

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

邢庆利,王玉彬,杜锌成.
考虑铁心饱和的内置式永磁同步电机
气隙磁场解析计算.
电机与控制应用,2022,49(1):39.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

考虑铁心饱和的内置式永磁同步电机 气隙磁场解析计算^{*}

邢庆利, 王玉彬, 杜锌成

[中国石油大学(华东) 石大山能新能源学院, 山东 青岛 266580]

摘 要: 准确分析电机结构以及磁饱和等因素对气隙磁场分布的影响是永磁电机设计、优化的关键。以分数槽集中绕组内置式永磁同步电机(FSCW-IPMSM)为研究对象,根据磁路分析方法和FSCW的分布规律,分别得到了考虑转子磁桥漏磁的空载永磁磁场解析模型和电枢反应磁场的解析表达式。考虑到定子齿槽结构以及转子内部永磁体分布,利用相对气隙磁导,将定子开槽和转子凸极对气隙磁场的影响考虑在内。重点结合定子铁心材料的 $B-H$ 磁化曲线、定子铁心局部磁饱和特性引入铁心等效磁阻与动态磁导率来考虑定子铁心磁饱和对负载气隙磁场的影响。最后,有限元仿真和样机试验结果验证了理论分析的准确性,为该类电机的电磁设计和性能分析提供了理论基础。

关键词: 内置式永磁同步电机; 气隙磁场; 相对气隙磁导; 磁饱和; 解析模型

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)01-0039-10

doi: 10.12177/emca.2021.155

Analytical Calculation of Air-Gap Magnetic Field of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Iron Core Saturation^{*}

XING Qingli, WANG Yubin, DU Xincheng

[College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China]

Abstract: Accurate analysis of the influence of the motor structure and magnetic saturation on the air-gap magnetic field distribution is the key to the design and optimization of permanent magnet motor. Taking the fractional slot concentrated winding interior permanent magnet synchronous motor (FSCW-IPMSM) as the research object, the analytical model of no-load permanent magnet magnetic field considering rotor magnetic bridge leakage and the analytical expression of armature reaction magnetic field are obtained respectively based on the magnetic circuit analysis method and the distribution law of FSCW. Considering the stator slot structure and the permanent magnet distribution in the rotor, the influence of stator slot and rotor salient pole on the air-gap magnetic field is taken into account by relative air-gap permeability. Combined with the $B-H$ magnetization curve of the stator core material and the local magnetic saturation characteristics of the stator core, the core equivalent magnetic resistance and dynamic permeability are introduced to consider the effect of the stator core magnetic saturation on the loaded air-gap magnetic field. Finally, the results of finite element simulation and prototype test verify the accuracy of theoretical analysis. It provides a theoretical basis for the electromagnetic design and performance analysis of this type of motor.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); air-gap magnetic field; relative air-gap permeability; magnetic saturation; analytical model

收稿日期: 2021-11-06; 收到修改稿日期: 2021-12-04

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51777216)

作者简介: 邢庆利(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机的分析与设计。

王玉彬(1974—),男,博士,副教授,研究方向为特种电机的分析、设计与控制。

杜锌成(1997—),男,硕士研究生,研究方向为特种电机的分析与设计。

0 引言

随着永磁材料性能的不断提高和完善,尤其是稀土永磁材料性价比的不断提高,具有高效率和高功率密度优点的稀土永磁同步电机(PMSM)已广泛应用于工业驱动和航空航天等诸多领域^[1]。根据永磁体在转子中位置的不同,PMSM通常可分为表贴式和嵌入式两大类。其中,表贴式电机又分为表面凸出式和表面埋入式。前者为隐极式电机,结构简单,制造成本较低,但其 d 、 q 轴电感相等,无法提供较大磁阻转矩,导致转矩输出能力较差。后者 d 、 q 轴磁路的不对称性可有效改善电机功率密度,但漏磁系数较大。与表贴式电机相比,内置式永磁同步电机(IPMSM)永磁体位于转子内部,永磁体外表面与定子内圆之间有铁磁物质起保护作用,使转子结构更加稳定,同时其转子结构的不对称性所产生的磁阻转矩有助于提高其过载能力和功率密度,并且具有较为宽广的恒功率运行范围,易于实现弱磁调速^[2-4]。

准确分析永磁电机的气隙磁场谐波分布并且完整地考虑影响气隙磁场分布的各种因素是电机设计以及电磁性能优化的关键。对于IPMSM,因为其永磁体埋在转子内部,为了考虑转子隔磁桥漏磁对空载气隙磁场的影响,文献[5-7]应用等效磁路法将永磁体等效为恒定磁通源进而简化磁通路径,考虑定子开槽的影响,根据磁化曲线计算转子磁桥的漏磁,最终得到IPMSM的空载气隙磁场分布。对于电枢反应磁场的分析,文献[8-9]从单个线圈出发,借助单元电机的概念,提出了分数槽集中绕组电枢反应磁场的一般解析方法,其中文献[9]利用复数气隙比磁导将定子开槽对电枢反应磁场的影响考虑在内,但并未计及铁心饱和。考虑到内置式与表贴式永磁电机转子磁场边界条件的不同,文献[10]基于绕组理论提出了一种考虑转子内置磁体影响的新型电枢反应磁场解析模型,但文中只考虑了单层绕组,并且忽略了转子隔磁桥的漏磁通。对于IPMSM,由于永磁体内置,转子 d 、 q 轴磁阻不同,为了考虑转子凸极效应以及转子隔磁桥对电枢反应磁场的影响,文献[11-12]采用具有恒定磁动势的虚拟永磁体来激励有永磁体槽和无永磁体槽的有限元模型,利用

数值-解析相结合的方法得到转子开永磁体槽对电枢反应磁场的影响。当永磁体提供的磁动势或者绕组通入的电枢电流较大时,电机会产生不同程度的饱和现象,影响电机的运行性能。因此,文献[13]考虑了饱和对永磁体磁链的影响,得到了 d 、 q 轴电感、永磁磁链和电流三者的关系,但该方法得到的电机饱和参数是基于有限元数据得到的。文献[14]根据双凸极电机的等效磁路分布,考虑饱和产生的磁导率降落量对气隙磁导的影响,但并未形成完整的气隙磁场解析模型。

针对上述问题,本文以分数槽集中绕组内置式永磁同步电机(FSCW-IPMSM)为研究对象,为计及定子铁心局部饱和对气隙磁场分布的影响,基于有限元分析得到了不同负载工况下局部饱和位置的动态磁导率,提出了计及磁饱和影响的气隙磁密解析模型。同时,针对IPMSM拓扑结构,所提解析模型充分考虑了转子磁桥漏磁、转子凸极、定子开槽等多种因素对气隙磁场分布的影响,基本涵盖了影响气隙磁场分布的各种结构因素。最后将气隙磁场的有限元仿真结果和解析结果进行比较,并结合样机试验来验证理论分析的准确性。

1 气隙磁场解析模型

本文研究的电动汽车用IPMSM样机结构如图1所示,是一台12槽/10极、“V”型磁体转子结构的FSCW-PMSM,表1为样机主要参数。

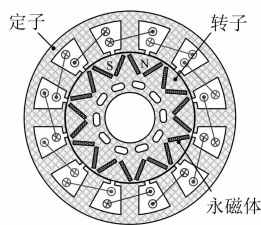


图1 FSCW-PMSM

1.1 空载永磁磁场解析模型

PMSM的气隙磁场由空载永磁体磁场和电枢反应磁场组成,其中空载永磁体磁场一般关于磁极直轴对称,且在整个圆周中呈周期分布。当电机转子以同步转速旋转时,转子永磁体磁场也以

相同转速旋转。对于本文研究的 IPMSM, 其永磁体磁场分布如图 2 所示, 忽略定子开槽情况下每极气隙磁场可近似为梯形波, 进而得到图 3 所示的转子永磁体磁场波形图。

表 1 FSCW-PMSM 样机参数

参数名称	参数值
额定功率/kW	10
额定相电压/V	220
额定相电流/A	20
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 000
线圈匝数	44
电枢长度/mm	80
定子外径/mm	260
定子内径/mm	160
转子外径/mm	158.8
永磁体宽度/mm	25.8
永磁体厚度/mm	4.2

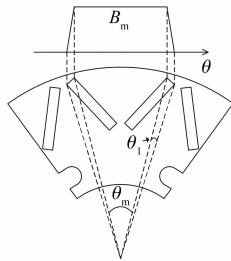


图 2 永磁磁场分布

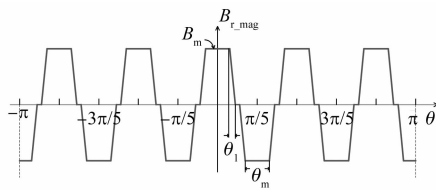


图 3 永磁磁场波形

通过对图 3 所示波形进行傅里叶分解, 可得转子永磁体产生的气隙磁密表达式为

$$\begin{cases} B_{r_mag} = \sum_n B_{mn} \cos(np\theta - n\omega t) \\ B_{mn} = \frac{8B_m}{n^2 \pi p \theta_1} \sin \frac{np(\theta_m + \theta_1)}{2} \sin \frac{np\theta_1}{2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: n 为转子永磁磁场谐波次数, 满足 $n = 2i + 1$ ($i = 0, 1, 2, \dots$); p 为极对数; B_{mn} 为 n 次谐波磁场幅值; θ 为转子机械角度; ω 为电角速度; θ_1 和 θ_m 为“V”型永磁体的夹角参数。

“V”形磁钢永磁电机与表贴式永磁电机不同, 其漏磁主要发生在转子隔磁桥部分, 另外, 在气隙、齿槽部分也会发生部分漏磁, 漏磁磁路增多, 影响漏磁系数的因素增多, 加上磁场分布复杂, 难以精确考虑。本文利用等效磁路法对永磁体漏磁磁通进行快速估算。

“V”型永磁体向外磁路提供的磁通分为两部分: 一部分经过主磁路, 与电枢绕组交链, 为主磁通; 另一部分经过漏磁路, 不与电枢绕组交链, 为漏磁通, 图 4 为“V”型永磁体磁场的磁路示意图。

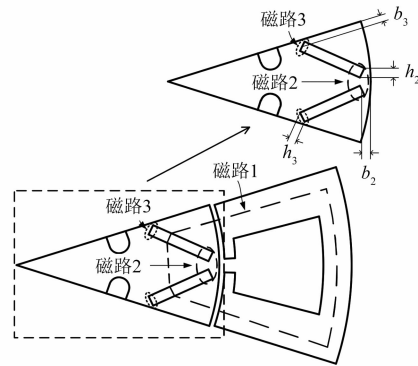


图 4 永磁磁场磁路

图 4 中, 磁路 1 为主磁路, 磁路 2 为经过永磁体极间的漏磁路, 磁路 3 为经过永磁体自身端部的漏磁路, 忽略主磁路定转子的铁心磁阻, 根据磁路示意图可得等效磁路模型如图 5 所示。其中, Φ_r 为永磁体磁通源; R_m 为永磁体磁阻; Φ_m 为单个永磁体向外磁路提供的总磁通; R_σ 为磁路 3 的等效漏磁磁阻; R_{pp} 为磁路 2 的等效极间漏磁磁阻; Φ_δ 为气隙磁通; R_δ 为等效气隙磁阻。基于以上, 可以确定式(1)中每极气隙磁密 B_m 值为

$$B_m = B_\delta = \frac{\Phi_r / S_\delta}{\frac{R_{pp} + 2R_\delta}{R_{pp}} + \frac{R_m + R_\sigma}{R_m R_\sigma}} \quad (2)$$

$$\begin{cases} R_{pp} = \frac{2h_2}{\mu_{(2T)} b_2 l_{ef}} \\ R_\delta = \frac{\delta}{\mu_0 \tau l_{ef}} \\ R_\sigma = \frac{h_3}{\mu_{(2T)} b_3 l_{ef}} \\ R_m = \frac{h_m}{\mu_0 b_m l_{ef}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: B_m 为每极永磁体产生的气隙磁密; δ 为电机固有气隙长度; τ 为极距; S_δ 为转子每极极弧所对应的有效磁通面积; $\mu_{(2T)}$ 为转子铁心磁密为 $2T$ 时的磁导率; h_m 为永磁体厚度; b_m 为永磁体宽度; b_2, h_2, b_3, h_3 参数如图 4 所示; l_{ef} 为铁心轴向长度。

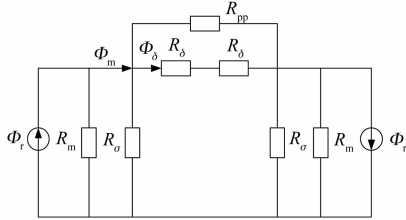


图 5 永磁磁场等效磁路模型

1.2 电枢反应磁场解析建模

为了方便计算 FSCW-PMSM 的电枢反应磁场, 现做以下 3 点假设:

- (1) 定转子铁心磁导无穷大;
- (2) 忽略端部绕组对电枢反应磁场的影响;
- (3) 忽略转子永磁体影响。

分数槽集中绕组单个线圈匝数为 N_s , 绕组节距 $y=1$, 通入角频率为 ω 、最大值为 $\sqrt{2}I$ 的正弦交流电 $i(t)=\sqrt{2}I\cos(\omega t)$ 。设 $\theta=0$ 处与线圈的中心线重合, 则单个线圈的绕组磁场分布为

$$B_{cv} = \frac{4\sqrt{2}\mu_0 R_s N_s I}{\pi r b_0} \frac{1}{v} \left(\frac{R_s}{r} \right)^v \left(\frac{r^{2v} + R_r^{2v}}{R_s^{2v} - R_r^{2v}} \right) \cdot \sin\left(v \frac{\pi}{Z}\right) \sin\left(v \frac{\alpha_0}{2}\right) \quad (4)$$

式中: R_s 为定子内半径; R_r 为转子半径; b_0 为槽口宽度; r 为所需求解处的半径; α_0 为槽开口对应角度; Z 为定子槽数。

1.2.1 单相绕组电枢磁场解析

针对本文研究的 12 槽/10 极 FSCW-PMSM, 其绕组排列方式如图 6 所示, 根据绕组排列方式, 可以得到 A 相绕组的磁场分布矢量图如图 7 所示。

图 7 中 α_i 为电机相邻两线圈之间的空间机械角度。在整个圆周上, 空间相差 180° 的两个线圈产生的磁场大小相等, 方向相反, 所以空间上相距机械角度为 π 的两个线圈产生的电枢合成磁场为

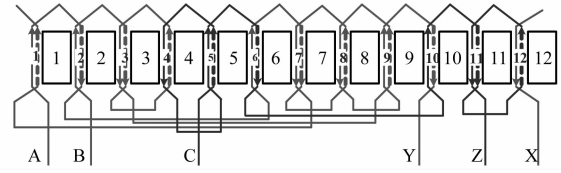


图 6 电枢绕组连接图

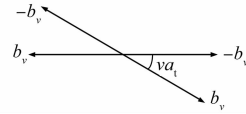


图 7 A 相绕组磁场分布图

$$b_{a1} = B_{cv} \cos(v\theta) - B_{cv} \cos[v(\theta - \pi)] \quad (5)$$

所以, 根据矢量相加原则, 得到 A 相绕组产生的电枢反应磁场为

$$B_a(\theta) = \sum_v 2B_{cv} \left\{ \cos(v\theta) + \cos\left[v\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right)\right] \right\} = \sum_v 4B_{cv} \cos\left(v \frac{5\pi}{12}\right) \cos\left[v\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right)\right] \quad (6)$$

1.2.2 三相绕组合成电枢磁场

将空间坐标原点 $\theta=0^\circ$ 取在 A 相绕组轴线位置, 当对称的三相绕组通入时间上彼此相差 $2\pi/3$ 的对称三相交流电时, 根据电枢绕组分布, 电机 A、B、C 三相绕组合成磁场为

$$B_{r-arm} = B_a(\theta, t) + B_b(\theta, t) + B_c(\theta, t) = \sum_v 6B_{cv} \cos\left(v \frac{5\pi}{12}\right) \cos[v\theta - s_v(\omega t + \varphi_0)] = \sum_v B_{mv} \cos[v\theta - s_v(\omega t + \varphi_0)] \quad (7)$$

式中: B_{mv} 为电枢磁场 v 次谐波分量的幅值; φ_0 为 A 相电枢电流初相位; $s_v = \pm 1$, $s_v = 1$ 表示 v 次谐波磁场为正向旋转, $s_v = -1$ 表示 v 次谐波磁场为反向旋转。

1.3 定子齿槽效应的相对气隙磁导

定子铁心开槽会改变等效气隙长度, 进而影响在圆周分布的气隙磁导函数, 使得气隙磁密发生变化。本文利用定子齿槽效应的相对气隙磁导函数来描述定子开槽对任意位置气隙磁场的影响, 简记为 $\lambda_s(\theta)$ 。

因为进入定子槽内的磁力线长度远小于定子槽深度, 所以可以忽略定子铁轭对定子槽中磁力线分布的影响。因此, 理想情况下, 可以将磁力线在定子槽内的路径看作是 $1/4$ 圆, 则定子齿槽效

应的相对气隙磁导函数可以表示为

$$\lambda_s(\theta) = \frac{\delta}{\delta + \delta_s(\theta)} \quad (8)$$

式中: $\delta_s(\theta)$ 为描述进入定子槽内磁力线路径的函数; δ 为电机固有气隙长度。

根据磁阻最小原理, 磁通总是沿着磁阻最小的路径闭合, 所以定子槽内的主要磁力线路径如图 8 所示。

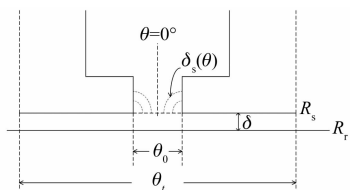


图 8 磁力线在定子槽中的路径示意图

定子槽内的等效气隙长度 $\delta_s(\theta)$ 可以表示为

$$\delta_s(\theta) = \begin{cases} \frac{\pi}{2} R_s \left(\frac{\theta_0}{2} - \theta \right) & 0 \leq \theta \leq \frac{\theta_0}{2} \\ 0 & \frac{\theta_0}{2} \leq \theta \leq \frac{\theta_i}{2} \\ \frac{\pi}{2} R_s \left(\frac{\theta_0}{2} + \theta \right) & -\frac{\theta_0}{2} \leq \theta \leq 0 \\ 0 & -\frac{\theta_0}{2} \leq \theta \leq -\frac{\theta_i}{2} \end{cases} \quad (9)$$

定子开槽后, 气隙磁导分布不均, 在齿靴处气隙磁导比槽口处的磁导大, 与不开槽的光滑定子表面相比, 磁力线较集中于齿靴处, 所以齿靴处的磁密 $B_{\max}$ 大于不开槽时的气隙磁密 B_δ , 引入气隙系数 $k_c = B_{\max}/B_\delta$ 表征定子开槽对一个齿距下磁场分布的影响。

保持开槽前后一个齿距下磁通不变, 则:

$$\int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} B_{\max} \frac{\delta}{\delta + \delta_s(\theta)} d\theta = B_\delta \theta_i \quad (10)$$

根据得到的 $B_{\max}$ 确定气隙系数 k_c , 所以最终的定子齿槽效应的相对气隙磁导函数为

$$\lambda_s(\theta) = \frac{k_c \delta}{\delta + \delta_s(\theta)} \quad (11)$$

根据以上分析, 得到一个槽距下定子齿槽效应的相对气隙磁导波形如图 9 所示。

考虑到定子齿槽在整个圆周的分布, 基于傅里叶分解, 在整个圆周气隙分布的相对气隙磁导

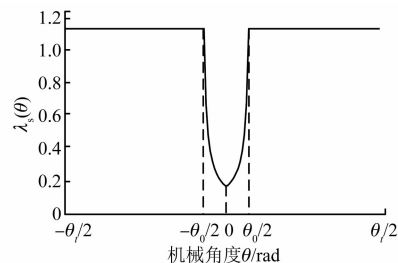


图 9 一个槽距下的相对气隙磁导分布

函数可以表示为

$$\lambda_s(\theta) = \lambda_{s0} + \sum_k \lambda_k \cos(kZ\theta) \quad (12)$$

式中: λ_{s0} 为相对气隙磁导的直流分量; λ_k 为相对气隙磁导的 k 次谐波分量, $k=1, 2, 3, \dots$; Z 为定子齿数。

1.4 转子凸极效应的相对气隙磁导

对于 IPMSM, 永磁体放置在转子内部, 隔磁桥区域存在局部磁饱和, 影响磁场分布, 所以要考虑转子凸极效应对电枢反应磁场的影响。

在进行有限元建模时, 可以采用将永磁体材料属性等效成空气的方法来考虑转子凸极效应对电枢反应磁场的影响。分别建立 $i_q=0$ 和 $i_d=0$ 情况下考虑转子永磁体槽和不考虑转子永磁体槽时的有限元仿真模型, 并得到气隙磁密的仿真结果如图 10 所示, 根据仿真结果并结合转子隔磁桥的位置可知转子凸极效应主要对基波电枢反应磁场的 d 轴分量产生影响。

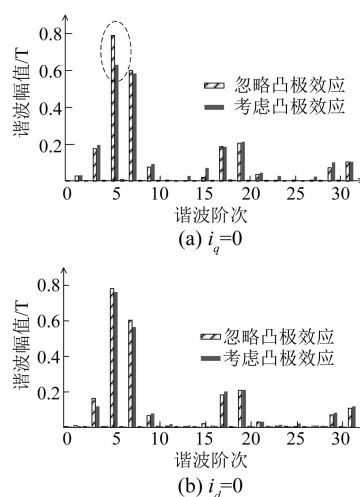


图 10 $i_q=0$ 和 $i_d=0$ 情况下电枢反应磁场仿真结果

基于以上分析, 为了较准确地计算转子凸极效

应对电枢反应磁场的影响,现采用数值-解析相结合的方法,建立如图 11 所示的有限元仿真模型,其中定子内表面嵌有正弦磁化的等效永磁体,调整永磁体参数,使其产生的气隙磁密的幅值和相位与 $i_q = 0$ 情况下电枢反应磁场的基波分量相同。

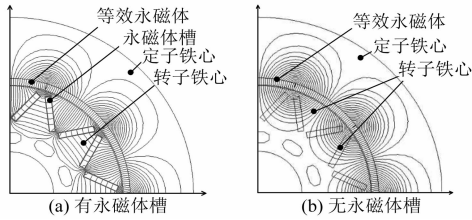


图 11 转子凸极效应有限元仿真模型

通过有限元仿真得到两种情况下气隙磁密的径向分量和切向分量,则 IPMSM 转子凸极效应的相对气隙磁导为

$$\lambda_r(\theta) = \frac{B_{r_unm} B_{r_m} + B_{t_unm} B_{t_m}}{B_{r_unm}^2 + B_{t_unm}^2} \quad (13)$$

式中: B_{r_unm} 为无转子永磁体槽时的径向气隙磁密; B_{r_m} 为考虑转子永磁体槽时的径向气隙磁密; B_{t_unm} 为无转子永磁体槽时的切向气隙磁密; B_{t_m} 为考虑转子永磁体槽时的切向气隙磁密。

根据式(13)得到在整个气隙圆周分布的转子凸极效应的相对气隙磁导函数波形如图 12 所示,同时考虑到转子是以同步转速旋转,所以转子凸极效应的相对气隙磁导可表示为

$$\lambda_r(\theta, t) = \lambda_{r0} + \sum_j \lambda_j \cos[2j(p\theta - \omega t)] \quad (14)$$

式中: λ_{r0} 为相对气隙磁导的直流分量; λ_j 为相对气隙磁导的 j 次谐波分量。

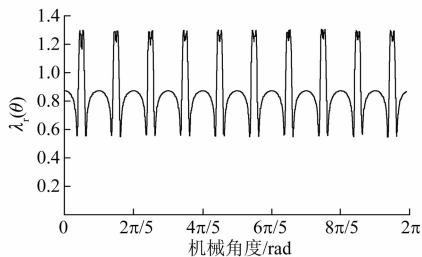


图 12 转子凸极效应的相对气隙磁导波形

1.5 考虑铁心饱和的气隙磁场建模

一般在用解析法计算气隙磁场时,当铁心的磁密较小时可以忽略铁心磁阻对气隙磁场的影响,但当电枢绕组电流较大或者电机结构的原因使铁心

的磁饱和程度较高时,铁心磁导率降低,这时的铁心磁阻不能再忽略。为便于分析,铁心的磁阻可简化为仅考虑铁心局部磁饱和和影响的等效铁心磁阻,并从铁心材料的 $B-H$ 曲线获取不同磁通密度下的铁心动态磁导率 μ_d ,作出 μ_d-B 曲线,如图 13 所示。

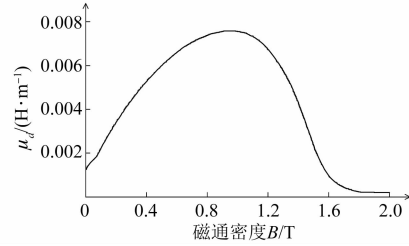


图 13 铁心动态磁导率曲线

根据得到的动态磁导率曲线,并结合曲线拟合工具近似得出动态磁导率 μ_d 与磁通密度 B 的函数关系如式(15)所示,从而实现考虑铁心饱和和下气隙磁密的快速估算。

$$\mu_d = 0.004387e^{-\left(\frac{B-1.203}{0.325}\right)} + 0.006718e^{-\left(\frac{B-0.6651}{0.5426}\right)} \quad (15)$$

电枢绕组通入额定电流时,根据电机的磁通密度云图,可知电机的磁饱和主要集中在定子齿和定子轭部分,所以将一个定子齿距下的饱和磁场简化为图 14 中的等效磁路,并确定铁心的等效磁阻。

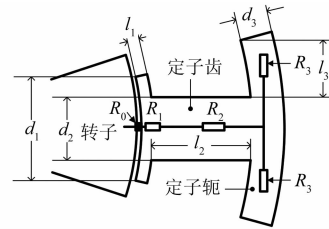


图 14 考虑铁心磁阻的等效磁路

图 14 中的气隙等效磁阻和铁心等效磁阻分别为

$$\begin{cases} R_0 = \frac{\delta}{\mu_0 d_1 l_{ef}} \\ R_1 = \frac{l_1}{\mu_{d1} d_1 l_{ef}} \\ R_2 = \frac{l_2}{\mu_{d2} d_2 l_{ef}} \\ R_3 = \frac{l_3}{\mu_{d3} d_3 l_{ef}} \end{cases} \quad (16)$$

式中: μ_{d1} 、 μ_{d2} 、 μ_{d3} 分别为等效磁阻 R_1 、 R_2 、 R_3 的动态磁导率; l_1 、 l_2 、 l_3 分别为等效磁阻 R_1 、 R_2 、 R_3 的磁路计算长度; l_{ef} 为铁心轴向长度。

故可得考虑饱和的气隙径向磁通密度 B_{sat} 与线性气隙径向磁通密度 B_{line} 的关系为

$$B_{sat} = B_{line} \frac{R_0}{R_0 + R_1 + R_2 + R_3/2} \quad (17)$$

为方便计算,定义饱和系数 K 为考虑饱和的气隙径向磁通密度 B_{sat} 与线性气隙径向磁通密度 B_{line} 的比值,即:

$$K = \frac{R_0}{R_0 + R_1 + R_2 + R_3/2} \quad (18)$$

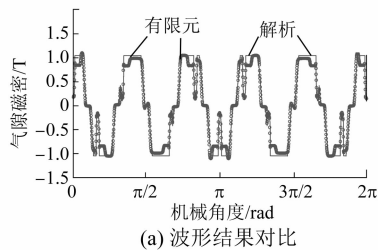
2 气隙磁场仿真验证

2.1 空载气隙磁场分析与仿真验证

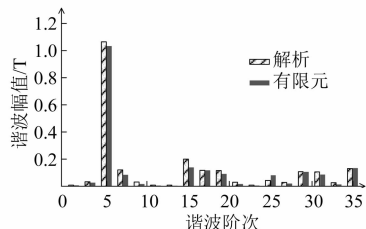
空载运行状态下,气隙中的磁场是永磁体磁场与饱和定子齿槽相互作用的结果,根据 1.1、1.3 和 1.5 节的分析,可以得到空载时考虑定子齿槽效应以及磁饱和的气隙磁密表达式为

$$B_{mr} = KB_{r_mag} \lambda_s(\theta) = K \sum_{n=1,3,5,\dots}^{+\infty} B_{mn} \lambda_{s0} \cos(np\theta - n\omega t) + \frac{K}{2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{+\infty} \sum_{k=1}^{+\infty} B_{mn} \lambda_k \cos[(np \pm kZ)\theta - n\omega t] \quad (19)$$

根据式(19)可以得到考虑饱和和定子齿槽效应的空载气隙磁密解析波形。图 15 为解析计算和有限元仿真得到的空载气隙磁密的对比结果。



(a) 波形结果对比



(b) 傅里叶分解结果对比

图 15 空载气隙磁密解析与有限元结果对比

由于定子齿尖饱和的影响,导致仿真结果略有畸变,但从总体趋势和傅里叶分解结果可以看出两种方法得到的气隙磁密结果基本一致,由此验证了上述解析方法的准确性。

通过以上分析可知,永磁体产生的气隙磁场与定子齿槽效应的相对气隙磁导共同作用提供了空载状态下气隙磁场的空间阶次与频率特性,根据式(19)可以得到空载气隙磁密的空间特性和频率特性如表 2 所示,可以发现定子开槽只会改变空载气隙磁场的空间阶次,并不影响频率分布。

表 2 空载气隙磁场的空间阶次与频率特性

成分来源	空间阶次	频率特性
永磁磁场与定子齿槽效应相对气隙磁导的直流分量相互作用	np	npf_r
永磁磁场与定子齿槽效应相对气隙磁导的谐波分量相互作用	$np \pm kZ$	npf_r

图 16 所示为定子开槽和定子不开槽时的空载气隙磁密仿真结果对比,可以看出气隙磁场中的 7、17、19、29、31 次谐波分量主要是由永磁体磁场与定子齿槽效应相对气隙磁导的谐波分量共同作用产生的。

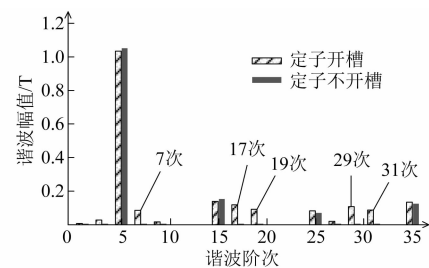


图 16 定子开槽与不开槽时空载气隙磁密仿真结果对比

2.2 负载气隙磁场分析与仿真验证

2.2.1 电枢反应磁场的分析与仿真验证

负载条件下的气隙磁场可由空载气隙磁场和电枢反应磁场叠加得到,空载气隙磁场仅受到定子齿槽效应的影响,而电枢反应磁场会受到定子齿槽效应和转子凸极效应的共同作用。根据 1.2~1.4 节的分析,考虑定子齿槽效应和转子凸极效应的电枢反应磁场可以表示为

$$B_{ar_us} = B_{mpd} \cos(v\theta - \omega t) \lambda_r(\theta, t) + B_{mpq} \cos\left(v\theta - \omega t - \frac{\pi}{2}\right) +$$

$$\sum_v B_{mv} \cos(v\theta - s_v \omega t - s_v \varphi_0) \quad (20)$$

$$\begin{cases} B_{mpd} = B_{mp} \sin \psi_0 \\ B_{mpq} = B_{mp} \cos \psi_0 \end{cases} \quad (21)$$

式中: B_{ar_us} 为忽略铁心磁饱和时的电枢反应磁场; B_{mp} 为电枢反应基波磁场幅值; B_{mpd} 、 B_{mpq} 分别为电枢反应基波磁场的直轴分量和交轴分量; ψ_0 为空载电动势与电枢电流之间的夹角。

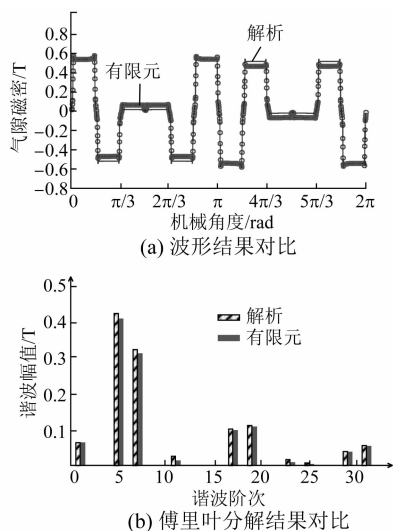


图 17 5 A 电流下电枢反应磁场解析与仿真结果对比

当电枢绕组电流较小时,铁心磁饱和程度较低,可以忽略定子铁心饱和对电枢反应磁场的影响,图 17 为电枢电流 $I=5$ A 时的电枢反应磁场的解析与仿真结果对比,可见解析与仿真结果基本一致,从而验证了式(20)的准确性。

电机在额定运行时,电枢绕组电流较大,铁心磁饱和程度较高,所以要考虑定子铁心饱和对电枢反应磁场的影响,得到最终考虑铁心饱和的电枢反应磁场表达式为

$$B_{ar} = K \{ B_{mpd} \cos(v\theta - \omega t) \lambda_r(\theta, t) + B_{mpq} \cos\left(v\theta - \omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \sum_v B_{mv} \cos(v\theta - s_v \omega t - s_v \varphi_0) \} \quad (22)$$

图 18 为电枢绕组通额定电流情况下,铁心分别为线性材料和非线性材料时的电枢反应磁场仿真结果对比,从图 18 中可以看出,铁心饱和不仅会使大部分谐波磁场幅值降低,还会产生 3 次、9 次等新的磁场谐波。

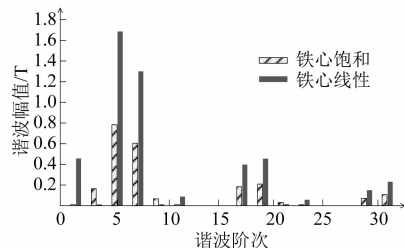


图 18 铁心线性与非线性时电枢磁场仿真结果对比

2.2.2 负载气隙磁场的分析与仿真验证

负载条件下的气隙磁场可由空载气隙磁场和电枢反应磁场叠加得到,在综合考虑定子齿槽效应、转子凸极效应和铁心磁饱和的前提下,负载气隙磁密可以表示为

$$B_r = K(B_{mr} + B_{ar}) \quad (23)$$

式中: K 为饱和系数; B_{mr} 为空载气隙磁场; B_{ar} 为电枢反应磁场。

当不考虑定子铁心磁饱和时,负载条件下的气隙磁场可由空载气隙磁场和电枢反应磁场简单线性叠加得到,根据式(23)可以得到额定负载状态下考虑定子铁心饱和忽略定子铁心饱和时的解析计算结果对比,如图 19 所示。从图 19 中可以看出对于本文研究的 IPMSM,负载情况下定子铁心的磁饱和程度较为严重,不可忽略。

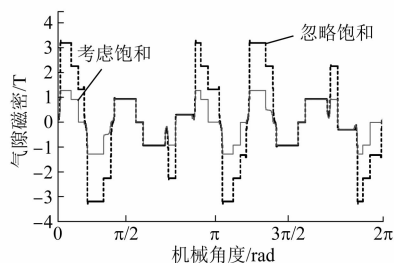


图 19 考虑定子铁心饱和和忽略定子铁心饱和时负载气隙磁场解析波形对比

根据式(23)可以得到不同负载工况下气隙磁场的解析波形,图 20 为不同负载工况条件下气隙磁场的理论解析与有限元仿真结果对比,从图 20 中可以看出,除去因转子隔磁桥以及定子齿尖饱和程度变化较为复杂引起的误差之外,理论解析计算结果与有限元仿真结果吻合程度较好,说明解析模型具有较高的准确性。

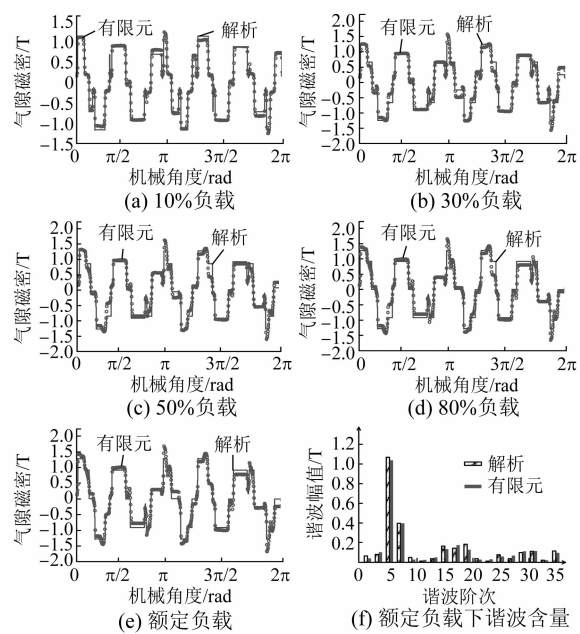


图 20 不同负载状态下气隙磁场解析与仿真结果对比

3 样机试验

为了验证上述所提解析模型以及有限元模型的可行性,对一台 12 槽/10 极 FSCW-IPMSM 样机进行空载反电动势的实测,图 21 和图 22 分别为样机图片和反电动势测量平台。将样机在额定转速 1 000 r/min 运行时得到的反电动势实测结果与有限元仿真结果和解析计算结果进行对比。

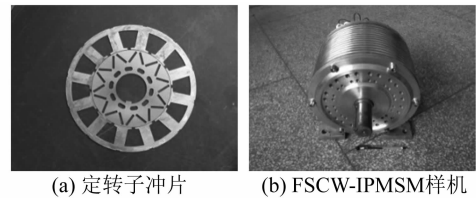


图 21 FSCW-IPMSM 样机

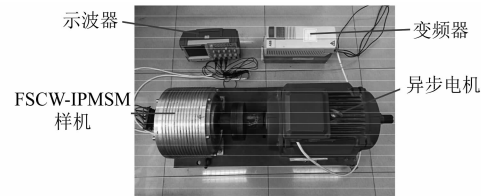


图 22 反电动势测量平台

根据电磁场基本理论,某一相绕组的反电动势可以根据式(24)计算得到:

$$\begin{cases} e = -\frac{d\psi}{dt} \\ \psi = k_L r_a l_{ef} \int_0^{2\pi} N(\theta) B_{mr} d\theta \end{cases} \quad (24)$$

式中: e 为反电动势; ψ 为相绕组磁链; k_L 为铁心叠装系数; r_a 为电枢绕组内圆半径; l_{ef} 为电枢长度; $N(\theta)$ 为一相绕组函数; B_{mr} 为上文理论计算得到的空载气隙磁场函数。

例如 A 相绕组的绕组函数如图 23 所示,图 23 中 N_s 为单个线圈的匝数。

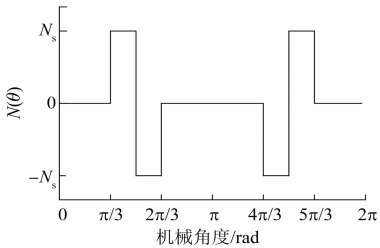


图 23 A 相电枢绕组函数

根据式(24)和图 23,可以得到三相电枢绕组反电动势的理论计算结果,图 24 和图 25 分别为空载反电动势实测结果以及空载反电动势解析计算、有限元仿真、实测结果的对比,从图 25 中可以看出,理论计算结果与有限元仿真以及实测结果吻合程度较好,从而验证了有限元模型以及所提出的气隙磁场解析模型的准确性。

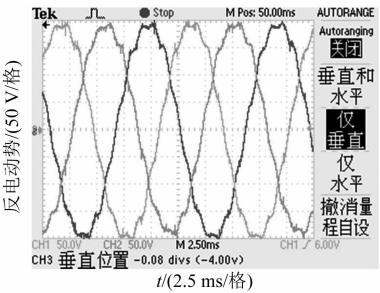


图 24 反电动势实测波形

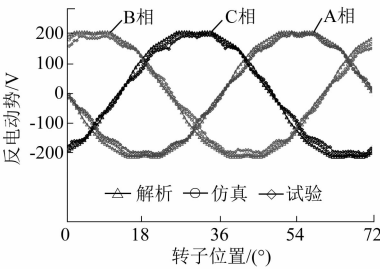


图 25 空载反电动势解析、有限元、试验波形结果对比

4 结 语

针对电动汽车用 FSCW-PMSM,在考虑定子齿槽效应情况下根据等效磁路法建立空载运行情况下的解析模型;负载运行时,考虑定子铁心的饱和,根据铁心等效磁阻引入饱和系数并结合定子齿槽效应和转子的凸极效应建立了负载气隙磁场的解析模型。并通过理论解析、有限元仿真和试验测试三者的结果对比论证了该解析方法具有较高的准确性。该解析模型综合考虑了定子齿槽、转子凸极以及铁心磁饱和对 IPMSM 气隙磁场的影响,为该类电机的电机结构优化以及电磁性能分析提供了一种快速准确的分析方法。

【参考文献】

- [1] 张卓然,王东,花为. 混合励磁电机结构原理、设计与运行控制技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报,2020,40(24): 7833.
- [2] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京:机械工业出版社,2015: 162-170.
- [3] 王玉彬,孙建鑫. 分数槽集中绕组嵌入式永磁同步电机设计[J]. 电工技术学报,2014,29(5): 70.
- [4] 李晓华,赵容健,田晓彤,等. 逆变器供电对电动汽车内置式永磁同步电机振动噪声特性影响研究[J]. 电工技术学报,2020,35(21): 4455.
- [5] 尧磊,秦雪飞,蔡顺,等. 内置式永磁电机转子硅钢片叠装错位对气隙磁场的影响[J]. 电工技术学报,2021,36(5): 1096.
- [6] LIU G, LIU L, CHEN Q, et al. Torque calculation of five-phase interior permanent magnet machine using improved analytical method[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2019,34(2): 1023.
- [7] CHEN Q, XU G, LIU G, et al. Torque ripple reduction in five-phase IPM motors by lowering interactional MMF [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(11): 8520.
- [8] 陈益广,潘玉玲,贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势[J]. 电工技术学报,2010,25(10): 30.
- [9] 林福,左曙光,马琮淦,等. 考虑开槽的分数槽集中绕组永磁同步电机电枢反应磁场解析计算[J]. 电工技术学报,2014,29(5): 29.
- [10] LI Q, FAN T, WEN X. Armature-reaction magnetic field analysis for interior permanent magnet motor based on winding function theory [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2013,49(3): 1193.
- [11] MA F, YIN H, WEI L, et al. Analytical calculation of armature reaction field of the interior permanent magnet motor[J]. Energies, 2018,11(9): 2375.
- [12] FAKAM M, HECQUET M, LANFRANCHI V, et al. Design and magnetic noise reduction of the surface permanent magnet synchronous machine using complex air-gap permeance[J]. IEEE Transactions on Magnetics,2015,51(4): 8103809.
- [13] 李景灿,廖勇. 考虑饱和及转子磁场谐波的永磁同步电机模型[J]. 中国电机工程学报,2011,31(3): 60.
- [14] YU Q, WANG X, CHENG Y. Magnetic modeling of saliency effect for saturated electrical machines with a new calculation method [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2016,52(6): 8001106.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部