

小功率表贴式永磁同步电机径向电磁力波特性研究

黄厚佳¹, 李全峰^{1,2}, 徐余法^{1,3}

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 200120;

2. 上海大学 机械与自动化学院, 上海 200444;

3. 上海第二工业大学, 上海 201209)

摘 要: 采用解析法推导出表贴式永磁同步电机径向电磁波的解析表达式, 在此基础上求取了径向电磁力波分量的幅值、阶次和频率。分析了径向气隙磁密谐波对径向电磁力波的影响, 提出了运用 $3p$ 阶气隙磁密谐波削弱二倍频径向电磁力波, 进而降低电机振动噪声的方法。建立有限元仿真模型对所提出的方法进行验证, 证明了所提方法的正确性。

关键词: 表贴式永磁同步电机; 振动噪声; 径向电磁力波; 有限元仿真模型

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)08-0074-06

Research on Characteristics of Radial Electromagnetic Force Wave of the Low-Power Surface Permanent Magnet Synchronous Motor

HUANG Houjia¹, LI Quanfeng^{1,2}, XU Yufa^{1,3}

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 200120, China;

2. School of Mechanics and automation, Shanghai University, Shanghai 201444, China;

3. Shanghai Second Polytechnic University, Shanghai 201209, China)

Abstract: The analytical expression of radial electromagnetic force wave of surface-mounted PMSM was deduced by analytical method and the amplitude, order, frequency of radial electromagnetic force wave were gained based on above analytical expression. The influences of radial air-gap flux density harmonic on the radial electromagnetic force wave were analyzed, it proposed that the $3p$ th-order air-gap flux density harmonic could be used to reduce the double-frequency radial electromagnetic force wave, resulting in lower noise and vibration. The finite element simulated model was established to prove the above method and the correctness of the method was validated.

Key words: surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM); acoustic noise and vibration; radial electromagnetic force wave; finite element simulated model

0 引 言

表贴式永磁同步电机 (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM) 具有结构简单、制造成本低和转动惯量小等优点, 在恒功率运行范围不宽的场合得到广泛应用^[1]。电机振动噪声水平已被列为衡量电机质量的一项重要指标, 成为影响其在市场上竞争的一个因素^[2-3]。对于

小功率 SPMSM, 电机振动噪声主要由径向电磁力作用在定子铁心产生, 因此对其径向电磁力波特性的深入分析研究对小功率 SPMSM 的减振降噪设计具有重要的现实意义^[4-6]。

文献[7]对转子静态偏心和动态偏心时的电磁力波进行修正, 指出转子发生静态和动态偏心时, 在原有电磁力波的基础上会新增阶数为 ± 1 的力波分量, 动态偏心时还会新增频率为 $2kf \pm f/p$ 的

作者简介: 黄厚佳 (1990—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机优化设计。

李全峰 (1982—), 男, 博士, 研究方向为电机振动噪声、新型电机设计。

徐余法 (1964—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电机故障诊断、智能算法。

力波分量。文献[8-9]对9槽6极、12槽10极、12槽8极和27槽6极4种极槽配合的永磁同步电机的径向电磁力进行了分析,指出电机振动噪声主要由径向电磁力而非转矩波动及齿槽转矩激发产生。文献[10]运用二维有限元法对2台100 kW不同极槽配合的内置式永磁同步电机进行径向电磁力的对比分析,并通过试验证明了8极12槽电机的径向电磁力小于10极12槽电机的径向电磁力。文献[11]通过场重建法(FRM)对永磁同步电机在部分退磁和转子静偏心时转矩脉动和振动噪声进行深入研究,指出永磁同步电机部分去磁和转子静偏心使电机运行时转矩脉动和振动噪声大大增加,转子静偏心的作用尤为明显。文献[12]指出,对于降低径向电磁力波而言,整数槽电机优于分数槽电机。文献[13]运用有限元法对车用永磁同步电机电磁噪声进行评估,指出电机设计时尽量使各阶电磁力波的频率远离电机固有模态频率,避免共振的产生。文献[14]对永磁同步电机进行多物理场分析,深入研究了径向电磁力波对电机振动噪声的影响。

本文针对小功率SPMSM结构特点,采用解析法推导出径向电磁力波解析表达式,分析其力波特性,通过改变结构设计参数使气隙磁密谐波发生变化,进而研究磁密谐波对径向电磁力波的影响,最后通过有限元仿真验证了解析分析结果的正确性。

1 径向电磁力波表达式正向推导

根据麦克斯韦张量方程,气隙中单位面积径向电磁力的瞬时值^[2]可表示为

$$f_n(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} [b_n^2(\theta, t) - b_t^2(\theta, t)] \quad (1)$$

式中: μ_0 ——真空相对磁导率;

$b_n(\theta, t)$ ——径向气隙磁密;

$b_t(\theta, t)$ ——切向气隙磁密。

相对于径向气隙磁密,切向气隙磁密较小,可以忽略不计。因此,径向电磁力密度可近似表示为

$$f_n(\theta, t) \approx \frac{b_n^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (2)$$

假设铁心磁阻忽略不计,径向气隙磁密可以表示为

$$b_n(\theta, t) \approx f(\theta, t) \lambda(\theta, t) \quad (3)$$

式中: $f(\theta, t)$ ——气隙磁动势;

$\lambda(\theta, t)$ ——单位面积气隙磁导。

假设永磁同步电机输入三相对称正弦波电流,气隙磁动势由绕组、转子磁动势和永磁体磁动势三者合成,因此气隙磁动势可表示为

$$f(\theta, t) = f_0(\theta, t) + \sum_v f_v(\theta, t) + \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \quad (4)$$

为叙述方便,将磁动势表示为矩阵形式:

$$[f(\theta, t)] = \begin{bmatrix} f_0(\theta, t) & \sum_v f_v(\theta, t) & \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $f_0(\theta, t)$ ——基波合成磁动势;

$f_v(\theta, t)$ ——电枢绕组通入电流后产生的 v 次谐波磁动势;

$f_\mu(\theta, t)$ ——永磁体产生的 μ 阶谐波磁动势。

以 $2p\tau$ (p 为电机极对数, τ 为电机极距)作为基准波长, $f_0(\theta, t)$ 、 $f_v(\theta, t)$ 和 $f_\mu(\theta, t)$ 表达式为

$$f_0(\theta, t) = F_0 \cos(p\theta - \omega_0 t - \varphi_0) \quad (6)$$

$$f_v(\theta, t) = F_v \cos(v\theta - \omega_0 t - \varphi_v) \quad (7)$$

$$f_\mu(\theta, t) = F_\mu \cos\left(\mu\theta - \mu \frac{\omega_0}{p} t - \varphi_\mu\right) \quad (8)$$

式中: F_0 、 φ_0 ——合成基波磁动势幅值和初相角;

F_v 、 φ_v ——绕组产生的 v 阶谐波磁动势幅值和初相角;

F_μ 、 φ_μ ——永磁体 μ 阶谐波磁动势幅值和初相角, $\mu = (3, 5, 7, \dots)p$ 。

对整数槽绕组 $v = (6k+1)p$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$, 对于分数槽绕组, v 的取值可参考文献[15], 在此不再赘述; ω_0 为定子电流基波角频率。

由于定子开槽导致电机开槽处气隙变大,使得气隙不均匀,依据文献[5],气隙磁导可表示为

$$\lambda(\theta, t) = \Lambda_0 + \sum_l \Lambda_l \cos(lz\theta) \quad (9)$$

式中: Λ_0 ——单位面积气隙磁导的不变分量;

Λ_l ——单位面积气隙磁导谐波分量幅值;

l ——谐波次数, $l = 1, 2, 3, \dots$ 。

将式(9)表示为矩阵形式:

$$[\lambda(\theta, t)] = \begin{bmatrix} \Lambda_0 & \sum_l \Lambda_l \cos(lz\theta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(5)、式(10)代入式(3)可得气隙磁密解析表达式的矩阵形式:

$$[b(\theta, t)] \approx [f(\theta, t)] [\lambda(\theta, t)]^T = \begin{bmatrix} f_0(\theta, t) & \sum_v f_v(\theta, t) & \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Lambda_0 & \sum_l \Lambda_l \cos(lz\theta) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda_0 f_0(\theta, t) & \sum_l f_0(\theta, t) \Lambda_l \cos(lz\theta) \\ \sum_\mu \Lambda_0 f_\mu(\theta, t) & \sum_v \Lambda_0 f_v(\theta, t) \\ \sum_l \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \Lambda_l \cos(lz\theta) & \sum_l \sum_v f_v(\theta, t) \Lambda_l \cos(lz\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1) & (2) \\ (3) & (4) \\ (5) & (6) \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(6)~式(8)代入式(11),可得气隙磁密的分量表达式为

$$\begin{aligned} (1) &= \Lambda_0 F_0 (\cos p\theta - \omega_0 t - \varphi_0) \\ (2) &= \sum_l \Lambda_l F_0 \cos((p \pm lz)\theta - \omega_0 t - \varphi_0) \\ (3) &= \sum_\mu \Lambda_0 F_\mu \cos\left(\mu\theta - \mu \frac{\omega_0}{p} t - \varphi_\mu\right) \\ (4) &= \sum_v \Lambda_0 F_v (\cos v\theta - \omega_0 t - \varphi_v) \end{aligned}$$

$$(5) = \sum_\mu \sum_l \frac{\Lambda_l F_\mu}{2} \cos\left((\mu \pm lz)\theta - \mu \frac{\omega_0}{p} t - \varphi_\mu\right)$$

$$(6) = \sum_v \sum_l \frac{\Lambda_l F_v}{2} \cos((v \pm lz)\theta - \omega_0 t - \varphi_v)$$

再将气隙磁密写成如下矩阵形式:

$$[b(\theta, t)] = [(1) (2) (3) (4) (5) (6)] \quad (12)$$

将式(12)代入式(2),可得到径向电磁力波磁密矩阵表达式为

$$[f_n(\theta, t)] \approx \frac{1}{2\mu_0} [b(\theta, t)]^T [b(\theta, t)] = \begin{bmatrix} (1)(1) & (1)(2) & (1)(3) & (1)(4) & (1)(5) & (1)(6) \\ (2)(1) & (2)(2) & (2)(3) & (2)(4) & (2)(5) & (2)(6) \\ (3)(1) & (3)(2) & (3)(3) & (3)(4) & (3)(5) & (3)(6) \\ (4)(1) & (4)(2) & (4)(3) & (4)(4) & (4)(5) & (4)(6) \\ (5)(1) & (5)(2) & (5)(3) & (5)(4) & (5)(5) & (6)(5) \\ (6)(1) & (6)(2) & (6)(3) & (6)(4) & (6)(5) & (6)(6) \end{bmatrix} \quad (13)$$

上述矩阵为对称矩阵,关于对角线对称的两项可以合并成一项,如(1)(2)=(2)(1),所以上述36项可以合并成21项。其中将(1)(1)按式(14)展开:

$$\begin{aligned} (1)(1) &= \frac{1}{2\mu_0} [\Lambda_0 F_0 \cos(p\theta - \omega_0 t - \varphi_0)]^2 = \\ &= \frac{\Lambda_0^2 F_0^2}{4\mu_0} + \frac{\Lambda_0^2 F_0^2}{4\mu_0} \cos(2p\theta - 2\omega_0 t - 2\varphi_0) \quad (14) \end{aligned}$$

其余项展开方式依次类推,在此不再赘述。现略去力幅值较小以及频率为零的分量,列出径向力波产生的原因、幅值、阶数、频率及来源如表1所示。

2 径向电磁力波主要分量反向推导

对于 SPMSM 永磁体磁导率近似等于真空磁

导率,因此对于小型电机电枢电流对气隙磁场影响相对较小,因此本文将重点研究空载径向电磁力波特性。

空载时气隙磁场主要由永磁体产生,由表1可知产生的力波分量的表达式分别为(1)(1)、(1)(3)、(3)(3),现将 $\mu = 3p, 5p, \dots$ 代入表1,求取电机运行时产生的幅值较大的电磁力波分量,其阶数和频率为

$$(2kp, 2kf_0) \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (15)$$

电磁力波引发的振动噪声的大小与力波的阶数和幅值有关,高幅值、低阶次的电磁力波作用在定子铁心会引发较大的振动噪声^[2]。由于阶数和频率为 $(2p, 2f_0)$ 的力波分量阶数低、幅值高,因此会对电机振动噪声产生较大的影响。该力波主要由表2所示的力波分量合成。

表 1 径向电磁力波分量

产生原因	幅值	阶数	频率	来源项
基波磁密单独作用	$\Lambda 20F_{20}/4\mu_0$	$2p$	$2f_0$	(1)(1)
	$\Lambda_0 A_l F_{20}/2\mu_0$	$2p \pm lz$	$2f_0$	(1)(2)
气隙磁密基波与转子磁密谐波相互作用	$\Lambda 20F_0 F_\mu/2\mu_0$	$p \pm \mu$	$(1 \pm \mu/p)f_0$	(1)(3)
	$\Lambda_0 A_l F_0 F_\mu/2\mu_0$	$p \pm \mu \pm lz$	$(1 \pm \mu/p)f_0$	(2)(3)
气隙磁密基波与定子磁密谐波相互作用	$\Lambda 20F_0 F_v/2\mu_0$	$p \pm v$	$2f_0$	(1)(4)
	$\Lambda_0 A_l F_0 F_v/2\mu_0$	$p \pm \mu \pm lz$	$2f_0$	(2)(4)
转子磁密谐波相互作用	$\Lambda 20F_\mu 1F_\mu 2/4\mu_0$	$\mu_1 \pm \mu_2$	$(\mu_1 \pm \mu_2)f_0/p$	(3)(3)
定子磁密谐波相互作用	$\Lambda 20F_{v1} F_{v2}/4\mu_0$	$v1 \pm v2$	$2f_0$	(4)(4)
定转子磁密谐波相互作用	$\Lambda 20F_v F_\mu/2\mu_0$	$\mu \pm v$	$(\mu/p \pm 1)f_0$	(3)(4)

表 2 2p 阶二倍频力波分量

编号	幅值	频率	阶次	产生原因
a	$\Lambda 20F_{20}/4\mu_0$	$2f_0$	$2p$	磁密基波单独作用
b	$\Lambda 20F_0 F_{3p}/2\mu_0$	$2f_0$	$2p$	磁密基波与 3p 阶谐波相互作用
c	$\Lambda 20F_{3p} F_{5p2}/4\mu_0$	$2f_0$	$2p$	磁密 3p 阶谐波与 5p 阶谐波相互作用

当 b、c 两项电磁力波的方向与 a 项电磁力波方向相反时对磁密基波产生的二倍频电磁力波具有削弱作用,方向相同时使基波产生的二倍频电磁力波增大。由于 b 项电磁力波幅值较大,因此对基波二倍频力波幅值影响较大。电磁力波的方向取决于 F_0 、 F_{3p} 、 F_{5p} 的数值符号。永磁体产生磁动势幅值可以表示为^[4]

$$F_{np} = \frac{4}{n\pi} \frac{B_r h_m}{\mu_0} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{2}\right) \tag{16}$$

其中: $n=1,3,5\cdots$; B_r 为永磁体剩余磁通密度; h_m 为永磁体磁化方向长度; α_p 为极弧系数。电机空载运行时,磁动势幅值 F_0 与永磁体产生的磁动势基波磁动势 F_p ($n=1$ 时 F_{np} 的取值相等), 即 $F_0 = F_p$ 。

令:

$$\xi_n = \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{2}\right) \tag{17}$$

其中: ξ_n 为谐波方向系数,当 n 固定时 ξ_n 的取值取决于极弧系数。因此,永磁体磁动势幅值又可写为

$$F_{np} = \frac{4}{\pi} \frac{B_r h_m}{\mu_0} \xi_n \tag{18}$$

由式(18)可知 F_{np} 的数值符号由谐波方向系数 ξ_n 的数值符号决定。图 1 所示为 ξ_1 、 ξ_3 、 ξ_5 随

极弧系数的变化,设基波产生的二倍频电磁力波方向为正向,根据图 1 列出了 b、c 2 项电磁力波方向随极弧系数的变化,如表 3 所示。

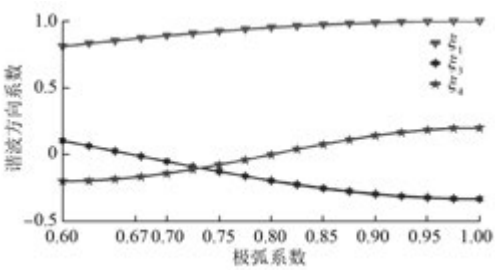


图 1 ξ_n 随极弧系数的变化

表 3 不同极弧系数下 b、c 两项电磁力波方向

α_p 取值范围	b 项电磁力波方向	c 项电磁力波方向
$0.60 < \alpha_p \leq 0.67$	正向	负向
$0.67 < \alpha_p \leq 0.80$	负向	正向
$0.8 < \alpha_p \leq 1.0$	负向	负向

由表 3 可知对于极弧系数大于 0.67 的 SPMSM, b 项电磁力会削弱基波产生的二倍频电磁力波。当极弧系数大于 0.8 时, c 项电磁力波也会对基波产生的二倍频电磁力波起到削弱作用。

因此,选取合适的极弧系数使 3p 阶磁密谐波方向与基波和 5p 阶磁密谐波方向相反,并适当增加 3p 阶磁密谐波幅值,能有效削弱对电机振动影响较大的二倍频径向电磁力波的幅值。

在电机设计时为减小齿槽转矩、提高电机效率,往往通过特殊结构设计(如磁极偏心,调整极弧系数)等方法对气隙磁密进行优化,使 3p、5p 阶磁密谐波被削弱,但这很可能会使 2p 阶二倍频径向力波幅值增加。如果此时电机固有频率正好在二

倍频附近,则会产生更大的振动噪声。因此选取适当的极弧系数,在保证其他性能的前提下适当保留 $3p$ 、 $5p$ 阶磁密谐波,有助于降低电机的振动噪声。

3 有限元验证

本文以 1 台 4.2 kW SPMSM 为例进行有限元仿真,对其径向电磁力波特性进行分析,验证解析分析的正确性。电机的基本参数如表 4 所示。运用时步有限元法,求取气隙径向电磁力波随时间和空间变化波形,然后对其进行快速傅里叶分解求取力波的阶次、频率和幅值。

表 4 电机的基本参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
极对数	4	气隙长度/mm	1.5
定子槽数	36	铁心长度/mm	110
定子外径/mm	123	磁钢厚度/mm	3.6
定子内径/mm	81	功率/kW	4.2
极弧系数	0.924	转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	4 000

图 2 所示为对力波进行二维快速傅里叶变换后得到的力波阶次、频率和幅值分布图。从图 2 中可以看出,空载运行下主要产生阶次和频率为 $(8,2f_0)$ 、 $(16,4f_0)$ 、 $(24,6f_0)$ …的径向电磁力波。由式(14)可知,磁密基波产生的二倍频电磁力波幅值与零倍频力波幅值相等,但从图 2 中可明显看出二倍频力波幅值远小于零倍频力波幅值,说明基波产生的二倍频力波幅值被大幅度削弱。

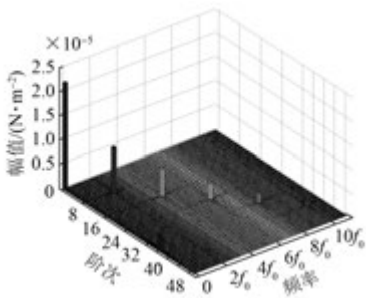


图 2 径向电磁力波二维傅里叶分解

下文分别通过改变极弧系数和磁极偏心距改变磁场分布,验证磁密谐波对二倍频径向电磁力波的影响。

结合图 3 和图 4 可知,极弧系数小于 0.7 时, $3p$ 阶磁密谐波方向与基波相同, $3p$ 阶磁密谐波幅

值增大后, $2p$ 阶径向电磁力也相应增大。极弧系数大于 0.7 时, $3p$ 阶磁密谐波方向与基波方向相反并且随着极弧系数变大, $3p$ 阶磁密谐波幅值不断增大,但从图 4 中可看出极弧系数大于 0.7 时,随着极弧系数增大, $2p$ 阶径向电磁力波幅值不断大幅度减小,因此说明选择合适的极弧系数使 $3p$ 阶磁密谐波方向与基波方向相反,能够削弱二倍频径向电磁力波。随着 $3p$ 阶磁密幅值增加后可能会使 $4p$ 、 $6p$ 阶电磁力波幅值增大。

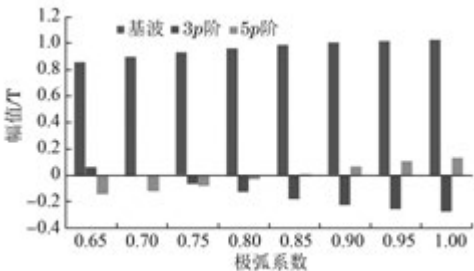


图 3 不同极弧系数下各阶磁密谐波幅值的变化

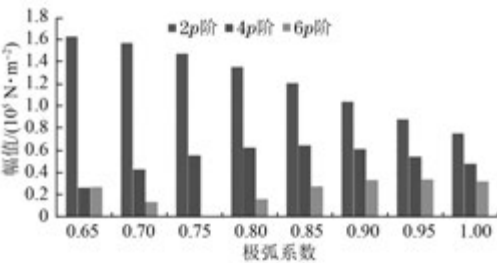


图 4 不同极弧系数下各阶径向电磁力波幅值

取极弧系数为 0.924,改变电机磁极偏心距。结合图 5 和图 6 可以看出, $3p$ 阶磁密谐波方向与基波和 $5p$ 阶磁密谐波方向相反,随着磁极偏心距减小, $3p$ 、 $5p$ 阶磁密谐波幅值增大,但 $2p$ 阶径向电磁力波幅值不断减小。 $3p$ 、 $5p$ 阶磁密谐波幅值增大后, $4p$ 、 $6p$ 阶径向电磁力波幅值会有所增加。

综上所述,当 $3p$ 阶磁密谐方向与基波方向相

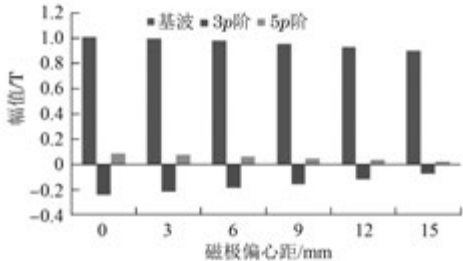


图 5 不同磁极偏心距下各阶磁密谐波幅值

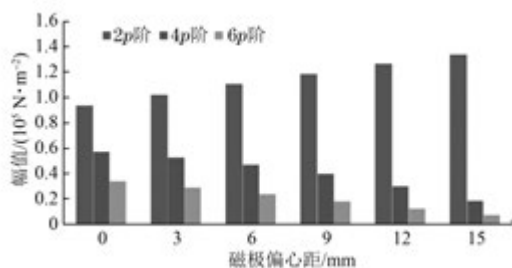


图6 不同偏心距下各阶径向电磁力波幅值

反时,削弱了对电机振动噪声影响较大的二倍频径向电磁力波,有限元分析与解析分析结果一致,因此验证了解析分析的正确性。

4 结 语

本文通过解析法和有限元法分析了小功率永磁同步电机径向电磁力波特性,提出了方向系数的概念,并给出了削弱二倍频径向电磁力波分方法,得出如下结论:

(1) 小功率 SPMSM 径向电磁力波主要由永磁体磁动势作用产生,电机运行时主要产生阶数和频率为($2\mu p, 2\mu f_0$)的径向电磁力波。

(2) 通过选取适当的极弧系数和磁极偏心距,使 $3p$ 阶磁密谐波方向与基波和 $5p$ 阶谐波方向相反,并适当增大 $3p$ 阶磁密谐波幅值,可有效削弱对电机振动噪声影响较大的二倍频径向电磁力波,进而降低电机的振动噪声。

当电机电枢电流较大时电枢反应也会产生幅值较大的径向电磁力波分量,后续工作将对电机负载运行下径向电磁力波特性进行深入研究。

【参考文献】

[1] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2015.
[2] 陈世坤.电机设计[M].北京:机械工业出版社,2000.
[3] 陈永校,诸自强,应善成.电机噪声的分析和控制[M].杭州:浙江大学出版社,1987.

[4] 张冉.表面式永磁电机电磁激励力波及其抑制措施研究[D].济南:山东大学,2011.
[5] 宋志环.永磁同步电动机电磁振动噪声源识别技术的研究[D].沈阳:沈阳工业大学,2010.
[6] 张磊.车用永磁同步电机径向电磁振动特性[J].电机与控制学报,2012,16(5): 34-39.
[7] 左光曙,高丽华,吴旭东,等.电动车用永磁同步电机转子偏心对电磁力影响分析[J].佳木斯大学学报(自然科学版),2014,34(2): 166-170.
[8] ISLAM R, HUSAIN I. Analytical model for predicting noise and vibration in permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(6): 2346-2353.
[9] ISLAM M S, ISLAM R, SEBASTIAN T. Noise and vibration characteristics of permanent-magnet synchronous motors using electromagnetic and structural analyses[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3214-3222.
[10] LEE S K, KANG G H, HUR J. Finite element computation of magnetic vibration sources in 100 kW two fractional-slot interior permanent magnet machines for ship [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(2): 867-870.
[11] TORREGROSSA D, KHOOBROO A, FAHIMI B. Prediction of acoustic noise and torque pulsation in PM synchronous machines with static eccentricity and partial demagnetization using field reconstruction method [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2012, 59(2): 934-944.
[12] 刘景辉,黄开胜,陈治宇,等.永磁同步电动机径向电磁力分析[J].微特电机,2013,45(2): 16-18.
[13] 杨萍,代颖,黄苏融,等.基于有限元法的车用永磁同步电机电磁噪声的评估[J].电机与控制应用,2012,39(9): 33-39.
[14] 代颖,乔金秋,郑江,等.电动汽车牵引用永磁同步电机的多物理场分析[J].电机与控制应用,2016,43(5): 73-78.
[15] 许实章.交流电机的绕组理论[M].北京:机械工业出版社,1985.

收稿日期: 2018-01-03