

基于线性自抗扰的四旋翼姿态控制研究

周辉,李秀娟,张济森,苏子康
(南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 210016)

摘 要: 鉴于四旋翼强非线性耦合、易受扰动等特点,采用牛顿-欧拉法建立了风扰下的四旋翼非线性数学模型。针对风扰下四旋翼模型中存在的风扰、非线性耦合以及参数不确定性的问题,姿态角采用线性自抗扰控制,并证明其稳定性;在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型并验证。仿真结果表明:所设计的线性自抗扰姿态控制器在外界风扰和参数不确定性下具有良好的鲁棒性和抗干扰能力。

关键词: 四旋翼;线性自抗扰控制;紊流风扰;参数不确定性

中图分类号: TP391.9 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5276(2022)03-0168-05

Attitude Control of Quadrotor Based on LADRC

ZHOU Hui, LI Xiujuan, ZHANG Jisen, SU Zikang

(College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In view of the strong nonlinear coupling and easy to be disturbed characteristics of the quadrotor, the induced velocity model is established by force analysis of the blade. The nonlinear mathematical model of the quadrotor under wind disturbance is established by Newton-Euler method. Aiming at the problems of wind disturbance, nonlinear coupling and parameter uncertainty in the quadrotor model under wind disturbance, linear active disturbance rejection control is adopted for attitude angle, and its stability is proved. The simulation model is built and verified in Matlab and Simulink environment. The simulation results show that the designed LADRC has good robustness and anti-interference ability under external wind disturbance and parameter uncertainty.

Keywords: quadrotor aircraft; LADRC; turbulent wind disturbance; parameter uncertainty

0 引言

四旋翼无人机是一个有着非线性、轴间耦合、欠驱动等特点的多输入多输出系统。在扰动环境下,其飞行品质会持续恶化,从而影响飞行安全性。故设计一个具有高品质的四旋翼飞行控制系统非常必要^[1]。

目前主流的控制算法有 PID 控制算法、反步控制算法、模糊控制算法、滑模控制算法、鲁棒控制算法、自适应控制算法和自抗扰控制算法等。GONZÁLEZ-VÁZQUEZ S 设计了新型非线性 PI/PID 控制器,实现了四旋翼飞行器的姿态控制,对稳态误差具有一定的抑制作用,但鲁棒性和抗干扰性一般^[2]。XU G H 等将 PID 与神经网络结合,利用神经网络的自学习和自适应来自主调节 PID 控制参数,能够提高四旋翼飞行器的动态特性,减小稳态误差^[3]。MADANI T 等将飞行器模型分成 3 个子系统,采用 Backstepping 控制算法实现了轨迹跟踪控制,但对模型的精度要求高、结构复杂^[4]。ZEGHLACHE S 等利用模糊控制和滑模控制相结合来抑制抖振问题,能够稳定控制飞行器,但模糊控制运算量大,实际工程中实现较为困难^[5]。李俊芳等针对四旋翼飞行过程中会受到外部扰动和参数不确定性的不足,设计了高阶滑模姿态控制器,并利用动

态面内模法设计位置控制器,能够有效抑制白噪声,但并未验证抑制参数不确定性的效果^[6]。杨柳等针对外部扰动和质量不定的问题,通过自适应控制进行在线更新估计补偿项,能在一定程度上有效地抵消不确定性,但其设计复杂,系统稳定性不易保证^[7]。

鉴于四旋翼飞行器工作时易受到外界扰动和内部不确定的干扰,许多学者与研究人员开始考虑利用自抗扰控制(active disturbance rejection controller, ADRC)设计控制器^[8],并验证了自抗扰控制器具有良好的鲁棒性和抗干扰能力,但是参数整定过于复杂,实际工程项目中不易实现^[9-10]。GAO Z Q 在继承原将线性化和带宽的概念引入 ADRC,提出了线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection controller, LADRC),能够方便进行参数整定^[11]。

本文以 260 kg 电动四旋翼飞行器为研究对象,将线性自抗扰控制运用在大型电动四旋翼的姿态控制上,来进行姿态解耦控制。首先对桨叶进行受力分析得到诱导速度模型;再结合紊流风场模型建立了风扰下的四旋翼动力学模型;然后根据建立的动力学模型设计基于线性自抗扰控制的姿态控制控制器,并证明其稳定性;最后对设计的线性自抗扰姿态控制器进行仿真验证。

基金项目: 国家自然科学基金项目(61903190);航空科学基金项目(2019ZA052006)

第一作者简介: 周辉(1993—),男,江苏泰兴人,硕士研究生,研究方向为无人机飞行控制技术。

1 四旋翼飞行器动力学模型

四旋翼飞行器由于其复杂的动力学特性,在飞行时会受到很多物理效应的影响。要建立准确的四旋翼飞行器的数学模型非常困难,并且过度复杂的数学模型不利于控制算法的设计。为了简化问题,本文在基于以下合理假设的情况下进行分析模型:1)四旋翼飞行器忽略弹性震动及形变;2)飞行器结构对称,几何外形和质量分布均对称;3)不考虑飞行器质量变化,质心和中心重合,位于机体坐标系的纵轴上;4)地面坐标系是惯性坐标系,忽略地球自转和公转。电动四旋翼飞行器结构如图1所示。



图1 260 kg 电动四旋翼结构图

1.1 紊流风场模型

根据文献[12]可知,紊流信号的传递函数为:

$$G_u(s) = k_u \sqrt{\frac{L_u}{\pi V_u}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_u}{V_u} s} \quad (1)$$

$$G_v(s) = k_v \sqrt{\frac{L_v}{\pi V_v}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2L_v}{\sqrt{3} V_v} s} \quad (2)$$

$$G_w(s) = k_w \sqrt{\frac{L_w}{\pi V_w}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2L_w}{\sqrt{3} V_w} s} \quad (3)$$

式中: k_u 、 k_v 、 k_w 为紊流强度; L_u 、 L_v 、 L_w 为紊流尺度; V_u 、 V_v 、 V_w 表示四旋翼当前飞行速度在机体轴上的3个分量。

1.2 紊流风扰下的四旋翼非线性动力学模型

电动四旋翼飞行时,起到主要作用的是旋翼受到的拉力 T 、反转矩 Q 和风产生的阻力 W ,根据动力理论与叶素定理,可得:

$$\begin{aligned} T &= C_T \rho_{\text{air}} S r^2 \omega^2 \\ Q &= C_Q \rho_{\text{air}} S r^3 \omega^2 \\ W_u &= C_W \rho_{\text{air}} S V_u^2 \\ W_v &= C_W \rho_{\text{air}} S V_v^2 \\ W_w &= C_W \rho_{\text{air}} S V_w^2 \end{aligned} \quad (4)$$

式中: S 是桨盘面积; r 是半径; ω 是旋翼转速; C_T 是拉力系数; C_Q 是反转矩系数; C_W 是风扰系数; ρ_{air} 是空气密度。实际上,可以对式(4)中的拉力和反转矩方程进行简化,得:

$$\begin{aligned} T &= c_T \omega^2 \\ Q &= c_Q \omega^2 \end{aligned} \quad (5)$$

其中系数 c_T 和 c_Q 定义为正常数,它们与 S 、 r 和 ρ_{air} 存在关系,可以通过静态拉力(旋翼旋转切割空气,会产生垂直于旋翼桨面的力,称为拉力或者升力)实验获得。

对于四旋翼飞行器,按照顺时针的方向给4个螺旋桨定义编号为1、2、3、4。在机身支撑臂和机体坐标系 x_b 轴之间,旋翼有一个相关联的夹角 θ ,大型电动四旋翼是“X”型结构,所以 $\theta = 45^\circ$ 。

在无风扰环境下受到的总拉力、俯仰力矩、滚转力矩和偏航力矩为:

$$\begin{pmatrix} T_z \\ \tau_p \\ \tau_t \\ \tau_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_T & c_T & c_T & c_T \\ -\frac{dc_T}{\sqrt{2}} & -\frac{dc_T}{\sqrt{2}} & \frac{dc_T}{\sqrt{2}} & \frac{dc_T}{\sqrt{2}} \\ \frac{dc_T}{\sqrt{2}} & -\frac{dc_T}{\sqrt{2}} & -\frac{dc_T}{\sqrt{2}} & \frac{dc_T}{\sqrt{2}} \\ c_Q & -c_Q & c_Q & -c_Q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

式中 d 为旋翼中心到机体坐标原点的距离,即轴半径。由式(6)给出的“X”型四旋翼飞行器的总升力与力矩和电机转速之间的关系,由于四旋翼在风场中飞行会受到风场额外产生的风阻力和风阻力矩,并且气动阻力和气动阻力矩与飞行器的相对来流速度有关。根据式(4)中后3个式子,可得风扰力矩为

$$\begin{cases} M_{W1} = W_u d / I_x \\ M_{W2} = W_v d / I_y \\ M_{W3} = W_w d / I_z \end{cases} \quad (7)$$

由于欧拉角的速度和机体转速度的关系为

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi / \cos\theta & \cos\phi / \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (8)$$

则根据牛顿力学定律,角动力学模型为

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = u_2 + \dot{\theta}\psi(I_y - I_z) \\ \ddot{\theta} = u_3 + \dot{\phi}\psi(I_z - I_x) \\ \ddot{\psi} = u_4 + \dot{\phi}\dot{\theta}(I_x - I_y) \end{cases} \quad (9)$$

式中 u_1 — u_4 分别为:

$$\begin{cases} u_1 = -\frac{1}{m} c_T (\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ u_2 = \frac{d}{\sqrt{2} I_x} c_T (-\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ u_3 = \frac{d}{\sqrt{2} I_y} c_T (\omega_1^2 - \omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ u_4 = c_Q \frac{d}{I_z} (\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{cases} \quad (10)$$

式(9)和(10)式中: I_x 、 I_y 、 I_z 分别为 x 、 y 、 z 轴上的转动惯量; ϕ 、 θ 、 ψ 分别为滚转角、俯仰角和偏航角; u_1 — u_4 为垂直、滚转、俯仰和航向通道操纵量。

结合式(7)和式(9),可得风扰下的四旋翼飞行器角动力学模型如下:

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = u_2 + \frac{1}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} (I_y - I_z) + M_{w1} \\ \ddot{\theta} = u_3 + \frac{1}{I_y} \dot{\phi} \dot{\psi} (I_z - I_x) + M_{w2} \\ \ddot{\psi} = u_4 + \frac{1}{I_z} \dot{\phi} \dot{\theta} (I_x - I_y) + M_{w3} \end{cases} \quad (11)$$

2 线性自抗扰控制器设计

从式(11)可知四旋翼是一个多输入多输出非线性耦合系统。改变一个通道的状态会使得其他通道的状态也发生变化,这种耦合对于四旋翼飞行器的姿态控制不利,需要对其进行解耦。将式(11)中3个方程的第2项当作耦合项,记为 $f_i (i=2,3,4)$ 归到四旋翼飞行器内部扰动中,风场带来的扰动,即式(11)的第3项记为 f_w 。总扰动 $f_i + f_w$ 对四旋翼的姿态控制影响很大,所设计的控制器需要能够对其进行抑制和补偿。基于线性自抗扰姿态控制器的研究目标为通过设计的控制器能够实时估计四旋翼飞行器所受到的总扰动(四旋翼飞行器内部扰动与外部环境扰动之和),并进行反馈补偿以及保证系统输出在有限时间内能够跟踪上姿态角和姿态角速度。

在设计线性自抗扰控制器之前,需要对式(11)进行简化改写处理,将式(11)转换为

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = f_2(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) + u_2 \\ \ddot{\theta} = f_3(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) + u_3 \\ \ddot{\psi} = f_4(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) + u_4 \end{cases} \quad (12)$$

式中: $f_i(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) (i=2,3,4)$ 包含了模型中已知的耦合项和风扰动。

以滚转通道为例,根据自抗扰控制原理可将式(12)中第1项改成“积分串联”型线性系统,如式(13)所示。

$$\begin{cases} \dot{\phi}_1 = \phi_2 \\ \dot{\phi}_2 = f_2(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) + b_2 U_2 \\ y = \phi_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\phi_1 = \phi; \phi_2 = \dot{\phi}$ 。

滚转角线性自抗扰控制器结构图如图2所示,其中总扰动主要是外部风扰和内部参数不确定性,会对四旋翼的转速造成影响,进而影响四旋翼的姿态。

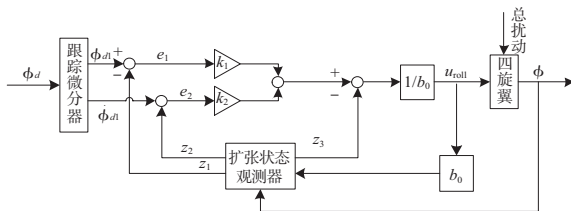


图2 滚转角线性自抗扰控制器结构图

2.1 线性扩张状态观测器

线性扩张状态观测器是线性自抗扰控制的核心部分,作用是根据系统输入、输出实时估计系统状态及影响输出的总扰动,估计的扰动被称为扩张的状态。当系统输入为滚转角时,线性扩张状态观测器既能够在有限时间内跟踪、估计四旋翼的滚转角及其微分信号,又能够实时估计系统受到的总扰动。滚转角线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{e}_\phi = z_{1\phi} - \dot{\phi} \\ \dot{z}_{1\phi} = z_{2\phi} - \beta_{1\phi} e_\phi \\ \dot{z}_{2\phi} = z_{3\phi} - \beta_{2\phi} e_\phi + b_\phi u_{roll} \\ \dot{z}_{3\phi} = -\beta_{3\phi} e_\phi \end{cases} \quad (14)$$

式中: ϕ 为滚转角输出信号; u_{roll} 是滚转通道操纵量; z_1 是滚转角信号 ϕ 的估计值; z_2 是滚转角速度 $\dot{\phi}$ 的估计值; z_3 是总扰动 $f_i(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) (i=2,3,4)$ 的估计值。根据文献[8]可知,通过调节参数 $\beta_{1\phi}$ 、 $\beta_{2\phi}$ 、 $\beta_{3\phi}$,使得线性扩张状态观测器能够很好地实时跟踪姿态角和姿态角速度以及估计出控制通道受到的总扰动 $f_i(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W) (i=2,3,4)$ 。

2.2 线性跟踪微分器

输入的滚转角给定信号 ϕ_d 往往是不光滑的,但系统输出的滚转角信号 ϕ 是光滑的。当 ϕ_d 发生阶跃变化时,这会导致输入、输出之间误差的初始值非常大,控制器的控制量也会随之变得很大,对系统造成很大的冲击,从而产生超调或者振荡。通过线性微分器对输入的滚转角信号安排过渡过程,选取适当的参数,可以使得输出快速且无超调,能够解决PID控制算法中快速性和超调之间的矛盾,同时也可以预防输入信号的突变,提高控制系统的鲁棒性。滚转角线性跟踪微分器为

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{d1} = \phi_{d2} \\ \dot{\phi}_{d2} = -2r_\phi^2(\phi_{d1} - \phi_d) - 2r_\phi \phi_{d2} \end{cases} \quad (15)$$

式中: ϕ_d 是滚转角给定值, ϕ_{d1} 是软化后的滚转角给定值, ϕ_{d2} 是 ϕ_{d1} 的微分信号,这些信号用于后面线性状态误差反馈控制器的设计; r_ϕ 是滚转通道的快速因子,用于调节安排过渡过程的快慢。

2.3 线性状态误差反馈控制器

式(15)中线性跟踪微分器对滚转角给定信号 ϕ_d 做处理得到软化后的滚转角给定信号 ϕ_{d1} 及其微分信号 ϕ_{d2} ,与式(14)中线性扩张状态观测器观测到的滚转角输出信号 z_1 和姿态角速度输出信号 z_2 之间不可避免地存在误差,这些误差需要进行反馈补偿,并且线性扩张状态观测器得到的状态量 z_3 是滚转通道总扰动的估计值,需要用这个扰动估计值对真正的总扰动 $f_i(\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, W)$

($i=2,3,4$)进行补偿,才得到最终的滚转通道操纵量。滚转角线性状态误差反馈控制器为

$$\begin{cases} e_{1\phi} = \phi_{d1} - z_{1\phi} \\ e_{2\phi} = \dot{\phi}_{d1} - z_{2\phi} \\ u_{\phi} = k_{1\phi} e_{1\phi} + k_{2\phi} e_{2\phi} \\ u_{roll} = \frac{u_{\phi} - z_{3\phi}}{b_{\phi}} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $e_{1\phi}$ 、 $e_{2\phi}$ 分别是线性扩张状态观测器的滚转角和滚转角速率的估计值与线性跟踪微分器安排过渡过程之后的滚转角指令信号及其微分信号之间的误差; $k_{1\phi}$ 、 $k_{2\phi}$ 是反馈控制参数; u_i ($i=\phi, \theta, \psi$)是滚转角误差反馈操纵量。

俯仰通道和偏航通道设计过程与之类似,不再赘述。

2.4 稳定性证明

利用被控对象式(12)跟踪姿态角有界输入信号 v 和线性扩张状态观测器的输出 $[z_1, z_2, z_3]$,作如下的反馈控制:

$$u = \frac{k_1(v - z_1) + k_2(\dot{v} - z_2) + (\ddot{v} - z_3)}{b} \quad (17)$$

将式(17)带入式(12),则有

$$\ddot{y}(t) = f + k_1(v - z_1) + k_2(\dot{v} - z_2) + \ddot{v} - z_3 \quad (18)$$

令 $v = v_1, \dot{v} = v_2, \ddot{v} = v_3$,结合式(13)和 $e_i = v_i - y_i$,其中 $i=1,2,3$,则有

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{v}_1 - \dot{y}_1 = v_2 - y_2 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \dot{v}_2 - \dot{y}_2 = v_3 - \ddot{y} = -k_1 e_1 - k_2 e_2 - k_1 \tilde{\varepsilon}_1 - k_2 \tilde{\varepsilon}_2 - \tilde{\varepsilon}_3 \end{cases} \quad (19)$$

式中 $\tilde{\varepsilon}_i = y_i - z_i$ ($i=1,2,3$),是线性扩张状态观测器的估计误差。

将式(19)写成状态矩阵形式,则有

$$\dot{e} = A_e e + A_{\tilde{\varepsilon}} \tilde{\varepsilon} \quad (20)$$

式中:

$$\tilde{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \tilde{\varepsilon}_1 \\ \tilde{\varepsilon}_2 \\ \tilde{\varepsilon}_3 \end{bmatrix}; A_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}; A_{\tilde{\varepsilon}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & 1 \end{bmatrix}。$$

定理1,假设扩张状态观测器的估计误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{\varepsilon}\|_2 = 0$,则存在控制器参数 $k_1 > 0, k_2 > 0$,使得闭环系统式(20)的跟踪误差趋于0。

证明定理1:对式(20)求解方程,可得

$$e(t) = e^{A_e t} e(0) + \int_0^t e^{A_e(t-\tau)} A_{\tilde{\varepsilon}} \tilde{\varepsilon} d\tau \quad (21)$$

已知矩阵 A_e ,可以选择合适的参数使得它有两个不同的特征值 λ_1, λ_2 ,对矩阵 A_e 进行对角化处理,则有

$$A_e = p \text{diag}\{-\lambda_1, -\lambda_2\} p^{-1} \quad (22)$$

对于任意 $t > 0$,则有

$$\|e^{A_e t}\|_2 \leq \|p\|_2 \|p^{-1}\|_2 e^{-\lambda_1 t} \quad (23)$$

式中 p 由 A_e 的特征值决定,当特征值决定好了之后, $\|p\|_2 \|p^{-1}\|_2$ 在这里就是个常数,用 C 来表示。当 $t \rightarrow \infty, e^{-\lambda_1 t} \rightarrow 0$,则 $\|e^{A_e t}\|_2 \rightarrow 0$ 。

由于线性扩张状态观测器估计误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{\varepsilon}\|_2 = 0$,那么

$\|\tilde{\varepsilon}\|_2$ 有上边界,用 U 来表示,且对任意正数的 $a > 0$,存在时间 t_a ,当 $t > t_a$ 时 $\|\tilde{\varepsilon}\|_2 < a$ 。利用式(23),则有

$$\begin{aligned} \left\| \int_0^t e^{A_e(t-\tau)} A_{\tilde{\varepsilon}} \tilde{\varepsilon} d\tau \right\|_2 &= \left\| \int_0^t e^{A_e(t-\tau)} A_{\tilde{\varepsilon}} \tilde{\varepsilon} d\tau \right\|_2 + \\ \left\| \int_{t_d}^t e^{A_e(t-\tau)} A_{\tilde{\varepsilon}} \tilde{\varepsilon} d\tau \right\|_2 &\leq C \|A_{\tilde{\varepsilon}}\|_2 U \int_0^t e^{\lambda_1 \tau} d\tau e^{-\lambda_1 t} + \\ C \|A_{\tilde{\varepsilon}}\|_2 e^{-\lambda_1 t} a \frac{e^{\lambda_1(t-t_d)}}{\lambda_1} &\leq C \|A_{\tilde{\varepsilon}}\|_2 U \int_0^t e^{\lambda_1 \tau} d\tau e^{-\lambda_1 t} + \\ C \|A_{\tilde{\varepsilon}}\|_2 \frac{a}{\lambda_1} \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)右侧第一项,当 $t \rightarrow \infty$ 时,其极限为0,第二项由于 a 的任意性,所以

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \int_0^t e^{A_e(t-\tau)} A_{\tilde{\varepsilon}} \tilde{\varepsilon} d\tau \right\|_2 = 0 \quad (25)$$

由 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|e^{A_e t}\|_2 = 0$ 和式(25),可知

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\|_2 = 0 \quad (26)$$

因此证得线性自抗扰控制器能够使得闭环系统式(20)的跟踪误差趋于0。

3 姿态控制仿真实验

为了验证线性自抗扰控制器抑制扰动的能力,在Matlab/Simulink环境下进行验证。通过物理测量,四旋翼飞行器参数见表1,线性自抗扰姿态回路控制参数见表2。

表1 四旋翼飞行器结构参数

参数	数值
四旋翼飞行器质量 m/kg	260
轴半径 d/m	1.57
重力加速度 $g/(\text{m/s}^2)$	9.81
旋翼半径 r/m	0.8
x 轴转动惯量 $I_x/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2.0
y 轴转动惯量 $I_y/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2.0
z 轴转动惯量 $I_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.5

表2 线性自抗扰控制器控制参数

通道	俯仰	滚转	航向
LTD	$r_{\theta} = 4$	$r_{\phi} = 4$	$r_{\psi} = 4$
LESO	$\beta_{1\theta} = 100, \beta_{2\theta} = 500, \beta_{3\theta} = 1\ 000, b_{\theta} = 840$	$\beta_{1\phi} = 100, \beta_{2\phi} = 500, \beta_{3\phi} = 1\ 000, b_{\phi} = 900$	$\beta_{1\psi} = 100, \beta_{2\psi} = 500, \beta_{3\psi} = 1\ 000, b_{\psi} = 200$
LSEF	$k_{1\theta} = 5, k_{2\theta} = 13$	$k_{1\phi} = 5, k_{2\phi} = 15$	$k_{1\psi} = 10, k_{2\psi} = 45$

首先验证姿态控制器在系统参数不确定时的控制效果,仿真条件设置为:四旋翼在空中5m处悬停,系统初始3个姿态角都为 0° ,指令信号为 1° ,将飞行器质量增加15%,转动惯量 I_x, I_y 减少10%, I_z 增加10%,使一号旋翼的拉力系数减少10%,在此情况下得到在参数不确定性时的滚转角、俯仰角和偏航角响应曲线图如图3所示。从图中可知,滚转角、俯仰角在初始阶段经过5~10s的短暂调整就能进入稳定状态,系统响应的超调很小,跟踪误差

趋近于0;偏航角受到的影响相比于滚转角和俯仰角,能以更快的速度有效跟踪指令信号并达到稳定状态,超调很小,几乎可以忽略不计。线性自抗扰控制器具有良好的抑制参数不确定性的能力。

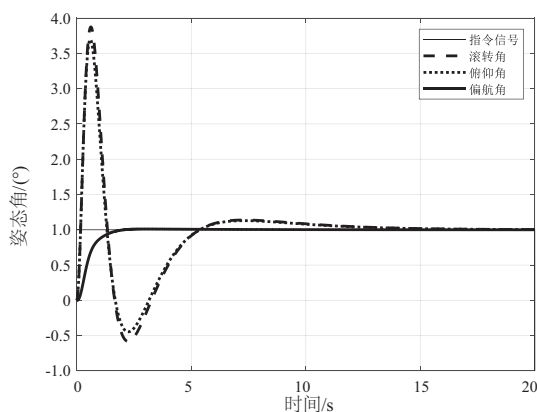


图3 参数不确定性时的姿态角响应图

然后验证在紊流风扰的情况下线性自抗扰对风扰的抑制作用,并与PID控制进行对比。图4和图5分别为悬停状态时姿态角采用LADRC和PID控制时受到紊流风扰影响时的姿态角曲线图。由于四旋翼对称的结构,故不考虑紊流风方向,取紊流风向为正风向,紊流风速 V_w 大小为1 m/s和0.5 m/s,将其按照体轴系进行分解可得 u 、 v 、 w 3个方向上的紊流风分量 V_u 、 V_v 、 V_w 。由图可知,风扰主要影响滚转角和俯仰角。由于线性自抗扰出色的抗干扰性能,使得在悬停状态下滚转角和俯仰角波动在 $\pm 0.2^\circ$ 以内,偏航角的波动几乎为0,可忽略不计,比PID抑制紊流的能力更强。因此,在紊流风扰下,所设计的控制器具有更好的抗干扰性和稳定性。

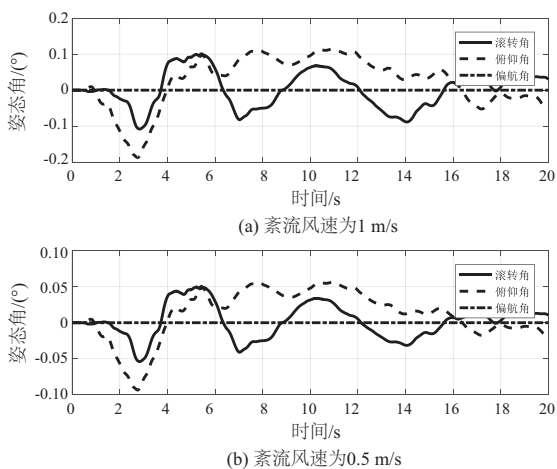


图4 紊流下LADRC姿态角曲线图

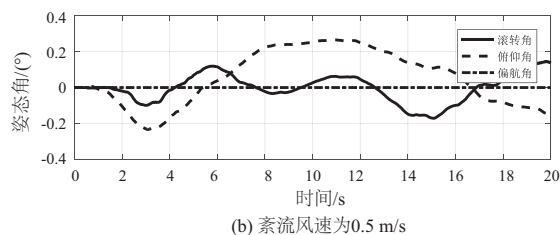
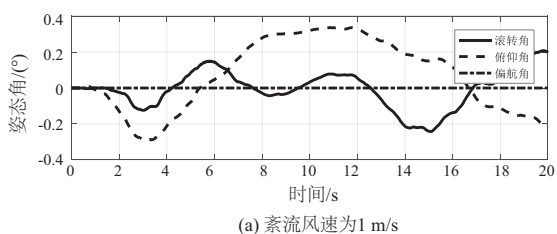


图5 紊流下PID姿态角曲线图

4 结语

仿真验证结果表明,所建立的风扰下260 kg电动四旋翼无人机动力学模型能够较为准确地反映其强耦合性,易受到参数不确定性和紊流风扰的影响。所设计的线性自抗扰姿态控制器对参数不确定性和紊流风扰表现出良好的抑制作用。

参考文献:

- [1] PAUL G F, THOMAS J G. Introduction to UAV systems [J]. Choice Reviews Online, 2013, 50(11): 50-6201.
- [2] GONZÁLEZ-VÁZQUEZ S, MORENO-VALENZUELA J. A new nonlinear PI/PID controller for quadrotor posture regulation [C]//2010 IEEE Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference. Cuernavaca, Mexico: IEEE, 2010: 642-647.
- [3] XU G H, ZHOU M. Modified adaptive flight control of quadrotor based on single neuron PID [C]//2013 IEEE Third International Conference on Information Science and Technology. Yangzhou, China: IEEE, 2013: 313-316.
- [4] MADANI T, BENALLEGUE A. Backstepping control for a quadrotor helicopter [C]//2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Beijing, China: IEEE, 2006: 3255-3260.
- [5] ZEGHLACHE S, SAIGAA D, KARA K, et al. Fuzzy sliding mode control with chattering elimination for a quadrotor helicopter in vertical flight [C]//Hybrid Artificial Intelligent Systems, Springer, Berlin, Heidelberg: 2012: 125-136.
- [6] 李俊芳, 李峰, 吉月辉, 等. 四旋翼无人机轨迹稳定跟踪控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(2): 349-356.
- [7] 杨柳, 刘金琨. 基于干扰观测器的四旋翼无人机轨迹跟踪鲁棒控制[J]. 飞行力学, 2015, 33(4): 328-333.
- [8] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] GAO Z Q. Scaling and bandwidth - parameterization based controller tuning [C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003. Denver, CO, USA: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [12] 赵元魁, 王耀力. 风场环境下四旋翼飞行器抗干扰研究[J]. 机械科学与技术, 2019, 38(4): 530-537.

收稿日期: 2021-01-25