

# 单极感应子电机槽形的优化设计

周阳阳, 陈秋明

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 合肥 230009)

**摘要:** 本文利用解析法分别推导了转子槽形为矩形槽、梯形槽和半正弦槽的单极感应子电机气隙径向磁密的表达式, 从而比较出基波磁密相近, 谐波磁密较小的槽形。利用有限元软件对上述3种槽形进行仿真, 得到的仿真结果与解析法基本相符。本文分别从理论分析和软件仿真两方面出发得到最优槽形, 从而为实际生产提供了理论依据。

**关键词:** 单极感应子电机; 槽形; 解析法; 有限元软件

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2017)06-0010-05

DOI:10.15934/j.cnki.micromotors.2017.06.002

## Optimization Design of Homopolar Inductor Alternator's Slot Shape

ZHOU Yangyang, CHEN Qiuming

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** The expression of the homopolar inductor alternator's flux density of radial air gap is deduced respectively using analytic method, which the shape of homopolar inductor alternator's rotor slot is rectangular slot, trapezoidal slot and half sine slot, then it can compare the slot shape whose the fundamental flux density is similar and the harmonic flux density is smaller. By using the finite element software to simulate the above three kinds of slot, which the result of simulation matched the analytic method. This paper respectively from two aspects of the theoretical analysis and software simulation to get the optimal slot shape, which provided the theoretical basis for practical production.

**Key words:** homopolar inductor alternator; shape of slot; analytic method; finite element software

## 0 引言

本文所制飞轮电池(即单极感应子电机)与美国某公司研制的飞轮储能系统所选用的单极感应子电机结构相似。其结构特点是: ①励磁绕组放置在电机两侧的端盖位置, 冷却简单, 因而可以获得较大的励磁功率, 有利于提高电机的功率密度。②定子铁心采用无齿槽结构, 消除了由于定子铁心开槽而产生的空间谐波磁场, 因而可大大减小转子涡流损耗。③转子采用实心转子, 强度高, 能承受高速旋转产生的离心力, 适合高速运行。感应子电机的工作原理是: 由于转子表面齿槽的存在, 在转子转动时, 因气隙磁导变化引起定子绕组中的磁链发生周期性的变化而感生电动势。单极感应子电机气隙磁场的极性相同, 经过转子的磁通方向一定而不交变<sup>[1]</sup>。而电机磁密作为衡量电机性能的重要指标, 值得我们进行探究。但电机中的各次谐波会对电机

造成各种影响, 如增加损耗, 增大噪声, 发热等。本文针对单极感应子电机的气隙径向磁密进行探究, 目的是在只改变转子齿槽形状的前提下, 获得相近的基波磁密, 同时减小谐波磁密。

国内外很多学者对单极感应子电机内部磁场进行了研究, K. K. Surti, E. A. Erdelyi 利用有限元分析了单极感应子电机定子齿槽形状对气隙磁密的影响<sup>[2]</sup>。R. E. Hopkins, E. A. Erdelyi 用有限差分法对感应子发电机的转子齿槽形状进行了研究, 这种方法需要解多个偏微分方程, 计算过程复杂, 结果不直观<sup>[3]</sup>。叶剑秋利用脉振磁场理论对感应子发电机的气隙磁导进行了解析分析, 但只适合槽形为矩形槽时的情况<sup>[4]</sup>。吴春九和于克训利用磁路磁导分析法推导了单极感应子发电机在磁路不饱和时计算电感的一种实用方法, 但其只适用于转子槽形为矩形槽时的情况<sup>[5]</sup>。周启章对单极感应子电机的设计也仅限于转子槽形为矩形槽时的情况<sup>[6]</sup>。Lou Zhenxiu, Yu Kexun,

收稿日期: 2016-11-29, 修回日期: 2017-02-17

作者简介: 周阳阳(1992), 男, 硕士研究生, 研究方向为单极感应子电机(高速)的电磁场分析。

陈秋明(1963), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电机设计, 电机控制, 电动汽车等。

Ren Zhongao and Ye Caiyong 采用有限元法分析了单极感应子发电机转子槽深对气隙磁场的影响规律, 但该文献也只涉及一种结构参数<sup>[7]</sup>。Fu Xinghe, Zou Jibin 分析了转子齿高和齿宽对感应子电机气隙磁密的影响, 但其槽形也只是矩形齿的变形, 而不涉及其他齿形<sup>[8]</sup>。黄坚, 王鸿鹄等将感应电机复杂的转子槽形分割为几种简单的转子槽形的组合来研究, 为计算复杂的转子槽形提供了一种思路<sup>[9]</sup>。

综合以上国内外学者对电机齿槽相关的研究, 可以发现研究的槽形较为单一, 计算原理复杂, 结果不直观。能否找到一种计算原理简单, 结果直观, 对各种槽形具有普遍适用性的方法呢? 值得我们进行探究。这里论文对 3 种槽形, 分别是矩形槽、梯形槽(其底角正切值为 15)和半正弦形槽做了理论分析以及软件仿真。为此, 论文首先采用解析法对各个槽形的气隙径向磁密进行傅里叶分解, 得到各个槽形的基波以及各次谐波磁密, 从而比较出最优槽形; 然后利用有限元软件对所试制电机进行建模仿真, 所得数据可作为验证解析法是否正确的依据。

## 1 解析法

### 1.1 分析计算前的假设

由  $R_m = \frac{l}{\mu_0 S}$ ,  $\Phi = \frac{F}{R_m} = \frac{F\mu_0 S}{l}$ , 可得  $B = \frac{F\mu_0}{l}$ , 其

中  $l$  为气隙径向长度,  $F$  为总磁势, 值为 7750 NA。假设定子内径均为  $D_1 = 820$  mm, 转子外径均为  $d_1 = 800$  mm, 槽数均为  $n = 6$ , 槽深均为  $M = 30$  mm, 轴向气隙长度为 2 mm, 因此加在径向气隙上的磁势  $F$  为  $\frac{5}{6}F' = 6458.3$  NA。真空磁导率  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m, 转子齿中心转过的角度为  $\theta$ , 其中顺时针为正, 逆时针为负。其中,  $T = \frac{\pi d_1}{n}$ , 这里  $T$  指的是转子圆周长,  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  为角频率。假设气隙径向磁密沿径向均匀分布在气隙内, 忽略漏磁通的影响, 电枢绕组均匀分布在定子侧。

这里截取转子的一个齿距范围作为研究对象。由于正弦函数具有奇对称性, 猜想半正弦形槽可能会削弱奇次谐波, 所以采用傅里叶分解的方式计算各槽形的基波以及三次、五次谐波磁密, 如图 1、图 2 和图 3 所示。但由图 2、图 3 可知无法直接对不同槽形的磁密进行傅里叶分解。这里做近似分析, 对图 2、图 3 中的转子侧部分用多个阶梯波形进行近似等效。原则上取点越密, 越准确, 误差越小, 这

里作近似估算。假设铁心的磁导率为无穷大, 定子表面和转子表面为两个等磁位面。

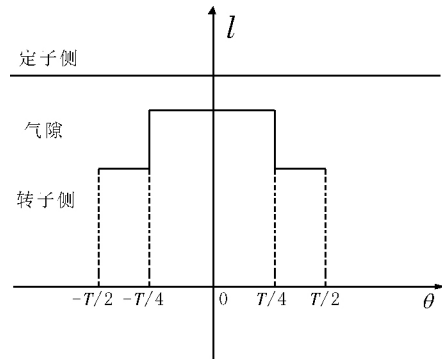


图 1 矩形槽一个齿距内的计算模型

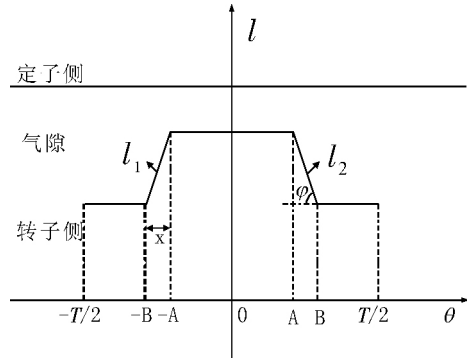


图 2 梯形槽一个齿距内的计算模型

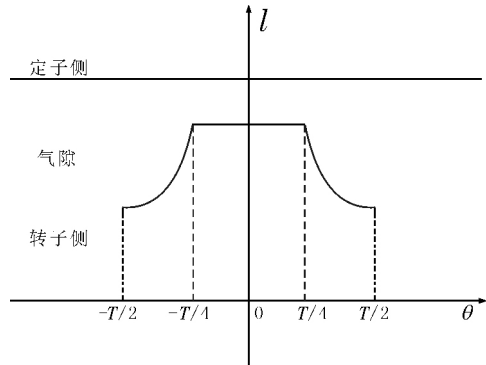


图 3 半正弦形槽一个齿距内的计算模型

### 1.2 矩形槽解析法计算气隙径向磁密过程

由图 2 可得到计算矩形槽气隙径向磁密的函数为

$$B_1(\theta) = \begin{cases} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M}, & -\frac{T}{2} < \theta < -\frac{T}{4} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}}, & -\frac{T}{4} < \theta < \frac{T}{4} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M}, & \frac{T}{4} < \theta < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (1)$$

对式(1)所示分段函数进行傅里叶分解。由于  $B_1(\theta)$  为偶函数, 可得  $B_{1bn}$  为 0。

$$B_{1an} = \frac{2}{T} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{4}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta + \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta + \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta \right] =$$

$$4F\mu_0 \left( \frac{1}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{n\omega T}{4}}{n\omega T} - \frac{1}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M} \cdot \frac{\sin \frac{n\omega T}{4}}{n\omega T} \right) \quad (2)$$

由式(2)可得矩形槽气隙径向磁密表达式为

$$B_1(\theta) = B_{10} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{1an} \cos n\omega\theta \quad (3)$$

将各项数据代入式(3)可得,矩形槽的基波磁密幅值约为0.38936T,三次谐波磁密幅值约为0.129167T,五次谐波磁密幅值约为0.0775T。

### 1.3 梯形槽解析法计算气隙径向磁密过程

由图3已知  $\tan\varphi = 15$ , 则  $\frac{M}{\tan\varphi} = x = 2 \text{ mm}$ , 其中

A点坐标为  $(T/4 - x/2, 0)$ , B点坐标为  $(T/4 + x/2,$

$0)$ ,  $l_1: y_1 = 15\theta + \frac{d_1}{2} - \frac{M}{2} + 15 \times \frac{T}{4}$ ,  $l_2: y_2 = -15\theta$

$+ \frac{d_1}{2} - \frac{M}{2} + 15 \times \frac{T}{4}$ , 代入相关数据可以计算得到  $T$

$= \frac{\pi d_1}{6} \approx 0.4187 \text{ m}$ , 这里做近似计算, 由此可

令  $x = \frac{T}{180}$ 。

由以上分析可得到近似计算梯形槽气隙径向磁密的函数为

$$B_2(\theta) = \begin{cases} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M}, & -\frac{T}{2} < \theta < -\frac{T}{4} - \frac{T}{360} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M}, & -\frac{T}{4} - \frac{T}{360} < \theta < -\frac{T}{4} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + \frac{M}{2} - 15 \times \frac{T}{4} - 15 \times \left(-\frac{T}{4}\right)}, & -\frac{T}{4} < \theta < -\frac{T}{4} + \frac{T}{360} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}}, & -\frac{T}{4} + \frac{T}{360} < \theta < \frac{T}{4} - \frac{T}{360} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + \frac{M}{2} - 15 \times \frac{T}{4} + 15 \times \frac{T}{4}}, & \frac{T}{4} - \frac{T}{360} < \theta < \frac{T}{4} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M}, & \frac{T}{4} < \theta < \frac{T}{4} + \frac{T}{360} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M}, & \frac{T}{4} + \frac{T}{360} < \theta < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (4)$$

对式(4)所示分段函数进行傅里叶分解。由于  $B_2(\theta)$  为偶函数, 可得  $B_{2bm}$  为0。

$$B_{2an} = \frac{2}{T} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{4}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta + \cdots + \int_{-\frac{89T}{360}}^{-\frac{T}{4}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta + \cdots + \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{89T}{360}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta \right] =$$

$$4F\mu_0 \left( \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} + M} \times \frac{\sin \frac{n\omega T}{2} - \sin \frac{n\omega T}{4}}{n\omega T} + \cdots + \frac{1}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}} \times \frac{\sin \frac{89n\omega T}{360}}{n\omega T} \right) \quad (5)$$

由式(5)可得梯形槽气隙径向磁密表达式为

$$B_2(\theta) = B_{20} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{2an} \cos n\omega\theta \quad (6)$$

将各项数据代入式(6)可得,梯形槽的基波磁密幅值约为0.387413T,三次谐波磁密幅值约为0.128813T,五次谐波磁密幅值约为0.071383T。

#### 1.4 半正弦形槽解析法计算气隙径向磁密过程

密的函数为

由图 4 可得到近似计算半正弦形槽气隙径向磁

$$B_3(\theta) = \begin{cases} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(-\frac{T}{2}\right)}, & -\frac{T}{2} < \theta < -\frac{T}{2} + \frac{T}{36} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(-\frac{T}{2} + \frac{T}{36}\right)}, & -\frac{T}{2} + \frac{T}{36} < \theta < -\frac{T}{2} + \frac{2T}{36} \\ \vdots \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(-\frac{T}{2} + \frac{8T}{36}\right)}, & -\frac{T}{2} + \frac{8T}{36} < \theta < -\frac{T}{4} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}}, & -\frac{T}{4} < \theta < \frac{T}{4} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(\frac{T}{4} + \frac{T}{36}\right)}, & \frac{T}{4} < \theta < \frac{T}{4} + \frac{T}{36} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(\frac{T}{4} + \frac{8T}{36}\right)}, & \frac{T}{4} + \frac{8T}{36} < \theta < \frac{T}{4} + \frac{8T}{36} \\ \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(\frac{T}{2}\right)}, & \frac{T}{4} + \frac{8T}{36} < \theta < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (7)$$

对式(7)所示分段函数进行傅里叶分解。由于  $B_3(\theta)$  为偶函数, 可得  $B_{3bn}$  为 0。

$$B_{3an} = \frac{2}{T} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{2} + \frac{T}{36}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(-\frac{T}{2}\right)} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta + \cdots + \int_{-\frac{T}{4}}^{-\frac{T}{4} + \frac{T}{36}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta + \cdots + \int_{\frac{T}{4} - \frac{T}{36}}^{\frac{T}{4}} \frac{F\mu_0}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M\cos\left(\frac{T}{4} + \frac{T}{36}\right)} \cdot (\cos n\omega\theta) d\theta \right] =$$

$$4F\mu_0 \left( \frac{1}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2} - M} \times \frac{\sin \frac{n\omega T}{2} - \sin \frac{17n\omega T}{36}}{n\omega T} + \cdots + \frac{1}{\frac{D_1}{2} - \frac{d_1}{2}} \times \frac{\sin \frac{n\omega T}{4}}{n\omega T} \right) \quad (8)$$

由式(8)可得半正弦形槽气隙径向磁密表达式为 1 所示。

$$B_3(\theta) = B_{30} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{3an} \cos n\omega\theta \quad (9)$$

将各项数据代入式(9)可得, 半正弦形槽的基波磁密幅值约为 0.382871T, 三次谐波磁密幅值约为 0.080077T, 五次谐波磁密幅值约为 0.050292T。

通过以上分析计算可以得到以下结论: 单极感应子电机槽形为半正弦槽时, 气隙径向基波磁密与另外两种槽形相近, 而三次和五次气隙径向谐波磁密得到有效减小, 从而可以得出当电机槽形为半正弦槽时, 在上述 3 种槽形中是最优槽形。而其对奇次气隙径向谐波磁密的削弱作用, 也验证了假设猜想的正确性。

## 2 有限元仿真

本文所试制的单极感应子电机的主要参数如表

表 1 试制电机主要参数

参数	参数值	参数	参数值
功率/kW	234	额定转速/(r/min)	6000
相电流/A	419	齿磁密/T	0.4
相数	3	励磁绕组磁势 F/NA	7750
极对数	6	转子高度/mm	110
槽数	36	气隙宽度/mm	10
槽深 M/mm	30	圆筒外径/mm	1100
电机高度/mm	330	定子内径 $D_1$ /mm	820
并联支路数	2	转子外径 $d_1$ /mm	800

由表 1 中的数据建立单极感应子电机的有限元仿真模型。在电机空载状态下仅改变电机的槽形, 可得 3 种不同槽形的单极感应子仿真模型。

模型仿真结束后, 可以得到 3 种不同槽形的气隙径向磁密波形图。由于一个周期上气隙径向磁密的波形图成周期性, 因此这里仅截取波形图上图像

比较好的一个半齿距范围作为研究对象,如图4、图5和图6所示。

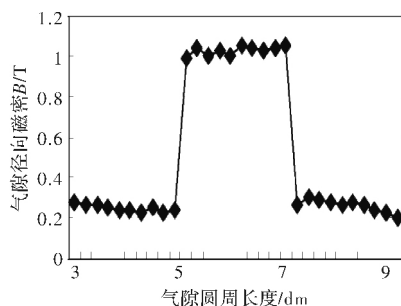


图4 一个半齿距内的矩形槽气隙径向磁密波形图

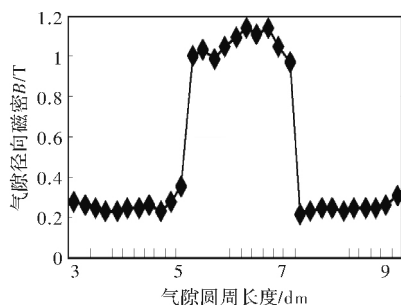


图5 一个半齿距内的梯形槽气隙径向磁密波形图

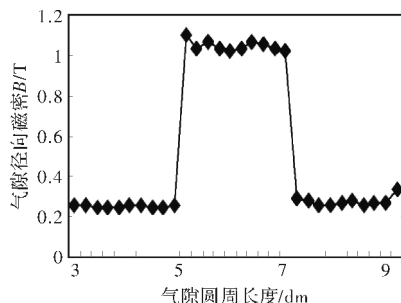


图6 一个半齿距内的半正弦形槽气隙径向磁密波形图

对图4、图5和图6利用有限元软件进行快速傅里叶分解,可得到各个槽形的基波以及各次谐波磁密幅值大小,这里仅就基波以及三次、五次谐波作比较,如表2所示。

表2 利用解析法和有限元软件计算电机在不同槽形下气隙径向磁密的幅值

电机槽形	基波以及谐波次数	解析法计算值/T	有限元仿真值/T
矩形槽	基波	0.38936	0.399453
	三次	0.129167	0.104826
	五次	0.0775	0.079891
梯形槽	基波	0.387413	0.398819
	三次	0.128813	0.096670
	五次	0.071383	0.063089
半正弦形槽	基波	0.382871	0.389945
	三次	0.080077	0.080273
	五次	0.050292	0.050907

由表2数据可知有限元仿真值与解析法计算值有偏差,但基本规律相符。这种差别的原因是:①

解析法计算时忽略漏磁通,认为磁势全部加在气隙的主磁路上。②在做近似计算时,为了计算方便选点不多,导致计算三次、五次谐波磁密时,周期变小,使得取点更加稀疏。③转子齿槽边缘处的磁感应强度 $B$ 不是沿着径向分布的。

由表2中的有限元仿真数据也可得到半正弦形槽为最优槽形,其槽形对奇次谐波有明显的削弱作用,从而从另一方面验证了解析法计算结果的正确性和假设猜想的正确性。

### 3 结 论

论文通过解析法对单极感应子电机气隙径向磁密进行分析,提出利用微积分无限逼近的思想来处理不同槽形不规则部分的方法,为计算其它不规则槽形提供了方法,弥补了过去方法的不足,在一定程度上做到了定量计算,最后通过计算分析得出最优槽形为半正弦槽;利用有限元软件对上述3种槽形进行软件建模并仿真也可得到相同的结论,这种方法得到的数据更精确,可作为验证解析法是否正确的手段。

在仅改变电机转子槽形的情况下,得到相近的基波磁密,同时减小谐波磁密,可以提升电机的效率,减少损耗,为实际生产提供理论依据。

### 参考文献

- [1] 张娟. 飞轮储能系统用感应子电机的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010: 7-8.
- [2] K K Surti, E A Erdelyi. The Effects of Slotting on the Flux Distribution in Saturated High-Speed Homopolar Inductor Alternators [J]. IEEE Transactions on Aerospace, 1964, 2(2): 937-947.
- [3] R E Hopkins, E A Erdelyi. Optimization of Rotor Tooth Shape of Aerospace Homopolar Alternators [J]. IEEE Transactions on Aerospace, 1965, 3(2): 12-17.
- [4] 叶剑秋. 感应子发电机气隙磁导的分析[J]. 郑州大学学报(自然科学版), 1995, 27(3): 73-78.
- [5] 吴春九, 于克训. 同性极式感应子电机电感计算[J]. 水电能源科学, 2008, 26(4): 198-200.
- [6] 周启章. 同极式感应子电机设计特点[J]. 电机技术, 1993(1): 2-5.
- [7] Lou Zhenxiu, Yu Kexun, Ren Zhongao, et al. Analysis of Homopolar Inductor Alternator for High Reliability High Power Density Applications [C]. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009: 841-844.
- [8] Fu Xinghe, Zou Jibin. Numerical Analysis on the Magnetic Field of Hybrid Exciting Synchronous Generator [J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2009, 45(10): 4590-4593.
- [9] 黄坚, 王鸿鹄, 姚鹏, 等. 基于槽型元素图组合的感应电机槽型设计算法[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(5): 12-21.