

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2006366

基于状态方程磁电编码器角度误差主动 监督补偿方法研究*

王磊¹, 吴殿昊¹, 李玉强¹, 张永德^{1,2}, 潘巍³

(1. 哈尔滨理工大学 先进制造智能化技术教育部重点实验室 哈尔滨 150080; 2. 哈尔滨理工大学 机器人技术及工程应用研究中心 哈尔滨 150080; 3. 上海航天智能装备有限公司 上海 201112)

摘要:针对磁电编码器角度值易受到高频噪声影响,影响角度值输出精度问题,提出了一种基于卡尔曼滤波器及运动状态方程角度值误差主动监督补偿方法。为了降低角度值观测噪声,采用基于运动学状态方程角度值观测方法,有效抑制了磁电编码器角度值观测噪声;提出了基于神经元角度值误差自适应补偿方法,实现了角度值误差观测的自适应收敛过程。针对角度值误差收敛速度缓慢问题,采用基于卡尔曼滤波器角度值误差主动监督补偿方法,调节误差补偿系数进而提高角度值观测误差的收敛速度,经过实验证明所提方法的有效性,在角度值过零点位置的大角度跳变工作位置,采用跟踪性能较好的状态误差调节系数保证了角度值跟踪的一致性。在角度值平滑跟踪状态下,采用所提方法角度值精度从 $\pm 3^\circ$ 提高到了 $\pm 0.082^\circ$ 。

关键词:磁电编码器;卡尔曼滤波器;运动学状态方程;自适应主动监督;角度误差补偿

中图分类号: TH712 TP216 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.40

Research on active supervision and compensation method for angle error of magneto-electric encoder based on state equation

Wang Lei¹, Wu Dianhao¹, Li Yuqiang¹, Zhang Yongde^{1,2}, Pan Wei³

(1. Key Laboratory of Advanced Manufacturing and Intelligent Technology, Ministry of Education, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China; 2. Robotics & its Engineering Research Center, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China; 3. Shanghai Aerospace Intelligent Equipment Co., Ltd., Shanghai 201112, China)

Abstract: Aiming at the problem that the angle value of the magneto-electric encoder is easily affected by high-frequency noise and affects the output accuracy of the angle value, based on the Kalman filter and the motion state equation, a method is proposed for actively monitoring and compensating the angle value error. In order to reduce the observation noise of the angle value, the angle value observation method based on the kinematic state equation is used to effectively suppress the observation noise of the angle value of the Magneto-electric encoder, and the adaptive compensation method based on the neuron angle value error is proposed to realize the angle value error observation Adaptive convergence process. Aiming at the problem of slow convergence of angle value error, an active monitoring compensation method based on angle value error of Kalman filter is used to adjust the error compensation coefficient to improve the convergence rate of angle value observation error. Experiments prove the effectiveness of the proposed method. The large-angle jump working position at the zero-crossing position adopts the state error adjustment coefficient with better tracking performance to ensure the consistency of the angle value tracking. In the state of smooth tracking of the angle value, the accuracy of the angle value is improved from $\pm 3^\circ$ to $\pm 0.082^\circ$ using the method of this paper.

Keywords: magneto-electric encoder; Kalman filter; kinematic equation of state; adaptive active supervision; angle error compensation

收稿日期:2020-05-12 Received Date: 2020-05-12

* 基金项目:中国博士后基金(2016M600256)、黑龙江省博士后基金(LBH-Z16092)、哈尔滨市科技创新人才研究专项基金(2017RAQXJ076)、黑龙江省普通本科高等学校青年创新人才培养计划(UNPYSCT-2018211)项目资助

0 引言

旋转编码器已广泛应用于控制、测量系统中,在机械工程、机器人技术和航空航天等领域中扮演着重要角色,其中磁编码器因具有防尘、抗震、可靠性高等特性被广泛应用,尤其是在伺服电机的位置控制方面,但其长期存在分辨力低、精度不高的问题^[1-3],因此提高磁电编码器的精度和分辨率,提高其对高频噪声的抗干扰能力是现阶段国内外学者积极探索的方向^[4-5]。

对于提高磁电编码器的精度及分辨率,相关方法主要为采用信号处理方法以提高磁电编码器分辨率及精度,或提高磁电编码器磁钢充磁精度以及霍尔分布的机械精度^[6]。但针对已经制成的磁电编码器,采用前一种方法更为普遍。Tran等^[7]提出了一种基于自适应线性神经网络的非理想性校正方法,并采用模糊相位锁定环路实现了优化环路采集时间和增强随机噪声的降低,结果表明,该方法可提高绝对磁电编码器(absolute magnetic encoders, AME)精度;Nguyen等^[8]提出了一种基于三阶锁相环(adaptive linear neuron based on a third-order phase-locked loop, ALN-PLL)的自适应线性神经元算法,以提高绝对磁电编码器的精度;Tran等^[9]提出了一种利用谐波抑制和双锁相环提高绝对磁电编码器精度的方法,仿真后在ARM STM32F407ZG中进行实验,结果证实其有效性。王磊团队^[10]提出了一种基于永磁同步电机无传感器控制的编码器角度补偿方法,采用一种消除噪声信号的过采样线性插值制表方法,实现了编码器重复性精度为 0.09° ,单向运动精度为 0.03° ;针对一种单对极与多对极磁钢组合式有限角磁电编码器,采用一种自适应多窗口滤波角度细分方法,消除了输出角度值区小型单极磁电编码器间判断错误问题,最终编码器精度达到 $\pm 0.25^\circ$,分辨率达到13位^[11],提出的多极磁性编码器的低温跳点补偿方法能够有效地抑制角值的跳变,从而提高了编码器的角度精度^[12]。为了消除环境温度变化等原因造成的多对极角度跳点问题,基于基因突变体筛选思想提出了一种多对极角度分辨率细分方法,最终角度分辨率可达到 0.02° ,精度达到 0.04° ^[13]。焦扬等^[14]进行了双角度编码器超精密转台测角误差的校准,借助位移传感器测量系统检测了编码器的细分误差。Zhao等^[15]提出了一种新的编码器信号恢复方法—改进低秩近似法(improved low-rank approximation),以迭代的方式恢复缺失值,可有效用于编码器的数值数据恢复。Jia等^[16]提出了一种误差源分析与检测方法,以提高旋转式编码器的角度测量精度,所提出的误差模型6以内的残差占角度测量误差的9%。李锋等^[17]设计了一款基于导弹舵机平台的小型单磁极高精度磁电编码器,满足线性

度 0.3% 、分辨率12 bit、重复测量误差 ± 2 LSB,研究了存在同心偏移、对角偏转、对称偏转等形式装配误差情况下磁电编码器的输出特性,为后续的精度补偿打下基础。王晓初等^[18]采用12位数字式非接触磁编码器,利用PI控制器实现双闭环控制,使得数字舵机位置精度可达 0.0879° 。陈盛等^[1]采用隧道磁阻传感器(tunnel magneto resistance, TMR)作为磁敏元件,多极磁环为转动部件,结合时栅位移传感器的信号处理技术,所设计的磁电编码器的分辨率可达到 0.1° 。张海波等^[19]所设计的一种分离式齿轮型磁性编码器,具有频带宽、精度高、可靠性好等优点,克服了传统的一体式磁性编码器磁环加工工艺复杂的缺点。Yamamoto等^[20]提出了一种新的偏心结构磁性编码器,可以通过增加磁极对数和计算绝对角度来提高测量精度。赵吴宁等^[21]设计了一种基于卡尔曼滤波的信号细分系统,从而实现系统在可控成本内大幅度提高编码器角度计算的准确性和测量精度。

为了提高磁电编码器角度值观测精度,减少高频噪声对角度值精度的不良影响。本文首先采用卡尔曼滤波器抑制了高频噪声对角度值输出精度的不良影响,为了实现磁电编码器角度值观测误差的自适应收敛,本文提出基于神经元自适应运动学状态方程角度值观测方法。为了提高角度值观测误差收敛速度,本文提出基于卡尔曼滤波器角度值误差主动监督补偿方法,最后对所提方法进行实验测试,实验结果表明采用本文方法角度值精度从 $\pm 3^\circ$ 提高到了 $\pm 0.082^\circ$ 。

1 误差来源分析以及基于卡尔曼滤波器磁电编码器角度值观测

1.1 磁电编码器角度误差来源分析

磁电编码器由磁钢、霍尔板、霍尔传感器以及后续角度计算处理电路组成,电机转轴的旋转使得磁场信号旋转,霍尔传感器接收磁场信号并将其转化为电信号,经过后续电路的处理计算得到当前角度值。依据磁电编码器的工作原理可知,磁电角度信号的采样偏差会造成角度值计算偏差。

1) 信号等幅偏移误差

即使两个电子器件型号相同,在相同工作条件下,输出的信号也不完全相同,对于采用反正切算法进行计算的磁电编码器,霍尔信号最终会转换到 $d-q$ 轴正交坐标系上,假设用于角度计算的两路信号存在幅值偏差。设 d 轴霍尔信号幅值, q 轴霍尔信号幅值,经过归一化处理后的两相霍尔信号李沙育图如图1所示。因两相信号幅值不均而造成的角度测量误差 $\Delta\theta$ 如式(1)所示。

$$\frac{\sin\Delta\theta}{\Delta A\sin\theta} = \frac{\sin(90^\circ - \theta - \Delta\theta)}{A_M} \quad (1)$$

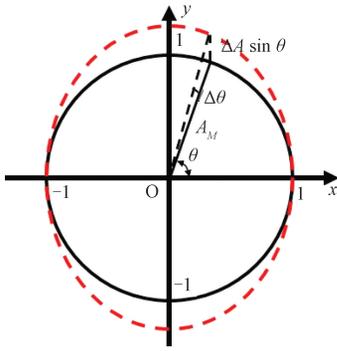


图1 幅值偏移信号李沙育图

Fig. 1 Lissajous diagram of amplitude offset signal

当信号幅值偏差值 ΔA 较小时,此时造成的角度偏差 $\Delta\theta$ 较小,可写为式(2)。

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta A \sin\theta} = \frac{\cos(\theta + \Delta\theta)}{A_M} \quad (2)$$

$$\text{其中, } \Delta\theta = \frac{\Delta A \cos\theta \sin\theta}{A_M} = \frac{\Delta A \sin 2\theta}{2A_M}.$$

2) 信号高频噪声引入误差

磁电角度信号采集的初始阶段,由于电源质量以及电路实际受到的电磁辐射影响,造成霍尔信号的直流分量偏差。设 d 轴角度信号直流分量偏差 $B_1 = \Delta b$,信号幅值 $A_M = 1$,归一化处理后李沙育图如图2所示。

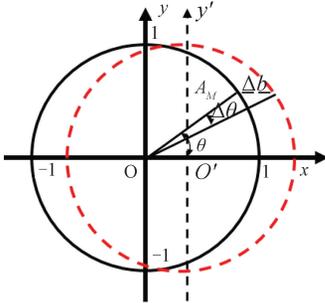


图2 直流偏移下信号李沙育图

Fig. 2 Signal Lissajous plot under DC offset

从图2中可以看出,初始角度坐标原点 O 在噪声信号偏移作用下偏移至 O' ,此时角度偏差 $\Delta\theta$ 可通过式(3)求得。

$$\frac{\sin\Delta\theta}{\Delta b} = \frac{\sin(\theta - \Delta\theta)}{A_M} \quad (3)$$

当噪声引起的偏移量误差较小时,角度偏差 $\Delta\theta$ 较小,式(3)可写为:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta b \sin\theta}{A_M} \quad (4)$$

3) 信号相位偏移误差

由于霍尔器件的机械安装偏差,造成用于反正切计

算的两路角度信号的相位差不是理想的 90° ,设相位偏差 $\Delta\phi$,幅值 $A_M = 1$,存在信号相位偏差的李沙育图如图3所示,角度测量误差为:

$$\frac{\sin\Delta\theta}{A_M(\cos\theta - \cos(\theta + \Delta\phi))} = \frac{\sin(\pi - \Delta\theta - \theta)}{A_M} \quad (5)$$

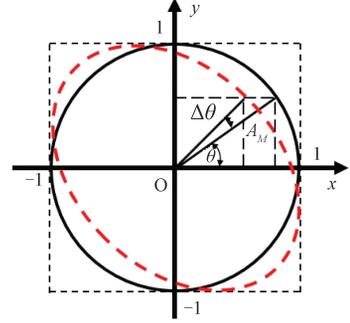


图3 信号相差偏移下信号李沙育图

Fig. 3 Signal Lissajous diagram under signal phase shift

当相位偏差较小时,此时造成的角度偏差值 $\Delta\theta$ 较小,式(5)可写为:

$$\Delta\theta = \sin\theta(\cos\theta - \cos(\theta + \Delta\phi)) \quad (6)$$

经上文分析可知,磁电信号的幅值、相位及噪声引起的偏差误差均会对磁电角度值得精度造成不良影响,为此需要对上述问题造成的磁电编码器信号品质偏差进行补偿,以保证磁电角度值的精度。

1.2 基于卡尔曼滤波器角度值观测

为了降低噪声对速度及角位移反馈值精度的不良影响,提高角位置及速度的反馈精度,本文采用卡尔曼滤波对磁电编码器角位置及角速度进行观测。

首先,建立编码器角度运动学方程如式(7)、(8)所示。

$$p_t = p_{t-1} + v_{t-1} \times \Delta t + u_t \times \frac{\Delta t^2}{2} \quad (7)$$

$$v_t = v_{t-1} + u_t \times \Delta t \quad (8)$$

式中: u_t 为电机转子加速度; v_t 为电机转子角速度; p_t 为电机转子角位置; Δt 为计算周期。

进而由式(7)得到角度及角速度离散化状态方程如式(9)所示。

$$\begin{bmatrix} p_t \\ v_t \end{bmatrix} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} p_{t-1} \\ v_{t-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^2}{2} \\ \Delta t \end{bmatrix} u_t \quad (9)$$

式中: \mathbf{F} 为状态转移矩阵,其表达式如式(10)所示。

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

进而建立磁电编码器角度值反馈预测模型如式(11)所示。

$$\begin{cases} \hat{x}_k^- = F\hat{x}_{k-1}^- + Bu_{k-1} \\ P_k^- = FP_{k-1}^-F^T + Q \end{cases} \quad (11)$$

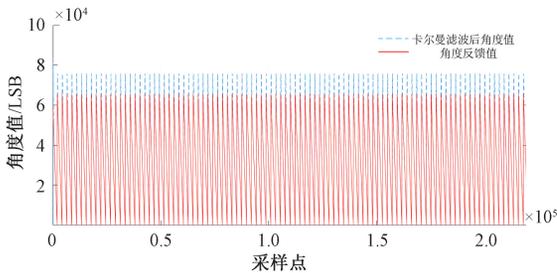
式中: $\hat{x}_k^- = [\theta_{kal(k)}^-; v_{kal(k)}^-]$ 为预测模型状态变量; $\theta_{kal(k)}^-$ 为卡尔曼滤波器观测角位置; $v_{kal(k)}^-$ 为卡尔曼滤波器观测角速度; F 为状态转移矩阵; B 为控制矩阵; P_k^- 为预测模型状态变量的协方差矩阵; Q 为预测模型引入的噪声矩阵。

由式(11)建立磁电编码器角度值反馈更新模型如式(12)所示。

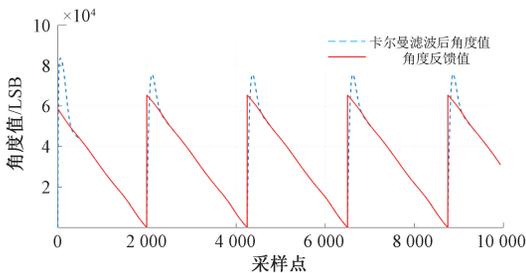
$$\begin{cases} K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (Z_k - H\hat{x}_k^-) \\ P_k = (I - K_k H) P_k^- \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\hat{x}_k = [\theta_{kal(k)}; v_{kal(k)}]$ 为更新模型状态变量; K_k 为卡尔曼滤波系数; P_k 为观测模型状态变量的协方差矩阵; R 为观测噪声协方差; H 为状态变量提取矩阵; Z_k 为系统状态实际观测值。

设更新模型状态变量为 $\hat{x}_k^- = [0; 0]$; 预测模型状态变量的协方差矩阵为 $P_k^- = [10, 10; 10, 10]$; 预测模型引入的噪声矩阵为 $Q = [0.000\ 1, 0; 0, 0.000\ 1]$; 角位移状态变量提取矩阵为 $H_1 = [1, 0]$, 观测噪声协方差矩阵为 $R = 1$ 。然后将角位移反馈值作为系统状态实际观测值, 经过磁电编码器解算得到的反馈角度值变化范围 $\in [0, 65\ 535]$ LSB, 得到的经过卡尔曼滤波后的反馈角位移如图4所示。



(a) 角位移反馈值及卡尔曼滤波后反馈角位移
(a) Angular displacement feedback value and feedback angular displacement after Kalman filtering

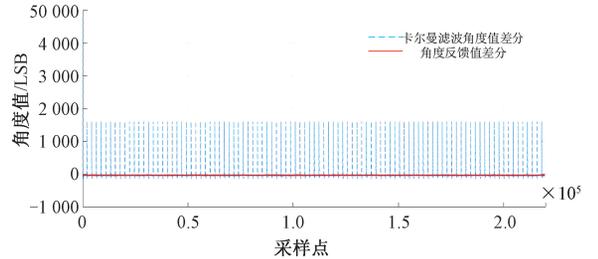


(b) 卡尔曼滤波后的反馈角位移局部放大
(b) Local amplification of feedback angular displacement after Kalman filtering

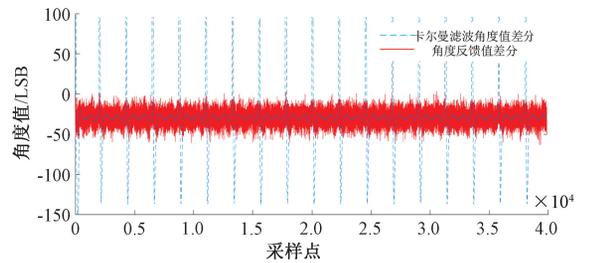
图4 卡尔曼滤波后结果
Fig.4 Kalman filtered result

本文通过角度值的前后差分来判断角度值信号的噪声情况, 角度值差分输出信号中考虑到了速度波动的影响, 低频信号为速度变化的影响, 高频信号主要体现为系统内噪声的影响, 根据实际物理量分析, 角度值的微分为速度, 考虑速度的实际应用过程是渐变过程, 并且存在着惯性作用, 速度的变化过程是不会突变产生高频变化的, 因此通过角度值差分后得到的高频信号情况作为角度值输出信号噪声的判断依据。另外, 本文采用的前后角度值差分过程的另一个目的是判断角度值的过零点位置。

对角度反馈值以及经过卡尔曼滤波后的角度值进行差分计算输出, 如图5所示。



(a) 角度值差分计算输出
(a) Angle value difference value calculation output



(b) 角度差分计算输出局部放大
(b) Angular difference value calculation output local amplification

图5 卡尔曼滤波后角度值及角度反馈值差分计算结果
Fig.5 Calculated result of difference between angle value and angle feedback value after Kalman filtering

由图5可以看出, 经过卡尔曼滤波后的角位移噪声得到明显抑制, 但是观测精度不高, 为了提高角度值的观测精度本文提出基于神经元角度值自适应运动学状态角度值观测方法。

2 基于神经元角度值自适应运动学状态方程角度值观测

在一个控制周期 $T_s = 50\ \mu s$ 内, 磁电编码器转轴加速度 α 可以认为是恒定不变的, 则电机转子角位移及角速度的微分方程如式(13)所示。

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m = \omega_m + \alpha T_s \\ \dot{\omega}_m = \alpha \end{cases} \quad (13)$$

式中: θ_m 为转子角位移; ω_m 为转子机械角速度; 设电机输出转矩 T_e , 单位为 $\text{N} \cdot \text{m}$; 电机及负载的转动惯量 J_m ; 负载转矩 T_L , 单位为 $\text{N} \cdot \text{m}$; 转子加速度 α 可表示为:

$$\alpha = \frac{T_e - T_L}{J_m} \quad (14)$$

在一个控制周期内 $50 \mu\text{s}$ 电机负载转矩 T_L 变化很小, 加速度变化量 $d = \Delta\alpha = 0$ 。关于角位移 θ_m 、角速度 ω_m 和角加速度变化量 d 的微分方程可以写为式(15)。

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_m \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{T_e - T_L}{J_m} \quad (15)$$

$$\text{在式中令 } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ d \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \frac{T_e - T_L}{J_m}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} T_s \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0], \text{由此可得式(16)。}$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (16)$$

依据式(16), 可以得到运动学状态观测方程式(17)。

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}_i(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{式中: } \mathbf{L}_i \text{ 是状态观测方程调节系数, } \mathbf{L}_i = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix}。$$

根据式(16)和(17), 可以得到状态观测误差函数表达式, 如式(18)所示。

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}_i\mathbf{C})\bar{\mathbf{x}} \quad (18)$$

式中: 状态观测误差为 $\bar{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$; 状态观测误差函数的特征方程可以写成式(19):

$$|\lambda \mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{L}_i\mathbf{C})| = \lambda^3 - 3\xi_1\omega_n\lambda^2 + 3\xi_2\omega_n^2\lambda - \omega_n^3 \quad (19)$$

式中: ξ_1, ξ_2 为状态观测器阻尼系数; ω_n 为状态观测器响应频率。由式(19)可得:

$$\begin{cases} l_1 = -3\xi_1\omega_n \\ l_2 = 3\xi_2\omega_n^2 + T_s\omega_n^3 \\ l_3 = -\omega_n^3 \end{cases} \quad (20)$$

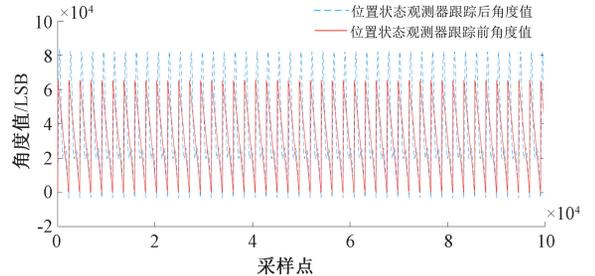
改变误差调节系数 l_1, l_2, l_3 , 可以对控制系统的闭环极点坐标进行任意配置, 调节运动学状态观测误差收敛速度。基于式(15)~(17)运动学角位置状态观测器可以写成式(21)。

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\theta}}_m \\ \dot{\hat{\omega}}_m \\ \dot{\hat{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \alpha + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} (\theta_m - \hat{\theta}_m) \quad (21)$$

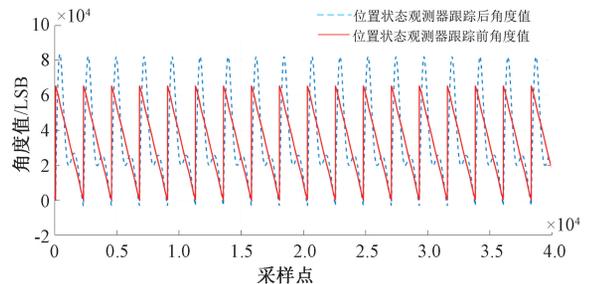
由式(21)可得到其欧拉离散化状态方程式(22)。

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_m(k+1) \\ \hat{\omega}_m(k+1) \\ \hat{d}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & T_s^2 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m(k) \\ \hat{\omega}_m(k) \\ \hat{d}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s^2 \\ T_s \\ 0 \end{bmatrix} \alpha(k) + \begin{bmatrix} l_1 T_s \\ l_2 T_s \\ l_3 T_s \end{bmatrix} (\theta_m(k) - \hat{\theta}_m(k)) \quad (22)$$

由式(22)可知, 依据第 k 个控制周期的角位置和角速度, 可以对第 $k+1$ 个控制周期的速度及位置值进行预测。使用运动学角位置状态观测器进行位置跟踪前后的位置反馈对比波形如图6所示, 可以看出, 角位置状态观测器较为准确的跟踪了当前角度值, 对角度振荡具有抑制作用, 并且具有良好的角度值预测功能。在 $\xi_1 = 0.5$; $\xi_2 = 0.5$; $\omega_n = 1000$ 的情况下, 得到角位置状态观测器的角度值输出。



(a) 角位置状态观测器跟踪前后角度值输出
(a) Angular position state observer tracking before and after the angle value output

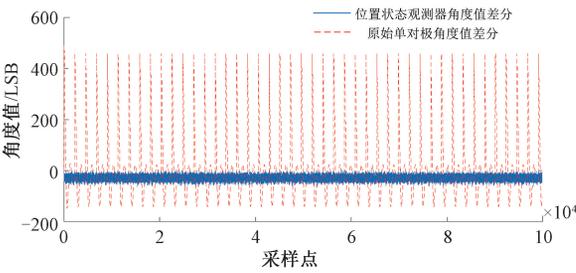


(b) 角位置状态观测器跟踪前后角度值输出局部放大图
(b) Enlarged view of the angular value output of the angular position state observer before and after tracking

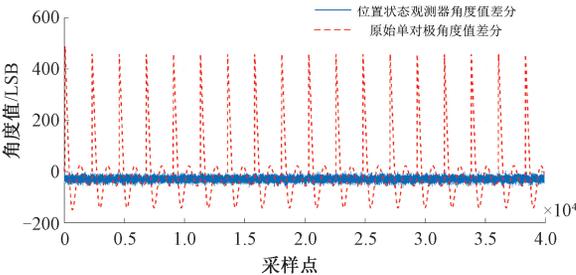
图6 角位置状态观测结果

Fig. 6 Angular position state observation result

蓝色的状态观测角度值跟踪性能差跟角度值不一致,将磁电编码器单对极角度值以及经过状态观测单对极角度值进行差分计算处理后波形如图 7 所示,角度值差分计算如图 7(a)所示,可以看出由于原始角度值存在过零点(0 LSB 过渡至 65 535 LSB),角度值经过差分处理后存在跳变点,由于状态观测角度值当前调节系数无法实现角度值的过零点准确跟踪,因此状态观测角度值差分输出不存在跳变现象。为了便于差分输出对比,将原始角度差分跳变点强制消除后的输出如图 7(b)所示,可以看出,采用运动状态方程得到的角度值状态值噪声得到有效抑制,但是观测精度较低。



(a) 角度值差分计算
(a) Angle value difference calculation



(a) 角度值差分计算局部大图
(a) Angle value difference calculation local magnification

图 7 原始角度值与经状态观测角度值的差分处理

Fig. 7 The difference between the original angle value and the state observation angle value

为了提高状态观测器的观测精度,本文提出神经元自适应运动学状态方程角度值观测方法。设角度值观测修正目标函数 $h(\vec{x})$ 为:

$$h(\vec{x}) = (h(x_1), h(x_2), \dots, h(x_n)) \quad (23)$$

设磁电编码器角度值的逼近函数为:

$$h(\vec{\gamma}, \omega) = \sum_{i=1}^n B_i(\gamma) \times \omega_i \quad (24)$$

式中: $B_i(\gamma)$ 表示基准函数; ω_i 表示误差修正权重系数。

角度值误差测量函数 $V_{(x,\gamma,\omega)}$ 可以写为:

$$V_{(x,\gamma,\omega)} = (h(\vec{x}) - \sum_{i=1}^n B_i(\gamma) \times \omega_i) \quad (25)$$

将磁电编码器角度值输出 θ_m 作为基准函数 $B_i(\gamma)$ 的输入值,如式(26)所示。

$$B_i(\gamma) = B_i(\theta_m) \quad (26)$$

在工作环境中,磁电编码器角度值的跟踪观测过程呈现出非线性特征,但总体的变化趋势趋于线性,为提高角度值观测精度补偿计算效率,建立神经元补偿线性修正函数,神经元自适应修正算法结构如图 8 所示,通过神经元迭代计算得到最优权重系数 $\omega_1, \omega_2, \omega_3$,对状态观测误差调节系数 l_1, l_2, l_3 进行修正,得到修正后的观测误差调节系数 l_{1f}, l_{2f}, l_{3f} 。

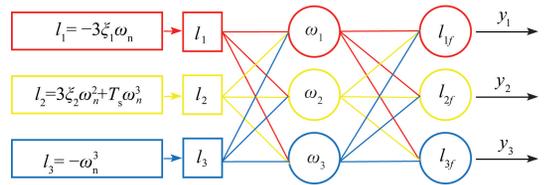


图 8 神经元自适应修正算法结构

Fig. 8 Block diagram of neuron adaptive correction algorithm

构建误差测量函数 $V(X)$ 如式(27)所示。

$$V(X) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left(\sum_{i=1}^n B_i(\gamma) \times \omega_i - h(\vec{x}) \right)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (\hat{\theta}_m - \theta_m)^2 \quad (27)$$

在迭代计算过程中,自适应调节修正权重系数 $\omega_1, \omega_2, \omega_3$,使状态观测角度值 $\hat{\theta}_m$ 向着磁电编码器反馈角度值 θ_m 不断逼近。为了实现神经元迭代计算步数的最小化,保证误差测量函数的最速下降,首先要找到误差测量函数 $V(X)$ 沿权重修正系数 ξ_1, ξ_2, ω_n 的最陡梯度方向,梯度方向如式(28) ~ (30) 所示。

$$\frac{\partial V}{\partial \xi_1} = 3 \sum_{i=1}^n (\theta_m - \hat{\theta}_m)^2 \cdot \omega_n T_s \quad (28)$$

$$\frac{\partial V}{\partial \xi_2} = 3 \sum_{i=1}^n (\theta_m - \hat{\theta}_m)^2 \cdot \omega_n^2 T_s^2 \quad (29)$$

$$\frac{\partial V}{\partial \omega_n} = 3 \sum_{i=1}^n (\theta_m - \hat{\theta}_m)^2 \cdot \omega_n^2 \frac{T_s^3}{2} \quad (30)$$

设神经元迭代步长为 T , 神经元自适应修正权重系数迭代公式如式(31) ~ (33) 所示。

$$\xi_{1(k+1)} = \xi_{1(k)} + \frac{\partial V}{\partial \xi_1} T \quad (31)$$

$$\xi_{2(k+1)} = \xi_{2(k)} + \frac{\partial V}{\partial \xi_2} T \quad (32)$$

$$\omega_{n(k+1)} = \omega_{n(k)} + \frac{\partial V}{\partial \omega_n} T \quad (33)$$

自适应修正算法流程如图 9 所示。依据当前磁电编码器角度反馈值 θ_m 与观测值 $\hat{\theta}_m$ 得到误差测量函数 $V(x)$, 并依据状态观测方程得到误差测量函数沿 $\xi_{1(k-1)}$ 、 $\xi_{2(k-1)}$ 、 $\omega_{n(k-1)}$ 方向的偏微分, 并更新当前周期 $\xi_{1(k)}$ 、 $\xi_{2(k)}$ 、 $\omega_{n(k)}$, 进而得到更新后的状态误差调节系数 l_{1f} 、 l_{2f} 、 l_{3f} , 计算得到当前计算周期磁电编码器观测角度值, 并依据误差测量函数值判断是否在理想误差范围内, 如果满足条件则停止迭代更新计算。

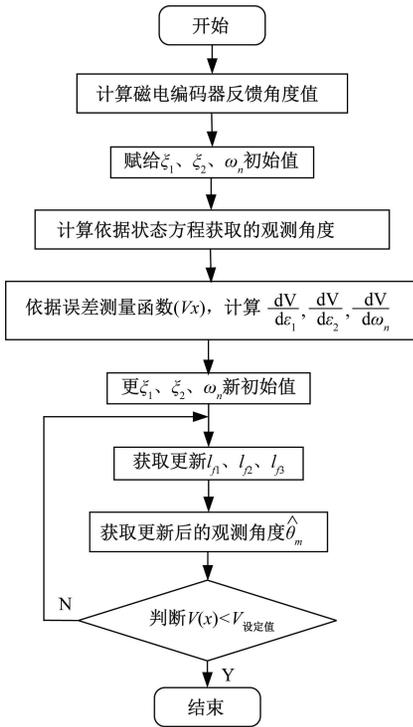
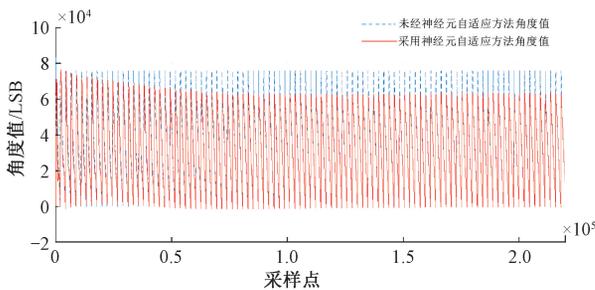


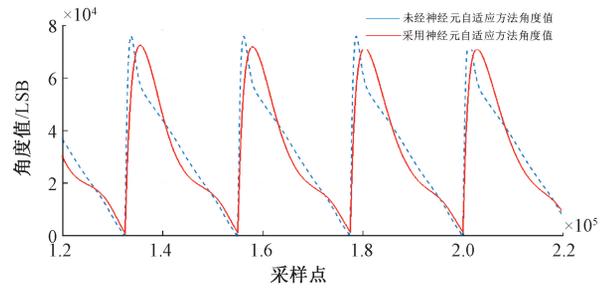
图 9 神经元自适应修正算法流程

Fig. 9 Neuron adaptive correction algorithm flow chart

采用神经元自适应方法以及未使用该方法的角速度观测值如图 10 所示, 可以看出采用自适应神经元调节算法角度值观测值逐渐稳定, 并趋于真实反馈值。



(a) 采用自适应神经元调节算法角度值观测值
(a) Observation of angle values using adaptive neuron adjustment algorithm



(b) 采用自适应神经元调节算法角度值观测值局部放大
(a) Adopting an adaptive neuron adjustment algorithm to locally magnify the observed values

图 10 采用自适应神经元方法后结果

Fig. 10 Results after using adaptive neuron method

状态观测器阻尼系数 ξ_1 自适应调节过程如图 11 所示; 状态观测器阻尼系数 ξ_2 自适应调节过程如图 12 所示; 由于状态观测器响应频率 ω_n 在调节过程中几乎不变, 故未给出其调节过程示意。

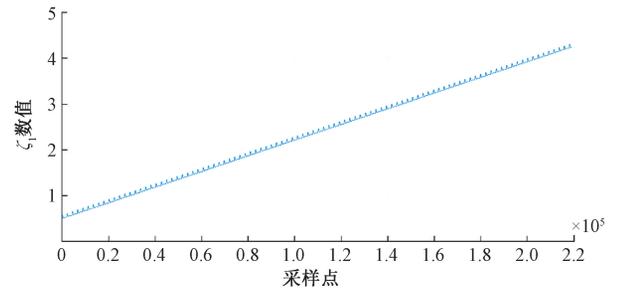


图 11 ξ_1 自适应调节过程

Fig. 11 ξ_1 adaptive adjustment process

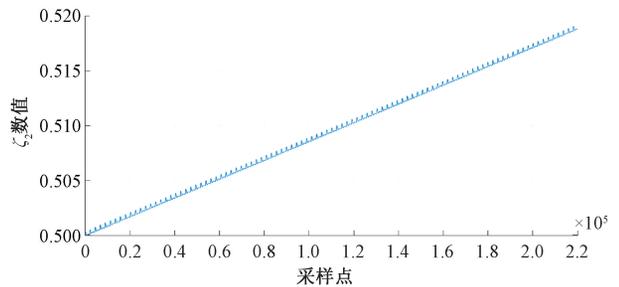
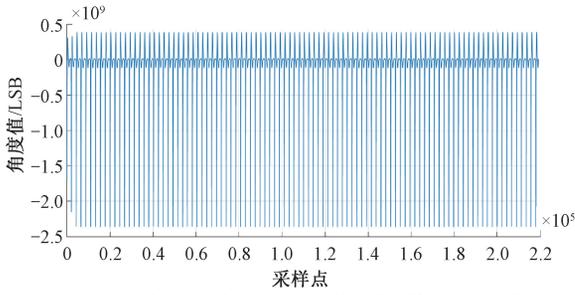


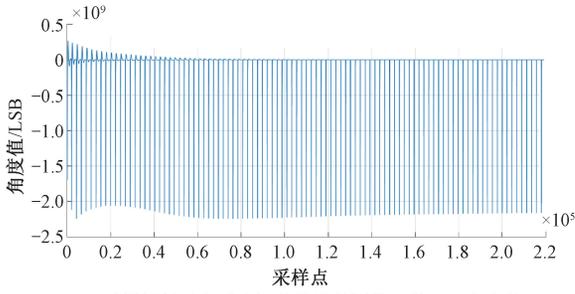
图 12 ξ_2 自适应调节过程

Fig. 12 ξ_2 adaptive adjustment process

神经元自适应调节结果如图 13 所示, 未经过神经元自适应调节的误差测量函数 $V(X)'$ 的输出波形如图 13(a) 所示; 采用神经元自适应调节后的误差测量函数 $V(X)'$ 输出波形如图 13(b) 所示, 其中 $V(X)' = \text{sgn}(\theta_m - \hat{\theta}_m) V(X)$ 。



(a) 未经过神经元自适应调节误差测量函数 $V(X)$ 输出值
(a) Without neuron adaptive adjustment error measurement function $V(X)$ output value



(b) 采用神经元自适应调节的误差测量函数 $V(X)$ 角度值
(b) Error measurement function $V(X)$ using neuron adaptive adjustment Angle value

图 13 神经元自适应调节结果

Fig. 13 Results of neuron adaptive regulation

由图 13 可知,采用神经元自适应方法角度值观测误差逐渐收敛,但是观测精度仍然与反馈角度值有较大误差,并且误差收敛速度较低,在经过 220 000 个计算周期的迭代计算,仍然没有得到良好的观测精度,因此需要提高神经元自适应观测的误差收敛速度,本文提出基于卡尔曼滤波器的主动监督方法。

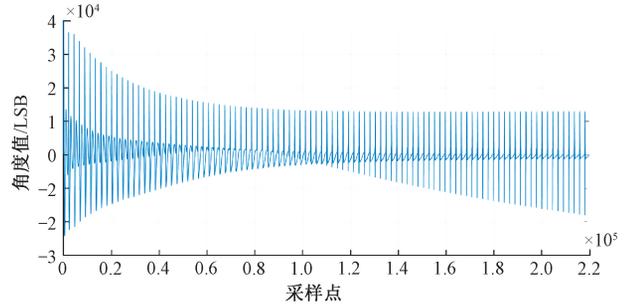
3 基于卡尔曼滤波器主动监督方法

为了提高角度值误差收敛速度,需要提高神经元观测迭代调节速度,如果直接以反馈角度值与运动状态方程观测角度值之间的偏差作为误差监测标量,高频噪声信号会引入到反馈角度值中,不利于角度值误差监测,自适应调节运动状态方程观测角度值与卡尔曼滤波器观测角度值差值输出如图 14 所示,卡尔曼滤波器输出的观测角度值高频噪声被有效抑制,可以作为角度观测误差变化趋势的监测依据。

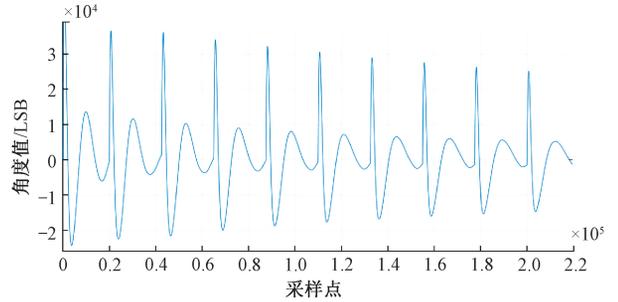
以卡尔曼滤波器和运动状态方程得到观测角度值偏差值作为角度误差监测依据,得到自适应调节增益系数 λ ,可用式(34)表示。

$$\lambda = \sqrt{|\hat{\theta}_m - \hat{\theta}_{kal}|} \quad (34)$$

式中: $\hat{\theta}_m$ 表示运动状态方程得到的观测角度值; $\hat{\theta}_{kal}$ 表示卡尔曼滤波器得到的观测角度值;得到自适应调节增益



(a) 角度偏差值
(a) Angular deviation value



(b) 角度偏差值局部放大图
(b) Partial enlargement of the Angle deviation value

图 14 神经元自适应方法与卡尔曼滤波角度值偏差计算

Fig. 14 Adaptive Method of Neuron and Calculation of Deviation of Angle Value of Kalman Filter

系数 λ 调节变化过程如图 15 所示。

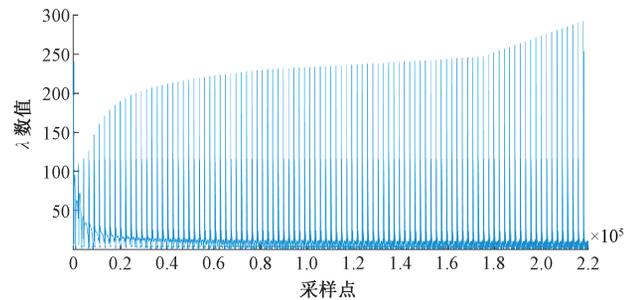


图 15 监测系数 λ 调节变化过程

Fig. 15 Adjustment process of monitoring coefficient λ

进而经过卡尔曼监测滤波调节系数作用的运动状态方程调节系数 ξ_1 、 ξ_2 、 ω_n 可以表示为:

$$\xi_{1(k+1)} = \xi_{1(k)} + \frac{\partial V}{\partial \xi_1} T \lambda \quad (35)$$

$$\xi_{2(k+1)} = \xi_{2(k)} + \frac{\partial V}{\partial \xi_2} T \lambda \quad (36)$$

$$\omega_{n(k+1)} = \omega_{n(k)} + \frac{\partial V}{\partial \omega_n} T \lambda \quad (37)$$

经过卡尔曼滤波监督调节过程的运动状态方程阻尼系数 ξ_1 变化过程如图 16 所示,可见为提高角度值误差收

敛速度, ξ_1 进行自适应调节。

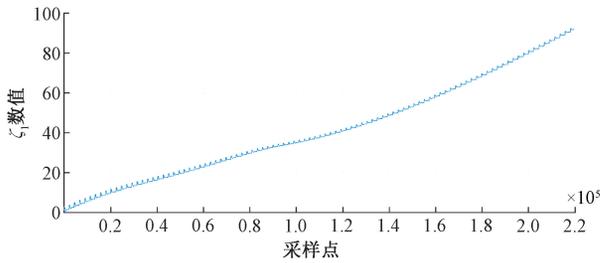


图 16 运动状态方程系数 ξ_1 自适应调节过程

Fig. 16 Adaptive adjustment process of motion state equation coefficient ξ_1

经过卡尔曼滤波监督调节过程的运动状态方程阻尼系数 ξ_2 变化过程如图 17 所示, 可见为提高角度值误差收敛速度, ξ_2 的值进行自适应调节。

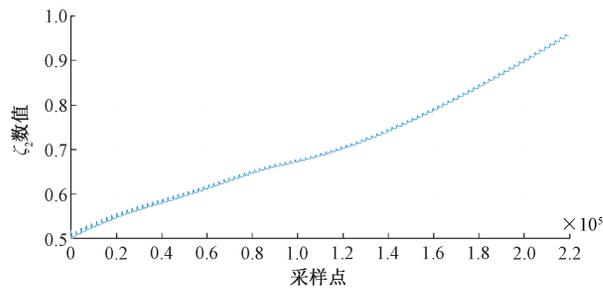
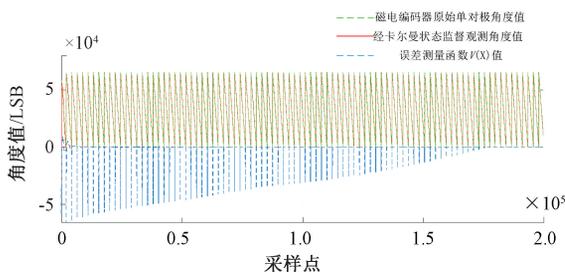


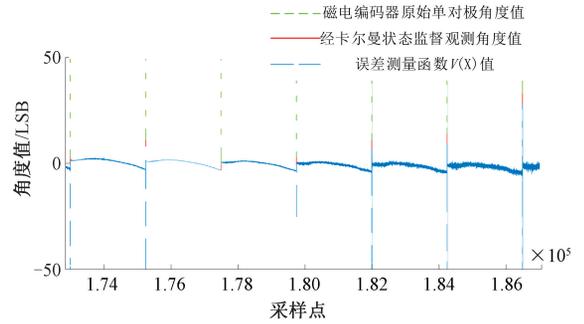
图 17 运动状态方程系数 ξ_2 自适应调节过程

Fig. 17 Adaptive adjustment process of motion state equation coefficient ξ_2

采用本文方法得到角度观测值、原始反馈角度值及角度观测误差同步输出的结果如图 18 所示, 可以看出在 176 000 个迭代计算周期时, 角度误差收敛至最佳, 通过判断误差测量函数 $V(X)$ 的范围, 确定计算终止位置。



(a) 采用本文方法后角度观测值与原始单对极角度值对比
(a) The angle observation value compared with the original single-pair polar angle value after adopting the method in this paper

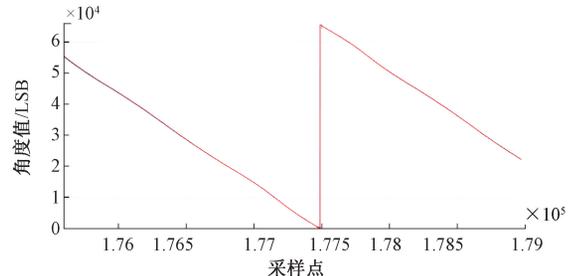


(b) 采用本文方法后角度观测值与原始单对极角度值对比
(b) The angle observation value compared with the original single-pair polar angle value after adopting the method in this paper

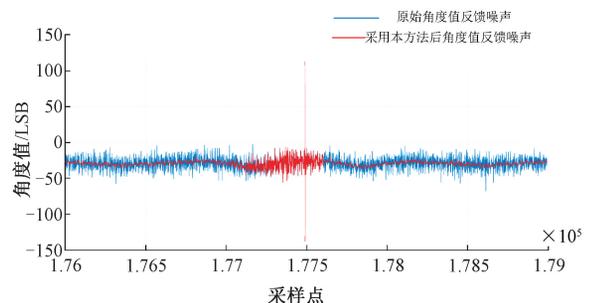
图 18 采用本文方法后结果

Fig. 18 The results after adopting the method of this paper

由图 18 可以看出在第 176 000 个迭代计算周期得到了最佳的运动状态观测跟踪系数数值, 状态方程调节系数 $\xi_1 = 65.9959, \xi_2 = 0.8375, \omega_n = 1000$ 。此时状态观测器的跟踪性能最佳, 但是状态观测系统为最佳的跟踪特性时, 系统的噪声抑制特性差, 因此可以在角位移过零点时, 角度值发生过零点跳变时采用跟踪特性最佳的状态系数以获取较好的跟踪能力, 在角位置连续变化的位置采用滤波效果较好的状态观测系数 $\xi_1 = 11.2, \xi_2 = 0.95, \omega_n = 1000$, 以降低角度值噪声的影响。采用本方法后输出噪声效果如图 19 所示, 可以看出, 采用本文提出方法



(a) 采用本方法后角度值反馈噪声
(a) Angle value feedback noise after adopting this method



(b) 原始角度值反馈噪声和采用本方法后角度值反馈噪声
(b) Original angle value feedback noise and angle value feedback noise after using this method

图 19 采用本方法后输出噪声效果

Fig. 19 The noise renderings after using this method

既保证了过零点的快速跟踪能力,并且降低了角度值反馈噪声,提高了角度值的观测精度。

采用本方法后输出噪声局部放大如图 20 所示,可以看出,采用本文方法得到了良好的过零点跟踪特性,并且在角度值连续平滑变化阶段,角度值噪声得到有效抑制,角度值噪声由初始 ± 25 LSB 改善至 ± 5 LSB。

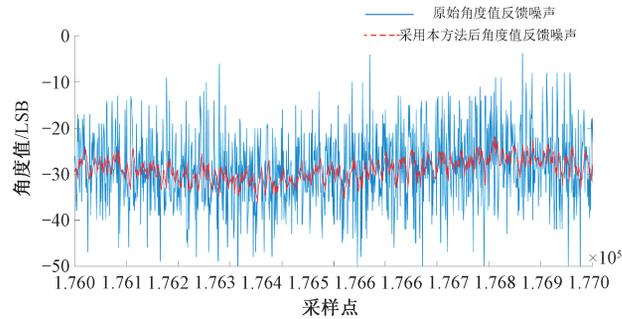


图 20 采用本方法后输出噪声局部放大

Fig. 20 Local enlarged view of output noise after adopting this method

4 实验验证

通过以上的理论分析及仿真预测,本文采用实验对所提出方法进行验证。实验所使用的磁电编码器信号处理板如图 21 所示,信号处理单元芯片采用 Renesas RX 62TADDFM 芯片,采用 2301 贴片式霍尔采集磁场信号。



图 21 磁电编码器信号处理板

Fig. 21 Magneto-electric encoder signal processing board

精度测量原理如图 22 所示,采用该装置原理对本文提出磁电编码器编码器精度进行测量,将光电编码器和磁电编码器同轴安装,并同步输出光电、磁电编码器角度值进行角度值精度比对。根据精度测量原理所设计的精度测量装置如图 23 所示,其中光电编码器型号为长春宇衡 ZKD-25D,角度值输出精度为 0.01° 。

经过与光电编码器输出角度值的比对,经过角度误差校正前,原始的磁电编码器精度输出如图 24 所示,校正前磁电编码器角度值输出精度为 $\pm 3^\circ$ 。

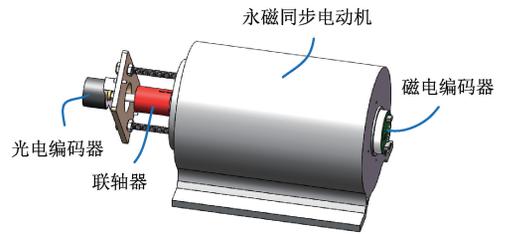


图 22 精度测量原理

Fig. 22 Principle of precision measurement

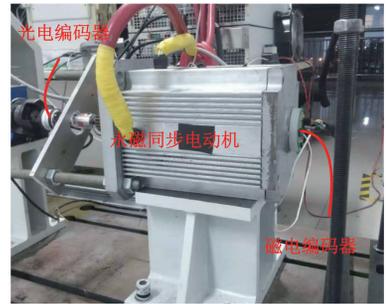


图 23 精度测量装置

Fig. 23 Precision measuring device

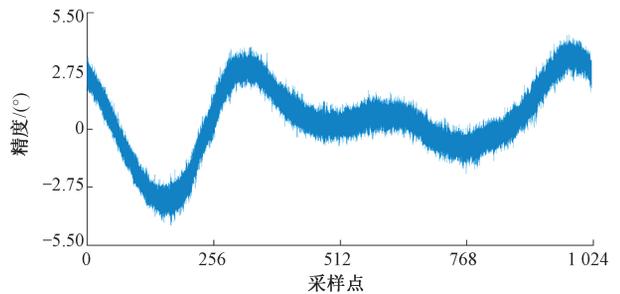


图 24 原始磁电编码器角度值输出精度

Fig. 24 Original Magneto-electric encoder Angle value precision

为体现出本方法对编码器精度改善效果,采用过采样跨区间角度值误差制表方法,利用文献[11]中磁电编码器的细分及标定方法与本文方法进行同步输出对比,最终得到角度值精度输出如图 25 所示。其中绿色实线

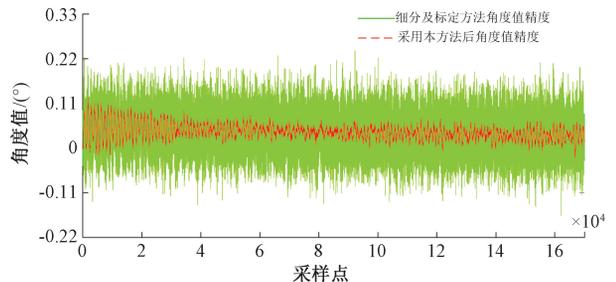


图 25 角度值精度输出

Fig. 25 Angle value precision output

波形为采用文献[11]方法角度值输出精度最终结果,角度值精度范围在 $\pm 0.22^\circ$ 内;采用本文方法后角度值输出精度如图25所示的红色虚线波形,可以看出,采用本文方法后磁电编码器角度值精度范围在 $\pm 0.082^\circ$ 以内。

5 结 论

本文提出了一种基于卡尔曼滤波器及运动学状态方程磁电编码器角度误差主动监督补偿方法。针对磁电编码器角度值输出高频噪声问题,提出基于运动学状态方程角度值观测方法,提高了角度值观测精度。为了实现磁电编码器角度值观测误差的自适应调节,提出了基于神经元角度值自适应观测方法。为了提高角度值观测的自适应调节速度,并减小原始反馈角度值高频噪声对角度值观测的不良影响,提出了基于卡尔曼滤波器主动监督角度值误差补偿方法。通过角度值观测系数的自适应调节,提高了编码器角度值平缓变化工作位置的观测精度,在角度值过零点工作位置实现快速准确跟踪。

将本文所研制的磁电编码器与光电编码器角度值进行同步输出对比,最终,实验结果表明,磁电编码器编码器精度达到由初始的 $\pm 3^\circ$ 提高到 $\pm 0.082^\circ$,证明了所提方法的有效性。

参考文献

- [1] 陈盛,彭东林,王淑娴,等. 基于时栅传感技术的高分辨率磁编码器设计与研究[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2018(4): 66-69.
CHEN SH, PENG D L, WANG SH X, et al. Design and research of high resolution magnetic encoder based on time grating sensing technology [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2018(4): 66-69.
- [2] 袁野. 绝对式磁编码器设计及其在伺服系统的应用[J]. 传感技术学报, 2019, 32(4): 149-154.
YUAN Y. Design of an absolute magnetic encoder and its applications in servo systems [J]. Journal of Sensing Technology, 2019, 32(4): 149-154.
- [3] 高俊翔,汤善治,李明,等. 数控机床圆检验测量技术及应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(12): 1805-1811.
GAO J X, TANG SH ZH, LI M, et al. CNC machine tool circular test measurement technology and application [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2016, 30(12): 1805-1811.
- [4] 陈如意,周翟和,王锋,等. 基于TLE5012B的高精度多圈绝对式磁编码器设计[J]. 测控技术, 2017, 36(7): 116-120.
CHEN R Y, ZHOU ZH H, WANG F, et al. Design of

high precision multiloop absolute magnetic encoder based on TLE5012B [J]. Observation and Control Technology, 2017, 36(7): 116-120.

- [5] WANG S X, WANG Z Y, PENG D L, et al. Sensing mechanism of a rotary magnetic encoder based on time grating [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(9): 3677-3683.
- [6] XU ZH, TSENG B H, CHANG C, et al. Grooved multipole magnetic gratings for high-resolution positioning systems [J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2015, 54(6): 1-5.
- [7] TRAN N C, NGUYEN H X, PARK J W, et al. Improvement of the accuracy of absolute magnetic encoders based on automatic calibration and the fuzzy phase-locked-loop [C]. IECON 2017- 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017:3310-3315.
- [8] NGUYEN H X, TRAN N C, PARK J W, et al. An adaptive linear-neuron-based third-order PLL to improve the accuracy of absolute magnetic encoders [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4639-4649.
- [9] TRAN N C, NGUYEN H X, PARK J W, et al. Improving the accuracy of an absolute magnetic encoder by using harmonic rejection and a dual-phase-locked loop [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5476-5486.
- [10] WANG L, ZHANG Y D, HAO SH H, et al. Study on high precision magnetic encoder based on PMSM sensorless control [J]. Emerald Group Publishing Limited, 2016, 36(3):267-276.
- [11] 王磊,任齐民,张洪鑫,等. 有限角磁电编码器角度虚拟补偿细分方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(10): 68-76.
WANG L, REN Q M, ZHANG H X, et al. Research on angle virtual compensation and subdivision method for finite angle magneto-electric encoder [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(10): 68-76.
- [12] WANG L, REN Q M, HAN J CH, et al. Suppression method of jump points for multipole magnetic encoder at low temperature based on single-pole angle value fitting [J]. Journal of Sensors, 2019, Article ID 7893462: 1-18.
- [13] 王磊,任齐民,韩继超,等. 基于基因突变体筛选思想的角度细分方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11): 103-115.
WANG L, REN Q M, HAN J CH, et al. Study on angle value subdivision method based on the idea of gene

- mutant screening [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11): 103-115.
- [14] 焦扬, 黄明, 刘品宽, 等. 双角度编码器超精密转台测角误差校准[J]. 光学精密工程, 2019, 27(10): 2180-2191.
JIAO Y, HUANG M, LIU P K, et al. Calibration of angular errors of high-precision rotary table with two-angle encoders[J]. Optics and Precision Engineering, 2019, 27(10): 2180-2191.
- [15] ZHAO M, LI Y, CHEN SH, et al. Missing value recovery for encoder signals using improved low-rank approximation [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2020, 139(1): 1-14
- [16] JIA H K, YU L D, ZHAO H N, et al. A new method of angle measurement error analysis of rotary encoders[J]. Applied Sciences, 2019, 9(1): 1-13.
- [17] 李锋, 张昆峰. 导弹舵机平台磁电编码器的磁场设计与装配误差仿真分析[J]. 传感技术学报, 2019, 32(7): 963-967.
LI F, ZHANG K F. Magnetic field design and assembly error simulation analysis of magneto-electric encoder on the servo-actuator of missile [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2019, 32(7): 963-967.
- [18] 王晓初, 张林健, 张国平, 等. 基于非接触式磁编码器的高精度数字舵机控制研究[J]. 微电机, 2017, 50(12): 46-50.
WANG X CH, ZHANG L J, ZHANG G P, et al. Research on high precision digital servo control based on non-contact magnetic encoder[J]. Micromotors, 2017, 50(12): 46-50.
- [19] 张海波, 窦珂. 一种分离式齿轮型磁性编码器设计[J]. 电子世界, 2018, 1(8): 181-183.
ZHANG H B, DOU K. Design of a gear-based separate magnetic encoder[J]. Electronic World, 2018, 1(8): 181-183.
- [20] YAMAMOTO K, OTOMO K, HASHIMOTO H, et al.

Development of absolute magnetic rotary encoder with eccentric rotation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 138(12): 920-925.

- [21] 赵昊宁, 许家忠, 张海滨, 等. 基于卡尔曼滤波信号细分的减速器测试研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(8): 8-15.

ZHAO H N, XU J ZH, ZHANG H B, et al. Research on subdivision system of reducer testing based on Kalman filtering [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(8): 8-15.

作者简介



王磊(通信作者), 2009年于哈尔滨商业大学获得学士学位, 2011年和2015年于哈尔滨工业大学分别获得硕士学位和博士学位, 现为哈尔滨理工大学讲师, 主要研究方向为控制理论及其在电机系统的应用、高精度磁电编码器。

E-mail: leiwang007@126.com

Wang Lei (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Harbin University of Commerce in 2009, M. Sc. and Ph. D. degrees both from Harbin Institute of Technology in 2011 and 2015, respectively. Now, he is a lecturer in Harbin University of Science and Technology. His main research interests include control theory and its application in motor systems, and high precision magneto-electric encoder.



吴殿昊, 2019年于哈尔滨理工大学获得学士学位, 现为哈尔滨理工大学硕士研究生, 主要研究方向为控制理论及其在电机系统的应用、高精度磁电编码器。

E-mail: wdh928@163.com

Wu Dianhao received his B. Sc. degree from Harbin University of Science and Technology in 2019. Now, he is a M. Sc. candidate in Harbin University of Science and Technology. His main research interests include control theory and its application in motor systems, and high precision magneto-electric encoder.