

内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能的影响分析

李吉程*, 王爱元, 王成敏, 殷世雄
(上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

Analysis of the Influence of Different Rotor Topology Structures on the Performance of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

LI Jicheng*, WANG Aiyuan, WANG Chengmin, YIN Shixiong

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: In order to investigate the effects of different rotor topologies on the electromagnetic and noise performance of 8-pole 48-slot interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), finite element models of interior permanent magnet synchronous motors with single-layer non magnetic bridge, single-layer magnetic bridge, double-layer non magnetic bridge, and double-layer magnetic bridge rotor topologies are established. Except for the rotor topology, the stator topology, permanent magnet usage, and other conditions of the four types of motors are completely the same. Firstly, the electromagnetic performance and noise performance of the motor are analyzed theoretically. Secondly, the finite element models of four kinds of motors are established, and the electromagnetic performances of the four kinds of motors, such as salient pole rate, output torque, torque ripple and no-load back EMF harmonic distortion rate are compared and analyzed, and the modal analysis of the four kinds of motors is carried out. Finally, the vibration response and noise characteristics of the four kinds of motors are compared. The results show that the interior permanent magnet synchronous motor with a double-layer rotor structure with a magnetic isolation bridge has the best electromagnetic performance, and its noise reduction effect is also the best.

Key words: interior permanent magnet motor; electromagnetic performance; radial electromagnetic force density; electromagnetic vibration noise; finite element analysis

摘 要: 为了研究不同转子拓扑结构对 8 极 48 槽内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的电磁性能和噪声性能的影响, 分别建立了单层无隔磁桥、单层有隔磁桥、双层无隔磁桥以及双层有隔磁桥转子拓扑结构的内置式永磁同步电机

的有限元模型。除转子拓扑结构以外, 四种电机的定子拓扑结构、永磁体使用量等其它条件完全相同。首先, 对电机电磁性能和噪声性能进行相关的理论分析。其次, 建立四种电机的有限元模型, 对四种电机的凸极率、输出转矩、转矩脉动以及空载反电势谐波畸变率等电磁性能进行比较分析, 并对四种电机进行模态分析。最后, 比较了四种电机的振动响应和噪声特性。结果表明, 双层有隔磁桥转子结构的内置式永磁同步电机电磁性能最好, 并且其噪声削弱效果也最好。

关键词: 内置式永磁同步电机; 电磁性能; 径向电磁力密度; 电磁振动噪声; 有限元分析

0 引言

内置式永磁同步电机 (IPMSM) 是将永磁体放置于转子内部的一种永磁同步电机, 与表贴式永磁同步电机相比, 内置式永磁同步电机永磁体不易脱落、结构更加稳定, 在转速较高的情况下也可以克服离心力。与其他类型的电机相比, IPMSM 具有噪声小、质量轻以及效率高等优点。随着用户对电机性能要求的提高, 进一步对电机的输出性能、振动以及噪声等的要求更加严格。

文献[1]以电机的噪声、转矩脉动作为优化目标, 使用响应面法确定最优的设计参数, 并对优化前后的电磁振动噪声进行了仿真对比, 结果显示该方法优化后电机噪声和转矩脉动减少较为明显。文献[2]对单、双层永磁体转子结构的 IPMSM 进行了对比分析, 分析结果显示双层永磁体转子结构的 IPMSM 电磁性能和噪声性能均更好。文献[3]提出了一种混合正交序列的田口优

化方法来减小电机径向电磁力,试验表明,该方法可以有效降低电机的径向电磁力。文献[4]中提出了一种新型顺极永磁电机,与传统的混合极永磁电机相比,该类型电机拥有相同的转矩、效率以及更好的弱磁能力。文献[5]使用了一种模糊推理田口法将多个优化目标转化为单一目标,从而获得电机的最优设计参数组合。有限元仿真表明,该方法与传统田口法相比,各性能指标均得到更大的提升。文献[6]提出了一种 spoke-type 转子结构,结果表明,在保证电机输出特性不变的情况下,该转子结构能够有效减少永磁体的使用量。文献[7]研究了 V 型内置式永磁同步电机的气隙形状对电机性能的影响,通过有限元软件分析了平均转矩、转矩脉动和铁心损耗。结果表明:改变内置式永磁同步电机 V 形槽的气隙形状可以有效地降低转矩脉动和定子铁心损耗。文献[8]对无轴承永磁同步电机进行了多目标优化,使用了一种结合响应面法和粒子群算法的优化方法对其进行优化。结果表明,平均转矩、平均悬浮力均有所增加,转矩脉动、悬浮力脉动都有一定的减少。文献[9]使用了一种改进的 Taguchi 法对潜艇用电机的永磁体进行了改善,提升了电机的效率和稳定性,降低了齿槽转矩。文献[10]基于有限元分析法对永磁同步电机的永磁体形状、气隙宽度等进行了改善,通过有限元验证,优化后的转矩脉动、涡流损耗等均有所减少。文献[11]使用了一种改进迭代田口法对永磁同步电机的气隙长度、磁极厚度等进行了优化,以转矩脉动和转矩效率作为优化目标,最后通过有限元仿真表明改进田口迭代法比未改进的田口迭代法优化效果更明显。文献[12]使用了一种拟牛顿法和贯序田口法相结合的方法对电机进行了优化,通过有限元仿真验证了优化后的电机转矩脉动降低,并且电机的效率、功率因数也有一定的提升。文献[13]揭示了气隙磁场的谐波对齿槽转矩的影响,提出了一种部分反余弦削极技术来削弱气隙磁场的谐波,达到削弱齿槽转矩的目的,进而达到削弱转矩脉动的目的,通过试验和仿真表明该方法有效。文献[14]研究了磁极偏心对混合励磁电机振动噪声的影响。文献[15]研究了转子开辅助槽和转子分段斜极对电机噪声的影响。文献[16]提出了一种新的混合解析法对电机气隙磁场进行建

模,此方法有效处理了气隙磁场建模过程中存在的共性问题,提升了电机局部优化的效率和准确性。文献[17]使用迭代法对单相感应电机的定子尺寸、转子尺寸进行优化,通过对优化前后的电机进行有限元分析,结果表明优化后电机的运行性能得到了有效改善。文献[18]采用参数分层设计与响应曲面法相结合的方法对非对称 V 型 IPMSM 进行优化,通过有限元软件分析,结果表明该方法可以有效降低电机的转矩脉动,并且提升电机的转矩密度。

为了研究不同转子结构对 IPMSM 电磁性能及噪声性能的影响,本文以 8 极 48 槽 IPMSM 作为研究对象,在永磁体使用量完全相同的情况下,分别建立了单层无隔磁桥、单层有隔磁桥、双层无隔磁桥以及双层有隔磁桥四种转子结构的内置式永磁同步电机模型。首先对四种电机的凸极率、输出转矩以及转矩脉动等电磁性能进行比较分析;其次对电机进行了模态分析;最后比较了四种电机的振动响应和噪声特性。

1 电磁及噪声相关理论分析

根据电机学相关理论,IPMSM 向量图如图 1 所示^[19]。

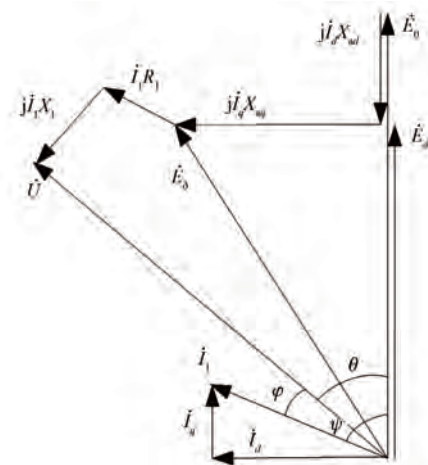


图 1 IPMSM 向量图

Fig. 1 IPMSM vector graph

根据图 1 可以推导出其基本电磁关系:

$$\psi = \arctan \frac{I_d}{I_q} \quad (1)$$

$$\varphi = \theta - \psi \quad (2)$$

$$U \sin \theta = I_q X_{aq} + I_d R_1 \quad (3)$$

$$U \cos \theta = E_0 - I_d X_{ad} + I_q R_1 \quad (4)$$

式中: ψ 为内功率因数角; θ 为功率角; φ 为负载功率因数角; E_0 为空载反电势; U 为相电压; I_1 为定子相电流; R_1 为定子绕组相电阻。

联立式(3)、式(4)可以得到定子电流的直轴分量 I_d 、交轴分量 I_q , 如式(5)、式(6)所示:

$$I_d = \frac{R_1 U \sin \theta + X_{aq} (E_0 - U \cos \theta)}{R_1^2 + X_{ad} X_{aq}} \quad (5)$$

$$I_q = \frac{X_{ad} U \sin \theta + R_1 (E_0 - U \cos \theta)}{R_1^2 + X_{ad} X_{aq}} \quad (6)$$

定子相电流为

$$I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (7)$$

$$I_1 \cos \varphi = I_1 \cos(\theta - \psi) = I_d \sin \theta + I_q \cos \theta \quad (8)$$

$$P_1 = m U I_1 \cos \varphi \quad (9)$$

将式(5)、(6)、(8)代入式(9)得:

$$P_1 = \frac{1}{R_1 + X_{ad} X_{aq}} \left\{ m U \left[E_0 (X_{aq} \sin R_1 \cos \theta) + R_1 U + \frac{1}{2} U (X_{ad} - X_{aq}) \sin 2\theta \right] \right\} \quad (10)$$

因为定子电阻 R_1 远远小于直轴电抗 X_{ad} 、交轴电抗 X_{aq} , 所以定子电阻可以忽略, 式(10)可以简化为式(11), 电磁转矩也可以表示为式(12)。

$$P_e \approx P_1 \approx \frac{m E_0 U}{X_{ad}} + \frac{m U^2}{2} \left(\frac{1}{X_{aq}} - \frac{1}{X_{ad}} \right) \sin(2\theta) \quad (11)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\Omega} \approx \frac{m p E_0 U}{\omega X_{ad}} + \frac{m p U^2}{2 \omega} \left(\frac{1}{X_{aq}} - \frac{1}{X_{ad}} \right) \sin(2\theta) = T_m + T_r \quad (12)$$

式中: X_{ad} 、 X_{aq} 分别为直、交轴同步电抗; I_d 、 I_q 分别为直、交轴电枢电流; p 、 Ω 、 m 、 ω 分别为极对数、机械角速度、相数、电角速度。

IPMSM 交、直轴定义图如图 2 所示。图中, d 轴为直轴, q 轴为交轴。

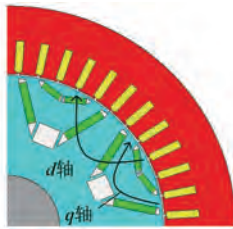


图 2 IPMSM 交、直轴定义图

Fig. 2 IPMSM definition diagram of d -axis and q -axis

IPMSM 在 d - q 坐标系下, 其直轴磁链 ψ_d 、交轴磁链 ψ_q 分别如式(13)、(14)所示, 电磁转矩 T_e 如式(15)所示:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (13)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (14)$$

$$T_e = \frac{1}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) =$$

$$\frac{3}{2} m p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = T_m + T_r \quad (15)$$

式中: ψ_d 、 i_d 、 L_d 分别为定子磁链、定子电流、定子电感的 d 轴分量; ψ_q 、 i_q 、 L_q 分别为定子磁链、定子电流、定子电感的 q 轴分量; ψ_f 为永磁体磁链; T_m 、 T_r 、 T_e 分别为电机的永磁转矩、磁阻转矩、电磁转矩。

由式(13)、(14)、(15)可以得到直轴电感、交轴电感, 分别为式(16)、(17)。

$$L_d = \frac{\psi_d - \psi_f}{i_d} \quad (16)$$

$$L_q = \frac{\psi_q}{i_q} \quad (17)$$

电磁振动是电机振动噪声的主要来源, 气隙磁场中的径向电磁力作用在定子上会产生振动, 进而产生噪声。因此径向电磁力和气隙磁密的分析是削弱电机噪声的重要部分。

与电机有关的振动加速度公式为

$$A \propto \frac{C}{K R^4} \quad (18)$$

式中: A 为振动加速度幅值; C 为电机不平衡电磁力波; K 为振动系数, 是一个常量; R 为不平衡电磁力波振动阶次。

根据电机相关理论, 电机电磁力可以表示为

$$p_n(\beta, t) = \frac{b_r^2(\beta, t) - b_t^2(\beta, t)}{2\mu_0} \approx \frac{b_r^2(\beta, t)}{2\mu_0} \quad (19)$$

式中: p_n 为径向电磁力波; b_r 为气隙磁密的径向分量; t 为时间; b_t 为气隙磁密的切向分量, 其数值较小, 可以忽略; β 为转子空间的机械角度; μ_0 为真空磁导率。

气隙磁密的径向分量为气隙磁势 $f(\beta, t)$ 和磁导 $\lambda(\beta, t)$ 的乘积, 如式(20)所示:

$$b_r(\beta, t) = f(\beta, t) \times \lambda(\beta, t) \quad (20)$$

当电机空载时, 不考虑电枢反应, 则气隙磁势由转子磁势产生, 即:

$$f(\beta, t) = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos(\omega_{\mu} t - \mu\beta) = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos\left(\mu \frac{\omega_1}{p} t - \mu\beta\right) \quad (21)$$

式中: μ 为磁势的谐波次数; ω 为角频率; p 为极对数; F_{μ} 为转子磁势, 由励磁绕组和永磁体产生。

在转子磁势和平均气隙磁导 $\frac{\mu_0}{\delta}$ 的共同作用下, 主极磁场的 μ 次谐波磁通密度的幅值为 B_{μ} , 可以用傅里叶级数进行拆分或分解, 即:

$$B_{\mu} = \frac{\mu_0 F_{\mu}}{\delta} = \frac{p}{\mu} \left| \frac{\sin\left(\frac{\mu}{p} - \frac{\alpha\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)} \right| B_1 \quad (22)$$

式中: $\frac{\mu_0}{\delta}$ 为平均气隙磁导; 系数 $\alpha = \frac{B_p}{\tau}$, 为有效极弧长度 B_p 与极距 τ 的比值; B_1 为基波磁场。

由式(18)可以看出, 振动加速度的幅值与电磁力幅值成正比, 与电机电磁力空间阶次的四次方负相关, 这表明的阶次低、幅值大的力波应是重点分析对象。式(21)、(22)中证明, 主极磁场谐波磁密幅值 B_{μ} 是决定径向电磁力大小的主要因素, 径向电磁力谐波含量较高一般是因磁密谐波含量较高导致。

因此, 要削弱电机的电磁振动噪声, 削弱电机气隙磁密谐波含量尤为关键。

2 模型建立与性能分析

2.1 设计指标

电机的基本参数如表 1 所示, 本文设计了四台内置式永磁同步电机^[20-21], 其横截面如图 3 所示。四台 IPMSM 使用相同的定子结构、绕组; 其转子使用相同的永磁体材料 N48UH, 且永磁体材料的使用量、轴向长度完全相同; 硅钢片材料使用 B27AVH1400。图 3(a) 为单层 V 形无隔磁桥 IPMSM, 图 3(b) 为单层 V 形有隔磁桥 IPMSM, 图 3(c) 为双层 V 形无隔磁桥 IPMSM, 图 3(d) 为双层 V 形有隔磁桥 IPMSM。

2.2 电机磁阻转矩分析

从式(12)、(15)中可以看出 IPMSM 的电磁转矩主要包含两部分: 一是永磁转矩; 二是磁阻转矩。在永磁体使用量受到限制的情况下, 永磁转

表 1 IPMSM 基本参数

Tab.1 IPMSM basic parameters

参数名称	参数值
额定电压/V	305
额定电流/A	170
额定转矩/(N·m)	120
额定功率/kW	60
额定转速/(r·min ⁻¹)	5 000
定子外径/cm	220
定子内径/cm	151.9
转轴直径/cm	50
气隙/mm	0.85
极对数	4
定子槽数	48
最高转速/(r·min ⁻¹)	10 000

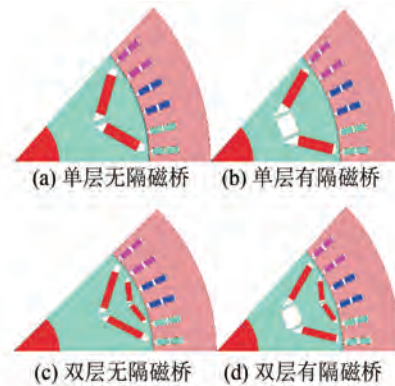


图 3 电机横截面图

Fig.3 Cross sectional view of motor

矩不易提升, 可以利用磁阻转矩来提升电机的电磁转矩。提升电机的磁阻转矩, 有利于提升电机的过载能力和功率密度, 有利于电机的弱磁扩速。电机的磁阻转矩和电机的凸极率往往成正比, 电机的凸极率 ε 可以用 d 轴电感 L_d 和 q 轴电感 L_q 表示为

$$\varepsilon = \frac{L_q}{L_d} \quad (23)$$

通过有限元仿真得到的图 3 所示的四种转子结构的电机在没有永磁体的情况下, d 轴磁链 ψ_d 和 q 轴磁链 ψ_q 的输出如图 4 和图 5 所示。因为没有永磁体, 所以永磁体磁链 $\psi_f = 0$, 通过计算 L_d 、 L_q 和 ε 的均值得到结果如表 2 所示。从表 2 可以看出, 电机在不同转子结构下其凸极率也是不同的, 电机 a、b、c、d 的凸极率依次升高, 磁阻转矩也随之依次增大。其中, 电机 d 的凸极率最高, 磁阻转矩最大。

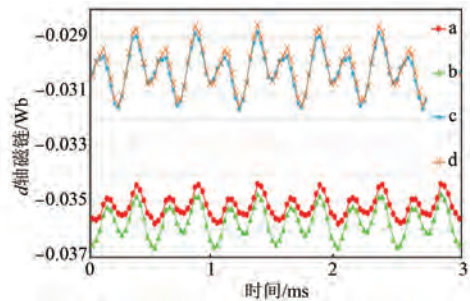


图 4 d 轴磁链

Fig. 4 Flux linkage of d-axis

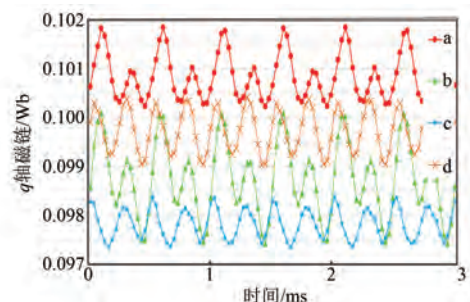


图 5 q 轴磁链

Fig. 5 Flux linkage of q-axis

表 2 电感及凸极率的均值

Tab. 2 Average value of inductance and salient pole

	a	b	c	d
L_d/mH	0.26	0.26	0.22	0.21
L_q/mH	0.52	0.51	0.51	0.52
ε	2.00	2.10	2.30	2.50

2.3 输出性能分析

电机转矩脉动是产生振动和噪声的重要来源,若是电动汽车运行过程中电机转矩脉动过大,振动和噪声也会随之过大,会影响乘客的舒适度。所以在电机设计过程中总是希望电机拥有较小的转矩脉动。电机转矩脉动 K_{mb} 可以表示为式(24):

$$K_{mb} = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{avg}}} \times 100\% \quad (24)$$

式中: $T_{\max}$ 、 $T_{\min}$ 、 T_{avg} 分别为最大输出转矩、最小输出转矩、平均输出转矩。

图 6 为在转速为 5 000 r/min 时四种结构的电机的输出转矩,表 3 为四种结构的电机的平均输出转矩 T_{avg} 和转矩脉动 K_{mb} 。从表 3 可以看出,电机 d 的输出转矩最高且转矩脉动最小;电机 a、c 的输出转矩较高,但是转矩脉动较大;电机 b 的输出转矩小,且转矩脉动大。

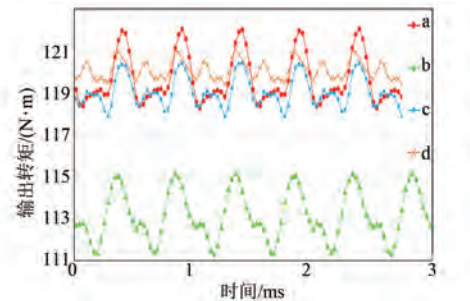


图 6 电机 a、b、c、d 的输出转矩

Fig. 6 Output torque of a, b, c, d

表 3 各电机的输出转矩和转矩脉动

Tab. 3 Output torque and torque ripple of each motor

电机	T_{avg}/W	$K_{mb}/\%$
a	119.75	4.58
b	112.19	4.82
c	118.91	3.61
d	120.93	2.82

如图 7 所示,在转速 0~10 000 r/min 下,电机 d 的输出转矩最高,按照输出转矩的大小从高到低依次为电机 d、c、a、b,与从图 6 和表 3 中得出的结论一致。

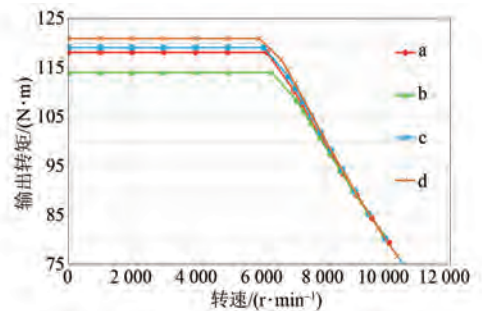


图 7 四种电机在不同转速下输出转矩

Fig. 7 Output torque of four types of motors at different speeds

图 8 为四种电机的空载反电势的快速傅里叶变换结果。谐波畸变率是电气相关行业中表示波形畸变程度的一个性能参数。谐波畸变率越高,电机的噪声和不稳定性增加得越快;谐波畸变率越低,则电机的运行更加稳定。谐波畸变率可以表示为式(25),即:

$$THD = \frac{U_{\text{nrms}}}{U_{\text{lms}}} \times 100\% \quad (25)$$

式中:THD 为谐波畸变率; U_{nrms} 为谐波的均方根值; U_{lms} 为基波的有效值。通过式(25)计算,得到结果如表 4 所示。从表 4 中可以看出,电机 a、

c、b、d 的谐波畸变率依次降低,其稳定性依次升高。

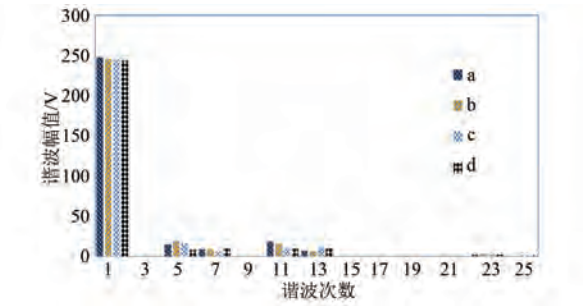


图 8 空载反电势的谐波含量

Fig. 8 Harmonic distortion of no-load back electromotive force

表 4 空载反电势的谐波畸变率

Tab. 4 Harmonic distortion rate of no-load back electromotive force

电机	THD/%
a	7.71
b	6.83
c	7.29
d	6.68

2.4 径向电磁力分析和模态分析

对电机 a 进行有限元仿真得到其气隙磁密波形如图 9 所示,用同样的方法得到电机 b、c、d 的气隙磁密波形。对电机 a、b、c、d 的气隙磁密波形进行傅里叶变换得到图 10,根据式(25)计算其谐波畸变率 *THD*,得到结果如表 5 所示。从表 5 中可以看出,电机 d 的谐波畸变率最低、稳定性最好,电机 b、a、c、d 谐波畸变率依次降低。

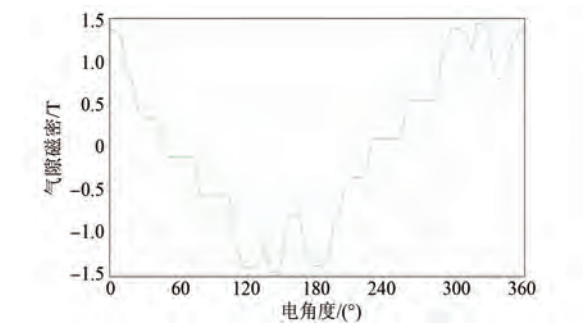


图 9 电机 a 气隙磁密

Fig. 9 Air gap magnetic density of motor a

模态分析是研究电机径向电磁力和噪声的重要步骤,因为当电机径向电磁力阶次与定子模态阶数相同且电机定子的固有频率和径向电磁力密度谐波的频率相同或相近时会使电机产生共振。

通过有限元仿真得到定子模态的固有频率如图 11 所示。径向电磁力的基波频率为 333.33 Hz,径向电磁力的第 2、4、6、8、10 次谐波幅值较大,定子模态的第 2、3 次模态的固有频率分别和径向电磁力第 2、6 次谐波的频率相差不大,因此有可能会产生共振。

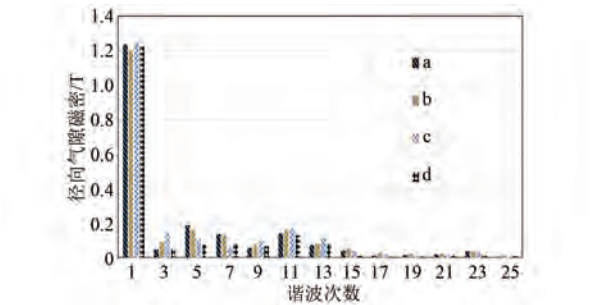


图 10 气隙磁密谐波含量对比

Fig. 10 Comparison of harmonic content of air gap magnetic density

表 5 径向气隙磁密谐波畸变率

Tab. 5 Harmonic distortion rate of radial air gap magnetic density

电机	THD/%
a	26.13
b	27.04
c	21.38
d	17.63

通过有限元分析得到电机 a 的径向电磁力的三维分布图如图 12 所示,用同样的方法得到电机 b、c、d 的径向电磁力三维分布图。通过对电机 a、b、c、d 的径向电磁力三维分布图进行快速傅里叶变换,得到图 13。从图 13 中可以看出第 14、16、18 次谐波幅值较小且相差不大。电机 a、b、c、d 的第 2、6、8、10、12 次谐波幅值依次减小,电机 b、a、c、d 的 4 次谐波幅值依次减小。总体来看,电机 a、b、c、d 的噪声削弱效果依次升高,电机 d 的噪声削弱效果最好。

2.5 噪声分析

从上述中分析得出,电机定子极有可能会产生共振,导致比较严重的振动响应。电机 a 振动噪声计算的有限元模型如图 14 所示,电机 b、c、d 的噪声计算的有限元模型类似,在此不一一列举。通过有限元仿真得到电机 a、b、c、d 的振动加速度和噪声如图 15 和图 16 所示,图中 *f* 为基频。2 倍频和 6 倍频分别接近定子模态的 2 阶固有频率和

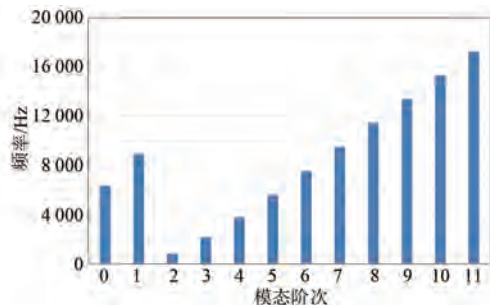


图 11 定子模态的固有频率

Fig. 11 Natural frequency of stator mode

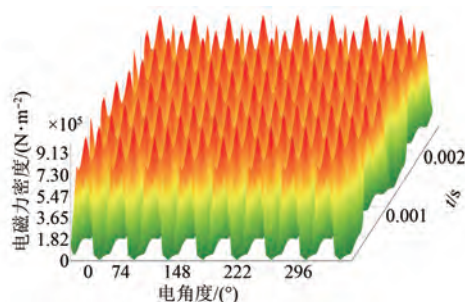


图 12 电机 a 径向电磁力密度

Fig. 12 Radial electromagnetic force density of motor a

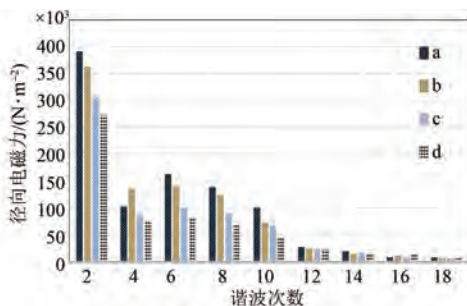


图 13 径向电磁力谐波对比

Fig. 13 Comparison of radial electromagnetic force harmonics

3 阶固有频率;10 倍频、12 倍频对应电机的一阶齿谐波频率,所以电机的 2 倍频、6 倍频、10 倍频、12 倍频产生较大的振动加速度和声辐射功率。在 2 倍频、6 倍频、8 倍频、10 倍频、12 倍频、18 倍频下,电机 a、b、c、d 的振动加速度的和声辐射功率依次递减。在 4 倍频、8 倍频、16 倍频、18 倍频下,电机 a、b、c、d 的振动加速度的和声辐射功率幅值较小且相差不大。总体来看,与前文分析的径向电磁力结果相对应,电机 d 的噪声削弱效果最好。

3 结语

本文在永磁体使用量完全相同的情况下分别

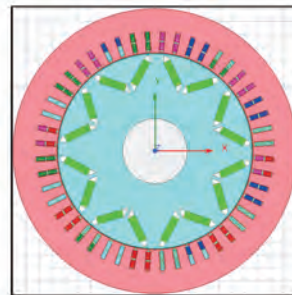


图 14 电机 a 振动噪声计算的有限元模型

Fig. 14 Finite element model for vibration and noise calculation of motor a

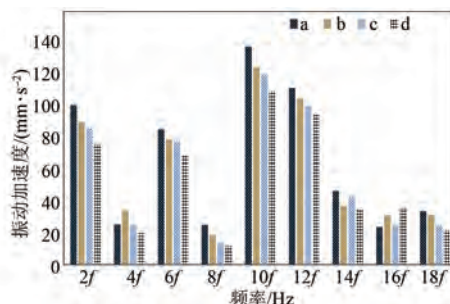


图 15 振动加速度对比

Fig. 15 Comparison of vibration acceleration

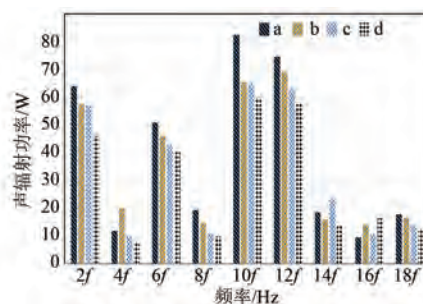


图 16 声辐射功率对比图

Fig. 16 Comparison of sound radiation power

设计了图 3 中四种转子结构的电机,并利用有限元仿真软件对电机的电磁性能和噪声性能等进行了对比分析,得出了以下结论:

(1) 单层无隔磁桥、单层有隔磁桥、双层无隔磁桥以及双层有隔磁桥转子拓扑结构的 IPMSM 的凸极率依次增大,磁阻转矩依次增加。双层有隔磁桥的 IPMSM 输出转矩最高且转矩脉动最小;无隔磁桥的 IPMSM 输出转矩较高,但是转矩脉动较大。单层有隔磁桥转子拓扑结构电机的输出转矩小,且转矩脉动大。单层无隔磁桥、单层有隔磁桥、双层无隔磁桥以及双层有隔磁桥转子结构电机的空载反电势的谐波畸变率依次增大,稳定性

依次升高。

(2) 单层有隔磁桥转子结构电机的气隙磁场的谐波畸变率最高、稳定性最差。其余三种转子拓扑结构电机气隙磁场的谐波畸变率相差不大,因此更为稳定。

(3) 幅值较大的径向电磁力波频率与电机模态的固有频率相差较大,所以四种电机都不会发生共振。通过对四种电机的径向电磁力、振动加速度以及声辐射功率分析,发现四种电机的径向电磁力、振动加速度以及声辐射功率基本相对应,双层有隔磁桥转子结构的电机的噪声性能最好。

参考文献

- [1] 刘畅,邱鑫,杨建飞,等. 永磁同步电机电磁振动噪声优化方法研究[J]. 微特电机, 2023, 51(4): 20-25+31.
LIU C, QIU X, YANG J F, et al. Research on optimization method of electromagnetic vibration noise of permanent magnet synchronous motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(4): 20-25 +31.
- [2] 谢颖,辛尉,蔡蔚,等. 内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构的电磁性能及电磁振动噪声分析[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(1): 110-119.
XIE Y, XIN W, CAI W, et al. Electromagnetic performance and electromagnetic vibration noise analysis of different rotor topologies of interior permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(1): 110-119.
- [3] SHI Z, SUN X D, LEI G, et al. Analysis and optimization of radial force of permanent-magnet synchronous hub motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(2): 1-4.
- [4] LI J, WANG K, LIU C. Comparative study of consequent-pole and hybrid-pole permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 701-711.
- [5] 刘鉴,诸德宏. 基于模糊推理田口法的 IPMSM 多目标优化设计[J]. 微电机, 2021, 54(6): 38-42+54.
LIU J, ZHU D H. Multi-objective optimization design for IPMSM based on fuzzy inference Taguchi method [J]. Micromotors, 2021, 54(6): 38-42+54.
- [6] 陈学永,王晓远,高鹏. 电动轻型车辆驱动用切向充磁永磁电机研究[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2022, 55(10): 1045-1052.
- CHEN X Y, WANG X Y, GAO P. Design of a permanent magnet motor with tangential magnetization structure for light electric vehicles [J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 2022, 55(10): 1045-1052.
- [7] ZHU S S, HU Y H, LIU C, et al. Shaping of the air gap in a V-typed IPMSM for compressed-air system applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1-5.
- [8] 华逸舟,刘奕辰,潘伟,等. 基于改进粒子群算法的无轴承永磁同步电机多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 1-8.
HUA Y Z, LIU Y C, PAN W, et al. Multi-objective optimization design of bearingless permanent magnet synchronous motor using improved particle swarm optimization algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 1-8.
- [9] CUI J G, XIAO W S, ZOU W J, et al. Design optimisation of submersible permanent magnet synchronous motor by combined DOE and Taguchi approach [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(12): 1060-1066.
- [10] SUN X D, SHI Z, LEI G, et al. Analysis and design optimization of a permanent magnet synchronous motor for a campus patrol electric vehicle [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(11): 10535-10544.
- [11] 张玉峰,高文韬,史乔宁,等. 基于改进迭代田口法的双余度永磁电机优化设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2637-2647+2685.
ZHANG Y F, GAO W T, SHI Q N, et al. Optimization design of dual-redundancy permanent magnet synchronous motor based on improved iterations Taguchi method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2637-2647 +2685.
- [12] 刘成成,刘乾宇,王韶鹏,等. 低转矩脉动同步磁阻电机磁障形状分析与优化设计[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 38-47.
LIU C C, LIU Q Y, WANG S P, et al. Flux barrier shape analysis and optimal design for low torque ripple synchronous reluctance machine [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(12): 38-47.
- [13] 王凯,孙海阳,朱姝姝,等. 基于气隙磁场重构的永磁电机转矩脉动抑制研究[J]. 中国电机工程

- 学报, 2023, 43(7): 2563-2572.
- WANG K, SUN H Y, ZHU S S, et al. Airgap magnetic field reconstruction for torque ripple mitigation of permanent magnet machines [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(7): 2563-2572.
- [14] 庞亮, 杨清亮, 赵朝会, 等. 磁极偏心切向聚磁型并联结构混合励磁电机的振动噪声研究. 噪声与振动控制, 2023, 43(3): 47-52+65.
- PANG L, YANG Q L, ZHAO C H, et al. Vibration and noise study of hybrid excitation synchronous motors with magnetic pole eccentricity and tangential magnetizing parallel structure [J]. Noise and Vibration Control, 2023, 43(3): 47-52+65.
- [15] 李阳, 王天宝, 王海燕, 等. 车用永磁同步电机的电磁噪声分析与抑制. 电机与控制应用, 2022, 49(10): 86-94.
- LI Y, WANG T B, WANG H Y, et al. Analysis and suppression of electromagnetic noise of vehicle permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(10): 86-94.
- [16] 安原圣, 马琮淦, 李鑫, 等. 电动汽车用内置式永磁同步电机气隙磁场解析建模与多目标优化[J]. 中国公路学报, 2022, 36(1): 253-261.
- AN Y S, MA C G, LI X, et al. Analytical modeling of air gap magnetic field and multi-objective optimization of interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles [J]. China Journal of Highway and Transport, 2022, 36(1): 253-261.
- [17] 殷世雄, 王爱元, 王成敏, 等. 双值电容单相异步电动机的设计与性能分析[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(11): 29-33.
- YIN S X, WANG A Y, WANG C M, et al. Design and characteristic analysis of double capacitance single-phase asynchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(11): 29-33.
- [18] 刘国海, 王艳阳, 陈前. 非对称 V 型内置式永磁同步电机的多目标优化设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊 2): 386-393.
- LIU G H, WANG Y Y, CHEN Q. Multi-objective optimization of an asymmetric V-shaped interior permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 386-393.
- [19] 钟再敏, 王业勤. 电机模型中牵连运动及其动生电动势的数理表达[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(1): 30-34.
- ZHONG Z M, WANG Y Q. Mathematical description of entrainment motion of reference frame and its electromotive force in motor modeling [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(1): 30-34.
- [20] FAN D Y, QUAN L, ZHU X Y, et al. Airgap-harmonic-based multilevel design and optimization of a double-stator flux-modulated permanent-magnet motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10534-10545.
- [21] TAO X J, MASSTUGU T, REN T, et al. Reduction in eddy current loss of special rectangular windings in high-torque IPMSM used for wind generator [J]. IEEE Access, 2023, 11: 4740-4751.
-
- 收稿日期:2023-08-09
收到修改稿日期:2023-11-21
作者简介:
李吉程(1995-),男,硕士研究生,研究方向为电机与电器智能化,1418080628@qq.com;
*通信作者:李吉程(1995-),男,硕士研究生,研究方向为电机与电器智能化,1418080628@qq.com。

Analysis of the Influence of Different Rotor Topology Structures on the Performance of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

LI Jicheng^{*}, WANG Aiyuan, WANG Chengmin, YIN Shixiong

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Key words: interior permanent magnet motor; electromagnetic performance; radial electromagnetic force density; electromagnetic vibration noise; finite element analysis

In order to investigate the effects of different rotor topologies on the electromagnetic and noise performance of 8-pole 48-slot interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), finite element models of interior permanent magnet synchronous motors with single-layer without flux barrier, single-layer with flux barrier, double-layer without flux barrier and double-layer with flux barrier rotor topologies structure are established (as shown in Fig.1). Except for the rotor topology, the stator topology, permanent magnet usage, and other conditions of the four types of motors are completely the same. Firstly, conduct relevant theoretical analysis on the electromagnetic performance and noise performance of the motor. Secondly, finite element models of four types of motors are established, and their electromagnetic performances such as flux linkage of d-axis, flux linkage of q-axis, saliency, output torque, torque ripple, and no-load back electromotive force are compared and analyzed. Finally, modal analysis is conducted on the motor, and the noise performances of the motor such as radial electromagnetic force, vibration acceleration, and sound radiation power are compared. The results

show that the built-in permanent magnet synchronous motor with double-layer magnetic isolation bridge has the best output performance, with the highest and most stable output torque. The modal analysis results indicate that the harmonic frequencies of the radial electromagnetic force of the four types of motors differ significantly from the natural frequencies of the stator mode, so the motors in this paper will not generate resonance. The noise analysis results indicate that the built-in permanent magnet synchronous motor with double layer magnetic isolation bridge has the best noise reduction effect.

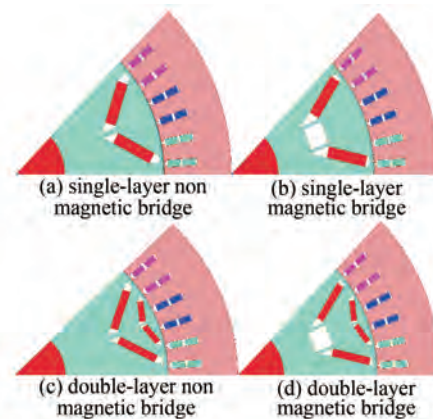


Fig. 1 Cross sectional view of motor