

基于观测器的输出反馈电子节气门控制器设计

胡云峰^{1,2} 李超² 李骏³ 郭洪艳² 孙鹏远³ 陈虹^{1,2}

摘要 针对电子节气门系统的状态变量不完全可测量, 设计了一个基于观测器的输出反馈电子节气门控制系统. 该系统由一个估计不可测量状态的降阶观测器和一个非线性状态反馈控制器组成. 同时在控制器中引入了跟踪误差的积分项以抑制跟踪静差. 将建模误差和观测器误差等不确定性看作外部扰动, 在输入到状态稳定性 (Input to state stability, ISS) 理论框架下分析了跟踪误差系统的鲁棒性, 并据此给出了选择控制器参数的指导性原则. 仿真及实验结果表明, 基于观测器的输出反馈控制器能够很好地实现电子节气门的跟踪控制.

关键词 电子节气门, 输出反馈, 观测器, Backstepping, 输入到状态稳定性

DOI 10.3724/SP.J.1004.2011.00746

Observer-based Output Feedback Control of Electronic Throttles

HU Yun-Feng^{1,2} LI Chao² LI Jun³ GUO Hong-Yan² SUN Peng-Yuan³ CHEN Hong^{1,2}

Abstract This paper presents an observer-based output feedback control scheme for electronic throttles system whose states are not all measurable. The control system consists of a reduced-order observer to estimate the unmeasurable state and a nonlinear state feedback controller. An integral action of the tracking error is introduced for reducing the offset. Robustness of the tracking error system is discussed in the framework of input to state stability (ISS) theory, where model uncertainties are considered as additive disturbance inputs. Based on this, a guideline for selecting the controller parameters is given. Finally, simulation and experiment results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed control scheme.

Key words Electronic throttle, output feedback, observer, backstepping, input to state stability (ISS)

电子节气门控制系统 (Electronic throttle control system, ETCS) 的基本目标是节气门开度能够又快又精确且, 超调尽可能小地到达期望的目标位置. 采用电子节气门的控制系统使加速踏板与节气门之间无机械连接, 而是通过传感器、控制器及节气门驱动装置实现电子控制方式的连接, 可使节气门的开度不完全取决于驾驶员对加速踏板的操纵, 控制系统可根据发动机的工况、汽车的行驶状态等其他相关信息对节气门的开度做出实时的调节, 使发动机总在最合适的状态下工作, 从而提高了汽车的动力性、安全性及舒适性. 如图 1 所示, 其中, 电子控制单元 (Electric control unit, ECU) 的功能有两部分: 最佳节气门开度计算和节气门开度的跟踪控制. 最佳节气门开度计算是根据加速踏板的位置信息以

及工作模式、发动机转速 (怠速控制、巡航控制等)、发动机输出功率 (牵引力控制)、大气压力等, 通过一定的计算方法得到一个与之相应的节气门目标开度^[1]. 节气门开度控制模块运用一定的控制算法使节气门开度跟踪节气门目标开度.

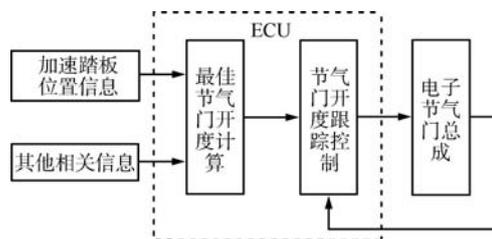


图 1 电子节气门控制系统结构图

Fig. 1 The structure of ETCS

收稿日期 2010-05-21 录用日期 2011-01-14
Manuscript received May 21, 2010; accepted January 14, 2011
国家自然科学基金 (90820302, 61034001), 国家杰出青年科学基金 (60725311) 资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (90820302, 61034001) and National Science Fund of China for Distinguished Young Scholars (60725311)

1. 吉林大学汽车动态模拟国家重点实验室 长春 130025 2. 吉林大学控制科学与工程系 长春 130025 3. 中国第一汽车集团技术中心 长春 130011

1. State Key Laboratory of Automobile Dynamic Simulation, Jilin University, Changchun 130025 2. Department of Control Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130025 3. China First Automobile Workshop Group Corporation Research and Design Center, Changchun 130011

从电子节气门的控制现状看, 应用较早的是 PID 控制. 但是常规的 PID 控制不能精确地设定反馈的增益, 导致了跟随目标节气门开度稳定性能的逐渐恶化, 最重要的是 PID 算法没有考虑节气门系统的非线性影响, 而节气门本身却是一个具有严重非线性的系统, 这样系统的鲁棒性、稳定性实际上都没有可靠的保证. 难以满足电子节气门系统越来越苛刻的跟踪控制要求.

为了提高节气门的控制精度及反应速度, 需要采取多种控制方法进行综合控制. 目前的发展方向

是从经典的 PID 控制发展到采用 PID 与现代控制方法相结合以及采用一些鲁棒性更强的控制算法. 文献 [2] 建立了电子节气门的数学模型, 在忽略模型中非线性特性的基础上, 提出了一种基于模型的 PID 控制器设计方法, 利用频域法设计了 PID 控制器参数, 同时在控制器中添加一个附加项以补偿节气门系统的非线性特性. 有些学者将自适应控制、模糊神经网络控制和滑模变结构控制等方法引入到 ETCS 中. 文献 [3] 建立了电子节气门的自适应模型, 将模型参数按表格存储并采用参数辨识算法实时修正, 并在此模型的基础上设计了具有原点稳定性的滑模控制器. 文献 [4] 采用基于模糊高斯基函数神经网络控制方法提高电子节气门系统的自适应性能. 文献 [5] 提出了一种基于滑模控制器的神经网络控制方法. 文献 [6] 提出了基于滑模变结构方法控制电子节气门系统, 该方法具有良好的鲁棒性, 并且与系统的参数和扰动无关, 大大降低了对系统精确模型的依赖程度, 体现了电子节气门控制方式未来的发展方向.

为了满足日益严格的排放法规和油耗法规及人们对车辆安全性和舒适性的期望, 需要提高电子节气门跟踪控制的响应速度及控制精度, 以及尽可能小的超调. 基于模型的控制方法可以大大减少标定工作量, 已经成为汽车发动机控制算法开发的一个发展趋势, 但是在机理建模的过程中不可避免地存在参数不确定性 (驱动电机电阻, 复位弹簧的弹性系数) 等建模误差, 因此, 要求所搭建的模型尽可能准确且设计的算法具有较好的鲁棒性. 另外, 由于车载测量成本等因素, 电子节气门系统的状态变量并不是都能通过测量得到. 针对上述问题, 本文设计了基于观测器的输出反馈电子节气门控制系统. 该系统由一个估计不可测量状态的降阶观测器和一个非线性状态反馈控制器组成, 其中, 降阶观测器利用可以测量的状态变量 (节气门开度) 估计不可测量的状态变量 (节气门开度的变化量). 将节气门的参数变化等模型不确定性描述为叠加的扰动输入, 采用输入到状态稳定性 (Input to state stability, ISS) 理论分析闭环跟踪误差系统的鲁棒性, 并据此给出控制系统参数调整的指导性准则. 由于实际系统存在建模不确定性和外部干扰引起的跟踪静态误差, 在控制器中引入了跟踪误差的积分项以减小系统的跟踪静差. 最后, 针对某型号车的电子节气门系统给出了仿真分析和比较.

1 电子节气门模型

电子节气门控制系统的本质是将节气门的实际开度控制在目标开度附近, 同时也需要保证系统实时、快速地跟踪性能. 如图 2 所示, 电子节气门由驱

动电机、减速齿轮组、节气门体、复位弹簧、位置传感器等部分组成^[7].

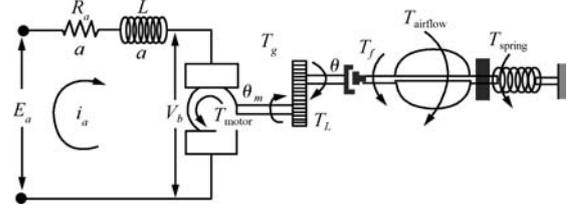


图 2 电子节气门系统结构简图

Fig. 2 The structure of electronic throttle

作为一个机电一体化产品, 电子节气门系统中影响控制性能的非线性因素主要有静态摩擦和滑动摩擦非线性、复位弹簧非线性、齿轮齿隙非线性等. 本文主要考虑节气门阀片在运动过程中的摩擦非线性和复位弹簧的非线性. 下面建立电子节气门系统的模型.

根据基尔霍夫定律, 电机绕组回路的电压平衡方程为

$$R_a i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + k_b \dot{\theta}_m(t) = V_{bat} u(t) = E_a \quad (1)$$

其中, k_b 为电机反电动势常数, L 为电机电感, R_a 为电机电阻, i 为绕组电流, u 为占空比, θ_m 为电机旋转角度, V_{bat} 为电源电压, E_a 为电机输入电压. 由于 L 非常非常小, 将电机电流的动态特性忽略, 得:

$$i = \frac{V_{bat} u}{R_a} - \frac{k_b}{R_a} \dot{\theta}_m \quad (2)$$

根据扭矩平衡, 节气门阀片的运动学微分方程为

$$J n^2 \ddot{\theta} = n k_t i - T_f - T_s \quad (3)$$

其中, θ 为节气门开度, J 为折算到电机侧的系统总转动惯量, k_t 为电机扭矩常数, T_f 和 T_s 分别为摩擦扭矩和复位弹簧扭矩, n 为齿轮传动比, 由 $n = \theta_m / \theta$ 计算. 如果只考虑库仑摩擦和滑动摩擦, 摩擦扭矩 T_f 可以表示为

$$T_f = k_{tf} \text{sgn}(\dot{\theta}) + k_f \dot{\theta} \quad (4)$$

其中, k_{tf} 为库仑摩擦系数, k_f 为滑动摩擦系数. 节气门复位弹簧扭矩 T_s 的数学表达形式为

$$T_s = k_{sp}(\theta - \theta_0) + k_{pre} \text{sgn}(\theta - \theta_0) \quad (5)$$

其中, k_{sp} 为弹簧弹性系数, k_{pre} 为复位弹簧预紧力矩, θ_0 为节气门的默认开度.

将式 (4) 和式 (5) 代入式 (3), 整理即可得到如

下的电子节气门模型:

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{n^2 J} \left[- \left(\frac{n^2 k_b k_t}{R_a} + k_f \right) \dot{\theta} - k_{sp} (\theta - \theta_0) - k_{pre} \text{sgn}(\theta - \theta_0) + k_{tf} \text{sgn}(\dot{\theta}) + \frac{n k_t V_{bat}}{R_a} u(t) \right] \quad (6)$$

上述模型中考虑了摩擦的非线性和复位弹簧的非线性,同时也忽略了一些因素,如工作温度变化引起的参数变化等.因此,电子节气门的控制问题为:存在未建模动态和未知外部干扰等不确定性的情况下,使得电子节气门能够又快又准确且超调尽可能小地跟踪目标轨迹.

2 电子节气门控制器设计

一般来说,电子节气门系统的开度 θ 比较容易测量,而由于成本和精度等原因,开度的变化量是不容易测量得到的.

因此,我们希望设计一个如下形式的动态输出反馈控制律:

$$\dot{\sigma} = \nu(t, y, \sigma), \quad u = \mu(t, y, \sigma) \quad (7)$$

使得节气门开度能够又快又准确地跟踪目标开度.为此,我们设计了一个降阶非线性观测器,利用测量输出 θ 估计不可测的 $\dot{\theta}$.考虑节气门系统的非线性特性,采用 Backstepping^[8-10] 方法设计电子节气门系统的状态反馈控制器.将控制器中的不可测变量用估计值代替,从而得到基于观测器的输出反馈控制器.

由于节气门开度变化 $\dot{\theta}$ 是由观测器得到的,观测器误差的存在很容易引起符号函数 $\text{sgn}(\dot{\theta})$ 的误翻转,从而导致控制性能变坏.考虑到本文的电子节气门系统中 k_{tf} 的量值很小,我们将模型(6)中的 $\text{sgn}(\dot{\theta})$ 项和参数不确定性等因素的影响合并表述为叠加干扰 $d(\theta, \dot{\theta})$, 简记为 d . 定义状态变量为 $x_1 = \theta, x_2 = \dot{\theta}$, 测量输出 $y = \theta$, 则电子节气门系统的状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_{sp}}{n^2 J} & -C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_t V_{bat}}{n J R_a} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ A(x_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} d \quad (8)$$

其中, $A(x_1) = -\frac{k_{pre} \text{sgn}(x_1 - \theta_0) + k_{sp} \theta_0}{n^2 J}$, $C = \frac{R_a k_f + n^2 k_b k_t}{n^2 J R_a}$

2.1 降阶观测器设计

本节我们设计一个降阶观测器估计不可测的状态变量 x_2 . 为此,引入一个新的变量^[11-12]:

$$\xi = x_2 - L x_1 \quad (9)$$

其中, L 为待定参数. 对式(9)两边求导可得:

$$\dot{\xi} = - \left(\frac{k_{sp}}{n^2 J} + C L + L^2 \right) x_1 - (C + L) \xi + A(x_1) + \frac{k_t V_{bat}}{n J R_a} u + d \quad (10)$$

于是,我们定义如下形式的观测器:

$$\dot{\hat{\xi}} = - \left(\frac{k_{sp}}{n^2 J} + C L + L^2 \right) x_1 - (C + L) \hat{\xi} + A(x_1) + \frac{k_t V_{bat}}{n J R_a} u \quad (11)$$

定义观测器误差为

$$e_0 = \xi - \hat{\xi} \quad (12)$$

对式(12)求导,并将式(10)和式(11)代入,可得:

$$\dot{e}_0 = -(C + L)e_0 + d \quad (13)$$

对上式两边在 $[0, t]$ 上积分可得:

$$e_0(t) = e_0(0)e^{-(C+L)t} + \int_0^t d e^{-(C+L)(t-\tau)} d\tau \quad (14)$$

如果选择 L , 使得 $C + L > 0$, 可得到如下结论:

- 1) 观测器初始误差以指数 $C + L$ 的速度收敛;
- 2) 当 $t \rightarrow \infty$ 时有

$$\|e_0(\infty)\| \leq \frac{d_{\max}}{C + L} \quad (15)$$

其中, $d_{\max} = \sup\{d(x_1, x_2)\}$. 上式给出了系统存在扰动输入时,观测器静差的一个上界.

从而得到不可测变量 x_2 的一个估计

$$\hat{x}_2 = \hat{\xi} + L x_1 \quad (16)$$

其中, $\hat{\xi}$ 由式(11)得到,即式(11)和式(16)构成了不可测量状态 x_2 的一个降阶观测器.

2.2 非线性控制器设计

Backstepping 作为一种非线性的控制器设计方法,以递归的方式构造出 Lyapunov 函数,使整个系统具有闭环稳定性.电子节气门系统的控制目标是将节气门的实际开度 x_1 控制在期望的目标开度 θ_d 附近.同时需要满足响应时间短且超调尽可能小的控制要求.为此,定义第一个误差变量:

$$e_1 = x_1 - \theta_d \quad (17)$$

选取 Lyapunov 函数 $V_1 = e_1^2/2$, 可以得到:

$$\dot{V}_1 = e_1 \times \dot{e}_1 = e_1(\dot{x}_1 - \dot{\theta}_d) = e_1(x_2 - \dot{\theta}_d) \quad (18)$$

选取 x_2 作为虚拟控制. 假设理想的虚拟控制律:

$$x_{2d} = -k_1 e_1 + \dot{\theta}_d \quad (19)$$

其中, $k_1 > 0$, 则有 $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0$, 即 e_1 渐近稳定.

定义第二个误差变量:

$$e_2 = x_2 - x_{2d} \quad (20)$$

选取扩充后的 Lyapunov 函数为 $V_2 = e_1^2/2 + e_2^2/2$. 推导得, 如果下式成立:

$$\begin{aligned} -k_2 e_2 = & \left(1 - \frac{k_{sp}}{n^2 J}\right) x_1 + (k_1 - C)x_2 - \theta_d - \\ & k_1 \dot{\theta}_d - \ddot{\theta}_d + A(x_1) + \frac{k_t V_{bat}}{n J R_a} u \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $k_2 > 0$, 则有 $\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0$. 由式 (21) 可以得出控制律为

$$\begin{aligned} u = & \left[\frac{R_a k_{sp}}{n k_t V_{bat}} - \frac{n J R_a (1 + k_1 k_2)}{k_t V_{bat}} \right] x_1 - \\ & \frac{n J R_a (k_1 + k_2 - C)}{k_t V_{bat}} x_2 - \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} A(x_1) + \\ & \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} \left[(1 + k_1 k_2) \theta_d + (k_1 + k_2) \dot{\theta}_d + \ddot{\theta}_d \right] \end{aligned} \quad (22)$$

上式中不可直接测量的 x_2 用估计值 \hat{x}_2 代替, 即可得到基于观测器的输出反馈电子节气门控制律:

$$\begin{aligned} u = & \left[\frac{R_a k_{sp}}{n k_t V_{bat}} - \frac{n J R_a (1 + k_1 k_2)}{k_t V_{bat}} \right] x_1 - \\ & \frac{n J R_a (k_1 + k_2 - C)}{k_t V_{bat}} \hat{x}_2 - \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} A(x_1) - \\ & \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} \left[(1 + k_1 k_2) \theta_d + (k_1 + k_2) \dot{\theta}_d + \ddot{\theta}_d \right] \end{aligned} \quad (23)$$

其中, \hat{x}_2 由式 (11) 和式 (16) 确定. 上述控制律实现时, $\dot{\theta}_d$ 和 $\ddot{\theta}_d$ 是通过一个二阶滤波近似得到的. 这样, 一方面避免了对 θ_d 微分带来的不利因素, 另一方面可以减小 (偶然) 突变的跟踪信号引起跟踪性能的下降.

2.3 闭环跟踪系统的 ISS 分析

上面设计非线性控制器时忽略了非线性项 $\text{sgn}(\dot{\theta})$ 和一些参数不确定性等因素的影响. 实际上, 如式 (8) 所示, 我们可以将这些因素考虑成为叠加的外部干扰 $d(\theta, \dot{\theta})$. 下面, 将在输入到状态稳定性 (ISS)^[13] 理论框架下分析闭环跟踪误差系统的鲁

棒性. 首先给出闭环跟踪误差系统的简要推导. 将式 (19) 和式 (23) 代入式 (8), 整理得到包含观测器误差的闭环误差系统如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_1 + k_2 - C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_0 \\ d \end{bmatrix} \quad (24)$$

下面首先分析观测器误差 e_0 对闭环跟踪性能的影响. 为此选取与上节相同的 Lyapunov 函数, 对其求导, 同时应用 Young's 不等式, 整理得:

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_1^2 - (k_2 - k_3) e_2^2 + \frac{(k_1 + k_2 - C)^2}{4k_3} e_0^2 \quad (25)$$

选择 $k_2 \geq k_3 > 0$ 并且令

$$k = 2 \min\{k_1, k_2 - k_3\} \quad (26)$$

则式 (25) 变为

$$\dot{V}_2 \leq -k V_2 + \frac{(k_1 + k_2 - C)^2}{4k_3} e_0^2 \quad (27)$$

因此, 跟踪误差系统 (24) 对观测器误差 e_0 是输入到状态稳定 (ISS) 的. 下面进一步讨论系统的 ISS 特性, 并据此得出选择控制器可调参数的指导性原则.

可调参数 k_1, k_2, k_3 和 k 满足式 (26) 意味着要求 $k_1 \geq k/2$ 或 $k_2 \geq k_3 + k/2$. 从式 (23) 知, 大的 k_1 和 k_2 可能引起控制器的高增益, 而控制器高增益可能带来跟踪振荡超调和实际应用时的噪声放大等问题. 因此, 选取 $k_1 = k/2$ 和 $k_2 = k_3 + k/2$, 使得控制器增益尽可能小, 即 $k = 2k_1, k_3 = k_2 - k_1$.

由此, 将原来的 4 个可调参数减为 2 个, 而等式 (27) 也变为

$$\dot{V}_2 \leq -2k_1 V_2 + \frac{(k_1 + k_2 - C)^2}{4(k_2 - k_1)} e_0^2 \quad (28)$$

两边同时乘以 $e^{2k_1 t}$, 在 $[0, t]$ 上积分可得:

$$\begin{aligned} V_2(t) \leq & V_2(0) e^{-2k_1 t} + \\ & \frac{1}{4(k_2 - k_1)} \int_0^t (k_1 + k_2 - C)^2 e_0^2 e^{-2k_1(t-\tau)} d\tau \end{aligned} \quad (29)$$

也即

$$\begin{aligned} \|\mathbf{e}(t)\|^2 \leq & \|\mathbf{e}(0)\|^2 e^{-2k_1 t} + \\ & \frac{1}{2(k_2 - k_1)} \int_0^t (k_1 + k_2 - C)^2 e_0^2 e^{-2k_1(t-\tau)} d\tau \end{aligned} \quad (30)$$

其中, $\mathbf{e} = [e_1 \ e_2]^T$. 由此可以得出:

1) 闭环跟踪误差系统 (24) 的初始误差是以指数 k_1 的速度递减;

2) 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有

$$\|e_{e_0}(\infty)\|^2 \leq \frac{(k_1 + k_2 - C)^2}{4k_1(k_2 - k_1)} \|e_0(\infty)\|^2 \quad (31)$$

上式给出了系统存在观测器静差时, 跟踪静差的一个上界, 其中, 观测器静差 $e_0(\infty)$ 的上界由式 (15) 估算. 采用同样的方法可以分析扰动输入 d 对跟踪误差系统的影响. 有下述结论成立: 跟踪误差系统 (24) 对于扰动输入 d 是输入到状态稳定 (ISS) 的, 且

3) 当 $t \rightarrow \infty$ 时有

$$\|e_d(\infty)\|^2 \leq \frac{1}{4k_1(k_2 - k_1)} d_{\max}^2 \quad (32)$$

上式给出了系统存在扰动输入时, 跟踪静差的一个上界.

综上, 可以得到系统控制器参数的设计流程:

步骤 1. 选择 k_1 , 满足系统要求的初始跟踪误差衰减率. 如果希望加快初始跟踪误差的衰减速度, 则增大 k_1 . 但需要注意的是, 增大 k_1 会导致控制器的高增益; 由式 (31) 可知, 增大 k_1 还可能放大观测器误差对跟踪静差的影响.

步骤 2. 选择 k_2 , 满足跟踪静差要求. 如果希望减小跟踪静差, 则增大 k_2 . 同样需要注意, 增大 k_2 会导致控制器的高增益及放大观测器误差对跟踪静差的影响.

步骤 3. 选择 L , 满足观测器初始误差的收敛速度和静差要求. 如果希望加快观测器初始误差的收敛速度且减小跟踪静差, 则增大 L . 同时需要考虑观测器的高增益问题.

步骤 4. 针对观测器误差和叠加干扰输入分别采用式 (31) 和式 (32) 计算静差上界. 如果计算得出的静差界是可以接受的, 则结束设计; 如果不能满足要求, 则返回步骤 1 重新选择参数.

2.4 控制器的积分项修正

由上节的 ISS 分析可以知道, 系统存在由外部扰动和观测器误差引起的跟踪静差. 为了抑制系统的静差, 我们将在控制器 (22) 中加入跟踪误差的积分项. 下面给出修正控制器的简要推导过程.

在虚拟控制输入式 (19) 中加入跟踪误差的积分项, 即式 (19) 修正为

$$x_{2d} = -k_1 e_1 - k_0 \chi + \dot{\theta}_d \quad (33)$$

其中, $k_0 > 0$, $\chi = \int_0^t e_1(\tau) d\tau$. 选取修正的 Lyapunov 函数为 $V_1 = k_0 \chi^2 / 2 + e_1^2 / 2$, 则有 $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0$.

同样进行式 (20) 和 (23) 的推导过程, 可以得到修正后的基于观测器的输出反馈控制器为

$$u = \frac{R_a k_{sp} - n^2 J R_a (1 + k_1 k_2 + k_0)}{n k_t V_{bat}} x_1 - \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} k_0 k_2 \chi - \frac{n J R_a (k_1 + k_2 - C)}{k_t V_{bat}} \hat{x}_2 + \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} [(1 + k_0 + k_1 k_2) \theta_d + (k_1 + k_2) \dot{\theta}_d + \ddot{\theta}_d] - \frac{n J R_a}{k_t V_{bat}} A(x_1) \quad (34)$$

3 仿真实验研究

3.1 仿真分析

作为仿真分析的例子, 本文采用某款红旗轿车上电子节气门, 具体跟踪性能指标为: 调节时间小于 140 ms, 静态误差小于 2° . 根据上述要求, 选取二阶滤波的时间常数分别为 $\tau_1 = 0.03$, $\tau_2 = 0.01$. 同时仿真模型中考虑了忽略的库仑摩擦项 $\text{sgn}(\dot{\theta})$. 具体参数如表 1 所示.

根据电子节气门跟踪控制的跟踪控制要求, 基于观测器的控制器参数的选择遵循上节给出的设计流程. 首先确定参数 k_1 . 这里要求的调节时间为 140 ms, 即要求误差在 140 ms 内足够衰减. 因此, 选取调节时间不小于 4 倍的时间常数^[4], 从而得到

$$k_1 = 45 \quad (35)$$

然后选择 k_2 和 L 以得到基本满意的静态误差上界. 由于节气门系统的老化、使用环境的不同会导致建模的不确定性, 因此, 本文假设对节气门控制系统影响较大的模型参数 k_t , k_{sp} 和 k_{tf} 分别在 $\pm 20\%$ 内变化, 通过仿真估算得到叠加扰动 $d(x_1, x_2)$ 的一个上界为 $d_{\max} = 3.3$. 因此, 选择

$$k_2 = 75, L = 2 \quad (36)$$

由式 (15), 式 (31) 和式 (32) 得到

$$\|e_d(\infty)\| \leq 0.045, \quad \|e_{e_0}(\infty)\| \leq 0.14 \quad (37)$$

表 1 模型参数取值

Table 1 The plant parameter values

$k_b \left(\frac{\text{V}}{\text{rad/s}} \right)$	$R_a (\Omega)$	$k_t \left(\frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{A}} \right)$	$J (\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	$k_{tf} (\text{N}\cdot\text{m})$	$k_f \left(\frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{rad/s}} \right)$	$\theta_0 (\text{rad})$	$k_{sp} \left(\frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{rad}} \right)$	n	$k_{pre} (\text{N}\cdot\text{m})$
0.016	2.8	0.016	4.0×10^{-6}	4.8×10^{-3}	4×10^{-4}	0.0349	0.0247	16.95	0.107

上式计算的静差不仅包含了跟踪误差 ($e_1 = \theta - \theta_d$), 还包含了跟踪速度误差 ($e_2 = \dot{\theta} - \dot{\theta}_d - k_1 e_1$). 如果保守地把这个静差全部看成是 e_1 的, 则由考虑的参数变化引起的跟踪静差满足

$$\|\theta(\infty) - \theta_d(\infty)\| \leq 2.5^\circ \quad (38)$$

和由观测器静差引起的跟踪静差满足

$$\|\theta(\infty) - \theta_d(\infty)\| \leq 8^\circ \quad (39)$$

另外, 由于观测器静差式 (15) 的计算及应用 Young's 不等式推导式 (25) 都引入了保守性, 因此, 有理由认为跟踪静差是可以令人满意的, 下面的仿真也验证了这点.

将上面所有的参数带入式 (11) 和式 (34), 整理得到带有积分项的输出反馈电子节气门控制器为

$$\begin{aligned} u = & -3.56x_1 - 2.95\chi - 1.66\hat{\xi} + 33.42\theta_d + \\ & 1.19\dot{\theta}_d + 0.01\ddot{\theta}_d + 0.09\text{sgn}(x_1 - 0.0349) \\ \dot{\hat{\xi}} = & -10.79x_1 - 4.32\hat{\xi} + 101.13u - \\ & 9.31\text{sgn}(x_1 - 0.0349) - 0.075 \end{aligned} \quad (40)$$

图 3 为本文设计的基于观测器的输出反馈控制器 (23) 和加入积分项的控制器 (34) 对幅值为 30° 阶跃输入信号的跟踪误差曲线, 其中, 积分项的参数选为 $k_0 = 3.5$. 图中, 虚线 (N-nI) 和实线 (N-I) 分别表示针对名义系统控制器 (23) 和 (34) 的跟踪误差曲线; 点划线 (Pv-nI) 和点线 (Pv-I) 分别表示针对参数变化系统控制器 (23) 和 (34) 的跟踪误差曲线. 这里所说的参数变化是指 k_{sp}, k_{tf} 增大 20%, k_t 减小 20%. 图 3(a) 为仿真时间在 $0 \sim 0.2$ s 的跟踪误差曲线. 由于节气门要求的调节时间为 140 ms, 因此, 图 3(b) 截取了仿真时间在 $0.14 \sim 0.3$ s 内 4 种情况下的跟踪误差曲线, 以便清楚地看到进入稳态后的跟踪误差. 可以看到, 各种情况下均能很好地满足节气门跟踪控制的静差要求, 并且带有积分项的控制器能够有效地抑制系统的跟踪静差.

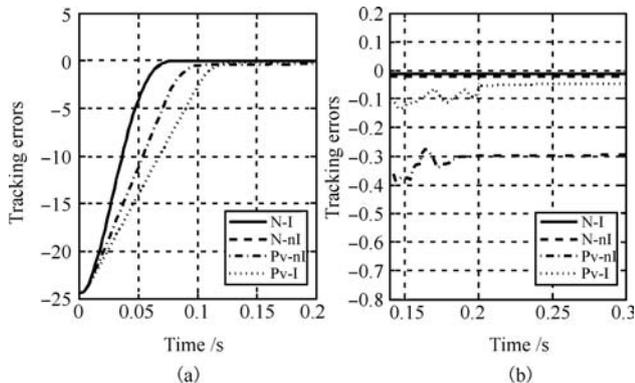


图 3 幅值为 30° 阶跃输入信号的跟踪误差
Fig. 3 Tracking errors of 30° step input signal

图 4 为幅值 70° 阶跃输入信号的跟踪误差曲线. 可以看到, 系统进入稳态的时间大于幅值为 30° 阶跃输入信号的跟踪响应, 同时各种情况下的跟踪静差也均大于幅值为 30° 阶跃输入信号的跟踪静差, 但是, 两种情况下的仿真结果均没有超调, 满足节气门的跟踪控制要求.

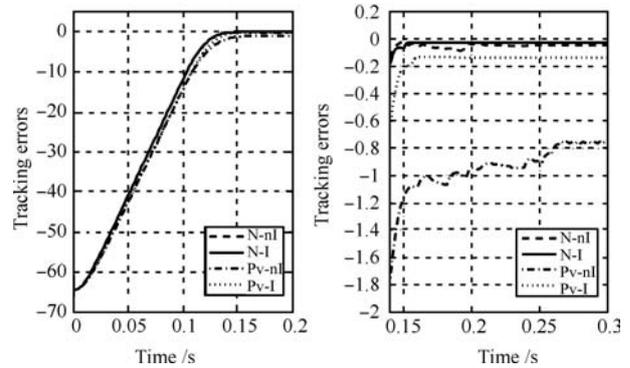


图 4 幅值为 70° 阶跃输入信号的跟踪误差
Fig. 4 Tracking errors of 70° step input signal

图 5 为控制器 (23) 和 (34) 分别在名义系统、参数变化系统下对幅值为 30° 正弦输入信号的跟踪误差曲线. 从仿真曲线中可以看出, 系统在正弦输出信号的顶点处具有较大的跟踪误差, 能够满足跟踪控制的静差要求, 且带有积分项的控制器具有较小的跟踪静差.

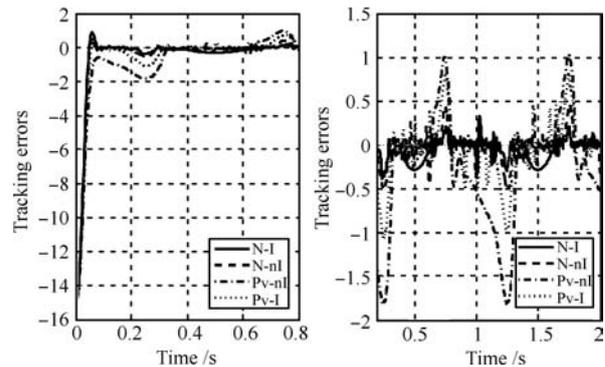


图 5 幅值为 30° 正弦输入信号的跟踪误差
Fig. 5 Tracking errors of 30° sine input signal

图 6 为幅值 70° 正弦输入信号的跟踪误差曲线. 调节时间大于幅值为 30° 正弦输入信号的情况. 基本上满足跟踪控制的调节时间要求. 但是控制器 (23) 在参数变化系统下的跟踪误差曲线 (Pv-nI) 超过了静差要求.

图 7 为观测器初始值 $\hat{\xi}(0) = 0$ 时, 70° 阶跃输入信号响应下观测器的估计误差曲线. 其中, 实线 (N- e_0) 和虚线 (Pv- e_0) 分别表示名义系统和参数变化系统的估计误差曲线. 图 7(a) 为 $0 \sim 0.6$ s 内观

测器的估计误差曲线. 图 7(b) 为 0.1 ~ 0.4 s 内观测器的估计误差曲线, 可以清楚地看到, 当系统存在参数不确定性时, 观测器存在较大的估计误差.

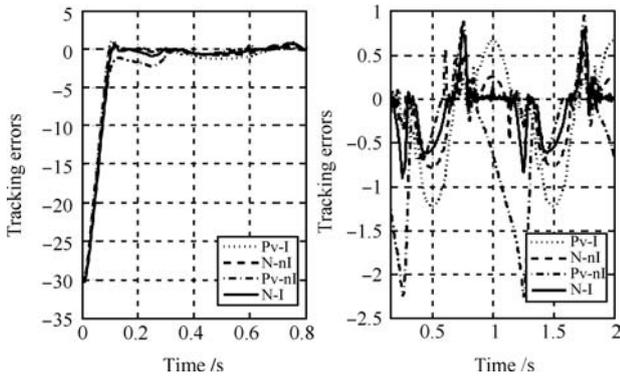


图 6 幅值为 70° 正弦输入信号的跟踪误差
Fig. 6 Tracking errors of 70° sine input signal

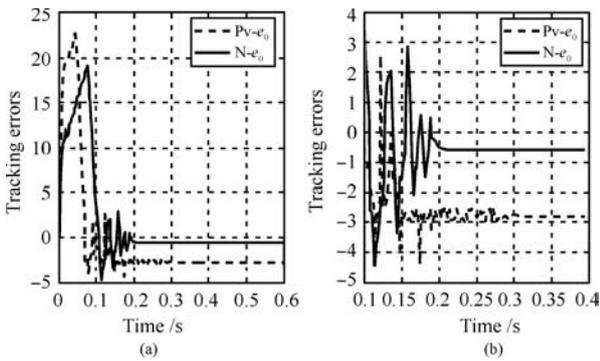


图 7 观测器估计误差
Fig. 7 Estimation error of observer

图 8 为本文所设计的控制器与 PID 控制器在名义参数模下的对比仿真曲线, 在文献 [2] 仿真中所用的 PID 参数的基础上, 利用文献 [15] 中给出的试凑法选取 PID 控制器调节参数的方法确定了本文仿真所用的 PID 参数, 我们选取多组 PID 参数做了比较完整的仿真实验. 结果显示, 当系统响应时间较短时, 跟踪静差较大, 且节气门实际开度超过了期望开度, 会导致节气门挡板与限位碰撞, 造成节气门体损坏; 当跟踪静差较小时, 系统的调节时间就会变长. 这里我们给出其中一组调节时间较短的 PID 仿真结果, 其具体值为 $k_P = 25$, $k_I = 25.31$, $k_D = 0.3$, 从仿真结果中可以看出, 对于小阶跃变化的参考输入, 本文所设计的控制器 (OF-controller) 和 PID 控制器 (PID-controller) 都能很好地跟踪参考输入, 但当阶跃幅值变化较大时, OF-controller 虽然调节时间较长, 但是没有超调, 且跟踪静差非常小. 而 PID-controller 的跟踪静差较大, 且节气门的开度超过参考输入角度. 因此, 单一的 PID 控制器很难实现节气门在各个开度范围的精确控制, 而本文所设计的

控制器只需要一组控制器参数就可以实现电子节气门系统的精确控制, 同时还给出了控制器参数选取的指导性准则.

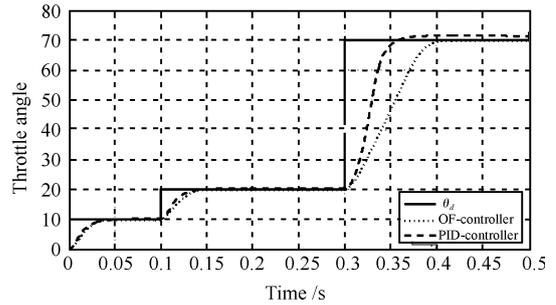


图 8 PID 控制器对比仿真
Fig. 8 Comparison with PID controller

3.2 实验验证

为了验证控制算法的有效性和实时性, 本文采用 xPC-Target 实时系统建立了发动机控制硬件在环 (Hardware in the loop, HiL) 仿真实验台架. 如图 9 所示, 该实验台架主要包括以下几个部分: xPC-Target 实时系统 (包含主机和目标机, 采用 TCP/IP 协议通信); 实时运行的发动机模型; 节气门实物; 油门踏板实物; 节气门驱动电路. 实验中采用的汽油机参数为 enDYNA 中自带的某款直列四冲程四缸汽油发动机参数, 节气门控制算法通过编译下载到 xPC-Target 的目标机中, 通过 A/D 数据采集卡采集节气门实物的转角信号, 并反馈到运行于目标机的控制器中, 控制器输出控制序列通过驱动电路控制节气门.

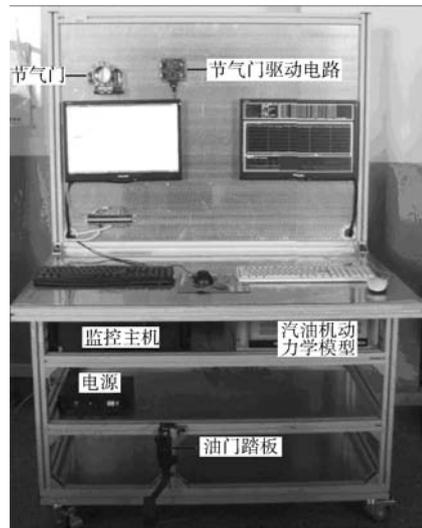


图 9 发动机控制硬件在环仿真台架
Fig. 9 The HiL simulation platform for engine control

本文做了两组实物实验, 第一组实物实验的时间为 17s, 为了说明对恒值油门踏板开度的跟踪效

果, 图 10 中截取了第 1 组实验从 15.3s ~ 17s 的实验结果. 图 10 中实线表示油门踏板给定的参考输入, 点划线表示节气门输出信号, 其中, 油门踏板由 2/3 开度加速到全开度, 然后减速到 1/4 开度的响应曲线. 第 2 组实物实验的时间为 164s, 为了说明随动跟踪的实验效果, 图 11 中截取了第 2 组实验从 156.8s ~ 164s 的实验结果, 从图 11 中可以看出, 节气门能够对踏板信号实现很好的跟踪, 满足节气门跟踪控制的性能要求, 表现出很好的性能一致性.

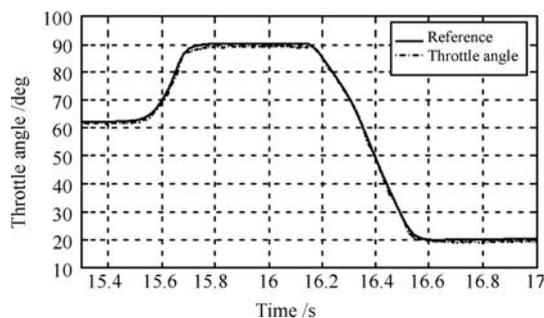


图 10 油门踏板输入信号的响应曲线 1

Fig. 10 The response of gas pedal input signal 1

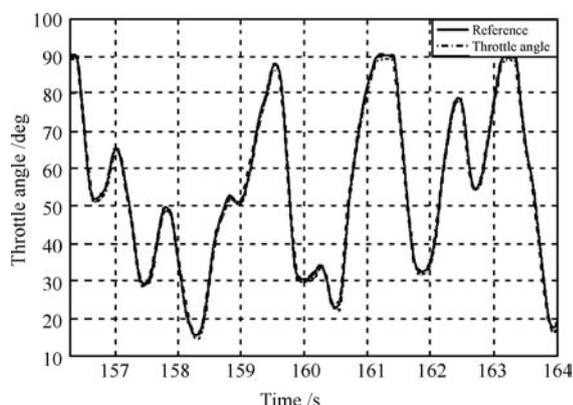


图 11 油门踏板输入信号的响应曲线 2

Fig. 11 The response of gas pedal input signal 2

仿真结果表明, 本文提出的基于观测器的输出反馈控制器设计方法, 不仅使名义参数系统能够又快又精确地跟踪目标信号, 对阶跃输入响应没有超调, 且对参数不确定性具有鲁棒性. 同时实验结果也验证了算法的有效性.

4 结论

本文以线控电子节气门为研究对象, 建立了面向控制器设计的非线性模型. 针对节气门系统复位弹簧的非线性特性, 采用 Backstepping 方法设计了电子节气门系统的非线性控制率, 利用节气门系统的输出变量, 设计降阶观测器估计节气门系统不可

测的状态变量. 从而给出了基于观测器的输出反馈电子节气门控制器. 在控制器中引入了跟踪误差的积分项以抑制系统的跟踪静差. 同时在 ISS 理论框架下分析了闭环跟踪误差系统的鲁棒性, 并给出了控制器参数选取的指导性原则. 仿真及实验结果表明, 本文设计的控制器满足电子节气门的控制要求, 而且对参数变化引起的模型不确定性具有鲁棒性.

References

- 1 McKay D, Nichols G, Schreurs B. Delphi Electronic Throttle Control Systems for Model Year 2000; Driver Features, System Security, and OEM Benefits, SAE Technical Paper Series 2000-01-0556, SAE 2000 World Congress, USA, 2000
- 2 Yang C, Corp V. Model-based analysis and tuning of electronic throttle controllers. In: Proceedings of the SAE World Congress. Detroit, USA: SAE International, 2004. 1-10
- 3 Hashimoto E, Ishiguro T, Yasui Y, Akazaki S. High reliability electronic throttle system design. In: Proceedings of the SAE World Congress. Detroit, USA: SAE International, 2003. 1-9
- 4 Mao Liu-Ping, Wang Yao-Nan. Simulation research on electronic throttle control based on fuzzy Gaussian basis function neural networks. *Electrotechnical Application*, 2006, **25**(11): 39-43
(毛六平, 王耀南. 基于模糊高斯基函数神经网络的电子节气门控制的仿真研究. *电气应用*, 2006, **25**(11): 39-43)
- 5 Baric M, Petrovic I, Peri N. Neural network based sliding mode controller for a class of linear systems with unmatched uncertainties. In: Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control. Washington D.C., USA: IEEE, 2002. 967-972
- 6 Dagci O H, Yaodong P, Ozguner U. Sliding mode control of electronic throttle valve. In: Proceedings of the American Control Conference. Washington D.C., USA: IEEE, 2002. 1996-2001
- 7 Zhu Er-Xin. *Design of the Electronic Throttle Control System*. Changchun: College of Automotive Engineering, Jilin University, 2005
(朱二欣. 电子节气门控制系统的开发研究. 长春: 吉林大学汽车工程学院, 2005)
- 8 Bolek W, Sasiadek J. Singularity of backstepping control for non-linear systems. In: Proceedings of the American Control Conference. Washington D.C., USA: IEEE, 2002. 2689-2694
- 9 Tan Y L, Chang J, Tan H L. Adaptive backstepping control and friction compensation for AC servo with inertia and load uncertainties. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, **50**(5): 944-952
- 10 Wang Qing-Wei, Liu Zheng-Hua, Er Lian-Jie. Parallel control of robust backstepping and neural network for flight simulator. *Journal of System Simulation*, 2006, **18**(12): 3475-3479
(王青伟, 刘正华, 尔联洁. 飞行转台 Backstepping 与神经网络并行控制. *系统仿真学报*, 2006, **18**(12): 3475-3479)
- 11 Zhang P J, Kanellakopoulos I. Global output-feedback tracking for a benchmark nonlinear system. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, **45**(5): 1023-1027
- 12 Islam S, Liu P X. Adaptive fuzzy output feedback control for robot manipulators. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. San Antonio, USA: IEEE, 2009. 2630-2635

- 13 Sontag E D. Input to state stability: basic concepts and result. *Lecture Notes in Mathematics*. Berlin: Springer-Verlag, 2005. 163–220
- 14 Ogata K. *Modern Control Engineering (Fourth Edition)*. New Jersey: Prentice Hall, 2001
- 15 Li Yuan-Chun, Wang De-Jun, Yu Zai-He, Gao Wei. *Computer Control System*. Beijing: High Education Press, 2006 (李元春, 王德军, 于在河, 高巍. 计算机控制系统. 北京: 高等教育出版社, 2006)



胡云峰 吉林大学控制科学与工程系博士研究生. 2006 年于长春师范学院获得学士学位, 2008 年于吉林大学获得硕士学位, 主要研究方向为发动机控制.

E-mail: huyunfeng83125@126.com

(**HU Yun-Feng** Ph. D. candidate in the Department of Control Science and Engineering, Jilin University. He received his bachelor degree from Changchun Normal University in 2006 and master degree in Jilin University in 2008, respectively. His main research interest is engine control.)

received his bachelor degree from Changchun Normal University in 2006 and master degree in Jilin University in 2008, respectively. His main research interest is engine control.)



李超 吉林大学控制科学与工程系硕士研究生. 主要研究方向为发动机控制.

E-mail: lic08@mails.jlu.edu.cn

(**LI Chao** Master student in the Department of Control Science and Engineering, Jilin University. His main research interest is engine control.)



李骏 现任中国第一汽车集团技术中心主任兼总工程师. 1989 年于吉林工业大学获得工学博士学位. 主要研究方向为汽车发动机, 新能源汽车及汽车电子.

E-mail: lj_qy@faw.com.cn

(**LI Jun** Director and chief engineer of China First Automobile Workshop Group Corporation Research and Design Center. He received his Ph. D. degree from Jilin University of Technology in 1989. His research interest covers automotive engine, new energy vehicles, and automotive electronics.)

design Center. He received his Ph. D. degree from Jilin University of Technology in 1989. His research interest covers automotive engine, new energy vehicles, and automotive electronics.)

University of Technology in 1989. His research interest covers automotive engine, new energy vehicles, and automotive electronics.)



郭洪艳 吉林大学控制科学与工程系博士研究生. 主要研究方向为车辆状态参数估计.

E-mail: guohongyan220@163.com

(**GUO Hong-Yan** Ph. D. candidate in the Department of Control Science and Engineering, Jilin University. Her research interest covers vehicle state and parameters estimation.)



孙鹏远 中国第一汽车集团技术中心高级工程师. 2004 年于吉林大学获得工学博士学位. 主要研究方向为汽车电子.

E-mail: sunpengyuan@rad.faw.com.cn

(**SUN Peng-Yuan** Senior engineer at China First Automobile Workshop Group Corporation Research and Design Center. He received his Ph. D. degree from Jilin University in 2004. His main research interest is automotive electronics.)

design Center. He received his Ph. D. degree from Jilin University in 2004. His main research interest is automotive electronics.)



陈虹 吉林大学教授. 1997 于德国斯图加特大学获得工学博士学位. 主要研究方向为预测控制, 鲁棒控制, 非线性控制和汽车控制. 本文通信作者.

E-mail: chenh@jlu.edu.cn

(**CHEN Hong** Professor at Jilin University. She received her Ph. D. degree from the University of Stuttgart, Germany, in 1997. Her research interest covers model predictive control, nonlinear control, optimal and robust control, and automotive control. Corresponding author of this paper.)

Germany, in 1997. Her research interest covers model predictive control, nonlinear control, optimal and robust control, and automotive control. Corresponding author of this paper.)