

变磁阻可控磁通永磁游标电机电磁性能分析^{*}

仲 叙¹, 陈 迅¹, 刘新波², 杜 恽², 全 力²

(1. 江苏科技大学, 江苏 镇江 212000; 2. 江苏大学, 江苏 镇江 212000)

摘 要: 为了兼顾永磁电机低速、大转矩特性和恒功率区的运行范围, 提出一种变磁阻可控磁通永磁游标(RVFCPMV)电机。以1台三相22/2对极RVFCPMV电机为例, 介绍了RVFCPMV电机的拓扑结构。基于气隙磁通密度的调制, 揭示了该电机具有低速、大转矩特性的实质, 突破在电枢绕组中通入直轴去磁电流分量的传统弱磁方式, 提出一种利用铁磁材料非线性导磁特性, 通过调节励磁电流进而改变磁路磁阻方式实现永磁电机弱磁升速的方法。通过有限元方法对RVFCPMV电机进行了计算和分析, 验证了该电机基速以下的低速、大转矩输出特性和基速以上的弱磁调速能力。

关键词: 游标电机; 变磁阻; 可控磁通; 等效磁路法; 有限元分析

中图分类号: TM 302 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)06-0062-06

Electromagnetic Performance Analysis of Reluctance-Variable Flux-Controllable Permanent Magnet Vernier Machines^{*}

ZHONG Xu¹, CHEN Xun¹, LIU Xinbo², DU Yi², QUAN Li²

(1. Jiangsu university of science and technology, Zhenjiang 212000, China;

2. Jiangsu university, Zhenjiang 212000, China)

Abstract: In order to take both of the low-speed and high-torque characteristics of permanent magnet machines and the operating range of constant power range into account, a flux-controllable permanent magnet vernier (RVFCPMV) machine was proposed. Taking a three-phase RVFCPMV machine with 22/2-pole as an example, the RVFCPMV machine topology was introduced firstly. The equivalent magnetic circuit method was used to reveal the characteristics of low-speed and high-torque. Different with the traditional flux weakening method by injecting d -axis demagnetization current component into armature windings, a new flux weakening control method was proposed, of which the key was to change the magnetic circuit reluctance based on the nonlinear performance of ferromagnetic materials by adjusting the excitation current. The electromagnetic performances of RVFCPMV machine were calculated and analyzed using finite element analysis, which verified the characteristics of low-speed and high-torque output and the capacity of flux weakening control.

Key words: vernier machine; reluctance-variable; flux-controllable; equivalent magnetic circuit method; finite element analysis

0 引 言

基于永磁电机的直驱系统是提高运行效率、

简化系统结构的主要方式之一^[1]。为满足直驱系统的运行需求, 该类系统中的驱动电机往往采用多槽和多极对数设计方案, 以实现低速、大转矩输

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51677081, 51377073); 江苏省高校优势学科项目; 江苏大学高级人才启动基金项目(14JDC169); 江苏大学“青年骨干教师培养工程”项目

作者简介: 仲 叙(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机设计优化及其控制。

陈 迅(1976—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为永磁电机设计优化及其控制。

刘新波(1972—), 男, 博士研究生, 研究方向为农业电气化与自动化。

出特性,从而使得该类电机的体积较为庞大。为此,有学者提出一种基于“磁场调制原理”的新型永磁游标电机^[2],通过引入安装于定子齿表面的磁场调制极,实现对电机气隙磁导调制,将转速较低的永磁磁场调制成转速较高的有效气隙谐波磁场,并根据高速旋转的有效谐波磁场设计定子绕组,从而得到电枢反应磁场转速和转子转速之间的速度比,实现所谓“自减速”效果,最终使电机工作于低速、大转矩工况^[3]。

另一方面,由于直驱系统省去了高成本和高故障率的变速齿轮箱,因此需要驱动电机具有较宽的调速范围,特别是较宽的恒功率区域,以满足某些系统变速运行的需求。直驱系统中弱磁调速技术应用极为广泛。弱磁调速可以从电机的控制策略和本体结构两个方面予以实现。首先,基于矢量控制的弱磁控制方法最为普遍,即通过在电枢绕组中通入直轴去磁电流,由电枢反应磁场来实现主励磁磁场的调节^[4-9],但其存在永磁体不可逆、退磁风险高等问题,易造成永磁体工作点偏移,影响电机性能,更重要的是,对于采用高性能稀土永磁体作为励磁源的电机而言,矢量控制弱磁效果有限。其次,基于电机参数的变化会造成电流电压矢量轨迹的变化,有学者提出可通过设计合理的电机结构来提高弱磁性能。哈尔滨工业大学寇宝泉教授^[10-11]提出一种利用转子离心力动态调节励磁回路磁阻进而实现磁通调节的永磁同步电动机转子。在此基础上,哈尔滨工业大学程树康教授、柴凤教授等^[12]提出了转子轴向移动进行弱磁的锥形电机方案。文献^[13-14]提出一种分段式转子结构,通过改变转子上永磁磁场之间的夹角来实现励磁磁场的调节。电机漏磁通虽然会对电机性能造成一定的影响,但是通过机械装置调节永磁体的充磁方向,进而调节永磁体励磁磁通旁路结构中的漏磁通大小,可实现电机的弱磁运行^[15]。然而,上述利用附加机械装置实现弱磁运行的方案,将造成电机结构的复杂化,机械强度降低。

本文提出一种变磁阻可控磁通永磁游标(Reluctance-Variable Flux-Controllable Permanent Magnet Vernier, RVFCPMV)电机。在介绍该电机结构的基础上,给出 RVFCPMV 电机气隙磁通密度表达式,进而对该电机的工作原理进行分析,并

基于有限元法对上述的理论分析进行验证,表明 RVFCPMV 电机具有兼顾低速、大转矩特性和恒功率区弱磁升速的能力。

1 RVFCPMV 电机结构

图 1 所示为 RVFCPMV 电机结构示意图,包括外转子和内定子两部分。外转子由铁心和永磁体组成,由于永磁体受压应力能力强于受拉应力,将 44 块永磁体表贴于转子铁心内侧,可利用转子转动的离心力,有利于提高电机运行过程中的稳定性,其中,永磁体径向充磁且相邻的永磁体充磁方向相反。内定子采用裂槽式结构,包含 6 个定子齿,每个定子齿上设置 4 块调磁块,可实现对永磁磁场的调节,电枢绕组和励磁绕组同放置于相邻的定子齿之间且电枢绕组的极对数为 2 对极。

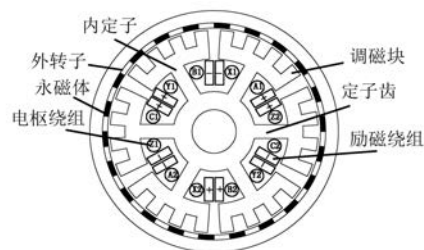


图 1 RVFCPMV 电机结构示意图

由于 RVFCPMV 电机是基于磁场调制原理运行的,其电枢绕组的极对数、调磁块块数以及永磁体极对数之间的关系满足:

$$N_{st} = p_r + p_s \quad (1)$$

式中: N_{st} ——调磁块数;

p_r ——转子永磁体极对数;

p_s ——电枢绕组极对数。

2 RVFCPMV 电机运行原理

2.1 低速大转矩运行原理

RVFCPMV 电机是一种基于磁场调制效应的新型电机。本节基于等效磁路法定性计算其气隙磁密,进而分析 RVFCPMV 电机的运行原理。

为简化推导过程,作如下假设:(1)磁场仅在径向发生变化;(2)忽略电机漏磁;(3)磁路铁心磁导率无穷大。

不考虑调磁块对旋转永磁磁场的调制作用,仅在永磁体单独励磁情况下,永磁体产生的径向气隙磁动势随圆周位置 θ 的变化关系为

$$F(\theta, t) = \sum_{j=1,3,5,\dots}^{+\infty} F_{aj} \cos[jp_r(\theta - \omega_r t + \psi_0)] \quad (2)$$

式中: F_{aj} —— j 次谐波分量幅值;

ω_r ——转子机械角速度;

ψ_0 ——转子的初始位置相对于等效磁极极轴偏移的角度。

然而,调磁块导致气隙磁导发生变化,利用气隙磁导的不均匀以及永磁磁场的相对运动,在气隙中调制出大量的旋转谐波磁场。其调制功能函数 $\lambda(\theta)$ 经傅里叶变换后可表示为

$$\lambda(\theta) = \lambda_0 + \sum_{n=1,2,\dots}^{+\infty} \lambda_n \cos[nN_{st}(\theta + \beta_0)] \quad (3)$$

式中: λ_0 ——气隙磁导平均分量;

λ_n —— n 阶气隙磁导谐波幅值;

β_0 ——调磁块初始位置相对于槽中心轴偏移的角度。

忽略高次谐波影响,仅考虑式(2)和式(3)的直流分量和基波分量,则经调制后的空载气隙磁通密度 $B(\theta, t)$ 可近似表示为

$$B(\theta, t) = \lambda_0 F_{a1} \cos[p_r(\theta - \omega_r t + \psi_0)] + \frac{\lambda_1 F_{a1}}{2} \cos\left[(N_{st} + p_r)\left(\theta - \frac{p_r \omega_r}{N_{st} + p_r} t\right) + p_r \psi_0 + N_{st} \beta_0\right] + \frac{\lambda_1 F_{a1}}{2} \cos\left[(N_{st} - p_r)\left(\theta + \frac{p_r \omega_r}{N_{st} - p_r} t\right) - p_r \psi_0 + N_{st} \beta_0\right] \quad (4)$$

由式(4)可看出,永磁磁通经调制后主要形成3种谐波分量,其极对数分别为 p_r 、 $(N_{st} + p_r)$ 和 $(N_{st} - p_r)$ 。其中,第1种分量与永磁磁场的基波分量相关,其转速与转子的转速相同,第2种和第3种分量是经过调制后产生的,由于各谐波分量的电角速度相同且第2种谐波分量较第3种谐波分量的极对数多,故第3种谐波分量的机械转速较第2种谐波分量的机械转速快。由于较快的磁通变化率可感应出较高的电动势,故可利用第3种谐波分量作为定子电枢绕组极对数选择的有效谐波分量,有利于电机功率的转换。

由于电枢反应磁场的转速应与有效谐波磁场的转速相同,可知:

$$\omega_s = \omega_{ef} = \frac{p_r}{p_s} \omega_r = \frac{N_{st} - p_s}{p_s} \omega_r = G_r \omega_r \quad (5)$$

式中: ω_s ——电枢反应磁场的旋转角速度;

ω_{ef} ——有效谐波磁场的旋转角速度;

ω_r ——转子机械角速度;

G_r ——电枢反应磁场转速和转子转速比。

故通入电枢绕组电流的频率可以表示为

$$f_a = \frac{P_{ef} \omega_{ef}}{2\pi} = \frac{p_r \omega_r}{2\pi} \quad (6)$$

2.2 弱磁升速原理

由于永磁电机气隙磁场难以调节,为此有学者提出了“混合励磁”电机的设计概念。异于在励磁绕组中通入电流,进而产生和永磁磁场相反或者相同的磁场传统混合励磁方法。本文提出的 RVFCPMV 电机通过调节励磁电流,利用铁磁材料非线性导磁特性,改变磁路磁阻,实现电机气隙磁场的调节。

考虑铁心磁阻时,外磁路的磁导可以表示为

$$\lambda_{all} = \frac{1}{R_{all}} = \frac{1}{R(\theta) + R_{Fe}} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda(\theta)} + \frac{1}{\lambda_{Fe}}} = \frac{\lambda(\theta)}{1 + [\lambda(\theta)/\lambda_{Fe}]} \quad (7)$$

式中: R_{all} ——外磁路总磁阻;

$R(\theta)$ ——气隙等效磁阻;

R_{Fe} ——外磁路铁心等效磁阻;

λ_{Fe} ——外磁路铁心等效磁导。

此时,式(4)表示的等效气隙磁通密度可以改写为

$$B(\theta, t) = \frac{\lambda(\theta)}{1 + [\lambda(\theta)/\lambda_{Fe}]} \{F_{a1} \cos[p_r(\theta - \omega_r t + \psi_0)] + \frac{F_{a1}}{2} \cos\left[(N_{st} + p_r)\left(\theta - \frac{p_r \omega_r}{N_{st} + p_r} t\right) + p_r \psi_0 + N_{st} \beta_0\right] + \frac{F_{a1}}{2} \cos\left[(N_{st} - p_r)\left(\theta + \frac{p_r \omega_r}{N_{st} - p_r} t\right) - p_r \psi_0 + N_{st} \beta_0\right]\} \quad (8)$$

由于 RVFCPMV 电机利用调制后的高转速有效谐波磁场,式(8)可进一步简化为

$$B(\theta, t) = \frac{\lambda(\theta)}{1 + [\lambda(\theta)/\lambda_{Fe}]} \frac{F_{a1}}{2} \cos\left[\left(N_{st} - p_r\right)\left(\theta + \frac{p_r \omega_r}{N_{st} - p_r} t\right) - p_r \psi_0 + N_{st} \beta_0\right] \quad (9)$$

铁磁材料的导磁特性是非线性的。随着磁路中磁通的增大而逐渐饱和,磁导率 μ_{Fe} 逐渐减小,导

致铁心的磁阻 R_{Fe} 不断增大,铁心的磁导 λ_{Fe} 逐渐减小,由式(9)可知,随着外磁导 λ_{Fe} 的减小,基波和有效谐波磁场同步减小,从而实现电机弱磁升速。本文阐述的弱磁方式不仅适用于 RVFCPMV 电机,对任何拓扑结构的永磁电机都适用。

3 有限元仿真分析

为验证上述的理论分析,将通过有限元仿真软件对 RVFCPMV 电机的电磁特性进行计算和分析。

3.1 气隙磁通密度

图2和图3分别为气隙径向磁通密度波形以及相应的谐波谱图。图2中 $J=0, J=3$ 以及 $J=6$ 分别表示在励磁线圈中通入槽电流密度为 0、3、6 A/mm² 的电流。从图3可知,当励磁绕组通入电流增大时,气隙磁通密度平均幅值降低,且相应的谐波谱中 22 对极的基波分量幅值和 2 对极的有效谐波分量幅值明显减少,表明此电机采用的弱磁方式具有良好的弱磁效果。

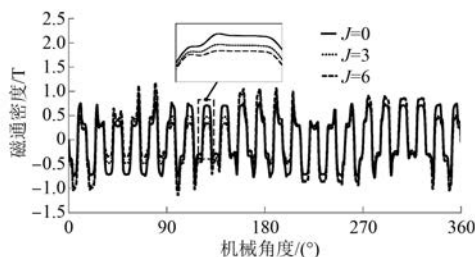


图2 气隙径向磁通密度波形图

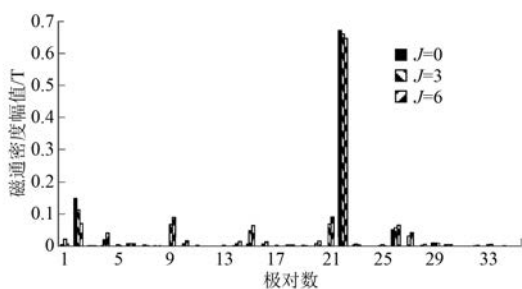


图3 谐波频谱图

3.2 空载永磁磁链和感应电动势

由式(5)和式(6)可见, RVFCPMV 电机电枢磁场的旋转速度和转子的机械转速形成速度比,可是电枢绕组中感应电动势频率表达式仍与普通永磁同步电机相同。在励磁绕组中通入不同的励磁电流,得到空载永磁磁链和感应电动势分别如

图4、图5所示。

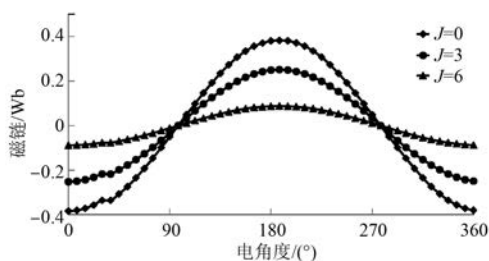


图4 空载永磁磁链波形

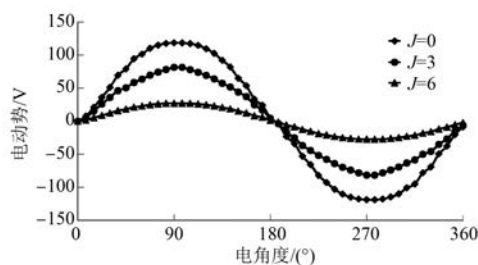


图5 空载感应电动势波形

由图4可知,随着通入励磁电流幅值的增加,铁心逐渐饱和,电枢绕组匝链的永磁磁通不断减少。由图5可知,随着通入励磁绕组的电流不断增加,其空载感应电势的幅值不断减小,且励磁绕组不通入电流时,其空载感应电势幅值为 120 V,通入槽电流密度为 6 A/mm² 的励磁电流时,其空载感应电势的幅值为 27 V,仅为未通入励磁电流时的 22.5%,说明了 RVFCPMV 可通过改变励磁绕组电流灵活调节电机感应电势,进而实现弱磁控制。

3.3 电 感

RVFCPMV 电机通过调节外磁路磁阻实现气隙磁场的调节,因此,励磁绕组中通入的电流不同时,电枢绕组电感将随之发生变化。当电机运行于混合励磁工况,并在一相电枢绕组中通入电流时,某相绕组中感应的磁链可由3部分组成,即永磁磁链、电枢反应磁链以及励磁磁场磁链,即

$$\psi = \psi_{pm} + Li + \psi_{Fe} \quad (10)$$

式中: ψ_{pm} ——永磁体产生的永磁磁链;

L ——电感;

i ——通入的相电流。

根据式(10)可以得出绕组的电感为

$$L = \frac{\psi - \psi_{pm} - \psi_{Fe}}{i} \quad (11)$$

如图 6 所示,当励磁绕组不通入电流时,绕组电感较大;随着通入的励磁绕组电流增大,绕组电感将逐渐减小,且减小的幅度在不断降低,说明随着通入励磁绕组电流的增大,最终电感将因铁心的高度饱和趋于稳定。由永磁电机的电压方程可知,电枢绕组电感的降低将进一步有利于弱磁控制效果,为尽可能拓展恒功率运行区域提供有利条件。

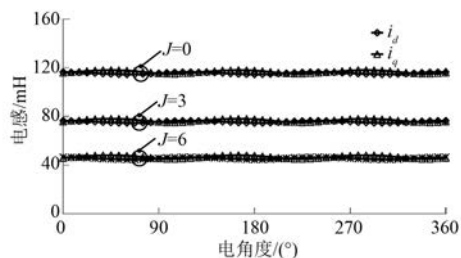


图 6 电枢绕组电感波形

3.4 定位力矩

定位力矩是评测电机性能的重要指标之一,不仅对电机的起动性能具有较大影响,而且将直接影响电机的转矩脉动。普通永磁电机的定位力矩周期可表示为

$$\delta_{\text{cog}} = \frac{p_r \times 360^\circ}{N_{\text{cog}}} \quad (12)$$

式中: N_{cog} ——有效谐波极对数和定子齿数的最小公倍数。

图 7 所示为 RVFCPMV 电机的定位力矩波形。其周期为 30° ,与式(12)的结果一致。当励磁绕组不通入电流时,定位力矩的幅值为 $1.97 \text{ N} \cdot \text{m}$,电磁转矩的幅值为 $80.26 \text{ N} \cdot \text{m}$,仅为该工况下输出转矩的 2.45%,有利于电机的平滑起动和平稳运行。

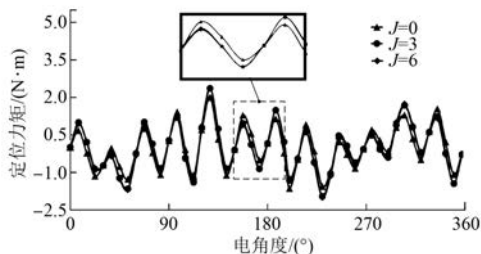


图 7 定位力矩波形

3.5 静态电磁转矩

永磁电机转矩主要分为 3 个部分:永磁转矩、

磁阻转矩以及齿槽转矩,因此可以表示为

$$T_{\text{em}} = \frac{3}{2} p_r [\psi_m i_q + (L_q - L_d) i_d i_q] + T_{\text{cog}} \quad (13)$$

由图 6 可以看出,不论通入励磁电流的大小,RVFCPMV 的 L_d 基本均与 L_q 相等,故该电机的磁阻转矩几乎为零。若不计齿槽转矩,电机的输出转矩只与永磁体产生的永磁磁链呈正比,而电机的空载感应电势和磁链也呈正比,可知,电机的输出转矩和空载感应电势同步变化。

图 8 为在电枢绕组中通入与感应电势同相位的额定电流且其励磁绕组中通入不同幅值的励磁电流时电机平均电磁转矩的变化情况。可以看出,电机电磁转矩 T_e 将随着励磁绕组槽电流密度的增加逐渐减小,当 J 为 0、3、6 A/mm^2 时, T_e 分别为 80.26、71.93、45.53 $\text{N} \cdot \text{m}$,输出转矩减小的幅度与图 4 中所示的气隙磁场减小幅度一致。

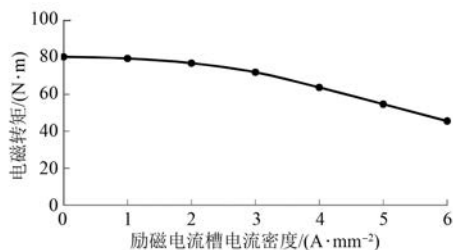


图 8 平均电磁转矩随励磁电流变化曲线

4 结 语

本文提出了一种 RVFCPMV 电机,基于气隙磁通密度的调制,对该电机的运行原理进行了详细分析。运用二维有限元法,对电机的空载磁链、空载感应电势、电感、定位力矩以及电磁转矩在内的静态特性进行了计算和仿真,验证了电机的各项性能,同时得出以下结论:

(1) 该电机将游标结构和混合励磁设计结合到一起,可实现电机运行于低速大转矩工况,也可实现电机的弱磁升速,适用于不同的直驱场合,比如作为电动汽车的驱动电机。

(2) 采用外转子结构,可有效增加气隙直径,有利于提高电机转矩密度。

(3) 相比于传统混合励磁方式,该电机利用铁磁材料的非线性导磁特性实现对气隙磁场的调节,结构简单可靠。

【参考文献】

- [1] 李春艳, 于艳君, 盛遵冰. 永磁同步电机弱磁研究现状分析[J]. 黑龙江大学工程学报, 2014, 5(4): 89-95.
- [2] TOAB A, LIPO T A. Generic torque-maximizing design methodology of surface permanent-magnet vernier machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(6): 1539-1546.
- [3] LI J, CHAU K T, JIANG J Z, et al. A new efficient permanent-magnet vernier machine for wind power generation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 1475-1478.
- [4] BOSE B K. A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 24(6): 987-997.
- [5] KWON T S, SUL S K. Novel antiwindup of a current regulator of a surface-mounted permanent magnet machine for flux weakening control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(5): 1293-1300.
- [6] ZHANG Z D, LI Y D, WANG K, et al. A new adaptive flux weakening method of PMSM [C] // The International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, 2011: 1-5.
- [7] ZHANG Z Y, GUN J, WEI S, et al. Field weakening control of PMSM based on instantaneous power theory [C] // IEEE International Conference on Vehicular Electronics and safety, Shanghai, 2006: 250-254.
- [8] MA B Z, LI H D, HU G D. Direct flux control of permanent magnet synchronous machines based on space vector pulse width modulation [J]. Journal of University of Science and Technology, 2008, 30(6): 674-679.
- [9] CHOI C H, SEOK J K, LORENZ R D. Wide-speed direct torque and flux control for interior PM synchronous machines operating at voltage and current Limits [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(1): 109-117.
- [10] 程树康, 李春艳, 寇宝泉. 具有变磁阻励磁回路的永磁同步电机可变励磁功能的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 17-21.
- [11] 寇宝泉, 李春艳, 李立毅, 等. 能够跟随转速自动弱磁的永磁电机转子: 中国, 200610009857.5 [P]. 2006-08-23.
- [12] 程树康, 刘伟亮, 柴凤, 等. 锥形转子永磁电机的磁场分析及电感参数计算[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 70-74.
- [13] KIM H J, SHIGETA U. Dynamo-electric machine having a rotor with first and second axially or rotationally displaceable field magnets: United States Patent, US6975055B2 [P]. 2005-12-13.
- [14] WOEHL-BRUHN H, CANDERS W R, DOMANN N. Classification of field-weakening solutions and novel PM machine with adjustable excitation [C] // International Conference on Electrical Machines, Rome, 2010: 1-6.
- [15] 谢卫, 赵冰洁. 内置式永磁同步电动机自动弱磁方法: 中国, 200910197559.7 [P]. 2010-07-21.

收稿日期: 2018 -01 -05

(上接第 45 页)

- [13] 曾正, 杨欢, 赵荣祥, 等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(8): 5-15.
- [14] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.
- [15] KARAPANOS V, KOTSAMPOPOULOS P, HATZIARGYRIOU N. Performance of the linear and binary algorithm of virtual synchronous generators for the emulation of rotational inertia[J]. Electric Power Systems Research, 2015(123): 119-127.

收稿日期: 2017 -09 -07