

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

张强^{1,2}, 吴庆宪¹, 姜长生¹, 王玉惠¹

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 210016; 2. 济南大学自动化与电气工程学院, 山东济南 250022)

摘要: 针对多变量、不稳定的近空间飞行器姿态系统, 在系统存在参数不确定和外部干扰的情况下, 并考虑执行器动态和输入受限, 提出一种鲁棒可重构跟踪控制策略. 首先, 利用二阶滑模干扰观测器分别重构姿态、角速率回路的复合干扰; 其次, 采用鲁棒二阶滑模积分滤波器的反推(backstepping)方法避免了控制器设计中微分项膨胀问题, 利用鲁棒项抵消重构误差对系统的影响, 以实现姿态控制器设计. 然后, 在考虑执行器动态、输入受限及舵面卡死故障下, 给出一种线性矩阵不等式的在线优化舵面分配算法, 以实现飞行器的姿态角渐近跟踪期望的制导指令. 最后, 仿真结果表明所提出的方法具有良好的跟踪控制性能.

关键词: 近空间飞行器; 滑模干扰观测器; 积分滤波器; backstepping; 线性矩阵不等式;

中图分类号: V249.1; TP293.2 **文献标识码:** A

Robust reconfigurable tracking control of near space vehicle with actuator dynamic and input constraints

ZHANG Qiang^{1,2}, WU Qing-xian¹, JIANG Chang-sheng¹, WANG Yu-hui¹

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China;

2. School of Electrical Engineering, University of Jinan, Jinan Shandong 250022, China)

Abstract: We propose a robust reconfigurable tracking control scheme for the multi-variable and unstable attitude system of the near-space vehicle (NSV) with parameter uncertainties, external disturbances, dynamic actuator and input constraints. A second-order sliding-mode disturbance observer is used to reconstruct compound disturbances in the loops of attitude and angular rate respectively. The backstepping method with integral filter is used to avoid the growing of differential orders in controller design. The robust terms offset the impact of the reconstruction errors on system performances. By considering actuator dynamics, input constraints and jammed faults, we propose an online linear-matrix-inequality (LMI) optimization distribution algorithm for tracking desired guidance commands. Simulation results show good tracking control performances of the proposed method.

Key words: near space vehicle (NSV); sliding mode disturbance observer (SMDO); integral filters; backstepping; linear matrix inequalities (LMI)

1 引言(Introduction)

近空间飞行器(near space vehicle, NSV)集飞机、轨道战斗机,甚至卫星、空间站等多方面优点于一体,是21世纪争夺制空/天权,进行空天作战的关键武器^[1-2].目前,美欧等技术强国已积极开展NSV的技术研究,如X-43, X-51A等^[3-4].

近年来,有关NSV的控制研究已有大量的成果^[5-6].为确保NSV在复杂的大包络飞行环境下,拥有稳定的飞行特性、良好的控制性能及强鲁棒性能,在飞控系统设计中广泛采用了非线性广义预测控制^[5-6]、滑模控制^[7-8]、T-S模糊控制^[9]等设计方

法.其中基于backstepping的控制策略^[10-16],由于其实现简单,也已成为飞控系统控制器设计的有效方法.针对高超声飞行器,文献[13]设计了基于backstepping和动态逆组合的非线性鲁棒自适应控制器,实现了对高度和速度指令的跟踪控制;文献[14]结合模糊自适应技术与backstepping设计了高超声飞行器纵向飞行的自适应控制器,进一步提高飞控系统的可靠性;文献[15]给出了基于高增益观测器和神经网络的高超声速飞行器纵向飞行的输出反馈控制器设计过程,并取得了很好的控制效果;文献[16]则结合全调节的径向基函数(radial basis function,

RBF)神经网络与backstepping方法设计了高超声速飞行器姿态系统的容错控制器. 但文献[13–16]所设计的控制器均未考虑以下3个方面: 1) 对系统不确定及故障在线估计的快速性和准确性; 2) backstepping设计中出现的计算膨胀问题; 3) 均未考虑操纵舵面的动态、输入受限及卡死故障的问题. 对于实际NSV系统, 在设计控制器过程中, 各种约束问题必须加以考虑, 如舵面饱和、速率受限等. 若未加考虑, 则期望的舵偏角不能被很好的执行, 可能导致飞控系统跟踪性能变差, 甚至会破坏飞行器的稳定性.

基于以上分析, 针对多变量、不稳定的近空间飞行器姿态系统, 在系统存在参数不确定和外部干扰的情况下, 并考虑执行器动态和输入受限, 提出一种鲁棒可重构跟踪控制策略, 以保证NSV拥有稳定的飞行特性, 良好的控制性能以及强鲁棒性. 该方法首先利用二阶滑模干扰观测器分别重构姿态角、角速率回路的复合干扰, 以实现复合干扰重构的快速性和准确性; 其次, 将滚转、俯仰、偏航角速率作为攻角、侧滑角、滚转角的虚拟控制量逐步进行控制力矩设计, 其中利用鲁棒二阶滑模滤波器产生角速度回路跟踪指令及其微分信号, 避免了虚拟控制量求导计算的爆炸问题; 然后, 考虑带有位置饱和和速率约束的执行器动态及其发生卡死故障下, 给出一种LMI的在线优化舵面分配算法, 以保证力矩可以合理地分配到各操纵舵面. 最后, 仿真结果表明所提出方法具有良好的跟踪控制性能.

2 NSV模型及问题描述(NSV model and problem formulation)

本文研究的NSV外形布局为Winged-Cone模型, 如图1所示^[17–18]:

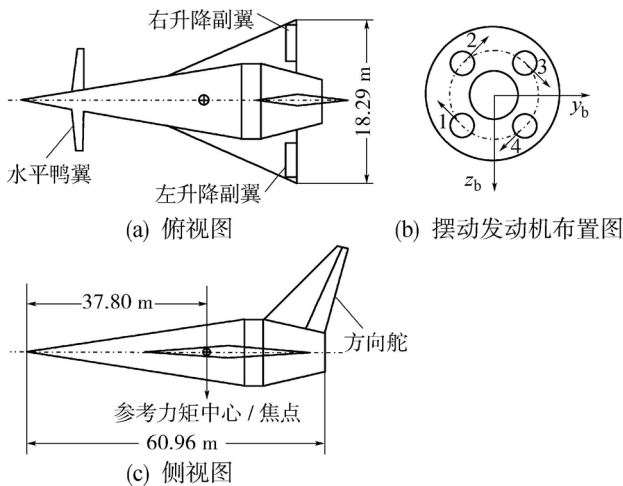


图1 NSV仿真模型

Fig. 1 NSV simulation model

NSV具有三角形机翼、单垂直尾翼、可独立工作的左右升降副翼, 可收缩水平鸭翼. 主发动机系统为4台可沿切线方向摆动的发动机. 因此, NSV的操纵

面包括气动舵面、推力矢量舵面及推力大小.

根据Lagrange方程, 忽略飞行器结构弹性振动的影响, 且同时考虑NSV系统的不确定、建模误差及外部干扰的影响, 则NSV姿态动力学模型可描述如下^[18]:

$$\dot{\Omega} = \mathbf{f}_s + G_s \boldsymbol{\omega} + \mathbf{D}_s, \quad (1)$$

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{f}_f + G_f \mathbf{M} + \mathbf{D}_f, \quad (2)$$

$$\mathbf{y} = \Omega, \quad (3)$$

式中: $\Omega = [\alpha \ \beta \ \mu]^T$, $\boldsymbol{\omega} = [p \ q \ r]^T$ 分别表示姿态角和角速率, α, β, μ 分别为攻角、侧滑角、滚转角, p, q, r 分别为滚转、俯仰和偏航角速率; $\mathbf{f}_s = [f_\alpha \ f_\beta \ f_\mu]^T$, $\mathbf{f}_f = [f_p \ f_q \ f_r]^T$ 为光滑向量场; G_s 和 G_f 为控制增益矩阵; $\mathbf{D}_s = \Delta \mathbf{f}_s + \Delta G_s \boldsymbol{\omega} + \mathbf{d}_s(t)$, $\mathbf{D}_f = \Delta \mathbf{f}_f + \Delta G_f \mathbf{M} + \mathbf{d}_f(t)$ 为系统的复合干扰, $\Delta \mathbf{f}_s, \Delta \mathbf{f}_f, \Delta G_s, \Delta G_f$ 为不确定性和建模误差, $\mathbf{d}_s(t), \mathbf{d}_f(t)$ 为外部干扰; $\mathbf{M} = [l_{ctrl} \ m_{ctrl} \ n_{ctrl}]^T$ 为滚转、俯仰和偏航方向上的控制力矩, 由气动舵面和推力矢量舵面产生. 其实际值与分配矩阵 $G_{f,\delta}$ 和舵偏角向量 $\boldsymbol{\delta}_{act}$ 相关, 即 $\mathbf{M}_{act} = G_{f,\delta} \boldsymbol{\delta}_{act}$, 其中

$$\boldsymbol{\delta}_{act} = [\delta_e \ \delta_a \ \delta_r \ \delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T.$$

$\delta_e, \delta_a, \delta_r, \delta_x, \delta_y, \delta_z$ 分别为左升降副翼舵、右升降副翼舵和方向舵偏转角及推力矢量舵面在机体轴3个方向上的等效偏转角.

定义 $\delta_1 \triangleq \delta_e, \delta_2 \triangleq \delta_a, \delta_3 \triangleq \delta_r, \delta_4 \triangleq \delta_x, \delta_5 \triangleq \delta_y, \delta_6 \triangleq \delta_z$. 各个舵面满足如下位置和速率约束:

$$\begin{cases} -\underline{\delta}_i \leq \delta_i \leq \bar{\delta}_i, \\ \underline{\dot{\delta}}_i \leq \dot{\delta}_i \leq \bar{\dot{\delta}}_i, \end{cases} \quad (4)$$

式中: $1 \leq i \leq 6$, $\underline{\delta}_i, \bar{\delta}_i, \underline{\dot{\delta}}_i, \bar{\dot{\delta}}_i$ 分别为舵面 δ_i 的最小、最大位置约束以及最小、最大速率约束. 下面作者给出光滑向量场 $\mathbf{f}_s, \mathbf{f}_f$, 控制矩阵 G_s, G_f 和分配矩阵 $G_{f,\delta}$ 具体表达式如下:

$$\begin{cases} f_\alpha = \frac{1}{MV \cos \beta} (-\hat{q} S C_{L,\alpha} + Mg \cos \gamma \cos \mu - T \sin \alpha), \\ f_\beta = \frac{1}{MV} (\hat{q} S C_{Y,\beta} \beta + Mg \cos \gamma \cos \mu - T \sin \beta \cos \alpha), \\ f_\mu = \frac{1}{MV} \hat{q} S C_{L,\alpha} (\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta) - \frac{g}{V} \times \\ \cos \gamma \cos \mu \tan \beta + \frac{1}{MV} \hat{q} S C_{Y,\beta} \beta \tan \gamma \times \\ \cos \mu \cos \beta + \frac{T}{MV} [\sin \alpha (\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta) - \cos \alpha \tan \gamma \cos \mu \sin \beta], \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} f_p = I_{xx}^{-1} [l_{aero} - qr (I_{zz} - I_{yy})], \\ f_q = I_{yy}^{-1} [m_{aero} - pr (I_{xx} - I_{zz})], \\ f_r = I_{zz}^{-1} [n_{aero} - pq (I_{yy} - I_{xx})], \end{cases} \quad (6)$$

$$G_s = \begin{bmatrix} \tan \beta \cos \alpha & 1 & -\tan \beta \sin \alpha \\ \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ \sec \beta \cos \alpha & 0 & \sec \beta \sin \alpha \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$G_f = \text{diag}\{I_{xx}^{-1}, I_{yy}^{-1}, I_{zz}^{-1}\}, \quad (8)$$

$$G_{f,\delta} = \begin{bmatrix} g_{p,\delta_e} & g_{p,\delta_a} & g_{p,\delta_r} & g_{p,\delta_x} & 0 & 0 \\ g_{q,\delta_e} & g_{q,\delta_a} & g_{q,\delta_r} & 0 & 0 & g_{q,\delta_z} \\ g_{r,\delta_e} & g_{r,\delta_a} & g_{r,\delta_r} & 0 & g_{r,\delta_y} & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

式中: M, V 分别为 NSV 的质量和速度; \hat{q} 为动压; S 为机翼参考面积; T 为发动机推力; $C_{L,\alpha}, C_{Y,\beta}$ 分别为 NSV 的基本升力系数和基本侧力系数; I_{xx}, I_{yy}, I_{zz} 分别为绕机体 x, y 和 z 轴的转动惯量; $l_{\text{aero}}, m_{\text{aero}}, n_{\text{aero}}$ 分别为非控制力矩在机体坐标系 x, y 和 z 轴上的分解量; $G_{f,\delta}$ 中各个参数与 NSV 的结构有关。

式(1)和式(2)分别称为 NSV 姿态控制系统的姿态角回路和角速率回路. 由此, 控制系统设计的目的是在考虑复合干扰、执行器动态及输入受限的情

况下, 根据期望的制导指令 Ω^d 设计合适的舵偏角指令 δ_{cmd} , 使得 NSV 的姿态角 Ω 渐近跟踪 Ω^d .

由式(9)可知, 分配矩阵 $G_{f,\delta}$ 的列数大于行数, 即表现了 NSV 用冗余的舵面来进行姿态控制. 这样, 不仅当某个舵面发生故障时, 控制系统能够进行重构, 飞行的安全性得以提高, 而且控制系统的设计也由此分成了姿态控制器和舵面分配两个实现过程. 为清晰说明本文的设计思路, 给出其基本原理如图 2 所示.

由图 2 可知, 本文的控制方案可分为两部分:

1) 在 NSV 存在不确定和外部干扰下, 以给出能保证 NSV 姿态稳定跟踪的控制力矩为目标, 设计非线性姿态控制器, 其中包含各回路的二阶滑模干扰观测器、主控制器和减小重构误差的鲁棒控制器;

2) 考虑执行器动态、输入受限和卡死故障下, 提出动态控制分配算法, 实现控制力矩合理地分配到气动舵面和推力矢量舵面.

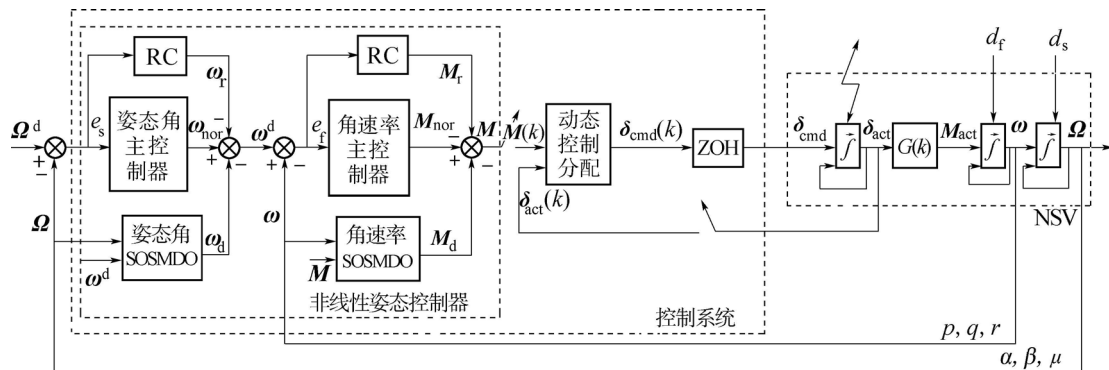


图 2 考虑执行器动态和输入受限的 NSV 姿态控制系统框图

Fig. 2 the diagram of NSV attitude control system with actuators dynamic and limited input

为了本文后续讨论方便, 定义

$$\begin{aligned} x_1 &\triangleq \Omega, \quad x_2 \triangleq \omega, \quad \bar{x}_2 \triangleq [x_1^T \quad x_2^T]^T, \\ f_1(x_1) &\triangleq f_s, \quad f_2(\bar{x}_2) \triangleq f_f, \\ G_1(x_1) &\triangleq G_s, \quad G_2(\bar{x}_2) \triangleq G_f, \\ D_1 &\triangleq D_s, \quad D_2 \triangleq D_f. \end{aligned}$$

以及在不引起歧义的情况下省略相关变量的自变量, 如 $f_1(x_1)$ 写成 f_1 .

3 二阶滑模干扰观测器设计(Second order sliding-mode disturbance observer design)

由于滑模干扰观测器(sliding mode disturbance observer, SMDO)设计简单, 易于实现和收敛速度快等优点, 文献[19–20]采用 SMDO 方法重构了干扰, 但本质上在文献[19–20]所设计干扰重构项均包含符号函数, 这势必会引起干扰补偿的不连续且存在抖振现象. 针对此问题, 文献[21–22]设计了基于双扭曲算法的 SMDO, 并都成功应用于

导弹和飞控系统中. 而与文献[19–20]相比, 文献[21–22]的干扰重构抖振现象减弱, 但重构项中仍包含中符号函数、且算法相对复杂.

因此, 这里以减少抖振为目标, 设计二阶滑模干扰观测器(second order sliding mode disturbance observer, SOSMDO), 利用符号函数积分来重构复合干扰, 以便提供连续的干扰补偿项. 与基于双扭曲算法的 SMDO 相比, 该算法设计过程简单, 更易于实现.

首先给出如下合理的假设:

假设 1 系统所有状态是可测量的.

假设 2 复合干扰 $D_i (i \in \{1, 2\})$ 关于时间的偏导数是连续且有界的, 且存在已知的有界常数 $C_i > 0$ 满足下式:

$$\|\alpha_i(\cdot)\|_\infty = \sup_{t \in [0, \infty)} \left\| \frac{\partial D_i}{\partial t} \right\| \leq C_i, \quad i \in \{1, 2\}. \quad (10)$$

定理 1 针对 NSV 系统式(1)–(3), 满足假设条

件1和2,考虑如下的二阶滑模动态:

$$\begin{cases} \mathbf{s}_i = \mathbf{x}_i - \mathbf{z}_i, \\ \dot{\mathbf{z}}_i = K_i \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\phi}_i + \hat{\mathbf{D}}_i, \\ \dot{\hat{\mathbf{D}}}_i = \xi_i \text{sgn } \mathbf{s}_i, \end{cases} \quad (11)$$

式中: $i \in \{1, 2\}$, $\mathbf{s}_i = [s_{i1} \ s_{i2} \ s_{i3}]^T \in \mathbb{R}^3$ 为辅助滑模向量; $K_i = \text{diag}\{k_{i1}, k_{i2}, k_{i3}\} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 为设计的正定矩阵; $\boldsymbol{\phi}_1 = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1) + G_1(\mathbf{x}_1)\mathbf{x}_2$, $i = 1$; $\boldsymbol{\phi}_2 = \mathbf{f}_2(\bar{\mathbf{x}}_2) + G_2(\bar{\mathbf{x}}_2)\mathbf{M}$, $i = 2$; $\hat{\mathbf{D}}_i$ 为观测器的控制输入, 即干扰重构值; $\text{sgn } \mathbf{s}_i = [\text{sgn } s_{i1} \ \text{sgn } s_{i2} \ \text{sgn } s_{i3}]^T$. 当选取 $\xi_i > C_i$ 时, 辅助滑模向量 \mathbf{s}_i 及其导数 $\dot{\mathbf{s}}_i$ 均渐近收敛于原点.

证 将式(1)–(2)分别代入式(11), 经整理得

$$\dot{\mathbf{s}}_i = -K_i \mathbf{s}_i + \mathbf{D}_i - \hat{\mathbf{D}}_i, \quad i \in \{1, 2\}. \quad (12)$$

在假设条件2下, 对式(12)再求导, 并代入式(11)可得

$$\dot{\mathbf{s}}_i + K_i \dot{\mathbf{s}}_i = -\mu_i \text{sgn } \mathbf{s}_i, \quad (13)$$

式中 $\mu_i \in [\xi_i - C_i, \xi_i + C_i]$.

选择Lyapunov函数如下:

$$V_i = \sum_{j=1}^3 \frac{1}{2} [s_{ij} \ \dot{s}_{ij}] P_{ij} [s_{ij} \ \dot{s}_{ij}]^T + a_{ij} \mu \int_0^{s_{ij}} \text{sgn } s_{ij} ds_{ij}, \quad (14)$$

式中:

$$P_{ij} = \begin{bmatrix} p_{ij1} & p_{ij3} \\ p_{ij3} & p_{ij2} \end{bmatrix}$$

为设计的正定矩阵, 且满足 $p_{ij1}p_{ij2} > p_{ij3}^2$, $p_{ij1} = k_{ij}p_{ij3}$, $p_{ij2} = a_{ij}$, $p_{ij2}k_{ij} > p_{ij3}$.

对式(14)求导, 并代入式(13)及正定参数矩阵 P_{ij} 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \sum_{j=1}^3 [\dot{s}_{ij} \ \ddot{s}_{ij}] P_{ij} [s_{ij} \ \dot{s}_{ij}]^T + a_{ij} \mu \dot{s}_{ij} \text{sgn } s_{ij} = \\ & \sum_{j=1}^3 p_{ij1} s_{ij} \dot{s}_{ij} + (p_{ij2} \dot{s}_{ij} + p_{ij3} s_{ij}) (-k_{ij} \dot{s}_{ij} - \\ & \mu \text{sgn } s_{ij}) + p_{ij3} \dot{s}_{ij}^2 + a_{ij} \mu \dot{s}_{ij} \text{sgn } s_{ij} = \\ & \sum_{j=1}^3 -(k_{ij} p_{ij2} - p_{ij3}) \dot{s}_{ij}^2 - \mu p_{ij3} s_{ij} \text{sgn } s_{ij}. \end{aligned} \quad (15)$$

当 $s_{ij} \neq 0$ 或 $\dot{s}_{ij} \neq 0$ 时, $\dot{V}_i < 0$. 由此, 二阶滑模干扰观测器的辅助滑模向量 \mathbf{s}_i 及其导数 $\dot{\mathbf{s}}_i$ 均渐近收敛于原点. 证毕.

注1 与文献[19–20]的SMDO干扰重构相比, 这里所设计的干扰重构值是连续的. 同时由于高频切换部分被隐藏至滑模变量的一阶导数中, 因此可有效地抑制抖振现象.

注2 与基于神经网络^[6, 15–16]和支持向量基^[5]逼近的干扰相比, 二阶滑模干扰观测器具有算法简单, 收敛速度快和易于实现的优势.

4 基于SOSMDO的鲁棒控制器设计(Based on SOSMDO robust controller design)

根据NSV系统式(1)–(3)的形式, 可采用backstepping方法设计控制器. 即首先将角速度指令 $\mathbf{x}_2^d = -[p^d \ q^d \ r^d]^T$ 作为姿态角回路的虚拟控制量, 逐步进行控制力矩的设计. 需要注意的是采用backstepping方法设计控制器, 往往需要对虚拟控制量进行求导, 虽然一般的解析计算也能得到虚拟控制量的导数, 但往往是极其复杂的, 尤其是对于包含不确定干扰和噪声的NSV系统. 为避免这一问题, 这里设计如下鲁棒二阶滑模积分滤波器对输入 \mathbf{v} 的导数进行估计:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\lambda}}_1 = -\frac{\hat{\lambda}_1 - \mathbf{v}}{\rho_1} - \frac{\xi_1(\hat{\lambda}_1 - \mathbf{v})}{\|\hat{\lambda}_1 - \mathbf{v}\| + \zeta_1}, \\ \dot{\hat{\lambda}}_2 = -\frac{\hat{\lambda}_2 - \hat{\lambda}_1}{\rho_2} - \frac{\xi_2(\hat{\lambda}_2 - \hat{\lambda}_1)}{\|\hat{\lambda}_2 - \hat{\lambda}_1\| + \zeta_2}, \end{cases} \quad (16)$$

式中: ρ_i 为滤波器时间常数, ξ_i 和 ζ_i 为设计的常数, $i \in 1, 2$, $\hat{\lambda}_1$ 为 \mathbf{v} 的滤波值, $\hat{\lambda}_2$ 为 $\dot{\hat{\lambda}}_1$ 的滤波值, 即 $\dot{\mathbf{v}}$ 的估计值.

为了控制器设计及稳定性分析, 需要以下假设条件和引理:

假设3 输出信号 $\mathbf{y}(t)$ 和参考信号 $\mathbf{y}^d(t)$ 关于时间连续可微有界的, 且矩阵 G_1, G_2 非奇异.

引理1^[23] 如果存在 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \gamma_1 \in \mathcal{K}_\infty$, $\varsigma_1 > 0$ 且存在一个光滑函数 $V: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^+$ 使得任意有界输入 \mathbf{u} 有

$$\begin{cases} \alpha_1(\|\mathbf{x}\|) \leq V(\mathbf{x}) \leq \alpha_2(\|\mathbf{x}\|), \\ \dot{V}(\mathbf{x}) \leq -\alpha_3(\|\mathbf{x}\|) + \gamma_1(\|\mathbf{u}\|_{[0,t]}) + \varsigma_1 \end{cases} \quad (17)$$

成立, 那么系统 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ 在区间 $[0, t)$ 为输入状态实际稳定的.

4.1 姿态角回路控制器设计(Controller design of attitude angle loop)

这一步任务是在姿态角回路存在复合干扰下, 给出NSV系统式(1)的理想角速率指令 \mathbf{x}_2^d , 即当角速率跟踪理想角速率时, 姿态角的跟踪误差有界.

定义姿态角回路误差向量 $\mathbf{e}_1 = \mathbf{y} - \mathbf{y}^d$. 在假设3下, 对 \mathbf{e}_1 求导, 并代入式(1)可得

$$\dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{f}_1 + G_1 \mathbf{x}_2 + \mathbf{D}_1 - \dot{\mathbf{y}}^d, \quad (18)$$

式中复合干扰 \mathbf{D}_1 是未知的. 由定理1可知, \mathbf{D}_1 可由上述设计的SOSMDO来重构. 因此在假设3下, 选择理想角速度指令 \mathbf{x}_2^d 为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_2^d = G_1^{-1}(-\Lambda_1 \mathbf{e}_1 - \mathbf{f}_1 - \hat{\mathbf{D}}_1 + \dot{\mathbf{y}}^d + \mathbf{r}_1), \\ \mathbf{r}_1 = -\tau_1 \mathbf{e}_1, \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\Lambda_1, \tau_1 > 0$ 分别为设计正定的参数矩阵和正常数; $\hat{\mathbf{D}}_1$ 为姿态角回路的SOSMDO干扰重构向量; \mathbf{r}_1 为减少姿态角回路重构干扰误差的鲁棒控制器. 记 $\underline{\Lambda}_1 = \lambda_{\min}(\Lambda_1)$ 矩阵 Λ_1 的最小特征值, $\mathbf{e}_{D_1} = \mathbf{D}_1 - \hat{\mathbf{D}}_1$ 为姿态角回路干扰重构误差向量.

针对姿态角回路, 选取 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} \mathbf{e}_1^T \mathbf{e}_1$, 沿着误差方程式(18)对 V_1 求导并代入式(19)及Young不等式可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \mathbf{e}_1^T (\mathbf{f}_1 + G_1 \mathbf{x}_2 + \mathbf{D}_1 - \dot{\mathbf{y}}^d) = \\ &= \mathbf{e}_1^T (-\Lambda_1 \mathbf{e}_1 + G_1 (\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_2^d) + \mathbf{D}_1 - \hat{\mathbf{D}}_1 + \mathbf{r}_1) \leq \\ &= -\underline{\Lambda}_1 \|\mathbf{e}_1\|^2 + \mathbf{e}_1^T G_1 (\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_2^d) + \frac{\|\mathbf{e}_{D_1}\|^2}{4} \tau_1, \end{aligned} \quad (20)$$

式中: 耦合项 $\mathbf{e}_1^T G_1 (\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_2^d)$ 将在角速度回路中进行处理. 由式(20)可知, 若 $\|\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_2^d\| \rightarrow 0$ 时, $\|\mathbf{e}_1\|$ 有界的, 即可实现姿态角 Ω 跟踪期望的制导指令 Ω^d .

4.2 角速率回路控制器的设计(Controller design of angular rate loop)

角速率回路控制是实现角速率的跟踪控制, 即控制角速率 \mathbf{x}_2 使其跟踪角速度指令值 \mathbf{x}_2^d , 控制输入为控制力矩 \mathbf{M} .

定义角速率误差向量 $\mathbf{e}_2 = \mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_2^d$, 对其求导, 并代入式(2)可得

$$\dot{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{f}_2 + G_2 \mathbf{M} + \mathbf{D}_2 - \dot{\mathbf{x}}_2^d. \quad (21)$$

为实现 \mathbf{e}_2 的稳定及消除式(20)中的耦合项, 选择控制力矩 \mathbf{M} 为

$$\begin{cases} \mathbf{M} = G_2^{-1}(-\Lambda_2 \mathbf{e}_2 - \mathbf{f}_2 - \hat{\mathbf{D}}_2 + \dot{\mathbf{x}}_2^d - \\ \quad G_1^T \mathbf{e}_1 + \mathbf{r}_2), \\ \mathbf{r}_2 = -\tau_2 \mathbf{e}_2, \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\Lambda_2, \tau_2 > 0$ 分别为设计正定的参数矩阵, 正常数; $\hat{\mathbf{D}}_2$ 为角速率回路的SOSMDO的干扰重构向量; $\dot{\mathbf{x}}_2^d$ 为以 \mathbf{x}_2^d 为输入的式(16)的滤波向量; \mathbf{r}_2 为减少角速率回路重构干扰误差的鲁棒控制

器. 本文记 $\underline{\Lambda}_2 = \lambda_{\min}(\Lambda_2)$ 为矩阵 Λ_2 的最小特征值, $\mathbf{e}_{D_2} = \mathbf{D}_2 - \hat{\mathbf{D}}_2$ 为角速率回路的干扰重构误差向量.

针对角速率回路, 同时兼顾姿态角误差方程, 选取扩充的Lyapunov方程 $V = V_1 + \frac{1}{2} \mathbf{e}_2^T \mathbf{e}_2$. 类似式(20)的推导, 对 V 进行求导并将式(20), 式(21)–(22)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_1 + \mathbf{e}_2^T (\mathbf{f}_2 + G_2 \mathbf{M} + \mathbf{D}_2 - \dot{\mathbf{x}}_2^d) \leq \\ &= \sum_{i=1}^2 -\underline{\Lambda}_i \mathbf{e}_i^T \mathbf{e}_i + \frac{\|\mathbf{e}_{D_i}\|^2}{4} \tau_i. \end{aligned} \quad (23)$$

至此, NSV姿态控制系统中的理想角速率和控制力矩均给出了设计过程. 下面给出稳定性分析.

注3 由于NSV的飞行环境变化快, 角速率回路采用鲁棒二阶滑模积分滤波器对角速率指令的导数进行估计. 这样就避免了backstepping中的微分项膨胀问题, 使得控制器更容易实现.

4.3 稳定性分析(Stability analysis)

根据以上设计过程, 给出如下定理.

定理2 针对NSV系统式(1)–(3), 满足假设1–3, 在SOSMDO式(11)、控制器式(19)(22)下, NSV系统的所有跟踪误差 $\mathbf{e}_i (i \in \{1, 2\})$ 在 $[t_0, t)$ 内是关于 \mathbf{e}_D 输入状态实际稳定, 即存在 \mathcal{KL} 类函数 $\beta_1, \mathcal{K}_\infty$ 类函数 α_1, γ_1 , 使得

$$\begin{aligned} \alpha_1(\|\mathbf{e}_i(t)\|) &\leq \beta_1(\|\mathbf{e}_i(t_0)\|, t) + \\ &\quad \gamma_1(\|\mathbf{e}_D\|_{[t_0, t)}), \quad t \geq t_0 \end{aligned} \quad (24)$$

成立, 其中 $\|\mathbf{e}_D\| = \max_{i=1,2}(\|\mathbf{e}_{D_i}\|)$.

证 由式(23)可得

$$\dot{V} \leq -\kappa V + \varsigma \mathbf{e}_D, \quad (25)$$

式中: $\kappa = \min_{i=1,2}(\underline{\Lambda}_i)$, $\varsigma = \max_{i=1,2}(\frac{1}{4} \tau_i)$. 由定理1可知, 存在一个常数 $\delta > 0$ 使得 $\|\mathbf{e}_D\| \leq \delta$ 成立. 因此可以得出式(1)–(3)的Lyapunov函数 V 满足引理1, 结论成立. 证毕.

5 动态控制分配(Dynamic control allocation)

控制分配的任务是将NSV运动所需的控制力矩式(22)分配给相关的操纵面, 其核心为控制分配算法. 许多学者曾致力于控制分配算法研究, 如文献[5–6, 16]采用伪逆方法进行控制分配; 文献[24]通过对分配过程物理含义的解析, 提出基排序控制分配方法; 针对可重复使用运载器, 文献[25]以最大限度使用气动操纵面和减小反作用

控制的消耗为目标,提出了一种混合规划策略来进行控制分配;文献[26]在X-33重构飞行控制上提出一种基于二次规划的控制分配方法.

然而文献[5-6, 16, 24-26]在考虑舵面卡死后,分配算法变得复杂,会减低其实时性,甚至可能影响NSV姿态稳定.为此,本文提出基于LMI的在线优化控制分配算法,以更好地确保NSV姿态稳定.

NSV控制分配的设计思路是首先在考虑执行器卡死故障下,将执行器的连续状态转化为离散状态表述形式,以便统一描述舵面的动态及约束条件.其次,将分配算法转化为带有约束条件的一步最优问题,由此给出在线求解LMI可行解,以实现控制力矩合理地分配到各操纵舵面上,进而确保NSV的稳定性和机动性能.

5.1 执行器离散空间描述(Discrete space description of actuator)

利用Eular离散对式(4)中的速率约束离散化得 $\delta_i(k) + \dot{\delta}_i T \leq \delta_i(k+1) \leq \delta_i(k) + \bar{\delta}_i T$, $1 \leq i \leq 6$, 式中 T 为采样周期.结合式(4)的位置约束,则舵面 i 的位置和速率约束式(4)等价于

$$\underline{\delta}_i(k+1) \leq \delta_i(k+1) \leq \bar{\delta}_i(k+1), \quad 1 \leq i \leq 6, \quad (26)$$

式中:

$$\begin{aligned} \underline{\delta}_i(k+1) &= \max\{\delta_{i\min}, \delta_i(k) + \dot{\delta}_i T\}, \\ \bar{\delta}_i(k+1) &= \min\{\delta_{i\max}, \delta_i(k) + \bar{\delta}_i T\}. \end{aligned}$$

由式(4)和式(26),将带有的位置和速率约束的6个舵面可统一的离散空间描述如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{\text{act}}(k+1) = A_{\text{act}}\mathbf{x}_{\text{act}}(k) + B_{\text{act}}\boldsymbol{\delta}_{\text{cmd}}(k), \\ \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k) = C_{\text{act}}\mathbf{x}_{\text{act}}(k), \end{cases} \quad (27)$$

$$\text{s.t. } \underline{\boldsymbol{\delta}}(k+1) \leq \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1) \leq \bar{\boldsymbol{\delta}}(k+1), \quad (28)$$

式中: $A_{\text{act}}, B_{\text{act}}, C_{\text{act}}$ 分别为经采样周期 T 的适当维数的参数矩阵,

$$\begin{aligned} \underline{\boldsymbol{\delta}}(k+1) &= [\underline{\delta}_1(k+1) \ \cdots \ \underline{\delta}_6(k+1)]^T, \\ \bar{\boldsymbol{\delta}}(k+1) &= [\bar{\delta}_1(k+1) \ \cdots \ \bar{\delta}_6(k+1)]^T. \end{aligned}$$

在NSV飞行过程中,各舵面不仅存在速率和位置约束,而且可能出现执行器卡死故障.因此,舵面偏转角需修正为

$$\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k) = \boldsymbol{\delta}_s(k) + \boldsymbol{\delta}_{-s}(k), \quad (29)$$

式中: $\boldsymbol{\delta}_s(k) = [0 \ \cdots \ 0 \ \delta_{is} \ 0 \ \cdots \ 0]^T \in \mathbb{R}^6$ ($1 \leq i \leq 6$)表示第 i 个执行器发生卡死故障; $\boldsymbol{\delta}_{-s}(k) = [\delta_1 \ \cdots \ \delta_{i-1} \ 0 \ \delta_{i+1} \ \cdots \ \delta_6]^T$ 为式(27)的输出.

为设计控制分配算法需如下合理假设条件:

假设4 ($A_{\text{act}}, B_{\text{act}}, C_{\text{act}}$)满足可控、可观,且矩阵 $C_{\text{act}}B_{\text{act}}$ 为非奇异的.

假设5 执行器动态状态可测.

在假设4下,由于采样周期 T 的存在,式(27)的输出 $\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1)$ 是对输入 $\boldsymbol{\delta}_{\text{cmd}}(k)$ 的响应.在已知的分配矩阵映射式(9)下,控制力矩 $\mathbf{M}(k)$ 将在将 $k+1$ 时刻舵面偏转角得以实现,即

$$\mathbf{M}(k) = \mathbf{M}_{\text{act}}(k+1) = G_{f,\delta}(k+1)\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1), \quad (30)$$

由式(9)可知,满足式(30)的解 $\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k)$ 并不唯一.因此,控制分配核心问题可以看成是考虑有约束条件的执行器动态式(27)和卡死故障下,求解式(30)的问题.

5.2 基于LMI的在线优化控制分配(Dynamic allocation algorithm with online LMI)

这里提出的优化控制分配本质上是多目标在线优化,即不仅要满足误差最小目标 $\|\mathbf{M}(k) - \mathbf{M}_{\text{act}}\|$,而且还要满足舵偏角最小目标 $\|\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k)\|$.根据具体NSV飞行模态,选择优化目标如下:

$$\begin{aligned} J = & \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1)^T W_{\delta}^2 \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1) + (\mathbf{M} - \\ & G_{f,\delta}(k+1)\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1)) W_M^2 (\mathbf{M} - \\ & G_{f,\delta}(k+1)\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1)), \end{aligned} \quad (31)$$

式中: $W_{\delta} = \text{diag}\{w_{\delta_1}, w_{\delta_2}, \dots, w_{\delta_6}\} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, $W_M = \text{diag}\{w_{M_1}, w_{M_2}, w_{M_3}\} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 均为设计的正定权值矩阵.定义最坏情况的残差函数 $\theta > 0$,则式(31)可以描述成如下:

$$\theta - J > 0, \quad (32)$$

考虑受限的舵面动态式(27)、式(28)和舵面卡死故障式(29),将式(31)代入式(32),并利用schur补,则式(32)可描述成如下受限的线性规划问题:

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\delta}_{\text{cmd}}(k)} \theta, \\ & \text{s.t. } \begin{bmatrix} \theta & \mathcal{A}^T W_{\delta} & \mathcal{B}^T W_M \\ W_{\delta} \mathcal{A} & I & 0 \\ W_M \mathcal{B} & 0 & I \end{bmatrix} > 0, \end{aligned} \quad (33)$$

其中:

$$\theta > 0, \quad \mathcal{A} = \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1), \quad \mathcal{B} = \mathbf{M} - G_{f,\delta}(k+1)\mathcal{A},$$

$$e_i \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1) - e_i \underline{\boldsymbol{\delta}}_{\text{act}}(k+1) > 0, \quad 1 \leq i \leq 6,$$

$$e_j \bar{\boldsymbol{\delta}}_{\text{act}}(k+1) - e_j \boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1) > 0, \quad 1 \leq j \leq 6,$$

式中: e_i, e_j 均为单位行向量; $\boldsymbol{\delta}_{\text{act}}(k+1), \bar{\boldsymbol{\delta}}_{\text{act}}(k+1), \underline{\boldsymbol{\delta}}_{\text{act}}(k+1)$ 满足式(27)-(29).

注 4 需要特别说明的是由于控制力矩分配的准确性直接影响到姿态的跟踪效果, W_M 的权值取值要显著比 W_δ 的取值大.

注 5 由式(33)可知, 这里动态控制分配本质上是在每一采样时刻进行LMI求解. 将根据当前的时刻期望的控制力矩求取当前时刻的舵偏角指令. 由于执行器动态过程及采样周期的存在当前时刻的期望控制力矩将在下一时刻实际舵偏角中体现. 实际NSV中执行器的动态响应要远远快于角速率回路变化, 因此采样周期应尽可能的小. 本文选取 $T = 0.01$ s.

6 仿真分析(Simulation analysis)

NSV仿真初始条件为质量 $M = 136080$ kg, 初始巡航速度 $V_0 = 2200$ m/s, 推力的绝对值 $T = 400$ kN, 初始巡航高度 $H_0 = 27$ km, 初始姿态角和角速率分别为 $\alpha_0 = 0.0^\circ, \beta_0 = 1.0^\circ, \mu_0 = 0.2^\circ, p_0 = q_0 = r_0 = 0$ rad/s, 舵偏角限幅及速率约束如下:

$$\begin{aligned} \delta_{\min} &= -[30 \ 30 \ 30 \ 15 \ 15 \ 15]^\circ, \\ \delta_{\max} &= [30 \ 30 \ 30 \ 15 \ 15 \ 15]^\circ, \\ \dot{\delta} &= -[60 \ 60 \ 60 \ 30 \ 30 \ 30]^\circ/\text{s}, \\ \ddot{\delta} &= [60 \ 60 \ 60 \ 30 \ 30 \ 30]^\circ/\text{s}. \end{aligned}$$

同时假设气动参数存在30%不确定, 角速率通道在 $t = 0$ s加入力矩干扰

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_f(t) &= \\ &[6.0 \times 10^5(\cos(9t) + 0.3) \ 1.2 \times 10^5(\sin(9t) + 0.1) \\ &2.5 \times 10^5 \cos(9t)]^T \text{ N} \cdot \text{m}, \end{aligned}$$

在 $t = 0.5$ s时发生推力矢量舵面 d_z 卡死故障; 制导期望姿态指令为 $\mathbf{y}^d = [3.0^\circ \ 0^\circ \ 1.5^\circ]^T$. 同时考虑飞行品质, 在3个通道分别设计指令滤波 $\frac{2}{s+2}$.

为克服复合干扰的影响, 姿态角和角速率回路SOSMDO参数选取如下: $v_1 = 0.5, v_2 = 1$. 滤波器参数: $\zeta_1 = \zeta_2 = 1.1$. 相应的控制器参数:

$$\begin{aligned} A_1 &= \text{diag}\{1, 1, 3\}, \quad A_2 = \text{diag}\{5, 5, 5\}, \\ \tau_1 &= 30, \quad \tau_2 = 50. \end{aligned}$$

权值矩阵 $W_\delta = I_{6 \times 6}, W_M = 100I_{3 \times 3}$.

首先, 本文通过仿真实验研究了在相同飞行条件和制导指令下, 设计相同的姿态、角速率控制器和LMI在线优化控制分配, 并分别采用SOSMDO和文献[20]提出的SMDO技术进行干扰补偿, 仿真曲线如图3-4所示. 同时, 为减少SMDO的干扰重构抖振, 采用滤波器 $\frac{50}{s+50}$ 对文献[20]的重构值进行滤波, 重构干扰比较曲线如图5所示.

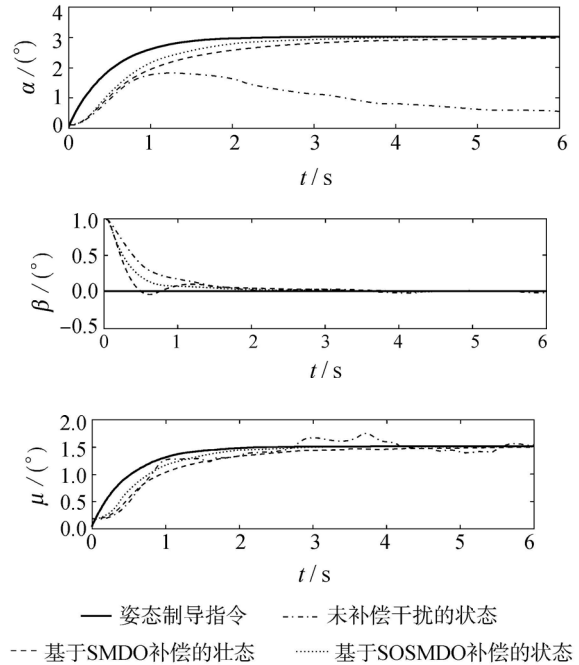
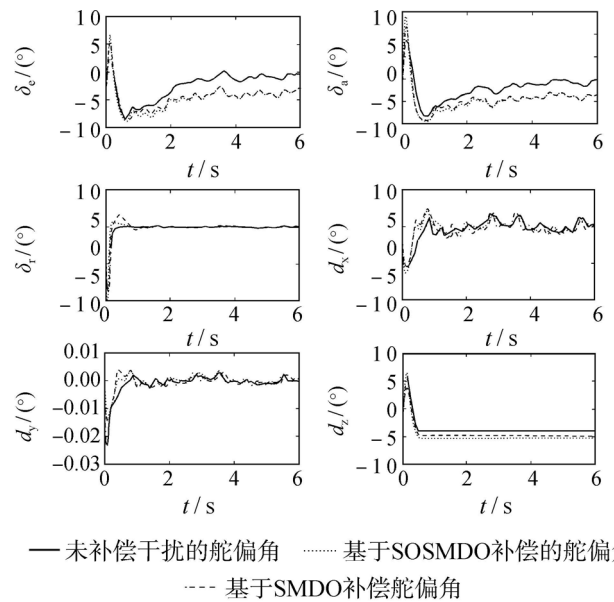
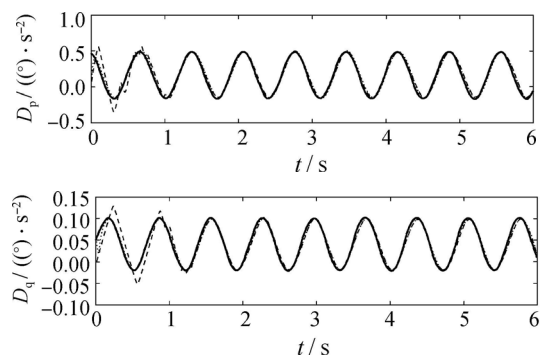


图 3 姿态角 $x_1(\Omega_1)$ 响应曲线
Fig. 3 Time response of attitude angle $x_1(\Omega_1)$



— 未补偿干扰的舵偏角 ····· 基于SOSMDO补偿的舵偏角
--- 基于SMDO补偿舵偏角

图 4 控制舵面 δ 响应曲线
Fig. 4 Time response of control surface δ



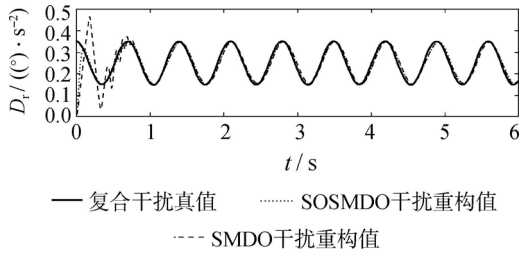


图5 角速率回路复合干扰重构效果

Fig. 5 Reconstruction effect of compound disturbance in angular rate loop

由图3可知, 针对不确定条件下的NSV系统, 若不补偿复合干扰, 系统的跟踪误差较大; 采用本文的SOSMDO方法较文献[20]的SMDO进行补偿相

比, 姿态角跟踪速度更快, 具有更好的控制性能.

图4是在 $t = 0.5\text{ s}$ 舵面 dz 卡死故障下由式(33)在线LMI解算时, 给出气动舵面和推力矢量响应曲线. 图4说明在考虑舵面动态和输入受限下, 本文提出的LMI在线控制分配方法具有较好的实时性.

图5分别给出了文献[20]的SMDO和SOSMDO的角速率回路复合干扰重构值曲线. 可以看出所设计的SOSMDO与文献[20]的SMDO相比, SOSMDO能够迅速重构角速度回路的复合干扰, 其动态性能更好. 为进一步说明带有执行器动态及输入约束对NSV系统的影响, 采用本文设计的基于SOSMDO的控制器, 并利用文献[16]的伪逆方法进行舵面分配, 仿真结果如图6所示.

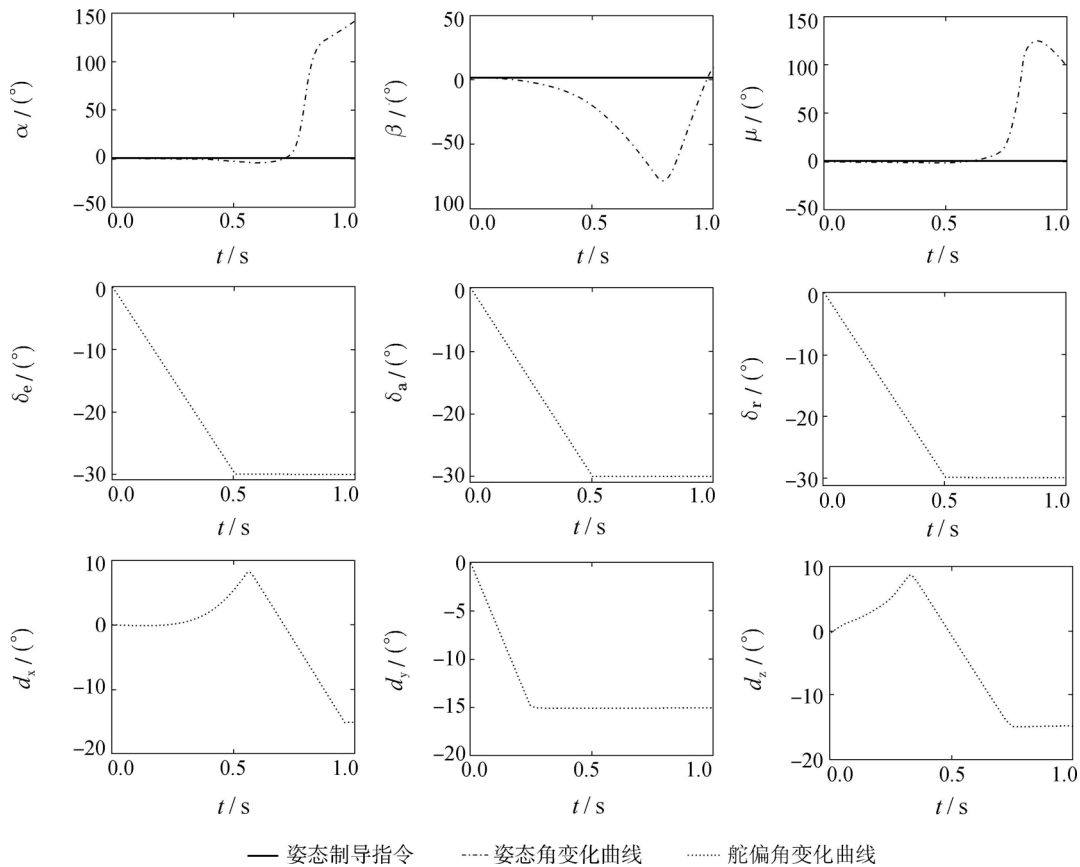


图6 带有执行器动态和输入受限的NSV姿态控制性能(文献[16]伪逆分配方法)

Fig. 6 Attitude control performance of NSV with actuator dynamic and input constraints (the algorithm of pseudo-inverse allocation in reference [16])

图6仿真结果说明, 针对带有执行器动态和输入受限的NSV姿态控制系统, 仅仅设计姿态角回路和角速度回路的干扰重构和相应的控制器, 而忽略在执行器动态和输入受限对NSV系统的影响, 将不能很好地完成NSV姿态系统控制. 进一步说明了本文所提动态控制分配的有效性.

7 结论(Conclusions)

本文研究了带有执行器动态以及输入受限的

NSV鲁棒可重构跟踪控制问题. 针对NSV大包络飞行中存在复合干扰, 提出将二阶滑模干扰观测器, 二阶滑模滤波器和backstepping相结合的控制策略. 并通过输入输出稳定分析法, 证明了所设计的控制器能够保证姿态的跟踪误差有界. 然后, 考虑到执行器动态、输入受限和卡死故障, 提出在线LMI控制分配算法, 以实现控制力矩合理地分配到NSV的气动舵面和推力矢量舵面. 仿真结果

表明, 该控制方案能够确保 NSV 拥有稳定的飞行特性、良好的控制性能及强鲁棒性能。

参考文献(References):

- [1] 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.
(HUANG Lin, DUAN Zhisheng, YANG Jianying. Challenges of control science in near space hypersonic aircrafts [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(10): 1496 – 1505.)
- [2] YOUNG M, KEITH S. An overview of advanced concepts for near-space systems [C] // *The 45th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit*. Denver, CO: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009: AIAA – 2009 – 4805.
- [3] JOYCE P J, POMROY J B, GRINDLE L. The hyper-X launch vehicle: challenges and design considerations for hypersonic flight testing [C] // *AIAA/CIRA the 13th International Space Planes and Hypersonic Systems and Technologies*. Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2005: AIAA – 2005 – 3333.
- [4] 吴宏鑫, 孟斌. 高超声飞行器控制研究综述 [J]. 力学进展, 2009, 39(6): 756 – 765.
(WU Hongxin, MENG Bin. Review of the control of hypersonic flight vehicles [J]. *Advances in Mechanics*, 2009, 39(6): 756 – 765.)
- [5] CHENG L, JIANG C S, PU M. Online-SVR-compensated nonlinear generalized predictive control for hypersonic vehicles [J]. *Science in China (Series F)*, 2011, 54(3): 551 – 562.
- [6] DU Y L, WU Q X, JIANG C S, et al. Robust predictive control for hypersonic vehicles using recurrent functional link artificial neural networks [J]. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2010, 6(12): 5351 – 5365.
- [7] XU H J, IOANNOU P A, MIRMIRANI M. Adaptive sliding mode control design for a hypersonic flight vehicle [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2004, 27(5): 829 – 838.
- [8] HARL N, BALAKRISHNAN S N. Reentry terminal guidance through sliding mode control [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2010, 33(1): 186 – 199.
- [9] JIANG B, GAO Z F, SHI P, et al. Adaptive fault-tolerant tracking control of near space vehicle using Takagi-Sugeno fuzzy models [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2010, 18(5): 1000 – 1007.
- [10] SONNEVELDT L, CHU Q P, MULDER J A. Nonlinear flight control design using constrained adaptive backstepping [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2007, 30(2): 322 – 336.
- [11] LUO Y, YEH Y H, ISHIHARA A K. Adaptive backstepping design for a longitudinal UAV model utilizing a fully tuned frowing radial basis function network [C] // *AIAA Infotech@Aerospace*. St. Louis, MO: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2011: AIAA – 2011 – 1451.
- [12] FARRELL J, SHARMA M, POLYCARPOU M. Backstepping-based flight control with adaptive function approximation [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2005, 28(6): 1089 – 1102.
- [13] FIORENTINI L, SERRANI A, BOLENDER M A, et al. Nonlinear robust adaptive control of flexible air-breathing hypersonic vehicles [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2009, 32(2): 401 – 416.
- [14] 高道祥, 孙增圻, 罗熊, 等. 基于backstepping的高超声速飞行器模糊自适应控制 [J]. 控制理论与应用, 2008, 25(5): 805 – 810.
(GAO Daoxiang, SUN Zengqi, LUO Xiong, et al. Fuzzy adaptive control for hypersonic vehicle via backstepping method [J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(5): 805 – 810.)
- [15] LI X D, XIAN B, DIAO C, et al. Output feedback control of hypersonic vehicles based on neural network and high gain observer [J]. *Science in China (Series F)*, 2011, 54(3): 429 – 447.
- [16] XU Y F, JIANG B, TAO G, et al. Fault tolerant control for a class of nonlinear systems with application to near space vehicle [J]. *Circuits System and Signal Process*, 2011, 30(3): 655 – 672.
- [17] SHAUGHNESSY J D, PINCKNEY S Z, MCMINN J D, et al. Hypersonic vehicle simulation model: winged-cone configuration [M] // *NASA Technical Memorandum, 102610*. Hampton, VA: National Aeronautics and Space Administration Langley Research Center, 1990.
- [18] 都艳丽. 近空间飞行器姿态与轨迹的非线性自适应控制研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
(DU Yanli. *Study of nonlinear adaptive attitude and trajectory control for near space vehicles* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010.)
- [19] LU Y S. Sliding-mode disturbance observer with switching-gain adaptation and its application to optical disk drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(9): 3743 – 1328.
- [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 – 349.
- [21] 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, 35(5): 873 – 880.
(ZENG Xianfa, WANG Jieyao, WANG Xiaohu, et al. Design of sliding mode controller based on SMDO and its application to missile control [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2011, 35(5): 873 – 880.)
- [22] HALL C E, SHTESSEL Y B. Sliding mode disturbance observer-based control for a reusable launch vehicle [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2006, 29(6): 1315 – 1328.
- [23] KHALIL H K. *Nonlinear Systems* [M]. 3rd Edition. New Jersey: Prentice Hall, 2002: 162 – 180.
- [24] YANG L Y, FAN Y M, SHAO S, et al. Control allocation and management of redundant control effectors based on bases sequenced method [J]. *Science in China (Series F)*, 2010, 53(2): 577 – 583.
- [25] 贺成龙, 陈欣, 杨一栋. 一种动态逆解算的RLV混合规划控制分配研究 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(8): 1973 – 1976.
(HE Chenglong, CHEN Xin, YANG Yidong. Mixed programming control allocation for reusable launch vehicles using dynamic inverse calculating [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(8): 1973 – 1976.)
- [26] BURKEN J J, PING L. Two reconfigurable flight control design methods: robust ervomechanism and control allocation [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2001, 24(3): 482 – 493.

作者简介:

张 强 (1980–), 男, 讲师, 博士研究生, 目前研究方向为非线性鲁棒自适应控制及自治飞行控制等, E-mail: zhang_hongyu198023@163.com;

吴庆宪 (1955–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为鲁棒控制、智能控制及全自主智能非线性飞行控制等, E-mail: wuqingxian@nuaa.edu.cn;

姜长生 (1942–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为复杂系统建模与控制等, E-mail: jiangchangsheng@nuaa.edu.cn;

王玉惠 (1980–), 女, 副教授, 硕士生导师, 目前研究方向为模糊控制及故障诊断等, E-mail: wangyuhui@nuaa.edu.cn.