

定子斜槽月球车驱动电机性能的快速计算

王立[†], 刘景林, 吴喜桥

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710129)

摘要: 通常采用3-D有限元方法分析斜槽电机的性能, 但3-D模型剖分单元数目庞大、计算时间极长, 对计算机性能要求也较高. 为快速且准确地预测月表极限温度下月球车车轮驱动用斜槽电机的性能, 提出了2-D几何模型耦合恒流源电路模型处理多截面模型中分段电机同槽导体电流相等以及定子斜槽的方法, 并研究了计算精度的影响因素. 针对一套永磁无刷直流电机方案, 计算了齿槽转矩、空载感应电势和电磁转矩, 并结合转子典型位置下气隙磁场沿电机轴向的分布特征以及谐波分析结果评估了计算精度. 该方法的计算量较小, 计算结果与3-D模型仿真结果、实测结果的比较表明了该方法的有效性.

关键词: 无刷直流电机; 有限元分析; 斜槽; 快速计算; 多截面模型; 月球车驱动电机

中图分类号: TP351 文献标识码: A

Fast computation of the performance of lunar rover driving motor with skewed slots

WANG Li[†], LIU Jing-lin, WU Xi-qiao

(College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an Shaanxi 710129, China)

Abstract: The 3-D finite element method is adopted to study the performance of skewed slot motors conventionally. The number of meshed elements in 3-D finite element model is huge and the simulation progress is time-consuming. In order to predict the performance of skewed slot motors for lunar rover driving wheels in extreme temperatures on lunar surface, a circuit model with constant current source is coupled with the 2-D geometric model to make the conductor currents in the same slot equal to each other for segmentation motors in the multi-slice model; and the affecting factors of calculation accuracy including skew angle and segmentation number are analyzed. The cogging torque, no-load back-EMF, and electromagnetic torque are calculated for prototype parameters of a permanent magnet brushless DC motor. The calculation accuracy is evaluated on the basis of distribution characteristics and harmonic analysis of no-load and loaded air-gap magnetic field at typical rotor positions in the axial direction. The amount of calculation work in this method is small. The comparison of computing results with 3-D simulation results and experimental results indicate the effectiveness of the method.

Key words: brushless DC motors; finite element analysis; skewed slot; fast computation; multi-slice model; lunar rover driving motor

1 引言(Introduction)

与地球表面相比, 月表地形复杂、环境恶劣^[1-5], 车辆通过性极差, 对月球车行走机构的移动性能提出了极高要求. 车轮驱动电机作为该机构的关键部件, 必须具备较强的转矩输出能力. 月球车的能源由直流供电系统提供, 将永磁无刷直流电机选作车轮驱动电机, 不需要交流电机的电源逆变装置, 不存在有刷电机的换向问题^[6-7], 也没有励磁损耗^[8].

然而, 永磁无刷直流电机中磁钢和有槽铁心间相互作用不可避免地产生齿槽转矩^[9-12], 导致输出转矩波动, 进而引起振动和噪声, 最终影响整个月球车移

动系统的控制精度, 而斜槽是目前最有效、应用最广泛的削弱齿槽转矩的解决方案. 一般通过建立3-D模型分析斜槽电机的性能, 但3-D模型中庞大的剖分单元数目导致计算时间极长, 并对计算平台的性能有较高要求. 为克服上述问题, 采用基于2-D平面场的多截面模型计算定子斜槽永磁无刷直流电机的性能.

斜槽后, 电机轴向各横截面上的定转子相对位置不同, 那么, 各横截面上的磁场分布情况也不同. 因此, 不能直接应用2-D有限元方法分析斜槽电机的性能^[13]. 在利用多截面模型研究斜槽电机方面, 文献^[14]用与转矩方程耦合的数学模型计算了异步电机

的起动过程, 在求解系统方程时提出保持系数矩阵对称和系数矩阵对应有限元网格不变的方法, 研究电磁-机械耦合的动态问题, 文献[15]研究了转子分段斜极的永磁同步电机, 文献[16]研究了斜极电机的磁场分布, 文献[17-18]研究了多截面模型中被忽略的横向电流的影响, 文献[19]分析了斜槽角度和分段方法对计算精度的影响, 文献[20]计算了转子偏心、定子斜槽凸极同步发电机的空载支路电压, 文献[21]分析了斜槽异步电机谐波磁场沿电机轴向的分布。

上述文献利用多截面模型进行了大量而深入的研究, 但在计算定子斜槽永磁无刷直流电机的电磁转矩以及齿槽效应和电枢反应对模型计算精度的影响方面没有进行相关理论分析. 本文提出了2-D模型耦合恒流源电路处理多截面模型中分段电机同槽导体电流相等的方法, 计算了月表极限温度下电机的齿槽转矩、空载感应电势和电磁转矩, 对比了无电枢反应和有电枢反应时的气隙磁密波形, 结合磁场谐波分析结果评估了计算精度. 计算结果与3-D模型仿真结果、实测结果基本吻合。

2 多截面模型思路及计算精度(Mentality and calculation accuracy of multi-slice model)

多截面模型中, 整台斜槽电机被看做由若干台直槽电机串联构成, 如图1所示. 若不考虑电机的端部磁场, 每台直槽电机中的磁场分布垂直于电机轴向, 矢量磁位仅有轴向分量, 那么, 可以采用2-D有限元方法进行分析. 这些直槽电机同槽导体电流相等, 而整台斜槽电机的感应电势等于所有直槽电机的感应电势之和。

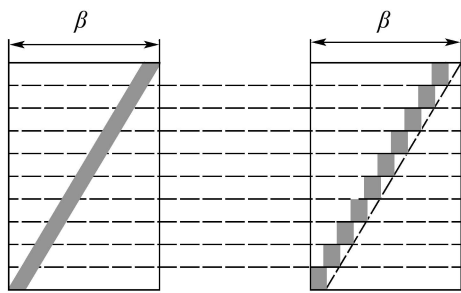


图 1 斜槽电机的等效模型

Fig. 1 Equivalent model of skewed motor

不考虑端部磁场, 2-D瞬态磁场求解直槽电机的数学描述:

$$\begin{cases} \nabla \times (v \nabla \times A_z) + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = J_z, \\ E = \frac{d\psi}{dt}, \end{cases} \quad (1)$$

式中: v 为导体速度, A_z 为矢量磁位, J_z 为电流密度, E 为绕组感应电势, ψ 为绕组磁链。

多截面模型中, 若干台直槽电机串联等效整台斜

槽电机的数学描述^[19]

$$\begin{cases} \nabla \times (v \nabla \times A_{zi}) + \sigma \frac{\partial A_{zi}}{\partial t} = J_z, \\ E = \sum_{i=1}^n E_i = \sum_{i=1}^n \frac{d\psi_i}{dt}, \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i = 1, \dots, n$, n 为直槽电机的数目; A_{zi} 为第 i 台直槽电机的矢量磁位; E_i 为第 i 台直槽电机的绕组感应电势; ψ_i 为第 i 台直槽电机的绕组磁链。

电机 k 次谐波磁场中的通电导线如图2所示, 其中: B_{mk} 为谐波磁场的幅值; α_k 为谐波磁场中导线某端位置; β_k 为谐波磁场中的斜槽角度(电角度); L 为导线沿电机轴向的投影长度; I 为导线中通过的电流。

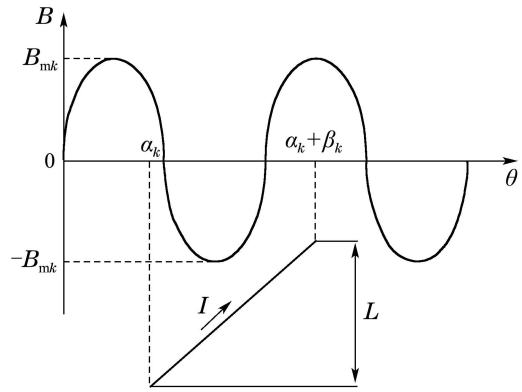


图 2 谐波磁场中的通电导线

Fig. 2 Electrified wire in harmonic magnetic field

那么, k 次谐波磁场中, 通电导线受到的电磁力 F_k 和感应电势 E_k 为

$$\begin{cases} F_k = \int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \beta_k} (B_{mk} \sin \theta) I \frac{L}{\beta_k} d\theta = \\ \frac{2}{\beta_k} B_{mk} I L \sin(\alpha_k + \frac{\beta_k}{2}) \sin \frac{\beta_k}{2} = \\ \frac{2}{k\beta} B_{mk} I L \sin(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) \sin \frac{k\beta}{2}, \\ E_k = \int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \beta_k} (B_{mk} \sin \theta) v \frac{L}{\beta_k} d\theta = \\ \frac{2}{\beta_k} B_{mk} L v \sin(\alpha_k + \frac{\beta_k}{2}) \sin \frac{\beta_k}{2} = \\ \frac{2}{k\beta} B_{mk} L v \sin(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) \sin \frac{k\beta}{2}, \end{cases} \quad (3)$$

式中 β 为电机的斜槽角度(电角度)。

由式(3)可知, β_k 等于 2π 的整数倍时, F_k 和 E_k 均等于零, 计算精度的研究无意义。

在1次谐波磁场中, 截面位置的选取如图3所示. 图3中: 斜粗线表示斜槽中导线, 将其分成等长的 n 段, 每段导线的投影长度为 L/n , 每段导线斜槽角度为 β/n , 小圆圈标示截面位置, χ 为截面位置与每段导线端点的距离. 那么, 第 i 段导线的斜槽角度 κ_i 为

$$\kappa_i = \alpha + \frac{i-1}{n} \beta + \chi. \quad (4)$$

那么, k 次谐波磁场中, 当 β_k 不等于 2π 的整数倍时, 多

台直槽电机串联等效计算整台斜槽电机的电磁力 F'_k 和感应电势 E'_k 为

$$\left\{ \begin{array}{l} F'_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n F'_{ki} = \\ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n B_{mk} I L \sin[\alpha_k + (i-1) \frac{\beta_k}{n} + \chi_k] = \\ B_{mk} I L \frac{\sin[(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) + (k\chi - \frac{k\beta}{2n})] \sin \frac{k\beta}{2}}{n \sin \frac{k\beta}{2n}}, \\ E'_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E'_{ki} = \\ B_{mk} L v \frac{\sin[(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) + (k\chi - \frac{k\beta}{2n})] \sin \frac{k\beta}{2}}{n \sin \frac{k\beta}{2n}}, \end{array} \right. \quad (5)$$

式中: F'_{ki} 为第*i*台直槽电机受到的电磁力; E'_{ki} 为第*i*台直槽电机的感应电势。

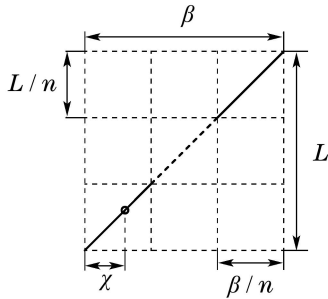


图3 截面位置的选取

Fig. 3 Position selection of cross section

计算 F_k 和 E_k 的相对误差表达式相同, 仅给出 F_k 的相对误差:

$$\varepsilon_{F_k} = \frac{F'_k - F_k}{F_k} = \frac{k\beta \sin[(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) + k(\chi - \frac{\beta}{2n})]}{2n \sin(\alpha_k + \frac{k\beta}{2}) \sin \frac{k\beta}{2n}} - 1. \quad (6)$$

当 χ 取 $\beta/(2n)$ 时, 截面位置取在每段导线中点, F_k 和 E_k 的计算精度与 α_k 无关, 上式简化为

$$\varepsilon_{F_k} = \frac{F'_k - F_k}{F_k} = \left(\frac{\frac{k\beta}{2n}}{\sin \frac{k\beta}{2n}} - 1 \right) \times 100\%. \quad (7)$$

3 样机的多截面模型(Multi-slice model of the prototype)

3.1 材料的温度敏感性(Temperature sensitivity of motor materials)

月表的白天和黑夜、受到太阳照射和没有受到太阳照射的位置温差极大, 极限温度可达 -180°C 和 150°C . 电机的磁钢性能和绕组电阻对温度变化比较

敏感, 工作温度为 t 时, 磁钢材料的剩磁感应强度 $B_r(t)$ 和绕组电阻 $r_a(t)$ 分别为

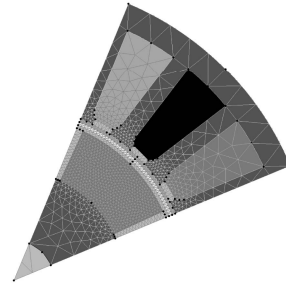
$$B_r(t) = [1 + (t - 20) \frac{\alpha_{B_r}}{100}] (1 - \frac{\Delta B_r}{100}) B_{r20}, \quad (8)$$

$$r_a(t) = [1 + (t - 20) p_t] r_{a20}, \quad (9)$$

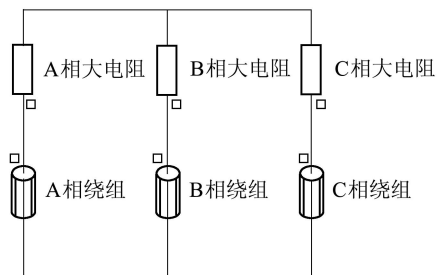
式中: ΔB_r 为剩磁感应强度的不可逆损失率; α_{B_r} 为剩磁感应强度的温度系数; B_{r20} 为 20°C 时磁钢材料的剩磁感应强度; p_t 为绕组电阻的温度系数; r_{a20} 为 20°C 时绕组电阻。

3.2 2-D模型(2-D model)

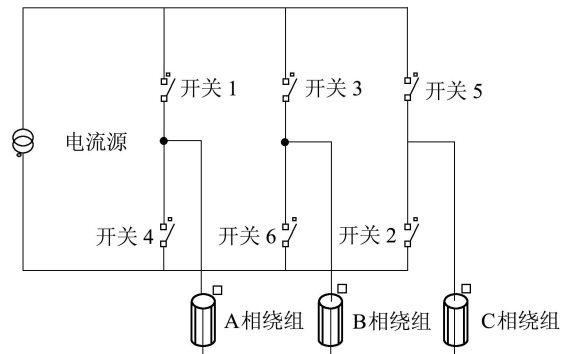
样机主要参数: 额定电压为 28V ; 额定转速为 1350r/min ; 磁钢材料NSC27G; 铁心材料DW230-35; 转轴材料不锈钢; 定子外径 30mm ; 定子内径 17.5mm ; 磁钢厚度 2.75mm ; 转轴直径 4mm ; 铁心有效长度为 24mm ; 每相绕组电阻 5.17Ω . 在法国Cedrat公司的Flux_v10.3的Flux_2D模块中, 建立了样机的2-D有限元模型. 模型由几何模型和电路模型构成, 见图4.



(a) 几何模型



(b) 无电源电路模型



(c) 恒流源电路模型

图4 2-D模型

Fig. 4 2-D model

为进一步减少2-D模型的剖分单元数、节省仿真时间, 依据周期性和对称性条件, 仅取电机截面图的八分之一作为研究域. 为研究电机空载和负载性能, 分别建立了无电源电路模型和电流源电路模型.

3.3 分段数的选取(Choice of segmentation number)

由式(7)可知: 斜槽角度一定时, 提高分段数可以提高计算精度; 分段数一定时, 与低次谐波磁场相比, 高次谐波磁场中电磁力和感应电势的计算精度较低. 样机采用定子24槽和转子4对磁极结构. 那么, 若不计端部磁场, 样机定子铁心精确斜槽一个齿距角即可完全消除齿槽转矩. 当分段数分别取10, 20, 30, 40, 50和60时, 不同次数谐波磁场中计算电磁力和感应电势的相对误差如图5. 由图中数据可知: 若高次谐波分量幅值较小, 分10段即可取得极高的计算精度.

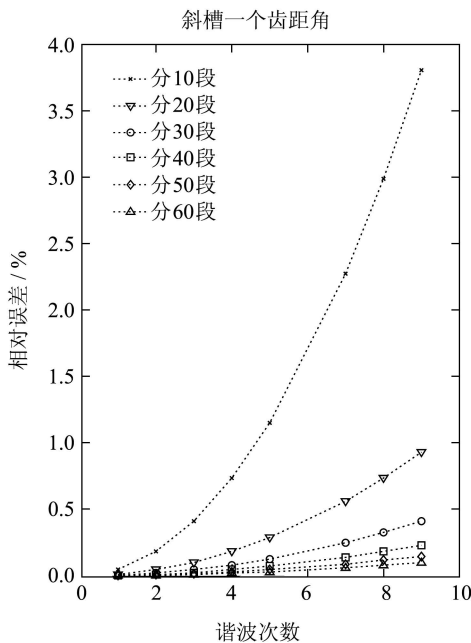


图 5 计算精度和分段数的关系

Fig. 5 Relationship between calculation accuracy and segmentation number

计算空载性能时, 与几何模型耦合的是无电源电路模型, 也就不存在开关导通区间的设置问题. 那么, 对于所有的分段电机, 除转子初始位置不同外, 2-D模型的其余属性均相同. 因此, 并不需要计算所有的分段电机, 仅需要在计算任意一台分段电机的齿槽转矩和空载感应电势后, 将波形按角度平移即可获得其余分段电机的波形.

然而, 计算负载性能时, 与几何模型耦合的是电流源电路模型, 存在开关导通区间的设置问题. 那么, 对于所有的分段电机, 不仅转子初始位置不同, 而且开关导通区间的设置也不同. 因此, 必须计算每一台分段电机的性能.

总之, 计算空载性能时, 为提高计算精度, 仿真步

长应该设置为较小值, 以便分段数取较大值; 而计算负载性能时, 为减小计算量, 在保证计算精度的前提下, 分段数应该尽可能取较小值.

3.4 分段电机的开关导通区间(Switch turn-on intervals of segmentation motors)

分奇数段($2j + 1, j$ 取自然数)时, 相邻两台分段电机的开关导通区间的偏移角度为 $\beta/(2j + 1)$. 由于最中间一台(第 $j + 1$ 台)分段电机的空载感应电势的相位与斜槽电机相同, 它的开关导通区间与斜槽电机相同. 剩余的 $2j$ 台分段电机分列第 $j + 1$ 台分段电机的两侧. 以斜槽电机的开关导通区间为基准, 前 j 台分段电机依次提前, 而后 j 台分段电机依次滞后. 因此, 分奇数段时, 第 i 台分段电机的开关导通区间的偏移角度为

$$\rho_i = \frac{\beta}{2j + 1}(i - j - 1), i = 1, \dots, 2j + 1. \quad (10)$$

分偶数段($2j$)时, 相邻两台分段电机开关导通区间的偏移角度为 $\beta/(2j)$. 最中间两台(第 j 和第 $j + 1$ 台)分段电机的空载感应电势的相位的中间值与斜槽电机相同. 以斜槽电机的开关导通区间为基准, 前 j 台分段电机依次提前, 而后 j 台分段电机依次滞后. 其中: 第 j 台分段电机提前 $\beta/(4j)$, 而第 $j + 1$ 台分段电机滞后 $\beta/(4j)$. 因此, 分偶数段时, 第 i 台分段电机的开关导通区间的偏移角度为

$$\rho_i = \frac{\beta}{4j} + \frac{\beta}{2j}(i - j - 1), i = 1, \dots, 2j. \quad (11)$$

4 计算结果的验证(Verification of calculated results)

4.1 与3-D模型仿真结果的比较(Comparison with simulation results of 3-D model)

若采用直槽结构, 样机的齿槽转矩波形见图6. 图6中仅给出一个齿距角的波形. 由图6可知: 直槽样机的齿槽转矩波动较大, 而且波动幅度随着工作温度的降低而增大. 在Flux.v10.3的FluxSkewed模块中, 通过2-D模型导入快速建立了样机的3-D模型. 3-D模型计算的齿槽转矩的幅值几乎为零, 不再给出波形.

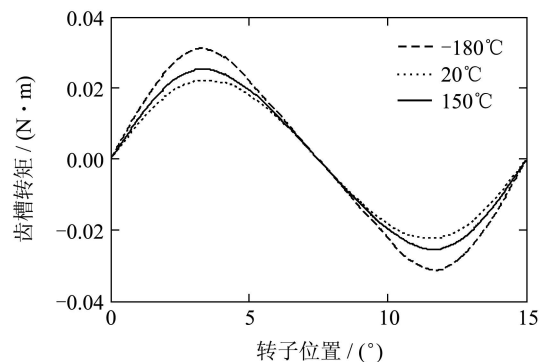


图 6 直槽电机的齿槽转矩波形

Fig. 6 Waveforms of cogging torques of straight slot motor

多截面模型计算的斜槽电机齿槽转矩的幅值如图7所示. 图7中: 分段数等于1表示直槽. 由图7中的数据可知: 分段数大于20以后, 齿槽转矩的幅值几乎为零, 与3-D模型的仿真结果高度吻合.

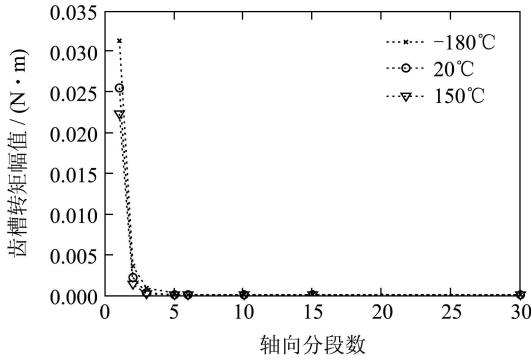
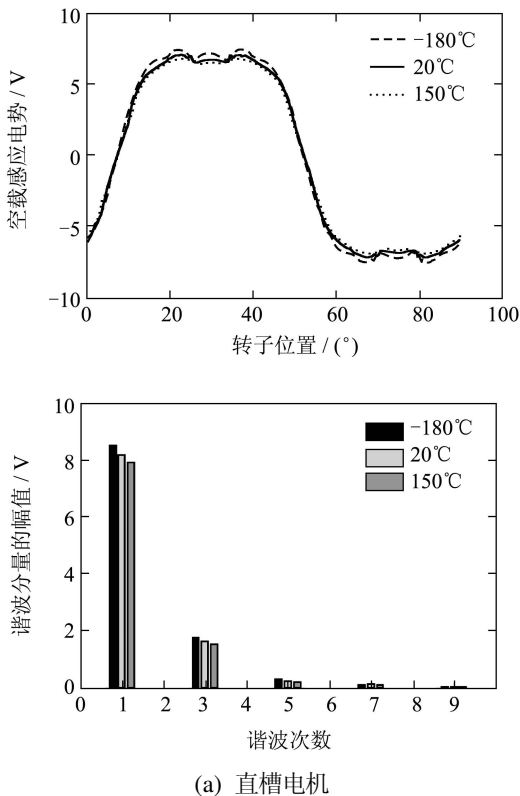


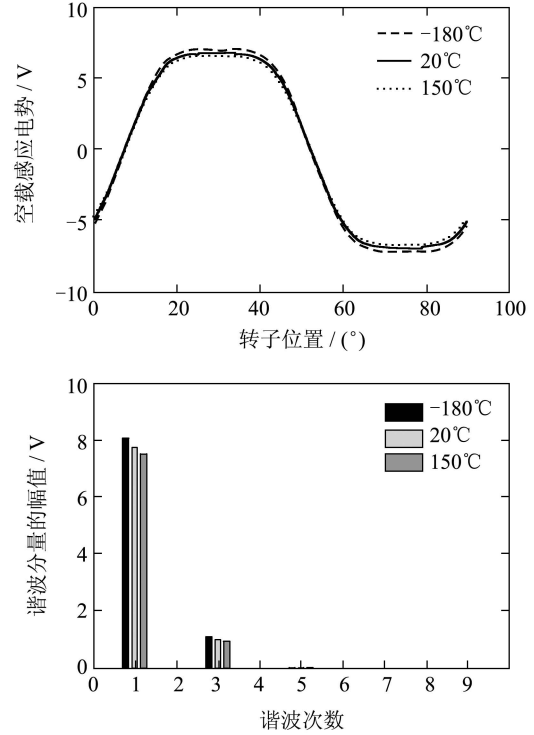
图7 不同分段数下齿槽转矩的幅值

Fig. 7 Amplitudes of cogging torques with different segmentation numbers

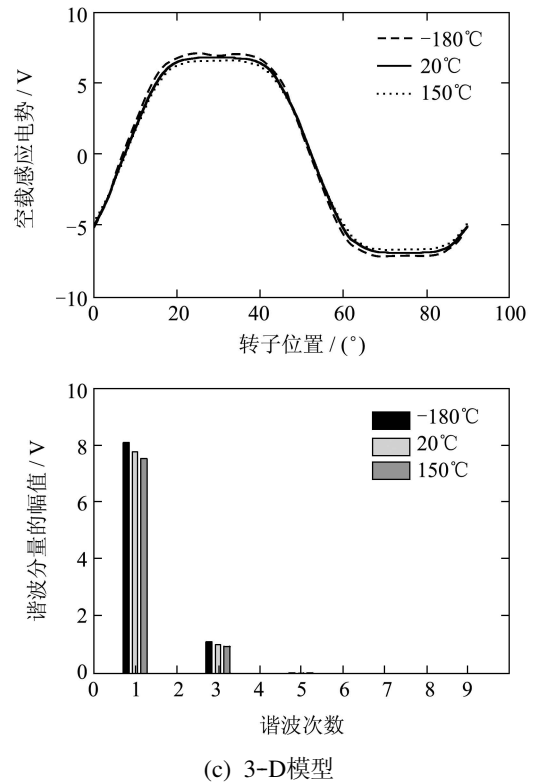
设置仿真方式为速度驱动, 电机保持1000 r/min恒定转速运行, 则直槽样机、多截面模型和3-D模型计算斜槽样机的A相绕组空载感应电势波形及其谐波分析如图8所示. 由图8可知: 随着工作温度的降低, 电势波形的幅值和低次谐波分量的幅值均有所增大; 与低次谐波相比, 无论是否斜槽, 高次谐波分量的幅值都很小; 斜槽后, 电势波形变得平滑, 高次谐波得到有效抑制, 而对低次谐波的削弱并不明显; 多截面模型的计算结果和3-D模型的仿真结果高度吻合.



(a) 直槽电机



(b) 多截面模型分30段



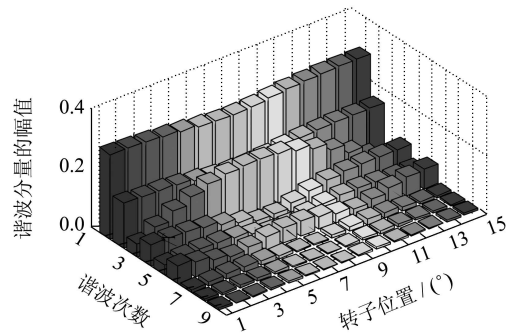
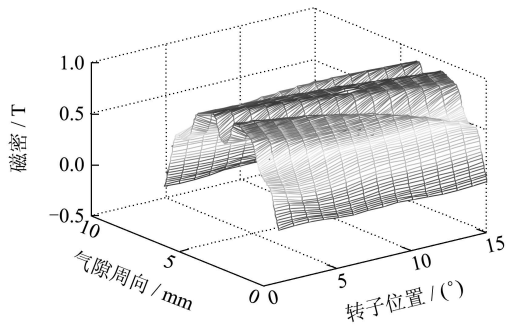
(c) 3-D模型

图8 空载感应电势及其谐波分析

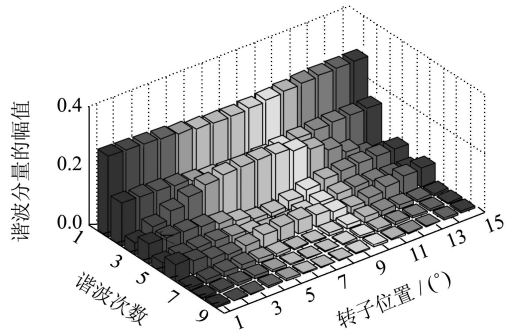
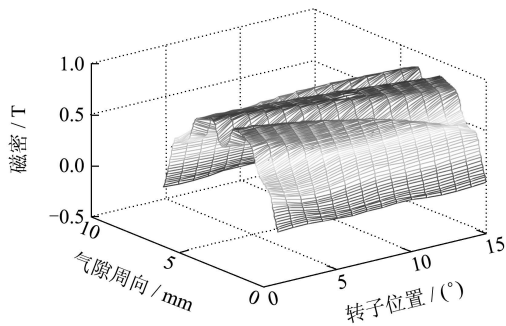
Fig. 8 Waveforms and spectra of no-load back-EMF

绕组中没有电流通过时, 电机磁场仅由永磁体建立, 转子典型位置下, 一个磁极范围内的气隙法向磁密波形及其谐波分析如图9所示. 由图9可知: 随着定转子相对位置的变化, 齿槽效应使得磁密的波形以及各次谐波分量的幅值都发生改变, 但与低次谐波相比, 高次谐波分量的幅值始终很小. 因此, 采用多截面模

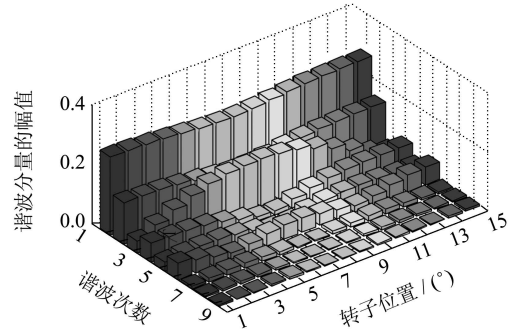
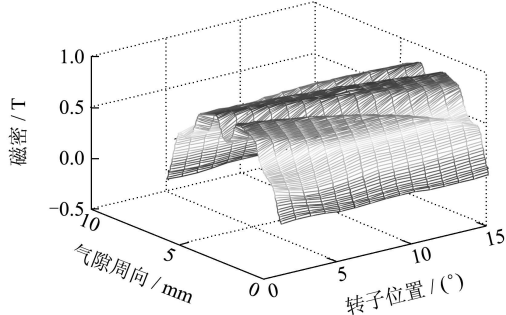
型计算样机的空载感应电势具有极高精度.



(a) -180°C



(b) 20°C



(c) 150°C

图 9 气隙法向磁密波形及其谐波分析(无电枢反应)

Fig. 9 Waveforms and spectra of air-gap normal flux density without armature reaction

4.2 与实测结果的比较(Comparison with experimental results)

制作了4台样机, 样机实物如图10所示. 随机取其中3台在室温下测试. 实测结果和多截面模型的计算结果(分10段)如图11. 由于难以建立摩擦转矩的精确数学描述, 为保证数据的客观可靠, 有限元建模时, 将摩擦系数设置为0. 因此, 图中多截面模型计算的转矩是指电机的电磁转矩, 而实测数据是指电机的输出转矩. 由图11可知: 1) 实测的6条电流-转矩曲线几乎重合, 表明样机一致性较好、加工精度较高、测试数据可靠; 2) 计算曲线和实测曲线簇的斜率接近; 3) 绕组电流为0时, 计算的电磁转矩为0; 4) 由于摩擦转矩等因素的存在, 实测样机输出转矩为0时, 空载电流不为0, 而为一较小值. 由于样机转速较低、摩擦转矩较小, 认为摩擦转矩为常数. 那么, 通过平移计算的电流-电磁转矩曲线, 可以近似得到电流-输出转矩曲线. 绕组电流小于1.2 A时, 采用多截面模型计算的输出转矩与实测结果之间的绝对误差小于0.017 N·m.

绕组中有电流通过时, 电机磁场是永磁体磁场和电枢反应磁场的合成磁场. 绕组电流为1.2 A时, 转子典型位置下, 一个磁极范围内的气隙法向磁密波形及其谐波分析如图12. 由图12可知: 与空载时相比, 电枢反应并没有使磁密波形发生明显变化, 与低次谐波相比, 高次谐波分量的幅值仍然很小. 因此, 采用多截面模型计算样机的电磁转矩仍然具有极高精度.



图 10 样机实物

Fig. 10 Prototype photographs

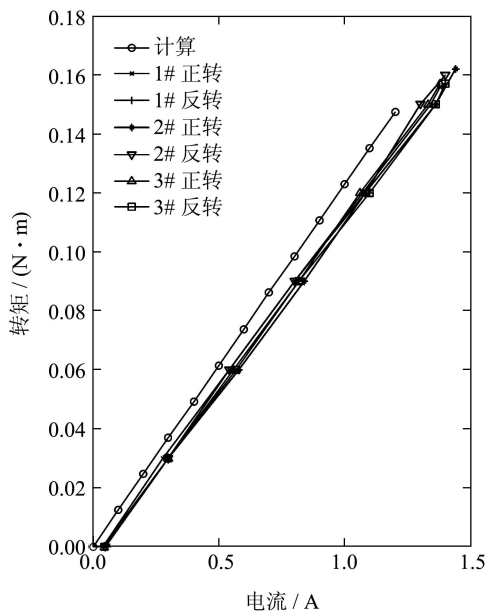
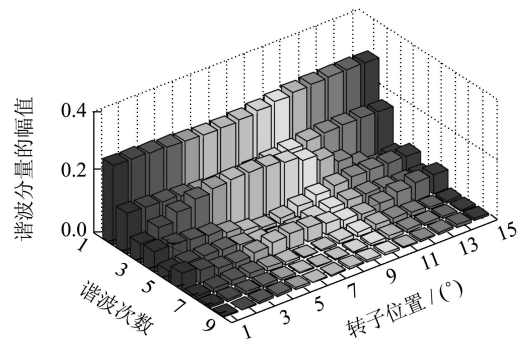
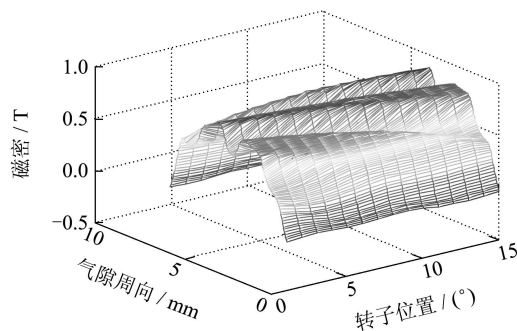


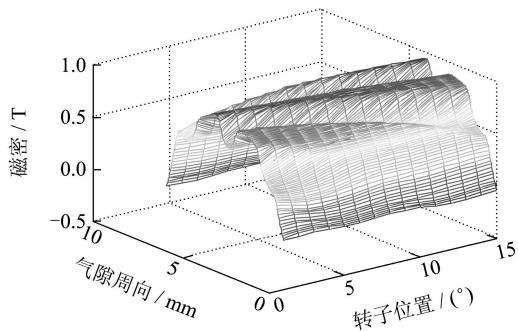
图 11 计算和实测结果比较
Fig. 11 Comparison between computing results and experimental results



(b) 20°C



(c) 150°C



(a) -180°C

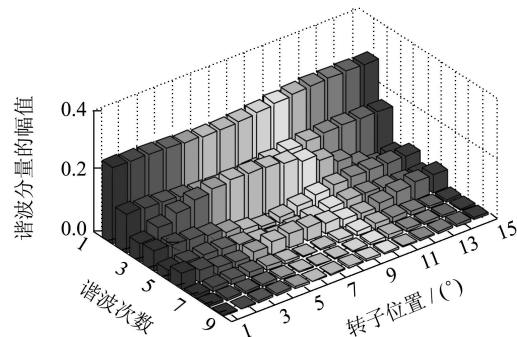
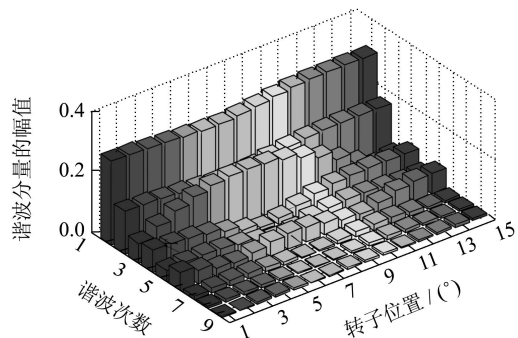


图 12 气隙法向磁密波形及其谐波分析(有电枢反应)
Fig. 12 Waveforms and spectra of air-gap normal flux density with armature reaction

5 结论(Conclusions)

基于多截面模型思路,提出了一种快速准确计算定子斜槽永磁无刷直流电机性能的方法.该方法考虑了绕组分布、磁路饱和、齿槽效应和电枢反应的影响.与3-D有限元方法相比,该方法可以极大地缩短计算时间.该方法计算的齿槽转矩和空载感应电势与3-D模型的仿真结果高度吻合.该方法计算的输出转矩与多台样机的实测结果也很吻合.

参考文献(References):

[1] JIN Y Q, FA W Z. The modeling analysis of microwave emission from stratified media of nonuniform lunar cratered terrain surface for Chinese Chang-E 1 observation [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2010, 7(3): 530 – 534.
[2] KOBAYASHI T, KIM J H, LEE S R, et al. Simultaneous observa-

- tion of lunar radar sounder and laser altimeter of Kaguya for lunar regolith layer thickness estimate [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2010, 7(3): 435 – 439.
- [3] MAZUMDER M K, SRIRAMA P K, SHARMA R, et al. Lunar and Martian dust dynamics [J]. *IEEE Industry Applications Magazine*, 2010, 16(4): 14 – 21.
- [4] WANG X, HORANYI M, ROBERTSON S. Dust transport on a surface in plasma [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2011, 39(11): 2730 – 2731.
- [5] MEMARSADEGHI N, BOS B J. NASA computational case study characterizing moving particles [J]. *Computing in Science & Engineering*, 2011, 13(6): 76 – 78.
- [6] MILIVOJEVIC N, KRISHNAMURTHY M, GURKAYNAK Y, et al. Stability analysis of FPGA-based control of brushless DC motors and generators using digital PWM technique [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(1): 343 – 351.
- [7] CHIU C L, CHEN Y T, LIANG Y L, et al. Optimal driving efficiency design for the single-phase brushless DC fan motor [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, 46(4): 1123 – 1130.
- [8] FAZIL M, RAJAGOPAL K R. Nonlinear dynamic modeling of a single-phase permanent-magnet brushless DC motor using 2-D static finite-element results [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, 47(4): 781 – 786.
- [9] AZAR Z, ZHU Z Q, OMBACH G. Influence of electric loading and magnetic saturation on cogging torque, back-EMF and torque ripple of PM machines [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(10): 2650 – 2658.
- [10] WANG D H, WANG X H, QIAO D W, et al. Reducing cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors by nonuniformly distributed teeth method [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, 47(9): 2231 – 2239.
- [11] WANG D H, WANG X H, YANG Y B, et al. Optimization of magnetic pole shifting to reduce cogging torque in solid-rotor permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, 46(5): 1228 – 1234.
- [12] AZAR Z, ZHU Z Q, OMBACH G. Investigation of torque-speed characteristics and cogging torque of fractional-slot IPM brushless AC machines having alternate slot openings [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(3): 903 – 912.
- [13] 江建中, 傅为农. 斜槽异步电动机的多截面有限元法分析 [J]. 电工技术学报, 1997, 12(5): 11 – 16.
(JIANG Jianzhong, FU Weinong. Multi-slice finite element analysis of skewed induction motors [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1997, 12(5): 11 – 16.)
- [14] 傅为农, 江建中. 斜槽异步电机起动过程的时步法有限元计算 [J]. 电机与控制学报, 1997, 1(3): 171 – 175.
(FU Weinong, JIANG Jianzhong. Computation of starting process of skewed induction motors using time stepping finite element method [J]. *Electric Machines and Control*, 1997, 1(3): 171 – 175.)
- [15] URRESTY J C, RIBA J R, ROMERAL L, et al. A simple 2-D finite-element geometry for analyzing surface-mounted synchronous machines with skewed rotor magnets [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, 46(11): 3948 – 3954.
- [16] KALOKIRIS G D, KEFALAS T D, KLADAS A G, et al. Special air-gap element for 2-D FEM analysis of electrical machines accounting for rotor skew [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, 41(5): 2020 – 2023.
- [17] DORRELL D G, HOLIK P J, RASMUSSEN C B. Analysis and effects of inter-bar current and skew on a long skewed-rotor induction motor for pump applications [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007, 43(6): 2534 – 2536.
- [18] DORRELL D G, HOLIK P J, LOMBARD P, et al. A multisliced finite-element model for induction machines incorporating interbar current [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, 45(1): 131 – 141.
- [19] 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 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(11): 135 – 140.
(LIANG Wenyi, LU Tianxiong, ZHANG Xiang. Skew effect simulation based on multi-slices model [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(11): 135 – 140.)
- [20] 诸嘉慧, 邱阿瑞, 陶果. 转子偏心及定子斜槽凸极同步发电机支路感应电动势的数值计算 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 2008, 48(4): 453 – 456.
(ZHU Jiahui, QIU Arui, TAO Guo. Numerical calculation of the branch voltage of a salient pole synchronous generator with eccentric rotor and skewed slots [J]. *Journal of Tsinghua University (Science & Technology)*, 2008, 48(4): 453 – 456.)
- [21] 赵海森, 刘晓芳, 罗应立, 等. 转子斜槽及不同槽斜度对鼠笼式异步电机损耗影响的时步有限元分析 [J]. 中国科学E辑: 技术科学, 2011, 41(10): 1380 – 1387.
(ZHAO Haisen, LIU Xiaofang, LUO Yingli, et al. Time-stepping finite element analysis on the influence of skewed rotors and different skew angles on the losses of squirrel cage asynchronous motors [J]. *Science China (Technological Science)*, 2011, 54(9): 2511 – 2519.)

作者简介:

王立 (1982-), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁电机的有限元分析及性能计算, E-mail: wanglidog@sina.com;

刘景林 (1964-), 男, 博士生导师, 教授, 研究方向为永磁电机设计, E-mail: 390834036@qq.com;

吴喜桥 (1982-), 女, 工程师, 研究方向为永磁电机控制器设计, E-mail: wangli0822@mail.nwpu.edu.cn.