DOI:10.3969/j.issn.1000-1298.2010.11.004

GDI 汽车发动机怠速时滞依赖的 H_∞ 控制*

赵靖华[1] 洪 伟[1] 李学军[1,2] 李 珏[1]

(1.吉林大学汽车动态模拟国家重点实验室，长春 130025；2.长春大学电子信息工程学院，长春 130022)

【摘要】 基于时滞影响的 GDI 发动机非线性平均值怠速系统模型,针对怠速工况下汽车附件用电产生的扭矩干扰量,设计了时滞依赖的 H_∞ 状态反馈控制器,使闭环控制系统渐进稳定同时,满足输出量对扰动输入的抑制能力为 γ。该时滞既包括发动机稳态下的燃油喷射到力矩输出时间延迟,瞬态下节气阀控制进气量这一时刻到这部分进气量实际进入缸内的时间延迟,还包括节气阀执行控制量动作的延迟。上述时滞参数都是不确定的并且时不变的,但分别有恒定的上界。最后,用以 en_DYNA 软件建立的精确发动机模型,验证之前建模的正确性及控制方法的有效性。通过与未考虑时滞问题设计的控制器以及考虑到时滞问题设计的时滞非依赖控制器的控制效果进行仿真比较,本文设计的时滞依赖的控制器综合控制效果最好。

关键词: GDI 发动机 怠速控制 时滞依赖 状态反馈 en_DYNA

中图分类号: TK421$^+$.42 **文献标识码**: A **文章编号**: 1000-1298(2010)11-0020-06

Delay-dependent H_∞ Control of GDI Engine under Idling Mode

Zhao Jinghua[1] Hong Wei[1] Li Xuejun[1,2] Li Jue[1]

(1. *State Key Laboratory of Automotive Dynamic Simulation*, *Jilin University*, *Changchun* 130025, *China*
2. *Electronic Engineering College*, *Changchun University*, *Changchun* 130022, *China*)

Abstract

Based on nonlinear time-delay mean value idling mode of GDI engine, aiming at torque interfere generated by auto accessories using of electricity under idling mode, the delay-dependent H_∞ state feedback controller was designed. It did not only guarantee the closed-loop control system asymptotic stability, but also met suppression ability as γ about the output to disturbance input. The delay included induction-to-torque delay under steady state of engine, delay between time of air input controlled by air throttle to actual time of this section into the cylinder under transient state of engine, also included delay of the action of the air throttle. The time-delay which was discussed was all uncertain time-invariant, but each had a constant upper bound. Finally, the modeling correctness and validity of control method was verified by using the exact engine model established by en_DYNA software. Compared with control effects of controller without considering delay and delay-independent controller which was designed with considering the time-delay problem, the integrated control effects of delay-dependent controller designed by this research is the best .

Key words GDI engine, Idle speed control, Delay-dependent, State feedback, en-DYNA

引言

GDI 发动机是汽油机的发展方向,文献[1]详细叙述了 GDI 发动机的优点。对于城市中行驶的汽车,怠速工况是节油研究的一大热点。能够使汽车在怠速工况下稳定在较低的转速,同时又能在保

收稿日期: 2010-04-22 修回日期: 2010-06-03

* 国家“863”高技术研究发展计划资助项目(2006AA110106)

作者简介: 赵靖华,博士生,主要从事内燃机工作过程控制及优化研究, E-mail: zhaojh08@mails.jlu.edu.cn

通讯作者: 洪伟,教授,主要从事内燃机工作过程控制及优化研究, E-mail: hongw@jlu.edu.cn

证不熄火的前提下，对于突发扭矩干扰能够使转速迅速恢复稳定，这是本文设计控制器的另一个目标。文献[2]总结了不确定状态延迟系统的时滞依赖鲁棒稳定性的理论。文献[3]以汽车悬架系统的研究为背景，讨论了执行机构的动作延迟对系统的影响，并且设计了时滞依赖的 H_∞ 状态反馈控制器。对于发动机怠速控制的执行机构节气阀，也存在其执行控制量动作的延迟问题。文献[4]讨论了采用鲁棒控制方法对普通进气道喷油发动机的怠速进行控制。文献[5]讨论了发动机怠速时基于观测器的控制器设计方法，但建模时仅考虑了发动机稳态下的燃油喷射到力矩输出时滞问题。本文在上述文献研究的基础上，同时考虑被控对象本身和执行机构两方面的时间延迟。

利用发动机的参数和启动怠速阶段的稳态数据建立非线性模型，并在怠速稳定工作点附近线性化，得到控制模型。针对发动机在怠速工况下汽车附件用电产生的扭矩干扰量 T，基于 Lyapunov 函数设计时滞依赖的 H_∞ 状态反馈控制器，使闭环控制系统渐进稳定的同时，满足系统输出量 n（转速）对于干扰扭矩 T 的比值小于一个常值。

1　滞后时间

本文所用发动机为三菱公司生产的 GDI 发动机，基本参数如表 1 所示。文献[5]被控对象本身的时滞是稳态下的燃油喷射到力矩输出的时间延迟。稳态下进气歧管内各段压力平均，多点喷射系统的喷油器在进气门之前喷油，混合气经过吸气、压缩和膨胀冲程后输出力矩。这 3 个冲程曲轴转动了 3/2 周，每周花费的时间是 $1/n$（n 为转速），所以给出的燃油喷射到力矩输出的时滞上界为 $3/(2n)$。如果用怠速稳定点的转速估算，得到的稳态时滞常数 τ_{11} 的上界 $\bar{\tau}_{11}$ 为 0.13 s。但是，怠速控制的主要目的是在突发扭矩扰动下，迅速使转速恢复稳定。也就是说，怠速控制的关键在于瞬态调节。所以，本文针对瞬态工况下，从节气阀控制进气量这一时刻到这部分进气量实际进入缸内，在进气管中所走的时间进行估测，作为瞬态模型延迟。为了得到瞬态时滞参数，在发动机节气阀附近安装了空气流量传感器，在热机（冷却水温大于 80℃）前提下，对起动和怠速阶段空气流量进行测量，采样频率为 1 000 Hz，采样数据如图 1 所示。

由图 1 可得，取怠速稳定工作点附近最低流量 $S=5.730\,2$ kg/h；干空气密度 $\rho_d=1.292\,8$ kg/m^3；进气歧管半径 $R=0.019$ m；节气阀到进气门的进气道长度 $h\approx0.5$ m。再根据空气动力学原理，估算出控制进气量到这部分空气实际进入缸内所消耗的时间上限为

$$\tau=\frac{h\rho_d\pi R^2}{S} \tag{1}$$

表 1　三菱 GDI 发动机基本参数

Tab. 1　Basic parameters of Mitsubishi GDI engine

参数	数值
发动机型号	MITSUBISHI4G15（三菱 GDI）
排气量/mL	1 468
配气形式	DOHC,16 V
压缩比	11.00
缸径×冲程/mm×mm	75.5×82.0
扭矩/N·m（r/min）	143（3 500）
功率/kW（r/min）	77（6 000）
怠速转速/r·min^{-1}	800

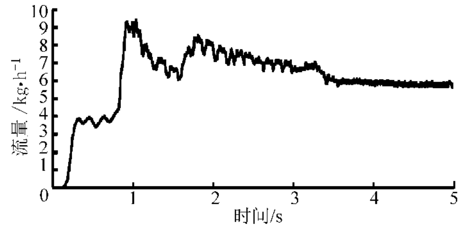

图 1　GDI 热机起动怠速阶段空气流量

Fig. 1　Air flow of hot GDI engine in the starting and idling phase

上述参数代入式（1），得到瞬态时滞常数 τ_{12} 的上限 $\bar{\tau}_{12}$ 为 0.45 s。整个被控对象模型本身的时滞为 τ_1，稳态下 $\tau_1\leqslant\bar{\tau}_{11}=\bar{\tau}_1$，瞬态下 $\tau_{11}\leqslant\bar{\tau}_{11}+\bar{\tau}_{12}=\bar{\tau}_1$。为实现模型瞬态稳态时滞的切换，本文参考 en_DYNA 精确模型受到突发扭矩干扰前后转速变化率的运行曲线，如图 2 所示。经大量试验，考虑到稳定点附近转速正常波动范围，本文取转速变化率 ±20 为模型的瞬态稳态时滞切换点。

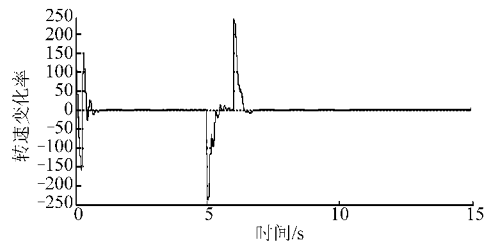

图 2　转速变化率波动曲线

Fig. 2　Fluctuation curves of speed changing rate

2　GDI 时滞系统建模

相比于普通进气道喷油发动机，GDI 发动机的建模有些差异，主要体现在，油路模型不用考虑油膜问题。具体建模机理参见文献[6～8]。参考上述

建模分析所得公式，结合本文所研究这台 GDI 发动机相应部分的特性曲线，对各个公式参数拟合后，可得到非线性方程组

$$\begin{cases}\dot{p}_i = f_1(p_i, p_i(t-\tau_1), n, \alpha) \\ \dot{n} = f_2(p_i, p_i(t-\tau_1), n, T_l)\end{cases} \quad (2)$$

选取怠速工况的稳定参考工作点为 $\alpha_0 = 7.75°$，$T_{l0} = 10\ \mathrm{N \cdot m}$，$p_{m0} = 5.022 \times 10^4\ \mathrm{Pa}$，$n_0 = 800\ \mathrm{r/min}$。对非线性方程在工作点附近线性化、归一化处理得到相应的状态方程组为

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}(t) &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{A}_d\boldsymbol{x}(t-\tau_1) + \\ &\quad \boldsymbol{B}_1\boldsymbol{w}(t) + \boldsymbol{B}_2\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{B}_d\boldsymbol{u}(t-\tau_2) \\ \boldsymbol{z}(t) &= \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) \\ \boldsymbol{x}(t) &= \begin{cases} 0 & (t<0) \\ \boldsymbol{x}_0 & (t=0) \end{cases} \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\boldsymbol{x}(t) = \begin{bmatrix} \Delta p_m / p_{m0} \\ \Delta n / n_0 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{w}(t) = \dfrac{\Delta T}{T_{l0}} \quad \boldsymbol{u}(t) = \dfrac{\Delta \alpha}{\alpha_0}$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -2.4600 & -0.4114 \\ 0.1349 & -0.5260 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{A}_d = \begin{bmatrix} 2.2432 & 0 \\ 1.5859 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -0.2487 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{B}_2 = \begin{bmatrix} 3.4384 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{B}_d = \begin{bmatrix} 0.3820 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{C} = [0 \quad 1]$$

式中 τ_2 为执行机构动作延迟常数，上界 $\bar{\tau}_2$ 为 0.04 s。

3 怠速时滞依赖的 H_∞ 控制

根据时滞系统鲁棒控制器的设计方法，基于 Lyapunov 理论及 LMI 技术，设计时滞依赖的 H_∞ 状态反馈控制器

$$\boldsymbol{u}(t) = \boldsymbol{K}\boldsymbol{x}(t) \quad (4)$$

$\boldsymbol{K}$ 为设计的状态反馈增益矩阵，应保证以下两点：①闭环系统为渐进稳定的。②在零初始条件下，对所有非零扰动 $\boldsymbol{w}(t) \in L_2[0, \infty)$ 和一些给定常值 $\gamma > 0$，闭环系统保证 $\|\boldsymbol{z}(t)\|_2 < \gamma \|\boldsymbol{w}(t)\|_2$。

定理 1 给定标量 $\bar{\tau}_1 > 0$，$\bar{\tau}_2 > 0$，对任意恒定的时间延迟常量 τ_1、τ_2 满足 $0 \leqslant \tau_1 \leqslant \bar{\tau}_1$，$0 \leqslant \tau_2 \leqslant \bar{\tau}_2$，如果存在矩阵 $\boldsymbol{L} > 0$，$\boldsymbol{R} > 0$，$\boldsymbol{W} > 0$，$\boldsymbol{M}$、$\boldsymbol{N}$ 使不等式(5)和式(6)成立，则闭环系统(3)是渐进稳定的，并且具有 H_∞ 性能 γ。此外，H_∞ 状态反馈控制器由 $\boldsymbol{u}(t) = \boldsymbol{V}\boldsymbol{L}^{-1}\boldsymbol{x}(t)$ 给出。

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{A}\boldsymbol{L} + \boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{B}_2\boldsymbol{V} + \bar{\tau}\boldsymbol{M} + 2\boldsymbol{N} + 2\boldsymbol{N}^{\mathrm{T}} + 2\boldsymbol{W} & \boldsymbol{A}_d\boldsymbol{L} - \boldsymbol{N} & \boldsymbol{B}_2\boldsymbol{V} - \boldsymbol{N} & \boldsymbol{B}_1 & \bar{\tau}\boldsymbol{L}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}} + \bar{\tau}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{L}\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}} \\ * & -\boldsymbol{W} & 0 & 0 & \bar{\tau}\boldsymbol{L}\boldsymbol{A}_d^{\mathrm{T}} & 0 \\ * & * & -\boldsymbol{W} & 0 & \bar{\tau}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_d^{\mathrm{T}} & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2\boldsymbol{I} & \bar{\tau}\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}} & 0 \\ * & * & * & * & -\bar{\tau}\boldsymbol{R} & 0 \\ * & * & * & * & * & -\boldsymbol{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{M} & \boldsymbol{N} \\ \boldsymbol{N}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{L}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{L} \end{bmatrix} > 0 \quad (6)$$

证明 系统应用状态反馈控制器 $\boldsymbol{u}(t) = \boldsymbol{K}\boldsymbol{x}(t)$ 后

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}(t) &= (\boldsymbol{A} + \boldsymbol{B}_2 K)\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_1\boldsymbol{w}(t) + \\ &\quad \boldsymbol{A}_d\boldsymbol{x}(t-\tau_1) + \boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}\boldsymbol{x}(t-\tau_2) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\boldsymbol{z}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) \quad (8)$$

$$\boldsymbol{x}(t) = \begin{cases} 0 & (t<0) \\ \boldsymbol{x}_0 & (t=0) \end{cases} \quad (9)$$

再由莱布尼兹-牛顿公式得到

$$\boldsymbol{x}(t-\tau) = \boldsymbol{x}(t) - \int_{t-\tau}^{t} \dot{\boldsymbol{x}}(\theta)\,\mathrm{d}\theta$$

将 $\boldsymbol{x}(t-\tau)$ 代入式(7)得到

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}(t) &= (\boldsymbol{A} + \boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K} + \boldsymbol{A}_d + \boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K})\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}_1\boldsymbol{w}(t) - \\ &\quad \boldsymbol{A}_d\int_{t-\tau_1}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}(\mu)\,\mathrm{d}\mu - \boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}\int_{t-\tau_2}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}(\theta)\,\mathrm{d}\theta \end{aligned} \quad (10)$$

选择 Lyapunov 函数 $V(x(t))$ 为

$$V(x(t)) = V_1 + V_2 + V_3 \quad (11)$$

其中

$$V_1 = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{P}\boldsymbol{x}(t) \quad (12)$$

$$\begin{aligned} V_2 &= \int_{-\tau_1}^{0}\int_{t+\beta}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}}(\mu)\boldsymbol{Z}\dot{\boldsymbol{x}}(\mu)\,\mathrm{d}\mu\mathrm{d}\beta + \\ &\quad \int_{-\tau_2}^{0}\int_{t+\beta}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}}(\alpha)\boldsymbol{Z}\dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} V_3 &= \int_{t-\tau_1}^{0}\int_{t+\beta}^{t}\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(\mu)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}(\mu)\,\mathrm{d}\mu\mathrm{d}\beta + \\ &\quad \int_{t-\tau_2}^{0}\int_{t+\beta}^{t}\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(\alpha)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta \end{aligned} \quad (14)$$

同时矩阵满足 $\boldsymbol{P} = \boldsymbol{P}^{\mathrm{T}} > 0$，$\boldsymbol{Z} = \boldsymbol{Z}^{\mathrm{T}} > 0$，$\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}} > 0$。

由引理 1[1] 可知

$$\begin{aligned} & -2\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{\Omega}\int_{t-\tau}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha \leqslant \\ & \int_{t-\tau}^{t}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}(t) \\ \dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix}\boldsymbol{X} & \boldsymbol{Y} - \boldsymbol{\Omega} \\ \boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}} - \boldsymbol{\Omega}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{Z}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}(t) \\ \dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\end{bmatrix}\mathrm{d}\alpha \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{X} & \boldsymbol{Y} \\ \boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{Z}\end{bmatrix} \geqslant 0 \quad (16)$$

定义 $\boldsymbol{\Omega}=\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K}$，得到

$$-2\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{\Omega}\int_{t-\tau}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha\leqslant \bar{\tau}\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{X}\boldsymbol{x}(t)+\int_{t-\tau}^{t}\dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\boldsymbol{Z}\dot{\boldsymbol{x}}(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha+2\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)(\boldsymbol{Y}-\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})(\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{x}(t-\tau)) \tag{17}$$

根据系统(10)的状态轨线，分别对 V_1、V_2 和 V_3 求导，再应用式(16)和(17)得到

$$\begin{aligned}\dot{V}=\dot{V}_1+\dot{V}_2+\dot{V}_3\leqslant\ &\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{X}+\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K}+2\boldsymbol{Y}+2\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}})\boldsymbol{x}(t)+2\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)(\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}_d-\boldsymbol{Y})\boldsymbol{x}(t-\tau_1)+\\&2\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)(\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}-\boldsymbol{Y})\boldsymbol{x}(t-\tau_2)+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)[(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}_1w(t)+\boldsymbol{A}_dx(t-\tau_1)+\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}\boldsymbol{x}(t-\tau_2)]^{\mathrm{T}}\\&\boldsymbol{Z}[(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}_1w(t)+\boldsymbol{A}_dx(t-\tau_1)+\boldsymbol{B}_dKx(t-\tau_2)]+2\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}(t)-\\&\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t-\tau_1)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}(t-\tau_1)-\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t-\tau_2)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}(t-\tau_2)+\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{w}(t)\end{aligned} \tag{18}$$

下面引入 H_∞ 性能指标

$$J_{zw}=\int_0^{\infty}(\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{z}(t)-\boldsymbol{\gamma}^2\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{w}(t))\,\mathrm{d}t \tag{19}$$

对所有非零 $\boldsymbol{w}(t)\in L_2[0,\infty)$，在零初始条件下，闭环系统稳定的前提下有

$$\begin{aligned}J_{zw}\leqslant&\int_0^{\infty}[\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{z}(t)-\gamma^2\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{w}(t)]\,\mathrm{d}t+V(x(t))|_{t=\infty}+V(x(t))|_{t=0}=\\&\int_0^{\infty}[\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{z}(t)-\gamma^2\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{w}(t)+\dot{V}(x(t))]\,\mathrm{d}t=\int_0^{\infty}\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{\Pi}\boldsymbol{\eta}(t)\,\mathrm{d}t\end{aligned} \tag{20}$$

其中 $\boldsymbol{\eta}(t)=[\boldsymbol{x}(t)\ \boldsymbol{x}(t-\tau_1)\ \boldsymbol{x}(t-\tau_2)\ \boldsymbol{w}(t)]^{\mathrm{T}}$ 并且

$$\boldsymbol{\Pi}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Phi} & \boldsymbol{P}\boldsymbol{A}_d-\boldsymbol{Y}+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{A}_d & \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}-\boldsymbol{Y}+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2K)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K} & \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_1+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_1\\ * & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{A}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{A}_d-\boldsymbol{Q} & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{A}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K} & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{A}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_1\\ * & * & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}-Q & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_1\\ * & * & * & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}_1-\gamma^2\boldsymbol{I}\end{bmatrix} \tag{21}$$

其中 $$\boldsymbol{\Phi}=\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{X}+\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K}+2\boldsymbol{Y}+2\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})+\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{C}+2\boldsymbol{Q}$$

如果式(21)中 $\boldsymbol{\Pi}<0$，则对所有非零扰动 $\boldsymbol{w}(t)\in\boldsymbol{L}_2[0,\infty)$，$\|\boldsymbol{z}(t)\|_2^2<\gamma\ \|\boldsymbol{w}(t)\|_2^2$ 条件满足。由 Schur 不等式，得到

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}+(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{X}+\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K}+2\boldsymbol{Q} & \boldsymbol{P}\boldsymbol{A}_d-\boldsymbol{Y} & \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_d\boldsymbol{K}-\boldsymbol{Y} & \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_1 & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{K})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z} & \boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\\ * & -\boldsymbol{Q} & 0 & 0 & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{A}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z} & 0\\ * & * & -\boldsymbol{Q} & 0 & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z} & 0\\ * & * & * & -\gamma^2\boldsymbol{I} & (\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z} & 0\\ * & * & * & * & -(\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2)\boldsymbol{Z} & 0\\ * & * & * & * & * & -\boldsymbol{I}\end{bmatrix}<0 \tag{22}$$

定义 $\boldsymbol{L}=\boldsymbol{P}^{-1}$ 用 diag $(\boldsymbol{L}\ \boldsymbol{L}\ \boldsymbol{L}\ \boldsymbol{I}\ \boldsymbol{Z}^{-1}\ \boldsymbol{I})^{\mathrm{T}}$ 矩阵和其转置分别对式(22)左乘、右乘，再将 $\boldsymbol{V}=\boldsymbol{K}\boldsymbol{L}$，$\boldsymbol{M}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{X}\boldsymbol{L}$，$\boldsymbol{N}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{Y}\boldsymbol{L}$，$\boldsymbol{W}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{L}$，$\boldsymbol{R}=\boldsymbol{Z}^{-1}$，$\bar{\tau}=\bar{\tau}_1+\bar{\tau}_2$ 代入，得到式(5)。

用 diag $(\boldsymbol{L}\ \boldsymbol{L})^{\mathrm{T}}$ 矩阵和其转置分别对式(16)左乘、右乘，再将 $\boldsymbol{M}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{X}\boldsymbol{L}$，$\boldsymbol{N}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{Y}\boldsymbol{L}$，$\boldsymbol{R}=\boldsymbol{Z}^{-1}$ 代入，得到式(6)，定理得证。

4　GDI 发动机仿真

en_DYNA[9] 是一款汽车发动机的精确建模软件，可缩短发动机的开发和研究周期。将之前所用建立非线性模型的 GDI 发动机的参数和启动怠速阶段的稳态数据提交给 en_DYNA 软件，经该软件中 GDI 发动机基本模块的预处理过程，生成与这台发动机高度匹配的模型，此模型用于本文设计的控制方法的仿真验证。

开始仿真前，用本文设计的怠速控制器代替上述模型的控制模块 ECU-EMULATOR 中的节气门控制模块。在该模型下利用 User-scenarios 文件下的 em-idleload 模式，将发动机挡位设为空挡，油门踏板信号设为零，直接进入怠速闭环控制模式。

使用 Matlab 软件自带的 LMI 工具箱，求解前一

部分得到的线性不等式组,即式(5)等,得到状态反馈增益为:$\boldsymbol{K}_1=[-1.9008\quad -27.384]$。在考虑时滞的情况下,通过与文献[10]相似的方法设计时滞非依赖的控制器,得到的时滞非依赖的状态反馈增益为:$\boldsymbol{K}_2=[-1.392\quad -8.210]$。在不考虑时滞的情况下,通过与上述推导过程相似的方法设计控制器,得到的非时滞状态反馈增益为:$\boldsymbol{K}_3=[-7.992\quad -44.510]$。

如图3所示,使用状态反馈增益为$\boldsymbol{K}_3$的非时滞控制器控制时滞系统。当仿真进行到5 s时,一个幅值为10 N·m的外加常值负载扭矩作用在发动机的曲轴面上并持续1 s。图中顺次显示的是节气阀角度、转速、进气歧管内压力以及系统负载扭矩的变化曲线。相应地,使用状态反馈增益为$\boldsymbol{K}_2$的时滞非依赖控制器控制时滞系统,各参数值的变化情况如图4所示。使用状态反馈增益为$\boldsymbol{K}_1$的时滞依赖控制器控制时滞系统,各参数值的变化情况如图5所示。

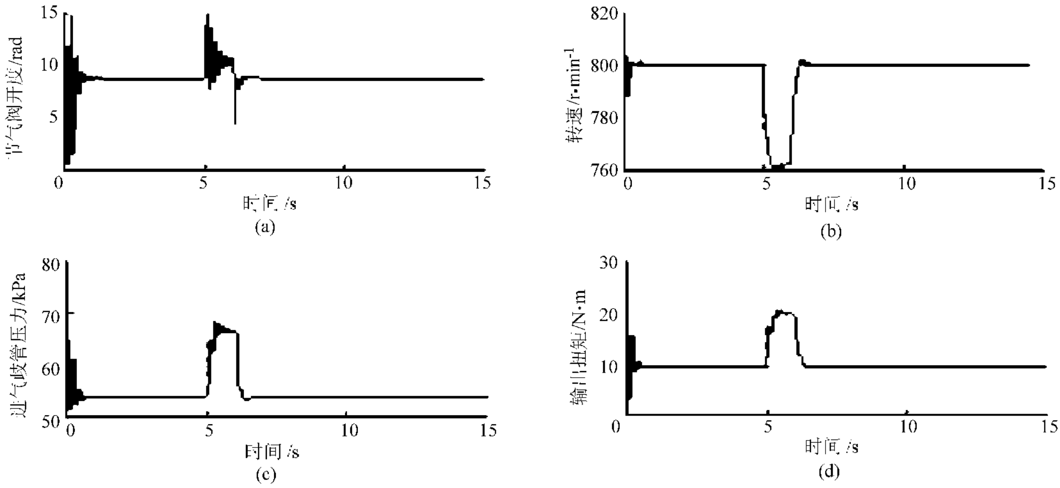

图3 非时滞控制器控制时滞系统

Fig. 3 Controller without considering delay control time-delay system

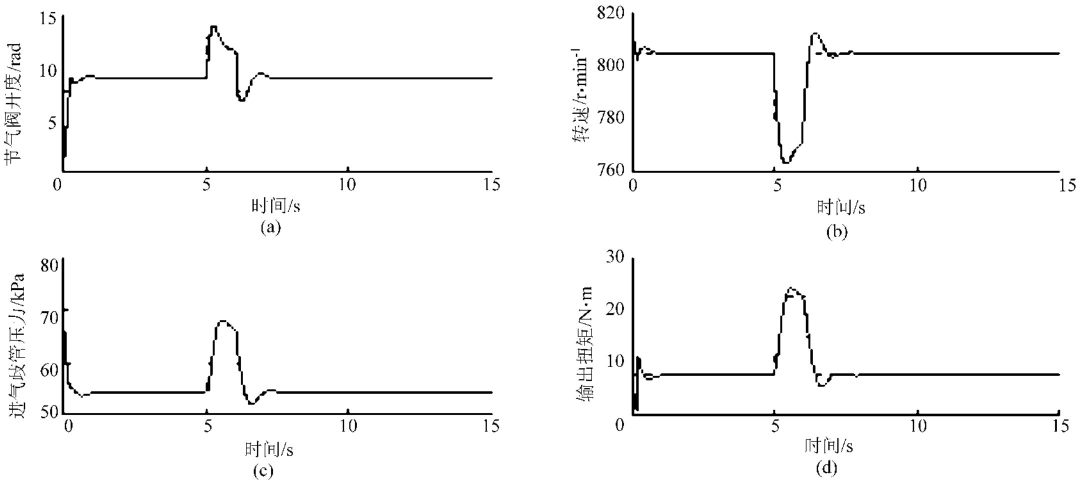

图4 时滞非依赖控制器控制时滞系统

Fig. 4 Delay-independent controller control time-delay system

仿真分析表明,3种控制方法都能在初始条件下将系统稳定在工作点附近。在受到突发扭矩干扰时,转速不会下降太大以至于发动机熄火(该款GDI发动机最低转速可以达到700 r/min),并且在扭矩干扰撤销后,都能将系统迅速恢复稳定。使用非时滞控制器时(图3)其执行机构节气阀的动作过于频繁,且幅度很大。考虑到技术可行性、经济性等问题,这种控制方法有较大局限性。图4所示采用本文提到的时滞非依赖控制器,执行机构的动作频率和幅度,相比图3中都有较大程度下降。这为实际应用提供了较大的可行性。同时,为此付出的代价是转速波动幅度稍大,并且恢复稳定的时间稍长。图5所示采用本文设计的时滞依赖控制器,执行机构的动作频率比图3也有较大程度下降。相比图4,执行机构的动作频率和幅度都有略微上升。与图3和图4所示相比,衡量怠速工况性能最为关

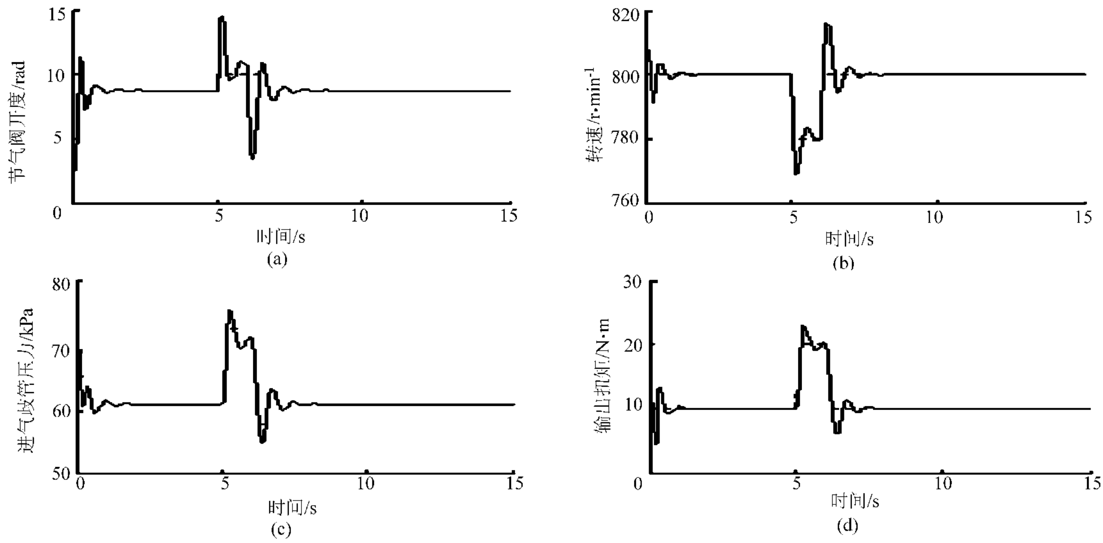

图 5　时滞依赖控制器控制时滞系统

Fig. 5　Delay-dependent controller control time-delay system

键的指标转速的波动幅度降到最低，从而降低了由发动机转速波动引起的车辆振动及噪声，提高了车辆乘坐的舒适性。

5　结束语

考虑到发动机怠速系统模型中的时滞问题，设计了时滞依赖的 H_∞ 状态反馈控制器。首先用测得的 GDI 发动机的基本参数及稳态数据建立模型并设计控制器。再利用这部分数据结合 en_DYNA 软件，建立了与这台发动机高度匹配的模型。在此模型上，对本文设计的时滞依赖控制器与文中提到的非时滞控制器及时滞非依赖控制器进行仿真验证及效果对比。仿真结果表明：设计的时滞依赖控制器能够完成怠速稳定的控制任务。相比用其他方法设计的控制器，该控制器可以一定程度上降低节气阀的动作频率，最大程度上降低了转速的波动幅度，从而改善了由发动机转速波动引起的车辆振动及噪声，提高了车辆乘坐的舒适性。

参　考　文　献

1　Magnus Gäfverta, Karl-Erik Arzén, Lars Malcolm Pedersen, et al. Control of GDI engines using torque feedback exemplified by simulations[J]. Control Engineering Practice, 2004, 12(2):165 ~ 180.

2　Moon Y S, Park P G, Kwon W H, et al. Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed system[J]. International Journal of Control, 2001,74 (14):1 447 ~ 1 455.

3　Du Haiping, Zhang Nong. H_∞ control of active vehicle suspensions with actuator time delay[J]. Journal of Sound and Vibration, 2007, 301(1 ~ 2):236 ~ 252.

4　Duan G R. Parametric eigenstructure assignment in second-order descriptor linear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(10): 1 789 ~ 1 795.

5　Sorin C Bengea, Li Xiaoqiu. Combined controller-observer design for uncertain time delay systems with application to engine idle speed control[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2004, 126(4):772 ~ 780.

6　Hendricks E, Spencer C Sorenson. Mean value modeling of spark ignition engines[C]. SAE Paper 900616,1990.

7　Hendricks E, Alain Chevalier, Michael Jensen, et al. Modeling of the intake manifold filling dynamics[C]. SAE Paper 960037,1996.

8　Michael Fons, Martin Muller, Alain Chevalier, et al. Mean value engine modeling of an SI engine with EGR[C]. SAE Paper 1999 - 01 - 0909, 1999.

9　Philipp O, Huber M. Development and test of ECU functions for OBD with en_DYNA[C]. SAE Paper 2004 - 01 - 5042, 2004.

10　Jong Hae Kim, Hong Bae Park. H_∞ state feedback control for generalized continuous/discrete time-delay system[J]. Automatica, 1999,35(8):1 443 ~ 1 451.