

文章编号:1009-3087(2014)01-0140-07

不同充磁方式的对转永磁电机气隙磁场性能研究

李延升^{1,2}, 窦满峰², 骆光照²

(1. 国网陕西省电力公司 检修公司, 陕西 西安 710065; 2. 西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710129)

摘要:针对磁钢不同充磁方式对电机磁场性能影响不同,在对比分析径向充磁、平行充磁和 Halbach 磁体磁化强度分布的基础上,提出一种计算内永磁体转子和外永磁体转子对转电机气隙磁密的解析算法。该算法计算结果与有限元分析结果接近且趋势相同,是一种在电机设计前期预报气隙磁场分布的有效方法。利用解析和有限元相结合的方法研究了充磁方式对 2 种转子结构对转永磁电机气隙磁场的影响。结果表明:外永磁体转子对转电机选择径向充磁能获得趋近方波的气隙磁密和较高的磁密峰值,适合无刷直流电机;内永磁体转子对转电机选择平行充磁既可提高气隙磁密的正弦分布程度,又能得到较高气隙峰值;Halbach 磁体的电机气隙磁密正弦分布程度高,谐波含量小,适用于永磁同步电机。

关键词:径向充磁;平行充磁;Halbach 磁体;对转永磁电机;气隙磁密

中图分类号:TM351

文献标志码:A

Research of Air-gap Magnetic Field in Contra-rotating PM Motor with Different Magnetization Manners

LI Yan-sheng^{1,2}, DOU Man-feng², LUO Guang-zhao²

(1. State Grid Shaanxi Electric Power Maintenance Co., Xi'an 710065, China;

2. School of Automation, Northwestern Polytechnical Univ., Xi'an 710129, China)

Abstract: Based on the effects of magnetization of permanent magnet (PM) on the magnetic field distribution, an analytical method was presented to solve the slotted air-gap of a surface PM contra-rotating motor (CRM) with three common types of magnetization field patterns, Radial, Parallel and Halbach magnetization. This analytical method is very effective for forecasting the magnetic field distribution and in agreement with the results of finite-element simulations. According to the analysis of the differences between the fields of the machine with different magnetizations, the accurate 2D finite-element analysis model was established in both internal and external rotor CRM. The testing and simulation results showed that the external rotor CRM with radial magnetization has a greater flux density and trapezoidal wave which is suitable for brushless DC motor, and the internal rotor CRM with parallel magnetization can improve the sinusoidal waveform distribution and has a greater flux density. The air-gap flux density of Halbach magnet motor has the most sinusoidal waveform distribution which demonstrates that Halbach magnet is suitable for multi-polar PM motor.

Key words: radial magnetization; parallel magnetization; halbach magnetization; contra-rotating PM motor; air-gap flux density

对转永磁电机内外转子直接驱动对转螺旋桨,是鱼雷推进电机的主要发展方向。受到鱼雷体积空间和电池容量的限制,研究电机磁场性能,对于提高对转推进系统效率、保证鱼雷航程和航速至关重要。目前,表贴式磁钢的充磁方式有径向充磁、平行充磁和 Halbach 磁体,对这 3 种充磁方式进行对比研究,可明确其适用场所,挖掘磁钢潜能,从而提高永磁材

料利用率,达到改善电机性能的效果。

气隙磁场是影响电机性能的关键因素之一,合理准确地求解气隙磁场分布是电机设计时的重要步骤。传统磁路法估算出的磁场分布与实际磁场差别较大;有限元法虽能准确计算气隙区域、永磁体区域等磁场,但前处理过程复杂,计算时间长;解析法能简单快速地计算气隙磁场分布,且结果较为准确,在电机的初始设计、估计电机性能和优化电机等方面具有理论和工程实用价值。

文献[2-3]采用有限元方法研究了表贴式磁钢径向充磁和平行充磁对电机性能的影响,没有对比分析 Halbach 磁体电机的磁场分布。文献[4-5]采用

收稿日期:2013-06-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177135);陕西省自然科学基金重点项目资助(2011GZ013)

作者简介:李延升(1983—),男,博士生。研究方向:无刷直流电机及其控制。E-mail:liyansheng@aliyun.com

有限元法重点研究了无转子铁心的 Halbach 型电机在涡轮机中的应用。文献[6]采用有限元法分析了 3 种充磁方式对无齿槽电机磁场的影响,但未对解析方法进行研究。文献[7]采用解析方法构造气隙磁导分布函数,但忽略了气隙内的径向位置对齿槽效应的影响,所得结果与实际磁场存在一定偏差。文献[8-9]通过槽型变换,构造气隙相对比磁导函数,该函数只能反应气隙磁场的径向分量,无法计算切向分量。文献[10]以施瓦兹-克里斯托夫方程为基础,提出一种基于复数气隙磁导函数计算径向充磁时电机气隙磁场的解析方法,该方法可计算气隙磁场的切向分量。文献[11]采用文献[10]的方法研究了 Halbach 型永磁电机气隙磁场的分布。

作者在分析对比径向充磁、平行充磁和 Halbach 磁体的磁化强度分布基础上,提出了一种基于复数气隙磁导函数计算内永磁体转子和外永磁体转子对转电机气隙磁场的解析算法,并利用该解析法和有限元法相结合研究了不同充磁方式下内、外永磁体 2 种对转电机气隙磁场分布,明确了 3 种充磁方式的适用场合。

1 3 种磁体的解析模型

径向充磁是指磁钢磁化方向沿半径向内或向外,磁钢圆周上各处磁化方向长度相同;平行充磁是指磁钢磁化方向平行于磁钢中心线,其中中心线处磁化方向长度与径向充磁相等,线两边先增后减;Halbach 磁体的磁钢每极由多块组成,每块充磁方向不同。3 种磁体结构如文献[6]中图 1 所示。

永磁体的磁化强度矢量 $\mathbf{M}$ 在极坐标下可表示为:

$$\mathbf{M} = M_r + M_\theta \quad (1)$$

式中, M_r 和 M_θ 为磁化强度矢量的径向和切向分量。

根据 3 种充磁方式时永磁体磁化分布,可将 1 对极下磁化强度的径向和切向分量用函数曲线表示。图 1 分别为磁钢径向充磁、平行充磁和每极 3 块永磁体的 Halbach 磁体时磁化强度径向和切向分量。

对永磁体磁化强度径向和切向分量进行 Fourier 级数展开,可得:

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_m \cos(np\theta), \\ M_\theta = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{\theta n} \sin(np\theta) \end{cases} \quad (2)$$

式中,径向充磁时 Fourier 系数分别为:

$$\begin{cases} M_m = \frac{4B_r}{\mu_0 n \pi} \sin\left(\frac{n\pi\alpha_m}{2}\right), \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

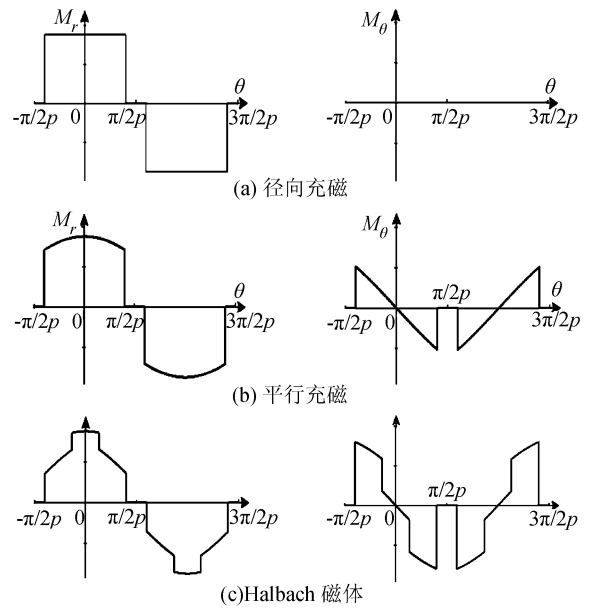


图 1 不同充磁方式时磁化强度的径向和切向分量
Fig. 1 Component waveforms of PM with different magnetizations

式中, B_r 为永磁体剩磁, μ_0 为真空磁导率, α_m 为极弧系数。平行充磁时 Fourier 系数分别为:

$$\begin{cases} M_m = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_m (A_{1n} + A_{2n}), \\ M_{\theta n} = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_m (A_{1n} - A_{2n}) \end{cases} \quad (4)$$

式中:系数 $A_{1n} = \sin[(np+1)\frac{\pi\alpha_m}{2p}] / (np+1)\frac{\pi\alpha_m}{2p}$;

$$A_{2n} = \begin{cases} \sin[(np-1)\frac{\pi\alpha_m}{2p}] / (np-1)\frac{\pi\alpha_m}{2p}, & np \neq 1; \\ 1, & np = 1. \end{cases}$$

Halbach 磁体中, Fourier 系数分别为:

$$\begin{cases} M_m = \frac{B_r p}{\mu_0 \pi} \left[\frac{\sin(\phi) + \sin(3\phi + \beta) - \sin(\phi + \beta)}{np+1} + \frac{\sin(\varphi) + \sin(3\varphi - \beta) - \sin(\varphi - \beta)}{np-1} \right], \\ M_{\theta n} = \frac{B_r p}{\mu_0 \pi} \left[\frac{\sin(\phi) + \sin(3\phi + \beta) - \sin(\phi + \beta)}{np+1} - \frac{\sin(\varphi) + \sin(3\varphi - \beta) - \sin(\varphi - \beta)}{np-1} \right] \end{cases} \quad (5)$$

式中,系数 $\phi = (np+1)\frac{\pi}{6p}\alpha_m$, $\varphi = (np-1)\frac{\pi}{6p}\alpha_m$ 。

2 无槽对转永磁电机气隙磁场解析模型

根据对转永磁电机中磁位与磁场强度的关系,求解气隙区域中的 Laplace 方程和永磁体区域中的准 Poisson 方程^[10],可得到气隙磁场分布解析表达

式,其径向与切向分量分别为:

$$\begin{cases} B_r = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K(n) f_1(r) \cos(np\theta), \\ B_\theta = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K(n) f_2(r) \sin(np\theta) \end{cases} \quad (6)$$

式中:

当 $np = 1$ 时,系数 $K(n)$ 、 $f_1(r)$ 和 $f_2(r)$ 分别为:

$$K(n) = \frac{\mu_0 M_n}{2\mu_r} \frac{Q_n \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - Q_n \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)^2}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]},$$

$$f_1(r) = 1 + (R_s/r)^2, f_2(r) = -1 + (R_s/r)^2。$$

当 $np \neq 1$ 时,系数 $K(n)$ 、 $f_1(r)$ 和 $f_2(r)$ 的取值由对转永磁无刷直流电机的结构决定,即

内永磁体转子对转电机的系数分别为:

$$K(n) = \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \times \frac{(Q_n - 1) + 2 \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (Q_n + 1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]},$$

$$f_1(r) = \left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1},$$

$$f_2(r) = -\left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1}。$$

外永磁体转子对转电机的系数为:

$$K(n) = \frac{-\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \times \frac{(Q_n - 1) \left(\frac{R_m}{R_r}\right)^{2np} + 2 \left(\frac{R_m}{R_r}\right)^{np-1} - (Q_n + 1)}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]},$$

$$f_1(r) = \left(\frac{r}{R_m}\right)^{np-1} + \left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{np-1} \left(\frac{R_s}{r}\right)^{np+1},$$

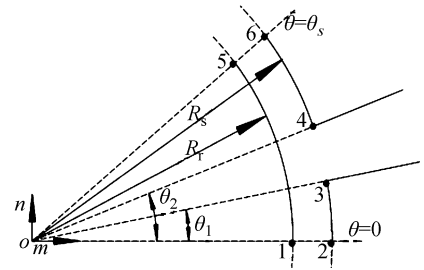
$$f_2(r) = -\left(\frac{r}{R_m}\right)^{np-1} + \left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{np-1} \left(\frac{R_s}{r}\right)^{np+1}。$$

其中, μ_r 为永磁体相对磁导率, R_r 为转子外径, R_m 为磁钢外径, R_s 为电枢转子内径, 系数 $M_n = M_m + npM_{\theta n}$, Q_n 由磁钢的充磁方式决定。由于 Halbach 磁体是 3 块平行充磁的永磁体按照不同磁化方向拼凑而成, 所以 Q_n 可表示为:

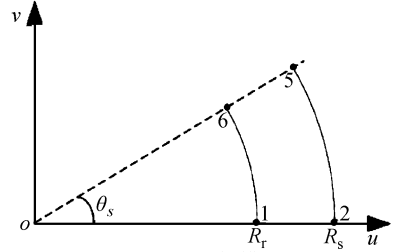
$$Q_n = \begin{cases} np, & \text{径向充磁;} \\ \left(np - \frac{1}{np}\right) \frac{M_m}{M_n} + \frac{1}{np}, & \text{平行充磁和 Halbach 磁体} \end{cases} \quad (7)$$

3 有槽对转永磁电机气隙磁场解析模型

对于有槽对转永磁电机, 进入齿槽内的磁场主要分布在槽口附近。为了方便建立齿槽的数学模型, 将梯形槽变为无限槽深的径向开口槽, 如图 2(a) 所示 S 域下无限槽深模型, 1~6 代表槽周围的点, 槽口宽度为实际槽口宽, θ_s 是槽距角, θ_1 是槽下沿角, θ_2 是槽上沿角。通过 4 种保角变换, 将无限槽深模型变换为 K 域下无齿槽模型, 如图 2(b) 所示。



(a) S 域无限槽深模型



(b) K 域无槽模型

图 2 不同坐标系的齿槽模型

Fig. 2 Slot opening in the S and K plane

在 4 种保角变换中, Z 、 W 、 T 为中间坐标系, 其变换公式如下:

$$\begin{cases} s = e^z, \\ z = j \frac{g'}{\pi} \left[\ln \left| \frac{1+q}{1-q} \right| - \ln \left| \frac{b+q}{b-q} \right| - 2 \frac{b-1}{\sqrt{b}} \arctan \frac{q}{\sqrt{b}} \right] + \ln(R_s) + j\theta_2, \\ t = j \frac{g'}{\pi} \ln(w) + \ln(R_s) + j \frac{\theta_s}{2}, \\ k = e^t \end{cases} \quad (8)$$

式中, 坐标系变换时需要计算的相关参数分别为: $q = \sqrt{w - b/w - a}$, $b = [b_0'/2g' + \sqrt{(b_0'/2g')^2 + 1}]^2$, $a = 1/b$, $b_0' = \theta_2 - \theta_1$, $g' = \ln(R_s/R_r)$ 。

无齿槽永磁电机的气隙磁密, 即在 K 域下 B_k 的复数表达式为:

$$B_k = B_r + jB_\theta \quad (9)$$

通过 4 组保角变换, 得到有齿槽电机的气隙磁密 B_s 为:

$$\mathbf{B}_s = \mathbf{B}_k \left(\frac{\partial k}{\partial s} \right)^* = \mathbf{B}_k \left(\frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial s} \right)^* \quad (10)$$

将式(8)代入式(10),计算得:

$$\mathbf{B}_s = \mathbf{B}_k \lambda^* = \mathbf{B}_k \left[\frac{k}{s} \frac{w-1}{\sqrt{w-a} \sqrt{w-b}} \right]^* \quad (11)$$

式中, $\lambda^* = \lambda_a + j\lambda_b$ 为复数气隙磁导函数,其实部和虚部对应气隙磁密的径向和切向分量。

对复数气隙磁导函数进行傅里叶分解,可以得到每极复数气隙磁导函数分布为:

$$\begin{cases} \lambda_a = \lambda_0 + \sum_{n=1}^N \lambda_{an} \cos(nQ_s \theta), \\ \lambda_b = \sum_{n=1}^N \lambda_{bn} \sin(nQ_s \theta) \end{cases} \quad (12)$$

式中, Q_s 为电机槽数, λ_{an} 和 λ_{bn} 为傅里叶系数。

综合式(6)和(11),有槽对转永磁电机气隙磁密的径向和切向分量可表示为:

$$\begin{cases} B_{sr} = \text{Re}(\mathbf{B}_k \lambda^*) = B_r \lambda_a + B_\theta \lambda_b, \\ B_{s\theta} = \text{Im}(\mathbf{B}_k \lambda^*) = B_\theta \lambda_a - B_r \lambda_b. \end{cases} \quad (13)$$

4 解析模型的实例计算

为了验证解析模型的正确性,建立3种充磁方式时内、外永磁体转子对转永磁电机气隙磁场的解析模型,相关参数如表1所示。由于篇幅有限,只验证内永磁体转子对转电机的解析模型。

表1 样机主要参数
Tab.1 Parameters of prototype

参数	内永磁体转子模型	外永磁体转子模型
	取值	取值
极对数	2	2
极弧系数	0.85	0.85
永磁体转子外径/mm	67.2	110
永磁体转子内径/mm	26	85
电枢外径/mm	130	81.8
电枢内径/mm	70.4	22.2
永磁体厚度/mm	5	5
气隙/mm	1.6	1.6
铁心长度/mm	65	65
槽数 Q_s	24	24
槽口宽度/mm	2	2

图3是由式(12)求得1对极下复数气隙磁导函数的实部和虚部。图4是由式(9)求出不同充磁方式下无槽对转电机在气隙半径 $r = (R_s/R_m)/2$ 处的磁密径向和切向分量。

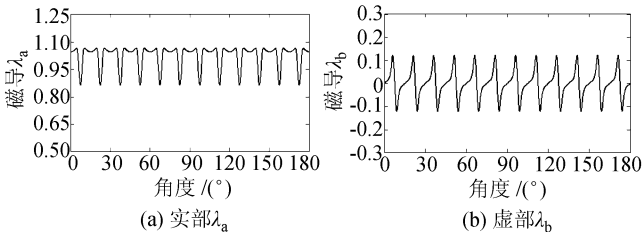


图3 1对极下复数气隙磁导函数分布
Fig.3 Component part of complex relative air-gap permeance in a pair pole

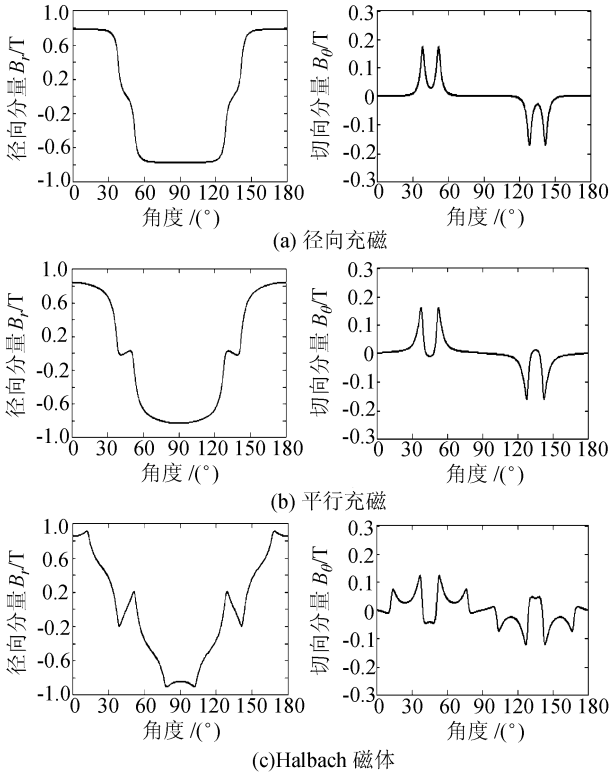


图4 不同充磁方式下无槽对转电机气隙磁密分布
Fig.4 Radial and tangential component waveforms of the flux density in the middle of the air-gap of a slotless surface PM motor with different magnetizations

通过式(13)将无槽电机气隙磁密与复数气隙磁导函数相乘,得到不同充磁方式时有槽对转电机气隙磁密径向和切向分量分布如图5所示。

为了对比解析算法和有限元法计算气隙磁密结果,引入波形正弦性畸变率 K_{Br} ,可由式(14)计算:

$$K_{Br} = \frac{\sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} (B_m)^2}}{B_{r1}} \quad (14)$$

式中, B_{r1} 为气隙磁密径向分量的基波幅值, B_m 为 n 次谐波幅值。

表2是采用不同方法计算内永磁体对转电机在3种充磁方式下的气隙磁密径向分量的基波幅值和波形正弦性畸变率。

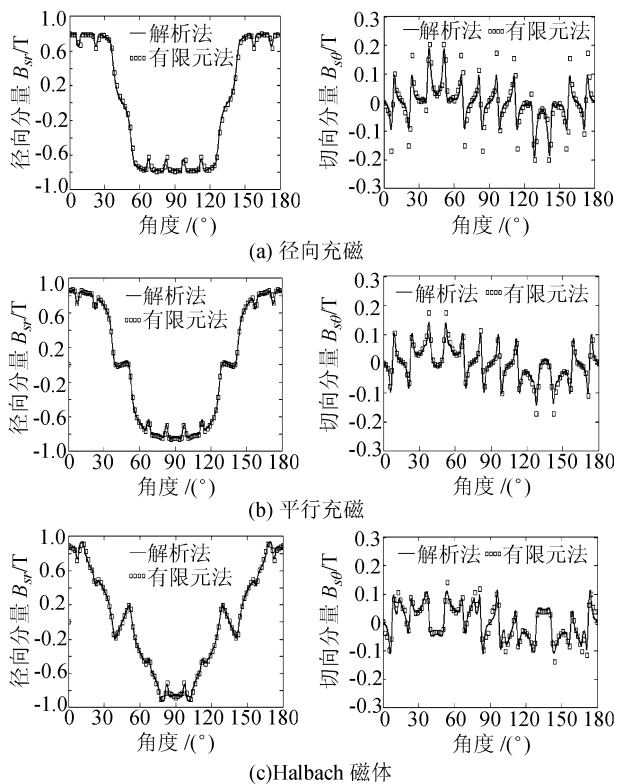


图5 解析法和有限元法求解有槽对转电机在不同充磁方式下的气隙磁密分布对比

Fig.5 Radial and tangential component waveforms of the flux density in the middle of the air-gap of a slotless surface PM motor obtained by analytical and FEA method with different magnetizations

表2 不同充磁方式下解析法和有限元法计算气隙磁密径向分量的基波幅值和畸变率对比

Tab.2 Comparison of the value of radial component waveforms of the flux density obtained by analytical and FEA method with different magnetizations

求解方法	充磁方式	基波幅值/T	畸变率
解析算法	径向充磁	0.925	0.266
	平行充磁	0.939	0.178
	Halbach	0.882	0.166
有限元法	径向充磁	0.917	0.272
	平行充磁	0.955	0.176
	Halbach	0.862	0.171

表2表明:与有限元法相比,解析算法计算的基波幅值在径向充磁时相差0.9%,平行充磁时相差1.7%,Halbach磁体时相差2.3%;波形的畸变率分别相差2.2%、1.1%和2.9%。可见,该解析算法计算不同充磁方式下气隙磁密径向和切向分量分布与有限元法分析的结果接近、趋势相同。

5 充磁方式对对转永磁电机气隙磁场的影响

保证内外永磁体转子对转电机的结构尺寸和材

料相同,分别建立不同充磁方向的2种对转电机有限元模型,研究径向充磁、平行充磁和Halbach磁体对电机磁场分布影响。图6和7是内、外永磁体转子对转电机在3种充磁方式时的磁场磁力线分布。

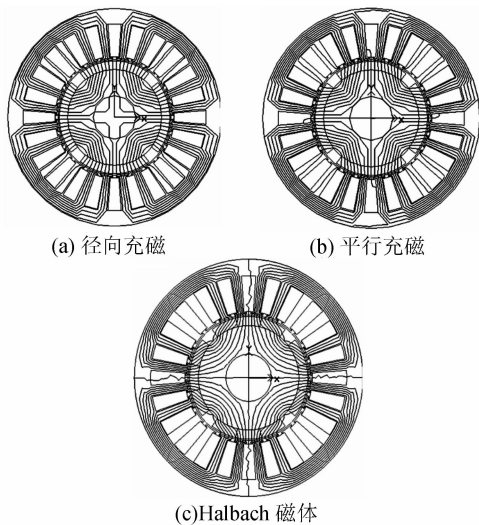


图6 内永磁体转子电机在3种充磁方式时磁力线分布

Fig.6 Magnetic field distribution of internal rotor motor with three different magnetizations

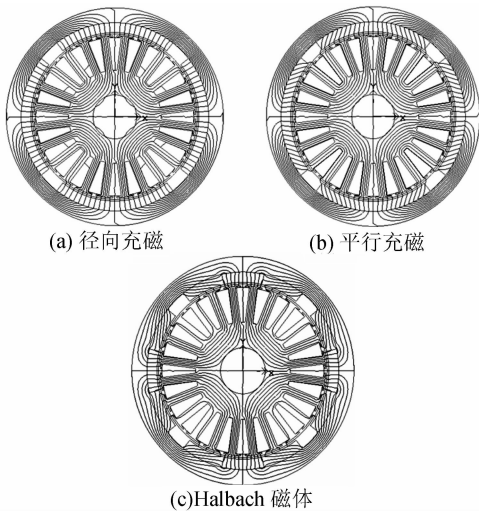


图7 外永磁体转子电机在3种充磁方式时磁力线分布

Fig.7 Magnetic field distribution of external rotor motor with three different magnetizations

图6表明:针对内永磁体转子对转电机,径向充磁磁钢磁密由外向内沿半径逐步增加,永磁体转子轭部磁路易饱和;平行充磁磁密较均匀,轭部磁路较宽松;Halbach磁体磁密最均匀,轭部磁路最宽松。极间漏磁径向充磁时最大,平行充磁时次之,Halbach磁体最小。

图7表明:针对外永磁体转子对转电机,径向充磁时磁钢磁密由外向内沿半径逐步增加,电枢转子轭部磁路易饱和;平行充磁时磁密由外向内逐渐减

小;Halbach 磁体的永磁体转子轭部磁路最为宽松,并且极间漏磁最小。

图8 分别是采用解析算法计算内、外永磁体转子对转电机气隙磁密径向分量分布及各次谐波含量对比。

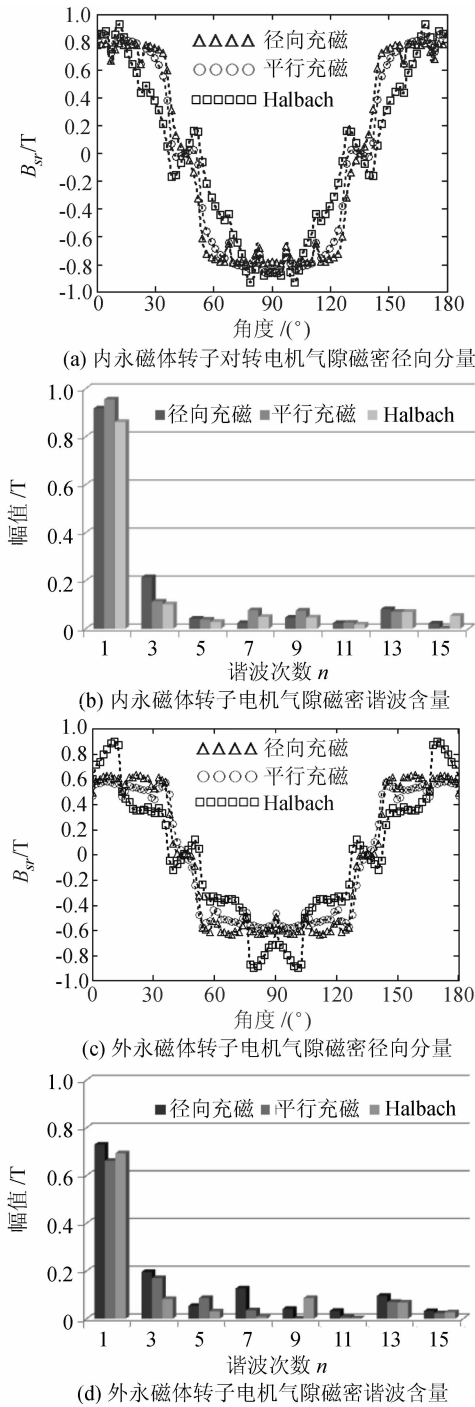


图8 不同充磁方式内、外永磁体转子电机气隙磁密分布对比
Fig.8 Comparison of the radial component of air-gap flux density in PM motor with different magnetizations

表3 是针对图8 中不同充磁方式下内、外永磁体转子对转电机气隙磁密径向分量的基波幅值和畸

变率对比。

表3 不同充磁方式下内、外永磁体转子对转电机气隙磁密基波幅值和畸变率对比

Tab.3 Comparison of the value of radial component wave-forms of the flux density of internal and external rotor motor with different magnetizations

电机结构	充磁方式	基波幅值/T	畸变率
内永磁体转子 对转电机	径向充磁	0.925	0.266
	平行充磁	0.939	0.178
	Halbach	0.882	0.166
外永磁体转子 对转电机	径向充磁	0.729	0.363
	平行充磁	0.662	0.314
	Halbach	0.693	0.207

表3 表明:针对内永磁体转子对转电机,与径向充磁相比,平行充磁时基波幅值提高了1.5%,Halbach 磁体减小了4.6%;平行充磁时波形的畸变率减小33.1%,Halbach 磁体减小了37.6%。对于外永磁体转子对转电机,与径向充磁相比,平行充磁时基波幅值减小了9.2%,Halbach 磁体减小了4.9%;平行充磁时波形的畸变率减小13.5%,Halbach 磁体减小了43%。

可见,内永磁体转子对转电机采用平行充磁时磁密幅值最大,外永磁体转子对转电机采用径向充磁获得更大的磁密幅值,而 Halbach 磁体受到磁极分块数和电机极数制约^[11],基波幅值最小。2 种转子结构对转电机中,径向充磁时气隙磁密波形畸变率最大,平行充磁次之,Halbach 最小。

6 结 论

提出了基于复数气隙磁导函数计算内永磁体转子和外永磁体转子对转永磁电机在径向、平行和 Halbach 磁体下气隙磁场的解析算法。基于此算法研究了3 种充磁方式对2 种结构对转电机磁场分布的影响,得出以下结论:

1)解析算法计算3 种充磁方式时气隙磁密径向和切向分量分布与有限元法结果接近、趋势相同,是一种在电机设计前期预报电机气隙磁场的有效方法。

2)外永磁体转子对转永磁电机选择径向充磁既能获得趋近方波的气隙磁密,又能得到较高的磁密峰值;内永磁体转子对转永磁电机选择平行充磁,既可提高气隙磁密的正弦分布程度,又能得到较高磁密峰值;Halbach 磁体的气隙磁密基波幅值最小,磁场正弦分布程度高,谐波含量小。

因此,选择合理的充磁方式可充分挖掘磁钢潜能,提高内、外永磁体转子对转电机的磁场性能。

参考文献:

- [1] 石秀华,王晓娟. 水中兵器概论(鱼雷分册)[M]. 西安:西北工业大学出版社,2005:8-12.
- [2] Zhu Deming, Yan Yangguang. Two different magnetization manners in surface-mounted permanent magnet machine[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2006, 38(3): 304-306. [朱德明,严仰光. 表贴式永磁电机的两种充磁方式[J]. 南京航空航天大学学报, 2006, 38(3): 304-306.]
- [3] Shen Jianxin, Fei Weizhong, Chen Ligen. Influence of air gap field distribution and surface PM magnetization in brushless DC motors[J]. Small & Special Electrical Machines, 2006(6): 7-9. [沈建新,费伟中,陈利根. 气隙磁场波形及磁瓦充磁方式对无刷直流电动机性能的影响[J]. 微特电机, 2006(6): 7-9.]
- [4] Xu Pengfei, LI Tiejai. Simulation of new type of passive magnetic bearing using Halbach magnetic field[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(5): 538-539. [徐飞鹏,李铁才. 采用 Halbach 磁场的新型被动磁轴承仿真[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(5): 538-539.]
- [5] Xu Yanliang, Yao Fuan, Pang Jiancheng. Halbach array permanent magnet machine and performance comparison with the normal array one (I)—Halbach array structure and comparison of different magnet array machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 79-82. [徐衍亮,姚福安,房建成. Halbach 磁体结构电动机及其与常规磁体结构电动机的比较研究(I)—磁体结构及有导磁铁心电动机的对比研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 79-82.]
- [6] Li Yansheng, Dou Manfeng, Zhao Dongdong. Analytical magnetic field of magnetization manners in surface-mounted PM motor[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(12): 27-31. [李延升,窦满峰,赵冬冬. 磁钢充磁方式对表贴式永磁电机磁场影响分析[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(12): 27-31.]
- [7] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part III: Effect of stator slotting[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 143-151.
- [8] Wang Xinghua, Li Qingfu, Wang Shuhong. Analytical calculation of cogging torque in brushless DC motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 104-108. [王兴华,励庆孚,王曙鸿. 永磁无刷直流电机磁阻转矩的解析计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 104-108.]
- [9] Wang Xinghua, Li Qingfu, Wang Shuhong. Analytical calculation of no-load air-gap magnetic field and back electromotive force in brushless DC motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3): 126-130. [王兴华,励庆孚,王曙鸿. 永磁无刷直流电机空载气隙磁场和绕组反电势的解析计算[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 126-130.]
- [10] Li Yansheng, Dou Manfeng, Fan Xin. Analytical calculation of air gap magnetic field and cogging torque in surface-mounted PM motor[J]. Small & Special Electrical Machine, 2012, 40(12): 9-15. [李延升,窦满峰,樊鑫. 表贴式永磁电机气隙磁场及齿槽转矩解析计算[J]. 微特电机, 2012, 40(12): 9-15.]
- [11] Li Yansheng, Dou Manfeng, Zhang Chunlei. Analytical calculation of air gap magnetic field for Halbach array PM motor[J]. Micromotors, 2013, 46(3): 6-13. [李延升,窦满峰,张春雷. Halbach 型磁钢的永磁电机气隙磁场解析计算[J]. 微电机, 2013, 46(3): 6-13.]

(编辑 赵 婧)