

自抗扰fal函数改进及在四旋翼姿态控制中的应用

陈志旺¹, 张子振^{1†}, 曹玉洁²

(1. 燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004;

2. 燕山大学 电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 将自抗扰控制器(ADRC)应用于四旋翼飞行器姿态控制. 首先,对扩张状态观测器(ESO)进行理论分析,对扩张状态观测器中的非线性fal函数进行改进,得到改进型faln函数,并对改进后的状态观测器进行收敛性判断;然后,将传统的fal函数与改进型faln函数进行仿真实验对比,以验证改进型faln函数能够更好地达到“大误差,小增益”的效果;最后,将改进的faln函数应用于四旋翼飞行器姿态控制,仿真结果表明,改进后的faln函数具有比传统fal函数更优的抗扰效果.

关键词: 四旋翼飞行器; 自抗扰控制器; 扩展状态观测器; fal函数; 姿态控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Fal function improvement of ADRC and its application in quadrotor aircraft attitude control

CHEN Zhi-wang¹, ZHANG Zi-zhen^{1†}, CAO Yu-jie²

(1. Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Heibei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China; 2. Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: An active disturbance rejection controller(ADRC) is applied to quadrotor aircraft attitude control. Firstly, the extended state observer(ESO) is analysed and the improved faln function is got based on improvement of the ESO's nonlinear fal function. The convergence of the improved ESO is demonstrated. Then, compared with traditional fal function, the improved faln function can obtain better effect of “big error, small gain”. Finally, the improved faln function is applied to quadrotor aircraft attitude, and simulation results show that the proposed function is superior to the traditional fal function on disturbance rejection.

Keywords: quadrotor aircraft; active disturbance rejection controller; extended state observer; fal function; attitude control

0 引言

随着电子技术的发展以及现代控制技术的成熟,科研人员制造出了体积小、成本低、机动灵活、可实现空中悬停的四旋翼飞行器. 四旋翼飞行器是由4个控制输入(4个电机)实现6个自由度运动的欠驱动系统,具有非线性、强耦合和干扰敏感等特性,其控制器的设计已成为许多研究机构和高校的研究重点^[1]. 目前,针对四旋翼飞行器的姿态控制方法有PID控制^[2]、鲁棒控制^[3-4]、滑模控制^[5-7]、LQ^[8]等. 在现实中,由于PID控制算法对被控对象模型没有要求,参数调试简单,且应用比较成熟,在许多四旋翼飞

行器产品中广泛采用. 但是,PID控制器本身有其不可克服的缺陷,针对其缺陷,韩京清^[9]首先提出了自抗扰(ADRC)控制器. 自抗扰控制器继承了PID不求被控对象精确模型的优点,同时克服了PID调节时间与超调量矛盾的特性^[10].

对于工业对象,不可能完全知道其“精确”模型,但因为控制对象通常是人工设计制造的,因此它的输入输出基本规律(标准型)会“基本”知道. 标准型只是系统实际特性的一部分,标准型与系统实际特性的差就是系统的不确定性,即总扰动,它是对象内扰和外扰的总和. 对总扰动的估计可以采用现代控制理

收稿日期: 2017-05-17; 修回日期: 2017-10-31.

责任编委: 关新平.

作者简介: 陈志旺(1978—),男,副教授,博士,从事多目标优化、多属性决策、无人机等研究; 张子振(1991—),男,硕士生,从事四旋翼的研究.

[†]通讯作者. E-mail: 592281147@qq.com

论的状态观测器方法,则扰动可以从系统实际特性中消除掉,这即是自抗扰的基本思想,其中“自”是“主动”从系统中估计总扰动,而不是PID算法从“被动”的反馈中消除误差。

文献[11]设计了自抗扰控制器和PID控制器以实现四旋翼飞行器的姿态控制,实验结果表明自抗扰控制器的控制效果更优;文献[12]设计了3种离散型自抗扰控制器实现四旋翼飞行器的姿态控制,并说明了三者的优缺点;文献[13]设计了四旋翼飞行器的双环控制,双环分别为姿态控制环和位置控制环,文献中使用自抗扰控制器设计四旋翼飞行器的姿态控制器,作为位置控制的基础;文献[14]使用自抗扰控制器设计了四旋翼飞行器的姿态控制器,并进行了风扰实验,结果表明自抗扰控制器具有较好的抗扰性;文献[15-16]研究了线性自抗扰控制器(LADRC)的抗扰性,设计了线性自抗扰控制器实现四旋翼飞行器的姿态控制;文献[17]设计了四旋翼飞行器避障系统,其中姿态控制环采用的是自抗扰控制器实现姿态的解耦控制;文献[18]对自抗扰控制器中的非线性函数进行了改造,使得非线性曲线特性更加符合“小误差大增益,大误差小增益”的特性,并应用于四旋翼飞行器的姿态控制.以上大部分文献都是运用传统的自抗扰控制技术实现四旋翼飞行器的姿态控制,并没有对自抗扰控制器内部函数的工作机理进行深入分析。

本文针对四旋翼飞行器的大幅度扰动问题,首先设计自抗扰控制器用于四旋翼飞行器的姿态控制;然后将传统的非线性函数进行改进,论证应用改进faln函数的扩张状态观测器的收敛性;最后在仿真实验中验证所设计控制器的控制性能。

1 四旋翼飞行器数学模型

由于四旋翼飞行器的非线性特性,其模型不可能精确建立,本节基于假设建立四旋翼飞行器姿态角数学模型.在建立模型的过程中提出如下假设:1)四旋翼飞行器所有结构都是刚性的;2)四旋翼飞行器严格对称;3)四旋翼飞行器中心和重心重合。

建立地面坐标系 O_{xyz} , $\Theta = [\varphi \ \theta \ \psi]$ 为机体姿态欧拉角, $I = [I_x \ I_y \ I_z]$ 为机体各轴对应的转动惯量,四旋翼飞行器姿态数学模型为

$$\begin{cases} \ddot{\varphi} = \frac{I_y - I_z}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} + \frac{I_{\text{rotor}}}{I_x} \dot{\theta} \gamma + \frac{L}{I_x} U_1, \\ \ddot{\theta} = \frac{I_z - I_x}{I_y} \dot{\varphi} \dot{\psi} - \frac{I_{\text{rotor}}}{I_y} \dot{\varphi} \gamma + \frac{L}{I_y} U_2, \\ \ddot{\psi} = \frac{I_x - I_y}{I_z} \dot{\varphi} \dot{\theta} + \frac{1}{I_z} U_3, \\ \ddot{z} = \frac{U_4}{m} \cos \theta \cos \varphi - g. \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} U_1 = b(\omega_4^2 - \omega_2^2), \\ U_2 = b(\omega_3^2 - \omega_1^2), \\ U_3 = d(\omega_1^2 + \omega_3^2 - \omega_2^2 - \omega_4^2), \\ U_4 = b(\omega_1^2 + \omega_3^2 + \omega_2^2 - \omega_4^2); \end{cases} \quad (2)$$

$$\gamma = \omega_1 - \omega_2 + \omega_3 + \omega_4; \quad (3)$$

I_{rotor} 为电机转动惯量; m 为四旋翼飞行器质量; L 为旋翼中心轴到四旋翼飞行器质心的距离; b 为旋翼升力系数; d 为旋翼反扭矩系数; ω_i 为电机转速。

2 自抗扰控制器原理

自抗扰控制器由3部分组成,分别为跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈律(NLSEF)。

2.1 自抗扰控制器结构

1) 跟踪微分器。

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2, \\ \dot{v}_2 = \text{fhan}(x_1, x_2, r, h). \end{cases} \quad (4)$$

其中 $\text{fhan}(x_1, x_2, r, h)$ 为最速综合函数,表达式为

$$\begin{cases} d = rh^2, \\ a_0 = hx_2, \\ y = x_1 + a_0, \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)}, \\ a_2 = a_0 + \frac{a_1 - d}{2} \text{sign}y, \\ s_y = (\text{sign}(y + d) - \text{sign}(y - d))/2, \\ a = (a_0 - y - a_2)s_y + a_2, \\ s_a = (\text{sign}(a + d) - \text{sign}(a - d))/2, \\ \text{fhan}(x_1, x_2, r, h) = r \left(\text{sign}a - \frac{a}{d} \right) s_a - r \text{sign}a. \end{cases} \quad (5)$$

2) 非线性状态误差反馈律。

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1, \\ e_2 = v_2 - z_2, \\ u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_2 \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta), \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b}. \end{cases} \quad (6)$$

其中一种传统非线性函数形式如下所示:

$$\text{fal}(e, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e| \leq \delta; \\ |e|^{\alpha_i} \text{sign}(e), & |e| > \delta. \end{cases} \quad (7)$$

3) 扩张状态观测器. 扩张状态观测器是自抗扰控制器的核心部分,其主要功能是根据被控对象的输

出信号 y 和控制输入信号 u 估计出被控对象系统内部状态 x_1 、 x_2 以及总和扰动量 x_3 . 扩张状态观测器表达式为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e_1, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + bu, \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}(e_1, \alpha_2, \delta). \end{cases} \quad (8)$$

4) 扩张状态观测器观测误差分析. 设一非线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + bu, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (9)$$

将函数 $f(x_1, x_2)$ 扩充为系统新的状态变量 x_3 , 记 $x_3(t) = f(x_1(t), x_2(t))$, 并记

$$\dot{x}_3(t) = \omega(t), \quad (10)$$

则式(9)可以扩张成新的线性系统如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu, \\ \dot{x}_3 = \omega(t), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (11)$$

对此系统建立状态观测器如式(8).

假设式(11)中的扩张状态 $\dot{x}_3(t) = \omega(t)$ 是常值 ω_0 , 且设 $\text{fal}(e, \alpha_i, \delta) = |e|^{\alpha_i} \text{sign}(e)$, 则式(11)和(8)的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_{01}e_1, \quad e_1 = z_1 - y; \\ \dot{e}_2 = e_3 - \beta_{02}|e_1|^{\alpha_1} \text{sign}(e_1), \quad e_2 = z_2 - x_2; \\ \dot{e}_3 = \omega_0 - \beta_{03}|e_1|^{\alpha_2} \text{sign}(e_1), \quad e_3 = z_3 - x_3. \end{cases} \quad (12)$$

当此系统达到稳态时, 方程右侧全收敛于零, 有

$$\begin{cases} e_2 - \beta_{01}e_1, \quad e_1 = z_1 - y; \\ e_3 - \beta_{02}|e_1|^{\alpha_1} \text{sign}(e_1) = 0; \\ \omega_0 - \beta_{03}|e_1|^{\alpha_2} \text{sign}(e_1) = 0. \end{cases} \quad (13)$$

因此误差系统的稳态误差为

$$\begin{aligned} |e_1| &= \left(\frac{\omega_0}{\beta_{03}} \right)^{\frac{1}{\alpha_2}}, \\ |e_2| &= \beta_{01} \left(\frac{\omega_0}{\beta_{03}} \right)^{\frac{1}{\alpha_2}}, \\ |e_3| &= \beta_{02} \left(\frac{\omega_0}{\beta_{03}} \right)^{\frac{1}{\alpha_1}}. \end{aligned}$$

由文献[19]中得出的限制条件可知 $\beta_{03} > \omega_0$, 则系统

稳态误差 $|e_1|$ 的值小于1.

2.2 Fal函数改进及分析

由文献[19]中的仿真实验分析可知, fal函数各参数意义如下.

1) δ 与 fal函数线性段的斜率成反比.

2) α 影响 fal函数的大小. 当 $|e| \leq \delta$ 时, 扩张状态观测器工作在线性区域, 避免误差很小时产生高频振荡, 其中 α 越小, 在误差 e 相同条件下 fal绝对值越大. 当 $|e| > \delta$ 时, 观测器工作在非线性区域, 根据幂函数特性, 当 $|e| < 1$ 时, α 越小, 在误差 e 相同条件下 fal绝对值越大; 当 $|e| > 1$ 时, α 越大, 在误差 e 相同条件下 fal绝对值越小; 当 $|e| = 1$ 时, 在误差 e 相同条件下 fal绝对值相等.

当误差较大时, 为了加快减小系统增益, 增强系统的抗扰性, 需对 fal函数进行改进, 在2.1节中已经得出系统的稳态误差 $|e_1|$ 小于1, 因此可以设计出 faln函数, 其形式如下所示:

$$\text{faln}(e, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e| \leq \delta; \\ |e|^{\alpha_i} \text{sign}(e), & \delta < |e| < 1; \\ 1, & |e| \geq 1. \end{cases} \quad (14)$$

faln函数限幅为1, 且具有一定通用性, 幅值不需根据具体的被控对象而设计, 当误差 e 大于1时, 其输出为常值, 降低大误差产生的增益量.

以下对 fal 和 faln函数进行对比分析. 对式(7)和(14)进行变换, 可得

$$\text{fal}(e, \alpha_i, \delta) = \frac{\text{fal}(e, \alpha_i, \delta)}{e} e = \lambda(e)e, \quad (15)$$

$$\text{faln}(e, \alpha_i, \delta) = \frac{\text{faln}(e, \alpha_i, \delta)}{e} e = \lambda'(e)e. \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} \lambda(e) &= \begin{cases} \frac{1}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e| \leq \delta; \\ |e|^{\alpha_i-1}, & |e| > \delta. \end{cases} \\ \lambda'(e) &= \begin{cases} \frac{1}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e| \leq \delta; \\ |e|^{\alpha_i-1}, & \delta < |e| < 1; \\ \frac{1}{e}, & |e| \geq 1. \end{cases} \end{aligned}$$

当 $|e| < 1$ 时, $\lambda(e)$ 和 $\lambda'(e)$ 对 e 的增益效果相同, 此时 $\lambda(e) = \lambda'(e) > 1$; 当 $|e| > 1$ 时, 由于 $\frac{1}{e} < |e|^{\alpha_i-1} < 1$, 此时 $\lambda'(e) < \lambda(e) < 1$. 因此, 当误差较大时, faln函数优于 fal函数.

3 三阶状态观测器收敛性条件

将式(14)的 faln函数代替式(8)中的 fal函数, 重新计算误差方程(12), 并写为如下形式:

$$\dot{e} = -A(e)e. \quad (17)$$

其中

$$A(e) = \begin{bmatrix} \beta_{01} & -1 & 0 \\ \beta_{02} \frac{\text{faln}(e_1, \alpha_i, \delta)}{e_1} & 0 & -1 \\ \beta_{03} \frac{\text{faln}(e_1, \alpha_i, \delta)}{e_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

引理1^[20] 若存在矩阵

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ -d_{12} & d_{22} & d_{23} \\ -d_{13} & -d_{23} & d_{33} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

且矩阵 D 的主对角元素为正数,使得矩阵 $DA(e)$ 正定对称,则系统(17)的零解是Lyapunov渐近稳定的.

根据引理1,只要构造出满足条件的 D 矩阵使得 $DA(e)$ 对称正定,则式(17)是渐近稳定的,观测器状态 z_1, z_2, z_3 能够跟踪上 x_1, x_2, x_3 . 下面将寻找满足条件的 D 矩阵.

计算矩阵 $DA(e)$ 可得

$$DA = \begin{bmatrix} D_{11} & -d_{11} & -d_{12} \\ D_{21} & d_{12} & -d_{22} \\ D_{31} & d_{31} & d_{23} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

其中

$$\begin{aligned} D_{11} &= d_{11}\beta_{01} + d_{12}\beta_{02}F + d_{13}\beta_{03}F, \\ D_{21} &= -d_{12}\beta_{01} + d_{22}\beta_{02}F + d_{23}\beta_{03}F, \\ D_{31} &= -d_{13}\beta_{01} - d_{23}\beta_{02}F + d_{33}\beta_{03}F, \\ F &= \frac{\text{faln}(e_1, \alpha_i, \delta)}{e}, \end{aligned}$$

这里 F 有界,且 $0 < F < \frac{1}{\delta^{1-\alpha_i}}$. 若要保证 $DA(e)$ 正定对称,其对称元素相等,3个顺序主子式行列式均大于零,则可得如下等价条件:

$$d_{22} = -d_{13}, \quad (21)$$

$$D_{31} = -d_{12}, \quad (22)$$

$$D_{21} = -d_{11}, \quad (23)$$

$$D_{11} > 0, \quad (24)$$

$$\begin{vmatrix} D_{11} & -d_{11} \\ -d_{11} & d_{12} \end{vmatrix} > 0, \quad (25)$$

$$\begin{vmatrix} D_{11} & -d_{11} & d_{12} \\ -d_{11} & d_{12} & d_{22} \\ -d_{12} & -d_{22} & d_{23} \end{vmatrix} > 0. \quad (26)$$

在此可令 $d_{11} = 1, d_{22} = d_{23} = \varepsilon, \varepsilon$ 为无限趋近于零的正数,则满足引理1. 结合式(20)和(21)可得

$$d_{13} = -\varepsilon. \quad (27)$$

结合式(20)中 D_{31} 的定义和条件(22)可得

$$d_{12} = -\varepsilon\beta_{01} + d_{23}\beta_{02}F - \varepsilon\beta_{03}F. \quad (28)$$

由式(28)和(20)中 D_{21} 的定义,并结合条件(23)可得

$$d_{23} = \frac{1 + \varepsilon\beta_{01}^2 + \varepsilon\beta_{02}F - \varepsilon\beta_{03}F}{BF}, \quad (29)$$

其中 $B = \beta_{01}\beta_{02} - \beta_{03}$. 结合式(27)~(29)及(20)中的定义,式(24)等价于

$$\begin{aligned} D_{11} &= \\ &\beta_{01} - \varepsilon(\beta_{01}\beta_{02} + \beta_{03})F - \\ &\varepsilon\beta_{02}\beta_{03}F^2 + \frac{\beta_{02}^2 F}{B} + \\ &\frac{\varepsilon(\beta_{01}^2 + \beta_{02}F + \beta_{01}\beta_{03}F)\beta_{02}^2 F}{B} > 0. \end{aligned} \quad (30)$$

又因为 F 有界, ε 无限趋近于零,则上式可以简化为

$$D_{11} \approx \beta_{01} + \frac{\beta_{02}^2 F}{B} > 0. \quad (31)$$

式(31)成立的充要条件为

$$B > 0, \quad (32)$$

或

$$\begin{cases} B < 0, \\ \beta_{01}B + \beta_{02}^2 F < 0. \end{cases} \quad (33)$$

由于 $F > 0$, 且 β_{01}, β_{02} 为正数,则条件(33)等价于 $\beta_{01}B + \beta_{02}^2 F < 0$. 以下分别论述式(32)和(33)的成立条件.

因为 ε 无限趋近于零,由式(28)和(29)可得

$$d_{23} \approx \frac{1}{BF} > 0, \quad (34)$$

$$d_{12} \approx d_{23}\beta_{02}F > 0. \quad (35)$$

若条件(33)成立,则有 $d_{23} < 0, d_{12} < 0$,这与对称正定矩阵的性质相矛盾,故条件(33)被排除.

若条件(32)成立,式(34)和(35)与对称正定矩阵对角线元素大于零的性质一致,则需进一步判断条件(32)是否可以使得条件(25)和(26)成立. 将式(28)~(30)代入条件(25),并将 $d_{11} = 0$ 代入,可得

$$\begin{aligned} D_{11}d_{12} - 1 &= \\ \frac{\beta_{01}\beta_{02}B + \beta_{02}^3 F}{B^2} - 1 &= \\ \frac{\beta_{01}\beta_{02}B + \beta_{02}^3 F - \beta_{03}B + \beta_{03}B}{B^2} - 1 &= \\ \frac{B^2 + \beta_{02}^3 F + \beta_{03}B}{B^2} - 1 &> 0. \end{aligned} \quad (36)$$

由式(36)可得条件(32)可以保证条件(25)成立.

将条件(26)行列式展开,可得

$$\begin{aligned} D_{11}(d_{12}d_{23} - d_{22}^2) - 2d_{11}d_{12}d_{22} - \\ d_{12}^3 - d_{11}^2 d_{23} &> 0. \end{aligned} \quad (37)$$

将 $d_{11}, d_{22} = d_{33} = \varepsilon (\varepsilon \rightarrow 0^+)$ 代入式(37),可得

$$D_{11}d_{12}d_{23} - d_{12}^3 - d_{23} > 0. \quad (38)$$

将式(31)、(34)和(35)代入(37)左侧,整理可得

$$\begin{aligned} D_{11}d_{12}d_{23} - d_{12}^3 - d_{23} &= \\ \frac{\beta_{01}\beta_{02} - B}{B^2F} &= \\ \frac{\beta_{01}\beta_{02} - (\beta_{01}\beta_{02} - \beta_{03})}{B^2F} &= \\ \frac{\beta_{03}}{B^2F} &> 0. \end{aligned} \quad (39)$$

因此条件(32)可以使不等式(26)成立.

在条件(32)中, β_{01} 、 β_{02} 和 β_{03} 分别为式(8)中非线性函数的系数,式(8)中 $\dot{z}_3$ 为式(11)中扩充状态 $\dot{x}_3$ 的跟踪函数,由于 $\dot{x}_3$ 为系统的总扰动(被控对象的内扰和外扰总和),当 $\dot{z}_3$ 可以跟踪上 $\dot{x}_3$ 时, β_{03} 系数越大说明系统的扰动越大.当扰动超过一定界限时,若条件(32)不成立,则系统无法收敛达到稳态.

综上,当条件(32)成立时,可以找到满足引理1要求的矩阵 D ,使得矩阵 $DA(e)$ 对称正定,则可得系统(17)的零解是Lyapunov渐近稳定的.

4 仿真实验及结果

4.1 Fal和faln函数对比实验

对式(7)、(14)~(16)中参数取特例 $\alpha = 0.25$,其特性曲线如图1和图2所示.

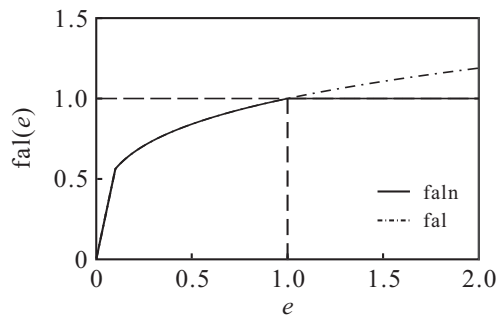


图1 fal和faln函数特性曲线

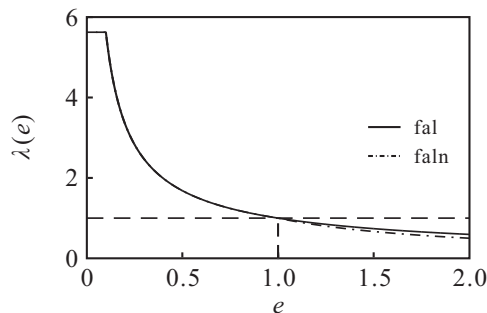


图2 fal和faln增益特性对比

由图1可得,当误差大于1时,faln函数输出值被固定为1,明显小于fal函数输出值.由图2可得,当误差坐标轴大于1时,faln函数输出增益明显小于fal函数输出增益.由式(15)和(16)可知,ESO的 z_1, z_2, z_3

分别对系统状态 x_1, x_2, x_3 进行跟踪观测,因此当误差较大时,faln函数产生较小的增益量,使得观测器状态 z_1, z_2, z_3 与被跟踪状态 x_1, x_2, x_3 不会产生较大偏离.综上可得,当误差大于1时,faln函数更有利于ESO对被控系统的跟踪观测.

4.2 四旋翼飞行器faln自抗扰算法验证实验

四旋翼飞行器的参数如表1所示.

表1 四旋翼飞行器仿真参数数值表

符号	物理意义	数值
m/kg	四旋翼飞行器质量	1.4
L/m	旋翼中心到质心距离	0.56
$g/(\text{N}\cdot\text{s}^{-2})$	重力加速度	9.81
$b/(\text{N}\cdot\text{s}^{-2})$	升力系数	1.3328×10^{-5}
$d/(\text{N}\cdot\text{s}^{-2})$	阻力系数	1.3858×10^{-6}
$I_x/I_y/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	x 轴/ y 轴惯性张量	0.05
$I_z/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	z 轴惯性张量	0.24
$I_{\text{rotor}}/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	电机转动惯量	0.044

为了验证本文所改进的faln函数的有效性,将非线性函数fal和faln应用于自抗扰控制器的扩张状态观测器进行对比.本文根据文献[11]的参数调试原则进行参数整定,所调试的自抗扰控制器参数见表2.

表2 ADRC仿真参数

	参数符号	横滚通道	俯仰通道	偏航通道	高度通道
TD	r	34	34	34	8
	h	0.05	0.05	0.05	0.05
ESO	β_1	100	120	100	150
	β_2	3 200	3 200	3 000	3 000
	β_3	112.5	112.5	20	170
	α_1	0.5	0.5	0.5	0.5
	α_2	0.25	0.25	0.25	0.25
	δ	0.1	0.1	0.1	0.01
NLSEF	k_1	20	25	65	90
	k_2	55	55	75	100
	b	220	220	90	80
	α_1	0.75	0.75	0.75	0.75
	α_2	1.25	1.25	1.25	1.25
	δ_0	0.2	0.2	0.2	0.2

4.3 Faln抗扰性分析实验

四旋翼飞行器在控制飞行中可能遇到各种外界干扰.假设四旋翼飞行器在飞行过程遇到阵风干扰,使得四旋翼飞行器姿态角产生较大的角度偏差,通过对三姿态角的反馈变量加入矩形波模拟受到的阵风

干扰. 在5s、10s和15s时, 分别对俯仰角 φ 、横滚角 θ 和偏航角 ψ 加入幅值为30、脉冲宽度为1s的矩形波, 同时实际系统会受到传感器噪声的影响, 在3个姿态通道反馈量中加入高斯白噪声来模拟传感器噪声. 在非线性状态观测器中应用原fal函数和改进的faln函数进行仿真实验对比, 其结果如图3所示.

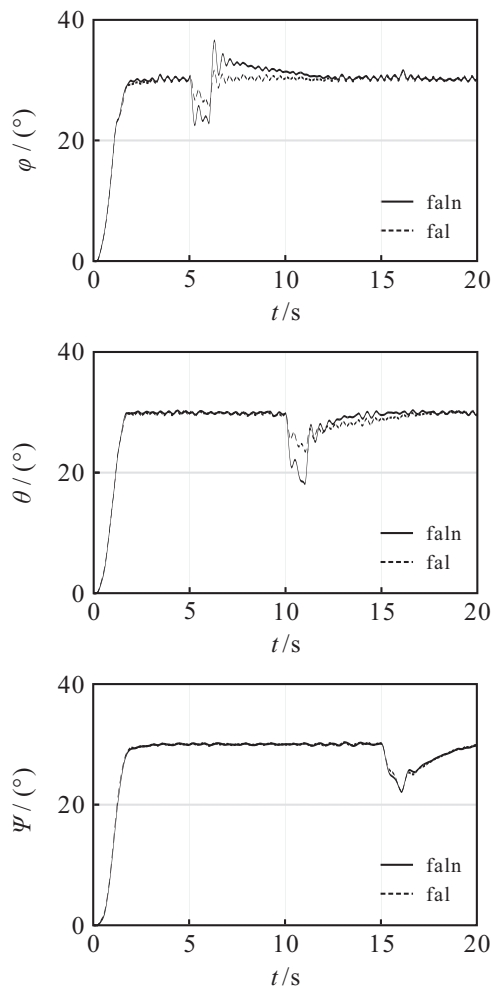


图3 faln函数和fal函数对比

从图3可以观察到, 对于外界大幅度干扰, 使用改进faln函数和原fal函数设计的自抗扰控制器都能够使飞行器在外部扰动作用下恢复稳定. 在外界大幅度扰动下, fal函数设计的自抗扰控制器将四旋翼飞行器俯仰通道和横滚通道控制在 12° 左右, 相比之下, 经过改进的faln函数设计的自抗扰控制器效果更优, 可以将俯仰通道和横滚通道扰动影响控制在 6° 的范围以内.

下面通过横滚通道来分析扩张状态观测器. 本文设计的为三阶扩张状态观测器, 在横滚通道中状态 z_2 和 z_3 的观测使用了非线性函数, 本文只分析 z_2 中的非线性函数工作原理. 图4和图5所示为在相同参数条件下的ESO中, fal函数和faln函数随着误差 e 变化的放大曲线和增益曲线.

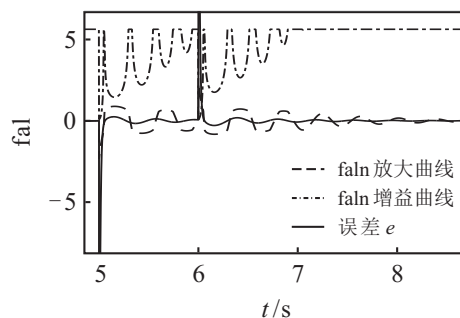


图4 ESO中fal函数误差增益曲线部分图

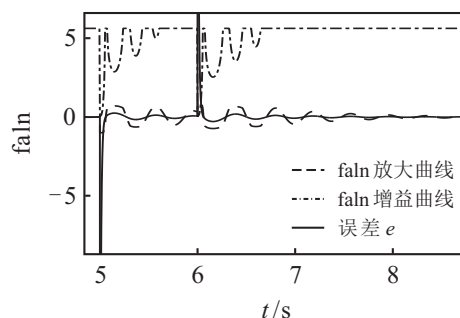


图5 ESO中faln函数误差增益曲线部分图

图4为ESO中fal函数的增益曲线和放大曲线图的细节放大, 从图4可以明显观察到, 在脉冲信号持续的1s时间内及脉冲消失后, fal增益曲线有4次大幅度震荡, fal放大曲线在8.5s收敛接近于零; 图5为ESO中改进faln函数的增益曲线和放大曲线图的细节放大, 与图4相对比, 图5中的faln增益曲线只有两次大幅度震荡, 其faln的放大曲线在7.5s收敛接近于零. 综上, 将改进后的faln函数应用到ESO中, 能够使系统对大幅度扰动有较强的抵抗性.

5 结论

本文的研究重点在于如何使四旋翼飞行器在遇到大扰动时能够保持姿态控制有较小的波动. 基于“大误差, 小增益”的理论设计了faln函数, 将fal函数细致划分为三段函数, 并将设计的faln函数加入到ESO中, 给出了ESO收敛条件. 通过对faln函数进行的一系列仿真实验与分析, 验证了将faln函数加入自抗扰控制器中能够使四旋翼飞行器系统抵抗外界强干扰的能力更强.

参考文献(References)

- [1] Duc M N, Trong T N, Yang S X. The quadrotor MAV system using PID control[C]. IEEE Int Conf on Mechatronics and Automation. Beijing: IEEE, 2015: 506-510.
- [2] Gonzalez-Vazquez S, Moreno-Valenzuela J. A new nonlinear PI/PID controller for quadrotor posture regulation[C]. Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conf. Morelos: IEEE, 2010: 642-647.

- [3] Xian B, Diao C, Zhao B, et al. Nonlinear robust output feedback tracking control of a quadrotor UAV using quaternion representation[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2015, 79(4): 2735-2752.
- [4] Lee K, Back J, Choy I. Nonlinear disturbance observer based robust attitude tracking controller for quadrotor UAVs[J]. *Int J of Control, Automation and Systems*, 2014, 12(6): 1266-1275.
- [5] 刘锦涛, 吴文海, 李静, 等. 四旋翼飞行器无人机SO(3)滑模变结构姿态控制器设计[J]. *控制与决策*, 2016, 31(6): 1057-1064.
(Liu J T, Wu W H, Li J, et al. Sliding mode variable structure attitude controller design of quadrotor UAVs on SO(3)[J]. *Control and Decision*, 2016, 31(6): 1057-1064.)
- [6] Zheng E H, Xiong J J, Luo J L. Second order sliding mode control for a quadrotor UAV[J]. *Isa Trans*, 2014, 53(4): 1350.
- [7] Besnard L, Shtessel Y B, Landrum B. Quadrotor vehicle control via sliding mode controller driven by sliding mode disturbance observer[J]. *J of the Franklin Institute*, 2012, 349(2): 658-684.
- [8] Rinaldi F, Gargioli A, Quagliotti F. PID and LQ regulation of a multirotor attitude: Mathematical modelling, simulations and experimental results[J]. *J of Intelligent & Robotic Systems*, 2014, 73(1): 33-50.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. *控制与决策*, 1998, 13(1): 19-23.
(Han J Q. Active disturbance rejection controller and its application[J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-23.)
- [10] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900-906.
- [11] 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.
(Liu Y S, Yang S X, Wang W. An active disturbance-rejection flight control method for quad-rotor unmanned aerial vehicles[J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(10): 1351-1360.)
- [12] 李毅, 陈增强, 孙明玮, 等. 离散型自抗扰控制器在四旋翼飞行器飞行姿态控制中的应用[J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(11): 1470-1477.
(Li Y, Cheng Z Q, Sun M W, et al. Attitude control for quadrotor helicopter based on discrete-time active disturbance rejection control[J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(11): 1470-1477.)
- [13] Ma D, Xia Y, Li T, et al. Active disturbance rejection and predictive control strategy for a quadrotor helicopter[J]. *Iet Control Theory & Applications*, 2016, 10(17): 2213-2222.
- [14] 冯长辉, 齐晓慧, 苏立军, 等. 风干扰下的四旋翼飞行器无人机ADRC控制律设计[J]. *测控技术*, 2016, 35(9): 47-51.
(Feng C H, Qi X H, Su L J, et al. Research on quadrotor based on ADRC under wind disturbance[J]. *Measurement & Control Technology*, 2016, 35(9): 47-51.)
- [15] Ji Y, Yu Y, Zhang W, et al. Attitude control of a quadrotor unmanned aerial vehicle based on linear extended state observer[C]. *Chinese Control and Decision Conf. Qingdao: IEEE*, 2015: 1350-1355.
- [16] Gao J, Zhuang Y, Xiao J, et al. Attitude tracking control of a quadrotor based on linear active disturbance rejective control[C]. *IEEE Int Conf on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems. Shenyang: IEEE*, 2015: 287-292.
- [17] Chang K, Xia Y, Huang K, et al. Obstacle avoidance and active disturbance rejection control for a quadrotor[J]. *Neurocomputing*, 2016, 190: 60-69.
- [18] Xia G Y, Liu Z H. Quadrotor unmanned helicopter attitude control based on improved ADRC[C]. *Guidance, Navigation and Control Conf. Yantai: IEEE*, 2014: 916-921.
- [19] Zhang Y W, Yang L P, Zhu Y W. Estimate error analysis of the nonlinear third order extended state observer[C]. *Intelligent Control and Automation. Beijing: IEEE*, 2012: 1621-1627.
- [20] Lozachev G I. On a method of construction of Lyapunov functions[J]. *Automation & Remote Control*, 1998, 59(10): 1365-1368.

(责任编辑: 齐 霁)