# 偏心分块转子电机转矩脉动 抑制研究

## 张郁博<sup>1,2</sup>,刘旭<sup>1,2</sup>,曹阳<sup>1,2</sup>

(1.河北工业大学省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室,天津 300130;2.河北工业大学河北省电磁场与电器可靠性重点实验室,天津 300130)

摘要:提出一种基于偏心极弧的分块转子结构混合励磁分块转子开关磁链(HESRFSPM)电机。通过比较气隙面积不变条件下的气隙磁密空间谐波幅值,偏心极弧的分块转子结构可以减少2次、4次、10次径向气隙磁密空间谐波幅值。因此,在平均输出转矩不变的条件下,该结构可抑制HESRFSPM电机转矩脉动,降低齿槽转矩。分析了偏心距对HESRFSPM电机齿槽转矩、反电动势谐波以及谐波转矩的影响,得到抑制转矩脉动效果最佳的偏心转子极弧结构,并制作了样机。最后,通过样机实验验证表明,在平均输出转矩不变的条件下,基于偏心极弧的HESRFSPM电机转矩脉动在弱磁、永磁和增磁运行状态下分别降低了5.14%, 2.89%,1.42%。

关键词:开关磁链电机;偏心极弧;转矩脉动 中图分类号:TM351 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22878

#### Research on Torque Ripple Suppression of Eccentric Segmental Rotor Machine

ZHANG Yubo<sup>1,2</sup>, LIU Xu<sup>1,2</sup>, CAO Yang<sup>1,2</sup>

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** The hybrid excited segmental rotor flux switching permanent magnet(HESRFSPM) machine based on eccentric pole was proposed. Under the condition of constant air gap area, the segmental rotor structure based on eccentric pole can reduce 2, 4, 10 radial air gap flux density space harmonic amplitudes by comparing air gap flux density space harmonic amplitudes. Hence, the structure can suppress torque ripple of HESRFSPM machine and reduce cogging torque under the premise of keeping the average output torque unchanged. The cogging torque, harmonics of back EMF and harmonic torque of HESRFSPM machine with different eccentric distances were compared, and the eccentric rotor pole structure which can mostly suppress torque ripple was obtained. The prototype machine was also manufactured. Finally, the experimental results indicate that under the premise of keeping the average output torque unchanged, the torque ripple of HESRFSPM machine based on eccentric pole can be reduced by 5.14%, 2.89% and 1.42% respectively at the flux weakened state, permanent magnet state and flux enhanced state.

Key words: flux switching machine; eccentric pole; torque ripple

开关磁链电机以结构简单坚固、转矩密度 高、易冷却等优点引起研究人员广泛关注,新型 电机结构不断被提出<sup>11-41</sup>。分块转子开关磁链电 机是其中一类特殊的结构,该结构既具有传统开 关磁链电机的优点,同时其铁心材料利用率高、 容错能力强<sup>[5]</sup>,在电动汽车驱动、风力发电等领域 展现了良好的应用潜力<sup>[6]</sup>。

文献[7]提出了三相电励磁分块转子开关磁

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51507045)

作者简介:张郁博(1996—),男,硕士,Email:16622810916@163.com 通讯作者:刘旭(1984—),男,博士,教授,Email:liuxu@hebut.edu.cn

链电机,绕组位于定子侧,转子选用分块结构嵌 在非导磁材料中,通过电枢电流和励磁电流相 互配合,实现电机宽范围调速。为了减少励磁 绕组损耗、提高电机转矩密度,文献[8]利用永磁 体代替励磁绕组,提出了永磁式分块转子开关 磁链电机,与传统永磁电机相比,永磁体用量减 少,成本降低。然而采用永磁体励磁方式,无法 调节气隙磁场,混合励磁分块转子开关磁链 (hybrid excited segmental rotor flux switching permanent magnet, HESRFSPM) 电机由此被提出<sup>[9-11]</sup>, 该电机容错能力强、气隙磁场易于调节,但由于 双凸极结构和较高的气隙磁密,电机转矩脉动 较大。文献[12]采用在分块转子表面开辅助槽 的方法对齿槽转矩和转矩脉动进行抑制,该方 法虽然抑制了转矩脉动,但也牺牲了电机一定 的转矩输出能力。

本文提出一种基于偏心极弧的分块转子结构,在保持气隙宽度不变情况下,通过改变偏心 距降低HESRFSPM电机齿槽转矩,得到抑制转矩脉动效果最佳的偏心极弧结构。

### 1 HESRFSPM 电机结构

#### 1.1 HESRFSPM 电机结构

HESRFSPM电机结构如图1所示,定子齿包 括电枢齿和励磁齿,电枢绕组绕于电枢齿上,径 向相对的两根线圈A<sub>1</sub>和A<sub>2</sub>串联组成A相,B<sub>1</sub>和B<sub>2</sub> 组成B相,C<sub>1</sub>和C<sub>2</sub>组成C相,共同构成三相绕组。 F<sub>1</sub>~F<sub>6</sub>为励磁绕组,且满足相邻励磁绕组电流方向 相反,6组励磁绕组串联连接,用于调节电机气隙 磁场。永磁体位于励磁齿顶,且相邻的永磁体磁 化方向相反,为了提高电机调磁能力,在永磁体 两侧设计导磁桥。转子由7个呈扇形结构的分块 转子和不导磁的转子套两部分组成。组装转子 时,将7个分块转子依次嵌入不导磁转子套槽中。 电机的初始设计参数如表1所示。



Fig.1 Structure of HESRFSPM machine

表1 HESRFSPM 电机设计参数

Tab.1	Design	parameters	of	HESRFSPM	machin
1 (1).1	DODIE	parameters	or	IIIDI(I DI M	macmin

参数	数值	参数	数值
定子外径 $D_{so}$	90 mm	永磁体高度 h <sub>pm</sub>	2.5 mm
转子外径 $D_{ro}$	49 mm	转子极弧 $\theta_r$	42°
轴向长度La	25 mm	转子高度 h <sub>r</sub>	8 mm
气隙宽度 $g_0$	0.5 mm	导磁桥弧度 $\theta_i$	1.5°
定子齿宽 $w_s$	5.2 mm	每相匝数	72
定子轭宽w <sub>y</sub>	4 mm	励磁绕组匝数	216
永磁体弧度 $\theta_{pm}$	$20^{\circ}$	额定转速	400 r/min

#### 1.2 偏心转子极弧结构

图 2 为偏心转子极弧结构,其中实线转子极 弧是以电机中心 O<sub>1</sub>为圆心, R<sub>1</sub>为半径的圆弧,虚 线转子极弧也是圆弧但其圆心 O<sub>2</sub>与电机中心偏 移距离 d,将 d称为偏心距。





为了便于比较不同偏心转子极弧对电机转 矩脉动的影响,定义一个转子极距内电机平均气 隙宽度g:

$$g = \frac{S_{g}}{S_{0}}g_{0} \tag{1}$$

式中:*S<sub>g</sub>*为转子偏心极弧对应的气隙面积;*S<sub>0</sub>*,*g<sub>0</sub> 分别为转子极弧未偏心时对应的气隙面积和气 隙宽度。* 

电机定子侧尺寸确定的情况下,偏心距d的 变化范围为0~3 mm。由图3可得,偏心分块转子 会导致一个转子极距内气隙宽度不均匀,平均气 隙宽度减少。为保证一个转子极距内平均气隙 宽度相等,将偏心分块转子整体向电机中心平移k, 即沿y轴向下平移k。

不同偏心分块转子结构下移距离 k 与平均气 隙宽度的关系如图 4 所示,随着转子下移距离在 0~0.2 mm 内递增,不同偏心转子结构电机的平均 气隙宽度在 0.38~0.66 mm 内递增,图中虚线为平 均气隙宽度 0.5 mm。不同分块转子结构对应的 偏心距与平均气隙如表 2 所示。



分块转子结构	Ι	I	Ш	IV
d/mm	0.0	1.0	2.0	3.0
g/mm	0.5	0.5	0.5	0.5

# 2 齿槽转矩

齿槽转矩是电枢绕组不通电流时,永磁体产 生的磁场与铁心齿槽相互作用产生的一类转矩。 当转子旋转时,储存在气隙中的磁场能量随之变 化,根据能量法,齿槽转矩表达式为<sup>[13]</sup>

$$T_{\text{cog}} = \frac{\pi L_{a} N_{\text{LCM}}}{4\mu_{0}} \left[ \left(\frac{D_{\text{si}}}{2}\right)^{2} - \left(\frac{D_{\text{ro}}}{2}\right)^{2} \right] \times \\ \sum_{n=1}^{\infty} n P_{n} B_{n} \sin(n N_{\text{LCM}} \theta)$$
(2)

式中: $D_{si}$ 为定子内径; $D_{ro}$ 为转子外径; $N_{LCM}$ 为 定、转子极数的最小公倍数; $\mu_0$ 为空气磁导率;  $P_n, B_n$ 分别为气隙磁导和气隙磁通密度的傅里 叶分解系数; $L_a$ 为电机轴向长度; $\theta$ 为位置机械 角度。

为了便于分析,做出以下假设:忽略铁心材 料磁饱和;忽略漏磁现象;磁场仅在径向方向变 化。永磁体产生的磁动势可表示为<sup>[14]</sup>

$$F_{\rm pm}(\theta) = \sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty} F_{\rm pmn} \sin(np_{\rm m}\theta)$$
(3)

式中:F<sub>pm</sub>为永磁磁动势n次谐波幅值;p<sub>m</sub>为永磁体极对数。

气隙磁导模型如图5所示,随着转子的旋转 气隙磁导产生相应变化,虚线为平均气隙宽度 下,偏心分块转子的气隙磁导模型可等效为

$$P(\theta,t) = P_0 + \sum_{m=1}^{\infty} P_m \cos\left[mN_r(\theta - \omega t)\right] \quad (4)$$

其中

$$\begin{split} P_{m} &= \frac{2P_{r}}{m\pi} \sin(\frac{mN_{r}\theta_{r}}{2} + mN_{r}Z_{1}) - \frac{2P_{r1}}{m\pi} \sin(\frac{mN_{r}\theta_{r1}}{2}) \\ \textbf{式中} : P_{0} 为气隙磁导的平均值; P_{r}, P_{r1}分别为转子 \\ 极和转子槽单位面积内的气隙磁导; \theta_{r}, \theta_{r1}分别为 \\ 转子极和转子槽对应的角度; N_{r}为分块转子极 \\ 数; \omega 为转子速度; Z_{1}为偏心结构气隙磁导减小区$$
 $域的宽度。 \end{split}$ 

由于平均气隙宽度不变, P<sub>0</sub>保持恒定值; Z<sub>1</sub> 随偏心距的增大而减小, 则偏心距越大, P<sub>m</sub>越小。



Fig.5 Model of air gap magnetic permeance 由磁场理论,空载气隙磁密可表示为

$$B(\theta,t) = F_{pm}(\theta)P(\theta,t) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} F_{pmn}P_{0}\sin(np_{m}\theta) + \sum_{n=1,3,5,\cdots,m=1}^{\infty} F_{pmn}P_{m}\sin\left[(np_{m}-mN_{r})\theta + mN_{r}\omega t\right]/2 + \sum_{n=1,3,5,\cdots,m=1}^{\infty} F_{pmn}P_{m}\sin\left[(np_{m}+mN_{r})\theta - mN_{r}\omega t\right]/2$$

$$(5)$$

根据式(5)可知,空载气隙磁场分为三项,第 一项为谐波次数为npm、不随偏心距变化的静止 磁场,第二、三项分别为lnpm-mN,l次、lnpm+mN,l次 的旋转磁场。由式(3)~式(5)可知,随着偏心距 的增大,lnpm-mN,l次、lnpm+mN,l次气隙磁密幅值减 小。由式(2)可得,定、转子极数确定的情况下, 采用偏心分块转子结构可以通过减少lnpm±mN,l 次气隙磁密幅值削弱齿槽转矩,进而抑制电机 转矩脉动。

图 6 比较了偏心距对 HESRFSPM 电机齿槽 转矩的影响。由图 6 可知,应用偏心极弧结构,可 以达到降低电机齿槽转矩的效果,并且随着偏心 距不断增大,齿槽转矩峰值减小。电机选用偏心 距为 3 mm 的分块转子结构齿槽转矩削弱效果最 佳,与未偏心转子结构相比,齿槽转矩幅值减少 了15.29 mN·m。





#### 3 偏心极弧结构转矩脉动分析

HESRFSPM电机转矩脉动定义为

$$T_{\rm rip} = \frac{T_{\rm max} - T_{\rm min}}{T_0} \tag{6}$$

式中:*T<sub>max</sub>*,*T<sub>o</sub>*分别为最大瞬时转矩、最小瞬时 转矩和平均输出转矩。

HESRFSPM 电机转矩脉动受齿槽转矩和谐 波转矩的影响<sup>[15]</sup>,这两种转矩作用于平均转矩上, 使其产生波动,HESRFSPM 电机瞬时输出转矩方 程为

 $T = T_e + T_{cog} = T_0 + T_{\lambda} + T_{cog}$ (7) 式中:  $T_e$ 为电磁转矩;  $T_{\lambda}$ 为反电动势谐波与电枢 电流谐波相互作用产生的谐波转矩;  $T_{cog}$ 为齿槽 转矩。

#### 3.1 偏心距对空载气隙磁密的影响

偏心极弧影响气隙结构,导致空载气隙磁 密发生变化,不同偏心距对 HESRFSPM 电机空 载气隙磁密的影响如图 7 所示,电机采用偏心 极弧方法,与未偏心结构相比,空载气隙磁密 峰值由原来的 1.05 T 下降至 0.948 T,减少了 9.52%。

HESRFSPM电机永磁体极对数为3,转子极数为7,由式(5)可知,空载气隙磁场主要包含3次、9次静止磁场以及2次、4次、10次旋转磁场。表3为空载气隙磁密谐波分析,由表3可知电机气隙磁场主要包含2次、3次、4次、9次、10次谐波,采用偏心转子结构,3次、9次气隙磁密幅值不变,2次、4次、10次气隙磁密幅值减小,即npm次气隙磁密幅值不变,lnpm±N,l次气隙磁密幅值减小,与前文分析结果一致。



11			$B_n/T$		
<i>a</i> /mm	2	3	4	9	10
0	0.116	0.357	0.198	0.392	0.192
3	0.095	0.357	0.174	0.393	0.173

#### 3.2 偏心距对反电动势谐波的影响

反电动势谐波影响电机转矩脉动,以总谐波 失真率THD为评价标准,研究偏心距变化对反电 动势谐波的影响,其定义如下:

THD = 
$$\frac{\sqrt{\sum_{r=2}^{\infty} U_r^2}}{U_1} \times 100\%$$
 (8)

式中:U<sub>1</sub>为反电动势基波幅值;U<sub>2</sub>为反电动势各次谐波幅值。

偏心距对反电动势主要谐波幅值以及THD 的影响如表4所示,HESRFSPM电机反电动势主 要包含5次、7次谐波。采用偏心极弧结构,电机 反电动势基波幅值增大的同时,5次、7次谐波均 被抑制,因此可以有效地减少反电动势THD。其 中弱磁状态下电机选用偏心距为3mm的分块转 子结构,反电动势THD从7.46%减少至5.79%,减 少幅度最大。因此,选用偏心极弧结构可改善反 电动势的波形,有效减少电机转矩脉动。

表4 不同偏心距下反电动势主要谐波幅值以及THD对比 Tab.4 Comparison of main harmonic amplitudes and THD of back electromotive force with different eccentric distances

411	U/V			THD/%		
约约	1	5	7	$J_{\rm f}$ =-5 A/mm <sup>2</sup>	$J_{\rm f}$ =0 A/mm <sup>2</sup>	$J_{\rm f}$ =5 A/mm <sup>2</sup>
<i>d</i> =0 mm	1.377	0.031	0.096	7.460	7.448	9.722
<i>d</i> =1 mm	1.379	0.029	0.090	6.978	7.217	9.719
<i>d</i> =2 mm	1.379	0.027	0.081	6.393	6.844	9.514
<i>d</i> =3 mm	1.381	0.024	0.074	5.797	6.473	9.341

HESRFSPM 电机运行于弱磁状态,通入额定 电枢电流密度为5 A/mm<sup>2</sup>时,偏心极弧结构对平 均转矩和谐波转矩的影响如表5所示。从表5中 结果可以看出,应用偏心极弧结构可有效减少谐 波转矩,并且对平均转矩 T<sub>0</sub>无影响,其中偏心距 为3 mm 的偏心结构对谐波转矩削弱最明显,谐 波转矩 T<sub>0</sub>减少了16.81%。

表5 不同偏心距下的平均转矩和谐波转矩

Tab.5	Average output torque and harmonic torque with
	different eccentric distances

d/mm	$T_0/(\mathbf{N} \cdot \mathbf{m})$	$T_{\lambda}/(\mathbf{N} \cdot \mathbf{m})$
0	0.774	0.113
1	0.774	0.108
2	0.774	0.101
3	0.775	0.094

HESRFSPM电机电枢绕组通入额定电枢电流 密度5A/mm<sup>2</sup>时,分块转子极弧偏心前后平均输出 转矩和转矩脉动的比较如图8所示。



different eccentric distances

由图8可知,随着偏心距在0~3 mm范围内递 增,电机平均输出转矩不变的同时,电机转矩脉动 一定程度上均被抑制。当偏心距为3 mm时,电机 在弱磁、永磁和增磁运行状态下转矩脉动由原来的 30.32%,19.26%,12.26% 分别降低了5.14%, 2.89%,1.42%,在该偏心距下,电机的转矩脉动抑 制效果最佳。 为了更加直观地对比转矩脉动变化情况,图 9给出了分块转子极弧偏心前后的转矩波形。基 于偏心极弧得到的分块转子结构,相比于偏心前 的结构,转矩峰-峰值降低了17.34%,在平均输出 转矩不变的情况下,HESRFSPM电机转矩脉动被 有效抑制。



#### 4 方法对比与样机测试

为了评价偏心极弧方法,与开辅助槽方法进行对比,辅助槽结构如图10所示。两种方法对 HESRFSPM电机转矩脉动的影响如图11所示。 电机运行在弱磁状态,采用辅助槽方法,转矩脉动 由原来的30.32%下降了9.68%,但平均转矩减少 了12.31%;采用偏心极弧结构,电机转矩脉动由原 来的30.32%下降了5.14%,并且平均转矩不变。 增磁状态下,采用辅助槽方法,电机转矩脉动反而 由原来12.26%增加了8.24%,同时平均转矩下降 了14.29%;而应用偏心极弧结构,电机转矩输出能 力不变,转矩脉动由原来12.26%降低了1.42%。



根据表1中的电机设计参数以及优化后的偏

心极弧分块转子尺寸参数,加工制造了一台偏心 距为3mm的12/7 HESRFSPM的样机,电机定、转 子如图12所示。



图 12 HESRFSPM 样机 Fig.12 HESRFSPM prototype machine

样机实验测量结果如图 13 所示,其中图 13a 对比了 HESRFSPM 样机在转速为 400 r/min 下实 验空载反电动势波形和二维有限元仿真波形,可 以看出,样机在通入不同的励磁电流后会对空载 反电动势起到调节作用。图 13b为 HESRFSPM 样 机齿槽转矩测量值与仿真值的比较,通过比较发 现,电机不同磁化状态下的实验结果与二维有限 元结果基本吻合。由于加工制造工艺、绕组端部效 应以及材料属性与实际的差异,样机空载反电动势 和齿槽转矩实测值与仿真结果存在一定的误差。



图 14 为采用解析法得到的齿槽转矩与实验 测量值的对比图,与第2节未偏心电机结构仿真 值相比,齿槽转矩降低,验证了偏心极弧方法抑 制电机转矩脉动的有效性。



## 5 结论

提出一种基于偏心极弧分块转子结构的混合励磁开关磁链(HESRFSPM)电机。分析了偏心距对HESRFSPM电机齿槽转矩、反电动势谐波以及谐波转矩的影响,发现采用偏心极弧结构,通过减少电机2次、4次、10次径向气隙磁密空间谐波幅值,削弱了齿槽转矩,减小了转矩脉动。与开辅助槽方法对比,在平均输出转矩不变的同时,电机在弱磁、永磁和增磁运行状态下转矩脉动由原来的30.32%,19.26%,12.26%分别降低了5.14%,2.89%,1.42%。

#### 参考文献

- 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.
   Cheng Ming, Zhang Gan, Hua Wei. Overview of stator permanent magnet brushless machine systems and their key technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2014,34(29):5204-5220.
- [2] Cheng Ming, Hua Wei, Zhang Jianzhong, et al. Overview of stator-permanent magnet brushless machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(11): 5087-5101.
- [3] Hua Wei, Cheng Ming, Zhu Ziqiang, et al. Analysis and optimization of back-EMF waveform of a flux-switching permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(3):727-733.
- [4] Zhu Ziqiang, Chen Jintao. Advanced flux switching permanent magnet brushless machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 1447–1453.
- [5] Yang Yubo, Yang Xiaotong, Chen Peng, et al. Electromagnetic performance analysis of hybrid excited segmental rotor flux switching machine[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54 (11):1-5.
- [6] Yang Yubo, Chen Jian, Yan Bo, et al. Analytical magnetic field prediction of flux switching machine with segmental rotor[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13 (1):91–100.

(下转第39页)

[11] 李生名,贾铎,肖亚敏.采用新型动态撬棒的DFIG低高电压 连锁故障穿越技术研究[J].电力系统保护与控制,2018,46 (14):80-86.

Li Shengming, Jia Yi, Xiao Yamin. Low-high voltage chain fault ride-through technology of DFIG with active crowbar[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14):80–86.

- [12] 贾俊川,金一丁,赵兵,等.风机低电压穿越控制对系统暂态 过电压的影响及优化[J].电网技术,2021,45(2):526-533.
  Jia Junchuan, Jin Yiding, Zhao Bing, *et al.* Impact analysis and performance optimization of LVRT control of wind turbine on transient overvoltage of power system[J]. Power System Technology,2021,45(2):526-533.
- [13] 周步祥,董申,林楠,等. 电网电压骤降恢复对双馈风电机组 连锁脱网的影响[J]. 电力系统自动化,2018,42(17):34-41.
  Zhou Buxiang, Dong Shen, Lin Nan, *et al.* Influence of recovery stage of grid voltage dip on chain off-grid of double fed induction generator[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018,42(17):34-41.
- [14] 周步祥,董申,林楠,等.计及撬棒电路的双馈风电机组二次 骤升故障穿越特性分析[J].电力系统保护与控制,2019,47
   (5):153-159.

Zhou Buxiang, Dong Shen, Lin Nan, et al. Analysis of doublefed wind turbine's secondary high voltage ride-through charac-

(上接第17页)

- [7] Zulu A, Mecrow B C, Armstrong M. A wound-field threephase flux-switching synchronous motor with all excitation sources on the stator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(6): 2363–2371.
- [8] Zulu A, Mecrow B C, Armstrong M. Permanent-magnet fluxswitching synchronous motor employing a segmental rotor[J].
   IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48 (6): 2259-2267.
- [9] 熊树,邓智泉,王宇,等.混合励磁分块转子磁通切换电机 电磁特性分析[J].电机与控制学报,2012,16(10):51-57.
   Xiong Shu, Deng Zhiquan, Wang Yu, *et al.* Electromagnetic performance analysis for hybrid excitation segmented-rotor fluxswitching machines[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(10):51-57.
- [10] Sangdehi S, Abdollahi S E, Gholamian S A. A segmented rotor hybrid excited flux switching machine for electric vehicle application[C]// 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, 2017: 347–352.
- [11] Ali H, Sulaiman E, Kosaka T. Design and performance analysis of various high torque segmented rotor HE-FSM topologies for aircraft applications[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14 (2): 297–304.

teristics considering the crowbar circuit[J]. Power System Protection and Control, 2019, 42(5); 153–159.

- [15] 李少林,王伟胜,王瑞明,等.双馈风电机组高电压穿越控制 策略与试验[J].电力系统自动化,2016,40(16):76-82.
  Li Shaolin, Wang Weisheng, Wang Ruiming, *et al.* Control strategy and experiment of high voltage ride through for DFIGbased wind turbines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016,40(16):76-82.
- [16] 孙丽玲,王丽娟. 基于 Crowbar 串联电容的双馈风机低电压 穿越综合控制策略[J].电网技术,2018,42(7):2090-2094.
  Sun Liling, Wang Lijuan. LV ride through control strategy of doubly fed induction generator based on crowbar series capacitor[J]. Power System Technology,2018,42(7):2090-2094.
- [17] 隆垚,刘巨,姚伟,等.双馈风电机组运行速度对其轴系振荡 影响机理的复转矩分析[J].高电压技术,2017,43(6):2088-2096.

Long Yao, Liu Ju, Yao Wei, *et al.* Complex torque analysis of the operating speed's impacts on the torsional oscillation mode of doubly-fed wind turbine generation system[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(6): 2088–2096.

收稿日期:2020-11-26 修改稿日期:2021-01-18

- [12] Abdollahi S E, Vaez-Zadeh S. Reducing cogging torque in flux switching motors with segmented rotor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013,49(10): 5304-5309.
- [13] 陈鑫,李国丽,钱喆,等.转子开辅助槽削弱双层内置式永磁 同步电机转矩脉动[J].微电机,2020,53(10):1-4,16.
  Chen Xin, Li Guoli, Qian Zhe,*et al.* Rotor auxiliary slot method reduces torque ripple of double-layer interior permanent magnet motor[J].Micromotors,2020,53(10):1-4,16.
- [14] 李银银.电动汽车用直驱式轮毂电机设计与研究[D].杭州: 浙江大学,2017.

Li Yinyin. Research and design of direct-drive in-wheel motors for electric vehicles[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2017.

[15] 鲍晓华,吴长江,胡云鹏,等.一种优化表插式永磁电机性能的方法[J].电工技术学报,2018,33(2):238-244.
Bao Xiaohua, Wu Changjiang, Hu Yunpeng, *et al.* A method for optimizing performance of inset permanent magnet motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018,33(2): 238-244.

收稿日期:2020-12-24 修改稿日期:2021-02-17