

基于自适应浸入与不变的 VTOL 飞行器跟踪控制^①

邹立颖^{②*} 苗凤娟* 陶柏睿**

(* 齐齐哈尔大学通信与电子工程学院 齐齐哈尔 161006)

(** 齐齐哈尔大学现代教育技术中心 齐齐哈尔 161006)

摘 要 针对输入存在不确定干扰的垂直起降 (VTOL) 飞行器的跟踪控制问题,提出了一种基于自适应系统浸入与不变 (I&I) 的控制方案;对于不确定性输入干扰,采用自适应 I&I 方法对干扰进行实时估计补偿;为便于控制器设计,采用系统分解技术将原系统解耦成一个最小相位误差子系统和一个非最小相位子系统,将原系统的输出跟踪问题转换为两个误差子系统的镇定问题。基于自适应 I&I 估计律和滑模变结构控制方法分别设计了两个子系统的控制器,所设计的控制器能够保证两个闭环子系统指数稳定。仿真结果表明,上述控制方案在干扰估计精度和收敛速度方面明显优于传统自适应估计方法,能够实现飞行器对给定轨迹的准确跟踪,同时抑制输入干扰对系统性能的不良影响。

关键词 垂直起降 (VTOL) 飞行器, 输出跟踪, 浸入与不变 (I&I), 干扰抑制

0 引 言

垂直起降 (vertical take-off and landing, VTOL) 飞行器是一种典型的强耦合、欠驱动、非最小相位系统^[1-3],其控制器的设计极具挑战性,得到了国内外研究人员的极大重视。现有的 VTOL 飞行器的研究主要有两个方向:镇定控制和轨迹跟踪控制,已有大量文献对其进行了深入研究^[1-11]。文献[4,5]在忽略飞行器滚动控制输入和横向加速度间耦合关系的情况下,采用近似输入-输出线性化方法克服了零动态不稳定的难题。文献[6]采用模型分解的方法研究了输出轨迹跟踪问题。文献[7,8]采用观测器重构速度信号,采用反步法实现了 VTOL 飞行器全局输出渐近跟踪。文献[8]应用饱和函数法进一步解决了输入受限情况下 VTOL 飞行器的轨迹跟踪问题。上述文献都没有考虑真实系统受到的输入干扰问题,而输入干扰会严重影响系统的控制性能。

为了解决输入干扰抑制问题,本研究采用自适应浸入与不变 (immersion and invariance, I&I) 方法

进行在线干扰估计补偿。自适应 I&I 方法由文献[12-14]提出,是一种新的基于系统浸入与不变的非线性自适应控制方法。相对于传统自适应估计律,该方法不依赖于确定性等价原则,使参数估计和控制器设计分开进行,因此闭环系统暂态性能不受估计律动态的影响,同时估计律动态可调节,可明显提高估计精度和收敛速度。对于存在输入干扰的 VTOL 飞行器的输出跟踪控制问题,本文提出了一种将自适应 I&I 方法与滑模变结构控制方法相结合的控制策略。为了克服输入干扰对系统的不利影响,采用自适应 I&I 干扰估计律对干扰进行实时估计,通过选择合适的光滑函数,来保证干扰误差估计系统指数收敛。本研究基于自适应 I&I 干扰估计律和滑模控制方法设计了鲁棒跟踪控制器,利用 Lyapunov 稳定性理论证明了闭环系统的稳定性。仿真结果表明本文提出的方法在输入受扰情况下,能够保证系统快速、稳定地跟踪给定参考轨迹,并且自适应 I&I 估计律在估计精度和收敛速度方面明显优于传统自适应估计方法。

① 黑龙江省自然科学基金 (F201438) 和黑龙江省教育厅科学技术研究 (12541899) 资助项目。
② 女,1980 年生,博士生,讲师;研究方向:飞行器控制,非线性控制;联系人,E-mail: zouliyong2007@126.com
(收稿日期:2015-10-30)

1 问题描述

根据文献[5], VTOL 飞行器动力学模型表示为

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -(u_1 + \xi_1(t))\sin x_5 + \varepsilon(u_2 + \xi_2(t))\cos x_5 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= (u_1 + \xi_1(t))\cos x_5 + \varepsilon(u_2 + \xi_2(t))\sin x_5 - g \\ \dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= u_2 + \xi_2(t)\end{aligned}\quad (1)$$

其中, (x_1, x_3) 是 VTOL 飞行器质心的水平和垂直方向位置, x_5 为滚转角, u_1 和 u_2 为飞行器底部推力控制输入和滚动控制输入, g 为重力加速度, ε 是描述滚动控制输入和横向加速度关系的耦合系数, 系统输出为 $y_1 = x_1$, $y_2 = x_3$, $y_3 = x_5$. $\xi_1(t)$ 和 $\xi_2(t)$ 分别为推力不确定性干扰和滚动输入不确定性干扰. 由式(1)可见, VTOL 飞行器为非最小相位系统。

假设 1: 假设干扰 $\xi_1(t)$ 和 $\xi_2(t)$ 未知有界且它们的导数也是有界的。

定义

$$\begin{aligned}d_1(t) &= -\xi_1(t)\sin x_5 + \varepsilon\xi_2(t)\cos x_5 \\ d_2(t) &= \xi_1(t)\cos x_5 + \varepsilon\xi_2(t)\sin x_5 \\ d_3(t) &= \xi_2(t)\end{aligned}$$

则 $d_i(t)$ 及其一阶导数也是有界的。系统(1)变为

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -u_1\sin x_5 + \varepsilon u_2\cos x_5 + d_1(t) \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= u_1\cos x_5 + \varepsilon u_2\sin x_5 - g + d_2(t) \\ \dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= u_2 + d_3(t)\end{aligned}\quad (2)$$

本文解决的是 VTOL 飞行器的鲁棒输出跟踪问题, 给定飞行器的位置参考轨迹为 $Y_d = (y_{1d}, y_{2d})$, 控制目标为设计控制律 u_1 和 u_2 使得系统式(2)在不确定性输入干扰存在的情况下, 使 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 分别渐近跟踪 y_{1d} 和 y_{2d} , 同时保证内部动态 (x_5, x_6) 稳定到 $(0, 0)$ 。

1.1 输入变换

对系统式(2), 选择可逆的控制变换

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin x_5 & \varepsilon \cos x_5 \\ \cos x_5 & \varepsilon \sin x_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 + \ddot{y}_{1d} \\ v_2 + g + \ddot{y}_{2d} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中: v_1 和 v_2 为新的控制输入, 则系统式(2)变为

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= v_1 + \ddot{y}_{1d} + d_1(t) \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= v_2 + \ddot{y}_{2d} + d_2(t) \\ \dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= \frac{1}{\varepsilon}v_1\cos x_5 + \frac{1}{\varepsilon}\ddot{y}_{1d}\cos x_5 + \frac{1}{\varepsilon}v_2\sin x_5 \\ &\quad + \frac{1}{\varepsilon}\ddot{y}_{2d}\sin x_5 + \frac{g}{\varepsilon}\sin x_5 + d_3(t)\end{aligned}\quad (4)$$

1.2 系统解耦

为便于控制器设计, 利用以下坐标变换将系统式(4)进行解耦。定义坐标变换

$$\begin{aligned}e_1 &= x_1 - y_{1d}, e_2 = x_2 - \dot{y}_{1d}, e_3 = x_3 - y_{2d} \\ e_4 &= x_4 - \dot{y}_{2d}, \eta_1 = x_5, \\ \eta_2 &= \varepsilon x_6 - e_2\cos x_5 - e_4\sin x_5\end{aligned}\quad (5)$$

把式(5)代入式(4)中, 得到跟踪误差系统

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= v_1 + d_1(t) \\ \dot{e}_3 &= e_4 \\ \dot{e}_4 &= v_2 + d_2(t) \\ \dot{\eta}_1 &= \frac{1}{\varepsilon}(\eta_2 + e_2\cos\eta_1 + e_4\sin\eta_1) \\ \dot{\eta}_2 &= \frac{1}{\varepsilon}(\eta_2 + e_2\cos\eta_1 + e_4\sin\eta_1)(e_2\sin\eta_1 \\ &\quad - e_4\cos\eta_1) + \ddot{y}_{1d}\cos\eta_1 + (\ddot{y}_{2d} + g)\sin\eta_1\end{aligned}\quad (6)$$

式中: $\ddot{y}_{1d}$ 和 $\ddot{y}_{2d}$ 分别为给定的位置参考轨迹的二阶导数。

误差系统式(6)的不稳定零动态为

$$\dot{\eta} = \Gamma(\eta, e, \ddot{Y}_d) \quad (7)$$

其中: $\eta = (\eta_1, \eta_2)^T$, $e = (e_1, e_2, e_3, e_4)^T$, $\ddot{Y}_d = (\ddot{y}_{1d}, \ddot{y}_{2d})^T$ 为给定参考轨迹的二阶导数向量。

由于零动态与跟踪误差有如下关系

$$\left. \frac{\partial \Gamma(\eta, e, \ddot{Y}_d)}{\partial (e_1, e_2)} \right|_0 \neq O_{2 \times 2}, \left. \frac{\partial \Gamma(\eta, e, \ddot{Y}_d)}{\partial (e_3, e_4)} \right|_0 = O_{2 \times 2} \quad (8)$$

可知,系统零动态与 (e_1, e_2) 无关,与 (e_3, e_4) 相关,因此,误差系统可以分解为最小相位部分

$$\begin{aligned}\dot{e}_3 &= e_4 \\ \dot{e}_4 &= v_2 + d_2(t)\end{aligned}\quad (9)$$

和非最小相位部分

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= v_1 + d_1(t) \\ \dot{\eta} &= \Gamma(\eta, e, \ddot{Y}_d)\end{aligned}\quad (10)$$

因此,原系统(2)的跟踪问题就转换成跟踪误差子系统式(9)和式(10)的镇定控制问题。基于以上分解方法,我们分别对两个子系统式(9)和式(10)设计控制律。

2 自适应 I&I 估计律设计

对于系统不确定性干扰 $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$, 本文采用自适应 I&I 方法进行估计。根据自适应 I&I 方法,为不确定性干扰 $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$ 构造自适应估计律。

令干扰估计误差分别为

$$z_1(t) = \hat{d}_1(t) + \beta_1(e_1, e_2) - d_1(t) \quad (11)$$

$$z_2(t) = \hat{d}_2(t) + \beta_2(e_3, e_4) - d_2(t) \quad (12)$$

其中: $\hat{d}_i(t)$ 为 $d_i(t)$ 的估计值, $\beta_i(\cdot)$ 为待定光滑函数, $i = 1, 2$ 。

对式(11)、(12)求导,得到估计误差系统

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= \dot{\hat{d}}_1 + \frac{\partial \beta_1}{\partial e_1} e_2 + \frac{\partial \beta_1}{\partial e_2} (v_1 + d_1(t)) \\ &= \dot{\hat{d}}_1 + \frac{\partial \beta_1}{\partial e_1} e_2 + \frac{\partial \beta_1}{\partial e_2} (v_1 + \hat{d}_1(t) + \beta_1 - z_1)\end{aligned}\quad (13)$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_2 &= \dot{\hat{d}}_2 + \frac{\partial \beta_2}{\partial e_3} e_4 + \frac{\partial \beta_2}{\partial e_4} (v_2 + d_2(t)) \\ &= \dot{\hat{d}}_2 + \frac{\partial \beta_2}{\partial e_3} e_4 + \frac{\partial \beta_2}{\partial e_4} (v_2 + \hat{d}_2(t) + \beta_2 - z_2)\end{aligned}\quad (14)$$

选取自适应 I&I 估计律:

$$\dot{\hat{d}}_1 = -\frac{\partial \beta_1}{\partial e_1} e_2 - \frac{\partial \beta_1}{\partial e_2} (v_1 + \hat{d}_1(t) + \beta_1) \quad (15)$$

$$\dot{\hat{d}}_2 = -\frac{\partial \beta_2}{\partial e_3} e_4 - \frac{\partial \beta_2}{\partial e_4} (v_2 + \hat{d}_2(t) + \beta_2) \quad (16)$$

将自适应 I&I 估计律代入估计误差系统式(13)和(14)中,干扰估计误差系统变为

$$\dot{z}_1 = -\frac{\partial \beta_1}{\partial e_2} z_1 \quad (17)$$

$$\dot{z}_2 = -\frac{\partial \beta_2}{\partial e_4} z_2 \quad (18)$$

为了使干扰估计误差 z_1 和 z_2 按指数规律收敛于零,分别选择光滑函数 β_1 和 β_2 为

$$\beta_1(e_1, e_2) = \lambda_1 e_2 \quad (19)$$

$$\beta_2(e_3, e_4) = \lambda_2 e_4 \quad (20)$$

其中: $\lambda_1 > 0$, $\lambda_2 > 0$ 为可调参数。

引理 1:对于干扰估计误差系统式(17),采用形如式(19)的光滑函数 $\beta_1(e_1, e_2)$, 在假设 1 成立的条件下,干扰估计误差系统式(17)是全局指数稳定的。

证明:将式(19)代入式(17)可得 $\dot{z}_1 = -\lambda_1 z_1$, 由于 $\lambda_1 > 0$, 则系统式(17)是指指数稳定的,因此干扰估计误差 z_1 是按指数收敛于零的,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} z_1 = 0$, 这意味着由式(11)所定义的干扰估计误差所对应的流形 $M_1 = \{(e_1, e_2, \hat{d}_1) \mid \hat{d}_1(t) + \beta_1(e_1, e_2) - d_1(t) = 0\}$ 是不变和吸引的。恰当选取估计律增益可以调节收敛速度,从而改善控制器的控制性能。

引理 2:对于干扰估计误差系统式(18),采用形如式(20)的光滑函数 $\beta_2(e_3, e_4)$, 在假设 1 成立的条件下,干扰估计误差系统(18)是全局指数稳定的。

证明:同引理 1。

3 基于自适应 I&I 的控制律设计

为实现对给定轨迹的鲁棒跟踪,本节基于干扰观测器,采用滑模方法分别对误差子系统式(9)和(10)设计了控制器,在控制器中对干扰进行了有效补偿。

对最小相位子系统式(9),定义滑模函数

$$s_1 = e_4 + k e_3$$

其中, k 为待设计的正常数。

设计滑模控制律

$$v_2 = -h_2 \text{sign}(s_1) - \hat{d}_2 - \beta_2(e_3, e_4) - ke_4 \quad (21)$$

式中 h_2 为待设计的正常数。

考虑 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2}s_1^2$$

则沿系统式(9)的轨迹求导得

$$\dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 = -z_2 s_1 - h_2 |s_1|$$

由于 z_2 按指数形式收敛于零, $h_2 > 0$, 因此 $\dot{V}_1 < 0$, 存在有限时间 t_{s1} , 当 $t \geq t_{s1}$ 时有 $s_1 = e_4 + ke_3 = 0$ 。

对于 $t \geq t_{s1}$, 有 $\dot{e}_3 = -ke_3$, 因此 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_3 = 0$, 又由 $s_1 = 0$ 得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_4 = 0$ 。即对于任意二阶可导的期望输出 $Y_d = (y_{1d}, y_{2d})$, 在有限时间内有 $y_2 = x_3 \rightarrow y_{2d}$, $\dot{y}_2 = x_4 \rightarrow \dot{y}_{2d}$ 。

对非最小相位子系统式(10), 令 $\mu_1 = e_2$, $\mu_2 = [e_1, \eta_1, \eta_2]^T$, 则式(10)变为

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_1 &= v_1 + d_1(t) \\ \dot{\mu}_2 &= p(e, \eta, \ddot{Y}_d) \end{aligned} \quad (22)$$

其中:

$$p(e, \eta, \ddot{Y}_d) = \begin{bmatrix} e_2 \\ \frac{1}{\varepsilon}(\eta_2 + e_2 \cos \eta_1 + e_4 \sin \eta_1) \\ \frac{1}{\varepsilon}(\eta_2 + e_2 \cos \eta_1 + e_4 \sin \eta_1)(e_2 \sin \eta_1 - e_4 \cos \eta_1) + \ddot{y}_{d1} \cos \eta_1 + (\ddot{y}_{d2} + g) \sin \eta_1 \end{bmatrix}$$

将式(22)的第二个方程线性化得

$$\dot{\mu}_2 = A_2 \mu_2 + A_1 \mu_1 + o(e, \eta, \ddot{Y}_d) \quad (23)$$

式中:

$$A_2 = \left. \frac{\partial p(e, \eta, \ddot{Y}_d)}{\partial e_2} \right|_o = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\varepsilon} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$A_1 = \left. \frac{\partial p(e, \eta, \ddot{Y}_d)}{\partial [e_1 \quad \eta_1 \quad \eta_2]} \right|_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\varepsilon} \\ 0 & g & 0 \end{bmatrix}$$

$o(e, \eta, \ddot{Y}_d) = p(e, \eta, \ddot{Y}_d) - A_2 \mu_2 - A_1 \mu_1$ 为高阶项, 显而易见, (A_2, A_1) 完全能控。

对系统式(23)定义滑模函数为

$$s_2 = \mu_1 - M \mu_2 \quad (24)$$

其中 $M = [m_1 \quad m_2 \quad m_3]^T$ 的选取, 保证 $A_2 + A_1 M$ 为 Hurwitz 的。

设计滑模控制律 v_1 为

$$v_1 = M p - \hat{d}_1 - \beta_1(e_1, e_2) - h_1 \text{sign}(s_2) \quad (25)$$

其中 $h_1 > 0$, $\hat{d}_1$ 由式(11)定义。

考虑 Lyapunov 函数

$$V_2 = \frac{1}{2}s_2^2$$

则有

$$\dot{V}_2 = s_2 \dot{s}_2 = s_2 (\dot{\mu}_1 - M \dot{\mu}_2) = -z_1 s_2 - h_1 |s_2|$$

由于 z_1 按指数形式收敛于零, 则 $\dot{V}_2 < 0$, 存在有限时间 t_{s2} , 当 $t \geq t_{s2}$ 时, 有 $s_2 = \mu_1 - M \mu_2 = 0$ 。因此, 对于 $t \geq t_{s2}$, 有

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_2 &= A_2 \mu_2 + A_1 \mu_1 + o(e, \eta, \ddot{Y}_d) \\ &= (A_2 + A_1 M) \mu_2 + o(e, \eta, \ddot{Y}_d) \end{aligned} \quad (26)$$

由于 $o(e, \eta, \ddot{Y}_d)$ 为高阶项且 $A_2 + A_1 M$ 为 Hurwitz 的, 则非最小相位闭环系统式(26)是指数稳定的。因此有 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \eta_1 = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \eta_2 = 0$ 。又由 $s_2 = 0$ 得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_2 = 0$, 因此 $y_1 = x_1 \rightarrow y_{1d}$, $\dot{y}_1 = x_2 \rightarrow \dot{y}_{1d}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \eta_1 = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \eta_2 = 0$, 由式(5)可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} x_5 = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} x_6 = 0$, 即系统内部动态稳定。

下面以定理形式总结本文提出的主要成果。

定理 1: 对于 VTOL 系统式(2), 如果采用由式(3)、(15)、(16)、(21)和(25)组成的自适应 I&I 滑模控制器, 则闭环系统的跟踪误差渐近稳定且内部动态稳定, 即 $y_1 = x_1 \rightarrow y_{1d}$, $\dot{y}_1 = x_2 \rightarrow \dot{y}_{1d}$, $y_2 = x_3 \rightarrow y_{2d}$, $\dot{y}_2 = x_4 \rightarrow \dot{y}_{2d}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} x_5 = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} x_6 = 0$ 。

4 仿真结果

为验证本文提出的控制算法的有效性, 在 MATLAB/SIMULINK 环境下进行了 VTOL 飞行器仿真实验, 并将仿真结果与传统自适应估计律仿真结果进行了比较。设定期望轨迹为椭圆形: $y_{d1} = 3 \cos(0.2t)$, $y_{d2} = 2 \sin(0.2t)$, 模型参数为 $\varepsilon = 0.5$, 不确定性干扰 $\xi_1(t) = 0.5 \sin(2t + \pi/3) +$

$0.2\cos(4t), \xi_2(t) = 0.2\sin(4t + \pi/6) + 0.5\cos(2t)$, 初始状态为 $x(0) = [3.5 \ 0.01 \ -1 \ 0.01 \ 0.05 \ 0]^T$, 控制器参数为 $\lambda_1 = 50, \lambda_2 = 20, h_1 = 2, h_2 = 2, k = 4$ 。干扰估计初值为 $\hat{d}_1(0) = 0.1, \hat{d}_2(0) = 0.1$ 。

仿真结果如图 1 至图 5 所示。图 1 表示输出轨迹跟踪曲线,图 2 表示飞行器滚转角及其角速度变化曲线。图 1 和图 2 表明,VTOL 飞行器能够快速、准确地跟踪给定输出参考轨迹,同时保证滚转角及其角速度渐近稳定地收敛到零。本文设计的控制器跟踪效果良好。图 3 和图 4 分别表示自适应 I&I 干扰估计曲线和传统 I&I 干扰估计曲线,由图 3 和图 4 可以看出,传统自适应估计器仅能保证估计误差有界,而自适应 I&I 估计器在估计误差精度和收敛速度方面明显优于传统自适应估计方法,能够有效补偿干扰。图 5 为 VTOL 飞行器控制输入曲线,可以

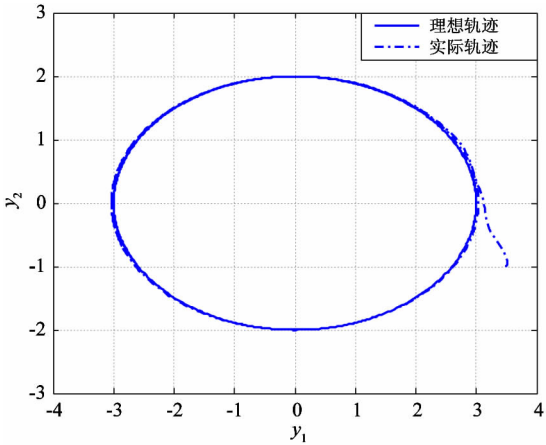


图 1 输出轨迹跟踪曲线

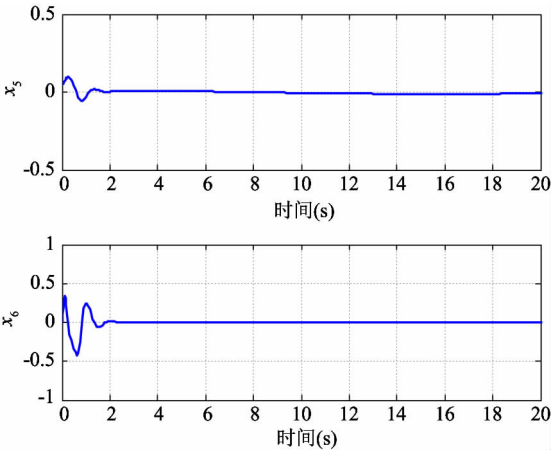


图 2 滚转角及滚转角速度

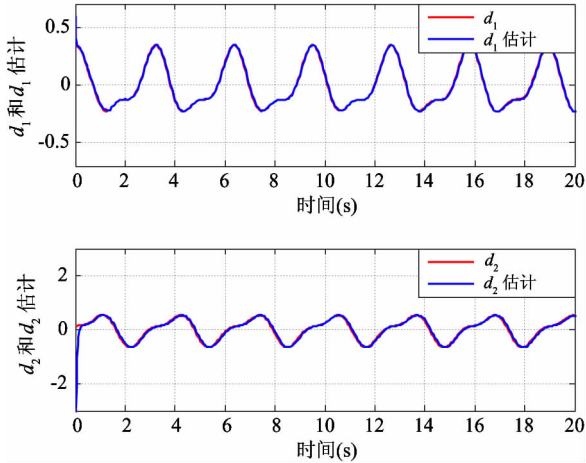


图 3 自适应 I&I 干扰估计曲线

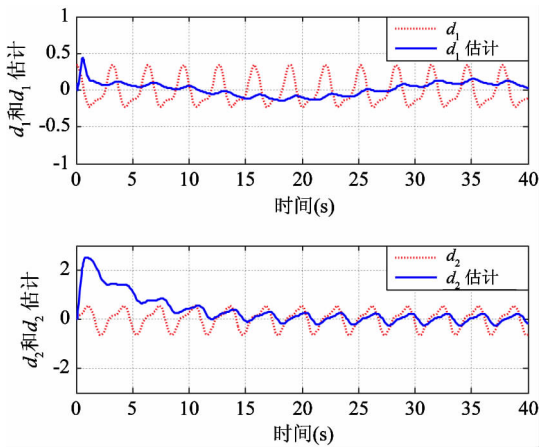


图 4 传统自适应干扰估计曲线

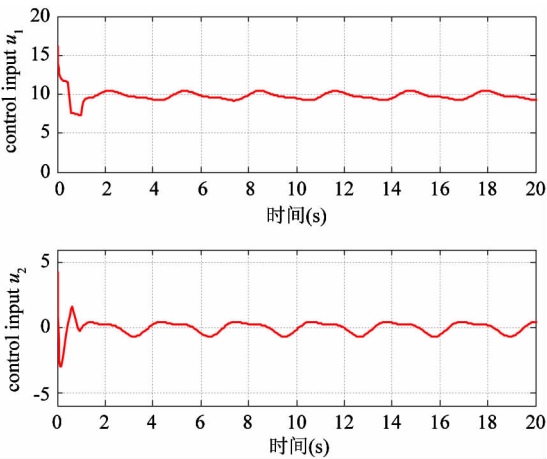


图 5 基于自适应 I&I 方法的控制输入

看出控制器响应迅速、稳定收敛。上述结果表明,本文设计的控制器对输入干扰具有鲁棒性和自适应性。

5 结 论

对于存在不确定干扰的 VTOL 飞行器的输出跟踪问题,本文提出了一种基于自适应 I&I 的控制方案。对于输入干扰,采用自适应 I&I 干扰估计律在线估计。通过选取合适的光滑函数,能够保证干扰估计误差系统指数收敛。将自适应 I&I 与滑模控制方法相结合设计了自适应 I&I 滑模控制器,利用 Lyapunov 理论分析了闭环系统的渐近稳定性。仿真结果表明该控制器表现出良好的跟踪性能,能够有效抑制输入干扰对系统的影响。因此,本方法是有效可行的。

参考文献

- [1] Zhu B, Cai K Y. Approximate trajectory tracking of input-disturbed PVTOL aircraft with delayed attitude measurements. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2010, 20(14): 1610-1621
- [2] Al-Hiddabi S A, McClamroch N H. Output tracking for nonlinear nonminimum phase VTOL aircraft. In: Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control, Tampa, USA, 1998. 4573-4578
- [3] Olfati-Saber R. Global configuration stabilization for the VTOL aircraft with strong input coupling. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2002, 47(11): 1949-1952
- [4] Hauser J, Sastry S, Meyer G. Nonlinear control design for slightly nonminimum phase systems. *Automatica*, 1992, 28(4): 665-679
- [5] Huang C S, Yuan K. Output tracking of a nonlinear non-

- minimum phase PVTOL aircraft based on nonlinear state feedback. *International Journal of Control*, 2002, 75(6): 466-473
- [6] Wang X H, Liu J K, Cai K Y. Tracking control for a velocity-sensorless VTOL aircraft with delayed outputs. *Automatica*, 2009, 45(12): 2876-2882
- [7] Do K D, Jiang Z P, Pan J. On global tracking control of a VTOL aircraft without velocity measurements. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, 48(12): 2212-2217
- [8] Ailon A. A control for autonomous VTOL aircraft with restricted inputs. In: Proceedings of the 17th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation, Thessaloniki, Greece, 2009. 1569-1574
- [9] 刘盛平,陆震,吴立成. 欠驱动 VTOL 空间飞行器系统的非线性跟踪控制. 系统仿真学报, 2006, 18(2): 735-737
- [10] 刘盛平,陆震,吴立成. 垂直起降飞机的全局轨迹跟踪控制. 控制与决策, 2007, 22(8): 899-902
- [11] 刘金琨,龚海生. 有输入饱和的欠驱动 VTOL 飞行器滑模控制. 电机与控制学报, 2013, 17(3): 92-97
- [12] Astolfi A, Ortega R. Immersion and invariance: a new tool for stabilization and adaptive control of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, 48(4): 590-606
- [13] Astolfi A, Ortega R, Karagiannis D. Nonlinear and Adaptive Control with Applications. London: Springer-Verlag, 2008
- [14] Karagiannis D, Astolfi A. Nonlinear adaptive control of systems in feedback form: an alternative to adaptive backstepping. *Systems & Control Letters*, 2008, 57(9): 733-739

Tracking control for a VTOL aircraft based on adaptive immersion and invariance

Zou Liying*, Miao Fengjuan*, Tao Bairui**

(* College of Communications and Electronics, Qiqihar University, Qiqihar 161006)

(** Modern Education and Technology Center, Qiqihar University, Qiqihar 161006)

Abstract

To realize the tracking control of a vertical take-off and landing (VTOL) aircraft with uncertain input disturbances, a robust tracking control strategy based on adaptive immersion and invariance (I&I) was presented. The strategy uses an adaptive I&I method to achieve the real-time estimation and attenuation of uncertain input disturbances. For making the controller design easier, it transfers the output tracking problem of an original system into the stabilizing problem of two error subsystems by using the system decomposing technique to change the original system into a minimum phase error subsystem and a non-minimum phase subsystem. On the basis of the adaptive I&I estimator, two low-dimensional controllers of the two decomposed subsystems were designed, which makes the overall closed-loop system exponentially stable. The numerical simulation results and stability analysis demonstrate the effectiveness and robustness of the proposed control method.

Key words: vertical take-off and landing (VTOL) aircraft, output tracking, immerse and invariance (I&I), disturbance rejection