DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.264 **中图分类号**：TM341; TP273 **文献标志码**：A

考虑磁饱和效应的同步磁阻电机倾斜角补偿的无传感器低速控制策略

宋雨生(中国电源学会学生会员)，郭长兴(中国电源学会学生会员)，
李凤姣(中国电源学会学生会员)，赵子安(中国电源学会学生会员)，沈传文
(西安交通大学电气工程学院，西安 710049)

摘要：同步磁阻电机 SynRM(synchronous reluctance motor)具有显著的磁饱和效应，导致传统的高频电压注入方法会产生转子位置观测误差。针对此问题，研究使用转子静止法对 SynRM 磁链模型进行检测，建立了考虑磁饱和效应的 SynRM 非线性模型，并在该模型基础上构建了 SynRM 高频电流响应模型并对其进行稳定性分析及优化。重载工况下，SynRM 磁饱和效应增强，对其在高频注入参考系中进行注入倾斜角信号补偿，解决转子位置观测器易失控问题，增强了控制的稳定性；针对轻载工况电机凸极性弱的问题，设计 q 轴最小电流限制策略，提高了电机凸极性质。实验结果表明，所提出的控制方法实现了 SynRM 在零低速全工况的稳定运行，表现出良好的控制性能。

关键词：同步磁阻电机；磁饱和效应；高频电流响应；无速度传感器控制；q 轴最小电流限制；稳定性分析；注入倾斜角补偿

Sensorless Low-speed Control Strategy for Synchronous Reluctance Motor with Tilt Angle Compensation Considering Magnetic Saturation Effect

SONG Yusheng, *Student Member*, *CPSS*, GUO Changxing, *Student Member*, *CPSS*,
LI Fengjiao, *Student Member*, *CPSS*, ZHAO Zi'an, *Student Member*, *CPSS*, SHEN Chuanwen
(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xian 710049, China)

Abstract: A synchronous reluctance motor (SynRM) exhibits significant magnetic saturation effect, which will lead to rotor position observation errors when using traditional high-frequency voltage injection methods. To address this issue, a rotor stationary method is employed to detect the flux linkage model of SynRM, and a nonlinear model that accounts for magnetic saturation effect is established. Based on this model, a high-frequency current response model for SynRM is constructed, and its stability is analyzed and optimized. Under heavy-load conditions, the magnetic saturation effect of SynRM intensifies. By introducing injection tilt angle signal compensation in a high-frequency injection reference frame, the instability issue of the rotor position observer is resolved, enhancing the control stability. Under light-load conditions where the saliency of the motor is weak, a *q*-axis minimum current limitation strategy is designed to improve the motor's saliency. Experimental results demonstrate that the proposed control method achieves stable operation of SynRM under all the operating conditions at zero and low speeds, exhibiting anexcellent control performance.

Keywords: Synchronous reluctance motor (SynRM); magnetic saturation effect; high-frequency current response; sensorless control; *q*-axis minimum current limitation; stability analysis; injection tilt angle compensation

收稿日期：2024-12-02；**修回日期**：2025-01-08；**录用日期**：2025-01-26；**网络首发日期**：2025-03-07

近年来，随着电动汽车的迅速发展[1-5]，永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous

motor)逐渐成为了电动汽车的优选电机。同时，作为 PMSM 的原材料之一，稀土的价格不断上涨，其造成的污染也不容忽视。同步磁阻电机 SynRM (synchronous reluctance motor)的转子中没有永磁体，相比于 PMSM 成本更低，结构也更加稳定[6]。对比传统的感应电机，SynRM 的效率更高。SynRM 在电机市场中展现出了相当大的潜力，将其应用于传统电力传输和电动汽车推进等新兴领域，可以节省能源、降低成本，促进可持续发展[7]。为了降低电机成本、提高系统可靠性和对恶劣环境的适应性，SynRM 的无速度传感器控制技术在近几年成为了学术界和工业领域的研究热点[8-9]。一般将 SynRM 的无速度传感器控制技术分为应用于中高速范围的基于基频模型的无传感器控制[10]，以及应用于零低速范围的基于凸极性的无传感器控制[11]，如果将这 2 种控制算法融合，则可以得到 SynRM 全速域的无速度传感器控制算法。

在中高速范围内，传统的无速度传感器控制有基于反电动势 EMF(electromotive force)模型的卡尔曼滤波器[12]、滑模观测器[13]和基于投影矢量[14]的转子位置观测方法。在零低速范围内，基于高频信号注入 HFSI(high-frequency signal injection)的无速度传感器控制方法已被证明可以通过跟踪转子凸极来有效获取精确的转子位置信息。根据注入信号的类型不同，可以将高频注入方法分为正弦电压注入、方波电压注入及脉动电压注入[11]，该控制方法表现出良好的抗直流偏移和低频噪声能力。但高频注入方法仍然存在复杂度较高、工作电压较低、磁心损耗较高和负载局限性较大等缺点。文献[15]提出可以通过随机修改注入信号来减轻噪声，同时也有研究致力于减少注入信号[16]，以最大限度地减少可听噪声和高频损失；文献[17-18]介绍了通过注入高频伪随机信号来抑制高频损耗和高频噪声，但在重载工况下，传统高频注入方法稳定性较差；文献[19]表明在 SynRM 运行于重载工况时可能会因定子电流感应而高度磁饱和，空间磁通量分布将被改变，而高频电感随着电流工作点的变化而变化，导致传统的电机模型发生改变，额定工况下的控制方法不能完成稳定控制；而在轻载工况下[20]，SynRM 的凸极性会降低，对于跟踪凸极位置的高频注入方法会造成转子位置误差过大，高频信号响应较弱的问题。

由于上述原因，当在重载工况下使用无速度传感器控制技术时，其严重的磁饱和效应会使转子位置估计产生很大的误差[21]。信号补偿[22-23]可以提高高频注入的稳定性，文献[24]采用了类似的方法，通过将 d 轴的高频差分电流分量添加到 q 轴的高频差分电流分量，并将其作为误差信号来消除位置跟踪误差。

对于 SynRM 的非线性，基于重载工况下严重的磁饱和效应会导致转子位置观测器失控，以及轻载工况下低凸极性出现控制不稳定的问题，本文提出一种基于高频电流响应模型的无速度传感器控制方法，用于 SynRM 的零低速运行，控制稳定性得到显著提高。同时，本文搭建了 SynRM 考虑磁饱和效应的数学模型，使用转子静止法对电机磁链模型进行检测，设计了新的高频电流响应模型，并对其进行了稳定性分析和优化。控制方法在新模型的基础上对重载工况进行了高频注入倾斜角补偿，为轻载工况设计了最小 q 轴电流限制策略，保证 SynRM 电机的凸极性。该控制方法可以明显提升系统的动态性能，通过仿真和实验验证了理论分析的正确性。

1　电机磁饱和模型和高频电流响应模型

1.1　电机模型

传统的 SynRM 数学模型[25]没有考虑到自身显著的磁饱和效应，电感和凸极率会随着负载的增大而降低，其电感增量矩阵为

$$\boldsymbol{I}(i_{dq})=\begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：l_d 为 d 轴增量电感，H；l_q 为 q 轴增量电感，H；l_{dq} 为 dq 轴交叉饱和电感，H。

增量电感实际是定子磁链的变化，可以使用磁

链解析式的方式对定子磁链进行表达，即

$$\begin{cases} i_d(\psi_d,\psi_q)=\left(a_{d0}+a_{dd}\left|\psi_d\right|^S+\dfrac{a_{dq}}{V+2}\left|\psi_d\right|^U\left|\psi_q\right|^{V+2}\right)\psi_d \\ i_q(\psi_d,\psi_q)=\left(a_{q0}+a_{qq}\left|\psi_q\right|^T+\dfrac{a_{dq}}{U+2}\left|\psi_d\right|^{U+2}\left|\psi_q\right|^V\right)\psi_q \end{cases} \tag{2}$$

式中：i_d、i_q 分别为 d、q 轴电流；ψ_d 为 d 轴定子磁链，Wb；ψ_q 为 q 轴定子磁链，Wb；S、T、U、V 为非负指数；a_{d0}、a_{dd}、a_{q0}、a_{qq} 为磁饱和系数；a_{dq} 为交叉饱和系数。

本文在无对拖平台的条件下使用转子静止法完成电机的磁链模型自检测[26]，该方法对 dq 轴施加正负方波电压使 dq 轴电流滞环变化，利用电压模型积分得到 dq 轴定子磁链，再使用最小二乘法拟合式(2)中的磁饱和系数，完成磁链解析式的获取。图 1 为转子静止法对电机磁饱和模型的检测结果。通过检测结果得到磁饱和系数为 a_{d0}=0.992、a_{dd}=0.266、a_{q0}=3.001、a_{qq}=8.625；交叉饱和系数拟合为 a_{dq}=2.863；非负指数为 S=5、T=1、U=1、V=0。非负指数是通过离线磁链模型检测对磁链与电流进行拟合后得出磁链解析式的指数值，其含义为决定电机饱和特性的指数。根据上述系数可以得到磁链的解析式。

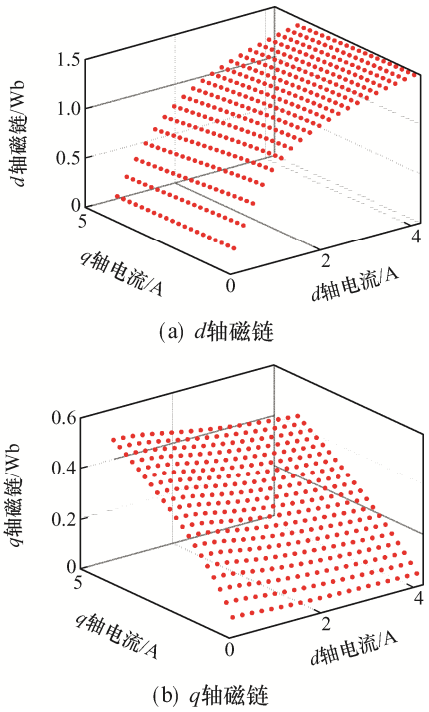


图 1 转子静止法磁饱和模型的检测结果

Fig. 1 Detection results of magnetic saturation model obtained using rotor stationary method

1.2 高频电流响应模型搭建

在定子电压中注入高频电压，定子电流会产生高频电流响应，对于凸极性电机，高频电流中包含转子位置信息。图 2 为高频方波电压注入的无速度传感器控制示意图，其中，电流分配策略为最大转矩电流比 MTPA(max torque per ampere)控制。通过

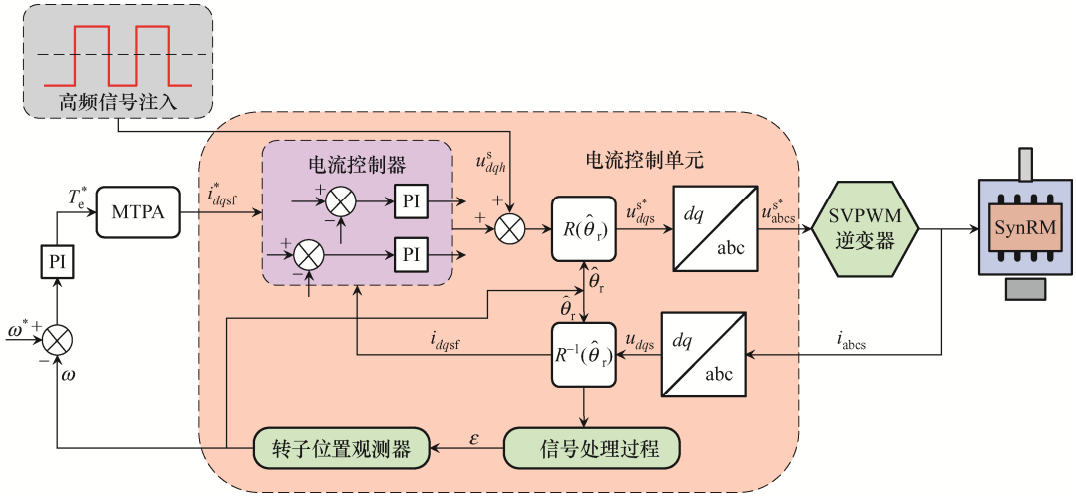


图 2 高频方波电压注入的系统框图

Fig. 2 Block diagram of system under high-frequency square wave voltage injection

电压环，电流环进行闭环矢量控制，同时对高频电流进行信号处理，以提取转子位置误差信息；通过比例积分 PI(proportional integral)型锁相环 PLL (phase locked loop)转子位置观测器，利用转子位置误差信息观测转子位置和转速。

相比于正弦电压注入，高频方波电压注入不需要滤波器，有利于提升系统的动态性能，在不考虑磁饱和效应的情况下，对电机进行方波注入，注入的高频方波电压为

$$\boldsymbol{u}_{dqh}^{\mathrm{s}}=\begin{bmatrix}u_{\hat{d}h}\\ u_{\hat{q}h}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U_h\cdot\mathrm{clk}[n]\\ 0\end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：上标“s”代表转子参考系；下标“h”为高频量；下标“$\hat{d}$”、“$\hat{q}$”表示转子位置观测参考系；U_h 为高频方波电压幅值，V；clk[n]代表频率为 f_h 的+1 信号和−1 信号，n 为采样时刻；u 为对应的电压分量。

SynRM 的高频电压模型为

$$\begin{bmatrix}u_{dh}\\ u_{qh}\end{bmatrix}=\boldsymbol{Z}_{dqh}\begin{bmatrix}i_{dh}\\ i_{qh}\end{bmatrix}=\boldsymbol{Z}_{dqh}\mathrm{e}^{-J\theta}\begin{bmatrix}i_{\alpha h}\\ i_{\beta h}\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{Z}_{dqh}$ 为高频阻抗矩阵；J 为转动惯量；θ 为转子位置实际值；i 为对应的电流分量。

由于高频频率远大于基波频率，故高频阻抗可以简化为

$$\boldsymbol{Z}_{dqh}\approx\begin{bmatrix}l_q s & 0\\ 0 & l_q s\end{bmatrix} \tag{5}$$

当转子位置观测误差 $\tilde{\theta}=\theta-\hat{\theta}\approx 0$（$\hat{\theta}$ 为转子位置估计值)时，可以得到 $\alpha\beta$ 轴的高频电流响应为

$$\begin{bmatrix}\Delta i_{ah}[n]\\ \Delta i_{\beta h}[n]\end{bmatrix}\approx U_h\Delta T_h\begin{bmatrix}\dfrac{\cos\theta\cos\tilde{\theta}}{l_d}+\dfrac{\sin\theta\sin\tilde{\theta}}{l_q}\\ \dfrac{\sin\theta\cos\tilde{\theta}}{l_d}-\dfrac{\cos\theta\sin\tilde{\theta}}{l_q}\end{bmatrix}\cdot \mathrm{clk}[n-2] \tag{6}$$

式中：ΔT_h 为二分之一高频方波电压周期，s；$\Delta i[n]=i[n]-i[n-1]$；clk$[n-2]$ 为数字控制器中参考电压与采样电流之间的时延。

使用 clk$[n-2]$ 对式(6)进行信号处理，当 $\tilde{\theta}\approx 0$ 时，有

$$\begin{bmatrix}\Delta i_{\alpha h}[n]\\ \Delta i_{\beta h}[n]\end{bmatrix}\cdot\mathrm{clk}[n-2]\approx\frac{U_h\Delta T_h}{l_d}\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix} \tag{7}$$

响应信号为 $\dfrac{U_h\Delta T_h}{l_d}\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix}$，此时可以从响应信号中提取转子位置信息。高频方波电压注入的转子位置观测器和转速环的带宽大、响应速度快，电压注入频率可以达到开关频率的 1/2，可以使电流环、基频信号与高频信号之间的分离更加简单。在定子电压中注入高频电压，定子电流会产生高频电流响应。对于凸极性电机，高频电流中包含转子位置信息，对电机注入式(3)所示高频电压。在重载工况下 SynRM 有严重的磁饱和效应，故考虑交叉饱和效应的高频电压方程为

$$\begin{bmatrix}u_{dh}\\ u_{qh}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}l_d & l_{dq}\\ l_{dq} & l_q\end{bmatrix}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{dh}\\ i_{qh}\end{bmatrix} \tag{8}$$

在转子位置观测参考坐标系注入式(3)所示的高频方波电压，则转子位置参考坐标系高频电流响应为

$$\begin{cases}\Delta i_{dh}[n]=\dfrac{U_h\Delta T_h}{l_d l_q-l_{dq}^2}(l_q\cos\tilde{\theta}+l_{dq}\sin\tilde{\theta})\cdot\mathrm{clk}[n-2]\\ \Delta i_{qh}[n]=\dfrac{U_h\Delta T_h}{l_d l_q-l_{dq}^2}(-l_d\sin\tilde{\theta}-l_{dq}\cos\tilde{\theta})\cdot\mathrm{clk}[n-2]\end{cases} \tag{9}$$

此时可以从响应信号中提取转子位置信息，将式(9)变换到转子位置观测参考坐标系，得

$$\begin{bmatrix}\Delta i_{\hat{d}h}[n]\\ \Delta i_{\hat{q}h}[n]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I_\Sigma+I_\Delta\cos(2\tilde{\theta}-2\phi_\Delta)\\ I_\Delta\sin(2\tilde{\theta}-2\phi_\Delta)\end{bmatrix}\cdot\mathrm{clk}[n-2] \tag{10}$$

式中：I_Σ 为共模直流幅值；I_Δ 为差模二次谐波幅值；ϕ_Δ 为交叉饱和偏移角。进而得到

$$\begin{cases}I_\Sigma=\dfrac{U_h l_\Sigma\Delta T_h}{l_d l_q-l_{dq}^2}\\ I_\Delta=-\dfrac{U_h\Delta T_h\sqrt{l_{dq}^2+l_\Delta^2}}{l_d l_q-l_{dq}^2}\\ \phi_\Delta=\dfrac{1}{2}\arctan 2(l_{dq}-l_\Delta)\end{cases} \tag{11}$$

式中，l_Σ、l_Δ 为平均高频增量电感、高频增量电感差值。

用 clk[$n-2$] 对 $\Delta i_{\hat{q}h}[n]$ 进行信号处理，得到电流广义误差信号 i_{sig} 为

$$i_{\text{sig}}=\frac{\Delta i_{\hat{q}h}[n]}{\text{clk}[n-2]}=I_{\Delta}\sin(2\tilde{\theta}-2\phi_{\Delta}) \tag{12}$$

从 i_{sig} 中可以提取广义误差信号 ε_i，即

$$\varepsilon_i=\frac{i_{\text{sig}}}{2I_{\Delta}}=\frac{1}{2}\sin(2\tilde{\theta}-2\phi_{\Delta}) \tag{13}$$

转子位置观测器将 ε_i 逼近 0，当 $\varepsilon_i=0$ 时，有 $\tilde{\theta}=\phi_{\Delta}$，即稳态转子位置观测误差等于交叉饱和偏移角。

2 基于高频电流响应的稳定性分析及优化

2.1 基于高频电流响应的稳定性分析

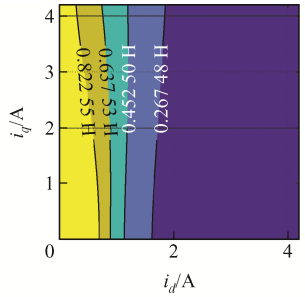
以本文实验所使用的 SynRM 为例，采用磁饱和解析模型对其进行稳定性分析，电机基本参数见表 1。高频注入收敛特性与 dq 轴增量电感及交叉饱和电感相关，电感随电流工作点变化如图 3 所示。

表 1 SynRM 基本参数

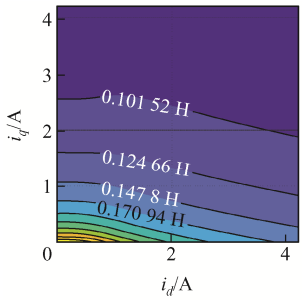
Tab. 1 Basic parameters of SynRM

参数	数值
额定功率/kW	0.55
额定电流(有效值) /A	1.49
额定转矩/(N·m)	3.5
额定频率/Hz	50
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
最大转速/(r·min^{-1})	3 200

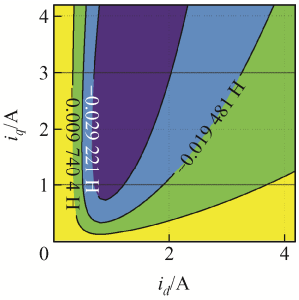
转子位置观测误差会导致电流工作点偏移，进而影响增量电感及交叉饱和电感，最终影响电流广义误差信号。通过第1节的高频电流响应模型计算，使用 MATLAB 处理得到电流广义误差信号和转子位置观测误差在不同参考转矩下的关系曲线如图 4 所示，其中参考转矩按照 MTPA 策略输出参考电流。



(a) d轴增量电感



(b) q轴增量电感



(c) dq轴交叉饱和电感

图 3 d、q 轴增量电感及交叉饱和电感与电流的关系

Fig. 3 Relationships of d-axis incremental inductance, q-axis incremental inductance and cross-saturation inductance with current

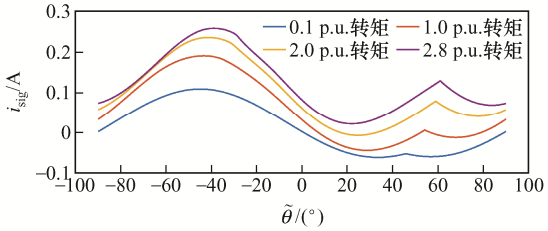


图 4 无补偿时电流广义误差信号和转子位置观测误差的关系曲线

Fig. 4 Curves representing the relationship between generalized error signal of current and observed rotor position error without compensation

电流广义误差信号向下过零点为稳定点，参考转矩为 0.1 p.u.和 1.0 p.u.(额定转矩)时转子位置观测误差会稳定在 0.7° 和 7.2°；参考转矩为 2.8 p.u.时，电流广义误差信号没有向下过零点，转子位置观测器无法稳定，因此电机无法输出 2.8 p.u.转矩。将上述距离 $\tilde{\theta}=0$ 最近的向下过零点定义为主稳定点，相邻过零点与主稳定点之间的距离定义为稳定裕度角，参考转矩为 1.0 p.u.和 2.0 p.u.时，稳定裕度角分别为 45.0° 和 15.7°；2.0 p.u.参考转矩的稳定裕度角很小，在扰动下转子位置观测误差容易从主稳定点进入相邻过零点，进而使转子位置观测器失控。将主稳定点处电流广义误差信号斜率的绝对

值定义为电流广义误差信号强度，1.0 p.u.参考转矩的信号强度明显大于 0.1 p.u.参考转矩，这表明在 1.0 p.u.参考转矩工况下，微小的转子位置观测误差便能产生足够大的电流广义误差信号；在 0.1 p.u.参考转矩工况下，需要更大的转子位置观测误差才能产生让电流采样辨识出的电流广义误差信号，此时转子位置观测误差会有更大的高频抖动。为此，本文给出基于高频电流响应的倾斜角补偿优化。

2.2 基于高频电流响应的倾斜角补偿优化

对于高频注入控制稳定性优化的方向是使电机全转矩工况的主稳定点位于 $\tilde{\theta}=0$ 处，且有足够大的稳定裕度角和信号强度。高频注入方法基于电机凸极性，重载工况电机磁路深度饱和，需要得到电机凸极性随负载变化的特性，将其具体可视化为电感椭圆。即在某一电流工作点，沿某一角度 φ 注入高频电压

$$\boldsymbol{u}_{\varphi h}=\mathrm{e}^{-J\varphi}\begin{bmatrix}u_{\alpha h}\\ u_{\beta h}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U_h\cdot\mathrm{clk}[n]\\ 0\end{bmatrix} \tag{14}$$

将高频电压 $\boldsymbol{u}_{\varphi h}$ 与高频响应电流 $\boldsymbol{i}_{\varphi h}$ 的幅值之比定义为电感椭圆在 φ 处的电感 $l_{\mathrm{e}}(\varphi)$，即

$$l_{\mathrm{e}}(\varphi)=\frac{\left\|\boldsymbol{u}_{\varphi h}\right\|_2}{\left\|\boldsymbol{i}_{\varphi h}\right\|_2}=\frac{l_d l_q-l_{dq}^2}{\sqrt{-2l_{\Sigma}l_{\Delta}\cos(2\varphi)-2l_{\Sigma}l_{dq}\sin(2\varphi)+l_{\Sigma}^2+l_{\Delta}^2+l_{dq}^2}} \tag{15}$$

电感椭圆随转矩工作点的变化如图 5 所示，圆圈外侧的数字为注入角度。可以看出，随着参考转矩增加，由 $l_{\mathrm{e}}(\varphi)$ 组成的椭圆逐渐变小，故随着参考转矩增加电机凸极性降低。此外，交叉饱和效应导致电机凸极性发生偏移，凸极性偏移角和式(10)中的 ϕ_{Δ} 相等。

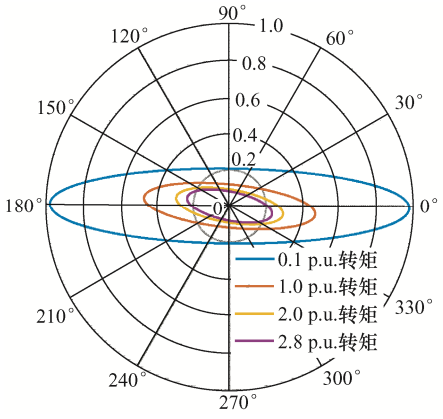


图 5　电感椭圆随转矩工作点的变化

Fig. 5 Variation of inductance ellipse with the change in torqueat operating point

高频电压注入本质上跟踪的是电机凸极性，而非转子位置。电机凸极性随负载的增加而发生偏移，使高频电压注入及高频响应电流坐标系跟随凸极性偏移角变化，即能够解决由交叉饱和引入的转子位置稳态观测偏差，并能获得更高的电流广义误差信号强度。通过磁饱和模型得到 ϕ_{Δ}，将高频注入倾斜角 ϕ_i 定义为高频注入坐标轴滞后观测 d 轴的角度，并使 $\phi_i=\phi_{\Delta}$。高频注入电压为

$$u_{ih}=\mathrm{e}^{-J\phi_i}\begin{bmatrix}u_{\hat{d}h}\\ u_{\hat{q}h}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}U_h\cdot\mathrm{clk}[n]\\ 0\end{bmatrix} \tag{16}$$

式中，u_{ih} 为高频注入参考坐标系注入电压。

图 6 为进行高频注入倾斜角补偿优化的控制框图，其中电流控制单元与图 2 传统高频注入方法相同。第Ⅰ部分将电流广义误差补偿信号 i_{comp} 与 i_{sig} 相加，生成 i'_{sig}；第Ⅱ部分将高频倾斜角 ϕ_i 注入，此部分为关键点。此时电流广义误差信号为

$$i_{\mathrm{sig}}=\frac{\Delta i_{\hat{q}h}[n]}{\mathrm{clk}[n-2]}=I_{\Delta}\sin(2\hat{\theta}-2\phi_{\Delta}+2\phi_i) \tag{17}$$

进而得到电流广义误差补偿信号为

$$i_{\mathrm{comp}}=-i_{\mathrm{sig}}+I_{\Delta}\sin(-2\phi_{\Delta}) \tag{18}$$

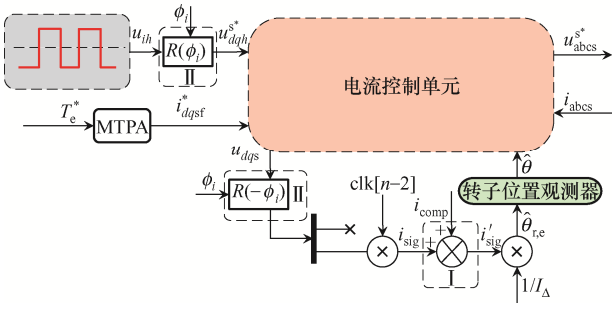


图 6　高频注入倾斜角补偿控制框图

Fig. 6 Control block diagram of high-frequency injection tilt angle compensation

进行高频注入倾斜角补偿后的电流广义误差信号和转子位置观测误差的关系如图 7 所示。此时各参考转矩工况均没有转子位置观测误差，2.0 p.u.

参考转矩的稳定裕度角明显提高，2.8 p.u.参考转矩工况下转子位置观测器也能实线稳定。

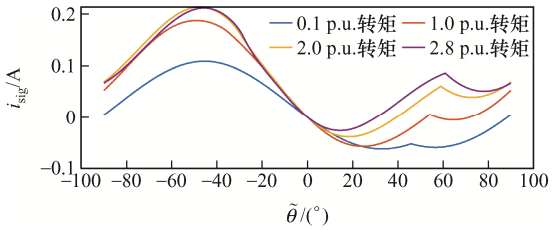


图 7 高频注入倾斜角补偿时电流广义误差信号和转子位置观测误差的关系曲线

Fig. 7 Curves depicting the relationship between generalized error signal of current and observed rotor position error under high-frequency injection tilt angle compensation

2.3 最小 q 轴电流限制策略优化

图 8 为高频注入倾斜角补偿方法的电流广义误差信号强度，该方法的信号强度在重载工况下很高，但在轻载工况下很低，这会导致转子位置观测误差有较大的脉动。更改轻载工况的电流分配策略，施加最小电流激励能够有效提高电机在轻载工况下的凸极性，进而提高电机在轻载工况下的电流广义误差信号强度。基于电机凸极性的高频注入方法需要保证电机的凸极性，以维持电流广义误差信号强度足够高，进而达到电机控制的稳定性，对 dq 轴施加励磁电流可以提升电机凸极性。

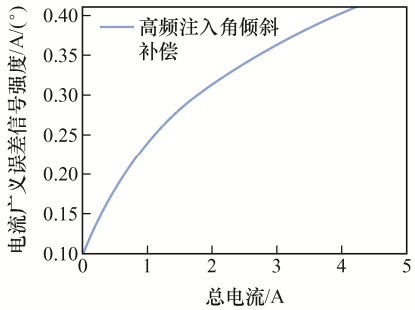


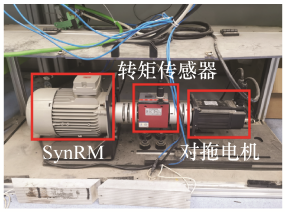
图 8 高频注入倾斜角补偿时的电流广义误差信号强度

Fig. 8 Intensity of generalized error signal of current under high-frequency injection tilt angle compensation

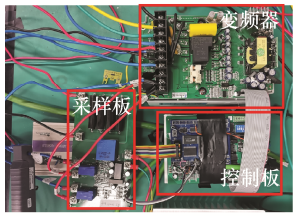
由于在轻载工况下施加励磁电流，q 轴的电感变化更快，因此本文设计了最小 q 轴电流限制的电流分配策略对控制方法进行优化，q 轴激励电流可以提高电机在空载下的凸极性观测器稳定性。为避免励磁电流对系统造成影响，q 轴激励电流应尽可能小，但过低的激励电流会让电气量误差过小，从而降低观测器的稳定性。通过实验测试及模型分析，q 轴激励电流最小为 0.13 A，值得注意的是使用最小 q 轴电流限制的缺点为增加一定能量损耗。

3 实验验证

为验证提出方案的准确性，搭建了如图 9 所示的实验平台。电机具体参数同表 1，型号为西门子 1RV4082B，对拖电机为 0.75 kW 永磁同步伺服电机，额定转矩为 2.39 N·m，额定转速为 3 000 r/min，通过对拖电机对 SynRM 进行加减载测试。控制板采用德州仪器公司(TI)的控制芯片 TMS320F28335，并接入 NVF2G-3.7/PS4 变频器，增加采样板进行母线电压和相电流采样，使用高性能 485 通信隔离转换模块进行数据传输，上位机通过串行通信实时采集 DSP 数据，开关频率为 10 kHz。



(a) SynRM和对拖电机



(b) 变频器



(c) 上位机

图 9 SynRM 实验平台

Fig. 9 Experimental platform for SynRM

3.1 高频电流响应的稳定性验证

注入方波电压幅值为 100 V，注入频率为 1 kHz，磁链模型采用第 1 节所获得的磁链解析式，转子位置观测器带宽按照 50 Hz 设计。使对拖电机工作于 0.1 p.u.恒转速工况，SynRM 工作于转矩输出模式，输出±1.5 p.u.的斜坡转矩，从高频电流响应中提取广义误差信号。在编码器转子位置上叠加幅值为

5.7°、频率为 50 Hz 的误差扰动，用其覆盖转子观测位置，广义误差信号跟踪转子位置误差扰动的波形如图 10 所示。随着转矩的增大，广义误差信号出现了明显的稳态偏差，并且对 50 Hz 扰动的跟随性能下降，表明电机的控制稳定性较差。

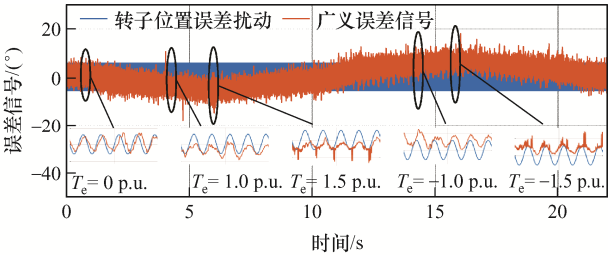
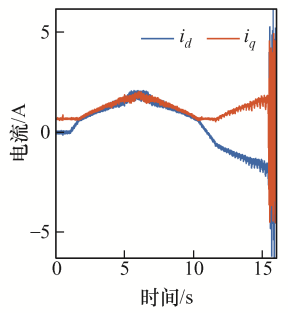


图 10　基于电流高频响应无补偿时广义误差信号跟随转子位置误差扰动实验波形

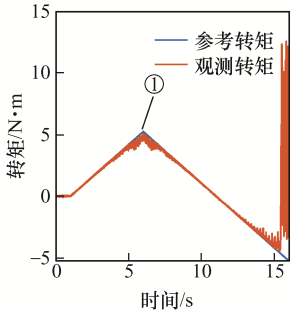
Fig. 10 Experimental waveforms of generalized error signal following rotor position error disturbance without compensation based on high-frequency response of current

3.2　稳定性优化验证

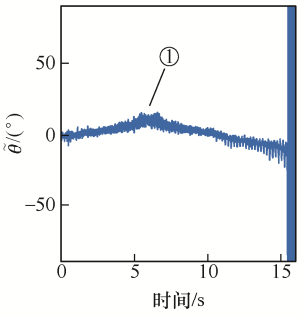
使转子位置观测器闭环工作，对拖电机工作于 0.1 p.u.恒转速工况，SynRM 输出±1.5 p.u.参考转矩，实验波形如图 11 所示。图 11(a)~(c)为不使用补偿方法的传统高频注入实验波形，为保证实验能够顺利在空载工况运行并进行加载，对比实验在低载工况下均已使用最小 q 轴电流限制策略。由图 11 可知，随着正转矩的增加，转子位置观测误差逐渐增加；1.0 p.u.参考转矩时转子位置观测误差为 6.95°，这和稳定性分析中的 7.70°非常吻合。随着稳态转子位置观测误差的增加，观测转矩偏离参考转矩，转矩控制精度降低，如图 11(b)中的观测点①对应图 11(c)中的观测点①，此时输出 1.5 p.u.转矩，稳态转子位置观测误差达到最大，为 11.8°；如图 11(c)所示，实验在 15 s 后，参考转矩为−1.27 p.u.时转子位置观测器失控。



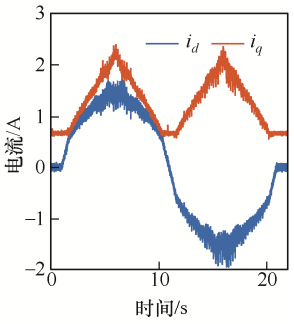
(a) dq轴电流(无补偿)



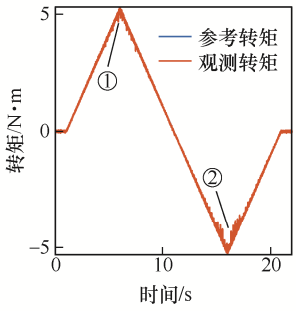
(b) 转矩(无补偿)



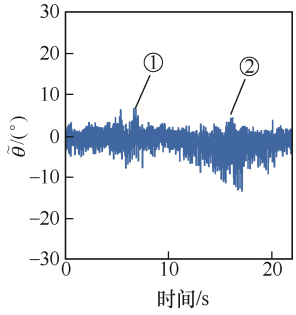
(c) 转子位置观测误差(无补偿)



(d) dq轴电流(倾斜角补偿)



(e) 转矩(倾斜角补偿)



(f) 转子位置观测误差(倾斜角补偿)

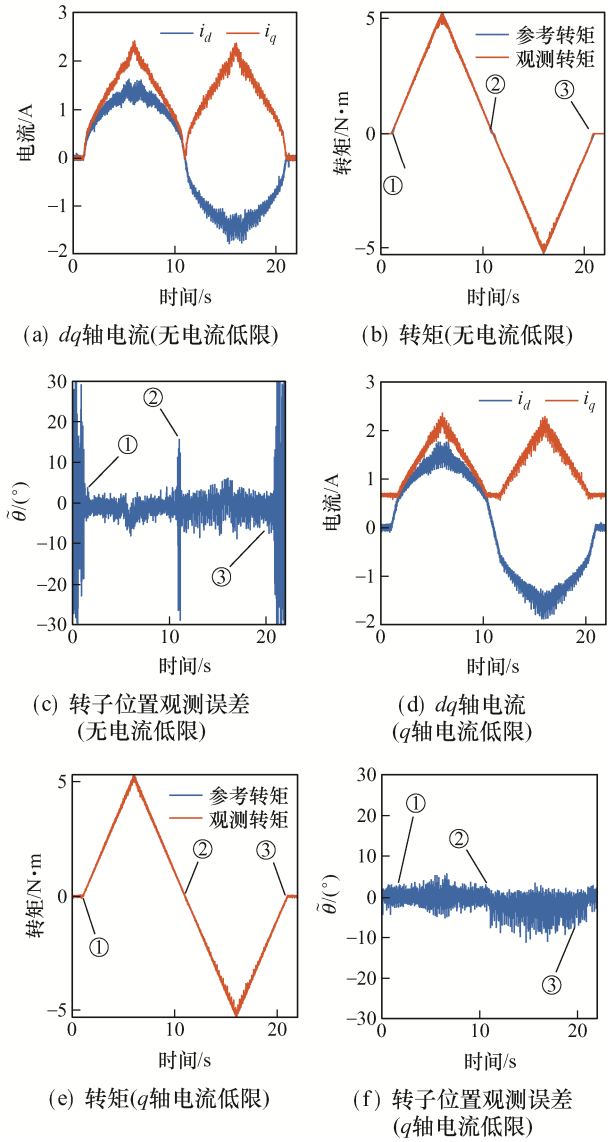
图 11　基于高频电流响应有无注入角补偿时 0.1 p.u.转速斜坡转矩输出实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of 0.1 p.u. speed ramp torque output based on high-frequency current response with and without injectiontilt angle compensation

采用高频注入倾斜角补偿方案对控制方法进行稳定性优化，其 0.1 p.u.转速斜坡转矩输出实验波形如图 11(d)~(f)所示。图 11(d)、(e)为 dq 轴电流和输出转矩，i_{comp} 可以通过实验方法获取，通过 1.1 节的磁链解析式可以得到不同转矩工况的 ϕ_Δ，由此建立参考转矩与注入倾斜角的对应关系。图 11(e)中的观测点①、②对应图 11(f)中的观测点①、②，此时输出±1.5 p.u.转矩，稳态转子位置观测误差基本可以保持在 10°以内。根据实验波形可知，高频注入倾斜角补偿方案可以有效提高控制系统转矩输出性能，可稳定输出±1.5 p.u.转矩。注入倾斜角补偿的稳态转子位置观测误差趋近为 0，该优化的方法在重载工况下转矩控制精度高，可以解决转子位置观测器易失控的问题。

第 2.3 节的稳定性分析表明，电机在轻载工况下信号强度较低，会有较大的转子位置观测抖动。有无 q 轴电流低限时 0.1 p.u.转速斜坡转矩输出实

验波形如图 12 所示。图 12(b)、(c)为 0.1 p.u.转速时，使用 MTPA 电流分配策略的转矩输出波形和转子位置观测误差波形，图 12(b)中的观测点①、②、③对应图 12(c)中的观测点①、②、③，观测点均为空载转矩下的实验波形，空载时转子位置观测误差最大有±20° 到±30° 的抖动，随着负载的增加转子位置观测误差逐渐减小。



(a) dq轴电流(无电流低限)　(b) 转矩(无电流低限)

(c) 转子位置观测误差(无电流低限)　(d) dq轴电流(q轴电流低限)

(e) 转矩(q轴电流低限)　(f) 转子位置观测误差(q轴电流低限)

图 12　有无 q 轴电流低限时 0.1 p.u.转速斜坡转矩输出实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of 0.1 p.u. speed ramp torque output with and without a lower limit on q-axis current

如图 12(e)、(f)所示，电流分配采用 q 轴最小电流限制策略，图 12(e)中的观测点①、②、③对应图 12(f)中的观测点①、②、③，观测点为空载工况下转矩与转子位置误差的实验波形，在空载工况下转子位置观测误差基本保持在±10° 以内，能有效保证空载和轻载时转子位置观测的稳定性。

4　结论

为解决传统的高频方波电压注入带载能力差的问题，本文提出了一种基于高频电流响应的倾斜角补偿优化控制方法，完成了高频电流响应模型的搭建，对其在重载工况和轻载工况下进行稳定性分析，定义了电流广义误差信号强度来反映磁饱和效应下 SynRM 的凸极性变化。针对重载工况转子位置观测器易失控的问题，进行了注入倾斜角补偿的优化方法，在轻载工况更改电流分配策略，设计最小 q 轴电流限制策略，提高电机凸极性，使转子位置观测更加稳定。

实验结果表明，基于高频电流响应模型的注入倾斜角补偿方法能很好消除转子位置观测误差、提高电机带载能力，而最小 q 轴电流限制策略也能在轻载工况下保证 SynRM 的凸极性。相比于传统的高频电压注入方法，基于高频电流响应模型和 SynRM 磁饱和效应的改进倾斜角补偿无速度传感器控制算法稳定性、动态性能得到了显著增强。

参考文献：

[1] Sun Xiaodong, Hu Changchang, Zhu Jianguo, et al. MPTC for PMSMs of EVs with multi-motor driven system considering optimal energy allocation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7): 1-6.

[2] Bianchi N, Park J, Tortella A, et al. Experimental tests of dual three-phase synchronous reluctance motor under half-control mode [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6): 5887-5893.

[3] Ibrahim M N, Sergeant P, Rashad E M. Relevance of including saturation and position dependence in the inductances for accurate dynamic modeling and control of SynRMs [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,

2017, 53(1): 151-160.

[4] Chen Hao, EL-Refaie A M, Zuo Yuefei, et al. Comparative study and design optimization of a dual-mechanical-port electric machine for hybrid electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(8): 8341-8353.

[5] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 378-385.
Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles with high performance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 378-385. (in Chinese)

[6] Kim H, Ahn J, Kim J, et al. Design and analysis of line-start synchronous reluctance motor considering the maximum inertia and power factor [C]// 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Detroit, MI, USA, 2022: 1-6.

[7] Credo A, Fabri G, Villani M, et al. Adopting the topology optimization in the design of high-speed synchronous reluctance motors for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5429-5438.

[8] Murataliyev M, Degano M, Di Nardo M, et al. Synchronous reluctance machines: A comprehensive review and technology comparison [J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110(3): 382-399.

[9] Li Chengrui, Wang Gaolin, Zhang Guoqiang, et al. Review of parameter identification and sensorless control methods for synchronous reluctance machines [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(2): 7-18.

[10] Genduso F, Miceli R, Rando C, et al. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2092-2100.

[11] Bugsch M, Piepenbreier B. High-bandwidth sensorless control of synchronous reluctance machines in the low- and zero-speed range [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(3): 2663-2672.

[12] 郑诗程, 周甜军, 郎佳红. 基于扩展卡尔曼滤波的无速度传感器无刷双馈感应电机直接转矩控制[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 126-132.
Zheng Shicheng, Zhou Tianjun, Lang Jiahong. Speed sensorless direct torque control of brushless doubly-fed induction machine based on extended Kalman filter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 126-132. (in Chinese)

[13] 任会敬, 李峰, 潘欢, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电动机无位置传感器控制方法[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 300-309.
Ren Huijing, Li Feng, Pan Huan, et al. Position sensorless control method for permanent magnet synchronous motor based on improved sliding mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 300-309. (in Chinese)

[14] Varatharajan A, Pellegrino G. Sensorless synchronous reluctance motor drives: A general adaptive projection vector approach for position estimation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(2): 1495-1504.

[15] Li Chengrui, Wang Gaolin, Zhang Guoqiang, et al. Adaptive pseudorandom high-frequency square-wave voltage injection based sensorless control for SynRM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3200-3210.

[16] Wu Xuan, Huang Sheng, Liu Kan, et al. Enhanced position sensorless control using bilinear recursive least squares adaptive filter for interior permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 681-698.

[17] Zhang Peiran, Wang Shanming, Li Yituo. A novel dual random scheme in signal injection sensorless control of IPMSM drives for high-frequency harmonics reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11): 14450-14462.

[18] Chen Junlei, Fan Ying, Wang Wei, et al. Sensorless control for SynRM drives using a pseudo-random high-frequency triangular-wave current signal injection scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 7122-7131.

[19] Hwang I, Kwon Y C, Sul S K. Enhanced dynamic operation of heavily saturated IPMSM in signal-injection sensorless control with ancillary reference frame [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5726-5741.

[20] Ali Awan H A, Song Zhanfeng, Saarakkala S E, et al.

Optimal torque control of saturated synchronous motors: Plug-and-play method [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6110-6120.

[21] Kwon Y C, Lee J, Sul S K. Recent advances in sensorless drive of interior permanent-magnet motor based on pulsating signal injection [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(6): 6577-6588.

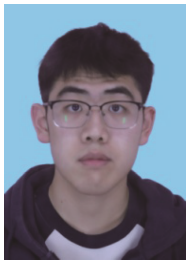
[22] Lee J, Kwon Y C, Sul S K. Signal-injection sensorless control with tilted current reference for heavily saturated IPMSMs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12100-12109.

[23] Kwon Y C, Lee J, Sul S K. Extending operational limit of IPMSM in signal-injection sensorless control by manipulation of convergence point [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1574-1586.

[24] Tuovinen T, Hinkkanen M. Adaptive full-order observer with high-frequency signal injection for synchronous reluctance motor drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 181-189.

[25] Lee F, Zhao Zian, Wang Yifan, et al. Combined active flux and high-frequency injection methods for sensorless control of synchronous reluctance machines [C]// 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). Guangzhou, China, 2024: 2332-2336.

[26] Hinkkanen M, Pescetto P, Mölsä E, et al. Sensorless self-commissioning of synchronous reluctance motors at standstill without rotor locking [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2120-2129.



宋雨生

作者简介：

宋雨生(2001—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电机驱动控制。E-mail：songyusheng@stu.xjtu.edu.cn。

郭长兴(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电机驱动控制。E-mail：1396856200@qq.com。

李凤姣(2000—)，女，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电机驱动控制。E-mail：nancyoctober@163.com。

赵子安(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电机驱动控制。E-mail：AcbEzio-Jo@stu.xjtu.edu.cn。

沈传文(1967—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电机驱动控制，电力电子技术，电气传动。E-mail：scw@mail.xjtu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)