

1-8-2019

## Quadrotor Attitude Control Based on an Improved ADRC

Wang Biao

*College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;*

Chaoying Tang

*College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;*

Daqing Kong

*College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the [Artificial Intelligence and Robotics Commons](#), [Computer Engineering Commons](#), [Numerical Analysis and Scientific Computing Commons](#), [Operations Research](#), [Systems Engineering and Industrial Engineering Commons](#), and the [Systems Science Commons](#)

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Quadrotor Attitude Control Based on an Improved ADRC

### Abstract

**Abstract:** An improved attitude control scheme for the quadrotor is proposed based on active disturbance rejection control (ADRC). The attitude dynamics of the quadrotor is modelled and analysed. The influence of actuator characteristics is discussed to establish an extended state observer (ESO). *Based on it, the ESO is compensated by the delay unit and its discrete state equations are given. Nonlinear function of previous studies is used to construct nonlinear state error feedback (NLSEF).* The simulation results show that the ESO with compensation of the delay unit gets better estimation of disturbance and compensates to disturbance better than the ESO without compensation; the improved NLSEF can reject disturbance more quickly without jitter than the classic NLSEF. The improved ADRC has better performance on rejection of disturbance and is more applicable in practice.

### Keywords

quadrotor, attitude control, ADRC, ESO, delay compensating

### Recommended Citation

Wang Biao, Tang Chaoying, Kong Daqing. Quadrotor Attitude Control Based on an Improved ADRC[J]. Journal of System Simulation, 2018, 30(8): 3124-3129.

# 基于改进自抗扰技术的四旋翼姿态控制

王彪, 唐超颖, 孔大庆

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏 南京 211106)

**摘要:** 提出了一种基于自抗扰技术实现四旋翼飞行姿态控制的改进方案。分析了四旋翼横滚、俯仰和偏航通道的动力学模型, 着重讨论了飞行器执行机构特性对建立扩张状态观测器的影响。在此基础上对扩张状态观测器进行了延迟补偿, 给出其离散状态方程, 运用前人研究的新型非线性函数, 改进非线性状态误差反馈的构造方式。四旋翼姿态控制仿真结果表明, 延迟补偿后的扩张状态观测器可以更精确的观测扰动, 更好地补偿总和扰动; 改进的非线性状态误差反馈能够更加快速的对扰动进行抑制, 而且不易引起系统震荡, 提高了系统的抗扰能力和工程可实现性。

**关键词:** 四旋翼飞行器; 姿态控制; 自抗扰控制; 扩张状态观测器; 延迟补偿

中图分类号: V279

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2018) 08-3124-06

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201808037

## Quadrotor Attitude Control Based on an Improved ADRC

Wang Biao, Tang Chaoying, Kong Daqing

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

**Abstract:** An improved attitude control scheme for the quadrotor is proposed based on active disturbance rejection control (ADRC). The attitude dynamics of the quadrotor is modelled and analysed. The influence of actuator characteristics is discussed to establish an extended state observer (ESO). *Based on it, the ESO is compensated by the delay unit and its discrete state equations are given. Nonlinear function of previous studies is used to construct nonlinear state error feedback (NLSEF).* The simulation results show that the ESO with compensation of the delay unit gets better estimation of disturbance and compensates to disturbance better than the ESO without compensation; the improved NLSEF can reject disturbance more quickly without jitter than the classic NLSEF. The improved ADRC has better performance on rejection of disturbance and is more applicable in practice.

**Keywords:** quadrotor; attitude control; ADRC; ESO; delay compensating

## 引言

四旋翼模型具有欠驱动、非线性、强耦合的特点, 为四旋翼飞行系统设计带来很大困难, 因

此, 寻求合适的控制算法成为提高四旋翼控制品质的关键。四旋翼姿态控制算法大体有: PID 控制算法、反步法、滑模控制算法、反馈线性法、自适应控制算法、鲁棒  $H_\infty$  算法、基于神经网络的控制算法等。文献[1-2]采用的反步法和文献[3]采用的反馈线性化法等基于现代控制理论的绝大部分方法都比较依赖精确的四旋翼动力学模型, 难以在实际中解决四旋翼模型内部不确定性和外部扰动带来的不利影响。文献[4-6]提出的滑模控制



收稿日期: 2016-10-21 修回日期: 2017-03-06;  
基金项目: 航空科学基金(20175752045);  
作者简介: 王彪(1975-), 男, 辽宁, 博士, 副教授, 研究方向为无人机飞行控制; 唐超颖(1979-), 女, 江苏扬州, 博士, 副教授, 研究方向为导航、制导与控制; 孔大庆(1990-), 男, 江苏睢宁, 硕士生, 研究方向为无人机飞行控制。

<http://www.china-simulation.com>

• 3124 •

和改进的滑模控制, 虽然理论上能够有效的抑制来自外界的扰动和不确定因素影响, 提高系统鲁棒性, 但实际上也存在类似的问题, 并且容易出现抖振的问题。同时, 这些控制算法复杂度比较高, 常常不利于工程实现。工程上针对四旋翼飞行器姿态控制使用最多的还是 PID 和改进的 PID 算法。文献[7]采用的模糊 PID 和文献[8]采用的自适应神经 PID 算法不仅吸收了传统 PID 简单有效的优点, 还提高了飞行器远离线性平衡点时的控制能力, 但并没有体现其抗扰性能。上述方法大都处于研究阶段并不成熟, 更容易导致控制器设计复杂、工程上难以运用。

自抗扰控制(ADRC)通过扩张状态观测器(ESO)观测系统的总扰动(内扰和外扰), 进行实时补偿。不仅可以消除模型中耦合和非线性等不确定因素, 还能抵消外部扰动提高系统抗扰能力。同时, 通过非线性状态误差反馈(NLSEF)实现控制系统“大误差, 小增益; 小误差, 大增益”的控制品质。因而, 近年来基于 ADRC 的四旋翼飞行系统研究颇多。文献[9]使用传统的 ADRC 实现四旋翼姿态控制的仿真验证, 并与 PID 算法对比讨论了 ADRC 很好的鲁棒性和抗扰性。文献[10-11]也对四旋翼姿态控制运用了 ADRC, 仿真取得了很好的控制效果。文献[12]针对传统 ADRC 中 NLSEF 易导致系统震荡的现象, 提出了改进的 NLSEF 并运用于四旋翼姿态控制, 提高了姿态控制品质。

然而在设计 ADRC 的重要环节 ESO 时, 很少有文章讨论四旋翼飞行器的执行机构(电机、电调和桨叶组成的动力系统)动态特性对观扰准确性的影响。事实上发送给电机的控制信号经过执行机构后会存在滞后甚至延迟的效果, 构造 ESO 时忽略其动态特性, 直接将控制信号引入 ESO, 不仅无法准确观测扰动, 相反会观测出错误的扰动, 这样的扰动补偿只会引起系统震荡。本文采用对控制信号进行延迟补偿再引入 ESO 的方案, 提高了观测扰动的准确度。同时通过使用文献[12]提

出的新型非线性函数, 改进了 NLSEF, 提高了系统抗扰能力。

## 1 四旋翼姿态动力学模型

假定四旋翼飞行器是质量分布均匀、轴对称的刚体, 四套电机、旋翼参数均一致, 绕其质心的角运动可以用方程(1)近似表达:

$$\begin{aligned}\ddot{\phi} &= \frac{I_y - I_z}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J}{I_x} \dot{\theta} \dot{\Omega} + \frac{\tau_{\text{aero}\phi}}{I_x} + \frac{\tau_{\phi}}{I_x} \\ \ddot{\theta} &= \frac{I_z - I_x}{I_y} \dot{\psi} \dot{\phi} + \frac{J}{I_y} \dot{\phi} \dot{\Omega} + \frac{\tau_{\text{aero}\theta}}{I_y} + \frac{\tau_{\theta}}{I_y} \\ \ddot{\psi} &= \frac{I_x - I_y}{I_z} \dot{\theta} \dot{\phi} + \frac{\tau_{\text{aero}\psi}}{I_z} + \frac{\tau_{\psi}}{I_z}\end{aligned}\quad (1)$$

式中:  $I_x$ 、 $I_y$ 、 $I_z$  为机体三轴转动惯量, 每个通道第一项表示其他通道耦合力矩对该通道的影响, 横滚和俯仰通道第二项是陀螺力矩的影响,  $\tau_{\text{aero}\phi}$ 、 $\tau_{\text{aero}\theta}$ 、 $\tau_{\text{aero}\psi}$  是各个通道外部扰动力矩(主要是气流扰动),  $\tau_{\phi}$ 、 $\tau_{\theta}$ 、 $\tau_{\psi}$  是由执行机构产生的横滚力矩、俯仰力矩和偏航力矩, 其与旋翼转速的关系如式(2)所示:

$$\begin{aligned}\tau_{\phi} &= \frac{\sqrt{2}}{2} d C_T (-\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2) \\ \tau_{\theta} &= \frac{\sqrt{2}}{2} d C_T (\Omega_1^2 + \Omega_2^2 - \Omega_3^2 - \Omega_4^2) \\ \tau_{\psi} &= C_Q (\Omega_1^2 - \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2)\end{aligned}\quad (2)$$

式中:  $\Omega_i$  ( $i=1,2,3,4$ ) 是  $i$  号电机转速,  $d$  是机架臂的长度,  $C_T$ 、 $C_Q$  分别是旋翼的拉力系数和反扭矩系数。

假设四旋翼在某平衡点附近飞行, 可以将式(2)线性化为:

$$\begin{aligned}\tau_{\phi} &= \sqrt{2} d C_T \Omega_0 (-\Delta\Omega_1 + \Delta\Omega_2 + \Delta\Omega_3 - \Delta\Omega_4) \\ \tau_{\theta} &= \sqrt{2} d C_T \Omega_0 (\Delta\Omega_1 + \Delta\Omega_2 - \Delta\Omega_3 - \Delta\Omega_4) \\ \tau_{\psi} &= 2 C_Q \Omega_0 (\Delta\Omega_1 - \Delta\Omega_2 + \Delta\Omega_3 - \Delta\Omega_4)\end{aligned}\quad (3)$$

式中:  $\Omega_0$  是平衡点旋翼转速,  $\Delta\Omega_i = \Omega_i - \Omega_0$ 。这里需要说明一点, 飞行器在平衡点飞行时, 俯仰、横滚和偏航力矩都为 0 N·m, 并且为了书写方便使用  $\tau$  替代  $\Delta\tau$ , 但是此时的是  $\tau$  偏量。

四旋翼在平衡点附近飞行时, 四个电机转速增

量  $\Delta\Omega_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) 与其输入增量  $\Delta u_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) 关系可用如下微分方程描述:

$$\begin{cases} \Delta\dot{\Omega}_1 = -a_m\Delta\Omega_1 + b_m\Delta u_1 \\ \Delta\dot{\Omega}_2 = -a_m\Delta\Omega_2 + b_m\Delta u_2 \\ \Delta\dot{\Omega}_3 = -a_m\Delta\Omega_3 + b_m\Delta u_3 \\ \Delta\dot{\Omega}_4 = -a_m\Delta\Omega_4 + b_m\Delta u_4 \end{cases} \quad (4)$$

其与控制器输出的控制量关系如下:

$$\begin{cases} \Delta u_1 = k_u(-u_{lat} + u_{lon} + u_{ped}) \\ \Delta u_2 = k_u(+u_{lat} + u_{lon} - u_{ped}) \\ \Delta u_3 = k_u(+u_{lat} - u_{lon} + u_{ped}) \\ \Delta u_4 = k_u(-u_{lat} - u_{lon} - u_{ped}) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $u_{lat}$ 、 $u_{lon}$ 、 $u_{ped}$  分别是控制器计算出的横滚、俯仰和偏航控制量,  $k_u$  是信号变换增益。总距控制量  $u_{col}$  对应飞行器平衡点四个电机转速  $\Omega_0$ , 所以并没有出现在式(5)中。

将式(4)和式(5)代入式(3), 可得执行机构的动态模型:

$$\begin{cases} \dot{\tau}_\phi = (K_\phi u_{lat} - \tau_\phi)/T_m \\ K_\phi = 4\sqrt{2}dC_T\Omega_0 b_m k_u / a_m \\ \dot{\tau}_\theta = (K_\theta u_{lon} - \tau_\theta)/T_m \\ K_\theta = 4\sqrt{2}dC_T\Omega_0 b_m k_u / a_m \\ \dot{\tau}_\psi = (K_\psi u_{ped} - \tau_\psi)/T_m \\ K_\psi = 8C_Q\Omega_0 b_m k_u / a_m \end{cases} \quad (6)$$

根据式(6)搭建执行机构模型离线辨识平台, 可以直接辨识出参数  $a_m$ 、 $b_m$ 、 $k_u$ 、 $C_T$ 、 $C_Q$ , 进而可以计算出执行机构的稳态增益  $K_\phi$ 、 $K_\theta$ 、 $K_\psi$ 。

## 2 改进的自抗扰控制器

根据上述分析, 四旋翼姿态三个通道动力学模型均可分为执行机构动态与机体运动两个部分。以横滚通道为例, 其模型可以用式(7)表示。

$$\begin{cases} \dot{\tau}_\phi = (K_\phi u_{lat} - \tau_\phi)/T_m \\ \ddot{\phi} = \frac{I_y - I_z}{I_x} \dot{\theta}\dot{\psi} - \frac{J}{I_x} \dot{\theta}\dot{\Omega}_2 + \frac{\tau_{aero\phi}}{I_x} + \frac{\tau_\phi}{I_x} \end{cases} \quad (7)$$

若忽略执行机构动态部分(见文献[10-11]), 被控对象是二阶系统。运用 ADRC 思想构造 ESO 时, 将机体运动含有的耦合力矩、陀螺力矩以及外部的

扰动力矩影响作为总和扰动, 扩张为新状态进行观测, 进而实现姿态 ADRC 比较容易。然而, 通过对执行机构实验辨识发现该部分动态的时间常数约为 0.1 s, 与机体运动相近, 其滞后影响已经不可忽略, 不宜将其近似为比例环节。综上所述, 在构造 ESO 时必须考虑执行机构的动态特性, 则被控对象为三阶系统, 设计的 ESO 增为四阶, 参数增多较多, 整定非常困难, 不利于后续的工程实现。考虑到执行机构模型已知, 对控制量进行“延迟补偿”转换为“力矩  $\tau$ ”, 并将其视为中间控制量, 按照机体运动模型构造 ESO, 这样不仅能够准确观测扰动, 同时降低了 ESO 的阶数, 方便参数整定与后续实现。

综上所述, 提出图 1 所示的四旋翼姿态单通道自抗扰控制结构。控制量  $u$  经过“补偿环节”转化成中间控制量  $\tau$ , 再经增益  $b$  变换输入三阶 ESO。由于补偿环节稳态增益为  $K_\phi$ , 因此 ESO 输出扰动补偿增益应该为  $1/bK_\phi = 1/b_0$ 。

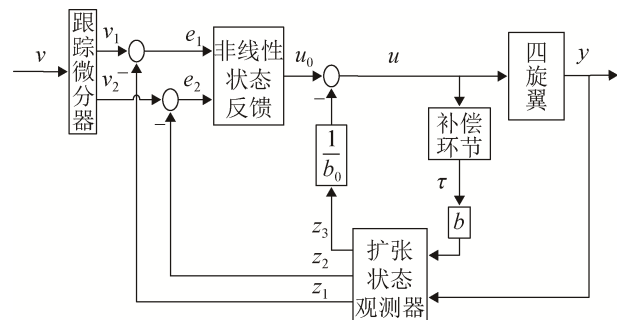


图 1 ADRC 姿态控制改进方案

Fig. 1 Improved control scheme based on ADRC

### 2.1 跟踪微分器

使用跟踪微分器(TD)安排过渡过程不仅可以解决超调与快速性矛盾, 还可以使误差反馈增益和误差微分反馈增益的选取范围扩大, 增强控制器的鲁棒性。本文采用的是标准跟踪微分器<sup>[13]</sup>, 其离散形式为:

$$\begin{cases} fh = fhan(x_1(k) - v(k), x_2(k), r, h) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hfh \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $h$  是运算步长, 非线性函数  $fhan(x_1, x_2, r, h)$  表达式为:

$$\left\{ \begin{array}{l} d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y), & |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{d}, & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ fhan = \begin{cases} r \text{sign}(a), & |a| > d \\ r \frac{a}{d}, & |a| \leq d \end{cases} \end{array} \right. \quad (9)$$

## 2.2 扩张状态观测器

增加补偿环节的 ESO 模型可用式(10)表示:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\tau} = (Ku - \tau) / T_m \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(\phi, \theta, \psi, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}, w(t)) + b\tau \\ y = x_1 \end{array} \right. \quad (10)$$

式中:  $x_1$  为姿态角  $\phi$ 、 $\theta$  或  $\psi$  之一,  $x_2$  则是对应的角速率,  $f(\phi, \theta, \psi, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}, w(t))$  是各个通道的总和扰动, 即 ESO 观测的值。

有补偿 ESO 离散方程为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon(k) = z_1(k) - y(k) \\ \tau(k+1) = \frac{(T-h)}{T} \tau(k) + \frac{h}{T} Ku(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_{01} \varepsilon(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h(z_3(k) - \beta_{02} fal(\varepsilon(k), 0.5, \delta) - b\tau(k)) \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_{03} fal(\varepsilon(k), 0.25, \delta) \end{array} \right. \quad (11)$$

式中:  $h$  是运算步长, 非线性函数  $fal(\varepsilon, a, \delta)$  表达式为:

$$fal(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}}, & |\varepsilon| < \delta \\ |\varepsilon|^\alpha \text{sgn}(\varepsilon), & |\varepsilon| > \delta \end{cases} \quad (12)$$

## 2.3 非线性状态反馈

经典的非线性状态反馈(NLSEF)计算出的控

制量并不平滑, 会给 ESO 引入不利噪声, 导致观测扰动信号失真, 在对扰动补偿后极易引起系统震荡甚至发散。所以应该对传统 NLSEF 改进, 避免其输出大幅值高频的波动信号。

文献[12]提出的非线性函数(13)既保留了“小误差, 大增益; 大误差, 小增益”的优点, 又不易引起震荡, 其 NLSEF 如式(14)所示。

$$\left\{ \begin{array}{l} newfal(e, \alpha, \omega, \gamma) = \omega \times \alpha \times \tan \frac{[\alpha^*(e - \gamma) - \mu_0]}{\pi/2 - \mu_0} \\ \mu_0 = \alpha \times \tan[\alpha \times (0 - y)] \\ \begin{cases} e_1 = v_1 - y_1 \\ e_2 = v_2 - y_2 \end{cases} \\ u_0 = \beta_1 \times newfal(e_1, \alpha_1, \omega_1, \gamma) + \beta_2 \times fal(e_2, \alpha_2, \delta) \end{array} \right. \quad (13)$$

文献[12]仅将新型的非线性函数运用在角度误差反馈上, 角速率误差反馈使用的还是传统的  $fal(\varepsilon, \alpha, \delta)$  函数。仿真发现角度和角速率误差反馈同时使用  $newfal(e, \alpha, \beta, \gamma)$  函数控制效果会更好, 因此, 改进的 NLSEF 构造如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = v_1 - y_1 \\ e_2 = v_2 - y_2 \\ u_0 = \beta_1 * newfal(e_1, \alpha_1, \omega_1, \gamma) + \beta_2 * newfal(e_2, \alpha_2, \omega_2, \gamma) \end{array} \right. \quad (15)$$

根据式(15)计算出初始控制量  $u_0$  后, 按照式(16)进行扰动补偿。如前文所述, 补偿增益应为  $1/bK = 1/b_0$ 。

$$u = u_0 - z_3/b_0 \quad (16)$$

## 3 仿真结果

所用四旋翼单个旋翼能产生的最大拉力约 8N, 以横滚通道为例, 其稳定飞行时输出最大力矩范围[-2N·m 2N·m]。为了更好地说明有补偿的 ESO 较无补偿的 ESO 具有更好的观扰精度, 改进的 NLSEF 不仅能有效控制四旋翼姿态并且可以避免系统震荡, 分别进行如下仿真实验。

### 3.1 ESO 对比

图 2 展示了无补偿和有补偿两种 ESO 的观测

效果, 在时间为 0.25 ~ 1.25 s 期间出现 0.1 N·m 的横滚力矩扰动, 点画线是扰动值。

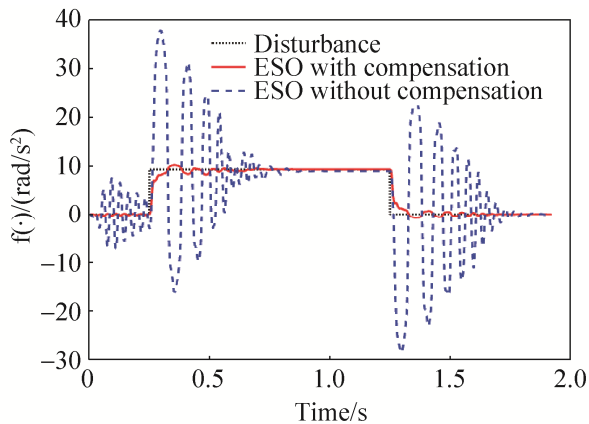


图2 有补偿和无补偿 ESO 观扰对比

Fig. 2 Comparison of ESO between with and without compensations for disturbance estimation

从图 2 中可以明显看出无补偿 ESO 收敛的速度比较慢, 观扰的效果差, 表明执行机构对控制量延迟影响不可忽略, 而本文提出的补偿方案非常有效、可行。

### 3.2 NLSEF 对比

实验设定 ADRC 控制器使用的均是有补偿 ESO, 四旋翼横滚角稳定在 12° 后, 在 1 s 时刻加入 0.25 N·m 的横滚力矩扰动且持续 1 s 钟。图 3 是经典 NLSEF 和改进 NLSEF 控制效果对比。很明显, 改进 NLSEF 控制在扰动出现后很快就能稳定, 没有出现较大的震荡。比较二者此时输出的控制量, 如图 4 所示, 可以看出改进 NLSEF 在扰动出现后快速反应, 让系统以很短的时间进入稳态。图 5 是在不同 NLSEF 下 ESO 的观扰情况, 由于改进 NLSEF 反应快, 所以对 ESO 影响小, 能够精确稳定地观测扰动量, 而经典 NLSEF 输出的震荡信号已经影响到 ESO 观扰的准确性。

### 3.3 改进的 ADRC 抗扰能力

实验设定飞行器平稳飞行, 以横滚通道为例, 在 1 s、3 s、5 s 时刻分别遇到 5%、15%、25% 力矩扰动, 且持续 1 s 钟, 其抗扰情况如图 6 所示,

虚线是扰动值, 实线是横滚角。可以看出在扰动达到 25% 力矩时, 改进的 ADRC 还具有很好的抗扰性, 不过系统调节时间变长。

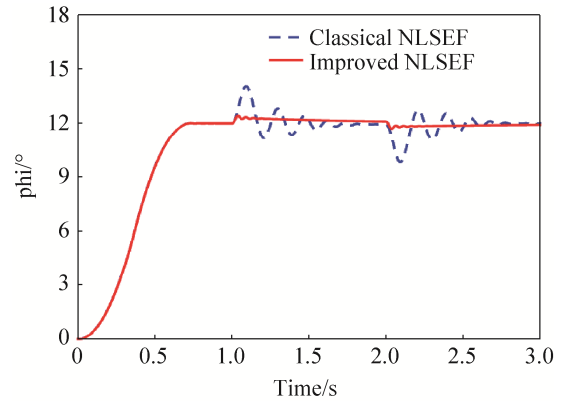


图3 改进 NLSEF 和经典 NLSEF 抗扰对比

Fig. 3 Resistance disturbance contrast of improved NLSEF and classic NLSEF

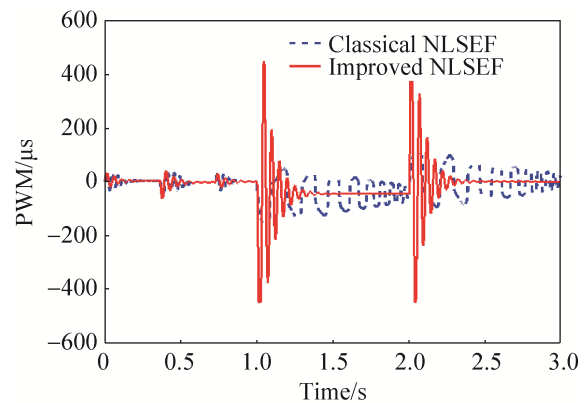


图4 改进 NLSEF 和经典 NLSEF 控制量对比

Fig. 4 Control values contrast of improved NLSEF and classic NLSEF

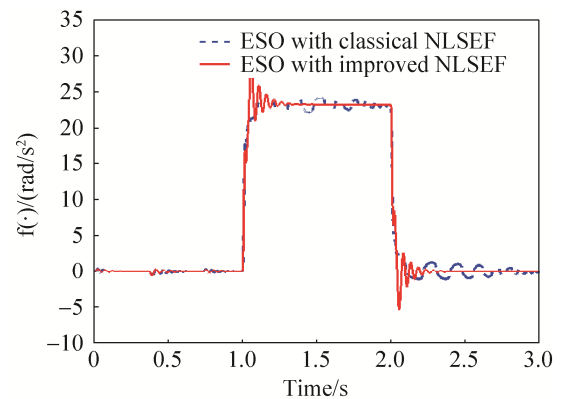


图5 两种 NLSEF 下 ESO 的观扰情况对比

Fig. 5 Estimation Contrast to disturbance under different NLSEF

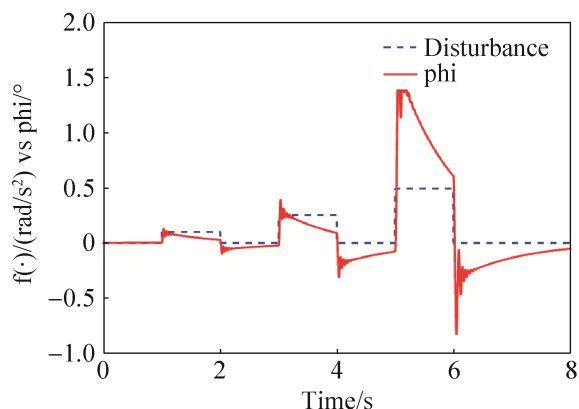


图 6 改进 ADRC 抗扰情况

Fig. 6 Resistance disturbance ability of improved ADRC

## 4 结论

仿真表明, 有补偿的 ESO 提高了系统观测扰动的准确性, 而改进的 NLSEF 可以对扰动做出快速反应, 减小系统震荡问题, 而且对 ESO 影响较小。同时, 说明了系统能够抑制扰动的水平约为自身输出力矩的 25%, 具有很好的抗扰性。但是, 系统改进的 NLSEF 参数较多且不容易调整, 后续会研究这部分的调参策略。

## 参考文献:

- [1] Madani T, Benallegue A. Backstepping Control for a Quadrotor Helicopter[C]//Intelligent Robots and Systems, 2006 IEEE/RSJ International Conference on. IEEE, 2006: 3255-3260.
- [2] 赵元伟, 卢京朝. 四旋翼飞行器的建模及基于反步法的控制[J]. 科学技术与工程, 2013, 13(34): 10425-10430.  
Zhao Y W, Lu J C. Modeling and Control of a Quadrotor Based on the Backstepping Method[J]. Science Technology and Engineering, 2013, 13(34): 10425-10430.
- [3] Belkheiri M, Rabhi A, El Hajjaji A, et al. Different Linearization Control Techniques for a Quadrotor System[C]//Communications, Computing and Control Applications (CCCA), 2012 2nd International Conference on. IEEE, 2012: 1-6.
- [4] Runcharoon K, Srichatrapimuk V. Sliding Mode Control of Quadrotor[C]//Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE), 2013

- International Conference on. IEEE, 2013: 552-557.
- [5] Coza C, Macnab C J B. A New Robust Adaptive-Fuzzy Control Method Applied to Quadrotor Helicopter Stabilization[C]//Fuzzy Information Processing Society, 2006 Annual meeting of the North American. IEEE, 2006: 454-458.
- [6] Mackunis W, Wilcox Z D, Kaiser M K, et al. Global Adaptive Output Feedback Tracking Control of an Unmanned Aerial Vehicle[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology (S1558-0865), 2010, 18(6): 1390-1397.
- [7] Zareb M, Ayad R, Nouibat W. Fuzzy-PID Hybrid Control System to Navigate an Autonomous Mini-Quadrotor[C]//Systems and Control (ICSC), 2013 3rd International Conference on. IEEE, 2013: 906-913.
- [8] Byung-Yoon Lee, Hae-In Lee, Min-jea Tahk. Analysis of Adaptive Control Using On-Line Neural Networks for a Quadrotor UAV[J]. International Conference on Control, Automation and Systems (ICCA 2013), 2013, 13(10): 1840-1844.
- [9] 杨晟萱. 四旋翼飞行器自抗扰控制方法研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2014.  
Yang S X. Research on Active Disturbance Rejection Control Method For Quadrotor UAV[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2014.
- [10] 曹宇. 无人机非线性自抗扰控制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.  
Chao Y. Research of Nonlinear Active Disturbance Rejection Control with Applications to Unmanned aerial [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013.
- [11] 齐晓慧, 王洪军. 四旋翼无人机的自抗扰控制研究[J]. 测控技术, 2014, 33(5): 61-64, 68.  
Qi X H, Wang H J. Research on ADRC Control of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle [J]. Measurement & Control Technology, 2014, 33(5): 61-64, 68.
- [12] Xia G Y, Liu Z H. Quadrotor unmanned helicopter attitude control based on improved ADRC[C]//Guidance, Navigation and Control Conference (CGNCC), 2014 IEEE Chinese. IEEE, 2014: 916-921.
- [13] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 24-31.  
Han J Q. Auto Disturbances Rejection Control Technique[J]. Frontier Science, 2007, 1(1): 24-31.