

永磁同步电机的改进扩展卡尔曼滤波测速算法

何栋炜, 彭侠夫, 蒋学程, 周结华

(厦门大学自动化系, 361005, 福建厦门)

摘要: 针对使用增量式编码器的永磁同步电机(PMSM)伺服系统中的传统测速算法(M 算法结合低通滤波)存在的时延与不准确的问题,提出了一种改进的扩展卡尔曼滤波(EKF)测速算法. 该方法在不修改原有电路的前提下,利用 EKF 算法抑制噪声且不产生时延的特点,针对性地设计了观测模型,并通过矩阵变换与利用定点数字信号处理器累加溢出的周期性,极大地简化了原有的 EKF 算法. 实验结果证明:该算法能够在电机的整个运行过程中给出相对实时的、准确的速度估计值,在一定程度上改善了电机的调速性能,并且算法具有很强的实用性.

关键词: 永磁同步电机;测速算法;扩展卡尔曼滤波;增量式编码器

中图分类号: TM351;TP276 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)10-0059-06

Improved Extended Kalman Filter Velocity Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor

HE Dongwei, PENG Xiafu, JIANG Xuecheng, ZHOU Jiehua

(Automation Department, Xiamen University, Xiamen, Fujian 361005, China)

Abstract: Aiming at the lagging and inaccuracy in the traditional velocity estimation method for permanent magnet synchronous motor (PMSM) with incremental encoder, an improved method based on extended Kalman filter (EKF) was proposed, an EKF observer was designed to obtain the estimated speed accurately without lagging, and the algorithm was simplified with matrix transformation and the overflow periodicity of accumulator in the fixed-point DSP. The experiment results show the relatively accurate velocity estimation without large lagging in the entire process of motor.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; velocity estimation algorithm; extended Kalman filter; incremental encoder

对于永磁同步电机伺服系统来说,电机转子位置与转速是系统闭环控制必不可少的反馈量.在理想情况下,系统要求实时地获得精确的转子位置与速度信息,但是高性能的位置和速度传感器价格昂贵并且受限于安装环境,因此大多数永磁同步电机伺服系统都使用内置的增量式光电编码器.正如我们所知,增量式编码器只能提供一定精度的位置信息,还需要用一定的算法来处理位置信息,间接地从中获取速度信息.

目前,基于增量式编码器提供的位置信息的测速算法有^[1]:①定时测角法(M 算法),在规定时间内通过测量编码器光栅产生的脉冲数获得被测速度,适用于中高速测量场合,其误差主要来自于编码器的量化误差;②定角测时法(T 算法),通过测量编码器光栅相邻两个刻线脉冲的时间间隔来确定被测速度,适合于低速测量场合,其误差主要决定于定时器,相对 M 算法,T 算法需要增加硬件电路复杂性(系统需要增加脉冲捕捉中断电路和计时定时

器),实现相对复杂;③M/T算法,需要同时测量检测时间和在此检测时间内编码器发送的脉冲数来确定被测转速,它部分克服了M算法和T算法的局限性,一定程度上扩大了测速范围,在高、低速时测速精度均有所提高.在此基础上,国内外的研究学者提出了许多改进方法.文献[1]中的变M/T算法针对传统M/T算法存在的检测时间过长且误差大的缺点,通过修改电路和增加定时器的方法在一定程度上解决了传统M/T算法的问题,但是这样增加了硬件的成本和复杂性,并且由于需要多个定时器协调工作,因此实现上比较复杂.文献[2]恒基准脉冲数法针对采样周期与量化误差之间的关系,提出了根据不同转速选择采样周期并补偿脉宽误差的方法,但是该方法较适合转速稳定的情况.文献[3-4]提出Luenberger观测器与双采样率观测器法通过建立系统全维观测器,在一定程度上提高了获得的速度的精度,但是这两种方法都需要较精确系统参数(转动惯量参数、负载转矩、实时电枢电流等),因此这些方法都受限于实际系统环境.文献[5]针对假脉冲信号引起的量化误差提出振动鲁棒M/T算法,消除了机械振动对速度估计值的影响,但是该方法需要硬件电路支持,并且需要使用复杂可编程逻辑器来完成复杂的高阶数字滤波算法.文献[6-7]针对不同转速下固定参数数字滤波器对结果造成的时延与速度信息衰减,提出了采用自适应窗滤波代替固定参数滤波器,在一定程度上解决了上述问题,但是由于算法复杂度大幅增加,实际应用中需要使用现场可编程门阵列或高速处理器才能实现.文献[8-9]针对编码器量化误差的影响,提出了使用扩展卡尔曼滤波(EKF)算法,但是由于算法本身涉及大量矩阵计算,因此该方法在实际应用中存在较大难度.

目前,永磁同步电机伺服系统大都工作在中高速范围,出于成本与实用性的考虑,与一阶低通数字滤波相结合的M算法得到了大量应用.这种测速算法虽然简单,但计算结果存在的延时而衰减误差,在一定程度上影响了系统的性能.本文针对这个问题,在不修改电路的前提下,提出一种改进的EKF测速算法,提高测速结果的实时性和精度,并通过实验验证了该算法的可行性与正确性.

1 M算法的误差

利用M算法计算速度的公式为^[6,8]

$$n = \frac{(2\pi M)/N}{T} = \frac{2\pi M}{NT} \quad (1)$$

式中: n 为计算得到的转速(rad/s); M 为每个采样周期中的脉冲数; N 为编码器每一圈发出的脉冲数; T 为采样周期(s).

假设采样周期是固定的、精确的,这样可以保守地认为编码器带来的转子位置信息的量化误差均值为0,并且服从高斯分布,因此可以得到误差的方差

$$\delta(e_\theta) = E(e_\theta^2) = d^2/3 \quad (2)$$

式中: e_θ 是转子位置的误差; d 是转子位置误差绝对值的最大值.

速度计算可以看作是从编码器提供的带有噪声的位置信息中提取速度信息的过程.在实际系统中,量化噪声在M算法获得的速度中体现为高频脉冲,传统算法采用数字低通滤波器处理噪声,但是传统滤波器存在着噪声抑制能力与低时延无法同时保证的问题,为此这里引入基于EKF的测速算法.

2 基于EKF的测速算法

将转子的位置看作是加速度的双积分,这样可以获得以下关系^[6,8,10]

$$\dot{\theta} = \omega; \dot{\omega} = a; \dot{a} = r \quad (3)$$

式中: θ 、 ω 、 a 、 r 分别是转子位置、转子转速、转子加速度、加速度变化率.考虑到加速度变化实际中并无固定规律性,这里将加速度的变化看成系统的均值为零的高斯白噪声.

记 $\mathbf{x} = [\theta \quad \omega \quad a]^T$,对式(3)使用一阶Euler法离散,可以获得EKF观测器的系统方程

$$\mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1} \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{w}_{k-1} = [0 \quad 0 \quad r_{k-1}]^T \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x}_k$ 、 $\mathbf{x}_{k-1}$ 分别是 k 、 $k-1$ 时刻的系统状态; $\mathbf{w}_{k-1}$ 是 $k-1$ 时刻的系统噪声; r_{k-1} 为 $k-1$ 时刻的加速度变化量.同时,选定EKF观测器的观测方程为

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_k \quad (6)$$

式中: $\mathbf{z}_k$ 是 k 时刻观测量的实测值(从编码器获得的位置信息); $\mathbf{v}_k$ 为 k 时刻的测量噪声.

这里之所以将观测方程设计为这个形式,是因为在实际应用中,计数器会根据增量式编码器提供的脉冲信号得到0~ N 的计数值(代表转子位置0~ 2π),显然如果直接使用 θ 作为观测量,处理器的累加溢出问题必然给程序实现带来困难.使用式(6)观测方程,程序中只需要将计数值转换为标幺值形式

$0 \sim 2^Q$, 就可以利用累加器的溢出和正余弦函数的周期性, 回避复杂的溢出处理, 并且可以很好地保证计算精度。

根据式(4)和式(6)构成的 EKF 观测器模型, 我们可以利用以下的 EKF 迭代计算过程, 实时地计算出速度。

(1) 计算状态变量先验估计值 $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ 与误差协方差先验估计值 $\mathbf{P}_k^-$

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_k^- &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} \\ \mathbf{P}_k^- &= \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_{k-1}\end{aligned}\quad (7)$$

(2) 更新卡尔曼增益 $\mathbf{K}_k$ 、状态变量后验估计 $\hat{\mathbf{x}}_k$ 、误差协方差后验估计 $\mathbf{P}_k$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (8a)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - h(\hat{\mathbf{x}}_k^-, 0)) \quad (8b)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- \quad (8c)$$

式中: $\mathbf{Q}_k$ 是系统噪声协方差; $\mathbf{R}_k$ 是测量噪声协方差。其中

$$\mathbf{H}_k = \partial h / \partial \mathbf{x}; \quad \mathbf{Q}_k = \begin{bmatrix} 0 & & \\ & 0 & \\ & & K_Q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_k = K_R \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad (9)$$

不难看出, 以上迭代过程的计算量较大, 尤其是卡尔曼增益和误差协方差矩阵的更新计算。算法实现需要消耗大量的处理器资源, 这样必然给实际应用带来很大困难。因此, 需要在此基础上对算法进行改进, 使之具有实用性。

3 改进 EKF 测速算法

这里我们取^[10]

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{T}(\theta_k) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

显然该矩阵是正交矩阵, 满足以下关系

$$\mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^T = \mathbf{I} \quad (11)$$

由式(9)与式(11), 可以得到

$$\mathbf{H}_c = \mathbf{T}_k \mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{T}_k^T \mathbf{H}_c \quad (13)$$

由式(7)、式(8)、式(13), 可以得到

$$\begin{aligned}\mathbf{P}_k^- &= \mathbf{A}(\mathbf{P}_{k-1}^- - \mathbf{P}_{k-1}^- \mathbf{H}_c^T \cdot \\ &(\mathbf{H}_c \mathbf{P}_{k-1}^- \mathbf{H}_c^T + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{H}_c \mathbf{P}_{k-1}^-) \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}\end{aligned}\quad (14)$$

将式(13)代入式(8a), 可以得到

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R})^{-1} = \mathbf{K}_c \mathbf{T}_k \quad (15)$$

$$\mathbf{K}_c = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_c^T (\mathbf{H}_c \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_c^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (16)$$

由于式(14)中不含有时变量 $\mathbf{T}_k$, 于是原来的 Riccati 微分方程退化为代数方程。那么 $\mathbf{P}_k^-$ 将收敛于某个定值矩阵 $\bar{\mathbf{P}}$, 式(16)中 $\mathbf{K}_c$ 也会收敛于某一定值矩阵 $\bar{\mathbf{K}}$ 。因此, 在实时计算中就不再需要递推计算来更新 $\mathbf{K}_c$, 这样可以预先离线计算获得 $\bar{\mathbf{K}}$ 来代替。此外, 由于矩阵 $\mathbf{H}_c$ 是仅有一个零元素的结构, 我们将会得到

$$\bar{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} 0 & k_1 \\ 0 & k_2 \\ 0 & k_3 \end{bmatrix} \quad (17)$$

将式(15)代入式(8b), 可以得到

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \bar{\mathbf{K}} \boldsymbol{\epsilon}_k \quad (18)$$

$$\boldsymbol{\epsilon}_k = \mathbf{T}_k (\mathbf{z}(k) - h(\hat{\mathbf{x}}_k^-, 0)) \quad (19)$$

由式(6)、式(10)、式(19), 可以得到

$$\boldsymbol{\epsilon}_k = \begin{bmatrix} 1 - \cos(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \\ \sin(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: $\hat{\theta}_k^-$ 为 k 时刻转子位置的先验估计值。

由式(7)、式(17)、式(18)、式(20), 得到

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \begin{bmatrix} 0 & k_1 \\ 0 & k_2 \\ 0 & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - \cos(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \\ \sin(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \end{bmatrix} \quad (21)$$

对式(21)进行整理, 可以得到实时计算中需要的观测计算公式。预测部分为

$$\left. \begin{aligned}\hat{\theta}_k^- &= \hat{\theta}_{k-1} + T\hat{\omega}_{k-1} \\ \hat{\omega}_k^- &= \hat{\omega}_{k-1} + T\hat{a}_{k-1} \\ \hat{a}_k^- &= \hat{a}_{k-1}\end{aligned}\right\} \quad (22)$$

修正部分为

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k^- + k_1 \sin(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \\ \hat{\omega}_k^- + k_2 \sin(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \\ \hat{a}_k^- + k_3 \sin(\theta_k - \hat{\theta}_k^-) \end{bmatrix} \quad (23)$$

改进后的算法将原有的矩阵计算化简为普通代数计算, 计算过程相对原 EKF 算法得到了极大的简化, 而相对于传统测速算法也仅仅是稍稍增加了一点计算量。

4 实验结果

实验平台使用的永磁同步电机型号为 60BL(3)

-A20-30H(ST),其额定功率为200 W,额定转速为3 000 r/min,最大转速为3 600 r/min,绕组电阻为 $12.4\ \Omega$,电感为39.1 mH,转子磁链为0.082 5 Wb,极对数为4,电机内置增量式光电编码器分辨率为每转2 500个脉冲。

实验平台的控制部分核心为TMS320LF2812定点数字信号处理器(DSP).为了便于对实验结果进行分析,实验平台与数据记录平台(由通讯平台与上位机构成)相连接.实验平台实时地将指定数据(算法结果等)通过串行外围设备接口总线发送给数据通讯平台(以LPC1768为核心),数据通讯平台再通过以太网将获得的数据转发给上位机,上位机将数据记录下来.实验结束后,我们就可以利用MATLAB来分析记录下的数据。

实验使用DSP的QEP单元处理编码器将脉冲信号频率放大4倍,得到每转10 000个脉冲的计数脉冲.实验中速度计算周期为0.2 ms.实验开始后上位机自动发送指令要求电机由静止开始,按照6.28、251.2、78.5、62.8和0 rad/s依次完成间隔为1 s的调速。

虽然M算法获得的转速含有噪声,但是基本上能反映实际速度.因此,在当前有限的实验条件下,将M算法获得的速度作为参考标准.实验过程中,DSP会同时完成3种算法的计算,以方便对比。

实验中使用的一阶低通滤波器截止频率为100 Hz. EKF参数为 $K_Q=30\ 000$, $K_R=1.33\times 10^{-8}$ 。

4.1 算法结果对比

将传统算法获得的速度作为系统中速度控制器的反馈输入来完成调速实验。

从图1可以看出,电机转速跟随了给定值,3种算法得到的曲线基本上重合,可以明显发现M算法得到的曲线受量化噪声的影响跳动较大,而其他两种方法受到的影响相对较小.对加速阶段进行局部放大(见图2)可以发现:由于数字低通滤波的影响,传统算法计算结果明显滞后于M算法的结果(最大时大约为1.5 ms),而改进算法则基本上贴近M算法的结果.此外,对速度稳定阶段(转速存在一定波动)进行放大(见图3)可清晰地看出:由于前文分析的原因,M算法存在干扰带来的跳动,传统方法虽然解决了噪声问题,但其结果存在着较大的时延与衰减问题,而改进方法则相对有较大改善。

4.2 改进算法的闭环控制性能

为了检验改进算法的实用性和实际性能,这

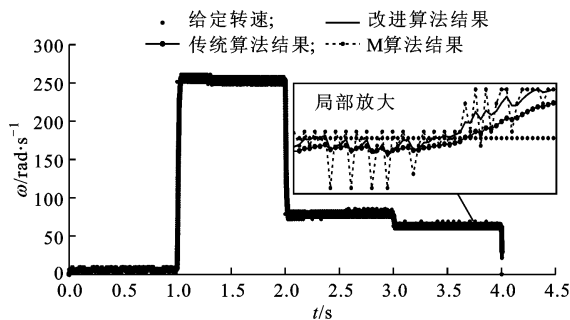


图1 传统算法在闭环时的实验结果

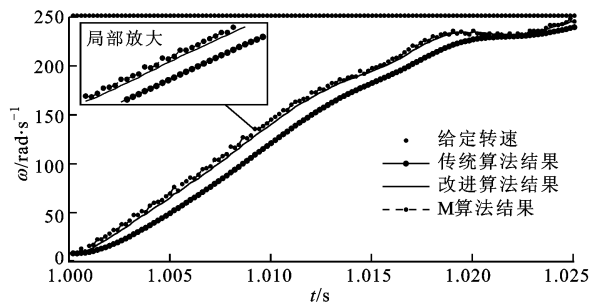


图2 加速阶段的实验结果

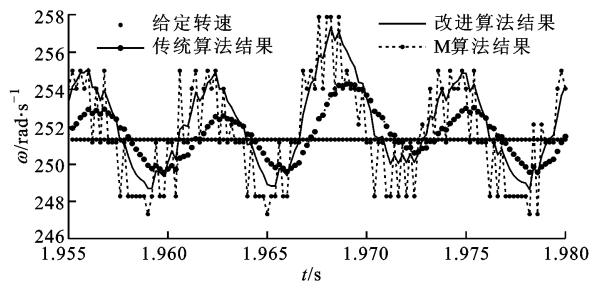


图3 速度稳定阶段的实验结果

里将改进算法得到的速度作为速度控制器的反馈输入来完成调速实验.这里控制器参数与上一实验保持一致。

从图4的调速曲线可看出,电机较好地完成了调速过程.为了进一步对比实验结果,将两个实验中M算法获得的结果进行对比(见图5),可以发现后者的速度曲线更加平滑,曲线的跳动明显减少.对调速过程的各个阶段进行放大对比可以发现:动态阶段,改进算法的速度超调也得到了抑制,其中高速时尤为明显,超调大约由9 rad/s减少到7 rad/s(见图6),稳定阶段(见图7)速度波动由12 rad/s减少到8 rad/s。

由于改进算法获得的速度更加贴近真实速度,在相同的控制器参数下,速度控制效果得到了一定的改善。

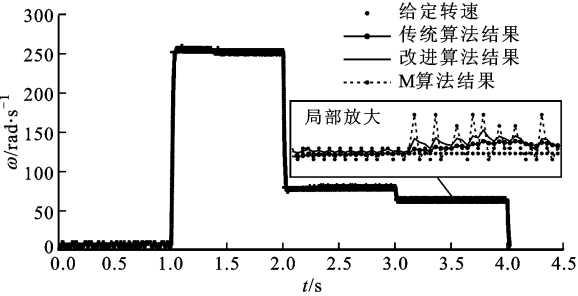
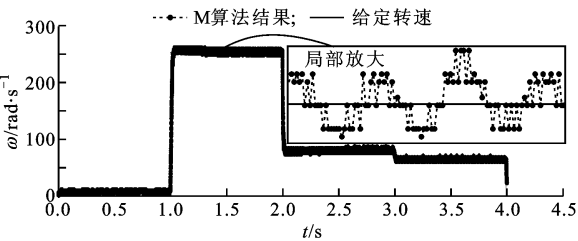
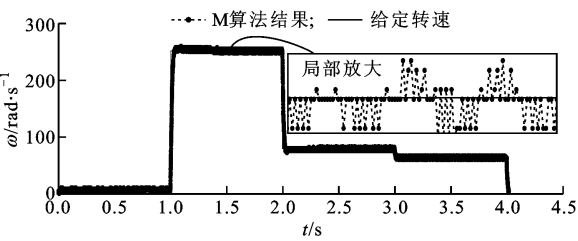


图 4 改进算法的速度闭环曲线

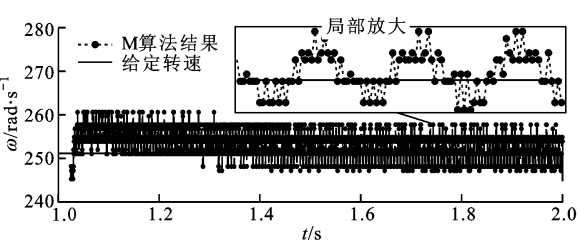


(a)传统算法的速度闭环曲线

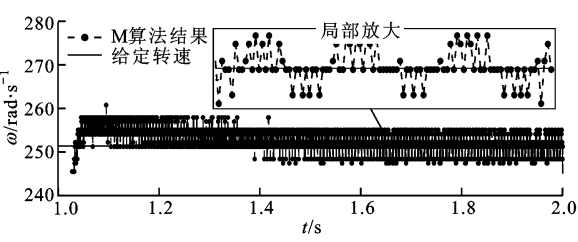


(b)改进算法的速度闭环曲线

图 5 调速过程中 M 算法获得的实验结果

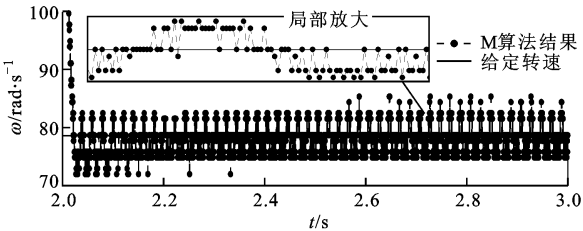


(a)传统算法的速度闭环曲线

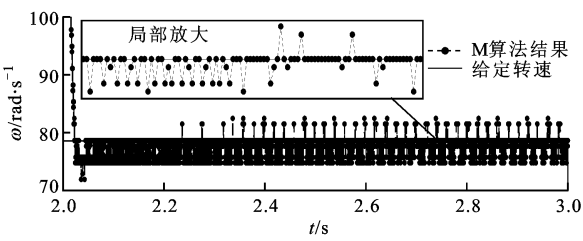


(b)改进算法的速度闭环曲线

图 6 M 算法第 1~2 s 的实验结果



(a)传统算法的速度闭环曲线



(b)改进算法的速度闭环曲线

图 7 M 算法第 2~3 s 的实验结果

5 结束语

本文提出了一种改进 EKF 测速算法,改善了传统算法的时延与衰减问题,并且解决了原始的 EKF 算法计算量大的问题.实验结果表明:与传统算法相比,改进的 EKF 测速算法获得的速度更加接近真实速度,在一定程度上改善了系统的调速性能,并且算法简单、容易实现,具有较大的应用价值.

参考文献:

[1] 赵岩,翟百臣,陈涛. 基于 DSP 的数字化转台伺服系统数字测速的实现[J]. 测试技术学报, 2006, 20(5): 429-434.
ZHAO Yan, ZHAI Baichen, CHEN Tao. Realization of digital speed measurement based on DSP for gimbal servo system[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2006, 20(5): 429-434.

[2] 宋刚,秦月霞,张凯,等. 基于普通编码器的高精度测速方法[J]. 上海交通大学学报, 2002, 36(8): 1169-1172.
SONG Gang, QIN Yuexia, ZHANG Kai, et al. Approach and realization to improve the measuring accuracy with low resolution encoder[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2002, 36(8): 1169-1172.

[3] YANG Sheng-Ming, KE Shuenn-Jenn. Performance evaluation of a velocity observer for accurate velocity estimation of servo motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(1): 98-104.

[4] KOVUDHIKULRUNGSRI L, KOSEKI T. Precise

- speed estimation from a low-resolution encoder by dual-sampling-rate observer [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2006, 11(6):661-670.
- [5] 秦晓飞,王云宽,郑军,等. 交流伺服系统振动鲁棒 M/T 测速算法[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 97-103.
- QIN Xiaofei, WANG Yunkuan, ZHENG Jun, et al. Mechanical-vibration-robust M/T speed detection method of AC servo system[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(5):97-103.
- [6] JANABI-SHARIFI F, HAYWARD V, CHEN C S J. Discrete-time adaptive windowing for velocity estimation[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(6): 1003-1009.
- [7] BASER O, KILIC E, KONUKSEVEN E I, et al. A hybrid method to estimate velocity and acceleration using low-resolution optical incremental encoders[C]// 2010 International Conference on Signals and Electronic Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010:57-60.
- [8] BELANGER P R. Estimation of angular velocity and acceleration from shaft encoder measurements[C]// 1992 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ, USA:IEEE, 1992:585-592.
- [9] ZHENG Zedong, LI Yongdong, FADEL M, et al. A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended Kalman filter[C]// IEEE International Conference on Industrial Technology. Piscataway, NJ, USA:IEEE, 2006:233-238.
- [10] HARNEFORS L. Speed estimation from noisy resolver signals[C]//Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1996:279-282.

(编辑 杜秀杰)