

一种新型异极径向混合磁轴承参数设计及性能分析*

朱焜秋, 邵嘉葳

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 为了提高现有的径向混合磁轴承在单位体积内产生的悬浮力大小以及降低磁轴承制造成本, 设计了一种新型异极径向混合磁轴承。与现有磁轴承相比, 该磁轴承具有结构紧凑、体积小、单位承载力大和功耗低等特点。首先分析了该磁轴承工作原理, 并运用经典的等效磁路法建立了数学模型。据此数学模型分析了该磁轴承的最大承载力, 同时给出了磁轴承参数设计方法。然后采用有限元仿真分析的方法和稳定悬浮及扰动试验对该磁轴承的相关参数和性能进行了分析及试验验证。仿真和试验结果表明: 该新型径向混合磁轴承可产生的悬浮力大, 悬浮力与电流以及转子位移的线性程度高, 可达到设计要求。

关键词: 异极磁轴承; 混合磁轴承; 参数设计; 电磁分析

中图分类号: TM 301 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)12-0058-08

A Novel Type of Heterpolar Radial Hybrid Magnetic Bearing Parameter Design and Performance Analysis*

ZHU Huangqiu, SHAO Jiawei

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: In order to improve the suspension forces within the unit volume produced by radial hybrid magnetic bearing and reduce its manufacturing cost, a novel type of heterpolar radial hybrid magnetic bearing was presented. Compared with the existing magnetic bearing, this magnetic bearing's structure was compact, volume was smaller, the suspension forces was large within the unit volume, low power consumption and another characteristic. Firstly, the working principle of the novel bearing was analyzed. Then the mathematic model of the bearing was established by the equivalent magnetic circuit method. Therefore, the maximum load capacity of the bearing was listed. Finally, performance of proposed bearing was verified by finite element simulation, finite element analysis and experiment. Results of simulation and experiment had show that this bearing produce the levitation force was large, the linear degree of levitation force with current and rotor displacement was high.

Key words: heterpolar magnetic bearing; hybrid magnetic bearing; parameter design; electromagnetic analysis

0 引言

磁轴承的工作原理是控制转子在整个轴承中所受到的电磁力, 使转子在与定子间的气隙中达

到悬浮的状态。因为整个转子在空中悬浮, 与定子间无任何触碰, 所以通常磁轴承都具有无损耗、高转速、高可控性、维护成本低等优势^[1]。磁轴承的分类方式有很多种, 按驱动电流的类型可分为

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51675244); 江苏省重点研发计划(BE2016150); 江苏省“333工程”资助项目(2014); 江苏省“青蓝工程”资助项目(2014)

作者简介: 朱焜秋(1964—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为无轴承电机结构及控制、磁悬浮轴承支高速电机传动系统、新能源及电力电子应用技术、电机及运动控制。

邵嘉葳(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为磁悬浮轴承结构及其控制研究。

直流式和交流式两种。一般常见的直流径向磁轴承都采用四磁极或八磁极机械结构,且同时径向的两个自由度的正方向和负方向分别需要有功率放大器对其进行驱动。但是通常功率放大器的制造成本相对偏高、体积相对较大,而且效率偏低^[2-5]。与之不同的是交流式磁轴承通常采取三相交流功率逆变器(简称三相逆变器)对整个轴承进行驱动,只需采用一个三相逆变器即可对径向两个自由度进行驱动,并且相比于功率放大器,三相逆变器具有应用技术更加成熟完善、价格相对便宜、稳定性高、整体体积也相对较小等优点^[6-9]。然而现有的采用三相逆变器驱动的混合磁轴承也存在一定的缺陷,其通常采用同极型结构,而同极型磁轴承轴向长度大^[10],因此体积难以缩小,限制了其应用范围。根据相关文献报道,以往有研究采用交流电控制多极异极式磁轴承。相对于同极式三极混合磁轴承,异极型磁轴承采用一个定子片的机械结构,大大缩短轴向长度,为缩小轴承的体积提供了改进的空间。本文在秉承上述磁轴承优点的基础上,结合了磁通切换电机单位体积内气隙磁密大的优点并参考其机械机构,提出了一种新型异极式结构的径向二自由度交流混合磁轴承。与传统的径向二自由度混合磁轴承相比,本文所设计的新型径向混合磁轴承不仅可以进一步减小功耗,还可采用三相功率逆变器驱动。该磁轴承采用异极型单片式结构,可更大程度地缩小使用体积,偏置磁通密度大且更加易于控制和便于加工。

1 新型磁轴承的结构及数学模型

1.1 基本结构与工作原理

如图1所示,为新型径向混合磁轴承的整体结构平面图。最外围采用一个环形定子铁心,定子铁心圆环内缘有12个径向截面均为矩形的定子磁极。径向定子铁心圆环的内表面紧密贴合径向定子磁极。12个定子磁极中有6个定子磁极中间留有一个槽放置永磁体(放置永磁体的定子磁极两两不相邻),6个绕制控制线圈。永磁体为长方体形状放置在定子磁极中,永磁体的轴向厚度与径向定子轭的轴向厚度相等。

其工作原理简述如下:当转子处于平衡位置时(所有永磁体在转子上产生的磁场力的合力为

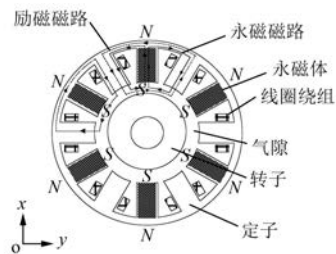


图1 新型径向混合磁轴承结构平面图

零)^[11],永磁磁路路径为:设永磁磁通于+Y方向上永磁体的N极径向朝外出发,此时永磁磁通分成两路。一路在定子轭穿中向右继续前进,再进入永磁体右边的定子磁极并穿过,到达定子与转子间的气隙之后,返回永磁体的S极;另一路磁通也在定子轭中向左前进,进入永磁体左边的定子磁极并穿过,在到达定子与转子间的气隙之后返回永磁体S极。两路磁通可构成闭合回路。电励磁磁路路径为:从+Y左侧方向上的定子磁极出发,经过转子与定子间的气隙之后达到转子,此时励磁磁通也分为两路。其中一路经-X方向的定子磁极,再经过定子轭回到+Y左侧方向的定子磁极;而另一路则经+Y右侧方向上的定子磁极,再经过定子轭返回+Y左侧方向的定子磁极,最终构成闭合回路。

定子与转子间的气隙通入磁场,使定子与转子间产生麦克斯韦力,从而产生使转子运动的悬浮力。径向磁轴承的磁通分为偏置磁通与控制磁通。偏置磁通由永磁体的外表面流出,经过轴向定子、轴向气隙、转子、径向气隙、径向定子,然后流回永磁体内表面,同时产生径向偏置磁通。径向控制磁通在径向定子、径向气隙和转子中形成回路,控制磁通由控制线圈产生,以B1、B2相磁极为例,B1、B2控制线圈相互串联,且当通入正向电流时,在B1的径向气隙中与偏置磁通叠加,B2抵消,从而产生沿B1磁极方向的径向悬浮力。当磁轴承受到径向外扰动力时,转子偏离平衡位置,位移传感器检测出转子的偏移量并反馈至控制器,控制器计算出转子的偏移量 x 与 y 。经过PID调节将其转换为控制电流信号,再通过电流跟踪型逆变器将其变换为三相控制电流^[9],使得三相绕组中控制电流所产生的单极磁通指向与转子偏移量相反的方向,从而产生径向悬浮力,将转子拉回平衡位置。

1.2 新型磁轴承的磁路分析

按照图1中所显示的轴承结构平面图进行磁

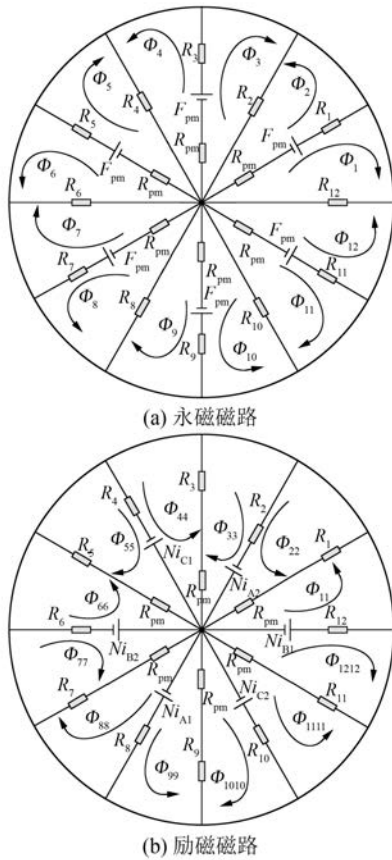


图2 新型径向混合磁轴承中永磁磁路与励磁磁路的分析

场分析,可得到如图2所示的磁路分析图。

在图2(a)中 $R_1 \sim R_{12}$ 为磁轴承中定子与转子间各气隙处的空气磁阻, R_{pm} 是永磁体中的永磁磁阻, F_{pm} 是永磁体所产生永磁磁动势, $\Phi_1 \sim \Phi_{12}$ 为永磁磁路各个网孔的磁通。在图2(b)中, Ni 是所接入控制电流产生的电励磁磁动势(N 是线圈匝数, i_{A1} 、 i_{A2} 、 i_{B1} 、 i_{B2} 、 i_{C1} 、 i_{C2} 分别是由三相逆变器所通入的线圈电流), $\Phi_{11} \sim \Phi_{1212}$ 是励磁磁路中每一个网格中的合成磁通。

由图2(a),可将电路知识中的基尔霍夫定律类比到永磁磁路中进行计算,得出永磁磁路中每一个网格回路的磁通表达式: $\Phi_{pm} = F_{pm} / R_{pm}$ 。由图2(b),也能够通过磁路的基尔霍夫定律计算出电励磁磁路中每一个网格回路的磁通为: $\Phi_d = F_d / R_d$ 。根据以上两个算式即可计算出永磁磁路和电励磁磁路相结合而产生的合成磁通,再根据上述算式结合相关电路知识可求得

气隙处磁通密度。

根据磁路基尔霍夫定律可列出式(1):

$$\begin{cases} \Phi_{h1}R_1 + \Phi_{h1}R_2 + \Phi_{h1}R_{pm} + Ni_{B1} - F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h2}R_2 + \Phi_{h2}R_3 + \Phi_{h2}R_{pm} + Ni_{A2} + F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h3}R_3 + \Phi_{h3}R_4 + \Phi_{h3}R_{pm} + Ni_{A2} + F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h4}R_4 + \Phi_{h4}R_5 + \Phi_{h4}R_{pm} + Ni_{A1} + F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h5}R_5 + \Phi_{h5}R_6 + \Phi_{h5}R_{pm} + Ni_{A1} + F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h6}R_6 + \Phi_{h6}R_7 + \Phi_{h6}R_{pm} + Ni_{B2} + F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h7}R_7 + \Phi_{h7}R_8 + \Phi_{h7}R_{pm} + Ni_{B2} + F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h8}R_8 + \Phi_{h8}R_9 + \Phi_{h8}R_{pm} + Ni_{C1} - F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h9}R_9 + \Phi_{h9}R_{10} + \Phi_{h9}R_{pm} + Ni_{C1} - F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h10}R_{10} + \Phi_{h10}R_{11} + \Phi_{h10}R_{pm} + Ni_{C2} - F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h11}R_{11} + \Phi_{h11}R_{12} + \Phi_{h11}R_{pm} + Ni_{C2} - F_{pm} = 0 \\ \Phi_{h12}R_{12} + \Phi_{h12}R_1 + \Phi_{h12}R_{pm} + Ni_{B1} - F_{pm} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: Φ_{hk} ——各支路的网孔磁通($k=1,2,\dots,12$);

F_{pm} ——永磁体磁动势;

R_{pm} ——永磁体磁阻;

N ——控制线圈绕组的匝数;

R_k ——各支路气隙磁阻($k=1,2,\dots,12$)。

对式(1)求解可得出各支路中的网孔磁通,如式(2)所示。

$$\begin{cases} \Phi_{h1} = \frac{F_{pm} - Ni_{B1}}{(R_1 + R_2 + R_{pm})} & \Phi_{h2} = \frac{-F_{pm} - Ni_{A2}}{(R_2 + R_3 + R_{pm})} \\ \Phi_{h3} = \frac{-F_{pm} - Ni_{A2}}{(R_3 + R_4 + R_{pm})} & \Phi_{h4} = \frac{-F_{pm} - Ni_{A1}}{(R_4 + R_5 + R_{pm})} \\ \Phi_{h5} = \frac{-F_{pm} - Ni_{A1}}{(R_5 + R_6 + R_{pm})} & \Phi_{h6} = \frac{-F_{pm} - Ni_{B2}}{(R_6 + R_7 + R_{pm})} \\ \Phi_{h7} = \frac{-F_{pm} - Ni_{B2}}{(R_7 + R_8 + R_{pm})} & \Phi_{h8} = \frac{F_{pm} - Ni_{C1}}{(R_8 + R_9 + R_{pm})} \\ \Phi_{h9} = \frac{F_{pm} - Ni_{C1}}{(R_9 + R_{10} + R_{pm})} & \Phi_{h10} = \frac{F_{pm} - Ni_{C2}}{(R_{10} + R_{11} + R_{pm})} \\ \Phi_{h11} = \frac{F_{pm} - Ni_{C2}}{(R_{11} + R_{12} + R_{pm})} & \Phi_{h12} = \frac{F_{pm} - Ni_{B1}}{(R_{12} + R_1 + R_{pm})} \end{cases} \quad (2)$$

设 Φ_{A1} 、 Φ_{A2} 、 Φ_{B1} 、 Φ_{B2} 、 Φ_{C1} 、 Φ_{C2} 分别为绕有控制线圈的定子磁极气隙处的磁通,共6处:

$$\begin{cases} \Phi_{B1} = \Phi_{h1} + \Phi_{h12} \\ \Phi_{A2} = \Phi_{h2} + \Phi_{h3} \\ \Phi_{C1} = \Phi_{h4} + \Phi_{h5} \\ \Phi_{B2} = \Phi_{h6} + \Phi_{h7} \\ \Phi_{A1} = \Phi_{h8} + \Phi_{h9} \\ \Phi_{C2} = \Phi_{h10} + \Phi_{h11} \end{cases} \quad (3)$$

转子与定子控制磁极间气隙处所产生的径向悬浮力为

$$F = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 S} \quad (4)$$

式中: μ_0 ——真空磁导率;

σ ——气隙长度。

在 x 、 y 方向上产生的悬浮力表示为 F_x 和 F_y :

$$\begin{cases} F_x = \frac{\Phi_{c1}^2 + \frac{1}{2}\Phi_{c2}^2 + \frac{1}{2}\Phi_{c6}^2 - \Phi_{c4}^2 - \frac{1}{2}\Phi_{c3}^2 - \frac{1}{2}\Phi_{c5}^2}{2\mu_0\sigma} \\ F_y = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}\Phi_{c2}^2 + \frac{\sqrt{3}}{2}\Phi_{c3}^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}\Phi_{c5}^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}\Phi_{c6}^2}{2\mu_0\sigma} \end{cases} \quad (5)$$

2 新型磁轴承的参数设计

径向混合磁轴承的设计要求为:轴向最大承载力 $F_{\max} = 250 \text{ N}$; 饱和磁感应强度 $B_s = 0.8 \text{ T}$; 气隙为 0.3 mm 。

2.1 确定气隙磁通密度

当控制线圈不通电, 转子处于平衡位置时, 转子与定子间各气隙处的磁通分布是均匀的, 且该磁通的磁通密度等于由永磁体所提供的偏置磁感应强度, 为 B_0 。

以 B1、B2 相磁极为例, 当控制线圈通电时, 设通入电流为 I , 所产生的控制磁通为 KI 。此时, 气隙处的磁感应强度为 B_{sB1} 。当控制电流 $I = i_{\max}$ 时, $B_{sB1} = B_s$ 。

$$B_{sB1} = B_0 + KI \quad (6)$$

而 B2 相磁极处的磁感应强度为

$$B_{sB2} = B_0 - KI = 0 \quad (7)$$

据式(6)、式(7)可得

$$B_0 = \frac{B_s}{2} \quad (8)$$

有材料研究表明一般的软磁材料的饱和磁通

密度为 1.6 T , 故本文所取 B_s 的值为 0.8 T 。

2.2 磁轴承最大承载力的确定

以 B1 相磁极为例, 当 B1 相磁极通入最大控制电流 $i_{\max}$ 时, B1 相磁极气隙中磁感应强度为 B_s , 产生沿 B1 相磁极方向的最大悬浮力, 此时 B1 相磁极气隙中的磁通 $\Phi_{B1} = B_s S$ 。此时, B2 相磁极产生的力最小, 为零, 即 B2 相磁极中的磁感应强度为零。

由于采用三相逆变器驱动, 三相电流之和为零。当 B1 相通入最大控制电流, A1、C1 相的控制电流为最大控制电流的一半的负值, 即 $i_A = i_C = -\frac{1}{2}i_{\max}$ 。此时, 根据式(6)、式(7)和式(8)可得 A1、C1 相磁极中的磁通为

$$\Phi_{A1} = \Phi_{C1} = \frac{1}{4}B_s S \quad (9)$$

同理可得 A2、C2 相磁极中的磁通为

$$\Phi_{A2} = \Phi_{C2} = \frac{3}{4}B_s S \quad (10)$$

此时可求得 x 方向上的最大承载力为

$$F_{\max} = \frac{2B_s^2 S}{\mu_0} \quad (11)$$

2.3 定子磁极的永磁体磁极面积和气隙宽度的确定

磁极面积

$$S = \frac{F_{\max}\mu_0}{2B_s^2} \quad (12)$$

由式(12)可知, 给定轴承的最大承载力, 就可计算得出气隙处的磁极面积。已知最大承载力 $F_{\max} = 250 \text{ N}$, 故而可求得磁极面积:

$$S = \frac{125\mu_0}{B_s^2} \quad (13)$$

当整个磁轴承的最大承载力等于 250 N 时, 若气隙宽度 δ 增加时, 要使气隙磁通密度 B_0 维持不变, 在不改变控制电流的情况下只有增加控制线圈的最大安匝数 NI_m , 这势必需要增大控制线圈绕组的空间进行线圈绕制。虽然这样对加工精度要求有所降低, 但是也使得整个磁轴承的重量有所增加, 体积也会相对的增大; 如果要减小气隙宽度 δ , 虽然可以减小整个磁轴承的体积, 但是会对机械加工精度的要求大大提高。因此在一般机械工程上, 定子与转子间的气隙宽度 δ 取值为

0.15~0.3 mm。本文所设计的磁轴承的气隙宽度取值为 $\delta=0.3$ mm。

2.4 永磁体的参数设计

因为磁路与电路具有较高的相似性,而外部电路所接入的电阻决定了电源处于工作状态时的工作电流大小,因此同理可知整个永磁体工作点的磁通是根据永磁体外磁路所包含的全部磁阻所决定的:

$$\Phi_m = B_p S_m = \frac{H_c L_m}{R + R_0} \quad (14)$$

式中: B_p ——永磁体的工作点磁感应强度;

S_m ——永磁体的磁路断面积;

R ——外部磁路磁阻;

R_0 ——永磁体的内磁阻;

H_c ——永磁体的矫顽力;

L_m ——永磁体充磁方向长度。

若要最大程度上减小磁轴承的体积和重量,选用的永磁体材料应具有较高的饱和磁通密度。本文所选的永磁体材料为钕铁硼,其 $B-H$ 曲线可看作近似的直线^[5],满足

$$\begin{cases} F_c = 2F_m \\ \Phi_m = \frac{\Phi_r}{F_c} (F_c - F_m) \end{cases} \quad (15)$$

式中: F_c ——永磁体的矫顽磁动势;

Φ_m ——永磁体的外部磁路磁通;

Φ_r ——永磁体的剩余磁通。

根据永磁磁路进行推导所得的基本方程,再经过数学计算可得到方程 $\Phi_m = B_0 S$ (S 表示永磁体作为一个磁极的横截面面积)。根据式(6)和式(8)可以计算出 F_m ,结合式(15)可以求出永磁体的矫顽磁动势 F_c 和剩余磁通 Φ_r ,则永磁体的几何大小尺寸为

$$\begin{cases} h_{pm} = \frac{F_c}{H_c} \\ S_{pm} = \frac{\Phi_r}{B_r} \end{cases} \quad (16)$$

式中: h_{pm} ——永磁体的磁化方向长度;

S_{pm} ——永磁体的截面积;

B_r ——永磁体剩磁。

主要设计参数见表1。

表1 设计参数

参数名称	参数值
定子铁心外径 D_{s1}/mm	65
定子铁心内径 D_{s2}/mm	38.2
气隙宽度 δ/mm	0.3
定子铁心材料	Si-Fe
转子铁心外径 D_{r1}/mm	37.9
转子铁心内径 D_{r2}/mm	18
转子铁心材料	Si-Fe
线圈匝数/匝	100
永磁体材料	NdFeB
永磁体磁化方向长度 h_{pm}/mm	15.84
永磁体轴向长度 L_{pm}/mm	19.64
永磁体宽度 b_{pm}/mm	10.4

3 新型磁轴承仿真与分析

为了验证该新型磁轴承的磁通密度分布、受力情况等性能是否与理论研究相符合,根据表1中所列各项参数建立符合参数标准的新型磁轴承的三维场模型,采取有限元法利用仿真分析软件 ANSYS Maxwell 对该磁轴承的三维模型中磁通的分布和转子受力进行了仿真与分析。

在仿真软件 ANSYS Maxwell 中绘制如图3所示的该新型磁轴承的模型。

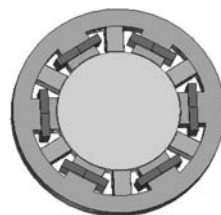


图3 新型径向混合磁轴承的模型图

图4是通过有限元仿真与分析所得新型径向混合磁轴承中控制线圈通电与不通电两种情况下磁通密度的分布图像。

图4(a)为控制线圈不接入电流的情况下仅是永磁磁通在磁轴承中的磁通分布情况。由图4(a)可以看出在 $+x$ 、 $-x$ 和 $+y$ 、 $-y$ 方向上,永磁磁通的分布是很均匀的。图4(b)为,控制线圈接入电流后产生的电励磁磁通与永磁磁通合成,产生的合成磁通在磁轴承中的磁通分布情况。从图4(a)、(b)中可以明显看出 $-x$ 方向上定子磁极以

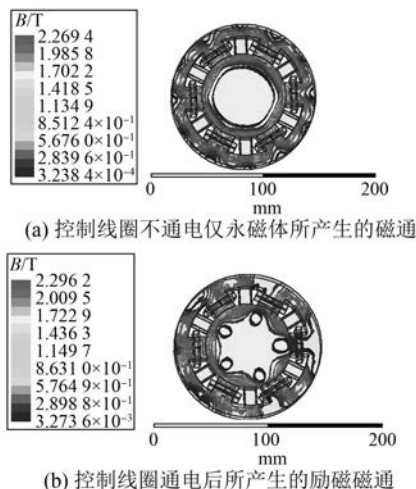


图4 新型径向混合磁轴承两种情况下的磁通密度分布

及定子轭处的磁通密度明显增加,而 $+x$ 方向上定子磁极、定子轭的磁通密度明显减小。这一仿真结果与理论分析的结果完全一致。

在仿真软件中设置激励 Ni_x 、 Ni_y 从 -200 At 变化到 200 At, 可将三相电流值进行 Clark 反变换计算, 得到磁轴承所产生的径向悬浮力和接入的径向控制电流之间的关系特性曲线, 如图 5 所示。图 5(a) 为在该磁轴承的 x 轴方向上所产生的径向悬浮力 F_x 与所通入的径向控制电流 i_x 、 i_y 之间的特性曲线关系。从图 5(a) 中可以看出, 径向悬浮力 F_x 与径向控制电流 i_x 之间呈较为良好的线性关系, 且 i_y 对 F_x 几乎不存在影响。图 5(b) 是在该磁轴承 y 轴方向上所产生的径向悬浮力 F_y 和所通入的径向控制电流 i_x 、 i_y 之间的关系特性曲线。从图 5(b) 中可以看出, F_y 与 i_y 之间也为线性关系, 并且不受 i_x 的影响。

在仿真软件中设置转子位移变量 d_x 、 d_y 从 -0.15 mm 变化到 0.15 mm。图 6 为磁轴承所产生的径向悬浮力与转子偏离平衡位置的位移量之间的关系特性曲线。图 6(a) 为 x 轴方向径向悬浮力 F_x 与转子偏离平衡位置的位移量 d_x 、 d_y 之间的关系特性曲线。从图 6(a) 中可以看出, 径向悬浮力 F_x 与转子位移量 d_x 之间呈较为良好的线性关系, 而且 d_y 对 F_x 几乎没有影响。图 6(b) 为磁轴承在 y 轴方向所产生径向悬浮力 F_y 与转子偏离平衡位置的位移量 d_x 、 d_y 之间的关系特性曲线。从图 6(b) 中可以看出, F_y 与 d_y 之间也为线

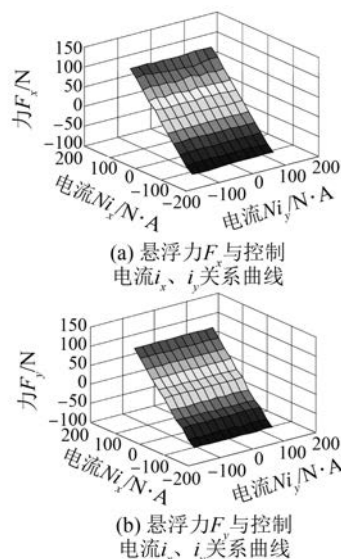


图5 径向悬浮力与控制电流之间的关系特性曲线

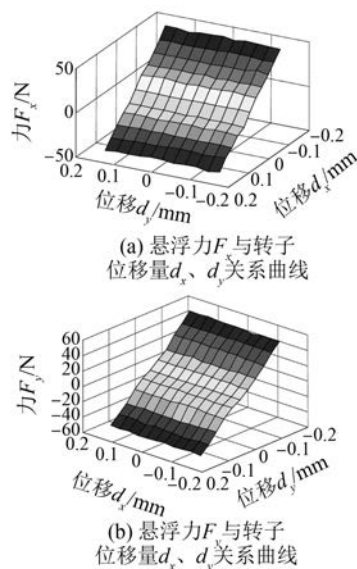


图6 径向悬浮力与转子位移量的关系特性曲线

性关系, 且 d_x 对 F_y 无影响。

4 试验验证与分析

本研究所设计的新型磁轴承为异极式径向混合磁轴承, 包含了径向两个自由度。该磁轴承支承起转轴一端, 再由另外一个三自由度的轴向混合磁轴承支承起转轴的另一端^[12], 两个轴承一起支承整个转子系统。该新型磁轴承的控制系统包含三大模块——由两个 PID 控制器构成的控制模块、电流跟踪型逆变器构成的功率放大模块、由两

个位移传感器构成的位移检测模块,以及样机本体组成。控制结构框图如图 7 所示。

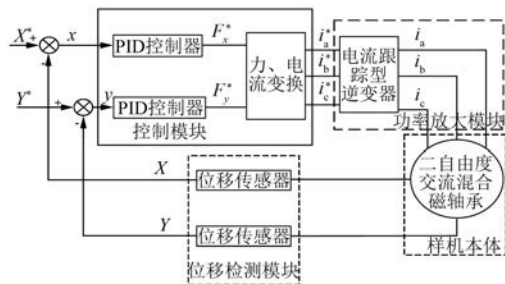


图 7 控制结构框图

以图 3 的仿真模型进行试验样机的设计(磁轴承样机的详细参数见表 1),如图 8 所示。采用分散 PID 分别对两个位置控制器进行控制。当比



图 8 试验样机

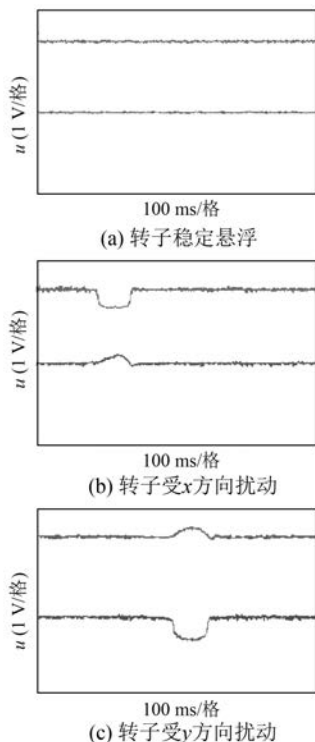


图 9 转子处于稳定悬浮状态和转子受到外扰力作用时 x 、 y 方向的位移曲线

例增益 $K_p=8$, 积分时间常数 $T_i=0.0084\text{ s}$, 微分时间常数 $T_d=0.0007\text{ s}$, 微分增益系数 $\gamma=0.03$ 时, 该轴承可达到稳定悬浮的状态。当转子处于稳定悬浮状态时, 分别在 x 、 y 方向上的位移曲线如图 9(a) 所示。图 9(a) 中显示, 转子在 x 和 y 方向上的位移波形均处于平衡位置(在 x 、 y 的接口电路的输出电压大小均为 1.5 V , 相对于中心位置也都为 0)时有微小的波动, 即证明实现了转子达到稳定悬浮的状态。

在转子达到稳定悬浮状态时, 即可开始进行扰动试验, 即在转子的某一方向施加一个外扰动力。扰动试验结果表明, 在外扰力分别作用在转子的 x 轴与 y 轴方向上时, 转子产生的位移变化如图 9(b) 和图 9(c) 所示。从图 9(b) 和图 9(c) 可以看出, 当转子受到分别来自 x 、 y 方向的扰动力作用时, 转子会偏离平衡位置; 当取消外扰力后, 转子可立刻返回平衡位置, 并继续维持稳定的悬浮状态。这表明该系统具有良好的鲁棒性。

5 结 语

提出了一种新型径向混合磁轴承的结构, 而且对该新型磁轴承进行了磁路分析以及详细的参数设计, 并采用经典的等效磁路法对该新型磁轴承进行了悬浮力数学模型的建立。

采取有限元法对该磁轴承中磁通密度分布和悬浮力与控制电流之间的关系特性实施仿真与分析。仿真分析所得到的磁通密度图、悬浮力与电流关系曲线也表明了所建立的数学模型是正确的, 对样机的参数设计也是合理的。

根据该磁轴承的设计参数设计样机本体, 并对样机进行稳定悬浮及抗外扰力试验。试验结果充分表明该系统可满足转子达到稳定悬浮状态的要求, 且具有抗干扰能力强、良好的鲁棒性以及稳定的动、静态性能等优点。

该轴承机械结构和磁路设计合理, 不仅拥有现阶段径向混合轴承功耗低、效率高等优点, 而且该新型磁轴承也可采用三相逆变器控制。三相逆变器相比于直流功率放大器具有造价更低、应用和生产技术也相对成熟且稳定可靠等优点, 可有效地降低磁轴承的制造成本。相较于一般采用逆变器驱动的三极混合磁轴承而言, 该轴承是异极式, 因此具有体积更小、空间更大、能耗更低等优

点。该轴承在用于高速率、低功耗的场合优势明显,具有十分广阔的应用前景。

【参考文献】

- [1] 朱焜秋,鞠金涛.三极磁轴承及其关键技术的发展综述[J].中国电机工程学报,2014,34(9): 1360-1367.
- [2] 朱焜秋,邓智泉,袁寿其,等.无轴承电机轴向定位混合磁轴承工作原理和参数设计[J].中国电机工程学报,2001,21(S): 20-24.
- [3] 朱焜秋,袁寿其,李冰,等.永磁偏置径向-轴向磁悬浮轴承工作原理和参数设计[J].中国电机工程学报,2002,22(9): 54-58.
- [4] REISINGER M, REDEMANN C, SILBER S, et al. Development of a low cost permanent magnet biased bearing [C] // 9th International Symposium on Magnetic Bearings, Kentucky, USA, 2004: 113-118.
- [5] ZHU H Q. Control system of magnetic bearings based on linear quadratic method of optimal control strategy [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2005, 18(2): 237-240.
- [6] 曾励,朱焜秋,曾学明,等.永磁偏置的混合磁悬浮轴承的研究[J].中国机械工程,1999,10(4): 387-389.

- [7] 朱焜秋,张仲,诸德宏,等.交直流三自由度混合磁轴承结构与有限元分析[J].中国电机工程学报,2007,27(12): 77-81.
- [8] ZHU H Q, CHEN H X, XIE Z Y, et al. Principles and parameter design for AC-DC three-degree freedom hybrid magnetic bearings [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2006, 19(4): 534-539.
- [9] SCHOEB R, REDEMANN C, GEMPP T. Radial active magnetic bearing for operational with 3-phase power converter [C] // 4th International Symposium on Magnetic Suspension Technology, Gifu, Japan, 1997: 111-124.
- [10] 孙津济.磁悬浮飞轮用新型永磁偏置主动磁轴承结构与与方法研究[D].北京:北京航空航天大学,2012.
- [11] 房建成,孙津济.一种磁悬浮飞轮用新型永磁偏置径向磁轴承[J].北京航空航天大学学报,2006,32(11): 1304-1307.
- [12] SALAZAR A O, CHIBA A, FUKAO T A. Review of developments in bearingless motors [C] // 7th International Symposium on Magnetic Bearings, ETH Zürich, Switzerland, 2000: 335-340.

收稿日期: 2017-03-28

(上接第5页)

【参考文献】

- [1] 袁登科,徐延东,李秀涛.永磁同步电动机变频调速系统及其应用[M].北京:机械工业出版社,2015.
- [2] 立正,胡育文.永磁同步电机直接转矩控制转矩调节器设计[J].中国电机工程学报,2011,31(9): 76-81.
- [3] 李政,胡广大,崔家瑞.永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2014,34(3): 431-437.
- [4] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报,2014,34(6): 897-902.
- [5] CHANG S H, CHEN P Y, TING Y H, et al. Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. Electric Power Applications, IET, 2010, 4(6): 41-50.
- [6] LIU G H, CHEN L L, ZHAO W X, et al. Internal model control of permanent magnet synchronous motor

using support vector machine generalized inverse [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 890-898.

- [7] 任荣杰,高强,王卫.永磁同步压缩机自适应内模控制方法研究[J].伺服控制,2009(2): 27-29.
- [8] 邵可可,郭兴众,陆华才.永磁直线同步电机神经网络的内模控制[J].长春工业大学学报(自然科学版),2012,33(4): 416-419.
- [9] 周华伟,温旭辉,赵峰,等.基于内模的永磁同步电机滑模电流解耦控制[J].中国电机工程学报,2012,32(15): 91-99.
- [10] 黄宴委,熊少华.基于内模控制的永磁同步电机电流环观测器设计[J].中国电机工程学报,2016,36(11): 3070-3075.
- [11] ZHAO Z C, LIU Z Y, ZHANG J G. IMC-PID tuning method based on sensitivity specification for process with time-delay [J]. Journal of Central South University, 2011, 18(40): 1153-1160.

收稿日期: 2017-03-13