

考虑交叉耦合时电动汽车用内置式永磁同步电机交直轴电感计算

孙涛¹, 代颖¹, 刘皖秋¹, 周波²

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072;

2. 上海众联能创新能源科技股份有限公司, 上海 200336)

摘要: 内置式永磁同步电机(IPMSM)以高转矩电流比、更宽的调速区间、高功率密度、高效率等优点在电动汽车领域应用广泛。电动汽车用IPMSM磁路结构复杂,饱和程度高,造成交直轴磁路的交叉耦合,使得交直轴之间产生互感。对交叉耦合现象进行了磁路分析,阐述了其对磁链和电感参数的影响。采用冻结磁导率法(FPM)和有限元法(FEM)对交直轴电感进行计算,并对电感参数随电流变化情况进行了定量分析。对比2种计算方法得出的交直轴电感参数,发现计算结果吻合较好。最后,对比分析了2种方法计算交直轴电感的优缺点,分析表明以FEM为主FPM为辅计算交直轴电感参数,能保证电感参数的精确度,缩短计算时间。

关键词: 内置式永磁同步电机; 交叉耦合; 交直轴电感; 冻结磁导率法; 有限元法

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)03-0087-08

doi: 10.12177/emca.2019.161

Calculation of Quadrature- and Direct-Axis Inductances of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles Considering Cross Coupling

SUN Tao¹, DAI Ying¹, LIU Wanqiu¹, ZHOU Bo²

(1. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

2. Sina New Chance New Energy Technology Corp., Ltd., Shanghai 200336, China)

Abstract: Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is widely used in the electric vehicle field due to its high torque-to-current ratio, wider speed regulation range, high power density, and high efficiency. IPMSM for electric vehicles has a complicated magnetic circuit structure and a high degree of saturation, causing the cross coupling between the magnetic circuits of quadrature- and direct-axis. Therefore, mutual inductance is generated between quadrature and direct axis. Magnetic circuits analysis is carried out for the cross-coupling phenomenon, and the influences of cross coupling on the magnetic flux linkage and inductance parameters are elaborated. The frozen permeability method (FPM) and the finite element method (FEM) are used to calculate the quadrature- and direct-axis inductances, and the changes of inductance parameters with current are quantitatively analyzed. The two calculation methods are compared, and it is found that the calculation results agree well with each other. The advantages and disadvantages of the two methods for calculating the quadrature- and direct-axis inductance are analyzed. The analysis shows that using FEM as the main means and FPM as the auxiliary to calculate the quadrature-

收稿日期: 2019-12-02; 收到修改稿日期: 2019-12-30

作者简介: 孙涛(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电机设计及多物理场耦合分析。

代颖(1980—),女,博士,副教授,研究方向为电机设计和电机的振动噪声。

刘皖秋(1994—),女,硕士研究生,研究方向为电机设计和电机的振动噪声。

and direct-axis inductance parameters, the accuracy of the inductance parameters can be ensured and the calculation time can be shortened.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); cross coupling; quadrature- and direct-axis inductances; frozen permeability method (FPM); finite element method (FEM)

0 引言

电动汽车以电能为动力能源,具有零排放、低噪声和节能等优点,目前受到世界各国的青睐^[1]。作为电动汽车电力推进系统的关键部件,内置式永磁同步电机(IPMSM)具有高转矩电流比、更宽的调速区间、高转矩密度、高功率密度、高效率等优点,得到了广泛的应用^[1-2]。IPMSM 磁路结构复杂,磁路饱和程度高,并且磁路的饱和程度和磁场分布会随着运行点的变化而变化,而电动汽车用 IPMSM 一般运行在饱和区。在永磁同步电机(PMSM)中,磁路饱和会引起交叉耦合。所谓交叉耦合,就是直、交轴磁路存在交链,直轴磁路和交轴磁路并非相互独立而是相互影响的,其对应参数不再是独立变化的,而是互相存在影响。对于高度饱和的 PMSM,研究电机的动态模型必须考虑交叉耦合,这对电机交、直轴电感参数准确计算提出了要求。

电机电感参数的计算,传统上使用较多的是基于等效磁路的解析方法,解析方法计算效率高,但忽略了铁心区域的磁压降,无法计及饱和及交叉饱和效应,因此一般用来初步计算或作定性分析^[3]。近年来,以冻结磁导率法(FPM)和有限元法(FEM)求取电机电感参数已得到广泛应用。

文献[1,4-5]对 PMSM 交直轴电感参数进行计算,并没有考虑交直轴的交叉耦合,只计算了交直轴自感参数。文献[6-10]通过冻结磁导率法计算考虑交叉耦合时电机电感参数。文献[11-12]通过 FEM 计算考虑交叉耦合时电机电感参数,但是未说明该方法的限制条件。

本文首先对样机磁路进行分析,详细阐述了交叉耦合现象。通过 FPM 求取考虑交叉耦合时的交、直轴电感参数,分析 d 、 q 轴电感随电流的变化情况。进一步通过 FEM 求取交叉耦合电感,指明了 FEM 的适用条件。将 FEM 和 FPM 电感计算结果对比,发现基本相等。最后对比 2 种方法求取交直轴电感参数的优缺点。

1 交叉耦合现象分析

1.1 样机参数

本文对所研制的纯电动汽车驱动用 35 kW IPMSM 进行具体分析和计算。样机截面图如图 1 所示。主要参数如表 1 所示。

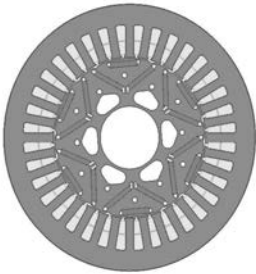


图 1 样机截面图

表 1 样机主要参数

参数名称	参数值
定子外径/mm	205
转子外径/mm	122
气隙长度/mm	1
轴长/mm	132
极数	6
定子槽数	36
额定电流/A	109
额定转速/(r · min ⁻¹)	3 000
额定功率/kW	35
额定转矩/(N · m)	112

1.2 交叉耦合磁路分析

1.2.1 不同饱和度下的磁场分析

在有限元软件 ANSYS Maxwell 中建立样机模型,对其施加不同的激励,得到永磁体、 d 轴电流、 q 轴电流单独激励以及三者共同激励时,样机磁力线及相对磁导率分布情况如图 2 所示。

从图 2 可以看出,永磁体和 d 轴电流单独激励时,磁力线和相对磁导率分布均关于 d 轴对称,相对磁导率较高,这是由于 d 轴磁路等效气隙大,磁路不易饱和。 q 轴电流单独激励时,磁力线和相对磁导率分布均关于 q 轴对称,由于 q 轴磁路主要由铁心组成,易饱和,造成相对磁导率较小。

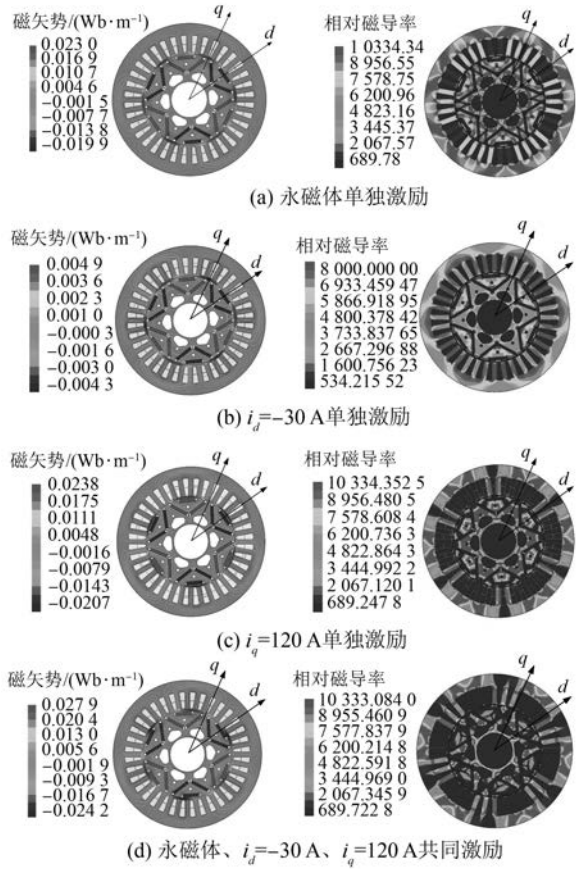


图2 样机在不同工况下磁力线和相对磁导率分布图

电机在某一运行点的磁场由永磁体、 d 轴电流和 q 轴电流共同作用产生。由图 2(d) 可知, 3 种激励源共同作用时, 其相对磁导率分布并不等于三者单独激励时的线性叠加, 原因是当三者共同激励时, 电机磁路的饱和程度与单独激励时饱和程度不一致。为了研究永磁体、 d 轴电流和 q 轴电流在运行点处的交叉耦合现象, 必须保证三者单独激励和共同激励时的电机磁场分布相同, 即为同一饱和度。

1.2.2 同一磁路饱和度下磁场分布

样机在同一磁路饱和度下磁力线和相对磁导率分布图如图 3 所示。

从图 3 可知, 在与运行点相同磁导率情况下, 永磁体、 d 轴电流和 q 轴电流单独激励产生的磁力线关于 d 、 q 轴均不对称分布, 这说明三者的磁链均含有 d 轴和 q 轴分量, d 、 q 轴间存在交叉耦合。

2 IPMSM 磁链分析

不考虑交叉耦合, 当 $i_d < 0$ 、 $i_q > 0$ 时, IPMSM 磁

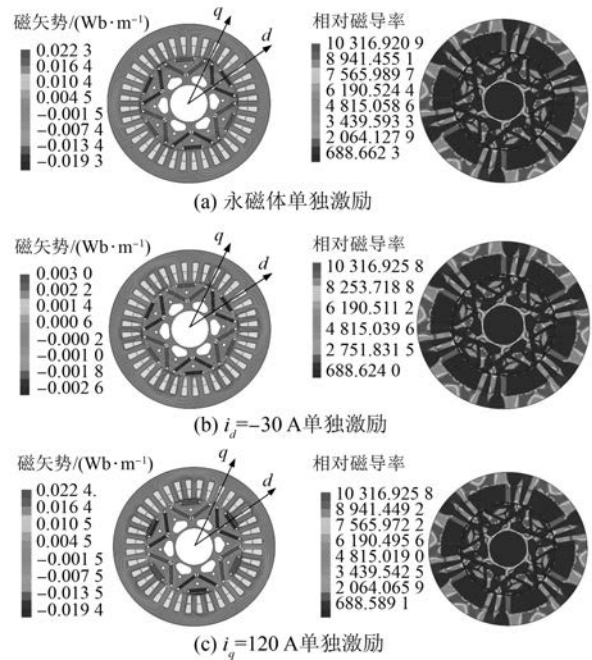


图3 样机在同一磁路饱和度下磁力线和相对磁导率分布图

链分解如图 4 所示^[13]。此时, dq 轴磁链正交, 互不影响, 可表示为

$$\varphi_d = \varphi_{PM} + L_d i_d \quad (1)$$

$$\varphi_q = L_q i_q \quad (2)$$

式中: φ_d 、 φ_q 、 φ_{PM} 分别为 IPMSM 的 d 、 q 轴磁链和永磁体磁链; L_d 、 L_q 为不考虑交叉耦合时 IPMSM 的 d 、 q 轴电感。

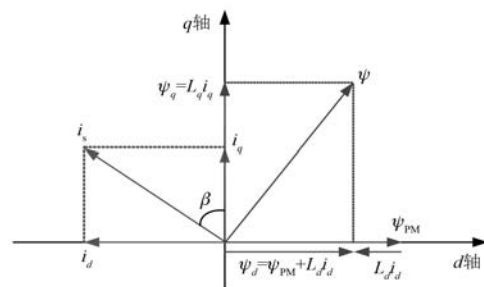


图4 不考虑交叉耦合时 IPMSM 磁链分解

在式(1)中, 普遍假设 φ_{PM} 是一个恒值, 且 not 随负载工况变化。实际上, φ_{PM} 的幅值和相位随着负载运行工况变化^[14]。

考虑交叉耦合, 当 $i_d < 0$ 、 $i_q > 0$ 时, IPMSM 磁链分解如图 5 所示^[13]。

此时, d 、 q 轴磁链可表示为

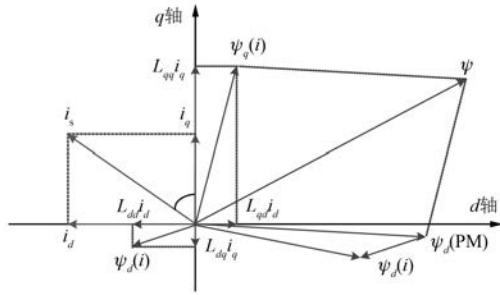


图5 考虑交叉耦合时 IPMSM 磁链分解图

$$\begin{aligned}\varphi_d &= \varphi_d(\text{PM}) + \varphi_d(i) = \varphi_d(\text{PM}) + \\ &\varphi_{dd}(i) + \varphi_{dq}(i) = \varphi_d(\text{PM}) + L_{dd}i_d + L_{dq}i_q \quad (3) \\ \varphi_q &= \varphi_q(\text{PM}) + \varphi_q(i) = \varphi_q(\text{PM}) + \\ &\varphi_{qd}(i) + \varphi_{qq}(i) = \varphi_q(\text{PM}) + L_{qd}i_d + L_{qq}i_q \quad (4)\end{aligned}$$

式中: $\varphi_d(\text{PM})$ 、 $\varphi_q(\text{PM})$ 为永磁体磁场产生的 d 、 q 轴磁链分量; $\varphi_{dd}(i)$ 、 $\varphi_{dq}(i)$ 为 d 轴电流产生的 d 轴自感磁链和因交叉耦合产生的 q 轴磁链; $\varphi_{qd}(i)$ 、 $\varphi_{qq}(i)$ 为 q 轴电流产生的 q 轴自感磁链和因交叉耦合产生的 d 轴磁链; L_{dd} 、 L_{qq} 、 L_{dq} 、 L_{qd} 分别为考虑交叉耦合时 d 、 q 轴自感和交叉耦合电感。

由图 5 可知, 考虑交叉耦合时, 永磁体磁链 φ_{PM} 并不是传统意义上的一直在 d 轴上, 会随着负载工况, 偏离 d 轴, 产生 $\varphi_{\text{PM}}(d)$ 、 $\varphi_{\text{PM}}(q)$ 2 个分量。

3 IPMSM 交直流电感分析

3.1 FPM

3.1.1 FPM 原理

FPM 已经被广泛应用于解决交叉耦合和磁饱和问题^[15]。以永磁电机为例, FPM 原理图如图 6 所示。

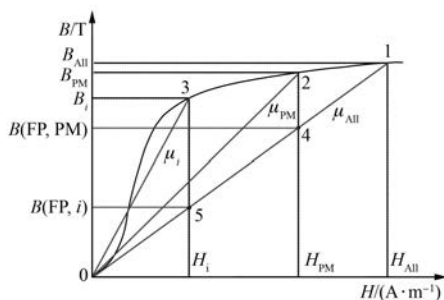


图6 FPM 原理图

永磁电机在负载工况下运行时, 其磁场由永磁体和电枢电流共同激励产生。由图 6 可知, 假

设电机运行在点 1, 此时磁场强度为 H_{All} , 对应的磁密为 B_{All} 。对于软磁材料来说, 有:

$$H_{\text{All}} = H_{\text{PM}} + H_i \quad (5)$$

$$B_{\text{All}} \neq B_{\text{PM}} + B_i \quad (6)$$

式中: B_{PM} 为永磁体单独激励 (H_{PM}) 时产生的磁密; B_i 为电枢电流单独激励 (H_i) 时产生的磁密。

由于 B - H 曲线的非线性, 导致使用传统方法无法将负载磁场准确分解为永磁体和电枢电流单独作用的磁场。于是 FPM 应运而生, FPM 规定所有的磁场激励有相同的磁导率。在传统方法中, 永磁体单独激励、电枢电流单独激励和两者共同激励产生磁场的磁导率分别为 μ_{PM} 、 μ_i 、 μ_{All} , 三者并不相等。使用 FPM, 将磁导率都冻结为 μ_{All} , 则永磁体单独作用时产生的磁密为 $B(\text{FP}, \text{PM})$, 电枢电流单独作用时产生的磁密为 $B(\text{FP}, i)$ 。由图 6 可知:

$$B(\text{FP}, \text{PM}) = \mu_{\text{All}} H_{\text{PM}} \quad (7)$$

$$B(\text{FP}, i) = \mu_{\text{All}} H_i \quad (8)$$

则有:

$$\begin{aligned}B(\text{FP}, \text{PM}) + B(\text{FP}, i) &= \\ \mu_{\text{All}} H_{\text{PM}} + \mu_{\text{All}} H_i &= \mu_{\text{All}} H_{\text{All}} = B_{\text{All}} \quad (9)\end{aligned}$$

由式(9)可知, 冻结磁导率将非线性问题转化为线性问题, 使得负载工况下永磁体分量和电枢电流分量能够准确分解。因为不同运行工况下 μ_{All} 不同, 所以冻结磁导率也考虑了磁饱和和交叉耦合^[13]。

由式(3)和式(4)可知, 通过 FPM 分离出 d 轴电流单独作用产生的磁链和 q 轴电流单独作用产生的磁链, 即可求得交直流电感参数为

$$\begin{cases} L_{dd} = \frac{\varphi_{dd}(i)}{i_d} \\ L_{qq} = \frac{\varphi_{qq}(i)}{i_q} \\ L_{qd} = \frac{\varphi_{qd}(i)}{i_d} \\ L_{dq} = \frac{\varphi_{dq}(i)}{i_q} \end{cases} \quad (10)$$

3.1.2 FPM 仿真结果

根据样机参数, 在 ANSYS Maxwell 中建立 FPM 仿真模型, 向样机施加不同的 d 、 q 轴电流,

其范围为: $i_d \in (-240 \text{ A}, -30 \text{ A})$ 、 $i_q \in (30 \text{ A}, 240 \text{ A})$ 。由 FPM, 分别求出负载工况下电枢电流单独作用产生的 d 、 q 轴自感磁链和交叉耦合磁链。经过处理后, 得到 d 、 q 轴电感变化图如图 7 所示。由图 7 可知, d 、 q 轴自感及交叉耦合互感, 均为 i_d 、 i_q 的非线性函数, 这也正是交叉耦合现象的体现。其中, 在相同工况下, $L_{dq} = L_{qd}$ 。为了具体分析电感参数随 d 、 q 轴电流的变化情况, 将三维云图转化为二维图进行分析。

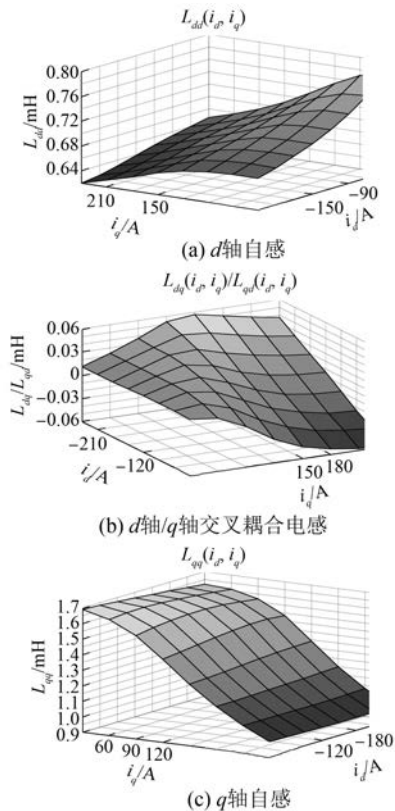


图 7 考虑交叉耦合时样机 d 、 q 轴电感(FPM)

图 8 所示为不同 q 轴电流下, d 轴自感 L_{dd} 随弱磁电流 i_d 变化情况。当 i_q 值一定时, L_{dd} 随着弱磁电流 i_d 减小而增大; 当 i_q 值较大时, L_{dd} 受 i_d 影响越小。另一方面, 当 i_d 一定时, L_{dd} 随着 i_q 增大而减小, 这是由于交叉耦合效应, q 轴电流导致 d 轴磁路趋向饱和。

图 9 所示为不同 q 轴电流下, q 轴交叉耦合电感 L_{qd} 随弱磁电流 i_d 变化情况。当 i_q 值一定时, L_{qd} 随着弱磁电流 i_d 减小而减小; 当 i_q 值较大时, L_{qd} 受 i_d 影响越大。这是因为 q 轴磁路等效气隙小, 易饱和。 q 轴电流越大, 其磁路越饱和, 此

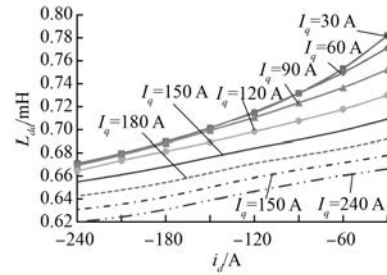


图 8 d 轴自感与 dq 轴电流关系图

时弱磁电流 i_d 越小, 导致 q 轴磁路越饱和, 使得 L_{qd} 减小。

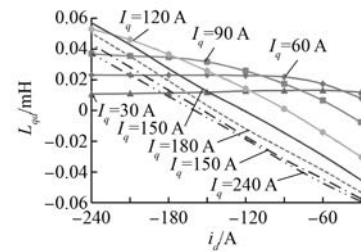


图 9 q 轴交叉耦合电感与 dq 轴电流关系图

图 10 所示为不同 d 轴电流下, q 轴自感 L_{qq} 随 i_q 变化情况。由图 10 可知, L_{qq} 基本不受 i_d 影响, 可以看成恒值。由于 q 轴磁路易饱和, 导致 L_{qq} 随着 i_q 增大, 下降幅度很大。

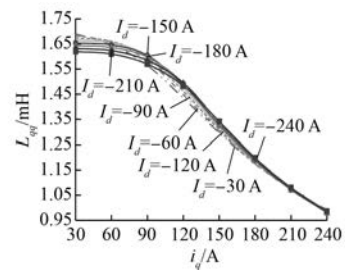


图 10 q 轴自感与 dq 轴电流关系图

图 11 所示为不同 d 轴电流下, d 轴交叉耦合电感 L_{dq} 随 i_q 变化情况。当 d 轴弱磁电流较大时, L_{dq} 随着 i_q 增大呈现出先增大后减小的趋势, 这是由于 d 轴弱磁电流越大, d 轴磁路越不饱和, 处于线性区。当 d 轴弱磁电流较小时, L_{dq} 随着 i_q 增大而减小。

3.2 FEM

3.2.1 FEM 电感计算原理

当 IPMSM 绕组中通入 A、B、C 三相电流时,

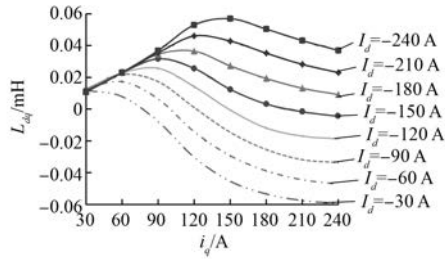


图 11 d 轴交叉耦合电感与 dq 轴电流关系图

ABC 坐标系下电机的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = L_{ABC} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_A(\text{PM}) \\ \varphi_B(\text{PM}) \\ \varphi_C(\text{PM}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_A(\text{PM}) \\ \varphi_B(\text{PM}) \\ \varphi_C(\text{PM}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

考虑交叉耦合时,由式(3)、式(4)可得 dq 轴坐标系下电机的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_d(\text{PM}) \\ \varphi_q(\text{PM}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

dq 轴坐标系与静止 ABC 坐标系下的磁链关系为

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = C_{3s/2r} \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中: $C_{3s/2r}$ 为采用幅值不变作为约束条件的坐标变换矩阵,可表示为

$$C_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(11)、式(12)、式(13)可得,考虑交叉耦合时,电感矩阵为

$$\begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{3s/2r} \cdot \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \cdot C_{2r/3s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中: $C_{2r/3s}$ 为采用幅值不变作为约束条件的坐标变换矩阵,表达式为

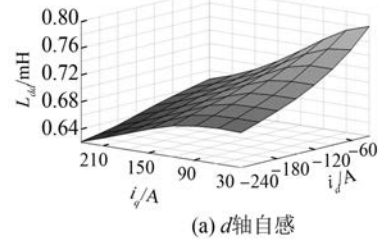
$$C_{2r/3s} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (16)$$

对于式(15),由矩阵乘法的消去律可知,只有当矩阵 $[i_d \ i_q]^T$ 为列满秩矩阵时,即满足 $i_d \neq 0, i_q \neq 0$ 时,才有:

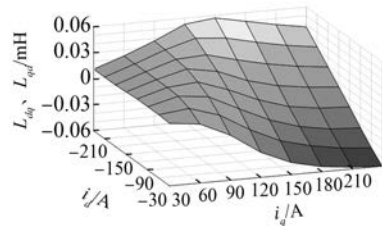
$$\begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = C_{3s/2r} \cdot \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \cdot C_{2r/3s} \quad (17)$$

3.2.2 FEM 仿真结果

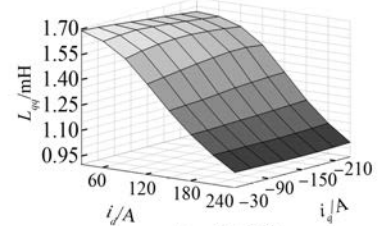
在 ANSYS Maxwell 中,对样机进行有限元仿真,运用式(17)进行后处理,得到运用 FEM 时,样机交叉耦合电感如图 12 所示。其与 FPM 大致趋势相同,详细差别在 3.3 节论述。至于考虑交叉耦合时电感的变化情况,在此不再赘述。



(a) d 轴自感



(b) d 轴、 q 轴交叉耦合电感



(c) q 轴自感

图 12 考虑交叉耦合时样机 d 、 q 轴电感(FEM)

3.3 FPM 与 FEM 的对比

3.3.1 电感计算结果对比

将 FPM 和 FEM 计算的电感误差定义为

$$L_{error} = L_{FEM} - L_{FPM} \tag{18}$$

误差结果如图 13 所示。由图 13 可知, L_{dd} 误差最大值不超过 0.002 0 mH, L_{dq} 和 L_{qd} 的最大误差不超过 0.000 4 mH, L_{qq} 的最大误差不超过 0.001 0 mH, 与电感的实际值相比, 这些误差完全可以忽略。由此可知, 由 FPM 和 FEM 计算的交叉耦合电感是一致的, 从电机本质上来说, dq 轴只是假想的分析模型, 主要还是由 ABC 三相绕组之间的匝链造成了 dq 轴的交叉耦合。

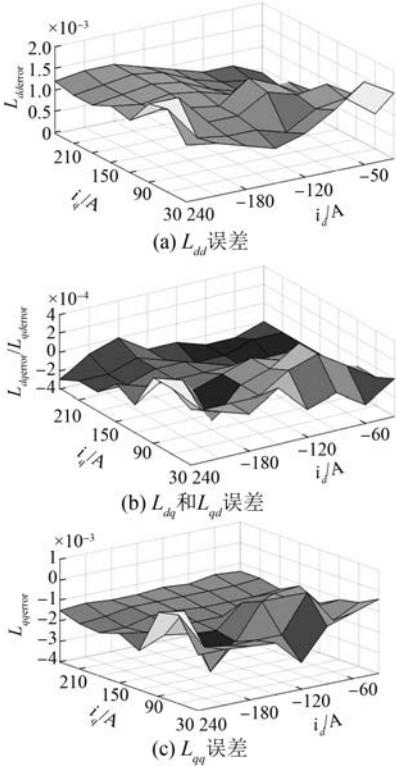


图 13 FEM 和 FPM 计算电感误差对比

3.3.2 优缺点对比

与 FPM 相比, FEM 计算交叉耦合电感必须保证 $i_d \neq 0, i_q \neq 0$ 。另一方面, 对于目前的商用有限元软件, FEM 计算交叉耦合电感可以进行多核参数化计算, 而 FPM 计算交叉耦合电感往往只能单核点运算, 用时较长, 操作繁琐。总结两者的优缺点如表 2 所示。

综上所述, 使用 FEM 计算交叉耦合电感更具优势, 针对一些 d, q 轴电流为零的点, 可以借助

FPM 计算, 这样总体用时较短, 减少了电机设计人员研发周期。

表 2 FEM 和 FPM 计算交叉耦合电感优缺点

FEM	FPM
dq 轴电流必须满足: $i_d \neq 0, i_q \neq 0$	dq 轴电流必须满足: i_d, i_q 不能同时为 0
可以多核运算	一般只能单核运算
可参数化	一般只能单点运算
耗时短, 操作简单	耗时长, 操作繁琐

4 结 语

本文以 1 台 35 kW 电动汽车用 IPMSM 为研究对象, 基于 ANSYS Maxwell 仿真平台, 对交叉耦合磁路进行分析。从样机在同一饱和度下磁力线分布可以看出, 当电机磁路较为饱和时, 交叉耦合现象明显存在。通过磁链分解图, 可以看出交叉耦合情况下磁链和传统磁链的变化情况。向样机施加不同的电流, 通过 FPM 求取不同工况下的交直流电感, 进一步分析了 d, q 轴自感及交叉耦合互感随 d, q 轴电流的变化情况, 详细阐述了交叉耦合对交直流电感的影响。最后从产生交叉耦合的根源出发, 求取 ABC 三相磁链, 通过 FEM 求取 d, q 轴电感。对比 FPM 和 FEM 求取的交直流电感量发现, 自感误差最大值为 0.002 0 mH, 互感误差最大值为 0.000 4 mH, 与交直流电感本身量级相比, 可以忽略不计。另外给出了 2 种方法求取电感的优缺点及限制条件, 综合考量可知, 以 FEM 为主, FPM 为辅, 2 种方法相结合求取交叉耦合情况下的交直流电感, 更能满足电机研发人员的需求。

【参考文献】

[1] 符荣, 窦满峰. 电动汽车驱动用内置式永磁同步电机直轴电感参数计算与实验研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 30.

[2] LIU X, 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.

[3] 李和明, 张健, 罗应立, 等. 考虑交叉饱和影响的永磁同步电机稳态参数有限元分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 104.

[4] 敖艳君. 电动汽车用永磁同步电动机交、直流电感

- 计算[J].微特电机,2012,40(8): 14.
- [5] 高泽梅,王淑红,武潇,等.内嵌式永磁同步电动机电感参数特性的研究[J].微电机,2015,48(6): 23.
- [6] KWAK S, KIM J, JUNG H. Characteristic analysis of multilayer-buried magnet synchronous motor using fixed permeability method[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(3): 549.
- [7] POURAMIN A, DUTTA R, RAHMAN M F, et al. A preliminary study of the effect of saturation and cross-magnetization on the inductances of a fractional-slot concentrated-wound interior PM synchronous machine [C]//2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2015.
- [8] 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.
- [9] 吕鹏,崔巍.饱和时分数槽集中绕组永磁同步电动机电感计算[J].电机与控制应用,2018,45(7): 56.
- [10] 覃家财.内置式永磁同步电机电感参数对转矩的影响[D].重庆:重庆大学,2012.
- [11] 董砚,姚少灿,高国旺,等.IPMSM 交、直流电感特性有限元分析[J].河北工业大学学报,2014,43(4): 1.
- [12] 肖玉坤,戴正文,邹琳,等.永磁电机交、直流电感特性有限元分析[J].合肥工业大学学报(自然科学版),2018,41(9): 1196.
- [13] YAMAZAKI K, KUMAGAI M. Torque analysis of interior permanent-magnet synchronous motors by considering cross-magnetization: variation in torque components with permanent-magnet configurations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3192.
- [14] CHU W Q, ZHU Z Q. Average torque separation in permanent magnet synchronous machines using frozen permeability [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(3): 1202.
- [15] 诸自强,褚文强.冻结磁导率先进技术及其在高性能电机研发中的应用(英文)[J].电工技术学报,2016,31(20): 13.

(上接第 74 页)

- [10] 徐垦.交流信号真有效值数字测量方法[J].华中科技大学学报(自然科学版),2006,34(2): 51.
- [11] 潘洋,王一丽,来磊,等.基于采样逼近的准同步改进算法研究[J].仪器仪表学报,2016,37(3): 512.
- [12] 孟卓.改进准同步采样电力系统频率测量方法及应用研究[D].长沙:湖南大学,2015.
- [13] 陈志辉,姜长生,严仰光.数字电压调节器三相电压数字测量方法的研究[J].电工技术学报,2002,17(2): 96.
- [14] 苏建明,姚晖.基于半周期积分波形对称原理的电子式互感器数据失效识别研究[J].东北电力技术,2018,39(2): 59.
- [15] 陈海宏,魏巍,姚肖方,等.基于 DSP 的发电机电压扰动量采集系统[J].电力系统及其自动化学报,2012,24(5): 77.

(上接第 80 页)

- [10] 张明霞,闫涛,来小康,等.电网新功能形态下储能技术的发展愿景和技术路径[J].电网技术,2018,42(5): 1370.
- [11] 刘颖明,徐中民,王晓东.基于双模糊算法的风电机组储能系统优化控制[J].高电压技术,2015,41(7): 2180.
- [12] 于芃,赵瑜,周玮,等.基于混合储能系统的平抑风电波动功率方法的研究[J].电力系统保护与控制,2017,39(24): 35.
- [13] 吴杰,丁明.采用自适应小波包分解的混合储能平抑风电波动控制策略[J].电力系统自动化,2017,41(3): 7.
- [14] 孙承晨,袁越,李梦婷,等.用于能量调度的风-储混合系统运行策略及容量优化[J].电网技术,2015,39(8): 2107.
- [15] 韩晓娟,陈跃燕,张浩,等.基于小波包分解的混合储能技术在平抑风电场功率波动中的应用[J].中国电机工程学报,2013,33(19): 8.
- [16] 王冉,王丹,贾宏杰,等.一种平抑微网联络线功率波动的电池及虚拟储能协调控制策略[J].中国电机工程学报,2015,35(20): 5124.
- [17] 卢芸,徐骏.基于小波包分解的风电混合储能容量配置方法[J].电力系统保护与控制,2016,44(11): 149.