

# 基于新型SMO的无位置传感器PMSM模型预测控制

丁立<sup>1</sup>, 和阳<sup>2</sup>, 吉敬华<sup>1</sup>, 赵文祥<sup>1</sup>, 朱纪洪<sup>2</sup>

(1. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013;

2. 清华大学 计算机科学与技术系, 北京 100084)

**摘要:**提出了一种新型无位置传感器模型预测控制策略,通过改进传统滑模观测器(SMO),采用Type II型跟踪环路对SMO估计的两相等效反电动势的角频率和相角信息实现无差跟踪,有效避免了传统方法采用反正切和微分运算求取转子位置和转速时会放大的高频噪声,使转子位置估计更为精准。同时,以改进滑模观测器估计的电机转子位置角为基础,采用有限集模型预测控制策略,无需整定电流内环参数,实现无位置传感器运行,提高了系统可靠性、降低硬件成本。仿真和实验结果表明,提出的控制策略具有较高精度和较好的动态控制性能。

**关键词:**永磁同步电机;模型预测控制;滑模观测器;Type II型跟踪环路

中图分类号:TM351

文献标识码:A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd19779

## Sensorless Model Predictive Control Based on New Sliding Mode Observer for PMSM

DING Li<sup>1</sup>, HE Yang<sup>2</sup>, JI Jinghua<sup>1</sup>, ZHAO Wenxiang<sup>1</sup>, ZHU Jihong<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, Jiangsu, China;

2. Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** A novel sensorless model predictive control strategy was proposed. By improving the traditional sliding mode observer(SMO), the angular frequency and angular information of the two-phase equivalent back-EMF estimated by SMO were tracked accurately by the Type II tracking loop. It effectively avoided the high frequency noise when the traditional method calculates the rotor position and speed by using the arc tangent and differential operation. The rotor position estimation was more accurate. At the same time, based on the improved SMO estimating the rotor position angle, a finite set model predictive control strategy was adopted, which could realize sensorless operation without setting the current inner loop parameters, thus improving the system reliability and reducing the hardware cost. The simulated and experimental results show that the proposed control strategy has high accuracy and good dynamic control performance.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor(PMSM); model predictive control; sliding mode observer(SMO); Type II tracking loop

永磁同步电机(PMSM)具有效率高、功率密度大等突出优点,在电动汽车、航空航天等系统中得到了广泛的应用。PMSM通常以位置传感器来实时检测电机转子位置,但是传统机械位置传感器易受温度、湿度等环境条件的影响,并且作为系统的一部分使其可靠性降低,所以国内外学者对用无位置控制算法代替传统机械位置传感器来得到电机转子位置角和转速进行了大量

研究。

PMSM无位置控制算法核心目标是获取转子位置角,目前,常见的无位置传感器控制方法主要有高频信号注入法<sup>[1-3]</sup>、模型参考自适应(model reference adaptive system, MRAS)估算法<sup>[4-5]</sup>、智能算法(如神经网络法<sup>[6]</sup>)以及基于各种观测器的估算法(如滑模观测器法<sup>[7-11]</sup>、全阶降阶状态观测器法)等。文献[1-3]使用高频信号注入

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51777090);江苏省自然科学基金(BK20171298)

作者简介:丁立(1993—),男,硕士,Email: dl5340@mail.tsinghua.edu.cn

法来估算电机转子位置,虽然可以在宽速度范围内有好的估算结果,但是产生合适的高频信号,在高频响应后提取有效的转子位置信息存在一定的难度,限制了高频信号注入法的广泛应用。文献[4]重建电机数学模型设置状态观测器,使用的模型参考自适应法在高速时估算电机转子位置角和转速,并且设计了二维模糊规则对模型参考自适应法要求电机精确参数的缺点进行改进,得到了较为精准的转子位置,但是环境干扰对电机参数的影响仍会造成一些系统误差,这是模型参考自适应法基于电机数学模型固有的弊端。滑模观测器<sup>[8-15]</sup>具有鲁棒性强、动态响应快、易于工程实现等优点受到了广泛关注。文献[12]提出了一种基于滑模观测器复合控制策略,在低速时使用IF控制,高速时采用滑模观测器,通过合理设计过渡状态,实现了两种控制策略的平滑切换。文献[13]将滑模观测器与滑模控制器同时应用于PMSM无位置控制,解决了滑模观测器在零速及附近的低速范围内所存在的预测死区问题。文献[14]将滑模观测器用于直接转矩控制算法,解决了传统直接转矩中转矩脉动大和电机在空载或突加负载运行时直轴电流分量大的问题。

在上述众多滑模观测器无位置算法中,都是基于矢量控制或直接转矩控制,把其与模型预测控制(model predictive control, MPC)<sup>[16-19]</sup>结合起来的研究尚不多见,本文考虑到传统滑模观测器直接采用反正切和微分运算求取转子位置和转速时会放大反电动势中的高频干扰,对其进行改进,提出的新型滑模观测器采用Type II型跟踪环路提取两相等效反电动势的角频率和相角信息,使转子位置估计更为精准,将改进的滑模观测器应用于有限集模型预测控制,避免了传统矢量控制电流内环及参数整定对转子位置角估计精度的影响,实现了电机的无位置运行,促进了MPC在电机控制系统中的实用化。

首先,讨论基于新型滑模观测器无位置传感器PMSM模型预测控制系统结构和对象模型;然后,提出基于新型滑模观测器的转子位置与转速的估算方法,并利用李雅普诺夫稳定性理论对其可行性进行论证;最后,在三相永磁同步电机平台上对方法进行了仿真和实验。从仿真和实验结果分析可知,角度和速度估计误差在很小范围内,系统动态性能良好。

# 1 三相PMSM无位置传感器控制系统结构及离散数学模型

## 1.1 PMSM无位置传感器控制系统结构

基于新型SMO的PMSM无位置模型预测控制基本框图如图1所示。

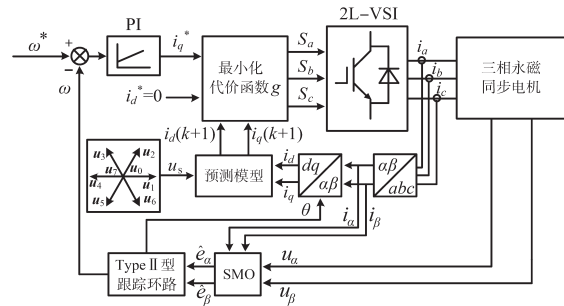


图1 PMSM无位置传感器模型预测控制框图

Fig.1 Block diagram of sensorless model predictive control for PMSM

首先,由预测模型预测得到定子电压和电流,把结果输入到滑模观测器,由Type II型跟踪环路获得电机转子位置和转速;其次,用当前时刻 $d, q$ 轴定子电流和滑模观测器估算所得的转子位置角来预测下一个时刻 $d, q$ 轴电流;最后,根据代价函数得到此时的最优电压矢量,控制思想简单直接。在此系统中不需要传统的电流环,避免了对电流环PI的参数调节,且新型滑模观测器高精度估算转子位置角又进一步的提升了系统控制性能。

## 1.2 三相PMSM离散数学模型

PMSM在 $d-q$ 坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q$ 分别为定子 $d, q$ 轴的电压; $i_d, i_q$ 分别为定子 $d, q$ 轴的电流; $R$ 为定子电阻; $L_d, L_q$ 分别为定子 $d, q$ 轴电感,电机为表贴式, $L_d=L_q$ ;  $\Psi_f$ 为永磁磁链; $\omega$ 为转子电角速度。

电机电磁转矩方程可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p \Psi_f i_q \quad (2)$$

式中: $p$ 为PMSM极对数

为了实现模型预测控制,需要对电机模型进行离散化。对采样时间 $T_s$ 的定子电流导数采用欧拉近似法,即

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (3)$$

两相同步旋转坐标系下的预测定子电流表达式可从式(1)和式(3)得出:

$$\begin{cases} i_d^p(k+1) = (1 - \frac{RT}{L})i_d(k) + T\omega i_q(k) + \frac{T}{L}u_d \\ i_q^p(k+1) = (1 - \frac{RT}{L})i_q(k) - T\omega i_d(k) - \Psi_f T\omega + \frac{T}{L}u_q \end{cases} \quad (4)$$

其中  $L = L_d = L_q$   
式中:  $T$ 为控制周期;  $i_d(k), i_q(k)$ 为当前时刻的状态变量;  $i_d(k+1), i_q(k+1)$ 为预测得到的下一时刻的状态变量。

## 2 新型滑模观测器设计

### 2.1 滑模观测器估计反电动势

电机在运行时,绕组中的电流和电压是电机比较容易测得的变量,但是电压是由控制器产生控制电机的给定量,而电流则作为电机的响应量可以表示电机的状态,因此,本文选定PMSM定子绕组电流作为新型滑模观测器的状态变量构造滑模观测器。当电机在滑动模态工作时,滑模观测器估测得到的反电势实现对电机实际的反电势实时跟踪,可设计一个低通滤波器对其进行提取。

通过坐标变换,得到两相静止坐标系下电机定子电压方程为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}e_\beta \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $u_\alpha, u_\beta$ 分别为定子 $\alpha, \beta$ 轴的电压;  $i_\alpha, i_\beta$ 分别为定子 $\alpha, \beta$ 轴的电流;  $e_\alpha, e_\beta$ 分别为定子 $\alpha, \beta$ 轴的反电动势。

根据式(5)构造PMSM的滑模观测器为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{k}{L}\text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{k}{L}\text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (6)$$

其中  $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$   $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$   
式中:  $k$ 为观测器常量增益;  $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 分别为 $\alpha, \beta$ 轴电流观测值;  $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ 分别为 $\alpha, \beta$ 轴电流观测误差。

定义符号函数  $\text{sign}(x)$  为

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x < 0, x > 0 \\ 0 & x = 0 \end{cases} \quad (7)$$

假设在模型中电机参数都是确定的,由式(5)减去式(6)可得电流误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{k}{L}\text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{k}{L}\text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (8)$$

定义滑模切换面为

$$s = \mathbf{x} = [\tilde{i}_\alpha \quad \tilde{i}_\beta]^T \quad (9)$$

当滑模增益 $k$ 足够大时,满足广义滑模存在条件,状态变量进入滑模状态,在滑模面上上下抖动,经计算推导可得:

$$\begin{cases} z_\alpha = k \cdot \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ z_\beta = k \cdot \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $z_\alpha, z_\beta$ 中不仅包含反电势信号,还包括高频切换信号,通过低通滤波器滤除掉高频成分后,就是所估计的反电势:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\alpha \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\beta \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $\omega_c$ 为截止频率。

$\omega_c$ 和转速的关系为

$$\omega_c = \frac{\omega}{K} \quad (12)$$

滤波器传递函数可表示为

$$G(j\omega) = \frac{\omega_c}{\omega_c + j\omega} = \frac{1}{1 + jK} \quad (13)$$

其中,  $K$ 一般在0.05~0.1范围内取值。

### 2.2 滑模观测器稳定性分析

永磁反电势谐波会使滑模观测器振荡,导致出现电流误差,使其稳定的条件可由李雅普诺夫稳定性理论得出。

构造李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2}\tilde{i}_\alpha^2 + \frac{1}{2}\tilde{i}_\beta^2 > 0 \quad (14)$$

对式(14)求导后,将电流误差方程代入得到:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2}\tilde{i}_\alpha \left[ -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{k}{L}\text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \right] + \\ &\quad \frac{1}{2}\tilde{i}_\beta \left[ -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{k}{L}\text{sign}(\tilde{i}_\beta) \right] \\ &= -\frac{R}{L}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \frac{1}{L} \{ \tilde{i}_\alpha [e_\alpha - k\text{sign}(\tilde{i}_\alpha)] + \\ &\quad \tilde{i}_\beta [e_\beta - k\text{sign}(\tilde{i}_\beta)] \} \end{aligned} \quad (15)$$

当 $k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 时,  $e_\alpha - k \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) < 0, e_\beta - k \text{sign}(\tilde{i}_\beta) < 0$ , 即  $\dot{\nu} < 0$ , 因此得到滑模观测器稳定条件是:  $k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 。

### 2.3 转子位置与转速估算

由于逆变器的非线性, 系统中存在大量谐波, 直接用反正切求取的位置角会存在误差, 导致估测结果不准确, 本文通过 Type II 型跟踪环路的相位反馈控制实现相位同步, 来提取 SMO 估测反电势中的位置信息, 保证了受控频率准确跟踪信号频率, 用于解决由滤波器引起的相位误差。

基于 Type II 型跟踪环路的转子位置估计框图如图 2 所示。由图 2 可知, Type II 型跟踪环路包含 3 个部分: 鉴相器、环路滤波器和反馈调节器。首先, 鉴相器处理估计得到的反电势, 与此同时, 两个信号的边路是对鉴相器的反馈, 带宽可由  $k_p$  和  $k_i$  来调节。因为电机转速不能突变, 估计转速可直接由 Type II 型跟踪环路得到。

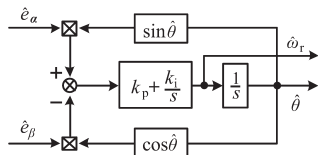


图 2 基于 Type II 型跟踪环路的转子位置估计框图  
Fig.2 Diagram of rotor position estimation based on Type II tracking loop

基于 Type II 型跟踪环路系统响应框图如图 3 所示。由图 3 可知, Type II 型跟踪环路的传递函数可表示为

$$\varphi(s) = \frac{-(0.5k_p s + k_i)}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (16)$$

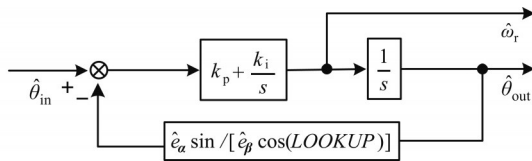


图 3 基于 Type II 型跟踪环路系统响应框图  
Fig.3 Response diagram of Type II tracking loop system

假设输入反电势中含有谐波成分, 则估计的反电势可表示为

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha(t) = A \cos(\omega_0 t) + \sum_{h=2}^N [A_h \sin(h\omega_h + \frac{h\pi}{2})] \\ \hat{e}_\beta(t) = A \sin(\omega_0 t) + \sum_{h=2}^N [A_h \sin(h\omega_h t)] \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $\omega_0$  为输入信号的基波频率;  $\omega_h$  为高次谐波成分;  $A, A_h$  分别是基波和高次谐波的振幅。

环路滤波器的输入信号  $\varepsilon(t)$  可表示为

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) = & A \sin[(\omega_0 - \hat{\omega}_r)t] + \\ & \left\{ \sum_{h=2}^N [A_h \sin(h\omega_h) \cos(\hat{\omega}_r t)] - \right. \\ & \left. \sum_{h=2}^N [A_h \sin(h\omega_h + \frac{h\pi}{2}) \sin(\hat{\omega}_r t)] \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

通过 Type II 型跟踪环路, 2 次谐波被完全限制, 转子位置角的估计精度得到了有效改善。

## 3 仿真和实验验证

### 3.1 仿真结果

为了验证本文控制算法的正确性, 在 Matlab 中搭建三相 PMSM 控制系统对其进行验证。系统采样频率 20 kHz, 直流母线电压 100 V, 负载 5 N·m, 电机仿真和实验参数为: 永磁磁链 0.072 6 Wb, 直轴电感 1.64 mH, 交轴电感 1.848 mH, 极对数 3, 额定电流 7.7 A, 电枢绕组电阻 0.427  $\Omega$ 。

参考速度为 500 r/min, 在 0.2 s 时, 使负载转矩增加到 10 N·m。图 4 为三相电流波形, 从图 4 可以看出, 突加负载后三相电流幅值变大, 但波形依然为正弦波形。图 5 为  $d, q$  轴电流波形, 从图 5 可以看出,  $i_d$  始终在 0 左右波动,  $i_q$  则跟随着负载变化, 在突加负载后很快趋于稳定。

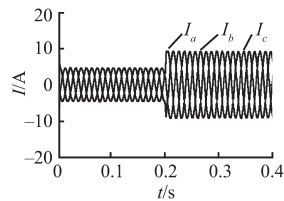


图 4 三相电流波形

Fig.4 Three phase current waveforms

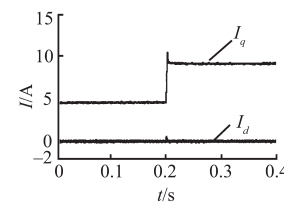


图 5  $d, q$  轴电流波形

Fig.5  $d, q$  axis current waveforms

使负载转矩恒定为 5 N·m, 给定转速在 0.2 s 由 500 r/min 变为 1 000 r/min。图 6 是滑模观测器估算得到的位置和实测位置的对比; 图 7 则是估算速度和电机实测速度的对比; 图 8 是转子位置角度估测误差; 图 9 是转速估测误差。从图中可以看出, 电机运行平稳时, 转子位置角度估测误差为  $3^\circ$  左右, 转速估测误差处于 3 r/min 的范围

内,估测得到的电机转子位置角也保持在较高精度,在转速突变过后可以在很短的时间内恢复到平稳,为整个控制系统提供准确的转子位置角和转速。

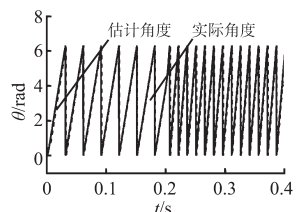


图6 估测、实测位置对比

Fig.6 Comparison between estimated position and actual position

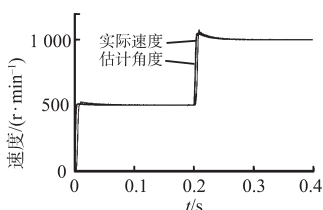


图7 估测、实测实际速度对比

Fig.7 Comparison between estimated speed and actual speed

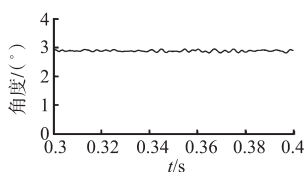


图8 转子位置角度估测误差

Fig.8 Rotor position angle estimation error

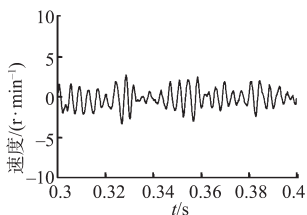


图9 转速估测误差

Fig.9 Velocity estimation error

### 3.2 实验结果

为了实际验证PMSM无位置传感器模型预测控制算法,搭建了三相PMSM控制平台,进行了实验验证。处理器选用TI公司的TMS320F28377,采样频率为20 kHz,负载为磁粉制动器,通过联轴器与电机相连,对其通电产生相应负载转矩。

图10为转速500 r/min下实际位置与估测位置、实际转速与估测转速对比。从图10中可以看出,估测得到的位置误差处于 $\pm 4^\circ$ 范围内,由Type II型跟踪环路估测的转速在500 r/min上下波动,

误差小于10 r/min,由于实际工况原因与仿真结果存在少许误差,因此在合理范围内。由实验结果可知,可以由改进的滑模观测器得到精准的转子位置角和转速。

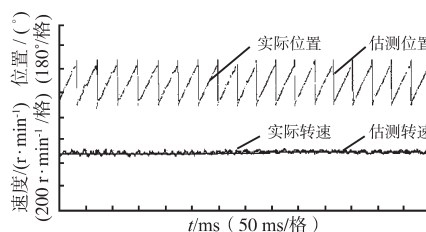


图10 500 r/min 估测转速位置与实际转速位置对比

Fig.10 Estimation of speed position and actual speed position comparison at 500 r/min

图11为转速由500 r/min阶跃到600 r/min下实际位置与估测位置、实际转速与估测转速对比,从图中可看出,转速变化平稳,在阶跃后,估测转速仍然可以准确跟踪实际转速,误差小于15 r/min,系统动态性能良好。阶跃后,估测转子位置角误差保持在 $\pm 6^\circ$ 范围内。

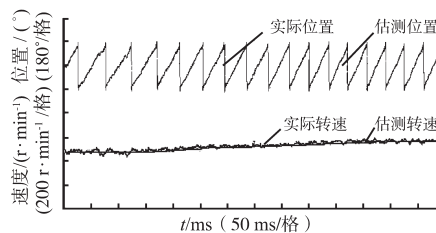


图11 转速阶跃估测转速位置与实际转速位置对比

Fig.11 Estimation of speed position and actual speed position comparison when rotating speed step

图12为实际转速、Type II型跟踪环路法与直接微分法估测转速对比,由图12可知,Type II型跟踪环路法估测得到转速更为平稳,误差更小。图13为实际位置、Type II型跟踪环路法与直接微分法估测位置对比,Type II型跟踪环路法估测得到转子位置角比直接微分法毛刺更小,精度更高。实验结果证明了Type II型跟踪环路法估测得到的转速跟位置都具有较高精度。

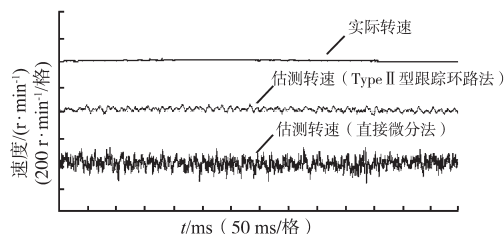


图12 2种估测转速方法与实际转速对比

Fig.12 Comparison of two methods for estimating rotational speed with actual rotational speed

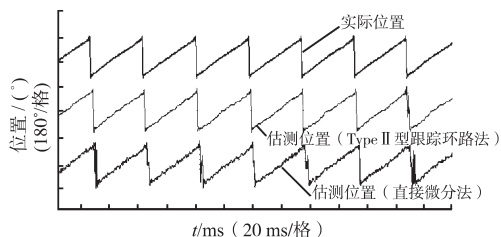


图13 2种估测位置方法与实际位置对比

Fig.13 Comparison of two location estimation methods with actual location

## 4 结论

本文基于模型预测控制实现了新型滑模观测器无位置算法,在新型滑模观测器中,使用Type II型跟踪环路提取两相等效反电动势中的位置和转速信息,避免了使用反正切和微分环节,使位置估测更为精准,促进了MPC在电机控制领域的实用化。仿真和实验结果表明,基于MPC的滑模观测器估算得到的转子位置和转速具有较高精度,为PMSM高性能调速提供了新的方案。

### 参考文献

[1] 刘海东,周波,郭鸿浩,等. 脉振高频信号注入法误差分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 38-44.

[2] Lin T C, Zhu Z Q. Sensorless Operation Capability of Surface-mounted Permanent-magnet Machine Based on High-frequency Signal Injection Methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2161-2171.

[3] 周扬忠,龙世鹏. 基于转子高频脉动电流注入的同步电动机无位置传感器型直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 223-230.

[4] Mei Yang, Sun Kai, Shi Yuchao. A 2-D Fuzzy Logic Based MRAS Scheme for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Cyclic Fluctuating Loads[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2015, 1(1): 85-91.

[5] Zhao Yue, Qiao Wei, Wu Long. Improved Rotor Position and Speed Estimators for Sensorless Control of Interior Permanent-magnet Synchronous Machines [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 627-639.

[6] 王一光,李晓杰,陈兴林. 基于永磁直线同步电机的光刻机掩模台鲁棒自适应神经网络控制[J]. 电工技术学报, 2016,

31(6): 38-46.

[7] Sheng L, Li W, Wang Y, *et al.* Sensorless Control of a Shearern Short-range Cutting Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on a New Sliding Mode Observer[J]. IEEE Access, 2017, 5(99): 18439-18450.

[8] Liang Donglai, Li Jian, Qu Ronghai. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Based on Second-order Sliding-mode Observer with Online Resistance Estimation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3672-3682.

[9] 张旭龙,谭国俊. 在线建模的开关磁阻电机四象限运行无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 26-32.

[10] 侯利民,王怀震,李勇,等. 级联式滑模观测器的永磁同步电机鲁棒滑模控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(11): 2071-2076.

[11] 王庆龙,张兴. 永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897-902.

[12] 刘计龙,肖飞,麦志勤,等. IF控制结合滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器复合控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 919-929.

[13] 陈思溢,皮佑国. 基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(12): 108-117.

[14] 樊英,张丽,程明. 基于宽速滑模观测器的新型自减速永磁轮毂电机无传感器直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 141-159.

[15] 陆斌泉,林鹤云,冯奕,等. 永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 106-113.

[16] Rodriguez J, Kennel R, Espinoza J, *et al.* High-performance Control Strategies for Electrical Drives: an Experimental Assessment[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 812-820.

[17] Rodriguez J, Kazmierkowski M, Espinoza J, *et al.* State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics[J]. IEEE Trans. on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1003-1016.

[18] Cortes P, Kazmierkowski M, Kennel R, *et al.* Predictive Control in Power Electronics and Drives[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.

[19] Miranda H, Cortes P, Yuz J, *et al.* Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-space Models [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1916-1924.

收稿日期:2018-12-18

修改稿日期:2019-02-20