

计及高次谐波影响的高密度永磁同步电机铁耗计算^{*}

揭丁爽, 黄苏融, 陈克慧, 张 琪

(上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444)

摘 要: 在经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型的基础上, 基于谐波分析原理, 引入涡流损耗、磁滞损耗和附加损耗补偿系数, 提出了一种计及高次谐波影响的高密度永磁同步电机 (PMSM) 铁耗计算模型。该模型中的补偿系数均随磁密幅值、频率和畸变率变化, 能较好地反映基波及谐波磁场对铁耗的影响。为了验证该模型的有效性及准确性, 以 48 槽/8 极内转子和 36 槽/48 极外转子两台 PMSM 为研究对象, 将模型的计算值、有限元仿真结果和试验数据进行对比分析。结果表明, 铁耗计算模型有较高的精度, 特别适用于磁密幅值与频率变化范围大的场合。

关键词: 永磁同步电机; 铁耗; 补偿系数; 高次谐波

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)04-0071-06

Calculation of Iron Loss of High Density Permanent Magnet Synchronous Motor Considering the Influence of Higher Harmonics^{*}

JIE Dingshuang, HUANG Surong, CHEN Kehui, ZHANG Qi

(School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: Based on the classical Bertotti trinomial constant coefficient iron loss calculation model and the harmonic analysis principle, a high density permanent magnet synchronous motor (PMSM) iron loss calculation model considering eddy current loss, hysteresis loss and additional loss compensation coefficient was proposed. The compensation coefficients in the model varied with the amplitude, frequency and distortion rate of magnetic density, which could better reflect the effect of fundamental wave and harmonic magnetic field on iron loss. In order to verify the validity and accuracy of this model, two PMSMs with respectively 48 slots/8 poles inner rotor and 36 slots/48 poles outer rotor were taken as examples to compare the calculated value of the model with the finite element simulation results and experimental data. The results showed that the iron loss calculation model proposed had higher accuracy, and was suitable for applications in a wide range of magnetic density amplitude and frequency especially.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); iron loss; compensation coefficients; higher harmonics

0 引 言

高密度永磁电机的电磁负荷和热负荷的选取往往趋于极限^[1-2], 导致磁场高度饱和并含有许

多高次谐波分量, 使得铁耗准确计算变得极其困难。Bertotti^[3]在 1988 年提出的三项式常系数铁耗计算模型, 将铁耗分为磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗 3 项, 适用于磁场波形基本正弦、频率变化

^{*} 基金项目: 国家重点研发计划项目 (2018YFB0104704)

作者简介: 揭丁爽 (1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机设计和永磁同步电机的热性能分析。

黄苏融 (1953—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为汽车电机及控制系统、新结构电机及其控制系统、电机设计与控制技术。

张 琪 (1961—), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为高品质永磁电机和新结构电机的基本理论、设计方法和仿真技术。
(通信作者)

范围较小的场合。对于宽调速范围的高磁密永磁电机而言,用经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型来计算铁耗会产生较大的误差。因此,研究高密度永磁电机的铁耗精确计算变得极为重要,是电机优化设计的基础。铁耗计算已成为电机研究的热点问题^[4-7]。

国内外专家在精确计算电机铁耗方面展开了大量的探讨与研究。文献[8]对经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型的精度进行了分析,当 $f > 400$ Hz、 B 在 2 T 附近时,经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型的计算和实测损耗对比,误差有可能达到 30% 以上。为了提高计算精度,文献[9]在经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型的基础上,增加了磁通密度高次项作为补偿,计及由饱和因素引起的涡流损耗增加值,但该模型中各损耗系数均为常系数,并未考虑由谐波磁场引起的磁滞损耗变化情况,在频率和磁通密度范围跨度较大的场合会产生较大的误差。

Popescu 等^[10]和 Ionel 等^[11]为了提高铁耗计算模型准确度,分别提出了变系数两项式和三项式模型,并且利用变系数三项式模型对 3 种硅钢片的损耗实测值和计算值进行对比,结果显示该模型误差在 5% 以内,但当电机的频率达到 1 500 Hz 和磁密达到 1.7 T 时,此模型将不再适用。因此,为了进一步解决变系数模型存在的问题,需从铁磁材料非线性及铁耗物理本质出发,对不同磁通密度幅值及频率的铁耗变化规律进行研究。

本文提出了一种计及高次谐波磁场影响的高密度永磁同步电机(PMSM)变系数铁耗计算模型。该模型引入磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗补偿系数来考察铁心磁密幅值、谐波频率以及磁

场畸变率对电机铁耗的影响。分别以 48 槽/8 极内转子和 36 槽/48 极外转子的高密度 PMSM 为例,基于计及高次谐波影响的铁耗计算模型,进行不同负载与不同转速下的铁耗计算,并与有限元仿真数据和试验数据进行比较分析,以验证模型的有效性与准确性。

1 计及高次谐波影响的铁耗计算模型

1.1 经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型

根据经典的 Bertotti 铁耗分离理论,铁耗一般由磁滞损耗、涡流损耗及附加损耗 3 部分组成。单位质量铁心总损耗 P_{Fe} 如式(1)所示:

$$P_{Fe} = P_h + P_e + P_e \quad (1)$$

式中: P_h 、 P_e 、 P_e ——单位质量的磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗, W/kg。

式(1)可细化为

$$P_{Fe} = k_h f B_1^\alpha + k_e f^2 B_1^2 + k_e (f B_1)^{\frac{3}{2}} \quad (2)$$

式中: f ——频率, Hz;

B_1 ——基波磁通密度幅值, T;

α ——可变系数,理论和试验证明 α 的取值范围在 1.6~2.2 之间。

1.2 计及高次谐波影响的铁耗计算模型的推导

为了能够在不同场合下准确计算铁耗,对式(2)进行改进,导出一种计及高次谐波影响的铁耗计算模型。

根据谐波分析原理^[12],电机中任意一点的磁通密度波形可以分解成基波和一系列的谐波分量,任意磁场波形下产生的铁耗等于其基波和各次谐波分量产生的铁耗之和。以磁滞损耗 P_h 的计算为例,推导出计及高次谐波影响的磁滞损耗计算模型 P_h 。

磁滞损耗 P_h 可表示为

$$P_h = k_{h1} f_1 B_1^\alpha + k_{h2} f_2 B_2^\alpha + k_{h3} f_3 B_3^\alpha + \dots = \left[\frac{k_{h1}}{k_{h1}} \frac{f_1}{f_1} \left(\frac{B_1}{B_m} \right)^\alpha \left(\frac{B_m}{B_1} \right)^\alpha + \dots + \frac{k_{hi}}{k_{h1}} \frac{f_i}{f_1} \left(\frac{B_i}{B_m} \right)^\alpha \left(\frac{B_m}{B_1} \right)^\alpha + \dots + \frac{k_{hN}}{k_{h1}} \frac{f_N}{f_1} \left(\frac{B_N}{B_m} \right)^\alpha \left(\frac{B_m}{B_1} \right)^\alpha \right] \times k_{h1} f_1 B_1^\alpha \quad (3)$$

式中: i ——磁场谐波阶次, $i=1, 2, 3, \dots, N$;

f_i ——电机 i 阶谐波频率;

B_i ——磁场的 i 阶谐波磁密幅值;

k_{hi} ——在第 i 阶谐波频率下硅钢片损耗曲线拟合得到的磁滞损耗系数;

B_m ——合成磁场的磁密幅值, $B_m = \sqrt{\sum_{i=1}^N B_i^2}$ 。

则

$$\frac{B_m^2}{B_1^2} = 1 + \frac{B_2^2}{B_1^2} + \frac{B_3^2}{B_1^2} + \frac{B_4^2}{B_1^2} + \dots + \frac{B_N^2}{B_1^2} = 1 + B_{THD}^2 \quad (4)$$

式中: B_{THD} ——磁场波形畸变率^[13]。

将式(4)代入式(3)可得:

$$P_h = \left[\frac{k_{h1}}{k_{h1}} \frac{f_1}{f_1} \left(\frac{B_1}{B_m} \right)^\alpha (1 + B_{\text{THD}}^2)^{\frac{\alpha}{2}} + \dots + \frac{k_{hi}}{k_{h1}} \frac{f_i}{f_1} \left(\frac{B_i}{B_m} \right)^\alpha (1 + B_{\text{THD}}^2)^{\frac{\alpha}{2}} + \dots + \frac{k_{hN}}{k_{h1}} \frac{f_N}{f_1} \left(\frac{B_N}{B_m} \right)^\alpha (1 + B_{\text{THD}}^2)^{\frac{\alpha}{2}} \right] \times$$

$$k_{h1} f_1 B_1^\alpha = \left[\sum_{i=1}^N \frac{k_{hi}}{k_{h1}} \frac{f_i}{f_1} \left(\frac{B_i}{B_m} \right)^\alpha (1 + B_{\text{THD}}^2)^{\frac{\alpha}{2}} \right] \times k_{h1} f_1 B_1^\alpha = k'_h(f_i, B_i, B_{\text{THD}}) k_{h1} f_1 B_1^\alpha \quad (5)$$

式中: $k'_h(f_i, B_i, B_{\text{THD}})$ ——磁滞损耗补偿系数。

数。

计及高次谐波影响的铁耗计算模型为:

则

$$k'_h(f_i, B_i, B_{\text{THD}}) = \sum_{i=1}^N \frac{k_{hi}}{k_{h1}} \frac{f_i}{f_1} \left(\frac{B_i}{B_m} \right)^\alpha \times$$

$$(1 + B_{\text{THD}}^2)^{\frac{\alpha}{2}} \quad (6)$$

依此类推可得, 涡流损耗补偿系数和附加损耗补偿系数分别为

$$k'_c(f_i, B_i, B_{\text{THD}}) = \sum_{i=1}^N \frac{k_{ci}}{k_{c1}} \left(\frac{f_i}{f_1} \right)^2 \left(\frac{B_i}{B_m} \right)^2 \times$$

$$(1 + B_{\text{THD}}^2) \quad (7)$$

$$k'_e(f_i, B_i, B_{\text{THD}}) = \sum_{i=1}^N \frac{k_{ei}}{k_{e1}} \left(\frac{f_i}{f_1} \right)^{\frac{3}{2}} \left(\frac{B_i}{B_m} \right)^{\frac{3}{2}} \times$$

$$(1 + B_{\text{THD}}^2)^{\frac{3}{4}} \quad (8)$$

式中: k_{ci}, k_{ei} ——在第 i 阶谐波频率下硅钢片损耗曲线拟合得到的涡流损耗和附加损耗系

$$k_{c1} f_1^2 B_1^2 + k'_e(f_i, B_i, B_{\text{THD}}) k_{e1} (f_1 B_1)^{\frac{3}{2}} \quad (9)$$

由式(6)~(8)可知, 磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗的补偿系数均与电机的频率、各次谐波的磁密幅值及波形的畸变率有关, 能充分考虑电机的实际工况。

1.3 计及高次谐波影响的 PMSM 区域化变系数铁耗计算模型

PMSM 定、转子铁心内不同位置具有不同的磁场幅值与谐波分量。为了精确计算电机铁耗, 将电机铁心划分成若干个区域, 分别利用式(10)来计算铁耗:

$$P_{\text{Fe}} = P_{\text{FeS}} + P_{\text{FeR}} = \sum_{jS} \rho l A_{jS} \{ k'_{h-jS}(f_{i-jS}, B_{i-jS}, B_{\text{THD}-jS}) (k_{h1} f_1 B_{1-jS}^\alpha) +$$

$$k'_{c-jS}(f_{i-jS}, B_{i-jS}, B_{\text{THD}-jS}) [k_{c1} (f_1 B_{1-jS})^2] + k'_{e-jS}(f_{i-jS}, B_{i-jS}, B_{\text{THD}-jS}) [k_{e1} (f_1 B_{1-jS})^{1.5}] \} +$$

$$\sum_{jR} \rho l A_{jR} \{ k'_h(f_{i-jR}, B_{i-jR}, B_{\text{THD}-jR}) (k_{h1} f_1 B_{1-jR}^\alpha) +$$

$$k'_c(f_{i-jR}, B_{i-jR}, B_{\text{THD}-jR}) [k_{c1} (f_1 B_{1-jR})^2] + k'_e(f_{i-jR}, B_{i-jR}, B_{\text{THD}-jR}) [k_{e1} (f_1 B_{1-jR})^{1.5}] \} \quad (10)$$

式中: 下标 S、R——电机定子和转子;

槽底 6 个区域, 如图 1 中的 a、b、c、d、e 和 f 所示。

ρ ——硅钢片密度;

l ——电机铁心长度;

j ——铁心的第 j 个区域;

A_{jS}, A_{jR} ——定子、转子第 j 个区域截面积;

B_{i-jS}, B_{i-jR} ——定子、转子第 j 个区域的 i 阶谐波磁密幅值。

表 1 主要结构与技术指标

电机参数	内转子电机	外转子电机
定子外径/mm	230	286
转子外径/mm	155.2	313.0
轴向长度/mm	160	50
气隙长度/mm	0.6	1.0
定子槽数	48	36
转子极对数	4	24
额定转速/(r·min ⁻¹)	4 000	600
额定功率/kW	42	10

2 基于有限元仿真的铁耗模型验证

2.1 样机简介

以 1 台内转子 48 槽 8 极和 1 台外转子 36 槽 48 极的高密度 PMSM 为例, 分别采用式(10)进行铁耗计算。2 台电机的主要结构与技术指标如表 1 所示。

根据区域化铁耗计算方法, 将内置式 PMSM 的一个齿距内分成齿顶、齿中、轭上、轭中、轭底和

2.2 内转子电机额定工况下的铁耗计算

本节仅以内转子电机的定子铁心区域 c 为例, 详细说明基于式(9)的铁耗计算过程。首先借助有限元软件计算出额定工况下的 c 区域磁密

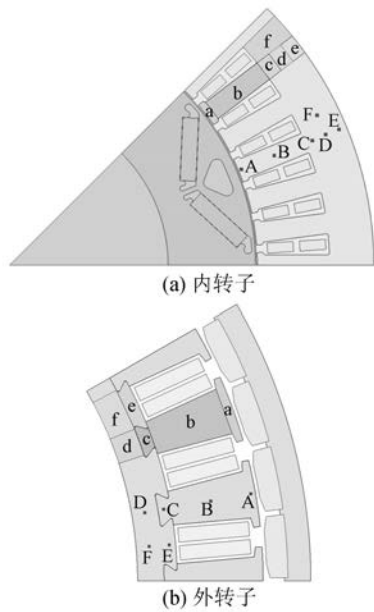


图1 电机定子区域划分图

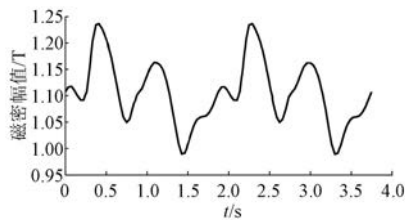


图2 c区域磁密波形

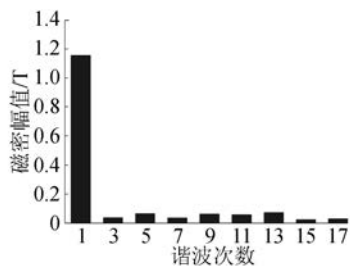


图3 c区域磁密傅里叶分解

幅值与波形,如图2所示。然后利用傅里叶分析,可得各次谐波的磁密幅值以及该工况下的畸变率,如图3所示。再运用式(6)~(8)分别计算出该工况下c区域的磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗补偿系数,并利用式(9)计算出电机c区域的损耗值,具体如表2所示。

运用上述方法来计算一个齿距内铁心其他各个区域的损耗值,进而确定电机的定子铁心内各个区域损耗值以及总铁耗,如表3所示。

表2 c区域损耗值

参数名称	参数值
磁滞损耗补偿系数	1.526 5
涡流损耗补偿系数	2.247 8
附加损耗补偿系数	1.215 2
磁滞损耗/W	0.51
涡流损耗/W	0.815
附加损耗/W	0.19

表3 内转子电机各个区域总损耗值 W

位置	磁滞损耗	涡流损耗	附加损耗
齿顶	14.64	46.32	8.20
齿中	83.59	116.01	28.02
轭上	24.48	37.11	8.95
轭中	16.80	19.28	5.48
轭底	13.86	14.39	4.32
槽底	53.70	65.50	18.44
定子总铁耗	578.81		

为了验证铁耗计算模型的准确性,运用有限元仿真软件计算出该工况下的定子铁耗值为591.9 W。铁耗模型计算值与有限元仿真值相比误差小于5%,从而说明了该模型在此工况下的准确性。

2.3 不同运行工况下定子铁耗计算模型的验证

在不同负载与不同转速下,电机内的谐波分量变化较大。因此,分别计算了内转子与外转子2台样机在不同工况下的铁耗,并将该模型的计算值与经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型和有限元仿真结果进行比较。不同负载下电机铁耗计算对比如图4所示。

从图4可以看出,本文所提计及高次谐波影响的铁耗计算模型与有限元仿真结果的铁耗曲线比较吻合。这是由于该模型引入了磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗补偿系数,有效地考虑了铁心磁密幅值、频率以及磁场畸变率对电机铁耗的影响,使得铁耗计算值逼近实际工况。

经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型在空载和电枢电流较小时,计算结果与有限元仿真结果比较接近,但随着电枢电流的增加,铁耗计算值的误差也逐渐增加。这是由于当电枢电流增加时,电枢反应加剧,引起磁通密度波形的畸变率变

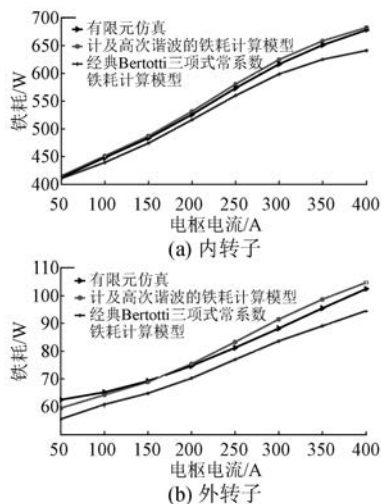


图4 不同负载下电机铁耗计算对比

大,导致经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型的准确性逐渐降低。

图5所示为电机在不同转速时铁耗计算值。

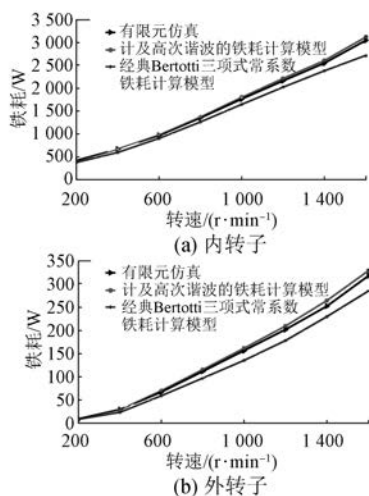


图5 不同转速下电机铁耗计算对比

从图5可以看出,计及高次谐波影响的铁耗计算模型在不同转速下都十分接近有限元仿真结果的铁耗曲线,而经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型在低频时与有限元仿真结果相近,但随着转速的上升,其损耗曲线逐渐低于有限元结果,即准确度逐渐下降。这是由于在外加电压一定时,随着转速不断变大,电机反电动势逐渐增加,须做弱磁控制来维持 PMSM 电压方程的平衡。弱磁控制会引起磁场波形的畸变率变大,高次谐波分量对铁耗影响变大,从而导致经典 Bertotti 三

项式常系数铁耗计算模型误差变大。

由上述分析可知,在谐波分量较小的情况下,经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型具有较高的准确性,但是随着负载和转速的增加,电机铁心中谐波含量占比变大,导致该模型的误差率较高,因此其具有一定的局限性。计及高次谐波影响的铁耗计算模型具有较高的精度,适用于磁密幅值与频率变化范围大的场合。

3 磁滞损耗补偿系数变化规律

磁滞损耗补偿系数变化曲线如图6所示。

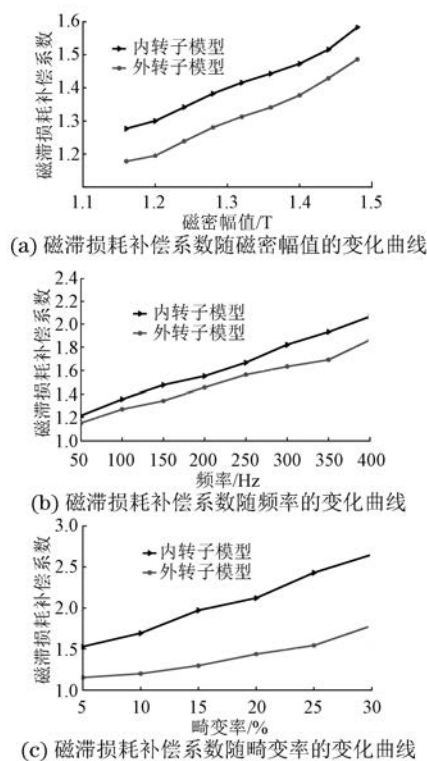


图6 磁滞损耗补偿系数变化曲线

从图6可以看出,其磁滞损耗补偿系数与磁密幅值、频率和畸变率成正相关的关系。主要原因是磁密幅值、频率和畸变率的增加,分别会引起磁场变化率变大、铁心饱和度增加和谐波占比增大。因此,在电机设计时应尽可能使铁心磁密波形呈正弦化分布。

4 试验验证

为了进一步验证计及高次谐波影响的高密度 PMSM 铁耗模型的准确性,对内转子和外转子 2

台样机的损耗进行测试,并与该模型的铁耗计算值、永磁体涡流损耗计算值和机械损耗计算值(永磁体涡流损耗和机械损耗计算公式参见文献[14])进行对比分析,如表4和表5所示。

表4 内转子电机试验损耗与计算数据比较

转速/ (r·min ⁻¹)	铁心损耗+永磁体涡流损耗+机械损耗		
	试验/W	数学模型/W	误差/%
3 000	892	854	4.3
4 000	1 224	1 168	4.6

表5 外转子电机试验损耗与计算数据比较

转速/ (r·min ⁻¹)	铁心损耗+永磁体涡流损耗+机械损耗		
	试验/W	数学模型/W	误差/%
150	440	423.8	3.7
250	460	442.4	3.8
300	480	459.9	4.2
450	640	613.8	4.1
600	710	679.7	4.2

由表4和表5可知,该模型的损耗计算值与试验数据基本吻合,从而说明该模型铁耗计算逼近于铁耗实际变化工况,具有较高的精度。

5 结 语

本文在经典 Bertotti 三项式常系数铁耗计算模型的基础上,基于谐波分析原理,提出了一种计及高次谐波影响的高密度 PMSM 变系数铁耗计算模型。该模型引入随磁密幅值、频率以及畸变率变化的磁滞损耗、涡流损耗和附加损耗补偿系数,有效提高了铁耗模型的计算精度。该模型特别适用于磁密幅值与频率变化范围大的场合,为电机铁耗的定性分析提供基础。采用 48 槽/8 极内转子和 36 槽/48 极外转子 2 台 PMSM,将该模型的计算值、有限元仿真结果和试验值进行对比分析,数据基本吻合,进一步验证了该模型的正确性。

【参 考 文 献】

[1] 黄苏融,张琪,谢国栋,等.燃料电池轿车用高密度无刷永磁牵引电动机[J].机械工程学报,2005,41(12): 69.

[2] 张琪,鲁茜睿,黄苏融,等.多领域协同仿真的高密度永磁电机温升计算[J].中国电机工程学报,2014,34(12): 1874.

[3] BERTOTTI G.General properties of power losses in soft ferromagnetic materials[J].IEEE Transactions on Magnetics,1988,24(1): 621.

[4] 刘晓芳,赵海森,陈伟华,等.电机铁耗的有限元计算方法研究进展及有待解决的问题[J].电机与控制应用,2010,37(12): 1.

[5] 黄允凯,胡虔生,朱建国.顾及旋转铁耗的高速爪极电机三维磁热耦合分析[J].电工技术学报,2010,25(5): 54.

[6] 朱洒,程明,李祥林,等.新型外转子低速直驱永磁游标电机的损耗[J].电工技术学报,2015,30(2): 14.

[7] 佟文明,朱晓峰,贾建国,等.时间谐波对永磁同步电机损耗的影响规律[J].电工技术学报,2015,30(6): 60.

[8] DAN M I, POPESCU M, MCGILP M I, et al. Computation of core losses in electrical machines using improved models for laminated steel[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2007,43(6): 1554.

[9] 刘光伟,赵新刚,张凤阁,等.高速永磁爪极电机铁耗与空气摩擦损耗计算[J].电工技术学报,2015,30(2): 148.

[10] POPESCU M, IONEL D M. A best-fit model of power losses in cold rolled-motor lamination steel operating in a wide range of frequency and magnetization[J]. IEEE Transactions on Magnetics,2007,43(4): 1753.

[11] IONEL D M, POPESCU M, DELLINGER S J, et al. On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2006,42(3): 658.

[12] 孔晓光,王凤翔,徐云龙,等.高速永磁电机铁耗的分析和计算[J].电机与控制学报,2010,14(9): 26.

[13] 周娟,任国影,魏琛,等.电动汽车交流充电桩谐波分析及谐波抑制研究[J].电力系统保护与控制,2017,45(5): 18.

[14] 陈世坤.电机设计[M].2版.北京:机械工业出版社,2004.

收稿日期: 2018-10-11