

变频电动机耦合电容分析与计算研究^{*}

张志斌¹, 温春华², 乔鸣忠¹, 彭 威¹, 蒋 超¹

(1. 海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033;

2. 中国人民解放军 91278 部队, 辽宁 大连 116041)

摘 要: 脉宽调制 (PWM) 变频驱动器在提高交流传动系统效率的同时, 产生的高次谐波导致共模电流显著增加。其中电动机定子绕组与定子铁心之间的耦合电容是共模电流的主要通路。准确计算定子绕组与定子铁心之间的耦合电容对于预测共模电流具有重要意义。由于电机绕组内部导线排列不规则, 准确进行解析计算较为困难, 将其简化为集中导体后, 会导致计算精度变差。在绕组全散线模型的基础上, 提出了一种简化散线建模方法, 能在计算精度不变的情况下, 有效地减小模型的复杂度。通过对比解析计算、全散线模型、简化散线模型和测量值, 验证了该方法的有效性。

关键词: 变频电动机; 共模电流; 耦合电容

中图分类号: TM 34 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)09-0041-05

Analysis and Calculation of Coupling Capacitance of Variable Frequency Motor^{*}

ZHANG Zhibin¹, WEN Chunhua², QIAO Mingzhong¹, PENG Wei¹, JIANG Chao¹

(1. College of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. Code Designation 91278 of the People's Liberation Army of China, Dalian 116041, China)

Abstract: While the pulse width modulation (PWM) variable frequency drive improved the efficiency of the AC drive system, higher harmonics were generated, which caused a significant increase in the common mode current. The coupling capacitance between the stator winding and the stator core of the motor was the main path of the common mode current. Accurate calculation of the coupling capacitance between the stator winding and the stator core was important to predict common mode current. Since the internal windings of the motor were irregularly arranged, it was difficult to accurately perform analytical calculations. Simplifying the internal windings into concentrated conductors may result in poor calculation precision. Based on the full-scattered model of the winding, a simplified-scattered method was proposed. This method could effectively reduce the complexity of the model while keeping the calculation accuracy. The effectiveness of the proposed method was verified by comparing analytical calculations, full-scattered model, simplified-scattered model and measured values.

Key words: variable frequency motor; common mode current; coupling capacitor

0 引 言

在变频电动机定子绕组、定子铁心及转子之间互相存在着耦合电容。在正弦交流供电时耦合

电容不会对电机运行产生影响。

逆变器供电时, 在共模电压以及电机高频耦合电容作用下, 在电机轴、轴承、电机机壳形成电气回路, 将会产生共模电流^[1-3]。其中电动机定

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51877212)

作者简介: 张志斌(1987—), 男, 硕士研究生, 工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

温春华(1969—), 男, 高级工程师, 研究方向为电气工程及其自动化。

乔鸣忠(1971—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力系统自动化及电力推进技术。

子绕组与定子铁心之间的耦合电容的数值较大,是共模电流的主要通路。在电机的设计阶段,对耦合电容的准确计算可以有效预测系统的共模电流以及轴电流^[4-5]。准确地进行计算和预测,可以在电机和变频调速装置设计阶段对系统的电磁兼容性能进行准确掌握,从而有针对性地对系统采取改进措施^[6]。

目前对于电机耦合参数的计算主要有2种方法:由静电场解析计算的方法^[7];二维/三维静电场有限元数值分析的方法^[8-10]。由于绕组内部导线排列不规则,解析法通常将绕组简化为实心导体,导致计算精度变差,若不进行简化会导致计算困难。有限元数值分析需要根据电机的内部结构以及材料工艺建立电机的二维或三维模型,利用电磁场有限元分析软件进行求解。本文在定子绕组全散线建模的基础上,提出了一种绕组简化散线有限元建模方法。该方法相比全散线模型更为简单,且计算结果基本一致。

1 变频驱动系统共模电压产生机理

交流电动机由工频三相交流电源驱动时,由于电源的对称性,交流电源A、B、C三相满足

$$U_A + U_B + U_C = 0 \quad (1)$$

从而中性点电压:

$$U_n = \frac{U_A + U_B + U_C}{3} = 0 \quad (2)$$

即共模电压为零。

当电机由PWM变频器供电时,中性点电压即共模电压 U_{COM} 不再为零,而是随着开关器件的开通与关断而变化。变频驱动系统结构如图1所示。

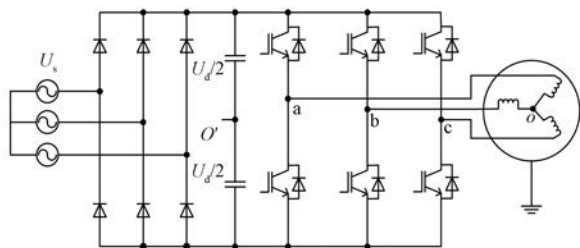


图1 变频驱动系统结构

共模电压为

$$U_{COM} = \frac{U_{ao} + u_{bo} + U_{co}}{3} \quad (3)$$

$$U_{COM} = \frac{U_d}{2}, \text{状态 } 111; U_{COM} = \frac{U_d}{6}, \text{状态 } 011, 101, 110; U_{COM} = -\frac{U_d}{2}, \text{状态 } 000; U_{COM} = -\frac{U_d}{6}, \text{状态 } 010, 001, 100。$$

该共模电压含有较为丰富的高次谐波,作用在电机耦合电容上,产生的共模电流将给电机带来轴承损坏、绝缘性能下降等诸多负面影响。

2 耦合电容解析计算

由于电机绕组多由圆漆包线多股并绕,绕组导线在槽内分布具有一定的随机性,为了进行解析计算,需要进行一定的简化。将同一定子槽内的导线视为一个实心导体,假设绕组为铜导体充满了槽内空间,与定子铁心间的电容视为平板电容。导出定子绕组与定子铁心间耦合电容:

$$C_{WF} = \frac{N_s \epsilon_r \epsilon_0 L_A L_S}{d} \quad (4)$$

式中: N_s ——电机定子槽数;

ϵ_r ——槽绝缘材料的相对介电常数;

ϵ_0 ——真空介电常数;

L_A ——定子绕组和定子铁心之间槽绝缘的有效弧长;

L_S ——定子铁心的有效长度;

d ——槽绝缘厚度。

以1台绕组Y形连接的11 kW永磁同步电机为研究对象,用解析法进行耦合电容计算。该电机定子槽为梨形槽,结构参数如图2和表1所示。

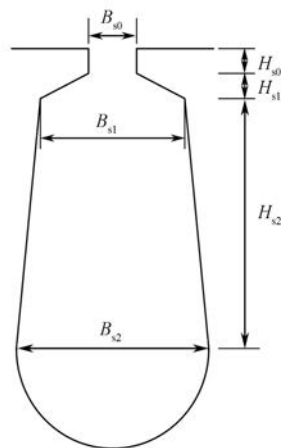


图2 定子槽形

表 1 定子槽形参数

参数名称	长度
槽绝缘厚度 d	0.3
槽楔厚度	1
B_{s0}	2.5
B_{s1}	6.8
B_{s2}	9.2
H_{s0}	1
H_{s1}	1
H_{s2}	17

研究用的同步电机:定子槽数 $N_s = 36$,槽绝缘厚度 $d = 0.3\text{ mm}$;根据槽形参数可计算出有效弧长(槽两侧边及底部半圆长度之和) $L_A = 53.3\text{ mm}$,定子铁心长度 $L_s = 155\text{ mm}$;槽绝缘为 DMD 复合绝缘材料,其相对介电常数 $\varepsilon_r = 2.25$,可计算出定子绕组与定子铁心间的耦合电容为 $C_{WF} = 19.741\text{ nF}$ 。

通常情况下计算值大于实际值,主要原因是计算时将细圆导线绕组简化成实心导体,增大了极板面积,从而引入较大误差。同时,由于漆包线在槽内的分布具有一定的随机性,并不都是紧贴槽壁紧密排列的,也会造成简化的解析计算值偏大。

3 定子绕组简化散线模型

文献[9]对电机定子绕组进行了集中导体建模,耦合电容计算结果与解析计算结果基本一致,本文不再赘述。

文献[10]对电机定子绕组进行了全散线建模。采用散线模型之后, C_{WF} 的计算误差减小到约 10%。该方法精度较高,但模型较为复杂,工作量大。本文在此基础上,提出一种简化散线模型,在计算精度不变的情况下,可以降低建立模型的复杂度。

全散线模型中导线在定子槽中随机分布的形态对计算结果的影响非常小(1%以内)^[9],因此本文的散线模型只研究了一种散线分布形态,没有进行不同分布形态的对比研究。

仍以前述同步电机为例进行分析。忽略电机端部的影响,对电机进行二维有限元建模。由于电机的对称性,只取一槽进行建模,由单槽计算结

果,结合定子铁心长度及定子槽数可算出电机的耦合电容值。

模型建立后,应用 ANSYS Maxwell 的静电场求解器进行计算,将定子铁心视为参考电极,给定子绕组施加电压激励,求解电位 φ 满足的静电场泊松方程:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0 \tag{5}$$

可得到导体之间的静电储能,从而求得耦合电容。

电机定子每槽 24 匝,采用 4 根 1.0 mm 漆包铜导线并绕,导线外径 1.1 mm,漆膜厚度 0.05 mm。漆包线绝缘漆相对介电常数为 3.20,导线间填充绝缘漆及槽楔相对介电常数均为 2.25,采用全散线建模需建立 96 根导体模型。全散线模型如图 3 所示。



图 3 全散线模型

为了进行有限元计算,对全散线模型进行网格剖分,导体圆周及槽绝缘部分剖分适当加密,剖分结果如图 4、图 5 所示。

当电容器所用绝缘材料内部电场强度在击穿强度以下时,电容值仅与电容器的几何形状和所用材料有关,故电压激励值的选取不影响电容值的计算结果。在 Maxwell 中给所建模型的 96 根导体、定子铁心分别施加 100 V 和 0 V 电压激励,并进行运算求解。

可以求得全散线模型单槽单位长度(1 m)的

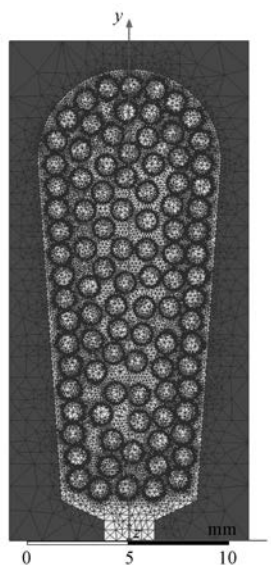


图4 全散线模型网格剖分

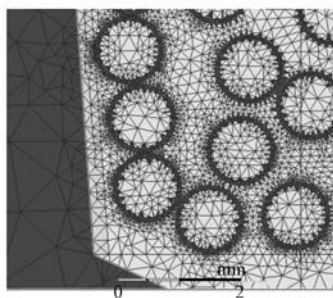


图5 全散线模型网格剖分局部细节

耦合电容为 $2\,271.9\text{ pF}$ 。定子铁心长度为 155 mm , 忽略端部影响, 可以得到单槽实际长度耦合电容为 352.145 pF 。由此可得: 36 槽电机定子绕组对定子铁心的耦合电容 $C_{\text{WF}} = 12.678\text{ nF}$ 。

全散线模型电场云图如图6所示。

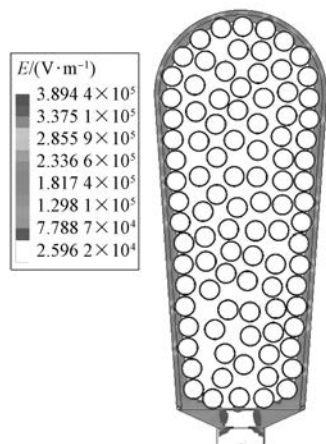


图6 全散线模型电场云图

从图6可以看出整个绕组内部电场趋近于零, 绕组的外层导体对于内层的导体相当于一个静电屏蔽层, 耦合电容主要取决于绕组的外层导体。基于此, 本文提出绕组的简化散线模型, 将全散线模型中绕组内层的54根导体删除, 用绝缘漆填充, 只保留外层的42根导体。简化散线模型如图7所示。

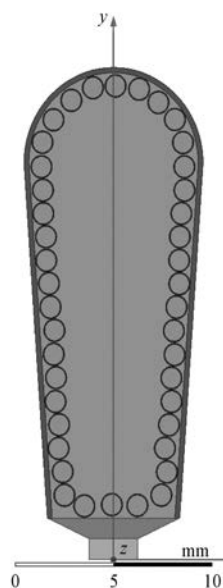


图7 简化散线模型

简化散线模型耦合电容的求解过程与全散线模型相同, 不再赘述。求得简化散线模型单位长度耦合电容为 $2\,271.8\text{ pF}$, 电机定子绕组对定子铁心的耦合电容 $C_{\text{WF}} = 12.677\text{ nF}$ 。

简化散线模型电场云图如图8所示。

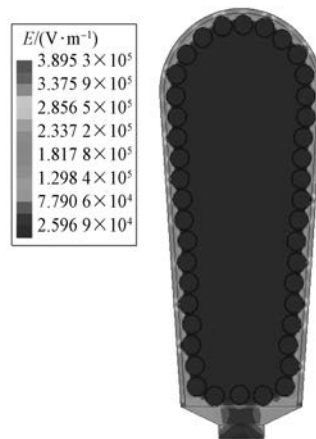


图8 简化散线模型电场云图

由计算结果及电场云图的对比可以得出, 在

全散线模型中内部导体对电场分布的影响可以忽略,电场主要分布在绕组外层导体的包络面与定子铁心槽之间。用于耦合电容计算时,简化散线模型与全散线模型的差别非常小。

4 耦合电容测量对比

由于所研究的电机绕组为 Y 形连接,将电机的 U、V、W 接线端子连接到一起,使用 LCR 电桥对绕组与机座间的耦合电容进行测量,测量值 $C_{WF} = 11.280 \text{ nF}$ 。表 2 所示为耦合电容计算值与测量值误差对比结果。

表 2 耦合电容计算值与测量值误差对比结果

名称	数值/pF	误差/%
解析法	19.741	75.01
全散线模型	12.678	12.39
简化散线模型	12.677	12.38
测量值	11.280	-

由表 2 可以看出,散线模型相比解析法在准确度上有很大提高,而简化散线模型与全散线模型准确度基本一致。

5 结 语

准确计算交流电机定子绕组和定子铁心之间的耦合电容,对于预测 PWM 变频驱动系统共模电流有着重要作用。全绕组散线模型较解析计算,能有效提高计算精度,但建模工作量大。本文在此基础上,提出了一种简化散线建模方法,简化了绕组内部的模型,减小了模型复杂度,且计算准确度与全散线模型相当。对于绕组槽内导线较多的电机的耦合电容计算,经计算和测量结果对比,证明该方法简单有效。

【参考文献】

- [1] RAN L, GOKANI S, CLARE J. Conducted electromagnetic emission in induction motor drive systems. I. time domain analysis and identification of dominant modes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 757.
- [2] SKIBINSKI G L, KERKMAN R J, SCHLEGEL D. EMI emissions of modern PWM AC drives[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 1999, 5(6): 47.
- [3] 马伟明. 电力电子系统的电磁兼容[M]. 武汉: 武汉水利电力大学出版社, 2000.
- [4] 幸善成, 吴正国. 逆变器驱动电机系统环路型电机轴承电流的研究[J]. 海军工程大学学报, 2006, 18(2): 64.
- [5] 刘欣, 孙力, 孙亚秀. PWM 驱动系统中感应电动机轴电压轴电流研究[J]. 微电机, 2007, 40(9): 5.
- [6] 张志强, 冀路明, 庄亚平, 等. 船用变频调速装置传导干扰的抑制对策[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(6): 59.
- [7] MUETZE A, BINDER A. Calculation of motor capacitances for prediction of the voltage across the bearings in machines of inverter-based drive systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(3): 665.
- [8] 刘瑞芳, 陈嘉垚, 马喜平, 等. 基于 PWM 逆变器供电轴电流问题的交流电机耦合电容的计算与测量[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 60.
- [9] 刘瑞芳, 李俊峰, 桑秉谦, 等. 基于电磁场数值计算的变频供电感应电机耦合电容与轴电压的分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 161.
- [10] MA X, LIU R, ZHENG B. Analysis and calculation of capacitance parameters in induction machines to predict shaft voltage[C] // Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, 2012.

收稿日期: 2019-06-12

(上接第 40 页)

- [3] 谭宝成, 张海东. 大口径弯管机控制系统建模与实现[J]. 西安工业大学学报, 2014, 34(2): 167.
- [4] 谢香林. EtherCAT 网络及其伺服运动控制系统研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2008.
- [5] 鞠波. 基于倍福伺服系统的正弦振动试验装置设计[J]. 四川兵工学报, 2013(11): 109.
- [6] 李亚忠, 翟庆余, 周健. 弯管机自动速度的跟随与曲

线设定[J]. 锻压装备与制造技术, 2015, 50(2): 32.

- [7] 张守娟. 随动系统的多电机同步控制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [8] 李克彬, 王淑琴, 林伟明. 三维数控弯管机的研究与开发[J]. 轻工机械, 2008(3): 33.

收稿日期: 2019-06-18