

基于不同定子槽模型的分段磁路分析*

武文皓^{1,2}, 竺韵德², 于大国¹

(1. 中北大学 机械与动力工程学院, 山西 太原 030051;

2. 中国科学院 宁波材料技术与工程研究所, 浙江 宁波 315201)

摘要: 结合等效磁场实现转子内磁场强度至转子轭表面的转换, 分别建立了开口、半开(闭)口定子槽模型, 采用分段磁路法分析各段磁路长度变化情况, 给出了不同定子槽模型下齿槽转矩的解析式。分析定子冲片选用不同牌号的硅钢片材料对齿槽转矩的影响。经研究表明: 分段磁路法能够提高槽间磁路近似精度, 且经分析优选的定子硅钢片材料可较为有效地削弱齿槽转矩。

关键词: 等效磁场; 齿槽转矩; 分段磁路; 磁路近似精度; 有限元分析

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)03-0090-07

Analysis of the Partitions Magnetic Circuit Based on Different Stator Slots Opening Shape*

WU Wenhao^{1,2}, ZHU Yunde², YU Daguo¹

(1. School of Mechanical and Power Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. Ningbo Institute of Materials Technology and Engineering, CAS, Ningbo 315201, China)

Abstract: Considering the opening of stator slot, the precision of air gap flux density error correction directly affected accuracy of cogging torque. Correcting magnetic flux leakage of flux barrier, magnetic field intensity inside the rotor can be equivalent to the one on rotor surface. The mathematical models of opening slots and half opening slots were established respectively. The variation of magnetic path length was analyzed by partitions magnetic circuit, for illustrating mathematical correlation of cogging torque and different slot opening shape. The effect of various grades silicon steel sheet on cogging torque was analyzed. The study shows that the method above can access comparatively high approximation precision, the material determined by comparative analysis can reduce cogging torque effectively as well.

Key words: equivalent magnetization; cogging torque; partitions magnetic circuit; approximation precision; finite element analysis

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有高效率、高控制精度、高能量密度、高转矩密度、低噪声等优点, 同时电机结构相对简单、维护方便, 故较为广泛地应用于汽车电机、纺织机械、数控机床等领域。齿槽转矩是永磁电机自身的固有缺陷, 由永磁体对定子齿的吸引力引起, 产生了电机运行过程中的振动和噪声, 影响了电机的

稳定控制精度。现对于削弱齿槽转矩方面的研究较多, 例如: 斜极^[1]、改变磁钢宽度^[2]、转子偏心^[3]、定子齿部开槽^[4]。文献[5]分析了永磁体边沿厚度对齿槽转矩的影响, 并采用复数磁导率模型给出了最优边沿厚度求解方法。文献[6]给出了根据电机的槽极数选择适当的极弧系数来削弱齿槽转矩的优化方法。文献[7]推导了关于定子槽宽、定子不等齿宽配合及定子不等槽口宽度配合的齿槽转矩表达式, 通过优化齿槽参数实现齿槽转矩的削弱。

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51175482/E05091)

作者简介: 武文皓(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机设计及其控制。

目前,已有较多文献采用磁路法解析齿槽转矩的表达式。首先通过解析拉普拉斯和泊松公式^[8-10]将转子内的磁场强度等效至转子表面,对隔磁桥边缘的漏磁进行修正并给出了无齿槽模型下的气隙磁密径向和切向分量;而后选用定子开口槽模型,利用比磁阻对无齿槽气隙磁密进行修正;最后通过对相邻槽侧面上的径向磁密进行积分,并对定子槽数叠加得出齿槽转矩。文献[11]分析了永磁体宽度对气隙磁密及齿槽转矩的影响,磁钢宽度的改变不仅影响了极弧系数同时也增加了永磁体放置量及气隙磁密幅值。文献[12]研究了在V型内置式永磁电机中磁钢夹角对齿槽转矩的影响。归根究底极弧系数是通过气隙磁密影响齿槽转矩的根本因素,实际设计过程中定子槽多选用半开口槽或是半闭口槽模型,而解析法多以开口槽进行近似计算,但该近似方法会影响求解精度。

针对上述问题本文首先通过等效磁场将转子内永磁体产生的磁场强度等效至转子表面,并对隔磁桥边缘的漏磁现象进行修正。利用分段磁路法解析开口槽、半开(闭)口槽模型中磁路长度随槽口宽度变化的分段函数。而后利用比磁阻对无齿槽下的气隙磁密修正,并对气隙磁密径向分量进行积分给出齿槽转矩表达式。在定子冲片选择恰当牌号的硅钢片材料以削弱齿槽转矩幅值。本文选用了12槽和36槽“V”字型内置式永磁同步电机为验证模型,对解析式正确性及确定牌号硅钢片材料对削弱齿槽转矩的有效性进行验证。

1 转子表面等效磁场

1.1 极弧系数影响因素

极弧系数是影响气隙磁密分布及齿槽转矩变化的主要因素。对于表贴式永磁同步电机,只能通过改变表贴磁钢的弧长影响极弧系数,而永磁体弧长的增加也相应地增加了永磁体的放置量。相对于内置式永磁同步电机来说,可通过两种方式影响极弧系数:一种是通过增加永磁体放置量,改变磁钢尺寸影响极弧系数;另一种是在不增加永磁体放置量的前提下,通过调整磁钢安装位置影响极弧系数。

图1虚线部分为磁钢宽度增加后的边界位置,磁钢宽度由 b 增加至 b' 时,磁场强度作用在转

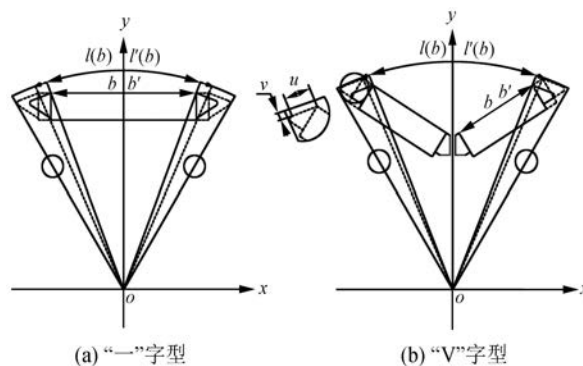


图1 磁钢宽度对极弧系数的影响

子表面的极弧长度由 $l(b)$ 增加至 $l'(b)$ 。极弧系数 $\alpha_p(b)$ 为极弧长度 $l(b)$ 与转子极距 τ 的比值

$$\alpha_p(b) = \frac{l(b)}{\tau} \quad (1)$$

故磁钢宽度 b 增加会导致极弧系数 $\alpha_p(b)$ 增加,但 b 的增加也相应的增加了永磁体放置量,此时二者共同影响着气隙磁密和齿槽转矩的变化。

本文主要讨论在不增加永磁体放置量的情况下,仅通过改变永磁体安装位置影响极弧系数 α_p (作为单一变量)对气隙磁密及齿槽转矩的影响。在保证磁钢宽度不变时,应考虑隔磁桥边缘的漏磁影响,漏磁修正系数 k 为隔磁桥边缘与转子表面所夹区域面积与单块磁钢横截面积 s 的比值:

$$k = 1 - \frac{2uv}{s} \quad (2)$$

式中: u ——隔磁桥宽度;

v ——隔磁桥边缘与转子极距离。

1.2 无齿槽气隙磁密

在均匀气隙中,磁场强度波形呈平顶波,如图2所示。以相邻一对极之间的中心线为界,磁化强度关于转子机械角度 θ 呈奇函数周期分布,可通过傅里叶展开为正弦级数:

$$M_r = \sum_{n=1,3,5,\dots} M_n \sin(np\theta) \quad (3)$$

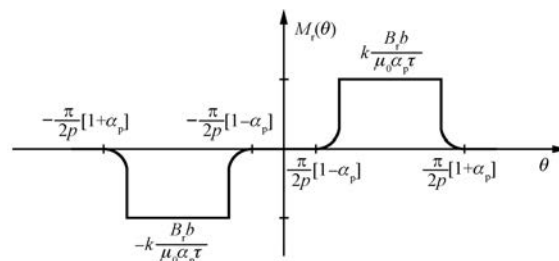


图2 磁化强度分布

其中,

$$M_n = \frac{2p}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2p}(1-\alpha_p)}^{\frac{\pi}{2p}(1+\alpha_p)} k \frac{B_r b}{\mu_0 \alpha_p \tau} \sin(np\theta) d\theta = \frac{4}{n\pi} k \frac{B_r b}{\mu_0 \alpha_p \tau} \sin \frac{n\pi \alpha_p}{2} \quad (4)$$

式中: p ——磁极对数;

B_r ——永磁体剩磁;

μ_0 ——真空磁导率。

通过解析拉普拉斯及泊松公式将转子内磁场强度等效至转子表面,得到气隙磁密径向分量 $B_{ar}(r, \theta)$ 和切向分量 $B_{a\theta}(r, \theta)$ [13]:

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} R_r^{-(np-1)} A [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \cos(np\theta) \quad (5)$$

$$B_{a\theta}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} -\frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} R_r^{-(np-1)} A [r^{np-1} - R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \sin(np\theta) \quad (6)$$

其中,

$$A = \frac{(np-1)R_r^{2np} + 2R_m^{np+1}R_r^{np-1} - (np+1)R_m^{2np}}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} [R_s^{2np} - R_m^{2np}] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[R_r^{2np} - R_s^{2np} \left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{2np} \right]}$$

式中: μ_r ——永磁体相对磁导率;

R_s ——定子内径;

R_r ——转子外径;

h_m ——磁钢厚度;

R_m ——等效表贴式转子半径, $R_m = R_r - h_m$ 。

2 基于不同定子槽模型的磁密修正

齿槽转矩的计算方法较多,本文分段计算磁力线路径长度,而后利用比磁阻的思想对无齿槽模型下的气隙磁密进行修正,再对相邻槽侧面的磁密差异进行积分求得齿槽转矩。

图3为定子开口槽模型,槽口宽度 $B_{s0} = b_0$,以定子槽中心点 o_1 为坐标原点,槽口内点 x 取值区间为

$$-\frac{b_0}{2} + k'\tau_t \leq x + k'\tau_t \leq \frac{b_0}{2} + k'\tau_t,$$

$$k' = 1, 2, 3, \dots, Q_s$$

其中, $(\pi/p) * (x + k'\tau_t) = p * \theta$; k' 用于记录定子槽数。

式中: Q_s ——定子槽数;

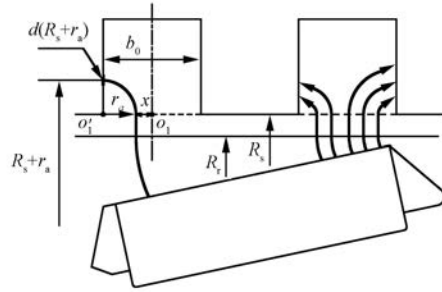


图3 定子齿开口槽模型

τ_t ——定子齿距。

槽间磁力线长度可近似为以定子齿端点 o_1' 为圆心、 r_{a1} 为半径的 $1/4$ 圆弧

$$r_{a1}(x) = \frac{b_0}{2} - |x| \quad (7)$$

计算气隙磁阻、永磁体磁阻并结合槽间磁路长度得出计算磁导率为

$$\lambda_1(x) = \frac{\mu_0}{g + \frac{h_m}{\mu_r} + \frac{2\pi r_{a1}(x)}{4}} \quad (8)$$

根据永磁体厚度 h_m 、气隙长度 g 及齿槽内磁力线路径长度,利用比磁阻的思想设计磁阻修正系数 [14]:

$$\lambda_1'(x) = \frac{\lambda_1}{\frac{\mu_0}{g + \frac{h_m}{\mu_r}} + \frac{h_m}{\mu_r} + \frac{2\pi r_{a1}(x)}{4}} = \frac{g + \frac{h_m}{\mu_r}}{\frac{\mu_0}{g + \frac{h_m}{\mu_r}} + \frac{h_m}{\mu_r} + \frac{2\pi r_{a1}(x)}{4}} \quad (9)$$

以磁阻修正系数 $\lambda_1'(x)$ 将无齿槽模型下的气隙磁密径向分量 $B_{ar}(r, \theta)$ 修正为有齿槽模型下的气隙磁密径向分量 $B_{re}(r, \theta)$:

$$B_{re1}(r, \theta, x) = \lambda_1'(x) B_{ar}(r, \theta) \quad (10)$$

半开(闭)口槽内磁力线长度变化情况较为复杂,可进行分段讨论,如图4所示。其中槽口宽度为 B_{s0} ,槽口点 x 取值范围为

$$-\frac{B_{s0}}{2} + k'\tau_t \leq x + k'\tau_t \leq \frac{B_{s0}}{2} + k'\tau_t,$$

$$k' = 1, 2, 3, \dots, Q_s;$$

o_2 为定子槽坐标原点,设置不同圆心参考点 o_2', o_2'' , 对由点 x 处进入齿槽内的磁力线路径分段分析。考虑半开(闭)口槽定子齿端部结构,选择距齿端点 o_2' 为 $H_{s0} + H_{s1}$ 的点 f 作为分界

点。在 f 点左侧,槽间磁力线路径近似为以 o'_2 为圆心、 $r_{a2} = (B_{s0}/2) - |x|$ 为半径的 1/4 圆弧。在整体模型中,由分界点 f 右侧进入齿槽内的磁力线路径可近似为以 o''_2 为圆心、 $r_{a2} = (b_0/2) - |x|$ 为半径的 1/4 圆弧。综上分析,近似圆弧半径 r_{a2} 是关于 x 的分段函数:

$$r_{a2}(x) = \begin{cases} \frac{b_0}{2} - |x|, & x \in \left\{ -\left[\frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}) \right], \right. \\ \left. \frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}) \right\} \\ \frac{B_{s0}}{2} - |x|, & x \in \left\{ -\frac{B_{s0}}{2}, \right. \\ \left. -\left[\frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}) \right] \right\} \cup \\ \left[\frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}), \frac{B_{s0}}{2} \right] \end{cases}$$

根据半径分段函数 $r_{a2}(x)$, 利用 1/4 圆弧近似槽间磁路长度,与开口槽比磁阻修正系数求解方法相同,通过式(8)、式(9)求得该解析模型下的磁阻修正系数 $\lambda'_2(x)$ 。故对于半开(闭)口槽模型,由定子内径 R_s 上的点 x 进入齿槽内的气隙磁密径向分量 $B_{ar}(r, \theta)$ 修正为

$$B_{re2}(r, \theta, x) = \lambda'_2(x) B_{ar}(r, \theta) \quad (11)$$

图 4 中,当点 x 位于 f 左侧时,部分小区间(长度为 H_{s1})的近似圆弧长度略小于磁力线的实际长度,如图中虚线部分所示,但上述分析中做了近似处理。利用比磁阻计算齿槽转矩时,获得解析式的计算精度与模型的复杂程度相关。

$$r_{a3}(x) = \begin{cases} \frac{b_0}{2} - |x|, & x \in \left\{ -\left[\frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}) \right], \frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}) \right\} \\ \frac{B_{s0}}{2} - |x|, \frac{B_{s0}}{2} - H_{s0} - |x|(\beta \text{ 度}), & x \in \left\{ -\left(\frac{B_{s0}}{2} - H_{s0} \right), -\left[\frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}) \right] \right\} \\ \cup \left[\frac{B_{s0}}{2} - (H_{s0} + H_{s1}), \left(\frac{B_{s0}}{2} - H_{s0} \right) \right] \\ \frac{B_{s0}}{2} - |x|, & x \in \left[-\frac{B_{s0}}{2}, -\left(\frac{B_{s0}}{2} - H_{s0} \right) \right] \cup \left[\frac{B_{s0}}{2} - H_{s0}, \frac{B_{s0}}{2} \right] \end{cases}$$

根据半径分段函数 $r_{a3}(x)$, 利用 1/4 圆弧近似槽间磁路长度,通过式(8)、式(9)求得该精确解析模型下的磁阻修正系数 $\lambda'_3(x)$, 故气隙磁密径向分量 $B_{ar}(r, \theta)$ 修正为

$$B_{re3}(r, \theta, x) = \lambda'_3(x) B_{ar}(r, \theta) \quad (12)$$

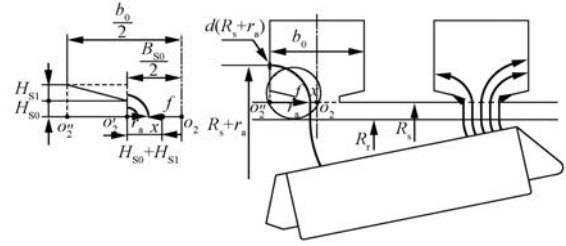


图 4 定子齿半闭口槽模型

如图 5 所示,对计算模型进一步细化,槽口坐标原点为 o_3 ,根据定子齿槽尺寸 H_{s0} 与 H_{s1} 设置两个分界点 f_1 与 f_2 。

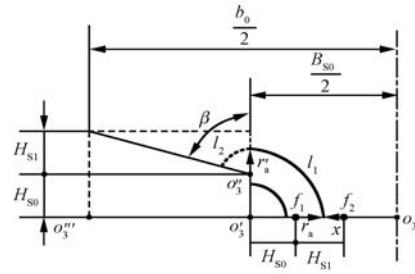


图 5 闭口槽优化计算

位于点 f_1 左侧的磁力线路径长度为以 o'_3 为圆心、 $r_{a3} = (B_{s0}/2) - |x|$ 为半径的 1/4 圆弧;当点 x 位于 f_1 与 f_2 之间内,磁力线由 l_1 与 l_2 两部分叠加得到, $l_1(x)$ 近似为 o'_3 为圆心、 $r_{a3} = (B_{s0}/2) - |x|$ 为半径的 1/4 圆弧, $l_2(x)$ 可近似为 o''_3 为圆心、 $r_{a3} = (B_{s0}/2) - |x| - H_{s0}$ 为半径,圆心角为 β 的圆弧。当 x 位于 f_2 右侧时近似磁路长度为以 o'''_3 为圆心、 $r_{a3} = (b_0/2) - |x|$ 为半径的 1/4 圆弧。上述分析给出了在精确模型下圆弧半径 r_{a3} 关于 x 的分段函数:

上述内容分析在不同定子槽模型下,采用复杂程度不同的计算模型求解磁阻修正系数,对无齿槽模型下的气隙磁密进行修正。取槽侧面微元 $\Delta s = L * d(R_s + r_a)$ 对气隙磁密径向分量 $B_{re}(r, \theta, x)$ 积分,并对定子总槽数 Q 叠加便得到齿槽转矩 T_s :

$$T_s = \sum_{i=1}^{Q_s} \frac{L}{2\mu_0} \int_0^{\frac{R_{s0}}{2}} [B_{res1}^2 - B_{res2}^2] [R_s + r_a(x)] dx =$$
$$\sum_{i=1}^{Q_s} \frac{L}{2\mu_0} \int_0^{\frac{R_{s0}}{2}} \lambda'(x)^2 [B_{ars1}^2 - B_{ars2}^2] [R_s + r_a] dx$$

(13)

式中： B_{res1} 、 B_{res2} ——相邻侧面气隙磁密；
 L ——定子铁心长度。

3 有限元分析验证

本文以 12 槽 8 极（半闭口槽）和 36 槽 8 极（开口槽）内置式永磁同步电机为例，验证数学模型的正确性，模型参数如表 1 所示。

表 1 内置式永磁同步电机模型参数

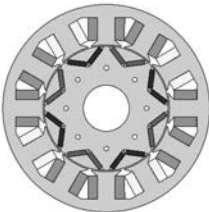
参数	数值(12 槽)	数值(36 槽)
额定功率 P_N/kW	4	10
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	3 000	2 800
定子内径 R_s/mm	55	75
气隙长度 g/mm	0.8	1
定子齿距角度 $\tau/(\text{^\circ})$	30	10
槽口宽角度 $\gamma/(\text{^\circ})$	6	3
定子槽数 Q_s	12	36
永磁体极对数 p	4	4
永磁体宽度 b/mm	16	22
永磁体厚度 h_m/mm	4	4
永磁体剩磁 B_r/T	1.189	1.189

图 6(a)与图 6(b)分别为 12 槽 8 极半闭口槽和 36 槽 8 极开口槽的有限元模型。以极弧系数 α_p 为自变量对有限元模型进行参数化扫描，与解析结果对比并分析齿槽转矩 T_s 随极弧系数 α_p 的变化趋势。

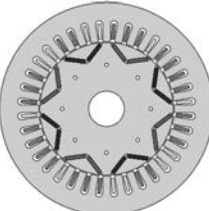
3.1 参数化分析

如图 7 所示，以表 1 设置 2 台样机参数，利用 MATLAB 分析式(13)中齿槽转矩 T_s 随极弧系数 α_p 的变化趋势，并与有限元扫描结果对比分析。解析式(13)的曲线波形能够较好地吻合有限元仿真结果， $B_{ar}(r, \theta)$ 中含有正弦函数分量，故式(13)的曲线波形呈正弦变化。

如图 7(a)所示，对 12 槽电机模型来说在 $\alpha_p=0.73$ 时，齿槽转矩取得最小值；如图 7(b)所示，36 槽电机模型在 $\alpha_p=0.75$ 处齿槽转矩幅值最

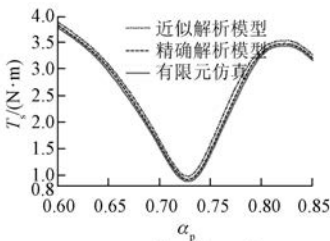


(a) 12槽8极(半闭口槽)

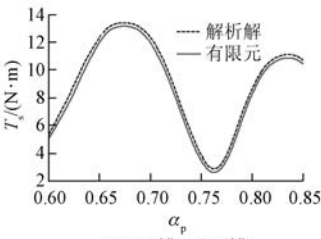


(b) 36槽8极(开口槽)

图 6 有限元模型



(a) 12槽(半闭口槽)



(b) 36槽(开口槽)

图 7 齿槽转矩参数化扫描结果

小。因此可通过式(13)选择较优的极弧系数，以便能够较大程度削弱齿槽转矩。由曲线变化趋势分析，极弧系数的细小改变会对齿槽转矩幅值产生较大影响：在 12 槽电机模型中，当 α_p 由 0.65 变化为 0.7 时，齿槽转矩幅值减小了 1.5 N·m；对于 36 槽开口槽电机模型， α_p 由 0.7 增加至 0.75 时，齿槽转矩幅值减小了 8 N·m。

如图 7(a)所示，在 12 槽开口槽电机模型下，采用精确模型得出的解析曲线相对于近似模型来说更逼近于有限元仿真结果，拟合程度较高。采用近似模型得出的解析解与有限元结果的相对误差

为 7%, 由精确解析模型得出的解析解与有限元结果的相对误差为 4%。因此解析模型的复杂程度与槽间磁路近似精度、齿槽转矩的求解精度成正比。

对于 12 槽 8 极电机模型来说, $6k$ (k 为正整数) 次谐波分量对齿槽转矩影响较大, 图 8 分析了齿槽转矩的主要谐波分量随极弧系数的变化。

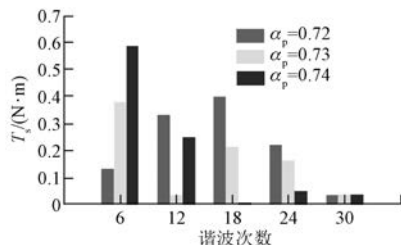


图 8 主要谐波次数分析

在极弧系数 $\alpha_p=0.72$ 时, 占比最大的 18 次谐波分量为 $0.4 \text{ N}\cdot\text{m}$, 占齿槽转矩总量 36%; 在 $\alpha_p=0.73$ 时, 占比最大的 6 次谐波分量为 $0.38 \text{ N}\cdot\text{m}$, 占齿槽转矩总量 46%; $\alpha_p=0.74$ 时, 占比最大的 6 次谐波分量为 $0.58 \text{ N}\cdot\text{m}$, 占齿槽转矩总量 63%。可见 α_p 的细小变化对占重比最大的齿槽转矩谐波分量次数及幅值会产生较大影响。

3.2 定子冲片材料的选取

在电机设计过程中, 由于定子齿端部尺寸限制, 经常会出现磁感应强度饱和现象, 导致磁导率不能继续增大, 不允许更多磁力线通过, 造成局部磁阻较大, 电机齿槽转矩增大。针对该问题, 如图 9 所示, 以 12 槽 8 极半闭口槽电机模型为例, 分析定子冲片采用不同牌号的硅钢片材料对齿槽转矩产生的影响。

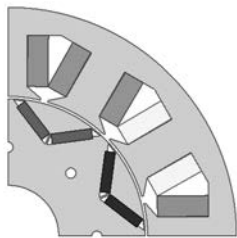


图 9 验证模型

在硅钢片材料的牌号由低到高变化时, 磁感应强度饱和点及磁导率也相应的增大。如图 10 所示, 电机定子冲片分别选用 D23、D24、DW310_50、DW360_50 牌号的硅钢片材料, 通过有限元参数化仿真分析齿槽转矩随极弧系数的变化趋势。

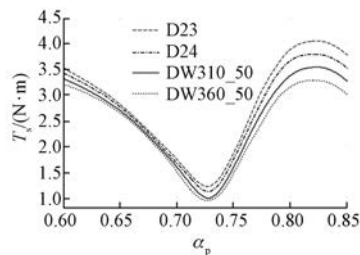


图 10 不同牌号定子材料分析

随着极弧系数的增加, 不同牌号硅钢片材料之间削弱齿槽转矩的程度也是逐渐变化的。在 $\alpha_p=0.82$ 时齿槽转矩幅值较大, DW360_50 牌号材料相对 D23 削弱齿槽转矩 $0.8 \text{ N}\cdot\text{m}$; 在 $\alpha_p=0.73$ 时齿槽转矩幅值基数较小, 此时对齿槽转矩的削弱量也相对较小。

在最优极弧系数 $\alpha_p=0.73$ 处, 硅钢片牌号由 D23→D24→DW310_50→DW360_50 变化时, 对应的齿槽转矩幅值变化为 $1.50 \text{ N}\cdot\text{m} \rightarrow 1.38 \text{ N}\cdot\text{m} \rightarrow 0.99 \text{ N}\cdot\text{m} \rightarrow 0.88 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。可见通过选择适当的硅钢片材料, 可提高定子冲片磁感应强度饱和点、增加磁导率, 有效地削弱齿槽转矩幅值。

图 11 为在极弧系数 $\alpha_p=0.73$ 时, 定子冲片分别选用牌号为 DW310_50 和 DW360_50 硅钢片材料时的齿槽转矩变化曲线。

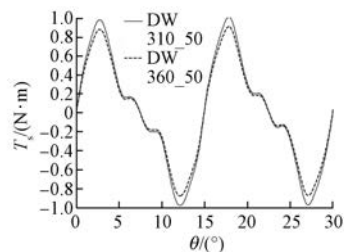


图 11 齿槽转矩曲线

如上述分析在 $\alpha_p=0.73$ 时, 不同硅钢片材料对降低磁感应强度饱和以及削弱齿槽转矩方面有较大影响:

$$\frac{T_{sDW310_50} - T_{sDW360_50}}{T_{sDW310_50}} = \frac{0.992 \text{ N}\cdot\text{m} - 0.878 \text{ N}\cdot\text{m}}{0.992 \text{ N}\cdot\text{m}} = 11.5\%$$

4 结 语

本文研究了在不增加磁钢放置量的情况下,

齿槽转矩随极弧系数的变化情况。针对不同的定子槽模型通过分段磁路法细化磁路长度的求解,并设计气隙磁密修正系数,解析齿槽转矩表达式,给出了较优极弧系数的确定方法。分析定子冲片采用不同牌号的硅钢片材料对磁感应强度饱和、磁导率及齿槽转矩产生的影响。选择 12 槽和 36 槽电机参数作为验证模型,通过有限元方法验证了解析式的正确性,且通过选择恰当牌号的硅钢片材料可有效地削弱齿槽转矩。

【参考文献】

- [1] 石松宁,王立志.削弱永磁驱动器齿槽转矩的斜极优化方法[J].电工技术学报,2015,30(22): 27-32.
- [2] 杨玉波,王秀和,丁婷婷.基于单一磁极宽度变化的内置式永磁同步电动机齿槽转矩削弱方法[J].电工技术学报,2009,24(7): 41-45.
- [3] 冀溥,王秀和,王道涵,等.转子静态偏心的表面式永磁电机齿槽转矩研究[J].中国电机工程学报,2004,24(9): 188-191.
- [4] 林福,左曙光,马琮淦,等.考虑开槽的分数槽集中绕组永磁同步电机磁极反应磁场解析计算[J].电工技术学报,2014,29(5): 29-35.
- [5] 康惠林,周理兵,王晋,等.基于准梯形永磁体的多相分数槽集中整距绕组永磁电动机齿槽转矩抑制[J].电工技术学报,2015,30(21): 154-160.
- [6] 王秀和,杨玉波,丁婷婷,等.基于极弧系数选择的实心转子永磁同步电动机齿槽转矩削弱方法研究[J].中国电机工程学报,2005,25(15): 146-149.
- [7] 杨玉波,王秀和,朱常青.基于分块永磁磁极的永磁电机齿槽转矩削弱方法[J].电工技术学报,2012,27(3): 73-78.
- [8] ZARKO D, BAN D, LIPO T A. Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(7): 1828-1837.
- [9] BOULES N. Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1985, 21(3): 633-643.
- [10] ZHU Z Q, HOWE D, CHAN C C. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1): 229-238.
- [11] 杨玉波,王秀和,丁婷婷.基于单一磁极宽度变化的内置式永磁同步电动机齿槽转矩削弱方法[J].电工技术学报,2009,24(7): 41-45.
- [12] 翟秀果,刘慧娟. IPM 磁钢参数及隔磁槽对感应电势的影响[J].微特电机,2012,40(9): 9-11.
- [13] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 124-135.
- [14] ZHU Z Q, HOWE D. Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1992, 28(2): 1371-1374.

收稿日期: 2017-07-10

舒勒针对电动汽车组件提供先进的经济型批量生产系统

舒勒开发出的高速冲床已被多个知名汽车制造商以及零部件供应商所应用,进行电机的生产。舒勒的高速冲床能够适应愈发复杂的电机冲片几何形状,生产出厚度更小的冲片,从而实现更低的涡流损耗以及更高的能源效率。

为获得更高的性能,电机的直径也越来越大。这样,压力机就需要更大的模具空间,才能够夹持更长的级进模。为此,舒勒将电动汽车压力机 Smartline $\equiv$ V 3.8 的工作台从 3.3 m 增加至 3.7 m。

舒勒开发的特殊控制装置能够检查每个行程的模具穿透深度,并在 1 s 内进行纠正,在保证零部件精度的同时,还能够减少 30% 的模具磨损。中国是世界上最大的电机市场,舒勒通过在中国大连工厂进行高速压力机

的生产,实现了能够在最短时间内完成交付。同时,这也避免了汇价风险以及进口关税。

舒勒不仅生产压力机与自动化设备,同时也提供相应的模具。对模具制造商 AWEBA 的收购使舒勒可以为电机制造商提供系统解决方案。同时,舒勒还能够根据客户需求对设备进行优化,设备使用寿命得到提升的同时也降低了成本。

舒勒还针对电池金属壳体提供相应的生产线。采用伺服直驱技术的冲压线技术成熟,灵活性高,并具有多种速度可供选择,很多电动汽车制造商使用它进行外车身件以及结构件的生产。

(舒勒(中国)锻压技术有限公司 供稿)