

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

郑涛^{1,2}, 林晓刚^{1*}, 陈伟^{1,3}, 姜国豪¹, 解伟^{1,2}

(1. 中国科学院福建物质结构研究所, 福建福州 350002;

2. 中国科学院大学福建学院, 福建福州 350108;

3. 福州大学先进制造学院, 福建泉州 362251)

Design of IPMSM with Asymmetric Magnetic Barriers and Magnetic Bridges for Rotor Mechanical Position Sensorless Technology

ZHENG Tao^{1,2}, LIN Xiaogang^{1*}, CHEN Wei^{1,3}, JIANG Guohao¹, XIE Wei¹

(1. Fujian Institute of Research on the Structure of Matter, Chinese Academy of Sciences, Fuzhou 350002, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Fujian, Fuzhou 350108, China;

3. School of Advanced Manufacturing, Fuzhou University, Quanzhou 362251, China)

Abstract: [Objective] To address the issue that traditional sensorless algorithms can only observe electrical angles and thus cannot be applied to servo positioning, this paper proposes an 8-pole, 9-slot interior permanent magnet synchronous motor with an asymmetric rotor. The asymmetric inductance characteristics of the rotor are utilized to observe its mechanical angle. [Methods] By introducing magnetic barriers and magnetic bridges with different parameters under different pole pairs of the rotor, the magnetic resistance of the main and leakage magnetic circuits between the stator and rotor was altered, leading to periodic variations in the inductance waveforms that were directly related to the rotor's mechanical angle. Based on the analysis of the magnetic circuit, a correction coefficient that considered the asymmetry of the rotor was introduced to modify the inductance calculation method using the winding function method. [Results] The results indicated that increasing the width of the magnetic barrier reduced the inductance, while increasing the height of the magnetic bridge increased the inductance. Compared to finite element simulation results, the average percentage error was approximately 1.59%. [Conclusion] The calculation and simulation results validate the feasibility

of the proposed asymmetric rotor topology for identifying the mechanical angle in sensorless algorithm.

Key words: sensorless control; mechanical angle; asymmetric rotor; magnetic barrier; magnetic bridge; inductance

摘要: [目的] 针对传统无位置传感器算法因只能观测电角度而无法应用于伺服位置的问题, 本文提出一种具有非对称转子的 8 极 9 槽内槽式永磁同步电机, 利用其不对称的电感特性观测转子机械角。【方法】通过在转子不同极对下引入不同参数的磁障与隔磁桥, 改变电机定子之间主磁路和漏磁路的磁阻, 使电感波形呈现出与转子机械角度信息有关的周期性变化。根据对磁路的分析结果, 引入考虑了转子非对称性的修正系数对绕组函数法的电感计算方法进行修正。【结果】结果表明, 磁障宽度增加会使得电感减小, 隔磁桥高度增加会使得电感增大, 与有限元仿真分析结果相比平均百分误差约 1.59%。【结论】所提方法的计算结果和仿真结果验证了非对称转子拓扑在无位置传感器算法识别机械角度技术方面的可行性。

关键词: 无位置传感器控制; 机械角度; 非对称转子; 磁障; 隔磁桥; 电感

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(2022T3041, 2023T3015)

National Natural Science Foundation of China (52307072);
Fujian Science and Technology Plan-STS Institute Provincial
Cooperation Project (2022T3041, 2023T3015)

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)的矢量控制需要精确的电角度反

馈信号,通常使用光电编码器、旋转变压器等传感器来获取^[1-2]。然而传感器的安装,会导致电机控制系统的可靠性和鲁棒性降低、电机制造成本增加等问题。因此,无位置传感技术被提出与应用,其常见的技术路线包括:基于电机基波模型的反电动势辨识法和基于凸极跟踪的高频信号注入法^[2-5]。然而,无论是哪种技术路线都只能获取转子的电角度位置信息。尽管以电角度表示的转子位置在转矩和速度控制的应用中是足够的,但在有位置伺服控制需求的场景下,需要控制转子的位置,传统无位置传感技术由于不可识别转子机械角度而不能被单独使用。

近年来,许多学者通过改变电机拓扑结构使电感产生了包含转子机械角度的信息,将其提取应用可实现无位置传感器伺服控制。文献[6-7]提出一种具有转子沟槽和不规则绕组的内置式永磁同步电机(Interior PMSM, IPMSM),利用其定、转子的不对称性来调制 PMSM 的电感用于辨识转子机械角度。然而所提出的方法在最坏情况下需要旋转 100°才能完成机械角度辨识。在机器人和机床等应用中,这种转子的大角度初始转动是不被接受的。文献[8-9]提出了一种带辅助齿的 IPMSM,通过设计定、转子气隙的变化使得电机电感呈现出周期特性。该方法虽然结构改动小、制造工艺简单且不需要额外用于检测的电路,但预定位最差为 90°,仍然难以满足位置伺服场合的需求。文献[10]在文献[6-7]的基础上,引入了铁心打孔式设计并提出了相应的算法,将转子初始预定位的行程控制到 30°以下。然而定子侧的绕组匝数不统一、转子侧铁心打孔设计增加了电机的制作难度,同时该方法检测绕组需要额外硬件电路增加了系统的复杂性。文献[11]提出了一种转子偏心拓扑,在转子动态偏心时,负载转矩会出现一个与机械周期同频的分量,若对负载转矩进行单相锁相提取其相位,则可以得到转子的机械角度。该方法使用输入功率来代替转矩负载进行观测,但是考虑到系统损耗,输入功率无法比较精确地表征负载转矩,而且转子偏心会影响模型计算的准确程度以及电机的动态性能。文献[12-13]提出了一种双气隙双极的电机拓扑,利用内外极对数不等的特性,可以将机械角度从内外电角度中解调出来,同时规避了结构不对称对

电机转矩脉动、振动以及噪声的影响。但是该电机拓扑未考虑电机和可变磁阻的旋转变压器之间的影响,同时结构较复杂导致整体制造的工艺难度较大。

为了实现转子机械角度辨识,针对电机引入额外单元带来的结构复杂、偏心转子转矩波动较大等问题,本文提出了一种带有非对称转子结构的 IPMSM 来实现机械角度识别。该电机无需使用额外的搜索线圈以及配套的硬件检测电路,同时结构简单、改动较小,并且初始预定位的行程可以减小到 22.5°以下。

1 面向机械角度识别的转子设计

1.1 机械角度无位置传感器识别原理

PMSM 转子的电角度与机械角度之间的关系如式(1)所示:

$$\theta_e = \text{mod}(P \cdot \theta_m, 2\pi) \quad (1)$$

式中: θ_e 、 θ_m 分别为电机转子的电角度、机械角度; P 为电机的极对数。

若以 2 对极为例, θ_e 、 θ_m 的关系如图 1 所示。

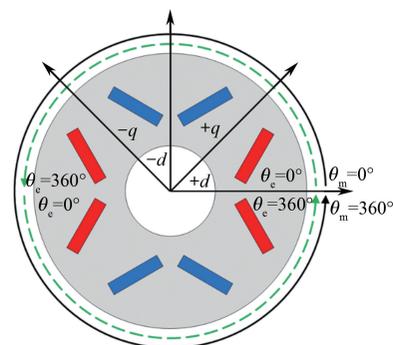


图 1 电角度与机械角度的关系

Fig. 1 Relationship between electrical angle and mechanical angle

从式(1)可以看出,通过传统的无位置传感器算法获取和处理的角信息均为电角度,无法通过电角度 θ_e 得到唯一的机械角度 θ_m 。由于传统电机结构通常是磁对称的,即每个电角度 0~360°内的磁路结构是相同的,或者说是周期出现的。因此采用非对称转子,获取其非对称结构产生的机械角信息,为实现无位置传感器算法机械角度识别创造了可能性^[6]。同时,零低速下 PMSM 反电动势难以精确检测,无法直接利用基波模型,这也是文献[6-13]选择利用电机电感模

型做无位置传感器控制的原因。

其中文献[6-10]利用高频电压信号注入法进行转子位置检测,利用电机本身转子结构的凸极性或由外部注入信号引起的饱和凸极效应,从定子电流中提取高频电流响应信号来确定转子电角度。

对于 IPMSM,其在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 中的电压、磁链方程如式(2)、式(3)所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_2 \cos(2\theta_e) & L_2 \sin(2\theta_e) \\ L_2 \sin(2\theta_e) & L_0 - L_2 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_α 、 u_β 和 i_α 、 i_β 分别为静止坐标系下电机电压和电流; R 为定子电阻; ψ_α 、 ψ_β 为电机绕组磁链; ψ_f 为永磁体励磁磁链; L_0 、 L_2 分别为共模电感、差模电感。

以 AB 相响应电流的通用表达式为例:

$$u_{AB} = R_{AB} i_{AB} + L_{AB} \frac{di_{AB}}{dt} + e_{AB} \quad (4)$$

式中: u_{AB} 、 i_{AB} 分别为 AB 相应的高频电压、电流; R_{AB} 为 AB 相之间的线电阻; L_{AB} 为 AB 相之间的线电感; e_{AB} 为 AB 相反电动势。

在电机静止条件下,反电动势为 0。由于对 AB 相注入了足够频率的电压信号, L_{AB} 的电抗远大于 R_{AB} ,线电阻部分的电压可以忽略。因此式(4)可化简为

$$u_{AB} = L_{AB} \frac{di_{AB}}{dt} \quad (5)$$

假设注入频率为 ω_h 、幅值为 V_h 的余弦信号,则:

$$i_{AB} = \frac{V_h}{\omega_h L_{AB}} \sin(\omega t) \quad (6)$$

式中: ω 为电机角速度。

通过采样可以得到稳态电流响应的幅值,而幅值中所包含的电感 L_{AB} 被设计成与转子机械角度有关。因此可通过离线测量建立映射关系,从而在控制系统中快速确定电机的机械角度。

1.2 基于非对称磁障、磁桥转子的 IPMSM

本文提出了一种采用非对称转子 8 极 9 槽的 IPMSM,其具备包含了电机转子机械角度信息的电感特性。电机整体拓扑、非对称部分的剖面图

如图 2 所示,其中图 2(b) 为图 2(a) 中黄色框所选区域附近的展开图。

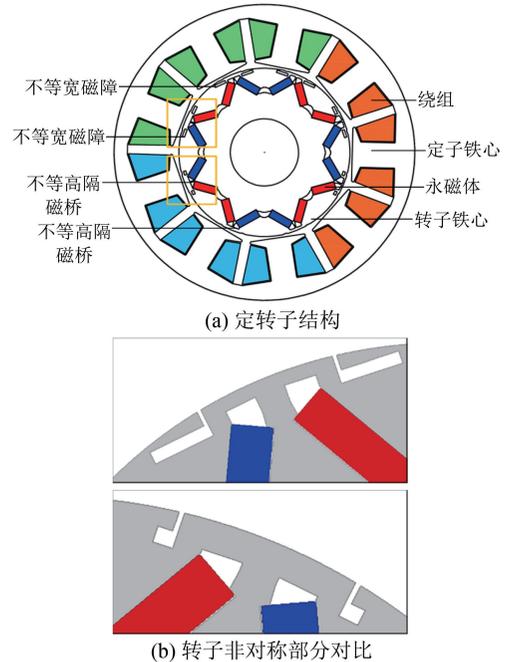


图 2 非对称转子 IPMSM 剖面图

Fig. 2 Cross-sectional view of asymmetric rotor IPMSM

电机定子绕组采用 9 槽全齿绕式分数槽集中双层绕组,具有转矩密度高、空载电动势波形好和弱磁能力强等优点^[14-18]。转子采用了 V 型设计,具有高效率、低噪声的优点^[19-20]。此外,转子引入了两种特殊设计:(1) 转子永磁体靠近气隙的一侧引入两道磁障,不同极对下的两道磁障宽度不相等,且在相邻磁障间渐变;(2) 在不同极对下将转子外隔磁桥高度设计成不相等的数值,且在相邻隔磁桥间渐变。

对称 IPMSM 电感呈周期性变化,本文由于设计(1)和设计(2)的存在,所提的 IPMSM 电感波形带有与机械位置周期变化同频的谐波,表现在电感波形的包络上。 θ_m 从 0 到 2π 电感包络恰好为一个周期,如图 3 所示。

由图 3 可知,设计(1)使得电感减小,设计(2)的引入则使得电感增大,在一个机械角度周期内交替产生,最终形成含有转子机械位置信息的电感波形。

2 基于电感模型的电机参数设计

电感包络波峰波谷的差值越大,转子机械位置信息越容易提取,但同时非对称性也随之越强

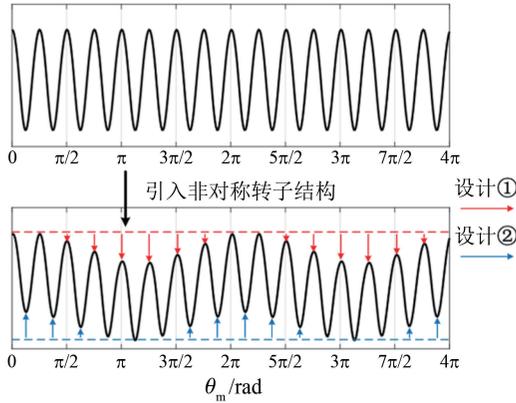


图3 引入非对称性前后电感波形

Fig. 3 Inductance waveforms before and after introducing asymmetry

从而影响电机性能。磁障、隔磁桥的相关参数是不同极对下电感变化的关键,因此本节将建立以磁障、隔磁桥参数为变量的 IPMSM 电感模型。首先需要分析磁障、隔磁桥对磁路磁阻的影响,转子八分之一模型及其参数如图 4 所示。

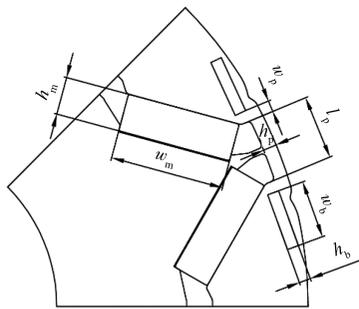


图4 转子八分之一结构剖面

Fig. 4 Cross-sectional view of one-eighth rotor structure

图 4 中, h_m 、 w_m 分别为永磁体的厚度、宽度; h_b 、 w_b 分别为不等宽磁障的厚度、宽度; h_p 、 l_p 分别为不等高隔磁桥的高度、宽度; w_p 为磁障与隔磁桥之间磁通路径的宽度。

直轴电枢反应磁通直接作用于永磁体,而不同高隔磁桥结构主要作用在直轴磁路上,改变了直轴电感,如图 5 所示。

图 5 中,磁路 a 为主磁通;磁路 b 为定子槽口漏磁通;磁路 c 为永磁体间漏磁通;磁路 d 为永磁体端部漏磁通。根据四条磁路分区域计算磁阻,根据磁力线总是通过磁阻最小的路径可得到等效磁路,如图 6 所示。

图 6 中, R_{sy} 为定子轭部磁阻; R_{st} 为定子齿部磁阻; R_n 为槽口漏磁阻; R_g 为气隙磁阻; R_{lp}

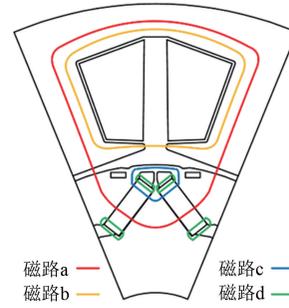


图5 直轴磁路示意图

Fig. 5 Schematic diagram of *d*-axis magnetic circuit

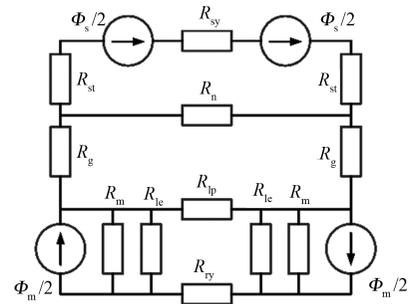


图6 直轴电枢反应等效磁路

Fig. 6 Equivalent magnetic circuit of *d*-axis armature reaction

为磁路 c 的等效漏磁阻; R_{lc} 为磁路 d 的等效漏磁阻; R_m 为永磁体磁阻; R_{ry} 为转子轭部磁阻; Φ_s 为电枢绕组产生的磁通; Φ_m 为永磁体产生的磁通。

为简化分析,针对图 6 作出假设:定子齿部、轭部和转子轭部磁导率无穷大;忽略磁饱和和效应;忽略永磁体端部漏磁;忽略定子开槽产生的影响。因此,图 6 的等效磁网络可以简化为图 7。

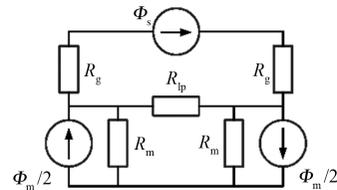


图7 直轴电枢反应简化磁路

Fig. 7 Simplified magnetic circuit of *d*-axis armature reaction

采用平行充磁方式充磁时,永磁体的磁阻为

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_0 \mu_m A_m} = \frac{h_m}{\mu_0 \mu_m l_a w_m} \quad (7)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; μ_m 为永磁体相对磁导率; A_m 为永磁体磁通通过的面积; l_a 为转子铁心轴向长度。

气隙磁阻如式(8)所示:

$$R_g = \frac{g_e}{\mu_0 A_g} = \frac{g_e}{\mu_0 \left(\frac{g_e}{2} + r_o \right) l_a \theta_v} \quad (8)$$

式中: g_e 为不考虑定子槽开口的平均气隙; A_g 为气隙磁通通过的面积; r_o 为转子外半径; θ_v 为 V 型磁钢两侧外端圆心角。

根据图 5 将磁路 c 等效为一段环形磁通管路径和两段平行的磁通管路径,磁通管路径参数由图 4 得到,建立磁路 c 的等效磁阻模型如图 8 所示。

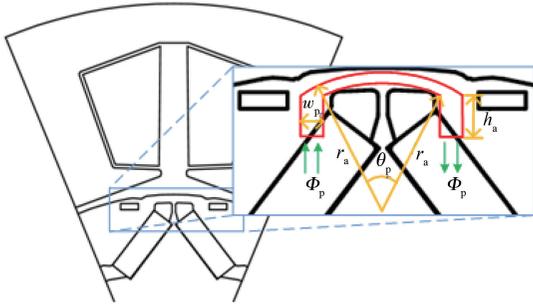


图 8 磁路 c 磁阻模型

Fig. 8 Magnetic circuit c magnetic resistance model

图 8 中, r_a 为环形磁通管内半径; h_a 为矩形磁通管的高度; θ_p 为等效环形圆心角; Φ_p 为磁通管处的漏磁通。

根据标准环形、矩形磁路的计算式,可以得到其等效磁阻,如式(9)所示:

$$R_{ip} = \frac{2h_a}{\mu_0 \mu_r l_a w_p} + \frac{\theta_p}{\mu_0 \mu_r \ln \frac{r_o}{r_a}} \quad (9)$$

式中: $r_a = r_o - h_p$; μ_r 为磁通管处铁心材料的相对磁导率。

交轴电枢反应磁通经转子铁心闭合,而不等宽磁障结构主要作用在交轴磁路上,其存在改变了交轴电感,如图 9 所示。

磁路 a 为主磁通,磁路 b 为不等宽磁障漏磁通,磁路 c 为定子槽口漏磁通。类似地,可建立交轴磁路简化后的磁路模型,如图 10 所示。

由图 10 可知, R_b 为考虑不等宽磁障影响的等效漏磁阻,其大小与磁障的尺寸参数有关; R_{ib} 为不等宽磁障侧边磁通管路径的等效磁阻,其计算方式与图 8 中矩形磁路相同,如式(10)、式(11)所示:

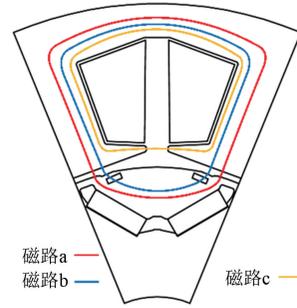


图 9 交轴磁路示意图

Fig. 9 Schematic diagram of q-axis magnetic circuit

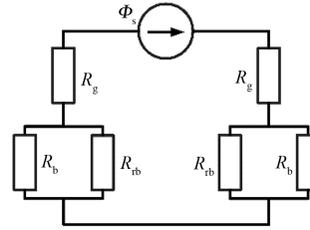


图 10 交轴电枢反应简化磁路

Fig. 10 Simplified magnetic circuit of q-axis armature reaction

$$R_b = \frac{h_b}{\mu_0 l_a w_b} \quad (10)$$

$$R_{ib} = \frac{h_a}{\mu_0 \mu_r l_a w_p} \quad (11)$$

根据磁路的欧姆定律,可最终得到直、交轴电枢反应磁路上的总磁阻 R_d 、 R_q ,如式(12)、式(13)所示:

$$\begin{cases} R_d = \frac{2R_m}{1 + 2\eta} + 2R_g \\ \eta = \frac{R_m}{R_{ip}} = \frac{\mu_r}{\mu_m} \cdot \frac{h_m}{w_m} \cdot \frac{w_p \ln \frac{r_o}{r_a}}{2h_a \ln \frac{r_o}{r_a} + w_p \theta_p} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} R_q = \frac{2R_b}{1 + \gamma} + 2R_g \\ \gamma = \frac{R_b}{R_{ib}} = \frac{h_b w_p}{h_a (r_o \theta_v - w_b)} \end{cases} \quad (13)$$

电感解析计算方法主要包括直接法^[21-23]和间接法^[24-25]。直接法首先求解磁场的泊松方程得到矢量磁位,再通过磁场储能计算得到电感的解析表达式。对于 V 型 IPMSM 计算永磁体区域时不能直接写出解析式,文献[23]的处理是将组成 V 型的两块永磁体等效成一块环形永磁体。

本文提出的非对称转子边界形状复杂,难以建立各个求解域的磁场偏微分方程。间接法通过对绕组函数与气隙比磁导函数的乘积积分计算电感,相较于直接法在计算电机电感时更为简单直观。文献[25]基于间接法计算了分数槽集中绕组 V 型 IPMSM 的电感,但是是以磁对称的转子进行分析,不能直接迁移。

传统 IPMSM 每对极的气隙情况相同,导磁系数可以用一个余弦傅里叶级数表示:

$$\lambda_{\sigma}(\theta_m) = \frac{\lambda_0}{2} + \sum_{k=1,2,\dots}^{\infty} \lambda_{2k} \cos(2kP\theta_m) \quad (14)$$

式中: λ_0 、 λ_{2k} 为傅里叶级数的系数。

为简化分析,只考虑傅里叶级数的常数项和 2 次谐波项,其表达式为

$$\begin{cases} \lambda_0 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\mu_0}{g_{\sigma}(\theta_m)} d\theta_m \\ \lambda_2 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\mu_0}{g_{\sigma}(\theta_m)} \cos(2P\theta_m) d\theta_m \end{cases} \quad (15)$$

然而,本文所提出的电机转子具有非对称性,从而导致式(14)不再适用。需要分别评估参数 h_p 、 w_b 对等效气隙磁导的影响,在式(14)基础上进行修正,使其能够表征非对称设计的转子机械角度信息。

首先需要考虑转子机械角度 θ_m 与定子机械角度 φ 的相对位置关系,以确定修正系数关于 θ_m 、 φ 的函数。将 A 相绕组中轴线、不等高隔磁桥中轴(高度最低处隔磁桥为 θ_m 正方向)分别设为定、转子机械角度的参考零点,如图 11 所示,则可得描述直轴、交轴磁路的修正系数函数,如式(16)、式(17)所示:

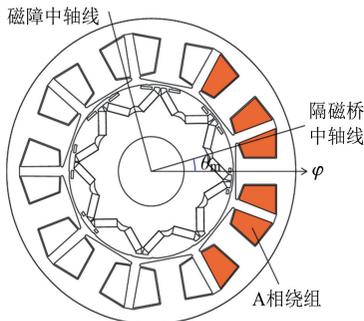


图 11 两坐标系相对位置示意图

Fig. 11 Schematic diagram of relative position between two coordinate systems

$$K_d(\varphi, \theta_m) = 1 + \frac{\sum_{v=1,2,\dots}^P R_d(v) \cos\left(\varphi - \theta_m + v \frac{\pi}{P}\right)}{\frac{1}{P} \sum_{v=1,2,\dots}^P R_d(v)} \quad (16)$$

$$K_q(\varphi, \theta_m) = 1 + \frac{\sum_{v=1,2,\dots}^P R_q(v) \cos\left(\varphi - \theta_m + v \frac{\pi}{P} - \beta\right)}{\frac{1}{P} \sum_{v=1,2,\dots}^P R_q(v)} \quad (17)$$

式中: $R_d(v)$ 、 $R_q(v)$ 分别为转子不同 v 极对应的直、交轴磁阻。

由于修正系数是在原有的磁导系数上进行修正,因此式(16)、式(17)中的第一项为 1;第二项的分子表示了各极对下非对称结构对转子 θ_m 处磁路产生的综合影响,分母则是为了做归一化处理。 K_q 较 K_d 的第二项相差 β 的相位,这是磁障与隔磁桥的中轴线可能存在相位差。修正后磁导系数表达式如式(18)所示,需要说明的是,其分段的范围分别体现了直、交轴磁路对转子磁导系数的影响区域,而两者产生的影响是交替作用的。

$$\lambda_{\text{asym}}(\varphi, \theta_m) = \begin{cases} K_q \lambda_{\sigma}(\varphi - \theta_m), & \left| \theta_m - \frac{(k+2)\pi}{8P} \right| < \frac{\pi}{4P} \\ K_d \lambda_{\sigma}(\varphi - \theta_m), & \left| \theta_m - \frac{(k+2)\pi}{8P} \right| < \frac{\pi}{8P} \\ k = 0, 1, 2, \dots, 8P - 4 \end{cases} \quad (18)$$

电感的定义如式(19)所示:

$$L = \frac{\psi}{i} \quad (19)$$

使用绕组函数法计算 IPMSM 电感,首先考虑转子的柱形切面示意图,如图 12 所示。

图 12 中, l_{eff} 为铁心轴向有效长度;在电机管气隙中 φ 处取 $d\varphi$ 的一段气隙,则绕组 i 在 φ 处穿过气隙的磁通微分可以表示为

$$d\Phi = F_i(\varphi) d\Lambda_{\text{asym}} = W_i(\varphi) i_i \cdot \lambda_{\text{asym}}(\varphi, \theta_m) l_{\text{eff}} r_o d\varphi \quad (20)$$

式中:绕组函数 $W_i(\varphi)$ 是对一般的分数槽集中式绕组的描述^[25]。

需要说明的是,在式(20)中 φ 为绕组函数法

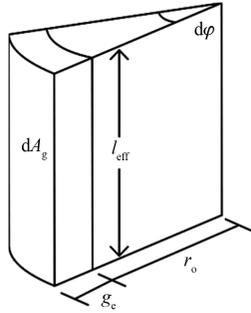


图 12 转子柱形切面示意图

Fig. 12 Schematic diagram of rotor cylindrical cross-section

积分计算所需的变量, θ_m 为计算结果随转子转动的变化趋势所需的变量。用 $n_j(\varphi)$ 描述绕组匝数变化, 在式(20)等号两端乘上 $n_j(\varphi)$, 可以得到绕组 i 和绕组 j 相交链的磁链微分:

$$d\psi = n_j(\varphi) d\Phi = n_j(\varphi) \cdot W_i(\varphi) i_i \cdot \lambda_{\text{asym}}(\varphi, \theta_m) l_{\text{eff}} r_o d\varphi \quad (21)$$

将式(21)代入式(19)中积分, 则可得到 IPMSM 第 i 相和第 j 相之间的互感, 如式(22)所示:

$$L_{ij} = \int \frac{d\psi}{i_i} =$$

$$l_{\text{eff}} r_o \int_{-\pi}^{\pi} n_j(\varphi) \cdot W_i(\varphi) \cdot \lambda_{\text{asym}}(\varphi, \theta_m) d\varphi \quad (22)$$

以 A 相自感为例, 根据式(22)分别绘制了磁障宽度与隔磁桥高度对电感影响的变化趋势图, 如图 13 所示。

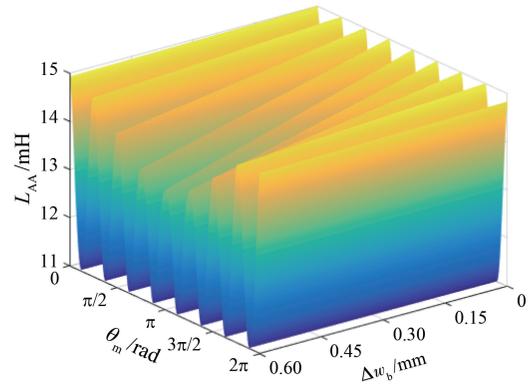
由图 13 可知, 转子非对称性越强, 参数 w_b 、 h_p 的差值越大, 则有电感的包络峰峰值变化越大。参数的具体应根据硬件平台对响应电流的观测分辨率来选取。

3 有限元仿真结果

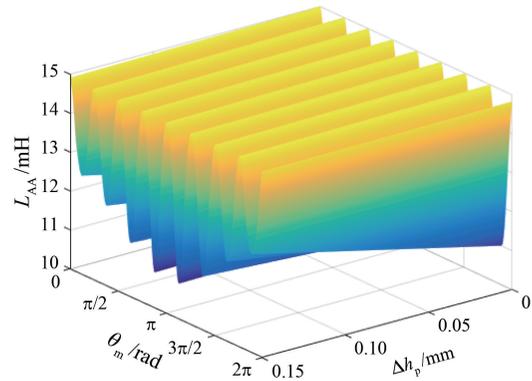
本文选取了一台 IPMSM 作为模板样机, 用于加入非对称设计后性能指标对比, 模板样机的基本参数如表 1 所示。

首先通过 Ansys Maxwell 2021 R1 软件对所提非对称 IPMSM 进行有限元分析 (Finite Element Analysis, FEA), 图 14 为引入非对称结构处磁力线云图。

由图 14 可知, 在磁障较宽处, 主磁路磁力线



(a) w_b 对电感波形的影响



(b) h_p 对电感波形的影响

图 13 不对称参数对电感的影响

Fig. 13 Effect of asymmetric parameters on inductance

表 1 模板电机基本参数

Tab. 1 Basic parameters of template motor

参数名称	参数值
极数、槽数	8, 9
定子外径/mm	43.5
定子内径/mm	17.4
气隙长度/mm	0.55
永磁体厚度/mm	2.00
额定转速/($r \cdot \text{min}^{-1}$)	3 000
额定电流/A	2.50
额定转矩/($N \cdot m$)	1.73

走向受到阻碍; 磁桥较高处, 漏磁路磁力线受到阻碍。同时为验证两种非对称设计在图 13 中的非耦合性, 设计了分别采用两种结构不同组合下的对比样机, 如表 2 所示。

以 A 相自感为例, 基于考虑非对称转子的绕组函数法, 将计算结果与 FEA 对比, 如图 15、图 16 所示。其中, 图 15(a)、16(a) 中红色曲线表示 FEA 仿真得到的结果, 黑色曲线表示基于考虑非对称转子的绕组函数法得到的结果, 绿色虚线表

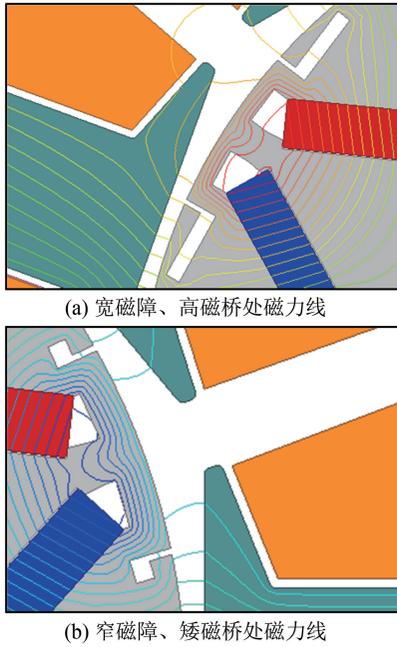


图 14 非对称结构处磁力线

Fig. 14 Magnetic field lines at asymmetric structures

示非对称磁障对电感的影响,蓝色虚线表示非对称磁桥对电感的影响。

表 2 对比样机设计方案

Tab. 2 Comparison of prototype design schemes

样机编号	不等高隔磁桥	不等宽磁障	中轴线夹角 β
1	采用	不采用	无
2	不采用	采用	无
3	采用	采用	0
4	采用	采用	$\pi/2$

图 15(a)、图 15(b)展示了两种方法之间的误差,平均误差约 1.59% 说明了所提方法的有效性。其次,与式(13)中任意一个分段区间仅有 K_d 或 K_q 其中一个起作用的结果相符合:非对称隔磁桥作用在 d 轴磁路上,四对不同高度的隔磁桥使电感曲线的下包络产生正弦变化趋势,而对上包络几乎不产生影响,如图 15(a)所示;非对称磁障作用在 q 轴磁路上,四对不同宽度的磁障使电感曲线的上包络产生正弦变化趋势,而对下包络几乎不产生影响,如图 16(a)所示。

分别对非对称隔磁桥与非对称磁障进行单独设计,使得电感的上、下包络承载不同相位的转子机械角度信息,如图 17、图 18 所示。可以看出,相比图 17 所表示的电感波形,图 18 所表示的电感波形的下包络领先了 $\pi/2$ 相位。

虽然四台对比样机的电感波形都带有 θ_m 的

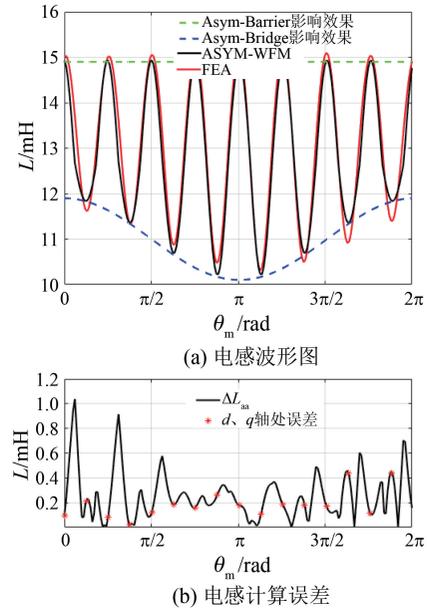


图 15 对比样机 1 电感分析对比

Fig. 15 Comparison of inductance waveforms in prototype 1

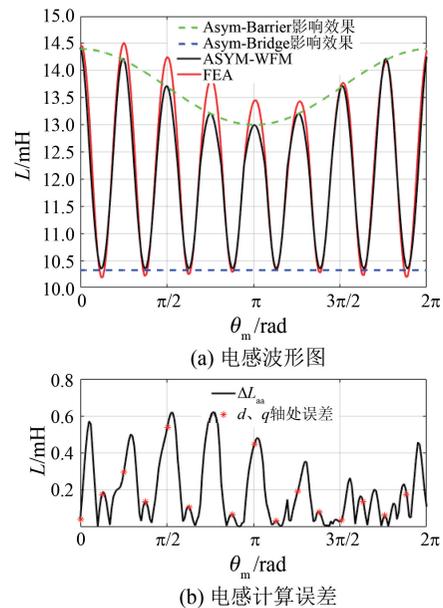


图 16 对比样机 2 电感分析对比

Fig. 16 Comparison of inductance waveforms in prototype 2

信息,但是四者最坏情况下初始预定位的行程、转矩表现性能是不一样的,对比结果如表 3 所示。四台样机相比模板样机转矩均值下降 $0.1517 \text{ N}\cdot\text{m} \sim 0.226 \text{ N}\cdot\text{m}$ 不等,转矩波动上升 $0.0358 \sim 0.1349$ 不等。

由于上下包络存在 $\pi/2$ 的相位差,样机 4 相比样机 3 具有更小的最坏预定位行程,但转矩波

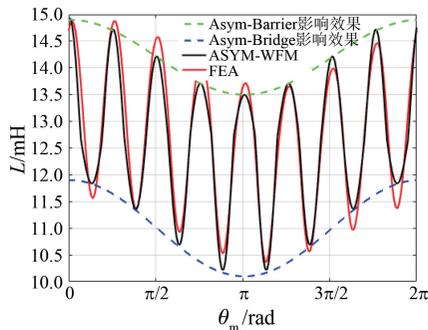


图 17 对比样机 3 电感波形

Fig. 17 Comparison of inductance waveforms in prototype 3

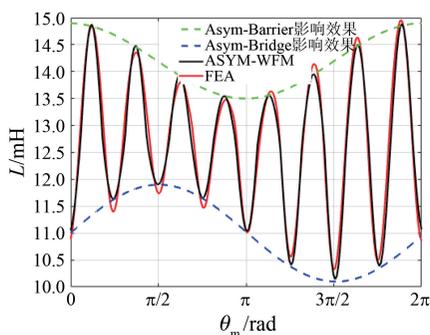


图 18 对比样机 4 电感波形

Fig. 18 Comparison of inductance waveforms in prototype 4

动较大。而参数 h_p 、 w_b 的设定与具体实现转子机
 表 3 对比样机性能比较

Tab. 3 Performance comparison of prototypes

样机编号	最坏预定位 行程/(°)	转矩均值/ (N·m)	转矩波动
1	45	1.499 9	0.045 1
2	45	1.556 4	0.050 7
3	22.5	1.574 2	0.082 3
4	12.25	1.523 6	0.144 2
模板样机	/	1.725 9	0.009 3

械角度识别的高频注入法中响应电流的观测分辨率有关,若控制系统硬件具有较高的精度,可进一步减小转子的非对称性从而降低其对转矩性能的影响。

4 结语

本文提出了一种具有不等高隔磁桥、不等宽磁障的非对称 V 型转子结构来产生带有转子机械角度信息的电感波形,通过磁路磁导分析提出带有修正系数的绕组函数法,并基于该函数推

导出非对称 IPMSM 电感解析模型。模型计算结果表明磁障宽度增加会使得电感减小、隔磁桥高度增加会使得电感增大,与有限元仿真分析结果相比平均百分误差约 1.59%。所建立的电感模型验证了非对称转子拓扑在无位置传感器算法识别机械角度技术方面的可行性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors declare no relevant conflict of interests.

作者贡献

郑涛进行了方案设计与论文撰写,林晓刚进行了试验研究,林晓刚、陈伟、姜国豪、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 and paper writing were completed by Zheng Tao. The experiments were conducted by Lin Xiaogang. The manuscript was reviewed and revised by Lin Xiaogang, Chen Wei, Jiang Guohao, and Xie Wei. All authors have read the final version of the paper and consented 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] 米彦青,袁兵,邹成智. 电动飞机电推进用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 60-76.
- MI Y Q, YUAN B, ZOU C Z. Review on sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor for electric aircraft propulsion system [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 60-76.
- [3] 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(4): 1054-1061.
- [4] YOON Y D, SUL S K, MORIMOTO S, et al. High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(3): 1361-1370.
- [5] 胡锦涛, 邵宜祥, 周百灵, 等. 基于新型高频注入的永磁同步电机无传感器控制[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(9): 34-38.
- HU J T, SHAO Y X, ZHOU B L, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on novel high frequency injection [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2020, 47(9): 34-38.
- [6] 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.
- [7] KWON Y C, SUL S K, BALOCH N A, et al. Design of IPMSM with eccentric rotor and search coils for absolute position sensorless drive [C] // *International Conference on Power Electronics*, Seoul, 2015.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] KWON Y C, SUL S K, BALOCH N A, et al. Design, modeling, and control of an IPMSM with an asymmetric rotor and search coils for absolute position sensorless drive [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2016, 52(5): 3839-3850.
- [11] WU X M, ZHU Z Q. Simple mechanical rotor position estimation method based on rotor eccentricity [C] // *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, San Diego, CA, 2019.
- [12] FANG Y M, NI R G, JIANG T. Torque optimization control of dual-gap dual-pole composite machine for high efficiency and high dynamic performance [C] // *2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Gyeongju, 2021.
- [13] NI R G, GU S Z, NIE S X, et al. Dual-gap dual-pole composite machine for mechanical rotor position estimation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(9): 10481-10489.
- [14] ZHANG C J, WANG H Z, LIU W F, et al. Research of rotor positioning on solving the pole pairs mismatch between PMSM and rotating transformer [C] // *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, New Orleans, LA, 2020.
- [15] 吕鹏, 崔巍. 饱和时分数槽集中绕组永磁同步电机电感计算[J]. *电机与控制应用*, 2018, 45(7): 56-60.
- LV P, CUI W. Inductance calculation of fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous motor under saturation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2018, 45(7): 56-60.
- [16] 江景成, 施振川, 林晓刚, 等. 基于定子磁障的分数槽集中绕组永磁同步电机应用设计与分析[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(7): 68-72.
- JIANG J C, SHI Z C, LIN X G, et al. Application design and analysis of FSCW PMSM based on stator flux barrier [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(7): 68-72.
- [17] 孙春阳, 骆皓, 吴刚, 等. 分数槽集中绕组感应电机非主导极次谐波磁动势抑制方法[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(11): 86-95.
- SUN C Y, LUO H, WU G, et al. Method for suppressing non-dominant pole log-harmonic magnetomotive force in fractional slot concentrated winding induction machines [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(11): 86-95.
- [18] 邢庆利, 王玉彬, 杜铎成. 考虑铁心饱和的内置式永磁同步电机气隙磁场解析计算[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(1): 39-48.

- XING Q L, WANG Y B, DU X C. Analytical calculation of air-gap magnetic field of interior permanent magnet synchronous motor considering iron core saturation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(1): 39-48.
- [19] 刘海龙, 谢峰. 内置式永磁电机碳纤维护套转子强度及过盈量分析[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(2): 20-23+35.
- LI H L, XIE F. Strength and interference analysis of carbon fiber sleeve rotor for interior permanent magnet motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(2): 20-23+35.
- [20] 李吉程, 王爱元, 王成敏, 等. 内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能的影响分析[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(2): 103-112.
- LI J C, WANG A Y, WANG C M, et al. Analysis of the influence of different rotor topology structures on the performance of interior permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(2): 103-112.
- [21] ZHU Z, HOWE D, MITCHELL J. Magnetic field analysis and inductances of brushless DC machines with surface-mounted magnets and non-overlapping stator windings [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, 31(3): 2115-2118.
- [22] WANG J B, JEWELL G W, HOWE D. A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1999, 35(3): 1986-2000.
- [23] 翟凤晨, 于慎波, 何庆桡. V型内置式永磁同步电机空载气隙磁场解析计算[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(9): 73-81.
- ZHAI F C, YU S B, HE Q R. Analytical calculation of no-load airgap magnetic field of V-type interior permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(9): 73-81.
- [24] 陈益广, 潘玉玲, 贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势[J]. *电工技术学报*, 2010, 25(10): 30-36.
- CHEN Y G, PAN Y L, HE X. Magnetomotive force in permanent magnet synchronous machine with concentrated fractional-slot winding [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(10): 30-36.
- [25] DUTTA R, RAHMAN M F, CHONG L. Winding inductances of an interior permanent magnet (IPM) machine with fractional slot concentrated winding [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(12): 4842-4849.

收稿日期:2024-09-27

收到修改稿日期:2024-12-09

作者简介:

郑涛(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电机设计与控制,zhengtao22@mails.ucas.ac.cn;

* 通信作者:林晓刚(1990-),男,博士,副研究员,研究方向为电机设计与控制,xg_lin_nuaa@126.com。