

DOI:10.16356/j.1005-2615.2015.06.007

高超声速飞行器自适应抗饱和再入控制

都延丽¹ 尹佳杰¹ 孟亦真¹ 盛守照²

(1. 南京航空航天大学航天学院, 南京, 210016; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:高超声速飞行器(Hypersonic vehicle, HSV)再入过程中易发生舵面饱和现象,并且其动力学模型具有强烈不确定的特征,这导致其姿态控制系统的设计极富挑战性。针对舵面受限的非线性控制问题,提出外部 Anti-windup 系统结合二阶 Terminal 滑模控制律的设计方法,能够实现对气动舵面饱和的控制补偿,使 HSV 快速平稳地跟踪指令信号。其次,针对 HSV 的强不确定控制问题,提出自适应滑模干扰观测器(Adaptive sliding mode disturbance observer, ASMDO)的方法来对再入气动参数不确定及强外界干扰进行估计,此方法无需干扰界已知且学习参数少,适合实时控制。最后,再入姿态控制的仿真结果表明了该控制方法的有效性和强鲁棒性。

关键词:高超声速飞行器;再入;anti-windup;二阶 Terminal 滑模控制;自适应滑模干扰观测器

中图分类号:V249; TP273 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2615(2015)06-0833-09

Adaptive Reentry Control for Hypersonic Vehicles with Saturation

Du Yanli¹, Yin Jiajie¹, Meng Yizhen¹, Sheng Shouzhao²

(1. College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China;

2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: The saturation of control surfaces is more likely to occur for the hypersonic vehicle (HSV) during reentry, and the dynamic model of HSV possesses the feature of strong uncertainty. Both problems make the design of reentry attitude controller a challenging task. The method of external anti-windup system combined with the second-order terminal sliding mode control law is presented for the nonlinear control problem of the restriction of control surfaces. It can realize the compensation for the control surface saturation and let HSV smoothly track the command signals. Then, the adaptive sliding mode disturbance observer (ASMDO) is proposed to estimate aerodynamic parameter uncertainties and strong external disturbances for strong uncertainty. This method does not need the information of disturbance bounds and has fewer learning parameters, so it is suitable for the real-time control. Finally, the simulation of attitude control for the reentry HSV is conducted, and the results show the effectiveness and robustness of this scheme.

Key words: hypersonic vehicle; reentry; anti-windup; second-order terminal sliding mode control; adaptive sliding mode disturbance observer

高超声速飞行器(Hypersonic vehicle, HSV)再入时处于无动力、长时间滑翔的状态,此过程是其返回过程中最恶劣、最复杂的一段。首先,HSV 以较大的迎角再入,飞行空域(距地面 20~70 km)

中较稀薄的空气易导致控制舵面发生饱和现象,长时间的饱和会降低控制系统的性能,甚至造成系统的不稳定。其次,HSV 的大飞行包络也使得 HSV 的气动特性随飞行高度、速度及姿态的变化呈现出

基金项目:国家自然科学基金(61304099, 61374188)资助项目;中央高校基本科研业务费(NS2013084)资助项目。

收稿日期:2014-11-09; **修订日期:**2015-06-10

通信作者:都延丽,女,博士,副教授, E-mail: duyanli@nuaa.edu.cn。

严重的非线性特点,气动参数的不确定性、未建模动态以及外界强动态干扰又使其动力学模型具有很大的不确定性^[1-3]。因此,如何实现有效的抗饱和和非线性鲁棒控制算法的设计,是一个很有意义的课题。

针对舵面饱和的控制问题,文献[4]对吸气式高超声速飞行器纵向单通道设计了 Anti-windup 控制器来解决输入受限问题。文献[5]对飞行器速度、高度、姿态角、角速率、舵面偏角以及动压都进行了限制,并采用了 Anti-windup 控制器进行补偿,但该飞行器模型为三通道解耦后的模型,而实际飞行器再入模型是严重耦合的。文献[6]结合了 Anti-windup 和过饱和,通过小增益原理研究了输入饱和和系统的稳定性,重点研究了当执行机构长时间保持在饱和状态系统的性能。文献[7]针对飞行状态的大小和速率受限问题基于线性矩阵不等式优化的方法设计了动态 Anti-windup 补偿器,但并没有一种系统选择动态 Anti-windup 补偿器的方法。

针对参数不确定性和外界强干扰的控制问题,文献[8]研究了非线性干扰观测器技术,但是它要求干扰导数为零,而实际干扰的变化通常较快。文献[9]提出了基于传统滑模和基于 Super-Twisting 高阶滑模的观测器,前者需扰动的边界值,而后者更要知道扰动导数的边界值。文献[10]应用一种模糊干扰观测器来估计混沌神经网络的不确定和干扰,此方法无需干扰边界值信息,但难以获取合适的模糊规则。文献[11]采用基于神经网络的自适应控制方法,通过网络权值的在线学习,能够有效控制存在时变干扰的非线性系统,但在线学习参数较多,不利于实时控制。事实上,对 HSV 而言,快速和实时性更是其控制算法至关重要且必须达到的控制目标。

本文借鉴饱和系统的分析方法,对 HSV 再入姿态系统设计了一种外部 Anti-windup 补偿器,结合二阶 Terminal 滑模控制律(Second-order terminal sliding model control, STSMC)可避免飞行过程中气动舵面长时间处于饱和的状态。然后,针对再入过程中时变不确定和干扰,提出了基于 Super-Twisting 算法的自适应滑模干扰观测器(Adaptive sliding mode disturbance observer, ASMDO)方法。它无需干扰的先验值,且自适应学习的参数少,非常适合 HSV 的实时控制。最后,通过仿真实验验证了该控制策略良好的鲁棒性和快速性。

1 再入动力学模型

文中的 HSV 模型参考 NASA 兰利研究中心提供的高超声速飞行器数据^[12]。HSV 的六自由度十二状态无动力再入方程参考文献[12]所述的形式。为方便控制器设计,假设地球自转角速率为零,飞行轨迹平行于赤道,则简化后的控制模型如下^[13]

$$\dot{R} = \dot{h} = V \sin \gamma \quad (1)$$

$$\dot{\tau} = \frac{V \sin \chi \cos \gamma}{R \cos \delta} \quad (2)$$

$$\dot{\delta} = \frac{V \cos \chi \cos \gamma}{R} \quad (3)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{M}(-D - Mg \sin \gamma) \quad (4)$$

$$\dot{\chi} = \frac{V}{R} \cos \gamma \tan \delta \sin \chi - \frac{L \sin \mu - Y \cos \mu}{MV \cos \gamma} \quad (5)$$

$$\dot{\gamma} = 1/(MV) \cdot (L \cos \mu + Y \sin \mu) + (V/R - g/V) \cos \gamma \quad (6)$$

$$\dot{\alpha} = q - \tan \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) + 1/(MV \cos \beta) \cdot (-L + Mg \cos \gamma \cos \mu) \quad (7)$$

$$\dot{\beta} = p \sin \alpha - r \cos \alpha + 1/(MV) \cdot (Y - Mg \cos \gamma \sin \mu) \quad (8)$$

$$\dot{\mu} = -\sec \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) - \tan \beta / (MV) \cdot (L - Mg \cos \gamma \cos \mu) + \frac{\tan \gamma}{(MV)} \cdot (L \sin \mu - Y \cos \mu) \quad (9)$$

$$\dot{p} = \frac{(I_y - I_z) \cdot qr}{I_x} + \frac{l_A}{I_x} \quad (10)$$

$$\dot{q} = \frac{(I_z - I_x) \cdot pr}{I_y} + \frac{m_A}{I_y} \quad (11)$$

$$\dot{r} = \frac{(I_x - I_y) \cdot pq}{I_z} + \frac{n_A}{I_z} \quad (12)$$

式中: R, τ 和 δ 分别为飞行器相对地心的高度、经度以及纬度; $V, \chi, \gamma, \alpha, \beta$ 和 μ 分别为 HSV 的飞行速度、航迹方位角、航迹倾角、迎角、侧滑角和速度倾斜角; p, q, r 分别为滚转、俯仰和偏航角速率; D, Y 和 L 分别为空气动力分解在气流轴系上的阻力、侧力和升力; I_x, I_y, I_z 为转动惯量,它们是 HSV 质量的非线性函数; l_A, m_A, n_A 分别为气动滚转力矩、气动俯仰力矩和气动偏航力矩,每个力矩当中都有部分是气动舵面偏转产生的控制力矩。

为保证再入飞行的安全性以及飞行器本身结构的限制,应对 HSV 舵面偏转角度进行限制。HSV 舵面偏转角的受限条件为

$$-30^\circ \leq \delta_L, \delta_R, \delta_D \leq 30^\circ \quad (13)$$

式中: $\delta_L, \delta_R, \delta_D$ 分别是左右升降副翼和方向舵的

偏转角; $\delta_c = [\delta_L, \delta_R, \delta_D]^T$ 表示舵偏角向量, δ_c 产生的控制力矩记为 $\mathbf{M}_\delta = [l_\delta, m_\delta, n_\delta]^T$, 且 $\mathbf{M}_\delta = \mathbf{g}_\delta \delta_c$, 其中 \mathbf{g}_δ 是与 HSV 参数有关的已知矩阵。

2 HSV 抗饱和和再入姿态控制系统结构

2.1 Anti-windup 系统

Anti-windup 指的是对执行器饱和和非线性系统的抗饱和, 即在执行机构存在非线性饱和时抑制系统性能的降低, 不存在饱和时系统的闭环性能不会改变。也就是说, 较小的输入信号对 Anti-windup 系统不产生影响。图 1 是外部 Anti-windup 控制的基本结构, 其中 F 模块为 Anti-windup 补偿系统, K 模块代表无约束的一般控制器, y 是系统的输出反馈信号, v_1 和 v_2 为补偿项。如图所示, Anti-windup 系统的输出直接给了无约束控制器的输入和输出中, 并没有影响控制器的状态, 因此称为外部 Anti-windup 系统^[14]。本文在处理飞行器舵面约束问题上, 快回路标称控制器(即控制器 K) 采用的是 STSMC 非线性控制, 故将利用外部 Anti-windup 系统来设计 HSV 再入飞控系统的舵面饱和和补偿控制算法。

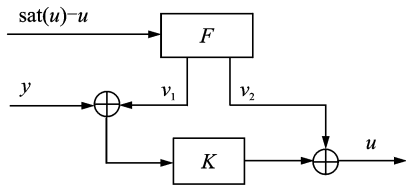


图 1 外部 Anti-windup 系统基本结构

Fig. 1 Basic structure of external anti-windup system

2.2 再入姿态控制系统结构

HSV 再入姿态控制系统可以分为快、慢两个回路。如图 2 所示, 控制的目的是: 在考虑舵面偏转受限以及不确定/干扰存在的情况下, 根据期望跟踪指令 Ω_c 来设计控制舵面偏角指令 δ_c , 使 HSV 的姿态角 Ω 可以快速准确地跟踪 Ω_c 。

二阶滑模控制器对于参数不确定系统具有很好的鲁棒性, 并能有效地消除系统的抖振。Terminal 滑模是在滑动超平面的设计中引入非线性函数, 使得在滑模面上跟踪误差能够在有限时间内收敛到零, 即系统状态在指定的时间内达到对期望状态的完全跟踪。本文结合二阶滑模和 Terminal 滑模对快、慢回路进行设计, 同时设计 Anti-windup 系统来补偿饱和环节的不良影响。由于外干扰如力矩干扰对角速率回路的影响较大, 而对姿态角的影响则小的多, 所以设计 ASMDO 来对快回路进行干扰估计, 并推导补偿控制律, 而慢回路只设

计 STSMC 即可满足其鲁棒性要求。整体控制系统框图如图 2 所示。

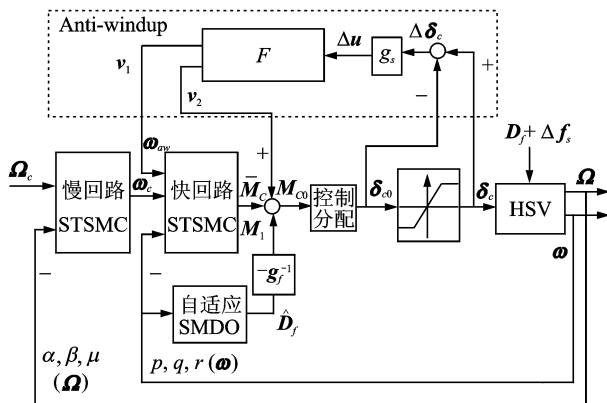


图 2 HSV 姿态控制系统结构图

Fig. 2 Structure of HSV attitude control system

3 HSV 再入姿态控制器设计

3.1 姿态慢回路控制器设计

慢回路控制器是使姿态角 Ω 在有限时间内跟踪指令信号 Ω_c , 并输出快回路的指令信号 ω_c , 且闭环系统具有较强的鲁棒性。根据式(7~9), 舵面在慢回路产生的操纵作用的量级非常小, 故忽略其对该回路的影响, 则慢回路姿态动力学模型可描述为如下的仿射非线性系统

$$\dot{\Omega} = f_s + \Delta f_s + g_s \omega \quad (14)$$

式中: $\Omega = [\alpha, \beta, \mu]^T$; $\omega = [p, q, r]^T$; $f_s = [f_\alpha, f_\beta, f_\mu]^T$, 表示如下

$$f_\alpha = 1/(MV \cos \beta) \cdot (-L + Mg \cos \gamma \cos \mu) \quad (15)$$

$$f_\beta = 1/(MV) \cdot (Y - Mg \cos \gamma \sin \mu) \quad (16)$$

$$f_\mu = 1/(MV) \cdot [L \tan \beta - L \tan \gamma \sin \mu - Mg \cos \gamma \cos \mu \cdot \tan \beta + Y \tan \gamma \cos \mu] \quad (17)$$

g_s 是一个 3×3 的矩阵, 表达式为

$$g_s = \begin{bmatrix} -\tan \beta \cos \alpha & 1 & -\tan \beta \sin \alpha \\ \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ -\sec \beta \cos \alpha & 0 & -\sec \beta \sin \alpha \end{bmatrix} \quad (18)$$

式(15~17)中 L 和 Y 的表达式里包含有气动参数。HSV 气动参数函数式存在一定程度的不确定, 因此用 Δf_s 表示 f_s 的不确定部分, 而且 Δf_s 满足

$$\text{假设 1} \quad \|\Delta f_s\| \leq \eta \|\Omega\| \quad (19)$$

式中 η 为未知常数, $\|\cdot\|$ 代表 ∞ 范数。

设计终端滑模面如下

$$s = \Omega_c + \int_0^t (a_1 \Omega_c + b_1 \Omega_c^{q_1}) d\tau \quad (20)$$

式中 $\Omega_c = \Omega - \Omega_c$ 为跟踪误差; $a_1 > 0$, $b_1 > 0$;

$q_1 < p_1 < 2q_1$, 且 p_1 和 q_1 为正奇数。

对滑模面 s 两端求时间导数, 可得

$$\dot{s} = \dot{\Omega}_e + a_1 \Omega_e + b_1 \Omega_e^{q_1/p_1} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_c + a_1 \Omega_e + b_1 \Omega_e^{q_1/p_1} \quad (21)$$

式(14)代入式(21), 得到 $\dot{s} = f_s + \Delta f_s + g_s \omega - \dot{\Omega}_c + a_1 \Omega_e + b_1 \Omega_e^{q_1/p_1}$ 。若令

$$\dot{s} = \Delta f_s - \hat{\eta} \|\Omega\| \text{sign}(s) - \frac{s}{2} - \frac{s^k}{2} \quad (22)$$

式中 $s^k = (s_1^k, s_2^k, s_3^k)^T$, s_i^k 定义为 $|s_i| \cdot \text{sign}(s_i)$, $0 < k < 1$ 为趋近律设计参数, 于是有定理 1。

定理 1 姿态慢回路系统(14)满足假设 1, 若采用的慢回路控制律为

$$\omega_c = g_s^{-1}(-f_s + \dot{\Omega}_c - a_1 \Omega_e - b_1 \Omega_e^{q_1/p_1} - \hat{\eta} \|\Omega\| \text{sign}(s) - \frac{s}{2} - \frac{s^k}{2}) \quad (23)$$

式中 $\hat{\eta}$ 的自适应调节律为

$$\dot{\hat{\eta}} = m^{-1} \|s\| \|\Omega\| \quad (24)$$

且 g_s 可逆, 则慢回路闭环系统稳定, 跟踪误差 Ω_e 从初始点开始在有限时间内收敛到零。其中, $\hat{\eta}$ 为 η 的估计; $m > 0$ 为设计参数。

证明 定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} s^T s + \frac{1}{2} m \tilde{\eta}^2 \quad (25)$$

式中 $\tilde{\eta} = \hat{\eta} - \eta$ 。对 V 求时间导数, 并将式(22)和式(24)代入, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s^T \dot{s} + m \tilde{\eta} \dot{\tilde{\eta}} = s^T (\Delta f_s - \hat{\eta} \|\Omega\| \text{sign}(s) - \frac{1}{2} s - \frac{1}{2} s^k) + \tilde{\eta} \|s\| \|\Omega\| \leq \|s\| \|\Delta f_s\| - \\ &\hat{\eta} \|\Omega\| \|s\| - \frac{1}{2} s^T s - \frac{1}{2} s^T s^k + \tilde{\eta} \|s\| \|\Omega\| \leq \\ &\eta \|\Omega\| \|s\| - \hat{\eta} \|\Omega\| \|s\| - \frac{1}{2} s^T s - \frac{1}{2} s^T s^k + \\ &\tilde{\eta} \|s\| \|\Omega\| = -\frac{1}{2} s^T s - \frac{1}{2} s^T s^k < 0 \end{aligned}$$

根据 Lyapunov 稳定性理论, s 和 $\tilde{\eta}$ 渐近稳定。又根据式(21), 可令 $\dot{\Omega}_{ei} + a_1 \Omega_{ei} + b_1 \Omega_{ei}^{q_1/p_1} = 0$ 。该式两边同乘以 $\Omega_{ei}^{-q_1/p_1}$ ($i=1, 2, 3$), 有

$$\Omega_{ei}^{-q_1/p_1} \dot{\Omega}_{ei} + a_1 \Omega_{ei}^{1-q_1/p_1} + b_1 = 0 \quad (26)$$

令 $x = \Omega_{ei}^{1-q_1/p_1}$, 有 $\dot{x} = \frac{p_1 - q_1}{p_1} \Omega_{ei}^{-q_1/p_1} \dot{\Omega}_{ei}$, 式(26)

化为

$$\dot{x} + a_1 \frac{p_1 - q_1}{p_1} x = -b_1 \frac{p_1 - q_1}{p_1} \quad (27)$$

解方程(27), 代入 $x = \Omega_{ei}^{1-q_1/p_1}$ 化简得

$$-a_1 \frac{p_1 - q_1}{p_1} t = \ln \frac{\Omega_{ei}^{1-q_1/p_1} + b_1/a_1}{\Omega_{ei}(0)^{1-q_1/p_1} + b_1/a_1} \quad (28)$$

整理式(28), 可以得出收敛到平衡状态 $\Omega_{ei} = 0$ 的时

间为

$$t_{ri} = \frac{p_1}{a_1(p_1 - q_1)} \ln \frac{a_1 \Omega_{ei}(0)^{1-q_1/p_1} + b_1}{b_1} \quad (29)$$

因此, Ω_e 从初始点开始能够在有限时间内收敛到零。

3.2 快回路抗舵面饱和姿态控制系统

快回路系统状态为 $\omega = [p, q, r]^T$ 。根据状态非线性方程(10~12), 快回路姿态动力学模型可描述为如下的仿射非线性系统

$$\dot{\omega} = f_f + \Delta f_f + g_f M_C + d_f \quad (30)$$

式中 $f_f = [f_p, f_q, f_r]^T$, 具体的表达式为

$$f_p = \frac{(I_y - I_z) \cdot qr}{I_x} + \frac{l_{aero}}{I_x} \quad (31)$$

$$f_q = \frac{(I_z - I_x) \cdot pr}{I_y} + \frac{m_{aero}}{I_y} \quad (32)$$

$$f_r = \frac{(I_x - I_y) \cdot pq}{I_z} + \frac{n_{aero}}{I_z} \quad (33)$$

此处 l_{aero} , m_{aero} 和 n_{aero} 是 l_A , m_A 和 n_A 的一部分, 即 $l_{aero} + l_\delta = l_A$ 等。 g_f 的表达式如下

$$g_f = \text{diag} \left\{ \frac{1}{I_x}, \frac{1}{I_y}, \frac{1}{I_z} \right\} \quad (34)$$

式(30)中的 $M_C = M_\delta$ 为气动舵面偏转产生的控制力矩。另外, Δf_f 是 f_f 的不确定部分, d_f 为外界干扰, 此处定义复合干扰 $D_f = \Delta f_f + d_f$ 。

3.2.1 快回路 Anti-windup 补偿系统及控制器设计

快回路结构如图 2 所示。借鉴文献[15], 本文将 Anti-windup 补偿系统的 F 模块设计为

$$F: \dot{\omega}_{aw} = f_f(\omega_{aw}) + g_f \cdot (h(\omega_{aw}) + \Delta u) \quad (35)$$

取 Lyapunov 函数为 $V(\omega_{aw}) = \omega_{aw}^T \cdot P_{aw} \cdot \omega_{aw}$ 。这里 P_{aw} 为对称正定矩阵。将 $h(\omega_{aw})$ 设计为

$$h(\omega_{aw}) = -g_f^T \cdot \frac{\partial V(\omega_{aw})}{\partial \omega_{aw}} = -2 \cdot g_f^T \cdot P_{aw} \cdot \omega_{aw} \quad (36)$$

Anti-windup 补偿系统的输出将设计成

$$v_1 = \omega_{aw}, v_2 = h(\omega_{aw}) + g_f^{-1} \cdot f_f(\omega_{aw}) \quad (37)$$

以下为 Anti-windup 补偿控制律的推导过程。如果不考虑式(30)中的 Δf_f 和 d_f , 则可以设计快回路标称控制器, 即本文的抗饱和 STSMC 控制器。此处终端滑模面设计为

$$s_f = \omega_e + \int_0^t (a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2}) d\tau \quad (38)$$

式中: $\omega_e = \omega - \omega_c - \omega_{aw}$ 为快回路总误差; $a_2 > 0$, $b_2 > 0$; $p_2 > q_2$, 且 p_2, q_2 为正奇数。对式(38)两端求时间导数, 并代入不含 Δf_f 和 d_f 的式(30)和 Anti-windup 系统表达式(35), 可得

$$\begin{aligned} \dot{s}_f &= \dot{\omega}_e + a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} = \dot{\omega} - \dot{\omega}_c - \dot{\omega}_{aw} + \\ a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} &= f_f + g_f M_C - \dot{\omega}_c - f_f(\omega_{aw}) - \\ g_f \cdot h(\omega_{aw}) - g_f \Delta u + a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} \end{aligned} \quad (39)$$

式中 M_C 为直接送入对象 HSV 的控制力矩,即 $M_C = M_\delta = g_\delta \delta_c$ 。此处 δ_c 是经过舵面限制后的舵偏角。如设快回路控制器输出的舵偏角指令为 δ_{c0} , 则它与 δ_c 的差值定义为 $\Delta \delta_c = \delta_c - \delta_{c0}$ 。因此,图 2 中的 Δu 满足

$$\Delta u = g_\delta \Delta \delta_c = g_\delta \delta_c - g_\delta \delta_{c0} = M_C - M_{C0} \quad (40)$$

将式(40)代入式(39),得出

$$\begin{aligned} \dot{s}_f &= f_f + g_f M_{C0} - \dot{\omega}_c - f_f(\omega_{aw}) - \\ g_f \cdot h(\omega_{aw}) + a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} \end{aligned} \quad (41)$$

令 $\dot{s}_f = -K_f \cdot s_f$, K_f 为设计参数,则从式(41)

可以推导出快回路抗饱和和控制律为

$$\begin{aligned} M_{C0} &= -g_f^{-1} [f_f - \dot{\omega}_c - f_f(\omega_{aw}) - g_f \cdot h(\omega_{aw}) + \\ a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} + K_f \cdot s_f] = \\ -g_f^{-1} (f_f - \dot{\omega}_c + a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} + \\ K_f \cdot s_f) + g_f^{-1} \cdot f_f(\omega_{aw}) + h(\omega_{aw}) \end{aligned} \quad (42)$$

因此有式(37)的结果。

3.2.2 快回路 ASMDO 的设计

根据式(30),姿态快回路包含有复合干扰 D_f 。为抵消其不良影响,本文采用 Super-twisting 算法来设计 SMDO,并提出 ASMDO 来对快回路复合干扰进行估计,最后推导了补偿控制律。该方法不需要干扰和干扰导数的边界值,且学习参数少。

定理 2 假设快回路 $D_f = (D_{f1}, D_{f2}, D_{f3})^T$ 满足 $|D_{fi}| \leq \delta_{2i} |\sigma_i|^{\frac{1}{2}}$, 其中 $i=1,2,3, \delta_{2i}$ 为未知正数。对于非线性系统(30),构造如下的 ASMDO

$$\begin{cases} \dot{\sigma} = \omega + z \\ \dot{z} = -f_f - g_f M_C - v \\ \hat{D}_f = v \end{cases} \quad (43)$$

式中

$$v_i = l_{i1} \cdot |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(\sigma_i) + l_{i2} \cdot \int \text{sign}(\sigma_i) d\tau \quad (44)$$

$$l_{i1} = \rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2 \quad (45)$$

$$l_{i2} = \frac{\epsilon}{2} l_{i1} + \frac{1}{2} \epsilon^2 + \frac{1}{2} \lambda \quad (46)$$

这里 $i=1,2,3, \sigma = [\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3]$ 为辅助滑模面, ω 为快回路的状态, z 为辅助状态, v 为辅助控制输入, \hat{D}_f 为 ASMDO 对 D_f 的估计输出, $\rho_i > 0$ 为设计参数, λ 和 ϵ 为任意正实数, $l_{i1}, l_{i2} > 0$ 为自适应设计参数。文献[16]在满足以上假设条件下通过 Lyapunov 方法设计了 l_{i1} 和 l_{i2} 的范围,而本文应用自

适应的方法来设计 l_{i1} 和 l_{i2} 。

引理 1^[16] 给定如下非线性方程组

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\iota |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) + x_2 + \xi(t) \\ \dot{x}_2 = -\bar{\omega} \text{sign}(x_1) \end{cases} \quad (47)$$

即 $\dot{x}_1 + \iota |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) + \bar{\omega} \int \text{sign}(x_1) d\tau = \xi(t)$,

此处 $|\xi(t)| \leq \hat{\delta} |x_1|^{\frac{1}{2}}$, 则设计参数 $\iota > 0, \bar{\omega} > 0$ 能使 x_1 和 \dot{x}_1 在有限时间收敛到平衡点零。

这里要设计多变量参数 l_{i1} 和 l_{i2} 使得滑模面 σ 及 $\dot{\sigma}$ 在有限时间内收敛到零。此处 σ 和 $\dot{\sigma}$ 对应引理 1 中的 x_1 和 \dot{x}_1 。定理 2 的证明如下所述。

证明 σ 对时间求导,并代入式(30)和式(43)可以得到

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= \dot{\omega} + \dot{z} = f_f + g_f M_C + D_f - f_f - \\ g_f M_C - v &= D_f - v \end{aligned} \quad (48)$$

根据式(44),能够将式(48)写成类似式(47)的表达形式

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_i = -l_{i1} \cdot |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(\sigma_i) + \bar{v}_i + D_{fi} \\ \dot{\bar{v}}_i = -l_{i2} \cdot \text{sign}(\sigma_i) \end{cases} \quad (49)$$

若令

$$\zeta_i = \begin{pmatrix} \zeta_{i1} \\ \zeta_{i2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma_i) \\ \bar{v}_i \end{pmatrix} \quad (50)$$

则有

$$\begin{aligned} \zeta_i^T \zeta_i &= \zeta_{i1}^2 + \zeta_{i2}^2 = |\sigma_i| + \bar{v}_i^2, \\ \text{sign}(\sigma_i) &= \text{sign}(\zeta_{i1}), \quad |\zeta_{i1}| = |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (51)$$

于是根据式(49~51),有

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{i1} = \frac{(-l_{i1} \zeta_{i1} + \zeta_{i2} + D_{fi})}{(2 |\sigma_i|^{\frac{1}{2}})} \\ \dot{\zeta}_{i2} = -l_{i2} \text{sign}(\sigma_i) = -l_{i2} \text{sign}(\zeta_{i1}) = \frac{-l_{i2} \zeta_{i1}}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} \end{cases} \quad (52)$$

从式(49~52)可知,当 $\sigma_i \rightarrow 0$ 时,式(52)的分子分母都趋近于零。式(52)还可以化为

$$\dot{\zeta}_i = \frac{1}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -l_{i1}/2 & 1/2 \\ -l_{i2} & 0 \end{bmatrix} \zeta_i + \frac{1}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} 1/2 \\ 0 \end{bmatrix} D_{fi} \quad (53)$$

记式(53)为

$$\dot{\zeta}_i = A_i \zeta_i + B_i D_{fi} \quad (54)$$

式中, $A_i = \frac{1}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -l_{i1}/2 & 1/2 \\ -l_{i2} & 0 \end{bmatrix}$, $B_i = \frac{1}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} 1/2 \\ 0 \end{bmatrix}$ 。假如 ζ_{i1} 和 ζ_{i2} 能在有限时间内收敛到零,则 σ_i 和 $\dot{\sigma}_i$ 也能在有限时间内收敛到零。

取 Lyapunov 函数

$$V = \zeta_i^T \mathbf{P} \zeta_i + \frac{1}{2\kappa_1} (l_{i1} - l_{i1}^*)^2 + \frac{1}{2\kappa_2} (l_{i2} - l_{i2}^*)^2 \quad (55)$$

式中: $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \lambda + \epsilon^2 & -\epsilon \\ -\epsilon & 1 \end{bmatrix}$ 为对称正定矩阵, λ 和 ϵ 为任意正实数, κ_1 和 κ_2 为任意正实数, l_{i1}^* 和 l_{i2}^* 为正常数。记

$$V_0 = \zeta_i^T \mathbf{P} \zeta_i \quad (56)$$

则式(55)可以写成

$$V = V_0 + \frac{1}{2\kappa_1} (l_{i1} - l_{i1}^*)^2 + \frac{1}{2\kappa_2} (l_{i2} - l_{i2}^*)^2 \quad (57)$$

对式(56)的 V_0 求时间导数,并将式(54)代入可得

$$\dot{V}_0 = \dot{\zeta}_i^T \mathbf{P} \zeta_i + \zeta_i^T \mathbf{P} \dot{\zeta}_i = \zeta_i^T (\mathbf{P} \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \mathbf{P}) \zeta_i + 2D_{\beta i} \mathbf{B}_i^T \mathbf{P} \zeta_i = -\zeta_i^T \mathbf{Q} \zeta_i / |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} + 2D_{\beta i} \mathbf{B}_i^T \mathbf{P} \zeta_i \quad (58)$$

式中 $\mathbf{Q} / |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} = -(\mathbf{P} \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \mathbf{P})$, 根据式(53)和式(54),有

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} l_{i1}(\lambda + \epsilon^2) - 2l_{i2}\epsilon & l_{i2} - \frac{l_{i1}}{2}\epsilon - \frac{1}{2}(\lambda + \epsilon^2) \\ l_{i2} - \frac{l_{i1}}{2}\epsilon - \frac{1}{2}(\lambda + \epsilon^2) & \epsilon \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$2\mathbf{B}_i^T \mathbf{P} = \frac{1}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} [\lambda + \epsilon^2 \quad -\epsilon] \quad (60)$$

又因为 $|D_{\beta i}| \leq \delta_{2i} |\sigma_i|^{\frac{1}{2}}$, 那么根据式(60),可将式(58)转化为

$$\dot{V}_0 \leq -\frac{\zeta_i^T \mathbf{Q} \zeta_i}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} + \delta_{2i} [\lambda + \epsilon^2 \quad -\epsilon] \zeta_i \quad (61)$$

将式(50)代入式(61)中,有

$$\begin{aligned} & \delta_{2i} [\lambda + \epsilon^2 \quad -\epsilon] \cdot \begin{bmatrix} \zeta_{i1} \\ \zeta_{i2} \end{bmatrix} = \\ & \frac{1}{\zeta_{i1}} [\zeta_{i1} \quad \zeta_{i2}] \begin{bmatrix} \delta_{2i}(\lambda + \epsilon^2) & -\frac{1}{2}\delta_{2i}\epsilon \\ -\frac{1}{2}\delta_{2i}\epsilon & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_{i1} \\ \zeta_{i2} \end{bmatrix} = \\ & -\frac{1}{\zeta_{i1}} [\zeta_{i1} \quad \zeta_{i2}] \begin{bmatrix} -\delta_{2i}(\lambda + \epsilon^2) & \frac{\delta_{2i}\epsilon}{2} \\ \frac{\delta_{2i}\epsilon}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_{i1} \\ \zeta_{i2} \end{bmatrix} = \\ & \frac{1}{\zeta_{i1}} (\zeta_{i1}^2 \delta_{2i}(\lambda + \epsilon^2) - \zeta_{i1} \zeta_{i2} \delta_{2i}\epsilon) \quad (62) \end{aligned}$$

根据式(49)和式(50)可知 $\zeta_{i1}^2 \delta_{2i}(\lambda + \epsilon^2) - \zeta_{i1} \zeta_{i2} \delta_{2i}\epsilon \geq 0$, 又 $\zeta_{i1} = |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma_i)$, 故式(62)满足

$$\delta_{2i} [\lambda + \epsilon^2 \quad -\epsilon] \cdot \zeta_i \leq \frac{-1}{|\sigma_i|^{\frac{1}{2}}} \zeta_i^T \mathbf{Q} \zeta_i \quad (63)$$

$$\bar{\mathbf{Q}} = \begin{bmatrix} -\delta_{2i}(\lambda + \epsilon^2) & \delta_{2i}\epsilon/2 \\ \delta_{2i}\epsilon/2 & 0 \end{bmatrix} \quad (64)$$

因此,由式(61)和式(63)可得

$$\dot{V}_0 \leq -\zeta_i^T (\mathbf{Q} + \bar{\mathbf{Q}}) \zeta_i / |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \quad (65)$$

即

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{Q} + \bar{\mathbf{Q}} =$$

$$\begin{bmatrix} (l_{i1} - \delta_{2i})(\lambda + \epsilon^2) - l_{i2} - \frac{l_{i1}}{2}\epsilon - \frac{1}{2}(\lambda + \epsilon^2) & \epsilon \\ 2l_{i2}\epsilon & \epsilon^2 + \frac{1}{2}\delta_{2i}\epsilon \\ l_{i2} - \frac{l_{i1}}{2}\epsilon - \frac{1}{2}(\lambda + \epsilon^2) + \frac{1}{2}\delta_{2i}\epsilon & \epsilon \end{bmatrix}$$

令

$$l_{i2} = \frac{l_{i1}\epsilon}{2} + \frac{\epsilon^2}{2} + \frac{\lambda}{2} \quad (66)$$

则当 $l_{i1} > \frac{(\epsilon + \delta_{2i})(\lambda + \epsilon^2) + \frac{\epsilon}{4}\delta_{2i}^2}{\lambda}$ 时,有 $\tilde{\mathbf{Q}} > 0$,

\dot{V}_0 负定。式(65)转化为

$$\dot{V}_0 \leq -\zeta_i^T \tilde{\mathbf{Q}} \zeta_i / |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \leq -1 / |\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \cdot \lambda_{\min} \{\tilde{\mathbf{Q}}\} \|\zeta_i\|_2^2 \quad (67)$$

根据式(56)可知: $\lambda_{\min} \{\mathbf{P}\} \|\zeta_i\|_2^2 \leq V_0 \leq \lambda_{\max} \{\mathbf{P}\} \|\zeta_i\|_2^2$, 再结合式(51)可得 $|\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \leq \|\zeta_i\|_2 \leq V_0^{\frac{1}{\sigma}} / \lambda_{\min}^{\frac{1}{2}} \{\mathbf{P}\}$, 这里 $\lambda_{\min} \{\cdot\}$ 和 $\lambda_{\max} \{\cdot\}$ 表示矩阵的最小和最大特征值。于是,式(67)满足

$$\dot{V}_0 \leq -\vartheta V_0^{\frac{1}{\sigma}} \quad \vartheta = \frac{\lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{Q}}) \lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}(\mathbf{P})}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} \quad (68)$$

因此,根据(57)和(68)式有

$$\begin{aligned} \dot{V} & \leq -\vartheta V_0^{\frac{1}{\sigma}} + \frac{1}{\kappa_1} (l_{i1} - l_{i1}^*) \dot{l}_{i1} + \frac{1}{\kappa_2} (l_{i2} - l_{i2}^*) \dot{l}_{i2} = \\ & -\vartheta V_0^{\frac{1}{\sigma}} - \frac{\rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_1} |l_{i1} - l_{i1}^*| - \frac{\hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_2} |l_{i2} - l_{i2}^*| + \\ & \frac{1}{\kappa_1} (l_{i1} - l_{i1}^*) \dot{l}_{i1} + \frac{1}{\kappa_2} (l_{i2} - l_{i2}^*) \dot{l}_{i2} + \\ & \frac{\rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_1} |l_{i1} - l_{i1}^*| + \frac{\hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_2} |l_{i2} - l_{i2}^*| \quad (69) \end{aligned}$$

由于不等式 $\sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \leq |x| + |y| + |z|$ 成立, 故 $-\hat{\eta} \sqrt{V}(\zeta_i, l_{i1}, l_{i2}) \geq -\vartheta V_0^{\frac{1}{\sigma}} - \frac{\sqrt{2}\rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\sqrt{2\kappa_1}} |l_{i1} - l_{i1}^*| - \frac{\sqrt{2}\hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\sqrt{2\kappa_2}} |l_{i2} - l_{i2}^*|$, 其中 $\bar{\eta} = \min\{\vartheta, \sqrt{2}\rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2, \sqrt{2}\hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2\}$ 。于是,

式(69)可改写为

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\bar{\eta} \sqrt{V(\zeta_i, l_{i1}, l_{i2})} + \frac{1}{\kappa_1} (l_{i1} - l_{i1}^*) \dot{l}_{i1} + \\ & \frac{1}{\kappa_2} (l_{i2} - l_{i2}^*) \dot{l}_{i2} + \frac{\rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_1} |l_{i1} - l_{i1}^*| + \\ & \frac{\hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_2} |l_{i2} - l_{i2}^*| \end{aligned} \quad (70)$$

假设 l_{i1} 和 l_{i2} 的自适应律可以使 l_{i1} 和 l_{i2} 有界(界为 l_{i1}^* 和 l_{i2}^*), 则有 $l_{i1} - l_{i1}^* < 0$ 和 $l_{i2} - l_{i2}^* < 0$ ($\forall t \geq 0$), 那么式(70)满足

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\bar{\eta} \sqrt{V(\zeta_i, l_{i1}, l_{i2})} - |l_{i1} - l_{i1}^*| \left(\frac{1}{\kappa_1} \dot{l}_{i1} - \right. \\ & \left. \frac{\rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_1} \right) - |l_{i2} - l_{i2}^*| \left(\frac{1}{\kappa_2} \dot{l}_{i2} - \frac{\hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2}{\kappa_2} \right) \end{aligned} \quad (71)$$

要使系统有限时间收敛, 需要式(71)的第 2 和第 3 项为零, 于是有 $\dot{l}_{i1} = \rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2, \dot{l}_{i2} = \hat{\rho}_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2$, 而根据式(66)有 $\dot{l}_{i2} = \frac{\epsilon}{2} \cdot \dot{l}_{i1}$, 即 $\dot{l}_{i2} =$

$\frac{\epsilon}{2} \cdot \rho_i \|\omega\|_2 \|\sigma\|_2$. 从推导出的 l_{i1} 和 l_{i2} 自适应律也可以看出 l_{i1} 和 l_{i2} 是单调增加的(到有限收敛时间 t_r 结束), 其收敛后的稳定值即为 l_{i1}^* 和 l_{i2}^* . 至此, 定理 2 得证. HSV 再入姿态快回路受到的外界干扰有界且随时间衰减, 则满足 $|D_f| \leq \delta_{2i} |\sigma_i|^{\frac{1}{2}}$, 这类干扰如反作用发动机突然作用引起的干扰力矩、阵风引起的力矩扰动等. 当 D_f 满足 $|D_f| \leq \delta_{1i} + \delta_{2i} |\sigma_i|^{\frac{1}{2}}$ ($\delta_{1i} > 0$) 时, 参照文献[17]的证明也可证滑模面 σ 及 $\dot{\sigma}$ 最终有界.

于是, 在式(43) v 的作用下, 有 $\dot{D}_f = v$, 即 v 可以精确估计出干扰 D_f , 因此能够得出由于干扰引起的补偿控制律 $M_1 = -g_f^{-1} \dot{D}_f$. 所以, 快回路总控制律 M_{C0} 修正为如图 2 所示的形式

$$\begin{aligned} M_{C0} = & -g_f^{-1} (f_f - \dot{\omega}_c + a_2 \omega_e + b_2 \omega_e^{q_2/p_2} + \\ & K_f \cdot s) + v_2 - g_f^{-1} \dot{D}_f = \bar{M}_C + v_2 + M_1 \end{aligned} \quad (72)$$

式中: \bar{M}_C 为不考虑饱和及不确定影响的 STSMC 控制律; K_f 为控制器设计参数; v_2 为 Anti-windup 补偿项; M_1 为 ASMDO 的补偿作用.

4 仿真研究

以高超声速飞行器 Winged-Cone 模型为例进行仿真. 假设 HSV 无动力滑翔飞行, 实验初始状态为 $x_0 = y_0 = 1\ 000\ \text{m}, H_0 = 30\ \text{km}, V_0 = 15\text{Ma}, \chi_0 = \gamma_0 = 0^\circ, M = 13\ 682\ 0\ \text{kg}, \alpha_0 = 1^\circ, \beta_0 = 2.5^\circ, \mu_0 = 3^\circ, p_0 = q_0 = 0\ \text{rad/s}$. 姿态控制指令为在 1~4 s 内 $\alpha_c = 6^\circ$, 在 4~7 s 内 $\alpha_c = 12^\circ, \beta_c = 0^\circ, \mu_c =$

0° . 快回路干扰设为 $d_1 = 3 \times 10^5 (\sin(5t) + 0.2)\ \text{N} \cdot \text{m}, d_2 = 3 \times 10^6 \cdot (\sin(12t) - 0.3)\ \text{N} \cdot \text{m}, d_3 = 3 \times 10^6 (\sin(5t) - 0.2)\ \text{N} \cdot \text{m}$. 此干扰叠加在控制力矩上, 即 $\Delta M_C = [d_1, d_2, d_3]^T$. 慢回路控制系统参数设为 $a_1 = 2, b_1 = 1, q_1 = 7, p_1 = 9, k = 7/9$. 快回路控制参数设为 $a_2 = 1, b_2 = 3, q_2 = 7, p_2 = 9$,

$$K_f = \text{diag}(15, 15, 15), P_{\text{aw}} = \begin{bmatrix} 10^5 & 0 & 0 \\ 0 & 10^5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

以气动参数乘以 $0.5 \sin(t)$ 作为参数不确定性, 采用本文提出的控制律进行仿真实验. 仿真结果见图 3. 图中, α_c, β_c 和 μ_c 为跟踪指令. α_I, β_I 和 μ_I 以及图 4 中的 $\delta_{L_I}, \delta_{R_I}$ 和 δ_{D_I} 为未加入 Anti-windup 系统的姿态角跟踪曲线及舵面偏转曲线. α_{II}, β_{II} 和 μ_{II} 为加入 Anti-windup 系统但未加

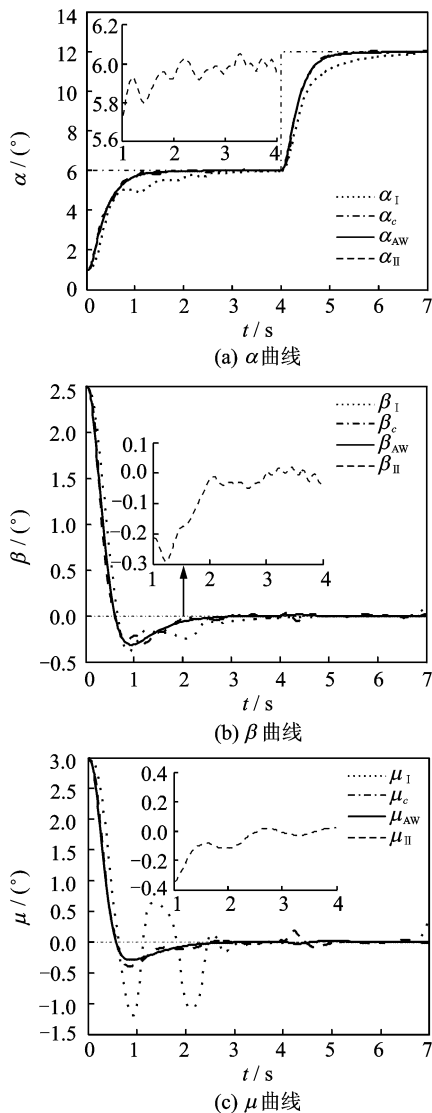


图 3 姿态角输出曲线

Fig. 3 Output curves of attitude angles

入 ASMDO 的姿态角跟踪曲线。 α_{AW} 、 β_{AW} 和 μ_{AW} 以及图 4 中的 δ_{LAW} 、 δ_{RAW} 和 δ_{DAW} 为既加入 Anti-windup 系统又加入 ASMDO 的姿态角跟踪曲线和舵面偏转曲线。

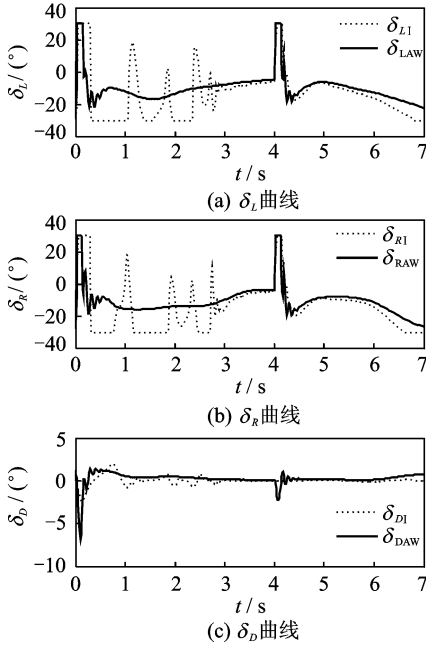


图 4 舵面偏转曲线

Fig. 4 Deflection curves of control surfaces

从图 3 可以看出,当 $\alpha_c = 6^\circ$ 时,只考虑舵面饱和而未加 Anti-windup 系统,3 个姿态角的跟踪曲线并不是很光滑的跟踪指令信号, μ 角还存在大幅的振荡。这是由于舵面的限制使得设计的控制律无法每一时刻都输出其应该有的控制值,结果导致控制输出产生较大幅度的振荡。当 $\alpha_c = 12^\circ$ 时,3 个姿态角有了发散的趋势。而且从图 4 可以看出,舵面偏转角长时间处于饱和状态,过大的控制律很难实现,这对再入控制系统的性能是十分不利的,也是 HSV 再入过程中不允许的情况。

加入 Anti-windup 系统以后,过大的控制律值与控制限幅相减后反馈到补偿控制律中,重新调整总控制律值,从而避免控制量长时间超出限幅,最终使 3 个姿态角能够快速平稳地跟踪指令信号。同未加入 Anti-windup 补偿系统的再入跟踪曲线相比,提出的方法具有较好的快速性和鲁棒性。而且,舵面偏转角没有长时间处于饱和状态,经过一开始的振荡后能够快速恢复平稳。图 5 为 Anti-windup 系统的补偿作用(即图 2 中的 v_2)。

另外,图 6 比较了 D_f 与 ASMDO 的观测值。根据式(30)和式(34),图中 $D_1 = \Delta f_{f1} + \frac{d_{f1}}{I_x}$, $D_2 =$

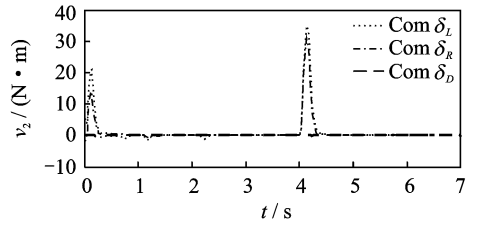
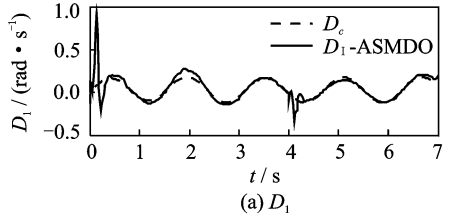
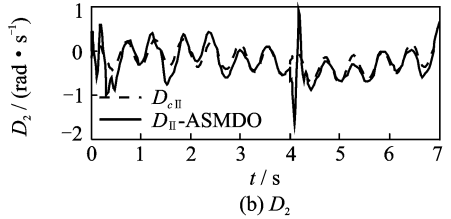


图 5 Anti-windup 系统的补偿控制力矩

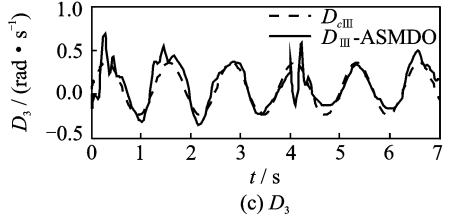
Fig. 5 Compensation control moment of anti-windup system



(a) D_1



(b) D_2



(c) D_3

图 6 复合干扰值与 ASMDO 的观测值

Fig. 6 Compound disturbance and observation of ASMDO

$\Delta f_{f2} + \frac{d_{f2}}{I_y}$, $D_3 = \Delta f_{f3} + \frac{d_{f3}}{I_z}$ 。可以看出,ASMDO 能够实时逼近外部大力矩干扰和参数不确定性值,而且该观测器设计简单,需要学习的参数较少,且具有较好的鲁棒性能。

5 结束语

本文的研究对象为无动力滑翔再入的 HSV 系统。针对 HSV 在中低层近空间飞行时,较稀薄的空气易使气动舵面发生饱和的控制问题,提出了外部 Anti-windup 系统结合 STSMC 的非线性抗饱和控制方法,有效补偿了再入时舵面饱和造成的不良影响。

针对姿态回路的气动参数不确定以及外界强干扰的控制问题,提出了 ASMDO 的方法来对其进行在线估计并推导出了补偿控制律,此方法不需

要干扰和干扰导数的边界值,且自适应学习的参数较少,满足 HSV 控制算法的快速性和实时性要求。仿真实验的结果表明了本文提出方法的有效性和强鲁棒性。

参考文献:

- [1] 曾开春,向锦武. 高超声速飞行器飞行动力学特性不确定分析 [J]. 航空学报,2013,34(4):798-808.
Zeng Kaichun, Xiang Jinwu. Uncertainty analysis of flight dynamic characteristics for hypersonic vehicles [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(4):798-808.
- [2] 肖地波,刘燕斌,陆宇平,等. 高超声速飞行器控制一体化优化设计[J]. 南京航空航天大学学报,2013,45(6):752-762.
Xiao Dibo, Liu Yanbin, Lu Yuping, et al. Optimization design of integrated control for hypersonic vehicles[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2013, 45(6):752-762.
- [3] 吴旭忠,唐胜景,郭杰. 高超声速滑翔飞行器三维自主再入制导方法 [J]. 南京航空航天大学学报,2014,46(3):463-468.
Wu Xuzhong, Tang Shengjing, Guo Jie. Three-dimensional autonomous reentry guidance for hypersonic glide vehicle [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(3):463-468.
- [4] Groves K P, Serrani A, Yurkovich S, et al. Anti-windup control for an air-breathing hypersonic vehicle model [C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Keystone: AIAA, 2006, 6557:1-20.
- [5] Zinnecker A, Serrani A, Bolender M A, et al. Combined reference governor and anti-windup design for constrained hypersonic vehicle models [C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Chicago: AIAA, 2009, 6283:1-20.
- [6] Sajjadi-Kia S, Jabbari F. Combining anti-windup and over-saturation [C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Hilton Head: AIAA, 2007, 6401:1-11.
- [7] Biannic J M, Tarbouriech S. Optimization and implementation of dynamic anti-windup compensators with multiple saturations in flight control systems [J]. Control Engineering Practice, 2009, 17(6):703-713.
- [8] Nikoobin A, Haghghi R. Lyapunov-based nonlinear disturbance observer for serial n-link robot manipulators [J]. Journal of Intelligent and Robotic System, 2009, 55(2/3):135-153.
- [9] Hall C E, Shtessel Y B. Sliding mode disturbance observer-based control for a reusable launch vehicle [C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. San Francisco: AIAA, 2005, 6145:1-26.
- [10] Jeong S C, Ji D H, Park J H, et al. Adaptive synchronization for uncertain chaotic neural networks with mixed time delays using fuzzy disturbance observer [J]. Applied Mathematics and Computation, 2013, 219(11):5984-5995.
- [11] Chemachema M. Output feedback direct adaptive neural network control for uncertain SISO nonlinear systems using a fuzzy estimator of the control error [J]. Neural Networks, 2012, 36(1):25-34.
- [12] Colgren R, Keshmiri S, Mirmirani M. Nonlinear ten-degree-of-freedom dynamic model of a generic hypersonic vehicle [J]. Journal of Aircraft, 2009, 46(3):800-813.
- [13] Mooij E. Characteristic motion of re-entry vehicles [C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conference. Boston: AIAA, 2013, 4603:1-17.
- [14] Zaccarian L, Teel A R. Modern anti-windup synthesis [M]. Princeton, New Jersey: Princeton University Press, 2011:23-47.
- [15] Herrmann G, Menon P P, Tuener M C, et al. Anti-windup synthesis for nonlinear dynamic inversion control schemes [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2009, 20(13):1465-1482.
- [16] Moreno J A. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers [C]// Proceeding of the 47th IEEE Conference on Decision and Control. Cancun, Mexico: [s. n.], 2008:2856-2861.
- [17] Moreno J A, Osorio M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4):1035-1040.