

# 多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的分析与优化

尚 静, 王 昊, 王伟强

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 150001 哈尔滨)

**摘 要:** 针对单对极轴向磁场磁阻式旋转变压器测量误差相对较大的问题, 提出了一种多极轴向磁路磁阻式旋转变压器, 以解决高次谐波的干扰、定子与转子偏心等问题对精度的影响. 应用微积分法对这种新式磁阻式旋转变压器的数学模型进行解析计算, 并在此基础上给出了多极轴向磁路旋转变压器的数学模型和工作原理. 通过有限元法的分析, 验证了设计方案的正确性与可行性. 分析结果表明, 输出电势中的高次谐波使电压波形畸变而产生误差, 其中三次谐波含有率占总谐波畸变率的比重较大. 通过对转子结构进行优化, 削弱了输出电势中的三次谐波, 有效地降低了多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的测量误差.

**关键词:** 旋转变压器; 轴向磁路; 有限元分析; 磁阻式

中图分类号: TM35

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2013)08-0073-06

## Finite element analysis and structure optimization of the multipole axial flux reluctance resolver

SHANG Jing, WANG Hao, WANG Weiqiang

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

**Abstract:** According to relatively large measurement error of one pair pole axial-flux resistance resolver, a multipole axial-flux reluctance resolver is put forward, which could solve the problem of the high-order harmonic interference and the influence of stator eccentricity and rotor eccentricity on precision. By using calculus method, the mathematics model of this new reluctance resolver is calculated. The validity and feasibility of design proposal are tested by finite element analysis. The analysis results show that the high order harmonic of output voltage makes voltage waveform distortion and causes errors, in which the third harmonic ratio accounts for a large proportion of total harmonic distortion rate. By optimizing the rotor structure, the third harmonic of output voltage is weakened so that the measurement error of the multipole axial-flux reluctance resolver is effectively reduced.

**Key words:** resolver; axial flux; finite element analysis; flux reluctance

旋转变压器主要用于坐标变换、三角运算、角度传输等, 属于一种控制电机<sup>[1-3]</sup>. 它的输出电压随转子转角呈正弦函数或余弦函数变化. 旋转变压器具有精度高、可靠性高、耐高温高湿、防水防尘、抗干扰能力强等优点, 因此在各行各业都有着广泛应用<sup>[4-6]</sup>. 传统的旋转变压器由接触式旋转变压器发展到带耦合变压器的旋转变压器, 再到

游标式旋转变压器, 尽管逐渐地实现了无刷化, 但结构仍比较复杂, 误差较大, 不利于高精度测量<sup>[7-8]</sup>. 近几年, 国内外范围内的旋转变压器技术发展迅猛, 出现了许多新结构的磁阻式旋转变压器, 如双转子磁阻式旋转变压器、非对称齿旋转变压器等, 但这些磁阻式旋转变压器大多采用径向式磁路结构, 是通过改变气隙长度来改变气隙磁导<sup>[9-11]</sup>. 当气隙长度变大时, 会使旋转变压器的输出阻抗大幅减小, 并且受负载影响较大. 另外, 旋转变压器的定子与转子的偏心、绕组短路以及漏磁场等因素依然会对精度造成一定的影响. 同时, 由于

收稿日期: 2012-10-09.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (50977015).

作者简介: 尚 静 (1968—), 女, 教授, 博士生导师.

通信作者: 王 昊, wanhao1229@163.com.

转子使用凸极结构,从而使得磁路磁阻式旋转变压器的体积很大,不适合在狭小空间中应用。

针对上述问题,本文提出了一种具有新型结构的多极轴向磁路磁阻式旋转变压器,并在文献[12]中轴向磁场单对极磁阻式旋转变压器的基础上改进了磁路结构.转子采用正弦波纹状结构,有利于降低输出电压中的谐波干扰.整个旋转变压器的极对数有所增加,有效地抑制了偏心、短路等因素对精度的影响.相对于以往的旋转变压器而言,该种变压器可用于位置、速度传感器,可提供绝对位置信息,在同样精度下可以大幅度缩小体积。

## 1 结构特点

多极轴向磁路磁阻式旋转变压器由定子、转子、正弦信号绕组、余弦信号绕组及励磁绕组构成,定子与转子间具有相等的气隙.本文仅以两对极为例进行分析研究。

如图1所示,多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的转子包含导磁材料与非导磁材料两部分,导磁材料按正弦规律周期性分布于转子中部,包含 $p$ 个波峰与 $p$ 个波谷,转子的两端为非导磁材料,正弦信号绕组、余弦信号绕组及励磁绕组设置于定子齿上.其中,正弦信号绕组、余弦信号绕组分别间隔地缠绕在 $4p$ 组绕组齿上,缠绕于每组绕组齿上的信号绕组同极同相,且同相同极的信号绕组正向串联,每对上齿与其所对应下齿上的信号绕组的匝数相同。

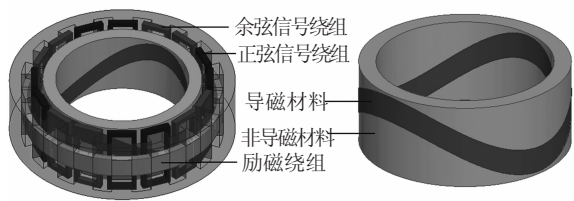


图1 多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的结构图

## 2 工作原理

### 2.1 耦合面积变化原理

$p$ 对极轴向磁路磁阻式旋转变压器的转子每转过1个机械周期,其与定子齿的耦合面积 $S$ 周期性的变化 $p$ 次.为了方便得出多极轴向磁路磁阻式旋转变压器定转子间耦合面积与转子转角的关系,首先分析一下多极轴向磁路磁阻式旋转变压器上定子齿与转子耦合面积的变化情况。

假设其定子上部、中部、下部的轴向长度与转

子厚度分别为 $d_1, d_2, d_3$ 和 $l_r$ ,当 $d_1 = d_2 = d_3 = l_r$ 时,定子、转子位置关系如图2所示。

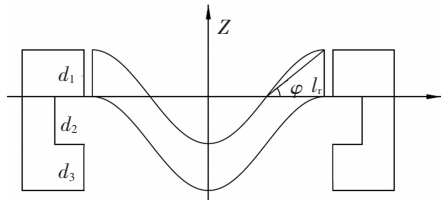


图2 定子、转子位置关系示意图

由于定子齿与转子的耦合面积随转子转动作周期性变化,所以将定子齿的上齿与转子的耦合面积最大时刻作为转动的初始时刻,最大时刻为转子波峰的中心线与定子齿上齿中心线重合的时刻,记此时的转子转角为 $d\alpha$ ,在定子齿的上齿中取一微元,其宽度距定子齿中心线的距离为 $\alpha$ .当转子转角为 $\theta$ 时,定子齿的上齿、下齿与转子的耦合面积分别为

$$S_{up} = \begin{cases} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} R^2 \cdot \tan \varphi \cdot \cos(\theta + \alpha) d\alpha = \\ 2 \tan \varphi \cdot R^2 \cdot \sin \frac{b}{2} \cdot \cos \theta, \\ 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} - \frac{b}{2}; \\ \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{\pi}{2}-\theta} R^2 \cdot \tan \varphi \cdot \cos(\theta + \alpha) d\alpha = \\ \tan \varphi \cdot R^2 \cdot \left[ 1 - \sin\left(\theta - \frac{b}{2}\right) \right], \\ \frac{\pi}{2} - \frac{b}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} + \frac{b}{2}; \\ 0, \quad \frac{\pi}{2} + \frac{b}{2} \leq \theta \leq \pi. \end{cases} \quad (1)$$

$$S_{down} = \begin{cases} 0, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} - \frac{b}{2}; \\ \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{b}{2}} R^2 \cdot \tan \varphi \cdot \cos(\theta + \alpha) d\alpha = \\ - \tan \varphi \cdot R^2 \cdot \left[ 1 - \sin\left(\theta - \frac{b}{2}\right) \right]; \\ \frac{\pi}{2} - \frac{b}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} + \frac{b}{2}, \\ \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} R^2 \cdot \tan \varphi \cdot \cos(\theta + \alpha) d\alpha = \\ 2 \tan \varphi \cdot R^2 \cdot \sin \frac{b}{2} \cdot \cos \theta, \\ \frac{\pi}{2} + \frac{b}{2} \leq \theta \leq \pi. \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\varphi = \arctan(l_r/R)$ ;  $R$ 为转子半径;  $b$ 为定子齿宽,单位为弧度。

## 2.2 电磁原理

多极轴向磁路磁阻式旋转变压器不同于以往的磁阻式旋转变压器,是一种等气隙磁阻式旋转变压器.如图 3 所示,此旋转变压器的定、转子之间的的气隙长度  $g$  保持恒定不变,依靠改变定、转子之间的耦合面积来改变气隙磁导<sup>[12]</sup>.当转子转动过程中气隙长度  $g$  保持不变,定子齿与转子的耦合面积按照正余弦规律变化,则气隙磁导按照正余弦规律变化.

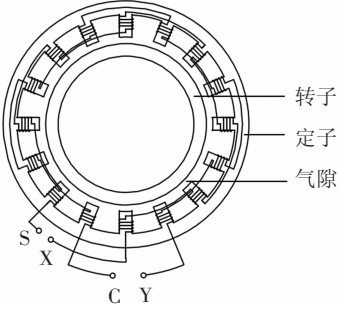


图 3 多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的整体示意图

输入电压恒定不变,则磁势  $F$  不变,由磁路欧姆定律看出磁链也按照正余弦规律变化,由电磁感应定律可知输出电压也按照正余弦规律变化.当转子转过 1 个机械周期时,转子与定子之间的耦合面积会周期性变化  $p$  次.因此,转子与定子之间的耦合面积可以表示为

$$S = S_{\text{up}} + S_{\text{down}} = K \cdot \cos[p\theta + (i-1)\frac{2\pi}{Z_s}]. \quad (3)$$

式中:  $i$  为定子齿的齿号;  $Z_s$  为定子齿数.

于是可得到每一对定子的上齿与下齿的气隙磁导  $\Lambda_i$  为

$$\Lambda_i = \mu_0 \cdot \frac{S}{g} = C_1 \cos[p\theta + (i-1)\frac{2\pi}{Z_s}]. \quad (4)$$

式中:  $\Lambda_i$  为基波磁导幅值;  $\mu_0$  为真空中的磁导率;  $p$  为转子极对数;  $\theta$  为转子机械转角.

由上式可得,每一对定子的上齿与下齿的励磁磁通量为

$$\varphi_i = C_2 \cdot \cos[\theta + (i-1)\frac{2\pi}{Z_s}]. \quad (5)$$

由于励磁绕组与正余弦信号绕组均采用等匝集的连接方式,且相互垂直设置,因此正余弦绕组各自的磁链可以表示为

$$\begin{cases} \psi_{s1} = \sum_{i=4N(p-1)+1}^{4N(p-\frac{3}{4})} N_1 \varphi_i - \sum_{i=4N(p-\frac{1}{2})+1}^{4N(p-\frac{1}{4})} N_1 \varphi_i, \\ \psi_{c1} = \sum_{i=4N(p-\frac{3}{4})+1}^{4N(p-\frac{1}{2})} N_1 \varphi_i - \sum_{i=4N(p-\frac{1}{4})+1}^{4Np} N_1 \varphi_i. \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $N_1$  为每对定子齿上信号绕组的匝数.

将上式得出的每一对定子的上齿与下齿的励磁磁通量代入其中,化简后可得

$$\begin{cases} \psi_{s1} = Z_{s1} N_1 \varphi_1 \sin N\theta, \\ \psi_{c1} = Z_{s1} N_1 \varphi_1 \cos N\theta. \end{cases} \quad (7)$$

因此,信号绕组 A 与信号绕组 B 的输出电势可以表示为

$$\begin{cases} e_{s1} = -\frac{d\psi_{s1}}{dt} = -Z_{s1} N_1 \sin N\theta \frac{d\varphi_1}{dt} = -e_{m1} \sin N\theta, \\ e_{c1} = -\frac{d\psi_{c1}}{dt} = -Z_{s1} N_1 \cos N\theta \frac{d\varphi_1}{dt} = -e_{m1} \cos N\theta. \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $e_{m1}$  为信号绕组感应电势幅值.

## 3 有限元分析

### 3.1 构建模型

如图 1 所示,因为转子导磁材料的正弦型结构,所以二维模型不能准确地反应实际工作情况,本文中选用三维模型进行分析研究.

### 3.2 材料属性及激励源加载

多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的定子与转子的导磁部分均为硅钢材料,转子的非导磁部分由铝合金构成,主要用于固定转子的导磁材料.正弦信号绕组、余弦信号绕组及励磁绕组为集中式绕组,由铜线缠绕而成.其中,正弦信号绕组、余弦信号绕组的匝数相等.

根据多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的工作原理,对励磁绕组施加电流源.因为本文针对多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的整体进行建模,所以施加磁通平行边界条件.

### 3.3 剖分

多极轴向磁路磁阻式旋转变压器在正常运行时,转子的导磁材料同定子的上齿与下齿之间相对位置随机角度变化,引起转子与定子之间的耦合面积发生变化,进而导致气隙磁导的变化.因此,要对定子、转子以及两者之间的的气隙部分进行密集的剖分,其他部分采用自由剖分即可,如图 4 所示.

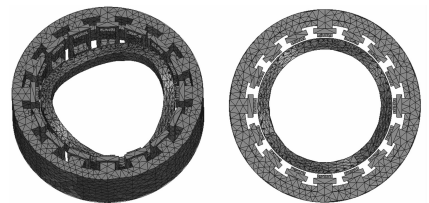


图 4 多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的有限元剖分图

### 3.4 后处理及分析结果

通过增加励磁电压的频率,会使有限元分析

软件中的输出电压更加精确,从而减少软件引起的误差. 考虑到频率过大会使分析过程更加复杂,所以本文选用频率为 1 kHz 的励磁电压进行分析.

3.4.1 磁链分布及气隙磁导分析

图 5 为多极转向磁路磁阻或旋转变压器的磁链分布图,可以看出,多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的磁链通过磁阻最小的路径,磁链从定子上齿出来,经过气隙进入转子,在转子中分为两条路径,沿着转子轭部分别达到对面定子齿的下齿对应的气隙,然后进入定子齿,在定子中同样分为两条路径,沿着定子轭的圆周方向和轴向回到定子上齿. 由于磁链沿着转子定子轴向和转子轴向分布,所以这种磁路结构的磁阻式旋转变压器称为轴向磁路磁阻式旋转变压器.

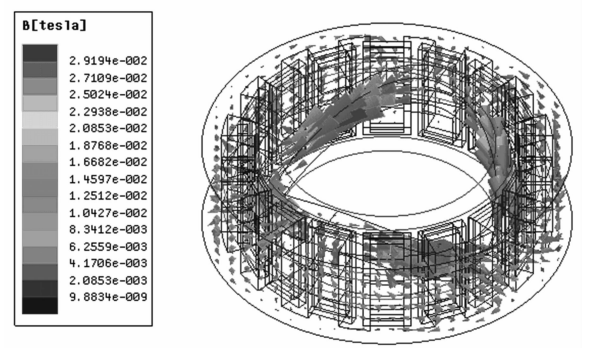


图 5 多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的磁链分布图

3.4.2 输出电势波形分析

经过有限元分析得到的正余弦两相信号绕组的输出电势,由图 6 可以看出,两相输出电势随转子转角呈正余弦规律变化,且转子转过 1 个电周期,输出电势也变化 1 个周期. 因此该输出电势波形符合旋转变压器应该输出的正确波形.

在 Matlab 软件中提取两相输出电势的包络线并对其进行傅里叶分析,得到的各次谐波含有率如图 7 所示. 表 1 为正余弦信号绕组输出电势的各次谐波的比例分析,并用谐波畸变率来衡量谐波含量的大小.

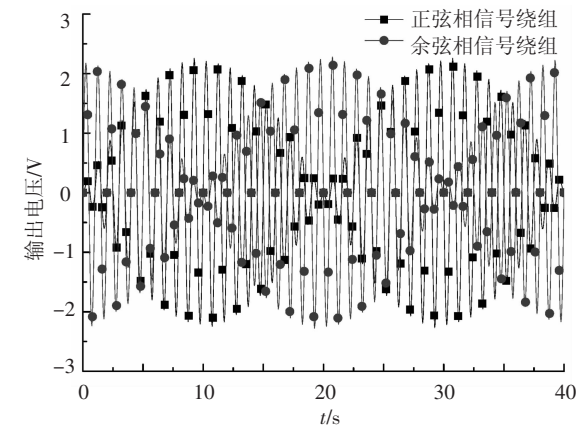


图 6 正弦信号绕组与余弦信号绕组的输出电压波形

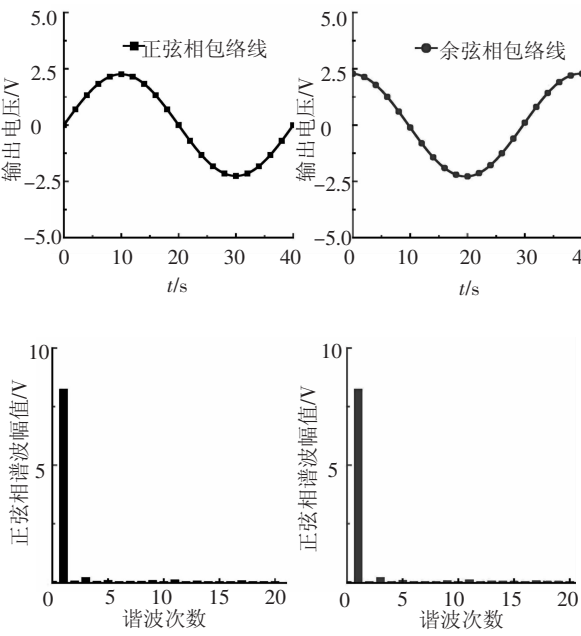


图 7 正余弦信号绕组的输出电势与谐波分析

由 Matlab 软件的分析结果得出,多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的输出波形中的高次谐波会引起较大误差,所以可以通过减少高次谐波含量的方式来提高精度. 由于本文所分析的多极轴向磁路磁阻式旋转变压器应用  $4p$  组定子齿结构,对偶次谐波具有滤波作用. 因此,对于奇次谐波而言,偶次谐波的含有率相对较小. 同时,随着奇次谐波次数的增大,相应的谐波含量将逐渐降低.

| 信号绕组 | 谐波比例  |         |         |         |         |         |         | 谐波畸变率/% |
|------|-------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
|      | 基波    | 2 次谐波   | 3 次谐波   | 4 次谐波   | 5 次谐波   | 6 次谐波   | 7 次谐波   |         |
| 正弦相  | 1.000 | 0.000 7 | 0.018 6 | 0.000 9 | 0.003 9 | 0.000 4 | 0.001 2 | 2.18    |
| 余弦相  | 1.000 | 0.000 7 | 0.019 1 | 0.001 4 | 0.004 7 | 0.000 1 | 0.001 3 | 2.29    |

在表 1 中,正弦相与余弦相的总谐波畸变率分别为 2.18%、2.29%. 其中,两相的三次谐波含有率分别为 1.86%、1.91%,占总谐波畸变率的比重较大,可以通过优化结构的方式降低三次谐

波的含有率,从而达到提高精度的目的.

4 结构优化

在理想状态下,转子磁极形状为正弦曲线时,每对极下的气隙磁导只包含恒定分量及  $2p$  次基波分量,此时信号绕组可以输出准确的正余弦电势.但在实际中,旋转变压器内的磁场是个复杂的非线性量,由于气隙的边缘效应等原因使气隙磁导中含有高次谐波分量.因此,需要通过图 5 ~ 7 所示的结果,利用磁场反问题的求解来得到精确的磁极形状,以得到理想的气隙磁导波形<sup>[13]</sup>.

磁场反问题的求解方法是利用有限元软件计算给定转子磁极形状的磁场正问题,计算范围为多对极,满足泊松方程及第 1 类、周期性边界条件.以所求得的输出电势与标准正弦函数的偏差作为收敛判据,进行一维搜索改变磁极形状函数,步长因子由黄金分割法确定.

磁极形状优化的目的是消除输出电势中的三次谐波,所以定义磁极形状函数为

$$S(x) = H\sin px - H^* \sin 3px. \tag{9}$$

$$H + H^* = L_r = d_1 = d_2 = d_3. \tag{10}$$

式中: $H$  为磁极中基波的高度; $H^*$  为磁极中三次谐波的高度.

以转子形状函数中的三次谐波含量  $H^*/H$  作为优化参数,输出电势中的三次谐波含有率小于 0.5% 作为收敛判据.优化后的转子形状函数和理想正弦函数的关系如图 8 所示.

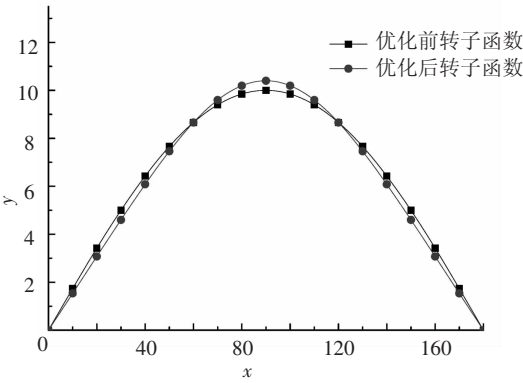


图 8 转子函数优化示意图

由 Matlab 软件的分析结果可知,两相信号电势包络线的总谐波畸变率和各次谐波含有率基本一致,考虑到有限元软件的计算误差,可以认为谐波总畸变率和各次谐波的含有率相同.因此,仅对多对极旋变的正弦相在不同  $H^*/H$  时的三次谐波含有率进行了分析.

由气隙磁导中三次谐波的含量可知,转子形

状函数中的三次谐波中  $H^*/H$  应在  $0 \sim 0.1$  之间,按照黄金分割法求取步长因子  $\Delta H^*/H$ ,用有限元软件计算不同转子形状函数时的输出电势,并提取包络线作傅里叶分析.可以得到多对极旋变中正弦绕组的输出电势中的三次谐波含量如图 9 所示.

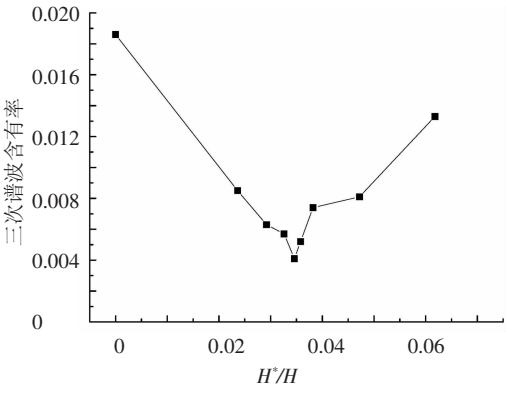


图 9 正弦相在不同  $H^*/H$  时的三次谐波含有率

由图 9 可以看出,正弦绕组的输出电势中的三次谐波含有率随着  $H^*/H$  的增大呈先减小后增大的变化趋势,当  $H^*/H$  为 0.034 6 时,正弦相的输出电势中的三次谐波含量为 0.45%. 满足收敛判据,计算停止,得到了优化后的两对极正弦形转子轴向磁路选择变压器的形状函数为

$$S(x) = H \cdot \sin 2x - 0.034\ 6H \cdot \sin 6x. \tag{11}$$

此时,正弦绕组的输出电势的总谐波畸变率由优化前的 2.18% 降低到了 0.85%. 可以看出磁极形状优化可以大幅降低输出电势的谐波畸变率,是提高多极轴向磁路磁阻式旋转变压器精度的最有效方法之一.

5 结 论

1) 提出了一种具有正弦形转子结构的磁阻式旋转变压器,并从理论上分析了这种磁阻式旋转变压器的磁路结构与工作原理,论述了此种设计结构的可行性.

2) 对这种旋转变压器的三维模型进行了有限元分析,得到了定子、转子以及两者之间的间隙中的磁链分布情况.从分析结果中提取了呈正、余弦规律变化的输出波形,与实际工作情况相符,为以后的研究工作提供一定的理论基础.

3) 利用 Matlab 软件分析出了两相输出电势的包络线,通过傅里叶分析计算出各次谐波含有率.

4) 对转子结构进行了三次谐波含量的参数优化,使输出电势的谐波畸变率有了大幅度降低,提高了多极轴向磁路磁阻式旋转变压器的精度.

## 参考文献

- [1] SHANG Jing, HU Jianhui. The capacitor matching problem in the single-phase line-start permanent magnetic synchronous motor [C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan: ICEMS, 2008: 2911–2915.
- [2] 赵佳蓉, 李文韬, 黄苏融. 电动车用磁阻式旋变及其解码电路的协同仿真[J]. 电机与控制应用, 2010, 8(1): 19–22.
- [3] 张辉, 刘承军, 邹继斌. 基于旋转变压器的永磁同步电机高精度位置检测系统[J]. 伺服控制, 2007(2): 22–24.
- [4] 朱春波, 宋立伟, 邹继明. 旋转变压器的选用[J]. 微特电机, 1998, 31(2): 47–50.
- [5] SHANG Jing, HU Jianhui, XU Yongxiang. The parameter design and calculation for axial-flux resistance resolver [C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Beijing: ICEMS, 2011: 1–5.
- [6] 姜燕平. 旋转变压器原理及其应用[J]. 电气时代, 2005, 10(1): 98–99.
- [7] 邓清, 莫会成, 井秀华. 新型磁阻式旋转变压器电磁场有限元分析[J]. 微电机, 2011, 44(5): 5–8.
- [8] 强曼君. 磁阻式多极旋转变压器的误差分析[J]. 微特电机, 2000, 28(1): 9–12.
- [9] KIM K C, HWANG S J, SUNG K Y, *et al.* A study on the fault diagnosis analysis of variable reluctance resolver for electric vehicle [C]//Proceedings of the 2010 IEEE on Sensors. Kona HI: ICSSENS, 2010: 290–295.
- [10] MAKIUCHI H, KIKUCHI Y, MIMURA H, *et al.* Reduction method of external magnetic field effect on VR resolver [C]//Proceedings of the 2009 IEEE Student Conference on Research and Development. UPM Serdang: SCORED, 2009: 208–211.
- [11] GAUR P, BHARDWAJ S, JAIN N, *et al.* A novel method for extraction of speed from resolver output using neural network in vector control of PMSM [C]//Proceedings of 2010 India International Conference on Power Electronics. New Delhi: IICPE, 2011: 1–7.
- [12] 尚静, 徐谦. 轴向磁场单对极旋转变压器变磁阻原理分析[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2011, 43(11): 70–74.
- [13] 孙立志, 陆永平. 适于一体化电机系统的新结构磁阻旋转变压器的研究[J]. 电工技术学报, 1999, 14(1): 35–39.

(编辑 魏希柱)