中国科学:信息科学 2022年 第52卷 第9期:1687-1710

SCIENTIA SINICA Informationis

面向特殊应用场景的无人机智能决策与控制专刊・论文



面向宽域飞行的组合动力空天飞行器切换控制

程怡新1, 许斌1*, 洪锐2

1. 西北工业大学自动化学院, 西安 710072

2. 成都飞机设计研究所, 成都 610091

* 通信作者. E-mail: smileface.binxu@gmail.com

收稿日期: 2022-02-01; 修回日期: 2022-04-02; 接受日期: 2022-05-02; 网络出版日期: 2022-09-15

国家自然科学基金 (批准号: 61933010) 和航空科学基金 (批准号: 201905018002, 201905018003) 资助项目

摘要 针对组合动力空天飞行器宽域爬升过程存在的模态转换、气动参数未知以及外界时变干扰等问题,研究了一种基于飞行包线模态划分的切换控制方案.对飞行器六自由度模型和发动机推力模型进行气动和推力特性分析,给出了模态划分结果和模态转换过渡过程.基于切换信号设计建立了空天飞行器切换系统,设计终端滑模软切换控制策略来保证模态的平稳转换,并利用神经网络和非线性扰动观测器协同处理系统不确定性和外界时变干扰.通过多 Lyapunov 函数方法对闭环切换系统的稳定性进行了分析,且仿真结果验证了所提方法的有效性.

关键词 空天飞行器,组合动力,模态转换,切换控制,鲁棒自适应控制

1 引言

组合动力空天飞行器可自由穿梭于稠密大气、临近空间和近地轨道,突破了传统的航天器和航空器的局限,具备可重复使用和航班化发射频次等特点,是下一代航天运输系统的重要发展方向^[1~3].组合动力空天飞行器应用范围十分广泛,可实现低成本跨大气层运输、太空旅行、高空侦查预警以及全球快速打击等任务.

组合动力空天飞行器飞行包线历经对流层、平流层和中间层,大气温度、密度随高度变化剧烈;历 经气动热、高低温、空间辐射等复杂环境,外界干扰复杂多变;采用吸气式组合动力,不同动力模式差 异较大,动力模态转换特性复杂.以上特点导致飞行器宽域爬升过程中气动特性和动力特性变化剧烈, 严重影响飞行安全,对飞行控制系统设计带来极大挑战.因此需要针对组合动力空天飞行器存在的多 模态转换、强非线性、强不确定性等问题开展控制研究,提升飞行控制系统的适应性、鲁棒性和智能 性,实现组合动力空天飞行器多模态稳定切换和高可靠稳定爬升.

引用格式: 程怡新, 许斌, 洪锐. 面向宽域飞行的组合动力空天飞行器切换控制. 中国科学: 信息科学, 2022, 52: 1687–1710, doi: 10. 1360/SSI-2022-0055 Cheng Y X, Xu B, Hong R. Switching control of combined power aerospace vehicles for wide-area flight (in Chinese). Sci Sin Inform, 2022, 52: 1687–1710, doi: 10.1360/SSI-2022-0055

© 2022《中国科学》杂志社

增益调度^[4,5]作为一种预置增益的方法,能够使控制增益随飞行状态参数而变化,适用于大包线 飞行控制系统的设计. 文献 [6] 将切换多胞系统和增益调度控制相结合,设计了可保证全局稳定的切换 控制器,能实现参数大范围变化下的飞行稳定. 文献 [7] 基于增益调度和模型参考自适应方法设计了 一种自适应增强控制,并应用于存在较大不确定性的高超声速飞行器的跟踪控制. 线性变参数 (linear parameter-varying, LPV) 控制^[8,9] 是同时满足线性系统和时变系统特征的控制方法. 在飞行控制系统 设计中, LPV 控制方法可以用一些时变参数,如速度、高度、攻角来描述飞行器运动,然后用基于线性 矩阵不等式 (linear matrix inequalities, LMI) 的直接综合方法获得时变控制器^[10,11]. 文献 [12] 提出了 一种基于间隙度量的大包线滞后切换 LPV 控制方法,引入了多胞理论,并利用基于重叠区域的滞后切 换策略实现了高超声速飞行器大包线内各子区域控制器的切换. 文献 [13] 针对切换 LPV 系统设计了 一个多不连续 Lyapunov 函数框架,在该框架下设计了切换参数依赖扰动观测器,基于对扰动的估计 补偿实现了航空发动机的鲁棒精细抗扰控制. 增益调度控制和 LPV 控制在大包线飞行控制领域得到 了广泛应用,但并未深入考虑宽域飞行的多模态特性,需要针对不同模态下的子系统设计行之有效的 控制器.

切换系统是由有限个子系统和切换策略组成的典型混杂系统,各子系统通过切换策略协调运行. 将不同模态下的飞行器模型和控制改变采用切换系统进行建模和分析,可从理论上指导宽域飞行控制 系统的设计与验证^[14].国内外学者围绕切换系统的稳定性分析与控制综合开展了大量研究^[15~17],取 得了许多理论突破,可为解决飞行控制领域存在的复杂问题提供一种可行途径.针对宽域飞行控制存 在的状态大幅度变化、参数不确定等问题,一些学者开展了各种结合鲁棒和自适应控制方法的飞行切 换控制研究^[18~21].文献 [20] 结合公共 Lyapunov 函数和驻留时间方法,对具有局部重叠切换特点的大 包线飞行线性切换系统进行了稳定性分析,证明了驻留时间约束下的切换系统全局稳定.文献 [22] 基 于间隙度量理论对高超声速飞行器包线进行划分,针对划分出的每个子区域设计了多模型预测控制器, 并通过基于动压的切换策略实现了闭环系统稳定.文献 [23] 针对高超声速飞行器纵向机动任务提出了 一种基于多 Lyapunov 函数法的自适应控制策略,通过辨识不确定参数来减小控制增益.文献 [24] 根 据飞行器动压和速度将飞行包线进行分区,基于 LMI 设计抗饱和补偿器来处理高超声速飞行器执行 器饱和问题,并利用持续驻留时间方法证明了系统稳定性.此外,许多研究针对飞行器受外界干扰易 发生状态偏离和控制器切换造成控制输入跳变等问题,开展了多种抗扰切换控制^[25,26]和平滑切换控 制^[27,28]方法研究.以上工作较少涉及空天飞行器组合动力模态转换分析,姿态控制精度有待提升.

本文针对组合动力空天飞行器宽域爬升过程存在的未知气动参数和外界干扰,重点考虑模态转换 下的宽域飞行稳定问题,研究了面向宽域飞行的高可靠切换控制策略.针对组合动力空天飞行器多模 态特性,基于模态综合划分建立飞行器切换控制框架.针对各模态子系统设计切换的高度指令和终端 滑模软切换控制器,利用神经网络和非线性扰动观测器对系统不确定和外界时变干扰进行协同估计补 偿,并对模态切换前后的终端滑模面进行淡化处理,基于惯性环节设计了模态转换过渡过程的控制器. 本文的创新性在于,进行了组合动力空天飞行器宽域爬升的模态综合划分,设计了基于终端滑模的智 能软切换控制方法,降低了模态转换过程舵偏的跳变幅度,保证了模态的平稳转换和宽域稳定爬升.利 用平行估计模型构建了不确定学习和扰动观测的性能评价机制,实现了神经网络和扰动观测器的信息 交互,提升了飞行控制系统的鲁棒性和智能性,实现了模态转换下的姿态高精度跟踪控制.

本文第 2 节给出了组合动力空天飞行器六自由度模型; 第 3 节进行了模态划分和切换信号设计; 第 4 节介绍了基于终端滑模的智能软切换控制方法,并给出了闭环切换系统的稳定分析; 第 5 节进行 了宽域爬升仿真测试以验证控制方法有效性; 最后在第 6 节对本文主要工作进行了总结和展望.

2 问题描述

2.1 空天飞行器六自由度模型

空天飞行器飞行包线大,多采用升力体构型和机体/发动机一体化设计.美国国家航空航天局 (National Aeronautics and Space Administration, NASA) 兰利研究中心提出的 Winged-Cone 模型是一 种面对称的带翼锥形体构型,具有机体/发动机一体化设计特点,并且 NASA 的技术报告^[29]给出 了 Winged-Cone 在 Ma0~Ma25 下的气动数据,能够体现大包线飞行的典型工况特点.本文基于公开 的 Winged-Cone 模型建立空天飞行器模型,忽略飞行器结构的弹性形变以及燃料和推进剂的晃动,给 出六自由度刚体模型运动方程组如下:

$$\dot{V} = \frac{T\cos\alpha\cos\beta - D}{m} - \frac{\mu}{r^2}\sin\gamma,$$

$$\dot{\gamma} = \frac{T(\sin\alpha\cos\phi_V + \cos\alpha\sin\beta\sin\phi_V) + L\cos\phi_V - N\sin\phi_V}{mV} - \frac{\mu}{r^2V}\cos\gamma,$$

$$\dot{\psi}_V = -\frac{T(\sin\alpha\sin\phi_V - \cos\alpha\sin\beta\cos\phi_V) + L\sin\phi_V + N\cos\phi_V}{mV\cos\gamma},$$

(1)

$$\dot{x} = V \cos \gamma \cos \psi_V,$$

$$\dot{y} = V \sin \gamma,$$
(2)

$$\dot{z} = -V\cos\gamma\sin\psi_V,$$

$$\dot{\omega}_x = \frac{M_x - (J_z - J_y)\omega_z \omega_y - J_x \omega_x}{J_x},$$

$$\dot{\omega}_y = \frac{M_y - (J_x - J_z)\omega_x \omega_z - \dot{J}_y \omega_y}{J_y},$$

$$\dot{\omega}_z = \frac{M_z - (J_y - J_x)\omega_y \omega_x - \dot{J}_z \omega_z}{J_y}$$
(3)

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega_y \sin \phi + \omega_z \cos \phi, \\ \dot{\psi} = \frac{\omega_y \cos \phi - \omega_z \sin \phi}{\cos \theta}, \\ \dot{\phi} = \omega_z - \tan \theta (\omega_z \cos \phi - \omega_z \sin \phi) \end{cases}$$
(4)

补充方程:

$$\begin{cases} \sin \beta = \sin \left(\psi - \psi_V \right) \cos \phi \cos \gamma + \sin \theta \sin \phi \cos \left(\psi - \psi_V \right) \cos \gamma - \cos \theta \sin \phi \sin \gamma, \\ \sin \alpha \cos \beta = \cos \left(\psi - \psi_V \right) \sin \theta \cos \phi \cos \gamma - \sin \left(\psi - \psi_V \right) \sin \phi \cos \gamma - \cos \theta \cos \phi \sin \gamma, \\ \sin \phi_V \cos \beta = \cos \left(\psi - \psi_V \right) \sin \theta \sin \phi \sin \gamma + \sin \left(\psi - \psi_V \right) \cos \phi \sin \gamma + \cos \theta \sin \phi \cos \gamma, \\ r = \sqrt{x^2 + (y + \operatorname{Re})^2 + z^2}, \\ h = r - \operatorname{Re}, \\ \dot{m} = -\frac{T}{9.8 I_{\rm sp}}, \\ J_i = \frac{J_{i0}}{m_0} m, \ i = x, y, z. \end{cases}$$
(5)

该模型由 12 个状态量 $X_s = [V, \gamma, \psi_V, x, y, z, \omega_x, \omega_y, \omega_z, \theta, \phi, \psi]^T$ 和 4 个控制输入 $U_c = [\delta_e, \delta_a, \delta_r, P_{LA}]^T$ 组成. 式 (1) 为质心运动的动力学方程, 其中 V, γ 和 ψ_V 分别为速度、航迹倾斜角和航迹偏航 角; 式 (2) 为质心运动的运动学方程, 其中 x, y 和 z 分别为飞行器在地面坐标系中的位移; 式 (3) 为 绕质心运动的动力学方程, 其中 ω_x, ω_y 和 ω_z 分别为飞行器绕 x, y 和 z 轴的角速度; 式 (4) 为绕质心 运动的运动学方程,其中 θ , ψ 和 ϕ 分别为俯仰角、滚转角和偏航角.此外, δ_e , δ_a 和 δ_r 分别为左升降 舵舵偏、右升降舵舵偏和方向舵舵偏, P_{LA} 为油门开度, α , β 和 ϕ_V 分别为攻角、侧滑角和倾侧角, Re, μ ,r,h,m, I_{sp} 和 J_i ,i = x, y, z分别为地球半径、重力常数、距地心距离、高度、质量、发动机比冲和 三轴转动惯量.

对于气动力和力矩, L, D, N, M_x , M_y 和 M_z 分别为升力、阻力、侧力、滚转力矩、偏航力矩和俯仰力矩, 具体表达式为

$$\begin{split} L &= \bar{q}S_{\rm ref}C_L, \ D = \bar{q}S_{\rm ref}C_D, \ N = \bar{q}S_{\rm ref}C_S, \\ M_x &= \bar{q}S_{\rm ref}L_bm_x, \ M_y = \bar{q}S_{\rm ref}L_bm_y, \ M_z = \bar{q}S_{\rm ref}L_cm_z, \end{split}$$

其中, $\bar{q} = \frac{1}{2}\rho V^2$ 为动压, ρ 为大气密度, S_{ref} 为参考面积, L_b 和 L_c 分别为横向和纵向参考长度. 气动 力系数 $C_j, j = L, D, S$ 和气动力矩系数 $m_i, i = x, y, z$ 均是关于飞行状态的多变量高阶多项式, 具体表 达式可从文献 [30] 中获得.

2.2 控制目标

本文的控制目标是设计控制器保证飞行器能跟踪上高度指令 h_d 和速度指令 V_d, 实现宽域飞行下的高度和速度机动, 同时保证飞行过程中的模态平稳转换和姿态稳定.

3 模态划分

3.1 动力特性分析

为应对宽域爬升动力需求,需要针对不同速度和高度范围采用多种类型发动机,将涡轮、冲压、火箭等多种先进动力进行有机融合.涡轮发动机和吸气式冲压发动机具有低推重比、高比冲的特点,而 火箭发动机则是高推重比、低比冲.对于全状态组合动力方案,各发动机共用进排气系统,水平起飞和 低速飞行时使用涡轮发动机,加速爬升和高速飞行时使用冲压发动机和火箭发动机.在宽域爬升过程 中,涡轮发动机的工作区间为 Ma0~Ma3,亚燃冲压发动机的工作区间为 Ma2~Ma6,超燃冲压发动机 的工作区间为 Ma4~Ma12,火箭发动机的工作区间为 Ma6 以上.本文考虑空天飞行器采用涡轮、冲 压、火箭三组合发动机,选取文献 [31] 中的发动机推力模型作为空天飞行器组合动力模型,如下所示:

(1) 0.0 ≤ Ma ≤ 2.0 (涡轮发动机)

$$T = P_{LA} \left(2.99 \times 10^{-8} - 32.81h + 1.43 \times 10^{-3}h^2 - 2.29 \times 10^{-8}h^3 + 3.75 \times 10^3 \text{Ma} \right);$$
(6)

(2) 2.0 ≤ Ma ≤ 6.0 (冲压发动机)

$$T = P_{LA} \left(3.93 \times 10^{-8} + 3.94 \times 10^{5} \text{Ma} - 6.97 \times 10^{5} \text{Ma}^{2} + 8.07 \times 10^{5} \text{Ma}^{3} -4.36 \times 10^{5} \text{Ma}^{4} + 1.16 \times 10^{5} \text{Ma}^{5} - 1.50 \times 10^{4} \text{Ma}^{6} + 7.53 \times 10^{2} \text{Ma}^{7} \right);$$
(7)

(3) 6.0 ≤ Ma ≤ 24.0 (火箭发动机)

$$T = \begin{cases} -5.43 \times 10^4 + 2.178h + 3.24 \times 10^5 P_{LA} + 0.374h \cdot P_{LA}, \ h < 17373.6 \text{ m}, \\ -1.64 \times 10^4 + 6.69295 \times 10^5 P_{LA}, \ h \ge 17373.6 \text{ m}. \end{cases}$$
(8)



图 1 (网络版彩图) 发动机推力. (a) 火箭发动机 $P_{LA} = 1$; (b) 火箭发动机 $P_{LA} = 0.5$ Figure 1 (Color online) Engine thrust. (a) Rocket engine $P_{LA} = 1$; (b) rocket engine $P_{LA} = 0.5$

基于上述组合动力模型考察发动机推力和推阻比情况. 空天飞行器发动机推力曲线如图 1 所示. 在亚燃冲压到超燃冲压的模态转换区间 Ma3.5~Ma4.5,发动机推力较低,对飞行器产生较大影响. 需 要设置合适的模态切换过渡过程,并设计强鲁棒控制器保证飞行器稳定. 此外,根据发动机推力模型 可知,火箭发动机推力在 17373.6 m 以上高度时只与油门开度有关,此时若保持一定的油门开度不变, 则推力恒定. 图 1 中的火箭发动机油门开度分别为 1 和 0.5,由此可见为保证动力模态的顺利转换和 提高利用效率,在火箭发动机工作区间需要实时调节油门开度.

飞行器推阻比是考察发动机性能的一个重要指标,图 2 给出了组合动力空天飞行器在不同飞行模态下的推阻比曲线,图 2(a)~(c)分别是亚声速模态、超声速模态和高超声速模态.在亚声速模态,推力依靠涡轮发动机,一开始推力可以平衡阻力,但在跨声速过程中推阻比值小于 1. 在超声速模态,亚燃冲压发动机推力逐渐减小,阻力成指数上升,推阻比下降,但推力始终能够平衡阻力,表明冲压发动机的推阻比优于涡轮发动机.在高超声速模态,超燃冲压发动机推力快速上升,进入火箭模态后,火箭发动机推力先恒定后减小,推阻比先增大后减小,且推力始终能够平衡阻力.整体而言,组合动力空天飞行器在马赫数 4 左右会出现较小的推阻比,在控制器设计时需要特别关注.

3.2 气动特性分析

该部分重点考察组合动力空天飞行器在宽域爬升过程中的升力系数、阻力系数和升阻比变化情况,了解不同模态下的飞行器气动特性变化规律.

组合动力空天飞行器的升力系数和阻力系数主要受攻角和飞行马赫数等因素影响. 图 3 给出了飞行器在不同飞行模态下的升力系数曲线. 在亚声速模态, 升力系数始终为正, 随马赫数增大而增大; 在超声速模态, 升力系数一开始为负, 随着攻角增大而变正, Ma4 时的升力系数一开始仅大于 Ma2 时的升力系数, 随着攻角的增大逐渐成为最小; 在高超声速模态, 升力系数一开始为负, 随着攻角增大而变正, 随马赫数增大而减小. 总体而言, 升力系数随攻角增大而增大, 近似和攻角呈线性关系. 图 4 给出了飞行器在不同飞行模态下的阻力系数曲线. 在亚声速模态, 阻力系数随马赫数增大而增大; 在超声速模态和高超声速模态, 阻力系数随马赫数增大而减小. 总体而言, 阻力系数始终为正, 整体随攻角增大而增大, 近似和攻角呈指数关系.

升阻比体现了飞行器宽域爬升过程中的气动特性.图 5 给出了飞行器在不同飞行模态下的升阻 比曲线.在亚声速模态,升阻比基本为正, Ma0.6 以下时升阻比随攻角增大先增大再减小, Ma0.6 以上



图 2 (网络版彩图) 推阻比. (a) 亚声速模态; (b) 超声速模态; (c) 高超声速模态 Figure 2 (Color online) Thrust-to-drag ratio. (a) Subsonic modal; (b) supersonic modal; (c) hypersonic modal

时随攻角增大而增大;在超声速模态,升阻比一开始为负,随攻角增大而变正;在高超声速模态,升阻 比一开始为负,随攻角增大而变正,且升阻比和攻角近似呈抛物线关系,在攻角 5°附近达到最大值.

3.3 基于操稳特性的模态聚类划分

组合动力空天飞行器的操稳特性随飞行速度和动压变化显著,但局部包线内动态稳定性和操纵性 相似且连续,而较远工作点之间具有特性分离的特点.应用基于操稳特性的模糊聚类方法可以将组合 动力空天飞行器飞行包线划分为多个子包线,不同子包线对应不同的飞行模态,每个子包线内的工作 特性相似.组合动力空天飞行器上升段的飞行模态模糊聚类划分过程如下.

选取包含组合动力空天飞行器操稳特性的动态参数作为划分特征量,定义划分特征量 xk 为

$$x_k = \left[a \frac{Nm_{zk}^{\alpha}}{\sum_{i=1}^N m_{zk}^{\alpha}} b \frac{Nm_{zk}^{\delta_z}}{\sum_{i=1}^N m_{zk}^{\delta_z}} \right]^{\mathrm{T}},\tag{9}$$

其中, m_{zk}^{α} 和 $m_{zk}^{\delta_z}$ 分别为飞行器静稳定性和静操纵性指标, a 和 b 分别为稳定性和操纵性的权重, 满足 a+b=1.

对飞行包线进行网格化处理,采样 N 个特征量点构成划分特征量样本集合:

$$X = \{ x_k | k = 1, 2, \dots, N \}.$$
(10)

定义性能目标函数为

$$J(U,P) = \sum_{k=1}^{N} \sum_{i=1}^{c} \mu_{ik}^{m} d_{ik}^{2}, \qquad (11)$$



图 3 (网络版彩图) 升力系数. (a) 亚声速模态; (b) 超声速模态; (c) 高超声速模态 Figure 3 (Color online) Lift coefficient. (a) Subsonic modal; (b) supersonic modal; (c) hypersonic modal

其中, $U = \{\mu_{ik}\}$ 为隶属度矩阵, μ_{ik} 为第 k 个样本点对第 i 个聚类中心的隶属度值; $P = \{p_i\}$ 为聚类 中心矩阵, p_i 为第 i 个聚类中心点; d_{ik} 为第 k 个样本点与第 i 个聚类中心点的欧几里得距离; 划分参 数 c 和 m 分别为划分模态个数和划分模糊程度.

模糊聚类划分的目标是使目标性能函数最小,利用拉格朗日 (Lagrange) 乘数法求解 min {*J*(*U*, *P*)}, 可得隶属度和聚类中心点更新公式为

$$\mu_{ik} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{c} \left(\frac{d_{ik}}{d_{jk}}\right)^{\frac{1}{m}}}, \quad i = 1, 2, \dots, c, \ k = 1, 2, \dots, N,$$
(12)

$$p_i = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N} \mu_{ik}^m} \sum_{k=1}^{N} \mu_{ik}^m x_k, \quad i = 1, 2, \dots, c.$$
(13)

设计隶属度和聚类中心的更新终止条件为

$$\left\|U^{l} - U^{l-1}\right\| < \varepsilon, \tag{14}$$

其中, U^l 和 U^{l-1} 分别为当前划分矩阵和上一次迭代计算得到的划分矩阵, ε 为迭代阈值.

如果终止条件不满足,则不断迭代计算隶属度和聚类中心,直到满足条件,得到当前划分参数 *c* 和 *m* 下的模态划分结果.

从聚合度和分离度两方面对模态划分结果进行评价,聚类评价指标主要包括划分系数 PC(c) 和 Xie-Beni 指数 SXB(c). 划分系数 PC(c) 通过计算聚类隶属度平均值表征聚类的重叠性,是评价模糊



图 4 (网络版彩图) 阻力系数. (a) 亚声速模态; (b) 超声速模态; (c) 高超声速模态 Figure 4 (Color online) Drag coefficient. (a) Subsonic modal; (b) supersonic modal; (c) hypersonic modal

程度 m 的聚类评价指标, 其表达式为

$$PC(c) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{c} \sum_{k=1}^{N} \mu_{ik}^{2}.$$
(15)

Xie-Beni 指数 SXB(c) 是评价 c 值的聚类评价指标, 其表达式为

$$SXB(c) = \frac{\sum_{i=1}^{c} \sum_{k=1}^{N} \mu_{ik}^{m} ||x_{k} - p_{i}||^{2}}{N\min_{i \neq j} ||p_{j} - p_{i}||^{2}}, \quad j = 1, 2, \dots, c,$$
(16)

其中, $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{c} \sum_{k=1}^{N} \mu_{ik}^{m} \|x_{k} - p_{i}\|^{2}$ 和 $\min_{i \neq j} \|p_{j} - p_{i}\|^{2}$ 分别为用于评价聚类的聚合度和分离度. 为使 得类内聚合度高而类间相互分离, Xie-Beni 指数为极小值时的划分为最优划分结果.

针对多组划分参数 *c* 和 *m* 下的模态划分结果,基于评价指标 PC(*c*) 和 SXB(*c*) 得到最优划分参数,并获得对应的模态划分结果,如隶属度曲线.

基于上述方法进行仿真以获取模态划分结果. 首先在飞行包线中以马赫数 0.01 为间隔选择工作 点,取 a = b = 0.5,建立划分特征量样本集合. 然后选取多组划分参数并计算评价指标,如图 6(a) 和 (b) 所示. 从图 6(b) 中可以看到当模态个数为 2 时 SXB(c) 为极小值,故取 c = 2 作为最终划分的模态个 数. 从图 6(a) 中可以看到划分系数 PC(c) 值随着 m 值的增大而减小,且 PC(c) 值通常介于 0.6~0.85 之间,模糊程度恰当,此时对应的 m 值介于 1.6~2.3 之间.取 m = 2 对应的 PC(c) 值约为 0.75,此时 模糊程度最为合适.



图 5 (网络版彩图) 升阻比. (a) 亚声速模态; (b) 超声速模态; (c) 高超声速模态

Figure 5 (Color online) Lift-to-drag ratio. (a) Subsonic modal; (b) supersonic modal; (c) hypersonic modal



图 6 (网络版彩图) 不同 c 和 m 值下, (a) PC (c) 变化和 (b) SXB (c) 变化 Figure 6 (Color online) PC (c) (a) and SXB (c) (b) varying with different c and m

基于聚类评价指标得到的最优划分参数 c = 2 和 m = 2 进行空天飞行器飞行模态聚类划分,可以 得到划分结果,如图 7 所示. 从图 7 中可看到两个模态交接在马赫数 2.7 处,此时两个模态的隶属度 都接近 0.5,在每个模态中都存在少数工作点相对该模态的隶属度为 1 或接近 1,且同一工作点对应两



Figure 8 (Color online) Modal division of aerospace vehicles

个模态的隶属度和为 1, 表明模糊程度恰当、模态划分合理.

因此基于操稳特性的模态聚类划分将组合动力空天飞行器宽域爬升过程划分为 2 个模态, 且模态 转换马赫数为 2.7.

3.4 模态综合划分

模态划分对飞行器切换控制系统设计至关重要,是设计切换信号的先决条件.考虑组合动力空天 飞行器在宽域爬升过程中不存在形体变化,从动力模态、气动模态和基于操稳特性的模态模糊聚类3 个方面出发对组合动力空天飞行器宽域爬升过程进行模态划分.

如图 8 所示,空天飞行器按动力模态划分,可以分为涡轮模态、亚燃冲压模态、超燃冲压模态和 火箭模态,按气动模态划分,可以分为亚声速模态、超声速模态、高超声速模态.利用基于操稳特性的 模糊聚类划分方法,又可以将宽域爬升过程分为两个模态.这 3 种模态划分方式存在一定的交叉和重 叠,因此结合动力/气动特性分析、模态聚类结果和宽域爬升过程任务需求,综合考量将组合动力空天 飞行器上升段模态划分为 3 个模态,如表 1 所示,且相邻两个模态之间存在一个过渡过程.

对于切换信号而言,其个数等于划分的模态个数.设计切换信号为

$$\sigma\left(t\right) = i, \quad \mathrm{Ma} \in M_i,\tag{17}$$

其中, M_i 是划分的飞行模态.

| Serial number | Modal | Remark | Range |
|---------------|----------------------------|-------------------------------|--------------------|
| 1 | M_1 | Modal 1 | Ma0~Ma2.7 |
| 2 | Modal transition process 1 | Modal 1 \rightarrow Modal 2 | $Ma2.5 \sim Ma2.9$ |
| 3 | M_2 | Modal 2 | $Ma2.7 \sim Ma4$ |
| 4 | Modal transition process 2 | Modal 2 \rightarrow Modal 3 | Ma3.8~Ma4.2 |
| 5 | M_3 | Modal 3 | Ma4 and above |

表 1 空天飞行器模态划分结果

 Table 1
 The result of the modal division of the aerospace vehicles

由于组合动力空天飞行器模态转换存在时序性, 故切换信号也是依次切换的, 且不存在同一模态 下子系统的重复切换.

4 控制器设计

4.1 通道分解

对于式 (3) 中的气动力矩,由于气动力矩系数是关于舵偏等飞行状态的高阶多项式,不能直接将 舵偏显现出来,故对气动力矩系数进行如下线性化处理:

$$m_{x} = m_{x_{\beta}}\beta + m_{x_{\delta_{x}}}\delta_{x} + m_{x_{\delta_{y}}}\delta_{y} + m_{x_{\delta_{z}}}\delta_{z} + m_{x_{\omega_{x}}}\omega_{x} + m_{x_{\omega_{y}}}\omega_{y} + \Delta m_{x},$$

$$m_{y} = m_{y_{\beta}}\beta + m_{y_{\delta_{x}}}\delta_{x} + m_{y_{\delta_{y}}}\delta_{y} + m_{y_{\delta_{z}}}\delta_{z} + m_{y_{\omega_{x}}}\omega_{x} + m_{y_{\omega_{y}}}\omega_{y} + \Delta m_{y},$$

$$m_{z} = m_{z_{\alpha}}\alpha + m_{z_{\delta_{x}}}\delta_{x} + m_{z_{\delta_{y}}}\delta_{y} + m_{z_{\delta_{z}}}\delta_{z} + m_{z_{\omega_{z}}}\omega_{z} + \Delta m_{z},$$
(18)

其中, δ_i , i = x, y, z 为滚转、偏航和俯仰 3 个姿态通道对应的数学舵控制量, Δm_i , i = x, y, z 包含了气 动参数不确定和线性化误差.

根据文献 [32], 3 个数学舵 δ_i , i = x, y, z 和 3 个物理舵 δ_j , j = e, a, r 之间存在如下转换关系:

$$\begin{cases} \delta_e = \delta_z + \delta_x, \\ \delta_r = \delta_y, \\ \delta_a = \delta_z - \delta_x. \end{cases}$$
(19)

对于飞行器的姿态子系统,3个姿态通道是互相耦合的.为便于控制器设计,通过模型变换进行通道分解处理,进一步对3个姿态通道分别设计控制器.

将式 (18) 代入到式 (3) 中可得

$$\begin{cases}
\dot{\omega}_x = f_x + g_x \delta_x + w_x, \\
\dot{\omega}_y = f_y + g_y \delta_y + w_y, \\
\dot{\omega}_z = f_z + g_z \delta_z + w_z,
\end{cases}$$
(20)

其中, f_i , i = x, y, z 为非线性函数, g_i , i = x, y, z 为控制增益函数, w_i , i = x, y, z 为系统内部扰动, 具体 表达式为

$$\begin{cases} f_x = -J_x^{-1} \left(J_z - J_y\right) \omega_z \omega_y - J_x^{-1} \dot{J}_x \omega_x + J_x^{-1} q SL_b(m_{x_\beta}\beta + m_{x_{\omega_x}} \omega_x + m_{x_{\omega_y}} \omega_y + \Delta m_x), \\ f_y = -J_y^{-1} \left(J_x - J_z\right) \omega_x \omega_z - J_y^{-1} \dot{J}_y \omega_y + J_y^{-1} q SL_b(m_{y_\beta}\beta + m_{y_{\omega_x}} \omega_x + m_{y_{\omega_y}} \omega_y + \Delta m_y), \\ f_z = -J_z^{-1} \left(J_x - J_y\right) \omega_x \omega_y - J_z^{-1} \dot{J}_z \omega_z + J_z^{-1} q SL_c(m_{z_\alpha} \alpha + m_{z_{\omega_z}} \omega_z + \Delta m_z), \\ \begin{cases} g_x = J_x^{-1} q SL_b m_{x_{\delta_x}}, \\ g_y = J_y^{-1} q SL_b m_{y_{\delta_y}}, \\ g_z = J_z^{-1} q SL_c m_{z_{\delta_z}}, \end{cases} \begin{cases} w_x = J_x^{-1} q SL_b(m_{x_{\delta_y}} \delta_y + m_{x_{\delta_z}} \delta_z), \\ w_y = J_y^{-1} q SL_b(m_{y_{\delta_x}} \delta_x + m_{y_{\delta_z}} \delta_z), \\ w_z = J_z^{-1} q SL_c(m_{z_{\delta_x}} \delta_x + m_{z_{\delta_y}} \delta_y). \end{cases} \end{cases}$$

将式(4)进行如下转换:

$$\begin{cases} \dot{\phi} = \omega_x - \tan\theta \left(\omega_y \cos\phi - \omega_z \sin\phi\right) = \omega_x + h_x, \\ \dot{\psi} = \omega_y + \omega_y \left(\cos\phi/\cos\theta - 1\right) - \omega_z \sin\phi/\cos\theta = \omega_y + h_y, \\ \dot{\theta} = \omega_z + \omega_y \sin\phi + \omega_z \left(\cos\phi - 1\right) = \omega_z + h_z, \end{cases}$$
(21)

其中, h_i , i = x, y, z 为通道耦合函数, 具体表达式为

$$\begin{cases} h_x = -\tan\theta \left(\omega_y \cos\phi - \omega_z \sin\phi\right), \\ h_y = \omega_y \left(\cos\phi/\cos\theta - 1\right) - \omega_z \sin\phi/\cos\theta, \\ h_z = \omega_y \sin\phi + \omega_z \left(\cos\phi - 1\right). \end{cases}$$

对式 (21) 求导后再将式 (20) 代入其中可得

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = f_x + g_x \delta_x + w_x + \dot{h}_x, \\ \ddot{\psi} = f_y + g_y \delta_y + w_y + \dot{h}_y, \\ \ddot{\theta} = f_z + g_z \delta_z + w_z + \dot{h}_z. \end{cases}$$
(22)

上式为组合动力空天飞行器姿态运动模型,从中可以看出通过通道分解能够直接建立被控欧拉姿态角与控制量舵偏之间的关系.

4.2 指令设计

定义高度跟踪误差为

$$\Delta h = h_d - h,\tag{23}$$

其中, h_d 为高度参考指令, 即初始高度到期望高度的过渡过程, 可设计为抛物线.

攻角制导指令设计为

$$\alpha_{d} = \begin{cases} k_{ph} \operatorname{sat} (\Delta h) + k_{dh} \Delta \dot{h} + \alpha_{0}, & t_{0} < t \leq t_{h}, \\ k_{ph} \operatorname{sat} (\Delta h) + k_{dh} \Delta \dot{h} + k_{ih} \int_{t_{h}}^{t} \Delta h \operatorname{dt}, \ t > t_{h}, \end{cases}$$

$$(24)$$

$$\operatorname{sat}(\Delta h) = \begin{cases} \Delta h, & |\Delta h| \leq 500, \\ 500, & \Delta h > 500, \\ -500, & \Delta h < -500, \end{cases}$$
(25)

其中, α_0 为初始攻角, t_h 为高度跟踪误差第一次等于 500 m 的时刻, k_{ph} , k_{dh} 和 k_{ih} 为正的设计参数. 在宽域爬升过程中考虑组合动力空天飞行器没有侧滑和横侧向机动,因此侧滑角和倾侧角控零, 即侧滑角指令 $\beta_d = 0$ 和倾侧角指令 $\phi_{vd} = 0$.

根据姿态转换关系,可将攻角、侧滑角、倾侧角指令转换为俯仰角、偏航角和滚转角指令:

$$\begin{cases} \theta_d \approx \alpha_d + \gamma, \\ \psi_d \approx \beta_d / \cos \gamma + \psi_v, \\ \phi_d \approx \phi_{vd}. \end{cases}$$
(26)

定义系统状态为 $\zeta = [\zeta_x, \zeta_y, \zeta_z]^T = [\phi, \psi, \theta]^T$,考虑宽域飞行过程存在未知气动参数和外部时变干扰,依据模态划分可将飞行器姿态运动模型 (22) 描述为如下非线性切换系统:

$$\begin{cases} \ddot{\zeta}_i = f_{i,\sigma(t)} + g_{i,\sigma(t)}u_i + w_{i,\sigma(t)} + \dot{h}_{i,\sigma(t)} + d_i, \\ y = \zeta_i, \end{cases}$$
(27)

其中, $f_{i,\sigma(t)}$, i = x, y, z 为未知平滑函数, $g_{i,\sigma(t)}$ 为未知非零平滑函数, $w_{i,\sigma(t)}$ 为系统内部扰动, $\dot{h}_{i,\sigma(t)}$ 为 通道耦合函数的导数, d_i 为外部时变干扰力矩, $u_i = [u_x, u_y, u_z]^{T} = [\delta_x, \delta_y, \delta_z]^{T}$ 为控制输入, y 为系统 输出; 函数 $\sigma(t) : M = \{1, 2, 3\}$ 为切换信号, 且 $\sigma(t) = l$ 时表示第 l 个子系统是激活的.

4.3 终端滑模软切换控制

当 $\sigma(t) = l$ 时,姿态控制器设计过程如下,令i = x, y, z. 对于稳定模态,定义姿态指令为 $y_d = [y_{dx}, y_{dy}, y_{dz}]^{\mathrm{T}} = [\phi_d, \psi_d, \theta_d]^{\mathrm{T}}$,则姿态跟踪误差及其导数为

$$e_i = \zeta_i - y_{di},\tag{28}$$

$$\dot{e}_i = \dot{\zeta}_i - \dot{y}_{di}.\tag{29}$$

定义终端滑模面为

$$s_{i,l} = \dot{e}_i + \vartheta_{i,l} \operatorname{sign}\left(e_i\right) \left|e_i\right|^{\kappa_{i,l}},\tag{30}$$

其中, $\vartheta_{i,l} > 0$ 和 $0 < \kappa_{i,l} < 1$.

用径向基函数神经网络估计未知函数 fi.l:

$$f_{i,l} = \omega_{fi,l}^{*\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + \varepsilon_{fi,l}, \qquad (31)$$

其中, $\omega_{fi,l}^*$ 为神经网络最优权重向量, $\theta_{fi,l}$ 为神经网络基函数向量, $\varepsilon_{fi,l}$ 为神经网络估计误差. 对未知函数 $g_{i,l}$ 进行变换处理, 则 ζ_i 的二阶导数可写为

$$\ddot{\zeta}_{i} = \omega_{fi,l}^{*\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + \varepsilon_{fi,l} + u_{i,l} + (g_{i,l} - 1) u_{i,l} + w_{i,l} + \dot{h}_{i,l} + d_{i}$$

$$= \omega_{fi,l}^{*\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + u_{i,l} + D_{i,l},$$
(32)

其中, $D_{i,l} = \varepsilon_{fi,l} + (g_{i,l} - 1)u_{i,l} + w_{i,l} + \dot{h}_{i,l} + d_i$ 为复合扰动.

假设1 由于神经网络估计误差、舵偏、内部扰动、耦合函数导数和外界干扰通常是有界的, 假设 复合扰动 $D_{i,l}$ 及其导数 $\dot{D}_{i,l}$ 是有界的, 满足 $|D_{i,l}| \leq D_{i,lM}$ 和 $|\dot{D}_{i,l}| \leq \chi_{i,l}$, 其中 $D_{i,lM}$ 和 $\chi_{i,l}$ 是正的 常数.

终端滑模面 s_{i,l} 的导数为

$$\dot{s}_{i,l} = \ddot{e}_i + \kappa_{i,l}\vartheta_{i,l}|e_i|^{\kappa_{i,l}-1}\dot{e}_i$$

$$= \ddot{\zeta}_i - y_{di}^{(2)} + \kappa_{i,l}\vartheta_{i,l}|e_i|^{\kappa_{i,l}-1}\dot{e}$$

$$= \omega_{fi,l}^{*\mathrm{T}}\theta_{fi,l} + u_{i,l} + D_{i,l} + N_{i,l},$$
(33)

其中, $N_{i,l} = \kappa_{i,l}\vartheta_{i,l}|e_i|^{\kappa_{i,l}-1}\dot{e} - y_{di}^{(2)}$. 控制器设计为

$$u_{i,l} = u_{i,l}^n + u_{i,l}^a + u_{i,l}^s, (34)$$

其中, $u_{i,l}^n$ 为标称反馈信号, $u_{i,l}^a$ 为自适应信号, $u_{i,l}^s$ 为终端滑模信号. 控制器的具体形式为

$$u_{i,l}^n = -N_{i,l},\tag{35}$$

$$u_{i,l}^a = -\hat{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l} - \hat{D}_{i,l}, \qquad (36)$$

$$u_{i,l}^{s} = -k_{1i,l}s_{i,l} - k_{2i,l}|s_{i,l}|^{r_{i,l}}\operatorname{sign}(s_{i,l}), \qquad (37)$$

其中, $k_{1i,l} > 0$, $k_{2i,l} > 0$, $0 < r_{i,l} < 1$, $\hat{\omega}_{fi,l}$ 和 $\hat{D}_{i,l}$ 分别为 $\omega^*_{fi,l}$ 和 $D_{i,l}$ 的估计值.

构建预测误差为

$$p_i = \dot{\zeta}_i - \dot{\tilde{\zeta}}_{is},\tag{38}$$

其中, $\hat{\zeta}_{is}$ 可以通过如下平行估计模型得到:

$$\dot{\hat{\zeta}}_{is} = \hat{\omega}_{fi,l}^{\rm T} \theta_{fi,l} + u_{i,l} + \hat{D}_{i,l} + \eta_{i,l} p_i,$$
(39)

其中, $\eta_{i,l} > 0$.

设计神经网络权重自适应更新律为

$$\dot{\hat{\omega}}_{fi,l} = \gamma_{fi,l} \left[\left(s_{i,l} + \gamma_{pi,l} p_i \right) \theta_{fi,l} - \delta_{fi,l} \hat{\omega}_{fi,l} \right], \tag{40}$$

其中, $\gamma_{fi,l} > 0$, $\gamma_{pi,l} > 0$, $\delta_{fi,l} > 0$. 设计扰动观测器为

$$\begin{cases} \hat{D}_{i,l} = L_{i,l} \left(\dot{\zeta}_i - \xi_i \right), \\ \dot{\xi}_i = \hat{\omega}_{f_i,l}^{\mathrm{T}} \theta_{f_i,l} + u_{i,l} + \hat{D}_{i,l} - L_{i,l}^{-1} \left(s_{i,l} + \gamma_{pi,l} p_i \right), \end{cases}$$
(41)

其中, ξ_i 为中间变量, $L_{i,l} > 0$.

考虑式 (33)~(37),则 s_{i,l} 的导数可写为

$$\dot{s}_{i,l} = -k_{1i,l}s_{i,l} - k_{2i,l}|s_{i,l}|^{r_{i,l}}\operatorname{sign}(s_{i,l}) + \tilde{\omega}_{fi,l}^T\theta_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l},$$
(42)

其中, $\tilde{\omega}_{fi,l} = \omega_{fi,l}^* - \hat{\omega}_{fi,l}$, $\tilde{D}_{i,l} = D_{i,l} - \hat{D}_{i,l}$. 考虑式 (32), (38) 和 (39), 则 p_i 的导数为

$$\dot{p}_i = \ddot{\zeta}_i - \dot{\tilde{\zeta}}_{is} = \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l} - \eta_{i,l} p_i.$$

$$\tag{43}$$

考虑式 (32) 和 (41), 则 *D*_{i,l} 的导数为

$$\dot{\tilde{D}}_{i,l} = \dot{D}_{i,l} - \dot{\hat{D}}_{i,l} = \dot{D}_{i,l} - s_{i,l} - \gamma_{pi,l} p_i - L_{i,l} \left[\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l} \right].$$
(44)

考虑到实际中飞行模态之间的切换不是瞬间完成的,定义模态转换的过渡过程为

$$T_{\text{tran}}: [t_{j0}, t_{j1}], \ j = 1, 2,$$
(45)

其中, t_{i0} 和 t_{i1} 分别为过渡过程起止马赫数对应的时间.

基于惯性环节设计过渡过程的控制器. 过渡过程终端滑模面设计为

$$s_{i,t} = s_{i,l} - e^{-a_i(t-t_{j0})} + s_{i,l} + \left[1 - e^{-a_i(t-t_{j0})}\right],$$
(46)

其中, *s_{i,l}*-和 *s_{i,l}*+分别为过渡过程前后序模态的终端滑模面, *a_i*为惯性淡化器系数. 过渡过程控制器设计为

$$u_{i,lt} = u_{i,lt}^n + u_{i,lt}^{a_i} + u_{i,lt}^s, (47)$$

其中

$$u_{i,lt}^{n} = u_{i,l}^{n} e^{-a_{i}(t-t_{j0})} + u_{i,l+1}^{n} \left[1 - e^{-a_{i}(t-t_{j0})} \right],$$
(48)

$$u_{i,lt}^{a_i} = u_{i,l}^{a_i} e^{-a_i(t-t_{j0})} + u_{i,l+1}^{a_i} \left[1 - e^{-a_i(t-t_{j0})} \right],$$
(49)

$$u_{i,lt}^{s} = -k_{1i,l}s_{i,lt} - k_{2i,l}|s_{i,lt}|^{r_{i,l}}\operatorname{sign}(s_{i,lt}).$$
(50)

整个宽域爬升过程的控制策略为

$$u_{i} = \begin{cases} u_{i,l}, & t \leq t_{j0}, \ t \geq t_{j1}, \\ u_{i,lt}, & t_{j0} < t < t_{j1}. \end{cases}$$
(51)

依据式 (19), 将得到的控制输入 ui 中的数学舵偏转化为物理舵偏.

为提高爬升效率,速度控制器采用先开环后闭环的方式.当马赫数误差 e_v 较大时,令油门开度为 最大值 1;当马赫数误差较小时,采用 PI 控制进行调节.所设计的速度控制器为

$$P_{LA} = \begin{cases} 1, & e_v > 0.2, \\ k_{v0} + k_{pv}e_v + k_{iv}\int_{t_v}^t e_v \mathrm{d}t, \ e_v \leqslant 0.2, \end{cases}$$
(52)

其中, kv0 > 0, kpv > 0, kiv > 0, tv 为马赫数误差第一次达到 0.2 的时刻.

4.4 稳定性分析

引理1 对于任意时间 $T \ge t \ge 0$, 当切换信号 $\sigma(t)$ 存在平均驻留时间 τ_a 时, 以下不等式成立:

$$\Psi_{\sigma}\left(T,t\right) \leqslant \Psi_{0} + \frac{T-t}{\tau_{a}},\tag{53}$$

其中, Ψ_0 为正实数, $\Psi_{\sigma}(T,t)$ 为时间间隔 [t,T) 内切换发生的次数.

定理1 对于存在未知气动参数和外部时变干扰的非线性切换系统 (27), 如果控制器 (34)、平行估计模型 (39)、神经网络权重更新律 (40) 和非线性扰动观测器 (41) 被设计, 切换信号 τ_a 满足平均驻 留时间 $\tau_a > \ln \mu / \ell_0$, 则可保证闭环系统的所有变量是有界的.

证明 选择 Lyapunov 函数为

$$V_{l} = \frac{1}{2}s_{i,l}^{2} + \frac{1}{2}\gamma_{fi,l}^{-1}\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\tilde{\omega}_{fi,l} + \frac{1}{2}\tilde{D}_{i,l}^{2} + \frac{1}{2}\gamma_{pi,l}p_{i}^{2}.$$
(54)

计算 V_l 的导数为

$$\begin{split} \dot{V}_{l} &= s_{i,l} \dot{s}_{i,l} - \gamma_{fi,l}^{-1} \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \dot{\hat{\omega}}_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l} \dot{\tilde{D}}_{i,l} + \gamma_{pi,l} p_{i} \dot{p}_{i} \end{split}$$
(55)

$$&= s_{i,l} \left[-k_{1i,l} s_{i,l} - k_{2i,l} |s_{i,l}|^{r_{i,l}} \operatorname{sign} (s_{i,l}) + \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l} (\zeta) + \tilde{D}_{i,l} \right]
- \gamma_{fi,l}^{-1} \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \left\{ \gamma_{fi,l} \left[(s_{i,l} + \gamma_{pi,l} p_{i}) \theta_{fi,l} - \delta_{fi,l} \hat{\omega}_{fi,l} \right] \right\}
+ \tilde{D}_{i,l} \left[\dot{D}_{i,l} - s_{i,l} - \gamma_{pi,l} p_{i} - L_{i,l} \left(\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l} \right) \right]
+ \gamma_{pi,l} p_{i} \left(\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l} - \eta_{i,l} p_{i} \right)
= -k_{1i,l} s_{i,l}^{2} - k_{2i,l} |s_{i,l}|^{r_{i,l}+1} - L_{i,l} \tilde{D}_{i,l}^{2} - \gamma_{pi,l} \eta_{i,l} p_{i}^{2}
+ \delta_{fi,l} \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \hat{\omega}_{fi,l} + \tilde{D}_{i,l} \dot{D}_{i,l} - L_{i,l} \tilde{D}_{i,l} \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l}. \end{split}$$

考虑存在以下不等式:

$$\widetilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\widehat{\omega}_{fi,l} = \widetilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \left(-\widetilde{\omega}_{fi,l} + \omega_{fi,l}^{*}\right)$$

$$\leqslant -\frac{1}{2}\widetilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\widetilde{\omega}_{fi,l} + \frac{1}{2} \left\|\omega_{fi,l}^{*}\right\|^{2},$$
(56)

$$\tilde{D}_{i,l}\dot{D}_{i,l} \leqslant \frac{1}{2}\tilde{D}_{i,l}^2 + \frac{1}{2}\chi_{i,l}^2,$$
(57)

$$-\tilde{D}_{i,l}\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\theta_{fi,l} \leqslant \frac{1}{2}\varsigma_{1}\varpi_{i,l}^{2}\tilde{D}_{i,l}^{2} + \frac{1}{2\varsigma_{1}}\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\tilde{\omega}_{fi,l},$$
(58)

其中, $|\theta_{fi,l}| \leq \varpi_{i,l}$, ς_1 为标量值.

最终, Vi 的导数为

$$\dot{V}_{l} \leqslant -k_{1i,l}s_{i,l}^{2} - k_{2i,l}|s_{i,l}|^{r_{i,l}+1} - L_{i,l}\tilde{D}_{i,l}^{2} - \gamma_{pi,l}\eta_{i,l}p_{i}^{2} \qquad (59) \\
+\delta_{fi,l}\left(-\frac{1}{2}\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\tilde{\omega}_{fi,l} + \frac{1}{2}\left\|\omega_{fi,l}^{*}\right\|^{2}\right) + \frac{1}{2}\tilde{D}_{i,l}^{2} + \frac{1}{2}\chi_{i,l}^{2} \\
+L_{i,l}\left(\frac{1}{2}\varsigma_{1}\varpi_{i,l}^{2}\tilde{D}_{i,l}^{2} + \frac{1}{2\varsigma_{1}}\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\tilde{\omega}_{fi,l}\right) \\
\leqslant -k_{1i,l}s_{i,l}^{2} - \left(\frac{1}{2}\delta_{fi,l} - \frac{1}{2\varsigma_{1}}L_{i,l}\right)\tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}}\tilde{\omega}_{fi,l} \\
- \left(L_{i,l} - \frac{1}{2}L_{i,l}\varsigma_{1}\varpi_{i,l}^{2} - \frac{1}{2}\right)\tilde{D}_{i,l}^{2} - \gamma_{pi,l}\eta_{i,l}p_{i}^{2} + C_{0},$$

其中, $C_0 = \frac{1}{2} \delta_{fi,l} ||\omega_{fi,l}^*||^2 + \frac{1}{2} \chi_{i,l}^2$. 选择参数满足下式:

$$K_{\tilde{\omega}_{i,l}} = \frac{1}{2}\delta_{i,l} - \frac{1}{2\varsigma_1}L_{i,l} > 0, \tag{60}$$

$$K_{\tilde{D}_{i,l}} = L_{i,l} - \frac{1}{2}L_{i,l}\varsigma_1 \varpi_{i,l}^2 - \frac{1}{2} > 0.$$
(61)

于是可以得到

$$\dot{V}_l \leqslant -\ell_0 V_l + C_0, \tag{62}$$

 $\ddagger \Psi, \, \ell_0 = \min[2k_{1i,l}, 2\gamma_{fi,l} K_{\tilde{\omega}_{i,l}}, 2K_{\tilde{D}_{i,l}}, 2\eta_{i,l}].$

定义 $M_{0i,l} = \tilde{\omega}_{fi,l}^{\mathrm{T}} \theta_{fi,l}(\zeta) + \tilde{D}_{i,l}$,则式 (42) 可写为

$$\dot{s}_{i,l} = -k_{1i,l}s_{i,l} - k_{2i,l}|s_{i,l}|^{r_{i,l}}\operatorname{sign}\left(s_{i,l}\right) + M_{0i,l}.$$
(63)

由于 $\tilde{\omega}_{fi,l}$ 和 $\tilde{D}_{i,l}$ 是有界的, 故存在未知常数 $\varpi_{si,l}$ 使得 $|M_{0i,l}| \leq \varpi_{si,l}$. 当 $s_{i,l}$ 不为零时, 选择如下参数:

$$k_{1i,l} = \frac{\varpi_{si,l}}{|s_{i,l}|} + \lambda_1, \tag{64}$$

$$k_{2i,l} = \frac{\overline{\omega}_{si,l}}{|s_{i,l}|} + \lambda_2,\tag{65}$$

其中, $\lambda_1 > 0$, $\lambda_2 > 0$.

则式 (63) 可进一步写为

$$\begin{cases} \dot{s}_{i,l} = -k'_{1i,l}s_{i,l} - k_{2i,l}|s_{i,l}|^{r_{i,l}}\operatorname{sign}(s_{i,l}), \\ \dot{s}_{i,l} = -k_{1i,l}s_{i,l} - k'_{2i,l}|s_{i,l}|^{r_{i,l}}\operatorname{sign}(s_{i,l}), \end{cases}$$
(66)

其中, $k'_{1i,l} = k_{1i,l} - \frac{M_{0i,l}}{s_{i,l}} \ge \lambda_1, k'_{2i,l} = k_{2i,l} - \frac{M_{0i,l}}{|s_{i,l}|^{r_i,l} \operatorname{sign}(s_{i,l})} \ge \lambda_2.$ 由上可知系统轨迹会在有限时间内收敛到区域 $\Delta = \min \{\Delta_1, \Delta_2\},$ 其中

$$\Delta_1 = \left\{ |s_{i,l}| \leqslant \frac{\varpi_{si,l}}{k_{1i,l} - \lambda_1} \right\},\tag{67}$$

$$\Delta_2 = \left\{ |s_{i,l}| \leqslant \left(\frac{\overline{\omega}_{si,l}}{k_{2i,l} - \lambda_2}\right)^{\frac{1}{r_{i,l}}} \right\}.$$
(68)

由式 (62) 可得每个子系统是稳定的,下面证明整个闭环切换系统的稳定性.

根据切换系统 (27) 的解, 易得函数 $P(t) = e^{\ell_0 t} V_{\sigma(t)}(\zeta(t))$ 是分段可微的. 基于式 (62) 可得 P(t) 的导数在每个区间 $[t_j, t_{j+1})$ 存在如下不等式:

$$\dot{P}(t) = \ell_0 e^{\ell_0 t} V_{\sigma(t)}(\zeta(t)) + e^{\ell_0 t} \dot{V}_{\sigma(t)}(\zeta(t))$$

$$\leq C_0 e^{\ell_0 t}, \quad t \in [t_j, t_{j+1}).$$
(69)

根据文献 [33,34] 中的结果, 可以得到 $V_r(\zeta(t)) \leq \mu V_s(\zeta(t))$, 其中 $\mu > 1$ 和 $r, s \in M$. 进一步可得

$$P(t_{j+1}) = e^{\ell_0 t_{j+1}} V_{\sigma(t_{j+1})} (\zeta(t_{j+1}))$$

$$\leq \mu e^{\ell_0 t_{j+1}} V_{\sigma(t_j)} (\zeta(t_{j+1})) = \mu P(t_{j+1}^-)$$

$$\leq \mu \left[P(t_j) + \int_{t_j}^{t_{j+1}} C_0 e^{\ell_0 t} dt \right].$$
(70)

对于任意 $T > t_0 = 0$, 将式 (70) 从 j = 0 到 $j = \Psi_{\sigma}(T, 0) - 1$ 进行迭代可得

$$P(T^{-}) \leq P(t_{\Psi_{\sigma}(T,0)}) + \int_{t_{\Psi_{\sigma}(T,0)}}^{T} C_{0} e^{\ell_{0} t} dt$$

$$\leq \mu \left[P(t_{\Psi_{\sigma}(T,0)-1}) + \int_{t_{\Psi_{\sigma}(T,0)-1}}^{t_{\Psi_{\sigma}(T,0)}} C_{0} e^{\ell_{0} t} dt + \mu^{-1} \int_{t_{\Psi_{\sigma}(T,0)}}^{T} C_{0} e^{\ell_{0} t} dt \right]$$
(71)

$$\leq \cdots \\ \leq \mu^{\Psi_{\sigma}(T,0)} \left[P(0) + \sum_{j=0}^{\Psi_{\sigma}(T,0)-1} \mu^{-j} \int_{t_{j}}^{t_{j+1}} C_{0} \mathrm{e}^{\ell_{0}t} \mathrm{d}t + \mu^{-\Psi_{\sigma}(T,0)} \int_{t_{\Psi_{\sigma}(T,0)}}^{T} C_{0} \mathrm{e}^{\ell_{0}t} \mathrm{d}t \right].$$

因为 $\tau_a > \ln \mu / \ell_0$,存在任意 $\xi \in (0, \ell_0 - (\ln \mu / \tau_a))$ 使得 $\tau_a > \ln \mu / (\ell_0 - \xi)$ 成立. 根据引理 1,对于 任意 $T \ge t \ge 0$,存在

$$\Psi_{\sigma}\left(T,t\right) \leqslant \Psi_{0} + \frac{\left(\ell_{0} - \xi\right)\left(T - t\right)}{\ln\mu}.$$
(72)

此外, 由于 $\Psi_{\sigma}(T,0) - j \leq 1 + \Psi_{\sigma}(T,t_{j+1}), j = 0, 1, \dots, \Psi_{\sigma}(T,0), 可得$

$$\mu^{\Psi_{\sigma}(T,0)-j} \leqslant \mu^{1+\Psi_0} \mathrm{e}^{(\ell_0-\xi)(T-t_{j+1})}.$$
(73)

而且, 根据 $\xi < \ell_0$, 可得

$$\int_{t_j}^{t_{j+1}} C_0 \mathrm{e}^{\ell_0 t} \mathrm{d}t \leqslant \mathrm{e}^{(\ell_0 - \xi)t_{j+1}} \int_{t_j}^{t_{j+1}} C_0 \mathrm{e}^{\xi t} \mathrm{d}t.$$
(74)

结合式 (71), (73) 和 (74), 可得

$$P(T^{-}) \leq \mu^{\Psi_{\sigma}(T,0)} P(0) + \mu^{1+\Psi_{0}} \mathrm{e}^{(\ell_{0}-\xi)T} \int_{0}^{T} C_{0} \mathrm{e}^{\xi t} \mathrm{d}t.$$
(75)

根据文献 [35],存在 $\underline{\vartheta}, \overline{\vartheta} \in \kappa_{\infty}$ 使得 $\underline{\vartheta}(||\zeta||) \leq V_{l}(\zeta) \leq \overline{\vartheta}(||\zeta||)$ 成立,因此可得

$$\underline{\vartheta}\left(\|\zeta\left(T\right)\|\right) \leqslant V_{\sigma\left(T^{-}\right)}\left(\zeta\left(T^{-}\right)\right) \tag{76}$$

$$\leqslant e^{\Psi_{0}\ln\mu}e^{\left(\frac{\ln\mu}{\tau_{a}}-\ell_{0}\right)T}\overline{\vartheta}\left(\|\zeta\left(0\right)\|\right) + \mu^{1+\Psi_{0}}\frac{C_{0}}{\lambda}\left(1-e^{-\xi T}\right)$$

$$\leqslant e^{\Psi_{0}\ln\mu}e^{\left(\frac{\ln\mu}{\tau_{a}}-\ell_{0}\right)T}\overline{\vartheta}\left(\|\zeta\left(0\right)\|\right) + \mu^{1+\Psi_{0}}\frac{C_{0}}{\lambda}, \quad \forall T > 0.$$

依据式 (76) 和 $\xi > 0$, 可以得到当 $\tau_a > \ln \mu/\ell_0$ 时, 对于有界的初始条件, $s_i, i = x, y, z, \tilde{\omega}_{i,l}$ 和 p_i 都是有界的. 此外, 因为 $\omega_{2,l}^*$ 是常数且 $\hat{\omega}_{i,l}$, $D_{i,l}$ 和 $\hat{D}_{i,l}$ 有界, 可以进一步得到 $u_{\sigma(t)}$ 和 ζ 是有界的. 最终可以得到结论: 对于有界的初始条件且切换信号 $\sigma(t)$ 满足平均驻留时间 $\tau_a > \ln \mu/\ell_0$, 则闭环切换系统中的所有信号是有界的.

注1 根据参数定义和稳定性分析, 控制参数的选取需满足以下条件: $\vartheta_{i,l} > 0, 0 < \kappa_{i,l} < 1, k_{1i,l} > 0, k_{2i,l} > 0, 0 < r_{i,l} < 1, \gamma_{fi,l} > 0, \delta_{fi,l} > 0, \gamma_{pi,l} > 0, \eta_{i,l} > 0, L_{i,l} > 0, (1/2) \delta_{i,l} - (1/2\varsigma_1) L_{i,l} > 0$ 和 $L_{i,l} - (1/2) L_{i,l}\varsigma_1 \varpi_{i,l}^2 - 1/2 > 0.$

5 仿真验证

设计宽域爬升弹道使空天飞行器高度从 15 km 爬升到 30 km, 速度从 Ma2 加速到 Ma12. 攻角制 导指令参数设置为 $k_{ph} = 0.0074^{\circ}/\text{m}, k_{dh} = 0.0573^{\circ} \cdot \text{s/m}$ 和 $k_{ih} = 1.1460 \times 10^{-4\circ}/(\text{m} \cdot \text{s}).$

初始俯仰角、偏航角、滚转角分别为 2°, 1° 和 1°, 初始角速度均为 0. 左右升降舵和方向舵的 变化范围均为 [-20°, 20°]. 考虑存在未知气动参数进行弹道拉偏, 令气动力和力矩系数均相较于标称值减小 20%. 在快回路中施加外界时变干扰力矩为 $d_x = 2 \times 10^4 \sin(3t + 0.2)$ N·m, $d_y = 2 \times 10^4 \sin(3t + 0.2)$



Figure 9 (Color online) (a) Altitude tracking; (b) Mach

 $10^4 \sin(5t - 0.3)$ N·m 和 $d_z = 2 \times 10^4 \sin(4t)$ N·m. 为了减少滑模抖动,在仿真中将滑模面和控制器中的符号函数 sign(·) 替换为双曲正切函数 tanh(·).

将本文所提的控制方法命名为"终端滑模软切换控制 (terminal sliding mode soft switching control, TSMSSC)",将基于常规神经网络和终端滑模面的硬切换控制命名为"终端滑模硬切换控制 (terminal sliding mode hard switching control, TSMHSC)",将基于常规神经网络和一般滑模面的硬切换控制命名为"滑模硬切换控制 (sliding mode hard switching control, SMHSC)",对三者进行仿真对比.

令i = x, y, z,终端滑模软切换控制方法的控制参数设置为 $\vartheta_{i,1} = 3, \kappa_{i,1} = 0.8, k_{1i,1} = 10, k_{2i,1} = 8, r_{i,1} = 0.8, \gamma_{fi,1} = 0.8, \delta_{fi,1} = 0.001, \gamma_{pi,1} = 3, \eta_{i,1} = 5, L_{i,1} = 12; \vartheta_{i,2} = 2, \kappa_{i,2} = 0.8, k_{1i,2} = 10, k_{2i,2} = 5, r_{i,2} = 0.8, \gamma_{fi,2} = 0.5, \delta_{fi,2} = 0.001, \gamma_{pi,2} = 2, \eta_{i,2} = 5, L_{i,2} = 10; \vartheta_{i,3} = 0.2, \kappa_{i,3} = 0.6, k_{1i,3} = 2, k_{2i,3} = 2, r_{i,3} = 0.8, \gamma_{fi,3} = 0.3, \delta_{fi,3} = 0.001, \gamma_{pi,3} = 10, \eta_{i,3} = 5, L_{i,3} = 2; a_i = 0.5.$ 终端滑 模硬切换控制方法的控制参数设置为 $\vartheta_{i,1} = 3, \kappa_{i,1} = 0.8, k_{1i,1} = 10, k_{2i,1} = 8, r_{i,1} = 0.8, \gamma_{fi,1} = 0.8, \delta_{fi,1} = 0.001, L_{i,1} = 12; \vartheta_{i,2} = 2, \kappa_{i,2} = 0.8, k_{1i,2} = 10, k_{2i,2} = 5, r_{i,2} = 0.8, \gamma_{fi,2} = 0.5, \delta_{fi,2} = 0.001, L_{i,2} = 10; \vartheta_{i,3} = 0.2, \kappa_{i,3} = 0.6, k_{1i,3} = 2, k_{2i,3} = 2, r_{i,3} = 0.8, \gamma_{fi,3} = 0.3, \delta_{fi,3} = 0.001, L_{i,3} = 2.$ 滑模硬切换控制方法的控制参数设置为 $c_{i,1} = 3, k_{i,1} = 12, \gamma_{fi,1} = 0.8, \delta_{fi,1} = 0.001, L_{i,1} = 12; c_{i,2} = 2, k_{i,2} = 10, \gamma_{fi,2} = 0.5, \delta_{fi,2} = 0.001, L_{i,2} = 10; c_{i,3} = 2, k_{i,3} = 3, \gamma_{fi,3} = 0.3, \delta_{fi,3} = 0.001, L_{i,3} = 2.$ 滑柱制方法的速度控制参数都设置为 $k_{v0} = 0.1, k_{pv} = 0.1, k_{iv} = 0.45;$ 神经网络结点个数都设置为 $k_{v0} = 3 \times 3 \times 3 \times 3 \times 3 \times 3 \times 3$.

仿真结果如图 9~16 所示:图 9(a)和 (b)展示了高度和马赫数跟踪情况,可以看到 3 种方法下飞 行器都能爬升到期望高度且加速到期望马赫数.从图 9(a)中可以看到,终端滑模软切换控制相较于另 外两种方法能取得更小的高度跟踪误差.从图 9(b)中可以看到,采用终端滑模面的切换控制方法相 较于一般滑模面切换控制具有更快的爬升速率.图 10(a)和 (b)展示了控制输入情况,从图 10(b)中 可以看到,基于终端滑模的切换控制可以实现更快的舵偏收敛速度,且在模态转换过程中终端滑模软 切换控制相较于终端滑模硬切换控制能降低控制输入跳变幅度.图 11 和 12 展示了姿态情况,从图 11 可以看到这 3 种方法都能实现姿态的跟踪和稳定,从图 12 可以看到在模态转换过程中,终端滑模软 切换控制相较于另外两种方法能取得更小的攻角跟踪误差.图 13 展示了过载情况,可以看到基于终端 滑模的切换控制的过载收敛速度更快.图 14 展示了神经网络权重范数情况,可以看到基于终端









图 11 (网络版彩图) 姿态角. (a) 滑模硬切换控制; (b) 终端滑模硬切换控制; (c) 终端滑模软切换控制 Figure 11 (Color online) Attitude angle. (a) SMHSC; (b) TSMHSC; (c) TSMSSC

模的切换控制的神经网络权重范数收敛速度更快.图 15 展示了终端滑模软切换控制的预测误差情况,可以看到预测误差在切换过程会出现一定偏离,但能很快收敛至零.图 16 展示了切换信号变化情况,



Figure 12 (Color online) Attack angle tracking error

图 13 (网络版彩图) 过载 Figure 13 (Color online) Overload





体现了不同模态的对应时间.



6 总结

本文主要研究了组合动力空天飞行器的宽域爬升高可靠稳定控制问题.考虑组合动力空天飞行器 不同模态下动态特性差异,通过动力和气动特性分析以及基于操稳特性的模态聚类等方法,对宽域飞 行包线进行了模态划分,基于模态划分结果和通道分解建立了飞行器姿态切换系统模型.考虑宽域爬 升过程存在未知气动参数和外界时变干扰等不利影响,利用神经网络和非线性扰动观测器对系统不确 定和外界干扰进行协同估计补偿,最终基于终端滑模设计了软切换控制.为减小模态转换时舵面偏转 的跳变幅度,基于惯性环节设计了模态转换过渡过程控制器,保证了模态的平稳转换.为提升姿态跟踪 精度,基于平行估计模型构建了神经网络和非线性扰动观测器协同工作机制,通过信息交互和协同估 计提升了飞行控制系统的鲁棒性和适用性.仿真结果展示了所提控制方法相较于常规滑模硬切换控制 和终端滑模硬切换控制,可以实现宽域爬升模态转换下更小的高度跟踪误差和攻角跟踪误差.

组合动力空天飞行器宽域爬升存在多种约束,当考虑舵面偏转约束时容易发生舵面饱和现象,这 主要是制导指令与控制能力不匹配造成的.本文考虑了制导和控制的耦合关系,对高度制导指令进行 多模态切换设计以适配控制系统能力,但这一方法仍没有建立制导与控制的内在调节关系,属于离线 设计.后续可进行组合动力空天飞行器制导控制一体化设计研究,建立基于控制系统能力的上升段制 导轨迹的自主调节机制,实现轨迹在线规划.

参考文献 -

- 4 Rugh W J, Shamma J S. Research on gain scheduling. Automatica, 2000, 36: 1401–1425
- 5 Leith D J, Leithead W E. Survey of gain-scheduling analysis and design. Int J Control, 2000, 73: 1001–1025

Gstattenbauer G J, Franke M E, Livingston J W. Cost comparison of expendable hybrid and reusable launch vehicles. In: Proceedings of AIAA/Space Conferences and Exposition, San Jose, 2006

Wang C Q. Technological innovation and development prospect of aerospace vehicle. J Astronaut, 2021, 42: 807-819
 [王长青. 空天飞行技术创新与发展展望. 宇航学报, 2021, 42: 807-819]

³ Bao W M. Present situation and development tendency of aerospace control techniques. Acta Autom Sin, 2013, 39: 697-702 [包为民. 航天飞行器控制技术研究现状与发展趋势. 自动化学报, 2013, 39: 697-702]

⁶ Hou Y Z, Wang Q, Dong C Y. Gain scheduled control: switched polytopic system approach. J Guid Control Dyn, 2011, 34: 623–629

- 7 Huang X Y, Wang Q, Wang Y L, et al. Adaptive augmentation of gain-scheduled controller for aerospace vehicles. J Syst Eng Electron, 2013, 24: 272–280
- 8 Wu F, Yang X H, Packard A, et al. Induced L2-norm control for LPV systems with bounded parameter variation rates. Int J Robust Nonlinear Control, 1996, 6: 983–998
- 9 Alwi H, Edwards C, Stroosma O, et al. Real-time implementation of an ISM fault-tolerant control scheme for LPV plants. IEEE Trans Ind Electron, 2015, 62: 3896–3905
- 10 Ghersin A S, Sanchez P R S. LPV control of a 6-DOF vehicle. IEEE Trans Contr Syst Technol, 2002, 10: 883–887
- 11 Lu B, Wu F, Kim S W. Switching LPV control of an F-16 aircraft via controller state reset. IEEE Trans Contr Syst Technol, 2006, 14: 267–277
- 12 Zhang Z H, Yang L Y, Shen G Z. Switching LPV control method in wide flight envelope for hypersonic vehicles. Acta Aeronaut Astronaut Sin, 2012, 33: 1706–1716 [张增辉, 杨凌宇, 申功璋. 高超声速飞行器大包线切换 LPV 控制方 法. 航空学报, 2012, 33: 1706–1716]
- 13 Yang D, Zong G G, Karimi H R. H_{∞} refined antidisturbance control of switched LPV systems with application to aero-engine. IEEE Trans Ind Electron, 2020, 67: 3180–3190
- 14 Wang Q, Wu Z D, Hou Y Z, et al. Analysis and synthesis of vehicle control-oriented switching system. J Astronaut, 2013, 34: 147-156 [王青, 吴振东, 侯砚泽, 等. 面向飞行器控制的切换系统分析与综合. 宇航学报, 2013, 34: 147-156]
- 15 Morse A S. Supervisory control of families of linear set-point controllers-Part I. Exact matching. IEEE Trans Automat Contr, 1996, 41: 1413–1431
- 16 Liu L, Liu Y J, Tong S. Neural networks-based adaptive finite-time fault-tolerant control for a class of strict-feedback switched nonlinear systems. IEEE Trans Cybern, 2019, 49: 2536–2545
- 17 Cheng Y X, Xu B, Lian Z, et al. Adaptive learning control of switched strict-feedback nonlinear systems with dead zone using NN and DOB. IEEE Trans Neural Netw Learn Syst, 2021. doi: 10.1109/TNNLS.2021.3106781
- 18 Chen M, Jiang C S, Wu Q X. Design of full envelope robust flight controller based on multiple model method. Acta Aeronaut Astronaut Sin, 2006, 27: 486–492 [陈谋, 姜长生, 吴庆宪. 基于多模型方法的全包络鲁棒飞行控制器设计. 航空学报, 2006, 27: 486–492]
- 19 Lian J, Li C, Xia B. Sampled-data control of switched linear systems with application to an F-18 aircraft. IEEE Trans Ind Electron, 2017, 64: 1332–1340
- 20 Hou Y Z, Dong C Y, Wang Q. Stability analysis of switched linear systems with locally overlapped switching law. J Guidance Control Dyn, 2010, 33: 396–403
- 21 An H, Wu Q Q. Switched-model-based compound control of hypersonic vehicles with input nonlinearities. Nonlinear Dyn, 2019, 98: 463–476
- 22 Tao X Y, Li N, Li S Y. Multiple model predictive control for large envelope flight of hypersonic vehicle systems. Inf Sci, 2016, 328: 115–126
- 23 An H, Wu Q Q, Xia H W, et al. Multiple Lyapunov function-based longitudinal maneuver control of air-breathing hypersonic vehicles. Int J Control, 2021, 94: 286–299
- 24 Liu T H, An H, Wang C H. Anti-windup switched control of hypersonic vehicle. J Astronaut, 2020, 41: 329–336 [刘 田禾, 安昊, 王常虹. 高超声速飞行器的抗饱和切换控制. 宇航学报, 2020, 41: 329–336]
- 25 Wang Q, Hou D L, Chen B, et al. Disturbance attenuation control for flight vehicle switched polytopic system. J Astronaut, 2015, 36: 186–195 [王青, 后德龙, 陈彬, 等. 飞行器切换多胞系统抗干扰控制. 宇航学报, 2015, 36: 186–195]
- 26 Leomanni M, Garulli A, Giannitrapani A, et al. Minimum switching thruster control for spacecraft precision pointing. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2017, 53: 683–697
- 27 Wang Y F, Jiang C S, Wu Q X. Multi-model soft-switching cost-guaranteed non-fragile control for near-space vehicle. Control Theory Appl, 2012, 29: 440–446 [王宇飞, 姜长生, 吴庆宪. 近空间飞行器多模型软切换保性能非脆弱控制. 控制理论与应用, 2012, 29: 440–446]
- 28 Jiang W L, Dong C Y, Wang Q. Smooth switching linear parameter-varying control for hypersonic vehicles via a parameter set automatic partition method. IET Control Theor Appl, 2015, 9: 2377–2386
- 29 Shaughnessy J D, Pinckney S Z, Mcminn J D, et al. Hypersonic Vehicle Simulation Model: Winged-Cone Configuration. NASA Technical Memorandum, 1990. NASA-TM-102610
- 30 Keshmiri S, Colgren R, Mirmirani M. Six DoF nonlinear equations of motion for a generic hypersonic vehicle.

In: Proceedings of AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference and Exhibit, Hilton Head, 2007

- 31 Keshmiri S, Colgren R, Mirmirani M. Six-DOF modeling and simulation of a generic hypersonic vehicle, for control and navigation purposes. In: Proceedings of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Keystone, 2006
- 32 Wang P. Research on attitude control method for hypersonic cruise vehicle. Dissertation for Ph.D. Degree. Changsha: National University of Defense Technology, 2013. 42 [王鹏. 高超声速巡航飞行器姿态控制方法研究. 博士学位论文. 长沙: 国防科技大学, 2013. 42]
- 33 Zhang L X, Gao H J. Asynchronously switched control of switched linear systems with average dwell time. Automatica, 2010, 46: 953–958
- 34 Cui Y, Zhang H G, Wang Y C, et al. A fuzzy adaptive tracking control for MIMO switched uncertain nonlinear systems in strict-feedback form. IEEE Trans Fuzzy Syst, 2019, 27: 2443–2452
- 35 Han T T, Ge S S, Lee T H. Adaptive neural control for a class of switched nonlinear systems. Syst Control Lett, 2009, 58: 109–118

Switching control of combined power aerospace vehicles for wide-area flight

Yixin CHENG¹, Bin XU^{1*} & Rui HONG²

1. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

- 2. Chengdu Aircraft Design and Research Institute, Chengdu 610091, China
- * Corresponding author. E-mail: smileface.binxu@gmail.com

Abstract A switching control scheme based on the modal division of the flight envelope is studied in this work, which aims to address the problems of modal transition, unknown aerodynamic parameters, and external time-varying interference in the wide-area climbing of combined power aerospace vehicles. The results of modal division and the process of modal transition are obtained through the analysis of the aerodynamic and thrust characteristics of aircraft. The aerospace vehicle switching system is established on the basis of switching signal design. Then, the terminal sliding mode soft-switching control strategy is designed to ensure the smooth modal transition, wherein the neural network and nonlinear disturbance observer are used to address system uncertainty and external time-varying disturbance. The stability of the closed-loop switching system is analyzed by using the multi-Lyapunov function method, and the effectiveness of the proposed method is verified by simulation results.

Keywords aerospace vehicle, combined power, modal transition, switching control, robust adaptive control