doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2019.10.028

基于改进樽海鞘群算法的四旋翼飞行器姿态优化控制

丁　力　高振奇　虞　青
(江苏理工学院机械工程学院, 常州 213001)

摘要: 针对集总干扰下四旋翼飞行器的姿态控制问题,提出了一种基于线性扩张状态观测器的快速连续非奇异终端滑模控制策略。该方法通过线性扩张状态观测器来估计和补偿集总干扰的影响,提高控制器的稳定性;借助非奇异终端滑模面有限时间收敛的特性设计控制律,加快控制器的收敛速度;控制器的稳定性分析由 Lyapunov 函数得以证明。引入樽海鞘群算法来优化控制器中的参数,提升控制性能。进一步地,引入一维正态云模型与自适应算子来克服参数整定算法的固有缺陷,增强其优化能力。通过仿真与试验验证了本文方法的有效性与实用性,结果表明:在阵风干扰下,本文方法比线性自抗扰控制策略具有更高的跟踪精度、更强的抗干扰能力与更快的响应速度。

关键词: 四旋翼飞行器; 姿态控制; 樽海鞘群算法; 非奇异终端滑模; 线性扩张状态观测器
中图分类号: TP13　　**文献标识码**: A　　**文章编号**: 1000-1298(2019)10-0243-08

Optimal Attitude Control for Quadrotor Aircraft Based on Improved Salp Swarm Algorithm

DING Li　GAO Zhenqi　YU Qing
(*College of Mechanical Engineering*, *Jiangsu University of Technology*, *Changzhou* 213001)

Abstract: As a typical aerial robot, quadrotor has major advantages when used for aerial photography, environmental monitoring and surveillance in dangerous and complex environments. The robust control problem in attitude tracking of an unmanned aerial vehicle quadrotor is a challenging task due to strong parametric uncertainties, large nonlinearities, and high couplings in flight dynamics. Towards the attitude control of a quadrotor aircraft under lumped disturbances, a fast-continuous nonsingular terminal sliding mode controller based on linear extended state observer was proposed. In this control structure, a linear extended state observer was used to estimate, and compensate the lumped disturbances, which can enhance the stability of the controller. With its finite time convergence characteristic the nonsingular terminal sliding mode was employed to design the control law, which can increase the convergence speed. Stability of the controller was proved through Lyapunov function. To enhance the control performance, a salp swarm algorithm was introduced to adjust the control parameters of the proposed controller. Furthermore, a 1-dimension positive cloud model and an adaptive operator were applied to overcome the defects of the salp swarm algorithm. Lastly, some simulation and experiments were conducted to test the efficiency and application of the controller. The results showed that the proposed controller had higher tracking accuracy, stronger anti-disturbance ability and faster response speed.

Key words: quadrotor aircraft; attitude control; salp swarm algorithm; nonsingular terminal sliding mode; linear extended state observer

0　引言

四旋翼飞行器在民用领域有着广泛的用途,如农田喷雾、城市建模、地理测绘等。但因其强耦合、高非线性、欠驱动等特点也给高精度鲁棒控制器的设计带来了巨大的难度[1]。目前,已有很多先进的

收稿日期: 2019-03-08　修回日期: 2019-04-06
基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金项目(51405209)、江苏省自然科学基金项目(BK20170315)和常州市应用基础研究计划项目(CJ20170010)
作者简介: 丁力(1989—),男,副教授,博士,主要从事机器人动力学建模与控制、智能算法研究,E-mail: nuaadli@163.com

控制策略用来设计四旋翼的控制器,如自抗扰控制[2]、自适应控制[3]、模型预测控制[4]、反步法控制[5]等。然而,上述方法是需要精确的模型或者依赖大量的控制器参数,这极大地限制了其在实际工程中的应用。另外,由外界扰动、未建模动态、参数漂移等组成的集总干扰也会进一步加大上述控制器设计的难度。

在控制器设计过程中引入扰动观测器是解决上述问题一种有效途径。扰动观测器可估计集总干扰,提高系统的稳定性与控制性能。例如,文献[6]将反步法与非线性扰动观测器相结合,有效减弱了集总干扰对四旋翼控制性能的影响;为改善四旋翼容错控制效果,文献[7]采用高阶非线性扰动观测器去捕捉不确定项的动态特性。通常,非线性扰动观测器存在待整定参数多、控制耗能大、易触发执行器饱和等缺点。文献[8]提出的线性自抗扰控制(Linear active disturbance rejection control, LADRC)结构中的线性扩张状态观测器(Linear extended state observer, LESO)具有结构简单、耗能小的特点,可有效弥补非线性扰动观测器的不足。但 LADRC 中的比例微分(Proportion differentiation, PD)控制结构过分依赖跟踪误差信号、对闭环系统的动态变化极其敏感。鉴于上述分析,可尝试用另一种控制结构来替代 PD,增强控制策略的控制性能。

滑模控制是一种能有效处理不确定问题的鲁棒控制技术,但它在处理四旋翼飞行器控制时也会带来一些问题,如大超调、长起调时间与强抖振等。为解决这些问题,文献[9]采用积分滑模控制器来抑制四旋翼控制中的抖振问题;文献[10]利用自适应策略来改进滑模控制,设计了四旋翼的轨迹跟踪控制器,并在仿真环境下获得了很好的抗干扰控制效果。近年来研究发现快速连续非奇异终端滑模控制(Fast-continuous nonsingular terminal sliding mode control, FNTSMC)既能有效改善传统滑模控制的不足,又能保证系统状态有限时间收敛。文献[11-13]分析了 FNTSMC 及其改进策略在工程控制中的能力。目前,同时考虑 LESO 与 FNTSMC 优势的四旋翼飞行器姿态控制的文献鲜有报道。

另外,参数整定是获得控制器最佳性能的一种有效方法,通常包括经验法与智能法两种形式。前者是通过人为试凑的方式来调整控制器参数,准确性低、工作量大、成功率低;后者是采用人工智能算法优化控制器参数,准确性高、通用性强、成功率高。因此,在学术研究中通常会选择后者。在人工智能算法中,樽海鞘群算法(Salp swarm algorithm, SSA)是由 MIRJALILI 团队于 2017 年提出的一种模拟樽海鞘群的协同运动与觅食行为的元启发式人工智能算法[14]。与传统的遗传算法、粒子群算法、萤火虫算法相比,SSA 算法具有鲁棒性高、收敛速度快、参数设置少、结构简单等特点。但在优化具有多个局部极值的目标函数时,普通 SSA 算法也存在易陷入局部最优和进化停滞的缺陷。因此,研究一种改进的 SSA 算法来整定控制器参数意义重大。

本文结合 LESO 与 FNTSMC 的优势,提出一种基于线性扩张状态观测器的快速连续非奇异终端滑模控制策略(Fast-continuous nonsingular terminal sliding mode control based on linear extended state observer, FNTSMC-LESO)设计四旋翼的姿态控制器;引入樽海鞘群算法来解决控制器的参数整定问题,并引入一维正态云模型和自适应算子加强算法优化能力;通过仿真与试验对本文方法的有效性、实用性进行验证。

1 动力学建模

本文研究的对象为 X450 型四旋翼飞行器,如图 1 所示。描述其飞行动力学行为需要两套坐标系,即地球坐标系 $O_E X_E Y_E Z_E$ 和机体坐标系 $O_B X_B Y_B Z_B$。该飞行系统具有 4 个旋翼,每个旋翼产生运动所需的升力 f_{m_i} 与力矩 T_i($i=1,2,3,4$)。利用牛顿-欧拉方程可推导出四旋翼的姿态动力学模型[15]

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\Theta}} = \boldsymbol{T}\boldsymbol{\Omega} \\ \boldsymbol{I}\dot{\boldsymbol{\Omega}} = -\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{I}\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{d} \end{cases} \tag{1}$$

其中

$$\boldsymbol{\Theta} = (\phi,\theta,\psi)^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{\Omega} = (p,q,r)^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{\tau} = (\tau_1,\tau_2,\tau_3)^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{d} = (d_1,d_2,d_3)^{\mathrm{T}}$$
$$\boldsymbol{I} = \mathrm{diag}(I_{xx},I_{yy},I_{zz})$$
$$\boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi\tan\theta & \cos\phi\tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi\sec\theta & \cos\phi\sec\theta \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中 $\boldsymbol{\Theta}$——地球坐标系中描述的欧拉角

ϕ——横滚角 θ——俯仰角

ψ——偏航角

$\boldsymbol{\Omega}$——机体坐标系中描述的角速度

$\boldsymbol{\tau}$——输入力矩

$\boldsymbol{d}$——外界扰动

$\boldsymbol{I}$——转动惯量,取 $I_{xx}=I_{yy}=0.094\ \mathrm{kg\cdot m^2}$,$I_{zz}=0.086\ \mathrm{kg\cdot m^2}$

$\boldsymbol{T}$——地球坐标系与机体坐标系之间的转换矩阵

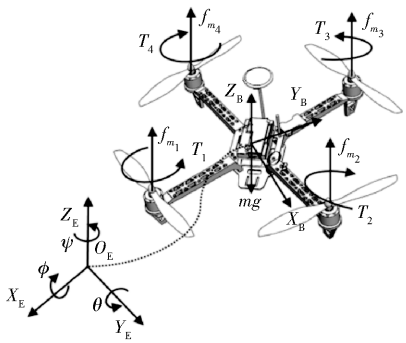


图 1　四旋翼结构示意图

Fig. 1　Configuration of quadrotor

四旋翼的总升力 τ_f 与其他 3 个控制输入 $\boldsymbol{\tau}$ 可通过 4 个桨叶的电机转速计算获得，即

$$\begin{bmatrix}\tau_f\\ \tau_1\\ \tau_2\\ \tau_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}k_f & k_f & k_f & k_f\\ k_f l & 0 & -k_f l & 0\\ 0 & k_f l & 0 & -k_f l\\ k_\tau & -k_\tau & k_\tau & -k_\tau\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_1^2\\ \omega_2^2\\ \omega_3^2\\ \omega_4^2\end{bmatrix} \tag{3}$$

其中　$k_f=\rho C_T A R^2$　$k_\tau=C_M\rho A R^2/k_f$

式中　C_T——升力系数

C_M——反扭矩系数

ρ——空气密度，取 1.29 kg/m^3

A——旋翼桨盘面积，取 0.08 m^2

R——旋翼半径，取 0.16 m

l——旋翼中心到四旋翼机体质心的距离，取 0.2 m

ω_1、ω_2、ω_3、ω_4——电机转速

通过参数辨识试验[16]可拟合出 k_f 与 k_τ 的近似值为：$k_f\approx 2.5\times10^{-5}$，$k_\tau\approx 1.2\times10^{-6}$。

2　姿态控制器设计

2.1　线性扩张状态观测器的设计

根据式(1)，姿态角每个通道的输出量与输入力矩项均呈现二阶导数关系，故可以将姿态动力学模型看成是 3 个二阶子系统来设计控制器。不失一般性，这里以一类常见的二阶系统来演绎 FNTSMC－LESO控制器的设计过程。选用的二阶系统形式为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=f(x_1,x_2,d(t),t)+bu\\ y=x_1\end{cases} \tag{4}$$

式中　x_1、x_2——状态变量

u——控制输入　　y——系统输出

b——控制器增益

$f(x_1,x_2,d(t),t)$——包含了建模不确定性与外界扰动 $d(t)$ 的集总干扰

将式(4)改写成状态空间方程形式

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{E}\boldsymbol{f}\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}\end{cases} \tag{5}$$

其中　$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$　$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0\\b\end{bmatrix}$　$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}$　$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$

$\boldsymbol{x}=(x_1,x_2)^{\mathrm{T}}$　$\boldsymbol{u}=u$

$\boldsymbol{y}=y$　　$\boldsymbol{f}=f$

式中　$\boldsymbol{x}$——状态变量　　$\boldsymbol{u}$——控制输入

$\boldsymbol{y}$——系统输出　　$\boldsymbol{f}$——集总干扰

$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{E}$——系统矩阵

假设集总干扰是有界、可微分的，则可用一个扩张状态量来增广式(5)的形式，即

$$\begin{cases}\dot{\bar{\boldsymbol{z}}}=\bar{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{z}}+\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{u}+\bar{\boldsymbol{E}}\boldsymbol{h}\\ \boldsymbol{y}=\bar{\boldsymbol{C}}\bar{\boldsymbol{z}}\end{cases} \tag{6}$$

其中

$$\bar{\boldsymbol{A}}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&0&0\end{bmatrix}\quad\bar{\boldsymbol{B}}=\begin{bmatrix}0\\b\\0\end{bmatrix}\quad\bar{\boldsymbol{E}}=\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix}\quad\bar{\boldsymbol{C}}=\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$\bar{\boldsymbol{z}}=(x_1,x_2,x_3)^{\mathrm{T}}$　　$\boldsymbol{h}=\dot{\boldsymbol{f}}$　　$x_3=f$

式中　x_3——扩张状态量

$\bar{\boldsymbol{A}}$、$\bar{\boldsymbol{B}}$、$\bar{\boldsymbol{C}}$、$\bar{\boldsymbol{E}}$——$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{E}$ 的增广矩阵

设计式(6)的线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases}\dot{\hat{\bar{\boldsymbol{z}}}}=\boldsymbol{A}\hat{\bar{\boldsymbol{z}}}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\hat{\boldsymbol{y}})\\ \hat{\boldsymbol{y}}=\boldsymbol{C}\hat{\bar{\boldsymbol{z}}}\end{cases} \tag{7}$$

其中

$$\boldsymbol{L}=\begin{bmatrix}l_1\\l_2\\l_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\zeta_1\omega_o\\ \zeta_2\omega_o\\ \zeta_3\omega_o\end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\hat{\bar{\boldsymbol{z}}}=[\hat{x}_1\quad\hat{x}_2\quad\hat{x}_3]^{\mathrm{T}}$$

式中　$\hat{\bar{\boldsymbol{z}}}$——$\bar{\boldsymbol{z}}$ 的估计值　　$\hat{\boldsymbol{y}}$——输出值

$\hat{x}_1$、$\hat{x}_2$、$\hat{x}_3$——x_1、x_2、x_3 的估计量

$\boldsymbol{L}$——观测矩阵，可通过极点配置的方式计算[8]

ω_o——观测器带宽，其值大于 0

ζ_1、ζ_2、ζ_3——特征根

特征根满足

$$\zeta_i=\frac{3!}{i!\,(3-i)!}\quad(i=1,2,3) \tag{9}$$

2.2　快速非奇异终端滑模控制律的设计

定义连续快速非奇异终端滑模面函数为

$$s=e+\beta|\dot{e}|^{\gamma}\tanh(\dot{e})=e+\beta\mathrm{sig}(\dot{e})^{\gamma}=0$$
$$(\beta>0,1<\gamma<2) \tag{10}$$

其中　$e=x_{\mathrm{r}}-\hat{x}_1$　　$\dot{e}=\dot{x}_{\mathrm{r}}-\hat{x}_2$

式中　e——跟踪误差

$\dot{e}$——跟踪误差的一阶导数

x_r——参考信号

β、γ——控制器参数

$\dot{x}_r$——参考信号的一阶导数

这里用 tanh 连续函数替代滑模控制中常见的 sign 分段函数可有效削弱控制输入中的抖振现象。

将式(10)的一阶导数代入式(4),可得到系统的等效控制输入为

$$u_e = b^{-1}(\beta^{-1}\gamma^{-1}\mathrm{sig}(\dot{e})^{2-\gamma} + \ddot{x}_r - \hat{x}_3) \tag{11}$$

式中 $\ddot{x}_r$——参考信号的二阶导数

进一步地,选取快速终端滑模趋近律来加快控制律的收敛速度,使得系统状态能在有限时间内收敛

$$\dot{s} = -k_1 s - k_2 \mathrm{sig}(s)^p \quad (0<p<1) \tag{12}$$

式中 k_1、k_2——控制器参数

进而,基于趋近律的控制输入 u_r 为

$$u_r = b^{-1}(k_1 s + k_2 \mathrm{sig}(s)^p) \tag{13}$$

因此,FNTSMC - LESO 控制器的控制输入可设计为

$$u = u_e + u_r \tag{14}$$

本文所设计的 FNTSMC - LESO 控制器结构如图 2 所示。在四旋翼姿态控制中,需要为 3 个姿态通道分别设计 1 个此类控制器。

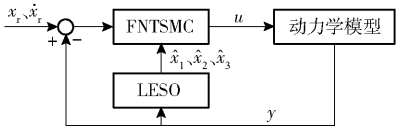


图 2 FNTSMC - LESO 控制结构图

Fig. 2 Structure of FNTSMC - LESO controller

3 稳定性分析

定理:对于式(4)描述的一类常见的二阶系统,若集总干扰是有界且可导的,在本文所设计 FNTSMC - LESO 控制律作用下,可保证跟踪误差及其一阶导数在有限时间内收敛到某个区域[17],即

$$|e| \leqslant 2\Delta = 2\min(\Delta_1, \Delta_2) \tag{15}$$

$$|\dot{e}| \leqslant (\Delta/\beta)^{1/\gamma} \tag{16}$$

其中 $\Delta_1 = |\hat{x}_3 - f|/k_1$ $\Delta_2 = (|\hat{x}_3 - f|/k_2)^{1/p}$

证明:考虑一个 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^{\mathrm{T}}s \tag{17}$$

它关于时间的一阶导数为

$$\dot{V} = s^{\mathrm{T}}\dot{s} \tag{18}$$

联立式(10)~(14),可以推导出连续快速非奇异终端滑模面的一阶导数为

$$\dot{s} = \dot{e} + \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(-\beta^{-1}\gamma^{-1}\mathrm{sig}(\dot{e})^{2-\gamma} - k_1 s - k_2 \mathrm{sig}(s)^p + \hat{x}_3 - f) \tag{19}$$

则有

$$\dot{V} = \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f) - \bar{k}_1 s^2 - \bar{k}_2 \mathrm{sig}(s)^{p+1} \tag{20}$$

其中 $\bar{k}_i = \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}k_i \quad (i=1,2)$

进而,式(18)也可被描述成其他两种形式

$$\dot{V} = -[\bar{k}_1 - \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f)s^{-1}]s^2 - \bar{k}_2|s|^{p+1} \tag{21}$$

$$\dot{V} = -\bar{k}_1 s^2 - [\bar{k}_2 - \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f)\mathrm{sig}(s)^{-p}]|s|^{p+1} \tag{22}$$

假设:对于式(21),当 $\bar{k}_1 - \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f)s^{-1}$ 正定时,$\dot{V} < 0$。同样地,对于式(22),当 $\bar{k}_2 - \beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f)\mathrm{sig}(s)^{-p}$ 正定时,亦可获得 $\dot{V}<0$。

引理:如果 Lyapunov 函数 V 满足不等式

$$\dot{V} + \xi V + \rho V^{\delta} \leqslant 0 \quad (\xi>0, \rho>0) \tag{23}$$

在此条件下的稳定时间为

$$T_s \leqslant \xi^{-1}(1-\delta)^{-1}\ln(1+\xi\rho^{-1}V_0^{1-\delta}) \tag{24}$$

式中 V_0——V 的初始值

结合定理与引理,在假设成立的情况下,滑模面式(10)是有限时间稳定的,且可在有限时间内收敛到某个区域

$$\|s\| \leqslant |\beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f)|/\bar{k}_1 = |\hat{x}_3 - f|/\bar{k}_1 = \Delta_1 \tag{25}$$

$$\|s\| \leqslant [|\beta\gamma|\dot{e}|^{\gamma-1}(\hat{x}_3 - f)|/\bar{k}_2]^{1/p} = (|\hat{x}_3 - f|/\bar{k}_2)^{1/p} = \Delta_2 \tag{26}$$

整理式(25)、(26),得

$$\|s\| \leqslant \Delta = \min(\Delta_1, \Delta_2) \tag{27}$$

进一步地,为证明跟踪误差及其一阶导数的收敛性,将滑模面式(10)改写成

$$e + \left(\beta - \frac{s}{\mathrm{sig}(\dot{e})^{\gamma}}\right)\mathrm{sig}(\dot{e})^{\gamma} = 0 \tag{28}$$

当 $\|s\| \leqslant \Delta$ 时,跟踪误差的一阶导数可在有限时间内收敛,即

$$|\dot{e}| \leqslant (\Delta/\beta)^{1/\gamma} \tag{29}$$

结合式(28)、(29),得

$$|e| \leqslant \beta|\dot{e}|^{\gamma} + |s| \leqslant 2\Delta \tag{30}$$

跟踪误差在有限时间内收敛。

证明完毕。

4 参数整定

4.1 普通的 SSA 算法

在本文设计的 FNTSMC - LESO 中,将对控制器性能影响较小的参数作为先决条件,即设置 $\gamma = 1.5$ 和 $p = 0.5$。另外,每个 FNTSMC - LESO 中有 4 个参数需要整定,即:ω_o、β、k_1 和 k_2,整个姿态控制器有 12 个参数待整定。在 SSA 算法中,将樽海鞘个体分

为引领者与跟随者两种。引领者带领跟随者组成樽海鞘链游向最优的食物源，即最优或次优的控制器参数。算法具体步骤如下：

(1)种群参数初始化。设置算法的种群大小 N、最大迭代次数 $Q_{\max}$、优化维度 D 及樽海鞘的初始位置 $\boldsymbol{x}_i=(x_i^1,x_i^2,\cdots,x_i^D)(i=1,2,\cdots,N)$。

(2)计算适应度值。定义樽海鞘链追逐的食物源所获得适应度值为 $F_j(j=1,2,\cdots,D)$，在本优化问题中，F_j 用误差平方乘以时间(Integral of time multiplied by the squared error，ITSE)这一性能指标来描述

$$F_j=\int_0^T te^2(t)\,\mathrm{d}t \tag{31}$$

式中　$e(t)$——时域内的跟踪误差

选择合适的有限时间 T 可使目标函数，也就是适应度值趋于一个稳定值。通过式(31)可获得初始的全局最优适应度值。

(3)更新引领者位置。引领者根据式(32)、(33)来获得当前位置。

$$x_1^j=\begin{cases}F_j+c_1[(b_{u_j}-b_{l_j})c_2+b_{l_j}] & (c_3\geqslant 0.5)\\ F_j-c_1[(b_{u_j}-b_{l_j})c_2+b_{l_j}] & (c_3<0.5)\end{cases} \tag{32}$$

$$c_3=2\mathrm{e}^{-(4Q/Q_{\max})^2} \tag{33}$$

式中　x_1^j——引领者的位置

b_{u_j}、b_{l_j}——个体在 j 维位置上的上、下限

c_1、c_2——0～1 之间的随机数

c_3——搜索平衡因子，用来权衡局部搜索和全局搜索的能力

Q——当前迭代次数

(4)更新跟随者位置。跟随者根据牛顿运动方程来更新位置

$$x_i^j=0.5at_a^2+v_0t_a+x_i^j\quad(i\geqslant 2) \tag{34}$$

其中，t_a 为迭代步长，v_0 为初始速度，加速度 $a=(v_{\text{final}}-v_0)/t_a$，$v_{\text{final}}=(x_i^{j-1}-x_i^j)/t_a$。当 $v_0=0$，则式(34)变为

$$x_i^j=0.5(x_i^j+x_i^{j-1}) \tag{35}$$

这样，樽海鞘链的觅食机制则可通过式(32)、(35)模拟。比较当前迭代中的适应度值与全局最优适应度值，将较好的个体保留到下一代中。

(5)记录下当前最优解。然后返回至步骤(3)循环迭代，直到 $Q=Q_{\max}$。

在普通 SSA 算法寻优过程中，全局搜索与局部搜索是个相互矛盾的过程，若此过程失衡，则算法极易陷入局部最优而导致收敛停滞。因此，本文引入一维正态云模型与自适应算子来改进引领者与跟随者的位置更新策略，得到一种改进的樽海鞘群算法(ISSA)。

4.2　改进算子

在引领者位置更新过程中采用一维正态云模型[18]随机性与未定倾向性的优势来获取适应度值 F_j 的邻域值 F_j^{new}，从而提高 SSA 算法的局部数据挖掘能力。一维正态云模型 $C(E_{\text{x}},E_{\text{n}},H_{\text{e}})$ 为

$$\begin{cases}E_{\text{x}}=F_j\\ E_{\text{n}}=x_j\\ H_{\text{e}}=E_{\text{n}}/10\end{cases} \tag{36}$$

式中　E_{x}——期望，表示定性概念模糊度的度量

E_{n}——熵，其取值越大，F_j^{new} 的分布越广

H_{e}——超熵，表示 F_j^{new} 取值的密度，其取值越大，F_j^{new} 分布越离散

当迭代次数达到一定数量后，搜索到的适应度值会越接近最优值。为提高求解精度，控制搜索范围，采用非线性递减控制策略来调整 x_j 的值

$$x_j=-(b_{u_j}-b_{l_j})\left(\frac{Q}{Q_{\max}}\right)^2+b_{u_j} \tag{37}$$

例如当一维正态云模型为 $C(0.5,0.2,0.02)$ 时，F_j 邻域值 F_j^{new} 的 500 个可能取值如图 3 所示。

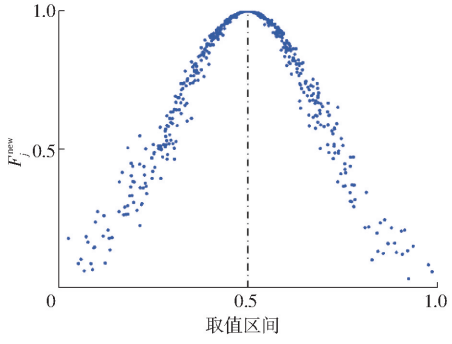


图 3　500 个邻域值的一维正态云模型

Fig. 3　1-dimension positive cloud model with 500 neighborhood values

在跟随者位置更新过程中采用自适应算子[19]来帮助 SSA 算法跳出局部最优的束缚，使樽海鞘个体在前期有较强的全局收敛能力，在后期能够得到相对准确的结果。自适应算子具体形式为

$$x_i^j=w(Q)(x_i^j+x_{i-1}^j) \tag{38}$$

$$w(Q)=w_{\max}\text{rand}()-\frac{Q}{Q_{\max}}(w_{\max}-w_{\min}) \tag{39}$$

式中　$w_{\max}$、$w_{\min}$——权重因子 w 的上、下限

rand()——0～1 之间的随机数函数

若 w 的值过大，则算法搜索效率低，局部挖掘能力不足，不易得到最优解；反之，若 w 的值过小，算法的收敛精度较高，但全局搜索能力较弱，算法易陷入局部最优。而式(39)可有效解决上述问题。

5 结果分析

5.1 仿真 1

采用一个阶跃信号来测试 ISSA 算法对 FNTSMC - LESO 控制器的参数整定能力。参考信号为 $\boldsymbol{\Theta}_r = (1.047, -1.047, 1.571)^T$ rad，欧拉角及其角速度的初始值均为 0，系统中的集总干扰用随机噪声来模拟，仿真时间为 10 s。为了更好地说明 ISSA 算法的性能，引入文献[20]提出的 ABC 算法及普通的 SSA 算法与 ISSA 算法做对比分析。3 种算法的参数设置如表 1 所示。各算法重复仿真 5 次，然后选取其中最好的结果，如图 4 所示。从图 4 中可以看出，ISSA 算法的收敛速度要快于其他两种算法，其获得最优解(0.002 4)的精度分别比 SSA 算法(0.017 3)和 ABC 算法(0.020 3)高出 86.13% 和 88.18%。另外也可看出，SSA 算法及其改进算法比 ABC 算法具有更强的数据挖掘能力。图 5 给出了基于 ISSA 算法的 FNTSMC - LESO 控制器参数整定过程。

表 1 3 种算法的参数

Tab.1 Parameters of three algorithms

算法	参数	搜索范围
ABC	$N=10, L_{limit}=5, Q_{max}=60$	[0.01,30]
SSA	$N=10, Q_{max}=60$	[0.01,30]
ISSA	$N=10, Q_{max}=60$	[0.01,30]

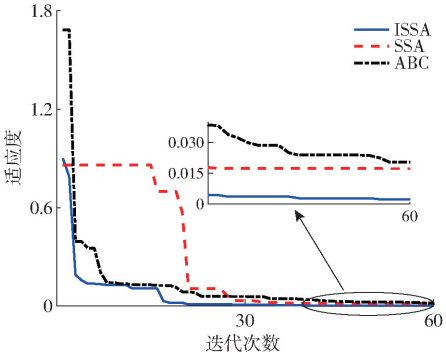


图 4 3 种算法的迭代曲线

Fig.4 Iteration curves of three algorithms

图 6 给出了在 FNTSMC - LESO 控制下四旋翼飞行器姿态角的响应结果。在 ISSA 算法的优化下，本文所提控制器能获得令人满意的控制性能。仿真 1 的另一个作用是为其他仿真或试验提供一组合适的控制器参数。

5.2 仿真 2

本文设计 FNTSMC - LESO 控制器的想法来源于 LADRC 控制结构。不同点是 FNTSMC - LESO 引入 FNTSMC 来改进 LADRC 中 PD 控制律没有充分利用误差信号的缺陷。本算例以横滚角为例，让其

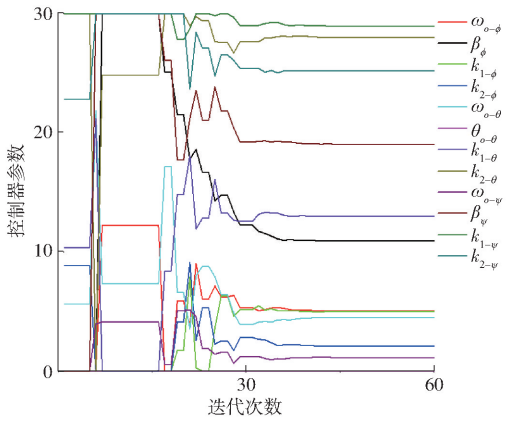


图 5 ISSA 算法整定后的参数

Fig.5 Control parameters optimized by ISSA

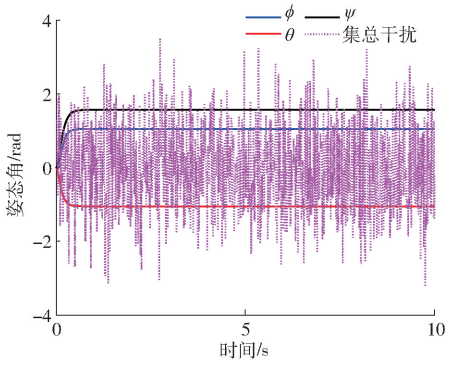


图 6 仿真 1 中姿态角的响应

Fig.6 Response of attitude angles in simulation case 1

去跟踪一个给定参考信号，以此来比较本文所提控制算法与 LADRC 的性能优劣。LADRC 的控制器参数也通过 ISSA 算法整定。仿真结果如图 7 所示，可以看出 FNTSMC - LESO 在跟踪精度、响应速度及抗干扰能力上均优于 LADRC。

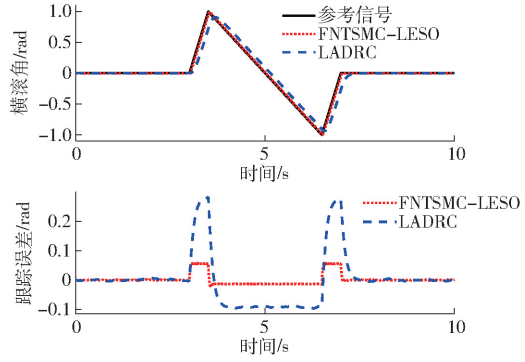


图 7 仿真 2 中横滚角的响应

Fig.7 Response of roll angle in simulation case 2

5.3 试验 1

为验证本文所提算法的实用性，搭建如图 8 所示的四旋翼飞行器试验平台。该平台由地面站、Futaba 遥控器、APM 开源飞控、一对数传、X450 型四旋翼飞行器、变姿态机构等组成。姿态角信号通过飞控中集成的惯性测量单元(Inertial measurement unit, IMU)获取，并由数传实时传送至地面站个人

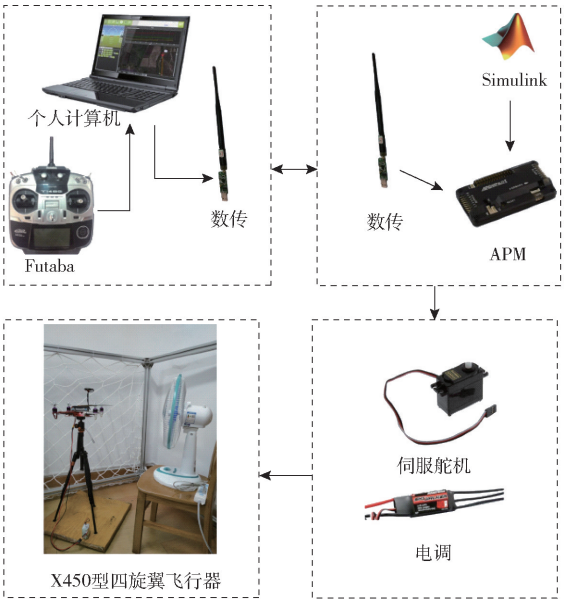
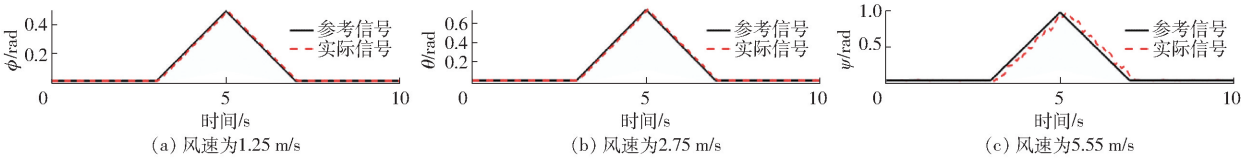


图 8　X450 型四旋翼飞行器试验平台

Fig. 8　X450 quadrotor experimental platform

计算机上，采样频率为 50 Hz。另外，需要说明的是 GPS 模块在本试验中不起作用，但为了方便今后研究位置跟踪器的设计，故没有拆除。

试验前，将仿真获得的 FNTSMC－LESO 控制器参数通过 APM2/Simulink 的协议[21]烧录到 APM 飞控中。另外 X450 型四旋翼飞行器的安装角为 －70°，以防止飞行器在不受控时因运动惯性而撞击变姿态机构的立柱。试验中，X450 型四旋翼飞行器先由飞控手通过 Futaba 遥控器操控至悬停状态，然后切换到自由飞行模式去跟踪 3 种参考轨迹。试验中的外界扰动由一台可调速的电风扇提供。截取试验过程中的 10 s 数据用来分析，如图 9 所示。随着风速的增加，FNTSMC－LESO 控制器的抗干扰能力也逐渐变弱，跟踪误差也随之变大。导致这种结果的原因可能有：控制器的参数是由仿真获得的，而非“量身定做”，故存在一定的偏差；试验中集总干扰的边界值是人为设定的值，无法做到像仿真那样可以对实际扰动值进行精确估计；试验中的机械振动、测量误差等因素会进一步放大跟踪误差。但总体来讲，本文所设计的控制器还是能够帮助 X450 型四旋翼飞行器有效跟踪上参考轨迹，这表明该控制策略有一定的实用性。



(a) 风速为1.25 m/s　(b) 风速为2.75 m/s　(c) 风速为5.55 m/s

图 9　试验 1 中姿态角的响应

Fig. 9　Response of attitude angles in experiment 1

5.4　试验 2

进一步地，将 LADRC 也烧录到 APM 开源飞控中，用来与本文方法比较在实际中应用的优劣。这里需要指出的是 FNTSMC－LESO 控制过程会涉及信号的一阶导数与二阶导数，若参考信号是非光滑曲线，则需引入微分器来求导，而微分器是物理不可实现的。因此，本试验以横滚角为例去跟踪一个给定正弦信号（风速设定为 2.75 m/s），结果如图 10 和图 11 所示。图 10 显示了两种控制器均能有效抑制集总干扰影响，而本文方法的跟踪精度要明显优于 LADRC。图 11 表明与 LADRC 相比，本文方法可获得幅值更小的控制律，有效减弱了抖振，减小了控制信号对电机的冲击。

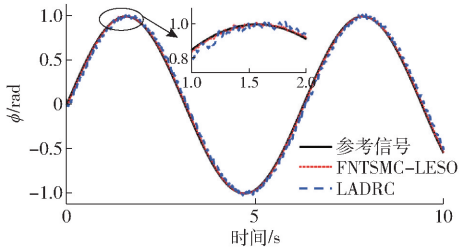


图 10　试验 2 中横滚角的响应

Fig. 10　Response of roll angle in experiment 2

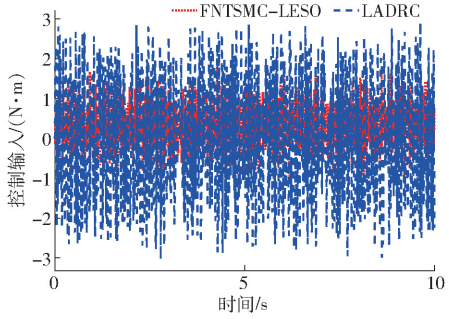


图 11　两种控制器生成的输入信号

Fig. 11　Control inputs calculated by two controllers

随后，用最大误差（Maximum error，ME）与均方根误差（Root mean square error，RMSE）来评价两种控制器的跟踪精度。FNTSMC－LESO 的 ME 值（0.018 5）比 LADRC 的 ME 值（0.087 6）小 78.88%；同样地，前者的 RMSE 值（0.005 7）比后者的 RMSE 值（0.039 1）小 85.42%。进一步说明了本文方法具有更高的控制精度。

6　结束语

提出了一种基于线性扩张状态观测器的快速连续非奇异终端滑模控制策略来解决集总干扰下

四旋翼的姿态鲁棒控制问题。该控制器利用 LESO 来减弱集总干扰的影响,引入 FNTSMC 来加快控制律的收敛速度,使系统的跟踪误差能在有限时间内收敛到特定区域。与 LADRC 相比,本文方法不管在仿真或试验中都具有较高的控制精度、较强的抗干扰能力及较快的响应速度,也能有效削弱控制抖振,减小对电机的控制冲击。另外,也提出基于改进樽海鞘群算法优化的控制器参数整定方法。该算法用一维正态云模型和自适应算子来增强其数据挖掘能力,避免陷入局部最优。仿真结果表明,ISSA 算法能够有效解决四旋翼姿态控制器的参数整定问题。

参 考 文 献

[1] GHOMMAM J, SAAD M. Autonomous landing of a quadrotor on a moving platform[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(3): 1504 - 1519.

[2] YANG H, CHENG L, XIA Y, et al. Active disturbance rejection attitude control for a dual closed-loop quadrotor under gust wind[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(4): 1400 - 1405.

[3] ZHAO B, XIAN B, ZHANG Y, et al. Nonlinear robust adaptive tracking control of a quadrotor UAV via immersion and invariance methodology[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2891 - 2902.

[4] RU P, SUBBARAO K. Nonlinear model predictive control for unmanned aerial vehicles[J]. Aerospace, 2017, 4(2): 31 - 39.

[5] MOHD BASRI M A, HUSAIN A R, DANAPALASINGAM K A. Intelligent adaptive backstepping control for mimo uncertain non-linear quadrotor helicopter systems[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2015, 37(3): 345 - 361.

[6] DONG W, GU G Y, ZHU X, et al. High-performance trajectory tracking control of a quadrotor with disturbance observer[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2014, 211: 67 - 77.

[7] MA H J, LIU Y, LI T, et al. Nonlinear high-gain observer-based diagnosis and compensation for actuator and sensor faults in a quadrotor unmanned aerial vehicle[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(1): 550 - 562.

[8] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the American Control Conference, 2006, 6: 4989 - 4996.

[9] AL-WAIS S, KHOO S, LEE T H, et al. Robust H_∞ cost guaranteed integral sliding mode control for the synchronization problem of nonlinear tele-operation system with variable time-delay[J]. ISA Transactions, 2018, 72: 25 - 36.

[10] WANG B, YU X, MU L, et al. Disturbance observer-based adaptive fault-tolerant control for a quadrotor helicopter subject to parametric uncertainties and external disturbances[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 120: 727 - 743.

[11] HUA C C, WANG K, CHEN J N, et al. Tracking differentiator and extended state observer-based nonsingular fast terminal sliding mode attitude control for a quadrotor[J]. Nonlinear Dynamics, 2018, 94(1): 343 - 354.

[12] KE J, CHEN K, WANG J, et al. Quadrotors finite-time formation by nonsingular terminal sliding mode control with a high-gain observer[C]//The Euro-China Conference on Intelligent Data Analysis and Applications. Springer, Cham, 2018: 53 - 64.

[13] 康升征, 吴洪涛, 杨小龙, 等. 压电微定位系统自适应鲁棒有限时间跟踪控制[J/OL]. 农业机械学报, 2018, 49(8): 403 - 410.
KANG Shengzheng, WU Hongtao, YANG Xiaolong, et al. Adaptive robust finite-time tracking control for piezoelectric micropositioning systems[J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2018, 49(8): 403 - 410. http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx? file_no = 20180849&flag = 1. DOI: 10.6041/j.issn.1000-1298.2018.08.049. (in Chinese)

[14] MIRJALILI S, GANDOMI A H, MIRJALILI S Z, et al. Salp swarm algorithm: a bio-inspired optimizer for engineering design problems[J]. Advances in Engineering Software, 2017, 114: 163 - 191.

[15] TIAN B, LIU L, LU H, et al. Multivariable finite time attitude control for quadrotor UAV: theory and experimentation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2567 - 2577.

[16] DING L, ZHOU J Y, SHAN W T. A hybrid high-performance trajectory tracking controller for unmanned hexrotor with disturbance rejection[J]. Transactions of the Canadian Society for Mechanical Engineering, 2018, 42(3): 239 - 251.

[17] NEKOUKAR V, ERFANIAN A. Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for a class of MIMO uncertain nonlinear systems [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2011, 179(1): 34 - 49.

[18] 张飞舟, 李德毅. 利用云模型实现智能控制倒立摆[J]. 控制理论与应用, 2000, 17(4): 519 - 523.
ZHANG Feizhou, LI Deyi. Intelligent control inverted pendulum with cloud model[J]. Control Theory and Applications, 2000, 17(4): 519 - 523. (in Chinese)

[19] WU J, NAN R, CHEN L. Improved salp swarm algorithm based on weight factor and adaptive mutation[J]. Journal of Experimental & Theoretical Artificial Intelligence, 2019, 43(2): 1 - 23.

[20] DING L, MA R, WU H T, et al. Yaw control of an unmanned aerial vehicle helicopter using linear active disturbance rejection control[J]. Journal of Systems and Control Engineering, 2017, 231(6): 427 - 435.

[21] APM2 Simulink Blockset [N/OL]. Available: https://ww2.mathworks.cn/matlabcentral/fileexchange/39037-apm2-simulink-blockset? requestedDomain = zh.