

基于互补滑模控制的四旋翼姿态自抗扰控制

何栋炜^{1,2,3}, 王佩^{1,2,3}, 陈炜^{1,2,3}, 陈健^{1,2,3}

(1. 福建理工大学 电子电气与物理学院, 福建 福州 350118;

2. 福建省工业集成自动化行业技术开发基地, 福建 福州 350118;

3. 福建理工大学 电子信息与电气技术国家级实验教学示范中心, 福建 福州 350118)

摘要: 针对受模型不确定性和外界干扰等因素影响的四旋翼无人机的姿态控制问题, 提出了一种基于互补滑模控制的自抗扰姿态控制方法。基于自抗扰理论, 首先将四旋翼无人机动力学模型改写为标准二阶积分形式, 设计了扩张状态观测器, 对总扰动进行在线观测以补偿总扰动对系统的影响。其次, 将广义滑模面与互补滑模面相结合, 并引入 sig 函数替换切换函数, 提出改进型互补滑模控制律并通过 Lyapunov 理论证明所提出控制器的稳定性。最后, 通过仿真算例, 从收敛时间、均方误差、最大误差等指标考察了所提出的控制器的性能。研究表明, 与互补滑模控制、传统自抗扰控制及反步滑模控制相比, 所提改进方法的控制品质更好。

关键词: 四旋翼无人机; 自抗扰控制; 互补滑模控制; 姿态控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 2097-3853(2024)04-0363-08

Active disturbance rejection control of quadrotor attitude based on complementary sliding mode control

HE Dongwei^{1,2,3}, WANG Pei^{1,2,3}, CHEN Wei^{1,2,3}, CHEN Jian^{1,2,3}

(1. School of Electronics, Electrical Engineering and Physics, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China;

2. Technical Development Base of Industrial Integration Automation of Fujian Province, Fuzhou 350118, China;

3. National Demonstration Center for Experimental Electronic Information and Electrical Technology Education, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

Abstract: For the attitude control problem of quadrotor affected by modeling uncertainty and external disturbance, an active disturbance rejection attitude control method based on complementary sliding mode control is proposed. Based on the active disturbance rejection control theory, firstly, the dynamics model of the quadrotor is rewritten into the standard second-order integration form, and an extended state observer is designed to make online observations of the total disturbance to compensate for its influence on the system. Secondly, the generalized sliding mode is combined with the complementary sliding mode, when the sig function is adopted to replace the switching function, then the improved complementary sliding mode control law is proposed and the stability of the proposed controller is proved by the Lyapunov theory. Finally, the performance of the proposed control algorithm is investigated by the indexes of rise time, maximum error and mean square error through simulation cases, and simulation results demonstrate that the proposed method has better control quality compared to the complementary sliding mode, traditional ADRC and backstepping sliding mode control.

Keywords: quadrotor; active disturbance rejection control (ADRC); complementary sliding mode control (CSMC); attitude control

收稿日期: 2024-01-01

基金项目: 福建省高校产学研合作科技计划项目(2022N5020); 福建省中青年教育科研项目(JAT210286)

第一作者简介: 何栋炜(1985—), 男, 福建福州人, 副教授, 博士, 研究方向: 运动控制。

近年来,四旋翼无人机因其结构简单、灵活性强、成本低廉等特性在农业保护、环境监测、抢险救灾等领域的应用越来越广泛。但是四旋翼无人机是一种典型的非线性、强耦合、多变量的欠驱动系统,容易受模型不确定性及外界风力干扰等不确定因素影响,在实际多扰动环境下需要满足稳、准、快的控制要求。因此在对无人机本身硬件设备进行改进外,研究一种高性能、鲁棒性强的无人机姿态控制算法对提高四旋翼无人机的飞行性能具有重要的现实意义。

现有研究主要是通过引入非线性控制来满足高性能控制,如反步控制、滑模控制、预测控制等。其中,文献[1]提出一种显式模型预测控制解决了传统预测控制计算量大的问题,并应用在无人机姿态控制系统中,具有良好的动态特性。文献[2]通过积分滑模终端控制设计了一种有容错的控制器,并设计自适应律对干扰进行补偿,提高了系统的鲁棒性。文献[3]将神经网络与反步滑模控制结合,相较于传统的滑模控制,具有更好的抗扰性能,并在实际工况下进行了物理机实验。文献[4]提出了一种分数阶滑模控制器,并保证了在外部干扰存在下的鲁棒性。文献[5][6]将干扰观测器与滑模控制相结合,对干扰项进行估计,从而减轻抖振问题。

上述控制方法对于系统的稳态性能和动态性能都有着一定程度的提升,但存在扰动观测能力有限或者设计复杂、实现难度较高等问题。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是韩京清研究员提出的新型控制技术^[7],在误差反馈控制策略的基础上,通过引入现代控制理论中的观测器,从而获得更好的控制性能。近年来自抗扰控制技术被广泛应用于航空航天^[8-9]、机器人控制^[10]等非线性系统。由于其结构特殊,对自抗扰控制的改进也存在不同的思路。例如对扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的非线性函数做改进^[11];将自抗扰控制与其他控制方法结合等等,其中以滑模控制与自抗扰控制的结合应用最广^[12-13]。但是滑模控制会使系统产生严重的抖振,文献[14]通过互补滑模控制(complementary sliding mode control, CSMC)有效削减了抖振,减小了系统跟踪误差。文献[15]将CSMC和迭代学习结合,提升了电机的控制性能。

受以上文献启发,为进一步提升四旋翼无人

机的姿态控制品质,本课题针对受外部干扰和内部不确定性影响的四旋翼无人机姿态控制问题,基于自抗扰控制理论设计了一种基于CSMC的改进型自抗扰姿态控制方法,结合ESO与改进的互补滑模控制律以期提高四旋翼无人机姿态控制的鲁棒性和动态性能。

1 问题描述

1.1 四旋翼无人机动力学模型

以常见的“X”型四旋翼无人机为例,假设四旋翼无人机满足以下条件^[11]:

- (1) 四旋翼机体为刚性结构并呈对称分布。
- (2) 机体重心与中心重合。
- (3) 螺旋桨转动无形变。

可得四旋翼无人机的动力学模型为:

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\cos\varphi\sin\theta\cos\psi + \sin\varphi\sin\psi)k_b U_1/m \\ \ddot{y} = (\cos\varphi\sin\theta\sin\psi + \sin\varphi\cos\psi)k_b U_1/m \\ \ddot{z} = (\cos\varphi\cos\theta)k_b U_1/m - g \\ \ddot{\varphi} = \dot{\theta}\dot{\psi}(I_y - I_z)/I_x + k_b l U_2/I_x + \partial_x \\ \ddot{\theta} = \dot{\varphi}\dot{\psi}(I_z - I_x)/I_y + k_b l U_3/I_y + \partial_y \\ \ddot{\psi} = \dot{\varphi}\dot{\theta}(I_x - I_y)/I_z + k_d U_4/I_z + \partial_z \end{cases} \quad (1)$$

式中, x, y, z 分别为惯性坐标系下的位置; φ, θ, ψ 分别为无人机在惯性坐标系下的滚转角、俯仰角、偏航角; I_x, I_y, I_z 表示机体绕3轴的转动惯量; m 为机体质量; l 为机体中心到旋翼中心的距离; k_b, k_d 为旋翼的升力和阻力系数; $\partial_x, \partial_y, \partial_z$ 分别为3个姿态角通道的外部扰动;而 U_1, U_2, U_3, U_4 分别代表4个通道的虚拟控制量,由4个旋翼的转速 $\omega_i (i=1, 2, 3, 4)$ 决定,如式(2)。

$$\begin{cases} U_1 = \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2 \\ U_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}(\omega_1^2 - \omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ U_3 = \frac{\sqrt{2}}{2}(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 - \omega_4^2) \\ U_4 = \omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2 \end{cases} \quad (2)$$

控制目标:本课题针对四旋翼无人机的姿态控制问题开展研究,提出基于互补滑模控制的自抗扰姿态控制输出量 U_2, U_3, U_4 ,使得系统的姿态角输出 φ, θ, ψ 跟踪到期望值,且闭环系统跟踪误差有限时间内收敛至原点。

1.2 重要假设及定义

假设 1:四旋翼无人机的期望姿态角 φ_d 、 θ_d 、 ψ_d 及其一阶导数 $\dot{\varphi}_d$ 、 $\dot{\theta}_d$ 、 $\dot{\psi}_d$ 二阶导数 $\ddot{\varphi}_d$ 、 $\ddot{\theta}_d$ 、 $\ddot{\psi}_d$ 是已知且连续有界的。

假设 2:四旋翼无人机姿态角通道的外部扰动 ∂_i 对时间连续可微,且存在一个非负的有界常数 L_i ,使得 $|\dot{\partial}_i| \leq L_i$ 。

假设 3:总和扰动 η 满足 $|\dot{\eta}| \leq \bar{\xi}$,其中 $\bar{\xi}$ 为有界常数。

符号 1:对于给定向量, $|\cdot|$ 表示标量的绝对值。

符号 2:对于一个给定的变量 x , $\text{sig}^\alpha(x) = |x|^\alpha \text{sign}(x)$,其中 α 为一实数, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数,具体定义如式(3)。

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases} \quad (3)$$

2 基于互补滑模控制的自抗扰姿态控制结构

由于四旋翼无人机结构对称,各姿态角通道的控制器设计完全相同,故以四旋翼无人机的滚转角通道为例介绍滚转角的姿态控制器设计过程。

先对滚转角的动力学方程进行解耦如式(4)。

$$\ddot{\varphi} = \dot{\theta}\dot{\psi}(I_y - I_z)/I_x + k_b IU_2/I_x + \partial_x \quad (4)$$

记滚转角 φ 为系统状态 x_1 ,则滚转角速度 $\dot{\varphi}$ 为系统状态 x_2 ;记 $\dot{\theta}\dot{\psi}(I_y - I_z)/I_x + \partial_x$ 为总扰动(包含滚转角通道的内部耦合以及外部扰动),设为 η ;记 $k_b l/I_x$ 为控制增益,设为 b ;记 x_1 为系统输出 y 。则式(4)可以改写为如式(5)形式。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \eta + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (5)$$

在式(5)的基础上,将总扰动 η 扩张为一个未知的状态变量 x_3 ,将式(5)改写为如式(6)的积分串联形式。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{\eta} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

在式(6)的基础上进行自抗扰姿态控制器设计。自抗扰控制器一般由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、非线性状态误差反馈律(non-linear state error feedback law, NLSEF)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)3部分组成,本课题对其中的非线性状态误差反馈律进行改进。所设计的基于互补滑模控制的四旋翼姿态自抗扰控制算法结构如图1所示。

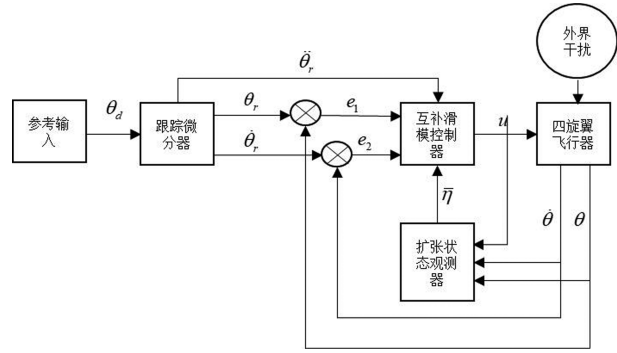


图1 四旋翼无人机控制结构框图

Fig.1 Quadrotor control structure block diagram

2.1 跟踪微分器

跟踪微分器依据参考输入来安排过渡过程,并提取其微分信号,从而解决其快速性和超调之间的矛盾。跟踪微分器结构如式(7)。

$$\begin{cases} \dot{x}_{1r} = x_{2r} \\ \dot{x}_{2r} = \text{fhan}(x_{1r} - x^*, x_{2r}, r, h_0) \end{cases} \quad (7)$$

式中, x_{1r} 、 x_{2r} 分别为期望信号 x^* 经过跟踪微分器得到的过渡值及其微分信号。 r 为速度因子, h_0 为滤波因子, fhan 函数为最速控制综合函数^[7]。

2.2 扩张状态观测器

自抗扰控制通过扩张状态观测器对扰动信息在线观测并补偿其不确定性因素。对于式(6)所示三阶系统,可以构建下述具有一般性的非线性扩张状态观测器^[10],如式(8)。

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - k_{01}e \\ \dot{z}_2 = z_3 - k_{02} \text{fal}(e, \gamma_1, \delta_1) + bu \\ \dot{z}_3 = -k_{03} \text{fal}(e, \gamma_2, \delta_1) \end{cases} \quad (8)$$

式中, k_{0i} 为观测器参数, e 为角度估计误差, z_i 为各状态的估计值, fal 函数表达式如式(9)。

$$\text{fal}(e, \gamma, \delta) = \begin{cases} e/\delta^{1-\gamma}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\gamma \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中, γ 为幂次,其数值影响 fal 函数的大小; δ 为

线性区间长度,与 fal 函数线性段的长度成反比。

2.3 互补滑模控制律设计

2.3.1 互补滑模面设计

由文献[15]可知,互补滑模面能有效减小滑模面 S 的误差,本研究将设计一个广义滑模面及其互补滑模面,以提高四旋翼无人机系统的控制性能。

首先在四旋翼俯仰角模型式(5)和跟踪微分器式(7)的基础上,定义两个误差方程:

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x_{1r} \\ e_2 = x_2 - x_{2r} \end{cases} \quad (10)$$

式中, x_1, x_2 为系统的状态; x_{1r}, x_{2r} 分别为跟踪微分器中得到的角度给定信号以及角速度给定信号。显然,式(10)满足:

$$\dot{e}_1 = e_2 \quad (11)$$

设计广义滑模面如式(12)。

$$S_g(t) = \left(\frac{d}{dt} + \beta \right)^n \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad (12)$$

式中, β 为常数, n 为控制系统阶数。由于广义滑模面引入了积分项,有效减小了稳态误差,但也会使系统产生延迟;所以需要设计一个在空间中与式(12)相互正交的互补滑模面^[15],如式(13)所示。

$$S_c(t) = \left(\frac{d}{dt} + \beta \right)^{n-1} \left(\frac{d}{dt} - \beta \right) \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad (13)$$

由于四旋翼无人机姿态角系统为二阶系统,所以取 $n=2$,则所设计广义滑模面及互补滑模面如式(14)所示。

$$\begin{cases} S_g = \dot{e}_1 + 2\beta e_1 + \beta^2 \int_0^t e_1(\tau) d\tau \\ S_c = \dot{e}_1 - \beta^2 \int_0^t e_1(\tau) d\tau \end{cases} \quad (14)$$

显然,滑模面的导数为:

$$\begin{cases} \dot{S}_g = \ddot{e}_1 + 2\beta \dot{e}_1 + \beta^2 e_1 \\ \dot{S}_c = \ddot{e}_1 - \beta^2 e_1 \end{cases} \quad (15)$$

且滑模面 S_g 和 S_c 满足式(16)。

$$\dot{S}_c(t) + \beta S(t) = \dot{S}_g(t) \quad (16)$$

式中, $S(t)$ 为滑模面之和,满足式(17)。

$$S(t) = S_g(t) + S_c(t) \quad (17)$$

2.3.2 互补滑模控制律设计

基于等效控制方法,设计互补滑模控制律如式(18)所示。

$$u = u_g + u_c \quad (18)$$

式中, u_g 和 u_c 由式(19)给出。

$$\begin{cases} u_g = \frac{1}{b} (-\eta + \dot{x}_{2r} - 2\beta \dot{e}_1 - \beta^2 e_1 - \beta S_g) \\ u_c = \frac{1}{b} (-k_1 |S|^{\alpha_1} \text{sign}(S) - k_2 \text{sig}^{\alpha_2}(S)) \end{cases} \quad (19)$$

式中, k_1, k_2 为大于 0 的常数,总扰动 η 的观测量用扩张状态观测器式(8)中的 z_3 表示。 α_1 为边界层参数, α_2 为幂次。由文献[15]可知,边界层可表达为式(20)。

$$\alpha_1 = \begin{cases} \nu, & |S| < \lambda \\ 0, & |S| \geq \lambda \end{cases} \quad (20)$$

式中, λ 为一小正常数。

相比于文献[14],本课题使用了 sig 函数来替代开关函数,当 $|S|$ 远离滑模面时, sig 函数中的幂次项能提升趋近速度,当 $|S|$ 逼近滑模面时,也不会因为切换函数的幂次项导致系统过大的抖振。

定理 1 针对存在外界干扰和内部耦合扰动的四旋翼无人机姿态系统式(4),设计基于跟踪微分器式(7)、扩张状态观测器式(8)及互补滑模控制律式(18)、式(19)的姿态控制器,则闭环系统的姿态角跟踪误差 (e_1, e_2) 能在有限时间内收敛到切换面的某一领域内,即边界层。

证明 定义 Lyapunov 函数 V 如式(21):

$$V = \frac{1}{2} (S_g^2 + S_c^2) \quad (21)$$

将式(21)对时间求导可得:

$$\dot{V} = S_g \dot{S}_g + S_c \dot{S}_c \quad (22)$$

将式(16)代入式(22)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_g \dot{S}_g + (S - S_g) (\dot{S}_g - \beta S) = \\ &= S (\dot{S}_g - \beta S + \beta S_g) = S (\dot{S}_g - \beta S_c) \end{aligned} \quad (23)$$

将式(15)代入式(23)可得:

$$\dot{V} = S (\ddot{e}_1 + 2\beta \dot{e}_1 + \beta^2 e_1 - \beta S + \beta S_g) \quad (24)$$

结合式(5)、式(10),由式(24)可得

$$\dot{V} = S (\eta + bu - \dot{x}_{2r} + 2\beta \dot{e}_1 + \beta^2 e_1 - \beta S + \beta S_g) \quad (25)$$

将式(18)、式(19)代入式(25)可得:

$$\dot{V} = S \left(-\beta S - k_1 |S|^{\alpha_1} \text{sign}(S) - k_2 \text{sig}^{\alpha_2}(S) \right) \quad (26)$$

对于式(26),可以得到式(27):

$$\dot{V} = -\beta S^2 - k_1 |S|^{1+\alpha_1} - k_2 |S|^{1+\alpha_2} \leq 0 \quad (27)$$

可知滑模面 S 满足 Lyapunov 稳定。由文献[15]可知,应用二阶互补滑模控制器时,当控制

输入为式(25)时,状态点在滑模面式(14)及其邻域 α_1 内运动时,其误差边界如式(28)。

$$\begin{cases} |e| \leq \frac{\alpha_1}{2\beta} \\ |\dot{e}| \leq \alpha_1 \end{cases} \quad (28)$$

由式(27)可知, $|S|$ 趋近于0, 确保了位于边界层外的任意初始的跟踪误差(e_1, e_2)都能在趋近律的作用下在有限时间内到达边界层, 在边界层内通过切换达到稳定状态, 并沿着两个滑模面的交集向平衡点领域滑动。由文献[15]可知, 改进后的互补滑模控制器相较于传统的滑模控制器有更高的跟踪精度。证毕。

3 仿真结果与分析

为了验证所设计的基于互补滑模控制的自抗扰姿态控制算法的有效性, 将所设计算法与文献[14]中的互补滑模控制算法, 文献[7]传统自抗扰算法以及文献[16]变增益反步滑模算法作对比, 使用 Simulink 进行四旋翼无人机滚转角控制仿真, 分别对控制系统跟踪期望信号能力、控制系统抗干扰能力进行仿真对比。

四旋翼无人机的模型参数详见表1。

表1 四旋翼无人机模型参数

Tab.1 Quadrotor model parameters

参数	物理含义	数值
m/kg	机体质量	2.0
$g/\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$	重力加速度	9.81
l/m	机体重心到旋翼中心距离	0.2
$b/(\text{N} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-2})$	升力系数	2.98×10^{-6}
$d/(\text{N} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-2})$	阻力系数	1.14×10^{-7}
$I_x/(\text{N} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-1})$	X轴转动惯量	1.25
$I_y/(\text{N} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-1})$	Y轴转动惯量	1.25
$I_z/(\text{N} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-1})$	Z轴转动惯量	2.50

根据文献[17]提及的带宽法对传统自抗扰控制中的跟踪微分器及扩张状态观测器参数进行调参。并且为保证对比的公平性, 根据文献[18], 对于不同方法中控制参数进行选取, 主要遵循两个原则: (1) 控制效果好; (2) 控制量在同一量级上。基于以上原则, 所设计基于互补滑模

控制的自抗扰姿态控制算法参数如表2所示。

表2 改进后自抗扰控制器参数

Tab.2 Improved ADRC controller parameters

控制器模块	参数符号	数值
跟踪微分器	r	0.1
	h_0	0.005
互补滑模控制律	β	1 000
	k_1	100
	k_2	100
	α_1	0.5
	α_2	0.5
	k_{01}	200
扩张状态观测器	k_{02}	2 600
	k_{03}	20 000
	γ_1	0.5
	γ_2	0.25
	δ	0.05

文献[14]中互补滑模控制算法如式(29)。

$$\begin{cases} u = u_g + u_c \\ u_g = \frac{1}{b} (\dot{x}_{2r} - 2\beta_1 \dot{e}_1 - \beta_1^2 e_1 - \beta_1 S_g) \\ u_c = \frac{1}{b} \left(-\zeta |S|^{\alpha_1} \text{sign}(S) - k^* \text{sign}(S) \right) \end{cases} \quad (29)$$

式中, β_1, ζ, k^* 为待整定参数; 按照参数整定原则, 该方法的参数选取与所设计方法一致, 即 $\beta_1 = 1\,000, \zeta = 100; k^* = 1$ 。

注: 文献[14]在控制律中使用切换函数, 而切换函数的控制增益不宜过大, 否则会加大抖振, 所以 k^* 取1; 本研究所设计方法未使用切换函数, 则 k_2 为100。

文献[16]滚转角姿态控制律输出如式(30)。

$$u = \frac{1}{b} \left(-\dot{\theta} \dot{\psi} (I_y - I_z) / I_x + \ddot{x}_{1d} - c_1 (s_1 - c e_1) - e_1 \right) - \frac{1}{b} \left((r_1 |s_1| + k_3) \text{sign}(s_1) - k_4 s_1 \right) \quad (30)$$

式中, s_1 为滑模面; c_1, r_1, k_3, k_4 为待整定参数。

文献[7]滚转角姿态控制输出如式(31)。

$$\begin{cases} e_3 = x_{1r} - z_1 \\ e_4 = x_{2r} - z_2 \\ u_0 = k_5 \cdot \text{fal}(e_3, \alpha_3, \delta_1) + k_6 \cdot \text{fal}(e_4, \alpha_4, \delta_2) \\ u = (u_0 - z_3) / b \end{cases} \quad (31)$$

式中, $k_5, k_6, \alpha_3, \alpha_4, \delta_1$ 为待整定参数。

对变增益反步滑模控制及传统自抗扰的控制

参数设置如表 3 所示。

表 3 对比算法控制器参数

Tab.3 Contrast algorithms controller parameters

算法名称	参数符号	数值
非线性反馈律	k_5	1 000
	k_6	100
	α_3	0.75
	α_4	1.5
	δ_2	0.5
变增益反步滑模	k_3	100
	k_4	100
	c_1	1 000
	r_1	1 000

3.1 控制器跟踪性能仿真验证

第 1 组实验在仿真开始时(水平状态下),给定 30°的滚转角阶跃指令信号,考察系统对期望信号的跟踪能力,仿真结果如图 2、图 3 所示。仿真中使用弧度与角度换算,导致数值存在一定偏差。

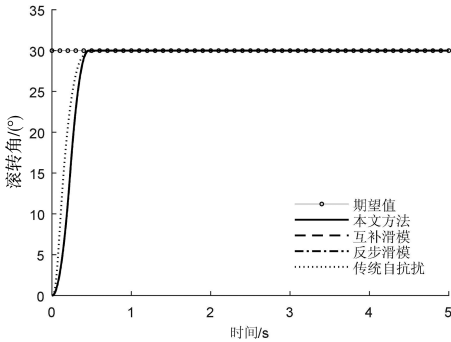


图 2 阶跃信号下滚转角跟踪效果

Fig.2 Roll angle tracking effect under step signal

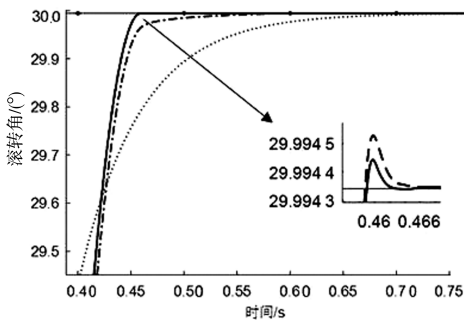


图 3 图 2(0.45~0.75 s) 放大图

Fig.3 Fig.2(0.45~0.75 s) enlargement

从图 2、图 3 可知,当期望信号为阶跃信号时,所设计算法及文献[14]算法的收敛时间优于文献[16]及文献[7]的算法。所设计算法收敛时

间为 0.465 s,而文献[16]算法收敛时间为 0.615 s,且存在 0.1%的稳态误差,文献[7]算法收敛时间为 0.745 s;而在超调量上,所设计算法超调量略低于文献[14]互补滑模算法;说明在无扰动干扰时,所设计的基于互补滑模的姿态自抗扰控制器可以更快的将输出收敛至稳态值,具有更好的跟踪期望信号能力。

3.2 控制器抗扰性能仿真验证

为了更好的对 3 种算法的抗干扰性能进行分析,使用均方误差(mean square error, MSE)波动指标,最大误差等指标来量化分析, MSE 计算方式为:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\theta - \theta_{lr})^2 \quad (32)$$

式中, N 为样本总数, θ 、 θ_{lr} 分别为实际滚转角和期望滚转角,计算区间选择开始施加扰动到仿真结束,即(1~5 s)这段区间。

第 2 组实验在第 1 组实验的基础上,在 1 s 时加入幅值为 1 000 的等效阶跃扰动,抗扰性能仿真结果如图 4、图 5 所示,量化指标如表 4 所示。

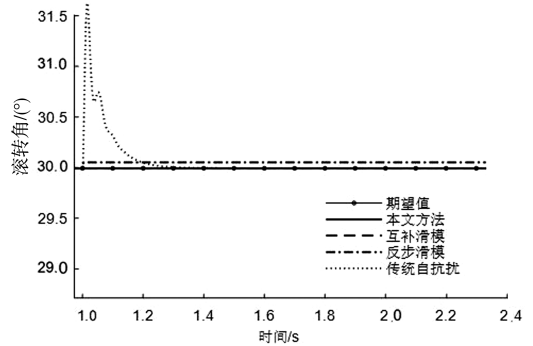


图 4 阶跃扰动下滚转角跟踪效果(1 s 时加入扰动)

Fig.4 Roll angle tracking effect under step disturbance (disturbance added at 1 s)

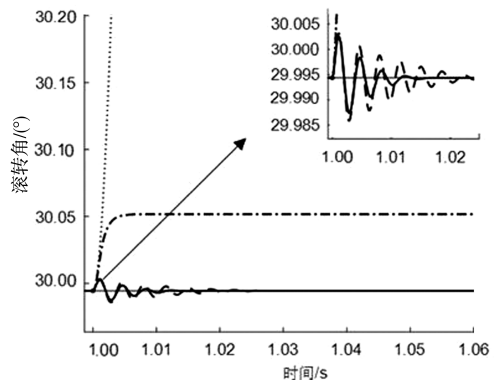


图 5 图 4(1~1.1 s) 放大图

Fig.5 Fig4(1~1.1 s) enlargement

表 4 阶跃扰动下性能指标

Tab.4 Performance indicators under step disturbance

控制器	均方误差	最大误差量/(°)
所提算法	1.88×10^{-5}	0.005
互补滑模	1.89×10^{-5}	0.010
反步滑模	0.38×10^{-2}	0.050
传统自抗扰	0.17×10^{-1}	1.700

由图 4、图 5 及表 4 可知,所设计算法在阶跃扰动的干扰下,仅有 0.005° 的超调,以及极小的均方误差,并且在 0.015 s 就克服扰动的影响重新回到稳态;而文献[14]互补滑模算法的均方误差以及恢复到稳态的时间都略差于所设计算法;文献[16]反步滑模算法虽然超调量也较小,但是有稳态静差,无法回到稳态;而传统自抗扰控制算法具有较大的超调,并且需要 0.25 s 才能回到稳态。3 种控制算法的控制量输出由图 6 所示。

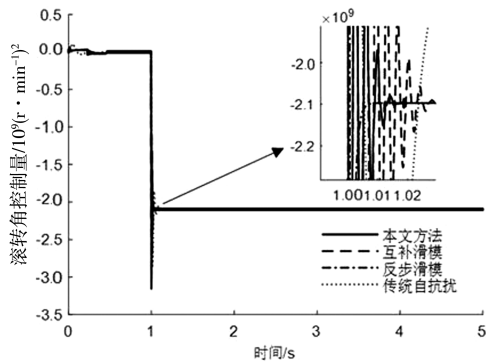


图 6 阶跃扰动下滚转角控制量

Fig.6 Control under step disturbance test of roll angle

由图 6 可知,3 种控制算法的控制量输出基本处于同一量级,符合参数选取的原则。而所设计算法的抖振优于文献[14],由此可以说明所设计算法在阶跃干扰下,不仅具有更好的动态性能和稳态精度,并且具有更稳定的控制量输出。

第 3 组实验在第 1 组实验的基础上,在 1 s 时加入幅值为 1 000,频率为 $2.5/\pi$ Hz 的持续等效正弦干扰,通过观察滚转角来考察控制器在正弦干扰下的抗干扰能力,抗扰性能仿真结果如图 7~图 10 所示,量化指标如表 5 所示。

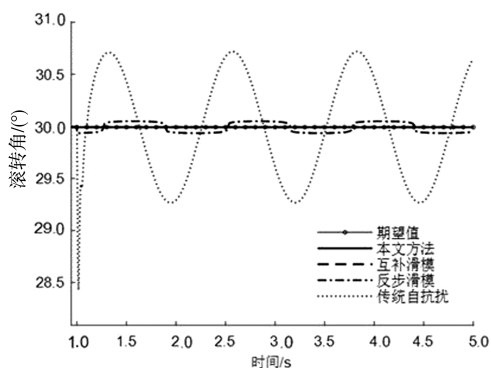


图 7 正弦扰动下滚转角跟踪效果(1 s 时加入扰动)
Fig.7 Roll angle tracking effect under sin disturbance (disturbance added at 1 s)

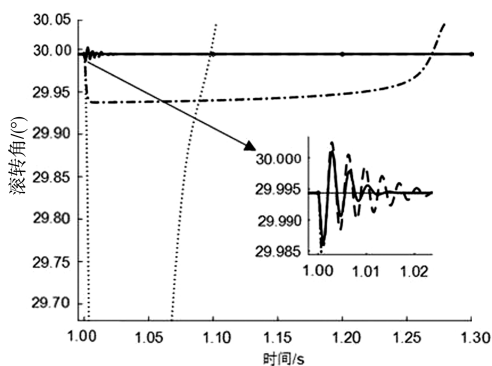


图 8 图 7(1~1.4 s) 放大图
Fig.8 Fig7(1~1.4 s) enlargement

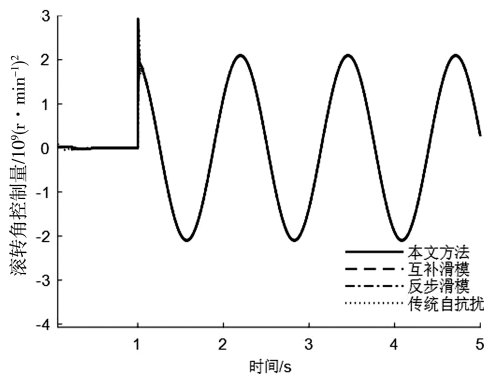


图 9 正弦扰动下滚转角控制量

Fig.9 Control under sin disturbance test of roll angle

表 5 正弦扰动下性能指标

Tab.5 Performance indicators under sin disturbance

控制器	均方误差	最大误差量/(°)
所提算法	1.88×10^{-5}	0.005
互补滑模	1.91×10^{-5}	0.006
反步滑模	0.27×10^{-2}	0.050
传统自抗扰	2.60×10^{-1}	1.700

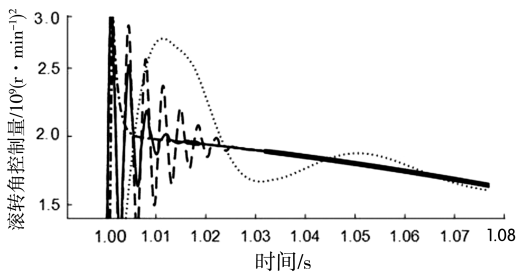


图 10 图 9(1~1.07 s) 放大图

Fig10 Fig9(1~1.07 s) enlargement

由图 7、图 8 及表 6 可知,使用正弦扰动来模拟外界持续性风力动态扰动影响时,所设计控制器算法仅有 0.005° 的超调量,并且仅需 0.01 s 就达到稳态,较好克服了扰动的影响;各项指标上均略优于文献[14]算法;而反步滑模算法存在有 5% 的超调,传统自抗扰算法存在 17% 的超调量,且两种算法都无法完全抑制持续性扰动影响,姿态都在稳态附近持续波动。由图 9、图 10 可知,3 种

算法的控制量输出基本处于同一量级,但文献[14]算法明显振荡较大,足以说明在相同控制量输出的情况下,本研究所提算法具有更好的抗扰动能力以及动态性能,能更好适应实际多干扰环境。

4 结论

针对存在内部不确定性影响和外部扰动影响的四旋翼无人机的姿态控制问题,本研究基于传统自抗扰控制框架,及互补滑模理论设计了基于互补滑模控制的四旋翼姿态自抗扰算法,并基于 Lyapunov 理论开展了稳定性分析及仿真验证。仿真结果表明,所设计的基于互补滑模控制的自抗扰控制算法相较于互补滑模控制及反步滑模控制及传统自抗扰控制,在控制量输出量级相同的情况下,具有更高的跟踪精度及收敛速度;并且在阶跃干扰及连续正弦干扰的影响下,具有更好的抗扰动性能及动态性能。

参考文献:

- [1] 高艺,刘景亚,刘贵林. 采用显式预测控制的四旋翼姿态控制器设计[J]. 航天控制,2023,41(2):33-39.
- [2] 陆洪志,段富海. 四旋翼无人机的高度和姿态容错控制研究[J]. 光电与控制,2023,30(12):73-79.
- [3] 喻伯牙. 四旋翼无人机姿态解算与抗扰控制研究[D]. 西安:西安工业大学,2023.
- [4] LABBADI M,BOUKAL Y,CHERKAoui M, et al. Fractional-order global sliding mode controller for an uncertain quadrotor UAVs subjected to external disturbances[J]. Journal of the Franklin Institute,2021,358(9):4822-4847.
- [5] WANG F,GAO H M,WANG K, et al. Disturbance observer-based finite-time control design for a quadrotor UAV with external disturbance[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems,2021,57(2):834-847.
- [6] XIONG J X,PAN J,CHEN G Y, et al. Sliding mode dual-channel disturbance rejection attitude control for a quadrotor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2022,69(10):10489-10499.
- [7] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(3):900-906.
- [8] 钱秋滕,但志宏,张松,等. 航空发动机过渡态试验进气压力线性自抗扰控制方法[J]. 航空动力学报,2019,34(10):2271-2279.
- [9] YANG X,HUANG Q,JING S, et al. Servo system control of satcom on the move based on improved ADRC controller[J]. Energy Reports,2022,8:1062-1070.
- [10] 俞经睿,朱毅成,冉晨阳,等. 基于抗扰控制的机器人定位策略[J]. 控制理论与应用,2023,40(4):772-779.
- [11] 鄢化彪,徐炜宾,黄绿娥. 基于改进 ADRC 的四旋翼姿态控制器设计[J]. 北京航空航天大学学报,2023,49(12):3283-3292.
- [12] 皇金锋,杨振宇,李帅杰. 基于混合储能的光储直流微网改进型滑模自抗扰控制[J]. 电力系统保护与控制,2023,51(23):151-159.
- [13] 赵希梅,陈广国,金鸿雁. 基于改进灰狼优化算法的 PMSM 滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报,2022,26(11):132-140.
- [14] 蔡中泽,曾庆双,孙谷昊. Buck 变换器的改进型互补滑模控制[J]. 控制理论与应用,2023,40(10):1873-1879.
- [15] 金鸿雁,赵希梅. 基于互补滑模控制和迭代学习控制的永磁直线同步电动机速度控制[J]. 控制理论与应用,2020,37(4):918-924.
- [16] 薛晶勇,王斌锐. 指数型时变增益反步滑模四旋翼姿态控制[J]. 控制工程,2022,29(5):935-943.
- [17] 李杰,齐晓慧,夏元清,等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报,2016,42(2):202-212.
- [18] 孙振兴,李世华,张兴华. 基于扩张状态观测器和有限时间控制的感应电机直接转矩控制[J]. 控制理论与应用,2014,31(6):748-756.

(责任编辑:方素华)