

基于backstepping方法的电子节气门控制

陈虹^{1,2}, 胡云峰², 郭宏志², 宋同好²

(1. 吉林大学 汽车动态模拟国家重点实验室, 吉林 长春 130025; 2. 吉林大学 控制科学与工程系, 吉林 长春 130025)

摘要: 针对汽车电子节气门的跟踪控制要求, 建立了面向控制器设计的非线性模型. 采用输入整形(input-shaping)技术对跟踪输入信号进行滤波, 应用backstepping方法设计了电子节气门的非线性控制器. 将建模误差等不确定性看做加性外部扰动, 分析了跟踪误差系统的输入到状态稳定性(input-to-state-stability, ISS), 并据此给出了选择控制器参数的指导性准则. 仿真实验表明基于backstepping的控制方法能够很好的实现电子节气门的跟踪控制.

关键词: 电子节气门; 不确定性; backstepping; 输入到状态稳定性; 输入整形

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Control of electronic throttle based on backstepping approach

CHEN Hong^{1,2}, HU Yun-feng², GUO Hong-zhi², SONG Tong-hao²

(1. State Key Laboratory of Automobile Dynamic Simulation, Jilin University, Changchun Jilin 130025, China

2. Department of Control Science and Engineering, Jilin University, Changchun Jilin 130025, China)

Abstract: For the better tracking performance of automotive electronic throttles, this paper presents a control-oriented nonlinear electronic throttle model. The input-shaping technique is applied to filtering input signals and the backstepping technique is used to derive the nonlinear controller. Modeling errors are considered as additive disturbances and the controller is designed such that the error dynamics is input-to-state stable(ISS). Based on this, a guideline for selecting the controller parameters is given. Finally, simulation results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed controller.

Key words: electronic throttle; uncertainty; backstepping; input-to-state stable; input shaping

1 引言(Introduction)

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, 使得电子节气门能够保留机械直连式节气门的优良响应特性且节气门挡板不碰撞限位. 电子节气门系统的节气门开度并不完全由加速踏板位置决定, 而是控制单元根据当前行驶状况下整车对发动机的全部扭矩需求, 计算出节气门的最佳开度, 从而控制电机驱动节气门到达相应的开度. 因此, 电子节气门控制系统的好坏将直接影响车辆的动力性, 经济性以及排放性能, 是汽车发动机电控系统的关键技术之一.

从电子节气门控制算法的研究过程看, 采用较早的是PID控制. 文献[1]提出了一种基于模型的PID控制器设计方法, 作者首先建立了电子节气门的数学模型, 然后忽略模型中的非线性特性, 利用频域法设定了PID控制器参数. 考虑到电子节气门的非线性等因素, 文献[2]提出了基于自适应模型的滑模控制方法. 将模型参数按表格存储并采用参数辨识算法

实时修正, 在此模型的基础上设计了具有原点稳定性的滑模控制器. 这种方法的算法复杂, 计算量大. 文献[3]提出了一种基于近似模型的控制器设计方法, 并且在反馈环节中采用鲁棒滤波方法对模型的不确定性进行补偿. 文献[4]中提出了带约束时间最优控制的方法. 建立了非常精确的节气门模型, 尤其使用摩擦模型对摩擦力进行了细致的刻画, 使得控制达到了很好的效果. 但这种控制方法对模型过度依赖, 当模型精度随着实际控制对象的特性变化而变差时, 控制效果就会急剧的下降.

本文针对电子节气门的控制要求, 建立了面向控制器设计的电子节气门非线性模型, 采用输入整形技术对跟踪信号进行滤波, 利用backstepping方法^[5,6]设计电子节气门系统的非线性控制器. 最后, 将节气门参数变化, 空气流量负载扭矩等模型不确定性描述为叠加的外部扰动, 采用输入到状态稳定性(ISS)^[7,8]理论分析跟踪误差系统的鲁棒性.

2 电子节气门模型(Model of ETCS)

电子节气门系统由驱动电机, 减速齿轮组, 节气

门,复位弹簧,位置传感器等部分组成^[9].其结构如图1所示.

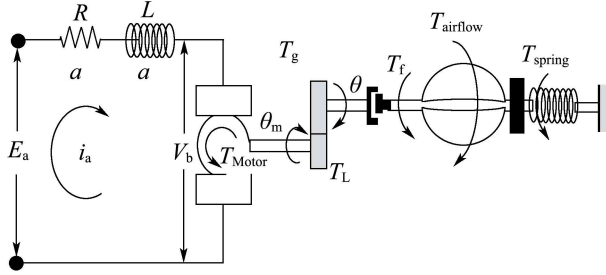


图1 电子节气门结构图

Fig. 1 The structure of electronic throttle

根据基尔霍夫定律,节气门电机的电枢电路方程为^[1]:

$$R_a i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + V_b = E_a, \quad (1a)$$

$$V_b = k_b \dot{\theta}_m, \quad (1b)$$

$$i_a = \frac{T_m}{k_t}, \quad (1c)$$

其中: k_b 为电机反电动势常数, V_b 为电机反电动势, L_a 为电机电感, R_a 为电机电阻, i_a 为电机电流, E_a 为电机输入电压, θ_m 为电机旋转角, T_m 为电机转矩, k_t 为电机扭矩常数.把式(1b)代入式(1a)得

$$L_a \cdot \frac{di_a}{dt} = -R_a i_a - k_b \dot{\theta}_m + E_a. \quad (2)$$

考虑 L_a 非常非常小,忽略电枢电流的动态特性,即令 $L_a \cdot \frac{di_a}{dt} = 0$,得

$$i_a = \frac{E_a}{R_a} - \frac{k_b}{R_a} \dot{\theta}_m. \quad (3)$$

根据扭矩守恒原理,电机旋转角 θ_m 和节气门旋转角 θ 的动力学方程为:

$$J_m \ddot{\theta}_m = -k_m \dot{\theta}_m - T_L + T_m, \quad (4a)$$

$$J_g \ddot{\theta} = -T_{sp} - T_{tf} - T_d + T_g, \quad (4b)$$

其中: J_m 和 J_g 分别为电机和节气门挡板转轴的转动惯量, k_m 为电机轴阻尼系数.上述扭矩平衡方程中, T_{tf} 和 T_{sp} 分别为节气门摩擦力扭矩和节气门复位弹簧扭矩,由下式计算:

$$T_{tf} = k_{tf} \text{sgn} \dot{\theta} + k_f \dot{\theta}, \quad (5a)$$

$$T_{sp} = k_{sp} (\theta - \theta_0), \quad (5b)$$

其中: k_f 为滑动摩擦力系数, k_{tf} 为静态摩擦力系数, k_{sp} 为弹簧弹性系数, θ_0 为节气门的默认开度, T_d 为空气流量负载扭矩,考虑为未知扰动.另外, T_L 和 T_g 分别为负载扭矩和齿轮传动比扭矩,考虑减速齿轮组的理想传动比关系 $n = \frac{\theta_m}{\theta} = \frac{T_g}{T_L}$,则由

式(4)且代入(1c)得

$$T_g = -n^2 J_m \ddot{\theta} - n^2 k_m \dot{\theta} + n k_t i_a. \quad (6)$$

另外,由式(3)知上式中的 i_a 可表达为

$$i_a = \frac{E_a}{R_a} - \frac{n k_b}{R_a} \dot{\theta}. \quad (7)$$

将(6)和(7)代入(4b),考虑式(5),并整理得

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{n^2 J_m + J_g} [-k_{sp} (\theta - \theta_0) - k_{tf} \text{sgn} \dot{\theta} + n k_t \frac{E_a}{R_a} - (n^2 k_m + k_f + \frac{n^2 k_b k_t}{R_a}) \dot{\theta}] - \frac{T_d}{n^2 J_m + J_g}. \quad (8)$$

上述模型忽略了一些因素,比如复位弹簧的非线性,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的跟踪目标轨迹.本文讨论的节气门的具体跟踪指标为:上升时间小于100ms;调节时间小于140ms;尽可能没有超调;静态误差小于2°.

为方便设计与分析控制系统,将未建模动态和未知干扰等不确定性合并,描述为叠加干扰 $d(\theta, \dot{\theta}, T_d)$,简记为 d .定义系统状态: $\mathbf{x} = [\theta \ \dot{\theta}]^T$ 和输入 $u = E_a$,则系统的状态空间方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_{sp}}{J} & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n k_t}{J R_a} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ b(x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [d], \quad (9)$$

$$y = x_1. \quad (10)$$

其中:

$$b(x_2) = \frac{-k_{tf} \text{sgn} x_2 + k_{sp} \theta_0}{J}, \quad J = n^2 J_m + J_g,$$

$$a = \frac{n^2 k_m + k_f + \frac{n^2 k_b k_t}{R_a}}{J}.$$

3 电子节气门控制器设计(Controller design)

根据上述的控制要求,采用如图2所示控制方案,首先采用输入整形技术对输入信号(待跟踪的节气门开度 θ_d)进行滤波,以消除跟踪信号突变的影响,然后采用backstepping方法设计非线性跟踪控制器.

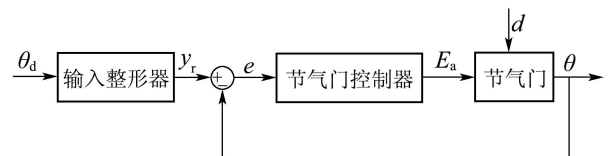


图2 电子节气门控制策略

Fig. 2 Electronic throttle control strategy

3.1 输入整形设计(Input shaping design)

如图3所示, 输入整形器包含一系列不同幅值和时滞的脉冲序列. 待跟踪的输入信号(左图)经过输入整形器后, 与脉冲序列进行卷积, 将产生一个被整形的输入信号(右图)来驱动系统^[10,11]. 实际上, 输入整形器对跟踪信号进行了滤波, 可以消除跟踪信号突变的影响.

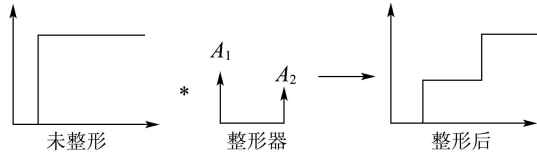


图3 输入整形器原理图

Fig. 3 Input shaping basic working principle

由于电子节气门控制要求响应时间快, 所以本文选取的整形器只包含两个脉冲, 其形式如下所示:

$$\frac{y_r(s)}{\theta_d(s)} = \frac{k_r}{s^2 + a_1s + a_0}, \quad (11)$$

其中 k_r 是整形器增益. 根据节气门跟踪控制的特点, 选择 $k_r = a_0$, 使得 θ_d 阶跃变化时 $y_r(\infty) = \theta_d(\infty)$. 上式是标准的二阶系统, 因此, 参数 a_0 和 a_1 的选择应该考虑节气门跟踪控制的快速和无超调要求.

3.2 Backstepping设计(Backstepping design)

针对系统(9)的非线性特性, 采用backstepping方法设计电子节气门系统的非线性控制器. Backstepping方法通过逐级构造控制Lyapunov函数, 得到相应的虚拟控制. 最终反推至含有真实控制输入的方程时, 得到系统的控制律. 由于backstepping方法严格按照Lyapunov函数推导系统的控制律, 可以保证整个系统具有闭环稳定性.

为此, 先忽略扰动项 d , 定义第1个误差变量

$$z_1 = x_1 - y_r. \quad (12)$$

选取Lyapunov函数 $V_1 = \frac{z_1^2}{2}$, 可以得到

$$\dot{V}_1 = z_1 \times \dot{z}_1 = z_1(\dot{x}_1 - \dot{y}_r) = z_1(x_2 - \dot{y}_r). \quad (13)$$

选取 x_2 为虚拟控制. 假设理想的虚拟控制值由

$$x_{2d} = -k_1z_1 + \dot{y}_r \quad (14)$$

计算(其中 $k_1 > 0$), 则有 $\dot{V}_1 = -k_1z_1^2 < 0$, 即误差 z_1 渐近稳定.

实际上, x_2 并不能等于 x_{2d} . 因此, 定义第2个误差变量

$$z_2 = x_2 - x_{2d}. \quad (15)$$

选取扩充后的Lyapunov函数为 $V_2 = \frac{z_1^2}{2} + \frac{z_2^2}{2}$, 可以推出:

$$\dot{V}_2 = z_1(x_2 - \dot{y}_r) + z_2\dot{z}_2 =$$

$$-k_1z_1^2 + z_2[(1 - \frac{k_{sp}}{J})x_1 + (k_1 - a)x_2 - y_r - k_1\dot{y}_r - \ddot{y}_r + b + \frac{nk_t}{JR_a}u]. \quad (16)$$

如果选择 u 使得下式成立(其中 $k_2 > 0$):

$$-k_2z_2 = (1 - \frac{k_{sp}}{J})x_1 + (k_1 - a)x_2 - y_r - k_1\dot{y}_r - \ddot{y}_r + b(x_2) + \frac{nk_t}{JR_a}u, \quad (17)$$

则有

$$\dot{V}_2 = -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 < 0, \quad (18)$$

那么, 由引理1的Lyapunov稳定性定理可知, 误差 z_1 和 z_2 均为渐近稳定. 由式(17)可以推出控制律为

$$u = [\frac{R_a k_{sp}}{nk_t} - \frac{JR_a}{nk_t}(1 + k_1k_2)]x_1 - \frac{JR_a b(x_2)}{nk_t} + \frac{JR_a}{nk_t}(a - k_1 - k_2)x_2 + \frac{JR_a}{nk_t}(1 + k_1k_2)y_r + \frac{JR_a}{nk_t}(k_1 + k_2)\dot{y}_r + \frac{JR_a}{nk_t}\ddot{y}_r, \quad (19)$$

其中 \dot{y}_r, \ddot{y}_r 由式(11)得到.

4 ISS分析(ISS analysis)

上面设计非线性控制器时忽略了扰动项 d . 实际上, 节气门系统存在参数变化引起的建模误差和空气负载扭矩等不确定性. 如式(9)所示, 本文将这些因素考虑成叠加的外部干扰. 下面将采用ISS理论分析跟踪误差系统的鲁棒性. 首先给出跟踪误差系统的简要推导.

从式(17)中解出 $\frac{nk_t}{JR_a}u$ 并代入式(9)的第2个方程得

$$\dot{x}_2 = -k_2z_2 - k_1x_2 - x_1 + y_r + k_1\dot{y}_r + \ddot{y}_r. \quad (20)$$

对式(12)两边求导可得

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{y}_r = x_2 - \dot{y}_r = z_2 - k_1z_1. \quad (21)$$

对式(15)两边求导, 并将式(14)(20)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{x}_2 + k_1\dot{z}_1 - \ddot{y}_r = \\ &= -k_2z_2 - x_1 - k_1x_2 + y_r + k_1\dot{y}_r + \ddot{y}_r + \\ &= k_1(x_2 - \dot{y}_r) - \ddot{y}_r + d = \\ &= -z_1 - k_2z_2 + d. \end{aligned} \quad (22)$$

因此, 得到闭环跟踪误差系统如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix}. \quad (23)$$

选取与上节相同的Lyapunov函数 $V_d = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2$,

对 V_d 求导得

$$\dot{V}_d = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_2 d. \quad (24)$$

应用引理2的Young's不等式对上式右边放大得

$$\begin{aligned} \dot{V}_d \leq & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + k_3 z_2^2 + \frac{d^2}{4k_3} = \\ & -k_1 z_1^2 - (k_2 - k_3) z_2^2 + \frac{d^2}{4k_3}. \end{aligned} \quad (25)$$

选择 $k_2 \geq k_3 > 0$, 并且令

$$k_4 = 2\min\{k_1, k_2 - k_3\}, \quad (26)$$

则式(25)变为

$$\dot{V}_d \leq -k_4 V_d + \frac{d^2}{4k_3}, \quad (27)$$

则由引理3知, 跟踪误差系统(23)输入到状态稳定(ISS), 即鲁棒稳定的. 这里, ISS特性所对应的输入是描述建模误差和空气负载扭矩等不确定性的叠加干扰 d . 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_4 满足(26)意味着要求 $k_1 \geq \frac{1}{2}k_4$ 或 $k_2 \geq k_3 + \frac{1}{2}k_4$. 从式(19)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 $k_1 = \frac{1}{2}k_4$ 和 $k_2 = k_3 + \frac{1}{2}k_4$, 使得控制器增益最可能小, 即

$$k_4 = 2k_1, \quad k_3 = k_2 - k_1. \quad (28)$$

由此, 笔者将原来的4个可调参数减为2个, 而不等式(27)也变为

$$\dot{V}_d \leq -2k_1 V_d + \frac{d^2}{4(k_2 - k_1)}. \quad (29)$$

两边同时乘以 $e^{2k_1 t}$ 得

$$\frac{d}{dt}(V_d e^{2k_1 t}) \leq \frac{d^2}{4(k_2 - k_1)} e^{2k_1 t}. \quad (30)$$

在 $[0, t]$ 上对式(30)积分可得

$$V_d(t) \leq V_d(0)e^{-2k_1 t} + \frac{1}{4(k_2 - k_1)} \int_0^t d^2 e^{-2k_1(t-\tau)} d\tau, \quad (31)$$

也即

$$\begin{aligned} \|z(t)\|^2 \leq & \|z(0)\|^2 e^{-2k_1 t} + \\ & \frac{1}{2(k_2 - k_1)} \int_0^t d^2 e^{-2k_1(t-\tau)} d\tau. \end{aligned} \quad (32)$$

由此, 可以得出: 1) 跟踪误差系统(23)的初始误差是以指数 k_1 的速度递减; 2) 当 $t \rightarrow \infty$ 时有

$$\|z(\infty)\|^2 \leq \frac{d_{\max}^2}{4k_1(k_2 - k_1)}, \quad (33)$$

其中 $d_{\max} = \sup\{d(x_1, x_2, T_d)\}$.

上式给出了存在外部有界干扰时, 系统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:

1) 根据系统要求的跟踪误差衰减率选择 k_1 . 如果希望加快跟踪误差递减速度, 则增大 k_1 ;

2) 根据系统要求的跟踪静差选择 k_2 . 如果希望减少跟踪静差, 则增大 k_2 . 但是, 需要考虑控制器的高增益问题;

3) 根据选定的参数由式(33)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1)重新选择参数.

5 仿真分析(Simulation analysis)

作为仿真分析的例子, 本文选用某款红旗轿车上电子节气门, 其具体模型参数的名义值如表1所示.

表1 模型参数名义值

Table 1 The plant parameter values

$k_b/(\frac{V}{\text{rad/s}})$	$k_f/(\frac{N \cdot m}{\text{rad/s}})$	$k_m/(\frac{N \cdot m}{\text{rad/s}})$	$k_{sp}/(\frac{N \cdot m}{\text{rad}})$
0.016	4.0×10^{-4}	1.6×10^{-6}	0.0247
$k_{tf}/(N \cdot m)$	R_a/Ω	θ_0/rad	$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$
0.0048	2.8	0.0349	1.15×10^{-3}
n	$k_t/(N \cdot m \cdot A^{-1})$	$k_{pre}/(N \cdot m)$	
16.95	0.016	0.107	

为了更真实地描述电子节气门, 仿真模型考虑了节气门复位弹簧的非线性, 即复位弹簧扭矩由

$$T_{sp} = k_{sp}(\theta - \theta_0) + k_{pre} \text{sgn}(\theta - \theta_0) \quad (34)$$

计算, 其中 k_{pre} 为复位弹簧预紧力矩系数.

根据电子节气门跟踪控制的快速性和无超调要求, 选择输入整形器的参数为 $k_r = a_0 = 6400, a_1 = 160$. Backstepping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^[12], 从而得到 $k_1 = 48$.

然后选择 k_2 以得到满足要求的静态误差. 假设模型参数变化(k_t, K_{sp}, k_{tf} 在 $\pm 20\%$ 内变化), 则通过仿真估算得到叠加误差 $d(x_1, x_2)$ 的一个界为 $d_{\max} = 3.3$. 因此, 选择 $k_2 = 68$, 由式(33)得到

$$\|z(\infty)\| \leq 0.05. \quad (35)$$

上式计算的静差不仅包含了跟踪误差($z_1 = \theta - y_r$), 还包含了跟踪速度误差($z_2 = \dot{\theta} - \dot{y}_r - k_1 z_1$). 如果笔者保守地把这个静差全部看成是 z_1 的, 则有

$$\|\theta(\infty) - y_r(\infty)\| \leq 3^\circ. \quad (36)$$

另外, 应用Young's不等式推导式(25)也引入了计算的保守性. 因此, 有理由认为跟踪静差是能满足要求的, 后面的仿真也验证了这点.

将上面的所有参数代入式(19)得到控制律为

$$u = -38.56x_1 - 1.1x_2 + 38.72y_r + 1.37\dot{y}_r + 0.012\ddot{y}_r - 0.05\text{sgn } x_2. \quad (37)$$

显见, 这个控制律的线性部分与工程上常用的PID算法有相似之处, 且计算实现上也不复杂. 更重要的是通过基于backstepping技术的算法推导和对跟踪误差系统的ISS 特性分析, 不仅从理论上证明了本文提出算法的鲁棒性, 而且给出了控制器参数的设计流程.

图4给出了期望节气门角度 θ_d 分别作幅值为 70° 阶跃变化以及频率1 Hz和幅值为 70° 正弦信号时的跟踪响应. 可以看到系统都没有超调, 调节时间为120 ms左右, 几乎没有静态误差. 值得一提的是仿真模型中考虑了复位弹簧的非线性. 图5给出空气负载

扭矩 $T_d = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$ (约为系统驱动扭矩的1%)时的跟踪曲线. 实际上, 如果扰动 T_d 为常值, 直接计算跟踪静差. 定义误差变量

$$e = \theta - y_r. \quad (38)$$

对上式两端求导两次, 将式(19)代入, 同时将设计的控制器参数 k_1 和 k_2 代入, 整理得

$$\ddot{e} = -116\dot{e} - 3265e + \frac{T_d}{J}. \quad (39)$$

求解上述二阶常系数微分方程得

$$e = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + \frac{T_d}{3265J}, \quad (40)$$

其中: C_1 和 C_2 为常数, $\lambda_{1,2} = -58 \pm 6\sqrt{11}$. 取 $T_d = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$, 令 $t \rightarrow \infty$ 得:

$$|e(\infty)| \leq 0.2^\circ. \quad (41)$$

由于本文设计的输入整形器是标准二阶系统, y_r 可以无静差跟踪 θ_d 的阶跃变化. 因此, 上式给出了空气负载扭矩 $T_d = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时, 期望的节气门开度 θ_d 阶跃变化时的跟踪静差计算值.

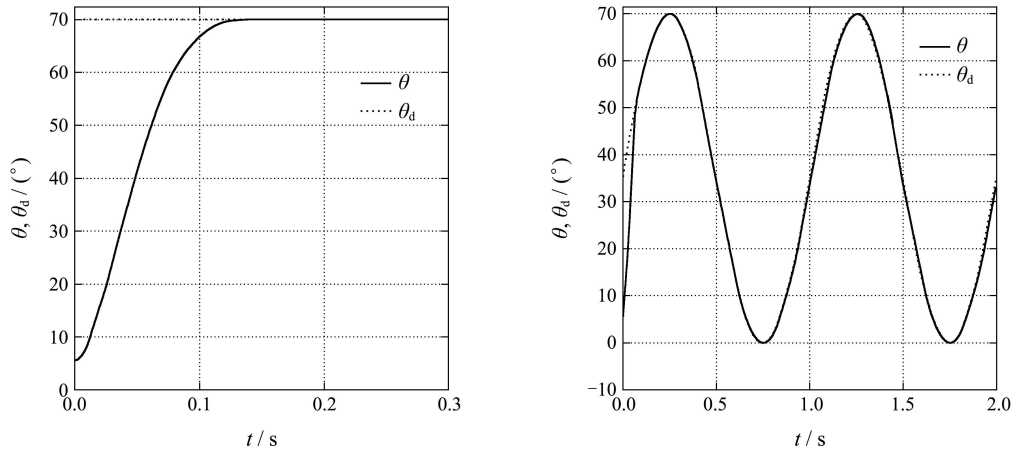


图 4 名义参数模型仿真结果

Fig. 4 Simulation result for model with nominal parameters

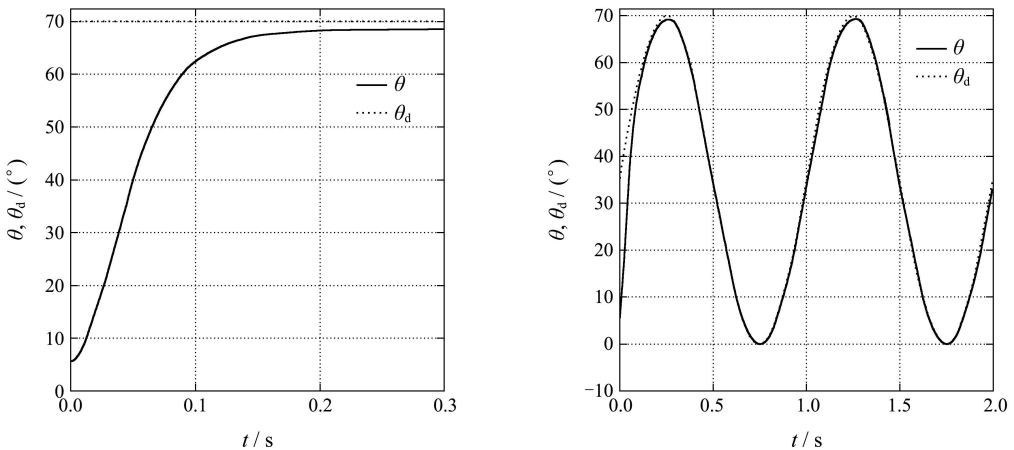


图 5 $T_d = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时仿真结果

Fig. 5 Simulation result for $T_d = 0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$

本文做了多组参数变化(k_t , K_{sp} , k_{tf} 在 $\pm 20\%$ 内变化)组合的仿真,基本都满足控制要求.其中令 k_t 减小20%, K_{sp} , k_{tf} 分别增大20%,即

$$k_t = 0.0128, K_{sp} = 0.0576, k_{tf} = 0.02964$$

时,仿真结果稍差一点,如图6所示.可以看出,静态误差约为 0.9° ,系统的调节时间较长,大约为140 ms,总体上满足节气门的控制要求.

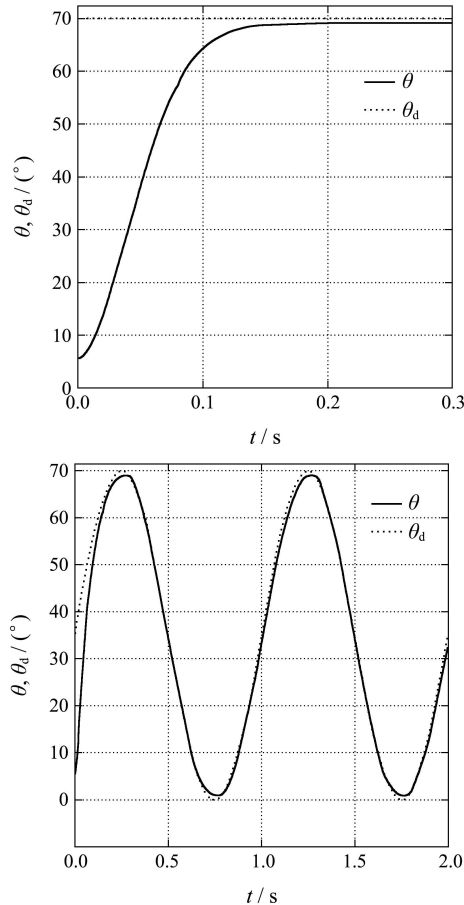


图6 参数变化时仿真结果

Fig. 6 Simulation result for parameters change

6 结论(Conclusion)

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.针对模型的非线性特性,采用backstepping方法设计了电子节气门控制器.同时采用ISS方法证明了带有扰动的跟踪误差系统具有鲁棒性,并给出了满足性能指标的控制器参数设计流程.仿真结果表明backstepping控制律使得节气门开度能够又快又精确地跟踪目标信号且没有超调,同时具有很好的鲁棒性.下一步将在已有结果的基础上,在非线性控制理论框架下分析PID算法的稳定性和鲁棒性,并据此给出PID参数整定的指导性流程,同时将进行节气门实物实验及基于输出反馈的电子节气门控制算法开发.

参考文献(References):

- [1] CHANG Y. Model-based analysis and tuning of electronic throttle controllers[C] //2004 Society of Automotive Engineers World Congress. Detroit, Michigan: SAE International, 2004.
- [2] HASHIMOTO E, TETSUYA I, YASUI Y, et al. High reliability electronic throttle system design[C] //2003 Society of Automotive Engineers World Congress. Detroit, Michigan: SAE International, 2003.
- [3] YUAN X F, WANG Y N. A novel electronic-throttle-valve controller based on approximate model method[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 883 – 890.
- [4] VASAK M, BAOTIC M, MORARI M. Constrained optimal control of an electronic throttle[J]. *International Journal of Control*, 2006, 79(5): 465 – 478.
- [5] TAN Y L, CHANG J, TAN H L. Adaptive backstepping control and friction compensation for AC servo with inertia and load uncertainties[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*(S0278-0046), 2003, 50(5): 944 – 952.
- [6] BOLR K W, SASIADEK J. Singularity of backstepping control for nonlinear systems[C] //Proceedings of the American Control Conference. New York: IEEE, 2002: 2689 – 2694.
- [7] CAI C H, ANDREW R. Input-output-to-state stability for discrete-time systems[J]. *Automatica*, 2008, 44(2): 326 – 336.
- [8] SONTAG E D. *Input to State Stability: Basic Concepts and Results*[M] //Lecture Notes in Mathematics. Berlin: Springer-Verlag, 2005.
- [9] 朱二欣. 电子节气门控制系统的开发研究[D]. 长春: 吉林大学汽车学院, 2005.
(ZHU Erxin. *Design of the electronic throttle control system*[D]. Changchun: College of Automotive Engineering, Jilin University, 2005.)
- [10] MAGEE D P, BOOK W J. The application of input shaping to a system with varying parameters[C] //Its Manipulation Strategies for Massive Space Payloads. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 1992: 519 – 525.
- [11] SINGER N C, SEERING W P. Preshaping command inputs to reduce system vibration[J]. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*. 1990, 23(3): 76 – 82.
- [12] OGATA K. *Modern Control Engineering*[M]. 4th ed. New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [13] HASSAN K K. *Nonlinear System*[M]. 3rd ed. New York: Macmillan Publishing Company, 1992.
- [14] 伍卓群, 尹景学, 王春朋. 椭圆与抛物型方程引论[M]. 长春: 科学出版社, 2003.
(WU Zhuoqun, YIN Jinxue, WANG Chunpeng. *Introduction to Elliptic and Parabolic Equations*[M]. Changchun: China Science Press, 2003.)

附录(Appendix)

1) Lyapunov稳定性.

引理 1^[13] 设 $x = 0$ 是方程 $\dot{x} = f(x)$ 的一个平衡点, $D \subset \mathbb{R}^n$ 是包含原点的定义域. 设 $V: D \rightarrow \mathbb{R}$ 是连续可微函数, 如果

$$V(0) = 0, V(x) > 0, \text{ 在 } D - \{0\} \text{ 内,}$$

$$\dot{V}(x) \leq 0, \text{ 在 } D \text{ 内,}$$

那么, 原点 $x = 0$ 是稳定的. 此外, 如果

$$\dot{V}(x) < 0, \text{ 在 } D - \{0\} \text{ 内,}$$

那么, 原点 $x = 0$ 是渐进稳定的.

(下转第503页)