

基于场路耦合的永磁同步电机性能分析*

陈 博, 王淑红

(太原理工大学 电气与动力工程学院, 山西 太原 030024)

摘 要: 在伺服控制系统中, 控制器对内置式永磁同步电机(IPMSM)的性能影响较大。采用时步有限元分析方法, 通过在 Maxwell 中搭建 IPMSM 三维和二维瞬态电磁场有限元模型, 在 Simulink 中搭建了电机控制算法的模型。经由 Simplorer 软件接口技术将有限元模型和电机控制算法模型相结合, 构建了永磁同步电机的场路耦合仿真模型。分析了电机在不同控制策略和工况下的转矩、电流、损耗、弱磁调速范围等数据, 为 IPMSM 伺服调速系统的计算及优化设计提供了合理的方法。

关键词: 永磁同步电机; 场路耦合; 损耗; 弱磁

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)03-0045-06

doi: 10.12177/emca.2019.170

Field-Circuit Coupled Performance Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor*

CHEN Bo, WANG Shuhong

(College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In the servo control system, the controller has a great influence on the performance of the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM). The time-stepping finite-element method is used to analyze the IPMSM. Both 3D and 2D transient electromagnetic field finite element models are built in Maxwell software. A model of motor control algorithm is built in Simulink software. The finite element models and motor control algorithm model are combined by Simplorer interface technology. The field-circuit coupling simulation model for IPMSM is built. The data of torque, current, loss and flux weakening speed range of the IPMSM under different control strategies and different working conditions are analyzed. It provides a reasonable method for the calculation and optimal design of the IPMSM servo speed control system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); field-circuit coupling; loss; flux weakening

0 引 言

与同规格普通异步电机相比, 内置式永磁同步电机(IPMSM)具有更高效率、更高功率密度、良好的转矩控制性能和弱磁扩速能力, 广泛应用于新能源电动汽车、数控机床等领域。在永磁同步电机(PMSM)有限元仿真中, 电源激励通常设

置为正弦波电源, 而实际 PMSM 应用于伺服控制系统中经常使用逆变器供电, 采用闭环控制在宽范围内调速, 产生一定量的谐波, 这些谐波分量会在电机中引起额外的谐波损耗。IPMSM 采用永磁体励磁, 气隙磁场谐波含量大, 损耗计算比异步电机更为复杂, 同时损耗影响电机的恒功率扩速范围和效率, 将影响电机的工作性能^[1]。因此,

收稿日期: 2019-11-25; 收到修改稿日期: 2020-01-06

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477110); 山西省 2019 年研究生教育创新项目(2019SY151)

作者简介: 陈 博(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型电机理论及其控制技术。

王淑红(1965—), 女, 博士, 教授, 研究方向为特种电机理论与控制技术。

深入研究电机与控制系统对提高电机效率、功率密度及弱磁调速范围具有重要意义。

已有许多专家学者对变频器供电情况下的 IPMSM 进行了深入研究,并取得一定成果。文献[2-4]采用时步有限元法对 PMSM 系统与开关磁阻电机(SRM)系统进行仿真,将控制系统与有限元电机本体模型相结合,搭建了基于 Maxwell-Simplorer 场路耦合仿真模型,针对 1 台 150 W SRM 进行效率分析,同时对 1 台 15 kW PMSM 进行全工况分析,并绘制效率 MAP 图。文献[5]采用 Motor-CAD 软件的电磁和温度模块,对 PMSM 进行磁热耦合仿真,制定电机效率 MAP 图,通过进行参数优化来提高电机性能。文献[6-7]分析了空载工况下的 PMSM 铁心损耗,证明了在实际 PMSM 控制中,使用变频器会给电机带来一定量的谐波及损耗,并阐述了该情况下的额外损耗的分布。文献[8]分析了逆变器供电情况下主要谐波的产机理,搭建了基于场路耦合的有限元仿真模型,并通过仿真分析总结了逆变器供电时电压、电流、各谐波分量的幅值和相位变化规律,并对比分析了不同供电质量情况下的转子涡流损耗。文献[9]采用了时步有限元的仿真策略,针对所研究的 1 台感应电机,对比定转子不同位置的磁密波形,并根据不同位置建立相应的铁耗计算模型,最后通过试验验证了该计算模型。文献[10]以 48 槽 8 极高密度 PMSM 为例,研究逆变器供电变频调速 PMSM 电流时间谐波对铁耗和永磁体损耗的影响,仿真分析逆变器参数与定子电流畸变率之间的关系,但是其用 MATLAB 仿真所导出的电流波形作为有限元分析的电流源,没有考虑电机本体对控制系统的影响。

已有文献对 IPMSM 不同仿真方法及性能分析进行大量研究,但针对 IPMSM 的场路耦合流程化仿真研究较为少见。

本文通过电机本体计算出电机控制所需的参数,以此设计电机的最大转矩电流比(MTPA)调节器和弱磁控制器,以有限元电机本体模型与控制电路模型相结合搭建场路耦合仿真模型,分析了不同工况下 IPMSM 的性能,提供了一种既考虑电机本体又考虑控制参数的流程化仿真方法,比有限元仿真或控制系统仿真的可靠性更高。

1 场路耦合仿真模型分析

1.1 电机三维结构

本文所研究的对象是 2.2 kW IPMSM。电机结构三维模型如图 1 所示。

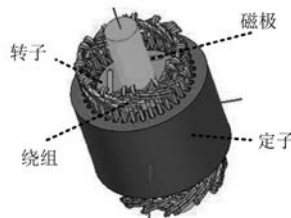


图 1 电机结构三维模型

1.2 电机参数计算

当 IPMSM 采用 MTPA 控制策略时,电机电磁转矩方程^[11]为

$$T_e = 1.5p i_q [i_d(L_d - L_q) + \psi_f] \quad (1)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为极对数; i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 分别为电机 d 、 q 轴电流和电感; ψ_f 为永磁体基波磁场在定子绕组中产生的磁链,即永磁体磁链^[12]。

电流极限圆方程为

$$i_{lim} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2)$$

式中: i_{lim} 为 dq 坐标系下电流幅值。

MTPA 控制下 d 、 q 轴电流感应满足^[13]:

$$\begin{cases} \frac{\partial (T_e/i_{lim})}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial (T_e/i_{lim})}{\partial i_q} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

由式(1)~式(3)可知,IPMSM 在 MTPA 控制系统中的控制参数与电机的 d 、 q 轴电感和永磁体磁链存在密切关系,通过对式(1)~式(3)的计算处理可以搭建 MTPA 的控制系统。因此,对样机三维瞬态场有限元模型进行仿真分析计算。

在转速给定 1 500 r/min 的情况下对电机绕组添加三相电流进行参数化扫描,通过恒幅值不变的约束条件,使其等同于对 d 、 q 轴电流的参数化扫描^[11]:

$$\begin{cases} i_a = i_d \cos(2\pi ft) - i_q \sin(2\pi ft) \\ i_b = i_d \cos(2\pi ft - 120^\circ) - i_q \sin(2\pi ft - 120^\circ) \\ i_c = i_d \cos(2\pi ft + 120^\circ) - i_q \sin(2\pi ft + 120^\circ) \end{cases} \quad (4)$$

d 轴电流扫描范围为 $-7 \sim 0$ A, q 轴电流扫描范围为 $0 \sim 7$ A, 扫描间隔均为 1 A, 由此生成 8×8 矩阵, 最后得出在这 64 组参数下的 d 、 q 轴电感参数如图 2 所示。

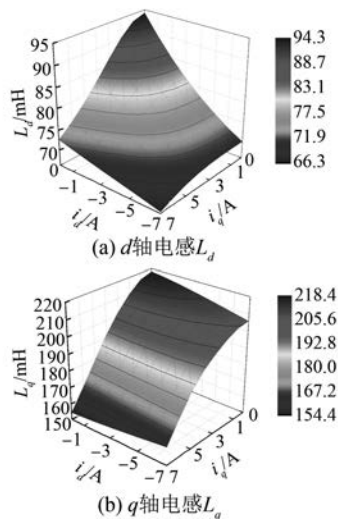


图 2 IPMSM 电感的有限元计算

额定转速 1 500 r/min 下, 空载绕组反电动势与定子绕组交链的永磁体磁链通过有限元仿真可以得到, 如图 3 所示。

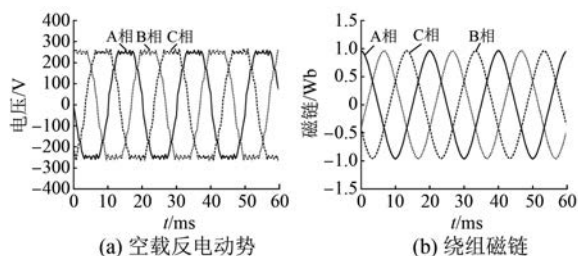


图 3 额定转速下 IPMSM 空载反电动势和磁链

永磁体磁链的计算式如下^[12]:

$$\psi_f = \frac{E_0}{\sqrt{2} \pi f} \quad (5)$$

$$\psi_f = \psi_{fm} \quad (6)$$

式中: E_0 为空载下定子每相绕组反电动势基波的有效值; ψ_{fm} 为与定子每相交链的永磁体磁链基波幅值。

将图 3 的空载反电动势与绕组磁链进行傅里叶分解, 求得 E_0 和 ψ_{fm} , 分别代入式 (5) 和式 (6) 均可以计算出样机的永磁体磁链, 两者计算结果一致。

1.3 场路耦合仿真模型搭建

通过计算式 (1) ~ 式 (3) 可得 MTPA 控制器参数, 进而得到 MTPA 控制仿真图, 如图 4 所示。

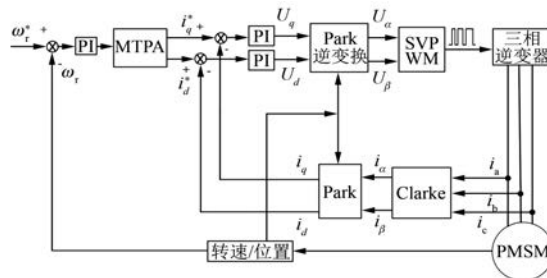


图 4 MTPA 控制仿真原理图

场路耦合仿真模型如图 5 和图 6 所示。有限元模型由 Maxwell 导入 Simplorer 中, 同时在 Simplorer 中设置电机的端部漏抗、绕组电阻、转动惯量、初始位置角等值。在 Simulink 中搭建 MTPA 弱磁控制仿真模型, 通过 AnsoftSFunction 接口将 Simulink 和 Simplorer 相结合, 以实现 Maxwell、Simplorer、Simulink 的场路耦合协同仿真。仿真用 IPMSM 参数如表 1 所示。

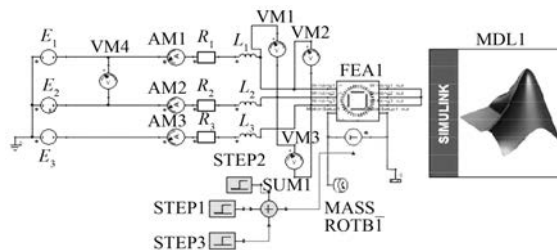


图 5 Simplorer 中的 PMSM 仿真电路图

2 场路耦合仿真结果

2.1 转速波形

图 7 所示为 MTPA 弱磁控制下空载起动给定转速为 1 500 r/min 和 300 r/min 的转速波形。由图 7 可知, 转速均有超调量, 但超调量较小且调节时间较短。在 0.4、0.8、1.2 s 时分别突加负载至 5、10、14 N·m, 结果表明 MTPA 弱磁控制在额定转速以及低于额定转速时具有良好的抗扰性能和稳定性。

2.2 反电动势波形

由图 8 可知, 基于 MTPA 弱磁控制在给定转速为额定转速时不同负载下 A 相绕组反电动势

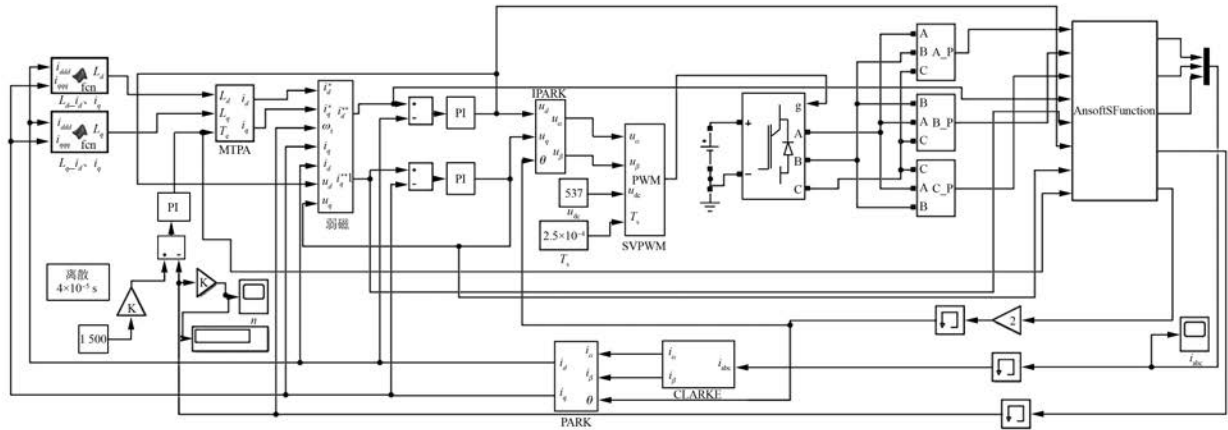


图6 Simulink 中的 PMSM 弱磁控制仿真图

表 1 IPMSM 参数

参数名称	参数值
直流母线电压/V	537
开关频率/kHz	4
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.007 2
初始位置角/($^\circ$)	0
计算步长/ms	0.04

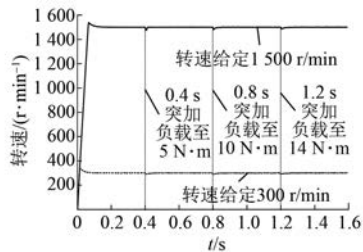


图7 转速波形

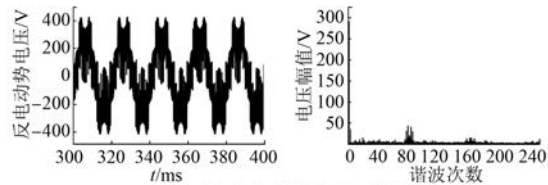
波形谐波含量丰富,对其进行傅里叶分解,可得谐波含量分布,同时可以求得在空载和额定负载时的反电动势波形畸变率分别为 49.4%、45.6%,且谐波主要分布在开关频率的整数倍附近。

2.3 电流曲线波形

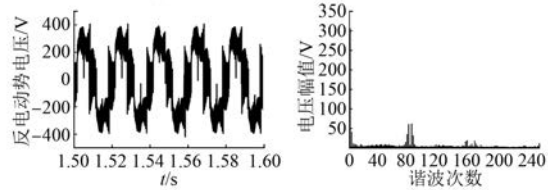
图 9 所示为 MTPA 弱磁控制 14 N·m 负载下电机稳态后电流波形。对 A 相绕组电流进行傅里叶分解,可以看到与 A 相绕组反电动势相比,由于电机绕组电感的作用,高次谐波得到一定的抑制,使高次谐波幅值大幅度减小,电流波形畸变率为 8.4%。

2.4 转矩曲线波形

由于在 MTPA 弱磁控制下使用逆变器会带来



(a) 空载反电动势波形及其谐波分布



(b) 14 N·m 负载下反电动势波形及其谐波分布

图8 额定转速下 A 相绕组反电动势

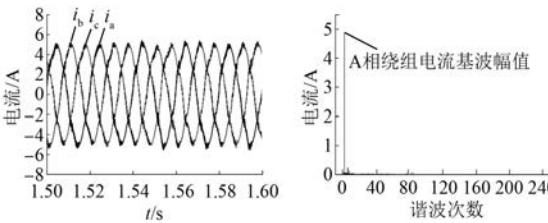


图9 MTPA 弱磁控制额定转速 14 N·m 负载下三相绕组电流波形及 A 相绕组电流谐波分布

一定量的谐波,使得 PMSM 的转矩脉动值变大。从图 10 可以看出,通过理想空载仿真得到电机的齿槽转矩为 0.62 N·m,在负载转矩为 5、10、14 N·m 的工况下转矩波动分别为 20%、12%、9.6%。当电机在 MTPA 弱磁控制下,空载时电机的转矩波动为 1.02 N·m,当负载转矩为 5、10、14 N·m 时,转矩波动均明显大于正弦波供电时的

转矩波动,不利于电机的运行。

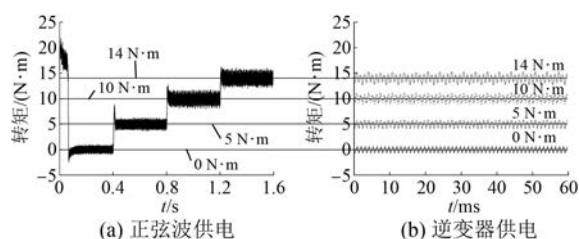


图 10 额定转速不同负载下转矩波形

3 磁密及损耗分析

3.1 损耗计算式

3.1.1 绕组铜耗

在正弦波供电情况下,绕组铜耗计算式为

$$P_{Cu} = 3I^2 R \quad (7)$$

式中: I 为定子绕组的相电流有效值; R 为每相电阻值。

在逆变器 PWM 供电情况下,应考虑电流谐波的影响,则式(7)可改为

$$P_{Cu} = 3I^2 R + 3 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 R \quad (8)$$

式中: n 为电流谐波次数。

3.1.2 铁耗

铁耗计算式为

$$P_{Fe} = P_h + P_c + P_e =$$

$$K_h f (B_m)^2 + K_c (f B_m)^2 + K_e (f B_m)^{1.5} \quad (9)$$

式中: K_h 、 K_c 、 K_e 为样机硅钢片磁滞损耗系数、涡流损耗系数、异常损耗系数; B_m 为磁密幅值; f 为磁场交变频率。

3.1.3 永磁体涡流损耗

永磁体涡流损耗的计算式为

$$P_{PM} = \frac{1}{\sigma} \int_{vol} \frac{J^2}{2} dV \quad (10)$$

式中: σ 为永磁体材料的电导率; vol 为永磁体的体积; J 为永磁体的涡流密度。

3.2 不同工况下的 d 、 q 轴电流

通过选取给定转速时 300 r/min 不同负载、给定转速 1 500 r/min 时不同负载以及给定在额定转速之上的 3 种工况,对电机典型工况进行仿真分析。 d 、 q 轴电流结果如表 2 所示。通过对仿真结果的分析可知,在相同负载下,转速越高,所需的 d 轴弱磁电流越大;在相同转速下,负载越大,

所需的 d 轴弱磁电流也越大;当转速较高时,即使负载下降,随着转速的升高,所需的 d 轴弱磁电流也将更大。

表 2 d 、 q 轴电流结果

工况		i_d/A	i_q/A
转速/(r·min ⁻¹)	负载/(N·m)		
1 500	0	0.004 1	0.009 1
	5	-0.421 0	1.716 6
	10	-1.405 0	3.086 0
	14	-3.048 0	3.732 2
300	0	0.001 6	0.004 2
	5	-0.394 0	1.716 2
	10	-1.198 1	3.155 5
	14	-1.918 2	4.170 6
1 750	10	-3.524 9	2.517 9
2 000	5	-4.072 8	1.195 5
2 200	0	-5.204 8	0.006 3

3.3 气隙径向磁密

不同负载的气隙径向磁密分布结果如图 11 所示。波形畸变程度随着负载转矩的不同而不同。

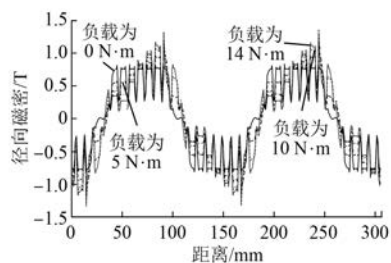


图 11 额定转速下气隙径向磁密

通过对比 MTPA 弱磁控制下 IPMSM 在不同负载时额定转速(1 500 r/min)下气隙径向磁密的分布可知:空载额定转速工况时(即在永磁体单独作用时)气隙径向磁密对称分布,随着负载转矩的增大, i_d 、 i_q 同时增大,在一块永磁体对应的区域中一半区域为 i_d 、 i_q 形成的磁场与永磁体形成的磁场相互叠加,而在另一半区域 i_d 、 i_q 形成的磁场则与永磁体形成的磁场相互抵消。

将气隙径向磁密进行傅里叶分解,得出空载和 5、10、14 N·m 负载下的气隙径向磁密基波幅值为 0.761 5、0.779 1、0.803 0、0.807 6 T。

3.4 不同工况下的损耗结果

在典型工况下变频器供电和理想正弦波供电下的定、转子铁耗和永磁体涡流损耗仿真结果分别如图 12 和图 13 所示。变频器供电下定转子铁耗、永磁体涡流损耗与理想正弦波供电条件下相比均有所增加,其中转子铁耗与永磁体涡流损耗增加最为明显。

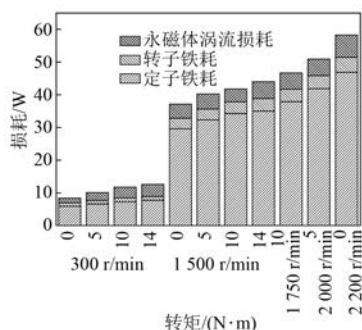


图 12 变频器供电下 IPMSM 损耗

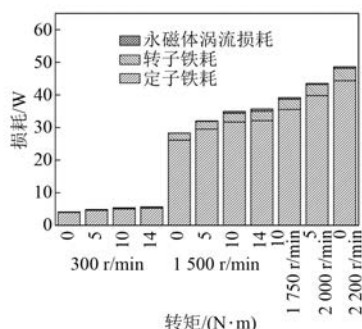


图 13 理想正弦波供电下 IPMSM 损耗

在额定转速不同负载下样机定子铁耗随着负载的增大而增加,气隙径向磁密基波幅值也随着负载的增大而增大。一般情况下定子磁密与气隙径向基波幅值成正比,而通过式(9)可知,铁耗与磁密正相关,从而解释了样机在转速相同时定子铁耗随负载的增大而增加的现象。

4 结 语

本文以 1 台 2.2 kW IPMSM 为样机,以有限元仿真计算电机 d 、 q 轴电感参数和永磁体磁链,以场路耦合仿真为平台,基于 MTPA 的弱磁控制为控制方法,进行了不同工况下的转速、绕组反电动势、电流、转矩、磁密和损耗等仿真计算,为电机性能计算和优化提供了更为准确的仿真方法。

通过对比同一工况下变频器供电与理想正弦

波供电仿真结果,表明变频器的使用对电机带来明显的谐波,电机的绕组反电动势波形畸变严重,含有大量高次谐波,主要分布于变频器的开关频率的整数倍附近,同时电机电流含有一定量的高次谐波,使电机转矩脉动变大、损耗增加。

【参考文献】

- [1] 王艾萌.新能源汽车新型电机的设计及弱磁控制[M].北京:机械工业出版社,2014.
- [2] GAN C, WU J, ZHANG L, et al. Design and analysis on switched reluctance motor system using field-circuit coupled method[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014.
- [3] WANG J, WU J, SUN Q, et al. Field-circuit coupled design and analysis for permanent magnet synchronous motor system used in electric vehicles [C]//2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017.
- [4] WU J, WANG J, GAN C, et al. Efficiency optimization of PMSM drives using field-circuit coupled FEM for EV/HEV applications [J]. IEEE Access, 2018, 6: 15192.
- [5] 姚超,陆海斌.电动汽车用永磁同步电机性能参数仿真[J].微电机,2019,52(1): 21.
- [6] TONG W, WANG Y, SUN R, et al. Simulation and experimental study on no-load loss distributions of an IPM motor under the conditions of both sinusoidal supply and converter supply [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 8110306.
- [7] 佟文明,孙静阳,段庆亮,等.永磁同步电动机空载铁耗研究[J].电机与控制学报,2017,21(5): 51.
- [8] 张经纬,柳长江,祝后权.PWM 供电时高速永磁电机的谐波特征及损耗研究[J].大电机技术,2018(6): 18.
- [9] 赵海森,张冬冬,王义龙,等.变频供电条件下感应电机空载铁耗分布特点及其精细化分析[J].中国电机工程学报,2016,36(8): 2260.
- [10] 何彪,张琪,陈世军,等.逆变器供电永磁同步电机铁耗与永磁体损耗分析[J].微特电机,2018,46(4): 35.
- [11] 袁雷,胡冰新,魏克银,等.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [12] 王秀和.永磁电机[M].2 版.北京:中国电力出版社,2011.
- [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,2015.