

饱和时分分数槽集中绕组永磁同步电机电感计算

吕 鹏, 崔 巍

(上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072)

摘 要: 分数槽集中绕组(FSCW)电机磁路的特殊性,使得其交直轴磁路的饱和现象更加突出。冻结磁导率法可以精确地计算电机在饱和工况时的交直轴电感参数。利用有限元软件,将该方法应用在 10 极 12 槽 FSCW 样机中,并与传统电感计算结果比较;针对高频信号注入法实现电机无位置控制,目前电机的高频数学模型中使用的还是基频电感,使用冻结磁导率法求解出了电机高频电压数学方程中的高频电感,取代基频电感以提高无位置控制精度。

关键词: 分数槽集中绕组; 冻结磁导率; 饱和; 高频信号注入法; 高频电感

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)07-0056-05

Inductance Calculation of Fractional-Slot Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Under Saturation

LYU Peng, CUI Wei

(School of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: The particularity of magnetic circuits of fractional-slot concentrated winding motor made the saturation of d and q-axis magnetic circuits more prominent. The frozen permeability method could be used to calculate the precise inductance of the motor when considering saturation. By using the finite element software, this method was applied to the 10-pole 12-slot fractional-slot concentrated winding prototype, and the results of this method are compared with those calculated by the traditional method. For the sensorless control of motor realized by high frequency signal injection method, the fundamental frequency inductances were used in the high frequency mathematical model. By using the frozen permeability method, the high frequency inductances in the high-frequency voltage mathematical equation were determined, and the fundamental frequency inductances were replaced by high frequency inductances to improve the accuracy of the sensorless control algorithm.

Key words: fractional-slot concentrated winding (FSCW); frozen permeability; saturation; high frequency signal injection method; high frequency inductance

0 引 言

在风力发电、舰船推进和电动汽车等领域,分数槽集中绕组(Fractional-Slot Concentrated Winding, FSCW)永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有提高功率密度、降低齿槽转矩、提高容错能力等优点而得到了广泛的关注与应用^[1]。FSCW 电机磁路的特殊性、内部磁场分布的不对称性,使得磁路的饱和以及

彼此间的交叉耦合现象更加突出,电感参数的分析更复杂,传统的磁链电流法已不能完全适用于这种电机电感的精确计算。已有学者提出并利用冻结磁导率法计算电机在饱和时的电感参数,但目前该方法应用于 FSCW 的研究较少,该方法与传统电感计算方法的对比也较少。

同时,高频信号注入法作为 PMSM 无位置控制方法的其中一种得到了广泛的应用。该方法基于电机的凸极效应,通过向电机注入特定形式的

作者简介: 吕 鹏(1991—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机设计及控制技术。

崔 巍(1972—),男,博士,研究方向为特种电机与控制技术。

高频信号(一般是注入电压信号),再提取包含转子位置信息的高频响应信号(如高频电流响应),将这些高频响应信号送入位置观测器,进而观测得到电机转子的位置,具有低速性能好、鲁棒性高等优点,适用于电机零速和低速范围^[2-4]。但现有的研究,在利用高频信号注入法推导电机的高频数学模型时,使用的仍然是电机在基频时确定的电感参数,没有采用对应的高频电感,进而存在电机转子位置估算的偏差^[5]。

首先基于有限元仿真软件 JMAG,以 10 极 12 槽内置式 PMSM 样机为例,研究冻结磁导率法在 FSCW 电机中的应用,并对比该方法与传统电感计算方法,研究电机饱和对交叉耦合的影响。随后利用该方法,求解出高频信号注入时电机高频电感值,比较与基频电感的差异,在 MATLAB/Simulink 中搭建高频信号注入控制模块,验证高频电感对电机转子位置估算精度的影响。

1 电机的饱和模型

1.1 电机的饱和、交叉耦合

对于内置式 PMSM,在永磁体不变时,磁路饱和程度主要受定子电流的非线性影响,导致 d 、 q 轴磁链是定子电流的非线性函数,电机的 d 、 q 轴电感参数也不再是常量,而是定子电流的函数。同时,磁路饱和程度的不同,使得 d 、 q 轴磁路并不是完全的解耦,会在电机齿部和轭部出现 d 、 q 轴磁通共磁路的现象,即 d 、 q 轴间存在交叉耦合作用,进而存在交叉耦合电感。FSCW 电机的每极每相槽数为分数,磁路构造更加复杂不对称,交叉耦合现象更加突出。如图 1 所示,以 10 极 12 槽分数槽集中绕组电机为例,图 1(a)为 d 轴电流单独作用时的磁链,图 1(b)为 q 轴电流单独作用时的磁链,在齿部 d 、 q 轴磁链并非完全解耦,存在着交叉耦合现象。

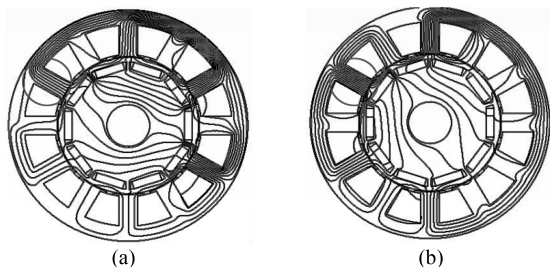


图 1 10 极 12 槽电机 d 、 q 轴交叉耦合示意图

1.2 考虑饱和时电机的磁链方程

d 、 q 轴坐标系下, PMSM 磁链方程为

$$\psi_d = L_d i_d + \lambda \quad (1)$$

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

式中: ψ ——磁链量;

L 、 i ——电感量和电流;

下标 d 、 q —— d 、 q 轴分量;

λ ——永磁体磁链。

式(1)、式(2)没有考虑饱和以及 d 、 q 轴之间的交叉耦合影响,因而得到的表达式不能准确地描述电机工作在饱和情形时的实际情况。考虑饱和、交叉耦合时电机的磁链方程为

$$\psi_d = L_{dd} i_d + L_{dq} i_q + \lambda \quad (3)$$

$$\psi_q = L_{qq} i_q + L_{qd} i_d \quad (4)$$

式中: L_{dd} 、 L_{qq} —— d 、 q 轴自感;

L_{dq} 、 L_{qd} ——因交叉耦合 q 轴对 d 轴的互感和 d 轴对 q 轴的互感, $L_{qd} = L_{dq}$ 。

同时,式(3)、式(4)得到的各个电感都是电流(i_d 、 i_q)的函数,此时电机磁链方程就考虑了饱和、交叉耦合的影响。

1.3 冻结磁导率法

借助有限元软件,冻结磁导率法在保持电机工作点磁路饱和程度相同的前提下,分别只作用永磁体、 d 轴电流和 q 轴电流,分解出各激励单独作用于电机时的磁链^[6]。这样,饱和工作点时永磁体产生的磁链和电枢电流产生的磁链可以线性分离,具体流程如图 2 所示。

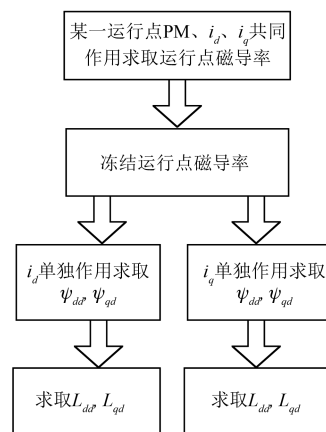


图 2 冻结磁导率法求电感流程

利用冻结磁导率法,在电机某一点(i_d , i_q),将总磁链分解进而由式(5)、式(6)求得各项

电感参数:

$$\begin{cases} L_{dd} = \frac{\psi_d}{i_d} \Big|_{i_q=0, \lambda=0} \\ L_{qd} = \frac{\psi_q}{i_d} \Big|_{i_q=0, \lambda=0} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} L_{qq} = \frac{\psi_q}{i_q} \Big|_{i_d=0, \lambda=0} \\ L_{dq} = \frac{\psi_d}{i_q} \Big|_{i_d=0, \lambda=0} \end{cases} \quad (6)$$

当电机工作点变换时,通过重复图 2 的流程和式(5)、式(6),可得不同工作点时电机的精确电感。

2 有限元计算结果

2.1 样机参数

以 1 台 10 极 12 槽内置式 PMSM 为例,进行有限元电感计算,样机实物图如图 3 所示。



图 3 样机实物图

该样机是一种具有新型转子结构的正弦波 PMSM,采用辅助磁极并联的转子聚磁式激磁结构,在切向式结构的主磁极间底部设置辅助磁极结构,并使辅助磁极的极性对抗主磁极漏磁场,从而解决切向式转子底部漏磁问题,增强气隙磁通密度,保证电机具有良好的快速响应和高力能指标,增强了电机的可控性。样机的 2D 有限元模型及具体参数分别如图 4、表 1 所示。

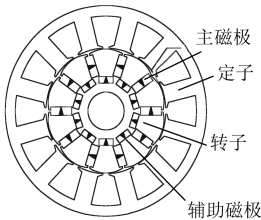


图 4 样机 2D 有限元模型

表 1 电机参数

参数名称	参数值
额定电压/V	42
额定功率/W	320
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 000
电机相数	3
极数	10
转子外径/mm	58.9
转子内径/mm	18
定子内径/mm	59.6
定子外径/mm	100

2.2 冻结磁导率法与传统方法对比

在有限元软件 JMAG 中搭建样机 2D 模型,设置相关条件后求解,对比传统磁链电流法和冻结磁导率法计算的电感。

首先,分析 i_d 变化对电感 L_d, L_q 的影响。转子永磁体设置好后,电机的饱和程度主要由定子电流决定, i_q 设为 15 A 不变, i_d 从 -15 A 增加到 15 A 时,两种方法计算得到 L_d, L_q 随 i_d 的变化趋势分别如图 5、图 6 所示。

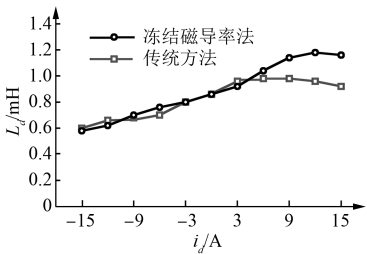


图 5 L_d 随 i_d 变化趋势

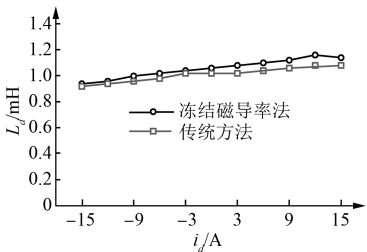


图 6 L_q 随 i_d 变化趋势

两种方法下 L_d 随着 i_d 从 -15 ~ 15 A 增大而增加,并且冻结磁导率法计算得出的 L_d 大于传统磁链电流法未考虑饱和时的 L_d ,最大差值约为

0.27 mH。同时 L_q 也受 i_d 的变化影响,即 L_q 也是 i_d 的函数。

其次,分析 i_q 变化对 L_d 、 L_q 的影响。对于内置式电机常工作在弱磁区域,所以 i_d 设置为 -5 A, i_q 从 0 A 增加到 15 A。 i_q 变化对 L_d 、 L_q 影响分别如图 7、图 8 所示。

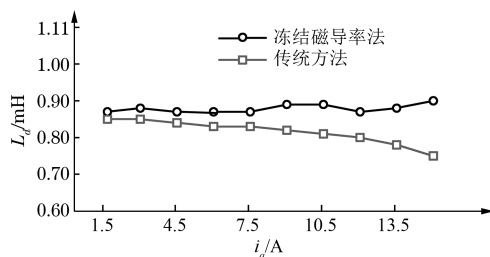


图 7 L_d 随 i_q 变化趋势

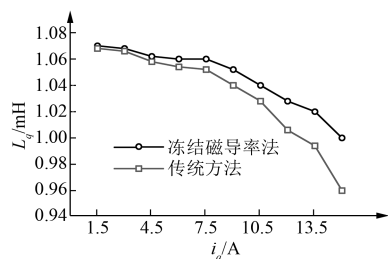


图 8 L_q 随 i_q 变化趋势

对于直轴电感,考虑饱和后冻结磁导率法算出的比传统方法算出的偏大,最大差值约为 1.7 mH。同时随着负载电流 i_q 的增加,电机逐渐饱和, L_q 随 i_q 的增加而减小。

3 高频电感的计算

现有高频方波电压信号注入法的原理是仅在估计的同步旋转 d 轴上注入高频方波电压信号,通过检测响应的高频电流增量来提取转子位置信息,并且此时电机的高频电压方程简化为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: u_{dh} 、 u_{qh} —— d 、 q 轴高频电压量;

i_{dh} 、 i_{qh} —— d 、 q 轴高频电流响应量;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴电感。

现有的研究在高频电压方程中使用的是基频电感值,而不是对应的高频电感值。

高频方波注入法时,电机在基频激励的基础

上叠加了注入的高频方波信号,所以电机是基频电流和高频注入电流共同作用^[7-9],但因注入信号的幅值与基频电流相比很小,故电机的磁场仍然主要受基频电流的影响,高频电感也受到基频电流产生的磁场的影响。借助 JMAG,利用冻结磁导率法可以分解出此时电机的高频电感。

首先高频信号和基频电流共同作用,产生该工作点时的磁场分布,随后由冻结磁导率原理,在保证磁导率与原工作点磁导率相同的前提下,只施加高频激励,由图 2 及式(5)、式(6)确定对应的高频电感 L_{dh} 、 L_{qh} 。以样机额定工况 13.13 A 为标么值 1,分别求解基频电流为 0.1、0.5 和 1.0 时的高频电感和基频电感,结果分别如表 2 以及图 9、图 10 所示。

表 2 电感参数计算结果

电流	基频 L_d /mH	基频 L_q /mH	高频 L_d /mH	高频 L_q /mH
0.1	0.279 94	0.285 91	0.275 54	0.281 70
0.5	0.279 83	0.283 46	0.275 84	0.278 63
1.0	0.279 16	0.280 11	0.274 51	0.274 57

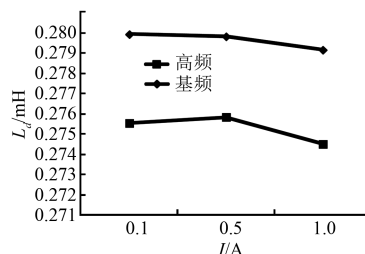


图 9 基频 L_d 与高频 L_d

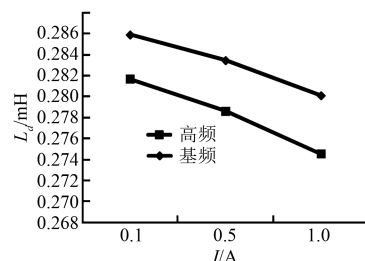


图 10 基频 L_q 与高频 L_q

从上述有限元计算结果可以看出,使用冻结磁导率法后可以将因高频信号注入法产生的高频电感 L_d 、 L_q 分解出,并且在基频电流逐渐增大到

额定基频电感和高频电感均呈减小趋势,表明电机饱和对基频电感和高频电感的影响一致。同时可以看出基频的 L_d 、 L_q 略大于高频的 L_d 、 L_q , L_d 之间最大差有 1.67%, L_q 之间最大差有 1.97%。

4 高频电感对无位置控制的影响

为研究电感不同对高频信号注入法无位置控制精度的影响,在冻结磁导率法计算出的样机额定基频电感和高频电感的基础上,在 MATLAB/Simulink 平台搭建 PMSM 矢量控制系统。仿真中开关频率为 10 kHz,在电机运行时注入的单极性高频方波频率为 10 kHz,幅值为 14 V,电流采样频率为 20 kHz,运行转速为 100 r/min,系统仿真如图 11 所示。

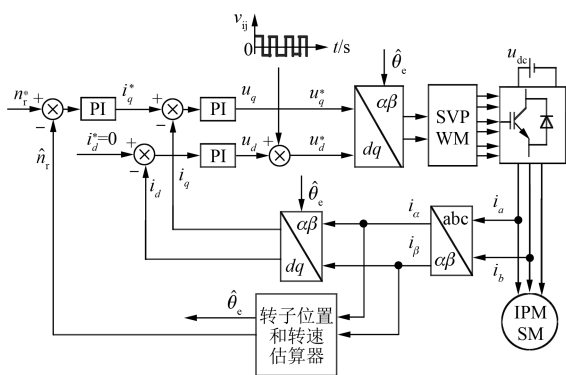


图 11 系统仿真框图

使用基频电感,转子位置波形如图 12 所示。

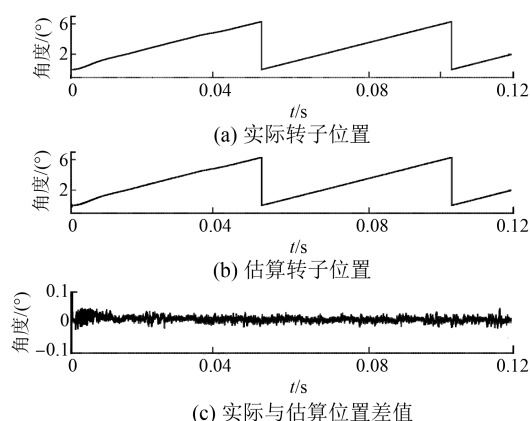


图 12 基频电感时转子位置信号波形

由于高频方波注入法不需要滤波器的应用,如图 12 所示,估算位置信号与实际位置信号基本不存在延迟^[10]。可以看出,估算位置与实际位置

的误差稳定在 0.54° 电角度。

将电感参数换做高频电感后,转子位置的信号波形结果如图 13 所示。

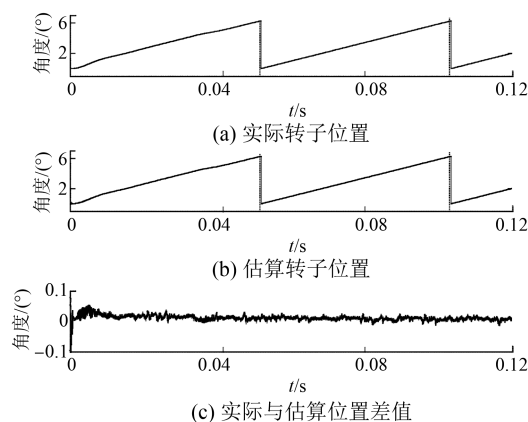


图 13 高频电感时转子位置信号波形

此时估算位置与实际位置的误差基本为 5° ,对比基频电感和高频电感的仿真结果可以看出,使用高频电感后,位置估算的精度有相应提升。

5 结 语

在 10 极 12 槽样机基础上,借助有限元通过冻结磁导率法计算了分数槽电机的饱和电感,并传统磁链法对比,同时冻结磁导率也可以应用于高频信号注入法时电机高频电感的计算,以取代现有高频注入法数学模型中的基频电感。最后通过 Simulink 系统仿真验证,电机使用高频电感后转子估算精度有了一定的提升,对于提升电机使用高频信号注入法时的精度控制有一定的参考意义。

【参考文献】

- [1] ELREFAIE A M. FSCW synchronous permanent magnet machines: opportunities and challenges [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2010, 57 (1): 107-121.
- [2] KIM H, LORENZ R D. Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives [C] // IAS Annu Meeting, 2004: 977-984.
- [3] BIANCHI N, BOLOGNANI S, FAGGION A. Analysis and experimental tests of the sensorless capability of a fractional-slot inset PM motor [J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2015, 51 (1): 224-231.

(下转第 66 页)

- inspection system combining pose estimation and visual servo approaches [C] // Robotics and Automation (ICRA), 2012 IEEE International Conference on, IEEE, 2012: 1304-1309.
- [4] LIPPIELLO V, SICILIANO B, VILLANI L. Position-based visual servoing in industrial multirobot cells using a hybrid camera configuration [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2007, 23(1): 73-86.
- [5] ASSA A, JANABI S F. A robust vision-based sensor fusion approach for real-time pose estimation [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2014, 44(2): 217-227.
- [6] LEPETIT V, MORENO N F, FUA P. Epnp: an accurate o (n) solution to the pnp problem [J]. International Journal of Computer Vision, 2009, 81(2): 155-166.
- [7] 邓非, 吴幼丝, 胡玉雷, 等. 球形全景影像位姿估计的改进 EPnP 算法 [J]. 测绘学, 2016, 45(6): 677-684.
- [8] TSAI R Y, LENZ R K. A new technique for fully autonomous and efficient 3D robotics hand/eyecalibration [J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 1989, 5(3): 345-358.
- [9] CHAUMETTE F, HUTCHINSON S. Visual servo control. I. basic approaches [J]. IEEE Robotics & Automation Magazine, 2006, 13(4): 82-90.
- [10] LIPPIELLO V, SICILIANO B, VILLANI L. Adaptive extended Kalman filtering for visual motion estimation of 3D objects [J]. Control Engineering Practice, 2007, 15(1): 123-134.
- [11] DONG G, ZHU Z H. Autonomous robotic capture of non-cooperative target by adaptive extended Kalman filter based visual servo [J]. Acta Astronautica, 2016(122): 209-218.

收稿日期: 2018-03-21

(上接第 60 页)

- [4] 王高林, 杨荣峰, 李刚, 等. 基于高频信号注入的 IPMSM 无位置传感器控制策略 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 62-68.
- [5] PETER H, HAHN I. Determination of differential inductances of permanent magnet synchronous machines for sensorless control [C] // 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2011: 1579-1554.
- [6] WALKER J A, DORRELL D G, COSSAR C. Flux-linkage calculation in permanent-magnet motors using the frozen permeability method [J]. IEEE Transaction on Magnetics, 2005, 41(10): 3946-3948.
- [7] LEIDHOLD R, MUTSCHLER P. Improved method for higher dynamics in sensorless position detection [C] // Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008: 1240-1245.
- [8] ANDREESCU G D, SCHLEZINGER C. Enhancement sensorless control system for PMSM drives using square-wave signal injection [C] // SPEEDAM, 2010: 1508-1511.
- [9] ZHU Z Q, LI Y, HOWE D, et al. Compensation for rotor position estimation error due to cross-coupling magnetic saturation in signal injection based sensorless control of PM brushless AC motors [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2007, 60(1): 151-159.
- [10] 于艳君, 柴凤, 高宏伟, 等. 电感参数对 IPMSM 转子位置估算的影响 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(7): 60-64.

收稿日期: 2017-11-20

欢迎投稿 欢迎订阅 欢迎刊登广告

网上投稿: www.motor-abc.cn