无轴承磁通切换电机直接悬浮力控制原理及实现

吴国中，陆冬，丁强

（南京工业职业技术学院 电气工程学院，江苏 南京 210023）

摘要：无轴承磁通切换电机因转子结构简单、热退磁风险低等优点日益受到学界关注。以磁通切换电机无轴承运行为研究目标，在建立12/10结构磁通切换电机悬浮力模型的基础上，将直接转矩控制思想移植到无轴承磁通切换电机悬浮力控制策略中，从理论上推导直接悬浮力控制策略适用于该电机类型的可行性。最后在一台原理样机上通过实验验证直接悬浮力控制的正确性。

关键词：无轴承；磁通切换；悬浮力模型；直接悬浮力控制

中图分类号：TM355 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd20048

Principle and Implementation of Direct Levitation Force Control for Bearingless Flux-switching Motors

WU Guozhong，LU Dong，DING Qiang

（*School of Electrical Engineering*，*Nanjing Institute of Industry Technology*，*Nanjing* 210023，*Jiangsu*，*China*）

Abstract: Due to the advantages of simple rotor structure and low risk of thermal demagnetization，bearingless flux-switching permanent motor（BFSPM）has attracted scholars′ great attention. The principle of 12/10 structure BFSPM was studied. Firstly，the mathematical model of suspension force was established by FEA. Based on that，the idea of direct torque control was transplanted into the suspension force control strategy. The feasibility of direct suspension force control was proved by theoretical deduction. Finally，the validity of direct levitation force control was verified by experiments on a prototype.

Key words: bearingless；flux-switching；levitation force model；direct levitation force control

无轴承电机由于转子磁悬浮的特点，与传统电机相比，具备许多特殊的优点。例如，在生命医疗、半导体等行业，无轴承电机作为一种微型电动机密封泵，对洁净液体的传输驱动具有重要价值[1-4]。在飞轮储能方面，由于无轴承电机无机械磨损，更容易实现超高速运行。但传统转子永磁型无轴承电机由于永磁体位于转子，高速运行时高频铁损会导致永磁体发生热退磁，限制了其应用场合。

无轴承磁通切换电机（bearingless flux-switching permanent motor，BFSPM）作为一种定子永磁式电机，更容易实现永磁体散热，因而鲁棒性更高，更具备高转速应用潜力，受到学界关注[5-8]。

目前，关于BFSPM研究的文献多集中于优化本体结构方面[9-10]，针对悬浮力控制研究较少。由于BFSPM的特殊齿槽结构，其悬浮力特性较传统无轴承电机结构更为复杂[11-15]，因此BFSPM的悬浮力控制策略需要深入研究。

本文在研究BFSPM悬浮力产生原理过程中发现，尽管BFSPM定转子凸极结构与传统无轴承电机有所区别，但其悬浮力控制本质上也是对悬浮绕组中合成磁链幅值和方向进行控制，与转矩控制具有相似性，可以借鉴直接转矩控制的思想。本文从理论上分析通过对悬浮磁链的控制可达到直接控制悬浮力的目的，证明了直接悬浮力控制策略（direct force control，DFC）应用于BFSPM中的可行性。最后，在一台样机实验验证了直接悬浮力控制的正确性。

基金项目：江苏省风力发电工程技术中心开放基金项目（ZK16-03-05）

作者简介：吴国中（1974—），男，硕士研究生，副教授，Email：2003100322@niit.edu.cn

1 悬浮力原理

本文以12/10结构磁通切换电机为例探究BFSPM悬浮力产生的原理，电机结构如图1所示。电机定子由12块C形硅钢铁心以及永磁体构成，永磁体沿圆周方向充磁且相邻永磁体的充磁方向相反；电机转子为10极凸极结构且转子上无永磁。鉴于BFSPM转矩产生机理与传统磁通切换电机相同本文不展开分析，仅对悬浮力产生机理做深入分析。

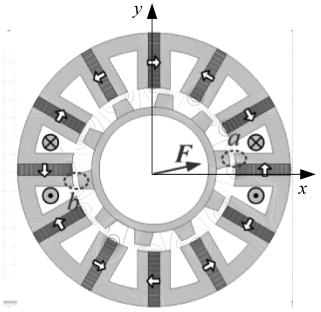

图1 磁密分布

Fig.1 Distribution of flux density

为打破气隙磁场的对称性产生可控径向力，径向相对齿的悬浮线圈按图1所示正向串联，形成A相悬浮绕组（B相，C相悬浮绕组连接方式类似且与A相绕组空间互差120°）。为突出悬浮控制磁场与永磁磁场相互作用产生可控悬浮力的本质原因，图1给出相对两个齿上绕组电流对气隙磁密的影响。可以看出，当绕组中注入电流后，区域a的磁通密度得到加强，而区域b的磁密被削弱，产生径向力F并指向磁密加强侧。

图2分别给出0 A和3 A悬浮电流作用时气隙径向磁密分布情况，可以看出，当悬浮绕组通入电流会对气隙磁密分布产生显著影响。区域a对应的磁通密度从−0.5 T增加至−0.8 T，而区域b的磁密从−0.5 T削弱到了−0.2 T，其余的一些角度，如π/4处等，也受到悬浮磁场影响而产生不对称。

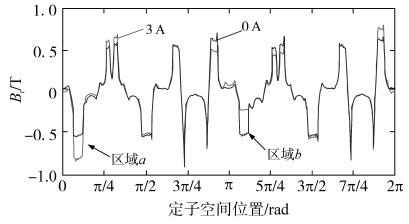

图2 绕组电流对磁密分布的影响

Fig.2 Effect of winding current on flux density distribution

根据气隙磁密分布，利用麦克斯韦力张量公式，理论上可以计算悬浮力的大小：

$$\sigma_s=\frac{\mu_{Fe}-\mu_0}{2\mu_{Fe}\mu_0}(B_n^2+\mu_{Fe}\mu_0 H_t) \tag{1}$$

式中：σ_s为铁磁介质和气隙交界处单位面积麦克斯韦力的大小；B_n为垂直于不同介质交界面的磁感应强度；H_t为交界面的切向磁场强度；μ_0，μ_{Fe}分别为空气以及硅钢片的相对磁导率。

然而，BFSPM电机定子齿槽结构造成气隙磁密畸变，通过磁路法解析气隙磁密再结合式(1)计算悬浮力的过程较为复杂。因此本文利用有限元分析进行后续验证。图3为悬浮绕组注入单位恒定电流时，转子从零位置（即转子齿正对x轴）旋转36°机械角度过程中悬浮力变化曲线。

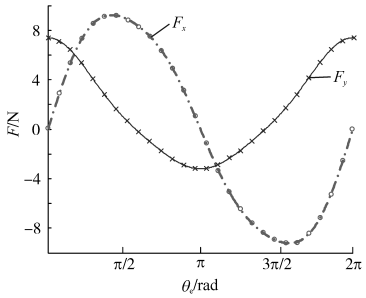

图3 悬浮力随转子角度变化曲线

Fig.3 Levitation forces versus rotor position

可以看出，当悬浮电流恒定时，x和y方向悬浮力与转子位置角间近似为正弦、余弦关系。由于电流本质上反映的是绕组磁链大小，因此在忽略谐波和磁场饱和效应时，根据图3的结果可将A相绕组内单位磁链悬浮力表达式近似写为

$$\begin{cases}F_{na}=k_n\sin\theta_e\\F_{ta}=k_0+k_t\cos\theta_e\end{cases} \tag{2}$$

式中：F_{na}为该相绕组在其轴线上的产生的悬浮力分量大小；F_{ta}为在垂直于绕组轴线方向的悬浮力分量（对于图1中的绕组，即为x和y方向）；k_n，k_t为A相绕组单位磁链产生的悬浮力幅值；k_0为直流分量；θ_e为转子位置电角度。

2 磁链模型及控制策略

2.1 绕组配置

根据绕组对称分布的原则，可以将图1中的悬浮绕组拓展为三相，在空间上呈120°分布，如图4中的A，B，C绕组所示。U，V，W绕组为转矩绕组，其配置方式与传统磁通切换电机的绕组配置相同。

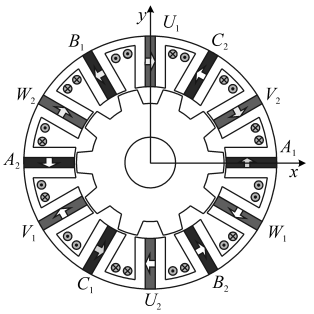

图4　12/10 BFSPM拓扑结构示意图

Fig.4　Diagram of topological structure of 12/10 BFSPM

2.2　悬浮力磁链模型

由于B相、C相与A相绕组间呈120°的对称分布,因此可根据式(2)直接写出该两相绕组悬浮力在其各自绕组轴线方向和其垂直方向的分量如下:

$$\begin{cases} F_{nb}=k_n\sin(\theta_e-2\pi/3) \\ F_{tb}=k_0+k_t\cos(\theta_e-2\pi/3) \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} F_{nc}=k_n\sin(\theta_e-2\pi/3) \\ F_{tc}=k_0+k_t\cos(\theta_e-2\pi/3) \end{cases} \tag{4}$$

式中:F_{nb},F_{nc}分别为B相、C相绕组在其轴线上的产生的悬浮力分量大小;F_{tb},F_{tc}为B相、C相绕组在垂直于各自绕组轴线方向产生的悬浮力分量。

进一步对三相悬浮力做矢量合成,可得到下式:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} F_{na} & -\dfrac{F_{nb}+\sqrt{3}F_{tb}}{2} & \dfrac{-F_{nc}+\sqrt{3}F_{tc}}{2} \\ F_{ta} & \dfrac{\sqrt{3}F_{nb}-F_{tb}}{2} & -\dfrac{\sqrt{3}F_{nc}+F_{tc}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中:F_x,F_y为三相合成悬浮力在x和y方向的投影;Ψ_a,Ψ_b和Ψ_c分别为三相悬浮绕组磁链。

将式(2)~式(4)代入式(5)化简后可得:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix}=\Psi_s\begin{bmatrix} -q\sin\theta_s \\ q\cos\theta_s \end{bmatrix}+\Psi_s\begin{bmatrix} p\sin(\theta_s+\theta_e) \\ p\cos(\theta_s+\theta_e) \end{bmatrix} \tag{6}$$

其中　　$p=3(a_1+b_1)/4$　$q=3b_0/2$

式中:Ψ_s为悬浮绕组的合成磁链幅值;θ_s为合成磁链的相角;b_0为单位悬浮电流产生的悬浮力的直流位置;a_1,b_1为单位悬浮电流产生的悬浮力幅值,其中a_1对应F_x,b_1对应F_y。

利用Clark变换,将磁链分解至α,β轴:

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix}=\Psi_s\begin{bmatrix} \cos\theta_s \\ \sin\theta_s \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中:Ψ_α,Ψ_β分别为三相合成磁链在两相静止坐标下的投影。

将式(7)代入(6)可以得到:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix}=q\begin{bmatrix} -\Psi_\beta \\ \Psi_\alpha \end{bmatrix}+p\begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Psi_\beta \\ \Psi_\alpha \end{bmatrix} \tag{8}$$

由式(8)可知,悬浮力控制本质是对悬浮磁链的控制。通过控制α,β轴悬浮磁链可实现对悬浮力的控制。α,β轴磁链又可通过控制对应电压矢量实现。因此需要进一步推导悬浮力与电压矢量间的关系。

2.3　直接悬浮力控制

对式(8)做离散化处理后可得任意k时刻的悬浮力表达式:

$$\begin{bmatrix} F_x(k) \\ F_y(k) \end{bmatrix}=q\begin{bmatrix} -\Psi_\beta(k) \\ \Psi_\alpha(k) \end{bmatrix}+p\begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Psi_\beta(k) \\ \Psi_\alpha(k) \end{bmatrix} \tag{9}$$

考虑任意k+1时刻与k时刻的状态变化,如图5所示,对前后拍作差,可以得到悬浮力的变化量和磁链变化量的关系为

$$\begin{bmatrix} \Delta F_x \\ \Delta F_y \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -q+p\cos\theta_e & p\sin\theta_e \\ -p\sin\theta_e & q+p\cos\theta_e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta\Psi_\beta \\ \Delta\Psi_\alpha \end{bmatrix} \tag{10}$$

由于控制系统需要对控制目标悬浮力的偏差来对控制量磁链作调整,因此对式(10)求逆可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta\Psi_\beta \\ \Delta\Psi_\alpha \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} m+n\cos\theta_e & -n\sin\theta_e \\ n\sin\theta_e & -m+n\cos\theta_e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta F_x \\ \Delta F_y \end{bmatrix} \tag{11}$$

其中　　$m=q/(p^2-q^2)$　$n=p/(p^2-q^2)$

考虑定子电阻上的压降,每个控制周期内的磁链变化与电压间关系式为

$$\begin{cases} u_\alpha^*=\Delta\Psi_\alpha+R_si_\alpha \\ u_\beta^*=\Delta\Psi_\beta+R_si_\beta \end{cases} \tag{12}$$

式中:R_s为定子绕组电阻;i_α,i_β为α,β轴电流大小;u_α^*,u_β^*为α,β轴设定电压。

将式(12)代入(11)可得到悬浮力的控制模型:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} m+n\cos\theta_e & -n\sin\theta_e \\ n\sin\theta_e & -m+n\cos\theta_e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta F_x \\ \Delta F_y \end{bmatrix}+R_s\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{13}$$

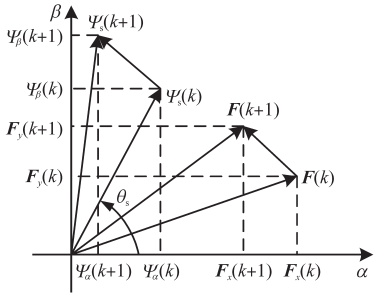

图5 悬浮力和磁链矢量图

Fig.5 Vector diagram of levitation force and flux linkage

3 实验验证

为了验证DFC策略在BFSPM中理论分析的正确性，在一台原理样机上搭建了基于DSP28335的硬件控制系统，并进行相关实验验证。原理样机参数为：转子质量0.2 kg，转子位移刚度-28.5 N/mm，悬浮绕组单相电感5.91 mH，悬浮绕组相电阻0.56 Ω，转矩绕组d轴电感4.1 mH，转矩绕组q轴电感3.5 mH，永磁磁链0.12 Wb。

电机控制系统框图如图6所示。图6中，x^*和y^*分别为径向位移设定值，与位移传感器反馈信号作差后，通过PID调节得到设定悬浮力。悬浮力的反馈通过悬浮力观测器得到。首先考虑定子电阻上的压降，对电压作积分得到α轴和β轴的磁链，并进一步根据悬浮力模型式(8)得到观测的悬浮力。由于电压积分型磁链观测器纯积分环节容易受到直流偏置影响导致偏差，在实验中采用了一阶低通滤波器取代纯积分环节。给定悬浮力与观测悬浮力作差后得到所需悬浮力的变化量，根据式(13)计算得到所需给定电压量，并采用SVPWM算法实现对电压的调制，通过逆变器输出给定电压。

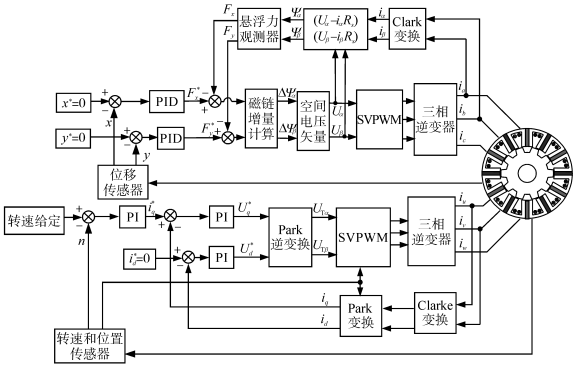

图6 无轴承磁通切换电机系统控制框图

Fig.6 Control block diagram of the BFSPM

电机转速控制与传统的永磁电机相同，采用i_d=0的矢量控制。转速给定与传感器的反馈转速作差后，经过PI模块得到设定的转矩电流，d，q轴电流的设定值与反馈值作差后得到设定的电压，并通过Park逆变换将电压转换至静止坐标系下，通过空间矢量调制算法输出PWM波对三相逆变器进行控制。

图7为无轴承磁通切换电机转子静止状态下起浮时的位移波形。初始时，转子位于(1 mm，-2 mm)位置，即机械限位位置。启动后，在位移闭环的作用下，转子迅速往中心的零位运动。经过了约70 ms后，转子稳定在零位，实现了稳定悬浮。

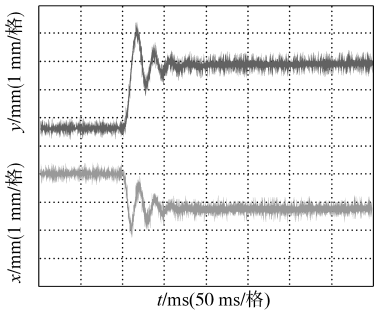

图7 BFSPM静止起浮径向位移波形

Fig.7 Radial displacement waveform of BFSPM when levitating from touch-down position

图8为电机在加速的过程中，由于转子质量存在轻微不平衡，径向x和y方向受到离心扰动力的作用，该扰动力与电机转速同频，因此位移的控制受其影响效果有所降低，位移的波动增大。但转子并未因此失稳而发散，位移的波动控制在±20 μm间。

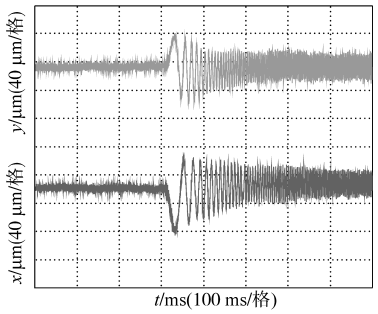

图8 BFSPM加速过程中的位移波形

Fig.8 Displacement curves in acceleration of the BFSPM

4 结论

本文以无轴承磁通切换电机为研究对象，通过有限元对其工作原理以及数学模型做了深入的研究。在此基础上，本文通过借鉴了传统电机控制中直接转矩控制的思想，提出了适用于无轴承磁通切换电机的直接悬浮力控制算法。通过理论论证了直接悬浮力控制在BFSPM这种新型无轴承电机上的可行性，并在原理样机上通过实验验证了算法的正确性。实验结果表明，该控制算法可以实现BFSPM在静态和动态下的稳定悬浮。

参考文献

[1] 孙宇新，钱忠波. 无轴承异步电动机悬浮子系统独立鲁棒控制方法研究[J]. 电工技术学报，2016，31(7)：57-64.

（下转第39页）

有限带宽问题并保持了系统性能。同时，阻尼电流仅取决于直流电压，因而结构简单，鲁棒性强。最后，实验结果验证了所设计的主动阻尼控制方案的有效性。

参考文献

[1] Jung H S, Chee, S J, Sul S K, *et al*. Control of three-phase inverter for ac motor drive with small DC-link capacitor fed by single-phase AC source[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2):1074-1081.

[2] 罗慧，陈威龙，尹泉.无电解电容永磁同步电机驱动系统控制策略综述[J].电气传动，2019，49(4)：11-18.

[3] 霍军亚，王高林，赵楠楠，等.无电解电容电机驱动系统谐振抑制控制策略[J].电工技术学报，2018，33(24)：5641-5648.

[4] 张国柱，徐殿国，朱良红，等.高功率因数无电解电容电机驱动系统电流控制策略[J].电机与控制学报，2018，22(1)：100-106.

[5] Lee W J, Sul S K. DC-link voltage stabilization for reduced DC-link capacitor inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2014，50(1)：404-414.

[6] 尹泉，吴根平，罗慧，等.无电解电容逆变器永磁同步电机驱动系统控制研究[J].电气传动，2015，45(7)：3-6.

[7] Mohamed A R I, Radwan A A A, Lee T K. Decoupled reference-voltage-based active DC-link stabilization for PMSM drives with tight-speed regulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12)：4523-4536.

[8] 张超，胡鑫，朱孝勇，等.基于预测控制的无电解电容功率变换器电机驱动系统[J].电工技术学报，2018，33(24)：5649-5658.

[9] GBT 14549—1993. 电能质量公用电网谐波[S]. 北京：北京标准出版社，1994.

收稿日期：2019-05-10
修改稿日期：2019-06-14

（上接第14页）

[2] 李权，贾红云，徐放，等. 双绕组定子永磁型无轴承电机设计[J]. 微特电机，2017，45(1)：15-18.

[3] 张松. 一种用于小型水泵的无轴承电机磁悬浮性能分析[J]. 电机与控制应用，2016，43(12)：53-57.

[4] 程帅，姜海博，黄进，等. 基于滑模观测器的单绕组多相无轴承电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报，2012，27(7)：71-77.

[5] 李权，贾红云，徐放，等. 双绕组定子永磁型无轴承电机设计[J]. 微特电机，2017，45(1)：15-18.

[6] Qiang D, Ni T, Wang X, *et al*. Optimal winding configuration of bearingless flux-switching permanent magnet motor with stacked structure[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018，33(1)：78-86.

[7] Radman K. Control design of a bearingless flux-switching slice drive[C]//2014 6th European Embedded Design in Education & Research Conference. (EDERC)，2014.

[8] Zhao C，Zhu H. Design and analysis of a novel bearingless flux-switching permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017，64(8)：6127-6136.

[9] 马俊婷. 无轴承磁通切换电机设计与及其悬浮控制[D]. 福州：福州大学，2015.

[10] 史乐乐. 无轴承磁通切换电机控制系统研究[D]. 南京：东南大学，2017.

[11] 孙宇新，吴昊洋，施凯，等. 新型双绕组无轴承磁通切换永磁电机的设计与分析[J]. 排灌机械工程学报，2017，35(12)：1096-1104.

[12] 王晓琳，倪拓成，丁强，等. 一种新型无轴承磁通切换电机原理及其实现[J]. 中国电机工程学报，2017，37(12)：3612-3620.

[13] Ni T, Wang X, Ding Q, *et al*. Novel structure of bearingless flux-switching motor for improvement of levitation force characteristics[C]// IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference，2016：1929-1933.

[14] Qiang D, Ni T, Wang X, *et al*. Analysis of winding forms for bearingless flux-switching PM motor with U-core stator laminations[J]. Electric Power Components & Systems，2018，45(2)：1-9.

[15] Gruber W, Radman K, Schob R T. Design of a bearingless flux-switching slice motor[C]//2014 International Power Electronics Conference. 2014.

收稿日期：2019-03-19
修改稿日期：2019-04-20