

基于改进型非奇异快速终端滑模观测器的 感应电机无传感器控制

肖韬略, 吴 韶

(湖南工业大学 交通与电气工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 针对感应电机模型参考自适应 (MRAS) 无传感器控制方法中的磁链电压模型易受电机内部参数和外部扰动影响大的问题, 提出了一种基于改进型非奇异快速终端滑模磁链观测器的 MRAS 感应电机无传感器控制方法。首先, 提出了基于改进型非奇异快速终端滑模的电压模型磁链观测器, 该观测器可以使系统全局快速收敛且抖振减小, 同时有效提升了系统的鲁棒性; 其次, 设计了一种基于反电动势与磁链正交性的直流分量补偿器, 抑制了定子磁链观测过程中纯积分环节导致的积分漂移问题, 进一步提升了磁链估计精度; 最后, 仿真和实验结果表明, 所提策略能有效提升系统的鲁棒性、降低直流偏置带来的积分漂移问题, 证明了所提方法的有效性。

关键词: 感应电机; 模型参考自适应; 磁链观测器; 滑模观测器; 直流偏置补偿

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-9833(2026)02-0034-10

引文格式: 肖韬略, 吴 韶. 基于改进型非奇异快速终端滑模观测器的感应电机无传感器控制 [J]. 湖南工业大学学报, 2026, 40(2): 34-43.

Sensorless Control of Induction Motor Based on Improved Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Observer

XIAO Taolüe, WU Wei

(School of Transportation and Electrical Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In order to address the problem of the magnetic flux voltage model in the model reference adaptive (MRAS) sensorless control method, which is susceptible to internal parameters and external disturbances of the motor, a sensorless control method for induction motors has thus been proposed based on an improved non-singular fast terminal sliding mode magnetic flux observer. Firstly, based on an improved non-singular fast terminal sliding mode, a voltage model magnetic flux observer is proposed, which enables the system to converge globally and quickly with reduced chattering, while effectively enhancing the robustness of the system. Secondly, a DC component compensator based on the orthogonality between back electromotive force and magnetic flux is designed to suppress the integration drift problem brought about by pure integration in the stator magnetic flux observation process, further improving the accuracy of magnetic flux estimation. Finally, simulation and experiments have shown that the proposed strategy can effectively improve the robustness of the system and reduce the integral drift problem caused by DC bias, thus verifying the effectiveness of the proposed method.

Keywords: induction motor; model reference adaptive; magnetic flux observer; sliding mode observer; DC bias compensation

收稿日期: 2024-06-21

作者简介: 肖韬略, 男, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为感应电机无传感器控制, E-mail: 1424579639@qq.com

通信作者: 吴 韶, 男, 湖南工业大学讲师, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为机器人与智能控制, 电力电子与电力传动,

E-mail: antonie10@163.com

1 研究背景

近年来, 感应电机因其在复杂工况下稳定性良好、成本低廉以及结构简单等诸多优点, 受到了广泛的关注^[1]。在实际工程应用中, 感应电机的控制通常依赖准确的转子位置和角速度。然而, 这既造成了成本的上升, 也使得系统可靠性出现下滑。因此, 感应电机无传感器控制技术成为国内外的研究热点^[2-3]。

现阶段, 基于电机模型的无速度传感器控制方法主要包含: 基于全阶状态观测器 (adaptive full-order observer, AFO) 的方法^[4-5]、基于模型参考自适应系统 (model reference adaptive system, MRAS) 的方法^[6-7]、基于扩展卡尔曼滤波器 (extended kalman filter, EKF) 的方法^[8-9]、基于滑模观测器 (sliding mode observer, SMO) 的方法, 以及基于转子磁链观测器与锁相环 (phase-locked loop, PLL) 的方法^[10-11]等。基于 AFO, 文献 [12] 设计了感应电机无速度传感器控制策略, 这一策略虽能提升异步电机低速工况时的控制性能, 但这类方法的实现难度相对较高。基于 MRAS, 文献 [13] 设计了改进的无速度传感器控制方法, 采用迭代方法替换比例积分控制器, 却存在对电机参数依赖性较强的问题。基于 EKF, 文献 [14] 提出了异步电机参数与转速的同步辨识方法, 然而 EKF 算法存在计算复杂、流程繁琐的问题, 大量随机参数要调试得到。

自 V. I. Utkin^[15] 首次将滑模控制应用于电机控制以来, 滑模观测器因其对参数不敏感而受到广泛关注。为了抑制一阶滑模存在的高频抖振问题, 文献 [16] 提出了一种基于改进趋近律的感应电机无传感器控制方法, 这在一定程度上降低了抖振, 但无法完全抑制抖振现象。文献 [17] 结合滑模理论与 MRAS, 在不同坐标系中分别设计了两个滑模面, 从而实现对感应电机转子磁链和转速的同步辨识。但这类方法均依托传统滑模控制来设计观测器, 故而抖振问题的出现难以避免。

综上所述, 本文提出一种基于改进型非奇异快速终端滑模观测器的感应电机 MRAS 无传感器控制。该方法在外部扰动和电机参数摄动时, 能准确估计出电机转速。本文的主要贡献如下:

1) 提出的 INFTSMO 磁链观测器, 能够在电机参数摄动和外部扰动下, 精准观测磁链, 具有更强的鲁棒性。

2) 设计的基于反电动势与磁链正交性的直流分量补偿器 (DCC), 与提出的 INFTSMO 磁链观测器相结合, 能有效降低直流偏置带来的积分漂移问题,

进一步提高磁链观测的精度。

3) 将模型参考理论 (MRAS) 与带有直流偏置补偿的改进型非奇异终端滑模理论 (DCC+INFTSMO) 相结合, 使得电机在外部扰动、参数摄动、直流偏置时均能准确估计电机转速, 具有更强的鲁棒性。

2 基于转子磁链的 MRAS 速度观测算法

2.1 MRAS 速度观测算法

首先, 感应电机在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} u_s, \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s - \left(\frac{1}{T_r} - J\omega_r \right) \psi_r. \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_s 、 i_s 和 ψ_r 分别为定子电压、定子电流和转子磁链; R_s 为定子电阻; L_s 、 L_r 和 L_m 分别为定转子电感和互感; ω_r 为转子角速度; $T_r = L_r / R_r$ 为转子时间常数; σ 为漏磁系数, 且 $\sigma = 1 - L_m L_m / (L_s L_r)$; 矩阵

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

通过 MRAS 原理, 由不同的数学模型求出同一个状态量, 进而由误差设计自适应律, 即可估算出转速。其基本原理如图 1 所示。

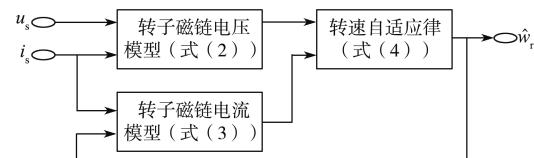


图 1 MRAS 转速估计原理图

Fig. 1 MRAS speed estimation schematic diagram

传统的电压模型磁链观测器的表达式为

$$\hat{\psi}_{r,V} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_s - R_s i_s) dt - \sigma L_s i_s \right]. \quad (2)$$

电流模型磁链观测器的表达式为

$$p\hat{\psi}_{r,I} = \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_s + \begin{pmatrix} -1/T_r & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -1/T_r \end{pmatrix} \hat{\psi}_{r,I}. \quad (3)$$

式中: $\hat{\psi}_{r,V}$ 为通过电压模型得到的转子磁链; $\hat{\psi}_{r,I}$ 为通过电流模型得到的转子磁链。

由文献 [18] 可知转速自适应律为

$$\hat{\omega}_r = \left(k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} \right) \left(-\hat{\psi}_{r\alpha,V} \hat{\psi}_{r\beta,I} + \hat{\psi}_{r\beta,V} \hat{\psi}_{r\alpha,I} \right). \quad (4)$$

式中: $\hat{\psi}_{r\alpha,V}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta,V}$ 为通过电压模型得到的转子磁链 $\alpha\beta$ 分量; $\hat{\psi}_{r\alpha,I}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta,I}$ 为通过电流模型得到的转子磁链 $\alpha\beta$ 分量。 k_{pw} 和 k_{iw} 分别为所引入 PI 调节器的比例

系数和积分系数。

图 2 给出了传统电压型磁链观测器的结构框图。

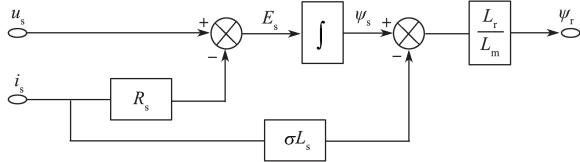


图 2 传统电压型磁链观测器的结构框图

Fig. 2 Structural diagram of the traditional voltage type magnetic flux observer

2.2 基于滑模的电压模型磁链观测器

传统的电压模型磁链观测器结构简单,但在电机运行过程中,容易受到电机参数摄动的影响;其次,由于纯积分环节的存在,容易产生积分漂移的问题,进而影响观测出的磁链准确性。因此,对于式(1),将含有转子磁链和转子电阻项作为未知部分 F ,并且通过滑模控制率对其进行补偿。则感应电机一阶滑模观测器可写成如下形式:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_s}{dt} = k_1 \hat{F} - k_2 i_s + k_3 u_s, \\ \hat{F} = \sigma_1 \operatorname{sgn}(e_i). \end{cases} \quad (5)$$

式中: $k_1 = k_3 L_m / L_r$; $k_2 = R_s / \sigma L_s$; $k_3 = 1 / \sigma L_s$; \hat{i}_s 为定子电流的估计值; e_i 为定子电流估计误差; \hat{F} 为转子磁链微分的估计值; $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数; $\sigma_1 > 0$ 为控制增益。

图 3 给出了基于一阶滑模的电压型磁链观测器(FOSMO)结构框图。

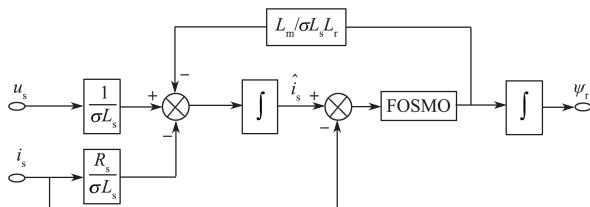


图 3 基于一阶滑模的电压型磁链观测器结构框图

Fig. 3 Structural diagram of the voltage type magnetic flux observer based on the first-order sliding mode

3 基于改进型非奇异快速终端滑模的磁链观测器

对于上文所提到的基于一阶滑模的电压型磁链观测器,在受到扰动时,可以减小转速估计波动。但是,基于传统一阶滑模的电压型磁链观测器存在趋近速率和抖振不匹配的问题。本节结合非奇异快速终端滑模的优点,设计了基于改进型非奇异快速终端滑模的电压型磁链观测器。

对式(1)描述的感应电机模型构造如下观测器:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_s}{dt} = k_1 \hat{F} - k_2 \hat{i}_s + k_3 u_s + u_{\text{smo}}, \\ \frac{d\hat{F}}{dt} = \sigma_2 u_{\text{smo}}. \end{cases} \quad (6)$$

式中: σ_2 为滑模增益; u_{smo} 为非奇异终端滑模控制率。

用式(6)第一项减去式(1)第一项,可得观测器的误差动态方程为

$$\frac{de_i}{dt} = k_1 \tilde{F} - k_2 \hat{i}_s + u_{\text{smo}}. \quad (7)$$

式中, \tilde{F} 为扰动观测误差。

选取电流观测误差 e_i 为状态变量,选取非奇异终端滑模面^[19]为

$$s = e_i + \frac{\dot{e}_i^{\frac{p}{q}}}{\mu}. \quad (8)$$

式中: μ 为大于 0 的常数; p, q 均为正奇数,且 $1 < p/q < 2$ 。

对式(8)求导,可得:

$$\dot{s} = \dot{e}_i + \frac{p}{\alpha q} \dot{e}_i^{\frac{p-1}{q}} \ddot{e}_i. \quad (9)$$

为有效抑制抖振并减少系统收敛时间,设计了一种改进型双幂次趋近律:

$$\dot{s} = -m(1+|x|)|s|^{1+\alpha} \operatorname{sgn}(s) - \frac{n}{1+|x|}|s|^{1-\alpha} \operatorname{sgn}(s). \quad (10)$$

式中: x 为状态变量; $m, n > 0$; $0 < \alpha < 1$ 。

而 $m(1+|x|)|s|^{1+\alpha} \operatorname{sgn}(s)$ 和 $[n|s|^{1-\alpha} \operatorname{sgn}(s)]/(1+|x|)$ 分别用于调节远离或接近系统平衡点的不同阶段的收敛速度。当系统状态远离滑动面时, $|x| > 1$,因此

$$m(1+|x|) > m. \quad (11)$$

式(11)表明,当系统状态远离滑动面时,可以增大系统的收敛速度。当系统接近滑模面时, $|s| < 1$,

$$\frac{n}{1+|x|}|s|^{1-\alpha} < n. \quad (12)$$

式(12)表明,当系统趋近滑模面时,将有更小的抖振。

对于式(7)的误差动态方程,选取非奇异终端滑模面式(9)和趋近率式(10),设计控制率为

$$u_{\text{smo}} = u_e + u_s. \quad (13)$$

式中:

$$u_e = k_2 e_i; \quad (14)$$

$$u_s = -\int_0^t \left[\frac{\mu q}{p} \dot{e}_i^{\frac{2-p}{q}} + m(1+|x|)|s|^{1+\alpha} \operatorname{sgn}(s) + \frac{n}{1+|x|}|s|^{1-\alpha} \operatorname{sgn}(s) \right] dt. \quad (15)$$

稳定性证明 选取 Lyapunov 函数 V 为

$$V = \frac{1}{2} s^2 \circ \quad (16)$$

对式(16)求导, 并将式(9)代入其中, 有

$$\dot{V} = ss = s \left(\dot{e}_i + \frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^q \ddot{e}_i \right) = s \frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^q \left(\ddot{e}_i + \frac{\mu q}{p} \dot{e}_i^{2-\frac{p}{q}} \right) \circ \quad (17)$$

将控制率式(13)代入状态误差方程式(7)中可得:

$$\dot{e}_i = k_1 \tilde{F} + u_s \circ \quad (18)$$

对式(18)求导可得:

$$\ddot{e}_i = k_1 \dot{\tilde{F}} + \dot{u}_s \circ \quad (19)$$

联立式(15) (17) (19), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(k_1 \dot{\tilde{F}} - m(1+|x|)|s|^{1+\alpha} \operatorname{sgn}(s) - \right. \\ &\quad \left. \frac{n}{1+|x|} |s|^{1-\alpha} \operatorname{sgn}(s) \right) = -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(-k_1 \dot{\tilde{F}} s + \right. \\ &\quad \left. m(1+|x|)|s|^{2+\alpha} + \frac{n}{1+|x|} |s|^{2-\alpha} \right) \leq -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(-k_1 |\dot{\tilde{F}}| |s| + \right. \\ &\quad \left. m(1+|x|)|s|^{2+\alpha} + \frac{n}{1+|x|} |s|^{2-\alpha} \right) \circ \end{aligned} \quad (20)$$

因为 $p > q$, 且 p, q, μ 均大于 0, 所以

$\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} > 0$, 将式(20)转化为以下两种形式:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(-k_1 |\dot{\tilde{F}}| |s| + m(1+|x|)|s|^{2+\alpha} + \frac{n}{1+|x|} |s|^{2-\alpha} \right) = \\ &= -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(|s| \left(\frac{n}{1+|x|} |s|^{1-\alpha} - k_1 |\dot{\tilde{F}}| \right) + m(1+|x|)|s|^{2+\alpha} \right); \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(-k_1 |\dot{\tilde{F}}| |s| + m(1+|x|)|s|^{2+\alpha} + \frac{n}{1+|x|} |s|^{2-\alpha} \right) \leq \\ &= -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(|s| \left(m(1+|x|)|s|^{1+\alpha} - k_1 |\dot{\tilde{F}}| \right) + \frac{n}{1+|x|} |s|^{2-\alpha} \right) \circ \end{aligned} \quad (22)$$

当 $\frac{n}{k_1(1+|x|)} |s|^{1-\alpha} \geq |\dot{\tilde{F}}|$ 时, 可得:

$$\dot{V} \leq -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(m(1+|x|)|s|^{2+\alpha} \right) \leq 0 \circ \quad (23)$$

当 $\frac{m(1+|x|)|s|^{1+\alpha}}{k_1} \geq |\dot{\tilde{F}}|$ 时, 可得

$$\dot{V} \leq -\frac{p}{\mu q} \dot{e}_i^{q-1} \left(\frac{n}{1+|x|} |s|^{2-\alpha} \right) \leq 0 \circ \quad (24)$$

根据 Lyapunov 稳定性理论, 系统状态误差 e_i 可在有限时间内收敛到 0, 故所设计的观测器能够达到稳定条件。

图 4 中给出了基于改进型非奇异快速终端滑模电型磁链观测器的结构框图。

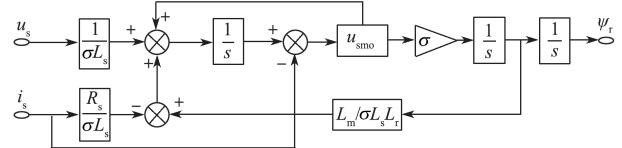


图 4 基于改进型非奇异快速终端滑模的磁链观测器结构框图

Fig. 4 Schematic diagram of the magnetic flux observer based on improved non-singular fast terminal sliding mode

4 基于反电动势与磁链正交性的直流分量补偿器

由图 2~4 可知, 无论是传统的转子磁链电压模型还是基于滑模变结构的转子磁链电压模型, 都要经过纯积分环节才能得到最终的转子磁链。而在工程实际应用中, 直流偏置的出现通常难以避免, 进而导致转子磁链的估计值中包含直流分量。因此, 本节首先介绍了一种基于反电动势与磁链正交性的直流分量补偿器, 然后与上一节所设计的改进型非奇异快速终端滑模观测器相结合, 进一步提高了系统的鲁棒性和抗干扰能力。

4.1 直流分量补偿器原理

稳态情况下, 定子 $\alpha\beta$ 轴的反电动势 $e_{s\alpha}$ 和 $e_{s\beta}$ 可以用如下形式表示:

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = e_{s\alpha, \text{ac}} + e_{s\alpha, \text{dc}}, \\ e_{s\beta} = e_{s\beta, \text{ac}} + e_{s\beta, \text{dc}} \circ \end{cases} \quad (25)$$

式中: $e_{s\alpha, \text{ac}}$ 和 $e_{s\beta, \text{ac}}$ 分别为 $e_{s\alpha}$ 和 $e_{s\beta}$ 的交流分量; $e_{s\alpha, \text{dc}}$ 和 $e_{s\beta, \text{dc}}$ 分别为 $e_{s\alpha}$ 和 $e_{s\beta}$ 的直流分量。

对式(26)积分即可得到定子 α 轴、 β 轴的磁链 $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ 。

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \psi_{s\alpha, \text{ac}} + \psi_{s\alpha 0} + e_{s\alpha, \text{dc}} t, \\ \psi_{s\beta} = \psi_{s\beta, \text{ac}} + \psi_{s\beta 0} + e_{s\beta, \text{dc}} t \circ \end{cases} \quad (26)$$

式中 $\psi_{s\alpha, \text{ac}}$ 和 $\psi_{s\beta, \text{ac}}$ 分别为 $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ 的交流分量; $\psi_{s\alpha 0}$ 和 $\psi_{s\beta 0}$ 分别为 $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ 的初始直流偏置量。

易知, 理想的磁链观测器结构应为 $\psi_{s\alpha, \text{ac}}$ 和 $\psi_{s\beta, \text{ac}}$ 。因此最直接的解决思路就是在反电动势中加入反馈校正量 $e_{s\alpha, \text{r}}$ 和 $e_{s\beta, \text{r}}$ 。引入反电动势校正量以后 $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ 表示为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \psi_{s\alpha, \text{ac}} + \psi_{s\alpha 0} + e_{s\alpha, \text{ad}} t + \int_0^t e_{s\alpha, \text{r}} dt, \\ \psi_{s\beta} = \psi_{s\beta, \text{ac}} + \psi_{s\beta 0} + e_{s\beta, \text{ad}} t + \int_0^t e_{s\beta, \text{r}} dt \circ \end{cases} \quad (27)$$

根据反电动势与磁链的正交性有

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha, ac}\omega_e - e_{s\beta, ac} = 0, \\ -\psi_{s\beta, ac}\omega_e - e_{s\alpha, ac} = 0. \end{cases} \quad (28)$$

引入的反电动势校正量 $e_{s\alpha, r}$ 和 $e_{s\beta, r}$ 应使得 $e_{s\alpha} + e_{s\alpha, r}$ 和 $e_{s\beta} + e_{s\beta, r}$ 分别收敛于 $e_{s\alpha, ac}$ 和 $e_{s\beta, ac}$ ，且 $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ 应收敛到 $\psi_{s\alpha, ac}$ 和 $\psi_{s\beta, ac}$ 。因此定义 $f_{s\alpha}$ 和 $f_{s\beta}$ 如下：

$$\begin{cases} f_{s\alpha} = e_{s\beta} + e_{s\beta, r} - \omega_e \psi_{s\alpha}, \\ f_{s\beta} = -(e_{s\alpha} + e_{s\alpha, r}) - \omega_e \psi_{s\beta}. \end{cases} \quad (29)$$

则反电动势校正量 $e_{s\alpha, r}$ 和 $e_{s\beta, r}$ 应使得 $f_{s\alpha}$ 和 $f_{s\beta}$ 均收敛于 0。因此，将 $f_{s\alpha}$ 和 $f_{s\beta}$ 分别作为两个 PI 调节器的输入，由 PI 调节器输出反电动势校正量 $e_{s\alpha, r}$ 和 $e_{s\beta, r}$ ，这样便能得到基于正交性积分环节算法，如下：

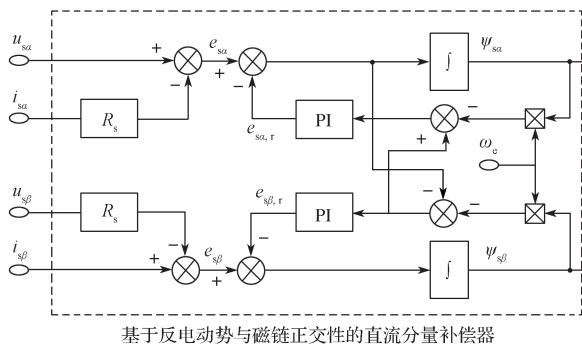
$$\begin{cases} E_{s\alpha, r} = \frac{(sk_p + k_i) \left(b_\beta + \frac{k_\beta}{s} \right) (s^2 k_p + sk_i)}{(s^2 + sk_p \omega_e + k_i \omega_e)^2 + (s^2 k_p + sk_i)^2} + \frac{(sk_p + k_i) \left(b_\alpha + \frac{k_\alpha}{s} \right) (s^2 + sk_p \omega_e + sk_i)}{(s^2 + sk_p \omega_e + k_i \omega_e)^2 + (s^2 k_p + sk_i)^2}, \\ E_{s\alpha, r} = \frac{(sk_p + k_i) \left(b_\alpha + \frac{k_\alpha}{s} \right) (s^2 k_p + sk_i)}{(s^2 + sk_p \omega_e + k_i \omega_e)^2 + (s^2 k_p + sk_i)^2} - \frac{(sk_p + k_i) \left(b_\beta + \frac{k_\beta}{s} \right) (s^2 + sk_p \omega_e + k_i \omega_e)}{(s^2 + sk_p \omega_e + k_i \omega_e)^2 + (s^2 k_p + sk_i)^2}. \end{cases} \quad (31)$$

式中：

$$\begin{cases} b_\alpha = e_{s\beta, dc} - \omega_e \psi_{s\alpha, 0}, \\ b_\beta = -e_{s\alpha, dc} - \omega_e \psi_{s\beta, 0}, \\ k_\alpha = -\omega_e e_{s\alpha, dc}, \\ k_\beta = -\omega_e e_{s\beta, dc}. \end{cases} \quad (32)$$

根据中值定理，

$$\begin{cases} e_{s\alpha, r} \Big|_{t \rightarrow +\infty} = sE_{s\alpha, r} \Big|_{s \rightarrow 0+} = \frac{k_\alpha}{\omega_e} = -e_{s\alpha, dc}, \\ e_{s\beta, r} \Big|_{t \rightarrow +\infty} = sE_{s\beta, r} \Big|_{s \rightarrow 0+} = \frac{k_\beta}{\omega_e} = -e_{s\beta, dc}. \end{cases} \quad (33)$$



基于反电动势与磁链正交性的直流分量补偿器

图 5 带有 DCC 的 INFTSMO 磁链观测器

Fig. 5 INFTSMO magnetic flux observer with DCC

5 仿真结果分析

为了验证所设计的磁链观测器的有效性和可行

$$\begin{cases} e_{s\alpha, r} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (e_{s\beta} + e_{s\beta, r} - \omega_e \psi_{s\alpha}), \\ e_{s\beta, r} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (- (e_{s\alpha} + e_{s\alpha, r}) - \omega_e \psi_{s\beta}), \\ \psi_{s\alpha} = \frac{e_{s\alpha} + e_{s\alpha, r}}{s}, \\ \psi_{s\beta} = \frac{e_{s\beta} + e_{s\beta, r}}{s}. \end{cases} \quad (30)$$

式中 k_p 和 k_i 分别为所引入 PI 调节器的比例系数和积分系数。

4.2 反电动势校正量补偿验证

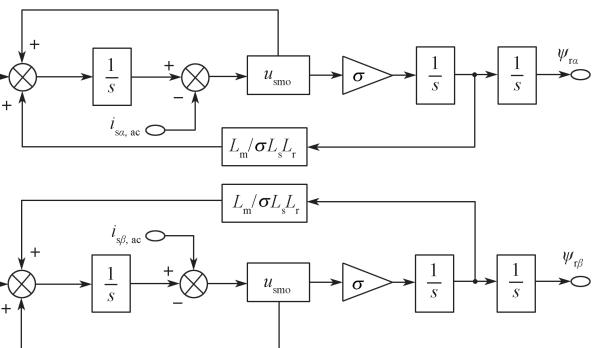
联立式 (25) (27) (30)，并对式 (30) 的前两项做拉普拉斯变换，可得：

因此，补偿项 $e_{s\alpha, r}$ 和 $e_{s\beta, r}$ 能收敛到直流量 $e_{s\alpha, dc}$ 和 $e_{s\beta, dc}$ ，可用于解决由于定子磁链积分而导致的转子磁链漂移问题。

经补偿后的定子电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{s\alpha, ac} = (u_{s\alpha} - e_{s\alpha, ac})/R_s, \\ i_{s\beta, ac} = (u_{s\beta} - e_{s\beta, ac})/R_s. \end{cases} \quad (34)$$

结合第 3 节所设计的 INFTSMO 与第 4 节的 DCC，本文设计的磁链观测器的结构框图如图 5 所示。



性，在 Matlab/Simulink 平台搭建转速估计模型，系统控制框图如图 6 所示。并在不同工况下与第 2 节的 FOSMO、第 3 节的 INFTSMO 进行比较。表 1 给

出了感应电机参数。

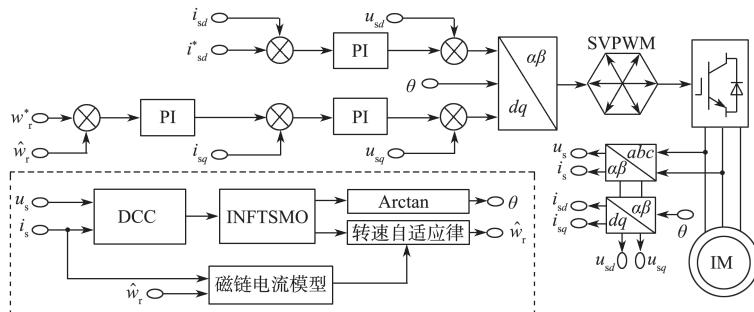


图 6 系统控制总框图

Fig. 6 General block diagram of the system control

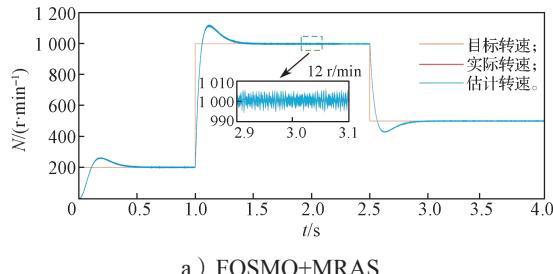
表 1 感应电机参数

Table 1 Induction motor parameters

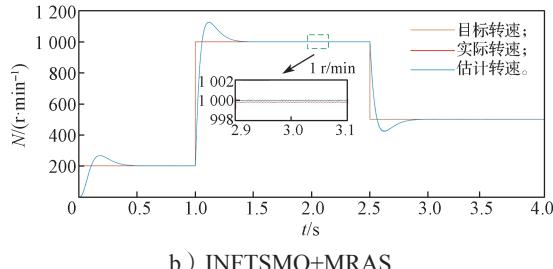
参数	取值	参数	取值
额定功率 /kW	3	定子电感 /H	0.071
额定电压 /V	380	转子电感 /H	0.071
额定频率 /Hz	50	互感 /H	0.069
极对数	2	定子电阻 /Ω	0.435
额定转速 /(r·min⁻¹)	1 450	转子电阻 /Ω	0.816

5.1 变速时各控制方法控制性能对比

系统初始给定转速为 200 r/min, 带 10 N 负载运行, 在 1 s 时给定转速突变为 1 000 r/min, 在 2.5 s 时转速变为 500 r/min, 仿真结果如图 7 所示。



a) FOSMO+MRAS



b) INFTSMO+MRAS

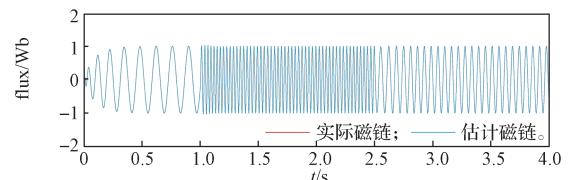
图 7 两种滑模磁链观测器估计转速对比图

Fig. 7 Speed estimation comparison between two sliding mode magnetic flux observers

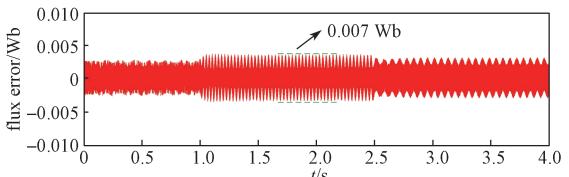
从图 7 中可以看出, 在转速增加和减小的工况下 FOSMO+MRAS 和 INFTSMO+MRAS 均可以实现对转速的观测。其中, FOSMO+MRAS 的转速观测抖振为 12 r/min; 而 INFTSMO+MRAS 的转速观测抖振仅为 1 r/min, 与此同时抖振频率显著减小。因此

INFTSMO+MRAS 的控制方法能有效减小转速观测过程中的抖振。

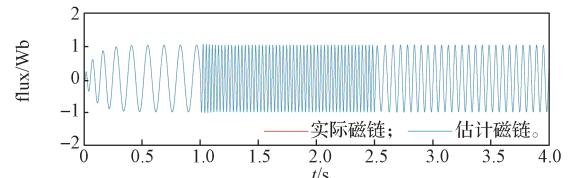
图 8 进一步给出了 FOSMO 和 INFTSMO 两种方法在 1 000 r/min 时的转子磁链的观测结果以及误差的对比图。



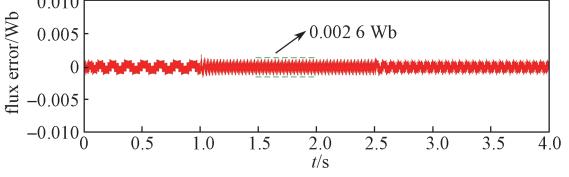
a) FOSMO 磁链



b) FOSMO 磁链误差



c) INFTSMO 磁链



d) INFTSMO 磁链误差

图 8 两种磁链观测器轴的估计磁链及误差对比图

Fig. 8 Estimated magnetic flux and error of two types of magnetic flux observer axes

其中, FOSMO 的磁链观测误差为 0.007 Wb; 而 INFTSMO 的磁链观测误差为 0.0026 Wb。与此同时, INFTSMO 的抖振频率也显著减小。因此 INFTSMO 算法能有效地降低转子磁链的观测误差, 进而降低减

小转速观测过程中的抖振。

表 2 给出了变速时控制方法的性能指标比较。

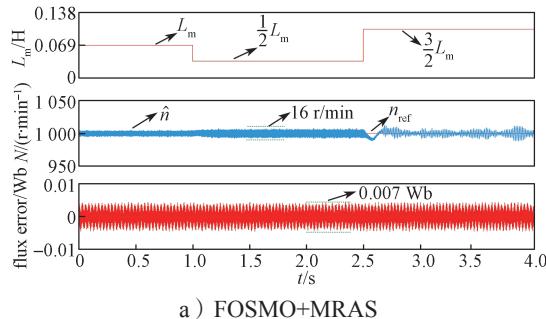
表 2 变速时控制方法性能比较

Table 2 Performance comparison of control methods with variable speeds

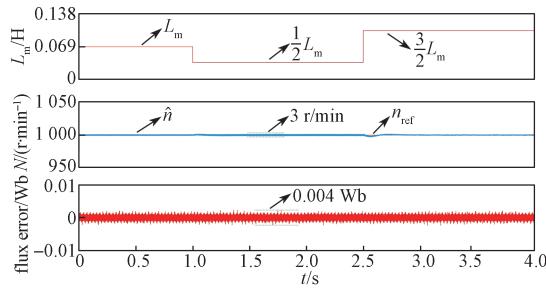
测量项	Method	Value
磁链误差 /Wb	FOSMO	0.007
	INFTSMO	0.002 6
转速抖振 /(r·min ⁻¹)	FOSMO+MRAS	12
	INFTSMO+MRAS	1

5.2 互感参数摄动时各控制方法的控制性能对比

为了验证 INFTSMO+MRAS 的鲁棒性, 选取定转子互感为可变参数。当电机运行在 1 000 r/min 时, 在 1 s 时使 L_m 减小一半, 然后在 2.5 s 时使 L_m 增大至 $1.5 L_m$, 运行时间为 4 s, 其运行结果如图 9 所示。



a) FOSMO+MRAS



b) INFTSMO+MRAS

图 9 互感摄动时的估计转速、磁链误差对比

Fig. 9 Comparison of estimated speed and magnetic flux errors under mutual inductance perturbation

表 3 给出了电机定转子互感摄动时控制方法性能比较结果。

表 3 定转子互感摄动时控制方法性能比较

Table 3 Performance comparison of control methods for stator rotor mutual inductance perturbation

测量项	Method	Value
磁链误差 /Wb	FOSMO	0.007
	INFTSMO	0.004
转速抖振 /(r·min ⁻¹)	FOSMO+MRAS	16
	INFTSMO+MRAS	3

由图 9 可以看出, 两种方法都能实现转速观测,

但是 FOSMO+MRAS 的转速波动达到 16 r/min, 磁链误差达到 0.008 Wb; 而 INFTSMO+MRAS 的转速波动为 3 r/min, 磁链误差为 0.004 Wb。说明相较于传统的 FOSMO+MRAS, 所提出的 INFTSMO+MRAS 有更强的抗定转子互感摄动的鲁棒性。

6 实验结果分析

为了验证算法的有效性和可行性, 采用 RT-LAB 建立硬件在环仿真实验 (hardware in the loop simulation, HILS) 平台, 如图 10 所示。DSP 采用 TMS320F2812, 参数摄动及直流偏置由 RT-LAB (OP5600) 构造。实验参数和仿真参数一致。

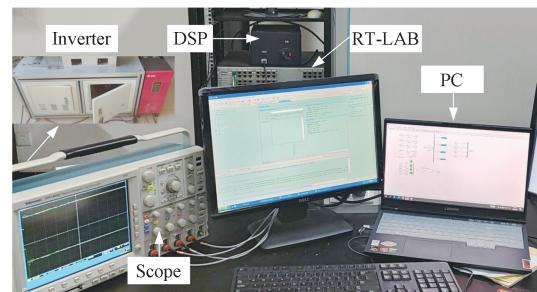


图 10 RT-LAB 实验平台

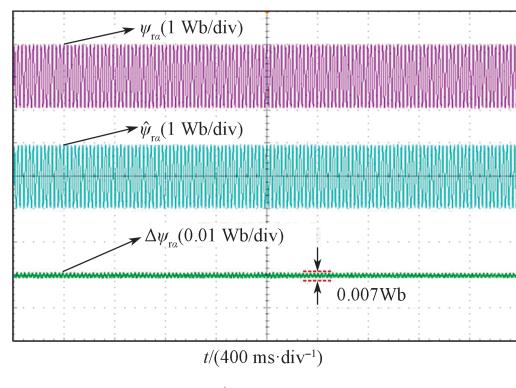
Fig. 10 RT-LAB experimental platform

6.1 变载时两种方法的控制性能对比

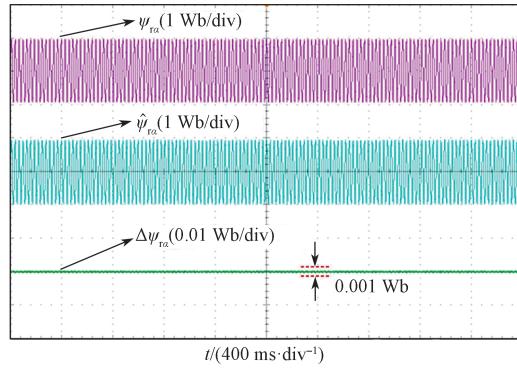
首先, 电机在 1 000 r/min 稳定运行; 1 s 时, 负载转矩 T_L 从 0 N·m 加载到 10 N·m; 2.5 s 时, 负载转矩 T_L 从 10 N·m 减载到 5 N·m, 运行时间为 4 s。

图 11 是两种观测器在轴的实际磁链、观测磁链、磁链误差对比图。图 12 为两种观测器的实际转速观测转速、转速误差对比图。

可以看出, 基于 FOSMO 的磁链观测误差为 0.007 Wb, 而基于 INFTSMO 的观测误差为 0.002 6 Wb。虽然两者均能实现转速的观测, 但基于 FOSMO 的估计转速抖振很大, 稳态转速波动达 14 r/min; 而 INFTSMO 的转速波动仅为 1 r/min。



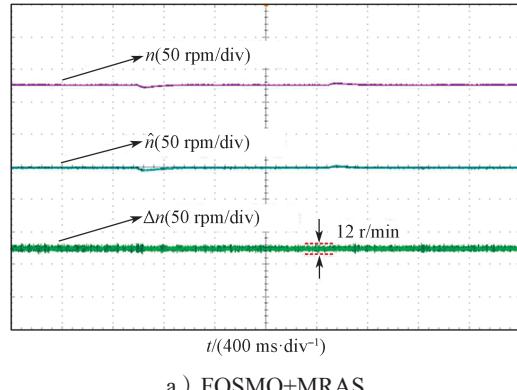
a) FOSMO



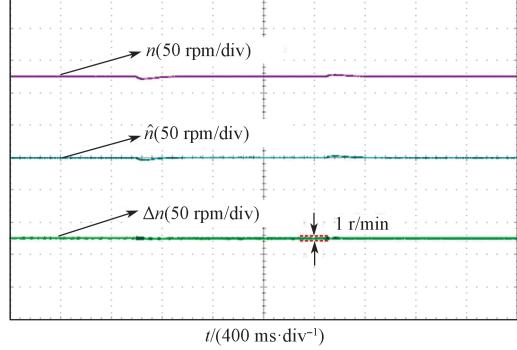
b) INFTSMO

图 11 加减速载时两种观测器轴磁链对比图

Fig. 11 Comparison diagram of axis magnetic flux between two types of observers during loading and unloading



a) FOSMO+MRAS



b) INFTSMO+MRAS

图 12 加减速载时两种观测器的转速对比图

Fig. 12 Comparison chart of rotational speeds between two observers during load and unloading

可以看出, 无论是转矩阶跃还是带载稳定运行, 相较于 FOSMO, 所设计的基于 INFTSMO 磁链观测器的无传感器控制有较强的抗外部负载扰动能力。

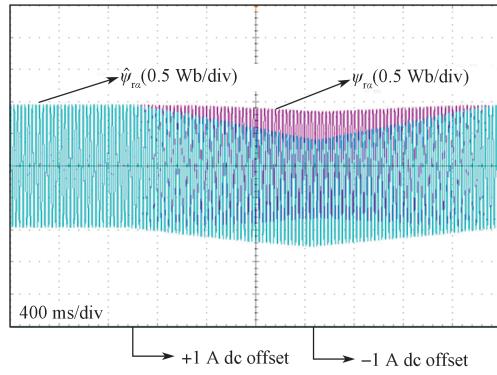
6.2 转子电阻振动时两种方法的控制性能对比

在电机实际运行过程中, 电机参数会随温度升高、磁场饱和等因素而变化。本节选取转子电阻 R_r 作为变化参数。首先, 电机在 1 000 r/min 稳定运行, 1 s 时转子电阻先变为 $50\%R_r$, 2.5 s 时再突变为 $150\%R_r$, 运行时间为 4 s。图 12 是两种观测器的实

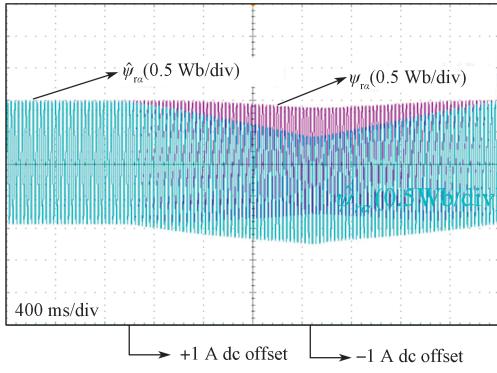
际转速、观测转速、转速误差对比图。

6.3 直流偏置时 3 种方法的控制性能对比

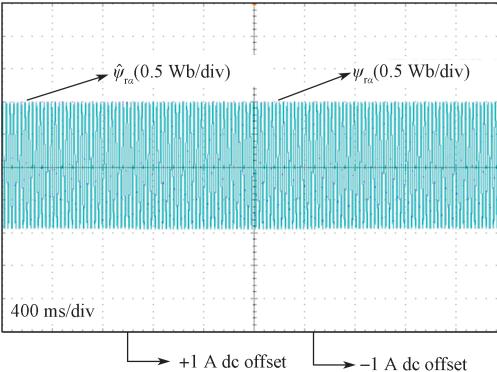
图 13~14 分别给出了基于 FOSMO+MRAS、INFTSMO+MRAS、DCC+INFTSMO+MRAS 的磁链、转速对比图。



a) FOSMO



b) INFTSMO



c) DCC+INFTSMO

图 13 直流偏置注入磁链观测器估算效果分量对比图

Fig. 13 Comparison diagram of the estimation effect components of DC bias injection magnetic flux observer

为了验证所提出的直流偏置补偿器的可靠性, 在如下工况下进行实验。初始时刻, 电机在 10 N·m 的负载, 1 000 r/min 的工况下稳定运行; 在 1 s 时, 向轴的定子电流注入 1 A 的直流分量; 在 2.5 s 时, 注入的直流分量变为 -1 A, 运行时间为 4 s。

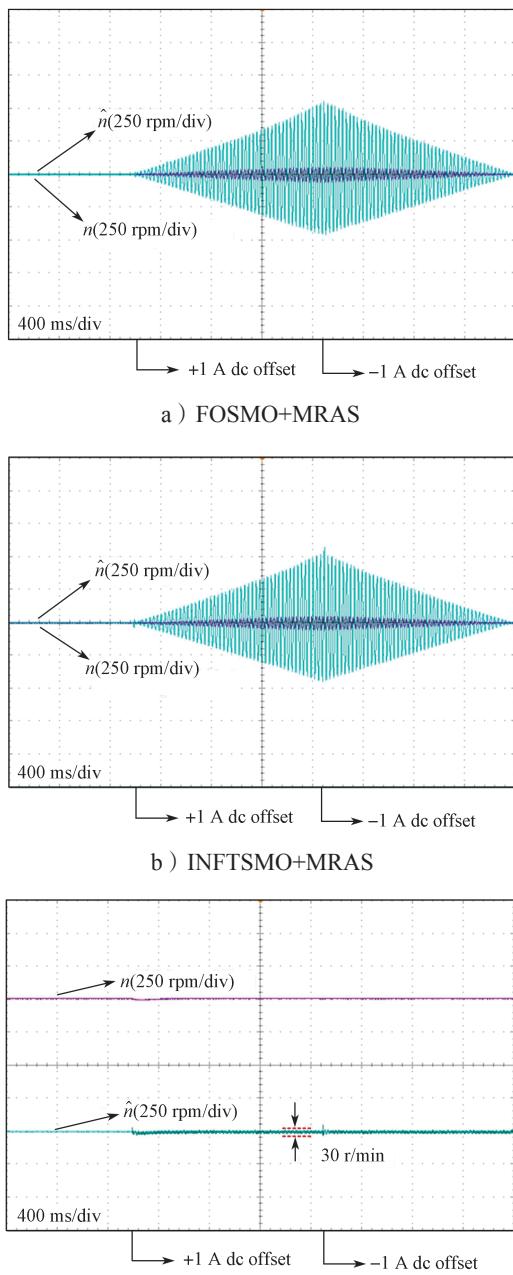


图 14 直流偏置注入时两种观测器的转速对比图

Fig. 14 Comparison diagram of DC bias injection speed of two observers

由图 13~14 可以得出：基于 FOSMO 和 INFTSMO 算法的磁链观测器，由于纯积分环节的存在，随着运行时间的增加，直流偏置量将不断累计，转子磁链的估算值将严重偏离实际值，MRAS 机构均无法正常估计转速。本文介绍的 DCC+INFTSMO 算法的磁链观测器，能够在输入存在直流偏置的情况下基本保证磁链估算值的准确性，估计转速波动为 30 r/min 左右。综上可知，所提出的方法能够有效地抑制直流量对于磁链估计的影响，进而减小转速估计误差，抑制转速波动。

7 结论

本文提出了一种基于 INFTSMO 观测器的感应电机 MRAS 无传感器控制策略，解决了传统滑模磁链观测器趋近速率与抖振不匹配的问题，增大了电机定转子互感、转子电阻参数摄动时的鲁棒性。通过不同工况下的仿真和实验分析，得出如下结论：

- 1) 所提出的 INFTSMO 方法与传统的 FOSMO 方法相比，通过引入非奇异终端滑模面和改进型双幂次趋近律，在不同工况下，均能有效提高转子磁链观测的精度，平均转子磁链误差减小了 59.65%。
- 2) 所提出的 INFTSMO+MRAS 方法与传统的 FOSMO+MRAS 方法相比，在不同工况下，具有更强的稳定性和鲁棒性。平均转速误差减小了 92.86%，平均转速抖振减小了 61.38%。
- 3) 相较于 FOSMO+MRAS、INFTSMO+MRAS 方法，所提出的 DCC+INFTSMO+MRAS 的方法，在直流偏置注入时，能有效抑制纯积分环节引起的稳态误差，有效提升转子磁链与转速估计的准确性，进一步增强系统稳定性。

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] 陈玥轩, 葛兴来, 左运, 等. 一种感应电机无速度传感器系统的电流传感器容错控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2346-2356.
CHEN Yuexuan, GE Xinglai, ZUO Yun, et al. A Current Sensor Fault-Tolerant Control Strategy for Speed-Sensorless Induction Motor System[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2346-2356.
- [3] 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.
- [4] WANG B, HUO Z X, YU Y, et al. Stability and Dynamic Performance Improvement of Speed Adaptive Full-Order Observer for Sensorless Induction Motor Ultralow Speed Operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12522-12532.
- [5] NGUYEN N D, NAM N N, YOON C, et al. Speed Sensorless Model Predictive Torque Control

- of Induction Motors Using a Modified Adaptive Full-Order Observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(6): 6162–6172.
- [6] 陈有鹏, 卜文绍, 张晓峰, 等. 无轴承异步电机的无功功率 MRAS 转速辨识研究 [J]. *控制工程*, 2020, 27(7): 1118–1124.
CHEN Youpeng, BU Wenshao, ZHANG Xiaofeng, et al. Research on Speed Identification of Reactive Power MRAS for Bearingless Induction Motor[J]. *Control Engineering of China*, 2020, 27(7): 1118–1124.
- [7] KUMAR R, DAS S, SYAM P, et al. Review on Model Reference Adaptive System for Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives[J]. *IET Electric Power Applications*, 2015, 9(7): 496–511.
- [8] 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 Zhuowei, 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.
- [9] ZHANG Y Q, YIN Z G, ZHANG Y P, et al. A Novel Sliding Mode Observer with Optimized Constant Rate Reaching Law for Sensorless Control of Induction Motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 5867–5878.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] ABDEL MAKSOUD H, 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] UTKIN V I. Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1993, 40(1): 23–36.
- [16] 陈 阖, 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.
- [17] GAO W, GUO Z R. Speed Sensorless Control of PMSM Using Model Reference Adaptive System and RBFN[J]. *Journal of Networks*, 2013, 8(1): 213–220.
- [18] VASIC V, VUKOSAVIC S N, LEVI E. A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, 18(4): 476–483.
- [19] 冯 勇, 鲍 晟, 余星火. 非奇异终端滑模控制系统的
设计方法 [J]. *控制与决策*, 2002, 17(2): 194–198.
FENG Yong, BAO Sheng, YU Xinghuo. Design Method of Non-Singular Terminal Sliding Mode Control Systems[J]. *Control and Decision*, 2002, 17(2): 194–198.

(责任编辑: 申 剑)