ,Chamseddine A ,Theilliol D ,et al. Linear parameter varying control synthesis state feedback versus H_∞ technique with application to quadrotor UAV [C]//2014 International Conference on Unmanned UAV Systems. Orlando 2014 :1099 – 1104.

[3] Zheng E H ,Xiong J J ,Luo J L. Second order sliding mode control for a quadrotor UAV [J]. *ISA Transactions* 2014 ,53 (4) :1350 – 1356.

[4] Ha C ,Zuo Z Y ,Choi F B ,et al. Passivity-based adaptive backstepping control of quadrotor-type UAVs [J]. *Robotics and Autonomous Systems* 2014 ,62(9) :1305 – 1315.

[5] Efe M O. Neural network assisted computationally simple PI^λD^μ control of a quadrotor UAV [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 2011 ,7(2) :354 – 361.

[6] Xian B ,Diao C ,Zhao B ,et al. Nonlinear robust output feedback tracking control of a quadrotor UAV using

quaternion representation [J]. *Nonlinear Dynamics* 2015 ,79 (4) :2735 – 2752.

[7] Islam S ,Liu P X ,Sanddik A. Nonlinear adaptive control for quadrotor flying vehicle [J]. *Nonlinear Dynamics* 2014 ,78 (1) :117 – 133.

[8] Boudjedir H ,Bouhali O ,Rizoug N. Adaptive neural network control based on neural observer for quadrotor unmanned aerial vehicle [J]. *Advanced Robotics* ,2014 ,28(17) : 1151 – 1164.

[9] Kostas A ,George N ,Anthony T. Switching model predictive attitude control for a quadrotor helicopter subject to atmospheric disturbances [J]. *Control Engineering Practice* , 2011 ,19(10) :1195 – 1207.

[10] 韩京清. 自抗扰控制技术 [M]. 北京 :国防工业出版社 , 2008 :243 – 280.

(Han Jing-qing. Active disturbance rejection control technique [M]. Beijing :National Defense Industry Press 2008 : 243 – 280.)

[11] Manojlovic S M ,Barbaric Z P ,Mitrovic S T. A novel active disturbance rejection based tracking design for laser system with quadrant photodetector [J]. *International Journal of Control* 2015 ,88(6) :1246 – 1256.

[12] Sira-Ramirez H ,Linares-Flores J ,Garacia-Rodriguez C ,et al. On the control of the permanent magnet synchronous motor : an active disturbance rejection control approach [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 2014 ,22(5) : 2056 – 2063.

[13] 王新华 ,刘金琨. 微分器设计与应用——信号滤波与求导 [M]. 北京 :电子工业出版社 ,2010 :144 – 155.

(Wang Xin-hua ,Liu Jin-kun. Differentiator design and application—signal filtering and differentiation [M]. Beijing :Publishing House of Electronics Industry ,2010 : 144 – 155.)