

基于改进型转子信息观测器的PMSM无位置传感器控制

邹恒祥¹, 朱俊杰^{1†}, 刘浩然², 郑志安¹

(1. 中南林业科技大学 计算机与信息工程学院, 湖南 长沙 410004; 2. 中国中车株洲电力机车研究所, 湖南 株洲 412001)

摘要: 针对传统滑模观测器由于抖振而导致永磁同步电机转子信息观测精度低的问题, 设计了一种基于二阶广义积分器 (SOGI) 的自适应高阶滑模转子信息观测器. 首先, 通过构造一种具有增益自适应跟踪算法的高阶滑模观测器, 解决传统滑模观测器引入低通滤波器所造成相位滞后与幅值衰减问题, 减少抖振对观测精度的影响; 其次, 使用 SOGI 与归一化正交锁相环技术获取位置和速度信息, 将转子角频率反馈至 SOGI 模块作为其中心频率, 减少负载扰动和死区效应引起的谐波和噪声的污染, 并通过 Lyapunov 稳定性定理证明了系统的稳定性; 最后, 搭建永磁同步电机无位置传感器控制系统, 通过仿真以及实验验证了该方法的有效性. 实验结果表明, 相比于传统的滑模观测器, 改进后的转子信息观测器有效提高了转子位置估计精度, 抑制了滑模抖振与谐波.

关键词: 表贴式永磁同步电机; 高阶滑模观测器; 自适应滑模增益; 二阶广义积分器

引用格式: 邹恒祥, 朱俊杰, 刘浩然, 等. 基于改进型转子信息观测器的PMSM无位置传感器控制. 控制理论与应用, 2025, 42(4): 837 – 846

DOI: 10.7641/CTA.2023.30354

Sensorless control of PMSM based on improved rotor information observer

ZOU Heng-xiang¹, ZHU Jun-jie^{1†}, LIU Hao-ran², ZHENG Zhi-an¹

(1. College of Computer and Information Engineering, Center South University of Forestry and Technology, Changsha Hunan 410004, China;

2. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd, Zhuzhou Hunan 412001, China)

Abstract: Aiming at the problem of low observation accuracy of rotor information caused by chattering of traditional sliding mode observer (SMO) in sensorless control system of permanent magnet synchronous motor, an adaptive high order SMO of rotor information based on second order generalized integrator (SOGI) is designed. Firstly, a high-order sliding mode observer with a gain adaptive tracking algorithm is constructed, to solve the phase lag and amplitude attenuation caused by the introduction of low-pass filter in the traditional SMO and reduce the effect of buffeting on the observation accuracy. Secondly, the rotor information is obtained through the SOGI and orthogonal phase locked loop (PLL), the angular frequency of the rotor is then feedback to SOGI module. By doing this, the frequency adaptive tracking of SOGI is thus be realized, and the influence of harmonic and noise caused by load disturbance and dead zone effect can be reduced. The stability of the system is verified by the Lyapunov stability theory. Finally, the sensorless control system of permanent magnet synchronous motor was constructed, and the effectiveness of the proposed method was verified by simulation and experiment. The experimental results show that compared with the traditional SMO, the improved rotor information observer can effectively improve the accuracy of rotor position estimation, and suppress sliding mode chattering and harmonics.

Key words: permanent magnet synchronous motor; higher order sliding mode observer; adaptive sliding mode gain; second order generalized integrator

Citation: ZOU Hengxiang, ZHU Junjie, LIU Haoran, et al. Sensorless control of PMSM based on improved rotor information observer. *Control Theory & Applications*, 2025, 42(4): 837 – 846

收稿日期: 2023-05-24; 录用日期: 2023-12-18.

†通信作者. E-mail: wenke03@163.com; Tel.: +86 13755001816.

本文责任编辑: 杨苹.

湖南省自然科学基金面上项目(2020JJ4948), 湖南省教育厅重点研发项目(19A511)资助.

Supported by the Hunan Natural Science Foundation Project (2020JJ4948) and the Scientific Research Project of Hunan Provincial Department of Education (19A511).

1 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有结构简单、功率因数高、体积小等优点,被广泛应用于工业制造、家用电器等领域. PMSM传统控制策略使用机械式编码器获取转子位置信息,这会增加电机制造成本,降低可靠性和耐用性. 无位置传感器的PMSM控制策略,通过采集与转速有关的电流、电压变量,估算出转子的位置和转速信息代替机械式编码器,具有可靠性高、适应环境能力强等优点,因此拥有良好的应用前景^[1-5].

PMSM无位置传感器控制策略主要分为高频信号注入的有源控制与无信号注入的无源控制. 有源控制方法适用于内嵌式永磁同步电机,利用电机的凸极效应,通过向定子绕组注入高频信号,从响应电流中提取出转子的位置和速度信息,适用于低速和零速启动^[6]. 无源控制方法主要有磁链观测器法与反电势观测器法两种方法. 磁链观测器通过转子磁链获取转子位置信息,该方法需要准确的转子磁链分量,对电机参数较为敏感^[7]. 反电势观测器适用于电机反电势显著的中高速运行阶段,该方法利用电机的电压、电流等信号计算电机反电势,通过非线性观测器估计转子位置信息,常用的反电势观测器模型有参考自适应法^[8]、扩展卡尔曼滤波器算法^[9]和滑模观测器算法(sliding-mode observer, SMO)^[10]等. 卡尔曼滤波器算法计算复杂,对硬件设备要求较高;模型参考自适应法需要精确的电机参考数学模型,电机内部参数发生变化,会影响算法的估计精度;SMO具有鲁棒性强、收敛速度快、调速范围广等优点,被广泛应用于PMSM无位置传感器控制策略中^[11-14].

传统的SMO使用符号函数作为开关函数,其固有的抖振问题降低了观测精度^[15]. 文献[16]分析了抖振产生的原因,并用反正切函数替代符号函数,以减少抖振的产生,但并未解决引入低通滤波器导致的相位延迟问题. 文献[17]在SMO的基础上引入超螺旋算法以及自适应增益参数,有效抑制了抖振,但所提算法有着参数整定复杂、运算量大等问题. 文献[18]基于SMO构造了高阶滑模观测器(higher order SMO, HS-MO),对等效反电势进行处理,提高了反电势观测精度,避免了低通滤波器的使用,但反电动势中仍存在谐波扰动. 文献[19]提出一种基于二阶广义积分器(second order generalized integrator, SOGI)的反电势观测器,利用其滤波特性抑制抖振和谐波的影响,但其使用的固定观测器增益值无法满足不同工况下系统对观测精度的要求.

针对以上PMSM无位置传感器控制策略中存在的问题,本文提出一种基于改进型转子信息观测器的PMSM无位置传感器控制策略. 首先根据高阶滑模观

测器中电机的反电势会随转速的改变而发生变化的特性,设计一种随转速变化的自适应滑模增益系数. 其次利用SOGI结构设计自适应带通滤波器,对系统中由负载扰动和死区效应引起的谐波进行滤波,并采用归一化正交锁相环(phase locked loop, PLL)实现了对位置信息的闭环观测. 最后经过仿真与实验,对本文所提出算法的优越性进行验证.

2 PMSM数学模型及传统滑模观测器设计

2.1 永磁同步电机数学模型

表贴式永磁同步电机在两相静止坐标系 (α, β) 下的数学模型为^[20]

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + pL_d \dot{i}_\alpha - \Psi_f \omega_e \sin \theta_e, \\ u_\beta = R_s i_\beta + pL_d \dot{i}_\beta + \Psi_f \omega_e \cos \theta_e, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} e_\alpha = -\Psi_f \omega_e \sin \theta_e, \\ e_\beta = \Psi_f \omega_e \cos \theta_e, \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_α, u_β 表示静止坐标系下定子电压分量, i_α, i_β 表示静止坐标系下定子电流分量, R_s 为定子电阻, L_d 为定子电感, p 为微分算子, e_α, e_β 为静止坐标系下反电动势分量, Ψ_f 表示永磁体磁链, ω_e 表示电机转子电角速度, θ_e 表示电机转子的电角度.

构建PMSM旋转坐标系 (d, q) 下电机转速、电磁转矩、磁链及 d, q 轴电压与电流的数学模型^[17], 即

$$\begin{cases} T_e = \frac{3p_n \Psi_f i_q}{2}, \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m, \\ u_d = R_s i_d + pL_d \dot{i}_d - \omega_e L_d i_q, \\ u_q = R_s i_q + pL_d \dot{i}_q + \omega_e (L_d i_d + \Psi_f), \end{cases} \quad (3)$$

式中: T_e 表示电磁转矩; p_n 表示电机的极对数; u_d, u_q, i_d, i_q 分别表示旋转坐标系下定子电压与电流分量; ω_m 表示电机转子机械角速度, 且 $\omega_e = p_n \omega_m$; T_L 表示负载转矩; B 为阻尼系数.

2.2 传统滑模观测器的设计

在构建SMO前,将电压方程式(1)变换为式(4), 即

$$\begin{cases} p i_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} i_\alpha + \frac{1}{L_d} u_\alpha - \frac{1}{L_d} e_\alpha, \\ p i_\beta = -\frac{R_s}{L_d} i_\beta + \frac{1}{L_d} u_\beta - \frac{1}{L_d} e_\beta. \end{cases} \quad (4)$$

传统SMO的设计中采用符号开关函数对PMSM的数学模型进行重构, PMSM无位置传感器控制系统中传统SMO数学模型如下:

$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ -R_s \hat{i}_\beta + u_\beta - k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 表示 i_α, i_β 的观测值; k 为滑模增益.

由此反电势的估计值为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中 $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ 表示 e_α, e_β 的观测值。

转子角度和速度可以通过反正切函数计算得到

$$\begin{cases} \hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\Psi_f}, \\ \hat{\theta} = \arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}. \end{cases} \quad (7)$$

传统SMO使用不连续的切换函数,会导致估计反电势中存在严重的高频抖振,需引入低通滤波器对估计反电势进行滤波,这会导致相位的延时。反正切函数包含分割运算,会进一步放大转子位置观测误差。针对SMO存在的以上问题,本文在SMO的基础上构建了改进型转子信息观测器。

3 改进型转子信息观测器

3.1 自适应高阶滑模观测器

在电机正常运行的情况下,系统的机械时间常数远大于其电磁时间常数。在一个采样周期内,可将转子的角速度视为恒定值,即 $p\omega_e = 0$ ^[18],因此由式(2)可知,反电势满足以下关系:

$$p \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e e_\beta \\ \omega_e e_\alpha \end{bmatrix}. \quad (8)$$

为消除传统滑模观测器引入低通滤波导致的相位延迟与幅值衰减问题,由式(1)–(2)(8)式构建出以定子电流和反电势为状态变量的高阶滑模观测器^[19],即

$$\begin{cases} p\hat{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d}\hat{i}_\alpha - \frac{1}{L_d}\hat{e}_\alpha + \frac{1}{L_d}u_\alpha - \frac{k}{L_d}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha), \\ p\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_d}\hat{i}_\beta - \frac{1}{L_d}\hat{e}_\beta + \frac{1}{L_d}u_\beta - \frac{k}{L_d}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta), \\ p\hat{e}_\alpha = -\hat{\omega}_e\hat{e}_\beta + \frac{m}{L_d}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha), \\ p\hat{e}_\beta = \hat{\omega}_e\hat{e}_\alpha + \frac{m}{L_d}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta), \end{cases} \quad (9)$$

式中 $\hat{\omega}_e$ 表示 ω_e 的观测值。

在电机中高速运行阶段,需要较大的滑模增益来保证系统的强鲁棒性和快速响应。但过大的增益会使系统产生额外的抖振,导致反电势估计值发生畸变,降低永磁同步电机控制系统的精确性。为了保证系统在不同的转速下都有良好的性能指标,本文设计了一种自适应滑模增益系数,如式(10)所示:

$$k_v = \begin{bmatrix} k_{v\alpha} \\ k_{v\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\min} + l(|\hat{i}_\alpha - i_\alpha|)\hat{\omega}_e \\ k_{\min} + l(|\hat{i}_\beta - i_\beta|)\hat{\omega}_e \end{bmatrix}, \quad (10)$$

式中: k_{\min} 为最低滑模增益,确保电机在转速较低时系统仍然具有较好的鲁棒性; l 为自适应增益调节参数($l > 0$),使观测器在变速阶段有理想的增益。

当电机变速运转时,滑模观测误差不为0,自适应增益 k_v 增大。当估计误差到达滑模切换面($\hat{i} - i = 0$)后,为减少扰动对系统的干扰,增益 k_v 减小,直至滑模平衡状态被破坏,即误差再次脱离滑模面,滑模增益将根据系统状态通过自适应算法再一次调整,保证 k_v 的值能够适应电机宽速域工作要求。

传统的符号函数 $\text{sgn}(x)$ 在零点处不连续,导致滑模观测器观测精度下降。对此,本文采用在零点处连续的饱和开关控制函数 $\text{sigmoid}(x)$ 代替传统的符号函数,如式(11)所示,在零点处函数值为零且边界层内为连续控制,使得系统状态量低速穿过滑模面,避免了符号函数的高速切换,可有效减少抖振导致的转子信息的观测误差。边界层外依然根据滑模控制饱和特性,选取符号函数作为开关函数,保证系统的稳定性。

$$\text{sigmoid}(x) = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1, \quad (11)$$

式中: a 为正实数, x 为系统状态变量误差。 a 的大小决定了 $\text{sigmoid}(x)$ 函数边界层厚度, a 的值越大,在零点附近越抖,会导致函数在零点附近变化太快,影响控制效果; a 的值过小,函数经过较长时间才能稳定,会降低控制的精度。因此本文选取 $a=2$ 时较为平滑的 $\text{sigmoid}(x)$ 作为新的切换函数^[21]。

结合式(9)–(11),最终得到改进的高阶滑模观测器算法,即

$$\begin{cases} p\hat{i}_\alpha = \frac{1}{L_d}[-R_s\hat{i}_\alpha - \hat{e}_\alpha + u_\alpha - k_{v\alpha}\text{sigmoid}(\bar{i}_\alpha)], \\ p\hat{i}_\beta = \frac{1}{L_d}[-R_s\hat{i}_\beta - \hat{e}_\beta + u_\beta - k_{v\beta}\text{sigmoid}(\bar{i}_\beta)], \\ p\hat{e}_\alpha = -\hat{\omega}_e\hat{e}_\beta + \frac{m}{L_d}\text{sigmoid}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha), \\ p\hat{e}_\beta = \hat{\omega}_e\hat{e}_\alpha + \frac{m}{L_d}\text{sigmoid}(\hat{i}_\beta - i_\beta), \end{cases} \quad (12)$$

式中 $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 为观测电流与实际电流的误差。

将式(12)与式(4)做差可得电机的定子电流估算方程

$$\begin{cases} p\bar{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d}\bar{i}_\alpha - \frac{1}{L_d}\bar{e}_\alpha - \frac{k_v}{L_d}\text{sigmoid}(\bar{i}_\alpha), \\ p\bar{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_d}\bar{i}_\beta - \frac{1}{L_d}\bar{e}_\beta - \frac{k_v}{L_d}\text{sigmoid}(\bar{i}_\beta). \end{cases} \quad (13)$$

同理将式(12)与式(8)做差可得反电势估算方程

$$\begin{cases} p\bar{e}_\alpha = -\hat{\omega}_e \bar{e}_\beta + \frac{m}{L_d} \text{sigmoid}(\bar{i}_\alpha), \\ p\bar{e}_\beta = -\hat{\omega}_e \bar{e}_\alpha + \frac{m}{L_d} \text{sigmoid}(\bar{i}_\beta), \end{cases} \quad (14)$$

式中 $\bar{e}_\alpha = \hat{e}_\alpha - e_\alpha$, $\bar{e}_\beta = \hat{e}_\beta - e_\beta$ 为观测扩展反电势与实际扩展反电势的误差。

由式(12)–(14)可知, 相比于传统滑模观测器, 高阶滑模观测器具有预测、矫正两个基本环节: 反电势观测方程为预测环节, 通过将观测到的反电势反馈至电流观测器, 构成矫正环节. 由式(14)可知, 估计反电势通过积分的形式获得, 为连续可微的函数, 因此可以得到平滑的估计信号. 上述高阶滑模观测器具有减少误差的功能, 可以去除传统滑模观测器中的低通滤波器, 避免产生相位延时的问题。

3.2 自适应高阶滑模观测器稳定性分析

改进后的高阶滑模观测器由两个二阶观测器构成, 即电流滑模观测器和扩展反电势滑模观测器. 定义电流滑模面 s_i 为

$$s_i = \begin{bmatrix} s_{i\alpha} \\ s_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix}. \quad (15)$$

为证明滑模运动的可达性和稳定性, 保证系统在到达滑模面后稳定运行于滑模面上, 对上述观测器稳定性进行分析. 定义电流的Lyapunov函数为^[22]

$$V_i = \frac{1}{2} (s_{i\alpha}^2 + s_{i\beta}^2). \quad (16)$$

由滑模运动可达性条件和Lyapunov稳定性证明定理可知, V_i 的导数 \dot{V}_i 须负定, 应满足

$$\dot{V}_i = \dot{s}_{i\alpha} s_{i\alpha} + \dot{s}_{i\beta} s_{i\beta} = \dot{\bar{i}}_\alpha \bar{i}_\alpha + \dot{\bar{i}}_\beta \bar{i}_\beta < 0, \quad (17)$$

$$\dot{\bar{i}}_\alpha \bar{i}_\alpha < 0, \quad \dot{\bar{i}}_\beta \bar{i}_\beta < 0, \quad (18)$$

式中: $\dot{s}_{i\alpha}$, $\dot{s}_{i\beta}$ 表示 $s_{i\alpha}$, $s_{i\beta}$ 的导数, $\dot{\bar{i}}_\alpha$, $\dot{\bar{i}}_\beta$ 表示 \bar{i}_α , \bar{i}_β 的导数.

结合式(13)–(15)可以推得

$$\dot{\bar{i}}_\alpha \bar{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} \bar{i}_\alpha^2 + \frac{\bar{i}_\alpha}{L_d} [\bar{e}_\alpha - k_v \text{sigmoid}(\bar{i}_\alpha)], \quad (19)$$

$$\dot{\bar{i}}_\beta \bar{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_d} \bar{i}_\beta^2 + \frac{\bar{i}_\beta}{L_d} [\bar{e}_\beta - k_v \text{sigmoid}(\bar{i}_\beta)]. \quad (20)$$

要满足式(17)–(18), 结合式(19)–(20)可知, 自适应滑模增益 k_v 必须满足

$$k_v > \max \{|e_\alpha|, |e_\beta|\}. \quad (21)$$

当定子电流到达滑模面, 定子电流观测值将会收敛至实际值, 此时 $\bar{i}_\alpha = 0$, $\bar{i}_\beta = 0$ 且 $p\bar{i}_\alpha = p\bar{i}_\beta = 0$, 由式(13)可得

$$\begin{cases} \bar{e}_\alpha = -k_v \text{sigmoid}(\bar{i}_\alpha), \\ \bar{e}_\beta = -k_v \text{sigmoid}(\bar{i}_\beta). \end{cases} \quad (22)$$

结合式(14)与式(22)可以得到以反电势误差为变

量的状态方程

$$\begin{cases} p\bar{e}_\alpha = -\bar{e}_\beta \hat{\omega}_e + \frac{m}{L_d} \cdot \frac{\bar{e}_\alpha}{k}, \\ p\bar{e}_\beta = -\bar{e}_\alpha \hat{\omega}_e + \frac{m}{L_d} \cdot \frac{\bar{e}_\beta}{k}. \end{cases} \quad (23)$$

通过求解微分方程(23), 可得其特征方程为

$$s^2 + 2\frac{ms}{L_d k_v} + (\omega_e^2 + \frac{m^2}{L_s k^2}) = 0, \quad (24)$$

式中 s 为Laplace运算符, 计算出上式的特征根为

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{m}{k_v} \pm jL_d \hat{\omega}_e}{L_d}. \quad (25)$$

由上式可知, 特征方程(24)的特征根是一对共轭复根, 且均位于 s 左半平面, 由此可以判定该系统是稳定的. 为满足以上分析的观测器稳定性条件, 确保反电势观测误差收敛速度, 本文选取观测器增益分别为: $k_{\min} = 1.2$, $l = 0.002$, $m = 0.3$.

3.3 基于SOGI-PLL结构的转子信息提取方法

经由自适应高级滑模观测器获取的反电势中包含转子位置信息, 但由于逆变器死区效应以及转子空间谐波的影响, 反电势中仍包含大量5次和7次谐波. 本文采用SOGI-PLL结构从反电势中提取转子位置信息, SOGI减少谐波造成的干扰, PLL从经过SOGI滤波后的反电势中计算转子位置信息. 扩展反电势 \hat{e}_α , \hat{e}_β 仍然包含谐波分量. 将静止坐标系上扩展反电势重写为 $e = e_f + e_h$ ^[23].

$$\begin{cases} e_f = \begin{bmatrix} -E_1 \sin(\omega_e t + \theta_{e1}) \\ E_1 \cos(\omega_e t + \theta_{e1}) \end{bmatrix}, \\ e_h = \begin{bmatrix} -\sum_{k=1}^n E_{6k\pm 1} \sin(\pm(6k\pm 1)\omega_e t + \theta_{e(6k\pm 1)}) \\ \sum_{k=1}^n E_{6k\pm 1} \cos(\pm(6k\pm 1)\omega_e t + \theta_{e(6k\pm 1)}) \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (26)$$

式中: $e_f = [e_{f\alpha} \ e_{f\beta}]^T$, $e_h = [e_{h\alpha} \ e_{h\beta}]^T$ 分别为扩展反电势中的基波和 $6k \pm 1$ 次谐波, E_1 和 $E_{6k\pm 1}$ 为基波和 $6k \pm 1$ 次谐波的幅值. 通过锁相环获取转子位置信息, 锁相环中位置误差信号 ε 表示为

$$\begin{aligned} \varepsilon = & -\hat{e}_\alpha \cos \theta_e - \hat{e}_\beta \sin \theta_e = \\ & E_1 \sin[(\hat{\omega}_e - \omega_e)t + \theta_{r1} - \theta_{e1}] + \\ & \sum_{k=1}^n E_{6k\pm 1} \sin[(\pm(1 \pm 6k)\hat{\omega}_e - \omega_e)t + \\ & \theta_{r(6k\pm 1)} - \theta_{e1}], \end{aligned} \quad (27)$$

式中 θ_{e1} 为转子初始角度.

由式(27)可知, 当PLL收敛时, 位置误差信号 ε 包含谐波干扰, 降低了转子信息的观测精度.

为减少谐波对锁相环的影响, 本文引入SOGI对自适应高阶滑模观测器获取的反电势进行滤波, 以获得更稳定的反电势估计值 $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$. SOGI的结构框图如图1所示, 其传递函数如式(28)所示:

$$\begin{cases} D(s) = \frac{\hat{E}_{\alpha\beta}}{\hat{e}_{\alpha\beta}} = \frac{k_s \hat{\omega}_e s}{s^2 + k_s \hat{\omega}_e s + \hat{\omega}_e^2}, \\ Q(s) = \frac{q \hat{E}_{\alpha\beta}}{\hat{e}_{\alpha\beta}} = \frac{k_s \hat{\omega}_e^2}{s^2 + k_s \hat{\omega}_e s + \hat{\omega}_e^2}, \end{cases} \quad (28)$$

式中: $q = e^{-\pi/2j}$; k_s 为系统增益; $\hat{\omega}_e$ 为电机转子角频率; $D(s)$ 是一个二阶带通滤波器; $Q(s)$ 是一个二阶低通滤波器; $\hat{E}_{\alpha\beta}$ 为经过SOGI滤波的反电势.

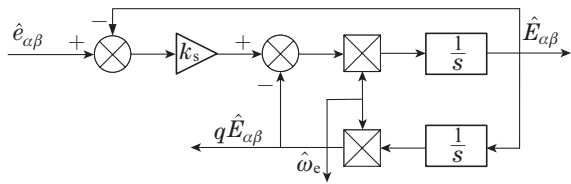


图 1 SOGI结构框图

Fig. 1 Structure diagram of SOGI

图1所示系统的幅频、相频频率特性如下:

$$E_{\alpha\beta} = \begin{cases} |D| = \frac{k_s \hat{\omega}_e \omega}{\sqrt{(\hat{\omega}_e^2 - \omega^2)^2 + (k_s \omega \hat{\omega}_e)^2}}, \\ \angle D = \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e^2 - \omega^2}{k_s \omega \hat{\omega}_e}\right), \end{cases} \quad (29)$$

$$qE_{\alpha\beta} = QE_{\alpha\beta}, \begin{cases} |Q| = \frac{\hat{\omega}_e}{\omega} |D|, \\ \angle Q = \angle D - \frac{\pi}{2}, \end{cases} \quad (30)$$

式中 ω 为系统的中心频率, 当 $\hat{\omega}_e = \omega$ 时, 即 $|D| = |Q| = 1$, 中心频率实现了对角频率的无误差跟踪. 由式(29)–(30)可知, $qE_{\alpha\beta}$ 比 $E_{\alpha\beta}$ 滞后 90° .

二阶带通滤波器的典型传递函数可以表示为

$$D'(s) = A_0 \frac{\frac{\hat{\omega}_e}{Q} s}{s^2 + \frac{\hat{\omega}_e}{Q} s + \hat{\omega}_e^2}, \quad (31)$$

式中: A_0 为滤波器的零频率增益, Q 为品质因数.

对比式(28)和式(31)可知, 式(28)对应的品质因数是

$$Q_D = \frac{1}{k_s}. \quad (32)$$

由式(32)可知, 系统的品质因数只与 k_s 有关, 系统的幅频、相频频率特性曲线如图2所示.

由伯德图可以看出, k_s 值越大, 响应速度越快, 但滤波效果越差. 为满足对系统响应速度和滤波效果的要求, 本文选取 $k_s = \sqrt{2}$ 作为谐振系数^[19].

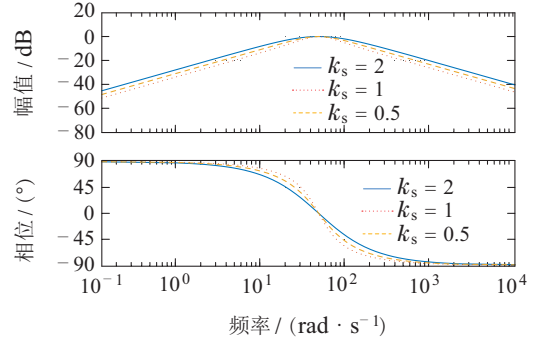


图 2 不同 k_s 值下 $D(S)$ 的Bode图

Fig. 2 Bode diagram of $D(S)$ with different k_s values

考虑到反正切函数会放大误差, 导致估计转子信息与实际信息相差较大, 本文采用归一化正交锁相环获取转子位置和速度信息, 反电势误差信号 ε 经过PI控制器调节得到转子速度, 再通过积分得到转子位置. 锁相环的结构框图如图3所示.

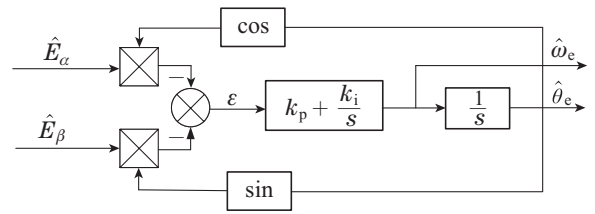


图 3 PLL结构框图

Fig. 3 Structure diagram of PLL

在经过SOGI滤波后, 此时反电势中高次谐波分量含量较少可忽略不计, 重写式(27)锁相环的误差函数

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_e = \\ &= E \sin \theta_e \cos \hat{\theta}_e - E \cos \theta_e \sin \hat{\theta}_e = \\ &= E \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e), \end{aligned} \quad (33)$$

式中 $E = \omega_e \psi_f = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}$ 表示反电势的幅值. 当 $\theta_e - \hat{\theta}_e < \frac{\pi}{6}$ 时, $\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = (\theta_e - \hat{\theta}_e)$ 成立, 此时简化式(33)为

$$\varepsilon = E(\theta_e - \hat{\theta}_e). \quad (34)$$

由上述可知, 利用锁相环技术可以估计出转子位置和速度, 再结合关于二阶广义积分器的特性分析, 构造SOGI-PLL结构, 对改进滑模观测器得到的估计反电势进行分析和滤波处理, 如图4所示.

改进型SMO以 $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta$ 为输入变量, 通过迭代计算得到估计反电势 $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$, 将估计反电势作为SOGI模块的输入, 利用其带通滤波特性, 消除估计反电势上的高频噪声和谐波干扰, 并通过锁相环获取转子的角度和频率, 将角频率作为反馈至SOGI模块作为其中心频率, 实现SOGI模块频率的自适应跟踪.

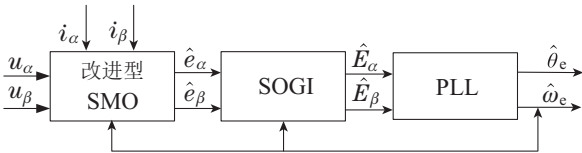


图4 基于SOGI-PLL的转子信息提取结构框图

Fig. 4 Structure of rotor information extraction based on SOGI-PLL

4 仿真与实验验证

4.1 永磁同步电机无位置传感器控制系统设计

改进型永磁同步电机无位置传感器控制系统结构框图如图5所示,由磁场定向控制系统与改进型转子

信息观测器组成. 本文通过建立改进型转子信息观测器, 获取转子的转速、位置信息, 并结合磁场定向控制 (field oriented control, FOC) 模块, 实现永磁同步电机无位置传感器控制. 转子信息观测器获取转子的估计电角速度, 反馈至转速外环以及滑模观测器, 完成速度闭环和滑模增益自适应, 采取 $i_d = 0$ 控制, 建立转速、电流双闭环控制结构.

4.2 系统仿真与分析

为验证本文提出的改进型滑模观测器的效果, 通过MATLAB/Simulink软件, 对永磁同步电机无位置传感器控制系统进行仿真. 仿真电机参数如表1所示, 观测器增益分别为: $k_{min} = 1.2, l = 0.002, m = 0.3$.

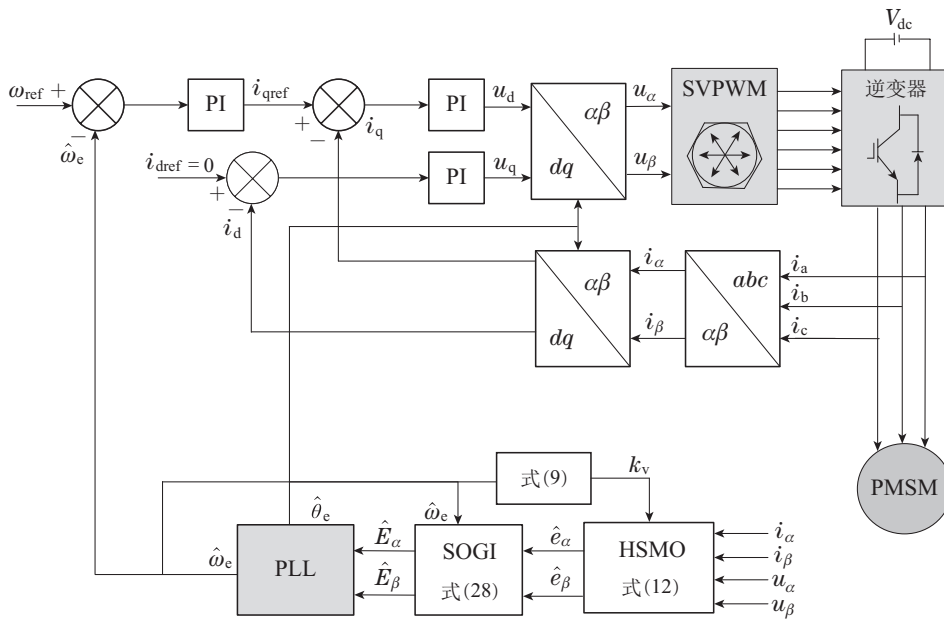


图5 控制系统结构框图

Fig. 5 Structure diagram of the control system

表1 永磁同步电机参数
Table 1 Parameters of the PMSM

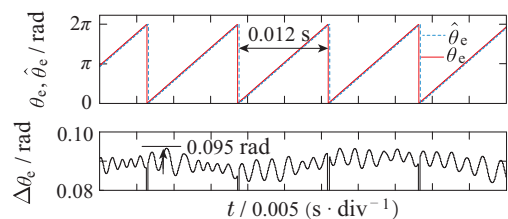
电机参数	参数值
额定电压/V	24
额定功率/W	200
额定转速/(r·min ⁻¹)	1600
定子电阻/Ω	0.176
定子电感/mH	0.195
电机极对数/p	5

4.2.1 稳态性能比较与分析

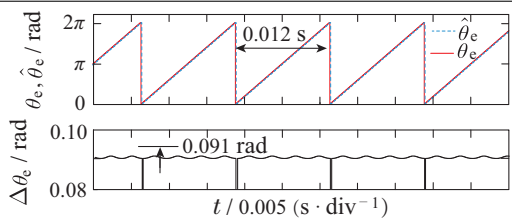
分别设电机转速为 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 和 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 对比传统高阶滑模观测器(HSMO)、饱和型开关函数滑模观测器 (HSMO with sigmoid function, HSMO-SIG)、自适应增益饱和型开关函数滑模观测器 (HSMO with adaptive sigmoid function, AD-HSMO), 以及在AD-HSMO结构基础上引入SOGI模块的改进型滑

模观测器(AD-HSMO-SOGI)对转子位置估计的精度. 图6和图7分别为4种滑模观测器在 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 和 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 工况下的转子位置信息, 其中包括实际转子位置及观测转子位置对比结果以及观测误差.

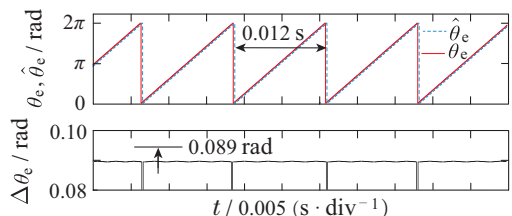
对4种观测器的观测效果进行对比实验, 如图6所示, 在 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 转速下, HSMO的最大转子位置观测误差为0.095 rad, HSMO-SIG的最大误差为0.091 rad, AD-HSMO 误差值较小, 为0.089 rad, AD-HSMO-SOGI的观测误差最小, 仅为0.087 rad, 且转子运行更加平稳, 有利于转子位置的观测.



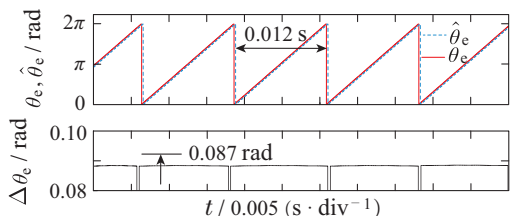
(a) $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ HSMO转子观测位置和误差



(b) $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ HSMO-SIG 转子观测位置和误差



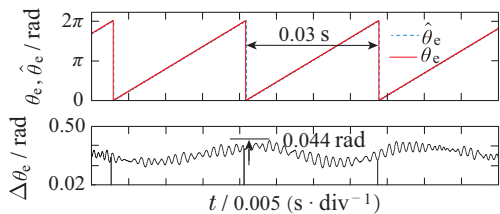
(c) $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ AD-HSMO 转子观测位置和误差



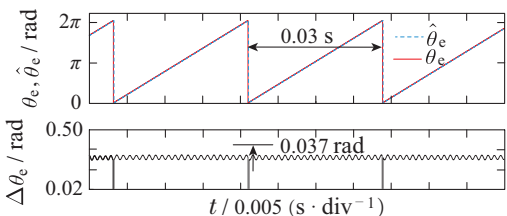
(d) $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ AD-HSMO-SOGI 转子观测位置误差

图 6 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 下 HSMO, HSMO-SIG, AD-HSMO 和 AD-HSMO-SOGI 观测角度误差对比

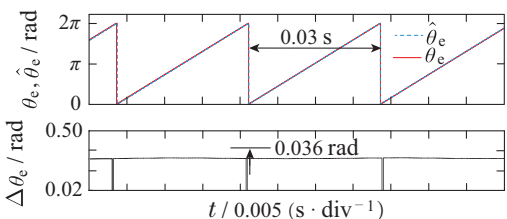
Fig. 6 Comparison of the observed angles error by HSMO, HSMO-SIG, AD-HSMO and AD-HSMO-SOGI at $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$



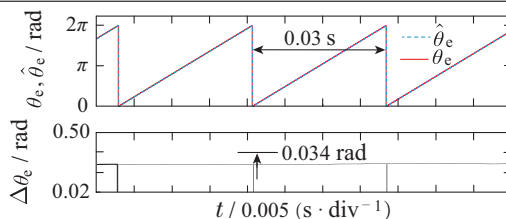
(a) $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ HSMO 转子观测位置和误差



(b) $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ HSMO-SIG 转子观测位置和误差



(c) $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ AD-HSMO 转子观测位置和误差



(d) $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ AD-HSMO-SOGI 转子观测位置和误差

图 7 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 下 HSMO, HSMO-SIG, AD-HSMO 和 AD-HSMO-SOGI 观测角度误差对比

Fig. 7 Comparison of Position error variation by HSMO, HSMO-SIG, AD-HSMO and AD-HSMO-SOGI at $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$

对比图 6 和图 7 可知, 固定增益的 HSMO 在 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 转速下的观测误差波动明显大于在 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 下的误差波动, 而 AD-HSMO-SOGI 依然保持着与在 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 下相似的良好性能. 由此可知, 自适应增益的滑模观测器抑制抖动的能力更强, 较传统的滑模观测器而言, 增益自适应的滑模观测器在宽速域下有更好的稳态性能.

为了能更清晰地对比观测精度的提高, 将 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 转速转子观测误差进行了对比. 如图 8 所示, 本文提出的改进型转子位置观测误差明显小于传统的高阶滑模观测器, 有效提高了观测精度, 具有良好的稳态性能.

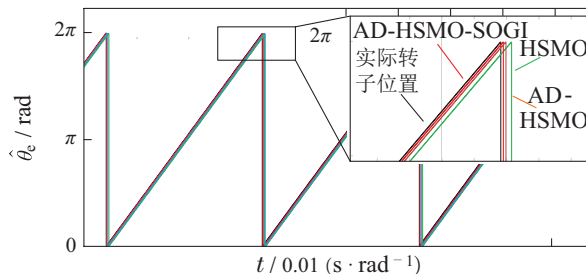


图 8 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 转速下转子观测相位对比

Fig. 8 Phase comparison of rotor at $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$

4.2.2 SOGI 谐波抑制效果比较与分析

为验证 SOGI 模块对系统的影响, 对电机电流施加 $\pm 0.3 \text{ A}$ 以内的随机数作为扰动电流, 模拟电机在实际工况下电流波动导致的谐波和噪声, 反电势经过 SOGI 滤波前后波形对比图如图 9 所示, 图中 $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ 为滤波前的反电势, $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ 为经过 SOGI 滤波后的反电势, $E_{f\alpha}, E_{f\beta}$ 为经过低通滤波器滤波的反电势. 由图 9 可见, SOGI 有效减少了反电势中谐波含量, 且不存在相位滞后和幅度衰减等问题, 有利于估计转子位置.

4.3 实验验证与结果分析

为进一步验证本文提出方法的有效性, 搭建了如图 10 所示的表贴式永磁同步电机硬件控制系统平台^[24]. 主要由被控实验电机、控制电路和上位机组成. 实验电机内部安装了机械传感器, 用来验证实验结果,

电机及观测器参数与仿真参数一致.

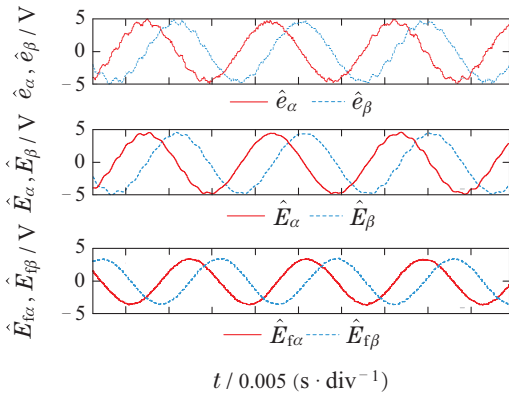


图9 反电势经过SOGI滤波前后对比图

Fig. 9 Comparison of back EMF before and after SOGI

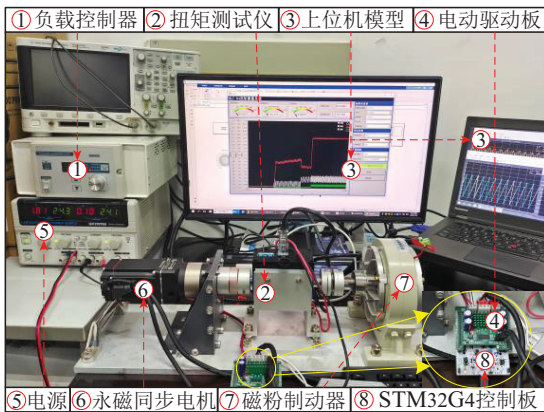
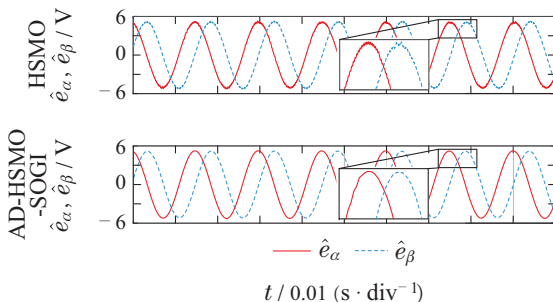


图10 硬件控制系统平台

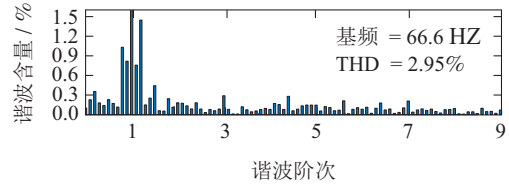
Fig. 10 Hardware control system platform

4.3.1 谐波抑制性能比较与分析

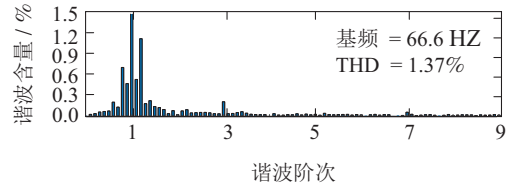
图11为800 r·min⁻¹工况下基于HSMO及AD-HSMO-SOGI的反电势实验波形及其傅里叶分析. 图11(a)为两种观测器的反电势谐波抑制实验对比, 可以看出估计反电势的波形质量明显改善. 对比图11(b)和图11(c)可知, 传统滑模观测的估计反电势THD为2.95%, 改进滑模观测器的估计反电势THD为1.37%, 可以看出改进滑模观测器控制对估计反电势的谐波抑制效果更佳, 减少了谐波对整个控制系统的影响.



(a) HSMO及AD-HSMO-SOGI扩展反电势实验波形



(b) HSMO反电势谐波分析



(c) AD-HSMO-SOGI反电势谐波分析

图11 HSMO和AD-HSMO-SOGI观测反电动势谐波分析对比

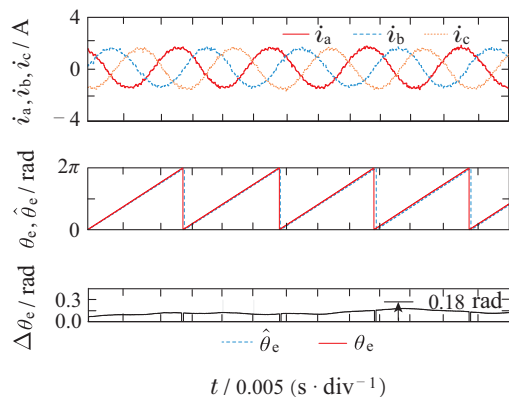
Fig. 11 Comparison of harmonic analysis of backEMF between HSMO and AD-HSMO-SOGI

4.3.2 空载负载运行性能比较与分析

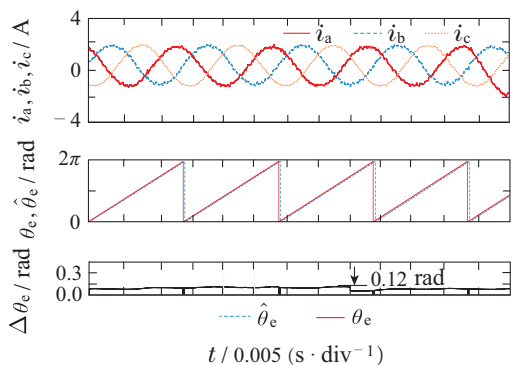
图12(a)和图12(b)分别为基于传统HSMO和AD-HSMO-SOGI 800 r·min⁻¹空载条件下电机稳定运行时的实验结果图, 图13为800 r·min⁻¹负载条件下实验结果图. 由图12可知, 在800 r·min⁻¹空载工况下, 传统HSMO控制策略中三相电流存在较大的谐波干扰, 转子的观测信息偏差较大, 为0.18 rad, 而基于AD-HSMO-SOGI控制策略的转子观测误差为0.12 rad, 观测精度高于传统HSMO, 三相电流的峰值抖动更小, 均体现了良好的估算精度.

由图13可知, 在电机负载工况下, 基于HSMO控制策略的观测误差为0.21 rad, 而AD-HSMO-SOGI的观测误差为0.16 rad, 依然具有更好的观测效果和较小的误差, 电流的谐波含量更低, 抖振抑制效果明显.

实验结果与仿真结果一致, 本文所提出的基于AD-HSMO-SOGI控制策略可以保证转速和位置跟踪的准确性, 有效减少抖振带来的谐波干扰, 提高了系统运行的稳定性.



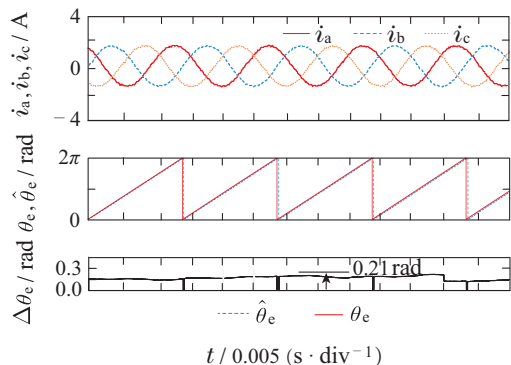
(a) HSMO 800 r·min⁻¹空载运行电流和转子位置波形



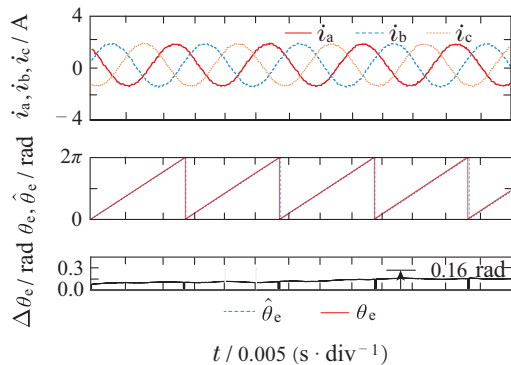
(b) AD-HSMO-SOGI $800 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 空载运行电流和转子位置波形

图 12 HSMO和AD-HSMO-SOGI空载运行时电流和观测角度误差对比

Fig. 12 Comparison of current and observed angles error between HSMO and AD-HSMO-SOGI without load



(a) HSMO $800 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 负载运行电流和转子位置波形



(b) AD-HSMO-SOGI $800 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 负载运行电流和转子位置波形

图 13 HSMO和AD-HSMO-SOGI负载运行时电流和观测角度误差对比

Fig. 13 Comparison of current and observed angles error between HSMO and AD-HSMO-SOGI with load

5 结论

本文提出一种基于改进转子信息观测器的PMSM无位置传感器控制策略,有效解决了PMSM滑模

观测器矢量控制系统中存在的抖振现象和估计转子位置精度低的问题.分析滑模变结构控制中抖振产生的原因,使用饱和函数替代传统的符号函数,并引入自适应滑模增益,将电机转速和系统内部状态反馈至滑模观测器中,提高滑模观测器在不同转速下的观测精度.同时提出使用SOGI-PLL结构对反电势进行滤波,减少谐波对系统控制精度的影响,使用PLL中的角频率作为SOGI的中心频率,防止相位滞后和幅值衰减的产生,进一步提高了永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统的伺服性能.仿真和实验结果也验证了本文所提方法能准确估算转子位置和速度信息,提高位置估计精度,转速的抖振较小,谐波抑制能力更强,且转速跟踪效果更好,运行更稳定,有利于扩大PMSM在家用电器、电动汽车等领域的应用.

参考文献:

- [1] ZHANG Weijian, DU Haibo, ZHU Wenwu, et al. Finite-time speed sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on generalized super-twisting algorithm. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(6): 833 – 841.
(张伟健, 都海波, 朱文武, 等. 基于广义超螺旋算法的无速度传感器永磁同步电机有限时间速度控制. *控制理论与应用*, 2021, 38(6): 833 – 841.)
- [2] WANG B, SHAO Y, YU Y, et al. High-order terminal sliding-mode observer for chattering suppression and finite-time convergence in sensorless SPMSM drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(10): 11910 – 11920.
- [3] WU G, HUANG S, WU Q, et al. Robust predictive torque control of $N*3$ -phase PMSM for high-power traction application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(10): 10799 – 10809.
- [4] LIU Jilong, XIAO Fei, SHEN Yang, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor—a review. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(16): 76 – 88.
(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. *电工技术学报*, 2017, 32(16): 76 – 88.)
- [5] SONG Wenxiang, REN Hang, YE Hao. Position sensorless control of dual three phase permanent magnet synchronous motor based on MRAS. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(3): 1164 – 1174.
(宋文祥, 任航, 叶豪. 基于MRAS的双三相永磁同步电机无位置传感器控制研究. *中国电机工程学报*, 2022, 42(3): 1164 – 1174.)
- [6] LU Q, WANG Y, MO L, et al. Pulsating high frequency voltage injection strategy for sensorless permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2021, 31(8): 1 – 4.
- [7] YANG Shuying, DING Dawei, LI Xi, et al. A novel rotor-flux observer based closed-loop control on induction motor torque with vector orientation. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(11): 3298 – 3306, 3386.
(杨淑英, 丁大尉, 李曦, 等. 基于新型转子磁链观测器的异步电机转矩闭环矢量控制. *中国电机工程学报*, 2017, 37(11): 3298 – 3306, 3386.)
- [8] KIVANC O, OZTURK S. Sensorless PMSM drive based on stator feedforward voltage estimation improved with MRAS multiparameter estimation. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, 23(3): 1326 – 1337.
- [9] LI X, KENNEL R. General formulation of Kalman-filter-based on-line parameter identification methods for VSI-fed PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(4): 2856 – 2864.

- [10] WEI Haifeng, WEI Hanpei, ZHANG Yi. Double-stage back electromotive force observer of permanent magnet synchronous motor considering sliding mode chatting. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(6): 738 – 745.
(魏海峰, 韦汉培, 张懿. 考虑滑模抖振的永磁同步电机反电势双级观测器. 控制理论与应用, 2017, 34(6): 738 – 745.)
- [11] LIANG D, LI J, QU R. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on second-order sliding-mode observer with online resistance estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(4): 3672 – 3682.
- [12] LIU G, ZHANG H, SONG X. Position-estimation deviation-suppression technology of PMSM combining phase self-compensation SMO and feed-forward PLL. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(1): 335 – 344.
- [13] WU Chun, FU Zijun, SUN Mingxuan, et al. Sensorless control of PMSM in all speed range based on extended state observer for load torque compensation. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35: 172 – 181.
(吴春, 傅子俊, 孙明轩, 等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制. 电工技术学报, 2020, 35: 172 – 181.)
- [14] ZHAO Feng, LUO Wen, GAO Fengyang, et al. Sensorless hybrid control for permanent synchronous motor using fuzzy sliding mode controller and two-stage filter observer. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(8): 1865 – 1872.
(赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 基于模糊滑模控制器和两级滤波观测器的永磁同步电机无位置传感器混合控制. 控制理论与应用, 2020, 37(8): 1865 – 1872.)
- [15] KANG Erliang, CHEN Jian. Improved sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control*, 2022, 26(10): 88 – 97.
(康尔良, 陈健. 永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制. 电机与控制学报, 2022, 26(10): 88 – 97.)
- [16] LI Jie, WANG Yan, JI Zhicheng, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor with improved sliding mode observer. *Journal of System Simulation*, 2017, 29(12): 3139 – 3148.
(李杰, 王艳, 纪志成, 等. 改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制. 系统仿真学报, 2017, 29(12): 3139 – 3148.)
- [17] WANG Xiaohong, LIAN Weizhao, ZHAI Mingyang. Sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on a modified sliding-mode observer. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(7): 1243 – 1251.
(王孝洪, 连维钊, 翟名扬. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1243 – 1251.)
- [18] YIN Z, ZHANG Y, CAO X, et al. Estimated position error suppression using novel PLL for IPMSM sensorless drives based on full-order SMO. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(4): 4463 – 4474.
- [19] CHENG H, SUN S, ZHOU X. Sensorless DPCC of PMLSM using SOGI-PLL based high-order SMO with cogging force feedforward compensation. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(1): 1094 – 1104.
- [20] MEI Sanguan, LU Wenzhou, FAN Qigao, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(2): 398 – 408.
(梅三冠, 卢闻州, 樊启高, 等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398 – 408.)
- [21] LÜ Degang, LI Zihao. Improved sliding mode observer control of surface mounted permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(10): 58 – 66.
(吕德刚, 李子豪. 表贴式永磁同步电机改进滑模观测器控制. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 58 – 66.)
- [22] SHEN Yongpeng, ZHENG Zhufeng, WANG Yaonan, et al. Adaptive sliding mode observer based on PLL in sensorless control of PMSM. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2020, 34(8): 22 – 29.
(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. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8): 22 – 29.)
- [23] WANG G, DING L, LI Z, et al. Enhanced position observer using second-order generalized integrator for sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2014, 29(2): 486 – 495.
- [24] ZHU Junjie, HUANG Haiyan. Study on the commutation error correction system of position sensorless brushless DC motor. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2021, 42(4): 41 – 49.
(朱俊杰, 黄海燕. 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究. 仪器仪表学报, 2021, 42(4): 41 – 49.)

作者简介:

邹恒祥 硕士研究生, 目前研究方向为电机与控制, E-mail: 2835401389@qq.com;

朱俊杰 教授, 博士, 目前研究方向为电机与控制、智能控制等, E-mail: wenke03@163.com;

刘浩然 工程师, 博士, 目前研究方向为电力电子变压器与鲁棒容错控制等, E-mail: lhrswjtu@163.com;

郑志安 讲师, 博士, 目前研究方向为信号处理等, E-mail: 450154480@qq.com.