

# IPMSM 自传感拓扑无预定位初始 机械角度辨识策略

苏禁德<sup>1,2,3</sup>, 林毅翕<sup>2,3</sup>, 林晓刚<sup>2</sup>, 钱日欣<sup>2,3</sup>, 李福荣<sup>2,3</sup>, 解伟<sup>2\*</sup>

(1. 福建师范大学 计算机与网络空间安全学院, 福建 福州 350117;

2. 中国科学院福建物质结构研究所 泉州装备制造研究中心, 福建 泉州 362216;

3. 中国科学院大学 福建学院, 福建 福州 350108)

## IPMSM Self-Sensing Topology Initial Mechanical Angle Identification Strategy Without Pre-Positioning

SU Jinde<sup>1,2,3</sup>, LIN Yixi<sup>2,3</sup>, LIN Xiaogang<sup>2</sup>, QIAN Rixin<sup>2,3</sup>, LI Furong<sup>2,3</sup>, XIE Wei<sup>2\*</sup>

(1. College of Computer and Cyber Security, Fujian Normal University, Fuzhou 350117, China;

2. Fujian Institute of Research on the Structure of Matter, Chinese Academy of Sciences,

Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Quanzhou 362216, China;

3. Fujian College, University of Chinese Academy of Sciences, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** [Objective] In position servo applications of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), accurate detection of the rotor's initial position is essential for ensuring absolute position control precision. However, traditional sensorless control algorithms commonly face two limitations: the starting position is constrained to specific points, and mechanical angle deviation occurs during the pre-positioning process. [Methods] To address these issues, an initial mechanical angle identification strategy without pre-positioning was proposed for IPMSM. Firstly, the inductance mathematical model of the self-sensing topology IPMSM was established, and the mechanical fundamental frequency characteristics of the self-sensing IPMSM inductance were analyzed. Secondly, the mathematical model of high-frequency response current after line-to-line injection was derived, and the initial mechanical angle of the rotor was detected by utilizing the correlation between the high-frequency response current and the rotor's initial mechanical

angle. Finally, the proposed strategy was verified on a self-sensing IPMSM test platform. [Results] The experimental results demonstrated that, compared with the conventional strategy, the proposed control strategy achieved arbitrary position identification across four sectors without requiring multiple pre-positioning steps. [Conclusion] The proposed solution addresses the starting and pre-positioning travel limitations of traditional methods, providing a superior approach for pre-positioning-free startup of IPMSM.

**Key words:** sensorless control; pre-positioning; mechanical angle identification strategy; high-frequency response current

**摘要:**【目的】内置式永磁同步电机(IPMSM)在位置伺服领域的应用中,转子初始位置的精确检测是保障绝对位置控制精度的前提。然而,传统无位置传感器控制算法普遍面临启动位置受限于特殊点位和预定位过程中产生机械角度偏转的问题。【方法】针对上述问题,本文提出一种IPMSM无预定位初始机械角度辨识策略。首先,建立自传感拓扑IPMSM的电感数学模型,分析自传感IPMSM电感机械基频特性。其次,推导线间注入高频响应电流后数学模型,借助高频响应电流与转子初始机械角度的关联,实现转子机械角度初始位置检测。最后,在自传感IPMSM试验平台对所提策略进行验证。【结果】试验结果表明,与传统策略相比,所提控制策略无需多次预定位,即可实现四个扇区下任意位置辨识。【结论】所提方案解决了传统方法启动和预定位行程限制,为

**基金项目:** 国家自然科学基金(52307072);福建科技计划-STS院省合作项目(2023T3046,2023T30151);稀土新材料技术创新中心支持项目(CXZX-D-202402-0013)

National Natural Science Foundation of China (52307072); Fujian Science and Technology Plan-STS Institute Provincial Cooperation Project (2023T3046, 2023T30151); Northern Rare Earth Advanced Materials Technology Innovation Co., Ltd. Project (CXZX-D-202402-0013)

IPMSM 的无预定位启动提供了更优的解决方案。

**关键词:** 无位置传感器控制;预定位;机械角度辨识策略;高频响应电流

## 0 引言

内置式永磁同步电机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 凭借功率密度高、动态响应快等优势,被广泛应用于工业伺服、机器人关节控制等精密位置驱动领域<sup>[1]</sup>。然而,传统矢量控制策略严重依赖光电编码器或旋转变压器等物理传感器来获取转子位置信息,导致电机体积增大、成本上升及可靠性降低等问题<sup>[2-4]</sup>,限制了其在某些特定场合的应用。为此,无位置传感器技术得到快速发展:在中高速域采用反电动势观测法<sup>[5-6]</sup>,在零低速域采用高频信号注入法<sup>[7-11]</sup>,实现电角度估计。

无位置传感器技术虽能减小体积并满足多数转矩/速度控制需求,却难以实现伺服系统对绝对机械角度的精准检测<sup>[12-13]</sup>。多极对永磁电机中,电角度与机械角度存在多值映射关系,导致机械角度观测受限。仅依赖电角度已无法满足高精度要求,尤其是转子初始位置作为伺服启动的基准坐标,其误差会直接引发转子偏移,严重影响加工精度。

文献[14]通过电机结构设计使电气信号直接表征机械角度信息,但这类方法工艺复杂、加工难度大,且初始定位转子最差需旋转 100°等,难以满足伺服系统对初始位置检测的高效性与精准性需求。文献[15]为改善电流采样精度和初始预定位行程,采用转子分块削极和独立检测绕组,虽能将预定位最差行程缩短至 30°,但转子削极加大了电机制造加工难度,引入额外硬件增加了整体系统构造的复杂程度。文献[16-17]采用不等高辅助齿设计,并辅以有限元分析验证机械角度辨识能力,但均未对转子初始位置进行深入分析。文献[18]通过差异化磁障与梯度隔磁桥设计调节磁路磁阻,实现电感周期性分布,但存在最差预定位达 90°的问题,强制拉至电角度零点的过程易引发伺服系统稳定性与安全性风险。文献[19]通过多电压向量注入提升参数估计精度,但计算负担较大。文献[20]针对永磁同步直线电机提出高斯-牛顿迭代法,虽提升精度,但实时计

算负荷较高。

自传感拓扑电机引入非对称设计使得电感与转子机械角度呈现强关联性,基于电感特性实现机械角度观测的研究在自传感拓扑电机中尚不多见,但基于电感特性检测转子位置信息的技术在开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)中的应用已经较为成熟。SRM 的无位置传感器技术利用定转子凸极结构,通过检测磁场状态变化估计转子位置。这种电感-角度的强关联性为自传感拓扑电机提供了潜在的研究思路。转子初始位置辨识<sup>[21-23]</sup>是无位置传感器控制的核心。文献[24]利用增量电感引起的相电流变化率解算位置,但计算时间长、抗噪性差。文献[25]向非导通相注入高频电压脉冲检测响应电流估计位置,虽减少导通相干扰,但仍需预定位才能检测初始位置。

针对自传感拓扑电机初始位置检测中存在的预定位行程过长和反转问题,本文提出了一种改进的高频注入方法:在三相绕组中依序逐相注入高频信号,以降低相间干扰并优化电流响应采集。在此基础上,建立高频响应电流与转子机械角度的映射关系,实现了无传感器条件下任意角度的转子初始位置辨识。该方法无需额外硬件电路,降低了系统复杂度并提升了角度检测的准确性与可靠性。

## 1 基于电感机械基频的初始位置检测原理

### 1.1 角度观测原理与电机电感特性分析

IPMSM 的  $d$ 、 $q$  轴电感存在差异,当注入电压信号时,转子凸极会调制电流响应,从而通过检测凸极来辨识转子电角度位置。但常规电机的对称设计导致机械旋转一周时,电气特性会重复极对数次。

如图 1 所示,电角度与机械角度之间存在极对数倍的比例关系,电角度 40°可能对应机械角度为 10°、100°、190°和 280°,电气特性完全相同。因此,仅凭电角度无法唯一确定转子的具体机械位置。

传统对称结构的 IPMSM,其磁障与隔磁桥尺寸规格一致,如图 2 所示。引入非对称设计后,采取设置不等宽的磁障,各磁障的宽度在圆周方向呈现差异化分布。同时,设计不等高的隔磁桥,不同位置的隔磁桥高度存在明显差异。

传统 IPMSM 模型、自传感 IPMSM 模型的线

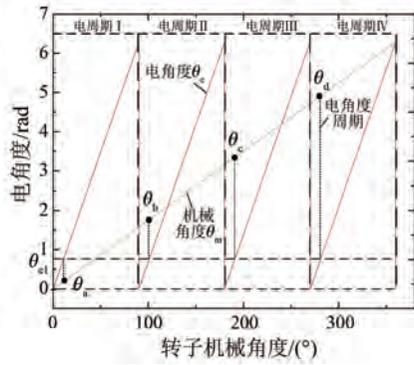


图 1 电角度与机械角度关系

Fig. 1 The relationship between electrical angle and mechanical angle

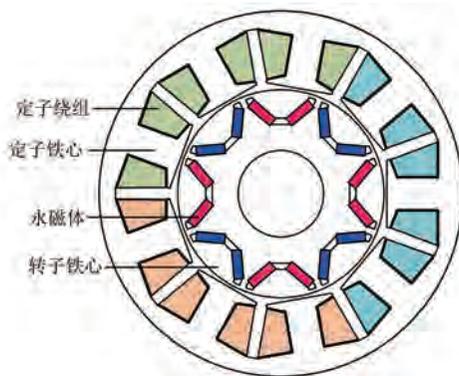


图 2 传统 IPMSM 拓扑结构图

Fig. 2 Topology structure diagram of conventional IPMSM

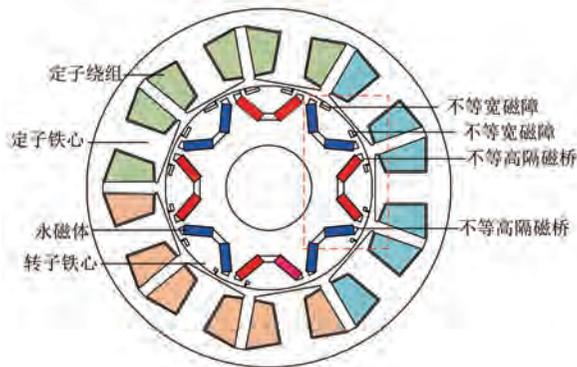


图 3 自传感 IPMSM 拓扑结构图

Fig. 3 Topology structure diagram of self-sensing IPMSM

电感波形分别如图 4、5 所示。自传感 IPMSM 通过非对称磁障和隔磁桥设计,使其自感波形包络线的幅值不再恒定,而是随转子机械角度变化。这种设计打破了传统对称 IPMSM 的电感周期性重复,建立了电感与机械角度的直接关联。因此,通过分析电感包络线的变化,可以唯一确定转子的机械角度,解决了传统方法中电角度与机械角度多值映射的问题。

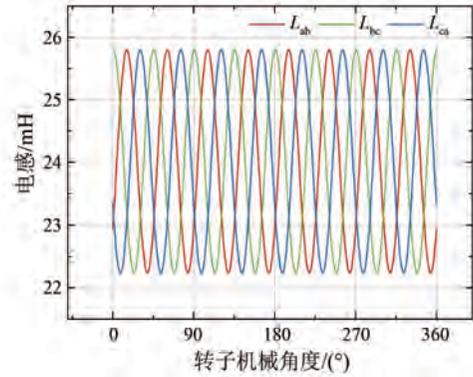


图 4 传统 IPMSM 模型的线电感波形

Fig. 4 Waveforms of line inductance for conventional IPMSM model

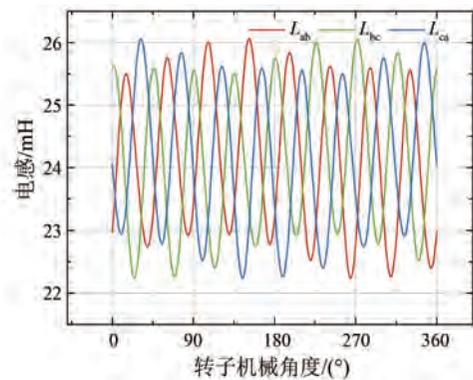


图 5 自传感 IPMSM 模型的线电感波形

Fig. 5 Waveforms of line inductance for self-sensing IPMSM model

如图 6 所示,与传统 IPMSM 相比,自传感 IPMSM 的线电感波形经快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析后,包含 1 次谐波 (机械周期同频分量) 和 8 次谐波 (2 倍电周期同频分量)。本文定义的基波为机械基波,谐波则是其倍频分量。电角度零点定义为电机电气周期的起始相位点,与定子绕组的磁场分布周期严格对应。机械角度零点则是转子轴系上特定物理标记与定子固定参考点对齐时的绝对零位,实际调试中需根据参考点位置校准编码器零点偏移。

### 1.2 电感数学建模

自传感拓扑结构打破了传统的三相对称电感模型,因此需要重构其数学模型,以解析高频响应电流中的机械周期同频分量。电感建模如式(1)所示:

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

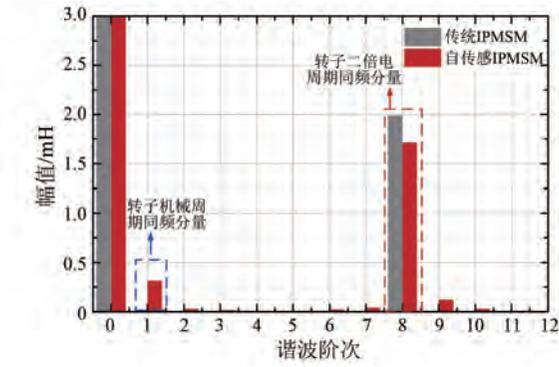


图 6 传统 IPMSM 和自传感 IPMSM 电感的 FFT 对比

**Fig. 6 FFT comparison of line inductance between conventional IPMSM and self-sensing IPMSM**

式中:  $L_{abc}$  为自传感电机电感矩阵;  $L_{aa}$ 、 $L_{bb}$ 、 $L_{cc}$  分别为电机 A 相、B 相、C 相自感;  $M_{ab}$ 、 $M_{bc}$ 、 $M_{ac}$  分别为电机 AB 相、BC 相、AC 相互感。

电机电角度与机械角度的关系如式(2)所示:

$$\theta_e = p\theta_m \quad (2)$$

式中:  $p$  为电机极对数;  $\theta_e$  为电机电角度;  $\theta_m$  为电机机械角度。

通过傅里叶变换对电感波形进行分析,可将其分解为不同频率的谐波分量叠加。基于此,推导出自感和互感的数学模型,如式(3)、(4)所示:

$$\begin{cases} L_{aa}(\theta_m) = L_{aa0} + \Delta L_{aa1} \cos(\theta_m + \varphi_{aa1}) + \Delta L_{aa8} \cos[2(\theta_e + \varphi_{aa8})] \\ L_{bb}(\theta_m) = L_{bb0} + \Delta L_{bb1} \cos(\theta_m + \varphi_{bb1}) + \Delta L_{bb8} \cos[2(\theta_e + \varphi_{bb8})] \\ L_{cc}(\theta_m) = L_{cc0} + \Delta L_{cc1} \cos(\theta_m + \varphi_{cc1}) + \Delta L_{cc8} \cos[2(\theta_e + \varphi_{cc8})] \\ M_{ab}(\theta_m) = M_{ab0} + \Delta M_{ab1} \cos(\theta_m + \varphi_{ab1}) + \Delta M_{ab8} \cos 2[(\theta_e + \varphi_{ab8})] \\ M_{bc}(\theta_m) = M_{bc0} + \Delta M_{bc1} \cos(\theta_m + \varphi_{bc1}) + \Delta M_{bc8} \cos 2[(\theta_e + \varphi_{bc8})] \\ M_{ac}(\theta_m) = M_{ac0} + \Delta M_{ac1} \cos(\theta_m + \varphi_{ac1}) + \Delta M_{ac8} \cos 2[(\theta_e + \varphi_{ac8})] \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $L_{aa0}$  为 A 相自感直流分量;  $\Delta L_{aa1}$  为机械周期同频分量幅值,  $\varphi_{aa1}$  为其相位;  $\Delta L_{aa8}$  为 A 相自感 2 倍电周期同频分量幅值,  $\varphi_{aa8}$  为其相位 (B 相、C 相同理);  $M_{ab0}$  为 AB 相互感直流分量幅值;  $\Delta M_{ab1}$  为 AB 相互感机械周期同频分量幅值,  $\varphi_{ab1}$  为其相位;  $\Delta M_{ab8}$  为 AB 相互感 2 倍电周期同频分量幅值,  $\varphi_{ab8}$  为其相位 (BC 相、AC 相同理)。

由电机自感和互感关系,可推导电机三相线电感的表达式为

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{aa} + L_{bb} - 2M_{ab} \\ L_{bc} = L_{bb} + L_{cc} - 2M_{bc} \\ L_{ac} = L_{cc} + L_{aa} - 2M_{ac} \end{cases} \quad (5)$$

以 AB 相为例 (其余两相同理可得), 将式(3)、(4)代入式(5)可得 AB 相线电感, 如式(6)所示:

$$\begin{aligned} L_{ab} = & L_{aa0} + L_{bb0} - 2M_{ab0} + \Delta L_{aa1} \cos(\theta_m + \varphi_{aa1}) + \\ & \Delta L_{bb1} \cos(\theta_m + \varphi_{bb1}) - 2\Delta M_{ab1} \cos(\theta_m + \varphi_{ab1}) + \\ & \Delta L_{aa8} \cos[2(\theta_e + \varphi_{aa8})] + \Delta L_{bb8} \cos[2(\theta_e + \varphi_{bb8})] - \\ & 2\Delta M_{ab8} \cos[2(\theta_e + \varphi_{ab8})] \end{aligned} \quad (6)$$

为简化计算,将电感中与机械周期同频的谐波分量合并,分别引入 A 相、B 相自感 1 次谐波分量复合角度  $\alpha$ 、 $\beta$  及 AB 相互感 1 次谐波分量复合角度  $\gamma$ , 可得:

$$\begin{cases} \alpha = \theta_m + \varphi_{aa1} \\ \beta = \theta_m + \varphi_{bb1} \\ \gamma = \theta_m + \varphi_{ab1} \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)的 1 次谐波项, 可得:

$$\begin{aligned} & \Delta L_{aa1} \cos \alpha + \Delta L_{bb1} \cos \beta = \\ & 2\Delta L_{avg} \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right), \\ & \Delta L_{avg} = \frac{\Delta L_{aa1} + \Delta L_{bb1}}{2} \end{aligned} \quad (8)$$

对式(6)中的 1 次谐波项进行幅值相位合并, 可得:

$$\begin{aligned} K_1(\theta_m) = & \Delta L_{aa1} \cos \alpha + \Delta L_{bb1} \cos \beta - 2\Delta M_{ab1} \cos \gamma = \\ & 2\Delta L_{avg} \cos\left(\theta_m + \frac{\varphi_{aa1} + \varphi_{bb1}}{2}\right) \cdot \\ & \cos\left(\frac{\varphi_{aa1} - \varphi_{bb1}}{2}\right) - 2\Delta M_{ab1} \cos \gamma \end{aligned} \quad (9)$$

$$K_1(\theta_m) = L_1 \cos(\theta_m + \phi_1) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} L_1^2 = & (2\Delta L_{avg} c_1)^2 + (2\Delta M_{ab1})^2 - \\ & 8 \cdot \Delta L_{avg} c_1 \cdot \Delta M_{ab1} \cos \delta_1 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left( \frac{2\Delta L_{avg} c_1 \sin \psi_1 - 2\Delta M_{ab1} \sin \zeta_1}{2\Delta L_{avg} c_1 \cos \psi_1 - 2\Delta M_{ab1} \cos \zeta_1} \right) \quad (12)$$

式中:  $c_1$  为 A 相与 B 相自感 1 次谐波分量之间的相位差;  $\psi_1$  为自感 1 次谐波合成相量的等效初相位;  $\zeta_1$  为互感 1 次谐波项的初相位;  $\delta_1 = \psi_1 - \zeta_1$  为自感 1 次谐波合成项与互感项之间的相对相位差。

为了简化计算,将线电感中与 2 倍电周期同频的谐波分量进行合并,分别引入 A 相、B 相自感 8 次谐波分量复合角度  $\alpha'$ 、 $\beta'$  及 AB 相互感 8 次谐波分量复合角度  $\gamma'$ ,可得:

$$\begin{cases} \alpha' = 2(\theta_e + \varphi_{aa8}) \\ \beta' = 2(\theta_e + \varphi_{bb8}) \\ \gamma' = 2(\theta_e + \varphi_{ab8}) \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(6),可得:

$$\begin{aligned} & \Delta L_{aa8} \cos \alpha' + \Delta L_{bb8} \cos \beta' = \\ & 2\Delta L_{avg8} \cos\left(\frac{\alpha' + \beta'}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha' - \beta'}{2}\right), \\ & \Delta L_{avg8} = \frac{\Delta L_{aa8} + \Delta L_{bb8}}{2} \end{aligned} \quad (14)$$

对 8 次谐波项进行幅值相位合并,可得:

$$\begin{aligned} & K_8(\theta_e) = \\ & \Delta L_{aa8} \cos \alpha' + \Delta L_{bb8} \cos \beta' - 2\Delta M_{ab8} \cos \gamma' = \\ & 2\Delta L_{avg8} \cos(2\theta_e + \varphi_{aa8} + \varphi_{bb8}) \cdot \\ & \cos(\varphi_{aa8} - \varphi_{bb8}) - 2\Delta M_{ab8} \cos \gamma' \end{aligned} \quad (15)$$

$$K_8(\theta_e) = L_8 \cos(2\theta_e + \phi_8) \quad (16)$$

$$L_8^2 = (2\Delta L_{avg8} c_8)^2 + (2\Delta M_{ab8})^2 - 8 \cdot \Delta L_{avg8} c_8 \cdot \Delta M_{ab8} \cos \delta_8 \quad (17)$$

$$\phi_8 = \tan^{-1} \left( \frac{2\Delta L_{avg8} c_8 \sin \psi_8 - 2\Delta M_{ab8} \sin \zeta_8}{2\Delta L_{avg8} c_8 \cos \psi_8 - 2\Delta M_{ab8} \cos \zeta_8} \right) \quad (18)$$

式中: $c_8$  为 A 相与 B 相自感 8 次谐波分量之间的相位差; $\psi_8$  为自感 8 次谐波合成相量的等效初相位; $\zeta_8$  为互感 8 次谐波项的初相位; $\delta_8 = \psi_8 - \zeta_8$  为自感 8 次谐波合成项与互感项之间的相对相位差。

综上所述,电感数学解析模型为

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ab0} + L_{ab1} \cos(\theta_m + \phi_{ab1}) + \\ L_{ab8} \cos(2\theta_e + \phi_{ab8}) \\ L_{bc} = L_{bc0} + L_{bc1} \cos(\theta_m + \phi_{bc1}) + \\ L_{bc8} \cos(2\theta_e + \phi_{bc8}) \\ L_{ca} = L_{ca0} + L_{ca1} \cos(\theta_m + \phi_{ca1}) + \\ L_{ca8} \cos(2\theta_e + \phi_{ca8}) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $L_{ab0}$  为 AB 相线电感直流分量幅值; $L_{ab1}$  为 AB 相线电感机械周期同频分量幅值, $\phi_{ab1}$  为其相位偏移; $L_{ab8}$  为 AB 相线电感 2 倍电周期同频分量幅值, $\phi_{ab8}$  为其相位偏移。

IPMSM 的线电感分量幅值如表 1 所示,基于此建立的自传感拓扑 IPMSM 电感数学模型,不仅

揭示了其机械角度辨识机理,还为后续高频响应电流分析提供理论支撑。

自传感 IPMSM 线电感在一个机械周期内,除直流分量外,还包含两个关键谐波分量:与机械周期同频的分量,用于观测机械角度;与 2 倍电周期同频的分量,用于提取电角度,如图 7 所示。

表 1 自传感 IPMSM 与传统 IPMSM 线电感分量幅值

Tab. 1 Amplitude of line inductance components in self-sensing IPMSM vs. traditional IPMSM

自传感 IPMSM 线电感分量/mH	参数值	传统 IPMSM 线电感分量/ mH	参数值
$L_{ab0}$	24.9	$L_{ab0}$	24.8
$L_{ab1}$	0.3	$L_{ab1}$	0
$L_{ab8}$	1.7	$L_{ab8}$	2

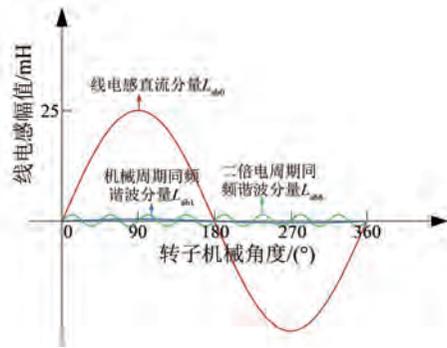


图 7 自传感 IPMSM 线电感谐波分量

Fig. 7 Harmonic components of line inductance in self-sensing IPMSM

## 2 高频注入自传感控制策略

### 2.1 高频响应电流数学建模

因转子拓扑改变,自传感 IPMSM 电感与机械位置强相关,传统数学模型不再适用。因此,需在自然坐标系下重构数学建模,电压方程推导为

$$u_{ab} = u_{in} \cos(\omega_{in} t) \quad (20)$$

式中: $u_{ab}$  为 AB 相线电压; $u_{in}$  为高频线间注入电压幅值; $\omega_{in}$  为高频注入电压角频率; $t$  为高频注入脉冲宽度。

电机定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} (L_0 i_s) + \frac{d}{dt} [L_m(\theta_m) i_s] + \frac{d}{dt} [L_e(2\theta_e) i_s] + \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: $R_s$  为相电阻; $L_0$ 、 $L_m$ 、 $L_e$  分别为电感中直流分量幅值、转子机械周期同频分量、2 倍电周期同频谐波分量; $e_{ab}$ 、 $e_{bc}$ 、 $e_{ca}$  分别为 AB 相、BC 相、AC 相反电动势。

在电机静止条件注入高频电压信号,反电动势  $e_{ab}$  为 0。由于  $L_{ab}$  的感抗远大于  $R_s$ ,线电阻部分的电压可以忽略。将式(19)、(20)代入式(21)可得:

$$\begin{cases} i_{ab}(t) = \int \frac{u_{in} \sin(\omega_{in} t)}{L_{ab0} + L_{ab1} \cos(\theta_m + \phi_{ab1}) + L_{ab8} \cos(2\theta_e + \phi_{ab8})} dt \\ i_{bc}(t) = \int \frac{u_{in} \sin(\omega_{in} t)}{L_{bc0} + L_{bc1} \cos(\theta_m + \phi_{bc1}) + L_{bc8} \cos(2\theta_e + \phi_{bc8})} dt \\ i_{ca}(t) = \int \frac{u_{in} \sin(\omega_{in} t)}{L_{ca0} + L_{ca1} \cos(\theta_m + \phi_{ca1}) + L_{ca8} \cos(2\theta_e + \phi_{ca8})} dt \end{cases} \quad (22)$$

为了简化计算,在自变量变化量较小时,可用泰勒级数的低阶项近似函数,能够保证较高精度。自传感拓扑电机的电感与转子位置相关,且因气隙磁场非线性,其倒数函数呈复杂非线性特性。

利用小信号相似条件( $L_{ab1}+L_{ab8} \ll L_{ab0}$ ),对电感倒数函数在  $L_{ab0}$  处进行泰勒级数展开,如式(23)、(24)所示,将非线性函数近似为多项式形式,简化计算。

$$\begin{cases} \frac{1}{L_{ab}} = \frac{1}{L_{ab0} + \Delta L_1} \approx \frac{1}{L_{ab0}} - \frac{\Delta L_1}{L_{ab0}^2} + \frac{(\Delta L_1)^2}{L_{ab0}^3} - \frac{(\Delta L_1)^3}{L_{ab0}^4} + \dots + \frac{(-1)^n (\Delta L_1)^n}{L_{ab0}^{n+1}} \\ \frac{1}{L_{bc}} = \frac{1}{L_{bc0} + \Delta L_2} \approx \frac{1}{L_{bc0}} - \frac{\Delta L_2}{L_{bc0}^2} + \frac{(\Delta L_2)^2}{L_{bc0}^3} - \frac{(\Delta L_2)^3}{L_{bc0}^4} + \dots + \frac{(-1)^n (\Delta L_2)^n}{L_{bc0}^{n+1}} \\ \frac{1}{L_{ca}} = \frac{1}{L_{ca0} + \Delta L_3} \approx \frac{1}{L_{ca0}} - \frac{\Delta L_3}{L_{ca0}^2} + \frac{(\Delta L_3)^2}{L_{ca0}^3} - \frac{(\Delta L_3)^3}{L_{ca0}^4} + \dots + \frac{(-1)^n (\Delta L_3)^n}{L_{ca0}^{n+1}} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{L_{ab}} = \frac{1}{L_{ab0}} - \frac{L_{ab1} \cos(\theta_m + \phi_{ab1})}{L_{ab0}^2} - \frac{L_{ab8} \cos(2\theta_e + \phi_{ab8})}{L_{ab0}^2} \\ \frac{1}{L_{bc}} = \frac{1}{L_{bc0}} - \frac{L_{bc1} \cos(\theta_m + \phi_{bc1})}{L_{bc0}^2} - \frac{L_{bc8} \cos(2\theta_e + \phi_{bc8})}{L_{bc0}^2} \\ \frac{1}{L_{ca}} = \frac{1}{L_{ca0}} - \frac{L_{ca1} \cos(\theta_m + \phi_{ca1})}{L_{ca0}^2} - \frac{L_{ca8} \cos(2\theta_e + \phi_{ca8})}{L_{ca0}^2} \end{cases} \quad (24)$$

将式(24)代入式(22),可得:

$$\begin{cases} i_{ab}(t) = -\frac{u_{in}}{\omega_{in} L_{ab0}} \cos(\omega_{in} t) + \frac{u_{in} L_{ab1} \cos(\theta_m + \phi_{ab1})}{\omega_{in} L_{ab0}^2} \cos(\omega_{in} t) + \frac{u_{in} L_{ab8} \cos(2\theta_e + \phi_{ab8})}{\omega_{in} L_{ab0}^2} \cos(\omega_{in} t) \\ i_{bc}(t) = -\frac{u_{in}}{\omega_{in} L_{bc0}} \cos(\omega_{in} t) + \frac{u_{in} L_{bc1} \cos(\theta_m + \phi_{bc1})}{\omega_{in} L_{bc0}^2} \cos(\omega_{in} t) + \frac{u_{in} L_{bc8} \cos(2\theta_e + \phi_{bc8})}{\omega_{in} L_{bc0}^2} \cos(\omega_{in} t) \\ i_{ca}(t) = -\frac{u_{in}}{\omega_{in} L_{ca0}} \cos(\omega_{in} t) + \frac{u_{in} L_{ca1} \cos(\theta_m + \phi_{ca1})}{\omega_{in} L_{ca0}^2} \cos(\omega_{in} t) + \frac{u_{in} L_{ca8} \cos(2\theta_e + \phi_{ca8})}{\omega_{in} L_{ca0}^2} \cos(\omega_{in} t) \end{cases} \quad (25)$$

可用式(25)提取高频响应电流中与转子机械周期同频谐波分量幅值,用于转子初始机械角

度观测, $i_{absp}$ 、 $i_{bcsp}$ 、 $i_{casp}$  分别为 AB 相、BC 相、AC 相高频响应电流幅值,其表达式为

$$\begin{cases} i_{absp} = \frac{u_{in} L_{ab1}}{\omega_{in} L_{ab0}^2} \cos(\theta_m + \phi_{ab1}) \\ i_{bcsp} = \frac{u_{in} L_{bc1}}{\omega_{in} L_{bc0}^2} \cos(\theta_m + \phi_{bc1}) \\ i_{casp} = \frac{u_{in} L_{ca1}}{\omega_{in} L_{ca0}^2} \cos(\theta_m + \phi_{ca1}) \end{cases} \quad (26)$$

根据式(26)进一步推导,可得:

$$u_{in} = L_m(\theta_m) \frac{di_{sp}}{dt} = L_m(\theta_m) \frac{\Delta i_{sp}}{\Delta t} \quad (27)$$

当高频注入电压  $u_{in}$  与电压注入时间宽度  $\Delta t$  固定时,响应电流峰值  $i_{sp}$  与电感  $L_m$  成反比。在电机运行过程中,转子机械角度  $\theta_m$  会直接影响线电感  $L_m$ ,定转子磁耦合程度随位置变化,使得  $i_{sp}$  也会随之变化。因此,通过检测  $i_{sp}$  峰值来判断当前转子所属位置,如图 8 所示。

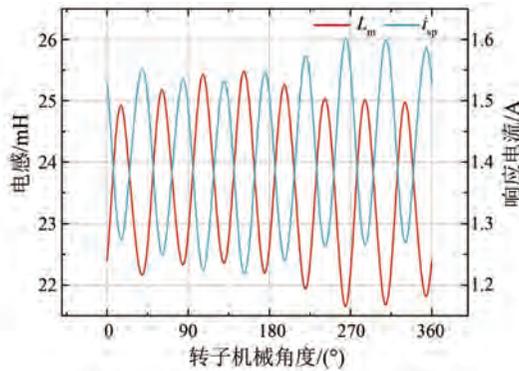


图 8 电感与响应电流关系

Fig. 8 Relationship between inductance and response current

## 2.2 初始机械角度辨识策略

自传感拓扑结构使三相线间响应电流幅值和转子机械位置强相关。通过离线测量,建立响应电流与转子机械角度的三维映射表。启动时,高频注入提取三相线间响应电流包络线的峰值,在表中搜索最匹配选项,确定转子绝对位置。

根据式(26)所示,需获取三相线间响应电流才可解算转子机械角度信息。因此,利用实测电流值,离线拟合最优数学模型,将包络幅值  $I_{absp}$ 、 $I_{bcsp}$ 、 $I_{casp}$  与  $\theta_m$  建立为如式(28)所示的数学模型,实现实时角度映射。

$$\begin{bmatrix} I_{absp} \\ I_{bcsp} \\ I_{casp} \end{bmatrix} = f_x(\theta_m) = \begin{bmatrix} f_{absp}(\theta_m) \\ f_{bcsp}(\theta_m) \\ f_{casp}(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (28)$$

式中:  $f_x(\theta_m)$  为线间响应电流与机械角度的拟合函数,其中  $x \in \{absp, bcsp, casp\}$ 。

上述三个函数共同构建了从三相电流到转子位置的映射模型,如图 9 所示。

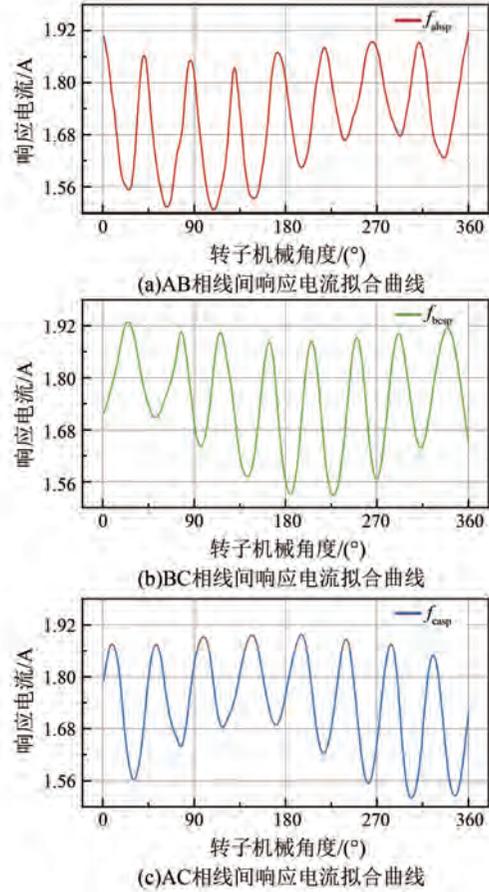


图 9 拟合函数模型

Fig. 9 Fitting function model

将采样的三相电流响应幅值代入式(29)中进行搜索,计算其与表中数据的均方误差  $d_k$ ,取误差最小值所映射的机械角度作为搜寻转子初始机械角度,如式(30)所示。

$$Mech[k] = (I_{absp}[k], I_{bcsp}[k], I_{casp}[k], \theta_m[k]), \quad k = 1 \dots N \quad (29)$$

$$d_k = \sum_{i \in \{absp, bcsp, casp\}} \{\hat{I}_i - f_i(\theta_m[k])\}^2 \quad (30)$$

$$\theta_m = \theta_m[k^*] \text{ where } k^* = \operatorname{argmin}_k d_k \quad (31)$$

$$\text{sector} = \begin{cases} 1, & 0^\circ < \theta_m \leq 90^\circ \\ 2, & 90^\circ < \theta_m \leq 180^\circ \\ 3, & 180^\circ < \theta_m \leq 270^\circ \\ 4, & 270^\circ < \theta_m \leq 360^\circ \end{cases} \quad (32)$$

式中:  $\hat{I}_i$  为采样的三相响应电流幅值;  $\theta_m[k]$  为拟

合函数第  $k$  个数组对应的机械角度;  $N$  为三维表构建的总数目;  $k$  为遍历迭代查询局部变量;  $i$  为遍历迭代三相响应电流幅值局部变量。

本文所提初始机械角度辨识策略如图 10 所示,突破了传统方法依赖四个固定电角度零点进行扇区划分的局限,能够在转子静止于任意位置时,精准锁定其初始角度及所属机械扇区。

由图 10 可知,所提策略基于自传感 IPMSM 电感谐波特性与高频注入,实现了转子初始机械角度辨识。在电机三相间依序注入高频电压,采集三相高频响应电流并经 Clark 变换与带通滤波提取,得到高频响应电流幅值。利用机械周期电感谐波导致的高频电流幅值在不同扇区内的差异性,结合初始角度辨识策略,直接确定转子的初始机械角度。

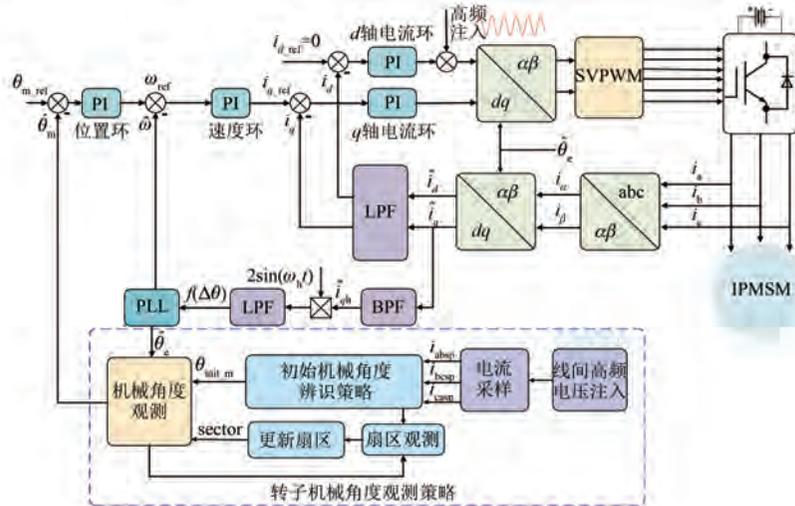


图 10 转子机械角度观测策略

Fig. 10 Rotor mechanical angle observation strategy

### 3 初始机械角度辨识试验结果

为验证所提策略的有效性,在自传感拓扑 IPMSM 的四个扇区内,针对任意初始角度进行了无预定位的初始机械角度辨识试验。试验平台基于 TMS320F28335 控制芯片搭建,驱动板集成 IGBT 驱动功率模块,通过电压、电流传感器将采集的信号反馈至数字信号处理芯片中。试验平台如图 11 所示。

转子静止于四个机械扇区,通过线间高频注入后采集到的三相高频响应电流波形分别如图 12~15 所示。由于自传感拓扑 IPMSM 的线电感随转子机械角度呈周期性变化,不同机械扇区对应的电感幅值和相位均存在差异,使得高频注入后的响应电流在幅值、包络线及三相之间的相对关系上均表现出明显区别。这些差异直接体现了转子机械位置在磁路耦合程度上的变化,因此高频响应电流可作为初始机械位置的有效表征量。

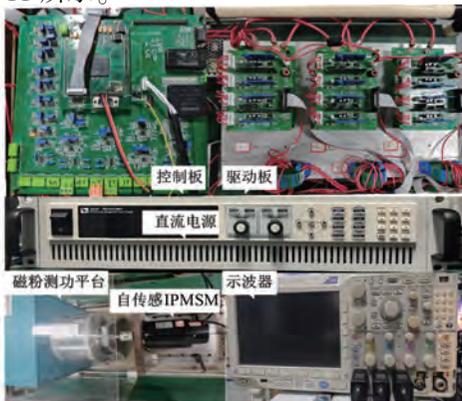


图 11 试验平台

Fig. 11 Experimental platform

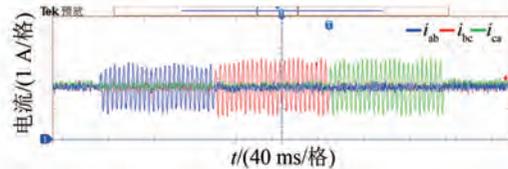


图 12 第一扇区 20°启动高频响应电流

Fig. 12 High-frequency response current at the 20° startup in sector I

传统 IPMSM 需预定位至  $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$  和  $270^\circ$  四个电角度零点启动,但预定位会导致转子转动,在伺服控制中可能引发故障。以电角度  $80^\circ$  对应的四个机械位置 ( $20^\circ$ 、 $110^\circ$ 、 $200^\circ$ 、 $290^\circ$ ) 为例,对

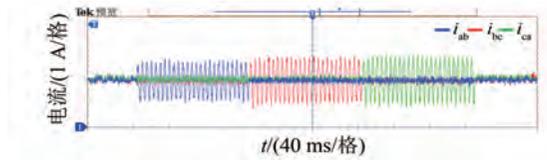


图 13 第二扇区 110°启动高频响应电流  
Fig. 13 High-frequency response current at the 110° startup in sector II

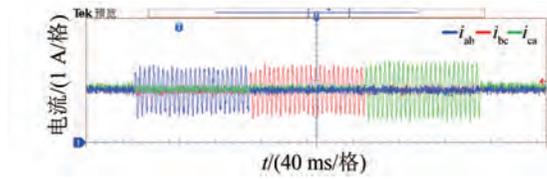


图 14 第三扇区 200°启动高频响应电流  
Fig. 14 High-frequency response current at the 200° startup in sector III

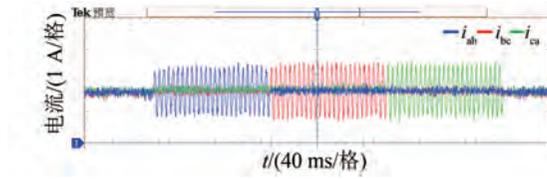


图 15 第四扇区 290°启动高频响应电流  
Fig. 15 High-frequency response current at the 290° startup in sector IV

比了传统预定位与所提策略的效果,如图 16~19 所示,可得本文所提策略无需预定位即可精准锁定初始角度。

表 2 自传感拓扑 IPMSM 基本参数

Tab. 2 Basic parameters of self-sensing topology IPMSM

参数名称	参数值
极数/槽数	8/9
额定功率/kW	0.75
额定电压/V	220
额定电流/A	3
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	3 000
额定转矩/(N·m)	2.03
转动惯量 J/(kg·m <sup>2</sup> )	1.82×10 <sup>-4</sup>

由图 16(a)可知,通过预定位方法注入后,转子机械角度会出现明显偏转变化;由图 16(b)可知,采用所提策略无明显偏转,证实了无预定位策略可行性。

图 20~23 分别展示了四个不同机械扇区启动后的波形,包括转子机械角度、机械扇区计数和

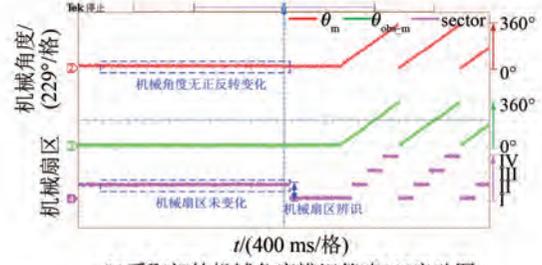
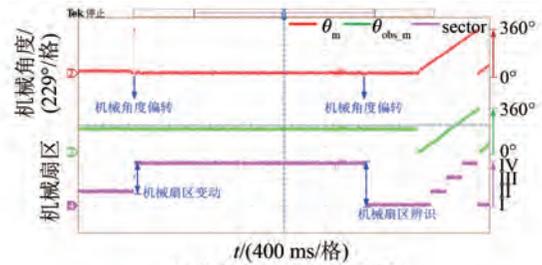


图 16 第一扇区 20°启动对比图  
Fig. 16 Comparative analysis of startup performance at 20° in sector I

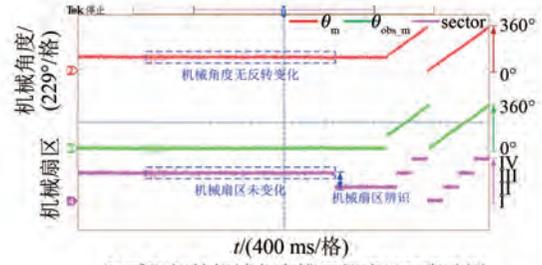
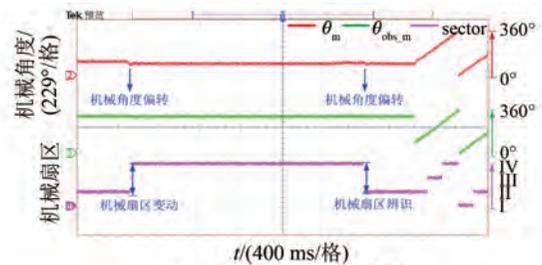
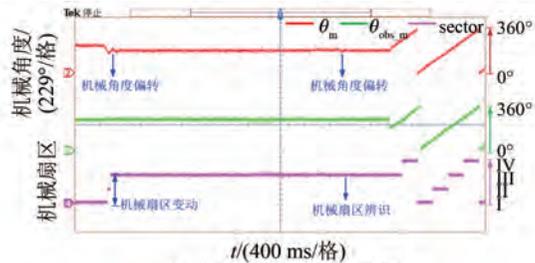


图 17 第二扇区 110°启动对比图  
Fig. 17 Comparative analysis of startup performance at 110° in sector II

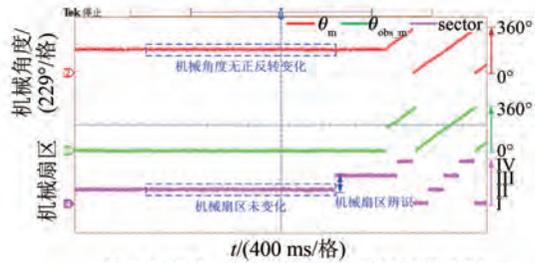
电角度的变化。

采用机械角度辨识策略的估计误差如表 3 所示,最大估计误差为 0.26°,平均误差为 0.17°,证明了无预定位初始机械角度辨识策略的可行性。

如图 24 所示,传统预定位策略在第二扇区 110°启动时,需将转子拉至最近的90°零点,预



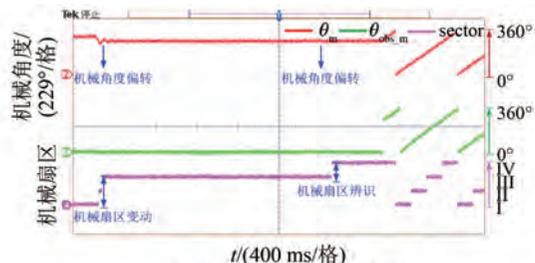
(a)传统预定位200°启动图



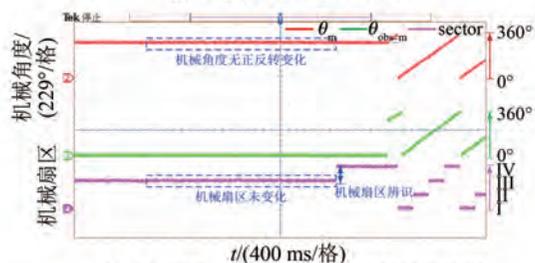
(b)采取初始机械角度辨识策略200°启动图

图 18 第三扇区 200°启动对比图

Fig. 18 Comparative analysis of startup performance at 200° in sector III



(a)传统预定位290°启动图



(b)采取初始机械角度辨识策略290°启动图

图 19 第四扇区 290°启动对比图

Fig. 19 Comparative analysis of startup performance at 290° in sector IV

表 3 机械角度辨识策略估计误差

Tab. 3 Mechanical angle mapping strategy estimation error

机械扇区	转子实际位置角/(°)	转子估测位置角/(°)	估计误差/(°)
1	20.04	20.22	0.18
2	110.09	110.02	0.07
3	200.05	200.16	0.11
4	290.51	290.25	0.26

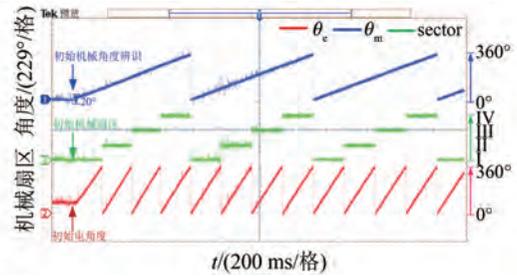


图 20 第一扇区 20°启动示意图

Fig. 20 First sector 20° startup schematic diagram

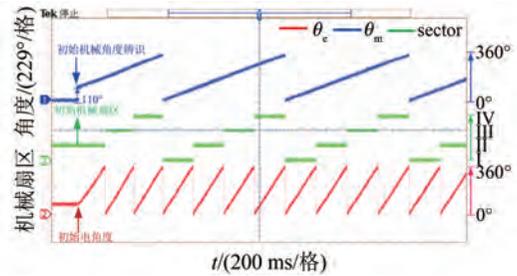


图 21 第二扇区 110°启动图

Fig. 21 Second sector 110° startup schematic diagram

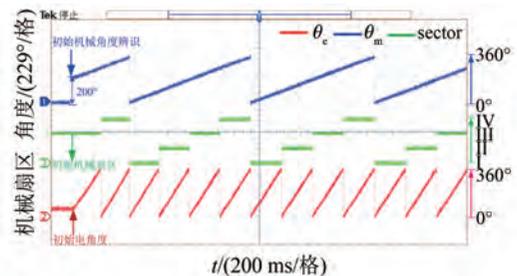


图 22 第三扇区 200°启动示意图

Fig. 22 Third sector 200° startup schematic diagram

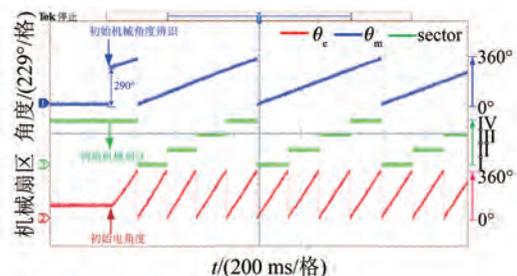


图 23 第四扇区 290°启动示意图

Fig. 23 Fourth sector 290° startup schematic diagram

定位行程为 20°。第二扇区内,传统策略的最大预定位行程为 45°,而图 20 所示的转子机械角度辨识策略行程为 44.8°,且无需预定位。

如表 4 所示,传统预定位策略在四个扇区内最大预定位行程为 45°,而机械角度辨识策略平均降低了 99.34% 预定位行程。对比试验充分证

明了,在任意角度下转子初始机械角度辨识策略的可行性和高效性。

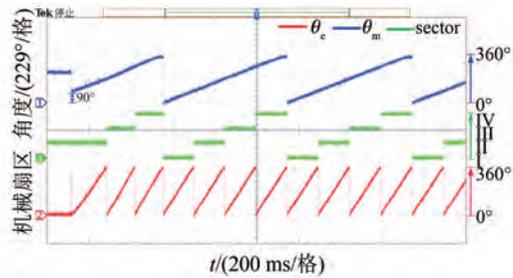


图 24 传统预定位 110°启动示意图

Fig. 24 The schematic diagram of traditional pre-positioning 110° startup

自传感 IPMSM 与传统 IPMSM 输出转矩的对比如图 25 所示。图中,自传感 IPMSM 的平均输出转矩为 1.574 4 N·m,相较于传统 IPMSM 的 1.725 N·m 略有下降,但转矩脉动从 0.35% 增至 10.13%。这种非对称结构虽然实现了转子位置辨识,但也引入了额外的转矩波动和高次谐波。如图 26 所示,3 阶、8 阶、9 阶等谐波幅值显著增加,直接导致了转矩脉动的增大。

表 4 预定位行程对比

Tab. 4 Pre-positioning stroke comparison

机械扇区	传统预定位行程/(°)	机械角度辨识策略行程/(°)	降低行程/%
1	22.5	0.23	99.48
2	22.5	0.31	99.29
3	22.5	0.29	99.35
4	22.5	0.34	99.24

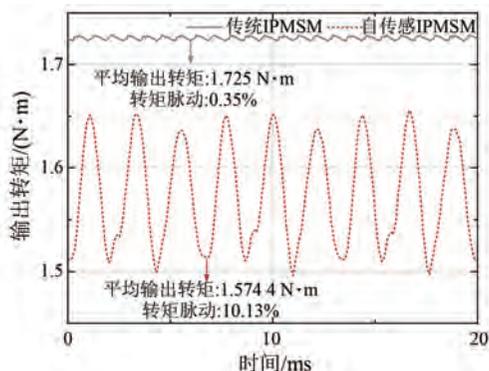


图 25 自传感 IPMSM 与传统 IPMSM 输出转矩

Fig. 25 Comparison of the output torque between self-sensing and conventional IPMSM

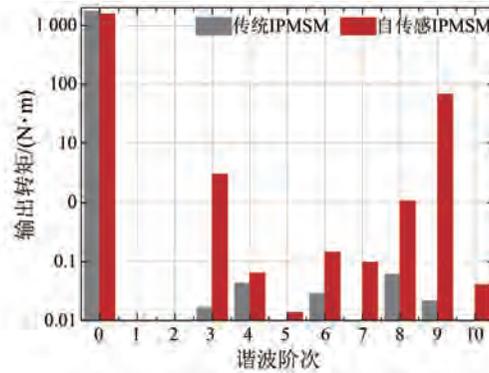


图 26 自传感 IPMSM 与传统 IPMSM 输出转矩 FFT

Fig. 26 FFT of output torque for self-sensing IPMSM and conventional IPMSM

## 4 结语

本文针对自传感拓扑 IPMSM 无预定位初始位置辨识展开研究。首先分析了该拓扑下机械角度的辨识机理,并通过仿真验证了电感特性,剖析了其谐波分量组成成分。在此基础上,推导了电感的数学模型,进而建立了高频响应电流模型,并提出一种面向全周期 IPMSM 转子初始机械角度辨识策略。试验在 0.75 kW 测试平台上进行,四个机械扇区内初始位置的平均检测误差为 0.17°。结果表明,所提策略无需预定位即可在全周期范围内实现高精度初始角度辨识,为传统方法启动受限与转子预定位行程问题提供了潜在解决方案,但仍需考虑引入了额外的转矩波动造成转矩损失。后续研究将聚焦于通过优化非对称结构形状与分布,在牺牲较小的转矩性能代价下,获得较优的位置估计效果。

## 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

苏禁德进行了方案设计、内容总结与论文撰写,苏禁德、钱日欣、林毅翕和李福荣进行了试验研究,林晓刚、解伟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 and paper writing were carried out by Su Jinde. The experiment was conducted by Su Jinde, Qian Rixin, Lin Yixi and Li Furong. The manuscript was reviewed and revised by Lin Xiaogang and Xie Wei. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

## 参考文献

- [ 1 ] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- Liu J L, Xiao F, Shen Y, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor-a review [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16): 76-88.
- [ 2 ] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊1): 70-78.
- Zhang L W, Li X, Song P P, et al. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 70-78.
- [ 3 ] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.
- [ 4 ] 宋同月, 颜建虎, 应展烽, 等. 基于脉振高频注入法的零低速永磁直线同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 10-17+24.
- Song T Y, Yan J H, Ying Z F, et al. Sensorless control of permanent magnet linear synchronous motor at standstill and low speed based on pulsating high frequency injection [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(11): 10-17+24.
- [ 5 ] Wang G L, Valla M, Solsona J, et al. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives-A review [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830-584.
- [ 6 ] Liu X D, Chen H, Zhao J, et al. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3533-3545.
- [ 7 ] Kommuri S K, Defoort M, Karimi H R, et al. A robust observer-based sensor fault-tolerant control for PMSM in electric vehicles [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 ( 12 ): 7671-7681.
- [ 8 ] Liu J P, Wang X H, Sun L L, et al. Low-speed sensorless control of SynRM using hybrid biaxial pseudo-random high-frequency signal injection strategy for high-frequency torque ripple and electromagnetic vibration suppression [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 41 ( 3 ): 3360-3376.
- [ 9 ] Yang D, Huang S, Liao W, et al. ILADRC-based sensorless IPMSM strategy with adaptive harmonic filtering-extended state observer for current quality improvement [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 41(2): 1752-1763.
- [ 10 ] Kang J, Kang Y C, Kim K H, et al. Synthetic inertia control for a wind turbine generator based on event size and rotor speed [ J ]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2025, 17(1): 684-696.
- [ 11 ] 吴少风, 单忠. 基于脉振高频方波注入的永磁同步电机无位置传感器磁场定向控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(1): 41-47.
- Wu S F, Shan Z. Sensorless field-oriented control of permanent magnet synchronous motor based on fluctuating high-frequency square wave injection [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47 ( 1 ): 41-47.
- [ 12 ] 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.
- [ 13 ] Li M Q, Liu J L, Xie E, et al. A novel initial position identification of IPMSM based on pulse injection [ C ] // 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems, Zhuhai, China, 2023: 1846-1850.
- [ 14 ] Kwon Y C, Sul S K, Baloch N A, et al. Design and control of IPMSM sensorless drive for mechanical rotor position estimation capability [ J ]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 152-158.
- [ 15 ] Kwon Y C, Sul S K, Baloch N A, et al. Improved

- design of IPMSM for sensorless drive with absolute rotor position estimation capability [C]// 2014 IEEE 5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, Hiroshima, Japan, 2014: 1-6.
- [16] 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.  
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]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 35-42.
- [17] 杜恒川, 林晓刚, 曾铮, 等. 具有机械角度辨识功能的带辅助齿 SPMSM 设计与研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(4): 50-58.  
Du H C, Lin X G, Zeng Z, et al. Design and research of SPMSM with auxiliary teeth with mechanical angle identification function [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(4): 50-58.
- [18] 郑涛, 林晓刚, 陈伟, 等. 面向转子机械位置无传感技术的非对称磁障和隔磁桥 IPMSM 设计[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 181-191.  
Zheng T, Lin X G, Chen W, et al. Design of asymmetric magnetic barrier and barrier bridge IPMSM motor for rotor mechanical position sensing [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 181-191.
- [19] Zhang L H, Li B R, Ye P Q, et al. Sensorless position estimation for permanent magnet synchronous linear motor with variable coupling length [J]. IEEE Access, 2022, 10: 59495-59507.
- [20] Yeh H C, Yang S M. Phase inductance and rotor position estimation for sensorless permanent magnet synchronous machine drives at standstill [J]. IEEE Access, 2021, 9: 32897-32907.
- [21] 张懿, 章玮, 姚叔春. 基于高频脉冲注入法的开关磁阻电机转子初始位置判定研究[J]. 机电工程, 2018, 35(7): 755-759.  
Zhang Y, Zhang W, Yao S C. Initial position judgment of switched reluctance motor's rotor based on high frequency pulse injection [J]. Mechanical & Electrical Engineering Magazine, 2018, 35(7): 755-759.
- [22] Boldea I, Tutelea L N, Parsa L, et al. Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: An overview [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5696-5711.
- [23] 顾宇, 邓智泉, 邵杰, 等. 一种导通区间优化的开关磁阻电机无位置传感器起动方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 11-20.  
Gu Y, Deng Z Q, Shao J, et al. A sensorless starting method for switched reluctance motor with optimized conduction interval [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 11-20.
- [24] Bu J R, Xu L Y. Eliminating starting hesitation for reliable sensorless control of switched reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(1): 59-66.
- [25] 邵杰, 邓智泉, 胡荣光, 等. 基于改进脉冲注入开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 147-153.  
Shao J, Deng Z Q, Hu R G, et al. An improved sensorless driving method of switched reluctance motors using impressed voltage pulse [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 147-153.

---

收稿日期:2025-10-30

收到修改稿日期:2025-12-01

作者简介:

苏禁德(2001—),男,硕士研究生,研究方向为电机设计与控制,jindesuu@163.com;

\*通信作者:解伟(1982—),男,博士,研究员,研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等,wei.xie@fjirsm.ac.cn。