

DOI: 10.7652/xjtuxb201901010

含辅助槽轴向永磁电机的电磁力波分析及抑制

刘洋, 左曙光, 邓文哲
(同济大学新能源汽车工程中心, 201804, 上海)

摘要: 为了有效抑制轴向永磁电机的主要电磁力波, 针对 2 类主要电磁力波来源不同的轴向永磁电机, 通过解析的方法推导出可以有效削弱其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置规律; 将该辅助槽位置规律应用到 16 极 24 槽和 30 极 27 槽 2 款主要电磁力波来源不同的轴向永磁电机, 分别分析了定子齿辅助槽宽度和深度对主要电磁力波的影响; 通过有限元法计算了这 2 款轴向永磁电机在定子齿添加辅助槽前后的电磁噪声及转矩特性, 结果表明, 2 款轴向永磁电机的主要电磁力波幅值分别下降了 38% 和 76%, 电磁噪声均降低了 3 dB 以上, 同时, 电机输出性能的降幅在 3% 以内。

关键词: 轴向永磁电机; 辅助槽; 电磁力波抑制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)01-0077-09

Suppression of Electromagnetic Force Wave of Axial Permanent Magnet Motor with Auxiliary Slot

LIU Yang, ZUO Shuguang, DENG Wenzhe
(Clean Energy Automotive Engineering Center, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: To suppress the main electromagnetic force wave of an axial permanent magnet motor, the rule of stator tooth's auxiliary slot position is obtained analytically to attempt to weaken the main electromagnetic force wave effectively for two types of axial permanent magnet motor with different main electromagnetic force wave sources. Following the rule of auxiliary slot position on the 16-pole 24-slot or 30-pole 27-slot axial permanent magnet motor with different main electromagnetic force wave source, the effects of stator tooth auxiliary slot width and depth on the main electromagnetic force wave are analyzed respectively. The electromagnetic noise and torque characteristics of the two types of axial permanent magnet motor with stator tooth auxiliary slot are evaluated by finite element model, and the results show that the main electromagnetic force wave amplitudes of these motors are lowered by 38% and 76% respectively, and the electromagnetic noise is reduced by more than 3 dB, meanwhile the output performance of the motors decreases by no more than 3%.

Keywords: axial permanent magnet motor; auxiliary slot; electromagnetic force wave suppression

永磁电机因功率密度高、扭矩大、调速范围宽、效率高、质量和体积小等特点, 被广泛应用在电动汽车、飞轮储能、风力发电等场合^[1-5]。但是, 永磁电机

在不同应用场合中的运行工况十分复杂, 因此会产生严重的振动噪声, 从而不仅会影响人的身体健康, 甚至会恶化电机性能, 使电机损坏, 产生严重后果。

由于在永磁电机定子齿或转子上添加辅助槽工艺简单,而且可以降低质量和成本,因此被越来越多地应用于永磁电机的振动噪声研究。文献[6-11]针对径向永磁电机,研究了定子齿辅助槽对齿槽转矩或转矩波动的削弱,但均未涉及对电磁力波或电磁噪声的影响。文献[12-15]针对径向永磁电机,研究了定子或转子辅助槽对电磁力波和电磁噪声的影响,其中文献[12-13]分析了电机在空载下定子齿辅助槽对电磁力波的影响,文献[14]分析了在电机转子上添加辅助槽对电磁噪声的削弱。但是,目前关于轴向永磁电机定子齿辅助槽对电磁力波削弱作用的研究还较少。

径向永磁电机的电磁噪声主要来源于径向电磁力波,而轴向永磁电机的电磁噪声主要来源于空间阶次为 0 阶的轴向电磁力波,并且其频率特性和轴向永磁电机的极槽配合密切相关^[16]。由于径向永磁电机和轴向永磁电机的主要电磁力波来源不同,因此分析轴向永磁电机定子齿辅助槽对主要电磁力波的影响和削弱显得十分必要。此外,上述关于径向永磁电机辅助槽对电磁力波影响的分析大都针对低阶电磁力波或峰值噪声频率附近的电磁力波,缺乏针对性,而本文针对电磁噪声贡献最大的某一具体空间阶次和时间频率的电磁力波进行分析和抑制,效果更加明显。

本文首先针对 2 类主要电磁力波来源不同的外转子轴向永磁电机,通过解析的方法推导了负载下可有效抑制其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置规律;然后,选取极槽配合为 16 极 24 槽和 30 极 27 槽的 2 款轴向永磁电机作为研究对象,在其定子齿上应用解析推导的辅助槽位置规律,采用有限元法分析了辅助槽宽度和深度对主要电磁力波的影响;最后,对 2 款电机添加辅助槽前后的性能进行了仿真,结果表明本文方法可对主要电磁力波和电磁噪声进行有效抑制,且电机输出性能的降低在可接受的范围内。

1 轴向永磁电机定子齿辅助槽位置规律推导

辅助槽在定子齿上的位置十分重要,如果辅助槽位置选取不当,不仅不能起到削弱电磁力波的作用,反而会使电磁力波恶化。文献[16]通过理论分析,总结了外转子轴向永磁电机极槽配合和主要电磁力波时空特性的规律,发现当外转子轴向永磁电机的极槽配合满足 $LCM(2p, Q_s) = 6p$ (LCM 表示

最小公倍数, p 为电机的极对数, Q_s 为电机的齿槽数),或满足 $LCM(2p, Q_s) \neq 6p$ 时,其主要电磁力波的来源是不相同的,具体情况见表 1。本节将根据表 1,针对主要电磁力波来源不同的 2 类外转子轴向永磁电机,用解析的方法分别推导可以有效抑制其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置规律。为了解析时方便表示,引入单元电机的概念,设单元电机的极对数为 p_0 ,单元电机数为 N_0 ,且 $p = p_0 N_0$ 。上述主要电磁力波来源不同的 2 类轴向永磁电机均具有外转子结构,如图 1 所示。

表 1 外转子轴向永磁电机的主要电磁力波特性

极槽配合	主要电磁力波的时空特性	来源
$LCM(2p, Q_s) = 6p$	0 阶 $6p$ 倍转频	受开槽影响的永磁体磁场相互作用
$LCM(2p, Q_s) \neq 6p$	0 阶 $6p$ 倍转频	永磁体磁场和电枢反应磁场相互作用

从表 1 可知,对于极槽配合满足 $LCM(2p, Q_s) = 6p$ 和 $LCM(2p, Q_s) \neq 6p$ 的轴向永磁电机,在负载下的主要电磁力波的时空特性均为 0 阶 $6p$ 倍转频,但是主要电磁力波的来源是不相同的:当极槽配合满足 $LCM(2p, Q_s) = 6p$ 时,其主要电磁力波的来源是受开槽影响的永磁体磁场相互作用,而对于极槽配合满足 $LCM(2p, Q_s) \neq 6p$ 的情况,其主要电磁力波的来源是永磁体磁场和电枢反应磁场相互作用。由于主要电磁力波来源不同,所以 2 类轴向永磁电机通过辅助槽削弱主要电磁力波的机理也不相同。因此,下面在推导定子齿辅助槽位置规律时,将根据主要电磁力波来源的不同(即极槽配合满足 $LCM(2p, Q_s) = 6p$ 或 $LCM(2p, Q_s) \neq 6p$),分 2 种情况进行讨论。

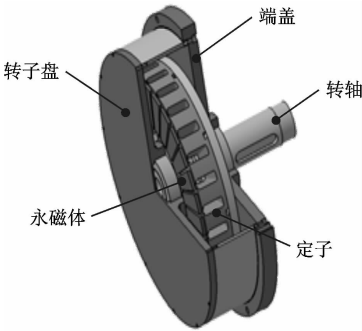


图 1 外转子轴向永磁电机示意图

对于极槽配合满足 $LCM(2p, Q_s) = 6p$ 的轴向永磁电机,其主要电磁力波的空间阶次为 0 阶,频率

为 $6p$ 倍转频,由受开槽影响的永磁体磁场相互作用产生,解析结果如下

$$F_{(0,6p)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn_1} \sum B_{mn_2} \Lambda_0 \Lambda_{2p_0} \cos(6p\omega t + \pi) \quad (1)$$

式中: $|n_1 \pm n_2| = 6$, n_1 和 n_2 均为奇数; B_{mn} 为 n 阶永磁体磁场的幅值; Λ_0 和 Λ_{2p_0} 为第 0 阶和第 $2p_0$ 阶磁导谐波的幅值; ω 为电机的角速度; μ_0 为真空中的磁导率。

对于极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) \neq 6p$ 的轴向永磁电机,其主要电磁力波的空间阶次和时间频率特性与极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) = 6p$ 的情况是相同的,但是由于主要电磁力波来源不同,所以解析结果不同,表达式为

$$F_{(0,6p)} = \frac{\Lambda_0^2}{2\mu_0} \left[B_{m5} B_{a5p_0} \cos\left(6p\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + B_{m7} B_{a7p_0} \cos\left(6p\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (2)$$

当沿轴向永磁电机定子齿周向从位置 φ 处均匀开 N 个辅助槽后,其气隙相对磁导为

$$\tilde{\lambda}(\theta) = \Lambda_0 + \sum \Lambda_\mu \cos(\mu Q_s \theta) + \sum \Lambda'_\mu \cos[\mu N(\theta + \varphi)] \quad (3)$$

式中: Λ_μ 为第 μ 阶相对磁导谐波的幅值; Λ'_μ 为辅助槽引入的第 μ 阶额外相对磁导谐波的幅值。

定子齿开辅助槽后在平均半径处展开,如图 2 所示,图中纵轴表示槽口的中心线,横轴表示沿电机周向,交点 0 为定义的原点。

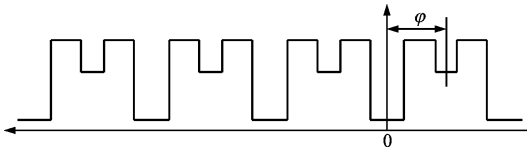


图 2 定子齿开辅助槽后在平均半径处展开示意图

由理论推导得知,在定子齿上均匀添加 N 个辅助槽后引起的额外相对磁导谐波和永磁体磁场相互作用会产生额外的 0 阶电磁力波,其频率为 $2Np_0$ 倍转频,推导结果如下

$$F_{\text{add}(0,2Np_0)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn} \cos\left[np\left(\theta - \frac{\pi}{2p}\right)\right] \sum \Lambda'_\mu \cos[\mu N(\theta + \varphi)] \quad (4)$$

但是,要想使所产生的额外电磁力波可以有效削弱轴向永磁电机的初始主要电磁力波,除了额外电磁力波的空间阶次要和初始主要电磁力波的相同

外,还要满足时间频率相同,即要求 $2Np_0 = 6p$, $N = 3N_0$,也就是说沿轴向永磁电机定子齿周向添加辅助槽的总数量为 $3N_0$ 时,就可以产生与原电机主要电磁力波空间阶次和时间频率都相同的额外电磁力波。因此,只要使额外产生的电磁力波和初始主要电磁力波的相位相反,就可以达到削弱初始主要电磁力波的目的。依据由辅助槽产生的额外电磁力波相位和初始主要电磁力波相位相反的原理,可以解析计算出定子齿辅助槽所处的有效位置,也就是式(3)中的 φ 角。

对于极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) = 6p$ 的轴向永磁电机,由定子齿辅助槽产生的额外电磁力波与初始主要电磁力波相位相反时的解析表达式为

$$F_{\text{add}(0,6p)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn_1} \sum B_{mn_2} \Lambda_0 \Lambda'_{2p_0} \cos(6p\omega t) \quad (5)$$

联立式(5)和式(4)求解,便可得到能有效削弱该类轴向永磁电机主要电磁力波的定子齿辅助槽位置 φ 满足

$$\varphi = \frac{\pi}{6p} \quad \text{or} \quad \frac{3\pi}{6p} \quad (6)$$

对于极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) \neq 6p$ 的轴向永磁电机,其主要电磁力波的解析表达式为式(2),主要包括 2 项,而且 2 项的相位是相反的。第 1 项的幅值由第 5 阶永磁体磁场占主导,第 2 项的幅值由第 7 阶永磁体磁场占主导,因此第 1 项的幅值是大于第 2 项的,即该类轴向永磁电机的主要电磁力波由第 1 项占主导。在这种情况下,要想有效削弱轴向永磁电机的主要电磁力波,就需要定子齿辅助槽产生的额外电磁力波的相位与式(2)中的第 2 项相同,也就是与第 1 项的相位相反,解析结果如下

$$F_{\text{add}(0,6p)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn_1} \sum B_{mn_2} \Lambda_0 \Lambda'_{2p_0} \cos\left(6p\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (7)$$

同样,联立式(7)和式(4)便可求得能有效削弱该类轴向永磁电机主要电磁力波的定子齿辅助槽位置为

$$\varphi = \frac{\pi}{12p} + \frac{\pi}{3p}n, \quad \text{且} \quad \varphi < \frac{2\pi}{3N_0} \quad (8)$$

式中, $\varphi < \frac{2\pi}{3N_0}$ 是为了除去辅助槽位置重复的情况。

综上,可以得到主要电磁力波来源不同的 2 类轴向永磁同步电机能有效削弱其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置规律,见表 2。

表 2 轴向永磁电机定子齿辅助槽位置规律

极槽配合	负载下主要电磁力波来源	定子齿辅助槽位置规律
$\text{LCM}(2p, Q_s) = 6p$	受开槽影响的永磁体磁场相互作用	$\varphi = \frac{\pi}{6p}$ or $\frac{3\pi}{6p}$
$\text{LCM}(2p, Q_s) \neq 6p$	永磁体磁场和电枢反应磁场相互作用	$\varphi = \frac{\pi}{12p} + \frac{\pi}{3p}n$

2 16 极 24 槽和 30 极 27 槽轴向永磁电机辅助槽位置规律应用

选择分别满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) = 6p$ 和 $\text{LCM}(2p, Q_s) \neq 6p$ 的 2 款轴向永磁电机为研究对象,极槽配合分别为 16 极 24 槽和 30 极 27 槽,应用求得的定子齿辅助槽位置规律对这 2 款电机的主要电磁力波进行分析。2 款电机均具有外转子结构,永磁体为表贴式扇形结构,采用分数槽集中绕组,定子通过定子托盘固定在转轴上,转子盘、永磁体、机壳和端盖构成外转子系统,如图 1 所示,2 款电机的主要参数见表 3。

表 3 轴向永磁电机的主要参数

参数	16 极 24 槽	30 极 27 槽
极对数 p	8	15
槽数 Q_s	24	27
永磁体内径 R_1/mm	60	69
永磁体外径 R_2/mm	90	112
气隙长度 g_0/mm	1.0	1.5
槽口宽度 b/mm	4	3
极弧系数 α_p	0.84	0.85
永磁体剩磁 B_r/T	1.2	1.2

对于 16 极 24 槽轴向永磁电机,负载下电磁力波的空间阶次为 0 阶和 8 的整倍数阶,时间频率为 24 倍转频,而对于 30 极 27 槽轴向永磁电机,负载下电磁力波的空间阶次为 0 阶和 3 的整倍数阶,时间频率为 9 倍转频^[16]。由表 1 可知,16 极 24 槽轴向永磁电机的极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) = 6p$,对其电磁噪声贡献最大的主要电磁力波的空间阶次为 0 阶,频率为 48 倍转频。该主要电磁力波是由永磁体磁场和相对磁导谐波相互作用产生的,其解析结果为

$$F_{(0,48)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn_1} \sum B_{mn_2} \Lambda_0 \Lambda_2 \cos(48\omega t + \pi)$$

(9)

根据式(5)可知,在定子齿添加辅助槽后,额外相对磁导谐波和永磁体磁场相互作用产生的主要电磁力波的解析结果为

$$F_{\text{add}(0,48)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn_1} \sum B_{mn_2} \Lambda_0 \Lambda'_2 \cos(48\omega t)$$

(10)

式中 $|n_1 \pm n_2| = 6$ 。

30 极 27 槽轴向永磁电机的极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) \neq 6p$,对其电磁噪声贡献最大的主要电磁力波的空间阶次为 0 阶,频率为 90 倍转频,该电磁力波主要由永磁体磁场和电枢反应磁场相互作用产生。主要电磁力波的解析结果为

$$F_{(0,90)} = \frac{\Lambda_0^2}{2\mu_0} \left[B_{m5} B_{a25} \cos\left(90\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + B_{m7} B_{a35} \cos\left(90\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

(11)

根据式(7)可知,在定子齿开辅助槽后,额外相对磁导谐波和永磁体磁场相互作用产生的主要电磁力波的解析结果为

$$F_{\text{add}(0,90)} = \frac{1}{4\mu_0} \sum B_{mn_1} \sum B_{mn_2} \Lambda_0 \Lambda'_{10} \cos\left(90\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

(12)

在分析了上述 2 款轴向永磁电机在定子齿开辅助槽对主要电磁力波的削弱机理后,下面结合本文第 1 节的结论来确定定子齿辅助槽的具体位置。

对于 16 极 24 槽轴向永磁电机,单元电机数为 8,要使定子齿开辅助槽后所产生的额外电磁力波能够削弱初始主要电磁力波幅值,沿定子齿周向均匀开设的辅助槽的数量要满足 $N = 3N_0$,也就是需要 24 个辅助槽,每个定子齿上均有一个辅助槽,如图 3 所示,由表 2 可知辅助槽的具体位置为 $\varphi = \frac{\pi}{48}$ or $\frac{3\pi}{48}$ 。

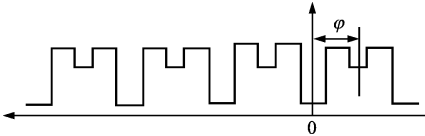


图 3 16 极 24 槽电机定子齿开辅助槽后在平均半径处展开

对于 30 极 27 槽轴向永磁电机,其单元电机数为 3,同理,沿定子齿周向均匀开设的辅助槽的数量 $N = 3N_0 = 9$,也就是每 3 个定子齿开 1 个辅助槽,如图 4 所示,由表 2 可知辅助槽的具体位置为

$$\varphi = \frac{\pi}{180} + \frac{\pi}{45}n \text{ 且 } \varphi < \frac{2\pi}{9}, n = 0 \sim 9$$

在确定了能够有效削弱 2 款轴向永磁电机主要电磁力波的定子齿辅助槽位置后,下面再来具体分

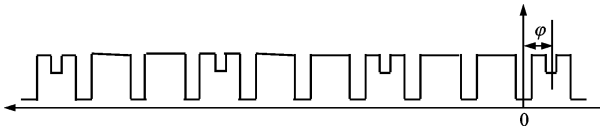


图 4 30 极 27 槽电机定子齿开辅助槽后在平均半径处展开

析辅助槽参数(主要是辅助槽宽度和深度)对主要电磁力波的影响及抑制,并通过有限元法计算电机开辅助槽前后的电磁噪声和不同工况下的转矩特性等,以防辅助槽对电机输出特性产生较大影响。

3 辅助槽参数对主要电磁力波的影响及抑制

将定子齿辅助槽位置规律应用于 16 极 24 槽和 30 极 27 槽 2 款轴向永磁电机,只要在相应的定子齿位置上开辅助槽,便可以抑制电机的主要电磁力波,达到削弱电磁噪声的目的。由于矩形槽结构简单、加工成本低且方便,所以本文采用的辅助槽均为矩形槽,主要包括辅助槽宽度和深度 2 个参数。下面,将利用有限元法分析辅助槽宽度和深度对主要电磁力波的抑制,并且计算添加辅助槽前后电机的性能。

为了保证有限元计算结果的可信度,先通过试验测量了外转子轴向永磁电机在转速为 50 r/min 下的反电动势。测试系统如图 5 所示,轴向永磁电机安装在 1/4 悬架台上,电机外用螺栓固定轮胎,用转鼓反向带动轮胎旋转。试验测得的线电压与有限元模型计算结果的对比如图 6 所示,可见试验结果和有限元计算结果具有很好的一致性。

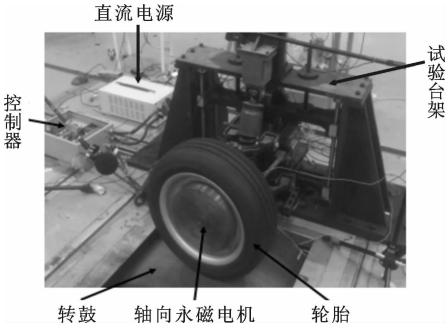


图 5 反电动势测试系统

对于 16 极 24 槽轴向永磁电机,可以有效削弱其主要电磁力波的辅助槽位置满足 $\varphi = \frac{\pi}{48}$ or $\frac{3\pi}{48}$ 。为了验证解析推导得到的辅助槽位置规律是否有效,分别在 $\varphi = \frac{\pi}{48}$ 和 $\varphi = \frac{3\pi}{48}$ 位置处均匀连续添加 24 个辅助槽,建立 2 个 16 极 24 槽轴向永磁电机有限

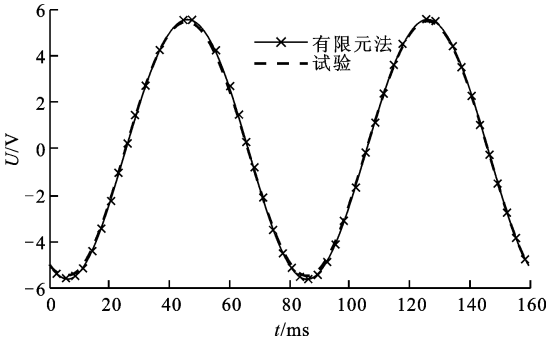


图 6 试验和有限元法的线电压对比

元模型分别计算,除了辅助槽的位置不同,其他参数均一致。保持辅助槽的深度 $b=0.5\text{ mm}$,辅助槽宽度 w 对主要电磁力波幅值的影响如图 7 所示。

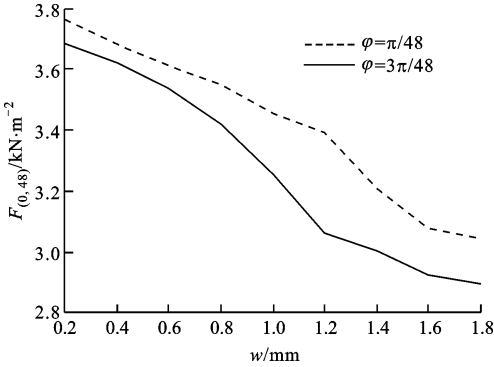


图 7 定子齿辅助槽宽度对 0 阶 48 倍频电磁力波的影响

由图 7 可知,随着辅助槽宽度的增加,0 阶 48 倍频电磁力波的幅值不断减小。16 极 24 槽轴向永磁电机的主要电磁力波是由永磁体磁场和相对磁导谐波相互作用产生的,因此幅值较大。由式(10)可知,额外产生的 0 阶 48 倍频电磁力波幅值与第 2 阶额外相对磁导谐波幅值成正比。如图 8 所示,第 2 阶额外相对磁导谐波幅值随着辅助槽宽度的增加而增加,因此产生的额外 0 阶 48 倍频电磁力波的幅值也是不断增大的,鉴于额外电磁力波和初始电磁力波相位相反,所以定子齿开辅助槽后的总电磁力波

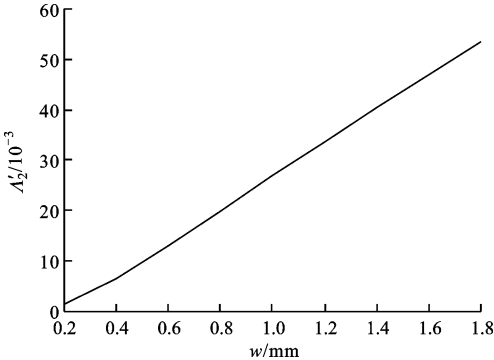


图 8 第 2 阶额外相对磁导谐波幅值随定子齿辅助槽宽度的变化

幅值不断减小。

对于 30 极 27 槽轴向永磁电机,可以有效削弱其主要电磁力波的辅助槽位置满足 $\varphi = \frac{\pi}{180} + \frac{n\pi}{45}$ ($n=0\sim9$)。由于辅助槽位置规律包括 10 种,一一验证极其麻烦,因此选择分别在 $\varphi = \frac{17\pi}{180}$ ($n=4$) 或 $\varphi = \frac{21\pi}{180}$ ($n=5$) 位置处均匀连续开 9 个辅助槽,建立 2 个有限元模型分别计算,除了辅助槽位置不同,其他参数均一致,其中负载电枢电流均为 40 A。当辅助槽深度为 1 mm 时,辅助槽宽度对主要电磁力波幅值的影响如图 9 所示。

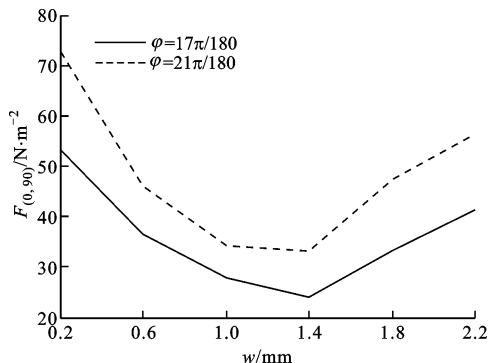


图 9 定子齿辅助槽宽度对 0 阶 90 倍频电磁力波的影响

由图 9 可知,随着辅助槽宽度的增加,0 阶 90 倍频电磁力波幅值先减小,后反向增大,在宽度为 1.4 mm 左右达到极小值。因为 30 极 27 槽轴向永磁电机的主要电磁力波是由永磁体磁场和电枢磁场相互作用产生的,所以主要电磁力波幅值较小。由式(12)可知,额外产生的 0 阶 90 倍频电磁力波幅值和第 10 阶额外相对磁导谐波幅值成正比。

由图 10 可以看出,第 10 阶额外相对磁导谐波幅值随着辅助槽宽度的增加而增大,因此所产生的额外电磁力波幅值也不断增大。由于额外产生的主

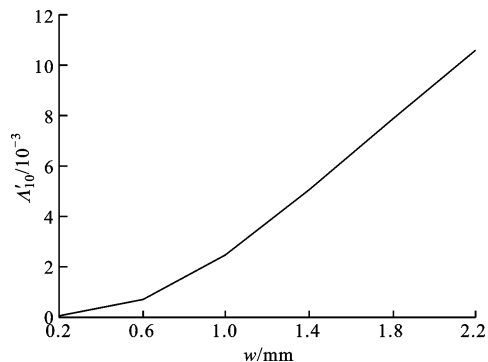


图 10 第 10 阶额外相对磁导谐波幅值
随定子齿辅助槽宽度的变化

要电磁力波和初始主要电磁力波相抵消,所以定子齿开辅助槽后的总电磁力波幅值不断减小,当辅助槽宽度增加到一定程度,也就是 1.4 mm 左右时,主要电磁力波幅值大部分被额外产生的电磁力波幅值所抵消,总的电磁力波幅值的减小量达到了一定程度的饱和。随着辅助槽宽度的进一步增加,辅助槽产生的额外电磁力波变为主导,因此总的主要电磁力波幅值变大。

综合以上分析可知,对于 16 极 24 槽轴向永磁电机,当保持定子齿辅助槽深度为 0.5 mm 时,辅助槽宽度取 1.8 mm 对主要电磁力波幅值的抑制最大,而对于 30 极 27 槽轴向永磁电机,在保持辅助槽深度为 1.0 mm 时,辅助槽宽度取 1.4 mm 对主要电磁力波幅值的抑制最大。

针对 16 极 24 槽轴向永磁电机在 $\varphi = \frac{3\pi}{48}$ 位置处、保持辅助槽的宽度 1.8 mm 不变,30 极 27 槽轴向永磁电机在 $\varphi = \frac{21\pi}{180}$ ($n=5$) 位置处、保持辅助槽的宽度 1.4 mm 不变,分别分析辅助槽深度对这 2 款电机主要电磁力波幅值的抑制效果,结果见图 11 和图 12。

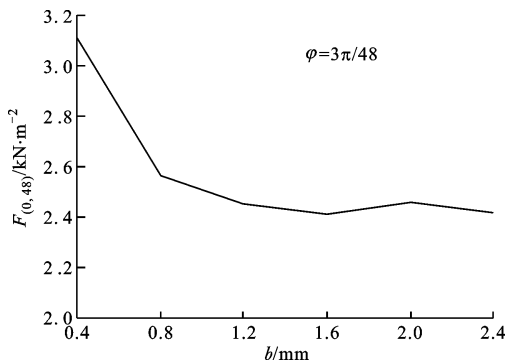


图 11 定子齿辅助槽深度对 0 阶 48 倍频电磁力波的影响

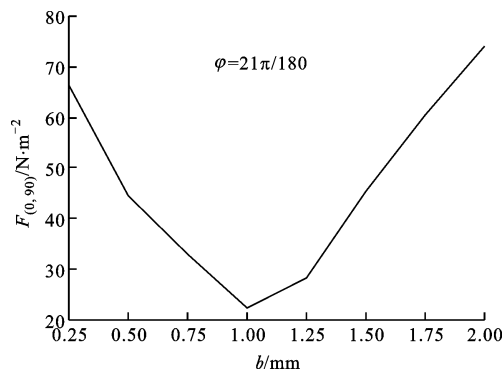


图 12 定子齿辅助槽深度对 0 阶 90 倍频电磁力波的影响

由图 11 可知:对于 16 极 24 槽轴向永磁电机,随着辅助槽深度的增大,主要电磁力波的幅值先减

小,后趋于不变;当辅助槽深度为 1.6 mm 时,对电磁力波的抑制已经达到了饱和,此后继续增大辅助槽深度对主要电磁力波幅值的抑制效果基本不变。因此,对该款电机主要电磁力波幅值抑制较大的辅助槽宽度和深度分别为 1.8 和 1.6 mm。

由图 12 可知,对于 30 极 27 槽轴向永磁电机,随着辅助槽深度的增加,主要电磁力波的幅值先减小后增大,同样是因为该款电机的初始主要电磁力波幅值较小,在辅助槽深度为 1 mm 时对主要电磁力波的抑制已经达到了饱和,所以对该款电机主要电磁力波幅值抑制较大的辅助槽宽度和深度分别为 1.4 和 1.0 mm。

抑制电磁力波的目的是为了削弱电磁噪声。下面将通过计算上述 2 款轴向永磁电机的电磁噪声来验证定子齿辅助槽抑制主要电磁力波的效果。根据前文计算和分析得到的对 2 款电机主要电磁力波抑制较大的辅助槽位置以及宽度和深度,分别对 2 款电机的结构进行修改,通过 J-mag 软件和麦克斯韦应力张量法计算定子齿开辅助槽后 2 款电机的气隙磁场及电磁力,利用模态叠加法和声场边界元法计算开辅助槽前后 2 款电机所辐射的电磁噪声^[17]。对比结果分别如图 13 和图 15 所示,从中可以看出:在电机定子齿开辅助槽后,电磁噪声的声压级峰值均有所降低。

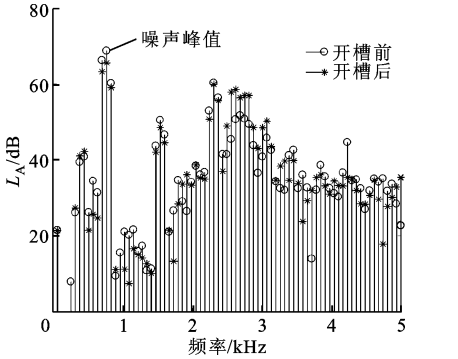


图 13 16 极 24 槽轴向永磁电机开辅助槽前后的声压级(A)对比

由于定子齿开辅助槽后会影响到电机的输出性能,为了保证辅助槽不会对电机的输出性能产生过大的削弱(特别是在电机过载工况下),本文针对 2 款电机计算了在开辅助槽前后额定工况和过载工况下的转矩-转速特性曲线,如图 14 和图 16 所示。从图中可以看出,额定工况下 2 款电机在开辅助槽后的转矩特性基本没有削弱,而在过载工况下,2 款电机的转矩均有少量削弱,但削弱量均不到 3%,在可

接受的范围内。

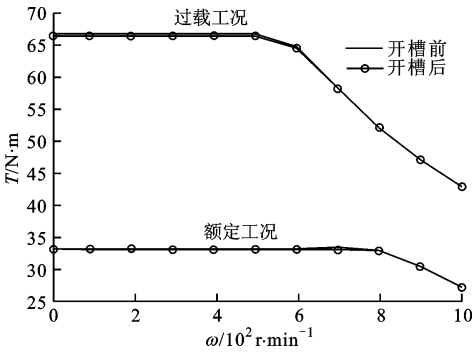


图 14 16 极 24 槽轴向永磁电机开辅助槽前后的转矩特性对比

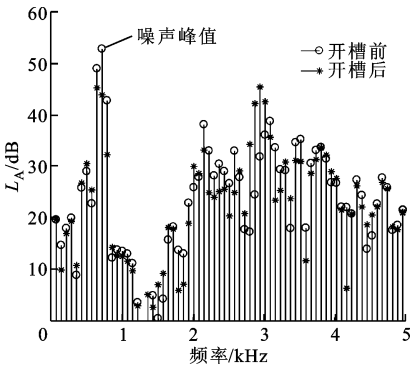


图 15 30 极 27 槽轴向永磁电机开辅助槽前后的声压级(A)对比

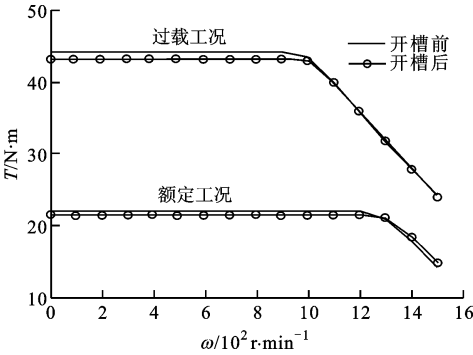


图 16 30 极 27 槽轴向永磁电机开辅助槽前后的转矩特性对比

开辅助槽前后 2 款电机在额定工况下的主要电磁力波幅值,以及过载工况下的主要电磁力波幅值、平均转矩和声压级峰值的变化情况列于表 4 和表 5,从中可以看出,不管是在额定工况还是过载工况下,电机定子齿开辅助槽均能削弱主要电磁力波,主要电磁力波幅值均得到了较大的抑制,2 款电机的电磁噪声声压级(A)峰值分别降低了 3.1 和 7.43 dB,平均转矩虽有所降低,但均在可接受的范围内。

表 4 开辅助槽前后 16 极 24 槽
轴向永磁电机性能对比

工况	性能参数	开槽前	开槽后	变化率/%
额定	$F_{(0,48)}/\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$	3 885.0	2 408.7	-38.0
过载	$F_{(0,48)}/\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$	3 717.8	2 224.6	-40.2
额定	$T_{\text{ave}}/\text{N}\cdot\text{m}$	22.9	22.3	-2.6
额定	$L_{\text{A,peak}}/\text{dB}$	68.7	65.6	-4.5

注： T_{ave} 为平均转矩； $L_{\text{A,peak}}$ 为声压级(A)峰值。

表 5 开辅助槽前后 30 极 27 槽
轴向永磁电机性能对比

工况	性能参数	开槽前	开槽后	变化率/%
额定	$F_{(0,90)}/\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$	94.69	22.73	-76.0
过载	$F_{(0,90)}/\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$	385.3	273.4	-29.0
额定	$T_{\text{ave}}/\text{N}\cdot\text{m}$	37.10	36.89	-0.6
额定	$L_{\text{A,peak}}/\text{dB}$	52.94	45.51	-14.0

4 结 论

本文首先针对 2 类主要电磁力波来源不同的外转子轴向永磁电机,通过解析分别推导出了可以有效削弱其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置规律;然后将该规律分别应用到 16 极 24 槽和 30 极 27 槽 2 款轴向永磁电机,通过有限元法计算并分析了辅助槽宽度和深度对这 2 款电机主要电磁力波的影响及抑制;最后计算了 2 款电机开辅助槽前后的电磁噪声及转矩性能,并进行了对比验证。获得的主要结论如下:

(1)对于极槽配合满足 $\text{LCM}(2p, Q_s) = 6p$ 和 $\text{LCM}(2p, Q_s) \neq 6p$ 的轴向永磁电机,解析推导出的可以有效削弱其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置分别满足 $\varphi = \frac{\pi}{6p}$ or $\frac{3\pi}{6p}$ 和 $\varphi = \frac{\pi}{12p} + \frac{\pi}{3p}n$ 。

(2)对于 16 极 24 槽和 30 极 27 槽 2 款轴向永磁电机,可以有效削弱其主要电磁力波的定子齿辅助槽位置分别为: $\varphi = \frac{\pi}{48}$ or $\frac{3\pi}{48}$ 和 $\varphi = \frac{\pi}{180} + \frac{n\pi}{45} (n = 0 \sim 9)$ 。

(3)电磁噪声和转矩特性的计算结果验证了定子齿辅助槽对抑制主要电磁力波的有效性,并且不会过多影响电机的输出性能。

参考文献:

[1] 王秀和. 永磁电机 [M]. 北京:中国电力出版社,

2010.

[2] 黄允凯,周涛,董剑宁,等. 轴向永磁电机及其研究发展综述 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 192-205.

HUANG Yunkai, ZHOU Tao, DONG Jianning, et al. An overview on developments and researches of axial flux permanent magnet machines [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(1): 192-205.

[3] 钟再敏,江尚,康劲松,等. 永磁同步电机谐波电压与电流的耦合模型及前馈控制 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 131-142.

ZHONG Zaimin, JIANG Shang, KANG Jingsong, et al. A harmonic voltage and current coupling permanent magnet synchronous motor model and feedforward control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(18): 131-142.

[4] 左曙光,吴双龙,吴旭东,等. 轴向磁通永磁同步电机转矩解析模型和转矩优化 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 46-53.

ZUO Shuguang, WU Shuanglong, WU Xudong, et al. Analytical model and optimization of torque of an axial flux permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 46-53.

[5] 邓文哲,左曙光,林福,等. 偏心条件下轴向磁通轮毂电机不平衡弯矩建模与分析 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(13): 153-161.

DENG Wenzhe, ZUO Shuguang, LIN Fu, et al. Modeling and analysis of unbalanced moment for an axial-flux in-wheel motor with eccentricity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(13): 153-161.

[6] 黄克峰,李槐树,周羽. 利用辅助槽削弱齿槽力的方法研究 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(3): 54-59.

HUANG Kefeng, LI Huaishu, ZHOU Yu. Method research for reducing the cogging force by auxiliary slots [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(3): 54-59.

[7] ZHAO G, HUA W, ZHU X, et al. The influence of dummy slots on stator surface-mounted permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 1-5.

[8] ZHANG G, WANG F, SHEN Y. Reduction of rotor loss and cogging torque of high speed PM machine by stator teeth notching [C]//Proceedings of 10th International Conference on Electrical Machines and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 856-859.

[9] NAKANO M, MORITA Y, MATSUNAGA T. Re-

- duction of cogging torque due to production tolerances of rotor by using dummy slots placed partially in axial direction [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(6): 4372-4382.
- [10] MA G, LI G, ZHOU R, et al. Effect of stator and rotor notches on cogging torque of permanent magnet synchronous motor [C]//Proceedings of 20th International Conference on Electrical Machines and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1-5.
- [11] ZHANG B, WANG X, ZHANG R, et al. Cogging torque reduction by combining teeth notching and rotor magnets skewing in PM BLDC with concentrated windings [C]//Proceedings of 11th International Conference on Electrical Machines and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 3189-3192.
- [12] 张冉, 王秀和, 乔东伟, 等. 基于辅助槽的永磁电机激振力波削弱方法 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 103-108.
- ZHANG Ran, WANG Xiuhe, QIAO Dongwei, et al. Reduction of exciting force wave for permanent magnet motors by teeth notching [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 103-108.
- [13] LAN H, CHEN Q, ZOU J, et al. Influence of dummy slots on noise and vibration performance in permanent magnet synchronous machines [C]//IEEE Transportation Electrification Conference and Expo. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1-6.
- [14] JIANG J W, BILGIN B, SATHYAN A, et al. Noise and vibration reduction for IPMSM by using rotor circumferential slits [C]//Proceedings of 20th International Electric Machines and Drives Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1-8.
- [15] HWANG S M, EOM J B, HWANG G B, et al. Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(5): 3144-3146.
- [16] DENG Wenzhe, ZUO Shuguang, LIN Fu, et al. Influence of pole and slot combinations on vibration and noise in external rotor axial flux in-wheel motors [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(4): 586-594.
- [17] ZUO S G, LIN F, WU X D. Noise analysis, calculation, and reduction of external rotor permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(10): 6204-6212.

(编辑 葛赵青)

(上接第 61 页)

- [17] 丁峰, 王伟达, 马文杰, 等. 基于模型预测控制的混联式混合动力车辆能量管理策略 [J]. 北京汽车, 2015(3): 1-5.
- DING Feng, WANG Weida, MA Wenjie, et al. Energy management strategy for power-split hybrid electric vehicle based on model predictive control theory [J]. Beijing Vehicle, 2015(3): 1-5.
- [18] ZHANG Jiangyan, SHEN Tielong. Real-time fuel economy optimization with nonlinear MPC for PHEVs [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(6): 2167-2175.
- [19] WANG Weida, XIANG Changle, LIU Hui, et al. A model predictive control based power management strategy for a power-split electromechanical transmission [J]. Journal of Automobile Engineering, 2016, 230(14): 108-109.
- [20] 王晨, 赵治国, 张彤, 等. 复合功率分流式 e-CVT 结构优化及验证 [J]. 中国公路学报, 2015, 28(3): 117-126.
- WANG Chen, ZHAO Zhiguo, ZHANG Tong, et al. Structure optimization and its validation for compound power-split e-CVT [J]. China Journal of Highway and Transport, 2015, 28(3): 117-126.
- [21] WANG Chen, ZHAO Zhiguo, ZHANG Tong, et al. Development of a compact compound power-split hybrid transmission based on altered ravigneaux gear set: SAE Technical Paper 2014-01-1793 [R]. New York, USA: SAE, 2014.
- [22] 陈虹. 模型预测控制 [M]. 北京: 科学出版社, 2013: 328-561.
- [23] LI Liang, YOU Sixiong, YANG Chao. Multi-objective stochastic MPC-based system control architecture for plug-in hybrid electric buses [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 99(1): 4752-4763.

(编辑 荆树蓉)