第 36 卷第 1 期
2019 年 1 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 36 No. 1
Jan. 2019

基于扩张状态观测器的连铸结晶器振动位移系统自适应滑模控制

李建雄[1,2], 张文博[1], 章启宇[1], 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)

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时变负载转矩、参数不确定性等问题, 本文提出了一种基于扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的自适应非奇异终端滑模(nonsingular terminal sliding mode, NTSM)控制方法. 首先, 设计ESO对系统存在的综合扰动和不可测状态进行估计. 然后, 采用分层设计的方法, 分别对位移跟踪子系统和电流环子系统设计基于ESO的自适应NTSM控制器和滑模控制器. 为削弱ESO估计误差对跟踪精度的影响, 在NTSM控制器中引入了自适应增益. 可以证明, 所设计的控制器能够保证闭环系统所有信号有界, 系统状态可渐近收敛到原点附近的小邻域内. 最后, 仿真结果验证了所提出控制方法的有效性.

关键词: 连铸结晶器; 振动位移系统; 扩张状态观测器; 非奇异终端滑模控制; 自适应增益

引用格式: 李建雄, 张文博, 章启宇, 等. 基于扩张状态观测器的连铸结晶器振动位移系统自适应滑模控制. 控制理论与应用, 2019, 36(1): 120 – 128

DOI: 10.7641/CTA.2018.70490

Adaptive sliding mode control for the oscillation displacement system of continuous casting mold based on extended state observer

LI Jian-xiong[1,2], ZHANG Wen-bo[1], ZHANG Qi-yu[1], FANG Yi-ming[1,2†]

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

Abstract: The adaptive nonsingular terminal sliding mode (NTSM) control algorithm based on an extended state observer (ESO) is proposed for an oscillation displacement system of continuous casting mold driven by servo motor, in which there exists time-varying load torque disturbance, and parameter uncertainties, etc. Firstly, an ESO is constructed to estimate the total disturbance and the unmeasurable state. Secondly, a hierarchical control scheme is adopted, and an ESO-based adaptive NTSM controller and two sliding mode controllers are designed for the position tracking subsystem and current control subsystems, respectively. In order to reduce the effect of the ESO estimation error on the tracking accuracy, an adaptive gain is introduced in the NTSM controller. It can be proved that the all of the signals of the resulting closed-loop system are bounded, and the system states converge to a small neighborhood of the origin asymptotically. Finally, simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed method.

Key words: continuous casting mold; oscillation displacement system; extended state observer; nonsingular terminal sliding mode control; adaptive gain

Citation: LI Jianxiong, ZHANG Wenbo, ZHANG Qiyu, et al. Adaptive sliding mode control for the oscillation displacement system of continuous casting mold based on extended state observer. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(1): 120 – 128

1 引言

结晶器是连铸生产过程中的核心设备, 其振动方式对铸坯表面质量有重要的影响. 伺服电机单方向变角速度连续转动, 再通过减速器和偏心轴连杆机构驱动连铸结晶器实现非正弦振动, 该方式与传统电液伺服系统驱动方式相比, 具有诸多优点[1–2]. 在伺服电机

收稿日期: 2017−07−19; 录用日期: 2018−04−02.
†通信作者. E-mail: fyming@ysu.edu.cn; Tel.: +86 335-8387556.
本文责任编委: 武玉强.
国家自然科学基金项目(61873226), 河北省自然科学基金项目(F2017203304, F2015203400), 河北省人才工程培养经费科研项目(A2016015002)资助.
Supported by the National Natural Science Foundation of China (61873226), the National Natural Science Foundation of Hebei Province (F2017203304, F2015203400) and the High Level Talent Support Project of Hebei Province (A2016015002).

驱动结晶器按照给定的振动波形振动过程中, 伺服电机(本文采用永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的负载转矩随结晶器上下振动发生较大的变化, 另外, 减速器的减速比的不精确以及偏心轴机械零位偏移也会影响结晶器振动位移跟踪精度.

为削弱未知扰动对控制系统性能的影响, 文献[3]采用滑模控制方法, 通过选取适当参数来"消除"未知扰动的影响, 该方法要求扰动上界已知. 在文献[4]中, PMSM 的负载力矩和转动惯量等参数通过模型辨识进行估计, 并在自抗扰控制器中进行补偿, 未补偿的扰动量再用扩张状态观测器(extended state observer, ESO)进行估计. 文献[5–6]实质上采用的是线性扩张状态观测器的方法估计未知负载转矩. 文献[7]利用PMSM的转速方程构造扩展滑模观测器估计未知负载转矩. 文献[8]将包含负载转矩和不确定性的综合扰动项设计线性干扰观测器进行估计. 在文献[4–8]中, 待估计的未知扰动都假是慢时变或定常的, 即其导数近似为零. 而本文所考虑系统中的负载转矩随结晶器上下振动而发生变化, 并且也会随结晶器负荷的变化而变化.

现有文献中用于估计时变扰动的方法有很多种, 如干扰观测器、ESO、未知输入观测器、不确定与干扰估计器等[9]. 其中, ESO是由韩京清教授所提出的自抗扰控制(active disturbances rejection control, ADRC)技术[10]的核心部分, 用于估计由系统中的未建模动态、参数不确定性、外部扰动等组成的综合扰动, 对系统的控制精度和抗干扰性能具有重要作用, 并且简单有效. 本文将采用组合幂次函数($\mathrm{fal}(\cdot)$函数)构造非线性ESO(non-linear extended state observer, NLESO), 对系统中的综合时变扰动进行估计.

针对伺服电机驱动的连铸结晶器非正弦振动系统中存在的不确定性、偏心轴机械零位初始偏差和时变负载转矩扰动等问题, 文献[2]设计了一种基于双幂次趋近律和ESO的反步滑模控制器. 本文将针对存在上述同样问题的结晶器非正弦振动位移跟踪系统, 提出了一种基于NLESO的非奇异终端滑模(nonsingular terminal sliding mode, NTSM)控制方法, NTSM控制方法具有能够使系统状态有限时间收敛的特性[11–14], 本文采用NTSM方法设计控制器, 正是利用该方法的快速收敛的性质. 具体地, 本文将采用估计/补偿的策略, 首先构造NLESO来估计系统中的综合扰动和不可测状态; 然后采用分层设计方法, 分别针对位移跟踪子系统设计NTSM控制器, 针对电流子系统设计滑模控制器. 在控制器设计中, 为进一步削弱ESO估计误差对控制精度的影响, 在NTSM控制器设计中引入了带有自适应增益的滑模项. 在电流环子系统控制器设计中, 引入二阶滑模积分滤波器[15]以避免"微分爆炸"现象. 可以证明, 所设计的ESO 可使估计误差指数收敛到原点附近的邻域内, 所设计的控制器能够使系统状态能够渐近收敛到原点附近的小邻域内. 最后, 通过仿真验证所提出控制方法的有效性. 本文的主要工作可以总结为: 1) 设计了基于$\mathrm{fal}(\cdot)$函数的NLESO来估计系统中的不可测状态和综合扰动, 给出了保证观测误差有界收敛的充分条件; 2) 采用分层结构, 考虑系统中存在不可测状态和观测误差, 设计了基于自适应增益的NTSM控制器和滑模控制器, 能够保证系统状态渐近有界稳定, 相比于文献[2], 本文方法在保证稳态精度的同时具有更好的暂态性能.

2　结晶器振动位移系统的数学模型与问题描述

伺服电机驱动的连铸结晶器模拟振动系统装置如图1所示. 伺服电机通过减速器、偏心轴连杆机构, 驱动结晶器实现非正弦(或正弦)振动. 本文中的伺服电机选用PMSM, 其模型采用在d–q坐标系下状态方程的形式, 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, PMSM驱动的连铸结晶器振动位移系统的数学模型可表示为[1–2]

$$\begin{cases}\dot y = h(\dfrac{2\pi n}{60(i+\Delta i)})\cos(\displaystyle\int\dfrac{2\pi n(\tau)}{60(i+\Delta i)}\mathrm{d}\tau+\phi),\\ \dot n = \dfrac{1.5p\psi_{\mathrm{f}}}{J}\dfrac{60}{2\pi}i_{\mathrm{q}}-\dfrac{B}{J}n-\dfrac{60}{2\pi}\dfrac{T_{\mathrm{L}}}{J},\\ \dot i_{\mathrm{q}} = -\dfrac{2\pi}{60}pni_{\mathrm{d}}-\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L}i_{\mathrm{q}}-\dfrac{p\psi_{\mathrm{f}}}{L}\dfrac{2\pi}{60}n+\dfrac{u_{\mathrm{q}}}{L},\\ \dot i_{\mathrm{d}} = -\dfrac{2\pi}{60}i_{\mathrm{d}}+\dfrac{2\pi}{60}pni_{\mathrm{q}}+\dfrac{u_{\mathrm{d}}}{L},\end{cases} \tag{1}$$

式中: y为结晶器的位移; n为伺服电机的转速; i为减速比, Δi为减速比偏差; ϕ为偏心轴机械零位初始偏差; h为结晶器振幅; $u_{\mathrm{d}}, u_{\mathrm{q}}$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.

本文的目的是设计控制器使结晶器振动位移y跟踪期望振动位移波形y_{d}. 在机械传动装置中, 偏心轴经连杆到结晶器为刚性连接, 偏心轴转角与结晶器位移间存在确定的函数关系, 因此, 如果偏心轴转角θ能跟踪振动位移y_{d}的对应期望转角θ_{d}, 即可实现结晶器振动位移跟踪的目的.

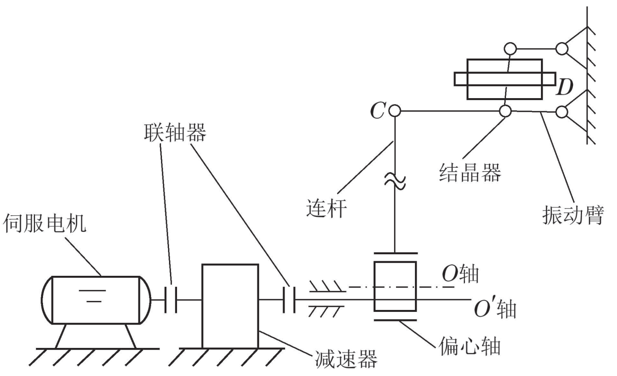


图 1 伺服电机驱动的连铸结晶器模拟振动系统装置示意图

Fig. 1 Diagram of the generator of the simulation oscillation system of continuous casting mold driven by servo motor

伺服电机单方向转动驱动连铸结晶器上下振动过程中, 偏心轴转角θ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$y(t)= h\sin(\theta(t)+\phi)$. 显然, 偏心轴转角$\theta$到结晶器位移$y$并非一一映射关系, 即, 上述正弦函数的解在$\theta\in[0,\infty)$区间内非唯一, 这将给利用偏心轴转角跟踪控制实现结晶器位移跟踪带来很大的困难. 为此, 本文通过分段函数法建立区间内偏心轴转角与结晶器位移间一一对应的映射函数关系[2], 用$G(y(t))$表示结晶器位移到偏心轴转角间的映射关系:

$$G(y(t))=\hat{\theta}_{k+1}=k\pi+(-1)^k\arcsin\frac{y(t)}{h},\\ t\in[t_k,t_{k+1}),\ k=0,1,2,\cdots, \tag{2}$$

式中: t_k为第k次到达波峰(k为奇数时)或波谷(k为偶数时)的时刻, $t_0=0$. k的初始值为0, 当$|y(t)|=h$时, k值累加1. 此时为结晶器启动后先向上振动的情况. 若结晶器先向下振动时, 式(2)中的函数$\arcsin(\cdot)$将换成函数$\arccos(\cdot)$.

方便起见, 由式(2)得到的$\hat{\theta}_{k+1}$, 仍采用θ表示, 转换后的状态方程如下:

$$\begin{cases}\dot{\theta}=\dfrac{\pi n}{30i}+\Delta n,\\ \dot{n}=\dfrac{1.5p\psi_{\rm f}}{J}\dfrac{30}{\pi}i_{\rm q}-\dfrac{B}{J}n-\dfrac{30}{\pi}\dfrac{T_{\rm L}}{J},\\ \dot{i}_{\rm q}=-\dfrac{\pi}{30}pni_{\rm d}-\dfrac{R_{\rm s}}{L}i_{\rm q}-\dfrac{p\psi_{\rm f}}{L}\dfrac{\pi}{30}n+\dfrac{u_{\rm q}}{L},\\ \dot{i}_{\rm d}=-\dfrac{\pi}{30}i_{\rm d}+\dfrac{\pi}{30}pni_{\rm q}+\dfrac{u_{\rm d}}{L},\end{cases} \tag{3}$$

式中

$$\Delta n(t)=\frac{-\Delta i\pi}{30i(i+\Delta i)}n(t)+\dot{\phi}$$

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.

3 基于扩张状态观测器的自适应滑模控制器设计

为了提高结晶器位移系统的跟踪控制精度和抗干扰性能, 本节基于上述数学模型(3)设计一种基于扩张状态观测器的滑模控制器.

3.1 扩张状态观测器设计

取式(3)中位移子系统, 并令$x_1=\theta, x_2=\dot{\theta}, i_{\rm q}^*=i_{\rm q}$. 位移子系统可重写为

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=x_2(t),\\ \dot{x}_2(t)=bi_{\rm q}^*(t)-\dfrac{B}{J}x_2(t)+N(t),\end{cases} \tag{4}$$

其中:

$$b=\frac{1.5p\psi_{\rm f}}{Ji},$$

$$N(t)=\frac{B}{J}\Delta n(t)-\frac{T_{\rm L}(t)}{Ji}+\frac{{\rm d}(\Delta n(t))}{{\rm d}t}$$

为负载转矩扰动、减速比不确定性和偏心轴机械零位偏移等综合扰动.

定义扩张状态$x_3(t)=N(t)$. 本文考虑$T_{\rm L}$是连续时变的情况, 假定其导数存在, 且$T_{\rm L}\neq 0$; 又由于实际系统中电动机的转速与负载转矩的变化率是有限的. 因此, $N(t)$ 的导数存在且有界, 记$\psi(t)=\dot{N}(t), \bar{\psi}=\sup\limits_{t\geqslant 0}\psi(t)$. 那么, 式(4)可增广为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2,\\ \dot{x}_2=x_3-\dfrac{B}{J}x_2+bi_{\rm q}^*,\\ \dot{x}_3=\psi.\end{cases} \tag{5}$$

为实现对综合扰动的估计, 设计如下ESO:

$$\begin{cases}\dot{z}_1=z_2-\beta_1e_{\rm o1},\\ \dot{z}_2=z_3-\dfrac{B}{J}z_2+bi_{\rm q}^*-\beta_2{\rm fal}(e_{\rm o1},\alpha_1,\delta),\\ \dot{z}_3=-\beta_3{\rm fal}(e_{\rm o1},\alpha_2,\delta),\end{cases} \tag{6}$$

式中: z_i为x_i的估计值, $e_{{\rm o}i}=z_i-x_i$为估计误差, β_i为观测器增益系数, $i=1,2,3$; $\alpha_1,\alpha_2\in[0,\ 1]$, $\delta>0$, ${\rm fal}(\cdot,\cdot,\cdot)$为非线性组合幂次函数, 能够抑制信号抖振, 其表达式为

$${\rm fal}(e,\alpha,\delta)=\begin{cases}\dfrac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e|\leqslant\delta.\\ |e|^{\alpha}{\rm sgn}\,e, & |e|>\delta,\end{cases} \tag{7}$$

其中: ${\rm sgn}(\cdot)$为符号函数, $0\leqslant\alpha\leqslant 1$.

则由式(5)–(6), 可得估计误差的动态方程为

$$\begin{cases}\dot{e}_{\rm o1}=e_{\rm o2}-\beta_1e_{\rm o1},\\ \dot{e}_{\rm o2}=e_{\rm o3}-\dfrac{B}{J}e_{\rm o2}-\beta_2{\rm fal}(e_{\rm o1},\alpha_1,\delta),\\ \dot{e}_{\rm o3}=\psi-\beta_3{\rm fal}(e_{\rm o1},\alpha_2,\delta).\end{cases} \tag{8}$$

定理 1　对于给定的$\delta > 0$, 如果选取适当的参数$\alpha_1, \alpha_2, \beta_i, i = 1, 2, 3$, 且满足如下关系:

$$\begin{cases} 0 < \alpha_2 \leqslant \alpha_1 \leqslant 1, \\ 0 < \beta_1 < \beta_2 < \beta_3, \\ \beta_3 < \beta_1\beta_2\delta^{(\alpha_1-\alpha_2)}, \end{cases} \tag{9}$$

那么, 扩张状态观测器(6)的估计误差$e_{oi}(i = 1, 2, 3)$能够指数收敛到原点附近的邻域内.

证　对于观测器中的非线性函数$\mathrm{fal}(\cdot)$, 首先考虑$|e_{o1}| > \delta$的情况, 此时, $\mathrm{fal}(e, \alpha, \delta) = |e|^{\delta}\mathrm{sgn}\, e$.

令$e_o = [e_{o1}\ \ e_{o2}\ \ e_{o3}]^{\mathrm{T}}$, 并利用关系式

$$e = |e|^{1-\alpha}|e|^{\alpha}\mathrm{sgn}\, e,$$

可将式(8)写成如下向量形式:

$$\dot{e}_o = A_o(e_{o1})e_o - \varGamma e_{o2} + \varPsi, \tag{10}$$

式中:

$$\varGamma = [0\ \ \frac{B}{J}\ \ 0]^{\mathrm{T}},\ \varPsi = [0\ \ 0\ \ \psi]^{\mathrm{T}},$$

$$A_o(e_{o1}) = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2|e_{o1}|^{-(1-\alpha_1)} & 0 & 1 \\ -\beta_3|e_{o1}|^{-(1-\alpha_2)} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

估计误差系统(10)的特征方程为

$$\det(sI - A_o) = s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2|e_{o1}|^{-(1-\alpha_1)}s + \beta_3|e_{o1}|^{-(1-\alpha_2)}. \tag{11}$$

根据劳斯判据可以得出: 如果不等式参数满足$\beta_i > 0, i = 1, 2, 3$, 以及如下不等式:

$$\beta_1\beta_2|e_{o1}|^{-(1-\alpha_1)} > \beta_3|e_{o1}|^{-(1-\alpha_2)}, \tag{12}$$

那么, 特征方程(11)是Hurwitz的. 因此, 存在正定对称矩阵P_o和Q_o, 使得如下不等式成立:

$$A_o^{\mathrm{T}}P_o + P_oA_o \leqslant -Q_o. \tag{13}$$

进一步, 令$E_2 = [0\ \ 1\ \ 0]$, 由于$\dfrac{B}{J} > 0$, 则有

$$(A_o - \varGamma E_2)^{\mathrm{T}}P_o + P_o(A_o - \varGamma E_2) = A_o^{\mathrm{T}}P_o + P_oA_o - \varXi_{2,2} \leqslant -Q_o', \tag{14}$$

式中: $\varXi_{2,2} = (\varGamma E_2)^{\mathrm{T}}P_o + P_o\varGamma E_2$, $Q_o' = Q_o + \varXi_{2,2}$, 通过选取适当的参数$\beta_i, i = 1, 2, 3$, 可使$Q_o' > 0$.

选取Lyapunov函数$V_o = e_o^{\mathrm{T}}P_oe_o$, 则其沿式(10)的时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_o = {} & e_o^{\mathrm{T}}\left((A_o - \varGamma E_2)^{\mathrm{T}}P_o + P_o(A_o - \varGamma E_2)\right)e_o + \\ & 2e_o^{\mathrm{T}}P_o\varPsi \leqslant -e_o^{\mathrm{T}}Q_o'e_o + \epsilon^{-2}||P_o||^2||e_o||^2 + \epsilon\bar{\psi}^2 \leqslant \\ & -(\lambda_{\min}(Q_o') - \epsilon^{-1}||P_o||^2)||e_o||^2 + \epsilon\bar{\psi}^2 \leqslant \\ & -\gamma V_o + \epsilon\bar{\psi}^2, \end{aligned} \tag{15}$$

式中:

$$\epsilon > 0,\ \gamma = \frac{(\lambda_{\min}(Q_o') - \epsilon^{-1}||P_o||^2)}{\lambda_{\max}(P_o)},$$

$\lambda_{\min}(*)$和$\lambda_{\max}(*)$分别表示矩阵$*$的最小特征根和最大特征根.

如果选取适当的参数β_1, β_2和β_3, 使得

$$\lambda_{\min}(Q_o') - \epsilon^{-1}||P_o||^2 > 0.$$

则有$\gamma > 0$. 进一步, 有

$$\begin{aligned} V_o(t) \leqslant {} & V_o(0)\mathrm{e}^{-\gamma t} + \frac{1}{\gamma}(1 - e{-}\gamma t)\epsilon\bar{\psi}^2 \leqslant \\ & V_o(0)\mathrm{e}^{-\gamma t} + \frac{\epsilon}{\gamma}\bar{\psi}^2, \end{aligned} \tag{16}$$

那么, 估计误差e_o可指数收敛到原点附近的邻域内, 其收敛上界依赖于$\bar{\psi}$和参数$\beta_i, i = 1, 2, 3$. 通过选取适当的参数$\beta_i, i = 1, 2, 3$, 可以改变γ的大小及参数ϵ的选取, 进而改变估计误差的最终收敛上界.

上述结论是在不等式(12)成立的前提下得出的. 由于$|e_{o1}| > \delta > 0$, 以及$0 < \alpha_2 \leqslant \alpha_1 \leqslant 1$, 则有$\beta_3 < \beta_1\beta_2\delta^{(\alpha_1-\alpha_2)} \leqslant \beta_1\beta_2|e_{o1}|^{(\alpha_1-\alpha_2)}$, 因此, 如果式(9)中的第3个不等式成立, 则不等式(12)成立.

再考虑$|e_{o1} \leqslant \delta|$的情况, 即

$$\mathrm{fal}(e, \alpha, \delta) = \frac{e}{\delta^{1-\alpha}},$$

那么, 式(10)可重写为

$$\dot{e}_o = A_o(\delta)e_o - \varGamma e_{o2} + \varPsi. \tag{17}$$

同样选择Lyapunov函数$V_o = e_o^{\mathrm{T}}P_oe_o$, 可以得出: 如果选择参数$\alpha_1, \alpha_2, \beta_i, i = 1, 2, 3$, 满足不等式$\beta_3 < \beta_1\beta_2\delta^{(\alpha_1-\alpha_2)}$, 同样可得出不等式(16)的结论.

证毕.

注 1　本文在ESO(6)中采用的非线性函数, 如式(7)所示, 是ESO设计中常采用的, 而且非常有效的函数[10]. 并且在文献[10]中, 韩京清教授给出了基于$\mathrm{fal}(\cdot)$函数的NLESO的稳态误差分析, 却没有给出估计误差的收敛性分析. 文献[16]给出的三阶NLESO的稳定性分析在本质上, 与本文的分析方法是一致的. 不同之处在于形式: 文献[16]将$\mathrm{fal}(\cdot)$函数写成了

$$\mathrm{fal}(e, \alpha_i, \delta) = \frac{\mathrm{fal}(e, \alpha_i, \delta)}{e}e = \lambda_{0i}(e)e$$

的形式, 将NLESO看成变增益的线性ESO, 然后利用劳斯判据给出保证ESO有界收敛的充分条件: $\lambda_{02}(e)\beta_1\beta_2 > \lambda_{03}(e)\beta_3$; 本文则是根据$\mathrm{fal}(\cdot)$函数表达式分情况进行讨论, 利用劳斯判据给出保证ESO有界收敛的充分条件: 式(9), 且不依赖于估计误差e. 另外, 本文给出的保证ESO有界收敛的参数选取条件涵盖了文献[16]给出的条件, 同时也满足韩京清教授给出的四阶及以下ESO的观测器增益参数的选取规律[10].

由上述定理得出, 所设计的ESO能够保证观测器状态误差是有界的, 即存在$d_i > 0, i = 1, 2, 3$, 有

$$d_i = \sup_{t\geqslant 0} |z_i(t) - x_i(t)|,\ i = 1, 2, 3. \tag{18}$$

3.2 自适应滑模控制器设计

在本节, 将采用分层设计的方法, 针对(3)进行控制器设计, 整体控制系统结构如图2所示. 首先针对位移跟踪子系统, 将基于ESO设计NTSM控制器i_{q}^*(NTSMC1); 再基于指数趋近律分别设计交直轴子系统滑模控制器u_{q}和u_{d}(SMC2, SMC3), 使交直轴电流i_{q}和i_{d}分别跟踪i_{q}^*和i_{d}^*. 本文采用转子磁场定向控制方式, 即$i_{\mathrm{d}}^* = 0$.

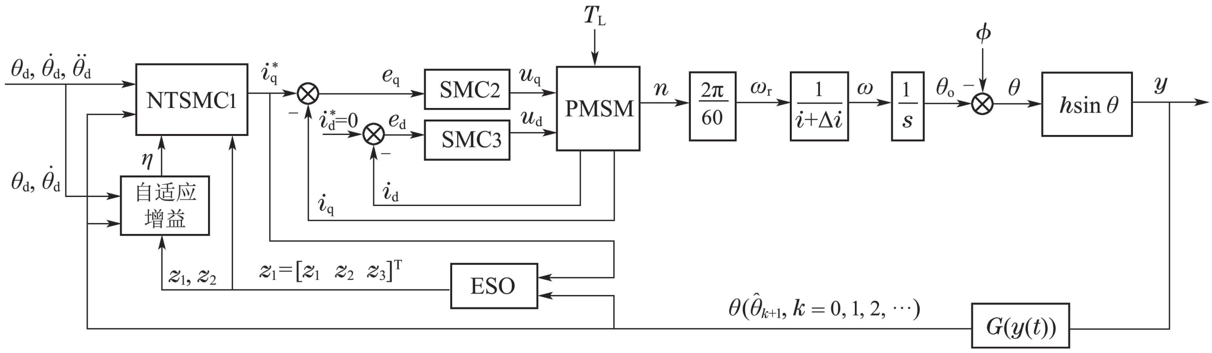


图 2 基于ESO的自适应滑模控制系统设计总体结构框图

Fig. 2 Structure of the ESO-based adaptive sliding mode control system

在进行控制器设计前, 先引入如下引理:

引理 1[11] 假设存在连续的正定函数$V(t)$, 并且满足如下不等式:

$$\dot V(t) + aV(t) + bV^c(t) \leqslant 0,\ \forall t \geqslant t_0, \tag{19}$$

那么$V(t)$将在有限时间t_{s}内收敛到平衡点, 其中

$$t_{\mathrm{s}} \leqslant t_0 + \frac{1}{a(1+c)} \ln \frac{aV^{1-c}(t_0) + b}{b}, \tag{20}$$

式中: $a > 0, b > 0, 0 < c < 1$; $t_0 \geqslant 0$为初始时刻.

下面将给出控制器设计:

首先, 针对子系统(4), 设计位移子系统的虚拟控制器i_{q}^*. 为提高控制系统性能, 并使系统状态在有限时间内稳定, 选取如下NTSM面:

$$s_1(t) = e_1(t) + \frac{1}{\kappa_1} e_2^{\frac{p_1}{q_1}}(t), \tag{21}$$

其中: $\kappa_1 > 0$为设计参数, p_1和q_1为正奇数, 且$1 < p_1/q_1 < 2$; $e_1 = \theta_{\mathrm{d}} - x_1$, $e_2 = \dot\theta_{\mathrm{d}} - \dot x_1$; θ_{d}和$\dot\theta_{\mathrm{d}}$分别为偏心轴转角期望值及其一阶导数. 并假设$\dot\theta_{\mathrm{d}}$和$\ddot\theta_{\mathrm{d}}$存在且有界.

由于状态x_2中含有不确定性, 因此所设计的滑模面(21)不可直接使用. 为此, 构造如下NTSM面:

$$\hat s_1(t) = \hat e_1(t) + \frac{1}{\kappa_1} \hat e_2^{\frac{p_1}{q_1}}(t), \tag{22}$$

式中: $\hat e_1 = \theta_{\mathrm{d}} - z_1$, $\hat e_2 = \dot\theta_{\mathrm{d}} - \bar z_2$, $\bar z_2 = z_2 - \beta_1 e_{\mathrm{o}1}$.

设计如下控制律(NTSMC1):

$$\begin{aligned} i_{\mathrm{q}}^* = &\frac{1}{b}\,(\mu_1 \hat s_1 + \mu_2 \mathrm{sig}^{\alpha_{\mathrm{s}1}}(\hat s_1) + \eta\tanh(k_{\mathrm{th}}\hat s_1) + \\ &\frac{B}{J} z_2 - z_3 + \ddot\theta_{\mathrm{d}} + \kappa_1 \frac{q_1}{p_1} \hat e_2^{2-\frac{p_1}{q_1}} - \beta_1^2 e_{\mathrm{o}1} + \\ &\beta_2 \mathrm{fal}(e_{\mathrm{o}1}, \alpha_1, \delta))\,, \end{aligned} \tag{23}$$

式中:

$$\mu_1 > 0,\ \mu_2 > 0,\ k_{\mathrm{th}} > 0,\ 0 < \alpha_{\mathrm{s}1} < 1,$$

$$\mathrm{sig}^{\alpha}(s) = |s|^{\alpha}\mathrm{sgn}\,s,\ \ \tanh(kx) = \frac{\mathrm{e}^{kx} - \mathrm{e}^{-kx}}{\mathrm{e}^{kx} + \mathrm{e}^{-kx}}$$

为双曲正切函数. η为自适应增益, 其自适应律为

$$\dot\eta = \frac{p_1}{\kappa_1 q_1} \hat e_2^{\frac{p_1}{q_1}-1} (-k_\eta \eta + \mu_\eta |\hat s_1|),\ \eta(0) > 0, \tag{24}$$

式中: $k_\eta > 0$, $\mu_\eta > 0$.

选取Lyapunov函数$V_{\mathrm{c}1}(t) = V_{\mathrm{s}1}(t) + V_\eta(t)$, 式中:

$$V_{\mathrm{s}1} = \frac{1}{2}\hat s_1^2(t),\ V_\eta(t) = \frac{1}{2\mu_\eta}(\eta(t) - \beta_1 d_2)^2.$$

先对$V_{\mathrm{s}1}$求时间导数, 结合式(6)和(22), 并将式(23)代入, 可得

$$\begin{aligned} \dot V_{\mathrm{s}1} = &-\varphi(\hat e_2)\,\big(\mu_1 \hat s_1^2 + \mu_2 |\hat s_1|^{1+\alpha_{\mathrm{s}1}} + \beta_1 e_{\mathrm{o}2} \hat s_1 + \\ &\eta\tanh(k_{\mathrm{th}}\hat s_1)\hat s_1 + \eta|\hat s_1| - \eta\mathrm{sgn}\,\hat s_1\,\hat s_1\big) \leqslant \\ &-\varphi(\hat e_2)\,\big(\mu_1 \hat s_1^2 + \mu_2 |\hat s_1|^{1+\alpha_{\mathrm{s}1}}\big) - \\ &\varphi(\hat e_2)(\eta - \beta_1 d_2)|\hat s_1| + \varphi(\hat e_2)\eta\sigma(\hat s_1), \end{aligned} \tag{25}$$

式中:

$$\varphi(\hat e_2) = \frac{p_1}{\kappa_1 q_1} \hat e_2^{\frac{p_1}{q_1}-1},$$

$$\sigma(\hat s_1) = |\hat s_1||\mathrm{sgn}\,\hat s_1 - \tanh(k_{\mathrm{th}}\hat s_1)|.$$

由于p_1和q_1为正奇数, 因此, 有$\varphi(\hat e_2) \geqslant 0$, 仅当$\hat e_2 = 0$时, $\varphi(\hat e_2) = 0$. 另外, 可以得出

$$\sigma(\hat s_1) \leqslant \frac{2|\hat s_1|}{e^{2k_{\mathrm{th}}|\hat s_1|+1}} = \sigma_{\max}(k_{\mathrm{th}}, |\hat s_1|).$$

容易验证, $\sigma_{\max}(\hat{s}_1)$是有界的, 并且随着$k_{\rm th}$的增大而减小. 特别地, $\lim\limits_{k_{\rm th}\to\infty}\sigma_{\max}(k_{\rm th},|\hat{s}_1|)=0$.

如果自适应增益$\eta\geqslant\beta_1d_2$, 则式(25)可写为

$$\dot{V}_{\rm s1}\leqslant-a_1V_{\rm s1}-b_1V_{\rm s1}^{\frac{1+\alpha_{\rm s1}}{2}}+\varphi(\hat{e}_2)\eta\sigma(\hat{s}_1),\quad(26)$$

式中: $a_1=2\varphi(\hat{e}_2)\mu_1$, $b_1=2^{\frac{1+\alpha_{\rm s1}}{2}}\varphi(\hat{e}_2)\mu_2$.

当$\sigma(\hat{s}_1)=0$时, 在$\hat{e}_2\neq0$的情况下, 由于$0<(1+\alpha_{\rm s1})/2<1$. 根据引理1, 此时滑模面$\hat{s}_1$可在有限时间$t_{\rm s}(a_1,b_1,V_{\rm s1})$内收敛到零, 其中

$$t_{\rm s}(a_1,b_1,V_{\rm s1})\leqslant t_0+\frac{2}{3a_1}\ln\frac{a_1V_{\rm s1}^{\frac{1+\alpha_{\rm s1}}{2}}(t_0)+b_1}{b_1}.\quad(27)$$

再根据滑模面(22), 可得出: 当系统达到滑模面$\hat{s}_1=0$后, $\hat{e}_1$和$\hat{e}_2$可在有限时间内达到平衡点.

当$\sigma(\hat{s}_1)>0$时, 并考虑自适应参数η不能精确估计β_1d_2的情况. 先对$V_{\rm c1}$求时间导数, 结合式(25), 并将式(24)代入, 可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_{\rm c1}\leqslant&-a_1V_{\rm s1}-b_1V_{\rm s1}^{\frac{1+\alpha_{\rm s1}}{2}}+\varphi(\hat{e}_2)\eta\sigma(\hat{s}_1)-\\&\frac{k_\eta}{\mu_\eta}\varphi(\hat{e}_2)(\eta-\beta_1d_2)\eta\leqslant\\&-a_1V_{\rm s1}-b_1V_{\rm s1}^{\frac{1+\alpha_{\rm s1}}{2}}-\frac{k_\eta}{\mu_\eta}\varphi(\hat{e}_2)(\eta-\beta_1d_2)^2+\\&\frac{k_\eta}{\mu_\eta}\varphi(\hat{e}_2)\eta\beta_1d_2+\varphi(\hat{e}_2)\eta\sigma(\hat{s}_1).\end{aligned}\quad(28)$$

由此, 可得出滑模面$\hat{s}_1$和估计误差$(\eta-\beta_1d_2)$是有界的. 进一步, 利用不等式$(a+b)^\gamma\leqslant a^\gamma+b^\gamma$, 其中$a>0$, $b>0$, $0<\gamma<1$. 式(28)可以重写为

$$\dot{V}_{\rm c1}\leqslant-a_{\min}V_{\rm c1}-b_1V_{\rm c1}^{\frac{1+\alpha_{\rm s1}}{2}}+\varPhi(\hat{e}_2,\hat{s}_1,\eta),\quad(29)$$

式中:

$$\begin{aligned}&a_{\min}=2\varphi(\hat{e}_2)\min\{\mu_1,k_\eta\},\\&\varPhi(\hat{e}_2,\hat{s}_1,\eta)=\\&b_1(\eta-\beta_1d_2)^{1+\alpha_{\rm s1}}+\varphi(\hat{e}_2)\eta(\frac{k_\eta}{\mu_\eta}\beta_1d_2+\sigma(\hat{s}_1)).\end{aligned}$$

显然$\varPhi(\hat{e}_2,\hat{s}_1,\eta)$是有界的, 按照文献[17]的分析, 可得出滑模面$\hat{s}_1$和估计误差$(\eta-\beta_1d_2)$可在有限时间收敛到原点附近的邻域内, 系统状态也在有限时间内收敛到原点附近的邻域内.

需要说明的是, 控制律(23)中的$\eta\tanh(k_{\rm th}\hat{s}_1)$项主要用于抵消由ESO估计误差对控制精度的影响. 如果$k_{\rm th}$趋于无穷, 双曲正切函数$\tanh(k_{\rm th}\hat{s}_1)$将等价于符号函数$\mathrm{sgn}\,\hat{s}_1$, 并且有$\sigma(\hat{s}_1)=0$. 此时,即便取$\mu_2=0$, 仍能得到上述有限时间内有界收敛的结论, 只是此时的控制律$i_{\rm q}^*$将变成非连续的.

然后, 进行电流环控制器设计, 本文采用磁场定向的控制方式, 即: $i_{\rm d}^*=0$. 定义$e_{\rm q}=i_{\rm q}^*-i_{\rm q}$, $e_{\rm d}=i_{\rm d}^*-i_{\rm d}=-i_{\rm d}$, 由式(4)可得出如下误差方程:

$$\dot{e}_{\rm q}=\dot{i}_{\rm q}^*+\frac{\pi}{30}pni_{\rm d}+\frac{R_{\rm s}}{L}i_{\rm q}+\frac{p\psi_{\rm f}\pi}{30L}n-\frac{u_{\rm q}}{L},\quad(30)$$

$$\dot{e}_{\rm d}=\frac{R_{\rm s}}{L}i_{\rm d}-\frac{\pi}{30}pni_{\rm q}-\frac{u_{\rm d}}{L}.\quad(31)$$

设计滑模控制律(SMC2, SMC3)为

$$\begin{aligned}u_{\rm q}=&L\dot{i}_{\rm q}^*+\frac{\pi Lp}{30}ni_{\rm d}+R_{\rm s}i_{\rm q}+\frac{\pi}{30}p\psi_{\rm f}n+\\&L(\mu_3e_{\rm q}+\mu_4\mathrm{sig}^{\alpha_{\rm s2}}(e_{\rm q})),\end{aligned}\quad(32)$$

$$u_{\rm d}=R_{\rm s}i_{\rm d}-\frac{\pi Lp}{30}ni_{\rm q}+L(\mu_5e_{\rm d}+\mu_6\mathrm{sig}^{\alpha_{\rm s3}}(e_{\rm d})),\quad(33)$$

式中: $\mu_i>0(i=3,4,5,6)$, $0<\alpha_{\rm s2},\alpha_{\rm s3}<1$.

选取候选Lyapunov函数$V_{\rm c2}(t)=V_{\rm q}(t)+V_{\rm d}(t)$, 其中: $V_{\rm q}(t)=\frac{1}{2}e_{\rm q}^2(t)$, $V_{\rm d}=\frac{1}{2}e_{\rm d}^2(t)$. 对$V_{\rm c2}$求时间导数, 并结合式(30)–(33), 可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_{\rm c2}=&-\mu_3e_{\rm q}^2-\mu_4|e_{\rm q}|^{1+\alpha_{\rm s2}}-\mu_5e_{\rm d}^2-\mu_6|e_{\rm d}|^{1+\alpha_{\rm s3}}=\\&-a_2V_{\rm q}-b_2V_{\rm q}^{\frac{1+\alpha_{\rm s2}}{2}}-a_3V_{\rm d}-b_3V_{\rm d}^{\frac{1+\alpha_{\rm s3}}{2}},\end{aligned}\quad(34)$$

式中:

$$a_2=2\mu_3,b_2=2^{\frac{1+\alpha_{\rm s2}}{2}}\mu_4,a_3=2\mu_5,b_3=2^{\frac{1+\alpha_{\rm s3}}{2}}\mu_6.$$

因此, 有

$$\dot{V}_{\rm q}+a_2V_{\rm q}+b_2V_{\rm q}^{\frac{1+\alpha_{\rm s2}}{2}}\leqslant0,$$
$$\dot{V}_{\rm d}+a_3V_{\rm d}+b_3V_{\rm d}^{\frac{1+\alpha_{\rm s3}}{2}}\leqslant0.$$

由引理1可知, $e_{\rm q}$和$e_{\rm d}$在有限时间内收敛到零.

然而, 在控制律(32)中包含有, 由式(23)可知, $\dot{i}_{\rm q}^*$将会导致“微分项爆炸”的问题. 为此, 引入如下二阶滑模积分滤波器对$\dot{i}_{\rm q}^*$进行估计[15]:

$$f(\xi_1,\xi_2,i_{\rm q}^*):\begin{cases}\dot{\xi}_1=-\dfrac{\xi_1-i_{\rm q}^*}{\tau_1}-\dfrac{\gamma_1(\xi_1-i_{\rm q}^*)}{|\xi_1-i_{\rm q}^*|+\varepsilon_1},\\\dot{\xi}_2=-\dfrac{\xi_2-\dot{\xi}_1}{\tau_2}-\dfrac{\gamma_2(\xi_2-\dot{\xi}_1)}{|\xi_2-\dot{\xi}_1|+\varepsilon_2},\end{cases}\quad(35)$$

式中: $\tau_i>0$, $\gamma_i>0$, $\varepsilon_i>0$, $i=1,2$; ξ_1与ξ_2为滤波器状态, 分别用于估计$i_{\rm q}^*$和$\dot{\xi}_1$. 因此, $\dot{i}_{\rm q}^*$的估计值可由滤波器$f(\xi_1,\xi_2,i_{\rm q}^*)$得出, 即$\hat{\dot{i}}_{\rm q}^*=\xi_2$.

则控制律(32)可重写为

$$\begin{aligned}u_{\rm q}=&L\hat{\dot{i}}_{\rm q}^*+\frac{\pi Lp}{30}ni_{\rm d}+R_{\rm s}i_{\rm q}+\frac{\pi}{30}p\psi_{\rm f}n+\\&L(\mu_3e_{\rm q}+\mu_4\mathrm{sig}^{\alpha_{\rm s2}}(e_{\rm q})).\end{aligned}\quad(36)$$

综上, 可以得出如下定理.

定理 2 对于伺服电机驱动连铸结晶器振动位

移系统(3), 设计扩张状态观测器(6), 控制律(36)及(33), 虚拟控制律(23), 自适应律(24), 以及滤波器(35)能够保证闭环系统所有信号有界, 系统状态可渐近收敛到原点附近的一个小邻域内.

证 首先, 由定理1可以得出: 所设计的ESO(6)能够使估计误差指数收敛到原点附近的邻域内.

其次, 根据上述分析可知, 采用基于自适应律(24)的NTSM控制器(23)能够使系统状态$\hat{e}_1$, $\hat{e}_2$及估计误差$(\eta-\beta_1 d_2)$在有限时间内收敛到原点附近的邻域内; 控制律(32)和(33)能够保证$e_{\rm q}$和$e_{\rm d}$在有限时间内收敛到原点.

然后, 根据文献[15]的分析, 可得出滤波器(35)的估计误差能够指数收敛到原点附近的邻域内, 并且, 选择较小的ε_1, ε_2和较大的γ_1, γ_2可以缩小估计误差的上界; 选取较小的时间常数τ_1, τ_2可以加快滤波器的收敛速度.

综上, 可以得出基于NLESO(6)和自适应律(24)的位移子系统NTSM控制律(23), 以及基于滤波器(35)的电流子系统控制律(36)和(33), 能够保证整个闭环系统所有信号有界, 系统状态可渐近收敛到原点附近的邻域内. 证毕.

注 2 由于所设计的ESO的估计误差指数有界收敛, 控制器能够保证系统状态在有限时间内有界收敛, 引入滤波器的估计误差指数有界收敛. 因此, 整体系统的收敛速度是指数收敛, 还是有限时间, 将受到ESO、滤波器及各子系统参数的影响, 定理2中的渐近收敛是最保守的说法.

注 3 由自适应律(24)可以看出, 在参数μ_η确定的情况下, 减小k_η可以增大自适应增益η, 因此, 选取较小的k_η时, 特殊地, $k_\eta=0$, 能够使$\eta\geqslant\beta_1 d_2$. 但实际上, 即便是系统稳定后, 滑模面$\hat{s}_1$也很难恒为零, 当$k_\eta=0$时, 势必将导致自适应切换增益η处于一直增大的状态, 如此将会增大系统抖振, 因此, k_η的值不能选择过小.

4 仿真结果

为验证本文所提出方法的有效性, 本节对系统(1)进行了仿真. 仿真中的系统参数取自实验室模拟振动台的实际参[1], 系统参数如表1所示.

仿真中采用期望的结晶器位移波形为德马克非正弦波形, 其表达式为$y_{\rm d}=h\sin(\omega t-A\sin(\omega t))$, 其中:

$$\omega=2\pi f,\ A=\frac{\pi\alpha}{(2\sin(\dfrac{\pi}{2}(1+\alpha)))},$$

f为结晶器振动频率, α为波形偏斜率. 进而, 可得出相应的偏心轴期望转角为$\theta_{\rm d}=\omega t-A\sin(\omega t)$.

仿真中取初始时刻偏心轴机械零位初始偏差$\phi=-0.2$ rad, $\Delta i=3\%i$. 根据文献[1]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

$$T_{\rm L}=5.1335+6.4985\sin(\omega t-A\sin(\omega t)).$$

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$t=1$ s后负载转矩变为

$$T_{\rm L}=7.1335+6.4985\sin(\omega t-A\sin(\omega t)).$$

下面将对如下3种方法对比仿真:

1) 本文所用方法, 参数选取如下:

ESO参数: $\beta_1=100$, $\beta_2=2000$, $\beta_3=20000$, $\alpha_1=0.5$, $\alpha_2=0.4$, $\delta=0.01$.

位移环控制器NTSMC1参数: $\kappa_1=4$, $p_1=5$, $q_1=3$, $\mu_1=8000$, $\mu_2=1$, $\alpha_{\rm s1}=0.4$, $k_{\rm th}=1000$;

自适应律参数: $\eta(0)=1$, $\mu_\eta=5$, $k_\eta=0.02$;

电流环控制器SMC2, SMC3参数: $\mu_3=30$, $\mu_4=2$, $\mu_5=3$, $\mu_6=0.1$, $\alpha_{\rm s2}=\alpha_{\rm s3}=0.6$;

滤波器参数: $\gamma_1=\gamma_2=100$, $\tau_1=\tau_2=0.001$, $\varepsilon_1=\varepsilon_2=0.01$.

2) 文献[2]所用方法, 参数与文献[2]相同.

3) NTSMC+PI方法, 位移控制器采用本文所提出的基于ESO的NTSMC方法, 参数选取同上; 电流环采用PI控制器, 参数分别为$k_{\rm p,q}=k_{\rm p,d}=10$, $k_{\rm i,q}=300$, $k_{\rm i,d}=100$.

根据上述3种方法在相同模型和同等条件下进行仿真, 仿真结果如图3–9所示.

表 1 系统参数表

Table 1 System parameters

参数名称/单位	取值
额定功率$P_{\rm N}$/kW	20.4
额定转速n/(r$\cdot$ min^{-1})	1500
额定电流$I_{\rm N}$/A	45
定子电阻$R_{\rm s}$/Ω	0.14
定子等效电感L/mH	4.6
转子转动惯量J/(kg$\cdot$m^2)	0.0547
转子永磁体磁链$\psi_{\rm f}$/Wb	0.96
磁极对数p	3
粘性摩擦系数B	0.004
减速器减速比i	5.1
结晶器振幅h/mm	3
结晶器振动频率f/(次$\cdot$ min^{-1})	130
波形偏斜率α	0.24

由图3–4可以看出, 3种方法都能够快速地跟踪给定曲线. 并且, 从图4可以看出, 本文提出的方法和PI+NTSMC 方法跟踪速度较快, 本文所用方法具有更好的

暂态性能; 在稳态方面, 本文所用方法与文献2方法的稳态跟踪误差最小, 在0.01 mm以内, 相对误差为0.33%. 另外, 3种方法的电动机都是单方向转动(见图5), 符合预期要求.

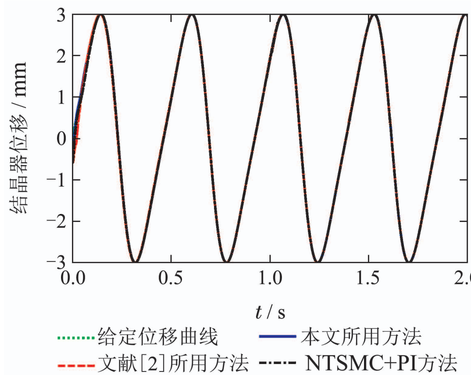


图 3　结晶器位移跟踪曲线

Fig. 3　The traces of the mold displacement

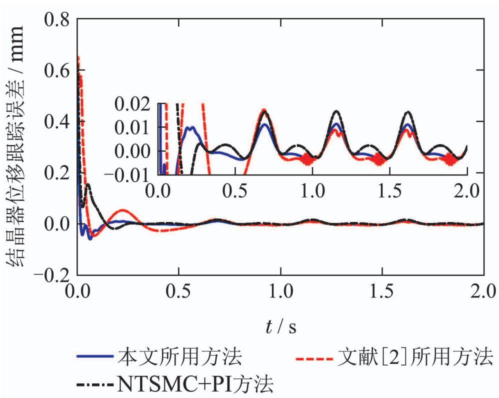


图 4　结晶器位移跟踪误差曲线

Fig. 4　Tracking errors of the mold displacement

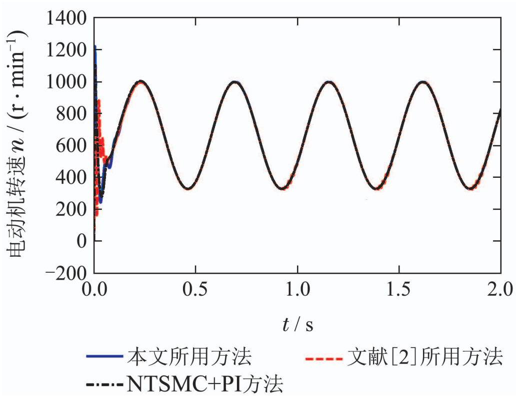


图 5　电动机转速曲线

Fig. 5　Motor Speeds

仿真中, 扩张状态观测器的初始条件为: $z(0) = [0\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$. 偏心轴机械零位偏移为$-0.2$ rad, 因此在图6中的估计误差初值为差$e_{o1}(0) = 0.2$ rad, 对应图4结晶器位移跟踪误差初值为0.596 mm.

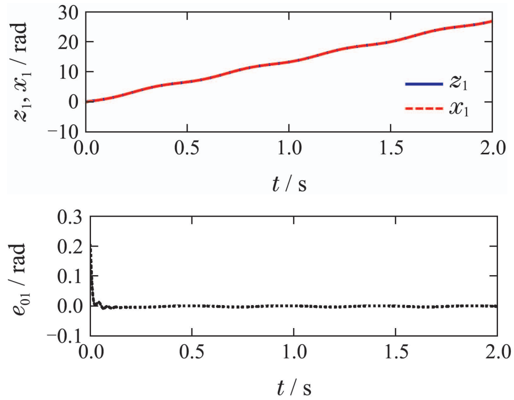


图 6　偏心轴转角, 估计值及估计误差

Fig. 6　The angle of the eccentric shaft, its estimate and estimation error

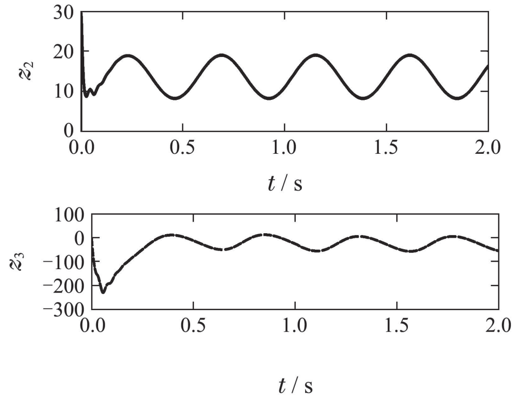


图 7　不可测状态估计z_2和综合扰动估计z_3

Fig. 7　Estimates of the unmeasurable state and of the total disturbance, z_2 and z_3

由图6–7可知, 扩张状态观测器能够有效估计不可测状态和综合扰动. 从而有效地抑制了参数不确定性、偏心轴初始偏差和时变负载对系统的扰动.

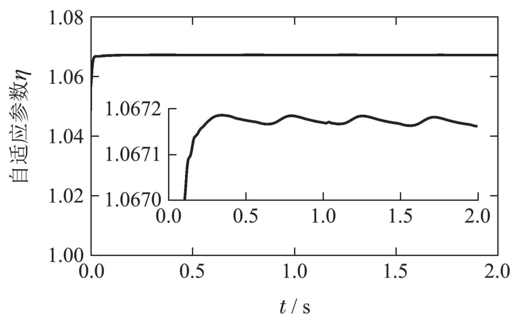
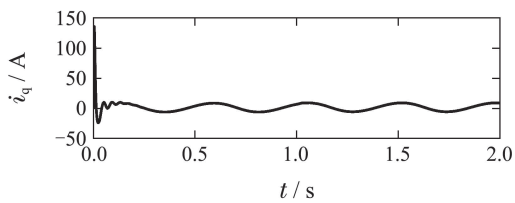


图 8　自适应参数η

Fig. 8　Adaptive gain η



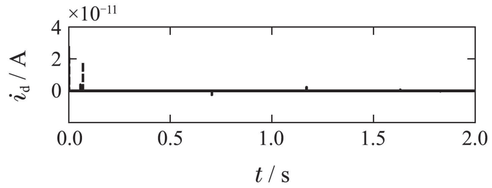


图 9 交直轴电流

Fig. 9 The q-axis and d-axis currents of the motor

另外, 从图8–9可以看出, 自适应参数很快达到平稳状态, 其最终是有界的; 电机电流输出曲线符合预期要求.

综上, 通过仿真对比可以看出, 本文所提出的方法具有良好的暂态和稳态性能, 能够保证系统很快达到稳定, 并具有良好的跟踪性能和抗干扰能力.

5 结论

本文主要研究了伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统的跟踪控制问题. 考虑到系统中存在的时变负载转矩扰动、减速比测量误差和偏心轴机械零位偏移等不确定性问题, 提出了一种基于非线性扩张状态观测器的自适应非奇异终端滑模控制方法, 给出了能够保证扩张状态观测器收敛的充分条件, 证明了所设计的控制器能够保证系统状态渐近有界稳定. 最后的仿真结果表明所提出的方法能够保证对结晶器振动位移的有效跟踪, 且具有较强的抗干扰能力和较快的响应速度.

参考文献:

[1] FANG Yiming, LI Gongyin, LI Jianxiong, et al. Modeling and analysing for oscillation system of continuous casting mold driven by servo motor. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(11): 2615 – 2623.
(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. 仪器仪表学报, 2014, 35(11): 2615 – 2623.)

[2] KANG Kesong, LIU Le, FANG Yiming, et al. Backstepping sliding mode control for continuous cast mold oscillation displacement system driven by servo motor. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(11): 1442 – 1448.
(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. 控制理论与应用, 2016, 33(11): 1442 – 1448.)

[3] QI L, SHI H B. Adaptive position tracking control of permanent magnet synchronous motor based on RBF fast terminal sliding mode control. *Neurocomputing*, 2013, 115(8): 23 – 30.

[4] LIU Zhigang, LI Shihua. Active disturbance rejection controller based on permanent magnetic synchronous motor model identification and compensation. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(24): 118 – 123.
(刘志刚, 李世华. 基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 118 – 123.)

[5] HAMIDA M A, GLUMINEAU A, LEON J D. Robust integral backstepping control for sensorless IPM synchronous motor controller. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349(5): 1734 – 1757.

[6] LEU V, CHOI H, JUNG J. Fuzzy sliding mode speed controller for PM synchronous motors with a load torque observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(3): 1530 – 1539.

[7] ZHANG Xiaoguang, SUN Li, ZHAO Ke. Sliding mode control of PMSM based on a novel load torque sliding mode observer. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(3): 111 – 117.
(张晓光, 孙立, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111 – 117.)

[8] LU X Q, LIN H Y, HAN J L. Load disturbance observer-based control method for sensorless PMSM drive. *IET Electric Power Applications*, 2016, 10(8): 735 – 743.

[9] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods — an overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2): 1083 – 1095.

[10] HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique: the Technique for Estimating and Compensating Uncertainties*. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.
(韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术. 北京: 国防工业出版社, 2008.)

[11] MAN Z H, YU X H. Terminal sliding mode control of MIMO linear systems. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I: Fundamental Theory & Applications*, 1997, 44(11): 1065 – 1070.

[12] FENG Y, YU X, MAN Z. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators. *Automatica*, 2002, 38(12): 2159 – 2167.

[13] LI H, DOU L H, SU Z. Adaptive nonsingular fast terminal sliding mode control for electromechanical actuator. *International Journal of Systems Science*, 2013, 44(3): 401 – 415.

[14] WANG H, MAN Z, KONG H, et al. Design and implementation of adaptive terminal sliding-mode control on a steer-by-wire equipped road vehicle. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(9): 5774 – 5785.

[15] LI CY, JING W X, GAO C S. Adaptive backstepping- based flight control system using integral filters. *Aerospace Science and Technology*, 2009, 13(2/3): 105 – 113.

[16] LI Jie, QI Xiaohui, XIA Yuanqing, et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control. *Acta Automatica Sinica*, 2016, 42(2): 202 – 212.
(李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究. 自动化学报, 2016, 42(2): 202 – 212.)

[17] YU S, YU X, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode. *Automatica*, 2005, 41(11): 1957 – 1964.

作者简介:

李建雄 博士, 副教授, 目前主要从事鲁棒自适应控制、滑模控制理论及其在复杂机电系统中的应用等研究, E-mail: jxli@ysu.edu.cn;

张文博 硕士研究生, 目前主要从事滑模控制、自抗扰控制的研究, E-mail: 313709659@qq.com;

章启宇 硕士研究生, 目前主要从事滑模控制及其在机电伺服系统中的应用研究, E-mail: 448489562@qq.com;

方一鸣 教授, 博士生导师, 目前研究方向为复杂系统的建模仿真与控制、自适应鲁棒控制理论与应用、冶金自动化等, E-mail: fyming@ysu.edu.cn.