DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.342 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

基于最小调节量算法的永磁同步电机无传感器控制下视在电感辨识

姜雅飞[1]，葛 扬[2](中国电源学会会员)
(1.江苏航运职业技术学院智能制造与信息学院，南通 226016；2.西安理工大学电气工程学院，西安 710048)

摘要：基于模型观测法的永磁同步电机PMSM(permanent magnet synchronous motor)无传感器控制技术广泛应用于各类PMSM控制系统。该技术依赖电机参数，然而，PMSM的参数特别是电感随运行状态变化而变化，且*dq*轴视在电感与增量电感的差异使得在线获取无传感器控制所需的视在电感颇具挑战。针对这一问题，提出一种基于最小调节量算法的PMSM无传感器控制下的视在电感在线辨识方法。首先，离线获得不同电流下的初始增量电感表；然后，在电机运行时，利用不对称高频电压注入法在线辨识某一工作点处的增量电感，并提出最小调节量算法以修正电感表中非工作点处的增量电感；最后，利用实时调节后的增量电感表计算相应工作点处的视在电感。将所提方法嵌入PMSM无传感器控制技术，克服了视在电感失配问题。实验结果验证了所提方法的正确性与有效性。

关键词：永磁同步电机；无传感器控制；电感辨识；高频信号注入

An Apparent Inductance Identification for PMSM Sensorless Control Based on Minimum Adjustment Algorithm

JIANG Yafei[1], GE Yang[2], *Member*, *CPSS*
(1. School of Intelligent Manufacturing and Information, Jiangsu Shipping College, Nantong 226016, China;
2. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The model-based permanent magnet synchronous motor (PMSM) sensorless control technique relies on the motor parameters. However, the parameters' values of PMSM always change in operation. And due to the magnetic saturation effects, the difference between the apparent inductance and the incremental inductance always exists, which makes it hard to obtain the necessary apparent inductance for sensorless control. To overcome this problem, an online apparent inductance identification method based on minimum adjustment algorithm for PMSM sensorless control is proposed. First, the incremental inductance table at different working points is obtained offline. Then, the asymmetric high-frequency signal injection is used to identify the incremental inductance at one working point. The incremental inductance table is adaptively adjusted by the proposed minimum adjustment algorithm. Finally, the apparent inductance is calculated using the adjusted inductance table. The proposed method is embedded into PMSM sensorless control technique to overcome the inductance mismatch problem. The experimental results verify the effectiveness of this method.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); sensorless control; inductance identification; high-frequency signal injection

收稿日期：2024-11-16；**修回日期**：2025-03-18，2025-04-10；**录用日期**：2025-04-17；**网络首发日期**：2025-05-15
基金项目：江苏省教育厅科研资助项目(Y201636561)；陕西省自然科学基础研究计划资助项目(2024JC-YBQN-0546)
This work is supported by Research Fund of Jiangsu Provincial Department of Education under the grant Y201636561; Basic Research Program of Shaanxi Provincial Natural Science Foundation under the grant 2024JC-YBQN-0546

永磁同步电机PMSM(permanent magnet synchronous motor)是目前应用十分广泛的一类高效能电机。PMSM的无位置传感器控制技术通过利用电压、电流等电气量在线观测转子磁场的位置与速度，无需位置传感器即可实现高性能磁场定向控制FOC(field-oriented control)[1]。这一技术

可有效提高 PMSM 控制系统的可靠性，降低硬件成本，提高设备的空间利用率，有利于系统向高速区域拓展[2-4]。

高频信号注入法与模型估计法是 2 类应用最为广泛的 PMSM 无传感器控制方法。高频信号注入法通常应用于凸极率较大的内置式 PMSM，在中低速区域效果较好[5-7]。模型估计法通常利用电机的基波电压模型，通过设计观测器估计转子位置，常应用于中高速区域。常用的模型估计法有滑模观测器、卡尔曼滤波器[8]、自适应陷波滤波器[9]等，此类方法依赖准确的电机模型。然而，随着电机运行状态与工作环境的改变，电机参数值也将随之变化，特别是电感，不仅因磁路饱和而随电流变化，还将受到温度与高频谐波电流的影响[10-11]。当负载较大时，q 轴电感误差将造成显著的位置观测误差，降低磁场定位精度，严重时可能导致系统失稳。因此，电感参数的在线辨识对于提高 PMSM 无传感器控制性能十分必要[12]。

目前，国内外学者已对 PMSM 的电感辨识方法进行了较为充分的研究[13]。该方法主要包含 2 类。一类是直流信号注入法。文献[14]提出了基于直流信号注入的 PMSM 参数辨识方法；文献[15]利用非线性自回归模型将该类方法拓展至无传感器控制。由于直流信号注入法利用的是电机基波模型，需假设不同电流下的电感不变，但受磁路饱和影响，这一假设在实际中难以保证。高频信号注入法是另一类较有潜力的电感在线辨识方法[16-18]。此类方法连续注入高频正弦或方波电压，并提取出相应的高频电流响应信号，再利用电机的高频模型进行电感辨识，能够在电机运行过程中对增量电感进行较为准确的在线辨识[19-20]。文献[21]提出了考虑逆变器非线性误差的基于高频信号注入法的电感辨识；文献[22]提出了 dq 轴高频等效阻抗模型，利用注入的高频信号在复频域的响应关系计算 dq 轴电感，但该方法依赖转子的准确位置；文献[23]利用电机阻抗模型，提出了一种基于虚拟轴系高频注入的电感辨识方法，可实现无位置传感器控制下的电感辨识；文献[24]将高频信号注入与粒子群算法结合，利用智能算法处理获得高频方程，提高了辨识效果。

然而，在 PMSM 无传感器控制中，磁场位置的准确估计需要视在电感，即磁链与电流之比，而某一电流点处的磁链与电流变化率之比为增量电感。但由于电感参数具有非线性饱和特征，视在电感与增量电感往往存在差异，特别是当饱和程度较深时，二者差异较大。因此，仅辨识增量电感难以解决无传感器控制中的电感失配问题。此外，为了使产生的高频电流响应具有足够高的信噪比，需使注入的高频电压具有较大的幅值，但这将降低直流电压利用率，从而限制此类方法在高速区域的应用。因此，适用于 PMSM 无传感器控制并具有较高电压利用率的视在电感辨识方法亟待研究。

本文提出一种可嵌入 PMSM 无传感器控制的视在电感在线辨识方法。首先通过离线辨识获得初始增量电感表；然后利用不对称高频方波注入法对工作点处的增量电感进行在线辨识；接着提出一种最小调节量算法，根据在工作点处的辨识结果对增量电感表中的各个元素进行自适应调节，以修正工作点之外的增量电感；最后利用实时调节后的增量电感表计算出位置观测所需的视在电感。该方法可改善传统对称高频信号注入法导致的电压利用率下降问题，并克服视在电感的在线辨识困难，实现 PMSM 的高精度无传感器控制。

1　基于磁链观测的 PMSM 无传感器控制

本节将简要介绍 PMSM 无传感器控制的基本原理。

磁链观测法是中高速区域一种行之有效的转子位置观测方法。对于内置式 PMSM，可将其有效磁链定义为

$$\begin{cases}\psi_{r\alpha}=\int_0^t(u_\alpha-R_s i_\alpha)\mathrm{d}t-L_{qa}i_\alpha\\ \psi_{r\beta}=\int_0^t(u_\beta-R_s i_\beta)\mathrm{d}t-L_{qa}i_\beta\end{cases}\tag{1}$$

式中：$\psi_{r\alpha}$、$\psi_{r\beta}$ 为 α、β 轴的有效磁链；u_α、u_β 为

α、β 轴电压；i_α、i_β 为 α、β 轴电流；R_s、$L_{q\mathrm{a}}$ 为定子电阻、q 轴视在电感。由于可直接计算有效磁链的幅值，故观测对象可便于转换为单位幅值的正弦波，这一特点将显著提升无传感器控制的动态性能。因此，本文采用文献[3]提出的极坐标磁链观测器，其方程为

$$\begin{cases}\hat{\psi}_{\tau\alpha}=\int(u_\alpha-R_\mathrm{s}i_\alpha-x_{-1})\mathrm{d}t-L_{q\mathrm{a}}i_\alpha\\ \hat{\psi}_{\tau\beta}=\int(u_\beta-R_\mathrm{s}i_\beta-y_{-1})\mathrm{d}t-L_{q\mathrm{a}}i_\beta\end{cases}\tag{2}$$

$$\begin{cases}e_\alpha(t)=\hat{\psi}_{\tau\alpha}-\{x_0+[\hat{\psi}_\mathrm{f}+(\hat{L}_d-\hat{L}_q)i_d]\hat{A}_1\cos\hat{\theta}\}\\ e_\beta(t)=\hat{\psi}_{\tau\beta}-\{y_0+[\hat{\psi}_\mathrm{f}+(\hat{L}_d-\hat{L}_q)i_d]\hat{A}_1\sin\hat{\theta}\}\end{cases}\tag{3}$$

$$\begin{cases}\mathrm{d}x_{-1}/\mathrm{d}t=2\xi_{-1}\hat{\omega}e_\alpha(t)\\ \mathrm{d}y_{-1}/\mathrm{d}t=2\xi_{-1}\hat{\omega}e_\beta(t)\end{cases}\tag{4}$$

$$\begin{cases}\mathrm{d}x_0/\mathrm{d}t=2\xi_0\hat{\omega}e_\alpha(t)\\ \mathrm{d}y_0/\mathrm{d}t=2\xi_0\hat{\omega}e_\beta(t)\end{cases}\tag{5}$$

$$\begin{cases}\mathrm{d}\hat{A}_1/\mathrm{d}t=\xi_1[\cos\hat{\theta}e_\alpha(t)+\sin\hat{\theta}e_\beta(t)]\\ \mathrm{d}\hat{\theta}/\mathrm{d}t=\hat{\omega}-l_1[\sin\hat{\theta}e_\alpha(t)+\cos\hat{\theta}e_\beta(t)]\\ \mathrm{d}\hat{\omega}/\mathrm{d}t=Ki_q-\hat{T}_\mathrm{d}-l_2[\sin\hat{\theta}e_\alpha(t)+\cos\hat{\theta}e_\beta(t)]\\ \mathrm{d}\hat{T}_\mathrm{d}/\mathrm{d}t=-l_3[\sin\hat{\theta}e_\alpha(t)+\cos\hat{\theta}e_\beta(t)]\end{cases}\tag{6}$$

式中：上标“^”表示各参数的估计值；e_α、e_β 为 α、β 轴跟踪误差；ψ_f 为永磁体磁链；L_d、L_q 为 d、q 轴电感；i_d、i_q 为 d、q 轴电流；A_1 为磁链幅值系数；θ、ω 分别为转子磁场的位置、速度；ξ_{-1}、ξ_0、ξ_1 为磁链幅值的估计增益；l_1、l_2、l_3 分别为位置、速度、转矩的估计增益；K 为电流转矩系数；T_d 为负载转矩。

式(2)根据磁链方程设计，引入变量 x_{-1} 用于跟踪积分对象中的直流偏置以避免积分漂移，而 x_{-1} 由磁链跟踪反馈误差经调节获得，如式(4)；式(3)为跟踪误差，磁链估计根据 α、β 轴磁链的正交关系设计；x_0 用于跟踪有效磁链中的直流分量，$\hat{\theta}$ 与 $\hat{\omega}$ 均由磁链跟踪误差经反馈调节获得。该观测器将有效磁链的幅值和相位作为直接观测对象，因而可省去锁相环，使整体系统阶数下降。

利用上述极坐标磁链观测器方程，可设计如图 1 所示的 PMSM 无传感器控制系统。

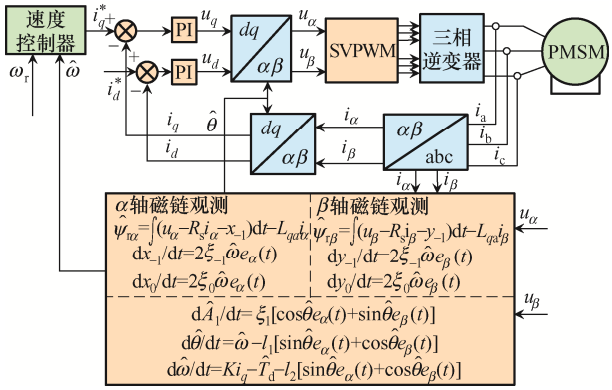


图 1 基于极坐标磁链观测器的 PMSM 无传感器控制系统

Fig. 1 Sensorless control system of PMSM based on polar coordinate flux linkage observer

由式(2)可知，有效磁链的观测依赖准确的 q 轴视在电感。但是该参数受电流、温度与高频谐波的影响，在实际运行中并非常数，并且由于饱和特性而与增量电感存在较大差异。为此，本文提出一种视在电感的在线辨识方法。

2 PMSM 无传感器控制下的视在电感在线辨识

本节将介绍 PMSM 的增量电感在线辨识方法，在此基础上，提出视在电感在线辨识方法。

2.1 基于不对称高频方波注入的增量电感在线辨识

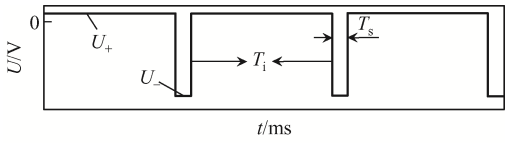
将电机的转子锁轴，并在不同 i_d、i_q 工作点处注入高频方波信号进行增量电感的离线辨识，获得对应的增量电感，绘制成表格[22]。由于电感可能在运行过程中发生变化，因此，本文将离线获得的电感表作为初始电感表，在运行过程中对其进行自适应调节。

在电机运行时，需先对当前工作点处的增量电感进行在线辨识。以 L_{qi} 表示 q 轴增量电感，本文提出一种基于不对称方波注入的 L_{qi} 在线辨识方法。图 2 以电机正转为例，给出了不对称高频方波电压 AHFS(asymmetric high-frequency square wave voltage)示意，图中：U_+ 和 U_- 分别为方波电压的正电压和负电压；T_i 和 T_s 分别为方波电压周期和开关周期。由于图 2 为示意图，刻度值可忽略。该不对

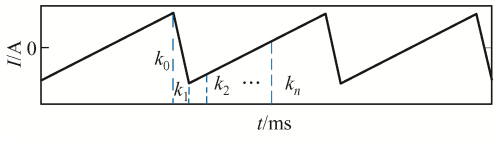
称方波由持续 1 个开关周期 T_s 的较大负电压与持续多个 T_s 的较小正电压构成。较大的负电压可产生幅值足够大的高频电流响应以提高电感辨识时的信噪比；较小的正电压，可改善直流电压利用率下降问题。当电机反转时，改变图 2(a)中电压的正、负号即可。当 AHFS 信号注入时，其产生的电流响应为不对称三角波，如图 2(b)所示。在各个采样点处，高频电流响应满足

$$\begin{cases} i_{qj}(k_0)=-i_{qj}(k_1) \\ i_{qj}(k_2)-i_{qj}(k_1)=-\dfrac{i_{qj}(k_1)-i_{qj}(k_0)}{n-1} \\ i_{qj}(k_3)-i_{qj}(k_2)=-\dfrac{i_{qj}(k_1)-i_{qj}(k_0)}{n-1} \\ \vdots \\ i_{qj}(k_n)-i_{qj}(k_{n-1})=-\dfrac{i_{qj}(k_1)-i_{qj}(k_0)}{n-1} \end{cases} \tag{7}$$

式中：下标“j”表示高频分量；k_0, k_1, …, k_n 为各个采样时刻。



(a) 不对称高频方波电压



(b) 高频电流响应

图 2　AHFS 与电流响应示意

Fig. 2 Schematic of AHFS and current response

考虑到电流控制器的带宽远小于逆变器的开关频率，因此可假设一个开关周期内 dq 轴电流基波保持不变，即 $i_{qF}(k_0)=i_{qF}(k_1)$，下标“F”表示电流的基波分量。则 k_0 与 k_1 时刻的电流高频分量与基波分量应满足

$$\begin{cases} i_{qj}(k_0)=-i_{qj}(k_1)=\dfrac{i_q(k_0)-i_q(k_1)}{2} \\ i_{qF}(k_0)=i_{qF}(k_1)=\dfrac{i_q(k_0)+i_q(k_1)}{2} \end{cases} \tag{8}$$

利用式(8)可获得 k_0 与 k_1 时刻的高频分量。根据 PMSM 的数学模型，忽略电阻压降与反电势在一个开关周期内的变化量，则电压与电流的高频分量满足

$$L_{qi}\frac{i_{qj}(k_1)-i_{qj}(k_0)}{\Delta t}=u_{qj} \tag{9}$$

式中：Δt 为控制周期；u_{qj} 为 q 轴电压的高频分量。根据式(8)，可将式(9)改写为

$$L_{qi}\frac{i_q(k_1)-i_q(k_0)}{\Delta t}=u_{qj} \tag{10}$$

根据式(10)，可直接利用 k_0 与 k_1 时刻的电流采样值进行电感辨识，无需使用滤波器，消除了滤波器带来的误差。据此设计的电感辨识算法的数学表达式为

$$\frac{\mathrm{d}\hat{L}_{qi}}{\mathrm{d}t}=\lambda i_{qj}(k_1)[u_{qj}\Delta t-\hat{L}_{qi}(i_q(k_1)-i_q(k_0))] \tag{11}$$

式中，λ 为自适应系数，决定收敛速率。由于第 2.2 节将使用电感表计算视在电感，而电感表已包含电流变化这一因素，因此增量电感的辨识速率可适当降低。式(11)仅利用了 k_0 与 k_1 时刻的电流，这是因为 k_0 与 k_1 时刻施加的是较大的负电压，产生的电流响应幅值较大，其信噪比也较高，在每个电压注入周期利用负电压产生的电流响应进行辨识可提高精度。上述方法可在线估计出当前工作点处的增量电感。此外，不对称方波的幅值与频率选取应使电流响应具有足够大的信噪比，同时还应避免过高频率带来的噪声与过低频率导致的转速波动。

2.2 视在电感的在线辨识

在线辨识得到工作点处的增量电感后，可对初始增量电感表进行自适应调整，并利用调整后的电感表进一步计算出视在电感。

本文实验所用电机经离线辨识获得的初始增量电感见表 1。假设经过在线辨识已得到了某工作点 w 处的增量电感，表示为 $\hat{L}_{qi}(i_{dw},i_{qw})$，其中，$i_{dw}$、$i_{qw}$ 分别为工作点 w 处的 d、q 轴电流，需依据这一辨识结果对初始电感表中的其余元素进行相应调整，才可准确计算出视在电感。

在运行过程中可合理假设，即使初始电感表因环境等因素而不再准确，其中数据也应处在准确电感附近，并且电感表中当前工作点处的增量电感应

与在线辨识结果吻合。基于上述假设，提出如下针对电感表的调节算法。

表 1 初始增量电感

Tab. 1 Initial incremental inductances

i_d/A	i_q/A					
	0	1	2	3	4	5
0	0.029	0.026	0.024	0.021	0.019	0.018
1	0.028	0.025	0.023	0.020	0.018	0.017
2	0.027	0.023	0.021	0.020	0.017	0.016
3	0.025	0.023	0.021	0.019	0.017	0.016
4	0.024	0.021	0.020	0.018	0.016	0.015
5	0.024	0.021	0.019	0.017	0.015	0.015

以 $L_{qi}(i_d,i_q)$ 和 $\hat{L}_{qi}(i_d,i_q)$ 分别表示某电流下初始电感表中的电感与调节后的电感。工作点处的增量电感应当调节为在线辨识结果，即当 $i_d,i_q=i_{dw},i_{qw}$，$\hat{L}_{qi}(i_d,i_q)$ 应调节为 $\hat{L}_{qi}(i_{dw},i_{qw})$；对于非工作点处的电感，调节后应使函数 S_{ad}

$$S_{\mathrm{ad}}=\left[\frac{\hat{L}_{qi}(i_d,i_q)-L_{qi}(i_d,i_q)}{L_{qi}(i_d,i_q)}\right]^2+\left\{\frac{[\hat{L}_{qi}(i_d,i_q)-\hat{L}_{qi}(i_{dw},i_{qw})]-[L_{qi}(i_d,i_q)-L_{qi}(i_{dw},i_{qw})]}{L_{qi}(i_d,i_q)-L_{qi}(i_{dw},i_{qw})}\right\}^2 \tag{12}$$

取得最小值。式(12)中的 S_{ad} 由 2 项构成，第 1 项为调节前、后增量电感的变化率，第 2 项为该点处增量电感与工作点处增量电感之间差异的变化率。利用 S_{ad} 可衡量调节前、后增量电感表的综合变化率。由于初始电感表中的数据应当处于准确电感表的附近，因此，调节后电感表的综合变化率应当最小，即应满足最小调节量原则。当 S_{ad} 取最小值时，有

$$\partial S_{\mathrm{ad}}\big/\partial\hat{L}_{qi}(i_d,i_q)=0 \tag{13}$$

利用式(12)与式(13)，可推导得

$$\hat{L}_{qi}(i_d,i_q)=\frac{AB+AC}{A+B} \tag{14}$$

式中：$A=L_{qi}(i_d,i_q)$；$B=L_{qi}(i_d,i_q)-L_{qi}(i_{dw},i_{qw})$；$C=\hat{L}_{qi}(i_{dw},i_{qw})+L_{qi}(i_d,i_q)-L_{qi}(i_{dw},i_{qw})$。利用上述最小调节量算法，可对增量电感表中所有数据进行实时调节；再利用调节后的增量电感表计算视在电感，即

$$L_{qa}(i_{dw})=\frac{\int_0^{i_{qw}}\hat{L}_{qi}(i_{dw},i_q)\mathrm{d}i_q}{i_{qw}} \tag{15}$$

考虑到芯片计算能力有限，无法在一个控制周期内完成上述计算，因此，在一个周期内只对电感表中的 1 个元素进行调节。计算视在电感时，同样在一个周期内只进行 1 次累加。若电感表中有 n^2 个元素，并且工作点处的 i_q 位于表格中的最大值处，则共需 n^2+n 个周期即可获得视在电感。当 n 取 10 时，则需 110 个周期，通常可在 0.05 s 内完成，能够满足工程上对实时性的要求。

2.3 控制系统设计

图 3 为本文提出的嵌入视在电感在线辨识的 PMSM 无传感器控制框图。极坐标磁链观测器利用 α、β 轴的电压、电流进行磁链观测，估计转速与转子位置，取消了锁相环；观测结果输入速度控制器与坐标变换环节；在 q 轴注入 AHFS，利用 q 轴高频电流响应进行增量电感的辨识；获得辨识结果后进行电感表调节并计算视在电感；将视在电感反馈至极坐标磁链观测器，以提高磁场位置的估计精度。

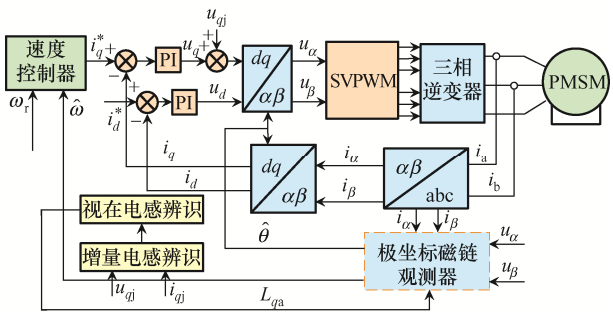


图 3 嵌入视在电感在线辨识的 PMSM 无传感器控制框图

Fig. 3 Block diagram of sensorless control for PMSM embedded with on-line identification of apparent inductance

3 实验结果分析

通过实验验证提出的基于视在电感辨识的 PMSM 无传感器控制方法，实验平台如图 4 所示。控制器芯片采用 TMS320F28335，控制器使用 15 V 开关电源供电；使用三相电压型逆变器驱动电机旋

转，开关元件为 IGBT；速度环控制频率为 2.5 kHz，电流环采样频率为 5 kHz，死区时间为 2.4 μs，采用 2 500 线增量式编码器测量实际转子位置与速度。

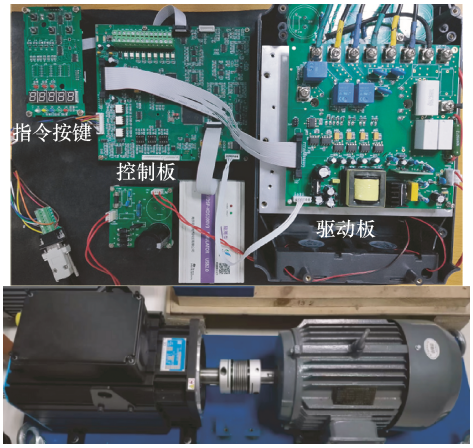
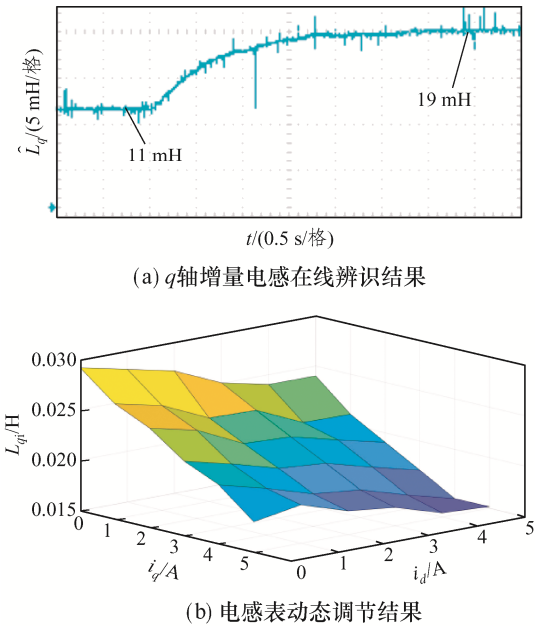


图 4　PMSM 控制实验平台示例

Fig. 4 Example of PMSM control experimental platform

图 5(a)为增量电感辨识结果，工作点为 i_q=5 A，i_d=0 A，增量电感的初始值设置为 11 mH。可以看出，使能电感辨识后，增量电感由 11 mH 收敛到了 19 mH，此时电机频率为额定频率 50 Hz；注入高频方波后，电压利用率已接近 100%。利用这一辨识值，对增量电感表进行调节，结果如图 5(b)与表 2 所示。根据电感表与式(15)，可计算出此工作点处的视在电感为 0.235 mH，与增量电感差异较大。



(a) q轴增量电感在线辨识结果

(b) 电感表动态调节结果

图 5　电感辨识结果

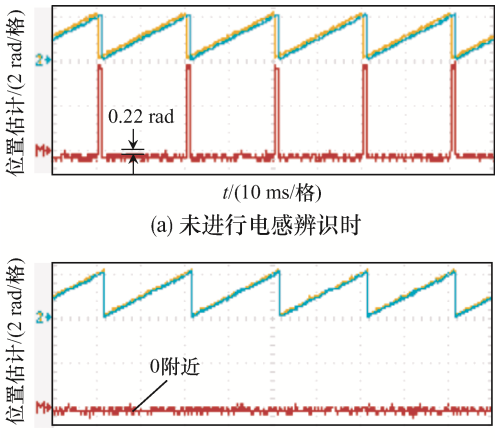
Fig. 5 Results of inductor identification

表 2　经调节后的增量电感

Tab. 2 Incremental inductances after adjustment

i_d/A	i_q/A					
	0	1	2	3	4	5
0	0.029 1	0.026 3	0.024 6	0.022 0	0.020 4	0.019 0
1	0.028 1	0.025 4	0.023 6	0.021 0	0.019 2	0.018 4
2	0.027 1	0.023 2	0.021 4	0.019 7	0.017 9	0.017 0
3	0.025 2	0.023 2	0.021 2	0.019 4	0.017 6	0.016 6
4	0.024 0	0.021 1	0.020 1	0.018 2	0.016 3	0.015 3
5	0.024 0	0.021 0	0.019 1	0.017 1	0.015 1	0.015 1

将该视在电感反馈至极坐标磁链观测器，可验证其值的准确性。图 6 为在额定转速 1 500 r/min，即电频率 50 Hz(2 对极)时的转子位置及估计结果。工作点同样为 i_q=5 A，i_d=0 A，q 轴视在电感初始值设置为 11 mH。可以看出，未进行电感辨识时，位置估计出现了偏差，其稳态值约为 0.22 rad；而使能电感辨识后，稳态位置误差保持在 0 附近，表明视在电感辨识结果较准确。



(a) 未进行电感辨识时

(b) 使能电感辨识后

图 6　基频 50 Hz 时的位置估计结果

Fig. 6 Position estimation results at a fundamental frequency of 50 Hz

图 7 为电机运行于 25 Hz 突加阶跃负载时的位置与速度估计结果。可以看出，突加负载后，由于电流增大，电感减小，位置估计出现了一定误差，电感更新后，误差趋近于 0。

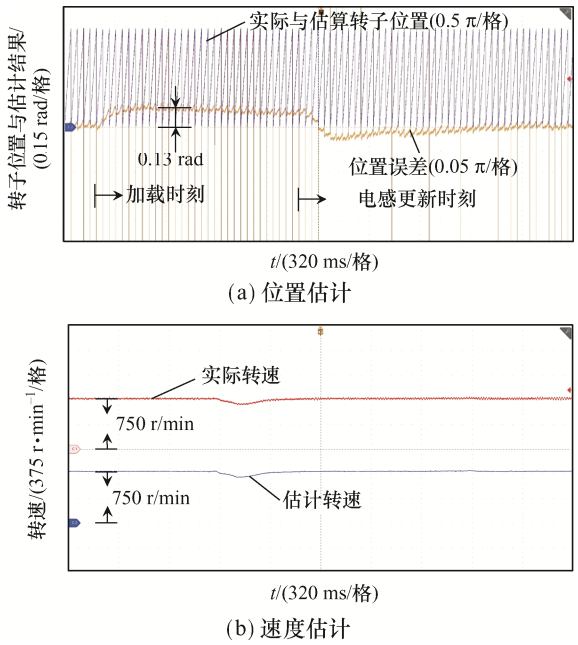


图 7 加阶跃负载时的位置、速度估计结果

Fig. 7 The position and velocity estimation results with step load added

4 结语

本文针对 PMSM 无传感器控制存在的电感失配问题，提出了一种视在电感在线辨识方法，并设计了完整的 PMSM 无传感器控制系统。该方法首先利用不对称高频方波信号注入进行增量电感的在线辨识；接着利用辨识结果与最小调节量算法对初始电感表进行自适应调节；最后通过对电感表进行累加计算出视在电感。实验结果表明，提出的方法不仅能够有效辨识出电感参数，并与无传感器控制技术稳定兼容，还能够在中高速下获得较好的控制效果，显著降低电感失配导致的位置观测误差，验证了该方法的有效性。

参考文献：

[1] 曹恒佩, 艾萌萌, 王延波. 永磁辅助同步磁阻电机研究现状及发展趋势[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4575-4592.
Cao Hengpei, Ai Mengmeng, Wang Yanbo. Research status and development trend of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4575-4592. (in Chinese)

[2] 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)

[3] Ge Yang, Song Weizhang, Yang Yang, et al. A polar-coordinate-multisignal-flux-observer-based PMSM non-PLL sensorless control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10579-10583.

[4] 苑国锋, 刘汀宇, 胡骢, 等. 新型永磁同步电机无位置传感器带速重投策略[J]. 电源学报, 2026, 24(2): 283-290.
Yuan Guofeng, Liu Tingyu, Hu Cong, et al. Novel flying-start strategy for sensorless permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 283-290. (in Chinese)

[5] 毕广东, 张国强, 王高林, 等. 高频信号注入永磁电机系统转子位置估计偏差在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(19): 7205-7212.
Bi Guangdong, Zhang Guoqiang, Wang Gaolin, et al. Online compensation method of estimated rotor position offset error for high-frequency signal injection based PMSM drives [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(19): 7205-7212. (in Chinese)

[6] Wu Ting, Luo Derong, Wu Xuan, et al. Square-wave voltage injection based PMSM sensorless control considering time delay at low switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5525-5535.

[7] Li Chengrui, Wang Gaolin, Zhang Guoqiang, et al. Torque ripples minimization of sensorless SynRM drives for low-speed operation using Bi-HFSI scheme [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5559-5570.

[8] Pasqualotto D, Rigon S, Zigliotto M. Sensorless speed control of synchronous reluctance motor drives based on extended Kalman filter and neural magnetic model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2):

1321-1330.

[9] 葛扬, 宋卫章, 杨洋. 基于扩张式主从自适应陷波滤波器与动态频率跟踪的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3824-3835.
Ge Yang, Song Weizhang, Yang Yang. PMSM sensorless control based on extended master-slave adaptive Notch filter and dynamic frequency tracking [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3824-3835. (in Chinese)

[10] Zhu S, Hua W, Shi B. Comparison of methods using different sources for computing PWM effects on permanent magnet machines considering eddy current reaction [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(6): 8105704.

[11] Mingardi D, Morandin M, Bolognani S, et al. On the proprieties of the differential cross-saturation inductance in synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 991-1000.

[12] 陈德志, 张玉庸, 白保东, 等. 不同温度及谐波下硅钢片电磁−力特性与变频电机振动[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4647-4656.
Chen Dezhi, Zhang Yuyong, Bai Baodong, et al. Electromagnetic-forceand vibration of silicon steel sheetand variable frequency motor under different temperature and harmonic [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4647-4656. (in Chinese)

[13] Bui M X, Faz Rahman M, Guan Deqi, et al. A new and fast method for on-line estimation of *d* and *q* axes inductances of interior permanent magnet synchronous machines using measurements of current derivatives and inverter DC-bus voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7488-7497.

[14] Li Ze, Feng Guodong, Lai Chunyan, et al. Current injection-based multi-parameter estimation for dual three-phase IPMSM considering VSI nonlinearity [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(2): 405-415.

[15] Wang Yangrui, Xu Yongxiang, Zou Jibin. Online multi-parameter identification method for sensorless control of SPMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10601-10613.

[16] 李峰, 车进, 刘大铭, 等. IPMSM 动态电感辨识方法及转子位置估计误差补偿策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5418-5426.
Li Feng, Che Jin, Liu Daming, et al. Dynamic inductance identification method and rotor position estimation error compensation strategy for IPMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(23): 5418-5426. (in Chinese)

[17] Wang Qiwei, Wang Gaolin, Liu Shaobo, et al. An inverter-nonlinearity-immune offline inductance identification method for PMSM drives based on equivalent impedance model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 7100-7112.

[18] 吴春, 赵宇纬, 孙明轩. 采用测量电压的永磁同步电机多参数在线辨识[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(13): 4329-4339.
Wu Chun, Zhao Yuwei, Sun Mingxuan. Multiparameter online identification for permanent magnet synchronous machines using voltage measurements [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4329-4339. (in Chinese)

[19] Liu Shaobo, Wang Qiwei, Wang Gaolin, et al. Virtual-axis injection based online parameter identification of PMSM considering cross coupling and saturation effects [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5791-5802.

[20] Ge Yang, Song Weizhang, Yang. High frequency square wave voltage injection based inductance identification for PMSM sensorless control [C]// The Proceedings of the 17th Annual Conference of China Electrotechnical Society. Singapore: Springer, 2023: 841-848.

[21] 黄科元, 周佳新, 刘思美, 等. 考虑逆变器非线性永磁同步电机高频注入电感辨识方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1607-1616.
Huang Keyuan, Zhou Jiaxin, Liu Simei, et al. Inductance identification method of permanent magnet synchronous motor considering inverter nonlinearity based on high-frequency injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1607-1616. (in Chinese)

[22] 王奇维, 李斌兴, 潘冠丞, 等. 基于转子位置误差解耦阻抗建模的永磁同步电机电感在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(2): 439-451.
Wang Qiwei, Li Binxing, Pan Guancheng, et al. Impe-

dance model based online inductance identification method of permanent magnet synchronous motor decoupled from rotor position error [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(2): 439-451. (in Chinese)

[23] Wang Qiwei, Wang Gaolin, Zhao Nannan, et al. An impedance model-based multiparameter identification method of PMSM for both offline and online conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 727-738.

[24] 陈赓, 杨淑英, 张兴. 考虑磁饱和效应的永磁同步电机在线参数辨识[J]. 电源学报, 2026, 24(4): 303-312, 339.
Chen Geng, Yang Shuying, Zhang Xing. Online parameter identification of permanent magnet synchronous motor considering magnetic saturation effect [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(4): 303-312, 339. (in Chinese)



姜雅飞

作者简介：

姜雅飞(1983—)，男，通信作者，本科，高级实验师。研究方向：新型控制理论在电力电子设备中的应用。E-mail：jiangyafei2021@163.com。

葛扬(1991—)，男，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：新型控制理论在电力电子设备中的应用。E-mail：gy@xaut.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)

(上接第 235 页)

Equipment, 2021, 41(6): 100-106. (in Chinese)

[29] 倪晓军, 赵成勇, 许韦华, 等. 降低直流输电换相失败概率的改进拓扑及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 811-820.
Ni Xiaojun, Zhao Chengyong, Xu Weihua, et al. An improved topology to decrease the commutation failure in LCC-HVDC and its control strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(4): 811-820. (in Chinese)



周楠

作者简介：

周楠(1998—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：高压直流输电技术。E-mail：222221558@st.usst.edu.cn。

张巍(1983—)，男，博士，讲师。研究方向：电力系统运行与控制。E-mail：zw19830904@usst.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)