

基于电感辨识的 IPMSM 高频方波注入解调补偿方法

张峻博¹, 许鸣珠^{1*}, 邢 茜², 郭希文², 陈旭升³

(1. 石家庄铁道大学 机械工程学院, 河北 石家庄 050043;

2. 河北兴隆重设备有限公司, 河北 唐山 064000;

3. 中国铁路沈阳局集团有限公司沈阳工务段, 辽宁 沈阳 110001)

A Demodulation Compensation Method for High-Frequency Square-Wave Injection in IPMSM Based on Inductance Identification

Zhang Junbo¹, Xu Mingzhu^{1*}, Xing Qian², Guo Xiwen², Chen Xusheng³

(1. School of Mechanical Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China;

2. Hebei Xinglong Lifting Equipment Co., Ltd., Tangshan 064000, China;

3. Shenyang Engineering Section, China Railway Shenyang Group Co., Ltd., Shenyang 110001, China)

Abstract: [Objective] To address the issue of demodulation coefficient mismatch caused by variations in d -axis and q -axis inductances due to changing operating conditions, which degrades position observation accuracy in zero- and low-speed interior permanent magnet synchronous motor drives using high-frequency square-wave signal injection, an adaptive demodulation coefficient compensation method based on online inductance identification is proposed. [Methods] Firstly, a high-frequency square-wave injection demodulation model was established. The difference method was used to extract the high-frequency current, and the transfer mechanism of how inductance variation affects the demodulation coefficient and position observation error was derived. On this basis, a fuzzy logic cascade model reference adaptive system (FLC-MRAS) was employed to identify L_d and L_q online. The identification results were then used to reconstruct the demodulation coefficients in real time, compensating the two-phase demodulation signals. Finally, the phase error signal was fed into a phase-locked loop to achieve closed-loop estimation of rotor position and speed, thereby mitigating the impact of parameter variations on the system. [Results] Simulations were conducted on the Matlab/Simulink platform. The results indicated that under the speed step condition, the maximum identification errors of L_d and L_q using FLC-MRAS were reduced by 94.1% and

97.1%, respectively, compared to the traditional MRAS. Compared with conventional high-frequency square-wave injection, the negative peak and positive overshoot of the speed error were decreased by 43.9% and 42.4% after compensation, and the peak position error was reduced by 30.6%. Under the load step condition, the maximum identification errors of L_d and L_q were lowered by 85.7% and 95.7%, respectively; the speed drop amplitude and error peak were decreased by 70.8% and 64.8%; and the amplitude of the angular error was reduced by 60.0%. [Conclusion] The proposed method is based on FLC-MRAS online inductance identification to correct the high-frequency demodulation model in real time, which mitigates coefficient mismatch caused by inductance variations, improves the observation accuracy of speed and rotor position, and enhances system robustness under different operating conditions.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; high-frequency square-wave injection; demodulation coefficient; model reference adaptive system

摘 要: 【目的】针对内置式永磁同步电机零低速高频方波注入位置观测中, d 、 q 轴电感随运行工况变化导致解调系数失配, 进而降低位置观测精度的问题, 提出一种基于在线电感辨识的解调系数自适应补偿方法。【方法】首先建立高频方波注入解调模型, 通过差分法提取高频电流, 推导电感变化对解调系数及位置观测误差的传递机理;

基金项目: 国家自然科学基金(U22A20246)

National Natural Science Foundation of China (U22A20246)

在此基础上,引入模糊逻辑的级联模型参考自适应系统 (FLC-MRAS) 在线辨识 L_d 、 L_q , 利用辨识结果实时重构解调系数, 对两相解调信号进行补偿, 再将相位误差信号输入锁相环, 实现转子位置与速度的闭环估计, 减弱参数变化对系统的影响。【结果】基于 Matlab/Simulink 平台进行了仿真分析。结果表明, 在转速阶跃工况下 FLC-MRAS 的 L_d 、 L_q 辨识最大误差较传统 MRAS 分别减小了 94.1%、97.1%。与传统高频方波注入相比, 补偿后速度误差负峰值和正向反冲峰值分别减小 43.9% 和 42.4%, 位置误差峰值减小 30.6%。在负载阶跃工况下, L_d 、 L_q 辨识最大误差分别减小 85.7%、95.7%, 速度跌落幅值和误差峰值分别减小 70.8% 和 64.8%, 角度误差幅值减小 60.0%。【结论】本文所提方法基于 FLC-MRAS 在线辨识电感实时修正高频解调模型, 减弱电感变化引起的系数失配, 提高转速和转子位置观测精度, 并增强系统在不同工况下的鲁棒性。

关键词: 内置式永磁同步电机; 高频方波注入; 解调系数; 模型参考自适应系统

0 引言

内置式永磁同步电机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 功率密度高、过载能力强, 广泛应用于电动汽车、工业伺服及高性能交流驱动系统^[1-3]。精确的转子位置信息是实现 IPMSM 高动态性能控制的基础。传统机械位置传感器会增加系统成本、体积和安装复杂度, 并降低系统可靠性^[4]。为降低成本, 增强系统的可靠性, IPMSM 无位置传感器控制技术近年来已成为电机控制领域的研究热点^[5]。

现有无位置传感器控制方法可分为两类: 基于反电动势^[6]、磁链^[7]等方法在中高速区具有较好的观测效果^[8-10], 但在零低速区反电动势幅值较小, 难以保证位置观测精度; 高频信号注入法利用电机凸极效应提取转子位置信息, 适用于零低速运行工况^[11]。其中, 高频方波注入法具有信号处理简单、控制带宽高、相位延时小等优点^[12-13]。然而, 高频方波注入法的观测精度会受到多种非理想因素的影响, 例如逆变器非线性、电流采样误差、时延、交叉饱和以及多重凸极效应等^[14-17]。针对这些问题, 文献[18]采用二阶广义积分器替代传统滤波与前向差分环节, 分别提取基频电流和高频响应电流, 提升系统动态性能。文献[19]提出随机相位信号注入与随机零矢量分配相结合

的双随机方案, 以降低高频振动与可听噪声。文献[20]提出新型高频纹波电流提取与补偿方法, 以减小位置估计误差。上述文献主要针对特定非理想因素进行修正, 对于工况变化下电感参数偏移导致位置观测误差的作用机理, 尚缺乏系统分析。

参数辨识技术^[21-22]为处理 IPMSM 模型失配问题提供了重要手段。现有方法包括递推最小二乘法^[23]、扩展卡尔曼滤波^[24]、模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS)^[25]以及智能算法^[26-27]等。MRAS 结构简单、计算量小, 已广泛应用于不同类型的永磁电机参数辨识, 但传统比例积分 (Proportional-Integral, PI)-MRAS 往往只能保证在一定的速度范围内具有良好的性能, 对外部扰动和不确定性具有较高的敏感性^[28]。文献[29]构建了基于模糊逻辑的级联模型参考自适应系统 (Fuzzy Logic Controller-based MRAS, FLC-MRAS), 通过速度估计与多参数辨识环节, 提高辨识精度、在线更新电机参数。

本文建立高频方波注入解调模型, 分析 d 、 q 轴电感变化对解调系数与位置观测误差的作用机理。通过 FLC-MRAS 实时更新自适应律在线辨识 L_d 、 L_q , 对高频解调系数进行重构补偿, 避免系数失配导致的观测精度下降。在速度阶跃和负载阶跃工况下对所提方法进行了仿真验证, 结果表明 FLC-MRAS 的电感辨识精度较高, 改进的高频方波注入法能够有效提升位置观测的动态性能与鲁棒性。

1 基于高频方波注入的 IPMSM 转子位置观测方案

1.1 IPMSM 数学模型

IPMSM 在同步旋转 d - q 坐标系下的数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2), 可得电压模型为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (3)$$

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; p 为微分算子; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; ω_e 为电角速度; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 、 q 轴磁链; ψ_f 为永磁体磁链。

本文主要研究零低速工况下的高频方波注入位置观测, 整体改进原理如图 1 所示, 利用 FLC-MRAS 模块对电感参数进行实时更新, 并将辨识结果反馈至补偿模块重构高频解调系数, 使位置观测器输入信号恢复为近似标准正交形式, 从而提高系统的鲁棒性。

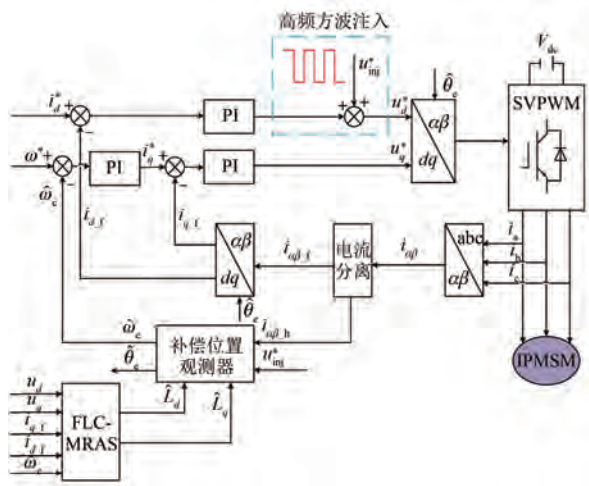


图 1 改进高频方波注入法的整体控制框图

Fig. 1 Overall control block diagram of the improved high-frequency square-wave injection method

此时信号频率远高于基波频率, 高频电压与高频电流之间近似满足:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(4)变换到静止 $\alpha\beta$ 坐标系, 可得高频电流响应模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha h}}{dt} \\ \frac{di_{\beta h}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) & -L_1 \sin(2\theta_e) \\ -L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $u_{\alpha h}$ 、 $u_{\beta h}$ 和 $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 分别为转换到 $\alpha\beta$ 轴的高频注入电压和高频电流; $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$; $L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$; θ_e

为转子电角度。

在静止坐标系下注入脉动高频方波电压, 注入信号可表示为

$$\begin{cases} u_{\alpha h} = V_h, u_{\beta h} = 0, \\ t \in [(2k-2)T_s, (2k-1)T_s], \\ u_{\alpha h} = -V_h, u_{\beta h} = 0, \\ t \in [(2k-1)T_s, 2kT_s] \end{cases}, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

式中: V_h 为高频方波注入幅值; T_s 为采样周期。

由式(5)、(6)可得, 高频响应电流为

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha h}}{dt} = \frac{u_{\alpha h}}{L_d L_q} [L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)] \\ \frac{di_{\beta h}}{dt} = -\frac{u_{\alpha h}}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e) \end{cases} \quad (7)$$

对式(7)进行一阶欧拉离散化处理, 可得一个采样周期内高频电流的变化量为

$$\begin{cases} \Delta i_{\alpha h} = \frac{u_{\alpha h} T_s}{L_d L_q} [L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)] \\ \Delta i_{\beta h} = -\frac{u_{\alpha h} T_s}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\Delta i_{\alpha h}$ 、 $\Delta i_{\beta h}$ 分别为 α 、 β 轴的高频电流分量变化量。

1.2 电流分离

在高频方波注入法中, 可采用差分法完成高频电流分离。相比传统带通滤波或低通滤波方式, 差分法实现简单, 且无需额外滤波环节, 其原理如图 2 所示。

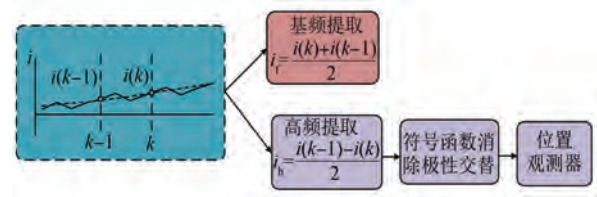


图 2 电流分离原理图

Fig. 2 Schematic diagram of current separation principle

在离散状态下, 第 k 、 $k-1$ 个采样时刻的电流可表示为

$$\begin{cases} i_x(k-1) = i_{xf}(k-1) + i_{xh}(k-1) \\ i_x(k) = i_{xf}(k) - i_{xh}(k) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $x \in \{\alpha, \beta\}$; i_x 为采样电流; i_{xf} 为基波电流分量; i_{xh} 为高频电流分量。

由于在相邻采样区间内基波电流变化缓慢,且高频方波注入仅引起高频响应电流极性翻转,则:

$$\begin{cases} i_{xf}(k) \approx i_{xf}(k-1) \\ i_{xh}(k) \approx i_{xh}(k-1) \end{cases} \quad (10)$$

由式(9)、(10)可得基波电流分量与高频电流分量的分离表达式为

$$\begin{cases} i_{xf}(k) \approx \frac{i_x(k) + i_x(k-1)}{2} \\ i_{xh}(k) \approx \frac{i_x(k-1) - i_x(k)}{2} \end{cases} \quad (11)$$

在 α - β 坐标系下,可得:

$$\begin{cases} i_{af}(k) \approx \frac{i_\alpha(k) + i_\alpha(k-1)}{2} \\ i_{bf}(k) \approx \frac{i_\beta(k) + i_\beta(k-1)}{2} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} i_{ah}(k) \approx \frac{i_\alpha(k-1) - i_\alpha(k)}{2} \\ i_{bh}(k) \approx \frac{i_\beta(k-1) - i_\beta(k)}{2} \end{cases} \quad (13)$$

分离得到的 i_{ah} 、 i_{bh} 将作为高频电流解调的输入量,用于进一步提取转子位置信息。

由式(8)可知,注入电压的极性在相邻采样周期内交替变化,导致高频电流变化量的符号也随之变化。为消除极性交替对位置信息提取的影响,引入注入电压符号函数,得到符号解调后的高频电流分量为

$$\begin{cases} \Delta i_{ah}^* = \text{sgn}(u_{ah}) \Delta i_{ah} = \frac{V_h T_s}{L_d L_q} [L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)] \\ \Delta i_{bh}^* = \text{sgn}(u_{bh}) \Delta i_{bh} = -\frac{V_h T_s}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e) \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可知,解调后的高频电流分量中已包含转子位置信息,通过位置观测器获取,如图3

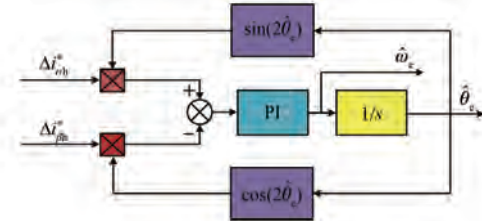


图3 位置观测器

Fig.3 Position observer

所示。

2 电感参数变化对高频方波注入法误差的影响

高频方波注入法中的解调偏置项和位置信号增益项均依赖电感参数。电感参数摄动将导致传统固定参数解调模型与实际高频响应之间的模型失配,进而制约位置观测的精度。

2.1 解调系数误差分析

在静止坐标系下,经过符号解调,传统高频方波注入法的高频响应模型为

$$\begin{cases} \Delta i_{ah}^* = K_b + K_s \cos(2\theta_e) \\ \Delta i_{bh}^* = K_s \sin(2\theta_e) \end{cases} \quad (15)$$

式中: Δi_{ah}^* 、 Δi_{bh}^* 分别为 α 、 β 轴经符号解调后的高频电流分量; K_b 为解调偏置系数; K_s 为位置信号增益系数。

根据高频方波注入模型,则:

$$\begin{cases} K_b = \frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) \\ K_s = \frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知,传统高频方波注入法中的解调偏置项和位置信号项均与电感参数直接相关。当电机运行在复杂工况下时,实际电感参数将偏离名义值,定义实际电感为

$$\begin{cases} L_d = L_{d0} + \Delta L_d \\ L_q = L_{q0} + \Delta L_q \end{cases} \quad (17)$$

式中: L_{d0} 、 L_{q0} 和 ΔL_d 、 ΔL_q 分别为 d 、 q 轴电感名义值和相对于名义值的偏移量。

基于名义参数构造的传统解调系数可表示为

$$\begin{cases} K_{b0} = \frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{1}{L_{d0}} + \frac{1}{L_{q0}} \right) \\ K_{s0} = \frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{1}{L_{d0}} - \frac{1}{L_{q0}} \right) \end{cases} \quad (18)$$

将初始解调系数与名义解调系数相减,可得:

$$\begin{cases} \Delta K_b = K_b - K_{b0} \\ \Delta K_s = K_s - K_{s0} \end{cases} \quad (19)$$

为分析电感参数偏移对解调系数的影响,将式(17)在 $(L_{d0} | L_{q0})$ 附近对 $1/L_d$ 和 $1/L_q$ 进行一阶泰勒展开,并忽略高阶小量,可得:

$$\begin{cases} \frac{1}{L_d} \approx \frac{1}{L_{d0}} - \frac{\Delta L_d}{L_{d0}^2} \\ \frac{1}{L_q} \approx \frac{1}{L_{q0}} - \frac{\Delta L_q}{L_{q0}^2} \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)代入式(18),可得:

$$\begin{cases} \Delta K_b \approx -\frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{\Delta L_d}{L_{d0}^2} + \frac{\Delta L_q}{L_{q0}^2} \right) \\ \Delta K_s \approx -\frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{\Delta L_d}{L_{d0}^2} - \frac{\Delta L_q}{L_{q0}^2} \right) \end{cases} \quad (21)$$

定义 d 、 q 轴电感的相对变化率分别为

$$\begin{cases} \delta_d = \frac{\Delta L_d}{L_{d0}} \\ \delta_q = \frac{\Delta L_q}{L_{q0}} \end{cases} \quad (22)$$

则电感参数可表示为

$$\begin{cases} L_d = L_{d0}(1 + \delta_d) \\ L_q = L_{q0}(1 + \delta_q) \end{cases} \quad (23)$$

综合式(21)~(23),可得:

$$\begin{cases} \Delta K_b(\delta_d, \delta_q) = \frac{V_h T_s}{2} \left[\frac{1}{L_{d0}(1 + \delta_d)} + \frac{1}{L_{q0}(1 + \delta_q)} - \left(\frac{1}{L_{d0}} + \frac{1}{L_{q0}} \right) \right] \\ \Delta K_s(\delta_d, \delta_q) = \frac{V_h T_s}{2} \left[\frac{1}{L_{d0}(1 + \delta_d)} - \frac{1}{L_{q0}(1 + \delta_q)} - \left(\frac{1}{L_{d0}} - \frac{1}{L_{q0}} \right) \right] \end{cases} \quad (24)$$

由式(24)可知,解调系数误差与电感参数变化率之间具有明显的非线性关系,二者关系如图4、5所示。

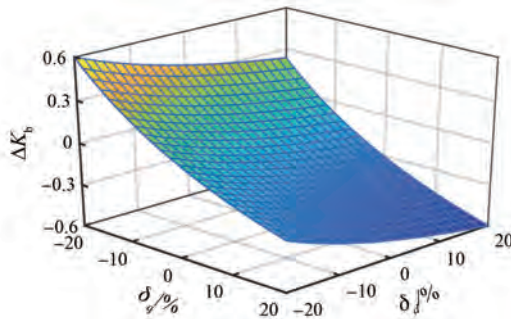


图4 偏置系数误差与电感变化率的关系

Fig. 4 Relationship between bias coefficient error and inductance variation rate

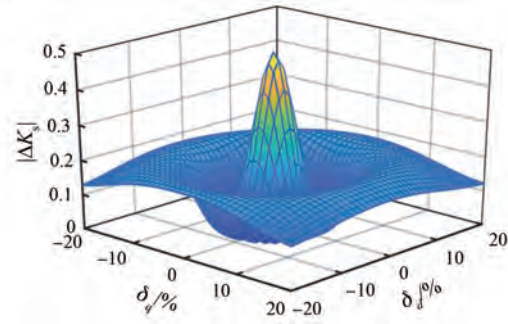


图5 增益系数误差与电感变化率的关系

Fig. 5 Relationship between gain coefficient error and inductance variation rate

由图4、5可知,解调系数随 δ_d 和 δ_q 的变化而明显改变,这表明基于名义值构造的偏置补偿项不足以完全抵消实际高频响应中的偏置分量。随着电感参数进一步偏离,偏置残差持续累积,并作为附加误差代入后续位置解算。

2.2 位置观测误差分析

在传统高频方波注入法中,采用名义偏置系数 K_{b0} 对解调信号进行补偿,补偿后的解调信号可表示为

$$\begin{cases} x = \Delta i_{\alpha h}^* - K_{b0} = (K_b - K_{b0}) + K_s \cos(2\theta_e) = \Delta K_b + K_s \cos(2\theta_e) \\ y = \Delta i_{\beta h}^* = K_s \sin(2\theta_e) \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可知,当电感参数发生变化时,即使转子位置不变,传统固定参数补偿后的 α 轴信号中仍会残留一个由 ΔK_b 引起的附加偏置项。该偏置项将随着位置观测器的解算过程进一步转化为周期性的角度扰动。

由解调信号可构造相位误差信号为

$$e_\theta = y \cos(2\hat{\theta}_e) - x \sin(2\hat{\theta}_e) \quad (26)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 为估计电角度。

由式(25)、(26)可得:

$$e_\theta = K_s \sin[2(\theta_e - \hat{\theta}_e)] - \Delta K_b \sin(2\hat{\theta}_e) \quad (27)$$

当位置误差较小时, $\sin(2\tilde{\theta}_e) \approx 2\tilde{\theta}_e$, 其中 $\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 为转子位置估计误差,则式(26)可近似为

$$e_\theta \approx 2K_s \tilde{\theta}_e - \Delta K_b \sin(2\hat{\theta}_e) \quad (28)$$

在稳态条件下, $e_\theta \approx 0$, 则位置误差近似满足:

$$\tilde{\theta}_e \approx \frac{\Delta K_b}{2K_s} \sin(2\hat{\theta}_e) \quad (29)$$

则位置误差的最大幅值近似为

$$|\hat{\theta}_e|_{\max} \approx \frac{|\Delta K_b|}{2|K_s|} \quad (30)$$

式(30)表明,位置误差由偏置系数误差与位置信号增益的相对比值决定。如图6所示,该误差随电感相对变化率的增加而显著增大。

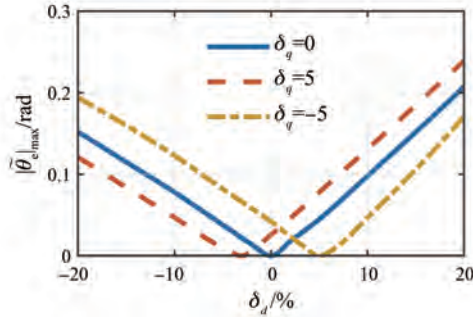


图6 最大位置误差幅值与电感变化率的关系

Fig. 6 Relationship between maximum position error amplitude and inductance variation rate

由图6可知,电感变化率对位置观测误差具有明显耦合作用, d 、 q 轴电感参数变化会共同影响高频方波注入法中的解调系数匹配,进而引发位置观测误差。

3 基于在线电感辨识的解调系数自适应补偿方法

3.1 基于 FLC-MRAS 的在线电感辨识

MRAS 在相同输入作用下分别建立参考模型和可调模型,通过比较两者输出误差,并利用自适应律在线调整可调模型中的待辨识参数,使其输出逐步逼近参考模型输出,从而实现参数在线辨识。

当系统运行过程中出现速度突变、负载扰动或较大参数失配时,自适应律中的固定参数难以兼顾辨识的快速性与稳态精度。An 等^[30]也指出,传统 PI-MRAS 在此工况下难以获得理想的辨识动态性能。因此,本文在传统 PI-MRAS 基础上采用模糊逻辑控制器构建 FLC-MRAS,如图7所示。

参考模型基于电机在 d - q 旋转坐标系下的电压方程构建,可写为

$$\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C}\mathbf{w} \quad (31)$$

$$\text{式中: } \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}; \mathbf{w} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \end{bmatrix}; \mathbf{A} =$$

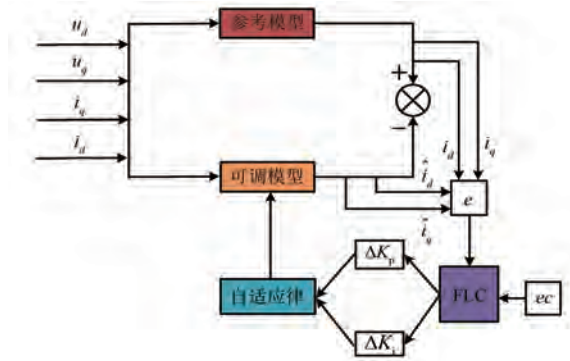


图7 FLC-MRAS 原理图

Fig. 7 FLC-MRAS block diagram

$$\begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\psi_f}{L_q} \end{bmatrix}.$$

考虑到电机参数变化,可调模型构建为

$$\hat{\dot{\mathbf{i}}} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{i} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}}\mathbf{w} \quad (32)$$

根据 Popov 超稳定性理论,若反馈系统保持稳定,则非线性反馈环节应满足:

$$\eta(0, t) = \int_0^t \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{W} d\tau \geq -r^2, \forall t > 0 \quad (33)$$

式中: $\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}$; r 为有限正常数; $\mathbf{W}$ 为参数失配引起的非线性反馈项,可写为

$$\mathbf{W} = -[(\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{i} + (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\mathbf{u} + (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})\mathbf{w}] \quad (34)$$

将电感参数辨识改写为比例积分形式,即:

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{\hat{L}_d} - \frac{1}{L_d} \right) = \int_0^t R_1(\tau) d\tau + R_2(t) \\ \left(\frac{1}{\hat{L}_q} - \frac{1}{L_q} \right) = \int_0^t R_3(\tau) d\tau + R_4(t) \end{cases} \quad (35)$$

式中: $R_1(\tau)$ 、 $R_3(\tau)$ 对应积分项; $R_2(t)$ 、 $R_4(t)$ 对应比例项。

结合式(35)和 Popov 不等式,可得传统 PI-MRAS 的自适应律为

$$\begin{cases} \frac{1}{\hat{L}_d} = \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \right) [(i_d - \hat{i}_d)\hat{i}_d + (i_q - \hat{i}_q)\hat{i}_q] + \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{\hat{L}_q} = \left(K_{p2} - \frac{K_{i2}}{s} \right) [(i_d - \hat{i}_d)u_d + (i_q - \hat{i}_q)u_q] + \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad (36)$$

当电感参数存在偏差时,可调模型与参考模型输出电流之间会产生偏差。因此,为保证模糊控制器输入量能够直接反映参数辨识误差,本文选取参考模型与可调模型之间的综合电流误差与误差变化率作为 FLC-MRAS 的输入信号,即:

$$\begin{cases} e = (i_d - \hat{i}_d)\hat{i}_d + (i_q - \hat{i}_q)\hat{i}_q \\ ec = \frac{de}{dt} \end{cases} \quad (37)$$

式中: e 、 ec 分别为实际论域中的综合电流误差及其变化率; i_d 、 i_q 为参考模型输出电流; $\hat{i}_d$ 、 $\hat{i}_q$ 为可调模型输出电流。

引入输入量化因子 K_e 、 K_{ec} 以及输出比例因子 K_{pu} 、 K_{iu} 完成模糊论域与实际变量之间的尺度变换,模糊控制器原理如图 8 所示。图中, E 、 EC 分别为经输入量化因子映射后得到的模糊论域变量。

定义输入、输出变量的模糊论域为 $[0, 6]$, 实际变量映射至对应模糊空间的系数为

$$\begin{cases} K_e = \frac{6}{e_{\max}}, & K_{ec} = \frac{6}{ec_{\max}} \\ K_{pu} = \frac{K_{p\max}}{6}, & K_{iu} = \frac{K_{i\max}}{6} \end{cases} \quad (38)$$

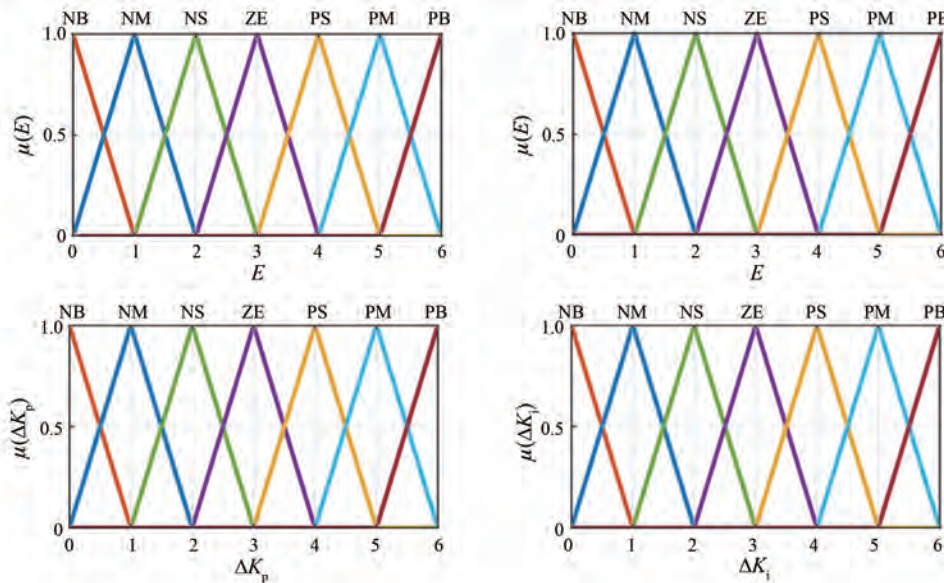


图 9 输入输出值隶属度函数

Fig. 9 Membership functions of input and output variables

FLC 的输入被划分为七个语言变量,根据表中的 49 条模糊规则生成模糊输出,最后通过重心法对模糊推理结果进行解模糊,可得 ΔK_p 、 ΔK_i 和



图 8 模糊控制器

Fig. 8 Fuzzy controller

式中: $e_{\max}$ 、 $ec_{\max}$ 分别为输入变量 e 、 ec 的最大值; $K_{p\max}$ 、 $K_{i\max}$ 分别为比例、积分增益的最大值。

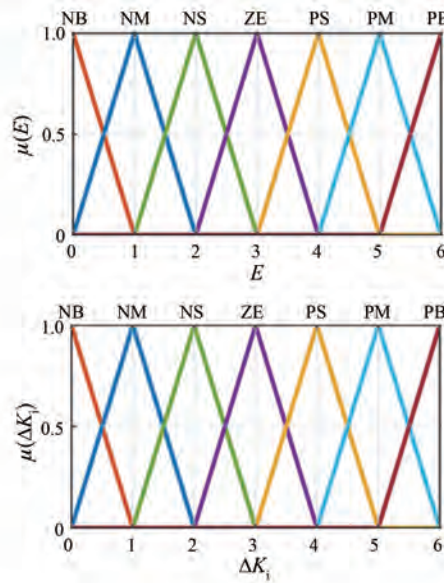
输入变量 E 和 EC 的模糊语言集划分为

$$E, EC = \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\} \quad (39)$$

式中:NB、NM、NS、ZE、PS、PM 和 PB 分别为负大、负中、负小、零、正小、正中和正大。

考虑到简便性与推理效果,相比高斯型与矩形隶属函数,三角形隶属函数不需要指数运算且相邻论域之间过渡更平滑,可减小增益突变导致的辨识波动。因此,本文输入、输出变量选择三角形隶属函数,如图 9 所示。

将误差 e 及其变化率 ec 作为输入,通过模糊控制器可以得到输出 ΔK_p 与 ΔK_i 。为实现最佳控制性能,经专家经验与反复试验验证,制定模糊控制规则如表 1、2 所示。



ΔK_{pj} 、 ΔK_{ij} ($j=1, 2$)。在不同速度和负载的动态变化下,模糊控制器通过自适应律的自我调优,有效提升了电感辨识的稳态性能。基于此,依据模糊

控制器对自适应律修正为

$$\begin{cases} \frac{1}{\hat{L}_d} = \left(K_{p1} + \Delta K_{p1} + \frac{K_{i1} + \Delta K_{i1}}{s} \right) \cdot \\ \left[(i_d - \hat{i}_d) \hat{i}_d + (i_q - \hat{i}_q) \hat{i}_q \right] + \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{\hat{L}_q} = \left(K_{p2} + \Delta K_{p2} + \frac{K_{i2} + \Delta K_{i2}}{s} \right) \cdot \\ \left[(i_d - \hat{i}_d) u_d + (i_q - \hat{i}_q) u_q \right] + \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad (40)$$

表 1 ΔK_p 模糊控制规则

Tab. 1 ΔK_p fuzzy control rules

ΔK_p	误差变化率 EC						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
误差 E	NB	NB	NM	NS	NS	ZE	ZE
	NM	NM	NS	NS	ZE	ZE	ZE
	NS	NM	NM	NS	PS	PS	PS
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PM	PM
	PS	NS	NS	ZE	PB	PS	PM
	PM	NS	ZE	ZE	PB	PM	PB
	PB	ZE	ZE	PB	PB	PM	PB

表 2 ΔK_i 模糊控制规则

Tab. 2 ΔK_i fuzzy control rules

ΔK_i	误差变化率 EC						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
误差 E	NB	NB	NM	NS	NS	ZE	ZE
	NM	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	ZE	NB	NM	NB	PS	PS	PM
	PS	NM	NB	ZE	ZE	PM	PB
	PM	NB	ZE	PS	PM	PB	PS
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PS

3.2 在线电感辨识补偿

电感参数变化会导致解调系数产生误差。因此,在解调补偿模块中,利用 FLC-MRAS 辨识得到的 $\hat{L}_d, \hat{L}_q$ 对 $\hat{K}_b, \hat{K}_s$ 进行实时重构,可得:

$$\begin{cases} \hat{K}_b = \frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{1}{\hat{L}_d} + \frac{1}{\hat{L}_q} \right) \\ \hat{K}_s = \frac{V_h T_s}{2} \left(\frac{1}{\hat{L}_d} - \frac{1}{\hat{L}_q} \right) \end{cases} \quad (41)$$

利用重构的解调系数对解调信号进行精确补

偿,可表示为

$$\begin{cases} x_c = \Delta i_{\alpha h}^* - \hat{K}_b \\ y_c = \Delta i_{\beta h}^* \end{cases} \quad (42)$$

式中: x_c, y_c 分别为补偿后的 α, β 轴解调信号。

为抑制位置信号增益波动对观测器输入幅值及环路增益的影响,利用 $\hat{K}_s$ 对两相解调信号进行归一化处理。同时,为防止分母过小,引入微小正常数 ε ,可得:

$$\begin{cases} x_n = \frac{x_c}{\hat{K}_s + \varepsilon} \\ y_n = \frac{y_c}{\hat{K}_s + \varepsilon} \end{cases} \quad (43)$$

经过在线补偿与归一化处理后,位置观测器的输入信号分别为 x_n 和 y_n 。归一化后的两相信号可近似表示为

$$\begin{cases} x_n \approx \cos(2\theta_e) \\ y_n \approx \sin(2\theta_e) \end{cases} \quad (44)$$

经过在线电感辨识补偿后,两相解调信号能够恢复为近似标准正交形式。由此可构造误差信号为

$$e_\theta \approx y_n \cos(2\theta_e) - x_n \sin(2\theta_e) \quad (45)$$

结合式(44)、(45),位置误差较小时,可得:

$$\sin[2(\theta_e - \hat{\theta}_e)] \approx 2(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (46)$$

进一步改写为

$$e_\theta \approx 2\tilde{\theta}_e \quad (47)$$

式(47)表明,在小误差范围内,构造的相位误差信号与转子位置误差近似呈线性关系,理论上可直接作为锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)的输入,实现对转子位置和速度的闭环估计。

4 仿真分析

为验证本文所提方法的有效性,基于 Matlab/Simulink 搭建仿真平台。仿真用 IPMSM 的主要参数如表 3 所示。

4.1 低速空载突变运行

电机在 0~1 s 以 100 r/min 稳定运行,在 1 s 时转速由 100 r/min 阶跃至 200 r/min,保持空载设置,得到如图 10 所示的 L_d, L_q 转速突变辨识图。

由图 10 可知,当速度发生突变时,传统 PI-MRAS 的估计值会出现较明显的瞬态偏移,而

FLC-MRAS 的辨识结果波动更小、恢复更快。尤其在速度阶跃发生后,辨识值能快速收敛至稳定值附近几乎无波动,具有较好的抗速度扰动能力。

表 3 IPMSM 的仿真参数

Tab. 3 Simulation parameters of IPMSM

参数名称	参数值
极对数	4
永磁体磁链/Wb	0.182 7
定子电阻/ Ω	0.9
L_d /mH	5.25
L_q /mH	12
注入信号幅值/V	20
注入信号频率/kHz	1

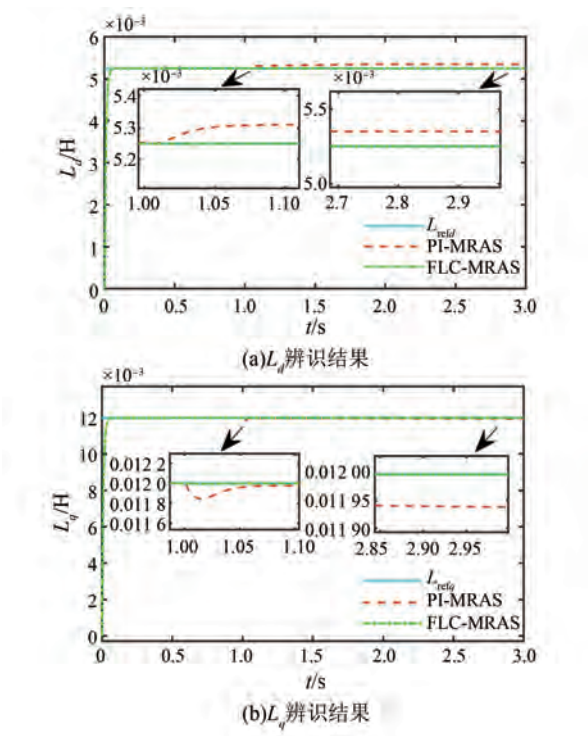


图 10 L_d 、 L_q 转速突变辨识结果

Fig. 10 L_d , L_q identification results under speed step change

为验证电感辨识补偿对高频方波注入位置观测性能的改善效果,将传统未补偿高频方波注入方法与所提补偿方法进行对比,转速观测结果如图 11、12 所示。

由图 11、12 可知,在 0~1 s 稳态阶段两种方法均能稳定跟踪转速。1 s 转速阶跃后,未补偿方法的估计转速出现明显动态滞后,且伴随较

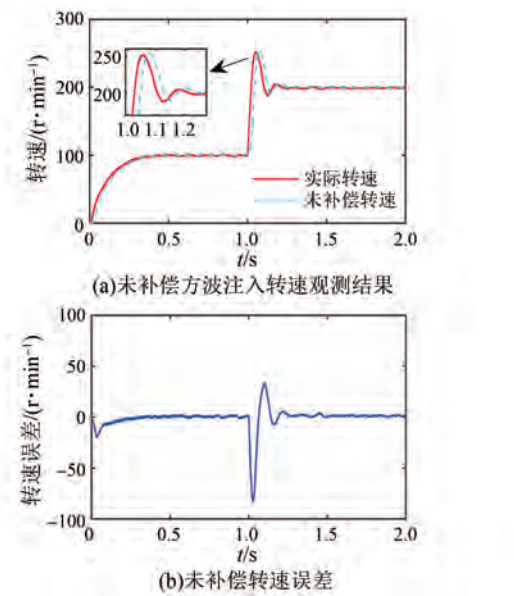


图 11 速度阶跃下的未补偿转速观测结果

Fig. 11 Uncompensated speed observation results under speed step

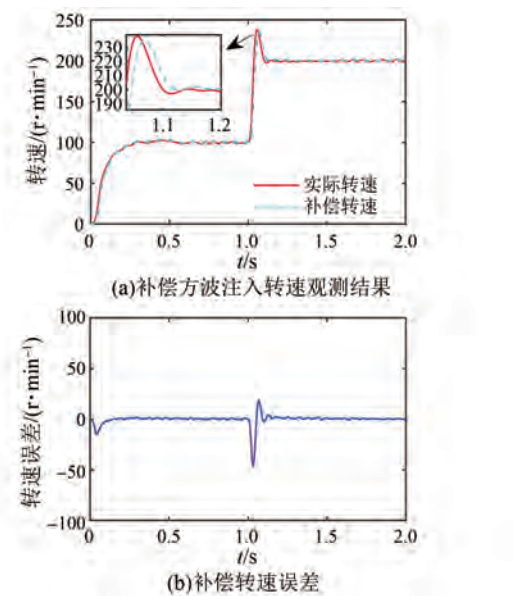


图 12 速度阶跃下的补偿转速观测结果

Fig. 12 Compensated speed observation results under speed step

大的振荡,速度误差负向、正向峰值分别为 82 r/min、33 r/min。采用在线电感辨识补偿后,速度误差负向、正向峰值分别为 46 r/min、19 r/min,二者分别较未补偿方法下降 43.9% 和 42.4%,说明所提方法能够有效改善转速观测的动态跟踪性能。

转子位置观测结果如图 13、14 所示。由图

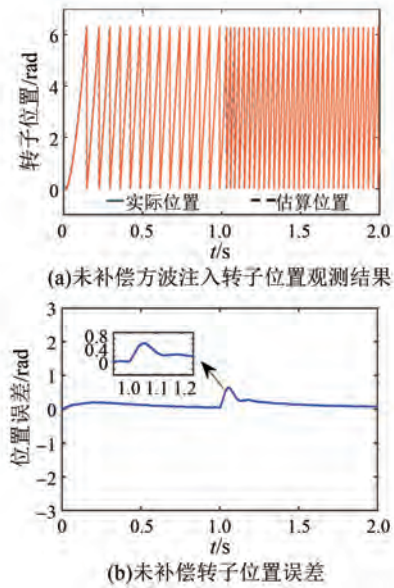


图 13 速度阶跃下的未补偿转子位置观测结果

Fig. 13 Uncompensated rotor position observation results under speed step

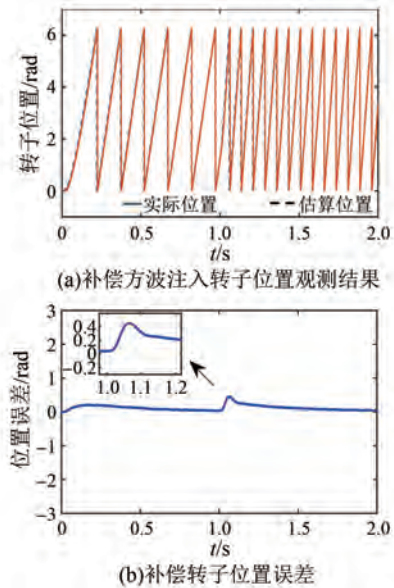


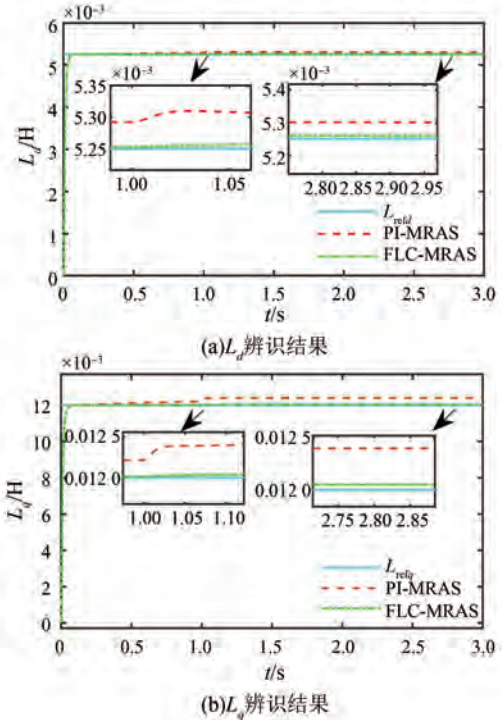
图 14 速度阶跃下的补偿转子位置观测结果

Fig. 14 Compensated rotor position observation results under speed step

13、14 可知,在速度阶跃瞬间,未补偿方法下的估计转子位置与实际转子位置之间出现了较为明显的相位偏差,位置误差峰值为 0.72 rad。采用补偿方法后,位置误差峰值降低至 0.45 rad,较未补偿方法减小 30.6%。这表明所提方法能够有效抑制电感参数变化对高频方波注入解调系数的影响,从而提高位置观测精度。

4.2 负载突变运行

电机转速设置为 100 r/min, 0~1 s 负载转矩设置为 5 N·m, 在 1 s 时负载由 5 N·m 阶跃至 8 N·m, 得到 L_d 、 L_q 负载突变辨识结果如图 15 所示。

图 15 L_d 、 L_q 负载突变辨识结果Fig. 15 L_d 、 L_q identification results under load step change

由图 15 可知,负载发生阶跃后,传统 PI-MRAS 仍存在一定偏差,所提 FLC-MRAS 则基本收敛于真实值,且稳态波动更小,表明该方法在负载突变下仍能保持较高的参数辨识精度。

在负载阶跃工况下,可得转速观测结果如图 16、17 所示。

由图 16、17 可知,1 s 阶跃后,未补偿方法实际转速最低降至 76 r/min,估计转速恢复较慢,误差振荡较为明显;采用补偿方法后,系统转速最低为 93 r/min,相较于未补偿方法,补偿后速度跌落幅值减小 70.8%。由此可见,所提方法能够有效提高系统对负载突变的抗扰能力。

转子位置观测结果如图 18、19 所示。由图 18、19 可知,负载阶跃后,未补偿方法的角度误差在 1.0~1.1 s 区间内波动较为明显,扰动幅值为 0.05 rad。采用补偿方法后,估计转子位置与实际转子位置基本保持一致,误差扰动幅值减小至

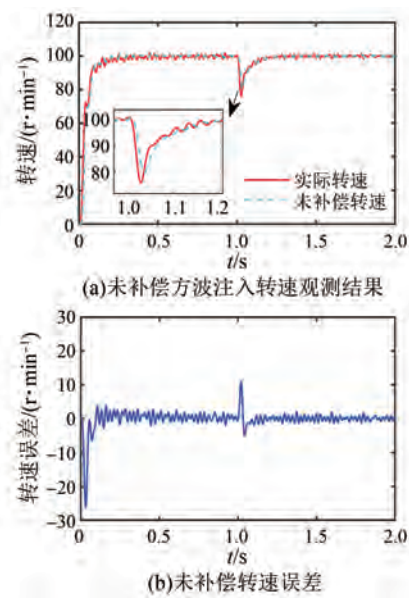


图 16 负载阶跃下的未补偿转速观测结果

Fig. 16 Uncompensated speed observation results under load step

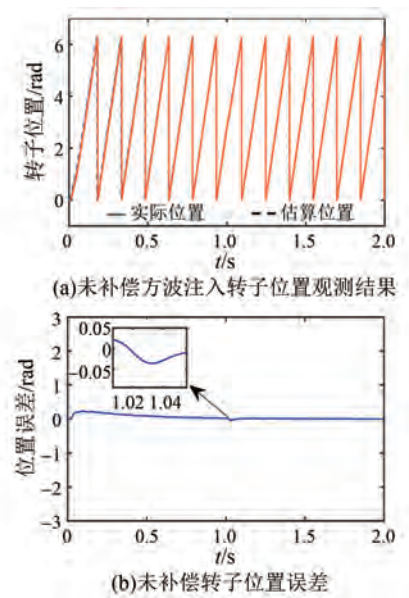


图 18 负载阶跃下的未补偿转子位置观测结果

Fig. 18 Uncompensated rotor position observation results under the load step

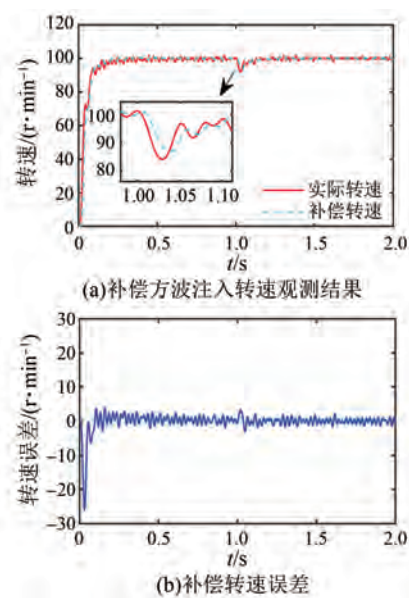


图 17 负载阶跃下的补偿转速观测结果

Fig. 17 Compensated speed observation results under load step

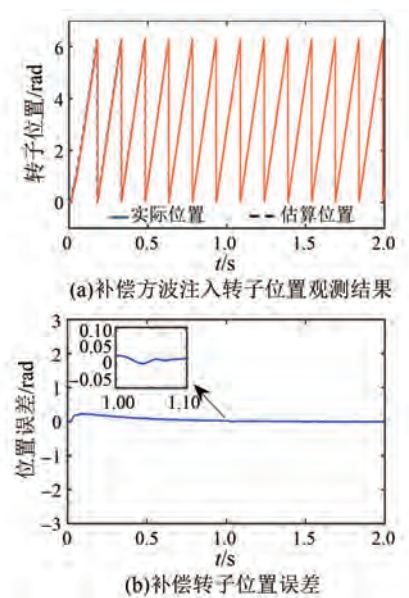


图 19 负载阶跃下的补偿转子位置观测结果

Fig. 19 Compensated rotor position observation results under the load step

0.02 rad,较未补偿方法减小 60.0%。这说明所提方法能够有效削弱电感参数变化引起的位置观测误差,提高系统的鲁棒性。

仿真结果对比如表 4、5 所示。由表 4、5 可知,相较于传统方法,本文所提方法在转速和负载阶跃工况下均能够提高电感辨识精度,减小转速和转子位置观测误差,有效提高了系统的鲁棒性。

表 4 电感辨识结果对比

方法	辨识误差/mH			
	转速阶跃		负载阶跃	
	100 r/min 至 200 r/min	5 N·m 至 8 N·m		
	L_d	L_q	L_d	L_q
传统 PI-MRAS	0.090	0.700	0.035	0.230
改进 FLC-MRAS	0.005	0.020	0.005	0.010

表 5 观测结果对比

Tab.5 Comparison of observation results

方法	观测误差			
	转速阶跃		负载阶跃	
	100 r/min 至 200 r/min		5 N·m 至 8 N·m	
	速度误差/ (r·min ⁻¹)	位置 误差/rad	速度误差/ (r·min ⁻¹)	位置 误差/rad
传统高频注入法	33	0.72	24	0.06
改进高频注入法	19	0.45	7	0.02

5 结语

本文针对 IPMSM 高频方波注入位置观测中电感参数变化引起的解调系数失配问题,提出了一种基于在线电感辨识的解调系数自适应补偿方法。通过 FLC-MRAS 在线辨识 L_d 和 L_q 并实时更新解调系数,有效减弱了参数变化对位置观测精度的不利影响。试验表明,无论是在速度阶跃还是负载阶跃工况下,所提方法均显著提升了系统的动态观测性能与鲁棒性。具体而言,在 100 r/min 至 200 r/min 速度阶跃下, L_d 和 L_q 辨识误差最大值分别减小 94.1% 和 97.1%,速度误差负峰值和正峰值分别减小 43.9% 和 42.4%,位置误差峰值减小 30.6%;在 5 N·m 至 8 N·m 负载阶跃下, L_d 和 L_q 辨识误差最大值分别减小 85.7% 和 95.7%,速度跌落幅值和速度误差峰值分别减小 70.8% 和 64.8%,角度误差扰动幅值减小 60.0%。

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

张峻博进行了方案设计、仿真试验和论文撰写,许鸣珠进行了论文的审核和修改,邢茜、郭希文和陈旭升进行了文献调研。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Zhang Junbo carried out the project design, simulation experiments, and paper writing; Xu Mingzhu reviewed and revised the paper; Xing Qian, Guo Xiwen and Chen Xusheng conducted the

literature review. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] Wang Z, Gao C L, Gu M R, et al. A novel vector magnetic circuit based position observer for IPMSM drives using high-frequency signal injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 1333-1342.
- [2] Yoo J, Kim H S, Sul S K. MTPA tracking control of sensorless IPMSM based on square-wave voltage signal injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12525-12537.
- [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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 康晓毅, 王大江, 许鸣珠, 等. 基于无感矢量控制的电机堵转检测方法研究[J]. 电力电子技术, 2025, 59(5): 20-23+29.
- [8] Kang X Y, Wang D J, Xu M Z, et al. Study of motor stall detection method based on non-inductance vector control [J]. Power Electronics, 2025, 59(5): 20-23+29.
- [9] Su M, Li Z Y, Han B D, et al. Discrete-time nonlinear flux observer for sensorless SPMSM drives with low carrier ratios [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2026, 41(9): 15110-15120.
- [10] 李敏, 李林林, 周俊鹏. 基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 22-33.
- [11] Li M, Li L L, Zhou J P. Sensorless vector control of

- PMSM based on improved sliding mode with variable structure [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(2): 22-33.
- [9] 李振县, 许鸣珠. 基于降阶负载观测器的双模糊滑模 PMSM 转速控制[J]. *组合机床与自动化加工技术*, 2022(9): 50-54.
- Li Z X, Xu M Z. Variable parameter dual sliding mode PMSM sensorless control based on reduced order load observer [J]. *Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique*, 2022(9): 50-54.
- [10] 李耀华, 王自臣, 何雨颢, 等. 基于超螺旋滑模控制的永磁同步电机磁场定向控制研究[J]. *电机与控制应用*, 2025, 52(5): 527-539.
- Li Y H, Wang Z C, He Y X, et al. Field-oriented control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode control [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(5): 527-539.
- [11] Shuang B, Zhu Z Q. Simultaneous sensorless rotor position and torque estimation for IPMSM at standstill and low speed based on high-frequency square wave voltage injection [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(9): 8791-8802.
- [12] 张嘉鑫, 夏加宽, 杨昌卓. 基于高频方波注入的永磁同步电机控制优化[J]. *微特电机*, 2024, 52(2): 42-47+53.
- Zhang J X, Xia J K, Yang C Z. Optimization of permanent magnet synchronous motor control based on high frequency square wave injection [J]. *Small and Special Electrical Machines*, 2024, 52(2): 42-47+53.
- [13] Wu T, Luo D R, Wu X, 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.
- [14] Liu Z H, Nie J, Wei H L, et al. A newly designed VSC-based current regulator for sensorless control of PMSM considering VSI nonlinearity [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(4): 4420-4431.
- [15] Chen Y H, Xu Z, Li J, et al. Sensorless full-torque startup of IPMSMs via saturation-embedded inductance regression [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2026, 41(1): 114-120.
- [16] Luo D H, Ji H Y, Luo X, et al. Phase-shifting square-wave voltage injection for third position harmonic suppression in IPMSM sensorless drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025, 72(9): 8905-8914.
- [17] Wu X, Lu P Q, Chen S, et al. Random dual-interval high-frequency square-wave voltage injection based sensorless control of IPMSM drives for noise reduction [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2026, 41(1): 343-358.
- [18] 李磊, 卢建宁, 廖志鹏. 改进的广义二阶积分器的高频脉振方波电压注入 PMSM 无传感器控制[J]. *现代电子技术*, 2024, 47(20): 8-12.
- Li L, Lu J N, Liao Z P. High-frequency pulsating square wave voltage injection PMSM for sensorless control based on improved SOGI [J]. *Modern Electronics Technique*, 2024, 47(20): 8-12.
- [19] Zhang P R, Wang S M, Li Y T. 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.
- [20] 徐奇伟, 熊德鑫, 陈杨明, 等. 基于新型高频纹波电流补偿方法的内置式永磁同步电机无传感器控制[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(3): 680-691.
- Xu Q W, Xiong D X, Chen Y M, et al. Research on sensorless control strategy of IPMSM based on new high frequency ripple current compensation method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(3): 680-691.
- [21] Wang Q W, Wang G L, Zhao N N, 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.
- [22] 任建, 王淑红, 黄济文, 等. 基于参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(1): 8-15.
- Ren J, Wang S H, Huang J W, et al. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motor with parameter identification [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(1): 8-15.
- [23] Lian C Q, Xiao F, Liu J L, et al. Parameter and VSI nonlinearity hybrid estimation for PMSM drives based on recursive least square [J]. *IEEE Transactions on*

- Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2195-2206.
- [24] Yi P, Yang J Z, Li X L, et al. Multi-parameter identification technique for PMSM based on harmonic coupling model considering torque ripple suppression [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(5): 11632-11643.
- [25] 李耀华, 郭伟超, 王钦政, 等. 基于 MRAS 参数辨识的永磁同步电机增量式模型预测电流控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(10): 1050-1062.
- Li Y H, Guo W C, Wang Q Z, et al. Study on incremental model predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on MRAS parameter identification [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(10): 1050-1062.
- [26] 邵克勇, 陈威杰, 郝晓伟. 改进金枪鱼群优化算法的永磁同步电机多参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(10): 1097-1107.
- Shao K Y, Chen W J, Hao X W. Multiparameter identification of permanent magnet synchronous motor with improved tuna swarm optimization algorithm [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(10): 1097-1107.
- [27] 范慧妍, 王爽. 基于深度强化学习的永磁同步电机控制算法研究[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(3): 269-278.
- Fan H Y, Wang S. Research on control algorithm of permanent magnet synchronous motors based on deep reinforcement learning [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(3): 269-278.
- [28] Yang Y F, Sun X D, Cai F. Speed sensorless control of IPMSM with model predictive current control plus finite position set MRAS observer [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 4755-4764.
- [29] Elhaj A, Alzayed M, Chaoui H. Multiparameter estimation-based sensorless adaptive direct voltage MTPA control for IPMSM using fuzzy logic MRAS [J]. Machines, 2023, 11(9): 861.
- [30] An X K, Liu G H, Chen Q, et al. Adjustable model predictive control for IPMSM drives based on online stator inductance identification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3368-3381.

收稿日期:2026-05-19

收到修改稿日期:2026-06-16

作者简介:

张峻博(2002—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机的理论及应用,kriszhangjunbo@163.com;

*通信作者:许鸣珠(1967—),女,博士,教授,研究方向为控制理论与应用、电机控制及生产过程自动控制等,xumz@stdu.edu.cn。