DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.251 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

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

徐岸非(中国电源学会高级会员)，朱雪松，袁 雷(中国电源学会会员)
(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室，武汉 430068)

摘要：传统混合模型磁链观测器 HMFO(hybrid model flux observer)在低速下的相位偏差导致其对磁链估计存在误差，而参数不匹配的情况更会给其稳定性带来严重挑战。为了提高磁链观测器的准确性及参数鲁棒性，采用一种考虑相位补偿和参数失配的磁链观测模型，采用相位补偿的传递函数，并引入扩张状态观测器 ESO(extended state observer)对参数失配所造成的扰动进行前馈补偿。最后设计了电机在启动及全速域下的相位补偿对比实验、参数鲁棒性实验、负载突变实验与极低速实验。实验结果不仅表明该控制策略能够增强系统对参数扰动的鲁棒性，提升系统的估计精度，还验证了该控制策略的有效性与可行性。

关键词：混合模型磁链观测器；相位补偿；参数失配；扩张状态观测器

Hybrid Model Flux Observer of PMSM Considering Phase Compensation and Parameter Mismatch

XU Anfei, *Senior Member*, *CPSS*, ZHU Xuesong, YUAN Lei, *Member*, *CPSS*
(Hubei Key Laboratory of Solar Energy Efficient Utilization and Energy Storage Operation Control, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: In the traditional hybrid model flux observers (HMFO), errors exist in flux estimation due to phase deviation at low speeds, and the case of parameter mismatch will even bring serious challenges to their stability. To improve the accuracy and parameter robustness of flux observers, a flux observation model taking phase compensation and parameter mismatch into account is adopted, a transfer function for phase compensation is used, and an extended state observer (ESO) is introduced to conduct feedforward compensation for the disturbances caused by parameter mismatch. Finally, phase compensation comparison experiments, parameter robustness experiments, load sudden change experiments and experiments at extremely low speeds for a motor during its startup and in its full speed range were designed. Experimental results show that the proposed control strategy can enhance the system's robustness with respect to parameter disturbances and improve the estimation accuracy of the system, and they also verify the effectiveness and feasibility of this control strategy.

Keywords: Hybrid model flux observer (HMFO); phase compensation; parameter mismatch; extended state observer (ESO)

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)因功率密度高、效率高、转矩大等优势，在轨道牵引、航空航天、风力发电等领域广泛应用。对 PMSM 进行精确的转速与角度控制时，需获取电机转动中精确的转子位置和角度信息，但使用传统机械传感器不仅会增加使用成本，其安装精准度和耐久性问题还会降低驱动系统的可靠性[1-3]。

收稿日期：2024-11-19；**修回日期**：2024-12-18；**录用日期**：2025-01-26；**网络首发日期**：2025-02-25
基金项目：湖北省教育厅科技研究计划资助项目(D20221401)；湖北工业大学博士科研启动基金资助项目(XJ2021000302)
This work is supported by the Science and Technology Research Plan of Hubei Provincial Department of Education under the grant D20221401; the Doctoral Research Startup Foundation of Hubei University of Technology under the grant XJ2021000302

无传感器控制算法不但能节省机械传感器带来的经济成本，而且相比之下在各种工况下稳定性更强，因此 PMSM 的无传感器控制策略成为近几十年学者的研究热点。目前，无传感器控制算法大致分为 2 类：一类是基于对电感凸极注入高频信号，利用其与转子位置的相互作用提取转子位置，此算法在零速和低速时控制效果较为精确，然而注入频率通常在几百赫兹到几千赫兹区间，该频段信号会刺激人耳并对周围电子设备产生电磁干扰，且高频信号会导致转矩脉动和直流母线利用率不足的问题，这些影响限制了该方法的进一步发展；另一类是基于电机模型获取转子位置和转速信息，这种控制方法在中速到高速范围内性能良好，并且随着研究人员不断优化，通过引入超螺旋滑模、扩张状态观测器 ESO(extended state observer)等环节，该算法在低速状态下的控制精度也有所提升。与反电动势模型相比，磁链模型在电机高速或低速转动时均能保持稳定，因此基于磁链模型的无位置传感器成为研究热点，但传统磁链模型使用的积分器会引起直流磁链偏置和积分漂移问题，且受逆变器非线性、直流偏置和谐波因素的影响[4]。

随着研究的进一步发展，学者们针对 PMSM 无位置传感器控制性能的研究已不再仅聚焦于位置观测的准确性，在确保 PMSM 无位置传感器控制器结构尽可能简单的情况下，在性能方面要求其能够同时实现高速与低速下的良好观测效果并实现零速启动，同时需在参数失配、逆变器死区效应、缺相等复杂工况下仍能进行准确观测。文献[5]为了消除参数失配对观测系统的影响，引入定子电阻在线辨识优化滑模观测无位置传感器算法，确保了在观测位置信息时参数的准确性；文献[6]提出了一种新型全阶磁链模型，通过扩展全阶观测器的稳定运行区间，克服了降阶观测器的局部稳定缺陷，使得系数整定更为便捷，实验结果表明，观测器在电机以电动机模式和发电机模式宽速域突变负载的情况下能够保持良好的观测效果，并且有效降低了观测器对参数的敏感度；文献[7]提出了一种具有自适应磁链补偿的 PMSM 转子磁链观测器，通过比例积分 PI(proportional integral)控制器将直流偏置分量和高次谐波分量反馈到磁链积分器的输入端，消除了磁链积分观测器的直流偏置分量和高次谐波分量，确保了在系统中含有高频谐波分量的情况下仍能准确观测位置信息；文献[8]提出将电压与电流模型对磁链观测结果的误差通过 PI 控制器进行补偿，并通过优化特征传递函数有效消除了磁链观测中直流偏置的影响，降低了相位偏移对磁链观测结果的影响，但所提方案因不具备初始位置观测能力，因此无法适用于 PMSM 启动控制，仅适用于异步电机的启动和控制；文献[9]提出了一种高精度无差拍磁链观测器，其所提优化后的传递函数适用于 PMSM，但仍受到电阻参数失配的影响。

本文针对传统混合模型磁链观测器 HMFO (hybrid model flux observer)中相位偏移导致输出磁链恶化、电阻和电感参数失配进一步加剧输出角度误差的问题，一方面，基于文献[7-9]提出的将电压模型与电流模型通过 PI 控制器结合的方案，通过优化其特征函数补偿相位偏移，并从模型自适应角度分析了该模型能够适用于 PMSM 的原因；另一方面，针对混合模型磁链参数敏感性问题，基于磁链状态方程设计 ESO，提取参数失配等因素造成的未知扰动并前馈补偿到电压模型，以降低观测器对参数失配的敏感度。最后基于 200 W PMSM 无位置传感器实验平台设计多工况下的无位置传感器控制实验，验证所提观测器对转子位置与转速信息估计的可行性和有效性。

1 HMFO 数学模型及特性分析

PMSM 在静止坐标系下的电压方程[9]为

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

式中：$[u_\alpha\ u_\beta]^\mathrm{T}$ 和 $[i_\alpha\ i_\beta]^\mathrm{T}$ 分别为 $\alpha\beta$ 轴的电压和电流矢量；R_s 为定子电阻；p 为微分算子；$[\psi_{\mathrm{s}\alpha}\ \psi_{\mathrm{s}\beta}]^\mathrm{T}$ 为 $\alpha\beta$ 轴的定子磁链。

PMSM 的定子磁链电流模型表达式为

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

式中：θ_e为电机电角度；$[i_d\ i_q]^T$为旋转坐标系下的电流矢量；L_s为定子电感；ψ_d为永磁体磁链。

因此，可以得到 PMSM 在电压模型与电流模型下的磁链方程[10]为

$$\begin{bmatrix}\psi_{s\alpha}\\ \psi_{s\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_e & -\sin\theta_e\\ \sin\theta_e & \cos\theta_e\end{bmatrix}\begin{bmatrix}L_s i_d+\psi_d\\ L_s i_q\end{bmatrix}=\int\left(\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-R_s\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}\right)\mathrm{d}t \tag{3}$$

$\psi_{s\alpha}$、$\psi_{s\beta}$分别为 α、β 轴上的定子磁链分量，电流模型含有角度信息，将转子角度展开后可得

$$\begin{cases}\psi_{s\alpha}=L_s i_d\cos\theta_e+\psi_d\cos\theta_e-L_s i_q\sin\theta_e=\\ \qquad\psi_d\cos\theta_e+L_s i_\alpha\\ \psi_{s\beta}=L_s i_d\sin\theta_e+\psi_d\sin\theta_e+L_s i_q\cos\theta_e=\\ \qquad\psi_d\sin\theta_e+L_s i_\beta\end{cases} \tag{4}$$

定义含有电角度信息的磁链分量为 $\alpha\beta$ 轴上的有功磁链$[\psi_{A\alpha}$、$\psi_{A\beta}]^T$，即

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

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

根据式(4)可得，通过电压模型和电流模型获得 $\alpha\beta$ 轴上的磁链分量ψ_s，定义由电压模型得到的磁链分量为ψ_s^{VM}；由电流模型得到的磁链分量为ψ_s^{CM}。

在实际观测过程中，逆变器非线性、积分初值的饱和效应等因素均会导致观测磁链偏离实际值。为了抑制磁链偏移，将 2 种模型计算得到的有功磁链的差值通过 PI 控制器补偿到电压模型中进行磁链校正，其表达式为

$$p\psi_s=\boldsymbol{u}_s-R_s\boldsymbol{i}_s+\left(k_p+\frac{k_i}{s}\right)(\psi_A^{CM}-\psi_A^{VM}) \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{u}_s$为 $\alpha\beta$ 轴定子电压，$\boldsymbol{u}_s=[u_\alpha\ u_\beta]^T$，$\boldsymbol{i}_s$为 $\alpha\beta$ 轴定子电流，$\boldsymbol{i}_s=[i_\alpha\ i_\beta]^T$；$k_p$和 k_i分别为有功磁链 PI 校正环节的比例增益和积分增益；ψ_A^{CM}为电流模型计算得到的有功磁链分量；ψ_A^{VM}为电压模型计算得到的有功磁链分量。

基于电压电流混合模型的磁链观测器拓扑结构如图 1 所示，其克服了由电压模型的积分饱和效应所带来的累积误差，使得磁链观测更加精准，提高了转子位置与转速的观测精度[11]。图中：ψ_A为有功磁链；$\boldsymbol{u}_{comp}$为 PI 控制器输出的电压补偿矢量，用于修正电压模型中的积分误差。

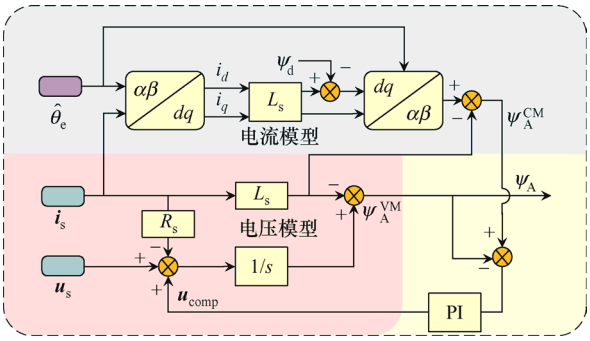


图 1　基于电压电流混合模型的磁链观测器

Fig. 1 Flux observer based on hybrid voltage-current model

2　考虑相位补偿的 HMFO

2.1　HMFO 相位偏移特性分析

由式(1)可得，电压型磁链模型实际是通过计算扩展反电动势，再通过扩展反电动势的积分获取磁链信息，基于信号的完整性进行分析，对 HMFO 拓扑结构进行简化后可得其为双输入单输出的拓扑结构模型[12]，如图 2 所示。

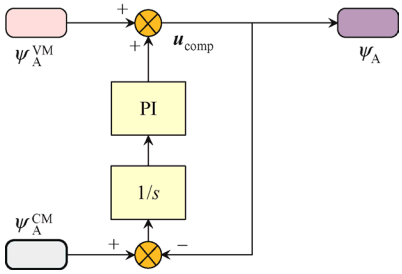


图 2　HMFO 简化结构

Fig. 2 Simplified structure of HMFO

列写 HMFO 的状态方程为

$$\begin{cases}\varepsilon=\psi_A^{CM}-\psi_A^{VM}\\ \psi_s=\dfrac{\varepsilon}{s}\left(k_p+\dfrac{k_i}{s}\right)+\psi_A^{VM}\end{cases} \tag{7}$$

式中：ε 为有功磁链输出误差；s 为拉普拉斯算子。

对状态方程进行化简可得 HMFO 的传递函数为

$$\psi_{\mathrm{A}}=\frac{k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}{s^2+k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}+\frac{s^2}{s^2+k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}} \tag{8}$$

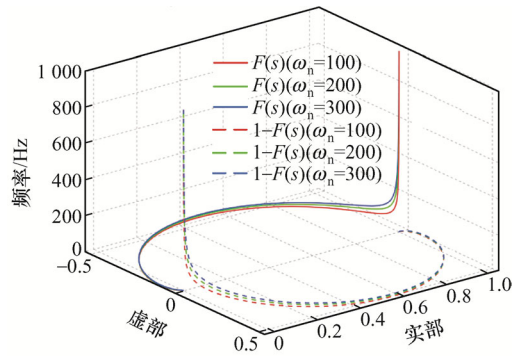
由式(8)可知，HMFO 有效利用了低速的电流模型与高速的电压模型，将 2 种模型结合可以有效抑制逆变器非线性和直流偏置的影响。但观测器仍受到磁链相位及参数变化的影响，其性能在一定程度上有所降低。设定 HMFO 特征函数[13]为

$$F(s)=\frac{s^2}{s^2+k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}} \tag{9}$$

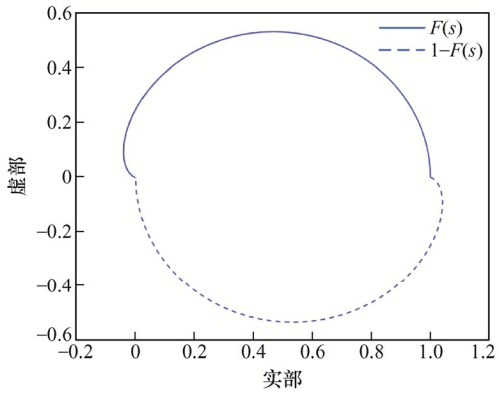
设定 $k_{\mathrm{p}}=2\xi\omega_{\mathrm{n}}$，$k_{\mathrm{i}}=\omega_{\mathrm{n}}^2$，可得系统极点为 $s=(-\xi\pm\sqrt{\xi^2-1})\omega_{\mathrm{n}}$，$\xi$ 为阻尼比，ω_{n} 为 PI 控制器带宽。为了使系统稳定，应当令系统闭环极点处于左半平面，因此可求得 ξ>1，ξ 过大会使系统稳定性降低，因此取 ξ=2，则

$$\psi_{\mathrm{A}}=[1-F(s)]\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}+F(s)\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}} \tag{10}$$

将 s=jω_{e} 代入式(9)，ω_{e} 为电角速度，绘制 $F(s)$ 与 $1-F(s)$ 实部与虚部随着频率变化的三维曲线，如图 3 所示。可以看出，随着角频率的增大，$F(s)$ 的实部由 0 开始下降至小于 0 后再增大，并且随着频率的增加趋近于 1，$1-F(s)$ 的变化趋势相反。由图 3 可知，$F(s)$与$1-F(s)$ 虚部的存在使得 2 种模型之间存在一定相位差，导致输出磁链存在额外相位，使输出磁链进一步恶化，因此应当对 $F(s)$与 $1-F(s)$ 进行相位偏移补偿，使得 2 种模型的磁链可以进行线性叠加[14]。



(a) 传统特征函数曲线



(b) 特征函数复数投影曲线

图 3 传统特征传递函数曲线

Fig. 3 Traditional characteristic transfer function curves

2.2 考虑相位补偿的 HMFO

为了优化 HMFO 输出磁链，需要对传递函数进行相位补偿，将 s=jω_{e} 代入传统磁链观测器传递函数，得其指数形式为

$$F(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}})=\frac{(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}})^2}{-\omega_{\mathrm{e}}^2+k_{\mathrm{p}}\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}}+k_{\mathrm{i}}} \tag{11}$$

式中，j 为虚数单位。

ω_{e} 的幅频与相频表达式分别为

$$\begin{cases}|F(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}})|=\dfrac{\omega_{\mathrm{e}}^2}{\sqrt{(k_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{e}}^2)^2+(k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{e}})^2}}\\ \angle F(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{e}})=\pi-\arctan\left(\dfrac{k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{e}}}{k_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{e}}^2}\right)\end{cases} \tag{12}$$

为了抑制相位偏移，对 $F(s)$相位进行补偿，补偿优化后的传递函数 $F^*(s)$为

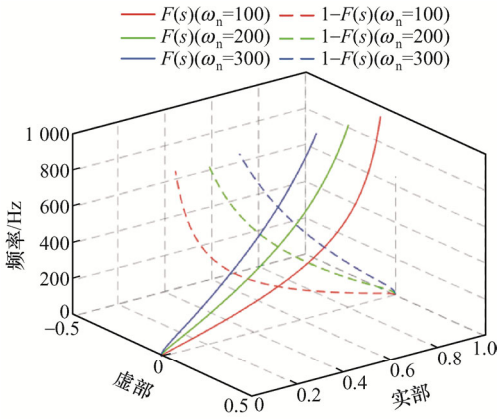
$$F^*(s)=\frac{s^2}{s^2+k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\alpha} \tag{13}$$

式中，$\alpha=\pi-\arctan\left(\dfrac{k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{e}}}{k_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{e}}^2}\right)$，表示对偏移磁链进行相位补偿，以抵消其虚部对合成磁链所产生的影响。而实际上 $F^*(s)$由于相位被补偿，对输入信号仅剩下关于ω_{e}的幅值增益，即

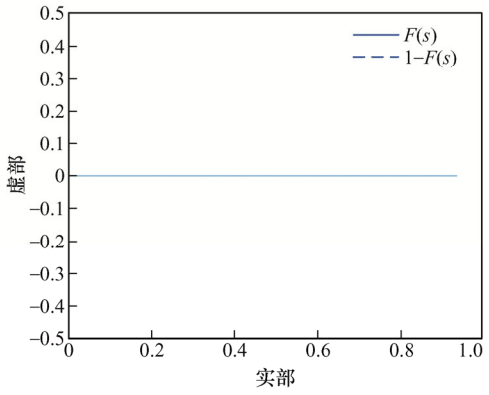
$$\psi_{\mathrm{A}}=\frac{\sqrt{k_{\mathrm{i}}^2+(k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{e}})^2}}{\sqrt{(k_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{e}}^2)^2+(k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{e}})^2}}\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}+\frac{\omega_{\mathrm{e}}^2}{\sqrt{(k_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{e}}^2)^2+(k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{e}})^2}}\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}} \tag{14}$$

绘制 $F^*(s)$与 $1-F^*(s)$实部与虚部随着频率变化

的三维曲线，如图 4 所示，可以看出，其虚部通过相位补偿近似为 0，而实部随着频率增大由 0 无限接近于 1，且实部与虚部在合成磁链时并不会增加额外相位。



(a) 新特征函数曲线



(b) 新特征函数复数投影曲线

图 4　相位补偿特征传递函数曲线

Fig. 4 Phase compensation characteristic transfer function curves

3　考虑参数失配的 HMFO

3.1　参数扰动对 HMFO 的影响

常规电流模型主要受电感参数的影响，常规电压模型主要受电阻等参数的影响[15]。定义角度误差、有功磁链误差、复频域下的有功磁链分别为

$$\begin{cases}\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}=\hat{\theta}_{\mathrm{e}}-\theta_{\mathrm{e}}\\ \tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}=\hat{\psi}_{\mathrm{A}}-\psi_{\mathrm{A}}\\ \psi_{\mathrm{A}}=\psi_{\alpha}+\mathrm{j}\psi_{\beta}\end{cases}\tag{15}$$

式中：$\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}$ 为角度误差；$\hat{\theta}_{\mathrm{e}}$ 和 θ_{e} 分别为观测器估计转子电角度和实际转子电角度；$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}$ 为有功磁链误差；$\hat{\psi}_{\mathrm{A}}$ 为观测器估计有功磁链；ψ_{α}、ψ_{β} 分别为有功磁链在 α、β 轴的分量。为了便于分析，考虑电角度为 0 的时刻。

在考虑电阻参数扰动时，实际电阻参数表示为 $R_{\mathrm{real}}=\Delta R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{s}}$，$\Delta R_{\mathrm{s}}=\delta_R R_{\mathrm{s}}$，$\delta_R$ 为定子电阻误差系数，误差方程为

$$\begin{cases}\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}=\hat{\psi}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}-\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}=-\int(\Delta R_{\mathrm{s}}i_{\alpha}+\mathrm{j}\Delta R_{\mathrm{s}}i_{\beta})\mathrm{d}t\\ \tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}=\hat{\psi}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}-\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}=(\psi_{\mathrm{d}}\cos\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}-\sin\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{s}}i_q-\psi_{\mathrm{d}})+\\ \qquad\mathrm{j}(\psi_{\mathrm{d}}\sin\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}+\cos\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{s}}i_q-L_{\mathrm{s}}i_q)\end{cases}\tag{16}$$

式中：$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}=[\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\alpha}^{\mathrm{VM}}\quad\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\beta}^{\mathrm{VM}}]^{\mathrm{T}}$，$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}=[\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\alpha}^{\mathrm{CM}}\quad\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\beta}^{\mathrm{CM}}]^{\mathrm{T}}$；$i_{\alpha}$、$i_{\beta}$ 分别为定子电流在 α、β 轴的分量。

考虑电感参数扰动时，实际电感参数表示为 $L_{\mathrm{real}}=\Delta L_{\mathrm{s}}+L_{\mathrm{s}}$，$\Delta L_{\mathrm{s}}=\delta_L L_{\mathrm{s}}$，$\delta_L$ 为定子电感误差系数，误差方程为

$$\begin{cases}\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}=\hat{\psi}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}-\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}=-\Delta L_{\mathrm{s}}i_{\alpha}-\mathrm{j}\Delta L_{\mathrm{s}}i_{\beta}\\ \tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}=\hat{\psi}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}-\psi_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}=(\psi_{\mathrm{d}}\cos\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}-\sin\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{s}}i_q-\psi_{\mathrm{d}})+\\ \qquad\mathrm{j}(\psi_{\mathrm{d}}\sin\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}+\cos\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{s}}i_q-L_{\mathrm{s}}i_q)\end{cases}\tag{17}$$

混合模型误差传递函数表达式为

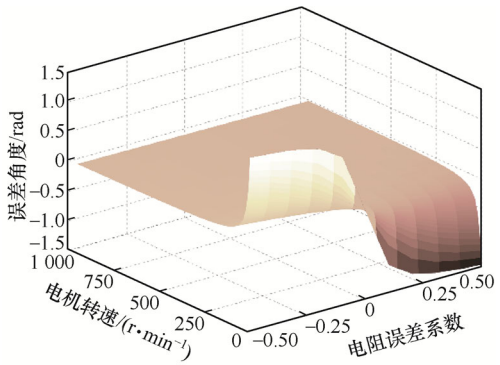
$$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}=\frac{k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}{s^2+k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}+\frac{s^2}{s^2+k_{\mathrm{p}}s+k_{\mathrm{i}}}\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}\tag{18}$$

在考虑电阻误差引起的磁链观测误差及电感误差引起的磁链观测误差后得到有功磁链，再通过反正切函数得到观测角度，建立观测角度误差表达式为

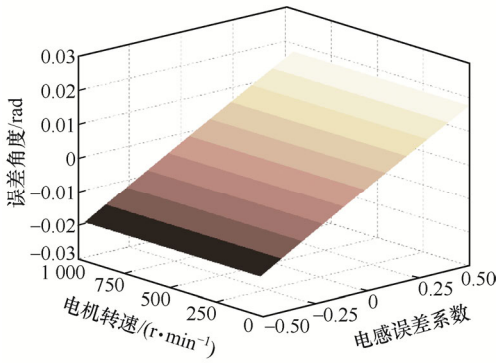
$$\begin{cases}\hat{\theta}_{\mathrm{e}}=\arctan\left(\dfrac{\hat{\psi}_{\mathrm{A}\beta}}{\hat{\psi}_{\mathrm{A}\alpha}}\right)=\arctan\left(\dfrac{\psi_{\mathrm{A}\beta}+\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\beta}}{\psi_{\mathrm{A}\alpha}+\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\alpha}}\right)\\ \theta_{\mathrm{e}}=\arctan\left(\dfrac{\psi_{\mathrm{A}\beta}}{\psi_{\mathrm{A}\alpha}}\right)\\ \tilde{\theta}_{\mathrm{e}}=\hat{\theta}_{\mathrm{e}}-\theta_{\mathrm{e}}=\arctan\left(\dfrac{\psi_{\mathrm{A}\beta}+\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\beta}}{\psi_{\mathrm{A}\alpha}+\tilde{\psi}_{\mathrm{A}\alpha}}\right)-\arctan\left(\dfrac{\psi_{\mathrm{A}\beta}}{\psi_{\mathrm{A}\alpha}}\right)\\ \hat{\omega}_{\mathrm{e}}=p\dot{\hat{\theta}}_{\mathrm{e}}\end{cases}\tag{19}$$

以电阻参数为例，考虑在 i_d=0 A、i_q=2 A 的情

况下，根据式(10)所示电压模型与电流模型的加权关系，将参数误差引起的$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{VM}}$与$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{CM}}$代入该误差加权关系，可得到融合后的有功磁链观测误差$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{A}}$。根据式(4)，观测磁链满足$[\hat{\psi}_{\mathrm{A}\beta} \quad \hat{\psi}_{\mathrm{A}\alpha}]^{\mathrm{T}}=[0 \quad \psi_{\mathrm{d}}]^{\mathrm{T}}$的特定关系。由此，依据式(19)得出电阻和电感参数误差系数与电机转速和角度误差之间的数学关系。参数误差系数对观测角度的影响如图 5 所示。



(a) 电阻参数敏感性



(b) 电感参数敏感性

图 5 参数误差系数对观测角度的影响

Fig. 5 Influence of parameter error coefficient on observation angle

在参数存在误差的情况下，高速运行状态下电感参数扰动起主导作用，低速运行时则电阻参数扰动占据主导地位。总体而言，电阻参数对观测结果的影响大于电感参数的影响。为提升系统鲁棒性，本文通过将 ESO 引入 HMFO，借助 ESO 对系统扰动与参数误差扰动进行估计并补偿[16]，以提高观测器对磁链的估计精度与系统整体的参数鲁棒性。

3.2 考虑 ESO 补偿的 HMFO

根据式(6)建立的 HMFO 状态方程为

$$p\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}-R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}+u_{\mathrm{comp}} \tag{20}$$

式中，u_{comp}为 PI 控制器的电压补偿项。

磁链观测器为一阶单输入单输出系统，其状态方程可以表示为

$$px=f(x,t)+\omega(t)+bu_0 \tag{21}$$

式中：x为状态变量；$f(x,\ t)$为系统已知扰动；$\omega(t)$为系统外部未知扰动；b为系统输入增益；u_0为系统输入。上述变量满足关系

$$\begin{cases} x=\psi_{\mathrm{s}} \\ bu_0=\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}} \\ -R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}=f(x,t) \end{cases} \tag{22}$$

将系统未知扰动与系统已知扰动视为集中扰动$d(t)$，并用x_2作为扩张状态变量。该一阶系统的状态方程为

$$\begin{cases} px_1(t)=x_2(t)+bu_0(t) \\ px_2(t)=pd(t)=h(t) \end{cases} \tag{23}$$

式中：$x_1(t)=\psi(t)$为电压模型中待估计的磁链分量；$x_2(t)$=$d(t)$为扩张状态变量，用于表征参数失配、未建模动态及外部扰动等组成的集中扰动；$h(t)$为系统集中扰动的导数，$h(t)=pd(t)$且$h(t)\leqslant h_0$，h_0为h的系统边界。

该 ESO 误差状态方程可描述为

$$\begin{cases} e(t)=\hat{x}_1(t)-x_1(t) \\ p\hat{x}_1(t)=\hat{x}_2(t)+bu_0(t)-\beta_1 e(t) \\ p\hat{x}_2(t)=-\beta_2 e(t) \end{cases} \tag{24}$$

式中：$e(t)$为对x_1的估计误差；$\hat{x}_1$和$\hat{x}_2$分别为x_1和x_2的状态估计值；β_1和β_2为 ESO 增益。

依据带宽法整定观测器增益：β_1=$2\omega_0$，β_2=ω_0^2，ω_0为 ESO 带宽增益。为了提升 ESO 对扰动的估计精度，ω_0应远高于ω_{e}，以确保包含参数失配的未知扰动可以被视为总扰动的一部分被实时估计。但过高的ω_0通常会使得系统对测量噪声敏感，给 ESO 的扰动估计带来困难。补偿 ESO 拓扑结构如图 6 所示，图中，$\hat{\omega}_{\mathrm{u}}$为 ESO 对系统集中扰动的估计值。

3.3 ESO 扰动估计性能分析

定义 ESO 对于扰动的估计误差为

$$\Delta x(t)=\hat{x}(t)-x(t) \tag{25}$$

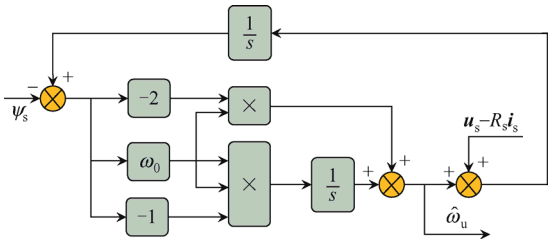


图 6　补偿 ESO 拓扑结构

Fig. 6 Topological structure of compensated ESO

根据状态方程得到误差动态方程为

$$\begin{cases} p\Delta x_1(t)=\beta_1\varepsilon(t)-\Delta x_2(t) \\ p\Delta x_2(t)=\beta_2\varepsilon(t)-d(t) \end{cases} \tag{26}$$

由误差状态方程可推导出估计误差和估计集中扰动对集中扰动的传递函数为

$$\begin{cases} \dfrac{\varepsilon(s)}{d(s)}=\dfrac{-s}{s^2+\beta_1 s+\beta_2} \\ \dfrac{\hat{x}_2(s)}{d(s)}=\dfrac{\beta_2}{s^2+\beta_1 s+\beta_2} \end{cases} \tag{27}$$

根据式(27)可得，传递函数与系统模型无关，仅与设定的β_1和β_2有关，因此β_1和β_2可独立于系统模型进行参数调整，确保了扰动估计的参数鲁棒性。由式(27)可得 ESO 中估计扰动误差$\Delta x_2(t)$对总扰动 $d(t)$的传递函数为

$$\frac{\Delta\hat{x}_2(s)}{d(s)}=\frac{-(s^2+\beta_1 s)}{s^2+\beta_1 s+\beta_2} \tag{28}$$

对传递函数进行拉普拉斯反变换可得

$$\frac{\Delta\hat{x}_2(t)}{d(t)}=\omega_0^2 t\mathrm{e}^{-\omega_0 t}-\delta(t) \tag{29}$$

式中：$\delta(t)$为狄拉克函数；$\Delta\hat{x}_2(t)$为时域下的扰动估计误差。

当扰动项为常数时，即 $d(t)=C$，C 为常数，可求得 $\Delta\hat{x}_2(t)=\lim\limits_{t\to\infty}\omega_0^2 Ct\mathrm{e}^{-\omega_0 t}=0$；当扰动项为斜坡扰动时，即 $d(t)=Ct$，可求得 $\Delta\hat{x}_2(t)=\lim\limits_{t\to\infty}\omega_0^2 Ct t\mathrm{e}^{-\omega_0 t}=0$；当扰动项为时变函数时，可求得 $\Delta\hat{x}_2(\mathrm{j}\omega_\mathrm{e})\approx\dfrac{4}{\omega_0}|d(t)|$。

改进混合模型磁链误差观测器控制系统框图如图 7 所示。图中：$\mathrm{S_r}$为制动保护电阻支路中的功率开关器件；S_{ij}为三相逆变器第 i 相第 j 个功率开关器件，i=a、b、c，j=1、2，j=1 表示上桥臂开关器件，j=2 表示下桥臂开关器件；ω_{ref}为机械转速给定值；$\hat{\omega}$为

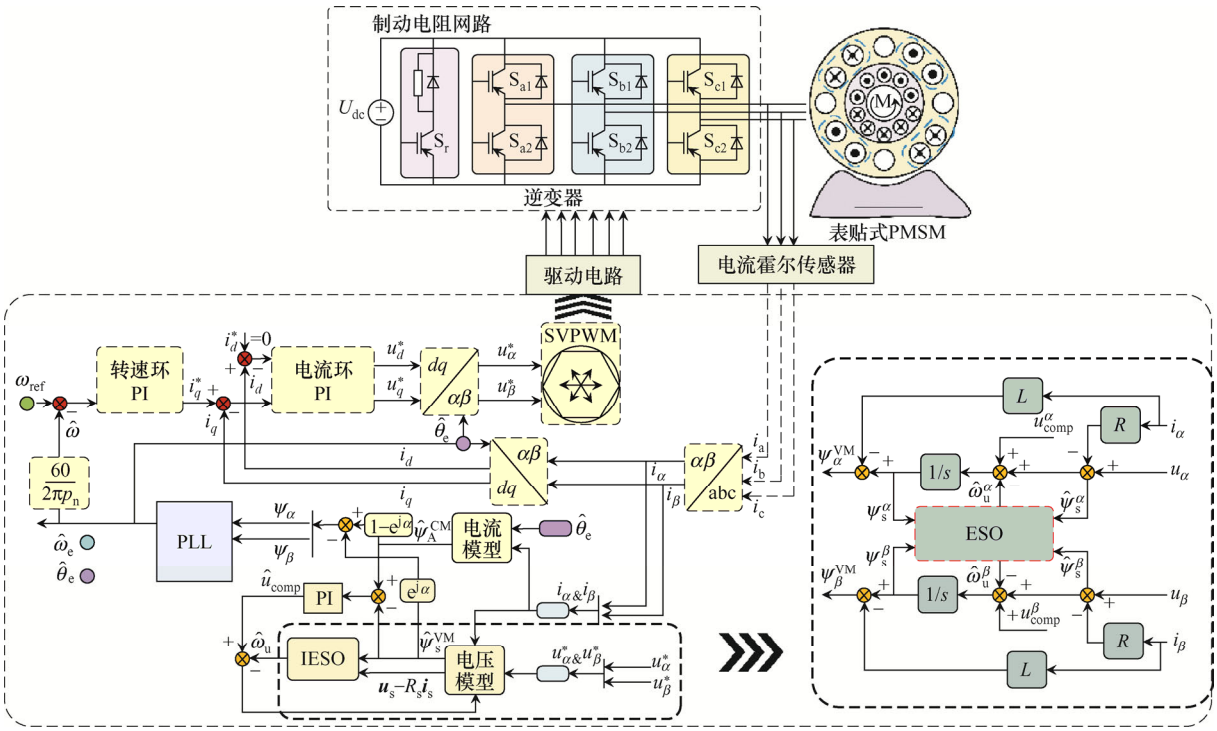


图 7　改进混合模型磁链误差观测器控制系统框图

Fig. 7 Block diagram of control system for improved hybrid model flux error observer

机械转速估计值；p_n 为电机极对数；i_d^*、i_q^* 分别为 d、q 轴电流给定值；u_d^*、u_q^* 分别为 d、q 轴电压给定值；u_α^*、u_β^* 分别为 α、β 轴电压给定值；ψ_α^{CM}、ψ_β^{CM} 分别为电流模型估算得到的有功磁链在 α、β 轴的分量；ψ_s^α、ψ_s^β 为分别为定子磁链在 α、β 轴的分量；$\hat{\omega}_u^\alpha$、$\hat{\omega}_u^\beta$ 分别为 ESO 对 α、β 轴系统集中扰动的估计值；u_{comp}^α、u_{comp}^β 分别为 PI 控制器在 α、β 轴输出的电压补偿分量。

4 实验验证

本文借助 STM32CubeMX，针对 MB1367C 开发板搭载的 STM32F103 芯片自动生成底层驱动代码，随后利用 MATLAB/Simulink 模块设计并生成核心算法代码，构建相应的代码框架。数据经上位机传输，以便进行实时监测[15]。

本文使用 STM32G4 系列控制芯片的 200 W 表贴式 PMSM 无传感器控制平台进行实验验证，如图 8 所示，实验平台主要由主控板、主电路、制动电阻、表贴式 PMSM、直流电源与上位机组成，实验平台参数见表 1。本文设计了相位补偿对比实验、参数扰动实验及负载扰动实验，以验证本文所提无位置传感器控制策略的控制效果，以及所提控制算法的可行性与有效性。

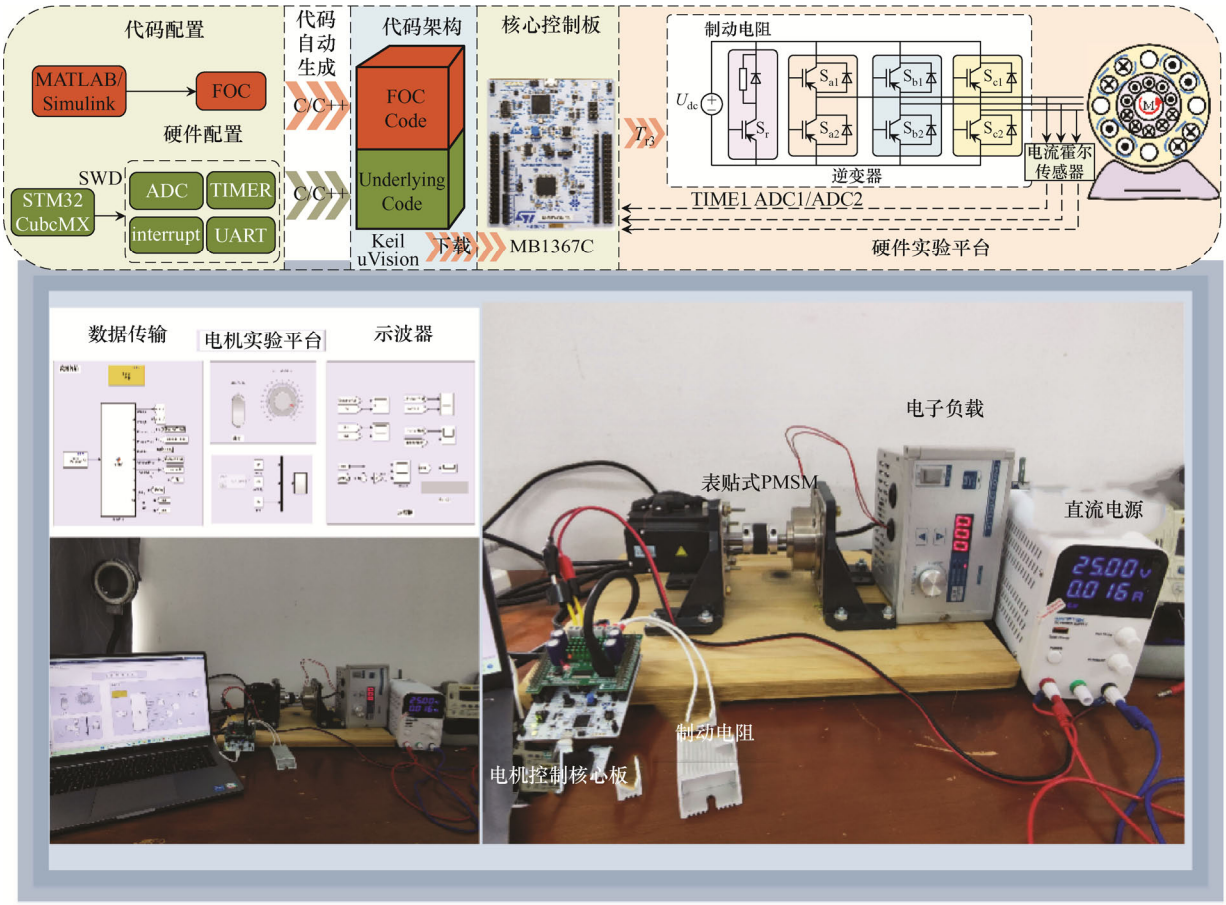


图 8 实验开发流程与实验平台

Fig. 8 Development process of experiment and experimental platform

4.1 相位补偿对比实验

为了验证本文所提相位补偿策略在不同转速情况下的优化效果，设计了未经相位补偿与经相位补偿 2 种条件下的电机转速突变实验。实验设定给定转速在启动时为 200 r/min，在 2 s 时刻更新为 600 r/min，在 4 s 时刻更新为 1 000 r/min，以验证控制策略的转速指令跟踪效果。相位补偿实验波形如图 9 所示，其中放大图中数值表示正负

波动值。图 9(a)为考虑相位补偿实验波形，图 9(b)为未考虑相位补偿实验波形，其结果统计见表 2。由实验波形可以看出，相位补偿策略优化了磁链在低速及中速段的观测效果，提升了观测性能，降低了转速观测误差。

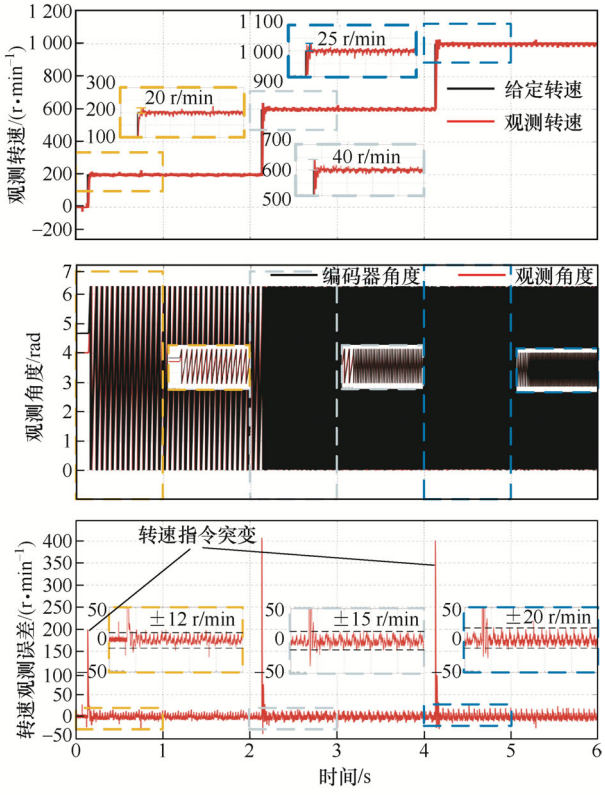
表 1　实验平台表贴式 PMSM 参数

Tab. 1 Parameters of surface-mounted permanent magnet synchronous motor on experimental platform

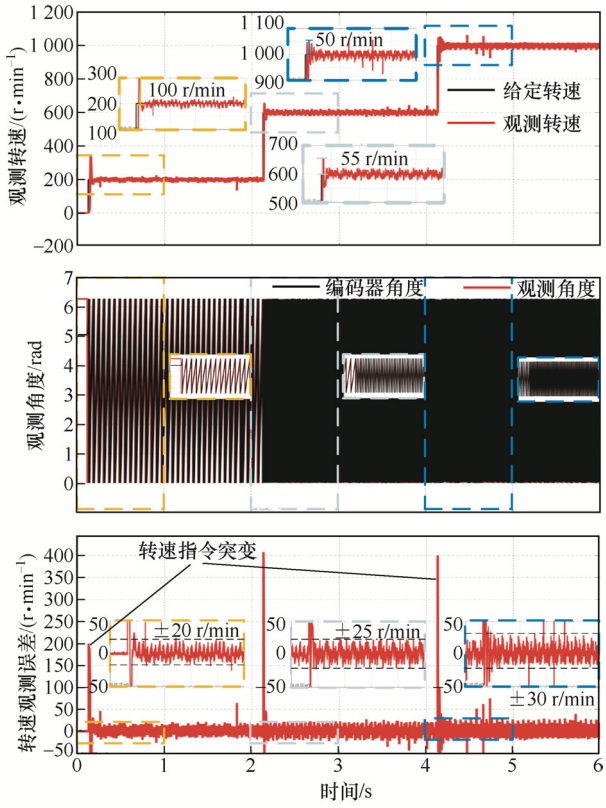
参数	数值
直流电源 U_{dc}/V	24
永磁体磁链 ψ_d/Wb	0.010 9
转动惯量 J/(kg·m^2)	2.8×10^{-4}
电机功率 P/W	200
定子电阻 R_s/Ω	0.176 3
定子电感 L_s/mH	0.195 19
极对数 p_n	5
额定转矩 T_e/(N·m)	1.27
额定转速 N_r/(r·min^{-1})	1 200

4.2　参数扰动对比实验

为了验证本文所提控制策略在参数失配下的控制性能，本文基于实验平台设计了 200 r/min 和



(a) 考虑相位补偿



(b) 未考虑相位补偿

图 9　相位补偿实验波形

Fig. 9 Waveforms in phase compensation experiment

表 2　转速给定指令实验结果统计

Tab. 2 Statistics of experimental results under given instructions of rotational speed

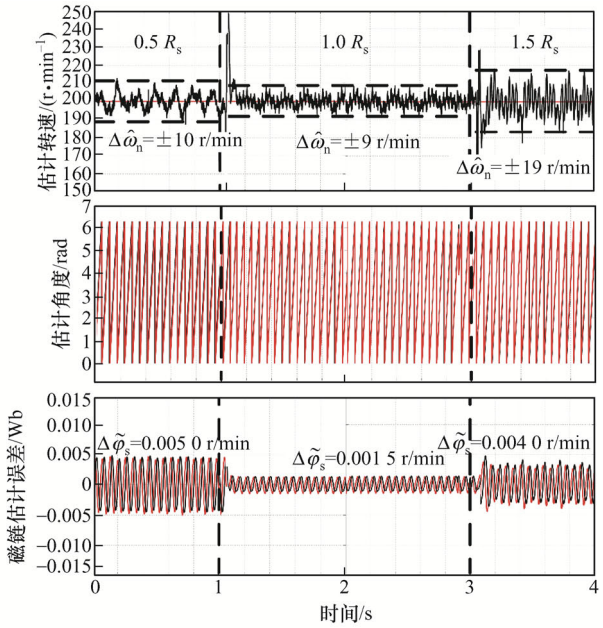
r/min

观测器类型	观测项目	性能指标	200 r/min 工况	600 r/min 工况	1 000 r/min 工况
相位补偿磁链观测器	观测转速	超调量	20	40	25
		稳态误差	±12	±15	±20
传统磁链观测器	观测转速	超调量	100	55	50
		稳态误差	±20	±25	±30

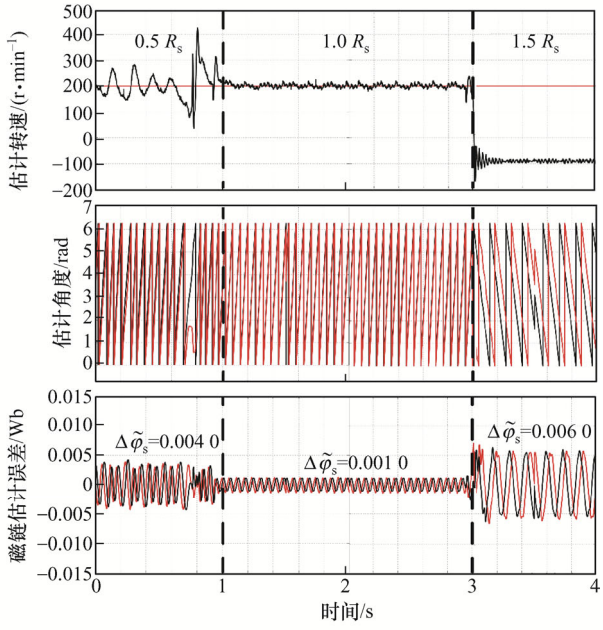
1 000 r/min 给定转速、50%负载工况下，0.5~1.5 倍参数失配的对比实验。其中，图 10(a)和(c)、图 11(a)和(c)分别为本文所设计的控制策略在 0.5~1.5 倍电阻与电感参数失配情况下的实验结果；图 10(b)和(d)、图 11(b)和(d)分别为传统 HMFO 在 0.5~1.5 倍电阻与电感参数失配情况下的实验结果。

在低速状态下，HMFO 对定子电阻参数的敏感

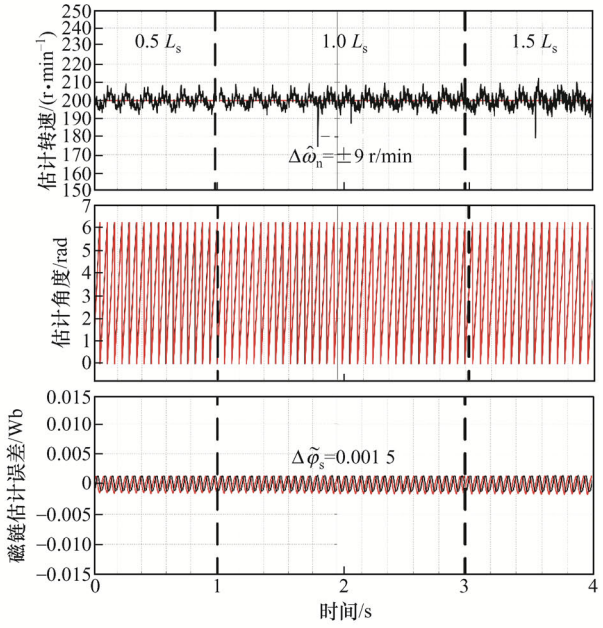
程度要高于对定子电感参数。在 0.5~1.5 倍的定子电阻参数失配情况下，传统观测器失去对磁链的准确观测能力，使得电机出现严重振荡和反转的失控现象；而引入 ESO 的磁链观测器具有参数鲁棒性，相较于传统磁链观测器，转速估计误差在参数失配的情况下得到了有效降低，未出现电机反转的情况。在 0.5~1.5 倍的定子电感参数失配情况下，系统并未发生振荡和失控现象，这说明系统在低速下对电感参数敏感度不高。在高速状态



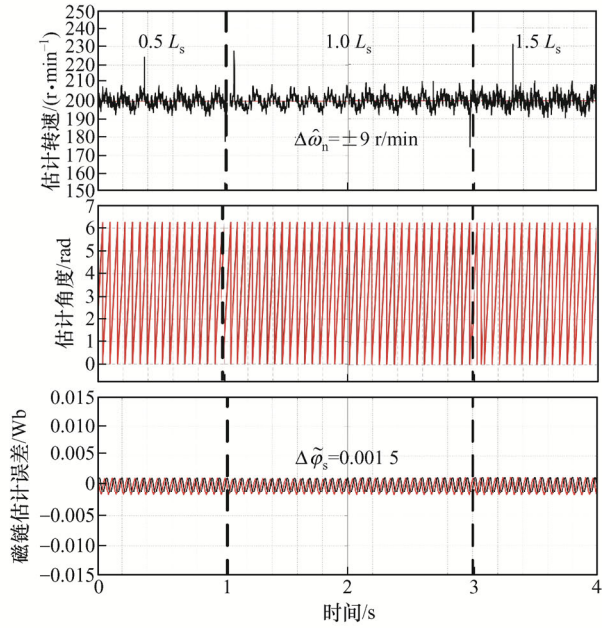
(a) 本文所提策略, 0.5~1.5倍电阻参数失配



(b) 传统策略, 0.5~1.5倍电阻参数失配



(c) 本文所提策略, 0.5~1.5倍电感参数失配



(d) 传统策略, 0.5~1.5倍电感参数失配

图 10 200 r/min 参数扰动实验波形

Fig. 10 Waveforms in parameter disturbance experiment at 200 r/min

下，HMFO 与改进方法对电阻参数与电感参数的敏感度均不高，在 0.5~1.5 倍的定子电阻与定子电感参数失配情况下，其不会导致转速与磁链估计产生较大波动。

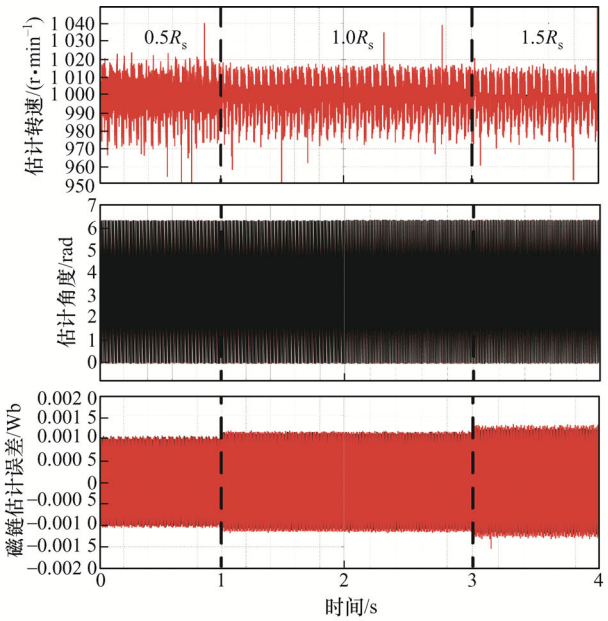
4.3 负载扰动实验

为了验证电机在恒定转速下对转矩变化的动

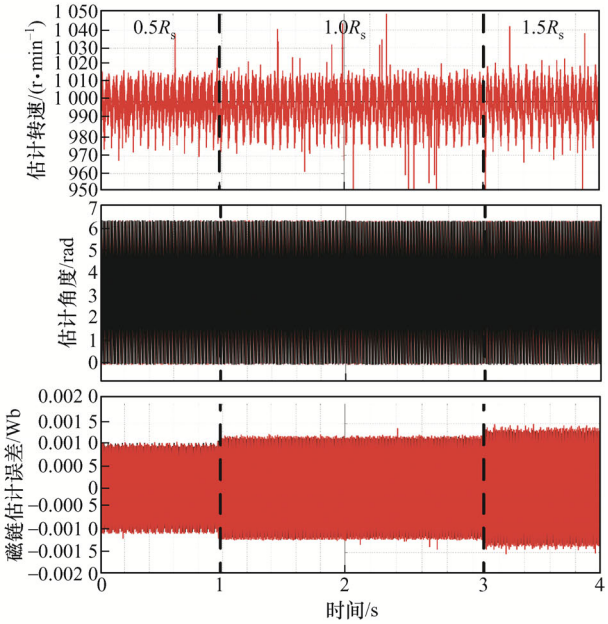
态响应能力，实验中在 0.75 s 内将电机的负载转矩由满载的 30%提升至 60%，再从 60%降低至 30%，图 12 为实验结果波形。可以看出，在负载转矩变化时，本文所提控制策略的转速跌落与抬升峰值为±11 r/min，且磁链也能随着工况变化而及时跟踪给定值，实验过程中，电机运行平稳，实现了对负载变化的快速响应。

4.4 极低转速实验

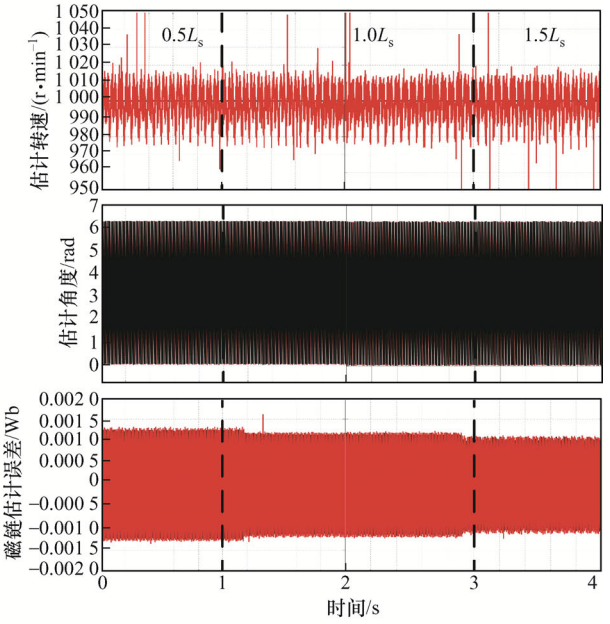
为了验证本文所提控制算法在极低转速下的



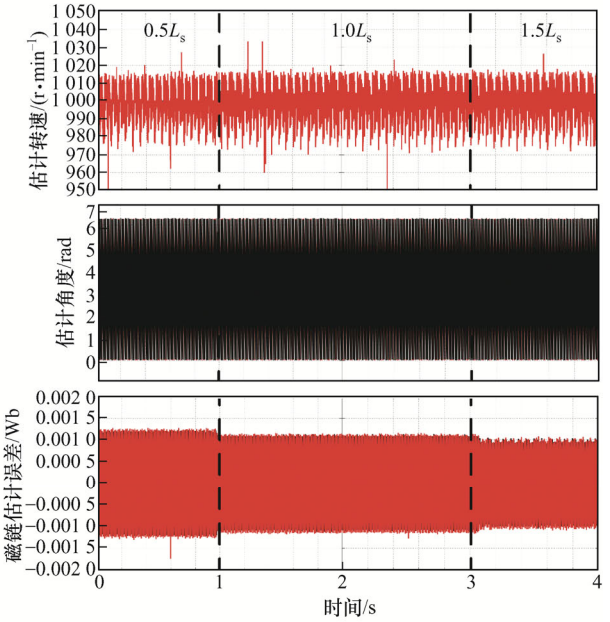
(a) 本文所提策略, 0.5~1.5倍电阻参数失配



(b) 传统策略, 0.5~1.5倍电阻参数失配



(c) 本文所提策略, 0.5~1.5倍电感参数失配



(d) 传统策略, 0.5~1.5倍电感参数失配

图 11　1 000 r/min 参数扰动实验波形

Fig. 11 Waveforms in parameter disturbance experiment at 1 000 r/min

控制性能，本文在 50%负载情况下进行了给定转速切换的极低速实验。图 13(a)、(b)、(c)分别为给定转速由 5 r/min 切换到 10 r/min、10 r/min 切换到 15 r/min、15 r/min 切换到 20 r/min 时的实验结果波形。由于极低转速下控制系统具有估计角度误差累积效应，且电流观测器本身引入的角度观测反馈值

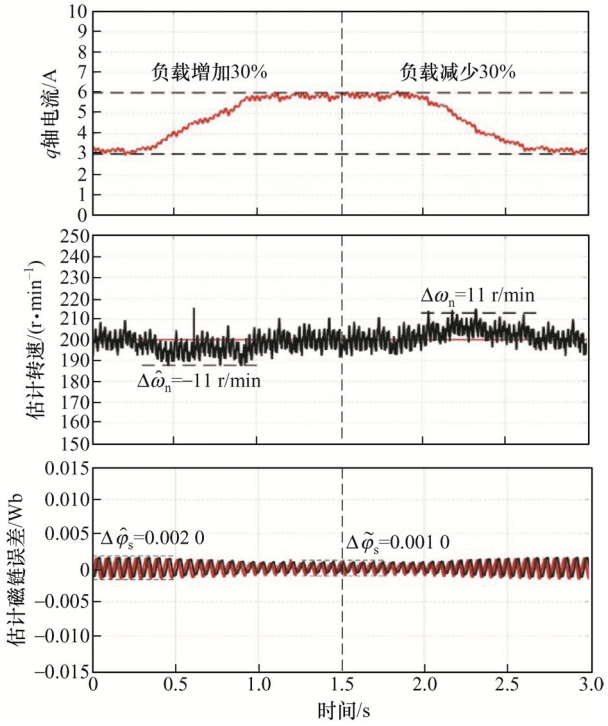


图 12 负载扰动实验波形

Fig. 12 Waveforms in load disturbance experiment

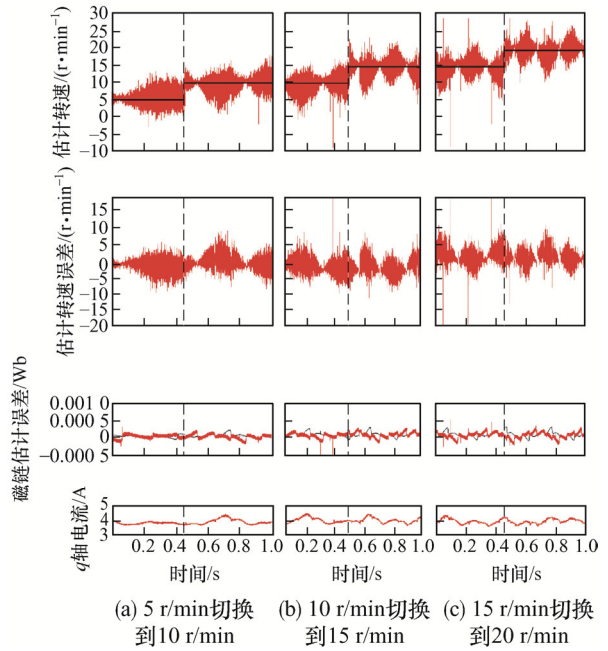


图 13 极低速实验波形

Fig. 13 Waveforms in experiment at extremely low speed

均会导致有功磁链偏离实际值，故速度观测出现周期性波动，严重时可导致系统失控。因此，极低速与零速工况对基于电机模型的无位置传感器系统而言均是一种挑战。

5 结语

HMFO 受相位偏移及参数扰动的影响，本文分析了相位偏移及参数失配对 HMFO 的影响。通过优化特征传递函数，消除了相位偏移的影响，并引入 ESO 对参数扰动进行前馈补偿，提升了系统对于参数失配的鲁棒性。最后通过设计相位补偿对比实验、参数扰动对比实验、负载扰动实验和极低转速实验，验证了本文所提控制策略相较于传统 HMFO 的优越性。

参考文献：

[1] 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 Xueliang, Zhou Li, Tian Yingao, et al. Sensorless control based on fuzzy variable coefficient supertwisting sliding mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(7): 315-325. (in chinese)

[2] 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 Kun, Zhang Hang, Chen Zhe, 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. (in chinese)

[3] 田集斌，孙述泽，张安，等. 自由活塞斯特林发电机永磁直线电机特性研究[J]. 电源技术，2026，50(6): 1084-1091.
Tian Jibin, Sun Shuze, Zhang An, et al. Research on characteristics of permanent magnet linear motors in free-piston Stirling generators [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2026, 50(6): 1084-1091. (in Chinese)

[4] 韩琨，张长征，袁雷. 基于超螺旋滑模扰动观测器的永磁同步电机无传感器抗干扰控制策略研究[J]. 包装工程，2023，44(3): 139-147.
Han Kun, Zhang Changzheng, Yuan Lei. Sensorless anti-disturbance control strategy of permanent magnet synch-

ronous motor based on super-twisting sliding mode disturbance observer [J]. Packaging Engineering, 2023, 44 (3): 139-147. (in Chinese)

[5] 王悍枭, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(6): 104-109.
Wang Hanxiao, Liu Ling, Wu Huawei. A sensorless permanent magnet synchronous motor control strategy for improved sliding mode observers with stator parameters identification [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(6): 104-109. (in Chinese)

[6] 林起联, 刘凌, 刘思源. 面向永磁同步电机无传感器控制的新型已知回归项有效磁链全阶模型[J]. 西安交通大学学报, 2024, 58(11): 147-155.
Lin Qilian, Liu Ling, Liu Siyuan. Novel known regressor active flux full-order model for sensorless control of permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2024, 58(11): 147-155. (in Chinese)

[7] 刘慧博, 张翀, 黄前柱. 永磁同步电机无模型自适应滑模补偿预测控制[J]. 机械设计与制造, 2024(4): 165-171.
Liu Huibo, Zhang Chong, Huang Qianzhu. PMSM model-free adaptive sliding mode compensation predictive control [J]. Machinery Design & Manufacture, 2024(4): 165-171. (in Chinese)

[8] 郭磊磊, 靳雪妍, 朱虹, 等. 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[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(8): 178-187.
Guo Leilei, Jin Xueyan, Zhu Hong, et al. Speed-sensorless control of an asynchronous motor based on an improved hybrid model rotor flux observer [J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(8): 178-187. (in Chinese)

[9] 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. (in Chinese)

[10] 王高林, 陈伟, 杨荣峰, 等. 无速度传感器感应电机改进转子磁链观测器[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(5): 638-642.
Wang Gaolin, Chen Wei, Yang Rongfeng, et al. Improved rotor flux estimator for sensorless induction motor [J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(5): 638-642. (in Chinese)

[11] 东野亚兰, 杨淑英, 王奇帅, 等. 基于增强型扩张状态观测器的永磁同步电机低抖振高抗扰二阶终端滑模电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2434-2448.
Dongye Yalan, Yang Shuying, Wang Qishuai, et al. Enhanced extended state observer based second order terminal sliding mode current control for permanent magnet synchronous machine with low chattering and improved disturbance rejection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2434-2448. (in Chinese)

[12] 赵希梅, 孙文浩, 金鸿雁. 基于扩张状态观测器的永磁直线同步电机改进模型预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 34-42.
Zhao Ximei, Sun Wenhao, Jin Hongyan. Improved model predictive current control based on extended state observer for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 34-42. (in Chinese)

[13] 王天擎, 王勃, 于泳, 等. 基于二阶变增益滑模的感应电机电压模型磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4490-4500.
Wang Tianqing, Wang Bo, Yu Yong, et al. Voltage model rotor flux observer of induction motor based on second-order variable gain sliding mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4490-4500. (in Chinese)

[14] 李哲峰, 刘志刚, 陈丹, 等. 电压电流混合模型的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 北京交通大学学报, 2007, 31(2): 99-102.
Li Zhefeng, Liu Zhigang, Chen Dan, et al. A sensorless vector control of induction motor based on voltage-current model [J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2007, 31(2): 99-102. (in Chinese)

[15] 李彪, 李黎川. 新型磁链观测算法及其在永磁同步电机无位置传感器控制中的应用[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(11): 102-109.

(下转第 305 页)

[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)