第 32 卷第 10 期
2015 年 10 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 32 No. 10
Oct. 2015

DOI: 10.7641/CTA.2015.50157

高超声速飞行器再入姿态鲁棒控制

赖 薇[1], 孟 斌[2], 孙洪飞[1†]

(1. 厦门大学 信息科学与技术学院, 福建 厦门 361005;

2. 北京控制工程研究所 空间智能控制技术国家级重点实验室, 北京 100190)

摘要: 本文针对气动参数和惯性参数不确定性, 同时考虑反作用控制系统(RCS)参与控制, 设计高超声速再入飞行器的鲁棒自适应控制器. 根据奇异摄动理论将整个控制系统分为快、慢两个回路分别进行设计, 将各回路的不确定参数写成矢量的形式, 并用自适应估计器进行在线估计, 从而使得控制器实现在线自适应调整. 利用非线性干扰观测器来处理控制系数矩阵的不确定性部分. 提出一种改进的控制分配权重函数, 并将总控制力矩分配到气动舵面偏角指令和RCS 所需提供的控制力矩指令. 利用Lyapunov稳定性理论来分析整个闭环系统的稳定性. 最后, 通过仿真验证该控制方案能够有效抑制不确定参数引起的干扰.

关键词: 姿态控制; 再入; 气动参数不确定性; 自适应; 鲁棒性; 控制分配

中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

Robust attitude control of hypersonic vehicles in reentry phase

LAI Wei[1], MENG Bin[2], SUN Hong-fei[1†]

(1. College of Information Science and Technology, Xiamen University, Xiamen Fujian 361005, China;
2. National Key Laboratory of Science and Technology on Space Intelligent Control,
Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: An attitude-tracking controller involving a reaction control system (RCS) is designed for the hypersonic reentry vehicle with uncertainties in the aerodynamic parameters and rotational inertia coefficients. The whole control system is partitioned into the fast and slow loops according to the singular-perturbation principle. In each loop, the uncertain parameters are lumped into a vector for the convenience of online estimation by constructing an adaptive estimator. To enhance the robustness of the attitude-tracking controller, a nonlinear disturbance observer is introduced to estimate the uncertainties appeared in the control-coefficient matrix. An improved control-allocation strategy is also proposed to efficiently assign the total control moment to the pneumatic rudders and RCS, respectively. The stability of the closed-loop system is proved by means of Lyapunov stability theory. The numerical simulation shows that the proposed control method is effective in suppressing the disturbances caused by parameter variations.

Key words: attitude control; reentry; aerodynamic parameter uncertainties; adaptive control; rubustness; control allocation

1 引言(Introduction)

高超声速飞行器是指以大于马赫数5的速度飞行的飞行器, 因而在军事上具有快速响应、高突防以及短时间内抵达全球等优点[1–3]. 目前, 高超声速飞行器的研究受到世界各国的普遍重视. 一旦研制成功, 对国家的军事和民用方面都将会是革命性的进展. 但快速和大跨度飞行也给飞行器模型带来了严重的耦合特性和强非线性特性. 在跨入大气层再入飞行时, 高超声速飞行器以大攻角由稀薄大气层进入稠密大气层, 由于初始阶段空气稀薄且动压较低, 此时气动舵面的控制效率不能满足飞行器的姿态控制需求, 需要引入新的执行机构反作用控制系统(reaction control system, RCS) 来进行复合控制[4]. 同时, 在高速飞行时, 气动力和气动力矩中的参数又具有不确定性. 这些问题增加了控制器的设计难度, 给科研工作者和工程技术人员提出了严峻的挑战. 设计一个对气动、转动惯量等参数变化引起的不确定性具有强鲁棒性的快速稳定跟踪控制器已成为亟待解决的问题.

目前, 在高超声速飞行器再入飞行控制方面已经取得了一系列的研究成果. Shtessel等[5–7]将滑模方法

收稿日期: 2015−03−04; 录用日期: 2015−08−25.
†通信作者. E-mail: sunhf@xmu.edu.cn; Tel.: +86 592-2185100.
国家自然科学基金项目(61273153, 61374037)资助.
Supported by National Natural Science Foundation of China (61273153, 61374037).

用于飞行器控制并做了一系列的工作, 设计了基于单环和内外双环两种滑模控制器, 研究结果表明滑模控制对参数不确定以及外界扰动具有较好的鲁棒性, 但在双环结构下的滑模控制器的参数选择依赖于一定的工程背景. Pukdeboon等[8]将准连续高阶滑模控制用到了航天器姿态跟踪, 所设计的控制器有效改善了传统滑模控制带来的抖振问题, 但系统的稳态时间较长. 钱承山等[9]将非线性干扰观测器用于滑翔飞行器姿态控制. Chen等[10]将反步法与干扰观测器相结合, 针对时变扰动设计了飞行器的鲁棒姿态控制器, 所设计的控制器能够较好地抑制干扰, 但只能保证姿态跟踪误差一致毕竟有界. Lian等[11]将自适应反步法用于再入飞行器控制. Shi等[12]针对气动参数不确定性将自适应控制用于机动再入飞行器, 并取得了良好的效果. 在飞行器运动控制中, 动态逆是被广泛采用的一种方法[13–14]. 该方法的本质是利用非线性反馈和非线性同胚变换将非线性系统转化成线性或部分线性系统, 然后利用线性系统成熟的控制理论来设计控制器. 由于非线性状态反馈和非线性同胚变换对参数变化敏感, 因此得到的控制器鲁棒性较脆弱. 通常需要将动态逆和其它智能控制方法相结合来设计控制器以提高鲁棒性. 陈谋等[15]将神经元网络、干扰观测器和动态逆相结合用于设计歼击机飞行控制器, 所设计的控制器能有效克服动态逆误差对飞行控制带来的不利影响.

上述控制策略都能够有效的实现姿态跟踪, 但大都将系统的参数不确定性、未建模动态、外界扰动看成总和干扰统一进行处理. 同时, 上述文献很少考虑由于空气稀薄导致气动舵面低效的情况. 文献[4]虽考虑了RCS参与控制并进行了控制分配, 但其复合控制阶段的开始和结束过渡不够平缓, 并且复合控制阶段气动舵面和RCS的权重系数的斜率为常数, 存在一定的局限.

本文针对高超声速飞行器的再入过程, 考虑气动参数、惯性参数不确定性, 设计鲁棒自适应姿态控制器. 根据奇异摄动理论, 将整个控制系统分为快、慢两个回路分别进行设计. 在每个回路中均采用不连续投影自适应算法设计自适应律, 以保证不确定参数的估计值始终在允许范围内, 从而避免控制器出现奇异. 为了克服由于控制系数矩阵的不确定性而引起的循环嵌套[16](设计的控制器中含有参数自适应律并且参数自适应律中又含有控制量), 本文将控制系数矩阵的不确定性看作总和干扰并采用非线性干扰观测器对总和干扰进行在线估计. 在文献[4]的基础上提出了一种改进的控制分配权重函数, 并将总控制力矩分配到气动舵面偏角指令和RCS所需提供的控制力矩指令. 最后, 利用Lyapunov稳定性理论分析了整个闭环系统的稳定性.

2 问题描述和预备知识(Problem description and preliminaries)

2.1 问题描述(Problem description)

高超声速飞行器是在近空间飞行的飞行器, “近空间”是指距地面20 km至100 km空域. 飞行器跨入大气层进行再入飞行时, 推力系统关机不能提供推力矢量, 此时高超声速飞行器是无动力再入飞行. 这个阶段的主要任务是姿态控制. 本文研究的高超声速飞行器模型为NASA兰利研究中心提供的Winged-Cone模型, 其再入飞行的运动学和动力学方程可描述为[9]

$$\begin{cases}\dot{\Omega} = f_{\rm s}(\Omega) + g_{{\rm s}\omega}(\Omega)\omega,\\ \dot{\omega} = f_{\rm f}(x) + I^{-1}(g_{{\rm f}\delta}\delta + u_{\rm RCS}),\end{cases} \tag{1}$$

式中: $\Omega = [\alpha\ \ \beta\ \ \mu]^{\rm T}$, α, β, μ分别表示迎角、侧滑角和滚转角; $\omega = [p\ \ q\ \ r]^{\rm T}$, p, q, r分别表示滚转角速率、俯仰角速率和偏航角速率; $x = [\alpha\ \ \beta\ \ \mu\ \ p\ \ q\ \ r]^{\rm T}$为系统状态; $\Omega \in U_\Omega \subset \mathbb{R}^3$, $\omega \in U_\omega \subset \mathbb{R}^3$, U_Ω, U_ω均为$\mathbb{R}^3$中包含原点充分大的开集; $u_{\rm RCS} = [l_{\rm r}\ \ m_{\rm r}\ \ n_{\rm r}]$为RCS提供的控制力矩向量; $\delta = [\delta_{\rm e}\ \ \delta_{\rm a}\ \ \delta_{\rm r}]^{\rm T}$为气动舵面偏角指令, $\delta_{\rm e}, \delta_{\rm a}, \delta_{\rm r}$分别为左、右升降副翼舵和方向舵; $g_{{\rm f}\delta} \in \mathbb{R}^{3\times 3}$为常值不确定的舵面系数矩阵; $I = {\rm diag}\{I_{\rm xx}, I_{\rm yy}, I_{\rm zz}\}$为具有不确定性的转动惯量矩阵; $g_{{\rm s}\omega}(\Omega), f_{\rm s}(\Omega), f_{\rm f}(x)$的具体表达式如下:

$$g_{{\rm s}\omega}(\Omega) = \begin{bmatrix} -\tan\beta\cos\alpha & 1 & -\tan\beta\sin\alpha\\ \sin\alpha & 0 & -\cos\alpha\\ \sec\beta\cos\alpha & 0 & \sec\beta\sin\alpha\end{bmatrix},$$

$$f_{\rm s}(\Omega) = [f_\alpha\ \ f_\beta\ \ f_\mu]^{\rm T},\ f_{\rm f}(x) = [f_{\rm p}\ \ f_{\rm q}\ \ f_{\rm r}]^{\rm T},$$

其中:

$$f_\alpha = (-\bar{q}SC_{{\rm L},\alpha} + M{\rm g}\cos\gamma\cos\mu)/(MV\cos\beta),$$

$$f_\beta = (\bar{q}SC_{{\rm Y},\beta}\beta\cos\beta + M{\rm g}\cos\gamma\sin\mu)/(MV),$$

$$f_\mu = (-M{\rm g}\cos\gamma\cos\mu\tan\beta + \bar{q}SC_{{\rm Y},\beta}\beta\tan\gamma\cos\mu\cdot \cos\beta + \bar{q}SC_{{\rm L},\alpha}(\tan\gamma\sin\mu + \tan\beta))/(MV),$$

$$f_{\rm p} = ((I_{\rm yy} - I_{\rm zz})qr - \dot{I}_{\rm xx}p + l_{\rm aero})/I_{\rm xx},$$

$$f_{\rm q} = ((I_{\rm zz} - I_{\rm xx})pr - \dot{I}_{\rm yy}q + m_{\rm aero})/I_{\rm yy},$$

$$f_{\rm r} = ((I_{\rm xx} - I_{\rm yy})pq - \dot{I}_{\rm zz}r + n_{\rm aero})/I_{\rm zz},$$

$$l_{\rm aero} = \bar{q}Sb(C_{{\rm l},\beta}\beta + C_{{\rm l,p}}pb/2V + C_{{\rm l,r}}rb/2V),$$

$$m_{\rm aero} = \bar{q}Sc(C_{{\rm m},\alpha} + C_{{\rm m,q}}qc/2V) + X_{\rm cg}\bar{q}S(C_{{\rm D},\alpha}\sin\alpha + C_{{\rm L},\alpha}\cos\alpha),$$

$$n_{\rm aero} = \bar{q}Sb(C_{n,\beta}\beta + C_{{\rm n,p}}pb/2V + C_{{\rm n,r}}rb/2V) + X_{\rm cg}\bar{q}SC_{{\rm Y},\beta}\beta.$$

式中: $\bar{q}$为动压, γ为航迹倾斜角, M为飞行器瞬时质量, V为飞行器速度大小, g为重力加速度; S为机翼参考面积, b和c分别为翼展长度、平均气动弦长, $X_{\rm cg}$为质心到参考力矩中心的距离; $C_{(\cdot)}$为气动力、气动力矩中的系数, 限于篇幅, $C_{(\cdot)}$的具体含义见参考文献[17].

高超声速飞行器再入飞行时, 所有的气动力、气动力矩中的系数$C_{(\cdot)}$均具有不确定性, 如f_μ表达式中的$C_{\mathrm{L},\alpha}, C_{\mathrm{Y},\beta}$等都是气动不确定参数. $g_{\mathrm{f}\delta}$与气动参数有关, 所以也为不确定量, 令$g_{\mathrm{f}\delta} = g_{\mathrm{f}\delta 0} + \Delta g_{\mathrm{f}\delta}$, $g_{\mathrm{f}\delta 0}$为$g_{\mathrm{f}\delta}$的标称值, $\Delta g_{\mathrm{f}\delta}$为$g_{\mathrm{f}\delta}$的不确定部分. 令$I = I_0 + \Delta I$, I_0为I的标称值, ΔI为I的不确定部分, 则$I^{-1} = I_0^{-1} + I_{\mathrm{d}}$, 其中$I_{\mathrm{d}} = (I_0 + \Delta I)^{-1} - I_0^{-1}$.

通过引入不确定参数向量, 可将系统(1)写成如下形式:

$$\dot{\Omega} = f_1(\Omega) + A^{\mathrm{T}}(x)\theta_\Omega + g_{\mathrm{s}\omega}(\Omega)\omega, \tag{2a}$$

$$\dot{\omega} = B^{\mathrm{T}}(x)\theta_\omega + I_0^{-1}u + D_1, \tag{2b}$$

式中: $u = u_{\mathrm{aero}} + u_{\mathrm{RCS}}$, $u_{\mathrm{aero}} = g_{\mathrm{f}\delta 0}\delta$, u为总控制力矩, u_{aero}为气动舵面提供的控制力矩; $D_1 = I_{\mathrm{d}}(g_{\mathrm{f}\delta}\delta + u_{\mathrm{RCS}}) + I_0^{-1}\Delta g_{\mathrm{f}\delta}\delta$是由控制系数矩阵的不确定性和转动惯量的不确定性共同引起的总和干扰; $\theta_\Omega \in \mathbb{R}^4$, $\theta_\omega \in \mathbb{R}^{17}$为不确定参数矢量, $A(x)$和$B(x)$为不确定参数的系数矩阵; $f_1(\Omega), \theta_\Omega, \theta_\omega, A(x), B(x)$的具体表达式请见附录1.

注 1　$g_{\mathrm{sw}}(\Omega)$的行列式$\det(g_{\mathrm{sw}}(\Omega)) = -\sec\beta$, 显然, 矩阵$g_{\mathrm{sw}}(\Omega)$对任何的$\Omega \in U_\Omega$都非奇异.

本文控制目标: 在考虑气动参数和惯性参数不确定性的情况下, 设计合适的控制舵面偏角指令δ和RCS控制力矩指令, 使得姿态角渐近跟踪期望姿态角.

2.2　预备知识(Preliminaries)

本文中使用如下记号, $\cdot_i$表示向量$\cdot$的第i个元素; $\cdot_{i\max}$和$\cdot_{i\min}$分别代表第i个分量$\cdot_i$在允许取值范围内的上下确界. 本文中向量和矩阵范数均为欧式范数.

集合$\Theta_\Omega, \Theta_\omega$分别为不确定参数向量$\theta_\Omega$和$\theta_\omega$的允许范围, 可表示如下:

$$\Theta_\Omega = \{\theta_\Omega \in \mathbb{R}^4 | \theta_{\Omega i\min} \leqslant \theta_{\Omega i} \leqslant \theta_{\Omega i\max}, \\ i = 1, \cdots, 4\},$$

$$\Theta_\omega = \{\theta_\omega \in \mathbb{R}^{17} | \theta_{\omega i\min} \leqslant \theta_{\omega i} \leqslant \theta_{\omega i\max}, \\ i = 1, \cdots, 17\}.$$

定义 1[18–19]　令$\theta \in \mathbb{R}^p$是未知的时变参数向量, $\hat{\theta}$是θ的估计值, $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$是$\theta$的估计误差. 假设$\hat{\theta}$的自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma\tau, \tag{3}$$

其中: $\Gamma > 0$为一个对角矩阵, τ为待确定的自适应函数. 称

$$\dot{\hat{\theta}} = \mathrm{Proj}_{\hat{\theta}}(\Gamma\tau) \tag{4}$$

为式(3)的不连续投影修正型自适应律, 简称不连续投影自适应律. 其中投影算子

$$\mathrm{Proj}_{\hat{\theta}}(\cdot) = [\mathrm{Proj}_{\hat{\theta}1}(\cdot_1), \cdots, \mathrm{Proj}_{\hat{\theta}\mathrm{p}}(\cdot_{\mathrm{p}})]^{\mathrm{T}}.$$

定义如下:

$$\mathrm{Proj}_{\hat{\theta}_i}(\cdot_i) = \begin{cases} 0, & \text{如果}\hat{\theta}_i = \theta_{i\max}\text{且}\cdot_i > 0, \\ 0, & \text{如果}\hat{\theta}_i = \theta_{i\min}\text{且}\cdot_i < 0, \\ \cdot_i, & \text{其他}. \end{cases}$$

显然, 对于任何的自适应函数τ, 不连续投影自适应律式(4)具有如下性质:

P1) 令集合Θ为θ的允许范围, 则有

$\hat{\theta} \in \Theta = \{\hat{\theta} | \theta_{i\min} \leqslant \hat{\theta}_i \leqslant \theta_{i\max},\ i = 1, \cdots, p\}$.

P2) $\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}[\Gamma^{-1}\mathrm{Proj}(\Gamma\tau) - \tau] \leqslant 0,\ \forall\tau$.

注 2　由性质P1)可知, 引入不连续投影算法可保证被估计参数的估计值始终落在参数的允许范围内, 从而避免控制器发生奇异.

引理 1[20]　考虑系统

$$\begin{cases} \dot{z} = f(z, y), \\ \dot{y} = s(y). \end{cases} \tag{5}$$

假设$\dot{y} = s(y)$在平衡点$y = 0$处是渐近稳定, 如果$\dot{z} = f(z, 0)$在平衡点$z = 0$处渐近稳定, 则系统(5)在平衡点$(z, y) = (0, 0)$处渐近稳定.

假设 1　存在一正常数ρ_1, 使得对于任何$\Omega \in U_\Omega$都有$\|g_{\mathrm{s}\omega}(\Omega)\| \leqslant \rho_1$.

假设 2　存在一正常数ρ_2, 使得对于任何$x \in U_\Omega \times U_\omega$都有$\|B(x)\| \leqslant \rho_2$.

3　鲁棒自适应的控制器设计(Robust adaptive controller design)

考虑气动和惯性参数不确定性, 设计鲁棒自适应控制器, 使得姿态角Ω渐近跟踪期望的姿态角Ω_{ref}. 根据奇异摄动理论, 将整个控制系统分为快、慢两个回路, 姿态角速率为快变量, 姿态角为慢变量. 在慢回路中, 姿态角速率作为一个虚拟控制输入ω_{c}, 使得姿态角Ω渐近跟踪期望的姿态角Ω_{ref}; 在快回路中, 把ω_{c}看出期望的输出, 设计鲁棒控制器u, 使得姿态角速率ω跟踪姿态角速率指令ω_{c}. 不确定参数矢量利用自适应律进行在线估计, 这里引入不连续参数投影算子来避免控制器发生奇异. 同时利用非线性干扰观测器对控制系数矩阵的不确定部分进行观测. 控制系统结构图如图1所示.

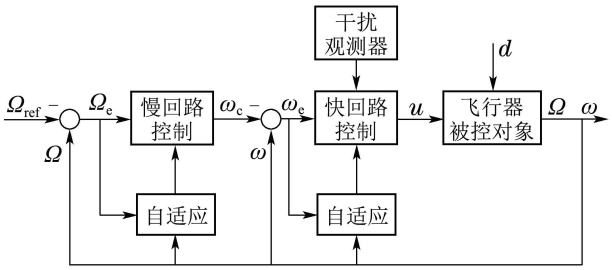

图 1　控制系统结构框图

Fig. 1　Block diagram of control system

图1中: $\Omega_{\rm ref}=[\alpha_{\rm ref}\ \ \beta_{\rm ref}\ \ \gamma_{\rm ref}]^{\rm T}$为期望的姿态角, $\omega_{\rm c}=[p_{\rm c}\ \ q_{\rm c}\ \ r_{\rm c}]^{\rm T}$ 为姿态角速率指令. $\hat{\theta}_\omega$和$\hat{\theta}_\Omega$分别为θ_ω和θ_Ω的估计值, $\tilde{\theta}_\omega=\hat{\theta}_\omega-\theta_\omega$与$\tilde{\theta}_\Omega=\hat{\theta}_\Omega-\theta_\Omega$分别为$\theta_\omega$和$\theta_\Omega$的估计误差.

3.1 慢回路设计(Slow loop design)

定义姿态角误差为

$$\Omega_{\rm e}=\Omega-\Omega_{\rm ref}. \tag{6}$$

对式(6)关于时间求导, 可得姿态角误差子系统如下:

$$\dot{\Omega}_{\rm e}=f_1(\Omega)+A^{\rm T}(x)\theta_\Omega-\dot{\Omega}_{\rm ref}+g_{{\rm s}\omega}(\Omega)\omega. \tag{7}$$

设计姿态角速率指令$\omega_{\rm c}$如下:

$$\begin{aligned}\omega_{\rm c}=\ &g_{{\rm s}\omega}^{-1}(\Omega)(-f_1(\Omega)-A^{\rm T}(x)\hat{\theta}_\Omega+\\&\dot{\Omega}_{\rm ref}-k_\Omega\Omega_{\rm e}),\end{aligned} \tag{8}$$

其中$\hat{\theta}_\Omega$的自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_\Omega={\rm Proj}_{\hat{\theta}_\Omega}\{\Gamma_1(A(x)\Omega_{\rm e}-\lambda_\Omega\tilde{\theta}_\Omega)\}, \tag{9}$$

式中: $k_\Omega={\rm diag}\{k_1,k_2,k_3\}>0$; $\Gamma_1\in\mathbb{R}^{4\times4}$为待设计的对角正定矩阵; $\lambda_\Omega={\rm diag}\{\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4\}>0$. 将式(8)代入式(7)得到姿态角误差动态如下:

$$\dot{\Omega}_{\rm e}=-A^{\rm T}(x)\tilde{\theta}_\Omega-k_\Omega\Omega_{\rm e}+g_{{\rm s}\omega}(\Omega)\omega_{\rm e}. \tag{10}$$

选择姿态角子系统的Laypunov函数为

$$W_1=\frac{1}{2}(\Omega_{\rm e}^{\rm T}\Omega_{\rm e}+\tilde{\theta}_\Omega^{\rm T}\Gamma_1^{-1}\tilde{\theta}_\Omega).$$

对上式关于时间求导并将式(9)–(10)代入得

$$\begin{aligned}\dot{W}_1=\ &\Omega_{\rm e}^{\rm T}\dot{\Omega}_{\rm e}+\tilde{\theta}_\Omega^{\rm T}\Gamma_1^{-1}\dot{\hat{\theta}}_\Omega=\\&\Omega_{\rm e}^{\rm T}(-A^{\rm T}(x)\tilde{\theta}_\Omega-k_\Omega\Omega_{\rm e}+g_{{\rm s}\omega}(\Omega)\omega_{\rm e})+\\&\tilde{\theta}_\Omega^{\rm T}\Gamma_1^{-1}{\rm Proj}_{\hat{\theta}_\Omega}\{\Gamma_1(A(x)\Omega_{\rm e}-\lambda_\Omega\tilde{\theta}_\Omega)\}.\end{aligned}$$

由不连续投影自适应律的性质P2)可得

$$\begin{aligned}\dot{W}_1\leqslant\ &\Omega_{\rm e}^{\rm T}(-A^{\rm T}(x)\tilde{\theta}_\Omega-k_\Omega\Omega_{\rm e}+g_{{\rm s}\omega}(\Omega)\omega_{\rm e})+\\&\tilde{\theta}_\Omega^{\rm T}A(x)\Omega_{\rm e}-\tilde{\theta}_\Omega^{\rm T}\lambda_\Omega\tilde{\theta}_\Omega=\\&-\Omega_{\rm e}^{\rm T}k_\Omega\Omega_{\rm e}-\tilde{\theta}_\Omega^{\rm T}\lambda_\Omega\tilde{\theta}_\Omega+\Omega_{\rm e}^{\rm T}g_{{\rm s}\omega}(\Omega)\omega_{\rm e}.\end{aligned}$$

3.2 快回路设计(Fast loop design)

定义姿态角误差为

$$\omega_{\rm e}=\omega-\omega_{\rm c}, \tag{11}$$

又$\omega_{\rm e}=[p_{\rm e}\ \ q_{\rm e}\ \ r_{\rm e}]^{\rm T}$, 对式(11)关于时间求导, 可得姿态角速率误差子系统如下:

$$\dot{\omega}_{\rm e}=B^{\rm T}(x)\theta_\omega+I_0^{-1}u+D_1-\dot{\omega}_{\rm c}. \tag{12}$$

式(12)中出现了虚拟控制器的导数$\dot{\omega}_{\rm c}$, 为了避免计算爆炸, 可将$\dot{\omega}_{\rm c}$项作为干扰进行处理, 则式(12)可写为

$$\dot{\omega}_{\rm e}=B^{\rm T}(x)\theta_\omega+I_0^{-1}u+d, \tag{13}$$

其中$d=D_1-\dot{\omega}_{\rm c}$. 除此之外, d还可包含未建模动态和模型简化带来的误差以及外界扰动. 本文用非线性干扰观测器对d进行观测, $\hat{d}$为d的估计值, $\tilde{d}=d-\hat{d}$为d的估计值误差. 假设d满足如下假设:

假设 3 $d(t)$充分光滑, 且存在某个正整数k, 使$\dfrac{{\rm d}^{k-1}d(t)}{{\rm d}t^{k-1}}$为慢变量, 即近似有$\dfrac{{\rm d}^kd(t)}{{\rm d}t^k}=0$.

注 3 常规的非线性干扰观测器要求$\dot{d}=0$, 即d为常值. 而本文要求存在正整数k使得$\dfrac{{\rm d}^kd(t)}{{\rm d}t^k}=0$, 即$d$可以是时变的. 该假设放宽了常规非线性干扰观测器的限制, 拓宽了其应用范围.

设计如下的控制输入:

$$u=I_0(-B^{\rm T}(x)\hat{\theta}_\omega-\hat{d}-k_\omega\omega_{\rm e}), \tag{14}$$

其中$\hat{\theta}_\omega$的自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_\omega={\rm Proj}_{\hat{\theta}_\omega}\{\Gamma_2(B(x)\omega_{\rm e}-\lambda_\omega\tilde{\theta}_\omega)\}, \tag{15}$$

式中: $k_\omega={\rm diag}\{k_4,k_5,k_6\}>0$; $\Gamma_2\in\mathbb{R}^{17\times17}$, $\lambda_\omega\in\mathbb{R}^{17\times17}$为待设计的对角正定矩阵. $\hat{d}$采用文献[21]给出的非线性干扰观测器来估计, 其设计如下:

$$\begin{cases}\dot{z}=-L_0(\omega_{\rm e})(z+B^{\rm T}(x)\hat{\theta}_\omega+\\\qquad I_0^{-1}u+p_0(\omega_{\rm e}))+\hat{d}_1,\\\dot{\hat{d}}_1=L_1(\omega_{\rm e})\tilde{d}_1+\hat{d}_2,\\\dot{\hat{d}}_2=L_2(\omega_{\rm e})\tilde{d}_2+\hat{d}_3,\\\qquad\vdots\\\dot{\hat{d}}_{k-2}=L_{k-2}(\omega_{\rm e})\tilde{d}_{k-2}+\hat{d}_{k-1},\\\dot{\hat{d}}_{k-1}=L_{k-1}(\omega_{\rm e})\tilde{d}_{k-1},\\\hat{d}=z+p_0(\omega_{\rm e}),\end{cases} \tag{16}$$

其中: k为干扰观测器的阶; $d_i=\dfrac{{\rm d}^id(t)}{{\rm d}t^i}$, $\hat{d}_i$为d_i的估计值, $\tilde{d}_i=d_i-\hat{d}_i$为$d_i$的估计值误差, 其中$i=1,\cdots,k-1$; $z\in\mathbb{R}^3$和$\hat{d}_i\in\mathbb{R}^3$为观测器内部状态, $\hat{d}\in\mathbb{R}^3$为d的观测值; $p_0(\omega_{\rm e})\in\mathbb{R}^3$为待设计的向量值函数; $L_i(\omega_{\rm e})\in\mathbb{R}^{3\times3}(i=0,\cdots,k-1)$为非线性观测器增益矩阵, 满足:

1) 使得系统$\dot{e}_i=-L_i(\omega_{\rm e})e_i(i=0,\cdots,k-1)$在原点处渐近稳定;

2) $L_0(\omega_{\rm e})=\dfrac{\partial p_0(\omega_{\rm e})}{\partial\omega_{\rm e}}$.

注 4 在文献[21]中, 称式(16)为k阶干扰观测器. 当d满足假设3且$\hat{\theta}_\omega=\theta_\omega$时, 该观测器是收敛的(见附录2). 本文所设计的观测器(16)与文献[21]中的观测器不同之处在于本文所设计的观测器含有不确定参数矢量的估计值$\hat{\theta}_\omega$. 因此, 需要重新讨论干扰观测器的收敛性.

定理 1 考虑系统(13), 设计非线性干扰观测器如式(16), 选择$p_0(\omega_{\rm e})=[c_1p_{\rm e}\ \ c_2q_{\rm e}\ \ c_3r_{\rm e}]^{\rm T}$, 其中$c_i>0$ $(i=1,2,3)$, 如果θ_ω的自适应估计器收敛, 则非线性干扰观测器(16)收敛.

证　若θ_ω的自适应估计器收敛, 则$\tilde{\theta}_\omega$的动态在原点处渐近稳定. 将式(16)中的$\hat{\theta}_\omega$写成$\theta_\omega+\tilde{\theta}_\omega$的形式, 令$\tilde{\theta}_\omega=0$, 此时式(16) 退化为附录2中的观测器且是收敛的. 再根据引理1可知$\tilde{\theta}_\omega$的动态与式(16)的误差动态构成的级联系统在原点处渐近稳定, 则非线性干扰观测器(16)收敛.　　证毕.

由定理1可知式(16)的收敛性依赖于θ_ω的自适应估计器的收敛性, 而θ_ω的自适应估计器的收敛性将在整个闭环系统渐近稳定性证明中给出.

定理 2　考虑系统(2), 在假设1–3的条件下, 设计控制律为式(14), 自适应律为式(9)(15), 非线性干扰观测器为式(16), 适当选择控制参数满足如下关系式:

$$
\begin{aligned}
&k_{\Omega,\min}>\frac{1}{4a_2^2},\ k_{\omega,\min}>\frac{1}{4a_1^2}+a_2^2\rho_1^2,\\
&\lambda_{\omega,\min}>a_3^2\rho_2^2L_0^2(\omega_{\mathrm{e}})_{\max},\\
&L_0(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}>a_1^2+\frac{1}{4a_3^2}+\frac{1}{4},\\
&L_i(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}>\frac{5}{4},\ i=1,\cdots,k-2,\ L_{k-1}(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}>0,
\end{aligned}
$$

其中: a_1,a_2,a_3为非零实数, $k_{\Omega,\min},k_{\omega,\min},\lambda_{\Omega,\min},\lambda_{\omega,\min},L_i(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}(i=0,\cdots,k-1)$分别为矩阵$k_\Omega,k_\omega,\lambda_\Omega,\lambda_\omega,L_i(\omega_{\mathrm{e}})$中最小元素, $L_0(\omega_{\mathrm{e}})_{\max}$为矩阵$L_0(\omega_{\mathrm{e}})$中最大的元素, 则由式(2)(9)(14)–(16)构成的闭环系统渐近稳定.

证　选择闭环系统Laypunov函数为

$$
\begin{aligned}
W_2=W_1+&\frac{1}{2}(\omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\omega_{\mathrm{e}}+\tilde{\theta}_\omega^{\mathrm{T}}\Gamma_2^{-1}\tilde{\theta}_\omega+\tilde{d}^{\mathrm{T}}\tilde{d})+\\
&\frac{1}{2}(\tilde{d}_1^{\mathrm{T}}\tilde{d}_1+\cdots+\tilde{d}_{k-1}^{\mathrm{T}}\tilde{d}_{k-1}).
\end{aligned}
$$

关于时间求导并将式(13)–(16)代入:

$$
\begin{aligned}
\dot{W}_2=&\dot{W}_1+\omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\dot{\omega}_{\mathrm{e}}+\tilde{\theta}_\omega^{\mathrm{T}}\Gamma_2^{-1}\dot{\hat{\theta}}_\omega+\\
&\tilde{d}^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}+\tilde{d}_1^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}_1+\cdots+\tilde{d}_{k-1}^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}_{k-1}=\\
&\dot{W}_1+\tilde{\theta}_\omega^{\mathrm{T}}\Gamma_2^{-1}\mathrm{Proj}_{\hat{\theta}_\omega}\{\Gamma_2(B(x)\omega_{\mathrm{e}}-\lambda_\omega\tilde{\theta}_\omega)\}+\\
&\omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\dot{\omega}_{\mathrm{e}}+\tilde{d}^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}+\tilde{d}_1^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}_1+\cdots+\tilde{d}_{k-1}^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}_{k-1}.
\end{aligned}
$$

由不连续投影自适应律的性质P2)并整理得

$$
\begin{aligned}
&\dot{W}_2\leqslant\\
&-\Omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}k_\Omega\Omega_{\mathrm{e}}-\omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}k_\omega\omega_{\mathrm{e}}-\tilde{\theta}_\Omega^{\mathrm{T}}\lambda_\Omega\tilde{\theta}_\Omega-\tilde{\theta}_\omega^{\mathrm{T}}\lambda_\omega\tilde{\theta}_\omega+\\
&\omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\tilde{d}+\Omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}g_{\mathrm{s}\omega}(\Omega)\omega_{\mathrm{e}}+\tilde{d}^{\mathrm{T}}L_0(\omega_{\mathrm{e}})B^{\mathrm{T}}(x)\tilde{\theta}_\omega+\\
&(\tilde{d}^{\mathrm{T}}\tilde{d}_1-\tilde{d}^{\mathrm{T}}L_0(\omega_{\mathrm{e}})\tilde{d})+(\tilde{d}_1^{\mathrm{T}}\tilde{d}_2-\tilde{d}_1^{\mathrm{T}}L_1(\omega_{\mathrm{e}})\tilde{d}_1)+\\
&\cdots+(\tilde{d}_{k-2}^{\mathrm{T}}\tilde{d}_{k-1}-\tilde{d}_{k-2}^{\mathrm{T}}L_{k-2}(\omega_{\mathrm{e}})\tilde{d}_{k-2})-\\
&\tilde{d}_{k-1}^{\mathrm{T}}L_{k-1}(\omega_{\mathrm{e}})\tilde{d}_{k-1}.
\end{aligned}
$$

依据完全平方公式有

$$
\begin{aligned}
&\omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\tilde{d}\leqslant\frac{1}{4a_1^2}\|\omega_{\mathrm{e}}\|_2^2+a_1^2\|\tilde{d}\|_2^2,\\
&\Omega_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}g_{\mathrm{s}\omega}\omega_{\mathrm{e}}\leqslant\frac{1}{4a_2^2}\|\Omega_{\mathrm{e}}\|_2^2+a_2^2\|g_{\mathrm{s}\omega}\omega_{\mathrm{e}}\|_2^2\leqslant\\
&\qquad\frac{1}{4a_2^2}\|\Omega_{\mathrm{e}}\|_2^2+a_2^2\rho_1^2\|\omega_{\mathrm{e}}\|_2^2,\\
&\tilde{d}L_0(\omega_{\mathrm{e}})B^{\mathrm{T}}(x)\tilde{\theta}_\omega\leqslant\\
&\frac{1}{4a_3^2}\|\tilde{d}\|_2^2+a_3^2\|L_0(\omega_{\mathrm{e}})B^{\mathrm{T}}(x)\tilde{\theta}_\omega\|_2^2\leqslant\\
&\frac{1}{4a_3^2}\|\tilde{d}\|_2^2+a_3^2\rho_2^2L_0^2(\omega_{\mathrm{e}})_{\max}\|\tilde{\theta}_\omega\|_2^2,\\
&\tilde{d}^{\mathrm{T}}\tilde{d}_1\leqslant\frac{1}{4}\|\tilde{d}\|_2^2+\|\tilde{d}_1\|_2^2,\\
&\tilde{d}_1^{\mathrm{T}}\tilde{d}_2\leqslant\frac{1}{4}\|\tilde{d}_1\|_2^2+\|\tilde{d}_2\|_2^2,\\
&\tilde{d}_{k-2}^{\mathrm{T}}\tilde{d}_{k-1}\leqslant\frac{1}{4}\|\tilde{d}_{k-2}\|_2^2+\|\tilde{d}_{k-1}\|_2^2,
\end{aligned}
$$

则

$$
\begin{aligned}
\dot{W}_2\leqslant&-(k_{\Omega,\min}-\frac{1}{4a_2^2})\|\Omega_{\mathrm{e}}\|_2^2-\lambda_{\Omega,\min}\|\tilde{\theta}_\Omega\|_2^2-\\
&(k_{\omega,\min}-\frac{1}{4a_1^2}-a_2^2\rho_1^2)\|\omega_{\mathrm{e}}\|_2^2-\\
&(\lambda_{\omega,\min}-a_3^2\rho_2^2L_0^2(\omega_{\mathrm{e}})_{\max})\|\tilde{\theta}_\omega\|_2^2-\\
&(L_0(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}-a_1^2-\frac{1}{4a_3^2}-\frac{1}{4})\|\tilde{d}\|_2^2-\\
&(L_1(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}-\frac{5}{4})\|\tilde{d}_1\|_2^2-\cdots-\\
&(L_{k-2}(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}-\frac{5}{4})\|\tilde{d}_{k-2}\|_2^2-\\
&L_{k-1}(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}\|\tilde{d}_{k-1}\|_2^2.
\end{aligned}
$$

当

$$
\begin{aligned}
&k_{\Omega,\min}>\frac{1}{4a_2^2},\ k_{\omega,\min}>\frac{1}{4a_1^2}+a_2^2\rho_1^2,\\
&\lambda_{\Omega,\min}>0,\ \lambda_{\omega,\min}>a_3^2\rho_2^2L_0^2(\omega_{\mathrm{e}})_{\max},\\
&L_0(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}>a_1^2+\frac{1}{4a_3^2}+\frac{1}{4},\\
&L_i(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}>\frac{5}{4},\ i=1,\cdots,k-2,\\
&L_{k-1}(\omega_{\mathrm{e}})_{\min}>0
\end{aligned}
$$

关系式成立时, 有$\dot{W}$为负定, 则闭环系统渐近稳定.

证毕.

4　控制力矩分配(Control moment allocation)

飞行器跨入大气层再入飞行时, 由稀薄大气层进入稠密大气层. 初始阶段, 由于空气稀薄且动压低, 此时气动舵面的控制效率不能满足飞行器的姿态控制需求, 需引入执行机构RCS进行复合控制, 此时RCS起主要控制作用. 控制分配的实质是设计气动舵面和RCS之间的权重系数, 根据所设计的权重系数将总控制力矩分配至RCS和气动舵面指令力矩. 对权重系数的选取直接影响了控制分配的好坏. 为了尽量减少RCS系统的能源消耗和开关次数, 在控制分配中将

控制舵面作为首要选择. 随着大气密度逐渐增加, 气动舵面控制能力逐渐增强, 与此同时, RCS的控制作用逐渐减弱. 文献[4]给出了气动舵面和RCS之间的控制分配函数:

$$h_{\rm a}=\begin{cases}0, & \bar{q}\leqslant\bar{q}_0,\\ \dfrac{\bar{q}-\bar{q}_0}{\bar{q}_1-\bar{q}_0}, & \bar{q}_0<\bar{q}<\bar{q}_1,\\ 1, & \bar{q}\geqslant\bar{q}_1,\end{cases}\tag{17}$$

$$u_{\rm aero}=h_{\rm a}u,\ u_{\rm RCS}=(1-h_{\rm a})u,\tag{18}$$

其中: $\bar{q}_0,\bar{q}_1$分别为复合控制开始和结束的动压值, $\bar{q}$为实际动压值, $h_{\rm a}$为气动舵面的权重系数. 根据文献[22], 可取$\bar{q}_0=96\,{\rm Pa}$, $\bar{q}_1=1436\,{\rm Pa}$, 则气动舵面的权重系数$h_{\rm a}$的曲线如图2所示.

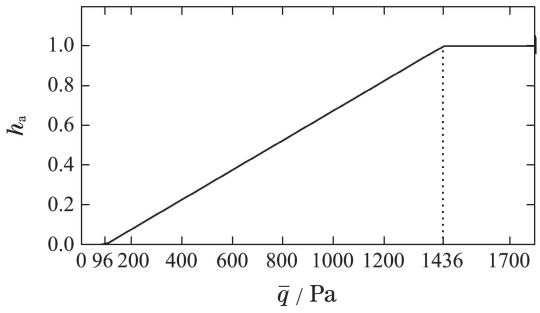

图 2 $h_{\rm a}$的曲线图

Fig. 2 The curve of $h_{\rm a}$

从图2中可以看出, 在$\bar{q}_0,\bar{q}_1$处出现转折点, 即复合控制在开始和结束阶段不够平缓; 同时复合控制阶段, 气动舵面和RCS的权重系数的斜率为常值, 在实际飞行中, 气动舵面和RCS的权重系数的斜率为变量更为合理.

4.1 改进的气动舵面权重系数(Improved weight coefficient of aerosurface)

为了改善复合控制阶段出现转折点以及权重系数的斜率为常值的情况, 可采用S型曲线[23]来表示复合阶段气动舵面和RCS分配的权重系数. 为此, 本文将气动舵面的权重系数修改为

$$h_{\rm a}^*=\begin{cases}0, & \bar{q}<\bar{q}_0,\\ \dfrac{1.1}{1+m(\bar{q}-\bar{q}_0)^{-n}}, & \bar{q}_0\leqslant\bar{q}\leqslant\bar{q}_1,\\ 1, & \bar{q}>\bar{q}_1,\end{cases}\tag{19}$$

式中: m,n为待设计参数, 满足式(20):

$$\begin{cases}h_{\rm a}^*=1, & \bar{q}=\bar{q}_1,\\ h_{\rm a}^*=0.5,\ \bar{q}=\bar{q}_0+\dfrac{(\bar{q}_1-\bar{q}_0)}{2}.\end{cases}\tag{20}$$

根据本文$\bar{q}_0,\bar{q}_1$的取值, 可求得$m=1846681154$, $n=3.37$, 则$h_{\rm a}^*$的曲线如图3所示. 从图3的曲线可以看到, 改进后的$h_{\rm a}^*$能够平缓的开始和结束复合阶段; 在复合控制阶段, 气动舵面和RCS的权重系数的斜率为变量.

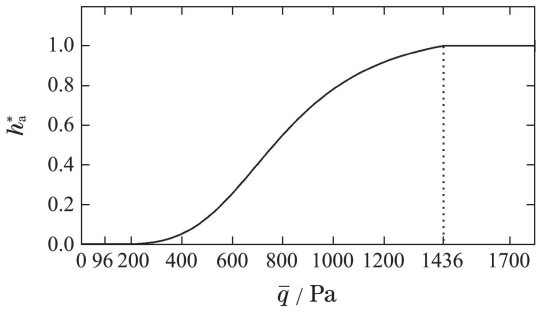

图 3 改进的$h_{\rm a}^*$曲线图

Fig. 3 The curve of improved $h_{\rm a}^*$

事实上, 参数m,n可根据具体的气动舵面和RCS分配情况来设计, 即根据具体情况设定式(20). 显然, 改进之后的控制分配更加符合实际问题.

故最终得到气动舵面提供的控制力矩$u_{\rm aero}=h_{\rm a}^*u$, RCS提供的控制力矩$u_{\rm RCS}=(1-h_{\rm a}^*)u$. 则气动舵面偏角指令$\delta=h_{\rm a}^*g_{{\rm f}\delta0}^{-1}u$.

5 仿真结果及分析(Simulation and analysis)

在MATLAB中用Simulink进行仿真, 仿真的目的是验证在气动参数和惯性参数具有不确定性的情况下, 所设计的控制器将高超声速飞行器从一个初始姿态控制到另一个姿态的控制效果.

仿真采用Winged-Cone模型, 该模型是由NASA兰利研究中心开发. 通过风洞实验已经建立了较全面且真实的气动数据[24], 从数据中可以知道气动力、气动力矩中的系数都是迎角和马赫数的函数. Keshmiri等[25]给出了气动模型以及其对应气动系数的拟合公式, 具体的拟合公式可参见文献[26]. 路径约束[27]: 最大热流率$\dot{Q}_{\max}=300\,{\rm kw/m^2}$, 最大法向过载$n_0=3$, 最大动压限制$K_{\rm q}=14367\,{\rm Pa}$.

在上述路径约束内, 选取参数值如下:

$$V=4600\,{\rm m/s},\ H=70\,{\rm km}.$$

初始姿态角为

$$\alpha_0=2^\circ,\ \beta_0=0.2^\circ,\ \mu_0=3^\circ.$$

期望姿态角为

$$\alpha_{\rm ref}=5^\circ,\ \beta_{\rm ref}=0^\circ,\ \mu_{\rm ref}=6^\circ.$$

控制器的重要参数选取如下:

$$k_\Omega={\rm diag}\{2,3,4\},\ k_\omega={\rm diag}\{18,15,30\},$$
$$L_0(\omega_{\rm e})={\rm diag}\{30,30,40\},\ k=2.$$

质量$M=136820\,{\rm kg}$, 初始的姿态角速率$p_0=q_0=\mu_0=0^\circ$. 根据本文选取的飞行高度和飞行速度, 在标准大气模型下, 可求得动压$\bar{q}=1056\,{\rm Pa}$, 此时RCS和δ同时作用.

气动不确定参数$C_{(\cdot)}$和惯性不确定参数I的摄动范围分别选取如下:

$$C_{(\cdot)} = C_{(\cdot)0}(1+\eta_1\%),\ -50 \leqslant \eta_1 \leqslant 50,$$
$$I = I_0(1+\eta_2\%),\ -40 \leqslant \eta_2 \leqslant 40,$$

其中: $C_{(\cdot)0}$和I_0分别为气动和惯性不确定参数的标称值. 本文采用气动系数的拟合公式[26]和惯性参数的拟合公式[17]作为不确定参数的标称值. 本仿真中, 不确定参数的具体摄动如下:

$$C_{\mathrm{L},\alpha} = C_{\mathrm{L},\alpha 0}(1+40\%),\ C_{\mathrm{Y},\beta} = C_{\mathrm{Y},\beta 0}(1+50\%),$$
$$C_{\mathrm{l},\beta} = C_{\mathrm{l},\beta 0}(1-30\%),\ C_{\mathrm{l,p}} = C_{\mathrm{l,p0}}(1+40\%),$$
$$C_{\mathrm{l,r}} = C_{\mathrm{l},r0}(1-50\%),\ C_{\mathrm{m},\alpha} = C_{m,\alpha 0}(1-50\%),$$
$$C_{\mathrm{m,q}} = C_{m,q0}(1+30\%),\ C_{\mathrm{D},\alpha} = C_{D,\alpha 0}(1+40\%),$$
$$C_{n,\beta} = C_{n,\beta 0}(1+45\%),\ C_{\mathrm{n,p}} = C_{\mathrm{n,p0}}(1-40\%),$$
$$C_{\mathrm{n,r}} = C_{n,r0}(1+40\%),\ I_{\mathrm{xx}} = I_{\mathrm{xx0}}(1+30\%),$$
$$I_{\mathrm{yy}} = I_{\mathrm{yy0}}(1+40\%),\ I_{\mathrm{zz}} = I_{\mathrm{zz0}}(1-40\%),$$
$$g_{\mathrm{f}\delta} = (1-30\%)g_{\mathrm{f}\delta 0}.$$

选取幅值为$0.5\,\mathrm{rad}\cdot\mathrm{s}^{-2}$, 周期为15 s的三角脉冲周期信号$d_\Lambda$作为外界扰动. 同时为了验证所设计的干扰观测器可估计未建模动态带来的误差, 仿真中可用一阶惯性环节$1/(Ts+1)$近似代替气动舵的执行机构(见图4), 而事实上, 在设计控制器时, 并未考虑执行机构, 该执行机构即为未建模动态. 则该未建模动态引起的误差为$D_2 = I_0^{-1}g_{\mathrm{f}\delta 0}(\delta^* - \delta)$. 综上, d的具体表达式可写成

$$d = D_1 - \dot{\omega}_{\mathrm{c}} + D_2 + D_3,$$

其中: $D_3 = [d_\Lambda\ d_\Lambda\ d_\Lambda]^{\mathrm{T}}$, T取为0.1.

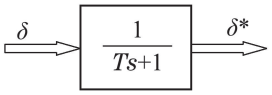

图 4　气动舵的执行机构

Fig. 4　The actuator of pneumatic rudders

在存在上述不确定参数摄动和外界扰动的情况下, 分别采用鲁棒控制器和一般控制器进行仿真. 其中, 鲁棒控制器为本文设计的控制器; 而一般控制器则不包含自适应估计器和非线性干扰观测器, 其不确定参数矢量θ_Ω, θ_ω用对应的标称值代替. 仿真结果如图5–12所示.

图5为采用一般控制器和鲁棒控制器的姿态角响应对比曲线. 由图5可知, 当存在不确定参数摄动和外界扰动时, 采用一般控制器的控制性能并不理想. 若不采取任何措施来补偿不确定参数摄动和外界扰动, 姿态角响应曲线则会存在稳态误差且受干扰的影响较大. 而采用鲁棒控制器后明显改善了控制效果, 使得姿态角快速准确的跟踪期望的姿态角, 并且响应曲线平稳光滑, 由此可知本文所设计的鲁棒控制器对不确定参数的摄动和外界扰动具有很好的鲁棒性. 图6为采用鲁棒控制器的姿态角误差响应曲线, 各姿态角误差都能够在极短的时间内趋于0, 并且暂态过程中姿态角误差的变化范围分别为$-0.3°\sim 0.1°$, $-0.01°\sim 0.01°$, $-0.3°\sim 0.1°$, 这说明该控制器具有较高的精度和较小的超调量.

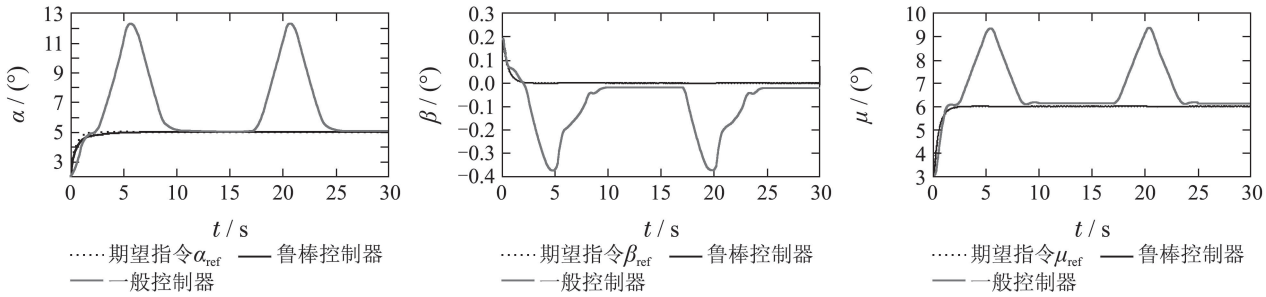

图 5　一般控制器和鲁棒控制器下姿态角响应曲线对比

Fig. 5　Response curves of attitude angles: ordinary controller via robust controller

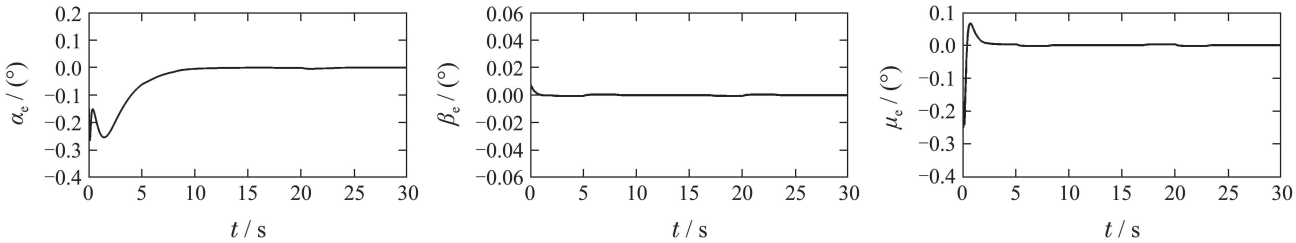

图 6　姿态角误差响应曲线

Fig. 6　Response curves of attitude angle errors

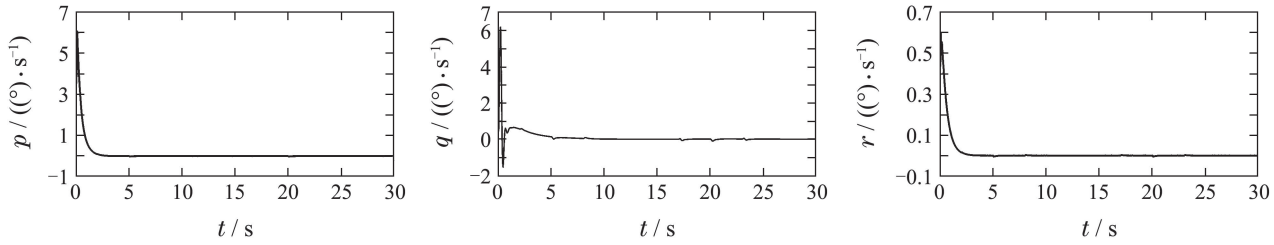

图 7 姿态角速率响应曲线

Fig. 7 Response curves of attitude angle rates

图7为采用鲁棒控制器的姿态角速率响应曲线. 图8为采用鲁棒控制器的RCS控制力矩曲线. 图9为采用鲁棒控制器的气动舵面偏角曲线. 图10为根据d的具体表达式得到的曲线图. 图11为$\hat{d}$的仿真曲线. 图12为$\tilde{d}$的仿真曲线. 由图10–12可知该观测器很好的估计了时变干扰. 综上分析, 本文所设计的鲁棒自适应控制器能够很好的抑制不确定参数引起的干扰, 并使得系统达到快速稳定的跟踪.

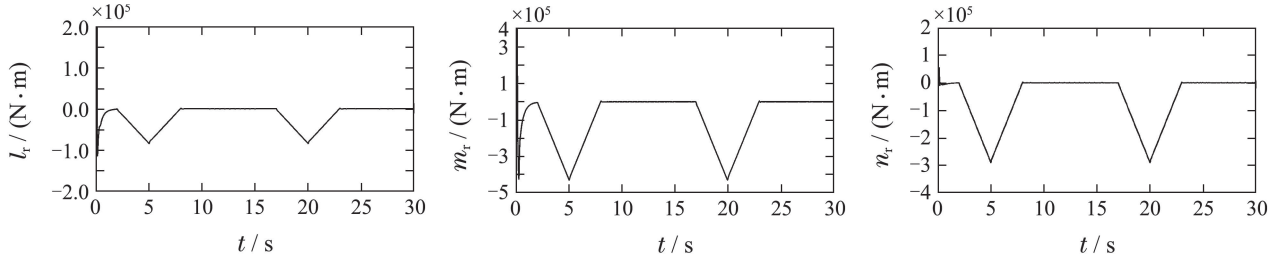

图 8 RCS控制力矩曲线

Fig. 8 The curves of RCS control moment

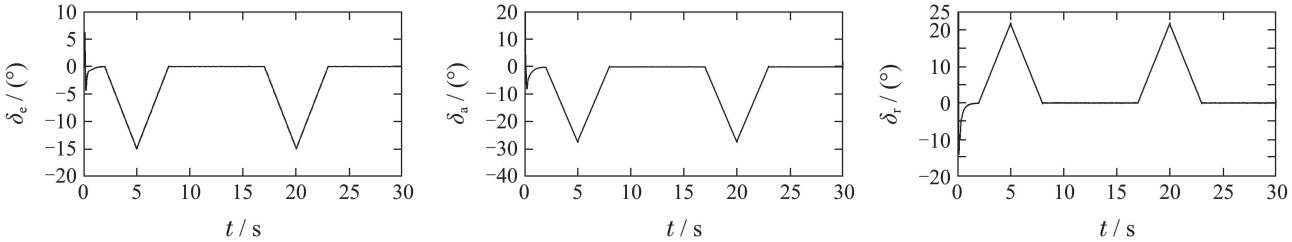

图 9 气动舵面偏角曲线

Fig. 9 The curves of aerosurface deflections

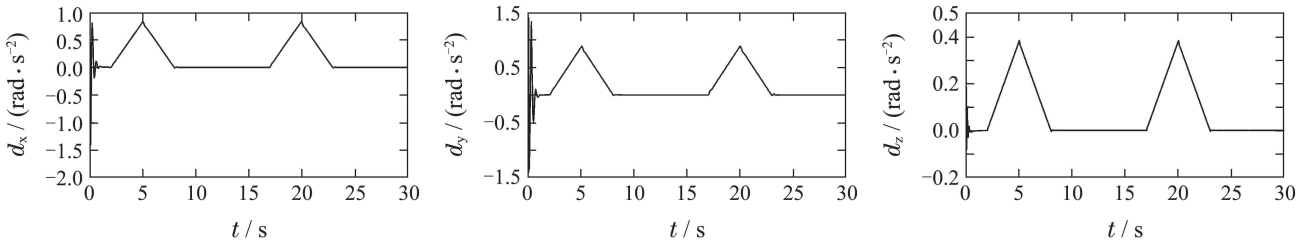

图 10 d的仿真曲线

Fig. 10 The simulation curves of d

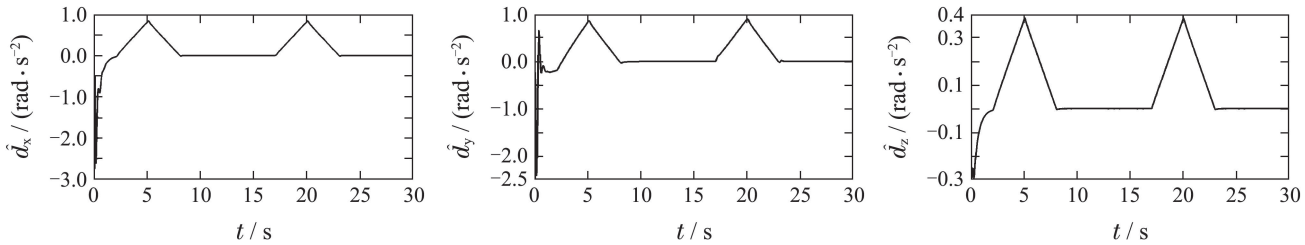

图 11 $\hat{d}$的仿真曲线

Fig. 11 The simulation curves of $\hat{d}$

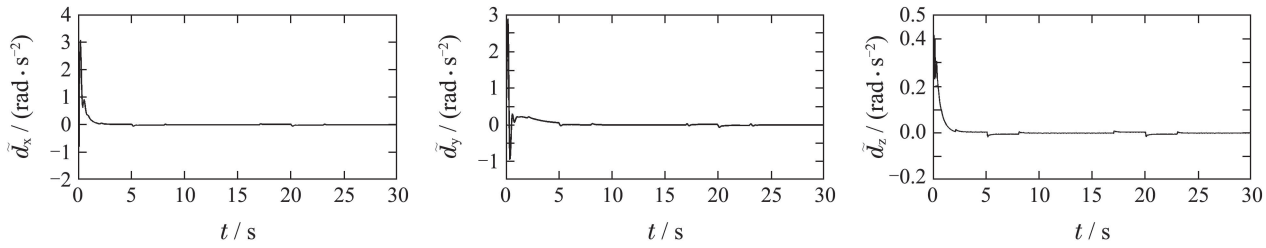

图 12 $\tilde{d}$的仿真曲线

Fig. 12 The simulation curves of $\tilde{d}$

6 结论(Couclusions)

本文针对气动和惯性参数不确定性, 同时考虑RCS参与控制, 设计高超声速再入飞行器的鲁棒自适应控制器. 根据奇异摄动理论将控制系统分为快、慢两个回路分别进行设计. 将各回路的不确定参数写成矢量的形式, 利用自适应律来实时的更新不确定参数矢量, 引入不连续投影算法来避免控制器出现奇异的情况. 同时利用非线性干扰观测器处理控制系数不确定性. 文中引入S型曲线对控制分配做了一些改进, 并给出了气动舵面偏角指令和RCS所需提供的控制力矩指令. 利用Lyapunov稳定性理论证明了整个闭环系统的稳定性. 最后, 采用Winged-Cone模型进行Simulink仿真, 仿真结果表明本文所设计的控制器能够快速有效的进行姿态跟踪同时具有强鲁棒性.

参考文献(References):

[1] XU B, SHI Z K. An overview on flight dynamics and control approaches for hypersonic vehicles [J]. *Science China Information Sciences*, 2015, 58(7): 1 – 19.

[2] 吴宏鑫, 孟斌. 高超声速飞行器控制研究综述 [J]. 力学进展, 2009, 39(6): 756 – 765.
(WU Hongxin, MENG Bin. Review on the control of hypersonic flight vehicles [J]. *Advances in Mechanics*, 2009, 39(6): 756 – 765.)

[3] SUN H F, YANG Z L, ZENG J P. New tracking-control strategy for airbreathing hypersonic vehicles [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2013, 36(3): 846 – 859.

[4] 钱承山, 吴庆宪, 姜长生, 等. 基于反作用发动机推力的空天飞行器再入姿态飞行控制 [J]. 航空动力学报, 2008, 23(8): 1546 – 1552.
(QIAN Chengshan, WU Qingxian, JIANG Changsheng, et al. Flight control for an aerospace vehicle's reentry attitude based on thrust of reaction jets [J]. *Journal of Aerospace Power*, 2008, 23(8): 1546 – 1552.)

[5] SHTESSEL Y, KRUPP D. Reusable launch vehicle trajectory control in sliding modes [C] //*Proceedings of the American Control Conference*. Albuquerque, New Mexico: IEEE, 1997, 4: 2557 – 2561.

[6] SHTESSEL Y, MCDUFFIE J, JACKSON M, et al. Sliding mode control of the X-33 vehicle in launch and re-entry modes [C] //*AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. Boston, MA, USA: AIAA, 1998: 1998 – 4414.

[7] SHTESSEL Y, ZHU J, DANIELS D. Reusable launch vehicle attitude control using a time-varying sliding mode control technique [C] //*Proceedings of the 34th Southeastern Symposium on System Theory*. Savannah, Georgia: IEEE, 2002: 81 – 85.

[8] PUKDEBOON C, ZINOBER A, THEIN M. Quasi-continuous higher-order sliding mode controllers for spacecraft-attitude-tracking maneuvers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1436 – 1444.

[9] QIAN C S, SUN C Y, HUANG Y Q, et al. Design of flight control system for a hypersonic gliding vehicle based on nolinear disturbance observer [C] //*Proceedings of the 10th IEEE International Conference on Control and Automation*. Hangzhou: IEEE, 2013: 1573 – 1577.

[10] CHEN M, JIANG B. Robust attitude control of near space vehicles with time-varying disturbances [J]. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2013, 11(1): 182 – 187.

[11] LIAN B H, BANG H, HURTADO J E. Adaptive backstepping control based autopilot design for reentry vehicle [C] //*AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. Providence, Rhode Island: AIAA, 2004: 2004 – 5328.

[12] SHI Z, ZHANG Y F, HE C D. Adaptive robust control for maneuvering reentry vehicle basing on backstepping [C] //*Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*. Nanjing: IEEE, 2014, 7: 2064 – 2068.

[13] COSTA R R DA, CHU Q P, MULDER J A. Reentry flight controller design using nonlinear dynamic inversion [J]. *Journal of Spacecraft and Rockets*, 2003, 40(1): 64 – 71.

[14] JULIANA S, CHU Q P, MULDER J A, et al. Flight control of atmospheric reentry vehicle with nonlinear dynamic inversion [C] //*AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. Providence, Rhode Island: AIAA, 2004: 2004 – 5330.

[15] 陈谋, 邹庆元, 姜长生, 等. 基于神经网络干扰观测器的动态逆飞行控制 [J]. 控制与决策, 2008, 23(3): 283 – 287.
(CHEN Mou, ZOU Qingyuan, JIANG Changsheng, et al. Dynamical inversion flight control based on neural network disturbance observer [J]. *Control and Decision*, 2008, 23(3): 283 – 287.)

[16] 方一鸣, 韩永成, 赵琳琳, 等. 控制量前具有不确定系数的电液伺服系统自适应控制 [J]. 控制理论与应用, 2009, 26(2): 156 – 160.
(FANG Yiming, HAN Yongcheng, ZHAO Linlin, et al. Adaptive controller for electro-hydraulic servo system with uncertain coefficients in control input [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(2): 156 – 160.)

[17] 钱承山, 吴庆宪, 姜长生, 等. 空天飞行器概念设计再入数学建模研究 [J]. 宇航学报, 2008, 29(2): 434 – 439.
(QIAN Chengshan, WU Qingxian, JIANG Changsheng, et al. Atmospheric reetry modeling of aerospace vehicle dynamics for conceptual design studies [J]. *Journal of Astronautics*, 2008, 29(2): 434 – 439.)

[18] YAO B. High performance adaptive robust control of nonlinear systems: a general framework and new schemes [C] //*Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*. San Diego, California USA: IEEE, 1997, 3: 2489 – 2494.

[19] XU L, YAO B. Output feedbackadaptive robust precision motion control of linear motors [J]. *Automatica*, 2001, 37(7): 1029 – 1039.

[20] SUN H F, YANG Z L, MENG B. Tracking control of a class of nonlinear systems with applications to cruise control of air-breathing hypersonic vehicles [J]. *International Journal of Control*, 2015, 88(5): 885 – 896.

[21] YANG Z L, MENG B, SUN H F. A new kind of nonlinear disturbance observer for nonlinear systems with applications to cruise control of air-breathing hypersonic vehicles [J]. *International Journal of Control*, 2015 (Accepted).

[22] 宁国栋, 张曙光, 方振平. 跨大气层飞行器再入段RCS控制特性 [J]. 飞行力学, 2005, 23(3): 16 – 20.
(NING Guodong, ZHANG Shuguang, FANG Zhenping. Research on the reaction control system for spacecraft re-entry flight [J]. *Flight Dynamics*, 2005, 23(3): 16 – 20.)

[23] 张少杰. 一种改进S型曲线方法 [OL]. 中国科技论文在线, 2008. http: //www.docin.com/p-385950849.html.
(ZHANG Shaojie. An improved S-curve method [OL]. *Science & Technology Magazine Online*, 2008. http: //www.docin.com/p-385950849.html.)

[24] SHAUGHNESSY J D, PINCKNEY S Z, MCMINN J D, et al. Hypersonic vehicle simulation model: Winged-cone configuration [R]. NASN TM–102610, 1990.

[25] KESHMIRI S, MIRMIRANI M, MCOLGREN R. Six-DOF modeling and simulation of a generic hypersonic vehicle for conceptual design studies [C] //*AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference and Exhibit*. Providence, Rhode Island: AIAA, 2004: 2004 – 4805.

[26] 李惠峰. 高超声速飞行器制导与控制技术(下) [M]. 北京: 中国宇航出版社, 2012: 416 – 420.
(LI Huifeng. *Hypersonic Vehicle Guidance and Control Technology (Continued)* [M]. Beijing: China Astronautic Publishing House Press, 2012: 416 – 420.)

[27] WANG M G, TANG Q, PEI T G. Fast optimization of constrained reentry trajectory [C] //*International Astronautical Congress*. Valencia, Spain: AIAA, 2006: 1 – 7.

附录 1 系统模型(2)中不确定参数矢量和其系数矩阵的表达式(Appendix 1 Expressions of the uncertain parameters and its coefficient matrices in the system model (2))

在系统模型(2)中, 不确定参数矢量和其系数矩阵的形式较为复杂, 具体表达式如下:

$$\theta_\Omega = [\theta_1^{\mathrm{T}}\ \ \theta_2^{\mathrm{T}}\ \ \theta_3^{\mathrm{T}}]_{4\times 1}^{\mathrm{T}}, \theta_w = [\theta_4^{\mathrm{T}}\ \ \theta_5^{\mathrm{T}}\ \ \theta_6^{\mathrm{T}}]_{17\times 1}^{\mathrm{T}},$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} A_1(x) & 0 & 0 \\ 0 & A_2(x) & 0 \\ 0_{2\times 1} & 0_{2\times 1} & A_3(x) \end{bmatrix}_{4\times 3},$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} B_1(x) & 0_{5\times 1} & 0_{5\times 1} \\ 0_{6\times 1} & B_2(x) & 0_{6\times 1} \\ 0_{6\times 1} & 0_{6\times 1} & B_3(x) \end{bmatrix}_{17\times 3},$$

$$\theta_1 = C_{\mathrm{L},\alpha},\ \theta_2 = C_{\mathrm{Y},\beta},\ \theta_3 = [C_{\mathrm{Y},\beta}\ \ C_{\mathrm{L},\alpha}]^{\mathrm{T}},$$

$$\theta_4 = [\frac{I_{\mathrm{yy}} - I_{\mathrm{zz}}}{I_{\mathrm{xx}}}\ \ \frac{\dot{I}_{\mathrm{xx}}}{I_{\mathrm{xx}}}\ \ \frac{C_{l,\beta}}{I_{\mathrm{xx}}}\ \ \frac{C_{l,p}}{I_{\mathrm{xx}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{l,r}}}{I_{\mathrm{xx}}}]^{\mathrm{T}},$$

$$\theta_5 = [\frac{I_{\mathrm{zz}} - I_{\mathrm{xx}}}{I_{\mathrm{yy}}}\ \ \frac{\dot{I}_{\mathrm{yy}}}{I_{\mathrm{yy}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{m},\alpha}}{I_{\mathrm{yy}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{m,q}}}{I_{\mathrm{yy}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{D},\alpha}}{I_{\mathrm{yy}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{L},\alpha}}{I_{\mathrm{yy}}}]^{\mathrm{T}},$$

$$\theta_6 = [\frac{I_{\mathrm{xx}} - I_{\mathrm{yy}}}{I_{\mathrm{zz}}}\ \ \frac{\dot{I}_{\mathrm{zz}}}{I_{\mathrm{zz}}}\ \ \frac{C_{n,\beta}}{I_{\mathrm{zz}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{n,p}}}{I_{\mathrm{zz}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{n,r}}}{I_{\mathrm{zz}}}\ \ \frac{C_{\mathrm{Y},\beta}}{I_{\mathrm{zz}}}]^{\mathrm{T}},$$

$$A_1(x) = -\frac{\bar{q}S}{MV\cos\beta},\ A_2(x) = \frac{\bar{q}S\beta\cos\beta}{MV},$$

$$A_3(x) = [\frac{\bar{q}S\beta\tan\gamma\cos\mu\cos\beta}{MV}\ \ \frac{\bar{q}S(\tan\gamma\sin\mu + \tan\beta)}{MV}]^{\mathrm{T}},$$

$$B_1(x) = [qr\ \ -p\ \ \bar{q}Sb\beta\ \ \frac{\bar{q}Sb^2p}{2V}\ \ \frac{\bar{q}Sb^2r}{2V}]^{\mathrm{T}},$$

$$B_2(x) = [pr\ \ -q\ \ \bar{q}Sc\ \ \frac{\bar{q}Sc^2q}{2V}\ \ X_{\mathrm{cg}}\bar{q}S\sin\alpha\ \ X_{\mathrm{cg}}\bar{q}S\cos\alpha]^{\mathrm{T}},$$

$$B_3(x) = [pq\ \ -r\ \ \bar{q}Sb\beta\ \ \frac{\bar{q}Sb^2p}{2V}\ \ \frac{\bar{q}Sb^2r}{2V}\ \ X_{\mathrm{cg}}\bar{q}S\beta]^{\mathrm{T}},$$

$$f_1(\Omega) = \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{g}\cos\gamma\cos\mu}{V\cos\beta} \\ \dfrac{\mathrm{g}\cos\gamma\sin\mu}{V} \\ -\dfrac{\mathrm{g}\cos\gamma\cos\mu\tan\beta}{V} \end{bmatrix}.$$

附录 2 文献[21]中的非线性干扰观测器的渐近收敛性证明 (Appendix 2 The asymptotic convergence proof of nonlinear disturbance observer of paper [21])

考虑一般非线性系统

$$\dot{y} = f(y) + g(y)u + d, \tag{A1}$$

其中: y为系统状态, u为控制输入, d为总和干扰.

设$\hat{d}$为d的估计值, $\tilde{d} = d - \hat{d}$为d的估计误差; $d_i = \dfrac{\mathrm{d}^i d(t)}{\mathrm{d}t^i}$, $\hat{d}_i$为d_i的估计值, $\tilde{d}_i = d_i - \hat{d}_i$为$d_i$的估计误差($i = 0, \cdots, k-1$).

文献[21]设计了如下非线性干扰观测器:

$$\begin{cases} \dot{z} = -L_0(y)(z + f(y) + g(y)u + p_0(y)) + \hat{d}_1, \\ \dot{\hat{d}}_1 = L_1(y)\tilde{d}_1 + \hat{d}_2, \\ \dot{\hat{d}}_2 = L_2(y)\tilde{d}_2 + \hat{d}_3, \\ \quad\vdots \\ \dot{\hat{d}}_{k-2} = L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2} + \hat{d}_{k-1}, \\ \dot{\hat{d}}_{k-1} = L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1}, \\ \hat{d} = z + p_0(y), \end{cases} \tag{A2}$$

式中: $z \in \mathbb{R}^3$和$\hat{d}_i \in \mathbb{R}^3 (i = 1, \cdots, k-1)$为观测器内部状态, $\hat{d} \in \mathbb{R}^3$为d的观测值; $p_0(y) \in \mathbb{R}^3$为待设计的向量值函数; $L_i(y) \in \mathbb{R}^{3\times 3} (i = 0, \cdots, k-1)$为非线性观测器增益矩阵, 满足:

1) 使得系统$\dot{e}_i = -L_i(y)e_i (i = 0, \cdots, k-1)$在原点处渐近稳定.

2) $L_0(y) = \dfrac{\partial p_0(y)}{\partial y}$.

当d满足假设3且增益矩阵$L_i(y)$满足上述条件1)和2)时, 非线性干扰观测器(A2)是渐近收敛的.

证 显然有$\dot{d}_i = d_{i+1}$.

对$\tilde{d}$关于时间求导并将式(A1)–(A2)代入:

$$\begin{aligned} &\dot{\tilde{d}} = \dot{d} - \dot{\hat{d}} = \\ &d_1 - \dot{z} - \frac{\partial p_0(y)}{\partial y}\dot{y} = \\ &d_1 + L_0(y)(z + f(y) + g(y)u + p_0(y)) - \hat{d}_1 - \\ &L_0(y)(f(y) + g(y)u + d) = \end{aligned}$$

$$\tilde{d}_1 + L_0(y)(z + p_0(y)) - L_0(y)d = -L_0(y)\tilde{d} + \tilde{d}_1.$$

对$\tilde{d}_1$关于时间求导:

$$\dot{\tilde{d}}_1 = \dot{d}_1 - \dot{\hat{d}}_1 = d_2 - L_1(y)\tilde{d}_1 - \hat{d}_2 = -L_1(y)\tilde{d}_1 + \tilde{d}_2,$$

类似地有

$$\dot{\tilde{d}}_i = -L_i(y)\tilde{d}_i + \tilde{d}_{i+1},\ i = 1, \cdots, k-2,$$
$$\dot{\tilde{d}}_{k-1} = -L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1},$$

则有$\tilde{d}$的动态如下:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{d}} = -L_0(y)\tilde{d} + \tilde{d}_1, \\ \dot{\tilde{d}}_1 = -L_1(y)\tilde{d}_1 + \tilde{d}_2, \\ \quad\vdots \\ \dot{\tilde{d}}_{k-2} = -L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2} + \tilde{d}_{k-1}, \\ \dot{\tilde{d}}_{k-1} = -L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1}. \end{cases}$$

由于$L_i(y)$使得系统$\dot{e}_i = -L_i(y)e_i (i = 0, \cdots, k-1)$在原点处渐近稳定. 显然, 子系统$\dot{\tilde{d}}_{k-1} = -L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1}$在原点处渐近稳定. 考虑系统$\dot{\tilde{d}}_{k-2} = -L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2} + \tilde{d}_{k-1}$. 令$\tilde{d}_{k-1} = 0$, 有$\dot{\tilde{d}}_{k-2} = -L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2}$在原点处渐近稳定, 再根据引理1可知级联系统:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{d}}_{k-2} = -L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2} + \tilde{d}_{k-1}, \\ \dot{\tilde{d}}_{k-1} = -L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1}. \end{cases}$$

在原点处渐近稳定. 考虑系统

$$\dot{\tilde{d}}_{k-3} = -L_{k-3}(y)\tilde{d}_{k-3} + \tilde{d}_{k-2}.$$

令$\tilde{d}_{k-2} = 0$, 有$\dot{\tilde{d}}_{k-3} = -L_{k-3}(y)\tilde{d}_{k-3}$在原点处渐近稳定, 再根据引理1可知级联系统

$$\begin{cases} \dot{\tilde{d}}_{k-3} = -L_{k-3}(y)\tilde{d}_{k-3} + \tilde{d}_{k-2}, \\ \dot{\tilde{d}}_{k-2} = -L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2} + \tilde{d}_{k-1}, \\ \dot{\tilde{d}}_{k-1} = -L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1}. \end{cases}$$

在原点处渐近稳定. 依次类推, 有

$$\begin{cases} \dot{\tilde{d}} = -L_0(y)\tilde{d} + \tilde{d}_1, \\ \dot{\tilde{d}}_1 = -L_1(y)\tilde{d}_1 + \tilde{d}_2, \\ \quad\vdots \\ \dot{\tilde{d}}_{k-2} = -L_{k-2}(y)\tilde{d}_{k-2} + \tilde{d}_{k-1}, \\ \dot{\tilde{d}}_{k-1} = -L_{k-1}(y)\tilde{d}_{k-1}. \end{cases}$$

在原点处渐近稳定.　　证毕.

注 A1　k值的确定: 当无法知道干扰d的具体结构或者很难获取其表达式时, 可预先给定一个足够小的正实数ε, 如果存在正整数t使得$\|\hat{d}_{t+1} - \hat{d}_t\|_2 < \varepsilon$, 则$k = t$.

作者简介:

赖　薇　(1992–), 女, 硕士研究生, 研究方向为鲁棒控制、航天器姿态控制, E-mail: laiwei0206@163.com;

孟　斌　(1973–), 女, 高级工程师, 研究方向为高超声速飞行器控制、特征建模、自适应控制和智能控制, E-mail: mengb@amss.ac.cn;

孙洪飞　(1970–), 男, 教授, 研究方向为混合系统控制、基于网络的系统控制、非线性控制理论及其在运动体控制上的应用, E-mail: sunhf@xmu.edu.cn.