

基于槽极比选择的切向永磁同步电机永磁体 涡流损耗抑制措施

侯云鹤, 程 祥*, 张炳义

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

Measures to Suppress Eddy Current Loss in Permanent Magnets of Tangential Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Slot-Pole Ratio Selection

HOU Yunhe, CHENG Xiang*, ZHANG Bingyi

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: To suppress the permanent magnet eddy current losses in tangential permanent magnet synchronous motors, an estimated model for permanent magnet eddy current losses is constructed based on Maxwell equation and constitutive equation with approximate assumptions on the shape of the permanent magnet. A magnetic conductance function based on Carter coefficient concept is employed to estimate the change in magnetic flux density under the slot due to stator slotting. The conclusions of the theoretical analysis are verified based on five motor designs with slot-pole ratios of 1.05, 1.20, 1.30, 2.40, and 3.60, respectively. The permanent magnet losses are analyzed at load current and double load current to obtain the radial air-gap magnetic flux density curve and its harmonic content for each motor. Considering the weakening effect of increasing the slot-pole ratio on stator iron losses and permanent magnet eddy current losses, a motor slot-pole ratio selection strategy is proposed. The results show that increasing the slot-pole ratio can decrease the variation in magnetic flux density stator slot, thus suppressing low-order harmonic content in the air-gap magnetic field and reducing permanent magnet eddy current losses, enhancing the motor's operational reliability, but it also introduces more high-order harmonics, which increases the stator iron consumption.

Key words: permanent magnet synchronous motor; permanent magnet eddy current loss; slot-pole ratio; radial air-gap magnetic flux density

摘要: 为抑制切向永磁同步电机的永磁体涡流损耗,基于麦克斯韦方程和本构方程,对永磁体形状进行近似假设,构建了永磁体涡流损耗的估算模型。使用一种基于

卡特系数概念的磁导函数来估算由于定子开槽引起的槽下磁感应强度变化。基于五台槽极比分别为 1.05、1.20、1.30、2.40 和 3.60 的电机设计方案对理论分析结论进行了验证。在负载电流和两倍负载电流下,分析永磁体损耗,得到了每台电机的径向气隙磁密曲线及其谐波含量。考虑到增加槽极比对定子铁耗和永磁体涡流损耗的削弱效果,给出了电机槽极比选择策略。研究结果表明,增加槽极比能减弱定子槽下磁感应强度变化,从而抑制气隙磁场中低次谐波含量,减小永磁体涡流损耗,使电机运行更加可靠,但也会引入更多高次谐波,从而增加定子铁耗。

关键词: 永磁同步电机; 永磁体涡流损耗; 槽极比; 径向气隙磁密

0 引言

在永磁同步电机中,磁动势在空间上与转子同步旋转。在理想条件下,转子铁耗和永磁体涡流损耗不存在,但由于定子开槽或变频器供电时,时间谐波电流产生的磁场导致的磁动势谐波会引起转子部分出现感应分量,使得磁场发生变化(即磁通发生变化)^[1-2]。永磁体使用的钕铁硼材料电导率相对较高,在其内部会产生较大的涡流阻碍磁通变化,并产生能量损耗转化为热能,这部分损耗便称为永磁体涡流损耗。

尽管永磁体涡流损耗可能仅占电机总损耗很小的一部分,但却是衡量电机能否正常运行的一项重要指标。永磁体涡流损耗过高不仅会导致永磁体温度升高,影响其使用寿命和性能,而且过高的温度甚至会造成永磁体永久性的失磁。因此,

永磁体涡流损耗对电机的影响不容忽视。

在国内外的研究中,苏赞团队^[3]通过理论和试验验证了分割永磁体对涡流损耗有抑制作用。Schmidt E 团队^[4]提出了永磁体涡流损耗的理论依据并进行了有限元分析的仿真验证。魏士文和王艾萌团队^[5-6]研究了定子槽口宽度对电机永磁体损耗的影响。张磊团队^[7]分析了磁性槽楔对电机气隙磁场的影响。刘文彬团队^[8]通过谐波注入算法对变频器驱动下产生的涡流损耗进行了有效抑制。

以上研究虽然充分,但对于实际工程上的应用欠缺考虑。尽管永磁体分割有效,但成本较高;调整定子开槽宽度仅考虑到空间层面对损耗的作用,忽略了时间维度上电机的旋转,并且可操作性较差;槽开口的大小对电机各项参数及电机性能皆有影响,仅对槽宽进行调整,可能达不到理想的电机性能要求;磁性槽楔虽然能有效抑制涡流,但是会有额外的漏磁产生。

针对以上问题,本文将从时间和空间两个维度来考虑永磁体涡流损耗的影响因素;并分析由于定子开槽引起的槽下磁感应强度变化对气隙磁场的影响;考虑到电机设计参数之间的高耦合关系,调整槽极比,从整体上对电机定子部分进行再设计来削弱永磁体涡流损耗;最后基于五台电机的设计方案,对理论分析结论加以仿真验证。

1 永磁体涡流损耗理论估算方法

1.1 涡流损耗表达式

由麦克斯韦方程和本构方程可知:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2)$$

式中: \mathbf{E} 为电场强度; \mathbf{B} 为磁感应强度; \mathbf{J} 为电流密度; σ 为媒质电导率,此处可看作永磁体材料电导率; t 为时间。

由于电机旋转是关于时间的函数,为方便分析,在极坐标系下进行分析,并对永磁体形状做近似处理,如图 1 所示。

当永磁体的轴向长度远远大于宽度(此处为磁化方向长度)时,则可以使用二维模型进行近似,由此得到电机各尺寸标注模型,如图 2 所示。图 2 中, x, y, z 为空间直角坐标系下的坐标

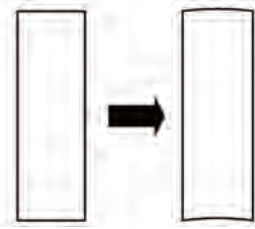


图 1 永磁体近似模型

Fig. 1 Approximate model of permanent magnet

轴; r, θ 分别为极坐标系下的极径、极角; θ_0 为任一永磁体在极坐标系下的初始角度; τ 为永磁体在极坐标系下所占角度大小; h_m 为永磁体长度; g 为电机气隙长度; b_{s0} 为定子槽口大小; ω_m 为电机旋转角速度; R_m 为从原点到永磁体底部中心的长度。

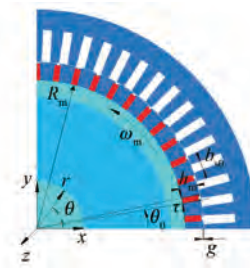


图 2 电机尺寸标注模型

Fig. 2 Motor dimension labeling model

由式(1)和斯托克斯公式可以得到^[9]:

$$\int_{z=0}^{l_m} \mathbf{E} dz = -\int_{\theta_0}^{\theta_0+\tau} \int_{z=0}^{l_m} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} r dz d\theta \quad (3)$$

式中: l_m 为永磁体轴向长度。

根据式(2)和式(3)可以得到电流密度的计算式:

$$J_z(t, \theta) = -\sigma \int_{\theta}^{\theta_0+\tau} \frac{\partial B^R(t, \theta)}{\partial t} r d\theta + C(t) \quad (4)$$

式中: J_z 为涡流的轴向分量; B^R 为径向磁感应强度; $C(t)$ 为积分常数。

由于涡流自成闭环,为确保电流的积分在任意时刻都为零,进而得到边界方程:

$$\int_{\theta_{i0}}^{\theta_{i0}+\tau} J_z(t, \theta) r d\theta = 0 \quad (5)$$

式中: θ_{i0} 为当前计算的第 i 个永磁体在极坐标系下的初始角度。

根据式(4)和式(5)可以得到关于永磁体平均涡流损耗的计算式:

$$P_{\text{eddl}} = \frac{2pKl_m}{T} \int_0^T \int_{\theta_{i0}}^{\theta_{i0}+\tau} \int_{R_m}^{R_m+h_m} \frac{J_z^2(t, \theta)}{\sigma} r dr d\theta dt \quad (6)$$

式中: P_{edl} 为永磁体涡流损耗功率; p 为极对数; K 为考虑磁体端部效应和磁体的轴向分段产生影响的修正系数; T 为电机旋转周期。

1.2 定子开槽引起的空间磁感应强度变化

电机旋转过程中,转子受到定子开槽所引起的磁场变化的影响,这种磁场变化在空间上并不恒定,磁感应强度在定子槽口部分更低,在齿部更高,由此产生的磁通变化使得涡流出现,如图3所示。

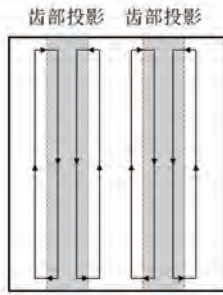


图3 涡流路径示意图

Fig. 3 Schematic representation of eddy current pathways

Pyrrhonen J 团队研究发现^[10],定子槽口大小会直接影响气隙磁感应强度的变化,随着槽口的减小,槽下磁感应强度变化相对减弱,如图4所示。

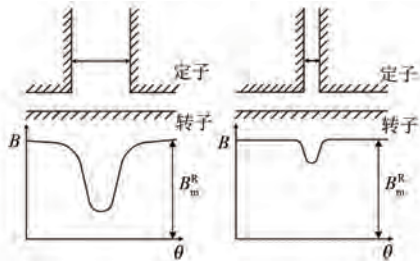


图4 槽口大小对气隙磁感应强度的影响

Fig. 4 Effect of slot size on air-gap magnetic flux density

减小槽口能有效抑制磁感应强度变化,降低谐波幅值,但是会引入更多的高次谐波。此外,还会改变涡流的路径,近似产生分割永磁体的效果,如图5所示。

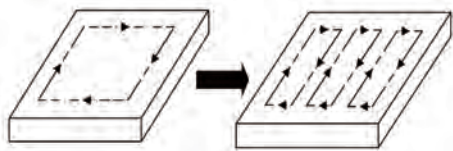


图5 槽口减小导致涡流路径改变示意图

Fig. 5 Schematic diagram of eddy current path alteration due to slot width reduction

鉴于以上特性,比较常用的办法是利用卡特系数计算槽口附近的等效气隙^[11],进而算出定子槽下不同位置的磁感应强度大小。使用一种基于卡特系数概念的磁导函数来估算由于定子开槽引起的槽下磁感应强度变化^[12]:

$$\Lambda(\theta_s) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Lambda_i e^{jiQ\theta_s} \quad (7)$$

式中: Λ_i 为傅里叶分解系数; Q 为定子槽数; θ_s 为转子开始转动时极坐标系下的极角 θ 相对于定子的角度,即:

$$\theta_s = \theta + \omega_m t \quad (8)$$

将式(8)代入到式(7)中可得:

$$\Lambda(t, \theta) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Lambda_i e^{jiQ\theta} e^{jiQ\omega_m t} \quad (9)$$

由式(9)和磁导函数的定义进而可以得出径向磁感应强度 B^R 的表达式:

$$B^R(t, \theta) = B_m^R \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Lambda_i e^{jiQ\theta\omega_m t} \quad (10)$$

式中: B_m^R 为槽下磁感应强度常数。

将式(10)代入式(4),经计算即可求得修正后的永磁体涡流损耗值。

由以上分析可知,永磁体涡流损耗的大小与很多因素有关,不同时刻电机的位置、磁体形状大小以及定子槽开口大小等。各影响因素之间存在耦合性,控制单一变量来研究往往难以顾全电机的整体性能。在电机极数不变的前提下,考虑到增加槽数、减小槽口大小会影响槽下磁感应强度,因此,增加电机槽极比成为相对顾全电机的整体性能的削弱永磁体涡流损耗的设计思路,也更具有可操作性。

本文将着重讨论槽极比对永磁体涡流损耗的影响。在电机设计中调整槽极比,对定子部分进行再设计,满足齿磁密和热负荷等参数要求;对理论分析部分进行仿真验证,得到削弱永磁体涡流损耗的最佳槽极比选择策略。

2 电机结构模型和结构参数

2.1 电机总体设计参数

本文选取电机厂家已投入生产电机的电磁方案进行再设计,调试电机方案直到满足基本的性能要求,并通过仿真来验证理论,电机总体设计参数如表1所示。

表 1 电机总体设计参数表

Tab. 1 Overall motor design parameters table

参数名称	参数值
功率/kW	110
额定电压/V	380
转速/(r·min ⁻¹)	86
频率/Hz	28.67
定子外径/mm	850
定子内径/mm	680
气隙长度/mm	2

2.2 转子结构参数

五台电机设计方案的转子部分不做太大改动, 转子结构参数如表 2 所示, 转子结构如图 6 所示。

表 2 转子结构参数表

Tab. 2 Rotor structural parameters table

参数名称	参数值
转子外径/mm	676
转子内径/mm	206
极数	40
永磁体充磁方向厚度/mm	13
永磁体长度/mm	35
隔磁环厚度/mm	30

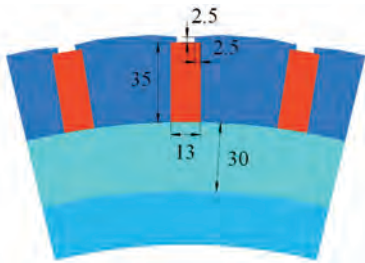


图 6 转子结构图

Fig. 6 Rotor structure diagram

2.3 定子结构参数

对电机定子部分再设计, 增加定子槽数, 需要考虑槽数增加引起的齿磁密增大, 导线可容纳面积减小, 而影响热负荷参数等问题。并且齿磁密过大会影响电机的过载能力和损耗。仿真中使用的硅钢片材料为 DW360_50, 电机运行中定子齿磁密大小尽可能控制在 1.8 T 以下。定子齿磁密 B_t 可由式(11)来估算^[13]:

$$B_t = \frac{B_\delta l_{ef} t}{K_{Fe} l'_t b_t} \quad (11)$$

式中: B_δ 为气隙磁密平均值; l_{ef} 为电枢计算长度; t 为齿距; K_{Fe} 为铁心叠压系数; l'_t 为铁心长度; b_t

为计算齿宽。

热负荷参数标准取决于选择的散热方式, 例如水冷电机由于冷却水道路径, 进出水压的选取不同, 热负荷选取标准依赖于经验值。在原方案中电机散热方式为水冷散热, 热负荷值尽可能控制在 2 000 A²/(cm·mm²) 以下。热负荷参数为电负荷 A_1 与电流密度 J_1 的乘积, A_1 和 J_1 分别由式(12)和式(13)计算得到:

$$A_1 = \frac{2mNI_N}{\pi D_{i1}} \quad (12)$$

式中: m 为电机相数; N 为电枢绕组每相串联匝数; I_N 为额定电流; D_{i1} 为定子内径。

$$J_1 = \frac{I_1}{a\pi \left[N_{11} \left(\frac{d_{11}}{2} \right)^2 + N_{12} \left(\frac{d_{12}}{2} \right)^2 \right]} \quad (13)$$

式中: I_1 为定子电流; a 为并联支路数; 考虑到可能使用多种导线线规, N_{11} 和 N_{12} 分别为第一种和第二种导线线规的并绕根数; d_{11} 和 d_{12} 分别为第一种和第二种导线裸线直径。

定子结构如图 7 所示, 定子槽尺寸参数如表 3 所示。



图 7 定子结构图

Fig. 7 Stator structure diagram

表 3 定子槽尺寸参数表

Tab. 3 Stator slot dimension parameters table

槽数	槽极比	h_1 /mm	h_2 /mm	h_3 /mm	b_{s0} /mm
42	1.05	1	3	51	26
48	1.20	1	3	51	23
54	1.35	1	3	52	21.5
96	2.40	1	3	55	12
144	3.60	1	2	52	7.4

根据上述分析得到的电机参数, 基于 Ansys 建立电机模型, 对永磁体部分施加零电流激励, 计算涡流损耗。为缩短计算时间, 本文采用单元电机模型来等效电机全模型, 例如 144 槽单元电机模型如图 8 所示。

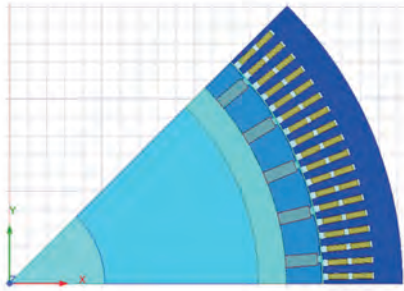


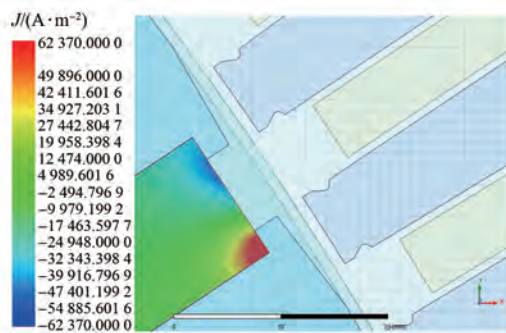
图 8 144 槽单元电机模型

Fig. 8 144-slot unit motor model

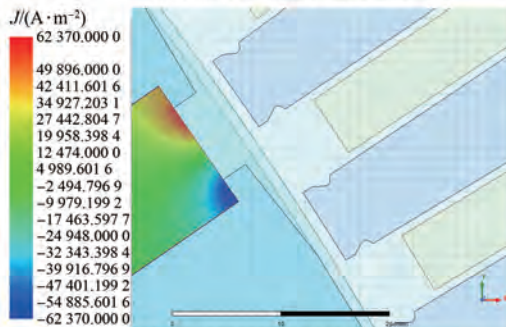
3 永磁体涡流损耗结果分析

3.1 槽下永磁体涡流云图

对每台电机施加额定负载电流,其中 144 槽电机永磁体在经过同一定子槽下的涡流云图如图 9 所示。



(a) 永磁体进入槽下空间范围



(b) 永磁体离开槽下空间范围

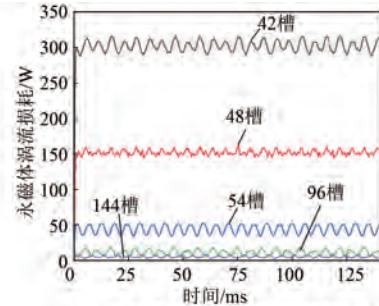
图 9 定子槽下永磁体涡流云图

Fig. 9 Stator slot subsequent permanent magnet eddy current cloud maps

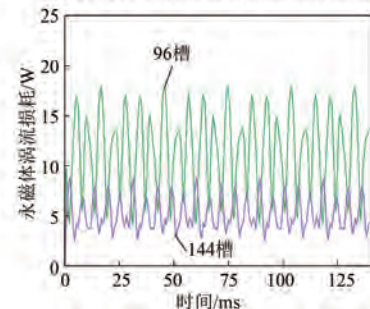
由图 9 可知,永磁体在经过定子槽两侧时,永磁体涡流的路径发生了变化,这与图 3 和图 4 的结论一致,由于槽下磁感应强度发生改变,从开始进入槽的磁感应强度减小以及离开槽时的磁感应强度增大,造成了永磁体涡流路径的改变。

3.2 负载时永磁体涡流损耗

对每台电机施加额定负载电流得到的永磁体涡流损耗曲线,如图 10 所示。各电机永磁体涡流损耗平均值如表 4 所示。



(a) 五台电机永磁体涡流损耗曲线



(b) 96槽和144槽电机涡流损耗曲线

图 10 永磁体涡流损耗曲线

Fig. 10 Eddy current loss curves of permanent magnet

表 4 各电机永磁体涡流损耗平均值

Tab. 4 Average values of permanent magnet eddy current loss of each motor

槽数	槽极比	涡流损耗平均值/W
42	1.05	302.650 2
48	1.20	152.221 3
54	1.35	44.084 0
96	2.40	11.426 3
144	3.60	5.265 6

由图 10 和表 4 可知,永磁体涡流损耗随槽极比增加而迅速下降。槽极比从 1.05 增加到 1.20 和 1.35 时,永磁体涡流损耗下降的幅度分别为 49.7% 和 85.4%;当增加绕组跨距同时增加槽极比至 2.40 和 3.60 时,下降幅度高达 96.22% 和 98.26%,即便是相邻两组绕组跨距进行比较,相较于槽极比为 2.40 时,槽极比为 3.60 的永磁体涡流损耗也下降了 53.92%。综上所述,增加槽极比能有效降低永磁体涡流损耗,但是降低的趋势越来越平缓,例如从槽极比 1.20 增加到 2.40 时降低了 140.8 W,但是从 2.40 增加到

3.60 时仅降低了 6.16 W。

3.3 负载时槽下磁感应强度变化

为更好地分析不同槽极比对槽下磁感应强度变化的影响,选取 42 槽电机和 144 槽电机的一段空间槽下磁感应强度变化曲线进行对比,如图 11 所示。

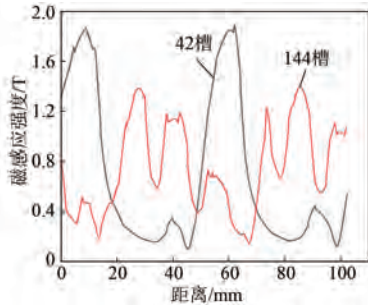


图 11 槽下磁感应强度变化曲线

Fig. 11 Change curves of slot subsequent magnetic flux density

由图 11 可知,在相同空间的一段槽下距离中,槽极比较高的电机相邻极值点的变化相对于槽极比较低的电机更小一些,与图 4 的结论一致。磁感应强度变化的减小能有效削弱永磁体的涡流损耗,这也解释了表 4 中随着槽极比的增加永磁体涡流损耗减小的结果。

而对于同样一段距离,槽极比更高的电机,其磁感应强度极值出现的频率更高,由此会引入更多的高次谐波。

3.4 负载径向气隙磁密波形及其谐波分析

在永磁同步电机中,由于定子开槽出现的磁动势谐波会导致转子中出现感应分量,使得磁场发生变化。对径向气隙磁密进行分析,可得到气隙磁密的基波和各次谐波幅值。径向磁密 B_r 可利用 x 轴和 y 轴两个方向的磁密合成所得,如图 12 所示。

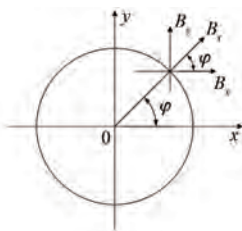


图 12 径向气隙磁密合成图

Fig. 12 Radial air-gap magnetic flux density synthesis diagram

由此可得径向气隙磁密的表达式为

$$B_r = B_x \cos\varphi + B_y \sin\varphi \quad (14)$$

五台电机的径向气隙磁密曲线如图 13 所示。

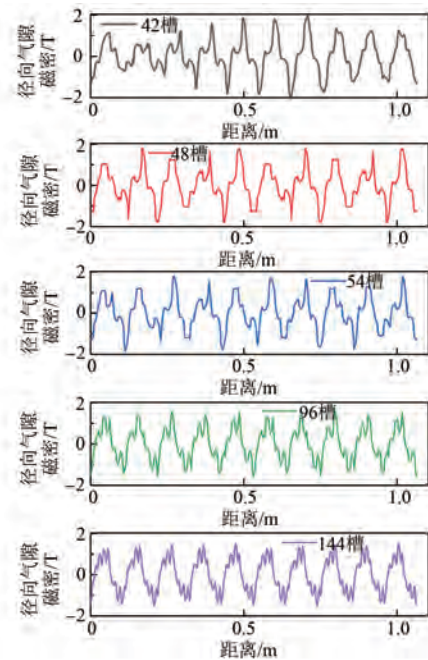


图 13 径向气隙磁密曲线

Fig. 13 Radial air-gap magnetic flux density curves

由图 13 可知,随着槽极比的增加,波形越来越趋于正弦,尽管在波形曲线上仍然有波动,但相较于槽极比低时,波动对整体波形的影响有所缓解,波形在小值域区间的波动情况加剧。

对径向气隙磁密曲线进行快速傅里叶变换,可得各个谐波阶次及其磁密幅值,如图 14 所示。

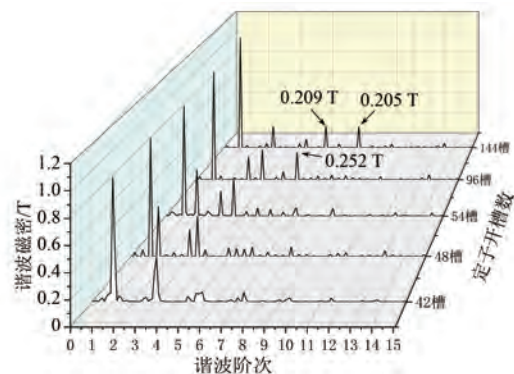


图 14 基波及各谐波磁密幅值曲线

Fig. 14 Magnetic flux density amplitude curves for fundamental and harmonics

对三次谐波附近,谐波磁密大于 0.1 T 的谐波阶次取均方根计算,如表 5 所示。

表 5 三次谐波附近的谐波磁密均方根

Tab. 5 Root mean square of harmonic magnetic flux density near the third harmonic

槽数	槽极比	谐波磁密均方根/T
42	1.05	0.288
48	1.20	0.278
54	1.35	0.270
96	2.40	0.246
144	3.60	0.207

由图 14 和表 5 可知,随着槽极比的增加,三次谐波附近的谐波有效值逐渐降低,从 42 槽增加到 144 槽,降低约 28.13%。而五次以上的谐波,在 42 槽、48 槽及 54 槽时谐波磁密不足 0.1 T,增加到 96 槽、144 槽时谐波磁密增加到 0.2 T 左右。

上述结果与前面讨论的定子开槽引起的空间磁感应强度变化的结论一致,槽极比的增加使得槽口减小,在定子开槽的齿部和槽口下永磁体的磁感应强度变化减小,从而使永磁体涡流损耗变小,低次谐波有效值降低,但是引入了更多的高次谐波。

3.5 两倍负载电流涡流损耗

选取三台电机设计方案模拟电机过载情况。对每台电机施加两倍负载电流得到的永磁体涡流损耗曲线,如图 15 所示。

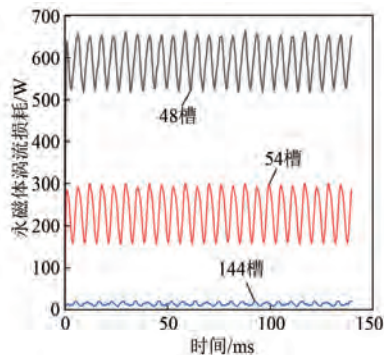


图 15 两倍负载电流时永磁体涡流损耗曲线

Fig. 15 Permanent magnet eddy current loss curves at double load current

施加两倍负载电流时,增加槽极比能明显降低涡流损耗,并且能显著降低损耗的波动程度,在实际工程中能大幅提高电机运行的可靠性。

4 电机槽极比选择策略

4.1 槽极比增加对定子铁耗的影响

尽管槽极比增加对抑制永磁体涡流损耗、提

高电机运行可靠性具有积极作用。但由于槽数增加,同时受热负荷限制,为容纳更大的导线面积,电机齿宽需进一步减小,电机的齿磁密也因此而增大。图 16(a)和图 16(b)分别为 54 槽和 144 槽电机的部分磁密云图。

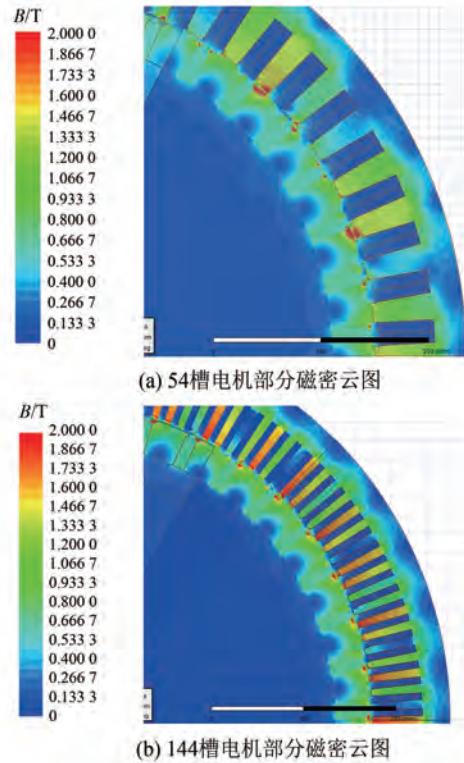


图 16 电机的部分磁密云图

Fig. 16 Partial magnetic flux density cloud maps of the motors

由图 16 可知,54 槽电机较高的齿磁密集中在 1.48 T 左右,144 槽电机较高的齿磁密集中在 1.77 T 左右。

齿部铁耗可由式(15)来估算^[14]:

$$p_{\text{het}} = p_{10/50} B_{\text{tav}}^2 \left(\frac{f}{50} \right)^{1.3} \quad (15)$$

式中: p_{het} 为齿中损耗系数; $p_{10/50}$ 为当 $B = 1 \text{ T}$ $f = 50 \text{ Hz}$ 时,硅钢片单位重量内的损耗; B_{tav} 为齿磁路磁密平均值; f 为频率。

齿中的基本铁耗为

$$p_{\text{Fet}} = k_a p_{\text{het}} G_t \quad (16)$$

式中: p_{Fet} 为齿中基本损耗; k_a 为经验修正系数; G_t 为齿的重量。

由式(16)可知,定子齿部铁耗与定子齿部磁密成正比关系,得到五台电机的定子铁耗曲线如

图 17 所示。

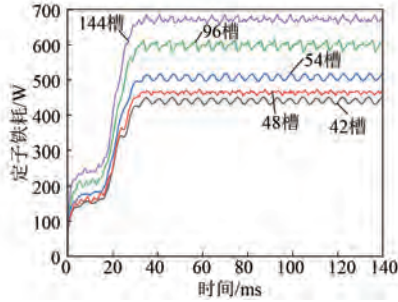


图 17 五台电机的定子铁耗曲线

Fig. 17 Stator iron loss curves of five motors

定子铁耗曲线稳定后,计算 40 ms 之后的定子铁耗平均值,如表 6 所示。

表 6 曲线稳定后的定子平均铁耗

Tab. 6 Average stator iron loss after curve stabilization

槽数	槽极比	定子平均铁耗/W
42	1.05	440.70
48	1.20	464.47
54	1.35	507.36
96	2.40	598.38
144	3.60	672.06

4.2 槽极比增加对涡流损耗的削弱效果

如表 4 所示,槽极比增加虽然降低了永磁体涡流损耗,但降低的数值越来越少。又由表 6 可知,随着槽极比增加,齿磁密增加,定子铁耗逐渐增大。

以槽极比为 1.05 的电机为参照数据,简单估算单位槽极比增加对永磁体涡流损耗的削弱作用,如式(17)所示:

$$K_i = \frac{P_i - P_0}{\frac{Q_i}{2p} - \frac{Q_0}{2p}} = \frac{\Delta P_i}{\Delta \frac{Q_i}{2p}} \quad (17)$$

式中: K_i 为单位槽极比增加削弱的永磁体涡流损耗; P_i 为各槽极比涡流损耗值; P_0 为槽极比为 1.05 时的涡流损耗值; Q_i 为各电机槽数; Q_0 为槽极比为 1.05 时的电机槽数; p 为电机极对数。

各槽极比下,单位槽极比增加对永磁体涡流损耗的削弱效果如图 18 所示。

K 值可以在一定程度上反映增加槽极比对永磁体涡流损耗的抑制效果。 K 值越大,证明当前增加槽极比对涡流损耗的抑制效果越好。由图 18 可知,随着槽极比的增加, K 值越来越小,一味的增加槽极比并不是一个明智的选择。

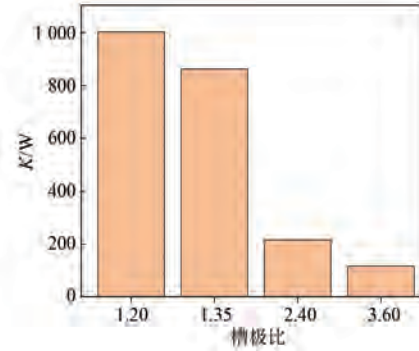


图 18 单位槽极比增加削弱的永磁体涡流损耗

Fig. 18 The magnitude of weakened permanent magnet eddy current loss by per unit slot-pole ratio increase

综合考虑定子铁耗和永磁体涡流损耗的削弱程度,槽极比为 1.35 的电机,在定子铁耗和永磁体涡流损耗两方面的损耗抑制皆有较好的表现;从电机运行可靠性来考虑,槽极比为 2.40 的电机削弱了更多的低次谐波,定子铁耗更小。

在实际工程中,对定子重新设计,适当增加槽极比,可以在兼顾其他损耗的同时,较好地抑制永磁体涡流损耗。

5 结语

本文从理论出发,得到永磁体涡流损耗表达式,并对定子开槽引起的空间磁感应强度变化加以讨论。基于五台电机设计方案,对理论分析进行仿真验证。考虑到槽极比增加对定子铁耗和永磁体涡流损耗的抑制效果,给出了电机槽极比选择策略。

(1) 对于切向永磁同步电机,槽极比的增加能减小定子槽下磁感应强度的变化,从而减小永磁体涡流损耗,本文中最高涡流损耗削弱幅度高达 98.26%。

(2) 槽极比的增加使得径向气隙磁密曲线更趋于正弦波,低次谐波有效值减小,最大削弱幅度约 28.13%,但会引入更多的高次谐波。

(3) 槽极比增加到一定程度时,增加槽极比对永磁体涡流损耗的抑制效果趋于饱和;并且齿部的缩小会让齿磁密增加,定子铁耗增大。在实际工程中,对定子部分重新设计,适当增加槽极比,可以在兼顾其他损耗的同时,较好地抑制永磁体涡流损耗。

参考文献

- [1] BENLAMINE R, DUBAS F, RANDI S A, et al. 3-D numerical hybrid method for PM eddy-current losses calculation: Application to axial-flux PMSMs [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, 51(7): 1-10.
- [2] 李琳. 变频器供电下永磁同步电机电磁场与温度场的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2019.
LI L. Electromagnetic field and temperature field of permanent magnet synchronous motor under inverter supply condition [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2019.
- [3] 苏赞, 谢光明. 永磁体分割降低永磁电机涡流损耗的分析和应用[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(4): 71-76.
SU Y, XIE G M. Analysis and application of permanent magnet segmentation to reduce eddy current loss of permanent magnet motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(4): 71-76.
- [4] SCHMIDT E, KALTENBACHER M, WOLFSCHLUCKNER A. Eddy current losses in permanent magnets of surface mounted permanent magnet synchronous machines: Analytical calculation and high order finite element analyses [J]. *Elektrotechnik & Informationstechnik*, 2017, 134(2): 148-155.
- [5] 王艾萌, 李大双, 李小双. 改变定子铁芯面积对分数槽集中绕组永磁同步电机铁耗的影响[J]. *电测与仪表*, 2022, 59(1): 45-50.
WANG A M, LI D S, LI X S. Influence of changing core area of stator on iron loss of FSCW permanent magnet synchronous machine [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*. 2022, 59(1): 45-50.
- [6] 魏士文, 张洪信, 赵清海. 定子槽口宽度对同步电机转子涡流损耗的影响研究[J]. *青岛大学学报(工程技术版)*, 2021, 36(2): 60-66.
WEI S W, ZHANG H X, ZHAO Q H. Influence of stator slot width on eddy current loss of synchronous motor rotor [J]. *Journal of Qingdao University (Engineering & Technology Edition)*, 2021, 36(2): 60-66.
- [7] 张磊, 吴新振. 磁性槽楔对同步发电机参数与性能的影响[J]. *大电机技术*, 2020, 3: 32-35.
ZHANG L, WU X Z. Influence of magnetic slot wedge on parameters and performance of synchronous generator [J]. *Large Electric Machine and Hydraulic Turbine*, 2020, 3: 32-35.
- [8] 刘文彬, 韩雪岩, 朱龙飞. 基于谐波注入算法的变频器驱动下 PMSM 损耗抑制方法[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(1): 1-8.
LIU W B, HAN X Y, ZHU L F. Loss suppression method of PMSM driven by inverter based on harmonic injection algorithm [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(1): 1-8.
- [9] RODRÍGUEZ A L, GÓMEZ D J, VILLAR I, et al. New analytical method for PMSM magnet losses estimation based on fourier series [C] // 2014 International Conference on Electrical Machines, Berlin, 2014.
- [10] PYRHONEN J, JUSSILA H, ALEXANDROVA Y, et al. Harmonic loss calculation in rotor surface permanent magnets-new analytic approach [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(8): 2358-2366.
- [11] 陈康. 表插式不同心 Halbach 磁极的永磁电机二维解析建模和优化[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2022.
CHEN K. 2-D analytical modeling and optimization of surface-inset PM machines with non-concentric Halbach [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2022.
- [12] HANSELMAN D. *Brushless Motors: Magnetic Design, Performance, and Control* [M]. New York: E-Man Press LLC, 2012.
- [13] 唐任远. *现代永磁电机理论与设计* [M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
TANG R Y. *Modern Permanent Magnet Machines* [M]. Beijing: China Machine Press, 2016.
- [14] 陈世坤. *电机设计* [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2019.
CHEN S K. *Motor Design* [M]. 2nd edition. Beijing: China Machine Press, 2019.
- [15] 于海阔, 张利军, 靳凯, 等. 轨道交通列车永磁同步电机涡流损耗抑制措施研究[J]. *城市轨道交通研究*, 2022, 25(6): 134-142.
YU H K, ZHANG L J, JIN K, et al. Research on measures to suppress eddy current loss of permanent magnet synchronous motors in rail transit trains [J]. *Urban Mass Transit*, 2022, 25(6): 134-142.

- [16] 郭谨博. 变频驱动永磁同步电动机的附加谐波损耗研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.
GUO J B. Research on additional harmonic loss of permanent magnet synchronous motor driven by inverter [D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2021.
- [17] 陈滨斐, 邢宁, 马宏忠, 等. 分数槽永磁电机永磁体谐波涡流损耗建模与分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3514-3527.
CHEN Z F, XING N, MA H Z, et al. Analytical modeling and analysis of magnet harmonic loss in fractional slot permanent-magnet machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3514-3527.
- [18] 朱龙飞, 祝天利, 于慎波, 等. 一种气隙磁导谐波引起的永磁体涡流损耗的解析计算方法[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 10-16+25.
ZHU L F, ZHU T L, YU S B, et al. Analytical approach for calculation of eddy current losses in magnets caused by permeance harmonics in air gap [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 10-16+25.
- [19] 张程. 低速大转矩永磁同步电机损耗及温升研究[D]. 邯郸: 河北工程大学, 2022.
ZHANG C. Research on loss and temperature rise of low-speed and high-torque permanent magnet synchronous motor [D]. Handan: Hebei University of Engineering, 2022.
- [20] 张勇. 磁场调制永磁电机损耗特性分析与优化[D]. 镇江: 江苏大学, 2022.
ZHANG Y. Analysis and optimization on the loss of a flux modulated permanent-magnet motor [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2022.
- [21] 耿惠. 谐波磁场下永磁体动态磁特性测量及涡流损耗分析[D]. 天津: 河北工业大学, 2021.
GENG H. Dynamic magnetic properties measurement and eddy current loss analysis of permanent magnets under harmonic magnetic field [D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2021.

收稿日期:2023-12-12

收到修改稿日期:2024-01-09

作者简介:

侯云鹤(1997-),男,硕士研究生,研究方向为高品质永磁及特种电机系统,houyunhe99@163.com;

* 通信作者:程 祥(1966-),男,硕士,副教授,研究方向为电力系统无功补偿与电能质量控制,13840539230@qq.com。

Measures to Suppress Eddy Current Loss in Permanent Magnets of Tangential Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Slot-Pole Ratio Selection

HOU Yunhe, CHENG Xiang*, ZHANG Bingyi

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Key words: permanent magnet synchronous motor; permanent magnet eddy current loss; slot-pole ratio; radial air-gap magnetic flux density

In permanent magnet synchronous motors, due to the stator slotting or inverter power supply, time harmonic current generated by the magnetic field resulting in magnetic momentum harmonics can cause the rotor part of the induction component, making the magnetic field changes. The neodymium-iron-boron material utilized in the permanent magnet possesses relatively high electrical conductivity, so significant eddy currents are generated within the magnet, impeding changes in magnetic flux and resulting in losses termed as permanent magnet losses.

Although the permanent magnet losses only constitute a small portion of the total motor losses, they are a critical indicator of the normal operation of the motor. Excessive permanent magnet eddy current losses not only elevate the temperature of the permanent magnet, affecting its lifespan and performance, but also lead to permanent demagnetization. Therefore, the impact of permanent magnet eddy current losses on the motor cannot be underestimated.

In this paper, based on constitutive equation and Maxwell equation, considers the influence of changes in magnetic flux density under the stator slot on the air-gap magnetic field, an estimated model of permanent magnet eddy current losses is constructed. And the effect of slot-pole ratio on the permanent magnet eddy current loss is revealed. Subsequently, a redesign of the electromagnetic scheme of a motor already in production is performed to validate the

theoretical analysis. Considering the weakening effect of increasing the slot-pole ratio on stator iron loss and permanent magnet eddy current loss, a strategy for selecting the slot-pole ratio in motor design is given.

Simulation results show that the increase of the slot-pole ratio significantly reduces both the amplitude and fluctuation degree of eddy current losses of the permanent magnet, and reduces the variation of the magnetic flux density under the slot. Harmonic analysis of the radial air-gap magnetic flux density shows that an increase in the slot-pole ratio reduces the amplitude of the low-order harmonics but introduces more high-order harmonics, as shown in Fig.1.

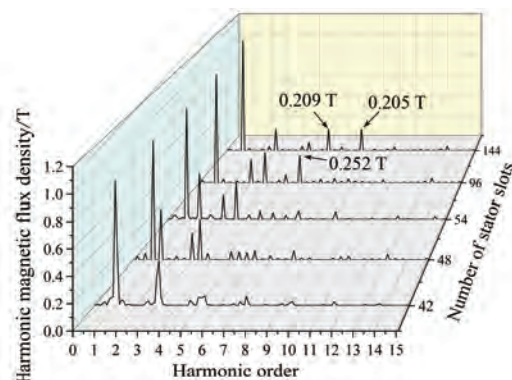


Fig. 1 Magnetic flux density amplitude curves for fundamental and harmonics

In practical engineering, redesigning the stator section and moderately increasing the slot-pole ratio can effectively suppress permanent magnet eddy current losses while taking into account other losses.