DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.296 **中图分类号**：TM346 **文献标志码**：A

基于改进的全阶磁链观测器感应电机低速性能研究

康志新[1](中国电源学会学生会员)，卢永杰[1]，缪仲翠[2]
(1.兰州交通大学机电工程学院，兰州 730070；2.兰州交通大学自动化与电气工程学院，兰州 730070)

摘要：为解决传统全阶磁链观测器 FOFO(full-order flux observer)应用在低速场合性能差的问题，首先以FOFO 的构成为出发点，针对定子电阻在运行过程中发生变化的问题设计了定子电阻估计准则，并在保证系统稳定运行的条件下设计了反馈增益矩阵，同时将该矩阵与电阻估计和转子电角速度估计相结合；然后研究了感应电机的模型预测转矩控制 MPTC(model predictive torque control)系统，并对其价值函数进行优化、控制系统进行延迟补偿；最后将改进的 FOFO 应用到 MPTC 系统中，实现无速度传感器控制，并通过仿真验证改进的 FOFO 对感应电机低速性能的改善效果。结果表明，改进的 FOFO 的 MPTC 系统提高了感应电机在低速时的控制性能和电机的抗负载扰动能力，增强了对定子电阻的鲁棒性。

关键词：模型预测转矩控制；全阶磁链观测器；反馈增益矩阵；感应电机；低速

Study on Low-speed Performance of Induction Motor Based on Improved Full-order Flux Observer

KANG Zhixin[1], *Student Member*, *CPSS*, LU Yongjie[1], MIAO Zhongcui[2]
(1. School of Mechatronics Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China; 2. School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: To solve the problem of poor performance in traditional full-order flux observers (FOFO) applied under low-speed scenarios, first, the composition of an FOFO is taken as the starting point, and stator resistance estimation criterion is designed to address the problem of changes in stator resistance during operation. A feedback gain matrix is designed under the condition of ensuring the stable operation of the system, which is further combined with resistance estimation and rotor electrical angular velocity estimation. Then, a model predictive torque control (MPTC) system for the induction motoris is studied, its value function is optimized, and the delay compensation for the control system is performed. Finally, the improved FOFO is applied to the MPTC system, so as to realize speed sensorless control. The enhancement to the low-speed performance of the induction motor by the improved FOFO is verified by simulations. Results show that the MPTC system with the improved FOFO increases the control performance of motor at low speeds, improves the resistance of motor to load disturbances, and enhances the robustness to stator resistance.

Keywords: Model predictive torque control (MPTC); full-order flux observer (FOFO); feedback gain matrix; induction motor; low speed

感应电机无速度传感器控制不仅降低了控制系统成本，还提高了系统稳定性。现有的无速度传感器在中速及以上范围均能达到理想的控制效果，但在某些低速、带负载能力要求较高的场合，难以获得满意的效果。因此，如何提高感应电机低速性能已成为无速度传感器控制策略的重要性能评价指标[1-2]。

收稿日期：2024-07-26；**修回日期**：2024-10-02，2024-11-22；**录用日期**：2024-12-30；**网络首发日期**：2025-01-21
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62341310)；甘肃省水利科学试验研究与技术推广计划资助项目(26GSLK006)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62341310; Gansu Provincial Water Resources Scientific Experiment Research and Technology Extension Project under the grant 26GSLK006

磁链是感应电机高性能调速系统实现的关键，在实际应用中，常用磁链观测模型实现磁链估算。如何在电机运行范围内获得准确的磁链，提高磁链观测器的性能，已成为电机领域众多学者的研究内容。

全阶磁链观测器 FOFO(full-order flux observer)因抗干扰能力强、稳态精度高等优点受到工程界的高度关注[3-5]。文献[6]提出了一种基于解耦控制的 FOFO，并针对低速不稳定现象给出了建议，同时重新设计了适配的反馈增益矩阵；文献[7]中重新设计了反馈矩阵，实现了低速区域的稳定，但未考虑转子磁链的鲁棒性；文献[8]提出了一种基于鲁棒自适应状态 FOFO 的转速和磁链估计方法，该方法相较于传统 FOFO 具有更优的估计能力和鲁棒性。

高性能的感应电机控制主要为磁场定向控制和直接转矩控制。近年来，具有较小电磁转矩脉动和定子电流总谐波失真值的模型预测转矩控制 MPTC(model predictive torque control)系统受到广泛关注[9-10]。MPTC 通过系统模型获得电机在不同电压矢量下的定子磁链和电磁转矩，并选取性能指标函数最优的基本电压矢量作用于电机[11-13]。

本文以鼠笼式感应电机为研究对象，设计了改进 FOFO 感应电机的 MPTC 系统。首先，为提高 FOFO 在低速时的性能，将定子电阻估计加入到转子电角速度估计中，有效降低了定子电阻变化对电角速度估计的影响；接着，根据这 2 种估计的设计准则及 Popov 超稳定理论对系统进行稳定性分析，推导出稳定条件下反馈增益矩阵的选取标准；然后，将改进的 FOFO 应用到 MPTC 系统中，实现无速度传感器控制。由于在实际运行中，控制系统存在采样、通信等延迟环节，故对作用于逆变器的最优电压矢量进行了延时补偿。最后通过仿真实验验证了改进 FOFO 感应电机的 MPTC 系统的有效性，及低速下具有的优异带载能力。

1　感应电机数学模型

感应电机在两相静止坐标系下的电压方程、磁链方程、电磁转矩方程、运动方程分别为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + [0 \;\; 0 \;\; \omega_r\psi_{r\beta} \;\; -\omega_r\psi_{r\alpha}]^{\mathrm{T}} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{3}$$

$$J \frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L - T_f \tag{4}$$

式中：$u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$和$u_{r\alpha}$、$u_{r\beta}$分别为α、β轴的定子电压和转子电压；R_s为定子电阻；R_r为转子电阻；$i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$和$i_{r\alpha}$、$i_{r\beta}$分别为α、β轴的定子电流和转子电流；$\psi_{s\alpha}$、$\psi_{s\beta}$和$\psi_{r\alpha}$、$\psi_{r\beta}$分别为α、β轴的定子磁链和转子磁链；ω_r为转子电角速度；L_s、L_r分别为定子自感、转子自感；L_m为互感；T_e为电磁转矩；n_p为极对数；J为电机转动惯量；ω_m为电机角速度；T_L为负载转矩；T_f为摩擦转矩，$T_f = F \cdot \omega_m$，F为粘滞摩擦系数，一般可忽略此项。

2　MPTC 设计

MPTC 算法根据系统的预测模型与系统输入和输出所需满足的约束条件，在预设的时间内通过最新的测量数据，获取对应的最优动作序列，从而实现目标函数的滚动优化。

2.1　预测模型

在$\alpha\beta$坐标系下，以$i_{s\alpha}$和$i_{s\beta}$为状态变量，根据式(1)得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\psi_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \dfrac{\mathrm{d}\psi_{s\beta}}{\mathrm{d}t} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \end{cases} \tag{5}$$

根据

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \tag{6}$$

对式(5)进行离散化，T_s 为控制系统的采样周期。根据式(5)、式(6)可得 $k+1$ 时刻 α 、β 轴定子磁链预测表达式为

$$\begin{cases}\tilde{\psi}_{s\alpha}(k+1)=\hat{\psi}_{s\alpha}(k)+T_s u_{s\alpha}(k)-R_s T_s i_{s\alpha}(k)\\ \tilde{\psi}_{s\beta}(k+1)=\hat{\psi}_{s\beta}(k)+T_s u_{s\beta}(k)-R_s T_s i_{s\beta}(k)\end{cases} \tag{7}$$

式中：~表示模型预测值；$\hat{\psi}_{s\alpha}(k)$ 、$\hat{\psi}_{s\beta}(k)$ 分别为 k 时刻观测器观测的 α 、β 轴定子磁链，^表示观测值；$u_{s\alpha}(k)$ 、$u_{s\beta}(k)$ 和 $i_{s\alpha}(k)$ 、$i_{s\beta}(k)$ 分别为 k 时刻 α 、β 轴的定子电压和电流。

离散的 α 、β 轴定子电流预测表达式为

$$\begin{cases}i_{s\alpha}(k+1)=\left(1-\dfrac{T_s}{\tau_\sigma}\right)i_{s\alpha}(k)+\dfrac{T_s}{\tau_\sigma}\dfrac{1}{R_\sigma}u_{s\alpha}(k)+\\ \qquad\dfrac{T_s}{\tau_\sigma}\dfrac{1}{R_\sigma}k_r\left(\dfrac{1}{\tau_\sigma}-\mathrm{j}\omega_m\right)\hat{\psi}_{r\alpha}(k)\\ i_{s\beta}(k+1)=\left(1-\dfrac{T_s}{\tau_\sigma}\right)i_{s\beta}(k)+\dfrac{T_s}{\tau_\sigma}\dfrac{1}{R_\sigma}u_{s\beta}(k)+\\ \qquad\dfrac{T_s}{\tau_\sigma}\dfrac{1}{R_\sigma}k_r\left(\dfrac{1}{\tau_\sigma}-\mathrm{j}\omega_m\right)\hat{\psi}_{r\beta}(k)\end{cases} \tag{8}$$

式中：k_r 为转子磁链耦合系数，$k_r=L_m/L_r$ ；R_σ 为等效漏阻，$R_\sigma=R_s+k_r^2\cdot R_r$ ；τ_σ 为定转子等效漏磁时间常数，$\tau_\sigma=\ \sigma\cdot L_s/R_\sigma$ ，σ 为漏磁系数，$\sigma=1-L_m^2/(L_sL_r)$ ；$\hat{\psi}_{r\alpha}(k)$ 、$\hat{\psi}_{r\beta}(k)$ 分别为 k 时刻观测器观测的 α 、β 轴转子磁链。

根据式(7)和式(8)可得 $k+1$ 时刻电磁转矩预测表达式为

$$\tilde{T}_e(k+1)=\frac{3}{2}n_p[\tilde{\psi}_{s\alpha}(k+1)\tilde{i}_{s\beta}(k+1)-\tilde{\psi}_{s\beta}(k+1)\tilde{i}_{s\alpha}(k+1)] \tag{9}$$

2.2 价值函数优化

通过 MPTC 选取最优基本矢量电压，可有效降低开关频率、减少转矩和磁链波动。本文采用三相两电平逆变器，根据式(7)可得 $k+1$ 时刻预测的定子磁链幅值为

$$\left\|\tilde{\boldsymbol{\psi}}_s(k+1)\right\|=\sqrt{\tilde{\psi}_{s\alpha}^2(k+1)+\tilde{\psi}_{s\beta}^2(k+1)} \tag{10}$$

为减小电磁转矩脉动、提高定子磁链精度，构造的价值函数 g_j 可表示为

$$g_j=\left|T_e^*-\tilde{T}_{ej}(k+1)\right|+\lambda\left\|\left\|\boldsymbol{\psi}_s^*\right\|-\left\|\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{sj}(k+1)\right\|\right\| \tag{11}$$

式中：$j=1,2,\cdots,8$ 表示两电平变换器的 8 个基本电压矢量 $\boldsymbol{U}_0,\boldsymbol{U}_1,\cdots,\boldsymbol{U}_7$ ；T_e^* 为比例积分 PI(proportional integral)转速环输出参考转矩；$\tilde{T}_{ej}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻预测的转矩；λ 为权重系数；$\left\|\boldsymbol{\psi}_s^*\right\|$ 为定子磁链参考幅值；$\left\|\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{sj}(k+1)\right\|$ 为 $k+1$ 时刻预测的定子磁链幅值。

2.3 控制系统延时补偿

在实际的控制系统中，输出电压矢量与参考电压矢量间存在 1 个节拍的延迟。为了改善延迟对 MPTC 系统的影响，提高感应电机的响应速度，分别对定子磁链和定子电流向前预测 1 个节拍，根据式(9)和式(10)可得

$$\begin{cases}\tilde{T}_e(k+2)=\dfrac{3}{2}n_p[\tilde{\psi}_{s\alpha}(k+2)\tilde{i}_{s\beta}(k+2)-\tilde{\psi}_{s\beta}(k+2)\cdot\\ \qquad\tilde{i}_{s\alpha}(k+2)]\\ \left\|\tilde{\boldsymbol{\psi}}_s(k+2)\right\|=\sqrt{\tilde{\psi}_{s\alpha}^2(k+2)+\tilde{\psi}_{s\beta}^2(k+2)}\end{cases} \tag{12}$$

考虑到延迟补偿因素，式(11)所构造的价值函数变为

$$g_j=\left|T_e^*-\tilde{T}_{ej}(k+2)\right|+\lambda\left\|\left\|\boldsymbol{\psi}_s^*\right\|-\left\|\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{sj}(k+2)\right\|\right\| \tag{13}$$

3 全阶磁链观测器设计

本文采用 FOFO 对电机定子磁链观测，并在观测器观测磁链的同时对电机的转速进行估计。FOFO 以感应电机为参考模型，FOFO 为可调模型，二者输出的差值根据合适的自适应律，实时调节可调模型的待估计参数，达到可调模型跟踪参考模型的目的。

3.1 参考模型

选取定子电流和转子磁链作为状态变量，在两相静止参考坐标系下感应电机的状态方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{\psi}_r\end{bmatrix}=\boldsymbol{AX}+\boldsymbol{Bu}_s=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12}\\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{\psi}_r\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_1\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\boldsymbol{u}_s\\ \boldsymbol{i}_s=\boldsymbol{CX}=\boldsymbol{C}[\boldsymbol{i}_s\ \ \boldsymbol{\psi}_r]^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{C}[i_{s\alpha}\ \ i_{s\beta}\ \ \psi_{r\alpha}\ \ \psi_{r\beta}]^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{i}_s=[i_{s\alpha}\ \ i_{s\beta}]^T$；$\boldsymbol{\psi}_r=[\psi_{r\alpha}\ \ \psi_{r\beta}]^T$；$\boldsymbol{A}$ 为系统矩阵，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12}\\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}a_{r11}\boldsymbol{I} & a_{r12}\boldsymbol{I}+a_{i12}\boldsymbol{J}\\ a_{r21}\boldsymbol{I} & a_{r22}\boldsymbol{I}+a_{i22}\boldsymbol{J}\end{bmatrix}$，$a_{r11}=-\dfrac{R_sL_r^2+R_rL_m^2}{\sigma L_sL_r^2}$，$a_{r12}=\dfrac{L_m}{\sigma L_sL_rT_r}$、$T_r=\dfrac{L_r}{R_r}$，$a_{r21}=\dfrac{L_m}{T_r}$，$a_{r22}=-\dfrac{1}{T_r}$，$a_{i12}=-\dfrac{\omega_rL_m}{\sigma L_sL_r}$，$a_{i22}=\omega_r$，$\boldsymbol{I}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{J}=\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{X}$ 为选取的状态变量，$\boldsymbol{X}=[\boldsymbol{i}_s\ \ \boldsymbol{\psi}_r]^T$；$\boldsymbol{B}$ 为输入矩阵，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_1\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1/\sigma L_s & 0\\ 0 & 1/\sigma L_s\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{u}_s=[u_{s\alpha}\ \ u_{s\beta}]^T$；$\boldsymbol{C}$ 为输出矩阵，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}$。

3.2 可调模型

根据式(14)得出相应的 FOFO 模型为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\hat{\boldsymbol{i}}_s\ \ \hat{\boldsymbol{\psi}}_r]^T=\hat{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{X}}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_s+\boldsymbol{G}(\boldsymbol{i}_s-\hat{\boldsymbol{i}}_s)\\ \hat{\boldsymbol{i}}_s=\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{X}}\end{cases}\tag{15}$$

式中，$\boldsymbol{G}$ 为 FOFO 的反馈增益矩阵，其定义为

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{G}_1 & \boldsymbol{G}_2\end{bmatrix}^T=\begin{bmatrix}g_1 & -g_2 & g_3 & -g_4\\ g_2 & g_1 & g_4 & g_3\end{bmatrix}^T\tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{G}_1$、$\boldsymbol{G}_2$ 分别为 $\boldsymbol{G}$ 的子矩阵；g_1~g_4 分别为 $\boldsymbol{G}$ 的 4 个标量元素，用于配置观测器的极点位置，以改善系统收敛特性与稳定裕度。

根据式(15)对实测定子电流与估计定子电流求差，并将该差值与观测器估计的转子磁链一起构建自适应率。

3.3 转子电角速度和定子电阻估计

令转子电角速度估计值为 $\hat{\omega}_r$，转子电角速度估计误差 $\Delta\omega_r=\omega_r-\hat{\omega}_r$、定子电阻估计误差 $\Delta R_s=R_s-\hat{R}_s$。根据式(14)和式(15)，状态变量的误差方程为

$$\dot{\boldsymbol{e}}=\dot{\boldsymbol{X}}-\dot{\hat{\boldsymbol{X}}}=(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{GC})\boldsymbol{e}-\Delta\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{X}}\tag{17}$$

式中："·"表示该变量对时间的一阶导数；$\boldsymbol{e}$ 为状态变量误差向量，$\boldsymbol{e}=\boldsymbol{X}-\hat{\boldsymbol{X}}$；$\Delta\boldsymbol{A}$ 为系统矩阵误差，$\Delta\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{X}}=(\hat{\boldsymbol{A}}-\boldsymbol{A})\hat{\boldsymbol{X}}=\Delta\omega_r\begin{bmatrix}-\tau\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_r\\ -\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_r\end{bmatrix}$，$\tau$ 为转子磁链对定子电流的耦合增益系数，$\tau=L_m/(\sigma L_sL_r)$。

根据李雅普诺夫 Lyapunov 稳定性理论进行转子电角速度和定子电阻估计的自适应律设计，首先定义 Lyapunov 函数为

$$V=\boldsymbol{e}^T\boldsymbol{e}+\frac{(R_s-\hat{R}_s)^2}{\lambda_1}+\frac{(\omega_r-\hat{\omega}_r)^2}{\lambda_2}\tag{18}$$

式中：V 为所构造的 Lyapunov 函数；λ_1、λ_2 为任意正常数，则

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{e}^T}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{e}+\boldsymbol{e}^T\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{e}}{\mathrm{d}t}-2\frac{\Delta R_s}{\lambda_1}\frac{\mathrm{d}\hat{R}_s}{\mathrm{d}t}-2\frac{\Delta\omega_r}{\lambda_2}\frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_r}{\mathrm{d}t}\tag{19}$$

将式(19)简化可得

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}=&\boldsymbol{e}^T[(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{GC})^T+(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{GC})]\boldsymbol{e}+2\frac{\Delta R_s}{\sigma L_s}(\hat{i}_{s\alpha}e_{i_{s\alpha}}+\\ &\hat{i}_{s\beta}e_{i_{s\beta}})-2\frac{\Delta R_s}{\lambda_1}\frac{\mathrm{d}\hat{R}_s}{\mathrm{d}t}+2\frac{\Delta\omega_rL_m}{\sigma L_sL_r}(\hat{\psi}_{r\beta}e_{i_{s\alpha}}-\\ &\hat{\psi}_{r\alpha}e_{i_{s\beta}})-2\frac{\Delta\omega_r}{\lambda_2}\frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_r}{\mathrm{d}t}\end{aligned}\tag{20}$$

式中：$e_{i_{s\alpha}}$ 为 α 轴的定子电流估计误差，$e_{i_{s\alpha}}=i_{s\alpha}-\hat{i}_{s\alpha}$；$e_{i_{s\beta}}$ 为 β 轴的定子电流估计误差，$e_{i_{s\beta}}=i_{s\beta}-\hat{i}_{s\beta}$。

令式(20)中

$$\begin{aligned}&2\frac{\Delta R_s}{\sigma L_s}(\hat{i}_{s\alpha}e_{i_{s\alpha}}+\hat{i}_{s\beta}e_{i_{s\beta}})-2\frac{\Delta R_s}{\lambda_1}\frac{\mathrm{d}\hat{R}_s}{\mathrm{d}t}+\\ &2\frac{\Delta\omega_rL_m}{\sigma L_sL_r}(\hat{\psi}_{r\beta}e_{i_{s\alpha}}-\hat{\psi}_{r\alpha}e_{i_{s\beta}})-\\ &2\frac{\Delta\omega_r}{\lambda_2}\frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_r}{\mathrm{d}t}=0\end{aligned}\tag{21}$$

对式(21)求解可得

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\hat{R}_s}{\mathrm{d}t}=\dfrac{\lambda_1}{\sigma L_s}(\hat{i}_{s\alpha}e_{i_{s\alpha}}+\hat{i}_{s\beta}e_{i_{s\beta}})\\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{\omega}_r}{\mathrm{d}t}=\dfrac{\lambda_2L_m}{\sigma L_sL_r}(\hat{\psi}_{r\beta}e_{i_{s\alpha}}-\hat{\psi}_{r\alpha}e_{i_{s\beta}})\end{cases}\tag{22}$$

对式(22)求解的同时，利用 PI 调节器代替式(22)中的积分环节，可得电机转子电角速度和定子电阻观测值分别为

$$\hat{\omega}_r=\left(k_{p\omega}+\frac{k_{i\omega}}{s}\right)(\hat{\psi}_{r\beta}e_{i_{s\alpha}}-\hat{\psi}_{r\alpha}e_{i_{s\beta}})\tag{23}$$

$$\hat{R}_{\mathrm{s}}=\left(k_{\mathrm{pR}}+\frac{k_{\mathrm{iR}}}{s}\right)(\hat{i}_{\mathrm{s}\alpha}e_{i_{\mathrm{s}\alpha}}+\hat{i}_{\mathrm{s}\beta}e_{i_{\mathrm{s}\beta}}) \tag{24}$$

式中，$k_{\mathrm{p}\omega}$、$k_{\mathrm{i}\omega}$和k_{pR}、k_{iR}分别为转子电角速度估计和定子电阻估计的 PI 调节器的比例系数、积分系数。

3.4 系统稳定性分析与反馈增益矩阵的设计

第 3.3 节利用 Lyapunov 稳定性理论推导时，为使式(21)成立，假设了 2 个条件：①式(20)中$\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}[(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{GC})^{\mathrm{T}}+(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{GC})]\boldsymbol{e}$为负半定；②系统稳态时存在$\hat{\psi}_{\mathrm{r}}=\psi_{\mathrm{r}}$。

当感应电机运行不满足这些假设条件时，改进的 FOFO 的转速估算系统无法维持稳定。因此，本文通过 Popov 超稳定性理论分析不稳定的原因，并据此设计合理的反馈增益矩阵。在实际工作中，感应电机定子电阻变化比转子电角速度慢，为便于全速范围内稳定性的分析，假设定子电阻不变，只考虑转子电角速度估算误差的影响。

将式(14)的参考模型与式(15)的可调模型相减，得到 FOFO 的估算误差方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}\\ \boldsymbol{e}_{\psi_{\mathrm{r}}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{11}-\boldsymbol{G}_1 & \boldsymbol{A}_{12}\\ \boldsymbol{A}_{21}-\boldsymbol{G}_2 & \boldsymbol{A}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}\\ \boldsymbol{e}_{\psi_{\mathrm{r}}}\end{bmatrix}+\Delta\omega_{\mathrm{r}}\begin{bmatrix}-\tau\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{r}}\\ \boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{r}}\end{bmatrix} \tag{25}$$

式(23)的转子电角速度估计可以表示为

$$\hat{\omega}_{\mathrm{r}}=\left(k_{\mathrm{p}\omega}+\frac{k_{\mathrm{i}\omega}}{s}\right)(-\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{r}}) \tag{26}$$

假设电机模型和观测器模型的状态变量初始均为 0，将式(25)进行拉普拉斯变换并展开，得到

$$\begin{cases}s\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}=(\boldsymbol{A}_{11}-\boldsymbol{G}_1)\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}+\boldsymbol{A}_{12}\boldsymbol{e}_{\psi_{\mathrm{r}}}-\Delta\omega_{\mathrm{r}}\tau\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{r}}\\ s\boldsymbol{e}_{\psi_{\mathrm{r}}}=(\boldsymbol{A}_{21}-\boldsymbol{G}_2)\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}+\boldsymbol{A}_{22}\boldsymbol{e}_{\psi_{\mathrm{r}}}+\Delta\omega_{\mathrm{r}}\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{r}}\end{cases} \tag{27}$$

根据以上推导并简化，可得 FOFO 的转子电角速度估计系统的开环传递函数为

$$\boldsymbol{G}(s)=-\frac{\boldsymbol{e}_{i_{\mathrm{s}}}}{\Delta\omega_{\mathrm{r}}\boldsymbol{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{r}}}=\frac{\tau s}{s^2\boldsymbol{I}+(p\boldsymbol{I}+q\boldsymbol{J})s+r\boldsymbol{I}+t_0\boldsymbol{J}} \tag{28}$$

$$\begin{cases}p=g_1+\dfrac{R_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}+R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{s}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}}\\ q=g_2-\omega_{\mathrm{r}}\\ r=\dfrac{R_{\mathrm{r}}}{L_{\mathrm{r}}}\left(g_1+\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}}+\tau g_3\right)+n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{r}}(g_2+\tau g_4)\\ t_0=\dfrac{R_{\mathrm{r}}}{L_{\mathrm{r}}}(g_2+\tau g_4)-n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{r}}\left(g_1+\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}}+\tau g_3\right)\end{cases} \tag{29}$$

式中：p、q、r、t_0分别为分母矩阵中与$\boldsymbol{I}$关联的一次项系数、与$\boldsymbol{J}$关联的一次项系数、与$\boldsymbol{I}$关联的常数项系数、与$\boldsymbol{J}$关联的常数项系数。

对于传递函数$G(s)$，取$s=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}}$，其中，$\omega_{\mathrm{e}}$为电机同步电角速度。根据传递函数正实的定义，系统稳定的充要条件是$\boldsymbol{G}(s)$严格正实。设$\boldsymbol{G}(s)$的共轭矩阵为$\boldsymbol{G}^*(s)$，根据文献[14]可知，$\boldsymbol{G}(s)$严格正实的充要条件是

$$\boldsymbol{G}(s)+\boldsymbol{G}^*(s)>0 \tag{30}$$

式中，矩阵不等式“>0”表示该矩阵正定。

将$s=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}}$代入式(28)，再结合式(30)化简可得

$$\boldsymbol{M}(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}})=2\omega_{\mathrm{e}}(\omega_{\mathrm{e}}p\boldsymbol{I}-\mathrm{j}t_0\boldsymbol{J})>0 \tag{31}$$

式中，$\boldsymbol{M}(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}})$为导出的复数频率响应矩阵，用于描述转子电角速度估计开环传递函数在同步频率处的频域特性。

将式(31)转换为矩阵形式，若使式(31)成立，则

$$\begin{cases}2\omega_{\mathrm{e}}^2p>0\\ \omega_{\mathrm{e}}^4p^2-\omega_{\mathrm{e}}^2t_0^2>0\end{cases} \tag{32}$$

进一步求解可得

$$\begin{cases}p>0\\ \omega_{\mathrm{e}}^2>\omega_{\mathrm{c}}^2\end{cases} \tag{33}$$

式中，ω_{c}为临界电角速度，且

$$\omega_{\mathrm{c}}=-\frac{t_0}{p} \tag{34}$$

当转速估算系统采用开环 FOFO 观测转子磁链时，反馈增益矩阵中$g_1=g_2=g_3=g_4=0$，即为零反馈矩阵，将零反馈矩阵代入式(33)，$p>0$成立、$\omega_{\mathrm{e}}^2>\omega_{\mathrm{c}}^2$在某些工况下不成立。感应电机工作在四象限采用零反馈矩阵时，开环 FOFO 感应电机控制系统的稳定性分析见表 1。

表 1 转速估计稳定性分析

Tab. 1 Stability analysis of rotational speed estimation

方向	ω_{c}	运行状态	稳定性
正转	$\omega_{\mathrm{c}}>0$	电动状态	稳定
正转	$\omega_{\mathrm{c}}>0$	制动状态	当$\omega_{\mathrm{c}}>\omega_{\mathrm{e}}>0$不稳定
反转	$\omega_{\mathrm{c}}<0$	电动状态	稳定
反传	$\omega_{\mathrm{c}}<0$	制动状态	当$\omega_{\mathrm{c}}>\omega_{\mathrm{e}}>0$不稳定

根据第 3.4 节对开环 FOFO 的分析可知，依据稳定性约束条件，通过设计合适的反馈增益矩阵，可以保证转速估计系统在全速范围内的稳定性。由稳定约束条件式(33)和式(34)可知，ω_c 与 $\boldsymbol{G}$ 相关。ω_c 越小，系统不稳定区域越小，故取 ω_c 理论上的最小值，即 $\omega_c=0$ 进行设计。同时将式(34)代入式(33)并结合式(29)，可得 FOFO 的 $\boldsymbol{G}$ 的设计准则为

$$\begin{cases} g_1 > -\left(\dfrac{R_s}{\sigma L_s}+\dfrac{R_r}{\sigma L_r}\right) \\ \dfrac{R_r}{L_r}(g_2+\tau g_4)=n_p\omega_r\left(g_1+\dfrac{R_s}{\sigma L_s}+\tau g_3\right) \end{cases} \tag{35}$$

根据文献[15]可知，g_2 比 g_1 对系统稳定性提高得更显著；由文献[1]可知，g_1 的取值关系到误差的收敛速度。因此在对参数 g_1、g_2、g_3、g_4 取值时，先对 g_1 取值，并引入调节系数 z(z>0)。由于 g_4 对系统影响极小，故取 $g_4=0$。综上所述，反馈增益矩阵的标量元素可设计为

$$\begin{cases} g_1=-\left(\dfrac{R_s}{\sigma L_s}+\dfrac{R_r}{\sigma L_r}\right)+z\dfrac{R_r}{L_r} \\ g_2=zn_p\hat{\omega}_r \\ g_3=\dfrac{R_rL_s}{L_m} \\ g_4=0 \end{cases} \tag{36}$$

4　仿真分析

本文设计的改进的 FOFO 感应电机 MPTC 系统结构如图 1 所示。

为了验证本文所设计的基于改进 FOFO 感应电机MPTC 系统的有效性，通过 MATLAB/Simulink 仿真平台进行仿真验证，所用感应电机参数见表 2，其中 R_s 为标称值。

4.1　低速范围定子电阻估计对比仿真

为了验证定子电阻估计的有效性，仿真中通过给定的定子电阻 0.016 548 Ω (即标称值的 120%)模拟实际情况。给定为：系统带负载启动，T_L 为 50 N·m，0~0.30 s 内给定转速 n^* 为 100 r/min，在 0.30 s 时 n^* 降为 50 r/min，仿真结果如图 2 所示。

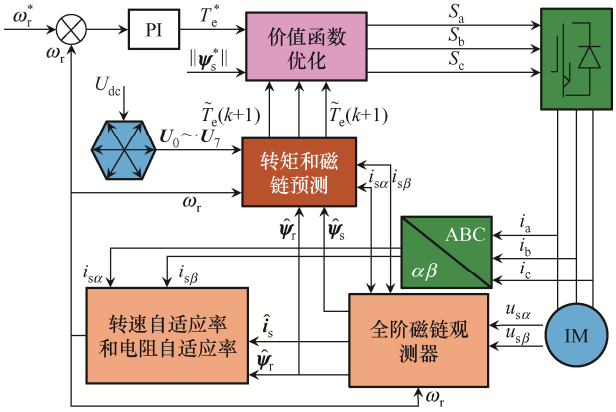


图 1　改进的 FOFO 感应电机 MPTC 系统结构

Fig. 1 Structure of MPTC system for induction motor with improved FOFO

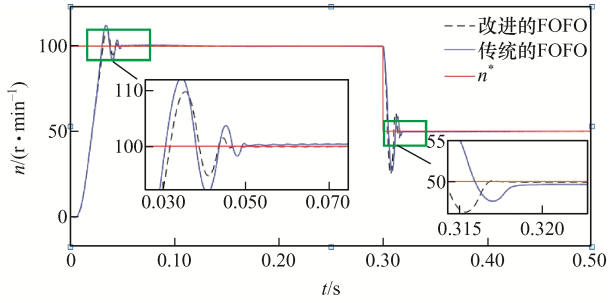
表 2　感应电机参数

Tab. 2 Parameters of induction motor

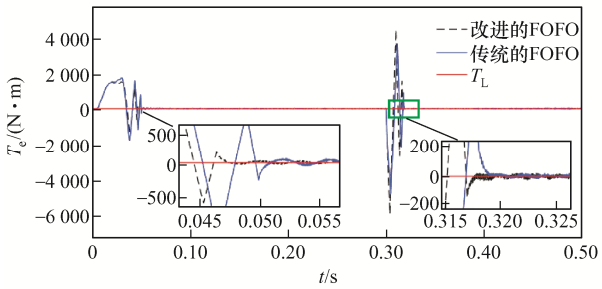
参数	数值
额定电压/V	400
额定频率/Hz	50
额定转速/(r·min^{-1})	1 487
互感 L_m/H	0.007 69
极对数 n_p/对	2
定子电阻 R_s/Ω	0.013 79
转子电阻 R_r/Ω	0.007 728
转动惯量 J/(kg·m^2)	2.9

由图 2(a)可知，无论在跟踪 n^* 为 100 r/min 的启动过程还是 n^* 降为 50 r/min 时，改进的 FOFO 相比于传统 FOFO 的调节时间更短，且改进 FOFO 系统的稳态误差更小。图 2(b)为 n^* 突变时电磁转矩对比波形图。从图中可以明显看出，改进的 FOFO 相较于传统 FOFO，其 n^* 突变时波动更小。可见，n^* 突变时，无论是实际转速 n 还是 T_e，改进的 FOFO 的跟随性能均优于传统 FOFO。

图 3 为电机 T_L 突变时，改进与传统 FOFO 的 n、T_e、三相电流波形对比。系统 n^* 为 100 r/min，带负载启动，T_L 为 50 N·m，在 0.30 s 时 T_L 突增为 150 N·m。



(a) 实际转速对比波形



(b) 电磁转矩对比波形

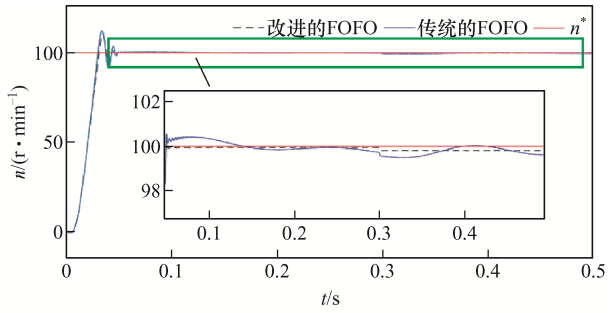
图 2 给定转速突变时对比仿真波形

Fig. 2 Comparison of simulated waveforms under changes in the reference speed

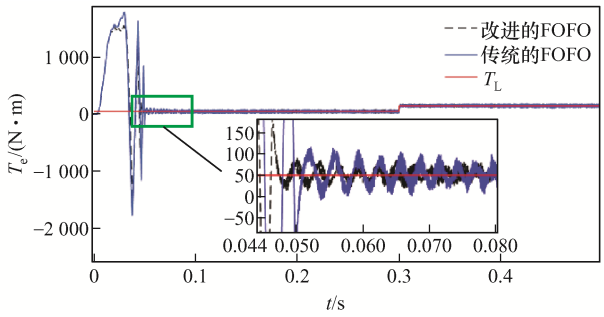
由图 3(a)可知，传统 FOFO 的 T_L 为 50 N·m，转速波动较小；但是当 T_L 在 0.30 s 时突增为 150 N·m，n 波动明显增大。由图 3(b)可知，与传统的 FOFO 相比，改进 FOFO 系统中电机的启动转矩波动更小；但是当 T_L 在 0.30 s 突增为 150 N·m 时，由图 3(c)可知，传统 FOFO 系统在 0.30~0.50 s 内三相电流已较为紊乱。由此可见，当 T_L 突变时，改进 FOFO 的控制性能优于传统 FOFO。

4.2 定子电阻突变带载性能对比仿真

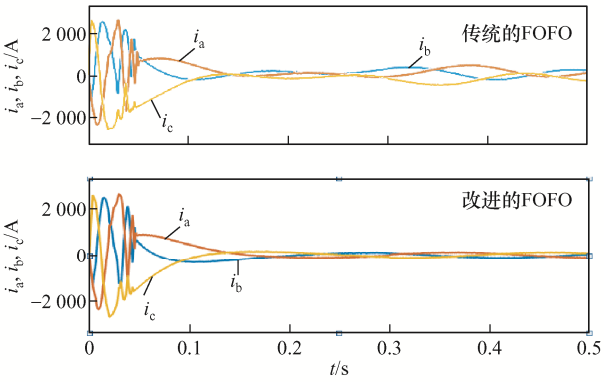
异步电机运行过程中，由于受温度等因素影响，定子电阻变化量最高可达到标称值的一半[16]。因此，为了验证改进 FOFO 系统对定子电阻变化的



(a) 实际转速对比波形



(b) 电磁转矩对比波形



(c) 三相电流响应曲线

图 3 负载转矩突变时对比仿真波形

Fig. 3 Comparison of simulated waveforms under sudden load torque change

鲁棒性，假设在 0~0.50 s 定子电阻为 0.016 548 Ω (即标称值的 120%)，在 0.50~1.00 s 定子电阻变为 0.020 685 Ω (即标称值的 150%)，继而分别进行 n^* 突变和 T_L 突变的仿真。

系统 n^* 初始为 100 r/min，在 0.20 s 时降为 50 r/min，在 0.4 s 时增加为 100 r/min，0.70 s 时再次降为 50 r/min，0.90 s 时再次增加为 100 r/min，系统运行时 T_L 为 50 N·m。系统仿真波形如图 4 所示。

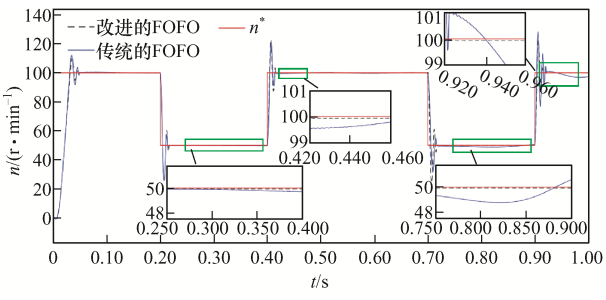


图 4 定子电阻突变下给定转速突变时对比仿真波形

Fig. 4 Comparison of simulated waveforms under changes in the stator resistance and the reference speed

由图 4 可见，由于电机定子电阻在 0.50 s 时增大，当 n^* 突变时传统 FOFO 比改进 FOFO 系统的 n 波形波动大。

为验证所提出的改进 FOFO 的控制系统在四象限工况时的稳定运行，系统 n^* 初始为 100 r/min，在 0.25 s 时降为 0，在 0.50 s 时降为−100 r/min，0.75 s 时升为 0，电机空载启动，系统运行至 0.05 s 时给定 T_L 为 150 N·m。系统仿真波形如图 5 所示。

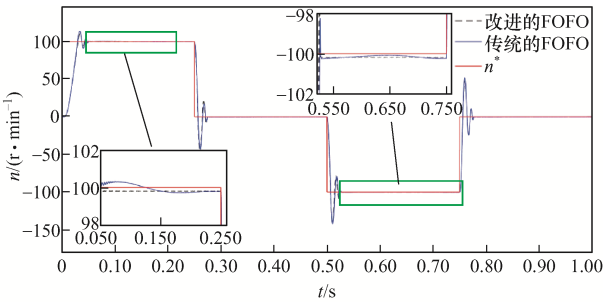
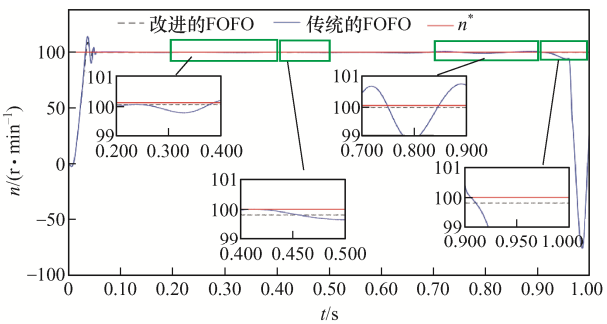


图 5　感应电机在四象限工况时转速波形

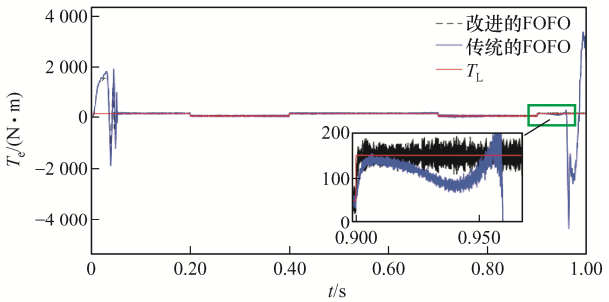
Fig. 5 Waveforms of rotational speed when the induction motor operates unsder four-quadrant condition

由图 5 可见，在感应电机在四象限工况时，改进 FOFO 相较于传统 FOFO 能以更高效、稳定的工作方式运行。定子电阻变化时，感应电机负载转矩 T_L 突变对比仿真波形如图 6 所示。n^* 为 100 r/min，在 0~0.20 s 内 T_L 为 150 N·m，0.20 s 时突降为 50 N·m，0.40 s 时又增加为 150 N·m，在 0.70 s 时降为 50 N·m，0.90 s 时突增为 150 N·m。

从图 6(a)中可看出，由于电机定子电阻在 0.50 s 时增大，在 T_L 降为 50 N·m 时，传统 FOFO 的电机转速波动增大；在 T_L 增为 150 N·m 时，传统 FOFO 电机的 n 波动同样增大。从图 6(b)中可看出，在 0~0.50 s 内，传统 FOFO 和改进 FOFO 的 T_e



(a) 实际转速对比波形



(b) 电磁转矩对比波形

图 6　定子电阻突变下负载转矩突变时对比仿真波形

Fig. 6 Comparison of simulated waveforms under step changes in the load torque and the stator resistance

均可跟随其参考值；但在 0.90~1.00 s，传统 FOFO 的 T_e 已无法跟随其参考值。分析图 6(a)和图 6(b)可知，随着定子电阻变化量的增加，传统 FOFO 能带的 T_L 减小，而改进 FOFO 带载性能明显优于传统 FOFO，具有更优的低速带载性能。

5　结语

在低速场合下，定子电阻和反馈增益矩阵均会影响传统 FOFO 的转速估计性能。本文基于改进的 FOFO 低速性能研究，首先从 FOFO 构成出发，为解决实际应用中定子电阻变化的问题设计了定子电阻估计准则，并在估算转子电角速度的同时估算定子电阻；然后根据这 2 种估计准则设计出反馈增益矩阵；最后将改进的 FOFO 应用到 MPTC 中，实现无速度传感器控制。仿真实验表明，当定子电阻为标称值的 120%时，无论是转速突变还是转矩突变，改进的 FOFO 的调节时间更短、波动更小、控制性能更优越；当定子电阻由标称值的 120%变为 150%时，在转速突变和转矩突变情况下，改进的 FOFO 的低速带载性能更优。综上所述，改进的 FOFO 提高了电机在低速时的控制性能和电机抗负载扰动能力，增加了对定子电阻的鲁棒性。

参考文献：

[1] 李继超，李健，张彬彬，等. 基于双滑模观测器的 PMSM 模型预测转矩控制[J]. 电源学报，2025，23(7):

229-237.

Li Jichao, Li Jian, Zhang Binbin, et al. PMSM model predictive torque control based on dual-sliding-mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 229-237. (in Chinese)

[2] 鲍明堃, 周扬忠. 基于双模型的递推最小二乘永磁同步直线电机电气参数在线辨识[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 343-353.

Bao Mingkun, Zhou Yangzhong. Dual-model-based recursive least squares online identification of electrical parameters of permanent magnet synchronous linear motor [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 343-353. (in Chinese)

[3] 赵文祥, 宋世昌, 周书文, 等. 改进滑模观测器的电流源逆变器驱动 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 987-995.

Zhao Wenxiang, Song Shichang, Zhou Shuwen, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 987-995. (in Chinese)

[4] 周华伟, 陈铖, 向小龙, 等. 基于扰动观测器的五相永磁同步电机开路和短路容错矢量控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4782-4793.

Zhou Huawei, Chen Cheng, Xiang Xiaolong, et al. Disturbance-observer-based field-oriented control of five-phase PMSM under open-circuit and short-circuit faults [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4782-4793. (in Chinese)

[5] 缪仲翠, 王志浩, 李东亮, 等. 基于 FOSM-MRAS 观测器的永磁同步电机 MPTC 系统[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 121-130.

Miao Zhongcui, Wang Zhihao, Li Dongliang, et al. Permanent magnet synchronous motor MPTC system based on FOSM-MRAS observer [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 121-130. (in Chinese)

[6] Suwankawin S, Sangwongwanich S. Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor drives-tracking performance and stabiliza- tion [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 96-119.

[7] Luo Cheng, Wang Bo, Yu Yong, et al. Decoupled stator resistance estimation for speed-sensorless induction motor drives considering speed and load torque variations [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1193-1207.

[8] Yin Zhonggang, Zhang Yanqing, Du Chao, et al. Research on anti-error performance of speed and flux estimation for induction motors based on robust adaptive state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3499-3510.

[9] Xu Yanping, Zhou Qin, Zhang Baocheng. A model predictive torque control strategy of PMSM with torque deadbeat duty cycle control [C]// 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China, 2016: 782-785.

[10] Guo Leilei, Jin Nan, Gan Chun, et al. Hybrid voltage vector preselection-based model predictive control for two-level voltage source inverters to reduce the common-mode voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4680-4691.

[11] Wang Fengxiang, Lin Guiying, He Yingjie. Passivity-based model predictive control of three-level inverter-fed induction motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1984-1993.

[12] 刘建国, 赵攀, 吴友华, 等. 氢燃料电池系统控制参数多目标优化研究[J]. 电源技术, 2026, 50(5): 958-965.

Liu Jianguo, Zhao Pan, Wu Youhua, et al. Multi-objective optimization of control parameters in hydrogen fuel cell systems [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2026, 50(5): 958-965. (in Chinese)

[13] Rodriguez J, Garcia C, Mora A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives: Part II: Applications and benchmarking with classical control methods [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5047-5061.

[14] Rattanaudompisut A, Po-Ngam S. Implementation of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction motor drives [C]// 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Pattaya, Thailand, 2016: 1871-1876.

[15] 邓歆, 张广明, 王德明, 等. 异步电机全阶磁链观测器反馈矩阵设计[J]. 电机与控制学报, 2015,19(12): 7-17.
Deng Xin, Zhang Guangming, Wang Deming, et al. Feedback matrix design of full order flux observer for induction motor [J]. Electric Machines and Control, 2015, 19 (12): 7-17. (in Chinese)

[16] Zhang Yunan, Zhao Yuhui, Yan Nanming. Research on a vector control system for asynchronous motor [C]// 2011 2nd International Conference on Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC). Deng Feng, China, 2011: 4220-4223.



康志新

作者简介：

康志新(1998—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电机高性能控制。E-mail：2141017057@qq.com。

卢永杰(1969—)，男，通信作者，本科，高级工程师。研究方向：电力电子应用与电气传动控制，测控技术与仪器。E-mail：LYJ1969118@SOHU.com。

缪仲翠(1971—)，女，博士，副教授。研究方向：智能控制理论与应用，电气传动控制研究，交流电机先进控制。E-mail：1109326877@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)

(上接第 263 页)

Li Biao, Li Lichuan. New flux estimation algorithms for position sensorless control of permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(11): 102-109. (in Chinese)

[16] 韩琨, 张长征, 袁雷, 等. 永磁同步电机宽转速的高阶滑模 MRAS 控制[J]. 实验技术与管理, 2024, 41(6): 70-80.
Han Kun, Zhang Changzheng, Yuan Lei, et al. High-order sliding mode MRAS control of permanent magnet synchronous motor with wide speed [J]. Experimental Technology and Management, 2024, 41(6): 70-80. (in Chinese)



徐岸非

作者简介：

徐岸非(1981—)，男，中国电源学会高级会员，硕士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：20602728@qq.com。

朱雪松(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：574821082@qq.com。

袁雷(1984—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：leiyuan@hbut.edu.cn。

(责任编辑：耿越)