

文章编号: 1000-5862(2017)01-0067-06

基于 ADRC 的四旋翼无人机姿态控制研究

钟海鑫, 陆倩, 丘森辉, 罗晓曙*

(广西师范大学电子工程学院, 广西 桂林 541004)

摘要: 四旋翼无人机由于受到自身的非线性、模型的不确定性和外部突发气流等的影响, 较难完成预设的飞行任务. 为此, 使用自抗扰控制, 通过安排合理的过渡过程减少超调和设计扩张状态观测器来估计总扰动并实时补偿, 并实现四旋翼无人机姿态控制. 仿真结果表明: 相比传统 PID 控制, 该控制方法使得四旋翼无人机能够更好地适应自身参数的变化和应付外部气流带来的影响, 具有更好的鲁棒性和抗扰性. 同时验证了自抗扰控制器下的系统具有超调小、精度高、收敛速度快、抗扰能力强和鲁棒性能好等特点.

关键词: 自抗扰控制; 四旋翼无人机; 抗扰性; 鲁棒性; PID 控制

中图分类号: TP 273 **文献标志码:** A **DOI:** 10.16357/j.cnki.issn1000-5862.2017.01.13

0 引言

四旋翼无人机(Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle, QUAV)是一种欠驱动系统,它是通过无线远程遥控加之自身的传感器从而实现自主飞行的非载人飞行器.如今,这类飞行器已经广泛应用于军事和民用等领域^[1].

QUAV 具有强耦合、多变量、非线性等特点,且其在飞行中容易受到不确定的干扰影响,为了保证其正常飞行,其控制系统的设计显得尤为重要.在 QUAV 飞行控制系统的设计方案当中,有 PID 控制、滑模控制、模糊控制、自适应控制、反步法等控制方法^[2-6].滑模控制、自适应控制、模糊控制、反步法等控制技术皆依赖于系统模型的建立,对模型的精度要求较高,系统建模的精确度不高对控制效果有较大影响.其中滑模控制有较好的鲁棒性,但这种算法并没有实时估计系统干扰而直接影响其控制效果^[7].自适应控制算法可以补偿被控对象参数带来的变化,但快速调节会带来高增益的反馈,慢速调节会带来较长的调整时间,快速性降低.在 PID 控制当中,由于 QUAV 自身特点,且其不易建模或者建模精度不高,易产生误差.这些因素构成的“内扰”^[8],使得 PID 控制不能较好地应对.

ADRC(Active Disturbance Rejection Control)^[9]

则是将“内扰”和“外扰”看作是系统的“总扰动”,然后再将其抵消掉,从而提高系统稳定性.其原理是广义的抗扰原理^[10].这种抗扰更加地主动,不会引起较大的超调,且能够使能量消耗降低^[11].因此,为了改善 QUAV 对外部的抗干扰能力和提高自身的鲁棒性,本文提出了使用 ADRC 来实现其姿态和高度控制.通过仿真实验对比研究发现,使用 ADRC 来控制 QUAV 相对于传统的 PID 控制器而言,具有超调小、精度高、收敛速度快、抗干扰能力和鲁棒性能得到极大增强等特点,并较好地实现 QUAV 的姿态控制.

1 ADRC 系统概述

自抗扰控制系统不依赖于数学模型,在噪声、负载扰动、数学模型和过程参数发生变化等因素干扰下能保持良好的动态性和稳态性^[10].其组成部分包括:跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)、非线性反馈(NLSEF)等^[8].实际中多使用 2 阶自抗扰控制器^[12],如图 1 所示.

扩张状态观测器亦可称为扰动作用的扩张状态观测器^[13],其为自抗扰控制器的核心.系统被控对象的“模型”和所受“外扰”处于同等地位^[14].用跟

收稿日期: 2016-06-14

基金项目: 国家自然科学基金(11262004), 广西多源信息挖掘与安全重点实验室开放基金(MIMS15-06)和广西信息科学实验中心基金(KA1430)资助项目.

通信作者: 罗晓曙(1961-),男,湖北应城人,教授,博士,主要从事工业自动化控制、非线性电路理论及非线性系统控制的研究. E-mail: lxs@mailbox.gxnu.edu.cn

踪微分器来安排合适的“过渡过程”来解决 PID 控制中“快速性”和“超调”之间的矛盾,并提高系统的“鲁棒性”^[8].非线性反馈用来替代 PID 中以线性加权求和的计算方式从而改善控制器性能^[15].

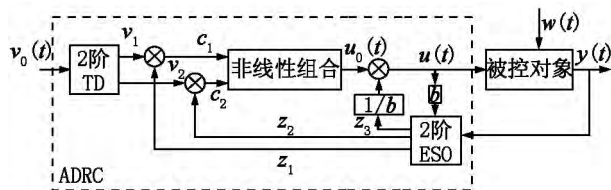


图1 2阶自抗扰控制器基本结构

2 基于ADRC的QUAV控制系统设计

2.1 QUAV的建模与控制系统设计

设 φ 、 θ 、 ψ 分别为QUAV的翻滚角、俯仰角和偏航角 l 为其质心至旋翼中心的距离 I_x 、 I_y 、 I_z 为惯性主矩^[16] Ω_i 为第 i 个旋翼转速,其旋翼产生的升力与旋翼传动速度平方成正比^[17] J_R 为转动惯量 n_1 为其升力系数 n_2 为反扭矩系数.根据文献[18-19],可以将QUAV的动力学方程写成为

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\sin\varphi\sin\psi + \sin\theta\cos\varphi\cos\psi) n_1 \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 / m, \\ \ddot{y} = (-\cos\varphi\sin\psi + \sin\theta\cos\varphi\sin\psi) n_1 \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 / m, \\ \ddot{z} = (\cos\theta\cos\varphi) n_1 \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 / m - g, \\ \ddot{\theta} = (n_1 l (\Omega_3^2 - \Omega_1^2) + I_R \dot{\varphi} (-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4) + \dot{\psi} \dot{\varphi} (I_z - I_x)) / I_y, \\ \ddot{\varphi} = (n_1 l (\Omega_4^2 - \Omega_2^2) - I_R \dot{\theta} (-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4) + \dot{\psi} \dot{\theta} (I_y - I_z)) / I_x, \\ \ddot{\psi} = (n_2 (\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_1^2 - \Omega_3^2) + \dot{\varphi} \dot{\theta} (I_x - I_y)) / I_z. \end{cases} \quad (1)$$

由(1)式可知,由 φ 、 θ 、 ψ 组成耦合通道构成的“内扰”,可以由ESO直接估计补偿,使得每个通道变成“积分串联型”线性系统——LADRC^[8].以上可以设计成如图2所示的控制系统.可将QUAV的动力学方程转换成ADRC理论相应的形式,具体可参见文献[20].

2.2 QUAV的ADRC算法设计

由(1)式可知,ADRC的控制对象为2阶非线性不确定对象^[21],对此本文设计了以2阶ADRC对QUAV进行姿态控制.以偏航通道为例,有

$$\begin{cases} \ddot{\psi} = f_4(\varphi, \dot{\varphi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}) + \omega_4 + bU_4, \\ y = \psi, \end{cases} \quad (2)$$

其中 f_4 、 ω_4 分别为偏航通道的“内扰”和“外扰”.

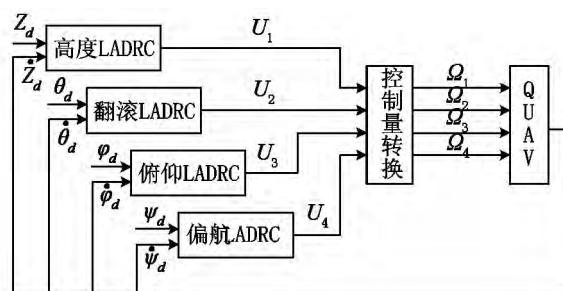


图2 基于ADRC的QUAV控制系统

偏航通道的ADRC算法^[8]为

1) 安排过渡过程(TD). ψ_d 为偏航角设定值.

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + H v_2(k), \\ v_2(k+1) = v_2(k) + H f_{st}(v_1(k) - \psi_d(k), p_2(k), r, h), \end{cases} \quad (3)$$

其中 $v_1(k)$ 为安排的过渡过程 $v_2(k)$ 为其微分信号 $\psi_d(k)$ 为输入信号 r 为速度因子 h 为滤波因子,其越大,滤波效果越好,但跟踪信号相位损失越大^[22]. H 为积分步长,一般 $h = 3H \sim 7H$ ^[20]. $f_{st}(\cdot)$ 可参见文献[8].

2) 状态估计和总扰动(ESO). 其方程为

$$\begin{cases} e_0 = z_1(k) - y(k), \\ z_1(k+1) = z_1(k) + H(z_2(k) - \lambda_1 e_0), \\ z_2(k+1) = z_2(k) + H(z_3(k) - \lambda_2 fal(e_0, \alpha_1, \delta) + bu(k)), \\ z_3(k+1) = z_3(k) - H \lambda_3 fal(e_0, \alpha_2, \delta), \end{cases} \quad (4)$$

ESO的精度越高,则控制性能就越好. $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ 、 $z_3(k)$ 为状态变量的估计值 $y(k)$ 为输出信号.一般取 $\alpha_1 = 0.5$ 、 $\alpha_2 = 0.25$. δ 取值要适中,观测器参数 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 则要相互协调才能达到理想的效果^[20].

3) 控制量的形成(NLSEF). 其方程为

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

其中 $fal(\cdot)$ 可以参见文献[8], $\delta > 0$.

在NLSEF中,一般取 $\alpha_1 = 0.75$ 、 $\alpha_2 = 1.25$ 或者 $\alpha_1 = 0.5$ 、 $\alpha_2 = 1.5$. δ 的取值与ESO相同; k_1 、 k_2 为控制器增益系数 k_1 增大,系统响应变快; k_2 则可以抑制过渡过程中的超调. b 为系统的补偿系数.

3 ESO稳定性分析

根据(1)、(2)和(4)式, \hat{z} 为ESO观测向量,

$z_1 = \psi$ $z_2 = \dot{\psi}$ $z_3 = f_4$ 那么建立偏航角的 ESO^[23] 为

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = A\hat{z} + BU_4 + \lambda(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{\psi}} = C\hat{z}. \end{cases} \quad (6)$$

设 $\dot{f}_4 = h$ 且有界, 存在一个正数 η , 有 $|h| \leq \eta$. 在 (6) 式中, 有

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/I_z \\ 0 \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T.$$

配置 3 个极点皆位于 $-\lambda_0$, 其特征多项式为^[24]

$$\eta(s) = s^3 + 3\lambda_0 s^2 + 3\lambda_0^2 s + \lambda_0^3 = (s + \lambda_0)^3 \quad (7)$$

λ_0 是 ESO 的观测器带宽, 可以表示为 $\lambda = [3\lambda_0 \ 3\lambda_0^2 \ \lambda_0^3]^T$. 根据文献 [8] 可知 ESO 的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{z}}_i = \tilde{z}_{i+1} - \lambda_i \tilde{z}_1, \quad i = 1, 2, \\ \dot{\tilde{z}}_i = f_i - \lambda_i \tilde{z}_1, \quad i = 3. \end{cases} \quad (8)$$

设 $\varepsilon_i = \tilde{z}_i \lambda_0^{1-i}$, $i = 1, 2, 3$, 再由 λ 和 (8) 式

可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_1 \\ \dot{\varepsilon}_2 \\ \dot{\varepsilon}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -3\varepsilon_1 \lambda_0 + \varepsilon_2 \lambda_0 \\ -3\varepsilon_1 \lambda_0 + \varepsilon_3 \lambda_0 \\ -\varepsilon_1 \lambda_0 + h/\lambda_0^2 \end{bmatrix} = \lambda_0 \begin{bmatrix} -3\varepsilon_1 + \varepsilon_2 \\ -3\varepsilon_1 + \varepsilon_3 \\ -\varepsilon_1 \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h/\lambda_0^2 \end{bmatrix} = \lambda_0 \begin{bmatrix} -3 & 1 & 0 \\ -3 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{bmatrix} + h\lambda_0^{-2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \dot{\varepsilon}, \quad (9) \end{aligned}$$

由 (9) 式可得

$$\dot{\varepsilon} = \lambda_0 P \varepsilon + \lambda_0 - 2hQ, \quad (10)$$

由 (10) 式可得

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= e^{\lambda_0 P t} \varepsilon(0) + \int_0^t e^{\lambda_0 P(t-\tau)} Q \lambda_0^{-2} h d\tau = \\ &e^{\lambda_0 P t} \varepsilon(0) + e^{\lambda_0 P t} Q \lambda_0^{-2} h \int_0^t e^{-\lambda_0 P \tau} d\tau = \\ &e^{\lambda_0 P t} \varepsilon(0) + e^{\lambda_0 P t} Q \lambda_0^{-3} h P^{-1} (1 - e^{-\lambda_0 P t}) \leq \\ &e^{\lambda_0 P t} \varepsilon(0) + \eta \lambda_0^{-3} (e^{\lambda_0 P t} P^{-1} Q - P^{-1} Q) \leq \\ &e^{\lambda_0 P t} \varepsilon(0) + \eta \lambda_0^{-3} (|e^{\lambda_0 P t} P^{-1} Q| + |P^{-1} Q|), \quad (11) \end{aligned}$$

$$\varepsilon_i(t) \leq \varepsilon_i(0) \lambda_0^{-3} + 4\eta \lambda_0^{-6} + 3\eta \lambda_0^{-3}. \quad (12)$$

因此,

$$\begin{aligned} |\tilde{z}_i| &= |\varepsilon_i \lambda_0^{i-1}| \leq |\varepsilon_i(0) \lambda_0^{i-4} + 4\eta \lambda_0^{i-7} + \\ &3\eta \lambda_0^{i-4}| = |\tilde{z}_{1,2,3}(0) \lambda_0^{-3} + 4\eta \lambda_0^{i-7} + \\ &3\eta \lambda_0^{i-4}| = \mu_i, \quad (13) \end{aligned}$$

其中 μ_i 为任意常数, $\lambda_0 > 0$, 时间 $T > 0$, 且 $\exists t \geq T$, 有 $|\tilde{z}_i| \leq \mu_i$ 成立. 那么系统输入有界可推出估计误差也有界, 则系统渐进稳定.

4 基于 ADRC 的 QUAV 仿真实验

4.1 基于 ADRC 的 QUAV 姿态跟踪实验

4.1.1 姿态角控制性能实验 以偏航角为例, 设其初始值 $\psi_0 = 0^\circ$. 当 $t = 1$ s 时, 期望值 $\psi_d = 5^\circ$ 时, 偏航角控制性能对比如图 3 所示, 性能指标见表 1.

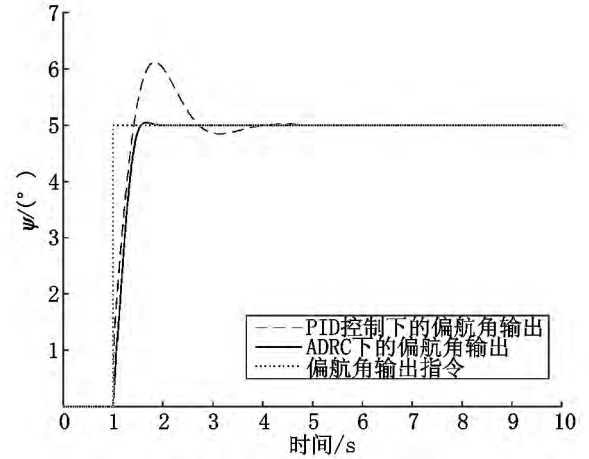


图 3 基于 ADRC 和 PID 控制的 QUAV 偏航角性能对比

表 1 在 $\psi_d = 5^\circ$ 下的 ADRC 与 PID 控制对比表

	ADRC	PID
峰值时间/s	1.66	1.84
超调量/%	0.88	22.41
调节时间/s	1.97	5.35
上升时间/s	1.56	1.41

从图 3 和表 1 可知, $\psi_d = 5^\circ$, 基于 ADRC 的 QUAV 能更快跟踪期望角, 其调节时间少 3.38 s, 超调量小 21.53%, 系统动态性能更好. 翻滚角、俯仰角也有类似的结果, 设定翻滚角 $\theta_0 = 0^\circ$ 和俯仰角 $\varphi_0 = 0^\circ$. 当 $t = 1$ s 时, $\theta_d = 10^\circ$. 当 $t = 3$ s 时, $\varphi_d = 15^\circ$, 如图 4 所示. ADRC 中的 ESO 对姿态通道里的耦合作用造成的影响实施估计和补偿.

4.1.2 高度控制实验 设高度为 $z_0 = 0$ m. 在 $t = 1$ s 时, 期望的高度 $z_{d1} = 5$ m. 当 $t = 3$ s 时, $z_{d2} = 10$ m. 当 $t = 6$ s 时, $z_{d3} = 7$ m. 如图 5 所示. 从图 5 中可知, 基于 ADRC 的 QUAV 在连续变化的高度指令下能快速响应, 其超调量更小, 调节时间更短.

4.1.3 鲁棒性实验 用姿态控制和高度控制来测试. 姿态角以偏航角 ψ 为例, 设 $\psi_0 = 0^\circ$, 高度为 $z_0 = 0$ m. 当 $t = 0$ s 时, $z_{d1} = 5$ m. 当 $t = 3$ s 时, $\psi_{d1} = 10^\circ$. 当 $t = 7$ s 时, $\psi_{d2} = 0^\circ$. ADRC 参数不变, 将质量 m 和惯性张量 I_x, I_y, I_z 分别减小 40% 和增加 40% 进行鲁棒性测试, 如图 6 所示.

从图 6 和表 2 可知, 基于 ADRC 下的 QUAV 在自身的参数发生改变的情况下, 跟踪均只有微小的变化, 这说明了其在参数不确定情况下具有较强的鲁棒性, 实验结果优于 PID 控制.

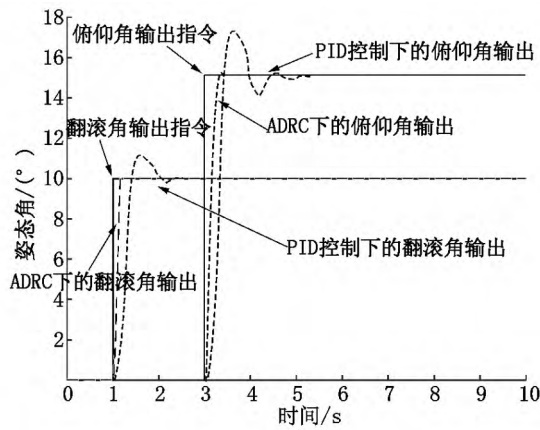


图4 基于ADRC和PID控制的QUAV翻滚角和俯仰角的姿态跟踪

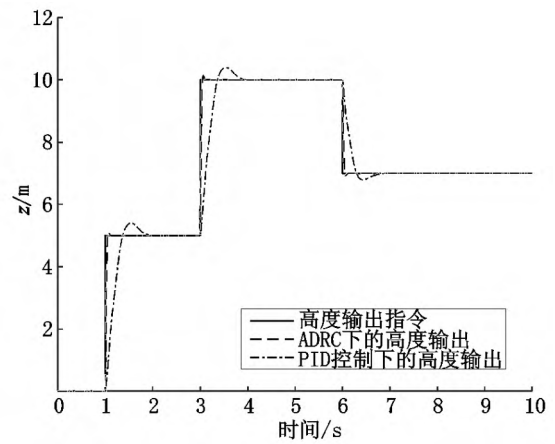


图5 基于ADRC的QUAV高度控制响应曲线

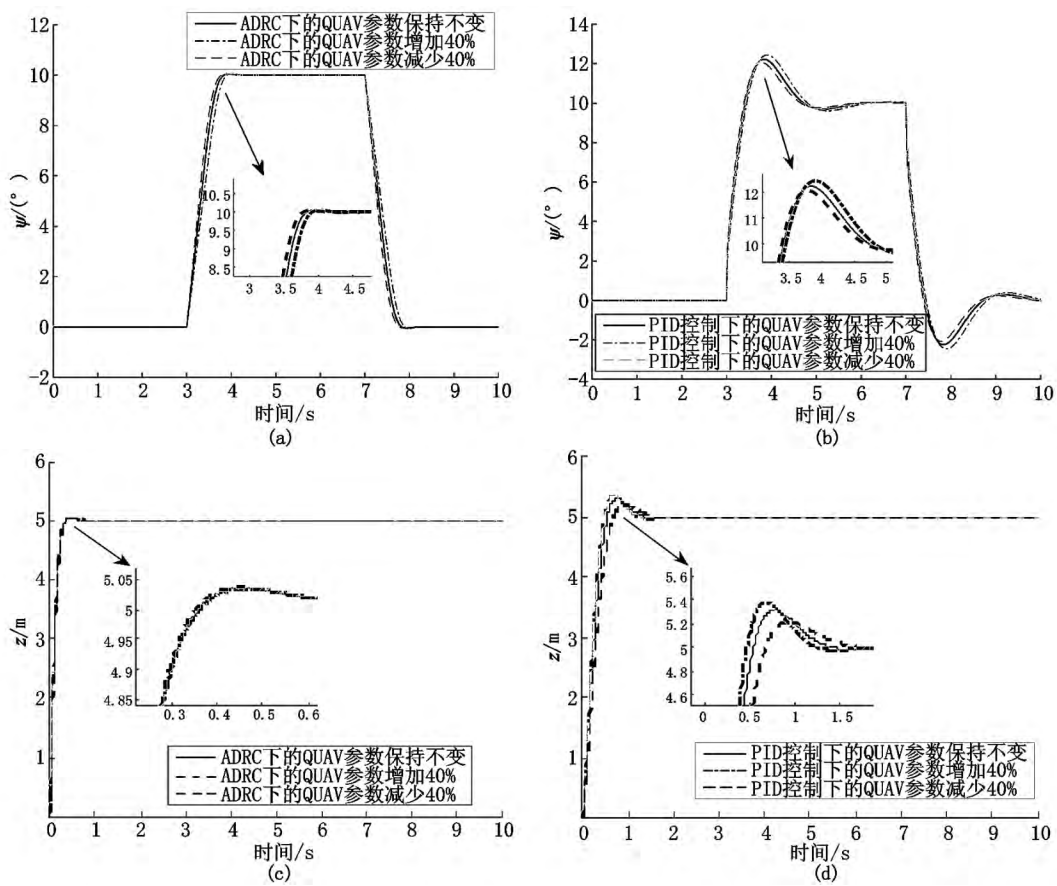


图6 基于ADRC和PID控制下QUAV在不同参数下偏航角和高度跟踪曲线

表2 基于ADRC和PID控制下的QUAV在不同参数下的性能指标

参数	ADRC 下翻滚通道		PID 控制下翻滚通道		ADRC 下高度通道		PID 控制下高度通道	
	$M_p/\%$	t_s/s	$M_p/\%$	t_s/s	$M_p/\%$	t_s/s	$M_p/\%$	t_s/s
不变	0.40	1.18	22.30	3.17	0.70	0.85	6.20	1.67
+40%	0.51	1.26	24.42	3.37	0.81	0.87	7.61	1.56
-40%	0.38	1.14	20.61	3.09	0.72	0.86	4.24	1.89

4.2 基于ADRC的QUAV在随机扰动下的稳定性实验

设翻滚角 $\theta_0 = 5^\circ$,俯仰角 $\varphi_0 = 10^\circ$,偏航角 $\psi_0 = 15^\circ$.飞行中受到的“外扰”用随机信号模拟;受到突

发气流的影响 在 $t = 3\text{ s}$ 、 $t = 5\text{ s}$ 、 $t = 7\text{ s}$ 时刻分别对 θ 、 φ 和 ψ 加入幅值为5、脉宽为1 s的矩形波作为干扰信号来模拟;QUAV的“内扰”比如传感器噪声,加入高斯白噪声来模拟.如图7为基于ADRC和

PID的QUAV姿态抗干扰能力曲线.

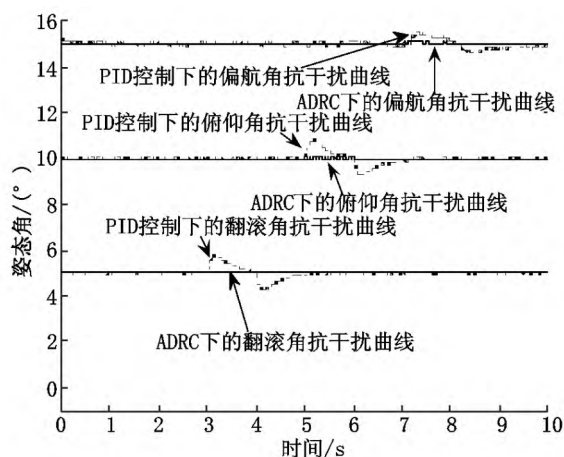


图7 基于ADRC和PID的QUAV姿态抗干扰能力曲线

从图7可知,基于ADRC的QUAV姿态抗干扰能力较强,稳态误差较小,即使在突发气流的影响下也能较好地应对. ADRC中的ESO较好地估计了扰动,如图8所示,并且在大扰动出现前就把它消除了,因此突发扰动对3个姿态角影响较少.

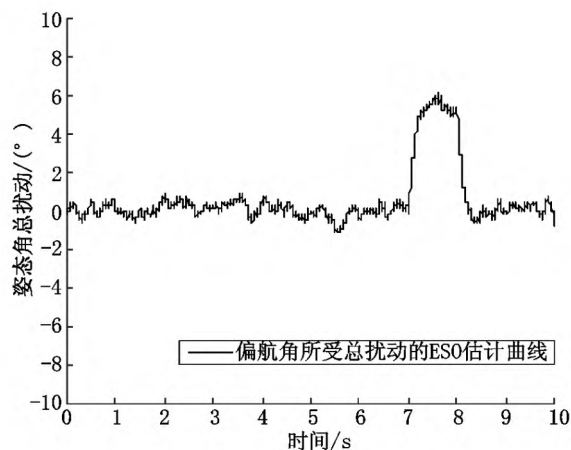


图8 ADRC中的ESO估计偏航角所受到的总扰动

4.3 基于ADRC的QUAV圆形轨迹飞行仿真实验

基于ADRC和PID控制的QUAV在随机扰动下进行圆形飞行轨迹跟踪仿真实验,如图9所示.假设在圆形轨迹飞行当中,如果遇到突变扰动的情况,其飞行轨迹如图10所示.

从图9可知, $z_d = 10$ m, 基于ADRC的QUAV整个飞行规程中比较平缓,飞行轨迹没有较大的振荡,从图10可知,突变扰动下抗扰性能较好,而PID控制下的QUAV则出现不规则的振荡. 综上,本文提出使用基于ADRC下的QUAV优势更为明显.

5 总结

本文针对QUAV所受“外扰”的不确定性,再加

上其自身非线性、自身传感器噪声、欠驱动、姿态角之间耦合等“内扰”带来的影响,提出了使用ADRC控制QUAV,安排过渡过程和配置扩张状态观测器可以减小无人机姿态调整带来的振荡,并通过以上的姿态和高度跟踪、鲁棒性测试实验、圆形轨迹飞行实验证明其能够适应自身参数的变化和能较好应付外部气流带来的影响,具有良好的鲁棒性和抗扰性.同时验证了ADRC算法具有超调小,精度高,收敛速度快、抗扰能力强,鲁棒性能好等特点,较好地完成了控制QUAV姿态和高度跟踪的任务,具有较高的实用和推广价值.

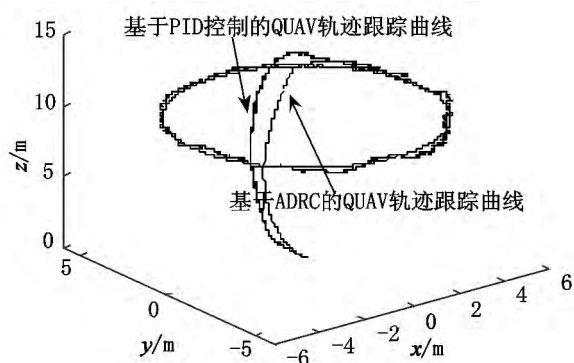


图9 QUAV的圆形飞行轨迹跟踪曲线

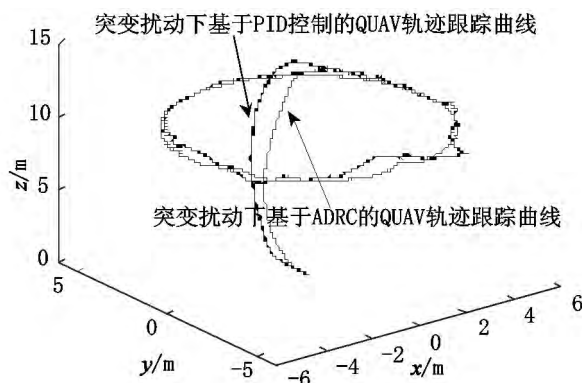


图10 QUAV在扰动突变下的圆形飞行轨迹跟踪曲线

6 参考文献

- [1] Paul G F, Thomas J G. Introduction to UAV systems [M]. Columbia, MD: UAV Systems, 1998.
- [2] Joyo M K, Hazry D, Faiz Ahmed S, et al. Altitude and horizontal motion control of quadrotor UAV in the presence of air turbulence [J]. IEEE Conference on Systems, 2013, 38: 74-77.
- [3] Tanveer M H, Ahmed S F, Hazry D, et al. Disturbance and noise rejection controller design for smooth takeoff/landing and altitude stabilization of quad-rotor [J]. Journal of Applied Sciences Research, 2013, 9: 3316-3327.
- [4] Bouadi H, Bouchoucha M, Tadjine M. Sliding mode control based on backstepping approach for an UAV type-quadro-

- tor [J]. International Journal of Applied Mathematics & Computer Sciences 2008(1):22.
- [5] Madani T, Benallegue A. Back stepping control for a quadrotor helicopter [C]. International Conference on Intelligent Robots and Systems IEEE 2006: 3255-3260.
- [6] Raza S A, Gueaieb W. Intelligent flight control of an autonomous quadrotor [EB/OL]. [2016-04-11]. <http://cdn.intechweb.org/pdfs/6587.pdf>.
- [7] 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.
- [8] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术 [J]. 控制工程 2002, 9(3): 13-17.
- [9] 韩京清. 控制理论: 模型论还是控制论 [J]. 系统科学与数学, 1989, 9(4): 329-334.
- [10] 高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498-1508.
- [11] Zheng Qing, Gao Zhiqiang. An energy saving factory-validated disturbance decoupling control design for extrusion process [C]. Beijing: IEEE 2012: 2891-2896.
- [12] Fliess M, Join C. Model-free control [J]. International Journal of Control 2013, 86(12): 2232-2250.
- [13] Huang Yi. A new synthesis method for high order uncertain system-self stable region approach [J]. International Journal of Systems Science, 1999, 30(1): 33-38.
- [14] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律: NLSEF [J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221.
- [15] 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: 18-32.
- [16] 李滋刚, 万德钧. 捷联式惯性导航技术 [M]. 北京: 国防工业出版社 2007.
- [17] 余旭东, 赵育善. 飞行器结构动力学 [M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1998: 149-151.
- [18] Bouabdallah S, Siegwart R. Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor [C]. IEEE International Conference on Robotics & Automation, 2005: 2247-2252.
- [19] 王俊生, 马宏绪, 蔡文澜, 等. 基于 ADRC 的小型四旋翼无人直升机控制方法研究 [J]. 弹箭与制导学报, 2008, 28(3): 32.
- [20] 刘一莎, 杨晟萱, 王伟. 四旋翼飞行器的自抗扰飞行控制方法 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(10): 2-5.
- [21] Fliess M, Join C. Model-free control [J]. International Journal of Control 2013, 86(12): 2229-2250.
- [22] 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: 16.
- [23] He Yongling, Chen Yanmin, Zhou Minfeng. Modeling and control of a quadrotor helicopter under impact of wind disturbance [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2013, 21(5): 624-630.
- [24] 窦景欣, 孔祥希, 闻邦椿. 四旋翼无人机模糊自抗扰姿态控制及稳定性分析 [J]. 中国惯性技术学报, 2015, 23(6): 824-830.

The Research on Attitude Stability Control of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle Based on ADRC

ZHONG Haixin, LU Qian, QIU Senhui, LUO Xiaoshu*

(College of Electronic Engineering, Guangxi Normal University, Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: Due to the influences of the nonlinearity, the uncertainty of the mode and sudden external turbulence, the Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle (QUAV), generally, cannot complete the preset missions. In order to solve these problems, QUAV attitude stability control is proposed by ADRC, which is the arrangement of a reasonable transition process to reduce the overshoot and the design of Extended State Observer (ESO) to estimate disturbances and compensate them in real time, realizing its attitude control. Simulation results show that compared with the performance of PID control, this control method can better adapt to changes in its parameters and can cope with the impact brought by the external flow preferably and has higher robustness and disturbance rejection. Simulation results show that this control method can better handle with the sudden disturbance. It is also verified that the control system based on ADRC has some characteristics such as small overshoot, high precision, fast rate of convergence, strong anti-disturbance and good robust performance, etc.

Key words: active disturbance rejection control; quadrotor unmanned aerial vehicle; anti-disturbance; robustness; PID control

(责任编辑: 冉小晓)