

气隙偏心永磁电机绕组感应电势的快速计算与分析

Fast Calculation and Analysis of Electromotive Force of Permanent Magnet Motors with Air-gap Eccentricity

吴喜桥

(河南师范大学 电子与电气工程学院, 河南 新乡 453007)

摘 要: 制造过程中安装误差不可避免, 复杂环境中长时间运行会导致轴承磨损, 电机普遍存在不同程度的气隙偏心问题, 分析气隙偏心后电机的性能对系统可靠性研究有重要意义。针对斜槽电机有限元建模复杂、求解耗时的问题, 采用了一种由二维场分析数据合成三维场计算结果的等效算法, 将整台斜槽电机分解成若干个直槽电机单元的串联形式, 采用 Altair 公司的 Flux 2D 模块计算和分析了气隙偏心前后的表贴式无刷直流电机。针对样机数据, 分析了等效算法的计算精度, 对比了偏心前后的气隙磁场和感应电势。研究表明: 气隙偏心会影响表贴式无刷直流电机的磁场分布, 进而改变一相绕组中不同轴线位置的各个元件的感应电势, 但绕组整体的感应电势却几乎不发生变化。研究结果能够为电机可靠性分析提供理论依据。

关键词: 气隙偏心 永磁电机 感应电势 Flux

Abstract: Position errors in manufacturing process and bearing wear in long-running operations are unavoidable. There are air-gap faults in electrical machines catholically in different degrees and it is of significance to analyze the performance of eccentric motor for the research on the driving system's operational reliabilities. Although the modeling process of a three-dimensional finite element model is extraordinarily cockamamie and it is a long wait before the model is solved, the three-dimensional finite element model is built to calculate the performance of the skew-slot electrical machine customarily. The two-dimensional finite element calculation results are translated into three-dimensional finite element calculation results. A skewed slot motor is decomposed into a certain number of straight slot motor units which are series-wound. The brushless direct-current motor with and without rotor eccentricity are calculated by Altair Flux 2D and the calculation results are contrasted. Aiming at the real prototype, the computational accuracy of the equivalent algorithm is analyzed and the air-gap magnetic field and induced electromotive forces are calculated and contrasted. The results show that the magnetic field distribution and the induced electromotive forces of series-wound winding

elements with different axis positions is affected by air-gap eccentricity, yet the induced electromotive forces of one phase winding remain unchanged. The references to reliability analysis of motor system are provided.

Key words: air-gap eccentricity, permanent magnet motor, electromotive force, Flux

1 引言

永磁电机具有效率高、功率密度大、可靠性好等优点^[1,2], 广泛用作各类高空飞行器中推进系统或伺服系统的核心部件。然而, 制造过程中由于加工工艺和装配技术的限制, 电机在出厂前就可能存在不同程度的气隙偏心。复杂恶劣环境下长时间运行, 轴承磨损也会导致气隙偏心发生^[3,4]。气隙偏心对电机的影响属于不良性质, 在精密应用场合有必要预先对这些不良影响进行研究。

气隙偏心会影响电机的内部磁场分布和动态特性^[5,6], 尤其是径向的不平衡磁拉力和切向的齿槽转矩^[7,8], 导致振动加剧和噪音、转矩脉动的增大。根据研究内容不同, 可以将电机气隙偏心研究领域的文献分为 2 类: (a) 在电机前期设计阶段, 采用解析法或有限元方法预测电机偏心状态下的运行特性; (b) 电机偏心故障下运行, 通过检测电流、电压、磁场等特征信号, 精确且无损地诊断偏心故障类型^[9-11]。本文的研究内容属于 a 类。

目前查阅到的文献中, 直槽电机气隙偏心的研究较多, 但有关斜槽电机的研究极少, 而斜槽是设计无刷直流电机时广泛采用的、抑制齿槽转矩的有效手段, 因此有必要针对斜槽电机进行研究。本文针对气隙偏心的定子斜槽表贴式稀土永磁无刷直流电机, 基于多层分段思路^[12,13], 采用一种由二维场分析数据合成三维场计算结果的算法, 建立了电机的等效计算模型, 研究了气隙偏心对气隙磁场分布和绕组元件感应电势的影响。

2 气隙偏心分析

电机气隙偏心可以分为两种基本情况: 静态偏心、动态偏心, 其他偏心类型都是这两种情况的不同组合。电机偏心示意图如图 1 所示。为突出气隙偏心的效果, 转子部分尺寸被缩小, 而气隙厚度以及偏心距离被夸张大了。图中, O_s 为定子几何中心; O_r 为转子几何中心; α 为转子偏心方向角度; θ 为转子位置角; e 为偏心距离; g 为气隙长度; R_m 为定子内径; r_{out} 为转子外径; $x_s y_s$ 为以 O_s 为原点的定子参考坐标系; $x_r y_r$ 以 O_r 为原点的定子参考坐标系。

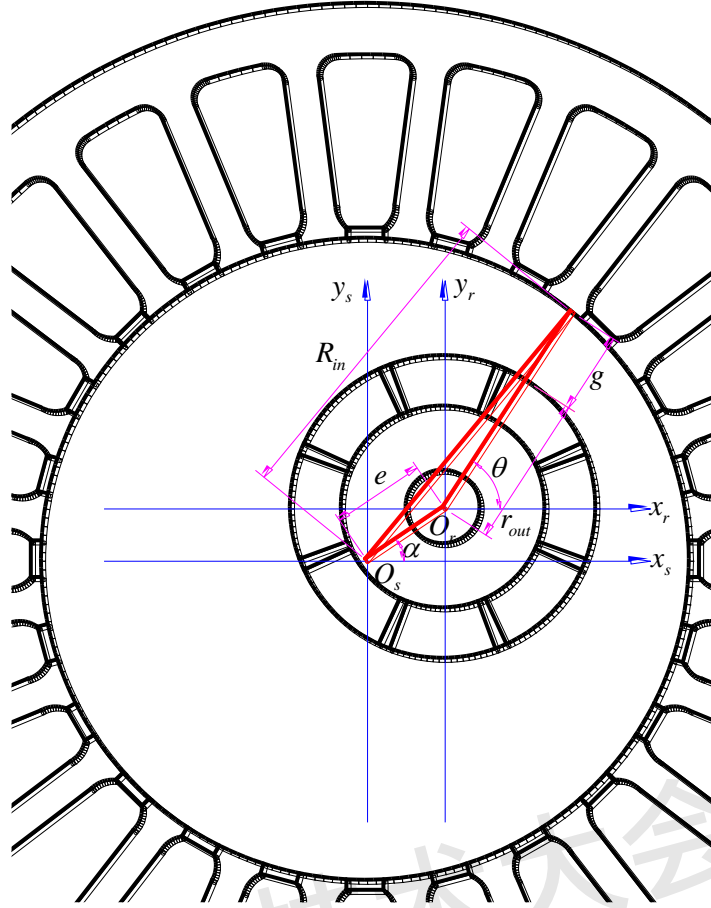


图1 电机偏心示意图

理想情况下， O_s 和 O_r 重合，转子围绕自身几何中心 O_r 旋转。电机发生偏心后， O_s 和 O_r 不再重合，转子仍然围绕 O_r 旋转。动态偏心发生时，转子围绕 O_s 旋转，而静态偏心发生时，转子围绕 O_r 旋转，气隙长度不会因转子旋转而发生变化。本文针对静态偏心展开研究。气隙长度可以表示为

$$g = \sqrt{R_{in}^2 - e^2 \sin^2(\theta - \alpha)} - r_{out} - e \cos(\theta - \alpha) \quad (1)$$

由上式可知：发生静态偏心后，电机定、转子之间所夹气隙不再处处等厚。考虑到磁通路径中气隙磁导率远小于铁心，与不偏心时的均匀气隙处相比，偏心后气隙变厚处的气隙磁感应强度会减小，而气隙变薄处的气隙磁感应强度会增大。

用偏心率 κ 表征电机静态偏心的程度

$$\kappa = \frac{e}{g_0} \times 100\% = \frac{e}{R_i - r_o} \times 100\% \quad (2)$$

式中， g_0 为理想情况下的均匀气隙长度。

3 基于二维场的斜槽等效算法

传统电机设计方法中的磁路法可以核算斜槽电机的性能，但误差较大。为进一步提高计算精度，一般采用有限元方法。考虑到斜槽结构导致电机沿轴向截面存在差异，计算斜槽电

机时不能直接采用建模容易且计算量小的二维有限元方法,往往只能采用建模复杂且计算量大的三维有限元方法。

为兼顾计算时长和计算精度,文献[12, 13]采用多层分段等效算法。该算法的思路是:将斜槽电机沿轴向分成若干段,每段用直槽电机代替,采用二维有限元方法计算直槽电机,最后将计算所得数据序列按照规律进行数值处理即可得到该斜槽电机的性能。该算法的计算精度能够满足一般工程需要,并具有二维场分析求解速度快的优点。

不考虑端部磁场的影响,采用多层分段方法计算电磁力的相对误差为

$$\begin{aligned}\varepsilon_{F_k} &= \frac{F_k' - F_k}{F_k} \times 100\% = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n F_{ki}' - \int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \beta_k} (B_{mk} \sin \theta) I \frac{L}{\beta_k} d\theta}{\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \beta_k} (B_{mk} \sin \theta) I \frac{L}{\beta_k} d\theta} \\ &= \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n B_{mk} IL \sin[\alpha_k + (i-1) \frac{\beta_k}{n} + \chi_k]}{\frac{2}{k\beta} B_{mk} IL \sin(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) \sin \frac{k\beta}{2}} - 1 = \frac{k\beta \sin[(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) + k(\chi - \frac{\beta}{2n})]}{2n \sin(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) \sin \frac{k\beta}{2n}} - 1\end{aligned}\quad (3)$$

式中, ε_{F_k} 为 k 次谐波磁场内计算电磁力的相对误差; F_k' 为多层分段方法计算的电磁力; F_k 为解析法计算的电磁力; n 为分段数; F_{ki}' 为第 i 个直槽电机单元受到的电磁力; β 为电机斜槽角度; α_k 为 k 次谐波磁场中绕组导体端部位置; β_k 为 k 次谐波磁场中电角度制斜槽角度; L 为绕组导体沿电机轴向的投影长度; I 为绕组电流; v 为绕组的运动速度; B_{mk} 为 k 次谐波磁场幅值; χ_k 为 k 次谐波磁场中截面位置与每段被等效斜导体端点 α_k 处电角度制的距离; χ 为截面位置与每段被等效斜导体端点 α_k 处机械角度制的距离。

同样思路,计算感应电势的相对误差为

$$\varepsilon_{E_k} = \frac{E_k' - E_k}{E_k} \times 100\% = \frac{k\beta \sin[(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) + k(\chi - \frac{\beta}{2n})]}{2n \sin(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) \sin \frac{k\beta}{2n}} - 1\quad (4)$$

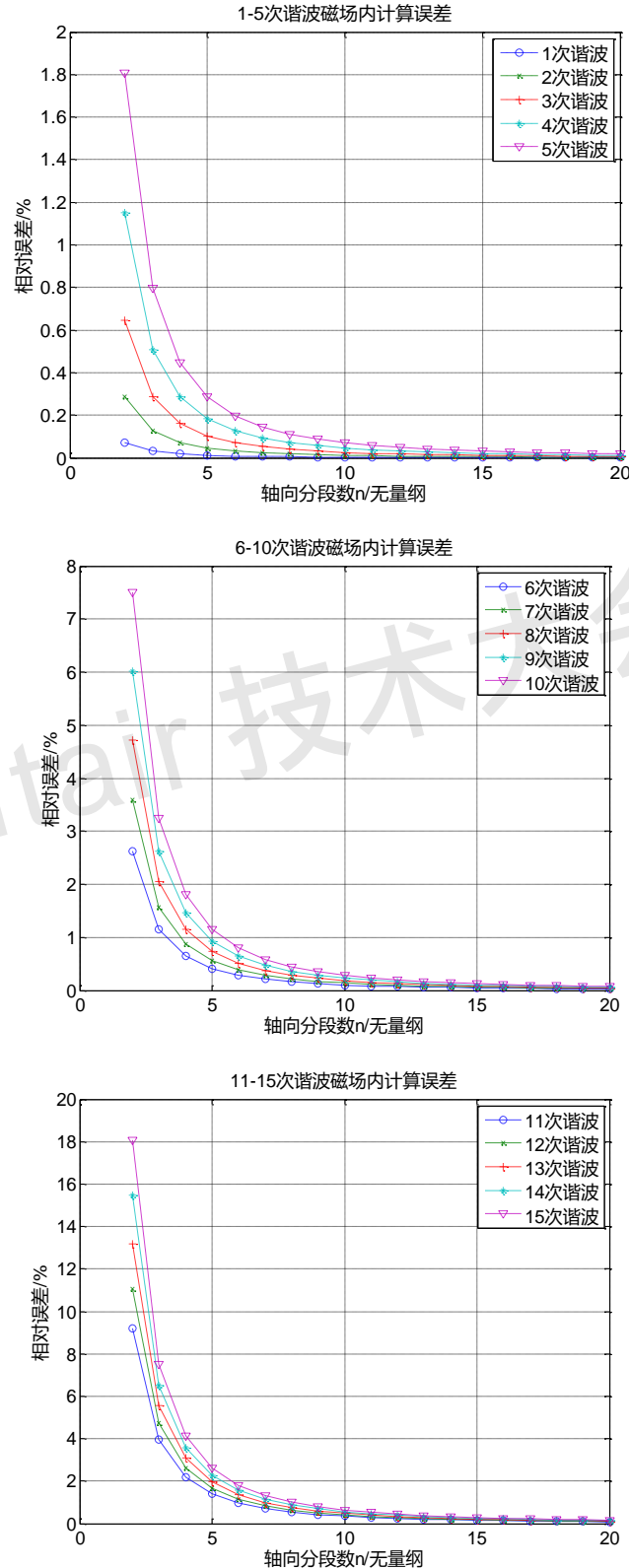
式中, ε_{E_k} 为 k 次谐波磁场计算感应电势的相对误差; E_k' 为采用多层分段方法计算的感应电势; E_k 为采用解析法计算的感应电势。

通过对比式 (3) 和 (4) 可知: 多层分段方法计算电磁力和感应电势的相对误差表达式是一致的, 以下在描述计算精度时不再做区分; 在谐波次数给定时, 多层分段方法的计算精度不仅取决于分段数、斜槽角度、谐波次数, 而且与截面位置、导体首端位置等变量相关。

当且仅当截面位置取在每段被等效斜导体的中点位置时, 计算精度仅与斜槽角度、谐波次数和分段数有关。相对误差的表达式可以简化为: $\varepsilon_k = k\beta / (2n) / \sin[k\beta / (2n)]$ 。

为分析影响多层分段等效算法计算精度的因素,针对样机斜槽一个齿距角的情况,分段数依次取 2-20 段,计算 1-20 次谐波磁场内的相对误差,结果如图 2 所示。

分析图中数据序列,可得如下结论:增加分段数能够显著改善任意次谐波磁场内的等效计算精度;分段数相等时,等效算法在高次谐波磁场内的计算精度明显低于低次谐波磁场。



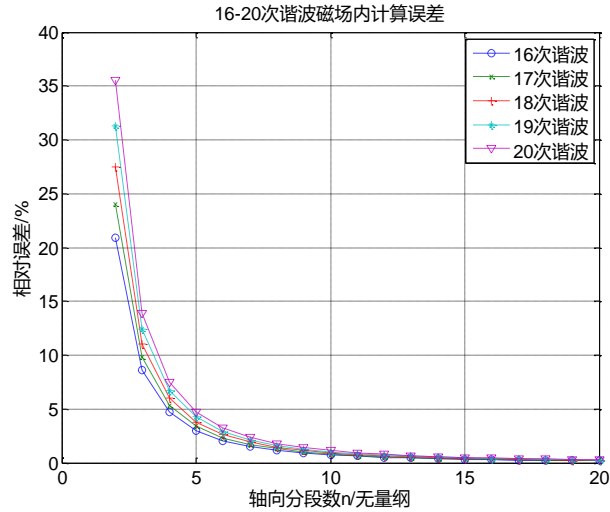
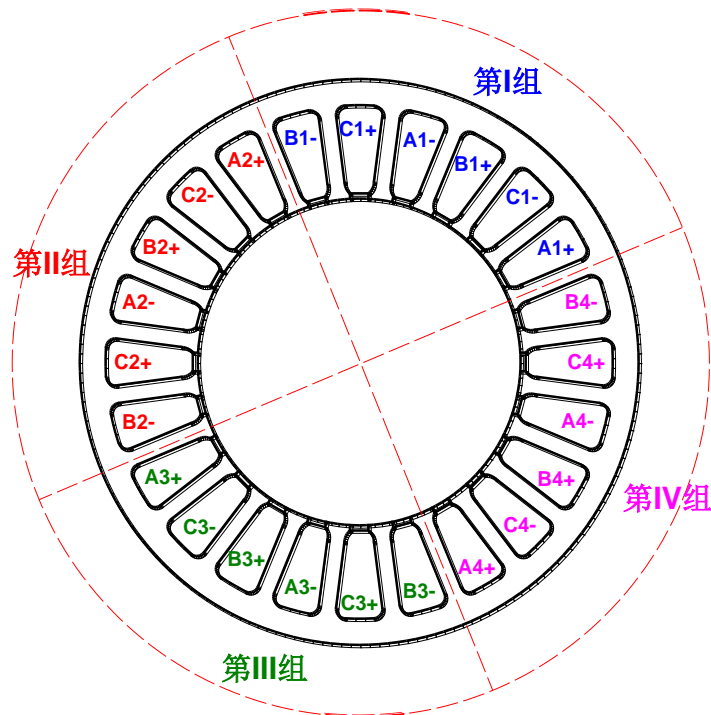


图2 等效计算精度

4 样机的建模和计算

4.1 几何研究域

根据样机方案数据绘制的样机定、转子的径向截面图如图3所示。图中，A、B、C表示三相绕组区域；+和-表示规定电流的正方向不同；N和S表示不同充磁方向的永磁体区域。定子采取二十四槽，每相绕组由四个元件串联构成。比如，A1+和A1-、A2+和A2-、A3+和A3-、A4+和A4-分别构成A1、A2、A3、A4四个元件，它们依次串联构成A相绕组。因此，可以把二十四个槽分成I、II、III和IV四个组。转子采用八个磁极，相邻两个磁极构成一对，可以把八块磁钢分成四对。



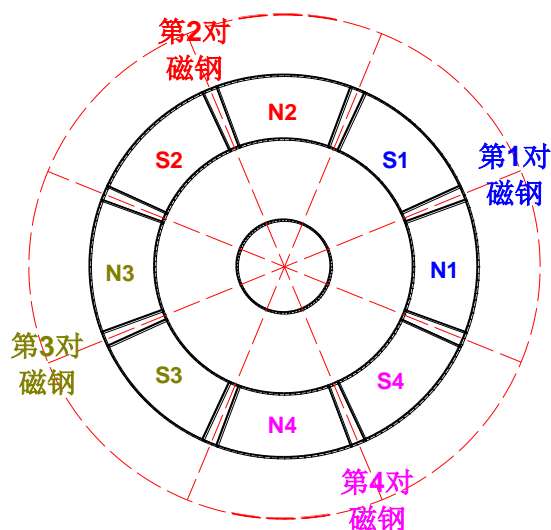
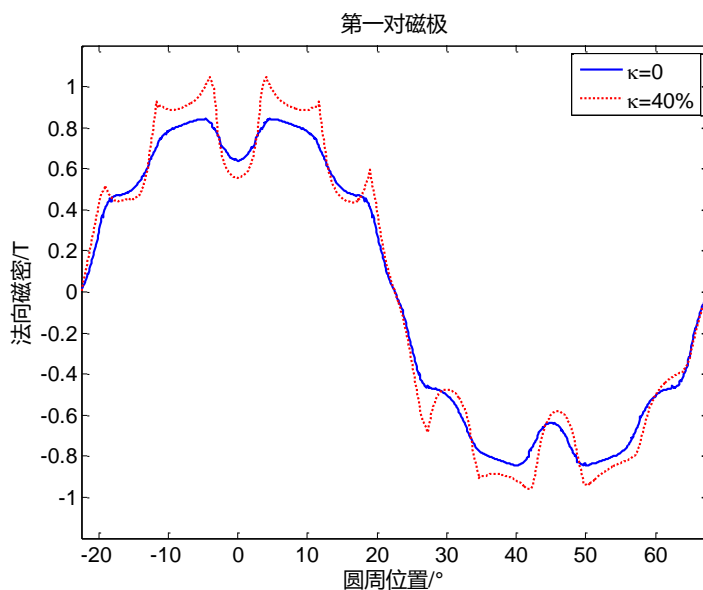


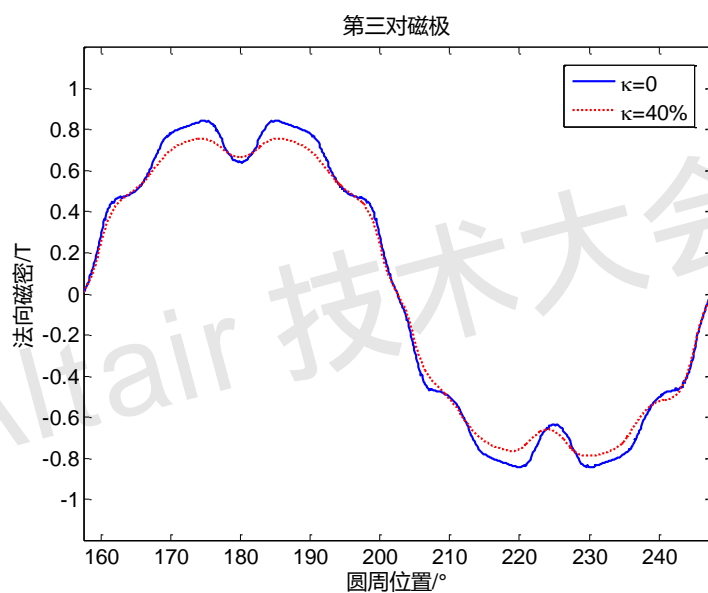
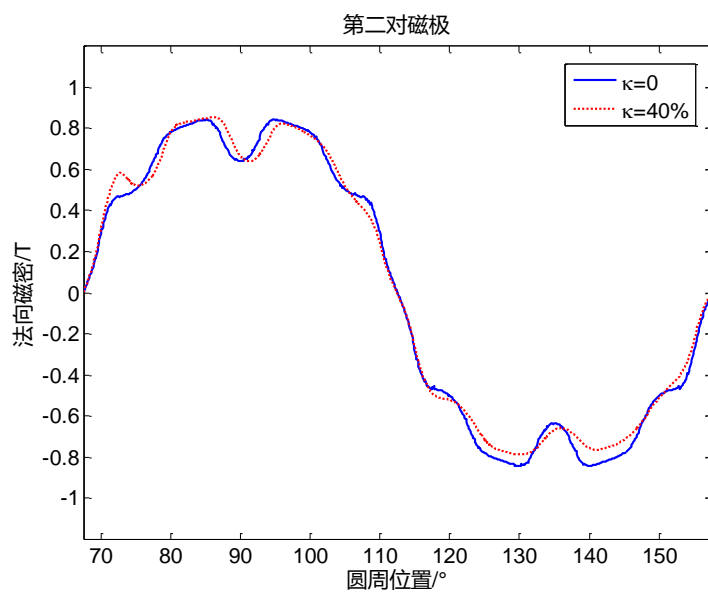
图3 样机的几何研究域

4.2 气隙偏心对磁场分布的影响

理想情况下的电机定、转子中心完全重合，而静态偏心发生后，转子中心会偏离定子中心一定距离。理想情况下样机的气隙厚度为 0.5 毫米，转子水平向右平移 0.2 毫米，使偏心率达到 40%，以新的转子中心作为旋转中心，对样机模型进行磁场仿真。气隙中心位置附近的闭合路径上，气隙法向磁密的数据如图 4 所示。

定子坐标系下，圆周 0° 位置，偏心后气隙厚度最小，仅为 0.3 毫米；圆周 90° 和 270° 位置，偏心后气隙厚度变化不大；圆周 180° 位置，偏心后气隙厚度最大，为 0.7 毫米。由图可知：（1）气隙厚度变薄处，气隙磁密增大。第一对磁极的 N1 附近，气隙变薄幅度最大，磁密增强幅度也最大；（2）气隙厚度变厚处，气隙磁密减小。第三对磁极的 N3 附近，气隙变厚幅度最大，磁密减弱幅度也最大；（3）第二对磁极的 N3 和第四对磁极的 N4 附近，气隙厚度几乎不变，气隙磁密变化不明显。





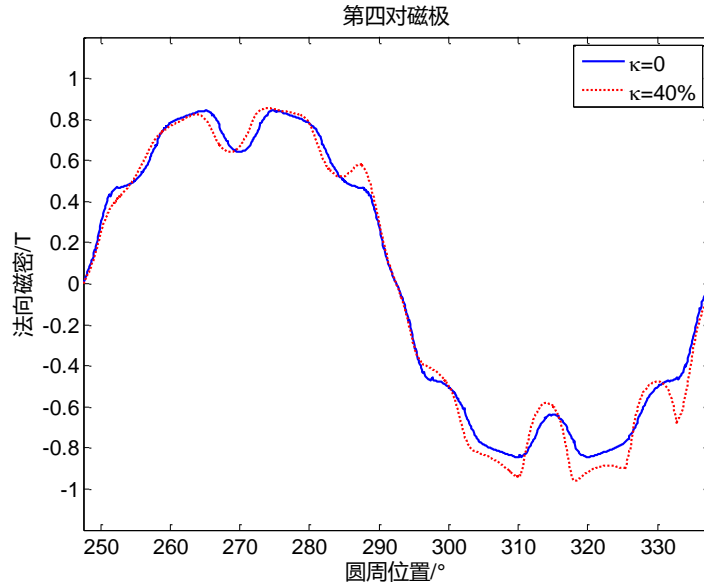


图 4 偏心对气隙法向磁密的影响

以整个气隙圆周路径为周期,对气隙法向磁密数据序列进行谐波分析,结果如图 5 所示。高次谐波分量幅值极小,图中仅列出 20 次以内谐波成分。

由图中数据可知:(1)定、转子中心理想重合时,气隙法向磁密的分布以两个极距为周期,在整个圆周路径上分布有四个周期;(2)静态偏心发生后,气隙法向磁密的谐波成分发生改变,引入了幅值较小的低次谐波,导致气隙法向磁密分布以整个圆周为周期。

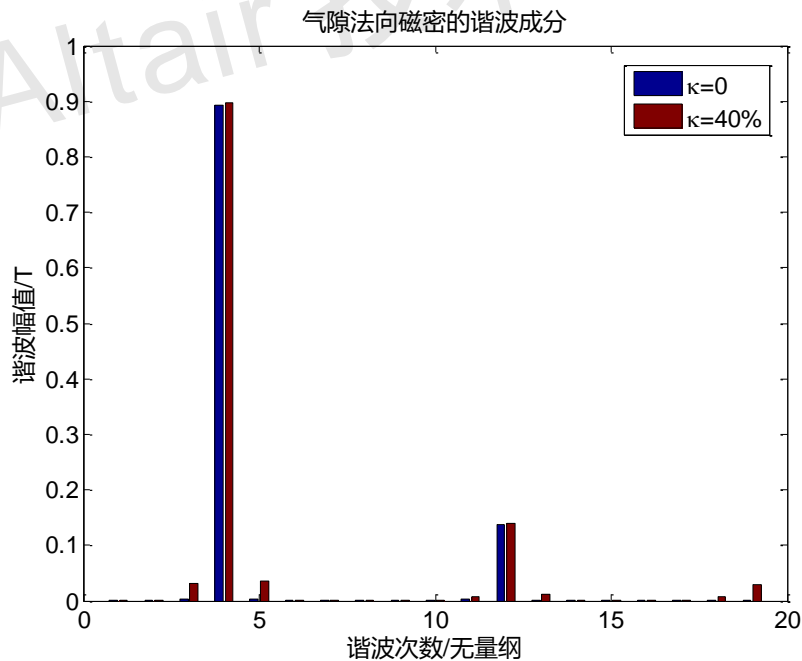


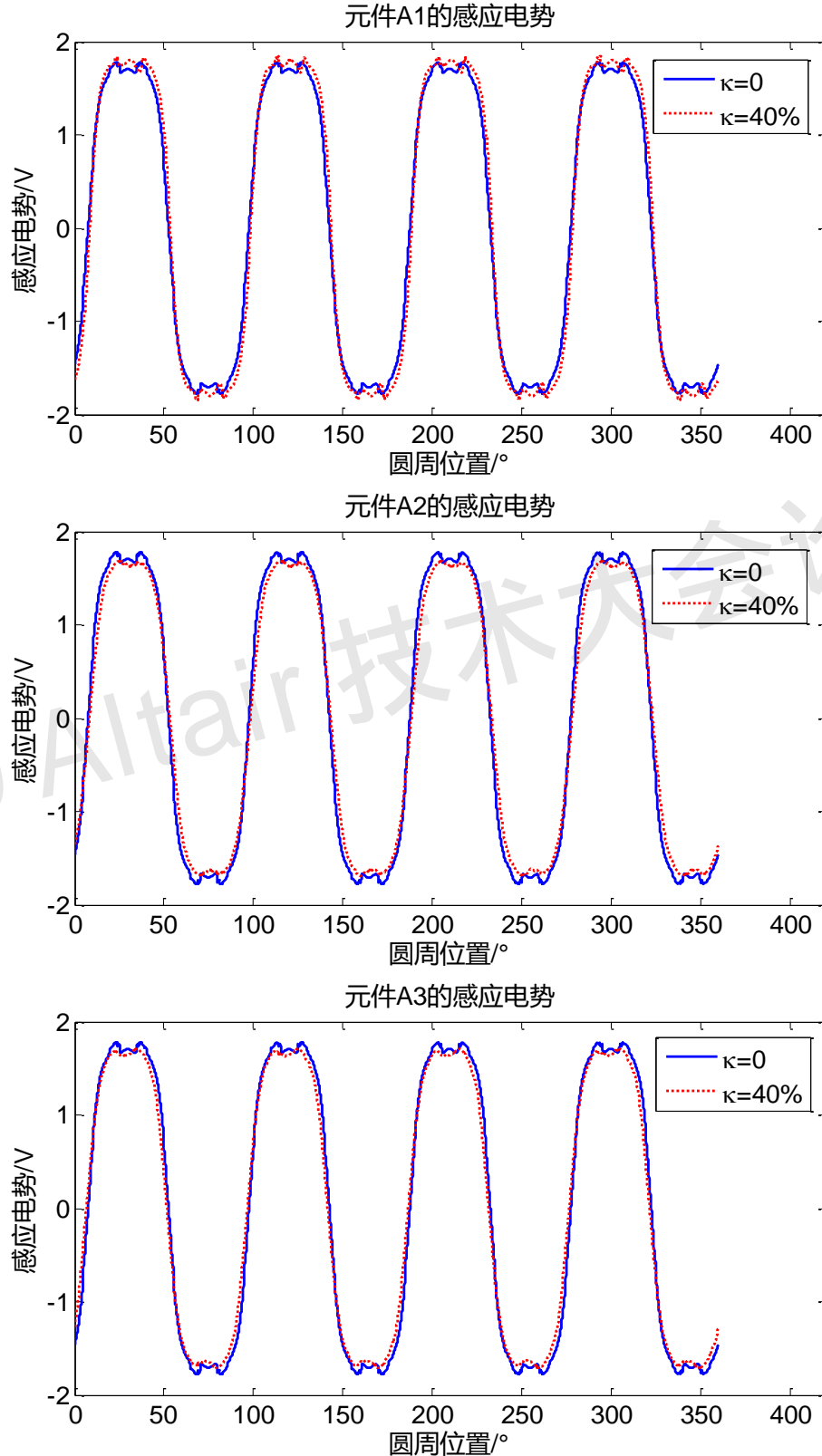
图 5 偏心对气隙法向磁密谐波成分的影响

4.3 气隙偏心对感应电势的影响

采取恒速驱动方式使电机保持匀速转动。三相绕组感应电势的变化规律相同,仅以 A 相绕组为例进行分析。斜槽前,电机旋转一周, A 相绕组的 A1、A2、A3 和 A4 四个元件的

感应电势数据如图 6 所示。

由图可知：（1）元件 A1 和 A4 的轴线位置靠近气隙厚度变薄方向，感应电势较偏心前增大反映了所处位置气隙磁密较偏心前增大；（2）相反地，元件 A2 和 A3 的轴线位置靠近气隙厚度变厚方向，感应电势较偏心前减小则反映了所处位置气隙磁密较偏心前减小。



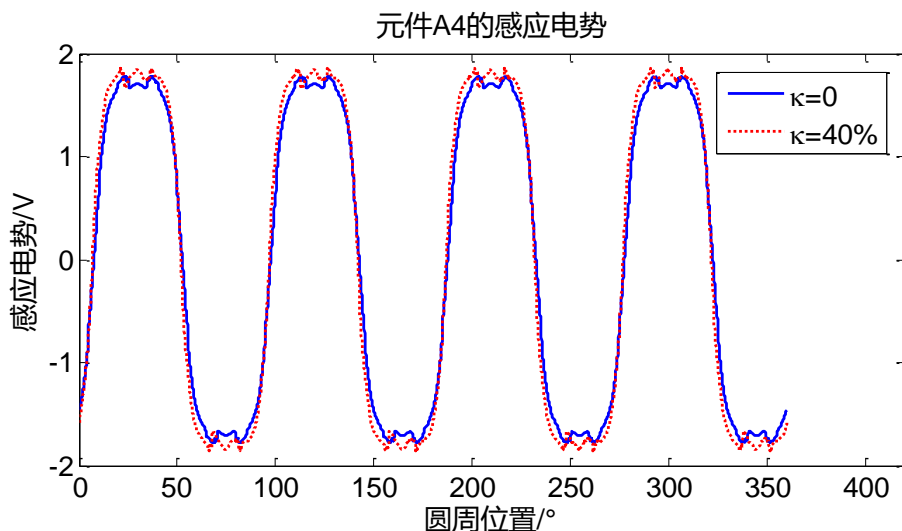


图 6 斜槽前绕组元件的感应电势

斜槽前，A 相绕组的感应电势如图 7 所示。由图中波形可知：偏心对绕组感应电势的影响微弱。原因在于，与偏心前相比，虽然 A 相绕组的四个元件感应电势幅值变化的规律不同，但是它们串联组成 A 相绕组后，增减量基本抵消。

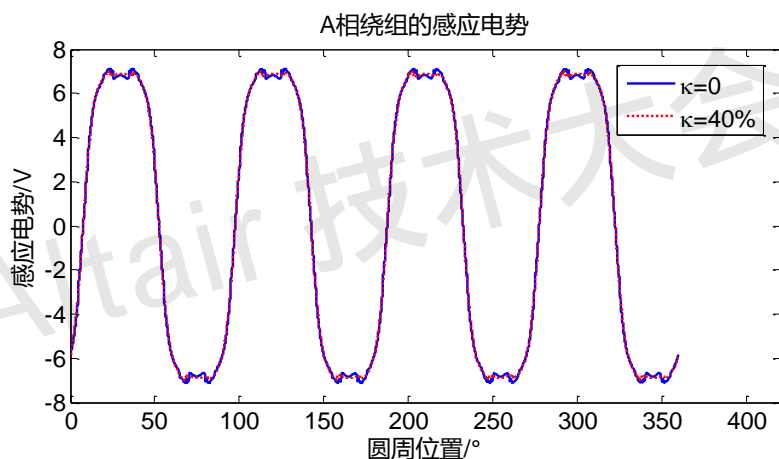


图 7 斜槽前绕组的感应电势

以旋转一周为周期，对 A 相绕组四个元件的感应电势进行谐波分析，数据如图 8 所示。高次谐波分量的幅值极小，图中仅列举 50 次以内谐波数据。偏心前气隙均匀，四个元件感应电势数据谐波成分一致，图中仅以元件 A1 数据为代表。由图中数据可知：偏心导致绕组各个元件感应电势各次谐波分量的幅值有增有减，但并未改变任何元件感应电势的周期性，电机匀速旋转一周，绕组每个元件的感应电势变化均经历四个周期。

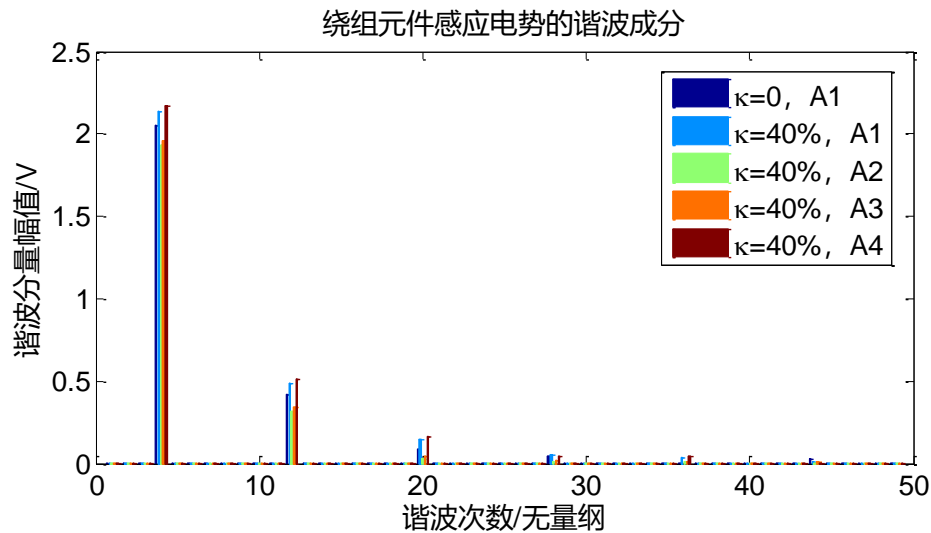
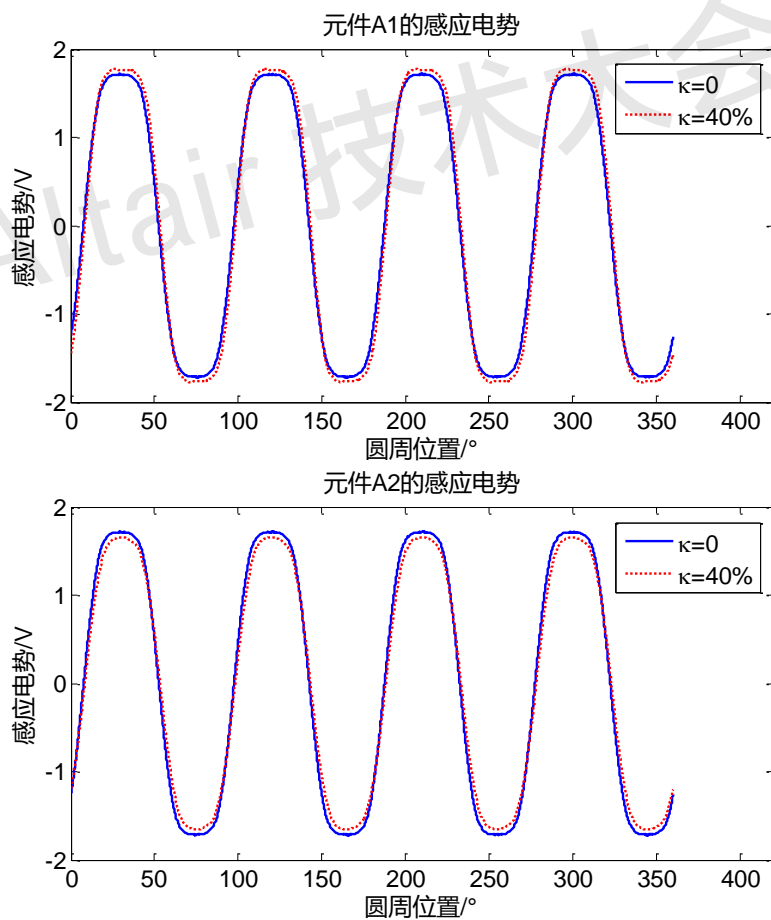


图8 斜槽前绕组元件感应电势的谐波成分

采用多层分段方法等效计算斜槽电机绕组各元件的感应电势, A 相绕组四个元件的数据如图9所示。由图可知: (1) 无论是否偏心, 斜槽后每个元件的感应电势波形均接近光滑的平顶波; (2) 斜槽没有改变偏心所导致的元件感应电势变化规律, A1 和 A4 的感应电势依然增大, 而 A2 和 A3 的感应电势依然减小。



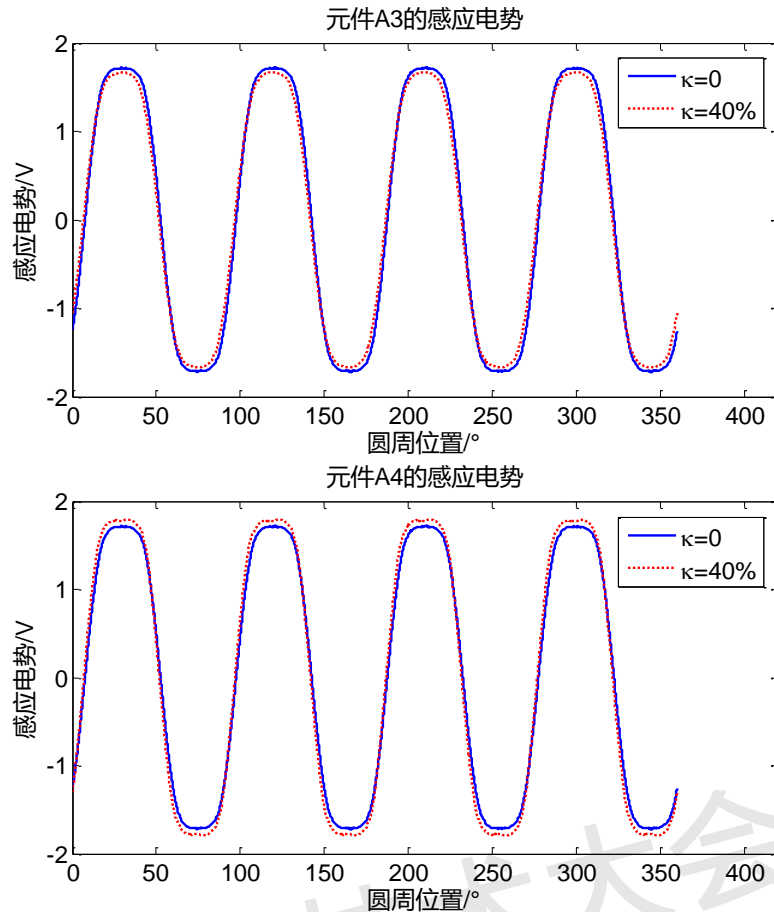


图9 斜槽后绕组元件的感应电势

斜槽后 A 相绕组的感应电势如图 10 所示。由图中波形可知：斜槽后，偏心对绕组感应电势的影响依然微弱。原因在于，斜槽后，组成 A 相绕组的四个元件的感应电势虽然波形改变，但各自幅值增减的规律没有变化，串联组成 A 相绕组后，增减量依然基本抵消。

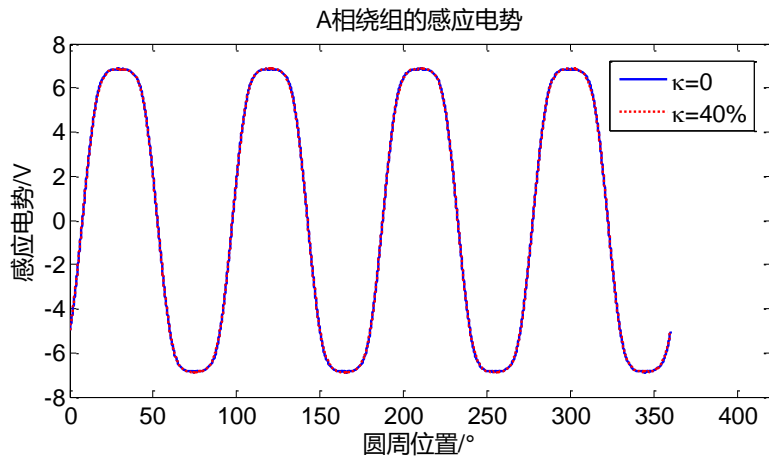


图10 斜槽后绕组的感应电势

同样以旋转一周为周期，对 A 相绕组的感应电势进行谐波分析，结果如图 11 所示。高次谐波分量幅值依然极小，图中仅列举 50 次以内谐波数据。由图中数据，并与图 8 数据对比，可知：（1）无论是否发生偏心，斜槽结构均能有效削弱感应电势的高次谐波成分，而对低次谐波分量影响较小。样机的 20 及 28 次谐波分量几乎被削弱至零，而低次谐波分量幅值

几乎没有变化，4 及 12 次谐波分量的幅值仅有微量减小；（2）偏心没有为斜槽电机感应电势引入新的谐波成分，也没有改变感应电势的周期性，仅轻微削弱了低次谐波分量的幅值。

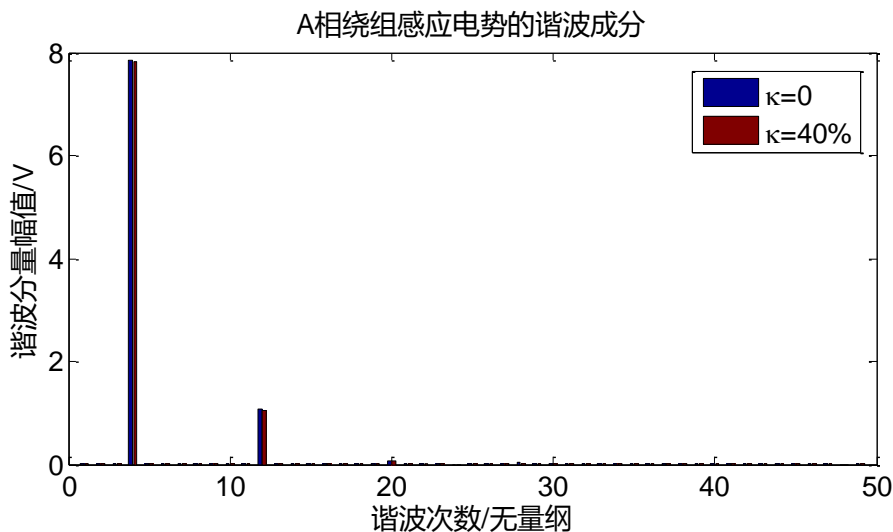


图 11 斜槽后绕组感应电势的谐波成分

5 结论

文中仿真模型均采用 Altair Flux 建立和计算。与同类软件相比，Altair Flux 用户界面友好、精度高、速度快、参数化建模方便，用户体验极好。本文采用了一种由二维场分析数据合成三维场计算结果的多层分段等效算法，建立了气隙偏心的表贴式无刷直流电机的计算模型，分析了偏心对电机的气隙磁场分布以及绕组感应电势的影响。

研究表明：（1）气隙偏心对电机磁场分布会产生影响。靠近偏心方向处气隙磁密增大，而偏离偏心方向处气隙磁密减小；（2）轴线靠近偏心方向处绕组元件感应电势的幅值会有所增大，而偏离的则会减小，但一相绕组的感应电势变化极小；（3）气隙偏心没有影响斜槽结构对感应电势高次谐波成分的削弱作用。

6 参考文献

- [1] 王佐民, 李桂丹. 内置式永磁电机齿槽转矩合成研究. 科学技术与工程, 2016; 16(23): 190—194
- [2] 尚海, 窦满峰, 陈敏, 等. 永磁同步电机极槽组合优化的研究. 科学技术与工程, 2014; 14(11): 27—30+36
- [3] A Rahideh, T Korakianitis. Analytical open-circuit magnetic field distribution of slotless brushless permanent-magnet machines with rotor eccentricity. IEEE Transactions on Magnetics, 2011; 47(12): 4791—4808
- [4] Yanxin Li, Qinfen Lu, Z Q Zhu, *et al.* Analytical synthesis of air-gap field distribution in permanent magnet machines with rotor eccentricity by superposition method. IEEE Transactions on Magnetics, 2011; 51(11): 1—4
- [5] Ehsan Ajily, Mohammad Ardebili, Karim Abbaszadeh. Magnet defect and rotor eccentricity modeling in axial-flux permanent-magnet machines via 3-D field

- reconstruction method. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016; 31(2): 486—495
- [6] B Silwal, P Rasilo, L Perkkio, *et al.* Numerical analysis of the power balance of an electrical machine with rotor eccentricity. IEEE Transactions on Magnetics, 2016; 52(3): 1—4
- [8] Yanxin Li, Qinfen Lu, Z Q Zhu, *et al.* Superposition method for cogging torque prediction in permanent magnet with rotor eccentricity. IEEE Transactions on Magnetics, 2016; 52(6): 1—10
- [9] Jongman Hong, Sanguk Park, Doosoo Hyun, *et al.* Detection and classification of rotor demagnetization and eccentricity faults for PM synchronous motors. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012; 48(3): 923—932
- [10] Xianghui Huang, Thomas G Hanetler, Ronald G Harley. Detection of rotor eccentricity faults in a closed-loop drive-connected induction motor using an artificial neural network. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007; 22(4): 1552—1559
- [11] David G Dorrell, Ahmad Salah. Detection of rotor eccentricity in wound rotor induction machines using pole-specific search coils. IEEE Transactions on Magnetics, 2015; 51(11): 1—4
- [12] 鲍晓华, 狄冲, 汪朗. 笼型感应电机转子斜槽研究综述及展望. 电工技术学报, 2016; 31(6): 1—12
- [13] 梁文毅, 陆天雄, 张翔. 基于分段斜槽技术的电机斜槽特性分析. 电工技术学报, 2011; 26(11): 135—140