第 33 卷第 11 期
2016 年 11 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 33 No. 11
Nov. 2016

DOI: 10.7641/CTA.2016.60177

考虑输入饱和的近空间飞行器姿态容错控制

杨青运[1,2], 陈 谋[1†], 吴庆宪[1]

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211106; 2. 枣庄学院 机电工程学院, 山东 枣庄 277160)

摘要: 针对近空间飞行器姿态控制中出现的执行器故障, 输入饱和与外部干扰等问题, 设计了一种基于二阶滑模干扰观测器和辅助系统的鲁棒容错跟踪控制方法. 首先, 将系统不确定, 外部扰动和执行器故障作为复合干扰, 设计super-twisting二阶滑模干扰观测器对其进行估计. 然后为解决输入饱和问题构造了辅助分析系统, 并借助backstepping方法, 设计姿态容错跟踪控制器. 利用Lyapunov方法, 严格证明了所有闭环系统信号的收敛性. 最后将所设计的控制方法应用于近空间飞行器姿态控制中, 仿真结果验证了该控制方法的有效性.

关键词: 近空间飞行器; 干扰观测器; 输入饱和; 容错控制

中图分类号: TP273　　　**文献标识码**: A

Fault-tolerant attitude control for near space vehicles with input saturation

YANG Qing-yun[1,2], CHEN Mou[1†], WU Qing-xian[1]

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 211106, China;
2. School of Mechanical and Electronic Engineering, Zaozhuang University, Zaozhuang Shandong 277160, China)

Abstract: In this paper, a robust fault-tolerant attitude control scheme is investigated for the near space vehicles (NSVs) with actuator faults, input saturation and unknown external disturbances. Firstly, a super-twisting second order sliding mode disturbance observer is developed to estimate the unknown compound disturbances including system uncertainties, external disturbances and actuator faults. Then, based on the backstepping technology and an auxiliary system constructed to solve the input saturation problem, a attitude fault-tolerant controller is proposed. In addition, the convergence of all the closed-loop system signals under the designed controller is rigorously proved using Lyapunov method. Finally, the proposed control scheme is applied to the attitude control of the NSV, and the effectiveness of this proposed control scheme is demonstrated by the simulation results.

Key words: near space vehicles; disturbance observer; input saturation; fault-tolerant control

1 引言(Introduction)

近空间飞行器由于同时具有航空与航天器的优点, 适用于多种飞行环境和任务模式, 在军事和民用领域都有着较高的发展潜力和应用价值[1–2]. 同时, 由于近空间飞行器飞行速度较快, 对经过机体的气流极其敏感, 很容易受到空气动力参数剧烈变化和强干扰的影响. 这些因素有可能会导致其舵面故障的产生, 如执行器部分失效等, 从而会影响到飞行的稳定性、可靠性和安全性[3]. 因此, 设计安全可靠的容错控制器是近空间飞行器控制系统设计领域一项重要而又有实际意义的工作.

现有的容错控制方法主要分为两类: 被动和主动容错控制方法[4]. 被动容错控制主要是将系统故障看做不确定, 从而设计具有较强鲁棒性的反馈控制律, 如文献[5]提出了一种基于观测器的近空间飞行器纵向运动被动容错控制方法. 从控制性能来看, 被动容错控制有较强的保守性. 主动容错控制是根据在线故障诊断信息进行控制器重构. 因此, 主动容错控制方法相对于被动方法具有较小的保守性, 得到越来越多的关注, 成为容错控制研究的主要方法. 如文献[6]提

收稿日期: 2016−03−31; 录用日期: 2016−08−10.
†通信作者. E-mail: chenmou@nuaa.edu.cn.
本文责任编委: 宗群.
国家自然科学基金(61573184, 61374212), 江苏省自然科学基金(SBK20130033), 教育部博士点基金(20133218110013), 江苏省六大高峰人才项目(2012–XXRJ–010).
Supported by National Natural Science Foundation of China (61573184, 61374212), Jiangsu Natural Science Foundation of China (SBK20130033), Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (20133218110013) and Six Categories of Summit Talents of Jiangsu Province of China (2012–XXRJ–010).

出了一种基于径向基神经网络的自适应backstepping容错控制方法. 文献[7]针对存在执行器故障的可重复使用飞行器, 设计了一种自适应滑模主动容错控制方法实现跟踪控制. 文献[8]针对固定翼飞机纵向运动控制, 提出了一种基于自适应模糊观测器的容错控制方法. 文献[9]通过非线性观测器的设计对执行器故障进行估计, 并将其应用于垂直起降飞机的轨迹跟踪容错控制中. 然而现有的近空间飞行器的控制方法很少考虑执行器饱和与故障同时存在下的容错控制.

执行器饱和是近空间飞行器控制系统设计中需要关注的问题. 近空间飞行器各个舵面及发动机由于其物理特性, 偏转角度、偏转速度和发动机推力等都不可避免的在一定范围内变化. 在容错控制器设计中, 执行器在系统发生故障时更容易产生饱和. 这是因为当设计控制器时如果没有考虑执行器饱和的影响, 系统一旦出现故障, 为维持闭环系统控制性能, 执行器会快速达到饱和受限值, 从而影响系统的控制性能. 近年来, 针对饱和控制问题进行了广泛的研究, 出现了多种方法. 文献[10]设计了一种基于抗饱和技术的吸气式高超声速飞行器的纵向运动控制方法. 文献[11]提出了一种基于多步周期正不变集的离散周期系统鲁棒控制方法. 另外, 还出现了多种与现有的控制方法相结合的方法. 文献[12]针对一类存在控制输入受限的不确定系统, 设计了一种基于积分型切换面的滑模控制方案. 文献[13]提出了一种在线优化舵面分配算法用于近空间飞行器姿态系统设计, 在系统存在外部扰动、不确定和输入受限的情况下, 姿态角能跟踪期望指令. 文献[14]针对存在输入饱和的未知混沌系统, 设计了基于backstepping的自适应模糊神经跟踪控制器. 另外, 由于近空间飞行器的多变飞行环境, 会造成气动参数的摄动以及强干扰的存在, 从而影响控制性能. 因此, 为解决该问题, 在控制系统设计中引入干扰观测器对系统的干扰和不确定进行估计[15].

近年来, 针对干扰观测器已经有了较多的研究成果, 出现了多种类型的观测器[16–18]. 其中, 滑模干扰观测器作为其中一种鲁棒性较好的方法, 引起了国内外学者的关注. 文献[19]为处理外部扰动, 设计了一种基于滑模干扰观测器的非线性系统自适应切换控制方法. 文献[20]提出了一种基于滑模干扰观测器的四旋翼飞行器鲁棒滑模飞行控制方法. 然而由于不连续项的存在, 干扰观测器可能会产生抖振, 从而影响系统的稳定. 因此, 为削弱抖振的影响, 引入基于super-twisting算法的滑模干扰观测器[21–23], 对系统不确定, 故障及外部扰动进行估计.

本文主要研究了存在执行器故障, 输入饱和与未知外部扰动的不确定近空间飞行器姿态控制. 将执行器故障, 系统不确定和外部扰动作为复合干扰, 通过super-twisting滑模干扰观测器的设计对其进行估计; 然后借助backstepping技术及辅助系统方法, 进行鲁棒容错跟踪控制器的设计, 并证明跟踪误差有界; 最后通过仿真证明所设计控制方法的有效性.

2 问题描述(Problem formulation)

近空间飞行器的姿态运动模型可以表述为如下形式的一类多输入输出非线性系统[25]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = F_1(x_1) + \Delta F_1(x_1) + G_1(x_1)x_2 + d_1, \\ \dot{x}_2 = F_2(x_1, x_2) + \Delta F_2(x_1, x_2) + \\ \qquad G_2(x_1, x_2)F\mathrm{sat}(u) + d_2, \\ y = x_1, \end{cases} \tag{1}$$

其中: $x_1 \in \mathbb{R}^n, x_2 \in \mathbb{R}^n$为系统状态向量, $y \in \mathbb{R}^n$为系统输出向量, $u \in \mathbb{R}^m$为控制输入. 在近空间飞行器的实际姿态模型中$n = m = 3$. $F_1(x_1) \in \mathbb{R}^n, F_2(x_1, x_2) \in \mathbb{R}^n$为系统状态函数向量, $G_1(x_1) \in \mathbb{R}^{n\times n}$和$G_2(x_1, x_2) \in \mathbb{R}^{n\times m}$为系统控制增益矩阵, F_i, G_i中的每个元素均为光滑函数. $d_1 \in \mathbb{R}^n, d_2 \in \mathbb{R}^n$为外部未知干扰. $\Delta F_1(x_1), \Delta F_2(x_1, x_2)$代表未知的系统不确定. $F = \mathrm{diag}\,\{f_1, f_2, \cdots, f_n\}$为未知的执行器故障模型, 并满足$f_i \in (0, 1]$. $f_i = 1$表示第i个执行器正常工作, 而$0 < f_i < 1$表示第i个执行器部分失效. $\mathrm{sat}(\cdot)$是标准的饱和函数, 满足:

$$\mathrm{sat}(u_i) = \mathrm{sgn}\, u_i \min\{u_{\max i}, |u_i|\}, \\ i = 1, \cdots, m, \tag{2}$$

其中$u_{\max i}$表示系统第i个输入的已知饱和度.

令$\delta = (F - I)\mathrm{sat}(u)$, 根据$F$的定义可以得到

$$F\mathrm{sat}(u) = \mathrm{sat}(u) + \delta. \tag{3}$$

同时定义复合干扰

$$D_1 = \Delta F_1 + d_1,\ D_2 = \Delta F_2 + \delta + d_2. \tag{4}$$

从而系统(1)可以改写为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = F_1(x_1) + G_1(x_1)x_2 + D_1, \\ \dot{x}_2 = F_2(x_1, x_2) + G_2(x_1, x_2)\mathrm{sat}(u) + D_2, \\ y = x_1. \end{cases} \tag{5}$$

控制目标为: 针对存在着外部扰动、执行器故障和输入饱和的不确定非线性系统(1), 设计鲁棒容错饱和控制器, 使系统输出y能够跟踪到有界的参考信号y_r. 为控制器设计方便, 给出如下引理和假设[24]:

引理 1[18] 对于任意常数$b > 0$, 变量$\bar{z}$, 下面的不等式总是成立:

$$0 < |\bar{z}| - \bar{z}\tanh\frac{\bar{z}}{b} \leqslant b\zeta, \tag{6}$$

其中$\zeta = 0.2785$为常数.

假设 1 对于式(4)所给出的复合干扰D_i, 存在着未知正实数τ_i使得$\|\dot{D}_i\| \leqslant \tau_i, i = 1, 2$.

假设 2 对于系统(5)的控制增益矩阵$G_1(x_1)$可逆, $G_2(x_1,x_2)$存在右逆, 即$(G_2G_2^{\mathrm{T}})^{-1}$总是存在. 同时存在着未知正常数$\bar{g}_i$使得$\|G_i\|\leqslant\bar{g}_i\ (i=1,2)$.

假设 3 假设Δu范数有界, 即$\|\Delta u\|\leqslant\eta$, 其中$\Delta u=\mathrm{sat}(u)-u$, η为未知正实数.

注 1 一般来说, 控制输入的变化率是有界的, 另外由F的定义也可以知道变量δ的变化率是有界的, 同时干扰和系统不确定的变化率一般不会过大, 因此假设1是合理的. G_1是关于姿态角的函数矩阵, 由近空间飞行器的飞行特性可知, 其姿态角总是在一定范围内的, 从而矩阵G_1是有界的, 因此假设2也是合理的. 假设3表明理想控制量和实际控制量的差值在一定的范围内, 若其差值过大则系统不可控.

3 干扰观测器的设计(Design of the disturbance observer)

为改善控制器性能, 本节基于super-twisting算法, 设计滑模干扰观测器对系统复合干扰进行估计.

为估计复合干扰D_1, 设计super-twisting滑模干扰观测器为如下形式[23]:

$$\begin{cases}s_1=p_1+x_1,\\ \dot{p}_1=-F_1(x_1)-G_1(x_1)x_2-\hat{D}_1,\\ \hat{D}_1=L_{11}\mathrm{diag}\{|s_1|^{\frac{1}{2}}\}\mathrm{sgn}\,s_1+L_{12}s_1+\eta_1,\\ \dot{\eta}_1=L_{13}\mathrm{sgn}\,s_1+L_{14}s_1,\end{cases}\tag{7}$$

其中: $\hat{D}_1$为复合干扰D_1的估计值. $s_1=[s_{11}\ \cdots\ s_{1n}]^{\mathrm{T}}$为滑模观测器的滑动变量. 同时有

$$\mathrm{sgn}\,s_1=[\mathrm{sgn}\,s_{11}\ \ \cdots\ \ \mathrm{sgn}\,s_{1n}]^{\mathrm{T}},$$

$$\mathrm{diag}\{|s_1|^{\frac{1}{2}}\}=\mathrm{diag}\{|s_{11}|^{\frac{1}{2}},\cdots,|s_{1n}|^{\frac{1}{2}}\}.$$

干扰观测器矩阵$L_{11},L_{12},L_{13},L_{14}$设计为如下形式[22]:

$$\begin{cases}L_{11}=\sqrt{l_1(t)}\bar{L}_{11}=\sqrt{l_1}\mathrm{diag}\{l_{111},\cdots,l_{11n}\}>0,\\ L_{12}=l_1(t)\bar{L}_{12}=l_1\mathrm{diag}\{l_{121},\cdots,l_{12n}\}>0,\\ L_{13}=l_1(t)\bar{L}_{13}=l_1\mathrm{diag}\{l_{131},\cdots,l_{13n}\}>0,\\ L_{14}=l_1^2(t)\bar{L}_{14}=l_1^2\mathrm{diag}\{l_{141},\cdots,l_{14n}\}>0,\end{cases}\tag{8}$$

其中$l_1(t)$为大于零的变量, $l_1(t)$和各增益矩阵设计满足:

$$\begin{cases}\dot{l}_1(t)=\begin{cases}l_{10},\ \|s_1\|\geqslant\varepsilon,\\ 0,\ \ \|s_1\|<\varepsilon,\end{cases}\ l_1(0)>0,\\ l_{11i}>0,\ l_{12i}>0,\ l_{13i}>0,\ l_{14i}>0,\\ 16l_{11i}^2l_{14i}>2l_{12i}^2l_{13i}+l_{11i}^2l_{12i}^2,\\ 32l_{12i}^2l_{13i}>4l_{11i}^2l_{14i}+l_{11i}^2l_{12i}^2,\ i=1,\cdots,n,\end{cases}\tag{9}$$

其中$l_{10}>0$为设计参数, $\varepsilon>0$为足够小的常数.

定义干扰估计误差$\tilde{D}_1=D_1-\hat{D}_1$, 根据系统(5)和式(7)可以得到

$$\begin{aligned}&\dot{s}_1=\dot{p}_1+\dot{x}_1=D_1-\hat{D}_1=\tilde{D}_1=\\ &D_1-L_{11}\mathrm{diag}\{|s_1|^{\frac{1}{2}}\}\mathrm{sgn}\,s_1-L_{12}s_1-\eta_1.\end{aligned}\tag{10}$$

令

$$\omega_1=D_1-\eta_1,\ \sigma_1=\sqrt{l_1(t)}\mathrm{diag}\{|s_1|^{\frac{1}{2}}\}\mathrm{sgn}\,s_1,$$

式(10)可以改写为

$$\dot{s}_1=\omega_1-\bar{L}_{11}\sigma_1-L_{12}s_1.\tag{11}$$

定义$|\dot{s}_1|=[|\dot{s}_{11}|\ \ \cdots\ \ |\dot{s}_{1n}|]^{\mathrm{T}}$. 由$\sigma_1$的定义可知, σ_1在除了集合$\{s_1=0\}$外, 处处可微, 而且当s_1没有收敛到零点时, s_1不会停留在集合$\{s_1=0\}$上, 故可以采用链式法则求取$\dot{\sigma}_1$. 在不考虑$s_1=0$的情况, 由$\dfrac{\mathrm{d}\,|\dot{s}_1|}{\mathrm{d}t}=\dot{s}_1\mathrm{sgn}\,s_1$, 根据式(7)和式(11)可以得到$\omega_1$, σ_1关于时间导数为[22]

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_1=&\dot{D}_1-\dot{\eta}_1=\dot{D}_1-L_{13}\mathrm{sgn}\,s_1-L_{14}s_1=\\ &\dot{D}_1-l_1(t)\mathrm{diag}\{|\sigma_1|^{-1}\}\bar{L}_{13}\sigma_1-l_1\bar{L}_{14}l_1s_1,\end{aligned}\tag{12}$$

$$\begin{aligned}\dot{\sigma}_1=&\frac{1}{2}l_1^{-1}\dot{l}_1\sigma_1+\frac{1}{2}\sqrt{l_1(t)}\mathrm{diag}\{|s_1|^{-\frac{1}{2}})(\omega_1-\\ &\bar{L}_{11}\sigma_1-L_{12}s_1\}=\\ &\frac{1}{2}l_1^{-1}\dot{l}_1\sigma_1+\frac{1}{2}l_1(t)\mathrm{diag}\{|\sigma_1|^{-1}\}(\omega_1-\\ &\bar{L}_{11}\sigma_1)-\frac{1}{2}l_1(t)\bar{L}_{12}\sigma_1,\end{aligned}\tag{13}$$

其中

$$\mathrm{diag}\{|\sigma_1|^{-1}\}=\mathrm{diag}\{|\sigma_{11}|^{-1},|\sigma_{12}|^{-1},\cdots,|\sigma_{1n}|^{-1}\}.$$

从而由式(10)和式(12)可得

$$\begin{cases}\dot{s}_1=\omega_1-\bar{L}_{11}\sigma_1-L_{12}s_1,\\ \dot{\omega}_1=\dot{D}_1-l_1(t)\mathrm{diag}\{|\sigma_1|^{-1}\}\bar{L}_{13}\sigma_1-l_1\bar{L}_{14}l_1s_1.\end{cases}\tag{14}$$

该滑模干扰观测器的设计目标为, 对干扰增益矩阵$L_{11},L_{12},L_{13},L_{14}$进行设计, 在有限时间内使得$\dot{s}_1=s_1=0$, 从而使得干扰观测器输出$\hat{D}_1$在有限时间内逼近干扰$D_1$[22].

定义$S_1=[\sigma_1\ \ l_1s_1\ \ \omega_1]^{\mathrm{T}}$, 选取Lyapunov函数[21]

$$V_{\mathrm{s}1}=\sum_{i=1}^{n}S_{1i}^{\mathrm{T}}\mathit{\Pi}_{1i}S_{1i},\tag{15}$$

其中:

$$S_{1i}=[\sigma_{1i}\ \ l_1s_{1i}\ \ \omega_{1i}]^{\mathrm{T}},$$

$$\mathit{\Pi}_{1i}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}4l_{13i}+l_{11i}^2 & l_{11i}l_{12i} & -l_{11i}\\ l_{11i}l_{12i} & l_{12i}^2+2l_{14i} & -l_{12i}\\ -l_{11i} & -l_{12i} & 2\end{bmatrix}.$$

由式(13)–(14), 可得

$$\dot{S}_{1i}=$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}\frac{\dot{l}_1}{l_1}\sigma_{1i}+\frac{1}{2}\frac{l_1}{|\sigma_{1i}|}(\omega_{1i}-l_{11i}\sigma_{1i})-\frac{1}{2}l_1(t)l_{12i}\sigma_{1i} \\ \frac{\dot{l}_1}{l_1}l_1 s_{1i}+l_1\omega_{1i}-l_1 l_{11i}\sigma_{1i}-l_1(t)l_{12i}l_1 s_{1i} \\ \dot{D}_{1i}-\frac{l_1}{|\sigma_{1i}|}l_{13i}\sigma_{1i}-l_1(t)l_{14i}l_1 s_{1i} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}\frac{\dot{l}_1}{l_1}\sigma_{1i}+\frac{1}{2}\frac{l_1}{|\sigma_{1i}|}(\omega_{1i}-l_{11i}\sigma_{1i})-\frac{1}{2}l_1(t)l_{12i}\sigma_{1i} \\ \frac{\dot{l}_1}{l_1}l_1 s_{1i}+l_1\omega_{1i}-\frac{l_1}{|\sigma_{1i}|}l_{11i}l_1 s_{1i}-l_1(t)l_{12i}l_1 s_{1i} \\ \dot{D}_{1i}-\frac{l_1}{|\sigma_{1i}|}l_{13i}\sigma_{1i}-l_1(t)l_{14i}l_1 s_{1i} \end{bmatrix} =$$

$$l_1(t)|\sigma_{1i}|^{-1}Q_{11i}S_{1i}+l_1(t)Q_{12i}S_{1i}+Q_{13i}, \tag{16}$$

其中:

$$Q_{11i}=\begin{bmatrix} -0.5l_{11i} & 0 & 0.5 \\ 0 & -l_{11i} & 0 \\ -l_{13i} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$Q_{12i}=\begin{bmatrix} -0.5l_{12i} & 0 & 0 \\ 0 & -l_{12i} & 1 \\ 0 & -l_{14i} & 0 \end{bmatrix},\ Q_{13i}=\begin{bmatrix} 0.5l_1^{-1}\dot{l}_1\sigma_{1i} \\ l_1^{-1}\dot{l}_1 l_1 s_{1i} \\ \dot{D}_{1i} \end{bmatrix},$$

从而对Lyapunov函数求导可得[21]:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s1}=&-\sum_{i=1}^{n}l_1|\sigma_{1i}|^{-1}S_{1i}^{\mathrm{T}}\varPsi_{11i}S_{1i}- \\ &\sum_{i=1}^{n}l_1 S_{1i}^{\mathrm{T}}\varPsi_{12i}S_{1i}+\sum_{i=1}^{n}S_{1i}^{\mathrm{T}}\varPsi_{13i}\dot{D}_{1i}+ \\ &\frac{\dot{l}_1}{2l_1}\sum_{i=1}^{n}S_{1i}^{\mathrm{T}}\varPsi_{14i}S_{1i}, \end{aligned} \tag{17}$$

其中:

$$\varPsi_{11i}=$$
$$\frac{1}{2}\begin{bmatrix} l_{11i}^3+2l_{11i}l_{13i} & 1.5l_{11i}^2l_{12i}-l_{12i}l_{13i} & -l_{11i}^2 \\ 1.5l_{11i}^2l_{12i}-l_{12i}l_{13i} & 2l_{11i}l_{12i}^2+4l_{11i}l_{14i} & -1.5l_{11i}l_{12i} \\ -l_{11i}^2 & -1.5l_{11i}l_{12i} & l_{11i} \end{bmatrix},$$

$$\varPsi_{12i}=$$
$$\frac{1}{2}\begin{bmatrix} l_{11i}^2l_{12i}+4l_{12i}l_{13i} & 1.5l_{11i}l_{12i}^2-l_{11i}l_{14i} & -1.5l_{11i}l_{12i} \\ 1.5l_{11i}l_{12i}^2-l_{11i}l_{14i} & 2l_{12i}^3+2l_{12i}l_{14i} & -2l_{12i}^2 \\ -1.5l_{11i}l_{12i} & -2l_{12i}^2 & 2l_{12i} \end{bmatrix},$$

$$\varPsi_{13i}=[-l_{11i}\ \ -l_{12i}\ \ 2]^{\mathrm{T}},$$

$$\varPsi_{14i}=\begin{bmatrix} 4l_{13i}+l_{11i}^2 & 1.5l_{11i}l_{12i} & 0.5l_{11i} \\ 1.5l_{11i}l_{12i} & 2l_{12i}^2+4l_{14i} & -l_{12i} \\ -0.5l_{11i} & -l_{12i} & 0 \end{bmatrix}. \tag{18}$$

由式(8)–(9)中观测器增益矩阵的设计条件明显可以看出$\varPsi_{11i}$和$\varPsi_{12i}$均为正定矩阵.

另外由Lyapunov函数V_{s1}的定义可知

$$\begin{aligned} &\lambda_{\min}(\varPi_{1i})\left\|S_{1i}\right\|^2\leqslant V_{s1i}= \\ &S_{1i}^{\mathrm{T}}\varPi_{1i}S_{1i}\leqslant\lambda_{\max}(\varPi_{1i})\left\|S_{1i}\right\|^2. \end{aligned} \tag{19}$$

因此可得[22–23]

$$|\sigma_{1i}|\leqslant\|S_{1i}\|\leqslant\frac{V_{s1i}^{1/2}}{(\lambda_{\min}(\varPi_{1i}))^{1/2}}. \tag{20}$$

另外, 由$\varPsi_{14i}$的定义可知

$$S_{1i}^{\mathrm{T}}\varPsi_{14i}S_{1i}\leqslant S_{1i}^{\mathrm{T}}\bar{\varPsi}_{14i}S_{1i}, \tag{21}$$

其中$\bar{\varPsi}_{14i}=\mathrm{diag}\{4l_{13i}+l_{11i}^2+1.5l_{11i}l_{12i}+0.5l_{11i},\ 2l_{12i}^2+4l_{14i}+1.5l_{11i}l_{12i}+l_{12i},0.5l_{11i}+l_{12i}\}$.

根据式(17)(19)–(21)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s1}\leqslant&-l_1\sum_{i=1}^{n}\frac{\lambda_{\min}(\varPsi_{11i})}{(\lambda_{\max}(\varPi_{1i}))^{1/2}}V_{s1i}^{1/2}- \\ &l_1\sum_{i=1}^{n}\frac{\lambda_{\min}(\varPsi_{12i})}{\lambda_{\max}(\varPi_{1i})}V_{s1i}+ \\ &\sum_{i=1}^{n}\frac{\tau_1\left\|\varPsi_{13i}\right\|}{(\lambda_{\min}(\varPi_{1i}))^{1/2}}V_{s1i}^{1/2}+ \\ &\frac{\dot{l}_1}{2l_1}\sum_{i=1}^{n}\frac{\lambda_{\max}(\bar{\varPsi}_{14i})}{\lambda_{\min}(\varPi_{1i})}V_{s1i}\leqslant \\ &-\sum_{i=1}^{n}R_{11i}V_{s1i}^{1/2}-\sum_{i=1}^{n}R_{12i}V_{s1i}, \end{aligned} \tag{22}$$

其中:

$$\begin{aligned} &R_{11i}=l_1\frac{\lambda_{\min}(\varPsi_{11i})}{(\lambda_{\max}(\varPi_{1i}))^{1/2}}-\frac{\tau_1\left\|\varPsi_{13i}\right\|}{(\lambda_{\min}(\varPi_{1i}))^{1/2}}, \\ &R_{12i}=l_1\frac{\lambda_{\min}(\varPsi_{12i})}{\lambda_{\max}(\varPi_{1i})}-\frac{\dot{l}_1}{2l_1}\frac{\lambda_{\max}(\bar{\varPsi}_{14i})}{\lambda_{\min}(\varPi_{1i})}. \end{aligned} \tag{23}$$

由于$l_1(t)>0,\dot{l}_1(t)>0$, 因此通过变量$l_1(t)$的设计使得$R_{11i}>0,R_{12i}>0$, 从而根据稳定性定理, 系统(14)中的状态s_1和ω_1均能在有限时间t_s内收敛到0, $\dot{s}_1$也能够在有限时间t_s内收敛到0. 另根据式(10)可知干扰估计误差$\tilde{D}_1$趋向于0. 实际情况中, 干扰观测器一般存在估计误差, 不妨设估计误差有界, 即$\|\tilde{D}_1\|\leqslant\gamma_1,\gamma_1>0$.

4 姿态容错控制器设计(Design of the attitude fault-tolerant control)

在设计的super-twisting滑模干扰观测器基础上, 进行考虑输入饱和的鲁棒容错控制器设计.

首先, 为降低或消除输入饱和的影响, 构造如下形式的辅助系统, 从而产生信号$\varLambda(t)=[\varLambda_1\ \ \varLambda_2]^{\mathrm{T}}$[14]:

$$\begin{cases} \dot{\varLambda}_1=-C_1\varLambda_1+G_1(x_1)\varLambda_2, \\ \dot{\varLambda}_2=-C_2\varLambda_2+G_2(x_1,x_2)\Delta u, \end{cases} \tag{24}$$

其中: $\lambda_{\min}(C_1)>\frac{1}{2}$, $\lambda_{\min}(C_2)>\frac{1}{2}\bar{g}_1^2+\frac{1}{2}$.

下面利用backstepping方法, 进行控制器的设计.

第1步 定义变量

$$\begin{cases} z_1=y-y_r-\varLambda_1, \\ z_2=x_2-\alpha_1-\dot{y}_r-\varLambda_2, \end{cases} \tag{25}$$

其中α_1为虚拟控制量.

根据系统(5)和(24), 对变量z_1进行求导可得

$$\begin{aligned}\dot z_1 = &F_1(x_1)+G_1(x_1)x_2+D_1-\dot y_{\rm r}-\\&G_1(x_1)\varLambda_2+C_1\varLambda_1=\\&F_1(x_1)+G_1(x_1)(z_2+\alpha_1+\dot y_{\rm r})+\\&D_1-\dot y_{\rm r}+C_1\varLambda_1.\end{aligned}\tag{26}$$

设计虚拟控制量α_1为如下形式:

$$\begin{aligned}\alpha_1=&-\dot y_{\rm r}-G_1(x_1)^{-1}(K_1z_1+\hat D_1+\\&F_1(x_1)+C_1\varLambda_1-\dot y_{\rm r}+\hat\gamma_1{\rm Tanh}\frac{z_1}{b_1}),\end{aligned}\tag{27}$$

其中$K_1=K_1^{\rm T}>0$为正定设计矩阵, $\hat D_1$为干扰D_1的估计值, 设计为式(7)所示的形式.

$$\begin{aligned}&{\rm Tanh}\frac{z_1}{b_1}=\\&[\tanh\frac{z_{11}}{b_{11}}\quad\tanh\frac{z_{12}}{b_{12}}\quad\cdots\quad\tanh\frac{z_{1n}}{b_{1n}}]^{\rm T},\end{aligned}$$

其中: $b_{11},b_{12},\cdots,b_{1n}>0$为常数, $\hat\gamma_1$为γ_1的估计值, 其自适应律设计为

$$\dot{\hat\gamma}_1=\beta_1(\sum_{i=1}^n z_{1i}\tanh\frac{z_{1i}}{b_{1i}}-\hat\gamma_1),\ \ \beta_1>0.\tag{28}$$

根据式(27)中α_1的设计形式, 式(26)可以改写为

$$\dot z_1=-K_1z_1+G_1(x_1)z_2+\tilde D_1-\hat\gamma_1{\rm Tanh}\frac{z_1}{b_1}.\tag{29}$$

选取Lyapunov函数

$$V_1=\frac12 z_1^{\rm T}z_1+\frac{1}{2\beta_1}\tilde\gamma_1^2+V_{\rm s1}.\tag{30}$$

定义$\tilde\gamma_1=\hat\gamma_1-\gamma_1$, 根据式(28)–(29)和引理1, 可得$V_1$关于时间的导数为

$$\begin{aligned}\dot V_1=&-z_1^{\rm T}K_1z_1+z_1^{\rm T}G_1(x_1)z_2+z_1^{\rm T}\tilde D_1-\\&\gamma_1\sum_{i=1}^n z_{1i}\tanh\frac{z_{1i}}{b_{1i}}-\tilde\gamma_1\hat\gamma_1+\dot V_{\rm s1}\leqslant\\&-\lambda_{\min}(K_1)\|z_1\|^2+z_1^{\rm T}G_1(x_1)z_2+\gamma_1\|z_1\|-\\&\gamma_1\sum_{i=1}^n|z_{1i}|+\gamma_1\zeta\sum_{i=1}^n b_{1i}-\tilde\gamma_1\hat\gamma_1+\dot V_{\rm s1}\leqslant\\&-\lambda_{\min}(K_1)\|z_1\|^2+\gamma_1\zeta\sum_{i=1}^n b_{1i}-\tilde\gamma_1\hat\gamma_1+\\&z_1^{\rm T}G_1(x_1)z_2+\dot V_{\rm s1}.\end{aligned}\tag{31}$$

又由

$$2\tilde\gamma_1\hat\gamma_1=\tilde\gamma_1^2+\hat\gamma_1^2-\gamma_1^2\geqslant\tilde\gamma_1^2-\gamma_1^2,\tag{32}$$

可知式(31)可以改写为

$$\begin{aligned}\dot V_1\leqslant&-\lambda_{\min}(K_1)\|z_1\|^2+\gamma_1\zeta\sum_{i=1}^n b_{1i}-\frac12\tilde\gamma_1^2+\frac12\gamma_1^2+\\&z_1^{\rm T}G_1(x_1)z_2+\dot V_{\rm s1}.\end{aligned}\tag{33}$$

第2步　根据系统(5)(24)和变量z_2的定义, 对变量z_2进行求导可得

$$\begin{aligned}\dot z_2=&F_2(x_1,x_2)+G_2(x_1,x_2)u+D_2-\\&\dot\alpha_1-\ddot y_{\rm r}+C_2\varLambda_2.\end{aligned}\tag{34}$$

设计控制律u为如下形式:

$$\begin{aligned}u=&-G_2^{\rm T}(G_2G_2^{\rm T})^{-1}(K_2z_2+G_1^{\rm T}z_1+\hat D_2-\\&\dot\alpha_1+F_2+\hat\gamma_2{\rm Tanh}\frac{z_2}{b_2}-\ddot y_{\rm r}+C_2\varLambda_2),\end{aligned}\tag{35}$$

其中$K_2=K_2^{\rm T}>0$为正定设计矩阵, $\hat D_2$为干扰D_2的估计值, 定义干扰估计误差$\tilde D_2=D_2-\hat D_2$, 与式(7)类似, $\hat D_2$设计为如下形式:

$$\begin{cases}s_2=p_2+x_2,\\ \dot p_2=-F_2(x_1,x_2)-G_2(x_1,x_2){\rm sat}\,u-\hat D_2,\\ \hat D_2=L_{21}{\rm diag}(|s_2|^{1/2}){\rm sgn}\,s_2+L_{22}s_2+\eta_2,\\ \dot\eta_2=L_{23}{\rm sgn}\,s_2+L_{24}s_2,\end{cases}\tag{36}$$

其中干扰观测器矩阵$L_{21},L_{22},L_{23},L_{24}$设计形式与式(8)类似, 为如下形式:

$$\begin{cases}L_{21}=\sqrt{l_2(t)}\bar L_{21}=\sqrt{l_2}{\rm diag}\,\{l_{211},\cdots,l_{21n}\}>0,\\ L_{22}=l_2(t)\bar L_{22}=l_2{\rm diag}\,\{l_{221},\cdots,l_{22n}\}>0,\\ L_{23}=l_2(t)\bar L_{23}=l_2{\rm diag}\,\{l_{231},\cdots,l_{23n}\}>0,\\ L_{24}=l_2^2(t)\bar L_{24}=l_2^2{\rm diag}\,\{l_{241},\cdots,l_{24n}\}>0,\end{cases}\tag{37}$$

其中$l_2(t)$为大于零的变量, $l_2(t)$和各增益矩阵设计与式(9)一致. 同时有

$$\begin{aligned}&{\rm Tanh}\frac{z_2}{b_2}=\\&[\tanh\frac{z_{21}}{b_{21}}\quad\tanh\frac{z_{22}}{b_{22}}\quad\cdots\quad\tanh\frac{z_{2n}}{b_{2n}}]^{\rm T},\end{aligned}$$

其中$b_{21},b_{22},\cdots,b_{2n}>0$为常数. 另外, 由第2节可知估计误差满足$\|\tilde D_2\|\leqslant\gamma_2,\gamma_2>0$. $\hat\gamma_2$为γ_2的估计值, 其自适应律设计为:

$$\dot{\hat\gamma}_2=\beta_2(\sum_{i=1}^n z_{2i}\tanh\frac{z_{2i}}{b_{2i}}-\hat\gamma_2),\ \ \beta_2>0.\tag{38}$$

因此, 式(34)可以改写为

$$\dot z_2=-K_2z_2-G_1^{\rm T}z_1+\tilde D_2-\hat\gamma_2{\rm Tanh}\frac{z_2}{b_2}.\tag{39}$$

选取Lyapunov函数

$$V_2=V_1+\frac12 z_2^{\rm T}z_2+\frac{1}{2\beta_2}\tilde\gamma_2^2+V_{\rm s2},\tag{40}$$

其中: $V_{\rm s2}=\sum\limits_{i=1}^n S_{2i}^{\rm T}\varPi_{2i}S_{2i},\ S_{2i}=[\sigma_{2i}\quad l_2s_{2i}\quad\omega_{2i}]^{\rm T}$,

$$\varPi_{2i}=\frac12\begin{bmatrix}4l_{23i}+l_{21i}^2 & l_{21i}l_{22i} & -l_{21i}\\ l_{21i}l_{12i} & l_{22i}^2+2l_{24i} & -l_{22i}\\ -l_{21i} & -l_{22i} & 2\end{bmatrix},$$

$$\omega_2=D_2-\eta_2,\ \sigma_2=\sqrt{l_2(t)}{\rm diag}(|s_2|^{\frac12}){\rm sgn}\,s_2.$$

定义$\tilde\gamma_2=\hat\gamma_2-\gamma_2$, 根据式(38)–(39)和引理1, 可得$V_2$关于时间的导数为

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 = & \dot{V}_1 - z_2^{\mathrm{T}} K_2 z_2 - z_2^{\mathrm{T}} G_1(x_1)^{\mathrm{T}} z_1 + z_2 \tilde{D}_2 - \\ & \gamma_2 \sum_{i=1}^{n} z_{2i} \tanh \frac{z_{2i}}{b_{2i}} - \tilde{\gamma}_2 \hat{\gamma}_2 + \dot{V}_{s2} \leqslant \\ & \dot{V}_1 - \lambda_{\min}(K_2) \|z_2\|^2 - z_2^{\mathrm{T}} G_1(x_1)^{\mathrm{T}} z_1 \\ & \gamma_2 \zeta \sum_{i=1}^{n} b_{2i} - \tilde{\gamma}_2 \hat{\gamma}_2 + \dot{V}_{s2} \leqslant \\ & -\sum_{k=1}^{2} \lambda_{\min}(K_k) \|z_k\|^2 + \zeta \sum_{k=1}^{2} \sum_{i=1}^{n} \gamma_k b_{ki} - \\ & \sum_{k=1}^{2} \sum_{i=1}^{n} R_{k1i} V_{ski}^{1/2} - \sum_{k=1}^{2} \sum_{i=1}^{n} R_{k2i} V_{ski} - \\ & \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{2} \tilde{\gamma}_k^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{2} \gamma_k^2 \leqslant \\ & -\kappa V_2 + \chi, \end{aligned} \tag{41}$$

其中:

$$\kappa = \min\{\lambda_{\min}(2K_k), R_{k1i}, R_{k2i}, \frac{1}{2}\},$$

$$\chi = \zeta \sum_{k=1}^{2} \sum_{i=1}^{n} \gamma_k b_{ki} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{2} \gamma_k^2. \tag{42}$$

从而可知, 通过K_k等参数的设计, z_1, z_2均最终有界, 即存在着未知正常数a_i使得$\|z_i\| \leqslant a_i$成立.

构造函数$V_\lambda = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{2} \varLambda_j^{\mathrm{T}} \varLambda_j$, 根据辅助系统(23)的设计及假设2和3, 可得V_λ关于时间的导数为

$$\begin{aligned}\dot{V}_\lambda = & -\sum_{k=1}^{2} C_k \varLambda_k^{\mathrm{T}} \varLambda_k + \varLambda_2 G_2 \Delta u + \varLambda_1^{\mathrm{T}} G_1 \varLambda_2 \leqslant \\ & -\sum_{k=1}^{2} \bar{C}_k \|\varLambda_k\|^2 + \frac{1}{2} \bar{g}_2^2 \eta^2, \end{aligned} \tag{43}$$

其中: $\bar{C}_1 = \lambda_{\min}(C_1) - \frac{1}{2}$, $\bar{C}_2 = \lambda_{\min}(C_2) - \frac{1}{2} \bar{g}_1^2 - \frac{1}{2}$.

因此根据文献[14]可以得到

$$\|\varLambda_1\|^2 \leqslant \frac{1}{2} \bar{C}_1^{-1} \bar{g}_2^2 \eta^2. \tag{44}$$

根据变量z_1的定义及式(44)可得

$$\|y - y_{\mathrm{r}}\| \leqslant \|z_1\| + \|\varLambda_1\| \leqslant a_1 + \sqrt{\frac{1}{2} \bar{C}_1^{-1}} \bar{g}_2 \eta. \tag{45}$$

从而可知系统输出y能够跟踪到有界的参考信号y_{r}, 跟踪误差范数有界.

5 仿真分析(Simulations)

本节将所设计的容错饱和控制方法应用于近空间飞行器姿态控制, 进行仿真分析证明该控制方法的有效性.

近空间飞行器姿态运动模型为[25]:

$$\begin{cases} \dot{\varOmega} = F_{\mathrm{s}} + \Delta F_{\mathrm{s}} + (G_{\mathrm{s}} + \Delta G_{\mathrm{s}}) \omega + d_{\mathrm{s}}, \\ \dot{\omega} = F_{\mathrm{f}} + \Delta F_{\mathrm{f}} + G_{\mathrm{f}} M_{\mathrm{c}} + d_{\mathrm{f}}, \\ y = \varOmega, \end{cases} \tag{46}$$

其中: $\varOmega = [\alpha\ \ \beta\ \ \mu]^{\mathrm{T}}$为姿态角向量, 分别表示攻角, 侧滑角和滚转角. $\omega = [p\ \ \ q\ \ \ r]^{\mathrm{T}}$为姿态角速率向量, 分别为滚转率速率, 俯仰角速率和偏航角速率. F_{s}和F_{f}为已知的状态函数向量, G_{s}和G_{f}为已知的系统增益矩阵. ΔF_{s}, ΔG_{s}和ΔF_{f}为未知的光滑函数矩阵, 代表建模误差. 这里假设空气动力和力矩系数具有$\pm 20\%$的摄动不确定. d_{s}和d_{f}为外部干扰, 力矩干扰d_{f}为如下形式:

$$\begin{aligned} d_{\mathrm{f}} = & 5 \times 10^6 \times [\sin(7t) + 0.5 \\ & \cos(5t) + 0.7\ \ \sin(6t)]^{\mathrm{T}}\ \mathrm{N{\cdot}m}. \end{aligned}$$

系统(45)中$M_{\mathrm{c}} = [l_{\mathrm{c}}\ \ \ m_{\mathrm{c}}\ \ \ n_{\mathrm{c}}]^{\mathrm{T}}$为控制力矩, 分别表示滚转, 俯仰和偏航力矩, 其输入饱和度为$M_{\mathrm{c\,max}} = 10^4 \times [0.2\ \ \ 2\ \ \ 2]^{\mathrm{T}}$ kN·m. 执行器故障矩阵F为

$$F = \begin{cases} \{1, 1, 1\}, & t < 5, \\ \{0.5, 0.5, 0.7\}, & t \geqslant 5. \end{cases}$$

系统的初始状态为

$$\alpha_0 = 1^\circ, \beta_0 = 1^\circ, \mu_0 = -1^\circ, p_0 = r_0 = q_0 = 0((^\circ) \cdot \mathrm{s}^{-1}),$$

巡航高度为$H_0 = 21000$ m, 速度$V_0 = 2000\,(\mathrm{m{\cdot}s^{-1}})$. 期望的姿态输出信号$y_{\mathrm{r}}$为

$$y_{\mathrm{r}} = \begin{cases} \alpha_{\mathrm{r}} = 2 \times (\sin(\pi t) + 0.5 \times \sin(0.5\pi t))^\circ, \\ \beta_{\mathrm{r}} = \begin{cases} -1^\circ, & t \leqslant 2, \\ 2^\circ, & t > 2, \end{cases} \\ \mu_{\mathrm{r}} = (\sin(4\pi t) + 2\sin(2\pi t))^\circ. \end{cases}$$

为获得期望的飞行跟踪性能, 根据式(7)和(36)设计滑模干扰观测器, 根据式(27)和(35)设计控制器. 控制设计矩阵为$K_1 = \mathrm{diag}\{10, 10, 10\}$, $K_2 = \mathrm{diag}\,\{30, 60, 60\}$, $\beta_1 = 20$, $\beta_2 = 5$, 滑模干扰观测器中变量$l_2(t)$选择为$l_2(t) = t$, 干扰观测器增益矩阵为$\bar{L}_{21} = \mathrm{diag}\{2, 2, 4\}$, $\bar{L}_{22} = \mathrm{diag}\{2.5, 2.5, 5\}$, $\bar{L}_{23} = \mathrm{diag}\{4, 4, 8\}$, $\bar{L}_{24} = \mathrm{diag}\{8, 8, 16\}$. 辅助系统设计矩阵为$C_1 = I_3$, $C_2 = 20 I_3$.

为验证设计的基于干扰观测器的鲁棒容错控制算法的有效性, 分别在基于干扰观测器和不基于干扰观测器两种不同情况下进行控制仿真研究, 仿真结果如图1–6所示. 由图1–4可以看到, 在不加入干扰观测器的情况下, 由于外部未知扰动的影响, 系统的输出跟踪响应总是存在着一定的误差, 而在设计的基于滑模干扰观测器的容错控制器作用下, 飞行器姿态角输出能够快速跟踪到期望信号, 且跟踪误差趋向于零. 由图5可以看到, 在跟踪过程中, 虽然在5 s时由于执行器发生故障角速率有小幅震荡, 但其能够快速保持稳定. 从图6控制输入曲线可以看到, 在5 s处执行器发生故障, 控制器在短时间的调整后即恢复正常状态, 且最

终处于饱和边界内.

由上面的分析可知, 在所设计的基于滑模干扰观测器的控制器作用下, 系统具有较好的跟踪控制性能和鲁棒性. 因此所设计的针对近空间飞行器的姿态容错控制方法是有效的.

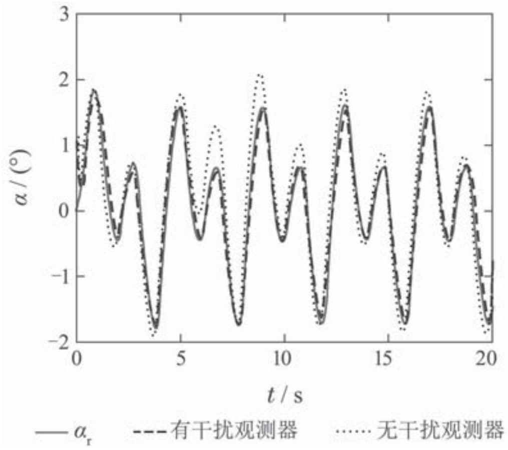

图 1 攻角α

Fig. 1 The attack angle α

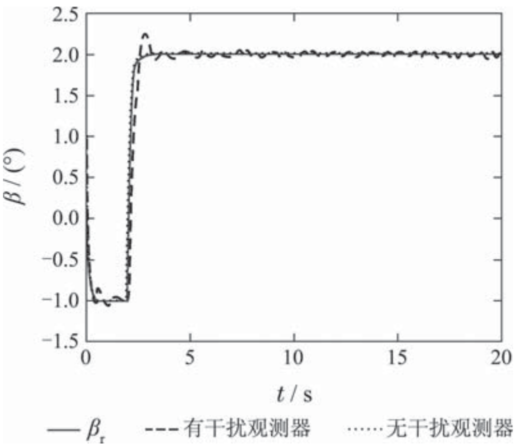

图 2 侧滑角β

Fig. 2 The sideslip angle β

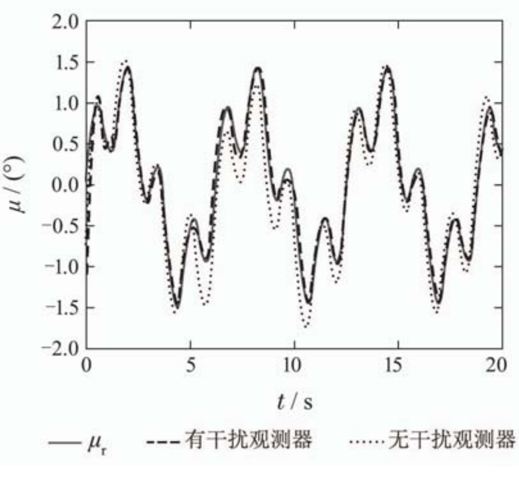

图 3 滚转角μ

Fig. 3 The roll angle μ

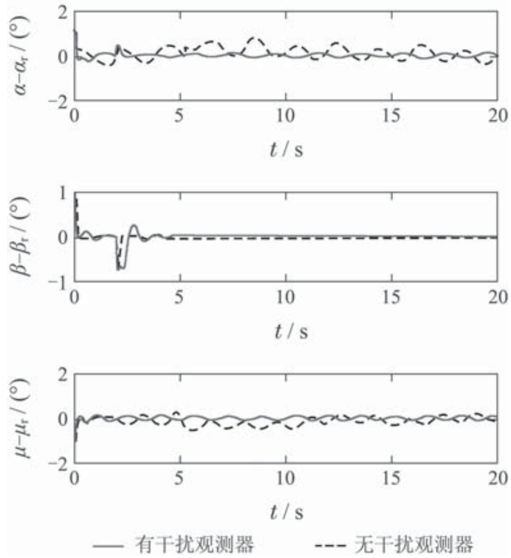

图 4 飞行器输出跟踪误差$y - y_r$

Fig. 4 The output tracking error $y - y_r$

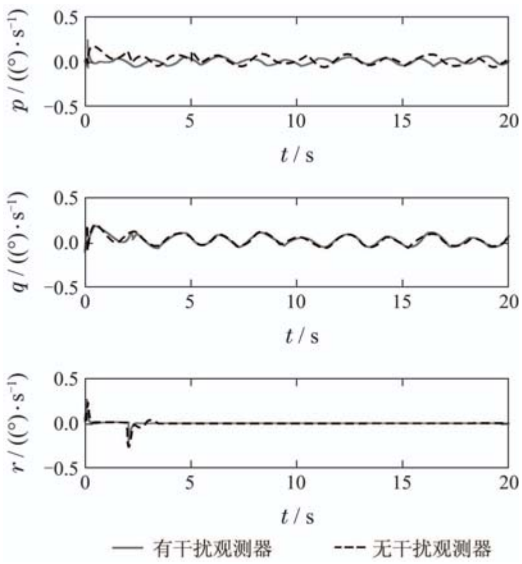

图 5 飞行器姿态角速率响应

Fig. 5 The response of the attitude angular rate

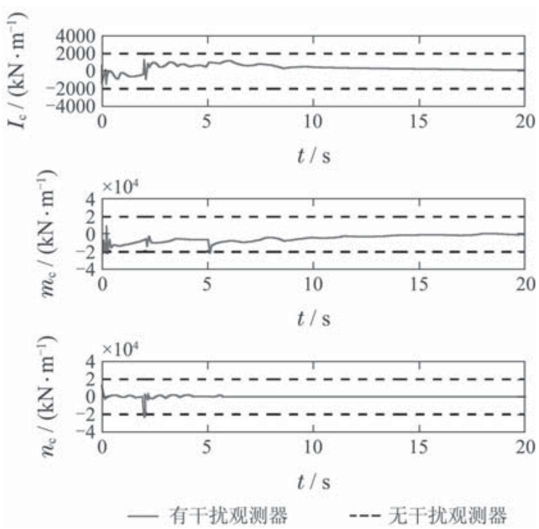

图 6 控制输入M_c

Fig. 6 The control input M_c

6 结论(Conclusions)

本文针对近空间飞行器姿态运动模型存在系统不确定, 执行器故障, 饱和与外部干扰的情况提出了一种基于super-twisting滑模干扰观测器的容错跟踪控制方法. 为设计方便, 将系统不确定, 执行器故障和外部扰动作为复合干扰, 设计滑模干扰观测器对其进行逼近, 并通过辅助系统的设计, 根据backstepping方法设计容错跟踪控制器, 并证明闭环系统各信号的收敛性和跟踪误差的有界. 最后, 将该方法应用于近空间飞行器, 进行仿真分析, 验证了该方法的有效性.

参考文献(References):

[1] CUI Erjie. Research statutes, development trends and key technical problems of near space flying vehicles [J]. *Advances Mechanics*, 2009, 39(6): 658 – 673.
(崔尔杰. 近空间飞行器研究发展现状及关键技术问题 [J]. 力学进展, 2009, 39(6): 658 – 673.)

[2] HUANG Lin, DUAN Zhisheng, YANG Jianying. Challenges of control science in near space hypersonic aircrafts [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(10): 1496 – 1505.
(黄琳, 段志生, 杨剑影. 近空间高超声速飞行器对控制科学的挑战 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(10): 1496 – 1505.)

[3] ZHAO J, JIANG B, FAHMIDA N, et al. Active fault-tolerant control for near space vehicles based on reference model adaptive sliding mode scheme [J]. *International Journal of Control Signal Process*, 2014, 28(9): 765 – 777.

[4] ZHANG Y M, JIANG J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems [J]. *Annual Reviews in Control*, 2008, 32(2): 229 – 252.

[5] GAO Z F, JIANG B, SHI P, et al. Passive fault-tolerant control design for near-space hypersonic vehicle dynamical system [J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2012, 31(2): 565 – 581.

[6] Xu Y F, JIANG B, TAO G, et al. Fault tolerant control for a class of nonlinear systems with application to near space vehicle, circuits [J]. *Systems, and Signal Processing*, 2011, 30(3): 655 – 672.

[7] GAO Z F, JIANG B, SHI P, et al. Active fault tolerant control design for reusable launch vehicle using adaptive sliding mode technique [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349(4): 1543 – 1560.

[8] SHEN Q K, JIANG B, COCQUEMPOT V. Adaptive fault-tolerant backstepping control against actuator gain faults and its applications to an aircraft longitudinal motion dynamics [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2013, 23(15): 1753 – 1779.

[9] CHADLI M, AOUAOUDA S, KARIMI H R, et al. Robust fault tolerant tracking controller design for a VTOL aircraft [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2013, 350(9): 2627 – 2645.

[10] GROVES K P, SERRANI A, YURKOVICH S, et al. *Anti-Windup Control for an Air-Breathing Hypersonic Vehicle Model* [M]. [s.l.]: Defense Technical Information Center, 2005.

[11] ZHOU B, LI D, LIN Z. Control of discrete-time periodic linear systems with input saturation via multi-step periodic invariant sets [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2013, 25(1): 1372 – 1377.

[12] WANG Ruifen, JIA Tinggang, NIU Yugang. Sliding-mode control for uncertain systems with input saturation [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(9): 1154 – 1158.
(王瑞芬, 贾廷纲, 牛玉刚. 一类控制输入饱和受限的不确定系统滑模控制 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(9): 1154 – 1158.)

[13] ZHANG Qiang, WU Qingxian, JIANG Changsheng, et al. Robust reconfigurable tracking control of near space vehicle with actuator dynamic and input constraints [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(10): 1263 – 1271.
(张强, 吴庆宪, 姜长生, 等. 考虑执行器动态和输入受限的近空间飞行器鲁棒可重构跟踪控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(10): 1263 – 1271.)

[14] LIN D, WANG X, NIAN F. Dynamic fuzzy neural networks modeling and adaptive backstepping tracking control of uncertain chaotic systems [J]. *Neurocomputing*, 2010, 73(16): 2873 – 2881.

[15] YANG Qingyun, CHEN Mou. Robust control for near space vehicles with input saturation [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(1): 18 – 28.
(杨青运, 陈谋. 具有输入饱和的近空间飞行器鲁棒控制 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(1): 18 – 28.)

[16] GUO L, CHEN W H. Disturbance attenuation and rejection for systems with nonlinearity via DOBC approach [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2005, 15(3): 109 – 125.

[17] LIU Y J, TONG S. Adaptive fuzzy control via observer design for uncertain nonlinear systems with unmodeled dynamics [J]. *IEEE Transcation on Fuzzy System*, 2013, 21(2): 275 – 288.

[18] CHEN M, CHEN W H. Sliding mode control for a class of uncertain nonlinear system based on disturbance observer [J]. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2010, 24(1): 51 – 64.

[19] MEZOUAR A, FELLAH M K. Adaptive sliding-modeobserver for sensorless induction motor drive using two time-scale approach [J]. *Simulation Modeling Practive and Theory*, 2008, 16(9): 1323 – 1336.

[20] BESNARD L, SHTESSEL Y B, LANDRUM B. Quadrotor vehicle control via sliding mode controller driven by sliding mode disturbance observer [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349(2): 658 – 684.

[21] HU Zhenggao, ZHAO Guorong, HUANG Liangli, et al. Fault estimation of continuous-time systems based on second order sliding mode observation [J]. *Control and Decision*, 2014, 29(2): 2271 – 2276.
(胡正高, 赵国荣, 黄婧丽, 等. 基于二阶滑模观测器的连续系统故障估计 [J]. 控制与决策, 2014, 29(2): 2271 – 2276.)

[22] LI Peng, ZHENG Zhiqiang. Convegence of Super-twisting algorithm based on quadratic-like Lyapunov function [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(6): 949 – 952.
(李鹏, 郑志强. 基于类二次型Lyapunov函数的Super-twisting算法收敛性分析 [J]. 控制与决策, 2011, 26(6): 949 – 952.)

[23] LIU J, LAGHROUCHE S, HARMOUCHE M, et al. Adaptive-gain second-order sliding mode observer design for switching power converters [J]. *Control Engineering Practice*, 2014, 30(19): 124 – 131.

[24] EDWARDS C, FRIDMAN L, LEVANT A. *Sliding Mode Control and Observation* [M]. New York: Springer, 2014.

[25] CHEN M, ZHOU Y, GUO W W. Robust tracking control for uncertain MIMO nonlinear systems with input saturation using RWNNDO [J]. *Neurocomputing*, 2014, 144(11): 436 – 447.

作者简介:

杨青运 (1987–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为先进飞行控制, E-mail: yang_980060@163.com;

陈 谋 (1975–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非线性控制, E-mail: chenmou@nuaa.edu.cn;

吴庆宪 (1955–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为鲁棒控制和智能控制, E-mail: wuqingxian@nuaa.edu.cn.