

永磁直线同步电机伺服系统自抗扰反步控制器*

陈志翔,高钦和,谭立龙,牛海龙

(火箭军工程大学 导弹工程学院, 陕西 西安 710025)

摘要:为了提高永磁直线同步电机伺服系统的鲁棒性,提出基于自抗扰思想的反步控制器。将永磁直线同步电机伺服系统中的未建模动态和外界扰动定义为总和扰动,并扩充为系统新的状态变量。设计了线性扩张状态观测器估计不可直接测量的直线电机动子速度以及总和扰动,证明并分析了设计的线性扩张状态观测器的收敛性和估计误差。利用线性扩张状态观测器的输出,基于动态补偿线性化思想设计了反步控制器。证明了考虑线性扩张状态观测器估计误差的闭环反馈控制系统的稳定性。在 Googol 公司的实验平台上,验证了设计的自抗扰反步控制器的可行性。

关键词:永磁直线同步电机;线性扩张状态观测器;自抗扰控制;反步控制

中图分类号:TP273 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2018)03-107-06

Active disturbance rejection backstepping controller for permanent magnet linear synchronous motor servo systems

CHEN Zhixiang, GAO Qinhe, TAN Lilong, NIU Hailong

(College of Missile Engineering, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: In order to improve robustness of the permanent magnet linear synchronous motor servo systems, an active disturbance rejection backstepping controller was presented. The unmodeled dynamics and disturbance were defined as overall disturbance and viewed as a new system state. A LESO (linear extended state observer) was designed to estimate the velocity of the mover and the overall disturbance, and convergence proof and estimation error of the LESO were given. With the linearization via dynamic compensation, a backstepping controller was designed using the outputs from the LESO. The stability of the closed-loop feedback control system was given considering the estimation error of LESO. The effectiveness of the proposed controller was verified in the experimental platform, which was made by Googol Company.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; linear extended state observer; active disturbance rejection control; backstepping control

永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)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]。由于电磁推力可直接作用于负载上,PMLSM 性能容易受系统不确定因素的影响,如由电机自身结构引起的推力波动,系统参数的不确定性和摄动,由机械系统的死区和柔性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。传统永磁直线同步电机伺服系统多采用比例、积分、导数(Proportional-Integral-Derivative, PID)控制算法^[2],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调节,而且对外界干扰的适应能力不强,鲁棒性较差^[3]。

自抗扰控制技术(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)是一种几乎不依靠数学模型来处理非线性、大不确定性和外部扰动的控制方法。ADRC 的核心技术^[3-4]是动态补偿线性化,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(Extended State Observer, ESO)是实现扰动在线估计和控制的常用方法。反步法是一种针对不确定非线性系统的控制策略,基本的思想是将复杂的非线性系统分解为不超过系统阶次的子系统,然后为每个子系统设计 Lyapunov 函数和中间虚拟控制量,一直后推至整个系统,从而完成控制器的设计^[5]。

* 收稿日期:2017-05-06

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

近年来,文献[2,6-11]研究了自抗扰控制和反步法在 PMLSM 和永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)伺服控制系统中的应用。文献[2]利用“解调器+锁相环”来获取 PMSM 的位置和速度,利用线性扩张状态观测器(Linear Extended State Observer, LESO)来估计电机受到的干扰并在反步控制器的设计过程中补偿了该干扰。文献[6]研究 PMLSM 伺服系统反步滑模控制器的设计,利用滑模控制的鲁棒性特点来抑制外界的干扰,但是滑模控制固有的抖振问题并没有得到解决。文献[7]研究 ADRC 在 PMSM 控制中的应用,利用广义比例积分观测器来估计系统的状态和扰动。文献[8-9]利用径向基神经网络和模糊神经网络对 PMLSM 伺服系统的干扰进行估计,设计反步控制器。虽然理论上能够保证闭环控制系统的稳定性,但是存在控制器计算量大、参数多难调节以及控制律抖振等问题。文献[10]研究在反步控制设计中结合自适应律来消除电机系统受到的干扰。

本文针对 PMLSM 伺服系统进行建模。设计 LESO 估计不可直接测量的速度量以及外界的干扰,并给出了 LESO 收敛性证明。利用 LESO 的输出,设计了反步控制器并给出了考虑 LESO 估计误差的闭环反馈控制系统稳定性证明。

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:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = v(t) \\ M\dot{v}(t) = F_m(t) - D_f(t) - D_r(t) - D_e(t) - D_m(t) \\ y = x(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中: x 和 v 分别表示位移和速度; M 为动子和负载的总质量; F_m 表示电机推力; D_f 、 D_r 、 $D_e(t)$ 和 $D_m(t)$ 分别表示摩擦力、推力波动、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

$$F_m(t) = Ku(t)$$

式中: u 为控制输入; K 为推力常数,对于该系统, $K = K_a \cdot K_m$, K_a 为驱动器常数, K_m 为推力系数。

对非线性摩擦力 D_f , 推力波动 D_r 不作深入叙述,相应的数学模型可参考文献[12]。将 D_f , D_r 、 $D_e(t)$ 和 $D_m(t)$ 统一定义为系统的总和扰动 d 并令 $b = K/M$ 。因此,式(1)可重写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bu + d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2)$$

2 扩张状态观测器设计及其收敛性证明

2.1 扩张状态观测器设计

将式(2)中的总和干扰 d 扩充为新的状态变量 x_3 。工程上,闭环反馈的信号只有 PMLSM 的位移信号 x_1 ,因此设计线性扩张状态观测器估计不可直接测量的速度信号 x_2 以及总和扰动。设计的线性扩张状态观测器^[13]为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + \frac{\alpha_1}{\varepsilon}(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + \frac{\alpha_2}{\varepsilon^2}(y - \hat{x}_1) + bu \\ \dot{\hat{x}}_3 = \frac{\alpha_3}{\varepsilon^3}(y - \hat{x}_1) \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中,如果 $\varepsilon \rightarrow 0$,同时保证矩阵

$$E = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 1 & 0 \\ -\alpha_2 & 0 & 1 \\ -\alpha_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

为 Hurwitz 矩阵,则可以保证 $t \rightarrow \infty$ 时, $\hat{x}_1 \rightarrow x_1$, $\hat{x}_2 \rightarrow x_2$, $\hat{x}_3 \rightarrow d$ 。下面证明式(3)设计的扩张状态观测器的收敛性。实际设计系统时,参数 ε 常取为一小正数,因此下文将给出扩张状态观测器的估计误差。

2.2 扩张状态观测器收敛性证明

根据文献[4]中的扩张状态观测器收敛性结论,只要满足如下三条假设,即可保证式(3)的收敛性。

假设 H1:外界干扰 d 对所有自变量是连续可微的,同时

$$|u| + |d| + \left| \frac{\partial d}{\partial t} \right| + \left| \frac{\partial d}{\partial x_i} \right| \leq c_0 + \sum_{j=1}^2 c_j |x_j|^k$$

式中, $c_j(j=0,1,2)$ 是正实数, k 是正整数。

假设 H2: d 和式(2)的解满足

$$|d| + |x_i(t)| \leq B$$

式中: $B > 0$ 为常数; $i=0,1,2;t \geq 0$ 。

假设 H3:存在常数 $\lambda_i(i=1,2,3,4)$, α, β 以及连续的正定函数 $V, W: \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}$ 使得:

$$\lambda_1 \|y\|^2 \leq V(y) \leq \lambda_2 \|y\|^2, \lambda_3 \|y\|^2 \leq W(y) \leq \lambda_4 \|y\|^2$$

$$\sum_{i=1}^2 \frac{\partial V}{\partial y_i} [y_{i+1} - g_i(y_1)] - \frac{\partial V}{\partial y_3} g_3(y_1) \leq -W(y)$$

$$\left| \frac{\partial V}{\partial y_3} \right| \leq \beta \|y\|$$

其中, $y = (y_1, y_2, y_3)$, $\|y\|$ 指的是 \mathbb{R}^3 中的欧几里得范数。

若矩阵

$$E = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 1 & 0 \\ -\alpha_2 & 0 & 1 \\ -\alpha_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

稳定,则存在正定矩阵 P 是 Lyapunov 矩阵方程 $PE + E^T P = -I$ 的解,其中 I 是三维单位矩阵。

定义函数 $V, W: \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}$ 为

$$\begin{cases} V(\eta) = \langle P\eta, \eta \rangle \\ W(\eta) = \langle \eta, \eta \rangle \end{cases} \quad \forall \eta \in \mathbb{R}^3 \quad (4)$$

那么有

$$\lambda_{\min}(P) \|\eta\|^2 \leq V(\eta) \leq \lambda_{\max}(P) \|\eta\|^2 \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^2 \frac{\partial V}{\partial \eta_i} (\eta_{i+1} - \alpha_i \eta_1) - \frac{\partial V}{\partial \eta_3} \alpha_3 \eta_1 = -\eta^T \eta = -\|\eta\|^2 = -W(\eta) \quad (6)$$

$$\left| \frac{\partial V}{\partial \eta_3} \right| \leq \left\| \frac{\partial V}{\partial \eta} \right\| = \|2\eta^T P\| \leq 2\|P\| \|\eta\| \leq 2\lambda_{\max}(P) \|\eta\| \quad (7)$$

其中, $\lambda_{\min}(P)$ 和 $\lambda_{\max}(P)$ 分别是矩阵 P 特征值的最小值和最大值。

综上所述,假设 H3 可以被满足。结合实际物理系统真实的状态,假设 H1、假设 H2 合理且可以被满足。因此可保证设计的扩张状态观测器的收敛性。

实际设计扩张状态观测器时,参数 ε 常取为一小正数,无法满足条件 $\varepsilon \rightarrow 0$,因此对各个状态的估计必然存在静差。文献[4]的推导结果为:

$$|e_i(t)| \leq \varepsilon^{n+1-i} \left[\frac{\sqrt{\lambda_1 V(\eta(0))}}{\lambda_1} e^{-\frac{\lambda_2 t}{2\lambda_2 \varepsilon}} + \frac{\varepsilon M \beta}{2\lambda_1} \int_0^t e^{-\frac{\lambda_2 s}{2\lambda_2 \varepsilon}} ds \right] \quad (8)$$

式中, M 满足 $\left| \frac{\partial d}{\partial t} + \sum_{i=1}^2 x_{i+1} \frac{\partial d}{\partial x_i} + bu \frac{\partial d}{\partial x_2} \right| \leq M$ 。

同时结合式(8)的推导结果,当 $t \rightarrow \infty$,可得静差:

$$|e_i(t)| \rightarrow \varepsilon^{4-i} M \frac{2\lambda_{\max}(P)\lambda_2}{\lambda_1 \lambda_3}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (9)$$

由式(9)可推得如下结论:

1) i 越大, x_i 对应的静差 $|e_i(t)|$ 越大。

2) 为了减小估计的误差,可以取小参数 ε , 或者减小 M , 即系统的标称模型尽量逼近真实模

型,减小扩张状态观测器的负担。

3 状态误差反馈律及稳定性证明

运用反步法设计状态误差反馈律,同时考虑扩张状态观测器的估计误差。由前面的推导可知,对于参数 ε 取小正数情况,扩张状态观测器对各个状态量的估计存在误差。考虑对外界干扰 d 的估计误差较大,而对 x_1, x_2 的估计误差较小,同时为了简化反馈控制律的推导过程,假设: $\hat{x}_1 \approx x_1, \hat{x}_2 \approx x_2, d - \hat{x}_3 \triangleq e_d$ 。

基于动态补偿线性化思想,式(2)的状态误差反馈律取为:

$$u = \frac{u_0 - \hat{x}_3}{b} \quad (10)$$

原系统转化为带干扰的二阶纯积分串联型系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u_0 + e_d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (11)$$

假设期望的位移跟踪曲线及其微分定义为 $x^*, \dot{x}^*, \ddot{x}^*$ 。首先定义 Lyapunov 函数:

$$V_1(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (12)$$

式中, $z_1 \triangleq x_1 - x^*$ 。

$V_1(z_1)$ 的微分为:

$$\dot{V}_1(z_1) = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (x_2 - \dot{x}^*) \quad (13)$$

式(13)中,令 x_2 为虚拟控制量, α_1 为稳定函数, $z_2 \triangleq x_2 - \alpha_1$ 。取 α_1 为:

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \dot{x}^*, \quad c_1 > 0 \quad (14)$$

将式(14)代入式(13),则有:

$$\dot{V}_1(z_1) = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (15)$$

为了使 $z_1 \rightarrow 0$, 要求 $\dot{V}_1(z_1) < 0, z_2 = 0$ 。为此提出第二个 Lyapunov 函数:

$$V_2(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_2^2 + V_1(z_1) \quad (16)$$

$V_2(z_1, z_2)$ 的微分为:

$$\dot{V}_2(z_1, z_2) = z_2 \dot{z}_2 - c_1 z_1^2 + z_1 z_2 = z_2 [u_0 + e_d - (-c_1 z_1 + \dot{x}^*)] - c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (17)$$

式(17)中,取控制律为:

$$u_0 = -c_1 z_1 + \dot{x}^* - z_1 - c_2 z_2, \quad c_2 > 0 \quad (18)$$

将式(18)代入式(17),得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(z_1, z_2) &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 e_d \\ &= -z^T C z + z^T M e_d \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $C = \text{diag}(c_1, c_2), M = (0, 1)^T$ 。

在式(19)中,若 $e_d = 0$,则

$$\dot{V}(z) = \dot{V}_2(z_1, z_2) < 0, \quad z \neq 0 \quad (20)$$

式(20)表明, $z = 0$ 是全局渐进稳定平衡点。

若 $e_d \neq 0$,有:

$$\dot{V}(z) = -(1 - \phi)z^T Cz - \phi z^T Cz + z^T M e_d \quad (21)$$

式中, ϕ 是一个正常数,且 $\phi \in (0, 1)$ 。

当 $\|z\|$ 足够大时,有:

$$\dot{V}(z) = -(1 - \phi)z^T Cz < 0 \quad (22)$$

其中

$$\phi z^T Cz \geq \|z\| |e_d| \geq z^T M e_d \quad (23)$$

由于 $\lambda_{\min}(C) \|z\|^2 \leq z^T Cz \leq \lambda_{\max}(C) \|z\|^2$,可推得:

$$\|z\| \geq \frac{1}{\phi \lambda_{\max}(C)} |e_d| \quad (24)$$

根据分离性定理^[14], e_d 收敛至原点附近的小区域可保证控制误差 z 收敛至原点附近的小区域,即 e_d 有界可推得 $\|z\|$ 有界。求得 $\|z\|$ 的边界为:

$$\frac{d}{dt}(V(z)e^t) = \dot{V}(z)e^t + V(z)e^t \quad (25)$$

因为

$$V(z) = \frac{1}{2} z^T z = \frac{1}{2} \|z\|^2 \leq \frac{1}{2} z^T Cz$$

所以

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(V(z)e^t) &= \dot{V}(z)e^t + V(z)e^t \\ &\leq -z^T C z e^t + \frac{1}{\phi \lambda_{\max}(C)} |e_d|^2 e^t + z^T C z e^t \\ &= \frac{1}{\phi \lambda_{\max}(C)} |e_d|^2 e^t \end{aligned} \quad (26)$$

在时间段 $[0, t]$ 内对式(26)的两侧积分,得:

$$\begin{aligned} \|z\|^2 e^t &\leq \|z(0)\|^2 + \frac{2}{\phi \lambda_{\max}(C)} \underbrace{|e_d|}_{\sup_{0 \leq \tau \leq t} \Delta^2(\tau)}^2 \int_0^t e^\tau d\tau \\ &= \|z(0)\|^2 + \frac{2}{\phi \lambda_{\max}(C)} \left[\sup_{0 \leq \tau \leq t} \Delta^2(\tau) \right] (e^t - 1) \end{aligned} \quad (27)$$

对式(27)两侧乘以 e^{-t} ,并使用不等式

$$\sqrt{a^2 + b^2} \leq |a| + |b| \text{ 成立,可推得:}$$

$$\|z\| \leq \|z(0)\| e^{-\frac{t}{2}} + \sqrt{\frac{2}{\phi \lambda_{\max}(C)} \left[\sup_{0 \leq \tau \leq t} |\Delta(\tau)| \right]} \quad (28)$$

考虑 $\sup_{0 \leq \tau \leq t} |\Delta(\tau)| \leq \sup_{0 \leq \tau \leq \infty} |\Delta(\tau)| \triangleq |\Delta(\tau)|_\infty$,由式(28)可推得:

$$\|z\| \leq \|z(0)\| e^{-\frac{t}{2}} + \sqrt{\frac{2}{\phi \lambda_{\max}(C)} |\Delta(\tau)|_\infty} \quad (29)$$

由式(29)可知,控制误差 $\|z\|$ 渐进地收敛至

原点的小区域,即 $|e_d|$ 有界可推得 $\|z\|$ 有界,保证了闭环控制系统的稳定性。为了降低控制误差 $\|z\|$,可适当取大状态误差反馈系数 c_1 和 c_2 。

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 $K_a = 0.84 \text{ A/V}$,推力系数 $K_m = 15 \text{ N/A}$ 。期望信号为:利用跟踪微分器安排过渡过程的阶跃信号 $y = 0.1 \text{ m}$, $T_0 = 3 \text{ s}$ 。综合考虑系统的响应速度和噪声敏感度^[13,17],式(3)设计的 LESO 参数 $\varepsilon = 0.1$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 10\alpha_3 = 2$,式(18)设计的反步控制律参数 $c_1 = c_2 = 50$ 。

在 $t = 4 \text{ s}$ 时施加外界干扰(式(2)中的 d),大小为 0.395 N/kg ,方向与运动方向相同。同时令控制系统对外界干扰不可观测作为对比组,即令扩张状态观测器的参数 $\alpha_3 = 0$,实验结果如图 1 和图 2 所示。

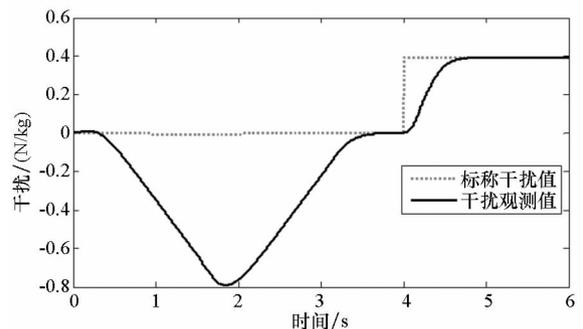
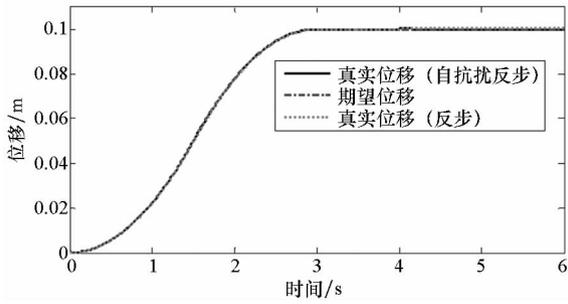


图 1 对干扰的估计实验结果

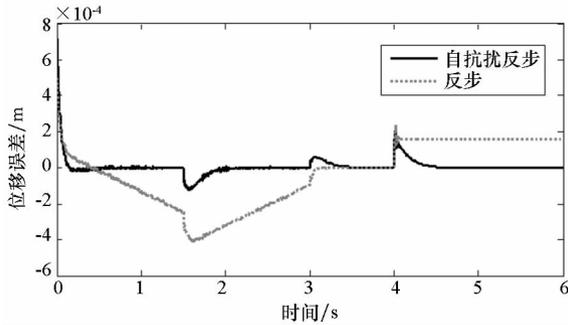
Fig. 1 Experimental results of disturbance estimation

由图 2(a)可知,自抗扰反步控制器和反步控制器皆可以较准确地跟踪期望位移;但是从图 2(b)可以看到, $0 \sim 3 \text{ s}$ 时间内,自抗扰反步控制器相对于反步控制器可以使位移误差更快地收敛并维持稳定在 0 附近。而反步控制器由于干扰的存在(图 1 中 $0 \sim 3 \text{ s}$),无法将位移误差维持在 0。以最大跟踪误差 e_{\max} 作为精度评价标准,反步控制器的精度为 0.41 mm ,自抗扰反步控制器的精度为 0.12 mm 。

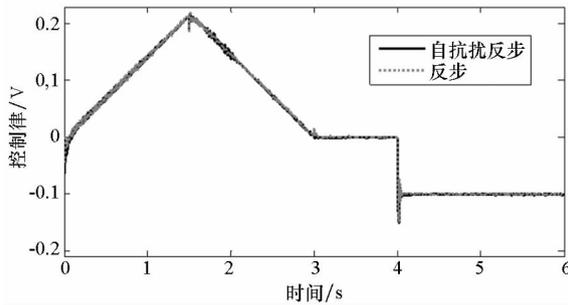
在 4 s 时刻,直线电机伺服系统突然受到 $d = 0.395 \text{ N/kg}$ 的干扰,LESO 可以在 0.5 s 之内准确估计该干扰(图 1 中 $4 \sim 4.5 \text{ s}$),自抗扰反步控制器通过补偿该干扰可以使位移误差在 0.5 s 内从 0.2 mm 逐渐收敛至 0。而反步控制器由于无法补偿该干扰,产生位移静差, $e_{ss} = 0.16 \text{ mm}$ 。



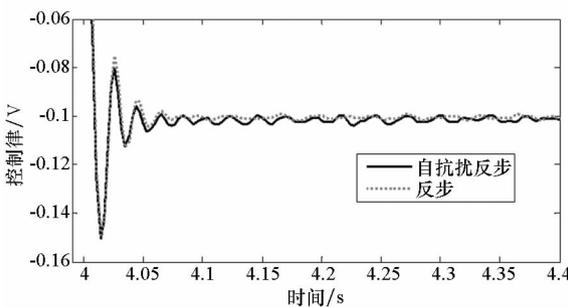
(a) 位移跟踪情况
(a) Displacement tracking outcome



(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)

图2 期望信号为阶跃信号时的实验结果
Fig.2 Experimental results of the desired signal as a step signal

结合图 2(c) ~ (d) 的控制律图可以看到, 0 ~ 3 s, 两种控制器的控制输出差异来自于是否对自适应率估计的干扰进行补偿。4 s 之后, 为了

补偿外界的干扰, 控制律变为负值, 表明直线电机输出推力方向与外界干扰相反。同时, 自抗扰反步控制器的控制律波动幅值更大、波动时间更长, 表明其具有更强的抗干扰能力。两种控制器的控制输出最终稳定在 0.1 V 附近。

注意: 图 1 中 0 ~ 3 s 时间段内, 直线电机系统受到的真实干扰较大, 说明真实系统模型与标称模型有较大差异, 自抗扰反步控制器良好的控制效果表明了自抗扰反步控制继承了自抗扰控制的“对系统模型依赖性较小”的优点。

5 结论

本文针对一种 U 型槽永磁直线同步电机伺服系统进行建模, 对系统的机械子系统设计了一种基于自抗扰思想的反步控制器。设计了 LESO 估计不可直接测量的速度量以及外界的干扰, 证明分析了其收敛性和估计误差。利用 LESO 的输出, 设计了反步控制器并给出了整个闭环控制系统稳定性证明。实验结果表明, 设计的自抗扰反步控制器可以提高闭环控制系统的控制精度和鲁棒性。相对于反步控制器, 控制精度由 0.41 mm 提高至 0.12 mm, 并消除了由于外界干扰引起的位移静差, 即 $e_{ss} \approx 0$ 。

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] 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.
- [3] 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 Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [4] 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.
- [5] Krstic M, Kokotovic P V, Kanellakopoulos I. Nonlinear and adaptive control design [M]. USA: John Wiley & Sons, 1995.
- [6] Chen M Y, Lu J S. Application of adaptive variable speed backstepping sliding mode controller for PMLSM position control[J]. Journal of Marine Science and Technology, 2014, 22(3): 392 - 403.
- [7] Sira-Ramírez H, Linares-Flores J, García-Rodríguez C, et al. On the control of the permanent magnet synchronous motor;

- an active disturbance rejection control approach [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(5): 2056–2063.
- [8] Ting C S, Chang Y N, Shi B W, et al. Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive [J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(3): 265–279.
- [9] Ting C S, Lieu J F, Liu C S, et al. An adaptive FNN control design of PMLSM in stationary reference frame [J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2016, 27(4): 391–405.
- [10] 陈志翔, 高钦和, 谭立龙, 等. 永磁直线电机伺服系统鲁棒反步控制器设计 [J]. 电机控制与应用, 2017, 44(11): 32–37.
CHEN Zhixiang, GAO Qinhe, TAN Lilong, et al. Robust backstepping controller for PMLSM servo systems [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(11): 32–37. (in Chinese)
- [11] 张银辉, 杨华波, 江振宇, 等. 基于通用扩张状态观测器的鲁棒飞行控制方法 [J]. 国防科技大学学报, 2016, 38(3): 94–99.
ZHANG Yin-hui, YANG Huabo, JIANG Zhenyu, et al. Robust flight control based on generalized extended state observer [J]. Journal of National University of Defence Technology, 2016, 38(3): 94–99. (in Chinese)
- [12] Zeng L Z, Chen X D, Luo X, et al. A vector control method of LPMBDCM considering effects of PM flux linkage harmonic and cogging force [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(3): 954–959.
- [13] Gao Z Q. Scaling and bandwidth parameterization based controller tuning [C]//Proceedings of American Control Conference, 2003, 6: 4989–4996.
- [14] Isidori A. Nonlinear control systems [M]. 3rd ed. Germany: Springer-Verlag, 1995.