

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107765

船用天然气发动机电子节气门自适应高阶滑模控制*

姚 崇, 刘健美, 龙 云, 董 全

(哈尔滨工程大学动力与能源工程学院 哈尔滨 150001)

摘 要:针对船用天然气发动机电子节气门非线性控制问题以及高阶滑模控制存在的边界难以估计问题,提出了一种基于高阶滑模理论的节气门自适应控制算法,设计了基于系统相平面轨迹收敛过程的自适应策略,为了增加控制算法的实用性,在自适应策略的基础上设计了检测区域,通过判断系统状态与该区域的相对位置双向调节控制增益,以防止增益过大而导致控制精度降低、控制能量浪费的问题;同时,采用鲁棒微分估计器,对不可观测量进行估计;最后,设计 3 种测试方案,将该算法与传统高阶滑模算法进行实验对比。实验结果表明:在阶跃信号下,该算法使系统响应速度提高 35%,稳态误差均方根减小 37.5%;在正弦信号下,系统最大稳态误差和稳态误差均方根分别减小 30% 和 22%。

关键词: 高阶滑模控制; 自适应控制; 电子节气门; 鲁棒微分估计器

中图分类号: TH39 TP13 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.30

Adaptive high order-sliding mode control of the electronic throttle for marine natural gas engines

Yao Chong, Liu Jianmei, Long Yun, Dong Quan

(College of Power and Energy Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: The electronic throttle of marine natural gas engines belongs to the category of nonlinear control. And the boundary of high-order sliding mode control is difficult to estimate. To address this issue, a novel adaptive high-order sliding mode control algorithm is proposed. An adaptive strategy based on the phase plane trajectory convergence process is designed. To increase the practicability of the control algorithm, the detection region is designed based on the adaptive algorithm. The control gain is dual-directional regulation by judging the relative position of the phase trajectory and the detection region to prevent the control accuracy from reducing due to excessive gain. Especially, a robust differentiator is used to estimate the derivative of the sliding variable in the controller. Finally, three test schemes are designed to compare the algorithm with the traditional high-order sliding mode algorithm. Experimental results show that the proposed algorithm can improve the system response speed by 35% and reduce the root mean square error by 37.5% under the step signal. For the sinusoidal signal, the maximum steady-state error and the root mean square of steady-state error are reduced by 30% and 22%, respectively.

Keywords: higher order sliding mode control; adaptive control; electronic throttle; robust differentiator

0 引 言

电子节气门(electronic throttle, ET)是船用天然气发动机的重要机电执行机构,它通过调节发动机缸内进气量来精确控制发动机空燃比以提高船舶的动力性、平稳性和经济性。为了协同船用发动机转速闭环的要求,和

一般车用 ET 系统相比,船用 ET 系统的开度变化更为复杂、改变更为频繁^[1-2]。同时,船用 ET 系统转动惯量大,实现小阶跃变化下的跟踪控制更为困难。因此,对于船用 ET 控制系统,要求控制精度更高、鲁棒性更强^[3]。在 ET 控制方面,国内外学者们进行了深入研究,并提出许多控制方法,主要包括先进 PID 控制^[4]、滑模(sliding mode, SM)控制^[5-8]和最优控制^[9]。

收稿日期:2021-04-15 Received Date: 2021-04-15

* 基金项目:国家自然科学基金(51879056)项目资助

其中,SM控制作为非线性系统有效的鲁棒控制方法^[10],目前被广泛应用在各个领域。相比于传统的PID控制,SM控制不需要精确的模型和准确参数,面对复杂的ET系统,SM控制具有更大的优势。文献[5]通过仿真和实验,证实了在ET系统中SM控制比传统PI控制拥有更优的控制性能。因此,许多学者对SM控制在ET上的应用进行了更深入的研究。文献[6]设计了ET变结构控制器,并利用具有等效控制的SM观测器来估计状态变量,最后通过实验对其进行验证。文献[7]为了提高ET系统的响应速度,提出了一种新型的自适应终端SM控制器,自适应估计外部扰动的同时有效提高了系统收敛速度。文献[8]为了避免系统出现奇异点而导致的控制电压输出过饱和问题,设计了一种基于非奇异终端SM理论的全局快速收敛控制器,并通过实验分析了发动机全工况变化下的ET系统响应特性。

上述文献均采用了一阶SM控制,其抖振问题难以避免。在SM控制的实际运用中,抖振现象与有限频率的不连续性控制密切相关,容易触发系统的未建模动态,从而磨损甚至破坏ET系统的物理结构。消除抖振的方法主要有3种:不连续控制率的连续化、与智能算法相结合、高阶滑模(high order sliding mode, HOSM)控制。其中最常用的方法是HOSM控制。HOSM控制是一种具有连续控制率的控制方法,能有效消除抖振问题。文献[11]基于HOSM理论设计了连续控制器,通过仿真和实验证明了该控制器能有效减小抖振问题、提高节气门精度。然而,HOSM控制算法在ET运用中依然存在问题,其收敛条件需要对系统的扰动边界进行有效估计。在实际运用中,难以精确计算ET系统的扰动边界,往往会过高估计,从而导致输出量过大、输出饱和、精度下降等问题。

针对上述问题,本文提出一种自适应高阶滑模(adaptive high order sliding mode, AHOSM)节气门控制算法。根据系统相平面轨迹的收敛过程,自适应调整控制器输出增益。并基于Lyapunov定理证明了该闭环系统的稳定性。为了增加控制算法的实用性,进一步设计了检测区域,实现了控制增益的双向调节,提高了算法的实用价值。最后,通过仿真和实验对比,验证了该控制器能够同时提高节气门控制精度和响应速度。

1 节气门数学模型

ET系统由电气部分和机械部分组成,系统结构图如图1所示。电气部分为永磁直流电机,机械部分由齿轮箱、阀片、位置传感器和复位弹簧组成。在闭环控制中,传感器采集位置信号,控制器根据参考信号动态调节电机驱动电压,直流电机通过齿轮箱控制阀片开度,从而实现ET系统位置闭环。

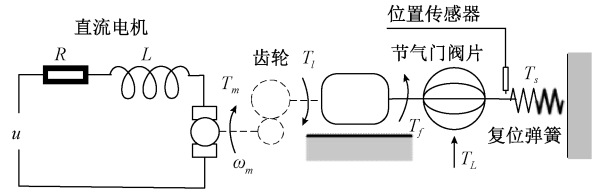


图1 ET系统结构原理图

Fig. 1 Schematic diagram of the ET system

根据基尔霍夫定律,电枢电流回路方程和直流电机动态方程可表示为:

$$J_m \dot{\omega}_m = T_a - B_m \omega_m - T_m \quad (1)$$

$$T_a = k_t \frac{u - k_e \omega_m}{R} \quad (2)$$

式中: u 为输入电压,考虑到控制器硬件结构的实际情况,控制输入 u 限制范围为 $|u| \leq u_{\max} = 12 \text{ V}$; ω_m 为电机角速度; J_m 为直流电机转动惯量; T_a 为电机输出转矩; B_m 为电机阻尼常数; T_m 为齿轮箱输入转矩。参数 R 、 k_e 、 k_t 分别为电枢电阻、转矩系数和电动势系数。

ET系统由直流电机通过齿轮箱控制阀片开度,当直流电机出现故障时,回置弹簧保证阀片维持安全开度。因此,节气门阀片动力学方程为:

$$J_e \dot{\omega} = T_l - T_f - T_s - T_L \quad (3)$$

式中: ω 为阀片的角速度; J_e 为阀片转动惯量; T_L 为由发动机进气而导致的外部负载; T_f 为摩擦扭矩; T_s 为回置弹簧扭矩; T_l 为齿轮箱输出扭矩,由于齿轮间隙的存在,齿轮箱输出扭矩可表示为:

$$T_l = N T_m + d(T_m) \quad (4)$$

式中: N 为齿轮箱的传动比; $d(T_m)$ 为关于 T_m 的有界函数,满足 $|T_m| \leq d$ 。

ET系统的机械部分主要存在两个非线性因素:摩擦和复位弹簧。在传动过程中,考虑的摩擦包括粘性摩擦和库仑摩擦。摩擦扭矩和复位弹簧扭矩方程可表示为:

$$T_f = k_d \omega + k_k \text{sgn}(\omega) \quad (5)$$

$$T_s = k_s(\theta - \theta_0) + k_m \text{sgn}(\theta - \theta_0) \quad (6)$$

式中: θ 为阀片开度,即节气门位置,满足 $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$;参数 k_d 、 k_k 、 k_s 、 k_m 、 θ_0 分别为粘性阻尼系数、库仑摩擦系数、弹簧弹性系数、弹簧力矩系数和阀片初始角度。

联立式(1)~(6),可得阀片运动方程为:

$$J \dot{\omega} = \frac{N k_t}{R} u - \left(\frac{N^2 k_t k_e}{R} + N^2 B_m + k_d \right) \omega - k_s \theta + k_s \theta_0 - k_m \text{sgn}(\theta - \theta_0) - k_k \text{sgn}(\omega) + T_d \quad (7)$$

式中: J 为折算后系统总的等效转动惯量,满足关系式 $J = J_e + N^2 J_m$; T_d 为折算后系统的总扰动,关系式为 $T_d = d(T_m) - T_L$,并且满足不等式 $|T_d| \leq \varepsilon_1$ 、 $|\dot{T}_d| \leq \varepsilon_2$,其中, ε_1 和 ε_2 为可估计的正常数;考虑驱动电压限制和

阀片开度限制, ω 满足假设条件^[5] $|\omega| \leq 10 \text{ rad/s}$ 。

为方便后续计算, 定义变量 $a_1, a_2, a_3, a_4, \gamma, T_d$ 为:

$$a_1 = \frac{k_s}{J}, a_2 = \frac{N^2 k_t k_e + N^2 R B_m + R k_d}{J R}, a_3 = \frac{k_m}{J}, a_4 = \frac{k_k}{J},$$

$\gamma = \frac{k_t N}{J R}, T_d = \frac{T_d}{J}$ 。ET 阀片运动方程式(7)将变为:

$$\dot{\omega} = \gamma u - a_1(\theta - \theta_0) - a_2 \omega - a_3 \text{sgn}(\theta - \theta_0) - a_4 \text{sgn}(\omega) + T_d \quad (8)$$

结构参数 $J_{et}, J_m, k_t, k_e, k_s, k_m, k_d, k_k, B_m$ 和 θ_{\max} 可通过文献[12-13]中的实验方法测量。

定义状态变量 x_1, x_2 :

$$\begin{cases} x_1 = \theta - \varphi \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = \omega - \frac{d\varphi}{dt} \end{cases} \quad (9)$$

式中: φ 为参考信号。联立式(8)和(9)可得 ET 系统状态方程:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = \gamma u - a_1(x_1 + \varphi - \theta_0) - a_2(x_2 + \dot{\varphi}) - \ddot{\varphi} - a_3 \text{sgn}(x_1 + \varphi - \theta_0) - a_4 \text{sgn}(x_2 + \dot{\varphi}) + T_d \end{cases} \quad (10)$$

由于函数 $\text{sgn}(\cdot)$ 为不连续函数, 它会影响到之后控制器的设计, 因此采用函数 $O(\cdot)$ 近似函数 $\text{sgn}(\cdot)$ ^[14]。

$$O(x, t) = 0.5 \pi \arctan(\beta x) \quad (11)$$

式中: β 为大于零的常数。其大小决定函数 $O(\cdot)$ 的拟合精度。将式(11)带入式(10)中, 则 ET 系统的最终状态方程表达式为:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = \gamma u - a_1(x_1 + \varphi - \theta_0) - a_2(x_2 + \dot{\varphi}) - \ddot{\varphi} - a_3 O(x_1 + \varphi - \theta_0) - a_4 O(x_2 + \dot{\varphi}) + T_d \end{cases} \quad (12)$$

参考信号 φ 作为节气门阀片的追踪目标, 为保证设备在实际控制中安全运行, 必须加以限制, 其限制条件为: $90 \text{ rad}^2/\text{s}^2$ 。

2 控制器设计

2.1 传统高阶滑模控制

HOSM 控制是一阶 SM 控制的延伸。当系统处于滑动模态后, 滑动变量和其高阶导数将保持为 0。本文以

HOSM 理论为基础设计控制器, 对于 ET 系统, 滑模变量选取为:

$$\sigma = x_1 + c x_2 \quad (13)$$

式中: σ 为滑动变量; c 为设计参数, 当 $c > 0$, 系统的相对阶为 1, 同时 c 越大系统到达平衡点的时间越短。将式(12)带入到式(13), 并求其二阶时间导数, 得到下式:

$$\begin{aligned} \ddot{\sigma} &= (c a_1 a_2 - a_1)(x_1 + \varphi - \theta_0) + (1 - c a_2)(\delta + \gamma u) - \\ & c a_2 \ddot{\varphi} + (c a_2^2 - a_2 - a_1 c)(x_2 + \dot{\varphi}) + c \dot{\delta} + c \gamma \dot{u} = \\ & h(x_1, x_2, u) + c \gamma \dot{u} \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\delta = -a_3 O(x_1 + \varphi - \theta_0) - a_4 O(x_2 + \dot{\varphi}) + T_d - \ddot{\varphi}$, 当 $|u| \leq u_{\max}$, 函数 $h(x_1, x_2, u)$ 有界, 其边界为:

$$\sup_{|u| \leq u_{\max}} |h(x_1, x_2, u)| \leq H \quad (15)$$

根据 HOSM 控制器设计原理^[15], 控制率设计如下所示:

$$\dot{u} = \begin{cases} -u, & |u| \geq u_{\max} \\ -\frac{r_1}{c\gamma}(\text{sgn}(\sigma) + r_2 \text{sgn}(\dot{\sigma})), & |u| < u_{\max} \end{cases} \quad (16)$$

式中: r_1 和 r_2 均为大于零的设计参数, 并需满足以下收敛条件: 1) $r_1 - r_2 > H$, 2) $r_2 < 1$ 。其中, r_1 越大, 系统收敛越快, r_2 越小, 系统收敛时间越短^[15]。由式(16)可知符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$ 作用于控制输入 u 的一阶导数上, 控制输入由其积分得到, 可以实现控制连续化, 从而减小抖振问题。

上述 HOSM 控制器, 虽能降低抖振问题, 然而在实际控制中会存在以下不足:

1) 系统中函数 $h(x_1, x_2, u)$ 的边界随系统状态变量 x_1, x_2 的变化而变化, 难以估计。为了确保 ET 系统能在有限时间稳定, 必须对 H 进行过高估计, 从而使得控制参数 r_1 增加, 控制器输出增益增加, 导致闭环系统控制精度降低。在 ET 控制中需以稳态精度为前提, 择优选取控制参数 r_1 。

2) 控制参数 r_1 和 r_2 固定, 不能根据 ET 系统的初始状态点针对性地调整系统收敛过程, 响应速度和稳态精度难以兼顾。

2.2 自适应高阶滑模控制

针对上述存在的问题, 本文提出基于 HOSM 理论的自适应控制算法, 该算法可以适应扰动函数 $h(x_1, x_2, u)$ 的变化调整控制器输出增益, 加快收敛速度、提高控制精度。自适应高阶滑模算法控制率为:

$$\dot{u} = \begin{cases} -u, & |u| \geq u_{\max} \\ -\frac{\alpha}{c\gamma}(\text{sgn}(\sigma) + r_2 \text{sgn}(\dot{\sigma})), & |u| < u_{\max} \end{cases} \quad (17)$$

式中: α 为自适应增益。

自适应过程为动态改变控制增益 α 过程, 使滑动变量 σ 及其导数 $\dot{\sigma}$ 在有限时间内加快收敛于稳定点。

α 的自适应律为:

$$\dot{\alpha} = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{|\alpha - \alpha^*| - |\sigma|}, & \sigma \neq 0 \\ 0, & \sigma = 0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: ε 为大于零的设计参数, 为增益变化速率, 增加 ε 能加快系统收敛速度, 但若过大会导致控制能量浪费; α^* 为 α 的设计上限, 并且 $\alpha^* \gg 0$ 。

2.3 稳定性分析

为验证 AHSOM 算法的有效性, 首先通过 Lyapunov 定律进行分析, 稳定性分析主要分为以下两个步骤。首先设计 Lyapunov 函数为以下形式:

$$V(\sigma, \dot{\sigma}, \alpha) = \alpha |\sigma| + \frac{1}{2} \dot{\sigma}^2 + \frac{1}{2} (\alpha - \alpha^*)^2 \quad (19)$$

显而易见, 当 ET 系统处于稳定点以外状态点时, Lyapunov 函数式 (19) 是恒大于 0。同时, α^* 的选取满足 $\alpha^* \gg 0$, 可以保证 $|\alpha - \alpha^*| > |\sigma|$ 。因此, 在收敛过程中, $\dot{\alpha} > 0$ 即 α 是不断增加的。在系统趋于稳定点的过程中, α 不断趋于 α^* 。将稳定点 $\sigma = \dot{\sigma} = 0$ 和 $\alpha = \alpha^*$ 代入 Lyapunov 函数式 (19), 得 $V = 0$ 。因此证明函数 V 是 Lyapunov 函数。

接下来, 证明当控制率满足式 (17), 自适应律满足式 (18) 时, \dot{V} 为负定, 即节气门系统稳定。对 Lyapunov 函数 V 进行微分, 并且将式 (14) 和 (17) 代入 Lyapunov 函数微分式 \dot{V} 中, 得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\sigma, \dot{\sigma}, \alpha) = & \alpha \dot{\sigma} \operatorname{sgn}(\sigma) + \dot{\alpha} |\sigma| + \dot{\sigma} \ddot{\sigma} + \dot{\alpha} (\alpha - \alpha^*) = \\ & \dot{\sigma} (h(\cdot) - \alpha \operatorname{sgn}(\sigma) - \alpha r_2 \operatorname{sgn}(\dot{\sigma})) + \dot{\alpha} |\sigma| + \dot{\alpha} (\alpha - \alpha^*) + \\ & \alpha \dot{\sigma} \operatorname{sgn}(\sigma) = \dot{\sigma} (h(\cdot) - \alpha r_2 \operatorname{sgn}(\dot{\sigma})) + \dot{\alpha} |\sigma| - \dot{\alpha} |\alpha - \alpha^*| \leq \\ & - (\alpha r_2 - H) |\dot{\sigma}| - \dot{\alpha} (|\alpha - \alpha^*| - |\sigma|). \end{aligned} \quad (20)$$

将式 (18) 代入式 (20), 可得到以下两种情况:

1) 当 $\sigma \neq 0$ 时, 自适应律满足 $\dot{\alpha} = \varepsilon / (|\alpha - \alpha^*| - |\sigma|)$, 式 (20) 变为 $\dot{V} \leq -(\alpha r_2 - H) |\dot{\sigma}| - \varepsilon$ 。当自适应增益 α 的最小值满足条件 $r_2 \alpha_{\min} > H$, \dot{V} 为负定, 系统将在有限时间收敛到稳定点。

2) 当 $\sigma = 0$ 时, 系统收敛到稳定点, 自适应增益满足 $\dot{\alpha} = 0$, 控制增益 α 不再变化, 系统稳定。

综合以上两种情况, 系统可以在有限时间内稳定。 α 的最小值限制条件 $r_2 \alpha_{\min} > H$ 是一个保守条件, 因为 H 是过高估计。 α_{\min} 过大稳态精度降低, 在实际应用过程中, α 的最小值限制条件只需满足条件 $\alpha_{\min} > h(x_1, x_2, u) / r_2$ 即可。

2.4 改进自适应高阶滑模算法

在系统收敛过程中, 自适应增益逐渐增加, 当状态点靠近原点区域时, 自适应增益达到最大。控制器容易达到输出饱和限制, 影响实际控制性能。为了弥补上述不足, 增加算法的实用性, 本文对自适应律进行了改进。在

自适应增益式 (18) 的基础上, 设计一个相平面区域 $M: \{ \sigma, \dot{\sigma} : N(\sigma, \dot{\sigma}) \leq i \}$ 作为检测区间, 其中 $N(\sigma, \dot{\sigma}) = \sigma^2 / \alpha^2 + \dot{\sigma}^2 / b^2$ 为一个椭圆, 当相轨迹位于检测区域外时, 自适应增益逐渐增大, 系统进入检测区域时, 自适应增益逐渐减小。改进后的自适应律表达式为:

$$\dot{\alpha} = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{|\alpha - \alpha^*| - |\sigma|} \operatorname{sgn}(N(\sigma, \dot{\sigma}) - i), & \alpha > \alpha_{\min} \\ \chi, & \alpha \leq \alpha_{\min} \end{cases} \quad (21)$$

式中: i 为检测区域的大小, 参数 i 越小控制精度越高; χ 为大于 0 的设计参数, χ 越大稳态波动越大。根据式 (20) 可知, 此时 \dot{V} 的正负情况需要分情况讨论:

1) 当 $N(\sigma, \dot{\sigma}) > i$ 时, 即:

$$\dot{\alpha} = \frac{\varepsilon}{|\alpha - \alpha^*| - |\sigma|} \quad (22)$$

此时相轨迹位于检测区域外, 自适应增益逐渐增加, 将式 (22) 代入式 (20), $\dot{V} < 0$, 此时系统满足稳定性条件。能在有限时间内收敛到检测区域。

2) 当 $N(\sigma, \dot{\sigma}) \leq i$ 时, 即:

$$\dot{\alpha} = - \frac{\varepsilon}{|\alpha - \alpha^*| - |\sigma|} \quad (23)$$

此时系统进入检测区域, 将式 (23) 代入式 (20), 此时 $\dot{V} < 0$ 或者 $\dot{V} > 0$, 但当 $\dot{V} > 0$, 系统将不满足稳定条件, 状态点将会向检测区域外运动。此时, 进入情况 1), 并且不断重复上述过程; 但当, 则自适应增益 α 将不断减小到最小 α_{\min} , 系统会收敛到平衡点。并且当轨迹接近平衡点, 此时 $\alpha < \alpha_{\min}$, 自适应增益 α 的变化率固定为 χ 。此时, 自适应增益 α 将逐渐增大, 以保证最小控制增益。综上所述, 控制率式 (17) 和自适应律式 (21) 能使节气门系统在有限时间收敛到稳定点 $(0, 0)$ 邻域的一个极限环附近, 系统收敛。

2.5 鲁棒微分估计器

由两种算法的控制率式 (16) 和 (17) 可知, 控制器的输出需要 $\dot{\sigma}$ 的信息, 但是 $\dot{\sigma}$ 不能直接测得, 需要通过 σ 微分得到。本文采用鲁棒微分估计器来估计 $\dot{\sigma}$ 的值。鲁棒微分估计器的形式如下^[16]:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= v_0 \\ v_0 &= v_1 - \lambda_0 |y - \sigma|^{1/2} \operatorname{sgn}(y - \sigma) \\ \dot{v} &= -\lambda_1 \operatorname{sgn}(v_1 - v_0) \\ \dot{\sigma} &= v_1 \end{aligned} \quad (24)$$

式中: λ_0, λ_1 为设计参数; y, v_1, v_0 为估计器的中间变量; $\dot{\sigma}$ 为滑动变量 σ 的估计值。文献 [17] 讨论了微分估计器在实际运用中的参数选择, 本文采用类似的方法。图 2 为微分估计器和控制器组成的闭环控制回路。

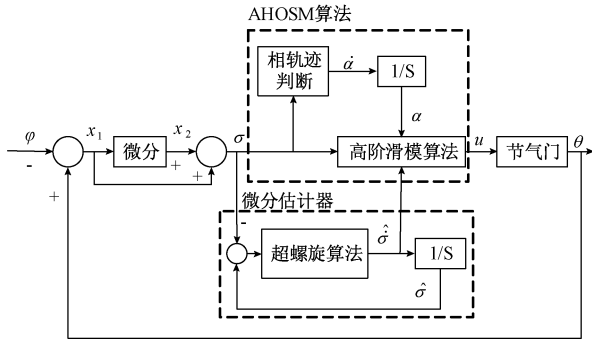


图 2 AHOSM 控制器结构
Fig. 2 AHOSM controller structure

3 仿真对比验证

3.1 仿真模型搭建与验证

为对比传统 HOSM 算法与 AHOSM 算法,本节将通过仿真进行自适应策略研究和算法对比验证。ET 系统的仿真模型运用式(10)搭建,其参数如表 1 所示。

表 1 节气门结构参数

Table 1 Structure parameters of the ET system

参数	值
阀片初始角度 θ_0/rad	0.095
最大开度 θ_{\max}/rad	0.590
粘性阻尼系数 $k_d/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	3.7×10^{-4}
电动势系数 $k_v/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.6×10^{-2}
弹簧力矩系数 $k_m/(\text{N}\cdot\text{m})$	0.95×10^{-1}
库伦摩擦系数 $k_k/(\text{N}\cdot\text{m})$	0.83×10^{-3}
转矩系数 $k_t/(\text{V}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.2×10^{-1}
弹簧弹性系数 $k_s/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.247×10^{-1}
电枢电阻 R/Ω	2.8
电枢电感 L/H	0.9×10^{-3}
电机转动惯量 $J_m/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.8×10^{-3}
阀片转动惯量 $J_{et}/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	8×10^{-3}
齿轮比 N	18

在模型搭建完成后,需首先对模型进行精度校验,确保模型误差在允许范围内,以便用于控制器性能的验证。图 3 为开环控制下不同工况的实验与仿真对比结果。

如图 3 所示,在开环控制下,给与系统相同控制电压 u ,实验和仿真的最大误差为 9.91%,平均误差为 4.02%,说明所建立的模型完全满足系统控制器设计的

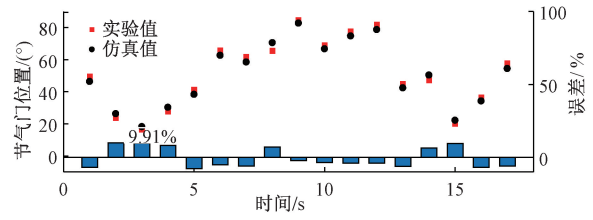


图 3 模型验证结果
Fig. 3 Model verification results

要求。为了验证算法鲁棒性,在仿真验证中加入了 ET 系统的外部扰动和参数扰动。其中外部扰动主要由发动机进气波动所产生的,扰动大小与实际开度和开度变化率有关。参数扰动是加工工艺、疲劳以及长期磨损导致的参数不确定性,其体现为无规律性。扰动表达式分别为:

$$\begin{cases} d_{in} = 4\dot{\theta} - 6\theta \\ d_{pa} = 5\sin(25t) + 15\sin(75t) + 20\sin(1025t) \end{cases} \quad (25)$$

式中: d_{in} 、 d_{pa} 分别为进气扰动和参数扰动。

3.2 仿真对比分析

根据实际 ET 控制性能要求,设计了能够全面反映控制性能的两测试方案。对于控制器参数的选择,在满足上文中所提的收敛条件下,优先满足小超调量和高稳态精度的要求。HOSM 算法控制器如式(16),参数选择 $c=0.03, r_1=72, r_2=0.46$, AHOSM 控制器如式(17)和式(21),参数选择 $\alpha_{\min}=60, i=0.04, \varepsilon=8, \alpha^*=230$ 。测试方案如下。

测试方案 1:参考信号是一组较大幅度的阶跃信号,用于测试当天然气发动机处于快速启动或急停工况下的 ET 响应特性,参考信号如图 4(a)所示。

图 4 为两种算法的在测试方案 1 下的仿真对比结果。结果表明:HOSM 算法产生了超调,系统稳定时间在 205 ms,而 AHOSM 算法并未产生超调,系统稳定时间为 127 ms。由此可见,AHOSM 算法可以减小系统的超调量,使系统的稳定时间大大缩减,提高了系统收敛速度。其原因在于 AHOSM 算法下的控制电压提升速度更快,使 ET 系统拥有更优的动态特性。同时在系统稳定后,HOSM 算法控制电压维持在 1.53 V 左右。而 AHOSM 算法拥有更小的控制增益,使得控制电压维持在更小水平,稳定电压为 0.92 V 左右,能够提高系统控制精度。图 4(c)为 AHOSM 算法的自适应参数变化图。自适应参数变化趋势为先增大后减小,符合自适应律的设计初衷如式(21)所示。自适应增益在 ET 系统目标开度发生变化时,自适应增益增加,这也是 AHOSM 控制电压能够快速响应的原由。当系统状态点靠近平衡点时,为防止系

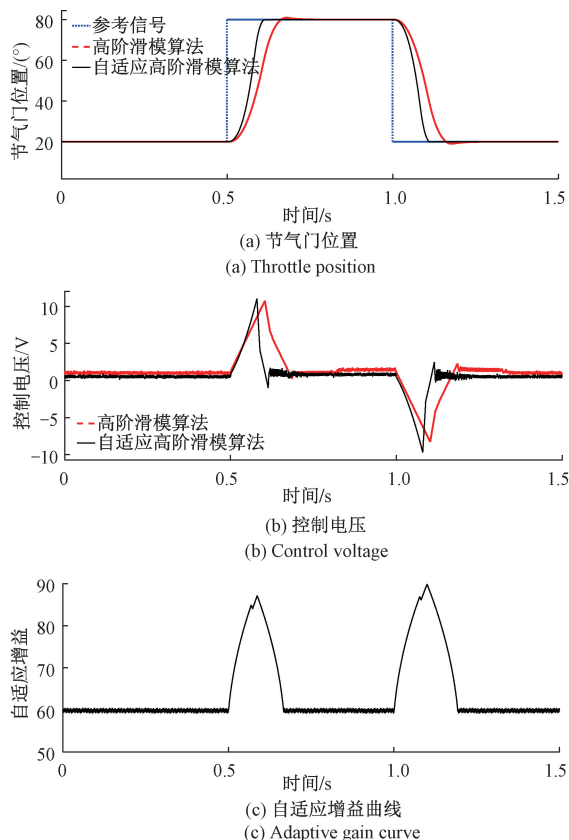


图4 测试方案1仿真对比
Fig. 4 Simulation comparison in case 1

统出现超调现象,自适应增益会减小,使系统收敛过程更加平稳。AHOSM 算法下稳态误差为 0.24° ,而 HOSM 算法为 0.48° 。

测试方案2:参考信号是一组小阶跃阶梯信号,用于测试处于不同工况下,天然气发动机多次急加速急减速的响应特性,参考信号如图5(a)所示。

图5为两种算法在ET系统处于测试方案2下的仿真对比结果。两种算法在小阶跃变化下均未出现超调现象。HOSM算法稳定时间和稳态误差分别为150ms和 0.37° ,而AHOSM算法为97ms和 0.26° ,AHOSM算法控制性能更优。如图5(b)所示,在负阶跃时,AHOSM算法下系统的控制电压提升更快。这是由于当系统处于负阶跃信号时,弹簧力变为驱动力,AHOSM算法能更好的适应这种变化。同时,在收敛过程后期,AHOSM算法也能实现更小的稳定电压(0.85V),使系统具有更好的稳定效果,减小了系统稳定状态下的波动。而HOSM算法稳态维持电压为1.47V左右。由图5(c)和图4(c)对比可以看出,大阶跃变化时增益 α 的最大值要大于小阶跃变化时最大值。这是因为大阶跃变化下,系统初始状态点更远离稳定点,自适应过程更长。

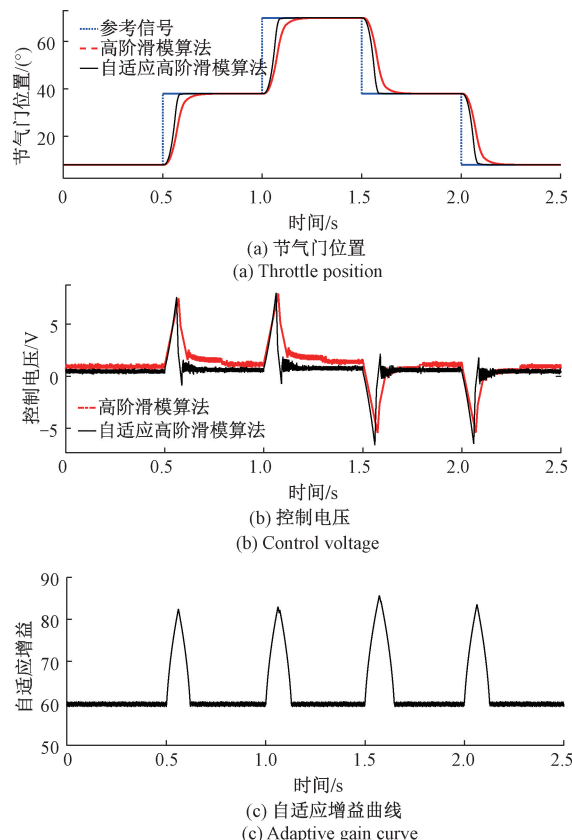


图5 测试方案2仿真对比
Fig. 5 Simulation comparison in case 2

4 实验对比验证

4.1 实验平台搭建

为了验证AHOSM算法的实用性,本文搭建了基于Dspace的快速原型实验平台,如图6所示。控制系统由MicroAutoBox和RapidPro两部分组成,其中,MicroAutoBox采集ET位置,并进行算法运算;RapidPro发出控制所需的PWM信号驱动电机,ET系统采用BOSCH028750156。

为了更好的对比不同控制算法的性能,将稳态误差的最大值和均方根作为评价指标。表达式分别为:

$$\text{MAX}(e) = \max(|e|) \quad (26)$$

$$\text{RMS}(e) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N e^2(i)}{N}} \quad (27)$$

式中: e 为节气门跟踪误差; N 为采样点个数。

4.2 实验对比分析

在实验对比中,HOSM算法参数选择为 $c = 0.03$, $r_1 = 67$, $r_2 = 0.72$,AHOSM算法参数选择为 $\alpha_{\min} = 58$, $i = 0.04$, $\varepsilon = 6$, $\alpha^* = 260$ 。在前文仿真基础上,实验部分增

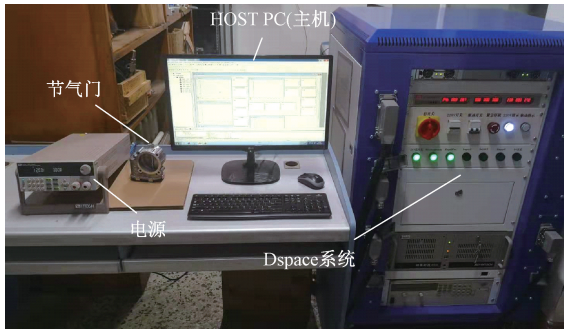


图 6 ET 系统实验平台

Fig. 6 Experimental platform of the ET system

加了正弦递增信号作为测试方案 3,以检验船用天然气发动机处于快速工况切换下的节气门响应性能。

ET 系统在测试方案 1、测试方案 2 的实验对比结果如图 7、8 所示,实验结果同仿真趋势相同。在响应速度方面,两种测试方案下,AHOSM 算法都要优于 HOSM 算法。在测试方案 1 中,AHOSM 算法的 $MAX(e)$ 和 $RMS(e)$ 分别为 0.26° 和 0.21° ,而 HOSM 算法分别为 0.48° 和 0.41° 。由此可见,即使在实验扰动存在的条件下,AHOSM 算法也拥有更优的稳态性能。这说明自适应律能更好适应实际情况,达到响应速度和控制精度兼顾的作用。测试方案 2 与方案 1 结果类似,都体现出了 AHOSM 算法在响应速度和精度方面的优势。在响应速度方面,AHOSM 算法为 97 ms ,HOSM 算法为 150 ms 。在控制精度方面,AHOSM 算法的 $MAX(e)$ 和 $RMS(e)$ 分别为 0.24° 和 0.2° ,而 HOSM 算法为 0.37° 和 0.32° 。进一步验证了在阶跃信号下,AHOSM 算法拥有更优的实用价值。

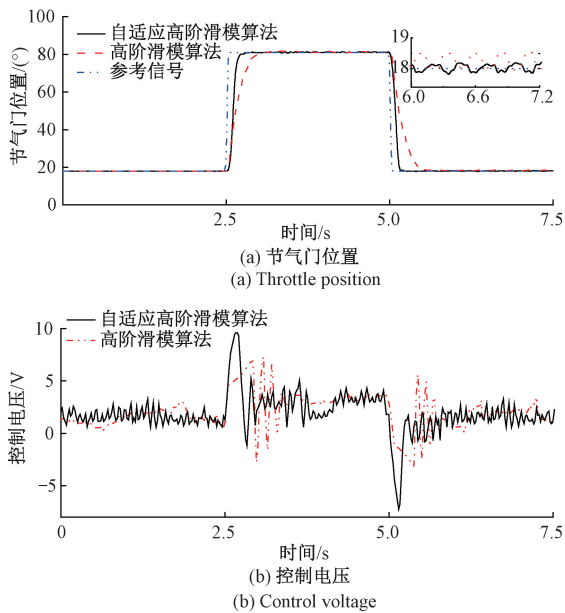
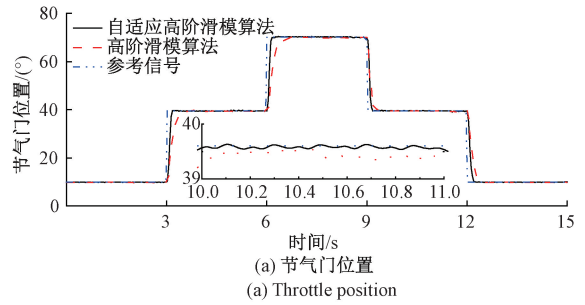
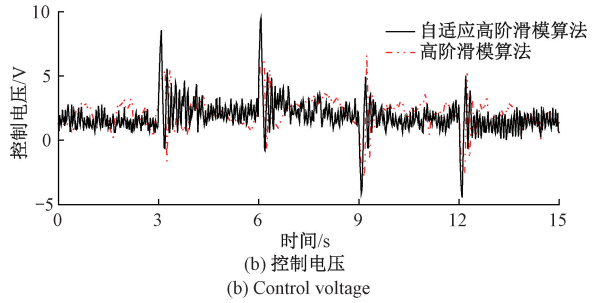


图 7 测试方案 1 实验对比

Fig. 7 Experimental comparison in case 1



(a) Throttle position

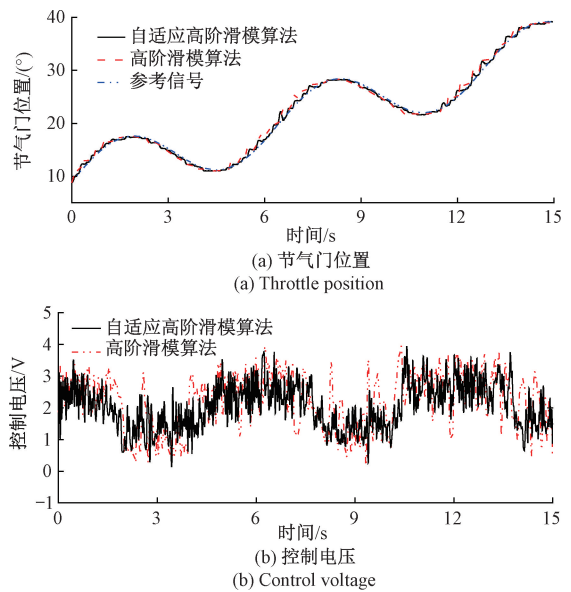


(b) Control voltage

图 8 测试方案 2 实验对比

Fig. 8 Experimental comparison in case 2

图 9 为测试方案 3 的实验对比结果图。两种算法下的开度都可以跟随正弦递增信号,但是 AHOSM 算法下控制电压变化更加平稳,使得 ET 系统的开度波动更小,控制精度更高。这说明 AHOSM 算法在实验中能更好地处理摩擦力、弹簧力等非线性因素,使跟踪偏差维持在较小的波动范围内。最大误差处于正弦信号递增阶段,如图 9(b) 所示,此时弹簧力变为节气门的阻力,稳态波动增加。两种算法的 $MAX(e)$ 分别为 0.19° 和 0.27° ,



(a) Throttle position

(b) Control voltage

图 9 测试方案 3 实验对比

Fig. 9 Experimental comparison in case 3

RMS(e)分别为 0.18° 和 0.23° 。当目标开度逐渐减小时,两种算法控制电压迅速下降,并且电压波动减小,这与系统处于阶跃信号的结果相似。但 AHOSM 算法的电压变化更为平稳。

具体实验指标对比结果如表 2 所示。当系统处于大阶跃信号时,AHOSM 算法较 HOSM 算法响应速度提高 38%,MAX(e)和 RMS(e)分别减小 46%和 48%;当系统处于连续变化小阶跃信号时,AHOSM 算法响应速度提高 35%,MAX(e)和 RMS(e)分别减小 35%和 37.5%;当参考信号为正弦信号时,AHOSM 算法的优势更为明显,MAX(e)和 RMS(e)分别减小 30%和 22%。综上所述,在发动机不同工况环境下,AHOSM 算法能够综合提升节气门控制性能。

表 2 实验对比结果

Table 2 Experiment comparisons results

测试	控制器	MAX(e)/($^\circ$)	RMS(e)/($^\circ$)	稳定时间/ms
1	HOSM	0.48	0.41	205
	AHOSM	0.26	0.21	127
2	HOSM	0.37	0.32	150
	AHOSM	0.24	0.20	97
3	HOSM	0.27	0.23	—
	AHOSM	0.19	0.18	—

5 结 论

本文针对 ET 系统的非线性控制问题,提出了一种 AHOSM 算法。首先,建立了 ET 数学模型,基于对象模型,提出了基于相平面轨迹收敛的自适应策略。并设计了检测区域,通过判断相轨迹和检测区域之间的相对位置进行双向调节控制增益,以防止控制输出过饱和。并通过 Lyapunov 定律,证明了该算法的收敛性,为应用到实际控制中提供理论依据。为了验证控制器的有效性,通过仿真进行了对比性研究和自适应策略分析。并搭建了基于 Dspace 的实验平台,将 HOSM 与其进行实验对比。实验表明:AHOSM 算法有效改善了 HOSM 算法存在的问题,能够实现收敛速度和稳态精度兼顾。

参考文献

[1] LI Y, SONG E Z, ZHANG Z H, et al. Study on the effect of fuzzy PID air-fuel ratio closed loop control of a natural gas engine [J]. Applied Mechanics and Materials, 2014, 577:372-377.

[2] CHO J, PARK S, SONG S. The effects of the air-fuel

ratio on a stationary diesel engine under dual-fuel conditions and multi-objective optimization [J]. Energy, 2019, 187(15): 115884. 1-115884. 16.

- [3] HONG W, YANG X P, ZHAO M, et al. Research on the self-adaptive control system of air-fuel ratio of CNG engine [J]. Combustion Science and Technology, 2003, 23(1): 85-87.
- [4] PAVKOVIC D, DEUR J S, JANSZ M, et al. Self-tuning control of an electronic throttle [C]. Conference on Control Applications, 2003: 149-154.
- [5] REICHHARTINGER M, HORN M. Application of higher order sliding-mode concepts to a throttle actuator for gasoline engines [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3322-3329.
- [6] PAN Y, OZGUNER U, DAGCI O H. Variable-structure control of electronic throttle valve [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(11): 3899-3907.
- [7] WANG H, LI Z H, JIN X Z, et al. Adaptive integral terminal sliding mode control for automobile electronic throttle via an uncertainty observer and experimental validation [J]. Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(9): 8129-8143.
- [8] JIN M, LEE J, AHN K. Continuous nonsingular terminal sliding mode control of shape memory alloy actuators using time delay estimation [J]. Transactions on Mechatronics, 2014, 20(2): 899-909.
- [9] 张邦基, 陈志强, 田阳, 等. 汽车电子节气门位置最优预见控制 [J]. 农业机械学报, 2017, 48(4): 354-359.
- ZHANG B J, CHEN ZH Q, TIAN Y, et al. Optimal preview control of automobile electronic throttle position [J]. Journal of Agricultural Machinery, 2017, 48(4): 354-359.
- [10] 杨博, 束洪春, 朱德娜, 等. 永磁同步发电机无源滑模控制器设计 [J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 79-88.
- YANG B, SHU H CH, ZHU D N, et al. Design of passive sliding mode controller for permanent magnet synchronous generator [J]. Journal of Electrical Machinery and Control, 2020, 24(5): 79-88.
- [11] HORN M, REICHHARTINGER M. Second-order sliding mode control of electronic throttle valves [C]. International Workshop on Variable Structure Systems, 2008: 280-284.

- [12] DANIJEL P, JOSKOD, JANSZ M, et al. Experimental identification of an electronic throttle body[C]. European Conference on Power Electronics & Applications. Hrvatska Znanstvena Bibliografija I MZOS-Svibor, 2003: 2-6.
- [13] LOH R N K, PORNTANOMWONG T, PYKO J S, et al. Modeling, parameters identification, and control of an electronic throttle control (ETC) system [C]. International Conference on Intelligent & Advanced Systems, 2008: 1029-1035.
- [14] HUANG Y H, WANG H. Robust tracking control for vehicle electronic throttle using adaptive dynamic sliding mode and extended state observer [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 135 (Jan.): 106375. 1-106 375. 18
- [15] LEVANT A. Principles of 2-sliding mode design [J]. Automatica, 2007, 43(4): 576-586.
- [16] RAUL S, FEIDMAN L, MORENO J A. Finite-time convergence analysis for twisting controller via a strict Lyapunov function [C]. International Workshop on Variable Structure Systems, 2010:1-6.
- [17] LEVANT A, YU X. Sliding mode based differentiation and filtering [J]. Transactions on Automatic Control, 2018: 3061-3067.

作者简介



姚崇, 2003 年、2006 年和 2012 年于哈尔滨工程大学获得学士、硕士、博士学位。现为哈尔滨工程大学教授, 主要研究方向为柴油机及气体燃料发动机电子控制技术以及系统性能优化。

E-mail: smartengineheu@163.com

Yao Chong received his B. Sc. degree, M. Sc. degree and Ph. D. degree all from Harbin Engineering University in 2003, 2006 and 2012, respectively. He is currently an professor at Harbin Engineering University. His main research interests include electronic control technology and system performance optimization of diesel engine and gas fuel engine.



刘健美(通信作者), 2019 年于山东科技大学获得学士学位。现为哈尔滨工程大学硕士研究生。主要的研究方向为研究方向为柴油机控制, 滑模控制等。

E-mail: 17863937148@163.com

Liu Jianmei (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Shandong University of Science and Technology in 2019. She is currently a master student at Harbin Engineering University. Her main research interests include diesel engine control, sliding mode control, etc.