

基于 EKF 电感在线辨识的 IPMSM 鲁棒 无位置传感器控制

王建军¹, 项 力², 朱 威^{2*}

(1. 上海齐耀动力技术有限公司, 上海 201203;

2. 海军工程大学 电磁能技术全国重点实验室, 湖北 武汉 430033)

Robust Sensorless Control of IPMSM Based on Online EKF Inductance Identification

Wang Jianjun¹, Xiang Li², Zhu Wei^{2*}

(1. Shanghai MicroPowers Co., Ltd., Shanghai 201203, China;

2. National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering,
Wuhan 430033, China)

Abstract: [Objective] To address the issue that the sensorless control process of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is susceptible to magnetic circuit saturation, which induces variations in dq -axis inductance parameters and model mismatch thereby degrading control performance, this paper employs an extended Kalman filter (EKF)-based online identification method to estimate the dq -axis inductances in real time. [Methods] The EKF algorithm was designed based on the optimal recursive estimation principle for nonlinear systems. System and measurement noises were processed through real-time updates of state prediction and the error covariance matrix. The identified inductance parameters were fed forward into the sensorless observer algorithm to achieve dynamic updating of the motor model and closed-loop feedback correction, thereby enhancing the system's robustness against parameter variations and complex operating conditions. [Results] The experimental results indicated that with the introduction of EKF online parameter identification, favorable dynamic and steady-state performance was still maintained under low-speed loaded conditions; moreover, when a sudden load was applied in the high-speed region, the rotor position observation accuracy was enhanced by 1.5° . [Conclusion] Comparative analysis with the ordinary least squares method confirms that the EKF-based parameter identification demonstrates superior performance, effectively suppressing the impact of magnetic

saturation and cross-saturation effects on position estimation.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; extended Kalman filter; parameter identification; sensorless

摘 要: 【目的】针对内置式永磁同步电机(IPMSM)在无位置传感器控制过程中,易受磁路饱和和因素干扰,从而引发 dq 轴电感参数变化及模型失配导致控制性能下降的问题,本文基于扩展卡尔曼滤波(EKF)在线辨识方法对 dq 轴电感进行实时估计。【方法】依据非线性系统的最优递推估计原理设计了 EKF 算法,通过状态预测与误差协方差矩阵的实时更新处理系统及测量噪声,并将辨识所得电感参数前馈至无位置传感器观测算法中,实现电机模型的动态更新与闭环反馈校正,提升系统对参数变化及复杂工况的鲁棒性。【结果】试验结果表明,引入 EKF 在线参数辨识后,在低速带载工况下仍能维持良好动态及稳态性能;在高速域下突加负载时,转子位置观测精度提升 1.5° 。【结论】通过与普通最小二乘法对比,证实 EKF 参数辨识效果更优,有效抑制磁饱和及交叉饱和效应对位置估计的影响。

关键词: 内置式永磁同步电机;扩展卡尔曼滤波;参数辨识;无位置传感器

0 引言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)因具有高效能、高功率密度等突出特点,在工业控制与电动汽车领域起着重要作用^[1-7]。为了消除位置传感器

基金项目: 国家自然科学基金(52477046)

National Natural Science Foundation of China (52477046)

在成本、体积和系统可靠性方面带来的制约^[8-13],研究重点转向了无位置传感器控制方案的开发^[14-18]。但在 IPMSM 实际运行中,磁饱和与温度变化极易导致其电感参数非线性摄动,进而引起控制模型失配并造成性能下降^[19]。为使无位置传感器控制达到预期的高动态与高精度水平,对电感参数进行实时在线估算已成为关键前提与必然要求。

目前主流的无位置传感器控制方法各有优势与挑战。文献[20]针对传统滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)的高频抖振问题,嵌入超螺旋滑模算法,通过线性项与自适应增益完成反电动势估算。同时提出改进型超螺旋正交信号发生器,提取平滑的反电动势信号,从而大幅提升转速估计准确度。文献[21]针对旋转高频注入法复杂滤波器的设计带来的相位延迟的问题,提出了一种基于双外差法的旋转电压注入策略,补偿了电流解调过程中的时间延迟,从而提高了转子位置的估计精度。文献[22]提出一种基于扩展状态观测器的模型参考自适应系统控制方法,在扩展状态观测器中加入准谐振控制器,优化其对周期性扰动的估计性能,并通过稳定性分析验证了详细的参数整定方法。此外,考虑到比例积分(Proportional Integral, PI)控制器带宽有限的缺陷,采用基于超螺旋滑模控制的自适应机制替代传统 PI 自适应机制,增强了系统对参数变化和外部干扰的鲁棒性。

参数辨识方法的研究已形成多种技术体系,主要包括最小二乘算法、模型逼近法、自抗扰算法及智能遗传算法等典型方法。其中,文献[23]采用递推最小二乘算法,对定子电阻、转子磁链以及 q 轴电感参数进行同步辨识;针对参数辨识过程中的秩亏问题,在 q 轴注入正弦扰动电流,提高了辨识结果的精度,同时解决了转矩波动的问题,该方法具有控制精度高、鲁棒性强及响应速度快的优点。文献[24]将扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman Filter, EKF)算法应用于电机定子电阻、转子磁链以及 q 轴电感的在线辨识中,搭建了适配 IPMSM 的多参数同步辨识模型,基于不同温度环境下进行试验。结果表明,相较于带遗忘因子的递推最小二乘法, EKF 算法对电机各项参数的辨识精度均更优。

为此,本文提出一种融合 EKF 电感在线辨识的 IPMSM 电流估算模型无位置传感器控制策略。该方法依托 EKF 算法优异的非线性递推最优估计能力,实时在线辨识电机定子电感参数,动态更新控制系统电机模型,有效解决传统固定参数模型难以适配磁饱和和参数动态变化的问题。系统基于更新后的精准电机模型计算预测电流,结合传感器实时采集电流信号偏差,动态修正转速观测结果,再通过转速积分运算获取转子位置信息,实现状态量精准观测,有效改善无位置传感器控制系统的平稳性与位置观测精度。

1 电流估算模型的建立

IPMSM 在 d - q 旋转坐标系下的电压方程为^[25]

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ R_s + pL_q & \omega_e L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; p 为微分算子; R_s 为定子电阻; ω_e 为转子电角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

由于无速度传感器控制系统^[26-27]中转子位置及角速度参数不可直接观测,导致定子电压分量 u_d 、 u_q 与电流分量 i_d 、 i_q 无法准确解耦,故引入估算的 δ - γ 坐标系作为两相旋转坐标系。

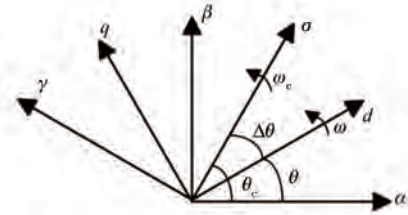


图1 δ - γ 与 d - q 参考坐标系之间的关系图

Fig.1 The relationship diagram between reference frame δ - γ and d - q

由图1可知,两坐标系关系式为

$$\begin{bmatrix} f_\delta \\ f_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: f 为定子电压和电流; $\Delta\theta$ 为估算偏差,即 $\Delta\theta = \theta_e - \theta$ 。

此时电压方程可在 δ - γ 坐标系下改写为

$$\begin{bmatrix} u_\delta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ R_s + pL_q & \omega_e L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\delta \\ e_\gamma \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_δ, u_γ 为 δ - γ 坐标系下电压; i_δ, i_γ 为 δ - γ 坐标系下电流; ω_f 为估算转子电角速度; e_δ, e_γ 为定子反电动势。

e_δ 和 e_γ 在 δ - γ 坐标系下可表示为

$$\begin{bmatrix} e_\delta \\ e_\gamma \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

根据式(1)可计算估算电流的微分为

$$\begin{bmatrix} pL_d \hat{i}_\delta \\ pL_q \hat{i}_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & L_q \omega_f \\ -R_s & L_d \omega_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\delta \\ u_\gamma - \hat{\omega}_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: u_δ, u_γ 为电流环 PI 调节器的输出; $\hat{\omega}_e$ 为初步估算电角速度。

利用式(5)估算电流微分,并结合 kt 时刻电流传感器检测值,去估算 $(k+1)t$ 时刻的定子电流值,可得:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\delta[(k+1)t] \\ \hat{i}_\gamma[(k+1)t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\delta(kt) \\ i_\gamma(kt) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_d \hat{i}_\delta \\ pL_q \hat{i}_\gamma \end{bmatrix} \quad (6)$$

为了简化分析,当 $\Delta\theta \approx 0$ 时,估算电流值和检测值之间的误差为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\delta(kt) \\ \Delta i_\gamma(kt) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\delta(kt) - i_\delta(kt) \\ \hat{i}_\gamma(kt) - i_\gamma(kt) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{t}{L_d} e_\delta \\ \frac{t}{L_q} (e_\gamma - \hat{\omega}_e \psi_f) \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \frac{t}{L_d} \omega_e \psi_f \Delta\theta \\ \frac{t}{L_q} \psi_f (\omega_e - \hat{\omega}_e) \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据 EKF 方法对初步估算速度 $\hat{\omega}_e$ 和最终估算速度 $\hat{\omega}_f$ 进行校正,可得:

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_e[(k+1)t] \\ \hat{\omega}_f[(k+1)t] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_\delta(kt) \\ \Delta i_\gamma(kt) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e(kt) \\ \hat{\omega}_f(kt) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: α, β 为观测器参数。

2 电感变化对转子位置的影响分析

基于推导的估算电流模型观测器方法,其精度严重依赖于电机数学模型的准确性。然而,当观测器中的 L_d, L_q 与电机实际 L_d^*, L_q^* 不一致时,估计误差将不再单纯反映位置误差,而是耦合了参数误差分量。

在稳态运行时,假设观测器能够使电流估算误

差收敛为零,此时观测器内部计算的电压方程必须与实际电机电压平衡,则实际电机电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e L_q^* i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_e L_d^* i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (9)$$

观测器基于 L_d, L_q 和估算位置 $\hat{\theta}_e$ 计算的电压模型引入了误差项。当存在位置估算误差时,观测器会产生一个位置偏差角,通过调整反电动势的投影分量,来补偿由电感误差引起的电压偏差。忽略电阻压降影响,由磁饱和和引起的位置估算误差 $\Delta\theta_e$ 可推导为

$$\sin(\Delta\theta_e) \approx \Delta\theta_e = \frac{\omega_e (L_q - L_q^*) i_q}{\omega_e \psi_f} = \frac{\Delta L_q i_q}{\psi_f} \quad (10)$$

位置估算误差随电感饱和程度以及电流 i_q 变化如图 2 所示。由图 2 可知,转子位置估算误差与转矩电流 i_q 呈正比。当 i_q 较小时,即便电感存在偏差,引起的电压误差项也较小。在重载工况下,若 L_q 深度饱和,位置估算误差则超过 25° 。如此巨大的角度偏差将导致 d - q 坐标系严重失准,使得实际施加的 i_d 电流不再产生预期的磁通分量,而是产生了去磁或增磁效应,严重降低了电机的转矩输出效率,甚至可能导致观测器发散。

考虑 IPMSM 凸极效应,定义等效增益 K_{eq} 为

$$K_{eq} = \frac{1}{L_q} [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \quad (11)$$

转速估算环路的开环传递函数为

$$G_{open}(s) = G_{PI}(s) \cdot G_p(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{K_{eq}}{s + R_s/L_q} \quad (12)$$

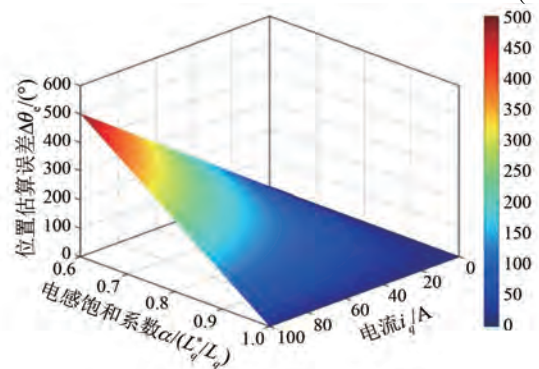


图 2 位置估算误差随电感饱和程度以及电流 i_q 变化图

Fig. 2 Variation of position estimation error with inductance saturation level and current i_q

式(12)中的参数是基于电感 L_q 进行整定的。当电机运行时,若实际电感 L_q^* 发生变化,将会使系统极点偏移,电机极点会随着电感的饱和而远离虚轴;同时在中高频段,系统的增益也会随着电感饱和而增大。

电感变化下的无位置观测器传递函数伯德图如图 3 所示。图中,观测器带宽设计为 400 rad/s。当电感饱和时,实际电感减小导致开环增益上升,截止频率右移至约 800 rad/s,使系统在 400~800 rad/s 频段内对噪声呈现全通特性,最终导致低速运行时估算转速剧烈振荡,严重影响稳态控制精度。因此,仅依赖固定电感模型的传统控制策略已无法满足 IPMSM 在全速域、全负载范围内的性能要求。为了实现高精度的转矩控制与可靠的无位置传感器运行,须引入电感参数在线辨识策略,实时获取电机实际电感参数对控制器与观测器模型进行更新。

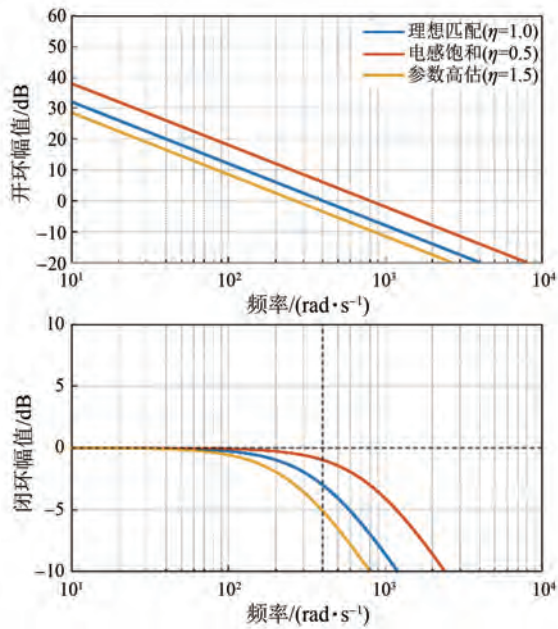


图 3 电感变化下的无位置观测器传递函数伯德图

Fig. 3 Bode plot of the transfer function of the sensorless observer under inductance variation

3 EKF 电感参数在线辨识算法

非线性系统的状态空间方程为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1}) \\ \mathbf{y}_k = h(\mathbf{x}_k, \mathbf{v}_k) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{x}_k$ 为离散状态变量; $\mathbf{y}_k$ 为测量值; $\mathbf{u}_{k-1}$ 为离散

控制变量; $f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1})$ 为非线性系统函数; $h(\mathbf{x}_k, \mathbf{v}_k)$ 为观测函数; $\mathbf{w}_{k-1}$ 、 $\mathbf{v}_k$ 为测量噪声向量。

对非线性系统采用泰勒级数进行线性化处理,消除高次项,可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &\approx f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, 0) + \\ &\frac{\partial f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1})}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, 0)} \Delta \mathbf{x} + \\ &\frac{\partial f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1})}{\partial \mathbf{w}} \bigg|_{(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, 0)} \Delta \mathbf{w} \end{aligned} \quad (14)$$

定义式(15)为

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{x}}_k = f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, 0) \\ \boldsymbol{\phi}_k = \frac{\partial f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1})}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1})} \\ \mathbf{W}_k = \frac{\partial f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1})}{\partial \mathbf{w}} \bigg|_{(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1})} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $\boldsymbol{\phi}_k$ 为状态转移方程的雅可比矩阵。

将式(15)代入式(14)中,可得:

$$\mathbf{x}_k = \bar{\mathbf{x}}_k + \boldsymbol{\phi}_k(\mathbf{x}_{k-1} - \hat{\mathbf{x}}_{k-1}) + \mathbf{W}_{k-1}\mathbf{w}_{k-1} \quad (16)$$

将观测方程进行线性化,可得:

$$\mathbf{y}_k = \bar{\mathbf{y}}_k + \mathbf{H}_k(\mathbf{x}_k - \bar{\mathbf{x}}_k) + \mathbf{V}_k\mathbf{v}_k \quad (17)$$

式中: $\mathbf{H}_k$ 为观测方程的雅可比矩阵; $\mathbf{V}_k$ 为观测方程的测量噪声输入矩阵。

增益矩阵的选取原则是使得估计向量的均方误差矩阵最小化。定义误差矩阵为 $\mathbf{P}_k = E[(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k)^T]$, EKF 算法流程图如图 4 所示。

综上推导,离散型非线性 EKF 算法的递推公

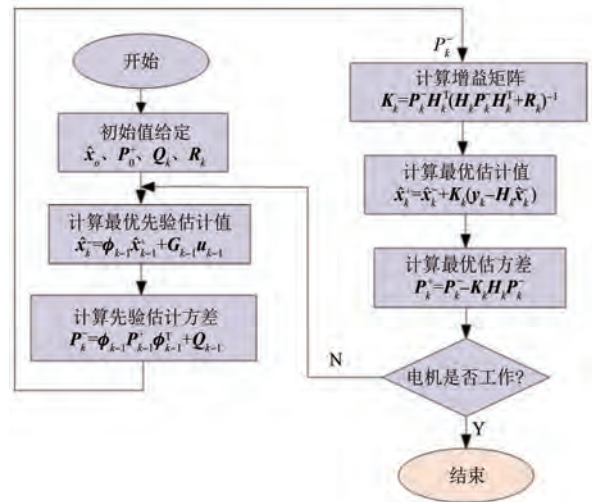


图 4 EKF 算法流程图

Fig. 4 Flowchart of the EKF algorithm

式如式(18)所示:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k^- = \boldsymbol{\phi}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ + \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{u}_{k-1} \\ \mathbf{P}_k^- = \boldsymbol{\phi}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1}^+ \boldsymbol{\phi}_{k-1}^\top + \mathbf{Q}_{k-1} \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^\top (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{R}_k)^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^-) \\ \mathbf{P}_k^+ = \mathbf{P}_k^- - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\mathbf{G}_{k-1}$ 为状态方程的过程噪声输入矩阵; $\mathbf{K}$ 为卡尔曼滤波增益矩阵; $\mathbf{R}$ 为测量噪声协方差矩阵;

$$\begin{cases} L_d(k) = L_d(k-1) \\ i_q(k) = i_q(k-1) - T_s \cdot \frac{R}{L_q} \cdot i_q(k-1) - T_s \cdot \frac{L_d(k-1)}{L_q} \cdot \omega_e(k-1) \cdot i_d(k-1) - \\ T_s \cdot \omega_e(k-1) \cdot \frac{\psi_f}{L_a} + T_s \cdot \frac{u_q(k-1)}{L_a} \end{cases} \quad (20)$$

故有：

$$\boldsymbol{\phi}_d = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{T_s}{L_q} \cdot \omega_e(k-1) \cdot i_d(k-1) & 1 - \frac{R}{L_q} \cdot T_s \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{H}_d = [0 \quad 1] \quad (22)$$

同理,可计算出 L_a 的雅可比矩阵为

$$\boldsymbol{\phi}_q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{T_s [Ri_q(k-1) + L_d \omega_e(k-1)i_d(k-1) + \psi_i \omega_e(k-1) - u_d(k-1)]}{L_q^2(k-1)} & 1 - \frac{R}{L_q(k-1)} \cdot T \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{H}_g = [0 \quad 1] \quad (24)$$

在实际应用中,系统过程噪声与测量噪声的统计特性往往难以精确获取,需通过多次调试来选取能使参数估计效果最优的 P_0 、 Q 、 R 的数值。基于参数辨识的 IPMSM 无速度传感器矢量控制系统框图如图 5 所示。

4 试验结果分析

为验证本文所提控制策略的可行性,基于IPMSM 试验控制平台进行验证。试验控制系统采用 S32K144 芯片,主电路部分由功率驱动模块、电流电压采样电路、编码器接口电路组成,电机的主要参数如表 1 所示。

为了验证不同控制策略在全速域范围内的运行性能,选取高、低速域的典型工况进行试验验证。首先,给出低速域的测试结果和分析。试验中,电机转速的参考值设置为 200 r/min,保持参

Q 为系统噪声协方差矩阵。

在此基础上,即可对 d 轴电感进行在线辨识。选取状态变量为 $[L_d L_q]^T$, 输入变量为 $[u_d i_d \omega_e]^T$, 观测方程为 $y=i_d$, 可列出状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dL_d}{dt} = 0 \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \end{cases} \quad (19)$$

对式(19)进行离散化处理,可得:

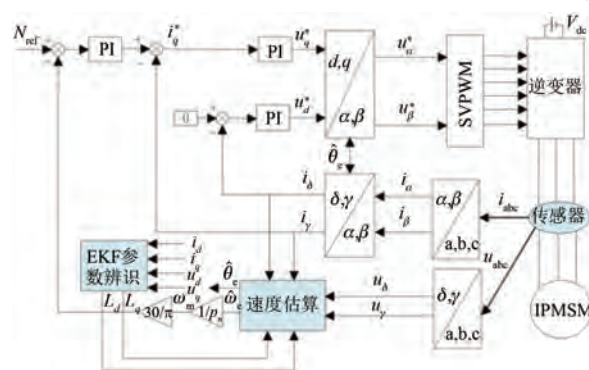


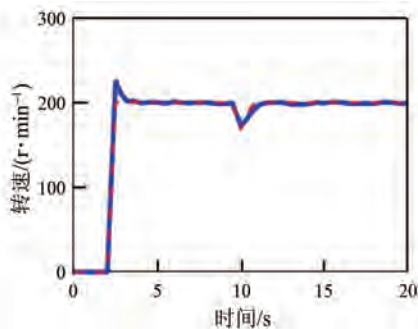
图5 基于参数辨识的IPMSM无位置传感器
矢量控制系统框图

Fig. 5 Block diagram of sensorless vector control system for IPMSM based on parameter identification

考转速运行 7.5 s 后突加 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载转矩,之后电机保持负载扭矩为 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ 运行,试验结果如图 6 所示。

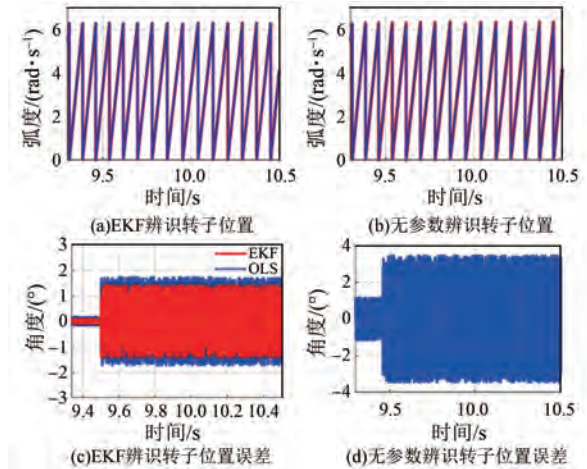
表 1 电机参数
Tab.1 Motor parameter

参数名称	参数值
额定电压/V	610
额定功率/kW	15
转子磁链/Wb	0.1
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.000 2
定子电阻 R_s/Ω	0.02
定子交轴电感 L_q/mH	21.9
定子直轴电感 L_d/mH	9.8
极对数	4
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	1 800
额定转矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	80
观测器参数 α	100
观测器参数 β	1.5
初始协方差矩阵 P_0	$\text{diag}(0.1, 0.1, 50, 0.2)$
系统噪声协方差矩阵 Q	$\text{diag}(0.3, 0.3, 1, 1)$
测量噪声协方差矩阵 R	$\text{diag}(0.05, 0.05)$

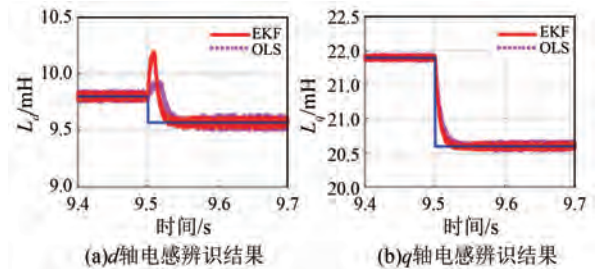
图 6 给定转速 200 r/min 的试验结果
Fig. 6 Experimental results at a given speed of 200 r/min

由图 6 可知,转速达到给定值后产生 8% 的超调量,在 1 s 内快速收敛至稳定状态。当电机突加 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载扰动时,转速瞬时出现 15% 的动态降落,随后经过 1 s 的调节时间即可恢复稳态运行,充分验证了该控制方案在低速带载工况下具备良好的抗扰能力与运行稳定性。

带载工况下突加 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时,无参数辨识及 EKF 辨识两种控制方案的转子位置跟踪效果与位置误差特性对比如图 7 所示。由图 7 可知,未引入参数辨识策略时,系统转子位置估算误差

图 7 突加 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时,无参数辨识及 EKF 辨识两种控制方法对比Fig. 7 Comparison of control methods under loaded condition: Without parameter identification vs. With EKF parameter identification, step load of $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ load

波动范围为 $\pm 4^\circ$;引入 EKF 在线参数辨识后,位置误差可显著抑制至 $\pm 1.8^\circ$ 以内,满足系统高精度位置观测的设计指标。

图 8 低速突加负载工况下, d 、 q 轴电感参数的在线辨识
Fig. 8 Online identification of d -axis and q -axis inductance parameters under low-speed sudden load condition

IPMSM 在低速突加负载工况下, d 、 q 轴电感参数的在线辨识波形如图 8 所示。由图 8 可知,负载阶跃时, q 轴电流突变诱发明显交叉饱和,致使 L_q 瞬态上升;而 d 轴电流波动小,对 L_d 影响甚微。随着负载增大、磁路饱和加深, d 、 q 轴电感均呈下降趋势,且 L_q 衰减更为显著。算法对比表明,尽管 EKF 在暂态过程中的电感超调略大于普通最小二乘法 (Ordinary Least Squares, OLS),但其在稳态精度、收敛速度及位置观测误差等关键指标上均具优势。

高速工况的试验方案为:设置转速参考值为

1 800 r/min, 稳定运行 7 s 后突加 $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载, 并维持该负载转矩继续运行。仿真结果如图 9 所示。

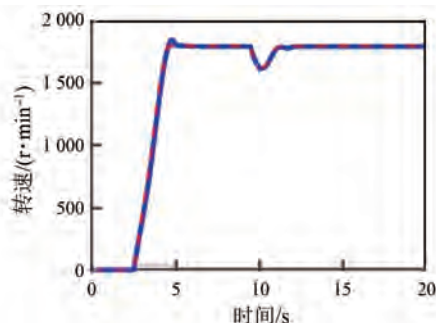


图 9 给定转速 1 800 r/min 的仿真结果

Fig. 9 Simulation results at a given speed of 1 800 r/min

由图 9 可知, 电机起动过程平稳顺滑, 加速阶段无明显波动, 到达额定转速后转速超调量极小, 可快速实现稳态运行。给电机施加 $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动, 系统调节时间为 1 s, 说明该控制策略在电机高速带载工况下具有良好的运行稳定性。

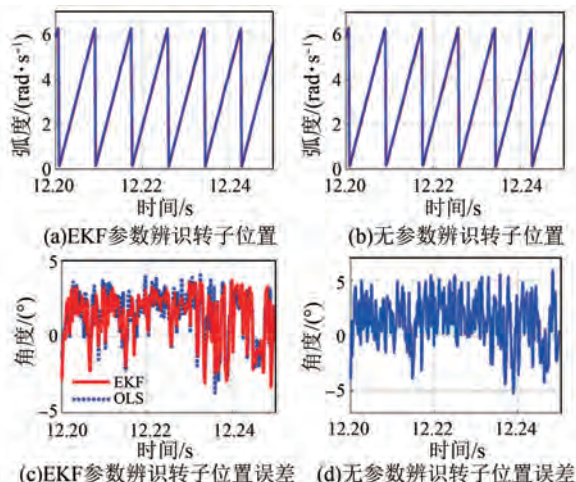


图 10 突加 $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时, 无参数辨识及 EKF 参数辨识两种控制方案对比

Fig. 10 Comparison of control methods under loaded condition: Without parameter identification vs. With EKF parameter identification, step load of $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ load

带载工况下突加 $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时, 无参数辨识及 EKF 参数辨识两种控制方案的转子位置跟踪效果与位置误差特性对比如图 10 所示。由图 10 可知, 未引入参数辨识时, 转子位置误差波动范围为 $\pm 6^\circ$; 加入 EKF 参数辨识策略后, 位置误差可有

效抑制至 $\pm 4.5^\circ$, 转子位置观测精度提升 1.5° , 完全满足系统控制性能要求。

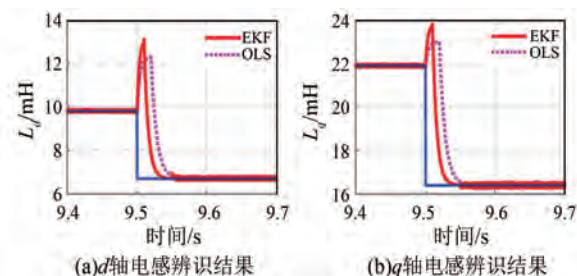


图 11 突加 $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载工况下 d 、 q 轴电感的在线辨识

Fig. 11 Online identification of d -axis and q -axis inductances under a sudden $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ load condition

突加负载工况下 d 、 q 轴电感的在线辨识结果如图 11 所示。由图 11 可知, 在电机额定转速重载运行状态下, 磁路饱和效应会导致 d 、 q 轴电感参数发生显著变化。受交叉饱和影响, 电感数值出现短暂抬升, 且所有辨识算法均可在 0.03 s 内快速收敛至稳定值, 验证了辨识算法对电感时变参数的精准跟踪能力。

5 结语

传统 IPMSM 无位置传感器控制因单一算法无法覆盖全工况, 且在复合策略切换时易产生转矩脉动与观测畸变。磁饱和引起的 d 、 q 轴电感时变会进一步导致固定参数模型失配, 累积观测误差, 损害系统稳定性。为此本文提出融合 EKF 在线电感辨识与电流模型校正的无位置传感器控制策略。通过离线标定与在线辨识实时更新电感参数, 并引入电流残差反馈, 对转速与位置进行双维补偿。试验表明, 相较 OLS, 所提 EKF 策略能有效抑制磁饱和与交叉饱和引起的观测偏差, 实现平稳起动, 兼顾高低速性能, 显著提升全工况鲁棒性。

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

王建军进行了方案设计、内容总结、试验研究与论文撰写, 项力参与了试验数据整理和校对, 朱威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。

The scheme design, content summary, experiment works and paper writing were carried out by Wang Jianjun. Xiang Li participated in the organization and proofreading of the experimental data. The manuscript was revised by Zhu Wei. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 张彦平, 尹忠刚, 苏明, 等. 基于共振扩张状态观测器的内置式永磁同步电机统一全速域无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6070-6081.
Zhang Y P, Yin Z G, Su M, et al. Unified full speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on resonance extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6070-6081.
- [2] 袁雷, 蒋云昊, 黄克峰, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真(第 2 版)[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2025.
Yuan L, Jiang Y H, Huang K F, et al. Modern permanent magnet synchronous motor control principles and MATLAB simulation [M]. 2nd ed. Beijing: Beihang University Press, 2025.
- [3] 张国强, 杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 1-13.
Zhang G Q, Du J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [4] 李耀华, 王钦政, 李明睿, 等. 永磁同步电机电流控制策略比较研究[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(2): 117-128.
Li Y H, Wang Q Z, Li M H, et al. Comparative study on current control strategy for PMSM [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(2): 117-128.
- [5] 李永恒, 李志强, 刘陵顺, 等. 基于九开关变换器的对称六相永磁同步电机逆变器开路故障诊断[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(4): 340-350.
Li Y H, Li Z Q, Liu L S, et al. Open-circuit fault diagnosis for symmetrical six-phase PMSM inverters based on nine-switch converters [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(4): 340-350.
- [6] 王涵, 王玉彬. 基于随机零矢量 SVPWM 控制策略的内置式永磁同步电机电磁振动抑制[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(5): 432-443.
Wang H, Wang Y B. Electromagnetic vibration suppression in interior permanent magnet synchronous motor based on random zero-vector SVPWM control strategy [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(5): 432-443.
- [7] 陆海玲, 乌兰. 内置式永磁同步电机振动噪声分析与优化[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(12): 1307-1316.
Lu H L, Wu L. Vibration and noise analysis and optimization of interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(12): 1307-1316.
- [8] 刘小俊. 带全阶观测器的永磁同步电机电流滑模控制器研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 690-699.
Liu X J. Research on current sliding mode controller with full-order observer for PMSM [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 690-699.
- [9] 徐龙, 李培鹤, 罗欣, 等. 一种改进的内置式永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(3): 231-240.
Xu L, Li P H, Luo X, et al. An improved flux-weakening control strategy for interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(3): 231-240.
- [10] 朱叶, 赖彬, 缪典佶, 等. 基于霍尔位置传感器的永磁同步电机改进容错控制方法研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 487-500.
Zhu Y, Lai B, Miao D J, et al. Research on improved fault-tolerant control method for permanent magnet synchronous motors based on Hall position sensors PMSM [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(5): 487-500.
- [11] 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/OL]. 电源学报, 2026-08-28. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20250225.1141.004>.
Xu A F, Zhu X S, Yuan L. Hybrid model flux observer for permanent magnet synchronous motor

- considering phase compensation and parameter mismatch [J/OL]. Journal of Power Supply, 2026-08-28. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20250225.1141.004>.
- [12] 吴洪涛, 何宗卿, 朱亮, 等. 基于最小二乘法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电子技术, 2021, 50(2): 48-49.
- Wu H T, He Z Q, Zhu L, et al. Parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on least squares [J]. Electronic Technology, 2021, 50(2): 48-49.
- [13] 袁雷, 程剑波, 徐岸非, 等. 双三相永磁同步电机两相开路谐波抑制矢量容错控制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(18): 5945-5958.
- Yuan L, Cheng J B, Xu A F, et al. Vector fault-tolerant control with harmonic suppression for a dual three-phase permanent magnet synchronous motor under two-phase open-circuit conditions [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(18): 5945-5958.
- [14] 李洪凤, 徐浩博, 徐越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 19-30.
- Li H F, Xu H B, Xu Y. Model prediction torque control of PMSM based on extended Kalman filter parameter identification [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 19-30.
- [15] 张越雷, 黄科元, 蒋智, 等. 基于估算电流模型的永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 68-74.
- Zhang Y L, Huang K Y, Jiang Z, et al. Speed sensorless control of PMSM based on estimated current model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(11): 68-74.
- [16] Zhu Z Q, Liang D W, Liu K. Online parameter estimation for permanent magnet synchronous machines: An overview [J]. IEEE Access, 2021, 9: 59059-59084.
- [17] 刘力卿, 么军, 贺春, 等. 内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 356-366.
- Liu L Q, Yao J, He C, et al. Full-speed-range position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(4): 356-366.
- [18] 姜雅飞, 葛扬. 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[J/OL]. 电源学报, 2026-08-28. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20250515.1444.004>.
- Jiang Y F, Ge Y. Identification of apparent inductance in sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on minimum adjustment algorithm [J/OL]. Journal of Power Supply, 2026-08-28. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20250515.1444.004>.
- [19] 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.
- Chen G, Yang S Y, Zhang X. Online parameter identification of permanent magnet synchronous motor considering magnetic saturation effect [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(4): 303-312.
- [20] Wang D Q, Liu X D. Sensorless control of PMSM with improved adaptive super-twisting sliding mode observer and IST-QSG [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 721-731.
- [21] Chen P, Ma R Q, Bai H, et al. Rotating high frequency voltage injection strategy considering time delay for PMSM based on dual heterodyne method [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2025, 40(2): 901-910.
- [22] Jiang C Q, Chen Q. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy PI and new sliding mode observer [C]// 2022 34th Chinese Control and Decision Conference, Hefei, China, 2022: 4589-4594.
- [23] Li X Q, Wang W Y, Wang X Y. Permanent magnet synchronous motor parameter identification based on improved adaptive extended Kalman filter [C]// 2022 IEEE 4th International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems, Shenyang, China, 2022: 926-931.
- [24] 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 K, Zhang C Z, Yuan L, 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.
- [25] 朱靖, 袁雷, 洪洁, 等. 基于电感辨识的 IPMSM

- 无速度传感器全速运行研究[J/OL]. 电源学报, 2026-08-28. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20260205.0856.002>.
- Zhu J, Yuan L, Hong J, et al. Research on full-speed operation of sensorless IPMSM based on inductance identification [J/OL]. Journal of Power Supply, 2026-08-28. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20260205.0856.002>.
- [26] 彭泓, 孔德伟, 靳明智. 永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2017, 36(6): 635-639.
- Peng H, Kong D W, Jin M Z. Speed sensorless vector control system base on permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Liaoning Technical University (Natural Science Edition), 2017, 36(6): 635-639.
- [27] 马少才. 单相感应电机无速度传感器矢量控制系统[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 25-30.
- Ma S C. Speed sensorless vector control system of single-phase induction motor[J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 25-30.
-
- 收稿日期:2026-06-08
收到修改稿日期:2026-07-01
作者简介:
王建军(1978—),男,学士,工程师,研究方向为系统集成及电机控制,weird517@qq.com;
*通信作者:朱 威(1982—),男,博士,副研究员,研究方向为电力电子变换器及电机控制,zhuwei336@nue.edu.cn。