

分数槽永磁同步电机气隙磁场的分析与噪声抑制

王 巍, 宋志环, 于慎波, 唐任远

(沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心, 沈阳 110178)

摘 要: 运用解析的方法推导了分数槽永磁同步电机气隙磁场的解析表达式, 分析了空载气隙磁场的谐波次数与频率的分布特性, 通过推导得出, 在单元电机定子槽数为奇数及偶数时, 谐波分布的次数不同。同时对一台盘式电机进行电磁噪声计算及抑制方法研究, 分析了计算极弧因数、定子槽深与总气隙长度的比值等参数, 对噪声抑制的作用。

关键词: 永磁同步电机; 分数槽; 谐波分布; 噪声抑制

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2010)06-0001-06

Analysis of Air Gap Magnetic Field and Noise Suppression of Permanent Magnet Synchronous Machine with Fractional Slot

WANG Wei, SONG Zhi-huan, YU Shen-bo, TANG Ren-yuan

(National Engineering Research Center for REPM Electrical Machines,
Shenyang University of Technology, Shenyang 110178, China)

Abstract: The analytical expression of fractional slot permanent magnet machine air-gap magnetic field was derived depending on analytic methods. And non-load air gap magnetic field harmonic orders and its distribution features were also analyzed in this paper. It can be obtained that the orders of harmonic distribution are different when stator slot number of a unit machine is odd or even. Moreover, in this paper, electromagnetic noise assessment and its relevant suppression methods of a disc PM synchronous machine were also investigated.

Key Words: Permanent magnet synchronous motor; Fractional slot; Harmonic distribution; Noise suppression

0 引言

定、转子谐波磁场相互作用产生的低阶力波, 或频率与定子固有频率相近的力波, 是引起电机电磁振动与噪声的主要原因。确定定、转子磁密谐波次数及幅值, 是计算电磁噪声及确定噪声源的关键^[1]。分数槽永磁同步电机中, 定子侧产生磁密的基波及谐波计算公式与普通电机的公式相同^[2-4], 而永磁体产生磁密的谐波分布相对复杂。运用有限元的方法可以计算出永磁体产生的磁密分布, 并通过谐波分析获得谐波分布, 但不能明确各量之间及其与谐波次数与幅值间的解析关系, 不利于噪声抑制。针对永磁同步电机空载气隙磁场解析表达式的研究几近成熟^[5-12], 并且在考虑定子开槽的影响时, 一致认为磁场的谐波次数为 $|np \pm N_s|$, p 为电机极对数, N_s 为定子槽数, $n = 1, 3, 5 \dots, i =$

1, 2, 3, ...。本文将采取简化的手段证明多极少槽永磁同步电机, 其空载谐波磁场的分布次数在单元电机定子槽数为奇数及偶数时不同。采取的方法是首先分析定子不开槽情况永磁体磁密方波的谐波分布, 然后分析定子开槽对气隙磁密的影响。通过该表达式能更清楚地分析出谐波产生的原因, 及各参量与谐波分布的关系, 有利于噪声的分析与抑制。

1 永磁体产生磁密分布的解析表达式

1.1 定子不开槽时永磁体产生气隙磁密分布

本文采用的模型及推导的公式适用于径向充磁的径向结构永磁同步电机磁场分布、及轴向充磁盘式永磁同步电机中的单边结构、外转子结构, 及内转子 NS 磁路结构电机某一半径处的磁场分布。

以单元电机为研究对象, p_1 表示其极对数, Z_1

收稿日期: 2009-09-24

基金项目: 辽宁省教育厅科技项目研究资助 (T2006100, 2009S074)

为定子槽数, 本文分别讨论 Z_1 为奇数及偶数情况。分析时, 在定、转子的某一相对位置处, 将电机沿转子表面展开, 相对位置及坐标原点的确定以计算方便为准则。设定子不开槽时, 电机为均匀气隙, 定子开槽后, 总气隙长度变成随位置变换的周期函数, $\delta_0(x)$ 分别为定子不开槽及开槽时总气隙长度随位置的变化。在某一时刻, 定子开槽情况永磁体产生磁密的表达式可以表示为:

$$B_0(x) = B_r(x) / \delta_1(x) \tag{1}$$

式中, $B_r(x)$ 为定子不开槽时, 永磁体产生的方波磁密表达式。

首先忽略漏磁及饱和, 在导出表达式后, 分别以漏磁系数 σ_0 和饱和系数 k_s 来表示漏磁和磁路饱和的影响。设转子表面光滑, 定子开槽, b_0 、 h_0 、 t_1 、 b_1 、 τ 、 δ 分别代表槽口宽、槽深、齿距、齿顶宽、

极距及总气隙长度 (永磁体磁化方向长度 h_m 与气隙长度 δ_0 之和)。定义单元电机电角度为 2π , t_{11} 、 b_{11} 、 τ_1 及 b_{01} 分别为 t_1 、 b_1 、 τ 及 b_0 的电角度值, 如式 (2) 所示。 D_c 为单元电机气隙平均直径。

$$\begin{aligned} t_{11} &= 2\pi / Z_1 \\ \tau_1 &= \tau / p_1 \\ b_{01} &= b_0 / (D_c / 2) = 2b_0 / D_c \\ b_{11} &= b_1 / (D_c / 2) = 2b_1 / D_c \end{aligned} \tag{2}$$

首先推导 p_1 为偶数情况。

定子不开槽时, 永磁体产生气隙磁密方波分布及坐标选取如图 1 所示。

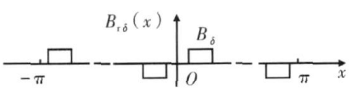


图 1 p_1 为偶数时永磁体产生的方波磁密

此时可得 $B_r(x)$ 的表达式如 (3) 所示。

$$B_r(x) = \begin{cases} B \left[1 - \frac{2k\tau_1 + 1}{2} \left(\frac{x}{\tau_1} - k \right) \right] & 0 \leq x < \tau_1 \\ -B \left[1 - \frac{2k\tau_1 + 3}{2} \left(\frac{x}{\tau_1} - k \right) \right] & \tau_1 \leq x < 2\tau_1 \end{cases} \quad [0, 2\tau_1], k=0, 1, \dots, \frac{p_1}{2} - 1 \tag{3}$$

式中, i 为计算极弧因数; B 为永磁体产生方波磁密的幅值 (T), $B = B_r h_m / (h_m + \delta_0)$; B_r 为永磁体剩磁 (T) [13]。

$$B_r(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin nx = \sum_{k_1=0}^{\infty} \frac{4B(-1)^{k_1}}{(2k_1+1)} \sin \left(\frac{(2k_1+1)}{2} x \right) \sin((2k_1+1)p_1 x) \quad (x \in [-\pi, \pi]) \tag{4}$$

经推导, p_1 为奇数时气隙磁密表达式与 p_1 为偶数时相同。

将 $B_r(x)$ 进行傅里叶变换, 得气隙磁密表达式如式 (4) 所示。

的形式, 并考虑漏磁及磁路饱和的影响后, $B_1(x)$ 、 $B_2(x)$ 的表达式如式 (6) 所示。

1.2 定子开槽下永磁体产生气隙磁密分布

(1) Z_1 为偶数

假设定子槽形为开口槽。开槽后气隙长度分布及坐标选取如图 2 所示。 $\delta_1(x)$ 是周期为 $2\tau_1$ 的偶函数, 其分布函数如式 (5) 所示。将 $\delta_1(x)$ 的倒数进行分解并带入式 (1), 并写成 $B_0(x) = B_1(x) + B_2(x)$

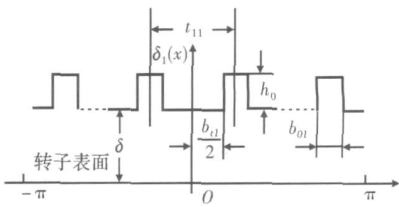


图 2 为偶数时气隙长度分布

$$\begin{aligned} \delta_1(x) &= \begin{cases} h_0 & x \in [kt_1, kt_1 + \frac{b_{11}}{2}] \\ h_0 + \frac{b_{11}}{2} & x \in [kt_1 + \frac{b_{11}}{2}, kt_1 + \frac{b_{11}}{2} + b_{01}] \end{cases} \quad (x \in [0, \tau_1], k=0, 1, \dots, (\frac{Z_1}{2} - 1)) \\ B_1(x) &= \frac{4B_r}{k_s} \frac{h_m}{\delta_0} \left[1 + \frac{Z_1}{D_c} \frac{b_0}{1 + h_0 / \delta_0} - 1 \right] \sum_{k_1=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1}}{(2k_1+1)} \sin \left(\frac{(2k_1+1)}{2} x \right) \sin((2k_1+1)p_1 x) \\ B_2(x) &= \sum_{k_1=0, k_2=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1+k_2} 4B_r}{(2k_1+1)k_2^2} \frac{h_m}{k_s} \frac{1}{1 + h_0 / \delta_0} - 1 \sin(k_2 Z_1 \frac{b_0}{D_c}) \sin \left(\frac{(2k_1+1)}{2} x \right) \sin([(2k_1+1)p_1 \pm k_2 Z_1] x) \end{aligned} \tag{5} \tag{6}$$

式中, $B_1(x)$ 等效成永磁体产生磁动势作用于气隙平均磁导引起的气隙磁密; $B_2(x)$ 等效成永磁体产生磁动势作用于定子齿谐波磁导引起的气隙磁密。

(2) Z_1 为奇数

与 Z_1 为偶数时推导过程相似, Z_1 为奇数时, $B_1(x)$ 及 $B_2(x)$ 的表达式如式 (7) 所示。

$$B_1(x) = \frac{4B_r}{k_s} \frac{h_m}{0} \left(1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{b_0}{D_c} \right)^3 + \frac{1}{1 + h_0/} - 1 \sum_{k_1=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1}}{(2k_1 + 1)} \sin\left(\frac{(2k_1 + 1)}{2} i\right) \sin((2k_1 + 1)p_1 x)$$

$$B_2(x) = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1} 2B_r}{(2k_1 + 1)n^2 k_s} \frac{h_m}{0} \sin\left(\frac{(2k_1 + 1)}{2} i\right) \left[4 - \frac{4}{1 + h_0/} \sin\left(\frac{n}{Z_1} - \frac{nb_0}{D_c}\right) + \frac{4}{1 + h_0/} \sin\left(\frac{n}{Z_1}\right) \right. \\ \left. \cos\left(\frac{2kn}{Z_1} + \frac{n}{Z_1}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(\frac{n}{Z_1} - \frac{nb_0}{D_c}\right) + \frac{(-1)^{n+1}}{2(1 + h_0/)} \sin\left(\frac{n}{Z_1} - \frac{nb_0}{D_c}\right) - \sin\left(\frac{n}{Z_1}\right) \right] \\ \sin([(2k_1 + 1)p_1 \pm n] x)$$
(7)

将式 (7) 中 $B_2(x)$ 进一步化简, 可得
 n 为 Z_1 的奇数倍时

$$B_2(x) = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1} 2B_r}{(2k_1 + 1)(2k_2 + 1)Z_1^2 k_s} \frac{h_m}{0} \sin\left(\frac{(2k_1 + 1)}{2} i\right) \left(2Z_1 - \frac{3}{2} \right) \frac{1}{1 + h_0/} - 1 \\ \sin\left(\frac{(2k_2 + 1)Z_1 b_0}{D_c}\right) \sin([(2k_1 + 1)p_1 \pm (2k_2 + 1)Z_1] x)$$
(8a)

n 为 Z_1 的偶数倍时

$$B_2(x) = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1} 2B_r}{(2k_1 + 1)k_2 Z_1^2 k_s} \frac{h_m}{0} \sin\left(\frac{(2k_1 + 1)}{2} i\right) \left(2Z_1 - \frac{1}{2} \right) \left(\frac{1}{1 + h_0/} - 1 \right) + 2 \\ \sin\left(\frac{2k_2 Z_1 b_0}{D_c}\right) \sin([(2k_1 + 1)p_1 \pm (2k_2 + 1)Z_1] x)$$
(8b)

n 为不能被 Z_1 整除的奇数时

$$B_2(x) = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1} 3B_r}{(2k_1 + 1)(2k_2 + 1)^2 k_s} \frac{h_m}{0} \sin\left(\frac{(2k_1 + 1)}{2} i\right) \frac{1}{1 + h_0/} \sin\left(\frac{(2k_2 + 1)}{Z_1}\right) - \\ \frac{1}{1 + h_0/} - 1 \sin\left(\frac{(2k_2 + 1)}{Z_1} - \frac{nb_0}{D_c}\right) \sin([(2k_1 + 1)p_1 \pm (2k_2 + 1)] x) \\ (2k_2 + 1 - (2k_3 + 1)Z_1 - k_3 = 0, 1, 2, \dots)$$
(8c)

n 为不能被 Z_1 整除的偶数时

$$B_2(x) = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1} B_r}{2(2k_1 + 1)k_2^2 k_s} \frac{h_m}{0} \sin\left(\frac{(2k_1 + 1)}{2} i\right) - 5 + \frac{3}{1 + h_0/} \sin\left(\frac{2k_2}{Z_1} - \frac{nb_0}{D_c}\right) - \\ \frac{3}{1 + h_0/} \sin\left(\frac{2k_2}{Z_1}\right) \sin([(2k_1 + 1)p_1 \pm 2k_2] x) \\ (k_2 - k_3 Z_1 - k_3 = 0, 1, 2, 3, \dots)$$
(8d)

以上的推导过程是在定、转子的某个相对位置处; 实际的电机转子以角速度旋转, 因此考虑转子旋转时, 只需将 $(2k_1 + 1)i$ 加入 $B_1(x)$ 及 $B_2(x)$ 中表达式的正弦项。

2 气隙磁密解析表达式的讨论

(1) Z_1 为奇数时, 次数为 $(2k_1 + 1)p_1$ 、频率为 $(2k_1 + 1)f_1$ 的磁动势作用于气隙磁导, 将产生以 $(2k_1 + 1)p_1$ 次谐波为对称中心均匀分布的一组磁密谐波分量, 该组谐波分量的频率均为 $(2k_1 + 1)f_1$ 。

谐波次数及分布如表 1 所示, 从表中看出, 谐波的次数将遍布整个实轴。

表 1 Z_1 为奇数时永磁体产生磁密的谐波次数及频率分布

频率	次数
f_1	$\dots p_1 - 3 \quad p_1 - 2 \quad p_1 - 1 \quad (p_1) \quad p_1 + 1 \quad p_1 + 2 \quad p_1 + 3 \dots$
$3f_1$	$\dots 3p_1 - 3 \quad 3p_1 - 2 \quad 3p_1 - 1 \quad (3p_1) \quad 3p_1 + 1 \quad 3p_1 + 2 \quad 3p_1 + 3 \dots$
$5f_1$	$\dots 5p_1 - 3 \quad 5p_1 - 2 \quad 5p_1 - 1 \quad (5p_1) \quad 5p_1 + 1 \quad 5p_1 + 2 \quad 5p_1 + 3 \dots$
\dots	\dots

注: 括弧中的谐波次数为该频率下谐波次数的对称中心

(2) Z_1 为偶数时, 永磁体产生的谐波次数与频

率不是一一对应的。设永磁体产生的两种谐波次数分别为： $\mu_1 = (2k_1 + 1) p_1 \pm k_2 Z_1$ ， $\mu_2 = (2k_3 + 1) p_1 \pm k_4 Z_1$ ， $k_i (i = 1, \dots, 4)$ 取值为 0 及所有正整数。令 $\mu_1 = \mu_2$ ，可得

$$(k_1 - k_3) / (\pm k_4 \mp k_2) = Z_1 / (2p_1) \tag{9}$$

即，当 $k_i (i = 1, \dots, 4)$ 的取值满足式 (9)时，谐波次数 μ_1 与 μ_2 相等，而频率分别为 $(2k_1 + 1) f_1$ 及 $(2k_3 + 1) f_1$ 。以 22 极 24 槽电机为例， $Z_1 / (2p_1) = 12/11$ ，所以满足 $(k_1 - k_3) / (\pm k_4 \mp k_2) = 12/11$ 的两种谐波，其次数相同，而频率不同。

(3) 永磁体产生气隙磁密的谐波次数及幅值有正有负。谐波的幅值为正，表示波形形状与基波形状相同，为负，表示相反；谐波的次数为正，表示波形的旋转方向与基波旋转方向相同，为负，表示相反。

(4) 谐波次数由极对数 p_1 及定子槽数 Z_1 决定；谐波幅值由永磁体剩磁 B_r 、永磁体磁化方向长度与总气隙长度的比值 $h_m /$ 、定子槽口宽与平均直径的比值 $b_0 /$ 、定子槽深与总气隙长度的比值 $h_0 /$ 、定子槽数 Z_1 ，及计算极弧因数 α_i 决定。

(5) 式 (6)、式 (7)中 D_c 取不同值可代表盘式电机在不同半径位置处的磁密分布。

3 算 例

为了验证以上公式推导的正确性，本文以一台 15 kW 盘式永磁同步电机为例，分别采用解析公式及有限元法计算了永磁体产生的气隙磁密谐波含量及幅值。该电机相数 $m = 6$ ，极对数 $p_1 = 11$ ，定子槽数 $Z_1 = 24$ ，计算极弧因数 $\alpha_i = 0.856$ ，电机为双定子单转子结构。图 3 ~图 4 分别示出了运用有限元法计算出的磁力线分布、气隙磁密圆周分布；将有限元的计算结果进行谐波分析，同时运用本文推导的解析公式计算气隙磁密谐波分布，两种方法计算得到的幅值较大的谐波同时绘制于图 5 中。表 2 列出了运用两种方法得到的基波及部分谐波的幅值及误差分析，其中 B_A 表示解析公式的计算结果， B_F 为有限元法的计算结果。本文将单元电机的极对数作为气隙磁密的基波，因此对于该 15 kW 电机，其基波为 11 次，常规的 3 次、5 次、7 次等谐波分别为表 2 中的 33 次、55 次及 77 次谐波。由于气隙磁密谐波次数的正负及频率是计算电磁噪声的重要信息，而解析法能够很清楚容易的获得，因此本文的解析公式是分析气隙磁密分布及计算电磁噪声的一种方便有效方法。

表 2 运用解析公式及有限元法计算得到的磁密谐波分布及误差分析

次数	9	11	- 13	15	33	35	55	77
B_A / T	0.010	0.998	0.055	0.014	0.265	0.055	0.087	- 0.051
B_F / T	0.014	1.010	0.057	0.010	0.241	0.068	0.070	0.01
相对误差 / %	28.5	1.19	3.51	40.0	9.9	19.1	24.2	-



图 3 磁力线分布图

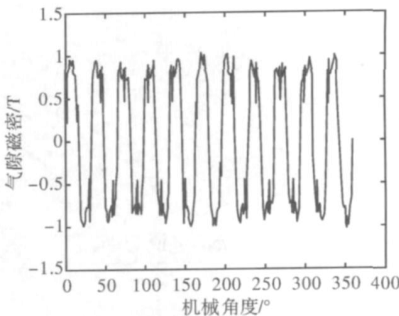


图 4 有限元计算的气隙磁密波形图

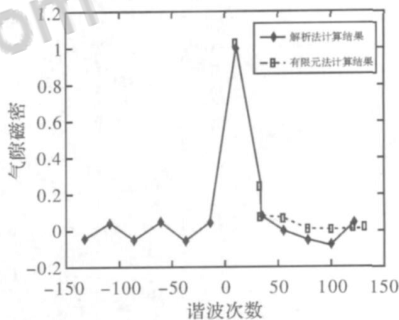


图 5 气隙磁密谐波分布图

4 气隙磁密解析表达式在噪声抑制中的应用

4.1 计算极弧因数与噪声抑制

永磁体产生的谐波磁密如式 (6)及式 (7)，当 Z_1 为偶数时的 $B_1(x)$ 、及 Z_1 为奇数时 $B_1(x)$ 与 $B_2(x)$ 均与 α_i 成正比，即以上气隙磁密谐波幅值随 α_i 的变化规律为正弦曲线 $u(\alpha_i) = \sin((2k_1 + 1) \alpha_i / 2) / (2k_1 + 1)$ 。由此即可通过改变 α_i ，达到改变谐波幅值的目的。当 $(2k_1 + 1) \alpha_i / 2 = k_3 / 2$ ，即

$$\alpha_i = k_3 / (2k_1 + 1) \tag{10}$$

k_3 分别取奇数及偶数时， $|u(\alpha_i)|$ 分别得最大值及最小值 0。另外，令某次谐波达到最大或最小值时 α_i 的取值不唯一。

永磁同步电机中永磁体产生的不同次磁密谐波相互作用，是引起电机噪声的最主要因素之一，其

中基波与气隙磁密谐波相互作用引起的电磁噪声尤为显著。低频段的噪声经 A 计权后, 被大大地削弱, 在 1 000 Hz~5 000 Hz 之间, 噪声会被略微的加强, 而后随着频率的增加, 噪声又会被削弱。因此, 计算电机的电磁噪声, 尤其要注意 1 000 Hz~5 000 Hz 之间的噪声值。同样以 15 kW 盘式永磁电机为例, 介绍从降低噪声角度选取计算极弧因数的方法。该电机的基波频率为 82.5 Hz, 永磁体产生的气隙磁密谐波次数为 $\mu_1 = [11(2k_1 + 1) \pm 24k_2]$, 频率为 $f_2 = 82.5 \times (2k_1 + 1)$ Hz。表 3 列出了能够与基波相互作用并可能引起较大电磁噪声的气隙磁密谐波次数 μ_1 、频率 f_2 以及力波阶数 k 频率 f_p 。

当 k_1 取值为 5~11 时, 使对应的谐波幅值为 0 的几种 i 取值列于表 4 中。 i 选取过小, 会降低电机的效率, 选取过大, 会造成漏磁过大。观察表 4, 从降低噪声的角度出发, i 可以取值为 8/11、10/13、12/15、14/17、16/19、18/21、20/23 中的某个数值或与之相近的数值。 i 分别取以上各值计算得到的电磁噪声如图 6 所示, 从曲线看出, i 选取为 20/23 时, 噪声最小。本台电机实际 i 取值为 0.856, 与 18/21 相当接近, 噪声功率级的计算结果为 63.3 dB(A), 亦相对较低, 又 i 选择过大会引起漏磁及正弦畸变率加大, 因此该电机的 i 选择是恰当的。

表 3 气隙磁密谐波及电磁力波

k_1	k_2	μ_1	f_2 /Hz	r	f_p /Hz
	4	25		14	825
5	5	1	907.5	- 10, 12	825, 990
	6	- 23		- 12	990
	5	23		12	990
6	6	- 1	1072.5	- 12, 10	990, 1155
	7	- 25		- 14	1155
	6	21		10	1155
7	7	- 3	1237.5	- 14, 8	1155, 1320
	7	19		8	1320
8	8	- 5	1402.5	6	1485
	8	17		6	1485
9	9	- 7	1567.5	4	1650
	9	15		4	1650
10	10	- 9	1732.5	2	1815
	10	13		2	1815
11	11	- 11	1897.5	0	1980

表 4 i 的取值

k_1	5	6	7	8
i	8 10 10 12 10 12 14 12 14 16 11' 11 13' 13 15' 15' 15 17' 17' 17			
k_1	9	10	11	
i	14 16 18 16 18 20 18 20 22 19' 19' 19 21' 21' 21 23' 23' 23			

4.2 $h_0 /$ 与噪声抑制

由式 (6) 及式 (7), 气隙磁密的幅值与 $h_0 /$ 相关。设 $h_0 /$ 的比值改变, 变化后的比值为 $(h_0 /)$, 且 $(h_0 /) > h_0 /$ 。 $B_1(x)$ 与 $B_2(x)$ 中的齿谐波作用, 是电磁噪声的主要原因之一, 设两种谐波的幅值分别为 B_1 、 B_2 , 则两者相互作用产生的电磁力密度幅值为 $P_n = B_1 B_2 / (2\mu_0)$, 当 $h_0 /$ 变为 $(h_0 /)$ 时, 新的电磁力密度幅值 $P_n (B_1 + B_1) (B_2 + B_2) / (2\mu_0)$, B_1 、 B_2 分别为磁密的增量。改变前后电磁力密度幅值之比

$$= P_n / P_n = (B_1 + B_1) (B_2 + B_2) / (B_1 B_2)$$
$$1 + B_2 / B_2 + B_1 / B_1$$

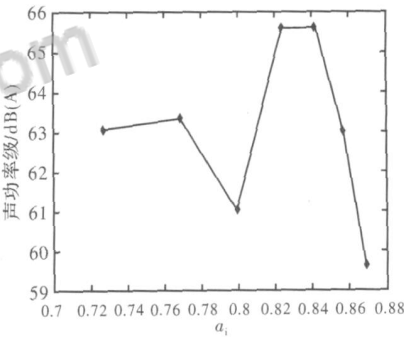


图 6 电磁噪声随 i 的变化曲线

由式 (6) 及式 (7), $B_1(x)$ 随 $h_0 /$ 的增加而减小, 而 $B_2(x)$ 中的齿谐波随之增加, 因此 $B_2 / B_2 > 0$, 而 $B_1 < B_1 0$ 。

(1) Z_1 为偶数时

经计算, $B_2 = \frac{(h_0 /) / (h_0 /) - 1}{1 + (h_0 /)} = b_2$; 而

$$B_1 = \frac{Z_1 b_0}{D_c} / \left(\frac{Z_1 b_0}{D_c} - \frac{1 + h_0 /}{h_0 /} \right) \cdot b_2。$$

(2) 为奇数时

当 n 为 Z_1 的奇数倍时, $B_2 / B_2 = b_2$;

当 n 为 Z_1 的偶数倍时,

$$B_2 = \frac{(h_0 /) / (1 + h_0 /) \cdot (2Z_1 - 1/2) \cdot b_2}{(h_0 /) / (1 + h_0 /) \cdot (2Z_1 - 1/2) + 2}$$

$$B_1 = \frac{Z_1 b_0 / (-h_0 /)}{D_c (1 + h_0 /)} \cdot b_2$$
$$B_1 = \frac{1}{1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{b_0}{D_c} \cdot 3 - \frac{h_0 /}{1 + h_0 /} \cdot Z_1} \cdot b_2$$

可以证明, 在 z_1 为奇数及偶数时, 当定子槽口宽 b_0 小于定子齿宽 b_1 时, $B_1/B_1 < B_2/B_2$, 即 >1 。因此, 当 $h_0/$ 变为 $(h_0/)$ 时, 电磁力密度幅值增加, 电磁噪声加大。图 7 为 15 kW 盘式电机电磁噪声随 $h_0/$ 的变化曲线, 该电机实际定子槽深为 33.3 mm, 总气隙长度为 10.5 mm。

4.3 电磁噪声试验

15 kW 盘式电机如图 8 所示。图 9 为未经 A 计权的电磁噪声空载测试频谱图。从图 9 看出, 未经 A 计权的噪声峰值频率发生在 990 Hz、1 155 Hz、1 320 Hz、1 485 Hz、1 650 Hz、1 815 Hz、1 980 Hz 等处。由于 A 计权对频率为 1 000 Hz~5 000 Hz 的噪声无衰减作用, 因此 A 计权后的电磁噪声在以上的频率处同样存在峰值, 此结果与表 3 的分析相吻合。A 计权后, 试验测得的电磁噪声值为 63.7 dB(A)。计算值与试验结果接近, 相对误差为 0.63%。

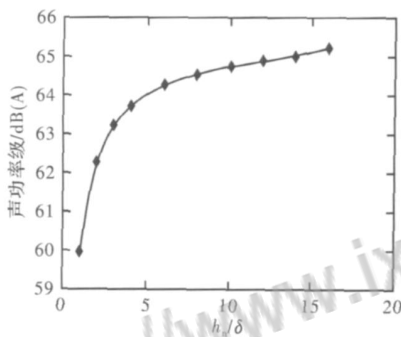


图 7 电磁噪声随 h_0/δ 的变化曲线



图 8 15 kW 盘式永磁电机

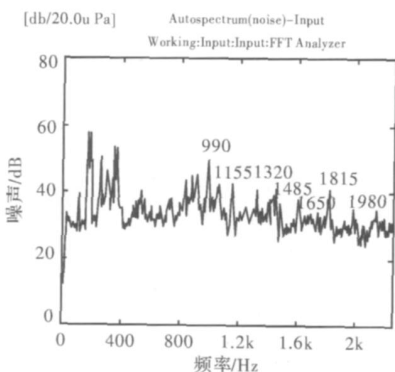


图 9 噪声频谱图

5 结 论

本文推导了分数槽永磁同步电机空载气隙磁场的谐波分布, 通过推导得出了当单元的电机定子槽数为奇数及偶数时的谐波分布。运用式 (6) 与式 (7) 可以计算分数槽永磁同步电机空载气隙磁密分布, 计算方法简单, 易于实现, 并通过解析表达式使得各量与气隙磁密分布的关系十分清晰;

通过改变计算极弧因数、定子槽深与总气隙长度的比值等参数, 以调整谐波磁密幅值的大小, 进而改变电磁噪声。

参考文献

[1] 黄国治, 傅丰礼. Y2 系列三相异步电动机技术手册 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.

[2] 陈世元, 黄土鹏. 交流电机的绕组理论 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.

[3] 陈世坤. 电机设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.

[4] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.

[5] Zhu Z Q, Howe D, Bolte E, et al. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors [J]. Part I: Open-circuit field. IEEE Trans Mag, 1993, 29(1): 124-135.

[6] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors [J]. Part II: Armature Reaction Field. IEEE Trans Mag, 1993, 29(1): 136-142.

[7] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors [J]. Part III: Effect of stator slotting. IEEE Trans Mag, 1993, 29(1): 143-151.

[8] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors [J]. Part IV: Magnetic field on load. IEEE Trans Mag, 1993, 29(1): 152-158.

[9] 陈阳生, 林友仰. 永磁电机气隙磁密的分析计算 [J]. 中国电机工程学报, 1994, 14(5): 17-26.

[10] Rasmussen K F, Davies J H, Miller T J E, et al. Analytical and numerical computation of air-gap magnetic fields in brushless motors with surface permanent magnets [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(6): 1547-1554.

[11] Zhu Z Q, Howe David, Chan C C. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent magnet machines [J]. IEEE Trans Magn, 2002, 38(1): 229-238.

[12] Zhu Z Q, Xia Z P, Wu L J, Jewell G W. Analytical modelling and finite element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent magnet brushless machines [C]. 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Miami, 2009.

[13] 王秀和. 永磁电机 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.

作者简介: 王 巍 (1976 -), 女, 博士研究生, 从事分数槽永磁同步电机电磁噪声的计算与抑制技术研究。



知网查重限时 7折 最高可优惠 120元

本科定稿，硕博定稿，查重结果与学校一致

立即检测

免费论文查重: <http://www.paperyy.com>

3亿免费文献下载: <http://www.ixueshu.com>

超值论文自动降重: http://www.paperyy.com/reduce_repetition

PPT免费模版下载: <http://ppt.ixueshu.com>
