

计及多因素影响的永磁电机空载气隙磁密解析算法*

王建飞, 张 琪, 黄苏融
(上海大学, 上海 200072)

摘 要: 为准确而快速地计算与评估电机的性能, 以 I 型转子结构永磁电机为例, 提出了一种计及多因素影响的空载气隙磁密的解析算法, 并用有限元进行了仿真实验验证。分析了永磁体尺寸、隔磁桥高度和极弧系数等参数对气隙磁密的影响规律, 为优化电机方案提供了思路。

关键词: 永磁电机; 多因素; 气隙磁密; 有限元

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)08-0050-06

Analytical Approach for Determining No-Load Air-Gap Flux Density of Permanent Magnet Motors Considering Multi Factors *

WANG Jianfei, ZHANG Qi, HUANG Surong
(Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In order to calculate and evaluate the performance of the motors accurately and quickly, an analytical approach for determining no-load air-gap flux density of permanent magnet motors considering multi factors based on the I type rotor structure was proposed. A prototype of 48-slot 8-pole permanent magnet motors was simulated, and the good agreement between the calculated data and the simulated data verified the validity of the proposed analytical approach. The influence of parameters such as permanent magnet size, height of isolation bridge and pole arc coefficient on air gap flux density was analyzed, which provided a way to optimize the motors scheme.

Key words: permanent magnet motor; multi factors; air-gap flux density; finite element method (FEM)

0 引 言

永磁电机以其高效率、高功率密度、快速动态响应特性等显著优点在工业驱动和伺服控制系统等领域得到了广泛应用。永磁电机气隙磁密波形的优劣直接影响电机的转矩品质和感应电势波形的正弦度, 因此永磁电机气隙磁密的分布设计尤为关键^[1-2]。建立准确的永磁电机的气隙磁密解析计算式, 有助于在电机初步设计阶段获悉气隙磁密的大小和波形, 为电磁性能快速准确的分析

和方案的评估提供有效的途径。

气隙磁密可以由不同的方法获得(如解析计算法、有限元法或者磁路法)。解析计算法通常忽略了铁心饱和、齿槽效应及漏磁的影响^[3-5]。有限元法建立了精确的电机模型, 计算精度与剖分密度有关, 电机模型剖分越细, 精确度越高, 计算时间越长^[6-7]。磁网络法通常能考虑铁心饱和, 但忽略了齿槽效应的影响^[8-10]。

为了弥补传统解析计算法存在的缺陷, 本文提出一种计及多因素影响的永磁电机空载气隙磁密

* 基金项目: 上海市产学研合作年度计划项目(沪 CXY-2015-014)

作者简介: 王建飞(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机设计方法。

张 琪(1961—), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向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。

黄苏融(1953—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向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。

的解析算法,能有效地考虑铁心饱和、齿槽效应和极间漏磁对空载气隙磁密的影响。基于导出的解析计算式分析了永磁体尺寸、隔磁桥高度和极弧系数等参数对气隙磁密分布的影响规律,并将解析计算的气隙磁密波形与有限元仿真结果进行比较。

1 计及多因素影响的永磁电机空载气隙磁密解析计算式

本文以 1 台 48 槽 8 极内置式永磁同步电机为例进行分析。样机的主要技术指标和结构参数如表 1 所示。

表 1 样机主要技术指标和结构参数			
参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	37	转子结构	内置 I 型
冷却方式	风冷	铁心轴向长度/mm	74
额定转速/(r·min ⁻¹)	4 752	定子外径/mm	390
槽数	48	转子内径/mm	120
极数	8	气隙长度/mm	1.1

1.1 气隙磁导计算

为简化分析,作如下假设:(1)忽略永磁体边缘漏磁;(2)定子槽型为矩形。

1.1.1 计及铁心饱和和极间漏磁的气隙磁导计算

本文把直角坐标原点选在极中心线与定子内表面的交叉处,横坐标和纵坐标分别表示转子位置电角度 θ (弧度) 和气隙磁导幅值 Λ 。电机模型如图 1 所示。2 为一个极下的光滑定子内表面的气隙磁导展开图。图 2 中 Λ_d 和 Λ_q 分别表示 d 、 q 轴磁导, α_p 表示极弧宽度, θ_m 表示转子初始位置电角度。

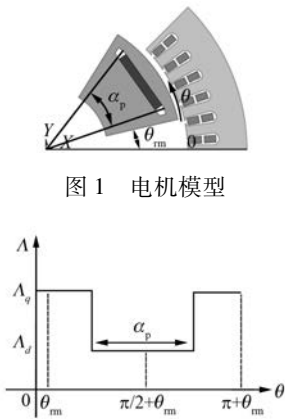


图 2 光滑定子内表面的气隙磁导

由于内置式永磁电机 d 、 q 轴磁路不同,图 3 分别画出了其磁路分布示意图。永磁电机的磁路是对称的,图中的所有磁阻均表示一个极对应的数值。图 3 中下标 d 和 q 分别表示 d 、 q 轴, gap 和 pm 分别表示气隙和永磁体, sy 和 st 分别表示定子轭和定子齿, ry 和 ps 分别表示转子轭和极靴, bridge 表示隔磁桥, p-p 和 rib 分别表示相邻磁极漏磁路径和 q 轴 rib 位置。

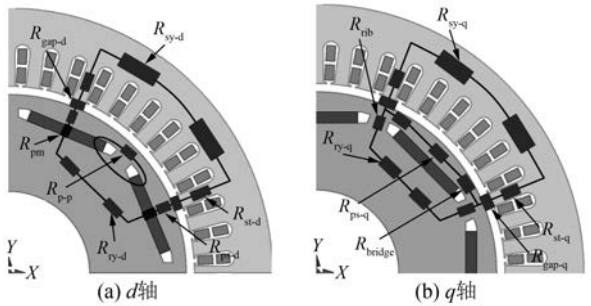


图 3 内置式永磁同步电机磁路分布示意图

由图 3 可见, d 轴主磁通经过永磁体、极靴、气隙、定子齿、定子轭和转子轭构成回路,永磁体漏磁通经过相邻磁极和转子轭构成回路,如图 3(a) 所示。 q 轴主磁通经过两条路径,一条经过气隙、定子和转子构成回路,另一条经过气隙、定子和转子极靴构成回路,如图 3(b) 所示。

由于 d 、 q 轴铁心处磁阻与饱和程度有关,本文采用如图 4 所示的流程图来计及铁心饱和的影响

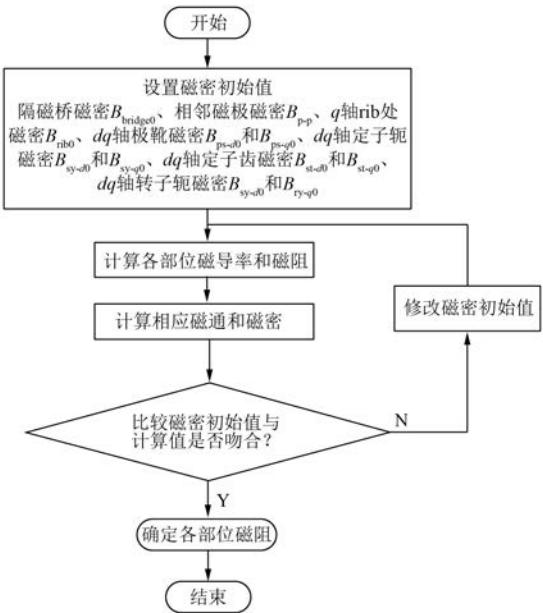


图 4 磁路计算流程图

响,即先设置各部位的磁密初始值,进行磁路计算,若各部位磁密计算值与假定值不一致,则用迭

代法进行反复计算,直到满足要求为止。

根据磁密计算结果,由式(1)得到 d 、 q 轴磁导。

$$\begin{cases} \Lambda_d = \frac{1}{2 \cdot (R_{\text{gap-d}} + R_{\text{pm}} + R_{\text{st-d}} + R_{\text{p-d}} + R_{\text{sy-d}} + R_{\text{ry-d}})} \\ \Lambda_q = \frac{1}{2 \cdot (R_{\text{st-q}} + R_{\text{gap-q}} + R_{\text{sy-q}}) + \frac{1}{\frac{1}{(2 \cdot R_{\text{rib}} + 2 \cdot R_{\text{ry-q}})} + \frac{1}{(2 \cdot R_{\text{bridge}} + R_{\text{p-q}})}}} \end{cases} \quad (1)$$

将图 2 傅里叶级数展开,光滑定子内表面的气隙磁导函数 Λ 可表示为

$$\Lambda(\theta, \theta_{\text{rm}}) = \Lambda_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \Lambda_n \cos[n(\theta - \theta_{\text{rm}})] \quad (2)$$

式中: n ——谐波次数;

Λ_0 、 Λ_n ——恒定分量和各次谐波分量。

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{\alpha_p \Lambda_d + (\pi - \alpha_p) \Lambda_q}{\pi} \\ \Lambda_n = \frac{2(\Lambda_q - \Lambda_d)}{n\pi} \cos n\pi \sin[n(\pi - \alpha_p)], \\ (n = 1, 2, 3, \dots) \end{cases} \quad (3)$$

1.1.2 计及定子齿槽影响的气隙磁导计算

受定子槽的影响,部分气隙磁通经过定子槽进入定子齿,定子槽磁通路径如图 5 所示。如图 5 中的磁力线①所示,本文将经过定子槽的磁阻用 R_{slot} 表示;磁力线②表示气隙磁通直接进入定子齿。由此可见,磁力线①和②分别为最大磁阻路径和最小磁阻路径,磁导沿定子周向位置周期性变化。

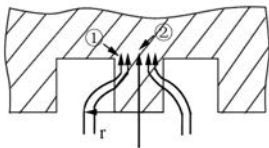


图 5 定子槽磁通路径

为简化解析计算式,假设用三角形表示槽口的磁导变化,且磁路中的最大磁导与最小磁导差值为 $\delta\Lambda$,则齿槽效应引起的磁导变化如图 6 所示。

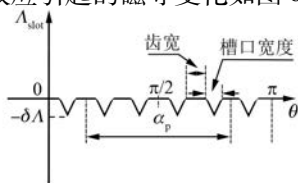


图 6 齿槽效应函数波形

图 6 用傅里叶级数展开的定子齿槽效应磁导函数 Λ_{slot} 可表示为

$$\Lambda_{\text{slot}}(\theta) = \Lambda_{\text{slot}_0} + \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_{\text{slot}_k} \cos(kN_s \theta) \quad (4)$$

式中: k ——谐波次数;

Λ_{slot_0} 、 Λ_{slot_k} ——恒定分量和各次谐波分量;

N_s ——定子槽数,且

$$\begin{cases} \Lambda_{\text{slot}_0} = \frac{4\alpha_{\text{sl}} \cdot \delta\Lambda}{\pi} \\ \Lambda_{\text{slot}_k} = \frac{2 \cdot \delta\Lambda}{k\pi} \cos k\pi \sin(k \cdot \alpha_{\text{sl}}), (k = 1, 2, 3, \dots) \end{cases} \quad (5)$$

式中: α_{sl} ——槽口宽度。

对于内置式永磁电机,定子槽对 d 、 q 轴磁导的影响是不同的。 d 轴和 q 轴磁导差值 $\delta\Lambda_d$ 和 $\delta\Lambda_q$ 分别可表示为

$$\begin{cases} \delta\Lambda_d = \frac{1}{(1/\Lambda_d)} - \frac{1}{(1/\Lambda_d) + R_{\text{slot}}} = \frac{R_{\text{slot}}}{(1/\Lambda_d) \cdot [(1/\Lambda_d) + R_{\text{slot}}]} \\ \delta\Lambda_q = \frac{1}{(1/\Lambda_q)} - \frac{1}{(1/\Lambda_q) + R_{\text{slot}}} = \frac{R_{\text{slot}}}{(1/\Lambda_q) \cdot [(1/\Lambda_q) + R_{\text{slot}}]} \end{cases} \quad (6)$$

比较 $\delta\Lambda_d$ 和 $\delta\Lambda_q$ 大小,有 $\delta\Lambda_d < \delta\Lambda_q$ 。

为考虑齿槽效应对 d 、 q 轴磁导的影响,引入影响因子 C ,影响因子波形如图 7 所示。

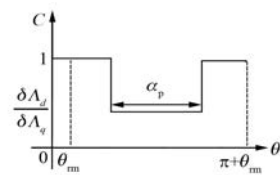


图 7 影响因子

图 7 由傅里叶级数展开可得:

$$C(\theta, \theta_{rm}) = C_0 + \sum_{j=1}^{\infty} C_j \cos[j(\theta - \theta_{rm})] \quad (7)$$

式中： j ——谐波次数；
 $C_0、C_j$ ——直流分量和各次谐波分量。

$$\begin{cases} C_0 = \frac{\alpha_p \cdot \lambda + (\pi - \alpha_p) \cdot 1}{\pi} \\ C_j = \frac{2(1 - \lambda)}{j\pi} \cos j\pi \sin[j(\pi - \alpha_p)], \end{cases} \quad (8)$$

$(j = 1, 2, 3, \dots)$

其中， $\lambda = \delta\Lambda_d / \delta\Lambda_q$ 。

考虑 $d、q$ 轴影响的定子齿槽效应磁导函数为

$$\Lambda_{slot}^*(\theta) = \Lambda_{slot}(\theta) \cdot C(\theta) \quad (9)$$

1. 1. 3 计及多因素影响的气隙磁导计算

依据叠加原理,综合考虑铁心饱和、极间漏磁和齿槽效应的气隙磁导 Λ_{sr} 为

$$\Lambda_{sr}(\theta, \theta_{rm}) = \Lambda(\theta, \theta_{rm}) + \Lambda_{slot}(\theta) \cdot C(\theta, \theta_{rm}) \quad (10)$$

考虑齿槽效应的气隙磁导波形如图 8 所示。

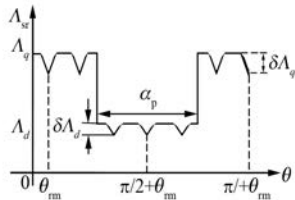


图 8 考虑齿槽效应的气隙磁导波形

由图 8 可见,本文的解析计算式能充分反应极槽配合、极弧系数和槽口宽度等参数对气隙磁密波形的影响。

1. 2 永磁电机气隙磁密计算

永磁电机转子磁动势的幅值与分布依赖于转子结构和永磁体参数^[8]。根据本文的转子结构和坐标系,零时刻的转子磁动势分布如图 9 所示。图 9 中 F_{PM} 表示永磁体磁势幅值。

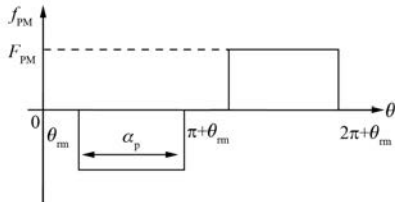


图 9 转子磁动势分布图

图 9 由傅里叶展开得到转子磁动势函数为

$$f_{PM}(\theta) = \sum_m \frac{4F_{PM}}{m\pi} \sin\left(m \frac{\alpha_p}{2}\right) \cos[m(\theta - \theta_{rm})], \quad (m = 1, 3, 5, \dots) \quad (11)$$

空载气隙磁密由式(12)得到:

$$B = \Lambda_{sr}(\theta, \theta_{rm}) \Big|_{\theta = \theta_{rm} + \pi/2} \cdot f_{PM} / S_{air} \quad (12)$$

式中： S_{air} ——每极气隙面积。

2 有限元验证和分析

图 10 是样机空载气隙磁密的解析计算和有限元仿真结果对比图。从图 10 中可以看到,解析计算和有限元仿真结果吻合度较好。由于样机是整数槽电机,偶次谐波较小,表 2 仅显示两种计算方法的奇数次谐波分量的占比。从表 2 中可以看到,各次谐波的误差均较小,本文导出的空载气隙磁密解析计算式能够较好地反映出电机气隙磁密波形的特征。

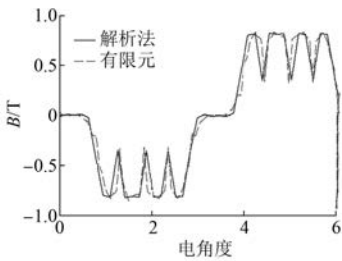


图 10 空载气隙磁密对比图

表 2 空载气隙磁密谐波分量占比

谐波次数	有限元幅值 (谐波占比)	解析法幅值 (谐波占比)	误差/%
1	0.781 99(100%)	0.767 89(100%)	1.8
3	0.011 49(1.470%)	0.011 09(1.445%)	3.5
5	0.133 30(17.050%)	0.130 40(16.981%)	2.2
7	0.075 06(9.600%)	0.071 95(9.370%)	4.1
9	0.004 84(0.620%)	0.004 62(0.602%)	4.6
11	0.099 47(12.720%)	0.095 60(12.450%)	3.9
13	0.073 55(9.410%)	0.070 35(9.161%)	4.4

3 基于解析计算法的电机性能计算

对于永磁电机而言,永磁体尺寸、隔磁桥高度和极弧系数等是影响气隙磁密波形的重要参数。本文重点仿真分析这些参数对空载气隙磁密的影响。

3.1 永磁体尺寸对空载气隙磁密大小的影响

图 11 所示为空载气隙磁密随永磁体径向厚度和周向宽度变化的仿真计算结果。由图 11 可见,随着永磁体厚度的增加,空载气隙磁密幅值非线性增加,而增加永磁体宽度,空载气隙磁密幅值近似线性增加,因此设计中要提高气隙磁密。增加永磁体宽度是提高气隙磁密很有效的方法。

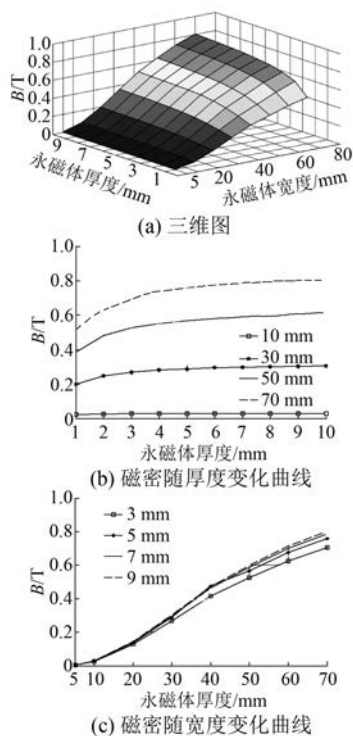


图 11 空载气隙磁密随永磁体尺寸变化图

3.2 气隙长度对空载气隙磁密的影响

不同气隙长度对应的空载气隙磁密随波形图如图 12 所示。由图 12 可见,随着气隙长度的增加, d 、 q 轴磁阻会随之增加,空载气隙磁密的幅值也随之减小,定子齿槽效应对气隙波形的影响也相对减弱,所以适当的增加气隙长度能够削弱齿槽效应。

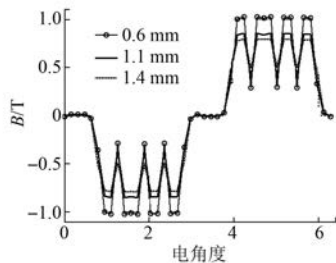


图 12 不同气隙长度对应的空载气隙磁密波形图

3.3 隔磁桥高度对空载气隙磁密的影响

图 13 所示为不同隔磁桥高度对应的空载气隙磁密波形图。如图 13 所示,随着隔磁桥高度的增加,空载气隙磁密有所减小。其原因是隔磁桥高度增加后,永磁体的漏磁增加,导致主磁通变小,空载气隙磁密幅值下降。因此,隔磁桥高度在满足机械强度要求的情况下尽可能小。

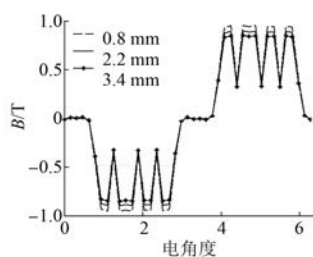


图 13 不同隔磁桥高度对应的空载气隙磁密波形图

3.4 极弧系数对空载气隙磁密的影响

空载气隙磁密波形的谐波畸变率(各次谐波均方根值与基波均方根值之比)能较好地反映出波形正弦度。图 14 所示为空载气隙磁密波形畸变率随极弧系数的变化曲线图。由图 14 可见,在极弧系数约为 0.636 的时候,空载气隙磁密谐波畸变率最小,即空载气隙磁密波形的正弦度最好。因此电机设计中,极弧系数的确定极为重要,直接影响气隙磁密的波形,进而会影响到电机的转矩品质。

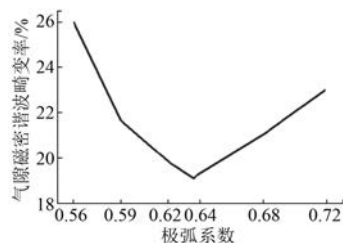


图 14 空载气隙磁畸变率随极弧系数的变化曲线图

3.5 槽口宽度对空载气隙磁密的影响

空载气隙磁畸变率随槽口宽度的变化曲线如图 15 所示,对于整数槽永磁电机,空载气隙磁密

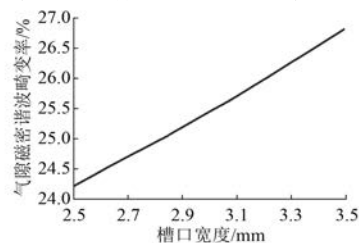


图 15 空载气隙磁畸变率随槽口宽度的变化曲线图

谐波畸变率随着槽口宽度的增加而增加,所以只要能满足嵌线要求,槽口值给最小为佳。

4 结 语

气隙磁密波形的优劣直接影响电机的性能与品质,是电机设计的关键环节。传统的基于光滑定子铁心的解析法未反映出铁心饱和、漏磁和齿槽效应对气隙磁密波形的影响。本文提出了一种计及多因素影响的空载气隙磁密的解析算法,能够快速而准确地求解空载气隙磁密,提高了解析算法分析的精确度,为永磁电机的快速方案确定和结构优化提供了有效的分析手段。

将解析算法与有限元软件仿真结果进行比较,两者基本吻合,验证了该解析算法的准确性。借助解析法进行了电机关键尺寸对气隙磁密影响的仿真分析,由仿真结果可知,空载气隙磁密波形与电机的极弧系数、永磁体尺寸和隔磁桥高度等参数直接相关,精细化的设计这些参数可有效地提升电机性能与品质。

【参 考 文 献】

- [1] 王玉彬,孙建鑫.分数槽集中绕组嵌入式永磁电机设计[J].电工技术报,2014,29(5): 70-76.
- [2] 陈益广,潘玉玲,贺鑫.永磁电机分数槽集中绕组磁动势[J].电工技术报,2010,25(10): 30-36.
- [3] ZHU Z Q, HOWE D, CHAN C. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1): 229-238.
- [4] JAIME R, BUOLES N. Induced voltage harmonic reduction of permanent magnet cylindrical machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(3): 152-156.
- [5] POLINDER H, HOEIJMAKERS M J. Analytic calculation of the magnetic field in PM machines [C] // Industry Application Conference, 1997. Thirty-Second Annual Meeting, IAS' 97, Conference Record of the 1997 IEEE, 1997: 35-41.
- [6] BIANCHI N, BOLOGNANI S. Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis [C] // The IEEE IAS Annual Meeting, 1998: 27-34.
- [7] IONEL D M, POPESCU M. Ultra-fast finite element analysis of brushless PM machines based on space-time transformations [C] // IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC 2009), 2009: 521-528.
- [8] MEYER W, BÜCHERL D, HERZOG H G. High speed magnetic network solving [C] // IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC 2009), 2009: 529-534.
- [9] SCOTT D S, BRIAN T K, KEITH A C, et al. Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(2): 259-270.
- [10] AMRHEIN M, KREIN P T. Magnetic equivalent circuit simulations of electrical machines for design purposes [C] // Electric Ship Technologies Symposium, 2007 (ESTS ' 07), IEEE 21-23 May 2007, 2007: 254-260.
- [11] 耿乙文,鲍宇,王昊,等.六相感应电机直接转矩及容错控制[J].中国电机工程学报,2016,36(21): 5947-5956.
- [12] 曾正,邵伟华,宋春伟,等.电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J].中国电机工程学报,2016,36(18): 4980-4989.
- [13] 周扬忠,程明,熊先云.具有零序电流自矫正的六相永磁同步电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2015,35(10): 2504-2512.
- [14] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153 (5): 750-762.
- [15] 张洪亮,邹继斌,陈霞,等.PMSM 定子铁耗与磁极涡流损耗计算及其对温度场的影响[J].微特电机,2008,36(5): 1-4.

收稿日期: 2017 -12 -04

收稿日期: 2018-03-26

(上接第 32 页)