

无位置传感器控制下的永磁同步电机电阻在线辨识

王利国^{1,2}, 高 强^{1,2}

(1. 上海交通大学 电气工程系, 上海 200240;

2. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200240)

摘 要: 提出一种在全速域内实现永磁同步电机无位置传感器控制及定子电阻在线辨识的方法。利用高频方波注入法实现电机零、低速无位置传感器运行, 在中、高速时则切换至同步轴系滑模观测器。定子电阻与绕组温度、控制性能紧密相关, 在静止两相坐标系下注入直流扰动电流并对其进行闭环控制, 通过欧姆定律计算定子电阻。所提方法不依赖其他电机参数, 对系统运行影响小, 且适用范围广。仿真结果表明其精度达 $\pm 5\%$, 可用于绕组温度监测以及改善无位置传感器控制的性能。

关键词: 无传感器控制; 高频方波注入; 滑模观测器; 电阻辨识

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)10-0020-07

doi: 10.12177/emca.2022.097

Online Resistance Identification for Permanent Magnet Synchronous Motor under Position Sensorless Control

WANG Ligu^{1,2}, GAO Qiang^{1,2}

(1. Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion Ministry of Education, Shanghai 200240, China)

Abstract: A method is introduced to achieve position sensorless control and online stator resistance identification for PMSM in the full speed range. The high-frequency square wave injection method is utilized to accomplish position sensorless operation at zero and low speed, while switching to the synchronous shaft sliding mode observer at medium and high speed. The stator resistance is closely related to winding temperature and control performance, and it can be calculated by Ohm's law with the DC disturbance current injection and closed-loop control in the stationary two-phase coordinate system. The proposed method does not rely on other motor parameters, has little impact on the system operation and is widely applicable. The simulation results show that the accuracy is $\pm 5\%$, which can be used to monitor the winding temperature and improve the performance of position sensorless control.

Key words: sensorless control; high-frequency square wave injection; sliding mode observer; resistance identification

0 引 言

估计精度、参数敏感性与可靠运行范围是衡量无位置传感器控制性能的主要指标。基于凸极性的转子位置估计方法和基于电机模型的观测方

法都依赖可靠的电机参数。其中, 定子电阻对永磁同步电机(PMSM)的高性能控制、热状态监测和故障诊断均具有重要意义。但是温度变化与趋肤效应均可使电机电阻偏离其额定参数。研究表明, 在功率密度较高的场合, 电枢电阻可能存在

收稿日期: 2022-06-23; 收到修改稿日期: 2022-08-21

作者简介: 王利国(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机无速度控制及参数辨识。

高 强(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机系统及其控制。(通信作者)

20%~40%的波动^[1]。因此,获取实时定子电阻,对控制系统设计和系统可靠性都大有裨益。

电阻在线辨识方法分为基于电机模型的数值分析法与扰动注入法两类^[2]。以最小二乘法为代表的数值分析法在电机低速运行时精度较高,但当转速升高后,定子电阻压降被反电动势淹没,电阻估计精度降低。文献[3]在考虑电机铁损的情况下利用迭代最小二乘法辨识电机电阻参数。文献[4]设计自适应磁链观测器实现了感应电机定、转子电阻以及磁链的在线辨识。

扰动注入法主要通过注入电压(电流),测量电流(电压),再借助欧姆定律辨识电阻。在直接转矩控制策略下,文献[5]通过研究磁链偏置或转矩偏置与直流扰动电流间的关系来辨识定子电阻,实现了绕组温度监测。文献[6]通过直流电压注入法完成了电动车用永磁电机的定子电阻在线辨识。

直流注入法对电机参数不敏感,可在全速域内实现较高精度的电阻辨识。然而,注入扰动会产生转矩纹波,对系统鲁棒性具有一定影响,合理控制扰动的幅值、频率与时长可将转矩波动限制在安全容限内。

本文提出一种基于高频方波注入法与滑模观测器,再通过闭环直流电流注入实现 PMSM 全速域无位置传感器运行和定子电阻在线辨识的方法。仿真结果表明,闭环直流电流注入法不仅可用于绕组温度监测,而且有助于改善无位置传感器控制的性能。

1 无位置传感器控制策略

1.1 高频方波注入法简介

1.1.1 位置观测原理

三相 PMSM 在同步旋转坐标系下的数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为同步旋转坐标系下定子 d 、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为同步旋转坐标系下定子 d 、 q 轴电流; R 为定子相电阻; s 为微分算子; ω_e 为电角速度; L_d 为 d 轴电感; L_q 为 q 轴电感; ψ_r 为永磁体磁链。

零、低速下电机阻抗矩阵 Z_r 可简化为

$$Z_r = \begin{bmatrix} R + L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + L_q s \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_d \cdot s & 0 \\ 0 & L_q \cdot s \end{bmatrix} \quad (2)$$

对于高频信号注入,其响应电流可表示为

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = T^{-1}(\Delta\theta) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$,表示转子真实位置与估计位置间的偏差; $T^{-1}(\Delta\theta)$ 为逆派克变换; u_{dh} 、 u_{qh} 分别为同步旋转坐标系下 d 、 q 轴的高频注入电压; $\hat{i}_{dh}$ 、 $\hat{i}_{qh}$ 分别为估计同步旋转坐标系下 $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$ 轴的响应电流。

同理,将幅值为 V_h 的高频方波信号注入估计旋转坐标系 $\hat{d}$ 轴, $\hat{q}$ 轴无注入,半个方波周期 ΔT 内响应电流的变化可整理为^[7]

$$\begin{bmatrix} \Delta i'_{\alpha h} \\ \Delta i'_{\beta h} \end{bmatrix} = V_h \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos\theta \cos(\Delta\theta)}{L_d} + \frac{\sin\theta \sin(\Delta\theta)}{L_q} \\ \frac{\sin\theta \cos(\Delta\theta)}{L_d} - \frac{\cos\theta \sin(\Delta\theta)}{L_q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\Delta i'_{\alpha h}$ 、 $\Delta i'_{\beta h}$ 分别为半个方波周期内静止两相坐标系下 α 、 β 相的响应电流变化。

对式(4)进行派克变换,得到估计旋转坐标系下的响应电流变化为

$$\begin{bmatrix} \Delta \hat{i}'_{dh} \\ \Delta \hat{i}'_{qh} \end{bmatrix} = V_h \Delta T \begin{bmatrix} \frac{\cos^2(\Delta\theta)}{L_d} + \frac{\sin^2(\Delta\theta)}{L_q} \\ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (5)$$

将 $\Delta \hat{i}'_{qh}$ 归一化后送入锁相环,归一化有助于设计带宽恒定的锁相环。位置跟踪器等效于滞后环节,因此将削弱速度环的带宽。锁相环结构如图1所示。

1.1.2 注入信号的选取

高频方波电压的选取视实际效果而定。在系统容限内可适当提高注入电压的幅值,以提高位置估计的信噪比,但同时也会加大运行噪音。按照经验,注入方波幅值可为直流母线电压的10%。理想情况下方波频率^[8]越高,位置跟踪器对系统动态性能的削弱程度就越低,有利于扩展

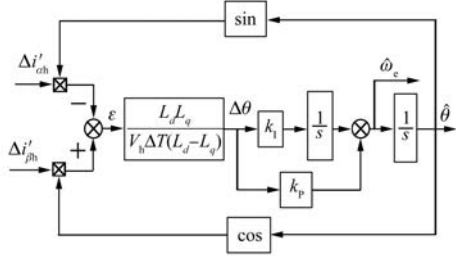


图1 转子位置锁相环结构

速度环带宽,但囿于开关频率,注入方波信号的最高频率为开关频率的一半。此外,考虑到响应电流的变化幅值与方波频率成反比,为得到合适的信噪比,注入方波频率可根据实际运行情况进行调整。

1.2 滑模观测器法

利用PMSM反电动势可估测转子位置,采用同步轴系滑模观测器的PMSM反电动势估测结构如图2所示。图2中,SMO为滑模观测器,sign(s)为符号函数,LPF为低通滤波器, \$\hat{e}_d\$、\$\hat{e}_q\$ 为观测反电动势, \$V_d\$、\$V_q\$ 为滑模函数的输出, \$\hat{i}_d\$、\$\hat{i}_q\$ 为预测电流。

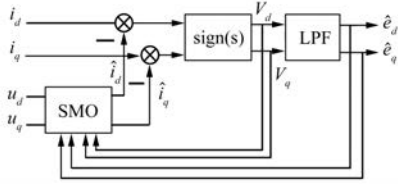


图2 滑模观测器实现框图

类似模型参考自适应控制,将实际PMSM视作参考模型,其电流方程满足

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + u_d + L_q\omega_e i_q - e_d) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-Ri_q + u_q - L_d\omega_e i_d - e_q) \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中,电流、电压等为可测量的状态变量,反电动势为不可测量的状态变量。

依据电机数学模型构建可调模型:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R\hat{i}_d + u_d + L_q\omega_e \hat{i}_q - V_d) \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R\hat{i}_q + u_q - L_d\omega_e \hat{i}_d - V_q) \end{cases} \quad (7)$$

滑模输出 \$V_d\$、\$V_q\$ 与预测电流 \$\hat{i}_d\$、\$\hat{i}_q\$ 和真实电流 \$i_d\$、\$i_q\$ 间的关系为

$$\begin{cases} V_d = k \cdot \text{sign}(\hat{i}_d - i_d) \\ V_q = k \cdot \text{sign}(\hat{i}_q - i_q) \end{cases} \quad (8)$$

式中:\$k\$ 为滑模增益。

依据李雅普诺夫定理可得滑模观测器稳定的条件为^[9]

$$k > \max[-R|i_d| + \hat{\omega}_e \text{sign}(\Delta i_d) \Delta i_q + e_d \text{sign}(\Delta i_d), -R|i_q| - \hat{\omega}_e \text{sign}(\Delta i_q) \Delta i_d + e_q \text{sign}(\Delta i_q)] \quad (9)$$

式中: \$\Delta i_d = \hat{i}_d - i_d\$、\$\Delta i_q = \hat{i}_q - i_q\$ 分别为旋转坐标系下的定子电流预测误差; \$\hat{\omega}_e\$ 为估计电角速度。

在闭环控制下,预测电流 \$\hat{i}_d\$、\$\hat{i}_q\$ 收敛至实测电流 \$i_d\$、\$i_q\$ 此时滑模函数的输出 \$V_d\$、\$V_q\$ 亦收敛至反电动势 \$e_d\$、\$e_q\$。高滑模增益有利于观测器稳定,但会削弱动态响应性能和降低反电动势估计精度,从而影响转子位置估计精度。

理论上电机动生反电动势的表达式为

$$\begin{cases} e_d = -\omega_e \psi_r \sin\theta \\ e_q = \omega_e \psi_r \cos\theta \end{cases} \quad (10)$$

对滑模观测器的输出进行低通滤波,得到反电动势的观测值为

$$\begin{cases} \hat{e}_d = \text{LPF}[k \cdot \text{sign}(\Delta i_d)] \\ \hat{e}_q = \text{LPF}[k \cdot \text{sign}(\Delta i_q)] \end{cases} \quad (11)$$

利用位置跟踪锁相环可得到估计的转子位置 \$\hat{\theta}\$。由于电机反电动势与转子转速相关,在要求反转的场合,可通过改良锁相环的结构来满足反转需求^[10]。

1.3 全速域运行方案

高频注入法基于电机凸极性,在估计同步旋转坐标系的 \$\hat{d}\$ 轴注入高频方波电压,得到由转子位置估计误差调制的响应电流。在中、高速运行时,由于反电动势变大,加上基波电流与注入导致的响应电流分离难度变大,高频注入法的性能下降,此时转由基于电机模型的滑模观测器估测转子位置。

采用加权平均法可实现平滑的速度切换,如式(12)。切换点 \$\omega_1\$、\$\omega_2\$ 可设定为额定转速的20%~30%。零、低速算法和中、高速算法的开启和关闭临界点可根据具体应用需求确定。

表 1 电机仿真参数

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.933 5 (20 $^{\circ}\text{C}$)
d 轴电感/mH	10.51
q 轴电感/mH	13.6
永磁磁链/Wb	0.127 9
极对数	3
额定电流/A	4
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	2 500

设置开关频率为 10 kHz, $\hat{d}$ 轴注入方波电压幅值为 30 V, 频率为 2.5 kHz, 图 5 为电机带 2 N·m 负载运行时的转速跟踪波形。

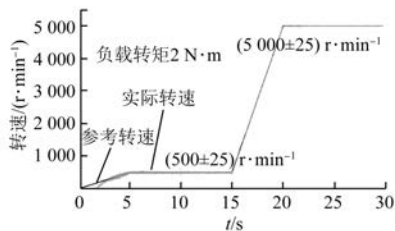


图 5 无位置传感器控制下的转速跟踪性能

仿真启动时定子电流不足以克服负载转矩, 实际转速与参考转速存在偏差, 随着仿真进行, 无位置传感器控制下的实际转速逐渐收敛至参考转速, 且动态性能良好。

3.2 直流电流注入法动态跟随性能

在 α 轴注入额定电流 5% 左右的直流扰动电流, 并同时 对 α 、 β 轴的直流分量进行闭环控制, 利用欧姆定律计算定子电阻, 设置注入电流参考值 $i_{\alpha-\text{dc}}^*、i_{\beta-\text{dc}}^*=[0.1\text{ A}, 0]$, 仿真过程中 α 、 β 轴实际直流注入波形如图 6 所示。

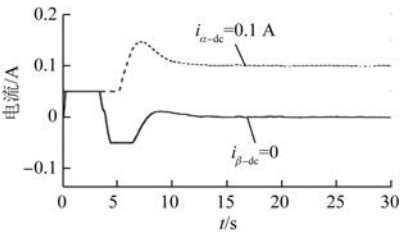


图 6 直流注入电流动态变化

引入闭环控制后, α 、 β 轴直流扰动电流快速收敛至参考值, 提高了电阻估计的动态性能。定子电阻跟踪值及其误差百分比如图 7 和图 8 所示。

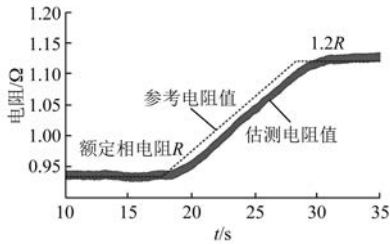


图 7 定子电阻参考值与估测值

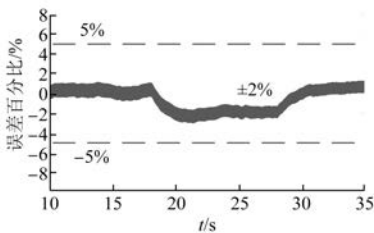


图 8 定子电阻跟踪误差

从上述波形可见, 无论是低速或高速运行, 定子电阻可完全跟随参考值 20% 的斜坡变化, 全范围辨识精度达到 $\pm 5\%$ 。

3.3 直流电流注入法抗干扰性能

进一步考查直流注入法的抗干扰性能。设置负载转矩 1 N·m 阶跃变化, 得到电阻辨识值与参考值的对比波形, 如图 9 所示, 定子电阻辨识误差百分比如图 10 所示。

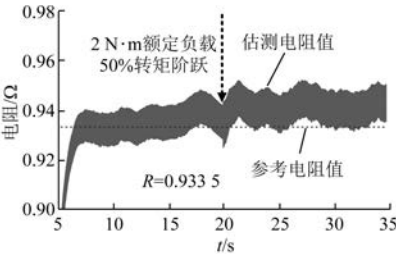


图 9 负载阶跃变化时电阻估测值与参考值

由图 9 和图 10 可见, 直流注入法不仅稳态精

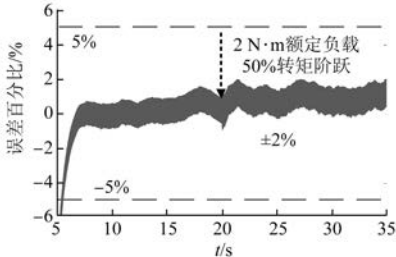


图 10 负载阶跃变化时电阻估计误差

度高,在负载剧烈变化过程中,电阻估测值及其误差百分比均只有小幅波动,表明其动态抗扰动性能良好。

3.4 直流电流注入法对系统运行的影响

为评估直流电流注入对无位置传感器控制系统的影响,在电机带 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载以 $1\,500\text{ r/min}$ 稳定运行的 10 s 后进行直流电流闭环注入控制,此时电机转速、电枢电流以及电磁转矩的实时波形如图 11~图 14 所示。

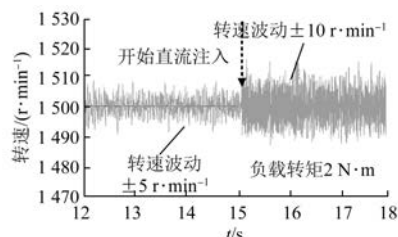


图 11 直流注入对转速波动的影响

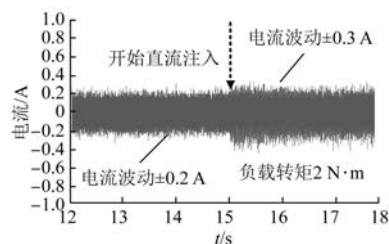


图 12 直流注入对 d 轴电流的影响

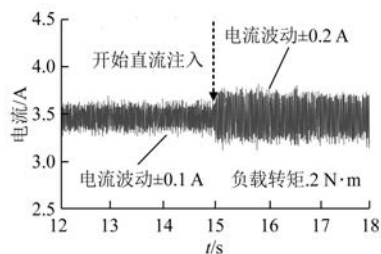


图 13 直流注入对 q 轴电流的影响

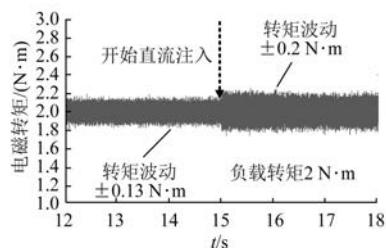


图 14 直流注入对电磁转矩的影响

从仿真波形中可见,在闭环控制静止坐标系 α 轴直流电流为 0.1 A 的情况下,稳态转速波动幅值由 5 r/min 增长为 10 r/min ; d 轴电流的波动幅值由 0.2 A 变为 0.3 A , q 轴电流的波动幅值由 0.1 A 变为 0.2 A ,与直流注入电流的大小匹配。此外,电机输出电磁转矩的波动幅值则由 $0.13\text{ N}\cdot\text{m}$ 扩大为 $0.2\text{ N}\cdot\text{m}$,可见注入的直流电流对电机双闭环控制有一定不利影响,但是由于注入电流较小,其对系统的影响可以忽略不计。

3.5 电阻估测在温度监测中的应用

定子电阻与温度满足式(13),可借助估测电阻值反推电枢温度,当电枢温度超过保护阈值时关闭驱动,防止电机过热损坏。

模拟常温下 ($20\text{ }^{\circ}\text{C}$) 电机起动,升温 $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ 后触发保护的热状态监测工况,仿真波形如图 15、图 16 所示。

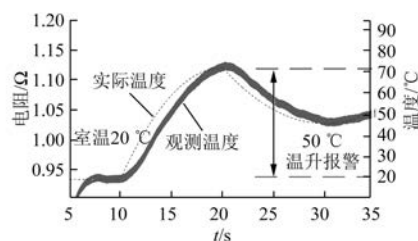


图 15 定子温度动态变化

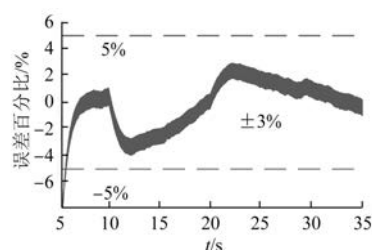


图 16 定子温度及电阻估计误差

电机过温后首先关闭驱动,待温度降低至滞环下限后开始重新运行。根据式(13),在电阻估测精度达到 5% 时,定子温度的估计误差最大为 $12.725\text{ }^{\circ}\text{C}$,稳定运行时,辨识误差在 2% 以内,此时温度的估测误差最大为 $5.09\text{ }^{\circ}\text{C}$,适用于电机的过热保护。

3.6 电阻估测在改善无位置传感器控制中的应用

定子电阻影响双闭环控制参数以及无位置传感器控制参数的设计,对运行鲁棒性具有一定影

响。以滑模观测器为例,在状态更新时分别使用实时电阻值与带偏差的预设电阻值,观察稳态位置估计误差如图 17 所示。

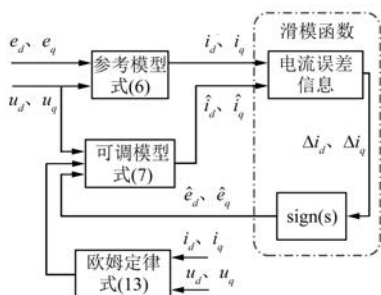


图 17 带电阻更新的滑模观测器

考虑到位置跟踪误差存在高频谐波,滤波后得到采用实时电阻值的位置估计误差,如图 18 所示。采用同样的滤波参数,得到采用预设电阻值的位置估计误差,如图 19 所示。

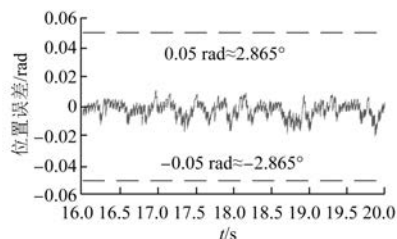


图 18 采用实时电阻值的位置估计误差

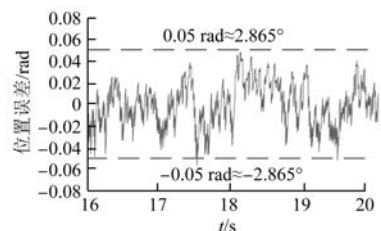


图 19 采用偏离电阻值的位置估计误差

在同样的参数设置情况下,使用实时电阻值时转子位置估计误差最大为 0.02 rad,小于使用偏差电阻值时最大 0.05 rad 的误差,且前者方差更小,有利于改善无位置传感器控制的动、稳态性能。

4 结 语

本文在无位置传感器控制的基础上实现 PMSM 定子电阻的在线辨识。首先介绍 PMSM 全

速域内无位置传感器控制的实现方法,在此基础上,利用闭环直流注入电流估测定子电阻,从而监测电机温度以及改善电机控制性能。本文提出的电阻在线辨识方法同样适用于其他带位置传感器或无位置传感器控制的交流电机驱动系统,适用范围广。仿真结果表明电阻的估计精度高,动态性能好,有利于提高系统可靠性。

【参考文献】

- [1] 刘伟,王俊. 永磁同步电机参数辨识研究综述[J]. 电气技术, 2020, 21(8): 1.
- [2] MATIC P R, GECIC M A, LEKIC D M, et al. Thermal protection of vector-controlled IM drive based on DC current injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2082.
- [3] 李耀宇, 高强. 考虑铁耗电阻的感应电机参数在线辨识技术[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(9): 58.
- [4] JEON S H, OH K K, CHOI J Y. Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(3): 653.
- [5] HE L J, CHENG S W, DU Y, et al. Stator temperature estimation of direct-torque-controlled induction machines via active flux or torque injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 888.
- [6] 孙千志. 电动汽车用永磁同步电机定子温度在线估计研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2018.
- [7] YOON Y D, SUL S K, MORIMOTO S, et al. High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1361.
- [8] JANSEN P L, LORENZ R D. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(2): 240.
- [9] 吴航. 基于滑模观测器的表贴式永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [10] OLIVIERI C, PARASILITI F, TURSINI M. A full-sensorless permanent magnet synchronous motor drive with an enhanced phase-locked loop scheme[C] // 2012 International Conference on Electrical Machines, 2012. (下转第 59 页)