

感应子电机二维磁场计算模型的对比研究

韩 坤¹, 刘龙建²

(1. 中国能源建设集团云南省电力设计院有限公司, 昆明 650051; 2. 昆明理工大学 电力工程学院, 昆明 650500)

摘 要: 感应子电机因其转子结构简单, 具有非常高的可靠性, 特别适用于高速场合, 在脉冲电源、储能系统、航空发电、船舶推进系统等领域有着广泛的应用。感应子电机的磁场为三维磁场, 但三维磁场分析所需计算资源和时间太多。因此, 对感应子电机的磁场分析一般采用简化二维模型。目前, 感应子电机二维磁场计算模型主要有: 标量磁位法、矢量磁位法、等效励磁绕组法和改进等效励磁绕组法四种模型。标量磁位法、矢量磁位法、等效励磁绕组法和改进等效励磁绕组法各有优缺点, 本文对以上四种二维磁场计算模型进行了对比研究, 分析了各自的优缺点, 对其适用性进行了讨论。

关键词: 感应子电机; 二维磁场计算模型; 标量磁位法; 矢量磁位法; 等效励磁绕组法

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)04-0010-08

DOI:10.15934/j.cnki.micromotors.2024.04.012

Comparative Study on Two-dimensional Magnetic Field Calculation Model of Homopolar Inductor Alternator

HAN Kun¹, LIU Longjian²

(1. China Energy Construction Group Yunnan Electric Power Design Institute Co., LTD., Kunming 650051, China; 2. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China)

Abstract: Because of its simple rotor structure, the homopolar inductor alternator (HIA) has very high reliability, especially suitable for high-speed applications, in the pulse power supply, energy storage system, aviation power generation, marine propulsion system and other fields have a wide range of applications. The magnetic field of HIA is 3D magnetic field, but the computing resources and time required for 3D magnetic field analysis are too much. Therefore, a simplified two-dimensional model is generally used to analyze the magnetic field of HIA. At present, there are four kinds of two-dimensional magnetic field calculation models of HIA: scalar magnetic potential method, vector magnetic potential method, equivalent excitation winding method and improved equivalent excitation winding method. Scalar magnetic potential method, vector magnetic potential method, equivalent excitation winding method and improved equivalent excitation winding method have their advantages and disadvantages. In this paper, the above four two-dimensional magnetic field calculation models were compared, their advantages and disadvantages were analyzed, and their applicability was discussed.

Key words: homopolar inductor alternator; two-dimensional magnetic field calculation model; scalar magnetic potential method; vector magnetic potential method; equivalent excitation winding method

0 引 言

感应子电机因其转子结构简单, 具有非常高的可靠性, 特别适用于高速场合, 在脉冲电源、储能系统、航空发电、船舶推进系统等领域有着广泛的

应用^[1-15]。感应子电机的磁场为三维磁场, 但三维磁场分析所需计算资源和时间太多。因此, 对感应子电机的磁场分析一般采用简化二维模型。

感应子电机的磁场分析, 主要基于电机截面的磁场分析。上个世纪六七十年代, 国外研究机构,

收稿日期: 2023-10-12

作者简介: 韩 坤(1990)女, 硕士, 工程师, 主要从事电网接入系统及电机的设计。

刘龙建(1989)男, 博士, 讲师, 研究方向为新型电机分析及设计。

如科罗拉多大学博尔德分校 E. A. Erdelyi 教授, 对感应子电机截面的磁场分析做过仔细研究。这些研究, 主要基于两种方法, 一种是标量磁位法^[16], 另一种是矢量磁位法^[17]。国内研究机构如哈尔滨工业大学和华中科技大学, 提出了等效励磁绕组法, 将感应子电机三维磁场分析模型转为二维磁场分析模型^[18-20]。通过对感应子电机截面的电磁场分析, 可以用来对电机转子的形状、齿数等进行优化设计^[18-22]; 分析定子开槽对感应子电机气隙磁场分布的影响; 研究感应子电机实心转子在高转速情况下的空载涡流损耗^[23], 以及感应子电机带整流或者逆变负载时, 由于负载带来的高次谐波电流所引起的实心转子涡流损耗^[6, 24-25]; 计算感应子电机各绕组的自感以及互感, 用于感应子电机的瞬态过程或者超瞬态过程的分析^[26-28]。

本文对感应子电机二维磁场的四种计算模型进行了对比, 分析了各自的优缺点, 对其适用性进行了讨论。

1 标量磁位法

1.1 分析模型

标量磁位法的分析模型如图 1 所示, 励磁绕组产生的磁动势消耗在气隙以及定转子和机壳上。磁力线垂直于边界 AB 和 CD, 因此 AB 和 CD 满足的边界条件为

$$\begin{aligned} \varphi|_{AB} &= \varphi_f \\ \varphi|_{CD} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

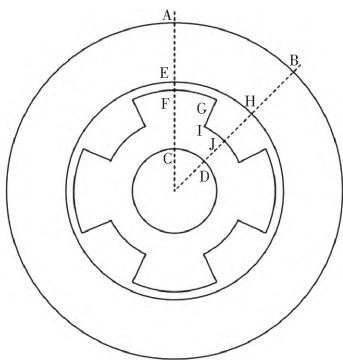


图 1 感应子电机截面分析区域

式中, $\varphi|_{AB}$ 和 $\varphi|_{CD}$ 分别表示边界 AB 和 CD 上的标量磁位。 φ_f 表示励磁绕组产生的磁势。

空载时, 磁力线平行于边界 AC 和 BD。因此有:

$$\begin{aligned} B_{\varphi}|_{AC} &= 0 \\ B_{\varphi}|_{BD} &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $B_{\varphi}|_{AC}$ 和 $B_{\varphi}|_{BD}$ 分别表示边界 AC 和 BD 上的磁感应强度的周向分量。对于有限元法(标量磁位法)而言, 磁力线平行边界 AC、BD 自然满足, 无需特别处理。

1.2 适用性分析

当电机的极对数很多时, 可以将图 2 所示的扇形求解区域转换为图 3 所示的矩形求解域, 因为此时定转子形状弯曲的影响很小。当需要考虑负载电流的电枢反应时, 由于负载电流相位的变化, 边界 AC、BD 可能不再满足对称边界条件。此时图 2 所示八分之一电机模型不再适用于磁场分析, 需要建立如图 4 所示的四分之一电机模型。图 4 所示的模型, 对应的边界条件: AC 和 BD 边界应该满足周期性边界条件。

$$\begin{aligned} B_{\varphi}|_{AC} &= B_{\varphi}|_{BD} \\ B_r|_{AC} &= B_r|_{BD} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $B_r|_{AC}$ 和 $B_r|_{BD}$ 分别表示边界 AC 和 BD 上的磁感应强度的径向分量。因此有:

$$\varphi|_{AC} - \varphi|_{BD} = 0 \quad (4)$$

式中, $\varphi|_{AC}$ 和 $\varphi|_{BD}$ 分别表示边界 AC 和 BD 上的标量磁位。

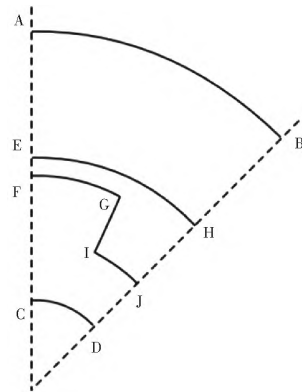


图 2 适用于电机极对数很小的情况

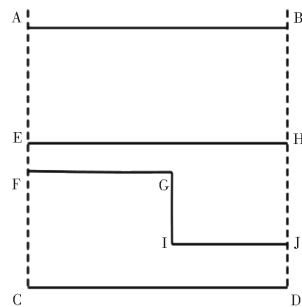


图 3 电机极对数很大时的计算模型

也即需要耦合边界 AC 与 BD 对应节点的标量磁位。实际上, 空载时, 磁力线平行于边界 AC、BD 是周期性边界条件的特殊情况。当三相绕组的合成

磁势轴线与转子直轴重合时, 磁力线平行于边界 AC、BD, 对于标量位, 自然满足; 而当三相绕组的合成磁势轴线与转子交轴重合时, 磁力线垂直于边界 AC、BD, 需要强加相应的边界条件。

交流绕组采用的是正弦电流片模拟, 因此 AB、CD 边界应该满足的边界条件为

$$\begin{aligned}\varphi|_{AB} &= A_m \sin \theta \\ \varphi|_{CD} &= 0\end{aligned}\quad (5)$$

式中, A_m 为电枢绕组产生的标量磁势的幅值, 由定子交流绕组电流及绕组参数确定。

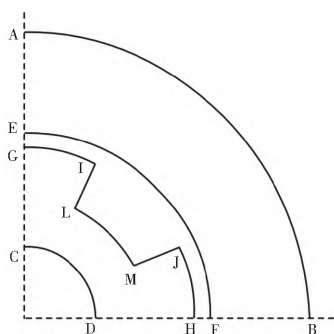


图4 考虑负载电流电枢反应时的二维分析模型

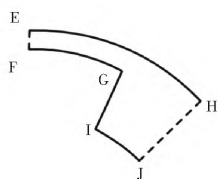


图5 定转子磁导率为无穷大时的二维分析模型

如果只考虑主气隙对磁场的影响, 完全忽略掉定子和转子上的磁压降, 以及定子开槽对气隙磁场的影响, 也即认为定子和转子的磁导率为无穷大并且定子光滑, 则感应子电机的磁场分析模型可进一步简化为图5所示。

对于标量磁位法来说, 由于现有的有限元软件, 二维磁场分析, 均使用的是矢量磁位法, 没有相应的边界条件, 需要先将标量磁位模型比拟成标量电位, 用求解电场的方法间接求解。或者采用有限差分法进行数值求解。标量磁位法与标量电位法的各物理量之间的对应关系为

$$\begin{aligned}\varphi_{mag} &\leftrightarrow \varphi_{elec} \\ B &\leftrightarrow D \\ H &\leftrightarrow E \\ \mu &\leftrightarrow \varepsilon\end{aligned}\quad (6)$$

式中, φ_{mag} 和 φ_{elec} 分别表示标量磁位和标量电位。B 表示磁感应强度, D 表示电位移矢量, H 表示磁场强度, E 表示电场强度。 μ 和 ε 分别表示磁导率和电

容率(介电常数)。因此, 用标量电位比拟法求得的结果, 转换为磁场时, 对应的转换关系式为:

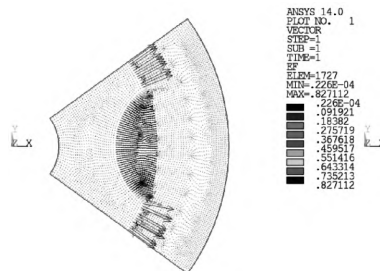
$$B \leftrightarrow \frac{\varepsilon}{\mu} E \quad (7)$$

1.3 仿真结果

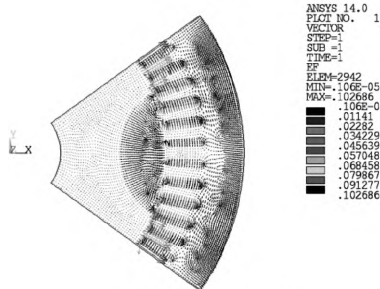
以一台额定容量为 100 kVA, 额定电压 2000V, 极对数为 5 的感应子电机为例, 采用标量磁位法(标量电位比拟法), 计算的磁场结果如图6所示。其中电机的主要尺寸参数如表1所示。

表1 感应子电机样机几何尺寸参数(mm)

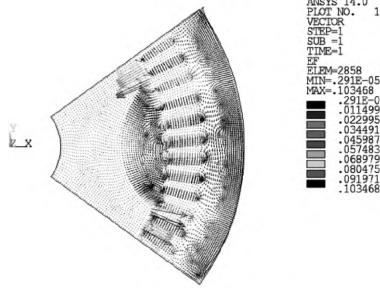
参数	参数值
定子内圆直径 D_i /mm	245
转子外圆直径 D_r /mm	241
定子铁心外圆直径 D_o /mm	368
机壳外圆直径 D_s /mm	420
定子铁心长度 l /mm	109
气隙长度 δ /mm	2
转子槽宽系数 γ	0.66



(a) 空载磁场



(b) 直轴电枢反应磁场



(c) 交轴电枢反应磁场

图6 标量磁位法计算得到的磁场结果

2 矢量磁位法

2.1 分析模型

如上所述, 用标量磁位法求解感应子电机负载磁场时, 交流绕组采用的是正弦电流片模拟, 当需要考虑交流绕组电流分布的影响时, 需要采用矢量磁位的方法。文献[17]中使用的正是矢量磁位法。矢量磁位法中, 矢量磁位 A_z 满足的边界条件如下: AB、CD 边界为对称边界, 磁力线垂直于边界 AB、CD, 有限元法中自然满足, 无需处理。AC、BD 边界为周期性奇对称边界, 磁感应强度满足条件:

$$\begin{aligned} B_{\varphi}|_{AC} &= B_{\varphi}|_{BD} \\ B_r|_{AC} &= B_r|_{BD} \end{aligned} \quad (8)$$

由此可得:

$$A_z|_{AC} - A_z|_{BD} = K_{\varphi} \quad (9)$$

式中, $A_z|_{AC}$ 和 $A_z|_{BD}$ 分别表示边界 AC 和 BD 上的矢量磁位。 K_{φ} 的物理含义: 单位轴向长度, 穿过一个极距所对应的截面的磁通, 由励磁绕组电流和三相交流绕组电流共同决定。

只考虑交流绕组的电枢反应时, 与标量磁位法相同, 会有两个特例:

(1) 交流绕组的合成磁势的位置与转子直轴重合时, 磁力线平行于 AC、BD 边界;

(2) 交流绕组的合成磁势的位置与转子交轴重合时, 磁力线垂直于 AC、BD 边界。

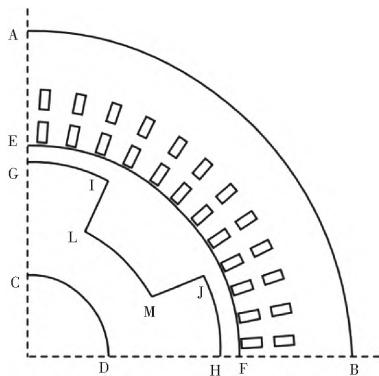


图7 矢量磁位法的二维分析模型

对交轴电枢反应来说, 穿过一个极距对应的截面的磁通等于零, 因此有边界 AC、BD 对应节点的矢量磁位 A_z 相等, 在有限元软件 Ansoft 中, 添加的边界为周期性边界 ($B_s = B_m$, B_s 和 B_m 分别表示主、从边界的磁感应强度), 在有限元软件 Ansys 中, 添加边界为耦合边界上对应节点的矢量磁位 A_z 。

对直轴电枢反应来说, 穿过一个极距对应的截面的磁通不等于零, 因此边界 AC、BD 对应节点的矢量磁位 A_z 不相等, 考虑到磁力线平行于边界 AC、BD, 因此边界 AC 或 BD 上所有节点的矢量磁位 A_z 相等, 因此在有限元软件 Ansoft 中, 添加的边界为 $A_z|_{AC} = K_{\varphi}$, $A_z|_{BD} = 0$ 。在有限元软件 Ansys 中, 边界 AC、BD 对应节点的矢量磁位 A_z 要满足约束方程 (9)。其中, K_{φ} 的计算公式为

$$K_{\varphi} = \frac{1}{2} F \frac{\mu_0}{\delta} \lambda_1^* \frac{\pi D_r}{p} \quad (10)$$

式中, μ_0 为真空磁导率, λ_1^* 为气隙磁导一次分量的标么值, p 为极对数。F 为三相绕组合成磁动势幅值, 其计算公式为

$$F = \frac{3Nk_{w1}i_m}{\pi p} \quad (11)$$

式中, N 为每相绕组串联匝数, k_{w1} 为绕组基波系数, i_m 为绕组相电流幅值。任意位置时的电枢反应, 边界 AC、BD 对应节点的矢量磁位 A_z 需要满足约束方程 (9) 和方程 (10), 由于有限元软件 Ansoft 不能对节点自由度的方程进行约束 (Ansoft 中周期性边界约束, 则 $K_{\varphi} = 0$, 实际 K_{φ} 只在交轴电枢反应时等于零), 因此需要用有限元 Ansys APDL 软件通过对边界相应节点添加等式约束条件来计算。

根据以上分析, 对于标量磁位和矢量磁位都要涉及到内边界 CD 以及外边界 AB 所对应的圆弧半径大小的选取问题。周期性边界条件在位置产生奇异, 为避免奇异, 求解区域不包括原点。内圆半径选取原则为, 即不能过小以避免原点附近奇异, 在真实的 3D 模型中, 弧线 AB 处的磁力线非常接近于垂直, 强加垂直边界时, 应对求解区域重要位置的磁场影响很小。根据三维场的计算结果, 磁力线在半径等于转子转轴半径的位置磁力线接近垂直, 因此, 一般取内边界的半径为转子转轴的半径。外边界的半径选取原则, 用定子外径作为外边界半径, 此处磁力线要尽可能垂直于外圆弧线。

2.2 仿真结果

采用矢量磁位法, 计算得到的空载及电枢反应磁场结果如图 8 所示, 电机尺寸参数与采用标量磁位法计算时所使用的电机相同。从计算结果可以看出, 矢量磁位法计算得到的空载磁场结果以及电枢反应磁场与采用标量磁位法的结果相同。

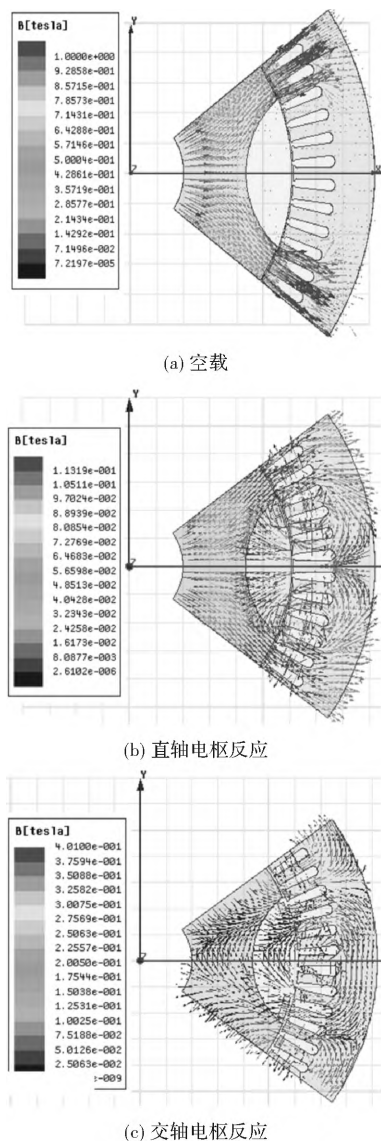


图8 矢量磁位法计算得到的磁场分布

3 等效励磁绕组法

3.1 分析模型

根据以上分析,对于标量磁位法,无论是采用有限元法还是有限差分法,都不是很方便操作。为此,文献[18]提出了一种等效励磁绕组的方法,将轴对称的励磁绕组用与常规同步电机类似的励磁绕组等效,从而在电机截面内进行磁场计算分析。等效励磁绕组的示意图如图9所示。

从图9可以看出,等效励磁绕组法,磁力线的分布为:磁力线从励磁绕组所在磁极位置的定子侧穿过气隙,进入转子侧,然后经由转子的其它三个磁极穿过气隙,经过定子和外壳回到励磁绕组所在磁极位置的定子处。根据以上磁力线的特征,等效励磁绕组法模型,气隙磁场在励磁绕组位置与其他位置为极性相反,并且大小还不相等,因此等效励

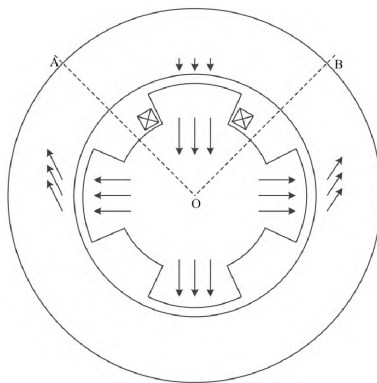


图9 等效励磁绕组法分析模型

磁绕组法求解区域只适用于图9,OA与OB直线所夹的扇形区域,并且只适用于感应子电机空载磁场的分析。

3.2 仿真结果

采用等效励磁绕组法,计算得到的空载磁场结果如图10所示,电机尺寸参数与采用标量磁位法计算时所使用的电机相同。从计算结果可以看出,等效励磁绕组法计算得到的空载磁场结果与采用标量磁位法的结果相同。

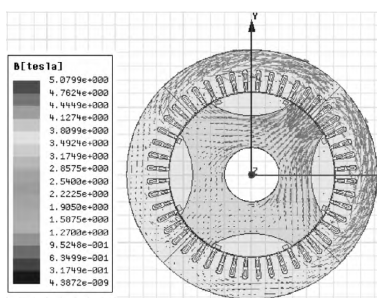


图10 等效励磁绕组法计算得到的空载磁场分布

4 改进等效励磁绕组法

4.1 分析模型

从上文可以看出,等效励磁绕组法分析模型只能用于空载磁场的分析,存在很大局限性。因此,文献[20]提出了改进的等效励磁绕组法,其模型如图11所示。将感应子电机左右两个转子截面移至同一平面。每个凸极上有一个等效励磁绕组,相邻励磁绕组的电流方向相反。电机等效轴向长度为单个定子铁心的长度。

4.2 仿真结果

采用改进等效励磁绕组法,计算得到的空载和电枢反应磁场结果如图12所示,电机尺寸参数与采用标量磁位法计算时所使用的电机相同。可以看出,改进等效励磁绕组法将电机左右两半的磁场同时考

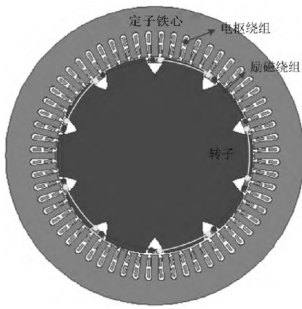


图 11 改进等效励磁绕组法分析模型

虑进去, 在一个周期性对称模型中, 有两个凸极, 每个凸极分别对应电机的左右两半部分。四种模型计算得到的空载和直交轴电枢反应气隙磁密分布曲线分别如图 13 ~ 图 15 所示。

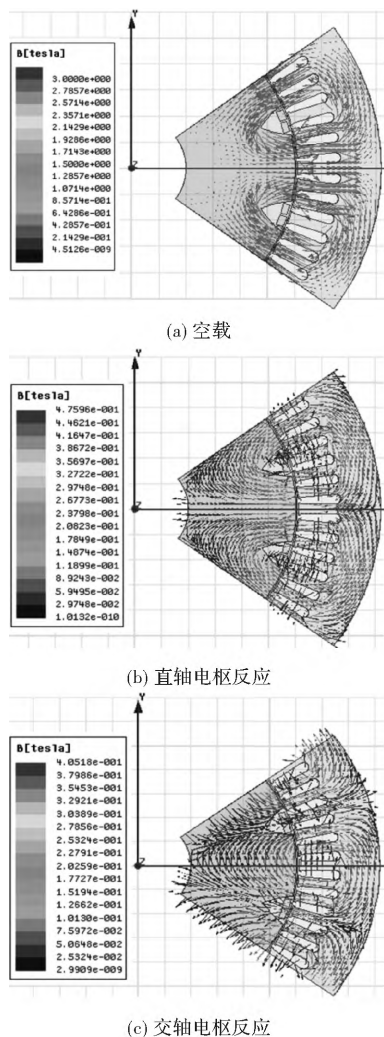


图 12 改进等效励磁法计算得到的磁场分布

可以看出, 对于空载气隙磁密, 将标量磁位、矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到左右两半的气隙磁密合成, 与改进等效励磁绕组法的结果基本吻合。同理, 对于交轴电枢反应气隙磁密, 将标量磁位、矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到左右两半的气隙磁密合成, 与改进等效励磁绕组法的结果基

本吻合。对于直轴电枢反应气隙磁密, 标量磁位、矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到的气隙磁密基本吻合。将标量磁位、矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到左右两半的气隙磁密合成, 与改进等效励磁绕组法的结果会有较大差别。这是因为, 直轴电枢反应磁场存在直流偏置分量, 改进等效励磁绕组法, 由于模型中气隙磁导不存在直流分量, 无法考虑直轴电枢反应磁场的直流分量, 因此也不能将直流偏置磁场对磁路饱和的影响考虑进来。

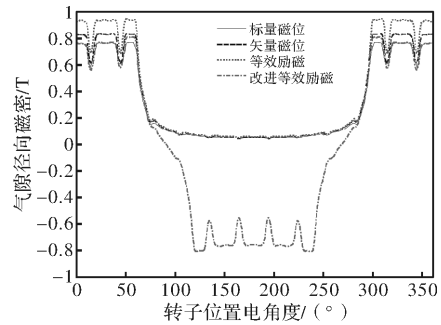


图 13 各种模型计算得到的空载气隙磁密分布

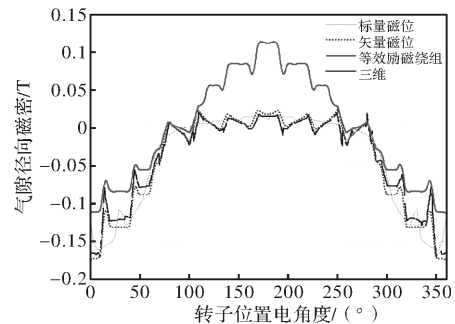


图 14 各种模型计算得到的直轴电枢反应磁场径向气隙磁密分布

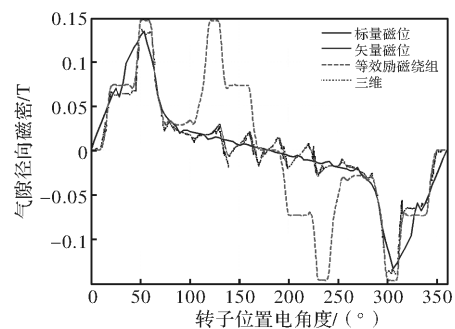


图 15 各种模型计算得到的交轴电枢反应磁场径向气隙磁密分布

5 结 语

本文对感应子电机二维磁场的不同计算模型进行了分析对比。四种二维磁场计算模型的对比如表 2 所示。可以看出, 除等效励磁绕组法外, 其余三种方法均可考虑空载和负载情形。等效励磁绕组法只能用于转子形状优化, 而标量磁位法、矢量磁位

法和改进等效励磁绕组法还可用于负载时气隙磁场分析、电抗参数计算、转子涡流计算等,但标量磁位法不能考虑电流分布的影响。对于标量磁位法,考虑直交轴电枢反应磁场时,Ansoft 软件不能加上相应边界条件,只能借助于 Ansys APDL 软件。对于矢量磁位法,考虑任意位置的电枢反应磁场时,Ansoft 软件不能加上相应边界条件,只能借助于 Ansys APDL 软件。对于改进等效励磁绕组法,无法考虑直交轴电枢反应气隙磁场的直流分量,也不能将直流偏置磁场对磁路饱和的影响考虑进来。

表 2 四种二维磁场计算模型的对比

	标量磁位	矢量磁位	等效励磁绕组	改进等效励磁绕组
工况	空载及负载	空载及负载	空载	空载及负载
应用场合	转子形状优化,负载时气隙磁场分析,电抗参数计算,转子涡流计算。	转子形状优化,负载时气隙磁场分析,电抗参数计算,转子涡流计算。	转子形状优化	转子形状优化,负载时气隙磁场分析,电抗参数计算,转子涡流计算。
边界条件	AB、CD 边界,标量磁位强制性约束; AC、BD 边界为周期性边界。	AC、BD 边界,矢量磁位等式约束。	机壳外边界	机壳外边界
缺点	不能考虑定子交流绕组分布的影响; 直交轴电枢反应磁场, Ansoft 软件不能加上相应边界条件。	考虑任意位置的电枢反应磁场, Ansoft 软件不能加上相应边界条件。	只能用空载磁场的分析	无法考虑直交轴电枢反应气隙磁场的直流分量

参考文献

- [1] Zhang'ao Ren, et al. Investigation of a Novel Pulse CCPS Utilizing Inertial Energy Storage of Homopolar Inductor Alternator[J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2011, 39(1): 310-315.
- [2] Zhang'ao Ren, Kexun Yu, Qingming Xin, et al. Performance of Homopolar Inductor Alternator with Diode-Bridge Rectifier and Capacitive Load[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2013, 60(11): 4891-4902.
- [3] Qingming Xin, et al. Inductance Mathematic Model of a Homopolar

Inductor Alternator in a Novel Pulse Capacitor Charge Power Supply[J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2013, 41(5): 1231-1236.

- [4] Qingming Xin, Kexun Yu, Qilin You, et al. Repetition Pulse Charging Characteristics for Homopolar Inductor Alternator with Rectified Capacitive Load[J]. IEEE Trans. Elect. Electron. Eng., 2015, 10(1): 44-49.
- [5] C Ye, K Yu, W Xu, et al. Optimal Design and Experimental Research of a Capacitor-Charging Pulsed Alternator[J]. IEEE Trans. Energy Convers., 2015, 30(3): 948-956.
- [6] Kexun Yu, Longjian Liu, Xianfei Xie. Design Consideration of Eddy Current Losses for Rotor of HIA with Rectifier and Capacitive Loads[J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2018, 46(8): 2949-2953.
- [7] Longjian Liu, Kexun Yu, Xianfei Xie. Analysis and Test Efficiency of a High-Power Pulsed Power Supply Based on HIA[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(5): 2293-2301.
- [8] Songlin Guo, Kexun Yu, Lidan Jiang, et al. Optimization of Design Method and Experiment of A Repetition Pulse Charging HIA-CCPS[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(1): 745-758.
- [9] Tsao P, Senesky M, Sanders S R. An Integrated Flywheel Energy Storage System with Homopolar Inductor Motor/Generator and High-Frequency Drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1710-1725.
- [10] Yang J, Liu P, Ye C, et al. Multidisciplinary Design of High-Speed Solid Rotor Homopolar Inductor Machine for Flywheel Energy Storage System[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(2): 485-496.
- [11] C Ye, J Yang, W Xu, et al. A novel Multi-Unit Outrotor Homopolar Inductor Machine for Flywheel Energy Storage System[J]. IEEE Trans. Magn., 2018, 54(11): 1-5.
- [12] Jiangtao Yang, Caiyong Ye, Shoudao Huang. Development and Analysis of an Outer Rotor Homopolar Inductor Machine for Flywheel Energy Storage System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6504 - 6515.
- [13] K Sivasubramaniam, E T Laskaris, M R Shah, et al. High-Temperature Superconducting Homopolar Inductor Alternator for Marine Applications[J]. IEEE Trans. Applied Superconductivity, 2008, 18: (1): 1-6.
- [14] K Sivasubramaniam, et al. Development of a High Speed HTS Generator for Airborne Applications[J]. IEEE Trans. Appl. Supercon., 2009, 19(3): 1656-1661.
- [15] Longjian Liu, Kexun Yu, Xianfei Xie. A High-Temperature Superconducting Homopolar Inductor Alternator with Slotless Stator Core for High-Power Pulsed Power Supply[C]. IEEE International Conference on Power Science and Technology, 2023: 151-156.
- [16] Trutt F C, E A Erdelyi. No-Load Flux Distribution in Saturated High-Speed Homopolar Inductor Alternators[C]. IEEE Transactions on Aerospace, 2007: 417-429.
- [17] K E Schenk, E F Fuchs, F C Trutt. Load Analysis of Nonlinear Homopolar Inductor Alternators[J]. IEEE Trans. Power App. Syst., 1973, PAS-92(2): 442-448.
- [18] Fu et al. A Novel 2-D Simplified Model for Investigating the Rotor Shape of Homopolar Inductor Alternator[C]. Sixth International

- Conference on Electromagnetic Field Problems & Applications IEEE, 2012.
- [19] X Fu, H Li, D Xu, et al. Analysis of Air-Gap Magnetic Field in Homopolar Inductor Alternator by AM and FEM[J]. IEEE Trans. Magn., 2015, 28(3): 1-4.
- [20] Yang J, Ye C, Liang, X, et al. Investigation of a Two-Dimensional Analytical Model of the Homopolar Inductor Alternator[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, (3): 1-5.
- [21] Landgraff R W, E A Erdelyi. Influence of Airgap Curvature on the Flux Distribution in Saturated Homopolar Alternators[J]. IEEE Transactions on Aerospace 1964(2): 904-912.
- [22] Hopkins R E, E A Erdelyi. Optimization of Rotor Tooth Shape of Aerospace Homopolar Alternators[J]. IEEE Transactions on Aerospace, 1965, AS-3(2): 12-17.
- [23] Siegl M, V. Kotrba. Losses and Cooling of a High-Speed and High-Output Power Homopolar Inductor Alternator[C]. Fifth International Conference on Electrical Machines and Drives IET, 2002.
- [24] E A Erdelyi, R F Jackson, S V Ahamed, et al. Eddy Current Losses in the Rotor Teeth of Aerospace Homopolar Alternators[J]. in IEEE Transactions on Aerospace, 1965, AS-3(2): 24-31.
- [25] A L Jokl, L I Amstutz, E A Erdelyi. Nonsymmetrical, Nonlinear Aerospace Alternators on Nonlinear Loads[J]. In IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1975, AES-11 (3): 298-315.
- [26] Siegl M, E A Erdelyi. Damper Bars and Their Influence in Operating Homopolar Inductor Alternators for Aerospace Supplies-Part I: Determination of Saturated Time-Dependent Reactances[J]. Aerospace & Electronic Systems IEEE Transactions 1973, AES-9(6): 925-931.
- [27] Siegl M, E A Erdelyi. Damper Bars and Their Influence in Operating Homopolar Inductor Alternators for Aerospace Supplies - Part II: Subtransient Reactances of Saturated Homopolar Inductor Alternators with Damper Windings[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems 2007, AES-9(6): 932-939.
- [28] Z Lou, et al. Analytical Calculation of Synchronous Reactances of Homopolar Inductor Alternator[J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2015, 43(5): 1462-1468.

(上接第9页)

到的各次谐波幅值频谱图, 由图可知, 定子齿部开设辅助槽后各次谐波幅值均有所降低, 基波幅值降低 83%, 2 次、3 次、4 次谐波幅值接近 0。

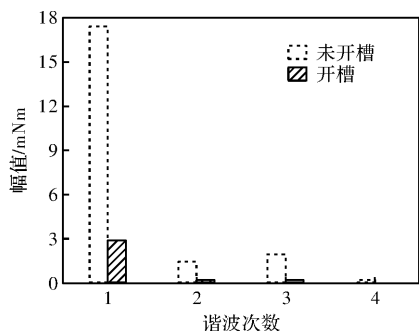


图 12 开槽前后齿槽转矩谐波对比

4 结 语

本文以一台 9 槽 6 极表贴式外转子永磁电机为研究对象, 采用有限元分析方法, 研究了通过在定子齿部开设辅助槽降低永磁电机齿槽转矩的可行性, 分析了定子辅助槽数量、槽位置角、槽宽度、槽深度对齿槽转矩的影响规律, 并制作样机对仿真结果进行测试验证。结果表明:

(1) 定子齿部开设合适的辅助槽可以降低永磁电机的齿槽转矩, 齿槽转矩的大小与辅助槽的尺寸及位置有关。若辅助槽参数选择不当, 可能会增大电机的齿槽转矩。

(2) 对于本文研究的电机, 在定子齿部开设两个辅助槽, 槽位置角 7° , 槽宽度 4.2 mm, 槽深度 0.4 mm, 齿槽转矩降低 84.6%。

(3) 对齿槽转矩进行优化设计时, 采用多参数同步优化比单一参数优化更容易得到最佳解。

参考文献

- [1] 申合彪, 赵朝会, 陆海玲, 等. 对称转子辅助槽对内置式永磁同步电机齿槽转矩的影响[J]. 微电机, 2021, 54(7): 50-54.
- [2] 夏邦俊, 刘旭. 不等齿宽可变磁通磁阻电机齿槽转矩抑制[J]. 中国科技论文, 2023, 8(10): 1153-1158.
- [3] 姜富宽. 基于转子分段的永磁电机齿槽转矩抑制方法研究[J]. 中国测试, 2022, 48(11): 106-112.
- [4] 王道涵, 彭晨, 王柄东, 等. 电动汽车新型转子内置式永磁同步电动机转矩脉动与电磁振动抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(14): 5289-5300.
- [5] 姚仲安, 陈瑛, 刘军, 等. 基于田口法和转子偏心的 PMSM 齿槽转矩研究[J]. 实验室研究与探索, 2022, 41(8): 102-106.
- [6] 刘金刚, 郑剑云, 张聪悦, 等. EHB 用无刷直流电机齿槽转矩抑制方法研究[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2022, 49(2): 38-46.
- [7] 王艾萌, 李姗姗, 李大双. 不同定子模块化结构对分数槽永磁电机性能的影响[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 54-59.
- [8] 高峰阳, 李晓峰, 齐晓东, 等. 非对称 V 型磁极偏移内置式永磁同步电机转矩脉动分析[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 112-120.