

双斜槽转子感应电机的快速场路耦合分析*

陈国玮¹, 明 帅¹, 刘志远¹, 鲍晓华^{1,2}

(1. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009;

2. 合肥工业大学 智能制造技术研究院, 安徽 合肥 230009)

摘 要: 为克服双斜槽感应电机轴向拓扑仿真时需采用低效率高精度的三维有限元仿真的问题, 针对错开双斜槽转子感应电机(DSRIM)提出一种等效电路, 然后基于多层有限元模型建立 DSRIM 的轴向分层等效电路。在等效电路与磁场耦合分析的基础上, 运用分布磁路法求出气隙磁场分布与稳态性能指标。与试验结果进行对比, 对比结果显示该方法的计算结果具有指导意义。

关键词: 双斜槽转子感应电机; 等效电路; 分布磁路法; 气隙磁通密度; 有限元

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)08-0007-07

doi: 10.12177/emca.2022.079

Fast Circuit-Field Coupling Analysis for Double Skewed Rotor Induction Motor*

CHEN Guowei¹, MING Shuai¹, LIU Zhiyuan¹, BAO Xiaohua^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Intelligent Manufacturing Institute, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: To overcome the problem of using low-efficiency and high-precision 3D finite element simulation in axial topology simulation of double skewed induction motor, an equivalent circuit is proposed for the staggered double skewed rotor induction motor (DSRIM) and then the axially layered equivalent circuit of DSRIM is established based on the multi-layer finite element model. Based on the coupling analysis of the equivalent circuit and the magnetic field, the air-gap magnetic field distribution and steady-state performance index are obtained by using the distributed magnetic circuit method. The calculation results are compared with the experimental results, and it is shown that the calculation results of this method have guiding significance.

Key words: double skewed rotor induction motor (DSRIM); equivalent circuit; distributed magnetic circuit method; air-gap flux density; finite element

0 引 言

双斜槽转子感应电机(DSRIM)可以削弱气隙谐波且具有良好的低噪声性能, 因此其应用前景较为广泛^[1]。DSRIM 研究中多采用有限元法, 它是现在最准确的方法之一, 因为其计算过程中计及了磁性材料的非线性行为、更真实的拓扑等因

素, 而这些因素在等效电路法这一集总参数方法中通常是被忽略的。但三维有限元仿真需要耗费大量的计算时间。若采用更快速的经典等效电路法, 虽计算方便快捷但因其参数都为集总参数, 结果不准确, 且 DSRIM 的等效电路至今还鲜有报道。

对普通感应电机来说, 一般采用集总参数求取等效电路参数。文献[2]采用解析法求解电路

收稿日期: 2022-05-09; 收到修改稿日期: 2022-07-14

* 基金项目: 安徽省科技重大专项项目(201903a05020042); 合肥工业大学智能制造技术研究院科技成果转化及产业化专项资金项目(IMIWL2019001)

作者简介: 陈国玮(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电机设计与优化等。

明 帅(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电机设计与优化等。

参数,研究多笼转子的等效电路,计及集肤效应后其模型能体现开口槽对等效电路的影响。为更好地考虑如饱和等非线性因素,文献[3]采用类似有限元法对槽内导体分层分析,在此基础上推导计及频率影响的转子侧电路参数。为更精确地计算双笼转子感应电机等效电路参数,选择采用有限元法计算会更加有效^[4-5]。

对于 DSRIM 来说,采用有限元法计算无错开双斜槽转子的转子侧等效阻抗表达式,并将有限元法计算得到的等效电路与样机结果对比,证明有限元法计算的等效电路参数对 DSRIM 依然可行^[6]。

本文针对快速仿真错开双斜槽转子模型,提出一种等效电路,并与分布磁路法(DMCM)结合进行分析,然后基于多层有限元模型建立 DSRIM 的轴向分层等效电路。在等效电路与磁场耦合分析的基础上,运用 DMCM 求出气隙磁场分布与稳态性能指标。最后与试验结果进行对比,对比结果表明基于该等效电路的 DMCM 计算结果可以较为快速与准确地得到 DSRIM 的稳态性能及气隙磁密。

1 DSRIM 等效电路推导

1.1 DSRIM 磁路模型

为更便捷地分析 DSRIM 的等效电路,首先提出 3 点假设:(1) 中环产生的磁场不与定子磁场交链;(2) 中环隔开的前后笼转子分别与定子耦合,前后笼转子间磁场不耦合,且前后笼导条仅考虑电流相位关系;(3) 认为定转子铁心不饱和并忽略铁心部分磁阻。

在满足以上假设的情况下,因 DSRIM 的转子可以看作两个鼠笼共用一个端环,故参考双笼感应电机推导 DSRIM 的等效电路。DSRIM 的感应电动势分为两部分加在前后笼,即主电抗分为两部分加在前后笼转子上分别进行励磁。双斜槽转子的定子磁路与转子前后笼按电磁关系考虑并联构成磁回路,DSRIM 等效磁路如图 1 所示。

图 1 中, R_U 、 R_D 分别为每一对极下前后笼的气隙磁阻; F_1 为定子磁动势; F_U 、 F_D 分别为前后笼转子产生的磁动势; Φ_1 为主磁通; Φ_U 、 Φ_D 分别为 DSRIM 前后笼与定子耦合的磁通。

当 DSRIM 中的绕组通入电流时,基波磁动势幅值与普通感应电机类似,故不再赘述。

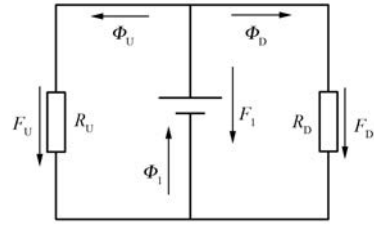


图 1 DSRIM 等效磁路图

为保证抵消转子导条因斜槽产生的轴向力,双斜槽转子的默认结构为前后笼等长,即 $L_U = L_D$,如图 2 所示。

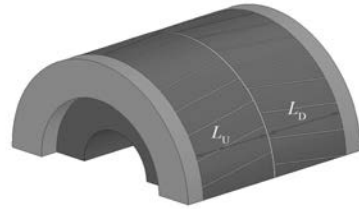


图 2 双斜槽转子长度示意图

故可推断双斜槽转子前后笼与定子互感相等。即通过前后笼的磁通比应为

$$\frac{\Phi_U}{\Phi_D} = \frac{L_U}{L_D} \quad (1)$$

1.2 DSRIM 等效电路模型

如果采用传统感应电机的绕组折算方法,将双斜槽转子前后笼分别向定子侧折算,则:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= \dot{E}_U + \dot{E}_D = \dot{E}'_U + \dot{E}'_D = \\ &I'_U \left(\frac{\dot{R}'_U}{s} + jX'_{\sigma_U} \right) + I'_D \left(\frac{\dot{R}'_D}{s} + jX'_{\sigma_D} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: \dot{E}_1 为感应电动势; \dot{E}'_U 、 \dot{E}'_D 分别为前后笼感应电动势; I'_U 、 I'_D 分别为折算后前后笼导条流过的电流; \dot{R}'_U 、 \dot{R}'_D 分别为前后笼电阻; X'_{σ_U} 、 X'_{σ_D} 分别为前后笼漏抗; s 为转差。

根据式(2),可得到 DSRIM 的等效电路,如图 3 所示,图中 \dot{Z}_2 为转子总抗阻, \dot{Z}_U 为前笼抗阻, \dot{Z}_D 为后笼抗阻。

从等效电路图可以看出双斜槽转子鼠笼前后笼为并联连接,因为 DSRIM 的默认结构为前后笼等长,对应前后笼的励磁电抗为主电抗 X_M 的 1/2,即 $X_{MU} = X_{MD} = X_M/2$ 。考虑到双斜槽转子前后笼感生电流的相位差,在下笼阻抗处额外引入幅值为 1 的相位因子 $e^{-j\alpha}$,其中 α 为前后笼错开相位角度。

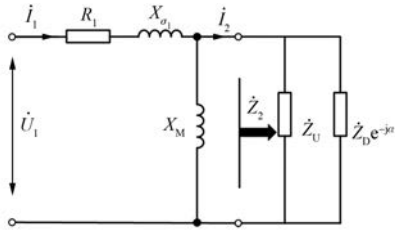


图3 DSRIM 等效电路图

参考文献[7]可得双斜槽转子导条电流与中环电流奇偶数段有如下关系:

$$\begin{cases} I_{IR(2n-1)} = \frac{I_{BU(n)} \sin(v\beta/2)}{\sin(v\alpha/2)} \\ I_{IR(2n)} = \frac{I_{BD(n)} \sin(v\beta/2)}{\sin(v\alpha/2)} \end{cases} \quad (3)$$

式中: \$\beta\$ 为前后笼斜槽角度; \$I_{BU}\$、\$I_{BD}\$ 分别为前后笼导条上实际流过的电流。

参考普通鼠笼转子的电阻电抗计算方法, 由电流相位关系采用等效铜耗的方法可将奇数/偶数段中环电阻和电抗、前后端环电阻电抗分别折算到前后笼上, 其中铜耗关系式如下:

$$P_{Cu} = I_{BU}^2 R_{2(BU)} + I_R^2 R_{2(R)} + I_{IRO}^2 R_{2(IRO)} = I_{BU}^2 \left[R_{2(BU)} + \frac{1}{2\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} R_R + \frac{2\sin^2\left(\frac{\beta}{2}\right)}{2\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} R_{IRO} \right] \quad (4)$$

式中: \$R_{2(BU)}\$ 为前笼导条电阻; \$R_R\$ 为端环电阻; \$R_{2(IRO)}\$ 为奇数段中环电阻。

对于前半转子来说, 一对极下属于同一相的 \$h\$ 根导条是并联的, 所以将中环与端环折算至导条上的等效电阻为

$$R_{2U} = \frac{1}{h} \left[R_{2(BU)} + \frac{1}{2\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} R_R + \frac{2\sin^2\left(\frac{\beta}{2}\right)}{2\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} R_{IRO} \right] \quad (5)$$

同理根据等效漏磁场能量计算, 将中环与端环折算至导条上的等效漏抗为

$$X_{2U} = \frac{1}{p} \left[X_{2(BU)} + \frac{1}{2\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} X_R + \frac{2\sin^2\left(\frac{\beta}{2}\right)}{2\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)} X_{IRO} \right] \quad (6)$$

其他转子参数可由鼠笼转子经验公式求得, 式(6)中中环漏抗与电阻由端部与槽漏抗结合的方法求得^[8]。

为简化双斜槽转子等效电路, 可得如图4所示的一般形式的等效电路。

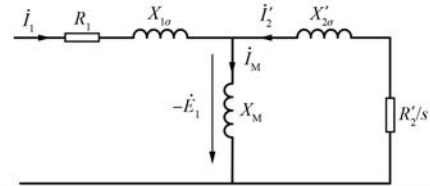


图4 一般形式等效电路

一般形式的等效电路为集总参数计算, 而普通斜槽电机的气隙磁通密度需要根据不同轴向位置的不同磁动势进行计算。因此, 任何一片轴片位置的气隙磁通密度都可以单独由绕组和转子电流相量 (\$i_1, i_2\$) 确定。为更准确地计算气隙磁通密度, 采用分段直槽模型来模拟双斜槽, 如图5所示。定子绕组和导条电流在轴向上是连续的, 双斜槽转子前后笼电流额定运行时幅值基本相同, 所以将 (\$i_1, i_2\$) 作为磁场分析的变量, 可以有效地保证电流的轴向连续性。励磁支路由定子和转子电流相量 (\$i_1, i_2\$) 确定的流控电压源来表示。DSRIM 的分段直槽等效电路如图6所示^[9]。

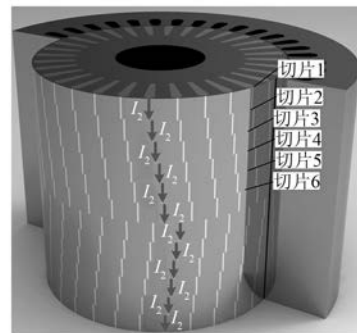


图5 双斜槽分段直槽模型示意图

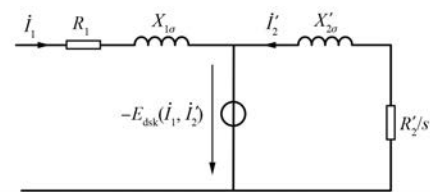


图6 分段直槽等效电路

图6中, \$E_{dsk}(i_1, i_2)\$ 是受双斜槽影响的整体感

应电动势,主要参数关系可以表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_{\text{dsk}}(\dot{I}_1, \dot{I}'_2) + \dot{I}_1(R_1 + X_{1\sigma}) \\ \dot{I}'_2 = \dot{E}_{\text{dsk}}(\dot{I}_1, \dot{I}'_2) \cdot \left(\frac{R'_2}{s} + X'_{2\sigma}\right)^{-1} \end{cases} \quad (7)$$

当用多层模型来表示 DSRIM 时,需要获取每个轴向切片的感应电动势来计算式(7)中的整体感应磁动势 E_{dsk} 。当轴向切片数为 N 时,定义 $E_k(I_1, I_2)$ 为第 k 个切片的感应电动势, E_k 与 E_{dsk} 可用下式近似考虑^[9]:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{dsk}}(\dot{I}_1, \dot{I}'_2) &\approx \frac{1}{N-1} \cdot \\ &\sum_{k=1}^{N-1} \frac{\dot{E}_k(\dot{I}_1, \dot{I}'_2) + \dot{E}_{k+1}(\dot{I}_1, \dot{I}'_2)}{2} \end{aligned} \quad (8)$$

通过磁场分析可以得到每个轴片的感应电动势。对于 DSRIM, 因为存在错开角度和斜槽角度, 所以应分析不同轴片上的磁场, 包括磁动势、气隙磁通密度、感应电动势。基于所有轴片的感应电动势, 即考虑到斜槽角度与错开角度的整体感应电动势 E_{dsk} 可以根据式(8)计算得到。

2 DSRIM 磁场分析

2.1 磁动势分析

当 DSRIM 用 12 个轴向切片的多层模型表示, 且前后笼的斜槽电角度相等, 错开角度为 α 时, 可通过电流相量 (\dot{I}_1, \dot{I}'_2) 、 φ_k 、 α 来计算第 k 个轴向切片的基本磁动势:

$$F = F_k \cos(2\pi f_1 t - \theta + \varphi_k) = F_1 \cos(2\pi f_1 t - \theta + \varphi_1) + f_2 \quad (9)$$

式中: f_1 为定子绕组基波频率; θ 为空间角; F_k 为第 k 个切片上的磁动势幅值; φ_k 为第 k 个切片上磁动势的空间角; φ_1 为定子绕组的磁动势空间角度。

转子磁动势计算时为分段函数, 表达式为

$$f_2 = \begin{cases} F_2 \cos\left(2\pi f_1 t - \theta + \varphi_2 + \frac{k-1}{6}\varphi_{\text{dsk}}\right), & 1 < k \leq 6 \\ F_2 \cos\left(2\pi f_1 t - \theta + \varphi_2 + \frac{12-k}{6}\varphi_{\text{dsk}} - \alpha\right), & k > 6 \end{cases} \quad (10)$$

式中: φ_{dsk} 为双斜槽转子斜槽角度。

前笼第一段轴片相位为初相。当切片编号 $k \leq 6$ 时, $\alpha = 0$; 当切片编号 $k > 6$ 时, α 为前后笼错开角度, $\alpha = b_{\text{sl}}/r$, r 为转子半径, b_{sl} 为前后笼错开距离。

以前笼为例, 式(9)中的磁动势可以表示为

$$\begin{cases} F_k = \sqrt{F_1^2 + F_2^2 + 2F_1 F_2 \cos\left(\varphi_2 - \varphi_1 + \frac{k-1}{6}\varphi_{\text{dsk}}\right)} \\ \varphi_k = \arctan\left[\frac{F_1 \sin\varphi_1 + F_2 \sin\left(\varphi_2 + \frac{k-1}{6}\varphi_{\text{dsk}}\right)}{F_2 \cos\varphi_1 + F_2 \cos\left(\varphi_2 + \frac{k-1}{6}\varphi_{\text{dsk}}\right)}\right] \end{cases} \quad (11)$$

后笼计算需注意处理错开角度 α 。

式(11)中定子磁动势可以表示为

$$F_1 = \frac{m_1 W_1 \sqrt{2}}{p \pi} K_{\text{dp1}} I_1 \quad (12)$$

$$F_2 = \frac{m_1 W_1 \sqrt{2}}{p \pi} K_{\text{dp1}} I'_2 \quad (13)$$

式中: m_1 为定子绕组相数; K_{dp1} 为基波绕组系数; W_1 为定子绕组匝数; p 为极对数。

由式(10)、式(12)和式(13)可知, 在 m_1 、 p 、 W_1 、 K_{dp1} 等电磁结构参数已知的情况下, 可以借助式(11)来考虑双斜槽对主磁路的影响。

2.2 基于分布磁路法的气隙磁密计算

图 7 显示了 DSRIM 电路-磁场耦合迭代的整

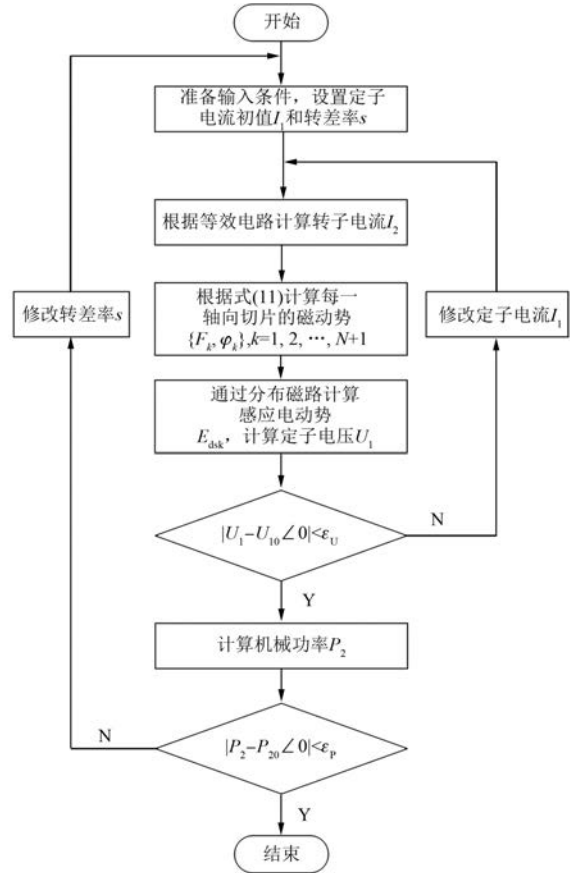


图 7 分布磁路法迭代流程图

个过程。通过两层迭代,可以计算出 DSRIM 的磁场分布和稳态性能指标,包括气隙磁通密度、定子绕组电流和功率因数。

在对每层进行分布磁路法计算时,每次迭代求取磁场强度 H 是基于铁心材料的真实 $B-H$ 曲线,因此可以充分考虑铁心材料磁导率的非线性。

2.3 有限元验证

本文对错开双斜槽情形进行计算验证。DSRIM 的电源为正弦电流源,给定额定转速与额定功率,定子相电流有效值 I_1 为 64 A,分别基于三维有限元法、分层二维有限元法和场路耦合法计算磁通密度。

基于场路耦合方法使用分布磁路法进行磁场分析。沿气隙圆周各点气隙磁通密度可以直接在 $M+1$ 磁路节点处获得。图 8 显示了特定时刻气隙磁通密度的计算波形。从图 8 来看,气隙磁通密度的振幅从两端端部的切片 1 和切片 12 增加到转子中部的切片 6 与切片 7,这印证了铁心饱和水平的轴向变化,即越靠近转子中部越饱和。在中环附近的切片上,如图 8 中切片 6、切片 7,气隙磁通密度的基波与 3 次和 5 次谐波叠加,饱和严重,波形接近平顶波。

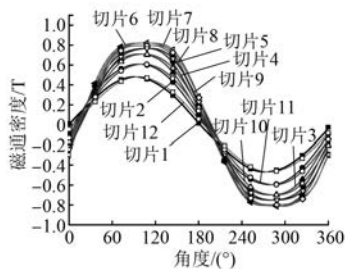


图 8 轴向各层气隙磁密波形

各层切片相位如图 9 所示。假设每层双斜槽转子磁动势与定子磁动势合成的气隙磁场磁通相位关系产生如图 9 所示的相位差,且切片 1

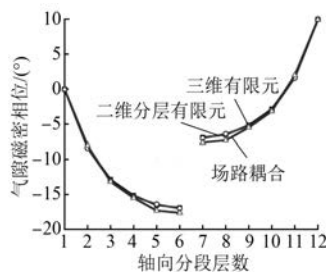


图 9 轴向各层气隙磁密相位

的相位为 0° ,则对上半转子,从切片 1 向切片 6 相位差逐渐变小,但在中环附近的相位差则与前后笼错开角度相同。从图 9 也可以看出场路耦合方法在相位的拟合度上距有限元尚有少许误差,产生误差的可能原因在于:(1)分布磁路法气隙磁密采用回路迭代求取,在求取气隙磁通密度时采用预取饱和系数来考虑饱和效应,因此无法确切求得齿部局部饱和对气隙磁导的影响;(2)未考虑气隙切向磁路,即中环产生的轴向磁场,这会影响到中环附近轴片的饱和情况;(3)简化部分较多。

因前后笼转子对称,后笼各片气隙磁场与前笼对称,仅存在相位差别,故仅分析前笼切片 1 与切片 6 饱和谐波结果。表 1 显示场路耦合方法傅里叶分解后的基波与有限元结果基本吻合,在切片 1 上 3 次、5 次、7 次饱和谐波的误差较大,但因切片 1 饱和水平良好,饱和谐波幅值较低时可以忽略。但在饱和较为严重的中环附近的切片 6,饱和谐波误差依然存在,导致误差的原因可能是未考虑中环电流产生的轴向饱和。

表 1 特定轴片气隙磁通密度谐波的幅值

位置	谐波阶次	幅值/T		误差/%
		场路耦合	三维有限元	
切片 1	1	0.537 233	0.536 804	0.8
	3	0.034 948	0.030 390	15.0
	5	0.032 613	0.035 068	-7.0
	7	0.023 475	0.020 960	12.0
切片 6	1	0.896 675	0.895 064	1.8
	3	0.073 740	0.076 812	-4.0
	5	0.052 558	0.052 758	-3.8
	7	0.021 095	0.019 901	6.0

为对比定子电流,在额定负载条件下采用正弦电压源进行双斜槽感应电机三维有限元仿真。表 2 比较了三维有限元与场路耦合法的主要稳态性能指标,预设值 $U_1 = 168 \text{ V}$, $P_2 = 25 \text{ kW}$ 。通过场路耦合方法计算的电流结果与三维有限元的结果相比误差较大,但功率因数误差较小。电流结果误差大的原因应为转子侧参数计算较小,导致定子电流增大。

表 2 主要稳态性能指标比较

参数名称	方法及误差	参数值
I_1	场路耦合/A	73.48
	三维有限元/A	68.79
	误差/%	6.82
$\cos\varphi$	场路耦合	0.798 3
	三维有限元	0.807 6
	误差/%	1.15

为了分析 DSRIM 在额定负载条件下的稳态性能,表 3 给出了不同方法的电机仿真时间。场路耦合方法花费 0.3 h,其中包括了 19 个外层迭代循环和对 DSRIM 的所有轴向切片每层进行 250 个独立的分布磁路法计算。因为 Maxwell 气隙磁密取点圆周一周默认取 1 000 个,所以对一个极距下的分布磁路法路径取 250 个点。与多层二维有限元法计算的 13 h 和三维有限元法计算的 72 h 相比,该方法的计算速度优势明显。

表 3 计算时间比较 h

场路耦合法	多层二维有限元法	三维有限元法
0.3	13	72

3 试验验证

本试验采用如图 10 所示的试验平台进行试验,将逆变器正弦供电用作电源,错开 DSRIM 是试验装置的主要验证对象,其中单相电流波形由示波器给出。示波器接在电源输入端同轴电缆上,因绕组为角接,下述电流已换算至相电流。

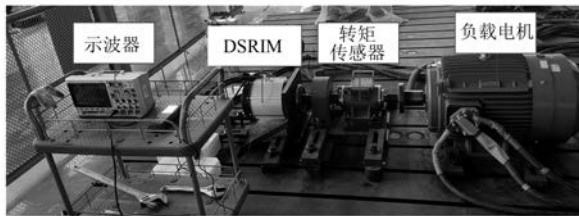


图 10 DSRIM 试验装置

当电机运行时,该试验平台很难直接测量气隙磁通密度,尤其是轴向分片后的 DSRIM 各轴片的气隙磁通密度。根据式(9),当给定电压后,定子电流 I_1 由感应电动势确定,因此由定子电流 I_1 波形、功率因数等参数来验证场路耦合结果的准确性。

对 DSRIM,给定额定频率 $f=118$ Hz,额定电压 $U_1=168$ V,表 4 给出了额定与空载时的定子电流有效值 I_1 和功率因数 $\cos\varphi$ 的试验结果,与场路耦合方法的计算值相比,误差在允许的范围之内。

表 4 计算和试验结果

参数名称	方法及误差	空载状态	额定状态
U_1	计算结果/V	168	168
	试验结果/V	167.7	168.2
	误差%	-0.17	0.11
I_1	计算结果/V	38.025 1	73.48
	试验结果/V	36.003 4	69.69
	误差%	5.6	5.4
$\cos\varphi$	计算结果	-	0.798 3
	试验结果	-	0.803 2
	误差%	-	1.15

由于试验条件的限制,电流探头量程为 70 A,故以空载为例,示波器测出来的电流波形与场路耦合计算得到的绕组电流波形对比如图 11 所示。从图 11 中可以看出,场路耦合得到的定子电流在空载状态下与试验所得定子电流存在误差。其误差原因应为提出的双斜槽等效电路转子侧参数较小,双斜槽转子等效电路仍有优化空间。

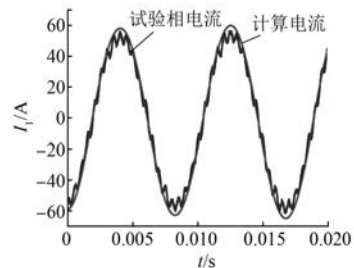


图 11 定子电流波形

4 结 语

本文提出了一种错开 DSRIM 的等效电路,并进行场路耦合来分析 DSRIM,采用分层模型和分布磁路法来处理气隙磁通密度和铁心饱和度的轴向变化。

建立了 DSRIM 的等效电路,考虑到 DSRIM 特殊的轴向磁场分布,参照仿真结果假设前后笼导条电流仅存在相位差,采用分段函数来表示转子电流相位,励磁支路由分层模型推广到由绕组

和导条电流决定的电流控制电压源。为计及饱和,采用分布磁路法来计算获得每个轴向分层的气隙磁通密度,以计算双斜槽的感应电动势。

在等效电路和磁场耦合分析的基础上,采用两层迭代法计算 DSRIM 的磁场分布和稳态性能指标,如绕组电流等,电流误差较大但功率因数吻合良好,且能考虑气隙磁密的饱和情况。总体而言,部分参数指标仍有较大误差,等效电路还存在优化空间。根据有限元法和试验验证,本文场路耦合结果与有限元和试验较为吻合,且计算速度快。该方法对分析具有轴向拓扑的类似转子结构有较大参考价值。

【参考文献】

- [1] 鲍晓华,狄冲,汪朗. 笼型感应电机转子斜槽研究综述及展望[J]. 电工技术学报,2016,31(6): 1.
- [2] DELPHIN T, LEFEVRE Y, BIAIS F, et al. Analytical calculation of equivalent circuit parameters accounting for deep bar effect in multiple-cage squirrel cage rotor [C] // IEEE International Conference on Electrical Machines, 2014.
- [3] 吴新振,刘玉明,徐世许,等. 计及频率影响时单相异步电机转子参数的数值计算[J]. 电工技术学报,1999(6): 15.
- [4] WILLIAMSON S, GERSH D R. Finite element calculation of double-cage rotor equivalent circuit parameters [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1996, 11(1): 41.
- [5] BELMANS R, FINDLAY R D, GEYSEN W. A circuit approach to finite element analysis of a double squirrel cage induction motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1990, 5(4): 719.
- [6] BAO X H, FANG J L, NI Y Y, et al. Analysis of electromagnetic torque of induction motors with two different doubly skewed rotors [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2017, 55(4): 583.
- [7] XU W, BAO X H, CHENG S, et al. Rotor eddy current analysis and optimisation design of intermediate ring in novel double squirrel-cage induction motor [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(3): 375.
- [8] CHEN G W, DI C, BAO X H, et al. Calculation and optimization of thermal stress in induction motor with double-skewed rotor [C] // 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2021.
- [9] MENG F Q, WANG D, LIU Z X, et al. Fast circuit-field coupling analysis for skewed induction motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 5088.

【期刊简介】

《电机与控制应用》(原《中小型电机》)创刊于1959年,是经国家新闻出版总署批准注册,由上海电器科学研究所(集团)有限公司主办的具有专业权威的电工技术类科技期刊。

期刊定位于电机、控制和应用三大板块,以中小型电机为基础,拓展新型的高效节能和微特电机技术,以新能源技术和智能控制技术引领和提升传统的电机制造技术为方向,以电机系统节能为目标开拓电机相关应用,全面报道国内外的最新技术、产品研发、检测、标准及相

关的行业信息。

本刊每月10日出版,国内外公开发行人,邮发代号4-199。在半个多世纪的岁月中,本刊为我国中小型电机行业的技术进步与发展做出了巨大的贡献,在中国电机及其应用领域享有很高的声誉。

依托集团公司雄厚的技术实力和广泛的行业资源,《电机与控制应用》正朝着专业化品牌媒体的方向不断开拓创新,得到了业内人士的普遍认可,备受广大读者的推崇和信赖,多次被评为中文核心期刊、中国科技核心期刊、全国优秀科技期刊。