

基于模糊全阶滑模观测器的PMSM无传感器控制

于辉¹,周士贵¹,马飞鸿¹,张可程²

(1.曲阜师范大学工学院,山东日照276800;

2.日照东方电机有限公司,山东日照276800)

摘要:为解决传统滑模观测器采用固定滑模增益在永磁同步电机转子位置检测低速抖振严重的问题,提出了旨在提高宽调速范围滑模抖振抑制性能的模糊自适应调节滑模增益的全阶滑模观测器。首先,以定子电流与扩展反电动势为观测对象构建全阶滑模观测器,采用定子电流实际值与观测值的误差和误差变化率为输入量构建模糊控制规则,并根据实时观测的电机转速,实现在不同转速时的滑模增益自适应调节。然后,采用双曲正切函数代替传统的符号开关函数实现软开关切换的连续滑模控制,并且为消除转速造成的影响,采用归一化正交锁相环获得扩展反电动势中准确的转子位置信息。最后,搭建了永磁同步电机驱动试验平台,在低速与中高速范围内分别进行实验验证。实验结果表明,相比于传统滑模观测器,所提算法在宽调速范围时控制性能更具有优势。

关键词:永磁同步电机;全阶滑模观测器;模糊自适应控制;无传感器控制;双曲正切函数

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24866

Sensorless Control of PMSM Based on Fuzzy Full-order Sliding Mode Observer

YU Hui¹, ZHOU Shigui¹, MA Feihong¹, ZHANG Kecheng²

(1.College of Engineering, Qufu Normal University, Rizhao 276800, Shandong, China;

2.Rizhao Oriental Motor Limited Company, Rizhao 276800, Shandong, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous machines (PMSM) has serious chattering problem when traditional sliding mode observer (SMO) is applied to low-speed operation with fixed sliding mode gain. To solve this problem, a full-order sliding mode observer (FSMO) with fuzzy adaptive adjustment of sliding mode gain was proposed, which can improve the chattering suppression performance in a wide speed range. First, a FSMO was constructed with stator current and extended back-EMF as observation objects. In addition, the fuzzy control rules were constructed by using the error and error change-rate of the actual and observed values of the stator current as the input, and the adaptive adjustment of the sliding mode gain was realized according to the different speed of the motor. Then, the soft switching continuous sliding mode control was realized by using hyperbolic tangent function instead of traditional sign function. Moreover, in order to eliminate the influence of variable speed, the normalized orthogonal phase-locked loop was used to obtain the accurate rotor position from the extended back-EMF. Finally, the PMSM drive test platform was built, and the performance of low speed and medium-high speed was tested. The experimental results show that the proposed algorithm has significant advantages in wide speed range over traditional algorithms.

Key words: permanent magnet synchronous machines (PMSM); full-order sliding mode observer (FSMO); fuzzy adaptive control; sensorless control; hyperbolic tangent function

永磁同步电机(permanent magnet synchronous machines, PMSM)无传感器控制技术由于具有成本低、可靠性高等优点在PMSM控制领域受到了广泛关注^[1]。

基金项目:山东省自然科学基金面上项目(ZR2021ME017);科技型中小企业创新能力提升工程(2021TSGC1429)

作者简介:于辉(1996—),男,硕士,主要研究方向为永磁同步电机无位置传感器系统控制,Email:lingyuchen0526@163.com

通讯作者:周士贵(1970—),男,博士,副教授,主要研究方向为永磁电机设计及驱动控制、新能源发电系统设计,

Email:s.zhou@qfnu.edu.cn

在众多无传感器控制方法中,滑模观测器(sliding mode observer, SMO)算法由于其具有响应速度快、鲁棒性强且对外界干扰及参数摄动不敏感等优势得到广大研究学者的青睐^[2]。根据Lyapunov稳定性分析,保证滑模观测器系统稳定的条件是滑模增益大于PMSM反电动势的最大值,而PMSM的反电势在恒磁通调速时与电机的实时转速成正比,所以传统滑模观测器(traditional sliding mode observer, TSMO)采用的固定滑模增益不适用于宽调速范围的低速段^[3]。由于传统滑模观测器采用了不连续的符号函数作为滑模切换函数,并且以低通滤波器滤除高次谐波,进一步恶化了系统的高频抖振和位置观测误差,因此,有必要针对上述问题进行深入研究。

有学者尝试采用高阶滑模的方法抑制抖振,提高收敛速度。文献[4]引入了非奇异终端滑模面来使滑模观测器的收敛性能提高,并利用高阶特性来削弱系统抖振,但其参数整定复杂,实现较为困难。文献[5]采用了超螺旋滑模观测器增加了系统抗扰动能,但计算量大不利于实际工程应用。文献[6]提出了将定子电流和反电动势作为观测对象构建全阶滑模观测器(full-order sliding mode observer, FSMO),经过理论推导,全阶滑模观测器具有二阶低通滤波的特性,故无需使用低通滤波器,又能够很好地抑制抖振,但其固定的滑模增益不利于宽调速范围的使用。采用不连续符号函数作为开关函数也是造成滑模观测器高频抖振的重要原因之一。文献[7-8]分别采用饱和函数和Sigmoid函数作为滑模切换函数,两种切换函数在一定程度上削弱了系统的高频抖振,但其收敛性能变差,鲁棒性也降低。为提高滑模观测器应用的调速范围,文献[9]通过使用简单的数学函数自适应改变滑模增益,但此种方法只适用于固定转速工况下增益的自适应调节。随着微型处理器计算能力的提高,一些先进的、智能的控制方法被学者应用到滑模变结构控制系统中,以优化系统控制性能,如神经网络控制、模糊算法^[10]等。文献[11]采用神经网络优化滑模增益的方式抑制滑模抖振,提高滑模观测器的调速范围,但其计算量大,调试复杂。文献[12]以电机的转速误差及变化率为输入变量构建模糊控制器实现可变的滑模增益设计,但由于只对转速变化进行检测导致动态性能较差。

本文将全阶滑模观测器系统与模糊控制系

统相结合,提出一种模糊自适应调节滑模增益的模糊全阶滑模观测器(fuzzy full-order sliding mode observer, FFSMO)。首先,建立了以双曲正切函数为切换函数的全阶滑模观测器数学模型,并利用Lyapunov函数得出系统稳定性存在需要的条件;然后,结合滑模稳定性条件设计了模糊控制器,使滑模增益随实时转速与模糊控制规则自适应变化,削弱了滑模抖振;最后,利用归一化正交锁相环计算转子的位置信息,提高了转子位置的估计精度。搭建永磁电机驱动试验平台对上述算法分别进行了低速与中高速稳态对比实验以及额定转速下的抗干扰对比实验。实验结果表明,相比于传统的滑模观测器,本文提出的模糊自适应滑模增益的全阶滑模观测器在宽调速范围时,其控制性能更具有优势。

1 表贴式永磁同步电机数学模型

假设表贴式永磁同步电机(SPMSM)的 $L_d=L_q=L_s$ 为理想化模型。SPMSM两相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \Psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_α, u_β 为定子电压; R_s 为定子电阻; i_α, i_β 为定子电流; L_s 为相电感; E_α, E_β 为两相静止坐标系下扩展反电动势; ω_e 为转子电角速度; Ψ_f 为永磁体磁链; θ_e 为转子电角度。

假设永磁体磁链幅值不变,并且由于电机的机械时间常数远大于电气时间常数,因此,电机转速在一个控制周期内的变化可忽略,即 $d\omega_e/dt=0$,式(2)中的扩展反电动势可以转换为

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_\alpha \\ \dot{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e E_\beta \\ \omega_e E_\alpha \end{bmatrix} \quad (3)$$

SPMSM定子电流状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha - E_\alpha \\ u_\beta - E_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

2 模糊全阶滑模观测器设计

2.1 全阶滑模观测器数学模型

依据式(3)和式(4)构建以定子电流和扩展反电动势为观测对象的SPMSM全阶状态方程的

数学模型:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s \\ \dot{\mathbf{E}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{E} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_s \quad (5)$$

其中 $\dot{\mathbf{i}}_s = [\dot{i}_\alpha \ \dot{i}_\beta]^T$ $\dot{\mathbf{E}} = [\dot{E}_\alpha \ \dot{E}_\beta]^T$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -1/L_s & 0 \\ 0 & -1/L_s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_s = [u_\alpha \ u_\beta]^T$$

由电机的全阶数学模型构建全阶滑模观测器为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{i}}}_s \\ \dot{\hat{\mathbf{E}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{C}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\mathbf{E}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_s - \frac{1}{L_s} \mathbf{G} \text{sgn}(s) \quad (6)$$

其中

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}}_s = [\dot{\hat{i}}_\alpha \ \dot{\hat{i}}_\beta]^T \quad \dot{\hat{\mathbf{E}}} = [\dot{\hat{E}}_\alpha \ \dot{\hat{E}}_\beta]^T$$

$$\hat{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_e \\ \hat{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} K & 0 & -M & 0 \\ 0 & K & 0 & -M \end{bmatrix}^T$$

式中: \mathbf{G} 为反馈增益矩阵; K, M 为全阶滑模观测器开关增益。

2.2 基于双曲正切函数的全阶滑模观测器

为克服传统滑模采用不连续符号函数导致滑模抖振严重的问题,本文选用了在边界层过渡点更加平滑的双曲正切函数实现在边界层内部的平滑切换。

双曲正切函数的表达式为

$$F(s) = \tanh(s) = \frac{\exp(s) - \exp(-s)}{\exp(s) + \exp(-s)} \quad (7)$$

该函数的特性曲线如图1所示。

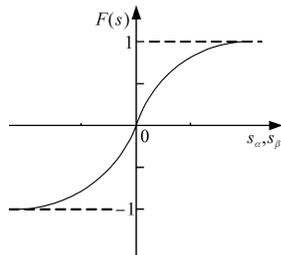


图1 双曲正切函数特性曲线

Fig.1 Hyperbolic tangent function characteristic curve

以双曲正切函数作为滑模切换函数后,式(6)转化为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{i}}}_s \\ \dot{\hat{\mathbf{E}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{C}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\mathbf{E}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_s - \frac{1}{L_s} \mathbf{G} F(s) \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{F}(s) = \begin{bmatrix} F_\alpha(s) \\ F_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ F(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}$$

将式(5)与式(8)作差,得到电流和反电动势的误差状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_s \\ \dot{\tilde{\mathbf{E}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{C}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_s \\ \tilde{\mathbf{E}} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \mathbf{G} \mathbf{F}(s) \quad (9)$$

其中

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_s = [\dot{\tilde{i}}_\alpha \ \dot{\tilde{i}}_\beta]^T \quad \tilde{\mathbf{i}}_s = [\tilde{i}_\alpha \ \tilde{i}_\beta]^T \quad \dot{\tilde{\mathbf{E}}} = [\dot{\tilde{E}}_\alpha \ \dot{\tilde{E}}_\beta]^T$$

$$\tilde{\mathbf{E}} = [\tilde{E}_\alpha \ \tilde{E}_\beta]^T \quad \tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 & -\tilde{\omega}_e \\ \tilde{\omega}_e & 0 \end{bmatrix}$$

当系统达到滑模面后,电流估计误差接近为0,此时扩展反电动势误差为

$$\begin{cases} \tilde{E}_\alpha = -KF(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \tilde{E}_\beta = -KF(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (10)$$

通过式(8)可以计算得到 $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ 为

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \hat{\omega}_e^2} \begin{bmatrix} M(s \cdot F_\alpha - \hat{\omega}_e F_\beta) \\ M(s \cdot F_\beta + \hat{\omega}_e F_\alpha) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: s 为拉普拉斯算子。

式(11)中含有 $1/(s^2 + \hat{\omega}_e^2)$ 项,该项表示 $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ 具有二阶低通滤波的特性,可以滤除系统的高频噪声,从而无需使用LPF进行滤波,故避免了LPF的使用造成的相位滞后和反电动势幅值衰减问题。

2.3 稳定性分析

为保证全阶滑模系统的稳定性,利用Lyapunov函数对其稳定性进行分析。FSMO相当于由电流滑模观测器和扩展反电动势滑模观测器构成,需要对两者分别进行稳定性分析。首先定义电流滑模观测器滑模面为

$$\mathbf{S}_i = \begin{bmatrix} S_{i\alpha} \\ S_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

定义电流的Lyapunov函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} (S_{i\alpha}^2 + S_{i\beta}^2) \quad (13)$$

为保证系统的稳定性,需要满足 $\dot{V}_1 < 0$ 。因此对式(13)求导,得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{S}_{i\alpha} S_{i\alpha} + \dot{S}_{i\beta} S_{i\beta} = \dot{\tilde{i}}_\alpha \tilde{i}_\alpha + \dot{\tilde{i}}_\beta \tilde{i}_\beta \\ &= -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha^2 + \frac{E_\alpha - \hat{E}_\alpha}{L_s} \tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L_s} |\tilde{i}_\alpha| - \frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta^2 + \\ &\quad \frac{E_\beta - \hat{E}_\beta}{L_s} \tilde{i}_\beta - \frac{1}{L_s} |\tilde{i}_\beta| \end{aligned} \quad (14)$$

要满足 $\dot{V}_1 < 0$,则滑模增益 K 必须满足:

$$K > \max \{ |E_\alpha|, |E_\beta| \} \quad (15)$$

当电流进入滑模面时,即 $\tilde{i}_\alpha=0, \tilde{i}_\beta=0$, 根据等效控制理论得到:

$$S_E = \begin{bmatrix} S_{E\alpha} \\ S_{E\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_\alpha \\ \tilde{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha - E_\alpha \\ \hat{E}_\beta - E_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: S_E 为扩展反电动势滑模面。

定义扩展反电动势的Lyapunov函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} (S_{E\alpha}^2 + S_{E\beta}^2) \quad (17)$$

为保证系统的稳定性,需要满足 $\dot{V}_2 < 0$ 。因此对式(17)求导,得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{S}_{E\alpha} S_{E\alpha} + \dot{S}_{E\beta} S_{E\beta} = \dot{\tilde{E}}_\alpha \tilde{E}_\alpha + \dot{\tilde{E}}_\beta \tilde{E}_\beta \\ &= -M(\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2) - \tilde{\omega}_e \hat{E}_\beta \tilde{E}_\alpha + \tilde{\omega}_e \hat{E}_\alpha \tilde{E}_\beta \end{aligned} \quad (18)$$

要使 $\dot{V}_2 < 0$, 则 M 须满足:

$$M > \max \left\{ \frac{-\tilde{\omega}_e \hat{E}_\beta \tilde{E}_\alpha + \tilde{\omega}_e \hat{E}_\alpha \tilde{E}_\beta}{\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2} \right\} \quad (19)$$

综上,当选择适当的参数 K 和 M 符合式(15)和式(19)时,系统会收敛到滑模面,保证系统运行的稳定性。

2.4 模糊全阶滑模增益设计

根据系统的稳定性分析,TSMO中的滑模增益值往往都是取较大的固定值,较大的滑模增益会加剧系统的抖振,限制了滑模观测器适用的速度范围。本文采用模糊规则,根据电流滑模面到达条件对电流滑模面的滑模增益进行有效的估计,在保证稳定性的条件下提高收敛速度,并削弱系统抖振。

模糊控制系统的输入变量为系统观测电流误差 S_i 和误差的变化率 \dot{S}_i , 输出变量为滑模增益调节因子 K_s 。如果 $S_i \dot{S}_i > 0$, 则 K_s 应增大,使系统快速趋近于滑模面;如果 $S_i \dot{S}_i < 0$, 则 K_s 相应减小,使系统穿越滑模面的速度变缓,削弱系统抖振。定义输入变量的论域均为 $\{-1, 1\}$, 输出变量的论域为 $\{0, 1\}$, 输入变量的模糊语言为 $\{NB(\text{负大}), NM(\text{负中}), NS(\text{负小}), ZO(\text{零}), PS(\text{正小}), PM(\text{正中}), PB(\text{正大})\}$, 输出变量的模糊语言为 $\{ZO(\text{零}), PS(\text{正小}), PM(\text{正中}), PB(\text{正大})\}$ 。在满足式(15)的条件下,设计 K_s 模糊控制规则如表1所示。

结合Lyapunov分析,优化后的FSMO的开关函数的增益为

$$K = \begin{cases} K_0 & \hat{\omega} \leq \omega_0 \\ k_e (1 + K_s) \frac{\hat{\omega}}{\omega_N} & \hat{\omega} > \omega_0 \end{cases} \quad (20)$$

表1 模糊控制规则表

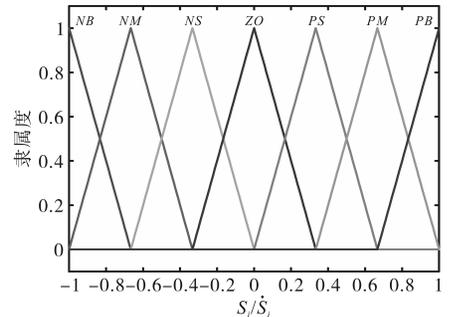
Tab.1 Fuzzy control rule table

S_i/\dot{S}_i	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PM	PM	PM
NM	PB	PB	PB	PM	PM	PM	PS
NS	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO	PS
ZO	PM	PS	PS	ZO	PS	PS	PM
PS	PS	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB
PM	PS	PM	PM	PM	PB	PB	PB
PB	PM	PM	PM	PB	PB	PB	PB

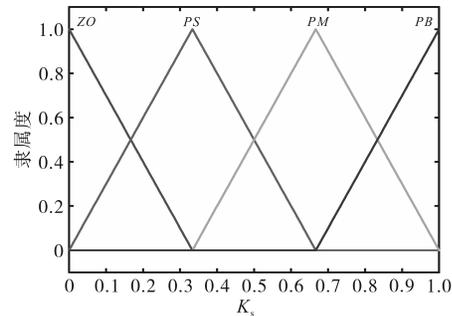
式中: k_e 为电机的反电动势系数; $\hat{\omega}$ 为电机转速的实时观测值; ω_N 为电机的额定转速。

依据PMSM的实时观测的转速与模糊控制器输出的滑模增益调节因子 K_s , 自适应调节滑模增益 K 。当观测转速在临界转速 ω_0 以下时, K 取常数值 K_0 ; 当观测转速高于临界转速 ω_0 时, 滑模增益 K 随模糊控制规则与转速自适应变化。

为了降低模糊算法在实际工程应用中的计算量,采用线性的三角形隶属度函数。模糊推理采用Mamdani算法,利用重心法进行反模糊化。模糊控制器输入输出隶属度函数如图2所示。



(a)输入 S_i/\dot{S}_i 的隶属度函数



(b)输出 K_s 的隶属度函数

图2 模糊控制器输入输出隶属度函数

Fig.2 Input and output membership function of fuzzy controller

2.5 转子位置计算

为了解决TSMO使用反正切函数计算转子位置角度存在计算量大且在反电势过零点时计算不准确的问题,本文采用归一化正交锁相环,

在传统锁相环的基础上加入归一化环节,使系统参数更加优化,提高了跟踪转子位置角度的动态性能。归一化正交锁相环的原理框图如图3所示。

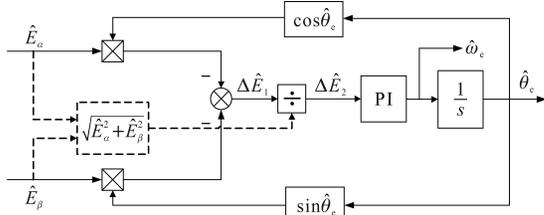


图3 归一化正交锁相环的原理框图
Fig.3 Block diagram of the normalized quadrature phase-locked loop

系统经过归一化处理后,位置估计信号的误差可近似为

$$\Delta\hat{E}_2 = (\theta - \hat{\theta}) \quad (21)$$

由此可见,归一化锁相环的观测性能不再随着转速而发生改变,从而提高了转子位置的估计精度。

综上所述,基于模糊自适应滑模增益的FFSMO的结构框图如图4所示。

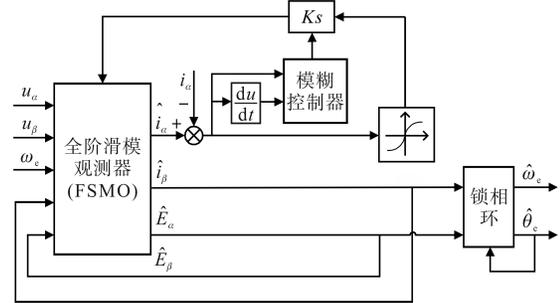


图4 模糊全阶滑模观测器结构框图
Fig.4 Structure diagram of fuzzy full-order sliding mode observer

3 实验分析

为验证本文所提FFSMO的有效性,本文在北京灵思创奇有限公司研发的LINKS-BOX永磁同步电机驱动试验平台进行实验验证。本文实验所用的SPMSM参数如下:电机极对数4,电阻 \$R=1.84 \Omega\$,电感 \$L=6.65 \times 10^{-3} \text{ H}\$,额定功率 \$P=1.5 \text{ kW}\$,额定转速 \$n=1000 \text{ r/min}\$,永磁体磁链 \$\Psi_f=0.175 \text{ Wb}\$,开关频率 \$f_s=104 \text{ Hz}\$。

图5为基于FFSMO的无位置传感器控制结构框图。实验平台如图6所示。

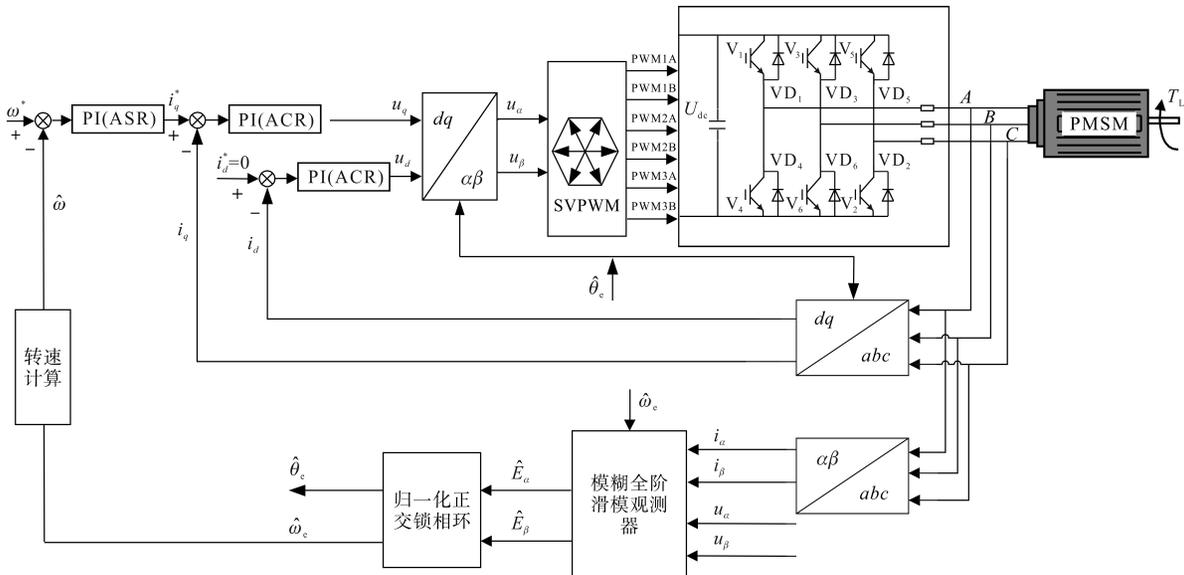


图5 模糊全阶滑模观测器无位置传感器控制结构框图

Fig.5 The block diagram of the position sensorless control structure of the fuzzy full-order sliding mode observer

3.1 低速稳态实验对比

电机实时转速在额定转速10%以下即为低速,本文低速实验在50 r/min下进行验证,如图7所示。由图7a,图7b可知,由于固定较大的滑模增益,以及不连续切换函数的使用,导致TSMO的估计反电动势的抖振较大,从而影响转子位置的计算精度。相比而言,FFSMO所观测的反电动势更加平滑,正弦性更好,在低速时对抖振有更好的抑

制作用。

低速50 r/min时观测转子位置角度及位置角度误差对比如图8所示。对比图8a~图8d可以看出,TSMO得到的转子位置角度存在较大的误差,为0.1 rad左右;而采用FFSMO得到的转子位置更接近实际值并且误差较小,仅为0.04 rad左右,小于传统滑模观测器的角度误差,并且不存在明显的相位滞后,在低速下能更好地跟踪实际转子位置。

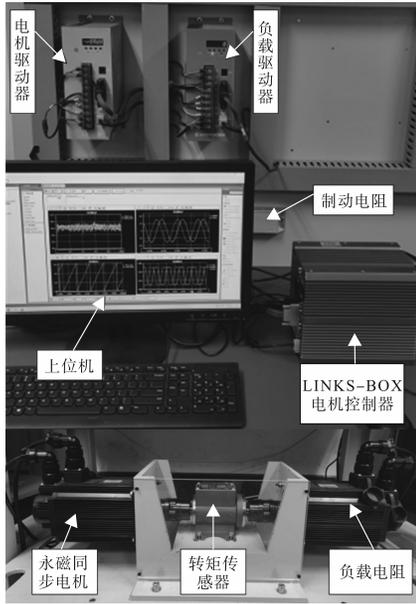


图6 永磁同步电机驱动试验平台

Fig.6 Permanent magnet synchronous motor drive test platform

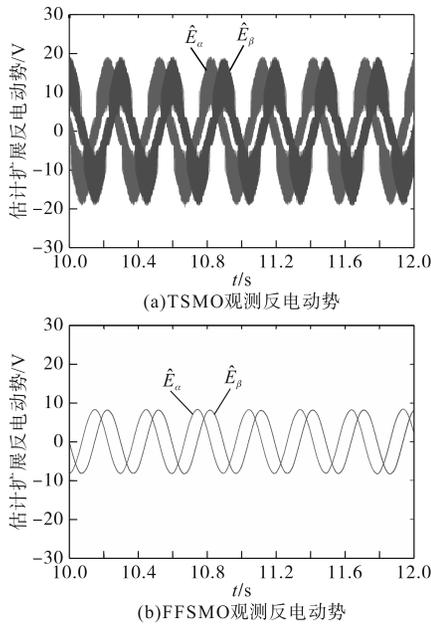


图7 低速50 r/min时观测反电动势对比

Fig.7 Comparison of back EMF observed at low speed of 50 r/min

3.2 中高速稳态实验对比

1 000 r/min时观测反电动势对比如图9所示。对比图9a和图9b,由于不连续切换函数以及低通滤波器的使用,导致TSMO的估计反电动势有明显的幅值衰减问题,从而影响了转子位置的估计精度。FFSMO在中高速下反电动势波形依旧保持良好的正弦性且没有反电势幅值衰减的问题。

观测转子位置角度及位置角度误差对比如图10所示。对比图10a~图10d可知,在中高速下TSMO的角度误差为0.95 rad左右,即便经过相位

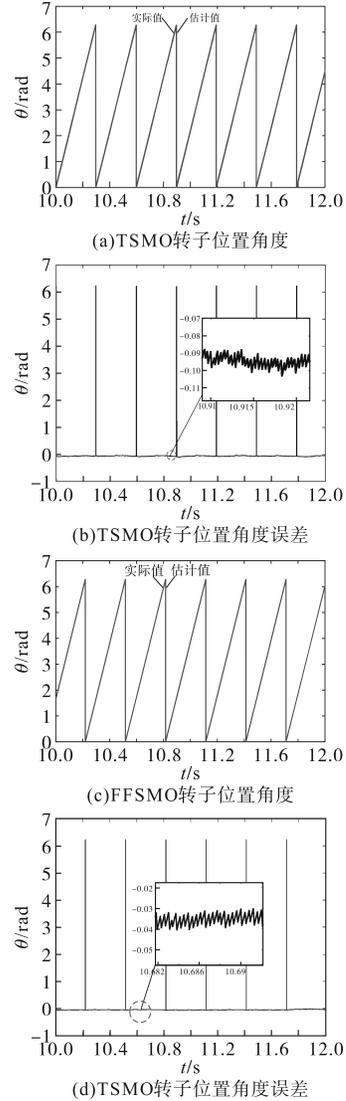


图8 低速50 r/min时观测转子位置角度及位置角度误差对比

Fig.8 Observation of rotor position angle and position angle error comparison at low speed of 50 r/min

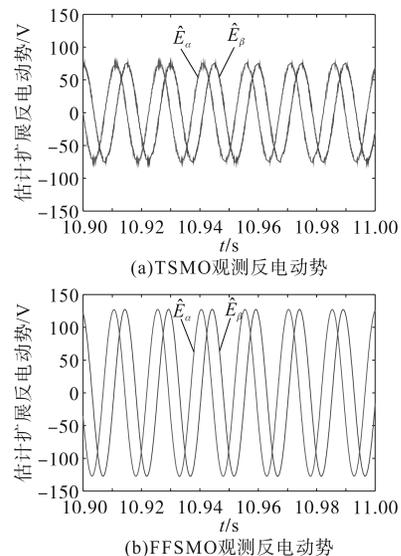


图9 1 000 r/min时观测反电动势对比

Fig.9 Comparison of back EMF observed at 1 000 r/min

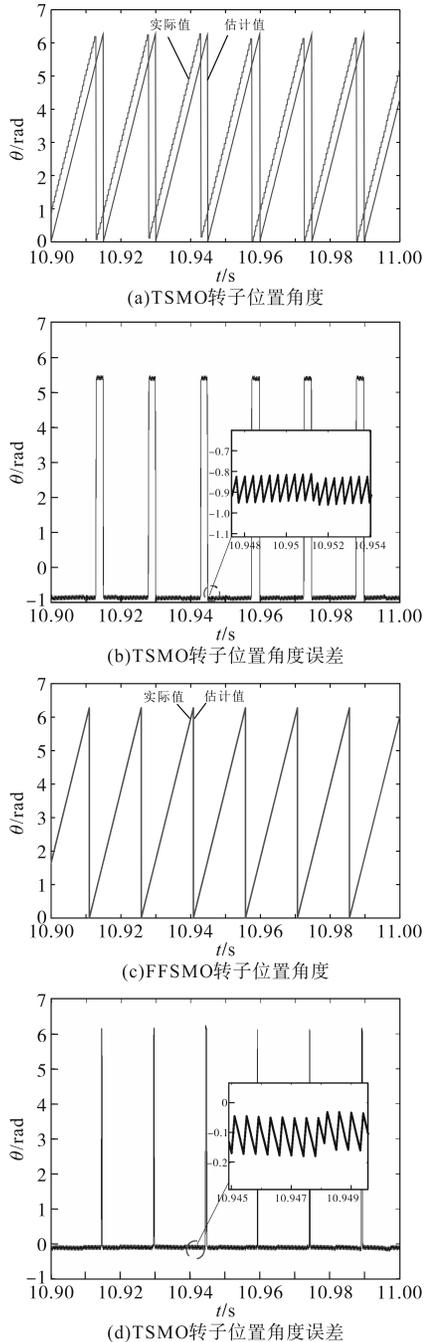


图10 1000 r/min时观测转子位置角度及位置角度误差对比
Fig.10 Observation of rotor position angle and position angle error comparison at 1000 r/min

补偿环节,转子角度相位滞后依旧明显,而同工况下FFSMO的相位滞后较小,且误差仅为0.15 rad左右,且无需相位补偿环节。

3.3 加减速转速抗干扰实验对比

为验证本文FFSMO的转速抗扰动性能,图11a,图11b为电机在额定转速1000 r/min运行的工况下,在14 s时突加3 N·m的额定负载,持续2 s左右,在16 s时减至空载时的转速及转矩电流 i_q 的响应波形。由图11a可知,TSMO突加减速时

转速波动在50 r/min左右,对比图11b,FFSMO转速波动为40 r/min左右,在扰动前后转速的误差也更小,转矩电流响应迅速,脉动更小。

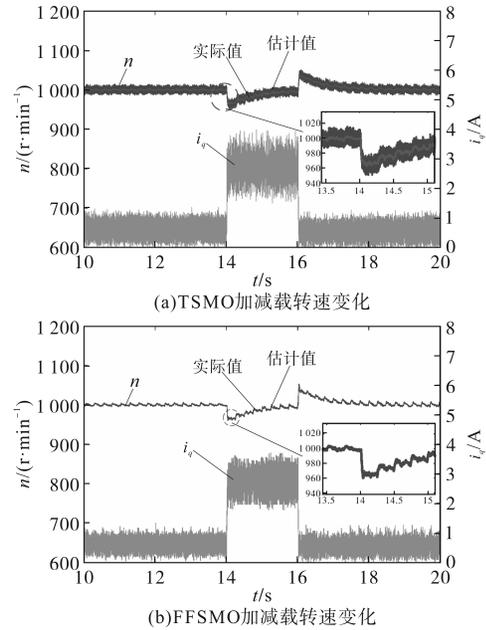


图11 1000 r/min加减速转速抗干扰实验对比
Fig.11 Comparison of anti-interference experiments of 1000 r/min load and unload speed

综上所述,本文所设计的模糊全阶滑模观测器无传感器控制方法是可行有效的。其无位置传感器控制下扩展反电动势更加平滑,转速抖动更小,转子位置观测在宽调速范围内更为准确。

4 结论

本文提出了一种基于模糊全阶滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制策略。利用模糊算法自适应改变全阶滑模增益,有效抑制了系统高频抖振,提高了系统静态稳定性,并且能够更准确地估计转子位置与扩展反电势,拓宽了滑模观测器适用的速域范围。

参考文献

[1] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报,2017,32(16):76-88.
LIU Jilong, XIAO Fei, SHEN Yang, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor—a review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16):76-88.

[2] 鲁文其,胡育文,杜栩杨,等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报,2010,30(33):78-83.
LU Wenqi, HU Yuwen, DU Xuyang, et al. Sensorless vector

- control using a novel sliding mode observer for PMSM speed control system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 78-83.
- [3] 张洪帅,王平,韩邦成,等. 基于模糊滑模观测器的磁悬浮高速永磁同步电机转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 147-153.
ZHANG Hongshuai, WANG Ping, HAN Bangcheng, et al. Rotor position measuring method for magnetic levitation high speed PMSM based on fuzzy sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29 (7) : 147-153.
- [4] 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.
YUAN Lei, SHEN Jianqing, XIAO Fei, et al. Design of non-singular terminal sliding mode observer for plug-in permanent magnet low speed synchronous motor[J]. Journal of Physics, 2013, 62(3): 45-53.
- [5] 苗敬利,张宇航,秦王毓. 基于超螺旋算法的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 现代电子技术, 2020, 43(17): 162-165, 170.
MIAO Jingli, ZHANG Yuhang, QIN Wangyu. PMSM sensorless control strategy based on super-twisting algorithm[J]. Modern Electronics Technique, 2020, 43(17): 162-165, 170.
- [6] 孙元杰. 基于全阶滑模观测器的IPMSM无位置传感器控制策略研究[D]. 曲阜:曲阜师范大学, 2021.
SUN Yuanjie. Research on sensorless control strategy of IPMSM based on full-order sliding mode observer[D]. Qufu: Qufu Normal University, 2021.
- [7] 杜昭平,李凯,张玉良,等. 基于新型饱和函数滑模观测器的永磁同步电机控制系统[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(6): 6-11.
DU Zhaoping, LI Kai, ZHANG Yuliang, et al. Permanent magnet synchronous motor control system based on a novel sliding mode observer of saturation function[J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(6): 6-11.
- [8] 孙方方,黄向慧,陈珂. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 防爆电机, 2017, 52(1): 1-5.
SUN Fangfang, HUANG Xianghui, CHEN Ke. Sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor of improved sliding mode observer[J]. Explosion-proof Electric Machine, 2017, 52(1): 1-5.
- [9] 吴春,邢展鹏,南余荣,等. 基于变速趋近律全阶滑模观测器的异步电机无速度传感器控制[J]. 高技术通讯, 2021, 31(9): 969-977.
WU Chun, XING Zhanpeng, NAN Yurong, et al. A sliding mode observer for asynchronous motors based on a variable rate reaching law[J]. Chinese High Technology Letters, 2021, 31(9): 969-977.
- [10] 任俊杰. 基于滑模观测器的船舶永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 大连:大连海事大学, 2015.
REN Junjie. Sliding mode observer for position sensorless control of ship permanent magnet synchronous motor[D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2015.
- [11] 张会林,王国强,杨海马. 神经网络优化二阶滑模观测器的PMSM无感控制[J]. 控制工程, 2022, 29(11): 2075-2081.
ZHANG Huilin, WANG Guoqiang, YANG Haima. Sensorless control of PMSM based on neural network optimized second-order sliding mode observer[J]. Control Engineering of China, 2022, 29(11): 2075-2081.
- [12] 周慧龙. 模糊滑模变结构控制在永磁同步电机中的应用[D]. 南京:南京航空航天大学, 2018.
ZHOU Huilong. Application of fuzzy and sliding mode variable structure control in permanent magnet synchronous motor[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2018.

收稿日期:2022-12-21

修改稿日期:2023-03-11