

高超声速飞行器的 LPV 鲁棒变增益控制

秦伟伟^{1,2}, 郑志强¹, 刘刚², 马建军¹, 李文强³

(1. 国防科学技术大学机电工程与自动化学院, 湖南长沙 410073;

2. 第二炮兵工程学院自动控制系, 陕西西安 710025;

3. 海军航空工程学院控制工程系, 山东烟台 264001)

摘要: 针对高超声速飞行器复杂的气动特性和严重参数不确定的纵向非线性模型, 提出了一种基于线性变参数(linear parameter varying, LPV)的鲁棒变增益控制方法。首先, 采用雅克比线性化方法将非线性系统 LPV 化, 并结合张量积(tensor-product, T-P)模型转换方法进行 LPV 系统的多胞变换, 得到 LPV 多胞系统; 然后, 采用 H_∞ 鲁棒控制和增益调度策略设计了鲁棒变增益控制器, 保证高超声速飞行器的纵向稳定。该方法不仅避免了复杂的非线性控制器设计过程, 而且能够有效地抑制模型参数变化。仿真结果验证了算法的有效性。

关键词: 高超声速飞行器; 线性变参数; 鲁棒变增益控制; H_∞ 鲁棒控制

中图分类号: TP 273

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.06.25

Robust variable gain control for hypersonic vehicles based on LPV

QIN Wei-wei^{1,2}, ZHENG Zhi-qiang¹, LIU Gang², MA Jian-jun¹, LI Wen-qiang³

(1. College of Machtronics and Automation, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Department of Automatic Control, The Second Artillery Engineering Institute, Xi'an 710025, China;

3. Department of Control Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: For the complicated aerodynamics characteristic and severely parameters uncertainty of nonlinear longitudinal model of a hypersonic vehicle, a novel robust variable gain controller design methodology based on linear parameter varying (LPV) is developed. Firstly, the nonlinear model is transformed into a LPV form by Jacobian linearization of nonlinear plant. And then the polytopic decomposition of the LPV model is obtained by a tensor-product (T-P) model transformation method. So the robust variable gain controller is designed, combined with H_∞ robust control and gain scheduling, to provide the longitudinal stability for the hypersonic vehicle. The proposed method can not only avoid the complex design process of nonlinear methods, but also restrain the effects of model parameters change in complicated fight conditions. The digital simulation results prove the availability of the proposed method.

Keywords: hypersonic vehicle; linear parameter varying; robust variable gain control; H_∞ robust control

0 引言

高超声速飞行器一般是指飞行速度超过 5 倍声速的飞行器。与传统飞行器相比, 机体/发动机一体化技术使得高超声速飞行器弹性机体、推进系统以及结构动态之间的耦合更强, 模型的非线性度更高。另外, 高超声速飞行器飞行高度和飞行马赫数跨度范围大, 运行环境非常复杂, 飞行过程中飞行器气热特性和气动特性变化剧烈^[1]。为了确保高超声速飞行器在复杂的飞行条件下, 拥有稳定的飞行特性、良好的控制性能及强鲁棒性能, 在控制系统设计中广泛采用鲁棒控制以及鲁棒自适应等设计方法。文献[2]设计了基于非线性动态逆方法的控制器; 采用动态逆与神经网络

络^[3]、滑模控制^[4]、鲁棒控制器^[5]等相结合的鲁棒控制系统, 取得了不错的控制效果。为了提高鲁棒性, 并得到更好的控制性能, 还采用了非线性鲁棒控制^[6], Backstepping 与智能算法相结合的鲁棒自适应控制^[7], 以及自适应控制^[8]等。

由于高超声速飞行器强非线性和强耦合使得动态逆、Backstepping 等非线性控制器设计过程十分复杂。相对于常用的非线性控制方法, 基于线性变参数 (linear parameter varying, LPV) 的变增益控制方法具有实用性强, 设计相对简单等优点。LPV 系统最早是在 20 世纪 90 年代初期提出的, 其动态特性依赖于实时可测的外参数, 采用线性控制理论的方法设计变增益控制器, 使得控制器的增益随调度参

数的变化而变化,其中调度参数反映了系统的非线性特性或时变特性^[9]。目前,基于 LPV 的变增益控制策略在航空航天领域得到了广泛应用。

为此,本文针对高超声速飞行器的强耦合、强非线性的特点,采用非线性系统的 LPV 处理方法,提出一种鲁棒变增益控制器设计方法,以保证高超飞行器拥有稳定的飞行特性,良好的控制性能以及强鲁棒性。

1 高超声速飞行器的 LPV 建模

1.1 模型描述

设某常规高超音速飞行器在平衡巡航飞行条件($M=15, V_0=4\ 590.3\text{ m/s}, h_0=33\ 528\text{ m}, \gamma_0=0^\circ, q_0=0^\circ/\text{s}$) 下的运动方程^[3-4]为

$$\begin{cases} \dot{V} = \frac{T \cos \alpha - D}{m} - \frac{\epsilon \sin \gamma}{r^2} \\ \dot{\gamma} = \frac{L + T \sin \alpha}{mV} - \frac{(\epsilon - V^2 r) \cos \gamma}{Vr^2} \\ \dot{h} = V \sin \gamma \\ \dot{\alpha} = q - \dot{\gamma} \\ \dot{q} = M_{yy} / I_{yy} \end{cases} \quad (1)$$

式中, V 表示飞行器速度; α 表示攻角; h 表示飞行高度; q 表示俯仰角速率; ϵ 表示重力常数; γ 表示航迹角; T 表示发动机推力; D 表示阻力; L 表示升力; M_{yy} 表示俯仰力矩; I_{yy} 表示转动惯量。

$$\begin{cases} L = 0.5\rho V^2 s C_L \\ D = 0.5\rho V^2 s C_D \\ T = 0.5\rho V^2 s C_T \\ M_{yy} = 0.5\rho V^2 s \bar{c} [C_M(\alpha) + C_M(\delta_e) + C_M(q)] \\ r = R + h \end{cases} \quad (2)$$

气动参数表示为

$$\begin{cases} C_L = 0.620\ 3\alpha \\ C_D = 0.645\ 0\alpha^2 + 0.004\ 337\ 8\alpha + 0.003\ 772 \\ C_T = \begin{cases} 0.025\ 76\beta, & \beta < 1 \\ 0.022\ 4 + 0.003\ 36\beta, & \beta > 1 \end{cases} \\ C_M(\alpha) = -0.035\alpha^2 + 0.036\ 617\alpha + 5.326\ 1 \times 10^{-6} \\ C_M(q) = (\bar{c}/2V)q(-6.796\alpha^2 + 0.301\ 5\alpha - 0.228\ 9) \\ C_M(\delta_e) = c_e(\delta_e - \alpha) \end{cases} \quad (3)$$

式中, C_L 表示升力系数; C_D 表示阻力系数; C_T 表示推力系数; $C_M(\alpha)$ 、 $C_M(\delta_e)$ 、 $C_M(q)$ 分别表示与攻角、舵偏角以及俯仰角速率有关的力矩系数; \bar{c} 表示参考长度; δ_e 表示舵偏角; c_e 表示力矩常数; β 表示发动机节流阀; R 表示地球半径; ρ 表示空气密度; s 表示参考面积。

发动机动态描述为二阶系统模型^[4]

$$\ddot{\beta} = -2\xi\omega\dot{\beta} - \omega^2\beta + \omega^2\beta_c \quad (4)$$

1.2 LPV 建模

目前比较成熟的非线性系统 LPV 化方法包括:雅克比线性化法、状态替换法以及函数替换法。因为高超飞行器

的强非线性特点,为了简化运算采用雅克比线性化的方法将系统 LPV 化。该方法是获取 LPV 模型最常用的方法,对非线性系统形式没有特殊要求。

首先,从一组线性化后的线性时不变(linear time-invariant, LTI)系统中得到 LPV 模型。这些 LTI 系统覆盖感兴趣的工作区域,得到原非线性系统局部近似。其理论基础就是一阶 Taylor 展开,对于 $\dot{x} = f(x, u)$ 在任一平衡点 Taylor 展开,得到

$$\delta \dot{x} = f(x, u) - f_e(x, u) = \Delta_x f \cdot x_\delta + \Delta_u f \cdot u_\delta \quad (5)$$

式中, $f_e(x, u)$ 表示系统平衡点处的取值; $x_\delta = x - x_e$, $u_\delta = u - u_e$, x_e 表示平衡点状态, u_e 表示平衡点输入; $\Delta_x f$ 表示函数 f 相对于变量 x 的导数。由此得到线性描述

$$\dot{x}_\delta = \Delta_x f \cdot x_\delta + \Delta_u f \cdot u_\delta \quad (6)$$

在工作区域内选取一定数量的平衡点进行雅克比线性化,则可得一系列 LTI 系统,最后将这些线性化的模型进行数值拟合即可得到 LPV 模型。

对于高超声速飞行器,首先假设

$$\begin{cases} f_1 = \frac{T \cos \alpha - D}{m} - \frac{\epsilon \sin \gamma}{r^2} \\ f_2 = \frac{L + T \sin \alpha}{mV} - \frac{(\epsilon - V^2 r) \cos \gamma}{Vr^2} \\ f_3 = V \sin \gamma \\ f_4 = q - \dot{\gamma} \\ f_5 = M_{yy} / I_{yy} \end{cases} \quad (7)$$

选择 V, h 作为调度变量。系统平衡点序列可按方程(8)求解

$$\begin{cases} f_1(V_e, \gamma_e(V, h), h_e, \alpha_e(V, h), q_e(V, h)) = 0 \\ f_2(V_e, \gamma_e(V, h), h_e, \alpha_e(V, h), q_e(V, h)) = 0 \\ f_3(V_e, \gamma_e(V, h), h_e, \alpha_e(V, h), q_e(V, h)) = 0 \\ f_4(V_e, \gamma_e(V, h), h_e, \alpha_e(V, h), q_e(V, h)) = 0 \\ f_5(V_e, \gamma_e(V, h), h_e, \alpha_e(V, h), q_e(V, h)) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中, $V \in S_v, h \in S_h$ 覆盖感兴趣的工作区域。

由式(7)和式(8)可得

$$\begin{cases} T \cos \alpha - D = 0 \\ L + T \sin \alpha - \frac{m(\epsilon - V^2 r)}{r^2} = 0 \\ \dot{\gamma} = 0 \\ M_{yy} = 0 \\ q = \dot{\gamma} \\ V \sin \gamma = 0 \end{cases} \quad (9)$$

因此, $\gamma_e = 0, q_e = 0, \dot{\gamma}_e = 0$ 。

又由式(2)和式(3)以及 $T \cos \alpha - D = 0$ 可知

$$C_T(\beta) \cos \alpha = 0.645\ 0\alpha^2 + 0.004\ 337\ 8\alpha + 0.003\ 772 \quad (10)$$

再由 $L + T \sin \alpha - \frac{m(\epsilon - V^2 r)}{r^2} = 0$ 可知

$$0.5\rho V^2 s \times C_T(\beta) \times \sin \alpha = \frac{m\epsilon}{(R+h)^2} - \frac{mV^2}{R+h} - 0.5\rho V^2 s \times 0.620\ 3\alpha \quad (11)$$

由式(10)和式(11)可得

$$\frac{m\epsilon}{(R+h)^2} - \frac{mV^2}{R+h} - \frac{1}{2}\rho V^2 s \times 0.620\ 3\alpha =$$

$$\frac{1}{2}\rho V^2 s(0.645\ 0\alpha^2 + 0.004\ 337\ 8\alpha + 0.003\ 772)\tan\ \alpha$$

由于攻角变化范围很小,因此 $\tan\ \alpha \approx \alpha$,即

$$m\epsilon - mV^2(R+h) - 0.5\rho V^2 s \times 0.620\ 3\alpha(R+h)^2 =$$

$$0.5\rho V^2 s(0.645\ 0\alpha^3 + 0.004\ 337\ 8\alpha^2 +$$

$$0.003\ 772\alpha)(R+h)^2 \quad (12)$$

根据式(10)~式(12),在给定 V, h 的条件下求得平衡状态值 α_e, β_e 。

又因为 $M_{yy} = 0, q_e = 0$,由式(2)和式(3)可知

$$C_M(\alpha) + C_M(\delta_e) = 0 \quad (13)$$

即

$$\delta_{e_e} = \frac{c_e\alpha_e - C_M(\alpha_e)}{c_e} \quad (14)$$

式中

$$C_M(\alpha_e) = -0.035\alpha_e^2 + 0.036\ 617\alpha_e + 5.326\ 1 \times 10^{-6}$$

通过求解方程式(10)、式(12)、式(14),然后依据调度参数 V 和 h 确定平衡点和输入量,即

$$\mathbf{x}_e = [V_e, \gamma_e(V, h), h_e, \alpha_e(V, h), q_e(V, h)]^T$$

$$\mathbf{u}_e = [\beta_e(V, h), \delta_{e_e}(V, h)]^T$$

在期望的工作区间上,选择具体的平衡点进行雅克比线性化,即

$$(\dot{V}_\delta \ \dot{\gamma}_\delta \ \dot{h}_\delta \ \dot{\alpha}_\delta \ \dot{q}_\delta)^T =$$

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} & A_{25} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} & A_{35} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} & A_{45} \\ A_{51} & A_{52} & A_{53} & A_{54} & A_{55} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\delta \\ \gamma_\delta \\ h_\delta \\ \alpha_\delta \\ q_\delta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{11} & B_{21} \\ B_{21} & B_{22} \\ B_{31} & B_{23} \\ B_{41} & B_{24} \\ B_{51} & B_{25} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta_\delta \\ \delta_{e\delta} \end{pmatrix} \quad (15)$$

式中,例如

$$A_{11} = \frac{\partial f_1}{\partial V}, A_{12} = \frac{\partial f_1}{\partial \gamma}, A_{21} = \frac{\partial f_2}{\partial V}, B_{11} = \frac{\partial f_1}{\partial \beta}, B_{12} = \frac{\partial f_2}{\partial \delta_e}$$

偏差变量定义为

$$V_\delta(t) = V(t) - V_e(V, h), \gamma_\delta(t) = \gamma(t) - \gamma_e(V, h)$$

$$h_\delta(t) = h(t) - h_e(V, h), \alpha_\delta(t) = \alpha(t) - \alpha_e(V, h)$$

$$q_\delta(t) = q(t) - q_e(V, h), \beta_\delta(t) = \beta(t) - \beta_e(V, h)$$

$$\delta_{e\delta}(t) = \delta_e(t) - \delta_{e_e}(V, h)$$

将得到的一系列 LTI 模型进行数值拟合,即得到 LPV 模型,简记为

$$\dot{\mathbf{x}}_\delta = \mathbf{A}(\mathbf{p})\mathbf{x}_\delta + \mathbf{B}(\mathbf{p})\mathbf{u}_\delta \quad (16)$$

式中

$$\mathbf{x}_\delta = [V_\delta \ \gamma_\delta \ h_\delta \ \alpha_\delta \ q_\delta]^T, \mathbf{u}_\delta = [\beta_\delta \ \delta_{e\delta}]^T$$

1.3 LPV 模型的多胞形变换

与非线性系统的 LPV 表示一样,给定 LPV 系统的多胞形表示并不是唯一的,不同的多胞形表示将对系统稳定性分析和控制器综合带来不同的结果。具有仿射参数依赖

形式的 LPV 系统可以根据变参数的上下界组合,很容易表示成多胞形,继而进行稳定分析和控制器综合。

对于一般 LPV 模型的多胞表示,文献[10-11]提出了一种张量积(tensor-product, T-P)转换方法。其主要思想是将 LPV 模型的变参数进行网格划分,然后把系统离散化组成张量,进而对其进行高阶奇异值分解(关于高阶奇异值分解的定义和定理请参考文献[10]),最后计算分解得到 LTI 顶点系统的权系数。

考虑高超声速飞行器的 LPV 系统,式(16)表示为

$$\mathbf{S}(\mathbf{p}(t)) = [\mathbf{A}(\mathbf{p}(t)), \mathbf{B}(\mathbf{p}(t))] \quad (17)$$

式(17)表示一个时变对象。式中, $\mathbf{p}(t) \in \mathbf{P}$ 为一个二维的参数向量,是闭空间体 $\mathbf{P} = [V_{\min}, V_{\max}] \times [h_{\min}, h_{\max}]$ 的一个元素; $\mathbf{S}(\mathbf{p}(t))$ 可以利用任意的变参数 $\mathbf{p}(t)$ 与 LTI 系统 $\mathbf{S}_r (r=1, \dots, R)$ 的凸组合进行逼近, \mathbf{S}_r 也称为顶点系统,因此通过定义权系数函数 $w_r(\mathbf{p}(t)) \in [0, 1]$,使得 $\mathbf{S}(\mathbf{p}(t))$ 表示成 \mathbf{S}_r 的凸组合形式。这种凸组合通过张量积形式表示为

$$\dot{\mathbf{x}}(t) \approx \mathbf{S} \bigotimes_{n=1}^N w_n(\mathbf{p}_n(t)) \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{u}(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中,行向量 $w_n(\mathbf{p}_n(t)) \in \mathbf{R}^1 (n=1, \dots, N)$ 包含权系数函数 $w_{n,j}(\mathbf{p}_n(t))$,其中 $w_{n,j}(\mathbf{p}_n(t)) \in [0, 1]$ 表示定义在紧集 P 的第 n 维的第 j 个单变量权系数函数, $\mathbf{p}_n(t)$ 表示向量 $\mathbf{p}(t)$ 的第 n 元素, $I_n (n=1, \dots, N)$ 表示权系数的维数大小。 $N+2$ 维张量 $\mathbf{S} \in \mathbf{R}^{I_1 \times I_2 \times \dots \times I_{N+1}}$ 是由 LTI 顶点系统 $\mathbf{S}_{i_1 i_2 \dots i_N} \in \mathbf{R}^{O \times I}$ 组成的。

式(18)所表示的系统只是原系统的近似,它与原 LPV 系统的误差见式(19),误差与 LTI 顶点系统的个数成反比,因此如果选择 LTI 顶点系统的个数为无穷大,则可以精确逼近原系统。一般情况下,选择有限个 LTI 顶点系统进行分析与设计。

$$\|\mathbf{S}(\mathbf{p}(t)) - \mathbf{S} \bigotimes_{n=1}^N w_n(\mathbf{p}(t))\| \leq \epsilon \quad (19)$$

假设 $\mathbf{S}_r = [\mathbf{A}_r, \mathbf{B}_r] = \mathbf{S}_{i_1 i_2 \dots i_N} (r=1, \dots, R)$,定义权系数函数为

$$w_r(\mathbf{p}(t)) = \prod_n w_{n,i_n}(\mathbf{p}(t)) \quad (20)$$

因此式(17)表示为

$$\mathbf{S}(\mathbf{p}(t)) = \sum_{r=1}^R w_r(\mathbf{p}(t))\mathbf{S}_r \quad (21)$$

根据上述分析,高超声速飞行器 LPV 系统的多胞形表示分为以下几个步骤进行:

步骤 1 按照 1.2 节方法,建立 LPV 模型。

步骤 2 将待分解的 LPV 模型离散化,主要包括如下过程:

(1) 定义变参数空间 $\mathbf{P}; \mathbf{p}(t) \in \mathbf{P} = [V_{\min}, V_{\max}] \times [h_{\min}, h_{\max}]$;

(2) 对变参数空间 \mathbf{P} 进行任意的网格划分,通常采用平均划分的方法;

(3) 在划分好的参数空间上离散化给定的函数 $\mathbf{S}(\mathbf{p}(t))$;

(4) 将离散化后的一系列矩阵存储于张量 \mathbf{S} 中。

步骤 3 提出 LTI 顶点系统。此步骤是整个过程的核心部分,主要是对张量 \mathbf{S} 应用高阶奇异值分解,通过舍弃 0 或者很小的奇异值,以及与之对应的奇异值向量,得到有限个 LTI 系统模型。

步骤 4 构建权系数函数,具体构建方式参考文献[11]。

2 高超声速飞行器的鲁棒变增益控制

对于高超声速飞行器纵向模型的 LPV 多胞形式(21), 采用增益调度策略设计控制系统。

2.1 鲁棒控制器设计

在式(21)描述的 LPV 系统多胞模型中, 对每一个多胞顶点对应的系统模型设计 H_∞ 最优状态反馈控制律。在考虑系统参数不确定的情况下, 将每个顶点系统模型的状态空间描述表示为如下形式^[12]

$$\begin{cases} \dot{x} = A_r x + B_r u + B_{r1} w \\ z = C_{1r} x + D_{11r} u + D_{12r} w \\ y_r = C_{2r} x + D_{21r} u + D_{22r} w \end{cases} \quad (22)$$

式中, $x \in \mathbf{R}^n$ 为状态变量; $w \in \mathbf{R}^{m_1}$ 和 $u \in \mathbf{R}^{m_2}$ 分别为干扰输入(不确定, 但是具有有限能量)与控制输入; $y_r \in \mathbf{R}^{p_1}$ 和 $z \in \mathbf{R}^{m_2}$ 分别为控制输出和约束输出。

依据文献[13]方法可得到 H_∞ 最优状态反馈控制律 $u = K_r x$, 并存入状态反馈增益数据库。

2.2 LPV 系统多胞模型的增益调度控制

如果时变参数序列 $p(t)$ 在 \mathbf{R}^n 空间的盒子中取值有 R 个顶点, 即 $\{\Pi_i\}_{i=1}^R$ 。对于系统矩阵(17), 根据权系数函数定义式(21)

$$p(t) = \omega_1 \Pi_1 + \dots + \omega_R \Pi_R, \quad \omega_i \geq 0, \quad \sum_{i=1}^R \omega_i = 1 \quad (23)$$

则系统矩阵可表示为

$$S(p) = \omega_1 S(\Pi_1) + \dots + \omega_R S(\Pi_R) \quad (24)$$

因此, 参数依赖控制器表示为

$$K(p): \dot{x}_\delta = A(p)x_\delta + B(p)u_\delta \quad (25)$$

并且具有如下的顶点性质: 对于给定的当前时变参数 $p(t)$ 的凸分解 $p(t) = \sum_{i=1}^R \omega_i \Pi_i$, 控制器由参数顶点的凸组合求得, 即

$$K(p(t)) = \sum_{i=1}^R \omega_i K_i(p(t)) \quad (26)$$

因此, 采用基于 LPV 的鲁棒变增益控制器设计方法, 设计高超声速飞行器纵向飞行控制系统的框图, 如图 1 所示。

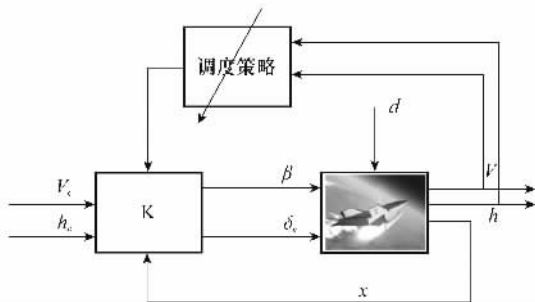


图 1 高超声速飞行器的鲁棒变增益控制框图

3 仿真与分析

为了检验本文设计鲁棒变增益控制器的正确性, 对高超飞行器纵向模型进行仿真。根据式(1)描述的非线性模

型, 在 $(M=15, V_0=4\,590.3\text{ m/s}, h_0=33\,528\text{ m}, \gamma_0=0^\circ, q_0=0^\circ/\text{s})$ 的平衡条件下, 假定从 0 时刻起给定飞行速度指令和飞行高度指令分别为 $V_c=80\text{ m/s}, h_c=100\text{ m}$; 为了实现控制目标, 选取高超声速飞行器的速度范围为 $4\,550\text{ m/s} \sim 4\,700\text{ m/s}$, 飞行高度在 $33\,500\text{ m} \sim 33\,700\text{ m}$ 内变化; 根据各平衡点处的 LTI 模型, 采用多元曲线拟和方法进行数据拟合, 可得到 LPV 模型, 即

$$\dot{x}_\delta = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & A_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{24} & 0 \\ 0 & A_{32} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{44} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & A_{54} & A_{55} \end{bmatrix} x_\delta + \begin{bmatrix} B_{11} & 0 \\ B_{21} & 0 \\ 0 & 0 \\ B_{41} & 0 \\ 0 & B_{52} \end{bmatrix} u_\delta \quad (27)$$

将 LPV 模型进行多胞形转换, 得到 10 个顶点模型以及调度参数权函数, 如图 2 所示。

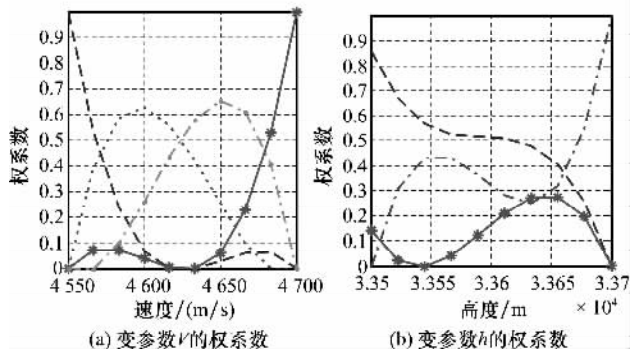


图 2 变参数权系数

当存在参数不确定时, 参数值及其不确定性范围为

$$m = 9\,375(1 + \Delta m), \quad I_{yy} = 7(1 + \Delta I) \times 10^6$$

$$s = 3\,603(1 + \Delta s), \quad \bar{c} = 801(1 + \Delta \bar{c})$$

$$c_e = 0.243\,25(1 + \Delta c_e), \quad \rho = 0.243\,25(1 + \Delta \rho)$$

式中, $|\Delta m| \leq 0.03; |\Delta I| \leq 0.02; |\Delta s| \leq 0.03; |\Delta \bar{c}| \leq 0.02; |\Delta c_e| \leq 0.02; |\Delta \rho| \leq 0.03$ 。

由于目前高超声速飞行器的气动参数主要基于计算流体力学(computational fluid dynamics, CFD)等仿真计算或吹风实验得到, 因此与实际的气动数据具有相当大的误差。为此考虑更加严格的仿真环境, 假设通过拟合计算得到的气动参数与实际的气动参数的误差分别为

$$|\Delta T| \leq 0.03, \quad |\Delta D| \leq 0.40, \quad |\Delta L| \leq 0.20$$

采用文献[13]中的 H_∞ 最优控制器设计方法, 可得到各顶点模型的状态反馈增益。结合前面得到的权系数函数, 即可得到基于 LPV 的鲁棒变增益控制器。对高超声速飞行器的纵向模型进行仿真验证。

分别采用本文方法以及文献[2]方法设计控制器进行仿真计算。仿真结果如图 3 和图 4 所示。图 3 中跟踪高度以及速度指令信号的调节曲线表明两种方法均可以保证系统状态跟踪到指令信号, 并且对于系统不确定具有良好的鲁棒性。相对于文献[2], 本文方法具有响应速度快的特

点,图 3 的速度曲线表明,本文方法只需要 6.8 s 即可稳定到速度指令信号,而文献[2]方法需要近 20 s;高度变化曲线中,虽然产生了一定的超调量,但是同样具有响应快的优势。速度和高度变化曲线响应快的原因是本文方法得到的控制输入量大,即在相同的条件下需要的舵偏量和发动机推力大,也使得系统状态轨迹变化幅值较大。

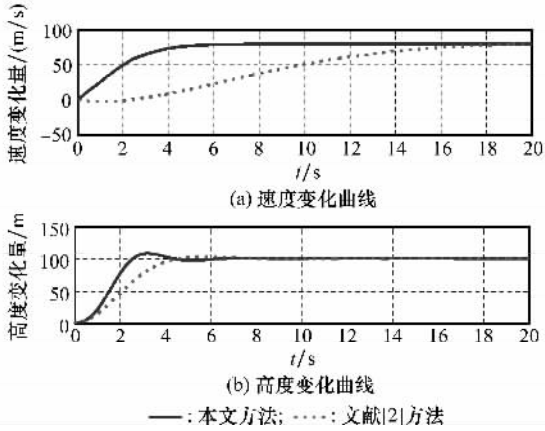


图 3 速度与高度响应曲线

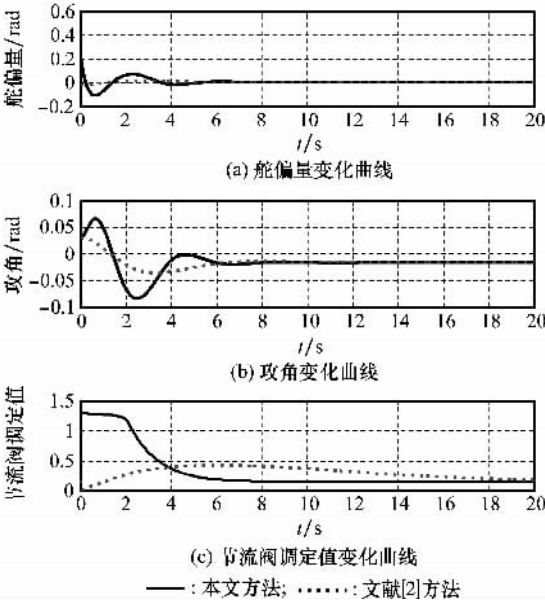


图 4 升降舵偏、飞行攻角以及节流阀调定值曲线

综上,针对高超声速飞行器纵向模型,本文设计的基于 LPV 的鲁棒变增益控制方法具有设计过程简单、实用性强的特点,并且对系统参数不确定具有良好的鲁棒性。仿真结果表明,本文方法具有响应时间短的优点,从而可能获得更好的控制性能。

4 结 论

针对高超声速飞行器模型强耦合、强非线性特点,采用非线性系统的 LPV 处理方法,设计了基于 LPV 的鲁棒变增益控制方法,以保证高超飞行器拥有稳定的飞行特性,良好的控制性能以及强鲁棒性。首先利用雅克比线性化方法

获得系统的 LPV 形式,并结合 LPV 系统的多胞变换建立 LPV 多胞系统;然后采用 H_∞ 鲁棒控制和增益调度策略方法设计鲁棒变增益控制器,实现对高超声速飞行器鲁棒控制。该方法不仅避免了复杂的非线性控制器设计过程,而且能够有效抑制模型参数变化,从而保证了高超声速飞行器的稳定飞行。

参 考 文 献:

- [1] Mirmirani M, Wu C, Clark A, et al. Modeling for control of a generic air-breathing hypersonic vehicle [C] // *Proc. of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, 2005;1 - 19.
- [2] Wang Q, Stengel R F. Robust nonlinear control of a hypersonic aircraft[C]// *Proc. of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, 1999;413 - 423.
- [3] Xu H J, Mirmirani M, Ioannou P A. Robust neural adaptive control of a hypersonic aircraft[C]// *Proc. of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, 2003;1 - 8.
- [4] Xu H J, Ioannou P A, Mirmirani M. Adaptive sliding mode control design for a hypersonic flight vehicle[J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamic*, 2004, 27(5): 829 - 838.
- [5] 李扬,陈万春.高超声速飞行器 BTT 非线性控制器设计与仿真[J]. *北京航空航天大学学报*, 2006, 32(3): 249 - 253. (Li Y, Chen W C. Design and simulation of BTT nonlinear controller for hypersonic vehicle[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2006, 32(3): 249 - 253.)
- [6] Fiorentini L, Serrani A, Bolender M A, et al. Nonlinear robust/adaptive controller design for an air-breathing hypersonic vehicle model[C]// *Proc. of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, 2007;1 - 16.
- [7] 高道祥,孙增圻,罗熊,等.基于 Backstepping 的高超声速飞行器模糊自适应控制[J]. *控制理论与应用*, 2008, 25(5): 805 - 810. (Gao D X, Sun Z Q, Luo X, et al. Fuzzy adaptive control for hypersonic vehicle via Backstepping method[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(5): 805 - 810.)
- [8] Fiorentini L, Serrani A, Bolender M A, et al. Nonlinear robust adaptive control of flexible air-breathing hypersonic vehicles [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2009, 32(2): 401 - 416.
- [9] Rugh W J, Shamma J S. Research on gain scheduling[J]. *Automatica*, 2000, 36(3): 1401 - 1425.
- [10] Lathauwer L, Moor B, Vandewalle J. A multi-linear singular value decomposition [J]. *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, 2000, 21(4): 1253 - 1278.
- [11] Petres Z. Polytopic decomposition of linear parameter-varying models by tensor-product model transformation[D]. Budapest: Budapest University of Technology and Economics, 2006.
- [12] Zhou K M, Doyle J C, Glover K. *Robust and optimal control* [M]. New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- [13] 李文强,马建军,郑志强.基于 LMI 的不确定性无尾飞行器鲁棒变增益控制器设计[J]. *国防科技大学学报*, 2009, 31(1): 120 - 123. (Li W Q, Ma J J, Zheng Z Q. Uncertain tailless aircraft robust gain-scheduling controller design using LMI[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2009, 31(1): 120 - 123.)