

双绕组多相高速整流异步发电机系统的分析

王祥珩^{①*}, 吴新振^②

① 清华大学电机工程系, 北京 100084;

② 青岛大学电气工程系, 青岛 266071

* E-mail: wangxh@mail.tsinghua.edu.cn

收稿日期: 2007-10-11; 接受日期: 2007-12-11

国家自然科学基金项目(批准号: 50747024)资助

摘要 在分析和定量计算双绕组多相高速整流异步发电机电流谐波和磁势谐波关系的基础上, 提出了把发电机系统分成两个子系统分别进行分析计算的新思路. 对十二相功率绕组与整流负载系统采用电路分析方法, 用基于电路拓扑理论的回路电流法列写网络方程, 求解过程中定步长和变步长联合使用, 解决了计算结果的稳定性问题, 得出了功率绕组电压、电流及其基波分量. 对定子双绕组与实心鼠笼转子系统采用电磁场分析方法, 电磁场有限元和多变量优化法迭代相结合求出了控制绕组电流和定子频率. 计算结果和实验结果吻合, 说明了所提方法的有效性和准确性.

关键词

双绕组异步发电机
整流负载
磁势分析
回路电流法
有限元法
优化方法

发电模块是舰船全电力系统的重要组成部分, 多相高速整流异步发电机系统具有功率密度高、供电品质优、机械强度好、运行可靠、维护简单、调节方便等优点, 能满足舰船独立系统对交流发电机的要求. 同时, 异步发电机无功补偿能力差的主要缺点也可通过在电机中增设控制绕组得以克服. 所以, 异步发电机系统已成为舰船综合电力系统发电模块的重要发展方向.

目前, 多相异步电机^[1]和异步发电机的研究成果已大量见诸于世^[2], 但双绕组多相高速整流异步发电机系统是我国学者首先提出的独立电力系统发电模块^[3,4], 对这种新型系统进行研究涉及到诸多需要解决的理论问题. 与一些技术上已经相对成熟的发电机系统不同, 这种新型异步发电机系统在结构上要复杂许多, 加之没有相应技术和经验可供参考, 也没有相应的已有理论体系支撑, 因此需要提出合适的新分析方法.

鉴于双绕组多相高速整流异步发电机为非线性、多回路、变拓扑结构系统,且在绕组端并接自激电容、整流桥直流侧连接平衡电抗器以及电路中电流能突变等因素使系统变得非常复杂,常规方法难以对该负载系统进行分析.本文从磁势谐波分析出发,提出把整个系统拆分为两个子系统的设想,然后再对这两个子系统分别采用电路分析方法和电磁场有限元分析方法,而连接两个子系统则通过合适的接口变量.论文给出分析计算结果,并与实验结果进行比较,以验证分析方法的有效性和准确程度.

1 新型异步发电机结构与分析难点

在简要介绍新型异步发电机定子双绕组结构特点的基础上,指出系统分析难点所在,说明采用新分析方法之必要性.

1.1 定子双绕组连接方式

图 1(a)是双绕组异步发电机定子十二相绕组与整流负载连接示意图,因为十二相绕组通过整流桥向负载供电,所以十二相绕组也称为功率绕组.十二相功率绕组由 4 个在空间上相差 15° 电角度且中点相互独立的 Y 形绕组组成,4 个三相绕组分别用 $a_1b_1c_1$, $a_2b_2c_2$, $a_3b_3c_3$ 和 $a_4b_4c_4$ 表示,其中 a_2 相在空间上超前 a_1 相 15° 电角度,其余类推. C 和 L_B 分别为自激建压电容和平衡电抗器, R_L 为负载电阻.

图 1(b)是双绕组异步发电机三相绕组与静态励磁调节器的连接示意图,其中三相绕组用来调节无功功率以稳定整流负载电压,所以三相绕组也称为控制绕组.三相控制绕组 ABC 采用 Y 接. A 相控制绕组在空间位置上超前 a_1 相功率绕组 22.5° 电角度.

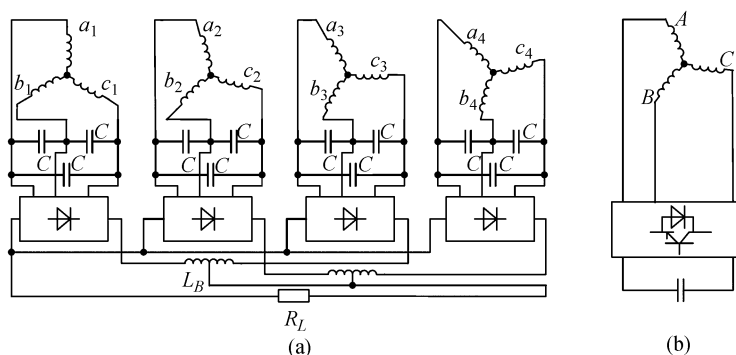


图 1 新型异步发电机双绕组系统

(a) 功率绕组与整流负载; (b) 控制绕组与励磁调节器

1.2 系统分析难点

新型异步发电机系统是一个复杂系统,对该系统进行分析计算的主要难点如下.

- 1) 系统需要在一定负载下稳压运行,输出电压保持为给定的恒值.在输出电压已知情况下计算绕组电势、电流等变量,则是由输出量反求输入量的逆向过程.
- 2) 系统为非线性、非对称电路系统,不能用交流电路的相量法分析,采用坐标变换方法

也无法完全解耦.

3) 整流桥中各二极管不同通断状态使系统的运行模式多达上百种, 模式分类法等分析方法在系统分析中很难使用.

4) 自激建压电容 C 和平衡电抗器 L_B 的存在提高了电路系统阶数, 也使得系统建模的复杂程度加大.

5) 高速运行转子采用实心鼠笼结构, 以等值电路为基础的分析方法在此不适用, 需要用电磁场分析方法解决问题.

6) 异步发电机恒速运行时定子频率随负载变化而改变, 而用电磁场有限元的谐波场计算时定子频率必须作为已知量进行加载, 这会涉及到迭代运算.

鉴于上述难点, 无法用传统方法分析该系统, 需要提出新的分析思路并采用相应的分析方法.

2 多相异步发电机的磁势

根据十二相功率绕组电流谐波次数与磁势谐波次数的关系并假设带整流负载的绕组电流为方波, 计算出异步发电机各磁势幅值与基波电流产生基波磁势幅值之比, 根据比值大小说明分析过程中只考虑基波电流产生基波磁势的合理性.

2.1 十二相绕组电流谐波次数与磁势谐波次数的关系

设十二相功率绕组流过电流的次数为 μ ($\mu=1, 5, 7, \dots$), 所产生的空间磁势次数为 ν ($\nu=\pm 1, \pm 5, \pm 7, \dots$), μ 与 ν 的关系为^[5,6]

$$\nu = 24k + \mu, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (1)$$

十二相绕组与三相绕组在电流谐波次数与磁势谐波次数关系上并不相同, 若十二相绕组与三相绕组流过同一波形电流时, 前者产生的空间谐波磁势比后者产生的空间谐波磁势要少得多. 从(1)式可以看出, 十二相绕组流过基波电流时, 不产生 5, 7, 11, 13, 17 和 19 等次谐波磁势; 流过 5, 7 次谐波电流时不产生基波磁势; 等等. 在得出十二相绕组电流谐波次数与磁势谐波次数关系的基础上并结合各磁势幅值, 可为异步发电机系统的新分析方法提供理论依据.

2.2 基于磁势特点的分析思路

在假设功率绕组电流为方波、控制绕组电流为正弦波的情况下, 根据磁势幅值公式计算可知, 除基波电流产生的基波磁势外, 其他各磁势幅值与基波电流产生的基波磁势幅值之比均小于 5%, 这就可以在分析发电机系统性能时一般只考虑基波电流产生的基波磁势. 只考虑基波电流产生基波磁势所带来的方便之处在于: 一是可以假设功率绕组和控制绕组中感应电势只有基波分量而无谐波分量; 二是用电磁场有限元法分析时, 能避开瞬态场而用谐波场进行分析.

仅考虑基波电流产生基波磁势时, 在分析过程中把异步发电机系统分成两个子系统, 分别采用电路分析方法和电磁场分析方法. 用电路方法对十二相功率绕组和整流桥及负载组成的系统进行分析^[7], 通过迭代计算得到恒压运行时功率绕组感应电势值和功率绕组电流. 对高速异步发电机双绕组定子与鼠笼实心转子系统用谐波电磁场有限元法进行分析^[8], 由二维优

化方法得出定子频率和控制绕组电流.

3 功率绕组与整流负载系统的电路分析方法

异步发电机十二相功率绕组与整流负载系统在本质上属于多回路变拓扑结构的电路网络. 本文在进行分析时选用 abc 相坐标系统, 结合电路拓扑理论和回路电流法分析电路暂态过程, 并利用系统化方法自动列写网络方程, 最终进行计算.

3.1 回路电流网络方程

回路电流法处理互感参数和导通二极管支路、即形成支路阻抗矩阵时比较容易, 由于十二相功率绕组与整流负载系统中存在多个互漏感和二极管支路, 所以采用回路电流法对系统进行分析计算.

从图 1(a)中可以看出, 每个整流桥系统除负载支路外的支路总数为 16, 独立回路总数为 9, 因为系统正常运行时 6 个二极管不可能全部导通, 只能有 0, 2, 3 个二极管导通, 对应的实际支路数分别为 9, 12, 13, 实际回路数分别为 3, 4, 5. 以此类推, 十二相绕组与整流桥系统独立回路总数为 36, 支路总数为 65, 实际运行时的独立回路数 l 和支路数 b 则分别小于 36 和 65, 且为与拓扑结构有关的变数.

回路电流是回路法中的待求变量, 设系统回路电流列向量为 $\mathbf{i}_l$, 支路电流列向量为 $\mathbf{i}$, 它们分别为 $l \times 1$ 阶和 $b \times 1$ 阶矩阵. $\mathbf{i}_l$ 与 $\mathbf{i}$ 的关系为

$$\mathbf{i} = \mathbf{B}^T \mathbf{i}_l, \quad (2)$$

其中基本回路矩阵 $\mathbf{B}$ 为 $l \times b$ 阶.

根据电阻、电感和电容元件上电压与电流关系并用向后 Euler 法数值计算公式处理微分方程式, 进而得到用于暂态分析的电阻、电感和电容元件的瞬态等值电路^[9], 这些瞬态等值电路实际上就是典型支路.

设 $\mathbf{Z}$ 为 $b \times b$ 阶阻抗矩阵, $\mathbf{u}_s$ 与 $\mathbf{i}_s$ 分别为 $b \times 1$ 阶独立电压源列向量和独立电流源列向量, 若 $\mathbf{u}$ 为 $b \times 1$ 阶支路电压矩阵, 根据典型支路中各变量关系及规定正方向, 则有

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z}\mathbf{i} + \mathbf{u}_s - \mathbf{Z}\mathbf{i}_s. \quad (3)$$

应用 KVL, 有

$$\mathbf{B}\mathbf{u} = \mathbf{0}. \quad (4)$$

根据(2)~(4)式得

$$\mathbf{BZB}^T \mathbf{i}_l = \mathbf{BZ}\mathbf{i}_s - \mathbf{B}\mathbf{u}_s. \quad (5)$$

回路电流为

$$\mathbf{i}_l = \mathbf{Z}_l^{-1} \mathbf{BZ}\mathbf{i}_s - \mathbf{Z}_l^{-1} \mathbf{B}\mathbf{u}_s, \quad (6)$$

其中 $\mathbf{Z}_l$ 为 $l \times l$ 阶回路阻抗矩阵.

由(6)式解得回路电流 $\mathbf{i}_l$, 回代至(2)式和(3)式, 就能求出支路电流 $\mathbf{i}$ 和支路电压 $\mathbf{u}$.

3.2 变拓扑结构网络方程求解

系统运行过程中二极管通断状态变化可根据二极管上的电压 u_D 和电流 i_D 判断, 若一个关断状态二极管的 u_D 增至 0.7 V, 则该二极管由关断状态转变为导通状态; 若一个导通状态二极管的 i_D 减至 0 A, 则该二极管由导通状态转变为关断状态. 整流桥二极管通断状态变化则改变了系统的拓扑结构.

考虑整流负载的特点, 本文在仿真计算过程中采取了定步长与变步长联合使用的方法. 从系统的一种拓扑结构开始, 先用合适的定步长进行计算, 每计算一步都要根据结果判断二极管通断状态、即系统拓扑结构变化情况. 若系统拓扑结构不变, 则继续用定步长计算; 若系统拓扑结构变化, 则需改变步长找到拓扑结构变化的确切时刻.

根据前面计算已得各变量不同时刻的数值, 可用 Fourier 变换分离出这些周期性变量的基波分量及各次谐波分量. 为节省计算时间, 可采用快速 Fourier 变换 FFT.

3.3 仿真计算结果及与实验结果比较分析

原理样机额定功率 $P_N=18.4$ kW, 满载时输出直流电压 $U_{dc}=230$ V, 实验中电机转速维持 1500 rpm 恒定, 对应基值频率 $f_i=50$ Hz. 因为异步发电机正常运行时定子频率 f_1 接近于 f_r , 仿真过程中令 $f_1=50$ Hz.

计算过程中 f_1 与 R_L 为已知量, 先假定一个 E_p 进行计算, 待计算结果稳定后取出一周期内不同时刻的负载电压值, 取其平均 U_{dc}' 并与 $U_{dc}=230$ V 比较后重新设定 E_p , 直到 U_{dc}' 与 U_{dc} 的误差小于给定量, 则迭代求解过程结束并得出 E_p 及其他各变量最终结果.

图2(a)和(b)分别是原理样机 a_1 相绕组电流在一个周期内的仿真波形和实验波形. 图 3(a)和(b)分别是原理样机 a_1 相绕组电压在一个周期内的仿真波形和实验波形. 图 2 和图 3 中仿真波形与实验波形的变化趋势基本相同, 数值相差也不大, 可以说明文中所用分析方法的有效性.

在十二相异步发电机功率绕组与整流系统的电路分析过程中, 一般情况下只要求较为准确地计算出功率绕组各变量的基波分量, 这些基波分量的求取为进一步计算电机的性能指标打下基础.

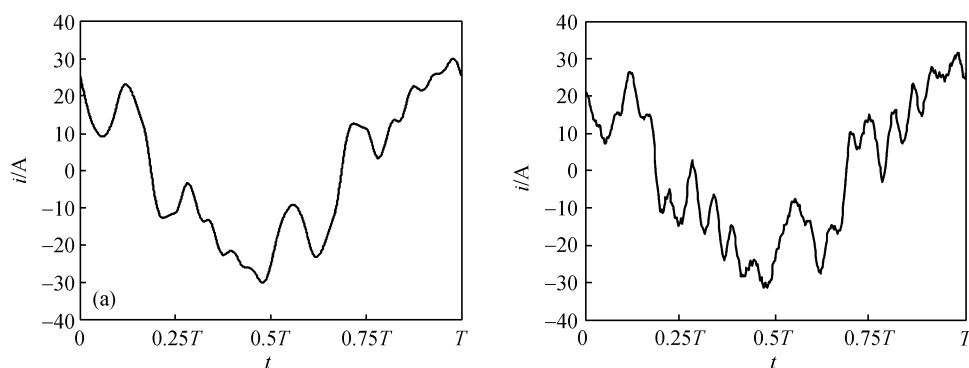


图 2 功率绕组电流

(a) 仿真波形; (b) 实验波形

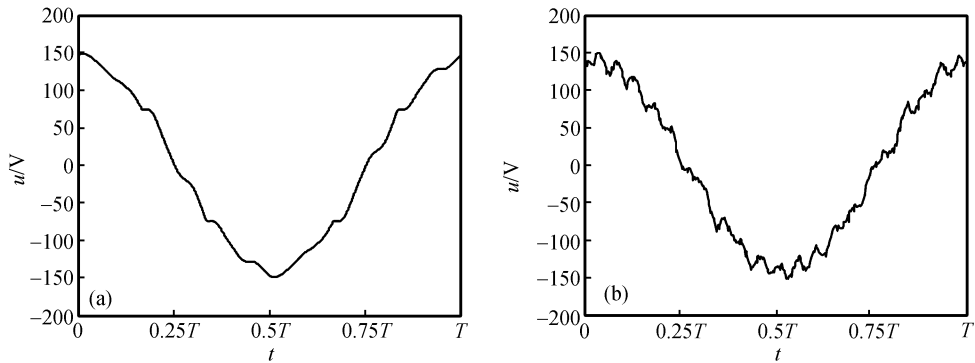


图 3 功率绕组相电压
(a) 仿真波形; (b) 实验波形

表 1 给出了满载情况下每相电流基波有效值 I_p 、每相电压基波有效值 U_p 、功率因数角 φ_{pt} 的计算值、实验值及误差。表 1 中各变量基波分量的计算值与实验值相当吻合, 这说明所用方法在基波分量计算方面的准确性以及只考虑基波电流产生基波磁势作为分析基础的合理性。

表 1 满载时定子变量的基波分量

	I_p/A	U_p/V	$\varphi_{pt}/(^{\circ})$
实验值	16.47	101.1	19.08
计算值	16.71	99.76	19.46
误差	1.46%	-1.33%	1.78%

4 双绕组定子与鼠笼实心转子系统的电磁场分析方法

鉴于高速异步发电机转子所采用的实心鼠笼结构形式, 本文借助于 ANSYS 中的谐波场采用有限元方法进行求解, 最终得出控制绕组电流和异步发电机满载运行时的定子频率或转差率。

4.1 双绕组各相量间的关系

按照发电机惯例规定功率绕组各变量正方向, 不失一般性, 设零时刻 a_1 相绕组感应电势相量 $\dot{E}_{pa_1}$ 达到最大, 即 $\dot{E}_{pa_1}$ 的初相角为 0 , 电流相量 $\dot{i}_{pa_1}$ 的初相角则为 φ_p 。由于控制绕组向系统发出纯无功功率, 此时可以把励磁调节器看成纯电容器并同样按发电机惯例规定控制绕组各变量正方向, 则 A 相控制绕组电流相量 $\dot{i}_{CA}$ 领先感应电势相量 $\dot{E}_{CA}$ 90° 。由于 A 相控制绕组在空间位置上超前 a_1 相功率绕组 22.5° 电角度, 所以 $\dot{E}_{CA}$ 在时间相位上滞后 $\dot{E}_{pa_1}$ 22.5° , 功率绕组与控制绕组合成相量图如图 4 所示。

从图 4 中可以看出, $\dot{i}_{CA}$ 相位角为 67.5° 。

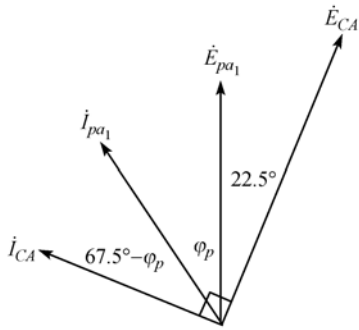


图 4 合成相量图

在 E_p 已知的情况下, 不难由下式求得控制绕组每相感应电势有效值 E_c

$$E_c = \frac{W_c k_{wc1}}{W_p k_{wp1}} E_p, \quad (7)$$

其中 W_c, k_{wc1} 分别为控制绕组每相串联总匝数、基波绕组系数; W_p, k_{wp1} 分别为功率绕组每相串联总匝数、基波绕组系数。

4.2 电磁场有限元法求解过程

本文采用的电磁场有限元分析方法在直角坐标系统中进行, 为方便分析, 在简化物理模型建立过程中作出如下假设: 1) 假设电机轴向无穷长, 把三维计算问题简化到二维坐标系统中进行; 2) 用静止转子代替实际运行的旋转转子, 在定子绕组中施加转差频率电流^[10]; 3) 假设定、转子铁芯磁密随时间作正弦变化^[11]; 4) 定子槽漏磁作用以定子槽漏抗计入, 定子斜槽引起气隙基波磁通的减小可用斜槽系数考虑。

对于静止媒质中的二维正弦电磁场, 向量磁位满足方程

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}}{\partial y} \right) = j\omega\sigma \dot{A} - \dot{J}_s, \quad (8)$$

其中向量磁位 $\dot{A}$ 与源电流密度 $\dot{J}_s$ 只有 z 轴分量且沿电机轴向不发生变化; ω 为转差角频率; μ 为磁导率; σ 为电导率。

(8)式中等式右边两项分别为感应的涡流电流密度与外加的源电流密度。对本文所研究的问题, 源电流只在定子槽中功率绕组和控制绕组区域存在, 涡流电流只在转子槽中导条区域和实心转子铁芯区域存在。

向量磁位满足的边界条件包括定子外圆与转子内圆向量磁位为零以及周期性边界条件。

现建立一对极下电机模型并剖分, 如图5所示, 然后给不同区域赋材料的电导率和磁导率。

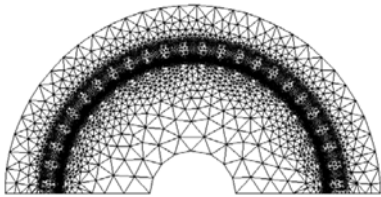


图5 一对极电机剖分

在求解之前, 还需在定子槽中功率绕组和控制绕组区域加载源电流密度。为使所加转差频率电流产生相对转子反相序旋转的磁场, 加载电流的相位角应与实际情况相反, 如在 a_1 相功率绕组上层边区域所加电流密度相位角为 $-\varphi_p$, A 相控制绕组上层边区域所加电流密度相位角为 -67.5° , 在这样加载的情况下, 通过有限元计算得出 a_1 相功率绕组感应电势的相位角应该为0。

在用 ANSYS 谐波场分析时, 还需给出加载电流的转差频率 f , 这是一个需要通过迭代进行求解的变量。

对有限元法求解结果进行后处理, 获取气隙中心线上各节点处的磁密, 再通过Fourier变换取出磁密基波分量大小和相位, 由基波磁密计算每极磁通幅值 Φ_m 。功率绕组每相基波感应有效值可由下式得到

$$E'_p = \sqrt{2}\pi f_1 W_p k_{pw1} \Phi_m. \quad (9)$$

根据基波磁密波形还能确定 a_1 相功率绕组基波感应电势相位 ϕ_0' 。

4.3 确定控制绕组电流和定子频率的优化方法

控制绕组电流有效值 I_c 和转差频率 f 是两个待求变量,若要对其求解,需同时满足下面两个等式组成的方程组,即合适的控制绕组电流及转差频率应使功率绕组基波感应电势的大小和相位达到应有的值。

$$\begin{cases} E_p' = E_p, \\ \phi_0' = 0. \end{cases} \quad (10)$$

由于 E_p' 和 ϕ_0' 从有限元分析法中得出,它们无法用 I_c 和 f 的显性公式表示,则无常规方法求解上面方程组,需采用多变量优化方法求解。

这里的优化模型属于无约束优化模型。现把 I_c 和 f 选为优化变量,目标函数的表达式可写成

$$f(I_c, f) = (E_p' - E_p)^2 + k\phi_0'^2, \quad (11)$$

其中 k 为比例系数。

优化求解实际上就是求目标函数的最小值 $\min f(I_c, f)$ 。显然,目标函数的最小值为 0,即 $\min f(I_c, f)$ 与(10)式等价。

本文采用的多变量优化方法为无需求导的直接搜索法^[12],具体为只对变量作轴向探索移动的坐标轮换法,该优化方法稳定性好、编程简单。优化时从 I_c 和 f 初值出发,每轮寻优按上述过程进行,若某一轮寻优时目标函数值不再减小,这就需要按比例缩小两个变量的步长 ΔI_c 和 Δf 。当步长缩小到规定精度时,优化过程结束并能找到最优点所对应的 I_c 和 f 。

4.4 计算结果及与实验结果比较

当原理样机满载恒压运行时,通过有限元分析并经过优化迭代后得到最终计算结果。计算出的气隙磁密幅值 $B_m=0.7092$ T,由 B_m 计算 Φ_1 ,再根据(9)式求得 $E_p'=101.3$ V,显然有 $E_p'=E_p$;另外 $\phi_0'=0$ 也得到满足。计算结果满足(10)式,相应的 I_c 和 f 则为所求之值。

异步发电机中转差率 s 是一个重要的运行指标,其表达式为

$$s = -\frac{f}{f_1}. \quad (12)$$

表 2 给出了原理样机满载运行时控制绕组电流 I_c 和电机运行转差率 s ,计算值与实验值吻合较好,这说明了所采用分析方法的准确性。产生误差之原因主要有两点:一是计算时未把定子铁耗计入负载;二是没有考虑控制绕组电流产生的漏磁通在功率绕组中感应电势的影响。

表 2 满载控制绕组电流和转差率

	计算值	实验值	误差
I_c/A	8.384	7.711	8.73%
s	-0.01096	-0.01174	-6.64%

5 结论

根据双绕组多相高速整流异步发电机十二相功率绕组电流谐波与磁势谐波的关系、说明了分析过程中可以只考虑基波电流产生的基波磁势, 以此为基础提出了把整个系统拆分为两个子系统、并对这两个子系统分别采用电路分析方法和电磁场有限元分析方法的新思路.

采用基于电路拓扑理论的回路电流法对异步发电机十二相功率绕组与整流负载系统进行仿真计算, 列写了矩阵形式表示的变拓扑结构网络方程, 求解过程中定步长和变步长联合使用, 解决了计算结果的稳定性问题. 满载时仿真波形与实验波形比较吻合, 证实了分析方法的有效性.

采用电磁场有限元和多变量优化法迭代相结合方法对双绕组定子与实心鼠笼转子系统进行分析, 并求出了控制绕组电流和定子频率. 计算结果与实验结果较为一致, 证明了分析方法的正确性.

参考文献

- 1 Singh G K. Multi-phase induction machine drive research-A survey. *Electr Pow Syst Res*, 2002, 61: 139—147[DOI]
- 2 Bansal R C. Three-phase self-excited induction generators: An overview. *IEEE T Energy Conver*, 2005, 20(2): 292—299[DOI]
- 3 马伟明. 电力集成技术. *电工技术学报*, 2005, 20(1): 16—20
- 4 Wang Dong, Ma Weiming, Xiao Fei, et al. A novel stand-alone dual stator-winding induction generator with static excitation regulation. *IEEE T Energy Conver*, 2005, 20(4): 826—835[DOI]
- 5 Elingshirn E A. High phase order induction motors-part I-description and theoretical considerations. *IEEE T Power Apparatus and Syst*, 1983, 102(1): 47—53[DOI]
- 6 吴新振, 王祥珩, 罗成. 多相异步电机电流谐波与磁势谐波的对应关系. *清华大学学报*, 2005, 45(7): 865—868
- 7 吴新振, 王祥珩. 十二相异步发电机功率绕组与整流系统的电路分析. *中国电机工程学报*, 2007, 27(15): 75—82
- 8 吴新振, 王祥珩. 双绕组高速异步发电机控制绕组电流和定子频率的确定. *中国电机工程学报*, 2007, 27(18): 23—29
- 9 高景德, 张麟征. 电机过渡过程的基本理论及分析方法(上册). 北京: 科学出版社, 1982
- 10 Reece A B J, Preston T W. *Finite Element Methods in Electrical Power Engineering*. New York: Oxford University Press, 2000
- 11 Bianchi N A. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. Boca Raton: CRC Press, 2005
- 12 Pardalos P M, Resende M G C. *Handbook of Applied Optimization*. New York: Oxford University Press, 2002