第45卷 第12期
2013年12月
哈尔滨工业大学学报
JOURNAL OF HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY
Vol. 45 No. 12
Dec. 2013

基于自适应参数估计的反推终端滑模再入飞行控制

史 震[1], 张玉芳[1], 孙 蓉[1], 马文桥[1], 林 强[2]

(1.哈尔滨工程大学 自动化学院,150001 哈尔滨; 2.空军航空大学,130022 长春)

摘 要: 针对空天飞行器再入飞行时动态的强非线性和不确定性问题,提出了一种基于反推法的自适应终端滑模控制方法.首先建立了 ASV 的具有时变参数的严反馈形式被控模型,进一步采用自适应策略在线估计被控系统的不确定参数,将一阶低通滤波器引入到虚拟控制律设计中,降低反推计算的复杂性.在反推设计的最后一步引入终端滑模控制,以提高控制系统对于匹配不确定性的鲁棒性和系统跟踪误差的收敛速度,同时引入矩阵的广义逆,避免控制增益参数估计过程中可能出现的奇异现象.最后借助 Lyapunov 稳定性理论,证明了闭环系统误差及状态信号一致最终有界.以某型 ASV 再入姿态跟踪控制为目标,进行了 6 自由度飞行仿真验证. 结果表明:所提出的自适应反推终端滑模控制方法跟踪速度快、鲁棒性强,且对不确定参数具有较强的自适应能力.

关键词: 自适应参数估计;反推;终端滑模控制;姿态控制;鲁棒性

中图分类号: TP273.2 **文献标志码**: A **文章编号**: 0367-6234(2013)12-0116-05

Adaptive backstepping terminal sliding mode control for reentry vehicle attitude with time-varying parameters

SHI Zhen[1], ZHANG Yufang[1], SUN Rong[1], MA Wenqiao[1], LIN Qiang[2]

(1. College of Automation, Harbin Engineering University, 150001 Harbin, China; 2. Aeronautical University of Airforce, 130022 Changchun, China)

Abstract: An adaptive backstepping terminal sliding mode controller is designed for ASV with highly nonlinear and uncertain parameters in the reentry phase. Firstly, a strict-feedback nonlinear system with time-varying parameters for the ASV is established. Then, an adaptive strategy is used to estimate the uncertain parameters. Computation explosion is reduced by introducing first-order low-pass filters. In the nth step, the terminal sliding mode control is introduced, which can improve the robustness of system and error convergence rate. The introduced generalized inverse matrix can effectively avoid the singularity in the parameter estimation of control gain matrix process. All errors and states of the closed-loop system are proved ultimately bounded by Lyapunov stability theory. Simulation results of six-degree-of-freedom show that the tracking speed of control scheme is fast and the robust is strong. The control scheme has high adaptability for uncertain parameters.

Key words: adaptive parameter estimation; backstepping; terminal sliding mode control; attitude control; robustness

空天飞行器(aerospace vehicle, ASV)再入飞行段,大攻角的高速再入造成了飞行器速度、高度和姿态的极大变化,其运动方程表现出强非线性及耦合等动态特性.其次,ASV 的再入飞行存在大量的外界干扰,以及 ASV 内部参数的不确定性等问题[1].因此,传统的控制方法已经无法满足飞行控制系统的设计要求,必须寻求更为有效的方法进行 ASV 控制系统的设计.

近年来,自适应反推控制已成功应用到飞行控制设计中[2-6].文献[3-5]分别对存在不确定性的飞行器系统设计了自适应控制器,这种方法通常要求系统的不确定性的界已知或满足线性增长条件,而飞行环境恶劣的 ASV 系统显然很难满足要求.因此,从飞行器内部参数的不确定性考虑,

收稿日期: 2012-01-18.
基金项目: 第二炮兵装备部预研项目(103020101).
作者简介: 史 震(1961—),男,教授,博士生导师.
通信作者: 史 震, shizhen@hrbeu.edu.cn.

文献[7-8]将未知气动参数看作待估计参数矩阵或向量，采用自适应策略补偿气动参数不确定性引起的控制系统性能的下降，降低了控制器设计对于系统模型的要求.

本文建立了 ASV 的具有时变参数的严格反馈形式的被控模型，将 ASV 未知气动参数转化为待估计参数矩阵或向量，设计自适应律在线估计飞行器控制模型的气动参数. 与文献[2-6]相比，充分利用了系统的已有信息，并结合自适应反推控制、滑模控制，提出了一种基于自适应反推法的终端滑模控制方法，并通过 Lyapunov 稳定性理论证明了闭环系统所有误差一致最终有界. 该方法放宽了系统模型参数不确定的限制，对于系统内部参数变化具有很强的鲁棒性.

1　模型的建立

1.1　ASV 的动力学模型

ASV 姿控模型是一类不确定仿射非线性系统[9]. 根据时标分离原理，可分为快慢不同的 4 组[10]，控制系统设计按照其中两组变量进行设计，较慢变量 α,β,γ 分别为攻角、侧滑角与滚转角；快变量 p,q,r 分别为滚转角速度、俯仰角速度与偏航角速度. 其非线性动态方程描述为

$$\begin{cases}\dot{\alpha}= q-\tan\beta(p\cos\alpha+r\sin\alpha)+\dfrac{(mg\cos\mu\cos\mu-QSC_L)}{mv\cos\beta},\\ \dot{\beta}=-r\cos\alpha+p\sin\alpha+(QSC_Y\cos\beta+\\ \quad mg\cos\mu\sin\gamma)/(mv),\\ \dot{\gamma}=\sec\beta(p\cos\alpha+r\sin\alpha)+\dfrac{QSC_L}{mv}(\tan\mu\sin\gamma+\\ \quad\tan\beta)+QSC_Y\tan\mu\cos\gamma\cos\beta/(mv)-\\ \quad g\cos\mu\cos\gamma\tan\beta/v,\\ \dot{p}=QS\bar{b}[C_{l\beta}\beta+C_{lp}\bar{b}p/2v+C_{l\delta_x}]/I_{xx},\\ \dot{q}=[QS\bar{b}(C_{m\alpha}\alpha+C_{mq}\bar{b}q/2v+C_{m\delta_y})-(I_{xx}-\\ \quad I_{zz})pr]/I_{yy},\\ \dot{r}=[QS\bar{b}(C_{n\beta}\beta+C_{nr}\bar{b}r/2v+C_{n\delta_z})-(I_{yy}-\\ \quad I_{xx})pq]/I_{zz}.\end{cases}\tag{1}$$

式中：$\delta_x,\delta_y,\delta_z$ 分别为副翼偏转角、升降舵偏角和方向舵偏角；μ 为弹道倾角；m 为质量；v 为飞行速度；$\bar{b}$ 为平均气动弦长；Q 为动压；S 为参考面积；$C_L,C_Y,C_{l\beta},C_{lp},C_{m\alpha},C_{mq},C_{n\beta},C_{nr}$ 均为气动参数；I_{xx},I_{yy},I_{zz} 为不同方向上的转动惯量.

1.2　ASV 不确定模型的建立

ASV 利用地球的稠密大气在再入过程中减速下降，这使得其飞行环境和气动特性具有快速时变的特性. 因此，ASV 的控制问题是一个快速时变参数的非线性系统稳定性问题. 通过分析其动态模型，将未知气动参数转换为待估计参数向量 $\boldsymbol{\theta}_1$、$\boldsymbol{\theta}_2$ 或矩阵 $\boldsymbol{\theta}_g$，则被控模型转化为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_1=\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_1)+\bar{\boldsymbol{f}}_1(\boldsymbol{x}_1)\boldsymbol{\theta}_1+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}_1)\boldsymbol{x}_2,\\ \dot{\boldsymbol{x}}_2=\boldsymbol{f}_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)+\bar{\boldsymbol{f}}_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)\boldsymbol{\zeta}_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)\boldsymbol{\theta}_2+\boldsymbol{g}_2(\bar{\boldsymbol{x}}_2)\boldsymbol{\theta}_g\boldsymbol{u}.\end{cases}\tag{2}$$

将 $\boldsymbol{f}_1(\boldsymbol{x}_1)$ 简单记为 $\boldsymbol{f}_1$，其余矩阵函数作类似处理，则式(2)可改写为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_1=\boldsymbol{f}_1+\bar{\boldsymbol{f}}_1\boldsymbol{\theta}_1+\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{x}_2,\\ \dot{\boldsymbol{x}}_2=\boldsymbol{f}_2+\bar{\boldsymbol{f}}_2\boldsymbol{\zeta}_2\boldsymbol{\theta}_2+\boldsymbol{g}_2\boldsymbol{\theta}_g\boldsymbol{u}.\end{cases}\tag{3}$$

式中：

$$\boldsymbol{f}_1=\frac{g}{v\cos\beta}\begin{bmatrix}\cos\gamma\cos\mu\\ \cos\mu\sin\gamma\cos\beta\\ -\cos\gamma\cos\mu\sin\beta\end{bmatrix},\boldsymbol{\theta}_1=\begin{bmatrix}C_L\\ C_{Y\beta}\\ 0\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{g}_1=\begin{bmatrix}-\tan\beta\cos\alpha & 1 & -\tan\beta\sin\alpha\\ \sin\alpha & 0 & -\cos\alpha\\ \sec\beta\cos\alpha & 0 & \sec\beta\sin\alpha\end{bmatrix},$$

$$\bar{f}_1=\frac{QS}{mv}\begin{bmatrix}-1/\cos\beta & 0 & 0\\ 0 & \beta\cos\beta & 0\\ \tan\mu\sin\gamma+\tan\beta & \beta\tan\mu\cos\gamma\cos\beta & 0\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{f}_2=[0\quad pq(I_{xx}-I_{zz})/I_{yy}\quad pr(I_{yy}-I_{xx})/I_{zz}]^{\mathrm{T}},$$

$$\boldsymbol{\theta}_g=\mathrm{diag}(C_{l\delta_x},C_{m\delta_y},C_{n\delta_z}),\ f_2=\begin{bmatrix}0\\ pq(I_{xx}-I_{zz})/I_{yy}\\ pr(I_{yy}-I_{xx})/I_{zz}\end{bmatrix},$$

$$\bar{\boldsymbol{g}}_2=\bar{f}_2=QS\bar{b}\begin{bmatrix}1/I_{xx} & & \\ & 1/I_{yy} & \\ & & 1/I_{zz}\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\zeta}_2=\begin{bmatrix}\beta & \bar{b}p/2v & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & \bar{b}q/2v & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta & \bar{b}r/2v\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\theta}_2=[C_{l\beta}\quad C_{lp}\quad C_{m\alpha}\quad C_{mq}\quad C_{n\beta}\quad C_{nr}]^{\mathrm{T}}.$$

2　自适应动态面控制

ASV 控制器设计的目标是针对式(3)，通过设计控制器消除不确定性的影响，使系统的输出 $y(t)$ 跟踪期望的参考轨迹 $y_{\mathrm{d}}(t)$. 为了设计反推终端滑模控制器，需要如下假设条件：1) 给定的参考信号 $\boldsymbol{y}_{\mathrm{d}}(t)$ 连续可导且 n 阶导数有界. 2) 在紧集 $\boldsymbol{\Omega}$ 上，$|\boldsymbol{g}_1|\neq 0$，且存在常数 σ_{10}、σ_{11}，使得 $0<\sigma_{10}\leqslant\|\boldsymbol{g}_1\|\leqslant\sigma_{11}$；$|\boldsymbol{g}_2\boldsymbol{\theta}_g(t)|\neq 0$，且矩阵的最小奇异值 σ，满足对 $\forall\varepsilon>0,\sigma\geqslant\varepsilon,\forall\boldsymbol{x}\in\boldsymbol{\Omega}$.

针对式(3)，采用反推法进行控制器设计，控

制结构如图 1 所示,具体设计步骤如下.

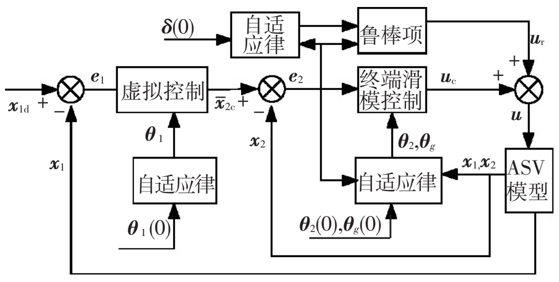

图 1 基于自适应参数估计的反推终端滑模控制系统图

步骤 1 针对 $\boldsymbol{x}_1$ 子系统,以 $\boldsymbol{x}_2$ 为虚拟控制输入,使得角度 $\boldsymbol{x}_1=[\alpha,\beta,\gamma]^{\mathrm{T}}$ 的跟踪误差一致最终有界,定义跟踪误差变量 $\boldsymbol{e}_1=\boldsymbol{x}_1-\boldsymbol{x}_{1\mathrm{d}}$,则

$$\dot{\boldsymbol{e}}_1=\boldsymbol{f}_1+\bar{\boldsymbol{f}}_1\boldsymbol{\theta}_1+\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{x}_2-\dot{\boldsymbol{x}}_{1\mathrm{d}}. \tag{4}$$

选择虚拟控制输入 $\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}$ 为

$$\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}=\boldsymbol{g}_1^{-1}[-\boldsymbol{K}_1\boldsymbol{e}_1+\dot{\boldsymbol{x}}_{1\mathrm{d}}-\boldsymbol{f}_1-\bar{\boldsymbol{f}}_1\hat{\boldsymbol{\theta}}_1]. \tag{5}$$

其中:$\boldsymbol{K}_1$ 为正定的对角矩阵,$\hat{\boldsymbol{\theta}}_1$ 为参数 $\boldsymbol{\theta}_1$ 的估计值.

需要注意的是,在实际控制量 $\boldsymbol{u}$ 的设计过程中,为了避免对 $\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}$ 进行求导.引入一阶低通滤波器[11]对虚拟控制律进行滤波,以降低计算的复杂性.滤波器动态方程为

$$\tau\dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_{2\mathrm{c}}+\bar{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}=\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}},\ \bar{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}(0)=\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}(0). \tag{6}$$

式中:τ 为设计的滤波时间常数,$\tau>0$.

为保证闭环系统的稳定性,定义虚拟控制量的滤波误差为

$$\boldsymbol{\omega}_1=\bar{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}-\boldsymbol{x}_{2\mathrm{c}}. \tag{7}$$

将式(5)、(7)代入式(4)得

$$\dot{\boldsymbol{e}}_1=-\boldsymbol{K}_1\boldsymbol{e}_1+\bar{\boldsymbol{f}}_1\tilde{\boldsymbol{\theta}}_1+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{e}_2+\boldsymbol{\omega}_1).$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V_1=\frac{1}{2}\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{e}_1+\frac{1}{2}\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_1+\frac{1}{2\eta_1}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_1^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_1. \tag{8}$$

其中:$\eta_1>0$ 为设计参数,$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_1=\boldsymbol{\theta}_1-\hat{\boldsymbol{\theta}}_1$ 为参数估计误差,取参数自适应律 $\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_1=\eta_1\bar{\boldsymbol{f}}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{e}_1$. (9)

则

$$\dot{V}_1=-\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_1\boldsymbol{e}_1+\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{e}_2+\boldsymbol{\omega}_1)+\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{\omega}}_1. \tag{10}$$

根据假设条件,可知

$$\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{\omega}}_1=-\frac{1}{\tau}\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_1-\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}\leqslant-\frac{1}{\tau}\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_1+\|\boldsymbol{\omega}_1\|^2+\frac{1}{4}\|\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}\|^2, \tag{11}$$

$$\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{\omega}_1\leqslant\|\boldsymbol{e}_1\|^2+\frac{\sigma_{11}^2}{4}\|\boldsymbol{\omega}_1\|^2. \tag{12}$$

将式(11)、(12)代入式(10),得

$$\dot{V}_1\leqslant-(\lambda_{\min}(\boldsymbol{K}_1)-1)\|\boldsymbol{e}_1\|^2-\left(\frac{1}{\tau}-\frac{\sigma_{11}^2}{4}-1\right)\|\boldsymbol{\omega}_1\|^2+\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{g}_1\boldsymbol{e}_2+\frac{1}{4}\|\dot{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}\|^2. \tag{13}$$

步骤 2 对于 $\boldsymbol{x}_1,\boldsymbol{x}_2$ 组成的系统,设计控制输入 $\boldsymbol{u}$,使得 $\boldsymbol{x}_1-\boldsymbol{x}_{1\mathrm{d}},\boldsymbol{x}_2-\bar{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}$ 一致最终有界.基于终端滑模具有有限时间收敛的优点,在控制器设计中引入滑模控制,设计滑模面

$$\boldsymbol{S}=\boldsymbol{e}_2+\int_0^t(a\boldsymbol{e}_2+b\boldsymbol{e}_2^{\frac{q}{p}})\mathrm{d}t. \tag{14}$$

式中:$\boldsymbol{e}_2=\boldsymbol{x}_2-\bar{\boldsymbol{x}}_{2\mathrm{c}}$,$a>0$,$b>0$,$q<p$,且 q,p 均为正奇数.

取控制量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}$ 与参数 $\boldsymbol{\theta}_2,\boldsymbol{\theta}_g$ 的自适应律分别为

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}=[\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g]^{-1}[-\boldsymbol{f}_2-\bar{\boldsymbol{f}}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_2(t)+\dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_{2\mathrm{c}}-a\boldsymbol{e}_2-b\boldsymbol{e}_2^{\frac{q}{p}}-\boldsymbol{K}_s\boldsymbol{S}-\boldsymbol{\rho}\,|\boldsymbol{S}|\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{S})], \tag{15}$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_2=\eta_2\bar{\boldsymbol{f}}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S},\ \dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_g=\eta_g\boldsymbol{g}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{u}_c^{\mathrm{T}}. \tag{16}$$

式中:$\boldsymbol{K}_s,\boldsymbol{\rho}$ 为正定对角矩阵;$\eta_2,\eta_g>0$;$\hat{\boldsymbol{\theta}}_2,\hat{\boldsymbol{\theta}}_g$ 分别为参数 $\boldsymbol{\theta}_2,\boldsymbol{\theta}_g$ 估计值,由于 $\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g$ 是通过在线估计 $\boldsymbol{\theta}_g$ 得到的,很难保证其非奇异性,因而采用广义逆

$$[\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g]^{\mathrm{T}}\{\varepsilon\boldsymbol{I}+\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g[\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g]^{\mathrm{T}}\}^{-1}, \tag{17}$$

代替 $\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g$ 的逆.

如果式(15)采用 $\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g$ 的广义逆矩阵,为了保证闭环系统稳定性,在式(3)的控制器设计中引入鲁棒项[12] $\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}$,则设计控制量

$$\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}+\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}. \tag{18}$$

其中:

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}=[\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g]^{\mathrm{T}}\{\varepsilon\boldsymbol{I}+\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g[\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g]^{\mathrm{T}}\}^{-1}\cdot[-\boldsymbol{f}_2-\bar{\boldsymbol{f}}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_2+\dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_{2\mathrm{c}}-a\boldsymbol{e}_2-b\boldsymbol{e}_2^{\frac{q}{p}}-\boldsymbol{K}_s\boldsymbol{S}-\boldsymbol{\rho}\,|\boldsymbol{S}|\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{S})]; \tag{19}$$

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}=-\frac{\boldsymbol{S}\,|\,\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\|\boldsymbol{u}_a\|}{\sigma\|\boldsymbol{S}\|^2+\delta}; \tag{20}$$

$$\dot{\delta}=-\frac{|\,\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\|\boldsymbol{u}_a\|}{\sigma\|\boldsymbol{S}\|^2+\delta},\ \delta(0)>0; \tag{21}$$

$$\boldsymbol{u}_a=\varepsilon\{\varepsilon\boldsymbol{I}+\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g[\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g]^{\mathrm{T}}\}^{-1}\cdot[-\boldsymbol{f}_2-\bar{\boldsymbol{f}}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_2+\dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_{2\mathrm{c}}-a\boldsymbol{e}_2-b\boldsymbol{e}_2^{\frac{q}{p}}-\boldsymbol{K}_s\boldsymbol{S}-\boldsymbol{\rho}\,|\boldsymbol{S}|\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{S})]. \tag{22}$$

定理 考虑式(3),在假设条件 1)、2)成立的条件下,根据上述设计过程,通过恰当的选择正定对角矩阵 $\boldsymbol{K}_1,\boldsymbol{K}_s,\boldsymbol{\rho}$,正常数 $\tau,a,b,p,q,\rho,\delta(0)$,基于 Lyapunov 稳定性理论,采用虚拟控制量式(5)与实际控制量式(18)~(22);参数调节律采用式(9)、(16),则闭环系统所有信号一致最终有界.

证明　为证明闭环系统所有误差信号一致最终有界,定义 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + V_s$,

$$V_s = \frac{1}{2}\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S} + \frac{1}{2\eta_2}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 + \frac{1}{2\eta_g}\mathrm{tr}(\tilde{\boldsymbol{\theta}}_g^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_g) + \frac{1}{2}\delta\dot{\delta}. \tag{23}$$

式中:$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 = \boldsymbol{\theta}_2 - \hat{\boldsymbol{\theta}}_2$,$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_g = \boldsymbol{\theta}_g - \hat{\boldsymbol{\theta}}_g$ 为参数估计误差.

由式(13)可知,若设计合理的控制量 $\boldsymbol{u}$,使得 $\boldsymbol{e}_2$ 收敛到零,则可保证 $\boldsymbol{x}_1$ 的跟踪误差 $\boldsymbol{e}_1$ 与滤波误差 $\boldsymbol{\omega}_1$ 一致最终有界.

下面证明采用控制量式(18) ~ (22),使得系统的跟踪误差 $\boldsymbol{e}_2$ 收敛到零.

$$\dot{V}_s = \boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}[\boldsymbol{f}_2 + \bar{\boldsymbol{f}}_2\boldsymbol{\theta}_2(t) + \boldsymbol{g}_2\boldsymbol{\theta}_g\boldsymbol{u} + a\boldsymbol{e}_2 + b\boldsymbol{e}_2^{\frac{q}{p}} - \dot{\boldsymbol{x}}_{2c}] + \frac{1}{\eta_2}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}}_2 + \frac{1}{\eta_g}\mathrm{tr}(\tilde{\boldsymbol{\theta}}_g^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}}_g) + \delta\dot{\delta}. \tag{24}$$

将式(16)、(18) ~ (22)代入式(24),得

$$\dot{V}_s = -\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\{\varepsilon[(\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g)^{\mathrm{T}}]^{-1}\boldsymbol{u}_c + \boldsymbol{g}_2\boldsymbol{\theta}_g\boldsymbol{u}_r\} - \boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_s\boldsymbol{S} - \boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\rho}|\boldsymbol{S}|\mathrm{sgn}(\boldsymbol{S})] + \delta\dot{\delta}. \tag{25}$$

根据假设条件 2),有

$$-\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\{\varepsilon[(\boldsymbol{g}_2\hat{\boldsymbol{\theta}}_g)^{\mathrm{T}}]^{-1}\boldsymbol{u}_c + \boldsymbol{g}_2\boldsymbol{\theta}_g\boldsymbol{u}_r\} + \delta\dot{\delta} = -\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{u}_a + \boldsymbol{g}_2\boldsymbol{\theta}_g\boldsymbol{u}_r) + \delta\dot{\delta} \leqslant |\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\|\boldsymbol{u}_a| - \frac{\sigma\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S}|\boldsymbol{S}^{\mathrm{T}}\|\boldsymbol{u}_a|}{\sigma\|\boldsymbol{S}\|^2 + \delta} + \delta\dot{\delta} = 0. \tag{26}$$

则

$$\dot{V}_s \leqslant -[\lambda_{\min}(\boldsymbol{K}_s) + \lambda_{\min}(\boldsymbol{\rho})]\|\boldsymbol{S}\|^2 < 0. \tag{27}$$

当 $\boldsymbol{S} \neq \boldsymbol{0}$ 时,$\dot{V}_s < 0$,跟踪误差 $\boldsymbol{e}_2$ 在有限时间内收敛到零.且由文献[13]的引理4.3可知,在紧集 $\boldsymbol{\Omega}$ 上,存在一个实数 $C > 0$,使得$\frac{1}{4}\|\dot{\boldsymbol{x}}_{2c}\|^2 < C$. 则式(13)可转化为

$$\dot{V}_1 \leqslant -Q\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}} + C. \tag{28}$$

式中: $Q = \min\left[\lambda_{\min}(\boldsymbol{K}_1) - 1, \frac{1}{\tau} - \frac{\sigma_{11}^2}{4} - 1\right]$,$\boldsymbol{w} = [e_1, \omega_1]$.

令 $|\boldsymbol{w}| \geqslant \sqrt{\frac{C}{Q}}$,则 $\dot{V}_1 \leqslant 0$,误差信号 $\boldsymbol{e}_1$,$\boldsymbol{\omega}_1$ 收敛到最终界 $\boldsymbol{\Omega}_w = \{|\boldsymbol{w}\| \lim_{t\to\infty}|\boldsymbol{w}| = \sqrt{\frac{C}{Q}}\}$. 因此 $\boldsymbol{e}_1 = \boldsymbol{x}_1 - \boldsymbol{x}_{1d}$ 有界,并根据假设条件 1),可知状态量 $\boldsymbol{x}_1$ 有界,故虚拟控制量 $\boldsymbol{x}_{2c}$ 有界,又由于滤波误差 ω_1 有界,可知 $\bar{\boldsymbol{x}}_{2c}$ 有界.同理,由于 $\boldsymbol{e}_2 = \boldsymbol{x}_2 - \bar{\boldsymbol{x}}_{2c}$,可知状态向量 x_2 有界,则系统的所有状态量 $\boldsymbol{x}_1$,$\boldsymbol{x}_2$ 一致最终有界.且根据式(28)可知,通过调节控制器参数,可使得系统输出误差信号 $\boldsymbol{e}_1 = \boldsymbol{x}_1 - \boldsymbol{x}_{1d}$ 任意小.

3　仿真验证

为验证本文所设计控制方法的正确性和有效性,针对 ASV 再入姿态控制进行了仿真和分析. 设定 ASV 模型的初始条件: m = 641 kg, H = 30 km, b = 0.8 m, S = 0.502 4 m^2, v = 2 500 m/s, $v_{声}$ = 301.805 m/s, ρ = 0.018 4 kg/m^3, g = 9.757 m/s^2, $\mu_0 = -21.6°$, $\alpha_0 = 0°$, $\beta_0 = 0°$, $\gamma_0 = 0°$.取 $\delta(0) = 1$,自适应律系数设计为 $\eta_1 = 3$,$\eta_2 = 5$,$\eta_g = 0.5$.

分两种情况进行对比仿真.当飞行器气动参数无摄动时,将确定 ASV 系统的常规反推控制效果,与系统含有自适应估计参数时的反推控制效果相比较,仿真结果如图 2、3 所示,为简便起见,常规反推控制器参数选取为 $\boldsymbol{K}_1$ = diag(10,5,10),$\boldsymbol{K}_2$ = diag(25,25,15).

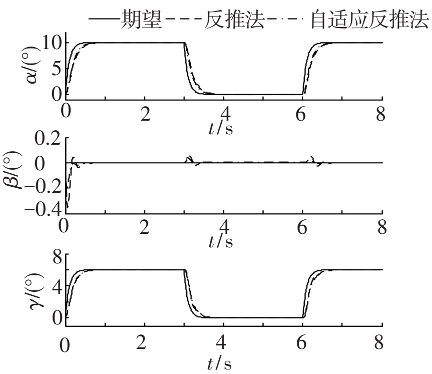

图 2　气动参数无摄动时的角度响应曲线

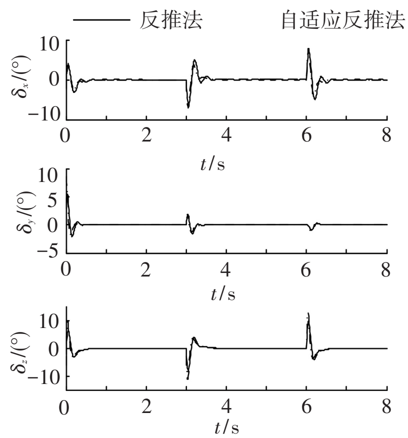

图 3　气动参数无摄动时的舵偏角

图 2、3 分别给出了角度跟踪曲线与舵偏角曲线.由图可见,在系统参数无摄动时,将气动参数看作待估计的参数向量或矩阵,所设计的带有自适应参数估计的反推控制器具有良好的控制效果.仿真过程中未出现发散现象,由此也说明,通过引入矩阵的广义逆,避免了控制增益参数估计过程中可能出现的奇异现象.

当气动参数存在摄动情况下,设计自适应反推终端滑模控制器.选取参数为 $a = 1, b = 0.1, q = 5, p = 7, \boldsymbol{K}_1 = \mathrm{diag}(10,8,10), \boldsymbol{K}_s = \mathrm{diag}(20,20,15), \boldsymbol{\rho} = \mathrm{diag}(20,20,15)$. 将常规反推控制效果与自适应反推终端滑模控制效果进行比较,仿真结果如图 4、5 所示.

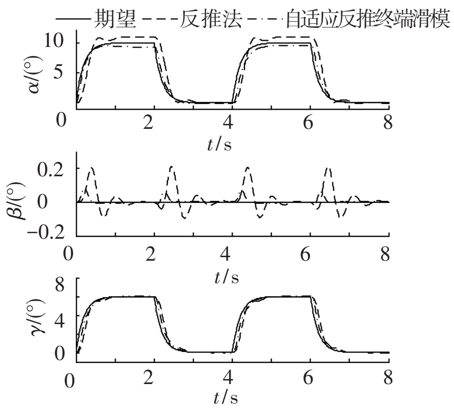

图 4　气动参数摄动-50%时的角度响应曲线

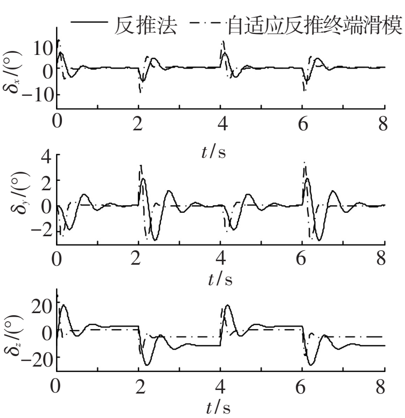

图 5　气动参数摄动-50%时的舵偏角

由图 4、5 可知,在不考虑初始段偏差的情况下,采用常规反推控制器得到的攻角、侧滑角和滚转角最大跟踪误差分别为 0.926°, 0.141°, 0.024 8°;而含有自适应估计参数时的反推终端滑模控制器得到的攻角、侧滑角和滚转角最大跟踪误差分别为 0.046 5°,0.089°,0.023 8°.通过比较可以看出,当系统参数存在摄动时,含有自适应估计参数的反推控制中引入滑模面,一方面使超调量有所减小,实现了对不确定参数的稳定估计,增强系统对于参数大幅度摄动的适应能力,另一方面可有效提高控制收敛速度与控制精度.

4　结　论

1) 针对 ASV 再入飞行时,外界环境剧烈变化造成的系统参数不确定性问题,建立了具有时变参数的严格反馈形式的 ASV 被控模型,提出了基于自适应参数估计的反推终端滑模控制设计方法.

2) 通过理论推导与仿真实验表明,该方法使得闭环系统所有信号一致最终有界并且跟踪误差收敛到给定轨迹的任意小范围内.与传统反推控制器相比,减小了误差系统的收敛时间和系统的稳态跟踪误差.对于参数不确定的 ASV 系统,该方法具有较强的鲁棒性.

参考文献

[1] 方炜.空天飞行器再入飞行模糊自适应预测控制[D].南京:南京航空航天大学,2008.

[2] 范金锁,张合新,张明宽,等.基于自适应二阶终端滑模的飞行器再入姿态控制[J].控制与决策,2012,27(3):403-407.

[3] 张强,吴庆宪,姜长生,等. 近空间飞行器鲁棒自适应 Backstepping 控制[J].系统工程与电子技术,2012,34(4):754-761.

[4] 黄喜元,王青,董朝阳.基于 Backstepping 的高超声速飞行器鲁棒自适应控制[J].系统工程与电子技术,2011,33(6):1321-1327.

[5] 高道祥,孙增圻,罗熊,等.基于 Backstepping 的高超声速飞行器模糊自适应控制[J].控制理论与应用,2008,25(5):805-810.

[6] 李海军,黄显林,葛东明.再入机动飞行器自适应轨迹线性化控制[J].宇航学报,2011,32(5):1039-1046.

[7] 曹立佳,张胜修,刘毅男,等.带有自适应参数近似的块控反步飞行控制器设计[J].航空学报, 2011,32(12): 2259-2267.

[8] 袁国平,史小平.带有特殊不确定性的导弹非线性自适应控制[J].电机与控制学报, 2010, 14(5):104-108.

[9] SNELL S A. Nonlinear dynamic-inversion flight control of supermaneuverable aircraft [D]. Kansas: University of Kansas,1991:24-27.

[10] 李海军,黄显林,葛东明.再入机动飞行器自适应轨迹线性化控制[J]. 宇航学报, 2011, 32(5): 1039-1046.

[11] 曾宪法,王小虎,张晶,等.高超声速飞行器的干扰补偿 Terminnal 滑模控制[J].北京航空航天大学学报,2012,38(11):1444-1448.

[12] LABIOD S, BOUCHERIT M S, GUERRA T M. Adaptive fuzzy control of a class of MIMO nonlinear systems [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2005, 151:59-77.

[13] HASSAN K K. Nonlinear systems[M]. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007:145.

(**编辑**　魏希柱)