

永磁直线同步电机无传感驱动系统全速范围位置估计新方法*

丁莉芬¹, 刘大亮², 王桂荣³, 安小宇¹

(1. 郑州轻工业学院 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002;

2. 河南送变电工程公司, 河南 郑州 450002;

3. 中国计量学院 机电工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 为了适应直线电机速度变化范围大的特点, 针对永磁直线同步电机(PMLSM)无传感驱动系统中难以在全速范围内精确提取动子位置信息这一问题, 提出了一种基于扩展卡尔曼滤波法(EKF)和位置闭环观测器的复合新型位置估计算法。在电机起动与低速时采用 EKF, 在中高速时采用位置闭环观测器, 在速度承接区域采用 EKF 和闭环观测器算法的加权复合, 以实现 PMLSM 从起动到高速全速范围内高精度的位置估计。仿真试验结果表明, 提出的方法在全速范围内能较准确地估计出电机的位置信息。

关键词: 永磁直线同步电机; 无传感驱动系统; 扩展卡尔曼滤波法; 位置观测器

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)09-0071-06

A New Position-Estimated Algorithm of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Sensorless Drive System in Full Scope of Speed*

DING Lifan¹, LIU Daliang², WANG Guirong³, AN Xiaoyu¹

(1. College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

2. Henan Electric Power Transmission & Transformation Construction Corporation, Zhengzhou 450002, China;

3. College of Mechanical & Electrical Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: As it had a problem of difficulty to precisely extract the mover position information within the full scope for PMLSM sensorless drive system, and linear motor had the characteristics of wide speed variation range, so a new method of the composite algorithm was proposed. The method was based on the extended Kalman filter (EKF) and closed-loop observer position estimation algorithm. When the motor was started and in low-speed, the extended Kalman filter method was used, but when it was in the high speed, a closed-loop observer position was used. When the speed in undertake region, the weighted composite method was used with extended Kalman filtering algorithms and closed-loop observer to achieve high-precision position estimation in the system of PMLSM from start to a full range of high-speed. Simulation results showed that the method could estimate the location of the motor accurately in full range of speed.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); sensorless drive system; extended kalman filter (EKF); position-observer

0 引言

永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear

Synchronous Motor, PMLSM)驱动系统以其高速、大行程、高精密、快响应等特点, 在高速、高精密机械加工生产中得到了广泛的应用^[1]。

* 基金项目: 国家自然科学基金项目基金(61203113)

作者简介: 丁莉芬(1976—), 女, 硕士研究生, 研究方向为模式识别与智能优化控制。

PMLSM 驱动系统的速度信号和位置信号一般可以通过物理传感器获取,比如光栅尺等,但是使用物理位置传感器会导致一些问题,例如:(1)高精度的物理传感器价格昂贵,系统的使用成本增加;(2)位置传感器如受到高温、潮湿、振动等恶劣环境的影响,性能将变坏,因而降低运行可靠性;(3)使直线电机的动子(初级)运动惯量增加,并扩大整个驱动系统的尺寸^[2-3]。

为解决诸如此类的问题,科研人员进行了很多关于 PMLSM 无传感控制方面的研究。目前, PMLSM 驱动系统常用的位置估计方法包括:(1)基于反电势积分的直接计算方法,简单且容易实现,但对积分偏移、电机参数变化等敏感,且电机低速运行时,反电势信号很弱,因而估计效果较差^[4];(2)高频注入法,只用于有明显凸极性的电机^[5-7],而对于贴面式直线电机需要进行物理改造,不具有广泛性,且实际中一般用于低速段;(3)EKF 观测器、滑模观测器,该法在低速和高速中均可用,但是运算复杂,因而一般用作低速观测器^[7-10];(4)基于闭环观测器的无传感算法^[11],其误差仅能满足于一般的直线电机伺服系统。

本文提出一种将两种适合不同速度范围内的算法进行融合统一的策略,在低速段使用扩展卡尔曼滤波法(Extended Kalman Filter, EKF),在中高速段使用位置闭环观测器,在低速与中高速承接段使用两种算法的加权复合的方法。最后通过在 MATLAB/Simulink 下仿真验证其有效性。

1 EKF

PMLSM 控制系统具有参数摄动大、负载扰动复杂等特点,而 EKF 对驱动系统的参数变化不敏感,且对外界噪声也有很强的鲁棒性,在电机启动与低速段能准确估计电机动子的位置,有利于实现低速时驱动系统无位置传感器运行^[12]。

采用静止两相 $\alpha\beta$ 坐标系,假设电机动子质量

无穷大,则在 EKF 一个采样周期内,可认为电机的速度变化率为 0,即 $dv/dt=0$;实际的误差可由 EKF 算法迭代进行修正^[13]。这样便得到 PMLSM 计入噪声的系统状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f[x(t)] + Bu(t) + \sigma(t) \\ y(t) = Hx(t) + \mu(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x = [i_\alpha \ i_\beta \ v \ s]^T$ ——状态向量;

$u = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ ——输入向量;

$\sigma(t), \mu(t)$ ——系统过程噪声、测量噪声,其均为期望值为零的高斯白噪声序列;

$y = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ ——测量输出向量。

$f(x)$ 为非线性系统矩阵:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{k_e}{L}v\sin\left(\frac{\pi s}{\tau}\right) \\ -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{k_e}{L}v\cos\left(\frac{\pi s}{\tau}\right) \\ 0 \\ v \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: R ——电机相电阻;

L ——电机相电感;

k_e ——反电势常数;

v ——电机动子速度;

s ——电机动子直线位移;

τ ——磁极距。

B 为控制输入矩阵:

$$B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

输出矩阵 H :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

卡尔曼滤波法针对的是线性随机离散系统,而 PMLSM 的系统状态方程(1)是一个非线性系统,首先必须把该状态方程转化为离散线性模型,这里定义系统的雅可比矩阵:

$$F_k = \frac{\partial f}{\partial x} \bigg|_{x = \hat{x}_k} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{k_e}{L}\sin\left(\frac{\pi s}{\tau}\right) & \frac{k_e \pi}{L\tau}v \cdot \cos\left(\frac{\pi s}{\tau}\right) \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{k_e}{L}\cos\left(\frac{\pi s}{\tau}\right) & \frac{k_e \pi}{L\tau}v \cdot \sin\left(\frac{\pi s}{\tau}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \bigg|_{x = \hat{x}_k} \quad (5)$$

可以假设采样周期为 T_e , 且采样控制信号在一个周期内近似不变, 采用一阶欧拉积分可得到 PMLSM 离散化线性模型:

$$\begin{cases} x_{k+1} = x_k + f(x_k) \cdot T_e + Bu_k T_e + \sigma_k \\ y_k = Hx_k + \mu_k \end{cases} \quad (6)$$

式中: σ_k, μ_k ——期望值为零的高斯白噪声向量, 已知其协方差矩阵为 Q, R , 并且 σ_k 与 μ_k 线性独立。

根据文献[13]所描述的步骤, EKF 位置估计算法如下。

(1) 首先预测 t_k 时刻的状态 $\hat{x}(k|k-1)$ 以及协方差矩阵 $P(k|k-1)$:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k|k-1) &= \hat{x}(k-1|k-1) + \\ &T_e \{f[\hat{x}(k-1|k-1)] + Bu(k-1)\} \\ P(k|k-1) &= P(k-1|k-1) + \\ &T_e [F_{k-1}P(k-1|k-1) + \\ &P(k-1|k-1)F_{k-1}^T] + Q \end{aligned} \quad (7)$$

(2) 更新 t_k 时刻的 Kalman 增益矩阵:

$$K(k) = P(k|k-1)H^T[HP(k|k-1)H^T + R]^{-1} \quad (8)$$

(3) 最后估计出 t_k 时刻的最优估计状态 $\hat{x}(k|k)$ 以及协方差矩阵的最优估计 $P(k|k)$:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k|k) &= \hat{x}(k|k-1) + \\ &K(k)[y(k) - H\hat{x}(k|k-1)] \end{aligned} \quad (9)$$

$$P(k|k) = P(k|k-1)[I - K(k)H]$$

式中: F_{k-1} ——雅可比矩阵;

I ——单位矩阵。

$$\begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta^* & \cos(\theta^* - 120^\circ) & \cos(\theta^* + 120^\circ) \\ -\sin(\theta^*) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta^* + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

在此基础上根据文献[11]的推导思路, 把式(10)代入式(12)并整理, 可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + Lp & -\frac{L\pi v^*}{\tau} \\ \frac{L\pi v^*}{\tau} & R + Lp \end{bmatrix} \cdot \\ &\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \frac{\pi v \psi_f}{\tau} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

其中: $\Delta\theta = \theta - \theta^*$

式中: v^* ——估计速度。

2 位置闭环观测器

做如下假设: 电机的反电势为正弦, 忽略磁饱和, 忽略电机边端效应, 得到电机 abc 坐标系下的电压模型为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & 0 & 0 \\ 0 & R + pL & 0 \\ 0 & 0 & R + pL \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{\pi v \psi_f}{\tau} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: u_a, u_b, u_c ——a 轴、b 轴、c 轴的电压;

i_a, i_b, i_c ——各轴电流;

ψ_f ——永磁体磁链;

θ ——电机角位置。

根据勃朗德双反应原理, 得 abc 轴到 dq 轴的派克变换:

$$\begin{aligned} T_{3/2} &= \\ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{因此电压派克变换为 } \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = T_{3/2} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}.$$

因为无位置传感器, 电机角位置 θ 未知, 若用 θ^* 代替 θ , 得电机电压派克变换估计式如下:

$$\begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta^* & \cos(\theta^* - 120^\circ) & \cos(\theta^* + 120^\circ) \\ -\sin(\theta^*) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta^* + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(13)得交轴电流微分估计式如下:

$$pi_q^* = \left\{ u_q^* - \left[\frac{L\pi v^*}{\tau} \quad R \right] \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - \frac{\pi v \psi_f}{\tau} \cos\Delta\theta \right\} / L \quad (14)$$

式中: i_q^* 的微分可将电流测量信号取微分求得; 当 Δi_q^* 极小时, $pi_q^* = \Delta i_q^*$, 可取 $\theta = \theta^*$, 因而 $\Delta\theta = 0$, 且 $v^* = v$; 代入式(14), 可得

$$pi_q^{**} = \left\{ u_q^* - \left[\frac{L\pi v^*}{\tau} \quad R \right] \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - \frac{\pi v^* \psi_f}{\tau} \right\} / L \quad (15)$$

根据式(14)、式(15),可推导出交轴电流微分偏差估计式:

$$pi_q^* - pi_q^{**} = \Delta pi_q^* = \frac{\pi\psi_f}{\tau L}(v^* - v\cos\Delta\theta) \quad (16)$$

同理, $pi_q^* \approx \Delta i_q^*$, 当 Δi_q^* 很小时, 可认为 $\Delta\theta \approx 0$, 所以式(16)可近似为

$$pi_q^* - pi_q^{**} = \Delta pi_q^* = \frac{\pi\psi_f}{\tau L}(v^* - v) \quad (17)$$

根据式(17)可推导出 PMLSM 动子实际速度为

$$v = v^* - \frac{\tau L}{\pi\psi_f} \cdot \Delta pi_q^* \quad (18)$$

为了构成闭环观测系统, 可以将式(18)写为

$$v_{next}^* = v^* - \frac{\tau L}{\pi\psi_f} \cdot \Delta pi_q^* \quad (19)$$

再根据动子速度、角位置与动子位移之间的关系, 可得到如下的估计式:

$$\theta_{next}^* = \frac{\pi}{\tau} \int v_{next}^* dt + \theta_{初始} \quad (20)$$

$$s^* = \frac{\tau}{\pi} \cdot \theta_{next}^* \quad (21)$$

由式(19)~式(21)及式(15)可得基于交轴电流微分偏差的 PMLSM 位置估计观测器。具体原理框图如图 1 所示, 观测器原理图如图 2 所示。

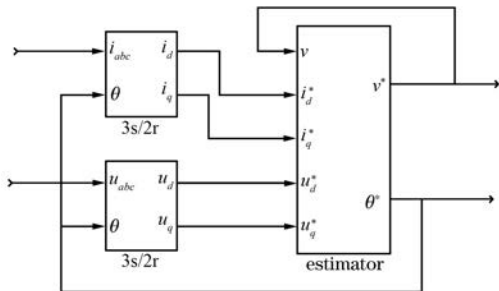


图1 PMLSM 无位置传感系统位置检测框图

观测器的改进: 为防止两次估计值差距过大, 采取实时校正估计值的方法, 使磁极角度估计值更接近真值。这里取 $\Delta\theta' = \theta_n^* - \theta_{n-1}^*$ 。当采样间隙足够小时, θ_n^* 恒定不变, 则 $\theta_n^* = \theta_{n-1}^*$, 也即 $\Delta\theta' = 0$ 。因此, 在某极短的时间内, 系统可看成定值闭环系统。对 $\Delta\theta'$ 做适当处理, 可得到比较合理的

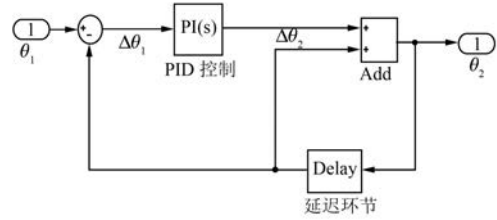


图2 误差处理模块

$\Delta\theta'$ 。本文采用 PI 自适应算法, 误差处理模块如图 3 所示。

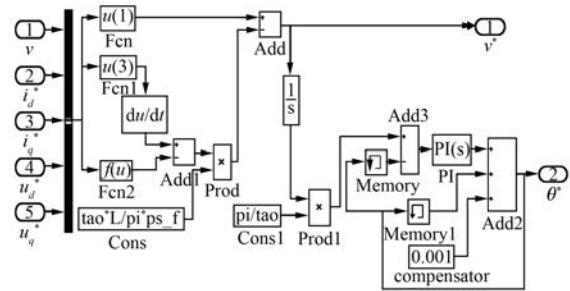


图3 PMLSM 位置观测器原理图

3 EKF 和闭环观测器复合估计算法

为了适应 PMLSM 驱动系统速度变换范围广的特点, 从而在全速范围内估计出电机动子的实时位置, 本文将上述两种方法进行复合统一。在电机起动与低速段用 EKF, 在中高速段采用位置闭环观测器, 在低速与高速承接段利用一种加权复合算法对这两种算法进行复合统一。

复合算法的关键是确定速度切换区间。低速时为了能精确估计驱动系统位置, 必须确保速度切换区间的下限应该高于高速估计算法能有效工作的最低速度; 高速时为了防止动态过程中驱动系统位置估计失败, 应该确保速度切换区间的上限低于低速估计算法能够自起动的最高速度^[12]。

为了保证两种估计算法的平滑过渡, 在保证精度的情况下, 本文运用文献[14]所提出的思路:

$$\begin{cases} \hat{v} = A\hat{v}_l + B\hat{v}_h \\ \hat{v} = \int \hat{v} dt \end{cases} \quad (22)$$

其中, 加权系数 $A+B=1$;

$$A = \begin{cases} 0, \hat{v} > v_2, \\ 0.07(\hat{v} - v_1)^3 - 0.34(\hat{v} - v_1)^2 + 0.04(\hat{v} - v_1) + 1, v_1 \leq \hat{v} \leq v_2, \\ 1, \hat{v} < v_1 \end{cases} \quad (23)$$

$$B = \begin{cases} 0, \hat{v} < v_1, \\ -0.07(\hat{v} - v_1)^3 + 0.34(\hat{v} - v_1)^2 - 0.04(\hat{v} - v_1), v_1 \leq \hat{v} \leq v_2, \\ 1, \hat{v} > v_2 \end{cases} \quad (24)$$

式中： v_1 、 v_2 ——切换区间上限与下限速度。

4 系统 MATLAB 仿真

在 MATLAB/Simulink 中, PMLSM 模型采用的参数如下: $R=2.75\ \Omega$, $L_q=L_d=L=2.67\ \text{mH}$, $\psi_f=0.303\ \text{V}\cdot\text{s}$, $\tau=16\ \text{mm}$, $M=27\ \text{kg}$, $B=4\ \text{N}\cdot\text{s}/\text{m}$ 。电机模型如图 4 所示。

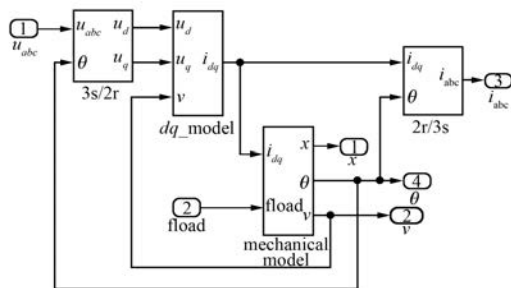


图 4 PMLSM 电机仿真模型

EKF 迭代算法初始状态以及协方差矩阵应与电机实际初始状态相符合,经过反复迭代计算和

仿真分析,这里确定 $x_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 、 $P_0 = \text{diag}([10^{-5} \ 10^{-5} \ 10^{-6} \ 2.5])$ 、 $Q = \text{diag}([6.24 \times 10^{-3} \ 6.24 \times 10^{-3} \ 2.68 \times 10^{-3} \ 2 \times 10^{-5}])$ 、 $R = \text{diag}([2 \times 10^{-5} \ 2 \times 10^{-5}])$,速度切换区间定为 $[400 \text{ mm/s}, 700 \text{ mm/s}]$ 。具体仿真系统模型如图 5 所示,此仿真系统包括位置环、速度环和电流环;采用直轴电流=0 的矢量控制策略,三环控制器均为 PI 控制,以达到简化系统的目的。给定初始速度 300 mm/s ,在 1 s 时加速到 800 mm/s 。PMLSM 仿真结果如图 6~10 所示。

如图 10(a)、图 10(b) 所示,当系统处于低速状态时,动子位置误差约为 $\pm 200 \mu\text{m}$; 进入高低速承接区域后 ($1 \sim 1.2 \text{ s}$ 内) 误差有所增加,但误差最大值也并未超过 $400 \mu\text{m}$; 当电机进入高速后 (1.2 s 之后), 位置误差波动很小 ($\leq \pm 100 \mu\text{m}$), 可以较好地跟踪动子的位置。因此,此算法实现了高低速算法的平滑过渡,可以满足较精确的全速 PMLSM 无传感伺服系统。

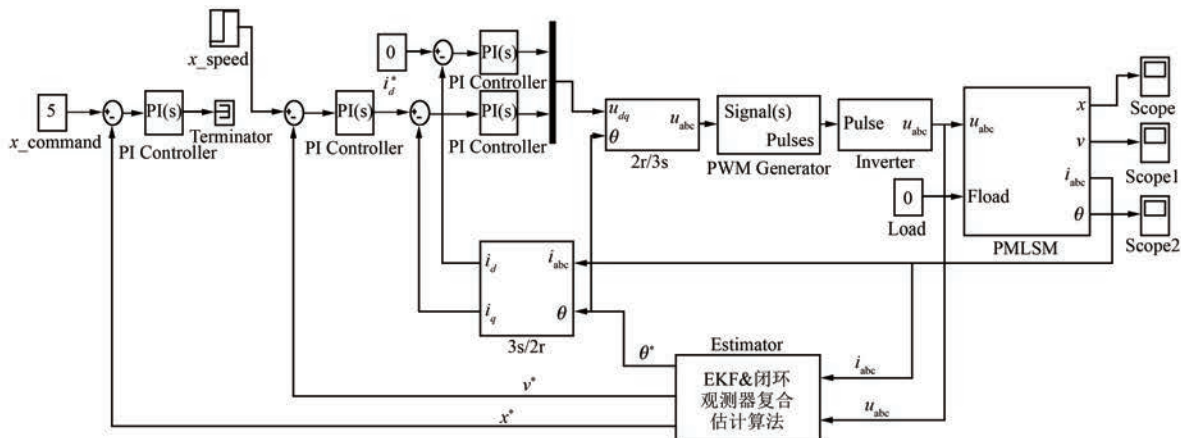


图 5 PMLSM 无传感驱动系统模型

5 结 语

针对 PMLSM 驱动系统速度变化范围大,单

一的估计算法很难满足高精度伺服系统的特点,提出了卡尔曼滤波器和闭环观测器相复合统一的方法。仿真试验表明,该复合方法能在全速范围

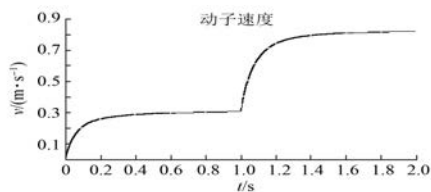


图6 速度响应曲线

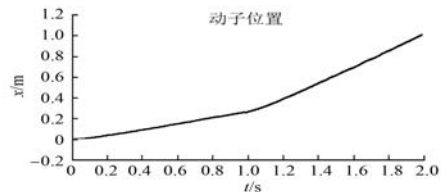


图8 位置响应曲线

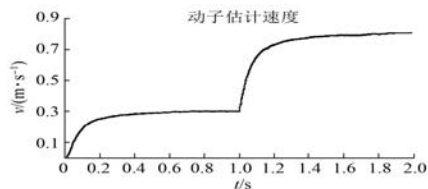


图7 速度估计曲线

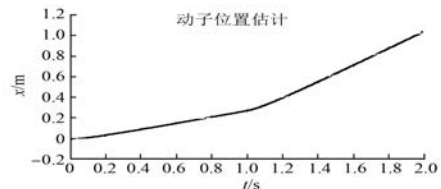
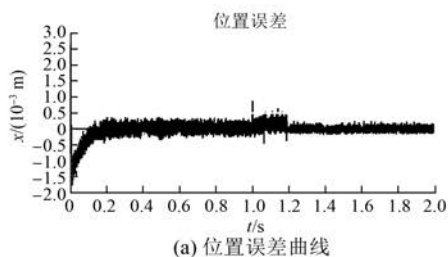
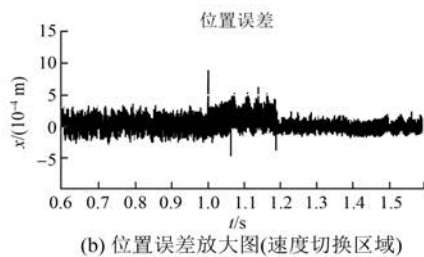


图9 位置估计曲线



(a) 位置误差曲线



(b) 位置误差放大图(速度切换区域)

图10 位置误差曲线

内较精确地估计出电机定子位置,并且具有良好的动态特性。

【参考文献】

- [1] 傅建国,郭庆鼎,唐光谱.直线永磁同步伺服电机位置控制器 H_∞ 鲁棒性能设计[J].电工技术学报, 2001, 16(3): 16-19.
- [2] 刘葵,孙凯,黄立培.无传感永磁同步电机调速系统高速运行性能研究[J].电工电能新技术, 2008, 27(3): 35-39.
- [3] 杨旭,瞿文龙.一种电动自行车无位置传感器无刷直流电机转子位置检测方法[J].电工电能新技术, 2009, 28(2): 63-67.
- [4] 王子辉,叶云岳.反电势算法的永磁同步电机无位置传感器自启动过程[J].电机与控制学报, 2011, 15(10): 39-42.
- [5] 廖勇,沈朗,姚骏,等.改进的面贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J].电机与控制学报, 2009, 13(2): 203-207.
- [6] 李华阳,王涛,林环城,等.基于高频注入的 PMSM 无传感控制的误差分析[J].微特电机, 2013, 41(11): 39-41.
- [7] 倪晟,刘孔水,种景,等.永磁同步电机无速度传感器高频注入方法研究[J].三峡大学学报, 2011, 33(5): 75-79.
- [8] QIU A, WU B, KOJORI H. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter[C] // Canadian Conf on Electrical and Computer Engineering, 2004: 1557-1562.
- [9] DERDIYOK A. Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1170-1176.
- [10] LU W Q, HU Y W, HUANG W X. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on a novel sliding mode observer[C] // IEEE Conf of Vehicle Power and Propulsion, 2008: 1-4.
- [11] 陆华才,江明,陈其工.永磁直线同步电机驱动系统速度和位置无传感器检测新方法[J].电工电能新技术, 2011, 30(2): 5-8.
- [12] 陆华才.无位置传感器永磁直线同步电机进给系统初始位置估计及控制研究[D].杭州:浙江大学, 2008.
- [13] 余佩琼,陆亿红,顾红斐,等.基于 EKF 的永磁直线电机无位置传感器进给系统研究[J].浙江工业大学学报, 2006, 34(6): 647-651.
- [14] 陆华才,提娟,高文根,等.永磁直线同步电机全速无位置传感器控制[J].电机与控制学报, 2013, 17(4): 92-96.

收稿日期: 2016-11-21