

文章编号: 1000-8055(2007)06-0915-08

空天飞行器的鲁棒自适应模糊 轨迹线性化控制

张春雨, 姜长生

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

摘 要: 提出了鲁棒自适应模糊轨迹线性化控制(RAFTLC)方法并应用于空天飞行器(ASV)飞行控制系统设计. 根据系统的先验知识, 设计出标称模糊系统对系统的未知干扰和不确定进行估计, 并通过鲁棒自适应控制项来克服标称模糊系统逼近误差和权值误差的影响. 标称模糊系统逼近误差和权值误差的界在线调整. 采用 Lyapunov 方法证明了闭环系统的所有信号一致最终有界. 最后利用提出的控制方案设计了 ASV 飞行控制系统, 并在高超声速条件下进行了仿真验证. 仿真结果表明了控制方案的有效性和鲁棒性.

关 键 词: 航空、航天推进系统; 飞行控制系统; 轨迹线性化控制; 鲁棒自适应控制; 模糊系统; 空天飞行器

中图分类号: V294.1; TP293.2

文献标识码: A

Robust adaptive fuzzy trajectory linearization control of an aerospace vehicle

ZHANG Chun-yu, JIANG Chang-sheng

(College of Automation Engineering,
Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: This paper presents a robust adaptive fuzzy trajectory linearization control (RAFTLC) method and its application to an aerospace vehicle (ASV) flight control system. Based on the system's prior knowledge, the nominal fuzzy system is designed to estimate the unknown disturbances and uncertainties. A robust adaptive item is used to overcome the approximate error and weights error of the nominal fuzzy system. The bounds of the approximate error and weights error are adjusted on line. Uniform ultimate boundedness of all the signals of the composite closed loop system is proved using Lyapunov theory. Finally, the flight control system of an ASV is designed based on the proposed method. Simulation results demonstrate the effectiveness and robustness of the control scheme.

Key words: aerospace propulsion system; flight control system;
trajectory linearization control (TLC); robust adaptive control;
fuzzy system; aerospace vehicle (ASV)

鉴于空间在未来战争中的重要地位和作用,
空天安全已成为国家安全的一个极其重要的方

面, 大力发展空天飞行器(aerospace vehicle,
ASV)等先进航空航天飞行器是其典型体现. 空

收稿日期: 2006-05-19; 修订日期: 2006-10-17

基金项目: 国家自然科学基金资助(90405011)

作者简介: 张春雨(1982), 男, 江苏盐城人, 硕士生, 主要从事非线性系统的鲁棒自适应轨迹线性化控制的研究.

天飞行器的多飞行模式、多工作方式对系统的稳定性和控制精度提出了更高的要求。轨迹线性化控制(trjectory linearization control, TLC)形成于上世纪90年代末,以其有效的非线性跟踪和解耦控制能力备受关注,目前该方法已成功运用于导弹、机器人和X33等控制系统的设计中^[1-3]。

模糊系统具有以任意精度一致逼近任何定义在一个致密紧集上的非线性函数的能力,已经被大量应用于实际系统^[4-5],但是模糊系统存在如下的不足:(1)模糊系统对系统的未知干扰和不确定性缺乏鲁棒性;(2)模糊系统的最优权值必须保持有界;(3)模糊系统在对不确定性的逼近过程中,权值的在线更新造成系统运行的计算负担。

文献[6]针对模糊系统的以上不足,对单输入单输出非线性系统设计了自适应鲁棒模糊控制方法。本文将该方法推广到多输入多输出非线性不确定系统,并与TLC方法相结合,提出了鲁棒自适应模糊轨迹线性化控制(robust adaptive fuzzy trajectory linearization control, RAFTLC)方案。利用标称模糊系统对系统中存在的未知干扰和不确定进行逼近,模糊系统的权值无须在线调整,整个系统参数调整的个数减少为2个,即仅需在线调整模糊系统逼近误差和权值误差的界,通过鲁棒自适应项来克服标称模糊系统的逼近误差和权值误差。最后本文给出了控制器的设计方案,并利用该控制方案为ASV设计了内外回路的飞行控制系统。仿真结果表明了方案的有效性和鲁棒性。

1 问题陈述

针对空天飞行器飞行控制系统的设计问题,本文考虑如下非线性多输入多输出系统

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g_1(x)u + g_2(x)d(x) \\ y &= h(x)\end{aligned}\quad (1)$$

其中 $x \in R^n$, $u \in R^p$, $y \in R^m$ 分别为系统的状态、输入和输出, $d(x) \in R^p$ 表示未知的建模误差和外界干扰, $f(x)$, $g_1(x)$, $g_2(x)$, $h(x)$ 为适当维数的光滑有界函数。并且 $g_1(x)$, $g_2(x)$ 满足匹配条件^[7], 即存在可逆的非线性函数矩阵使得下式成立

$$g_1(x)g_0(x) = g_2(x) \quad (2)$$

首先,令 $d=0$,根据TLC方法的设计思想,标称系统的状态 $\bar{x}$,输入 $\bar{u}$ 和输出 $\bar{y}$ 将满足

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= f(\bar{x}) + g_1(\bar{x})\bar{u} \\ \bar{y} &= h(\bar{x})\end{aligned}\quad (3)$$

定义 $e = x - \bar{x}$,并取控制律为 $u = \bar{u} + u_{lc}$,则跟踪误差方程为

$$\begin{aligned}\dot{e} &= f(x) + g_1(x)u - f(\bar{x}) - g_1(\bar{x})\bar{u} = \\ & f(\bar{x} + e) + g_1(\bar{x} + e)(\bar{u} + u_{lc}) - \\ & f(\bar{x}) - g_1(\bar{x})\bar{u} = \\ & F(\bar{x}, \bar{u}, e, u_{lc})\end{aligned}\quad (4)$$

此时原非线性系统跟踪问题转换为一个非线性调节问题,控制器包括两部分:(1)开环的被控对象的伪动态逆控制器,用以根据期望系统的输出值 $\bar{y}$ 产生一个标称的控制输入 $\bar{u}$;(2)闭环的线性时变(Linear Time Varying, LTV)反馈控制器 $u_{lc} = u_{lc}(e)$ 用以镇定系统并使得系统具有一定的响应特性。

考虑到公式(4)中 $\bar{x}, \bar{u}$ 可视为系统的时变参数,公式(4)可简记为

$$\dot{e} = F[\bar{x}, \bar{u}, e, u_{lc}(e)] = F(t, e) \quad (5)$$

考虑如下线性时变系统

$$\dot{e} = A(t)e + B(t)u_{lc} \quad (6)$$

其中

$$A(t) = \left[\frac{\partial f}{\partial x} + \frac{\partial g_1}{\partial x} u \right] \bigg|_{x, u}, B(t) = g_1|_{x, u}$$

系统(5)、(6)分别满足如下假设:

假设1 $e=0$ 为公式(5)的一个孤立平衡点,并且 $F: [0, \infty] \times D \rightarrow R^n$, $D = \{e \in R^n | \|e\| < r_0\}$ 连续可微, Jacobian 矩阵 $[\partial F / \partial e]$ 关于 t 一致有界,在 D 上满足Lipschitz条件。

假设2 公式(6)中的 $[A(t), B(t)]$ 完全可控。

由假设2可设计线性时变反馈控制律

$$u_{lc} = K(t)e \quad (7)$$

使得线性时变系统(6)平衡点 $e=0$ 指数稳定,记

$$A_c(t) = A(t) + B(t)K(t) \quad (8)$$

根据文献[8]定理4.13可知,线性时变反馈控制律(7)亦可保证非线性系统(5)在平衡点 $e=0$ 指数稳定。标称控制 $\bar{u}$ 以及线性时变控制律 u_{lc} 的具体设计详见文献[1-3]。

下面本文将重点分析不确定因素 d 对TLC方法的影响,并给出相应的解决方案。若 $d \neq 0$,公式(5)可改写为

$$\dot{e} = F(t, e) + g_2(x)d(x) \quad (9)$$

为了克服不确定项 d 的影响,提高TLC算法的干扰衰减能力和鲁棒性能,必须引入新的控制策略,具体方案如图1所示。此时

$$u = \bar{u} + u_{lc} - u_r - u_r \quad (10)$$

其中 u_r 为标称模糊控制器的输出, u_r 为鲁棒自适应控制项。考虑到匹配条件(2)成立,可令

$$w = g_0(x)v_r, u_r = g_0(x)v_r \quad (11)$$

证明: 根据假设 1, 利用二元函数 Taylor 展开, 系统(12)可改写为

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{e} + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}_{lc} + \mathbf{R}(\bullet) + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})(\mathbf{d} - \mathbf{v}_l - \mathbf{v}_r) \quad (28)$$

其中 $\mathbf{R}(\bullet)$ 表示公式(12)线性化的高阶项, 由文献[8]中定理 4.13 的证明过程可知

$$\|\mathbf{R}(\bullet)\| \leq L \|\mathbf{e}\|^2, \forall \|\mathbf{e}\| < r_0 \quad (29)$$

再根据假设 2 及公式(7)和(8), 公式(28)可改写成

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_c(t)\mathbf{e} + \mathbf{R}(\bullet) + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})(\mathbf{d} - \mathbf{v}_l - \mathbf{v}_r) \quad (30)$$

取 Lyapunov 预选函数为

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P}(t) \mathbf{e} + \frac{1}{2} \gamma_1^{-1} \tilde{k}^2 + \frac{1}{2} \gamma_2^{-1} \rho^2 \quad (31)$$

其中 $\tilde{k} = k - \hat{k}$, $\rho^2 = \rho - \hat{\rho}$, 上式对时间 t 求导得

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q}(t) \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P}(t) \mathbf{g}_2(\mathbf{x})(\mathbf{d} - \mathbf{v}_l - \mathbf{v}_r) +$$

$$\mathbf{e}^T \mathbf{P}(t) \mathbf{R}(\bullet) - \tilde{k} [\|\mathbf{r}\| - \kappa_1(\hat{k} - k_0)] - \rho [\|\mathbf{r}\| \|\varphi\| - \kappa_2(\rho - \hat{\rho})] \quad (32)$$

将 $\mathbf{v}_l, \mathbf{v}_r$ 的表达式代入上式得

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q}(t) \mathbf{e} + \mathbf{r}^T \bar{\theta}^T \varphi + \mathbf{r}^T \varepsilon + \mathbf{e}^T \mathbf{P}(t) \mathbf{R}(\bullet) -$$

$$\hat{k}^2 \frac{\|\mathbf{r}\|^2}{\hat{k} \|\mathbf{r}\| + \varepsilon} - \rho \frac{\|\mathbf{r}\|^2 \|\varphi\|^2}{\rho \|\mathbf{r}\| \|\varphi\| + \varepsilon} - \tilde{k} \|\mathbf{r}\| + \kappa_1 \tilde{k}(\hat{k} - k_0) - \rho \|\mathbf{r}\| \|\varphi\| + \kappa_2 \rho(\rho - \hat{\rho}) \quad (33)$$

考虑到

$$\hat{k}^2 \frac{\|\mathbf{r}\|^2}{\hat{k} \|\mathbf{r}\| + \varepsilon} > \hat{k} \|\mathbf{r}\| - \varepsilon$$

$$\rho^2 \frac{\|\mathbf{r}\|^2 \|\varphi\|^2}{\rho \|\mathbf{r}\| \|\varphi\| + \varepsilon} > \rho \|\mathbf{r}\| \|\varphi\| - \varepsilon$$

以及

$$\|\varepsilon\| < k, \|\bar{\theta}\| \leq \rho, \|\mathbf{R}(\bullet)\| \leq L \|\mathbf{e}\|^2$$

则上式可以写成如下形式

$$\dot{V} < -\frac{1}{2} \beta_1 \|\mathbf{e}\|^2 + \varepsilon + \varepsilon + L \alpha_2 \|\mathbf{e}\|^3 + \kappa_1 \tilde{k}(\hat{k} - k_0) + \kappa_2 \rho(\rho - \hat{\rho}) \quad (34)$$

由于

$$\tilde{k}(\hat{k} - k_0) \leq \frac{1}{2} \tilde{k}^2 + \frac{1}{2} (k - k_0)^2$$

$$\rho(\rho - \hat{\rho}) \leq \frac{1}{2} \rho^2 + \frac{1}{2} (\rho - \hat{\rho})^2$$

那么有

$$\dot{V} < -\frac{1}{2} (\beta_1 - 2L\alpha_2 \|\mathbf{e}\|) \|\mathbf{e}\|^2 -$$

$$\frac{1}{2} \kappa_1 \tilde{k}^2 - \frac{1}{2} \kappa_2 \rho^2 +$$

$$\frac{1}{2} \kappa_1 (k - k_0)^2 +$$

$$\frac{1}{2} \kappa_2 (\rho - \hat{\rho})^2 + \varepsilon + \varepsilon \quad (35)$$

由于 $\beta_1 > 2L\alpha_2 \zeta$ 则对任意的 $\|\mathbf{e}\| < \zeta < \min\{r_0, (\beta_1/2L\alpha_2)\}$ 有

$$\dot{V} < -\frac{1}{2} (\beta_1 - 2L\zeta\alpha_2) \|\mathbf{e}\|^2 - \frac{1}{2} \kappa_1 \tilde{k}^2 -$$

$$\frac{1}{2} \kappa_2 \rho^2 + \frac{1}{2} \kappa_1 (k - k_0)^2 +$$

$$\frac{1}{2} \kappa_2 (\rho - \hat{\rho})^2 + \varepsilon + \varepsilon \quad (36)$$

上式进一步可写为

$$\dot{V} \leq -c_1 V + c_2 \quad (37)$$

由上式可以得到

$$V(t) \leq c_2/c_1 + [V(t_0) - c_2/c_1] e^{-c_1(t-t_0)} \quad (\forall t \geq t_0) \quad (38)$$

因此闭环系统信号 $(\mathbf{e}, \hat{k}, \rho)$ 一致最终有界, 并且对任意的初始跟踪误差 $\|\mathbf{e}(t_0)\| < \zeta$ 存在 $T(\tau) > 0$, 当 $t \geq t_0 + T$ 时有 $\|\mathbf{e}\| < \tau$ 证毕

备注: (1) 整个系统在线调整的参数只有两个,

即 $\hat{k}, \rho$, 减轻了常规模糊系统权值在线调整所带来的计算负担. (2) 通过在线调整不确定性的界 $\hat{k}, \rho$ 可以综合标称模糊控制 $\mathbf{v}_l$ 和鲁棒自适应控制 $\mathbf{v}_r$ 的控制效果. 如果 $\mathbf{v}_l$ 能够很好的逼近不确定, 那么 $\mathbf{v}_r$ 对系统的作用就小; 反之亦然. 若 $\mathbf{v}_l$ 完全不起作用 (即标称权值矩阵 θ^0 的每一个元素都为零), 则仅由 $\mathbf{v}_r$ 作用亦能使系统获得良好的控制性能.

4 ASV 飞行控制系统设计

4.1 数学描述

设 ASV 的飞行控制系统由如下方程组描述

$$\dot{\Omega} = \mathbf{f}_s + \mathbf{g}_{s1} \omega + \mathbf{d}_1 \quad (39)$$

$$\dot{\omega} = \mathbf{f}_f + \mathbf{g}_f \mathbf{M} \mathbf{c} + \mathbf{d}_2 \quad (40)$$

其中 $\Omega = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 为姿态角向量, $\omega = [p, q, r]^T$ 为姿态角速度向量, $\mathbf{M} \mathbf{c} = [L_{ctrl}, M_{ctrl}, N_{ctrl}]^T$ 为滚转、俯仰、偏航方向上的控制力矩. $\mathbf{d}_1 = \Delta \mathbf{f}_s + \Delta \mathbf{g}_{s1} \omega + \mathbf{g}_{s2} \delta c$, $\mathbf{d}_2 = \Delta \mathbf{f}_f + \Delta \mathbf{g}_f \omega$, $\Delta \mathbf{f}_s, \Delta \mathbf{g}_{s1}, \Delta \mathbf{f}_f, \Delta \mathbf{g}_f$ 分别表示快慢回路中的气动参数变化而引起的系统内部不确定. $\delta c = [\delta c, \delta a, \delta \alpha, \delta \beta, \delta \gamma, \delta \eta]^T$ 表示 ASV 的控制舵面偏转角. 公式(39)和(40)所

需参数详见文献[11-12]. 本文的设计任务为设计 $\mathbf{M}_c$, 并根据一定的分配算法映射成发动机推力指令 $\mathbf{T}_c$ 和舵面偏转角指令 δ_c 使得 ASV 姿态角 Ω 在不确定和干扰的条件下, 跟踪期望的制导指令 Ω_c .

4.2 内外回路标称指令的计算

根据奇异摄动理论, 可以采用时标分离的方法为 ASV 分别设计内外回路 RAFTLC 控制器. 根据本文的设计思想和步骤, 首先在无不确定的条件下设计基本的 TLC 控制器. 由于外回路标称指令为飞行器的制导指令, 即 $\bar{\Omega} = \Omega_c$, 因此不难求得标称的姿态角速率 $\bar{\omega}$ 为

$$\bar{\omega} = \bar{\mathbf{g}}_{sl}^{-1} (\dot{\bar{\Omega}} - \bar{\mathbf{f}}_s) \quad (41)$$

对于 $\bar{\omega}$ 来说, 它又成为内回路的标称指令, 同理求得标称内回路的控制力矩如下:

$$\bar{\mathbf{M}} = \bar{\mathbf{g}}_r^{-1} (\dot{\bar{\omega}} - \bar{\mathbf{f}}_r) \quad (42)$$

为了保证系统的因果性, $\dot{\bar{\Omega}}, \dot{\bar{\omega}}$ 将由 $\bar{\Omega}, \bar{\omega}$ 经过如下伪微分器求得^[13]

$$G_{i, \text{diff}} = \frac{\omega_{i, \text{diff}} s}{s + \omega_{i, \text{diff}}} \quad (i = 1, 2) \quad (43)$$

4.3 外回路控制器实现

为了提高 TLC 方法的性能, 定义

$$\mathbf{x}_1 = \left[\int \alpha dt, \int \beta dt, \int \mu dt, \alpha, \beta, \mu \right]^T$$

在求解外回路时, 将公式(39)中的 ω 用 ω_c 代替, 则原外回路(39)可增广成如下形式

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1) + \mathbf{g}_{11}(\mathbf{x}_1)\mathbf{u} + \mathbf{g}_{12}(\mathbf{x}_1)\mathbf{d}_1 \quad (44)$$

其中

$$\mathbf{f}_1 = [\alpha, \beta, \mu, f_\alpha, f_\beta, f_\mu]^T,$$

$$\mathbf{g}_{11} = [\mathbf{O}_3, \mathbf{g}_{s1}^T]^T, \mathbf{g}_{12} = [\mathbf{O}_3, \mathbf{I}_3]^T, \mathbf{u}_1 = \omega_c,$$

$\mathbf{O}_3$ 表示 3×3 的零矩阵, $\mathbf{I}_3$ 表示 3×3 的单位阵.

显然存在 $\mathbf{g}_{10}$ 使得匹配条件(2)成立, 即

$$\mathbf{g}_{10} = \mathbf{g}_{s1}^{-1} \quad (45)$$

根据 TLC 方法的设计思想, 公式(44)沿标称轨迹($\bar{\Omega}, \bar{\omega}$)线性化得

$$\mathbf{A}_1(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_3 & \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{O}_3 & \mathbf{A}_{R1}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1(t) = \mathbf{g}_{s1} \quad (46)$$

其中

$$\mathbf{A}_{R1}(t) = \begin{bmatrix} a_{111} & a_{112} & a_{113} \\ a_{121} & a_{122} & a_{123} \\ a_{131} & a_{132} & a_{133} \end{bmatrix}$$

式中 $a_{1ij} (i, j = 1, 2, 3)$ 的具体表达式略. 设期望的外回路闭环误差动态特性具有如下形式

$$\mathbf{A}_{cl}(t) =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\tau_{121} & 0 & 0 & -\tau_{112} & 0 & 0 \\ 0 & -\tau_{121} & 0 & 0 & -\tau_{122} & 0 \\ 0 & 0 & -\tau_{131} & 0 & 0 & -\tau_{132} \end{bmatrix} \quad (47)$$

其中参数 $\tau_{ijk} (j = 1, 2, 3; k = 1, 2)$ 均为时变函数, 是相关的闭环二次 PD 特征方程系数. 根据公式

$$\mathbf{A}_{cl}(t) = \mathbf{A}_1(t) + \mathbf{B}_1(t)\mathbf{K}_1(t) \quad (48)$$

利用 Matlab 提供的符号计算工具, 可方便求得 $\mathbf{K}_1(t)$ 的具体形式.

为了减小未知干扰及不确定性对系统性能的影响, 按照本文的方法设计鲁棒自适应模糊控制器. 定义 $x_{ij} (j = 1, \dots, 6)$ 的 7 个模糊集分别标记为 $A_{ij}^1 (NB), A_{ij}^2 (NM), A_{ij}^3 (NS), A_{ij}^4 (ZE), A_{ij}^5 (PS), A_{ij}^6 (PM), A_{ij}^7 (PB)$, 对应的隶属函数为

$$\mu_{A_{ij}^i}(x_{ij}) = \exp\{-[x_{ij} + 0.1(4-i)]^2\} \quad (i = 1, \dots, 7) \quad (49)$$

这里分别使用 49 个规则的模糊系统来逼近 d_{11}, d_{12}, d_{13} , 规则如下:

$\mathbf{R}_k^l$: 如果 x_{1m} 是 A_{1m}^i 且 $x_{1, m+3}$ 是 $A_{1, m+3}^k$, 则 d_{1m} 是 B_{1m}^l

$$m = 1, 2, 3; i, k = 1, \dots, 7; l = 1, \dots, 49$$

模糊基函数为

$$\varphi_1(\mathbf{x}_1) = [\varphi_{11}^T(\mathbf{x}_1), \varphi_{12}^T(\mathbf{x}_1), \varphi_{13}^T(\mathbf{x}_1)]^T \in \mathbf{R}^{147 \times 1}$$

其中

$$\varphi_m(\mathbf{x}_1) = [\varphi_{1m}^T(\mathbf{x}_1), \dots, \varphi_{49m}^T(\mathbf{x}_1)]^T \in \mathbf{R}^{49 \times 1},$$

式中各分量分别为

$$\varphi_{1m}^1(\mathbf{x}_1) = \mu_{A_{1m}^1}(x_{1m}) \mu_{A_{1, m+3}^1}(x_{1, m+3}) / Z_{1m}$$

:

$$\varphi_{1m}^{49}(\mathbf{x}_1) = \mu_{A_{1m}^{49}}(x_{1m}) \mu_{A_{1, m+3}^{49}}(x_{1, m+3}) / Z_{1m}$$

$$Z_{1m} = \sum_{i=1}^7 \mu_{A_{1m}^i}(x_{1m}) \mu_{A_{1, m+3}^i}(x_{1, m+3})$$

外回路总的控制输入为

$$\omega_c = \bar{\omega} + \mathbf{K}_1(t)\mathbf{e}_1 - \mathbf{g}_{10}(\mathbf{v}_{f1} + \mathbf{v}_{r1}) \quad (50)$$

其中 $\mathbf{e}_1 = \mathbf{x}_1 - \bar{\mathbf{x}}_1$, 设计参数为 $\mathbf{Q} = 5\mathbf{I}_6, \theta_1^0 = \text{diag}\{\theta_{11}^0, \theta_{12}^0, \theta_{13}^0\}, \theta_{11}^0, \theta_{12}^0, \theta_{13}^0$ 中每个元素均为 0.000 2, $\gamma_{11} = \gamma_{12} = 200, \kappa_1 = \kappa_2 = 1, \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.5$.

4.4 内回路控制器设计

内回路控制器的设计方法同外回路的设计方法类似, 这里略去. 内回路总的控制输入为

$$\mathbf{M}_c = \bar{\mathbf{M}} + \mathbf{K}_2(t)\mathbf{e}_2 - \mathbf{g}_{20}(\mathbf{v}_{f2} + \mathbf{v}_{r2}) \quad (51)$$

其中 $\mathbf{e}_2 = \mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_{2c}$, 设计参数为 $\mathbf{Q}_2 = 5\mathbf{I}_6$, $\theta_2^0 = \text{diag}\{\theta_{21}^0, \theta_{22}^0, \theta_{23}^0\}$, $\theta_{21}^0, \theta_{22}^0, \theta_{23}^0$ 中每个元素均为 0.02, $\gamma_{21} = \gamma_{22} = 200$, $k_{21} = k_{22} = 1$, $\varepsilon_{21} = \varepsilon_{22} = 0.5$.

4.5 闭环 PD 谱设计

根据 PD 谱理论^[13] 可知, 若期望的二阶闭环系统 PD 特征值为

$$\rho_{jk}(t) = -(\zeta_{ij} \pm j\sqrt{1-\zeta_{ij}^2})\omega_{hij}(t) \quad (52)$$

$i = 1, 2; \quad j = 1, 2, 3; \quad k = 1, 2$

其中 ζ_{ij} 为常值阻尼, $\omega_{hij}(t)$ 为时变带宽, 则此时矩阵 $\mathbf{A}_{c1}(t)$ 和 $\mathbf{A}_{c2}(t)$ 中的时变系数相应为

$$\tau_{ij1}(t) = \omega_{hij}^2(t) \quad (53)$$

$$\tau_{ij2}(t) = 2\zeta_{ij}\omega_{hij}(t) - \dot{\omega}_{hij}(t)/\omega_{hij}(t) \quad (54)$$

由于 ASV 飞行控制系统采用时标分离内外回路分别设计的方法, 因此要求内回路的带宽 $\omega_{h2j}(t)$ 相对于外回路带宽 $\omega_{h1j}(t)$ 足够大, 以便满足奇异摄动理论的要求.

5 仿真验证

本文假设 ASV 做高超声速巡航飞行, 此时

飞行速度 $Ma = 15$, 飞行高度为 33.5 km, 质量为 136 000 kg, 推力 208 kN. 并假设 ASV 作动器动态特性的传递函数形式为 $50/(s + 50)$, 舵面限幅器限幅范围为 $\pm 30^\circ$.

系统设计所需的设计参数如下: 内外回路的线性时变调节器阻尼均为 0.7, 时变带宽分别为 $\omega_{h1j}(t) = 2.5 \text{ rad/s}$, $\omega_{h2j}(t) = 10 \text{ rad/s}$, 公式 (43) 中伪微分带宽分别为 $\omega_{d,\text{diff}} = 4 \text{ rad/s}$, $\omega_{\Sigma,\text{diff}} = 15 \text{ rad/s}$. 控制分配算法为最小控制能量融合法^[12]. 飞行器初始姿态为 $\alpha_0 = 0^\circ$, $\beta_0 = \mu_0 = 0.2^\circ$, 制导指令为 $\alpha_c = 1.72^\circ$, $\beta_c = \mu_c = 0^\circ$.

图 2 及图 3 给出了在气动参数无不确定及存在不确定条件下 TLC 方法的响应曲线和作动器指令. 从图中可以看出, 当气动参数存在不确定时, 系统性能明显变坏, 因此不能满足 ASV 对控制精度和鲁棒性的需求. 为了克服不确定因素对系统性能的影响, 采用本文提出的 RAFTLC 方法, 图 4 给出了相应的仿真曲线. 从图中可以看出, 当气动参数存在不确定时, 应用本文提出的方法, 系统性能有了显著提高.

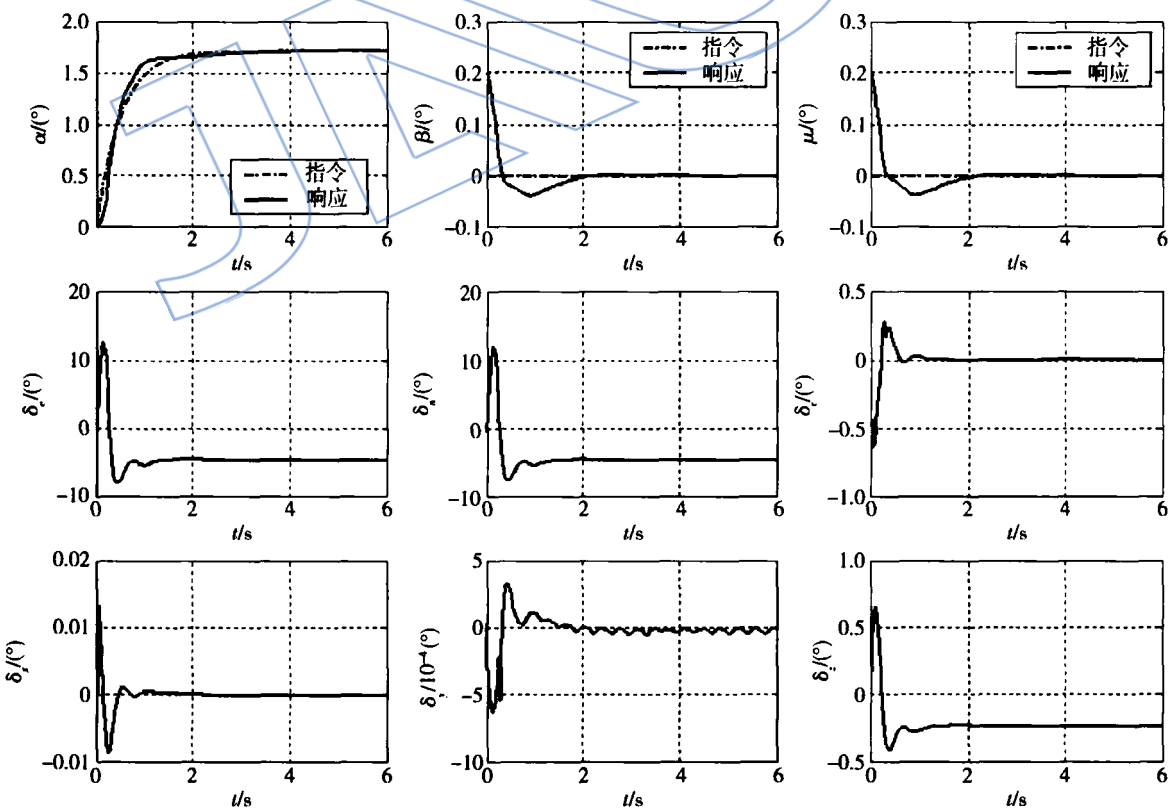


图 2 气动参数无不确定时 TLC 方法性能
Fig. 2 Performance of the TLC method without uncertainties

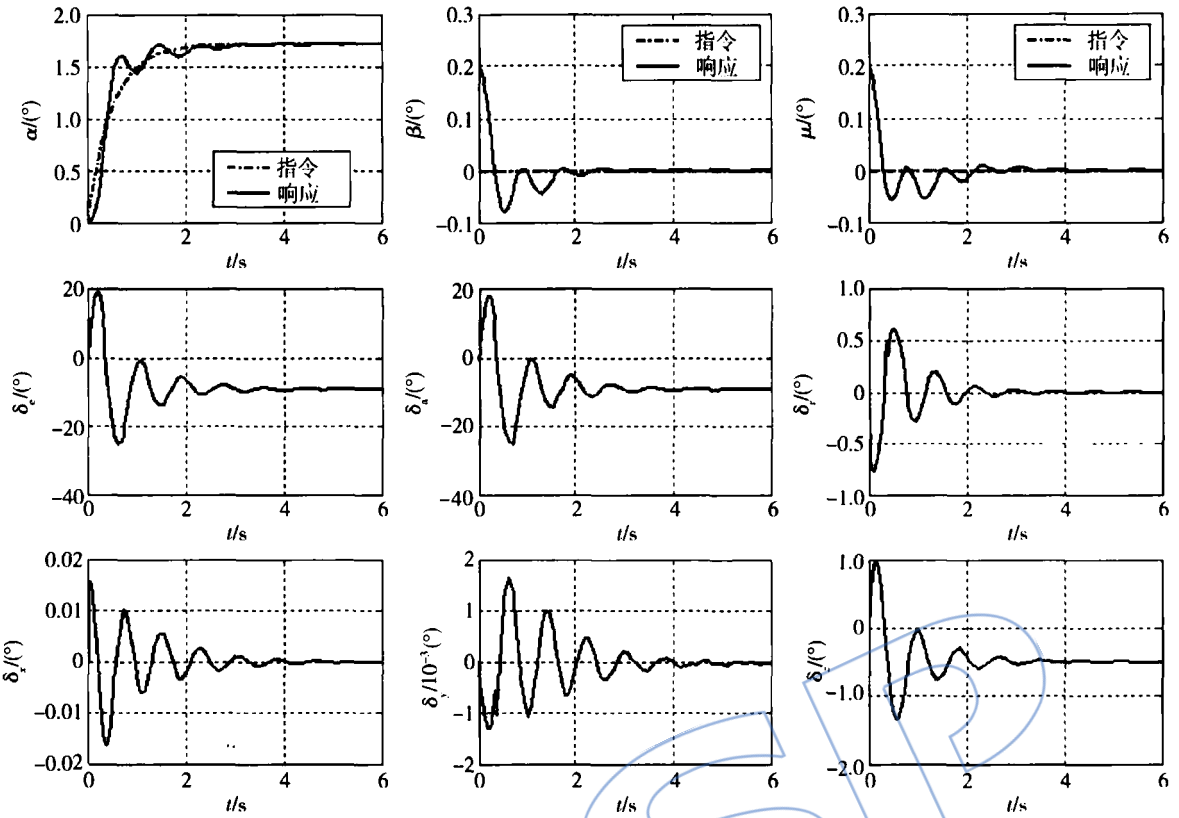


图 3 气动参数存在- 50% 不确定时 TLC 方法性能

Fig. 3 Performance of the TLC method with - 50% uncertainties

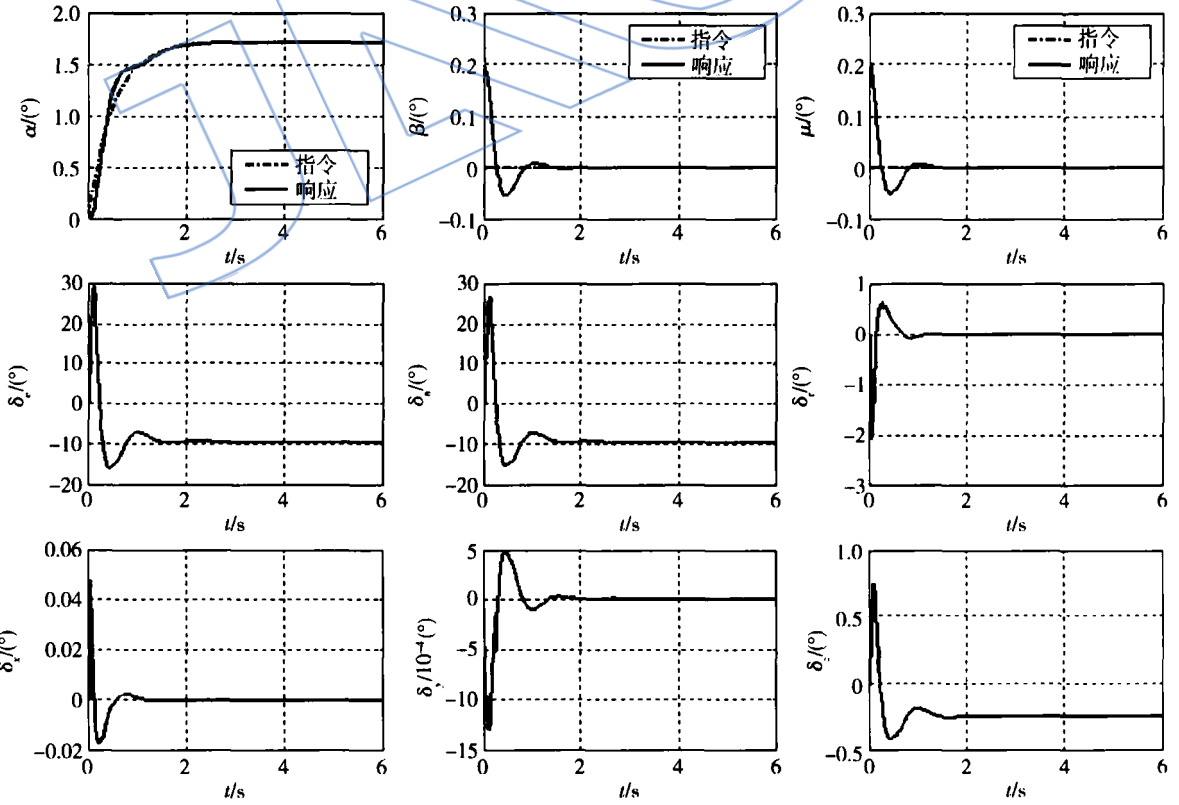


图 4 气动参数存在- 50% 不确定时 RAFTLC 方法性能

Fig. 4 Performance of the RAFTLC method with - 50% uncertainties

6 结 论

空天飞行器的飞行控制系统对控制算法的干扰衰减能力和鲁棒特性提出了很高的要求. 本文针对系统中出现的未知干扰和不确定性, 提出了鲁棒自适应模糊轨迹线性化控制(RAFTLC)方法, 系统在线调整的参数仅为干扰逼近误差和权值误差的界, 减小了以往模糊系统的权值在线调整所带来的计算负担, 便于工程实现. 通过在 ASV 中仿真应用表明, 本文提出的控制方案具有很好的抗干扰能力和鲁棒特性.

参考文献:

- [1] Liu Y, Wu X, Zhu J. Omnidirectional mobile robot controller design by Trajectory Linearization [A]. Proceedings of the American Control [C]. Denver: 2003: 3423-3428.
- [2] Zhu J J, Banker D, Hall C E. X-33 ascent flight control design by trajectory linearization a singular perturbation approach [R]. AIAA-2000-4159.
- [3] Mickle M C, Zhu J. Bank to turn roll yaw pitch autopilot design using dynamic nonlinear inversion and PD eigenvalue assignment [A]. Proceedings of the American Control Conference [C]. Chicago: 2000: 1359-1364.
- [4] Kim E. A fuzzy disturbance observer and its application to control [J]. IEEE Transactions on fuzzy systems, 2002, 10 (1): 77-84.
- [5] Li H X, Tong S C. A hybrid adaptive fuzzy control for a class of nonlinear MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2003, 11 (1): 24-34.
- [6] Véléz Díaz D, Tang Y. Adaptive robust fuzzy control of nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part B: Cybernetics, 2004, 34 (3): 1596-1601.
- [7] Barmish B R, Leimann G. On ultimate boundedness control of uncertain systems in the absence of matching assumptions [J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 1982, 27: 153-158.
- [8] Kahlil H K. Nonlinear systems [M]. 2nd ed. Prentice Hall, Upper Saddle River, N J, 1996.
- [9] 王立新. 自适应模糊系统与控制系统设计与稳定性分析 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1995
WANG Lixin. Adaptive fuzzy system and control design and stability analysis [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1995.
- [10] 郑大钟. 线性系统理论 [M]. 第 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2002.
ZHENG Dazhong. Linear system theory [M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.
- [11] Shaughnessy J D, Pinckney S Z, McMinn J D, et al. Hypersonic vehicle simulation model: winged cone configuration [R]. NASA TM-102610, 1990.
- [12] Snell S A. Nonlinear dynamic inverse flight control of supersonic maneuverable aircraft [D]. University of Minnesota, 1991.
- [13] Zhu J J. A unified spectral theory for linear time-varying systems: progress and challenges [A]. Proc. of 34th IEEE Conf on Decision & Control [C]. New Orleans: 1995: 2540-2546.