

永磁辅助同步磁阻电机改进型滑模观测器 无位置传感器控制

吴昌隆, 储剑波

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211100)

摘要: 受磁路饱和与交叉耦合效应的影响, 永磁辅助同步磁阻电机(PMASynRM)的 dq 轴电感具有不稳定性。为适应电感不稳定性并提高系统鲁棒性, 采取一种基于扩展反电动势的改进型滑模观测器(SMO)无位置传感器控制算法, 以估算电机的位置信息。使用超螺旋滑模观测器(ST-SMO)代替传统滑模观测器, 使用 Sigmoid 函数代替传统 sgn 符号函数, 提高滑模观测器系统的抗抖振能力。引入静止坐标系锁相环(PLL)提取转子位置信息。基于 MATLAB/Simulink 搭建改进型滑模观测器无位置传感器矢量控制模型, 通过仿真验证了该算法可以快速准确地估计转子位置, 具有较好的抗抖振性和动稳态性能。

关键词: 永磁辅助同步磁阻电机; 滑模观测器; 扩展反电动势; 超螺旋; 锁相环; 无位置传感器

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)07-0026-08

doi: 10.12177/emca.2021.050

Position Sensorless Control Using an Improved Sliding Mode Observer of PMASynRM

WU Changlong, CHU Jianbo

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211100, China)

Abstract: For the magnetic saturation and cross coupling effect, the dq -axis inductance parameters of the permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMASynRM) are unstable. In order to adapt the instability of the inductance and improve the robustness of the system, an improved algorithm of sliding mode observer (SMO) position sensorless control is proposed, which is based on the extended back electromotive force. The proposed control can estimate the position of the motor. To improve the chattering resistance ability of the system, the super twisting (ST) SMO is used to replace the conventional SMO, and the sigmoid function is used to replace the conventional sign function. The phase-locked loop (PLL) in rest frame is used to obtain the rotor position information. An improved SMO sensorless vector control simulation model is built in MATLAB/Simulink. The simulation analysis verifies that the improved algorithm can estimate the rotor position quickly and accurately, which has good chattering resistance and dynamic and static quality.

Key words: permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMASynRM); sliding mode observer (SMO); extended back electromotive force; super twisting; phase-locked loop (PLL); position sensorless

收稿日期: 2021-04-25; 收到修改稿日期: 2021-05-27

作者简介: 吴昌隆(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁辅助同步磁阻电机驱动与无位置传感器控制。

储剑波(1972—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动、永磁电机/异步电机控制。

0 引言

永磁辅助同步磁阻电机(PMASynRM)具有高调速范围、高性价比、高容错能力等优势,在电动汽车、航空航天、伺服控制等领域均有广泛应用^[1-4]。与传统永磁同步电机(PMSM)相比,PMASynRM的电磁转矩以磁阻转矩为主,永磁转矩为辅,其成本相对更低,发展前景较为广阔^[5]。传统方法下电机转子角度转速信息通过机械传感器获取,例如旋转变压器和光电编码器等^[6],但增加了成本且易受环境因素的影响。因此,PMASynRM的无位置传感器矢量控制受到了广泛关注。

针对电机转子角度和速度的估算,无位置传感器矢量控制方法主要包括适用于低速场合的低频信号注入法、高频信号注入法,适用于中高速的开环估算法、模型参考自适应法、滑模观测器(SMO)法、状态观测器法和扩展卡尔曼滤波器法等。由于PMASynRM具有磁路饱和(包括交叉饱和)现象,高鲁棒性、抗干扰性的滑模控制算法得到更广泛的关注与应用。文献[7-8]用sat饱和函数代替理想滑模动态中的sgn符号函数,控制边界层的取值范围,有效减小了抖振。文献[9]用双曲正切函数代替符号函数,优点是抑制抖振效果好,缺点是影响了系统的控制精度。文献[10]用Sigmoid函数代替符号函数,进一步削弱系统的高频抖振信号。文献[11]将变指数趋近律引入滑模结构,其速度跟踪、抗扰动抖振等特性良好。

超螺旋滑模观测器(ST-SMO)算法是高阶滑模算法,区别于传统的一阶SMO算法,二阶的ST-SMO可以有效地抑制系统抖振。ST-SMO滑模面内的轨迹不是近似的直线,而是绕原点螺旋分布,且ST-SMO算法对系统非连续项积分,提高了系统的连续性与鲁棒性。算法能够有效抑制高频抖振,提升动稳态性能,且算法较容易实现^[12-14]。

为实现PMASynRM的无位置传感器矢量控制,提出一种改进型SMO传感器矢量控制算法。本文基于ST-SMO搭建滑模变结构,使用Sigmoid函数代替ST-SMO中sgn符号函数,并采用锁相环(PLL)估算转子角度,提取速度信息。

1 PMASynRM的滑模观测器

1.1 电机数学模型

PMASynRM是一种结合PMSM与同步磁阻电机优点的电机,其具有调速范围宽、功率密度高、性价比高等显著优点。与传统PMSM所采用的钕铁硼永磁材料相比,PMASynRM通常采用铁氧体磁极材料,成本更低。

为了方便分析电机的特性,对理想状态下的数学模型进行假设:忽略铁心饱和及磁滞损耗;忽略永磁体的阻尼作用;只考虑基波,不考虑高次谐波;三相绕组互相对称。

得到两相静止坐标系中电机数学模型的表达式如下:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{ex} \cos \theta_e \\ E_{ex} \sin \theta_e \end{bmatrix}$; $E_{ex} = (L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q) + \omega_e \psi_f$; i_α, i_β 与 u_α, u_β 分别为静止坐标系下定子电流和定子电压; R_s 为定子电阻; ω_e 为转子电角速度; L_d, L_q 为 d, q 轴电感; $p = \frac{d}{dt}$ 为微分算子; E_α, E_β 为扩展反电动势的 α, β 轴分量; ψ_f 为电机永磁磁链。

1.2 传统滑模观测器模型

传统的SMO基于静止坐标系下的数学模型,提取扩展反电动势参数为位置信息,对扩展反电动势进行反正切函数计算,从而获取电机角度速度信息。传统SMO算法实现原理框图如图1所示。

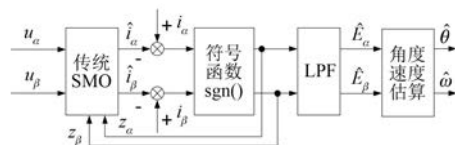


图1 传统 SMO 算法原理框图

对式(1)进行整合变换,电机的电流方程如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} u_\alpha - e_\alpha \\ u_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{其中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix}。$$

传统的 SMO 取定子电流作为滑模面 $s(x) = 0$ 的目的轨迹, 滑模切换面方程如下:

$$s(x) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = 0 \quad (3)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为定子电流的观测值; $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ 为定子电流的观测误差。

根据 SMO 变结构矢量控制的原理, 可得定子电流误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_q} \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} u_\alpha - z_\alpha \\ u_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} eq(\tilde{i}_\alpha, s) \cdot \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ eq(\tilde{i}_\beta, s) \cdot \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: z_α, z_β 为开关信号; $eq(\tilde{i}_\alpha, s), eq(\tilde{i}_\beta, s)$ 为滑模增益系数。

对式(4)和式(2)作差, 得定子电流误差:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \mathbf{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} E_\alpha - z_\alpha \\ E_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

当系统状态变量到达滑模面时, 即满足式(3), 对式(6)等效化简可得:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

经过低通滤波器(LPF)的处理, 扩展反电动势估计值的幅值和相位均有一定改变, 尤其是相位延迟, 弥补方法为在原转子位置计算结果基础上加入角度补偿。

SMO 估算的电角度 $\hat{\theta}_{eq}$ 、补偿后的电角度估算值 $\hat{\theta}_e$ 为

$$\hat{\theta}_{eq} = -\arctan(\hat{E}_\alpha / \hat{E}_\beta) \quad (8)$$

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta}_{eq} + \arctan(\hat{\omega}_e / \omega_c) \quad (9)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 和 ω_c 分别为 SMO 估算电角速度和 LPF 的截止频率。

2 改进型 SMO 设计

针对传统滑模观测器无位置传感器控制的高频抖振、相位延迟、抗干扰性差等特点, 设计改进型 SMO 算法, 优化控制性能。

2.1 边界区设计

常用的 SMO 无位置传感器矢量控制算法采用 sgn 符号函数作为边界区。为了减小滑模系统的高频抖振现象, 设计 Sigmoid 函数作为边界区:

$$\text{Sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + \exp(-as)} - 1 \quad (10)$$

式中: a 为收敛因子, 正常数, 其大小影响着函数的收敛性。

Sigmoid 函数示意图如图 2 所示。

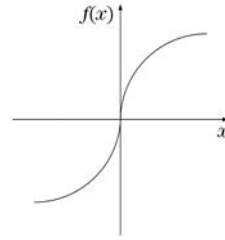


图 2 Sigmoid 函数示意图

2.2 ST 滑模算法设计

以 ST 算法的理论为基础, 并结合 Sigmoid 理想滑模边界函数, 本文设计了 ST-SMO 无位置传感器控制方法。ST 算法数学模型表达式如下[将 Sigmoid(x) 简写为 sig(x)]:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -k_1 |\tilde{x}_1|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{x}_1) + x_2 + \rho_1(x_1, t) \\ \frac{dx_2}{dt} = -k_2 \text{sig}(\tilde{x}_1) + \rho_2(x_2, t) \end{cases} \quad (11)$$

式中: x_1, x_2 为模型的状态变量; $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2$ 为状态变量误差值; k_1, k_2 为滑模增益系数; ρ_1, ρ_2 为系统的扰动项。

ST-SMO 可以在有限时间内收敛至滑模面, 但满足以下 2 个条件:

(1) 系统的扰动项满足边界条件:

$$\begin{cases} |\rho_1| \leq \delta_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \\ \rho_2 \leq \delta_2 \end{cases} \quad (12)$$

(2) 滑模增益系数满足最小组要求:

$$\begin{cases} k_1 > 2\delta_1 \\ k_2 > k_1 \frac{5\delta_1 k_1 + 6\delta_2 + 4(\delta_1 + \delta_2/k_1)^2}{2(k_1 - 2\delta_1)} \end{cases} \quad (13)$$

为了简化算法, δ_2 取值为 0, 则取值 $\rho_2 = 0$, 式(12)、式(13)简化为

$$\begin{cases} |\rho_1| \leq \delta_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \\ \rho_2 = 0 \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} k_1 > 2\delta_1 \\ k_2 > k_1 \frac{5\delta_1 k_1 + 4\delta_1^2}{2(k_1 - 2\delta_1)} \end{cases} \quad (15)$$

式中: δ_1 为正常数。

根据 ST-SMO 原理设计的 PMASynRM 定子估算电流方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = \rho_1(\hat{i}_\alpha, t) - \frac{1}{L_q} \left[k_1 |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{i}_\alpha) + \int k_2 \text{sig}(\tilde{i}_\alpha) dt \right] \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = \rho_1(\hat{i}_\beta, t) - \frac{1}{L_q} \left[k_1 |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{i}_\beta) + \int k_2 \text{sig}(\tilde{i}_\beta) dt \right] \end{cases} \quad (16)$$

扰动项定义为

$$\begin{cases} \rho_1(\hat{i}_\alpha, t) = -\frac{R_s}{L_q} \hat{i}_\alpha - \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_q} u_\alpha \\ \rho_1(\hat{i}_\beta, t) = \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_\alpha - \frac{R_s}{L_q} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_q} u_\beta \end{cases} \quad (17)$$

将式(16)与式(2)作差,得到定子电流误差式:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \tilde{i}_\alpha - \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_q} \tilde{i}_\beta - \frac{1}{L_q} \left[k_1 |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{i}_\alpha) + \int k_2 \text{sig}(\tilde{i}_\alpha) dt - e_\alpha \right] \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \tilde{i}_\beta + \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_q} \tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L_q} \left[k_1 |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{i}_\beta) + \int k_2 \text{sig}(\tilde{i}_\beta) dt - e_\beta \right] \end{cases} \quad (18)$$

根据 SMO 的等效控制原理,当观测器的状态变量到达滑模面时,即定子电流误差为 0 时,控制量可看作等效控制量。将式(6)滑模切换面方程代入式(18),得控制量方程:

$$\begin{cases} e_\alpha = k_1 |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{i}_\alpha) + \int k_2 \text{sig}(\tilde{i}_\alpha) dt \\ e_\beta = k_1 |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sig}(\tilde{i}_\beta) + \int k_2 \text{sig}(\tilde{i}_\beta) dt \end{cases} \quad (19)$$

通过 ST-SMO 算法提取了 PMASynRM 的扩展反电动势,其具有精度较高、抑制抖振性能强、抗干扰性好的优点。

2.3 PLL 设计

为确保提取转子位置信息的精度,采取 PLL 的方式进行转子位置与速度跟踪,其原理如图 3 所示。

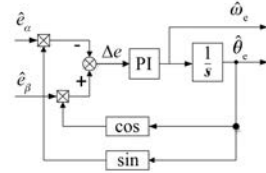


图 3 转子位置与速度跟踪法

锁相环 PI 控制器的输入信号表达式为

$$\begin{aligned} \Delta e &= \hat{e}_\beta \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\alpha \sin \hat{\theta}_e = \\ &= k \sin \theta_e^* \cos \hat{\theta}_e - k \cos \theta_e^* \sin \hat{\theta}_e = \\ &= k \sin(\theta_e^* - \hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (20)$$

式中: k 为反电动势系数, $k = E_{ex}$; θ_e^* 为反电动势相位角。

当转子位置观测误差小于 30° , 可化简式(20)为

$$\Delta e = k \sin(\theta_e^* - \hat{\theta}_e) \approx k(\theta_e^* - \hat{\theta}_e) \approx k \Delta \theta_e \quad (21)$$

该误差经过 PI 调解后即可得转子角速度的估计值。

3 仿真验证与结果分析

3.1 系统仿真模型

基于 ST-SMO 算法、PLL 等搭建的 PMASynRM 无位置传感器矢量控制系统如图 4 所示。电机矢量控制系统包括电压电流 PI 控制器、

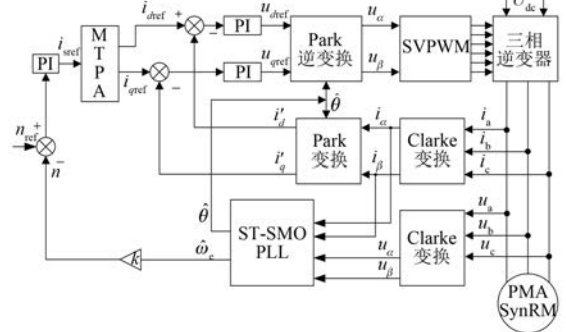


图 4 PMASynRM 无位置传感器矢量控制系统框图

最大转矩电流比 (MPA) 模块、空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 模块、SMO 无位置传感器模块等若干子系统模块。

在 MATLAB/Simulink 工具中搭建电机无位置传感器矢量控制系统模型,如图 5 所示,其中主要包括电机数学模型与无位置传感器双闭环矢量控制模型。无位置传感器双闭环矢量控制模型中,其关键算法模块如图 6 所示,主要包括 ST-SMO 算法与 PLL 算法模块。

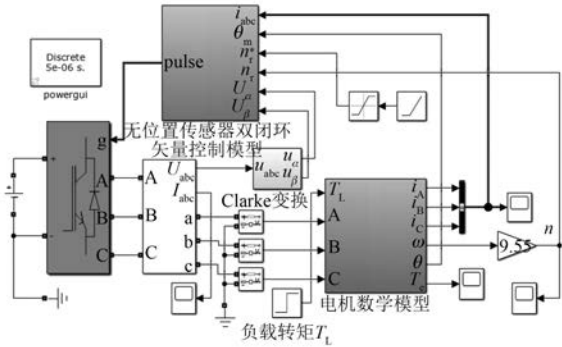


图 5 电机无位置传感器矢量控制系统模型

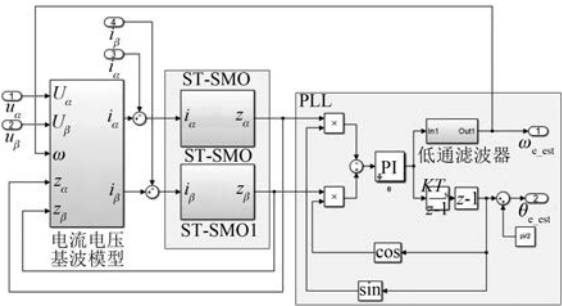


图 6 ST-SMO 及 PLL 算法模块

3.2 仿真结果及分析

在 MATLAB/Simulink 搭建 PMASynRM 无位置传感器矢量控制系统并仿真,电机仿真参数如表 1 所示。

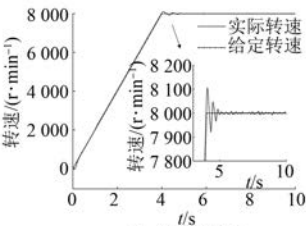
采用 PMASynRM 矢量控制,仿真条件为,电机给定转速 $n^* = 8\,000\text{ r/min}$,给定形式为斜坡函数,斜率为 $2\,000\text{ r}/(\text{min} \cdot \text{s})$;直流侧电压 $U_{dc} = 310\text{ V}$;负载转矩初始给定 $T_L = 0.1\text{ N} \cdot \text{m}$;仿真时长为 10 s ,在 $t = 1\text{ s}$ 时系统切换成无位置传感器算法,将 SMO 估算的电机转速和角度信息反馈至转速环和电流环。经过整定,确定 ST-SMO 的滑模增益系数 $k_1 = 3.5, k_2 = 0.000\,1$,根据试凑法确定

Sigmoid 函数中的收敛因子 $a = 2$ 。

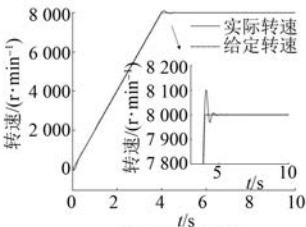
表 1 PMASynRM 参数表

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	2.2
d 轴电感/mH	26.6
q 轴电感/mH	10.2
极对数 p	3
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.020 3
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.000 633

图 7 是 $8\,000\text{ r/min}$ 转速下传统 SMO 和改进型 SMO 无位置传感器算法的电机转速波形对比。



(a) 传统 SMO



(b) 改进 SMO

图 7 加速度 $2\,000\text{ r}/(\text{min} \cdot \text{s})$ 的电机转速波形

由图 7(a) 和图 7(b) 的波形对比可知,采用常规 SMO 无位置传感器矢量控制方案的电机转速振荡较大,动稳态性能一般;采用改进型 ST-SMO 无位置传感器控制方案电机稳态时的转速振荡减小,电机的实际转速与给定转速误差很小,转速误差在 0.5% 以内。证明改进型 SMO 无位置传感器算法的动稳态性能较好。

图 8 和图 9 是在 $8\,000\text{ r/min}$ 转速下传统 SMO 与改进型 SMO 无位置传感器算法的扩展反电动势波形对比。

对比图 8 和图 9 波形,采用改进型 SMO 算法所提取的扩展反电动势波形幅值小于传统 SMO 算法,但是其误差比例也明显小于传统 SMO 算法。使用传统的 SMO 无位置传感器算法,所得位置信息扩展反电动势具有强烈的高频抖振现象,

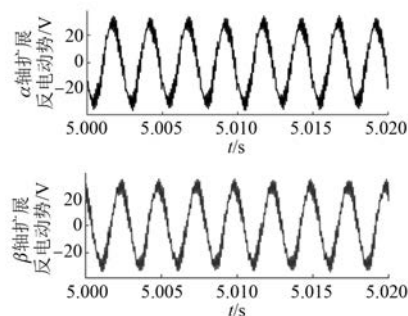


图8 传统 SMO 静止坐标轴扩展反电动势波形

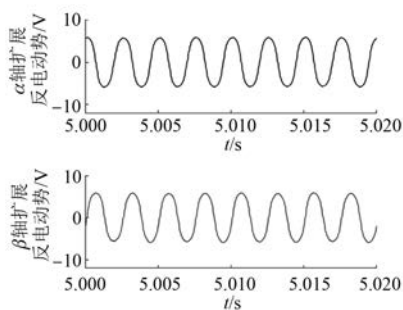


图9 改进 SMO 静止坐标轴扩展反电动势波形

需经过 LPF 削弱高频抖振信号。而 ST-SMO 算法所得扩展反电动势波形为较理想的正弦波形,无高频抖振现象。证明改进型 SMO 能够抑制高频抖振,精确地提取电机位置信息。

图 10 和图 11 是在 8 000 r/min 转速下传统 SMO 与改进型 SMO 无位置传感器算法的电磁转矩波形对比。

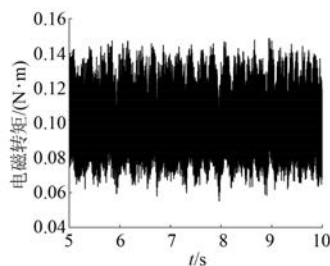


图10 传统 SMO 电磁转矩波形

由图 10 和图 11 波形的对比可知,改进型 SMO 算法电磁转矩的振荡小于传统 SMO 算法,证明 ST-SMO 算法下的电机转矩输出的动稳态性能提升。

提升给定转速斜率至 4 000 r/(min·s), $t = 0.5$ s 时刻切换无位置传感器算法,其余参数不

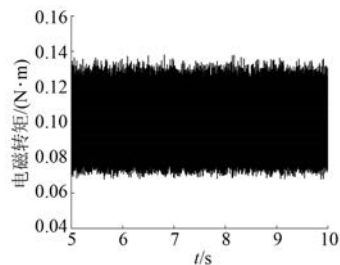


图11 改进 SMO 电磁转矩波形

变。转速波形对比如图 12 所示。

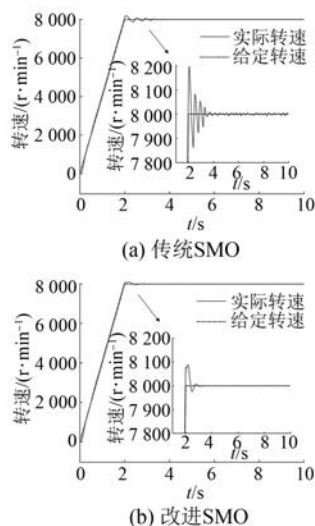
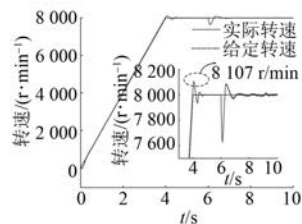


图12 加速度 4 000 r/(min·s) 的电机转速波形

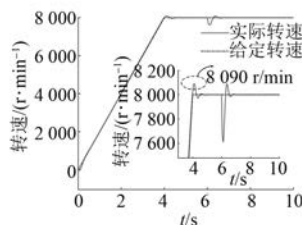
由图 12 可知,在增大转速斜率的情况下,改进型 SMO 更快到达稳态转速,转速振荡较小,因而改进型 SMO 动稳态性能更好。

对电机系统做突加负载仿真测试。给定转速斜率设为 2 000 r/(min·s), $t = 2$ s 时切换无位置传感器双闭环, $t = 6$ s 时突加负载 0.5 N·m。突加负载时的转速和电磁转矩波形对比如图 13 和图 14 所示。

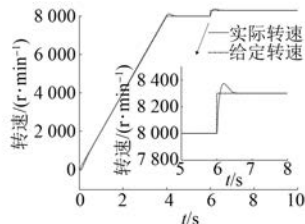
由图 13 波形的对比可知,在突加负载前,传统 SMO 转速超调量 1.34%,改进型 SMO 的转速超调量 1.125%,明显小于传统 SMO;突加 0.5 N·m 负载后,2 种方法的转速突降且超调量接近,但改进型 SMO 的转速恢复较快,且转速稳态振荡较小。由图 14 的波形对比可得,传统 SMO 与改进型 SMO 的电磁转矩在突加负载后峰值分别为 1.85 N·m 和 0.9 N·m,且改进型 SMO 的转矩稳态波动明显小于传统 SMO。上述波形说明 ST-



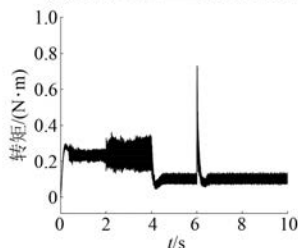
(a) 传统SMO



(b) 改进SMO

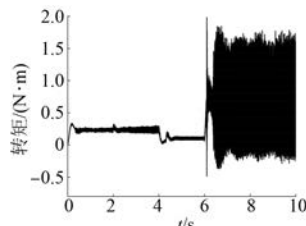
图 13 突加负载 $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时电机转速波形

(a) 突增300 r/min的转速波形

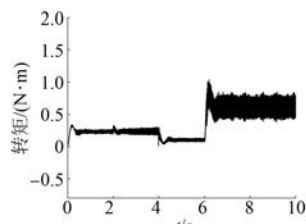


(b) 突增300 r/min的电磁转矩波形

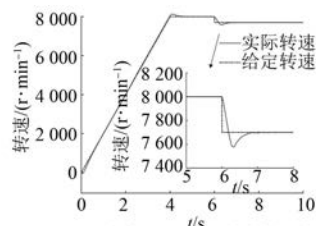
图 15 给定转速突增时仿真波形



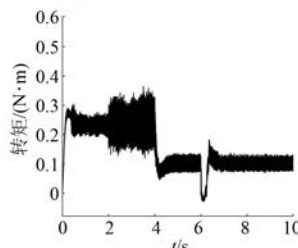
(a) 传统SMO



(b) 改进SMO

图 14 突加负载 $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时电磁转矩波形

(a) 突减300 r/min的转速波形



(b) 突减300 r/min的电磁转矩波形

图 16 给定转速突减时仿真波形

SMO 算法的抗抖振性能好,动稳态性能更优。

通过转速突增突减的系统仿真验证 ST-SMO 算法的鲁棒性。在 $t=6 \text{ s}$ 对系统给定转速突增阶跃 300 r/min ,其余仿真条件同上,仿真波形如图 15 所示。在 $t=6 \text{ s}$ 对系统给定转速突减阶跃 300 r/min ,其余仿真条件同上,仿真波形如图 16 所示。

由图 15 和图 16 可知,电机突加转速阶跃 300 r/min 时,转速恢复时间 0.5 s ,转速超调量 0.88% ,转矩最大值 $0.7 \text{ N} \cdot \text{m}$;电机突减转速 300 r/min 时,转速恢复时间 0.8 s ,转速超调量 1.61% ,转矩最小值 $-0.03 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。ST-SMO 算法在转

速突增突减情况下均能较快恢复稳态,且静态误差很小。说明 ST-SMO 无位置传感器算法的动稳态特性好,鲁棒性强。

4 结 语

为提高 PMASynRM 无位置传感器控制的动稳态性能,减少高频抖振,基于扩展反电动势设计了一种改进型 SMO 无位置传感器算法。算法采用 ST-SMO 获取位置信息,使用 Sigmoid 函数代替 sgn 函数,并通过 PLL 提取位置转速信息。将改进型 SMO 无位置传感器算法与传统 SMO 对比分析,仿真结果表明,改进型 SMO 无位置传感器矢

量控制系统能较好地抑制高频抖振,抗干扰性较好,且动稳态性能更优良。

【参考文献】

- [1] 徐媚媚,刘国海,陈前,等. 永磁辅助同步磁阻电机设计及其关键技术发展综述[J]. 中国电机工程学报,2019,39(23): 7033.
- [2] BOAZZO B, VAGATI A, PELLEGRINO G, et al. Multipolar ferrite-assisted synchronous reluctance machines: a general design approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 832.
- [3] 郭伟,赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的结构与电磁参数关系分析[J]. 中国电机工程学报, 2005(11): 124.
- [4] TRANCHO E, IBARRA E, ARIAS A, et al. PM-assisted synchronous reluctance machine flux weakening control for EV and HEV applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 2986.
- [5] 李新华,刘伟,赵云. 新能源汽车永磁辅助式同步磁阻电机研发综述[C]//第十九届中国小电机技术研讨会论文集,2014.
- [6] 葛宇. 噪声矩阵优化的降阶 EKF 的永磁同步电机无传感器控制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学,2019.
- [7] 罗清伟,曹广忠,汪济欢. 基于改进的滑模观测器无传感器永磁同步电动机矢量控制[J]. 微特电机,2014,42(3): 55.
- [8] LU W, HU Y, HUANG W, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on a novel sliding mode observer[C]//2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008.
- [9] 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.
- [10] 彭娟娟,黄民发,沈鸿,等. 新型滑模变结构的永磁同步电机无位置控制[J]. 电气传动,2020,50(6): 22.
- [11] 林城美,杨静. 基于变指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 电机与控制应用,2020,47(5): 18.
- [12] KIM H, SON J, LEE J, et al. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069.
- [13] FENG Y, HAN X, WANG Y, et al. Second-order terminal sliding mode control of uncertain multivariable systems [J]. International Journal of Control, 2007, 80(6): 856.
- [14] TARCHALA G. Influence of the sign function approximation form on performance of the sliding-mode speed observer for induction motor drive[C]//2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011.

本刊推出新栏目“实用技术成果”

为更好地推广生产、工程等方面的实际经验,促进我国电机产业的健康发展,本刊推出了新栏目“实用技术成果”。

本刊严格执行同行评议制度,所有投稿的论文均需至少 2 位专家评审,得到专家认可后方可录用。审稿专家对于论文的学术性和理论深度的评价往往对于论文能否录用起决定性作用。部分有推广价值的实用性技术成果,可能由于学术性方面的不足而无法发表。

为此,本刊新设“实用技术成果”栏目,主要面向电机及相关企业从事一线生产、设计、工程、运维等工作的技术人员,发表已经成功应用、确有推广价值、有利于产业发展的技术成果。

欢迎广大一线技术人员投稿。如需了解该栏目的投稿要求,请至本刊官网 www.motor-abc.cn 察看公告。