

一种基于时变干扰观测器的高超声速 飞行器容错控制策略设计

常晶[†], 周军

(西北工业大学 精确制导与控制研究所, 西安 710072)

摘要: 为了提高高超声速再入飞行器(HRV)在执行机构故障情况下的姿态控制效果,提出一种基于时变干扰观测器和参考轨迹重构器(RVG)的滑模容错控制策略. 首先,设计一种新型自适应干扰观测器(ADO)来估计系统扰动,在保证估计精度的同时,能够有效削弱传统干扰观测器的初始超调现象;然后,基于反步法设计HRV的滑模控制器,在设计中引入参考轨迹重构器以避免故障突变引起的初始尖峰,并且在滑模面的设计中利用ADO所估计的系统扰动实现扰动的在线补偿. 仿真结果表明,所设计的控制策略可以有效解决传统的基于高增益干扰观测器的滑模控制律受故障引起的突变和初始估计误差造成控制系统动态性能恶化的问题.

关键词: 高超声速飞行器; 容错控制; 自适应干扰观测器; 参考轨迹重构器; 超调

中图分类号: TP448.2

文献标志码: A

A FTC scheme for hypersonic vehicle based on adaptive disturbance observer

CHANG Jing[†], ZHOU Jun

(Institute of Precision Guidance and Control, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In order to improve the attitude control performance of the hypersonic reentry vehicle(HRV) subjected to total failures of certain actuators, the paper proposes a sliding mode fault-tolerant control(FTC) scheme which is relied on an adaptive disturbance observer(ADO) and reference vector generator(RVG). Firstly, an adaptive disturbance observer is designed to estimate the system perturbations with overshoot attenuation. Then, a back-stepping based sliding mode controller is developed combined with a reference vector generator together with the estimated perturbations, which improves superior transient performances for state tracking. Simulation results obtained on the nonlinear model of the hypersonic vehicle show that the proposed techniques can allow a faster response and minimize the overshoots compared to the linear conventional disturbance observers based sliding mode controller.

Keywords: hypersonic reentry vehicle; fault tolerant control; adaptive disturbance observer; back-stepping techniques; overshoot

0 引言

恶劣复杂的环境给高超声速飞行器(HRV)在临近空间长时间的飞行带来了多种大范围的不确定性,包括气动环境扰动、飞行任务变更、动力缺失以及飞行器自身机构和伺服系统故障等导致的控制问题^[1-2]. 因此,设计适用于模型不确定、干扰、故障情况下安全有效的控制方法,是高超声速飞行器控制技术研究的一个关键点.

考虑到HRV的强不确定性问题,许多学者利用

各种先进控制理论对其姿态控制系统的设计开展了深入的研究,其中自适应控制技术^[2]和鲁棒控制技术^[3-4]是两大主要方法. 此外,基于不确定性或干扰观测器的相关技术是自动补偿系统扰动和不确定性的一种有效手段. 因此,各种基于不确定和干扰估计的控制方法(Uncertainty-disturbance-estimation-based control, UDEC)被广泛研究,出现了诸如采用滑模观测器(Sliding mode observer, SMO)^[3]、未知输入观测器(Unknown input observer, UIO)^[4]、扩张状态观

收稿日期: 2017-05-24; 修回日期: 2017-09-29.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61703339).

责任编辑: 郭雷.

作者简介: 常晶(1988—),女,博士生,从事先进制导控制算法及其应用的研究;周军(1966—),男,教授,博士生导师,从事飞行器制导、控制与仿真、先进控制理论及应用等研究.

[†]通讯作者. E-mail: changjing.work@foxmail.com

测器(Extended state observer, ESO)^[5-6]和干扰观测器(Disturbance observer, DO)^[7]等的控制策略. 针对再入飞行器, 文献[7]提出了一种基于干扰观测器的切换多胞控制方法. 文献[8]将非线性干扰观测器与非奇异快速Terminal滑模控制相结合, 设计了吸气式高超声速飞行器的纵向姿态控制器. 但是, 这两篇文献都没有分析观测器在初始干扰估计未收敛前对控制系统性能的影响. 考虑到高超声速飞行器的强耦合特点, 文献[9]提出了一种考虑耦合特性的基于干扰观测器的新型鲁棒姿态控制律, 但是这种方法没有考虑执行机构的能力, 容易出现舵饱和. 这些UDEEC方法的主要不同之处在于结合了不同的观测器以及控制算法, 对系统的不确定和干扰都具有较强的抑制效果.

近年来, 许多文献都考虑到飞行器出现执行机构或传感器故障的情况, 研究了基于观测器的容错控制方法^[3-10]. 控制分配(Control allocation, CA)是一种有效的容错控制方法, 通过管理过驱动系统的冗余实现故障冗余^[11]. 大量关于CA与不同控制算法相结合以解决飞行器容错控制的文献^[11-13]在过去的十多年中发表. 为了实现故障下控制的重新分配, 需要利用故障诊断与估计机制或者传感器提供舵效信息, 这样的信息可由SMO^[14]或者UIO^[15]等实现. 但是, 在同时面对干扰和故障时, HRV的控制器设计在理论和应用中都还存在许多没有解决的问题. 例如, 不管采用何种方法, 针对有外界扰动的不确定系统, 故障估计信息都不会准确, 这就需要自适应或者鲁棒的控制方法来补偿这些扰动及故障信息误差. 基于观测器的退步算法是另一种有效的主动容错控制策略^[3,5]. 目前, 文献[5]中提出的方法在滑模面的设计中引入观测误差是不现实的; 文献[3]提出了一种只针对舵效损失的FTC, 其中的反馈线性化方法损失了系统模型的真实度. 文献[3,5]中的容错控制方法都不能在不重构控制器的情况下直接解决执行机构彻底失效故障的控制问题. 此外, 基于观测器的HRV容错控制的另外一个重要问题是故障发生时引起系统扰动的突变. 通常情况, 为了实现高精度快速估计干扰, 观测器会选择高增益, 这就会将突变扰动引入控制系统, 降低控制系统的性能, 并破坏其稳定性. 基于以上分析, 本文将引入自适应干扰观测器和参考轨迹生成器^[16], 以尽可能地提高系统的响应能力, 降低跟踪超调现象.

本文针对执行机构完全失效的故障情况, 提出一

种自适应干扰观测和参考轨迹重构器的高超声速飞行器容错控制系统, 并结合控制分配策略保证飞行器在很小超调下的姿态跟踪. 本文与其他文献研究的区别在于: 1) 提出的控制策略在不需要控制器重构的情况下, 能够实现舵完全失效时飞行器正常状态的跟踪性能; 2) 针对干扰观测器估计尖峰导致控制器性能下降的问题, 设计新的自适应干扰观测器, 削弱了尖峰现象; 3) 参考模型重构机制的设计和反双曲正弦函数的引入, 实现了滑模容错控制器无抖振和基本无超调跟踪指令.

1 飞行器控制模型

飞行器姿态系统模型如下所示:

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = -p \cos \alpha \tan \beta + q - r \sin \alpha \tan \beta + \\ \quad \frac{g}{V \cos \beta} \cos \gamma_v \cos \theta - \frac{L}{mV \cos \beta}, \\ \dot{\beta} = p \sin \alpha + r \cos \alpha + \frac{g}{V} \sin \gamma_v \cos \theta + \frac{Y}{mV}, \\ \dot{\gamma}_v = p \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} - r \frac{\sin \alpha}{\cos \beta} - \frac{g \cos \gamma_v \cos \theta \tan \beta}{V} + \\ \quad \frac{L(\tan \beta + \sin \gamma_v \tan \theta) + Y \cos \gamma_v \tan \theta}{mV}, \\ \dot{p} = -\frac{I_{zx}(I_{xx} + I_{zz} - I_{yy})}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}pq + \frac{I_{zz}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}M_x - \\ \quad \frac{I_{zx}^2 + I_{zz}(I_{yy} - I_{zz})}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}rq + \frac{I_{zx}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}M_z, \\ \dot{q} = \frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}}pr + \frac{I_{zx}}{I_{yy}}(p^2 - r^2) + \frac{1}{I_{yy}}M_y, \\ \dot{r} = -\frac{I_{zx}^2 + I_{xx}^2 - I_{xx}I_{yy}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}pq + \frac{I_{zx}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}M_x - \\ \quad \frac{I_{zx}I_{xx} + I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}qr + \frac{I_{xx}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}M_z. \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} L = \frac{1}{2}\rho V^2 S_{\text{ref}} C_L, \\ Y = \frac{1}{2}\rho V^2 S_{\text{ref}} C_Y, \\ M_x = \frac{1}{2}\rho V^2 S_{\text{ref}} \bar{c} C_l, \\ M_y = \frac{1}{2}\rho V^2 S_{\text{ref}} \bar{c} C_m, \\ M_z = \frac{1}{2}\rho V^2 S_{\text{ref}} \bar{c} C_n; \end{cases}$$

α 、 β 和 γ_v 分别是攻角、侧滑角和倾侧角; p 、 q 和 r 分别是滚转、偏航和俯仰角速度; θ 是速度倾角; L 和 Y 是升力和侧向力; V 是飞行器速度; g 是重力加速度; C_L 和 C_Y 是升力和侧向力系数; C_l 、 C_m 和 C_n 是滚转、偏航和俯仰力矩系数; δ_r 、 δ_a 、 δ_e 和 δ_{bf} 分别是方向舵、副

翼、升降舵和体襟翼. 另外,关于坐标系定义、飞行器模型中各量的详细定义和方程推导过程,本文不再赘述,具体请参见文献[8]. HRV模型中的主要不确定参数表示为

$$\begin{cases} m = 9375(1 + \Delta m), \\ I_{yy} = 7(1 + \Delta I) \times 10^6, \\ S = 3603(1 + \Delta S), \\ \rho = 0.243(1 + \Delta c_\rho) \times 10^{-4}, \\ c_e = 0.0292(1 + \Delta c_e), \\ \bar{c} = 80(1 + \Delta \bar{c}). \end{cases} \quad (2)$$

其中: $|\Delta m| \leq 0.03$, $|\Delta I| \leq 0.02$, $|\Delta S| \leq 0.03$, $|\Delta \bar{c}| \leq 0.02$, $|\Delta c_e| \leq 0.02$, $|\Delta c_\rho| \leq 0.03$.

定义

$$\begin{aligned} x_1 &= [\alpha, \beta, \gamma_v]^T, \\ x_2 &= [p, q, r]^T, \\ u &= [\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_{bf}]^T, \\ Q &= \frac{1}{2} \rho V^2, \end{aligned}$$

则将式(2)代入(1)可得如下高超声速飞行器姿态系统模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + d_1(x_1), \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2u^f + d_2(x, u), \\ y_c = x_1. \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} f_1(x_1) &= \begin{bmatrix} \frac{g \cos \gamma_v \cos \theta}{V \cos \beta} + \frac{-QS_{\text{ref}}C_{L,0}}{mV \cos \beta} \\ \frac{g \sin \gamma_v \cos \theta}{V} + \frac{QS_{\text{ref}}C_Y^\beta}{mV} \\ -\frac{g \cos \gamma_v \cos \theta \tan \beta}{V} + \frac{QS_{\text{ref}}C_{L,0} \tan \beta}{mV} + \\ \frac{QS_{\text{ref}}C_{L,0} \sin \gamma_v \tan \theta}{mV} + \frac{QS_{\text{ref}}C_Y^\beta \beta \cos \gamma_v \tan \theta}{mV} \end{bmatrix}, \\ f_2(x) &= \begin{bmatrix} \lambda_1 pq + \lambda_2 qr \\ \lambda_3 pr + \lambda_4 (p^2 - r^2) \\ \lambda_5 pq + \lambda_6 qr \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{2} \rho V^2 S_{\text{ref}} \bar{c} \begin{bmatrix} \lambda_7 & 0 & \lambda_8 \\ 0 & \lambda_9 & 0 \\ \lambda_8 & 0 & \lambda_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_x^0 + c_l^\beta \beta \\ m_y^0 + c_m^\beta \beta \\ m_z^0 + c_n^\beta \beta \end{bmatrix}; \\ g_1(x_1) &= \begin{bmatrix} -\cos \alpha \tan \beta & 1 & \sin \alpha \tan \beta \\ \sin \alpha & 0 & \cos \alpha \\ \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} & 0 & -\frac{\sin \alpha}{\cos \beta} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} g_2 &= QS_{\text{ref}} \bar{c} \begin{bmatrix} \lambda_7 & 0 & \lambda_8 \\ 0 & \lambda_9 & 0 \\ \lambda_8 & 0 & \lambda_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_l^{\delta_a} & C_l^{\delta_e} & C_l^{\delta_r} & C_l^{\delta_{bf}} \\ C_m^{\delta_a} & C_m^{\delta_e} & C_m^{\delta_r} & C_m^{\delta_{bf}} \\ C_n^{\delta_a} & C_n^{\delta_e} & C_n^{\delta_r} & C_n^{\delta_{bf}} \end{bmatrix}; \\ \lambda_1 &= -\frac{I_{zx}(I_{xx} + I_{zz} - I_{yy})}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}, \\ \lambda_2 &= -\frac{I_{zx}^2 + I_{zz}(I_{yy} - I_{zz})}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}, \\ \lambda_3 &= \frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}}, \\ \lambda_4 &= \frac{I_{zx}}{I_{yy}}, \\ \lambda_5 &= -\frac{I_{zx}^2 + I_{xx}^2 - I_{xx}I_{yy}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}, \\ \lambda_6 &= -\frac{I_{zx}(I_{xx} + I_{yy} - I_{zz})}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}, \\ \lambda_7 &= \frac{I_{zz}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}, \\ \lambda_8 &= \frac{I_{zx}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}, \\ \lambda_9 &= \frac{1}{I_{yy}}, \\ \lambda_{10} &= \frac{I_{xx}}{I_{xx}I_{zz} - I_{zx}^2}; \end{aligned}$$

y_c 是系统输出,它跟踪的指令信号一般表示为 y_r ; $u^f \in R^4$ 是考虑故障的控制输入. 式(3)中的参数不确定、式(2)中气动参数不确定等模型不确定性以及飞行器受到的风扰动一起作为集总干扰表示为 $d_1(x_1)$ 、 $d_2(x, u)$,舵面的故障模型表示为

$$u^f = Wu,$$

其中 $W \in R^{m \times m}$ 对角正定矩阵和各元素满足 $0 \leq w_i(t) \leq 1, i = 1, 2, \dots, m^{[11]}$.

假设1 系统干扰 $d_1(t)$ 、 $d_2(t)$ 及导数 $\dot{d}_1(t)$ 、 $\dot{d}_2(t)$ 具有Lipshitz最大边界 δ_r .

假设2 假设在飞行器有 l 个舵发生故障后,剩余的舵面还是保证系统的可控性.

受文献[5]的启发,本文提出的基于干扰观测器的滑模控制器旨在解决一些舵面完全卡死情况下的HRV姿态跟踪问题. 但是,文献[5]中存在一些不足:1)滑模面 $s_i = E_i + \tilde{d}_i$ 的设计引入了干扰估计误差,这是不现实的;2)轨迹线性化的引入加大了控制器的设计复杂度,降低了飞行器的模型精度;3)初始状态偏差和故障扰动造成的干扰观测器的超大估计误差会传递到控制器中,可能造成控制饱和,从而影响系统稳定性. 因此,本文直接设计一个非线性控制器,以保证在初始扰动和故障发生后,整个闭环系统的稳定性和姿态跟踪性能. 本文将在下面的章节设

计新的参数时变自适应观测器和参考轨迹重构机制,并得到基于自适应干扰观测器的滑模容错控制器.

2 自适应干扰观测器设计

为了解决前述问题,本文提出一种具有时变参数的干扰观测器.系统(3)可以表达为

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + gW(t)u(t) + d(t). \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} f(x(t)) &= \begin{bmatrix} f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ f_2(x_1, x_2) \end{bmatrix}, \\ g &= [0 \quad g_2^T]^T, \\ d(t) &= [d_1 \quad d_2]^T. \end{aligned} \quad (5)$$

一种传统的干扰观测器具有如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= f(x(t)) + g\hat{W}(t)u(t) + \hat{d}(t), \\ \hat{d}(t) &= m_0(x(t) - z(t)) + \int m_1(x(t) - z(t))dt. \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $\hat{d}(t) \in \mathbf{R}^n$ 是干扰 $d(t)$ 的估计值, $z(t)$ 是扩张状态向量, $m_0 \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 和 $m_1 \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 是观测器增益.

2.1 干扰观测器的估计误差超调分析

为了方便参数选择,对式(6)设计观测器增益形式为

$$m_0 = 2\Lambda^2 \text{ and } m_1 = 2\Lambda,$$

$\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_6\} > 0$ 是一个正定对角矩阵.定义状态估计误差 $e_0(t) = z(t) - x(t)$ 和干扰估计误差 $\tilde{d}(t) = \hat{d}(t) - d(t)$,可以推出

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_0(t) \\ \dot{\tilde{d}}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I \\ -m_0 & -m_1 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} e_0(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\tilde{d}}(t) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

存在矩阵 $P = \begin{bmatrix} -I & 0 \\ \Lambda & I \end{bmatrix}$ 使得

$$\bar{A} = PAP^{-1} = \begin{bmatrix} -\Lambda & -I \\ 0 & -\Lambda \end{bmatrix},$$

因此

$$A = \begin{bmatrix} -I & 0 \\ \Lambda & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\Lambda & I \\ 0 & -\Lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I & 0 \\ \Lambda & I \end{bmatrix}. \quad (8)$$

则方程(8)的解析表达式为

$$\begin{bmatrix} e_0(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} = e^{At} \begin{bmatrix} e_0(0) \\ \tilde{d}(0) \end{bmatrix} - \int_0^t e^{A(t-\tau)} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\tilde{d}}(\tau) \end{bmatrix} d\tau. \quad (9)$$

从而,干扰估计误差可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{d}(t) &= -\Lambda^2 t e^{-\Lambda t} e(0) + (1 + \Lambda t) e^{-\Lambda t} \tilde{d}(0) + \\ &\quad \underbrace{\int_0^t ((t - \tau) \Lambda e^{-\Lambda(t-\tau)} + e^{-\Lambda(t-\tau)}) \dot{\tilde{d}}(\tau) d\tau}_{\bar{d}(t)}. \end{aligned} \quad (10)$$

当时间 $t = \frac{1}{\lambda_i}$ ($i = 1, 2, \dots, 6$) 时,有

$$\tilde{d}_i = -\lambda_i e^{-1} e_{0_i}(0) + 2e^{-1} (\hat{d}_i(0) - d_i(0)) \tilde{d}_i \left(\frac{1}{\lambda_i} \right),$$

其中 d_i 、 e_{0_i} 和 \tilde{d}_i 分别表示 $d(t)$ 、 $e_0(t)$ 和 $\tilde{d}(t)$ 的各个元素.为了得到快速和高精度的干扰估计值,高增益经常在观测器中选择.这样,干扰估计误差就会由于高的增益 Λ 而将一个超调引入控制器中,考虑到控制器的输入有限,这样容易引起系统的不稳定.如果减小 Λ ,则会降低观测器的快速性和估计精度.为了尽可能削弱DO中的这种超调现象,下面设计一个自适应参数的干扰观测器.

2.2 参数时变干扰观测器设计

借鉴积分滑模的思想,设计具有时变参数的自适应干扰观测器如下所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{d}}(t) = -l(t)(z - x) + \int_0^t \dot{l}(\tau)(z - x) d\tau, \\ l(t) = \eta_1(1 - e^{-\eta_2 t}) + \int_0^t k_l \|e_0(\tau)\| d\tau. \end{cases} \quad (11)$$

其中 η_1 、 η_2 和 k_l 是正常数.系统的干扰估计误差满足

$$\dot{\tilde{d}}(t) = -l(t)\tilde{d}(t) - \dot{d}(t). \quad (12)$$

取李雅普诺夫函数 $V_d(t) = 0.5\tilde{d}(t)^T \tilde{d}(t)$,对其求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_d(t) &= -l(t)\tilde{d}(t)^T \tilde{d}(t) - \tilde{d}^T(t)\dot{d}(t) \leq \\ &= -l(t)\|\tilde{d}(t)\|^2 + \delta_r \|\tilde{d}(t)\|. \end{aligned} \quad (13)$$

由于 $l(t)$ 随着时间逐渐增大,取足够大的 η_1 和 η_2 ,则存在足够小的时间 t_r 使得 $l(t_r) > \delta_r$,且 $\|\tilde{d}(t_r)\| \leq \sqrt{2}\delta_r t_r + \|\tilde{d}(0)\|$,在短暂的瞬态增加后, $V_d(t) < 0$, $\forall t > t_r$.进一步,由式(13)可以推出,干扰估计误差将会收敛于 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{d}\| \rightarrow \frac{\delta_r}{L}$,其中 $L > \eta_1$.对式(12)进行积分,同时考虑假设1,可得

$$\begin{aligned} \tilde{d}_i(t) &= \\ &= e^{\int_0^t l(\tau) d\tau} \left(\int_0^t \dot{d}_i(\tau) e^{\int_0^\tau l(\tau) d\tau} d\tau + \hat{d}_i(0) - d_i(0) \right), \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\hat{d}_i(0) = -l(0)e_0(0)$.注意到,如果设定 $l(0) = 0$,则 $\hat{d}_i(0) = 0$,干扰估计误差

$$\tilde{d}_i(t) = e^{\int_0^t l(\tau) d\tau} \left(\int_0^t \dot{d}_i(\tau) e^{\int_0^\tau l(\tau) d\tau} d\tau - d_i(0) \right), \quad (15)$$

与初始状态误差 $e_0(0)$ 无关.随着时间的增加, $l(t)$ 的第一项趋于 η_1 ,从而 $l(t)$ 随着状态偏差 $e_0(t)$ 的幅度变化,因此观测器能够提供更好的初始段估计以及后面的快速跟踪.

3 基于观测器的容错控制器设计

在本节中,将利用上节设计的观测器估计 HRV 的干扰,用于补偿容错控制器中的扰动。

3.1 控制分配

假设舵效矩阵的测量值或估计值 $\hat{W} = \text{diag}\{\hat{w}_1(t), \dots, \hat{w}_m(t)\}$, 其中 $0 \leq \hat{w}_i(t) \leq 1$. 考虑到舵效矩阵的信息有误差,假设 $W = (I - \Delta)\hat{W}$, 其中 $\Delta = \text{diag}\{\delta_1, \dots, \delta_m\}$, 且 $0 \leq \delta_i < \Delta_{\max}$. 定义虚拟控制量 $v = g_2 u$, 因此, $u = g_2^\dagger v$, $g_2^\dagger = \hat{W} g_2^T (g_2 \hat{W} g_2^T)^{-1}$. 根据假设 2, $\det(g_2 \hat{W} g_2^T) \neq 0$. 系统(3)可以转换为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + d_1, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2 \hat{W}^2 g_2^T (g_2 \hat{W} g_2^T)^{-1} v - \\ \quad g_2 \Delta \hat{W}^2 g_2^T (g_2 \hat{W} g_2^T)^{-1} v + d_2. \end{cases} \quad (16)$$

其中

$$\hat{v} := g_2 \hat{W}^2 g_2^T (g_2 \hat{W} g_2^T)^{-1} v.$$

则式(16)可以写作

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + d_1, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + \hat{v} + d_{v2}. \end{cases} \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} d_{v2} &= -g_2 \Delta g_2^\dagger \hat{v} + d_2, \\ g_2^\dagger &= \hat{W}^2 g_2^T (g_2 \hat{W} g_2^T)^{-1}. \end{aligned}$$

注意到, g_2^\dagger 是 g_2 的一个逆矩阵。

3.2 控制律设计

在滑模控制器中,本文利用反双曲函数替换控制律中的符号函数以避免抖震问题. 根据分离定理将 HRV 的姿态控制分为内外环回路^[5].

当系统发生故障或者在跟踪节约指令时,会出现系统状态的变化速率过快,而飞行器实际的控制输入有限,容易出现控制超调. 为了解决这个问题,首先利用重启技术^[16]设计一个标称轨迹生成器. 假设不考虑干扰和故障的标称系统为

$$\begin{cases} \dot{z}_1(t) = f_1(z_1) + g_1(z_1)z_2(t), \\ \dot{z}_2(t) = f_2(z) + g_2 u_z(t), \\ \dot{c}(t) = 1. \end{cases} \quad (18)$$

其中: $z(0) = x(0), c(0) = 0$. 如果跟踪指令或故障发生突变,则重新构造参考轨迹. 离散重启机制设计如下:当

$$\begin{aligned} c_d(t) &= \|z(t) - x(t)\| > \eta_z \ \& \ c(t) \geq \tau_z, \\ z(t^+) &= x(t), \ c(t^+) = 0 \end{aligned}$$

时,式中 η_z 是提前设定的一个阀门,这个重启逻辑在标称模型和实际模型的状态偏差大于 η_a 和一个最小

调节时间 τ_z 后,重新设定标称动力学的初值为实际状态值,从而生成新的跟踪轨迹. 为标称模型设计退步控制器:

$$\begin{aligned} u_z &= -g_2^\dagger (f_2(z) + H_{z_2}(e_{z_2}) + \\ & \quad K_{z_2} \tanh(\lambda_{z_2} e_{z_2}) - \dot{z}_{2c}), \\ z_{2c} &= -g_1(z_1)^{-1} (f_1(z_1) + H_{z_1} e_{z_1} + \\ & \quad K_{z_1} \tanh(\lambda_{z_1} e_{z_1}) - \dot{y}_r). \end{aligned} \quad (19)$$

其中: $g_2^\dagger = g_2^T (g_2 g_2^T)^{-1}$; $e_{z_1} = z_1 - y_r, e_{z_2} = z_2 - x_{2c}$; H_{z_1} 、 H_{z_2} 、 K_{z_1} 、 K_{z_2} 、 λ_{z_1} 、 λ_{z_2} 是正定对角矩阵增益; \hat{z}_{2c} 由一阶滤波器得到,并且定义其误差 $\dot{e}_c = \hat{z}_{2c} - \dot{z}_{2c}$. 假设 $\|\dot{e}_c\| \leq \tilde{D}_1, \|\ddot{e}_c\| \leq \tilde{D}_2$.

定理 1^[16] 标称系统(18)在控制器(19)的作用下,得到系统跟踪误差 $e_z^T = [e_{z_1}^T, e_{z_2}^T]$ 的运动方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_{z_1} = -H_{z_1} e_{z_1} - K_{z_1} \tanh(\lambda_{z_1} e_{z_1}) + g_1(z_1) e_{z_2}, \\ \dot{e}_{z_2} = -H_{z_2} e_{z_2} - K_{z_2} \tanh(\lambda_{z_2} e_{z_2}) + \dot{e}_c. \end{cases} \quad (20)$$

因此,式(20)将会指数收敛于集合

$$\begin{aligned} \Omega &= \left\{ (e_z, \dot{e}_z) \in \mathbf{R}^{12} : \right. \\ & \quad \left. |e_{z_i}| \leq e_{z_i}^* \frac{\sqrt{k_{\alpha_2}}}{k_{\alpha_1}} \ \& \ |\dot{e}_{z_i}| \leq \dot{e}_{z_i}^* \frac{\sqrt{k_{\alpha_2}}}{k_{\alpha_1}} \right\}, \end{aligned}$$

集合中的参数满足

$$\begin{cases} e_z^* = \lambda_z^{-1} \arctanh(K_z^{-1} \tilde{D}_1), \\ \dot{e}_z^* = \frac{\tilde{D}_2}{K_z \lambda_z \text{sech}(\lambda_z e_z^*) \otimes \text{sech}(\lambda_z e_z^*)}. \end{cases} \quad (21)$$

这表明系统(18)的状态将会指数收敛于 y_r 和 z_{2c} 的边界层。

下一步设计控制器,使实际系统跟踪标称模型的轨迹. 定义误差模型 $e_x(t) = x(t) - z(t)$, 得到 HRV 的姿态跟踪问题的误差模型为

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \tilde{f}_1(x_1, z_1) + g_1(x_1) e_{x2} + \tilde{g}_1(x_1, z_1) z_2 + \hat{d}_1, \\ \dot{e}_{x2} = \tilde{f}_2(x, z) + \hat{v} - g_2 u_z + d_{v2}. \end{cases} \quad (22)$$

其中

$$\begin{aligned} e_{x1} &= x_1 - z_1, \ e_{x2} = x_2 - z_2, \\ \tilde{f}_1(x_1, z_1) &= f_1(x_1) - f_1(z_1), \\ \tilde{g}_1(x_1, z_1) &= g_1(x_1) - g_1(z_1), \\ \tilde{f}_2(x, z) &= f_2(x) - f_2(z). \end{aligned}$$

姿态角和姿态角回路的控制律设计过程如下。

Step 1: 定义滑模面 $s_1 = e_{x1}$, 并以 e_{x2c} 为虚拟控制量,有

$$\begin{aligned} e_{x2c} &= -g_1(x_1)^{-1} (\tilde{f}_1(x_1, z_1) + \tilde{g}_1(x_1, z_1) z_2 + \\ & \quad \hat{d}_1 + H_1 s_1 + k_1 \tanh(\lambda_1 s_1)). \end{aligned} \quad (23)$$

其中: H_1 是 Hurwitz 矩阵; $\lambda_1 > 0$ 用于设定反双曲

函数对符号函数的近似程度 $\lim_{\lambda \rightarrow \infty} k_1 \tanh(\lambda s_1) = k_1 \text{sign}(\lambda s_1)$; 控制增益 k_1 用于补偿干扰估计误差 $\tilde{d}_1 = \hat{d}_1 - d_1$, 因此选择 $k_1 > \|\tilde{d}_1\|$.

Step 2: 设计滑模面 $s_2 = e_{x2} - e_{x2c}$, 并将虚拟控制信号 e_{x2c} 输入一阶滤波器得到 e_{x2d} , 有

$$\dot{e}_{x2d} = -\omega_n(e_{x2d} - e_{x2c}). \quad (24)$$

其中: $e_{x2d}(0) = e_{x2c}(0), \omega_n \in \mathbf{R}^3$ 是滤波带宽. 记

$$e_{xc} = e_{x2d} - e_{x2c},$$

则 $\dot{e}_c = -\omega_n e_c - \dot{x}_{2c}$. 姿态角速度的虚拟控制量设计为

$$\begin{aligned} \hat{v}_0 = & -\tilde{f}_1(x, z) + g_2 u_z - \hat{d}_2 - \dot{e}_{x2d} - \\ & H_2 s_2 - k_2 \tanh(\lambda_2 s_2). \end{aligned} \quad (25)$$

其中: H_2 是 Hurwitz 矩阵, \hat{d}_2 是 d_{v2} 的估计值. 非线性项的控制增益 k_2 选为 $k_2 > \|\tilde{d}_2\| + \|\dot{e}_c\|$.

Step 3: 结合式 (19) 和 (25), 得到飞行器的控制律形式为

$$\begin{aligned} u_0 = & \hat{W} g_2^T (g_2 \hat{W}^2 g_2^T)^{-1} (-\tilde{f}_1(x, z) + g_2 u_z - \hat{d}_2 - \\ & \dot{e}_{x2d} - H_2 s_2 - k_2 \tanh(\lambda_2 s_2)). \end{aligned} \quad (26)$$

在控制律 (26) 的作用下, 系统 (22) 的姿态跟踪误差将渐进收敛于任意小的领域. 下面对整个控制器 (23)~(26) 的稳定性进行证明.

证明 考虑李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2} (s_1^T s_1 + s_2^T s_2). \quad (27)$$

其导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -s_1^T H_1 s_1 - s_1^T k_1 \tanh(\lambda_1 s_1) + \\ & s_1^T \tilde{d}_1 + s_1^T g_1(x_1) s_2 - s_2^T H_2 s_2 - \\ & s_2^T k_2 \tanh(\lambda_2 s_2) + s_2^T \dot{e}_c + s_2^T \tilde{d}_2 \leq \\ & -[s_1^T \quad s_2^T] \begin{bmatrix} H_1 & g_1(x)_1 \\ 0 & H_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} - \\ & (k_1 \tanh(\lambda_1 s_1) - \|\tilde{d}_1\|) \|s_1\| - \\ & (k_2 \tanh(\lambda_2 s_2) - \|\tilde{d}_2\| - \|\dot{e}_c\|) \|s_2\|. \end{aligned} \quad (28)$$

假设存在常数 $k_1^* \geq \|\tilde{d}_1\|$ 和 $k_2^* \geq \|\dot{e}_{xc}\| + \|\tilde{d}_2\|$, 选择控制器增益 $k_1 > k_1^*$ 和 $k_2 > k_2^*$, 当 $|s_1| > \frac{1}{\lambda_1} \text{atanh}(\frac{k_1^*}{k_1})$ 且 $|s_2| > \frac{1}{\lambda_2} \text{atanh}(\frac{k_2^*}{k_2})$ 时, 式 (28) 可以写为

$$\dot{V} \leq -[s_1^T \quad s_2^T] \begin{bmatrix} H_1 & g_1(x)_1 \\ 0 & H_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} < 0. \quad (29)$$

因此, 通过选择参数合适的 $H_1, H_2, k_1, k_2, \lambda_1$ 和 λ_2 , 控制器 (26) 将保证滑模变量 s_1 和 s_2 指数趋近于任意的小领域. □

4 仿真实验

飞行器的初始状态设定为

$$\begin{aligned} x_1(0) = & [10, 1, 0]^0, \quad x_2(0) = [0, 0, 0]^0 / \text{s}, \\ H = & 30 \text{ km}, \quad \text{Mach} = 6; \end{aligned}$$

舵面限速限幅设置为

$$\begin{aligned} -30^\circ \leq & \delta_r, \delta_a, \delta_e, \delta_{bf} \leq 30^\circ, \\ -200^\circ / \text{s} \leq & \dot{\delta}_r, \dot{\delta}_a, \dot{\delta}_e, \dot{\delta}_c \leq 200^\circ / \text{s}. \end{aligned}$$

考虑了参数不确定性

$$\begin{aligned} \Delta m = & 0.0217, \quad \Delta L = 0.02, \quad \Delta S = -0.02, \\ \Delta c_\rho = & -0.025, \quad \Delta I = 0.0156, \quad \Delta = 5\%, \end{aligned}$$

气动系数拉偏 20% 和气动力矩拉偏 15%, 以及飞行过程中方向不确定的阵风干扰. 仿真中, 升降舵在第 2 s 卡死在固定位置 $\delta_e = -1^\circ$, 方向舵和差动舵在 2 s 后舵效分别损伤 20% 和 50%. 为了进一步分析本文所提控制策略的有效性, 对本文方法 (ADOASM) 与文献 [5] 中基于扩展的干扰观测器的滑模控制器 (EDOSMC) 进行对比. 仿真中各控制器和观测器的设计参数见表 1.

表 1 仿真参数

参数值	
观测器	$k_l = \text{diag}\{2, 2, 5\}, \eta_1 = \eta_2 = 10$
标称系统控制器	$H_{z_1} = \text{diag}\{5, 8, 1\}; H_{z_2} = \text{diag}\{5, 12, 4\};$ $K_{z_1} = \text{diag}\{0.04, 0.01, 0.12\},$ $K_{z_2} = \text{diag}\{1, 1, 1\}$
基于观测器的 HRV 控制器	$H_1 = \text{diag}\{15, 4, 2\}; H_2 = \text{diag}\{15, 2, 1\};$ $\lambda_1 = \lambda_2 = 50; \omega_n = 10$

HRV 的姿态跟踪仿真结果见图 1~图 3. 在第 2 s 方向舵损伤 30%, 差动舵损伤 70%, 升降舵卡死.

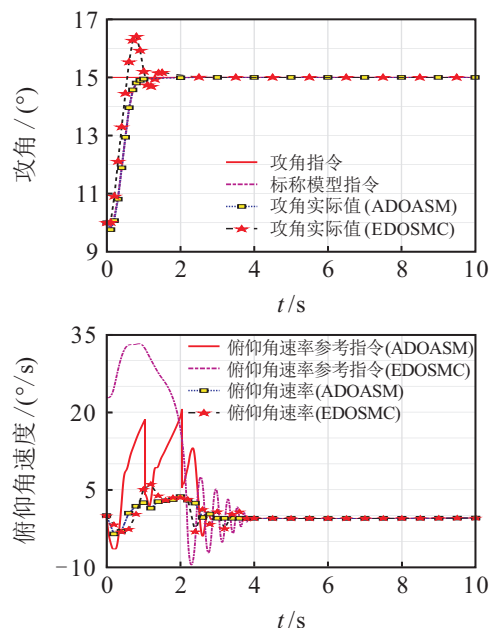


图 1 俯仰通道状态跟踪

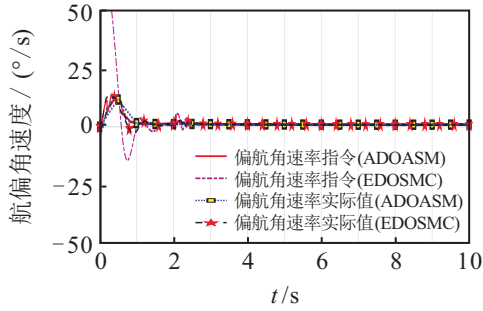
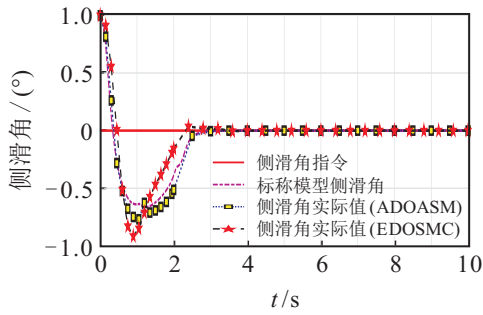


图2 偏航通道状态跟踪

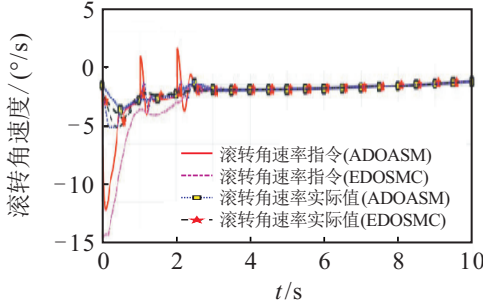
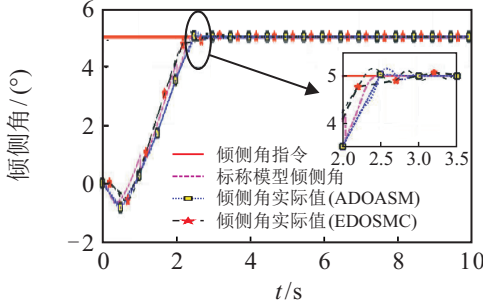
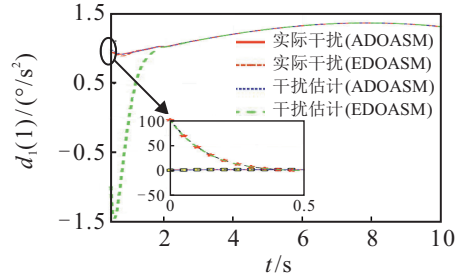


图3 滚转通道状态跟踪

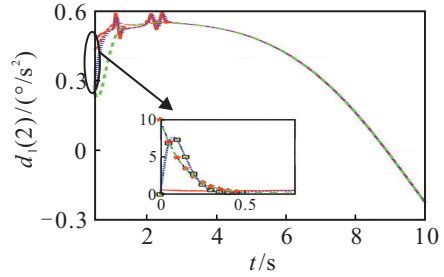
由图1~图3可以看到,在多种扰动下,当有一个舵面完全失效后,剩余的舵面依然保持了类似无故障和无扰动的飞行器标称系统的跟踪效果,而且没有明显的超调.

图4展示了时变参数自适应观测器和常规高增益观测器对系统的干扰估计效果.可以明显看出,由于初始状态估计误差不为零,ADO在初始阶段的干扰估计误差远小于EDO.

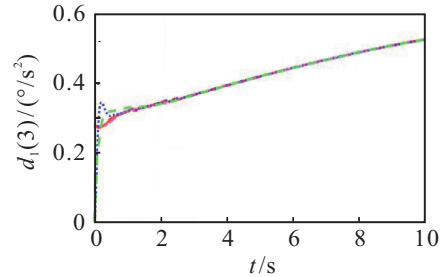
从图5的舵面偏转情况可以看出,原有的EDOSMC在初始阶段和故障发生后,都出现了控制振荡,而本文提出的ADOASM方法具有平缓的舵面偏转曲线,有效地避免了滑模控制的震颤问题.综合以上仿真结果可知,本文提出的策略表现出了更好的故障鲁棒和干扰抑制能力.



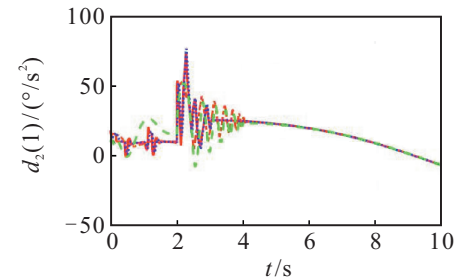
(a) 干扰 $d_1(1)$ 的估计



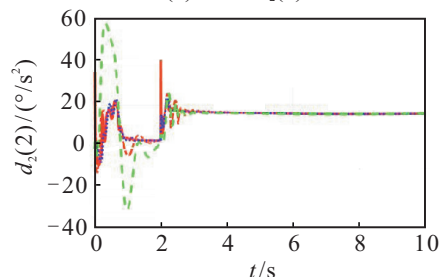
(b) 干扰 $d_1(2)$ 的估计



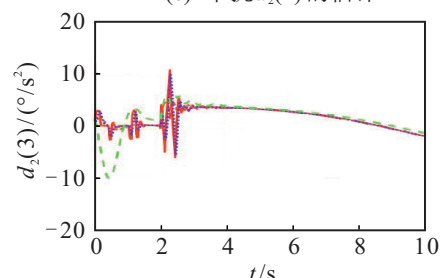
(c) 干扰 $d_1(3)$ 的估计



(d) 干扰 $d_2(1)$ 的估计



(e) 干扰 $d_2(2)$ 的估计



(f) 干扰 $d_2(3)$ 的估计

图4 干扰估计

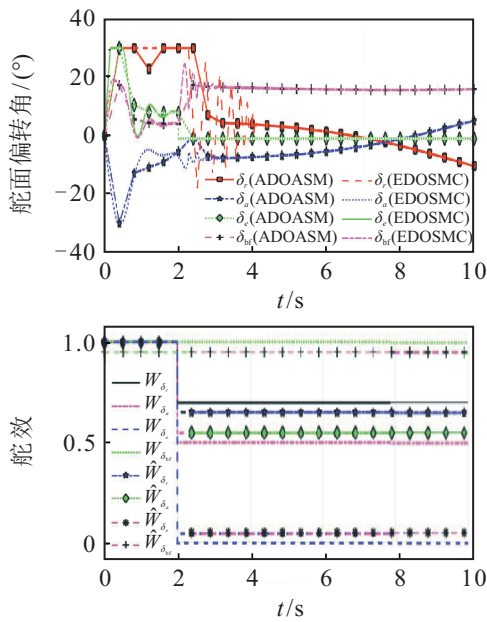


图5 舵面偏转和舵效变化曲线

5 结论

本文提出了一种新的HRV容错控制策略,有效地提高了容错控制和干扰抑制的性能.通过设计自适应干扰观测器补偿未知扰动,实现了干扰估计的初始大偏差抑制.提出控制分配和标称参考轨迹生成器相结合解决突然的舵面失效问题,给出了一个连续的几乎无超调和无抖振的滑模容错控制器.考虑到退步算法中必须引入动态面或微分器得到虚拟控制量的缺点,下一步将会展开利用二阶SMC实现高超声速飞行器的姿态控制.此外,在未来的工作中,会开展考虑故障诊断与容错控制的一体化闭环设计.

参考文献(References)

- [1] Zolghadri A, Henry D, Cieslak J, et al. Fault diagnosis and fault-tolerant control and guidance for aerospace vehicles[M]. London: Springer, 2014.
- [2] Zhang J, Sun C, Zhang R, et al. Adaptive sliding mode control for re-entry attitude of near space hypersonic vehicle based on backstepping design[J]. IEEE/CAA J of Automatica Sinica, 2015, 2(1): 94-101.
- [3] Gao G, Wang J. Observer-based fault-tolerant control for an air-breathing hypersonic vehicle model[J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 76(1): 409-430.
- [4] Park T G. Designing fault detection observers for linear systems with mismatched unknown inputs[J]. J of Process Control, 2013, 23(8): 1185-1196.
- [5] Shao X L, Wang H L. Sliding mode based trajectory linearization control for hypersonic reentry vehicle via extended disturbance observer[J]. ISA Trans, 2014, 53(6): 1771-1786.
- [6] Zhang Y, Jiang Z, Yang H, et al. High-order extended state observer-enhanced control for a hypersonic flight vehicle with parameter uncertainty and external disturbance[J]. Proc of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: J of Aerospace Engineering, 2015, 229(13): 2481-2496.
- [7] 张伸,王青,董朝阳.基于干扰观测器的再入飞行器切换多胞控制[J].系统工程与电子技术, 2017, 39(3): 584-590.
(Zhang S, Wang Q, Dong C Y. Reentry vehicle switched polytopic system control based on disturbance observer[J]. System Engineering and Electronics, 2017, 39(3): 584-590.)
- [8] 刘宇超,郭建国,周军,等.基于新型快速Terminal滑模的高超声速飞行器姿态控制[J].航空学报, 2015, 35(7): 2372-2380.
(Liu Y C, Guo J G, Zhou J, et al. Hypersonic vehicle attitude control based on new fast terminal sliding mode[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 35(7): 2372-2380.)
- [9] 郭宗易,周军,郭建国.新型高超声速飞行器耦合姿态控制系统设计[J].宇航学报, 2017, 38(3): 270-278.
(Guo Z Y, Zhou J, Guo J G. Novel coupling based attitude control system design for hypersonic vehicles[J]. J of Astronautics, 2017, 38(3): 270-278.)
- [10] 胡超芳,高志飞,任艳丽.基于扩张状态观测器的高超声速飞行器容错预测控制[J].航天控制, 2016, 34(6): 26-32.
(Hu C F, Gao Z F, Ren Y L. Fault tolerant predictive control based on extended state observer for hypersonic vehicles[J]. Aerospace Control, 2016, 34(6): 26-32.)
- [11] Hamayun M T, Edwards C, Alwi H. Augmentation scheme for fault-tolerant control using integral sliding modes[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2014, 22(1): 307-313.
- [12] Hamayun M T, Edwards C, Alwi H. Fault tolerant control schemes using integral sliding modes[M]. Cham: Springer International Publishing, 2016.
- [13] Alwi H, Edwards C. Sliding mode fault-tolerant control of an octorotor using linear parameter varying-based schemes[J]. IET Control Theory and Applications, 2015, 9(4): 618-636.
- [14] Nagesh I, Edwards C. A multivariable super-twisting sliding mode approach[J]. Automatica, 2014, 50(3): 984-988.
- [15] Cristofaro A, Johansen T A. Fault tolerant control allocation using unknown input observers[J]. Automatica, 2014, 50(7): 1891-1897.
- [16] González J A, Barreiro A, Dormido S, et al. Nonlinear adaptive sliding mode control with fast non-overshooting responses and chattering avoidance[J]. J of the Franklin Institute, 2017, 354(7): 2788-2815.

(责任编辑:齐霖)