

# 基于非线性拟合单位电流最优输出功率的永磁同步电机 位置估计误差补偿策略

姚培煜<sup>1</sup>, 卢芋廷<sup>1</sup>, 冯国栋<sup>1</sup>, 彭卫文<sup>1</sup>, 丁北辰<sup>1</sup>, 吴轩<sup>2</sup>

(1. 中山大学智能工程学院, 广东 深圳 518000; 2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410000)

**摘要:** 针对永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)参数变化影响转子位置估计精度问题, 提出了一种基于单位电流最优功率输出的位置估计误差非线性补偿策略。首先, 分析了电机参数误差特别是电感误差对位置估计精度的影响, 建立了位置估计误差与单位电流输出功率的关联模型, 推导出电感误差与最优输出功率的关系模型。然后, 结合功率模型构建了基于多项式的电感误差非线性模型, 利用少量测试点拟合该多项式模型, 即可辨识电感误差用于准确补偿位置估计误差。所提方法实现简单, 不依赖电机参数, 能有效克服噪声干扰。最后, 仿真与实验结果验证了提出补偿策略的有效性。

**关键词:** 永磁同步电机; 单位电流最优功率; 位置估计误差; 非线性模型

## Nonlinear fitting of maximum output power per current for position error compensation in sensorless control of a permanent magnet synchronous motor

YAO Peiyu<sup>1</sup>, LU Yuting<sup>1</sup>, FENG Guodong<sup>1</sup>, PENG Weiwen<sup>1</sup>, DING Beichen<sup>1</sup>, WU Xuan<sup>2</sup>

(1. School of Intelligent Systems Engineering, Sun Yat-sen University, Shenzhen 518000, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410000, China)

**Abstract:** There is a problem that rotor position estimation accuracy is affected by the parameter variation of a permanent magnet synchronous motor (PMSM). Thus a nonlinear compensation strategy for position estimation error based on the maximum output power per current is proposed. First, the influence of motor parameter error, especially inductance error, on the precision of position estimation is analyzed. The correlation model between position estimation error and output power per unit current is established, and the relationship model between inductance error and optimal output power is derived. Then, combined with the power model, a polynomial inductance error nonlinear model is constructed. By fitting the polynomial model with a few test points, the error inductors can be identified and used to accurately compensate for the position estimation errors. The proposed method is simple, independent of motor parameters, and can effectively overcome noise interference. Finally, simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed compensation strategy.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 62103455 and No. 52105079).

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); maximum output power per current; position estimation error; nonlinear mode

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其能量密度高、结构简单以及调速范围广等优点而被广泛应用于工业生产、新能源汽

车等多个领域<sup>[1-3]</sup>。矢量控制是常见的永磁同步电机控制策略, 转子位置信息对矢量控制系统是十分必要的, 转子位置的精度对电机运行性能和稳定性有显著影响<sup>[4-7]</sup>。传统方法采用位置传感器(编码器、霍尔传感器等)获取位置信息, 但额外的位置检测和处理设备增加了系统成本和体积, 降低了可靠性。因此, 无位置传感器控制技术受到了广泛的关注。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(62103455, 52105079)

无位置传感器控制技术的核心要素是位置信息的精确估计。常用的位置信号估计方法主要分为基于电感显著性的高频信号注入法<sup>[8-10]</sup>和基于电机模型的反电动势观测法<sup>[11-14]</sup>。高频注入法适用于零、低速范围,随着速度增加,由基波电压的增加与注入信号导致的转矩脉动限制了其在高速范围的应用。反电动势观测法无须额外测试信号,基于电机模型提取反电动势中包含的转子位置信息,在中高速有良好的性能表现。然而,电机运行过程中位置估计易受多种因素的影响,包括逆变器非线性、磁饱和与温升引起的参数变化、控制器和滤波器时延<sup>[15]</sup>等非理想因素,这会引入显著的位置估计误差,降低电机运行性能甚至失控。

目前,已有大量文献研究无位置传感控制的位置估计误差并提出补偿方法。具体而言,文献[16-18]分析了逆变器非线性的影响,并提出了相应的补偿方案。文献[19]在滑模观测器中使用特殊双曲函数抑制抖动以避免低通滤波器的使用,并提出一种单开关周期双采样的电流预补偿方案消除计算时延。文献[20]为消除估计信号中的谐波误差,使用一种改进的自适应陷波滤波器提取估计信号中的基波。文献[21]先对电流信号延迟重构,并与基于正交锁相环的估计位置信号二次锁相实现对估计误差的补偿,但参数整定困难。然而,在重负荷等复杂工况下,电机参数变化是导致位置估计误差的重要原因。目前,针对其误差的主流补偿方法是基于参数辨识实现误差补偿。其中,文献[22]通过对参数在线辨识,消除参数变化导致的估计误差,但复杂的辨识模型降低了系统实时性,且辨识过程在估计转子坐标系下完成,辨识结果仍受估计误差影响。文献[23]根据电流与估计误差关系,通过追踪最小电流实现对估计误差的补偿,该方法不依赖参数,但在稳态时易受噪声影响发生振荡。文献[24]考虑单个 PWM 周期内不同的电压矢量下电压和电流微分对电机参数在线辨识,辨识结果消除了转子估计误差的影响,但在低速和小负载的工况下,电流微分难以获得。

本文针对电机参数变化导致的位置估计误差,提出一种基于单位电流最优功率输出的位置估计误差非线性补偿策略。分析了基于扩展反电动势(extended back electromotive force, EEMF)结合锁相环(phase locked loop, PLL)的位置估计方法。结果表明在定子电阻与电感变化产生的反电动势观测误差中,交轴电感误差是位置估计误差的主要来源。对位置估计误差与输出功率关系建模分析,对于表贴式永磁同步电机(surface-PMSM, SPMSM),位置估计误差能被直接计算,但计算精度易受测量噪声、

滤波器幅值衰减等因素的影响。在此基础上,推导出电感误差与最优功率输出的关联模型,并提出基于多项式对功率模型非线性建模,通过少数补偿电感测试点完成非线性模型的辨识,获得电感误差,实现位置估计误差补偿。此方法无须设计复杂的滤波器和参数辨识模型,采用少数测试点快速拟合估计精确的电感误差,有效提高了位置估计误差补偿精度,降低了实现复杂度。最后,仿真与实验验证了所提出的转子位置估算误差补偿方法的有效性。

## 1 EEMF 无位置传感控制方法

如图 1 所示,  $d-q$  轴表示与永磁体转子轴向对齐的真实旋转坐标系,定义  $\gamma-\delta$  轴为用于实际矢量控制的估计旋转坐标系,  $d-q$  轴与静止坐标系  $\alpha-\beta$  轴夹角为  $\theta_e$ ,  $\gamma-\delta$  轴与  $\alpha-\beta$  轴夹角为  $\hat{\theta}_e$ , 两旋转坐标系的角差为  $\Delta\theta_e$ 。

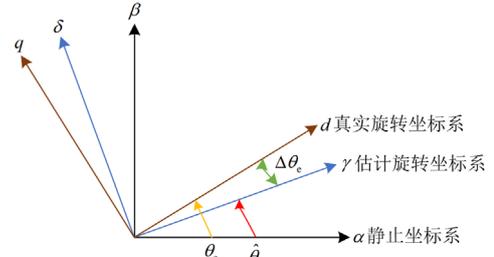


图 1 坐标系示意图

Fig. 1 Diagram of coordinate systems

PMSM 的  $d-q$  轴扩展反电动势模型<sup>[25]</sup>可表示为

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

$$E_{ex} = \omega_e [(L_d - L_q)(i_d - pi_q) + \lambda_0] \quad (2)$$

式中:  $v_d$ 、 $v_q$  和  $i_d$ 、 $i_q$  分别表示  $d-q$  轴电压和电流;  $L_d$ 、 $L_q$  分别表示  $d-q$  轴电感;  $R$  为定子电阻;  $\omega_e$  为电角速度;  $p$  为微分算子;  $\lambda_0$  为永磁体磁链;  $E_{ex}$  为扩展反电动势。特别地,对于 SPMSM, 有  $E_{ex} = \omega_e \lambda_0$ 。式(1)变换到  $\gamma-\delta$  轴, 可表示为

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\gamma \\ E_\delta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $v_\gamma$ 、 $v_\delta$  和  $i_\gamma$ 、 $i_\delta$  分别表示  $\gamma-\delta$  轴电压和电流;  $E_\gamma$ 、 $E_\delta$  表示  $\gamma-\delta$  轴扩展反电动势。

$$\begin{bmatrix} E_\gamma \\ E_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_e \\ \cos \Delta\theta_e \end{bmatrix} \quad (4)$$

式(4)的扩展反电动势项包含位置误差信息,即

$E_\gamma$  与  $\Delta\theta_e$  近似成反比, 可用于位置估计。

如图 2 所示, 反电动势观测器与 PLL<sup>[26-28]</sup> 协同估计转子位置。 $L_a$  和  $R_a$  分别为固定电感值和电阻值。反电动势观测器中, 电压、电流分别从控制器、传感器获得, 结合电机参数即可估计扩展反电动势。然后, 利用 PLL 从反电动势中提取转子位置信息, 其输入为观测器估计的  $E_\gamma$ , 输出为  $\Delta\theta_e$ , 结合闭环 PI 调节器获得估计转子位置  $\hat{\theta}_e$  与转子速度  $\hat{\omega}_e$ 。

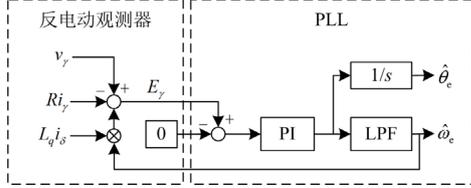


图 2 转子位置估计方法(实际估计中  $L_a, R_a$  代替  $L_q, R$ )

Fig. 2 Method of position estimation method ( $L_a, R_a$  instead of  $L_q, R$  in actual estimation)

## 2 位置估计角度误差分析

在电机运行过程中, 其电阻与电感参数受磁饱和、温度和负载等因素影响而发生变化, 导致反电动势观测值与实际值存在偏差, 影响位置估计精度。系统稳定后  $\Delta\theta_e \neq 0$ , 此时  $\Delta\theta_e$  视为位置估计误差。假设图 2 中的观测器利用  $L_a$  和  $R_a$  估计位置, 稳态下  $\gamma$ - $\delta$  轴扩展反电动势模型表示为

$$\begin{cases} v_\gamma = R_a i_\gamma - \omega_e L_a i_\delta - E_{ex} \sin \Delta\theta_e \\ v_\delta = R_a i_\delta + \omega_e L_a i_\gamma + E_{ex} \cos \Delta\theta_e \end{cases} \quad (5)$$

实际输入 PLL 估计位置的扩展反电动势可表示为

$$\begin{cases} E_{\gamma m} = R_e i_\gamma - \omega_e L_e i_\delta - E_{ex} \sin \Delta\theta_e \\ E_{\delta m} = R_e i_\delta + \omega_e L_e i_\gamma + E_{ex} \cos \Delta\theta_e \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $E_{\gamma m}$ 、 $E_{\delta m}$  表示  $\gamma$ - $\delta$  轴估计的扩展反电动势;  $L_e$  为电感误差,  $L_e = L_q - L_a$ ;  $R_e$  为电阻误差,  $R_e = R - R_a$ 。

因 PI 调节  $E_{\gamma m}$  收敛于零, 则估计误差可表示为

$$\Delta\theta_e = \arcsin\left(\frac{R_e i_\gamma - \omega_e L_e i_\delta}{E_{ex}}\right) \quad (7)$$

式(7)表明了  $R_e$  和  $L_e$  与  $\Delta\theta_e$  的关系。图 3 给出了  $R_e$  和  $L_e$  对  $\Delta\theta_e$  的影响。不难发现,  $L_e$  对  $\Delta\theta_e$  的影响远大于  $R_e$  带来的影响, 因为通常  $\omega_e L_e i_\delta \gg R_e i_\gamma$ 。特别地, 对于  $i_d = 0$  控制, 电阻误差不会导致位置估计误差。本文针对电感误差引起的位置误差, 提出了一种补偿方法。

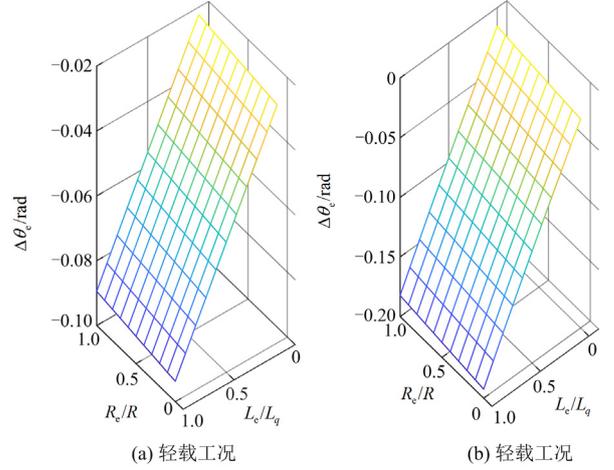


图 3 不同  $R_e$  和  $L_e$  下的  $\Delta\theta_e$  (电流角为  $17^\circ$ , 转速为 900 r/min)

Fig. 3  $\Delta\theta_e$  under different  $R_e$  and  $L_e$  (current angle:  $17^\circ$ , speed: 900 r/min)

## 3 位置估计误差建模

$\gamma$ - $\delta$  轴下从逆变器输入到电机的功率可表示为

$$\begin{cases} v_\gamma i_\gamma = R i_\gamma^2 - \omega_e L_q i_\gamma i_\delta - E_{ex} i_\delta \sin \Delta\theta_e \\ v_\delta i_\delta = R i_\delta^2 + \omega_e L_q i_\gamma i_\delta + E_{ex} i_\gamma \cos \Delta\theta_e \end{cases} \quad (8)$$

考虑定子电阻损耗, 忽略铁损、杂散损耗等其他损耗, 电机单位电流输出功率  $M$  可表示为

$$M = \frac{v_\gamma i_\gamma + v_\delta i_\delta - R(i_\gamma^2 + i_\delta^2)}{I_s} \quad (9)$$

式中:  $I_s$  为电流矢量幅值;  $M$  的单位为 W。将式(8)代入式(9)可得

$$M = E_{ex} \sin(\varphi - \Delta\theta_e) \quad (10)$$

$$\sin \varphi = \frac{i_\delta}{I_s}, \quad \cos \varphi = \frac{i_\gamma}{I_s} \quad (11)$$

式中,  $\varphi$  为电流角。特别地, 对于 SPMSM, 采用  $i_d = 0$  控制 ( $i_\gamma = 0$ ), 有

$$M = \omega_e \lambda_0 \cos \Delta\theta_e \quad (12)$$

不难看出, 位置估计误差  $\Delta\theta_e$  与单位输出功率  $M$  直接关联。假设忽略永磁体磁链温升、实际转速与估计转速之间的误差,  $\Delta\theta_e$  可根据  $M$  与  $\omega_e \lambda_0$  的比值获得, 如式(13)所示, 其中  $M$  可由测量值计算获得。

$$|\Delta\theta_e| = \arccos\left(\frac{M}{\omega_e \lambda_0}\right) \quad (13)$$

不难发现,  $\frac{M}{\omega_e \lambda_0}$  与  $\Delta\theta_e$  呈非线性关系,  $\frac{M}{\omega_e \lambda_0}$  越接近 1,  $\Delta\theta_e$  变化率越大,  $M$  微小的误差将会显著

影响 $\Delta\theta_e$ 的计算精度。由于测量噪声、滤波器等影响，基于式(13)的结果无法保证精度，且无法确定 $\Delta\theta_e$ 的符号，因此无法准确补偿位置估计误差。

图 4 给出了实际位置估计误差和式(13)计算结果的对比。不难发现，在 $L_e$ 绝对值较大时，直接计算的 $|\Delta\theta_e|$ 或取负值 $-|\Delta\theta_e|$ 与实际值的偏差较小；但偏差随 $L_e$ 绝对值的减小而显著增大。在 $L_e$ 绝对值较小时，式(13)的计算结果已完全失真，不能用于位置估计误差补偿值。此外，直接计算结果只能得到 $\Delta\theta_e$ 的绝对值，无法确定其符号。因此直接使用式(13)的计算结果进行补偿无法保证其准确性。

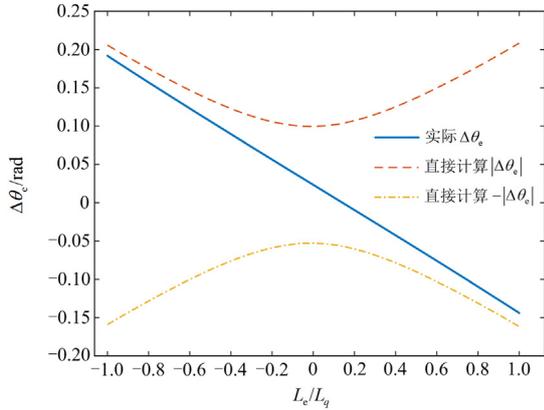


图 4 实际位置估计误差与计算位置误差对比  
Fig. 4 Comparison of actual position error and calculated position error

#### 4 基于非线性建模与拟合的位置误差补偿

由式(12)可知， $M$ 与 $\Delta\theta_e$ 呈余弦三角函数关系， $\Delta\theta_e < 0$ 时单调递增， $\Delta\theta_e > 0$ 时单调递减， $\Delta\theta_e = 0$ 时取最大值。对于 SPMSM，采用 $i_d = 0$ 控制( $i_\gamma = 0$ )，有

$$\Delta\theta_e = \arcsin\left(\frac{-L_e i_\delta}{\lambda_0}\right) \quad (14)$$

联立式(12)和式(14)，得

$$M = \omega_e \lambda_0 \cos\left(\arcsin\left(\frac{-L_e i_\delta}{\lambda_0}\right)\right) \quad (15)$$

从式(15)不难发现， $M$ 在 $L_e < 0$ 时单调递增，在 $L_e > 0$ 时单调递减，在 $L_e = 0$ 时取最大值。

假设注入补偿电感 $L_c$ ，则实际用于位置估计的电感为 $L_e + L_c$ ，此时的 $M$ 可表示为

$$M = \omega_e \lambda_0 \cos\left(\arcsin\left(\frac{-(L_e + L_c) i_\delta}{\lambda_0}\right)\right) \quad (16)$$

不难看出， $M$ 是以 $L_c$ 为自变量的函数，函数 $M(L_c)$ 在 $L_c < -L_e$ 时单调递增，在 $L_c > -L_e$ 时单调递减，在 $L_c$ 满足式(17)时取最大值，如图 5 所示。这表明电感误差 $L_e$ 可在函数曲线 $M(L_c)$ 的最大值处即位置估计误差为零的位置得到。

$$L_e + L_c = 0 \quad (17)$$

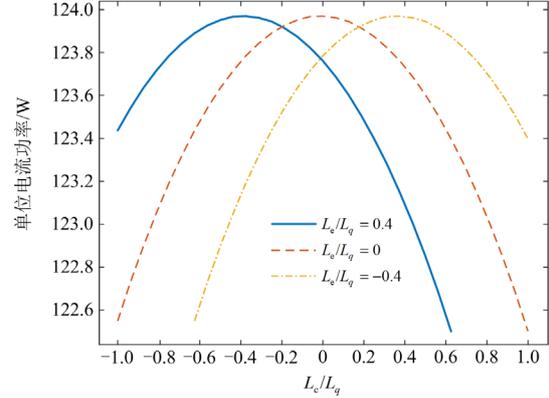


图 5  $M(L_c)$  曲线  
Fig. 5 Curve of  $M(L_c)$

综上，通过注入补偿电感调整实际用于位置估计的电感值，找到 $M$ 取最大值对应的最优补偿电感 $L_{cm}$ ，注入 $L_{cm}$ 即可补偿位置估计误差。

因此，本文提出采用多项式对 $M(L_c)$ 建模，利用测试点拟合多项式模型，据此在拟合的 $M(L_c)$ 取最大值处确定 $L_{cm}$ 。不失一般性，本文使用 $k$ 阶多项式对 $M(L_c)$ 建模，如式(18)所示。

$$M(L_c) = a_k (L_c)^k + a_{k-1} (L_c)^{k-1} + \dots + a_1 L_c + a_0 \quad (18)$$

式中： $a_0, \dots, a_{k-1}, a_k$ 为 $k$ 阶多项式的系数，通过拟合估计 $a_0, \dots, a_{k-1}, a_k$ ，则 $L_{cm}$ 通过求解式(19)获得。

$$\frac{dM(L_c)}{dL_c} = ka_k (L_c)^{k-1} + (k-1)a_{k-1} (L_c)^{k-2} + \dots + \quad (19)$$

$$2a_2 L_c + a_1 = 0$$

当 $k = 2$ 或 $3$ 时， $L_{cm}$ 的估计为

$$L_{cm} = \begin{cases} -\frac{a_1}{2a_2}, & k = 2 \\ \frac{-a_2 \pm \sqrt{a_2^2 - 3a_3 a_1}}{3a_3} \in [0, \frac{\pi}{2}], & k = 3 \end{cases} \quad (20)$$

综上，基于非线性建模与拟合的位置估计误差补偿分为两步：

1) 选择 $N$ 个补偿电感，注入补偿电感并采集数据用于拟合 $M(L_c)$ ；

2) 基于最小二乘估计 $a_0, \dots, a_{k-1}, a_k$ ，并利用式

(20)计算  $L_{cm}$  补偿位置估计误差。

图 6 给出了第一步与第二步具体实施的流程图, 假设  $N$  个补偿电感为  $\{L_{c1}, L_{c2}, \dots, L_{cN}\}$ , 通过测量数据计算获得  $N$  个  $M$ :  $\{M_1, M_2, \dots, M_N\}$ 。基于上述数据与最小二乘法拟合的多项式系数可表示为

$$\mathbf{a} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{M} \quad (21)$$

其中

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{a} &= [a_0, a_1, \dots, a_k]^T \\ \Phi &= \begin{bmatrix} L_{c1}^k & L_{c1}^{k-1} & \dots & L_{c1} & 1 \\ L_{c2}^k & L_{c2}^{k-1} & \dots & L_{c2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ L_{cN}^k & L_{cN}^{k-1} & \dots & L_{cN} & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{M} &= [M_1, M_2, \dots, M_N]^T \end{aligned} \right. \quad (22)$$

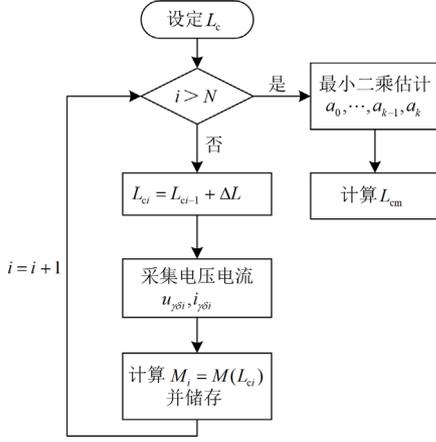


图 6 拟合估计步骤流程图

Fig. 6 Flow chart of fitting estimation steps

图 7 给出了拟合估计法的实施框图。在此方法中, 选取合适的步长  $\Delta L$ , 补偿电感依次选择为  $L_{ci} = L_{ci-1} + \Delta L, i = 1, \dots, N$ 。采集  $\gamma$ - $\delta$  轴电流电压响应, 利用式(9)计算  $M$  用于非线性建模与拟合, 由式(20)获得  $L_{cm}$  并补偿 EEMF-PLL 位置估计模型。本文采用三阶多项式对  $M(L_c)$  建模拟合, 三阶多项式拟合至少需要 4 个测试点。因此采用  $k = 3$ 、 $N = 4$  的模型参数能在保证建模精度的同时降低补偿电感注入次数。

## 5 仿真与实验验证

为验证本文所提策略的补偿效果, 本文基于一台 SPMSM 进行仿真和实验验证。样机主要参数如表 1 所示。

### 5.1 仿真分析

本文在 Matlab/Simulink 环境下, 搭建了仿真模型, 采用  $i_d = 0$  控制, 设定转速  $n = 900$  r/min, 电流

$i_s = 7$  A, 进行仿真分析。

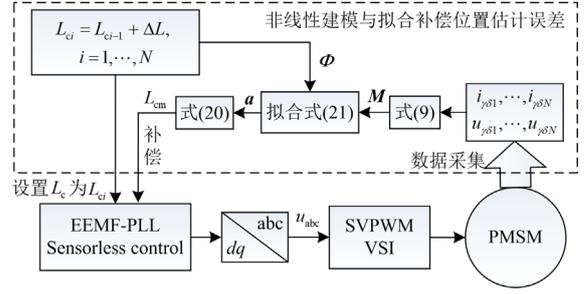


图 7 拟合估计法框图

Fig. 7 Block diagram of fitting estimation

表 1 实验电机的设计参数

Table 1 Design parameters of experimental motor

参数	数值
额定电流/A	12
额定转矩/(N·m)	20
额定转速/(r/min)	1000
直流线电压/V	300
定子相电阻/Ω	1
磁链/Wb	0.66
极对数	2
开关频率/kHz	10

图 8 给出了  $L_c$  与  $\Delta\theta_e$  的关系。可以看出,  $L_c$  与  $\Delta\theta_e$  近似成反比,  $L_c = 0$  的位置估计误差 ( $\Delta\theta_e \neq 0$ ) 是由电感误差以外的因素引起的。当  $L_c$  由 0 变化为  $-0.005$  H 时,  $\Delta\theta_e$  变化了  $0.052$  rad。图 9 给出了此时  $M(L_c)$  建模拟合的结果。补偿测试电感  $L_c$  依次选取为  $-0.012$ 、 $-0.004$ 、 $0.004$ 、 $0.012$  H, 拟合曲线的最大值在  $L_c = 0.0055$  H 处确定。表 2 给出了仿真估计结果对比。由于  $M$  的幅值衰减, 直接算法无法保证估计精度, 而拟合估计法能有效补偿电感误差引起的位置估计误差。

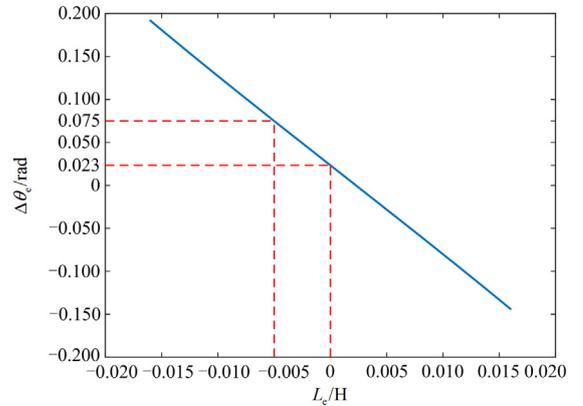


图 8 位置估计误差与电感误差的关系

Fig. 8 Relation of position error and inductance error

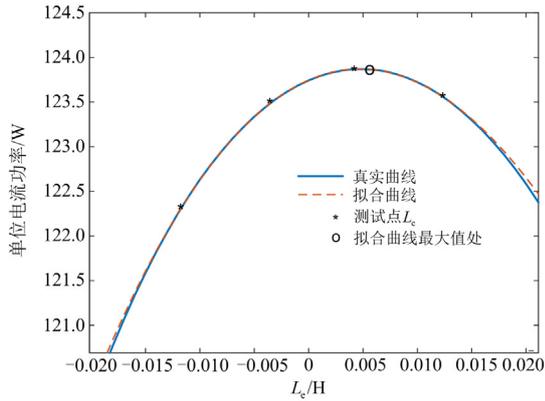


图 9  $M(L_c)$  仿真拟合结果

Fig. 9 Fitting results of  $M(L_c)$  in simulation

表 2 仿真估计结果对比

Table 2 Comparison of estimation results in simulation

	真实 $\Delta\theta_e/\text{rad}$	估计 $\Delta\theta_e/\text{rad}$	估计误差/ $\text{rad}$
拟合估计法	0.053	0.05	0.003
直接计算法		0.093	0.041

图 10 给出了拟合估计法、直接计算法以及对比方法<sup>[22]</sup>的估计结果对比, 图中  $\Delta\theta_e$  全部为由电感误差而导致的位置估计误差。不难发现, 直接计算法与对比方法的估计精度都受  $L_c$  的值影响, 直接计算法的估计误差随  $L_c$  绝对值减小而增大。对比方法的估计误差随  $L_c$  增大而增大(即随电机真实电感增大而增大)。本文提出的拟合估计法在不同电感误差下都能精确估计  $\Delta\theta_e$ , 估计精度不受  $L_c$  影响。

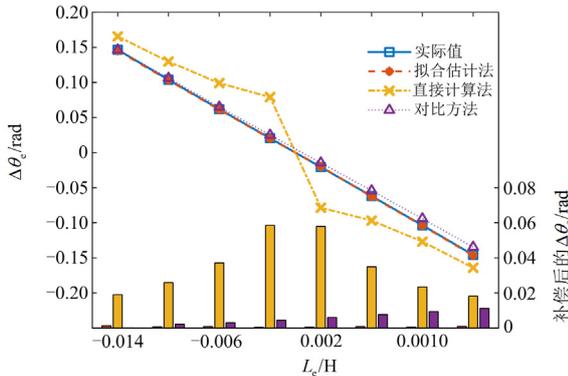


图 10 不同电感误差下的仿真估计结果

Fig. 10 Estimation results under different inductance errors in simulation

因此, 基于非线性建模与拟合方法可以准确估计电感误差用于修正 EEMF-PLL 位置估计模型, 实现对位置估计误差补偿。

## 5.2 实验验证

在图 11 所示的 SPMSM 样机实验平台上, 验证

本文所提方法的有效性。两台同轴永磁同步电机可实现加负载实验。实验电机配备高分辨率光学编码器, 单圈脉冲数为 2500。该编码器测量的转子位置将被用来评估提出估计方法的性能。

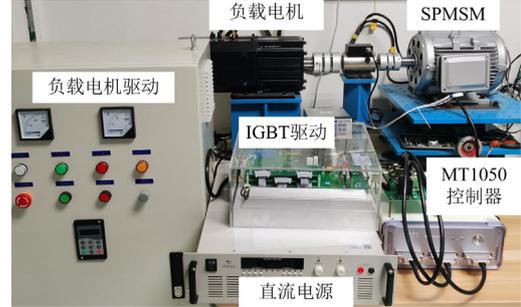


图 11 实验装置

Fig. 11 Experimental device

图 12 给出了基于传统 EEMF-PLL 位置估计未补偿方案, 实验样机在不同转速和负载工况下的转子位置波形。从图 12 中不难发现, 估计转子位置与实际转子位置存在较大偏差。在重载工况下, 电机磁饱和程度增加与定子电流增大导致电感偏差引起的位置误差显著增大, 且与转速无关。在非超高速工况下, 其余非理想因素导致的位置误差较小, 电感偏差导致的位置误差作为主导误差严重影响电机的运行性能。因此, 实验结果验证了对电感误差所致位置误差补偿的必要性。

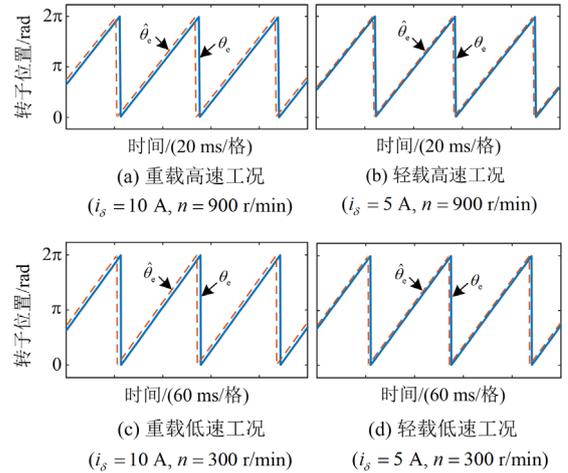


图 12 传统 EEMF-PLL 位置估计方案实验结果

Fig. 12 Experimental results of traditional EEMF-PLL position estimation method

图 13 给出了高速工况下位置补偿前后转子位置、 $M$  和输出转矩的变化。位置补偿前, 估计位置与实际位置存在偏差,  $M$  明显小于  $\omega_e \lambda_0$ 。采用本文所提出的位置估计误差补偿方法, 对  $M$  非线性建模

与拟合, 估计  $M$  最大值处的电感误差, 用于补偿位置估计模型实现位置误差补偿。位置补偿后, 重载与轻载工况下都能有效消除位置估计误差,  $\omega_e \lambda_0$  与  $M$  的差值显著减小, 由于滤波器幅值衰减的影响, 在  $\Delta \theta_e$  接近零的位置,  $M$  略小于  $\omega_e \lambda_0$ 。不难发现, 由于转矩与位置误差的非线性关系, 重载工况下位置误差补偿能显著提升输出转矩, 有效改善了位置误差对电机运行性能和效率的影响。进一步验证了对位置误差补偿的必要性。

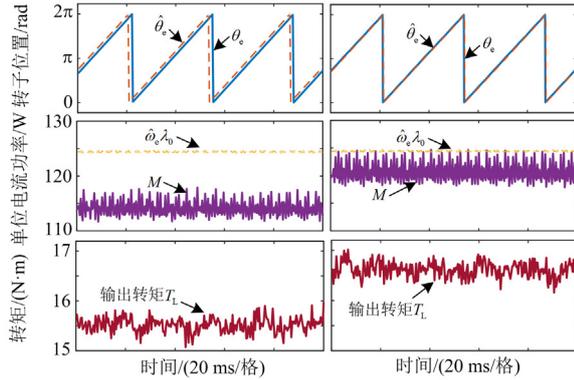
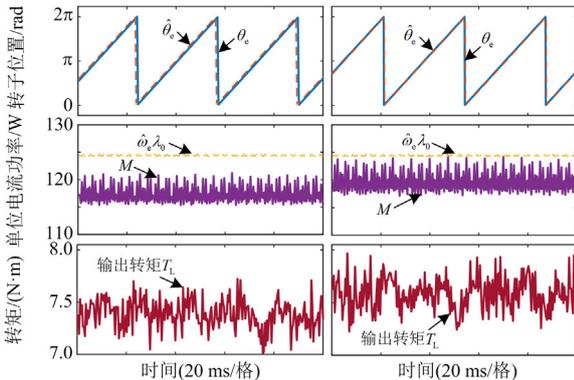

 (a) 重载高速工况 ( $i_s = 10$  A,  $n = 900$  r/min) 位置补偿前后

 (b) 轻载高速工况 ( $i_s = 5$  A,  $n = 900$  r/min) 位置补偿前后

图 13 高速工况下位置补偿实验结果

Fig. 13 Experimental results of position compensation at high speed

图 14 给出了低速工况下位置补偿前后转子位置、 $M$  和输出转矩的变化。低速工况下  $\omega_e \lambda_0$  与  $M$  的幅值减小, 信噪比相比于高速工况更小, 采用本文提出的补偿策略有效降低了噪声干扰和滤波器衰减的影响, 仍然能消除位置误差, 提升电机转矩。

图 15 给出了多个转速和负载工况下的补偿位置误差  $\Delta \hat{\theta}_e$  和实际位置误差  $\Delta \theta_e$  分布图。图 15(c) 为补偿后的位置误差。由图 15 可以发现, 通过对电感误差的估计与补偿, 能实现对电感所致位置估计误差准确补偿。补偿后各个工况下最大位置估计误差

小于  $0.025$  rad, 平均误差约为  $0.014$  rad。因此, 本文所提方法能有效消除在无位置传感控制中由电感偏差引起的位置估计误差。

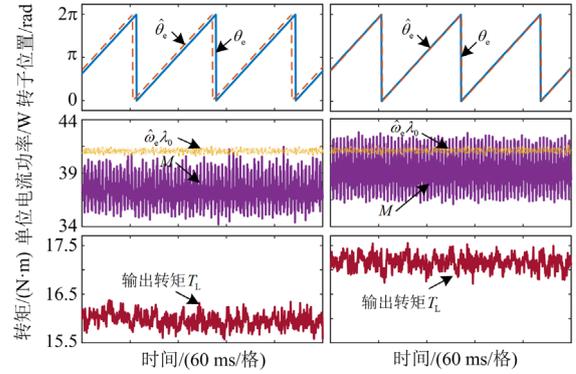
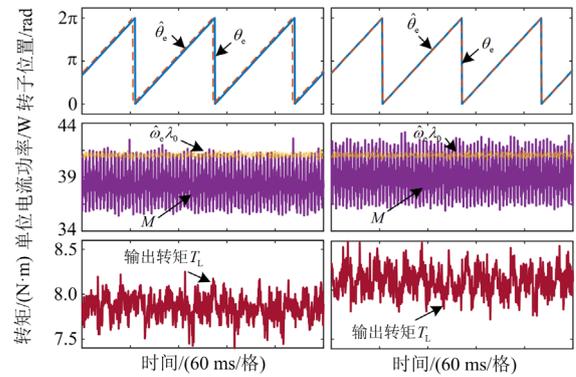
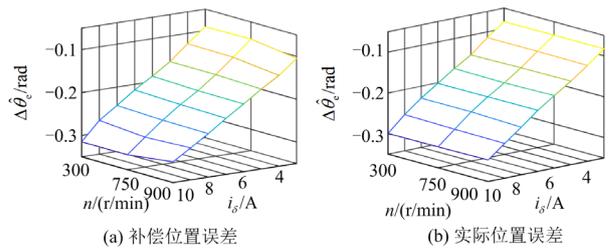

 (a) 重载低速工况 ( $i_s = 10$  A,  $n = 300$  r/min) 位置补偿前后

 (b) 轻载低速工况 ( $i_s = 5$  A,  $n = 300$  r/min) 位置补偿前后

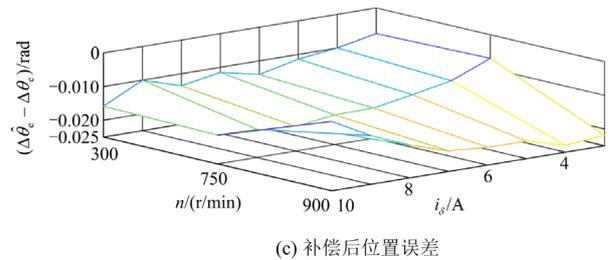
图 14 低速工况下位置补偿实验结果

Fig. 14 Experimental results of position compensation at low speed



(a) 补偿位置误差

(b) 实际位置误差



(c) 补偿后位置误差

图 15 不同工况下位置误差补偿分布图

Fig. 15 Position error compensation distribution diagram under different conditions

综上所述,上述实验结果充分验证了对电感偏差导致的位置估计误差补偿的必要性及本文所提出位置估计误差非线性补偿策略的有效性。

## 6 结论

本文提出一种永磁同步电机无位置传感控制位置估计误差非线性补偿策略,能够实现对由电感参数偏差导致位置估计误差的精确补偿,避免电机重载工况下的运行性能下降甚至失控,并通过仿真与实验验证了所提方法的有效性。所提方法通过确定电感偏差与电压电流的关联模型进行非线性建模,使用少数测试点快速拟合获得电感误差,用于修正位置估计模型进而实现位置误差补偿,提高系统稳定性与运行效率。该方法不依赖电机参数、鲁棒性强、实现简单,无须设计复杂的在线参数辨识和观测器,易于工程实现,估计精度高。

## 参考文献

- [1] 张荣芸,周成龙,时培成,等.基于自适应积分滑模与扰动观测的多PMSM同步控制[J].电力系统保护与控制,2022,50(20):127-138.  
ZHANG Rongyun, ZHOU Chenglong, SHI Peicheng, et al. Multi-PMSM synchronous control based on adaptive integral sliding mode and disturbance observation[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 127-138.
- [2] 许观达,肖飞,连传强,等.三相永磁同步电机单电流传感器矢量控制策略[J].电力系统保护与控制,2022,50(23):104-111.  
XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang, et al. A vector control strategy using a single current sensor for a three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 104-111.
- [3] 曾小莉,王维庆,王海云.基于新型电压控制律的永磁同步电机滑模补偿控制[J].电力系统保护与控制,2023,51(10):153-162.  
ZENG Xiaoli, WANG Weiqing, WANG Haiyun. Sliding mode compensation control of a permanent magnet synchronous motor based on a new voltage control law[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 153-162.
- [4] WANG Gaolin, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830-5842.
- [5] 曹亚丽,曹竣奥,宋昕,等.一种改进滑模观测器的PMSM矢量控制研究[J].电力系统保护与控制,2021,49(16):104-111.  
CAO Yali, CAO Jun'ao, SONG Xin, et al. Research on vector control of PMSM based on an improved sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(16): 104-111.
- [6] 郭磊磊,许志业,李琰琰,等.低载波比下永磁同步电机多采样模型预测控制[J].智慧电力,2021,49(6):91-98.  
GUO Leilei, XU Zhiye, LI Yanyan, et al. Multi-sampling model predictive control for permanent magnet synchronous motor under low switching-to-fundamental frequency ratio[J]. Smart Power, 2021, 49(6): 91-98.
- [7] 禹红,李明德,曾荷清,等.电网故障下光伏并网低压故障穿越控制策略的研究[J].智慧电力,2021,49(7):31-35,92.  
YU Hong, LI Mingde, ZENG Heqing, et al. Control strategy of photovoltaic grid-connected low-voltage fault ride-through under power grid fault[J]. Smart Power, 2021, 49(7): 31-35, 92.
- [8] NI Ronggang, XU Dianguo, BLAABJERG F, et al. Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5425-5437.
- [9] 刘计龙,付康壮,麦志勤,等.基于双频陷波器的改进型高频脉振电压注入无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2021,41(2):749-759.  
LIU Jilong, FU Kangzhuang, MAI Zhiqin, et al. Sensorless control strategy of improved HF pulsating voltage injection based on dual frequency notch filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 749-759.
- [10] 徐萌,王艳阳,高洁,等.基于双锁相环的永磁同步电机转子初始位置估算方法[J].电力系统保护与控制,2022,50(19):49-57.  
XU Meng, WANG Yanyang, GAO Jie, et al. Rotor initial position estimation method of PMSM based on a double phase-locked loop[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 49-57.
- [11] 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 Sanguan, LU Wenzhou, FAN Qigao, 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.
- [12] DAOUDI S E, LAZRAK L, LAFKIH M A. Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(2): 56-65.

- [13] ANDERSSON A, THIRINGER T. Motion sensorless IPMSM control using linear moving horizon estimation with Luenberger observer state feedback[J]. IEEE Transactions on Transport Electrification, 2018, 4(2): 464-473.
- [14] 李雷, 杨建林, 冯振江, 等. 基于有效风速估计的永磁直驱风力发电系统鲁棒控制研究[J]. 智慧电力, 2023, 51(8): 82-88.  
LI Lei, YANG Jianlin, FENG Zhenjiang, et al. Robust control of wind power system with direct-driven PMSG based on effective wind speed estimation[J]. Smart Power, 2023, 51(8): 82-88.
- [15] CHOI C, LEE W. Analysis and compensation of time delay effects in hardware-in-the-loop simulation for automotive PMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3403-3410.
- [16] 魏海峰, 韦汉培, 张懿. 考虑逆变器输出谐波的永磁同步电机转子位置估计误差分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 900-909.  
WEI Haifeng, WEI Hanpei, ZHANG Yi. Error analysis of rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor considering output harmonics of inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 900-909.
- [17] LIANG Donglai, LI Jian, QU Ronghai, et al. Adaptive second-order sliding-mode observer for PMSM sensorless control considering VSI nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8994-9004.
- [18] WANG Yangrui, XU Yongxiang, ZOU Jibin. ILC-based voltage compensation method for PMSM sensorless control considering inverter nonlinearity and sampling current DC bias[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5980-5989.
- [19] GONG Chao, HU Yihua, GAO Jinqiu, et al. An improved delay-suppressed sliding-mode observer for sensorless vector-controlled PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5913-5923.
- [20] WANG Gaolin, ZHAN Hanlin, ZHANG Guoqiang, et al. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3055-3064.
- [21] 顾聪, 王晓琳, 邓智泉. 一种基于双重锁相环的高速永磁同步电机转子位置估计误差全补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 962-970.  
GU Cong, WANG Xiaolin, DENG Zhiqian. A rotor position estimated error correction method for high-speed permanent magnet synchronous motor based on dual-phase-locked-loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3): 962-970.
- [22] RAFAQ M S, MWASILU F, KIM J, et al. Online parameter identification for model-based sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4631-4643.
- [23] GU Cong, WANG Xiaolin, ZHANG Feilong, et al. Correction of rotor position estimation error for high-speed permanent magnet synchronous motor sensorless drive system based on minimum-current-tracking method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8271-8280.
- [24] HUANG Xiaoyan, YU Yelong, LI Zhaokai, et al. Online identification of inductance and flux linkage for inverter-fed SPMSMs using switching state functions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 917-930.
- [25] MORIMOTO S, KAWAMOTO K, SANADA M, et al. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(1): 1054-1061.
- [26] SUN Xiaodong, HU Changchang, LEI Gang, et al. Speed sensorless control of SPMSM drives for EVs with a binary search algorithm-based phase-locked loop[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(5): 4968-4978.
- [27] 朱当, 黄云辉, 陈后全, 等. 弱电网下双馈风机多机系统直流电压控制时间尺度的建模与稳定性分析[J]. 智慧电力, 2021, 49(4): 21-29.  
ZHU Dang, HUANG Yunhui, CHEN Houquan, et al. Modeling and stability analysis of DC voltage control timescale in DFIG multi-machine system under weak power grid[J]. Smart Power, 2021, 49(4): 21-29.
- [28] 马天诚, 黄云辉, 王栋, 等. 弱电网不对称故障下基于正负序解耦的锁相环设计与研究[J]. 智慧电力, 2022, 50(1): 108-114.  
MA Tiancheng, HUANG Yunhui, WANG Dong, et al. Design and research of PLL based on positive and negative sequence decoupling under asymmetric faults in weak power grid[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 108-114.

收稿日期: 2023-05-19; 修回日期: 2023-09-13

作者简介:

姚培煜(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机无位置传感器控制; E-mail: yaopy3@mail2.sysu.edu.cn

冯国栋(1987—), 男, 通信作者, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为永磁同步电机精确建模、新能源汽车电机系统控制关键技术。E-mail: Fenggd@mail.sysu.edu.cn

(编辑 周金梅)