DOI:10.12177/emca.2026.233 文章编号:1673-6540(2026)10-1095-11 中图分类号:TM 341 文献标志码:A

基于改进混合模型磁链观测器的 SPMSM 无传感器控制

郭广发, 刘春芳*
(沈阳工业大学 电气工程学院,辽宁 沈阳 110870)

SPMSM Sensorless Control Based on Improved Hybrid Model Flux Observer

Guo Guangfa, Liu Chunfang*
(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: **[Objective]** To address the issues of low-speed integral drift, high-speed parameter mismatch, and insufficient robustness of the traditional hybrid model flux observer (HMFO) in surface-mounted permanent magnet synchronous motors for new energy buses under complex operating conditions such as sudden load changes and wide-speed-range operation, this study proposes an improved HMFO control strategy that integrates closed-loop sliding mode correction and feedforward extended state observer (ESO) compensation. **[Methods]** Under the voltage-current hybrid model architecture, a compensated first-order low-pass filter cascaded with a high-pass filter was first employed to replace the pure integrator for the elimination of DC bias and integral saturation. Secondly, a closed-loop feedback with the active flux linkage difference between the two models as the sliding surface was constructed, and the error was driven to converge in finite time by using sliding mode control. Finally, an ESO was introduced to compensate for parameter perturbations and load disturbances in a feedforward manner, which effectively suppressed sliding mode chattering and improved steady-state observation accuracy. **[Results]** Simulation results showed that under sudden load change and speed step conditions, the peak speed errors of the improved HMFO converged to ±0.4 r/min and ± 0.6 r/min, respectively, and the dynamic adjustment times were compressed to within 4 ms and 10 ms, respectively. The transient error peaks of the position angle were reduced to below 1.6×10^{-5} rad and 2.5×10^{-5} rad, respectively. No obvious high-frequency chattering was observed in the steady-state error, and the observation stability was significantly superior to that of the traditional scheme. **[Conclusion]** The strategy successfully balances high dynamic response and strong robustness, effectively overcoming the integral drift and saturation problems of traditional HMFO. Simulation results preliminarily verify the application potential of this method under complex operating conditions of new energy buses.

Key words: surface-mounted permanent magnet synchronous motor; hybrid model flux observer; integral drift; extended state observer

摘 要:**【目的】**针对新能源客车表贴式永磁同步电机在负载突变、宽速域运行等复杂工况下,传统混合模型磁链观测器(HMFO)面临的低速积分漂移、高速参数失配及鲁棒性不足的问题,提出一种融合闭环滑模校正与前馈扩张状态观测器(ESO)补偿的改进 HMFO 控制策略。**【方法】**在电压-电流混合模型架构下,首先,采用带补偿的一阶低通滤波器串联高通滤波器替代纯积分器以消除直流偏置和积分饱和;其次,构建以两种模型有功磁链差值为滑模面的闭环反馈,利用滑模控制实现误差的有限时间收敛;最后,引入 ESO 对参数摄动与负载扰动进行前馈补偿,有效抑制滑模抖振并提升稳态观测精度。**【结果】**仿真结果表明,在负载突变与转速阶跃工况下,改进 HMFO 的转速峰值误差分别收敛至±0.4 r/min 和±0.6 r/min,动态调节时间分别压缩至 4 ms 和 10 ms 内;位置角度瞬态误差峰值分别低于 1.6×10^{-5} rad 和 2.5×10^{-5} rad,稳态误差无明显高频抖振,观测稳定性显著优于传统方案。**【结论】**该策略成功兼顾了高动态响应与强鲁棒性,有效克服了传统 HMFO 的积分漂移与饱和问题,仿真结果初步验证了该方法在新能源客车复杂工况下的应用潜力。

关键词:表贴式永磁同步电机;混合模型磁链观测器;积分漂移;扩张状态观测器

0 引言

目前,汽车产业作为能源消耗大户,其转型升

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

级已迫在眉睫。特别是在新能源客车领域,驱动电机通常要求额定功率达 80~150 kW、额定转矩达 300 ~ 800 N·m。永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有高功率密度、低损耗及控制系统设计简单等优势,且随着永磁材料性能与驱动控制策略的持续改进,其驱动性能得到显著提升[1-2],因而在精密仪器[3]、机器人[4]、家用电器[5]及新能源电车[6]等领域广受欢迎。

传统 PMSM 控制中,高精度位置传感器的应用不仅导致成本增加,此外其安装精度与耐久性问题还会降低系统可靠性[7-8]。为了增强系统的鲁棒性,无位置传感器控制算法已成为研究热点[9]。

PMSM 无传感器控制算法主要包括信号注入法与模型法[10-11]。信号注入法利用电机转子的凸极特性,通过信号调制原理实现位置信息的观测,一般用于零低速范围[12],但也会带来附加损耗、转矩脉动和附加噪声等副作用[13]。模型法则基于电机基波数学模型,通过估算反电动势或磁链来获取转子转速与位置信息,多用于中高速范围,具体包括扩展卡尔曼滤波器[14]、模型参考自适应系统(Model Reference Adaptive System, MRAS)[15]、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)[16]及滑模观测器[17]等控制算法。为解决高频注入法工况适应性不足的问题,部分模型法已扩展至零速及低速区域[18]。与反电势模型相比,磁链模型在低速段的表现更为优异,因此基于磁链模型的无传感器控制算法成为当前研究热点。

文献[18]提出一种融合 PI-R 级联控制器与多重静态补偿电压模型的混合模型磁链观测器(Hybrid Model Flux Observer, HMFO)方案,提升了全速域估计精度。文献[19]提出 MRAS 与相电压对称补偿的 HMFO 策略,有效克服了死区畸变与高频干扰。文献[20]引入滑模补偿机制,以电流误差为滑模面构建闭环来补偿电压。该方案结构简单,具有工程实践意义。文献[21]提出一种 HMFO 协同方案,融合参数自适应、二阶广义积分滤波与改进型自抗扰控制,实现了宽速域下的高精度位置估计。文献[22-23]提出一种结合相位补偿传递函数与 ESO 前馈补偿的观测架构,提升了全速域磁链估计精度与系统参数鲁棒性。文献[24]对比分析了三种方案,证实经补偿的一阶惯性环节串联高通滤波器(High-Pass Filter, HPF)方法可有效消除直流偏置与积分初值漂移。

针对传统 HMFO 存在的直流磁链偏置、积分饱和及系统鲁棒性差等问题,本文提出一种改进型 HMFO。为有效解决因纯积分项带来的一系列问题,采用低通滤波器(Low-Pass Filter, LPF)-HPF 级联方案代替积分环节,实现磁链估计的零直流偏置。同时引入滑模控制器将两种模型的有功磁链差值作为滑模面,形成反馈闭环,提升响应速度。针对参数摄动、负载扰动和噪声敏感问题,在观测器中引入 ESO 形成前馈补偿,提升系统鲁棒性且减小高频抖振。最后,负载突变与转速阶跃的仿真结果表明,改进 HMFO 具有更高的观测精度与更快的响应速度。

1 混合模型磁链观测器的数学模型

本文以一台表贴式永磁同步电机(Surface-mounted PMSM, SPMSM)为研究对象。在静止坐标系中,其定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中:u_α、u_β、i_α、i_β 和 $\psi_{s\alpha}$、$\psi_{s\beta}$ 分别为定子电压、定子电流和定子磁链在 α、β 坐标系下的分量;R_s 为定子电阻;p 为微分算子。

电流模型表达式为

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s i_d + \psi_f \\ L_s i_q \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中:θ_e 为电机电角度;i_d、i_q 分别为定子电流在 d、q 坐标系下的分量;L_s 为定子电感;ψ_f 为永磁体磁链。

由式(1)可推导出定子磁链的电压模型表达式为

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right) \mathrm{d}t \tag{3}$$

将式(2)和式(3)合并展开后,可得:

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_s i_d \cos\theta_e + \psi_f \cos\theta_e - L_s i_q \sin\theta_e = \\ &\psi_f \cos\theta_e + L_s i_\alpha \\ \psi_{s\beta} &= L_s i_d \sin\theta_e + \psi_f \sin\theta_e + L_s i_q \cos\theta_e = \\ &\psi_f \sin\theta_e + L_s i_\beta \end{aligned} \tag{4}$$

定义包含电角度信息的磁链为有功磁链

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

ψ_A，即：

$$\begin{bmatrix}\psi_{A\alpha}\\ \psi_{A\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\psi_{s\alpha}\\ \psi_{s\beta}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}L_s i_\alpha\\ L_s i_\beta\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：$\psi_{A\alpha}$、$\psi_{A\beta}$ 为 α、β 轴上的有功磁链分量。

定义由电压模型估算得到的磁链为 ψ_s^{VM}，由电流模型估算得到的磁链为 ψ_s^{CM}。

2 磁链观测器的改进

2.1 改进的电压模型磁链观测器设计

由于传统电压模型采用纯积分器，在实际运行中，输入信号中的直流偏置分量会随积分时间不断累积，最终引发积分饱和，导致磁链观测结果失真。引入 LPF 替代纯积分器，可以有效抑制直流漂移问题，从而改善磁链观测的准确性。

假设系统带有微小的直流分量 B，则系统输入的表达式 $x(t)=A\omega\sin(\omega t)+B$，通过 LPF 的输出信号 $y(t)$ 应表示为

$$y(t)=-\frac{A\omega}{\sqrt{\omega_c^2+\omega^2}}\cos(\omega t+\Delta\theta)+\frac{B}{\omega_c}+Ce^{-\omega_c t} \tag{6}$$

式中：$\Delta\theta$ 为相移，$\Delta\theta=-\arctan(\omega_c/\omega)$；$C$ 为与初始条件有关的系数。

由式(6)可知，信号通过 LPF 使由初始条件引起的直流分量 $Ce^{-\omega_c t}$ 随时间的增加逐渐衰减至 0，且输出的直流分量 B/ω_c 不会发散。虽然用一阶 LPF 代替纯积分器可以抑制直流偏置，但不能从本质上消除直流偏置[25]。

HPF 具有消除直流分量和抑制低频分量的能力。因此，LPF-HPF 级联的定子磁链估计方案不仅能解决初值误差问题，而且能实现磁链上的零直流偏置。然而，引入 LPF 会产生磁链幅值偏差，引入 HPF 会产生磁链相位偏差。因此，需要对 LPF-HPF 级联后的磁链信号进行幅值和相位补偿。

反电动势 $\boldsymbol{E}_s$ 经 LPF-HPF 级联处理后的定子磁链的表达式为

$$\boldsymbol{\psi}_s'=\frac{\boldsymbol{E}_s}{k_L\omega_e+j\omega_e}\frac{j\omega_e}{k_H\omega_e+j\omega_e} \tag{7}$$

式中：k_L、k_H 分别为 LPF、HPF 的截止频率系数。

对比式(3)与式(7)，可得定子磁链的补偿关系为

$$\boldsymbol{\psi}_s=\boldsymbol{\psi}_s'(1-jk_L)(1-jk_H) \tag{8}$$

将式(8)代入式(5)中，可得改进后电压模型估算的有功磁链表达式。补偿增益的实部与虚部分别对应磁链信号的幅值与相位补偿。带补偿的 LPF-HPF 级联的定子磁链估计示意图如图 1 所示。

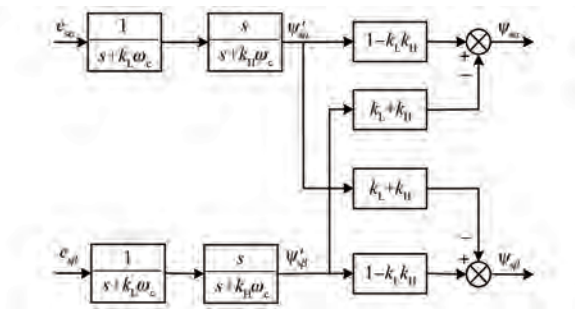


图 1 带补偿的 LPF-HPF 级联的定子磁链估计示意图

Fig. 1 Schematic diagram of stator flux linkage estimation with compensated LPF-HPF cascade

2.2 电压-电流模型的 HMFO 设计

电压模型在中高速域精度高，电流模型在零低速域鲁棒性强。传统 HMFO 采用 PI 调节器将二者融合形成闭环系统。PI 调节器虽过渡平稳，但线性增益限制了系统的动态性能。因此，本文以滑模控制器代替 PI 调节器，借助其非线性切换特性提升系统的参数鲁棒性，且可实现误差的有限时间快速收敛。滑模控制器以电流模型输出为参考模型，形成强耦合闭环。系统结构示意图如图 2 所示。

其状态方程为

$$p\boldsymbol{\psi}_A=\boldsymbol{u}_s-R_s\boldsymbol{i}_s-L_s p i_s+\boldsymbol{u}_{SMC} \tag{9}$$

式中：u_{SMC} 为滑模补偿控制量。

将式(2)代入式(5)中，可得电流模型估算的有功磁链表达式。定义有功磁链估算误差为滑模面变量，则滑模面函数为

$$\boldsymbol{s}=\boldsymbol{\psi}_A^{CM}-\boldsymbol{\psi}_A^{VM} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{s}=[s_\alpha\ s_\beta]^T$ 为 α、β 轴的滑模面函数；$\boldsymbol{\psi}_A^{CM}$、$\boldsymbol{\psi}_A^{VM}$ 分别为电流模型、电压模型得到的有功磁链。

采用等速趋近律，如式(11)所示：

$$\dot{\boldsymbol{s}}=-\boldsymbol{k}\cdot sign(\boldsymbol{s}) \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{k}$ 为切换增益矩阵。

联立式(9)～(11)，可得滑模补偿项的表达式为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

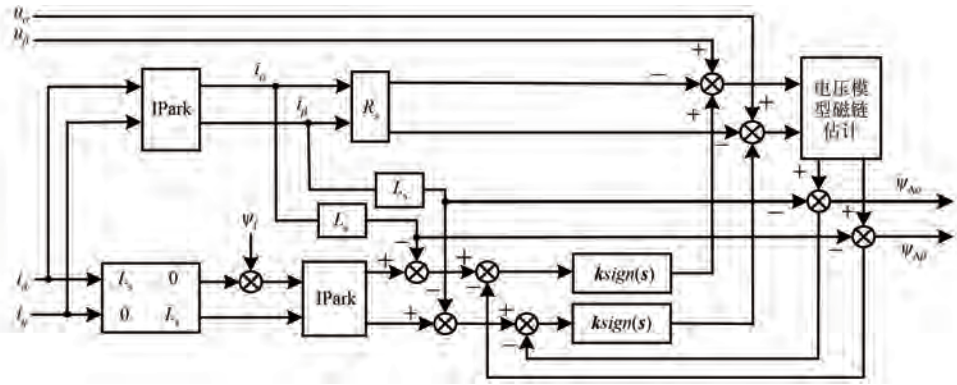


图 2 HMFO 示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the HMFO

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{SMC}} = \boldsymbol{k} \cdot sign(\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}} - \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}) \tag{12}$$

当 $s \to 0$ 时,电压模型跟踪电流模型,实现磁链估计误差的有限时间收敛。

2.3 基于 ESO 的扰动前馈补偿设计

虽然引入滑模控制器提高了系统的鲁棒性,但是其高频切换特性会引入抖振。此外,电阻温漂、电感及磁路饱和、负载突变等现象均会影响磁链的观测精度。为此,本文引入 ESO,对上述扰动进行集总估计并施以前馈补偿。ESO 的状态方程为

$$p\boldsymbol{x} = f(\boldsymbol{x},t) + \boldsymbol{\omega}(t) + \boldsymbol{b}\boldsymbol{u}_0 + \boldsymbol{\zeta}(t) \tag{13}$$

式中:$\boldsymbol{x}$ 为状态变量;$f(\boldsymbol{x},t)$ 为系统已知扰动;$\boldsymbol{\omega}(t)$ 为系统外部未知扰动;$\boldsymbol{b}$ 为系统输入增益;$\boldsymbol{u}_0$ 为系统输入;$\boldsymbol{\zeta}(t)$ 为系统测量噪声。

定义系统的状态变量为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x} = \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}} \\ \boldsymbol{b}\boldsymbol{u}_0 = \boldsymbol{u}_{\mathrm{s}} \\ f(\boldsymbol{x},t) = -R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} \end{cases} \tag{14}$$

将参数摄动与负载扰动等未知扰动视作总扰动 $\boldsymbol{d}(t)$,并将其为系统的扩张状态变量 $\boldsymbol{x}_2$,记 $\boldsymbol{x}_2(t)=\boldsymbol{d}(t)$,且该扩张状态的定义具有明确的物理意义。该系统的状态方程可重构为

$$\begin{cases} p\boldsymbol{x}_1(t) = f(\boldsymbol{x}_1,t) + \boldsymbol{x}_2(t) + \boldsymbol{b}\boldsymbol{u}_0(t) \\ p\boldsymbol{x}_2(t) = p\boldsymbol{d}(t) = \boldsymbol{h}(t) \\ \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{x}_1(t) \\ \boldsymbol{y}_0(t) = \boldsymbol{x}_1(t) + \boldsymbol{\zeta}(t) \end{cases} \tag{15}$$

式中:$\boldsymbol{x}_1(t)=\boldsymbol{\psi}(t)$;$\boldsymbol{y}(t)$ 为系统理想输出;$\boldsymbol{y}_0(t)$ 为包含噪声的实际测量输出。

定义 $\boldsymbol{h}(t)=p\boldsymbol{d}(t)$,依据自抗扰控制理论的基本假设,扰动变化率满足全局有界条件,即 $|\boldsymbol{h}(t)| \leqslant h_0$,$h_0>0$ 为已知常数。基于上述扩张状态模型,可推导出误差状态方程为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varepsilon}(t) = \hat{\boldsymbol{y}}(t) - \boldsymbol{y}_0(t) \\ p\hat{\boldsymbol{x}}_1(t) = f(\hat{\boldsymbol{x}}_1,t) + \hat{\boldsymbol{x}}_2(t) + \boldsymbol{b}\boldsymbol{u}_0(t) - \beta_1\boldsymbol{\varepsilon}(t) \\ p\hat{\boldsymbol{x}}_2(t) = -\beta_2\boldsymbol{\varepsilon}(t) \\ \hat{\boldsymbol{y}}(t) = \hat{\boldsymbol{x}}_1(t) \end{cases} \tag{16}$$

式中:$\hat{\boldsymbol{x}}_1$、$\hat{\boldsymbol{x}}_2$ 分别为系统状态 $\boldsymbol{x}_1$ 和扩张状态 $\boldsymbol{x}_2$ 的估计值;$\boldsymbol{\varepsilon}$ 为 $\boldsymbol{x}_1$ 的观测误差;β_1 和 β_2 为 ESO 的线性反馈增益。

补偿 ESO 结构示意图如图 3 所示。

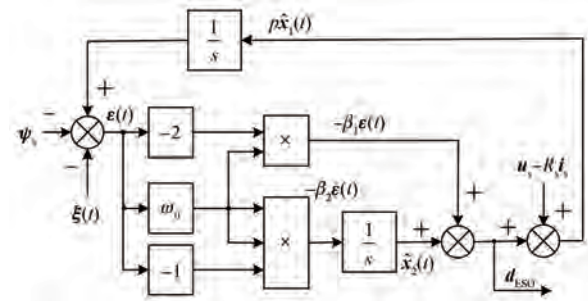


图 3 补偿 ESO 结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of the compensated ESO structure

增益通常根据期望观测器带宽 ω_0 整定为 $\beta_1=2\omega_0$,$\beta_2=\omega_0^2$。为提高 ESO 的扰动估计精度,应加快收敛速度,确保非线性因素被集总为总扰动后,观测器仍能在其变化带宽内完成实时估计。因此,ω_0 需要远远大于系统带宽 ω_e,但过高的 ω_0 往往使系统对测量噪声敏感,给 ESO 的扰动估计带来困难。

2.4 ESO 扰动估计性能分析

定义 ESO 对扰动的估计误差为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases}\Delta \boldsymbol{x}(t)=\hat{\boldsymbol{x}}(t)-\boldsymbol{x}(t)\\ \Delta f=f(\hat{\boldsymbol{x}}_1,t)-f(\boldsymbol{x}_1,t)\end{cases} \tag{17}$$

当系统处于稳态时，估计磁链逼近真实磁链，故 Δf 趋于 0。为聚焦扰动估计性能，忽略 Δf 的微小影响，联立式(15)~(17)，得到误差动力学方程为

$$\begin{cases}p\Delta \boldsymbol{x}_1(t)=\Delta \boldsymbol{x}_2-\beta_1\boldsymbol{\varepsilon}(t)\\ p\Delta \boldsymbol{x}_2(t)=-\beta_2\boldsymbol{\varepsilon}(t)-p\boldsymbol{d}(t)\end{cases} \tag{18}$$

由式(18)可得，估计误差 $\Delta \boldsymbol{x}(t)$ 对总扰动 $\boldsymbol{d}(t)$、估计集总扰动 $\hat{\boldsymbol{x}}_2(t)$ 对估计误差 $\Delta \boldsymbol{x}_1(t)$ 的传递函数分别为

$$\frac{\boldsymbol{\varepsilon}(s)}{\boldsymbol{d}(s)}=\frac{-s}{s^2+\beta_1 s+\beta_2} \tag{19}$$

$$\frac{\hat{\boldsymbol{x}}_2(s)}{\boldsymbol{\varepsilon}(s)}=\frac{-\beta_2}{s} \tag{20}$$

根据式(19)和式(20)，可得 $\hat{\boldsymbol{x}}_2(t)$ 对集总扰动 $\boldsymbol{d}(t)$ 的传递函数为

$$\frac{\hat{\boldsymbol{x}}_2(s)}{\boldsymbol{d}(s)}=\frac{\beta_2}{s^2+\beta_1 s+\beta_2} \tag{21}$$

由此可得，传递函数只跟 ESO 增益 β_1 和 β_2 有关，与系统模型并无关系。由式(19)和式(21)可得，扰动估计误差 $\Delta \boldsymbol{x}_2(t)$ 对 $\boldsymbol{d}(t)$ 和系统测量噪声信号 $\boldsymbol{\zeta}(t)$ 的传递函数为

$$\begin{cases}\dfrac{\Delta \boldsymbol{x}_2(s)}{\boldsymbol{d}(s)}=\dfrac{-s^2-\beta_1 s}{s^2+\beta_1 s+\beta_2}\\ \dfrac{\Delta \boldsymbol{x}_2(s)}{\boldsymbol{\zeta}(s)}=\dfrac{\beta_2 s}{s^2+\beta_1 s+\beta_2}\end{cases} \tag{22}$$

对传递函数进行拉普拉斯反变换，可得：

$$\boldsymbol{H}_d(t)=[\omega_0^2 t\mathrm{e}^{-\omega_0 t}u(t)-\delta(t)]\boldsymbol{I}_2 \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{H}_d(t)$ 为扰动估计误差传递矩阵的冲激响应，则 $\Delta \boldsymbol{x}_2(t)=\boldsymbol{H}_d(t)\cdot\boldsymbol{d}(t)$；$\boldsymbol{I}_2$ 为二阶单位矩阵；$\delta(t)$ 为冲激函数；$u(t)$ 为单位阶跃函数。

针对阶跃扰动，即当 $t>0$ 时 $\boldsymbol{d}(t)=\boldsymbol{C}u(t)$，其中 $\boldsymbol{C}=[C_\alpha,C_\beta]^{\mathrm{T}}$ 为常值扰动矢量，则可求得：

$$\Delta \boldsymbol{x}_2(t)=-\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{C}(1+\omega_0 t)\mathrm{e}^{-\omega_0 t}=0 \tag{24}$$

针对斜坡扰动，即 $\boldsymbol{d}(t)=\boldsymbol{C}tu(t)$，则可求得：

$$\Delta \boldsymbol{x}_2(t)=\lim_{t\to\infty}\frac{\boldsymbol{C}(\omega_0 t+2)\mathrm{e}^{-\omega_0 t}-2\boldsymbol{C}}{\omega_0}=-\frac{2\boldsymbol{C}}{\omega_0} \tag{25}$$

针对时变扰动，即扰动项为时变函数时，则可求得：

$$\Delta \boldsymbol{x}_2(\mathrm{j}\omega_\mathrm{e})\approx\frac{2\omega_\mathrm{e}}{\omega_0}\boldsymbol{d}(t) \tag{26}$$

为进一步分析 ESO 对跟踪扰动估计误差和抑制噪声的能力，现将 $\beta_1=2\omega_0$、$\beta_2=\omega_0^2$ 代入式(22)中，得到传递函数为

$$\begin{cases}\dfrac{\Delta \boldsymbol{x}_2(s)}{\boldsymbol{d}(s)}=\dfrac{-s^2-2\omega_0 s}{s^2+2\omega_0 s+\omega_0^2}\\ \dfrac{\Delta \boldsymbol{x}_2(s)}{\boldsymbol{\zeta}(s)}=\dfrac{\omega_0^2 s}{s^2+2\omega_0 s+\omega_0^2}\end{cases} \tag{27}$$

根据式(27)绘制 ESO 对扰动估计与噪声抑制的伯德图，如图 4 所示。

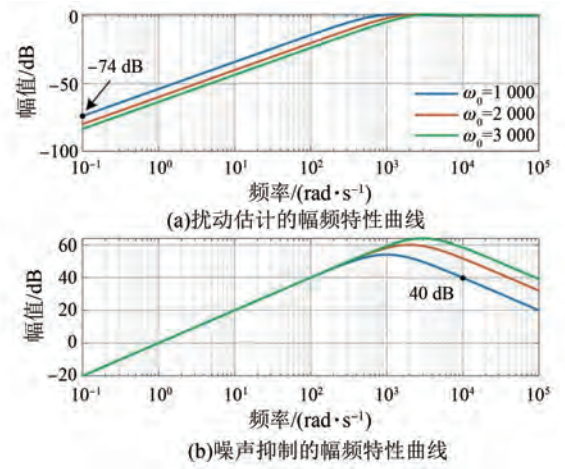


图 4 ESO 扰动估计与噪声抑制的伯德图

Fig. 4 Bode diagram of ESO disturbance estimation and noise suppression

由图 4 可知，ESO 带宽的选取对系统性能影响显著。图 4(a)中，带宽越大，系统低频扰动估计精度越高，抗扰性能越好，但会放大高频段的系统测量噪声；图 4(b)中，带宽越小，系统高频测量噪声会被有效抑制，降低系统抖振风险，但会降低系统低频扰动观测能力。因此，ESO 带宽的选择需在扰动估计与噪声抑制性能之间进行权衡。

3 稳定性分析

利用 Lyapunov 函数证明系统的稳定性。构造函数为

$$V=\frac{1}{2}s_\alpha^2 \tag{28}$$

对式(28)求导，可得：

$$\dot{V}=s_\alpha\dot{s}_\alpha \tag{29}$$

考虑 LPF-HPF 级联引入的幅相误差、ESO 的

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

扰动估计补偿以及系统的集总扰动,设计滑模面导数的函数为

$$\dot{s}_\alpha = -u_{\mathrm{SMC}} + \dot{\psi}_{A\alpha}^{\mathrm{CM}} - u_{s\alpha} + R_s i_\alpha - \varepsilon_{\mathrm{filt}} - d_{\mathrm{ESO}} \quad (30)$$

式中:u_{SMC} 为 α 轴滑模控制器的补偿项;$\varepsilon_{\mathrm{filt}}$ 为 α 轴滤波器引起的误差;d_{ESO} 为 α 轴 ESO 估计的总扰动补偿项;D 为 α 轴补偿前的集总扰动。

假设补偿前集总扰动满足全局有界条件,即 $|D(t)| \leqslant D_1, t>0$,其中 D_1 为正实数。

将式(12)、(30)代入式(29)中,可得:

$$\dot{V} = s_\alpha[-k_\alpha \cdot sign(s_\alpha) + D - d_{\mathrm{ESO}}] = -k_\alpha |s_\alpha| + s_\alpha(D - d_{\mathrm{ESO}}) \quad (31)$$

设计 ESO 是为了消除补偿前的集总扰动 D,则定义 ESO 补偿后的残余扰动 $D_{\mathrm{res}} = D - d_{\mathrm{ESO}}$。

为聚焦扰动估计性能分析,暂忽略测量噪声的影响,即假设系统输出 $y_0(t) = x_1(t)$ 可被精确测量。噪声对观测精度的影响已在图 4 进行讨论。

针对式(15)、(16)描述的 ESO,若总扰动 $\boldsymbol{d}(t)$ 的变化率满足 $|\boldsymbol{h}(t)| \leqslant h_0, h_0>0$,则存在正常数 Γ,当 t 足够大时,观测误差满足 $|\Delta x_1(t)| \leqslant \Gamma$,且 $|\Delta x_2(t)| \leqslant \Gamma$,其中 $\Delta x_1(t) = \hat{x}_1(t) - x_1(t)$,$\Delta x_2(t) = \hat{x}_2(t) - x_2(t)$。

当 t 足够大时,$|\Delta x_2(t)| = |D - d_{\mathrm{ESO}}| \leqslant \Gamma$,即 $|D_{\mathrm{res}}| \leqslant \Gamma$。

由 $s_\alpha \cdot D_{\mathrm{res}} \leqslant |s_\alpha||D_{\mathrm{res}}|$ 可得:

$$\dot{V} \leqslant -k_\alpha |s_\alpha| + |s_\alpha| |D_{\mathrm{res}}| \quad (32)$$

显然,$V>0$,则选取控制器增益为

$$k_\alpha > \Gamma \quad (33)$$

令 $k_\alpha = \Gamma + \eta$,η 为任意小正数,则:

$$\dot{V} \leqslant -\eta |s_\alpha| \quad (34)$$

当滑模面偏离原点时,$\dot{V}<0$。β 轴证明同理。当滑模控制器增益 $\boldsymbol{k}$ 满足式(33)时,则滑模面函数 $\boldsymbol{s}$ 有限时间内收敛至 Δ 的邻域内。其中,Δ 为滑模面函数收敛后的稳态边界层厚度。此时,电压模型磁链在 ESO 补偿下收敛至真实磁链;同时,电流与电压模型估计的有功磁链重合。这使得电角度误差收敛于 0,估计磁链与真实磁链收敛。

根据分析,设计 SPMSM 无位置传感器控制系统结构框图,如图 5 所示。

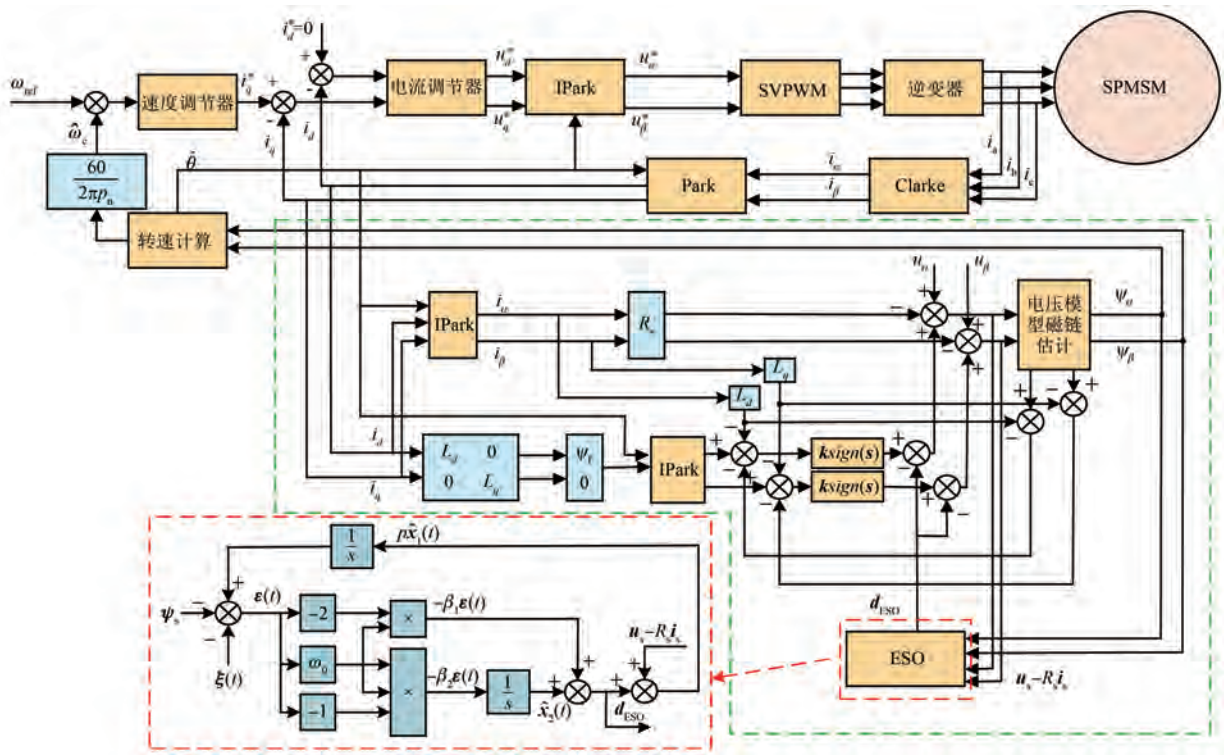


图 5 SPMSM 无位置传感器控制框图

Fig. 5 Block diagram of sensorless control for SPMSM

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

4 仿真分析

为验证本文所提改进 HMFO 控制方法的可行性，在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型。点击选择 SPMSM，具体仿真参数如表 1 所示。速度与电流调节器均采用 PI 调节器，空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation，SVPWM)开关频率为 10 kHz，仿真步长设置为 10 μs。

表 1 电机参数

Tab. 1 Motor parameters

参数名称	参数值
定子电阻/Ω	0.030 6
定子电感/mH	0.7
永磁体磁链/Wb	0.182 7
转动惯量/(kg·m^2)	0.003
阻尼系数/(N·m·s)	0.08
极对数	6
额定功率/kW	80
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
额定转矩/(N·m)	509.3
直流母线电压/V	520

4.1 磁链观测分析

在电机转速恒为 1 000 r/min、空载工况下进行仿真分析。图 6 为改进前后 HMFO 的 α 轴有功磁链观测波形图。由图 6 可知，电机起动过程中，改进 HMFO 相较于传统 HMFO 展现出更小的初始超调(峰值误差仅 0.003 Wb)和更快的收敛速度(0.015 s)，表明其动态调节机制能有效抑制瞬态积分误差积累，显著提升了定子磁链估算的暂态精度与稳定性。

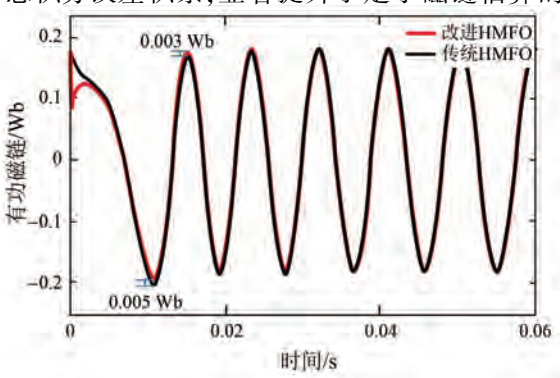


图 6 改进前后 HMFO 的 α 轴有功磁链观测

Fig. 6 Observation of the active flux linkage in the α-axis of HMFO before and after improvement

4.2 负载突变仿真

为模拟新能源客车爬坡等负载剧烈变化的工况，仿真采用过载工况进行测试。设定电机转速恒为 1 000 r/min，先让电机空载起动，然后在 0.2 s 时电机突加 800 N·m 负载转矩，最后在 0.4 s 时将负载转矩突然降至 400 N·m。电磁转矩仿真波形如图 7 所示，转速观测仿真波形如图 8 所示，位置观测仿真波形如图 9 所示。

由图 7~9 可知，改进 HMFO 控制方法能够良好地适应负载需求，并实现电机转速与位置角度信息的快速、准确跟踪。

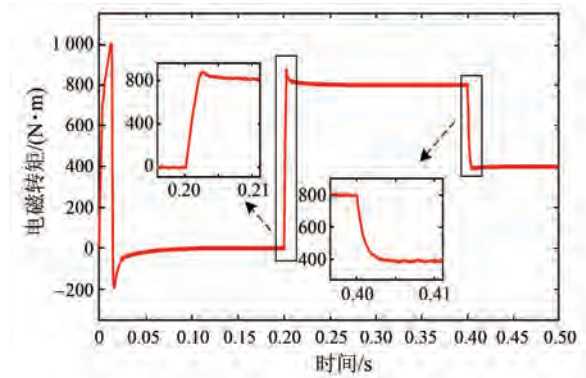


图 7 负载突变下改进 HMFO 的电磁转矩曲线

Fig. 7 The electromagnetic torque curve of the improved HMFO under load variation

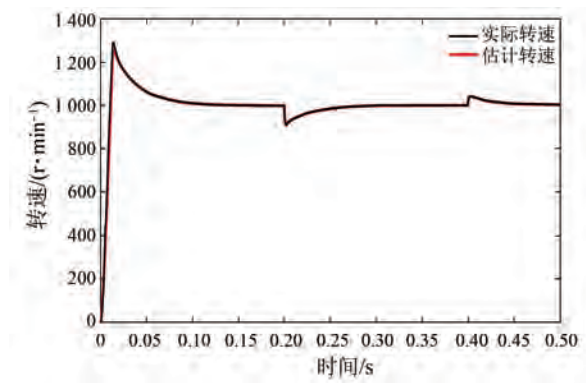


图 8 负载突变下改进 HMFO 的转速观测

Fig. 8 Rotating speed observation of improved HMFO under sudden load change

为了对比传统 HMFO 和改进 HMFO 在恒定转速下的性能，现对转速跟踪误差和位置角度跟踪误差进行仿真分析。负载突变下改进前后 HMFO 的转速误差仿真波形如图 10 所示。由图 10 可知，改进方案的转速瞬态误差峰值(±0.4 r/min)较传统

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

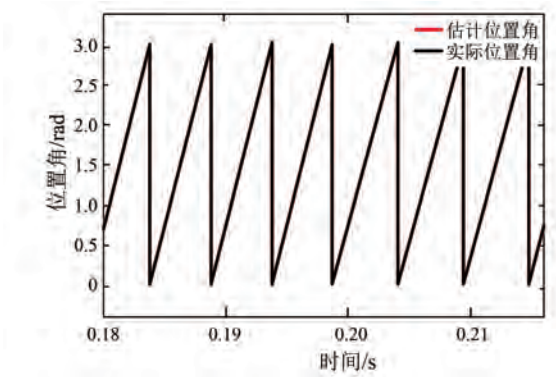


图 9　负载突变下改进 HMFO 的转子位置观测

Fig. 9　Rotor position observation of improved HMFO under sudden load change

方案(±0.6 r/min)降低了 33.3%,调节时间(4 ms)较传统方案(10 ms)缩短了 60%,且传统方案稳态时转速误差存在±0.5 r/min 的高频波动,改进方案曲线平滑,无明显波动。

负载突变下改进前后 HMFO 的位置误差仿真波形如图 11 所示。由图 11 可知,传统 HMFO 位置角度跟踪误差高达 4×10^{-4} rad,且伴随密集的高频抖振与极大的瞬态峰值;改进 HMFO 位置角度跟踪误差被限制在 1.6×10^{-5} rad 以内,精度提升了一个数量级,且系统稳态时曲线无明显波动。

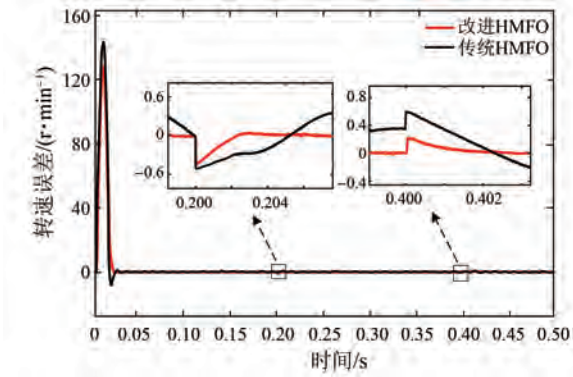


图 10　负载突变下改进前后 HMFO 的转速误差

Fig. 10　Speed errors of HMFO before and after improvement under sudden load change

4.3　转速突变仿真

为模拟新能源客车突然加速工况,在空载条件下电机先以 1 000 r/min 运行,0.3 s 时阶跃至额定转速 1 500 r/min。转速与位置的观测波形分别如图 12、13 所示。由图 12、13 可知,改进 HMFO 控制方法能够良好地适应转速突变需求,并实现电机转速与位置角度信息的快速、准确跟踪。

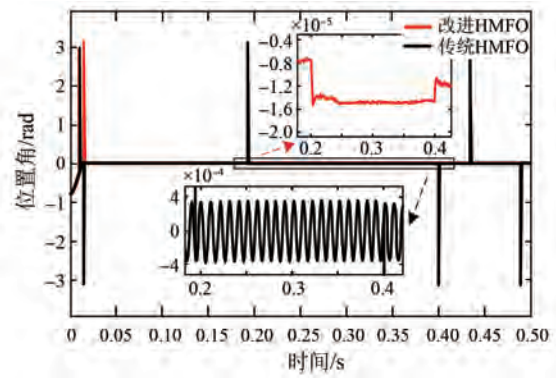


图 11　负载突变下改进前后 HMFO 的位置误差

Fig. 11　Position errors of HMFO before and after improvement under sudden load change

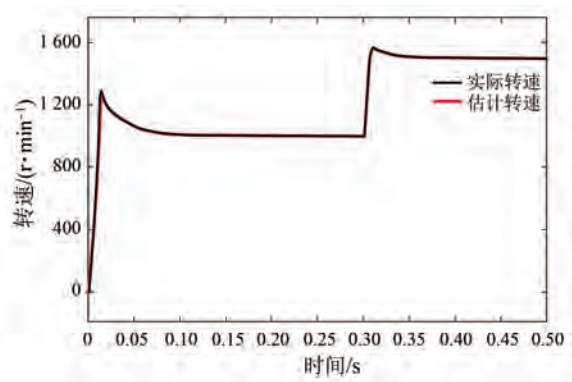


图 12　转速阶跃下改进 HMFO 的转速观测

Fig. 12　Speed observation of the improved HMFO under speed step

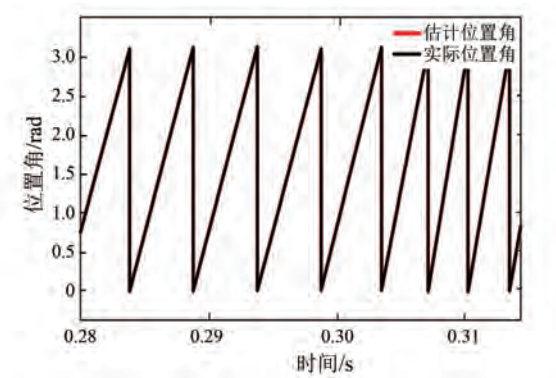


图 13　转速阶跃下改进 HMFO 的转子位置观测

Fig. 13　Rotor position observation of the improved HMFO under speed step

为了对比传统 HMFO 和改进 HMFO 在恒定负载下的性能,现对转速跟踪误差和位置角度跟踪误差进行仿真分析。转速阶跃下改进前后 HMFO 的转速误差仿真波形如图 14 所示。由图 14 可知,改进 HMFO 的瞬态误差峰值(±0.6 r/min)较传统

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

HMFO(±0.8 r/min)降低了 25%，调节时间(10 ms)较传统方案(20 ms)缩短了 50%。且传统 HMFO 稳态时转速误差存在±0.5 r/min 的高频波动，改进 HMFO 曲线平滑，无明显波动。

改进前后 HMFO 的位置误差仿真波形如图 15 所示。由图 15 可知，传统 HMFO 控制系统位置角度跟踪误差高达 4×10^{-4} rad，且伴随密集的高频抖振与极大的瞬态峰值；改进后的 HMFO 控制系统位置角度跟踪误差被限制在 2.5×10^{-5} rad 以内，精度提升了一个数量级，且系统稳态时曲线无明显波动。

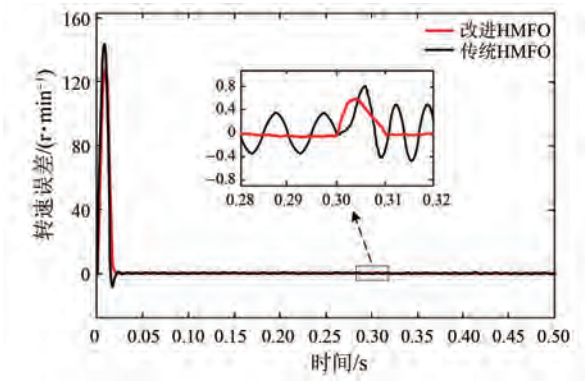


图 14　转速阶跃下改进前后 HMFO 的转速误差

Fig. 14　Speed errors of HMFO before and after improvement under speed step

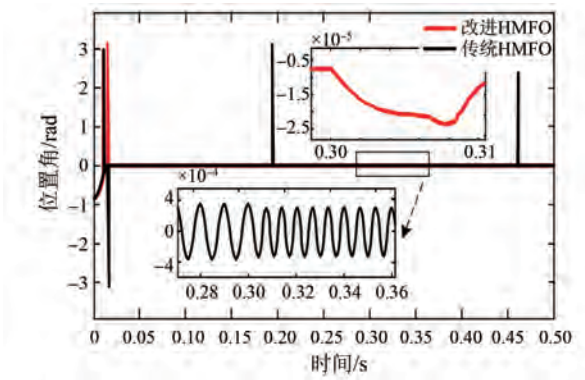


图 15　转速阶跃下改进前后 HMFO 的位置误差

Fig. 15　Position errors of HMFO before and after improvement under speed step

5　结语

本文提出了一种改进型 HMFO，通过理论分析与仿真验证得出以下结论。LPF-HPF 级联结构配合幅值相位补偿，能有效解决传统电压模型积分漂移与积分饱和问题；将电压与电流模型输出的有功磁链的差值通过滑模控制器反馈至电压模型中，形成闭环系统，使得观测器动态响应速度明显提升，其效果显著优于传统 PI 调节器；在混合模型磁链观测器中引入 ESO 对系统扰动进行补偿，显著提升了系统的鲁棒性，抑制了系统抖振，使得系统响应更稳定。本文验证工作基于仿真环境，未来将搭建实物试验平台，在实际工况下验证算法的有效性，并研究 ESO 带宽与滑模增益的自适应调节策略。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

郭广发进行了方案设计、内容总结与论文撰写，刘春芳参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Guo Guangfa carried out the scheme design, content summary and paper writing. Liu Chunfang participated in the review and revision of the paper. All the authors read and and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 钟高. 永磁同步电机无位置传感器转子位置估计方法研究[D]. 沈阳：东北大学，2020.
Zhong G. Research on position sensorless rotor position estimation method for permanent magnet synchronous motor [D]. Shenyang: Northeastern University, 2020.

[2] Qiu J L, Li Z, Li H T, et al. A unified and enhanced hybrid flux observer for encoderless control of AC motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(8): 7706-7715.

[3] 张凯雯，苏璟，黄浩，等. 基于 LuGre 摩擦模型与自抗扰技术的调速伺服系统复合控制策略[J]. 电机与控制应用，2023，50(10)：46-53+61.
Zhang K W, Su J, Huang H, et al. Composite control strategy of speed regulation servo system based on LuGre friction model and self-disturbance rejection technology [J]. Electric Machines & Control

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

Application, 2023, 50(10): 46-53+61.

[4] 宋吉来, 曲道奎, 徐方, 等. 机器人无力传感器主动柔顺控制研究[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 159-166.
Song J L, Qu D K, Xu F, et al. Active compliance control research for robots without force sensor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 159-166.

[5] 杨顺吉, 王天宝, 炊军立, 等. 基于场路耦合的永磁电机高频径向电磁力波分析[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(2): 24-35.
Yang S J, Wang T B, Chui J L, et al. High frequency radial electromagnetic force wave analysis of permanent magnet motor based on field-circuit coupling [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(2): 24-35.

[6] 朱铭志, 王玉彬. 基于 CLTC 工况的车用永磁同步电机 MTPA 控制[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(3): 236-248.
Zhu M Z, Wang Y B. MTPA control of permanent magnet synchronous motor for vehicles based on CLTC driving cycle [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(3): 236248.

[7] 孙学良, 周立, 田迎澳, 等. 基于模糊变系数超螺旋滑模观测器的无传感器控制[J]. 电源学报, 2026, 24(7): 315-325.
Sun X L, Zhou L, Tian Y A, et al. Sensorless control based on fuzzy variable coefficient super twisting sliding mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(7): 315-325.

[8] 张坤, 张航, 陈哲, 等. 基于非线性磁链观测器的永磁同步电机无位置传感器自抗扰控制策略[J]. 电源学报, 2026, 24(6): 319-327.
Zhang K, Zhang H, Chen Z, et al. Position-sensorless ADRC strategy for permanent magnet synchronous motor based on nonlinear flux observer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(6): 319-327.

[9] Wang S Q, Ding D W, Zhang G Q, et al. Flux observer based on enhanced second-order generalized integrator with limit cycle oscillator for sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15982-15995.

[10] 朱鹏程, 邹继明, 张文韬, 等. 基于高频信号注入法的单电流检测永磁同步电机低速无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(17): 6433-6449.
Zhu P C, Zou J M, Zhang W T, et al. A single-current-sensing sensorless control strategy for low-speed permanent magnet synchronous motors based on high-frequency signal injection [J]. Proceedings of the CSEE, 2026, 46(17): 6433-6449.

[11] 赵卓群, 赵辉, 吴频, 等. 潜油永磁同步电机的自抗扰控制技术研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 402-411.
Zhao Z Q, Zhao H, Wu P, et al. Research on active disturbance rejection control technology for submersible permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(4): 402-411.

[12] 姚楠, 杨淑英, 房佳禹, 等. 基于三阶广义积分器和滑动平均滤波器的 IPMSM 磁链和转子位置观测方案[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(2): 756-767.
Yao N, Yang S Y, Fang J Y, et al. IPMSM flux and rotor position observation scheme based on third-order generalized integrator and moving average filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2026, 46(2): 756-767.

[13] Li B J, Zou J B, Xu Y X, et al. Sensorless control of DTP-SynRM with hybrid flux observer and disturbance observer considering magnetic saturation and cross-coupling effect [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(9): 12295-12308.

[14] Niedermayr P, Alberti L, Bolognani S, et al. Implementation and experimental validation of ultrahigh-speed PMSM sensorless control by means of extended Kalman filter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 3337-3344.

[15] 金宁治, 邢杰, 王令, 等. 基于非线性干扰观测器永磁同步电机逆变器扰动误差补偿的研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 608-622.
Jin N Z, Xing J, Wang L, et al. Research of inverter disturbance error compensation based on nonlinear disturbance observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 608-622.

[16] Xu Z, Zhang T R, Bao Y L, et al. A nonlinear extended state observer for rotor position and speed estimation for sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 733-743.

[17] 李敏, 李林林, 周俊鹏. 基于改进型滑模变结构

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用，2024，51(2)：22-33.
Li M，Li L L，Zhou J P. Sensorless vector control of PMSM based on improved sliding mode with variable structure [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(2)：22-33.

[18] Gong X B，Ma X D，Wang W，et al. Improved statically compensated voltage model for full speed sensorless SPMSM drive [C]// 2025 IEEE International Conference on Industrial Technology，Wuhan，China，2025：1-6.

[19] 刘和平，苗轶如，刘静，等. 带新型死区补偿策略的感应电机磁链转速观测器[J]. 电机与控制学报，2019，23(2)：1-10.
Liu H P，Miao Y R，Liu J，et al. Induction motor flux and speed observers with a dead-time compensation strategy [J]. Electric Machines and Control，2019，23(2)：1-10.

[20] Yu W B，Yang G L，Wang L Q，et al. Improved flux linkage observer for position estimation of permanent magnet synchronous linear motor [J]. Mechanical Sciences，2024，15：99-109.

[21] 冯智缤. 基于扩展磁链观测的永磁同步电机无位置传感器控制策略[D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2022.
Feng Z B. Sensorless control strategy of PMSM based on extended flux observation [D]. Harbin：Harbin Institute of Technology，2022.

[22] 徐岸非，朱雪松，袁雷. 考虑相位补偿和参数失配的永磁同步电机混合模型磁链观测器[J]. 电源学报，2026，24(8)：251-263+305.
Xu A F，Zhu X S，Yuan L. Hybrid model flux observer of PMSM considering phase compensation and parameter mismatch [J]. Journal of Power Supply，2026，24(8)：251-263+305.

[23] Xu A F，Zhu X S，Yuan L. Hybrid model flux observer for PMSM sensorless control system considering parameter disturbances and measurement noise [J]. IEEE Access，2025，13：33049-33061.

[24] 杨影，黄锐，余衍谱. 直接转矩控制中定子磁链观测方案对比研究[J]. 电机与控制应用，2016，43(7)：7-11.
Yang Y，Huang R，Yu Y P. Comparative research of stator flux observer in direct torque control [J]. Electric Machines & Control Application，2016，43(7)：7-11.

[25] Liu W J，Lu X，Sun Q Q. Improved flux observer based on voltage-current hybrid model for PMSM [C]// 2023 2nd Conference on Fully Actuated System Theory and Applications，Qingdao，China，2023：894-899.

收稿日期：2026-05-27
收到修改稿日期：2026-06-22

作者简介：
郭广发(2002—)，男，硕士研究生，研究方向为永磁同步电机控制，18203997749@163.com；
*通信作者：刘春芳(1975—)，女，博士，教授，研究方向为伺服系统控制、鲁棒控制及计算机仿真，lcfgfbs@126.com。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.