

单磁极加长降低表贴式永磁电机齿槽转矩^{*}

黄厚佳¹, 李全峰^{1,2}, 徐余法^{1,3}, 黄苏融²

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 201306;

2. 上海大学 机电自动化工程学院, 上海 200072;

3. 上海第二工业大学, 上海 201209)

摘要: 针对表贴式永磁电机存在的齿槽转矩问题, 提出运用单磁极加长的方法来降低电机齿槽转矩。运用解析法推导出电机单磁极加长后齿槽转矩解析表达式, 通过傅里叶分析, 得到对电机齿槽转矩具有重要影响的变量 $B_{r(rz)}$ 。引入磁极加长系数 η , 研究如何选取 η 的数值削弱齿槽转矩。通过有限元仿真验证了所提方法的有效性。结果表明: 通过合理选取磁极加长系数, 将与齿槽转矩关键谐波分量有关的 $B_{r(rz)}$ 削减为零可有效降低电机齿槽转矩。

关键词: 表贴式永磁电机; 单磁极加长; 齿槽转矩; 傅里叶分析; 有限元仿真

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)12-0055-05

Single Magnetic Pole Lengthening to Reduce the Cogging Torque of the Surface-Mounted Permanent Magnet Motor^{*}

HUANG Houjia¹, LI Quanfeng^{1,2}, XU Yufa^{1,3}, HUANG Surong²

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China;

2. School of Mechatronics and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

3. Shanghai Polytechnic University, Shanghai 201209, China)

Abstract: For the problem of cogging torque existing in surface-mounted permanent magnet (SPM) motor, a method of single magnetic pole lengthening was proposed to reduce the cogging torque. The analytical expression of the cogging torque was derived by the analytic method when the single magnetic pole of the motor was lengthened and the variable $B_{r(rz)}$ which had an important influence on the cogging torque was obtained through Fourier analysis. The magnetic pole lengthening factor η was introduced and the way to choose the value of η to reduce the cogging torque was studied. The availability of the method was validated by finite element simulation. It was found that the cogging torque of SPM motor could be effectively reduced when the $B_{r(rz)}$ related to the key harmonic components of the cogging torque was reduce to zero by reasonably selecting the magnetic pole lengthening factor.

Key words: surface-mounted permanent magnet motor; single magnetic pole lengthening; cogging torque; Fourier analysis; finite element simulation

0 引言

永磁电机具有机械特性良好、伺服性能好和效率高等优点。随着电子科学技术和电机控制技术

的不断发展, 永磁电机被广泛应用于各个领域并在逐步替代直流、交流、步进等电机^[1]。由于定子开槽的作用, 永磁体与定子齿相互作用会产生齿槽转矩。齿槽转矩的产生不仅会降低驱动系统的精度,

^{*} 基金项目: 国家科技支撑计划课题(2015BAG03B00)

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, 讲师, 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。

还会使电机产生振动和噪声,导致电机综合性能下降。因此,在永磁电机设计时要采取一定的措施降低齿槽转矩来提高永磁电机的综合性能。

针对削弱永磁电机齿槽转矩的问题,国内外学者进行了大量的研究,主要集中在改变电机的相关结构或对某些参数进行优化上。文献[2-3]选取多台不同极槽配合的永磁电机,分别运用解析法和有限元法对不同齿槽配合永磁电机的齿槽转矩进行计算,结果表明,当永磁电机齿槽配合为10极12槽时,齿槽转矩会得到极大削弱,该结论的正确性通过相关试验得到了验证。文献[4-5]提出通过合理优化极弧系数可有效降低永磁电机的齿槽转矩。文献[6-8]从定子槽口着手,通过改变槽口形状、调整齿与齿的距离或对齿的相关参数进行优化来降低电机齿槽转矩。文献[9-10]提出,在保证反电动势不低于最低要求的条件下,使磁极发生偏心,削弱与齿槽转矩有关的磁密谐波分量,可降低永磁电机齿槽转矩。文献[11-13]深入研究了采用磁极偏移降低永磁电机齿槽转矩的方法。

本文研究了在永磁电机原有平均极弧系数不变的情况下,使单块永磁体加长,剩余磁极缩短,进而降低表贴式永磁电机齿槽转矩的方法。通过解析推导,得到单磁极加长后对齿槽转矩有重要影响的变量 $B_{r(rz)}$,引入磁极加长系数 η 研究了单磁极加长对 $B_{r(rz)}$ 的影响规律,最后运用有限元仿真和快速傅里叶变换对单磁极加长后的齿槽转矩频谱进行分析,对该方法的可行性进行验证。

1 单磁极加长后齿槽转矩解析模型

为方便分析,对单磁极加长后定转子进行简化,可得定转子简化模型如图1所示。

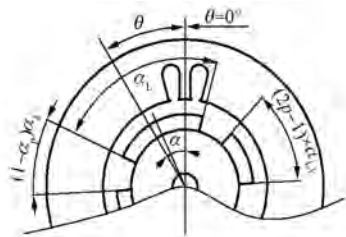


图1 定转子简化模型

以定子某个齿的中心线作为整个电机机械参考原点,记 $\theta=0^\circ$,设逆时针方向为正向, θ 为偏离

机械原点的角度。将加长磁极中线作为转子参考原点,转子参考原点与电机机械原点夹角为 α ,当电机以角速度 ω 稳态运行时, $\alpha=\omega t$ 。令相邻两块磁极间隔相等,加长磁极所对应的机械角为 α_L ,剩余每块磁极对应的机械角为 α_{L1} ,平均每个极距下对应的机械角为 α_k 。图1中, p 为电机极对数,设电机极弧系数为 α_p, α_L 和 α_{L1} 的表达式分别为

$$\begin{cases} \alpha_L = \pi(1 + \gamma)\alpha_p/p \\ \alpha_{L1} = \pi[1 - \gamma/(2p - 1)]\alpha_p/p \end{cases} \quad (1)$$

式中: γ ——加长磁极弧长相对于磁极平均弧长的增长率。

永磁电机齿槽转矩主要由永磁体和定子齿相互作用产生。定子开槽导致气隙磁导沿整个圆周分布不均,当永磁体与定子齿相对位置发生变化时会导致磁共能的变化,磁共能的变化产生了转矩,因此永磁电机齿槽转矩等于电机空载运行时的转矩。根据文献[14],永磁电机齿槽转矩计算公式为

$$T = - \frac{\partial W}{\partial \alpha} \quad (2)$$

式中: W ——电机空载时磁场中储存的能量;

α ——定转子相对位置夹角。

设铁心磁导率无穷大,则 W 的计算公式为^[15]

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \iiint_V B^2(\theta, \alpha) dV \quad (3)$$

式中: μ_0 ——真空磁导率;

$B(\theta, \alpha)$ ——气隙磁密。

假设永磁体磁导率与空气相同,忽略铁心饱和、漏磁等影响,空载气隙磁密为^[16]

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta, \alpha) \frac{h_m(\theta, \alpha)}{h_m(\theta, \alpha) + \delta(\theta)} \quad (4)$$

式中: $B_r(\theta, \alpha)$ ——永磁体剩余磁通密度;

$h_m(\theta, \alpha)$ ——永磁体磁化方向长度;

$\delta(\theta)$ ——气隙有效长度。

将式(4)代入式(3)可得:

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \iiint_V B_r^2(\theta, \alpha) \left[\frac{h_m(\theta, \alpha)}{h_m(\theta, \alpha) + \delta(\theta)} \right]^2 dV \quad (5)$$

分别将式(5)中的 $B_r^2(\theta, \alpha)$ 和 $\left[\frac{h_m(\theta, \alpha)}{h_m(\theta, \alpha) + \delta(\theta)} \right]^2$ 进行傅里叶分解,然后代入

式(5)可求取电机空载运行时气隙中储存的能量。

根据文献[16], $\left[\frac{h_m(\theta, \alpha)}{h_m(\theta, \alpha) + \delta(\theta)} \right]^2$ 的傅里叶展开式为

$$\left[\frac{h_m(\theta, \alpha)}{h_m(\theta, \alpha) + \delta(\theta)} \right]^2 = G_0 + \sum_{v=1}^{\infty} G_v \cos v\theta \quad (6)$$

在区间 $[-\pi, \pi]$ 内对 $B_r^2(\theta, \alpha)$ 进行傅里叶分解, 可得傅里叶展开式:

$$B_r^2(\theta, \alpha) = B_{r0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} B_{\mu} \cos[\mu(\theta + \alpha)] \quad (7)$$

将式(5)、式(6)和式(7)代入式(2)可得单磁极加长时的齿槽转矩解析表达式为

$$T(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_s^2 - R_r^2) \sum_{v=1}^{\infty} v G_v B_{r(vz)} \sin v\alpha \quad (8)$$

式中: L_a ——铁心轴向长度;

R_s, R_r ——定子铁心内径和转子铁心外径;

z ——定子槽数;

$B_{r(vz)}$ —— $\mu=vz$ 时 B_{μ} 的取值, 因为当 $\mu \neq vz$ 时的齿槽转矩分量为零。

假设电机稳态运行时频率为 f_1 , 则稳态运行时的齿槽转矩为

$$T(t) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_s^2 - R_r^2) \sum_{v=1}^{\infty} v G_v B_{r(vz)} \sin(2\pi v f_1 t) \quad (9)$$

根据式(9), 每一齿槽转矩谐波分量对应的幅值、频率和 B_{μ} 空间阶次如表1所示。

表1 齿槽转矩谐波分量特性

幅值/N	频率/Hz	相关 B_{μ} 阶次
$\pi z L_a (R_s^2 - R_r^2) v G_v B_{r(vz)} / 4\mu_0$	$v z f_1$	vz

当单磁极加长后, 永磁体剩磁波形会发生变化, 因而引起剩磁平方经傅里叶分解后的各谐波幅值 B_{μ} 发生变化, 进而影响电机齿槽转矩。将剩磁平方傅里叶分解后的各谐波幅值 B_{μ} 定义为剩磁幅值系数, 对 B_{μ} 表达式进行推导, 研究如何通过单磁极加长改变 B_{μ} 来降低电机齿槽转矩。

将加长后的磁极所对应的机械角度除以磁极相等时每块磁极对应的机械角度 α_{τ} 定义为磁极加长系数 η 。 η 的计算公式为

$$\eta = \frac{\alpha_L - \alpha_{\tau}}{\alpha_{\tau}} \quad (10)$$

单磁极加长后的剩磁平方的波形如图2所示。

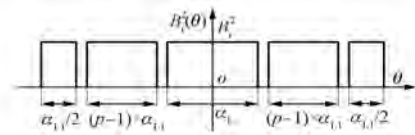


图2 单磁极加长后 $B_r^2(\theta)$ 的波形

根据图2, 结合傅里叶级数展开式计算公式, B_{μ} 可表示为

$$B_{\mu} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B_r^2(\theta) \cos \mu\theta d\theta \quad (11)$$

将式(11)进一步整理可得单磁极加长时剩磁系数 B_{μ} 表达式为

$$B_{\mu} = \frac{2B_r^2}{\pi\mu} \sin(\mu\alpha_L/2) + \frac{2B_r^2}{\pi\mu} \left[\sin\{\mu[\alpha_L/2 + p\Delta + (2p-1)\alpha_{L1}/2]\} - \sin\{\mu[\alpha_L/2 + (p-1)\Delta + p\alpha_{L1}/2]\} \right] + \sum_{k=1}^{p-1} \frac{2B_r^2}{\pi\mu} \left[\sin\{\mu(\alpha_L/2 + k\Delta + k\alpha_{L1})\} - \sin\{\mu[\alpha_L/2 + k\Delta + (k-1)\alpha_{L1}]\} \right] \quad (12)$$

式(12)中 Δ 表达式为

$$\Delta = \pi(1 - \alpha_p)/p \quad (13)$$

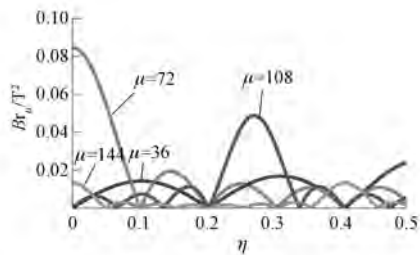
以1台8极36槽表贴式永磁同步电机为例, 研究单磁极加长对 $B_{r(vz)}$ 的影响。由于齿槽转矩主要由低阶谐波组成, 因此仅研究单磁极加长后对低阶 $B_{r(vz)}$ 分量的影响即可满足工程要求。电机相关参数如表2所示。

表2 电机相关参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	25	定子槽数	36
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000	铁心长度/mm	110
额定转矩/(N·m)	118	永磁体材料	NdFe30
极对数	4	气隙长度/mm	1.6
转子外径/mm	129.6	定子内径/mm	140
磁钢厚度/mm	3.6	极弧系数	0.95

根据式(11), 编写 $B_{r(vz)}$ 的 MATLAB 计算程序, 计算 η 从0至0.5变化时 $B_{r(vz)}$ 低阶分量 (B_{r36} 、 B_{r72} 、 B_{r108} 和 B_{r144}) 变化曲线, 其结果如图3所示。

从图3可以看出, 当 μ 的取值一定时, B_{μ} 会对应若干零点, 如果要削弱特定齿槽转矩分量, 选取相应 η , 使该齿槽转矩分量对应的 B_{μ} 取值为

图3 $B_{r(\mu)}$ 随加长系数 η 的变化

零。当 η 取值在 0.2 附近时,对齿槽转矩影响较大的 B_{μ} 主要分量几乎为零,因此加长系数约为 0.2 时,齿槽转矩会被极大地削弱。

因此,通过调整电机加长系数 η ,使相关的 B_{μ} 分量削减为零,可有效降低表贴式永磁同步电机齿槽转矩。

2 有限元仿真验证

同样以表 2 中的表贴式永磁电机为例,在 Maxwell 2D 中建立电机单磁极加长后的物理模型,对电机稳态运行时的齿槽转矩进行有限元仿真。电机有限元仿真模型如图 4 所示。



图4 电机有限元仿真模型

令磁极加长系数 η 分别为 0、0.1、0.2、0.3、0.4 和 0.5,计算 η 取不同值时的齿槽转矩。图 5 所示为电机转过一个齿距对应的机械角度时,不同加长系数所对应的齿槽转矩波形。

当磁极对称时,在转子旋转一个齿距范围内,齿槽转矩周期数为使 $(nz/2p)$ 为整数的最小值的整数 $n^{[16]}$,本文取 $n=2$ 。根据式(8)可知,转子转过一个齿距,齿槽转矩周期数为 1。从图 5 可以看出,磁极均匀分布时,齿槽转矩周期数为 2,当磁极加长系数不为零,磁极不对称时齿槽转矩周期数变为 1。因此,单磁极加长后会使得一个齿距范围内齿槽转矩的周期数发生变化,解析分析与

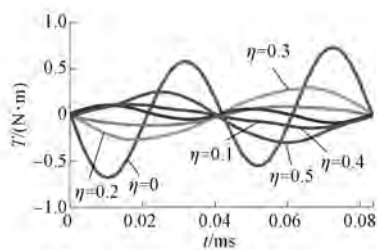
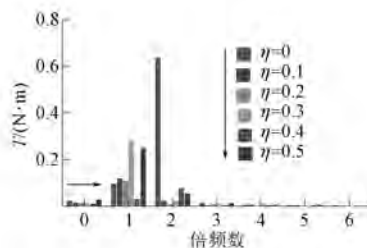


图5 加长系数取不同值时的齿槽转矩波形

有限元仿真相吻合。

从图 5 还可以看出,单磁极加长后,齿槽转矩峰值较磁极对称分布时明显降低,降低的幅度与磁极加长系数有关。当磁极加长系数为 0.2 和 0.4 时,齿槽转矩的幅值接近零。根据图 3 可知,当加长系数 $\eta=0.2$ 时, B_{r36} 、 B_{r72} 、 B_{r108} 和 B_{r144} 几乎削减为零,当 $\eta=0.4$ 时, B_{r36} 、 B_{r72} 、 B_{r108} 几乎削减为零,因此 η 取上述两个值时齿槽转矩峰值得到极大的削减。

对图 5 的波形进行快速傅里叶变换,可得加长系数取不同值时的齿槽转矩频谱对比图,如图 6 所示。根据表 1,齿槽转矩各谐波分量对应的频率为 $\nu z f_1$,设 $\nu=1$ 对应的齿槽转矩谐波分量为基波,图 6 中各分量对应的频率为倍频数乘以 $z f_1$ 。

图6 η 为不同值时齿槽转矩频谱

由图 6 可以看出,齿槽转矩主要由 1 倍频和 2 倍频谐波分量组成,根据表 1,上述两项分量分别与 B_{r36} 和 B_{r72} 有关。由图 3 可知,磁极对称时, B_{r72} 对应的数值明显偏高,当 η 的取值在 0.1、0.2、0.3、0.4 和 0.5 附近时, B_{r72} 几乎被削减为零,与此同时,在图 6 中,除 $\eta=0$ 时 2 倍频齿槽转矩幅值较大外, η 为其他 5 个值时 2 倍频齿槽转矩分量得到极大的削弱。图 3 中, $\eta=0.1$ 、0.3 和 0.5 时 B_{r36} 达到局部极大值,图 6 中 η 取上述 3 个值时对应 1 倍频齿槽转矩幅值较高; $\eta=0$ 、0.2 和 0.4 时 B_{r36} 被削减为零,上述 3 个值对应的 1 倍频齿槽转

矩也较小,尤其在 $\eta=0.4$ 时。

为了进一步研究主要谐波分量与变量 $B_{r(vz)}$ 的内在关系,运用 Maxwell 2D 中参数化设计功能,使 η 从 0 至 0.5 以 0.005 为步长递增,分别计算变量取不同值时的齿槽转矩随时间变化波形,然后对波形进行快速傅里叶变换,求取齿槽低阶谐波幅值随磁极加长系数的变化曲线,将所求结果与图 3 进行对比。图 7 所示为齿槽转矩 1~4 倍频谐波分量幅值随磁极加长系数变化曲线。

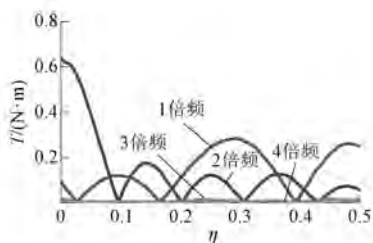


图 7 齿槽转矩谐波幅值随 η 的变化曲线

从图 7 可以看出,与 1 倍频和 2 倍频齿槽转矩分量幅值相比,3 倍频和 4 倍频分量幅值可以忽略不计,因此 1 倍频和 2 倍频谐波分量为齿槽转矩主要组成成分。对比图 7 和图 3 可以看出,1 倍频齿槽转矩谐波幅值随磁极加长系数变化规律与 B_{r36} 一致,2 倍频齿槽转矩谐波幅值变化规律与 B_{r72} 相同。1 倍频和 2 倍频齿槽转矩谐波幅值零点与 B_{r36} 、 B_{r72} 接近。由于解析分析模型对实际模型进行了简化,加上其他变量对齿槽转矩的影响,因此齿槽转矩谐波分量幅值零点与相应的 $B_{r(vz)}$ 零点会存在一定的误差,但整体上较为接近。

可见,通过调整加长系数 η 使 $B_{r(vz)}$ 中 z 和 $2z$ 阶分量削弱至零可有效降低永磁电机齿槽转矩。

3 结 语

本文提出了运用单磁极加长削弱表贴式永磁电机齿槽转矩的方法。通过解析分析和有限元仿真验证了该方法的可行性,并得出如下结论:(1) 电机单块磁极加长后,以齿槽转矩频率最小的谐波分量为基波,齿槽转矩主要由倍频数较低的谐波分量组成,因此采用单磁极加长的方法削弱表贴式永磁电机齿槽转矩时可仅考虑削弱倍频数较低的几阶齿槽转矩谐波分量。(2) 频率为 vzf_1 的

齿槽转矩谐波分量幅值与 vz 阶剩磁幅值系数 $B_{r(vz)}$ 有关,通过选取适当的磁极加长系数 η 使 $B_{r(vz)}$ 降至零可有效削弱频率为 vzf_1 的齿槽转矩谐波分量,通过削弱幅值较高的齿槽转矩谐波分量可实现对永磁电机齿槽转矩的优化。

【参 考 文 献】

- [1] 邱国平,丁旭红.永磁直流无刷电机实用设计及应用技术[M].上海:上海科学技术出版社,2015.
- [2] ISLAM M S, ISLAM R, SEBASTAIN 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.
- [3] 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.
- [4] YANG Y B, WANG X H, ZHANG R, et al. The optimization of pole arc coefficient to reduce cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(4): 1135-1138.
- [5] KIM K C, KOO D H, HONG J P, et al. A study on the characteristics due to pole-arc to pole-pitch ratio and saliency to improve torque performance of IPMSM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(6): 2516-2518.
- [6] 杨玉波,王秀和,朱常青.电枢槽口宽度对内置式永磁同步电机齿槽转矩的影响[J].电机与控制学报,2011,15(7): 21-25.
- [7] 黄守道,刘婷,欧阳红林,等.基于槽口偏移的永磁电机齿槽转矩削弱方法[J].电工技术学报,2013, 28(3): 99-106.
- [8] 王晓远,贾旭.基于槽口优化的电动汽车用大功率无刷直流电机齿槽转矩削弱方法[J].电工技术学报,2013,28(6): 40-45.
- [9] 宋伟,王秀和,杨玉波.削弱永磁电机齿槽转矩的一种新方法[J].电机与控制学报,2004,8(3): 214-217.
- [10] 王明星,王爱元,李轶华.一种优化齿槽转矩抑制永磁同步电机振动和噪声的方法[J].电机与控制应用,2017,44(2): 110-114.

(下转第 92 页)

种磁极连接线的典型设计结构进行了不同工况下的疲劳寿命分析,并基于疲劳分析结果,提出了适用于高转速发电-电动机磁极连接线的典型结构。另外,针对发电-电动机磁极连接线设计,提出了一些建议。本文研究成果可为抽水蓄能电站发电-电动机极间连接线选型及运行维护提供重要的技术支持。

【参考文献】

- [1] 李勇,王亮,张波,等.航空用盘式绕组旋转式音圈电机的热应力与热变形分析[J].电工技术学报,2015,30(12): 181-185.
- [2] 王小飞,代颖,罗建,等.电动汽车牵引用水冷异步电机耦合场分析[J].电机控制与应用,2018,45(4): 110-116.
- [3] 孙雪,代颖,王小飞,等.高速异步电动机转轴的疲劳特性分析[J].电机控制与应用,2018,45(3): 97-103.
- [4] 张忠明,邓智泉,孙权贵,等.铜屏蔽层对高速永磁

无刷直流电机转子涡流损耗和应力的影响分析[J].中国电机工程学报,2018,38(8): 2476-2485.

- [5] 刘晶石,姜铁良,庞立军,等.水泵水轮机导叶卡门涡数值模拟研究[J].大电机技术,2018,48(1): 71-74.
- [6] 戚彩梦,葛光男,郑吉伟,等.混流式水轮机叶片性能热处理变形的数值模拟预测[J].大电机技术,2018,48(3): 33-36.
- [7] 刘娅娟,张伟,洪玉萍,等.水轮发电机转子磁极悬挂动应力研究[J].大电机技术,2012,42(4): 1-5.
- [8] 李俊卿,王罗,李永刚,等.水轮发电机励磁绕组匝间短路转子热应力计算与分析[J].电机与控制应用,2018,45(8): 116-123.
- [9] 杨斌,柳洪水.电站发电机转子磁极引线损坏的原因分析及处理[J].华中电力,2010,23(4): 53-54.
- [10] 兰波,刘福,王建刚,等.高转速发电电动机极间连接线疲劳寿命分析[J].大电机技术,2015,45(2): 10-13.

收稿日期: 2018-07-08

(上接第 59 页)

- [11] BRETON C, BARTOLOME J, BENITO J A, et al. Influence of machine symmetry on reduction of cogging torque in permanent magnet brushless motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(5): 3819-3823.
- [12] 李节宝,章跃进.永磁无刷电机转矩脉动分析及削弱方法[J].电机与控制应用,2011,38(4): 6-12.
- [13] 杨玉波,王秀和,张鑫,等.磁极偏移削弱永磁电机齿槽转矩方法[J].电工技术学报,2006,21(10):

22-25.

- [14] UMANS S D. 电机学[M].北京:电子工业出版社,2013.
- [15] 谭建成.永磁无刷直流电机技术[M].北京:机械工业出版社,2011.
- [16] 王秀和.永磁电机[M].北京:中国电力出版社,2017.

收稿日期: 2018-07-06

(上接第 65 页)

- [11] 张冉,王秀和,杨玉波,等.基于等效剩磁法的永磁电动机转子偏心磁场解析计算[J].电工技术学报,2009,24(5): 7-12.
- [12] 赵安东,杨期,钟志贤.永磁无刷直流电机转子偏心的有限元分析[J].装备制造技术,2017(6): 8-10.

- [13] GUO D, CHU F, CHEN D. The unbalanced magnetic pull and its effects on vibration in a three-phase generator with eccentric rotor[J]. Journal of Sound and Vibration, 2002, 254(2): 297-312.

收稿日期: 2018-07-15