

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2022.05.010

车辆驱动桥加载实验台的自适应反推滑模控制研究*

王 慧, 于 慧

(辽宁工程技术大学 机械工程学院, 辽宁 阜新 123000)

摘要:针对车辆驱动桥加载实验台存在的不匹配耦合干扰等问题,提出了一种基于自适应反推滑模控制(ABSMC)算法的控制器。首先,根据系统原理和传递函数,分别列出了含有不确定性的转速控制系统和转矩控制系统的状态空间方程;然后,利用基于李雅普诺夫的反推法和滑膜变结构控制法,进行了系统控制率的设计,并采用自适应控制策略对系统的耦合干扰进行了估计;最后,利用仿真的方式对控制器的有效性进行了验证。研究表明:采用自适应反推滑模控制时,转速和转矩控制系统的正弦跟踪性能明显优于自适应控制,系统跟踪精度高、稳态误差小;分别添加耦合干扰时,系统具有自适应性;在强烈干扰情况下,转速系统的最大跟踪误差为0.05 r/min,转矩系统的最大跟踪误差为0.09 N·m。

关键词:自适应控制器;加载试验台;耦合干扰;自适应反推滑模控制;鲁棒性;跟踪性能

中图分类号:TH132;U467

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2022)05-0641-07

Adaptive backstepping sliding mode control of vehicle drive axle loading test-bed

WANG Hui, YU Hui

(College of Mechanical Engineering, Liaoning Technical University, Fuxin 123000, China)

Abstract: Aiming at the coupling interference of vehicle drive axle loading test-bed, a controller based on adaptive backstepping sliding mode algorithm (ABSMC) was proposed. Firstly, according to the system principle and transfer function, the state space equations of speed control system and torque control system with uncertainty were listed respectively; then, using Lyapunov method based backstepping and sliding mode variable structure control, the control rates of speed control system and torque control system were designed respectively, the adaptive control strategy was used to estimate the coupling interference of the system; it was proved theoretically that the controller can suppress the uncertain coupling interference and ensure the robustness and fast tracking performance of the system. Finally, the effectiveness of the controller was verified by simulation. The results show that the sinusoidal tracking performance of speed and torque control system is obviously better than that of adaptive control, with high tracking accuracy and small steady-state error; when the coupling disturbance is added to the speed and torque control system respectively, the system has adaptability; in the case of strong interference, the maximum tracking error of speed control system is 0.05 r/min and that of torque control system is 0.09 N·m. After small amplitude vibration, the system converges quickly.

Key words: adaptive controller; loading test-bed; coupling interference; adaptive backstepping sliding mode control (ABSMC); robustness; tracking performance

0 引 言

工程车辆的工作环境大多比较恶劣。而其驱动桥作为车辆的关键部件,其工作性能决定了车辆的可靠性^[1-3]。

利用车辆驱动桥加载试验台在室内对驱动桥进行加载实验,可对其进行质量评估,降低研制成本和时间^[4,5]。近年来,由于其独特的优点,二次调节技术在车辆驱动桥加载试验台中的应用越来越多。与传统的静液压传动和电传动相比,这种基于二次调节技术的

收稿日期:2021-11-25

基金项目:辽宁省教育厅科学研究重点攻关项目(IX202005);辽宁工程技术大学博士启动基金资助项目(21-1024)

作者简介:王慧(1960-),男,辽宁凌源人,博士研究生,主要从事液压伺服系统控制方面的研究。E-mail:wanghui19601986@163.com

加载试验设备具有更好的控制性能、更高的系统效率和更小的功率消耗^[6]。

很多学者运用不同的方法对二次调节控制系统的稳定性开展了研究。苏东海等人^[7]研究了二次调节转速控制系统的扭矩抑制问题,在假设扭矩很小的条件下,提出了一种基于遗传算法整定的 PID 控制策略;但实际情况中这种扭矩值很大, PID 控制策略对较强的干扰抑制的效果比较差。胡纪滨等人^[8]研究了转速控制系统的负载干扰问题,提出了一种结构不变性原理,为转速控制系统设计了前馈补偿环装置,对其负载的干扰起到了一定的抑制作用;但是该前馈补偿环装置只是对转速系统的一种近似补偿,而且该装置实际上是一个高阶微分环节,因此其很难在工程中加以应用。ZANG F Y 等人^[9]研究了二次调节液压系统内部参数的摄动问题,提出了一种模糊逻辑与神经网络控制相结合的方法,这种控制是一种基于规则的控制,其依据是操作人员的经验或相关专家的知识;但是由于操作者的经验不易得到精确描述,控制过程中各种信号以及评价指标不易被定量表示,因此该方法的应用有一定的局限性。ZANG F Y 等人^[10]研究了转速控制系统的鲁棒控制

问题,提出了一种 H_{∞} 鲁棒控制器,并且发现其能有效抑制阶跃和正弦信号干扰;但是迄今为止, H_{∞} 仍停留在理论研究阶段。

由于转速和转矩系统是通过转速、转矩传感器和加载对象刚性耦合在一起的,一个系统的运动势必会干扰另一个系统^[11-13],两者之间的控制关系复杂,很少有学者对此进行过研究。

因此,对传统的控制方法进行改进,设计更优的控制器,以提高其二次调节系统的稳定性,是车辆驱动桥加载试验台研究的一个趋势。

笔者采用自适应、反推和滑模控制相结合的方式,分别设计转速和转矩控制系统的控制器,通过估测和补偿来消除耦合干扰对系统的影响,以满足对加载试验台控制精度的要求,为车辆驱动桥加载实验台的稳定性控制提供理论依据。

1 系统原理及数学模型

1.1 系统原理

基于二次调节技术的车辆驱动桥加载实验系统,即加载系统原理图,如图 1 所示。

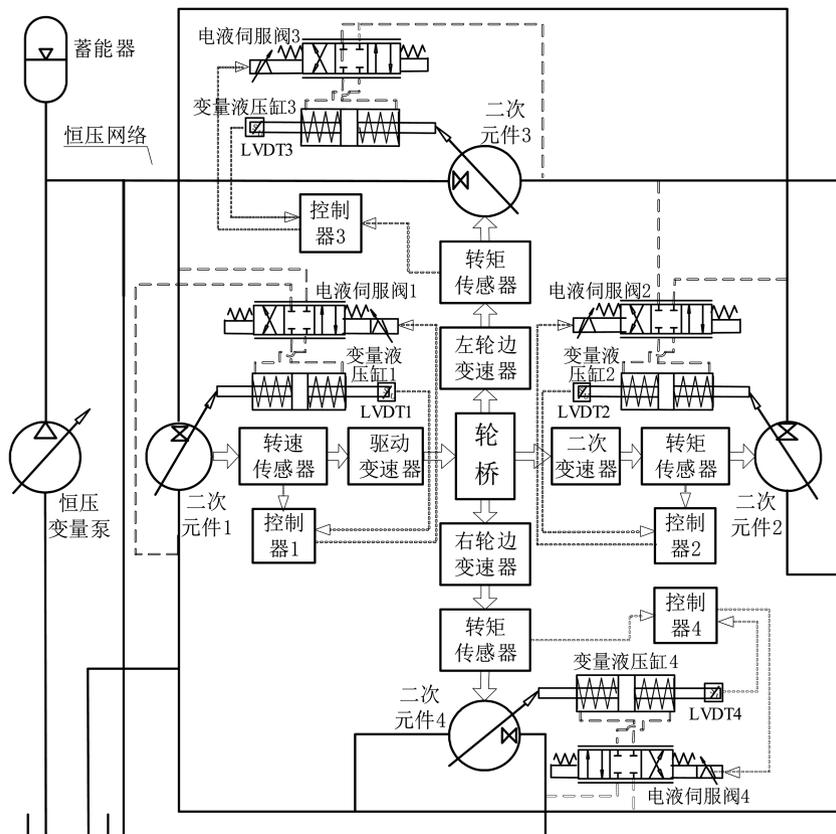


图 1 加载系统原理图

由图 1 可知:车辆驱动桥加载^[14,15]系统由驱动转速控制系统、二次输出加载转矩控制系统和左、右轮边

加载转矩控制系统组成。由于其中的每个系统中都有一套二次元件,4 套

二次元件以压力耦合方式并联于恒压网络上,另一端通过转速和转矩传感器、变速器和轮桥等以机械耦合方式联于一体。这就导致了子系统之间存在较大的耦合干扰。

二次输出加载转矩控制系统和左、右轮边加载转矩控制系统的结构、元件和参数都相同,为简化起见,此处笔者只研究二次输出加载转矩控制系统和驱动转速控制系统(以下简称转矩控制系统和转速控制系统)。

1.2 数学模型

根据图1所示的驱动桥加载试验台,笔者通过整理其控制系统的各个环节,得到了转速控制系统的综合传递函数^[16],即:

$$G_n(s) = \frac{K_v V_{\max} P_L}{AY_{\max}} \left[\frac{J_q}{\omega_v^2} s^4 + \left(\frac{2\zeta_v}{\omega_v} J_p + \frac{R_q}{\omega_v^2} \right) s^3 + \left(J_q + \frac{2\zeta_v}{\omega_v} \right) s^2 + \left(\frac{K_v K_y}{A} J_q + R_q \right) s + \frac{K_v K_y}{A} R_q + \frac{K_n K_v V_{\max} P_L}{AY_{\max}} \right] \quad (1)$$

式中: J_q —整个驱动桥的等效转动惯量, $\text{kg} \cdot \text{m}^2$; R_q —黏性阻尼系数, $\text{N} \cdot \text{m}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$; K_v —电液伺服阀的流量增益, $(\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1})/\text{v}$; ω_v —阀固有频率, rad/s ; ζ_v —阀阻尼比; A —变量液压缸有效作用面积, m^2 ; Y_{\max} —缸最大位移, m ; P_L —恒压网络的负载压力, N/m^2 ; V_{\max} —二次元件的最大排量, m^3/rad ; K_n —转速传感器变换系数; K_y —位移传感器变换系数。

转矩控制系统的综合传递函数为:

$$G_m(s) = \frac{K_v V_{\max} P_L}{AY_{\max}} \frac{s^3}{\omega_v^2 + \frac{2\zeta_v}{\omega_v} s^2 + s + \frac{K_v K_y}{A} + \frac{K_m K_v V_{\max} P_L}{AY_{\max}}} \quad (2)$$

式中: K_m —转矩传感器变换系数,其他参数含义与转速控制系统相同。

由式(1)得到转速控制系统状态空间方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + a_4 x_4 + a_5 u + F_1 \\ Y_1 = x_1 \end{cases} \quad (3)$$

式中: x_1 —转速控制系统输出转速; x_2 —转速一阶导; x_3 —转速二阶导; x_4 —转速三阶导; u , Y_1 —系统的控制输入和输出; F_1 —对转速控制系统的耦合干扰。

其中:

$$\begin{cases} a_1 = -\frac{\omega_v^2 K_v (K_y R_q Y_{\max} + K_n V_{\max} P_L)}{J_q A Y_{\max}} \\ a_2 = -\left(\frac{\omega_v^2 K_v K_y}{A} + \frac{\omega_v^2 R_q}{J_q} \right) \\ a_3 = -\left(\omega_v^2 + \frac{2\omega_v \zeta_v}{J_q} \right) \\ a_4 = -\left(2\omega_v \zeta_v + \frac{R_q}{J_q} \right) \\ a_5 = \frac{\omega_v^2 K_v V_{\max} P_L}{A Y_{\max}} \end{cases} \quad (4)$$

根据式(2)得到转矩控制系统状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = b_1 x_1 + b_2 x_2 + b_3 x_3 + b_4 u + F_2 \\ Y_2 = x_1 \end{cases} \quad (5)$$

式中: x_1 —转矩控制系统输出转矩; x_2 —转矩一阶导; x_3 —转矩二阶导; u , Y_2 —系统的控制输入和输出; F_2 —对转矩控制系统的耦合干扰。

其中:

$$\begin{cases} b_1 = -\frac{\omega_v^2 K_v (K_y Y_{\max} + K_m V_{\max} P_L)}{A Y_{\max}} \\ b_2 = -\omega_v^2 \\ b_3 = -2\omega_v \zeta_v \\ b_4 = \frac{\omega_v^2 K_v V_{\max} P_L}{A Y_{\max}} \end{cases} \quad (6)$$

2 车辆驱动桥加载试验系统控制器

2.1 转速控制系统控制器

针对于式(3)的转速控制系统,笔者设控制目标为系统的转速输出 Y_1 , 追踪指令为 x_d , 假设 x_d 的一阶、二阶、三阶和四阶导数都可导^[17], 则其有跟踪误差为:

$$z_1 = Y_1 - x_d, \dot{z}_1 = \dot{Y}_1 - \dot{x}_d = x_2 - \dot{x}_d \quad (7)$$

第一步。定义 Lyapunov 函数为:

$$v_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (8)$$

则:

$$\dot{v}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (x_2 - \dot{x}_d) \quad (9)$$

令:

$$x_2 = -c_1 z_1 + \dot{x}_d + z_2 \quad (10)$$

式中: z_2 —虚拟控制项; c_1 —正常数。

则:

$$\dot{v}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (11)$$

若 $z_2 = 0$, 则 $\dot{v}_1 \leq 0$ 。

第二步。定义 Lyapunov 函数为:

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (12)$$

则:

$$\dot{v}_2 = \dot{v}_1 + \dot{z}_2 \dot{z}_2 = -c_1 \dot{z}_1^2 + z_1 \dot{z}_2 + z_2 (x_3 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d) \quad (13)$$

令:

$$z_3 = x_3 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d + c_2 z_2 + z_1 \quad (14)$$

式中: c_2 —正常数; z_3 —虚拟项。

$$\dot{v}_2 = -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 \quad (15)$$

若 $z_3 = 0$, 则 $\dot{v}_2 \leq 0$ 。

第三步。定义 Lyapunov 函数为:

$$v_3 = v_2 + \frac{1}{2}z_3^2 \quad (16)$$

则:

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 = \dot{v}_2 + z_3 \dot{z}_3 = & -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 + \\ & z_3 (x_4 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d + c_2 \dot{z}_2 + \dot{z}_1) \end{aligned} \quad (17)$$

令:

$$z_4 = x_4 + c_3 z_3 + z_2 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d + c_2 \dot{z}_2 + \dot{z}_1 \quad (18)$$

式中: c_3 —正常数; z_4 —虚拟项。

则:

$$\dot{v}_3 = -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 z_4 \quad (19)$$

定义滑模切换函数为:

$$\delta_n = k_1 z_1 + k_2 z_2 + k_3 z_3 + z_4 \quad (20)$$

定义 Lyapunov 函数为:

$$v_4 = v_3 + 0.5\delta_n^2 \quad (21)$$

则:

$$\begin{aligned} \dot{v}_4 = \dot{v}_3 + \delta_n \dot{\delta}_n = & -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 z_4 + \delta_n (k_1 \dot{z}_1 + \\ & k_2 \dot{z}_2 + k_3 \dot{z}_3 + \dot{z}_4) = -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 z_4 + \\ & \delta_n (k_1 \dot{z}_1 + k_2 \dot{z}_2 + k_3 \dot{z}_3 + a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + a_4 x_4 + \\ & a_5 u_n + F_1 + c_3 \dot{z}_3 + \dot{z}_2 + c_1 \ddot{z}_1 - \ddot{x}_d + c_2 \ddot{z}_2 + \ddot{z}_1) \end{aligned} \quad (22)$$

因此, 转速控制系统的反推滑模控制率为:

$$\begin{aligned} u_n = \frac{1}{a_5} (& -k_1 \dot{z}_1 - k_2 \dot{z}_2 - k_3 \dot{z}_3 - a_1 x_1 - a_2 x_2 - a_3 x_3 - \\ & a_4 x_4 - \overline{F_1} \operatorname{sgn}(\delta_n) - c_3 \dot{z}_3 - \dot{z}_2 - c_1 \ddot{z}_1 + \ddot{x}_d - c_2 \ddot{z}_2 - \\ & \ddot{z}_1 - h_n (\delta_n + \beta_n \operatorname{sgn}(\delta_n))) \end{aligned} \quad (23)$$

式中: h_n, β_n —正常数。

将式(23)代入式(22), 可得:

$$\begin{aligned} \dot{v}_4 = & -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 z_4 - h_n \delta_n^2 - h_n \beta_n |\delta_n| + \\ & F_1 \delta_n - \overline{F_1} |\delta_n| \leq -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 z_4 - h_n \delta_n^2 - \\ & h_n \beta_n |\delta_n| + |\delta_n| (|F_1| - \overline{F_1}) \leq -c_1 \dot{z}_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + \\ & z_3 z_4 - h_n \delta_n^2 - h_n \beta_n |\delta_n| \end{aligned} \quad (24)$$

取:

$$Q_n = \begin{bmatrix} c_1 + h_n k_1^2 & h_n k_1 k_2 & h_n k_1 k_3 & h_n k_1 \\ h_n k_1 k_2 & c_2 + h_n k_2^2 & h_n k_2 k_3 & h_n k_2 \\ h_n k_1 k_3 & h_n k_2 k_3 & c_3 + h_n k_3^2 & h_n k_3 - \frac{1}{2} \\ h_n k_1 & h_n k_2 & h_n k_3 - \frac{1}{2} & h_n \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$Z^T Q_n Z = c_1 \dot{z}_1^2 + c_2 z_2^2 + c_3 z_3^2 - z_3 z_4 + h_n \delta_n^2 \quad (26)$$

故:

$$\dot{v}_4 \leq -Z^T Q_n Z - h_n \beta_n |\delta_n| \quad (27)$$

又:

$$|Q_n| = h_n c_1 c_2 (c_3 + k_3) - \frac{c_1 c_2 + h_n (c_2 k_1^2 + c_1 k_2^2)}{4} \quad (28)$$

在保证 Q_n 为正定矩阵的情况下, 取合适的 h_n, c_1, c_2, c_3 以及 k_1, k_2, k_3 。其中, 常数 k_1, k_2, k_3 使得多项式 $p^3 + k_3 p^2 + k_2 p + k_1$ 为赫尔维茨稳定的。

定义方程为:

$$\begin{aligned} w(t) = & Z^T Q_n Z + h_n \beta_n |\delta_n| \leq \\ & -\dot{v}_4 (z_1(t) z_2(t) z_3(t) z_4(t)) \end{aligned} \quad (29)$$

对式(29)两边积分, 得:

$$\begin{aligned} \int_0^t w(\tau) d\tau \leq & -\int_0^t \dot{v}_4 (z_1(\tau) z_2(\tau) z_3(\tau) z_4(\tau)) d\tau = \\ & v_4 (z_1(0) z_2(0) z_3(0) z_4(0)) - v_4 (z_1(t) z_2(t) z_3(t) z_4(t)) \end{aligned} \quad (30)$$

因此, $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t w(\tau) d\tau$ 存在且是有限的。根据 Barbalat 引理可推出, 当 t 趋于无穷时, 极限 $w(t)$ 趋于零, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} w(t) = 0$ 。因此, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $z \rightarrow 0, \delta_n \rightarrow 0$, 最后得到 $Y \rightarrow x_d$, 即系统存在扰动时仍然趋于稳定^[18]。

由于 F_1 的上界不确定, 可采用自适应控制对 F_1 进行估计。

设估计扰动误差 \tilde{F}_1 , 扰动估计值 \hat{F}_1 , 则有:

$$\tilde{F}_1 = F_1 - \hat{F}_1 \quad (31)$$

定义 Lyapunov 函数为:

$$v_5 = v_4 + \frac{1}{2\gamma_n} \tilde{F}_1^2 \quad (32)$$

式中: γ_n —正常数。

则:

$$\dot{v}_5 = \dot{v}_4 - \frac{1}{\gamma_n} \tilde{F}_1 \dot{\tilde{F}}_1 = \dot{v}_4 - \frac{1}{\gamma_n} \tilde{F}_1 (\dot{F}_1 - \dot{\gamma}_n \delta_n) \quad (33)$$

因此, 转速控制系统的 ABSMC 控制率为:

$$\begin{aligned} u_n = \frac{1}{a_5} (& -k_1 \dot{z}_1 - k_2 \dot{z}_2 - k_3 \dot{z}_3 - a_1 x_1 - a_2 x_2 - a_3 x_3 - \\ & a_4 x_4 - \hat{F}_1 - c_3 \dot{z}_3 - \dot{z}_2 - c_1 \ddot{z}_1 + \ddot{x}_d - c_2 \ddot{z}_2 - \ddot{z}_1 - \end{aligned}$$

$$h_n(\delta_n + \beta_n \text{sgn}(\delta_n)) \quad (34)$$

式中: Q_n —正定矩阵。

根据 Barbalat 引理可知 $\lim_{t \rightarrow \infty} w(t) = 0$, 因此, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $z \rightarrow 0$, 从而保证了控制系统的稳定。

$\delta_n \dot{\delta}_n \leq 0$ 保证了系统变量可以在 $\delta_n = 0$ 的滑模面收敛^[19]。

2.2 转矩控制系统控制器

由于同转速控制系统相同, 由式(4)通过反推, 可得到转矩控制系统的自适应反推滑模控制率为:

$$u_m = \frac{1}{b_4}(-l_1 \dot{\varepsilon}_1 - l_2 \dot{\varepsilon}_2 - b_1 x_1 - b_2 x_2 - b_3 x_3 - \hat{F}_2 - r_2 \varepsilon_2 - r_1 \ddot{\varepsilon}_1 - \dot{\varepsilon}_1 + \ddot{x}_d - h_m(\delta_m + \beta_m \text{sgn}(\delta_m))) \quad (35)$$

式中: $l_1, l_2, r_1, r_2, h_m, \beta_m$ —正常数; ε_1 —跟踪误差。

取自适应率为:

$$\hat{F}_2 = \gamma_m \delta_m \quad (36)$$

其关于稳定性的分析同转速控制系统。

3 仿真研究

在 MATLAB-Simulink 环境下, 笔者建立系统的仿真模型, 并以直接自适应控制策略作为对比, 以此来验证 ABSMC 控制策略的有效性。

系统模型参数如表 1 所示。

表 1 系统的模型参数

参数	数值
驱动桥等效转动惯量 $J_q / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2
驱动桥黏性阻尼系数 $R_q / (\text{N} \cdot \text{m} \cdot (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})^{-1})$	0.22
电液伺服阀流量增益 $K_v / ((\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}) \cdot \text{v}^{-1})$	1.1×10^{-4}
电液伺服阀固有频率 $\omega_v / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	560
电液伺服阀阻尼比 ζ_v (无因次)	0.5
变量压缸有效作用面积 A / m^2	1.41×10^{-3}
变量液压缸活塞的最大位移 Y_{\max} / m	2.63×10^{-2}
变量液压缸所受负载压力 $P_L / (\text{N} \cdot \text{m}^{-2})$	20.0×10^6
二次元件最大排量 $V_{\max} / (\text{m}^3 \cdot \text{rad}^{-1})$	250.0×10^{-6}
位移传感器变化系数 k_y (无因次)	10
转速、转矩传感器变化系数 k_n, k_m (无因次)	0.01

经过反复调试, 并且保证 Q_n, Q_m 矩阵为正定的情况下, 笔者获得转速控制系统的控制器参数为:

$$c_1 = 100, c_2 = 50, c_3 = 20, k_1 = 100, k_2 = 50, k_3 = 20, h_n = 30, \beta_n = 10, \gamma_n = 600;$$

获得转矩控制系统的控制器参数为:

$$l_1 = 300, l_2 = 40, r_1 = 300, r_2 = 40, h_m = 200, \beta_m = 20, \gamma_m = 2000.$$

首先, 笔者要验证转速控制系统的正弦跟踪性能; 其次, 在分别添加较大耦合干扰时, 要验证两个系统的最大跟踪误差。

转速控制系统的正弦跟踪响应如图 2 所示。

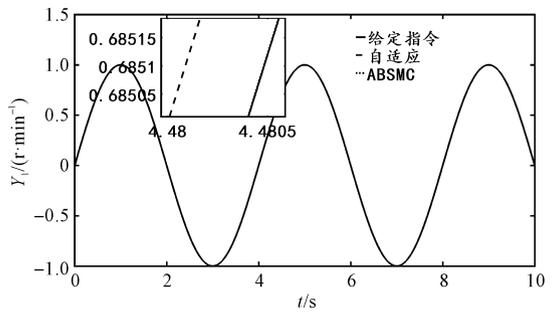


图 2 转速控制系统正弦跟踪响应

由图 2 可得, 自适应反推滑模控制器的稳态误差远远小于直接自适应控制器的稳态误差, 这说明了 ABSMC 控制器鲁棒性能的严格性。

另外, 转矩控制系统的正弦跟踪响应类似于转速控制系统, 笔者在此不再赘述。

接下来需要验证系统存在外部耦合扰动时两个子系统的表现。笔者在两个子系统中分别输入幅值为 1 的正弦信号, 并以随机信号作为系统的耦合干扰, 得到转速控制系统的扰动自适应曲线、正弦跟踪响应和正弦跟踪误差。

其中, 转速控制系统的扰动自适应曲线如图 3 所示。

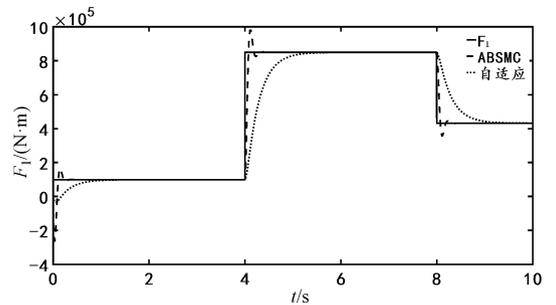


图 3 转速控制系统扰动自适应曲线

由图 3 可知: 转速控制系统的随机扰动在 4 s 和 8 s 时发生突变, 自适应控制对扰动的估计存在误差。其原因在于此时系统的误差信号被过大的干扰所污染, 导致以误差为驱动力的直接适应过程失效。

而结合了自适应、反推和滑模算法的 ABSMC 控制器对随机扰动的估计快速、准确。

转速控制系统的正弦跟踪响应如图 4 所示。

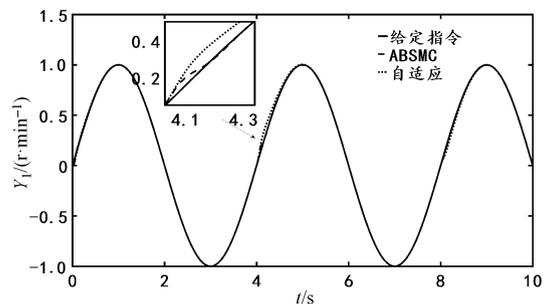


图 4 转速控制系统正弦跟踪响应

由图 4 可得:4 s 时随机扰动变大,自适应控制的转速系统振动幅度较大,其收敛时间为 0.4 s;ABSMC 控制的系统振动幅度较小,收敛时间仅为 0.1 s,且其收敛平稳。

转速控制系统的正弦跟踪误差如图 5 所示。

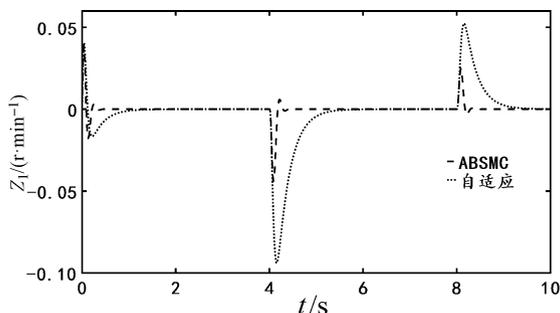


图 5 转速控制系统正弦跟踪误差

由图 5 可得:在随机扰动发生突变时,自适应控制的转速系统跟踪误差分别为 0.09 r/min 和 0.05 r/min,ABSMC 控制的系统跟踪误差分别为 0.05 r/min 和 0.025 r/min。可见,ABSMC 控制的性能优于自适应控制。

转矩控制系统的扰动自适应曲线如图 6 所示。

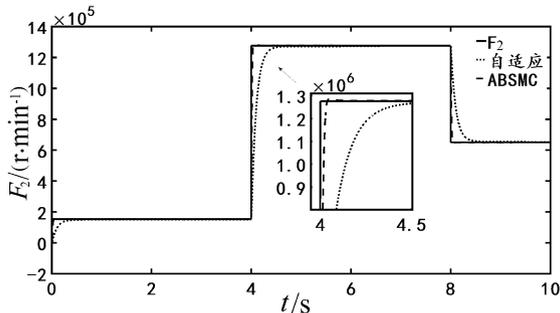


图 6 转矩控制系统扰动自适应曲线

由图 6 可知:转矩系统随机扰动幅值大于转速系统。在实际工程中,其转矩控制系统的外力干扰大于转速控制系统^[20],因此,其输入转矩的扰动幅值大于转速,而 ABSMC 控制对扰动的估计依旧准确。

转矩控制系统的正弦跟踪响应如图 7 所示。

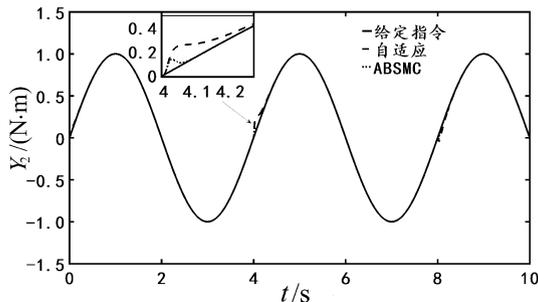


图 7 转矩控制系统正弦跟踪响应

由图 7 可知:4 s 时随机扰动变大,自适应控制的转矩系统振动幅度较大,收敛时间为 0.3 s;ABSMC 控

制的系统振动幅度较小,收敛时间仅为 0.05 s,且平稳收敛。

转矩控制系统的正弦跟踪误差如图 8 所示。

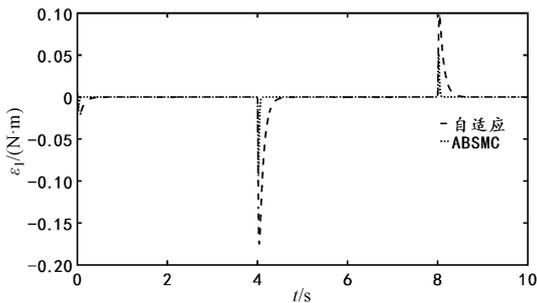


图 8 转矩控制系统正弦跟踪误差

由图 8 可知:在 4 s 和 8 s 时,自适应控制的转矩系统跟踪误差分别为 0.18 N·m 和 0.1 N·m;ABSMC 控制时,最大跟踪误差分别为 0.09 N·m 和 0.04 N·m。由此可见,ABSMC 控制器表现出很好的鲁棒性。

4 结束语

针对车辆驱动桥加载实验台存在的不匹配耦合干扰等问题,笔者提出了一种基于自适应反推滑模算法 (ABSMC) 的控制器,即首先运用自适应反推滑膜算法,分别设计了转速控制系统和转矩控制系统的控制器,然后运用 MATLAB-Simulink 对控制器的性能进行了仿真验证。

研究表明:

- (1) 自适应反推滑模控制器的鲁棒性能远远优于直接自适应控制器,转速系统的正弦响应稳态误差小;
- (2) 证明了该控制器可以抑制不确定的耦合干扰,保证系统的强鲁棒性和快速跟踪性能;
- (3) 在系统存在较大耦合扰动的情况下,ABSMC 控制器表现出了良好的控制性能。转速系统和转矩系统的最大跟踪误差分别为 0.05 r/min 和 0.09 N·m。加载试验台出现小幅度抖振后仍然能够平稳运行,达到了控制系统的精度要求。

关于系统的压力耦合控制问题,在后续的工作中,笔者将会对此做进一步的深入研究。

参考文献 (References):

[1] 王 慧,赵国超,金 鑫.多轴车辆轮桥加载试验台的解耦控制实验研究[J].中南大学学报:自然科学版,2019,50(4):854-863.

[2] 关 硕.工程车辆传动系加载试验台研制[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学机电工程学院,2010.

[3] 龚志才,何柳洋,付会鹏.重型叉车前驱动桥桥壳结构强度研究[J].机电工程,2021,38(2):204-209.

- [4] 德 平,莫易敏,赵木青. 汽车驱动桥传动效率试验的研制及测试[J]. 中国机械工程,2014,25(12):1699-1703.
- [5] 占 锐,程华国,李 俊. 重型汽车驱动桥传动效率试验台及方法研究[J]. 机械传动,2017,41(3):197-202.
- [6] 王 慧,许 琢. 基于二次调节的车辆轮桥加载系统的解耦控制策略研究[J]. 机械科学与技术,2014,33(7):1087-1090.
- [7] 苏东海,汪明霞. 现代控制理论在二次调节转速系统中的应用[J]. 机床与液压,2006(5):120-121.
- [8] 胡纪滨,郭晓林,苑士华,等. 液压二次调节加载系统负载干扰的主动抑制[J]. 农业机械学报,2008(6):150-153.
- [9] ZANG F Y, WANG Y, KONG X Z. Fuzzy-neural network control on secondary hydraulic transmission system[J]. **Advanced Materials Research**,2014,3227:1615-1618.
- [10] ZANG F Y, WANG Y, YANG R M. Robust control for a class of secondary regulation rotate speed systems via Hamiltonian function method 1 [J]. **Journal of Intelligent & Fuzzy Systems**,2016,32(1):991-997.
- [11] 张 强. 基于二次调节的车辆轮桥加载系统特性研究[D]. 阜新:辽宁工程技术大学机械工程学院,2011.
- [12] LI M X, JIA Y M. Decoupling and robust control of velocity-varying four-wheel steering vehicles with uncertainties via solving attenuating diagonal decoupling problem[J]. **Journal of the Franklin Institute**,2017,354(1):105-122.
- [13] SONG J C, JU Y F. Distributed adaptive sliding mode control for vehicle platoon with uncertain driving resistance and actuator saturation[J]. **Complexity**,2020(20):1-12.
- [14] 都璐远,陈 捷,杨贵超. 基于 HGDOB 与 RBFNN 的回路支承试验台液压加载控制方法[J]. 机械制造,2021,59(6):75-79.
- [15] 沈仙法,冯利,陈晓颖. 汽车悬架弹性元件动态疲劳试验台液压系统设计与仿真[J]. 机电工程技术,2022,51(3):74-77.
- [16] 王 慧,王 蕾,林宇航,等. 滑模变结构在二次调节加载系统中的应用[J]. 控制工程,2018,25(11):1971-1975.
- [17] ZHUANG H X. Robust adaptive sliding mode attitude control for aircraft systems based on back-stepping method [J]. **Aerospace Science and Technology**,2021,118(14):31-42.
- [18] SHIUH J, GHUN S. Adaptive functional approximation strategy for a four-wheel drive electrical vehicle driving speed control[J]. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering**,2015,229(4):319-333.
- [19] CHANG W M, LI Y M, TONG S C. Adaptive fuzzy back-stepping tracking control for flexible robotic manipulator [J]. **IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica**,2021,8(12):1923-1930.
- [20] 王 慧,李洪人. 重型车辆传动桥二次调节模拟加载试验台的耦合影响与解耦[J]. 机械工程学报,2004,40(6):19-22.

[编辑:李 辉]

本文引用格式:

王 慧,于 慧. 车辆驱动桥加载实验台的自适应反推滑模控制研究[J]. 机电工程,2022,39(5):641-647.

WANG Hui, YU Hui. Adaptive backstepping sliding mode control of vehicle drive axle loading test-bed[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*,2022,39(5):641-647.

《机电工程》杂志;http://www.meem.com.cn

(上接第 633 页)

- [9] NACERA C, MOHAMED L, ÉTIENNE L, et al. CFD study of flow dynamics in a blade free planetary mixer (BFPM) - a qualitative flow study[J]. **Chemical Engineering Research & Design**,2015,102:100-115.
- [10] YAMAGATA T, FUJISAWA N. Effect of rotation and revolution on performance of blade-free planetary mixer[J]. **Journal of Flow Control, Measurement & Visualization**,2019,7(1):1-10.
- [11] YAMAGATA T, SUGISAWA H, FUJISAWA N. Experimental study on laminar mixing in planetary mixer[J/OL]. **Experiments in Fluids**, [2021-01-30]. <https://doi.org/10.1007/s00348-021-03146-2>.
- [12] SON K J. A numerical study of the influence of operating conditions of a blade free planetary mixer on blending of cohesive powders[J]. **Korea-Australia Rheology Journal**,2019,31(1):15-23.
- [13] SON K J. A numerical study of the influence of rheology of cohesive particles on blade free planetary mixing[J]. **Korea-Australia Rheology Journal**,2018,30(3):199-209.
- [14] DANCKWERTS P V. The definition and measurement of some characteristics of mixtures[J]. **Insights Into Chemical Engineering**,1981,3(4):268-287.
- [15] 王宗勇,陈 超. 多流道螺旋静态混合器混合性能的数值模拟研究[J]. 中国机械工程,2013,24(2):268-273,279.
- [16] 谷德银. 穿流刚柔桨搅拌反应器内流体混沌混合特性研究[D]. 重庆:重庆大学化学化工学院,2018.
- [17] 刘海龙,吴洪雷,曹 宇,等. 变转速耦合偏心结构实现高效层流混合的荧光可视化试验研究[J]. 机械工程学报,2021,57(8):240-246,254.

[编辑:李 辉]