

基于 MRAC 方法的直线电机的位置角度校正技术

张代林, 陈幼平, 艾 武, 周祖德

(华中科技大学 机械科学与工程学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 分析了直线电机的位置角度误差对直线电机的输出电流的影响; 为了消除直线电机的位置角度误差, 作者在基于模型参考自适应控制方法的基础上设计了一套直线电机的位置角度校正系统. 由于该校正系统中的位置角度误差补偿器采用不受位置角度影响的输入量对位置角度进行校正, 所以可以在现有位置角度测量的基础上实现对位置角度的准确校正, 为在现有直线电机和低精度光栅尺的情况下获得尽可能高的控制精度提供了保证. 仿真和实验结果显示, 采用位置角度校正后, 直线电机可以实现对力矩电流的精确控制, 而且位置角度误差能够被校正.

关键词: 直线电机; MRAC; 位置角度; 电流控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Correction technology of the position angles of linear motors based on MRAC method

ZHANG Dai-lin, CHEN You-ping, AI Wu, ZHOU Zu-de

(School of Mechanical Science & Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan Hubei 430074, China)

Abstract: The effect of position angle errors of linear motors to output currents is analyzed in this paper. In order to alleviate the position angle errors, a position angle correction system is designed based on model reference adaptive control method. In the correction system, position angle errors are corrected by a position angle error compensator that does not use input parameters influenced by position angles. Therefore, the detected position angles by linear position encoders can be corrected precisely. This technology ensures that higher control precision could be achieved on the conditions of present linear motors and low-precision linear encoders. Simulation and experimental results show that currents of a linear motor can be controlled precisely and position angle errors can be compensated through using the position angle correction system.

Key words: linear motor; MRAC; position angle; current control

1 引言 (Introduction)

直线电机由于其高精度、高加速度和大推力等优点, 在高精密加工中占有独特的地位, 特别是在现在制造业的发展中, 要求更高的精度甚至超高精度的驱动环节, 例如半导体封装、高精度机器人等. 自从德国西门子公司的 F. Blaschke 和美国的 P. C. Custman 与 A. A. Clark 提出矢量控制的概念后, 矢量控制技术获得了极为广泛的应用. 在直线电机矢量控制系统中, 位置角度 θ 的测量方法主要是通过测量其位置, 然后计算求得^[1]. 这种方法简单实用, 在直线电机控制中获得了广泛的应用. 但是, 由于直线电机的制造缺陷、位置检测过程中的脉冲丢失或者控制系统缺陷等都会引起直线电机控

制系统的位置角度 θ 的检测出现误差, 特别是在长行程直线电机中这种误差会随着的磁极数目和直线电机行程的增加而不断地积累. 由于这种误差直接影响电流的输出, 在高速高精度控制时影响了直线电机的控制性能, 严重时出现失控现象. 为了提高直线电机的控制精度, 就要求提高直线电机的制造精度和光栅尺的测量精度, 但是这将导致直线电机系统的成本陡增.

随着现代控制理论、智能控制理论等控制技术的发展, 模型参考自适应控制(MRAC)、无传感器控制技术等方法不断出现, 推动了直线电机向更高性能发展^[2~6]. 值得关注的是, 文献[7]中提出了对无传感器位置角度进行校正的方法.

本文中,作者设计了一种在作者分析了位置角度偏差对直线电机控制系统的影响.为了校正位置角度误差作者在MRAC方法的基础上,对位置角度误差补偿器进行了设计.由于校正位置角度偏差可以最终提高电流的控制精度,从而为在现有直线电机和低精度光栅尺的条件下获得尽可能高的控制精度提供了保证.在本文最后,作者对提出的校正系统进行了仿真验证.

2 位置角度对电流控制的影响 (Effect of position angle to currents)

位置角度在旋转电机中可以通过检测电机旋转的角度直接测得;在直线电机中则通过检测动子的位移,结合极距计算得到,其计算公式为

$$\theta = \text{mod}\left(\frac{p}{p_n d}\right) * (2\pi). \quad (1)$$

其中: p 为位移传感器检测到的位移, d 为直线电机的极距, p_n 为极对数, mod 为取模运算.

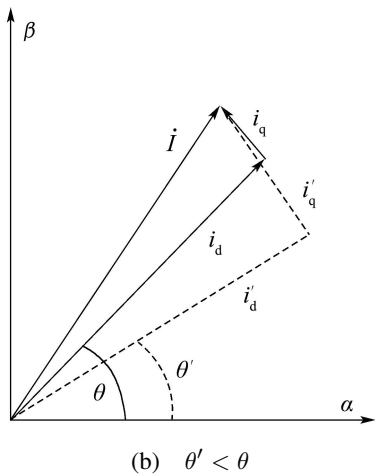
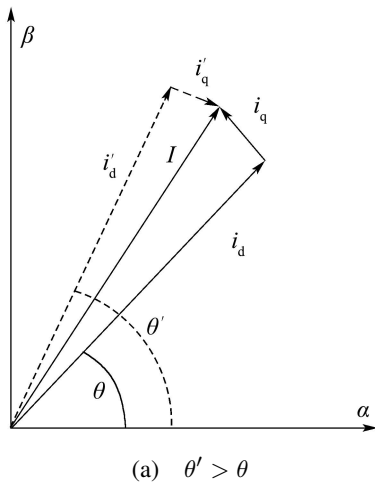


图1 α - β 和 d - q 坐标系下的电流矢量

Fig. 1 Current vectors in α - β and d - q coordinates

在矢量控制算法中,位置角度 θ 是一个非常关键的控制量, θ 的正确与否决定了电流环能否准确地

输出给定的电流 i_d^*, i_q^* . 当 θ 出现误差的时候,输出的实际电流出现误差,根据推力公式 $f = k_f i_q$,输出的推力也会出现误差. 当 θ 出现误差的时候,电流输出如图1所示. 为了输出一个要求的电流矢量 $\dot{I}$,理论上应该输出的励磁电流和转矩电流为 i_d, i_q ,但是由于 θ 的测量出现误差,实际的位置角度是 θ' ,从而实际输出的励磁电流和转矩电流为 i'_d, i'_q . 位置角度误差和转矩电流的误差之间的关系为: 当 $\theta' > \theta$ 时, $i'_q < i_q$ 或者 i'_q 和 i_q 方向相反; 当 $\theta' < \theta$ 时, $i'_q > i_q$.

而且可以证明,对电流进行闭环控制,并不能消除位置角度误差对直线电机推力输出的影响. 由于位置角度误差影响了直线电机推力输出,所以影响了整个直线电机伺服系统的控制性能. 特别是当直线电机进行高精度的定位时,由于位置角度误差影响到推力输出的大小和方向,从而使直线电机在定位点附近振荡,影响直线电机的定位精度.

3 基于MRAC方法的位置角度校正技术 (Correction technology of position angles based on MRAC method)

3.1 位置角度的误差补偿器的设计 (Design of the error compensator of position angles)

对于表面式永磁直线电机动子的绕组电感 $L_d = L_q = L$, 该类型直线电机的电流模型如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi}{L} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi}{L} \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d + \frac{R\psi}{L} \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (2)$$

其中: $\omega = \frac{p}{p_n \tau} * 2\pi$ (v 为直线速度, τ 为极距) 为直线电机的等量角速度, R 为直线电机动子的绕组电阻, L 为直线电机动子的绕组电感, ψ 为永磁体的有效磁链.

为了方便分析,假设 $i_{dr} = i_d + \frac{\psi}{L}$, $i_{qr} = i_q$, $u_{dr} = u_d + \frac{R\psi}{L}$, $u_{qr} = u_q$, 由式(2)可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

简化为

$$\frac{d}{dt} I_r = A I_r + B U_r. \quad (4)$$

另一方面,电流估计的数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dr} \\ \hat{i}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \hat{\omega} \\ -\hat{\omega} & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dr} \\ \hat{i}_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dr} \\ \hat{u}_{qr} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$\hat{\cdot}$ 代表估计值, 其简化方程为

$$\frac{d}{dt}\hat{I}_r = A\hat{I}_r + B\hat{U}_r. \quad (6)$$

假设电流误差为 $e = I_r - \hat{I}_r$, 那么, 可以得到下面的状态方程

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}e = Ae - Iw, \\ v = De. \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$w = (\hat{A} - A)\hat{I}_r. \quad (8)$$

取 $D = I$, 那么

$$v = Ie = e. \quad (9)$$

根据Popov超稳定性, 在满足矩阵 $H(s) = D(sI - A)^{-1}$ 严格正实的情况下, 如果满足下面的方程成立:

$$\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} v^T w dt \geq -\gamma_0^2, \quad \forall t_0 \geq 0, \quad (10)$$

那么模型参考自适应系统能够保持渐近稳定. 把式(8)和(9)代入式(10), 可解得

$$\begin{aligned} \hat{\omega} - \omega &= k(i_{dr}\hat{i}_{qr} - i_{qr}\hat{i}_{dr}) = \\ &k(i_d\hat{i}_q - i_q\hat{i}_d - \frac{\psi}{L}(i_q - \hat{i}_q)). \end{aligned} \quad (11)$$

其中: k 为比例系数, ω 为实际等效角速度, 通过位置测量计算得到. 假设 $\Delta\theta$ 为位置角度的误差, 根据式(11), 估计误差为

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta} &= (\hat{\omega} - \omega)T = \\ &kT(i_d\hat{i}_q - i_q\hat{i}_d - \frac{\psi}{L}(i_q - \hat{i}_q)). \end{aligned} \quad (12)$$

其中 T 为速度检测周期, 如果采用比例+积分自适应控制, 位置角度的校正误差为

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= k_p(i_d\hat{i}_q - i_q\hat{i}_d - \frac{\psi}{L}(i_q - \hat{i}_q)) = \\ &k_i \int (i_d\hat{i}_q - i_q\hat{i}_d - \frac{\psi}{L}(i_q - \hat{i}_q)) dt. \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)为本文设计的 $\Delta\theta$ 补偿器, 其中 k_p, k_i 分别为比例和积分调节系数. 最终设计的直线电机位置角度校正系统结构如图2虚线方框中所示. θ 通过测量的位移计算得到, $\Delta\theta$ 补偿器的输入为励磁电流与转矩电流的估计值和实际测量值, 输出为 $\Delta\theta$; $\Delta\theta$ 补偿器补偿对 θ 进行补偿, 补偿后产生新的位置角度 θ_{new} 运用于电流环控制中.

3.2 电流的测量 (Detection of currents)

在实际运算中由于不知道实际的 θ , 为了在不引入 θ 的情况下, 获得励磁电流和转矩电流的估计, 把式(5)所示的电流模型进行转化.

在 α - β 坐标系下, 直线电机的电流-电压方程为

$$u_\alpha = R + L \frac{di_\alpha}{dt} - \omega\psi \sin \theta, \quad (14)$$

$$u_\beta = R + L \frac{di_\beta}{dt} + \omega\psi \cos \theta. \quad (15)$$

由Park变换, i_d, i_q 的值可以通过 i_α, i_β 求得

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta, \quad (16)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta. \quad (17)$$

由式(16)(17)求出 $\sin \theta$ 和 $\cos \theta$ 后代入(14)(15), 得

$$u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta = L(i_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{di_\alpha}{dt}) + \omega\psi i_d, \quad (18)$$

$$u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha = R(i_\alpha^2 + i_\beta^2) + L(i_\alpha \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{di_\alpha}{dt}) + \omega\psi i_q. \quad (19)$$

由式(18)(19)两式, 可得

$$\frac{i_d}{i_q} = \frac{u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta - L(i_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{di_\alpha}{dt})}{u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha - R(i_\alpha^2 + i_\beta^2) - L(i_\alpha \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{di_\alpha}{dt})}. \quad (20)$$

设 $l = \frac{i_d}{i_q}$, 同时由于 $i_\alpha^2 + i_\beta^2 = i_d^2 + i_q^2$, 所以可解得

$$i_q = \sqrt{(i_\alpha^2 + i_\beta^2)/(1 + l^2)}, \quad (21)$$

$$i_d = l * i_q. \quad (22)$$

由式(20)~(22)可知, 本文通过测量输出的三相电压和电流, 就可以得出一组不受位置角度误差影响的 i_d, i_q , 这两个电流为MRAC方法中的估计电流 $\hat{i}_d, \hat{i}_q$. 式(21)和(22)中的测量电流为未经过校正而得到的 i_d, i_q , 为了区别电流环的反馈电流, 这两个电流分别在图2中表示为 i_{dj}, i_{qj} . 图中, $\Delta\theta_{old}$ 为上一次求得的 $\Delta\theta$, θ_{old} 为光栅尺测量的位置角度与 $\Delta\theta_{old}$ 的和.

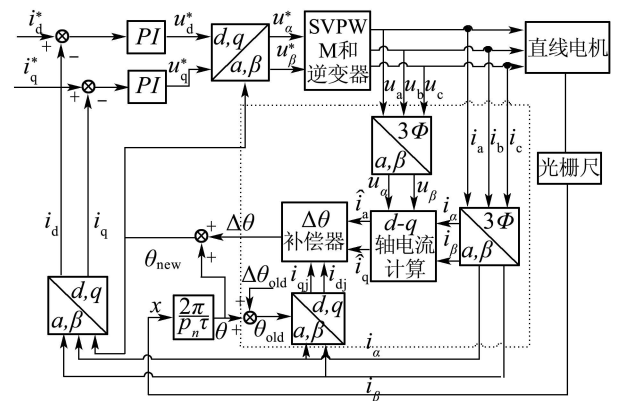


图2 直线电机的位置角度校正系统结构图

Fig. 2 Diagram of position angle correction system for linear motors

由于三相绕组的电流和电压值直接反映了磁场的情况,所以在电流和电压能够被准确测量的情况下,通过电压电流补偿后的位置角度更能反映磁场的真实情况,因而最终能够准确输出所要求的直线电机推力.另外,实际上运行中, L 和 R 是要变化的,应该加以辨识,具体设计方法请参考文献[9].

4 仿真和实验结果 (Simulation and experimental results)

为了分析位置角度误差对力矩电流的影响,作者对直线电机的电流环进行了仿真,在电流环中采用给定励磁电流 $i_q^* = 0$ 的控制策略,从式(12)可以看出,随着位置角度误差的增大,转距电流的误差也将变大.该直线电机为永磁同步直线电机,其参数如表1所示.在有误差校正和无误差校正两种情况下的力矩电流 i_q 对比的结果如图3所示.其中,图中标有“1”的情况为无误差校正,标有“2”的情况为有误差校正.

图3为直线电机存在0.15 rad的位置角度误差的情况下 i_q 的阶跃响应曲线,阶跃值为1 A.从图中可以看出在没有误差校正的情况下, i_q 无法达到设定的阶跃值;对位置角度进行误差校正后可以达到设定的阶跃值,图3(b)显示的为对应的校正误差输出.

表1 直线电机的参数

Table 1 Specification of the linear motor

参数/单位	数值
定子质量 / kg	18
定子极对数 / 对	2
永磁体有效磁链 / Wb	0.106
粘滞摩擦系数 / ($\text{Ns} \cdot \text{m}^{-1}$)	1.2
定子电枢电阻 / Ω	1.25
定子电感 / mH	5.25

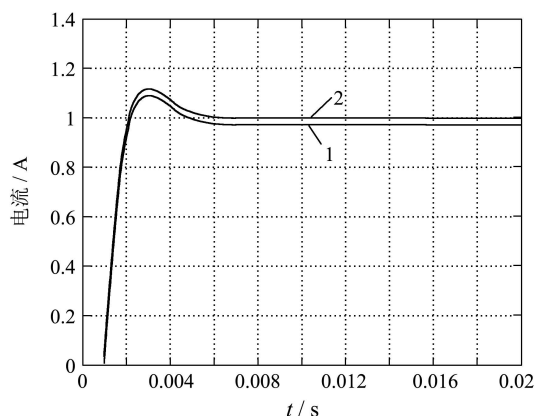


图 3(a) 位置角度校正前后的转矩电流仿真结果
Fig. 3(a) Simulation results of torque currents with and without position angle correction

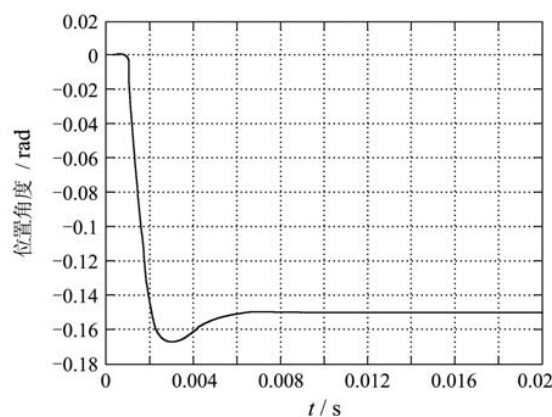


图 3(b) 位置角度校正误差的仿真结果
Fig. 3(b) Simulation result of the corrected errors of position angles

图4为实验结果,设定位置角度误差的初始值为0.15 rad,可看出实验结果与仿真结果吻合.故通过校正位置角度误差直线电机可实现对力矩电流的精确控制,而且位置角度误差也可以被完全地补偿.

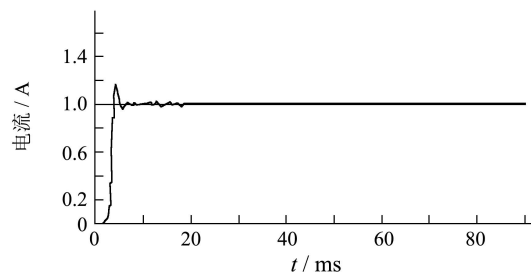


图 4(a) 位置角度校正后转矩电流的实验结果
Fig. 4(a) Experimental result of torque currents with and without position angle correction

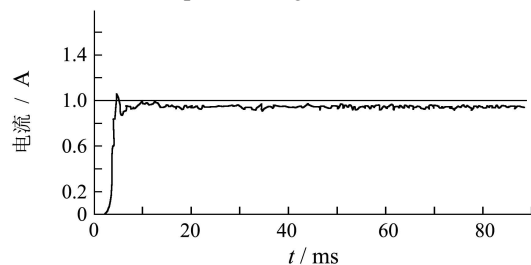


图 4(b) 位置角度校正前转矩电流的实验结果
Fig. 4(b) Experimental result of torque currents with and without position angle correction

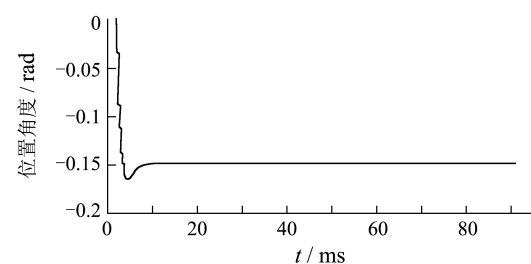


图 4(c) 位置角度校正误差的实验结果
Fig. 4(c) Experimental result of the corrected errors of position angles

5 结论 (Conclusion)

本文基于模型参考自适应控制方法设计了一套直线电机位置角度校正系统. 应用该方法设计的位置角度误差补偿器由于采用不受位置角度影响的输入量对位置角度进行校正, 从而实现了对位置角度的准确校正. 仿真和实验结果显示, 采用位置角度校正后, 直线电机可以实现对力矩电流的精确控制, 而且直线电机的位置角度误差可以得到有效的校正.

参考文献 (References):

- [1] 樊锋, 刘强. 交流直线电机矢量变换控制软换向方法及实现[J]. 北京航空航天大学学报, 2004, 30(4): 353 – 357.
(FAN Feng, LIU Qiang. Principle of software commutation and application in vector control of AC linear motor[J]. *J of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2004, 30(4): 353 – 357.)
- [2] TAN K K. Precision motion control with disturbance observer for pulsewidth-modulated-driven permanent-magnet linear motors[J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2003, 39(3): 1813 – 1818.
- [3] 林岩, 毛剑琴. 低增益变结构模型参考自适应控制器设计[J]. 控制理论与应用, 2001, 18(5): 691 – 696.
(LIN Yan, MAO Jianqin. A VS2 MRAC with a lower variable structure control gain[J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(5): 691 – 696.)
- [4] CHOON H N, RASHED M, VAS P, et al. A novel MRAS current-based sensorless vector controlled PMLSM drive for low speed operation[C]// *Proc of IEMDC'03 IEEE Int Electric Machines and Drives Conf*. Madison, WI, USA: IEEE Press, 2003, 3: 1889 – 1894.
- [5] 雷春林, 吴捷, 陈渊睿, 等. 自抗扰控制在永磁直线电机控制中的应用[J]. 控制理论与应用, 2005, 23(3): 423 – 428.
(LEI Chunlin, WU Jie, CHEN Yuanrui, et al. Auto-disturbance-rejection controller used in Permanent-magnet linear motor control system[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 23(3): 423 – 428.)
- [6] PAVLOV A, ZAREMBA A. Adaptive observers for sensorless control of an induction motor[C]// *Proc of 2001 American Control Conference*. Arlington, VA: IEEE Press, 2001, 2: 1557 – 1562.
- [7] WATANABE H, AKEYAMA T. Fuzzy inference correction of calculated position angles of the sensorless direct drive servomotor[C]// *Proc of 1992 Int Conf on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation: Power Electronics and Motion Control*. San Diego, California: IEEE Press, 1992, 1: 436 – 441.
- [8] ANDREESCU G D. Adaptive observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives[J]. *Electric Power Components and Systems*, 2002, 30(2): 107 – 119.
- [9] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
(XIA Chaoying. *Adaptive Control of AC & DC Transmission System*[M]. Beijing: Mechanical Industrial Press, 2001.)

作者简介:

张代林 (1977—), 男, 博士研究生, 研究方向直线电机伺服系统和全数字控制技术, E-mail: mnizhang@tom.com;

陈幼平 (1957—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为智能控制、虚拟制造与网络制造;

艾武 (1953—), 男, 教授, 研究方向为电机控制、智能控制;

周祖德 (1946—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为智能控制、数控技术、虚拟制造与网络制造.