

固定翼无人机的自抗扰反步控制

费爱玲, 李 柠[†], 李少远

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

摘要: 针对固定翼无人机姿态和速度控制中系统存在模型不确定性和外界扰动的情况, 本文设计了基于扩张状态观测器的反步控制器抑制系统扰动以提高无人机的控制性能. 首先建立无人机速度误差模型和姿态误差模型, 其中姿态误差模型采用四元数作为变量以避免欧拉角在描述姿态时存在的奇点问题和复杂三角运算; 进而设计扩张状态观测器对系统中存在的扰动进行估计, 并将扰动估计值与控制器设计相结合, 分别设计出姿态控制器和速度控制器来抑制扰动的影响且使无人机姿态和速度收敛到期望值. 最后基于李雅普诺夫理论证明系统的稳定性. 仿真结果表明, 本文所设计方法能够抑制系统中存在的扰动.

关键词: 固定翼无人机; 姿态控制; 速度控制; 扩张状态观测器; 反步法; 四元数

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Active disturbance rejection back-stepping control of fixed-wing unmanned aerial vehicle

FEI Ai-ling, LI Ning[†], LI Shao-yuan

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In this paper, attitude and velocity control problem of fixed-wing unmanned aerial vehicle (UAV) are investigated. In order to deal with model uncertainties and external disturbances, extended state observer (ESO) based on back-stepping controllers are designed to depress system disturbances so that system performance could be improved. Firstly, the velocity error model and attitude error model of fixed-wing UAV are established. Among that process quaternion is adopted to be attitude error model variables to avoid singularity and complex trigonometric operation when describing UAV attitude with euler angle. Then extended state observers are designed to estimate system disturbance. The estimated values are included in controller design procedure to depress system disturbances and ensure that attitude and velocity of fixed-wing UAV converge to the desired value. Lastly, system stability is proven through Lyapunov theory. The simulation results demonstrate that proposed method is capable to depress system disturbance.

Key words: fixed-wing unmanned aerial vehicle (UAV); attitude control; velocity control; extended state observer (ESO); back-stepping control; quaternion

1 引言(Introduction)

自20世纪80年代以来, 无人机在军用和民用各个领域得到了越来越广泛的应用, 如空中侦察、通信、电子干扰、资源探测、森林防火、边境巡逻等. 随着科技的迅猛发展, 无人机的自动化和智能化程度显著提高, 成为全球发展的热点. 因此, 关于无人机飞行控制技术的研究也得到了很大的重视和发展^[1-3].

无人机姿态和速度控制是无人机飞行控制的基础, 其控制性能极大地影响着无人机的安全飞行效率^[4-5]. 然而无人机的非线性特性、强耦合性及飞行环境的复杂性增加了无人机控制的难度. 近些年来许多方法被

应用于无人机飞行控制中^[6-9]. 例如, 增益调参控制、反馈线性化方法、神经网络控制、反步法等. 增益调参控制将无人机模型线性化处理, 简化了控制器的设计但该方法仅在操作点的较小邻域内有效; 反馈线性化方法是利用全状态反馈抵消无人机模型中的非线性特性, 使新系统的输入输出间具有线性关系, 但是这种方法对研究对象的数学模型有着较高的精度要求^[10]. 基于神经网络方法的动态逆控制可以在无人机很难获得精确的数学模型的情况下, 采用神经网络进行系统辨识, 但其计算复杂度高且收敛性很难得到保证^[11].

收稿日期: 2015-12-23; 录用日期: 2016-07-04.

[†]通信作者. E-mail: ning_li@sjtu.edu.cn.

本文责任编辑: 王伟.

国家自然科学基金项目(61374109, 61304078, 61590925), 国家“973”计划项目(2013CB035500), 国家“863”计划项目(2015AA043102)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61374109, 61304078, 61590925), “973” Program (2013CB035500) and “863” Program (2015AA043102).

上述控制方法对无人机模型精度的要求很高, 而在实际飞行中无人机常受到阵风、负载变化等因素的影响, 且部分系统模型参数值难以精确测量. 基于扩张状态观测器的控制结构是解决带有扰动的非线性系统控制的有效方法. 扩张状态观测器首次由韩京清提出, 近些年来被广泛地用于实际系统的控制中^[12-13]. 扩张状态观测器也被广泛地用于飞行器的控制中^[14-15], 在飞行器的控制中多以欧拉角作为姿态描述. 本文以四元数作为姿态描述变量, 避免了欧拉角描述姿态时存在的奇异现象和复杂的三角运算.

针对无人机飞行过程中存在的外界扰动和模型不确定性问题, 本文在无人机四元数模型下, 设计了基于扩张状态器的反步法来实现无人机的姿态和速度控制并提高系统对扰动的抑制性能. 主要内容如下: 首先根据无人机四元数模型及坐标系间的转换关系, 建立了速度误差模型与无人机飞行速度方向相关的姿态四元数误差模型; 然后采用线性扩张状态观测器对速度模型及姿态模型中的不确定性进行在线估计; 基于反步法设计速度控制器和姿态控制器, 抑制复合扰动, 实现对无人机速度和姿态的高精度控制, 使得姿态误差一致最终有界以及速度误差在有限时间收敛. 最后在无人机模型中对本文方法进行了仿真并与传统反步法及滑模控制进行了对比.

2 无人机建模及问题描述(UAV modeling and problem statement)

2.1 无人机模型(UAV model)

固定翼无人机通过调节升降舵、副翼和方向舵的角度来改变无人机的受力大小, 进而调整无人机的姿态, 无人机推力用于控制飞行速度. 无人机的运动涉及地理坐标系 F^n 、机体坐标系 F^b 和坐标系 F^w . 3个坐标系之间的关系如图1所示, 其中: α 表示无人机的攻角, β 表示侧滑角.

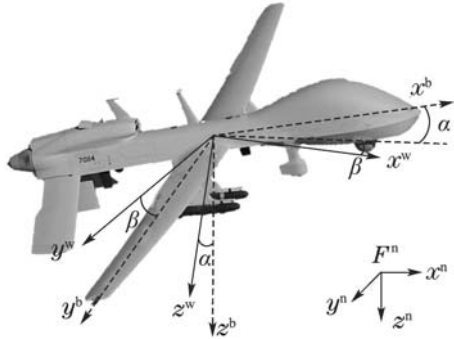


图 1 无人机模型及坐标系示意图

Fig. 1 UAV model and coordinate

四元数、欧拉角和旋转矩阵通常被用于描述无人机在三维空间的运动姿态. 与欧拉角相比, 四元数在描述姿态时不会产生歧义现象且表达方式简洁, 固定翼无人机的数学模型为^[16]

$$\begin{cases} \dot{p}^n = R_b^n v^b, \\ m\dot{v}^b = f_{\text{thrust}} + R_w^b f_{\text{aero}}^w + mR_n^b f_g - \\ \quad mS(w_{n,b}^b)v^b + d_t, \\ \dot{q}_{n,b} = \frac{1}{2}q_{n,b} \otimes [0 \quad (w_{n,b}^b)^T]^T, \\ J\dot{w}_{n,b}^b = -S(w_{n,b}^b)Jw_{n,b}^b + \tau_{\text{aero}}^b + d_r, \end{cases} \quad (1)$$

其中: v^b 表示在 F^b 坐标系下无人机的速度矢量; w_n^b 用于描述在 F^b 坐标系下坐标系 F^n 相对于 F^b 的角速度矢量; $f_{\text{thrust}} = [T; 0; 0]$ (T 为无人机的推力控制量), $f_g = [0; 0; g]$ (g 为重力加速度); f_{aero}^w 为无人机在 F^w 坐标系下所受已建模风力, τ_{aero}^b 为无人机在机体坐标系下所受已建模力矩; d_t, d_r 为无人机所受的外界扰动与模型不确定性之和; f_{aero}^w 和 τ_{aero}^b 的含义如式(2)所示^[17]. 为了将 f_{aero}^w 和 τ_{aero}^b 中与无人机输入量 u 分离出以便于控制率的导出, 在式(2)中引入矩阵 $F_t(v_r^b, w_{n,b}^b, \alpha, \beta)$, $M_r(v_r^b, \alpha, \beta)$, $W_r(v_r^b)$, $B_t(v_r^b)$ 及 $B_r(v_r^b)$, 则无人机所受已建模风力和力矩为

$$\begin{cases} f_{\text{aero}}^w = \bar{q}S[C_D \quad C_L \quad C_C]^T = \\ \quad F_t(v_r^b, w_{n,b}^b, \alpha, \beta) + B_t(v_r^b)u, \\ \tau_{\text{aero}}^b = \bar{q}S[bC_1 \quad \bar{c}C_m \quad bC_n]^T = \\ \quad M_r(v_r^b, \alpha, \beta) + W_r(v_r^b)w_{n,b}^b + B_r(v_r^b)u, \end{cases} \quad (2)$$

其中: S 为机翼面积; b 为翼展长度; \bar{c} 为平均翼弦长; \bar{q} 为动态空气密度; $\bar{q} = 0.5\rho V_a^2$, V_a 为无人机相对于风的飞行速度.

2.2 问题描述(Problem statement)

在无人机飞行过程中, 良好的速度控制和姿态控制是无人机飞行的基础. 然而实际飞行过程中受到的外界扰动和系统的模型不确定性增加了控制的难度. 本文的目标是在无人机受到外界扰动且存在模型不确定性的条件下, 能够控制无人机的姿态和速度收敛到期望值.

无人机相对地面的飞行速度和飞行方向是实际飞行中较为关注的系统输出. 为此本文将无人机相对于地面的飞行速度 V_g 和与无人机速度方向相关的姿态四元数 $q_{n,w}$ ($q_{n,w}$ 为描述坐标系 F^n 到 F^w 的四元数)作为被控变量, 使 V_g 能够收敛到期望的速度 V_d , $q_{n,w}$ 能够收敛到期望的姿态四元数 $q_{n,d}$. 用 \tilde{V}_g 表示无人机飞行的速度误差, 则 \tilde{V}_g 与无人机速度 v^b 间的关系可用式(3)来描述:

$$\tilde{V}_g = V_d - V_g = V_d - \sqrt{(v^b)^T v^b}. \quad (3)$$

用 $q_{d,w}$ 表示期望姿态坐标系旋转到 F_w 坐标系的四元数, 当 $q_{d,w} = [\pm 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$ 时, F_w 坐标系与期望姿态坐标系一致, 此时无人机的姿态达到期望姿态. 则 $q_{d,w}$ 可用式(4)表示:

$$q_{d,w} = q_{d,n} \otimes q_{n,b} \otimes q_{b,w}, \quad (4)$$

其中四元数 $q_{b,w}$ 与迎角 α 和侧滑角 β 的关系可用式(5)来描述^[7]:

$$q_{b,w} = [\cos(\alpha/2) \quad 0 \quad -\sin(\alpha/2) \quad 0]^T \otimes [\cos(\beta/2) \quad 0 \quad 0 \quad \sin(\beta/2)]^T. \quad (5)$$

用 e_q 表示无人机姿态误差四元数,则 e_q 与 $q_{d,w}$ ($q_{d,w} = [\lambda_{d,w} \quad (\gamma_{d,w})^T]^T$)的关系可为

$$e_q = \begin{bmatrix} 1 \mp \lambda_{d,w} \\ \gamma_{d,w} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

e_q 的微分表达如式(7)所示,通过引入矩阵 R_n^w 来建立 e_q 微分与角速度 $w_{b,w}^n$ 间的关系.

$$\dot{e}_q = T(e_q)w_{b,w}^w = T(e_q)R_n^w w_{b,w}^n, \quad (7)$$

其中: $T(e_q)$ 的含义如式(8)所示, $w_{b,w}^w$ 表示在 F^n 坐标系下,坐标系 F^b 相对于 F^w 的角速度.令 $w_{d,n}^n$ 标识期望姿态角速度; $w_{b,w}^w$ 标识在 F^w 坐标系下,坐标系 F^b 相对于 F^w 的角速度,则 $w_{d,w}^n$ 与 $w_{d,n}^n$, $w_{n,b}^b$, $w_{b,w}^w$ 间的关系如式(9)所示:

$$T(e_q) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \pm \gamma_{d,w} \\ \lambda_{d,w} I + S(\gamma_{d,w}) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$w_{d,w}^n = w_{d,n}^n + R_b^n w_{n,b}^b + R_b^n R_w^b w_{b,w}^w, \quad (9)$$

其中 $w_{d,n}^n$ 为无人机的期望角速度.式(9)用以得到期望角速度和无人机姿态角速度在地理坐标系下,两者的转换关系.

综合式(1)–(3)(6)(8)–(9),可得到无人机相对于地面的飞行速度误差模型,以及与无人机飞行速度方向相关的姿态四元数误差模型.无人机速度和姿态的误差模型如式(10)所示:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{V}}_g = \dot{V}_d - \frac{v_1^b}{mV_g} T - \frac{(v^b)^T}{mV_g} (R_w^b f_{aero}^w + mR_n^b f_g - mS(w_{n,b}^b)v^b + d_t), \\ \dot{e}_q = T(e_q)R_n^w w_{d,w}^n, \\ \dot{w}_{d,w}^n = \dot{w}_{d,n}^n + R_b^n J^{-1}[-S(w_{n,b}^b)Jw_{n,b}^b + M_r + W_r w_{n,b}^b + B_r u + d_r] + R_b^n R_w^b \dot{w}_{b,w}^w + R_b^n S(w_{n,b}^b)R_w^b w_{b,w}^w, \end{cases} \quad (10)$$

其中 v_1^b 表示无人机在 x^b 轴方向的速度分量.

固定翼无人机速度和姿态控制系统设计中的控制目标是,通过调节无人机推力 T 使无人机的速度误差 \tilde{V}_g 趋近于零,通过调节无人机舵机偏角 $u(u = [\delta_a \quad \delta_r \quad \delta_e]^T)$, δ_a 为副翼舵机偏角, δ_r 为方向舵机偏角, δ_e 为升降舵机偏角)使无人机的姿态控制误差 e_q 趋近于零.

3 控制系统设计(Control system design)

3.1 控制框图(Control block diagram)

在无人机控制中,通常将系统模型分为转动环节

和平动环节,转动环节通过角度的调节改变无人机姿态,平动环节通过推力的调节控制无人机的速度.本文利用基于扩张状态观测器的反步法分别设计了姿态控制器和速度控制器,结合无人机的数学模型可得到系统的控制框图如图2所示.

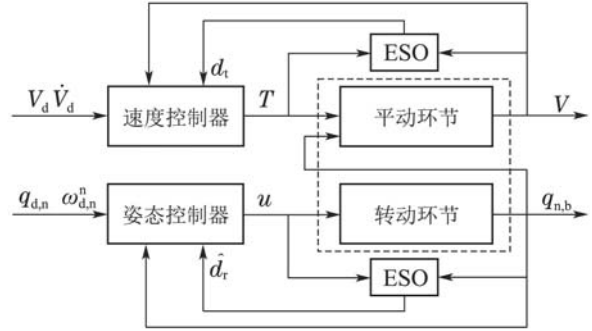


图2 系统控制框图

Fig. 2 Control block diagram of system

3.2 扩张状态观测器设计(Extended state observer design)

本文将无人机系统分为平动环节和转动环节,针对这两个部分分别设计扩张状态观测器.假设总扰动 d_t 的导数 \dot{d}_t 和扰动 d_r 的导数 \dot{d}_r 有界,本节分别设计平动环节ESO和姿态环节ESO用于估计总扰动 d_r , d_t .

3.2.1 平动环节ESO(Translational ESO)

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \frac{1}{m}(f_{thrust} + R_w^b f_{aero}) + R_n^b f_g - S(w_{n,b}^b)v_r^b + \frac{1}{m}\hat{x}_2 + l_1(v_r^b - \hat{x}_1), \\ \dot{\hat{x}}_2 = l_2(v_r^b - \hat{x}_1), \end{cases} \quad (11)$$

其中: \hat{x}_2 为不确定性 d_t 的估计量, l_1 , l_2 为扩张状态观测器参数.令 $\hat{d}_t = \hat{x}_2$, $\tilde{v}_r^b = v_r^b - \hat{x}_1$, $\tilde{d}_t = d_t - \hat{d}_t$,令 \tilde{v}_{ri}^b 表示速度估计误差 \tilde{v}_r^b 的第 i 个元素, \tilde{d}_{ti} 表示扰动估计误差 \tilde{d}_t 的第 i 个元素,则由式(1)(11)可得扰动估计误差微分方程如式(12)所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{v}}_{ri}^b \\ \dot{\tilde{d}}_{ti} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{ri}^b \\ \tilde{d}_{ti} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{d}_{ti}. \quad (12)$$

当ESO参数 $l_1 > 0$, $l_2 > 0$ 时,式(12)中状态转移矩阵特征值均小于零且由于假设扰动导数 \dot{d}_{ti} 有界,故可得扰动估计误差 \tilde{d}_{ti} 有界,进而 \hat{d}_t 有界.

3.2.2 转动环节ESO(Rotational ESO)

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_3 = J^{-1}(-S(w_{n,b}^b)Jw_{n,b}^b + M_r + W_r w_{n,b}^b) + J^{-1}(B_r u + \hat{x}_4) + l_3(w_{n,b}^b - \hat{x}_3), \\ \dot{\hat{x}}_4 = l_4(w_{n,b}^b - \hat{x}_3), \end{cases} \quad (13)$$

其中: \hat{x}_4 是对不确定性 d_r 的估计值, l_1 , l_2 为转动环节扩张状态观测器的参数.令 $\hat{d}_r = \hat{x}_4$, $\tilde{w}_{n,b}^b = w_{n,b}^b - \hat{x}_3$, $\tilde{d}_r = d_r - \hat{d}_r$,则与平动环节ESO设计类似,可得出转

动环节的扰动估计误差 \tilde{d}_r 有界。

3.3 控制器设计(Controller design)

在控制器设计中, 将扩张状态观测器估计得到的扰动估计值与控制器设计相结合, 以实现无人机系统对于扰动的抑制性能。控制器的设计包括速度控制器设计和姿态控制器设计, 其中基于反步法设计的速度控制器实现了在系统受到扰动的情况下, 无人机相对于地面的飞行速度能够在有限时间内收敛到期望速度的有界邻域内; 姿态控制器用以调节无人机舵机偏角来控制无人机飞行方向与期望飞行方向一致且实现姿态误差的收敛。

3.3.1 速度控制器设计(Velocity controller design)

无人机的速度控制器采用基于反步法的方式进行设计, 首先定义关于无人机速度误差 \tilde{V}_g 的Lyapunov函数为

$$V = \frac{1}{2} \tilde{V}_g^2. \quad (14)$$

对上式定义的Lyapunov函数进行求导, 并代入式(10)中系统的误差模型, 可得到速度误差 \tilde{V}_g 的Lyapunov函数导数为

$$\dot{V} = \tilde{V}_g [\dot{V}_d - \frac{v_1^b}{mV_g} T - \frac{(v^b)^T}{mV_g} (R_w^b f_{aero} + mR_n^b f_g - mS(w_{n,b}^b) v^b + d_t)]. \quad (15)$$

通过设计速度控制器使得无人机速度误差 \tilde{V}_g 的Lyapunov函数导数负定, 得到速度控制器的数学表达式如式(16)所示:

$$T = \frac{mV_g}{v_1^b} [\dot{V}_d + \kappa_1 \tilde{V}_g + \xi_1 |\tilde{V}_g|^{r_1} \text{sgn} \tilde{V}_g] - \frac{(v^b)^T}{v_1^b} [R_w^b f_{aero} + mR_n^b f_g - mS(w_{n,b}^b) v^b + \hat{d}_t], \quad (16)$$

其中: \hat{d}_t 为平动环节ESO的扰动估计值, κ_1, ξ_1, r_1 为速度控制器参数, 需满足 $\kappa > 0, \xi_1 > 0, 0 < r_1 < 1$ 。

为验证该速度控制器能使得系统在受到扰动情况下实现速度的收敛, 将式(16)中设计的速度控制器代入式(15)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{V}_g (-\kappa_1 \tilde{V}_g - \xi_1 |\tilde{V}_g|^{r_1} \text{sgn} \tilde{V}_g - \frac{(v^b)^T}{mV_g} \tilde{d}_t) \leq \\ &-\kappa_1 \tilde{V}_g^2 - \xi_1 |\tilde{V}_g|^{r_1+1} + \frac{(v^b)^T}{mV_g} |\tilde{V}_g| |\tilde{d}_t| \leq \\ &-2\kappa_1 V - 2^{(r_1+1)/2} \xi_1 V^{(r_1+1)/2} + \frac{(v^b)^T}{mV_g} |\tilde{V}_g| |\tilde{d}_t|. \end{aligned} \quad (17)$$

当 d_t 为常值时, 扰动估计误差 $\tilde{d}_t = 0$, 此时 \tilde{V}_g 能够在有限的时间内收敛到零点; 对于导数有界的时变扰动, 由于 \tilde{d}_t 有界, 因此 \tilde{V}_g 能够在有限时间内收敛到零

点的有界邻域内。

3.3.2 姿态控制器设计(Attitude controller design)

姿态控制器设计采用反步法分两步设计, 定义反步法中的误差变量 z_1, z_2 如式(18)所示:

$$\begin{cases} z_1 = e_q, \\ z_2 = w_{d,n}^n + R_b^n w_{n,b}^b + R_b^n R_w^b w_{b,w}^w + \\ k_1 (R_n^w)^T T_e^T (e_q) z_1, \end{cases} \quad (18)$$

其中 k_1 为无人机姿态控制器的参数。

第1步 定义无人机姿态误差Lyapunov函数 V_1 如式(19)所示:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1. \quad (19)$$

对上式进行微分, 并代入式(7)(18)得函数 V_1 的导数如下:

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^T T(e_q) T^T(e_q) z_1 + z_1^T T(e_q) R_n^w z_2. \quad (20)$$

第2步 定义无人机姿态控制的总Lyapunov函数 V_2 如式(21)所示:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^T z_2. \quad (21)$$

对式(21)进行微分, 并代入式(10)(18)(20)得函数 V_2 的导数如下:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 z_1^T T(e_q) T^T(e_q) z_1 + z_1^T T(e_q) R_n^w z_2 + \\ &z_2^T [\dot{w}_{d,n}^n + R_b^n \dot{w}_{n,b}^b + R_b^n S(w_{n,b}^b) R_w^b w_{b,w}^w + \\ &R_b^n R_w^b \dot{w}_{b,w}^w + k_1 R_n^w S(w_{n,w}^w) T^T(e_q) z_1 + \\ &k_1 R_n^w \dot{\gamma}_{d,w}/2] = \\ &-k_1 z_1^T T(e_q) T^T(e_q) z_1 + z_1^T T(e_q) R_n^w z_2 + \\ &z_2^T [\dot{w}_{d,n}^n + R_b^n J^{-1} (-S(w_{n,b}^b) J w_{n,b}^b + M_r + \\ &d_r + W_r w_{n,b}^b + B_r u) + R_b^n S(w_{n,b}^b) R_w^b w_{b,w}^w + \\ &k_1 R_n^w S(R_b^w w_{n,b}^b + R_b^w w_{b,w}^w) T^T(e_q) z_1 + \\ &R_b^n R_w^b \dot{w}_{b,w}^w + k_1 R_n^w \dot{\gamma}_{d,w}/2]. \end{aligned} \quad (22)$$

根据式(22)设计无人机姿态控制器如式(23)所示:

$$\begin{aligned} u &= \\ &B_r^{-1} [S(w_{n,b}^b) J w_{n,b}^b - M_r - \hat{d}_r - W_r w_{n,b}^b] - \\ &B_r^{-1} J (R_b^n)^T [\dot{w}_{d,n}^n + R_b^n S(w_{n,b}^b) R_w^b w_{b,w}^w + \\ &k_1 R_n^w S(R_b^w w_{n,b}^b + R_b^w w_{b,w}^w) T^T(e_q) z_1 + \\ &R_b^n R_w^b \dot{w}_{b,w}^w + k_1 R_n^w \dot{\gamma}_{d,w}/2 + R_n^w T^T(e_q) z_1 + \\ &\kappa_2 z_2 + \xi_2 |z_2|^{r_2} \text{sgn} z_2], \end{aligned} \quad (23)$$

其中 \hat{d}_r 为转动环节ESO的扰动估计值。

将式(23)代入式(22), 可得到在式(23)所设计的姿态控制器下 V_2 的导数如式(24)所示:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 z_1^T T(e_q) T^T(e_q) z_1 - \kappa_2 z_2^T z_2 - \\ &\xi_2 |z_2|^{(r_2+1)} - z_2^T R_b^n J^{-1} \tilde{d}_r. \end{aligned} \quad (24)$$

设计控制器参数需满足 $k_1 > 0$, $\kappa_2 > 0$, $\xi_2 > 0$, $0 < r_2 < 1$. 由于扰动估计误差有界, 因此由式(24)可得, 采用控制率(23)时可使姿态误差满足一致最终有界, 即姿态误差 e_q 将收敛到零点的有界邻域内.

4 仿真及分析(Simulation and analysis)

为了验证本文提出方法的正确性, 以式(1)所描述的无人机模型为被控对象, 并以文献[18]中固定翼无人机的模型参数为仿真参数, 对无人机的姿态和速度控制进行了仿真. 将由式(16)设计的速度控制器代入 $f_{thrust} = [T; 0; 0]$ 中, 由式(23)设计的姿态控制器代入式(2)中得到 τ_{aero}^b , 进而对固定翼无人机模型(1)进行控制. 为了展示本文方法对姿态的跟踪效果, 对期望姿态为常值信号和期望姿态为时变信号分别进行了验证. 且在期望姿态为常值信号的仿真中将本文方法和反步法以及滑模法进行了对比, 以展示本文方法对于扰动的抑制作用. 仿真中控制系统参数如表1所示, 其中ESO参数根据观测器带宽进行设计. 在姿态期望值为常值信号的对比仿真中, 期望姿态四元数为 $q_{d,n} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, 期望速度 $v_d = 30$. 在15 s至25 s期间对系统施加外界扰动, 其中平动环节中施加常值类型的外界扰动, 平动环节外界扰动幅值为 $d_t = [25 \ 25 \ 10]^T$, 在转动环节施加外界扰动为 $d_r = [15 \ 5 \ 5 \sin(\frac{2\pi}{5}t)]^T$. 仿真效果如图3至图10所示. 在未采用ESO对系统中扰动进行估计的传统反步法作用下, 系统的姿态和速度控制效果如图3和图4所示, 从图中可以看出, 当系统受到扰动的影响后, 无人机的姿态将偏离期望值, 无人机的速度控制误差增大.

表 1 控制系统参数

Table 1 The parameter of control system

l_1	40	l_2	8256
l_3	40	l_4	4000
κ_1	2	ξ_1	0.2
r_1	0.2	—	—
κ_2	30	ξ_2	0.1
r_2	0.1	k_1	2

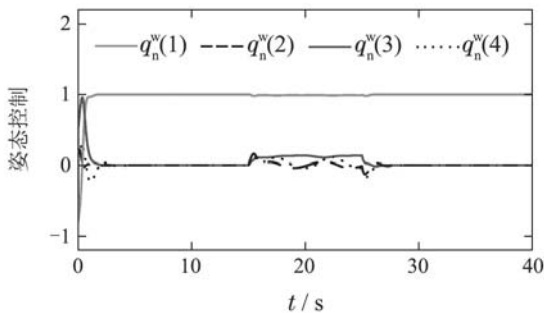


图 3 反步法的姿态控制效果

Fig. 3 Attitude control result under back-stepping method

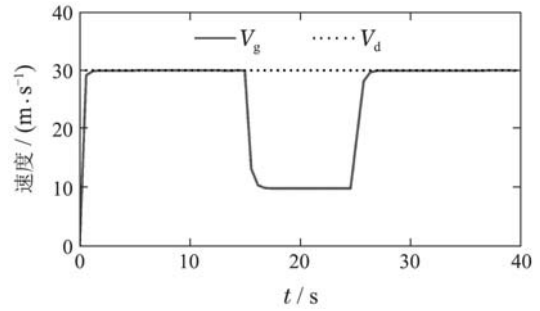


图 4 反步法的速度控制效果

Fig. 4 Velocity control result under back-stepping method

滑模控制是抑制模型不确定性和外界扰动的一种有效方法, 为进一步展示本文所设计的基于扩张状态观测器的反步法有效性, 将滑模控制在固定翼无人机系统上进行了仿真. 在滑模控制律的作用下, 无人机的姿态和速度控制效果如图5和图6所示. 从图5中可以看出, 相比于反步法的姿态控制效果, 滑模控制减小了无人机姿态控制误差. 然而从姿态控制效果图中可以看出, 系统的状态变量存在严重的抖振现象, 这是滑模控制在施加到控制系统时所存在的缺陷. 由图6所示的速度控制效果可以看出在滑模控制作用下无人机速度能够达到期望值, 但速度变量仍存在轻微的抖振现象.

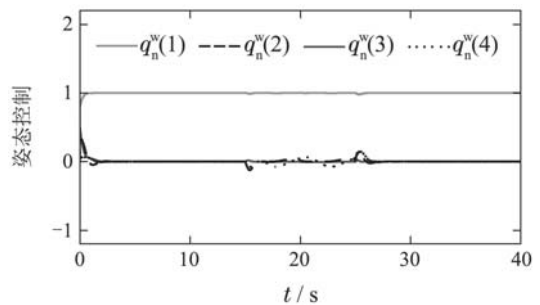


图 5 滑模法的姿态控制效果

Fig. 5 Attitude control result under sliding mode method

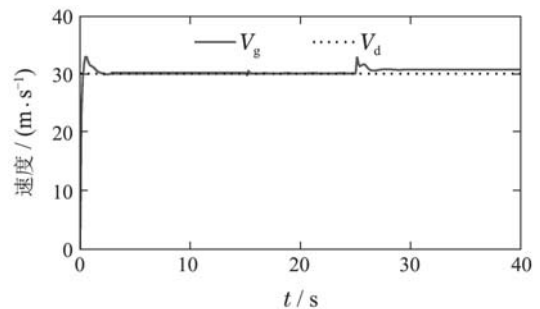


图 6 滑模法的速度控制效果

Fig. 6 Velocity control result under sliding mode method

在本文所设计的基于扩张状态观测器的反步控制器的作用下, 无人机的姿态和速度控制效果如图7和图8所示. 由图7可以看出, 在基于扩张状态观测器的反步控制器的作用下, 无人机的姿态控制误差远小于反步法和滑模法的控制误差, 有效地抑制了系统中的扰动, 且没有出现抖振现象. 由于在姿态环节中施加

了时变扰动, ESO对时变扰动的估计存在偏差, 因此在施加外界扰动的时间段内, $q_n^w(4)$ 与期望值之间存在一定的偏差.

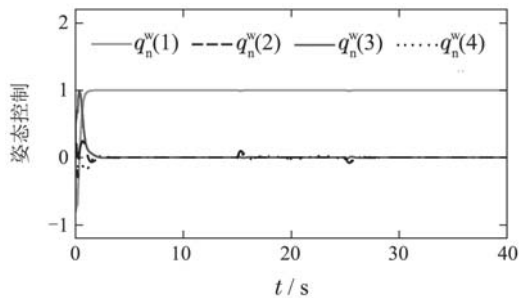


图 7 基于ESO的反步法的姿态控制效果
Fig. 7 Attitude control result under ESO based back-stepping method

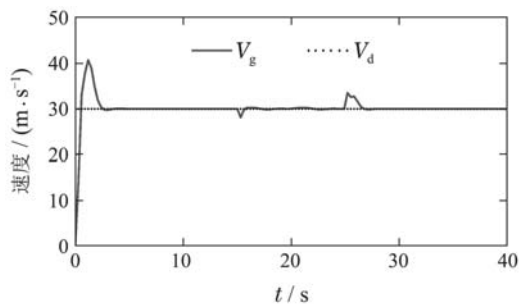


图 8 基于ESO的反步法的速度控制效果
Fig. 8 Velocity control result under ESO based back-stepping method

为验证基于扩张状态观测器的反步控制器对时变期望姿态的跟踪性能, 对一组正弦期望信号进行了仿真. 在期望姿态为时变信号的仿真中, 期望姿态四元数初值 $q_{d,n}^0=[1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, 期望角速度 $\omega_{d,n}^0=[0 \ 0 \ 0.5]$, 图9为固定翼无人机姿态输出值, 图10为姿态四元数的跟踪误差. 由两幅图可以看出, 无人机姿态变量 $q_n^w(1)$, $q_n^w(2)$, $q_n^w(3)$ 仅在系统运行初始时刻系统状态收敛阶段和受到扰动时刻姿态偏离期望值, 其他时间段内无人机姿态跟踪误差 $e_q(1)$, $e_q(2)$, $e_q(3)$ 均为零. 由于在转动环节所施加扰动 $d_r(3)$ 为时变扰动, 因此在收到外界扰动的作用下, 无人机姿态变量 $q_n^w(4)$ 偏离期望值, 但误差 $e_q(4)$ 保持在较小的范围内. 这是由于所设计的ESO能够实现对常值扰动的精确估计, 对于导数有界的扰动, ESO的估计误差有界.

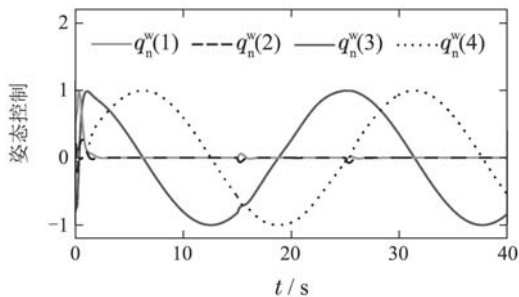


图 9 基于ESO的反步法的姿态跟踪效果
Fig. 9 Attitude tracking result under ESO based back-stepping method

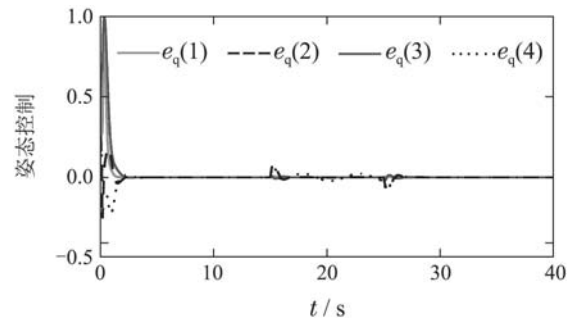


图 10 基于ESO的反步法的姿态跟踪误差图
Fig. 10 Attitude tracking error under ESO based back-stepping method

5 结语(Conclusions)

本文研究了固定翼无人机的姿态和速度控制, 针对无人机系统存在模型不确定性和外部扰动的问题, 提出了一种基于扩张状态观测器的反步控制法. 在建立无人机速度误差模型及姿态四元数误差模型的基础上, 采用线性扩张状态观测器对模型中的不确定性进行估计, 再利用反步法设计控制器来抑制模型中的不确定性并使无人机的姿态和速度收敛到期望值. 仿真结果表明本文提出的方法可以较好地抑制扰动进而提高无人机系统的姿态和速度的控制性能.

参考文献(References):(References):

- [1] WANG L, JIA H. The trajectory tracking problem of quadrotor UAV: global stability analysis and control design based on the cascade theory [J]. *Asian Journal of Control*, 2014, 16(2): 1 – 15.
- [2] EFE M O. Neural network assisted computationally simple control of a quadrotor UAV [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2011, 7(2): 354 – 361.
- [3] SONG B Q, MILLS J K, LIU Y H, et al. Nonlinear dynamic modeling and control of a small-scale helicopter [J]. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2010, 8(3): 534 – 543.
- [4] GONZÁLEZ I, SALAZAR S, TORRES J, et al. Real-time attitude stabilization of a mini-UAV quadrotor using motor speed feedback [J]. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 2013, 70(1): 93 – 106.
- [5] ZOU A, KUMAR K D, HOU Z, et al. Finite-time attitude tracking control for spacecraft using terminal sliding model and chebyshev neural network [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2011, 41(4): 950 – 963.
- [6] YOUNG A, CAO C, PATEL V, et al. Adaptive control design methodology for nonlinear-in-control systems in aircraft applications [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2007, 30(6): 1770 – 1782.
- [7] TAYEBI A. Unit quaternion-based output feedback for the attitude tracking problem [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(6): 1516 – 1520.
- [8] NICOL C, MACNAB C, RAMIREZ-SERRANO A. Robust adaptive control of a quadrotor helicopter [J]. *Mechatronics*, 2011, 21(6): 927 – 938.
- [9] ZEMALACHE K M, MAAREF H. Controlling a drone: comparison between a based model method and a fuzzy inference system [J]. *Applied Soft Computing*, 2009, 9(2): 553 – 562.

- [10] DUCARD G, GEERING H P. Stability analysis of a dynamic inversion based pitch rate controller for an unmanned aircraft [C] // *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. Nice, France: Acropolis Convention Center, 2008: 360 – 366.
- [11] KIM B M, KIM B S, KIM N W. Trajectory tracking controller design using neural networks for a tiltrotor unmanned aerial vehicle [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part G—Journal of Aerospace Engineering*, 2000, 224(G8): 881 – 896.
- [12] HAN Jingqing. Auto disturbance rejection control technique [J]. *Frontier Science*, 2007, 1(1): 24 – 31.
(韩京清. 自抗扰控制技术 [J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 24 – 31.)
- [13] HAN J. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.
- [14] HUANG Y, XU K, HAN J, et al. Flight control design using extended state observer and non-smooth feedback [C] // *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*. Orlando: IEEE, 2001, 1: 223 – 228.
- [15] GODBOLE A A, LIBIN T R, TALOLE S E. Extended state observer-based robust pitch autopilot design for tactical missiles [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part G Journal of Aerospace Engineering*, 2011, 226(12): 1482 – 1501.
- [16] OLANDE E, KRISTIANSEN R. Quaternion-based back-stepping control of a fixed-wing unmanned aerial vehicle [C] // *Proceedings of IEEE Aerospace Conference*. Montana: IEEE, 2013: 1 – 7.
- [17] STEVENS B L, LEWIS F L. *Aircraft Control and Simulation* [M]. New Jersey: John Wiley and Sons, 2003.
- [18] PHILLIPSPF K, CAMPAT G, GURURAJANTPF S, et al. Parameter identification for application within fault-tolerant flight control system [C] // *AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference*. Illinois: AIAA, 2009.

作者简介:

费爱玲 (1990–), 女, 硕士研究生, 主要从事无人机控制方面的研究, E-mail: falism@sjtu.edu.cn;

李 柠 (1974–), 女, 研究员, 从事复杂系统建模与控制、智能控制的研究, E-mail: ning_li@sjtu.edu.cn;

李少远 (1965–), 男, 教授, 从事预测控制、自适应智能控制、模糊智能控制的研究, E-mail: syli@sjtu.edu.cn.