

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.161289

PWM逆变器供电引起的轴向磁通非晶电机谐波损耗的解析计算

朱龙飞¹ 朱建国² 佟文明¹ 韩雪岩¹

(1. 国家稀土永磁电机工程技术研究中心(沈阳工业大学) 沈阳 110870

2. 悉尼科技大学电气机械和机电系统学院 悉尼 2007)

摘要 非晶合金材料具有出色的低损耗特性,适于用作高频电机的铁心,但 PWM 逆变器供电会导致高频电机谐波损耗严重增加。在电机初始设计阶段,快速准确计算出谐波损耗是轴向磁通非晶合金永磁电机设计及优化的关键。针对 3D 时步有限元计算耗时长的问题,改进现有多环等效模型的计算方法,推导了考虑 PWM 逆变器供电高次谐波电流影响的气隙磁通密度解析计算方法,并在此基础上推导了定子铁心损耗及考虑涡流反作用影响的转子涡流损耗的解析计算方法。将谐波损耗的解析计算值与样机实验值以及 3D 有限元计算值进行对比,结果显示谐波损耗的平均计算误差仅为 9.69%,解析模型具有较高的计算精度。

关键词: 非晶合金 轴向磁通永磁电机 PWM 逆变器 谐波损耗 解析方法

中图分类号: TM351

Analytical Calculation of Harmonic Losses of an Axial Flux Amorphous Motor Caused by PWM Inverter Supplying

Zhu Longfei¹ Zhu Jianguo² Tong Wenming¹ Han Xueyan¹

(1. National Engineering Research Center for Rare-Earth Permanent Magnetic Machines

Shenyang University of Technology Shenyang 110870 China

2. School of Electrical Mechanism and Mechatronic Systems University of Technology Sydney
NSW 2007 Australia)

Abstract Amorphous alloys are considered as an appropriate core material for high-frequency motors because of their outstanding low power loss characteristics. When supplied by a PWM inverter, however, the harmonic losses of high-frequency motors will enormously increase. The key for designing and optimizing an amorphous alloy axial-flux permanent magnet motor is the fast and accurate calculation of harmonic losses during the original designing stage. In this paper, because of the large time consuming of three dimensional time step finite element analysis method, the present multilayer coupled model is further improved. An analytical method of air gap flux density is derived which can take high order carrier harmonics into account. The analytical methods of stator core losses and rotor eddy current losses are then deduced in consideration of the influence of eddy current reaction. The analytical calculation results of harmonic losses are compared with measured results and those obtained by the three dimensional FEA method. It is shown that the average calculation error of rotor

国家重点研发计划(2016YFB0300500)、国家科技支撑计划(2013BAE08B00)、国家自然科学基金(51307111)和辽宁省教育厅科学技术研究项目(L2013049)资助。

收稿日期 2016-08-16 改稿日期 2016-11-17

losses is 9.69%, which means the improved analytical method features in high accuracy.

Keywords: Amorphous alloy, axial-flux permanent magnet motor, PWM inverter, harmonic losses, analytical method

0 引言

非晶合金材料单片薄、电阻率大，其涡流损耗远低于硅钢片材料。利用非晶合金替代硅钢片制造电机铁心可有效降低电机铁心损耗^[1-3]。采用 PWM 逆变器供电给电机驱动控制提供了极大的便利，得到了广泛引用^[4-6]。但同时也会在电机绕组内部引入高次电流谐波成分，有资料显示，由谐波电流引起的损耗增量甚至高于硅钢片电机^[7,8]。这将导致电机发热严重，引起永磁体局部不可逆退磁，影响电机的安全性和稳定性^[9]。因此在设计非晶合金永磁电机时，由 PWM 逆变器供电高次谐波电流引起的谐波损耗的计算十分重要。

由于轴向磁通电机存在三维磁路，需利用三维场对其参数进行求解。目前文献中采用较多的是 3D 时步有限元分析方法^[10-14]，该方法能很好考虑轴向磁通电机的三维效应，更接近真实情况，计算结果也较准确。但是 3D 时步有限元计算周期长，占用计算机资源大，且无法直观展示谐波损耗与结构参数之间的关系，不利于电机初始设计阶段对结构参数的调整和优化^[15]。文献[16]将轴向磁通永磁电机按径向方向分成多环，利用 2D 有限元分析了每一环在不同转子位置时的气隙磁通密度波形，并按分环方向整合成气隙磁通密度平面；之后将以转子位置作为自变量的气隙磁通密度转换成以时间为自变量的时域气隙磁通密度，并代入 2D 时步有限元软件中计算永磁体涡流损耗；最后利用 3D 时步有限元对永磁体涡流损耗计算结果进行了证明，结果显示该多环等效模型具有较高的计算精度。文献[16]虽然在利用 2D 有限元代替 3D 有限元分析时缩减了计算时间，但计算数据处理工作复杂繁琐，且仍存在有限元分析量之间对应关系不清晰的缺点。

本文在文献[16]基础上，改进该多环等效计算模型的分析方法，利用解析解替代 2D 有限元分析模型参数。首先取每环平均位置作为等效层，展开成二维平面模型，推导该等效层考虑 PWM 逆变器供电谐波电流的定子绕组磁动势、永磁体磁动势以及气隙磁导解析计算方法，进而得出气隙磁通密度的时域解析解；其次基于磁路原理和麦克斯韦方程

组推导定子铁心损耗和考虑涡流反作用影响的转子涡流损耗的解析计算方法，并将每环得出的解析计算结果按分环方向积分；最后利用 3D 时步有限元以及实验结果验证了 PWM 逆变器供电引起的谐波损耗的解析计算结果。

1 多环等效解析模型

图 1 为多环等效解析模型，现对其进行如下阐释：以轴向磁通永磁电机的一个单元电机为例进行分析（模型 1），忽略端部效应的影响，将该单元电机的有效电枢长度按径向方向等分成 n 环（模型 2）。取每环平均半径位置处的一层作为等效层（模型 3），将该层展开成二维平面模型（模型 4），并在直角坐标系内解析分析该等效层的气隙磁通密度和定、转子损耗密度等参数。最后将分析得出的损耗

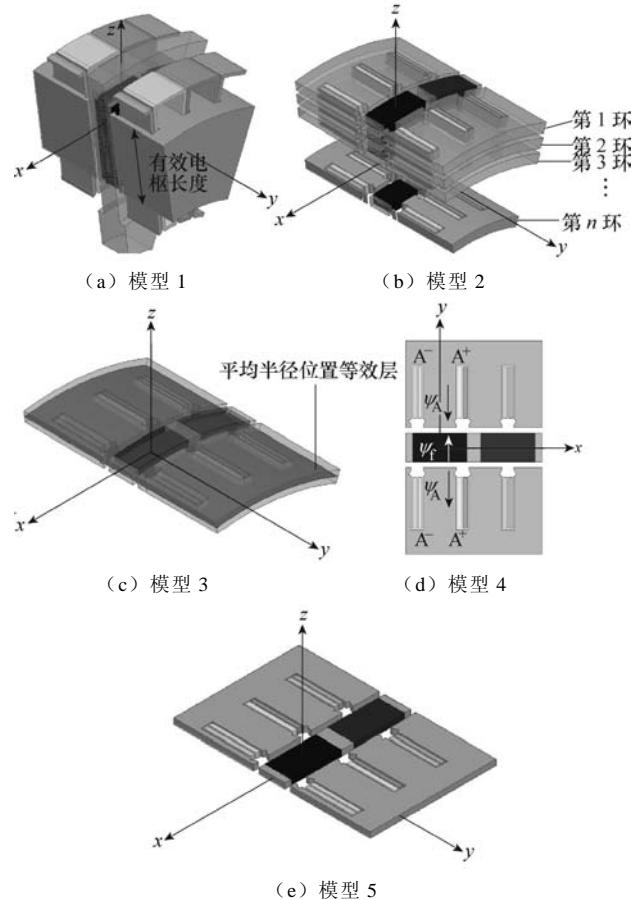


图 1 多环等效模型

Fig.1 Multilayer equivalent model

密度按每环定、转子体积（模型 5）积分，并对 n 环计算结果作求和运算即可得到电机整体的谐波损耗。

2 气隙磁通密度解析计算方法

本文以多环等效模型中第 i 环的等效层为例对其谐波损耗的解析模型进行推导。

2.1 定子绕组磁动势

以单相绕组为例，研究其通入电流后产生的气隙磁动势。为了简化计算，提出以下几点假设：①假设绕组电流集中于槽口中心处；②假设铁心磁导率无穷大，忽略铁心内部磁压降的影响。则电机单相磁动势可表示为

$$f_\phi(\theta_s, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \frac{N i_\phi(t)}{2} \cdot \frac{4}{\pi} k_s k_w \cos(v\theta_s) \quad (1)$$

其中

$$k_s = \frac{\sin\left(\frac{b_{01}}{\tau_v} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{b_{01}}{\tau_v} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (2)$$

式中， N 为每相串联匝数； i_ϕ 为电机相电流； k_s 、 k_w 分别为槽口系数和绕组系数； v 为空间谐波次数； θ_s 为图 1d 中定子磁动势的 x 方向空间坐标，且 $\theta_s = 0^\circ$ 的位置为定子 A 相绕组轴线位置； b_{01} 为定子槽口宽度； τ_v 为 v 次谐波极距。

若电机采用 PWM 逆变器对其进行供电，在不考虑谐波电流初相位影响的情况下，三相电流可表示为

$$\begin{cases} i_A(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin(k\omega_l t) \\ i_B(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin\left[k\left(\omega_l t - \frac{2}{3}\pi\right)\right] \\ i_C(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin\left[k\left(\omega_l t - \frac{4}{3}\pi\right)\right] \end{cases} \quad (3)$$

式中， k 为时间谐波电流次数； ω_l 为基波电流角频率； I_k 为 k 次谐波电流的有效值。

以 A 相绕组轴线与 x 轴交点作为原点，三相绕组磁动势可表示为

$$\begin{cases} f_A(\theta_s, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} F_\phi \sin(k\omega_l t) \cos(v\theta_s) \\ f_B(\theta_s, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} F_\phi \sin\left[k\left(\omega_l t - \frac{2}{3}\pi\right)\right] \cos\left[v\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right)\right] \\ f_C(\theta_s, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} F_\phi \sin\left[k\left(\omega_l t - \frac{4}{3}\pi\right)\right] \cos\left[v\left(\theta_s - \frac{4}{3}\pi\right)\right] \end{cases} \quad (4)$$

式中

$$F_\phi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi v} NI_k k_s k_w \quad (5)$$

三相合成磁动势为

$$f_s(\theta_s, t) = f_A(\theta_s, t) + f_B(\theta_s, t) + f_C(\theta_s, t) \quad (6)$$

整理得

$$f_s(\theta_s, t) = \begin{cases} \frac{3}{2} F_\phi \sin(k\omega_l t + v\theta_s) & v = 3n - k \\ 0 & v \neq 3n \pm k \\ \frac{3}{2} F_\phi \sin(k\omega_l t - v\theta_s) & v = 3n + k \end{cases} \quad (7)$$

综上，由绕组电流引起的定子磁动势为

$$f_s(\theta_s, t) = \frac{3}{2} F_\phi \sin(k\omega_l t \pm v\theta_s) \quad (8)$$

2.2 转子永磁体励磁磁动势

在不考虑开槽影响时，由永磁体产生的外磁路磁动势可表示为

$$f_m(\theta_m) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \frac{4}{\pi} H_m h_m \cos(v\theta_m) \quad (9)$$

式中， H_m 为永磁体磁场强度； h_m 为永磁体厚度； θ_m 为图 1d 中永磁体励磁磁动势的 x 方向空间坐标，且 $\theta_m = 0$ 的位置为沿 y 轴正方向充磁的永磁体的轴线位置。

考虑到永磁体存在短距效应，引入永磁体短距系数，即

$$k_{ym} = \sin \frac{v\pi\alpha_p}{2} \quad (10)$$

式中， α_p 为极弧系数。则考虑短距效应的永磁体磁动势为

$$f_m(\theta_m) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} F_1 k_{ym} \cos(v\theta_m) \quad (11)$$

式中

$$F_1 = \frac{4H_m h_m}{\pi} \quad (12)$$

由永磁体产生的空间谐波转速与转子转速相同，则随时间变化的永磁体励磁磁动势为

$$f_m(\theta_m, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} F_1 k_{ym} \cos(\omega_v t - v\theta_m) \quad (13)$$

式中， ω_v 为 v 次谐波的角频率， $\omega_v = 2\pi v f_1$ ， f_1 为基波频率。

2.3 气隙磁导

定子槽口的存在会使电机气隙磁导分布不均匀，槽口位置磁导变小，相应的气隙磁通密度变低。

对于开槽的影响，异步电机中通常采用的方法是引入卡特系数 K_c 表征磁通密度的变化^[17]，但考虑到永磁电机中永磁体厚度对卡特系数的影响，本文采用顾其善教授推导的永磁电机中的卡特系数^[18]，即

$$K_c = \frac{B_{\delta_{\max}}}{B_\delta} = \frac{\tau_t}{\tau_t - \gamma b_{01}} \quad (14)$$

其中

$$\gamma = \frac{2}{\pi} \left\{ \arctan \left[\frac{1}{2} \left(\frac{b_{01}}{h_m + \delta_e} \right) \right] - \left(\frac{h_m + \delta_e}{b_{01}} \right) \ln \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{b_{01}}{h_m + \delta_e} \right)^2 \right] \right\} \quad (15)$$

式中， $B_{\delta_{\max}}$ 为开槽后齿顶处气隙磁通密度最大值； B_δ 为无槽时的平均气隙磁通密度； τ_t 为定子齿距； γ 为槽宽缩减因子； δ_e 为等效气隙长度，对于双气隙电机， $\delta_e = 2\delta$ ， δ 为气隙长度。

若以槽口中心位置作为原点，一个齿距下的气隙磁通密度可表示为

$$b = \begin{cases} \left(1 - \beta - \beta \cos \frac{\pi}{0.8b_{01}} \theta_t \right) B_{\delta_{\max}} & -0.8b_{01} \leq \theta_t < 0.8b_{01} \\ B_{\delta_{\max}} & -\frac{\tau_1}{2} \leq \theta_t < -0.8b_{01}, 0.8b_{01} \leq \theta_t < \frac{\tau_1}{2} \end{cases} \quad (16)$$

其中

$$\beta = \frac{(\chi - 1)^2}{2(\chi^2 + 1)} \quad (17)$$

$$\chi = \frac{b_{01}}{2\delta_e} + \sqrt{1 + \left(\frac{b_{01}}{2\delta_e} \right)^2} \quad (18)$$

式中， θ_t 为一个齿距内气隙磁通密度的 x 方向空间坐标，且 $\theta_t = 0$ 为槽口中心位置。

由于气隙磁通密度等于磁动势 f 与磁导 λ 的乘积，即

$$b = \lambda f \quad (19)$$

将式 (16) 代入式 (19)，并假设永磁体磁导率等于空气磁导率，基于对称原理，按傅里叶级数展开的气隙磁导为^[19]

$$\begin{aligned} \lambda &= \lambda_0 - \lambda_1 \cos(Z_1 \theta_\lambda) - \lambda_2 \cos(2Z_1 \theta_\lambda) - \dots \\ &= \lambda_0 - \sum_{h=1}^{\infty} \lambda_h \cos(hZ_1 \theta_\lambda) \end{aligned} \quad (20)$$

式中， θ_λ 为图 1d 中气隙磁导的 x 方向空间坐标，且 $\theta_\lambda = 0$ 为槽口中心位置； h 为磁导谐波次数； Z_1

为定子槽数。

求解式 (20) 得

$$\begin{cases} \lambda_0 = \frac{\mu_0}{K_c (\delta_e + h_m)} \\ \lambda_h = \frac{4\beta}{h\pi} \cdot \frac{\mu_0}{\delta_e + h_m} \left[0.5 + \frac{\left(\frac{hb_{01}}{\tau_t} \right)^2}{0.78 - 2\left(\frac{hb_{01}}{\tau_t} \right)^2} \right] \sin \left(1.6\pi \frac{hb_{01}}{\tau_t} \right) \end{cases} \quad (21)$$

2.4 气隙磁通密度

由式 (8) 和式 (13) 可知，定子绕组磁动势和转子永磁体励磁磁动势波形是随时间变化的，其性质属于旋转磁动势波形。由式 (20) 可知，气隙磁导波形不随时间变化，其性质属于静止磁导波形。

在分析气隙磁通密度波形之前，首先根据变频器控制策略和电机实际负载情况确定定子绕组磁链和转子磁链的相对位置^[20]。对于采用 $i_d=0$ 控制策略的电机，可根据以下条件来确定定转子的相对位置，如图 1d 所示。

- (1) A 相轴线位置定义为 $\theta = 0^\circ$ 位置。
- (2) A 相绕组电流按正弦规律变化。
- (3) A 相轴线与转子 d 轴重合。
- (4) A 相磁链正方向与 d 轴磁链方向相反。

本文在定子绕组磁动势、转子磁动势的分析过程中，规定 x 轴方向坐标初始位置均满足上述位置要求，但是气隙磁导的初始位置为槽口中心处。因此，满足上述磁链相对位置条件下， θ_s 、 θ_m 、 θ_λ 以及气隙磁通密度 x 方向的空间坐标 θ 之间的关系为

$$\theta(0) = \theta_s(0) = \theta_m(0) = \theta_\lambda \left(-\frac{\pi}{Z_1} \right) \quad (22)$$

则气隙磁通密度可表示为

$$b(\theta, t) = (f_s(\theta, t) + f_m(\theta, t)) \lambda \left(\theta + \frac{\pi}{Z_1} \right) \quad (23)$$

由此，利用式 (23) 即可得出任意时刻任意位置的气隙磁通密度，也可得到某一位置气隙磁通密度随时间的变化规律。

3 谐波损耗解析计算方法

3.1 定子铁心谐波损耗解析分析

根据 Steinmetz 铁耗模型，标准正弦供电下，电工钢片的损耗 P_{Fe} 主要由磁滞损耗和涡流损耗组成，即

$$p_{\text{Fe}} = p_h + p_e = k_h B_m^\alpha f + \frac{\sigma d^2}{12 \rho_{\text{Fe}}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad (24)$$

式中, p_h 和 p_e 分别为磁滞损耗和涡流损耗; k_h 、 α 为磁滞损耗系数; σ 为叠片电导率; d 为叠片厚度; ρ_{Fe} 为电工钢片密度; T 为磁通密度波形周期; B_m 为磁通密度幅值; $B(t)$ 为磁通密度。

由于式(24)只是用以分析电工钢片带材的损耗特性, 无法考虑电机铁心加工工艺对材料损耗性能的影响。且有资料显示, 非晶合金材料对应力十分敏感, 加工后的非晶合金铁心损耗性能相比于带材变化很大^[21], 直接利用带材损耗曲线计算电机损耗将会引起很大的计算误差。因此, 可将式(24)进行推广用以分析加工后的非晶合金铁心的损耗曲线, 即

$$p_{\text{Fe}} = k_h B_m^\alpha f + k_e \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad (25)$$

式中, k_e 为涡流损耗系数。

为了得到考虑加工影响的非晶合金铁心损耗系数, 本文利用实验方式实测了加工后非晶合金铁心的损耗曲线^[22], 实验原理和装置分别如图2和图3所示。定子铁心为日立公司生产的Metglas 2605SA1非晶合金带材制造而成。对损耗测试结果进行分析, 并借助非线性回归方法得出式(25)中的损耗系数, 见表1。

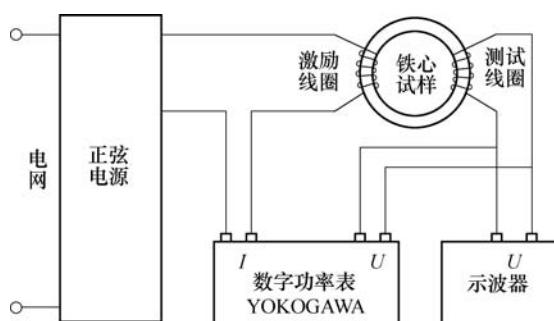


图2 实验原理

Fig.2 The experimental principle



图3 实验装置

Fig.3 The experimental facilities

表1 非晶合金定子铁心损耗系数

Tab.1 Loss coefficients of the amorphous alloy cores

	k_h	α	$k_e/10^{-5}$
1 盘	0.003 1	3.06	4.61
2 盘	0.003 5	3.25	3.70

根据气隙磁通密度式(23)可得定子铁心齿部、轭部磁通密度为

$$\begin{cases} b_t(t) = \frac{1}{K_{\text{Fe}}} \cdot \frac{\tau_t}{\tau_t - b_{01}} \int_0^{\tau_t} b(\theta, t) d\theta \\ b_j(t) = \frac{1}{K_{\text{Fe}}} \cdot \frac{\tau \alpha_i}{2h_j} \int_0^{\tau} b(\theta, t) d\theta \end{cases} \quad (26)$$

式中, $b_t(t)$ 、 $b_j(t)$ 分别为定子铁心内齿、轭部磁通密度; K_{Fe} 为铁心叠压(卷绕)系数; τ 为极距; h_j 为定子轭高; α_i 为计算极弧系数, 计算式为^[23]

$$\alpha_i = \alpha_p + \frac{4}{\frac{\tau}{\delta} + \frac{6}{1 - \alpha_p}} \quad (27)$$

式中, α_p 为极弧系数。

由此可分别得出非晶合金电机铁心齿部和轭部的损耗计算式为

$$\begin{cases} p_t = k_h B_{vt}^\alpha f + k_e \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{db_t(t)}{dt} \right)^2 dt \\ p_j = k_h B_{vj}^\alpha f + k_e \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{db_j(t)}{dt} \right)^2 dt \end{cases} \quad (28)$$

式中, B_{vt} 、 B_{vj} 分别为定子铁心齿、轭部磁通密度 v 次谐波幅值。

由此可得电机定子铁心损耗为

$$W_s = \sum_{s=1}^{20} \rho_a \left(\int_V p_t dV_t + \int_V p_j dV_j \right) \quad (29)$$

式中, s 为多环等效解析模型的环数; ρ_a 为非晶合金材料密度; V_t 、 V_j 分别为定子铁心齿部、轭部体积。

3.2 转子涡流损耗解析分析

基于麦克斯韦方程组, 对永磁体和转子支架内的涡流损耗进行求解分析, 即

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \end{cases} \quad (30)$$

求解得

$$\nabla \times \mathbf{J} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (31)$$

对于轴向磁通电机，若仅考虑永磁体内涡流的径向分量（图 1 模型 5 中 z 轴方向），则式（31）可写成

$$\frac{\partial \mathbf{J}_z}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{J}_z}{\partial y} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (32)$$

若忽略涡流反作用对永磁体内部磁场的影响，且近似认为永磁体磁导率即为空气磁导率时，永磁体内涡流为

$$J_m(\theta, t) = -\sigma_m \frac{\partial b(\theta, t)}{\partial t} \quad (33)$$

式中， σ_m 为永磁体电导率。

但忽略涡流反作用影响会导致永磁体涡流损耗计算结果偏大，特别是在高速运行情况下^[24]。因此，引入趋肤效应透入深度对其进行考虑^[25]，即

$$A_m = \sqrt{\frac{2}{\omega_v \mu_0 \sigma_m}} \quad (34)$$

式中， A_m 为永磁体透入深度； ω_v 为 v 次谐波角频率。

对于双边气隙的永磁电机，由于永磁体两侧都暴露于气隙中，均存在趋肤效应。为了简化计算，在分析永磁体涡流损耗时，只考虑与永磁体表面接触的气隙中变化磁通密度引起的趋肤效应，忽略另一侧气隙磁通密度的影响。即只分析单边气隙磁通密度在半个永磁体厚度内产生的涡流密度，并基于电磁场镜像原理将其按每个等效环中永磁体体积积分，得到每个环的永磁体涡流损耗。

考虑透入深度的单边永磁体内涡流为

$$J_m = \int -\sigma_m \frac{\partial b(\theta, t)}{\partial t} e^{-\frac{y}{A_m}} d\theta \quad (35)$$

式中， y 为永磁体深度方向的长度，如图 1d 所示，若以与气隙接触的永磁体表面为原点，则 $0 \leq y \leq h_m/2$ 。

同理可得转子支架内涡流为

$$J_r = \int -\sigma_r \frac{\partial b(\theta, t)}{\partial t} e^{-\frac{y}{A_r}} d\theta \quad (36)$$

其中

$$A_r = \sqrt{\frac{2}{\omega_v \mu_0 \sigma_r}} \quad (37)$$

式中， A_r 为转子支架透入深度； σ_r 为转子支架电导率。

根据坡印廷矢量，从体积 V 内穿出闭合表面 S 的功率为

$$P = \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dS = \int_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dV \quad (38)$$

若忽略永磁体和转子支架内磁滞损耗部分，式（38）可写成^[26]

$$P = \int_V \sigma E^2 dV = \int_V \frac{J^2}{\sigma} dV \quad (39)$$

由此可得转子涡流损耗为

$$W_r = \sum_{s=1}^{20} \left(\int_{V_m} \frac{J_m^2}{\sigma_m} dV_m + \int_{V_r} \frac{J_r^2}{\sigma_r} dV_r \right) \quad (40)$$

式中， V_m 、 V_r 分别为每个环的永磁体和转子支架体积。

由此，PWM 逆变器供电时，电机的损耗可表示为

$$W_{\text{PWM}}(I_{\text{NPWM}}) = W_s + W_r \quad (41)$$

将式（41）计算结果与令定子电流为正弦额定值时的计算结果 $W_{\text{PWM}}(I_{\text{Nsin}})$ 相减即可分离出由逆变器供电电流谐波引起的谐波损耗，即

$$W_h = W_{\text{PWM}}(I_{\text{NPWM}}) - W_{\text{PWM}}(I_{\text{Nsin}}) \quad (42)$$

4 解析计算结果验证

4.1 样机参数

为了验证多环等效解析计算模型的准确性，以一台 7kW 轴向磁通非晶合金永磁电机为例（电机参数见表 2），分别利用 3D 有限元和实验方法研究由 PWM 逆变器供电引起的谐波损耗，并将结果与利用解析法得出的计算结果进行对比。

表 2 电机参数

Tab.2 Motor parameters

参 数	数 值
额定功率/kW	7
极数	24
槽数	36
气隙长度/mm	2
永磁体材料	N38UH
转子材料	不锈钢
额定频率/Hz	800
槽口宽度/mm	4.3
永磁体厚/mm	9
极弧系数	0.8
永磁体电导率/(S/m)	694 400
转子电导率/(S/m)	1 100 000

4.2 解析及有限元模型处理

利用解析模型分析时，将电机按径向方向分成 20 环，分别求解每个环等效层的气隙磁通密度及损

耗参数，并按分环方向积分。利用3D时步有限元分析(Finite Element Analysis, FEM)时，为了计算准确，对考虑涡流反作用的永磁体和转子支架内的网格进行加密处理，转子结构和有限元分析模型网格如图4所示。

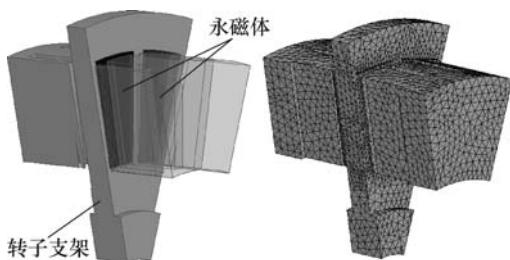


图4 转子结构和有限元分析模型网格

Fig.4 The rotor structure and the mesh of FEA model

4.3 样机实验测试

根据《IEC 60034-2-3: Rotating Electrical Machines-Part 2-3》搭建实验平台，如图5所示，并测试7kW轴向磁通非晶合金永磁样机在额定转速下的谐波损耗^[27]。除此之外，记录了实验PWM逆变器供电时相电流波形，并对其谐波含量进行分析，如图6所示。将该电流波形代入解析计算模型及3D有限元模型中即可分析逆变器供电下电机的气隙磁通密度和谐波损耗等参数。需要指出的是，若在电机初始设计阶段无法得到PWM逆变器供电电流波形，可利用PWM波形生成软件仿真得出的电流波形近似分析^[28]。

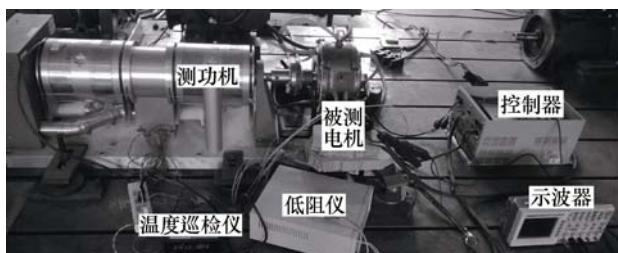


图5 实验平台

Fig.5 The experiment platform

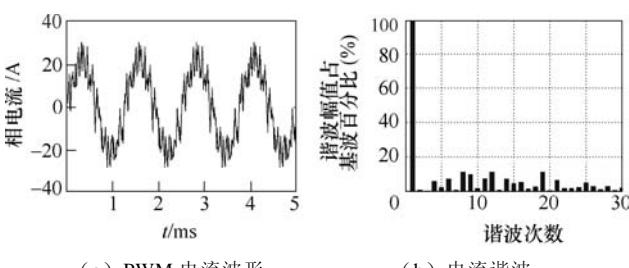


图6 PWM电流及其谐波

Fig.6 PWM current waveform and its harmonic

4.4 谐波损耗解析计算结果验证

图7对比了额定转速下样机谐波损耗的解析计算值与实验值，图8对比了多个转速下样机谐波损耗的解析计算值与3D有限元分析值。从图7可以看出，利用解析方法计算得到的谐波损耗与实验值较为接近，可以满足工程要求的精度。且在PWM逆变器供电情况下，样机谐波损耗主要集中于永磁体中，这将导致电机转子发热严重。从图8中可以看出，在低转速时，解析计算值与有限元计算值十分接近，随着转速的升高，解析计算值略大于有限元计算值，其原因是在较高转速情况下，利用趋肤效应透入深度考虑涡流反作用的影响会引入一定计算误差。通过对解析模型计算误差的分析可知，平均计算误差为9.69%，计算精度较高，其中最大计算误差为19.03%。特别需要指出的是，该解析模型计算耗时极少。以4000r/min为例，3D时步有限元计算一个单元电机谐波损耗耗时近30h，而解析模型计算仅需几分钟操作即可。由此可知，采用本文推导的轴向磁通永磁电机谐波损耗解析计算模型可

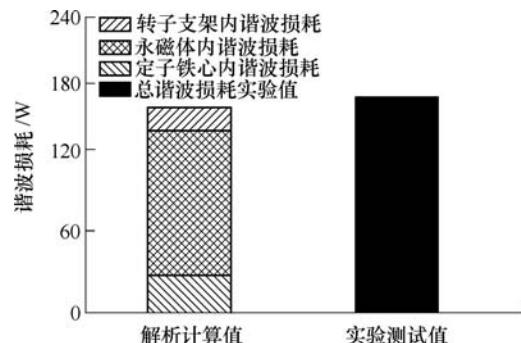


图7 谐波损耗解析模型计算值与实验值对比

Fig.7 Comparison of the harmonic losses calculated by analytical model and measured by test

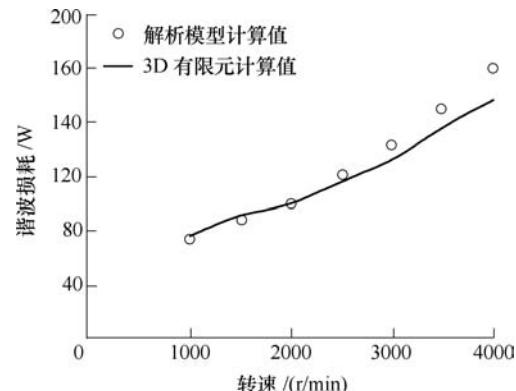


图8 谐波损耗解析模型计算值与3D有限元分析值对比

Fig.8 Comparison of the harmonic losses calculated by analytical model and 3D FEA

以实现对 PWM 逆变器供电下电机谐波损耗的准确、快速计算, 为电机初始设计阶段结构参数的优化提供方便。

5 结论

本文改进了多环等效模型的计算方法, 推导了考虑 PWM 逆变器供电高次谐波电流影响的气隙磁通密度和諐波损耗的解析计算模型。改进后的计算模型全部由解析式组成, 不再依赖有限元软件, 省去了复杂的数据处理工作, 同时更直观展现了諐波损耗与结构参数之间的关系, 方便在电机初始设计阶段对结构参数的优化调整。利用样机实验及 3D 有限元软件对解析模型计算的諐波损耗进行了验证, 结果显示改进后的解析模型具有很高的计算精度, 而且耗时很短。

参考文献

- [1] Dems M, Komeza K. Performance characteristics of a high-speed energy-saving induction motor with a amorphous stator core[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 3046-3055.
- [2] Fan T, Li Q, Wen X H. Development of a high power density motor made of amorphous alloy cores[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4510-4518.
- [3] Johnson L A, Cornell E P, Bailey D J, et al. Application of low loss amorphous metals in motor and transformers[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1982, 101(7): 2109-2114.
- [4] 曾宪金, 李小为, 胡立坤, 等. 基于自然坐标与功率前馈的三相电压型 PWM 变流器控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(11): 13-20.
Zeng Xianjin, Li Xiaowei, Hu Likun, et al. Natural coordinate and power feedforward control of three-phase voltage-source PWM converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(11): 13-20.
- [5] 苏匀, 李少华, 王秀丽, 等. 基于 PWM 交交变频器的分频风电系统研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(13): 86-91.
Su Yun, Li Shaohua, Wang Xiuli, et al. Research on fractional frequency wind power system based on PWM cycloconvertor[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(13): 86-91.
- [6] 陆原, 胡丙辉, 张军伟, 等. 基于 SVPWM 调制的三段式算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(6): 68-75.
Lu Yuan, Hu Binghui, Zhang Junwei, et al. A three-segment algorithm research based on SVPWM modulation[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(6): 68-75.
- [7] 朱龙飞, 朱建国, 佟文明, 等. 非晶合金永磁同步电机空载损耗[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 19-26.
Zhu Longfei, Zhu Jianguo, Tong Wenming, et al. Study on no-load losses of permanent magnet synchronous motor with amorphous alloy stator core[J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(7): 19-26.
- [8] Jensen C C, Profumo F, Lipo T A. A low-loss permanent-magnet brushless DC motor utilizing tape wound amorphous iron[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(3): 646-651.
- [9] 徐永向, 胡建辉, 胡任之, 等. 永磁同步电机转子涡流损耗计算的实验验证方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 150-154.
Xu Yongxiang, Hu Jianhui, Hu Renzhi, et al. An experimental verification method of calculation for rotor eddy current losses in PMSMs[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 150-154.
- [10] Wang Z N, Masaki R, Morinaga S, et al. Development of an axial gap motor with amorphous metal cores[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1293-1299.
- [11] Li J, Choi D W, Koo D H, et al. Eddy-current calculation of solid components in fractional slot axial flux permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 4254-4257.
- [12] 倪有源, 黄亚, 赵亮. 新型结构永磁屏蔽电机三维磁场分析和电感计算[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 98-104.
Ni Youyuan, Huang Ya, Zhao Liang. Analysis of 3-dimensional field and calculation of inductance for a new structure of a permanent magnet canned motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 98-104.
- [13] 徐姐, 林明耀, 付兴贺, 等. 混合励磁轴向磁场磁

- 通切换型永磁电机静态特性[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 58-63.
- Xu Da, Lin Mingyao, Fu Xinghe, et al. Static characteristics of novel hybrid axial field flux-switching PM machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 58-63.
- [14] 李华阳, 沈建新. 不同结构轴向磁通永磁电机的有限元设计与对比研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 32-40.
- Li Huayang, Shen Jianxin. FEA-based design and comparative study of axial flux permanent magnet machines with various topologies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 32-40.
- [15] Tiegna H, Bellara A, Amara Y, et al. Analytical modeling of the open-circuit magnetic field in axial flux permanent-magnet machines with semi-closed slots[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(3): 1212-1226.
- [16] Sergeant P, Vansompel H, Hemeida A, et al. A computationally efficient method to determine iron and magnet losses in VSI-PWM fed axial flux permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(8): 8101710.
- [17] Cater F W. Air-gap induction[J]. Electrical World and Engineer, 1901, 38(22): 884-888.
- [18] 顾其善. 永磁电机的卡特系数[J]. 中小型电机, 1986(5): 11-14.
- Gu Qishan. The Cater coefficient of permanent magnet electric machines[J]. S&M Electric Machines, 1986(5): 11-14.
- [19] Heller B, Jokl A L. Tangential forces in squirrel-cage induction motors[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1969, 88(4): 484-492.
- [20] Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous magnetic field distribution in permanent magnet brushless DC motors, part IV: magnetic field on load[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 152-158.
- [21] Derlecki S, Kusmierenk Z, Dems M, et al. Magnetic properties of amorphous materials used as corps of electric machines[J]. Electrical Review, 2012, 88(5a): 10-13.
- [22] 中国钢铁工业协会. GB/T 3658—2008 软磁材料交流磁性能环形试样的测量方法[S]. 北京: 中国标准出版社, 2008.
- [23] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [24] Zhu Z Q, Howe D. Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets, part II: accounting for eddy current reaction field[C]//IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, 2001: 806-809.
- [25] Vansompel H, Sergeant P, Dupre L. A multilayer 2-D-2-D coupled model for eddy current calculation in the rotor of an axial-flux PM machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(3): 784-791.
- [26] 胡之光. 电机电磁场的分析与计算[M]. 北京: 机械工业出版社, 1989.
- [27] International Electrotechnical Commission. IEC 60034-2-3: rotating electrical machines-part 2-3: specific test methods for determining losses and efficiency of converter-fed AC motors[S]. Brussels: Standards Publications, 2011.
- [28] Yamazaki K, Seto Y. Iron loss analysis of interior permanent-magnet synchronous motors—variation of main loss factors due to driving condition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1045-1052.

作者简介

朱龙飞 男, 1988 年生, 博士研究生, 研究方向为特种电机及其控制。

E-mail: kklóngfei@163.com

朱建国 男, 1958 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电工磁性材料和新型电驱动系统。

E-mail: 1730356833@qq.com (通信作者)

(编辑 张洪霞)