

DOI: 10.13382/j.jemi.B2104298

基于改进 SMO 的无传感器 IPMSM 转子位置估计*

李鹏飞 高文根 张 港 秦海峰

(安徽工程大学 检测技术与节能装置安徽省重点实验室 芜湖 241000)

摘要:为了优化传统滑模观测器(sliding mode observer, SMO)的高频抖振、响应时间长、估算误差大等问题,提出一种改进 SMO。将传统 SMO 中的符号函数替换为新型分段指数函数来减少系统的高频抖振,舍弃误差较大的反正切算法,使用锁相环估算出 IPMSM 的转速和转子位置信息。使用 Lyapunov 稳定判据证明了改进 SMO 的稳定性,并通过 MATLAB/Simulink 搭建了基于内置式永磁同步电机的改进 SMO 无传感器控制策略模型,并进行仿真分析。仿真结果表明相比于传统 SMO,改进 SMO 的转子位置估计误差从 0.05 优化到 0.025 rad,系统转速估计响应时间减少 50%,转速估计误差减少 85%。证明了改进 SMO 有更高的动态性能和估计精度。

关键词: 永磁同步电机;滑模观测器;新型分段指数函数;仿真分析

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Rotor position estimation of sensorless ipmsm based on improved SMO

Li Pengfei Gao Wengen Zhang Gang Qin Haifeng

(Key Laboratory of Detection Technology and Energy Saving Devices of Anhui Province,
Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: In order to optimize the problems of high-frequency chattering, long response time, and large estimation errors of traditional sliding mode observers (SMO), this paper proposes an improved SMO. The sign function in the traditional SMO is replaced with a new piecewise exponential function to reduce the high-frequency chattering of the system, the arctangent algorithm with large errors is discarded, and the phase-locked loop is used to estimate the IPMSM speed and rotor position information. The Lyapunov stability criterion was used to prove the stability of the improved SMO, and the improved SMO sensorless control strategy model based on the interior permanent magnet synchronous motor was built through Matlab/Simulink, and simulation analysis was performed. The simulation results show that compared with the traditional SMO, the rotor position estimation error of the improved SMO is optimized from 0.05 to 0.025 rad, the system speed estimation response time is reduced by 50%, and the speed estimation error is reduced by 85%. It is proved that the improved SMO has higher dynamic performance and estimation accuracy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; new piecewise exponential function; simulation analysis

0 引言

内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)因转矩密度大、噪声小和强鲁棒性等一系列优点,广泛应用于电动汽车和轨道交通等

工程领域^[1]。为了实现对电机的精准控制,需要实时获取永磁同步电机转子位置和速度信息。位置传感器作为检测电机的常用装置,但是机械式位置传感器不仅会增大体积和提高成本,而且易受周围环境干扰产生检测误差,在降低控制系统稳定性的同时还极易引发安全事故^[2-4]。因此无传感器控制技术成为研究重点对象。

收稿日期: 2021-05-15 Received Date: 2021-05-15

* 基金项目:安徽省重点研究与开发计划项目(201904a05020007)、安徽省支持新能源汽车产业创新发展和推广应用项目、国家级大学生创新创业训练计划项目(201810363165)资助

按照电机转速范围进行分类,无传感器控制策略主要分为零低速段和中高速段两大类^[5-6]。低速段主要利用电机凸极饱和效应的高频信号注入法,常用方法分为旋转高频电压注入法和脉振高频电压注入法^[7];中高速段主要利用电机的反电动势模型求取位置信息^[8]。常用控制策略为滑模观测器^[9-12]、模型参考自适应^[13-14]、扩展卡尔曼滤波器^[15-16]等方法。

传统滑模观测器(sliding mode observer, SMO)算法实现简单、鲁棒性强,对于外界扰动不敏感,常用于 IPMSM 的转速和转子位置估算^[17-20]。但是传统 SMO 因其固有的不连续开关特性会引起系统抖振。所以削弱系统抖振是现在的主流研究方向之一。本文提出一种改进 SMO,采用新型分段指数函数替换传统 SMO 中的符号函数,并通过构建 Lyapunov 稳定判据对提出的改进 SMO 进行稳定性分析,证明了改进 SMO 的稳定性,同时引入了锁相环模块来提取转子位置信息。在 MATLAB/Simulink 中搭建了两种 SMO 控制策略模型,仿真结果表明,改进 SMO 有效的降低了抖振,提高了转速和转子位置的估算精度,同时在响应时间和转子位置误差方面也有着显著优势。

1 同步旋转坐标系下的改进 SMO 算法

1.1 同步旋转坐标系下的 SMO 分析

IPMSM 在同步旋转坐标系下的定子电流方程为:

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

式中: $E_d = 0, E_q = \omega_e \Psi_f$, 分别为感应电动势, Ψ_f 为转子磁链; i_d, i_q 为定子电流; L_d, L_q 为定子电感; R 为定子电阻; u_d, u_q 为定子电压; ω_e 为转子角速度。

为了获取式(1)中的感应电动势的值,SMO 可设计为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R\hat{i}_d + u_d + L_q\omega_e \hat{i}_q - V_d) \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R\hat{i}_q + u_q - \omega_e L_d \hat{i}_d - V_q) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} V_d = k\text{sign}(\hat{i}_d - i_d) \\ V_q = k\text{sign}(\hat{i}_q - i_q) \end{cases} \quad (3)$$

式中: \hat{i}_d, \hat{i}_q 分别为 d 轴和 q 轴的电流观测值; k 为滑模增益; $\text{sign}(s)$ 为符号函数。

由式(1)和(2)相减,可得 IPMSM 电流误差方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R\tilde{i}_d + L_q\omega_e \tilde{i}_q - V_d + E_d) \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R\tilde{i}_q - \omega_e L_d \tilde{i}_d - V_q + E_q) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\tilde{i}_d = \hat{i}_d - i_d, \tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q$ 为电流观测误差。

电流误差观测方程的向量形式可表示为:

$$\dot{\tilde{i}} = \mathbf{A}\tilde{i} + \mathbf{B}(-\mathbf{V} + \mathbf{E}) \quad (5)$$

其中:

$$\tilde{i} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T$$

$$\mathbf{V} = [V_d \quad V_q]^T$$

$$\mathbf{E} = [E_d \quad E_q]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_d\omega_e}{L_q} \\ -\frac{L_d\omega_e}{L_q} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

采用 SMO 对电流进行估计,定义滑模面函数为:

$$\tilde{i} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T = 0 \quad (6)$$

当满足条件 $\tilde{i}^T \dot{\tilde{i}} < 0$ 时,滑模观测器进入滑动模态,

即 $\dot{\tilde{i}} = \tilde{i} = 0$ 。

可定义等效控制为:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k\text{sign}(\hat{i}_d - i_d) \\ k\text{sign}(\hat{i}_q - i_q) \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(7)代入式(5)可得到感应电动势为:

$$\mathbf{E} = [E_d \quad E_q]^T = [v_d \quad v_q]^T \quad (8)$$

由低通滤波器滤波后得到的平滑感应电动势为:

$$\begin{cases} \hat{E}_d = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} Z_d \\ \hat{E}_q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} Z_q \end{cases} \quad (9)$$

式中: \hat{E}_d, \hat{E}_q 为感应电动势估算值; ω_c 为低通滤波器的截止频率。

传统 SMO 为了获取转子的位置信息通常使用反正切函数的方法。即转子位置与转速估计值为:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{eq} = -\arctan\left(\frac{\hat{E}_d}{\hat{E}_q}\right) \\ \hat{\omega} = \frac{\sqrt{\hat{E}_d^2 + \hat{E}_q^2}}{\Psi} \end{cases} \quad (10)$$

由于使用低通滤波器来过滤的反电动势估算量,导致系统出现相位延迟,通常在计算转子位置的基础上再添加一个角度补偿,来弥补相位延迟带来的估算误差。所以,传统 SMO 的估算方程为:

$$\hat{\theta}_e = -\arctan\left(\frac{\hat{E}_d}{\hat{E}_q}\right) + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}}{\omega_c}\right) \quad (11)$$

1.2 基于新型函数的 SMO 设计

为了削弱由符号函数带来的抖振现象,使用新型分段指数函数来代替传统 SMO 中的符号函数,其表达式为:

$$y(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ ks^5, & |s| \leq \Delta, k = \frac{1}{\Delta} \\ -1, & s < -\Delta \end{cases} \quad (12)$$

式中: Δ 为边界层厚度; s 为定子电流误差。

根据式(2)~(4)和(12)可以推算出改进 SMO 的电流误差系统状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}[-R\tilde{i}_d - \omega_e L_q \tilde{i}_q - ky(\hat{i}_d - i_d) + E_d] \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}[-R\tilde{i}_q - \omega_e L_d \tilde{i}_d - ky(\hat{i}_q - i_q) + E_q] \end{cases} \quad (13)$$

通过低通滤波器滤波得到反电动势的估计值,因基于反正切的转子位置估计方法将高频抖阵引入反正切的运算中,引起了更大的估计误差,所以本文采用 PLL 技术来估算 IPMSM 转子位置和转子速度信息。

通过改进 SMO 来获取 d - q 轴的感应电动势估计值,采用 PLL 技术来获取更好的动态性能。由于 IPMSM 的绕组是对称的,所以假设电机的三相电压为:

$$\begin{cases} u_a = u \cos \omega_e t \\ u_b = u \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c = u \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (14)$$

式中: u 为机端电压幅值;令 $\theta_e = \omega_e t$, $\omega_e = \frac{\pi p_n n}{30}$, p_n 为电机的极对数, n 为电机的机械转速。

采用 Park 变换将三相电压变换到 d - q 坐标系,坐标变换矩阵可表示为:

$$T(\hat{\theta}_e) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e & \cos\left(\hat{\theta}_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\hat{\theta}_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \hat{\theta}_e & -\sin\left(\hat{\theta}_e - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\hat{\theta}_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 为采用 PLL 技术输出的估计相角,且 $\hat{\theta}_e = \hat{\omega}_e t$ 。

定义 $\tilde{\theta}_e = \hat{\theta}_e - \theta_e$ 为 PLL 的估计误差,通过调节使 $\tilde{\theta}_e = 0$, 此时转子位置的估计值收敛到实际值附近。

将变换矩阵 $T(\hat{\theta}_e)$ 代入式(14),因为存在中性点隔离,所以不包含零序分量,由此可得 d - q 坐标系下的方程为:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ u \cos(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{bmatrix} \quad (16)$$

当 PLL 估计值贴合转子实际位置时,误差 $\tilde{\theta}_e$ 为零。根据同步旋转坐标系 d - q 的定义,有 $V_{dref} = V_d$,通过式(16)构建闭环 PI 调节器,以得到转子位置信息。其中转子位置实现框图如图 1 所示,PI 调节器的闭环框图如图 2 所示。

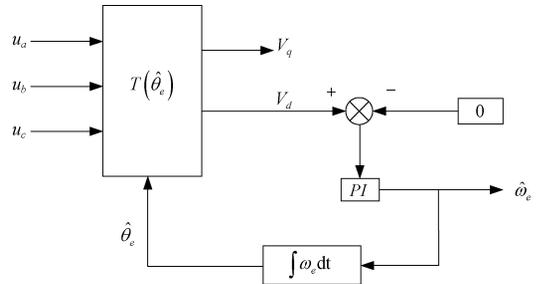


图 1 基于 PI 调节器的转子位置实现框图
Fig. 1 Block diagram of rotor position realization based on PI regulator

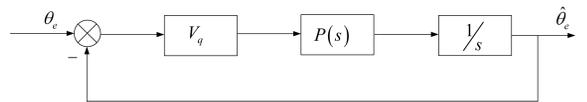


图 2 基于 PI 调节器的闭环框图
Fig. 2 Closed-loop block diagram based on PI regulator

由图 1 得出系统的闭环传递函数为:

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{V_q P(s)}{s + V_q P(s)} \quad (17)$$

由图 2 的 PI 调节器的闭环框图得出传递函数形式如下:

$$P(s) = \gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)得到传递函数为:

$$G(s) = \frac{V_q \left(\gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \right)}{s + V_q \left(\gamma_p + \frac{\gamma_i}{s} \right)} = \frac{V_q \gamma_p s + V_q \gamma_i}{s^2 + V_q \gamma_p s + V_q \gamma_i} =$$

$$\frac{\sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (19)$$

根据闭环系统期望的带宽 ω_n , 可以得到 PI 调节器的参数为:

$$\begin{cases} \gamma_p = \frac{V_q}{\sqrt{2}\omega_n} \\ \gamma_i = \frac{\omega_n^2}{V_q} \end{cases} \quad (20)$$

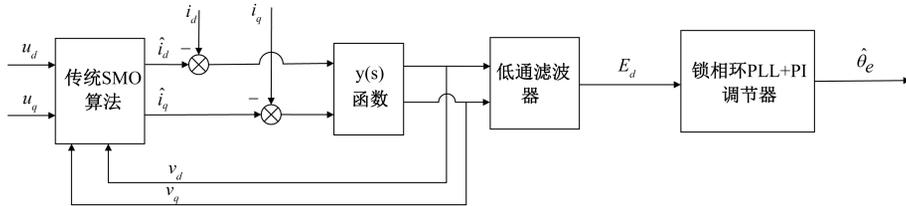


图 3 改进 SMO 原理框图

Fig. 3 Block diagram of improve SMO

分量 u_d 和 u_q , 再将 u_d, u_q 和电流再经过 Park 变换后的 i_d, i_q 输入改进 SMO。把改进 SMO 估计出来的电机转速和位置信息通过速度环 PI 控制器和电流环控制器进行校准, 校准输出为同步旋转坐标系下 d 轴上电压分量, q 轴上电压分量, 然后通过反 Park 变换计算出两相静止坐标系下 α 轴上电压分量, β 轴上电压分量, 经过空间矢量脉宽调制 SVPWM 后输入给逆变器, 电压通过逆变器转换为三相交流电供给到电机, 最后电机控制系统形成闭环控制回路。

基于新型改进分段指数函数、低通滤波器和锁相环相结合的改进 SMO 的原理框图如图 3 所示。

1.3 系统整体框图介绍

基于改进 SMO 无传感器控制框图如图 4 所示。包含 IPMSM、三相逆变器模块、SVPWM 模块、矢量控制模块和改进滑模观测器模块。使用传感器将采集到的三相电流和电压通过 Clark 变换和 Park 变换为两相静止坐标系下 α 轴上电流分量 i_α, β 轴上电流分量 $i_\beta, d-q$ 轴上电压

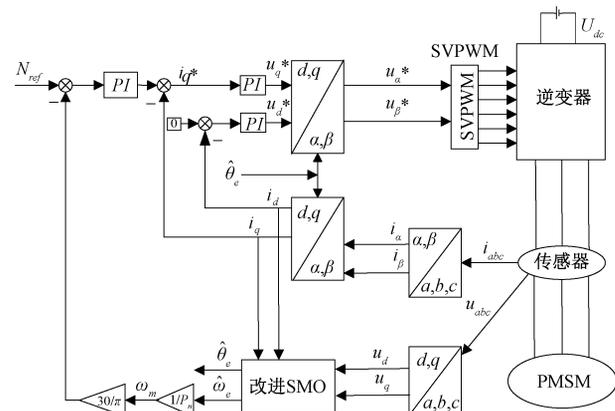


图 4 基于改进 SMO 的无传感器控制框图

Fig. 4 Block diagram of sensorless control based on improved SMO

2 滑模增益 k 的选择及稳定性分析

在传统 SMO 中, 经常使用反正切算法来提取转子位置信息, 再添加一个相位补偿使转子位置信息更精确, 得

出转子位置信息。因传统反正切函数的使用会引入高频抖阵, 造成较大估算误差。为了解决这个问题本文选择添加一个 PLL 模块来获取转子的位置信息, 经过 PLL 模块形成系统的传递函数与 PI 调节器的传递函数, 最终通过传递函数实现转子位置信息的估算。

在估算中, 电流观测误差、切换函数以及滑模增益 k 都会影响感应电动势的估算精度。感应电动势的估算值与闭环期望带宽在系统的闭环函数和 PI 调节器的闭环函数也起到影响作用。因此减小估计误差需要降低电流估算误差、采用收敛性更好的切换函数和选择合适的滑模增益 k 。

为了使 SMO 到达滑动状态, 滑模增益 k 的值需要足够大。但过大的滑模增益 k 也会因抖振产生估计误差问题, 因此滑模增益 k 的选择也极为重要。

本文通过 Lyapunov 稳定性判据证明改进 SMO 的稳定性。首先建立 Lyapunov 稳定性方程如下:

$$\dot{s} = \frac{1}{2} \tilde{i}^T \dot{\tilde{i}} \quad (21)$$

求导, 得:

$$\dot{s} = \tilde{i}^T \dot{\tilde{i}} = \tilde{i}^T (A \tilde{i} + B(-V + E)) = X_1 + X_2 \quad (22)$$

$$X_1 = - \left(\frac{R}{L_d} + \frac{L_d}{L_q} \omega_e \right) \tilde{i}_d^2 - \frac{k}{L_d} |\tilde{i}_d| + \frac{E_d \tilde{i}_d}{L_d} \quad (23)$$

$$X_2 = - \left(\frac{R}{L_q} + \frac{L_q}{L_d} \omega_e \right) \tilde{i}_q^2 - \frac{k}{L_q} |\tilde{i}_q| + \frac{E_q \tilde{i}_q}{L_q} \quad (24)$$

取滑模增益 k 为:

$$k = n \max \left[\frac{E_d}{L_d} y(\tilde{i}_d) - \left(\frac{R}{L_d} + \frac{L_d}{L_q} \omega_e \right) |\tilde{i}_d|, \right.$$

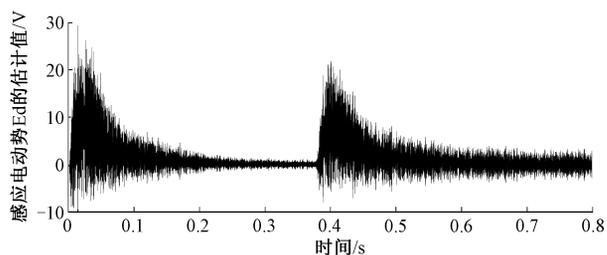


图 9 传统 SMO 在高速时感应电动势变化曲线
Fig. 9 Traditional SMO induced electromotive force change curve at high speed

3.2 改进 SMO 仿真分析

IPMSM 在系统高速运行时转速估计值与实际值的对比如图 10 所示。

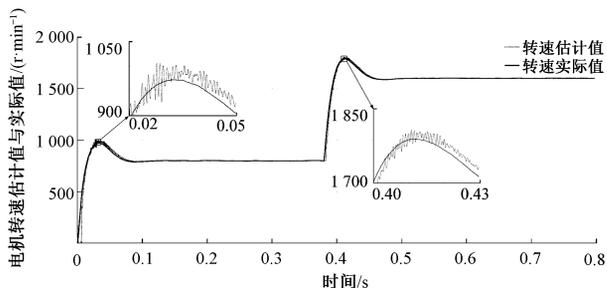


图 10 改进 SMO 在高速时的电机转速对比图
Fig. 10 Improved motor speed comparison diagram of SMO at high speed

由图 6 可见,转速分别运行在 800 和 1 600 r/min 时,系统需要经过 0.25 s 后达到稳定;由图 10 可见,转速分别运行在 800 和 1 600 r/min 时,系统需要经过 0.1 s 后达到稳定。通过仿真分析结果对比表明改进 SMO 抖振减少明显,收敛更快。改进后 SMO 在高速时转速估计误差变化如图 11 所示,位置估计误差变化如图 12 所示,感应电动势变化如图 13 所示。

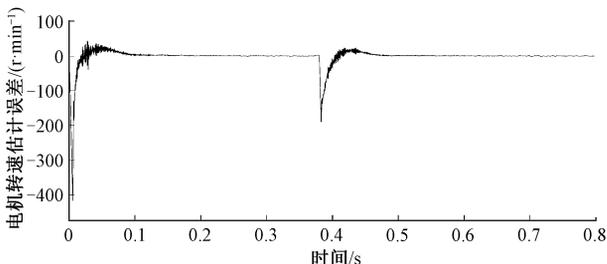


图 11 改进 SMO 在高速时转速估计误差变化曲线
Fig. 11 Improve SMO speed estimation error curve at high speed

对比图 7 和 11 看出,当电机转速运行在 800 和 1 600 r/min 时,传统 SMO 估算系统经过 0.3 s 达到稳定状态;改进 SMO 估算系统分别需要 0.15 和 0.1 s 达到稳

定,大幅缩短了系统超调时间。通过仿真分析,改进 SMO 抖振减少明显,动态性能更高。

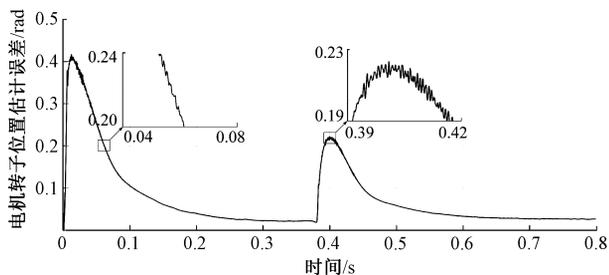


图 12 改进 SMO 在高速时转子位置估计误差变化曲线
Fig. 12 Improved SMO rotor position estimation error curve at high speed

当 0.4 s 时,转速由 800 突变到 1 600 r/min。由图 8 可见,传统 SMO 转子位置估计误差为 0.05 rad;由图 10 可见,改进 SMO 转子位置估计误差下降为 0.025 rad。通过仿真结果对比表明改进 SMO 抖振减少明显,使得转子位置估计误差降低 50%,大幅提高估计精度。

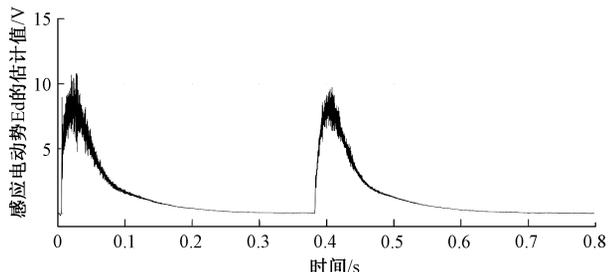


图 13 改进 SMO 在高速时感应电动势变化曲线
Fig. 13 Improve the curve of SMO induced electromotive force at high speed

对比图 13 与 9 可知,改进 SMO 可以有效削弱系统抖振,从而便于提取更为精准的感应电动势,为后续锁相环精确估算电机转速和转子位置做准备。

4 结 论

本文给出了一种针对 IPMSM 的改进 SMO 无传感器控制策略。用新型分段指数函数替换传统 SMO 的符号函数,使用 Lyapunov 稳定判据证明改进 SMO 的稳定性,并通过锁相环估算 IPMSM 的转子位置信息。通过对比仿真图形,证实了改进 SMO 相较于传统 SMO,大幅降低了系统抖振,提高了收敛速率,显著增强了估算精度和动态性能。

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 J L, XIAO F, SHEN Y, 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] 曹新平, 尹忠刚, 张彦平, 等. 基于改进全阶滑模观测器的 IPMSM 无传感器控制 [J]. 电气传动, 2021, 51(5): 12-16, 46.
- CAO X P, YIN ZH G, ZHANG Y P, et al. Sensorless control using improved full order sliding mode observer for IPMSM drive [J]. Electric Drive, 2021, 51(5): 12-16, 46.
- [3] 邱忠才, 郭冀岭, 王斌, 等. 基于卡尔曼滤波滑模变结构转子位置观测器的 PMSM 无差拍控制 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(4): 60-65, 71.
- QIU Z C, GUO J L, WANG B, et al. Deadbeat predictive current control based on a sliding mode observer with kalman filter for PMSM speed and rotor position [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(4): 60-65, 71.
- [4] 黄守道, 陈婷, 吴轩. 基于五阶广义积分器的内置式永磁同步电机转子位置观测法 [J]. 湖南大学学报 (自然科学版), 2020, 47(6): 59-67.
- HUANG S D, CHEN T, WU X. Rotor position estimation method for fifth-order generalized integrator based interior permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2020, 47(6): 59-67.
- [5] 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 L, SHEN J Q, XIAO F, et al. Design of nonsingular terminal sliding mode observer for plug-in permanent magnet low speed synchronous motor [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(3): 45-53.
- [6] 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 W Q, HU Y W, DU X Y, 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.
- [7] 李玉东, 易庚, 李凯存. 基于 dSPACE 的永磁同步电机低速无位置传感器控制系统 [J]. 电子测量技术, 2016, 39(12): 21-26.
- LI Y D, YI G, LI K C. Low speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor based on dSPACE [J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(12): 21-26.
- [8] LIU J M, ZHU Z Q. Improved sensorless control of permanent-magnet synchronous machine based on third-harmonic back EMF [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(3): 1861-1870.
- [9] 孙佃升. 改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制 [J]. 电力电子技术, 2018, 52(2): 54-56.
- SUN D SH. Sensorless control of PMSM improved sliding mode observer [J]. Power Electronics, 2018, 52(2): 54-56.
- [10] 兰志勇, 王波, 王琳, 等. 基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制 [J]. 微电机, 2018, 51(9): 32-37.
- LAN ZH Y, WANG B, WANG L, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer [J]. Micromotors, 2018, 51(9): 32-37.
- [11] 胡伟, 耿亚珂. 改进滑模观测器的 BLDCM 无模型自适应控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3): 456-464.
- HU W, GENG Y K. Model-free adaptive control of BLDCM based on improved sliding mode observer [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(03): 456-464.
- [12] 王帅, 郎宝华. 基于滑模观测器的 PMSM 转子位置估计 [J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(11): 34-38.
- WANG S, LANG B H. PMSM rotor position estimation based on sliding mode observer [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(11): 34-38.
- [13] 申永鹏, 郑竹风, 王耀南, 等. 基于 PLL 自适应滑模观测器的 PMSM 无传感器控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8): 22-29.
- SHEN Y P, ZHENG ZH F, WANG Y N, et al. Adaptive sliding mode observer based on PLL in sensorless control of PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2020, 34(8): 22-29.
- [14] 王辉, 潘文丽, 吴轩. 一种自适应滤波的永磁同步电机转子位置估算方法 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 51-59.
- WANG H, PAN W L, WU X. Position estimation method of permanent magnet synchronous motor based on adaptive filter [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(11): 51-59.
- [15] QUANG N K, HIEU N T. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574-6582.
- [16] 杨泽斌, 樊荣, 孙晓东, 等. 基于 EKF 的无轴承异步电

机无速度传感器控制 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5):1023-1030.

YANG Z B, FAN R, SUN X D, et al. Speed-sensorless control system of bearingless induction motor based on the extended Kalman filter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(5):1023-1030.

- [17] 华志广, 窦满峰, 赵冬冬, 等. 基于改进型滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制统 [J]. 西北工业大学学报, 2018, 36(4):754-760.

HUA ZH G, DOU M F, ZHAO D D, et al. PMSM based on improved sliding mode observer sensorless control [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2018, 36(4):754-760.

- [18] XU D, ZHANG S, LIU J. Very-low speed control of PMSM based on EKF estimation with closed loop optimized parameters [J]. Isa Trans, 2013, 52(6):835-843.

LIU SH H, YANG SH Y, LI H Y, et al. Rotating high frequency signal injection based on interior permanent magnet synchronous motor rotor position estimation with the demodulation implemented on the synchronous reference frame [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4):708-716.

- [19] 刘善宏, 杨淑英, 李浩源, 等. 基于旋转坐标系解调的内置式永磁同步电机旋转高频注入法位置观测 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(4):708-716.

LIU SH H, YANG SH Y, LI H Y, et al. Rotating high frequency signal injection based on interior permanent magnet synchronous motor rotor position estimation with the demodulation implemented on the synchronous reference frame [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4):708-716.

- [20] 史宏宇, 冯勇, 张袅娜. 感应电动机全局高阶滑模观测器 [J]. 吉林大学学报 (工学版), 2013, 43(3):

688-694.

SHI H Y, FENG Y, ZHANG N N. Global high-order sliding mode observer for induction motor [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2013, 43(3):688-694.

作者简介



李鹏飞, 2019 年于安徽工程大学机电学院获得学士学位, 现为安徽工程大学在读硕士研究生, 主要研究方向为先进传感与检测技术。

E-mail: pengfeili97@163.com

Li Pengfei received B. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2011. Now he is M. Sc. candidate in Anhui Polytechnic University. His main research interests include advanced sensing and detection technology.



高文根, 2008 年于安徽工程大学获得硕士学位, 现为安徽工程大学副教授, 检测技术与节能装置安徽省重点实验室副主任, 主要研究方向为智能化测控技术、新能源系统控制与优化。

E-mail: ahpuchina@ahpu.edu.cn

Gao Wengen received M. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2008. Now he is an associate professor of Anhui Polytechnic University and deputy director of Anhui Key Laboratory of Testing Technology and Energy Saving Devices. His main research interests include intelligent measurement and control technology and new energy control technology.