

控制与决策

Control and Decision

带有非匹配扰动的连铸结晶器振动位移系统自适应反步滑模控制

李建雄, 章启宇, 高崇一, 方一鸣

引用本文:

李建雄, 章启宇, 高崇一, 等. 带有非匹配扰动的连铸结晶器振动位移系统自适应反步滑模控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(3): 578–586.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0761>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

四旋翼无人机轨迹稳定跟踪控制

Trajectory stable tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2020, 35(2): 349–356 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0639>

四旋翼无人机轨迹稳定跟踪控制

Trajectory stable tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2020, 35(2): 349–356 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0639>

基于混合滑模控制器和反正切观测器的SPMSM直接转矩控制

Direct torque control of SPMSM based on hybrid sliding mode controller and arctangent observer

控制与决策. 2019, 34(9): 1831–1839 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.1624>

对接模拟系统姿态位置耦合有限时间控制

Coupled attitude and position finite-time control for rendezvous and docking simulator

控制与决策. 2017, 32(10): 1789–1795 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2016.1163>

具有未知参数的混沌系统的有限时间滑模同步控制

Finite-time sliding mode synchronization control of chaotic systems with uncertain parameters

控制与决策. 2017, 32(1): 149–156 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.1362>

基于鲁棒自适应滑模观测器的多故障重构

Design of the robust adaptive sliding mode observer for multiple fault reconstruction

控制与决策. 2016, 31(7): 1219–1224 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.0659>

基于NDO的ROV变深自适应终端滑模控制器设计

Design of adaptive terminal sliding mode controller based on nonlinear disturbance observer for ROV depth changing

控制与决策. 2016(2): 373–377 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.1792>

基于ESO的复合滑模面非奇异terminal滑模控制

Nonsingular terminal sliding mode control with compound sliding surface based on ESO

控制与决策. 2015(1): 76–80 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2013.1577>

带有非匹配扰动的连铸结晶器振动位移系统 自适应反步滑模控制

李建雄^{1,2}, 章启宇¹, 高崇一³, 方一鸣^{1,2†}

(1. 燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004; 2. 国家冷轧板带装备及工艺工程技术研究中心, 河北 秦皇岛 066004; 3. 唐山学院 机电工程系, 河北 唐山 063000)

摘要: 针对伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统中存在非匹配的参数不确定性、干扰等问题, 提出一种基于非线性扩张状态观测器(ESO)的自适应反步滑模控制方法. 首先, 基于双曲正切函数和高增益构造 ESO 对系统中的非匹配扰动进行估计. 然后, 利用反步法将非匹配扰动视为匹配扰动进行处理, 并在每一步设计自适应积分滑模控制器, 以消除非匹配扰动对系统的影响. 另外, 在反步设计的后两步引入了积分滑模滤波器用于估计前一步虚拟控制律的导数. 理论分析表明, 所设计的 ESO 能够保证估计误差收敛到原点附近的小邻域内; 所设计的控制器能够保证闭环系统所有信号有界, 并且, 通过选取适当的参数能够保证系统状态可渐近收敛到原点. 最后, 通过仿真结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 连铸结晶器振动位移系统; 反步控制; 滑模控制; 扩张状态观测器; 非匹配扰动

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Adaptive backstepping sliding mode control for oscillation displacement system of continuous casting mold with unmatched perturbations

LI Jian-xiong^{1,2}, ZHANG Qi-yu¹, GAO Chong-yi³, FANG Yi-ming^{1,2†}

(1. Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China; 2. National Engineering Research Center for Equipment and Technology of Cold Strip Rolling, Qinhuangdao 066004, China; 3. Department of Mechanical and Electrical Engineering, Tangshan University, Tangshan 063000, China)

Abstract: An adaptive backstepping sliding mode control algorithm based on the nonlinear extended state observer (ESO) is proposed for an oscillation displacement system of continuous casting mold driven by servo motor, in which there exists unmatched perturbations including parameter uncertainties and disturbances. Firstly, based on the hyperbolic tangent function and a high gain, two nonlinear ESOs are constructed to estimate the unmatched perturbations. Then, by means of the backstepping technique, the unmatched perturbations can be viewed as the matched ones to be handled, and the adaptive integral sliding mode controller is designed in each step of the backstepping procedure to eliminate the effect of the unmatched perturbations. In addition, two integral sliding mode filters are introduced to estimate the time derivatives of the previous step virtual controllers in the last two steps. It can be proved that the estimation errors of the ESO are convergent to a small neighborhood of the origin, and all of the signals of the closed-loop system are bounded, and the system states can be asymptotically stable under the conditions of selecting appropriate parameters. Finally, simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: oscillation displacement system of continuous casting mold; backstepping control; sliding mode control; extended state observer; unmatched perturbations

0 引言

连铸结晶器是铸坯成型的核心设备, 结晶器按期望波形上下振动能够避免钢水与结晶器粘连, 改善

铸坯质量^[1]. 伺服电机经减速机、偏心轴、连杆机构等机械装置驱动结晶器实现非正弦/正弦振动, 该方式与传统液压驱动、机械驱动等驱动方式相比, 具有

收稿日期: 2018-06-04; 修回日期: 2018-09-27.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61873226); 河北省自然科学基金项目(F2017203304, E2017203115); 河北省人才工程培养经费项目(A2016015002).

责任编委: 解学军.

†通讯作者. E-mail: fyiming@ysu.edu.cn.

占用空间小、维护费用低、节省能源等优点^[2]。在伺服电机驱动的连铸结晶器振动系统中,存在参数不确定性、未知负载扰动等^[3-4],而且这些扰动是非匹配的^[3],给结晶器振动位移高精度跟踪控制带来一定的困难。所谓非匹配扰动,是指扰动进入系统与控制输入不在同一通道中。

滑模控制是处理系统扰动的一种有效方法,并且得到了广泛应用。然而,传统的滑模控制对匹配扰动有效,对于非匹配扰动却不起作用^[5-7]。在对非匹配扰动的抑制方面,一种有效的方法是对扰动进行估计并补偿^[8]。文献[6]针对含有非匹配干扰的二阶系统,先利用DO对非匹配扰动进行估计,再基于估计值设计新型滑模面和滑模控制器,该方法能够有效抑制非匹配扰动对系统的影响。文献[9]将上述方法推广到 n 阶系统。文献[7,10]利用ESO来估计非匹配干扰,再将估计值引入构造与文献[6]类似的新型滑模面。如果满足如下两个假设条件:假设扰动 $d(t)$ 有界且趋向于稳态值,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}(t) = 0$ (A1);假设估计误差有界且其上界已知(A2)。则文献[6-7,9-10]所提出的基于DO/ESO的新型滑模控制方法能够使闭环系统渐近稳定。在文献[6-7]基础上,文献[11]提出了一种基于干扰观测器的积分滑模控制方法,放宽了上述两个假设A1和A2,只需 $d(t)$ 有界。

一方面,反步(Backstepping)设计方法^[12]是将一些系统状态作为中间控制变量(虚拟控制器)进行逐步设计,最后设计系统的控制器。在反步控制器设计中,系统的非匹配扰动在每步虚拟控制器设计中都可视为匹配扰动处理。因此,针对具有非匹配扰动系统的控制问题,可以采用滑模控制与反步法相结合的方法^[13-16],或扰动观测器与反步法相结合的方法^[17-21]。在采用滑模控制与反步相结合的方法时,通常需要满足假设条件:假设扰动的上界已知(A3)。另外,将反步法与滑模控制相结合时,还需避免虚拟控制律不可导的问题,比如文献[13-14]将滑模项设计成连续可导的形式;文献[15]先采用连续可导的函数取代符号函数,然后在反步控制器设计中引入一阶低通滤波器;文献[16]先用神经网络(NN)逼近系统中的未知非线性函数,然后在反步设计的每一步都利用基于自适应的类滑模项处理NN的逼近误差和外部扰动。在采用扰动观测器与反步法相结合的方法时,扰动估计值将会出现在虚拟控制律中用于补偿,下一步的(虚拟)控制器中将会需要用到扰动估计值的各阶导数,如文献[17-18]。这就要求所设计的扰动观测器能够输出所需的扰动估计值的各阶导数,同时,也

很可能加剧反步法的“微分项爆炸”问题。为避免上述问题,文献[18]在实际应用中采用前向欧拉法近似虚拟控制律的时间导数;文献[19]则利用反馈增益的思想设计控制器,以消除复杂非线性项和上一步虚拟控制律的时间导数项。通常采用的方法则是通过引入滤波器估计虚拟控制律一阶时间导数,从而避免上述问题,如一阶低通滤波器^[20],指令滤波器^[21],积分滑模滤波器^[22]等。

另一方面,当时变扰动的一阶时间导数有界且其上界已知时,如文献[21]采用的滑模干扰观测器可对系统扰动做到无差估计。然而,如果扰动时间导数的上界未知时,对该扰动的估计很难做到无差,而对扰动的估计误差或多或少会影响控制系统的稳态精度。另外,由于滤波器的引入,如文献[15,19-20,22],滤波器很难达到无差估计,这些方法只能使系统达到有界稳定。本文将在反步控制器设计中引入自适应滑模项,以消除扰动估计误差和滤波器估计误差对系统控制精度的影响,使系统状态渐近稳定。

基于上述分析,本文将针对含有非匹配扰动的伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统,在对非匹配扰动进行估计/补偿控制策略的框架下,提出一种基于ESO的自适应反步滑模控制方法,以实现系统的高精度跟踪。针对与本文相同的问题,在文献[6-7,9-10]的基础上,文献[3]提出了基于ESO的滑模控制方法,该方法放宽了假设A1的条件,只需假设 $d(t)$ 有界和假设A2,无需 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}(t) = 0$,得到了跟踪误差有界收敛的结论。文献[4]则利用反步设计法将非匹配扰动视为匹配扰动来处理,在速度环的虚拟控制器设计中采用了基于双幂次趋近律的积分滑模控制,为得到系统跟踪误差渐近收敛,该方法仍需满足假设A2。而在本文中,上述假设条件将进一步放宽为:假设扰动 $d(t)$ 及其导数 $\dot{d}(t)$ 有界,但无需已知其上界值。本文的主要工作可以总结为:

1) 基于双曲正切函数^[23]和高增益^[24]构造扩张状态观测器,用于估计系统中非匹配扰动,其估计误差的上界依赖于高增益值,并利用双曲正切函数的饱和特性削弱了微分峰值问题。

2) 利用反步控制与自适应滑模控制相结合的方法设计控制器,在无需满足上述假设A1~A3的前提下,有效抑制非匹配扰动对系统的影响,实现了系统的高精度跟踪控制。进一步,通过选取合适的控制参数能够使系统的跟踪误差渐近收敛到零。

3) 在反步控制器设计中,引入积分滑模滤波器^[22]以避免“微分项爆炸”问题和虚拟控制器导数

难以求取的问题;并引入自适应增益用于估计包含ESO估计误差和滤波器估计误差在内的未知项,以提高系统的跟踪精度。

最后通过与文献[3-4]仿真对比,表明本文所提出的控制方法具有更好的动、静态性能。

1 数学模型与问题描述

本文所考虑的被控系统是伺服电机驱动的连接铸结晶器振动位移系统. 伺服电机通过减速器、偏心轴和连杆机构驱动结晶器实现非正弦(或正弦)振动^[2]. 本文中的伺服电机选用交流永磁同步电动机(PMSM),其模型采用在 d - q 坐标系下状态方程形式,结合机械传动装置的机理模型,同时考虑时变负载转矩扰动、减速比不确定性和偏心轴机械零位偏移等问题,伺服电机驱动的连接铸结晶器振动位移系统数学模型可表示为^[3-4]

$$\begin{cases} \dot{y} = h \frac{\pi n}{30(i + \Delta i)} \cos\left(\int_0^t \frac{\pi n(\tau)}{30(i + \Delta i)} d\tau + \theta_{b0}\right), \\ \dot{n} = \frac{1.5 p_n \psi_f}{J} \frac{30}{\pi} i_q - \frac{B}{J} n - 30\pi \frac{T_L}{J}, \\ \dot{i}_q = -\frac{\pi}{30} p_n n i_d - \frac{R_s}{L} i_q - \frac{p_n \psi_f}{L} \frac{\pi}{30} n + \frac{u_q}{L}, \\ \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L} i_d + \frac{\pi}{30} p_n n i_q + \frac{u_d}{L}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: y 为结晶器的位移, h 为结晶器振动幅值, n 为伺服电机的转速, i 和 Δi 分别为减速比及其测量误差, θ_{b0} 为偏心轴机械零位初始偏差, u_d 和 u_q 分别为定子电压 d 、 q 轴分量, i_d 和 i_q 分别为定子电流 d 、 q 轴分量, L 为定子绕组等效电感, ψ_f 为转子永磁体磁链, R_s 为定子电阻, p_n 为磁极对数, J 为转子转动惯量, B 为粘性摩擦系数, T_L 为负载转矩。

本文的目的是考虑存在参数不确定性、时变负载转矩情况下,设计控制器 u_q 和 u_d 使结晶器振动位移 y 跟踪期望振动位移波形 y_d 。

在实际工业应用中,相比于电动机正反向转动实现结晶器上下振动,伺服电机单方向连续转动实现结晶器上下振动,可减少能耗,延长使用寿命^[2]. 不是一般性地,令 $n > 0$,这意味着偏心轴转角 $\theta(t) = \int_0^t \frac{2\pi}{60(i + \Delta i)} n(\tau) d\tau + \theta_{b0}$ 在 $[\theta_{b0}, \infty)$ 区间内是单调递增的. 然而,由于偏心轴转角 θ 与结晶器位移 y 之间为正弦函数关系,即 $y = h \sin \theta$,偏心轴转角 θ 到结晶器位移 y 并非一一映射,这将给控制器设计带来很大的困难. 为此,引入如下分段函数^[4]:

$$G(y(t)) = \hat{\theta}_{k+1} = k\pi + (-1)^k \arcsin\left(\frac{y(t)}{h}\right), \quad (2)$$

$$t_k < t \leq t_{k+1}.$$

其中: $k \in N$, k 的初始值为0,当 $|y(t)| = h$ 时,即结晶器到达波峰(当 k 为奇数)或波谷(当 k 为奇数)时, k 值累加1; t_k 为第 k 次到达波峰或波谷的时刻, $t_0 = 0$ 。

方便起见,用 $\hat{\theta} = G(y)$ 表示由式(2)得到的偏心轴转角,则系统(1)可转换为

$$\begin{cases} \dot{\theta} = a_1 n + d_1; \\ \dot{n} = a_2 i_q - a_3 n + d_2; \\ \dot{i}_q = -a_4 n i_d - a_5 i_q - a_6 n + L^{-1} u_q, \quad n \geq 0; \\ \dot{i}_d = -a_5 i_d + a_4 n i_q + L^{-1} u_d; \\ \hat{\theta} = G(h \sin \theta). \end{cases} \quad (3)$$

其中: $a_1 = \frac{\pi}{30i}$, $a_2 = \frac{45 p_n \psi_f}{J\pi}$, $a_3 = \frac{B}{J}$, $a_4 = \frac{\pi}{30} p_n$, $a_5 = \frac{R_s}{L}$, $a_6 = \frac{p_n \psi_f \pi}{30L}$, $d_1 = \frac{-\Delta i \pi}{30i(i + \Delta i)} n + \dot{\theta}_{b0}$ 为减速比测量误差和偏心轴机械零位初始偏差构成的复合扰动, $d_2 = -\frac{30}{J\pi} T_L$ 为由负载转矩构成的扰动。

显然, d_1 和 d_2 都是非匹配扰动,受一些物理条件的限制, d_1 和 d_2 满足如下假设。

假设1 假设复合扰动及其导数都是有界的,即 $|d_i| \leq \bar{d}_i$, $\dot{d}_i \leq \bar{\omega}_i$,其中 $\bar{d}_i > 0$, $\bar{\omega}_i > 0$ 为未知常数, $i = 1, 2$ 。

在系统(3)中, $\hat{\theta}$ 是由结晶器振动位移 y 得出的,因此, $\hat{\theta}$ 可视为偏心轴转角 θ 的间接测量值或估计值. 如果能够由结晶器期望振动位移 y_d 得到其对应的偏心轴转角期望值 θ_d ,并能设计控制器使 $\hat{\theta}$ 跟踪 θ_d ,则相应地,结晶器振动位移 y 能够跟踪其期望值 y_d 。

2 基于ESO的自适应反步滑模控制器设计

为提高系统的跟踪精度和抗干扰能力,本节将先设计ESO来估计系统(3)中的非匹配扰动 d_1 和 d_2 ,然后基于其估计值设计自适应反步滑模控制器。

2.1 非线性扩张状态观测器设计

取式(3)中位移环子系统与速度环子系统,并令 $x_{11} = \hat{\theta}$, $x_{12} = d_1$, $x_{21} = n$, $x_{22} = d_2$, $\omega_1 = \dot{d}_1$, $\omega_2 = \dot{d}_2$,则有如下两个扩张子系统:

$$\text{Subsys1} : \begin{cases} \dot{x}_{11} = x_{12} + a_1 n, \\ \dot{x}_{12} = \omega_1; \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{Subsys2} : \begin{cases} \dot{x}_{21} = a_2 i_q - a_3 x_{21} + x_{22}, \\ \dot{x}_{22} = \omega_2. \end{cases} \quad (5)$$

构造的扩张状态观测器如下:

$$\text{ESO1} : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_{11} = \hat{x}_{12} - g k_{11}^{\text{eso}} \tilde{x}_{11} + a_1 n, \\ \dot{\hat{x}}_{12} = -g k_{12}^{\text{eso}} \tanh(g k_{\text{th}} \tilde{x}_{11}); \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{ESO2} : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_{21} = a_2 i_q - a_3 \hat{x}_{21} + \hat{x}_{22} - g k_{21}^{\text{eso}} \tilde{x}_{21}, \\ \dot{\hat{x}}_{22} = -g k_{22}^{\text{eso}} \tanh(g k_{\text{th}} \tilde{x}_{21}). \end{cases} \quad (7)$$

式中: \hat{x}_{ij} 为 x_{ij} 的估计值, $\tilde{x}_{ij} = \hat{x}_{ij} - x_{ij}$ 为估计误差; $k_{ij}^{\text{eso}} > 0$ 为观测器增益系数, $i = 1, 2, j = 1, 2$; $g > 1$ 为高增益系数; $\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数, $k_{\text{th}} > 0$, $\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$.

可得出扰动的估计值为 $\hat{d}_i = \hat{x}_{i2}, i = 1, 2$. 进一步, 负载转矩的估计值为 $\hat{T}_L = -\pi J \hat{d}_2 / 30$.

定理1 针对满足假设1的子系统(4)和(5), 所设计的ESOs(6)和(7)能够保证估计误差一致最终有界收敛, 且其误差上界依赖于高增益系数 g .

证明 下面只分析ESO1的收敛性.

首先, 令 $z_{1j} = g^{2-j} \tilde{x}_{1j}(g^{-1}t), j = 1, 2$, 以及 $\xi_1 = z_{11}$ 和 $\xi_2 = z_{12} - k_{11}^{\text{eso}} z_{11}$, 则由式(4)和(6)可得

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \xi_2, \\ \dot{\xi}_2 = -k_{12}^{\text{eso}} \tanh(k_{\text{th}} \xi_1) - k_{11}^{\text{eso}} \xi_2 - g^{-1} \omega_1. \end{cases} \quad (8)$$

然后, 考虑如下Lyapunov函数:

$$V_{\xi_1}(\xi_1, \xi_2) = \int_0^{\xi_1(t)} \tanh(k_{\text{th}} \xi_1(\tau)) d\xi_1(\tau) + \frac{\xi_2^2}{2k_{12}^{\text{eso}}}, \quad (9)$$

可求得 V_{ξ_1} 沿式(8)的时间导数为

$$\dot{V}_{\xi_1} \leq -\frac{k_{11}^{\text{eso}}}{k_{12}^{\text{eso}}} \left(\xi_2 + \frac{\omega_1}{2gk_{11}^{\text{eso}}} \right)^2 + \frac{\bar{\omega}_1^2}{4gk_{11}^{\text{eso}}k_{12}^{\text{eso}}}. \quad (10)$$

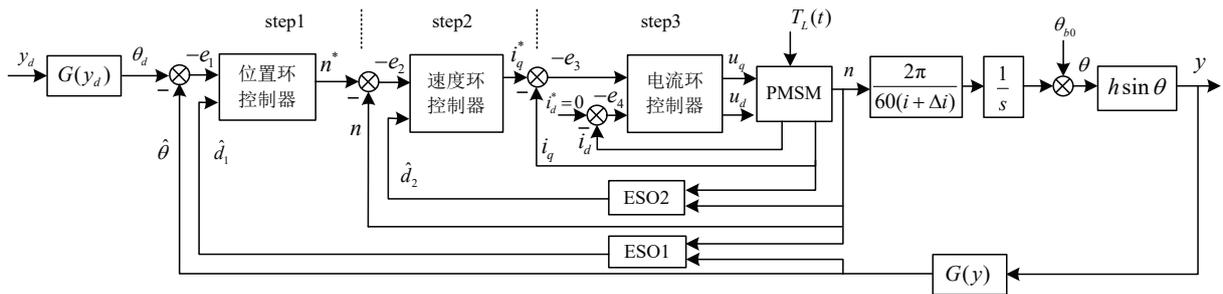


图1 自适应反步滑模控制系统总体结构

令 $e_1 = \hat{\theta} - \theta_d, e_2 = n - n^*, e_3 = i_q - i_q^*, e_4 = i_d - i_d^*$, 则由式(3)可得其误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = a_1 n + d_1 - \dot{\theta}_d; \\ \dot{e}_2 = a_2 i_q - a_3 n + d_2 - \dot{n}^*; \\ \dot{e}_3 = L^{-1} u_q - a_4 n i_d - a_5 i_q - a_6 - \dot{i}_q^*, \quad n \geq 0; \\ \dot{e}_4 = L^{-1} u_d - a_5 i_d + a_4 n i_q - \dot{i}_d^*. \end{cases} \quad (13)$$

其中: n^* 和 i_q^* 分别为位置环控制器和速度环控制器,

由式(10)可得出 ξ_1 和 ξ_2 是有界的, 并由式(8)可知, 当系统达到稳态后, 可得出

$$\begin{cases} |\xi_1| \leq \frac{1}{k_{\text{th}}} \tanh^{-1} \left(\frac{2\bar{\omega}_1}{gk_{12}^{\text{eso}}} \right), \\ |\xi_2| \leq \frac{\bar{\omega}_1}{gk_{11}^{\text{eso}}}. \end{cases} \quad (11)$$

进一步, 有

$$\begin{cases} |\tilde{x}_{11}| \leq \frac{1}{gk_{\text{th}}} \tanh^{-1} \left(\frac{2\bar{\omega}_1}{gk_{12}^{\text{eso}}} \right), \\ |\tilde{x}_{12}| \leq |\xi_2| + k_{11}^{\text{eso}} |\xi_1| \leq \\ \frac{\bar{\omega}_1}{gk_{11}^{\text{eso}}} + \frac{k_{11}^{\text{eso}}}{gk_{\text{th}}} \tanh^{-1} \left(\frac{2\bar{\omega}_1}{gk_{12}^{\text{eso}}} \right). \end{cases} \quad (12)$$

因此, 估计误差 \tilde{x}_{11} 和 \tilde{x}_{12} 是有界的, 并且其上界依赖于高增益系数 g . 同理, 可以得出估计误差 \tilde{x}_{21} 和 \tilde{x}_{22} 是有界的, 并且其上界依赖于高增益系数 g . \square

注1 所设计的ESOs(6)和(7)借鉴了文献[23]基于双曲正切函数的ESO和文献[24]的高增益ESO. 高增益可以提高ESO的估计精度, 双曲正切函数可以利用其饱和特性减弱微分峰值问题. 当高增益 $g = 1$ 时, ESOs(6)和(7)将简化成文献[23]的形式.

2.2 自适应反步滑模控制器设计

本节针对含有非匹配扰动的系统(3), 在ESOs(6)和(7)的基础上, 在反步设计的框架下进行自适应滑模控制器设计, 控制系统的结构如图1所示. 控制器分3步进行设计, 分别对应系统的位置环、速度环和电流环子系统. 其中, PMSM的控制采用转子磁场定向的矢量控制策略, 即 d 轴电流期望值 $i_d^* = 0$.

即, 反步设计中的第1步和第2步的虚拟控制器. 另外, 由于 n^* 和 i_q^* 的一阶导数难以获得, 在后面将采用滤波器对其进行估计, 为表述方便, 这里仍然分别用 \dot{n}^* 和 \dot{i}_q^* 表示.

在给出控制器设计前, 定义如下积分滑模面:

$$s_i(t) = e_i(t) + k_i^s \int_0^t e_i(\tau) d\tau, \quad (14)$$

其中 $k_i^s > 0, i = 1, 2, 3, 4$.

step 1: 设计带自适应参数的位置环控制器如下:

$$n^* = \frac{1}{a_1}(-k_{11}s_1 - (\hat{\rho}_1 + k_{12})\text{sign}(s_1) - \hat{d}_1 - k_1^s e_1 + \hat{\theta}_d), \quad (15)$$

$$\dot{\hat{\rho}}_1 = -k_{11}^{\rho} \hat{\rho}_1 + \frac{|s_1|}{k_{12}^{\rho}}, \hat{\rho}_1(0) > 0. \quad (16)$$

其中: $k_{1i} > 0, k_{1i}^{\rho} > 0, i = 1, 2, \hat{\rho}_1$ 为 ρ_1 的估计值, ρ_1 为未知参数, 并记 $\tilde{\rho}_1 = \hat{\rho}_1 - \rho_1$.

考虑 Lyapunov 函数 $V_1 = s_1^2/2$, 则由式 (13)~(15), 求得其时间导数为

$$\dot{V}_1 = -k_{11}s_1^2 - (k_{12} + \hat{\rho}_1)|s_1| - s_1\tilde{d}_1 + a_1s_1e_2, \quad (17)$$

其中 $\tilde{d}_1 = \hat{d}_1 - d_1$.

step 2: 设计带自适应参数的速度环控制器如下:

$$i_q^* = \frac{1}{a_2}(-k_{21}s_2 - (\hat{\rho}_2 + k_{22})\text{sign}(s_2) + a_3n + \hat{d}_2 + \hat{n}^* - k_2^s e_2 - \phi(a_1s_1e_2, s_2, \eta_1)), \quad (18)$$

$$\dot{\hat{\rho}}_2 = -k_{21}^{\rho} \hat{\rho}_2 + \frac{|s_2|}{k_{22}^{\rho}}, \hat{\rho}_2(0) > 0. \quad (19)$$

其中: $k_{2i} > 0, k_{2i}^{\rho} > 0, i = 1, 2, \eta_1 > 0; \hat{\rho}_2$ 为 ρ_2 的估计值, ρ_2 为未知参数, 并记 $\tilde{\rho}_2 = \hat{\rho}_2 - \rho_2$. 为避免奇异, 引入函数 $\phi(\cdot, \cdot, \cdot)$, 其表达式为

$$\phi(p_1, p_2, \eta) = \begin{cases} \frac{|p_1|}{p_2}, & |p_2| \geq \eta; \\ \frac{|p_1|}{\eta} \text{sign}(p_2), & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (20)$$

另外, 由于 n^* 的导数难以获得, 引入如下二阶积分滑模滤波器^[22] 对其进行估计.

filter($\lambda_1, \lambda_2, v_0$):

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_1 = v_1 = -\frac{\lambda_1 - v_0}{\tau_1} - \frac{\gamma_1(\lambda_1 - v_0)}{|\lambda_1 - v_0| + \varepsilon_1}, \\ \dot{\lambda}_2 = v_2 = -\frac{\lambda_2 - v_1}{\tau_2} - \frac{\gamma_2(\lambda_2 - v_1)}{|\lambda_2 - v_1| + \varepsilon_2}. \end{cases} \quad (21)$$

其中: λ_i 为滤波器状态, v_0 为滤波器的输入, $\tau_i > 0$ 为滤波时间常数, $\gamma_i > 0$ 为滤波器增益, $\varepsilon_i > 0, i = 1, 2$. λ_1 为 v_0 的滤波值, λ_2 为 $v_1 = \dot{\lambda}_1$ 的滤波值, 则 λ_2 为输入信号一阶导数 \dot{v}_0 的估计值. \hat{n}^* 的估计值 \hat{n}^* 可由滤波器 filter($\lambda_1, \lambda_2, n^*$) 得到, 即 $\hat{n}^* = \lambda_2$.

考虑 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + s_2^2/2$, 则由式 (13)、(14)、(17) 和 (18), 求得其时间导数为

$$\dot{V}_2 = -\sum_{i=1}^2 k_{i1}s_i^2 - \sum_{i=1}^2 (k_{i1} + \hat{\rho}_i)|s_i^2| - \sum_{i=1}^2 s_i\tilde{d}_i + a_1s_1e_2 + s_2\tilde{n}^* - s_2\phi(a_1s_1e_2, s_2, \eta_1). \quad (22)$$

其中

$$\tilde{n}^* = \hat{n}^* - \dot{n}^*, \tilde{d}_2 = \hat{d}_2 - d_2.$$

step 3: 设计带自适应参数的电流环控制器如下:

$$\begin{cases} u_q = L(-k_{31}s_3 - (k_{32} + \hat{\rho}_3)\text{sign}(s_3) + a_4ni_d + a_5i_q + a_6n + \hat{i}_q^* - k_3^s e_3 - \phi(a_2s_2e_3, s_3, \eta_2)), \\ u_d = L(-k_{41}s_4 - k_{42}\text{sign}(s_4) + a_5i_d - a_4ni_q - k_4^s e_4); \end{cases} \quad (23)$$

$$\dot{\hat{\rho}}_3 = -k_{31}^{\rho} \hat{\rho}_3 + \frac{|s_3|}{k_{32}^{\rho}}, \hat{\rho}_3(0) > 0. \quad (24)$$

其中: $k_{3i} > 0, k_{4i} > 0, k_{3i}^{\rho} > 0, i = 1, 2; \hat{\rho}_3$ 为 ρ_3 的估计值, ρ_3 为未知参数, 并记 $\tilde{\rho}_3 = \hat{\rho}_3 - \rho_3$; 函数 $\phi(a_2s_2e_3, s_3, \eta_2)$ 由式 (20) 给出, $\eta_2 > 0; \hat{i}_q^*$ 为 i_q^* 的估计值, 由式 (21) 给出的滤波器 filter($\lambda_1, \lambda_2, i_q^*$) 获得, $\hat{i}_q^* = \lambda_2$.

考虑 Lyapunov 函数

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}(s_3^2 + s_4^2) + \sum_{i=1}^3 \frac{k_{i2}^{\rho}}{2} \tilde{\rho}_i^2,$$

则由式 (13)、(14)、(22) 和 (23), 求得其时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -\sum_{i=1}^4 (k_{i1}s_i^2 + k_{i2}|s_i|) - \sum_{j=1}^3 \hat{\rho}_j|s_j| + \\ & \sum_{j=1}^3 k_{j2}^{\rho} \tilde{\rho}_j \dot{\hat{\rho}}_j - s_1\tilde{d}_1 + a_1s_1e_2 - \\ & s_2\phi(a_1s_1e_2, s_2, \eta_1) - s_2\tilde{d}_2 + a_2s_2e_3 - \\ & s_3\phi(a_2s_2e_3, s_3, \eta_2) + s_2\tilde{n}^* + s_3\tilde{i}_q^*. \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$\tilde{i}_q^* = \hat{i}_q^* - i_q^*, \tilde{d}_i = \hat{d}_i - d_i, i = 1, 2.$$

由 $\phi(\cdot, \cdot, \cdot)$ 的定义, 容易验证: 当 $|s_2| \geq \eta_1, |s_3| \geq \eta_2$ 时, 有 $a_1s_1e_2 - s_2\phi(a_1s_1e_2, s_2, \eta_1) \leq 0, a_2s_2e_3 - s_3\phi(a_2s_2e_3, s_3, \eta_2) \leq 0$. 当 $|s_2| < \eta_1, |s_3| < \eta_2$ 时, 借鉴文献[25]的分析, 可得出

$$\begin{cases} a_1s_1e_2 - s_2\phi(a_1s_1e_2, s_2, \eta_1) \leq 2a_1\eta_1|s_1|, \\ a_2s_2e_3 - s_3\phi(a_2s_2e_3, s_3, \eta_2) \leq 2a_2\eta_2|s_2|. \end{cases} \quad (26)$$

式(26)的推导过程如下:

参照文献[23]的分析, 考虑 $|s_2| < \eta_1$ 的情况, 先令 $\zeta(t) = \int_0^t e_2(\tau)d\tau, v(t) = e^{k_2^s t} \zeta(t)$, 则由 s_2 的定义, 有 $\dot{v}(t) = e^{k_2^s t} s_2(t)$, 以及 $\dot{v}(t) < \eta_1 e^{k_2^s t}$, 再考虑到 $v(0) = \zeta(0) = 0$, 有 $v(t) < \eta_1(e^{k_2^s t} - 1)/k_2^s$. 进一步, 再利用关系式 $\zeta(t) = e^{-k_2^s t} v(t)$, 可得

$$|e_2| = |\dot{\zeta}| \leq |e^{-k_2^s t} \dot{v}| + |k_2^s e^{-k_2^s t} v| < (2 - e^{-k_2^s t})\eta_1 \leq 2\eta_1.$$

同理, 可以得出 $|e_3| < 2\eta_2$. 进一步, 考虑式 (20) 在 $|p_2| < \eta$ 时 $\phi(p_1, p_2, \eta) = |p_1| \text{sign}(p_2)/\eta$, 可以得出

不等式(26).

另外,由文献[22]可知,滤波器(21)的估计误差呈指数有界收敛,即估计误差 \tilde{n}^* 和 \tilde{i}_q^* 都是有界的.并且,不难发现,减小 τ_i 可以加快滤波器的收敛速度;增大 γ_i 和减小 ε_i 可以提高滤波器的估计精度,但过大的 γ_i 和过小的 ε_i 很可能导致滤波器抖振, $i = 1, 2$.

又由定理1可知,扰动估计误差 \tilde{d}_1 和 \tilde{d}_2 是有界的.因此,令

$$\begin{cases} \rho_1 = \sup_{t \geq 0} |\tilde{d}_1(t)| + 2a_1\eta_1, \\ \rho_2 = \sup_{t \geq 0} (|\tilde{d}_2(t)| + |\tilde{n}^*(t)|) + 2a_2\eta_2, \\ \rho_3 = \sup_{t \geq 0} |\tilde{i}_q^*(t)|. \end{cases} \quad (27)$$

则有

$$\begin{cases} a_1s_1e_2 - s_1\tilde{d}_1 - s_2\phi(a_1s_1e_2, s_2, \eta_1) \leq \eta_1|s_1|, \\ a_2s_2e_3 - s_2\tilde{d}_2 - s_3\phi(a_2s_2e_3, s_3, \eta_2) + s_2\tilde{n}^* \leq \eta_2|s_2|, \\ s_3\tilde{i}_q^* \leq \eta_3|s_3|. \end{cases} \quad (28)$$

将式(28)及(16)、(19)和(24)代入(25),可得

$$\dot{V}_3 \leq - \sum_{i=1}^4 (k_{i1}s_i^2 + k_{i2}|s_i|) - \sum_{j=1}^3 k_{j1}^p k_{j2}^p \tilde{\rho}_j \hat{\rho}_j. \quad (29)$$

综上,可以得出如下定理.

定理2 针对系统(13),基于ESOs(6)和(7),滑模面(14),以及滤波器(21),所设计的控制器(15)、(16)、(18)、(19)、(22)和(23)能够保证闭环系统所有信号有界,系统状态可呈渐近收敛到原点附近的邻域内.进一步,如果选取合适的参数,可使系统状态渐近稳定,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i(t) = 0, i = 1, 2, 3, 4$.

证明 首先,由式(29)可以得出,在能够保证滤波器(21)有界收敛的前提下,滑模面 $s_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 和参数估计误差 $\tilde{\rho}_j (j = 1, 2, 3)$ 呈指数有界收敛到原点附近的邻域内.当滑模面有界时,根据滑模面的定义(14),再根据式(26)的推导过程,可以得出系统状态 $e_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 是有界的.

进一步,如果选取适当参数 k_{j1}^p, k_{j2}^p 和初值 $\hat{\rho}_j(0)$,比如选取较小的 k_{j1}^p, k_{j2}^p 和较大的 $\hat{\rho}_j(0)$,可使 $\hat{\rho}_j > \rho_j, j = 1, 2, 3$,则式(29)可写为

$$\dot{V}_3 \leq - \sum_{i=1}^4 (k_{i1}s_i^2 + k_{i2}|s_i|), \quad (30)$$

滑模面 s_i 可在有限时间内收敛到原点,再由式(14),系统状态 e_i 可渐近收敛到原点, $i = 1, 2, 3, 4$. \square

注2 本文方法只需满足假设1的前提下,能够实现系统状态渐近稳定,从而放宽了在文献[3,6,7,9-

10]中所需的两个假设条件(或之一): $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}(t) = 0$,或干扰估计误差上界已知.

注3 虚拟控制律(15)和(18)中含有的符号函数 $\text{sign}(s)$ 可由双曲正切函数 $\tanh(k_{\text{th}}^c s)$ 取代,其中 $k_{\text{th}}^c > 0$.这样,虚拟控制律 n^* 是可导的, i_q^* 是分段可导的,并能削弱系统的抖振问题.为避免“微分项爆炸”问题,仍采用滤波器(21)估计 \dot{n}^* 和 \dot{i}_q^* .

注4 在自适应律式(16)、(19)和(23)中,如果选取参数 $k_{j1}^p = 0, j = 1, 2, 3$,则自适应律将还原成文献[26]的形式.这种情况下,实际中即便系统稳定后也很难保证滑模面一直保持 $s_j \equiv 0$,因此,将会使自适应参数 $\hat{\rho}_j$ 不断增长,从而有 $\hat{\rho}_j \geq \rho_j$.但同时也会造成所谓“parameter bursting”[27].为避免该问题,本文采用了 σ -修正法[27-28],即在自适应律中增加阻尼项 $-k_{j1}^p \hat{\rho}_j$,其中 $k_{j1}^p > 0, j = 1, 2, 3$.

注5 不难发现,在满足假设1和系统全状态可测的前提下,定理2可以直接推广到带有非匹配扰动的 n 阶非线性系统.具体地,针对每个扰动,设计形如式(6)或(7)的ESO对其进行估计,然后根据式(14)、(23)的步骤设计自适应反步滑模控制器,能够使闭环系统所有信号有界,系统状态渐近稳定.

3 仿真研究

为了验证本文提出的基于扩张状态观测器的伺服电机驱动连铸结晶器振动位移系统滑模控制方法的有效性,本节对其进行仿真研究.

仿真中的系统参数如下: $P_N = 20.4 \text{ kW}, n_N = 1500 \text{ r/min}, I_N = 45 \text{ A}, R_s = 0.14 \Omega, L = 4.6 \text{ mH}, J = 0.0547 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \psi_f = 0.96 \text{ Wb}, p = 3, B = 0.04, i = 5.1, h = 3 \text{ mm}, f = 130 \text{ 次/min}, \alpha = 0.24$.

仿真中采用期望的结晶器位移波形为德马克非正弦波形,其具体形式如下:

$$y_d = h \sin(\omega t - A \sin(\omega t)).$$

其中: $\omega = 2\pi f, A = \pi\alpha/2 \sin(\pi(1 + \alpha)/2), f$ 为结晶器振动频率, α 为波形偏斜率.

根据德马克非正弦振动波形方程可得出相应的偏心轴期望转角为 $\theta_d = \omega t - A \sin(\omega t)$.

根据文献[2]对负载转矩的辨识数据,连铸结晶器振动系统的负载扰动为

$$T_L = (5.1335 + 6.4985 \sin(\omega t - A \sin(\omega t))) \text{ N} \cdot \text{m}.$$

为了说明本文所提出方法的有效性,进行了对比仿真,对比方法如下.

1) 本文方法,参数选取如下:

ESOs: $k_{11}^{eso} = 100, k_{12}^{eso} = 200, k_{21}^{eso} = 100, k_{22}^{eso} = 800, k_{th} = 100, g = 40$;

控制器: $k_1^s = 10, k_2^s = 8, k_3^s = k_4^s = 0.5; k_{11} = 30, k_{21} = 400, k_{31} = k_{41} = 5, k_{12} = k_{22} = k_{32} = k_{42} = 0.01, \eta_1 = 0.01, \eta_2 = 0.001, k_{th}^c = 80; k_{11}^p = 0.1, k_{12}^p = 0.4, k_{21}^p = 0.2, k_{22}^p = 5, k_{31}^p = 0.6, k_{32}^p = 10; \hat{\rho}_1(0) = 0.01, \hat{\rho}_2(0) = 1, \hat{\rho}_3 = 0.02; \gamma_1 = \gamma_2 = 100, \tau_1 = \tau_2 = 0.01, \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.001$.

2) 文献[3]方法, 参数与文献[3]相同.

3) 文献[4]方法, 参数与文献[4]相同.

仿真中, ESO的初始状态均为零; 偏心轴机械零位初始偏移为 $\theta_{b0} = -0.2 \text{ rad}$, 相应地, 结晶器初始位移 $y(0) = -0.596 \text{ mm}$; 减速比偏差 $\Delta i = 1\% i$. 另外, 为验证所提出控制方法的跟踪效果和抗干扰能力, 仿真中考虑了结晶器振动过程中存在负载转矩突变的情况, 在 $t = 1 \text{ s}$ 后负载转矩变为

$$T_L = (7.1335 + 6.4985 \sin(\omega t - A \sin(\omega t))) \text{ N} \cdot \text{m}.$$

2) 仿真结果如图2~图8所示.

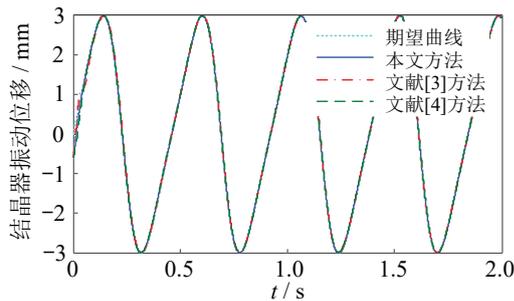


图2 结晶器振动位移跟踪对比曲线

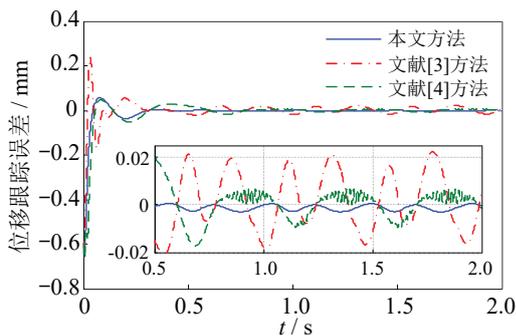


图3 结晶器振动位移跟踪误差对比曲线

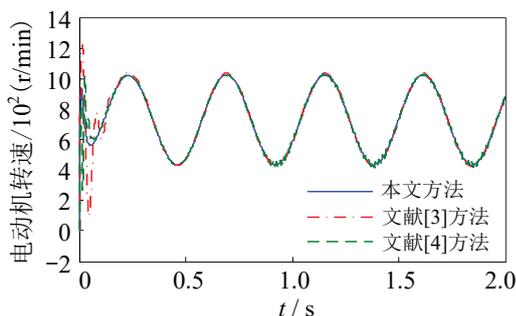


图4 电动机转速曲线

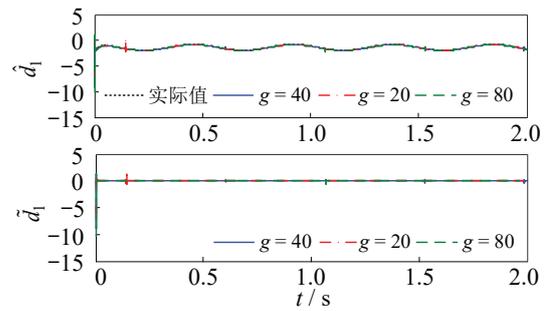


图5 不同g取值下综合扰动d1的估计值及估计误差

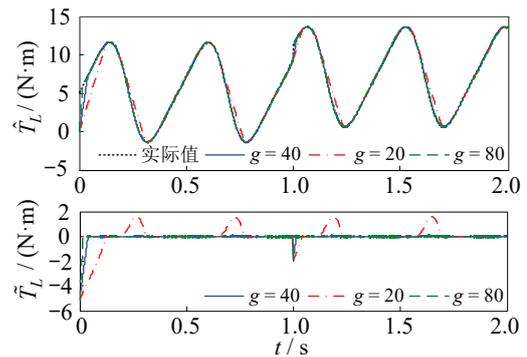


图6 不同g取值下负载转矩TL的估计值及估计误差

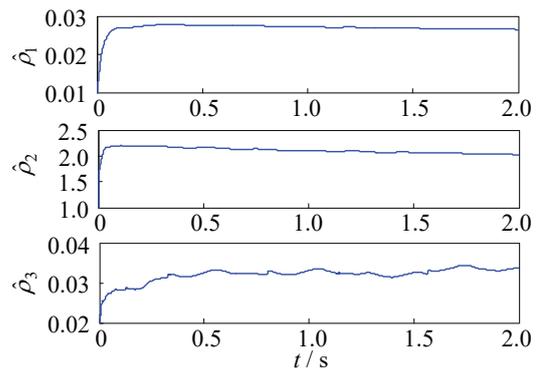


图7 自适应参数

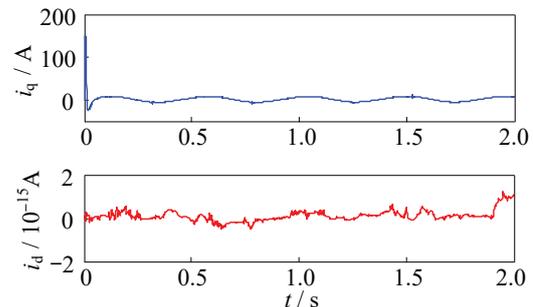


图8 电动机交、直流电流

由图2和图3可以看出, 3种方法都能实现较好的跟踪效果, 具有较快的动态过程. 但由图3的跟踪误差曲线可以看出, 相对而言, 文献[3]超调量较大, 稳态跟踪误差约为 $\pm 0.02 \text{ mm}$, 相对误差为 0.67% ; 文献[4]超调量较小, 稳态误差约为 $\pm 0.01 \text{ mm}$, 相对误差为 0.33% ; 而本文方法超调量较小, 动态过程最快, 稳态跟踪误差在 $\pm 0.003 \text{ mm}$ 以内, 相对误差在 0.1%

以内,较大幅度地提高了系统的稳态精度.由图4可以看出,3种方法的电动机均按单方向转动,避免了电动机频繁正反转,减少了电能消耗,符合预期要求.由图3和图4可以看出,与文献[3-4]相比,本文方法的过渡过程较快,并且相对平缓.

图5和图6分别为系统综合扰动 d_1 和负载转矩 T_L 的估计值及估计误差.可以看出,本文所设计的ESO可以有效估计系统的综合扰动.另外,还与高增益 $g = 20$ 和 $g = 80$ 的情况进行了仿真对比,不难发现, g 取值越大,估计误差越小,这与定理1得出的结论一致.然而,由图6可以看出,当 g 取值较大时会出现抖振的问题,并且过大的高增益值还会放大测量噪声^[26],因此 g 值不易过大.另外,由图7可以看出,自适应参数很快达到其各自的平稳状态,并且都是有界的.由图8可以看出,电动机的电流输出曲线也符合预期要求.

综上,本文所提出的方法具有良好的暂态和稳态性能,有效抑制了非匹配扰动对系统的影响.通过仿真对比可以看出,本文方法在系统输出跟踪的动态过程方面有明显改善,在跟踪精度方面有较大幅度的提升.

4 结 论

本文主要针对存在非匹配扰动的伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统高精度跟踪控制问题进行研究,提出了一种基于非线性扩张状态观测器的自适应反步滑模控制方法.该方法放宽了现有文献对扰动的限制条件,并能有效抑制非匹配扰动对系统跟踪的影响.理论分析表明,该方法能够保证闭环系统一致最终有界,通过选取适当的参数,可使系统状态渐近稳定.仿真结果表明,所提出的方法能够实现系统高精度跟踪,并具有较强的抗干扰能力和较快的响应速度.需要说明的是,本文方法需要系统所有状态可测,下一步的工作将是考虑系统状态不完全可测情况下的控制器设计问题.

参考文献(References)

- [1] 蔡开科. 连铸结晶器[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2008.
(Cai K K. Continuous casting mold[M]. Beijing: Metallurgical Industry Press, 2008.)
- [2] 方一鸣, 李宫胤, 李建雄, 等. 伺服电机驱动连铸结晶器振动系统建模与分析[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(11): 2615-2623.
(Fang Y M, Li G Y, Li J X, et al. Modeling and analysing for oscillation system of continuous casting

- mold driven by servo motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(11): 2615-2623.)
- [3] Shi S, Kang K, Li J, et al. Sliding mode control for continuous casting mould oscillatory system driven by servo motor[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2017, 15(4): 1669-1674.
- [4] 亢克松, 刘乐, 方一鸣, 等. 伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统反步滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(11):1442-1448.
(Kang K S, Liu L, Fang Y M, et al. Backstepping sliding mode control for continuous cast mold oscillation displacement system driven by servo motor[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(11):1442-1448.)
- [5] Choi H. LMI-based sliding surface design for integral sliding mode control of mismatched uncertain systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(4): 736-742.
- [6] Yang J, Li S, Yu X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 160-169.
- [7] Li S, Yang J, Chen W, et al. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4792-4802.
- [8] Chen W, Yang J, Guo L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods: An overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [9] Ginoya D, Shendge P D, Phadke S B. Sliding mode control for mismatched uncertain systems using an extended disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(4):1983-1992.
- [10] Wang J, Li S, Yang J, et al. Extended state observer based sliding mode control for PWM-based DC-DC buck power converter systems with mismatched disturbances[J]. IET Control Theory and Applications, 2015, 59(4): 579-586.
- [11] Zhang J, Liu X, Xia Y, et al. Disturbance observer-based integral sliding-mode control for systems with mismatched disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 7040-7048.
- [12] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley & Sons Inc., 1995: 72-85.
- [13] Koshkouei A, Zinover A. Adaptive backstepping control of nonlinear systems with unmatched uncertainty[C]. Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control. Sydney: IEEE, 2000: 4765-4770.
- [14] Koshkouei A, Zinover A, Burnham K. Adaptive sliding mode backstepping control of nonlinear systems with

- unmatched uncertainty[J]. *Asian Journal of Control*, 2004, 6(4): 447-453.
- [15] 王坚浩, 胡剑波. 一类非匹配不确定非线性系统的鲁棒跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2011, 26(5): 727-731.
(Wang J H, Hu J B. Robust tracking control for a class of nonlinear systems with unmatched uncertainties[J]. *Control and Decision*, 2011, 26(5): 727-731.)
- [16] Wang Y, Wu H. Adaptive robust backstepping control for a class of uncertain dynamical systems using neural networks[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2015, 81(4): 1597-1610.
- [17] Sun H, Guo L. Composite adaptive disturbance observer based control and back-stepping method for nonlinear system with multiple mismatched disturbances[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2014, 351(2): 1027-1041.
- [18] Won D, Kim W, Shin D, et al. High-gain disturbance observer-based backstepping control with output tracking error constraint for electro-hydraulic systems[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2015, 23(2): 787-795.
- [19] 陈自力, 张昊, 蔚建斌, 等. 基于非线性干扰观测器的翼伞鲁棒反步跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2017, 32(8): 1427-1433.
(Chen Z L, Zhang H, Wei J B, et al. Robust backstepping tracking control based on nonlinear disturbance observer for unmanned parafoil vehicle[J]. *Control and Decision*, 2017, 32(8): 1427-1433.)
- [20] 杨晓骞, 李健, 董毅. 非线性不确定系统的非奇异快速终端滑模控制[J]. *控制理论与应用*, 2016, 33(6): 772-778.
(Yang X Q, Li J, Dong Y. A novel non-singular fast terminal sliding mode control of nonlinear systems with uncertain disturbances[J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(6): 772-778.)
- [21] Zhang C, Chen Z J, Wei C. Sliding mode disturbance observer-based backstepping control for a transport aircraft[J]. *Science China: Information Sciences*, 2014, 57(5): 1-16.
- [22] Li C, Jing W, Gao C. Adaptive backstepping-based flight control system using integral filters[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2009, 13(2/3): 105-113.
- [23] 于洪国, 康忠健, 陈瑶. 基于双曲正切函数的二阶时变参数扩张状态观测器[J]. *控制理论与应用*, 2016, 33(4): 530-534.
(Yu H G, Kang Z J, Chen Y. Time-varying parameter second-order extended state observer based on hyperbolic tangent function[J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(4): 530-534.)
- [24] Guo B, Zhao Z. On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty[J]. *System & Control Letters*, 2011, 60(6): 420-430.
- [25] Bouri M, Thmomsset D. Sliding control of an electropneumatic actuator using an integral switching surface[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2001, 9(2): 368-375.
- [26] Huang Y, Kuo T, Chang S. Adaptive sliding-mode control for nonlinear systems with uncertain parameters[J]. *IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2008, 38(2): 534-539.
- [27] Jiao X, Zhang J, Shen T. An adaptive servo control strategy for automotive electronic throttle and experimental validation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6275-6284.
- [28] Ioannou P, Kokotovic P. *Adaptive systems with reduced models*[M]. NY: Springer, 1983: 81-87.
- [29] Boizot N, Busvelle E, Gauthier J. An adaptive high-gain observer for nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2010, 46(9): 1483-1488.

作者简介

李建雄(1980—), 男, 副教授, 博士, 从事鲁棒自适应控制及其应用等研究, E-mail: jxli@ysu.edu.cn;

章启宇(1992—), 男, 硕士生, 从事滑模控制及在机电控制系统的应用的研究, E-mail: 448489562@qq.com;

高崇一(1986—), 女, 讲师, 博士, 从事机电系统非线性振动分析及其控制的研究, E-mail: 7921086@163.com;

方一鸣(1965—), 男, 教授, 博士, 从事复杂系统建模仿真控制及优化、连铸轧钢自动化技术及应用等研究, E-mail: fyming@ysu.edu.cn.

(责任编辑: 孙艺红)