

内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制

刘力卿¹, 么 军², 贺 春¹, 魏菊芳¹, 马炜龙³, 田里思^{3*}, 季洪鑫³

(1. 国网天津市电力公司电力科学研究院, 天津 300384;

2. 国网天津市电力公司, 天津 300010; 3. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

Full-Speed-Range Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

LIU Liqing¹, YAO Jun², HE Chun¹, WEI Jufang¹, MA Weilong³, TIAN Lisi^{3*}, JI Hongxin³

(1. State Grid Tianjin Electric Power Company Electric Power Scientific Research Institute, Tianjin 300384, China;

2. State Grid Tianjin Electric Power Company, Tianjin 300010, China;

3. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: [Objective] To overcome the technical limitations of traditional position sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) across the full-speed range, this study aims to develop a position sensorless control strategy capable of achieving stable control across the full-speed range. Specifically, it seeks to address technical challenges such as insufficient observation accuracy of speed and angle at low speeds, significant system chattering at medium and high speeds, and poor stability during speed transitions, thereby achieving smooth position sensorless control switching from low to high speeds. [Methods] This study proposed a full-speed-range position sensorless control strategy based on a multimodal observer. At low speeds, an improved high-frequency square-wave injection method was adopted. By considering cross-coupling effects, a precise mathematical model of the motor was established to effectively extract rotor position information. At medium and high speeds, a novel sliding mode observer was designed, which significantly reduced system chattering by optimizing the switching function and introducing a boundary layer method. To ensure a smooth switching from low to high speeds, a fuzzy logic-based weighted switching algorithm was innovatively proposed, which ensured continuity and stability during switching by dynamically adjusting weight coefficients in real time. [Results] In the low-speed range (0 ~ 5% rated speed), the improved high-frequency square-wave injection

method limited the position observation error within ± 0.05 rad, demonstrating that incorporating cross-coupling effects improved the accuracy of rotor speed and angle estimation. In the medium- and high-speed range (5% ~ 100% rated speed), the novel sliding mode observer effectively achieved position sensorless control and reduced system chattering amplitude by about 60%. After applying the weighted switching algorithm, torque fluctuations during speed switching decreased by 45%, and speed overshoot was maintained within 2%. Compared to traditional methods, the proposed strategy improved control accuracy by over 30% and enhanced dynamic response speed by 25% across the full-speed range. [Conclusion] The proposed full-speed-range position sensorless control strategy effectively addresses the control challenges of IPMSM across the full-speed range. The improved high-frequency square-wave injection method significantly enhances observation accuracy at low speeds, while the novel sliding mode observer efficiently suppresses system chattering at medium and high speeds, and the fuzzy logic-based weighted switching algorithm achieves smooth transitions between speed ranges. Simulation and experimental results fully validate the feasibility and superiority of the proposed strategy, offering a new solution for practical sensorless applications in IPMSM.

Key words: position sensorless control; cross-coupling; high-frequency square-wave injection; sliding mode observer; interior permanent magnet synchronous motor

基金项目: 国网天津市电力科技项目(电科-研发 23-40)

State Grid Tianjin Electric Power Science and Technology Project (DEC-R&D 23-40)

摘 要: 【目的】为了克服传统内置式永磁同步电机

(IPMSM)无位置传感器控制在全速域范围内的技术瓶颈,本文致力于研究一种能够在全速域范围内实现稳定控制的无位置传感器控制策略。具体而言,旨在解决低速段转速和角度信息观测精度不足、中高速段系统抖振明显以及速度切换过程中稳定性差等技术难题,从而实现从低速到中高速段的无位置传感器平滑切换控制。

【方法】本文提出了一种基于多模态观测器的全速域无位置传感器控制策略。在低速段,采用改进型高频方波注入法,通过考虑交叉耦合效应的影响,建立精确的电机数学模型,有效提取转子位置信息;在中高速段,设计了一种新型滑模观测器,通过优化切换函数和引入边界层方法,显著降低了系统抖振。为实现低速到高速段的平滑过渡,创新性地提出了基于模糊逻辑的加权切换算法,通过实时调整权重系数,确保切换过程的连续性和稳定性。**【结果】**在低速段(0~5%额定转速),改进型高频方波注入法可将位置观测误差控制在 ± 0.05 rad 以内,说明采用考虑交叉耦合效应的高频方波注入法能够有效观测电机转速和角度信息;在中高速段(5%~100%额定转速),引入能降低系统抖振的滑模观测器实现无位置控制,新型滑模观测器使系统抖振幅值降低约 60%;采用加权切换算法后,速度切换过程中的转矩波动减小了 45%,转速超调量控制在 2% 以内。与传统方法相比,所提方案在全速域范围内的控制精度提高了 30% 以上,动态响应速度提升了 25%。**【结论】**本文提出的全速域无位置传感器控制策略有效解决了 IPMSM 在全速域范围内的控制难题。改进型高频方波注入法显著提升了低速段的观测精度,新型滑模观测器有效抑制了中高速段的系统抖振,而基于模糊逻辑的加权切换算法则实现了速度段的平滑过渡。仿真和试验结果充分证明了该方案在全速域范围内的可行性和优越性,为 IPMSM 无位置传感器控制的实际应用提供了新的解决方案。

关键词: 无位置传感器;交叉耦合;高频方波注入;滑模观测器;内置式永磁同步电机

0 引言

现如今,内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)的直接转矩和矢量控制性能高度依赖转子位置与速度的精准获取。通常采用位置传感器获取该信息,这不仅增加了成本,还占用了额外空间。更重要的是,在特定环境下,位置传感器易受湿度、电磁干扰和温度变化的影响,从而降低了系统的可靠性和灵敏度,限制了其应用范围。因此,无位置传感器的 IPMSM 研究及其优化已成为国内外学

术界和工业界的关注焦点。而不同的电机转速,需采取不同的无传感器控制方法:在零低速阶段,常用高频注入法;在中高速阶段,常用反电动势法。在零低速段,转子位置信息无法从较小的反电动势中得到。因此,基于 IPMSM 的凸极效应^[1-2]转子位置信息可通过将高频信号注入电机中并经过解耦处理后获得。在中高速段,反电动势增大,因此可直接利用电机数学模型中的反电动势部分来获取转子的位置信息。

Stumberger B 等^[3]提出,零低速段使用高频注入时,由于电机磁路的存在, dq 轴中磁链电感因交叉耦合效应会随着电流变化。位置估计误差也会因此而变大,且误差会因负载的增大而增大,因此 IPMSM 的无位置控制会受限。针对此问题,文献[4-6]提出对磁路进行优化。为降低电机的交叉耦合效应,诸自强等^[7-9]提出通过结合电机本体与控制算法,研究位置误差受到交叉耦合效应与磁饱和效应的影响程度。在文献[10]中,交叉耦合角被设置为高频信号注入的角度,该方法因无需互感和自感值易于实现,但不够准确。文献[11]是利用 q 轴互感值和自感值算出交叉耦合角,并补偿到观测的转子位置角中,从而达到增强观测准确度的效果。

在中高速段无位置传感器控制中,滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)方案具有非线性,容易产生较强的抖振现象^[12-15]。针对此现象,有学者提出将控制律中不连续的开关函数用其他函数代替,并利用模糊算法调整滑模增益^[16],但此方案可能会引起其他未知的干扰。文献^[17]设计了高阶终端 SMO 来解决此问题,该策略有效的减小了系统抖振。

本文在低速段使用高频方波注入方案,引入一种线性方案来补偿交叉耦合效应引起的角度误差,提高控制精度。在中高速段使用 SMO 方案,将开关函数替换为 *sigmoid* 函数来减小抖振。为了实现全速域无位置传感器控制,使用加权系数来使两种方案混合作用,防止电机转速或转矩发生突变。最后在仿真和试验平台上进行验证。

1 高频方波注入方案

1.1 基本原理

高频方波信号注入是在两相旋转坐标系下向

d 轴注入高频方波信号,由于定子电阻远小于定子感抗,因此电阻项和反电动势项可忽略,此时的数学模型可简化为^[18]

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_{dh} & 0 \\ 0 & pL_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_{dh} 、 u_{qh} 、 i_{dh} 、 i_{qh} 分别为 dq 坐标系下的高频电压、电流分量; p 为微分算子。

各坐标系的位置如图 1 所示,假设实际与估计两相旋转坐标系的误差角度为 θ_{err} 。

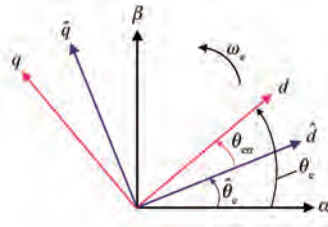


图 1 各坐标系的位置示意图

Fig. 1 Schematic diagram of position of each coordinate system

图 1 中, ω_e 为实际角速度; θ_e 为实际电角度; $\hat{\theta}_e$ 为估计电角度。注入方波信号表达式为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{yh} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m (-1)^k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: U_{yh} 为 d 轴估计轴高频电压幅值; V_m 为注入方波信号的幅值; k 为离散采样时刻,其频率为逆变器开关频率的一半,幅值一般不超过直流母线电压的 1/5。

经坐标变换可得两相静止坐标系下的方程为

$$\begin{bmatrix} pi_{\alpha h} \\ pi_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{U_{yh}}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{\alpha h} \\ L_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} L_{\alpha h} \\ L_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 \cos \hat{\theta}_e - L_2 \cos(\theta_e + \theta_{err}) \\ L_1 \sin \hat{\theta}_e - L_2 \sin(\theta_e + \theta_{err}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{dh} + L_{qh}}{2} \\ \frac{L_{dh} - L_{qh}}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: L_{dh} 、 L_{qh} 分别为 d 、 q 轴高效电感。

当 θ_{err} 为 0 时, $\hat{\theta}_e$ 近似等于 θ_e ,利用外差法提取转子位置误差信息,令 $I_{\alpha h} = pi_{\alpha h}$ 、 $I_{\beta h} = pi_{\beta h}$,具体如式(6)所示:

$$I_{\beta h} \cos \hat{\theta}_e - I_{\alpha h} \sin \hat{\theta}_e = -\frac{U_{yh}}{L_d L_q} L_2 \sin(2\theta) \quad (6)$$

为了降低参数变化对位置估算的干扰,可以进行标么化处理,进而推导出角误差函数 $f(\theta_{err})$,如式(7)所示:

$$f(\theta_{err}) = \frac{I_{\beta h} \cos \hat{\theta}_e - I_{\alpha h} \sin \hat{\theta}_e}{\sqrt{I_{\alpha h}^2 + I_{\beta h}^2}} = \frac{L_q - L_d}{2L_q} \sin(2\theta_{err}) \quad (7)$$

将 $f(\theta_{err})$ 输入至锁相环中,使其输出结果趋于 0,从而获取转子位置信息。针对式(3)中的高频电流提取过程,可以近似认为,在两个相邻的采样时刻之间,基波电流的幅值保持不变,而高频电流的幅值则相反。据此,各电流之间的关系可以用式(8)来表示:

$$\begin{cases} i_s(k-1) = i_f(k-1) + i_h(k-1) \\ i_s(k) = i_f(k) - i_h(k) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $i_s(k-1)$ 、 $i_f(k-1)$ 、 $i_h(k-1)$ 、 $i_s(k)$ 、 $i_f(k)$ 、 $i_h(k)$ 分别为 $k-1$ 、 k 时刻的采样电流、基频电流分量和高频响应电流分量。

高频电压和电流信号时序图如图 2 所示。

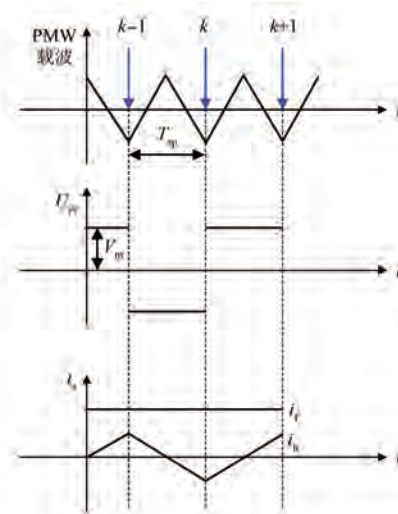


图 2 高频电压电流信号时序图

Fig. 2 Timing diagram of high-frequency voltage and current signals

由式(8)可知 i_f 和 i_h 为

$$\begin{cases} i_f = \frac{i_s(k-1) + i_s(k)}{2} \\ i_h = \frac{i_s(k-1) - i_s(k)}{2} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知,可以通过简单的算术运算提取高频电流,避免了传统注入方法中需要滤波的

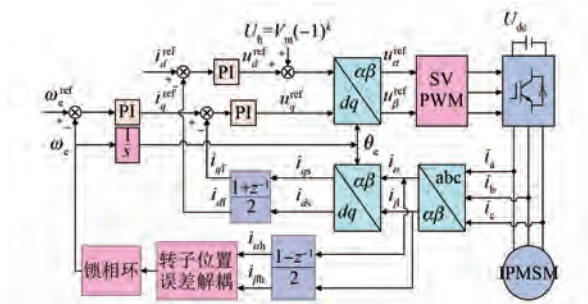
$$\begin{cases} L'_2 = \sqrt{(-L_2)^2 + L_{dqh}^2} \\ \theta_m = \arctan\left(\frac{2L_{dqh}}{L_{qh} - L_{dh}}\right) \end{cases} \quad (14)$$


Fig. 3 Block diagram of high-frequency pulsating square-wave signal injection control

式(1)中,IPMSM 的理想数学模型通常仅包含自感矩阵,然而在实际操作中,电机磁路的饱和以及电感矩阵中的互感成分会导致各轴间产生耦合,进而影响转子的定位精确度^[19-21]。因此,对方波注入过程中出现的交叉耦合效应进行补偿显得尤为重要。在 dq 坐标系下,考虑交叉耦合效应的 IPMSM 高频电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{gh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dgh} \\ L_{gdh} & L_{gh} \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{gh} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: L_{dqh} 、 $L_{qd h}$ 为 dq 轴间的互感, 一般认为 $L_{dqh} = L_{qd h}$, 在后文统一表示为 L_{dqh} , 则估计 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系下的高频电压为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh1} & L_{dh2} \\ L_{qh1} & L_{qh2} \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m (-1)^k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{cases} L_{dh1} = L_2 \cos(2\theta_{\text{err}}) + L_1 - L_{dqh} \sin(2\theta_{\text{err}}) \\ L_{dh2} = L_2 \sin(2\theta_{\text{err}}) + L_{dqh} \cos(2\theta_{\text{err}}) \\ L_{qh1} = L_2 \sin(2\theta_{\text{err}}) + L_{dqh} \cos(2\theta_{\text{err}}) \\ L_{qh2} = -L_2 \cos(2\theta_{\text{err}}) + L_1 + L_{dqh} \sin(2\theta_{\text{err}}) \end{cases} \quad (12)$$

联立式(11)和式(12)得到估计的 $\hat{d}\hat{q}$ 轴高频电流为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_m (-1)^k [L_1 + L'_2 \cos(2\theta_{err} - \theta_m)]}{p [L_1^2 - (L'_2)^2]} \\ \frac{V_m (-1)^k [L'_2 \sin(2\theta_{err} - \theta_m)]}{p [L_1^2 - (L'_2)^2]} \end{bmatrix} \quad (13)$$

将式(13)变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,此时令 $I_{\text{ah}} = p i_{\text{ah}} \setminus I_{\beta\text{h}} = p i_{\beta\text{h}}$,采用外差法提取转子位置误差信息,则:

$$f'(\theta_{\text{err}}) = I_{\beta\text{h}} \cos \hat{\theta}_{\text{e}} - I_{\alpha\text{h}} \sin \hat{\theta}_{\text{e}} = \frac{V_{\text{m}}(-1)^k L'_{\text{dif}} \sin(2\theta_{\text{err}} - \theta_{\text{m}})}{\left[L'_{\text{avg}} - (L'_{\text{dif}})^2 \right]} \quad (15)$$

式中: L_{avg} 为平均电感; L_{dif} 为差值电感。

将电角度估计误差输入锁相环中收敛至零时有:

$$\theta_{\text{err}} = \theta_{\text{m}}/2 = \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2L_{dqh}}{L_{qh} - L_{dh}}\right) \quad (16)$$

由式(16)可知,电机自感和互感值会影响 θ_{err} 的大小。当电机运行在重载工况下时,会加剧磁饱和现象,从而造成自感下降、互感增大,由此产生的转子位置误差 θ_{err} 不可忽略。分别进行正向和反向加载试验,获得带载情况下开环的交叉耦合角随 q 轴电流的变化曲线。观察到 q 轴电流与交叉耦合角呈线性相关,因此补偿方案将其视为一条直线,如图4所示。

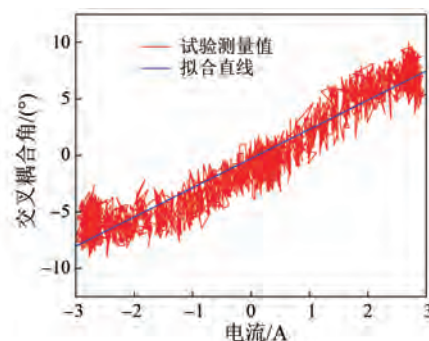


Fig. 4 Variations of cross-coupling angles under different currents

2 SMO 控制方案

当电机转速处在中高速段时,逆变器直流侧的母线电压因电机的反电动势较大,将高频电压注入到基波电压上时,难以达到所需的高电压,而高频注入又会增加电机谐波电流,增大电机损耗及转矩波动^[22-26]。为此,本文提出了一种基于SMO的高转速IPMSM控制方案。SMO包含滑模

面与控制函数两部分,选定适当的滑模面后,利用控制函数将状态变量的轨迹作用至滑模面,经过适当调节,可确保估计值逐渐逼近真实值。在两相静止坐标系下,IPMSM 的电流方程为

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_\alpha \\ p\hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: R 为定子电阻; i_α 、 i_β 、 e_α 、 e_β 分别为静止坐标系下的定子电流、反电动势。

构造 SMO 模型为

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_\alpha \\ p\hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -\hat{\omega}_e(L_d - L_q) \\ \hat{\omega}_e(L_d - L_q) & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ 、 $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$ 分别为静止坐标系下的定子电流估计值、反电动势估计值; $\hat{\omega}_e$ 为角速度估计值。

结合式(18)和式(17)可得其误差为

$$\begin{bmatrix} p\tilde{i}_\alpha \\ p\tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -\tilde{\omega}_e(L_d - L_q) \\ \tilde{\omega}_e(L_d - L_q) & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$; $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$; $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$ 。

可选滑模面为

$$S = [S_\alpha \ S_\beta]^T = [\tilde{i}_\alpha \ \tilde{i}_\beta]^T \quad (20)$$

设计滑模控制律为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 \text{sign}[S(\alpha)] \\ k_2 \text{sign}[S(\beta)] \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: k_1 、 k_2 为开关增益。

通过构造正定的李雅普诺夫函数以保证 SMO 的稳定性:

$$V = \frac{1}{2} S^T(x) S(x) = \frac{1}{2} (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) \quad (22)$$

对式(22)求导:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_\alpha \dot{S}_\alpha + S_\beta \dot{S}_\beta = \\ &= \frac{1}{L_d} \left[\tilde{i}_\alpha e_\alpha - \tilde{i}_\alpha \frac{\tilde{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d} \tilde{i}_\beta - k_1 \tilde{i}_\alpha \text{sign} \tilde{i}_\alpha \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{L_d} \left[\tilde{i}_\beta e_\beta - \tilde{i}_\beta \frac{\tilde{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d} \tilde{i}_\alpha - k_2 \tilde{i}_\beta \text{sign} \tilde{i}_\beta \right] - \\ &= \frac{R}{L_d} (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) = \frac{\tilde{i}_\alpha}{L_d} (e_\alpha - k_1 \text{sign} \tilde{i}_\alpha) + \\ &= \frac{\tilde{i}_\beta}{L_d} (e_\beta - k_2 \text{sign} \tilde{i}_\beta) - \frac{R}{L_d} (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) \quad (23) \end{aligned}$$

为保证系统稳定, $\dot{V} < 0$, 此时 $k_1 > |e_\alpha|$ 、 $k_2 > |e_\beta|$ 、 $S=0$ 、 $\dot{S}=0$ 、 $\tilde{\omega}_e=0$, 由式(19)可得, 实际反电动势与观测的反电动势相等, 观测位置可由外差法利用锁相环将带有 θ_{err} 的函数收敛至零获得。

由式(23)可知, 传统的 SMO 存在高频抖振^[27-28], 针对此问题, 本文选择 *sigmoid* 函数作为控制函数:

$$G(x) = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1 \quad (24)$$

Sigmoid 函数曲线如图 5 所示, 其中 a 值会影响函数的斜率。相比 *sign* 函数, 在接近零值时, *sigmoid* 函数具有缓慢变换、连续和线性的特征, 这会降低反电动势观测过程中的抖振。图 6 为该方案的结构示意图。

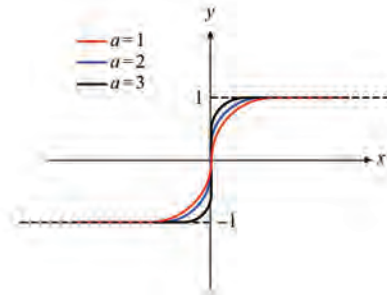


图 5 Sigmoid 函数曲线

Fig. 5 Sigmoid function curves

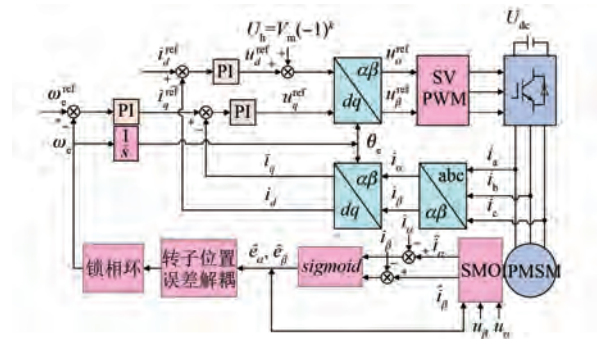


图 6 滑模观测器无位置控制框图

Fig. 6 Block diagram of position sensorless control based on sliding mode observer

3 混合控制方案

当电机从零低速到中高速时,两个阶段观测的转子角度存在差异,可能会造成转矩或速度的突变^[29-30]。为确保逆变器和电机的稳定运行,引入加权系数获取切换时的位置和速度信息,从而实现两种观测方案的平滑切换。其原理图如图 7 所示。

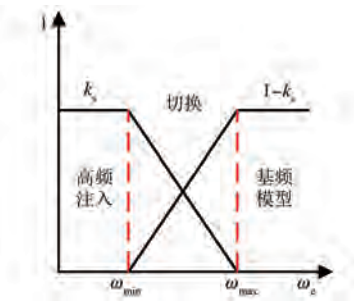


图 7 高频注入和基频模型切换过程原理图

Fig. 7 Diagram of switching process between high-frequency injection and fundamental-frequency modeling

图 7 中, k_s 为权重系数, 其会影响切换速率, 在不同转速区间可表示为

$$k_s = \begin{cases} 0, & \omega_e > \omega_{\max} \\ \frac{\omega_{\max} - \omega_e}{\omega_{\max} - \omega_{\min}}, & \omega_{\min} < \omega_e < \omega_{\max} \\ 1, & \omega_e < \omega_{\min} \end{cases} \quad (25)$$

电机转速和位置的表达式为

$$\begin{cases} \omega_e = k_s \omega_{\text{hf}} + (1 - k_s) \omega_{\text{sno}} \\ \theta_e = k_s \theta_{\text{hf}} + (1 - k_s) \theta_{\text{sno}} \end{cases} \quad (26)$$

式中: $\omega_{\max}$ 、 $\omega_{\min}$ 分别为中、高速与低速之间的切换节点; ω_{hf} 和 ω_{sno} 、 θ_{hf} 和 θ_{sno} 分别为低速段采用方波信号注入法、中高速段应用滑模观测器策略下得到的转速、角度信息。

图 8 为整个控制过程的框图。利用 Matlab/Simulink 对本文所提算法进行了仿真验证。仿真与试验的系统参数如表 1 所示。

为验证算法的有效性,对 IPMSM 在不同速域进行仿真,如图 9 所示。设置负载为 0,注入方波幅值为 50 V,频率为 2.5 kHz,参考转速为 200 r/min,在 1 s 时将转速突变为 350 r/min,在 2 s 时突变为 600 r/min。设置切换区间为 [300, 400] r/min,即转速低于 300 r/min 时电机转速和角度信息由高频方波注入方案观测得到,转速高于 400 r/min 时由 SMO 方案观测得到,在转速切

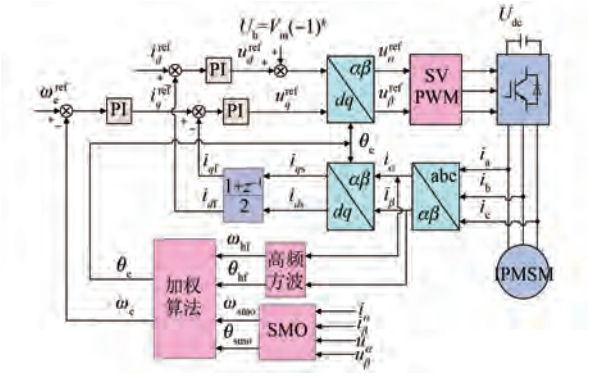


图 8 全速域无位置控制框图

Fig. 8 Block diagram of position sensorless control across full-speed range

换区间内由两种方案共同作用,通过加权法来观测转速和角度。

表 1 仿真及试验所用电机参数

Tab. 1 Motor parameters used for simulation and experiments

参数名称	参数值
额定功率 P_N/kW	2.2
额定电压 U_N/V	380
额定电流 I_N/A	3.98
额定频率 f_N/Hz	50
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.02
定子电阻 R_s/Ω	2.484
d 轴电感 L_d/H	0.063
q 轴电感 L_q/H	0.286
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.993
开关周期 T_{sp}/s	0.000 2
极对数 n_p	2

图 9(a) 中的加权系数间接显示了其切换过程,加权系数在低速段时为 1,中高速段时为 0,中间切换速域稳定在 0.5 附近,符合式 (25) 和式 (26)。从图 9(b) 可以看出,在每一种控制方式下,电机都能够在 0.5 s 之内达到给定值,并且确保稳定运行,整个过程中,预估的转速能够紧密贴合实际转速。从图 9(c) 可以看出,电机可以更精确地观测整个控制系统中的角度信息。为了突出无位置控制性能,图 9(d) 显示了各种转速下的角度误差值。由图 9(d) 可知转速增加时,角度误差略微变大,但稳态情况下最大没有超过 5°,说明该方案拥有较好的动稳态性能。

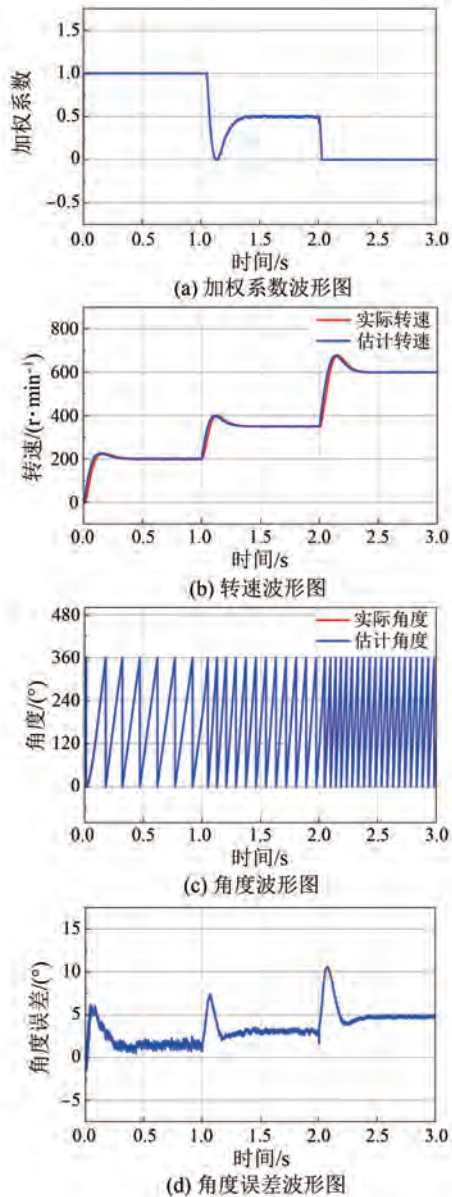


图9 IPMSM 全速域无位置传感器仿真波形图

Fig.9 Simulation waveforms of position sensorless control for IPMSM across full-speed range

4 试验验证

试验系统结构如图 10 所示,控制板的核心构成包括主控芯片及其配套的外围电路。其主控芯片为 TMS320F28335,提供了良好的控制性能和充足的存储空间。外围电路则涵盖了电源供应模块、信号输出组件以及光电隔离单元。驱动板包含了智能功率模块以及采集模块,电压、电流信号由传感器获得并反馈至数字信号处理技术芯片中。

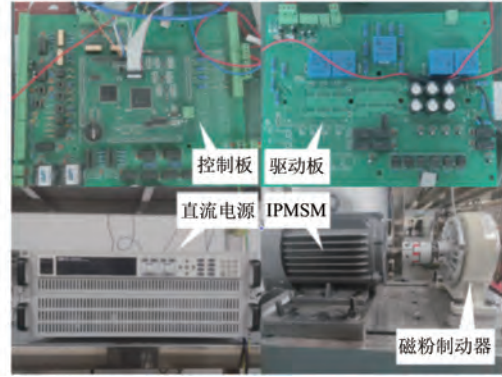


图 10 试验平台

Fig.10 Experimental platforms

4.1 交叉耦合验证

基于高频方波注入交叉耦合补偿试验结果如图 11 所示,设置给定转速为 150 r/min,负载为 6 N·m,在电机运行过程中加入拟合函数进行补偿。

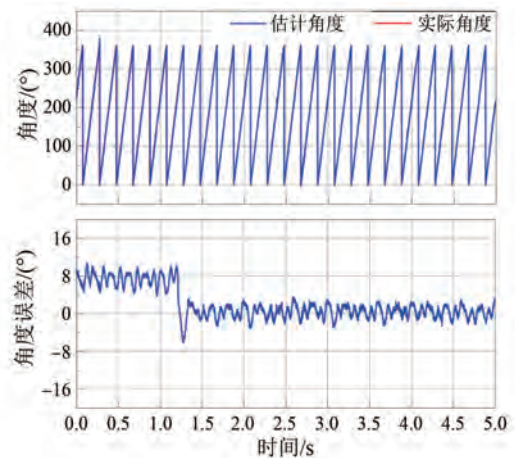


图 11 全速域运行试验图

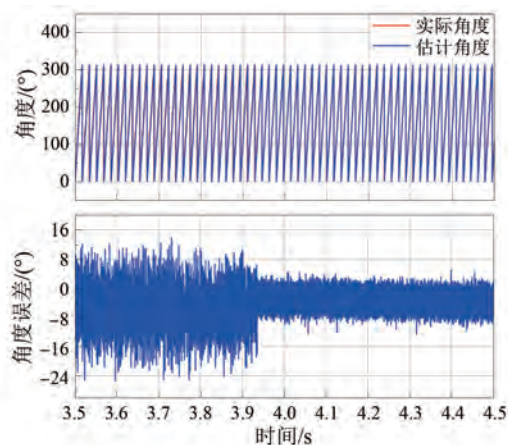
Fig.11 Diagrams of operation experimental results across full-speed range

由图 11 可知,在整个过程中均能够精确地观测到电机角度信息,表明高频方波注入方案具有较好的稳态性能。补偿前的角度误差为 8° 左右,补偿后误差减小为 $\pm 4^\circ$,说明该补偿有效的减小了角度误差。

4.2 sigmoid 函数验证

基于 *sign* 函数和 *sigmoid* 函数的 SMO 对比试验结果如图 12 所示,设置给定转速为 300 r/min。

由图 12 可知,当使用 *sign* 函数作为 SMO 的开关函数时,估计角度出现较为严重的抖振现象,最大角度误差有 -24° 。当开关函数切换为

图 12 *sign* 函数切换 *sigmoid* 函数试验图Fig. 12 Diagrams of experimental results of *sign* function switching to *sigmoid* function

sigmoid 函数时,抖振程度明显有所减弱,最大角度误差为 -8° ,说明采用 *sigmoid* 函数能够有效减小抖振现象。

4.3 全速域验证

图 13 为全速域下的转速和角度试验波形图。设置初始给定转速为 150 r/min,运行过程中将转速突变至 350 r/min 和 650 r/min,负载为零,电机分别在三种不同速域下运行。

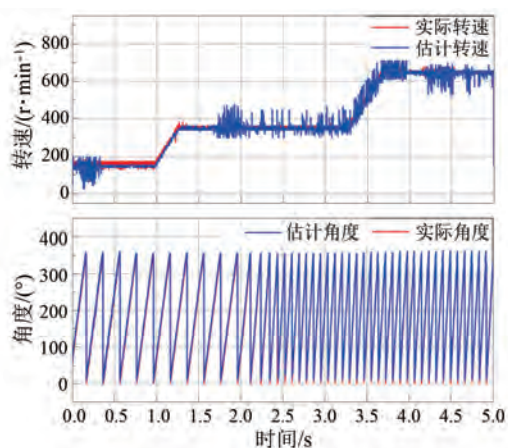


图 13 全速域下的转速和角度试验图

Fig. 13 Diagrams of experimental results of speed and angle across full-speed range

由图 13 可知,电机能迅速稳定在给定转速,估计转速能实时跟随实际转速,角度波形显示该控制方案在整个过程中能较为精确地捕捉到实际角度。

图 14 为全速域控制角度误差及权重系数试验结果。

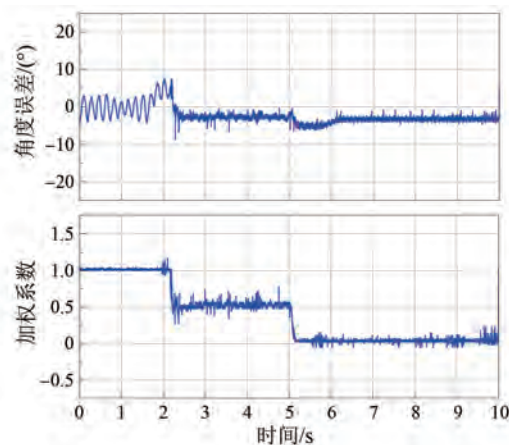


图 14 全速域控制角度误差及权重系数试验图

Fig. 14 Diagrams of experimental results of angle error and weight coefficients in full-speed-range control

由图 14 可知,角度误差曲线表明电机的转速为 150 r/min 时误差为 $\pm 5^\circ$,转速为 350 r/min 时误差为 -3° ,转速为 650 r/min 时误差为 -4° ,整个过程中误差范围都在可控范围内。当电机在低速段运行时,由式(25)可知加权系数为 1;当电机在中高速段运行时,加权系数为 0,试验波形图完全符合。在切换区间内两者共同作用,系数最终稳定至 0.5 附近,实现从低速段到中高速段的平滑切换。

综上所述,无位置传感器控制在全速域的加速和减速阶段估计转速均能够实时跟踪实际转速,估计角度也均能精准捕捉实际角度。结果表明,该无位置传感器方案具有很好的动态与稳态性能。

5 结语

本文研究了 IPMSM 在无位置传感器全速域的控制性能。首先构建了电机在低速段、高频注入条件下的数学模型,并引入方波信号以实现无位置传感器控制,采用该策略有效规避了传统信号注入方法中低通滤波器的使用。其次,深入分析了交叉耦合效应引发的转子角度误差,并针对性地提出了补偿策略,从而提升了系统控制的精确度。此外,简要阐述了基于 SMO 的中高速段无位置传感器控制方案,为减小高频抖振,用 *sigmoid* 函数作为控制律函数,利用加权法得到两种观测方案的平滑切换,从而实现从零低速到中高速的稳定运行。最后,通过仿真与试验验证,充分证明了该方案在全速域范围内的可行性和优越

性,为 IPMSM 无位置传感器控制的实际应用提供了新的解决方案。

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

刘力卿、贺春、魏菊芳、么军进行了方案设计、内容总结与论文撰写,马伟龙进行了试验研究,田里思、季洪鑫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 program design, content summary, and paper writing were conducted by Liu Liqing, He Chun, Wei Jufang, and Yao Jun. The experimental study was carried out by Ma Weilong. The review and revision of the paper were undertaken by Tian Lisi and Ji Hongxin. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 张国强. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
ZHANG G Q. Research on position sensorless control for IPMSM drives [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [2] 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.
LI M, LI L L, ZHOU J P. Sensorless vector control of PMSM based on improved sliding mode with variable structure [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2024, 51(2): 22-33.
- [3] STUMBERGER B, STUMBERGER G, DOLINAR D, et al. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(5): 1264-1271.
- [4] BIANCHI N, FORNASIERO E, BOLOGNANI S. Effect of stator and rotor saturation on sensorless rotor position detection [J]. IEEE Transactions on

- Industry Applications, 2013, 49(3): 1333-1342.
- [5] 曲硕, 高强, 李睿. 基于基波 PWM 激励和简化电流斜率测量的多相永磁同步电机转子位置估测技术[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(12): 10-20.
QU S, GAO Q, LI R. Sensorless rotor position estimation for dual three-phase PMSMs using fundamental PWM excitation and simplified current slope measurement [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2023, 50(12): 10-20.
- [6] BROWN I P, SIZOV G Y, BROWN L E. Impact of rotor design on interior permanent-magnet machines with concentrated and distributed windings for signal injection-based sensorless control and power conversion [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(1): 136-144.
- [7] LIN T C, ZHU Z Q, LIU K, et al. Improved sensorless control of switched-flux permanent-magnet synchronous machines based on different winding configurations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 123-132.
- [8] LI Y, ZHU Z Q, HOWE D, et al. Improved rotor-position estimation by signal injection in brushless AC motors, accounting for cross-coupling magnetic saturation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(5): 1843-1850.
- [9] ZHU Z Q, GONG L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3431-3439.
- [10] 吴春, 陈科, 南余荣, 等. 考虑交叉饱和和效应的变角度方波电压注入永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4678-4687.
WU C, CHEN K, NAN Y R, et al. Variable angle square-wave voltage injection for sensorless control of PMSM considering cross-saturation effect [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4678-4687.
- [11] 李文真, 刘景林. 考虑磁路饱和及交叉耦合效应的内置式永磁同步电机无传感器优化方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(21): 4465-4474.
LI W Z, LIU J L. An improved sensorless method of IPMSM considering magnetic saturation and cross-coupling effect [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(21): 4465-

- 4474.
- [12] 宋建国, 李子豪, 刘小周. 永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 14-21.
SONG J G, LI Z H, LIU X Z. Improved full-order sliding mode observer without sensing control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2024, 51(1): 14-21.
- [13] BI G D, ZHAO N N, ZHANG G Q, et al. Current vector angle adaptive adjustment based rotor position offset error suppression method for sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10536-10547.
- [14] DING H C, ZOU X H, LI J H. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy sliding mode observer [J]. IEEE Access, 2022, 10: 36743-36752.
- [15] YIN Z G, YAN G L, GAO F T, et al. Sensorless model predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on improved sliding mode observer [C] // 2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, Ji'nan, 2021.
- [16] SHENG L C, LI W, WANG Y Q, et al. Sensorless control of a shearer short-range cutting interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer [J]. IEEE Access, 2017, 5: 18439-18450.
- [17] SHAO M, DENG Y T, LI H W, et al. Robust speed control for permanent magnet synchronous motors using a generalized predictive controller with a high-order terminal sliding-mode observer [J]. IEEE Access, 2017, 7: 121540-121551.
- [18] 黄玲林, 王爽, 李志伟. 基于单直流母线电流采样的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 51-59.
HUANG L L, WANG S, LI Z W. Research on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on single DC bus current sampling [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2024, 51(9): 51-59.
- [19] 时隋翔, 刘瀚文, 王玉彬. 基于EKF的IPMSM无位置传感器控制估计误差补偿方法[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(8): 20-29.
SHI S X, LIU H W, WANG Y B. Estimation error compensation method for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2024, 51(8): 20-29.
- [20] 郭伟, 罗力成, 陆江燕, 等. 基于线性自抗扰控制的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(8): 1-8.
GUO W, LUO L C, LU J Y, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on linear active disturbance control [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2023, 50(8): 1-8.
- [21] 李晨睿, 王晓琳. 永磁同步电机无位置传感器控制策略概述[J]. 电气传动自动化, 2024, 46(5): 11-16.
LI C R, WANG X L. Overview of sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Electrical Drives Automation, 2024, 46(5): 11-16.
- [22] 刘志芳, 蔡少权, 何海生, 等. 永磁同步电机高精度无位置滑模估算算法[J]. 工程技术研究, 2024, 9(15): 96-98.
LIU Z F, CAI S Q, HE H S, et al. The high-precision position-free sliding mode estimation algorithm for permanent magnet synchronous motor [J]. Engineering and Technology Research, 2024, 9(15): 96-98.
- [23] 石欣然, 刘景林, 肖明朗, 等. 基于可变边界层的PMSM滑模观测器无位置传感器控制系统设计[J/OL]. 中国电机工程学报, 2024-11-28. <https://link.cnki.net/doi/10.13334/j.0258-8013.pcsee.240004>.
- SHI X R, LIU J L, XIAO M L, et al. Position sensorless control system design based on sliding mode observer using variable boundary layer for PMSM [J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2024-11-28. <https://link.cnki.net/doi/10.13334/j.0258-8013.pcsee.240004>.
- [24] 王恒泓, 王激尧, 徐炜, 等. 基于领域对抗网络的永磁同步电机初始位置估计[J]. 电工技术学报, 2025, 40(2): 425-438.
WANG H H, WANG J Y, XU W, et al. Initial position estimation of permanent magnet synchronous motor based on domain adversarial network [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(2): 425-438.

- [25] 朱红庆, 钟思恒, 陈祥林, 等. 基于高频电压注入的带辅助齿 SPMSM 转子机械角度无传感器辨识策略[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 35-42+50.
- ZHU H Q, ZHONG S H, CHEN X L, et al. Sensorless identification strategy of SPMSM rotor mechanical angle with auxiliary teeth based on high-frequency voltage injection [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2023, 50(7): 35-42+50.
- [26] 陈涛, 周扬忠, 屈艾文, 等. 基于旋转高频电压注入的六相串联三相永磁同步电机系统转子初始位置解耦观测[J]. 电工技术学报, 2023, 38(8): 2073-2085.
- CHEN T, ZHOU Y Z, QU A W, et al. Observation of rotor initial position decoupling in a six-phase series three-phase permanent magnet synchronous motor system based on rotating high-frequency voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8): 2073-2085.
- [27] 王菁, 颜建虎, 季国东, 等. 一种基于双位置观测器的永磁同步电机低速无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 375-386.
- WANG J, YAN J H, JI G D, et al. A sensorless control method for permanent magnet synchronous machine based on dual position observers at low speed [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 375-386.
- [28] 梅三冠, 卢闻州, 樊启高, 等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398-408.
- MEI S G, LU W Z, FAN Q G, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 398-408.
- [29] 李耀华, 种国臣, 郭伟超, 等. 一种永磁同步电机模型预测转矩控制简化策略研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 42-50.
- LI Y H, CHONG G C, GUO W C et al. Study on a simplified strategy for model predictive torque control of permanent magnet synchronous motors [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2024, 51(9): 42-50.
- [30] 马雨新, 雷子奇, 顾萍萍, 等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 103-112.
- MA Y X, LEI Z Q, GU P P, et al. Research on PMSM speed control based on improved super-twisting sliding mode linear active disturbance rejection [J]. Electrical Machines & Control Applications, 2024, 51(9): 103-112.

收稿日期:2024-11-27

收到修改稿日期:2025-01-24

作者简介:

刘力卿(1987-),男,博士,研究方向为电气绝缘与材料、电力设备状态监测,liulg328@126.com;

*通信作者:田里思(1985-),男,博士,教授,研究方向为高性能电机控制与电磁分析,tianlisi@cumt.edu.cn。