

永磁直线同步电机的固定边界层滑模控制

张 希, 陈宗祥, 潘俊民, 王 杰

(上海交通大学电气工程系, 上海市 闵行区 200240)

Fixed Boundary Layer Sliding Mode Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor

ZHANG Xi, CHEN Zong-xiang, PAN Jun-min, WANG Jie

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Minhang District, Shanghai 200240, China)

ABSTRACT: The permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM) is sensitive to various disturbances such as the load disturbances, parameter perturbations, end effect and so on. A new nonlinear robust scheme of PMLSM is proposed to overcome this trouble. A quasi-linearized and decoupled model with uncertainties is derived from the mathematical model of the PMLSM by using the conception of feedback linearization. A fixed-boundary-layer sliding mode controller using the *msat* function is designed to guarantee the robustness. Design of a force observer is given to estimate the load force unknown in the new model. The robustness of the controller can be obtained by using the parameters' boundaries without the precise values. Both the simulation and experimental results demonstrate that the approach proposed in this paper is correct and the controlling strategy designed is effective.

KEY WORDS: permanent magnet linear synchronous motor; feedback linearization; fixed-boundary-layer sliding mode controller; *msat* function; force observer

摘要: 为了解决永磁直线同步电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)运行过程中对系统参数扰动及端部效应等不确定因素敏感的问题,提出了一种PMLSM的非线性鲁棒控制方法。利用反馈线性化的思想,对PMLSM数学模型进行变换得到包含不确定因素的准线性化且解耦的模型。采用 *msat* 函数的思想方法,设计了固定边界层滑模控制器,确保系统鲁棒性。同时给出了力观测器的设计方法估计新模型中未知的负载力。不需要知道系统参数的精确数值,通过确定其范围就可以使控制器得到良好的鲁棒性。仿真与实验结果均验证了文中所提出方法的正确性和控制策略的有效性。

关键词: 永磁直线同步电机; 反馈线性化; 固定边界层滑模控制器; *msat* 函数; 力观测器

0 引言

与传统旋转电机不同,直线电机直接产生直线

运动带动工作台,不需要齿轮箱、链条和螺丝等传动环节,没有传动间隙^[1-2]。PMLSM具有机械结构简单、速度快、推力大、精度高等优点,适合高性能的伺服应用,并且已被用于工业机器人、半导体制造系统、X-Y驱动装置等领域^[3-5]。但由于PMLSM没有安装辅助机械装置,因此对负载扰动和系统参数扰动比较敏感,并且端部效应(end effect)的存在也使推力控制更为困难^[6-7]。这些不确定性因素直接影响PMLSM的动子运动,不能产生令人满意的动态性能。在直接驱动应用中如何减小这些因素的影响将具有非常重要的现实意义。

由于PMLSM运动过程中干扰因素的存在而同时要求达到很高的位置精度,传统控制方法面临很大的挑战^[8]。近年来不少研究者致力于将先进的控制方法应用于PMLSM伺服系统中。文献[9]提出了一种使用推力前馈来抑制干扰因素影响的控制系统。在此系统中,干扰因素可以利用干扰观测器估计。然而当干扰较大时,基于逆动态的干扰观测器不能确保伺服驱动系统有足够的鲁棒性。一些研究人员考虑将神经网络(neural network)应用于PMLSM伺服系统中。文献[10]提出了一种PMLSM的在线学习模糊神经网络控制器(on-line trained fuzzy neural network controller)。然而由于权值更新没有利用神经网络的内部信息,同时函数逼近对在线学习数据比较敏感,因此模糊神经网络的应用只限于静态问题,对动态问题的解决较为困难。

由于同步伺服系统中电磁变量动态性远快于机械变量动态性,因此机械速度在小段时间内通常被当作常量,系统方程也可以通过磁场定向电流控制方法近似线性化^[11]。然而这种近似线性化导致系统方程中推力或转矩项的丢失并影响控制结果。文献[12]提出了一种解决方案,将旋转同步电机电气

方程中的机械速度看作状态变量,得到了电机的非线性模型,然后采用反馈线性化技术得到线性化并解耦的模型,同时运用线性控制技术完成控制过程设计,通过适当选择线性控制环的增益可以增强鲁棒性。但 PMLSM 相对旋转同步电机对负载扰动和参数摄动更为敏感,而且其独特的结构导致了端部效应的产生,如果将上述方法直接运用于直接驱动系统,暂态性能将会显著下降。滑模控制(sliding mode control)技术属于变结构控制(variable structure control),是非常有效的一种非线性鲁棒控制方法^[13-15]。滑模控制最大优点是一旦系统动态处于滑动模态时,系统状态的转移就不再受原有参数变化和外部扰动的影响,具有完全的自适应性和鲁棒性,同时滑模控制还具有降阶和解耦功能,但“抖振”问题影响它在实际系统的广泛应用。因此,研究应用滑模控制技术于直接驱动中,同时又能够消除系统“抖振”现象,这对于提高直接驱动直线伺服系统的平稳性和跟踪性能具有重要的实际应用价值。

本文提出了基于模型变换的 PMLSM 固定边界层滑模控制方法。利用反馈线性化的思想,构造了一个包含负载扰动、参数摄动以及端部效应等不确定因素的准线性化且解耦的新模型。采用具有 msat 函数的固定边界层滑模控制来得到系统的强鲁棒性并消除了一般滑模控制中的“抖振”现象。本文为了得到准线性化并解耦模型中负载力的估计值,设计了力观测器。最后,基于 Matlab 的仿真结果和基于 DSP 的实验结果均表明了本文所提出方法的正确性和控制策略的有效性。

1 PMLSM 的数学模型

本文研究的 PMLSM 是单边平板型短初级直线电机,其横向剖面图如图 1 所示。次级交替地排列着 N、S 钕铁硼(NdFeB)永磁体,并安装测量装置光栅尺,初级由含铁心的通电绕组与霍尔元件组成。永磁磁场与 PWM 电压源逆变器驱动交流绕组电流产生的磁场互相作用,形成电磁推力。电磁推力直接作用于机械系统而不需要传动装置。

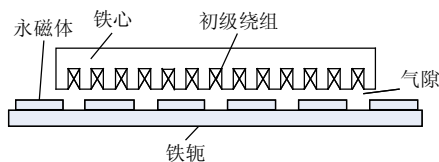


图 1 永磁同步直线电机的横向剖面图
Fig. 1 The analytical model of PMSLM

PMLSM 的 d - q 电压动态方程^[16-19]为

$$U_d = Ri_d + \frac{dI_d}{dt} - \frac{\pi}{t} n_p v I_q \quad (1)$$

$$U_q = Ri_q + \frac{dI_q}{dt} + \frac{\pi}{t} n_p v I_d \quad (2)$$

$$I_d = L_d i_d + y \quad (3)$$

$$I_q = L_q i_q \quad (4)$$

其中: I_q 、 I_d 、 i_q 、 i_d 、 L_q 、 L_d 、 U_q 和 U_d 分别为初级磁链、电流、电感和电压在交轴和直轴上的分量; R 为初级电阻值; t 为极距; y 为永磁磁链; v 为初级线速度; n_p 为极对数。

电磁推力 F_e 为

$$F_e = \frac{P_e}{v} = \frac{3\pi n_p [y i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]}{2t} \quad (5)$$

根据牛顿第二定律, PMLSM 运动方程为

$$F_e = M \frac{dv}{dt} + Bv + F_l + F_d \quad (6)$$

其中: P_e 为电磁功率; M 为初级的总质量; B 为粘滞摩擦系数; F_l 与 F_d 分别为负载力和端部效应力。

电枢中 d - q 轴电感相同,即 $L_d = L_q$, 极对数 n_p 为 1, 因此 PMLSM 的动态性可以由式(1)~(6)得出

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + \frac{\pi}{t} v i_q + \frac{1}{L} U_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} i_q - \frac{\pi}{t} v i_d - \frac{y\pi}{tL} v + \frac{1}{L} U_q \\ \frac{dv}{dt} = \frac{3\pi y}{2tM} i_q - \frac{B}{M} v - \frac{1}{M} (F_l + F_d) \end{cases} \quad (7)$$

2 控制策略的提出

2.1 采用反馈线性化的 PMLSM 一般非线性控制

为简便起见,令 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_d, i_q, v]^T$, $\mathbf{U} = [U_d, U_q]^T$, $F_L = F_l + F_d$, $\mathbf{K} = \text{diag}[1/L, 1/L]$, $f(\mathbf{X}) = [f_1(\mathbf{X}), f_2(\mathbf{X}), f_3(\mathbf{X})]^T$, 其中 $f_1(\mathbf{X}) = -\frac{R}{L} x_1 + \frac{\pi}{t} x_2 x_3$; $f_2(\mathbf{X}) = -\frac{R}{L} x_2 - \frac{\pi}{t} x_1 x_3 - \frac{y\pi}{tL} x_3$; $f_3(\mathbf{X}) = \frac{3\pi y}{2tM} x_2 - \frac{B}{M} x_3 - \frac{1}{M} F_L$ 。因此,式(7)可重写为

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = f(\mathbf{X}) + \mathbf{K}\mathbf{U} \quad (8)$$

其中: i_d 、 i_q 和 v 作为状态方程的状态变量; U_d 和 U_q 为状态方程的输入。由于电磁时间常数远小于机械时间常数,因此广义负载力 F_L 在很小的时间间隔内可认为是常数^[16]。一个新的状态方程可以由

式(7)经过变换得出

$$\left[\frac{di_d}{dt} \quad \frac{dv}{dt^2} \right]^T = C(X) + D(X)U \quad (9)$$

$$C(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ \frac{3\pi y}{2tM} f_2(X) - \frac{B}{M} f_3(X) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$D(X) = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{3\pi y}{2tM} \end{bmatrix} \quad (11)$$

由于 $D(X)$ 为对角阵, $\frac{3\pi y}{2tM}$ 不为零, 故可假定:

$$[U_d \quad U_q]^T = D^{-1}(X)([u_1, u_2]^T - C(X)) \quad (12)$$

其中 u_1 和 u_2 作为新输入, 根据式(9)~(12)可以得

$$u_1 = \frac{di_d}{dt} \quad (13)$$

$$u_2 = \frac{d^2v}{dt^2} \quad (14)$$

令 $e_1 = i_d^* - i_d$, $e_2 = v^* - v$, 其中 i_d^* 与 v^* 分别是初级直轴电流和运动线速度的设定值。可以按如下方法设计控制器:

$$u_1 = \frac{di_d^*}{dt} + K_1 e_1 \quad (15)$$

$$u_2 = \frac{d^2v^*}{dt^2} + K_2 \frac{de_2}{dt} + K_3 e_2 = \frac{d^3S^*}{dt^3} +$$

$$K_2 \frac{d^2e_3}{dt^2} + K_3 \frac{de_3}{dt} \quad (16)$$

其中: S^* 为运动位置的设定值; $e_3 = S^* - S$ 为位置误差, $K_i (i=1,2,3)$ 为常数。根据式(15)和(16)可得

$$\frac{de_1}{dt} + K_1 e_1 = 0 \quad (17)$$

$$\frac{d^2e_2}{dt^2} + K_2 \frac{de_2}{dt} + K_3 e_2 = 0 \quad (18)$$

利用二项式标准形式选择适当的 $K_i (i=1,2,3)$, 可以设计上升时间、超调量和稳定时间等系统动态指标^[20]。

2.2 PMLSM 准线性化且解耦模型的建立与固定边界层滑模控制器的设计

由于电机运行过程中存在干扰问题, 故实际的控制输入为

$$[U_d, U_q]^T = D_N^{-1}([u'_1, u'_2]^T - C_N) \quad (19)$$

其中 C_N 与 D_N 为将系统参数的标称值代入式(10)与式(11)得到的结果。式(12)与式(19)中的广义负载力 F_L 未知, 由其估计值代替, 通过本文后面 2.3 小节

中设计的力观测器观测计算得出。

将式(19)代入式(9), 并且令 $y_1 = i_d$, $y_2 = v$, $Y = [y_1, y_2]^T$, 由此可以得到一个准线性化并解耦的新模型

$$\frac{dy_1}{dt} = \frac{R_N - R}{L} y_1 + u'_1 = f_{e_1}(Y) + u'_1 \quad (20)$$

$$\frac{d^2y_2}{dt^2} = f_{e_2}(Y) + s u'_2 \quad (21)$$

其中 $f_{e_1}(Y) = \frac{R_N - R}{L} \frac{3\pi y}{2tM} i_q + \frac{3\pi^2 y}{2t^2 M L} y_2 (y_N - y) + \frac{3\pi y}{2tM} i_q \left(\frac{B_N}{M_N} - \frac{B}{M} \right) - \left(\frac{M_N y}{M y_N} \frac{B_N^2}{M_N^2} - \frac{B^2}{M^2} \right) y_2 - \left(\frac{M_N y}{M y_N} \frac{B_N^2}{M_N^2} - \frac{B^2}{M^2} \right) y_2 - \left(\frac{y M_N}{y_N M} \frac{B_N}{M_N} \hat{F}_L - \frac{B}{M^2} F_L \right)$; $s = \frac{y M_N}{y_N M}$; 下标 N 代表系统参数的标称值; \hat{F}_L 为 F_L 的估计值; $f_{e_1}(Y)$, $f_{e_2}(Y)$ 和 s 各自的估计值分别记作 $\hat{f}_{e_1}(Y)$, $\hat{f}_{e_2}(Y)$ 和 \hat{s} , 其关系为

$$\left| \hat{f}_{e_1}(Y) - f_{e_1}(Y) \right| \leq F_1(Y) \quad (22)$$

$$\left| \hat{f}_{e_2}(Y) - f_{e_2}(Y) \right| \leq F_2(Y) \quad (23)$$

实际参数满足 $y_{\min} \leq y \leq y_{\max}$, $M_{\min} \leq M \leq M_{\max}$, $B_{\min} \leq B \leq B_{\max}$, $R_{\min} \leq R \leq R_{\max}$, $s_{\min} \leq s \leq s_{\max}$ 。 $f_{e_1}(Y)$ 的最大值 $f_{e_1 \max}(Y)$ 和最小值 $f_{e_1 \min}(Y)$ 可以通过 R 的范围计算得出。通过参数的范围计算 $f_{e_2}(Y)$ 每项的最大值, 然后将每项最大值相加, 可以得出 $f_{e_2}(Y)$ 的最大值 $f_{e_2 \max}(Y)$, $f_{e_2}(Y)$ 的最小值 $f_{e_2 \min}(Y)$ 可以通过类似的方法得出。

$$\hat{f}_{e_1}(Y) = \frac{f_{e_1 \max}(Y) + f_{e_1 \min}(Y)}{2} \quad (24)$$

$$\hat{f}_{e_2}(Y) = \frac{f_{e_2 \max}(Y) + f_{e_2 \min}(Y)}{2} \quad (25)$$

$$F_1(Y) = \left| f_{e_1 \max}(Y) - \hat{f}_{e_1}(Y) \right| = \left| f_{e_1 \min}(Y) - \hat{f}_{e_1}(Y) \right| \quad (26)$$

$$F_2(Y) = \left| f_{e_2 \max}(Y) - \hat{f}_{e_2}(Y) \right| = \left| f_{e_2 \min}(Y) - \hat{f}_{e_2}(Y) \right| \quad (27)$$

通过

$$\hat{s} = \sqrt{s_{\min} s_{\max}} \quad (28)$$

可以得出 s 的估计值。下面给出固定边界层滑模控制器的设计方法。

对于一阶状态方程式(20), 设计滑模切换超平面方程

$$s_1 = e_1 + I_1 \int_0^t e_1 dt \quad (29)$$

(1) 仿真分析。

为了充分验证本文提出控制系统的有效性，对 3 种情况进行了动态仿真：① 空载时系统参数为标称值；② 空载时初级部分质量为标称值的三倍；③ 系统参数为标称值，在 $t = 0.4s$ 时刻突然加入 5.4kg 的负载。固定边界层滑模控制器的参数为 $I_1=3100$, $I_2=900$, $f_1=0.007$, $f_2=7.8$, $h_1=1.2$, $h_2=9.6$, $p_1=-1054$ 和 $p_2=75.6$ 。为证明本文提出方法的优越性，在上述 3 种情况下对文献[16]中介绍的 PMLSM 三闭环 PID 伺服系统也进行动态仿真，并将结果与固定边界层滑模控制系统的仿真结果进行了比较。根据文献[16]中介绍的部分模型匹配法，选择 PID 控制器的参数为电流环的比例增益 $K_{PC}=4.5$ ，速度环的比例增益 $K_P=2.3$ ，积分增益 $K_I=25.9$ ，微分增益 $K_D=0.1$ ，位置环的比例增益 $K_{PP}=19.2$ 。选择一个上升时间为 0.06s 的二阶传递函数： $H(s) = \frac{6400}{s^2 + 180s + 6400}$ (其中 s 为 Laplace 算子)作为阶跃命令的参考模型。初级直轴电流参考值 i_d^* 设置为零。

设置幅值为 8mm 的单脉冲位置信号，位置响应和交流电流的仿真结果如图 4 所示。图 4(a)、(c)、(e)中的脉冲为位置命令，图 4(a)、(c)、(e)中的实线表示采用滑模控制器时的位置响应，虚线表示采用 PID 控制器时的位置响应。图 4(b)、(d)、(f)中的实线表示采用滑模控制器时的初级交轴电流，虚线表示采用 PID 控制器时的初级交轴电流。由于 PID 控

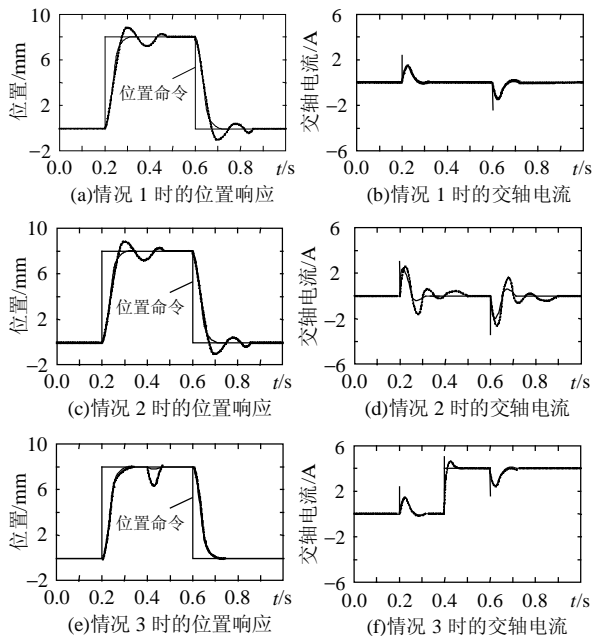


图 4 单脉冲响应仿真结果
Fig. 4 Simulated results under single-pulse response

制器的增益仅仅由系统的标称值所决定，因此伺服系统对于系统参数变化以及负载扰动较为敏感。从仿真结果可以看出，采用 PID 控制器时的位置响应仅在情况 1 时满足要求；情况 2 时出现了 13% 的超调，并且稳定时间也较长；情况 3 时，实际位置与给定位置间的误差比较大，跟踪性能不能令人满意。相比之下使用固定边界滑模控制器时系统的鲁棒性很强，在 3 种情况下的位置响应较好。在初级部分质量变化的情况 2 时设置周期为 0.8s 的脉冲列位置信号，其跟踪性能见图 5。图 5(a)中的脉冲列为位置命令，图 5(a)中的实线表示采用滑模控制器时的位置响应，虚线表示采用 PID 控制器时的位置响应。图 5(b)中的实线表示采用滑模控制器时的初级交轴电流，虚线表示采用 PID 控制器时的初级交轴电流。图 5 中脉冲列每个周期与单脉冲情况相似，采用 PID 控制器时出现了超调，并且稳定时间也较长，而使用固定边界滑模控制器时系统的鲁棒性很强，并消除了“抖振”现象。

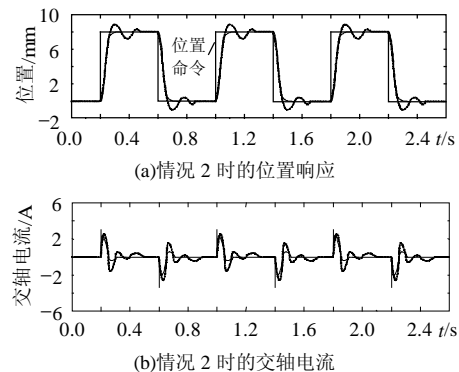


图 5 多脉冲响应仿真结果
Fig. 5 Simulated results under multi-pulse response
(2) 实验分析。

实验中使用了德州仪器公司生产的 32 位定点 DSP 芯片 TMS320F2812，它具有很高的处理速度 (150MIPS)、4 通道的 QEP 输入、12 通道的 PWM 输出和 12 通道的 A/D 转换器(转换时间为 200ns)。控制程序由 C 语言构成。逆变器直流端电压为 190V。逆变器桥臂由 6 个 IGBT 管组成。运用空间矢量调制技术，PWM 开关频率为 20kHz。相电流与位置采样频率分别为 10kHz 与 5kHz。在系统中安装了分辨率为 0.5μm 的 Heidenhain 光栅作为位置传感器。硬件系统的框图见图 6。

以上提到的情况 3 中，在 $t=0.4s$ 时刻突然加入负载。但实际操作中人的反应有一定延迟，很难决定准确的时刻，因此在实验中考虑了一种新的情况——情况 4：系统参数为标称值，在 $t=1.7s$ 时刻程

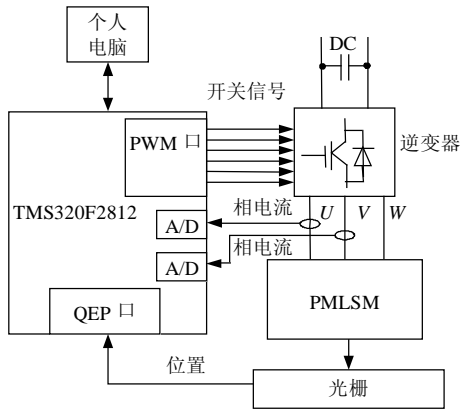


图6 硬件系统框图

Fig. 6 Block diagram of the hardware system

序自动给出位置阶跃命令,然后在大约 $t=2s$ 时刻人为加入 $5.4kg$ 的负载。情况 1 和 2 在电机开始运行后并未对系统状况进行改变,因此实验中可以实现。单脉冲响应下情况 1、2 和 4 时采用固定边界层滑模控制器的实验结果如图 7 所示。实验结果与仿真结果相似。在初级部分质量变化的情况 2 时设置周期为 $0.8s$ 的脉冲列位置信号,其实验结果见图 8。由图 7、8 所示的实验结果可以看到采用本文提出控制器后的系统在不同干扰下均表现出良好的位置跟踪响应性能,同时由初级交轴电流实验波形可以看出,采用固定边界层滑模控制技术后消除了“抖振”现象。为了验证本文设计的固定边界层滑

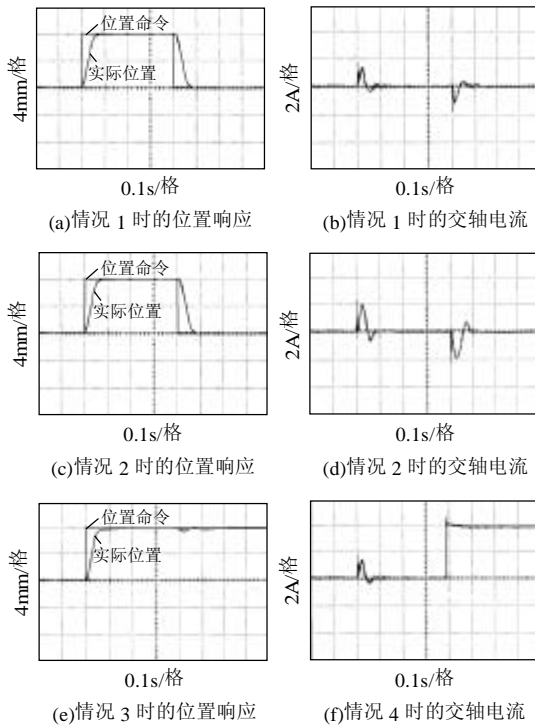


图7 采用滑模控制器时的单脉冲响应实验结果
Fig. 7 Experimental results using the sliding mode controller under single-pulse response

模控制器的跟踪精确性,设置情况 2 时位置命令信号为正弦曲线,实现直线电机的周期正弦往返运动,同时分析运动控制精度。图 9(a)为幅度 $10mm$ 周期 $0.9s$ 的正弦位置命令,图 9(b)、(c)和(d)分别为位置跟踪误差、初级交轴电流和直轴电流。从图中可以看出,线性位置动态跟踪误差不超过 $12\mu m$,满足实验要求;直轴电流收敛于零;交轴电流波形也显示采用固定边界层滑模控制技术后消除了“抖振”现象。

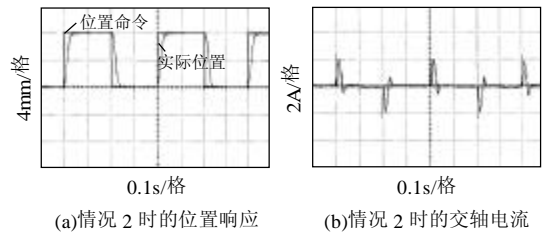


图8 采用滑模控制器时的多脉冲列响应实验结果
Fig. 8 Experimental results using the sliding mode controller under multi-pulse response

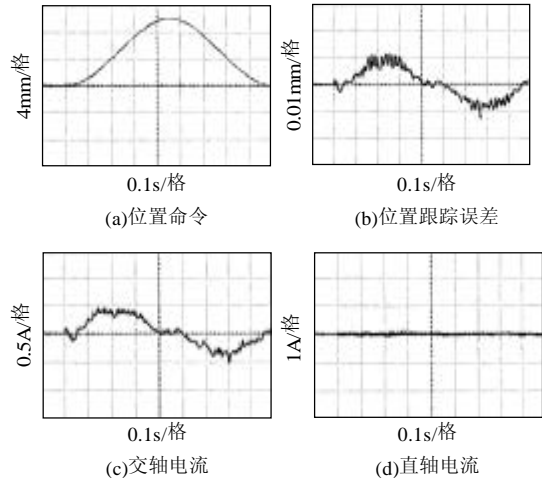


图9 采用滑模控制器时的位置正弦响应实验结果
Fig. 9 Experimental results using the sliding mode controller under position sinusoidal response

4 结论

本文研究了将具有 $msat$ 函数的固定边界层滑模控制应用于 PMLSM 伺服系统的方法。通过对原有模型进行反馈线性化并经过一定变换,建立了包含不确定因素的准线性化且解耦的新模型。构造了 PMLSM 固定边界层滑模控制器以确保系统的强鲁棒性。设计了力观测器用于估计准线性化并解耦模型中未知的负载力。最后,3 种情况下的仿真和实验结果表明采用文中所提出方法的 PMLSM 伺服系统具有较强的抗干扰性和跟踪精确性,同时显示应用固定边界层后消除了“抖振”现象。这些进一步

验证了本文新方法的正确性和控制策略的有效性。

参考文献

- [1] Tounzi A, Henneron T, Le M Y, et al. 3-D approaches to determine the end winding inductances of a permanent-magnet linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(2): 758-761.
- [2] 焦留成, 袁世鹰. 永磁直线同步电动机等效电路参数计算[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 12-16.
Jiao Liucheng, Yuan Shiyong. Evaluation of equivalent circuit parameters for permanent magnet linear synchronous for motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(3): 12-16(in Chinese).
- [3] Kwak M S, Sul S K. A new method of partial excitation for dual moving magnet linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(2): 499-505.
- [4] 卢琴芬, 叶云岳. 混合励磁直线同步电机的磁场与推力[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 127-130.
Lu Qinfen, Ye Yanyue. Magnetic field and thrust of hybrid excitation linear synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 127-130(in Chinese).
- [5] 陈幼平, 杜志强, 艾武, 等. 一种短行程直线电机的数学模型其实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 131-136.
Chen Youping, Du Zhiqiang, Ai Wu, et al. Research on model of a new short-stroke linear motor and its experiments[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 131-136(in Chinese).
- [6] 夏加宽, 王成元, 李峰东, 等. 高精度数控机床用直线电机端部效应分析及神经网络补偿技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(8): 100-104.
Xia Jiakuan, Wang Chengyuan, Li Haodong, et al. Study of end-effects analysis and NN compensation technique of linear motor for high precision NC machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 100-104(in Chinese).
- [7] Miller C E, Van Zyl A W, Landy C F. Modeling a permanent magnet linear synchronous motor for control purposes[C]. IEEE Africon Conference, George, South Africa, 2002.
- [8] Lin F L, Shyu K K, Lin C H. Incremental motion control of linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(3): 1011-1022.
- [9] Liu Z Z, Luo F L, Rashid M H. Robust high speed and high precision linear motor direct-drive XY-table motion system[J]. IEE Proceedings: Control Theory and Applications, 2004, 151(2): 166-173.
- [10] Lin F L, Shen P H. DSP-based permanent magnet linear synchronous motor servo drive using adaptive fuzzy-neural-network control [C]. 2004 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, Singapore, 2004, 1: 601-606.
- [11] Rekioua T, Tabar F M, Caron J P, et al. Study and comparison of two different methods of current control of a permanent magnet synchronous motor[C]. Conf. Rec. IMACS-TC1, Nancy, France, 1990, 1: 157-163.
- [12] Pioufle B Le. Comparison of speed nonlinear control strategies for the synchronous servomotor[C]. Electric Machines and Power Systems (EMPS), Philadelphia, USA, 1993, 21: 151-169.
- [13] 达飞鹏, 宋文忠. 基于模糊神经网络滑模控制器的一类非线性系统自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 78-83.
Da Feipeng, Song Wenzhong. Adaptive control for a class of nonlinear systems based on FNNSMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 78-83(in Chinese).
- [14] 管成, 朱善安. 一类非线性系统的微分与积分滑模自适应控制及其在电液伺服系统中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(4): 103-108.
Guan Cheng, Zhu Shan-an. Derivative and integral sliding mode adaptive control for a class of nonlinear arsystem and its application to an electro-hydraulic servo system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(4): 103-108(in Chinese).
- [15] Li K C, Leung T P, Hu Y. Sliding mode control of distributed parameter systems[J]. Automatica, 1994, 30(12): 1961-1966.
- [16] 郭庆鼎, 王成元, 周美文, 等. 直线交流伺服系统的精密控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000
- [17] 赵希梅, 郭庆鼎. 永磁直线同步电动机的变增益零相位 H_∞ 鲁棒跟踪控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 132-136.
Zhao Ximei, Guo Qingding. Variable gain zero phase H_∞ robust tracking control for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 132-136(in Chinese).
- [18] Lin F J, Shen P H, Fung R F. RFNN control for PMLSM drive via backstepping technique[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, 41(2): 620-644.
- [19] Lin F J, Shen P H, Kung Y S. Adaptive wavelet neural network control for linear synchronous motor servo drive[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(12): 4401-4412.
- [20] Ogata K. Modern Control Engineering[M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2002.
- [21] Kachroo P, Tomizuka M. Chattering reduction and error convergence in the sliding-mode control of a class of nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1996, 41(7): 1063-1068.

收稿日期: 2006-07-29。

作者简介:

张 希(1980—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为直线电机伺服控制, 非线性系统控制等;

陈宗祥(1975—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力系统谐波抑制, 电力电子技术在可再生能源领域的应用及非线性系统控制等;

潘俊民(1947—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力拖动, 电力电子器件等;

王 杰(1960—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力系统非线性控制, 复杂系统控制等。

(责任编辑 云爱霞)