

文章编号: 1001-0920(2013)09-1507-06

基于干扰观测器的高超音速飞行器鲁棒反步控制

王首斌, 王新民, 谢 蓉, 姚从潮

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710129)

摘要: 针对高超音速飞行器严格反馈不确定非线性MIMO系统, 提出一种基于干扰观测器的鲁棒反步控制方法. 该方法采用超扭曲算法设计干扰观测器以估计系统复合干扰, 观测误差有限时间收敛. 设计非线性反步控制律, 引入鲁棒项使得系统满足干扰到性能输出的 L_2 增益不超过设定的正实数, 满足耗散不等式, 使闭环系统跟踪误差一致最终有界稳定. 仿真结果表明, 所设计的控制律可以有效抑制系统复合干扰的影响, 设计方法可行.

关键词: 高超音速飞行器; 干扰观测器; 超扭曲算法; L_2 增益; 反步控制

中图分类号: V448.2

文献标志码: A

Robust backstepping control based on disturbance observer for hypersonic vehicle

WANG Shou-bin, WANG Xin-min, XIE Rong, YAO Cong-chao

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China. Correspondent: WANG Shou-bin, E-mail: 357513989@qq.com)

Abstract: To solve the control problem of a general hypersonic vehicle which is a strict-feedback nonlinear uncertain MIMO system, a robust backstepping control strategy based on the disturbance observer is proposed. The super-twisting algorithm is used to estimate and compensate for disturbances. The finite time convergence is guaranteed. A nonlinear backstepping control law is designed. Robust items are designed to make the whole control system has the L_2 gain which is less than or equal to the prescribed positive const. Theoretical analysis is done to validate that the system can satisfy dissipative inequality and is uniformly ultimately bounded. The simulation results show that the developed method is effective and deals with the problem of uncertain factors preferably.

Key words: hypersonic vehicle; disturbance observer; super-twisting; L_2 gain; backstepping control

0 引 言

高超音速飞行器不同于一般飞行器, 其在高速飞行时会受到高温效应、粘性效应、真实气体效应等影响, 特殊而复杂的飞行环境导致飞行器气动特性和气热特性的剧烈变化^[1]. 由于缺乏工程经验和受研究条件的限制, 风洞试验得到的气动数据误差较大^[2]. 此外, 典型高超声速飞行器布局长周期模态是欠阻尼或不稳定的, 短周期模态是不稳定的, 使得高超音速飞行器在高动态更易受外界的干扰^[3]. 系统的参数不确定、建模误差和外界干扰等不确定因素都可统称为系统复合干扰, 为保证其飞行控制的性能必须有效抑制复合干扰的影响.

干扰观测器自20世纪80年代开始被应用于不确定非线性系统控制领域, 其根据系统的已知模型和

动态信息, 建立新的动态系统对不确定因素进行观测估计, 进而基于观测输出设计相应的补偿控制律^[4]. 非线性干扰观测器、滑模干扰观测器、智能干扰观测器等新型非线性干扰估计方法在机械臂、电机、飞行器等控制领域得到有效应用, 取得了良好的效果^[5].

在高超音速飞行器飞行控制方面, 文献[6]提出了基于模糊干扰观测器的自适应Terminal滑模控制方法; 文献[7]将神经网络干扰观测器技术与轨迹线性化方法相结合, 提出了新的鲁棒自适应轨迹线性化控制方法; 文献[8]提出了基于模糊干扰观测器的自适应反步控制方法. 但是, 智能干扰观测器设计复杂, 相关参数也多, 于是文献[9]设计了一种基于超扭曲(Super-twisting)算法的干扰观测器的滑模控制方法, 并将其应用于X-33的控制系统中; 此外, 文献[10]

收稿日期: 2012-05-09; 修回日期: 2012-09-26.

基金项目: 西北工业大学新教师基金项目(11GH0322).

作者简介: 王首斌(1984-), 男, 博士生, 从事飞行器非线性鲁棒自适应控制的研究; 王新民(1951-), 男, 教授, 博士生导师, 从事飞行控制、先进控制技术及应用等研究.

也采用类似方法设计导弹的飞行控制律.

本文借鉴文献[9-10]的思想,针对高超音速飞行器严格反馈不确定非线性MIMO系统,提出一种基于干扰观测器的鲁棒反步控制方法.基于超扭曲滑模算法设计干扰观测器,充分利用系统的量测信息对干扰进行估计,与智能干扰观测器相比,设计简单,需要设定的参数少,观测误差能在有限时间内收敛,并且该干扰观测器可以推广到更为一般的非线性系统;控制律根据 L_2 增益理论和反步控制方法设计,可保证系统的稳定性.文献[9-10]选用滑模变量为超扭曲算法的状态变量,与滑模控制律结合紧密,而本文将系统状态测量值与状态观测值之差作为超扭曲算法的状态变量,使得干扰观测器的设计更具通用性,便于与不同的控制方法结合运用.

1 问题描述

针对高超音速飞行器,考虑如下严格反馈不确定非线性MIMO系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \Delta_1, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u + \Delta_2, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x_1 = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 为飞行器的迎角、侧滑角和滚转角, $x_2 = [p, q, r]^T$ 为滚转角速率、俯仰角速率和偏航角速率, $u = [\delta_x, \delta_y, \delta_z]^T$ 为左升降副翼、右升降副翼和方向舵^[11]; f_1 和 f_2 分别为与力和力矩相关的 3×1 维矩阵, g_1 和 g_2 分别为与三轴角速率和舵面操纵导数相关的 3×3 维矩阵,其定义参见文献[5].用 $\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta g_1, \Delta g_2$ 表示建模误差, d_1, d_2 表示外界干扰,则 Δ_1, Δ_2 为建模误差及干扰等产生的系统复合干扰,即

$$\begin{cases} \Delta_1 = \Delta f_1(x_1) + \Delta g_1(x_1)x_2 + d_1, \\ \Delta_2 = \Delta f_2(x_1, x_2) + \Delta g_2(x_1, x_2)u + d_2. \end{cases} \quad (2)$$

需要设计姿态角指令跟踪控制律 u , 使系统输出 y 稳定跟踪给定的输入信号 y_d , 有效抑制复合干扰 Δ_1, Δ_2 对系统的影响.

2 干扰观测器设计

本文采用基于超扭曲算法的滑模干扰观测器实现对复合干扰的估计.该算法是一种连续的二阶滑模控制算法,可以实现状态变量及其一阶导数有限时间稳定收敛到零.

引理 1^[12] 考虑如下受控系统:

$$\dot{e} = u(t) + \Delta(t). \quad (3)$$

其中: $e \in R$ 为状态量; $\Delta(t)$ 为未知干扰,满足 $|\dot{\Delta}(t)| \leq C$, C 为未知常数.自适应超扭曲控制律

$$u(t) = -\eta\sqrt{|e|}\operatorname{sgn}(e) - \lambda \int \operatorname{sgn}(e)dt \quad (4)$$

满足 $|\dot{\Delta}(t)| \leq C$, $\eta \geq 1.5\sqrt{C}$, $\lambda \geq 1.1C$, 则 e, \dot{e} 均在有限时间 t_s 内收敛到零,其中

$$t_s \leq \frac{7.6e(0)}{\lambda - C}. \quad (5)$$

基于引理 1 可设计干扰观测器从而有效估计复合干扰,设计结果由如下定理给出.

定理 1 对于式(1)描述的严格反馈不确定非线性MIMO系统,如果复合干扰 Δ_1, Δ_2 连续可微且一阶导数有界,则 $|\dot{\Delta}_{1i}| \leq C_{1i}, |\dot{\Delta}_{2i}| \leq C_{2i}, i = 1, 2, 3$, 下同.

构造如下类状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{1i} = f_{1i}(x_1) + g_{1i}(x_1)x_2 + \\ \quad \eta_1 \sqrt{|e_{1i}|}\operatorname{sgn}(e_{1i}) + \lambda_1 \int \operatorname{sgn}(e_{1i})dt, \\ \dot{\hat{x}}_{2i} = f_{2i}(x_1, x_2) + g_{2i}(x_1, x_2)u + \\ \quad \eta_2 \sqrt{|e_{2i}|}\operatorname{sgn}(e_{2i}) + \lambda_2 \int \operatorname{sgn}(e_{2i})dt. \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\begin{cases} e_{1i} = x_{1i} - \hat{x}_{1i}, \\ e_{2i} = x_{2i} - \hat{x}_{2i}, \end{cases} \quad (7)$$

且 x_{1i}, x_{2i} 为系统状态的传感器测量值, $\hat{x}_{1i}, \hat{x}_{2i}$ 为类状态观测器的估计值.

若选取参数

$$\begin{cases} \eta_1 \geq 1.5 \max\{\sqrt{C_{11}}, \sqrt{C_{12}}, \sqrt{C_{13}}\}, \\ \lambda_1 \geq 1.1 \max\{C_{11}, C_{12}, C_{13}\}; \\ \eta_2 \geq 1.5 \max\{\sqrt{C_{21}}, \sqrt{C_{22}}, \sqrt{C_{23}}\}, \\ \lambda_2 \geq 1.1 \max\{C_{21}, C_{22}, C_{23}\}; \end{cases} \quad (8)$$

则复合干扰可由下式估计:

$$\begin{cases} \Delta'_{1i} = \eta_1 \sqrt{|e_{1i}|}\operatorname{sgn}(e_{1i}) + \lambda_1 \int \operatorname{sgn}(e_{1i})dt, \\ \Delta'_{2i} = \eta_2 \sqrt{|e_{2i}|}\operatorname{sgn}(e_{2i}) + \lambda_2 \int \operatorname{sgn}(e_{2i})dt. \end{cases} \quad (9)$$

其估计误差将在有限时间 t_{st} 内收敛到零,其中

$$t_{st} \leq \max\left\{\frac{7.6e_{1i}(0)}{\lambda_1 - C_{1i}}, \frac{7.6e_{2i}(0)}{\lambda_2 - C_{2i}}\right\}. \quad (10)$$

证明 将式(1)写成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_{1i} = f_{1i}(x_1) + g_{1i}(x_1)x_2 + \Delta_{1i}, \\ \dot{x}_{2i} = f_{2i}(x_1, x_2) + g_{2i}(x_1, x_2)u + \Delta_{2i}. \end{cases} \quad (11)$$

式(11)和(6)相减,并根据式(7),可得

$$\begin{cases} \dot{e}_{1i} + \eta_1 \sqrt{|e_{1i}|}\operatorname{sgn}(e_{1i}) + \lambda_1 \int \operatorname{sgn}(e_{1i})dt = \Delta_{1i}, \\ \dot{e}_{2i} + \eta_2 \sqrt{|e_{2i}|}\operatorname{sgn}(e_{2i}) + \lambda_2 \int \operatorname{sgn}(e_{2i})dt = \Delta_{2i}. \end{cases} \quad (12)$$

由于 $|\dot{\Delta}_{2i}| \leq C_{2i}$, 选取参数

$$\begin{cases} \eta_2 \geq 1.5 \max\{\sqrt{C_{21}}, \sqrt{C_{22}}, \sqrt{C_{23}}\}, \\ \lambda_2 \geq 1.1 \max\{C_{21}, C_{22}, C_{23}\}. \end{cases} \quad (13)$$

根据引理 1, \dot{e}_{2i}, e_{2i} 均在有限时间 t_{s2i} 内收敛到零,其中

$$t_{s2i} \leq \frac{7.6e_{2i}(0)}{\lambda_2 - C_{2i}}. \quad (14)$$

对于

$$\dot{e}_{1i} + \eta_{1i}\sqrt{|e_{1i}|}\text{sgn}(e_{1i}) + \lambda_{1i} \int \text{sgn}(e_{1i})dt = \Delta_{1i}, \quad (15)$$

由于 $|\dot{\Delta}_{1i}| \leq C_{1i}$, 选取参数

$$\begin{cases} \eta_1 \geq 1.5 \max\{\sqrt{C_{11}}, \sqrt{C_{12}}, \sqrt{C_{13}}\}, \\ \lambda_1 \geq 1.1 \max\{C_{11}, C_{12}, C_{13}\}. \end{cases} \quad (16)$$

又可根据引理1, \dot{e}_{1i} , e_{1i} 均在有限时间 t_{s1i} 内收敛到零, 其中

$$t_{s1i} \leq \frac{7.6e_{1i}(0)}{\lambda_1 - C_{1i}}. \quad (17)$$

故式(6)的观测误差在有限时间 t_{st} 内收敛到零, 其中

$$t_{st} \leq \max\{t_{s1i}, t_{s2i}\} = \max\left\{\frac{7.6e_{1i}(0)}{\lambda_1 - C_{1i}}, \frac{7.6e_{2i}(0)}{\lambda_2 - C_{2i}}\right\}, \quad (18)$$

于是当 $t \geq t_{st}$ 时, \dot{e}_{1i} , e_{1i} , \dot{e}_{2i} , e_{2i} 均收敛到零, 因而复合干扰可由下式估计:

$$\begin{cases} \Delta'_{1i} = \eta_1 \sqrt{|e_{1i}|}\text{sgn}(e_{1i}) + \lambda_1 \int \text{sgn}(e_{1i})dt, \\ \Delta'_{2i} = \eta_2 \sqrt{|e_{2i}|}\text{sgn}(e_{2i}) + \lambda_2 \int \text{sgn}(e_{2i})dt. \end{cases} \quad (19)$$

估计误差也将在有限时间 t_{st} 内收敛到零. \square

注1 对比式(1)和(6), 并观察式(9)不难发现, 本文所提出的干扰观测器的设计与系统模型无关, 只要构造出类状态观测器并计算出状态观测误差即可. 定理1可推广到更为一般的非线性系统, 也可应用于线性系统.

注2 深入分析引理1可以发现, 式(4)的设计不是惟一的, 只要构造恰当的滑模控制算法, 便能保证受控系统(3)的状态变量及其一阶导数在有限时间稳定收敛到零即可. 换言之, 可以研究其他形式或控制效果更佳的算法, 甚至放宽 $|\dot{\Delta}(t)| \leq C$ 的条件.

注3 式(6)的形式类似于状态观测器, 但因其已含有状态的测量值, 故称为类状态观测器, 其设计目的是为了得到 e_{1i} , e_{2i} , 从而计算干扰估计值.

注4 式(8)的参数选取具有一定的保守性, 参数选择过大会导致系统抖振. 如果增加参数到12个: $\eta_{1i}, \lambda_{1i}, \eta_{2i}, \lambda_{2i}, i = 1, 2, 3$; 则参数满足条件变为 $\eta_{1i} \geq 1.5\sqrt{C_{1i}}, \lambda_{1i} \geq 1.1C_{1i}, \eta_{2i} \geq 1.5\sqrt{C_{2i}}, \lambda_{2i} \geq 1.1C_{2i}$. 如此即可降低参数选取的保守性, 但此时参数个数却变为原先的3倍, 且由式(10)可知干扰观测器收敛时间变长. 所以, 在避免系统抖振和保证观测器性能之间, 需要折衷处理.

3 反步控制律设计

先给出一些与控制律设计相关的定义和假设.

定义1^[13] L_2 干扰抑制问题指的是设计控制输入 u , 使得系统的增益尽可能小, 同时保证干扰为零时闭环系统渐近稳定, 可等价求解一个基于

Lyapunov 稳定性理论的耗散不等式问题, 即

$$H = \dot{V} - \frac{1}{2}(\gamma^2 \|d\|^2 - \|z\|^2) \leq 0. \quad (20)$$

其中: H 为 Hamilton 函数, γ 为干扰抑制水平因子, d 为系统的干扰信号, z 为系统的评价信号.

假设1 给定的有界参考信号 y_d 连续可微且一阶导数有界.

假设2 矩阵 $g_1(x_1), g_2(x_1, x_2)$ 可逆.

显然, 对于飞行控制系统而言, 上述假设均能满足. 下面进行控制律的推导.

Step1 考虑系统(1)的第1个子系统

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \Delta_1. \quad (21)$$

定义虚拟反馈误差

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - y_d, \\ z_2 = x_2 - \alpha_1, \end{cases} \quad (22)$$

其中 α_1 为虚拟控制量.

对 z_1 求一阶导, 可得

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{y}_d = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \Delta_1 - \dot{y}_d. \quad (23)$$

根据式(9), 设计干扰观测器在线估计系统的复合干扰, ε_1 为估计误差, 则

$$\Delta_1 = \Delta'_1 + \varepsilon_1. \quad (24)$$

将式(22), (24)代入(23), 可得

$$\dot{z}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)z_2 + g_1(x_1)\alpha_1 + \Delta'_1 + \varepsilon_1 - \dot{y}_d. \quad (25)$$

选取第1个子系统的虚拟控制量为

$$\alpha_1 = g_1^{-1}(x_1) \left[-f_1(x_1) - k_1 z_1 - \Delta'_1 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_1 + \dot{y}_d \right]. \quad (26)$$

其中: k_1 为正实数; Δ'_1 为干扰观测器输出, 以逼近系统干扰 Δ_1 ; $-\frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_1$ 为鲁棒项, 以抵消干扰观测器估计误差 ε_1 对系统的影响.

将式(26)代入(25), 可得

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + g_1(x_1)z_2 + \varepsilon_1 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_1. \quad (27)$$

Step2 考虑闭环系统(1)的第2个子系统

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u + \Delta_2. \quad (28)$$

对 z_2 求一阶导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u + \Delta_2 - \dot{\alpha}_1. \end{aligned} \quad (29)$$

根据式(9), 设计干扰观测器在线估计系统的复合干扰, ε_2 为估计误差, 则

$$\Delta_2 = \Delta'_2 + \varepsilon_2. \quad (30)$$

与 α_1 的设计类似, 取

$$u = g_2^{-1}(x_1, x_2) \left[-f_2(x_1, x_2) - g_1(x_1)z_1 - \right.$$

$$k_2 z_2 - \Delta'_2 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_2 + \dot{\alpha}_1]. \quad (31)$$

其中: k_2 为正实数; Δ'_2 为干扰观测器输出, 以逼近系统干扰 Δ_2 ; $-\frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_2$ 为鲁棒项, 以抵消干扰观测器估计误差 ε_2 对系统的影响.

将式(31)代入(29), 可得

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 - g_1(x_1) z_1 + \varepsilon_2 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_2. \quad (32)$$

系统控制律的设计结果可由如下定理描述.

定理 2 对于系统(1), 满足假设 1 和假设 2, 根据定理 1 设计干扰观测器(9), 通过控制律(26)和(31), 选择适当的参数, 可以保证系统干扰到性能输出的 L_2 增益不超过设定的正实数 γ , 则系统是一致最终有界稳定的.

证明 因式(9)为有限时间收敛, 所以根据定义 1, 可将干扰观测器估计误差 $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 选为系统的干扰信号, 将式(22)中的虚拟反馈误差选为系统的评价信号, 即

$$\begin{cases} d = [\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T, \\ z = [z_1, z_2]^T. \end{cases} \quad (33)$$

取 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} z_1^T z_1 + \frac{1}{2} z_2^T z_2, \quad (34)$$

对其关于时间求一阶导数, 有

$$\dot{V} = z_1^T \dot{z}_1 + z_2^T \dot{z}_2. \quad (35)$$

将式(27), (32)代入(35), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & z_1^T \left[-k_1 z_1 + g_1(x_1) z_2 + \varepsilon_1 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_1 \right] + \\ & z_2^T \left[-k_2 z_2 - g_1(x_1) z_1 + \varepsilon_2 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_2 \right]. \end{aligned} \quad (36)$$

整理式(36), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -k_1 z_1^T z_1 - k_2 z_2^T z_2 + z_1^T \left(\varepsilon_1 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_1 \right) + \\ & z_2^T \left(\varepsilon_2 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_2 \right), \end{aligned} \quad (37)$$

于是, Hamilton 函数为

$$\begin{aligned} H = & \dot{V} - \frac{1}{2} (\gamma^2 \|d\|^2 - \|z\|^2) = \\ & -k_1 z_1^T z_1 - k_2 z_2^T z_2 - \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_1^T z_1 - \\ & \frac{\gamma^2 + 1}{2\gamma^2} z_2^T z_2 + z_1^T \varepsilon_1 + z_2^T \varepsilon_2 - \\ & \frac{\gamma^2}{2} (\|\varepsilon_1\|^2 + \|\varepsilon_2\|^2) + \frac{1}{2} (\|z_1\|^2 + \|z_2\|^2) \leq \\ & -\frac{1}{2} z_1^T z_1 - \frac{1}{2} z_2^T z_2 + \frac{\gamma^2}{2} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 + \frac{\gamma^2}{2} \varepsilon_2^T \varepsilon_2 - \\ & \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{\gamma} - \gamma \varepsilon_1 \right)^T \left(\frac{z_1}{\gamma} - \gamma \varepsilon_1 \right) - \\ & \frac{1}{2} \left(\frac{z_2}{\gamma} - \gamma \varepsilon_2 \right)^T \left(\frac{z_2}{\gamma} - \gamma \varepsilon_2 \right) - \\ & \frac{\gamma^2}{2} (\|\varepsilon_1\|^2 + \|\varepsilon_2\|^2) + \frac{1}{2} (\|z_1\|^2 + \|z_2\|^2) \leq \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{2} z_1^T z_1 - \frac{1}{2} z_2^T z_2 + \frac{\gamma^2}{2} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 + \frac{\gamma^2}{2} \varepsilon_2^T \varepsilon_2 - \\ & \frac{\gamma^2}{2} (\|\varepsilon_1\|^2 + \|\varepsilon_2\|^2) + \frac{1}{2} (\|z_1\|^2 + \|z_2\|^2) = 0. \end{aligned} \quad (38)$$

由此可知系统满足耗散不等式(20), 即从干扰 d 到性能输出 z 的 L_2 增益不超过 γ . 当 $d = 0$ 时, 系统是一致渐近稳定的; 当 $d \neq 0$ 时, 由于 d 有界, 系统是一致最终有界稳定的. \square

注 5 因系统(1)仅有 2 个子系统, 所以在控制律(31)中只含虚拟控制量的一阶导数, 不涉及“计算膨胀”问题, 当然本文所提出的方法可推广至高阶的严格反馈不确定非线性 MIMO 系统, 此时动态面方法是解决“计算膨胀”的有效途径.

注 6 上述分步设计相当于将系统时标分离, 形成两个回路, 其中外回路状态 x_1 变化慢, 内回路状态 x_2 变化快, 其思想与奇异摄动原理是一致的.

4 数值仿真及分析

仿真采用 NASA 兰利研究中心提供的高超音速飞行器 Winged-Cone^[11]. 该模型为水平起飞、单级入轨的常规高超音速飞行器, 气动力和气动力矩导数为迎角、马赫数以及舵面偏转的函数. Richard 等^[14]对其气动数据进行插值运算, 得到了高超音速气动数据的数值计算公式, 便于建立其数学模型. 高超音速飞行器非线性运动方程如式(1)描述, 其具体气动参数计算复杂, 可参见文献[5].

仿真模型在 Matlab/Simulink 中用 S 函数实现. 仿真飞行速度为 15 Ma, 高度为 33.5 km, 配平结果: 迎角 $\alpha_0 = 1.32^\circ$, 左右升降副翼 $\delta_{x0} = \delta_{y0} = -3.54^\circ$, 油门 $\delta_{t0} = 0.276$, 其余配平值均为零.

取迎角指令为矩形波函数, 幅值 $\Delta\alpha_c = 2^\circ$, 周期为 10 s, 占空比为 50%, 加指令滤波器 $1/(S+1)$, 使指令平滑而不发生阶跃突变. 加入干扰 $\Delta_{11} = 0.1 \sin t + 0.05$, $\Delta_{12} = 0.03 \sin(2t) + 0.01$, $\Delta_{13} = 0.02 \sin(3t) + 0.01$. 根据式(6)和(9)设计干扰观测器, 参数取 $\eta_1 = \eta_2 = 1$, $\lambda_1 = \lambda_2 = 1$, 干扰观测器输出后均加滤波器 $10/(S+10)$, 以消除高频信号.

需要指出的是, 选择的参数 $\eta_1, \eta_2, \lambda_1, \lambda_2$ 过大会造成抖振严重, 过小则使干扰估计的效果变差. 文献[15]提出了一种自适应超扭曲算法, 其参数可以自适应调整, 而不需要知道干扰一阶导数的上界. 因为该算法中各参数的一阶导数均大于等于零, 而实际系统中的干扰在飞行过程中一直存在, 所以参数会不断增大, 最后因参数值过大而导致系统不稳定. 因此, 该自适应方法有待改进.

根据式(26)和(31)设计姿态角指令跟踪控制律, 控制律参数选取 $k_1 = 5, k_2 = 2$; 干扰抑制水平因子

取 $\gamma = 0.2$. 本文设计的干扰观测器和控制律的相关参数较少, 仿真中通过简单试凑便可获得满意的控制效果, 而实际飞控系统中参数的选取宜通过大量试飞实验来确定.

仿真得到姿态角指令跟踪曲线如图1所示. 为验证干扰观测器的有效性, 将本文方法与文献[16]基于神经网络干扰观测器的反步控制方法和常规的反步控制方法作对比(图1中这3种方法的仿真曲线分别标记为方法1, 方法2, 方法3). 由图1可知, 在系统具有复合干扰的情况下, 方法1和方法2的姿态角仍能很好地跟踪指令, 方法3由于不带干扰补偿, 跟踪效果较差. 图2将仿真中的干扰和干扰估计值进行了对比, 可以看出, 方法1和方法2均可以有效地估计出系统干扰, 且观测器调节平稳, 收敛速度快; 同时可看出干扰估计值相比干扰有小段延时, 这是由于在仿真中观测器需要用到舵面偏转值 u , 而该值选取的是上一拍时刻的值, 因为当前时刻的 u 正是控制律的输出, 无法作为干扰观测器的输入. 图3为气动舵面偏转, 其中左右升降副翼偏转较大, 这是由于在稀薄大气层飞行, 舵面效率大为降低的缘故.

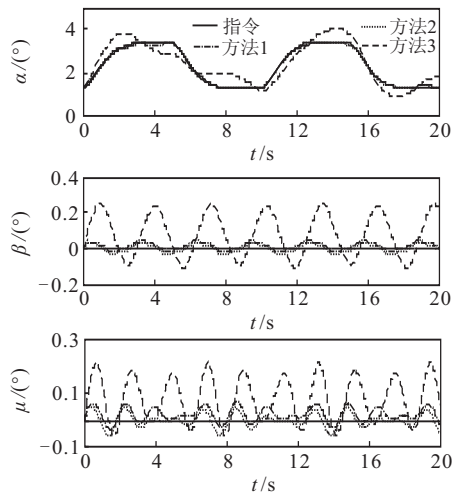


图1 姿态角指令跟踪

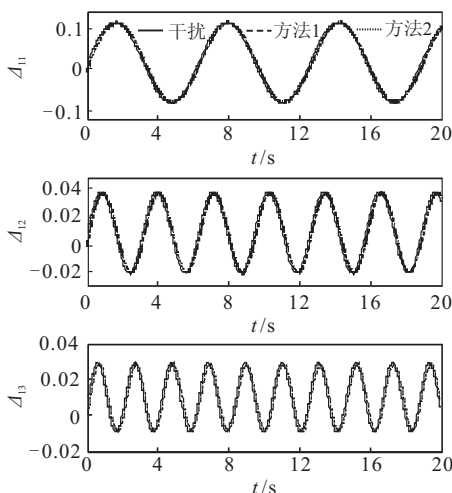


图2 干扰与干扰估计

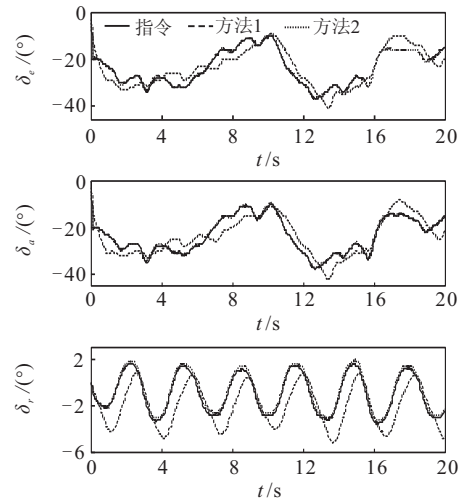


图3 气动舵面偏转

通过上述仿真可以看出, 本文所提出的基于干扰观测器的鲁棒反步方法较常规反步控制有更强的鲁棒性, 可有效抑制系统复合干扰的影响; 该方法与基于智能干扰观测器的反步控制性能相近, 但是前者明显设计简单, 且由表1可知其具有相关参数少、实时性强的优点.

表1 方法1和方法2对比

| 方法 | 复杂程度 | 参数个数 | 解算周期/ms |
|----|------|------|---------|
| 1 | 简单 | 7 | 0.35 |
| 2 | 复杂 | 24 | 2.76 |

5 结论

本文针对高超音速飞行器严格反馈不确定非线性MIMO系统, 提出一种基于干扰观测器的鲁棒反步控制方法, 可以有效抑制系统复合干扰的影响. 将超扭曲算法应用于干扰观测器的设计中, 可保证观测误差有限时间收敛; 这种干扰观测器设计方法可推广至更为一般的非线性系统, 且便于与其他控制方法相结合, 通用性强, 设计简单. 用反步法设计非线性控制律, 引入鲁棒项使得系统满足干扰到性能输出的 L_2 增益不超过设定的正实数, 能够保证系统满足耗散不等式, 闭环系统跟踪误差一致最终有界稳定. 因考虑气动舵面造成的控制输入饱和、传感器测量噪声, 以及如何放宽干扰导数有界这个条件而导致控制参数选取的保守性降低的问题是需要进一步研究的内容.

参考文献(References)

[1] Calise A J, Buschek H. Research in robust control for hypersonic vehicles[R]. Virginia: NASA Langley Research Center, 1992: 1-1451.
 [2] Charles E Hall, Michael W Gallaher, Neal D Hendrix. X-33 attitude control system design for ascent, transition, and entry flight regimes[C]. American Institute of Aeronautics and Astronautics. Washington D C, 1998: 1-11.

- [3] 刘燕斌. 高超声速飞行器建模及其先进飞行控制机理的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学自动化学院, 2007.
(Liu Y B. Research on modeling and advanced flight control theories for hypersonic vehicle[D]. Nanjing: College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2007: 1-56.)
- [4] Chen X K, Fukuda T, Young K D. A new nonlinear robust disturbance observer[J]. *Systems & Control Letters*, 2000, 41(3): 189-199.
- [5] 薛雅丽. 基于轨迹线性化方法的近空间飞行器鲁棒自适应控制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学自动化学院, 2010: 63-72.
(Xue Y L. Robust adaptive approach for near space vehicles based on trajectory linearization control[D]. Nanjing: College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010: 63-72.)
- [6] Guoyong Huang. A fast terminal sliding mode control with novel fuzzy disturbance observer[C]. *Int Conf on Web Information Systems and Mining*. 2010: 95-99.
- [7] 朱亮, 姜长生, 方炜. 基于非线性干扰观测器的不确定非线性系统鲁棒轨迹线性化控制[J]. *信息与控制*, 2006, 35(6): 705-710.
(Zhu L, Jiang C S, Fang W. Design of a robust trajectory linearization controller for uncertain nonlinear systems based on nonlinear disturbance observer[J]. *Information and Control*, 2006, 35(6): 705-710.)
- [8] Li Zhou, Changsheng Jiang, Yanli Du. A backstepping sliding mode control based on fuzzy disturbance observer for aerospace vehicle[C]. *Chinese Control and Decision Conf. Yantai*, 2008: 2954-2959.
- [9] Hall C E, Shtessel Y B. Sliding mode disturbance observer-based control for a reusable launch vehicle[J]. *J of Guidance, Control, and Dynamics*, 2006, 29(6): 1315-1328.
- [10] 曾宪法, 王洁瑶, 王小虎, 等. 基于 SMDO 的滑模控制器设计及其在导弹上的应用[J]. *航空学报*, 2011, 32(5): 873-880.
(Zeng X F, Wang J Y, Wang X H, et al. Design of sliding mode controller based on SMDO and its application to missile control[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2011, 32(5): 873-880.)
- [11] Shaughnessy J D, Pinckney S Z, McMinn J D. Hypersonic vehicle simulation model: Winged-cone configuration[R]. Washington D C: NASA, 1991: 1-15.
- [12] 李鹏. 传统和高阶滑模控制研究及其应用[D]. 北京: 国防科学技术大学机电工程与自动化学院, 2011: 73-77.
(Li P. Research and application of traditional and higher-order sliding mode control[D]. Beijing: The Institute of Electromechanical Engineering and Automation, National University of Defense Technology, 2011: 73-77.)
- [13] 梅生伟, 申铁龙, 刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 187-188.
(Mei S W, Shen T L, Liu K Z. Modern robust control theory and application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003: 187-188.)
- [14] Richard Colgren, Shahriar Keshmiri. Nonlinear ten-degree-of-freedom dynamics model of a generic hypersonic vehicle[J]. *J of Aircraft*, 2009, 46(3): 800-813.
- [15] Shtessel Y B, Moreno J A, Plestan F, et al. Supper-twisting adaptive sliding mode control: A Lyapunov design[C]. *Proc of the 49th IEEE Conf on Decision and Control*. Atlanta, 2010: 5109-5112.
- [16] 吴浩, 杨业, 王永骥, 等. 基于 RCMAC 干扰观测器的高超声速飞行控制[J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(8): 1722-1726.
(Wu H, Yang Y, Wang Y J. Nonlinear control for hypersonic vehicles based on RCMAC disturbance observer[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(8): 1722-1726.)

(上接第 1506 页)

- [12] 陆超, 王丽亚. 双机无等待流水作业调度算法研究[J]. *工业工程与管理*, 2012, 17(1): 32-35.
(Lu C, Wang L Y. No-wait scheduling of a two-machine flow-shop[J]. *Industrial Engineering and Management*, 2012, 17(1): 32-35.)
- [13] 魏麒, 蒋义伟. 一类两阶段杂交流水作业的近似算法[J]. *软件学报*, 2012, 23(5): 1073-1084.
(Wei Q, Jiang Y W. Approximation algorithms for a two-stage hybrid flow shop[J]. *J of Software*, 2012, 23(5): 1073-1084.)
- [14] Grabowski J, Pempera J. Some local search algorithms for no-wait flow-shop problem with makespan criterion[J]. *Computers & Operations Research*, 2005, 32(8): 2197-2212.
- [15] Gilmore P C, Gomory R E. Sequencing a one-state variable machine: A solvable case of the traveling salesman problem[J]. *Operations Research*, 1964, 12(5): 655-679.