中国科学: 技术科学 2010 年 第 40 卷 第 9 期: 1061 ~ 1073
www.scichina.com tech.scichina.com
《中国科学》杂志社
SCIENCE CHINA PRESS

定子永磁型混合励磁双凸极电机设计、分析与控制

朱孝勇[①②*], 程明[①]

① 东南大学电气工程学院伺服控制技术教育部工程研究中心, 南京 210096;
② 江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013
* E-mail: zxyff@ujs.edu.cn

收稿日期: 2009-05-18; 接受日期: 2009-07-22
国家自然基金(批准号: 50807022, 50337030)、国家自然科学基金海外与港澳青年学者合作研究基金(批准号: 50729702)和江苏大学高级人才启动资金(批准号: 09JDG031)资助项目

摘要 将“混合励磁”思想引入双凸极永磁电机, 提出一种定子永磁型混合励磁双凸极电机, 对其进行系统深入的理论分析和实验研究. 理论上, 建立了电机的数学模型; 提出了切实可行的该类电机的一般设计方法, 建立了电机的一般功率方程, 推导出电机磁场调节能力与最大速度之间关系, 为电机的电励磁绕组的安匝数、永磁体用量等关键电磁参数的确定提供理论依据. 将 2 维和 3 维有限元相结合, 提出快速、准确的“一步法”对电机特有的定子外漏磁以及端部漏磁进行研究, 并对电机电磁性能进行了分析; 提出了该类电机的驱动控制策略和方案, 并进行了实验研究. 原理样机的实验结果不仅验证了理论分析的正确性, 而且表明, 该电机在保留双凸极永磁电机优点的同时, 能有效拓宽调速范围, 在宽调速范围内具有较高的能量效率, 在电动汽车等应用领域具有应用前景.

关键词
定子永磁电机
混合励磁
双凸极
有限元
弱磁控制

双凸极永磁电机(简称 DSPM 电机), 是指永磁体位于定子的一种新型定子永磁型电机, 该类电机转子结构简单, 既无永磁体、又无绕组, 机械强度高, 适合高速运行; 其永磁体位于定子, 易于采取冷却措施, 可有效避免永磁体过热所产生的不可逆去磁. 双凸极永磁电机作为永磁无刷电机家族的新成员之一, 一经出现, 便受到了国内外永磁电机研究领域学者的关注[1~3]. 最新研究表明, 双凸极永磁电机具有功率密度高、结构简单、容错性能好、控制灵活等优点, 在电气牵引、航空航天、风力发电等领域得到初步应用[4,5]. 但由于永磁电机的固有特性, DSPM 电机与永磁同步电机等转子永磁型电机一样, 电机内气隙磁场基本保持恒定, 在电动汽车等需宽调速运行场合的应用受到限制[6,7].

实现 DSPM 电机气隙磁场的调节和控制, 一般可从控制策略和电机结构两方面开展研究.

1) 控制策略. 对于反电势是方波或正弦波的, 均可采用正弦电流控制方式, 即 BLAC 控制方式, 基速以上时, 采用矢量控制策略, 通过控制电枢电流的直轴分量 i_d 产生直轴去磁磁势削弱永磁磁场, 对电机进行弱磁控制, 实现电机弱磁升速[8~11]. 但 DSPM 电机中, 永磁体位于定子轭部, 直轴分量 i_d 产生的直轴去磁磁势需经过磁阻较大的永磁体, 且受逆变器容量等因素影响, 磁场调节能力有限, 调速范围较窄.

2) 电机结构. 改变 DSPM 电机的绕组匝数, 能有效拓展电机的调速范围[12]. 由于 DSPM 电机采用集中式绕组, 为运行过程中改变绕组匝数提供了便利. 文献[12]对一种带多抽头分裂绕组的 DSPM 电机

引用格式: Zhu X Y, Cheng M. Design, analysis and control of hybrid excited doubly salient stator-permanent-magnet motor. Sci China Tech Sci, 2010, 53: 188–199, doi: 10.1007/s11431-009-0357-0

进行了理论分析和实验研究, 通过在线改变电枢绕组的匝数, 电机的恒功率转速范围能显著增大. 但改变绕组匝数, 需要增加用于绕组匝数切换的电子(或机械开关)以及相应的控制单元, 控制相对复杂, 成本也有所增加.

将 DSPM 电机中的永磁体用电励磁线圈取代, 形成一种电励磁双凸极电机(简称 DSEM 电机), 调节电励磁电流, 可实现对气隙磁场的控制. 通过在线调节电励磁电流的大小, 能实现电机磁场的调节与控制, 电机具有宽广的调速范围[13]. 但由于安置电励磁绕组需要较大的空间, 而且没有采用高性能的永磁体, 只采用电励磁绕组励磁, 基速以下, 产生同样大小的转矩需较大的励磁电流, 存在额外的电励磁功率损耗, 客观上降低了电机的功率密度和效率. 如何实现双凸极永磁电机气隙磁场的有效调节与控制, 有效拓宽定子永磁型电机调速范围, 并在宽调速范围内始终保持较高运行效率, 仍是定子永磁型 DSPM 电机研究的难点和进一步推广应用的瓶颈之一.

近年来, 合理改变永磁电机结构, 引入辅助电励磁绕组形成的"混合励磁电机", 得到了国内外电机界学者的关注和认可. 但目前国内外主要针对转子永磁型混合励磁电机开展研究, 且主要集中在分析不同的电机结构、电磁性能以及磁场调节原理等方面[14~17]. 而深入分析电机磁场调节能力与驱动性能的关系, 综合评估电励磁绕组对电机效率影响等方面的研究更是鲜见系统阐述和报道.

本文将"混合励磁"思想引入 DSPM 电机, 提出了一种结构新颖的定子永磁型混合励磁双凸极电机(简称 HEDS 电机), 对该电机进行系统深入的理论分析和实验研究, 建立了该类电机设计、分析和控制的一般方法. 理论方面, 建立了该类电机的数学模型, 推导出永磁磁势、电励磁绕组安匝数、磁通调节范围以及电机最大转速之间的一般关系, 为永磁材料用量、电励磁绕组安匝数等关键设计参数的确定提供了理论依据. 采用 3D"一步法", 对电机的磁链、电感以及反电势等进行了分析, 该方法与传统 3D 法相比, 大大节省了计算时间, 同时保证了较好的计算精度, 特别适合电机设计初期需要局部调整和优化参数时使用. 实验方面, 建立了基于高性能数字信号处理器(DSP)的全数字化驱动系统实验平台, 基于分区控制策略, 提出了控制方法并进行实验验证, 并综合评估了电励磁绕组的存在对电机的速度调节范围以及效率等驱动性能的影响. 样机实验结果表明: 该电机不仅保留了 DSPM 电机的优点, 而且具有显著的磁通调节能力, 在电动汽车领域具有应用前景.

1 电机结构与基本运行原理

图 1 为一台三相 12/8 极定子永磁型 HEDS 电机, 其定、转子呈双凸极结构, 转子上无绕组、无永磁体, 定子采用集中式绕组, 空间相对定子齿上的线圈两两相连, 两组线圈串联或并联形成一相电枢绕组. 定子轭部嵌入 4 块切向充磁的永磁体, 与永磁体相邻的定子槽内放置电励磁绕组, 永磁磁场和电励磁磁场共同形成电机气隙主磁场. 通过调节电励磁电流的大小和方向, 能实现对电机主磁场的灵活调节与控制. 电励磁绕组放置于定子, 结构紧凑, 易于冷却和散热, 同时保持了转子结构简单的优点.

另外, 在该电机的永磁体与电励磁绕组之间特别设置一定尺寸的导磁桥, 一方面使电机定子铁心不再分为多瓣, 而是保持一个整体, 便于电机的加工、制造和安装; 另一方面, 该导磁桥为电励磁绕组提供了额外的磁路, 有效地增强了电励磁绕组的磁场调节能力, 即用较小的电励磁磁势实现了较大的磁场调节能力[18,19].

该电机基本结构与开关磁阻电机类似, 但运行原理与开关磁阻电机存在明显不同. 图 2 给出了电机一相绕组磁链和电流随转子位置角θ变化的波形. 如图3(a)所示, 当转子齿进入定子齿重叠区域时, 永磁和电励磁共同形成的主磁链随之增加, 此时若电枢绕组中通入正电流, 则产生正向转矩; 当转子齿由与

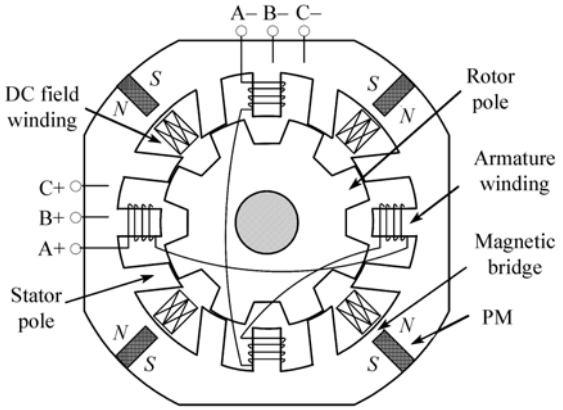


图 1 12/8 极定子永磁型混合励磁双凸极电机

定子齿重叠区域离开定子齿时, 如图 3(b), 主磁链随之减小, 此时若绕组中通入负电流, 仍将产生正向转矩, 因而, 二个可以用来产生转矩的区间均得到利用, 弥补了开关磁阻电机一个极距内两个产生转矩的区间只有一个区间能得到有效利用的不足, 明显提高了电机的运行效率和材料利用率. 此外, 由于定子铁心中嵌入了磁导率很低的永磁体(与空气相近) , 电机绕组的自感大为减小, 使绕组电流快速换向成为可能. 这样, 定子永磁型 HEDS 电机正好弥补了开关磁阻电机的不足, 具有功率密度高、效率高、结构简单和控制灵活等一系列优点[20].

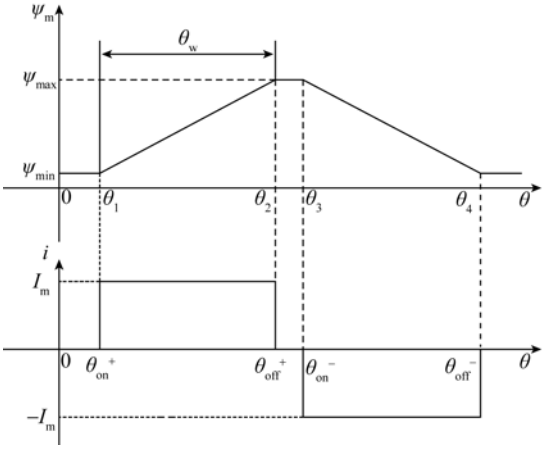


图 2　电机磁链及理论电流波形

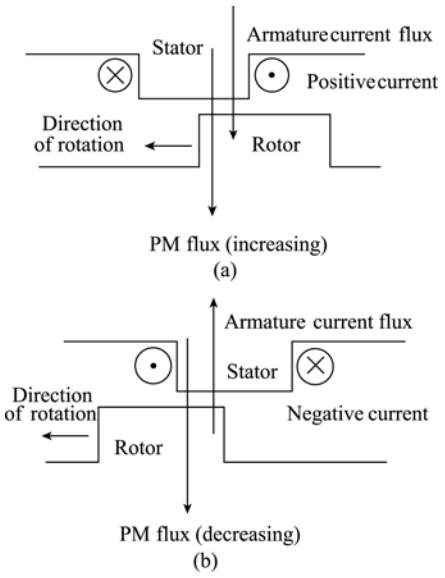


图 3　电机定、转子不同位置下磁场方向

(a) 转子接近定子; (b) 转子离开定子

2　电机数学模型

尽管 HEDS 电机具有相对简单的结构, 但由于定、转子的双凸极结构和磁路饱和效应的影响, 主要参数如磁链、电感等均不是常数, 而是电流与转子位置角的非线性函数, 很难用简单解析式来表达, 给该类 HEDS 电机的建模和分析带来困难. 对于该 12/8 极电机, 在静止坐标系下, 各绕组的电压方程可表示为

$$\boldsymbol{U} = \boldsymbol{RI} + \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}}{\mathrm{d}t}, \tag{1}$$

式中, $\boldsymbol{U} = [u_a \quad u_b \quad u_c \quad u_f]^T$ 为三相电枢绕组的相电压和励磁绕组的端电压; $\boldsymbol{R} = \mathrm{diag}[R_a \quad R_b \quad R_c \quad R_f]^T$ 为三相电枢绕组的电阻和励磁绕组的电阻; $\boldsymbol{I} = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f]^T$ 为三相绕组中的电流和励磁绕组的电流; $\boldsymbol{\psi} = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c \quad \psi_f]^T$ 为三相电枢绕组的磁链和励磁绕组的磁链.

电机中存在两种类型的绕组, 相应的磁链可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_{PMa} \\ \psi_{PMb} \\ \psi_{PMc} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{2}$$

相应地, 电机的三相电枢绕组的空载混合励磁反电势可示为

$$\begin{bmatrix} e_{ma} \\ e_{mb} \\ e_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}\psi_{PMa}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}\psi_{PMb}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}\psi_{PMc}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}L_{af}}{\mathrm{d}t} i_f \\ \dfrac{\mathrm{d}L_{bf}}{\mathrm{d}t} i_f \\ \dfrac{\mathrm{d}L_{cf}}{\mathrm{d}t} i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{af} \dfrac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} \\ L_{bf} \dfrac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} \\ L_{cf} \dfrac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

式中, ψ_{PMa}, ψ_{PMb}, ψ_{PMc} 为 A, B, C 三相空载永磁磁链; L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 为电枢绕组的自感; L_{af}, L_{bf}, L_{cf} 为电枢绕组与励磁绕组之间的互感; i_f 为励磁绕组电流. 可以看出, 通过调节电励磁绕组电流 i_f, 能实现电机反电势灵活调节与控制.

根据机电能量转换原理, 电机的转矩可表示为:

$$T_e = \frac{\partial W'(i_p, i_f, \theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{PM}}{\partial \theta} \boldsymbol{I}^T + \frac{1}{2} \boldsymbol{I} \frac{\partial \boldsymbol{L}}{\partial \theta} \boldsymbol{I}^T - \frac{\mathrm{d}W_H}{\mathrm{d}\theta}, \tag{4}$$

式中, $W'(i_p, i_f, \theta)$ 为电机的磁共能, $\boldsymbol{\psi}_{PM} = [\psi_{PMa} \quad \psi_{PMb} \quad \psi_{PMc} \quad 0]^T$ 为三相绕组的永磁链, i_p 对应着 a, b, c 三相

电枢电流, W_H 为永磁和电励磁磁场储能.

以 A 相为例, 电机的单相电磁转矩 T_{ea} 可进一步表示为

$$\begin{aligned} T_{ea} &= i_a \frac{d\psi_{PM}}{d\theta} + i_a i_f \frac{dL_{af}}{d\theta} + \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL_{aa}}{d\theta} - \frac{dW_H}{d\theta} \\ &= T_{PMa} + T_{fa} + T_{ra} - T_{cog}, \end{aligned} \tag{5}$$

式中, T_{PMa} 为电机的永磁转矩, T_f 为电励磁转矩, T_r 为磁阻转矩, 一个周期内平均值近似为零. T_{cog} 为电机的定位力矩. 可见, 在该电机中, 存在多个转矩分量, 其中永磁转矩和电励磁转矩之和称为混合励磁转矩.

3 电机参数设计

目前, 各国学者对定子永磁型电机, 主要围绕电机的结构和电磁性能参数进行了分析与研究, 但对电机的设计则研究较少, 尚未建立一套较为系统、切实可行, 能得到学者普遍认可的设计方法. 该 HEDS 电机中, 存在永磁磁场和电励磁磁场, 在磁路结构上又明显不同于传统意义上的转子永磁型电机, 这些都增加了电机设计难度和复杂性. 下面利用等效磁路与有限元分析相结合的方法,详细介绍定子永磁型混合励磁电机设计的一般原则和方法.

3.1 电机定、转子极数确定的一般原则

根据双凸极电机的基本工作原理, 电机的定、转子极数(或齿数)之间应满足下列关系:

$$\begin{cases} p_s = 2mk, \\ p_r = p_s \pm 2k, \end{cases} \tag{6}$$

式中, p_s 和 p_r 分别为定、转子极数, m 为电机的相数, k 为电励磁绕组的极对数. 电机中转子极数通常小于定子极数, 但奇数的转子极数由于会在结构上产生不平衡的径向力而很少采用. 为使HEDS电机在任一方向上具有自启动的能力, 电机的相数应大于或等于 3, 因而, p_s/p_r=6/4, 8/6 和 12/8 是可选的定、转子极数比.

3.2 功率方程与尺寸方程

设加于电机绕组上的相电压为 U, 每相绕组电流 i_p 为方波, 幅值等于 I_m, 根据电机的基本运行原理(如图 2), 则电机的输入功率 P_1 为

$$P_1 = \frac{m}{T_1}\int_0^{T_1} U i_p \mathrm{d}t = \frac{m}{T_1}\left[\int_{t_1}^{t_2} U I_m \mathrm{d}t + \int_{t_3}^{t_4} (-U)(-I_m)\mathrm{d}t\right], \tag{7}$$

式中, $T_1 = \theta_{cr}/\omega_r$, $\Delta T = \theta_w/\omega_r$, $\theta_{cr} = 2\pi/p_r$ 为转子极距角, $\theta_w = \theta_2 - \theta_1 = \theta_4 - \theta_3$, 为正、负半周通电区间, p_r 为转子极数, U 为相电压的有效值, I_m 为相电流的峰值, t_1~t_4 为与角度 θ_1~θ_4 相对应的时间. 将 T 和 ΔT 的关系代入, 则 P_1 可进一步表示为

$$P_1 = 2mUI_m \frac{\theta_w}{\theta_{cr}}. \tag{8}$$

给定电机的效率 η, 并将 $\theta_{cr} = 2\pi/p_r$ 代入(8)式, 则电机的输出功率 P_2 为

$$P_2 = \eta P_1 = 2\eta mUI_m \frac{\theta_w}{\theta_{cr}} = \frac{mp_r}{\pi}\eta k_e E_H I_m \theta_w, \tag{9}$$

式中, k_e=U/E_H, E_H 为永磁磁链与电励磁磁链在一相绕组中产生的混合励磁反电势, 该反电势可表示为

$$E_H = N\frac{d\phi_m}{d\theta}\omega_r \approx N\frac{\phi_{max} - \phi_{min}}{\theta_w}\omega_r = N\frac{\Delta\phi_m}{\theta_w}\omega_r, \tag{10}$$

式中

$$\Delta\phi_m = k_\phi \phi_{max} = k_\phi k_d \alpha_s \tau_s l_e B_{\delta H} = k_\phi k_d \alpha_s \frac{\pi D_{si}}{p_s} l_e B_{\delta H}, \tag{11}$$

其中, k_ϕ 为磁通变化系数, k_d 为漏磁系数, $\tau_s = \pi D_{si}/p_s$ 为定子极距, α_s 为定子极弧系数, p_s 为定子极数, $B_{\delta H}$ 为永磁体和电励磁绕组共同产生的气隙混合励磁磁密. D_{si} 为定子内径, l_e 为电机有效轴向长度. 又电枢电流 I_m 可表示为

$$I_m = k_i I_{RMS} = k_i \frac{\pi D_{si} A_s}{2mN}, \tag{12}$$

式中, A_s 为电负荷, I_{RMS} 为电流有效值, $k_i = I_m/I_{RMS}$. 将(10)~(12)式代入(9)式可得电机功率方程为:

$$P_2 = \frac{\pi^2}{60}\frac{p_r}{p_s}\eta k_\phi k_d k_e k_i \alpha_s B_{\delta H} A_s D_{si}^2 l_e n_s, \tag{13}$$

式中, n_s 为电机的额定转速. 电机初始设计时, 根据(13)式可得到电机主要尺寸与电机参数之间的一般关系, 即

$$D_{si}^2 l_e = \frac{P_2}{\frac{\pi^2}{60}\frac{p_r}{p_s}\eta k_\phi k_d k_e k_i \alpha_s B_{\delta H} A_s n_s}. \tag{14}$$

这样, 根据不同电机的设计要求, 选定(14)式中相应的电负荷 A_s、额定速度以及气隙磁密等参数, 即可确定电机的关键尺寸.

3.3　磁场调节能力与电机调速范围

当电机单相通电时, 以 A 相为例, 则电机电流方程为

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t}=\frac{\left(\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{aa}}}{\mathrm{d}\theta}\omega+R_{\mathrm{a}}\right)}{L_{\mathrm{aa}}}i_{\mathrm{a}}+\frac{U_{\mathrm{a}}-\left(i_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{af}}}{\mathrm{d}\theta}+\frac{\mathrm{d}\psi_{\mathrm{PMa}}}{\mathrm{d}\theta}\right)\omega}{L_{\mathrm{aa}}}. \quad (15)$$

理想情况下, 该电机电枢绕组自感、励磁绕组与电枢绕组之间的互感以及磁链等均为分段线性, 则(15)式的近似解为:

$$i_{\mathrm{a}}=\frac{U_{\mathrm{a}}-\left(i_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{af}}}{\mathrm{d}\theta}+\frac{\mathrm{d}\psi_{\mathrm{PMa}}}{\mathrm{d}\theta}\right)\omega}{R_{\mathrm{a}}+\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{aa}}}{\mathrm{d}\theta}\omega}\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{R_{\mathrm{a}}+\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{aa}}}{\mathrm{d}\theta}\omega}{L_{\mathrm{aa}}}t}\right). \quad (16)$$

稳态时, 电枢电流为:

$$i_{\mathrm{a}}=\frac{U_{\mathrm{a}}-\left(i_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{af}}}{\mathrm{d}\theta}+\frac{\mathrm{d}\psi_{\mathrm{PMa}}}{\mathrm{d}\theta}\right)\omega}{R_{\mathrm{a}}+\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{aa}}}{\mathrm{d}\theta}\omega}. \quad (17)$$

根据电机的基本工作原理, 在混合励磁磁链上升区间, 对应相绕组中应通入正电流, 在混合磁链下降区间, 对应相绕组中应通入负电流, 为此, 下式必然成立:

$$|U_{\mathrm{a}}|-\left|i_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{af}}}{\mathrm{d}\theta}\omega+\frac{\mathrm{d}\psi_{\mathrm{PMa}}}{\mathrm{d}\theta}\omega\right|\geqslant 0. \quad (18)$$

上式表明, 当电枢绕组端电压一定时, 电机存在一极限角速度 $\omega_{\max}$, 可表示为

$$\omega_{\max}=|U_{\mathrm{a}}|\Big/\left|i_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{af}}}{\mathrm{d}\theta}+\frac{\mathrm{d}\psi_{\mathrm{PMa}}}{\mathrm{d}\theta}\right|\approx|U_{\mathrm{a}}|\Big/N\left|\frac{\Delta\phi_{\mathrm{ma}}}{\theta_{\mathrm{w}}}\right|, \quad (19)$$

式中, ψ_{ma} 为匝链 A 相绕组的混合励磁磁链, 实际加在绕组上的电压可定义为电源端电压 U 与最大占空比 $\rho_{\max}$ 的乘积, 上式可进一步写成

$$\omega_{\max}=\frac{\rho_{\max}|U|}{N\frac{\Delta\phi_{\mathrm{ma}}}{\theta_{\mathrm{w}}}}, \quad (20)$$

式中, N 为匝数, $\Delta\phi_{\mathrm{ma}}$ 为 A 相磁通的变化, 可表示为

$$\Delta\phi_{\mathrm{ma}}=\phi_{\max_\mathrm{a}}-\phi_{\min_\mathrm{a}}=k_{\phi}\phi_{\max_\mathrm{a}}=k_{\phi}\frac{\Lambda_{\mathrm{a}_\max}}{\Lambda_{\delta}}\phi_{\delta}, \quad (21)$$

式中, $\phi_{\max_\mathrm{a}}$ 为 A 相绕组的最大磁通, $\phi_{\min_\mathrm{a}}$ 为最小磁通, Λ_{δ} 为三相磁导之和, $\Lambda_{\mathrm{a}_\max}$ 为 A 相最大磁导. 将(21)式代入(20)式, 可得

$$\omega_{\max}=\frac{\theta_{\mathrm{w}}}{N}\frac{k_{\phi}\Lambda_{\delta}}{\Lambda_{\mathrm{a}_\max}}\times\frac{\rho_{\max}|U|}{\phi_{\delta}}=k_{\mathrm{m}}\frac{\rho_{\max}|U|}{\phi_{\delta}}. \quad (22)$$

在弱磁运行方式时, 上式可进一步写成

$$\omega_{\max}=k_{\mathrm{m}}\frac{\rho_{\max}|U|}{\phi_{\delta-}}, \quad (23)$$

式中, k_{m} 为与匝数、导通角度以及磁通有关的系数.

根据电机磁场调节与控制的需要, 可定义反映磁场调节能力的磁场调节系数, 为区别电机的增磁调节与弱磁调节能力, 可定义增磁和弱磁调节系数分别为

$$\alpha_{+}=\frac{\phi_{\delta+}-\phi_{\delta 0}}{\phi_{\delta 0}}\times 100\%, \quad (24)$$

$$\alpha_{-}=\frac{\phi_{\delta-}-\phi_{\delta 0}}{\phi_{\delta 0}}\times 100\%. \quad (25)$$

假设铁心的磁导率为无穷大, 即忽略铁心的磁压降, 则电机的简化空载等效磁路如图 4 所示, 图中 F_{PM} 为永磁磁势, F_{DC} 为电励磁绕组的磁势, R_{PM} 为永磁材料的磁阻, R_{mb} 为饱和磁桥的磁阻, R_{δ} 三相磁路的磁阻之和. 由图 4 可推导出

$$\phi_{\delta-}=\phi_{\delta 0}\left[1+\frac{F_{\mathrm{DC}-}}{F_{\mathrm{PM}}}\left(1+\frac{R_{\mathrm{PM}}}{R_{\mathrm{mb}}}\right)\right]=\phi_{\delta 0}(1+\alpha_{-}), \quad (26)$$

式中, $\phi_{\delta 0}$ 为不加励磁电流时的永磁磁通, $\phi_{\delta-}$ 为施加负向励磁电流时的磁通. 将(26)式代入(23)式可得

$$\omega_{\max}=k\frac{\rho_{\max}|U|}{\phi_{\delta 0}(1+\alpha_{-})}. \quad (27)$$

这样, (27)式建立了电机最大角转速 $\omega_{\max}$ 与电机磁场调磁系数之间的关系, 当调磁系数 α_{-} 为零, 即不加励磁电流时, 基角速度为 ω_{base}, 可表示为

$$\omega_{\mathrm{base}}=k\frac{\rho_{\mathrm{base}}|U|}{\phi_{\delta 0}}. \quad (28)$$

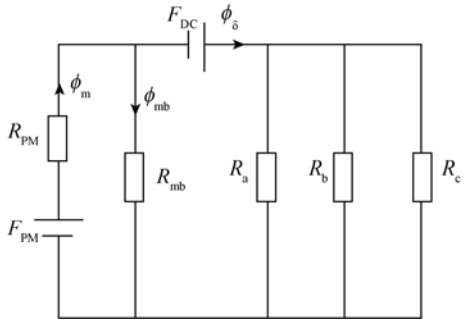


图 4　HEDS 电机简化等效磁路

定义电机的调速比 λ 为

$$\lambda=\frac{n_{\max}}{n_{\text{base}}}=\frac{\omega_{\max}}{\omega_{\text{base}}}=\frac{k\dfrac{\rho_{\max}|U|}{\phi_{\delta 0}(1+\alpha)}}{k\dfrac{\rho_{\text{base}}|U|}{\phi_{\delta 0}}}=\frac{\rho_{\max}}{\rho_{\text{base}}}\frac{1}{1+\alpha_{-}}, \tag{29}$$

式中, ρ_{base} 为电机基速时的电压占空比, 电机设计中, 根据要求若给定 $\alpha_{-}=-60\%$, 额定转速为 1500 r/min, 并令 $\rho_{\max}$ 与 ρ_{base} 相等, 通过(27)式, 可从理论上推导出电机的最大空载转速值为 3750 r/min. 这样(26), (27)以及(29)式便建立了永磁体磁势、电励磁安匝数、调速范围以及最大转速之间的一般关系, 这为电机设计初期永磁体用量、电励磁安匝数等关键电磁参数的确定提供了理论依据, 也为后面实验验证提供了参考.

4 电磁性能分析

4.1 磁链、反电势、电感以及端部漏磁系数

当电机的基本设计参数确定以后, 一般可利用 2D 非线性有限元法对电机的电磁性能进行分析(简称 2D-FEM). 但由于 HEDS 电机永磁体位于定子, 不仅存在定子永磁型电机特有的定子外漏磁, 而且端部漏磁也明显不同于传统转子永磁型电机. 为准确获得电机的电磁性能, 往往需要采用 3D 有限元法. 但利用传统 3D 有限元分析, 在一定的步长下, 需要对电机的整个电周期进行计算才能准确获得电机的电磁性能, 与 2D 有限元法相比, 计算时间成倍增加. 特别是在电机设计初期需要调整局部参数进行优化设计时, 尤为不便, 计算效率不高.

当 HEDS 电机定子极弧的值满足

$$\beta_{\text{s}}=\frac{1}{2}\theta_{\text{cs}}, \tag{30}$$

三相定、转子重叠角之和为一常数, 与转子角无关, 即

$$\alpha_{\delta}=\alpha_{\text{a}}+\alpha_{\text{b}}+\alpha_{\text{c}}\equiv\beta_{\text{r}}, \tag{31}$$

式中 α_{δ} 为 A, B, C 三相的定、转子齿的重叠角之和.

由图 4, 根据磁路安培定律, 可得

$$F_{\text{PM}}-R_{\text{PM}}\times\phi_{\text{m}}+F_{\text{DC}}=\phi_{\delta}R_{\delta}, \tag{32}$$

式中, R_{δ} 三相磁路的磁阻之和, 即: $R_{\delta}=R_{\text{a}}//R_{\text{b}}//R_{\text{c}}$, ϕ_{δ} 为气隙磁通.

另一方面, (32)式又可表示为

$$H_{\text{m}}h_{\text{PM}}+F_{\text{DC}}=\phi_{\delta}R_{\delta}=2H_{\delta}g_{0}=2\frac{B_{\delta}}{\mu_{0}}g_{0}. \tag{33}$$

电机在同一极距下, 三相磁导之和 Λ_{δ} 为

$$\Lambda_{\delta}=\frac{1}{R_{\delta}}=\mu_{0}\frac{D_{\text{si}}\alpha_{\delta}l_{\text{e}}}{4g_{0}}, \tag{34}$$

式中, l_{e} 为电机的有效轴长, g_0 为气隙的厚度, μ_0 为绝对磁导率. 由(31)和(34)式可知, 由于电机在同一转子极距下磁导之和为一常数, 且当电机转子在不同位置时, 定、转子齿重叠区域内气隙磁密峰值基本保持不变, 因此, 根据双凸极类电机的一般结构特点, 将(34)式代入(33)式, 可得电机一个转子极距下总磁通为

$$\phi_{\delta}=\frac{B_{\delta}D_{\text{si}}l_{\text{e}}}{2}\alpha_{\delta}, \tag{35}$$

则 HEDS 电机的端部漏磁系数可表示为

$$k_{\text{end}}=\frac{\phi_{\delta_3\text{D}}}{\phi_{\delta_2\text{D}}}=\frac{\dfrac{B_{\delta_3\text{D}}(l_{\text{e_end}})\cdot D_{\text{si}}l_{\text{e_end}}}{2}\alpha_{\delta}}{\dfrac{B_{\delta_2\text{D}}(l_{\text{e}})\cdot D_{\text{si}}l_{\text{e}}}{2}\alpha_{\delta}}, \tag{36}$$

式中, $l_{\text{e_end}}$ 为考虑到端部漏磁的轴向有效长度, 数值上与 l_{e} 相同. $B_{\delta_3\text{D}}(l_{\text{e_end}})$ 为考虑端部漏磁时, 在有效长度 $l_{\text{e_end}}$ 内沿轴向变化的气隙磁密, $B_{\delta_2\text{D}}(l_{\text{e}})$ 为不考虑端部漏磁的气隙磁密, 数值上等于 2D 有限元计算中的气隙磁密.

图 5 为 HEDS 电机的网格剖分模型, 在电机本体的端部附加了空气端部, 为便于直观显示, 图中考虑电机定子外围漏磁的空气区域未画出.

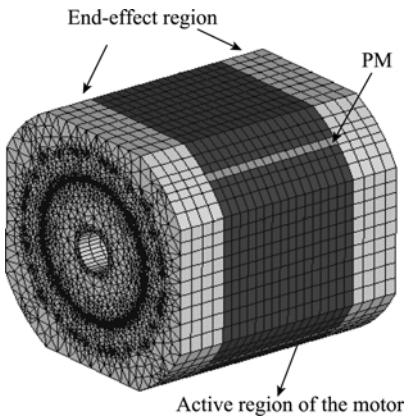


图 5 HEDS 电机网格剖分模型

图 6 为转子任一位置下, 2D 和 3D 情况下定、转子齿重叠处气隙磁密沿电机轴向分布. 显然, 由于考虑了端部漏磁的影响, 3D 情况下快接近端部时气隙磁密值明显下降. 所以, 根据图 6, (36)式可进一步写成

$$k_{\mathrm{end}}=\frac{\oint\limits_{BCFG} B_{\delta}(l_{\mathrm{e_end}})\cdot \mathrm{d}l_{\mathrm{e_end}}\cdot\frac{D_{\mathrm{si}}}{2}\alpha_{\delta}}{\oint\limits_{BDEG} B_{\delta 0}(l_{\mathrm{e}})\cdot \mathrm{d}l_{\mathrm{e}}\cdot\frac{D_{\mathrm{si}}}{2}\alpha_{\delta}},\tag{37}$$

通过计算图 6 中的 *BCFG* 与 *BDEG* 包围的面积, 可以很方便的计算出电机的端部漏磁系数, 既:

$$k_{\mathrm{end}}=0.87.\tag{38}$$

该系数表明该电机由于定子外漏磁和端部漏的影响, 3D 下的电机的永磁磁链、电感以及反电势等与 2 维有限元计算的结果存在 13%的偏差. 将端部漏磁系数与 2D 下计算结果相乘, 即可获得考虑到端部漏磁和外漏磁的磁链、反电势以及电感等, 显然比一个电周期下根据步长计算电机多个转子位置的传统的 3D 法, 要快速和方便, 由于只需要计算 3D 情况下任意一个位置的磁密值, 该方法可称为 3D“一步法”.

图 7 为 HEDS 电机两种方法下的空载磁链曲线, 图 8 给出了空载时电机电感的计算值和实测值, 表明利用端部漏磁修正后的计算结果与实测结果相吻合.

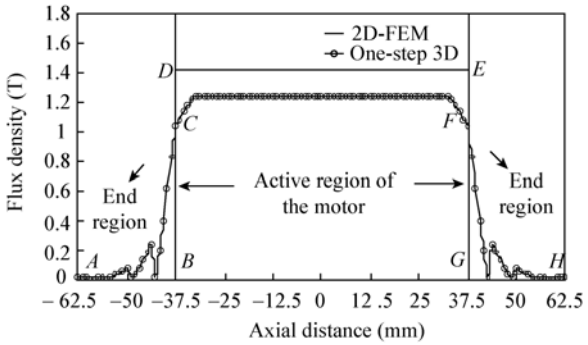


图 6　气隙磁密峰值沿轴向的分布图

图 9 为电机的有限元计算空载反电势和实测波形, 此外, 表 1 列出了两种不同结构定子永磁型电机利用“一步法”计算出来的反电势值与实测值. 可见, 采用

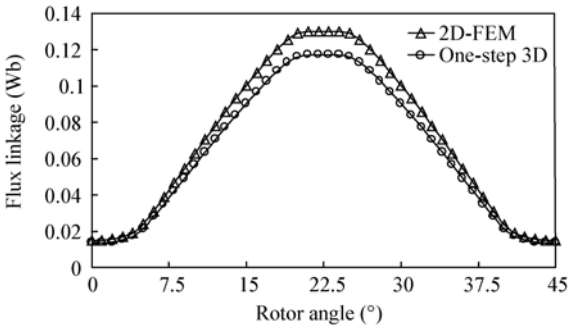


图 7　考虑到端部漏磁的空载磁链

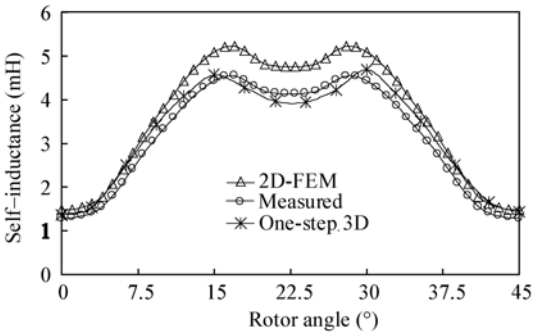


图 8　有限元计算与实测电感图

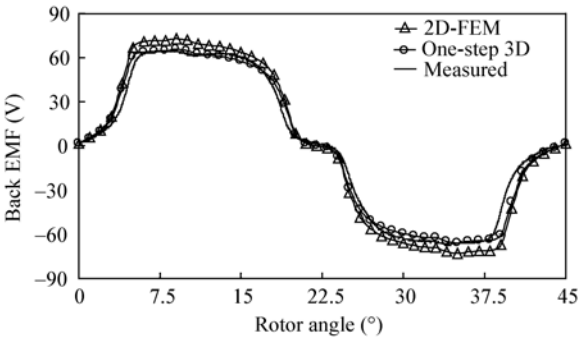


图 9　有限元计算与实测反电势图

表 1　不同结构电机反电势比较(1500 r/min)

Motor		2D FEM	One-step 3D	Measured	End effect
HEDS motor	$+V_{\max}$ (V)	72.79	65.58	64.80	0.87
	$-V_{\max}$ (V)	−72.91	−65.69	−67.20	
	V_{RMS} (V)	55.12	48.51	48.01	
DSPM motor	$+V_{\max}$ (V)	118.58	103.2	100.31	0.87
	$-V_{\max}$ (V)	−118.97	−103.55	−103.13	
	V_{RMS} (V)	81.33	70.89	70.2	

3D“一步法”修正后的计算值都更加接近实验结果. 表明, 该方法不仅能应用于该 HEDS 电机, 同样能有效应用于不同结构的定子永磁型电机, 具有一般性.

图 10 给出电机端部漏磁系数与电机永磁体厚度、气隙大小以及轴长之间的关系, 可以看出 HEDS 电机端部漏磁系数主要与电机轴长有关, 而电机的永磁体用量以及气隙大小对端部漏磁影响较小, 这一结论也有助于分析其它类型定子永磁型电机的端部漏磁特性.

图 11 为不同电枢电流下电枢绕组的自感曲线, 显然, 电枢绕组的自感不仅与转子位置有关, 还与电枢电流的大小有关. 图 12 给出了不同励磁电流下的电枢绕组和励磁绕组之间的互感, 可见, 电枢绕组和励磁绕组之间的互感也是转子位置和励磁电流的函数. 与电枢绕组的自感相比, 电枢绕组与电励磁绕组之间的互感值较大, 这正是由于导磁桥的存在, 使得电励磁磁场对电机永磁磁场的影响程度较大.

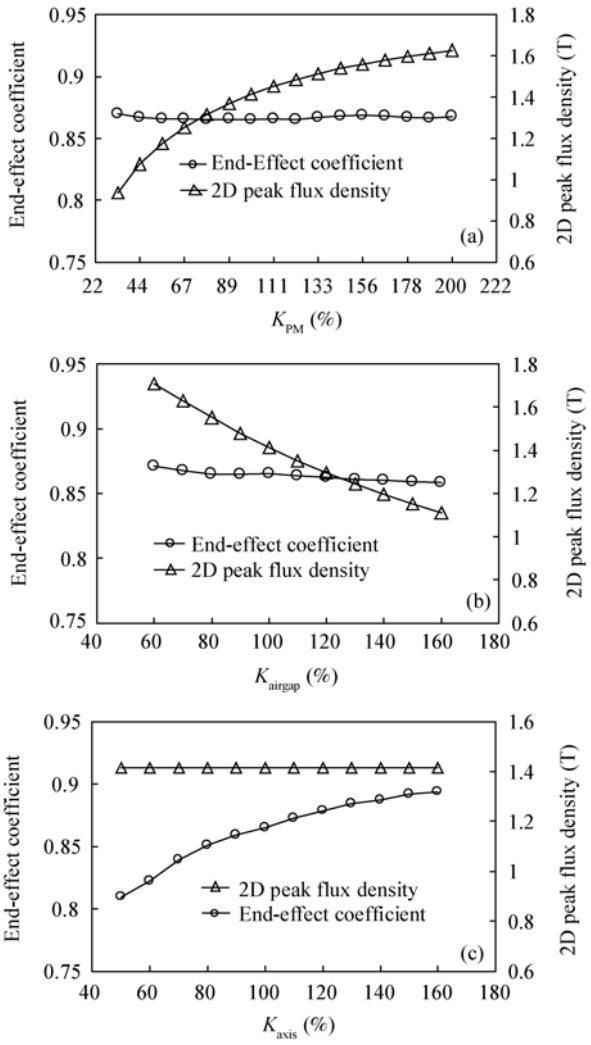


图 10　电机不同参数变化情况下的端部漏磁系数

(a) 永磁体厚度变化; (b) 气隙变化; (c) 轴长变化

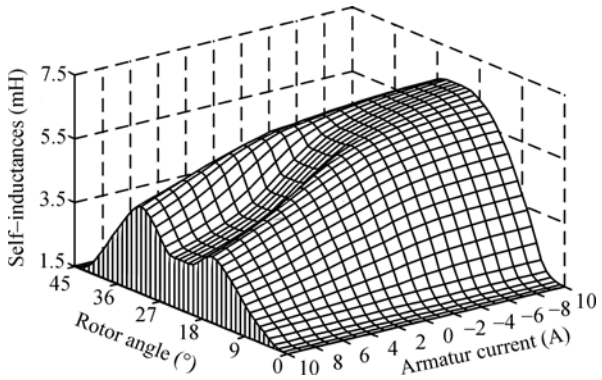


图 11　不同电枢电流下的自感

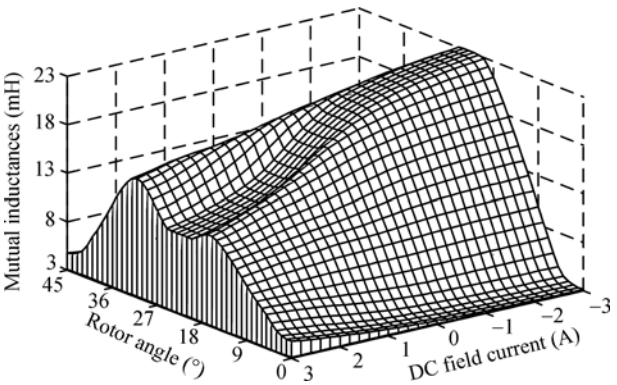
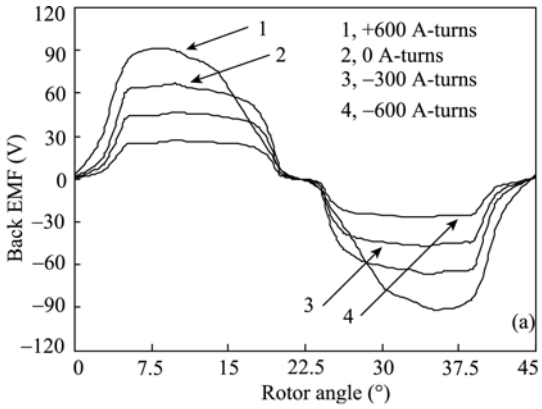


图 12　不同励磁电流时的电枢绕组与励磁绕组间的互感

4.2　磁场调节能力分析

为进一步验证电机的磁场调节能力, 图 13 给出了电机 1500 r/min 下不同电励磁电流时的理论反电势波形和实测波形. 可以看出, 无论在形状还是幅值上, 有限元计算结果与实测结果均具有较好一致性.

为定量分析, 表 2 给出了不同方法下的电机磁场调节能力系数. 当电励磁磁势从–600 到+600 安匝变化时, 采用等效磁路法获得磁场调节系数为–50%到 50%. 而采用有限元方法计算的磁场调节系数为–60%到+30%. 显然, 考虑了铁心饱和与漏磁通影响的非线性有限元方法结果与实测结果更为接近.



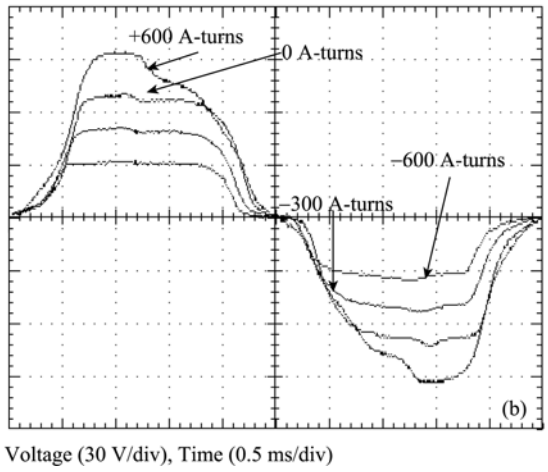


图 13　不同励磁电流下的反电势波形

(a) 理论波形; (b) 实测波形

表 2　磁场调节系数α_+与α_-

DC excitation MMF (A-turns)	Magnetic circuit method (%)	FEM (%)	Measured (%)
−600	−50	−55	−59
−400	−33	−37	−38
−200	−17	−17	−18
0	0	0	0
+200	17	17	14
+400	33	21	20
+600	50	29	26

5　控制策略与驱动性能验证

5.1　控制策略

图 14 为定子永磁型混合励磁双凸极电机驱动系统控制原理框图. 可以看出, 该电机与传统永磁电机相比, 增加了一个可控电励磁电流变量, 控制上更加灵活. 但由于控制系统需要增加额外的励磁电流分配与控制的单元, 控制也更加复杂. 而且存在的额外电励磁铜耗, 也会降低电机的效率, 因此, 根据电机的设计性能指标, 如何制定合理的控制策略, 使电机在宽调速范围内保持较高的能量效率, 这是该类电机及其控制系统的又一难点之一.

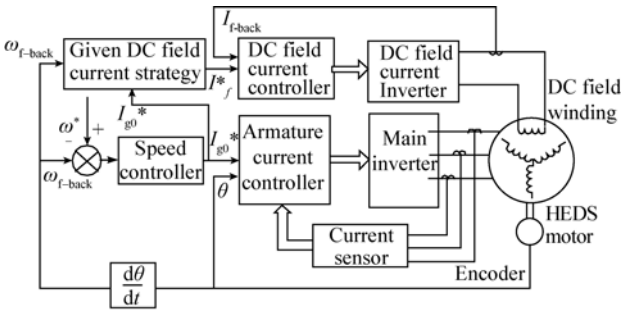


图 14　HEDS 电机驱动系统控制原理框图

为保证该类电机在整个运行区间具有较高效率, 可对电机采用分区控制策略: 一是在电机启动或低速重载时施加短时正向励磁电流, 产生与永磁转矩方向一致的电励磁转矩, 从而提高电机的动态响应特性, 满足如电动汽车等场合需频繁快速启动、爬坡以及紧急制动所需的大转矩的运行要求; 二是在基速以下, 电励磁电流保持为零, 确保电机主要运行区间的高效率; 三是在大于基速的高速巡航区, 通过在线调节反向励磁电流, 实现电机的直接弱磁控制, 提高电机的运行速度, 拓宽电机的调速范围.

5.2　运行性能

为验证理论分析的正确性以及电机的驱动性能, 制作了一台额定功率为 750 W 的原理样机, 如图 15 所示, 并进行了实验研究. 图 16 为电机驱动系统实验测试平台. 该系统由电机、基于 DSP 的驱动控制系统、直流测功机、电子负载以及动态转矩传感器等构成. 其中直流测功机由一台 2.2 kW 直流电动机和稳态转矩测试装置构成, 可显示稳态转矩的大小. 动态转矩传感器可显示电机的动态转矩, 实时评估电机的转矩脉动.

电机处于基速以下时, 对电机的电流控制方法与永磁无刷电机相似, 对于直槽转子电机, 可采用方波电流控制, 即 BLDC 控制方式, 如图 17. 对于斜槽转子电机, 其反电势为正弦, 可采用正弦波进行控制[21], 即 BLAC 控制方式, 如图 18 所示. 当采用 BLDC 控制方式时, 电机转矩脉动较大, 而 BLAC 控制下,

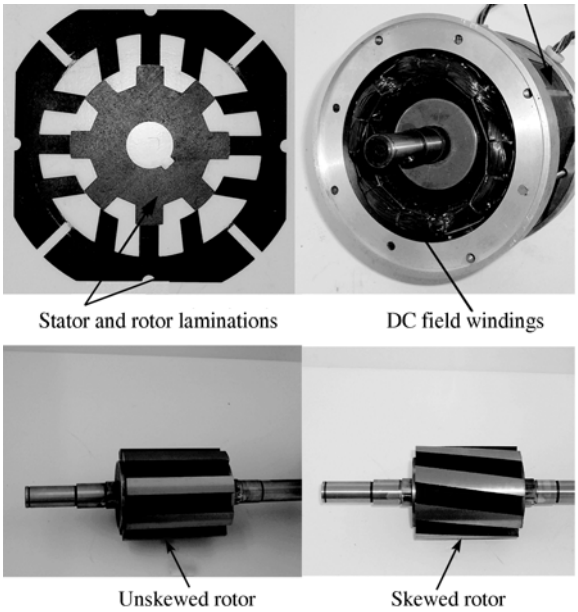


图 15　HEDS 原理样机

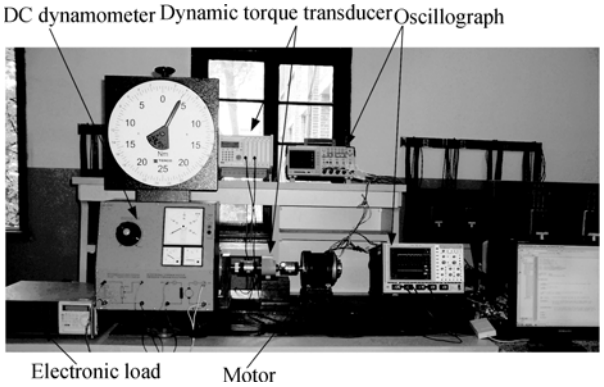


图 16　电机驱动系统实验平台

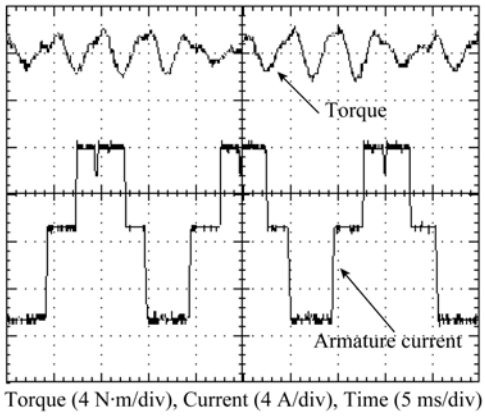


图 17　直槽电机 BLDC 控制方式下稳态电流和转矩波形

电机转矩脉动明显降低. 图 19 为电机在基速 1500 r/min 时的输出功率与效率, 可以看出, 该电机在很宽的功率输出范围内(200~780 W)能保持较高效率. 在额定点效率为 84.5%, 与相同功率等级、相同转速的感应电机(典型效率值为 75%)相比, 高近 10%.

图 20 为电机突变速度给定下的速度和电流响应仿真和实测曲线. 首先给定电机速度为 700 r/min, 3 s 后变给定速度为 1200 r/min, 6.5 s 后速度给定变为 600 r/min. 由图可以看出, 电机速度能根据给定速度快速变化, 表现出良好的动态跟踪能力.

5.3　调速范围与效率

首先, 验证电励磁绕组增磁时的动态性能, 图 21 给出了电机在有、无电励磁电流下的电机启动曲线, 给定速度为 1500 r/min, 满负载运行, 当不加正向励磁电流时, 达到给定速度时间需要 2.2 s; 当励磁绕组中施加+250 安匝磁势时, 相同负载和转动惯量下电机仅需要 1.3 s 便达到相同的稳定速度. 这表明电机在启动时可通过施加正向励磁电流产生正的电励磁

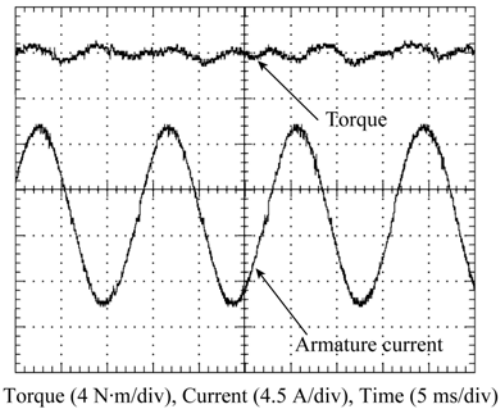


图 18　斜槽电机 BLAC 控制方式下稳态电流和转矩波形

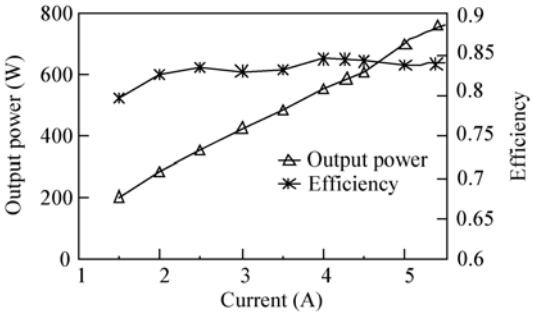
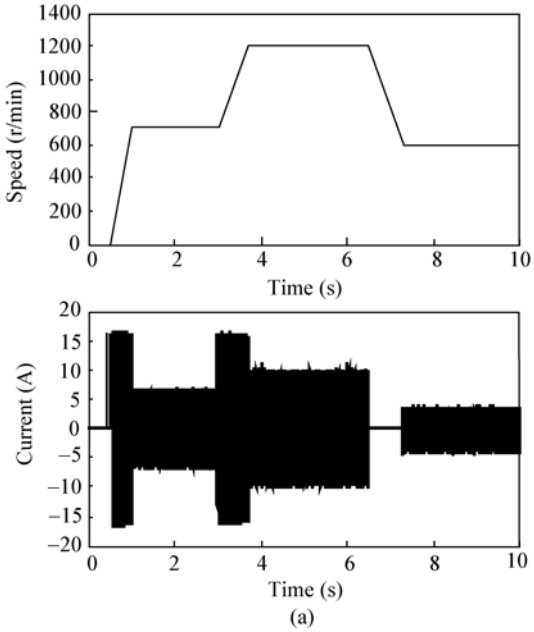
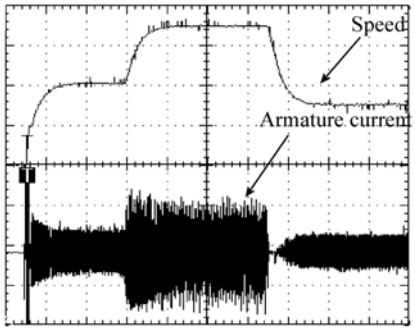


图 19　电机基速 1500 r/min 时的输出功率与效率



(a)

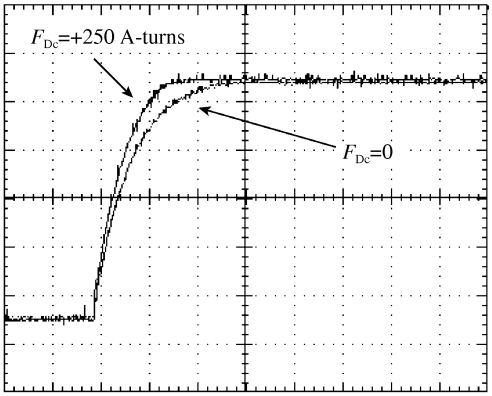


Speed (350 r/min/div), Current (6 A/div), Time (1 s/div)

(b)

图 20　突变速度给定下电机的速度响应曲线

(a) 仿真; (b) 实验



Speed (300 r/min/div), Time (1 s/div)

图 21　有无电励磁增磁电流下启动响应

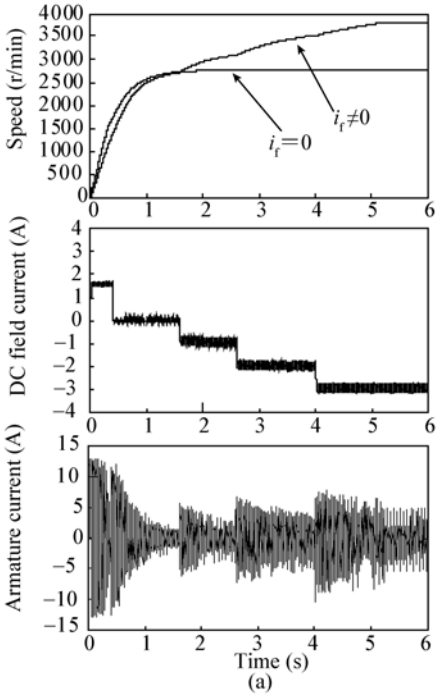
转矩, 缩短了电机的启动响应时间, 有效提高了电机动态响应性能, 另外, 由于启动过程一般比较短, 电励磁电流作用时间也相对较短, 电励磁的励磁功率对电机的整体效率影响不大.

进一步分析弱磁电流对电机速度的影响, 在给定负载相同情况下, 根据(27)式计算获得的电机的理想最大转速, 设定电机最大转速为 3750 r/min.

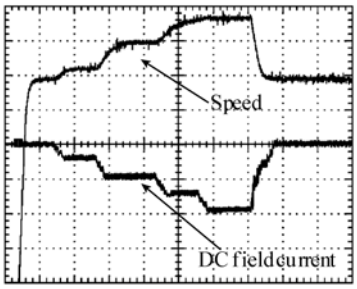
为清楚表明电励磁电流对电机转速的影响, 仿真中对励磁电流采用了分段给定的方式, 如图 22(a)所示. 电机刚启动时, 当电机施加正向电励磁电流时, 电机的响应速度明显高于不加电励磁电流时的响应, 这与图 21 实测启动响应相一致. 当不施加电励磁电流时, 电机速度接近 2700 r/min 时, 电压方程中端电压、反电势以及电枢压降达到平衡, 电枢绕组中无法获得足够的电流实现电机升速至给定转速 3750 r/min. 通过分别施加不同大小的负向励磁电流, 速度能明显上升, 最终能稳定在给定转速 3750 r/min.

相应地, 由图22(b)所示的实测波形也可以直观看出励磁电流对电机转速的影响. 每次改变励磁电流时, 电机速度上升曲线便会出现一个加速拐点, 随着速度的不断增加, 电机的反电势也不断增加, 电枢电流逐渐减小, 速度上升逐渐变慢, 通过不断调节电机的励磁电流可实现电机的弱磁升速. 当电励磁电流为−3 A 时, 即对应着−600 安匝时, 电机的速度基本稳定在 3500 r/min. 前面(27)式计算获得的理论空载最大转速为 3750 r/min, 由于实际负载转矩、电枢电流的测量误差因素, 以及电机制造与控制误差等因素, 实测与理论最大速度之间存在一定的偏差, 但这并不影响理论和实验分析结论的一致性. 图23 给出了励磁电流随速度上升而连续变化时, 电机转速与励磁电流之间的关系.

为了综合评估电励磁绕组对电机效率的影响, 图 24 为电机不同速度下的效率分布. 可以看出, 基速以下, 电机永磁方式运行, 电机效率维持在 80%以上, 保留了永磁电机优点. 当基速以上, 不进行弱磁控制时, 电机效率随速度增加明显下降, 且电机的实际速度最大速度仅为 2500 r/min, 而且在该点的效率已降至 50%. 当采用电励磁绕组进行弱磁控制时, 通过电枢电流和电励磁电流的协调控制, 可实现电机的弱磁升速和效率优化, 电机的最大转速能达到 3500 r/min, 电机的效率仍能保持在 65%以上. 虽然



(a)

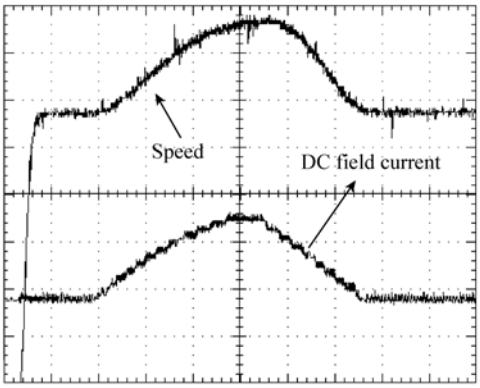


Speed (450 r/min/div), Current (1.5 A/div), Time (2.5 s/div)

(b)

图 22　不同励磁电流给定下速度响应

(a) 仿真; (b) 实验



Speed (450 r/min/div), Current (1.5 A/div), Time (2.5 s/div)

图 23　励磁电流连续给定下速度响应

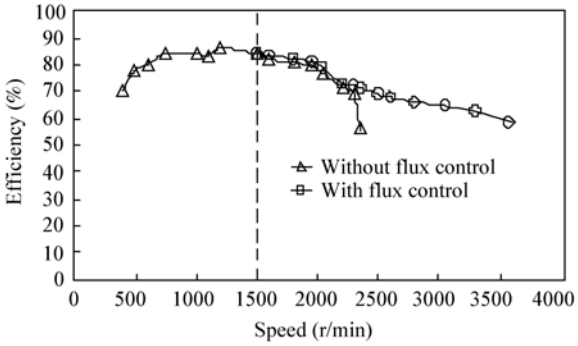


图 24　电机的实测不同速度下的效率分布

在深度弱磁区(大于 2 倍基速), 在某一运行点的效率远低于额定速度下的效率, 但从能量效率的角度来说, 该电机在较宽的调速范围内保持了较高的能量效率, 即对应电动汽车一次充电, 能获得更长的续行里程. 受实验条件等限制, HEDS 电机原型样机功率等级较小, 但实际应用于电动汽车的电机功率一般远大于原型样机的功率, 因此, 实际运行过程中的能量效率在数值上也将远高于实验条件下的能量效率, 而成本将明显减低.

6　结论

本文对所提出的新型 12/8 极定子永磁型 HEDS 电机进行了设计、分析与控制. 理论上, 建立了电机的数学模型, 详细推导了电机的功率输出方程和尺寸方程, 推导出电机永磁体用量、电励磁绕组安匝数以及磁场调节能力之间的关系, 并推导出电机最大调速范围与电机磁场调节能力之间的一般关系, 为该类新型电机的初步设计提供了一个切实可行的方法. 采用 3D“一步法”对电机磁链、电感以及反电势等电磁性能进行了分析. 样机的实验结果验证了理论分析和设计方法的正确性, 同时表明:

1) 该类定子永磁型 HEDS 电机通过在定子上引入电励磁绕组和永磁体, 不仅结构紧凑, 同时保留了定子永磁型电机功率密度大、效率高、转子结构简单等优点;

2) 引入“混合励磁”思想, 增加电励磁绕组, 能有效拓展该电机的调速范围, 通过电枢电流和电励磁电流的协调控制, 能实现电机在较宽的速度区间内具有较高的能量效率, 在电动汽车领域具有良好的应用前景;

3) 提出的电机设计方法, 特别是永磁体尺寸、电励磁安匝数、电机调速范围以及最大转速之间的一般关系的推导, 也为其他定子永磁型电机解决调速范围较窄这一具有共性的难点提供了方法和有益的思路.

参考文献

1 Liao Y, Liang F, Lipo T A. A novel permanent-magnet motor with doubly-salient structure. IEEE Trans Ind Appl, 1995, 31(6): 1069—1078

2 Zhu Z Q, Chen J T, Pang Y, et al. Analysis of a novel multi-tooth flux-switching PM brushless ac machine for high torque direct-drive applications. IEEE Trans Magn, 2008, 44(11): 4313—4316

3 Boldea I, Zhang J, Nasar S A. Low-speed flux-reversal machines: Pole-face versus inset PM stators. Electr Power Comp Syst, 2008, 31(8): 805—816

4 Lipo T A, Aydin M. Field weakening of permanent magnet machines-design approaches. In: EPE Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 04). Riga: Institute of Industrial Electronics and Electrical Engineering, Riga Technical University, 2004

5 Zhao W, Cheng M, Zhu X, et al. Analysis of fault-tolerant performance of a doubly salient permanent-magnet motor drive using transient cosimulation method. IEEE Trans Ind Electron, 2008, 55(4): 1739—1748

6 Chan C C, Chau K T. Modern Electric Vehicle Technology. Oxford: Oxford University Press, 2001

7 Zhu Z Q, Howe D. Electrical machines and drives for electric, hybrid and fuel cell vehicles. Proc IEEE, 2007, 95(4): 746—765

8 郭伟, 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的结构与电磁参数关系分析. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 124—128

9 Jahns T M. Flux weakening regime operation of an interior permanent-magnet motor drive. IEEE Trans Ind Appl, 1987, 23(4): 681—689

10 Xu L, Zhen L, El-Antably A. A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation. IEEE Trans Ind Appl, 1995, 31(2): 373—378

11 赵争鸣, 白华, 袁立强. 高压大容量变频调速系统关键技术分析与研究. 中国科学 E 辑: 技术科学, 2009, 39(3): 394—401

12 程明, 周鹗. 新型分裂绕组双凸极变速永磁电机的分析与控制. 中国科学 E 辑: 技术科学, 2001, 31(3): 228—237

13 Cheng M, Fang Y, Chau K T. Design and analysis of a novel stator-doubly-fed doubly salient motor for electric vehicles. J Appl Phys, 2005, 97(10): 10Q508-1—3

14 王群京, 陈军, 姜卫东, 等. 一种新型混合励磁爪极发电机的建模和计算. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 67—70

15 Tapia J A, Leonardi F, Lipo T A. Consequent-pole permanent magnet machine with field weakening capability. IEEE Trans Ind Appl, 2003, 39(6): 1704-1709

16 Zhang Z, Yan Y, Yang S, et al. Principle of operation and feature investigation of a new topology of hybrid excitation synchronous machine. IEEE Trans Magn, 2008, 44(9): 2174—2180

17 Yang C, Lin H, Guo J, et al. Design and analysis of a novel hybrid excitation synchronous machine with asymmetrically stagger permanent magnet. IEEE Trans Magn, 2008, 44(11): 4353—4356

18 Zhu X, Chau K T, Cheng M, et al. Design and control of a flux-controllable stator-PM brushless motor drive. J Appl Phys, 2008, 103(7): 07F134-1—3

19 朱孝勇, 程明, 花为, 等. 新型混合励磁双凸极永磁电机磁场调节特性分析及其实验研究. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 90—95

20 夏长亮, 修杰. 基于RBF神经网络非线性预测模型的开关磁阻电机自适应PID控制. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 57—62

21 Hao S H, Zheng W F, Hao M H, et al. Research on closed-loop simulation system for digital AC servo system. Sci China Ser E-Tech Sci, 2009, 52(7): 1830—1837