

文章编号: 1000-8055(2009)08-1849-07

基于模糊 Takagi-Sugeno 模型的发动机 转速鲁棒控制

潘 松^{1,2}, 魏民祥¹, 黄卫清²

(1. 南京航空航天大学 能源与动力学院, 南京 210016;

2. 南京航空航天大学 精密驱动研究所, 南京 210016)

摘 要: 基于某航空用二冲程活塞式发动机的非线性模型, 利用扇形非线性特性得到了发动机模糊 Takagi-Sugeno (T-S) 模型; 基于该 T-S 模型, 采用系统增广的方法研究了无静态误差转速控制器; 设计中考虑了鲁棒 H_∞ 性能, 使得该非线性系统的模糊控制器具有较好干扰抑制性能, 并在 Lyapunov 稳定性理论上建立了该系统渐进稳定的线性矩阵不等式条件; 最后通过系统仿真算例验证了所设计控制器的有效性。

关 键 词: 发动机; 转速控制; 非线性模型; 模糊 Takagi-Sugeno (T-S) 模型; 鲁棒 H_∞

中图分类号: V233.7

文献标识码: A

Robust engine speed control based on Takagi-Sugeno fuzzy systems

PAN Song^{1,2}, WEI Min-xiang¹, HUANG Wei-qing²

(1. College of Energy and Power Engineering,

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. Precision Driving Laboratory,

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: The engine Takagi-Sugeno (T-S) models were obtained by sector nonlinearity based on the nonlinear two-stroke internal combustion engine model. A nonlinear engine speed controller was researched, and the system augmented method was used for the design of control algorithm without steady-state error. By considering the robust H_∞ , a disturbance rejection controller design for the T-S fuzzy models was presented. The stability conditions were derived using Lyapunov approach, and the problems were formulated as linear matrix inequality (LMI) problems. Finally, simulation results demonstrate the validity of these methods.

Key words: engine; speed control; nonlinear model;

Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy models; robust H_∞

小型无人直升机用活塞式发动机在飞行中需要保持发动机转速恒定^[1], 但在飞行过程中由于任务需要和环境的变化会导致发动机工况变化较大, 而且发动机本身是一个强非线性系统, 这给发动机转速控制带来了难度。为了保证在不同的外部条件或内在参数的变化下控制器的稳定性和鲁

棒性, 在控制器的设计中应该考虑非线性、时滞及模型参数不确定等因素。

文献[2]基于中间状态线性化小偏差线性化模型采用增广的线性二次调节器(LQR)方法设计了航空发动机控制系统, 最终控制器参数的获得依赖于求解 Riccati 方程, 这样设计出来的控制

器具有局部稳定性^[3].但是在无人直升机实际飞行中发动机工况变化较大,模型的参数也变动较大,采用单一的线性化模型设计的控制器可能无法达到实际的控制目标.一种比较好的解决方法就是采用非线性的方法进行控制器设计.

本文针对无人直升机发动机的工作环境和特性,采用模糊 Takagi-Sugeno (T-S)^[4-5]模型把各个局部线性发动机模型用模糊隶属度函数连接起来,得到整体的模糊非线性模型,然后进行系统的控制器设计.针对具有扰动输入的模糊 T-S 模型,本文考虑 H_∞ 性能 $\gamma^{[6-7]}$ 使得设计出来的控制器具有更强的鲁棒性能,并采用 Lyapunov 方法分析闭环系统稳定的条件.针对所研究的发动机模型,系统仿真证明本文所提出的算法可以取得较好的控制效果,闭环系统具有较强的鲁棒性和稳定性.

1 研究对象模型的提出

1.1 研究对象模型

研究发动机的转速控制需要研究发动机的模型,活塞式发动机的模型具有较强的非线性^[8],进行转速稳定控制器设计时,一般需要在转速稳定的工作点进行模型的线性化处理^[9].如果仅考虑发动机转速控制,可以采用阶数较低的发动机模型来设计控制器.

发动机在大多数工况下是带负载工作的,在不同的负载状态下发动机特性不同,可以建立其有载模型,以描述发动机的工作状态.本文发动机的扭矩模型^[10]可以表示如下:

$$T_e = f(n, \alpha) \quad (1)$$

式中 T_e 是发动机扭矩 ($N \cdot m$); n 是发动机转速 (r/min); α 是油门开度 (%).

式(1)所描述的发动机模型中包含了发动机的非线性特性,以及发动机进气和点火等产生的纯延迟.本文研究的发动机有比较大的转动惯量,发动机的动态响应比较缓慢,所以暂不考虑发动机内部的纯延迟对系统建模及控制系统的影响.

发动机通过减速器带动负载运转,负载具有比较大的转动惯量,采用当量化的方法把负载的转动惯量换到与发动机相对应的转动惯量可以得到传动系统的模型

$$J_{\text{equ}} \frac{\pi}{30} \dot{n} = -f_{\text{equ}} \frac{\pi}{30} n + T_e(n, \alpha) - T_l \quad (2)$$

式中 J_{equ} 是当量转动惯量; f_{equ} 是当量阻尼; T_l 是负载扭矩.

本文研究的发动机转速控制是通过操纵发动机的油门大小来实现的,油门的闭环控制具有如下动态特性:

$$\dot{\alpha} = \frac{1}{\tau_{\text{th}}} (u - \alpha) \quad (3)$$

式中 u 是油门开度控制输入; τ_{th} 是油门的时间常数.

取状态变量 $X = [x_1 \ x_2]^T = [n(t) \ \alpha(t)]^T$, u 为输入的油门指令,由式(2)和(3)可以得到如下系统模型:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f_{\text{equ}}}{J_{\text{equ}}} x_1(t) + \frac{30}{\pi J_{\text{equ}}} T_e [x_1(t), x_2(t)] \\ -\frac{1}{\tau_{\text{th}}} x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\tau_{\text{th}}} \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} -\frac{30}{\pi J_{\text{equ}}} \\ 0 \end{bmatrix} T_l(t) \quad (4)$$

由式(4)中可以知道该模型是一个非线性模型,如果要进行控制器的设计需要进行线性化处理,在不同的转速稳定点进行线性化可以得到不同的线性化模型.根据本文的要求,发动机转速需要工作在 $[n_1, n_2] = [3500, 6000]$ 的范围之内.在每个转速稳定点,根据负载,发动机的油门开度会不同,可以认为在该转速下能使发动机正常工作的油门属于某个范围 $[\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$. 本文在发动机 4 个工作点采用扇形非线性特性进行了线性化^[11],得到了 4 个工作点的线性化模型.用模糊 T-S 系统模型来表述如下:

局部线性化模型 i

If

$$z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } z_2(t) \text{ is } M_{i2}$$

Then

$$\dot{X}(t) = A_i X(t) + B_i u(t) + D_i w(t)$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

(5)

式中 $z_1(t)$, $z_2(t)$ 称为前件变量,这里取为转速和油门; M_{ik} ($k = 1, 2$) 为模糊工作域模糊集合.

随着模糊规则的增加,模糊 T-S 模型可以任意精度逼近实际的被控对象.可以看出,模糊控制

系统整体上是本质非线性的,但每个模糊子系统却具有线性形式.

取发动机的转速作为系统的输出,则有

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = CX(t) \quad (6)$$

采用单点模糊产生器、乘积推理以及加权平均模糊消除器,上述的模糊逻辑控制系统可写为如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_i[z(t)] [A_i X(t) + B_i u(t) + D_i w(t)]}{\sum_{i=1}^4 \mu_i[z(t)]} = \\ &= \frac{\sum_{i=1}^4 h_i[z(t)] [A_i X(t) + B_i u(t) + D_i w(t)]}{\sum_{i=1}^4 h_i[z(t)]} \\ y(t) &= \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_i[z(t)] C_i X(t)}{\sum_{i=1}^4 \mu_i[z(t)]} = \sum_{i=1}^4 h_i[z(t)] C_i X(t) \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $h_i[z(t)] = \frac{\mu_i[z(t)]}{\sum_{j=1}^4 \mu_j[z(t)]}$, 并且 $\mu_i[z(t)] = \prod_{j=1}^2 \mu_{ij}[z(t)]$. 因为 $\mu_i[z(t)] \geq 0$, $\sum_{i=1}^4 \mu_i[z(t)] > 0$, 所以 $0 \leq h_i[z(t)] \leq 1$, 并且 $\sum_{i=1}^4 h_i[z(t)] = 1$.

针对所建立的模糊 T-S 模型采用并行分配补偿策略的状态反馈控制率如下:

$$u(t) = - \sum_{i=1}^4 h_i[z(t)] K_i X(t) \quad (8)$$

式中 K_i 是反馈系数阵.

1.2 增广的控制模型

根据文献[2]采用增广的方法设计控制器可以实现无静态误差准确跟踪控制,进行增广设计后的闭环控制系统如图 1 所示.

可以得到如下的状态空间模型:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{X}}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i[z(t)] [\tilde{A}_i \tilde{X}(t) + \tilde{B}_i u(t) + \tilde{D}_i w(t)] \\ y(t) &= \sum_{i=1}^r h_i[z(t)] \tilde{C}_i \tilde{X}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

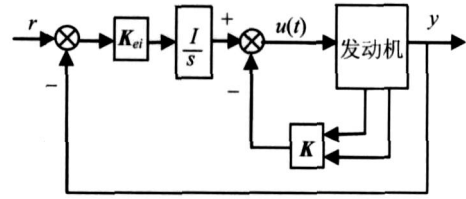


图 1 增广的闭环控制系统

Fig. 1 Expanded close-loop control system

在式(9) 所描述的系统中,所取的状态向量为

$$\tilde{X}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & x_3(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} n(t) & \alpha(t) & \int(t) dt \end{bmatrix}^T$$

其中 $e(t) = r(t) - y(t)$, $r(t)$ 是参考输入. 增广模型的参数矩阵如下:

$$\begin{aligned} \tilde{A}_i &= \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ -C_i & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{B}_i = \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \tilde{C}_i &= \begin{bmatrix} C_i & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{D}_i = \begin{bmatrix} D_i \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

得到增广的并行分配补偿控制算法如下:

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{i=1}^r h_i[z(t)] \left[-K_i \begin{bmatrix} X(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} - \sum_{j=1}^r h_j[z(t)] \tilde{K}_j \tilde{X}(t) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

考虑 Lyapunov 函数, $V[\tilde{X}(t)] = \tilde{X}^T(t) P \tilde{X}(t)$, 其中 $P = P^T > 0$, 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}[\tilde{X}(t)] &= \sum_{i=1}^r h_i[z(t)] \left[\tilde{X}^T(t) \left(\tilde{A}_i^T P + P \tilde{A}_i \right) \tilde{X}(t) + w^T(t) \tilde{D}_i^T P \tilde{X}(t) + \tilde{X}^T(t) P \tilde{D}_i w(t) \right] = \\ &= \sum_{i=1}^r h_i[z(t)] \begin{bmatrix} \tilde{X}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tilde{A}_i^T P + P \tilde{A}_i & P \tilde{D}_i \\ \tilde{D}_i^T P & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{X}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

考虑 H_∞ 性能 $\gamma > 0$ 有

$$\begin{aligned} J_{yw} &= \int_0^\infty [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t)] dt = \\ &= \int_0^\infty [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t) + \dot{V}(\tilde{X})] dt - V(\tilde{X}) \leq \\ &= \int_0^\infty [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t) + \dot{V}(\tilde{X})] dt \end{aligned}$$

将 $y(t)$ 及 $\dot{V}(\tilde{X})$ 代入可以得到

$$J_{yw} \leq \int_0^{\infty} \sum_{i=1}^r h_i [z(t)] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T dt.$$

$$\left[\begin{array}{cc} \dot{A}_i^T P + P \dot{A}_i + \bar{C}_i^T \bar{C}_i & P \bar{D}_i \\ \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right] dt$$

对于开环系统 (9) 只要存在公共矩阵 $P = P^T > 0$ 满足不等式

$$\left[\begin{array}{cc} \dot{A}_i^T P + P \dot{A}_i + \bar{C}_i^T \bar{C}_i & P \bar{D}_i \\ \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I \end{array} \right] < 0, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (11)$$

那么该系统就是渐进稳定的,并且具有 H_{∞} 性能.

2 模糊 TS 模型的状态反馈控制设计

将得到增广的并行分配补偿算法式 (10) 代入到状态空间模型式 (9) 中可以得到闭环的状态空间模型

$$\dot{X}(t) = \sum_{i,j=1}^l h_i [z(t)] h_j [z(t)] [G_{ij} \dot{X}(t) + \bar{D}_i w(t)] \quad (12)$$

式中 $G_{ij} = \dot{A}_i - \bar{B}_i \bar{K}_j$.

根据闭环系统有以下结果:

定理: 给定闭环系统 (12), 存在 H_{∞} 性能 γ 次优控制律的条件是, 给定标量 $\gamma > 0$ 存在公共矩阵 $Q > 0$ 和矩阵 w_i , 满足如下线性矩阵不等式:

$$\left[\begin{array}{ccc} \dot{A}_i Q + Q \dot{A}_i^T - \bar{B}_i w_i - w_i^T \bar{B}_i^T & Q \bar{C}_i^T & \bar{D}_i \\ \bar{C}_i Q & -I & 0 \\ \bar{D}_i^T & 0 & -\gamma^2 I \end{array} \right] < 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (13)$$

$$\left[\begin{array}{ccc} \dot{A}_i Q + Q \dot{A}_i^T - \bar{B}_i w_j - w_j^T \bar{B}_i^T & Q \bar{C}_i^T & \bar{D}_i \\ \bar{C}_i Q & -I & 0 \\ \bar{D}_i^T & 0 & -\gamma^2 I \end{array} \right] +$$

$$\left[\begin{array}{ccc} \dot{A}_j Q + Q \dot{A}_j^T - \bar{B}_j w_i - w_i^T \bar{B}_j^T & Q \bar{C}_j^T & \bar{D}_j \\ \bar{C}_j Q & -I & 0 \\ \bar{D}_j^T & 0 & -\gamma^2 I \end{array} \right] < 0,$$

$$i < j < r \quad (14)$$

并且状态反馈增益为 $\bar{K}_i = w_i Q^{-1}$.

证明: 对于式 (12) 所述系统, 考虑 Lyapunov 函数

$$V[\dot{X}(t)] = \dot{X}^T(t) P \dot{X}(t) \quad (15)$$

其中 $P = P^T > 0$. 那么有

$$\begin{aligned} \dot{V}[\dot{X}(t)] &= \sum_{i,j=1}^r h_i [z(t)] h_j [z(t)] [\dot{X}^T(t) (G_{ij}^T P + PG_{ij}) \dot{X}(t) + w^T(t) \bar{D}_i^T P \dot{X}(t) + \dot{X}^T(t) P \bar{D}_i w(t)] = \\ &= \sum_{i,j=1}^r h_i^2 [z(t)] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{cc} G_{ii}^T P + PG_{ii} & P \bar{D}_i \\ \bar{D}_i^T P & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T + \\ &+ \sum_{i,j=1}^r h_i [z(t)] h_j [z(t)] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{cc} \Theta_{ij} & (\bar{D}_i + \bar{D}_j) P \\ (\bar{D}_i^T + \bar{D}_j^T) P & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right] \end{aligned}$$

$$\left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{cc} G_{ii}^T P + PG_{ii} & P \bar{D}_i \\ \bar{D}_i^T P & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T +$$

$$\sum_{i,j=1}^r h_i [z(t)] h_j [z(t)] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{cc} \Theta_{ij} & (\bar{D}_i + \bar{D}_j) P \\ (\bar{D}_i^T + \bar{D}_j^T) P & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]$$

$$\text{其中 } \Theta_{ij} = (G_{ij}^T + G_{ji}^T) P + P(G_{ij} + G_{ji}).$$

对于系统考虑 H_{∞} 性能 γ , 在零初始条件下, 有

$$J_{yw} = \int_0^{\infty} [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t)] dt \quad (16)$$

对任意非零的外部扰动 $w \in L_2[0, \infty)$, 利用 Lyapunov 函数式 (15) 和零初始条件, 可以导出

$$\begin{aligned} J_{yw} &= \int_0^{\infty} [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t)] dt = \\ &= \int_0^{\infty} [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t) + \dot{V}(\dot{X})] dt - V(\dot{X}) \leq \\ &= \int_0^{\infty} [y^T(t) y(t) - \gamma^2 w(t) w(t) + \dot{V}(\dot{X})] dt \end{aligned}$$

将 $y(t)$ 及 $\dot{V}(\dot{X})$ 代入上式可以得到

$$\begin{aligned} J_{yw} &\leq \int_0^{\infty} \left\{ \sum_{i,j=1}^r h_i^2 [z(t)] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T \mathcal{E}_{ii} \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right] + \right. \\ &+ \sum_{i,j=1}^r h_i [z(t)] h_j [z(t)] \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right]^T (\mathcal{E}_{ij} + \mathcal{E}_{ji}) \left[\begin{array}{c} \dot{X}(t) \\ w(t) \end{array} \right] \Big\} dt \end{aligned}$$

$$\text{其中 } \mathcal{E}_{ij} = \left[\begin{array}{cc} G_{ij}^T P + PG_{ij} + \bar{C}_i^T \bar{C}_i & P \bar{D}_i \\ \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I \end{array} \right]$$

用 $\begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}$ 分别左乘和右乘 E_{ii} 和 $(E_{ij} + E_{ji})$,

并令 $Q = P^{-1}$, $w_i = \bar{K}_i P^{-1}$, 利用 Schur 补引理可以得到定理式 (13) 和 (14) 形式的线性矩阵不等式. 显然只要线性矩阵不等式 (13) 和 (14) 成立就有 $J_{ZW} < 0$, 定理得证.

3 算例与仿真

采用本文所提出的控制算法, 针对某型航空用二冲程活塞式发动机模型的增广形式进行转速控制仿真. 在实际的工作中, 发动机工作状态: 油门开度 $20.4\% \leq \alpha \leq 100\%$, 发动机转速变化范围 $3500 \text{ r/min} \leq n \leq 6000 \text{ r/min}$. 模型中采用的系统参数 $J_{\text{equ}} = 19.3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $f_{\text{equ}} = 12.2 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, 油门的时间常数 $\tau_{\text{th}} = 0.085$, 采用扇形非线性特性得到的模型参数如下:

$$\begin{aligned} \bar{A}_1 &= \begin{bmatrix} -0.632 & 0.151 & 0 \\ 0 & -11.76 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{A}_2 &= \begin{bmatrix} -0.632 & 0.031 & 0 \\ 0 & -11.76 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{A}_3 &= \begin{bmatrix} -0.632 & 0.614 & 0 \\ 0 & -11.76 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{A}_4 &= \begin{bmatrix} -0.632 & 0.1257 & 0 \\ 0 & -11.76 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{B}_1 = \bar{B}_2 = \bar{B}_3 = \bar{B}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 11.76 & 0 \end{bmatrix}^T, \\ \bar{C}_1 = \bar{C}_2 = \bar{C}_3 = \bar{C}_4 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{D}_1 = \bar{D}_2 = \bar{D}_3 = \bar{D}_4 &= \begin{bmatrix} -0.945 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T. \end{aligned}$$

取用 Matlab 中的线性矩阵不等式求解工具可以求得如下的正定对称矩阵 Q , 取 $\gamma = 1$

$$Q = \begin{bmatrix} 0.31217 & -0.67628 & 0.58868 \\ -0.67628 & 6.1764 & 1.61 \\ 0.58868 & 1.61 & 6.2235 \end{bmatrix}$$

控制参数

$$\begin{aligned} K_1 &= [-1.284 \quad 0.78292 \quad 0.17161], \\ K_2 &= [-3.9056 \quad 0.87582 \quad 0.51667], \\ K_3 &= [-0.6011 \quad 1.3511 \quad 0.08155], \\ K_4 &= [-1.1347 \quad 1.2743 \quad 0.15185]. \end{aligned}$$

采用转速阶跃输入信号, 转速从 3600 r/min 到 4200 r/min , 设定转速阶跃输入下系统响应如图 2 所示. 图 2(a) 中虚线为转速参考指令, 实线为闭环系统的转速输出; 图 2(b) 为在转速阶跃指令输入下油门开度的变化.

从闭环的转速输出看, 转速的响应灵敏, 在每一个设定点转速比较稳定, 满足转速跟踪控制的要求, 系统无超调, 稳态误差 $< 0.5\%$.

在闭环恒定转速 3700 r/min 下, 负载加 10% 的扰动, 即负载扭矩由 $20 \text{ N} \cdot \text{m}$ 阶跃到 $22 \text{ N} \cdot \text{m}$, 系统的响应如图 3 所示. 在闭环恒定转速 5000 r/min 下, 负载加 12.5% 的扰动, 即负载扭矩由 $40 \text{ N} \cdot \text{m}$ 阶跃到 $45 \text{ N} \cdot \text{m}$, 系统的响应如图 4 所示. 图 3(a) 和图 4(a) 中虚线为转速参考指令, 实线为闭环系统的转速输出; 图 3(b) 和图 4(b) 为油门对负载的响应.

从图 3 和图 4 中的仿真结果可以发现, 在不同的设定点不同的扰动输入下, 油门响应及时, 转速波动误差 $< 1\%$, 控制器可以较好地抑制干扰,

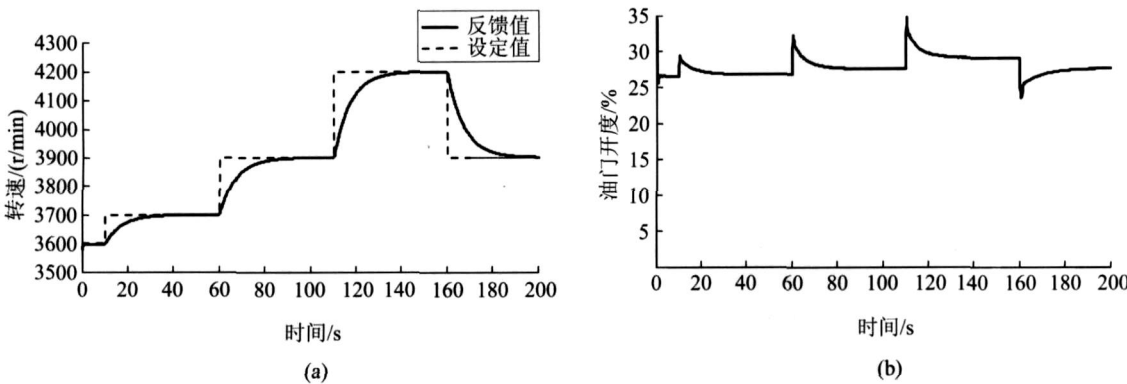
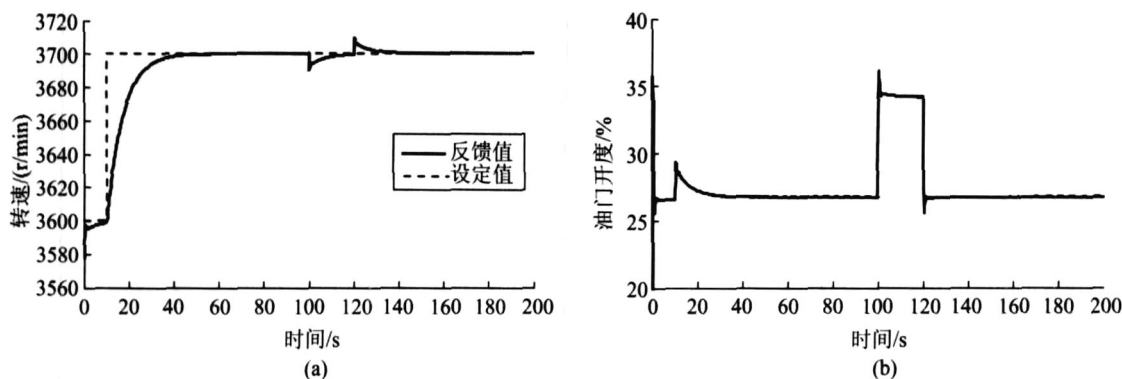
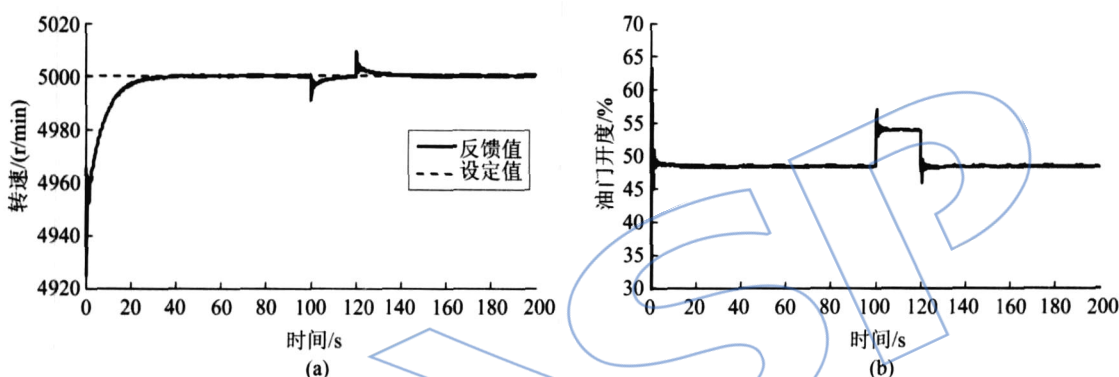


图 2 转速阶跃指令输入下系统响应
Fig. 2 Response of speed step input

图3 负载阶跃输入下的系统响应($n=3700$ r/min)Fig. 3 Response of load step input($n=3700$ r/min)图4 负载阶跃输入下的系统响应($n=5000$ r/min)Fig. 4 Response of load step input($n=5000$ r/min)

满足实时控制的要求。

从仿真结果可以看到,系统本身参数或工况发生较大变化时,采用满足定理条件的闭环反馈参数可以使得闭环系统具有较好的稳定性。

4 结 论

本文针对某型航空用二冲程活塞式发动机转速控制要求,采用扇形非线性特性的方法得到了发动机的模糊 T-S 模型,采用矩阵增广的方式进行了转速无静态误差控制器设计;基于 Lyapunov 函数进行了系统稳定性的分析,针对控制器的干扰抑制性能引入了鲁棒 H_∞ 性能。

在系统仿真算例中,采用满足本文提出的稳定性条件的控制器参数可以快速地跟踪参考输入指令,在外界负载的干扰输入下,转速波动小于规定值 1%,实现了发动机在较大工作范围内的转速跟踪和扰动负载输入下的稳定性控制。可见,在复杂多变工况下,本文提出的方法可以实现对航空用活塞式发动机这种复杂非线性系统进行有效的控制。

参考文献:

- [1] 黄向华,彭召勇. 无人驾驶直升机发动机模糊自适应 PID 控制[J]. 航空动力学报, 2005, 20(3): 487-493.
HUANG Xianghua, PENG Zhaoyong. Fuzzy adaptive PID control for an unmanned helicopter engine[J]. Journal of Aerospace Power, 2005, 20(3): 487-493. (in Chinese)
- [2] 杨刚,孙健国,李秋红. 航空发动机控制系统中的增广 LQR 方法[J]. 航空动力学报, 2004, 19(1): 153-158.
YANG Gang, SUN Jianguo, LI QiuHong. Augmented LQR method for aeroengine control systems[J]. Journal of Aerospace Power, 2004, 19(1): 153-158. (in Chinese)
- [3] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control [J]. IEEE Trans. Syst. Man Cybern, 1985, 15: 116-132.
- [4] Tanaka K, Ikeda T, Wang H O. Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: quadratic stabilizability, H_∞ control theory, and linear matrix inequalities [J]. IEEE Trans. Fuzzy Syst., 1996, (4): 1-13.
- [5] Cao Y Y, Frank P M. Analysis and synthesis of nonlinear time-delay systems via fuzzy control approach [J]. IEEE Trans Fuzzy Syst, 2000, (2): 200-211.

[6] Boyd S P , Ghaoui L E , Feron E , et al. Linear matrix inequalities in systems and control theory [M]. Philadelphia : SIAM ,1994.

[7] Jiang X F , Han Q L. Robust H_{∞} control for uncertain Takagi-Sugeno fuzzy systems with interval time-varying delay [J]. IEEE Trans. on Fuzzy Syst. , 2007 , (2) : 321-331.

[8] Sobolak S J. Simulation of the Ford vehicle speed control system [R]. SAE Tech. Paper 820777 ,1982.

[9] Cook J A , Poweel B K. Modeling of an internal combustion engine for control analysis [J]. IEEE Control System Magazine , 1993 , 13(3) :62-68.

[10] 潘松,魏民祥. 某型航空无人飞行器用发动机模型辨识的研究[C]// 第 27 届中国控制会议论文集. 北京:北京航空航天大学出版社,2008 :421-425.
PAN Song , WEI Minxiang. On model identification of engine for unmanned aerial vehicle[C]// Proceedings of the 27th Chinese Control Conference. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press , 2008 :421-425. (in Chinese)

[11] Tanaka K , Wang H O. Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach [M]. New York : Wiley-Interscience , 2001.

