

# 基于线性正弦跟踪算法的 PMSM 无位置传感器研究

何继爱<sup>1</sup>, 郝琪<sup>1</sup>, 李婕妤<sup>1</sup>, 马云<sup>2</sup>

(1. 兰州理工大学, 兰州 730000; 2. 中山市普阳电子科技有限公司, 中山 528400)

**摘要:** 通过对脉振高频电压注入法下的内置式永磁同步电动机(IPMSM)模型进行分析,研究了一种改进的IPMSM无位置传感器控制策略。不同于传统高频信号注入法直接获取响应电流,该方法将线性正弦跟踪(LST)算法应用于高频响应电流中误差角的提取,可以省去幅值调制和低通滤波的环节。对LST算法的工作原理进行了分析,并对算法的稳定性进行了证明,基于该算法设计了线性正弦跟踪器。搭建了仿真平台,通过仿真分析验证了该方法的有效性,结果表明该方法能够快速准确得到转子位置信息。

**关键词:** 内置式永磁同步电机; 线性正弦跟踪; 无位置传感器

**中图分类号:** TM341; TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1004-7018(2019)03-0053-04

## Research on Position Sensorless of PMSM Based on Linear Sinusoidal Tracking Algorithm

HE Ji-ai<sup>1</sup>, YU Qi<sup>1</sup>, LI Jie-yu<sup>1</sup>, MA Yun<sup>2</sup>

(1. Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730000, China;

2. Zhongshan Puyang Electronic Technology Co., Ltd., Zhongshan 528400, China)

**Abstract:** Based on the pulse high-frequency voltage injection method, an improved interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) position sensorless control strategy was studied. Different from the traditional pulsed high-frequency signal injection method of high-frequency response current acquisition, the method applied the linear sinusoidal tracking (LST) algorithm to the extraction of the error angle in the high-frequency response current, eliminated the amplitude modulation and low-pass filtering process. A linear sinusoidal tracker was designed and the stability of the LST algorithm was proved. The simulation platform was built. The effectiveness of the method was verified by simulation analysis. The results show that the method can obtain the rotor position information quickly and accurately.

**Key words:** interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), linear sinusoidal tracking (LST), position sensorless

## 0 引言

内置式永磁同步电机(以下简称IPMSM)具有高功率密度、高效率等优点,在工业领域扮演重要角色<sup>[1]</sup>。在采用磁场定向矢量控制时,为了实现高性能的三相永磁同步电机控制系统,一般都需要获取准确的转子位置及转速信息,但机械传感器的安装使用会增加成本,占用空间,并对使用环境有比较严格的要求<sup>[2-3]</sup>。高频信号注入法的基本思想是把一个高频电压(电流)信号叠加到基波信号上,相应的高频电流(电压)信号中将携带转子位置信息,通过适当的信号处理就能估计出转子的位置<sup>[4-5]</sup>。

目前,常用的注入高频信号主要有旋转高频电压信号<sup>[6]</sup>和脉振高频电压信号<sup>[7]</sup>。脉振电压信号注入法可以用于凸极率很小甚至表贴式永磁同步电机转子位置检测,但是转子位置信息提取的快速性和准确性对高频注入法位置跟踪性能有极大的影响。文献[8-9]设计了基于锁相环(PLL)的转子位

置跟踪方法,并将PI调节器和其串联构成PLL系统,可以快速准确地跟踪转子位置。文献[10]采用基于跟踪观测器的转子位置估计方法,对转子位置实现了较好的跟踪。以上方法虽然可以实现转子位置的快速跟踪,但是为了获得角度误差,要预先对高频响应电流进行幅值调制和低通滤波处理,增加了运算量。

本文基于脉振高频电压信号注入法,对IPMSM模型进行研究分析,将电力系统中对电信号的分析方法线性正弦跟踪(LST)算法<sup>[11]</sup>引用到转子位置跟踪中,设计了LST位置跟踪器,不需要对高频响应电流进行幅值调制和低通滤波,就可以直接提取转子角度误差,从而实现永磁同步电机的无位置传感器控制。

## 1 脉振高频电压信号注入法的原理

### 1.1 永磁同步电机数学模型

内置式三相永磁同步电机在旋转坐标系下的电压方程:

收稿日期: 2018-08-21

何继爱等 基于线性正弦跟踪算法的PMSM无位置传感器研究

$$\left. \begin{aligned} u_d &= Ri_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_e \varphi_q \\ u_q &= Ri_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_e \varphi_d \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

定子磁链方程:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \varphi_q &= L_q i_q \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1),电压方程可变成:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q &= Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中:  $u_d, u_q$  分别是定子电压的  $d, q$  轴分量;  $i_d, i_q$  分别是定子电流的  $d, q$  轴分量;  $R$  是定子电阻;  $\omega_e$  是电角速度;  $L_d, L_q$  分别是  $d, q$  轴的电感分量;  $\psi_f$  代表永磁体磁链。

转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

式中:  $T_e$  为电磁转矩;  $p$  为电机极对数。

## 1.2 脉振高频电压激励下的永磁同步电动机电流响应

当电机运行于低速区且注入信号频率远高于电机运行频率时,永磁同步电机可以近似等效为纯电感模型。此时式(3)可以简化:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & 0 \\ 0 & L_{qh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中:  $u_{dh}, u_{qh}$  为  $d, q$  坐标系定子高频电压分量;  $i_{dh}, i_{qh}$  为  $d, q$  坐标系定子高频电流分量;  $L_{dh}, L_{qh}$  为  $d, q$  坐标系定子高频电感。

建立如图1所示坐标系,  $\alpha, \beta$  为两相静止坐标系,  $\theta_e$  为实际转子位置角,  $\hat{\theta}_e$  为估计转子位置角,  $\Delta\theta_e$  为估计误差角,  $\Delta\theta_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 。高频电压注入时

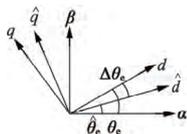


图1 几种坐标系间关系

候  $d, q$  坐标系的位置是未知的,只能在  $\hat{d}, \hat{q}$  坐标系注入,这两个坐标系的电压和电流关系式分别如下:

$$\begin{bmatrix} u_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} \end{bmatrix} \mathbf{R}(\Delta\theta_e) = \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \mathbf{R}(\Delta\theta_e)^{-1} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:

$$\mathbf{R}(\Delta\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta_e & \sin \Delta\theta_e \\ -\sin \Delta\theta_e & \cos \Delta\theta_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

在  $\hat{d}, \hat{q}$  坐标系中,高频电压和电流的关系:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\hat{d}h}}{dt} \\ \frac{di_{\hat{q}h}}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1}(\Delta\theta_e) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{R}(\Delta\theta_e) \begin{bmatrix} u_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:  $i_{\hat{d}h}, i_{\hat{q}h}$ , 以及  $u_{\hat{d}h}, u_{\hat{q}h}$  分别为在估计转子同步旋转坐标系中  $\hat{d}$  轴和  $\hat{q}$  轴的电流和电压高频分量。将式(9)改用平均电感和半差电感重写:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{\hat{d}h}}{dt} &= \frac{1}{L^2 - \Delta L^2} \cdot \\ &\quad \{ [L + \Delta L \cos(2\Delta\theta_e)] u_{\hat{d}h} + \Delta L \sin(2\Delta\theta_e) u_{\hat{q}h} \} \\ \frac{di_{\hat{q}h}}{dt} &= \frac{1}{L^2 - \Delta L^2} \cdot \\ &\quad \{ [\Delta L \sin(2\Delta\theta_e)] u_{\hat{d}h} + [L - \Delta L \cos(2\Delta\theta_e)] u_{\hat{q}h} \} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中: 平均电感  $L = (L_q + L_d) / 2$ , 半差电感  $\Delta L = (L_d - L_q) / 2$ 。本文采用向估计  $\hat{d}$  轴注入高频电压信号的方法,该方法对于电磁转矩的影响较小。注入电压信号如下:

$$\begin{bmatrix} u_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{in} \cos(\omega_{in} t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中:  $u_{in}$  为高频电压信号的幅值;  $\omega_{in}$  为高频电压信号的频率。

此时,式(10)可以简化:

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\Delta\theta_e) \\ -\Delta L \sin(2\Delta\theta_e) \end{bmatrix} \frac{u_{in}}{\omega_{in} L_d L_q} \sin(\omega_{in} t) \quad (12)$$

将  $q$  轴高频响应电流单独列写如下:

$$i_{\hat{q}h} = -\frac{\Delta L u_{in} \sin(2\Delta\theta_e)}{\omega_{in} L_d L_q} \sin(\omega_{in} t) \quad (13)$$

从式(13)中可以看出,高频响应电流幅值中含有转子位置误差信息。所以要提取其幅值,并将其调节至0,那么  $\Delta\theta_e$  也将为0,此时转子位置的估计值收敛到转子位置实际值。

## 2 线性正弦跟踪算法

### 2.1 线性正弦跟踪的原理

线性正弦跟踪(以下简称LST)算法可以实现对正弦信号幅值和相位的估计,根据最小方差原则和梯度下降法,再经过旋转变换,得到线性常微分方程,从而设计线性正弦跟踪器。当输入正弦信号的角频率等于滤波器的频率参数,则滤波器输出能够

实现对输入的无幅值误差、无相位误差跟随<sup>[10]</sup>。目前,LST算法主要应用于电力系统对电信号的分析。

假设已知频率为 $\omega_0$ 的单个正弦信号表达式:

$$u(t) = U \sin(\omega_0 t + \delta_0) \quad (-\pi \leq \delta_0 \leq \pi) \quad (14)$$

设幅值 $U$ 的估计值 $a$ ,相角 $\delta_0$ 的估计值 $\delta$ , $u(t)$ 本身的估计值为 $\hat{u}(t)$ :

$$\hat{u}(t) = a \sin(\omega_0 t + \delta) \quad (15)$$

把式(14)展开得到:

$$u(t) = U \cos \delta_0 \sin(\omega_0 t) + U \sin \delta_0 \cos(\omega_0 t) \quad (16)$$

选择状态变量: $y(t) = [y_1(t) \ y_2(t)]^T$  则 $\hat{u}(t)$ 表示:

$$\hat{u}(t) = y_1(t) \sin(\omega_0 t) + y_2(t) \cos(\omega_0 t) \quad (17)$$

幅值的估计值 $a(t)$ :

$$a(t) = \sqrt{y_1^2(t) + y_2^2(t)} = \sqrt{y^T(t) y(t)} \quad (18)$$

信号的估计误差 $e(t)$ :

$$e(t) = u(t) - \hat{u}(t) \quad (19)$$

根据最小均方误差思想,定义代价函数:

$$J(y) = 0.5e^2(t) = 0.5 [u(t) - \hat{u}(t)]^2 \quad (20)$$

采用随机梯度下降法,并且每个状态的变化方向为 $J(y)$ 对该状态的梯度的负方向:

$$\dot{y} = -\mu \frac{\partial J(y)}{\partial y} \quad (21)$$

$\mu$ 为矩阵,调节 $y(t)$ 收敛到最优值的速度以及算法的稳定性。令 $\mu_1 > \mu_2 > 0$ 选择:

$$\mu = \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 \\ 0 & \mu_2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

得到周期系数线性动力系统:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu_1 \sin^2(\omega_0 t) & -\mu_1 \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) \\ -\mu_2 \cos(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t) & -\mu_2 \cos^2(\omega_0 t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu_1 \sin(\omega_0 t) \\ \mu_2 \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} u(t) \quad (23)$$

$y(t)$ 做旋转变换,令:

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} \quad (24)$$

代入式(23)可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu_1 \sin^2(\omega_0 t) & -\mu_2 \cos^2(\omega_0 t) & \omega_0 \\ & -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu_1 \sin^2(\omega_0 t) + \mu_2 \cos^2(\omega_0 t) \\ (\mu_1 - \mu_2) \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} u(t) \quad (25)$$

指定 $\mu_1 = \mu_2 = \mu > 0$ 并用 $\eta$ 代替 $\omega_0$ ,记 $\eta$ 为滤波算法频率参数。设 $A_1 = \begin{bmatrix} -\mu & \eta \\ -\eta & 0 \end{bmatrix}$ , $B_1 = \begin{bmatrix} \mu \\ 0 \end{bmatrix}$ ,

得到LST算法:

$$\dot{X}(t) = A_1 X(t) + B_1 u(t) \quad (26)$$

估计信号 $\hat{u}(t)$ 、估计幅值 $a(t)$ 和估计相角 $\delta(t)$ 的计算公式:

$$\hat{u}(t) = x_1(t) \quad (27)$$

$$a(t) = \sqrt{x_1^2(t) + x_2^2(t)} \quad (28)$$

$$\delta(t) = \text{mod} \{ \{ \arctan \{ 2 [x_1(t) \ x_2(t)] \} - \text{mod}(\eta t \ 2\pi) + \pi \} \ 2\pi \} - \pi \quad (29)$$

由式(28)可以对信号的幅值进行计算跟踪。

## 2.2 LST算法的稳定性证明

设 $X_2(0) = [X_1(0) \ X_2(0)]^T$ 为状态变量的初

始值,记 $\tilde{x}(t) = [\tilde{x}_1(t) \ \tilde{x}_2(t)]^T$ 为式(26)的暂态响应,式(26)的齐次方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu & \eta \\ -\eta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \end{bmatrix} \quad (30)$$

对式(30)进行Laplace变换,有:

$$\begin{bmatrix} \tilde{X}_1(s) \\ \tilde{X}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s + \mu & -\eta \\ \eta & s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} X_1(0) \\ X_2(0) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \mu s + \eta^2} \begin{bmatrix} s & -\eta \\ \eta & s + \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(0) \\ X_2(0) \end{bmatrix} \quad (31)$$

对式(31)进行Laplace逆变换,有三种情况:

(1)当 $\mu = 2\eta$ 时,有:

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \end{bmatrix} = e^{-0.5\mu t} \begin{bmatrix} X_{10} \\ X_{20} \end{bmatrix} + e^{-0.5\mu t} \eta t \begin{bmatrix} X_{20} - X_{10} \\ X_{20} - X_{10} \end{bmatrix};$$

(2)当 $\mu > 2\eta$ 时,令 $\beta = \sqrt{\mu^2 - 4\eta^2}$ ,有:

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \end{bmatrix} = \frac{e^{-0.5(\mu-\beta)t}}{2\beta} \begin{bmatrix} 2\eta X_{20} - X_{10}(\mu - \beta) \\ X_{20}(\mu + \beta) - 2\eta X_{10} \end{bmatrix} + \frac{e^{-0.5(\mu+\beta)t}}{2\beta} \begin{bmatrix} X_{10}(\mu + \beta) - 2\eta X_{20} \\ 2\eta X_{10} - X_{20}(\mu - \beta) \end{bmatrix};$$

(3) 当  $\mu < 2\eta$ , 令  $\beta = \sqrt{4\eta^2 - \mu^2}$ , 有:

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \end{bmatrix} = A e^{-0.5\mu t} \begin{bmatrix} \sin(0.5\beta t + \gamma_1) \\ \cos(0.5\beta t + \gamma_2) \end{bmatrix}$$

$$\gamma_1 = \arctan \frac{2\eta\beta X_{10}}{\mu^2 X_{20} - 2\mu\eta X_{10}}$$

$$\gamma_2 = \arctan \frac{2\eta X_{10} - \mu X_{20}}{\beta X_{20}}$$

$$A = \sqrt{\frac{4\eta^2(X_{10}^2 + X_{20}^2) - 4\mu\eta X_{10}X_{20}}{4\eta^2 - \mu^2}}$$

综上所述, 因为  $\mu > 0$ , 所以  $\tilde{x}(t)$  将按指数规律随时衰减到 0。式(26)是渐进稳定的, 增大参数  $\mu$  可以加快衰减速度。

### 3 仿真与分析

由 LST 算法直接跟踪式(13)的高频响应电流的幅值变化, 提取角度误差值  $\Delta\theta_e$ , 并将其调节至 0, 那么  $\Delta\theta$  也将为 0, 此时转子位置的估计值收敛到转子位置实际值。基于 LST 算法的脉振高频电压信号注入法原理, 如图 2 所示, 其中  $T_{3s/2s}$  表示三相坐标系转换到静止坐标的变换矩阵;  $T(\theta_e)$  表示静止坐标系转换为旋转坐标系的变换矩阵;  $T^{-1}(\theta_e)$  为旋转坐标系转换为静止坐标系的变换矩阵。

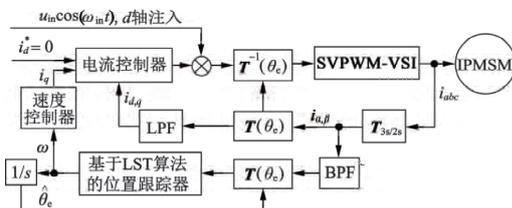


图 2 基于 LST 算法的脉振高频电压信号注入法原理框图

为了验证该方法的可行性, 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建系统仿真模型, 电机仿真参数如表 1 所示。脉振高频电压信号的幅值  $u_{in} = 20 \text{ V}$ , 频率  $\omega_{in} = 1000 \text{ Hz}$ , 低通滤波器(LPF)的设计采用巴特沃斯方法, 阶数为 1, 通带频率为 150 Hz。带通滤波器(BPF)的设计采用巴特沃斯方法, 阶数为 2, 低通带边缘频率为 987 Hz, 高通带边缘频率为 1018 Hz。仿真条件: 采用变步长 ode45 算法, 相对误差为 0.001, 仿真时间为 1 s。

表 1 电机仿真参数

参数	数值	参数	数值
d 轴定子电感 $L_d/\text{mH}$	5.2	定子电阻 $R/\Omega$	0.33
q 轴定子电感 $L_q/\text{mH}$	17.4	磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.646
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.008	极对数 $p$	2
阻尼系数 $B/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.008		

在参考转速为 100 r/min 的空载运行下, 图 3 为转子位置估计和实际值的对比图, 从图 3 可以看出,

估计值和实际值基本吻合。图 4 为位置估计误差, 由图 4 可以看出估计误差小于  $1^\circ$  ( $1 \text{ rad} \approx 57.3^\circ$ ), 表明估计转子位置能够实时反映转子的实际位置。

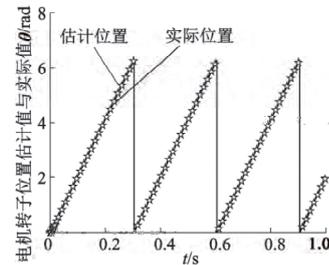


图 3 转子位置对比图

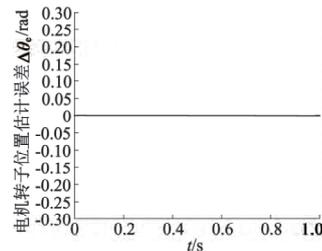


图 4 位置估计误差

图 5 为电机转速估计值与实际值的对比图, 从图 5 中可以看出, 估计转速响应速度快, 超调小, 较快地稳定在额定转速值。图 6 为转速估计误差, 由图 6 可以看出, 在开始阶段, 转速估计误差较大, 稳定之后, 在转速 100 r/min 时估计误差可以控制在 0.02 r/min 的范围内, 说明估计转速可以真实地反映实际转速值, 可用于电机的无位置传感器控制。

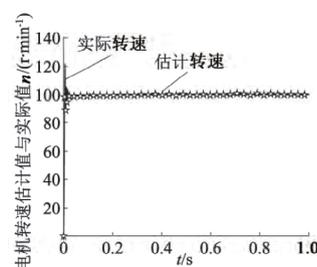


图 5 电机转速对比图

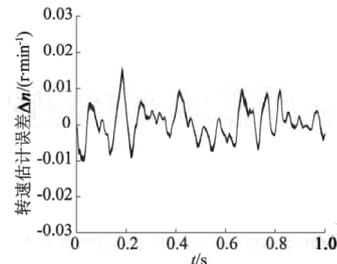


图 6 转速估计误差

### 4 结语

本文对脉振高频电压信号注入法在永磁同步电机无位置传感器控制的应用进行了研究分析, 将电力系统中对电信号的分析方法——LST 算法运用到 (下转第 65 页)

何继爱等: 基于线性正弦跟踪算法的 IPMSM 无位置传感器研究

表1 性能评价

控制方法	ISE	ITAE
MFAC 预测控制	3.562 4	0.606 4
PID	3.797 9	0.721 4

#### 4 结 语

本文通过分析数控机床位置伺服系统的动态线性化模型,在 MFAC 方法基础上,结合预测控制方法,完成了位置伺服系统数据驱动预测控制方案的设计。仿真结果表明,采用 MFAC 预测控制方法,相比传统 PID 方法,其精确度提高了 6.2%,控制平稳度提高了 15.94%。

#### 参考文献

[1] 刘春芳,张健.数控机床用磁悬浮系统非线性时变滑模变结构控制[J].中国机械工程,2013,24(21):2921-2927.  
 [2] 史晓娟,杨紫艳.基于模糊滑模控制的数控机床位置伺服系统[J].控制技术与机床,2017(3):64-68.  
 [3] 许文斌,曾全胜.高精度数控机床进给伺服系统的模糊自适应 PID 控制[J].机床与液压,2014(20):128-131.  
 [4] 付兰慧,周磊,曹永军.数控机床控制系统 PID 参数自整定方法研究[J].机电工程技术,2015(8):87-91.  
 [5] 孙宇新,钱忠波.数控机床高速无轴承异步电动机悬浮子系统 RBFNN 逆独立解耦控制[J].振动与冲击,2016,35(21):196-202.  
 [6] 李慧,王东昌,张皓.基于交叉耦合技术的数控机床双轴驱动同步控制[J].机械设计与制造,2016(7):130-134.  
 [7] 苏丹,龙雄辉.数控机床励磁绕组的超阻尼协调控制方法研究[J].内蒙古师范大学学报:自然科学版,2016,45(1):60-63.

(上接第 56 页)

电机控制系统,简化系统结构,提高系统性能,实现了转子误差角度的快速准确提取,并通过仿真验证了该方法的有效性,为永磁同步电机无位置传感器控制提供了一种新的途径。

#### 参考文献

[1] 杨雷.基于高频信号注入永磁电机无传感器控制降噪策略[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.  
 [2] 张宇慧,丁德锐,董晓光.基于滑模观测器与模糊 PID 的 PMSM 无位置传感器控制系统[J].电子测量技术,2018,41(5):6-12.  
 [3] 袁雷,沈建清,肖飞,等.插入式永磁低速同步电机非奇异终端滑模观测器设计[J].物理学报,2013,62(3):45-53.  
 [4] 王丽梅.基于高频信号注入的永磁同步电动机无位置传感器控制[D].沈阳:沈阳工业大学,2005.  
 [5] 王高林,杨荣峰,于泳,等.内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法[J].电机与控制学报,2010,14(6):56-60.  
 [6] Lorenz R D. Practical issues and research opportunities when implementing zero speed sensorless control[C]// International Con-

[8] JIN M,LEE J,TSAGARAKIS N G. Model-free robust adaptive control of humanoid robots with flexible joints[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1706-1715.  
 [9] DONG Z, PAN Y, ZHANG Z, et al. Model-free adaptive control law for nuclear superheated-steam supply systems[J]. Energy, 2017(6): 53-67.  
 [10] ZHANG H, ZHOU J, SUN Q, et al. Data-driven control for inter-linked AC/DC microgrids via model-free adaptive control and dual-droop control[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(2): 557-571.  
 [11] 侯忠生,金尚泰.无模型自适应控制--理论与应用[M].北京:科学出版社,2013.  
 [12] HOU Z, JIN S. Model free adaptive control-theory and applications [J]. Brain Research, 2016(2): 202-205.  
 [13] DAI J, CAO R, HOU Z. Model-free adaptive predictive control for non-circular cutting derived CNC system [C]// Chinese Control and Decision Conference, 2016: 5772-5777.  
 [14] 李宏韬. PMSM 驱动系统无模型预测控制[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2017.  
 [15] 史婷娜,李聪,姜国凯,等.基于无模型预测控制的无刷直流电机换相转矩波动抑制策略[J].电工技术学报,2016,31(5):54-61.  
 [16] 韩志刚.动态系统时变参数的辨识[J].自动化学报,1984,10(4):330-337.  
 [17] 韩志刚.多层递阶方法及其应用[M].北京:科学出版社,1989.

作者简介:梁建智(1986—),男,硕士,讲师,主要从事机电控制与自动化研究。

ference on Electrical Machines and Systems. IEEE, 2001(1): 1-10.  
 [7] Wang G, Yang R, Xu D. DSP-Based Control of Sensorless IPMSM Drives for Wide-Speed-Range Operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720-727.  
 [8] Piippo A, Salomaki J, Luomi J. Signal Injection in Sensorless PMSM Drives Equipped With Inverter Output Filter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(5): 1614-1620.  
 [9] Jeong Y S, Lorenz R D, Jahns T M, et al. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(1): 38-45.  
 [10] 陈坤,王辉,吴轩,等.一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J].中国电机工程学报,2017,37(20):6083-6091.  
 [11] 储昭碧.基于自适应陷波滤波器的电力信号时频分析[D].合肥:合肥工业大学,2009.

作者简介:何继爱(1969—),男,副教授,研究方向为信号处理。