

引用格式: 汤帅, 陈奕梅. 四旋翼飞行器线性自抗扰控制[J]. 电光与控制, 2018, 25(10): 78-83. TANG S, CHEN Y M. Linear active disturbance rejection control for quad-rotor aircraft[J]. Electronics Optics & Control, 2018, 25(10): 78-83.

四旋翼飞行器线性自抗扰控制

汤帅, 陈奕梅

(天津工业大学电气工程与自动化学院, 天津 300387)

摘要: 针对 Qball2 四旋翼无人飞行器欠驱动、参数不确定、强耦合等特性, 采用一种跟踪微分器(TD)与线性自抗扰算法(LADRC)结合的控制方法, LADRC 包括线性组合环节(PD)和线性扩张状态观测器(LESO)两个部分。LESO 对系统内扰和外扰进行实时观测和动态补偿, 从而将复杂的 Qball2 系统简化为串联积分形式。LADRC 参数整定简单, 而 TD 的引入使系统具有良好的快速性和鲁棒性。仿真和 Qball2 平台实验结果表明, 所设计的控制器能满足系统的动态性能和稳态性能要求。

关键词: 四旋翼无人飞行器; Qball2; 线性自抗扰算法; 线性扩张状态观测器; 跟踪微分器; 快速性

中图分类号: V275+.1; TP273 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2018.10.016

Linear Active Disturbance Rejection Control for Quad-rotor Aircraft

TANG Shuai, CHEN Yi-mei

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China)

Abstract: Aiming at the problems of Qball2 quad-rotor UAV of under-actuation, uncertain parameters, and strong coupling, a control method is proposed combining Tracking Differentiator (TD) with Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC). The LADRC is composed of two parts: Linear Combination (PD) and Linear Expansion State Observer (LESO). LESO makes real-time observation and dynamic compensation for the internal and external disturbances, thus the complex Qball2 system can be simplified to a series of integral forms. The LADRC parameter tuning is simple, and the introduction of TD makes the system fast and robust. The simulation and Qball2 experiment results show that the designed controller can satisfy the requirements of the system on dynamic performance and steady-state performance.

Key words: quad-rotor UAV; Qball2; linear active disturbance rejection algorithm; linear extended state observer; tracking differentiator; rapidity

0 引言

近年来,随着国内外高校和科研机构加大对四旋翼无人飞行器的研究力度,四旋翼无人飞行器已成为控制领域研究的热点^[1]。四旋翼无人飞行器是一种小型的旋翼直升机,拥有稳定的悬停和精确的定点飞行能力,被广泛应用于航拍、情报侦察、电力巡检、消防以及植保等领域,而且能够在复杂和危险的环境中执行任务,具有很高的科研和实用价值。

四旋翼无人飞行器通过控制4个旋翼的转速变换来实现六自由度灵活飞行,仅具有4个控制输入,是一个典型的欠驱动系统,同时具有强耦合、非线性、易受外部干扰等特性^[2]。对四旋翼无人飞行器自抗扰控制的研究主要集中在以下几个方面:文献[3]采用非线性自抗扰算法,具有不依赖于精确模型就能够实现对系统总扰动的实时估计和补偿等优点,但是3个组成部分都使用了非线性模块,所以设计参数过多不易确定稳定性边界,容易引起抖动,难以将算法应用于实际;文献[4]采用线性自抗扰算法,参数整定简单,当输入为连续时变且具有噪声信号时,难以解决快速性和准确性的矛盾,同时输出会受到噪声干扰。为了解决以上存在的控制参数过多、抖振、模型不准确、动态性能难以满足等问题,本文采用跟踪微分器与线性自

收稿日期:2017-11-15 修回日期:2018-08-27

基金项目:国家自然科学基金(61603271);天津市自然科学基金(15JCYBJC47800,16JQJNC03800)

作者简介:汤帅(1993—),男,河北迁安人,硕士生,研究方向为四旋翼飞行器控制算法。

抗扰控制组合的算法对四旋翼无人飞行器系统进行控制,具有不依赖于精确的系统模型、能够实时地对系统内扰和外扰进行估计和补偿等优点,并易于将研究成果应用于实践,具有较高的研究价值。

1 Qball2 动力学模型

目前四旋翼无人飞行器分为“十”型和“×”型两种结构,本文采用的是 Qball2 四旋翼无人飞行器,结构为“十”型。

Qball2 四旋翼无人飞行器呈十字交叉结构,4 个末端各固定一个电机。1,3 号电机顺时针旋转,2,4 号电机逆时针旋转。通过控制器调整 4 个电机的转速可以实现机身的灵活飞行,如图 1 所示。

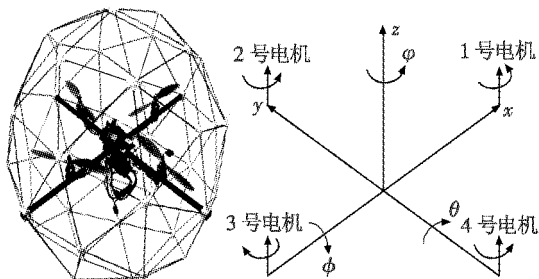


图 1 Qball2 实物及其工作原理示意图

Fig.1 Qball2 and its working principle

假设 Qball2 的机身为一个结构对称的刚体,考虑到系统未建模部分以及环境不确定的影响,并结合 Qball2 的结构,得到 Qball2 四旋翼无人飞行器的动力学模型^[5]为

$$\begin{cases} \ddot{x} = w_x + K\omega(u_1 + u_2 + u_3 + u_4)(\cos \varphi \sin \theta \cos \phi + \sin \varphi \sin \phi) / (m(s + \omega)) \\ \ddot{y} = w_y + K\omega(u_1 + u_2 + u_3 + u_4)(\sin \varphi \sin \theta \cos \phi - \sin \varphi \cos \phi) / (m(s + \omega)) \\ \ddot{z} = w_z + K\omega(u_1 + u_2 + u_3 + u_4)(\cos \theta \cos \phi) / (m(s + \omega)) - g \\ \ddot{\phi} = w_\phi + [Kl\omega(u_4 - u_2) / (s + \omega) + \dot{\phi}\dot{\theta}(I_y - I_z)] / I_x \\ \ddot{\theta} = w_\theta + [Kl\omega(u_3 - u_1) / (s + \omega) + \dot{\phi}\dot{\phi}(I_z - I_x)] / I_y \\ \ddot{\varphi} = w_\varphi + [K_y\omega(u_1 - u_2 + u_3 - u_4) / (s + \omega) + \dot{\phi}\dot{\theta}(I_x - I_y)] / I_z \end{cases} \quad (1)$$

式中: K 为升力系数; K_y 为反扭矩系数; ω 为带宽; s 为复变量; u_i ($i=1,2,3,4$)为第 i 个电机的 PWM 输入; ϕ 为滚转角 (Roll)、 θ 为俯仰角 (Pitch)、 φ 为偏航角 (Yaw); l 为电机中心到机身质心之间的距离; m 为机身的质量; g 为重力加速度; I_x, I_y 和 I_z 分别为绕 x, y 和 z 轴的转动惯量; w_i ($i=x, y, z, \phi, \theta, \varphi$)为系统未建模部分和外部干扰的总和。

设定 F_i ($i=1,2,3,4$)为 4 个输入的虚拟控制量,其与 4 个直流无刷电机 u_i ($i=1,2,3,4$)的关系为

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

从式(2)可以得到控制量转换方程式 $u = AF, u = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4]^T, F = [F_1 \ F_2 \ F_3 \ F_4]^T$,其中控制量转换矩阵 A 为

$$A = \begin{bmatrix} 0.25 & -0.5 & 0 & 0.25 \\ 0.25 & 0 & -0.5 & -0.25 \\ 0.25 & 0.5 & 0 & 0.25 \\ 0.25 & 0 & 0.5 & -0.25 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

将式(2)和式(3)代入式(1),可得简化后的 Qball2 四旋翼无人飞行器动力学模型为

$$\begin{cases} \ddot{x} = w_x + KF_1\omega(\cos \varphi \sin \theta \cos \phi + \sin \varphi \sin \phi) / (m(s + \omega)) \\ \ddot{y} = w_y + KF_2\omega(\sin \varphi \sin \theta \cos \phi - \sin \varphi \cos \phi) / (m(s + \omega)) \\ \ddot{z} = w_z + KF_3\omega(\cos \theta \cos \phi) / (m(s + \omega)) - g \\ \ddot{\phi} = w_\phi + [KlF_2\omega / (s + \omega) + \dot{\phi}\dot{\theta}(I_y - I_z)] / I_x \\ \ddot{\theta} = w_\theta + [KlF_3\omega / (s + \omega) + \dot{\phi}\dot{\phi}(I_z - I_x)] / I_y \\ \ddot{\varphi} = w_\varphi + [K_yF_4\omega / (s + \omega) + \dot{\phi}\dot{\theta}(I_x - I_y)] / I_z \end{cases}. \quad (4)$$

2 自抗扰控制器

自抗扰^[6]算法存在参数多难以调节的问题,高志强教授提出一种线性自抗扰算法^[7]。传统线性自抗扰算法略去跟踪微分器会降低系统的动态性能,对于这个问题,采用一种跟踪微分器与线性自抗扰结合的控制方法。

2.1 跟踪微分器

跟踪微分器^[8]能够解决被控对象的快速性与准确性之间的矛盾。在快速跟踪给定输入和给出质量较好的微分信号的同时降低超调。式(5)是连续形式的跟踪微分器,由二阶最速综合函数^[9]构造。

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = fhan(v_1 - v_0, v_2, r_0, h_0) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $fhan$ 为二阶离散最速综合函数; r_0 为速度因子; h_0 为滤波因子。

因此可以通过调节 r_0 和 h_0 柔化突变的期望输入,提取良好的微分信号。

2.2 线性自抗扰控制器

假设存在如下二阶系统

$$\begin{cases} \ddot{x} = a_1x + a_2\dot{x} + w + bu \\ y = x \end{cases} \quad (6)$$

进一步可以写为

$$\begin{cases} \ddot{x} = a_1 x + a_2 \dot{x} + w + (b - b_0)u + b_0 u \\ y = x \end{cases} \quad (7)$$

式中: a_1, a_2 和 b 为模型参数; w 为系统的未建模部分与外部扰动的总和; b_0 为补偿系数; u 为控制量。

设定 $f(x, \dot{x}, w) = a_1 x + a_2 \dot{x} + w + (b - b_0)u$, 将它扩张为状态变量 $x_3 = f(x, \dot{x}, t, w)$ 。从而二阶系统扩张成三阶系统, 扩张状态观测方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x \\ \dot{x}_2 = \dot{x} \\ \dot{x}_3 = x_3 + b_0 u \\ \dot{x}_3 = \dot{f}(x, \dot{x}, w) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (8)$$

式中: x_1 和 x_2 为系统的状态变量; x_3 为系统扩张状态。据此构造该系统的 LESO^[10] 如下:

$$\begin{cases} e = y - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_{01} e \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_{02} e + b_0 u \\ \dot{z}_3 = \beta_{03} e \\ \hat{y} = z_1 \end{cases} \quad (9)$$

式中: z_1, z_2 和 z_3 分别为系统 3 个状态变量的观测值; \hat{y} 是对系统输出的观测值; β_{01}, β_{02} 和 β_{03} 为控制增益, 其大小决定了对系统各状态跟踪的快慢。

取 $[\beta_{01} \ \beta_{02} \ \beta_{03}] = [3\omega_o \ 3\omega_o^2 \ \omega_o^3]^T$, 其中, ω_o 为观测器带宽。根据文献[11]可知, 只需保证 ω_o 的取值大于零且总和扰动有界便可以保证 LESO 的稳定性。

ω_o 的大小决定了对系统各状态的跟踪速度, LESO 可以实现对系统各个状态的实时观测。

LESO 对控制量进行实时跟踪补偿, 得到的控制量为

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (10)$$

由 $\lim_{t \rightarrow \infty} (f(x, \dot{x}, t, w) - z_3) = 0$ 可知, 此时可以将式(6)转化为双积分串联结构, 即

$$\ddot{y} = (f(x, \dot{x}, w, t) - z_3) + u_0 = u_0 \quad (11)$$

式中, u_0 为 PD 控制器的输出,

$$u_0 = k_p(x_0 - z_1) - k_d z_2 \quad (12)$$

式中: x_0 为期望输入; $k_p = 2\xi\omega_c, k_d = \omega_c^2, \omega_c$ 为控制器带宽; ξ 为阻尼比。

为使系统稳定无超调, 令 $\xi = 1$, 得到 $\omega_c > 0$, 又因为系统期望输入和总和扰动有界, 所以系统稳定。

3 Qball2 控制系统设计

四旋翼控制系统没有单独的控制量来控制 x 和 y

两个通道, 只能通过控制俯仰和滚转姿态角来实现。将四旋翼控制系统分为内环(俯仰和滚转)和外环两个控制系统^[12]。传统的线性自抗扰算法能够满足一般系统的要求, 而四旋翼对外环控制系统的快速性和准确性有较高的要求, 本文在外环线性自抗扰控制器基础上引入了跟踪微分器。整个控制系统的结构如图 2 所示。

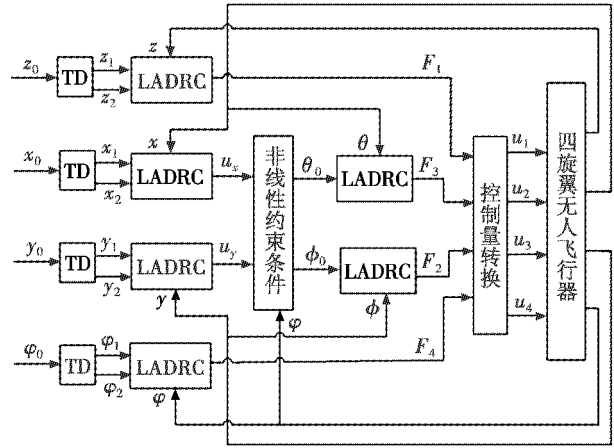


图 2 Qball2 四旋翼系统控制总图

Fig.2 Control chart of Qball2 quadrotor system

3.1 内环 LADRC 控制器设计

姿态控制^[13]是四旋翼控制系统的基础。为了简化控制系统结构, 在内环采用传统 LADRC 控制器。

根据式(9), 以内环俯仰角为例建立 LADRC 控制器。由式(4)中的 $\ddot{\theta}$ 可以得到俯仰角模型, 并写成如下形式

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_{\theta 0} F_3 \\ \dot{x}_3 = \dot{f}(x_1, x_2, w_\theta) \\ \theta = x_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中, $x_3 = w_\theta + \dot{\phi} \dot{\phi} (I_x - I_x) / I_y + (Kl\omega / I_y (s + \omega) - b_{\theta 0}) F_3$ 。设计俯仰角的 LADRC 控制器如图 3 所示。

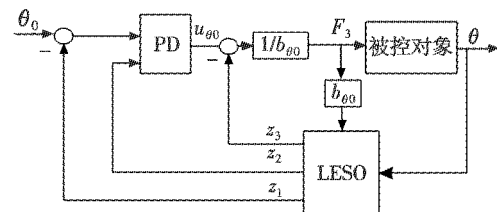


图 3 俯仰角控制框图

Fig.3 Diagram of pitch angle control

1) 线性扩张状态观测器。

由式(9)和式(13)得到俯仰角的线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases} e = \theta - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_{\theta 1} e \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_{\theta 2} e + b_{\theta 0} F_3 \\ \dot{z}_3 = \beta_{\theta 3} e \end{cases} \quad (14)$$

2) 线性组合环节。

由式(10)和式(12)得到俯仰角的 PD 控制器的输出 $u_{\theta 0}$ 和控制量 F_3 分别为

$$\begin{cases} u_{\theta 0} = k_{\theta p}(\theta_0 - z_1) - k_{\theta d} z_2 \\ F_3 = \frac{u_{\theta 0} - z_3}{b_{\theta 0}} \end{cases} \quad (15)$$

由 $\lim_{t \rightarrow \infty} (f(x, \dot{x}, t, w_{\theta}) - z_3) = 0$ 可知, 将式(15)代入式(13)可得

$$\ddot{\theta} = (f(x_1, x_2, w_{\theta}) - z_3) + u_{\theta 0} = u_{\theta 0} \quad (16)$$

式(13)被简化成一个串联积分系统, 同理可得内环滚转角的 LADRC 控制器。

3.2 非线性约束条件

由图 2 可知, 内环的期望输入与外环的控制输出存在转换关系。通过对外环 x 和 y 控制输出的反解可以得到俯仰角和滚转角的期望输入, 外环控制输出和内环期望输入之间存在的非线性约束关系为

$$\begin{cases} u_x = \cos \varphi \sin \theta_0 \cos \phi_0 + \sin \varphi \sin \phi_0 \\ u_y = \sin \varphi \sin \theta_0 \cos \phi_0 - \sin \phi_0 \cos \varphi \end{cases} \quad (17)$$

在实际飞行中, 俯仰角和滚转角很小, 可以进一步简化为

$$\begin{cases} u_x = \theta_0 \cos \varphi + \phi_0 \sin \varphi \\ u_y = \theta_0 \sin \varphi - \phi_0 \cos \varphi \end{cases} \quad (18)$$

对其反解可以得到内环姿态的期望输入为

$$\begin{cases} \phi_0 = u_x \sin \varphi - u_y \cos \varphi \\ \theta_0 = u_x \cos \varphi + u_y \sin \varphi \end{cases} \quad (19)$$

3.3 外环 TD-LADRC 控制器设计

对四旋翼控制系统外环的高度, x, y 和偏航方向均采用 TD 与 LADRC 结合的控制算法。

根据式(5)和式(9), 以外环偏航角为例建立 TD-LADRC 控制器。由式(4)中的 $\ddot{\varphi}$ 可以得到偏航角模型, 并写成如下形式

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_{\varphi 0} F_4 \\ \dot{x}_3 = f(x_1, x_2, w_{\varphi}) \\ \varphi = x_1 \end{cases} \quad (20)$$

式中, $x_3 = w_{\varphi} + \dot{\phi} \dot{\theta} (I_x - I_y) / I_z + (K_y \omega / I_z (s + \omega) - b_{\varphi 0}) F_4$ 。设计偏航角 TD-LADRC 控制器如图 4 所示。

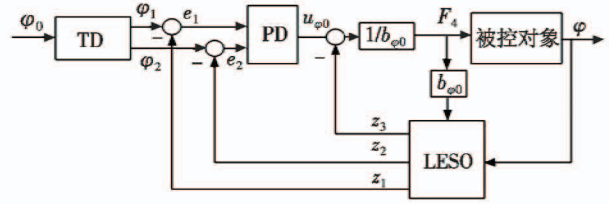


图 4 偏航角控制框图

Fig. 4 Diagram of yaw angle control

1) 跟踪微分器。

根据式(5)得到偏航角跟踪微分器为

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_1 = \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 = f_{han}(\varphi_1 - \varphi_0, \varphi_2, r_0, h_0) \end{cases} \quad (21)$$

2) 线性扩张状态观测器。

由式(9)和式(20)得到偏航角的线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases} e = \varphi - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_{\varphi 1} e \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_{\varphi 2} e + b_{\varphi 0} F_4 \\ \dot{z}_3 = \beta_{\varphi 3} e \end{cases} \quad (22)$$

3) 线性状态误差反馈。

由式(10)和式(12)得到偏航角的 PD 控制器的输出 $u_{\varphi 0}$ 和控制量 F_4 为

$$\begin{cases} u_{\varphi 0} = k_{\varphi p}(\varphi_1 - z_1) - k_{\varphi d}(\varphi_2 - z_2) \\ F_4 = (u_{\varphi 0} - z_3) / b_{\varphi 0} \end{cases} \quad (23)$$

由 $\lim_{t \rightarrow \infty} (f(x, \dot{x}, t, w_{\varphi}) - z_3) = 0$ 可知, 将式(23)代入式(20)可得

$$\ddot{\varphi} = (f(x_1, x_2, w_{\varphi}) - z_3) + u_{\varphi 0} \approx u_{\varphi 0} \quad (24)$$

式(20)被简化成一个串联积分系统, 同理可得外环其他通道的 TD-LADRC 控制器。

4 实验验证

4.1 仿真实验

为验证所设计控制器可以解决快速性和准确性之间的矛盾, 与传统 LADRC 做对比仿真实验, 结果如图 5 ~ 图 7 所示。

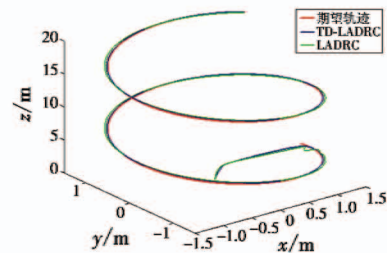


图 5 三维轨迹跟踪曲线图

Fig. 5 3D trajectory tracking curve

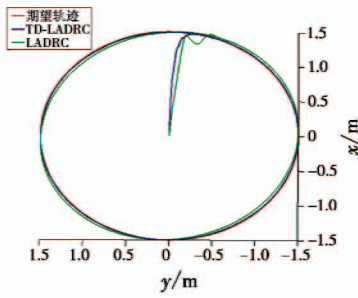


图6 二维轨迹跟踪曲线图

Fig. 6 2D trajectory tracking curve

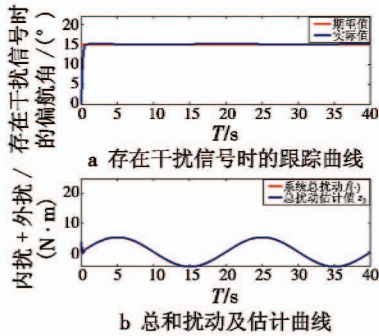


图7 存在干扰信号时偏航角的跟踪曲线

Fig. 7 Tracking curve of yaw angle under disturbance

Qball2的初始位姿为 $(y, x, z, \varphi) = (0 \text{ m}, 0 \text{ m}, 0 \text{ m}, 0^\circ)$, Qball2的期望轨迹为 $y = 1.5 \sin(-0.1t)$, $x = 1.5 \cdot \cos 0.1t$, $\varphi = 0$, $z = (2 + 0.15t)$ 。

Qball2模型参数如表1所示。

表1 Qball2模型参数

Table 1 Parameters of Qball2 model

参数	数值	参数	数值
m/kg	1.79	$K_y/(\text{N} \cdot \text{m})$	1
$g/(\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	9.8	$I_x/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.03
L/m	0.2	$I_y/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.03
K/N	12	$I_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.04

根据文献[14]和[15]的自抗扰控制算法的整定方法,首先初步选定内环姿态的控制器仿真参数,然后选定外环的控制器仿真参数,并经过调试最终参数选择如下: $(\omega_{x0}, \omega_{x1}, b_{x0}) = (10, 2.3, 10)$; $(\omega_{y0}, \omega_{y1}, b_{y0}) = (11, 3.6, 14)$; $(\omega_{z0}, \omega_{z1}, b_{z0}) = (33, 11, 8)$; $(\omega_{\phi0}, \omega_{\phi1}, b_{\phi0}) = (35, 19, 60)$; $(\omega_{\theta0}, \omega_{\theta1}, b_{\theta0}) = (35, 19, 60)$; $(\omega_{\psi0}, \omega_{\psi1}, b_{\psi0}) = (35, 12, 90)$ 。

由图5、图6可以得出,TD-LADRC相较LADRC控制器,由于跟踪微分器的作用,当期望值突变时,能降低超调,具有良好的快速性和准确性。

LESO可以对系统的未建模部分和外部干扰进行跟踪和补偿,设定初始姿态 $(\phi, \theta, \varphi) \approx (0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$,期望姿态 $(\phi, \theta, \varphi) = (0^\circ, 0^\circ, 15^\circ)$,对系统增加外部干扰 $0.2 \sin(0.1\pi t)$ 。

由图7可以看到,偏航角的LESO可以对系统总

的扰动进行实时跟踪并补偿,得到良好的偏航角输出曲线。

4.2 Qball2平台实验

仿真实验不能完全验证控制器的有效性,为了进一步验证所设计控制器的实用性和优越性,将本文所设计的算法应用于Qball2实验平台。

1) 姿态跟踪实验。

实际自主飞行中,姿态的转动角度很小,为验证所设计内环姿态LADRC控制器的跟踪能力,进行姿态跟踪实验。初始姿态 $(\phi, \theta, \varphi) \approx (0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$,设定期望姿态 $(\phi, \theta, \varphi) = (15^\circ, 15^\circ, 0^\circ)$,时间 T 的单位为s,可得实验结果如图8所示。

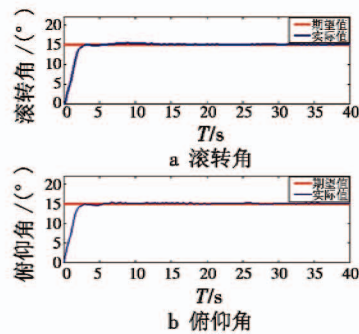


图8 内环姿态跟踪曲线图

Fig. 8 Inner loop attitude tracking curve

为验证所采用的外环TD-LADRC控制器相较LADRC控制器的优越性,进行了偏航角的对比实验,初始姿态 $(\phi, \theta, \varphi) \approx (0^\circ, 0^\circ, -3^\circ)$,设定期望姿态 $(\phi, \theta, \varphi) = (0^\circ, 0^\circ, 15^\circ)$,得到实验结果如图9所示。

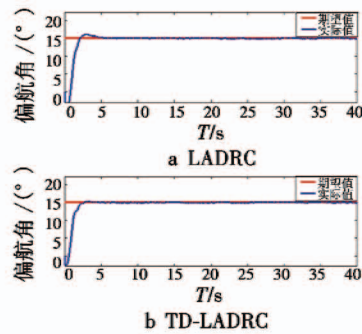


图9 偏航角对比实验曲线图

Fig. 9 Comparison experiment curve of yaw angle

由图8可以看出,LADRC满足了系统对内环姿态跟踪的要求,图9中TD-LADRC控制器与LADRC控制器相比具有更快的响应速度,满足快速性和准确性的同时,减小了超调。

2) 悬停实验。

实际飞行中,四旋翼飞行器悬停的稳定性很重要,Qball2的初始位姿 $(y, x, z, \varphi) \approx (0 \text{ m}, 0 \text{ m}, 0.025 \text{ m}, 0^\circ)$,设定期望位姿 $(y, x, z, \varphi) = (0 \text{ m}, 0 \text{ m}, 0.3 \text{ m}, 0^\circ)$,在37 s

左右上位机向 Qball2 发出下降指令,实验结果如图 10 ~ 图 12 所示。

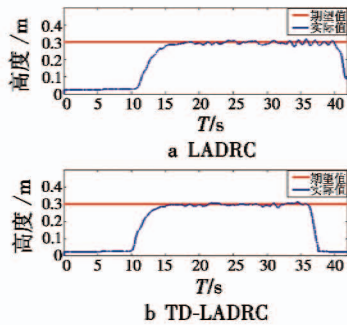


图 10 悬停对比实验曲线图

Fig. 10 Hover contrast experiment curve

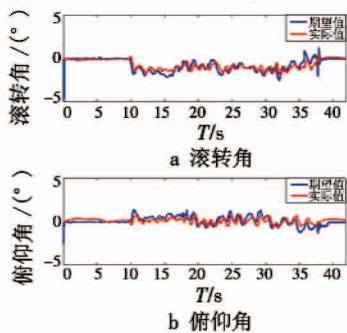


图 11 内环姿态响应曲线图

Fig. 11 Inner loop attitude response curve

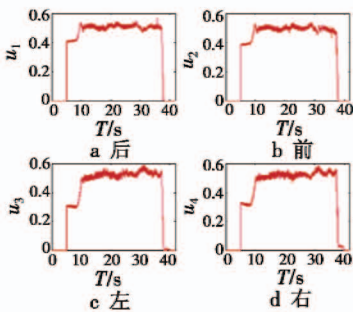


图 12 电机 PWM 输入曲线图

Fig. 12 Motor PWM input curve

由图 10 可以看出,TD-LADRC 与 LADRC 相比具有更快的响应速度,其高度误差为 ± 0.019 m。即使在 0.3 m 的低空悬停,LESO 的补偿作用能够减弱旋翼气流以及结构不对称对 Qball2 的影响。

由图 11 可以看出,内环姿态 LADRC 控制器能较好地跟踪期望输入,且期望姿态在 $\pm 1^\circ$ 变化。

由图 12 可以看出,当 4 个电机的 PWM 输入值达到 0.45 以上才能保证 Qball2 离开地面,而且电机 PWM 输入曲线没有较大波动,也侧面证明了 LESO 对系统的跟踪和补偿能力,以及系统的稳定性。

5 结论

本文以 Qball2 无人飞行器为研究对象建立 Qball2

的动力学模型,并采用一种跟踪微分器与线性自抗扰结合的控制方法。实验表明所设计的控制器具有响应快速、跟踪准确、鲁棒性强等优点,能够对非线性耦合系统进行良好的控制,验证了控制器的有效性。在未来的工作中,将着手于 LADRC 抗饱和的研究。

参考文献

- [1] 聂博文,马宏绪,王剑,等. 微小型四旋翼飞行器的研究现状与关键技术[J]. 电光与控制,2007,14(6):113-117.
- [2] LIU X, ZHU Q, NARAYAN P. Case studies on U state space control system design for quadrotor model [C]// The 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), Algiers, 2016:857-862.
- [3] 张婷. 基于 ADRC 的四旋翼飞行控制器设计[D]. 沈阳:东北大学,2013.
- [4] LI J, LI R, ZHENG H. Quadrotor modeling and control based on linear active disturbance rejection control [C]// The 35th Chinese Control Conference (CCC), Chengdu, 2016:10651-10656.
- [5] 杨庆华,宋召青,时磊. 四旋翼飞行器建模、控制与仿真[J]. 海军航空工程学院学报,2009,24(5):499-502.
- [6] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策,1998(1):19-23.
- [7] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]// Proceedings of the American Control Conference, 2003:4989-4996.
- [8] 韩京清,黄远灿. 二阶跟踪-微分器的频率特性[J]. 数学的实践与认识,2003(3):71-74.
- [9] 韩京清,袁露林. 跟踪-微分器的离散形式[J]. 系统与数学,1999,19(3):268-273.
- [10] 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.
- [11] 彭程. 共轴八旋翼无人飞行器姿态与航迹跟踪控制研究[D]. 长春:吉林大学,2015.
- [12] HU Q, FEI Q, GENG Q B, et al. Real-time simulation of flight control system based on ADRC technique [J]. Control Engineering of China, 2014, 21(4):537-546.
- [13] 黄依新. 四旋翼飞行器姿态控制方法研究[D]. 成都:西南交通大学,2014.
- [14] 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):1351-1360.
- [15] 希宁,朱丽玲. 自抗扰控制器的动态参数整定及其应用[J]. 华北电力大学学报,2005(6):9-13.