

## 四旋翼飞行器的自抗扰飞行控制方法

刘一莎<sup>1†</sup>, 杨晟萱<sup>2</sup>, 王 伟<sup>3</sup>

(1. 大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026;

2. 中国科学院沈阳自动化研究所 机器人国家重点实验室 空间自动化技术研究室, 辽宁 沈阳 110016;

3. 大连理工大学 控制科学与工程学院, 辽宁 大连 116024)

**摘要:** 针对四旋翼飞行器参数不确定性和外部干扰敏感的问题, 本文提出一种基于自抗扰控制器的控制系统设计方法. 在为期望姿态和高度安排过渡过程的基础上, 设计了扩张状态观测器对内扰和外扰进行估计并实时补偿, 能够很好地克服飞行器的强耦合性、模型不确定性以及风速变化等外部干扰问题. 此外本文还设计了非线性状态误差反馈控制律来有效抑制跟踪误差. 在仿真平台上对自抗扰控制系统进行稳定控制、姿态跟踪、高度控制、抗扰性及鲁棒性实验, 并与串级PID控制系统进行定量对比分析. 仿真结果表明, 本文所设计的自抗扰控制器不仅能够很好地估计并补偿系统所受内外部干扰, 而且对四旋翼飞行器参数的不确定性具有较强的鲁棒性, 能够满足飞行器姿态调节快速和高稳定度的控制要求, 性能指标明显优于串级PID控制器.

**关键词:** 四旋翼飞行器; 自抗扰控制; PID控制; 参数整定

中图分类号: TP242      文献标识码: A

## An active disturbance-rejection flight control method for quad-rotor unmanned aerial vehicles

LIU Yi-sha<sup>1†</sup>, YANG Sheng-xuan<sup>2</sup>, WANG Wei<sup>3</sup>

(1. Information Science and Technology College, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning 116026, China;

2. Department of Space Automation Technologies & Systems, State Key Laboratory of Robotics, Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang Liaoning 110016, China;

3. School of Control Science and Engineering, Dalian University of Technology, Dalian Liaoning 116024, China)

**Abstract:** We design an active disturbance-rejection controller for the flight control of a quad-rotor unmanned aerial vehicle (UAV) to reduce the effects of the parameter variations and external disturbances. After arranging the transient dynamics of the desired attitude and height, we design an extended state observer to estimate and compensate for the impact of internal/external disturbances simultaneously, thus solving the problems of strong coupling and parametric uncertainties even in the presence of external disturbances such as varying-wind conditions. Moreover, a nonlinear state error feedback control law is also applied, which effectively reduces the tracking error. A series of experiments are conducted in simulation platform, and comparative analysis between active disturbance-rejection controller and cascade PID controller is made. Simulation results show that the active disturbance-rejection controller not only accurately estimates and compensates the internal/external disturbances but also implements the robust quad-rotor flight control under conditions of dynamic parametric uncertainties, meeting the design requirements of fast attitude maneuver and high stability, and showing a superior performance to cascade PID controller.

**Key words:** quadrotor UAV; active disturbance rejection control; PID control; parameter tuning

### 1 引言(Introduction)

无人机是通过远程遥控或基于自身传感器实现自主飞行的飞行器, 其已广泛应用于军事、民用等诸多领域<sup>[1]</sup>. 四旋翼飞行器是一种非共轴式碟形飞行器,

由于其结构简单、机动性能好、成本低廉, 被广泛应用于监视、侦察等民用和军用领域. 为保证四旋翼飞行器能有效完成指定任务, 其控制系统的设计是至关重要的. 本文针对四旋翼飞行器在具有不确定干扰情况

收稿日期: 2015-05-30; 录用日期: 2015-09-01.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: liuyisha@dlut.edu.cn; Tel.: +86 13942604040.

国家自然科学基金项目(61305128), 中央高校基本科研业务费(3132014214)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61305128) and Fundamental Research Funds for the Central Universities of China (3132014214).

下的飞行控制问题展开研究。

针对四旋翼飞行器飞行控制系统设计问题,国内外研究团队主要采用的控制方法包括PID控制、反步法、滑模控制、自适应控制等。经典的PID算法是一种不依赖于模型的控制方法,该方法比较成熟且易于实现。但对于四旋翼飞行器非线性、强耦合、欠驱动的特性,传统PID控制方法无法满足其动态性能指标。Gonzalez-Vazquez S.等学者基于经典PID控制方法,采用非线性PID控制器实现四旋翼飞行器的姿态控制和位置控制<sup>[2]</sup>。传统PID控制器调节时间长且超调大,动态性能不理想且有较大的稳态误差。针对这些问题,Xu G.H.等学者提出一种基于神经网络的PID控制方法<sup>[3]</sup>。利用神经网络的自学习和自适应能力来调节比例、积分、微分项系数,实现了四旋翼系统的快速响应,并具有较小的稳态误差。Tayebi A.等学者提出了一种PD2控制器来控制四旋翼飞行器的方向,补偿了陀螺仪的误差和科氏力矩的影响,同时给出了该方法的全局渐近稳定性证明<sup>[4]</sup>。反步法虽然对于非线性系统跟踪性好且调整时间快,但其鲁棒性较差,需要利用其他方法进行补偿。Madani T.等学者将四旋翼飞行器整个系统分为欠驱动子系统、完全驱动子系统、螺旋桨子系统三部分,并采用反步法实现整个系统的控制<sup>[5]</sup>。Tan L.等学者则基于模型构建了反步法来进行姿态控制<sup>[6]</sup>。为了克服模型不确定性带来的干扰,将积分行为加入控制器中来提升系统鲁棒性。滑模控制是一种非线性的变结构控制系统,该方法对模型的不确定性和外部扰动具有较好的鲁棒性。Zhang R.等学者提出一种PD控制和滑模控制相结合的控制器用于四旋翼飞行器悬停时姿态控制<sup>[7]</sup>。由于该方法没有考虑时变干扰的影响,Zhang R.又设计了一种可以有效克服时变干扰的四旋翼飞行器姿态控制器<sup>[8]</sup>。Zeghlache S.等学者提出了一种模糊控制与滑模控制相结合的四旋翼飞行器控制策略,该方法有效消除了系统的震颤现象<sup>[9]</sup>。自适应控制算法可以对被控对象参数的变化做出补偿,但是直接使用标准自适应控制器时,快速的调节会导致高增益的反馈,而慢速的调

节会导致较大的过渡过程和缓慢的收敛过程。针对上述问题,Hovakimyan N.等学者拓展了基于状态预测的自适应控制器,从而有效的平衡了系统性能与快速调节下的鲁棒性问题<sup>[10]</sup>。

由于上述反步法、滑模控制、自适应控制等技术的控制性能在很大程度上依赖于模型的精度,而实际应用中由于多种环境因素的干扰造成很难获取准确的飞行器气动性能参数,因此笔者前期工作中采用不依赖模型的串级PID控制技术完成了四旋翼飞行器控制系统的设计与实现。但在实际应用中笔者发现基于串级PID控制方法所设计的控制器仍然存在一定局限性。例如在室外飞行实验中,如果突然出现强风干扰或由于飞行器的载荷发现变化时,飞行器的控制品质会变差,这是因为PID控制器良好的控制效果是建立在其参数有效整定基础上,而整定好的参数无法有效适应系统或环境中干扰因素。为了解决上述问题,自抗扰技术近年来得到研究人员的愈发重视<sup>[11-12]</sup>。

为了有效提高四旋翼飞行器对外部环境干扰和自身参数不确定性等因素的适应能力,本文设计一种基于自抗扰控制的四旋翼飞行器飞行控制方法。在对自抗扰控制器进行简要介绍基础上,第3章给出了飞行器基于自抗扰控制的控制系统结构及控制器具体算法设计。此外该章还对自抗扰控制器各模块的参数整定方法进行了系统的分析与总结。第4章对此前设计的控制系统进行系统的仿真实验。通过与串级PID控制器的对比实验,验证了自抗扰控制器的控制性能,检验了该系统的抗扰性和鲁棒性。

## 2 自抗扰控制原理(The principle of active disturbance rejection control)

自抗扰技术不依赖于模型,能处理各种内外不确定性,具有很强的鲁棒性<sup>[13-14]</sup>。自抗扰控制器(active disturbance rejection control, ADRC)由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性误差反馈(nonlinearity state error feedback, NLSEF)3部分构成。二阶自抗扰控制器结构如图1所示。

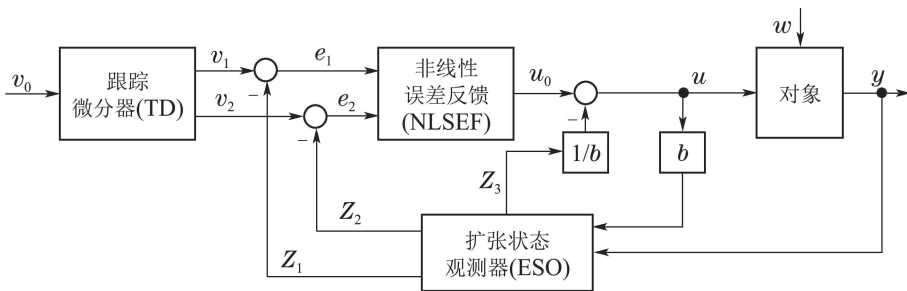


图1 二阶自抗扰控制器结构框图

Fig. 1 The structure of second-order adaptive disturbance rejection controller

跟踪微分器为输入信号安排过渡过程, 扩大了比例系数和微分系数的选取范围, 降低了整定难度, 提高了控制器的鲁棒性, 同时安排过渡过程还可以使控制器参数不变时所能适应的对象范围变大, 也就是说控制器的适应性更强, 此外利用跟踪微分器还可以提取出其高品质的微分信号; 扩张状态观测器是自抗扰控制技术中最核心的部分, 它不仅能估计出系统的状态量, 还能估计出模型不确定性引起的内部扰动和环境引起的外部扰动的实时作用量, 并对其进行补偿, 非线性、不确定的对象线性化、确定化, 使系统转化为简单的“积分串联器型”线性系统<sup>[15]</sup>; 非线性状态误差反馈控制将过渡过程和状态估计之间的误差通过非线性组合构成初始的控制量, 然后再用扩张状态观测器估计出的总扰动的实时作用量对其进行补偿, 得到最终的控制量。

### 3 基于自抗扰控制器的四旋翼飞行控制系统设计(Control system design for a quadrotor UAV based on active disturbance rejection control)

#### 3.1 控制系统设计方案(Control system design scheme)

假设在地面坐标系下飞行器相对于原点的坐标为  $\Gamma = [x \ y \ z]$ , 欧拉角为  $\Theta = [\phi \ \theta \ \psi]$ , 在机体坐标系下, 飞行器转动的角速度为  $\omega = [p \ q \ r]$ , 那么四旋翼飞行器的动力学方程可表述为如下形式:

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\sin \psi \sin \phi + \cos \psi \sin \theta \cos \phi) \frac{U_1}{m}, \\ \ddot{y} = (-\cos \psi \sin \phi + \sin \psi \sin \theta \cos \phi) \frac{U_1}{m}, \\ \ddot{z} = (\cos \theta \cos \phi) \frac{U_1}{m} - g, \\ \dot{p} = \frac{I_y - I_z}{I_x} qr - \frac{J_{TP}}{I_x} q \Omega + \frac{U_2 l}{I_x}, \\ \dot{q} = \frac{I_z - I_x}{I_y} pr + \frac{J_{TP}}{I_y} p \Omega + \frac{U_3 l}{I_y}, \\ \dot{r} = \frac{I_x - I_y}{I_z} pq + \frac{U_4}{I_z}, \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $m$  为飞行器的质量,  $I$  为惯性张量,

$$\begin{aligned} U_1 &= b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2), \\ U_2 &= b(\Omega_4^2 - \Omega_2^2), \quad U_3 = b(\Omega_3^2 - \Omega_1^2), \\ U_4 &= d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_1^2 - \Omega_3^2), \end{aligned}$$

$b$  为升力系数,  $\Omega_i$  为第  $i$  个旋翼的转速,  $l$  为飞机质心与旋翼中心距离,  $d$  为反扭矩系数。

从四旋翼飞行器的动力学模型中可以看出, 横滚、俯仰和偏航 3 个通道相互耦合, 这是控制器设计最大的难点, 而自抗扰控制器可以很好的解决这

个问题. 将不同通道之间的相互影响当作系统的内部扰动, 同环境引起的外部扰动一起, 作为该通道的总扰动, 然后各通道各自独立地用 ESO 对总扰动进行实时估计, 并对其进行补偿, 从而实现解耦控制, 每个通道由原来的非线性、不确定对象变为“积分串联器”型线性系统. 整个系统的结构见图 2, 分为 4 个独立的回路: 高度控制回路、俯仰控制回路、横滚控制回路和偏航控制回路, 将自抗扰控制器分别应用到每个回路中。

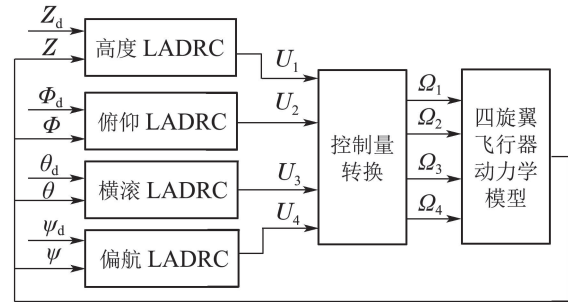


图 2 基于 ADRC 的控制系统结构

Fig. 2 The structure of control system based on ADRC

通过以上分析, 可以将式(1)改写为自抗扰控制理论相对应的形式:

$$\begin{cases} \ddot{z} = f_1(z, \dot{z}) + \omega_1 + b_1 U_1 - g, \\ \ddot{\phi} = f_2(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}) + \omega_2 + b_2 U_2, \\ \ddot{\theta} = f_3(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}) + \omega_3 + b_3 U_3, \\ \ddot{\psi} = f_4(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}) + \omega_4 + b_4 U_4, \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $f_i(\cdot)$  为系统内部扰动,  $\omega_i$  为各通道的外部扰动,

$$b_1 \approx \frac{1}{m}, \quad b_2 = \frac{1}{I_x}, \quad b_3 = \frac{1}{I_y}, \quad b_4 = \frac{1}{I_z}.$$

#### 3.2 自抗扰控制器算法(The algorithm of active disturbance rejection controller)

由公式(2)可以看出, 自抗扰控制器的控制对象均为二阶非线性不确定对象, 因此需要设计二阶自抗扰控制器对其进行控制. 根据分离性原理, 自抗扰控制器分为 TD, ESO 和 NLSEF 3 部分来设计. 下面以横滚通道为例, 给出其离散形式的自抗扰控制算法。

被控对象

$$\ddot{\phi} = f(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}) + \omega + bu, \quad y = \phi.$$

1) 安排过渡过程(TD).

$\phi_d$  为俯仰角的设定值。

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + T v_2(k), \\ v_2(k+1) = v_2(k) + T \text{fst}(v_1(k) - \phi_d(k), v_2(k), r, h). \end{cases} \quad (3)$$

2) 估计状态和总扰动(ESO).

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_1(k) - y(k), \\ z_1(k+1) = z_1(k) + T(z_2(k) - \beta_1\varepsilon_1), \\ z_2(k+1) = z_2(k) + T(z_3(k) - \beta_2\text{fal}(\varepsilon_1, \alpha_1, \delta) + bu(k)), \\ z_3(k+1) = z_3(k) - T\beta_3\text{fal}(\varepsilon_1, \alpha_2, \delta), \end{cases} \quad (4)$$

3) 控制量的形成(NLSEF).

$$\begin{cases} e_1 = v_1(k) - z_1(k), \\ e_2 = v_2(k) - z_2(k), \\ u_0(k) = k_1\text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_0) + k_2\text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_0), \\ u(k) = u_0(k) - \frac{z_3(k)}{b}, \end{cases} \quad (5)$$

其中 $\text{fst}(\cdot)^{[16]}$ 和 $\text{fal}(\cdot)$ 定义为

$$\text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sgn} \varepsilon, & |\varepsilon| > \delta, \\ \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}}, & |\varepsilon| \leq \delta, \end{cases} \quad \delta > 0,$$

$$\text{fst}(x_1, x_2, r, h) = - \begin{cases} \frac{ra}{d}, & a \leq d_0, \\ r\text{sgn} a, & a > d_0, \end{cases}$$

$$d = rh, \quad d_0 = dh, \quad y = x_1 + hx_2,$$

$$a_0 = (d^2 + 8r|y|)^{1/2},$$

$$a = \begin{cases} x_2 + \frac{a_0 - d}{2}, & |y| > d_0, \\ x_2 + \frac{y}{h}, & |y| \leq d_0. \end{cases}$$

该控制算法只需要对象的输入数据 $u(k)$ 和输出数据 $y(k)$ .

自抗扰控制器是一种不基于对象模型的控制方法,因此不需要针对具体的对象来分析控制器的稳定性.因此只要选择了合适的参数,自抗扰控制器可以使四旋翼飞行器达到姿态稳定和高度稳定.

3.3 自抗扰控制器的参数整定(Parameter tuning for active disturbance rejection controller)

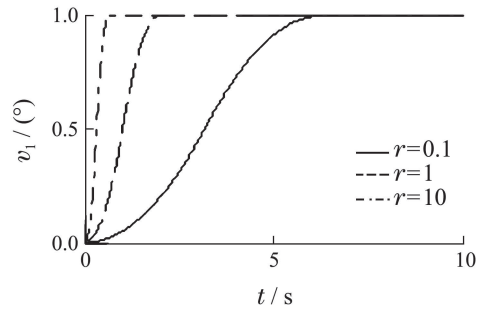
自抗扰控制器参数的选取直接影响其控制性能的优劣.由于自抗扰控制器中的TD, ESO和NLSEF 3个部分在设计过程中是相互独立的,因此可以按照“分离性原理”对每个模块单独整定,然后再综合起来调整.下面根据工程实践的经验性总结,介绍对于二阶系统的参数整定方法<sup>[17]</sup>.

1) 跟踪微分器的参数整定.

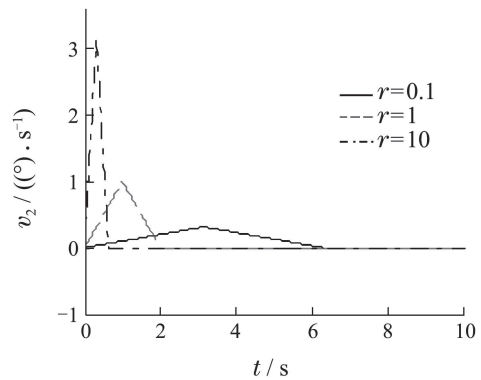
在离散形式的跟踪微分器(3)中,有两个可调参数:速度因子 $r$ 和滤波因子 $h$ .速度因子 $r$ 与过度过程时间 $T_D$ 之间的关系为

$$r = \frac{4(x_1 - x_0)}{T_D^2}, \quad (6)$$

其中:  $x_1$ 为设定值,  $x_0$ 为初始值.以阶跃信号为输入量,当 $h = T = 0.01$ 时,分别取 $r = 0.1, 1, 10$ ,跟踪微分器的响应曲线如图3所示.



(a) 跟踪信号响应曲线



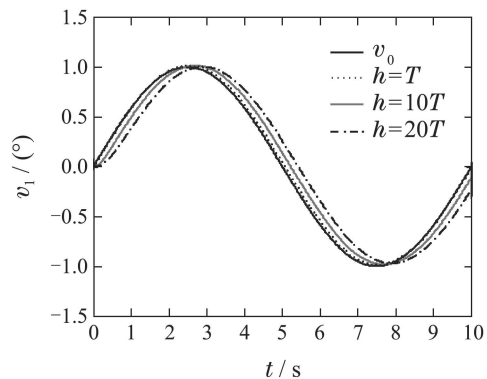
(b) 微分信号响应曲线

图3  $r$ 取不同值时的跟踪微分器响应曲线

Fig. 3 Response curves of TD with different values of  $r$

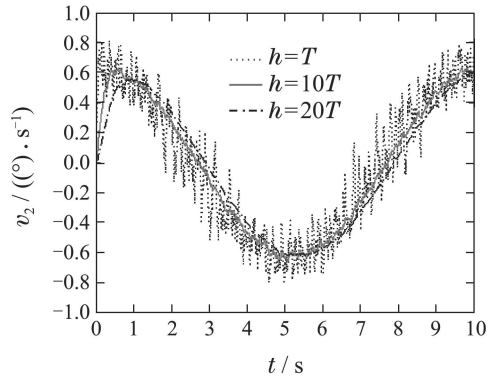
从图3中可以看出 $r$ 越大,过渡过程越短,当 $r$ 过大时跟踪信号将无限逼近输入信号,但这样就失去了安排过渡过程的意义; $r$ 越小过渡过程越长,过长的过渡过程会影响系统的响应速度.因此, $r$ 应该根据不同被控对象的承受能力来选择.

滤波因子 $h$ 可以对跟踪信号含有的噪声进行滤波.输入信号为正弦信号,中间掺杂均值为0、方差为0.01的随机噪声,当 $T = 0.01, r = 10$ 时,分别取 $h = T, 8T, 10T$ ,跟踪微分器的响应曲线如图4所示.



(a) 跟踪信号响应曲线





(b) 微分信号响应曲线

图 4  $h$ 取不同值时跟踪微分器响应曲线Fig. 4 Response curves of TD with different values of  $h$ 

从图4中可以看出,  $h$ 越大滤波效果越好, 但是跟踪信号的相位损失也越大. 在工程实践中, 根据输入信号的实际波形一般采用  $h = 3T \sim 7T$ .

#### 2) 扩张状态观测器的参数整定.

扩张状态观测器是自抗扰控制技术的核心部分, 其参数整定也直接影响控制器的控制效果. 扩张状态观测器(4)有6个可调参数, 分别为fal函数的非线性参数  $\alpha_1, \alpha_2, \delta$  和观测器参数  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ .

fal函数中,  $\alpha$ 的取值决定了fal函数的非线性形状, 在ESO中, 一般取  $\alpha_1 = 0.5, \alpha_2 = 0.25$ .  $\delta$ 为fal函数在原点附近的线性区间宽度. 若  $\delta$ 太大, ESO大部分工作在线性区, 无法体现出非光滑反馈的优越性, 其对非线性信号的逼近能力也会大大减弱, 甚至无法跟踪某些变化幅度比较大的扰动信号; 若  $\delta$ 太小, fal函数比较接近于开关函数, 在原点附近容易出现高频颤振现象.

观测器参数  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  为状态误差反馈的反馈增益, 影响ESO的收敛速度.  $\beta_1$ 越大  $Z_1$ 跟踪输入信号的速度越快. 通常来说与采样频率在同一数量级, 当  $\beta_1$ 高于该数量级时容易引起观测器发散, 低于该数量级时会导致观测器的跟踪效果变差.  $\beta_2$ 越大  $Z_2$ 跟踪输入信号微分的速度越快,  $\beta_2$ 过大容易导致系统产生高频噪声, 过小容易导致观测器振荡. 观测器对扰动进行估计产生的滞后与  $\beta_3$ 有关,  $\beta_3$ 越大对扰动估计的滞后也就越小, 但是如果  $\beta_3$ 过大会导致观测器出现振荡, 对噪声的抑制作用也会相对减弱. 3个参数之间又有相互制约的作用, 适当增大  $\beta_1, \beta_2$ 能有效抑制  $\beta_3$ 过大引起的观测器振荡. 因此这3个参数的整定要协调进行, 主要调整  $\beta_3$ 的同时, 适当调整  $\beta_1, \beta_2$ , 不断改善估计效果.

#### 3) 非线性状态误差反馈控制率的参数整定.

在自抗扰控制器中, NLSEF(公式(5))有6个可

调参数, 分别为fal函数的非线性参数  $\alpha_1, \alpha_2, \delta_0$ , 控制器增益  $k_1, k_2$ , 补偿系数  $b$ . 在NLSEF中, 一般取  $\alpha_1 = 0.75, \alpha_2 = 1.25$  或者  $\alpha_1 = 0.5, \alpha_2 = 1.5$  比较合适.  $\delta$ 的整定方法跟ESO中相同.

对于控制器增益  $k_1, k_2$ ,  $k_1$ 越大系统的响应速度越快, 过渡过程越短, 但是  $k_1$ 过大会导致系统振荡次数增多, 甚至引起输出发散; 增大  $k_2$ 可以抑制过渡过程中出现的超调, 改善系统动态性能, 但  $k_2$ 过大也会使响应提前制动, 导致调节时间变长.

补偿系数  $b$ 是自抗扰控制器中唯一与被控对象有关的变量, 当被控对象的模型未知的情况下, 也可以将其作为一个参数来整定. 不同的  $b$ 值决定了总扰动的实时估计值在不同范围内变化, 补偿分量也会随之发生变化, 也就是说  $b$ 相当于系统总扰动补偿量的比例系数.

## 4 仿真实验及结果分析(Experimental results and data analysis)

前期研究工作中, 本文已分别完成了基于串级PID的飞行控制仿真验证与实飞测试. 实飞测试采用的是自主研发的四旋翼飞行器, 其姿态角信息由IMU惯性测量单元获取, 高度信息由声纳单元获取, 控制频率为20 Hz. 实际飞行实验分别在室内环境和室外环境进行, 部分实验效果如图5所示.



图 5 四旋翼飞行器实际飞行实验

Fig. 5 The actual flight of a self-designed quadrotor UAV

在基于串级PID控制的四旋翼飞行器实飞中存在一些问题, 例如飞行器载荷发生变化每次都需要对PID控制器的参数进行重新调节. 还有室外飞行中如果风速过高对飞行器的控制也会产生较大干扰. 为了验证自抗扰控制器能否解决上述问题, 笔者进行了系统的仿真验证, 并与串级PID进行对比分析. 仿真实验中四旋翼飞行器系统模型参数如表1所示.

自抗扰控制器的某些部分数学运算比较复杂, 如果用普通的Simulink模块进行搭建会十分复杂, 因此本文采用S-函数来实现. 在MATLAB/Simulink环境下搭建自抗扰控制器如图6所示. 图6中:

TD模块、ESO模块和NLSEF模块分别采用MATLAB语言编写,然后封装成S-函数模块。

表1 四旋翼飞行器仿真参数数值表

Table 1 Simulation parameters of quadrotor UAV

参数符号	物理意义	数值
$m$	四旋翼飞行器的质量	1 kg
$l$	旋翼中心到质心的距离	0.24 m
$g$	重力加速度	$9.81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$
$b$	升力系数	$5.42 \times 10^{-5} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$
$d$	阻力系数	$1.1 \times 10^{-6} \text{ N} \cdot \text{s}^2$
$I_x/I_y$	$x$ 轴/ $y$ 轴惯性张量	$8.1 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
$I_z$	$z$ 轴惯性张量	$14.2 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
$J_{TP}$	旋翼转动惯量	$1.04 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

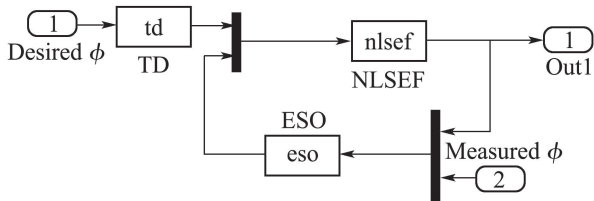


图6 横滚控制器内部结构

Fig. 6 The internal structure of roll controller

对控制器参数进行设计时,选择控制周期为 $T = 0.01$ ,根据第3.3节给出的参数选取原则进行整定,经过多次试验最后确定自抗扰控制器的参数见表2。

表2 自抗扰控制器仿真参数数值表

Table 2 Simulation parameters of ADRC

参数	横滚 控制器	俯仰 控制器	偏航 控制器	高度 控制器
$r$	2	2	2	2
$h$	0.05	0.05	0.05	0.05
TD $\beta_1$	100	100	100	100
$\beta_2$	425	425	525	565
$\beta_3$	2500	2500	3200	3000
ESO $\alpha_1$	0.5	0.5	0.5	0.5
$\alpha_2$	0.25	0.25	0.25	0.25
$\delta$	0.1	0.1	0.05	0.05
$k_1$	55	55	85	120
$k_2$	35	35	75	80
$b$	123	123	70	200
NLSEF $\alpha_1$	0.75	0.75	0.75	0.75
$\alpha_2$	1.25	1.25	1.25	1.25
$\delta_0$	0.2	0.2	0.2	0.5

4.1 稳定控制实验(Experiments of stability control)

首先验证自抗扰控制器对飞行器稳定控制的效果.设定四旋翼飞行器3个姿态角的初始值为横滚角 $\phi_0 = 30^\circ$ ,俯仰角 $\theta_0 = 15^\circ$ ,偏航角 $\psi_0 = 10^\circ$ ,初

始高度为0m,采样周期 $T = 0.01$ ,控制目标是让飞行器在高度为2m的位置上实现姿态稳定,仿真结果如图7所示,其性能指标见表3。

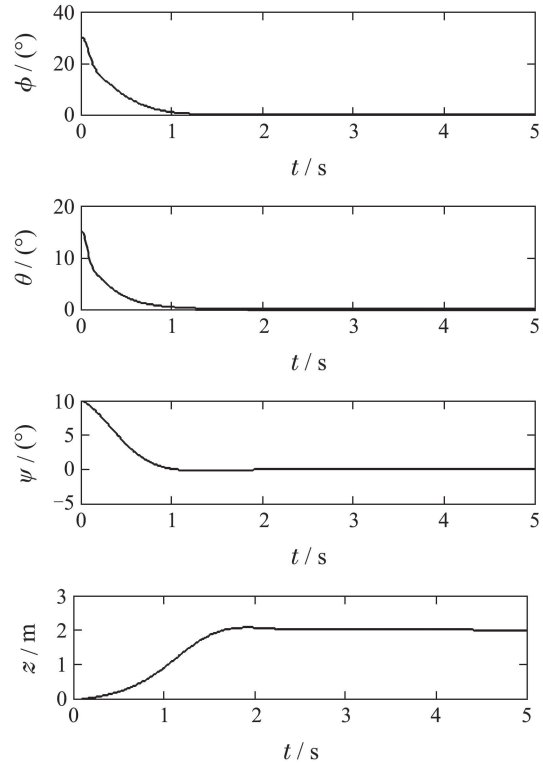


图7 稳定控制实验姿态角和高度响应曲线

Fig. 7 Response curves of attitude angle and height in stability experiment

表3 稳定控制实验性能指标

Table 3 Performance indices of stability experiment

通道	$\sigma/\%$	$t_s/s$
横滚通道	0	1.13
俯仰通道	0	1.17
偏航通道	2.0106	1.38
高度通道	2.0527	2.12

从图7中可以看出,姿态角和高度很平稳的达到期望值,调整过程中没有任何振荡.分析表2中的性能指标,可以看出自抗扰控制器对于四旋翼飞行器的稳定控制效果十分理想,能够在1.5s内实现姿态稳定,2s左右达到目标高度.与表2中采用串级PID控制器的稳定控制实验的性能指标相比,姿态角和高度的超调量都大大减小,系统稳定性更强。

4.2 ADRC和串级PID控制器对比实验(Comparative experiments between ADRC and cascade PID)

1) 姿态角跟踪实验.

设定3个姿态角初始值均为 $0^\circ$ ,给定信号是周期性变化的方波,其中横滚和俯仰通道方波增益为

30°, 偏航通道方波增益为15°, 频率均为0.1 Hz. 在自抗扰控制器和串级PID控制器的控制下, 系统的输出曲线如图8所示.

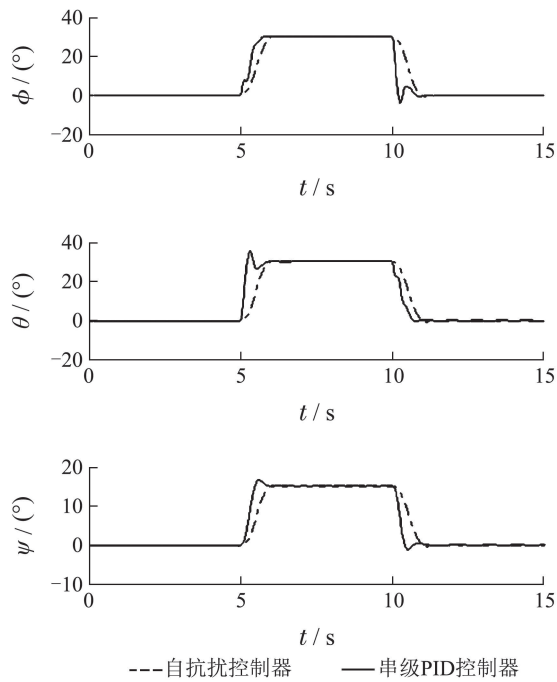


图 8 姿态角跟踪实验响应曲线

Fig. 8 Response curves of attitude angle tracking experiment

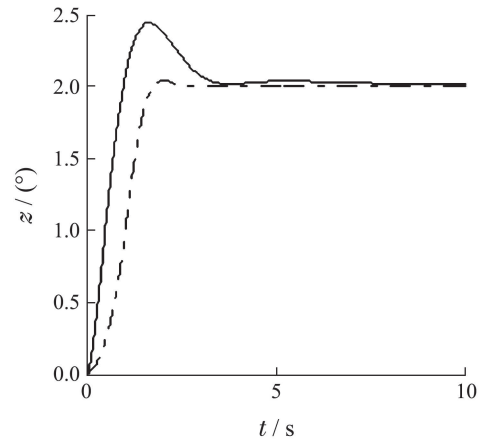
从图8中可以看出, 自抗扰控制器的姿态角响应曲线能够很好的跟踪期望值. 串级PID控制器的姿态角响应曲线虽然能够跟踪期望值, 但是会产生振荡. 这是因为当3个姿态角的期望值同时发生变化时, 由于横滚、俯仰和偏航三通道之间存在较强的耦合作用, 其他通道的变化会对当前姿态角产生影响. 而自抗扰控制器可以将不同通道之间的相互影响当作系统的内部扰动, 通过ESO对其进行实时估计并补偿, 因此三通道之间不会产生相互干扰.

2) 高度控制实验.

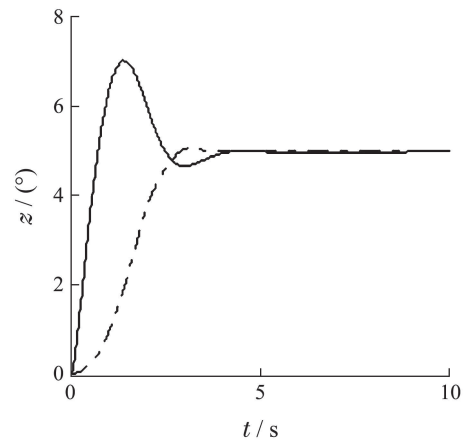
设定初始高度为0 m, 期望高度分别为2 m和5 m, 在ADRC和串级PID控制器的控制下, 系统的输出曲线如图9所示, 两种控制方案的性能指标见表4.

从图9和表4中可以看出, 与自抗扰控制器相比, 串级PID控制器的高度响应曲线超调非常大, 调整时间也较长, 这点在期望高度增加后更加明显. 在期望值为5 m的条件下, 串级PID控制的超调超过40%, 调整时间为3.86 s, 控制效果很不理想. 而自抗扰控制器, 在期望值为2 m和5 m的情况下都有很好的表现, 超调仅仅只有2%左右, 甚至期望值为10 m甚至更大的情况下, 也能实现“无超调、快速跟踪的控制目标”. 自抗扰控制器通过安排过渡过程, 解决了PID控制快速性和超调之间的矛盾. 下面通过

高度通道的TD响应曲线, 析自抗扰控制器是如何安排过渡过程的.



(a) 期望高度为2 m



(b) 期望高度为5 m

---自抗扰控制器    —串级PID控制器

图 9 高度控制实验响应曲线

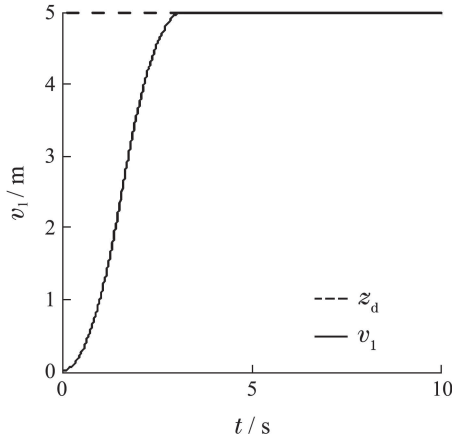
Fig. 9 Response curves of height control experiment

表 4 高度控制实验性能指标

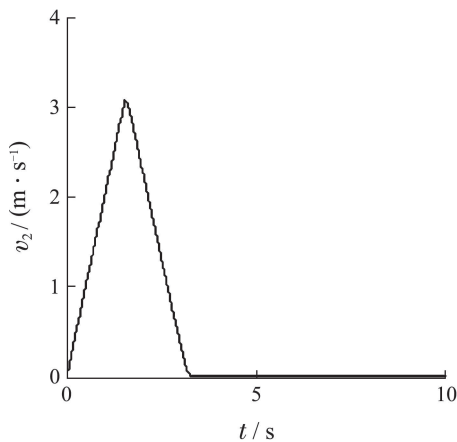
Table 4 Performance indices of height control experiment

仿真条件	控制方案	$\sigma/\%$	$t_s/s$
期望高度设为2 m	串级PID控制器	22.1196	3.27
	自抗扰控制器	2.0527	2.12
期望高度设为5 m	串级PID控制器	40.1305	3.86
	自抗扰控制器	1.2790	2.8

从图10中可以看出, 当期望值 $z_d$ 发生阶跃跳变时, TD为其安排了一个过渡过程, 其输出 $v_1$ 跟踪输入信号 $z_d$ ,  $v_2$ 为 $v_1$ 的微分. 自抗扰控制器通过TD合理地安排过渡过程, 柔化了 $z_d$ 的变化, 从而减少系统输出的超调.



(a) 跟踪输出



(b) 微分输出

图 10 高度通道TD响应曲线

Fig. 10 Response curves of TD in height channel

3) 抗扰性实验.

实际系统会受到传感器噪声的影响, 通过对3个姿态角的反馈变量加入高斯白噪声来模拟传感器噪声. 此外还需考虑姿态角受外部扰动发生突变的情况. 在5 s, 10 s和15 s时刻分别对横滚、俯仰、偏航回路的角加速度加入幅值为20、脉宽为1 s的矩形波作为突变信号来测试控制器抗扰性. 在ADRC和串级PID控制器控制下, 系统输出曲线如图11所示.

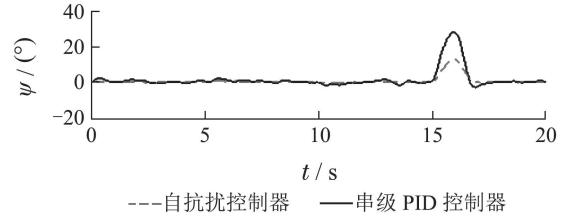
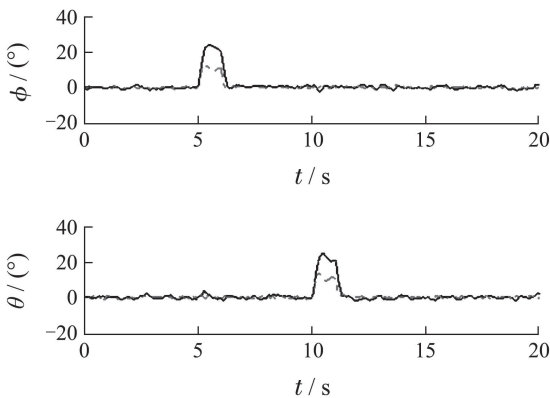


图 11 抗扰性实验响应曲线

Fig. 11 Response curves of disturbance rejection experiment

从图11中可以看出, 对于外部扰动, 在串级PID控制器和自抗扰控制器的调节下飞行器能在2s内回到稳定状态, 说明两种控制器都具有一定抗干扰性能. 相比之下自抗扰控制器表现更优, 在相同外部扰动的作用下, 自抗扰控制器能够将其控制在14°的范围内, 而串级PID控制器只能将其控制在25°的范围内. 自抗扰控制器能够取得良好的抗扰效果主要是由于ESO的作用, 下面通过对横滚通道ESO的响应曲线, 分析自抗扰控制器是如何实现扰动估计的. 横滚通道ESO的输出曲线如图12所示.

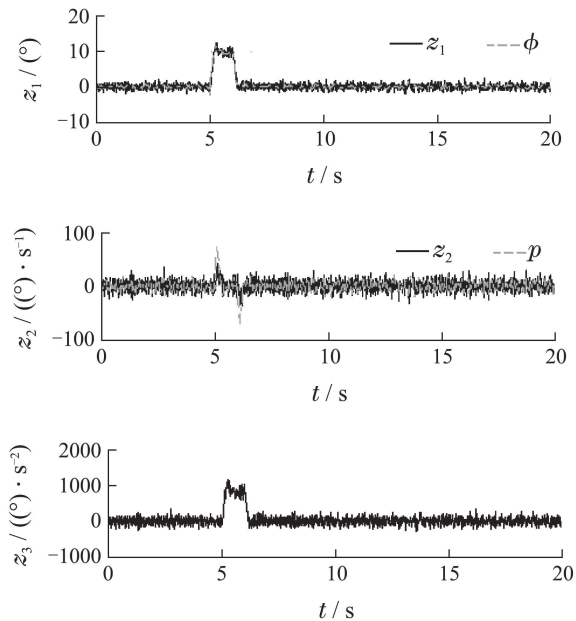


图 12 横滚通道ESO响应曲线

Fig. 12 Response curves of ESO in roll channel

从图12中可以看出, 在有噪声和外部扰动的情况下, ESO的输出 $Z_1$ 和 $Z_2$ 能够很好的跟踪偏航角 $\phi$ 和其角速度 $p$ ,  $Z_3$ 为ESO估计出的系统总扰动的实时作用量, 通过对其进行补偿, 能够很好地克服系统不确定性带来的影响. ESO对外部干扰有比较好的抑制能力, 但是由于其观测器增益较大对噪声产生放大效应, 因此需要进行滤波处理. 在四旋翼飞行器实际系统中, 作者对惯性测量单元得到的姿态信息和声纳得到的高度信息采用了互补滤波.



### 4.3 鲁棒性实验(Experiments of robustness)

设定3个姿态角初始值均为 $0^\circ$ , 初始高度为0 m, 期望高度为2 m, 姿态角的给定信号与第4.2节中姿态角跟踪实验相同. 在保持自抗扰控制器参数不变的情况下, 将四旋翼飞行器的质量 $m$ 和惯性张量 $I_x, I_y, I_z$ 分别增大30%和减小30%进行仿真实验, 仿真结果如图13所示. 以第1个方波上升沿的姿态角动态响应计算性能指标, 不同参数下自抗扰控制的性能指标见表5. 从图13和表5中可以看出, 在自抗扰控制器参数没有改变的情况下, 尽管四旋翼飞行器的模型参数变化, 但各通道的动态响应曲线和性能指标基本没有改变, 说明自抗扰控制器对被控对象参数的不确定性有很强的鲁棒性.

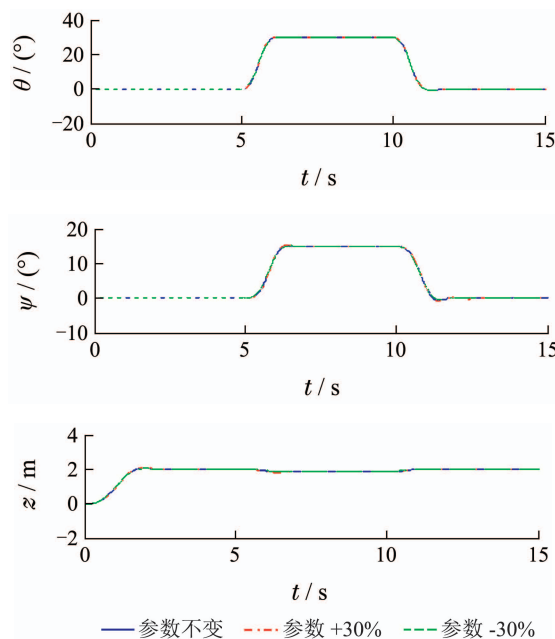
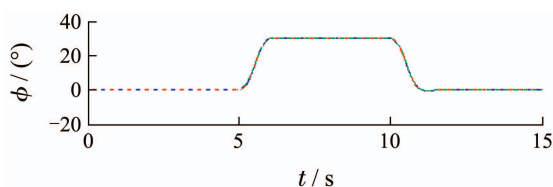


图 13 不同参数下姿态角跟踪实验响应曲线

Fig. 13 Response curves of attitude angle tracking experiment with different parameters

表 5 不同参数下自抗扰控制的性能指标

Table 1 Performance indices of ADRC with different parameters

仿真条件	横滚通道		俯仰通道		偏航通道		高度通道	
	$\sigma/\%$	$t_s/s$	$\sigma/\%$	$t_s/s$	$\sigma/\%$	$t_s/s$	$\sigma/\%$	$t_s/s$
参数不变	1.2890	0.97	1.2707	0.96	1.6034	1.20	2.0527	2.12
参数+30%	1.3721	0.96	1.3594	0.96	2.2911	1.46	4.6802	2.25
参数-30%	1.1761	0.97	1.1558	0.97	1.5407	1.25	2.2971	2.18

上述仿真实验验证了基于自抗扰控制器的四旋翼飞行器飞行控制系统的有效性. 仿真结果表明, 自抗扰控制器可以很好地实现姿态稳定控制和高度控制, 具有超调小、调节时间短、鲁棒性强的优点.

### 5 结论(Conclusions)

本文研究工作着重解决基于串级PID的四旋翼飞行器飞行姿态控制在实际应用中需要不重新整定参数以适应自身载荷和外部环境变化影响的问题. 论文设计了一种基于自抗扰的飞行控制方法, 并通过进行稳定控制、与串级PID的对比、鲁棒性测试等一系列仿真实验来验证所提方法的抗扰性和鲁棒性. 在今后的工作中将利用实际四旋翼飞行器来进行实际平台验证, 完成自抗扰控制器从理论到实践的过渡. 此外作者还将尝试将自抗扰控制技术与其他智能控制方法相结合, 以取得针对四旋翼飞行器更优的控制效果.

### 参考文献(References):

- [1] PAUL G F, THOMAS J G. *Introduction to UAV Systems* [M]. Columbia, MD: UAV Systems, 1998.
- [2] GONZALEZ-VAZQUEZ S, MORENO-VALENZUELA J. A new nonlinear PI/PID controller for quadrotor posture regulation [C] // *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA)*. Morelos, Mexico: IEEE, 2010: 642 – 647.
- [3] XU G H, MO Z. Modified adaptive flight control of quadrotor based on single neuron PID [C] // *International Conference on Information Science and Technology (ICIST)*. Yangzhou, China: IEEE, 2013: 313 – 316.
- [4] TAYEBI A, MCGILVRAY S. Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, 14(3): 562 – 571.
- [5] MADANI T, BENALLEGUE A. Backstepping control for a quadrotor helicopter [C] // *Proceedings of the 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. Beijing, China: IEEE, 2006: 3255 – 3260.
- [6] TAN L, LU L, JIN G. Attitude stabilization control of a quadrotor helicopter using integral backstepping [C] // *International Conference on Automatic Control and Artificial Intelligence (ACAI)*. Xiamen, China: IEEE, 2012: 573 – 577.

- [7] ZHANG R, WANG X, CAI K Y. Quadrotor aircraft control without velocity measurements [C] // *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control*. Shanghai, China: IEEE, 2009: 5213 – 5218.
- [8] ZHANG R, QUAN Q, CAI K Y. Attitude control of a quadrotor aircraft subject to a class of time-varying disturbances [J]. *IEEE Proceedings: Control Theory and Applications*, 2011, 5(9): 1140 – 1146.
- [9] ZEGHLACHE S, SAIGAA D, KARA K, et al. Fuzzy sliding mode control with chattering elimination for a quadrotor helicopter in vertical flight [M] // *Hybrid Artificial Intelligent Systems*. Berlin Heidelberg: Springer, 2012: 125 – 136.
- [10] HOVAKIMYAN N, CAO C. *L1 Adaptive Control Theory: Guaranteed Robustness with Fast Adaptation* [M]. Philadelphia, USA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010.
- [11] 杨立本, 章卫国, 黄得刚. 基于ADRC姿态解耦的四旋翼飞行器鲁棒轨迹跟踪 [J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(6): 1026 – 1033.  
(YANG Liben, ZHANG Weiguang, HUANG Degang. Robust trajectory tracking for quadrotor aircraft based on ADRC attitude decoupling control [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2015, 41(6): 1026 – 1033.)
- [12] 李杰, 齐晓慧, 韩帅涛. 基于自抗扰技术的四旋翼姿态解耦控制方法 [J]. 电光与控制, 2013, 20(3): 44 – 48.  
(LI Jie, QI Xiaohui, HAN Shuaitao. Attitude decoupling control for quadrotor aircraft based on active disturbance rejection control technique [J]. *Electronics Optics & Control*, 2013, 20(3): 44 – 48.)
- [13] 吴丹, 赵彤, 陈恳. 快速刀具伺服系统自抗扰控制的研究与实践 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1534 – 1542.  
(WU Dan, ZHAO Tong, CHEN Ken. Research and industrial applications of active disturbance rejection control to fast tool servos [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1534 – 1542.)
- [14] 董莉莉. 自抗扰控制在微机电换能器中的应用 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1543 – 1552.  
(DONG Lili. Application of active disturbance rejection control to micro-electro-mechanism system transducers [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1543 – 1552.)
- [15] 张立明. 自抗扰控制在AUV航向控制中的应用 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.  
(ZHANG Liming. *Research on application of active disturbance rejection technology to AUV heading control* [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009)
- [16] 韩京清, 袁露林. 跟踪-微分器的离散形式 [J]. 系统科学与数学, 1999, 19(3): 268 – 273.  
(HAN Jingqing, YUAN Lulin. The discrete form of tracking-differentiator [J]. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1999, 19(3): 268 – 273.)
- [17] 王德爽. 基于自抗扰算法的导弹制导系统设计研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.  
(WANG Deshuang. *Missile guidance system design based on active disturbance rejection control algorithm* [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2012)

#### 作者简介:

刘一莎 (1982–), 女, 副教授, 目前研究方向为小型多旋翼飞行器自主控制与导航, E-mail: liuyisha@dlut.edu.cn;

杨晟萱 (1989–), 女, 助理研究员, 目前研究方向为小型多旋翼飞行器自主控制, E-mail: yangshengxuan@sia.cn;

王伟 (1955–), 男, 教授, 目前研究方向为预测控制、机器人学及智能控制等, E-mail: wangwei@dlut.edu.cn.