

北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
ISSN 1001-5965,CN 11-2625/V

《北京航空航天大学学报》网络首发论文

题目：基于量化切换机制的高超变体飞行器非脆弱控制
作者：高晓慧，邵星灵，张强，刘俊
DOI：10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0410
收稿日期：2026-06-20
网络首发日期：2026-11-04
引用格式：高晓慧，邵星灵，张强，刘俊．基于量化切换机制的高超变体飞行器非脆弱控制[J/OL]．北京航空航天大学学报．
https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0410



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

基于量化切换机制的高超变体飞行器非脆弱控制

高晓慧[1]，邵星灵[1,2,3,4,*]，张强[1]，刘俊[2,5]

（1. 中北大学 电气与控制工程学院，太原 030051；2.中北大学 极限环境光电动态测试技术与仪器全国重点实验室，太原 030051 3.具身智能研究院太原 030051；4.电子测试技术全国重点实验室，太原 030051；5.中北大学 仪器与电子学院，太原 030051）

✉通信作者 邵星灵，E-mail：shaoxl@nuc.edu.cn

摘要 针对状态约束下高超声速变体飞行器(Hypersonic Morphing Vehicles, HMVs)因变形引发的不确定性问题，提出基于量化切换机制的非脆弱控制策略。首先，为描述变形特性，结合模态划分变量设计量化切换机制，将变形过程量化为有限个离散模态，据此建立基于量化切换机制的 HMVs 模型。其次，构造脆弱性规避的障碍李雅普诺夫函数，避免跟踪误差接近约束包络时控制输出剧增的“脆弱性”问题，确保控制器不会发生奇异现象。在此基础上，针对构型变化引发的模型不确定性与外部扰动，采用模糊逻辑系统逼近未知非线性项，将逼近误差、外界扰动及虚拟控制器的微分耦合在一个复合多项式中，通过设计干扰上界估计器对其补偿。最终，基于李雅普诺夫稳定性理论，证明闭环系统所有信号是有界的，跟踪误差收敛至原点附近小邻域内，且状态约束不被违反。仿真结果验证了所提控制策略的有效性。

关键词 脆弱性规避的障碍李雅普诺夫函数；量化切换机制；高超变体飞行器；干扰上界估计器；模糊逻辑系统

中图分类号 V249.1 文献标志码 A DOI：10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0410

Quantized Switching Mechanism-Based Non-fragile Control of Hypersonic Morphing Vehicles

GAO Xiaohui[1]，SHAO Xingling[1,2,3,4,*]，ZHANG Qiang[1]，LIU Jun[2,5]

（1.School of Electrical and Control Engineering, North University of China, Taiyuan 030051,China；

2.State Key Laboratory of Extreme Environment Optoelectronic Dynamic Measurement Technology and Instrument ,North University of China, Taiyuan 030051, China; 3.Institute of Embodied Intelligence,Taiyuan 030051, China; 4.State Key Laboratory of Electronic Test Technology, Taiyuan 030051, China；5.School of Instrument and Electronics,North University of China, Taiyuan 030051, China）

✉SHAO Xingling,E-mail: shaoxl@nuc.edu.cn

Abstract A non-fragile control strategy based on a quantized switching mechanism is proposed to address the uncertainty problem caused by morphing in hypersonic morphing vehicles under state constraints. First, to characterize the morphing characteristics, a quantized switching mechanism is designed by introducing mode partition variables, which quantizes the continuous morphing process into a finite number of discrete modes. Based on this, hypersonic morphing vehicles model incorporating the quantized switching mechanism is established. Second, fragility avoidance barrier Lyapunov functions are constructed to avoid the "fragility" phenomenon where the control output surges when the tracking error approaches the constraint envelope, ensuring that the controller does not suffer from singularity. On this basis, to handle the model uncertainty and external disturbances induced by configuration changes, fuzzy logic systems are employed to approximate the unknown nonlinear terms. The approximation errors, external disturbances, and derivatives of the virtual control laws are coupled into a composite polynomial, which is compensated by designing a disturbance upper bound estimator. Finally, based on the Lyapunov stability theory, it is rigorously proven that all signals in the closed-loop system are bounded, the tracking error converges to a

收稿日期：2026-06-20

基金项目：国家自然科学基金（62173312）；山西省杰出青年基金（202203021224008）；山西省基础研究计划项目(202403021222154)

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (62173312); Outstanding Youth Fund of Shanxi Province (202203021224008); the Fundamental Research Program of Shanxi Province under Grant 202403021222154

网络首发时间：2026-11-04 10:38:45 网络首发地址：https://link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20261103.1619.001

small neighborhood near the origin, and the state constraints are never violated. Simulation results verify the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words fragility avoidance barrier lyapunov functions; quantized switching mechanism; hypersonic morphing vehicles; disturbance upper bound estimator; fuzzy logic systems

依据不同的飞行任务与环境，HMVs 能通过构形的改变，保持良好的气动性能[1]。尽管这一改变会带来良好的气动性能，但会使得模型中气动参数显著变化，增加了模型的不确定性。同样,在大包线飞行时，环境的改变(如风扰、大气密度等),亦会增加模型的不确定性。上述不确定因素给 HMVs 的建模及控制器设计带来挑战[2][5]。

为从构型设计层面缓解上述建模困难，当前 HMVs 主要采用变后掠、变展长与变弯度等变形方式，其中变后掠翼因其在宽速域内的气动适配优势而成为典型代表。如 ZHANG 等人[5]建立的变后掠翼基准模型，其后掠角可在设计区间内动态变化，匹配不同马赫数下的最优气动外形。该设计在优化飞行性能的同时，也因构型时变而加剧了建模复杂度，为此引入切换系统理论[7]。该理论由各子系统及之间的切换信号构成，可描述构型变化过程中的模态跃迁，与 HMVs 变形特性契合，即每个子系统对应飞行器特定构型下的动力学模型，切换信号则由变形机构速率决定。基于此，WANG[8]等人引入切换机制，采用线性参数时变(Linear Parameter Varying，LPV)模型，突破传统小扰动线性化方法对系统平衡点的限制。JIA 等人[9]构建了变体飞行器 LPV 模型，将调参变量区间划分为局部重叠的子区间。但 LPV 系统多通过拟合方法获取，系统不确定性广泛存在。为解决上述模型不确定性问题，模糊逻辑系统(Fuzzy Logic Systems,FLSs)凭借其万能逼近特性，可逼近模型中存在的不确定项[10][13]。如 XIAO 等人[14]构建切换 FLSs 逼近非线性模型，有效抑制系统不确定性影响。然而，传统切换机制对模态跃迁过程缺乏明确的量化描述，其瞬时切换行为易激发未建模高频动态并危及系统稳定性。因此，如何在切换过程中引入有效的量化机制，实现对模态跃迁的描述，是当前建模亟需解决的关键问题。

上述建模分析为控制器设计奠定了基础，但 HMVs 在控制层面仍面临状态约束与鲁棒性的双重挑战。针对状态约束问题，障碍李雅普诺夫函数(Barrier Lyapunov Functions,BLFs)通过设计对称或非对称的约束包络来限制系统状态[15][19]。根据包络的时间演化特性，现有约束可分为时不变与时变两类。时不变 BLFs 采用固定常值包络，难以匹配变体过程中状态的动态演化。为此，学者们提出了时变 BLFs[24][24]，允许约束包络随时间调整并收敛至预设值。例如，WEI 等人[25]设计了对称时变 BLFs，使包络随系统演化逐步收敛至稳态；JIN 等人[26]则针对状态上下界不对称的场景，提出了非对称时变 BLFs，弥补了对称约束在非对称限制问题中的不足。与此不同，预设性能控制从误差演化角度刻画状态约束，通过随时间收敛的性能函数将跟踪误差限定在预设边界内，例如，曹承钰等人[27]为高超声速变外形飞行器构造了固定时间预设性能函数，结合干扰观测器定量保证了姿态误差的瞬态与稳态性能。但其约束边界多依据先验知识确定，当系统遭遇突发强扰动、跟踪误差瞬时逼近边界时，若边界无法实时感知误差波动并自适应调整，仍易引起控制量激增甚至控制器奇异。同时，扰动本身也会削弱系统鲁棒性，这就要求控制器具备有效的扰动抑制能力。例如，ZHANG 等[28]提出了基于扩张状态观测器的姿态跟踪控制方法，实现了 HMVs 在模型不确定性下的稳定跟踪；WANG 等人[29]设计了非线性干扰观测器，有效抑制了高频气动扰动对系统的影响。注意到现有方法虽采用干扰观测器补偿扰动并借助放缩法分析稳定性，但其约束包络固定。与放缩法不同，若将外界扰动、近似误差及虚拟控制器项耦合于一个多项式中并对其上界进行估计，则可规避上述局限。在此框架下，如何使约束包络根据跟踪误差的变化自适应调整，并估计多项式上界的未知参数，以在变体过程中兼顾动态约束与鲁棒性，是亟待解决的问题。

受上述讨论的启发，本文构造了一种基于量化切换机制的非脆弱模糊控制方法，主要贡献归纳为以下三个方面：

1）不同于 LPV 方法[8][9]，为刻画变形这一特性，引入模态划分变量，结合变形率在模态划分细度的基础上，提出基于量化切换机制的建模方法，该方法实现了在模态跃迁过程的量化描述，为变体

飞行器的控制器设计提供了模型基础。

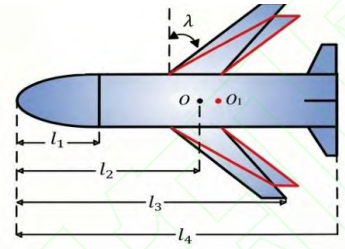
2）为避免 BLFs 方法[15][19]在跟踪误差接近约束包络时带来的控制器奇异现象，构造了 FABLFs 方法，该方法结合跟踪误差的大小设计包络感知与调整技术，解决了 BLFs 引发的控制器奇异问题，在保证状态约束满足的前提下，提升了控制系统的稳定性。

3）与现有干扰观测器控制方法[28][29]的区别在于对不确定性的处理方式。现有方法通常采用放缩法，以一个固定的保守上界来抑制集总干扰。而本文则设计了一种基于上界估计的补偿策略。该策略将外界扰动、近似误差及虚拟控制微分耦合为一个复合多项式，随后通过构造干扰上界估计器获取其边界信息。

1　问题描述与预备知识

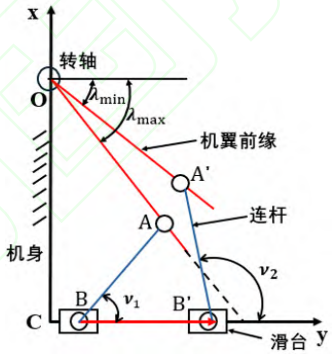
1.1 HMVs 模型

本文以变后掠翼 HMVs 为研究对象，变后掠翼 HMVs 外形及翼根后掠机构如图 1 所示。由图 1(a)为变后掠翼 HMVs 简图，图 1(b)为翼根后掠机构的运动简图。



(a)变后掠翼 HMVs

(a) Variable-sweep-wing HMVs



(b) 翼根后掠机构运动简图

(b) kinematic sketch of the wing-root sweep mechanism

图 1 变后掠翼 HMVs 外形及翼根后掠机构

Fig.1 Configuration and wing-root sweep mechanism of the variable-sweep-wing HMVs

为设计 HMVs 的姿态控制器，在此基础上引入变形率 ξ 表征飞行器构型动态演化，其定义形式如下：

$$\xi=\frac{\lambda-\lambda_{\min}}{\lambda_{\max}-\lambda_{\min}},\quad \ddot{\xi}=\frac{1}{J_{\xi}}\delta_{\xi}-\frac{f_{\xi}}{J_{\xi}}\dot{\xi}+D_{\xi} \tag{1}$$

式中：λ 为后掠角，其中 $\lambda_{\min}=45^{\circ}$ 和 $\lambda_{\max}=65^{\circ}$ 分别对应最小后掠角与最大后掠角。翼根后掠机构 B 为作动器驱动滑台，滑台经定长连杆 AB 在铰点 A 带动机翼绕枢轴 O 转动，使机翼在 $\lambda_{\min}$ 与 $\lambda_{\max}$ 之间转动，ν_1，ν_2 为连杆相对导轨方向的摆角。J_{ξ} 为机翼-作动器系统绕枢轴的等效转动惯量，f_{ξ} 为等效粘性阻尼系数，δ_{ξ} 为作动器等效控制输入，D_{ξ} 为作动器未建模动态与外部扰动项，见文献[30-

32]。结合变形率，建立 HMVs 模型[33]，具体如下：

$$\begin{aligned}
\dot{\alpha} &= -\omega_x \cos\alpha \tan\beta + \omega_y \sin\alpha \tan\beta + \omega_z - \\
&\frac{F_L}{m_s V \cos\beta} + \frac{g}{V \cos\beta} \cos\theta \cos\gamma - \\
&\frac{F_{Lz} \sin\gamma + F_{Ly} \cos\gamma}{m_s V \cos\beta} + D_{11} \\
\dot{\beta} &= \omega_x \sin\alpha + \omega_y \cos\alpha + \frac{F_N}{m_s V} + \frac{g}{V} \cos\theta \sin\gamma + \\
&\frac{F_{Lz} \cos\gamma - F_{Ly} \sin\gamma}{m_s V} + D_{12} \\
\dot{\gamma} &= \omega_x \cos\alpha \sec\beta - \omega_y \sin\alpha \sec\beta + D_{13} + \\
&(\tan\beta + \tan\theta \cos\gamma) \frac{F_L + F_N \tan\theta \cos\gamma}{m_s V} + \\
&(\tan\theta + \tan\beta \cos\gamma) \frac{F_{Lz} + F_{Ly} \tan\beta \cos\gamma}{m_s V} + \\
&\frac{g}{V} \cos\theta \tan\beta \cos\gamma
\end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\omega}_x &= \frac{M_x + M_{sx} + (I_y - I_z)\omega_y \omega_z - \dot{I}_x \omega_x}{I_x} + D_{21} \\
\dot{\omega}_y &= \frac{M_y + M_{sy} + (I_z - I_x)\omega_z \omega_x - \dot{I}_y \omega_y}{I_y} + D_{22} \\
\dot{\omega}_z &= \frac{M_z + M_{sz} + (I_x - I_y)\omega_x \omega_y - \dot{I}_z \omega_z}{I_z} + D_{23}
\end{aligned} \tag{3}$$

式中：δ_x、δ_y、δ_z 为气动舵面的偏转角，$C_L^{\delta_x}$、$C_L^{\delta_y}$、$C_L^{\delta_z}$、C_L^{ξ}、C_N^{β}、$C_N^{\delta_y}$、m_x^{β}、$m_x^{\delta_x}$、m_y^{β}、$m_y^{\delta_y}$、$m_z^{\delta_x}$、$m_z^{\delta_z}$、m_z^{ξ}、$m_z^{\xi^2}$ 为与马赫数 Ma 和攻角 α 相关的气动系数，数值可参考文献[33]。

$$\begin{aligned}
C_L &= C_L^{\delta_x}\delta_x + C_L^{\delta_y}\delta_y + C_L^{\delta_z}\delta_z + C_L^{\xi}\xi \\
C_N &= C_N^{\beta}\beta + C_N^{\delta_y}\delta_y \\
m_x &= m_x^{\beta}\beta + m_x^{\delta_x}\delta_x \\
m_y &= m_y^{\beta}\beta + m_y^{\delta_y}\delta_y \\
m_z &= m_z^{\delta_x}\delta_x + m_z^{\delta_z}\delta_z + m_z^{\xi}\xi + m_z^{\xi^2}\xi^2
\end{aligned} \tag{4}$$

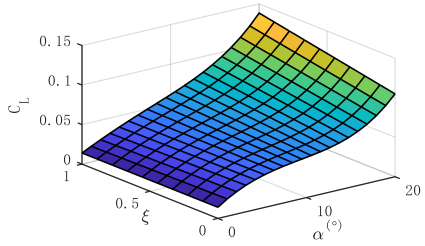


图 2 升力系数随变形率及攻角的变化

Fig.2 Variation of lift coefficient with morphing rate and angle of attack

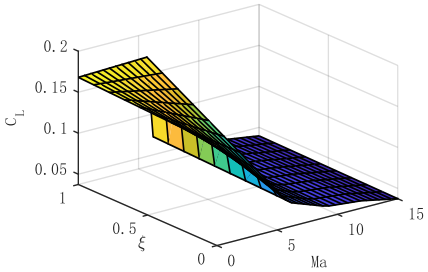


图 3 升力系数随变形率及马赫数的变化
Fig.3 Variation of lift coefficient with morphing rate and Mach number

正如图 2 和图 3 所示，以升力系数 C_L 为例，分别沿攻角方向和马赫数方向给出拟合结果。图 2 为固定 $Ma=13$ 时 C_L 随攻角 α 与变形率 ξ 的变化曲面，图 3 为固定 $\alpha=6^{\circ}$ 时 C_L 随马赫数 C_L 与变形率 ξ 的变化曲面。

接下来，定义状态向量 $\boldsymbol{x}_1=[\alpha,\beta,\gamma,\xi]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{x}_2=[\omega_x,\omega_y,\omega_z,\dot{\xi}]^{\mathrm{T}}$，将(2)-(3)式的 HMVs 模型转化为如下状态空间方程：

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_1=\boldsymbol{f}+\Delta\boldsymbol{f}+\boldsymbol{h}_1\boldsymbol{x}_2+\boldsymbol{D}_1\\ \boldsymbol{x}_2=\boldsymbol{m}+\Delta\boldsymbol{m}+\boldsymbol{h}_2\boldsymbol{u}+\boldsymbol{D}_2\end{cases}\tag{5}$$

式中，$\boldsymbol{f}$、$\boldsymbol{m}$、$\boldsymbol{h}_1$ 和 $\boldsymbol{h}_2$ 为非线性函数，$\Delta\boldsymbol{f}$ 和 $\Delta\boldsymbol{m}$ 为不确定项，$\boldsymbol{u}=[\delta_x,\delta_y,\delta_z,\delta_\xi]^{\mathrm{T}}$ 为系统控制输入，$\boldsymbol{D}_1=[D_{11},D_{12},D_{13},D_{14}]^{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{D}_2=[D_{21},D_{22},D_{23},D_{24}]^{\mathrm{T}}$ 为干扰，表达式如下：

$$\boldsymbol{f}=\begin{bmatrix}f_1\\f_2\\f_3\\f_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{F_L}{m_sV\cos\beta}+\dfrac{g}{V\cos\beta}\cos\theta\cos\gamma\\ \dfrac{F_N}{m_sV}+\dfrac{g}{V}\cos\theta\sin\gamma\\ \dfrac{g\cos\theta\tan\beta\sin\gamma}{V}\\ \dfrac{(\tan\beta+\tan\theta\sin\gamma)F_L+F_N\tan\theta\cos\gamma}{m_sV}\\ 0\end{bmatrix}\tag{6}$$

$$\Delta\boldsymbol{f}=\begin{bmatrix}\Delta f_1\\\Delta f_2\\\Delta f_3\\\Delta f_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{F_{Lz}\sin\gamma+F_{Ly}\cos\gamma}{m_sV\cos\beta}\\ \dfrac{F_{Lz}\cos\gamma-F_{Ly}\sin\gamma}{m_sV}\\ \dfrac{(\tan\theta+\tan\beta\cos\gamma)F_{Lz}+F_{Ly}\tan\beta\cos\gamma}{m_sV}\\ 0\end{bmatrix}\tag{7}$$

$$\boldsymbol{h}_1=\begin{bmatrix}-\cos\alpha\tan\beta & \sin\alpha\tan\beta & 1 & 0\\ \sin\alpha & \cos\alpha & 0 & 0\\ \cos\alpha\sec\beta & -\sin\alpha\sec\beta & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\tag{8}$$

$$\boldsymbol{m}=\begin{bmatrix}m_1\\m_2\\m_3\\m_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I_x^{-1}qS_0\bar{a}m_x^{\beta}\beta+I_x^{-1}(I_y-I_z)\omega_y\omega_z\\ I_y^{-1}qS_0\bar{a}m_y^{\beta}\beta+I_y^{-1}(I_z-I_x)\omega_x\omega_z\\ I_z^{-1}qS_0\bar{b}m_z^{\alpha}\bar{\alpha}+I_z^{-1}(I_x-I_y)\omega_x\omega_y\\ -\dfrac{f_\xi}{J_\xi}\dot{\xi}\end{bmatrix}\tag{9}$$

$$\Delta \boldsymbol{m}=\begin{bmatrix}\Delta m_1\\ \Delta m_2\\ \Delta m_3\\ \Delta m_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{M_x}{I_x} & \dfrac{M_y}{I_y} & \dfrac{M_z}{I_z} & 0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

$$\boldsymbol{h}_2=\begin{bmatrix}\dfrac{qS_0\bar{a}m_x^{\delta_x}}{I_x} & 0 & 0 & 0\\ 0 & \dfrac{qS_0\bar{a}m_y^{\delta_y}}{I_y} & 0 & 0\\ \dfrac{qS_0\bar{b}m_z^{\delta_x}}{I_z} & 0 & \dfrac{qS_0\bar{b}m_z^{\delta_z}}{I_z} & 0\\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{J_\xi}\end{bmatrix} \tag{11}$$

1.2 基于量化切换机制的模糊模型

为刻画变形这一特性，引入模态划分变量 $k\in N$，结合变形率 ξ，得到如下量化切换机制：

$$\tau(t)=\lceil k\xi\rceil\in\{1,2,\ldots,k\} \tag{12}$$

式(12)表示量化切换机制下的第 τ 个变形模态，由模态划分细度参数决定。基于该模态索引，切换系统中各模态下的动力学参数均以 τ 为下标进行标识，例如，$\boldsymbol{f}_\tau$、$\boldsymbol{m}_\tau$ 表示在量化切换机制下第 τ 个模态下的非线性函数，其余同理。进而，引入 FLSs，具有如下 IF-THEN 规则：

$$R^q:\text{IF } x_1 \text{ is } F_1^q \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^q \text{ and ... and } x_n \text{ is } F_n^q,$$
$$\text{THEN } y \text{ is } B^q, q=1,2,\ldots,l.$$

设 FLSs 的输入向量为 $\boldsymbol{x}_i=[x_1,\ldots,x_n]^{\mathrm{T}}$，输出为 y，模糊集 F_1^q 和 F_2^q 分别对应隶属度函数为：

$$y(\boldsymbol{x}(t))=\frac{\sum_{q=1}^{l}\tilde{y}_q\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^q}(\boldsymbol{x}_i)}{\sum_{q=1}^{l}\left(\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^q}(\boldsymbol{x}_i)\right)} \tag{13}$$

进一步，定义模糊基函数为：

$$\varphi_q(\boldsymbol{x})=\frac{\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^q}(\boldsymbol{x}_i)}{\sum_{q=1}^{l}\left(\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^q}(\boldsymbol{x}_i)\right)} \tag{14}$$

式中：令参数向量 $\psi^T=[\tilde{y}_1,\tilde{y}_2,\cdots,\tilde{y}_l]$，模糊基函数向量 $\boldsymbol{\varphi}(x)=[\varphi_1(x),\ldots,\varphi_l(x)]^{\mathrm{T}}$。基于上述定义，可将 FLSs 写为：$y(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{\psi}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}(x)$。

引理 1（参见文献[35]）：设连续映射 $f(x)$ 定义在紧集 Ω 上，对任意常数 $\varepsilon>0$，存在对应 FLSs，使：

$$\sup_{\mathbf{x}\in\Omega}|f(x)-\boldsymbol{\psi}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}(x)|\le\varepsilon \tag{15}$$

根据引理 1，对紧集 Ω 上的任意连续函数 $f(x)$ 及给定常数 $\bar{\varepsilon}\ge 0$，存在最优参数向量 $\boldsymbol{\psi}^*$，满足：

$$f(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{\psi}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}(x)+\varepsilon^* \tag{16}$$

式中：ε^* 为逼近误差，且满足 $|\varepsilon^*|\le\bar{\varepsilon}$。基于上述分析，对 $\forall x\in\Omega$，总是存在未知正常数 $\bar{\varepsilon}$，使得逼近误差 $\varepsilon(x)$，满足 $|\varepsilon(x)|\le\bar{\varepsilon}$。

基于此，不确定项 $\Delta\boldsymbol{f}_\tau=[\Delta f_{1\tau}\ \Delta f_{2\tau}\ \Delta f_{3\tau}\ \Delta f_{4\tau}]^{\mathrm{T}}$ 与 $\Delta\boldsymbol{m}_\tau=[\Delta m_{1\tau}\ \Delta m_{2\tau}\ \Delta m_{3\tau}\ \Delta m_{4\tau}]^{\mathrm{T}}$ 可分别表示为：

$$\begin{aligned}\Delta \boldsymbol{f}_\tau &= \boldsymbol{\psi}_{1\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{1\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_1)+\boldsymbol{\varepsilon}_{1\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_1)\\ \Delta \boldsymbol{m}_\tau &= \boldsymbol{\psi}_{2\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{2\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_2)+\boldsymbol{\varepsilon}_{2\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_2)\end{aligned} \tag{17}$$

其中 $\boldsymbol{\psi}_{1\tau}=\mathrm{diag}\{\boldsymbol{\psi}_{11\tau}^{\mathrm{T}}\ \boldsymbol{\psi}_{12\tau}^{\mathrm{T}}\ \boldsymbol{\psi}_{13\tau}^{\mathrm{T}}\ \boldsymbol{\psi}_{14\tau}^{\mathrm{T}}\}\in R^{25\times 4}$ 为参数向量，$\boldsymbol{\varphi}_{1\tau}=[\boldsymbol{\varphi}_{11\tau}\ \boldsymbol{\varphi}_{12\tau}\ \boldsymbol{\varphi}_{13\tau}\ \boldsymbol{\varphi}_{14\tau}]^{\mathrm{T}}\in R^{25\times 1}$ 为相应的模糊基函数，$\boldsymbol{\varepsilon}_{1\tau}=[\varepsilon_{11\tau}\ \varepsilon_{12\tau}\ \varepsilon_{13\tau}\ \varepsilon_{14\tau}]^{\mathrm{T}}$ 为近似误差。类似可得 $\boldsymbol{\psi}_{2\tau}$、$\boldsymbol{\varphi}_{2\tau}$、$\boldsymbol{\varepsilon}_{2\tau}$。进而，式(5)可重写为：

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_{1\tau} &= \boldsymbol{f}_\tau+\boldsymbol{\psi}_{1\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{1\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_2)+\boldsymbol{\varepsilon}_{1\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_1)+\boldsymbol{h}_{1\tau}\boldsymbol{x}_{2\tau}+\boldsymbol{D}_{1\tau}\\ \dot{\boldsymbol{x}}_{2\tau} &= \boldsymbol{m}_\tau+\boldsymbol{\psi}_{2\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{2\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_2)+\boldsymbol{\varepsilon}_{2\tau}(\bar{\boldsymbol{x}}_2)+\boldsymbol{h}_{2\tau}\boldsymbol{u}_\tau+\boldsymbol{D}_{2\tau}\end{aligned} \tag{18}$$

结合式(19)，定义跟踪误差 $\boldsymbol{z}_{1\tau}$ 和 $\boldsymbol{z}_{2\tau}$ 为：

$$\boldsymbol{z}_{1\tau}=\boldsymbol{x}_{1\tau}-\boldsymbol{x}_{1\tau}^{*},\quad \boldsymbol{z}_{2\tau}=\boldsymbol{x}_{2\tau}-\boldsymbol{\alpha}_{1\tau}^{*} \tag{19}$$

式中：$\boldsymbol{x}_{1\tau}^{*}=[\alpha_{d\tau}\ \beta_{d\tau}\ \gamma_{d\tau}\ \xi_{d\tau}]^{\mathrm{T}}=[x_{11\tau}^{*}\ x_{12\tau}^{*}\ x_{13\tau}^{*}\ x_{14\tau}^{*}]^{\mathrm{T}}$ 为期望跟踪轨迹，$\alpha_{1\tau}^{*}$ 为虚拟控制律。

假设 1（参见文献[37]）：期望跟踪轨迹 $x_{1j\tau}^{*}$ 有界，其各阶导数均有界；即存在正常数 g_0，使得由 $x_{1j\tau}^{*}$ 及其一、二阶导数构成的集合 Ω 满足：$\Omega=\{(x_{1j\tau}^{*},\dot{x}_{1j\tau}^{*},\ddot{x}_{1j\tau}^{*})|(x_{1j\tau}^{*})^2+(\dot{x}_{1j\tau}^{*})^2+(\ddot{x}_{1j\tau}^{*})^2\le g_0\}$

假设 2（参见文献[37]）：控制增益矩阵 $H_{i\tau}$ 未知，存在未知正常数 $g_{1\tau}$、$g_{2\tau}$，满足：$g_{1\tau}\le H_{i\tau}H_{i\tau}^{\mathrm{T}}\le g_{2\tau}$，这保证了控制增益矩阵在所有模态下非奇异，控制器中的矩阵求逆运算始终有效。

引理 2：对任意 $x\in R$ 和任意正常数 $\zeta>0$ 存在常数 $\rho_0\approx 0.2785$，使 $|x|-x\tanh(x/\zeta)\le\rho_0\zeta$ 成立。

引理 3：对于 BLFs，对任意满足 $|z|<k$ 的变量 z，存在如下不等式约束：$\log(k^2(k^2-z^2))\le z^2/(k^2-z^2)$。

备注 1：若变形率 ξ 恒为常数，表明飞行阶段无构型变化；否则，k 值决定变后掠翼飞行器的模态划分细度。k 越大，划分越细，反之亦然。假设 1 是采用反步设计的常规性假设[38]。假设 2 是利用特征值下界保证李雅普诺夫函数导数的负定性，从而确保系统稳定性。

2　控制器设计

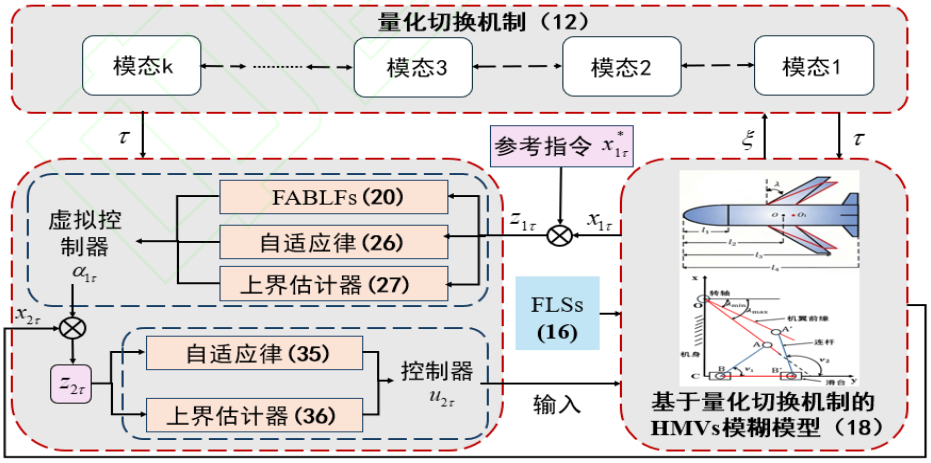


图 4　基于量化切换机制的非脆弱模糊控制方案图

Fig.4 Schematic diagram of the non-fragile fuzzy control scheme based on a quantized switching mechanism

本小节针对系统状态受限问题，2.1 节引入一种 FABLFs 方法，通过在 BLFs 中嵌入自适应调节机制，避免了因固定边界参数选取不当而引发的控制奇异性问题。在此基础上，结合 FLSs 逼近未知非线性动态，2.2 节设计基于量化切换机制的非脆弱模糊控制器。前者为系统提供满足状态约束的安全性保障，后者在此基础上实现非脆弱的鲁棒控制，共同构成完整的非脆弱控制框架。

2.1 脆弱性规避的障碍李雅普诺夫函数

为解决非脆弱姿态控制问题，提出 FABLFs，形式为：

$$B_{j\tau}=\frac{1}{2}\log\frac{p_{j\tau}^2}{p_{j\tau}^2-z_{1j\tau}^2} \tag{20}$$

式中：$B_{j\tau}(j=1,2,3,4)$ 为 4 个状态通道的障碍函数，$p_{j\tau}=k_{j\tau}+m_{j\tau}$，$k_{j\tau}=(\eta_{0j\tau}-\eta_{1j\tau})e^{-\sigma_{j\tau}t}+\eta_{1j\tau}$ 为约束边界函数，约束边界指数收敛速率为 $\sigma_{j\tau}>0$，初始约束边界幅值和稳态约束边界幅值分别为 $\eta_{0j\tau}>\eta_{1j\tau}>0$，它们均为设计参数。$m_{j\tau}$ 为带有修正项的调节函数，其具体形式如下：

$$m_{j\tau}=\begin{cases}\chi_{j\tau}-\chi_{j\tau}e^{-\rho_{j\tau}t}, & \text{if } |k_{j\tau}-z_{1j\tau}|\le\pi_{j\tau}k_{j\tau}\\ 0, & \text{else}\end{cases} \tag{21}$$

式中：边界调节增益 $\chi_{j\tau}>0$，调节项衰减率 $\rho_{j\tau}>0$，边界触发阈值系数 $\pi_{j\tau}>0$ 为设计参数。2.2 基于量化切换机制的非脆弱模糊控制器设计

本文提出基于量化切换机制的非脆弱模糊控制器的结构如图 4 所示。详细设计过程如下：

步骤 1：结合式(19)-(21)，可得 $\boldsymbol{z}_{1\tau}$ 与 $B_{j\tau}$ 的导数为：

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{z}}_{1\tau}&=\boldsymbol{h}_{1\tau}\boldsymbol{x}_{2\tau}+\boldsymbol{f}_{\tau}+\Delta\boldsymbol{f}_{\tau}+\boldsymbol{D}_{1\tau}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1\tau}^{*}\\&=\boldsymbol{h}_{1\tau}(\boldsymbol{z}_{2\tau}+\boldsymbol{\alpha}_{1\tau})+\boldsymbol{f}_{\tau}+\boldsymbol{\psi}_{1\tau}^{T}\boldsymbol{\varphi}_{1\tau}+\boldsymbol{\varepsilon}_{1\tau}-\dot{\boldsymbol{x}}_{1\tau}^{*}+\boldsymbol{D}_{1\tau}\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}\dot{B}_{j\tau}&=-\frac{p_{z_{1j\tau}}z_{1j\tau}(\dot{k}_{j\tau}+\dot{m}_{j\tau})}{(k_{j\tau}+m_{j\tau})}+p_{z_{1j\tau}}\dot{z}_{1j\tau}\\&=\frac{pz_{1j\tau}z_{1j\tau}(\eta_{0j\tau}-\eta_{1j\tau})\sigma_{j\tau}}{(k_{j\tau}+m_{j\tau})e^{\sigma_{j\tau}t}}+p_{z_{1j\tau}}\dot{z}_{1j\tau}-\\&\quad\frac{p_{z_{1j\tau}}z_{1j\tau}\chi_{j\tau}\rho_{j\tau}}{(k_{j\tau}+m_{j\tau})e^{\rho_{j\tau}t}}\\&\le\left|p_{z_{1j\tau}}\right|\mu_{1j\tau}+p_{z_{1j\tau}}\left(\boldsymbol{h}_{1j\tau}(\boldsymbol{z}_{2\tau}+\boldsymbol{\alpha}_{1\tau})+f_{j\tau}+\right.\\&\quad\left.\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}^{T}\boldsymbol{\varphi}_{1j\tau}+\varepsilon_{1j\tau}\right)\end{aligned} \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{h}_{1j\tau}$ 为 $\boldsymbol{h}_{1\tau}$ 的 j 行向量，$p_{z_{1j\tau}}=z_{1j\tau}/(p_{j\tau}^2-z_{1j\tau}^2)$，令 $z_{1j\tau}(\eta_{0j\tau}-\eta_{1j\tau})\sigma_{j\tau}/(k_{j\tau}+m_{j\tau})e^{\sigma_{j\tau}t}\le(\eta_{0j\tau}-\eta_{1j\tau})\sigma_{j\tau}=\mu_{1j\tau}$ 若 $m_{j\tau}=0$，则 $-p_{z_{1j\tau}}z_{1j\tau}\dot{m}_{j\tau}/(k_{j\tau}+m_{j\tau})=0$，反之，若 $m_{j\tau}\neq0$，由 $p_{z_{1j\tau}}z_{1j\tau}\chi_{j\tau}\rho_{j\tau}>0$ 且 $(k_{j\tau}+m_{j\tau})e^{\rho_{j\tau}t}>0$，可推得 $-p_{z_{1j\tau}}z_{1j\tau}\chi_{j\tau}\rho_{j\tau}/(k_{j\tau}+m_{j\tau})e^{\rho_{j\tau}t}<0$，$\theta_{1j\tau}$ 表示多项式 $|\varepsilon_{1j\tau}+D_{1j\tau}-\dot{x}_{1j\tau}^{*}|$ 的上界，该界的估计值为 $\hat{\theta}_{1j\tau}$，且满足 $\theta_{1j\tau}=\hat{\theta}_{1j\tau}+\tilde{\theta}_{1j\tau}$，进而，候选李雅普诺夫函数为：

$$\begin{aligned}\dot{V}_{j\tau}&=\dot{B}_{j\tau}-\frac{1}{v_{j\tau}}\dot{\hat{\psi}}_{j\tau}^{\mathrm{T}}\tilde{\psi}_{j\tau}-\frac{1}{\delta_{j\tau}}\dot{\hat{\theta}}_{j\tau}\tilde{\theta}_{j\tau}\\&\le|p_{z_{1j\tau}}|\mu_{j\tau}+p_{z_{1j\tau}}\left(\boldsymbol{h}_{j\tau}(\boldsymbol{z}_{2\tau}+\boldsymbol{\alpha}_{\tau})+f_{j\tau}+\right.\\&\quad\left.\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{1j\tau}+\theta_{1j\tau}\right)-\frac{1}{v_{1j\tau}}\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{\psi}}_{1j\tau}-\frac{1}{\delta_{j\tau}}\dot{\hat{\theta}}_{j\tau}\tilde{\theta}_{j\tau}\end{aligned} \tag{24}$$

由式(24)设计虚拟控制律 $\boldsymbol{\alpha}_{1\tau}$，$\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}$ 和 $\hat{\theta}_{1j\tau}$ 分别为自适应律与复合多项式的上界估计，如下：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\alpha}_{1\tau}=-\boldsymbol{h}_{1j\tau}^{-1}&\left(c_{1j\tau}z_{1j\tau}+f_{j\tau}+\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{1j\tau}+\theta_{1j\tau}+\right.\\&\left.\mu_{1j\tau}+\frac{1}{2}P_{z_{1j\tau}}\right)\end{aligned} \tag{25}$$

$$\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}=v_{1j\tau}p_{z_{1j\tau}}\boldsymbol{\varphi}_{1j\tau} \tag{26}$$

$$\hat{\theta}_{1j\tau}=\delta_{1j\tau}p_{z_{1j\tau}}tanh\left(\frac{P_{z_{1j\tau}}}{\zeta_{1j\tau}}\right) \tag{27}$$

式中：$\zeta_{1j\tau}>0$为设计参数。利用杨氏不等式及假设 1，可推得$P_{z_{1j\tau}}\boldsymbol{z}_{2\tau}$的关系式为：

$$p_{z_{1j\tau}}|\boldsymbol{h}_{j\tau}\boldsymbol{z}_{2\tau}|\leq\frac{g_{2\tau}^2}{2}p_{z_{1j\tau}}^2+\frac{1}{2}\|\boldsymbol{z}_{2\tau}\|^2 \tag{28}$$

将式(25)-(27)代入式(28)，并化简可得：

$$\begin{aligned}\dot{V}_{1j\tau}\quad&\leq-c_{1j\tau}\frac{z_{1j\tau}^2}{p_{j\tau}^2-z_{1j\tau}^2}+|p_{z_{1j\tau}}|\theta_{1j\tau}-\\&p_{z_{1j\tau}}\theta_{1j\tau}tanh\left(\frac{p_{z_{1j\tau}}}{\zeta_{1j\tau}}\right)+\frac{1}{2}\|\boldsymbol{z}_{2\tau}\|^2\end{aligned} \tag{29}$$

由引理 2 得，$|p_{z_{1j}}|-xtanh(x/\zeta_{1j\tau})\leq\rho_0\zeta_{1j\tau}$，则式(29)的简化形式为：

$$\dot{V}_{1j\tau}\leq-c_{1j\tau}\frac{z_{1j\tau}^2}{p_{j\tau}^2-z_{1j\tau}^2}+\frac{1}{2}\|\boldsymbol{z}_{2\tau}\|^2+\rho_0\zeta_{1j\tau}\theta_{1j\tau} \tag{30}$$

步骤 2：结合式(18)可得$\boldsymbol{z}_{2\tau}$的导数为：

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{z}}_{2\tau}\quad&=\boldsymbol{h}_{2\tau}\boldsymbol{u}_{2\tau}+\boldsymbol{m}_{\tau}+\Delta\boldsymbol{m}_{\tau}+\boldsymbol{\psi}_{2\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{2\tau}+\\&\boldsymbol{\varepsilon}_{2\tau}+\boldsymbol{D}_{2\tau}-\dot{\boldsymbol{\alpha}}_{1\tau}\\&\leq\boldsymbol{h}_{2\tau}\boldsymbol{u}_{2\tau}+\boldsymbol{m}_{\tau}+\boldsymbol{\psi}_{2\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{2\tau}+\boldsymbol{\theta}_{2\tau}\end{aligned} \tag{31}$$

式中：$\boldsymbol{\theta}_{2\tau}=[\theta_{21\tau}\ \theta_{22\tau}\ \theta_{23\tau}\ \theta_{24\tau}]^{\mathrm{T}}$，其中，$\theta_{2j\tau}$为多项式$|\varepsilon_{2j\tau}+D_{2j\tau}-\dot{\alpha}_{1j\tau}|$的上界，该界的估计值为$\hat{\theta}_{2j\tau}$，且满足$\theta_{2j\tau}=\hat{\theta}_{2j\tau}+\tilde{\theta}_{2j\tau}$。进而，候选李雅普诺夫函数为：

$$V_{2j\tau}=\frac{1}{2}\|\boldsymbol{z}_{2\tau}\|^2+\frac{1}{2v_{2j\tau}}\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}+\frac{1}{2\delta_{2j\tau}}\tilde{\theta}_{2j\tau}^2 \tag{32}$$

式中：$v_{2j\tau}>0$、$\delta_{2j\tau}>0$为设计参数。将式(29)和$\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}=\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}+\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}$代入式(32)，并对$V_{2j\tau}$求导可得：

$$\dot{V}_{2j\tau}=\boldsymbol{z}_{2\tau}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{z}}_{2\tau}-\frac{1}{v_{2j\tau}}\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{\psi}}_{2j\tau}-\frac{1}{\delta_{2j\tau}}\tilde{\theta}_{2j\tau}\dot{\hat{\theta}}_{2j\tau} \tag{33}$$

则基于量化切换机制的非脆弱模糊控制器$\boldsymbol{u}_{2\tau}$、$\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}$和$\theta_{2j\tau}$分别为自适应律与复合多项式的上界估计，如下：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{u}_{2\tau}=-\boldsymbol{h}_{2j\tau}^{-1}\big(&c_{2j\tau}z_{2j\tau}+m_{j\tau}+\boldsymbol{\psi}_{2j\tau}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varphi}_{2j\tau}+\\&\theta_{2j\tau}+\frac{1}{2}z_{2j\tau}\big)\end{aligned} \tag{34}$$

$$\boldsymbol{\psi}_{1j\tau}=v_{1j\tau}z_{2j\tau}\boldsymbol{\varphi}_{1j\tau} \tag{35}$$

$$\hat{\theta}_{2j\tau}=\delta_{2j\tau}z_{2j\tau}tanh\left(\frac{z_{2j\tau}}{\zeta_{1j\tau}}\right) \tag{36}$$

式中：$h_{2j\tau}$为$\boldsymbol{h}_{2\tau}$的 j 行向量，$\zeta_{2j\tau}>0$为设计参数。将式(34)-(36)代入式(33)中，结合引理 2，化简可得$\dot{V}_{2j\tau}$为：

$$\dot{V}_{2j\tau}\leq-c_{2j\tau}z_{2j\tau}^2-\frac{1}{2}\|\boldsymbol{z}_{2\tau}\|^2+\rho_0\zeta_{2j\tau}\theta_{2j\tau} \tag{37}$$

3 稳定性分析

本节分析闭环稳定性。在所提出的量化切换非脆弱模糊控制器作用下，考虑量化误差、切换信号与控制器参数摄动的影响，论证闭环系统满足给定的稳定性要求。相应的充分性条件由定理 1 给出。

定理 1：在假设 1-2 满足的条件下，针对 HMVs 模型，采用虚拟控制律(25)，基于量化切换机制的非脆弱模糊控制器(34)，复合多项式的上界估计(27)、(36)及自适应律(26)、(35)。选取正的控制器设计参数 $\sigma_{j\tau}$、$\eta_{0j\tau}$、$\eta_{1j\tau}$、$\chi_{j\tau}$、$\rho_{j\tau}$、$\pi_{j\tau}$、$\nu_{1j\tau}$、$\delta_{1j\tau}$、$\delta_{2j\tau}$、$\zeta_{1j\tau}$、$\zeta_{2j\tau}$ 使得 $a>0$。且对任意 $\omega>0$，若初始条件满足 $V_\tau(0)<\omega$，则：

(i)闭环系统的所有信号满足半全局一致最终有界；

(ii)状态约束不被违反。

证明：构建闭环系统的候选李雅普诺夫函数：

$$V_\tau=\sum_{j=1}^{4}(V_{1j\tau}+V_{2j\tau}) \tag{38}$$

将式(28)、式(30)代入式(36)，并对 V_τ 求导可简化得：

$$\begin{aligned}\dot{V}_\tau &=\sum_{j=1}^{4}(\dot{V}_{1j\tau}+\dot{V}_{2j\tau})\\ &\le\sum_{j=1}^{4}\begin{pmatrix}-c_{1j\tau}\dfrac{z_{1j\tau}^2}{p_\tau^2-z_{1j\tau}^2}-c_{2j\tau}z_{2j\tau}^2+\\ \rho_0\left(\zeta_{1j\tau}\theta_{1j\tau}+\zeta_{2j\tau}\theta_{2j\tau}\right)\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{39}$$

令 $a=\min\{2c_{1j\tau},2c_{2j\tau},\nu_{1j\tau},\nu_{2j\tau},\delta_{1j\tau},\delta_{2j\tau}\}$，$b=\rho_0(\zeta_{1j\tau}\theta_{1j\tau}+\zeta_{2j\tau}\theta_{2j\tau})$ 为正参数。可将式(37)转化为如下形式：

$$\dot{V}_\tau\le -aV_\tau+b \tag{40}$$

对式(40)两边同时乘以 e^{at}，并在区间 $[0,t]$ 上积分，可得：

$$V_\tau(t)\le\left(V_\tau(0)-\frac{b}{a}\right)e^{-at}+\frac{b}{a},\forall t\ge 0 \tag{41}$$

基于上式，可证明闭环系统的稳定性。具体来说，对任意有界初始条件 $V_\tau(0)<\infty$，由式(41)可知，当 $t\to\infty$ 时，指数项 $e^{-at}\to 0$，$V_\tau(t)$ 指数收敛到有界紧集 $\Omega_{V_\tau}=\{V_\tau|\ V_\tau\le b/a\}$；对 $t\in[0,+\infty)$，$V_\tau(t)\le\max\{V_\tau(0),b/a\}$，即闭环系统是稳定的。

由于 $V_\tau(t)$ 包含了障碍李雅普诺夫函数项以及参数估计误差项。因此，闭环系统的所有信号 $\boldsymbol{x}_{i\tau}$、$\boldsymbol{z}_{i\tau}$、$\boldsymbol{\alpha}_{1\tau}$、$\boldsymbol{u}_{2\tau}$、$\boldsymbol{\psi}_{i\tau}$、满足半全局一致最终有界。

跟踪误差 $z_{1j\tau}$ 将指数收敛至有界紧集内，满足使 $|z_{1j\tau}|<p_{j\tau}$。结合状态变量与跟踪误差的关系 $x_{1j\tau}=z_{1j\tau}+x_{1j\tau}^*$，及假设 1 中期望跟踪轨迹 $x_{1j\tau}^*$ 的有界性 $|x_{1j\tau}^*|<g_0$。可得 $|x_{1j\tau}|\le|z_{1j\tau}|+|x_{1j\tau}^*|<p_{j\tau}+g_0$，可进一步证明状态约束不被违反。

备注 2：参数的选取对系统性能影响是重要的，因此做如下分析。增大 $\sigma_{j\tau}$ 和 $\rho_{j\tau}$ 可加快边界从初始幅值收敛至稳态幅值的速度，增大 $\chi_{j\tau}$ 可增强约束边界对跟踪误差波动的响应速度，但较大的参数会导致边界过度扩张而降低控制性能。$\pi_{j\tau}$ 决定约束边界调整的触发时机。$\pi_{j\tau}$ 越小，约束边界调整越快，约束边界对跟踪误差波动的敏感度越低，边界调整的触发条件越严格，从而减少不必要的边界波动；反之，随着 $\pi_{j\tau}$ 增大，边界调整次数增多，约束适应性变强，但可能引发边界振荡。增大 $\nu_{ij\tau}$ 可加快模糊参数收敛，但过大易引发参数估计振荡。$\delta_{ij\tau}$ 与 $\zeta_{ij\tau}$ 共同影响扰动补偿性能，增大 $\delta_{ij\tau}$ 可使干扰

上界估计值快速逼近真实值。

4　仿真验证

本节在 MATLAB/Simulink 仿真环境中，在搭载 Intel Core i9-14900HX 处理器的计算机上运行，并以 0.001s 为采样间隔开展仿真。HMVs 模型的参数取值可参考文献[39]，其中，飞行器总质量 $m=5000\ \mathrm{kg}$，机翼质量 $m_1=100\ \mathrm{kg}$，重力加速度 $g=9.8\ \mathrm{m/s^2}$，参考面积 $S_0=5.66\ \mathrm{m^2}$，机翼侧向参考长度 $\bar{a}=0.766\ \mathrm{m}$，机翼纵向参考长度 $\bar{b}=1.148\ \mathrm{m}$，转动惯量 $I_x=15064\ \mathrm{kg\cdot m^2}$，$I_y=150646\ \mathrm{kg\cdot m^2}$，$I_z=150646\ \mathrm{kg\cdot m^2}$，变形机构转动惯量 $J_\xi=0.3\ \mathrm{kg\cdot m^2}$。仿真工况设定初始飞行高度 $h(0)=30\ \mathrm{km}$，初始飞行速度 $V(0)=3000\ \mathrm{m/s}$。

初始值设定为：攻角 $\alpha(0)=4^\circ$，侧滑角 $\beta(0)=3^\circ$，倾侧角 $\gamma(0)=-2^\circ$，变形率 $\xi(0)=0.5$；各通道角速率初始值均为 0，飞行器舵面偏转角约束 $|\delta_x|\le 30^\circ, |\delta_y|\le 30^\circ, |\delta_z|\le 30^\circ$，变形作动器的控制输入约束为 $|\delta_\xi|\le 1.8$。控制器设计参数详见表 1。

4.1　场景一：参考指令跳变

为评估所设计的基于量化切换机制的非脆弱模糊控制器的控制效果，设置如下仿真场景。

表1控制器设计参数

Table 1 Controller design parameters

参数类别	参数值
控制器参数	$k_{11\tau}=2.6\ k_{12\tau}=4\ k_{13\tau}=4\ k_{14\tau}=1$ $k_{21\tau}=1.5\ k_{22\tau}=6\ k_{23\tau}=6\ k_{24\tau}=2$
FABLFs 参数	$\eta_{01\tau}=1.3\ \eta_{02\tau}=1.6\ \eta_{03\tau}=1.8\ \eta_{04\tau}=1\ \eta_{11\tau}=0.12\ \eta_{12\tau}=0.18\ \eta_{13\tau}=0.15\ \eta_{14\tau}=0.17$ $\sigma_{1\tau}=0.87\ \sigma_{2\tau}=1.8\ \sigma_{3\tau}=0.62\ \sigma_{4\tau}=0.9$ $\chi_{1\tau}=0.17\ \chi_{2\tau}=0.18\ \chi_{3\tau}=0.25\ \chi_{4\tau}=0.78$ $\rho_{1\tau}=1.8\ \rho_{2\tau}=1\ \rho_{3\tau}=0.65\ \rho_{4\tau}=0.75$ $\pi_{1\tau}=0.8\ \pi_{2\tau}=0.55\ \pi_{3\tau}=0.63\ \pi_{4\tau}=0.5$
自适应律参数	$\upsilon_{11\tau}=0.5\ \upsilon_{12\tau}=0.5\ \upsilon_{13\tau}=0.5\ \upsilon_{14\tau}=0.5$ $\upsilon_{21\tau}=0.02\ \upsilon_{22\tau}=0.03\ \upsilon_{23\tau}=0.045\ \upsilon_{24\tau}=0.02$
干扰上界估计器参数	$\zeta_{11\tau}=2.4\ \zeta_{12\tau}=0.45\ \zeta_{13\tau}=0.3\ \zeta_{14\tau}=1$ $\zeta_{21\tau}=0.9\ \zeta_{22\tau}=0.8\ \zeta_{23\tau}=0.9\ \zeta_{24\tau}=2$ $\delta_{11\tau}=0.4\ \delta_{12\tau}=1.5\ \delta_{13\tau}=0.32\ \delta_{14\tau}=1.5\ \delta_{21\tau}=0.02\ \delta_{22\tau}=0.8\ \delta_{23\tau}=0.25\ \delta_{24\tau}=0.1$

气流角与航迹角指令采用三段式阶跃指令序列：0~6s 内 $\alpha_{d\tau}=6.9^\circ$、$\gamma_{d\tau}=8.6^\circ$、$\beta_{d\tau}=0^\circ$，模拟爬升段的大攻角协调转弯机动；6~12s 内切换为 $\alpha_{d\tau}=3.4^\circ$、$\gamma_{d\tau}=-4.6^\circ$、$\beta_{d\tau}=0^\circ$，模拟巡航段的姿态调整；12~20s 内进一步调整为 $\alpha_{d\tau}=1.3^\circ$、$\gamma_{d\tau}=-8.6^\circ$、$\beta_{d\tau}=0^\circ$，模拟下降段的快速滚转机动。利用正弦平方函数构造了下降、保持、上升的平滑变形指令的变化轨迹为 $\xi_{d\tau}=0.8-0.8\sin^2\left(\frac{\pi}{2}\min\left(\frac{t}{9},1\right)\right)-\sin\left(\frac{\pi}{2}\max\left(\min\left(\frac{t-9}{11},1\right),0\right)\right)$ 在 20 s 仿真时长内完成一次完整的变形循环。此外，干扰的选取为：$D_{11\tau}=0.05\cos(0.5t)$，$D_{12\tau}=0.05$，

$D_{13\tau}=0.02$， $D_{14\tau}=0.1$， $D_{21\tau}=0.1$， $D_{22\tau}=0.05$， $D_{23\tau}=0.2$， $D_{24\tau}=0.1\sin(0.2t)$。其中包含余弦扰动、正弦扰动以及常值偏置，以模拟气动参数摄动和风干扰等实际中常见的不确定因素。

初始状态如前所述。在上述指令和干扰作用下开展仿真，所得时域响应曲线如图 5-图 10 所示。其中，气流角与航迹角及变形率的跟踪效果展示在图 5 中。从图中可知，所提方法对气流角与航迹角和变形率均具有良好的跟踪性能，能够快速响应参考指令的变化。系统跟踪误差小，稳态精度高，满足变体飞行器姿态控制的精度要求。例如，攻角在 6s、12s 指令切换时，均能在 1.5s 内收敛至参考值，全程最大跟踪误差不超过 0.25°。整体来看，所提方法能够实现多通道姿态与变形指令的跟踪，在指令跳变时刻仍能保持良好的动态性能。

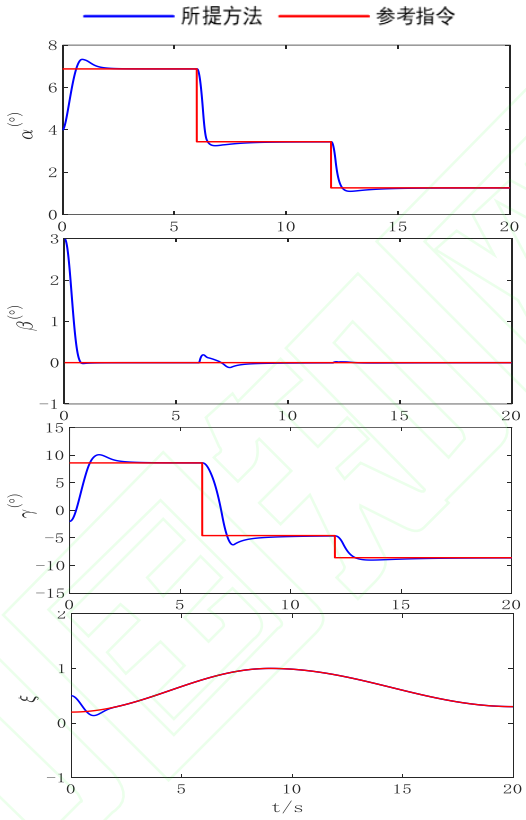


图 5 气流角、航迹角与变形率跟踪曲线

Fig.5 Aerodynamic angles, flight-path angles and morphing rate tracking curves

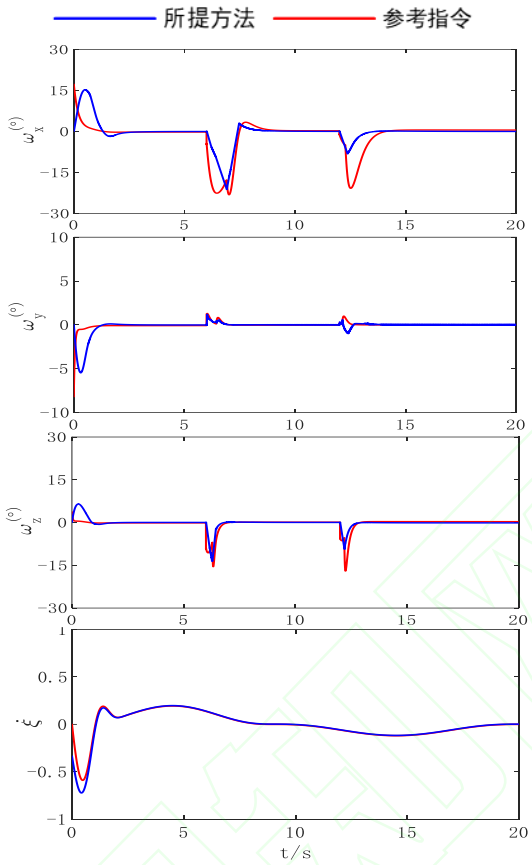


图 6 角速率跟踪曲线
Fig.6 Tracking curves of angular rate

图 6 展示了角速率的跟踪曲线。其中，角速率曲线能够准确跟踪虚拟控制律。例如，俯仰角速率在指令切换后，仍能在 1s 内收敛至稳态值，峰值仅为 0.35rad/s。

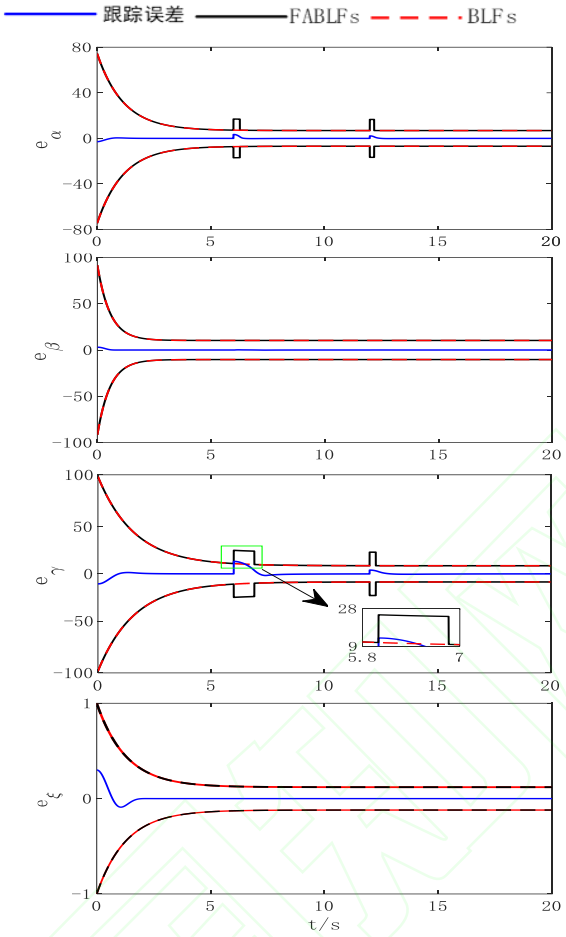


图 7 包络约束比较曲线

Fig.7 Comparison curves of state envelope constraints

图 7 对比了所提 FABLFs 方法与 BLFs 方法的约束包络线效果。如上图所示，攻角，侧滑角和变形率通道的跟踪误差在两种方法下均能被有效约束，且瞬态与稳态误差均在约束边界内。对于倾侧角通道，在 6 秒指令跳变时刻，由于 BLFs 采用固定约束包络，无法适应系统动态特性的快速变化，跟踪误差出现大幅波动，接近甚至越过预设约束包络，进而导致控制器发生奇异。而 FABLFs 能在跟踪误差靠近约束边界时，及时调整约束包络，避免了控制器的奇异风险。

图 8 展示了复合多项式的上界估计值曲线。由此可知，所设计的干扰上界估计器能够有效估计复合多项式的上界。即使指令发生跳变产生跟踪误差，估计值也能快速调整，为控制器提供有效的鲁棒性保障。例如，对于气流角与航迹角与变形率通道，当指令跳变时，上界估计值在 1s 内即完成自适应调整，全程保持对干扰的有效覆盖。

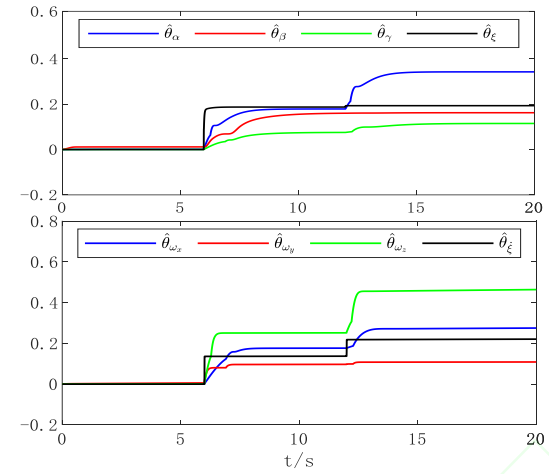


图 8　干扰上界估计器
Fig.8 Disturbance upper bound estimator

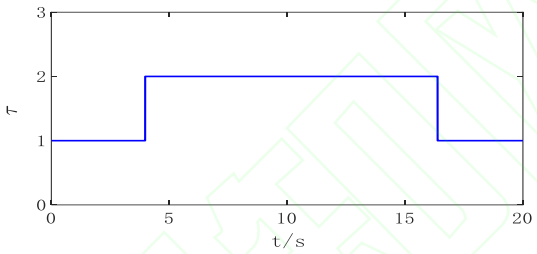


图 9　量化切换机制
Fig.9 Quantized switching mechanism

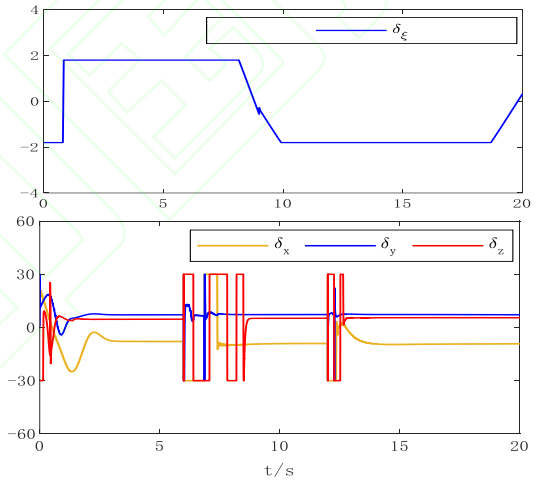


图 10　控制器输出曲线
Fig.10 Controller output curves

图 9 和图 10 分别展示了量化切换机制与控制器的输出曲线。其中，图 9 为量化切换机制曲线，0~4s 系统保持模态 1，4s 随变形率增大切换至模态 2 并稳定维持至 16s，之后随变形率减小切回模态 1，在 4-16s 内，变形率连续变化但模态保持恒定，可有效减缓频繁切换引发的抖振问题，提升了系统控制稳定性。

4.2 场景二：气动导数和操纵系数组合拉偏

为验证所提方法的鲁棒性与适应性，在场景一的基础上对气动导数与操纵系数进行组合拉偏，依据文献[39]，气动导数 m_z^ξ 取 ±20%，操纵系数 $m_z^{\delta_x}$ 取 ±30%，大气密度取 ±30%偏置，以检验控制器在气

动导数和操纵系数存在偏差时的控制效果。

参考指令为：0~6s 内 $\alpha_{d\tau}=1.2^\circ$、$\gamma_{d\tau}=8.6^\circ$、$\beta_{d\tau}=0^\circ$；6~12 s 内切换为 $\alpha_{d\tau}=10.3^\circ$、$\gamma_{d\tau}=-5.7^\circ$、$\beta_{d\tau}=0^\circ$；12~20s 内进一步调整为 $\alpha_{d\tau}=4.6^\circ$、$\gamma_{d\tau}=1.2^\circ$、$\beta_{d\tau}=0^\circ$、其中，变形率指令为 $\xi_{d\tau}=0.2+0.8\sin^2\left(\frac{\pi}{2}min\left(\frac{t}{9},1\right)\right)-0.7\sin^2\left(\frac{\pi}{2}max\left(min\left(\frac{t-9}{11},1\right),0\right)\right)$，$D_{11\tau}=0.2\cos(0.5t)$、$D_{12\tau}=0.1$、$D_{13\tau}=0.6$、$D_{14\tau}=2$、$D_{21\tau}=0.6$、$D_{22\tau}=0.1$、$D_{23\tau}=1$、$D_{24\tau}=1.5\sin(0.2t)$。

其余初始参数及仿真条件与场景一保持一致。在上述参数配置下开展仿真，所得时域响应曲线如图 11 至图 16 所示。图 11 给出了气流角、航迹角及变形率的跟踪结果。可以看出，在场景二中，所提方法依然具备较强的鲁棒跟踪能力。以侧滑角为例，在指令切换时均可在 2s 内收敛至参考值，全程最大跟踪误差不超过 1°。总体而言，所提方法在指令跳变时仍能保持良好的动态性能。图 12 为角速率的跟踪曲线，结果显示，在气动参数拉偏且干扰增大的情况下，角速率仍能快速收敛；例如偏航角速率在指令切换后可 1s 内收敛至稳态值。

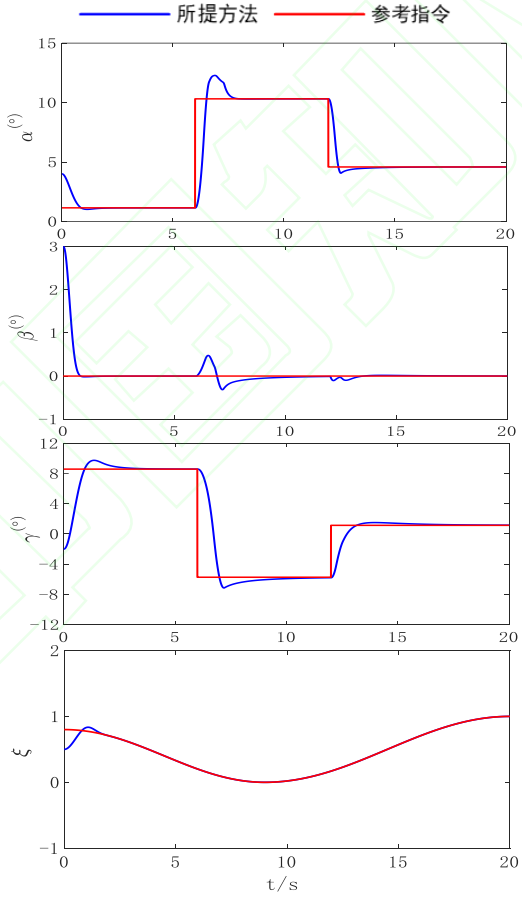


图 11 气流角、航迹角与变形率跟踪曲线

Fig.11 Aerodynamic angles, flight-path angles and morphing rate tracking curves

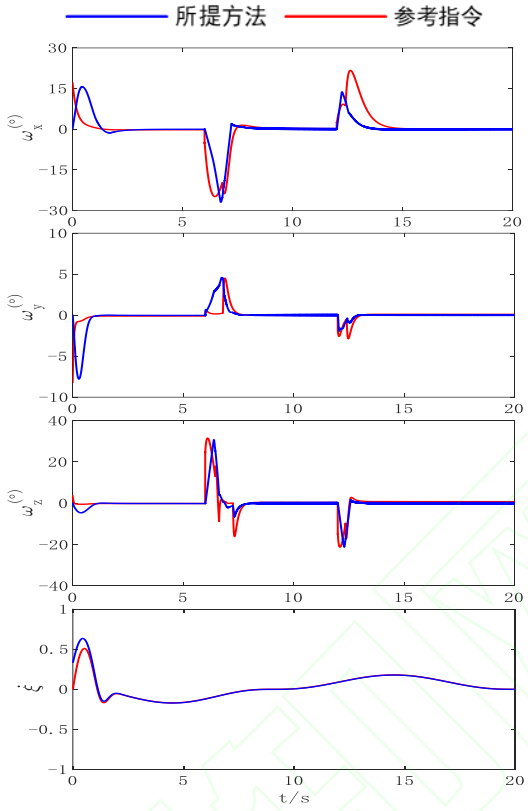


图 12 角速率跟踪曲线
Fig.12 Tracking curves of angular rate

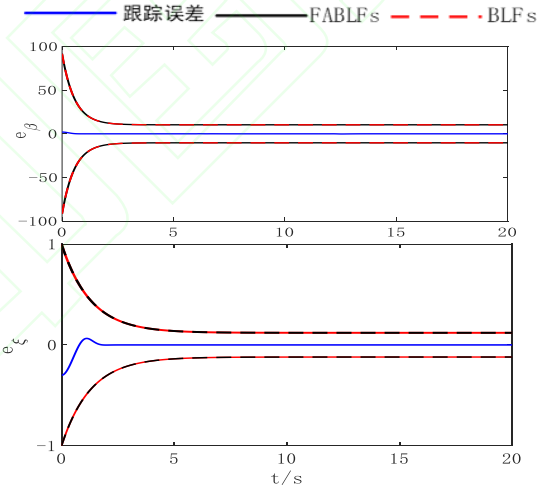


图 13　包络约束比较曲线
Fig.13 Comparison curves of state envelope constraints

图 13 对比了所提 FABLFs 方法与 BLFs 方法的约束包络效果。由图可见，两种方法均能对攻角、侧滑角和变形率通道的跟踪误差形成有效约束，瞬态与稳态误差均未超出约束边界。对于攻角通道，在 6s 指令跳变时刻，由于 BLFs 采用固定约束包络，难以适应系统动态特性的快速变化，跟踪误差出现波动，接近甚至越过预设约束包络，进而引发控制器奇异；而 FABLFs 能够在跟踪误差接近约束边界时及时调整约束包络，从而规避控制器的奇异风险。图 14 给出了复合多项式上界估计值的曲线，结果表明，所设计的干扰上界估计器能够有效估计复合多项式的上界，即便指令跳变引起跟踪误差，

估计值也能快速调整，为控制器提供有效的鲁棒性保障。

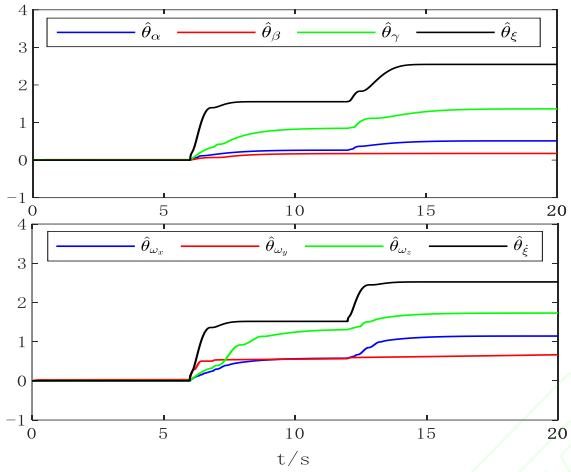


图 14 干扰上界估计器
Fig.14 Disturbance upper bound estimator

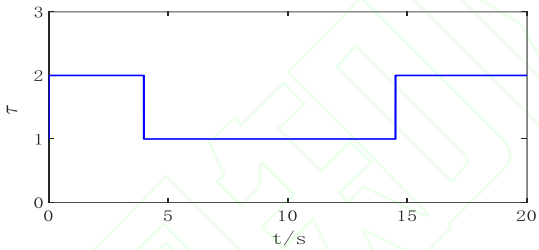


图 15 量化切换机制
Fig.15 Quantized switching mechanism

图 15 和图 16 分别展示了量化切换机制与控制器的输出曲线。其中，图 15 为量化切换机制曲线，0~4s 系统保持模态 2，4s 随变形率减小切换至模态 1 并稳定维持至 16s，之后随变形率增大切回模态 2。值得注意的是，场景二中，4-16s 内量化切换机制仍能保持稳定的模态切换逻辑，从图 16 可以看出，控制器输出未出现明显的抖振加剧现象。

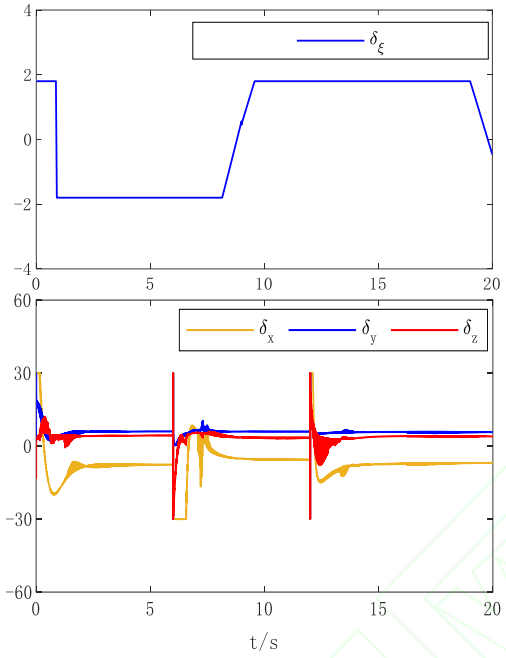


图 16 控制器输出曲线
Fig.16 Controller output curves

场景二仿真表明：所提方案对模型参数的不确定性具有鲁棒性，仍能保持良好的跟踪与响应速度；FABLFs 能有效抑制模型不确定性引起的跟踪误差波动，避免 BLFs 约束违反问题；干扰上界估计器可补偿未知扰动，保证系统稳定性与鲁棒性。

5　结论

本文针对状态约束下高超声速变体飞行器变形引起的模型不确定性、模态切换跳变及传统 BLFs 控制器奇异问题，提出基于量化切换机制的非脆弱模糊控制方案，主要结论如下：

1）基于模态划分变量的量化特性所设计的量化切换机制将变形过程描述为有限个离散模态的有序跃迁，为 HMVs 的控制器设计提供了模型基础。

2）引入 FABLFs 实现跟踪误差对约束包络的动态感知与自适应调整，在满足状态约束的同时消除传统 BLFs 逼近约束边界时的控制器奇异问题。

3）将外界扰动、模糊逼近误差与虚拟控制律微分项耦合为复合扰动，构造干扰上界估计器对其在线估计。经稳定性分析及两种工况对比仿真，验证该方法在模态切换、状态约束与抗扰鲁棒性上的综合性能。

参考文献（References）

[1] Choubey S,Shah D,Saha S,SAHA S.Recent Advancements in Morphing Applications:Architecture,Artificial Intelligence Integration,Challenges,and Future Trends——A Comprehensive Survey[J].Aerospace Science and Technology,2025,147:109208.

[2] 陈树生，贾苜梁，刘衍旭，等．变体飞行器变形方式及气动布局设计关键技术研究进展［J］．航空学报，2024，45（6）：629595.
Chen S S,Jia M L,Liu Y X,et al.Deformation Modes and Key Technologies of Aerodynamic Layout Design for Morphing Aircraft:Review[J].Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2024,45(6):629595.

[3] Zhang H,Wang P,Tang G,Bao W.Disturbance Observer-Based Fixed-Time Control for Hypersonic Morphing Vehicles With Uncertainties[J].The Aeronautical Journal,2024,128(1326):1844-1874.

[4] Lu X,Wang J Y,Wang Y H,Chen J,CHEN J.Neural Network Observer-Based Predefined-Time Attitude Control for Morphing Hypersonic Vehicles[J].Aerospace Science and Technology,2024, 152:109333.

[5] 王柏森， 连一鸣， 王鹏． 高速变形飞行器高阶全驱预设性能滑模控制[J]． 航空学报， 2026， 47（11）： 332666.
Wang B S,Lian Y M,Wang P.Prescribed Performance Sliding Mode Control for High-speed Morphing Vehicles Based on High-order Fully-actuated Systems[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2026,47(11): 332666.

[6] Zhang H,Bao C,Ma W,et al.Prescribed-Time Attitude Control for Hypersonic Morphing Vehicles Using Morphing Information-Driven Events[J].IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2025,61(3):5540-5559.

[7] Liang Y,Zhang L,Wang X.Antibump Switched LPV Control With Delayed Scheduling for Morphing Aircraft[J].IEEE Transactions on

Aerospace and Electronic Systems,2024,60(4):5010-5023.
[8] 王青，王通，董朝阳，江未来．变体飞行器链式平滑切换控制[J]．控制理论与应用，2015，32（7）：949-954.
Wang Q,Wang T,Dong C Y,Jiang W L.Chained Smooth Switching Control for Morphing Aircraft[J].Control Theory & Applications,2015,32(7):949-954.
[9] 贾臻，董朝阳，王青等．链式平滑切换变体飞行器 LPV 鲁棒跟踪控制[J]．北京航空航天大学学报，2017，43（4）： 831-841.
Jia Z,Dong C Y,Wang Q.LPV Robust Rracking Control for Chain Smooth Switched Morphing Aircraft[J].Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2017,43(4):831-841.
[10] Bu X,Luo R,Lv M,et al.Adaptive Fuzzy Safety Control of Hypersonic Flight Vehicles Pursuing Adaptable Prescribed Behaviors:A Sensing and Adjustment Mechanism[J].IEEE Transactions on Fuzzy Systems,2024,32(12):7050-7062.
[11] Zhang F X,Dai P S,Na J,et al.Adaptive Fuzzy Tracking Control for a Class of Uncertain Nonlinear Systems With Improved Prescribed Performance[J].IEEE Transactions on Fuzzy Systems,2025,33(4):1133-1145.
[12] Hu K Y,Cheng Y Q,An P F.Adaptive Robust Control for Concurrent Combined Disturbances of Hypersonic Morphing Vehicle with Optimal Fuzzy Approximation[J].International Journal of Fuzzy Systems,2025,27:1951-1968.
[13] Han H G,Feng C C,Sun H Y,et al.Hierarchical Self-Organizing Fuzzy Control for Uncertain Nonlinear Systems[J].IEEE Transactions on Fuzzy Systems,2024,32(4):2471-2482.
[14] Xiao Z,Zheng Q,Mao X.Observer-Based Output Feedback Control for Switched T–S Fuzzy Systems With Local Nonlinear Segments by Using Past Output Measurements[J].Journal of the Franklin Institute,2024,361(17):107224.
[15] Guo Y,Xu B,Wang Y P,Hu X X.Fuzzy Approximation-Based Fixed-Time Attitude Control for a Hypersonic Reentry Vehicle With Full-State Constraints[J].IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2024, 61(2):1807-1820.
[16] Wang X,Zhao B,Niu Y,Zhang J.Adaptive Fault Tolerant Tracking Control for Output Constrained Nonlinear Systems Using a Novel BLF Method[J]. IEEE Transactions on Systems, Man,and Cybernetics:Systems, 2025, 55(4):2590-2598.
[17] Kong M R,Wang Y M,Zeng Z H,Liu X K.Adaptive Tracking Control of Switched Stochastic Non-Linear Systems With Full State Constraints:A MDADT Switching Method[J].International Journal of Robust and Nonlinear Control,2025,35:3763-3777.
[18] Tee K P,Ge S S,Tay E H.Barrier Lyapunov Functions for the Control of Output-Constrained Nonlinear Systems[J].IFAC Proceedings Volumes,2013,46(4):449-455.
[19] Liu Y J,Tong S.Barrier Lyapunov Functions for Nussbaum Gain Adaptive Control of Full State Constrained Nonlinear Systems[J].Automatica,2017,76:143-152.
[20] Chao D,Qi R,Jiang B.Adaptive Integrated Guidance and Control for HSV in Ascent Phase With Time-Varying State Constraints[J].IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2025,61(2):2263-2280.
[21] 韦常柱，顾鑫，李玉龙．高超声速变外形飞行器固定时间抗饱和控制[J]．宇航学报，2025，46（4）：731-740.
Wei C Z,Gu X,Li Y L.Fixed-time Anti-saturation Control for Hypersonic Morphing Flight Vehicle[J].Journal of Astronautics,2025,46(4): 731-740.
[22] Lu Q,Sun R,Lu Y,Zhao R.Enhanced Safety-Critical Control of Hypersonic Vehicles With Multiple Constraints[J].International Journal of Robust and Nonlinear Control,2025,35(3):1294-1302.
[23] An K,Wang Z G,Huang W,Liu S X.Performance-Prescribed Optimal Neural Control for Hypersonic Vehicles Considering Disturbances: An Adaptive Dynamic Programming Approach[J].Aerospace Science and Technology,2024,152:109370.
[24] Wang H,Margellos K,Papachristodoulou A,et al.Convex Co-Design of Control Barrier Functions and State Feedback Controllers for Linear Systems With Input Constraints[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2026,71:1-9.
[25] Wei Y,Hao M,Yu X Y,et al.Asymmetric Time-Varying Integral Barrier Lyapunov Function Based Adaptive Optimal Control for Nonlinear Systems With Dynamic State Constraints[J].Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering,2024,25(6):887-902.
[26] Jin L,Ning J,Li T,et al.Event-Triggered Adaptive Fuzzy Trajectory Tracking Control of Unmanned Surface Vehicle With Time-Varying Output Constraints and Input Quantization[J]. ISA Transactions,2026,168:18-28.
[27] 曹承钰，李繁飙，廖宇新，殷泽阳，桂卫华．高超声速变外形飞行器建模与固定时间预设性能控制．自动化学报，2024，50（3）：486−504.
Cao C Y,Li F B,Liao Y X,et al.Modeling and Fixed-Time Prescribed Performance Control for Hypersonic Morphing Vehicle[J].Acta Automatica Sinica,2024,50(3):486-504.
[28] 张远，黄万伟，路坤锋，等．高超声速变外形飞行器建模与有限时间控制[J]．北京航空航天大学学报，2022，48（10）：1979-1993.
Zhang Y,Huang W W,Lu K F,et al.Modeling and Finite-Time Control for Hypersonic Morphing Flight Vehicle[J].Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1979-1993.
[29] Zhang H,Wang P,Tang G J,et al.Fuzzy Disturbance Observer-Based Dynamic Sliding Mode Control for Hypersonic Morphing Vehicles[J].Aerospace Science and Technology,2023,142:108633.
[30] 都显琛，刘学翱，董洋，等．可变后掠翼联动驱动机构设计与尺寸综合 [J]． 北京航空航天大学学报，2022，48 （12）：2502-2509.
Du X C,Liu X A,Dong Y,et al.Design and Dimensional Synthesis of a Variable Wing Sweep Mechanism [J].Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2022,48 (12):2502-2509.
[31] 田应仲，姜汉斌，李龙，等。冗余驱动变后掠机翼驱动机构优化设计与分析 [J]． 航空动力学报，2023，38 （11）：2561-2573.
Tian Y Z,Jiang H B,Li L,et al.Optimization Design and Analysis of Driving Mechanism of Redundant Drive Variable Sweep Wing [J].Journal of Aerospace Power,2023,38 (11):2561-2573.
[32] 哈尔滨工业大学理论力学教研室．理论力学：I[M]．8 版．北京：高等教育出版社，2016.
[33] 鲍存余．高超声速飞行器变形/制导/姿控一体化方法研究[D]．国防科技大学，2019.
Bao C Y.Research on Integration Method of Deformation/Guidance/Attitude Control for Hypersonic Vehicle[D].National University of Defense Technology,2019.
[34] 葛健豪，郭杰，王浩凝，等．高超声速变外形飞行器自适应模型预测控制[J]．北京航空航天大学学报，2026，52（4）：1242-1253.
Ge J H,Guo J,Wang H N,et al.Adaptive Model Predictive Control for Hypersonic Morphing Vehicle[J].Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2026, 52(4):1242-1253.
[35] Guo L,Sun C,Han S,et al.Simplified Implementation and Universal Approximation of Multi-Input Single-Output Hierarchical Fuzzy Systems

With Correction Factors[J].Fuzzy Sets and Systems,2026,538:109917.
[36] Zhao X,Song Y,Wen C.Safety-Constrained Control With Tunable Performance Using Dual-Mode Method and Local Trajectory Adjustment[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2026,70(5):2134-2149.
[37] Li H,Hua C,Li K,et al.Output-Dependent Constraints Control for MIMO Nonlinear Systems With Boundary Modification Capability[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2026,70:3656143.
[38] Li Y,Zhang H,Wu F,et al.Adaptive Fuzzy Tracking Switching Control for Unknown Nonstrict-Feedback Nonlinear Systems[J].IEEE Access,2025,13:159261-159272.
[39] Li S H,Shao X L,Wang H Y,et al.Adaptive Critic Attitude Learning Control for Hypersonic Morphing Vehicles Without Backstepping[J].IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2025,61:8787-8803.