doi:10.11887/j.cn.201806021 http://journal.nudt.edu.cn

基于非线性扩张状态观测器的直线电机PD控制*

陈志翔,高钦和,谭立龙,董家臣
(火箭军工程大学 导弹工程学院,陕西 西安 710025)

摘 要:为了解决直线电机伺服系统跟踪速度与峰化现象之间的矛盾,设计一种基于非线性扩张状态观测器的比例微分(Proportion Differentiation, PD)控制器。将直线电机伺服系统中的未建模动态和外界干扰定义为总和扰动并扩充为系统新的状态变量,利用非线性扩张状态观测器(NonLinear Extended State Observer, NLESO)估计不可测量的直线电机动子速度以及总和扰动。利用NLESO和跟踪微分器TD的输出,基于动态补偿线性化思想设计了引入补偿量的PD控制器,并给出了闭环控制系统稳定性证明。在Googol公司的实验平台上,通过与两种基于LESO的PD控制器对比,验证了所设计的基于NLESO的PD控制器的可行性。实验结果表明,基于NLESO的PD控制器可使直线电机伺服系统具有跟踪速度快、跟踪精度高、峰化现象小、鲁棒性强的优点。

关键词:直线电机;自抗扰控制;非线性扩张状态观测器;PD控制;峰化现象
中图分类号:TP273 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2018)06-151-06

PD controller for linear motors via nonlinear extended state observer

CHEN Zhixiang, *GAO Qinhe*, *TAN Lilong*, *DONG Jiacheng*
(College of Missile Engineering, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: In order to solve the contradiction between the tracking speed and the peaking phenomenon of the linear motor, a PD controller was proposed via nonlinear extended state observer. The unmodeled dynamics and disturbance were defined as overall disturbance and viewed as a new system state. A NLESO (nonlinear extended state observer) was designed to estimate the velocity of the mover and the overall disturbance. With the linearization via dynamic compensation, a PD controller with compensation was designed by using the outputs from the NLESO and TD, and the stability proof of closed-loop control system was given. The effectiveness of the proposed controller was verified when compared with other two PD controllers based on LESO in the experimental platform made by Googol company. Experimental results demonstrate that the linear motor servo system with the proposed PD controller via NLESO has the advantages of high tracking speed, high tracking precision, small peaking phenomenon and strong robustness.

Key words: linear motor; active disturbance rejection control; nonlinear extended state observer; PD control; peaking phenomenon

直线电机具有高动态响应和高控制精度的特点,广泛应用于各种工业领域[1]。相比于传统"旋转电机+丝杠"的机械结构,直线电机的电磁推力可直接作用于负载上,而不需要中间的传动装置。因此,直线电机伺服系统具有更高的精度和刚度、更快的动态响应、更高的效率和更长的寿命。然而,由于其特殊的机械结构,直线电机伺服系统的性能更容易受外界干扰的影响[2],如由电机自身结构引起的推力波动,包括齿槽力和端部效应,由导轨产生的非线性摩擦力,系统参数的不确定性和摄动,由负载变化引起的扰动,由机械系统的死区、柔性等引入的非线性环节等。这使得高性能直线电机的控制系统设计变得更加复杂。

目前机电伺服系统多采用比例、积分、微分(Proportion Integration Differentiation, PID)控制[3],虽然PID算法具有广泛的适用性,但是PID算法的参数需要根据控制对象以及外界环境的不同进行不断的调节,而且对外界干扰的适应能力不强,鲁棒性较差[4]。为此,学者们提出了各种改进的PID算法,如自适应神经网络PID控制[5]。

自抗扰控制技术是一种发扬并丰富PID思想精髓("基于误差消除误差")、开发运用特殊非线性效应的新型实用控制技术[4,6]。扩张状态观测

* 收稿日期:2017-09-11
基金项目:国家自然科学基金资助项目(51475462)
作者简介:陈志翔(1991—),男,江苏宿迁人,博士研究生,E-mail:czx91154@163.com;
高钦和(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:gao202@189.cn

器(Extended State Observer, ESO)是自抗扰控制技术的核心,是实现动态补偿线性化的关键[4]。动态补偿线性化的基本思想是将系统未建模动态和外部扰动定义为总和扰动,有效地估计该扰动并在闭环反馈中消除该扰动对闭环系统动态特性的影响。扩张状态观测器可分为线性扩张状态观测器(Linear Extended State Observer, LESO)和非线性扩张状态观测器(NonLinear Extended State Observer, NLESO)。由于 LESO 参数整定有一套完整的理论且物理意义明确[7-10],因此其在电机控制领域得到了广泛的应用[3,11]。为了获得良好的估计效率,LESO 通常会选取较高的观测器增益,但是观测器增益会受制于实际系统的带宽、噪声、采样步长等因素。同时,高增益 LESO 会由于状态误差导致严重的"峰化"现象[6]。NLESO 虽然有较高的估计效率,但是由于其复杂的非线性结构以及烦琐的稳定性证明,在工程实践中很长一段时间极少被采用。近些年,由于 NLESO 相关理论的发展以及 LESO/NLESO 切换控制的提出[12-14],为 NLESO 的工程应用提供了理论根基。2017 年,文献[13]首次从理论上给出了韩京清先生在 20 世纪 90 年代提出的 NLESO 严格的收敛性证明。该类 NLESO 是由分段光滑的线性函数和分数幂函数组成,可描述为:

$$fal(\tau,\alpha,\delta)=\begin{cases}\dfrac{\tau}{\delta^{1-\alpha}}, & |\tau|\leqslant\delta\\ |\tau|^{\alpha}\mathrm{sign}(\tau), & |\tau|>\delta\end{cases} \tag{1}$$

式中,$0<\alpha<1$,$\delta>0$ 皆为常数。经过大量的数值仿真与工程实践,韩京清先生指出式(1)表示的 NLESO 具有估计效率高、峰化现象小的优点[4]。

本文针对直线电机伺服系统进行建模。设计了一类 NLESO 估计不可直接测量的速度量以及外界的干扰。利用 NLESO 的输出和跟踪微分器安排的过渡过程[4],基于动态反馈线性化思想设计了引入补偿量的比例微分(Proportion Differentiation, PD)控制器。在直线电机实验平台上,通过与基于 LESO 的 PD 控制器进行对比实验,验证了所设计的基于 NLESO 的 PD 控制器的可行性。

1 系统建模

针对一种 U 型槽直线电机伺服系统进行建模。该类型直线电机适用于高速、高加速、高精度运动系统,无齿槽力,运动平滑性好。但是该类型直线电机存在由边缘效应引起的推力波动。负载是由滚珠导轨支撑,直线电机动子运动时会受到摩擦力的影响。该系统模型表达式为:

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=v(t)\\ M\dot{v}(t)=F_{\mathrm{m}}(t)-D_{\mathrm{f}}(t)-D_{\mathrm{r}}(t)-D_{\mathrm{u}}(t)\\ y(t)=x(t)\end{cases} \tag{2}$$

其中:x 和 v 分别表示位移和速度;M 表示动子和负载的总质量;F_{m} 表示电机推力;D_{f}、D_{r} 和 D_{u} 分别表示摩擦力、推力波动和外界干扰与模型误差。

由于电流环的动态响应速度远大于机械响应速度,因此可以将电流环假设为理想的比例环节,则有:

$$F_{\mathrm{m}}(t)=Ku(t)$$

其中,u 为控制输入,K 为推力常数。对于该系统,$K=K_{\mathrm{a}}\cdot K_{\mathrm{m}}$,$K_{\mathrm{a}}$ 为驱动器常数,K_{m} 为推力系数。本文将 D_{f},D_{r} 和 D_{u} 统一定义为系统的总和扰动 $d(t)$,并令 $b=K/M$。因此,直线电机伺服系统式(2)可重写为:

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=x_2(t)\\ \dot{x}_2(t)=d(t)+bu(t)\\ y(t)=x_1(t)\end{cases} \tag{3}$$

2 非线性扩张状态观测器

文献[13]考虑的下三角非线性系统为:

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=x_2(t)+\phi_1[t,u(t),x_1(t)]\\ \quad\vdots\\ \dot{x}_{n-1}(t)=x_n(t)+\phi_{n-1}[t,u(t),x_1(t),\cdots,x_{n-1}(t)]\\ \dot{x}_n(t)=f[t,x(t),w(t)]+\phi_n[t,u(t),x(t)]\\ y(t)=x_1(t)\end{cases} \tag{4}$$

式中,$x(t)=[x_1(t),\cdots,x_n(t)]\in R^n$ 是系统的状态,$\phi_i\in C(R^{i+2},R)$ 为已知的系统函数,$f\in C(R^{i+2},R)$ 为未知的系统函数,$y(t)$ 是可测量输出,$u(t)$ 是控制输入,$w(t)$ 是外界的干扰。总和扰动定义为:

$$x_{n+1}(t)=f[t,x(t),w(t)] \tag{5}$$

所提 NLESO 为:

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1(t;r)=\hat{x}_2(t;r)+\dfrac{k_1}{r^{n-1}}g_1\{r^n[x_1(t)-\hat{x}_1(t;r)]\}+\\ \qquad\varphi_1[t,u(t),x_1(t)]\\ \qquad\vdots\\ \dot{\hat{x}}_n(t;r)=\hat{x}_{n+1}(t;r)+k_ng_n\{r^n[x_1(t)-\hat{x}_1(t;r)]\}+\\ \qquad\varphi_n[t,u(t),x_1(t),\hat{x}_2(t;r),\cdots,\hat{x}_n(t;r)]\\ \dot{\hat{x}}_{n+1}(t;r)=rk_{n+1}g_{n+1}\{r^n[x_1(t)-\hat{x}_1(t;r)]\}\end{cases} \tag{6}$$

式中,r 是常值增益,参数 $\{k_i\}_{i=1}^{n+1}$ 需使得矩阵

$$\boldsymbol{K}_1=\begin{bmatrix}-k_1 & 1 & 0 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ -k_n & 0 & 0 & \cdots & 1\\ -k_{n+1} & 0 & 0 & \cdots & 0\end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{K}_2=\begin{bmatrix}-k_1\delta^{\theta_1-1} & 1 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ -k_n\delta^{\theta_n-1} & 0 & \cdots & 1\\ -k_{n+1}\delta^{\theta_{n+1}-1} & 0 & \cdots & 0\end{bmatrix} \tag{8}$$

为 Hurwitz 矩阵。函数$\{g_i\}_{i=1}^{n+1}$为:

$$g_i(\tau)=fal(\tau,\theta_i,\delta)$$

式中,$\theta_i\in(0,1)$,$i=1,2,\cdots,n+1$。

式(6)的 NLESO 严格的收敛性证明可参考文献[13]。按照 NLESO 的设计方法,将直线电机伺服系统式(3)中的总和干扰 $d(t)$ 扩充为新的状态变量 x_3。由于工程上的反馈信号只有直线电机的位移信号 x_1,因此这里设计 NLESO 估计不可测量的速度信号 x_2 以及总和扰动。设计的 NLESO 为:

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1(t;r)=\hat{x}_2(t;r)+\dfrac{\beta_1}{r}g_1\{r^2[x_1(t)-\hat{x}_1(t;r)]\}\\ \dot{\hat{x}}_2(t;r)=\hat{x}_3(t;r)+\beta_2 g_2\{r^2[x_1(t)-\hat{x}_1(t;r)]\}+bu(t)\\ \dot{\hat{x}}_3(t;r)=r\beta_3 g_3\{r^2[x_1(t)-\hat{x}_1(t;r)]\}\end{cases} \tag{9}$$

式中,函数$\{g_i\}_{i=1}^{3}$为:

$$g_i(\tau)=\begin{cases}\dfrac{\tau}{\delta^{1-\theta_i}}, & |\tau|\leqslant\delta\\ |\tau|^{\theta_i}\mathrm{sign}(\tau), & |\tau|>\delta\end{cases} \tag{10}$$

假设:存在 M 满足$\sup_{t\in[t_0,\infty)}|\dot{x}_3(t)|\leqslant M$。

定理 1　若定义式(9)~(10)设计的 NLESO 参数为:

$$\begin{cases}\theta_i=i\theta-(i-1)\\ \beta_i=\dfrac{3!}{i!\ (3-i)!}\end{cases}\quad i=1,2,3 \tag{11}$$

则对任意的 $\delta>0$,式(7)~(8)中的矩阵 $\boldsymbol{K}_1$ 和 $\boldsymbol{K}_2$ 皆为 Hurwitz 矩阵。同时,存在 $r^*>0$ 及 $t_r>0$,使得对于任意的 $\theta\in(2/3,1)$,$r>r^*$,$t>t_r$,NLESO 的估计误差满足:

$$|x_i(t)-\hat{x}_i(t;r)|\leqslant\Gamma\left(\frac{1}{r}\right)^{4-i},\ i=1,2,3 \tag{12}$$

式中,$t_r>0$ 依赖于 r,且满足$\lim_{r\to\infty}t_r=0$。参数 Γ 是与参数 r 无关的正常数,即:

$$\Gamma=\frac{2\lambda_{\max}^2(P)M}{\lambda_{\min}(P)} \tag{13}$$

其中,P 满足:$\boldsymbol{K}_2^{\mathrm{T}}P+P\boldsymbol{K}_2=-\boldsymbol{I}_{3\times3}$。

3　线性状态误差反馈控制器

假设直线电机伺服系统跟踪的光滑有界期望信号为 $\xi(t)$,其微分 $\dot{\xi}(t)$、$\ddot{\xi}(t)$有界且通过跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)获得。对于常规的 TD,由于连续非线性跟踪微分器[4,6]编程实现比较复杂、计算量大,为满足系统快速、简单、实用的要求,这里用三阶线性跟踪微分器实现:

$$y(s)=\frac{\lambda^3}{(s+\lambda)^3}\xi(s) \tag{14}$$

利用动态补偿线性化思想,将式(9)的 NLESO 实时得到的总扰动估计值在控制律中予以补偿:

$$u(t)=\frac{u_0(t)-\hat{x}_3(t;r)}{b} \tag{15}$$

则可将系统式(3)转换为伪线性系统:

$$\ddot{x}=d(t)+u_0(t)-\hat{x}_3(t;r)\approx u_0 \tag{16}$$

控制分量 u_0 有多种实现形式,可分为非线性、线性控制律两类。由于线性控制律参数整定简单、物理意义明确、便于理论分析,文献[15]从时域、频域的角度分析了几种常用的线性自抗扰控制律,得出:引入跟踪信号的速度、加速度信号控制律所对应的控制系统在稳定裕度、带宽及跟踪精度方面都具有优势。基于此,本文设计的带前馈补偿的 PD 控制律为:

$$u(t)=\frac{\sum_{i=1}^{3}k_i[\xi^{(i-1)}(t)-\hat{x}_i(t;r)]}{b} \tag{17}$$

式中,k_1,k_2 为控制器增益,需保证 $s^2+k_2s+k_1$ 为 Hurwitz 多项式。按照文献[7-8]的方法,$k_1=\omega_c^2$,$k_2=2\omega_c$,ω_c 定义为 PD 控制器的带宽。引入 k_3 可使 $u(t)$表达紧凑,$k_3=1$。基于 NLESO 的 PD 控制系统的原理如图 1 所示。

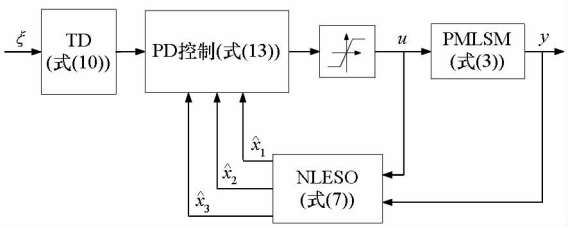


图 1　闭环反馈控制系统原理图

Fig. 1　Closed-loop feedback control configuration

定理 2　若定理 1 成立,那么存在常数 $\rho_i>0$,$i=1,2$ 以及一个有限的时间 $T_2\geqslant t_r$,使得对 $\forall t\geqslant T_2$,图 1 所示的闭环控制系统的控制精度满足:$|\xi^{(i-1)}(t)-x_i(t)|\leqslant\rho_i$。

证明：

定义：

$$\begin{cases} e_i(t) = \xi^{(i-1)}(t) - x_i(t), i = 1,2 \\ \tilde{x}_i(t) = x_i(t) - \hat{x}_i(t;r), i = 1,2,3 \end{cases}$$

式(17)可表示为：

$$u = \frac{\sum_{i=1}^{2} k_i(e_i + \tilde{x}_i) + \ddot{\xi}(t) - x_3 + \tilde{x}_3}{b} \tag{18}$$

根据定义，有：

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\xi} - \dot{x}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{\xi} - \dot{x}_2 = \ddot{\xi} - (x_3 + bu) \\ \quad = -\sum_{i=1}^{2} k_i(e_i + \tilde{x}_i) - \tilde{x}_3 \end{cases} \tag{19}$$

定义：$\boldsymbol{e} = [e_1, e_2]^{\mathrm{T}}$，$\tilde{\boldsymbol{x}} = [\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3]^{\mathrm{T}}$，有：

$$\dot{\boldsymbol{e}}(t) = \boldsymbol{A}_e \boldsymbol{e}(t) + \boldsymbol{A}_{\tilde{x}} \tilde{\boldsymbol{x}}(t) \tag{20}$$

式中，$\boldsymbol{A}_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{A}_{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & -1 \end{bmatrix}$。

解式(20)，得：

$$\boldsymbol{e}(t) = e^{A_e t} e(0) + \int_0^t e^{A_e(t-\tau)} \boldsymbol{A}_{\tilde{x}} \tilde{\boldsymbol{x}}(\tau) \mathrm{d}\tau \tag{21}$$

根据式(20)和定理 1 可知，$\forall t > t_r$：

$$\begin{cases} [\boldsymbol{A}_{\tilde{x}} \tilde{\boldsymbol{x}}(\tau)]_{i=1} = \boldsymbol{0} \\ |[\boldsymbol{A}_{\tilde{x}} \tilde{\boldsymbol{x}}(\tau)]_{i=2}| \leqslant \Gamma \sum_{i=1}^{3} k_i \left(\frac{1}{r}\right)^{4-i} \triangleq \gamma \end{cases} \tag{22}$$

根据式(17)中 k_1 和 k_2 的选择，可知 $\boldsymbol{A}_e$ 为 Hurwitz 矩阵。

定义 $\boldsymbol{\psi} = [0, \gamma]^{\mathrm{T}}$，$\varphi(t) = \int_0^t e^{A_e(t-\tau)} \boldsymbol{A}_{\tilde{x}} \tilde{\boldsymbol{x}}(\tau) \mathrm{d}\tau$，有：

$$|\varphi_i(t)| \leqslant |(\boldsymbol{A}_e^{-1} \boldsymbol{\psi})_i| + |(\boldsymbol{A}_e^{-1} e^{A_e t} \boldsymbol{\psi})_i| \tag{23}$$

且

$$\begin{cases} |(\boldsymbol{A}_e^{-1} \boldsymbol{\psi})_1| = \dfrac{\gamma}{k_1} = \dfrac{\gamma}{\omega_c^2} \\ |(\boldsymbol{A}_e^{-1} \boldsymbol{\psi})_2| = 0 \end{cases} \tag{24}$$

因为 $\boldsymbol{A}_e$ 为 Hurwitz 矩阵，因此存在一确定的时间 $T_1 > 0$，使得 $\forall t \geqslant T_1 > 0$，则：

$$|[e^{A_e t}]_{ij}| \leqslant \frac{1}{\omega_c^3}, \ i,j = 1,2 \tag{25}$$

令 $T_2 = \max\{t_r, T_1\}$，对于 $\forall t \geqslant T_2 > 0$，有：

$$|(e^{A_e t} \boldsymbol{\psi})_i| \leqslant \frac{\gamma}{\omega_c^3} \tag{26}$$

且有

$$|(\boldsymbol{A}_e^{-1} e^{A_e t} \boldsymbol{\psi})_i| \leqslant \begin{cases} \left.\dfrac{1 + k_2}{k_1} \dfrac{\gamma}{\omega_c^3}\right|_{i=1} \\ \left.\dfrac{\gamma}{\omega_c^3}\right|_{i=2} \end{cases} \tag{27}$$

令 $e_s(0) = |e_1(0)| + |e_2(0)|$，对于 $\forall t \geqslant T_2 > 0$，有：

$$|[e^{A_e t} e(0)]_i| \leqslant \frac{e_s(0)}{\omega_c^3} \tag{28}$$

根据式(23)，有：

$$|e_i(t)| \leqslant |[e^{A_e t} e(0)]_i| + |\varphi_i(t)| \tag{29}$$

根据式(24)~(29)，对于 $\forall t \geqslant T_2$，有：

$$|e_i(t)| \leqslant \rho_i \triangleq \begin{cases} \left.\dfrac{e_s(0)}{\omega_c^3} + \dfrac{\gamma}{\omega_c^2} + \dfrac{(1 + 2\omega_c)\gamma}{\omega_c^5}\right|_{i=1} \\ \left.\dfrac{e_s(0)}{\omega_c^3} + \dfrac{\gamma}{\omega_c^3}\right|_{i=2} \end{cases} \tag{30}$$

□

推论：对式(30)的证明结果取极限，当 $t \to \infty$ 时，

$$\overline{\lim_{t \to \infty}} |e_i(t)| = \frac{2\lambda_{\max}^2(P) \sum_{i=1}^{3} \frac{k_i}{r^{4-i}}}{\lambda_{\min}(P)} \frac{M}{\omega_c^{i+1}}, i = 1,2 \tag{31}$$

由式(31)可知，可通过适当取大参数 r 和 ω_c 来提高闭环控制系统的精度。对固定的 NLESO 和 PD 控制器而言，闭环控制系统的精度与参数 M 直接相关。

1)对慢时变干扰，参数 M 较小，闭环控制系统可实现较好的控制精度。

2)对快时变干扰，参数 M 较大，闭环控制系统性能下降，控制精度会变差。为了实现较好的控制效果，除了调整 NLESO 和 PD 控制器参数外，可能需要引入更加先进的控制方法，如修改型扩张状态观测器[12,16]，线性/非线性切换自抗扰控制[14]。

4 实验

在 Googol 公司的直线电机控制系统开展实验。根据产品手册，该直线电机系统的负载为总质量 1.4 kg 的砝码，直线电机动子的质量为 1.79 kg，驱动器常数 $K_a = 0.84$ A/V，推力系数为 $K_m = 15$ N/A。期望信号为：利用跟踪微分器安排过渡过程的阶跃信号 $y = 0.1$ m，过渡时间 $T_0 = 3$ s。在 0~3 s时间段内，动子所受干扰 $d(t)$ 与速度成近似线性关系，$d(t) = kv$，$k \approx -12.27$ N·s/(kg·m)。在 $t = 4$ s 时施加外界干扰，$d(t) = 1.975$ N/kg。

为了验证本文设计的基于 NLESO 的 PD 控制器的可行性，将其与基于 LESO 的 PD 控制器进行对比，综合考虑系统的响应速度和噪声敏感度，NLESO 的参数设置为：$r_{nl} = 50$，$\theta = 0.8$，$\delta =$

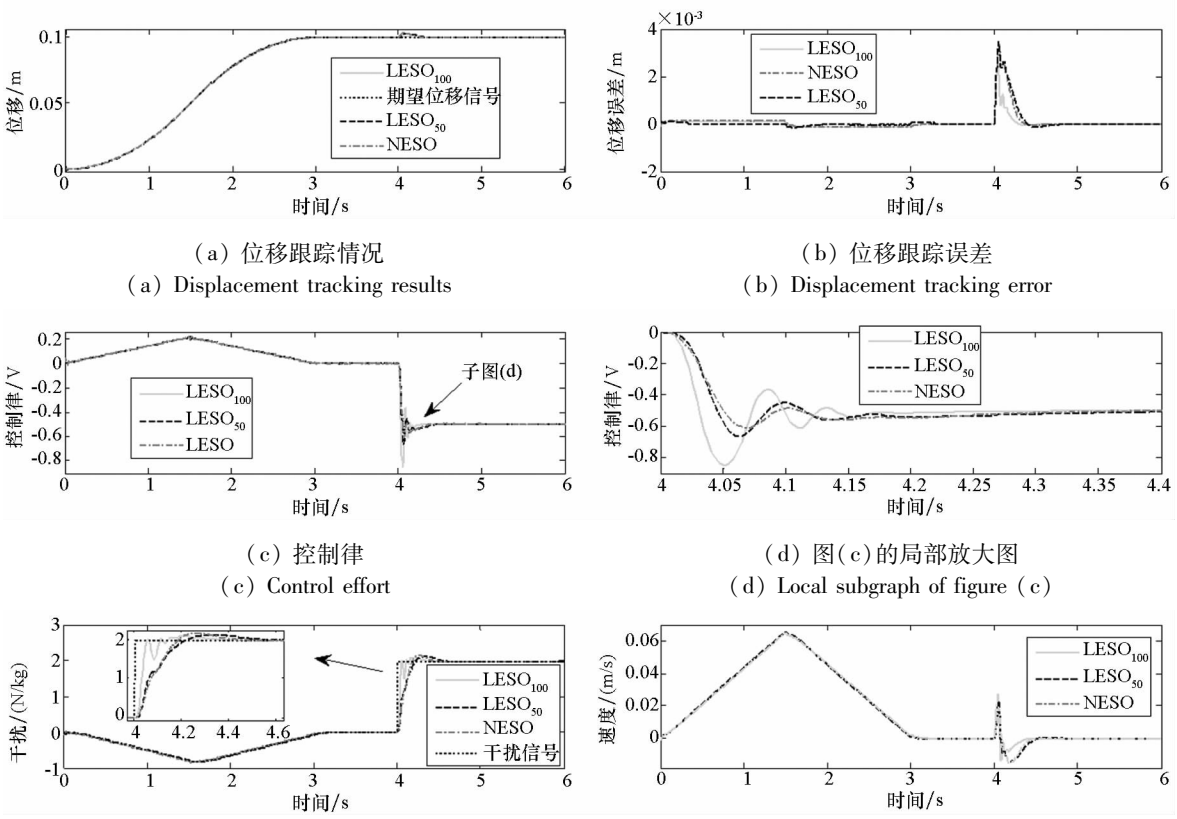
1×10^{-4}。对比的 LESO($\theta=1$)的参数设置为:$r_{l1}=100$,$r_{l2}=50$ 两种情况。其他参数统一设置为:$\beta_1=3$,$\beta_2=3$,$\beta_3=1$,$\omega_c=20$。

需要说明的是,若 LESO 的参数 r 大于 100 时,闭环控制系统会出现运行噪声大,系统不稳定等问题,$r=100$ 可视为参数 r 的上限,记为 r_{max}。同时,NLESO 设定的 r_{nl} 应适当小于 r_{max},根据大量实验调试结果,$r_{nl}=r_{max}/2$ 较合适。

实验结果如图 2 所示,将三种控制方案对应的性能指标总结在表 1 中。

结合图 2 和表 1,在 0 ~ 4 s 内,三种控制器的位移和速度的跟踪,干扰的估计以及控制律的变化较相似,实验曲线几乎重合在一起(见图 2(a)、图 2(c)、图 2(e)和图 2(f))。根据表 1 中在 0 ~ 3 s内,以最大跟踪误差 e_{max} 作为跟踪精度评价标准,三种控制器皆可以实现对干扰准确地估计补偿(见图 2(c)和图 2(e))和对期望位移信号的良好跟踪(见图 2(a))。

在 4 s 时刻,直线电机伺服系统受到了阶跃干扰的影响,系统的位移和速度皆偏离期望的状态。根据表 1 的实验数据,在干扰估计时间、位移收敛时间和速度收敛时间三个指标上,$LESO_{100}$ 和 NLESO 性能相近,NLESO 略次于 $LESO_{100}$,但两者明显优于 $LESO_{50}$。由图 2 和表 1 可见,4 s 以后干扰估计过程和控制律变化过程,$LESO_{100}$ 的峰化现象最严重,$LESO_{50}$ 次之,NLESO 最弱。以控制律



(a) 位移跟踪情况
(a) Displacement tracking results

(b) 位移跟踪误差
(b) Displacement tracking error

(c) 控制律
(c) Control effort

(d) 图(c)的局部放大图
(d) Local subgraph of figure (c)

(e) 估计的干扰
(e) Disturbance estimation results

(f) 速度跟踪情况
(f) Velocity tracking results

图 2　基于 NLESO 的 PD 控制与基于 LESO 的 PD 控制对比实验结果

Fig. 2　Experimental results of PD control via NLESO compared with PD control via LESO

表 1　实验过程中控制系统的性能指标

Tab. 1　Performance index of the control system in the experiment

ESO	e_{max}/m	$d(t)$估计时间/ms	峰化现象 1	位移收敛时间/ms	速度收敛时间/ms	峰化现象 2
NLESO	1.4×10^{-4}	450	最弱	410	440	最弱
$LESO_{100}$	1.1×10^{-4}	440	最强	400	420	最强
$LESO_{50}$	1.6×10^{-4}	600	中等	800	810	中等

注:峰化现象 1 用来评价 4 s 以后干扰估计过程,峰化现象 2 用来评价 4 s 以后控制律变化过程。

峰值为例说明控制律的峰化现象，$LESO_{100}$的控制律峰值为 −0.83 V，$LESO_{50}$为 −0.67 V，NLESO 为 −0.6 V，NLESO 的峰值最小。

通过将 NLESO 与 $LESO_{100}$ 和 $LESO_{50}$ 对比，可见：

1）NLESO 的参数 r 虽然小于 100，但是其对干扰的估计以及整个闭环控制系统的性能与 $LESO_{100}$相当。同时，避免了 $LESO_{100}$ 出现的严重的峰化现象。

2）NLESO 的参数 $r=50$，但其对干扰的估计以及整个闭环控制系统的性能明显优于 $LESO_{50}$。且峰化现象弱于 $LESO_{50}$的情况。

综上，实验结果不仅验证了基于 NLESO PD 控制的可行性，还表明相比于基于 LESO 的 PD 控制，基于 NLESO 的 PD 控制具有跟踪速度快、跟踪精度高、峰化现象小、鲁棒性强的优点，可有效解决直线电机伺服系统在对期望信号的跟踪过程中的速度与峰化现象之间的矛盾。

同时，根据式(31)的推论，在 0 ~ 3 s 内，直线电机受到的干扰与时间呈近似线性关系，参数 M 较小，闭环控制系统控制效果较好。3 s 之后，直线电机受到常值干扰，参数 $M=0$，闭环控制系统可实现无静差调节。理论分析结果与图 3(b)、图 3(e)、图 3(f)的实验结果一致，验证了理论分析部分的合理性。

5 结论

本文针对一种 U 型槽直线电机伺服系统进行建模，并设计了一种基于非线性扩张状态观测器的 PD 控制器。利用 NLESO 估计不可测量的速度量以及外界的干扰，并设计了带前馈补偿的 PD 控制器。通过与基于 LESO 的 PD 控制器进行对比实验，验证了所设计的基于 NLESO 的 PD 控制器的可行性。实验结果表明，利用基于 NLESO 的 PD 控制器可有效解决直线电机伺服系统在对期望信号的跟踪过程中跟踪速度与峰化现象之间的矛盾。本文设计的控制器可视为一类非线性自抗扰控制器，其参数的整定与优化仍需要做进一步研究。

参考文献(References)

[1] 叶云岳. 直线电机原理与应用[M]. 北京：机械工业出版社，2000.
YE Yunyue. The principle and application of linear motors[M]. Beijing: China Machine Press, 2000. (in Chinese)

[2] Lin C J, Yau H T, Tian Y C. Identification and compensation of nonlinear friction characteristics and precision control for a linear motor stage [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(4): 1385 – 1396.

[3] Linares-Flores J, García-Rodríguez C, Sira-Ramírez H, et al. Robust backstepping tracking controller for low-speed PMSM positioning system: design, analysis, and implementation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(5): 1130 – 1141.

[4] 韩京清. 自抗扰控制技术：估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京：国防工业出版社，2008.
HAN Jingqing. Active disturbance rejection control technique: the technique for estimating and compensating the uncertainties[M]. Beijing: National Defence Industrial Press, 2008. (in Chinese)

[5] Merayo N, Juúrez D, Aguado J C, et al. PID controller based on a self-adaptive neural network to ensure qos bandwidth requirements in passive optical networks [J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications & Networking, 2017, 9(5): 433 – 445.

[6] 李杰，齐晓慧，万慧，等. 自抗扰控制：研究成果总结与展望[J]. 控制理论与应用，2017，34(3)：281 – 295.
LI Jie, QI Xiaohui, WAN Hui, et al. Active disturbance rejection control: theoretical results summary and future researches [J]. Control Theory & Application, 2017, 34(3): 281 – 295. (in Chinese)

[7] Gao Z Q. Scaling and bandwidth parameterization based controller tuning [C]//Proceedings of American Control Conference, 2003, 6: 4989 – 4996.

[8] Zheng Q, Gaol L Q, Gao Z Q. On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics [C]//Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control, 2008: 3501 – 3506.

[9] 陈增强，孙明玮，杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报，2013，39(5)：574 – 580.
CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, YANG Ruiguang. On the stability of linear disturbance rejection control [J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(5): 574 – 580. (in Chinese)

[10] Tan W, Fu C F. Linear active disturbance-rejection control: analysis and tuning via IMC [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2350 – 2359.

[11] Du B C, Wu S P, Han S L, et al. Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3019 – 3027.

[12] Guo B Z, Zhao Z L. On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty [J]. Systems & Control Letters, 2011, 60(6): 420 – 430.

[13] Zhao Z L, Guo B Z. A nonlinear extended state observer based on fractional power functions [J]. Automatica, 2017, 81: 286 – 296.

[14] 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[J]. 自动化学报，2016，42(2)：202 – 212.
LI Jie, QI Xiaohui, XIA Yuanqing, et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control [J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 202 – 212. (in Chinese)

[15] 李杰，齐晓慧，夏元清，等. 二阶系统自抗扰控制律分析及改进[J]. 系统科学与数学，2016，36(10)：1513 – 1523.
LI Jie, QI Xiaohui, XIA Yuanqing, et al. Analysis and improvements of active disturbance rejection control law for second order plants [J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 2016, 36(10): 1513 – 1523. (in Chinese)

[16] 陈志翔，高钦和. 修改型扩张状态观测器：分析与实现[J]. 控制理论与应用，2018，35(8)：1199 – 1206.
CHEN Zhixiang, GAO Qinhe. Modified extended state observer: analysis and implementation [J]. Control Theory and Application, 2018, 35(8): 1199 – 1206. (in Chinese)