

DOI: 10.7652/xjtuxb201903013

带有时变干扰的变结构近空间飞行器滑模控制

姜林, 龙离军, 赵军
(东北大学信息科学与工程学院, 110819, 沈阳)

摘要: 针对近空间飞行器在执行不同任务时因结构改变导致受到的复合干扰发生改变的现象, 设计了一种能够同步切换的非线性干扰观测器, 并基于该切换干扰观测器采用滑模控制策略设计了切换滑模控制器。之后, 考虑实际存在执行器动态的情形, 提出了一种新的基于执行器动态的切换滑模控制方法, 利用共同 Lyapunov 函数方法证明了提出方法能够保证系统的所有信号在任意切换律作用下一致有界。仿真结果表明, 所设计的切换非线性干扰观测器能够有效观测未知不连续复合干扰, 提出的切换滑模控制方法能够满足变结构近空间飞行器的跟踪控制要求。

关键词: 切换非线性系统; 干扰观测器; 滑模控制; 共同 Lyapunov 函数; 近空间飞行器

中图分类号: TP273; V249 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)03-0088-09

Sliding Mode Control for Variable Structure Near Space Vehicles with Time-Varying Composite Disturbance

JIANG Lin, LONG Lijun, ZHAO Jun

(College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China)

Abstract: When variable structure near space vehicles perform different tasks, the composite disturbance changes due to the varying structures. A switched disturbance observer is designed to synchronously switch with the variable structure near space vehicle. According to the switched disturbance observer, a switched sliding mode controller is constructed with the sliding mode control strategy. Then considering the actuator dynamics in practice, a new switched sliding mode method is proposed. The common Lyapunov function method is utilized to prove that uniform boundedness of all system signals can be guaranteed under arbitrary switching rules. Simulation shows that unknown discontinuous composite disturbance can be observed effectively by the designed switched nonlinear disturbance observer, and the proposed control strategy can meet the tracking control requirement of variable structure near space vehicles.

Keywords: switched nonlinear system; disturbance observer; sliding mode control; common Lyapunov function; near space vehicle

近空间指距地面 20~100 km 的空域, 是航天与航空的结合部。近空间飞行器特指能在近空间持续飞行并完成一定使命的飞行器^[1]。与现有航空航天技术相比, 近空间飞行器的主要应用优势体现在

区域或战役性持久驻空能力强、长航时大范围机动能力强、快速进入临近空间响应能力强等, 在未来一体化联合作战中具有重大的军事价值^[2]。目前, 对近空间飞行器控制问题的研究大多基于美国国家宇

收稿日期: 2018-06-21。 作者简介: 姜林(1986—), 男, 硕士生; 龙离军(通信作者), 男, 教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61773098, 61773100)。

网络出版时间: 2018-12-10

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20181207.1521.006.html>

航局所提出的 winged-cone 模型,因近空间飞行器具有快时变、非线性、强耦合及大包络等特性,所以相关研究工作是一个巨大挑战。

干扰观测器技术因构造简单并能较为精确地估计出复合干扰,已在研究近空间飞行器的抗干扰问题中得到广泛应用。文献[3]基于传统的非线性干扰观测器(Nonlinear Disturbance Observer, NDO)设计了一种反演滑模控制器,实现了较好的跟踪控制性能,但该文献假设复合干扰是非时变的,而这在实际当中不存在,因此在应用中具有一定的局限性。文献[4]证明了在一定条件下传统 NDO 能够较好地估计近空间飞行器的时变干扰,减小了使用的保守性,并且合理设计了干扰观测器,使其能够将估计误差渐近收敛于一个很小的闭球内,从而达到控制要求。文献[5]依据文献[4]中 NDO 有效估计时变干扰的结论,设计了一种基于 NDO 的滑模控制器,并利用边界层方法减小滑模的抖振,仿真结果证明了该方法的有效性。文献[6]利用模糊系统具有以任意精度逼近非线性函数的能力,设计了模糊干扰观测器对未知干扰和不确定进行估计,并结合鲁棒控制项有效提高了系统性能。文献[7]设计了一种 Terminal 滑模干扰观测器,在提高收敛速度的同时,保证了系统性能要求。

滑模控制由于具有算法简单、鲁棒性好以及可靠性高等优点,因而被广泛应用于控制领域。近年来,随着近空间飞行器研究的发展,滑模控制方法已成为研究近空间飞行器控制问题的一种重要手段。文献[8]提出了一种鲁棒自适应滑模控制策略,基于二阶滑模干扰观测器设计了快速 Terminal 滑模反馈控制律,并证明了该方法能够保证跟踪误差在有限时间内收敛到 0。文献[9]为了克服传统滑模的抖振问题,通过重构基于积分滑模面的 Terminal 滑模面设计了二阶动态 Terminal 滑模控制器,该方法具有良好的跟踪控制性能。文献[10]提出了一种基于新型 Terminal 滑模干扰观测器的自适应反步滑模控制策略,该策略能够满足近空间飞行器在具有未知时变干扰环境下的跟踪控制性能。

在实际中,近空间飞行器具有不同的大包络飞行阶段和多任务模式,结构随着任务的不同而发生改变,因此,对近空间飞行器控制问题的研究趋势正逐渐由固定结构的研究转向变结构的研究。文献[11]设计了一种基于动态面控制的连续自适应模糊控制器,并应用共同 Lyapunov 函数方法证明了闭环系统的所有信号是一致最终有界的。文献[12]为

避免空气动力参数的不确定和外部环境的干扰,利用模糊系统逼近未知函数,并结合带有自适应增益的鲁棒控制项提高了系统性能,而后基于反步法和动态面策略设计控制器,应用共同 Lyapunov 函数方法证明了该自适应鲁棒控制器能够在任意切换下保证系统的稳定性。文献[13]针对变结构近空间飞行器具有非线性、快时变、强耦合和不确定的特性,提出了基于全调节径向基神经网络和动态面反步法的鲁棒自适应跟踪控制策略,通过共同 Lyapunov 函数理论,证明了控制方法能够保证闭环切换系统的输出跟踪误差在有限时间内收敛到任意小的有界集内。

在以上研究基础上,本文主要研究解决以下几个问题:(1)针对变结构近空间飞行器存在切换的复合干扰,设计一种切换非线性干扰观测器(Switched Nonlinear Disturbance Observer, SNDO)对不连续干扰进行估计;(2)采用滑模控制理论,针对变结构近空间飞行器提出切换滑模控制策略;(3)对于变结构近空间飞行器存在的执行器动态,引入一阶低通滤波器,提出新的设计方案,保证闭环系统所有信号的一致有界性。相较其他处理复合干扰的方法(如利用鲁棒控制项对复合干扰进行削弱),干扰观测器对复合干扰的估计精度更高,可以有效减小复合干扰对跟踪精度的影响,且滑模控制具有优越的鲁棒性和可靠性,因此,干扰观测器与滑模控制相结合能够有效保证系统良好的跟踪性能和较快的响应速度。

1 问题描述

变结构近空间飞行器运动学方程可描述为一个切换非线性多输入多输出系统,其公式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Omega} &= f_s^{\sigma(t)}(\Omega) + g_s(\Omega)\omega \\ \dot{\omega} &= f_f^{\sigma(t)}(\omega) + g_f^{\sigma(t)}(\omega)M_c^{\sigma(t)} + d_f^{\sigma(t)}(t) \\ y &= \Omega \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $\Omega=[\alpha, \beta, \mu]^T$ 为姿态角向量,其中 α 为攻角, β 为侧滑角, μ 倾斜角; $\omega=[p, q, r]^T$ 为角速率向量,其中 p 为滚转角速率, q 为俯仰角速率, r 为偏航角速率; $f_s^{\sigma(t)}(\Omega) \in \mathbf{R}^3$ 和 $f_f^{\sigma(t)}(\omega) \in \mathbf{R}^3$ 为系统状态函数向量; $g_s(\Omega) \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 和 $g_f^{\sigma(t)}(\omega) \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为系统控制增益矩阵,且 $f_s^{\sigma(t)}(\Omega)$ 、 $f_f^{\sigma(t)}(\omega)$ 、 $g_s(\Omega)$ 、 $g_f^{\sigma(t)}(\omega)$ 中每一个元素都是光滑函数; $M_c^{\sigma(t)}$ 为控制向量; $d_f^{\sigma(t)}(t)$ 为包括模型不确定和外部干扰的时变复合干扰; y 为系统输出向量; $\sigma(t):[0, +\infty) \rightarrow P=\{1, 2, \dots, m\}$ 为依赖时间 t 的右连续常值函数切换信号, P 为包

括所有切换信号的集合。定义切换信号 $\sigma(t)$ 产生的切换序列^[14-15]为

$$\Sigma = \{(\mathbf{\Omega}_0^T, \mathbf{\omega}_0^T)^T; (k_0, t_0), (k_1, t_1), \dots, (k_j, t_j), \dots | k_j \in P, j \in \mathbf{N}^*\} \quad (2)$$

其中, t_0 为初始时间, $(\mathbf{\Omega}_0^T, \mathbf{\omega}_0^T)^T$ 为初始状态, 当 $t \in [t_j, t_{j+1})$ 时, $\sigma(t) = k_j$ 表示第 k_j 个子系统被激活。

本文的控制目标为: 通过设计切换滑模控制器, 使切换系统的输出能够跟踪给定的有界参考输入信号 $\mathbf{\Omega}_r = [\mathbf{\Omega}_{r1}, \mathbf{\Omega}_{r2}, \mathbf{\Omega}_{r3}]^T$ 。

同时, 切换非线性系统满足以下假设和引理。

假设 1: 系统中所有状态均是可测量的, 且 $\mathbf{g}_s(\mathbf{\Omega})$ 和 $\mathbf{g}_f^k(\mathbf{\omega}) (k \in P)$ 均是可逆的。

假设 2: 对复合干扰 $\mathbf{d}_i^k$ 及其导数 $\dot{\mathbf{d}}_i^k$, 分别存在未知正常数 ε 和 ξ , 使得 $\|\mathbf{d}_i^k\| \leq \varepsilon$ 和 $\|\dot{\mathbf{d}}_i^k\| \leq \xi (k \in P)$ 成立。

假设 3: 存在一个已知正定矩阵 $\mathbf{g}_{f0}$ 和 $\lambda \geq 0$, 使得 $\mathbf{I} \leq \mathbf{g}_i^k (\mathbf{g}_{f0})^{-1} \leq \lambda \mathbf{I}$ 成立^[11]。

假设 4: 系统续航时间有限, 即存在一个时间常数 T 使得 $t_0 \leq t \leq T$ 成立, 且系统在 $[t_0, T]$ 内的切换次数有限。

引理 1: 对于有界初始条件, 如存在一个 C^1 正定的 Lyapunov 函数 $V(\mathbf{x})$ 满足 $\alpha_1(\|\mathbf{x}\|) \leq V(\mathbf{x}) \leq \alpha_2(\|\mathbf{x}\|)$, 使 $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq -\kappa V(\mathbf{x}) + c$ 成立, 那么 $\mathbf{x}(t)$ 是一致有界的^[16], 式中 α_1 和 α_2 是 K_∞ 函数, $\alpha_1: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$, $\alpha_2: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$, κ 和 c 为正常数。

引理 2: 假设 a, b 是非负实数, $\delta_1 > 1, \delta_2 > 1$, 且 $\delta_1^{-1} + \delta_2^{-1} = 1$, 那么 $ab \leq a^{\delta_1} \delta_1^{-1} + b^{\delta_2} \delta_2^{-1}$, 当且仅当 $a^{\delta_1} = b^{\delta_2}$ 时等号成立^[17]。

2 基于切换非线性干扰观测器的近空间飞行器滑模控制

2.1 切换非线性干扰观测器设计

为不失一般性, 在满足假设 1~4 的条件下, 考虑多输入多输出切换非线性系统, 其公式为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}^{\sigma(t)}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}^{\sigma(t)}(\mathbf{x})\mathbf{u}^{\sigma(t)} + \mathbf{d}^{\sigma(t)}(t) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 为系统的状态向量; $\mathbf{f}^{\sigma(t)}(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 为系统状态函数向量; $\mathbf{g}^{\sigma(t)}(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 为控制增益矩阵; $\mathbf{f}^{\sigma(t)}(\mathbf{x})$ 、 $\mathbf{g}^{\sigma(t)}(\mathbf{x})$ 中每一个元素都是光滑函数; $\mathbf{u}^{\sigma(t)}$ 为控制向量; $\mathbf{d}^{\sigma(t)}(t)$ 为时变复合干扰。

将多输入多输出切换非线性系统的 SNDO 设计为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{d}}^{\sigma(t)}(t) &= \mathbf{z} + \mathbf{Q}^{\sigma(t)}(\mathbf{x}) \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\mathbf{L}^{\sigma(t)}\mathbf{z} - \mathbf{L}^{\sigma(t)}(\mathbf{Q}^{\sigma(t)}(\mathbf{x}) + \mathbf{f}^{\sigma(t)}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}^{\sigma(t)}(\mathbf{x})\mathbf{u}^{\sigma(t)}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: $\hat{\mathbf{d}}^k(t) \in \mathbf{R}^n, k \in P$ 为 SNDO 的输出; $\mathbf{z}$ 为 SNDO 的状态向量; $\mathbf{Q}^k(\mathbf{x}) = [\mathbf{Q}_1^k(\mathbf{x}), \mathbf{Q}_2^k(\mathbf{x}), \dots, \mathbf{Q}_n^k(\mathbf{x})]^T \in \mathbf{R}^n$ 为设计的非线性函数向量; $\mathbf{L}^k = \partial \mathbf{Q}^k(\mathbf{x}) / \partial \mathbf{x} = \text{diag}[L_1^k, L_2^k, \dots, L_n^k]$ 且 $L_i^k > 0, i = 1, 2, \dots, n$, 通常设计为常对角矩阵形式。

下面对 SNDO 的有界性予以证明。

定义干扰估计误差

$$\mathbf{e}_d^k = \mathbf{d}^k - \hat{\mathbf{d}}^k \quad (5)$$

式中 $\mathbf{e}_d^k = [e_{d,1}^k, e_{d,2}^k, \dots, e_{d,n}^k]^T$ 。对式(5)求导, 并将式(3)(4)代入, 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}}_d^k &= \dot{\mathbf{d}}^k - \dot{\hat{\mathbf{d}}}^k = \dot{\mathbf{d}}^k - [\dot{\mathbf{z}} + \dot{\mathbf{Q}}^k(\mathbf{x})] = \\ &\dot{\mathbf{d}}^k - [-\mathbf{L}^k\mathbf{z} - \mathbf{L}^k(\mathbf{Q}^k(\mathbf{x}) + \mathbf{f}^k(\mathbf{x}) + \mathbf{g}^k(\mathbf{x})\mathbf{u}^k + \\ &\quad \mathbf{L}^k(\mathbf{f}^k(\mathbf{x}) + \mathbf{g}^k(\mathbf{x})\mathbf{u}^k + \mathbf{d}^k))] = \\ &\dot{\mathbf{d}}^k - [-\mathbf{L}^k\mathbf{z} - \mathbf{L}^k\mathbf{Q}^k(\mathbf{x}) + \mathbf{L}^k\mathbf{d}^k] = \dot{\mathbf{d}}^k - \mathbf{L}^k\mathbf{e}_d^k \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)知, $\mathbf{e}_d^k$ 的第 i 个分量为

$$\dot{e}_{d,i}^k = \dot{d}_i^k - L_i^k e_{d,i}^k \quad (7)$$

对任意时间 $t_0 < t \leq T$, 存在 $j \in \mathbf{N}^*$, 使得 $t \in [t_j, T] \subseteq [t_j, t_{j+1})$ 。因此, 根据式(7)可知

$$e_{d,i}^{k_j}(t) = e_{d,i}^{k_j}(t_j) e^{-L_i^{k_j}(t-t_j)} + e^{-L_i^{k_j}t} \int_{t_j}^t \dot{d}_i^{k_j} e^{L_i^{k_j}\tau} d\tau \quad (8)$$

由假设 2 可知 $|\dot{d}_i^{k_j}| \leq \xi$, 则有

$$\begin{aligned} |e_{d,i}^{k_j}(t)| &\leq |e_{d,i}^{k_j}(t_j)| e^{-L_i^{k_j}(t-t_j)} + \xi e^{-L_i^{k_j}t} \int_{t_j}^t e^{L_i^{k_j}\tau} d\tau \leq \\ &|e_{d,i}^{k_j}(t_j)| - \xi/L_i^{k_j} + \xi/L_i^{k_j} \end{aligned} \quad (9)$$

对可能存在的两种情况进行讨论:

(1) 当 $|e_{d,i}^{k_j}(t_j)| \leq \xi/L_i^{k_j}$ 时, $|e_{d,i}^{k_j}(t_j)| - \xi/L_i^{k_j} \leq 0$, 又 $t \in [t_j, t_{j+1})$, 则 $0 < e^{-L_i^{k_j}(t-t_j)} \leq 1$, 因而根据式(9)得到

$$|e_{d,i}^{k_j}(t)| \leq \xi/L_i^{k_j} \quad (10)$$

(2) 当 $|e_{d,i}^{k_j}(t_j)| > \xi/L_i^{k_j}$ 时, $|e_{d,i}^{k_j}(t_j)| - \xi/L_i^{k_j} > 0$ 。因 $0 < e^{-L_i^{k_j}(t-t_j)} \leq 1$, 根据式(9)得到

$$|e_{d,i}^{k_j}(t)| \leq |e_{d,i}^{k_j}(t_j)| \quad (11)$$

因此, 在 $t \in [t_j, T]$ 内, 得到

$$|e_{d,i}^{k_j}(t)| \leq \xi/L_i^{k_j} \text{ 或 } |e_{d,i}^{k_j}(t)| \leq |e_{d,i}^{k_j}(t_j)| \quad (12)$$

依此类推, 在 $t \in [t_{l-1}, t_l], l = 1, 2, \dots, j$ 内, 得到

$$|e_{d,i}^{k_{l-1}}(t)| \leq \xi/L_i^{k_{l-1}} \text{ 或 } |e_{d,i}^{k_{l-1}}(t)| \leq |e_{d,i}^{k_{l-1}}(t_{l-1})| \quad (13)$$

综上可得, 每个子系统在相应的激活时间内干扰估计误差都有界。又因 $t_0 \leq t \leq T$, 且式(1)代表的

系统在 $[t_0, T]$ 内的切换次数是有限的,则整个切换系统的干扰估计误差是有界的,即存在一个正常数 β_d ,使得 $\|e_d^{\sigma(t)}(t)\| \leq \beta_d$ 成立。

2.2 切换滑模控制器设计

采用反步法,结合 SNDO,设计切换滑模控制器如下。

第一步,定义跟踪误差 e_1 为

$$e_1 = y - \Omega_r = \Omega - \Omega_r \quad (14)$$

考虑式(1)并对式(14)求导得

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_r = f_s^k + g_s \omega - \dot{\Omega}_r \quad (15)$$

为设计滑模控制器,选取滑模面 s 为

$$s = Ce_1 \quad (16)$$

式中: $C = \text{diag}[c_1, c_2, c_3]$ 为设计的参数对角矩阵, $c_i > 0, i=1, 2, 3$ 。

对所选取的滑模面 s 求导得

$$\dot{s} = \dot{C}e_1 = Cf_s^k + Cg_s \omega - C\dot{\Omega}_r \quad (17)$$

定义跟踪误差 e_2 为

$$e_2 = \omega - \alpha_1 \quad (18)$$

式中 α_1 为下文将要设计的虚拟控制输入。将式(18)带入式(17),得到

$$\dot{s} = Cf_s^k + Cg_s(e_2 + \alpha_1) - C\dot{\Omega}_r \quad (19)$$

为保证系统在有限时间内到达滑模面,滑模趋近律选取为

$$\dot{s} = -K_1 s - \eta \text{sgn}(s) \quad (20)$$

式中: $K_1 = \text{diag}[k_{11}, k_{12}, k_{13}]$ 为设计的参数对角矩阵,且 $k_{1i} > 0, i=1, 2, 3; \eta > 0$ 为设计参数。

理想的虚拟控制输入设计为

$$\alpha_1 = -(Cg_s)^{-1}(K_1 s + \eta \text{sgn}(s) + \Gamma_1(\Omega)s - C\dot{\Omega}_r) \quad (21)$$

式中 $\Gamma_1(\Omega) > 0$ 为光滑连续函数。

考虑如下的共同 Lyapunov 函数

$$V_1 = 0.5 s^T s \quad (22)$$

对式(22)求导并将式(21)代入,可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s^T \dot{s} = s^T (Cf_s^k + Cg_s(e_2 + \alpha_1) - C\dot{\Omega}_r) = \\ &= -s^T K_1 s - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| + s^T Cf_s^k - \Gamma_1(\Omega) \|s\|^2 + \\ &= s^T Cg_s e_2 \leq -s^T K_1 s - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| + \\ &= 0.5 c_s^{-1} \|s\|^2 \|Cf_s^k\|^2 - \Gamma_1(\Omega) \|s\|^2 + \\ &= s^T Cg_s e_2 + 0.5 c_s^{-1} \end{aligned} \quad (23)$$

式中 c_s 是放缩过程中的设计参数。

当 $\Gamma_1(\Omega)$ 满足 $\Gamma_1(\Omega) \geq 0.5 c_s \|Cf_s^k\|^2$ 时,可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -s^T K_1 s - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| + s^T Cg_s e_2 + 0.5 c_s^{-1} \\ &\quad (24) \end{aligned}$$

第二步,对式(18)求导得

$$\dot{e}_2 = \dot{\omega} - \dot{\alpha}_1 = f_f^k + g_f^k M_{cl}^k + d_f^k - \dot{\alpha}_1 \quad (25)$$

式中 M_{cl}^k 为切换滑模控制器。

结合 SNDO 的输出,设计的 M_{cl}^k 为

$$\begin{aligned} M_{cl}^k &= -(g_f^k)^{-1}(K_2 e_2 + f_f^k + \hat{d}_f^k + \hat{\beta}_d \text{sgn}(e_2) - \\ &\quad \dot{\alpha}_1 + g_s^T C^T s), k \in P \end{aligned} \quad (26)$$

式中: $K_2 = \text{diag}[k_{21}, k_{22}, k_{23}]$ 为设计的参数对角矩阵,且 $k_{2i} > 0, i=1, 2, 3; \hat{d}_f^k$ 为 SNDO 的输出; $\hat{\beta}_d$ 为 β_d 的估计值, $\hat{\beta}_d$ 的自适应律设计为

$$\dot{\hat{\beta}}_d = \gamma_1 (\|e_2\| - \rho_1 \hat{\beta}_d) \quad (27)$$

其中 γ_1 和 ρ_1 均为大于0的设计参数。

共同 Lyapunov 函数选取为

$$V = 0.5 e_2^T e_2 + 0.5 \gamma_1^{-1} \hat{\beta}_d^2 + V_1 \quad (28)$$

式中 $\bar{\beta}_d = \beta_d - \hat{\beta}_d, \dot{\bar{\beta}}_d = \dot{\beta}_d - \dot{\hat{\beta}}_d = -\dot{\hat{\beta}}_d$ 。

对式(28)求导并将式(26)(27)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_2^T \dot{e}_2 - \gamma_1^{-1} \bar{\beta}_d \dot{\hat{\beta}}_d + \dot{V}_1 \leq e_2^T (f_f^k + g_f^k M_{cl}^k + d_f^k - \\ &\quad \dot{\alpha}_1) - \gamma_1^{-1} \bar{\beta}_d \dot{\hat{\beta}}_d - s^T K_1 s - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| + s^T Cg_s e_2 + \\ &\quad 0.5 c_s^{-1} = -s^T K_1 s - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - e_2^T K_2 e_2 + e_2^T \bar{d}_f^k - \\ &\quad \hat{\beta}_d \sum_{i=1}^3 |e_{2i}| - \gamma_1^{-1} \bar{\beta}_d \dot{\hat{\beta}}_d + 0.5 c_s^{-1} \leq -s^T K_1 s - \\ &\quad \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - e_2^T K_2 e_2 + \|e_2\| \beta_d - \hat{\beta}_d \|e_2\| - \\ &\quad \bar{\beta}_d (\|e_2\| - \rho_1 \hat{\beta}_d) + 0.5 c_s^{-1} = -s^T K_1 s - \\ &\quad \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - e_2^T K_2 e_2 + \rho_1 \bar{\beta}_d \hat{\beta}_d + 0.5 c_s^{-1} \leq \\ &\quad -s^T K_1 s - \eta \|s\| - e_2^T K_2 e_2 + \rho_1 \bar{\beta}_d (\beta_d - \bar{\beta}_d) + \\ &\quad 0.5 c_s^{-1} \leq -s^T K_1 s + 0.5 \eta^2 + 0.5 \|s\|^2 - e_2^T K_2 e_2 - \\ &\quad \rho_1 \bar{\beta}_d^2 + 0.5 \rho_1 \bar{\beta}_d^2 + 0.5 \rho_1 \beta_d^2 + 0.5 c_s^{-1} = -s^T (K_1 - \\ &\quad 0.5 I_{3 \times 3}) s - e_2^T K_2 e_2 - 0.5 \rho_1 \bar{\beta}_d^2 + 0.5 \eta^2 + \\ &\quad 0.5 \rho_1 \beta_d^2 + 0.5 c_s^{-1} \end{aligned} \quad (29)$$

2.3 稳定性分析

由式(29)可知 $\dot{V}(e^*) \leq -\kappa V(e^*) + c$ 成立,式中: $e^* = [s, e_2, \bar{\beta}_d]^T; \kappa = \min_{i=1,2,3} \{2k_{1i} - 1, 2k_{2i}, \rho_1\} > 0; c = 0.5 \eta^2 + \frac{1}{2} \rho_1 \beta_d^2 + 0.5 c_s^{-1}$ 。根据引理1, $s, e_1, e_2, \bar{\beta}_d$ 均是有界的。基于 SNDO 的切换滑模控制器的设计可归纳为如下定理:

对于式(1)代表的切换非线性系统,SNDO 设计为式(4),虚拟控制输入 α_1 和 $\hat{\beta}_d$ 的自适应律分别设计为式(21)和式(27),在设计切换滑模控制器式(26)的作用下,切换非线性系统的所有信号在任意切换律作用下是有界的。

证明: $\dot{V}(\mathbf{e}^*) \leq -\kappa V(\mathbf{e}^*) + c$ 两边乘以 $e^{\kappa t}$ 得到

$$\dot{V}e^{\kappa t} \leq -\kappa V e^{\kappa t} + c e^{\kappa t} \quad (30)$$

将 $-\kappa V e^{\kappa t}$ 移至左边, 整理后得

$$\frac{d(V e^{\kappa t})}{dt} \leq c e^{\kappa t} \quad (31)$$

两边同时积分得

$$V(t) \leq \left(V(0) - \frac{c}{\kappa} \right) e^{-\kappa t} + \frac{c}{\kappa} \quad (32)$$

从而可以看出, 当 $t \rightarrow +\infty$ 时有

$$V(\infty) \leq \frac{c}{\kappa} \quad (33)$$

由此可知 $s, \mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \tilde{\beta}_d$ 都是有界的。因参考输入有界, 根据式(14)知状态 $\boldsymbol{\Omega}$ 是有界的, 进而 $\boldsymbol{\alpha}_1$ 是有界的。又根据式(18)和 $\tilde{\beta}_d = \beta_d - \hat{\beta}_d$ 知 $\boldsymbol{\omega}$ 和 $\hat{\beta}_d$ 是有界的。证毕。

3 带有执行器动态变结构的近空间飞行器滑模控制

近空间飞行器的控制输入是由执行器产生的, 因此, 在控制器设计阶段应考虑执行器动态的存在。本节将研究带有执行器动态变结构的近空间飞行器滑模控制问题。根据文献[18], 执行器动态可描述为一阶低通滤波器的形式, 表达式为

$$\dot{\mathbf{M}}_0 = -\mathbf{A}\mathbf{M}_0 - \mathbf{A}\mathbf{M}_{c2}^k, k \in P \quad (34)$$

式中: $\mathbf{M}_0$ 为执行器状态向量; $\mathbf{A} = \text{diag}[a_1, a_2, a_3]$ 为正定对角矩阵; $\mathbf{M}_{c2}^k$ 为控制输入。考虑式(34), 变结构近空间飞行器的运动方程可重新描述为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\Omega}} &= \mathbf{f}_s^{\sigma(t)}(\boldsymbol{\Omega}) + \mathbf{g}_s(\boldsymbol{\Omega})\boldsymbol{\omega} \\ \dot{\boldsymbol{\omega}} &= \mathbf{f}_f^{\sigma(t)}(\boldsymbol{\omega}) + \mathbf{g}_f^{\sigma(t)}(\boldsymbol{\omega})\mathbf{M}_0 + \mathbf{d}_f^{\sigma(t)}(t) \\ \dot{\mathbf{M}}_0 &= -\mathbf{A}\mathbf{M}_0 - \mathbf{A}\mathbf{M}_{c2}^{\sigma(t)} \\ \mathbf{y} &= \boldsymbol{\Omega} \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

对式(35)代表的系统采用反步法进行控制器的设计。由于设计的第一步与 2.2 节的设计过程完全相同, 本节将不再重复, 仅给出设计结果, 并从第二步开始给出设计过程。

3.1 切换滑模控制器设计

在滑模趋近律选择为式(20)的条件下, 第一步所设计的虚拟控制输入为

$$\boldsymbol{\alpha}_1 = -(\mathbf{C}\mathbf{g}_s)^{-1}(\mathbf{K}_1\mathbf{s} + \eta \text{sgn}(\mathbf{s}) + \Gamma_1(\boldsymbol{\Omega})\mathbf{s} - \mathbf{C}\dot{\boldsymbol{\Omega}}_r) \quad (36)$$

在 $\Gamma_1(\boldsymbol{\Omega})$ 满足 $\Gamma_1(\boldsymbol{\Omega}) \geq 0.5c_s \|\mathbf{C}\mathbf{f}_s^k\|^2$ 的条件下, 选取的共同 Lyapunov 函数的导数为

$$\dot{V}_1 \leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| + \mathbf{s}^T \mathbf{C}\mathbf{g}_s \mathbf{e}_2 + 0.5c_s^{-1} \quad (37)$$

第二步: 对式(18)求导得

$$\dot{\mathbf{e}}_2 = \dot{\boldsymbol{\omega}} - \dot{\boldsymbol{\alpha}}_1 = \mathbf{f}_f^k + \mathbf{g}_f^k \mathbf{M}_0 + \mathbf{d}_f^k - \dot{\boldsymbol{\alpha}}_1 \quad (38)$$

定义跟踪误差

$$\mathbf{e}_3 = \mathbf{M}_0 - \boldsymbol{\alpha}_2 \quad (39)$$

式中 $\boldsymbol{\alpha}_2$ 为下文将要设计的虚拟控制输入。

由于本文应用共同 Lyapunov 函数理论设计控制器, 所以式(38)中的切换复合干扰 $\mathbf{d}_f^k$ 不能直接用第 2 节设计的切换干扰观测器进行处理。为减小复合干扰的影响, 本节将采用一个自适应鲁棒项对切换复合干扰进行补偿。结合假设 3, 虚拟控制输入 $\boldsymbol{\alpha}_2$ 设计为

$$\boldsymbol{\alpha}_2 = -\mathbf{g}_{f0}^{-1}(\mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 + \Gamma_2(\boldsymbol{\omega}) \mathbf{e}_2 + \hat{\epsilon} \text{sgn}(\mathbf{e}_2) - \dot{\boldsymbol{\alpha}}_1 + \mathbf{g}_s^T \mathbf{C}^T \mathbf{s}) \quad (40)$$

式中: $\mathbf{K}_2 = \text{diag}[k_{21}, k_{22}, k_{23}]$ 为设计的参数矩阵, $k_{2i} > 0, i=1, 2, 3$; $\Gamma_2(\boldsymbol{\omega}) > 0$ 为光滑连续函数; $\hat{\epsilon}$ 为 ϵ 的估计值, $\hat{\epsilon}$ 的自适应律设计为

$$\dot{\hat{\epsilon}} = \gamma_2 (\|\mathbf{e}_2\| - \rho_2 \hat{\epsilon}) \quad (41)$$

式中 γ_2 和 ρ_2 均为大于 0 的设计参数。共同 Lyapunov 函数选取为

$$V_2 = 0.5 \mathbf{e}_2^T \mathbf{e}_2 + 0.5 \gamma_2^{-1} \hat{\epsilon}^2 + V_1 \quad (42)$$

式中: $\dot{\hat{\epsilon}} = \epsilon - \hat{\epsilon}; \dot{\hat{\epsilon}} = \dot{\epsilon} - \dot{\hat{\epsilon}} = -\dot{\hat{\epsilon}}$ 。

对式(42)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \mathbf{e}_2^T \dot{\mathbf{e}}_2 - \gamma_2^{-1} \dot{\hat{\epsilon}} \hat{\epsilon} + \dot{V}_1 = \\ &= \mathbf{e}_2^T (\mathbf{f}_f^k + \mathbf{g}_f^k (\mathbf{e}_3 + \boldsymbol{\alpha}_2) + \mathbf{d}_f^k - \dot{\boldsymbol{\alpha}}_1) - \gamma_2^{-1} \dot{\hat{\epsilon}} \hat{\epsilon} + \dot{V}_1 \leq \\ &= \mathbf{e}_2^T (\mathbf{f}_f^k + \mathbf{g}_f^k (\mathbf{e}_3 + \boldsymbol{\alpha}_2) + \mathbf{d}_f^k - \dot{\boldsymbol{\alpha}}_1) - \gamma_2^{-1} \dot{\hat{\epsilon}} \hat{\epsilon} - \mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \\ &\quad \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| + \mathbf{s}^T \mathbf{C}\mathbf{g}_s \mathbf{e}_2 + 0.5c_s^{-1} \end{aligned} \quad (43)$$

将式(40)(41)代入式(43)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 + \mathbf{e}_2^T \mathbf{f}_f^k - \\ &\quad \Gamma_2(\boldsymbol{\omega}) \|\mathbf{e}_2\|^2 + \mathbf{e}_2^T \mathbf{d}_f^k - \hat{\epsilon} \sum_{i=1}^3 |e_{2i}| - \hat{\epsilon} (\|\mathbf{e}_2\| - \\ &\quad \rho_2 \hat{\epsilon}) + \mathbf{e}_2^T \mathbf{g}_f^k \mathbf{e}_3 + 0.5c_s^{-1} \leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \\ &\quad \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 + \frac{c_f}{2} \|\mathbf{e}_2\|^2 \|\mathbf{f}_f^k\|^2 - \Gamma_2(\boldsymbol{\omega}) \|\mathbf{e}_2\|^2 + \\ &\quad \rho_2 \hat{\epsilon} \hat{\epsilon} + \mathbf{e}_2^T \mathbf{g}_f^k \mathbf{e}_3 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \\ &\quad \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 + \frac{c_f}{2} \|\mathbf{e}_2\|^2 \|\mathbf{f}_f^k\|^2 - \\ &\quad \Gamma_2(\boldsymbol{\omega}) \|\mathbf{e}_2\|^2 + \rho_2 \hat{\epsilon} (\epsilon - \hat{\epsilon}) + \mathbf{e}_2^T \mathbf{g}_f^k \mathbf{e}_3 + 0.5c_s^{-1} + \\ &\quad 0.5c_f^{-1} \leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 + \\ &\quad 0.5c_f \|\mathbf{e}_2\|^2 \|\mathbf{f}_f^k\|^2 - \Gamma_2(\boldsymbol{\omega}) \|\mathbf{e}_2\|^2 - \frac{1}{2} \rho_2 \hat{\epsilon}^2 + \end{aligned}$$

$$\mathbf{e}_2^T \mathbf{g}_f^k \mathbf{e}_3 + \frac{1}{2} \rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \quad (44)$$

式中 c_f 是放缩过程中的设计参数。

当 $\Gamma_2(\omega)$ 满足 $\Gamma_2(\omega) \geq \frac{c_f}{2} \|\mathbf{f}_f^k\|^2$ 时,可以得到

$$\dot{V}_2 \leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 - 0.5\rho_2 \epsilon^2 + \mathbf{e}_2^T \mathbf{g}_f^k \mathbf{e}_3 + 0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \quad (45)$$

第三步:对式(39)求导得

$$\dot{\mathbf{e}}_3 = \dot{\mathbf{M}}_0 - \dot{\mathbf{a}}_2 = -\mathbf{A}\mathbf{M}_0 - \mathbf{A}\mathbf{M}_{c2}^k - \dot{\mathbf{a}}_2 \quad (46)$$

切换滑模控制器设计为

$$\mathbf{M}_{c2}^k = -\mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A}\mathbf{M}_0 + \dot{\mathbf{a}}_2 - \mathbf{K}_3 \mathbf{e}_3 - (\mathbf{g}_f^k)^T \mathbf{e}_2), k \in P \quad (47)$$

式中, $\mathbf{K}_3 = \text{diag}[k_{31}, k_{32}, k_{33}]$ 为设计的参数矩阵, $k_{3i} > 0, i=1, 2, 3$ 。

选取共同 Lyapunov 函数为

$$V = 0.5\mathbf{e}_3^T \mathbf{e}_3 + V_2 \quad (48)$$

对式(48)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{e}_3^T \dot{\mathbf{e}}_3 + \dot{V}_2 = \\ &\mathbf{e}_3^T (-\mathbf{A}\mathbf{M}_0 - \mathbf{A}\mathbf{M}_{c2}^k - \dot{\mathbf{a}}_2) + \dot{V}_2 \leq \\ &\mathbf{e}_3^T (-\mathbf{A}\mathbf{M}_0 - \mathbf{A}\mathbf{M}_{c2}^k - \dot{\mathbf{a}}_2) - \mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \\ &\mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 - 0.5\rho_2 \epsilon^2 + \mathbf{e}_2^T \mathbf{g}_f^k \mathbf{e}_3 + 0.5\rho_2 \epsilon^2 + \\ &0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \end{aligned} \quad (49)$$

将式(47)代入式(49),且考虑 $\sum_{i=1}^3 |s_i| \geq \|\mathbf{s}\|$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \sum_{i=1}^3 |s_i| - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_3^T \mathbf{K}_3 \mathbf{e}_3 - \\ &0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \leq \\ &-\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} - \eta \|\mathbf{s}\| - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_3^T \mathbf{K}_3 \mathbf{e}_3 - 0.5\rho_2 \epsilon^2 + \\ &0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \leq \\ &-\mathbf{s}^T \mathbf{K}_1 \mathbf{s} + 0.5\|\mathbf{s}\|^2 + 0.5\eta^2 - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_3^T \mathbf{K}_3 \mathbf{e}_3 - \\ &0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} = \\ &-\mathbf{s}^T (\mathbf{K}_1 - 0.5\mathbf{I}_{3 \times 3}) \mathbf{s} - \mathbf{e}_2^T \mathbf{K}_2 \mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_3^T \mathbf{K}_3 \mathbf{e}_3 - \\ &0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5\eta^2 + 0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1} \end{aligned} \quad (50)$$

3.2 稳定性分析

由式(50)可知 $\dot{V}(\mathbf{e}^*) \leq -\kappa V(\mathbf{e}^*) + c$ 成立,式中: $\mathbf{e}^* = [\mathbf{s}, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \epsilon]^T$; $\kappa = \min_{i=1,2,3} \{2k_{1i} - 1, 2k_{2i}, 2k_{3i}, \rho_2\}$; $c = 0.5\eta^2 + 0.5\rho_2 \epsilon^2 + 0.5c_s^{-1} + 0.5c_f^{-1}$ 。根据引理1, $\mathbf{s}, \mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \epsilon$ 均是有界的。3.1节带有执行器动态变结构的切换滑模控制器的设计可归纳为如下定理:

对于式(35)代表的切换非线性系统,虚拟控制

输入 $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2$ 分别设计为式(36)和式(40), ϵ 的自适应律设计为式(41),在式(47)代表的切换滑模控制器的作用下,切换非线性系统的所有信号在任意切换律作用下是一致有界的。

证明: $\dot{V}(\mathbf{e}^*) \leq -\kappa V(\mathbf{e}^*) + c$ 两边乘以 $e^{\kappa t}$ 有

$$\dot{V}e^{\kappa t} \leq -\kappa V e^{\kappa t} + c e^{\kappa t} \quad (51)$$

将 $-\kappa V e^{\kappa t}$ 移至左边,整理后得

$$\frac{d(V e^{\kappa t})}{dt} \leq c e^{\kappa t} \quad (52)$$

两边同时积分得

$$V(t) \leq \left(V(0) - \frac{c}{\kappa}\right) e^{-\kappa t} + \frac{c}{\kappa} \quad (53)$$

从而可以看出,当 $t \rightarrow +\infty$ 时有

$$V(\infty) \leq \frac{c}{\kappa} \quad (54)$$

由此可知 $\mathbf{s}, \mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \epsilon$ 都是有界的。因参考输入有界,根据式(14)知状态 $\boldsymbol{\Omega}$ 是有界的,进而 $\mathbf{a}_1$ 是有界的。又根据(18)和 $\bar{\epsilon} = \epsilon - \hat{\epsilon}$ 知 $\boldsymbol{\omega}$ 和 $\hat{\epsilon}$ 是有界的,进而 $\mathbf{a}_2$ 是有界的。又根据式(39)知 $\mathbf{M}_0$ 是有界的。证毕。

4 仿真研究

变结构近空间飞行器的控制模型在问题描述部分已经给出,式(1)中的系统状态函数向量和系统控制增益矩阵等参数具体根据文献[11]获得。

假设变结构近空间飞行器在高度 30 km, 时速 2 000 m/s 的条件下飞行,后掠角在 40° 和 60° 之间切换,切换时刻 t 为 2、4、6、8、10、12、14、16、18 s,如图1所示。

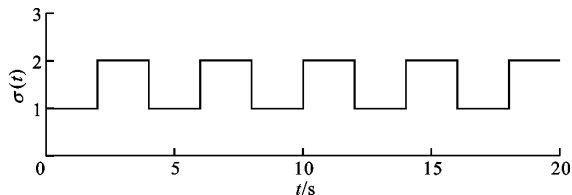


图1 切换信号

初始姿态角以及初始姿态角速率为 $\alpha_0 = 1^\circ, \beta_0 = 1^\circ, \mu_0 = -0.5^\circ, p_0 = q_0 = r_0 = 0^\circ/\text{s}$ 。有界参考

输入分别为 $\alpha_r = 2^\circ; \beta_r = \begin{cases} 1^\circ, & 8k \leq t \leq 4(2k+1) \\ 3^\circ, & 4k \leq t \leq 8k \\ 2^\circ, & 12k \leq t \leq 16k \end{cases}; k$

$= 0, 1, 2, \dots; \mu_r = 0.5 + \sin 0.5t$; 后掠角为 40° 和 60° 时的快回路复合干扰分别为 $\mathbf{d}_f^1 = 10\,000[2, \sin 0.5t, \cos 0.5t]^T (\text{N} \cdot \text{m})$ 和 $\mathbf{d}_f^2 = 10\,000[4, 2\sin 0.5t, 2\cos 0.5t]^T (\text{N} \cdot \text{m})$ 。后掠角为 40° 和 60° 时的干扰

观测器非线性函数向量以及常对角矩阵为 $Q^1(\omega) = 3[p, q, r]^T$, $L^1(\omega) = \text{diag}[3, 3, 3]$ 和 $Q^2(\omega) = 4[p, q, r]^T$, $L^2(\omega) = \text{diag}[4, 4, 4]$ 。切换滑模控制器的设计参数为 $K_1 = K_2 = K_3 = \text{diag}[20, 20, 20]$, $C = \text{diag}[1, 1, 1]$, $\eta = 2$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 10$, $\rho_1 = \rho_2 = 1$ 。

基于 SNDO 的切换滑模控制仿真结果如图 2~4 所示, 其中图 2 是姿态角跟踪曲线, 图 3 是姿态角速率曲线, 图 4 是复合干扰 d_i 的第 1 分量 d_{i1} 、第 2 分量 d_{i2} 和第 3 分量 d_{i3} 的曲线。

从图 2 和图 3 可以看出, 在基于 SNDO 的切换滑模控制器作用下, 切换系统的状态能够快速跟踪参考输入信号, 本文的控制方案能够保证系统的所有信号一致有界。从图 4 可以看出, SNDO 能够较好地观测由于近空间飞行器结构变化引起的不连续复合干扰, 较非切换的非线性干扰观测器而言, 由于 SNDO 可以根据各子系统所需进行设计, 所以响应速度更快, 系统性能得到了有效的提高。

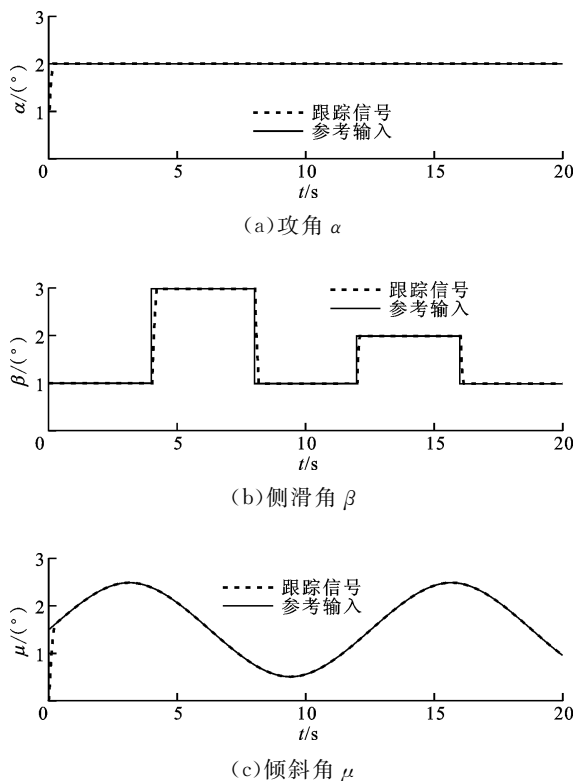


图 2 基于 SNDO 的滑模控制器作用下的姿态角跟踪曲线

基于执行器动态的切换滑模控制仿真结果如图 5~6 所示。

从图 5 和图 6 分析得出, 在考虑执行器动态情况下, 设计的切换滑模控制器同样可以保证切换系统的状态能够快速跟踪参考输入信号, 但由于控制器设计中未采用干扰观测器, 而是通过自适应鲁棒

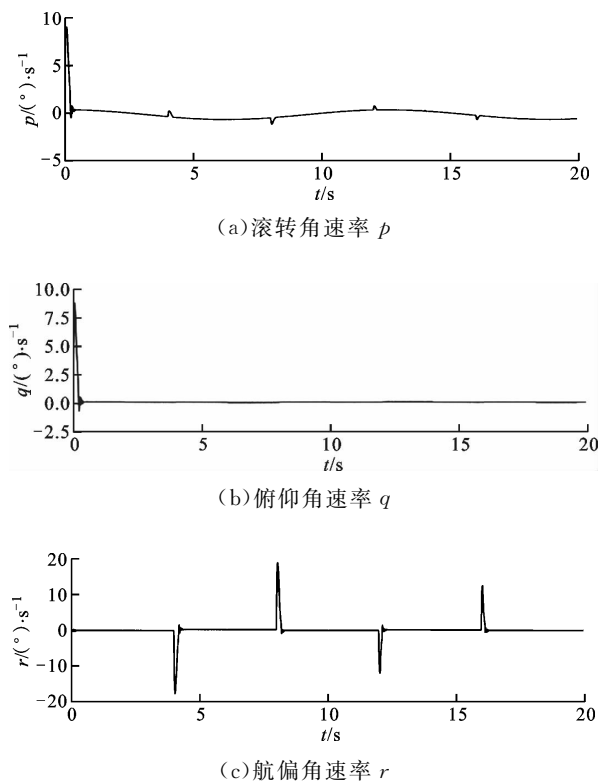


图 3 基于 SNDO 的滑模控制器作用下的姿态角速率曲线

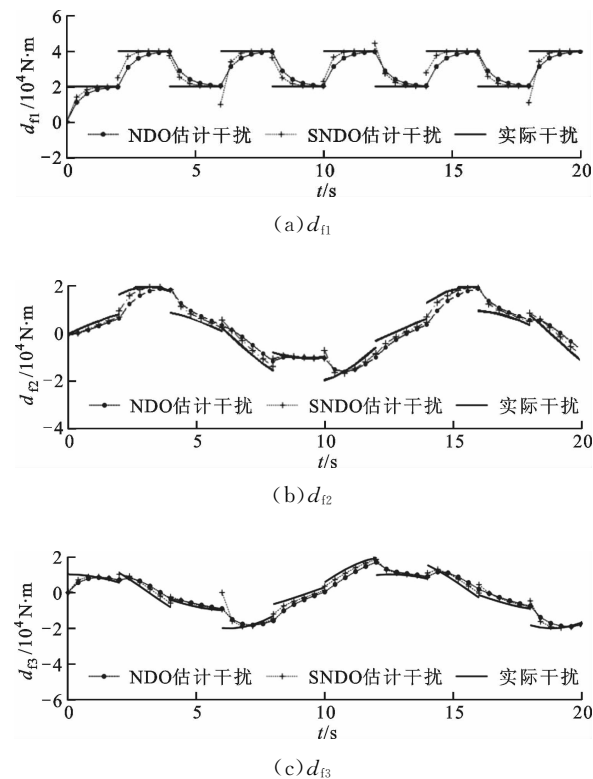


图 4 复合干扰曲线

项对复合干扰进行削弱, 所以抖振现象更明显。这说明传统的鲁棒控制方法可以削弱干扰对系统的影响, 但精度无法保证, 而干扰观测器对复合干扰的估

计精度要更高。

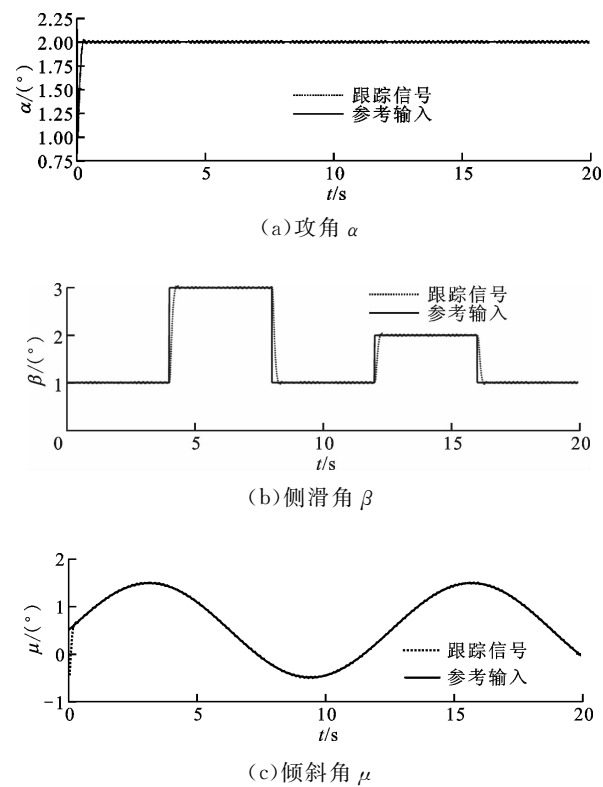


图 5 带有执行器动态变结构的滑模控制器作用下的姿态角跟踪曲线

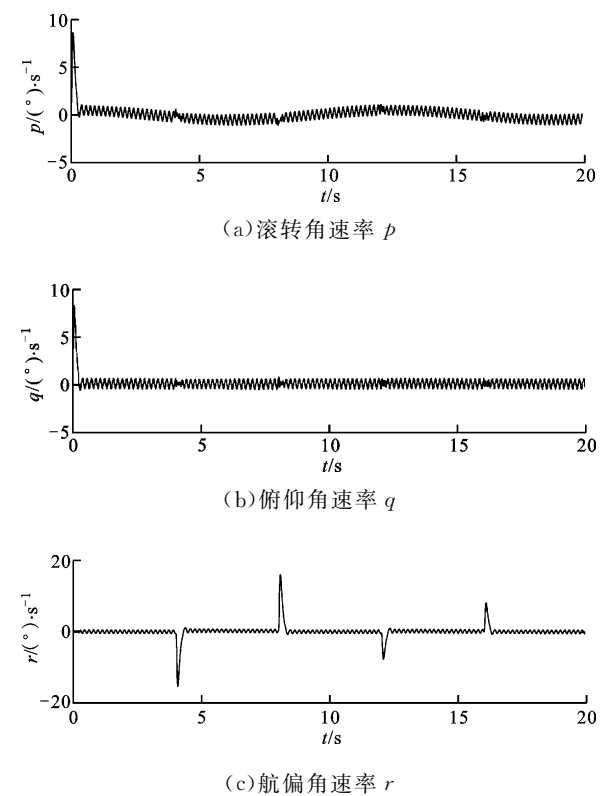


图 6 带有执行器动态变结构的滑模控制器作用下的姿态角速率曲线

另外,4、8、12、16 s 四个时刻为给定参考输入信号第二个分量的阶跃产生时刻,同时也是切换发生时刻,而从图 2~6 中没有看到跟踪信号有跳变的情况,说明在系统切换时刻,参考输入信号产生阶跃对系统的性能并无影响。

5 结 论

研究了带有不连续时变干扰的变结构近空间飞行器姿态跟踪控制问题。通过 SNDO 和切换滑模控制器的设计,考虑存在执行器动态的情形,结合仿真实验得出以下结论。

(1)SNDO 能够有效估计因近空间飞行器结构改变引起的不连续复合干扰且精度较高,通过改变参数可以设计出与各子系统相适应的干扰观测器,且 SNDO 对复合干扰的估计响应速度明显高于非切换干扰观测器的响应速度,更有助于系统性能的提高。

(2)采用滑模控制策略结合切换干扰观测器的组合方式,不仅能够保证系统所有信号的有界性和较好的鲁棒性,还具有较快的跟踪响应速度,本文控制方案能较好地满足变结构近空间飞行器的跟踪控制要求。

(3)在考虑执行器动态的情形下,本文控制方案可以保证变结构近空间飞行器的跟踪控制要求,且具有较快的响应速度,并且控制效果优于鲁棒项方案。

由于在控制设计过程中采用的是共同 Lyapunov 函数方法,所以设计的滑模面是共同的,即所有子系统共用同一滑模面,因此不能发挥出系统的最佳性能。对于如何设计切换的滑模面,有效提高切换系统的性能,将在今后进行研究。

参考文献:

[1] 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): 658-672.
CUI Erjie. Research statutes, development trends and key technical problems of near space flying vehicles[J]. Advances in Mechanics, 2009, 39(6): 658-672.
[2] 聂万胜, 罗世彬, 丰松江, 等. 近空间飞行器关键技术及发展趋势分析[J]. 国防科技大学学报, 2012, 34(2): 107-113.
NIE Wansheng, LUO Shibin, FENG Songjiang, et al. Analysis of key technologies and development trend of near space vehicle[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2012, 34(2): 107-113.

- [3] 宋超, 赵国荣, 盖俊峰. 基于非线性干扰观测器的高超声速飞行器反演滑模控制 [J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(6): 1231-1234.
- SONG Chao, ZHAO Guorong, GAI Junfeng. Sliding mode backstepping control for hypersonic aircraft based on nonlinear disturbance observer [J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34 (6): 1231-1234.
- [4] 蒲明, 吴庆宪, 姜长生, 等. 新型快速 Terminal 滑模及其在近空间飞行器上的应用 [J]. 航空学报, 2011, 32(7): 1283-1291.
- PU Ming, WU Qingxian, JIANG Changsheng, et al. New fast terminal sliding mode and its application to near space vehicles [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(7): 1283-1291.
- [5] 于靖, 陈谋, 姜长生. 基于干扰观测器的非线性不确定系统自适应滑模控制 [J]. 控制理论与应用, 2014, 31(8): 993-999.
- YU Jing, CHEN Mou, JIANG Changsheng. Adaptive sliding mode control for nonlinear uncertain systems based on disturbance observer [J]. Control Theory and Applications, 2014, 31(8): 993-999.
- [6] 张春雨, 姜长生, 朱亮. 基于模糊干扰观测器的空天飞行器轨迹线性化控制 [J]. 宇航学报, 2007, 28(1): 33-38.
- ZHANG Chunyu, JIANG Changsheng, ZHU Liang. Trajectory linearization control for an aerospace vehicle based on fuzzy disturbance observer [J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(1): 33-38.
- [7] CHEN M, YU J. Disturbance observer-based adaptive sliding mode control for near space vehicles [J]. Nonlinear Dynamics, 2015(82): 1671-1682.
- [8] ZHANG Q, YU M J, SHEN T. Robust adaptive sliding mode control of near space vehicle based on disturbance observer [C]// The 5th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 977-982.
- [9] ZHANG Q, LIU H T, WANG C, et al. Robust adaptive terminal control for near space vehicle based on second order sliding mode disturbance observer [C]// Proceedings of the 35th Chinese Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 591-595.
- [10] YU J, CHEN M. Backstepping sliding mode control for NSVs with disturbance observer [C]// Proceedings of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 1137-1142.
- [11] WANG Y F, JIANG C S, WU Q X. Attitude tracking control for variable structure near space vehicles based on switched nonlinear systems [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2013, 26(1): 186-193.
- [12] 王宇飞. 基于多模型切换的近空间飞行器鲁棒自适应协调控制 [D]. 南京: 南京航天航空大学, 2012: 57-60.
- [13] 张强, 吴庆宪, 王宇飞, 等. 变体近空间飞行器的鲁棒自适应控制 [J]. 济南大学学报, 2012, 26(4): 396-402.
- ZHANG Qiang, WU Qingxian, WANG Yufei, et al. Robust adaptive control of variable structure near space vehicles [J]. Journal of University of Jinan, 2012, 26 (4): 396-402.
- [14] LONG Lijun, ZHAO Jun. An integral-type multiple Lyapunov function approach for switched nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2016, 61(11): 1979-1986.
- [15] ZHAO Jun, HILL D J. On stability, L_2 -gain and H_∞ control for switched systems [J]. Automatica, 2008, 44: 1220-1232.
- [16] CHEN M, JIANG B. Robust attitude control of near space vehicles with time-varying disturbances [J]. International Journal of Control Automation and Systems, 2013, 11(1): 182-187.
- [17] YOUNG W H. On classes of summable functions and their Fourier series [J]. Proceedings of the Royal Society of London, 1912, 81(594): 225-229.
- [18] CHWA D, CHOI J Y, SEO J H. Compensation of actuator dynamics in nonlinear missile control [J]. IEEE Transactions on Control System Technology, 2004, 12 (4): 620-626.

(编辑 陶晴)