

doi:10.11918/j.issn.0367-6234.2015.09.009

超机动非线性自抗扰反演控制律设计

杨婷婷, 李爱军, 孙 逊

(西北工业大学 自动化学院, 710072 西安)

摘 要: 为提升建模不确定性下的超机动飞行控制性能,提出一种基于自抗扰反演的超机动非线性控制律设计方法. 建立了具有大迎角特性的飞机六自由度非线性模型,通过由前至后递推的设计思想,逐步迭代设计 Lyapunov 函数与虚拟的控制输入量,实现强非线性飞机对象的控制. 对建模不确定性给超机动控制性能带来的影响,将自抗扰控制方法中的扩张状态观测器与反演控制方法相结合,利用扩张状态观测器不依赖系统模型的特点,实时观测并补偿建模误差对飞行控制的影响. 超机动数字仿真结果表明:所设计的超机动非线性控制律能够实现大迎角控制,在 40%建模误差的影响下,迎角响应仍平滑稳定. 基于自抗扰反演的超机动非线性控制方法具有优异的大迎角机动飞行控制性能.

关键词: 大迎角;超机动;反演;自抗扰;扩张状态观测器

中图分类号: V249 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2015)09-0046-05

An auto disturbance rejection backstepping super maneuver nonlinear control law design method

YANG Tingting, LI Aijun, SUN Xun

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, 710072 Xi'an, China)

Abstract: To improve the super maneuver flight control performance with model uncertainty, a super maneuver flight control law design method based on auto disturbance rejection backstepping control is approved in this paper. The high angle of attack six-DOF nonlinear airplane model is established. Based on the backsteppint design method, the steady flight control ability for nonlinear airplane model is realized. For model uncertainty, the extend state observer of the auto disturbance rejection control is used to observe the modeling error and online compensate. The super maneuver flight digital simulation results show that the controller has high angle of attack control ability with 40% model error. The auto disturbance rejection backstepping nonlinear control method has good super maneuver fight control performance.

Keywords: high angle of attack; super maneuver; backstepping; auto disturbance rejection; extend state observer

超机动又称过失速机动,是新一代高性能战机不可缺少的重要性标志之一. 具有超机动能力的战机能实现大迎角内的稳定控制,并且依靠绕速度矢量滚转控制,获得快速机头转向或瞄准能力,从而有效规避敌机进攻并可占据有利攻击位置,形成战术优势^[1-2]. 超机动能力的获得并不简单,这是因为在大迎角飞行区域飞机本体对象体现出强非线性特性、非定常特性、偏离特性与机翼摇摆特性,此外不

对称的力与力矩作用、气动舵面舵效的迅速下降或消失^[3],这些都使得采用经典线性控制方法进行大迎角条件下的超机动解耦与补偿控制变得异常困难,并且很难获得最优的控制性能^[4-5].

采用非线性控制方法是解决超机动控制难题的有效途径. 非线性动态逆是超机动最常使用的控制方法,但由于存在的逆误差需要神经网络等进行在线补偿,往往使得控制结构复杂. Backstepping 控制方法也称反演控制^[6-8],反演控制方法的设计思想是通过不超过系统阶数的子系统表示复杂的非线性系统,随后设计适合每个子系统的 Lyapunov 函数和中间虚拟控制量,反演推导到整个非线性系统,最后集合成为完整的控制律,适合于超机动控制律设计.

自抗扰控制方法是一种全新的控制技术,由中

收稿日期: 2014-05-13.

基金项目: 国家自然科学基金(61374032);

航空科学基金(20125818019).

作者简介: 杨婷婷(1983—),女,博士,工程师;

李爱军(1972—),男,教授,博士生导师.

通信作者: 杨婷婷, yangtingting@nwpu.edu.cn.

国科学院韩京清研究员提出并发展而来^[9]. 在进行自抗扰控制器设计时,可以把系统模型的各种不确定性归结为扰动并利用扩张状态观测器进行估计与补偿,从而控制系统的鲁棒性得到了增强并对具有高度非线性与强扰动的系统都能保证较高的控制精度^[10-13]. 本文使用反演方法设计了超机动非线性控制律,但该方法在存在较大建模误差时,控制性能会出现下降趋势,体现出驾驶员不期望的操纵特性,而对于风洞吹风数据,一般会存在30%的建模误差. 针对这一问题,利用自抗扰控制中的扩张状态观测器对建模误差进行实时估计与补偿,提出了一种自抗扰反演非线性控制方法.

1 飞机大迎角六自由度非线性建模

具有大迎角气动特性的高逼真度飞机模型对于超机动控制律的设计是至关重要的,这是因为,只有针对正确的大迎角气动特性进行控制律设计,才能够实现大迎角状态的稳定控制,避免大迎角偏离、失速尾旋等情况的发生. 飞机大迎角六自由度模型为

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{t_x}{m} - \frac{Q}{m} \cos \alpha \cos \beta + \frac{Y + t_y}{m} \sin \alpha - g \sin \vartheta, \\ \frac{d\alpha}{dt} &= \omega_z - \beta \omega_x - \frac{Y + t_y}{mV} \cos \alpha - \frac{Q}{mV} \sin \alpha + \frac{g}{V} \cos \vartheta \cos \gamma, \\ \frac{d\beta}{dt} &= \omega_y + \alpha \omega_x + (Z + t_z) + \frac{g}{V} \cos \vartheta \sin \gamma, \\ \frac{d\omega_x}{dt} &= B_y \omega_y \omega_z - B_{xy} \omega_x \omega_y + (M_x + M_{xt}), \\ \frac{d\omega_y}{dt} &= B_{xy} \omega_y \omega_z - B_x \omega_x \omega_z + (M_y + M_{yt}), \\ \frac{d\omega_z}{dt} &= \frac{J_x - J_y}{J_z} \omega_x \omega_y - \frac{J_{xy}}{J_z} (\omega_x^2 - \omega_y^2) + (M_z + M_{zt}), \\ \frac{d\gamma}{dt} &= \omega_x - \tan \vartheta (\cos \gamma \omega_y - \omega_z \sin \gamma), \\ \frac{d\vartheta}{dt} &= \omega_y \sin \gamma + \omega_z \cos \gamma, \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \frac{1}{\cos \vartheta} (\omega_y \cos \gamma - \omega_z \sin \gamma), \\ \frac{dh}{dt} &= V \sin(\vartheta - \alpha), \\ \frac{dz}{dt} &= -V \sin(\varphi - \beta), \\ \frac{dL}{dt} &= V \cos(\vartheta - \alpha). \end{aligned}$$

其中: V 为空速, m 为飞机质量, P 为推力, Q 为阻力, Y 为升力, Z 为侧力, α 为攻角, β 为侧滑角, ϑ 为俯仰角, γ 为滚转角, φ 为偏航角, ω_x 为滚转角速

度, ω_y 为偏航角速度, ω_z 为俯仰角速度, M_x 为滚转力矩, M_y 为偏航力矩, M_z 为俯仰力矩, h 为飞行高度, z 为侧向偏离, L 为飞行距离, J_x 为飞机绕 x 轴惯矩, J_y 为飞机绕 y 轴惯矩, J_z 为飞机绕 z 轴惯矩, J_{xy} 为飞机绕 xy 平面惯性积.

飞机大迎角为 $-30^\circ \sim 90^\circ$. 气动导数会随着飞行高度、马赫数、迎角、迎角变化率、推力矢量偏转、平尾、副翼、方向舵变化而呈现强烈非线性变化特性. 对于所建立起来的飞机大迎角六自由度非线性模型,在仿真过程中计算的每一步,都必须对随飞行状态变化的各系数重新计算一遍. 因此飞机的大迎角六自由度非线性仿真模型是极其复杂的.

推力矢量发动机在纵、横与航向上产生的推力分量为

$$\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} = FC_p \begin{bmatrix} \cos \delta_{wy} \cos \delta_{twz} \\ \cos \delta_{wy} \sin \delta_{twz} \\ \sin \delta_{wy} \cos \delta_{twz} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

其中: δ_{wy} 为推力矢量的横向偏转角度, δ_{twz} 为推力矢量的纵向偏转角度, F 为单个发动机的静推力, C_p 为单个发动机的推力系数.

左、右发动机在纵、横与航向上产生的力矩和为

$$\begin{bmatrix} M_{xp} \\ M_{yp} \\ M_{zp} \end{bmatrix} = -F_r C_{pr} \begin{bmatrix} \cos \delta_{wy} \sin \delta_{twz} \\ \sin \delta_{wy} \cos \delta_{twz} \\ \cos \delta_{wy} \sin \delta_{twz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{tr} \\ x_{tr} \\ x_{tl} \end{bmatrix} - F_l C_{pl} \begin{bmatrix} \cos \delta_{wy} \sin \delta_{twz} \\ \sin \delta_{wy} \cos \delta_{twz} \\ \cos \delta_{wy} \sin \delta_{twz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{tl} \\ x_{tl} \\ x_{tl} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

2 反演超机动飞行控制

根据飞机大迎角六自由度模型以及时标分离方法,可将飞机方程写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_o(x_1) + g_o(x_1)x_2 + \Theta_1, \\ \dot{x}_2 = f_i(x_2) + g_i(x_2)u + \Theta_2, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (3)$$

式中: $x_1 = \begin{bmatrix} \gamma \\ \beta \\ \alpha \end{bmatrix}$, $x_2 = \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix}$, $u = \begin{bmatrix} \delta a + \delta_{wa} \\ \delta r + \delta_{wr} \\ \delta e + \delta_{we} \end{bmatrix}$, $f_o(x_1) =$

$$\begin{bmatrix} f_\gamma(x_1) \\ f_\beta(x_1) \\ f_\alpha(x_1) \end{bmatrix}, f_i(x_2) = \begin{bmatrix} f_{\omega x}(x_2) \\ f_{\omega y}(x_2) \\ f_{\omega z}(x_2) \end{bmatrix}.$$

$$f_\beta(x_1) = (Z + t_z) + \frac{g}{V} \cos \vartheta \sin \gamma,$$

$$f_\alpha(x_1) = -\frac{Y + t_y}{mV} \cos \alpha - \frac{Q}{mV} \sin \alpha + \frac{g}{V} \cos \vartheta \cos \gamma,$$

$$\begin{aligned}
f_{\gamma}(x_1) &= 0, \\
f_{\omega x}(x_2) &= B_y \omega_y \omega_z - B_{xy} \omega_x \omega_y, \\
f_{\omega y}(x_2) &= B_{xy} \omega_y \omega_z - B_x \omega_x \omega_z, \\
f_{\omega z}(x_2) &= \frac{J_x - J_y}{J_z} \omega_x \omega_y - \frac{J_{xy}}{J_z} (\omega_x^2 - \omega_y^2), \\
\mathbf{g}_o(x_1) &= \begin{bmatrix} 1 & -\tan \vartheta \cos \gamma & \tan \vartheta \sin \gamma \\ \alpha & 1 & 0 \\ -\beta & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{g}_i(x_2) &= \begin{bmatrix} M_x^{\delta_a} + M_x^{\delta_{iva}} & 0 & 0 \\ 0 & M_y^{\delta_r} + M_y^{\delta_{ivr}} & 0 \\ 0 & 0 & M_z^{\delta_e} + M_z^{\delta_{ive}} \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

式中: δ_a 为副翼, δ_r 为方向舵, δ_e 为平尾, δ_{iva} 为推力矢量差动偏转, δ_{ivr} 为推力矢量横向偏转, δ_{ive} 为推力矢量俯仰偏转, Θ_1 、 Θ_2 为模型不确定性。

定义虚拟反馈误差变量

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - x_{1q}, \\ z_2 = x_2 - x_{2q}. \end{cases} \quad (4)$$

其中: x_{1q} 为系统期望输出轨迹 y_d , x_{2q} 为系统虚拟控制量。

对 z_1 求导,有

$$\dot{z}_1 = f_o(x_1) + g_o(x_1)z_2 + g_o(x_1)x_{2q} + \Theta_1 - \dot{y}_d. \quad (5)$$

通过 CMAC^[5] 神经网络逼近被控系统的不确定性 Θ_1 , 得

$$\begin{cases} \Theta_1 = N_1^T \Delta_1 + \varepsilon_1 = (\hat{N}_1^T + \bar{N}_1^T) \Delta_1 + \varepsilon_1, \\ \hat{\Theta}_1 = \hat{N}_1^T \Delta_1, \\ \bar{N}_1 = N_1 - \hat{N}_1. \end{cases} \quad (6)$$

其中: N_1 为期望权值向量, ε_1 为逼近误差, $\hat{N}_1$ 为估计的权值向量, $\bar{N}_1$ 为期望与估计权值向量的误差。

定义虚拟控制量 x_{2q} 为

$$x_{2q} = g_o^{-1}(x_1)(-v_1 z_1 - f_o(x_1) - N_1^T \Delta_1 + \dot{y}_d). \quad (7)$$

用估计的权值量 $\bar{N}_1$ 代替期望的权值量 N_1 , 将式(6)、(7)代入式(5), 得

$$\dot{z}_1 = g_o(x_1)z_2 - v_1 z_1 + \bar{N}_1^T \Delta_1 + \varepsilon_1. \quad (8)$$

定义 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 +$

$\frac{1}{2\eta_1} \sum_{i=1}^n \bar{N}_{1i}^T \bar{N}_{1i}$, 并求导得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_1 &= z_1^T g_o(x_1)z_2 - v_1 z_1^T z_1 + z_1^T \bar{N}_1^T \Delta_1 + \\
&\varepsilon_1 z_1 + \frac{1}{\eta_1} \sum_{i=1}^n \bar{N}_{1i}^T \dot{\bar{N}}_{1i}. \end{aligned} \quad (9)$$

取 $\dot{\bar{N}}_{1i} = -\eta_1 \Delta_{1i} z_{1i}$, 进而得

$$\dot{V}_1 = -v_1 z_1^T z_1 + z_1^T g_o(x_1)z_2 + z_1^T \varepsilon_1. \quad (10)$$

定义实际输入量与期望输入量之差为 z_3 , $z_3 = u - u_q$, 其中 u 为实际控制输入舵面偏转量, u_q 为期望控制输入舵面偏转量。

对式(4)中的 z_2 求导, 得

$$\begin{aligned}
\dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2q} = f_i(x_2) + g_i(x_2)u + \Theta_2 - \dot{x}_{2q} = \\
&f_i(x_2) + g_i(x_2)(z_3 + u_q) + \Theta_2 - \dot{x}_{2q} = \\
&f_i(x_2) + g_i(x_2)(z_3 + u_q) + \bar{\Theta}_2. \end{aligned} \quad (11)$$

设计 CMAC 神经网络逼近系统的不确定性, 选取虚拟控制量 u_q 为

$$u_q = g_i^{-1}(x_2)(-v_2 z_2 - f_i(x_2) - N_2^T \Delta_2 - g_o(x_1)z_1).$$

用估计的权值向量 $\hat{N}_2$ 代替期望的权值向量 N_2 , 并将 u_q 代入式(11)得

$$\dot{z}_2 = g_i(x_2)z_3 - v_2 z_2 - g_o(x_1)z_1 + \bar{N}_2^T \Delta_2 + \varepsilon_2.$$

定义 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^T z_2 +$

$\frac{1}{2\eta_2} \sum_{i=1}^n \bar{N}_{2i}^T \bar{N}_{2i}$, 并求导得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= -\sum_{j=1}^2 v_j z_j^T z_j + \sum_{j=1}^2 z_j^T \varepsilon_j + z_2^T g_i(x_2)z_3 + \\
&\bar{N}_2^T \Delta_2 z_2 + \frac{1}{\eta_2} \sum_{i=1}^n \bar{N}_{2i}^T \dot{\bar{N}}_{2i}. \end{aligned}$$

进而可得

$$\dot{V}_2 = -\sum_{j=1}^2 v_j z_j^T z_j + \sum_{j=1}^2 z_j^T \varepsilon_j + z_2^T g_i(x_2)z_3.$$

选取低通滤波器

$$\dot{u} = -(u + u_l)/\tau.$$

其中: u 为实际控制输入, u_l 为滤波器输入。

对控制输入舵面误差量 z_3 , 求导得

$$\dot{z}_3 = \dot{u} - \dot{u}_q = -(u + u_l)/\tau + \bar{\Theta}_3.$$

设计 CMAC 神经网络逼近系统的不确定性 $\bar{\Theta}_3$, 选取低通滤波器输入 u_f 为

$$u_f = u - (W_3^T \Gamma_3 + g_{\omega}(x_2)z_2 + v_3 z_3 + \sum_{j=1}^3 \Theta_j \text{sgn}(z_j))\tau.$$

同理可推导出

$$\dot{z}_3 = -N_3^T \Delta_3 - g_i(x_2)z_2 - v_3 z_3 - \sum_{j=1}^3 \Omega_j \text{sgn}(z_j) + \bar{\Theta}_3.$$

用估计权值代替期望权值, 得

$$\dot{z}_3 = -g_i(x_2)z_2 - v_3 z_3 - \sum_{j=1}^3 \Omega_j \text{sgn}(z_j) + \bar{N}_3^T \Delta_3 + \varepsilon_3.$$

定义 Lyapunov 函数 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^T z_3 + \frac{1}{2\eta_3} \sum_{i=1}^n \bar{N}_{3i}^T \bar{N}_{3i}$,

求导得

$$\dot{V}_3 = - \sum_{j=1}^3 v_j z_j^T z_j + \sum_{j=1}^3 z_j^T (\varepsilon_j - \Omega_j \text{sgn}(z_j)).$$

当选择 $\Omega_j > \|\varepsilon_j\|$ 时, 存在 $\dot{V}_3 < 0$. 故控制系统的实际输出量渐近跟踪期望输出.

3 自抗扰扩张状态观测器设计

扩张状态观测器是自抗扰控制器的核心环节, 它的性能直接关系到自抗扰控制器的稳定性和收敛性. 通过扩张状态观测器不仅可以得到各个状态变量的估计而且能够估计出系统模型中的内扰和外扰的实时作用量, 以使对象的不确定性在反馈中加以补偿.

非线性不确定对象受未知外界扰动作用的表达式为

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t) + w(t) + b_0 u(t).$$

其中: $f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t)$ 为不确定函数, $u(t)$ 为控制输入, $w(t)$ 为未知外界扰动.

记 $a(t) = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, t) + w(t)$, 将 $a(t)$ 扩张到系统的状态变量中, 得到被扩张的状态变量

$$x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t), a(t).$$

可将非线性不确定对象的表达式改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n, \\ \dot{x}_n = x_{n+1} + b_0 u, \\ \dot{x}_{n+1} = a(t), \\ y = x_1. \end{cases}$$

从而构造扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{r}_1 = r_2 - \beta_1 g_1(r_1 - x(t)), \\ \vdots \\ \dot{r}_n = r_{n+1} - \beta_n g_n(r_1 - x(t)) + b u(t), \\ \dot{r}_{n+1} = -\beta_{n+1} g_{n+1}(r_1 - x(t)). \end{cases} \quad (12)$$

观测器参数 $\beta_i > 0$, 使以 $x(t)$ 为输入的系统各状态分别跟踪被扩张的状态变量, 即

$$r_1(t) \rightarrow x(t), \dots, r_n(t) \rightarrow x^{(n-1)}(t), r_{n+1}(t) \rightarrow x^{(n)}(t).$$

可以看出, 该观测器不但能够给出状态变量的估计, 还能够给出系统运行时的实时值 $a(t)$ 的估计, 因此该扩张状态观测器是一个独立于系统模型的观测器.

对于三阶扩张状态观测器, 取 $f_{c1}(e_1) = e_1$, 并令

$$\begin{aligned} h_2(e_1, e_2) &= e_2 - \beta_1 f_{c1}(e_1) + k_1 g_1(e_1) \text{sign}(e_1), \\ h_3(e_1, e_2, e_3) &= e_3 - \beta_2 f_{c2}(e_1) - \beta_1 (e_2 - \beta_1 f_{c1}(e_1)) + \\ &\quad k_2 g_2(e_1, e_2) \text{sat}(h_2 \cdot g_1^{-1}). \end{aligned}$$

其中: $g_1(e_1)$ 、 $g_2(e_1, e_2)$ 为任意连续正定函数, $g_1(0) = 0, g_2(0, 0) = 0, k_1, k_2, k_3$ 为常数.

如果系统(12)的参数 β 满足不等式

$$\begin{aligned} \beta_1 &> k_2 k_3 + \left| \frac{\beta_2 f'_{c2}}{k_3} - \beta_1 k_2 - k_1 k_2 \frac{dg_1 s}{de_1} + k_2^2 k_3 \right| + \\ &\quad \left| \frac{dg_2}{de_2} \right| + \frac{1}{k_3} \left| \frac{\beta_3 |f_{c3}|}{g_1} - \beta_2 k_1 f'_{c2} + k_1^2 k_2 k_3 \frac{dg_1 s}{de_1} \right| + \\ &\quad \max \{ k_3 + \left| k_1 \frac{dg_1 s}{de_1} - k_2 k_3 \right| + k_1^2 \frac{dg_1 s}{de_1}, (1 + k_1) \frac{dg_1 s}{de_1} \}. \end{aligned} \quad (13)$$

则系统(13)的所有轨线将收敛到原点. 采用扩张状态观测器对迎角控制回路进行建模不确定性实时估计与补偿, 扩张状态观测器的离散化形式为

$$\begin{cases} e(k) = r_1(k) - \alpha(k), \\ r_1(k+1) = r_1(k) + T[r_2(k) - \beta_1 e], \\ r_2(k+1) = r_2(k) + T[r_3(k) - \beta_2 \text{fal}(e, a_2, \delta_2)], \\ r_3(k+1) = r_3(k) - T\beta_3 \text{fal}(e, a_3, \delta_3). \end{cases}$$
$$\text{fal}(x, a, \delta) = \begin{cases} |x|^a \text{sign}(x), & |x| > \delta, \\ x/\delta^{1-a}, & |x| \leq \delta. \end{cases}$$

基于扩张状态观测器的自抗扰控制补偿量为 $u_{\text{ESO}} = -r_3/b$, 总的控制输入为反演控制输入与自抗扰补偿控制量之和.

4 仿真实验

使用反演控制方法进行大迎角超机动飞行控制, 利用扩张状态观测器进行建模不确定性补偿. 反演控制器参数: $v_1 = 11.6, v_2 = 8.9, v_3 = 6, \tau = 0.003, \Omega_1 = 0.001, \Omega_2 = 0.1, \Omega_3 = 1\,000$. CMAC 神经网络参数: $\eta = 0.3$, 泛化参数 $C = 100$, 量化等级为 10 000. 扩张状态观测器参数: $\beta_1 = 150, \beta_2 = 400, \beta_3 = 60, a_2 = 0.4, a_3 = 0.1, \delta_2 = 0.01, \delta_3 = 0.01$.

舵机模型为 $10/(s + 10)$, 舵面偏转极限为 $\pm 20^\circ$, 采用轴对称推力矢量, 偏转角为 20° , 方位角为 $0^\circ \sim 360^\circ$.

图 1 给出了超机动大迎角眼镜蛇机动飞行仿真曲线. 飞机保持速度 97 m/s, 迎角 11° 的平飞状态, 拉动驾驶杆, 使飞机迎角快速达到 89° 并保持, 随后向前推驾驶杆, 使迎角逐渐恢复到配平迎角, 飞机重新保持平飞状态. 从飞行仿真曲线可以看出, 大迎角响应迅速并能够稳定保持, 仅用时 3.3 s, 迎角即达到 89° , 推力矢量正常偏转, 法向过载最大为 $2.9g$, 高度变化仅为 70 m, 在纵向操纵的过程中, 横航向保持稳定, 侧滑角最大仅变化 0.06° , 眼镜蛇机动控制效果优异.

对飞机模型中的部分气动参数施加 40% 的摄

动,并进行 60° 迎角保持机动仿真验证,自平飞状态迅速拉杆,使飞机建立并保持 60° 迎角飞行状态. 图 2 给出了机动响应对比曲线,其中虚线代表单纯的反演控制方法,实线代表自抗扰反演控制方法. 从对比曲线可以看出,存在建模误差的情况下,采用自抗扰反演方法的飞行控制器,其迎角响应仍然稳定、平滑,超调仅为 1%,达到了驾驶员期望的操纵响应特性. 与之相比,仅仅采用反演控制方法,其迎角响应存在 8.5%的超调,并且需经轻微振荡后才可稳定,稳定后存在 6%的稳态误差.

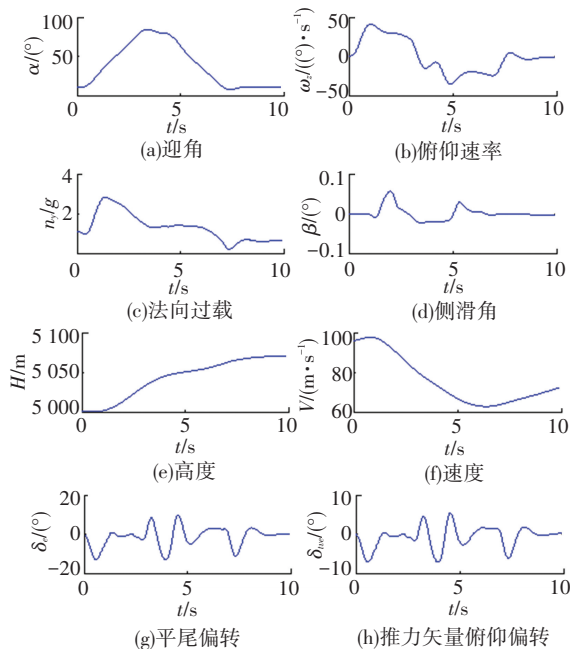


图 1 眼镜蛇机动仿真曲线

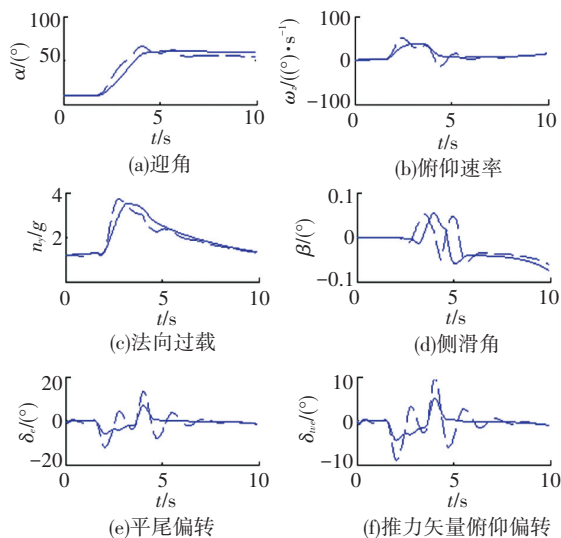


图 2 60° 迎角保持机动仿真对比曲线

5 结 论

1) 基于自抗扰反演的非线性控制方法能够实现大迎角超机动飞行控制,由于其直接基于非线性

模型开展设计,能够明显提升设计效率.

2) 对于建模误差的影响,由于扩张状态观测器能够进行实时估计与补偿,因此明显提升了建模不确定条件下的控制效果.

3) 该方法不但可以应用于超机动飞行控制,而且也可以用于其它飞行控制任务.

参考文献

- [1] 朱铁夫, 李明, 邓建华. 基于 Backstepping 控制理论的非线性飞控系统研究和超机动研究[J]. 航空学报, 2005, 26(4): 430-433.
- [2] 熊治国, 孙秀霞, 胡孟权. 自抗扰控制器在超机动飞行快回路控制中的应用[J]. 控制与决策, 2006, 21(4): 477-480.
- [3] CHARLES A, MARK C, MICHAEL F. The X-31 experience: aerodynamic impediments to post-stall agility [R]. Washington DC: AIAA, 1995.
- [4] 万晖. 自抗扰控制器的稳定性分析及其应用[D]. 北京: 中国科学院, 2001.
- [5] ALBUS S. A new approach to manipulator control: the cerebellar model articulation controller (CMAC) [J]. Trans, ASME, J Dyn Syst Meas Control, 1975, 97(3): 220-227.
- [6] WARREN D, BRENDAN B, JESS C. An adaptive backstepping controller for a hypersonic air-breathing missile[R]. Washington DC: AIAA, 1995.
- [7] EDOUARD R, MOMHAMED B, ADRIEN D. Nonlinear backstepping based trajectory tracking control of a gun launched micro aerial vehicle [R]. Washington DC: AIAA, 2012.
- [8] KIM D. A design of CMAC based fuzzy logic controller with fast learning and accurate approximation [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2002, 125(1): 93-104.
- [9] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
- [10] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 485-492.
- [11] 苏丙末, 曹云峰, 陈欣, 等. 基于 BACKSTEPPING 的无人机飞控系统研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2001, 33(3): 250-253.
- [12] PAN J F, CHEUNG N C, YANG J M. Auto disturbance rejection controller for novel planar switched reluctance motor [J]. IEEE Proceedings: Electric Power Applications, 2006, 153(2): 307-316.
- [13] SUN Dehui, SHI Yuntao, LI Zhijun. Research on multi-objective optimal tuning of auto disturbance rejection controller [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Automation and Logistics 2007. Jinan: ICAL, 2007: 1437-1441.

(编辑 魏希柱)