

文章编号:1000-582X(2009)11-1285-06

## 饱和对埋入式永磁同步电机电感特性的影响

李景灿,廖 勇,姚 骏

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400030)

**摘 要:**埋入式永磁同步电机转子磁路结构与普通同步电机有很大差别,电感参数用传统计算方法难以准确计算。分别采用传统方法和保存与运行点相对应的磁导率的方法(fixed permeability method,FPM),利用 Ansoft 软件对永磁同步电机进行二维有限元计算,得到了电机的永磁体磁链 $\lambda_m$ 、 $d$ 、 $q$ 轴电枢反应电感参数。分析了采用不同计算方法产生差异的原因,研究了饱和对埋入式永磁同步电机永磁体磁链 $\lambda_m$ 、 $d$ 、 $q$ 轴电枢反应电感特性以及磁桥宽度对电感特性的影响。总结出埋入式永磁同步电机电感参数的变化规律,为永磁同步电机设计和性能分析提供了理论依据。

**关键词:**永磁同步电机;有限元法;电感参数

中图分类号:TM351

文献标志码:A

## Impact of saturation on the characteristic of inductance of permanent magnet synchronous motors

LI Jing-can, LIAO Yong, YAO Jun

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400030, P. R. China)

**Abstract:** Since rotor structures of the IPMSM are different from the common motor, inductance parameters are hard to be accurately calculated by the traditional calculation method. A new analytical method, which is called the fixed permeability method (FPM), is used to calculate the inductance parameters and the magnet flux  $\lambda_m$  of IPMSM. The results calculated by the FPM and the conventional finite element method (FEM) are compared and the reasons which caused the different results are analyzed. The impacts of saturation and cross coupling on the inductance and the magnet flux  $\lambda_m$  and the impact of the width of the bridge on the inductance are studied. On the basis of the analysis, the influence factors and the rules of the inductance parameters of IPMSM are summarized, which are good for analysis and design of PMSM.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); finite element method (FEM); inductance parameters

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高效率、高能量密度、高转矩惯量比、宽调速范围,且维护简单等特点,近年来在变频调速系统中得到了广泛的应用。尤其

当永磁体埋入电机转子铁芯构成埋入式永磁同步电动机(IPMSM)时,具有坚固的机械结构,非常适合高速运转。在许多工业应用场合受到越来越多的关注。比如,可以被用于空调驱动,混合动力和燃料电

收稿日期:2009-07-05

基金项目:重庆市自然科学基金资助项目(CSTC 2006BB6216)

作者简介:李景灿(1977-),男,重庆大学博士研究生,主要从事新型电机及其控制的研究。

廖 勇(联系人),男,重庆大学教授,博士生导师,(E-mail)yongliaocqu@vip.sina.com。

池汽车的驱动, 电动车的驱动, 牵引电机和纺锤电机<sup>[1]</sup>。

由于转子凸极, 一台 IPMSM 通常是采用经典的双轴理论进行分析。常规模型认为电抗参数  $X_{ad}$ 、 $X_{aq}$  是常量。但是实际电机中的饱和程度和磁场分布是随着运行点的变化而变化的, 这使得电机参数也随之发生变化。对于参数的准确考虑是一个成功的控制系统的基础<sup>[2-6]</sup>。有资料显示<sup>[5]</sup>: 在恒转矩区, 电机参数不准确使  $i_d$  和  $i_q$  指令值轻微偏离最佳值, 对转矩和系统的效率影响不严重, 但在弱磁区, 电机参数的不准确可以导致转矩和功率明显减小。

永磁同步电机的性能指标和力能指标与其电枢反应电抗参数密切相关。 $d$  轴电枢反应电抗  $X_{ad}$  是永磁转矩幅值的决定因素之一, 也决定其失步转矩倍数; 电磁转矩中的磁阻转矩取决于  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电抗  $X_{aq}$  与  $X_{ad}$  之差。 $X_{aq}$  与  $X_{ad}$  相差越大, 磁阻转矩幅值越大, 电动机的功率密度和过载能力也得到提高; 在保持定子结构不变的情况下, 提高  $X_{aq}$  与  $X_{ad}$  之比值, 可以增大功率因数, 提高效率; 永磁同步电动机电抗参数的准确计算是永磁同步电动机设计成败的关键之一, 对控制算法的实现以及系统性能的优劣有重要影响。由于永磁电机制成后, 磁场难以调节。转子磁路结构多种多样, 电抗参数用传统计算方法难以计算准确, 实际参数值又无法测准, 难以验证计算结果, 比如  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感和永磁体磁链  $\lambda_m$ <sup>[6]</sup>。这不仅延长了研制过程, 加大了研制费用, 而且使设计优化和性能仿真缺乏科学依据。所以对永磁同步电动机电枢反应电感参数的准确计算以及相关参数的影响进行研究具有理论意义。

## 1 电感参数计算方法

### 1.1 传统的电感计算方法

计算电机的  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感参数的传统方法如下<sup>[7-8]</sup>。

对于  $d$  轴电枢反应电感  $L_{ad}$ , 先求出空载时的气隙基波磁链  $\lambda_m$ , 再求出  $d$  轴电枢电流等于  $i_d$  时的有效气隙基波磁链  $\lambda_d$ , 于是有

$$L_{ad} = \frac{|\lambda_m - \lambda_{d0}|}{i_d} \quad (1)$$

对于  $q$  轴电枢反应电感  $L_{aq}$ , 直接在定子绕组中通入  $q$  轴电流  $i_q$ , 求出此时产生的气隙基波磁链  $\lambda_{q0}$ , 于是有

$$L_{aq} = \frac{\lambda_{q0}}{i_q} \quad (2)$$

为了在设计阶段就预测永磁电机的性能, 运行点的永磁体磁链  $\lambda_m$  和  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感 ( $L_d, L_q$ ) 是非常重要的参数。在运行点, 一台永磁电机是由永磁体和电枢电流共同激励。为了得到对运行条件很敏感的电机参数, 有必要将总的磁链分解为由永磁体产生和由定子电流产生<sup>[6]</sup>。

在传统的分析方法中, 永磁磁链是在没有定子绕组激励、永磁体单独作用时确定的, 计算  $d$ 、 $q$  轴的电枢反应电感时, 永磁磁链  $\lambda_m$  被作为一个常数在总磁链中直接减去。

但是实际上, 在双激励情况下的气隙磁链并不等于永磁体单独激励和电流单独激励的线性和, 而且这种方法没有考虑由于电机铁芯饱和程度的变化而引起的永磁体磁链  $\lambda_m$  的改变。

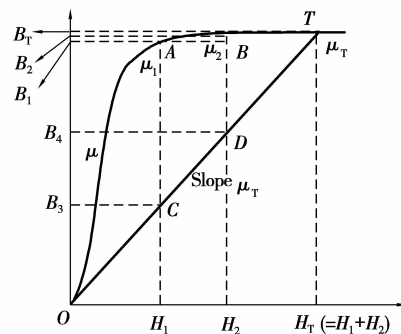


图 1 B-H 曲线

### 1.2 保存磁导率的电感计算方法

这里采用一种保存磁导率的方法 (fixed permeability method, FPM)。它能在考虑饱和的情况下将总磁链分解为永磁体产生的磁链和电枢电流产生的磁链。图 1 显示了铁磁材料的 B-H 曲线。传统的方法中, T 点 (即运行点) 的总磁链被分解为由永磁体单独产生的 (A 点) 磁链和电枢电流单独产生的 (B 点) 磁链。由于  $B_T \neq (\mu_1 H_1 + \mu_2 H_2)$ , 尽管电机运行点的磁导率为  $\mu_T$ , 电机参数 ( $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感、反电动势常数) 仍然是从单独激励 ( $\mu_1, \mu_2$ ) 中得到的。

在 FPM 方法中, 在某一运行点, 用 FE 方法得到的双激励时每个单元的磁导率  $\mu_T$  被保存下来。这样, 在这一运行点就可以将非线性问题转化为线性问题, 永磁体产生的磁链和电枢产生的磁链可以线性分离, 即有  $B_T = B_3 + B_4 = \mu_T (H_1 + H_2)$ , 得到此运行点的电机参数。

$L_{ad}^*$  和  $L_{aq}^*$  使用 FPM 按下式计算

$$L_{ad}^*(i_d, i_q) = \frac{\lambda_d^*(i_d, i_q)}{i_d} \quad (3)$$

$$L_{aq}^*(i_d, i_q) = \frac{\lambda_q^*(i_d, i_q)}{i_q} \quad (4)$$

其中  $\lambda_d^*$  和  $\lambda_q^*$  是电枢电流单独激励时的  $d$ 、 $q$  轴磁链。此时每个单元的磁导率  $\mu_T$  是在双激励时进行非线性有限元分析所得到的值。

采用这种方法进行计算时,对某运行点,首先计算永磁体和电枢电流同时作用下的电机的电磁场,保存并使用此时铁磁材料的磁导率,计算不考虑永磁体时,电枢电流单独产生的电磁场,得到此运行点的电感参数。用此方法对不同运行点进行计算,得到对应于不同运行点的不同电感参数。

基于 Ansoft,分别采用传统方法和保存磁导率的方法对一台径向平行充磁的 IPMSM 进行计算,电机参数见表 1。计算永磁体磁链  $\lambda_m$  和  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感,并对计算结果进行比较和分析。

表 1 分析模型参数

参数	极对数	定子外径	定子内径	铁芯长
值	2	212	150	232
参数	定子槽数	转子外径	转子内径	磁桥宽度
值	42	149.2	60	3.5

## 2 基于 Ansoft 的电感参数计算

在电机电抗参数计算过程中,利用 Ansoft 建立有限元模型,具体建模过程如下:1)根据电机结构尺寸,建立电机物理模型;2)确定电机材料属性;3)确定有限元计算的边界条件和外源参数;4)网格剖分;5)设置求解参数,进行计算。 $d$  轴正电流为助磁电流,负电流为去磁电流。

图 2、3 为利用 Ansoft 计算得到的电机气隙磁链曲线。在图 2 中,1 为双激励时产生的磁链,2、3 为采用传统的方法计算得到的永磁体和电枢单独产生的磁链,4 为将 2 和 3 线性叠加的结果。曲线 4 与曲线 1 之间明显有较大的误差。说明按照传统的分析方法得到的永磁体和电枢各自的磁链不能正确地反映实际情况。

图 3 为采用 FPM 方法计算得到的结果。永磁体和电枢电流分别单独激励产生的磁链之和与双激励时的计算结果非常接近。永磁体产生的磁链会随着电枢电流的变化而变化。当电枢电流为去磁性质时,主磁路饱和程度降低,主磁路磁阻下降,永磁体激磁磁动势不变,由永磁体单独产生的磁链增大。反之相反。

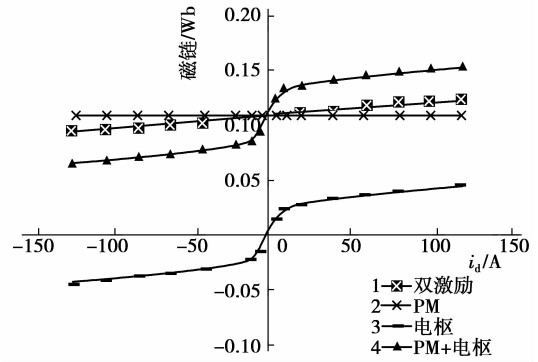


图 2 气隙磁链(传统 FEM)

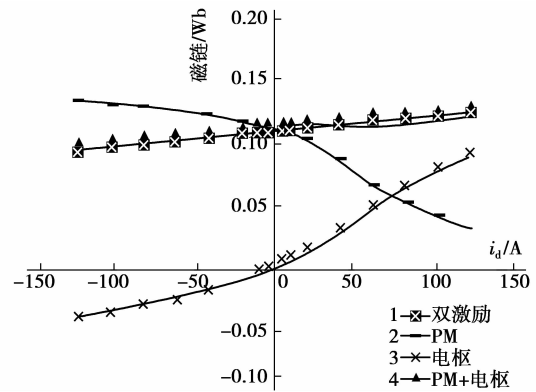


图 3 气隙磁链(FPM)

$d$ 、 $q$  轴磁路之间存在交叉耦合<sup>[4,9-15]</sup>,而且这种现象是不能忽视的。利用有限元的方法可以很方便地把交叉耦合考虑到电感的计算中。图 4、5 为考虑了  $d$ 、 $q$  轴磁路交叉耦合影响的电枢反应电感参数的曲线。

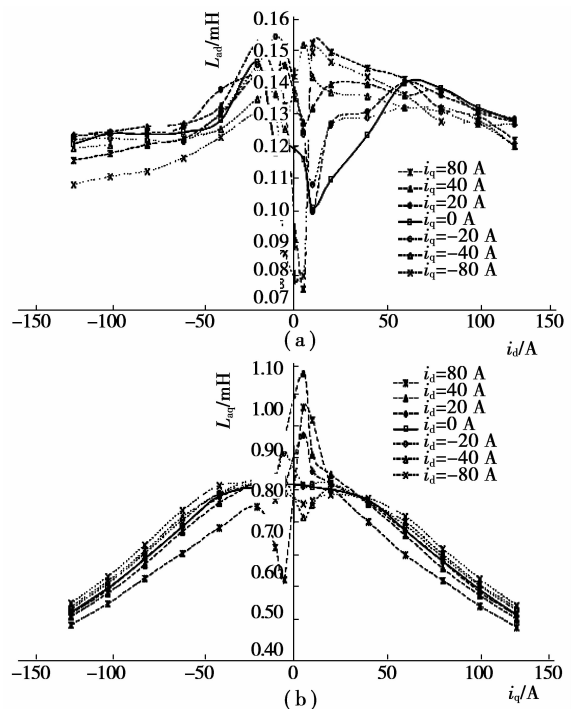


图 4 分析模型电感特性(传统 FEM)

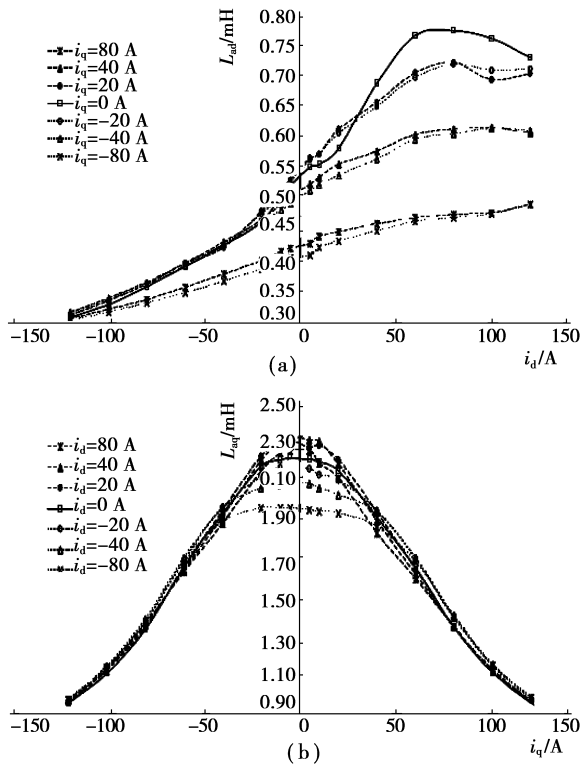


图 5 分析模型电感特性 (FPM)

从图 5 可以看到,  $d$ 、 $q$  轴间的相互影响非常明显, 尤其是  $d$  轴电枢反应电感。当  $q$  轴有电流时, 整个电枢铁芯的饱和度增加,  $d$  轴电枢反应磁路的磁阻增加, 电感明显比  $q$  轴没有电流时小。图 5 中采用 FPM 方法计算得到的电感参数比图 4 中采用传统 FEM 方法计算的结果大。

传统 FEM 方法用式(1)计算  $d$  轴电枢反应电感时, 认为永磁体磁链  $\lambda_m$  是不变的(空载时的值)。但在实际电机中, 应该是永磁体的激磁磁动势不变, 其产生的磁链会随着铁芯磁导率的变化而变化。

当  $d$  轴电流为去磁性质时, 式(1)变为

$$L_{ad} = \frac{\lambda_m - \lambda_{d\delta}}{i_d} \quad (5)$$

由于主磁路饱和度下降, 铁磁材料的磁导率变大, 永磁体产生的实际磁链  $\lambda'_m$  比空载时的  $\lambda_m$  大, 所以用式(5)计算得到的电感值要比实际小。

当  $d$  轴电流为助磁性质时, 式(1)变为

$$L_{ad} = \frac{\lambda_{d\delta} - \lambda_m}{i_d} \quad (6)$$

此时主磁路饱和度增加, 铁磁材料的磁导率变小, 永磁体产生的实际磁链  $\lambda'_m$  比空载时的  $\lambda_m$  小。用式(6)计算得到的电感值比实际偏小。而采用 FPM 方法计算时, 考虑了永磁体磁链的变化, 更加接近实际情况。综上所述,  $L_{ad}^* > L_{ad}$ 。

用 FEM 分析图 6、7 中看到,  $q$  轴气隙磁链与  $q$

轴电枢反应磁链的大小关系为

$$\lambda_{q\delta} = \lambda_{aq} - \lambda_{mq} < \lambda_{aq} \quad (7)$$

$\lambda_{mq}$  为  $d$  轴磁动势产生的  $q$  轴磁链。用式(2)计算时, 认为  $d$  轴磁动势对  $q$  轴没有影响, 把  $\lambda_{q\delta}$  当作电枢反应磁链  $\lambda_{aq}$  计算, 因而导致用传统方法计算的  $L_{aq}$  小于实际值。而采用 FPM 方法计算时, 考虑了  $d$  轴磁动势对  $q$  轴的影响, 计算的是单独由  $q$  轴电枢电流产生的磁链  $\lambda_{aq}$ , 更加接近实际值, 所以  $L_{aq} < L_{aq}^*$ 。

与传统励磁同步电机的电感特性不同, 图 5 中:  $d$  轴为去磁电流时,  $d$  轴电枢反应电感随电流变大而变小; 当电流为助磁电流时,  $d$  轴电枢反应电感反而先变大再变小。这是由于  $d$  轴电枢反应磁动势的磁路在转子部分主要是磁桥部分。

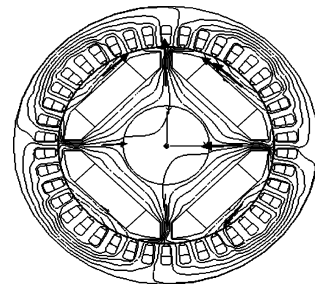
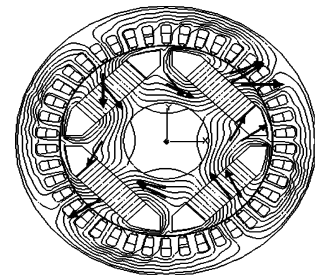
图 6  $q$  轴电枢反应磁力线分布

图 7 永磁体磁力线分布

图 8-10 为电机内部磁密分布云图。当  $d$  轴为去磁电流时(图 9), 电枢反应磁动势产生的磁通在转子磁桥部分与永磁体磁动势产生的磁通方向相同, 磁桥部分的饱和程度比空载时(图 8)大,  $d$  轴电枢反应磁路的磁阻变大, 电枢反应电感减小。

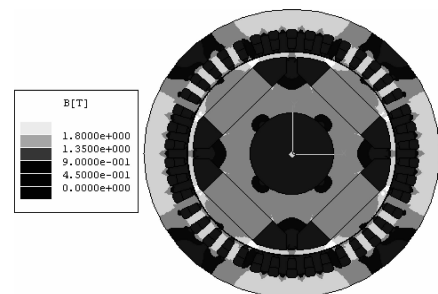


图 8 空载时电机中磁密分布云图

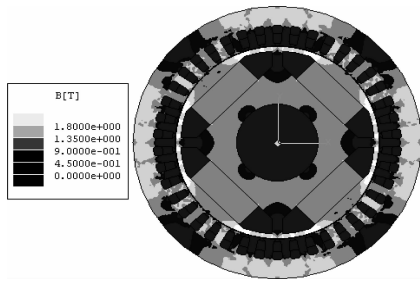


图 9  $i_d = -50$  A 时电机中磁密分布云图

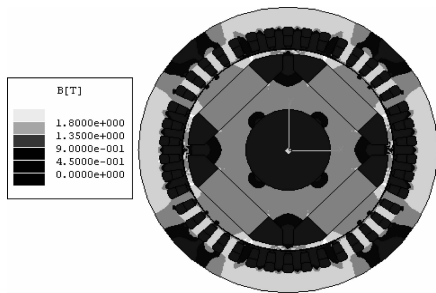


图 10  $i_d = 50$  A 时电机中磁密分布云图

当  $d$  轴为助磁电流时(图 10),  $d$  轴电枢反应磁动势的磁路中磁桥部分的变化情况则更加复杂。当电流较小时, 在转子磁桥部分, 电枢反应磁动势产生的磁通与永磁体磁动势产生的磁通方向相反, 磁桥部分的饱和程度降低, 整个  $d$  轴电枢反应磁路磁阻变小, 电枢反应电感变大。当电流增加到一定程度时, 磁桥部分又开始随着电流增加而越来越饱和, 电枢反应电感下降。

改变磁桥宽度, 得到用 FPM 方法计算的几种不同宽度时的电感曲线, 如图 11、12 所示。

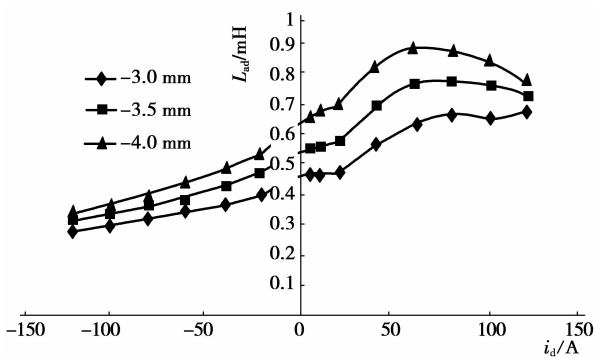


图 11 不同磁桥宽度时  $d$  轴电感特性( $i_q = 0$ )

可以看到, 磁桥的宽度变大,  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感的值变大。磁桥对  $d$  轴电枢反应磁路的磁阻影响很大, 磁桥宽度对  $d$  轴电枢反应电感的影响较  $q$  轴更为明显。

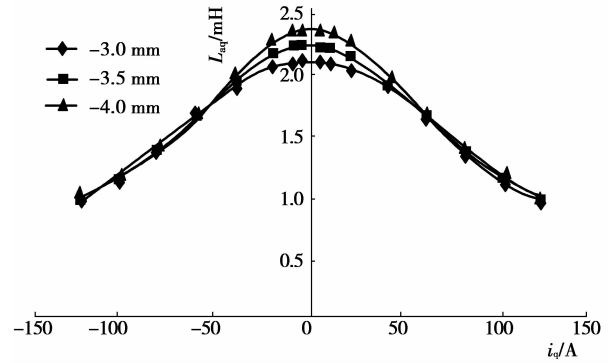


图 12 不同磁桥宽度时  $q$  轴电感特性( $i_d = 0$ )

### 3 结 论

使用 2 种方法分析计算了一台径向充磁的 IPMSM 在不同运行点考虑磁路饱和及交叉耦合的  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感参数。对 2 种方法的计算结果进行了对比, 分析了产生不同结果的原因, 得出以下结论:

1) 在不同运行点, 永磁体产生的激磁磁链会随着磁路饱和程度的变化而发生变化。用传统的 FEM 方法计算得到的  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感要小于实际值。

2)  $d$ 、 $q$  轴电枢反应电感特性与传统电励磁同步电机不同。永磁体的放置方式对磁路结构影响很大, 从而会对电感特性产生较大的影响, 应根据永磁体的具体放置情况进行分析。笔者所使用的保存磁导率的分析方法(FPM)是适用的。

3) 磁桥宽度对  $d$  轴电枢反应磁路磁阻的影响很显著, 在设计时应予以重视。

#### 参考文献:

[1] PAN C T, SUE S M. A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives considering magnetic saturation [C]// The 30th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2-6, 2004, Busan, South Korea. [S. l.]: IEEE, 2004:2712-2717.

[2] NAJAFI S, KAR N C. Impact of saturation on transient behavior of interior permanent magnet synchronous motors [C]// IEEE CCECE/CCGEI, May 7-10, 2006, Ottawa, Canada. [S. l.]: IEEE, 2006 :807-810.

[3] KANG G H, HONG J P, KIM G T, et al. Improved parameter modeling of interior permanent magnet synchronous motor based on finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(4):1867-1870.

[4] 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 Application, 2003, 39 (5): 1264-1271.
- [5] 刘长红,姚若萍,刘彤彦. 变频调速永磁同步电机电抗参数的研究[J]. 大电机技术, 2003(5):1-5.  
LIU CHANG-HONG, YAO RUO-PING, LIU TONG-YAN. Study of the reactance parameters of permanent magnet synchronous motors in variable frequency system [J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2003(5):1-5.
- [6] KWAK Y, KIM J K, JUNG H K. Characteristic analysis of multilayer-buried magnet synchronous motor using fixed permeability method[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20 (3): 549-555.
- [7] 张飞,唐任远,陈丽香,等. 永磁同步电动机电抗参数研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11): 7-10.  
ZHANG FEI, TANG REN-YUAN, CHEN LI-XIANG, et al. Study of the reactance parameters of permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(11): 7-10.
- [8] 唐任远,等. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京:机械工业出版社, 1997.
- [9] ZIVOTIC-KUKOLJ V, SOONG W L, ERTUGRUL N. Modelling of saturation and cross-saturation effects in an interior PM automotive alternator[J]. Australian Journal of Electrical & Electronics Engineering, 2005, 2(3): 209-216.
- [10] HU J H, ZOU J B, LIANG W Y. Finite element calculation of the saturation DQ-Axes inductance for a direct-drive PM synchronous motor considering cross-magnetization [C]// The 5<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems, November 17-20, 2003, Singapore. [S. l.]: PEDS, 2003:677-681.
- [11] LEVI E, LEVI V A. Impact of dynamic cross saturation on accuracy of saturated synchronous machine models [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2000, 15(2):224-230.
- [12] LEVI E. Saturation modeling in d-q axis models of salient pole synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(1):44-50.
- [13] EL-SERAFI A M, WU J. Determination of the parameters representing the cross-magnetizing effect in saturated synchronous Machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1993, 8(3):333-340.
- [14] EL-SERAFI A M, ABDALLAH A S, EL-SHERBINY M K, et al. Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1988, 3(4):815-823.
- [15] BOLDEA I, NASAR S A. A general equivalent circuit (GEC) of electrical machines including cross coupling saturation and frequency effects [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1988, 3(3):689-695.

(编辑 王维朗)

(上接第 1279 页)

- EIT system with radially symmetric architecture; KHU Mark1 [J]. Physiological Measurement, 2007, 28(7): s183-s196.
- [5] TONG I O, JEEHYUN L, JIN K S, et al. Feasibility of breast cancer lesion detection using a multi-frequency trans-admittance scanner (TAS) with 10 Hz to 500 kHz bandwidth [J]. Physiological Measurement, 2007, 28(7): s71-s84.
- [6] TONG I O, KYUNG H L, SANG M K, et al. Calibration methods for a multi-channel multi-frequency EIT system [J]. Physiological Measurement, 2007, 28(10): 1175-1188.
- [7] HALTER R, HARTOV A, PAULSEN K D. Design and implementation of a high frequency electrical impedance tomography system[J]. Physiological Measurement, 2004, 25(4): 379-390.
- [8] HALTER R, HARTOV A and PAULSEN K D. A Broadband High-Frequency Electrical Impedance Tomography System for Breast Imaging [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2008, 55(2): 650-659.
- [9] COOK R D, SAULNIER G J, GISSER D G, et al. ACT3: A high speed, high precision electrical impedance tomography [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1994, 41(8): 713-721.
- [10] LIU N. ACT4: A high-precision, multi-frequency electrical impedance tomograph[D]. Troy, New York: Rensselaer Polytechnic Institute, 2007.
- [11] SAULNIER G J, BLUE R S, NEWELL J C, et al. Electrical impedance tomography [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2001, 18(6): 31-43.
- [12] YUE X C, MCLEOD C. FPGA design and implementation for EIT data acquisition[J]. Physiological Measurement, 2008, 29(10): 1233-1246.
- [13] JMCEWAN A, ROMSAUEROVA A, YERWORTH R, et al. Design and calibration of a compact multi-frequency EIT system for acute stroke imaging [J]. Physiological Measurement, 2006, 27(5): s199-s210.
- [14] COOK R D. ACT3: A high speed, high precision electrical impedance tomography [D]. Troy, New York: Rensselaer Polytechnic Institute, 1992.
- [15] 宋岫,焦淑红,胡尔富. 时钟抖动和相位噪声关系的研究[J]. 应用科技, 2006, 33(4): 1-3.  
SONG SHEN, JIAO SHU-Hong, HU ER-Fu. Study of the relation between the clock jitter and phase noise[J]. Applied Science and Technology, 2006, 33(4): 1-3.
- [16] 王晓俊,周杏鹏,王毅. 精密阻抗分析仪中数字相敏检波技术研究及实现[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(6): 592-595.  
WANG XIAO-JUN, ZHOU XING-PENG, WANG-YI. Research and realization of DPSD technique in precision impedance analyzer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(6): 592-595.

(编辑 王维朗)