

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231216

基于改进混合模型转子磁链观测器的异步电机 无速度传感器控制

郭磊磊¹, 靳雪妍¹, 朱虹², 李琰琰¹, 王帅¹, 金楠¹

(1. 郑州轻工业大学电气信息工程学院, 河南 郑州 450002; 2. 中国能源建设集团安徽省
电力设计院有限公司, 安徽 合肥 230601)

摘要: 针对异步电机无速度传感器控制由于估计转子磁链不准确导致控制精度不佳的问题, 提出了一种改进的混合模型转子磁链观测器设计方法。首先, 介绍了常规的异步电机磁链观测方法, 并借助异步电机的复矢量模型和特征函数详细分析了常规 Gopinath 型转子磁链观测器存在的主要问题。其次, 为了解决常规磁链观测器存在的缺点, 提出了一种改进的特征函数设计方法, 进而得到了一种改进的混合模型转子磁链观测器。再次, 基于特征函数和频率响应函数, 进一步对比研究了常规 Gopinath 型转子磁链观测器和所提改进的混合模型转子磁链观测器的参数灵敏性。最后, 利用所提混合模型转子磁链观测器的磁链观测结果和锁相环, 实现了异步电机的无速度传感器控制。基于 StarSim 和 YXSPACE-SP2000 平台的对比实验结果, 验证了所提混合模型转子磁链观测器的参数鲁棒性, 同时也验证了所提无速度传感器控制策略的有效性。

关键词: 异步电机; 混合模型磁链观测器; 特征函数; 参数灵敏性; 无速度传感器

Speed-sensorless control of an asynchronous motor based on an improved hybrid model rotor flux observer

GUO Leilei¹, JIN Xueyan¹, ZHU Hong², LI Yanyan¹, WANG Shuai¹, JIN Nan¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;
2. China Energy Engineering Group Anhui Electric Power Design Institute Co., Ltd., Hefei 230601, China)

Abstract: There is a problem of poor control accuracy of speed-sensorless control of an asynchronous motor due to inaccurate estimation of rotor flux. Thus an improved hybrid model rotor flux observer design method is proposed. First, the conventional flux observation method of an asynchronous motor is introduced, and the main problems of the conventional Gopinath rotor flux observer are analyzed in detail using the complex vector model and characteristic function of asynchronous motor. Secondly, an improved characteristic function design method is proposed to solve the drawbacks of the conventional rotor flux observer, and then an improved hybrid model flux observer is obtained. Thirdly, the parameter sensitivity of the conventional Gopinath rotor flux observer and the improved hybrid model rotor flux observer are further compared based on the characteristic and frequency response functions. Finally, the speed-sensorless control of the asynchronous motor is realized using the flux observation results of the proposed hybrid model rotor flux observer and the phase-locked loop. The comparative experimental results based on StarSim and YXSPACE-SP2000 experimental platforms verify the parameter robustness of the hybrid model rotor flux observer proposed, as well as the effectiveness of the proposed speed-sensorless control strategy.

This work is supported by the Science and Technology Key Project of Henan Province (No. 232102241026).

Key words: asynchronous motor; hybrid model flux observer; characteristic function; parameter sensitivity; speed-sensorless

0 引言

异步电机以其可靠性高、成本低和结构简单等

优点在工业上得到广泛应用^[1]。为了实现高性能电机控制, 需要精确的转子位置和速度信息。然而, 速度传感器的安装和使用不仅增加了电机控制系统的成本, 而且降低了系统的可靠性。因此, 基于速度估计的异步电机无速度传感器矢量控制技术成为国内外的研究热点^[2-4]。

基金项目: 河南省科技攻关项目资助(232102241026); 河南省优秀青年科学基金项目资助(242300421074)

目前, 基于电机模型的异步电机无速度传感器控制方法包括基于自适应全阶状态观测器(adaptive full-order observer, AFO)的方法^[5]、基于模型参考自适应(model reference adaptive system, MRAS)的方法^[6]、基于扩展卡尔曼滤波器(extended kalman filter, EKF)的方法^[7]、基于滑模观测器(sliding mode observer, SMO)的方法^[8]和基于转子磁链观测器与锁相环(phase-locked loop, PLL)的方法^[9]等。文献[10]设计了一种基于 AFO 的异步电机无速度传感器控制策略, 实现了电机低速发电模式下的稳定运行, 但这类方法设计和实现均较复杂。文献[11]设计了一种改进的 MRAS 无速度传感器控制方法, 采用迭代方法代替了比例积分控制器。然而, 该方法对电机参数具有较强的依赖性。文献[12]提出一种基于 EKF 的异步电机参数和转速同时辨识方法, 但 EKF 算法计算复杂度较高。文献[13]提出了一种基于改进型 SMO 的异步电机转速观测方法, 削弱了滑模抖振, 但无法消除抖振现象。

近年来, 基于转子磁链观测器和 PLL 的异步电机无速度传感器控制方法以其实现简单、参数鲁棒性强等优点而得到广泛研究^[14-15]。这类方法将观测的转子磁链作为 PLL 的输入, 进而得到电机转速和相位信息, 从而实现异步电机无速度传感器控制。然而, 使用常规的 PLL 对观测的转子磁链进行锁相时, 会导致电机加减速过程中产生较大的转速和相位误差。文献[16]提出了一种改进的 PLL 设计方法, 以减小电机加减速过程中的转速和相位误差。文献[17]设计了一种三阶扩张状态观测器, 以消除电机加减速过程中转速和相位误差。然而, 文献[16-17]所提方法均未对转子磁链观测器进行改进。

转子磁链观测精度直接影响异步电机的无速度传感器控制性能, 因此, 近年来, 各种基于电机模型的改进型转子磁链观测方法也得到了广泛研究^[18]。常规的电压模型转子磁链观测器需要进行纯积分运算, 易受积分初始值和积分漂移的影响^[19], 而常规的电模型转子磁链观测器对转子电阻、互感等参数较灵敏。考虑到电机高速运行时电压模型转子磁链观测器的精度更高, 而低速运行时电模型转子磁链观测器的精度更高, 许多学者提出了基于电压模型和电模型的混合模型转子磁链观测器设计方法^[20-21]。典型的设计方案为基于比例积分控制器的 Gopinath 型转子磁链观测器^[22-23]。这种混合模型磁链观测器不仅可以克服常规电压模型转子磁链观测器受纯积分影响的问题, 而且可以实现高速区域以电压模型为主、低速区域以电模型为主的转子磁链观测, 从而提高参数鲁棒性。然而, 文献[22]的

研究表明, 常规的 Gopinath 型转子磁链观测器在中速区域对电机参数失配具有较强的灵敏性, 且观测的磁链切换轨迹并非最优切换路径。为此, 文献[23]针对上述问题, 在 Gopinath 型转子磁链观测器基础上, 设计了角度补偿算法以实现磁链切换轨迹优化。然而, 该方法实现比较复杂。

综上所述, 为了提高常规 Gopinath 型转子磁链观测器的参数鲁棒性, 实现磁链切换轨迹的优化, 进而提高基于磁链观测器的异步电机无速度传感器控制性能, 本文提出了一种改进的 Gopinath 型转子磁链观测器设计方法。首先, 本文基于异步电机的复矢量模型详细分析了 Gopinath 型转子磁链观测器存在的主要问题。其次, 针对常规磁链观测器存在的主要问题, 本文提出了一种改进的特征函数设计方法, 进而得到了一种改进的混合模型转子磁链观测器。然后, 本文借助特征函数详细对比分析了常规的 Gopinath 型转子磁链观测器和所提改进型混合模型转子磁链观测器的参数鲁棒性, 证明了本文所提转子磁链观测器的有效性。最后, 本文通过 StarSim 和 YXSPACE-SP2000 实验平台验证了所提异步电机转子磁链观测器和无速度传感器控制的有效性。

1 无速度传感器控制系统

图 1 给出了基于转子磁链观测器和 PLL 的异步电机无速度传感器矢量控制系统结构框图。其中, 转子磁链观测器主要负责根据异步电机的电压和电流进行转子磁链观测, 并结合 PLL 实现异步电机的转速估计和转子磁链角度估计, 从而为实现无速度传感器控制提供转速和角度反馈。由此可见, 如何设计转子磁链观测器, 准确估计磁链, 是实现异步电机高精度无速度传感器控制的关键。

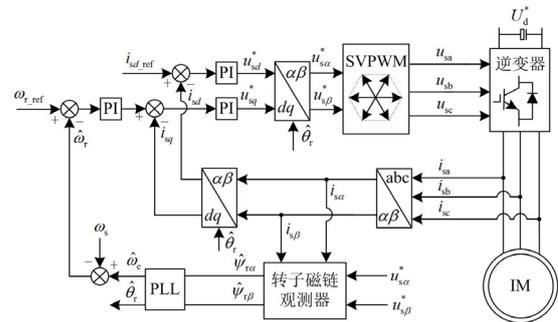


图 1 无速度传感器控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of speed-sensorless control system

2 常规磁链观测器

2.1 转子磁链电压模型

异步电机的定子磁链电压模型可表示为

$$\frac{d\hat{\psi}_{svm}}{dt} = \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s \quad (1)$$

式中: $\hat{\psi}_{svm} = \hat{\psi}_{s\alpha vm} + j\hat{\psi}_{s\beta vm}$, $\hat{\psi}_{s\alpha vm}$ 、 $\hat{\psi}_{s\beta vm}$ 分别是静止坐标系 α 、 β 下定子磁链分量; $\mathbf{u}_s = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$, $\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$, $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 分别是静止坐标系 α 、 β 下的定子电压分量, $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别是静止坐标系 α 、 β 下定子电流分量; R_s 是定子电阻。

转子磁链由定子磁链耦合而来, 故转子磁链可表示为

$$\hat{\psi}_{rvm} = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\psi}_{svm} - \sigma L_s \mathbf{i}_s) \quad (2)$$

式中: $\hat{\psi}_{rvm} = \hat{\psi}_{r\alpha vm} + j\hat{\psi}_{r\beta vm}$, $\hat{\psi}_{r\alpha vm}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta vm}$ 是静止坐标系下转子磁链分量; L_r 是转子自感; L_m 是电机互感; L_s 是定子自感; σ 是电机漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 。

2.2 转子磁链电流模型

根据异步电机的数学模型, 异步电机的转子磁链电流模型可表示为

$$\hat{\psi}_{rcm} = \frac{L_m \mathbf{i}_s}{1 + T_r (s - j\omega_r)} \quad (3)$$

式中: $\hat{\psi}_{rcm}$ 为电流模型转子磁链, 满足 $\hat{\psi}_{rcm} = \hat{\psi}_{r\alpha cm} + j\hat{\psi}_{r\beta cm}$, $\hat{\psi}_{r\alpha cm}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta cm}$ 分别为静止坐标系下转子磁链分量; T_r 为转子时间常数, 满足 $T_r = L_r / R_r$, R_r 是转子电阻; ω_r 为转子角速度。

2.3 常规的 Gopinath 型转子磁链观测器

图 2 给出了常规的 Gopinath 型转子磁链观测器的结构。该观测器通过比例积分控制器将转子磁链电压模型和电流模型级联在一起, 在低速时以电流模型为主, 在高速时以电压模型为主, 从而有助于提高观测器低速运行稳定性和高速参数鲁棒性。

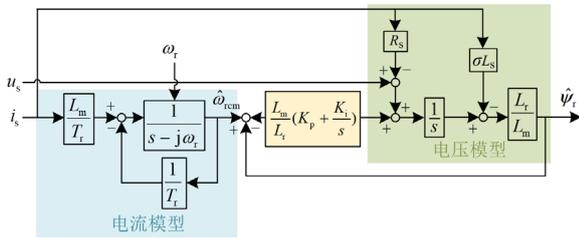


图 2 Gopinath 型转子磁链观测器

Fig. 2 Gopinath model rotor flux observer

由 Gopinath 型转子磁链观测器可推导出转子磁链估计值满足式(4)。

$$\hat{\psi}_r = F(s)\hat{\psi}_{rcm} + (1 - F(s))\hat{\psi}_{rcm} \quad (4)$$

式中, $\hat{\psi}_r$ 为转子磁链估计值, 常规转子磁链观测器

的特征函数 $F(s)$ 为

$$F(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (5)$$

式中: $K_p = \sqrt{2}\omega_c$; $K_i = \omega_c^2$, ω_c 是常规电流模型和电压模型之间的转折频率。

当 $F(s) = 1$ 时, Gopinath 型转子磁链观测器转化为电压模型转子磁链观测器; 当 $F(s) = 0$ 时, Gopinath 型转子磁链观测器转化为电流模型转子磁链观测器; 当 $0 < F(s) < 1$ 时, Gopinath 型转子磁链观测器模型为转子磁链电流模型与电压模型的混合形式。

2.4 Gopinath 型磁链观测器问题分析

稳态时, 将 $s = j\omega_c$ 代入式(5), 可得 Gopinath 型转子磁链观测器的稳态特征函数为

$$F(j\omega_c) = \frac{\omega_c^2 (\omega_c^2 - K_i)}{(K_i - \omega_c^2)^2 + (K_p \omega_c)^2} + j \frac{\omega_c^3 K_p}{(K_i - \omega_c^2)^2 + (K_p \omega_c)^2} = A + jB \quad (6)$$

将式(6)代入式(4)可得

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_r = & (A + jB)(\hat{\psi}_{r\alpha vm} + j\hat{\psi}_{r\beta vm}) + (1 - A - \\ & jB)(\hat{\psi}_{r\alpha cm} + j\hat{\psi}_{r\beta cm}) = A\hat{\psi}_{r\alpha vm} + \\ & (1 - A)\hat{\psi}_{r\alpha cm} + B(\hat{\psi}_{r\beta cm} - \hat{\psi}_{r\beta vm}) + \\ & j[B(\hat{\psi}_{r\alpha vm} - \hat{\psi}_{r\alpha cm}) + A\hat{\psi}_{r\beta vm} + \\ & (1 - A)\hat{\psi}_{r\beta cm}] = \hat{\psi}_{r\alpha} + j\hat{\psi}_{r\beta} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta}$ 分别为 $\hat{\psi}_r$ 在静止坐标系 α 、 β 下的分量。

由式(6)一式(7)可见, 随着同步角频率 ω_c 的增大, $F(j\omega_c)$ 的实部 A 和虚部 B 将发生变化, 且合成的转子磁链 $\hat{\psi}_r$ 将取决于 A 和 B 的变化规律。

取转折频率 $\omega_c = 50$ rad/s, 图 3 给出了 ω_c 由 0 增大为 314 rad/s 时 A 和 B 的变化规律图。

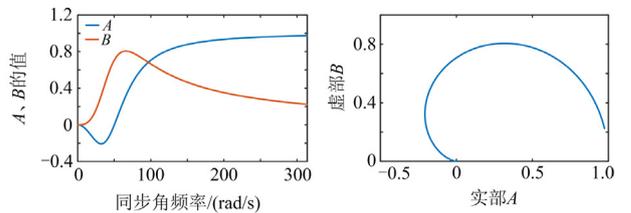


图 3 A 和 B 变化规律

Fig. 3 Change rule of A and B

由图 3 可见, 随着 ω_c 的增大, $F(j\omega_c)$ 的实部 A 将先由零变为小于零 ($\omega_c^2 < K_i$), 最后再变为大于零

($\omega_c^2 > K_i$)。当 ω_c 趋近于无穷大时, A 将趋近于1。同理, 由图3可见, 随着同步角频率 ω_c 的增大, $F(j\omega_c)$ 的虚部 B 将先由零变为大于零, 最后, 当 ω_c 趋近于无穷大时, B 将趋近于0。

由图3和式(6)~式(7)可见, 常规的Gopinath型转子磁链观测器存在以下3个缺点。

1) 由于切换过程中 B 始终不是零, 导致合成的 $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 分量不是 $\hat{\psi}_{r\alpha vm}$ 和 $\hat{\psi}_{r\alpha cm}$ 的线性叠加, $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 还受 $\hat{\psi}_{r\beta cm}$ 和 $\hat{\psi}_{r\beta vm}$ 的影响。同理, $\hat{\psi}_{r\beta}$ 还受 $\hat{\psi}_{r\alpha cm}$ 和 $\hat{\psi}_{r\alpha vm}$ 的影响。这导致转子磁链的 α 与 β 分量相互耦合, 降低了磁链观测精度。

2) 由于切换过程中 A 先由零变为小于零, 最后变为大于零, 导致合成的转子磁链加权系数 A 存在小于0和 $(1-A)$ 存在大于1的情况, 这表明转子磁链电压模型和电流模型切换路径不是最优的, 且 $A < 0$ 时, 参数失配对磁链观测的影响会被放大。

3) 由于只有当 ω_c 趋近于无穷大时, A 才能趋近于1, B 才能趋近于0, 导致在电机有限转速范围内不能实现由转子磁链电流模型完全切换为电压模型, 这不利于提高磁链观测器在高速运行时的参数鲁棒性。

3 改进的混合模型转子磁链观测器

基于上述分析, 为了解决常规Gopinath型转子磁链观测器存在的3个问题, 应该使特征函数 $F(s)$ 的实部 A 始终在0~1之间变化, 且随着 ω_c 的增大, A 应该在有限转速范围内由0增大到1。同时, 为了消除转子磁链 α 与 β 分量的耦合, 提高磁链观测精度, 应该使 $F(s)$ 的虚部 B 始终为0。为此, 本文提出了一种改进的特征函数 $F(s)_{new}$ 设计方法, 如式(8)所示。

$$F(s)_{new} = \begin{cases} \frac{|\omega_c|}{\omega_{c1}}, & |\omega_c| < \omega_{c1} \\ 1, & |\omega_c| \geq \omega_{c1} \end{cases} \quad (8)$$

为与式(5)常规Gopinath型转子磁链观测器特征函数中的 K_p 、 K_i 包含的 ω_c 进行区分, 将本文所提特征函数式(8)中的转折频率记为 ω_{c1} 。

将式(8)代入式(4)可得合成改进的转子磁链 $\hat{\psi}_{rnew}$, 如式(9)所示。

$$\hat{\psi}_{rnew} = F(s)_{new} \hat{\psi}_{r\alpha vm} + (1 - F(s)_{new}) \hat{\psi}_{r\alpha cm} + j[F(s)_{new} \hat{\psi}_{r\beta vm} + (1 - F(s)_{new}) \hat{\psi}_{r\beta cm}] + F(s)_{new} \hat{\psi}_{rvm} + (1 - F(s)_{new}) \hat{\psi}_{rcm} \quad (9)$$

由式(8)~式(9)可见, 由于本文设计的特征函数 $F(s)_{new}$ 的虚部始终为0, 实部始终在0~1变化, 且当 $|\omega_c| > \omega_{c1}$ 时, $F(s)_{new} = 1$, 这消除了转子磁链 α 与

β 分量之间的相互耦合, 实现了转子磁链最优路径切换, 降低了参数灵敏性, 且可以在有限频率范围内(即当 $|\omega_c| > \omega_{c1}$ 时)实现由转子磁链电流模型完全切换为电压模型。因此, 本文所提混合模型转子磁链观测器可以较好地解决常规Gopinath型转子磁链观测器所存在的问题。

需要说明的是, 由于本文提出的特征函数 $F(s)_{new}$ 不含微分 s 项, 无法和定子磁链电压模型的纯积分抵消, 因此会受积分初值和直流偏置的影响。为此, 当根据电压模型计算转子磁链时, 本文采用了文献[24]提出的改进型电压模型定子磁链观测器。图4给出了本文所提改进的混合模型转子磁链观测器的控制框图。

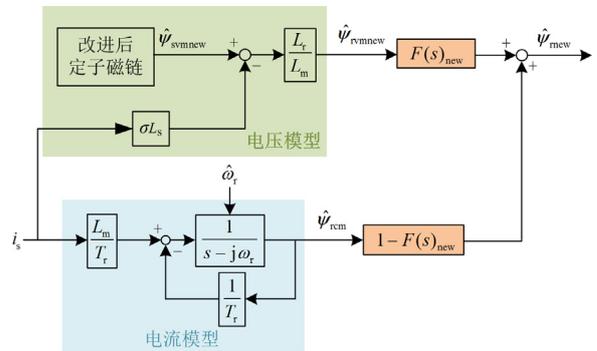


图4 改进的混合模型转子磁链观测器控制框图

Fig. 4 Control block diagram of improved hybrid model rotor flux observer

4 参数灵敏性分析

常规的电流模型转子磁链观测器主要受互感、漏感、转子电阻等参数的影响, 而常规的电压模型转子磁链观测器主要受定子电阻等参数的影响。因此, 不同的转子磁链电流模型与电压模型切换方法将直接影响混合模型磁链观测器对转子电阻、互感和定子电阻的参数灵敏性。为此, 本文借助特征函数对比分析了常规Gopinath型转子磁链观测器与本文所提改进的混合模型转子磁链观测器的参数灵敏性, 以证明所提改进型转子磁链观测器的有效性。

常规Gopinath型转子磁链观测器的特征函数由式(5)推导得出, 如式(10)所示。

$$F(j\omega_c) = \frac{\omega_c^2 e^{j(\pi - \tan^{-1}(K_p \omega_c / K_i - \omega_c^2))}}{\sqrt{(K_i - \omega_c^2)^2 + (K_p \omega_c)^2}} \quad (10)$$

此外, 为便于分析参数失配的灵敏性, 本文引入频率响应函数 F_{RF} , 如式(11)所示。

$$F_{RF} = \frac{\hat{\psi}_r}{\psi_r} = F(j\omega_c) F_{RFvm} + (1 - F(j\omega_c)) F_{RFcm} \quad (11)$$

式中, F_{RFcm} 、 F_{RFvm} 分别为转子磁链电流模型和电压模型的频率响应函数, 其中 F_{RFcm} 如(12)所示, F_{RFvm} 可由式(1)一式(2)推导为式(13)所示。

$$F_{\text{RFcm}} = \frac{\hat{L}_m 1 + j(L_r / R_r)\omega_s}{L_m 1 + j(\hat{L}_r / \hat{R}_r)\omega_s} \quad (12)$$

式中: \hat{L}_m 、 \hat{L}_r 、 \hat{R}_r 分别为 L_m 、 L_r 、 R_r 的失配值; ω_s 为转差频率。

$$F_{\text{RFvm}} = \frac{\frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \left(\frac{\mathbf{u}_s - \hat{R}_s \mathbf{i}_s - \hat{\sigma} \hat{L}_s \mathbf{i}_s}{s} \right)}{\frac{L_r}{L_m} \left(\frac{\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \mathbf{i}_s}{s} \right)} = a \left(1 + \frac{\frac{\mathbf{i}_s [(R_s - \hat{R}_s) + (\sigma L_s - \hat{\sigma} \hat{L}_s)]}{s}}{\frac{\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \mathbf{i}_s}{s}} \right) \quad (13)$$

式中: \hat{R}_s 、 \hat{L}_s 、 $\hat{\sigma}$ 分别为 R_s 、 L_s 、 σ 的失配值; $a = \hat{L}_r L_m / (L_r \hat{L}_m)$ 。

同时, 考虑到稳态时由电压模型和电流模型计算出的异步电机转子磁链应相等, 结合式(1)一式(2)可知 $\frac{\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \mathbf{i}_s}{s} = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{\text{rvm}} = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{\text{rcm}}$ 。将该关系代入式(13)可得

$$F_{\text{RFvm}} = a \left(1 + \frac{\frac{\mathbf{i}_s [(R_s - \hat{R}_s) + (\sigma L_s - \hat{\sigma} \hat{L}_s)]}{s}}{\frac{L_m}{L_r} \frac{L_m \mathbf{i}_s}{1 + T_r (s - j\omega_r)}} \right) = a \left[1 + \frac{L_r^2}{L_m^2 R_r} \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_s \right) \times \left(\frac{\sigma L_s - \hat{\sigma} \hat{L}_s - j \frac{R_s - \hat{R}_s}{\omega_e}}{\omega_e} \right) \right] \quad (14)$$

同理, 通过分析可见, 本文所用补偿后电压模型的频率响应函数与常规模型相同。结合式(10)一式(14), 常规 Gopinath 型转子磁链观测器的频率响应函数 F_{RFgm} 和本文所提改进的混合模型转子磁链观测器的频率响应函数 F_{RFmnew} 可表示为

$$\begin{cases} F_{\text{RFgm}} = \frac{\left(\frac{\omega_e}{\omega_c} \right)^2 F_{\text{RFvm}} - \left(1 + j \frac{\sqrt{2}\omega_e}{\omega_c} \right) F_{\text{RFcm}}}{\left(\omega_e / \omega_c \right)^2 - 1 - j\sqrt{2}\omega_e / \omega_c} \\ F_{\text{RFmnew}} = \begin{cases} \left(\frac{\omega_e}{\omega_{c1}} \right) F_{\text{RFvm}} + \left(1 - \frac{\omega_e}{\omega_{c1}} \right) F_{\text{RFcm}}, & |\omega_e| < \omega_{c1} \\ F_{\text{RFvm}}, & |\omega_e| \geq \omega_{c1} \end{cases} \end{cases} \quad (15)$$

采用转子磁链估计值 $\hat{\psi}_r$ 和实际值 ψ_r 之间的误差幅值表示磁链误差, 由频率响应函数可表示为

$$|\psi_r - \hat{\psi}_r| = |\psi_r| \left| 1 - \frac{\hat{\psi}_r}{\psi_r} \right| = \psi_{\text{rd}}^* |1 - F_{\text{RF}}| \quad (16)$$

式中, ψ_{rd}^* 为转子磁链的稳态值。

结合式(12)一式(16), 可直观分析常规电流模型转子磁链观测器、电压模型转子磁链观测器、Gopinath 型转子磁链观测器和本文所提改进的混合模型转子磁链观测器的参数灵敏性, 并进行对比研究。分析时所用异步电机参数如表 1 所示, 磁链稳态值 ψ_{rd}^* 设为 1.1968 Wb, 取 $\omega_c = 50 \text{ rad/s}$, $\omega_{c1} = 314 \text{ rad/s}$, $\omega_s = 3 \text{ rad/s}$, 令工作频率在 0~50 Hz 之间变化。转子磁链误差对比如图 5 所示。

表 1 异步电机参数

参数	数值	参数	数值
额定转速 n_N /(r/min)	1400	互感 L_m /H	0.2816
额定电压 u_N /V	380	漏感 L_r, L_s /H	0.007 84
额定转矩 T_N /(N·m)	14	转子电阻 R_r /Ω	1.353
极对数 p	2	定子电阻 R_s /Ω	3.11

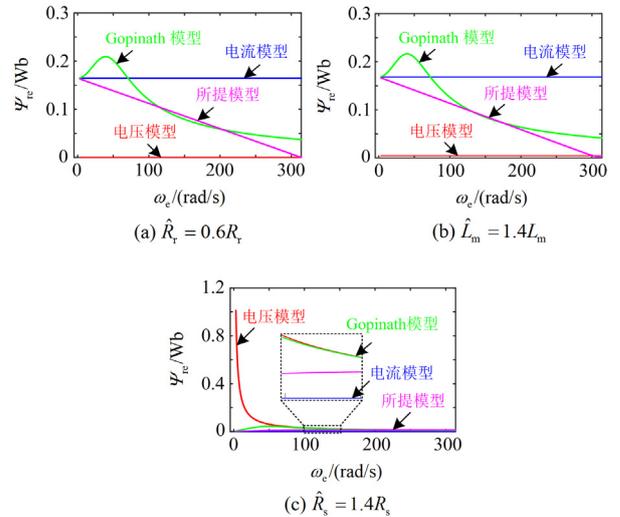


图 5 参数失配时的转子磁链误差

Fig. 5 Rotor flux errors with mismatched parameters

由图 5 可见, 常规电流模型转子磁链观测器受 R_r 和 L_m 失配的影响较大, 常规电压模型转子磁链观测器受 R_s 失配的影响较大。

由图 5(a)一图 5(b)可见, 当 R_r 和 L_m 失配时, 在低速和中速区域, Gopinath 型转子磁链观测器的磁链观测误差 ψ_{re} 明显较大, 且大于常规电流模型转子磁链观测器的磁链观测误差, 这主要是因为特征

函数 $F(s)$ 的实部 A 在这一区间内出现小于 0 的情况, 导致混合模型转子磁链观测器的加权系数出现小于 0 和大于 1 的情况。同时, 由于 $F(s)$ 的虚部 B 不为零, 这也会进一步增大转子磁链观测误差。

由于本文所提改进的混合模型转子磁链观测器可以实现电流模型与电压模型的平滑切换, 其转子磁链观测误差在全速范围内均较小, 且未出现转子磁链误差大于电流模型转子磁链观测误差的情况。这表明本文所提改进的混合模型转子磁链观测器具有更强的参数鲁棒性。

由图 5(c)可见, 当 R_r 失配时, 由于 Gopinath 型转子磁链观测器切换为电压模型转子磁链观测器的速度较快, 导致在全速范围内, Gopinath 型磁链观测器的转子磁链误差比本文所提改进的混合模型磁链观测器的转子磁链误差大。这也表明本文所提改进的混合模型转子磁链观测器具有更强的参数鲁棒性。

5 硬件在环实验结果

本文搭建了 StarSim 硬件在环(hardware-in-loop, HIL)实验系统, 以验证所提混合模型转子磁链观测器的有效性。HIL 实验平台如图 6 所示, 所提方法在 Xilinx Kintex-7 160T FPGA 实时控制器中执行, 实时模拟器由多核 CPU 和 FPGA 组成, 用于模拟被控对象。采样频率设置为 10 kHz, 电机参数如表 1 所示。

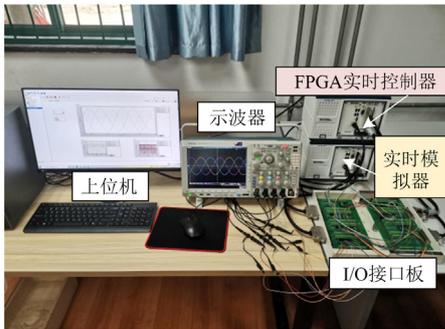


图 6 HIL 实验平台

Fig. 6 HIL experimental platform

5.1 参数灵敏性实验

本文首先在速度传感器模式下对所提转子磁链观测器的参数灵敏性进行了实验验证。实验时, 取 $\omega_c = 50 \text{ rad/s}$, $\omega_{c1} = 314 \text{ rad/s}$, 参考转速 $\omega_{ref} = 50 \text{ rad/s}$, 转子磁链稳态值设为 1.1968 Wb , 并另取参数准确情况下的转子磁链电流模型作为参考模型。图 7—图 9 给出了不同参数失配时常规电流模型转子磁链观测器、常规 Gopinath 型转子磁链观测

器和本文所提改进型转子磁链观测器观测的转子磁链结果(这里均以转子磁链 α 分量为例进行对比分析)。

图 7 为 R_r 失配时各个方法的转子磁链观测值及观测误差波形, 其中 $\hat{R}_r = 0.6R_r$ 。由图 7 可知, 在空载情况下, Gopinath 型和本文所提方法的转子磁链均与参考模型重合, 磁链观测误差几乎为 0。这主要是因为空载时转差频率 ω_s 为 0。此时, 由式(12)、式(14)可见, 传统的转子磁链观测器电流模型和电压模型均不受 R_r 失配的影响, 因此 Gopinath 型和本文所提混合模型转子磁链观测器也不受转子电阻的影响。

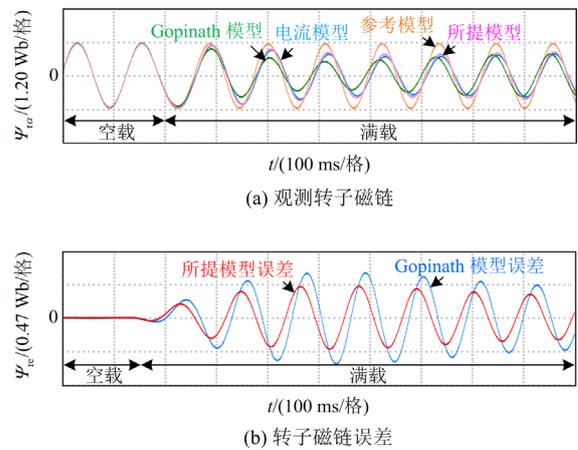


图 7 $\hat{R}_r = 0.6R_r$ 时的观测转子磁链及其误差波形

Fig. 7 Waveforms of the observed rotor flux and the observation error when $\hat{R}_r = 0.6R_r$

由图 7(a)和图 7(b)可知, 在满载条件下, 本文所提方法的转子磁链观测误差比常规 Gopinath 型磁链观测器小, 这也与图 5(a)所示的理论分析结果一致, 证明了本文所提改进型磁链观测器的有效性。

图 8 为 L_m 失配时各个方法的转子磁链观测值及观测误差波形, 其中 $\hat{L}_m = 1.4L_m$ 。由图 8(a)可见, 各个方法的转子磁链观测误差在空载时均较大, 而在满载时均有所减小。这主要是因为电压模型受 L_m 失配的影响较小, 而电流模型受 L_m 失配的影响较大。同时, 由式(12)可知, 在空载时, 转差 ω_s 为 0, 转子磁链观测误差与 L_m 失配比例成正比。而当满载时, ω_s 不为 0, 且 $|1 + j(L_r/R_r)\omega_s| < |1 + j(\hat{L}_r/\hat{R}_r)\omega_s|$, 所以转子磁链误差有所减小。此外, 由图 8(b)可见, 在 L_m 失配时, 本文所提混合模型转子磁链观测器的磁链观测误差更小, 这也与理论分析结果一致, 再次证明了本文所提磁链观测方法的有效性。

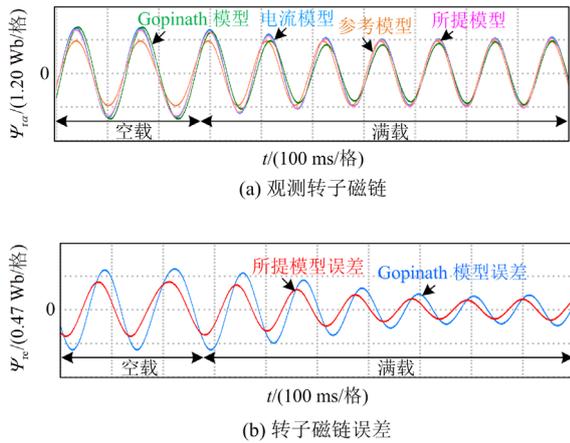


图 8 $\hat{L}_m = 1.4L_m$ 时的观测磁链及其误差波形
Fig. 8 Waveforms of the observed rotor flux and the observation error when $\hat{L}_m = 1.4L_m$

图 9 为 R_s 失配时各个方法的转子磁链观测值及观测误差波形, 其中, $\hat{R}_s = 1.4R_s$ 。由图 9 可见, 在空载时 R_s 对转子磁链观测误差影响较小, 而在满载时 R_s 对转子磁链观测误差的影响增大, 这主要是因为满载时, 转差频率 ω_s 较大, 由式(14)可知定子电阻的影响会被放大。由图 9(b)可见, 当 R_s 失配时, 本文所提方法的转子磁链观测误差更小, 这也证明了本文所提磁链观测方法具有更强的参数鲁棒性。

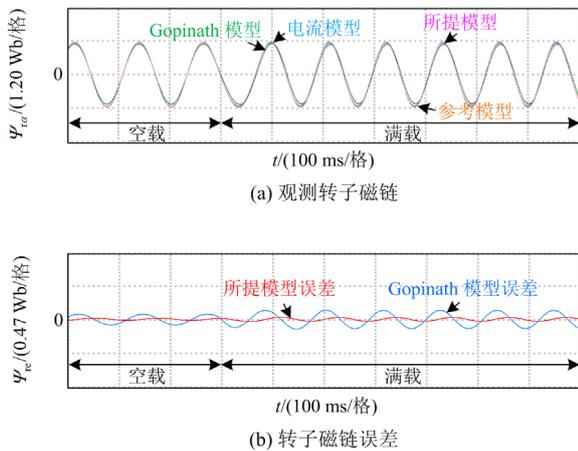


图 9 $\hat{R}_s = 1.4R_s$ 时的观测转子磁链及其误差波形
Fig. 9 Waveforms of the observed rotor flux and the observation error when $\hat{R}_s = 1.4R_s$

上述对比实验结果验证了本文所提改进的混合模型转子磁链观测器的有效性以及本文所提理论分析的正确性。

5.2 无速度传感器控制实验结果

在所提混合模型转子磁链观测器的基础上, 本

文进一步设计了一种基于所提转子磁链观测器和 PLL 的异步电机无速度传感器控制策略, 其原理图如图 1 所示。

为进一步验证该无速度传感器控制策略的有效性, 图 10 给出了负载阶跃变化时异步电机无速度传感器控制的转速动态响应波形。实验时, 转速参考值 n_{ref} 设为 1400 r/min, 负载转矩由空载突增为满载。由图 10 可见, 在突加负载时, 估计转速 n_{est} 和实际转速 n_{act} 重合的较好, 转速误差较小, 且具有较好的动态响应性能。该结果表明所提异步电机无速度传感器控制具有良好的抗负载扰动性能。

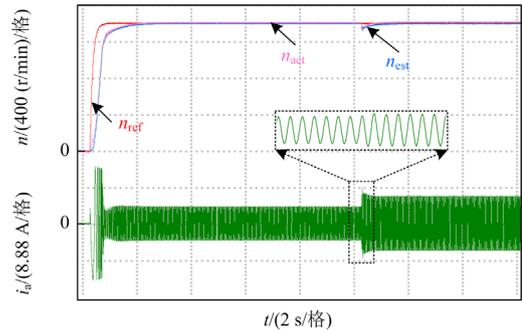


图 10 负载变化时的无速度传感器性能

Fig. 10 Speed-sensorless performance when the load changes

图 11 给出了在 50%负载条件下, 电机参考转速由 800 r/min 突减为 200 r/min, 又突增为 800 r/min 时的 a 相电流 i_a 及转速波形。由图 11 可见, 电机可以实现无速度传感器带载稳定运行, 且具有良好的转速动态控制性能, 再次验证了所提异步电机无速度传感器控制方法的有效性。

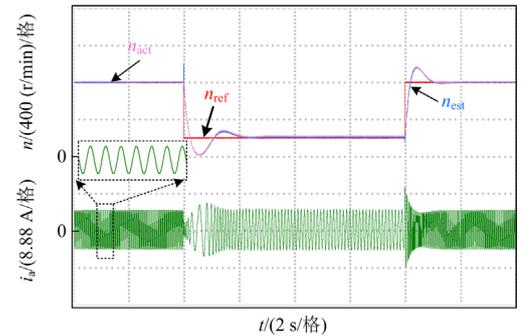


图 11 转速变化时的无速度传感器性能

Fig. 11 Speed-sensorless performance when speed changes

图 12 为满载时, 转速从 200 r/min 依次阶跃变化, 由 100 r/min 减小为 50、40、30、20、15、10 r/min 的转速波形及 i_a 。由图 12 可见, 电机在低速阶跃变化的每一段, 都可以经过短暂波动后达到带载稳定运行状态, 具有良好的转速动态控制性能。这再次验证了基于所提转子磁链观测的异步电机无速度传

传感器控制的有效性。

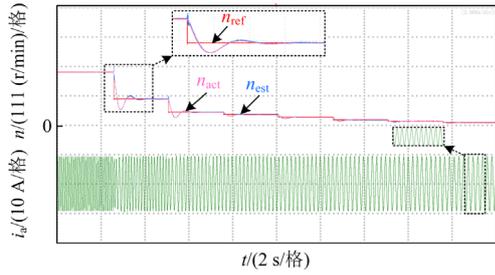


图 12 转速阶跃变化时的无速度传感器性能

Fig. 12 Speed-sensorless performance when speed step changes

6 实验结果

为了进一步验证本文所提方法的有效性, 在 HIL 实验研究的基础上, 本文进一步搭建了基于 YXSPACE-SP2000 的 2.2 kW 异步电机实验平台, 如图 13 所示, 并进行了实验研究。实验所用电机参数如表 1 所示。



图 13 SP2000 实验平台

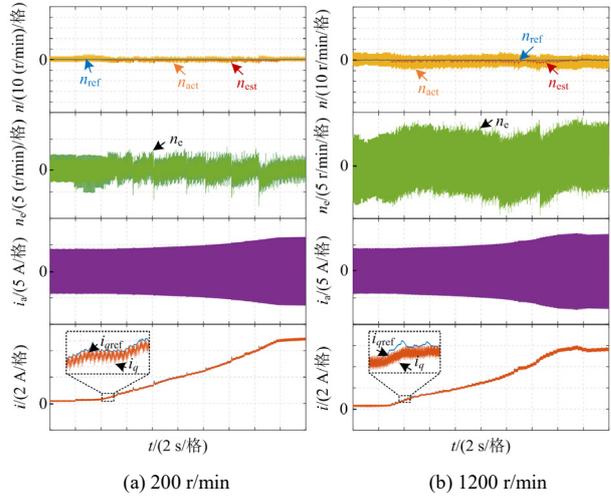
Fig. 13 SP2000 experimental platform

图 14(a)和图 14(b)分别给出了在低速 200 r/min 和高速 1200 r/min 情况下, 负载从 0 N·m 逐渐增加到满载 14 N·m 时的转速动态实验结果。由图 14(a)可知, 低速时, 本文所提方法的实际转速与估计转速之间的误差 n_e 为 ± 5 r/min 左右, a 相电流 i_a 和转矩电流参考值 i_{qref} 、转矩电流实际值 i_q 随负载变化而变化。在负载逐渐增大的过程中, 转速估计误差一直较小, 电机可以实现稳定的无速度传感器带载运行。

由图 14(b)可知, 高速时, 本文所提方法仍然可以实现电机无速度传感器带载稳定运行, 转速估计误差 n_e 为 ± 7 r/min 左右。在负载逐渐增大的过程中, 转速估计误差一直较小, 这也验证了基于本文所提转子磁链观测器的异步电机无速度传感器控制策略具有较好的转速控制性能。

图 15 给出了空载条件下转速阶跃变化时的动态实验结果。实验时, 参考转速由 200 r/min 增大到 400 r/min, 后又减小为 200 r/min。由该实验结果可

见, 转速动态变化时, 转速估计误差 n_e 始终很小, 电机可以实现较好的无速度传感器加减速控制。该结果进一步表明本文所提异步电机无速度传感器控制方法具有良好的转速动态响应性能。



(a) 200 r/min

(b) 1200 r/min

图 14 负载变化时的转速控制性能

Fig. 14 Speed-control performance when the load changes

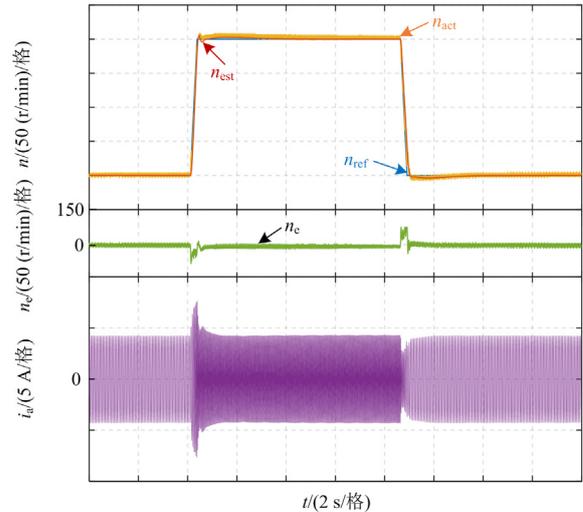


图 15 转速阶跃变化的无速度传感器控制性能

Fig. 15 Speed-sensorless control performance

when the speed step changes

图 16 为在带 50%负载情况下, 转速从 400 r/min 逐渐增大到 500 r/min、600 r/min、700 r/min 和 800 r/min 时的转速动态实验结果。

由图 16 可知, 在带载 50%情况下, 实际转速在连续阶跃变化时, 转速估计误差仅在转速阶跃变化时有短暂的波动, 稳态时转速估计误差始终较小。这进一步表明本文所提异步电机无速度传感器控制策略具有较好的转速动态控制性能。

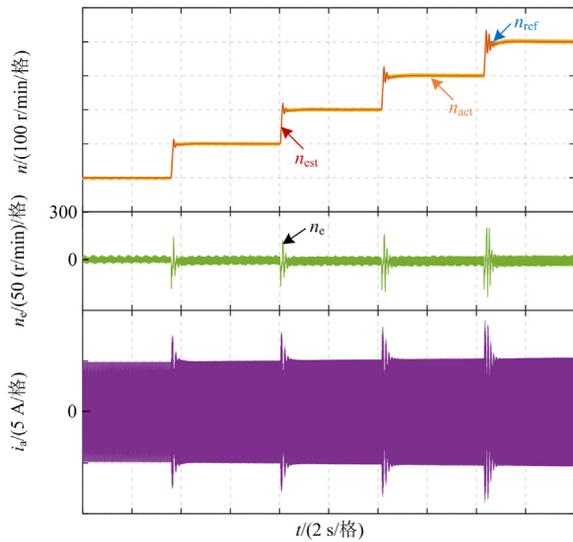


图 16 带 50%负载时的转速动态控制性能

Fig. 16 Speed dynamic control performance with 50% load

7 结论

本文提出了一种异步电机改进的混合模型转子磁链观测器设计方法和基于该观测器的异步电机无速度传感器控制策略。文中详细分析了常规 Gopinath 型转子磁链观测器所存在的问题,并指出了其存在的 3 个主要缺点。在此基础上,本文提出了一种改进的混合模型转子磁链观测器,并使用特征函数详细分析了其参数鲁棒性。HIL 对比实验结果验证了所提方法的有效性。此外,本文还设计了一种基于所提转子磁链观测器的异步电机无速度传感器控制策略,并通过实验证明了其有效性。实验结果表明,在电机参数失配时,本文所提转子磁链观测器具有更好的参数鲁棒性,且本文所提无速度传感器控制策略可以实现电机空载、带载以及加减速工况下无速度传感器稳定运行,具有良好的动稳态控制性能。

参考文献

- [1] 周涛, 刘子诚, 陈中, 等. 异步电机频率支撑能力分析及其等效惯量评估[J]. 电力工程技术, 2022, 41(4): 18-24, 107.
ZHOU Tao, LIU Zicheng, CHEN Zhong, et al. Frequency support capacity of asynchronous motor and its equivalent inertia evaluation[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(4): 18-24, 107.
- [2] 周涛, 陈中, 王毅, 等. 计及异步电机频率响应的电力系统最低惯量评估[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 22-31.
ZHOU Tao, CHEN Zhong, WANG Yi, et al. Evaluation

- of minimum inertia in power systems considering frequency response of induction machines[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 22-31.
- [3] 徐萌, 王艳阳, 高洁, 等. 基于双锁相环的永磁同步电机转子初始位置估算方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 49-57.
XU Meng, WANG Yanyang, GAO Jie, et al. Rotor initial position estimation method of PMSM based on a double phase-locked loop[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 49-57.
- [4] SOUKAINA D E, LOUBNA L. Comparison between PI-DTC-SPWM and fuzzy logic for a sensorless asynchronous motor drive[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(1): 430-442.
- [5] 吕英俊, 刘卓伟, 苏涛, 等. 异步电机无传感器矢量控制极低速与零速性能研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6095-6103, 6190.
LÜ Yingjun, LIU Zhuo-wei, SU Tao, et al. Research of sensorless vector control performance for induction motor at very low-speed and zero-speed[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 6095-6103, 6190.
- [6] HORVATH K, HENEZI D. Impact of iron loss on performance of speed sensorless MRAS estimator for induction machines[C]// 2022 22nd International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), June 1-4, 2022, Bourgas, Bulgaria: 1-4.
- [7] HASSAN A, BAZZI A M, JENSEN F. A comparison between nonlinear Kalman filters for sensorless induction motor drives[C]// 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 9-13, 2022, Detroit, USA: 1-6.
- [8] 王浩宇, 张雨婷, 张乔, 等. 一种基于滑模观测器的动车组整流器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(22): 81-91.
WANG Haoyu, ZHANG Yuting, ZHANG Qiao, et al. A control strategy for EMUs rectifier based on sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(22): 81-91.
- [9] WANG H M, YANG Y H, CHEN D Z, et al. Speed-sensorless control of induction motors with an open-loop synchronization method[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(2): 1963-1977.
- [10] MAKSOUD H A, SHAABAN S M, ZAKY M S, et al. Performance and stability improvement of AFO for sensorless IM drives in low speeds regenerating mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7812-7825.

- [11] ZBEDE Y B, GADOUE S M, ATKINSON D J. Model predictive MRAS estimator for sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3511-3521.
- [12] 孙宇新, 沈启康, 施凯, 等. 基于新型卡尔曼滤波器的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2946-2955.
SUN Yuxin, SHEN Qikang, SHI Kai, et al. Speed-sensorless control system of bearingless induction motor based on the novel extended Kalman filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2946-2955.
- [13] 陈闯, 王勃, 于泳, 等. 基于改进指数趋近律的感应电机滑模转速观测器研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊 1): 155-163.
CHEN Chuang, WANG Bo, YU Yong, et al. An improved exponential reaching law based-sliding mode observer for speed-sensorless induction motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 155-163.
- [14] WANG H M, GE X L, YUE Y, et al. Dual phase-locked loop-based speed estimation scheme for sensorless vector control of linear induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5900-5912.
- [15] WANG H M, YANG Y H, GE X L, et al. PLL-and FLL-based speed estimation schemes for speed-sensorless control of induction motor drives: review and new attempts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3334-3356.
- [16] 左运, 葛兴来, 李松涛, 等. 基于改进型 q-PLL 的牵引电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 383-392, 427.
ZUO Yun, GE Xinglai, LI Songtao, et al. Speed-sensorless control of traction motor based on the improved q-PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 383-392, 427.
- [17] ZUO Y, GE X L, ZHENG Y L, et al. An adaptive active disturbance rejection control strategy for speed-sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3336-3348.
- [18] ALIASKARI A, ZAREI B, DAVARI S A, et al. A modified closed-loop voltage model observer based on adaptive direct flux magnitude estimation in sensorless predictive direct voltage control of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 630-639.
- [19] 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[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(11): 3298-3306.
YANG Shuying, DING Dawei, LI Xi, et al. A novel rotor-flux observer based closed-loop control on induction motor torque with vector orientation[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(11): 3298-3306.
- [20] 刘洋, 史黎明, 赵鲁, 等. 一种基于混合型磁链观测器的异步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 157-163.
LIU Yang, SHI Liming, ZHAO Lu, et al. Direct torque control of asynchronous motor based on hybrid flux observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 157-163.
- [21] 陆文斌, 姚文熙, 吕征宇. 基于改进闭环磁链观测器的感应电机无速度矢量控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 148-153.
LU Wenbin, YAO Wenxi, LÜ Zhengyu. Speed-sensorless vector control with improved closed-loop flux observer for induction machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 148-153.
- [22] JO G J, CHOI J W. Gopinath model-based voltage model flux observer design for field-oriented control of induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4581-4592.
- [23] 王贵峰, 姜建国, 乔树通, 等. 高精度无差拍磁链观测器设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4665-4675.
WANG Guifeng, JIANG Jianguo, QIAO Shutong, et al. Design of high precision dead-beat flux observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4665-4675.
- [24] 何志明, 廖勇, 向大为. 定子磁链观测器低通滤波器的改进[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 61-65.
HE Zhiming, LIAO Yong, XIANG Dawei. Improvement of low-pass filter algorithm for stator flux estimator[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 61-65.

收稿日期: 2023-09-14; 修回日期: 2023-12-14

作者简介:

郭磊磊(1987—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为新能源功率变换器及交流电机控制等; E-mail: 2006guoleilei@163.com

靳雪妍(1998—), 女, 硕士研究生, 研究方向为异步电机无速度传感器控制; E-mail: 2924725946@qq.com

朱虹(1989—), 女, 通信作者, 博士, 工程师, 研究方向为能源规划与新能源并网控制技术。E-mail: zhhfut@163.com

(编辑 张颖)