

改进新型齿结构对磁通切换永磁电机 转矩指标的影响

李俊卿, 郭晋才, 李秋佳, 石天宇

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071003)

摘要: 基于 12 槽/10 极磁通切换永磁电机(FSPMM)提出了定子切边齿、转子 U 型槽齿、转子凸缘齿 3 种新型齿形,以有效减小 FSPMM 电机的齿槽转矩和转矩波动。通过 2-D 有限元法从平均转矩、齿槽转矩、转矩波动等方面对不同新型齿形的 FSPMM 的性能进行了全面的分析和评估。结果验证了所提出的 3 种新型齿形状,特别是转子 U 型槽齿和凸缘齿可以减小齿槽转矩和转矩波动,平均转矩只有轻微的减小。

关键词: 磁通切换永磁电机; 齿槽转矩; 转矩波动; 切边齿

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)08-0080-06

Effect of Novel Tooth Structures on Torque Indexes of Flux Switching Permanent Magnet Motor

LI Junqing, GUO Jincai, LI Qiuja, SHI Tianyu

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University,
Baoding 071003, China)

Abstract: Trimming teeth, U-shaped teeth and flange teeth based on 12-slot/10-pole flux switching permanent magnet motor (FSPMM) was proposed to reduce effectively cogging torque and torque ripple. The 2-D finite element method analyzed and evaluated torque characteristics of different novel teeth from average electromagnetic torque, cogging torque, torque ripple. The results verify that the proposed three novel tooth shapes, especially rotor with U-shaped teeth and rotor with flange teeth, could effectively reduce cogging torque and torque ripple at only slight reduce in the average electromagnetic torque.

Key words: flux switching permanent magnet motor (FSPMM); cogging torque; torque ripple; trimming teeth

0 引言

磁通切换永磁电机(Flux Switching Permanent Magnet Motor, FSPMM)以其转子结构简单、输出转矩和功率密度高、适合交流无刷运行等特点得到很快的发展,并在电动汽车、航天航空、飞轮储能等高精尖领域受到了专家和学者的广泛关注^[1]。FSPMM 采用定子永磁式结构,将交替充磁的永磁体安装在定子铁心上,定子电枢绕组采用

集中绕组连接,转子为凸极齿结构。与转子永磁型电机相比既可以避免转子侧由于散热困难导致的永磁体发生不可逆退磁,又可以避免因离心力过大转子永磁体安装不佳易被甩出的情况。

但是由于 FSPMM 定转子齿的双凸极结构、较高的气隙磁密和定转子轴线重合时磁路较严重的局部饱和,使得 FSPMM 产生较大的齿槽转矩,电机产生转矩波动,继而产生振动和噪声等问题^[2-4]。因此高校及很多专家学者致力于电机本

作者简介: 李俊卿(1967—),女,博士,教授,研究方向为交流电机及其系统分析,电气设备在线监测与故障诊断。

郭晋才(1991—),男,硕士研究生,研究方向为新型永磁电机设计与优化。

李秋佳(1994—),女,硕士研究生,研究方向为交流电机及其系统分析,电气设备在线监测与故障诊断。

体结构来减小 FSPMM 的齿槽转矩。文献[5-6]中对内置式永磁同步电机的齿槽转矩进行了研究。文献[7]综合了转子齿尖开槽、转子极倒角、转子不等齿、转子斜极对 FSPMM 齿槽转矩和反电动势性能的影响,但并未涉及对输出转矩和转矩波动的影响。文献[8]研究了定子弧宽和转子位置对齿槽转矩的影响,建立了关于 2 个自变量的曲面图。此外,提出了转子分段斜极并具体研究了在不同参数下输出转矩和转矩波动随相角的变化趋势。文献[9]着重研究了具有不同转子极个数的 2 个 FSPMM 分别在 2-D、3-D 场中转子分段斜极的个数对电磁特性的影响。文献[10]提出了转子分段斜极和转子倒角相结合的方法来削弱齿槽转矩。文献[11]研究了定转子齿尖分别开槽来削弱齿槽转矩,且对其开槽具体位置和尺寸进行了深入研究。文献[12]提出了新型转子齿方法削弱电机的齿槽转矩。通过分析,许多基于电机本体结构的方法都可以在一定程度上的弱齿槽转矩,但仍不乏一些新的方法致力于改善 FSPMM 的转矩指标。

本文首先建立了 FSPMM 初始化模型,并分析了电机的 3 种转矩指标。为了削弱电机的齿槽转矩从而获得更好的转矩指标,本文提出了定子切边齿、转子 U 型槽齿、转子凸缘齿 3 种改进新型齿结构。通过有限元仿真确定了 3 种结构的最优尺寸,验证了削弱齿槽转矩的有效性。最后用图示的方式对比分析了改进定转子齿对 FSPMM 转矩指标的影响。

1 电机结构与初始化设计

三相 12/10 极 FSPMM 结构图如图 1 所示,电机定子由 12 个分块组成,每个分块包括一个 U 型铁心和一块切向交替充磁的永磁体,永磁体夹在两个 U 型块中间。定子采用集中绕组,使绕组端部缩短,导线的用量和铜耗减小,绕组每 4 个线

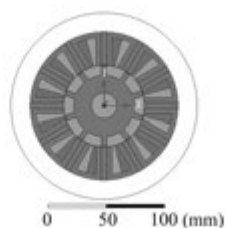


图 1 三相 12/10 极 FSPMM 结构

磁通切换电机功率方程为

$$P = \frac{\sqrt{2}\pi^3}{120} \frac{p_r}{p_s} k_d A_s B_{gmax} D_{si}^2 l_a n c_s \eta \quad (1)$$

式中: p_s 、 p_r ——定、转子极数;

k_d ——漏磁系数;

A_s ——线负荷;

B_{gmax} ——电磁负荷;

D_{si} ——定子内径;

l_a ——有效轴长;

n ——转速;

c_s ——定子极弧系数;

η ——电机效率。

由式(1)可得电机的主要参数初值,进而计算得到 FSPMM 的各参数初值。根据电机各参数初值,为了方便对电机进行结构优化,将电机参数化建模。电机结构参数初始值如表 1 所示。

表 1 电机结构参数初始值

电机参数	初始值	电机参数	初始值
额定功率 P/kW	2	定子内外径比 k_{sio}	0.55
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 500	转子齿高 h_r/mm	8.7
定子极数 p_s	12	转子齿弧 $\beta_r/(\circ)$	7.5
转子极数 p_r	10	每相绕组匝数 N_{ph}	280
定子外径 d_{so}/mm	128	气隙长度 g/mm	0.35
定子齿高 h_s/mm	24.2	有效轴长 l_a/mm	75
定子齿弧 $\beta_s/(\circ)$	7.5	永磁体厚度 $h_m/(\circ)$	7.5

2 转矩指标分析

2.1 平均转矩分析

当电机通入三相交变电流,在保证三相电枢电流幅值、频率、相位都不变的条件下,可得到稳态时平均转矩 T_{avg} 为

$$T_{avg} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{e_{ma}i_a + e_{mb}i_b + e_{mc}i_c}{\omega_r} + \frac{1}{2} \frac{(d\Psi_a/dt)i_a + (d\Psi_b/dt)i_b + (d\Psi_c/dt)i_c}{\omega_r} = T_{pm} + T_r \quad (2)$$

式中: P_{em} ——电机的电磁功率;

ω_r ——电机机械角频率;

e_{ma} 、 e_{mb} 、 e_{mc} ——电机三相空载反电动势;

T_{pm} ——永磁磁链与电枢电流作用产生的永磁转矩;

T_r ——电机电感变化产生的磁阻转矩。

2.2 齿槽转矩分析

齿槽转矩是永磁电机独有的一个参数,是在绕组不通电的情况下永磁体和转子凸极之间相互作用力的切向分量所导致的。齿槽转矩的表达式为

$$T_{\text{cog}} = - \left. \frac{\partial W_{\text{fi}}}{\partial \alpha} \right|_{i_{\alpha}=0} \quad (3)$$

式中: W_{fi} ——电机内的磁共能。

齿槽转矩是关于转子位置的函数,在一个周期内的平均值为零,对实际输出的平均转矩并无影响,仅会引起转矩波动产生噪声和不正常的振动。

2.3 转矩波动分析

转矩脉动系数 T_{rip} 是评价电机有效输出转矩脉动程度的量,即

$$T_{\text{rip}} = \frac{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}}{2T_{\text{avg}}} \times 100\% \quad (4)$$

式中: T_{max} 、 T_{min} ——稳态时最大和最小瞬时转矩值。

3 电机结构的优化设计

3.1 定子切边齿结构的优化设计

当电机的定、转子凸极逐渐进入重合区域时,气隙长度发生急剧变化,气隙的迅速改变导致气隙磁场储能发生急剧变化,随之,电机的平均转矩会有所下降。所以每个电周期定转子齿从重合到分开的过程伴随着气隙磁场能量的变化。定子切边齿结构可以使定转子间气隙的变化趋于缓慢,形成气隙变化的过渡区。定子切边齿由原定子齿尖两边分别切去 2 个不规则扇形而成。形成定子切边齿结构需要的变量如图 2 所示,依次为不规则扇形的圆心角 θ 和径向边高度 h 。

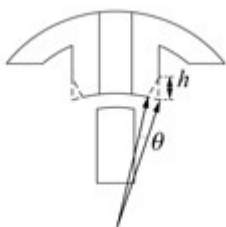


图2 定子切边齿单元模型

首先分析不规则扇形的圆心角 θ 对电机转矩指标的影响。当不规则扇形的径向边高度 $h = 0.4 \text{ mm}$ 时, θ 以 0.1° 为步长,从 $0.3 \sim 1.0^\circ$ 变化。

图 3 给出了电机的转矩指标随 θ 的变化趋势。随着 θ 的增大,电机的平均转矩 T_{avg} 逐渐减小,齿槽转矩 T_{cog} 和转矩波动 T_{rip} 先减小后增大,且都在 $\theta = 0.7^\circ$ 取到最小值。

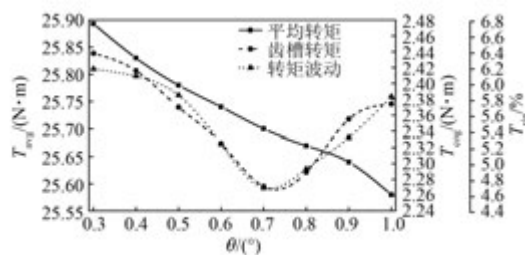


图3 电机的转矩指标随 θ 的变化趋势

当 $\theta = 0.7^\circ$ 时,不规则扇形的径向边高度 h 以 0.2 mm 为步长,从 $0.2 \sim 1.2 \text{ mm}$ 变化。电机的转矩指标随 h 的变化趋势如图 4 所示。随着 h 的增大,电机的平均转矩 T_{avg} 逐渐减小,可看出 h 对平均转矩的影响较 θ 要大。齿槽转矩 T_{cog} 和转矩波动 T_{rip} 均先减小后增大,变化趋势基本一致,也符合转矩指标定义的描述,且都在 $h = 0.6 \text{ mm}$ 取到最小值。

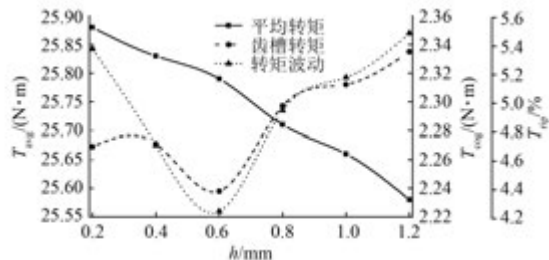


图4 电机的转矩指标随 h 的变化趋势

最终选择切边齿的参数为 $\theta = 0.7^\circ$, $h = 0.6 \text{ mm}$ 。与原始设计方案相比,平均转矩由 $25.95 \text{ N} \cdot \text{m}$ 减小为 $25.79 \text{ N} \cdot \text{m}$,减小幅度为 0.617% 。齿槽转矩和转矩波动依次由 $2.703 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 6.67% 减小为 $2.238 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 4.25% ,减小幅度依次为 17.2% 和 36.28% 。

3.2 转子U型槽齿结构的优化设计

定转子齿间的聚磁效应在转子转动过程中会形成比较大的齿槽转矩,而提出的转子U型槽齿可以很好地减弱边缘磁链,进一步减小电机的齿槽转矩。形成转子U型槽齿结构需要的变量如图 5 所示,依次为U型槽上边缘点距同侧转子齿尖的高度 H_1 、槽的深度 M 及槽的宽度 H_2 。

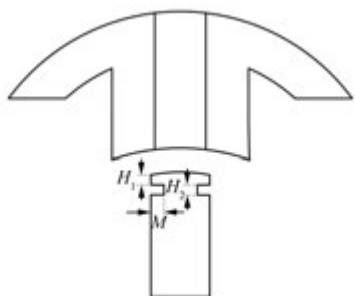
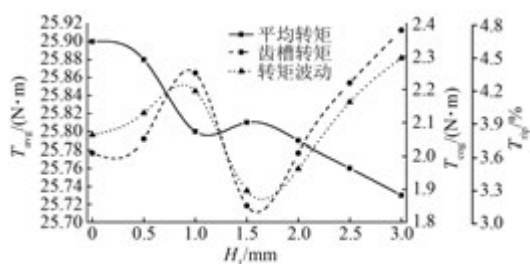


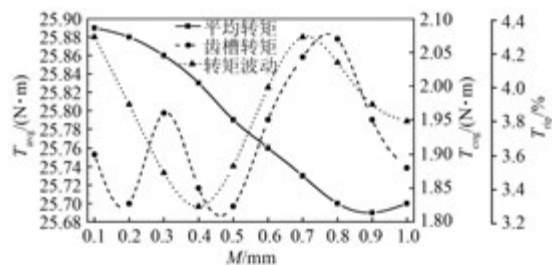
图5 转子U型槽齿单元模型

首先分析变量 H_1 对电机转矩指标的影响。在变量 $M=0.6$ mm 和变量 $H_2=0.3$ mm 时, H_1 以 0.5 mm 为步长, 在 0~3 mm 之间变化。电机的转矩指标随 H_1 的变化趋势如图 6 所示。随着 H_1 的增大, 电机的平均转矩 T_{avg} 基本呈逐渐减小趋势, 齿槽转矩 T_{cog} 和转矩波动 T_{rip} 呈现先增加再减小再又增加的趋势。由图 6 可知, 应选择 $H_1=1.5$ mm, 此时齿槽转矩与转矩波动都最小, 并且平均转矩减小幅值不大。

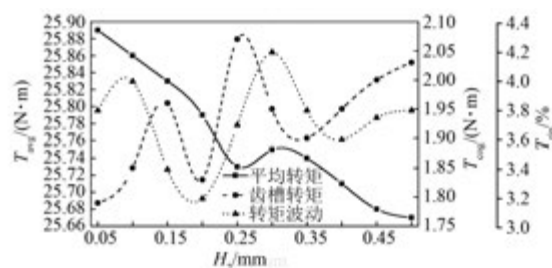
图6 电机的转矩指标随 H_1 的变化趋势

当 $H_1=1.5$ mm 且 $H_2=0.3$ mm 时, U 型槽的深度 M 以 0.1 mm 为步长, 从 0.1~1.0 mm 变化。电机的转矩指标随 M 的变化趋势如图 7 所示。随着 M 的增大, 电机的平均转矩 T_{avg} 基本呈现减小的趋势, 区别在于减小的快慢程度不同, 齿槽转矩 T_{cog} 和转矩波动 T_{rip} 总体变化趋势一致。由图 7 可知应选择 $M=0.4$ mm, 此时电机的转矩指标都较好。

当 $H_1=1.5$ mm 且 $M=0.4$ mm 时, U 型槽的槽口宽度 H_2 以 0.05 mm 为步长, 从 0.05~0.50 mm 变化。电机的转矩指标随 H_2 的变化趋势如图 8 所示。随着 H_2 的增大, 电机的平均转矩 T_{avg} 基本呈现减小的趋势。 H_2 的划分更细致且齿槽转矩 T_{cog} 和转矩波动 T_{rip} 变化趋势相对较复杂, 说明了

图7 电机的转矩指标随 M 的变化趋势

槽口宽度对电机转矩性能指标的影响更明显。由图 8 可知应选择 $H_2=0.2$ mm, 此时电机的转矩性能指标也较好。

图8 电机的转矩指标随 H_2 的变化趋势

最终选择 U 型槽齿结构的参数为 $H_1=1.5$ mm, $M=0.4$ mm, $H_2=0.2$ mm。与原始设计方案相比, 平均转矩减小了 0.616%, 齿槽转矩和转矩波动减小幅度依次为 32.29% 和 52.02%。

3.3 转子凸缘齿结构的优化设计

气隙的等效磁阻是关于转子位置的函数, 与定转子齿重叠情况相比, 在定转子齿没有重叠时磁通将通过较高磁阻的路径。提出的转子凸缘齿可以使磁通的这种变化更平缓, 并因此减小齿槽转矩。图 9 给出了形成转子凸缘齿结构需要的变量, 分别是凸缘弧宽度 ψ 和径向边高度 l 。

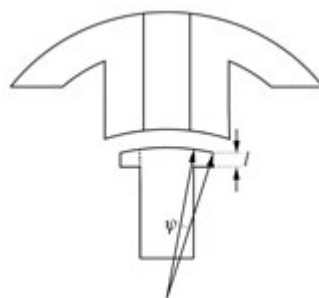


图9 转子凸缘齿单元模型

首先分析凸缘弧角度 ψ 对电机转矩指标的

影响。在变量 $l=0.5\text{ mm}$ 时, ψ 以 0.5° 为步长, 从 $1^\circ \sim 5^\circ$ 变化。电机的转矩指标随 ψ 的变化趋势如图 10 所示。随着 ψ 的增大, 电机的平均转矩 T_{avg} 总体呈减小趋势, 齿槽转矩 T_{cog} 和转矩波动 T_{rip} 呈先减小再增加再减小的趋势。由图 10 可知, 应选择 $\psi=1.5^\circ$, 此时齿槽转矩与转矩波动都较小, 并且平均转矩减小也很小。

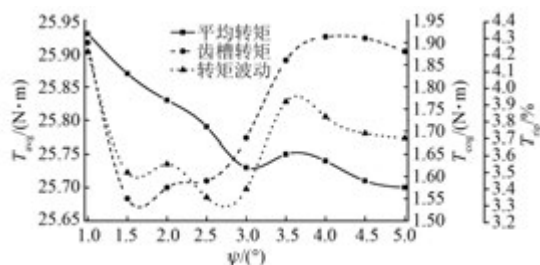


图 10 电机的转矩指标随 ψ 的变化趋势

其次当凸缘弧宽度 $\psi=1.5^\circ$ 时, 凸缘弧径向边高度 l 以 0.1 mm 为步长, 从 $0.1 \sim 1.0\text{ mm}$ 变化。电机的转矩指标随 l 的变化趋势如图 11 所示。随着 l 的增大, 电机的平均转矩 T_{avg} 呈现减小的趋势, 齿槽转矩 T_{cog} 初始是增加的, 但由于电磁转矩和转矩波动在 $l=0.2\text{ mm}$ 时性能指标都很好, 所以应选择 $l=0.2\text{ mm}$ 。

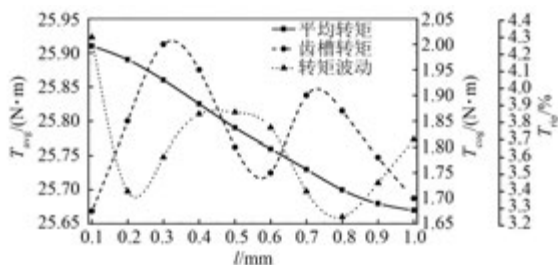


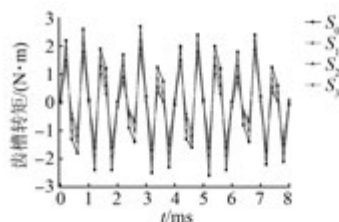
图 11 电机的转矩指标随 l 的变化趋势

因此最终选择凸缘齿结构的参数为 $\psi=1.5^\circ$, $l=0.2\text{ mm}$ 。与原始设计方案相比, 平均转矩减小了 0.231% , 齿槽转矩和转矩波动减小分别为 31.56% 和 49.03% 。

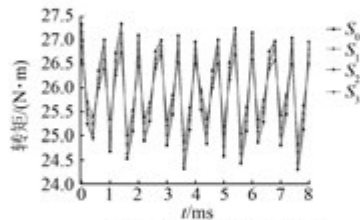
4 不同改进结构的综合对比

将原始电机结构与改进优化后的新型结构的转矩指标对比分析, 依次用 $S_0 \sim S_3$ 表示, 图 12 给出了 $S_0 \sim S_3$ 结构对电机转矩指标的影响。

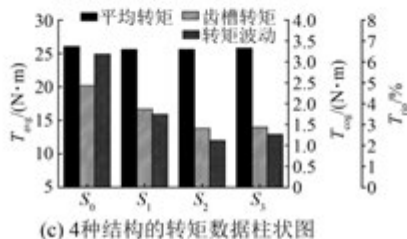
由图 12(a) 和图 12(c) 可知, 与 S_0 原始方案



(a) 4种结构的齿槽转矩曲线



(b) 4种结构的平均转矩曲线



(c) 4种结构的转矩数据柱状图

图 12 4 种结构的转矩指标

对比, 切边齿、U 型槽齿、凸缘齿结构减小齿槽转矩的幅度分别为 17.20% 、 32.29% 、 31.56% , U 型槽齿转子 S_2 和凸缘齿转子 S_3 对齿槽转矩的削弱幅度基本一致。

由图 12(b) 和图 12(c) 可知, S_1 、 S_2 、 S_3 结构减小转矩波动的幅度依次为 36.28% 、 52.02% 、 49.03% , S_2 结构削弱转矩波动的效果最佳。尽管改进新型齿结构均会削弱平均转矩, 但是减小幅度微乎其微, 依次为 0.617% 、 0.616% 、 0.231% , S_3 结构的平均转矩减小最小。

5 结 语

本文在对 FSPMM 初始化设计和转矩性能指标分析的基础上, 针对 FSPMM 本体的齿槽转矩较大这一情况, 提出并研究了定子切边齿、转子 U 型槽齿、转子凸缘齿 3 种改进新型转子对电机转矩指标的影响。通过有限元仿真验证了这 3 种新型齿结构均可以有效降低 FSPMM 的齿槽转矩和转矩波动, 且平均转矩减小几乎可以忽略不计。综合转矩指标而言, 凸缘齿结构改善转矩性能指标的效果最佳, 使得齿槽转矩和转矩波动的减小幅度依次为 31.56% 和 49.03% , 而平均转矩仅减

小了 0.231%。

【参考文献】

- [1] 程明,张淦,花为.定子永磁型无刷电机系统及其关键技术综述[J].中国电机工程学报,2014,34(29):5204-5220.
- [2] HAO L, LIN M Y, XU D, et al. Cogging torque reduction of axial field flux-switching permanent magnet machine by adding magnetic bridge in stator tooth [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2014, 24(3): 1-5.
- [3] ISHAK D. Design improvement and performance analysis of 12Slot-10Pole permanent magnet flux switching machine with field excitation coils[C] // Power Engineering and Optimization Conference, 2011: 202-207.
- [4] SULAIMAN E, KOSAKA T. Design improvement and performance analysis of 12s-10p permanent magnet flux switching machine with field excitation coil[J]. Journal of Electrical Systems, 2012, 8(4): 425-432.
- [5] 王晨,曹光华,陈栋.一种削弱内置式永磁电动机齿槽转矩的新方法[J].微特电机,2015,43(1): 9-12.
- [6] 崔薇佳,黄文新,邱鑫.基于 Ansoft 的内置式永磁电机齿槽转矩优化研究[J].电机与控制应用,2014,41(7): 27-31.
- [7] JIN M J, WANG Y, SHEN J X, et al. Cogging torque suppression in a permanent magnet flux-switching integrated-starter-generator[J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(8): 647-656.
- [8] FEI W Z, LUK P C K, SHEN J X, et al. Permanent magnet flux-switching integrated starter generator with different rotor configurations for cogging torque and torque ripple mitigations [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2011, 47(3): 1247-1256.
- [9] FEI W, LUK P C K, SHEN J X. Torque analysis of permanent magnet flux switching machines with rotor step skewing[J]. IEEE Trans Magn, 2012, 48(10): 2664-2673.
- [10] 李健,王爱元.磁通切换永磁电动机的齿槽转矩削弱研究[J].上海电机学院学报,2015,18(2): 82-88.
- [11] WANG D H, WANG X H, SANG Y J. Reduction on cogging torque in flux-switching permanent magnet machine by teeth notching schemes [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 4228-4231.
- [12] ZHAO J, YAN Y S, LI B, et al. Influence of different rotor teeth shapes on performances of flux switching permanent magnet machine used for electric vehicles[J]. Energies, 2014, 7(12): 8056-8075.
- 收稿日期: 2018-02-06
-
- (上接第 23 页)
- [3] ZHAO Y, HUANG W X, YANG J F, et al. A PMSM rotor position estimation with low-cost Hall-effect sensors using improved PLL [C] // 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Busan, 2016: 804-807.
- [4] 王高林,杨荣峰,于泳,等.内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2010,30(30): 93-98.
- [5] 栾捷,陈阳生.基于低分辨率位置传感器的电动汽车用轮毂电机的控制[J].机电工程,2013,30(5): 524-529.
- [6] ZHANG X, ZHANG W. An improved rotor position estimation in PMSM with low-resolution hall-effect sensors[C] // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems, Hangzhou, 2014: 2722-2727.
- [7] KREINDLER L, IACOB I, CASARU G, et al. PMSM drive using digital hall position sensors for light EV applications [C] // 2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, Bucharest, 2015: 199-204.
- [8] YOO A, SUL S K, LEE D C, et al. Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low-resolution position sensors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2897-2906.
- [9] VANSOMPEL H, DE B F, MELKEBEEK J. Improving the rotor position estimation in permanent-magnet synchronous machines with a low-resolution position sensor [C] // The XIX International Conference on Electrical Machines, 2010: 1-6.
- 收稿日期: 2017-12-04