

无刷永磁直流电机的绕组参数计算

郑荣拾, 王凤翔

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110023)

摘要: 绕组电感参数的准确计算对于永磁无刷直流电机的动态性能分析具有重要的意义. 分别介绍了绕组电感参数计算的磁场分析法和磁动势磁导法, 并结合具有内外转子不同结构的两种永磁无刷直流电机的应用实例, 对比分析了两种电感参数计算方法的计算精度与实用性.

关键词: 永磁无刷直流电机; 绕组电感; 计算方法

中图分类号: TM 351

文献标识码: A

永磁无刷直流电机与传统直流电机相比具有很大的优越性, 目前已广泛应用于国民经济的各个领域. 为了提高电机的力能指标和动态性能, 需要对电机的电流进行动态控制和波形优化, 为此要求能够准确计算电机的电压电流波形与动态特性. 由于电机结构的复杂性与气隙磁场分布的非正弦, 使电机的特性分析变得十分复杂, 一般需要采用计算机仿真技术对电机的数学模型求数值解. 电机数学模型的建立是以电机参数为基础的, 因而电机参数的准确计算, 对于电机的特性仿真及电机的控制具有重大的意义. 绕组电阻比较容易确定, 因而电机参数的计算主要是确定不同转子位置下电机绕组的自感和互感.

本文将分析两种永磁无刷直流电机绕组电感参数的计算方法, 即磁场分析法与磁动势磁导法, 并结合具有不同结构的两台永磁无刷直流电机应用实例, 对比分析两种电感参数计算方法的计算精度及其实用性.

1 磁场分析法

1.1 磁场分析模型与应用软件

以外转子结构电机为例, 考虑到磁场的周期性边界条件和电机结构的对称性, 取永磁无刷直流电机的一对极为场的求解域, 如图1所示.

引入矢量磁位 A , 则该二维磁场的边值问题可表示为

$$\begin{cases} \nabla \times (\gamma \times \mathbf{A}) = \mathbf{J} \\ A|_{AB} = A|_{CD} \\ A|_{BC} = A|_{AD} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中 γ 为材料的磁阻率; \mathbf{J} 为定子绕组外加电流密度. 电流密度又可用定子电流表示:

$$\mathbf{J} = \frac{N_s(K_k I)}{S_{\text{slot}}} \quad (2)$$

式中 N_s 为定子每槽有效导体数; I 为定子绕组电流; S_{slot} 为定子槽面积; K_k 为槽电流方向, 流入为 +1, 反之为 -1.

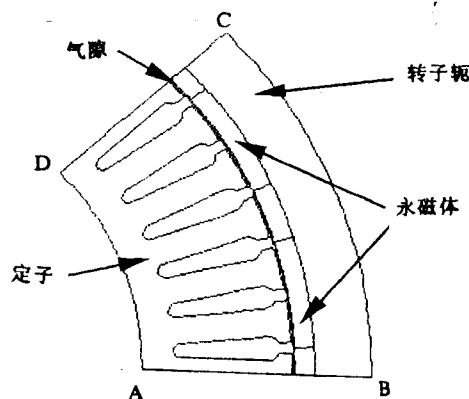


图1 永磁无刷直流电机的求解场域

磁场计算采用强大前后处理功能的有限元分析软件 ANSYS. 分析过程可分为三步, 第一步进行前处理, 完成电机求解区间的有限单元网格剖分, 剖分所选单元形状为四边形和三角形, 剖分时尽量把与求解有关的区域特别是定转子间的

收稿日期: 1999-12-10

作者简介: 郑荣拾(1975-), 男, 福建三明市人, 硕士生.

气隙剖分单元加密,图2是其中一个槽的剖分单元放大图;第二步确定一类和二类边界条件,加入载荷后求解;第三步是数据后处理,画磁场分布图,计算绕组电感参数.要计算不同转子位置时的绕组电感,需要对不同转子位置角 θ_r 下的电机磁场分别进行计算.图3是转子位置角 $\theta_r=0$ 时不加永磁励磁而电机仅一相通电时的磁场分布图.

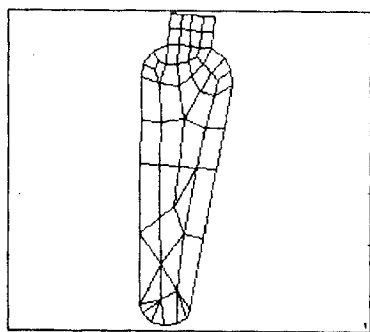


图2 槽的单元剖分

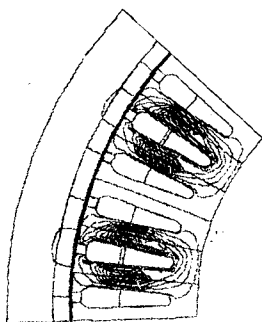


图3 不加永磁励磁单相通电时的磁场分布图

1.2 电感计算

根据定义,电感为绕组所匝链的磁链除以绕组的电流.设绕组通入电流为 i ,等效串联匝数为 N ,铁芯长度为 l_f ,则绕组的电感可表示为

$$L(\theta_r) = (A_{z+} - A_{z-}) \frac{N l_f}{i} \quad (3)$$

式中 A_{z+} 为绕组电流流入端所在槽的磁位平均值; A_{z-} 为绕组电流流出端所在槽的磁位平均值.由式(3)可知,计算绕组电感关键是求 A_{z+} 和 A_{z-} .设槽共有 n 个剖分单元,求 A_{z+} 和 A_{z-} 一种办法是直接求每槽所有单元的平均值,即

$$A_{z+,-} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_{\text{era}}(i)$$

如图4所示,由于槽的剖分单元有大有小,使得槽内各单元之间的磁位值相差较大,因而采用直接平均值法求电感误差较大.

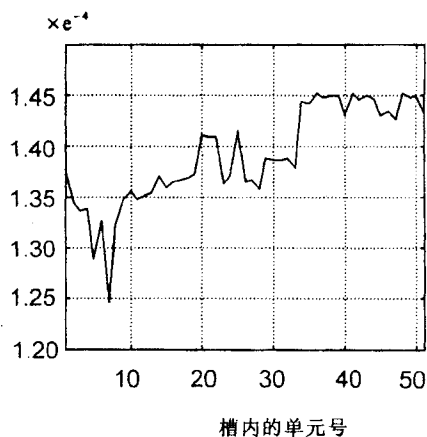


图4 槽中各单元的磁位值

显然,增加槽剖分单元数可提高槽平均磁链值计算的准确性,然而,增加剖分单元将增加计算时间与复杂性.在不增加剖分单元条件下,考虑剖分单元面积不等的影响,采取一种改进方法,即采用槽内所有单元的矢量磁位的加权平均值法求磁链,即

$$A_{z+,-} = \sum_{i=1}^n \frac{A_z(i) A_{\text{era}}(i)}{\text{slot}_{\text{sum}}} \quad (4)$$

式中 $A_{\text{era}}(i)$ 为第 i 个单元的面积, $\text{slot}_{\text{sum}} = \sum_{i=1}^n A_{\text{era}}(i)$.

2 气隙磁动势磁导法

采用磁场分析法求绕组电感可以考虑磁路饱和和非线性的影响,计算准确度较高,然而计算工作量较大,而且需要前后处理功能良好的磁场分析软件.作为工程计算,可以采用基于磁路分析的绕组电感参数的近似计算方法,即气隙磁动势磁导法.

电机绕组线圈匝链的磁通等于气隙磁通密度沿定子内圆的积分.当坐标取在电机定子边时,可知定子圆周上的气隙磁通密度为绕组的位置角 φ_s 和转子位置角 θ_r 的函数,即 $B_\delta(\theta_r, \varphi_s)$.这时绕组电感可表示为

$$L(\theta_r) = \frac{N}{i} \int B_\delta(\theta_r, \varphi_s) \frac{\tau l_f}{\pi} \quad (5)$$

式中 τ 为电机的极距.气隙磁密可近似等于绕组电流产生的磁动势函数 $F(\varphi_s)$ 与气隙磁导函数 $\lambda_\delta(\theta_r, \varphi_s)$ 的乘积,即

$$B_\delta(\theta_r, \varphi_s) = F(\varphi_s) \lambda_\delta(\theta_r, \varphi_s) \quad (6)$$

由于气隙磁导函数包含定子槽开口和转子磁极结构两方面因素的影响,因此,又可将 $\lambda_\delta(\theta_r, \varphi_s)$ 表示为

$$\lambda_{\delta}(\theta_r, \varphi_s) = \frac{\mu_0}{\delta_{\min}} \lambda_{\delta s}(\varphi_s) \lambda_{\delta r}(\theta_r, \varphi_s) \quad (7)$$

式中 φ_s 为气隙的一点在定子坐标中的位置坐标, 定子坐标原点取在齿中心线上. θ_r 为转子坐标原点相对于定子坐标原点的转角, 转子坐标原点取在磁极中心线上. 显然, 只要能求出磁动势函数和磁导函数便可计算出绕组的电感. 下面以图 1 所示外转子永磁无刷直流电机为例, 说明采用磁动势磁导法具体计算绕组自感与互感的方法.

该电机具有集中绕组, 当只有一相绕组 (A 相) 通电时, 其磁动势函数 $F(\varphi_s)$ 可表示为

$$F(\varphi_s) = \begin{cases} Ni(1 - \frac{\beta}{2}) \\ -Ni\frac{\beta}{2} \end{cases} \quad (8)$$

式中 β 是短距系数, 对于整距绕组 $\beta=1$. 由于该电机转子磁极为表面外贴式结构, 且为均匀气隙, 故可近似认为 $\lambda_{\delta r}(\theta_r, \varphi_s) \approx 1$. 若 μ_0/δ_{\min} 取为气隙磁导基值, 则以标么值表示的 $\lambda_{\delta s}(\varphi_s)$ 的表达式为^[1]

$$\lambda_{\delta s}(\varphi_s) = \begin{cases} C_{s_0} \cosh(C_{s_1}(\frac{\varphi_s}{180^\circ} - \frac{m}{3})) \\ 1 \end{cases} \quad (9)$$

$$C_{s_0} \leq \left| \frac{\varphi_s}{180^\circ} - \frac{m}{3} \right|$$

式中 $m=1, 2, 3$; 系数分别为

$$C_{s_0} = \frac{2}{\sqrt{(1 + C_{\delta_0})(1 + \frac{1}{C_{\delta_0}})}} \quad (10)$$

$$C_{\delta_0} = \left[\frac{b_{s_0}}{2\delta} + \sqrt{\left(\frac{b_{s_0}}{2\delta}\right)^2 + 1} \right]^2 \quad (11)$$

$$C_{s_1} = 15.5(\lambda^{0.015b_{s_0}/\delta} - 1)(\frac{2\tau}{b_{s_0}}) \quad (12)$$

$$C_{sw} = (1 + \sqrt{2\lambda^{0.346b_{s_0}/\delta}})(\frac{b_{s_0}}{2\tau}) \quad (13)$$

在上述表达式中, δ 为电机的气隙长度, b_{s_0} 为定子槽开口宽度.

利用式 (6) ~ (13) 可算出只有 A 相通电时气隙磁通密度 $B_{\delta}(\theta_r, \varphi_s)$ 沿定子内圆的分布, 对其求积分可得绕组磁链, 进而求得随转子位置变化的绕组电感曲线. 绕组的自感表达式为

$$L_{aa}(\theta_r) = L_m \int_0^\pi \lambda_{\delta s}(\varphi_s) \lambda_{\delta r}(\theta_r, \varphi_s) d\varphi_s \quad (14)$$

式中

$$L_m = \frac{\mu_0 \tau l_e N^2}{\delta_{\min} (2p)\tau} \quad (15)$$

上述计算的自感没有包括槽部和端部漏电感, 这部分漏电感可采用传统方法计算, 然后加入即可. A 相与 B 相和 C 相的相位差分别为 60° 和 120° 电角度, 因而 $L_{ab}(\theta_r)$ 和 $L_{ac}(\theta_r)$ 可分别表示为

$$L_{ac}(\theta_r) = L_m \left(\int_0^{\frac{1}{3}\pi} - \int_{\frac{2}{3}\pi}^\pi \right) \lambda_{\delta s}(\varphi_s) \lambda_{\delta r}(\theta_r, \varphi_s) d\varphi_s \quad (16)$$

$$L_{ab}(\theta_r) = L_m \left(\int_{\frac{2}{3}\pi}^\pi - \int_0^{\frac{1}{3}\pi} \right) \lambda_{\delta s}(\varphi_s) \lambda_{\delta r}(\theta_r, \varphi_s) d\varphi_s \quad (17)$$

3 应用实例

基于上述两种电感计算方法分析, 下面举一台内转子结构永磁无刷直流电机应用实例. 该电机磁极为不完全表面外贴式, 极间转子轭加厚. 其主要参数为: 相数 $m=3$, 槽数 $Q=36$, 极数 $2p=6$, 极距 $\tau=49.5$ mm, 铁心长 $l_e=61$ mm, 极弧因数 $a_p=2/3$, 极间气隙 3.7 mm, 极面气隙 0.3 mm, 永磁体厚度 4.5 mm, 槽口宽 $b_{s0}=2$ mm, 定子绕组每相串联匝数 216, 槽和端部漏电感 0.21 mH.

以下自感计算值中均包括绕组槽部端部漏电感. 图 5 给出了用磁场分析法求得的绕组电感参数随转子位置角变化曲线, 其中 (a) 采用直接平均法, (b) 采用加权平均法.

图 6 是采用磁动势磁导法计算的电机绕组电感曲线. 为了验证计算方法的准确性, 本文还用静测法测定了该电机不同转子位置的绕组电感曲线, 如图 7 所示. 通过图 5、图 6 与图 7 的对比可以看出, 上述绕组电感计算结果皆与测试值取得了较好的吻合. 为了进一步对比绕组电感参数不同计算方法的计算精度及对于不同电机结构的实用性, 本文还计算了另一台外转子结构永磁无刷直流电机的电感. 表 1 给出了对于具有内转子和外转子不同结构两台永磁无刷直流电机绕组自感计算值与实测值的比较. 可以看出, 磁场分析加权平均法的计算精度最高, 磁场分析直接平均法与磁动势磁导法的计算精度相近.

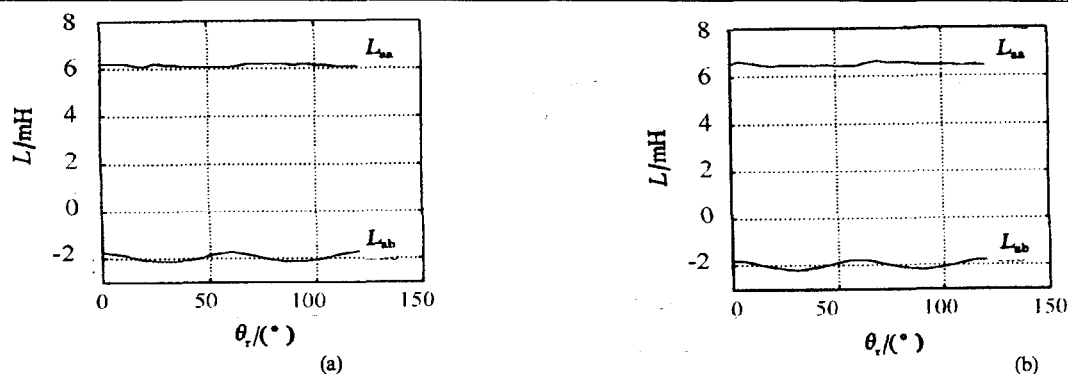


图5 采用磁场分析法计算的电机定子绕组电感

(a) 直接平均法 (b) 加权平均法

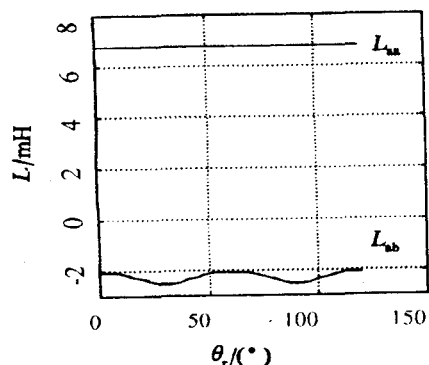


图6 采用磁动势磁导法计算的电机定子绕组电感

表1 绕组电感计算值与测试值对比

磁场分析法	内转子结构的电机		外转子结构的电机	
	L_{aa}/mH	偏差/%	L_{aa}/mH	偏差/%
直接平均值法	6.291	3.54	2.97	6.0
加权平均值法	6.485	0.56	3.12	1.3
磁动势磁导法	6.75	3.5	3.4	7.6
实验值	6.522		3.16	

4 结论

以上分析的两种电感计算方法各有特点, 磁场分析法尤其是加权平均法的计算精度较高, 但分析计算复杂, 需要采用专门的磁场分析软件;

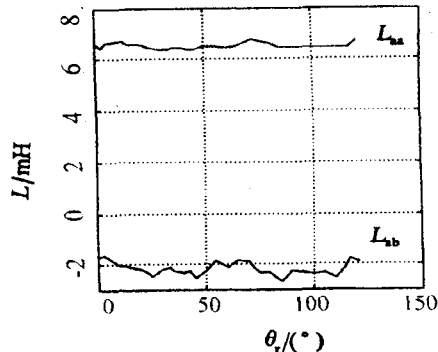


图7 电机定子绕组电感测试值

磁动势磁导法相对简单, 然而计算精度不如磁场分析法高, 但仍可满足工程计算要求. 本文介绍的两种绕组电感参数计算方法, 不但适用于永磁无刷直流电机, 而且可适用于各种结构的其它电机绕组电感参数的计算.

参考文献:

- [1] 王凤翔. 交流电机的非正弦供电[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [2] 盛剑霓. 工程电磁场数值分析[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1991.
- [3] 汤蕴缪. 电机内的电磁场[M]. 北京: 科学出版社, 1996.
- [4] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1982.

Inductance calculation of permanent magnet brushless DC machine

ZHENG Qi-shi, WANG Feng-xiang

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110023, China)

Abstract: Accurate calculation of winding inductance parameter is important to the dynamic performance analysis of PM(permanent magnet) brushless DC machine. Two calculation methods of winding inductance, defined as the magnetic field analysis method and MMF(magnetomotive force) magnetic conductance method, are introduced respectively in this paper. The calculation precision and practicability of the two methods are compared based on two practical application examples of PM brushless DC machines with outer-rotor and inner-rotor structure respectively.

Key words: PM Brushless DC machine; winding inductance; calculation method (王延香 编辑)