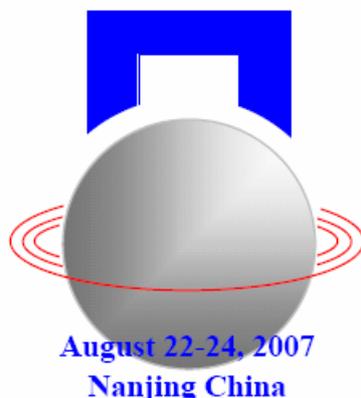


第二届中国磁悬浮轴承学术会议

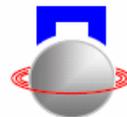
论文集

The Second Chinese Symposium on
Magnetic Bearings

(CSMB-2)



二〇〇七年八月 南京



前 言

2005年8月,在中国力学学会、清华大学核能与新能源技术研究院以及全国各磁悬浮轴承研究单位的共同努力下,第一届中国磁悬浮轴承学术会议在北京顺利召开。会上代表们就磁悬浮轴承各个研究方向进行了广泛地交流,并就如何推动我国磁悬浮轴承技术的发展进行了深入地探讨,同时决定在今后每两年召开一次磁悬浮轴承学术会议。

2007年7月,在清华大学核能与新能源技术学院与第二届中国磁悬浮轴承学术会议筹备委员会的努力下,我们成立了“磁悬浮与气悬浮技术专业委员会”。专委会直属于中国机械工程学会流体工程分会,将为加速磁悬浮与气悬浮技术的学术研究、工程应用和产业化,为发展我国新的流体工程专业——磁悬浮与气悬浮技术作出贡献。

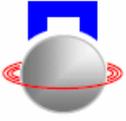
2007年8月22~24日,第二届中国磁悬浮轴承学术会议在南京召开。此次会议由中国机械工程学会流体工程分会磁悬浮与气悬浮技术专业委员会与南京航空航天大学联合主办,南京航空航天大学机电学院承办。为了方便会上更好地交流与讨论,及时总结磁悬浮轴承研究的成果与经验,现将大会录用的论文归类整理成册,这些论文包括磁悬浮轴承控制系统、系统辨识与仿真分析、传感器与功放、转子动力学、混合磁悬浮轴承、无轴承电机、工业应用及可靠性等等。

我们希望能以此次会议和这本论文集为新的起点,团结和动员全国磁悬浮轴承领域的广大专家学者,为进一步提高我国磁悬浮轴承研究的水平而共同努力。

磁悬浮与气悬浮技术专业委员会

南京航空航天大学

2007年8月



全国磁悬浮与气悬浮技术专业委员会

主任委员

于溯源（教授）

清华大学 核能与新能源技术研究院

邮政编码：100084

委员

（按姓氏笔画排序）

刘 昆（教授）

国防科技大学 航天与材料工程学院空间技术研究所

邮政编码：410073

李黎川（教授）

西安交通大学 电气工程学院 电机系

邮政编码：710049

汪希平（教授）

上海大学 机电工程与自动化学院 机械自动化工程系

邮政编码：200072

赵 雷（教授）

清华大学 核能与新能源技术研究院

邮政编码：100084

胡业发（教授）

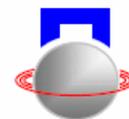
武汉理工大学 机械制造及自动化系

邮政编码：430070

徐龙祥（教授）

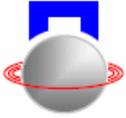
南京航空航天大学 机电工程学院

邮政编码：210016



目 录

题目	作者	页
控制系统专题		
磁轴承力反馈控制方法	陈小飞 刘昆	1
磁悬浮球实时控制系统	潘剑飞 曹广忠 张保祥	5
磁力轴承的滑模变结构控制器研究	尹凌冰 赵雷	10
单自由度磁悬浮小球系统实时控制实验	刘小静 吕辉榜 卢长明	14
多磁力轴承—挠性转子系统下的最优控制方法研究	余海涛 石磊	18
高可靠磁悬浮轴承数字控制器的设计	唐文斌 徐龙祥 崔东辉	22
基于 DSP 的磁悬浮轴承电主轴数据监测系统	卞斌 刘淑琴	27
基于根轨迹法的磁轴承交叉反馈控制研究	肖凯 刘昆 单小强	31
基于角度调节的无轴承开关磁阻电机控制方案	曹鑫 邓智泉 杨钢 等	36
无轴承开关磁阻电机模糊控制器的设计与实现	罗建震 杨钢 曹鑫 等	40
锥形磁悬浮轴承的建模及数字控制	徐宗海 高琳 李黎川	46
系统辨识与仿真分析专题		
磁力轴承虚拟样机的研究	朱海苍 赵秀栩 薛斌	50
恒流源偏置的磁悬浮轴承	张艳花 徐龙祥 王军	53
基于 ANSYS 的径向磁力轴承磁场分析的二次开发	许开国 胡业发 张锦光 等	57
基于 Labview 的电磁轴承辨识系统设计	赵晶晶 周燕 时振刚 等	62
基于偏心的磁力轴承电磁力分布研究	吴华春 胡业发 江征风	66
智能磁力轴承系统静态参数的识别方法	汪希平 夏翠艳 江鹏 等	70
传感器、功放专题		
磁悬浮电主轴测速辅助装置的研究	赵志峰 张钢 高刚 等	75
HTR-10 磁力轴承传感器的磁路分析	张萌 时振刚 于溯源	79
集成式径向磁轴承用差动位移传感器的设计	江鹏 汪希平 夏翠艳 等	84
集成化磁悬浮转子位移同步检测系统研究	王春麟 胡业发 王晓光	89
基于 SVPWM 的磁轴承开关功率放大器的研究	李祥生 邓智泉 王晓琳	92
转子动力学专题		
磁力轴承转子临界转速研究	潘璐璐 王洪涛 徐旻 等	96
磁悬浮转子质量偏心对动态特性的影响	魏莉 胡业发 周祖德 等	100
磁悬浮转子系统振动的实验与理论研究	张薇薇 胡业发 刘小静	104
高温超导磁悬浮轴承-转子系统动特性试验台	梁世颇 张钢 高刚 等	108
基础振动对磁悬浮轴承转子系统的影响初探	宋方臻 常素芳	112
混合磁悬浮轴承专题		
多对磁环结构的径向永磁轴承设计	曹广忠 万国军	117
径向永磁轴承的轴向力和径向刚度分析	高刚 张钢 赵志峰 等	123
永磁悬浮旋转体的陀螺效应----EARNshaw 原理在动态的拓展及延伸		



新型混合径向磁悬浮轴承工作原理与磁路分析	钱坤喜 王颢 茹伟民	127
	梅磊 邓智泉 王晓琳	130

无轴承电机专题

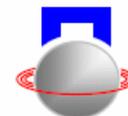
磁轴承平面永磁同步电机设计的研究	丁嵩 徐龙祥 王军	134
51 单片机在磁悬浮人工心脏泵驱动电机的应用	雷永锋 汪希平 常宇 等	138
交替极无轴承永磁电机的悬浮原理与实现	仇志坚 邓智泉 王晓琳 等	142
交替极无轴承电机的转矩与悬浮力特性分析	黄燕 仇志坚 王晓琳 等	147
片状无轴承永磁电机的控制研究	吕路 徐龙祥 雍伟亮	151
无轴承开关磁阻电机功率变换器的研究	杨钢 邓智泉 曹鑫 等	156
无轴承异步电机悬浮力解耦控制策略	朱广泽 邓智泉 王晓琳	160

工业应用及可靠性专题

磁轴承 80000rpm 电机系统研究	张凯 戴兴建 张小章	165
辅助轴承在高温气冷堆中的应用研究	杨国军 徐旻 赵雷 等	171
HTR-10GT 转子辅助支承装置初步研究	覃庆权 杨国军	175
高档数控机床中的主动磁悬浮支承技术	张钢 高刚 赵志峰 等	179
高温气冷堆氦风机电磁轴承的研究	孙卓 时振刚 徐旻 赵雷	184
抑制带钢抖动的磁悬浮装置电磁场分析	李玮奇 周瑾 徐龙祥	188

其它

磁悬浮技术在人工心脏领域的机会与挑战	常宇	192
关于磁力轴承向心效应的研究	王晓光 姜奎	195
径向磁力轴承磁极布置对磁场和磁力的影响分析	丁国平 胡业发 许开国	199
开口磁性材料的磁路特性研究	卢艳 徐龙祥	203
REVIEW ON INTERNATIONAL RESEARCH STATE ON HIGH TEMPERATURE ACTIVE MAGNETIC BEARING	Michael Bissauge Shi Zhengang Yu Suyuan Zhao lei	207
软磁材料磁滞特性在磁悬浮轴承中影响分析	王涛 徐龙祥 崔东辉	212
一种大气隙磁轴承的研究	周燕 赵晶晶 时振刚 等	216
轴向磁悬浮轴承结构设计的研究	吴宝贵 徐龙祥 金超武	219



磁轴承力反馈控制方法

陈小飞 刘昆

(国防科技大学 航天与材料工程学院 长沙 中国 410073)

摘要: 本文介绍了一种基于超前-滞后校正网络利用力反馈进行磁轴承控制的方法。通过增加力反馈环节, 精确地对消了功放环节极点。通过调整力反馈系数, 改变闭环系统极点位置, 增加系统阻尼。仿真和实验表明, 这种方法能有效抑制外力干扰, 改善磁轴承控制品质。

关键词: 磁轴承; 力反馈; 超前-滞后校正网络

引言

磁轴承控制方法有线性方法和非线性方法^{[1][2]}。常用的线性控制方法有分散PID控制, 以及为降低微分环节引入的高频噪声干扰而采用的相位超前校正网络, 线性二次型最优控制、交叉反馈PID控制等; 非线性控制方法主要有: 重构输入改造系统的反馈线性化方法, 利用反函数对控制对象进行线性化补偿的方法; 此外还有 μ 分析、模糊逻辑、滑模控制、NN控制、GE控制等。

由于磁轴承本身是一个具有很强的非线性系统, 理论上, 应用非线性控制方法进行控制比线性控制方法更好。但是非线性控制方法使得控制系统的设计、实现和调试更具复杂性。因此, 经典PID控制和线性系统校正方法^[3]以其简单有效的特点得到了广泛的应用。

本文针对磁轴承飞轮转子受到的外力扰动, 在超前-滞后校正网络的基础上, 增加了力反馈环节, 补偿外力干扰, 通过理论分析及实验验证, 表明力反馈控制方法能够改善系统控制品质。

1 力反馈控制模型

磁轴承控制系统一般由传感器、控制器和功率放大器组成。传感器敏感转子位移, 控制器根据转子位移, 计算控制输出信号, 经功率放大器转换成控制电流(或电压), 控制转子位移。控制器系统框图如图1所示^[1]。

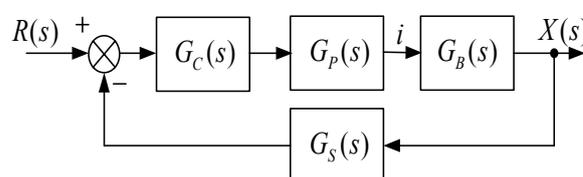


图1 磁轴承控制框图

其中, 控制器传递函数 $G_C(s)$, 功率放大器传递函数 $G_P(s)$, 磁轴承的为 $G_B(s)$, 位移传感器为 $G_S(s)$ 。采用电流控制模型, 得到磁轴承传递函数

$$G_B(s) = \frac{K_i}{ms^2 - K_x}, \text{ 其中 } K_i \text{ 是力-电流系数, } K_x \text{ 是}$$

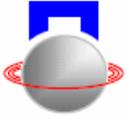
力-位移系数。一般将位移传感器近似看作理想的比例环节, 其传递函数可表示为 $G_S(s) = K_S$ 。功率放大器进行电压/电流转换, 等效为一阶惯性环节, 其

$$\text{传递函数为 } G_P(s) = \frac{K_P}{1 + T_P s}。$$

考虑磁轴承受到干扰力作用, 图1控制框图等效为图2所示系统。在图2中, 为有效抑制扰动影响, 提高系统稳定性, 设置力反馈环节 $G_F(s)$, 且系统控制框图可进一步等效成图3所示结构。

$$\text{令 } K'_x(s) = K_x - K_i ms^2 G_P(s) G_F(s), \text{ 可见,}$$

设置力反馈环节, 相当于在等效框图中, 以 $K'_x(s)$



代替 K_x 。

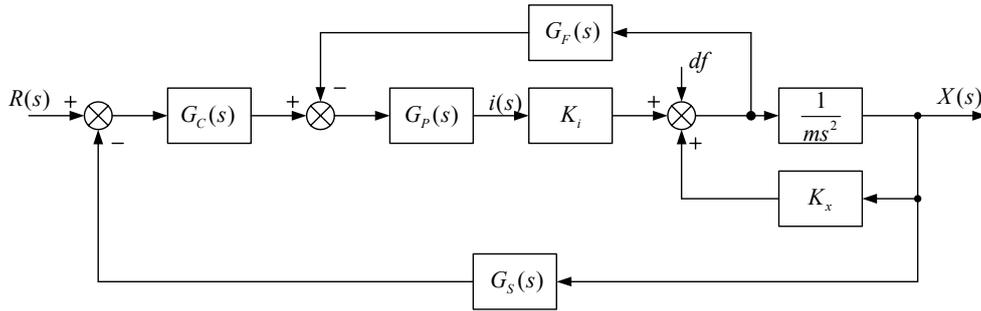


图 2 受扰动力作用时的磁轴承控制框图

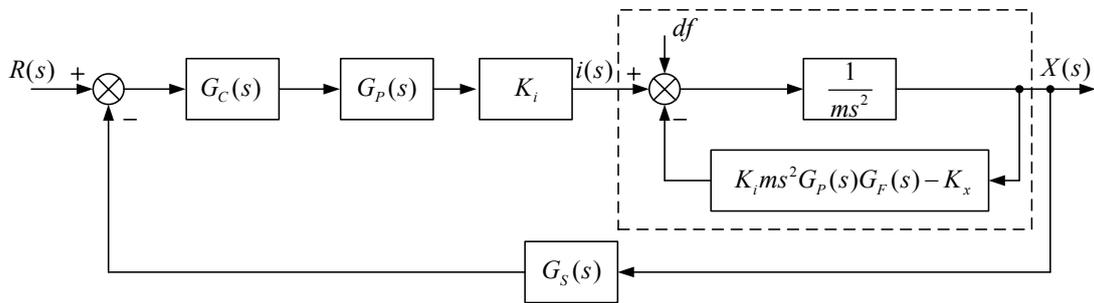


图 3 力反馈控制等效框图

图 3 虚线框中从 $i(s)$ 到 $X(s)$ 的传递函数为

$$\begin{aligned}
 G_0(s) &= \frac{1}{ms^2 - K'_x} \\
 &= \frac{1}{ms^2 + K_i ms^2 G_P(s) G_F(s) - K_x} \\
 &= \frac{1}{ms^2 + K_i ms^2 \frac{K_P}{1+T_P s} G_F(s) - K_x} \\
 &= \frac{1+T_P s}{ms^2(1+T_P s) + K_i K_P ms^2 G_F(s) - K_x(1+T_P s)}
 \end{aligned}$$

若 $G_F(s) = K_F$ ，即为比例环节，则得

$$G_0(s) = \frac{1+T_P s}{T_P ms^3 + (1+K_i K_P K_F)ms^2 - K_x T_P s - K_x}$$

对象模型从二阶变成三阶，同时增加了一个零点，而此零点可以精确的对消功放环节

$G_P(s) = \frac{K_P}{1+T_P s}$ 的极点，这样将会给控制器设计和

控制品质的提高带来极大的好处；同时，改变 K_F 的值可以使对象模型的极点发生移动，可以通过极点配置实现系统的降阶。

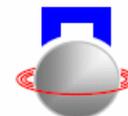
对于 $G_0(s)$ ，若将极点记为 s_{b1} ， s_{b2} ， s_p ，即

$$G_0(s) = \frac{1+T_P s}{T_P m(s-s_{b1})(s+s_{b2})(s+s_p)}$$

则

$$\begin{aligned}
 G_P(s)G_0(s) &= \frac{K_P}{1+T_P s} \frac{1+T_P s}{m(s-s_{b1})(s+s_{b2})(s+s_p)} \\
 &= \frac{K_P/T_P}{s+s_p} \frac{1}{m(s-s_{b1})(s+s_{b2})}
 \end{aligned}$$

可以得到：等效功放环节 $G'_P(s) = \frac{K_P/T_P}{s+s_p}$ ，



等效对象传递函数 $G'_B(s) = \frac{1}{m(s-s_{b1})(s+s_{b2})}$ 。

可见，力反馈的作用相当于改变了功放环节的时间常数，并改变了转子对象的 2 个极点的位置。

同理，可取 $G_F(s) = \frac{K_F}{T_F s + 1}$ 使被控对象的闭环极点

移动。

2 计算与分析

若控制器采用超前-滞后校正网络，传递函数可写成

$$G_C(s) = K \cdot \frac{1+T_1s}{1+\alpha_1 T_1s} \cdot \frac{1+T_2s}{1+\alpha_2 T_2s}$$

通过电磁和结构设计，得到系统参数

$$K_i = 303 \text{ N/A}, K_x = 390000 \text{ N/m}, K_s = 5000 \text{ V/m},$$

$$K_C = 0.5 \text{ A/V}, T_p = 0.00375 \text{ s}, K_p = 0.263,$$

$$m = 4 \text{ kg}.$$

以控制器实测参数计算传递函数为

$$G_C(s) = 1.6 \cdot \frac{1+0.00325s}{1+0.00088s} \cdot \frac{1+0.0043s}{1+0.001s}$$

利用 Hall 传感器设置力反馈环节，通过实验室测定，Hall 输出电压 430mV，磁轴承对飞轮作用力

为 29N，则 $K_F = \frac{V_{Hall}}{df} = 0.0147$ ，力反馈等效对象

$G_0(s)$ 的极点为 246、-158 和 -667。

令 $G'_C(s) = G_C(s)G_p(s)K_i$ ，可得系统控制框图

图

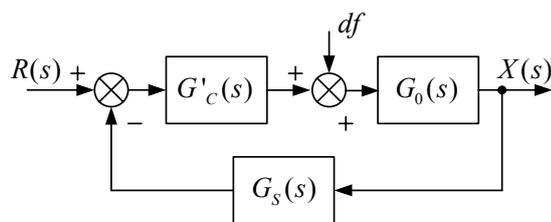


图 4 简化控制框图

若 $K^* = K \cdot K_i \cdot K_p$ ，则 $K^* = 128$ ，根据图 4

利用 MATLAB Simulink 建立仿真模型，参考信号 $R(s) = 0$ ，系统对 df 的 20N 阶跃干扰力的响应如图 5 所示。

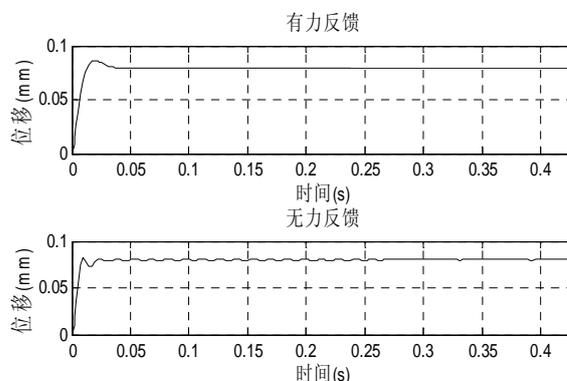


图 5 阶跃响应

图 5 表明，增加力反馈环节的控制系统的阻尼，振荡较无力反馈控制系统小。适当增加 K^* ，发现系统对给定干扰力的抑制效果较好，扰动响应振幅小，甚至无超调，稳定时间快，具有更好的控制性能。

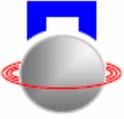
3 结论

对磁轴承控制系统增加力反馈环节，精确地抵消了功放环节极点；通过调整力反馈系数，改变闭环系统极点位置；增加了系统阻尼，改善了控制品质。

通过试验验证力反馈控制方法，锤击运行中的飞轮转子，没有观察到振荡现象，稳定性良好，试验现象与理论分析基本吻合。

参考文献

- [1] 肖凯. 飞轮混合磁轴承控制技术研究:[学位论文]. 长沙:国防科技大学研究生院, 2006
- [2] 吴刚. 混合磁轴承飞轮系统设计与控制方法研究:[学位论文]. 长沙:国防科技大学研究生院, 2006
- [3] 胡寿松. 自动控制原理. 第四版. 北京: 科学出版社, 2001



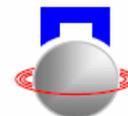
A CONTROL METHOD FOR MAGNETIC BEARING USING FORCE FEEDBACK

Chen Xiaofei Liu Kun

(College of Astronautics and Material Engineering, National Univ. of Defense Tech., Changsha 410073, China)

Abstract: The paper presents a control method using Force Feedback based on leading lag correcting network controller. The introducing of Force Feedback sector balances the pole of transfer function of power amplifier. Besides, this method increases the system damp, and changes the position of system close loop poles via adjust the coefficient of Force Feedback sector. The simulation and experiment indicate that the Force Feedback control method can effectively decrease the disturbing force, and improves the controller's performance.

Keywords: Magnetic Bearing; Force Feedback; Leading Lag Correcting Network



磁悬浮球实时控制系统*

潘剑飞 曹广忠* 张保祥

(深圳大学机电与控制工程学院自动化科学系, 深圳, 中国, 518060)

摘要: 本文论述了磁悬浮球系统的数学模型, 设计基于 MATLAB/Simulink 的磁悬浮球 PID 控制器。在以个人计算机、dSPACE 平台和磁悬浮球控制对象, 通过 MATLAB/Simulink 设计 PID 控制算法, 实现磁悬浮球的稳定悬浮。结论表明该磁悬浮系统容易实现并可以实时方便地更改控制参数, 所建立的控制平台为开发高级算法提供了新的平台。

关键词: 磁悬浮球; dSPACE; MATLAB/Simulink

引言

磁悬浮球系统由铁芯、线圈、光电源、传感器及其转换电路、功率放大器和被控对象钢球组成, 如图1所示。电磁铁绕组中通以一定的电流会产生电磁力, 产生的电磁力与钢球的重量相平衡, 钢球就可以悬浮在空中而处于平衡状态。光电源和传感器及其转换电路组成测量装置, 检测钢球与电磁铁之间的距离变化, 构成闭环系统。

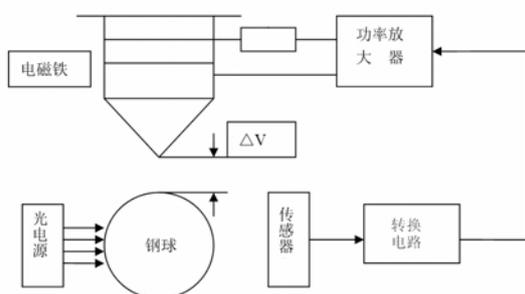


图1 磁悬浮球系统结构图

1 系统的数学模型

测试章节第一部分的具体内容, 测试章节第一部分的具体内容, 测试章节第一部分的具体内容, 测试章节第一部分的具体内容, 测试章节第一部分的具体内容。

1.1 控制对象的动力学方程

假设忽略系统不存在干扰, 则对象小球在此系统中只受电磁力 F 和自身重力 mg 。球在竖直方向的动力学方程可以描述如下:

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = F(i, x) + mg \quad (1)$$

式中 m 为小球质量, $F(i, x)$ 是电磁力, x 为小球与电磁铁之间的距离。电磁力与重力方向相反。

1.2 系统的电磁力模型

磁路的磁阻主要集中在电磁铁磁极和小球所组成的气隙上。假设电磁铁没有工作在磁饱和状态下, 且每匝线圈中的磁通量都相同, 则线圈磁通链数为:

$$\varphi(i, x) = N\phi(i, x) = u_0 AN^2 \frac{i}{2x} \quad (2)$$

瞬时电磁铁绕组线圈电感为:

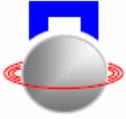
$$L(i, x) = \frac{\varphi(i, x)}{i} = \frac{u_0 AN^2}{2x} \quad (3)$$

换算到小球的截面积, 则小球电磁吸引力为:

$$F(i, x) = \frac{\delta W_m(i, x)}{\delta x} = \frac{\delta \left(\frac{u_0 k_f AN^2 i^2}{4x} \right)}{\delta x} = -\frac{u_0 AN^2 k_f}{4} \left(\frac{i}{x} \right)^2 \quad (4)$$

*广东省自然科学基金 (5010497) 资助

*本文通讯作者, 曹广忠 (1968-) 男 (汉族) 深圳大学教授, 博士, 主要从事先进控制理论及应用、信息处理与智能仪器、磁悬浮技术等方向研究



N 为电磁铁线圈匝数, i 是电磁绕组中的瞬时电流, $K_f = [\text{小球的直径} / (\text{螺线管的直径} + \text{铁芯直径}) / 2]^2$, $K_f A$ 为磁通流过小球截面的导磁面积。定义一常数 K , $K = -\frac{u_0 AN^2 K_f}{4}$, 则电磁力可改写成:

$$F(i, x) = K \left(\frac{i}{x} \right)^2 \quad (5)$$

由上式可知电磁力 $F(i, x)$ 与气隙 x 是非线性反比关系, 这也是磁悬浮系统不稳定的根源所在。

1.3 功率放大器模型

为考虑问题方便, 将电磁铁线圈用电阻和电感串联模型代替。由电磁感应定律,

$$U(t) = Ri(t) + \frac{d\varphi(x, t)}{dt} = Ri(t) + \frac{d[L(x)i(t)]}{dt} \quad (6)$$

电磁铁绕组中电压与电流的关系可进一步表示为:

$$U(t) = Ri(t) + L_1 \frac{di}{dt} \quad (7)$$

式中 L_1 为小球静态电感。功率放大器主要作用是实现对输出到电磁铁线圈的电流进行控制, 并解决上式所描述感性负载的驱动问题。在功率放大器的线性范围以内, 其主要表现为一阶惯性环节, 其传递函数可以表示为:

$$G_0(S) = \frac{U(S)}{I(S)} = \frac{K_a}{1 + T_a S} \quad (8)$$

K_a 为功率放大器的增益, T_a 为功率放大器的滞后时间常数。

在实际系统中, 功率放大器的滞后时间常数很小, 对系统影响可以忽略不计。可近似认为功率放大环节仅由一个比例环节构成, 这里

$$G_0(s) = K_a = 5.8929$$

1.4 系统线性化模型

由于电磁系统中的电磁力 F 和电磁绕组中的瞬时电流 i 和气隙 x 间存在较复杂的非线性关系。因此在平衡点 (i_0, x_0) 对系统进行线性化处理。对电磁力方程进行线性化展开, 省略高阶项可得:

$$F(i, x) = F(i_0, x_0) + k_i(i - i_0) + k_x(x - x_0) \quad (9)$$

完整系统描述此系统的方程式如下:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = k_i(i - i_0) + k_x(x - x_0) \quad (10)$$

1.5 系统模型的建立

建立系统状态空间方程, 并将表 1 实际系统的模型参数带入, 得到,

X_0	i_0	Ka	K_S
20.0mm	0.6105A	5.8929	-458.716

表 1 系统参数

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 980.0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2499.1 \end{pmatrix} U_{in} \quad (11)$$

系统的状态方程可以写为:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU_{in} \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (12)$$

传递函数为,

$$G_0(s) = \frac{77.8421}{0.0311s^2 - 30.5250} \quad (13)$$

2 磁悬浮系统的有限元分析

为了更好的预测磁悬浮系统的性能, 方便控制算法的应用, 采用二维有限元仿真对磁悬浮系统进行分析。从图 2 的分析结果可以发现, 磁通最大的地方发生在电磁铁边缘处。

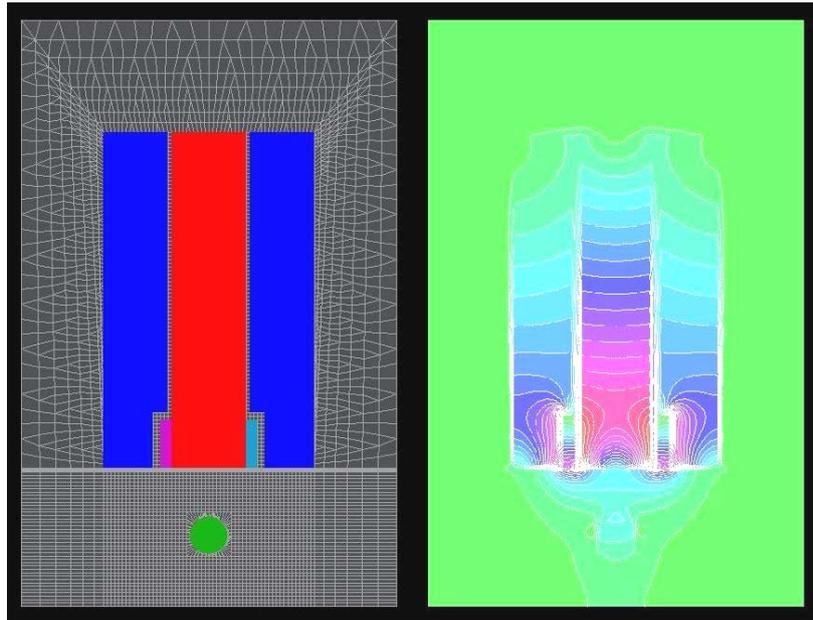
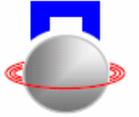


图2 磁悬浮系统的二维有限元分析

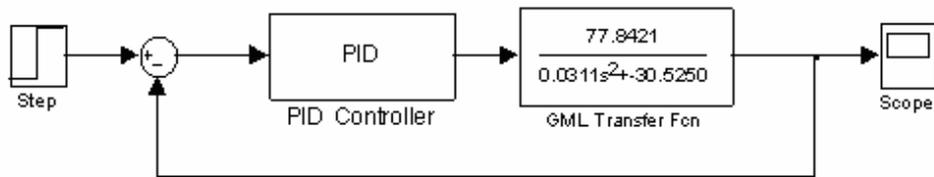


图3 磁悬浮PID控制MATLAB仿真

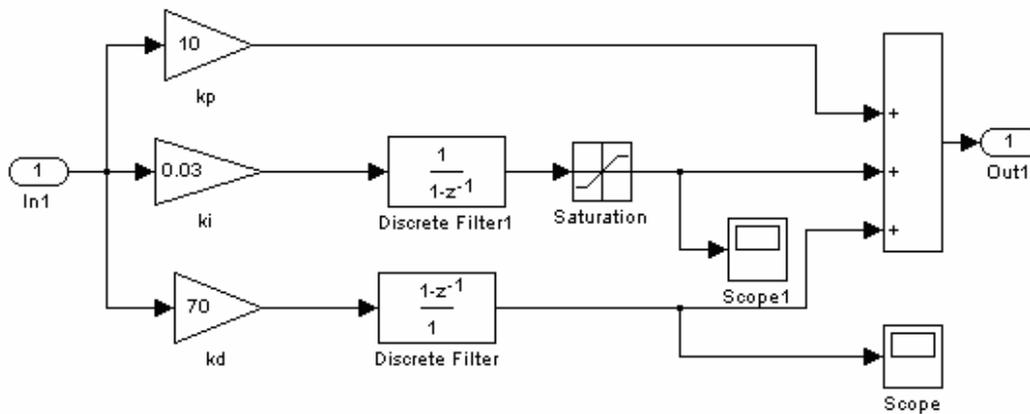


图4 PID控制器的结构

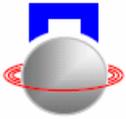
3 磁悬浮系统PID仿真

3.1 控制器的结构

磁悬浮球控制系统的系统框图如下所示，其中PID控制器的结构采用离散形式，如图3所示。

3.2 仿真结果及分析

用试凑法设计系统时，仅靠一次设计往往不能同时满足全部的性能指标。反复调整参数后，得到一组比较满意的数据 $K_p=10$, $K_i=0.03$, $K_D=70$,



得到响应曲线如图 5 所示;实时控制离散 PID 控制器的结构如图 4 所示。

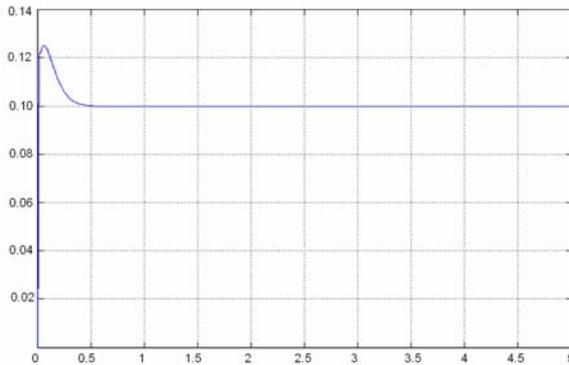


图 5 磁悬浮PID控制仿真图($K_p=10$, $K_i=0.03$, $K_D=70$)

从中可以看出,系统在 0.5 秒内即可稳定,但系统超调量还是较大。

4 实时控制

4.1 dSPACE 开发平台介绍

dSPACE系统为快速控制原型(RCP)和硬件在回路仿真(HILS)提供了统一的应用平台。在快速控制原型中dSPACE作为控制器与实验对象相连,通过Controldesk观察控制算法的性能,如果控制算法

不理想,可以很快地进行反复修改设计,反复实验直到找到理想的控制方案。在硬件在回路仿真中dSPACE充当控制对象,模拟控制对象产生的信号,用来检验开发的控制算法准确性和可靠性,为应用dSPACE进行控制器开发的流程图。

dSPACE 实时仿真系统由硬件和软件两部分组成, Autobox 是 dSPACE 的硬件系统,它集成了硬件系统包括处理器、各种 IO 等;Controldesk 是 dSPACE 的软件部分,通过 Controldesk 软件编制实验控制软件来监控实验中的数据、在线修改实验参数、中断实验程序等。 Autobox 是一种专门为内置实验设计的工作平台,它包括处理器板 DS 1005 和 I/O 板 DS2210。处理器板是 dSPACE 标准组件系统的核心,通过内部高速总线 PHS (Peripheral high-speed bus)总线扩展各种 I/O 板,满足用户对 I/O 的需求;同时,也可通过专用处理器接口扩展处理器板,组成并行多处理器系统,从而大大加快模型的仿真速度,适应用户对快速实时计算模型的要求。

4.2 实时仿真平台的组成

磁悬浮控制系统实时仿真平台主要由传感器,被控对象及控制系统等几大部分组成,其原理图如图 6 所示:

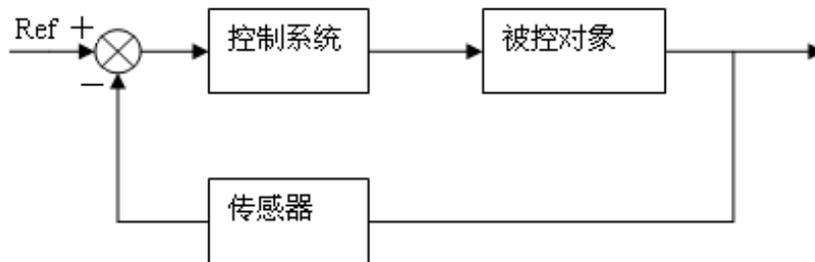


图 6 磁悬浮控制系统原理图

其中被控对象为磁型钢体。数据采集主要通过传感器采集信号,然后经过整形,滤波、放大处理而得到所需信号;数据采集系统所使用的传感器为电磁感应式的光电传感器。控制系统由 dSPACE 和 PC 机组成,其中 dSPACE 替代 PC 机实现电压信号的采集和对磁悬浮控制系统的控制。

4.3 实验结果

指定磁悬浮球的输入参考位置(如-1.5mm),

缓慢将小球用手大概放置到电磁铁下方预想悬浮的位置,程序进入自动控制时,松开手的操作。稳定时曲线变化如图 7(a)所示。当系统进入稳态时,偏差响应如图 7(b)所示。由图可以误差曲线可以看出,控制偏差基本在-0.05~+0.05 范围内波动,系统可以实现较好的稳定性。

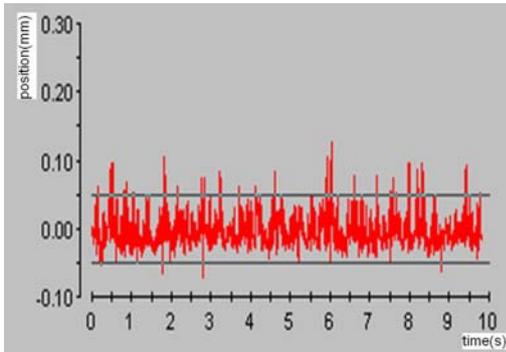
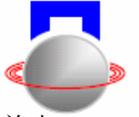


图 7 (a) 偏差响应曲线

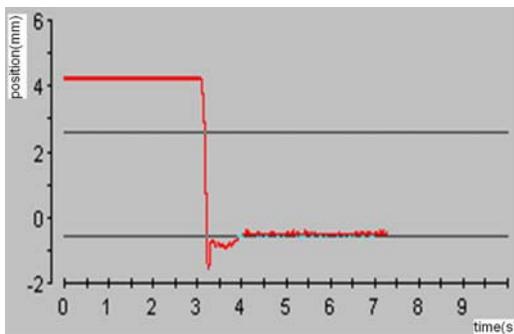


图 7 (b) 控制偏差的变化

4 结束语

磁悬浮球具有能自动适应外界干扰变化,使钢球平稳停留在固定位置,吸收和衰减振动和冲击,等一系列优点,因而得到广泛应用。本文借助

dSPACE 实时控制实验工具,对其进行开发。首先分析了磁悬浮球控制系统相关部件的数学模型,利用 Matlab/Simulink 建立了仿真模型。然后利用 Matlab/Simulink 建立了仿真控制模型;为对球实施良好的控制,设计了一种非线性 PID 控制器。仿真表明:所建立的模型能正确反映控制的特性,所采用的 PID 控制器具有良好的响应时间和控制效果。

综上所述,本文在磁悬浮球控制系统的建模、控制算法等方面作了一定的研究,为进一步研究打下了基础。

参考文献

- [1] 薛定宇著,“控制系统计算机辅助设计——MATLAB语言与应用”,清华大学出版社
- [2] “dSPACE Systems Implementation Guide”
- [3] “dSPACE Systems: Hardware Installation and Configuration Guide”

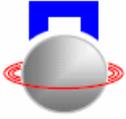
REAL-TIME CONTROL FOR THE MAGNETIC LEVITATION BALL SYSTEM

Pan Jianfei Cao Guangzhong Zhang Baoxiang

(Department of Automation, Shenzhen University, Shenzhen. 518060 China)

Abstract: Based on the mathematical model of the levitation ball system, a real-time control platform is implemented using dSPACE development tool. A simple PID controller based on MATLAB/Simulink is designed for the control system. The experimental result demonstrates that the ball can be controlled with satisfactory stability and robustness. It proves that the real-time control system is helpful and convenient to develop such systems.

Key words: Magnetic Levitation Ball; dSPACE; MATLAB/Simulink



磁力轴承的滑模变结构控制器研究

尹凌冰 赵雷

(清华大学核能与新能源技术研究院 北京 中国 100084)

摘要: 在大间隙的情况下,电磁力的非线性等因素是磁力轴承控制器设计不可避免的问题。本文通过建立磁力轴承动力学模型,基于李亚普诺夫稳定性理论,采用指数趋近律,设计了一种滑模变结构控制系统;最后,对控制器的性能进行了仿真研究,并和常规 PID 控制方法进行了比较。结果表明,采用滑模变结构控制器可以实现转子的快速调整和稳定悬浮,并且具有良好的系统动态特性。

关键词: 磁力轴承;非线性控制器;滑模变结构控制

引言

传统磁力轴承控制器的设计是建立在将该非线性系统在平衡点附近进行局部线性化。而当要求磁悬浮系统在一个大的间隙范围内稳定工作时,由于系统中存在的非线性得不到适当的补偿,使得线性控制器很可能性能低下或者产生不稳定,给控制器设计带来困难。

磁力轴承近年来的非线性控制方法研究主要有: Sinha 等人研究了磁力轴承的神经网络控制方法^[5], Hung 研究了磁力轴承的模糊控制方法, Chen 和 Lewis 用模糊控制律来调节 H_∞ 控制中的微分反馈环节。Oguchi 等人研究了单自由度变结构控制。Smith 和 Weldom 研究了刚性转子磁力轴承系统的变结构控制, Nonami 研究了柔性转子磁力轴承系统的离散变结构控制^[3]。Herzog 和 Bleuler 以磁悬浮机床主轴为研究对象,讨论了 H_∞ 控制器所能够达到的性能指标。

近年来,在磁力轴承控制中,滑模变结构控制越来越多地受到人们的关注。不同于一般的控制方法,它根据当前系统的状态以跃变的形式确保系统在切换面上运动,从而与系统的参数和外扰无关,这种“以万变应万变”控制方法能获得满意的动态品质。

1 滑模控制简述:

滑模变结构控制理论(SMC)是变结构控制理论的主要理论体系。它已经形成了一整套综合系统的独立理论,包括滑动模式的设计方法,控制器的各种综合方法,系统的稳定性分析,系统的到达条件等。^[8]而此时,工程实践已经对控制理论提出了更高

的要求。控制对象的复杂程度日渐增加,控制系统的非线性日益严重。不确定性系统的控制问题已经被鲁棒控制自适应控制等理论领域所研究,非线性系统的控制问题已经引起了许多学者的重视;变结构控制理论恰恰是解决非线性系统控制问题很好的一种方法。近年来滑模变结构控制理论研究备受关注,研究结果主要集中在:基于各种滑模面的研究;滑模到达条件;控制器的各种非线性结构;变结构自适应控制及其它交叉研究^[9]。

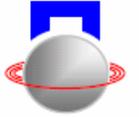
滑模控制(SMC)又称变结构控制(VSC),它通过改变控制器参数,能在一定扰动和不定因素下,把系统误差向量拉到被设定的滑动面上,并在滑动面的全域上保持稳定运动,目前已广泛应用于许多非线性控制领域。与其它非线性控制相比,SMC最突出的优点是:可以对非线性系统采用简单的线性化模型,系统的非线性部分则被看作是对系统的一种摄动,通过改变控制器结构,可以使摄动对滑动模式完全不发生影响,换言之,使滑动模式具有很强的鲁棒性,理论上可以对扰动和不确定因素实现零误差。

SMC的设计包括两部分:

- (1) 寻求切换函数 s , 使它所确定的滑动模式渐进稳定,且具有良好的动态品质;
- (2) 寻求变结构控制,使存在条件($ss < 0$)得到满足,从而使状态变量在切换面上形成滑动模式区。这样设计的 SMC 既保证所有运动在有限时间内到达切换面,又保证切换面是滑动模式区。

2 磁力轴承系统建模

在差动励磁方式下,一个磁铁以偏置电流 i_0 与控制电流 i_x 之和励磁,而另一个则以偏置电流 i_0 与



控制电流 i_x 之差励磁。因此在转子在垂直方向上的电磁力为:

$$F = k \left[\frac{(i_0 - i_x)^2}{(s_0 - x)^2} - \frac{(i_0 + i_x)^2}{(s_0 + x)^2} \right] \cos \alpha \quad (1)$$

式(1)中, $k = \frac{\mu_0 n^2 A_l}{4}$ 。当 $x \ll s_0$ 时, 进行

泰勒展开, 得到:

$$F = \frac{4ki_0}{s_0^2} i_x \cos \alpha + \frac{4ki_0^2}{s_0^3} x \cos \alpha \quad (2)$$

令 $k_i = \frac{4ki_0}{s_0^2} \cos \alpha$, 我们称之为力-电流系

数。令 $k_s = \frac{4ki_0^2}{s_0^3} \cos \alpha$, 我们称之为力-位移系数。

整个磁力轴承系统的闭环单位负反馈控制系统框图如:

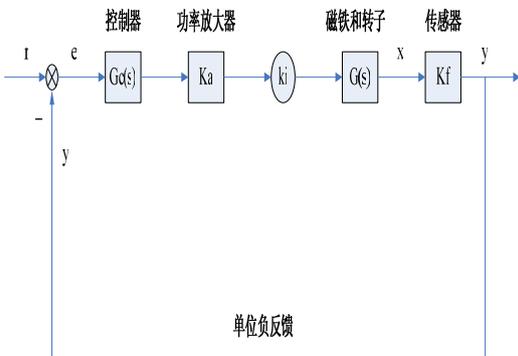


图1 等效单位负反馈控制系统框图

在转子的正常工作范围内, 功率放大器和传感器属于线性放大, 为比例环节。设 G_p, G_s 分别为功率放大器和传感器的放大系数。建立系统的状态方程:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (3)$$

其中:

$$X = [x \quad \dot{x}]^T; A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{k_s}{m} & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_i G_p G_s}{m} \end{bmatrix}; U = i$$

3 磁力轴承滑模变结构控制器设计

线性系统或非线性仿射系统为:

$$\dot{x} = f(x) + bu \quad (4)$$

其中: $x \in R^n, b \in R^{n \times m}; u \in R^m$

在滑模变结构控制器设计中, 需要确定切换函数向量 $S(x)$, 寻求如下变结构控制:

$$u_i(x) = \begin{cases} u_i^+(x) & s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

使得系统的状态在有限时间内到达 $s(x) = 0$

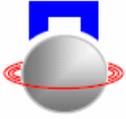
平面, 在 $s(x) = 0$ 滑动运动渐进到稳定点, 动态品质良好^[6,7]。变结构控制器的设计一般采用李亚普诺夫法, 即寻找能满足上述条件且满足全局李亚普诺夫稳定的控制。变结构的趋近律法简化了控制器的设计, 使得控制器的设计具有统一的模式, 并且减小了抖动的影响^[7]。

本文采用了指数趋近律:

$$S = -qs - \varepsilon \operatorname{sgn}(s); q > 0, \varepsilon > 0 \quad (6)$$

$$\text{定义: } \operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{if } s < 0 \\ 0 & \text{if } s = 0 \\ 1 & \text{if } s > 0 \end{cases}$$

其中, $q > 0, \varepsilon > 0$ 。 q 的作用是调节趋向滑动平面的瞬态过程; ε 为控制增益, 调节滑动过程中控制力的大小, 它的大小直接影响着控制器的抗干扰性。指数趋近中, 趋近速度从一较大值逐步减小到零, 不仅缩短了趋近时间, 而且使运动点到达切



换面时的速度很小。对单纯的指数趋近，运动点逼近切换面是一个渐进的过程，不能保证有限时间内到达，切换面上也就不存在滑动模态了，所以要增加一个等速趋近项 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ ，使当 s 接近于零时，趋近速度是 ε 而不是零，从而保证有限时间到达。

由指数趋近律公式 (6) 结合模型对象 (3) 得出期望控制：

$$U = -(CB)^{-1}(\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs + C^T AX) \quad (7)$$

其中，切换面 $S = CX = c_1x_1 + c_2x_2$ 。常用的方法有极点配置法和二次型最优，极点配置能直接通过配置闭环极点实现期望的动特性 [6]，本文采用极点配置方法。验证稳定性，选择李亚普诺夫函数：

$$v(x) = \frac{1}{2} S^2 > 0 \quad (8)$$

则有：

$$\dot{v} = S\dot{S} = -qS^2 - \varepsilon|S| < 0 \quad (9)$$

满足李亚普诺夫稳定条件，系统稳定。

仿真结果及分析：

本文采用的磁力轴承模型参数如下：转子质量 $m = 5.5kg$ ，磁极面积 $A_l = 4.8 \times 10^{-4} m^2$ ，单磁极匝数 $n = 2000$ ，偏置电流 $I_0 = 1A$ ，初始气隙 $s_0 = 7mm$ ，传感器的比例系数 $G_s = 714$ ，功放的比例系数 $G_p = 4$ 。

根据上述已知参数建立数学模型，

$$\ddot{x} = \frac{k_s}{m} + \frac{10^3 k_i}{m} i \quad (10)$$

经计算得： $k_s = 6.499 \times 10^3, k_i = 45.49$

由以上参数可计算出切换面 $C = [1, 0.1]$ ，取

$k = 10, \varepsilon = 300$ 。

利用 MATLAB 对其进行仿真，得到阶跃响应结果如图 2：

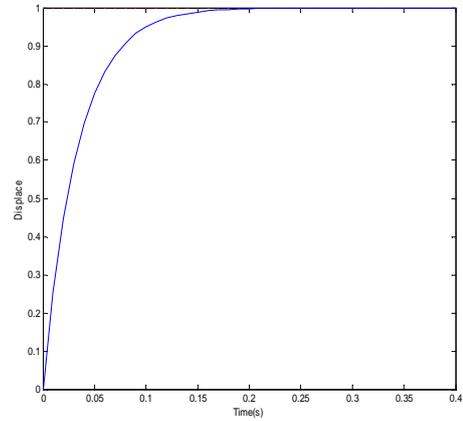


图 2 滑模控制阶跃响应

在 MATLAB 中用传统 PID 控制方法对此磁力轴承系统进行仿真，取：

$$K_p = \frac{k + k_s}{k_a k_f k_i} = 10, K_d = \frac{d}{k_a k_f k_i} = 0.1, \text{ 得到}$$

阶跃响应结果如图 3：

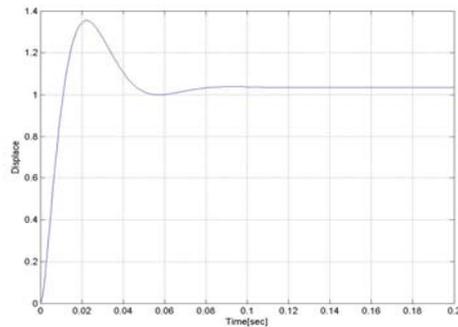
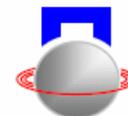


图 3 PID 控制阶跃响应

4 结论：

文中采用了基于指数趋近律的滑模变结构控制设计了磁力轴承控制器。通过与传统线性 PID 控制的仿真结果对比表明，该方法能够大大减弱转子抖动，比常规的 PID 控制方法具有更好的动态品质和稳定性能。

**参考文献:**

- [1]. Schweitzer, G., Bleuler, H., Traxler, A., 1994. Active magnetic bearings: basics, properties and applications of active magnetic bearings. Vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zurich.
- [2]. V.U tkin. Varibale structure systems with sliding mode [J]. IEEE Trans.Auto. Control, 1997, AC-22: 212-222.
- [3]. Nonami K, Ito T. Dynamic Analysis and Control of High Speed and High Precision Active Magnetic Bearings [J]. ASME J. Dyn. Syst.Meas Control, 114, 1992: 623-633.
- [4]. K K D Young, H G Kwatny. Variable structure servo-mechanism design and application to overspeed protection [J]. Automation, 1982, 18: 385-400.
- [5]. Allaire P, Sinha A. Robust Sliding Mode Control of a Planar Rigid Rotor System on Magnetic Bearings [C]. Proceedings of the Sixth International Symposium on Magnetic Bearings, Boston, Technomic Publishing, Co., Lancaster, PA, 1998, 577-586.
- [6]. 高为炳. 变结构理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1996.
- [7]. 姚琼荃, 等. 变结构控制系统[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 1997.
- [8]. 王丰尧. 滑模变结构控制. 北京: 机械工业出版社, 1995
- [9]. 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真. 北京: 清华大学出版社, 2005.

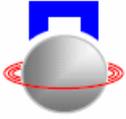
SLIDING MODE VARIABLE STRUCTURE CONTROL OF A AMB SYSTEM

Yin Lingbing Zhao Lei

(INET Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: It is considered that some key factors, such as effect of air gap, current and disturbance of model coefficients, affect the electromagnetic force. The dynamic model of the active magnetic bearings was built and the index reaching law was used based on Lyapunov theory to establish a sliding mode variable structure controller. Finally, the performance of the controller was simulated, and compared with the traditional PID controller. The results show that the rotor's quick adjusting and steady levitating are achieved by the sliding mode variable structure controller, and the system has better dynamical properties.

Key words: Active Magnetic Bearings; Nonlinear Controller; Sliding Mode Variable Structure Control (SMC)



单自由度磁悬浮小球系统实时控制实验

刘小静 吕辉榜 卢长明

(武汉理工大学 机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 支承特性是磁力轴承最重要的性能指标之一,也是实现主动磁力轴承高精度、高转速应用的一个重要研究方向。本文以单自由度磁悬浮小球系统为研究对象,在理论分析的基础上,对其进行开环时域分析实验、PID 设计与控制实验、比例系数 k_p 对小球位移的影响实验、起始位置对小球悬浮的影响的实验、干扰信号对小球悬浮的影响的实验等几个内容,为支承特性的理论与实验的研究提供了依据。

关键词: 主动磁力轴承; 单自由度; PID 控制; 支承特性; 悬浮;

引言

主动磁力轴承的作用与其他类型的轴承(滚动轴承或滑动轴承)一样只是对转子起支承作用,为转子提供支承刚度和支承阻尼。支承特性是磁力轴承最重要的性能指标之一。国内外对磁力轴承的支承进行了大量研究,文献[1]-[5]建立了电磁轴承刚度、阻尼和控制器之间的关系,分析了控制器参数对磁力轴承刚度和阻尼特性的影响。文献[6]采用传递矩阵法,提出了电磁轴承柔性转子系统特性和参数分析方法。但将转子结构动态特性和轴承控制系统分别进行研究,因此对磁浮轴承系统的整个动态性能不能全面了解。文献[7]在不考虑支座(基础)对振动影响的基础上,对电磁轴承支承条件下的转子系统的线性稳定性进行了分析。文献[8]研究了磁悬浮非线性支承特性。但是,目前对主动磁力轴承支承特性的认识还没有形成一个成熟的理论,为了促进主动磁力轴承在高精度、高转速的工业应用,必须对其支承特性进行全面分析。

本文以单自由度磁悬浮小球系统为实验对象,对其进行开环时域分析实验、PID 设计与控制实验、比例系数 k_p 对小球位移的影响实验、起始位置对小球悬浮的影响的实验、干扰信号对小球悬浮的影响的实验等几个内容,为支承特性的理论与实验的研究提供了依据。

1 单自由度磁悬浮小球系统

1.1 系统组成

单自由度磁悬浮小球系统主要由铁芯、线圈、光电源、位置传感器、放大及补偿装置、数字控制

器和控制对象钢球等元件组成。它是一个典型的吸浮式悬浮系统。系统开环结构如图 1 所示:

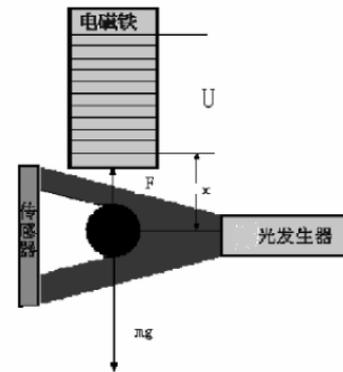


图 1 单自由度磁悬浮小球系统组成

1.2 数学模型与传递函数

描述系统的方程可由下面方程确定:

$$\begin{cases} m \frac{d^2 x}{dt^2} = mg - F(i, x) & \text{动力学方程} \quad (1) \end{cases}$$

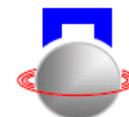
$$\begin{cases} U(t) = Ri(t) + L_1 \frac{d[i(t)]}{dt} & \text{电学方程} \quad (2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} F(i, x) = K \left(\frac{i}{x} \right)^2 & \text{电学、力学关联} \quad (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} mg = F(i_0, x_0) = K \left(\frac{i_0}{x_0} \right)^2 & \text{边界方程} \quad (4) \end{cases}$$

$$\text{其中: } K = -\frac{\mu_0 AN^2}{2}$$

对电、力学关联方程线性化后,设系统的状态变量为 $x_1=x, x_2=x', x_3=1$,则系统的状态空间方程为:



$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{2ki_0^3}{mx_0^3} & 0 & -\frac{2ki_0}{mx_0^2} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \end{pmatrix} U$$

转化成传递函数形式:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D = \frac{k_2 / L_1}{s^3 - k_3s^2 - k_1s + k_1k_3}$$

其中, $k_1 = \frac{2ki_0^2}{mx_0^3}, k_2 = -\frac{2ki_0}{mx_0^2}, k_3 = -\frac{R}{L_1}$

实验的物理参数如下表 1 所示:

表 1 单自由度磁悬浮小球系统物理参数

参数	值
M	28g
R	13Ω
L ₁	118mH
x ₀	15.5mm
i ₀	1.2A
K	4.587 × 10 ⁻⁶ Nm ² /A ²

2 开环系统时域分析

系统开环传递函数为

$$\frac{138.42}{s^3 + 110.17s^2 - 1264.5s - 139310}$$

进入 Matlab, 根据以上传递函数, 在 Simulink 环境下搭建系统开环传递函数。分别给一个正弦信号、一个脉冲信号、一个阶跃信号, 并观察开环传递函数的响应。建立的开环系统仿真框图如图 2 所示。分别得到开环系统的不同响应, 如图 3 所示。

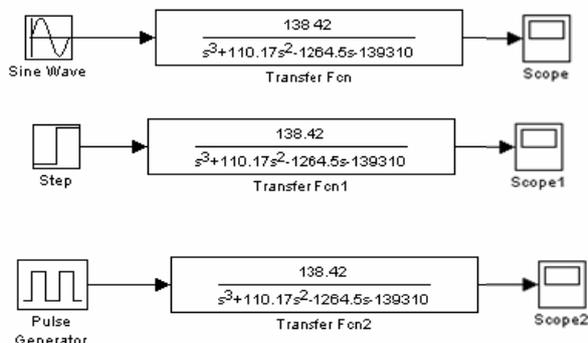
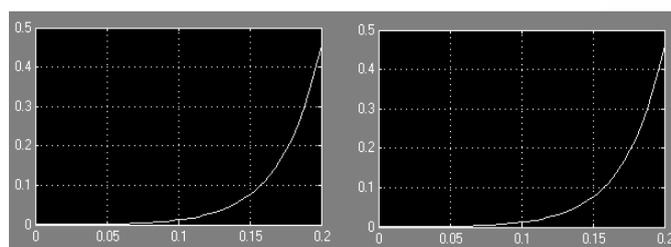
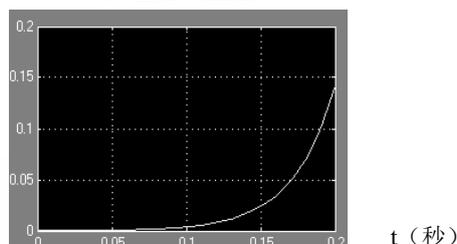


图 2 开环系统正弦、阶跃、脉冲仿真框图



(a) 正弦响应图

(b) 阶跃响应图



(c) 脉冲响应图

图 3 开环系统信号响应图

由得到的波形图可知, 不管是哪种信号(正弦、阶跃、脉冲)等, 开环系统的响应曲线基本一致。开环控制系统不稳定, 当系统受到微小干扰时, 小球将偏离平衡位置, 不能自动稳定在平衡位置。

3 闭环系统 PID 实时控制

采用 PID 控制, 任取一平衡点, 多次测量小球离开平衡位置时通过电磁铁的电流, 取平均值作为 i_0 , 将其代入数学模型的代数表达式中得出系统的确切模型。在 Matlab 下进行仿真, 找出合适的理论 PID 参数作为实际控制参数, 进行实时控制, 调整控制器的参数, 观察小球的位移曲线, 得到最佳的控制效果。此时 PID 的比例系数 $k_p = 0.50$; 积分系数 $k_i = 0.004$; 微分系数 $k_d = 11$ 。图 4 为 PID 控制系统 Matlab 下仿真图。图 5 为实验中最佳悬浮状态下小球位移曲线图, 从图形上观察到, 5 秒左右开始起浮, 起浮时最大电流值为 1A (0.42V)。比较理论与实际结果曲线, 可知理论分析正确, PID 控制系统能实现小球系统的稳定悬浮, 都在大约 7 秒时达到稳定悬浮; 仿真在 1.2 秒左右到达最高位移, 但是实验在 5.2 秒左右才到达最高位移, 这是因为起始电流取值大小不相同, 如将初始电压取为 5V, 小球只需要 3 秒便可稳定悬浮。

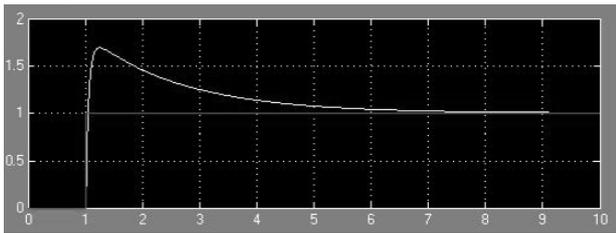
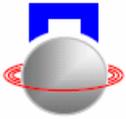
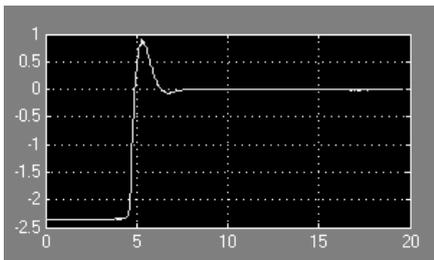
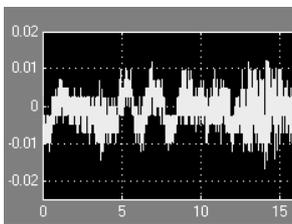


图4 PID控制系统仿真图



(a) 响应图



(b) 平衡位置时
位移变化范围
t(秒)

图5 实验测得小球位移曲线图 $k_p=0.52$

4 比例系数 K_p 对小球位移的影响

改变比例系数 k_p ，分别取为 0.50 (最佳控制数值)，0.52 和 0.58。观察小球悬浮情况，得到三种情况下小球位移曲线图，如图 5、6、7 所示。分别表明在 $k_p=0.50$ 时,小球最佳悬浮； $k_p=0.52$ 时小球在 2mm 范围内振动； $k_p=0.58$ 时小球起浮后不稳定。

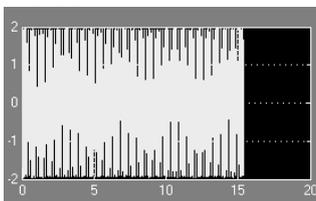


图6 $k_p=0.52$ 时小球位移图

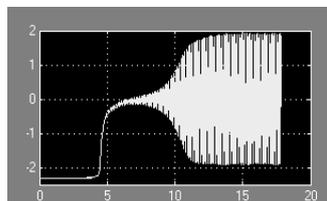


图7 $k_p=0.58$ 时小球位移图

5 起始位置对小球悬浮的影响

稳定悬浮时，电流为 0.8A。

与平衡位置相差 1mm 时,电流迅速上升到 0.7A 后，以较慢的速度上升到 0.85A，小球开始起浮，

然后电流迅速降到 0.8A，并稳定悬浮；

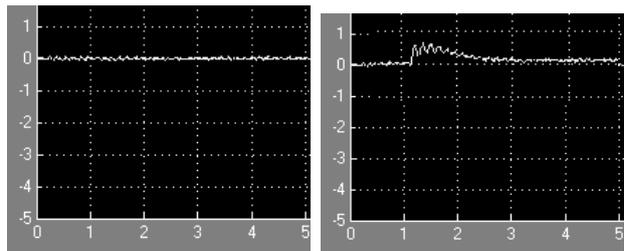
与平衡位置相差 2mm 时，电流迅速上升到 0.8A 后,以较慢的速度上升到 1A，小球开始起浮，然后电流迅速降到 0.8A，并稳定悬浮；

与平衡位置相差 4mm 时，电流慢速上升到 1.05A，小球以较快的速度起浮，电流迅速下降，但紧接着小球被直接吸上贴在电磁铁上。(不能达到稳定悬浮)

由实验知，小球起伏电流比平衡时电流大，在短暂(不到 1s)的起伏过程中，小球有一加速度，当起伏过程越长(在平衡位置下方离平衡位置距离越大)，小球加速运动过程越长，越容易吸上贴在电磁铁上；当小球与平衡位置距离越大，小球起伏加速度越大，起伏过程越长。

6 干扰信号对小球悬浮的影响

PID 控制器中没有设置任何干扰信号，钢球在平衡位置以最小振幅悬浮， $k_p=0.50; k_i=0.004; k_d=11$ ；小球受到频率为 0.5Hz，幅度为 0.1 的干扰信号，在平衡位置以最小振幅悬浮。



(a) 无干扰稳定悬浮

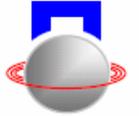
(b) 有干扰稳定悬浮

图8 稳定悬浮与受到干扰信号悬浮曲线对比

由图 8 可知，小球受到外界一定干扰仍然可保持稳定悬浮，只是悬浮精度受到一些影响。

7 结束语

[1] 单自由度磁悬浮小球系统能通过 PID 控制实现稳定悬浮，并具有一定的抗干扰能力。从图 5(b) 可以看出，调整好控制参数后，位移精度可控制在



±0.01mm 以内。

[2]PID 控制参数对小球的稳定性产生绝对的影响作用。选取与调整三个参数时需经过计算、仿真再进行实时调整。

[3] 小球起伏电流比平衡时电流大，在短暂（不到 1s）的起伏过程中，小球有一加速度，当起伏过程越长（在平衡位置下方离平衡位置距离越大），小球加速运动过程越长，越容易吸上贴在电磁铁上；当小球与平衡位置距离越大，小球起伏加速度越大，起伏过程越长。

单自由度磁悬浮小球系统可作为设计其他磁悬浮系统的平台，在此平台上进行控制设计与实验。其中，对小球系统可设计干扰信号，可根据小球的位移变化曲线得到磁悬浮系统的刚度与阻尼；进一步，可设计不同的干扰信号，研究磁悬浮系统抗干扰能力；还应该分析 PID 的 k_i 与 k_d 参数对钢球状态的影响；用其他控制算法代替 PID 控制器模块，进行试验，分析小球系统的动态特性。

参考文献

- [1] 胡业发.《磁力轴承的基础理论与应用》. 机械工业出版社. 2006, 5
- [2] Y.S.Ho H.Liu. L.Yu. Effect of thrust magnetic bearing on stability and bifurcation of a flexible rotor active magnetic bearing system[J]. Journal of Vibration and Acoustic. July 2003:307-316
- [3] 汪希平. 电磁轴承系统的刚度阻尼特性分析[J]. 应用力学学报, 1997, 14(3):95-101
- [4] 郭力, 李天兵, 汪希平. 超高速数控磨床磁悬浮轴承主轴单元设计. 湖南轻工业高等专科学校学报. 2003, 9:1-5
- [5] 朱礼进, 汪希平, 王文, 张直明. 磁浮支承转子系统动力学特性的实验研究. 上海大学学报(自然科学版), 2002, 6:213-218
- [6] 赵雷, 丛华. 可控磁悬浮轴承刚度与阻尼特性研究[J]. 清华大学学报, 1999, 39(4):96-99
- [7] 胡业发, 余先涛. 基于结构动态特性的磁力轴承转子系统的设计[J]. 机械工程学报, 2000, 36(2):15-17
- [8] 胡业发, 余先涛, 郭顺生, 杨明忠. 基于结构动态特性的磁力轴承转子系统的设计[J]. 机械工程学报, 2000, 2:15-17

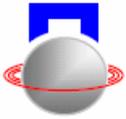
Control Experiments on Active Magnetic Suspension Ball System with Single Degree of Freedom

Liu xiaojing Lv huihang Luchangming

(Mechanical and Electronic Engineering School of WuHan University of Technology, WuHan ,430070 China)

Abstract: The supporting ability is an important property of active magnetic bearing. It is one important research direction of applying active magnetic bearing to high precision, high rotate speed fields as well. This paper takes some experiments on one active magnetic ball system with single degree of freedom on the basis of theory analysis. These experiments include time domain of open-loop system, PID control, the influence of k_p on ball movement and so on, which provide foundations for further research on supporting property of active magnetic bearing.

Key words: Active magnetic bearing; Single Degree of Freedom; PID control; Supporting property; Suspension



多磁力轴承—挠性转子系统下的最优控制方法研究

余海涛 石磊

(清华大学 核能与新能源研究院 北京 中国 100084)

摘要: 本文主要研究在多磁力轴承—挠性转子系统下的最优控制方法。为了提高磁力轴承对挠性转子系统的控制效果,可以通过增加系统径向磁力轴承个数的方法来提高系统的可控可观性。本文尝试采用 LQG 和输出反馈 LQ 控制等最优控制方法对多磁力轴承系统进行控制,并对结果进行简单比较。通过测试可以发现,在合适的控制参数下,多磁力轴承—挠性转子系统使用最优控制方法可以实现较好的稳定性。

关键字: 最优控制; 挠性转子; 多磁力轴承

引言

对于细长型转子—磁力轴承系统来说,一种较为简便且常见的设计结构是使用两个径向轴承和一个轴向轴承进行支承。使用这种结构的磁力轴承系统可以对转子除自身转动以外的 5 个自由度进行控制。但当转子的转速较高,不能仅当作刚性转子处理时,仅用两个径向轴承稍显不足,还需要仔细设计控制方法以使系统稳定。为了提高转子的控制能力并减小设计难度,本文考虑在原有结构上添加额外的径向电磁轴承。同时,在这一多电磁轴承系统的控制方法上考虑采用 LQG 和输出反馈 LQ 控制等最优控制方法,以提高控制器性能。

1 系统性能

多磁力轴承—挠性转子系统的转子部分的参数和结构图分别见表 1 和图 1。

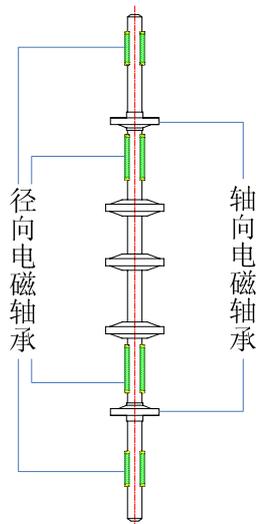


图 1 转子结构示意图

表 1 转子参数

参数	数据
长度 L (m)	1.0575
质量 m (kg)	9.3128

使用集总参数法等离散化方法可以建立该挠性转子的动力学模型。使用这一动力学模型一方面可以用于分析系统的性能,另一方面可以用于后面的最优控制方法设计。

对于磁力轴承系统,一般比较关心其可控性和可观性。磁力轴承的位置和数量对系统的可控可观性影响较大。在理想情况下,若系统有无数个磁力轴承支承,则可以对转子的所有振动模态进行完全的控制。但在实际系统中,由于机械结构的限制和制造成本的考虑等,仅能安装有限的几个磁力轴承。这时就必须对系统的可控可观性进行分析,以确定安装几个轴承以及安装在什么位置最为理想。

这里,采用 Gram 矩阵的奇异值来度量系统的可控可观性^[1]。

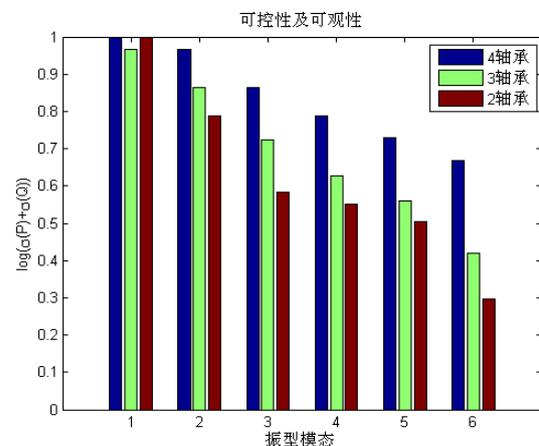
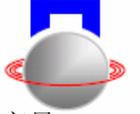


图 2 各阶模态的可控可观性



如图 2 所示, 系统各阶模态的可控可观性随阶数上升而下降, 随轴承数的增加而上升。为便于进行分析和控制器设计, 在接下来的研究中将采用 3 个径向轴承的系统结构设计。

2 最优控制方法

最优控制方法是一类现代控制方法。使用这类控制方法首先要根据系统的特性建立一个控制指标函数 J 。当 J 越小时, 系统的性能越好。然后根据 J 设计控制器 K 以使 J 最小。这样, 得到的控制器 K 就是能使系统性能最优的控制器了。常用的最优控制方法有 LQR 控制, LQG 控制等。

a) 状态反馈 LQ 控制器

对于一个系统

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} \end{aligned} \quad (1)$$

来说, 一般期望其状态量 \mathbf{x} 和控制量 $\mathbf{u}=\mathbf{Fx}$ 都尽量小。因此可以建立其线性二次型 (Linear-quadratic, LQ) 的性能指标函数

$$J = \int_0^{\infty} [\mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}\mathbf{u}(t)] dt \quad (2)$$

通过建立 Hamilton 方程并求解代数 Riccati 方程的方法, 可以求出使性能指标函数 J 最小的状态反馈矩阵 \mathbf{F} 。这一求解过程可以使用科学计算软件 Matlab 来完成^[2], 在此不再赘述。

b) LQG 控制器

使用 2.1 节所述的状态反馈 LQ 控制时, 得到的静态反馈阵 \mathbf{F} 是针对状态量的反馈。当系统方程 (1) 中状态量 \mathbf{x} 是转子位移时, 这种方法比较方便。但对于采用集总参数法离散化并进行过降阶处理的挠性转子模型来说, 由于其状态量 \mathbf{x} 是转子的模态坐标, 因此无法直接使用 LQ 控制。此时, 就必须设计合适的状态观测器, 以计算出系统状态量 \mathbf{x} 。如果这个状态观测器在设计时还考虑到状态变量量测时可能存在的随机扰动, 就涉及到线性二次型 Gauss (linear quadratic Gaussian, 简称 LQG) 问题的求解。

对于一个有随机扰动的系统

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{Bu}(t) + \mathbf{Gw}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{Cx}(t) + \mathbf{v}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{w}(t)$ 和 $\mathbf{v}(t)$ 均为白噪声信号, 分别是对状态变量量测和输出变量量测的随机扰动。系统 (3) 的性能指标函数为:

$$J = E \left\{ \int_0^{\infty} [\mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}\mathbf{u}(t)] dt \right\} \quad (4)$$

其中 $E\{\mathbf{x}\}$ 为求均值。

这样的 LQG 问题可以分解为下面两个问题:

1) 获得一个使

$$E \left\{ [\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)]^T [\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)] \right\}$$

极小化的最优估计信号 $\hat{\mathbf{x}}(t)$;

2) 将状态变量最优估计信号 $\hat{\mathbf{x}}(t)$ 假设为系统

的状态变量 $\mathbf{x}(t)$, 从而对这一问题求解普通 LQ 问题来得出系统的控制器。

使用 Kalman 滤波的方法可以处理这样的问题。

c) 输出反馈 LQ 控制器

使用 LQG 控制可以生成一个考虑量测误差的输出反馈控制器。但是 LQG 控制器中的 Kalman 滤波器通常阶数较高, 结构较复杂; 此外 LQG 控制器的各路输入和输出通常耦合较大, 难以实现分散控制。因此, 我们考虑是否能生成一个如 LQ 控制一般使用静态反馈矩阵进行控制, 同时结构上属于输出反馈控制的控制器。

使用这种线性输出反馈控制器时, 若设输出反馈为 \mathbf{K}_0 , 则式 (1) 中的控制信号

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_0 \mathbf{y}(t) = -\mathbf{K}_0 \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \quad (5)$$

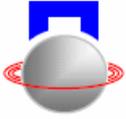
若 \mathbf{K}_0 为令目标函数 (2) 最小的最优反馈矩阵, 则它应使得 $\mathbf{A} - \mathbf{BK}_0\mathbf{C}$ 为渐进稳定矩阵, 且 \mathbf{K}_0 满足^[3]:

$$\mathbf{K}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{Z} \mathbf{C}^T)^{-1} \quad (6)$$

其中矩阵 \mathbf{P} , \mathbf{Z} 分别满足

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(\mathbf{A} - \mathbf{BK}_0\mathbf{C}) + (\mathbf{A} - \mathbf{BK}_0\mathbf{C})^T \mathbf{P} \\ + \mathbf{C}^T \mathbf{K}_0^T \mathbf{R} \mathbf{K}_0 \mathbf{C} + \mathbf{Q} = 0 \\ \mathbf{Z}(\mathbf{A} - \mathbf{BK}_0\mathbf{C})^T + (\mathbf{A} - \mathbf{BK}_0\mathbf{C}) \mathbf{Z} \\ + \mathbf{I}_n = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

在实际计算中发现, 当模型阶数高于轴承个数时, 使用式 (6) 进行计算的误差较大, 且经常迭代失败。因此实际使用时通常要令模型阶数与轴承个数相同。另外, 当 LQ 反馈闭环系统稳定裕度较高时,



也可以获得次优的输出反馈矩阵 $K_{SOF}^{[4]}$ 。

在磁力轴承系统控制中使用这种方法计算的时候，通常令输出量为转子位移及其微分和积分，以使控制器出现 PID 控制的特性。对于输出反馈 LQ 控制来说，由于反馈矩阵为静态常系数矩阵，因此也可以视作参数优化后的 PID 控制器。

3 实验结果

本文分别采用 LQG 和输出反馈 LQ 两种方法设计了三个径向磁力轴承支承的挠性转子—电磁轴承系统的控制器。分别采用刚性转子模型和挠性转子模型时，系统阶跃响应的模拟结果如图 3~6。

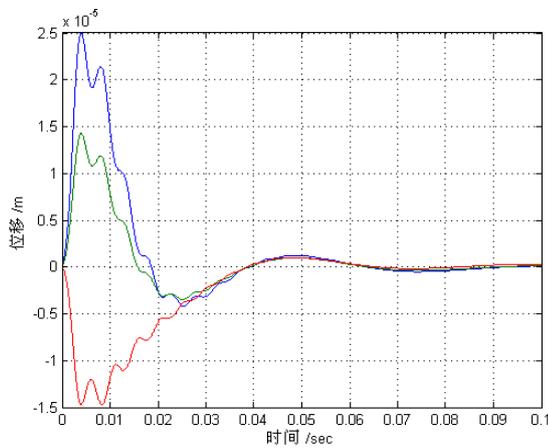


图 3 刚性转子在 LQG 控制器下的响应

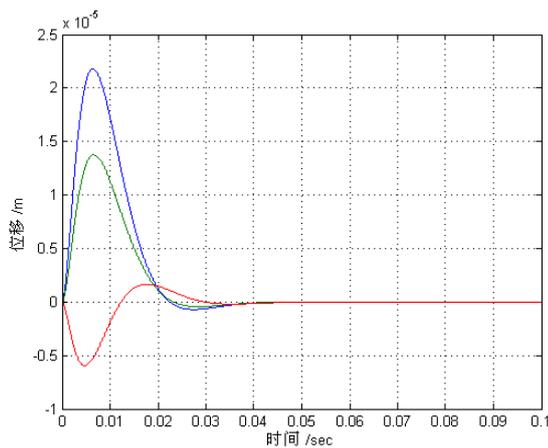


图 4 刚性转子在输出反馈 LQ 控制器下响应

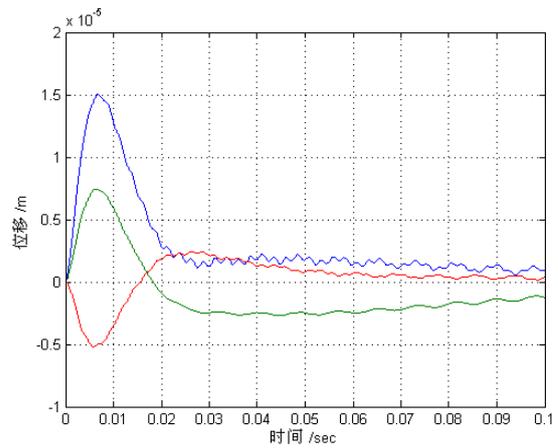


图 5 挠性转子在 LQG 控制器下的响应

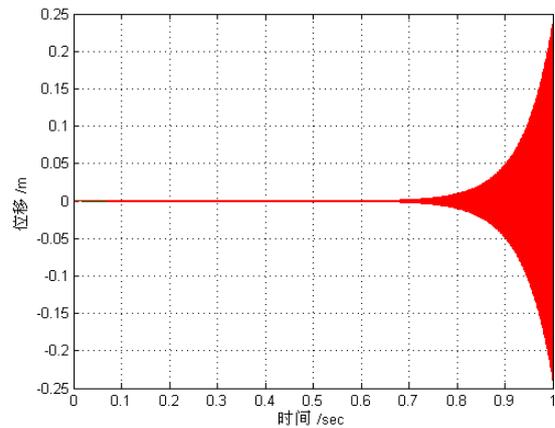


图 6 挠性转子在输出反馈 LQ 控制器下响应

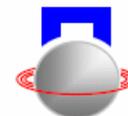
由以上各图可以看出，LQG 控制器在刚性和挠性转子模型下均能使系统稳定。而输出反馈 LQ 控制在刚性转子模型下性能较好，但在挠性转子模型下不能保持稳定。与以前的 PID 控制器设计进行比较后，我认为，在输出反馈 LQ 控制器上添加适当的滤波器后亦应当能令系统稳定。

4 结论

通过实验可以看出，在多径向电磁轴承—挠性转子系统中采用最优控制方法是可行的。但是还应当仔细选择性能指标函数 J 的参数以使控制器的性能更好。

参考文献

- [1] G.施韦策, H.布鲁勒, A.特拉克斯勒. 主动磁轴承基础、性能及应用. 北京: 新时代出版社, 1997
- [2] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计 MATLAB 语言与应用. 北京: 清华大学出版社, 2006.



- [3] Anderson B D O, Moore J B. Linear Optimal Control. New Jersey: Prentice-Hall, 1971
- [4] Xu X. Suboptimal LQR Problem: Controller Uncertainty and Static Output Feedback Controller. In: 程代展, 王行愚, eds, Proceedings of the 23rd Chinese Control Conference, 中国无锡: 中国自动化学会控制理论专业委员会, 2004. 中国自动化学会控制理论专业委员会. 359~363

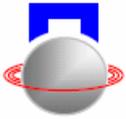
LINEAR OPTIMAL CONTROL ON A FLEXIBLE ROTOR – MULTIPLE AMB SYSTEM

Haitao Yu Lei Shi

(INET, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: This article mainly discussed the linear optimal control concept used on a flexible-rotor-multiple-AMB system. In order to improve the performance of a flexible rotor system supported by AMB, more radial AMBs can be applied to the system to increase the controllability and observability of system. In this article, linear optimal control concept, such as LQG and output feedback LQR, are applied to control an AMB-rotor system with 3 radial AMBs and the results are compared. The result shows that with proper parameters, the flexible-rotor-multiple-AMB system with linear optimal control can be stable.

Keyword: Optimal control; Flexible rotor; multiple AMB;



高可靠磁悬浮轴承数字控制器的设计

唐文斌 徐龙祥 崔东辉

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 本文介绍了一种采用 DSP 加 FPGA 结构的, 具有高可靠信号输入输出模块的数字控制器设计方案。该方案有效地缩短了整个控制周期, 并能对输入输出模块进行实时监控。通过程序仿真表明一旦输入或输出模块损坏后, 该系统能在一个控制周期内识别并完成与备用模块间的切换。

关键词: 数字控制器; DSP&FPGA; 高可靠; 输入输出模块

引言

磁悬浮轴承是一种新兴的革命性的支承方式, 它具有传统轴承无法比拟的诸多优点, 如无接触、无需润滑、无需密封、可以高速旋转、可以在极端温度条件和真空环境下工作等。但与传统轴承不同, 磁悬浮轴承需要一套电控系统来维持其工作, 电控系统主要包括磁极、传感器、控制器和功率放大器等, 它的可靠性对于整个磁悬浮轴承系统来说至关重要, 当前国内外学者争相开展关于电控系统可靠性的研究^{[1][2][3]}, 这一方向已经逐渐成为磁悬浮轴承研究领域一个重要的分支。

为了提高电控系统中数字控制器的可靠性, 本文针对数字控制器故障中的一种, 即输入、输出模块的损坏, 介绍了一种基于 DSP 和 FPGA 的具有高可靠输入、输出系统的数字控制器设计方案。FPGA 容量大、可编程实现很多功能, 结合 DSP 高速的信息处理能力, 使得该控制器在完成原有控制功能的同时又能实现对输入输出模块的故障诊断并且能及时从故障模块切换到备用模块。

1 控制系统的工作原理

本文将数字控制器分为以下四个模块进行设计: DSP 模块、FPGA 模块、输入模块和输出模块。

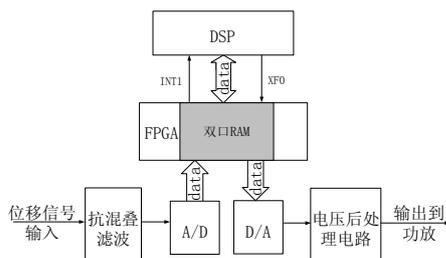


图 1 控制器结构框图

图1为系统结构框图, 其中输入模块由抗混叠滤波器和A/D转换芯片组成, 输出模块主要包括D/A转换芯片及电压后处理电路, 所有的数据传输通过FPGA内部的双口RAM完成。以下分别介绍各模块的设计。

1.1 DSP模块的设计

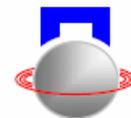
随着磁悬浮轴承性能及转速的不断提高, 传统的分散控制算法已经很难满足要求, 将被各种集中控制、最优控制算法所替代, 同时DSP的运算量也将比原来大很多。为此, 有必要把DSP从原来负责协调整个控制系统的角色中解放出来, 充分发挥其快速运算的优势, 专注于各种复杂算法的运算。

本文在实验室最新一款基于TMS320VC33数字控制器的基础上^[4], 重新设计了整个系统的结构。如图1所示, DSP只负责算法运算, 其余对输入输出模块的控制全部由FPGA完成。DSP的外部中断引脚INT1与外部标志输出引脚XF0与FPGA相连, 当INT1接收到来自FPGA的A/D采样完成中断后, DSP进入中断程序, 从FPGA的双口RAM中读取位移采样值。当DSP运算完算法程序后, 直接将数据写入FPGA的双口RAM中, 然后通过XF0给FPGA送出中断信号, 通知FPGA进行D/A转换。

1.2 FPGA模块的设计

FPGA模块由一片Cyclone系列的EP1C6T144C8 FPGA芯片及其外围电路组成。该芯片是Altera公司推出的一款高性价比FPGA, 工作电压3.3V, 内核电压1.5V, 其密度为5980个逻辑单元, 工作频率高达200MHz, 包含20个128×36位的RAM块, 总的RAM空间达到92160位。

该部分与以往只负责给A/D、D/A和DSP提供时序不同^{[4][5]}, 它直接负责A/D芯片的采样与转换



结果的读取、负责与 DSP 之间数据的传输、负责把 DSP 送来的运算结果给 D/A 输出以及完成本文所要求的对于输入、输出模块的实时监控。

2 信号输入模块的可靠性设计

2.1 硬件电路设计

由于TMS320VC33没有自带的A/D模块，本文选用了MAX1304作为系统中的A/D转换芯片。MAX1304是美国MAXIM公司生产的一种八通道高速12位并行输出模数转换器件，8个通道同时转换只需 $2\mu\text{s}$ ，输入电压范围为 $0\sim 5\text{V}$ 。整个输入模块采用两片MAX1304，MAX1304_1接入默认的采样模块，MAX1304_2用来组成备用模块。

图2所示为输入模块的硬件原理图，MAX1304的数字电源端 DV_{DD} 可以接 $2.7\sim 5.25\text{V}$ 的电源，当如图所接 3V 电压源时数字量输出即满足TTL电平，可以与FPGA直接相连，不必使用电压转换芯片。CD4053为二选一路选通芯片，可以由FPGA控制来实现输入位移信号与参考电压源之间的切换。

1.2 软件设计

FPGA程序启动后首先控制CD4053_1接入位移信号，当采样完成后给DSP送出中断信号，通知DSP取走数据。在DSP开始运行算法程序直到D/A转换完成之前的这段时间内，整个输入模块始终处于空闲

状态，因而可以利用这段时间完成对输入模块的测试。

图3为FPGA中输入模块程序框图，FPGA在给DSP送出中断信号的同时启动测试程序。首先断开位移信号，接入参考电压源，对参考电压源进行采样，FPGA在读取采样数据后启动逻辑判断程序。如果参考电压源为 1.8V ，抗混叠滤波器增益为1，则最终FPGA读取的值应该为 1.8V ，对应于12位数字量为“010111000010”。通过与实际读取值做比较，给出一定的允许误差，如忽略最低两位，看其高10位是否相符。是则说明输入模块正常，重新接入位移信号，为下一次采样做好准备。否则认为输入模块已经损坏，FPGA运行切换程序，用备用模块的转换完成标志信号 ad_eolc2 和片选信号 ad_cs2 分别替代原先的 ad_eolc1 和 ad_cs1 ；再控制CD4053_2整体切换到备用模块，同时报警。

3 信号输出模块的可靠性设计

3.1 硬件电路设计

FPGA在接收到DSP送来的中断后，将双口RAM中的运算结果直接送给D/A芯片转换成模拟量，输出给功放。如图4所示，D/A芯片采用了六片电压型单通道12位并行输出的DAC813，输出电压为 $-5\sim 5\text{V}$ ，建立时间为 $5\mu\text{s}$ ，其中DAC813_6组成备用输出模块。为了实时检测整个输出模块是否工作正常，在

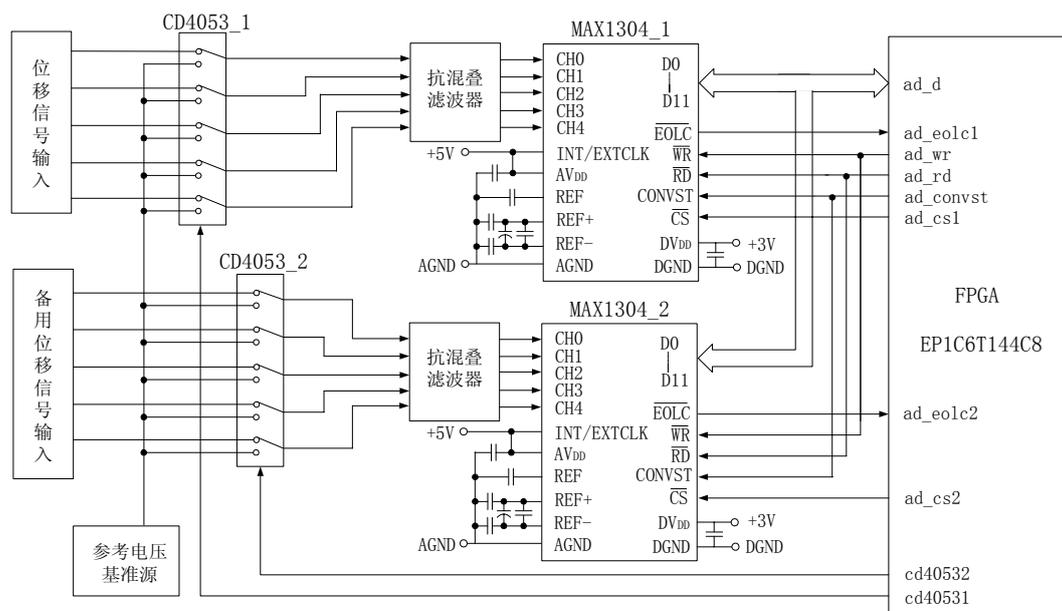


图2 输入模块硬件原理图

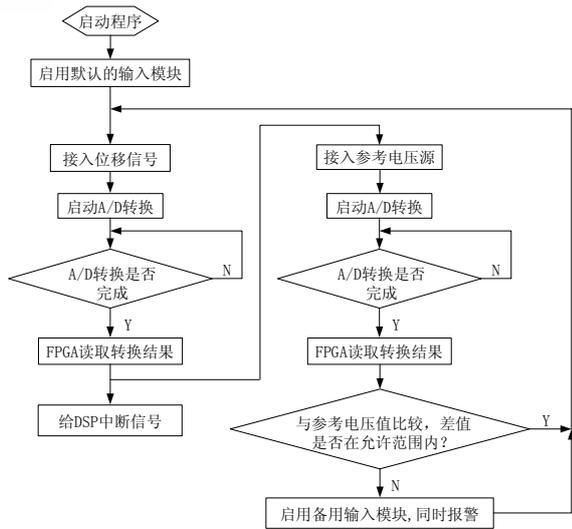
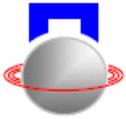


图3 FPGA中输入模块程序框图

图1所示硬件结构的基础上又加了一片MAX1308 A/D芯片采样输出模块的五路输出值。MAX1308与MAX1304为同一系列的A/D转换芯片，输入电压为-5~5V。同时考虑到各路输出模块间的独立性，每一路的电压跟随器都使用单独的运放芯

片。

3.2 软件设计

图5为FPGA中输出模块程序框图，当FPGA测试输入模块的同时也对输出模块中附加的MAX1304芯片进行测试。由于D/A芯片没有转换完成标志位，所以在软件等待一个D/A建立时间大约 $5\mu s$ 后启动MAX1308，对整个输出模块的模拟量输出采样。FPGA读取A/D转换结果后，通过与DSP送出的运算结果相比较，来判断输出模块是否正常。

如DSP送出数据为“000011110100”，对应于DAC831的转换结果为模拟量0.5981V，经过电压跟随器后，再由MAX1308采样后应为12位数字量“100011110100”，如实际采样结果与此值在允许误差范围内则输出模块正常。否则，认为输出模块出现了故障，FPGA首先用备用D/A芯片的cs信号替代故障模块的cs信号，然后通过控制CD4053_4芯片把出故障的输出模块单独断开，接入备用模块，至此完成故障判断与切换，同时给出报警信号。

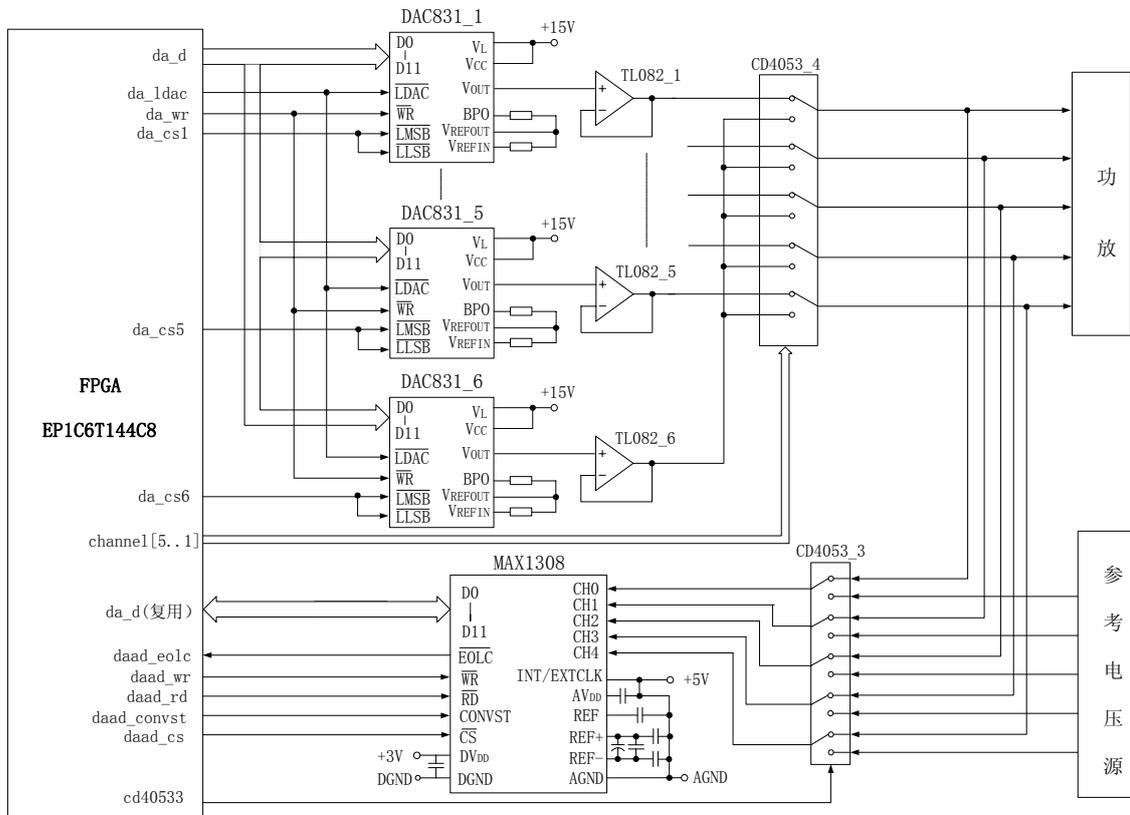
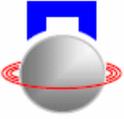


图4 输出模块硬件原理图



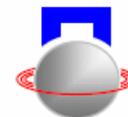
THE DESIGN OF HIGH RELIABLE AMB DIGITAL CONTROLLER

Tang Wenbin Xu Longxiang Cui Donghui

(College of Mechanical and Electrical Engineering , Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing , China 210016)

Abstract: A scheme for digital control system with high reliable input and output modules based on DSP&FPGA was given in this paper. The control period was effectively shortened and the input and output modules could be monitored in time in this system. Once the input or output module was broken, this system could recognise it and finish substituting standby module for primary module in one control period.

Key words: digital controller ; DSP&FPGA; high reliable; input and output modules



基于 DSP 的磁悬浮轴承电主轴数据监测系统

卞斌, 刘淑琴

(山东大学 电气工程学院 济南 中国 250061)

摘要: 本文基于 DSP TMS320 芯片, 结合外围电路设计及主机端的显示程序, 设计了磁悬浮轴承电主轴系统的实时监测系统。本系统使用文件 I/O 功能实现 DSP 与 PC 主机的通信, 并采用数字滤波排除高频脉冲的干扰, 实现了对磁悬浮轴承电主轴系统的转子位移, 控制电流和温度信号的监测、显示。

关键词: 磁悬浮轴承; 数据监测; 数字信号处理器; 数字滤波

引言

磁悬浮轴承是利用电磁铁产生可控制电磁力将转子无接触地悬浮的一种新型轴承。与传统轴承相比, 它有多方面的优点: 无机械摩擦、无接触磨损、无需润滑、定位精度高、适应的转速范围广、对环境无污染等。磁悬浮轴承电主轴将磁悬浮轴承应用于电主轴, 利用磁场力将转子悬浮, 使定子和转子之间不存在任何机械接触, 是一种新型的高性能电主轴, 在超高速超精密数控机床、航空航天等高科技领域、高速旋转机械中具有广阔的应用前景。

磁悬浮轴承电主轴系统一般包括转子, 检测转子位移的五路传感器, 控制器, 功率放大器和产生可控电磁力的电磁铁几部分。系统运行中, 需要实时监测各部分的运行状态, 作为系统调试及判断系统性能的依据。本文基于 DSP TMS320 芯片, 结合外围电路设计及主机端的显示程序, 设计了一套磁悬浮轴承电主轴系统的实时数据采集及监测系统。

1 系统硬件设计

本文所设计的磁悬浮轴承电主轴数据监测系统由数字信号处理器 DSP, A/D 转换器, 位移传感器, 电流监测电路和温度监测电路等几部分组成, 见图 1。

转子位移, 控制电流和电磁轴承的温度分别经过位移传感器, 电流监测电路和温度监测电路转换为满足 A/D 芯片输入要求的有效电压值。使用 TI 公司的 TMS320 芯片作为控制核心, 控制 A/D 芯片对各个状态量进行采集, 并存储在 DSP 芯片内部的存储区内, 再通过通讯接口与 PC 主机通信, 在主机界面上显示。

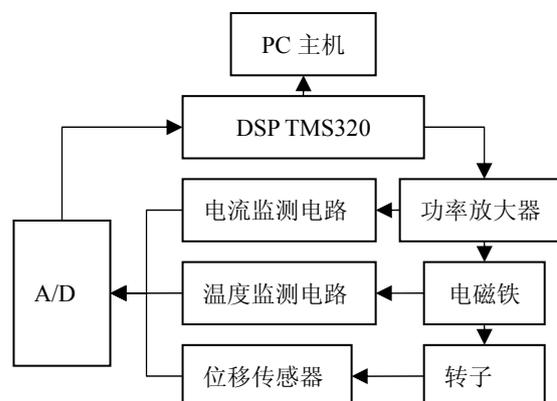


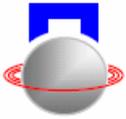
图 1 系统结构图

1.1 TMS320F2812 简介

图 1 中的控制核心器件 DSP 采用的是 TMS320 F2812 芯片, 它是德州仪器公司为工业应用设计的一种数字信号处理器。特别适用于有大量数据处理的测控场合, 如数据采集, 工业自动化控制, 电力电子技术应用, 智能化仪器仪表及电机, 马达伺服控制系统等。本监测电路采用 TMS320 芯片后其主要特点是:

运算速率高, 高性能的静态 CMOS 技术, 能在一个周期内完成 32×32 位的乘法累加运算, 或者两个 16×16 位的乘法累加运算; 时钟频率最高可达 150MHz 即 6.67ns 的指令周期, 外部采用低频时钟、通过片内锁相环倍频, 低功耗设计, FLASH 编程电压为 3.3 伏特。

具有丰富的外设资源, 16 通道的 12 位模数转换器 (ADC) 含两路采样保持器, 一个转换单元, 可实现双通道同步采样, 最小转换时间为 80ns。片上含两个事件管理单元 (EVA, EVB), 设计用于 PWM 输出, 转速测量、脉宽测量等。通讯接口, 含 2 个通用异步串口 (SCI); 2 个通用同步串口 (SPI), 1 个 CAN 总线接口 (ECAN), 2 个 McBSP 串口 (McBSP),



56 个独立配置的通用多功能 I/O (GPIO)。

TMS320F2812 应用的大量外设接口简化了电路设计。同时，它提供了足够的处理能力，使一些复杂实时控制算法的应用成为可能。

1.2 A/D 转换器

TMS320F2812 片上有 1 个 12 位 A/D 转换器，其前端为 2 个 8 选 1 多路切换器和 2 路同时采样 / 保持器，构成 16 个模拟输入通道。但在实际应用中，如果不加校正措施，其分辨率不能达到 12 位的要求。所以，我们采用 MAX125 代替 TMS320F2812 的 ADC 模块完成数据采集工作。MAX125 分辨率为 14 位，共有 8 个通道，单通路采样最高可达 250ksps，每一路转换时间是 3 μ s，当采用四路同时采样时，最高采样速率可为 76ksps。其中输入共分两组，每一组的四个输入为同时采样。MAX125 每组最多有 4 个输入通道，可由软件选择。用 4 片 MAX125 构成最多 32 路模拟量输入系统 A/D 结构，可以设置其中的 16 路进行同步采样。

1.3 外围电路设计

本系统监测的状态量主要为转子位移，控制电流和磁悬浮轴承温度信号。其中，位移数据可以由位移传感器转换为电压值进行采集。控制电流信号由功率放大器上设置的转换电路获得。为了采集磁悬浮轴承温度数据，设计了铂电阻测温电路，实现了多点温度检测系统。

2 系统软件设计

由于 F2812 改善了对 C 语言的支持，C 语言编译效率可达 90% 以上，所以使用 C 语言编写 DSP 系统软件，可以大大提高编程的效率。程序流程见图 2 和图 3。

2.1 DSP 与主机的通信

Texas Instruments 公司的 DSP 集成开发环境 CCS (Code Composer Studio)，是一个基于 Windows 的 DSP 开发平台，具有实时、多任务、可视化的软件开发特点，可以加速和提高程序员创建和测试实时嵌入式信号处理系统的开发过程，从而缩短将产品推向市场所需要的时间。

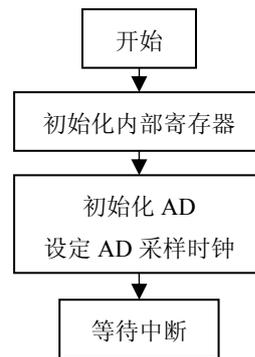


图 2 DSP 主程序

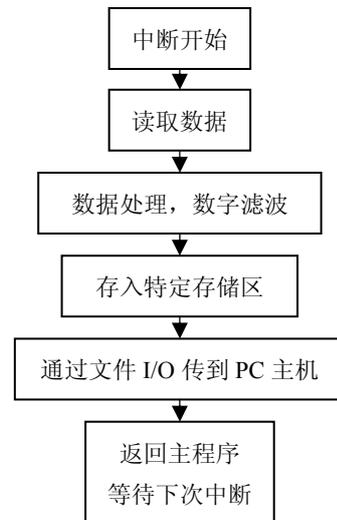


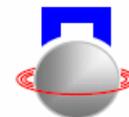
图 3 DSP 中断处理程序

探测点 (Probe Point) 是比较有特色的工具，程序运行到探测点处会执行特定的操作，如刷新图形、文件 I/O 等，可用于算法仿真、数据监视等。本文中，主要将它与文件 I/O 结合使用。

在嵌入式系统的调试中，程序的数据输入和输出很重要。CCS 提供了各种方法完成调试主机与目标系统的数据交换，如文件 I/O，RTDX 等。文件 I/O 可以完成目标系统的 DSP 存储器 (程序、数据或者 I/O 存储器) 与主机上的文件之间的数据交换。与探测点工具相结合，可以设定在特定的时刻将特定存储区内的数据以设定好的格式输出。文件 I/O 功能可以通过 CCS 中 File 菜单的 File I/O 选项进行设置。

2.2 主机端程序

Delphi 语言是基于 Windows95/NT/98 操作平台的程序开发软件，它具有以下特点：(1) 具有在 Windows 下实时访问 80x86 CPU I/O 端口、硬件中



断调用等功能；(2) 32 位编程语言；(3) 程序执行速度快、界面友好、使用方便；(4) 开发周期短、代码可重用性好、效费比高；(5) 拥有强大的数据库引擎，其 BDE 数据引擎使应用程序在数据存储和查询方面速度快、操作简单，可进行高效的数据库管理。还可应用于 Oracle、SQLserver 等大型数据库。

基于以上优点，主机端的程序及监测显示界面使用 Delphi 编制。文件 I/O 将数据写入目标文件，数据的保存、读取由 Delphi 中的文件管理函数等完成，再编制将数据图形化显示程序及监测界面。使用不同的色彩显示不同的状态，和数据实时显示结合更醒目。

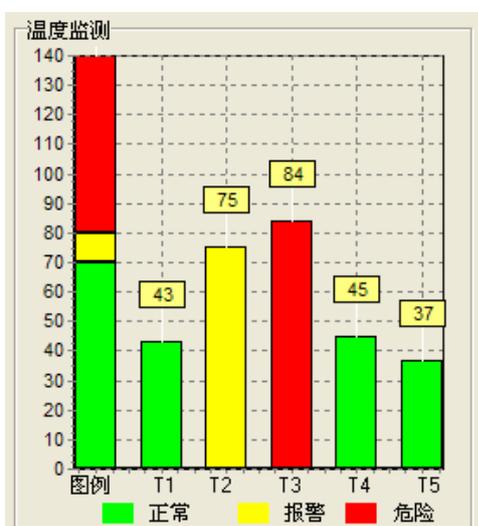


图 4 温度检测界面

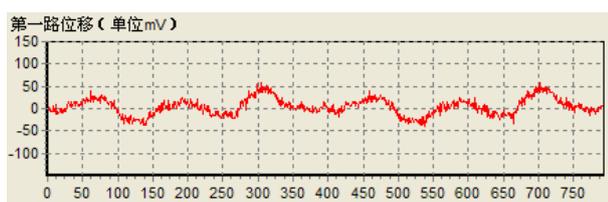


图 5 转子位移显示界面

图 4 为温度值的显示界面，其中包括了磁悬浮轴承不同位置的温度值，并用不同色彩标明各个数值所处的状态。图 5 为转子位置的监测显示界面，显示各路位移传感器处转子相对设定位置偏移量随时间变化的情况。图 6 为经过运算得到的转子在 XY 平面的位置轨迹。

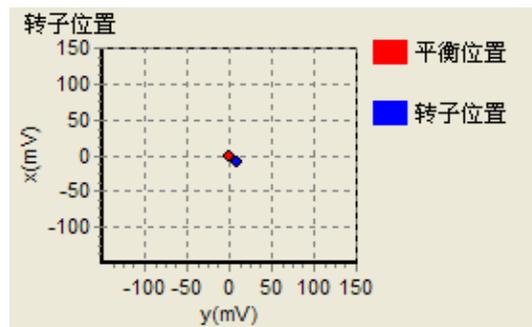


图 6 转子空间位置显示界面

根据各状态量的情况还可以设置提示，如警戒和危险值的设定和提示，声音报警等。图 7 所示是设定的警戒和危险值。

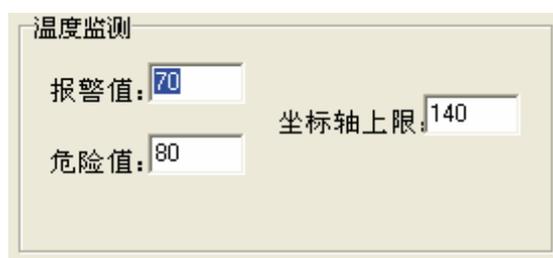


图 7 警戒和危险值的设定

2.3 数字滤波

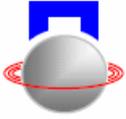
采样数据中的奇异项是指采样数据序列中有明显错误的个别数据。这些奇异项的存在，会使数据处理后的误差大大增加。为了排除系统中存在的脉冲干扰产生奇异项对数据采集准确度的干扰，对 A/D 转换的采样值进行了数字滤波。

剔除采样数据中的奇异项，常采用 3σ 准则，但它是以测量次数充分大为前提，实际测量中测量次数皆较少，可选择格罗布斯准则对奇异项进行剔除。对测量值做多次采样，采样频率取值较高时，可以视为对测量值进行多次等精度独立测量，得 x_1, x_2, \dots, x_n 。设 x_i 服从正态分布时，采样值的数学期望 μ 和均方差 σ 可用下式计算：

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}$$

为了检验 x_i ($i=1, 2, \dots, n$) 中是否存在粗大



误差, 将 x_i 按大小顺序排列成顺序统计量 $x_{(i)}$ 即 $x_{(1)} \leq x_{(2)} \leq \dots \leq x_{(n)}$, 格罗布斯导出

$$g_{(n)} = \frac{x_{(n)} - \mu}{\sigma} \text{ 及 } g_{(1)} = \frac{\mu - x_{(1)}}{\sigma} \text{ 的分布, 取定显著}$$

度 α (一般为 0.05 或 0.01), 查临界值表 $g_0(n, \alpha)$, 当 $g_{(i)} \geq g_0(n, \alpha)$, 即判别该测得值为奇异值, 应予以剔除。

在剔除奇异值后, 采用算术平均值法对余下的数据进行平滑处理, 使结果更接近于真实值。

3 结论

本文设计的基于 DSP 的磁悬浮轴承电主轴数据监测系统使用了一片高速数字信号处理器 TMS320F2812。整个数据采集与处理系统具有以下特点:

(1)采用外部扩展的高速 A/D 转换器和多路开关, 可以实现多路信号高速同步数据采集和实时运算。四个 A/D 转换器可以同时启动, 因此同步采样的两路信号不存在同步误差。

(2)使用 I/O 功能实现 DSP 与主机的通信, 几乎不占用 DSP 系统的 CPU 资源。

(3)采用数字滤波, 排除系统中存在的高频脉冲干扰, 数据准确可靠。

参考文献

- [1] Schweitzer G. 主动磁轴承基础、性能及应用 . 虞烈, 袁崇军译. 北京: 新时代出版社. 1997 年
- [2] TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 DSPs(Rev.N) . TI Company. 2006 年
- [3] 彭启琮, 管庆编著. DSP 集成开发环境 CCS 使用指南. 北京: 电子工业出版社, 2005 年
- [4] Bai Zhifeng, Liu Shuqin. The Research of the Displacement Sensor on Magnetic Bearings, 6th International Symposium on Test and Measurement (ISTM/2005), Dalian China, June 1-4, 2005 年
- [5] 飞思科技产品研发中心. Delphi 7 高级应用开发. 北京: 电子工业出版社, 2003 年

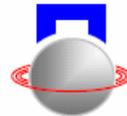
DSP-BASED AMB SPINDLE DATA MONITORING SYSTEM

Bian Bin Liu Shuqin

(College of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

Abstract: Based on the TMS320F2812 DSP chips, with the external circuit design and PC-side display program, this article designed a real-time data acquisition and monitoring systems used on magnetic bearing spindle systems. The system uses the file I/O function of CCS to enable the communication between DSP and PC, and uses digital filter to exclude high-frequency pulse interference. A pair of magnetic bearing spindle parameters as the displacement of the rotor, Control current values and the temperature of electromagnetic coils was monitored.

Key words: Active magnetic bearing (AMB); Data Monitoring ;Digital signal processor (DSP); Digital Filtering



基于根轨迹法的磁轴承交叉反馈控制研究

肖凯 刘昆 单小强

(国防科技大学 航天与材料工程学院 长沙 中国 410073)

摘要: 本文针对扁平状外转子混合磁轴承飞轮的悬浮控制的强陀螺效应问题, 研究了一种交叉反馈控制器设计分析的新方法, 该方法通过建立一般控制支承和交叉反馈控制条件下的转动运动特征方程来分析飞轮的转动运动稳定性, 并通过根轨迹分析直观揭示其章动、进动运动模式与控制参数之间的关系。

关键词: 磁轴承; 交叉反馈; 根轨迹

引言

对于磁悬浮飞轮控制, 基于分散控制策略, 采用经典的 PID 控制器是一种卓有成效的方法^[1], 但它是以系统解耦为前提, 针对磁轴承系统中的一些特殊问题, PID 可与其它方法相配合, 达到很好的控制效果, 比如采用交叉反馈可以有效地阻尼扁平型转子的陀螺效应。对多自由度磁轴承的解耦控制, 文献[2]采用速度交叉反馈提高磁悬浮飞轮的性能; 文献[3]等使用位移交叉反馈抑制陀螺转子的进动; 文献[4]将转子的涡动分解为进动和章动模式, 结合正的位移交叉反馈和负的速度交叉反馈实现对飞轮进动和章动的阻尼, 有效地抑制了飞轮的陀螺效应。

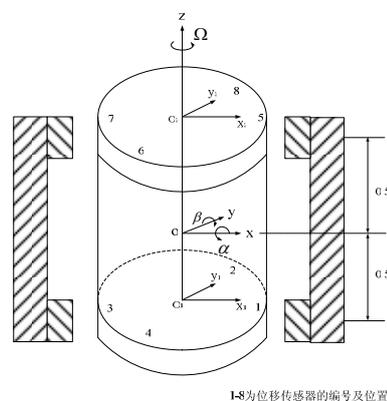
对我们研制的扁平状外转子混合磁轴承飞轮, 当飞轮设计转速较高时, 由于扁平飞轮转子的强陀螺效应, 需要对其导致的进动和章动进行控制。这时, 在磁轴承结构上要采用四轴主动控制结构, 控制策略上, 除对飞轮转子的平动采用分散控制策略外, 对飞轮的转动, 还要采用交叉反馈控制。

本文针对这种强陀螺效应问题, 研究了一种交叉反馈控制器设计分析的新方法^[5], 该方法通过建立一般控制支承和交叉反馈控制条件下的转动运动特征方程来分析飞轮的转动运动稳定性, 并通过根轨迹分析直观揭示其章动、进动运动模式与控制参数之间的关系。

1 陀螺转子运动方程

1.1 一般的控制支承

对磁悬浮飞轮而言, 其支承作用为有控制的电磁力。下面针对四轴主动控制磁悬浮飞轮, 考虑一般的控制支承作用时, 建立其转动运动方程。

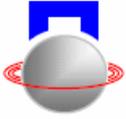


1-8为位移传感器的编号及位置

图1 四轴主动控制磁悬浮飞轮的坐标系与传感器位置示意图

如图1所示, 考虑外转子四轴主动控制磁悬浮飞轮。假定平动控制的4个通道的控制器具有一致性, 均为 $G_c(s)$, 4个通道的功率放大器的特性具有一致性, 并定义 $K_0 \triangleq l^2 K_s K_i$, 其中 l 为上下传感器环的间距, K_s 为位移传感器的灵敏度, K_i 为力/电流系数。

可以得到一般控制支承时, 飞轮转动的传递函数矩阵为:



$$\begin{bmatrix} \alpha(s) \\ \beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G(s)}{[G(s)]^2 + (J_p \Omega s)^2} & -\frac{J_p \Omega s}{[G(s)]^2 + (J_p \Omega s)^2} \\ \frac{J_p \Omega s}{[G(s)]^2 + (J_p \Omega s)^2} & \frac{G(s)}{[G(s)]^2 + (J_p \Omega s)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x(s) \\ M_y(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中 $G(s) = J_d s^2 + K_o G_c(s) G_p(s)$, 其中 J_d 为转子的赤道转动惯量, J_p 为转子的极转动惯量, Ω 为转子的转速, M_x 为作用于转子的外力矩在 x 轴上的分量, M_y 为作用于转子的外力矩在 y 轴上的分量。

1.2 添加交叉反馈时的陀螺转子方程

添加交叉反馈的磁轴承控制结构如图 2 所示,

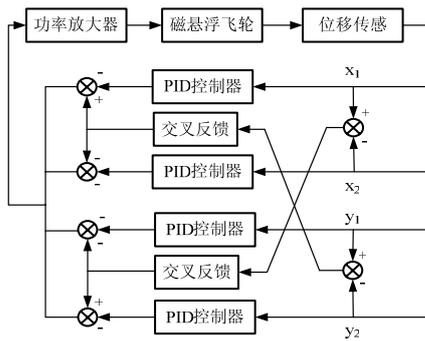


图 2 磁悬浮飞轮交叉反馈控制结构

$$\begin{bmatrix} \alpha(s) \\ \beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G(s)}{[G(s)]^2 + [C_r(s)]^2} & -\frac{C_r(s)}{[G(s)]^2 + [C_r(s)]^2} \\ \frac{C_r(s)}{[G(s)]^2 + [C_r(s)]^2} & \frac{G(s)}{[G(s)]^2 + [C_r(s)]^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x(s) \\ M_y(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中:

$$C_r(s) = J_p \Omega s +$$

$$K'_\Omega K_o \Omega K_m(s) C(s) G_p(s)$$

式中 K'_Ω 为频压转换系数, K_m 为乘法器比例系数, $C(s)$ 为交叉反馈控制器。

对飞轮的转动控制而言, 主要是要保证它的稳

其转动方程为

$$\begin{aligned} J_d \ddot{\alpha} + J_p \Omega \dot{\beta} &= M_x + M_x^c(\alpha) + C_x^c(\beta) \\ J_d \ddot{\beta} - J_p \Omega \dot{\alpha} &= M_y + M_y^c(\beta) + C_y^c(\alpha) \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中:

$M_x^c(\alpha)$ ——由于 α 变化在 x 方向产生的控制力矩 (平动控制产生);

$C_x^c(\beta)$ ——由于 β 变化在 x 方向产生的控制力矩 (交叉反馈控制产生);

$M_y^c(\beta)$ ——由于 β 变化在 y 方向产生的控制力矩 (平动控制产生);

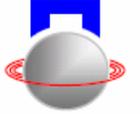
$C_y^c(\alpha)$ ——由于 α 变化在 x 方向产生的控制力矩 (交叉反馈控制产生);

引入飞轮转速信息, 可以构造交叉反馈控制信号, 得到包含交叉反馈时飞轮转动的传递函数矩阵为:

定性, 也就是说, 要保证转子在高速转动时不失稳。由转动的传递函数矩阵可以看出, 它的 4 个元传递函数的极点相同。所以, 飞轮转动运动的传递函数矩阵的极点由下面的方程确定。

$$[G(s)]^2 + [C_r(s)]^2 = 0$$

或



$$G(s) \pm iC_r(s) = 0$$

实际上只须求出一个方程的根，另一个方程的根与其复共轭成对。

2 基于根轨迹法的飞轮转动运动稳定性分析

2.1 不加交叉反馈的情形

各通道平动控制采用 2 级 PD 控制器，功放等效为一阶环节，不加交叉反馈，相应地

$$G_c(s) = K_c \frac{(1 + \alpha T_s)^2}{(1 + T_s)^2}, \quad G_p(s) = \frac{K_p}{1 + \tau_p s},$$

$C(s) = 0$ ，则有

$$G(s) = J_d s^2 + K \frac{(1 + \alpha T_s)^2}{(1 + T_s)^2 (1 + \tau_p s)}$$

式中， $K = K_0 K_c K_p$ ，同时令 $C_r(s) = J_p \Omega s$ ，

可得 $G(s) + iC_r(s) = 0$ ，同样建立方程：

$G(s) - iC_r(s) = 0$ ，可导出，集合

$\{p_i, p_i\}$ ($i=1, 2, \dots, 5$)，为系统转动运动特征方程

$G(s) \pm iC_r(s) = 0$ 在转速 $\Omega = 0$ 时的根；而集合

$\{z_j, z_j\}$ ($j=1, 2, \dots, 4$)，为特征方程

$G(s) \pm iC_r(s) = 0$ 在转速 $\Omega = \infty$ 时的根。

这样就可以建立以 Ω 为参量的根轨迹方程，

$$G_0(s) = \frac{K' \prod_{j=1}^4 (s - z_j)^2}{\prod_{i=1}^5 (s - p_i)^2} = -1 \quad (5)$$

式(5)中， $K' = \left(\frac{J_p}{J_d} \Omega \right)^2$ ，当 K' 从 0 到 ∞ (即

Ω 从 0 到 ∞) 变化时，式 (5) 的根轨迹即为飞轮转动运动特征方程 $G(s) \pm iC_r(s) = 0$ 的根轨迹。

2.2 采用交叉反馈的情形

交叉反馈控制器 $C(s)$ 采用如下的形式：

$$C(s) = K_1 - K_2 \frac{T_2 s}{1 + T_2 s} = \frac{K_1 (1 - \gamma T_2 s)}{1 + T_2 s}$$

令 $\gamma = \frac{K_2}{K_1} - 1$ ， $K_r \triangleq K'_\Omega K_0 K_m K_1 K_p$ ，可得此

时的特征方程为

$$\begin{aligned} & J_d s^2 (1 + T_s)^2 (1 + \tau_p s) (1 + T_2 s) \\ & + K (1 + \alpha T_s)^2 (1 + T_2 s) \\ & \pm i \left[J_p \Omega s (1 + T_s)^2 (1 + \tau_p s) (1 + T_2 s) \right. \\ & \left. + K_r \Omega (1 + T_s)^2 (1 - \gamma T_2 s) \right] = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

与式 (5) 相类似，同样可以进行参量根轨迹分析。

3 仿真实例与结论

设计的 15Nms 的四轴主动控制磁悬浮飞轮的有关控制参数为：

$$K_l = 205; K_s = 2500; l = 0.04; K_c = 7.7; \alpha = 9.2;$$

$$T = 0.00028; T_p = 0.002; K_p = 0.5; J_d = 0.013; J_p = 0.021.$$

根据式 (5) 绘制的转动方程根轨迹如图 3 所示。

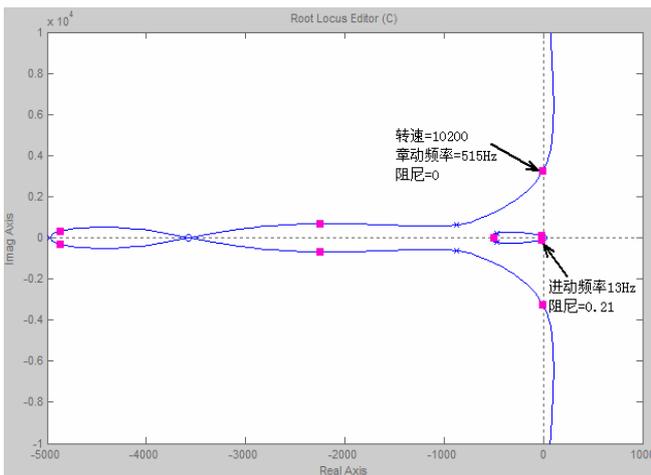
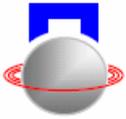


图3 15Nms 四轴主动控制飞轮不加交叉反馈时的转动根轨迹

从图3可以看出,当不加交叉反馈控制时,该飞轮随着转速的增加,将首先章动失稳。从仿真曲线来看,飞轮的转速达到10200rpm时,飞轮的章动阻尼将变为0。实际运行时,该飞轮在4900rpm失稳,该转速的仿真章动频率为315Hz,阻尼为0.12,这说明实际飞轮必须有一定的阻尼比才不至于失稳。4900rpm下实测的章动频率为310Hz,与仿真结果比较一致。

对15Nms四轴主动控制飞轮采用交叉反馈,其控制参数如下:

$$K_1=7.4; K_2=360; T_2=4.0e-5; K'_\Omega=0.000416;$$

$$K_m=5.5.$$

根据式(6)绘制交叉反馈时飞轮转动方程的根轨迹,如图4所示。从图4可以看出,添加交叉反馈的根轨迹,与不加交叉反馈的根轨迹相比,有如下的变化:

- ◇ 根轨迹不再进入右半平面,也就是说,从理论上,飞轮随着转速的增加不会导致失稳。当然,实际上,随着章动或进动阻尼下降到一定值以后,飞轮还是会失稳的;
- ◇ 出现了2个进动频率,进动频率有所增加,并且具有约0.2的最小进动阻尼,这有利于抑制飞轮的进动。

采用该组交叉反馈参数的15Nms四轴主动控制飞轮在转速达到13100rpm才失稳,该转速下仿真的章动阻尼为0.11。说明,不管是那种情况(无交叉反馈或有交叉反馈),飞轮失稳的阻尼大致相同。

从实际工程的角度来考虑,为使系统的转动控制具有较大的稳定裕度,最好设计系统的章动与进动阻尼均大于0.3。

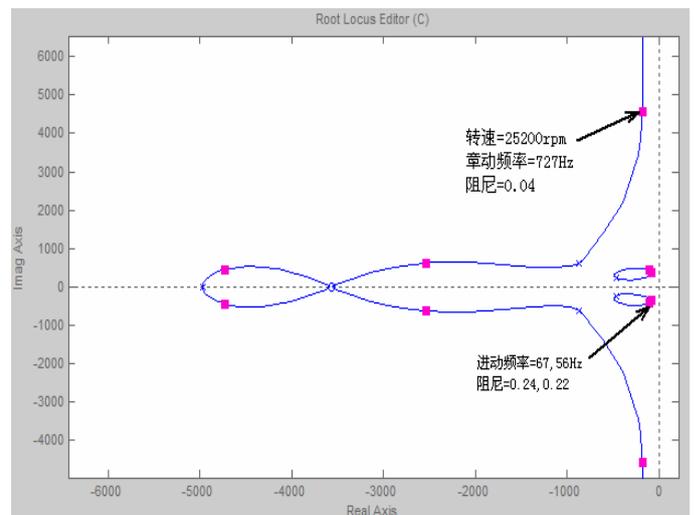
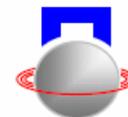


图4 15Nms 四轴主动控制飞轮添加交叉反馈时的转动根轨迹

通过上述交叉反馈控制器的设计,有效地抑制了陀螺效应对高速转动的影响,实现了四轴主动控制飞轮13000rpm下的稳定悬浮。

参考文献

- [1] Gerhard Schweitzer, Hannes Bleuler, Alfons Traxler 著,虞烈等译. 主动磁轴承基础、性能及应用. 北京: 新时代出版社, 1997
- [2] Ahrens M, Ladislav K, Larssonneur R. Performance of a Magnetically Suspended Flywheel Energy Storage Device. IEEE Transactions on Control Technology, 1996, 4 (5): 494~502
- [3] Zhao L, Zhang K, Zhu R S, etc. Experimental research on a momentum wheel suspended by active magnetic bearings. Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings. Mito, Japan, 2002: 605~609



- [4] 张凯. 磁悬浮动量轮系统研究: [学位论文]. 北京: 清华大学工程物理系, 2004
- [5] 肖凯. 飞轮混合磁轴承控制技术研究: [学位论文]. 长沙: 国防科技大学研究生院, 2006

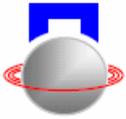
STUDY ON CROSS FEEDBACK CONTROL OF MAGNETIC BEARING BASED ON ROOT LOCUS

Xiao Kai Liu Kun Shan Xiaoqiang

(College of Astronautics and Material Engineering, National Univ. of Defense Tech., Changsha 410073, China)

Abstract: A new design and analysis method of cross feedback controller has been discussed to restrain strong gyroscopic effect of flat outer-rotor flywheel. On the condition of generic control support and cross feedback control, by building the characteristic equations of rotation, the stability of a rotor system has been analyzed. The relation between the nutation and the precession of the flywheel rotor and the control parameters has been indicated by root locus.

Key words: magnetic bearing, cross feedback, root locus



基于角度调节的无轴承开关磁阻电机控制方案

曹鑫 邓智泉 杨钢 王晓琳

(南京航空航天大学自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 分析了无轴承开关磁阻电机调速和悬浮控制原则, 研究了一种固定主绕组关断角和悬浮绕组开通关断角、调节主绕组开通角的新颖控制方案。该控制方案将平均转矩和悬浮力分别独立控制, 避免了电机旋转和悬浮在控制上的耦合。阐述了该控制方法的工作原理, 研究了单个相导通周期内的四种工作状态, 并分析了其优良的工作特性。实验结果证实了该控制方案的有效性和原理可行性。

关键词: 无轴承开关磁阻电机; 控制方案; 独立控制

引言

无轴承开关磁阻电机(BSRM)是无轴承电机诸多种类中的一种, 日本学者于上世纪九十年代开始进行多项 BSRM 方面的研究。它是继同步电机、异步电机的无轴承化之后, 无轴承技术在开关磁阻电机中的成功应用, 进一步丰富了无轴承电机的研究理论^[1-5]。

在普通开关磁阻电机定子上增加一套悬浮绕组, 其产生的悬浮磁场与原有主绕组产生的主磁场叠加。通过调节悬浮绕组电流以改变气隙磁场的分布, 利用转子一对极两侧的气隙磁场不平衡作用产生转轴上的径向悬浮力, 以保证转轴的径向悬浮^[1-5]。

目前国际国内关于 BSRM 控制方案的研究多采用主绕组方波控制、三相轮流导通 15° 以产生连续悬浮力的控制方法^[1,2,4,5]。文献^[1]研究了引入超前角概念的控制方案, 分析比较了不同工作状态下的平均转矩和瞬时悬浮力的关系曲线。文献^[2]详细推导了平均转矩和瞬时悬浮力之间的数学关系式, 建立了超前角和主绕组电流的计算流程, 详细分析了具体的控制算法。

基于 12/8 结构的 BSRM, 本文介绍了一种通过调节主绕组开通角以实现电机独立控制的控制方案。文章首先通过解析新型控制方案的工作区间, 详细阐明了该控制方法的工作机理。分析了各绕组导通模式下无轴承电机产生的瞬时转矩、径向悬浮力, 推导了平均转矩计算公式。通过与传统控制方法工作区域的对比, 分析了新型控制方法的控制特点及适用场合。仿真和实验结果证实了理论分析的正确性和可行性。

1 传统控制方案

12/8BSRM 传统控制方案基于三相单拍工作, 引入了超前角 θ_m 的概念^[1,2]。图 1 为传统控制方案工作原理示意图。

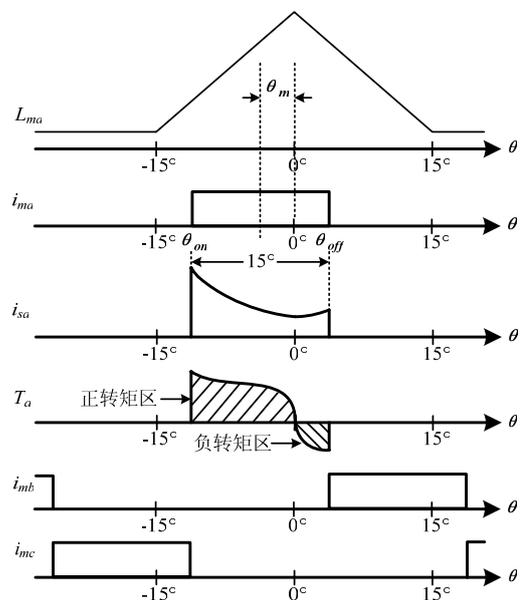
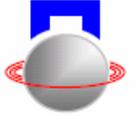


图 1 传统控制方案工作原理

图 1 中所示, 主绕组电流方波控制、三相轮流导通 15° 以产生连续的悬浮力, 通过 θ_m 调节正、负转矩的产生宽度, 从而调整平均转矩的大小。悬浮绕组电流根据悬浮力、主绕组电流和转子位置角计算得出, 因而悬浮力 F 与主绕组电流 i_m 、悬浮绕组电流 i_s 和超前角 θ_m 有关; 而平均转矩也与 i_m 、 i_s 和 θ_m 有关。其中, 悬浮力 F 和平均转矩 T_{avg} 的关系如式(1)所示^[1-5]:

$$T_{avg} = G_{tm}(\theta_m) i_m^2 + G_{ts}(\theta_m) \frac{F^2}{i_m^2} \quad (1)$$

由式(1)可知, 悬浮力 F 和平均转矩 T_{avg} 通过超前角 θ_m 和主绕组电流 i_m 耦合在一起。其中任一控制对象



(径向负载或转矩负载)的变化,必然会引起控制量的扰动。在传统控制方法中,通过制定特定的优化规则和计算流程^[1,2],得到优化的控制量 i_m 和 θ_m 以使无轴承电机同时满足调速和悬浮要求。其中的控制算法相当复杂,难以实现在线实时运算,只能采用查表的方式,且二维表格需尽量大以保证实时控制的精确性,因而对数字控制器有较高的要求。因此,有必要对平均转矩和悬浮力分别独立控制,避免二者耦合,以降低控制的复杂性和提高控制性能,使无轴承电机向实用化迈进。

2 新型控制方案

为了简化 BSRM 控制方法,提高其调速、悬浮性能,本文研究了一种基于电机的平均转矩与径向悬浮力独立控制的控制方案。该方法能够分别对电机的调速和悬浮独立控制,能够增加电机的径向承载力。图 2 所示为 BSRM 的工作区间示意图。

2.1 工作区间分析

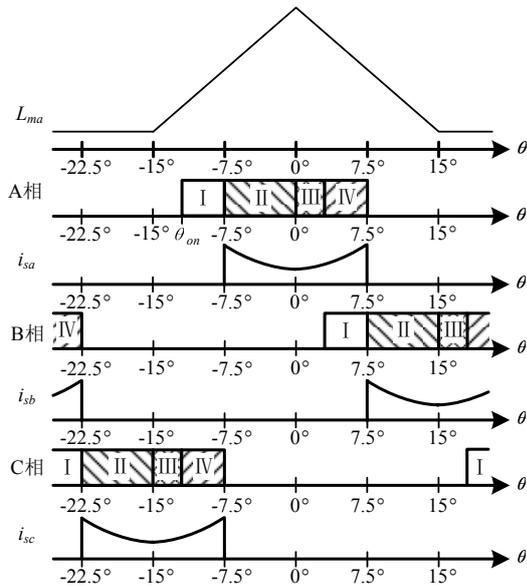


图 2 新型控制方案工作区间示意图

在分析之前有如下假设:区间 I 内的主绕组电流为 i_{m1} ; 区间 II、III、IV 内主绕组电流为 i_{m2} , α 、 β 方向的悬浮绕组电流分别为 i_{s1} 和 i_{s2} ; 三相相序为 ABC 顺序。以 A 相为例,各工作区间的分析如下:

区间 I ($\theta \in [\theta_{on}, -\pi/24]$): A 相主绕组开通,悬浮绕组不工作,此时电机的悬浮力由 C 相提供, A 相不产生悬浮力。A 相产生正转矩, C 相的主绕组和悬浮绕组同时产生负转矩。若忽略两相导通时的相间互感,此时的瞬时转矩 T_1 可视为 A 相和 C 相

单相导通时产生转矩的叠加,为:

$$T_1 = J_p(\theta) \cdot (2N_m^2 i_{ma1}^2) + J_m(\theta + \frac{\pi}{12}) \cdot (2N_m^2 i_{mc2}^2 + N_b^2 i_{sc1}^2 + N_b^2 i_{sc2}^2) \quad (2)$$

其中^[3],

$$J_p(\theta) = \mu_0 h r \left(\frac{1}{l_0} + \frac{2(2r\theta - l_0)}{(\pi r^2 \theta^2 - (\pi + 2)r\theta l_0 + 2l_0^2)} \right)$$

$$J_m(\theta) = \mu_0 h r \left(-\frac{1}{l_0} + \frac{2(2r\theta + l_0)}{(\pi r^2 \theta^2 + (\pi + 2)r\theta l_0 + 2l_0^2)} \right)$$

式中各符号表征的物理量含义如下:

N_m ——主绕组匝数

N_b ——悬浮绕组匝数

μ_0 ——磁导率

h ——定、转子轴向叠片长度

r ——转子极弧半径

l_0 ——气隙长度

区间 II ($\theta \in (-\pi/24, 0)$): C 相主绕组和悬浮绕组停止工作, A 相悬浮绕组开通,与主绕组产生的偏置磁场作用以提供悬浮力。此时只有 A 相的主绕组和悬浮绕组产生正转矩,其余两相不工作。此阶段的瞬时转矩 T_2 为:

$$T_2 = J_p(\theta) \cdot (2N_m^2 i_{ma2}^2 + N_b^2 i_{sa1}^2 + N_b^2 i_{sa2}^2) \quad (3)$$

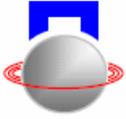
区间 III ($\theta \in [0, \pi/12 + \theta_{on}]$): A 相主绕组和悬浮绕组继续开通以提供悬浮力。此时 A 相的两套绕组产生负转矩,此阶段的瞬时转矩 T_3 为:

$$T_3 = J_m(\theta) \cdot (2N_m^2 i_{ma2}^2 + N_b^2 i_{sa1}^2 + N_b^2 i_{sa2}^2) \quad (4)$$

区间 IV ($\theta \in (\pi/12 + \theta_{on}, \pi/24]$): B 相的主绕组开通、悬浮绕组不开通, A 相主绕组和悬浮绕组继续开通以提供悬浮力。此时 A 相的两套绕组产生负转矩, B 相产生正转矩。此阶段的瞬时转矩 T_4 为:

$$T_4 = J_p(\theta - \frac{\pi}{12}) \cdot (2N_m^2 i_{ma1}^2) + J_m(\theta) \cdot (2N_m^2 i_{mb2}^2 + N_b^2 i_{sb1}^2 + N_b^2 i_{sb2}^2) \quad (5)$$

同理可得 B 相和 C 相的工作模式。由分析可知,在 45° 相周期内,三相的悬浮绕组电流轮流导通 15° 以产生连续的悬浮力;在区间 I、IV 内,主绕组电流将有两相同时导通。对于任意一相来说,它的区间 I、II 内产生正转矩,区间 III、VI 内产生负转矩;



区间 II、III、IV 内产生悬浮力。

2.2 平均转矩和瞬时悬浮力

对于任意一相，假设在一个导通周期的区间 II、III、IV 内，产生的悬浮力和主绕组电流不变，则在这两个区间分别产生的正负转矩的绝对值关于临界点对称相等。因此，在区间 II、III、IV 内产生的平均转矩为零。则一相的平均转矩可通过对区间 I 内产生的瞬时转矩在一个周期内积分得到，因而可得电机的平均转矩 T_{avg} ：

$$T_{avg} = \frac{3}{\pi/4} \int_{\theta_{on}}^{-\pi/24} J_{tp}(\theta) \cdot 2N_m^2 i_{m1}^2 d\theta \quad (6)$$

$$= G_t(\theta_{on}) i_{m1}^2$$

其中 $G_t(\theta_{on})$ 是关于电机参数和开通角 θ_{on} 的平均转矩系数，详细表达式见附录。

由于各相的悬浮力在各相 $[-7.5^\circ, 7.5^\circ]$ 内，以 15° 周期轮流产生，故可根据已有文献得出，如 A 相的 α 、 β 方向径向悬浮力为^[3]：

$$\begin{bmatrix} F_{a\alpha} \\ F_{a\beta} \end{bmatrix} = i_{ma2} \begin{bmatrix} K_{f1}(\theta) & K_{f2}(\theta) \\ -K_{f2}(\theta) & K_{f1}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sa2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

由以上分析得知，电机的平均电磁转矩与开通角 θ_{on} 和区间 I 的主绕组电流 i_{m1} 有关，电机的悬浮力与区间 II、III、IV 内的主绕组电流 i_{m2} 和悬浮绕组电流 i_{s1} 、 i_{s2} 有关。因此，可以分别控制 i_{m1} 和 i_{m2} 、 i_{s1} 、 i_{s2} ，以实现 BSRM 中平均电磁转矩和瞬时悬浮力之间的独立控制。

4 工作区域分析

为便于分析，假设 $i_{m1} = i_{m2} = i_m$ 。在本控制方案中，由于平均转矩和瞬时悬浮力分别受控于 θ_{on} 和 i_m 、 i_{s1} 、 i_{s2} ，故在 i_m 处于最大工作点 ($i_m = i_{m1}$)、 θ_{on} 提前到 -15° 时，电机产生最大平均转矩；在 $i_m = i_{m1}$ 、 $i_{sa1} = i_{sa2} = i_{sl}$ 时，在 $\theta = \pm 7.5^\circ$ 处产生的瞬时悬浮力为电机工作区域的上限。图 3 为新型控制方案的电机工作区域和传统控制方案的比较。其中区域“OABC”为传统控制方案下电机的工作区域，区域“OADE”为新型控制方案下电机的工作区域。

图中可以看出，新型控制方案所能产生的最大平均转矩小于传统控制方案，这是因为一相导通周期内有三分之一时间产生了负转矩。但是在小转矩的情况下，新型控制方案能够提供恒定的最大悬浮力，且比相同转矩下的传统控制方案大。所以，在

径向负载大、转矩负载小的场合下，新型控制方案有其独特的优势。

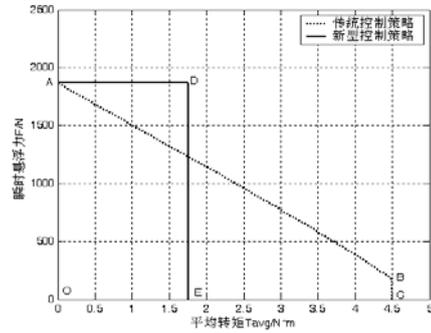


图 3 工作区域的比较

5 实验结果与分析

本文基于一台无轴承开关磁阻电机对新型控制方案进行原理性验证。表 1 为实验样机部分参数。图 4 为电机悬浮端轴向示意图，悬浮端采用辅助轴承支撑，转轴的另一端采用调心轴承支撑，转轴与辅助轴承间的单边间隙为 0.20mm 。位移传感器采用灵敏度为 18V/mm 的电涡流传感器。为减小外界扰动的影响和提高测量精度，同一方向采用两个位移传感器，它们的差分信号作为位置反馈信号。

表 1 实验样机部分参数

电机主绕组匝数	14
电机悬浮绕组匝数	17
定、转子齿极弧度	15°
定子外径	120mm
定子齿极内径	60.5mm
平均气隙长度	0.25mm
转子内径	30mm
转子齿极半径	30mm
轴向叠片长度	75mm

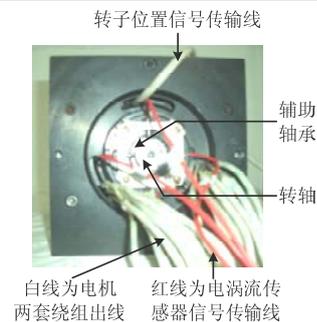
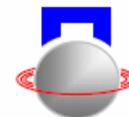
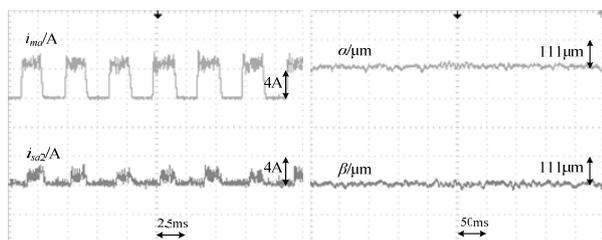


图 4 实验样机悬浮端外观图

实验时转矩空载，样机平躺，转子自重相当于施加 β 负方向的径向力。图 5 所示为电机转速为 2000r/min 时的电流和悬浮位移波形。在悬浮绕组上电后，辅助轴承静止不动，表明转轴悬浮端浮在空中。其中， α 、 β 方向的单边位移均约为 $20\mu\text{m}$ 。实



验结果表明, 转轴径向位移跳动量小于转轴与辅助轴承间隙, 电流实验波形与理论分析很好的吻合。



(a) 电流波形 (b) 转轴径向位移波形

图 5 2000 转/分时电流和转轴径向位移实验波形

6 结论

本文研究了一种新型的无轴承开关磁阻电机控制方案。通过固定主绕组关断角和悬浮绕组开通关断角, 调节主绕组开通角, 对无轴承电机的转矩和悬浮力分别进行控制。消除了电机采用传统控制方案时平均转矩和悬浮力之间相互耦合的困扰, 简化了电机驱动和悬浮的控制算法。提高了调速和悬浮控制的独立性, 适合于径向负载大、转矩负载小的应用场合。实验结果证实了所提方案的有效性和可行性。

附录:

$$G_t(\theta_{on}) = \frac{24}{\pi} N_m^2 \mu_0 h r \left\{ -\frac{\pi + 24\theta_{on}}{24l_0} + 2 \times \left[\frac{1}{\pi r} \ln \left(\frac{\pi^3 r^2 + 24\pi(\pi + 2)rl_0 + 1152l_0^2}{576[\pi r^2 \theta_{on}^2 - (\pi + 2)r\theta_{on}l_0 + 2l_0^2]} \right) + \frac{2}{\pi(\pi - 2)r} \ln \left(\frac{(\pi^2 r^2 + 24\pi rl_0)(2\pi r^2 \theta_{on} - 4rl_0)}{(\pi^2 r^2 + 48rl_0)(2\pi r^2 \theta_{on} - 2\pi rl_0)} \right) \right] \right\}$$

A Control Scheme of Bearingless Switched Reluctance Motors Based on the Angle Adjusting

Cao Xin Deng Zhiquan Yang Gang Wang Xiaolin

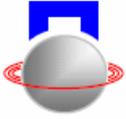
(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: This paper proposes a novel control scheme which changes the conduct angles of main windings currents based on the analysis of the principle of motor's driving and levitating. This control scheme separates the controls of the average torque and levitated forces to avoid the coupling of motor's rotation and levitation. The principle of this new control scheme is demonstrated. And the four working stages are also studied. The nice characteristics of the control scheme are analyzed. Eventually, experimental results verify the validity of the principle analysis.

Keywords: bearingless switched reluctance motor; control scheme; independent control

参考文献

- [1] Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A new control method of bearingless switched reluctance motors using square-wave currents[C]. Proceedings of the 2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, CD-ROM, January 2000: 375-380
- [2] Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A method of determining the advanced angle of square-wave currents in a bearingless switched reluctance motor[J]. IEEE Trans. Industry Application, 2001, 37(6): 1702-1709
- [3] 邓智泉, 杨钢, 张媛, 等. 一种新型的无轴承开关磁阻电机数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 139-146
- [4] Takemoto M, Suzuki H, Chiba A, etc. Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor[C]. IEEE Trans. Industry Application, 2001, 37 (1): 26-34
- [5] Takemoto M, Chiba A, Akagi H, etc. Radial force and torque of a bearingless switched reluctance motor operating in a region of magnetic saturation[J]. IEEE Trans. Industry Application, 2004, 40(1): 103-112



无轴承开关磁阻电机模糊控制器的设计与实现

罗建震 杨钢 曹鑫 王晓琳 邓智泉

(南京航空航天大学自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 目前已有的无轴承开关磁阻电机负载运行控制策略需要经过复杂的公式推导与计算,对数字控制器的存储资源和运行性能提出了高要求,提高了系统成本。为了避免复杂的公式推导,简化控制算法,并降低系统成本,本文设计了适用于无轴承开关磁阻电机的模糊控制器,并在基于 DSP-TMS320LF2407A 的控制系统中进行了实现。实验结果证明了该模糊控制器在无轴承开关磁阻电机控制系统中的有效性。

关键词: 开关磁阻电机; 无轴承; 磁悬浮; 数学模型; 模糊控制

引言

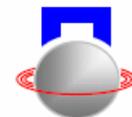
无轴承开关磁阻电机(即 BSRM)利用电机定子和磁轴承在结构上的相似性,将悬浮力绕组叠绕在电机定子齿上,使得该电机的定子齿极上有两套绕组(提供偏置磁场的主绕组和提供控制磁场的悬浮绕组),使其同时实现调速和悬浮功能于一体。通过合理地控制径向悬浮力,可以实现对转子径向位置的精确控制。无轴承开关磁阻电机不仅具有磁悬浮电机无摩擦、无接触、无润滑、长寿命等优点,而且还兼有开关磁阻电机结构简单、坚固、成本低、工作可靠、控制灵活、运行效率高、容错能力强等优点。由于该电机实现了电机转子的悬浮,使得定转子没有机械接触,故其在高洁净及恶劣环境中具有独特的优势。无轴承开关磁阻电机在航空高速、超高速发动机领域有极大的应用潜力,合乎未来多电全飞机强生命力、低维修的发展要求^[1-8]。

无轴承开关磁阻电机较之普通开关磁阻电机,是一个更加复杂的多变量、高度非线性和强耦合的系统,其控制系统的设计非常复杂。文献[1]详细推导了 BSRM 的数学模型,为后来的各方面深入研究提供了基础。文献[2-4]实现了 BSRM 施加悬浮力负载和转矩负载,以及施加径向力扰动条件下的稳定悬浮。其中文献[2-3]提出了一种通过调节 BSRM 主绕组电流和超前角来控制转子受到的瞬时悬浮力和平均转矩,从而实现负载条件下的转子悬浮控制。文献[2]详细介绍了一种根据 BSRM 两个自由度上的合成悬浮力和平均转矩求取理想主绕组电流和理想超前角的算法。文献[6]设计了 BSRM 实验平台,并实现了其空载条件下的稳定悬浮。

为了减小控制器在系统控制过程中的采样时

间和避免高速应用场合中主绕组电流控制的时间滞后,文献[2-3]均在求取理想主绕组和理想超前角的流程图的基础上,依据 BSRM 合成悬浮力和平均转矩先离线计算出理想主绕组电流和理想超前角,然后将所有的理想主绕组电流和理想超前角数据做成两张表格存放在控制器中。在 BSRM 负载控制过程中,控制器仅需根据合成悬浮力和平均转矩查表即可得到相应的主绕组电流和超前角。合成悬浮力由两个自由度上的位移偏差先分别经 PID 调节,然后将二者合成得到;平均转矩由转速偏差经 PI 调节得到。

由以上分析可见,为了存放离线计算得到的理想主绕组电流和理想超前角数据表格,需要控制器提供足够大的存储资源,这势必提高控制器的成本,也难以以为 BSRM 系统的进一步优化提供控制器空间。智能控制理论的发展,为研究复杂强非线性系统提供了一条新途径。特别是模糊控制,由于实现简单,适应性强,可靠性高,自问世以来,引起了国内外学者的普遍关注,它以模糊集合论为基础,是近年来发展起来的一种闭环负反馈非线性控制技术,它基于知识和经验,能对难以建模的复杂非线性系统进行有效控制。其显著特点是,对具有高度非线性、环境干扰因素大、时延大、难以获得精确数学模型等对象的调节,效果较好;当工作条件在大范围内变动时,动态响应快,超调小,且具有很好的鲁棒性。近年来,模糊控制在生产和生活的许多领域得到了越来越广泛的应用^[10-12]。鉴于国外文献中负载控制策略的复杂运算和高系统成本^[2-3],本文设计了适用于 BSRM 控制系统的模糊控制器。运用 BSRM 模糊控制器既能实现无轴承开关磁阻电机空载和负载条件下的可控调速和稳定悬



浮,又可以避免占用庞大的控制器空间。通过 BSRM 模糊控制器对无轴承开关磁阻电机的主绕组电流和超前角进行最佳控制,可以获得电机平均转矩和径向悬浮力的高动态性能。在此基础上,本文分别对实验样机进行了空载和负载试验,给出了实验结果,并对实验结果进行了分析。

1 无轴承开关磁阻电机的数学模型与控制原理

1.1 无轴承开关磁阻电机的数学模型^[1-4]

文献[1]—[5]对电机的数学模型进行了推导,基本推导思路为:首先用有限元辅助分割磁场法求解出气隙磁导的解析表达式,然后根据等效磁路的原理推导出用气隙磁导表示的绕组电感矩阵,在电感矩阵的基础上得出磁场储能的表达式,最后根据机电能量转换原理,由磁场储能对转子偏心位移求偏导,即可得出两个自由度上悬浮力表达式,用矩阵形式近似表示为:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \approx i_{ma} \begin{bmatrix} K_f(\theta) & 0 \\ 0 & K_f(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

根据机电能量转换原理,由磁场储能对转子位置角 θ 求偏导,即可得到 A 相绕组作用时的瞬时电磁转矩为:

$$T_a = J_t(\theta)(2N_m^2 i_{ma}^2 + N_b^2 i_{s1}^2 + N_b^2 i_{s2}^2) \quad (2)$$

其中 $K_f(\theta)$ 和 $J_t(\theta)$ 均为转子位置角和电机参数的函数^[3]。

对 A 相瞬时转矩在一个开通周期内求平均值,得平均电磁转矩 T_{avg} 。 T_{avg} 包括 2 部分——主绕组电流产生的平均转矩 T_{mavg} 和悬浮绕组电流产生的平均转矩 T_{savg} ,如式(3)所示:

$$\begin{aligned} T_{avg} &= \frac{3}{\pi/4} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} T_a d\theta \\ &= T_{mavg} + T_{savg} = G_{tm}(\theta_m) i_{ma}^2 + G_{ts}(\theta_m) \frac{F^2}{i_{ma}^2} \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\theta_{on} = -(\pi/24) - \theta_m$, $\theta_{off} = \pi/24 - \theta_m$, $F^2 = F_\alpha^2 + F_\beta^2$ 。其中, θ_m 定义为超前角,其含义为主绕组方波电流导通周期的中点位置和定转子对中位置轴线之间的夹角,式中 $G_{tm}(\theta_m)$ 和 $G_{ts}(\theta_m)$ 是转子位置角和电机参数的函数^[2]。B 相和 C 相的表达式的推导与 A 相类似。

1.2 无轴承开关磁阻电机的控制原理

由电磁转矩表达式(3)可知,总电磁转矩由两部分组成:主绕组电流提供的电磁转矩和悬浮绕组

电流提供的电磁转矩。在电机未加径向悬浮力负载时,系统需要的径向悬浮力比较小,相应的悬浮绕组电流也比较小,故可以在控制策略中忽略悬浮绕组电流对转矩的贡献。但是,当电机加径向悬浮力负载时,悬浮绕组电流有所加大,径向悬浮负载越大,悬浮绕组电流也越大,在这种情况下,悬浮绕组电流对转矩的贡献就不可忽略,那么固定开关角,仅仅通过调节主绕组电流无法达到精确调节转矩的目的,也无法实现电机负载时的可控调速和稳定悬浮^[8]。

根据文献[2],国外文献中采用控制转子受到的瞬时悬浮力和平均转矩这两个量来实现电机负载条件下的转子悬浮控制。实时控制瞬时悬浮力和平均转矩是通过实时调节主绕组电流和开关角来实现的。

如果直接将国外文献中的负载控制策略应用到本文所研究的 BSRM 控制系统中则需要进行复杂的公式推导与判决,需要控制器提供足够大的空间来存放两张庞大的表格^[2-3],因此对控制器的空间和性能提出了高要求,提高了系统成本。鉴于此,本文设计了适用于 BSRM 控制系统的模糊控制器,模糊控制优于传统控制的一个重要方面是能够将人的经验以规则的形式融入到控制过程中去^[10-12]。该模糊控制器可以避免复杂的控制对象数学模型,根据专家经验和人工控制规则组织控制决策表,然后由决策表确定控制量的大小,具有控制灵活和适应性强的优点。与国外文献中的控制策略相比,大幅度节约了控制器空间,降低了系统成本,为系统的进一步优化预留了空间。

2 BSRM 模糊控制器的设计

模糊控制算法是把人们的控制经验和策略用模糊规则来表示,按照模糊推理来决定输出控制量,以达到控制的目的。模糊控制器由模糊化、模糊推理和清晰化三部分组成,实现模糊控制器的模糊控制结构共有 3 个部分,包括输入量、模糊控制器和输出量^[11]。本文所研究的 BSRM 模糊控制器采用 2 个输入量和 2 个输出量的一维模糊控制器结构,输入量为 BSRM 的平均转矩 T_{avg} 和两个径向自由度上的合成悬浮力平方 F^2 ,输出量为电机主绕组电流 i_m 和超前角 θ_m 。其结构如图 1 所示^[13-14]。

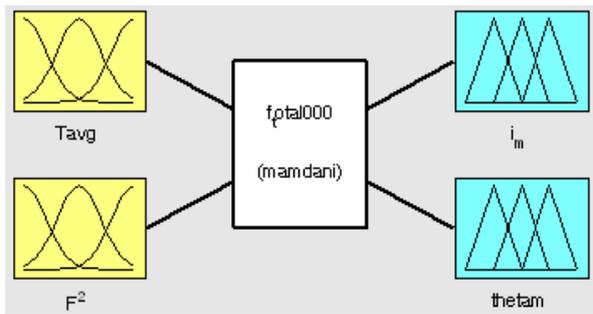
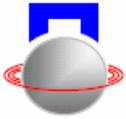


图 1 BSRM 模糊控制器框图

对于本文，设 T_{avg} 、 F^2 和 i_m 、 θ_m 对应的模糊集分别为 $\tilde{E}1$ 、 $\tilde{E}2$ 和 $\tilde{U}1$ 、 $\tilde{U}2$ ，则控制策略可以用一组模糊条件语句来描述如下：

IF $\tilde{E}1 = \tilde{E}1_j$ and $\tilde{E}2 = \tilde{E}2_i$ THEN $\tilde{U}1 = \tilde{U}1_{ij}$ and $\tilde{U}2 = \tilde{U}2_{ij}$

$i=1,2, \dots, m; j=1, 2, \dots, n$

这些模糊条件语句可作为两个模糊关系矩阵如下：

$$\tilde{R}1 = V_{i,j}(\tilde{E}1_j \times \tilde{E}2_i) \times \tilde{U}1_{ij} \quad (4)$$

$$\tilde{R}2 = V_{i,j}(\tilde{E}1_j \times \tilde{E}2_i) \times \tilde{U}2_{ij} \quad (5)$$

据模糊推理合成规则，输出控制量模糊集为：

$$\tilde{U}1 = (\tilde{E}1 \times \tilde{E}2) \circ \tilde{R}1 \quad (6)$$

$$\tilde{U}2 = (\tilde{E}1 \times \tilde{E}2) \circ \tilde{R}2 \quad (7)$$

在模糊化过程中，将模糊控制器输入/输出变量的域定义如表 1 所示^[15]。

表 1 输入/输出的模糊域

输入/输出	范围	模糊域数	模糊变量
T_{avg}	0~0.3	13	ZE-S6-L6
F^2	0~3600	16	ZE-S7-M-L
i_m	0~10.5	16	ZE-S7-M-L
θ_m	0~7.031	16	ZE-S7-M-L

本文所研究系统的模糊化采用基于三角形型的隶属函数，模糊控制器采用 Mamdani 推理算法。

一个语言变量的各个模糊集（语言值）之间并没有明确的分界线，反映在模糊集的隶属函数曲线上，就是这些隶属函数必定是相互重叠的。一般重叠率在 0.2~0.6 之间选取，本文选择为 0.5。则得到各变量的隶属度函数如图 2~5 所示：

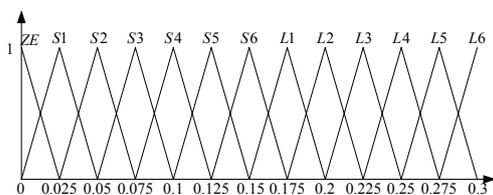


图 2 输入量 T_{avg} 的隶属函数

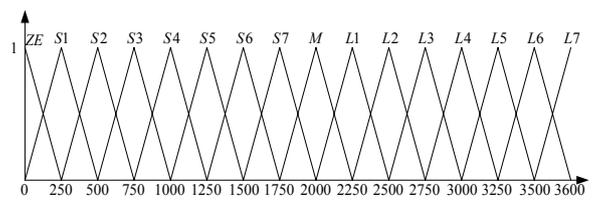


图 3 输入量 F^2 的隶属函数

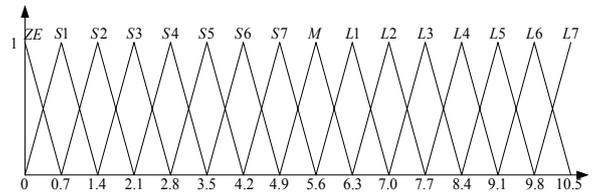


图 4 输出量 i_m 的隶属函数

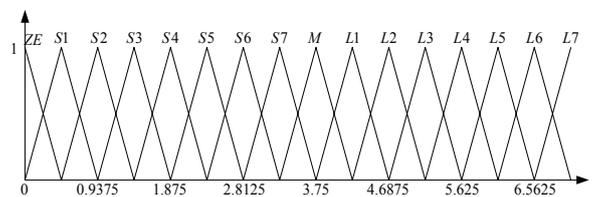


图 5 输出量 θ_m 的隶属函数

文中控制输出量选用最常用的 centroid（区域重心法），它取模糊集隶属函数曲线同基础变量轴所围面积的重心对应的基础变量值作为清晰值。

反映控制器性能的控制策略表面图如图 6 和图 7 所示。

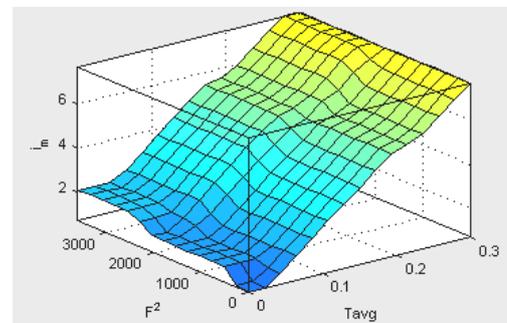


图 6 控制策略表面图 i_m

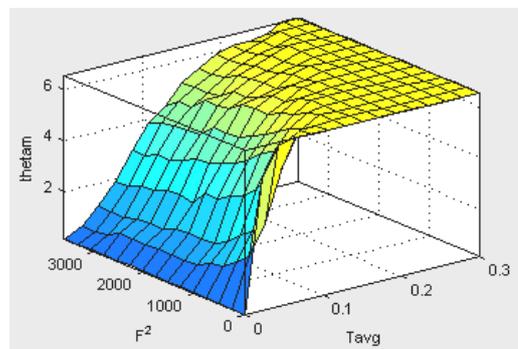
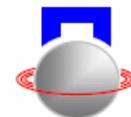


图 7 控制策略表面图 θ_m



3 BSRM 模糊控制器的实现

BSRM 模糊控制器的实现过程为：控制器经中断采样获取两个自由度上的悬浮力与电机转子的转角信息，然后经过相应的精确运算，分别得到合成悬浮力的平方与平均转矩，二者作为 BSRM 模糊控制器的两个精确输入量，再将该精确输入量进行模糊化变成模糊量，得到的两个模糊量可用相应的模糊语言表示，至此得到两个模糊输入量的模糊集合的一个子集（实际上是一个模糊向量）。再由该模糊向量和模糊控制规则（模糊关系）根据推理的合成规则进行决策，得到两个模糊控制量。为了对 BSRM 施加精确的控制，还需要将上面得到的两个模糊控制量转化为精确量，即清晰化处理。清晰化后得到 BSRM 的主绕组电流和超前角信息，二者为精确的数字量，以此对 BSRM 系统实施精确控制。然后，中断等待第二次采样，这样循环下去，就实现了对 BSRM 系统的模糊控制。

将以上模糊控制策略应用到无轴承开关磁阻电机控制系统中，便得到如图 8 所示的 BSRM 模糊控制器模块。

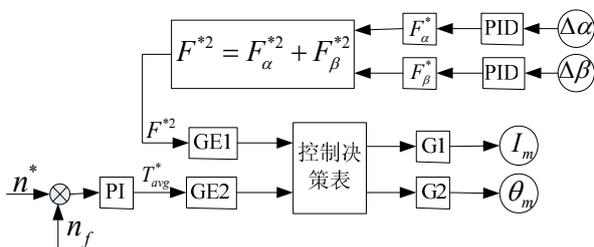


图 8 BSRM 模糊控制器模块

图 8 中 GE1 和 GE2 分别为合成悬浮力平方和平均转矩的量化因子，G1 和 G2 分别为理想主绕组电流和理想超前角的比例因子。将该模糊控制器模块应用到 BSRM 控制系统中，即可得到 BSRM 模糊控制系统框图如图 9 所示，以此实现最终的系统控制。

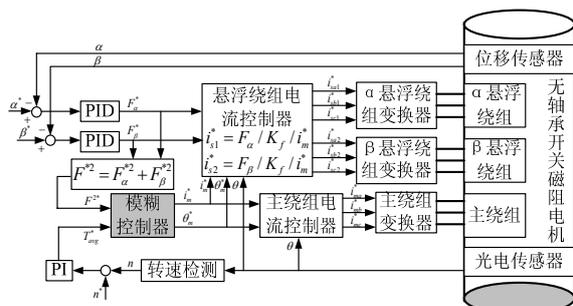


图 9 BSRM 模糊控制系统框图

模糊控制算法的核心部分是模糊控制器，参考文献[2-4]，为了减少运算，提高控制器的响应速度，节省 CPU 资源，避免在线运算产生的时间滞后，本文将 BSRM 模糊控制器的控制规律制成表格，该表格是根据模糊控制规则的推理合成离线得到的，存放在控制器中。在系统运行过程中采用查表法实现对 BSRM 的模糊控制，这样就大大节省了 CPU 的运算时间。

表 2 对 BSRM 模糊控制器表格与国外文献中经典算法表格所需内存空间进行了对比，本文所研究的 BSRM 系统是以 TI 公司的 TMS320LF2407A 作为控制器，其片内的 FLASH 程序存储器空间为 32KB，可以明显看出，若将经典的 BSRM 负载控制算法应用到本文所研究系统，控制器根本无法胜任。若采用前文设计的 BSRM 模糊控制器，控制器的负担得到了大幅度的降低，同时可以为 BSRM 系统的进一步优化提供足够大的控制器空间。

表 2 BSRM 模糊控制器与经典算法占用内存对比

	BSRM 模糊控制器	经典算法
i_m	1.5KB	31KB
θ_m	1.5KB	31KB
总空间	3.0KB	62KB

本文将 BSRM 模糊控制放在 T4 中断服务子程序中实现。BSRM 模糊控制的软件实现流程如图 10 所示：

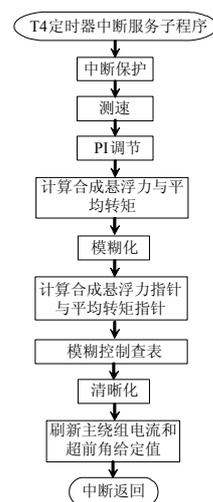
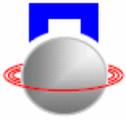


图 10 模糊控制流程图

4 实验结果

4.1 实验样机

基于以上分析，将前文设计的 BSRM 模糊控制器应用到无轴承开关磁阻电机控制系统中，并在实



验样机上进行了调试。

实验样机部分参数如表 3 所示。图 11 为样机外观图，电机下端采用调心球轴承，上端装有辅助轴承，为悬浮端，辅助轴承和转子轴间的平均气隙为 0.15mm。

表 3 BSRM 实验样机部分参数

电机主绕组匝数	22
电机悬浮绕组匝数	18
定、转子齿极弧度数	15°
平均气隙长度	0.25mm
转子极半径	38.25mm
转轴轴向长度	95mm

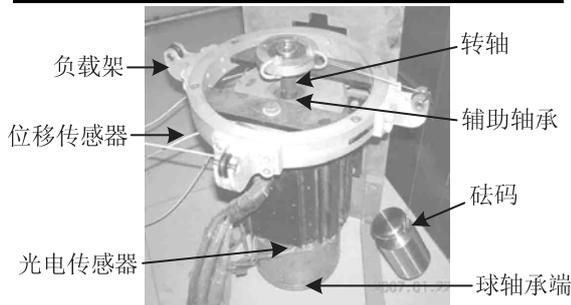


图 11 BSRM 实验样机外观图

4.2 空载实验结果与分析

图 12(a)和(b)分别是转轴在稳态转速 400r/min 和 2000r/min 时，主绕组 B 相电流（左图通道 1）与 α 方向 A 相悬浮绕组电流（左图通道 2）波形和沿 $\alpha(X)$ (右图通道 1)和 $\beta(Y)$ (右图通道 2)轴的径向位移波形。

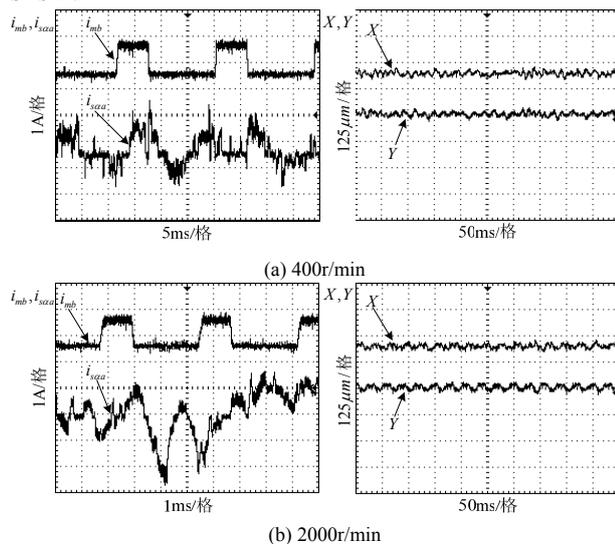


图 12 电流和径向位移波形

从图 12 中位移波形可以看出，转轴在 α 和 β 方向上总的位移跳动范围均在 $65\mu\text{m}$ 以内，悬浮时观察辅助轴承一端，可以看到辅助轴承静止，不随转

子的转动而转动，这说明转轴已与辅助轴承脱离，没有任何机械接触，平稳地悬浮在空中，实验结果验证了本文设计的 BSRM 模糊控制器可以实现 BSRM 空载的可控调速和稳定悬浮。

4.3 负载实验结果与分析

将前文设计的 BSRM 模糊控制器应用到 BSRM 负载运行系统中，在施加 1kg (约 10N) 的悬浮力负载条件下，对实验样机在不同转速进行了调试，为了实现在样机上施加悬浮力负载，需在样机上安装专门的负载架，如图 11 所示。

图 13(a)和(b) 分别是转轴在稳态转速 500r/min 和 1500r/min 时，主绕组 B 相电流（左图通道 1）与 α 方向 A 相悬浮绕组电流（左图通道 2）波形和沿 $\alpha(X)$ (右图通道 1)和 $\beta(Y)$ (右图通道 2)轴的径向位移波形。

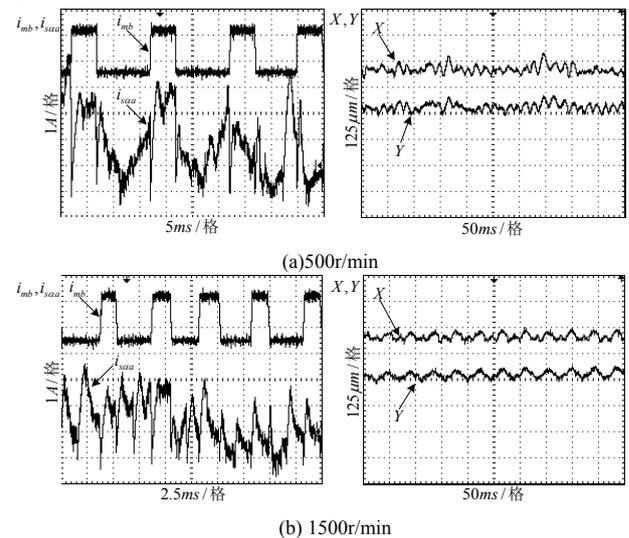
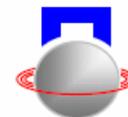


图 13 电流和径向位移波形

从图 13 电流和位移波形可以看出，给电机施加了悬浮力负载后，由于将转子拉回中心位置需要的悬浮力有所增大，故主绕组电流和悬浮绕组电流明显增大，转轴在 α 和 β 方向上总的位移跳动范围均在 $125\mu\text{m}$ 以内。实验过程中，可以看到辅助轴承静止，说明转轴已平稳地悬浮在空中，实验结果表明本文设计的 BSRM 模糊控制器可以实现 BSRM 施加径向悬浮力负载的可控调速和稳定悬浮。

5 结论

本文设计了一种适用于无轴承开关磁阻电机的模糊控制器，克服了国外负载控制策略对电机复杂数学模型的依赖，节约了控制器空间，降低了系统成本。基于该 BSRM 模糊控制器，



在实验样机上分别进行了空载和施加径向悬浮力负载试验，分别实现了电机在不同转速时空载和负载的稳定悬浮。实验结果验证了本文设计的 BSRM 模糊控制器可以实现 BSRM 空载和负载的可控调速和稳定悬浮。

参考文献

- [1] Takemoto M, Shimada K, Chiba A, *et al.* A design and characteristics of switched reluctance type bearingless motors[C]. Proc. NASA/CP- 1998-207654, Gifu, Japan, 1998: 49-63.
- [2] Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A method of determining advanced angle of square-wave currents in a bearingless switched motor [J]. IEEE Trans. on Industry Application, 2001, 37(6): 1702-1709.
- [3] Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A new control method of bearingless switched reluctance motors using square-wave currents [C]. Proceedings of the 2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Singapore, 2000: 375-380.
- [4] Takemoto M, Suzuki H, Chiba A, *et al.* Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 2001, 37(1): 26-34.
- [5] 邓智泉, 杨钢, 张媛, 等. 一种新型的无轴承开关磁阻电机数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 139-146.
- [6] 杨钢, 邓智泉, 张媛, 等. 无轴承开关磁阻电机实验平台的设计与实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 97-103.
- [7] 杨钢. 无轴承开关磁阻电机实验平台的开发与研制: [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2003.
- [8] 张媛. 无轴承开关磁阻电机控制策略研究与实现: [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2005.
- [9] 刘迪吉, 张焕春, 傅丰礼, 等. 开关磁阻调速电动机 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [10] 易继锴, 候媛彬. 智能控制技术[M]. 北京: 北京工业大学出版社, 1999.
- [11] 诸静. 模糊控制原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [12] 李士勇. 模糊控制、神经控制和智能控制论[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1996.
- [13] 楼天顺, 胡昌华, 张伟. 基于 MATLAB 的系统分析与设计——模糊系统[M]. 西安: 西安科技大学出版社, 2001, 5.
- [14] 闻新, 周露, 李东江, 等. MATLAB 模糊逻辑工具箱的分析与应用[M]. 科学出版社, 2001, 4.
- [15] Lachman T, Mohamad T. R, Christopher P. T. Dynamic modelling of a 3-phase 6: 4 switched reluctance motors using fuzzy technique[C]. 2004 IEEE Region 10 Conference, 452-455 Vol.3.

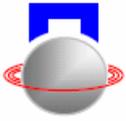
Design and Realization of a Fuzzy Controller for a Bearingless Switched Reluctance Motor

Luo Jianzhen Yang Gang Cao Xin Wang Xiaolin Deng Zhiquan

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: The traditional load control strategy of bearingless switched reluctance motors needs complex formulae deduction and calculation and controller with large space and high performance must be supplied. The cost of this system is obviously high. A fuzzy controller which is suitable for bearingless switched reluctance motors has been designed in order to avoid the complex formulae deduction, simplify the control algorithm and decrease the cost of system. The controller is realized in the system based on DSP-TMS320LF2407A. It is shown experimentally that the bearingless switched reluctance motors fuzzy controller is effective.

Keywords: switched reluctance motor; bearingless; magnetic suspension; mathematical model; fuzzy control



锥形磁悬浮轴承的建模及数字控制

徐宗海 高琳 李黎川

(西安交通大学 电气学院 西安 中国 710049)

摘要: 圆锥形电磁轴承只需一对径向轴承即可完成主轴的径向与轴向控制, 因此可减小系统主轴轴向尺寸, 有利于提高系统刚性, 同时可以降低系统能量损耗。锥形磁轴承机械结构简单, 但系统动力学模型及控制相对复杂。本文对一个自行设计的锥形磁极轴承进行系统建模、控制器设计和实时控制实验, 采用电压控制策略实现磁轴承的稳定悬浮, 测试轴承转子的起浮和抗干扰性能。实验结果表明磁轴承系统具有较好的动态性能及运行的稳定性和可靠性。

关键词: 锥形磁轴承; 线性化; 建模; 数字控制

引言

主动型电磁轴承由于无机械接触, 其转子转速可大大提高, 在高速机床、大功率机器等领域具有广泛的应用前景。本文讨论的磁轴承预期应用于航空电源的磁悬浮开关磁阻启动/发电系统中, 考虑到实际系统对轴向尺寸的限制以及转子受到的轴向载荷不大, 因此采用锥形磁悬浮轴承结构, 省去轴向轴承, 缩短磁悬浮轴承在轴向上的长度。

对于锥形磁轴承, 轴向的控制由径向轴承产生的电磁力在轴向上的分量来实现, 因此轴向与径向间存在耦合, 在建模和控制中需要考虑解耦问题^{[1][2]}。本文针对项目要求, 设计了一台锥形磁轴承, 在建模和仿真计算的基础上采用工控机搭建磁轴承系统的控制实验平台, 测试轴承转子的起浮性能以及在施加干扰力情况下系统的性能。

1 锥形磁轴承的结构设计

根据项目应用背景, 确定采用 5 自由度控制的有源锥形磁极轴承, 其结构如图 1 所示。电磁铁采用 8 极对称结构, 每相邻的一对磁极构成一个 U 形电磁铁。左右两边的锥形轴承控制轴承转子沿 X、Y 轴方向上的平动、绕 X、Y 轴的转动以及轴承转

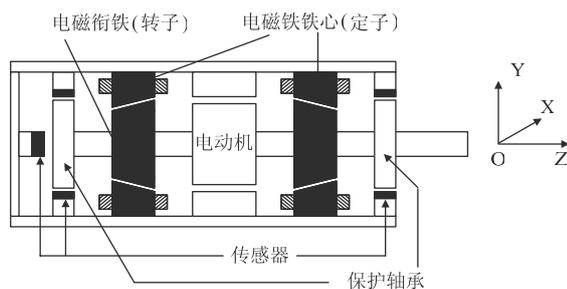


图 1 圆锥形磁轴承的结构

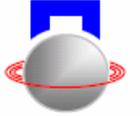
子沿 Z 轴方向上的平动, 电动机控制轴承转子绕 Z 轴的转动。这种结构在空间上比较紧凑, 磁通回路的长度比较短且控制方便。最大承载力的估算主要考虑来自发电机定、转子间的径向磁力、陀螺效应产生的力矩、因转子中心偏离回转中心线而引起的离心力以及由重力加速度和运动加速度引起的载荷, 计算确定的磁轴承主要尺寸及相关参数的符号和数值如图 2 所示。

μ_0	真空磁导率, $4\pi \times 10^{-7} H/m$
A	磁极面积, $1.28 \times 10^{-3} m^2$
N	线圈匝数, 300
R	线圈直流电阻, 1.4Ω
g	平衡位置下的气隙, $0.5 \times 10^{-3} m$
M	锥型磁悬浮轴承质量, $13.6 kg$
L_0	磁路中的电感, $0.15 H$
I_0	平衡位置下的线圈电流, $1 A$
U_0	平衡位置下的线圈电压, $1.4 V$
Φ_0	平衡位置下的气隙磁通, $4.84 \times 10^{-3} Wb$
L	转子长度, $0.238 m$
H	锥型磁轴承离转子质心的距离, $0.119 m$
J_x	转子轴承绕过质心的 X 轴的转动惯量, $1.4 kgm^2$
J_y	转子轴承绕过质心的 Y 轴的转动惯量, $1.4 kgm^2$

图 2 轴承主要尺寸及系统参数的符号和数值

2 被控对象建模及解耦

对图1所示锥形磁轴承建立固定坐标OXYZ, 三个坐标轴的方向如图中所示, 建模时将坐标原点与磁轴承在平衡位置处的转子质心相重合。左、右磁轴承的受力分析如图3所示, 其中 f_1, f_2, f_3, f_4 为右边轴承转子所受四个吸引力, f_5, f_6, f_7, f_8 为左



轴承转子的受力, $f_{dx}, f_{dy}, f_{drx}, f_{dry}, f_{dz}$ 为干扰力。

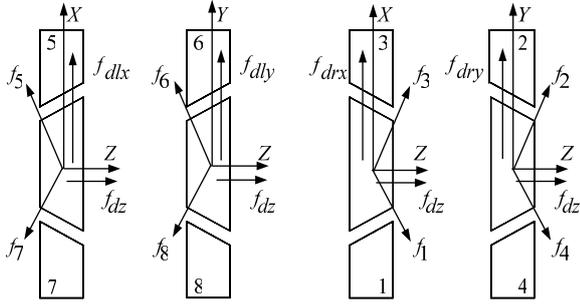


图3 左右锥形磁轴承的受力分析图

就控制而言,几个自由度上的情况基本相同,又由于左右锥形磁轴承的受力相同,这里只给出右边磁轴承在X轴方向上的数学模型推导过程,相关参数的符号和定义如图2所示。

右边X轴上1,3两对电磁铁的线圈电压方程为:

$$N\dot{\phi}_1 + Ri_1 = u_1 \quad (1)$$

$$N\dot{\phi}_3 + Ri_3 = u_3 \quad (2)$$

式中, ϕ_1, ϕ_3 表示两个磁极对处的控制磁通, i_1, i_3 为线圈电流, u_1, u_3 为线圈控制电压。根据磁路欧姆定律,可得方程:

$$\mu_0 ANi_1 = 2(g - z \sin \beta + x_r \cos \beta)\phi_1 \quad (3)$$

$$\mu_0 ANi_3 = 2(g - z \sin \beta - x_r \cos \beta)\phi_3 \quad (4)$$

式中 x_r 和 z 分别为右边轴承质心在X轴和Z轴方向上的位移。将(3)、(4)式中的 i_1 和 i_3 分别代入(1)、(2)式并略去高次项,得到磁通变化率的线性近似为

$$\dot{\phi}_1 = \frac{1}{N}u_1 - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}\phi_1 + \frac{2R\Phi_0 \sin \beta}{\mu_0 AN^2}z - \frac{2R\Phi_0 \cos \beta}{\mu_0 AN^2}x_r \quad (5)$$

$$\dot{\phi}_3 = \frac{1}{N}u_3 - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}\phi_3 + \frac{2R\Phi_0 \sin \beta}{\mu_0 AN^2}z + \frac{2R\Phi_0 \cos \beta}{\mu_0 AN^2}x_r \quad (6)$$

根据在平衡位置下磁通均为 Φ_0 ,可直接写出磁极1,3作用下所产生的电磁力的合力为

$$f_{rx} = \frac{2\Phi_0 \cos \alpha \cos \beta}{\mu_0 A}(\phi_3 - \phi_1) \quad (7)$$

将(6)式减去(5)式,再利用(7)式消去磁通,得到右边轴承在X轴上产生的电磁力的微分方程为

$$\dot{f}_{rx} = \frac{2\Phi_0 \cos \alpha \cos \beta}{\mu_0 AN}(u_3 - u_1) - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}f_{rx} + \frac{8R\Phi_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta}{\mu_0^2 A^2 N^2}x_r \quad (8)$$

同理,可推出左边轴承在X轴方向上产生的电磁力以及轴承在Y轴和Z轴方向上产生的电磁力的微分方程为

$$\dot{f}_{lx} = \frac{2\Phi_0 \cos \alpha \cos \beta}{\mu_0 AN}(u_5 - u_7) - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}f_{lx} + \frac{8R\Phi_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta}{\mu_0^2 A^2 N^2}x_l \quad (9)$$

$$\dot{f}_{ly} = \frac{2\Phi_0 \cos \alpha \cos \beta}{\mu_0 AN}(u_2 - u_4) - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}f_{ly} + \frac{8R\Phi_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta}{\mu_0^2 A^2 N^2}y_l \quad (10)$$

$$\dot{f}_{ly} = \frac{2\Phi_0 \cos \alpha \cos \beta}{\mu_0 AN}(u_6 - u_8) - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}f_{ly} + \frac{8R\Phi_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta}{\mu_0^2 A^2 N^2}y_l \quad (11)$$

$$\dot{f}_z = \frac{2\Phi_0 \cos \alpha \sin \beta}{\mu_0 AN}(u_1 + u_2 + u_3 + u_4 - u_5 - u_6 - u_7 - u_8) - \frac{2Rg}{\mu_0 AN^2}f_z + \frac{32R\Phi_0^2 \cos \alpha \sin^2 \beta}{\mu_0^2 A^2 N^2}z \quad (12)$$

式中下标“l”和“r”分别代表左、右两边的锥形磁轴承, x_l, y_l, x_r, y_r 表示左、右磁轴承质心在X、Y轴方向上的位移。

根据图1所示结构以及图3所示的受力分析,在不考虑干扰力和陀螺效应的情况下,可以写出磁轴承五个自由度的运动方程为

$$\begin{cases} M\ddot{x} = f_{lx} + f_{rx} \\ M\ddot{y} = f_{ly} + f_{ry} \\ J_x \ddot{q} = H(f_{ly} - f_{ry}) \\ J_y \ddot{p} = H(f_{rx} - f_{lx}) \\ M\ddot{z} = f_z \end{cases} \quad (13)$$

其中 q, p 分别为转子质心绕X轴和Y轴转动的转角。对(8)-(12)式以及(13)式中的所有方程进行拉氏变换,联立求解消去电磁力,可以得到磁轴承在五个自由度上的磁悬浮控制方程。然后采用下列的输入、输出变换对被控对象进行解耦。输入采用的坐标变换为(注意该变换只在 p 和 q 很小时成立):

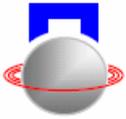
$$\begin{cases} x = \frac{x_l + x_r}{2} \\ y = \frac{y_l + y_r}{2} \\ p = \frac{x_r - x_l}{2H} = \frac{x_r - x_l}{L} \\ q = \frac{y_l - y_r}{2H} = \frac{y_l - y_r}{L} \end{cases} \quad (14)$$

输出变换为:

$$\begin{cases} u_1 = U_0 + u_z - u_{rx}, & u_2 = U_0 + u_z + u_{ry} \\ u_3 = U_0 + u_z + u_{rx}, & u_4 = U_0 + u_z - u_{ry} \\ u_5 = U_0 - u_z + u_{lx}, & u_6 = U_0 - u_z + u_{ly} \\ u_7 = U_0 - u_z - u_{lx}, & u_8 = U_0 - u_z - u_{ly} \end{cases} \quad (15)$$

其中 u_z 为Z轴方向上的控制电压, $u_{lx}, u_{rx}, u_{ly}, u_{ry}$ 为左、右磁轴承在X轴和Y轴方向上的控制电压。

再进一步引入如下变换:



$$\begin{cases} u_x = u_{lx} + u_{rx} \\ u_p = u_{rx} - u_{lx} \\ u_y = u_{ly} + u_{ry} \\ u_q = u_{ly} - u_{ry} \end{cases} \quad (16)$$

最终得到磁悬浮系统的解耦控制传递函数如下：

$$\frac{x(s)}{u_x(s)} = \frac{2I_0 \cos \alpha \cos \beta / gM}{s^3 + (R/L_0)s^2 - 4RI_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta / g^2 M} \quad (17)$$

$$\frac{y(s)}{u_y(s)} = \frac{2I_0 \cos \alpha \cos \beta / gM}{s^3 + (R/L_0)s^2 - 4RI_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta / g^2 M} \quad (18)$$

$$\frac{p(s)}{u_p(s)} = \frac{LI_0 \cos \alpha \cos \beta / gJ_y}{s^3 + (R/L_0)s^2 - L^2 RI_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta / g^2 J_y} \quad (19)$$

$$\frac{q(s)}{u_q(s)} = \frac{LI_0 \cos \alpha \cos \beta / gJ_x}{s^3 + (R/L_0)s^2 - L^2 RI_0^2 \cos \alpha \cos^2 \beta / g^2 J_x} \quad (20)$$

$$\frac{z(s)}{u_z(s)} = \frac{8I_0 \cos \alpha \sin \beta / gM}{s^3 + (R/L_0)s^2 - 8RI_0^2 \cos \alpha \sin^2 \beta / g^2 M} \quad (21)$$

对上述五个单输入单输出系统分别设计控制器，对五个自由度进行镇定和控制。控制器设计采用极点配置法，控制器结构为带积分器的三阶控制器^[3]。通过仿真计算比较，最终确定将五个控制环的闭环极点全部配置在 $-2\pi \times 80$ 处（80 Hz 的闭环带宽），并由此确定每个控制通道的 6 个控制器参数。

3 实验结果及分析

锥形磁轴承实验系统框图如图 5 所示。采用涡流位移传感器检测转子两端的径向位移和轴向位移，利用式 (14) 所示的输入变换将其换算为转子质心的平动位移和转动位移。控制器的输出经式 (15)、(16) 的变换后得到八个被控对象输入（需

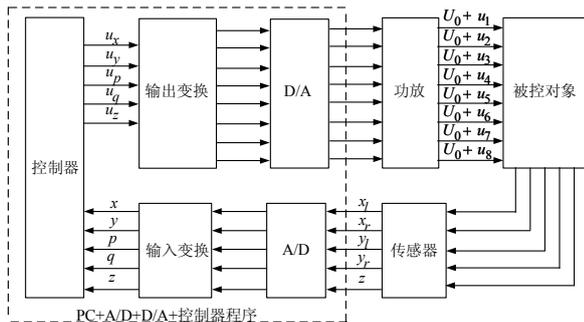


图 4 实验系统结构框图

加上平衡位置下的电压 U_0)。考虑到本磁轴承的瞬时驱动功率在千伏安的数量级，功放采用脉宽调制的开关方式。A/D 转换的分辨率为 12 位，D/A 为 16 位，转换速度均为 $10\mu s$ 。采样周期为 $100\mu s$ 。控制程序用 C 语言编写，实时运行于 DOS 平台。

实验主要测试磁轴承的起浮性能和抗干扰性能。保护轴承的单边径向间隙为 $75\mu m$ ，轴承的单边轴向间隙为 $200\mu m$ ，据此可算出轴承转子绕 X 轴和 Y 轴转动的允许范围为 $\pm 630.25\mu rad$ 。

图 5 和图 6 为磁轴承起浮实验得到的五个自由度上的起浮特性图。为记录磁轴承从初始位置进入稳定悬浮状态的动态过程，在程序中设置每中断一次记录下传感器的采样值，然后将其换算为随时间变化的位移量和转动角度，并在 MATLAB 中作图。

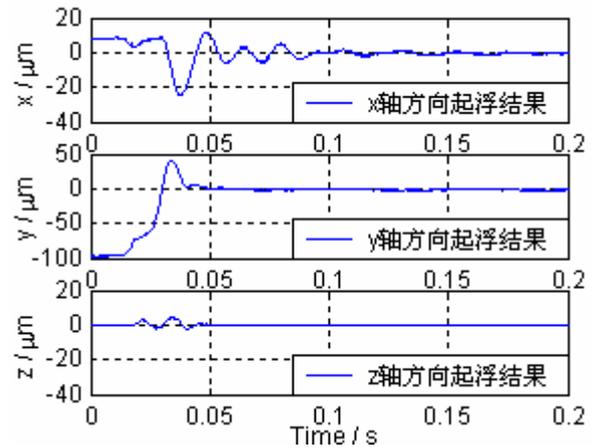


图 5 转子在 X、Y 和 Z 轴上的起浮实验结果

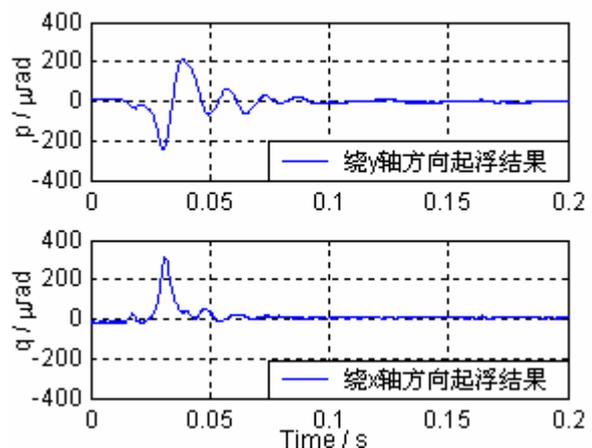
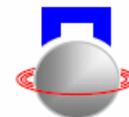


图 6 转子绕 X、Y 轴转动的起浮实验结果

从图中可以看出，上电后轴承能够迅速的起浮并稳定在平衡位置，最大超调均在允许范围内。需要说明的是，虽然保护轴承的设计间隙为单边 $75\mu m$ ，但图 5 显示转子在 Y 轴的初始位置偏离平



衡位置近 $100\mu\text{m}$ ，其原因初步考虑是由于轴承重量在保护轴承上产生的形变以及机械加工、安装中的不对称所造成的偏差。

抗干扰实验采用下列方式进行，首先使轴承转子带载起浮，载荷质量为 5kg ，当轴承转子稳定悬浮在平衡位置后突然卸载，记录卸载后轴承的动态过程。X 轴和 Z 轴的加载利用滑轮实现。在控制程序中设置每 5 次中断记录一次传感器的值，然后在 MATLAB 中作图，实验结果如图 7 和图 8 所示。

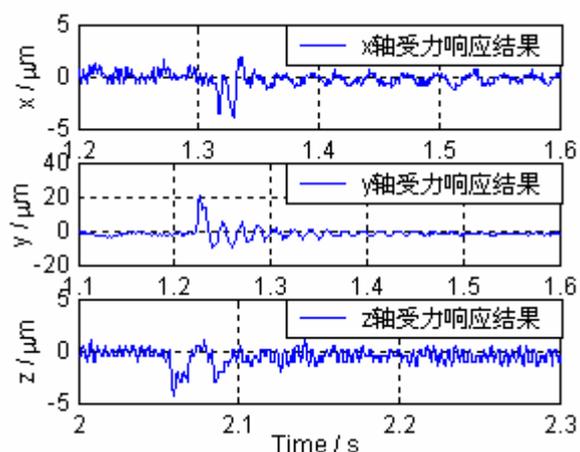


图 7 转子在 X、Y 和 Z 轴方向上的受力响应图

4 结论

本文针对五自由度锥形磁悬浮轴承讨论了被控对象的建模和控制器设计，并对轴承系统进行了起浮和抗干扰实验。建模中通过采用输入、输出的坐标变换，得到了解耦控制模型，在此基础上可以对五个自由度独立设计控制器，实现稳定悬浮。实验结果表明，磁轴承上电起浮的动态性能良好，虽

在某些自由度上出现一定的振荡，但系统还是能很快稳定悬浮；同时，轴承在受到冲击载荷干扰后虽有一定的冲击位移，但都在轴承行程允许范围内。

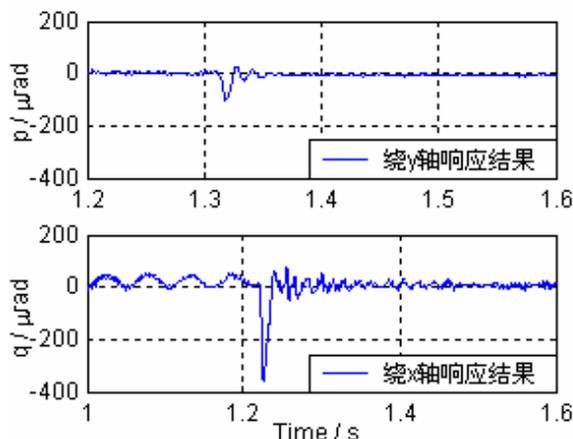


图 8 转子绕 X、Y 轴转动方向上的受力响应图

参考文献

- [1] Abdelfatah M. Mohamed, Fawzi P Emad. Conical Magnetic Bearings with Radial and Thrust Control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(12): 1859-1868
- [2] Lih-Chang Lin, Tzyh-Biau Gau. Feedback Linearization and Fuzzy Control for Conical Magnetic Bearings[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1997, 5(4): 417-426
- [3] 李黎川, 丁玉成, 卢秉恒. 超精密磁悬浮工作台的一种低功耗磁悬浮设计[J]. 微细加工技术, 2003, (4): 45 - 50.

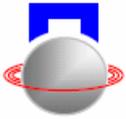
Modeling of Conical Magnetic Bearing and Its Digital Control

Xu Zonghai Gao Lin Li Lichuan

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049)

Abstract: Conical magnetic bearings require only two radial bearings to fulfill control of shaft in both shaft and radial direction. Due to absence of the axial bearing, conical magnetic bearings have shorter axial size, higher stiffness and lower losses. Although the configurations of conical magnetic bearings are simpler, their modeling and controlling become more complicated compared with ordinary magnetic bearings. This paper presents modeling, control and experiment results of a self-designed conical magnetic bearing. Steady suspension is implemented based on voltage control strategy. The performances of starting and anti-impulse are tested. The experiment results show that the magnetic bearing system has better dynamic performances as well as better stability and reliability.

Key words: Conical Magnetic Bearing; Linearization; Modeling; Digital Control



磁力轴承虚拟样机的研究

朱海苍 赵秀栩 薛斌

(武汉理工大学机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 本文运用虚拟样机技术, 通过有限元分析得到的数学模型, 并在磁力轴承几何结构模型的基础上, 构建好磁力轴承的机械系统和控制系统模型, 建立磁力轴承的虚拟样机, 最后利用 MATLAB 和 ADAMS 对磁力轴承进行联合仿真。

关键词: 模型; 磁力轴承; 虚拟样机技术

前言

磁力轴承是利用电磁力, 将被支承件稳定悬浮在空间, 使支承件与被支承件之间没有机械接触的一种高性能机电一体化轴承。它与传统的轴承相比具有一系列独特的性能, 国内外把磁力轴承的出现称为是支承技术的一场革命^[1]。磁力轴承的特点决定了磁力轴承控制参数的设计必须根据它的具体结构而进行, 很难建立起控制系统的统一模型, 而借助虚拟样机技术^[2]就可以使得控制系统和机械系统共享同一模型, 通过改变这个模型的几何结构就非常方便快捷地改变机械和控制的模型。该方法可以代替物理样机进行设计验证和测试为实现磁力轴承的虚拟设计、提高产品的质量提供了一个可行的途径。

1 磁力轴承的虚拟样机模型

运用虚拟样机技术建立磁力轴承的样机模型包括以下内容: 建立控制和机械系统的同一几何结构模型, 通过有限元分析方法推导出转子的受力函数, 在此基础上通过 ADAMS 构建好磁力

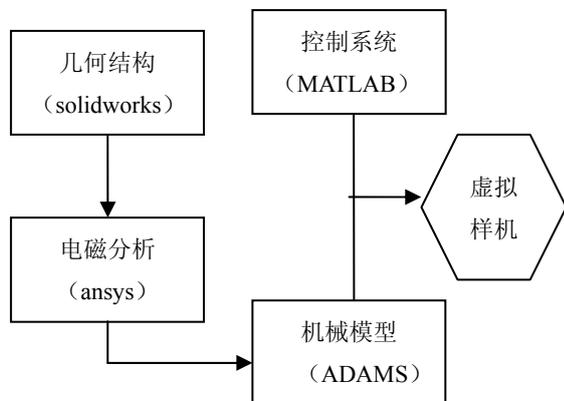


图 1 磁力轴承的虚拟样机

轴承的机械模型, 并由 ADAMS/Controls 模块生成控制系统的数学模型, 通过 MATLAB/Simulink

设计磁力轴承的控制系统, 结合已经建好的机械模型完成磁力轴承的联合仿真。

1.1 磁力轴承的三维建模

SolidWorks 软件提供了 API 应用编程接口, 可以用 VC 语言对 SolidWorks 进行二次开发, 创建 DLL 文件生成 SolidWorks 外挂的插件形式, 自定义菜单或工具栏, 形成与 SolidWorks 统一的界面, 实现了与 SolidWorks 的无缝集成 (如图 2)。

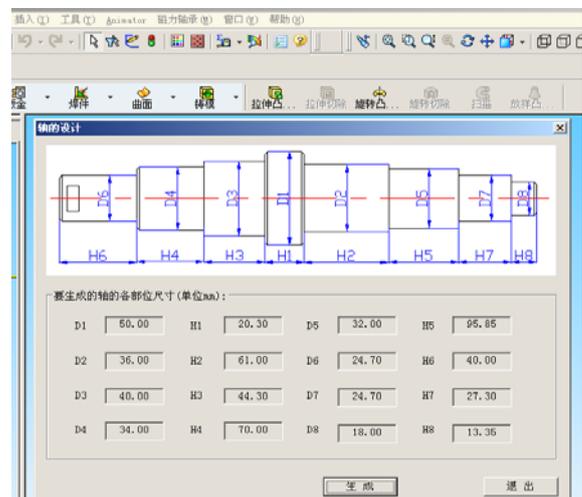
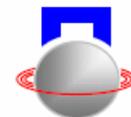


图 2 磁力轴承转子设计对话框

在基本参数区输入转子的几何尺寸后, 就可以点击“生成”按钮, 生成所需要的仿真主轴。通过磁力轴承的参数化模型可以针对不同的需求设计出不同的磁力轴承提高了设计的柔性, 符合现代化设计模式。

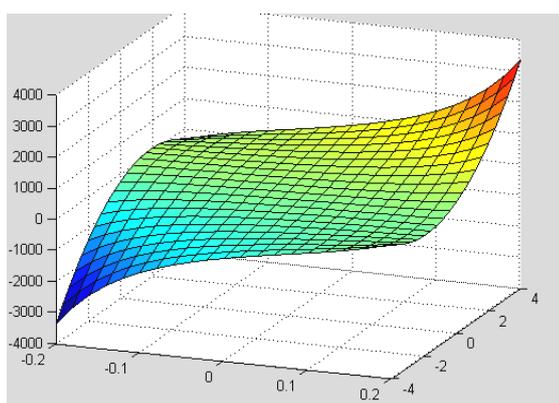
1.2 磁力轴承的数学模型

在以往的磁力轴承的研究中大多是根据 Macwell 方程推导电磁铁的合力^[3], 再建立其数

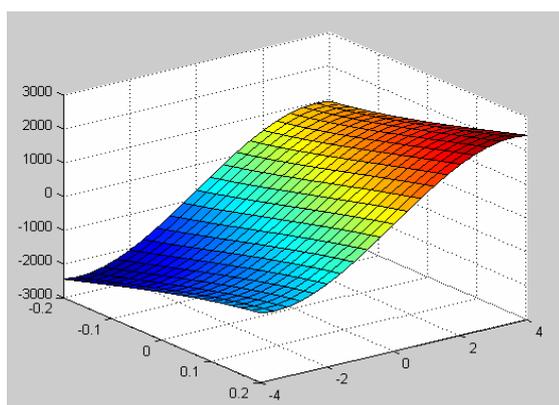


学模型。由于磁性材料一般都是非线性的。即使同一牌号的材料其磁性能也是分散的。因此在磁路中存在着由于漏磁、铁芯回路的磁损及铁磁材料的 BH 曲线非线性等因素的影响，使得电磁力计算时的线性化处理会直接影响电磁力计算的精度。不仅如此，磁力轴承工作时，线圈中的电流不断的变化来调整力的大小，时变的控制电流会引起磁滞和涡流效应，而这种感应的涡流又会产生感应电磁场来抵制原有的电磁场。对于此类的问题的分析，必须采用有限元分析方法才能取得较满意的结果。

由于磁力轴承控制电流的频率和幅值较低，只要交变磁场的波长比起磁场的几何尺寸大得多，就可以近似为静态场的问题。使用 ANSYS 二维静态磁场分析或三维静态磁场分析，并能考虑到铁磁材料的 BH 曲线、漏磁等非线性问题，



(a)



(b)

图 3 力-位移-电流曲线图

参数为： $k_i=457\text{N/A}$ ， $k_s=4570\text{N/mm}$ ， $S_0=0.4\text{mm}$ 。

可以获得电磁力矢量和力矩大小，电感的大小等。将得到的磁力矢量进行描点，连线，再用插

值法拟合曲线，得磁力轴承的数学模型。

利用 MATLAB 绘制出磁力和电流和位移的关系曲线如图 2-4，图(a)是通过公式的推导得出的，图(b)是通过有限元分析的方法得到的，从图上可以看出，当电流达到一定值，由于磁饱和现象，力就不可能还向上飞速地增加，由此可见，利用有限元分析得到磁力轴承的数学模型较由公式得出的具有更强的饱和和非线性，应该更接近实际的情况。对比两图可见，有限元分析的曲线与公式推导的曲线有很大差别。这个偏差发生在控制电流的强激励部分，这是因为铁芯饱和的缘故。

1.3 机械系统模型

在 ADAMS 中对模型的零部件定义材料属性，本文将料定义为钢,ADAMS 根据自动计算出零件的体积就计算出零件的质量、转动惯量和惯性积。再对模型施加约束和载荷，ADAMS 定义了很多的约束来限制零部件之间的相对运动，并通过这些约束将这些孤立的零部件衔接起来组成一个机械系统。本文只研究转子的竖直方向的一个自由度的情况，并且只是转子静止悬浮这一过程。除转子外的零件施加固定约束；在转子和辅助轴承之间施加碰撞约束；最后在转子前后径向轴承的位置施加前面有限元得出的受力函数。到此磁力轴承的机械模型建立好了，其中包括了磁力轴承的几何模型、约束、运动副等。通过 ADAMS/Controls 定义磁力轴承的输入与输出，形成了从 ADAMS 输出的信号进入 MATLAB，同时从 MATLAB 输出的信号进入 ADAMS 程序的信息封闭循环，为联合仿真做好准备工作。

1.4 控制系统的建模

由于磁力轴承系统是开环不稳定的系统，必须对其进行控制，本文变参数 PID 控制算法对磁

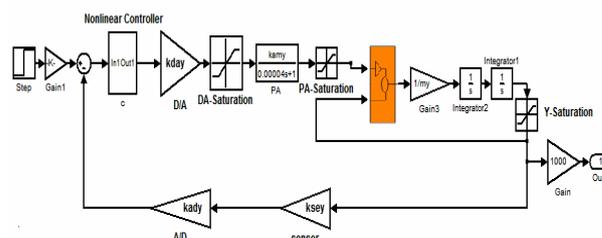
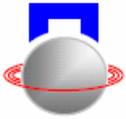


图 4 变参数 PID 算法的系统仿真模型



控制器参数为: $e_B = 0.15$ 、 $e_0 = 0.1$ 、 $K_{P1} = 260$ 、 $K_{D1} = 0.1$ 、 $K_{P2} = 220$ 、 $K_{D2} = 0.22$ 、 $K_I = 2$

力轴承进行研究与仿真分析。通过 MATLAB/Simulink 模块建立控制系统的方框图(如图 4),图中内部有椭圆和三角形符号的矩形是 ADAMS 里面依据机械模型自动生成的控制对象的模型图框。

2 仿真结果及分析

设置好仿真参数后,就可以利用 ADAMS/Controls 的虚拟接口进行联合仿真。得到联合仿真结果图。由图可以看出,当采用基于模式识别的控制器时,系统不仅稳定,而且动态

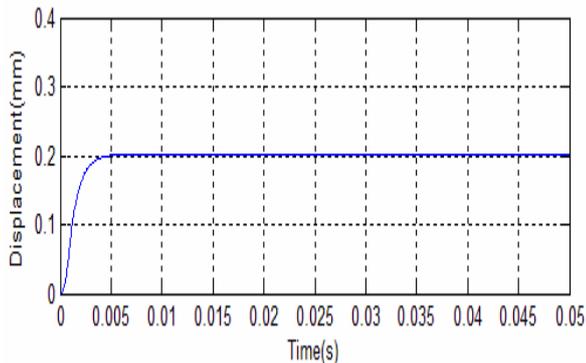


图 2-5 仿真结果曲线图

特性和稳态特性良好。

3 结束语

本文利用虚拟样机技术,借助 MATLAB 和 ADAMS 等软件建立了磁力轴承的虚拟样机模型。在 ADAMS 中对磁力轴承进行了联合仿真。仿真的结果表明,在磁力轴承技术产品化的进程中是有一定的现实意义的。为磁力轴承的研究提供了一定的价值。

参考文献:

- [1] 胡业发. 基于结构动态特性的磁悬浮主轴系统研究: [博士学位论文]. 武汉理工大学机电工程学院, 2001 年
- [2] 郑建荣, ADAMS—虚拟样机技术入门与提高. 北京:机械工业出版社, 2004
- [3] 施韦策 G, 布鲁勒 H, 特拉克斯勒 A. 主动磁轴承基础、性能及应用. [M] 虞烈, 袁崇军译. 北京: 新时代出版社 1997

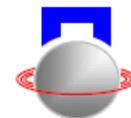
THE RESEARCH ON THE SIMULATION OF THE MAGNETIC BEARINGS BASED ON VIRTUAL PROTOTYPE

ZHU haicang¹ ZHAO xiuxu² Xue bin³

(1. School of Mechanical & Electrical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan ,430070 ,china; 2. School of Mechanical & Electrical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan ,430070 ,china; 3. School of Mechanical & Electrical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan ,430070 ,china)

Abstract: Using the virtual prototype technology , the paper has founded the mechanical model of the AMB by analyzing the mode analysis of the AMB .And the mode of mechanical system and the control system is built, on the ground of the geometry configuration model. So the Virtual Prototype Technology of the AMB has been founded. Finally, taking the advantage of the ADAMS and the MATLAB, the simulation of the AMB has been carried through. The method gives a new way for the research of the AMB.

Key Words: model;Magnetic bearings;Virtual Prototype Technology



恒流源偏置的磁悬浮轴承

张艳花 徐龙祥 王军

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 本文确定一种主动磁悬浮轴承结构, 它的偏置磁场和控制磁场分别由偏置绕组和控制绕组来提供, 对于一个五自由度的磁悬浮轴承系统中, 所有的偏置绕组共用一个恒流源来驱动, 使用一个功率放大器, 而控制绕组一个自由度上一个功率放大器, 与传统的主动磁悬浮轴承结构相比, 减少了 4 个功率放大器, 从而减小了系统的功耗, 提高了系统的性能. 文中对这种结构进行了磁场仿真, 为下一步的实验提供了基础.

关键词: 恒流源; 主动磁悬浮轴承; 磁场仿真

引言

永磁偏置混合磁轴承利用永磁体替代纯电动励磁磁轴承中的偏置电流以产生偏置磁场, 具有降低功率放大器的损耗、减少磁轴承安匝数、缩小磁轴承体积、提高轴承承载能力等优点, 故永磁偏置混合磁轴承在磁悬浮电机、高速飞轮系统等磁悬浮支撑的高速运动场合得到了广泛的应用^[2].

但永磁偏置混合磁轴承结构复杂, 主动磁悬浮轴承^{[3][6]}采用电磁铁产生偏置磁场, 结构得到简化, 却提高了功率放大器的损耗. 传统的五自由度主动磁悬浮轴承需要十个功率放大器, 而永磁偏置混合磁轴承只需要五个功率放大器, 功耗增大了一倍.

本文将介绍一种主动磁悬浮轴承^[1], 偏置电流和控制电流不是混在同一个绕组中, 而是分别通过不同的绕组, 所有的偏置绕组串联在一起用一个恒流源驱动, 这种结构虽然绕线麻烦但比传统的主动磁悬浮轴承减少了四个功率放大器, 减少了功耗. 因为功率放大器需要有双极性的电流输出能力, 所以在研究这种结构的性能时, 将采用三电平功率放大器.

1 恒流源偏置磁悬浮轴承的工作原理

恒流源偏置磁悬浮轴承中偏置磁场和控制磁场是独立产生的. 与永磁偏置混合磁轴承不同的是, 它多了一个恒流源, 通过这个恒流源来提供偏置磁场. 每对磁极上有两对绕组, 一对为偏置绕组, 另一对为控制绕组. 图 1 是恒流源偏置磁悬浮轴承单个自由度差动控制工作原理图.

图中当转子位于平衡位置时, 上下磁极和转子的气隙都为 C , 上下磁极中偏置绕组中通过相等的偏置电流 I , 而控制绕组中通过的控制电流为 0, f_x

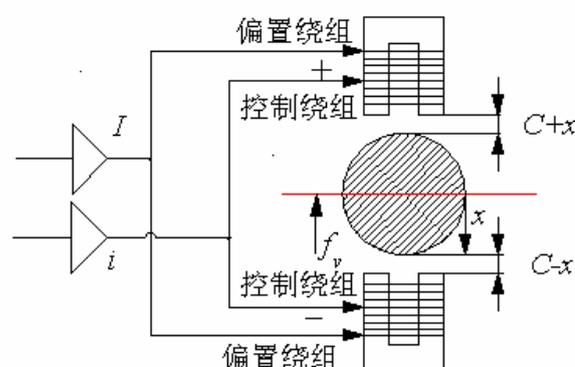


图 1 恒流源偏置磁悬浮轴承的差动控制原理图

为相应的不平衡力或外扰力. 在任意工作状态, 转子发生偏移 x , 转子与上、下磁体的气隙分别为 $(C+x)$ 和 $(C-x)$, 为将转子维持在平衡位置, 位移传感器检测到位移偏差量并经他的处理电路变换为误差电压, 再通过控制器处理后驱动功率放大器, 在上下磁极的控制绕组中输出控制电流 i 和 $-i$. 则根据电磁场理论, 上面的控制绕组和偏置绕组中通有相同方向的电流, 则上磁极所产生的电磁力为:

$$F_{up} = \frac{\mu_0 S N^2}{4} \frac{(I+i)^2}{(C+x)^2}$$

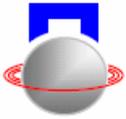
下面的控制绕组和偏置绕组中通有方向相反的电流, 则下磁极所产生的电磁力为:

$$F_{down} = \frac{\mu_0 S N^2}{4} \frac{(I-i)^2}{(C-x)^2}$$

在这一对磁极间所产生的合力为:

$$F_x = \frac{\mu_0 S N^2}{4} \left[\frac{(I+i)^2}{(C+x)^2} - \frac{(I-i)^2}{(C-x)^2} \right]$$

其中, μ_0 为真空中的磁导率, S 为磁极面积, N 为



线圈的匝数。转子受向下磁场力矩回到中心位置。因此,不论转子受到向上或向下的扰动,始终能处于稳定的平衡状态。

2 恒流源偏置磁悬浮轴承的结构

基于偏置绕组和控制绕组是独立的,本文提出了两种结构,磁路保持不变^[4],磁极的布置沿用一个圆周方向上四对磁极 NS,SN,NS,SN 的布置方式,这四对磁极彼此是断开的,每对磁极上不仅有偏置绕组,而且还有控制绕组,根据绕组在空间的不同的布置,提出了一个磁极上单绕组(图2)和一个磁极上双绕组(图3)两种结构。以一个径向磁悬浮轴承为例来说明偏置绕组(图a)和控制绕组(图b)的分布和电流的流向,这两幅图中两个自由度上的偏置绕组串联起来接同一个恒流源;而控制绕组单个自由

度上控制电流是串联在一起的。

如图2所示相邻的两个偏置绕组或控制绕组成九十度均匀分布在定子的不同磁极上,对于一个磁极上面只有一个绕组,或者是偏置绕组或者是控制绕组。

图3所示每对磁极上的两个偏置绕组或者控制绕组都是串联在一起的,对于每一个磁极而言,上面既有偏置绕组,又有控制绕组,从单个磁极来比较,这种结构上的偏置绕组或者控制绕组都几乎是第一种结构中相同绕组的线圈匝数的一半,但对于一对磁极来说,这两种结构的偏置绕组和控制绕组安匝数几乎是一样的。这两种结构的区别就是图(2)所示结构绕线简单,而图(3)就麻烦些,但可以通过工艺来解决。

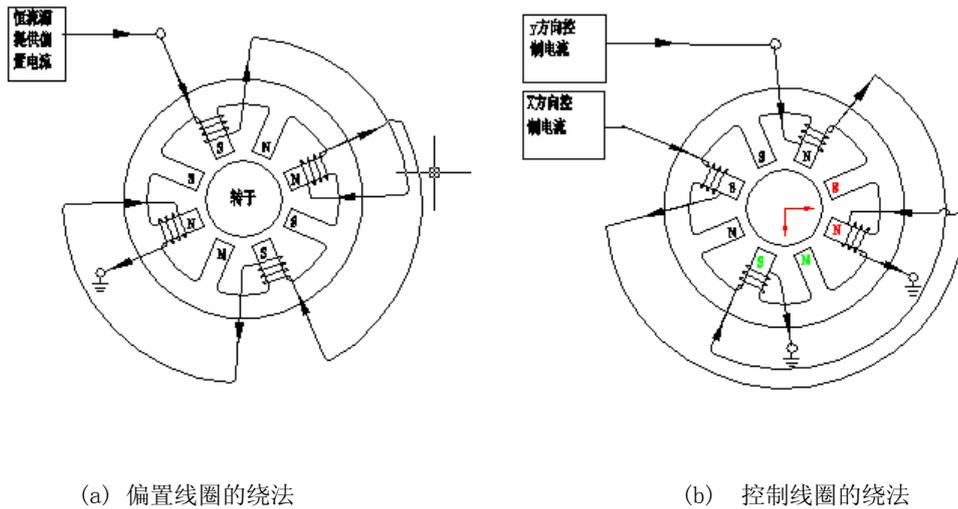


图2 一个磁极上单绕组

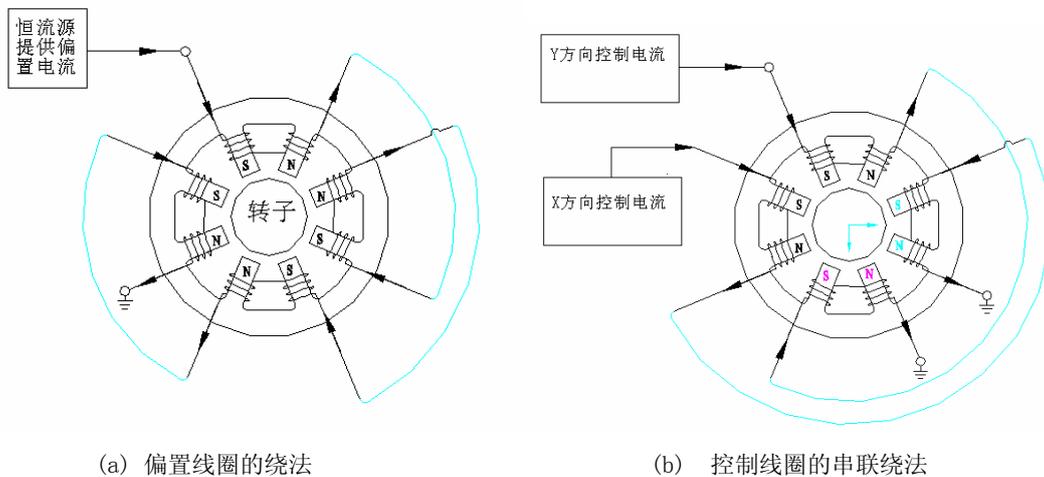
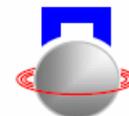


图3 一个磁极上双绕组



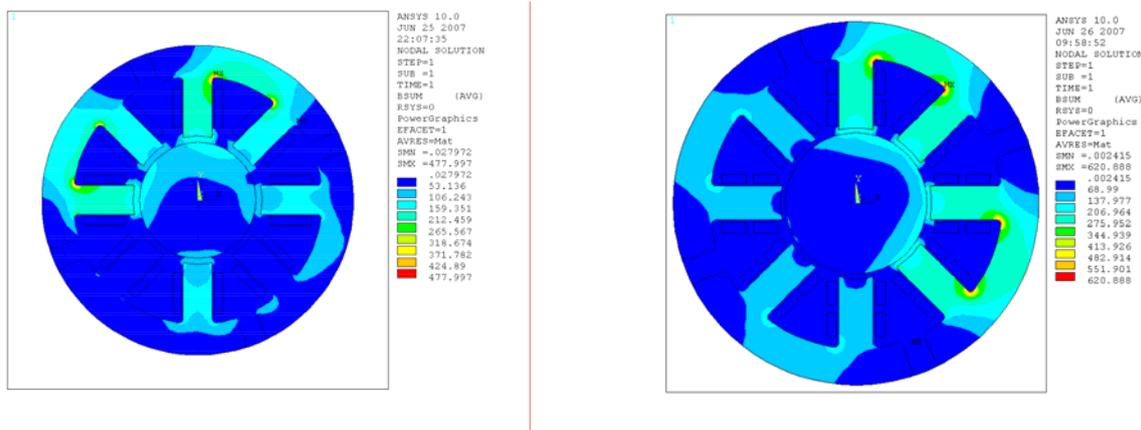
3 恒流源偏置磁悬浮轴承的仿真

为了研究恒流源偏置磁悬浮轴承的性能，提出了图 2 和图 3 两种结构，先进行磁路仿真，然后对其中一种磁路与理论分析相吻合的结构开展实验。

通过给出不同的控制电流和偏置电流，分别对这两种结构进行磁场仿真^[5]。给出了图 4 和图 5 两幅对比图，图 a 反应的是一个磁极上单绕组的仿真结果，图 b 反应的是一个磁极上双绕组的仿真结果。仿真图中颜色的深浅代表磁感应强度的大小，颜色越深，磁感应强度越大，深蓝色磁感应强度为 0。红色磁感应强度最大，单方向上采用差动控制，所以在的相对的两对磁极上控制绕组通电后，上下转子气隙处的磁感应强度是反方向的。当偏置电流都设置为 4 A/mm^2 ，控制电流为 2 A/mm^2 ，理论分析，有两

对磁极上控制电流和偏置电流方向相同，磁场加强，而相对的另一对磁极电流方向相反故磁场削弱，图 4 所示两对磁极颜色深，相对的另一对颜色淡，由于磁极是断开的，应该是四个回路。b 图与 a 图相比，磁场相抵的那两对磁极形成回路，颜色也对称，故图 b 更好的反应了理论分析。

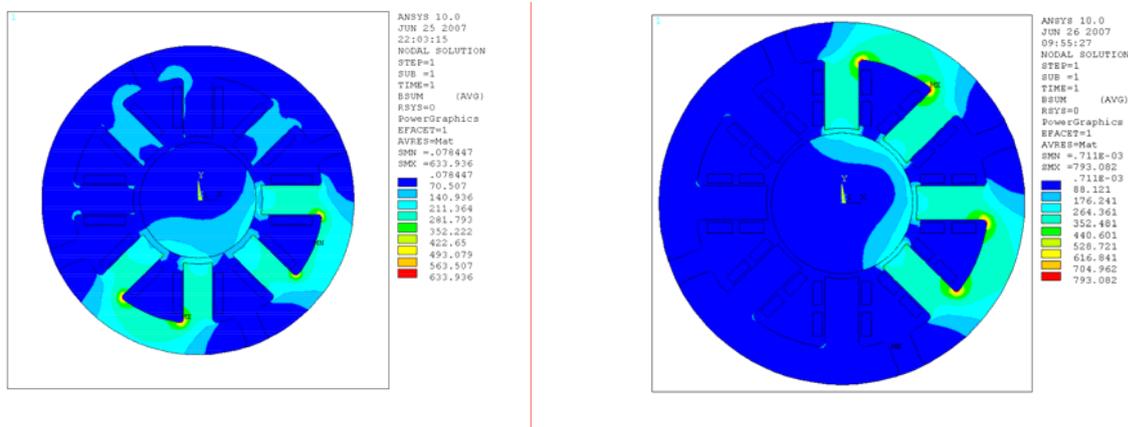
当偏置电流都设置为 4 A/mm^2 ，控制电流为 4 A/mm^2 ，理论分析，有两对磁极上控制电流和偏置电流方向相同，磁场叠加，而相对的另一对磁极电流方向相反故磁场完全相抵。图 5 中 b 图有两对磁极上的磁场为 0，a 图着两对磁极上的磁场不完全为 0，有一些泄漏，图 b 和理论分析是一致的，图 4 和图 5 都反映了图 b 即一个磁极上双绕组这种结构优于图 a 即一个磁极上单绕组那种结构。



(a) 一个磁极上单绕组

(b) 一个磁极上双绕组

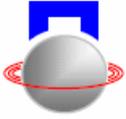
图 4 偏置电流为 4 A/mm^2 ，控制电流为 2 A/mm^2



(a) 一个磁极上单绕组

(b) 一个磁极上双绕组

图 5 偏置电流为 4 A/mm^2 ，控制电流为 4 A/mm^2



4 结束语

本文根据恒流源偏置的磁悬浮轴承的原理设计了两种结构：一个磁极上单绕组和一个磁极上双绕组。通过设置不同的电流对这两种结构同时仿真,理论分析, 确定了一个磁极上双绕组这种

结构, 随后我们将用实验来进一步验证这种结构的性能.

参考文献

- [1] 杨军著. 偏置线圈式电磁轴承的研究. 连云港化工高等专科学校学报, 1999年, 12卷, 04期: 6-10
- [2] 房建成, 孙津济著. 一种磁悬浮飞轮用新型永磁偏置径向磁轴承. 北京航空航天大学学报, v32, n11, Nov 2006, pp.1304-1307
- [3] 高素美, 单自由度和两自由度永磁偏置磁悬浮轴承的研究[D], 南京:南京航空航天大学, 2006
- [4] 林其壬, 赵佑民, 磁路设计原理, 北京: 机械工业出版社, 1987, 11.
- [5] 顿月芹, 徐衍亮, 孔宇, 转子磁体永磁偏置混合磁轴承的三维有限元分析, 山东大学学报, 2005, 2, 35(1): 47-51.
- [6] *Holger Stegemann, Frank Worlitz, Torste Rottenbach, etc, Integrated Radial and Axial Low Cost Compact A.M.B of 7th International Symposium on Magnetic Bearing, 2000:4 49~455.*
- [7] *Lichan Li, Linearizing Magnetic Bearing Actuators by Constant Current Sum, Constant Voltage Sum, and Constant Flux Sum, IEEE Transactions on Magnetic, v35, n1, Jan 1999, pp.528-535*

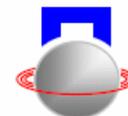
Study on Constant Current Source Biased Active Magnetic Bearing

Zhang Yan Hua Xu LongXiang Wang Jun

(Department Mechanical Engineering , Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing , 210016 China;)

Abstract: A new structure of Constant Current Source Biased Active Magnetic Bearing is researched. It is important to cut down the number of power amplifier. Working principle of this kind of AMB is introduced and magnetic field modality is analyzed by finite element method.. Finally, come to conclusion that this AMB has low power consumption, and it can raise dynamic character and load capacity

Key words: Constant Current Source ;active magnetic bearing; finite element method



基于 ANSYS 的径向磁力轴承磁场分析的二次开发

许开国 胡业发 张锦光 丁国平 张薇薇

(武汉理工大学 机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 主动磁力轴承是通过磁场产生电磁力使转子悬浮的, 磁场是电流—力—位移转化的介质, 因此磁场的分析尤为重要。目前磁场的分析主要侧重于有限元方法, 有限元方法进行磁场分析能综合考虑各种非线性因素, 计算精度高, 但整个分析过程包括建模、划分网格、加载、求解和后处理五个环节, 对多参数的主动径向磁力轴承磁场分析来说, 建模繁琐、复杂, 增大了工作的重复性, 必须对其进行二次开发。本文提出了一种结合 VB 语言和 APDL 二次开发 ANSYS 的方法, 开发了一个主动径向磁力轴承二维磁场分析的平台, 能简便地对各个参数就磁场的分布进行分析与优化, 提高了效率, 缩短了开发周期。

关键词: 径向磁力轴承、有限元法、VB、APDL、二次开发

引言

主动磁力轴承是通过传感器检测转子的位移来改变线圈电流, 即调节电磁力来使转子获得稳定悬浮的。在此, 输入是电流, 输出是位移, 电磁力是实现电流—位移转化的中介, 而电磁力是靠电磁场这一介质来产生的, 转子能否达到稳定悬浮, 取决于磁力轴承结构设计和控制系统设计, 而两者又与磁场的分布存在紧密的联系, 故在主动磁力轴承的设计中, 其中要解决的一个关键问题就是电磁场的分析。目前, 传统的磁路算法进行磁场的理论分析, 往往进行了以下三个假设: ①除气隙外磁通全部通过铁芯, 不考虑漏磁的影响; ②在磁力轴承定子、转子和气隙中磁场是分段均匀分布的; ③忽略磁性材料的磁滞和涡流。这样就大大地简化了磁路, 降低了计算精度。由此, 为了获得精确的磁场分布, 人们对电磁场的分析及优化又侧重于有限元 ANSYS 软件分析^[1]。在采用 ANSYS 有限元分析软件进行径向磁力轴承磁场分析时, 由于其分析过程包括建模、划分网格、加载、求解和后处理五个环节^[2], 又因为径向磁力轴承结构复杂(如图 1 所示)、设计参数多, 所有参数对磁场的大小和分布都存在一定的影响^[3], 为了获得准确的磁场, 必须对所有参数进行分析, 但当这些参数中任一个发生变化时, 都要重复进行上述几个步骤, 操作相当的繁琐和复杂, 对分析人员来说, 增大了工作量。对此, 为了减少分析人员的重复工作, 提高分析效率, 必须进行磁力轴承磁场分析的二次开发。

本文提出了一种结合 VB 语言和 APDL 二次开发

ANSYS 的方法, 开发了一个主动径向磁力轴承二维静态磁场分析的平台, 分析人员只需要从软件界面输入相关分析参数(如图 3), 然后执行分析, 开发软件就会自动调用 ANSYS 进行内部计算, 这样就避免了传统 ANSYS 分析的繁琐建模, 方便、快捷地完成径向磁力轴承磁场的分析, 提高了效率, 缩短了开发周期。

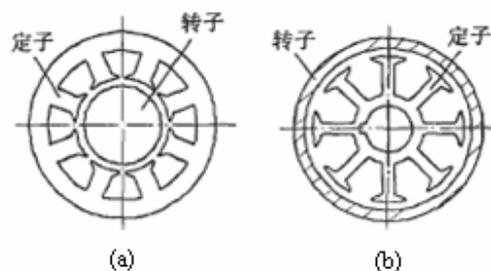
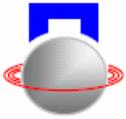


图 1 径向磁力轴承结构形式

1 ANSYS 二次开发技术

ANSYS 是目前广泛应用的有限元分析软件之一, 该软件具有强大的分析功能, 主要进行电磁场、力场、流体场以及温度场四大模块的分析。针对 ANSYS 二次开发技术, ANSYS 自带了三种开发语言: 参数化程序设计语言 (APDL)、用户界面设计语言 (UIDL) 和用户程序特性 (UPFS), 这三种语言各有特点:

APDL 是一种参数化设计语言, 利用 APDL 的程序语言就可以实现参数化建模、参数化加载与求解以及参数化后处理结果的显示, 从而实现参数化有限元分析的全过程, 这对我们开发多参数的径向磁力



轴承磁场分析相当适合,但是它提供的参数输入图形界面过于单调,不具有人性化,参数个数的设置也有限;UIDL是编写或改造ANSYS图形界面的专用设计语言,主要完成主菜单系统及菜单项、对话框和拾取对话框以及帮助系统三种图形界面的设计,用户在图形驱动的级别上进行有限元分析,整个过程变得直观轻松,但是对不太精通ANSYS的人来说不是件易事,编写也相当复杂;UPFS向用户提供丰富的FORTRAN77用户程序开发子程序和函数,用户利用它们从开发程序源代码的级别上扩充ANSYS的功能,这对编程技术和ANSYS不是很精通的人来说,也是相当麻烦的。

此外,还可以采用一些计算机语言,如VC++、VB等对ANSYS进行二次开发,通过一种程序调用的方法来调用ANSYS进行有限元分析计算,这样只需开发一个参数输入图形用户界面,对ANSYS进行内部调用和封装,任何用户只需要输入分析参数,就可以得到分析的结果。本文提出的主动径向磁力轴承磁场分析的二次开发平台是结合VB和APDL混合编程来实现的,下面就VB二次开发ANSYS分析主动径向磁力轴承磁场的相关问题展开研究。

2 基于 VB 的 ANSYS 二次开发

VB 是目前较流行的应用程序的可视化开发工具,在图形用户界面开发方面具有突出的优势。由于 VB 功能强大、易学易用,越来越多的人选择 VB 对其它软件进行二次开发。

2.1 开发流程

VB 开发 ANSYS 的原理在于通过用户界面输入分析参数值,经过 VB 传输参数值到事先采用 APDL 写好的命令流中进行数据关联,然后调用 ANSYS 应用程序,输入关联后的命令流文件进行分析,最后通过 VB 来提取分析结果。从整个过程来看,VB 开发 ANSYS 的过程就是一个数据传输的过程,如图 2 所示。在二次开发基于 ANSYS 的径向磁力轴承磁场分析中,需进行以下几个步骤:

- 1) 采用 APDL 编写好径向磁力轴承磁场分析的命令流文件(其中不包括参数的赋值设置,参数赋值在 VB 中完成。),假设文件名为 amb.txt。
- 2) 利用 VB 创建参数输入用户界面,通过 VB 把参数以及参数值输出到输入文件 Input.log 中,然后把 1) 中写好的 amb.txt 也追加输入到 Input.log 中进行数据关联,这样就构成了完整的径向磁力轴

承磁场分析文件。

- 3) 利用 VB 调用 ANSYS 应用程序,同时输入 Input.log 进行分析,输出结果到 Output.log。调用 ANSYS 的程序^[4]为:

```
result=shell("<ANSYS>\v90\ANSYS\bin\intel\ANSYS90.exe -b -i Input.log -o Output.log -p emag "[, WindowStyle]),其中<ANSYS>为 ANSYS 的安装路径,-b 指的是利用 ANSYS 的 BATCH 功能,便于 ANSYS 的后台调用,-p 是 ANSYS 的产品代号,emag 指的是电磁场模块,windowstyle 为可选参数,类型为 integer,指定在程序运行时窗口的状态。
```

- 4) 通过 VB 提取分析结果。分析结果包括数据结果和图形结果,数据结果可以通过文件读取方式获得,图形结果如何获得将在下面介绍。

2.2 解决的关键问题

在 VB 开发基于 ANSYS 的径向磁力轴承磁场分析的几个步骤中,需要解决三个关键问题:

- 1) 用户界面输入的参数如何与 APDL 编写的命令流文件 amb.txt 进行关联,实现这一点的程序段如下:

```
Inputfile= App.Path & "\input.log"  
Open Inputfile For Output As #1  
Print #1, "n="; N '磁极数  
Print #1, "nsns="; NSNS '磁极排列代号  
Print #1, "r="; R '轴承定子外半径  
Print #1, "r0="; R0 '轴承定子内半径  
Print #1, "w="; W '极柱宽度  
Print #1, "curr="; CURR '加载电流  
Print #1, "x0="; X0 '气隙大小  
Print #1, "di="; DI '导线直径  
Print #1, "kn="; KN '线圈占空系数  
Print #1, "smart="; SMART '网格划分等级
```

以上是通过写参数值到文件 Input.log 上,保证参数与 amb.txt 上的参数一致,后面的 N、NSNS、... 是 VB 上添加的文本框名称。

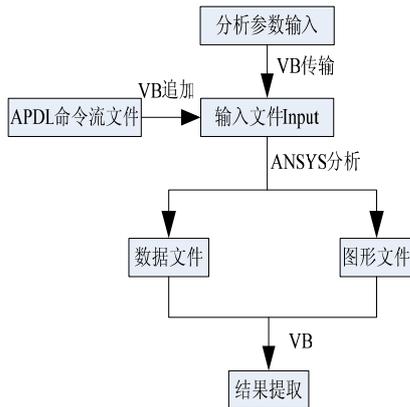
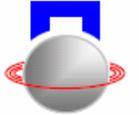


图2 数据传输过程

2) 通过 VB 如何追加 amb.txt 到 Input.log, 在一些 VB 二次开发 ANSYS 的文献中, 通常都是先打开 amb.txt, 再以字节为单位写到 Input.log^[5], 这种方法对要写入文件字节不多适用, 但是进行径向磁力轴承磁场分析的命令流比较长, 并且命令流中可能存在很多汉字注释, 一个汉字相当两个字节, 这样就增大了文件的字节数, 无法以字节数一并写入, 本程序采取的是以行为单位一条条读并写入的方法来实现, 具体程序段如下:

```

filename = App.Path & "\amb.txt"
Open filename For Binary As #2
textline = Space(LOF(2))
Get #1, , textline
Do While Not EOF(2)
    Line Input #2, textline
    Print #1, textline
Loop
Close
    
```

3) 如何通过 VB 来提取图形结果。本程序要解决的是输入分析参数后, 得到磁场大小和分布的情况。ANSYS 进行磁场分析, 在后处理中会得到磁力线的分布图, 怎样来提取这个磁力线分布图是关键, 实现手段是在 amb.txt 中显示磁力线分布命令后加上以下程序:

```

/title,2D static magflux
/SHOW, JPEG, , 0
JPEG, QUAL, 75
JPEG, ORIENT, HORIZ
JPEG, COLOR, 2
JPEG, TMOD, 1
/GFILE, 600
/REPLOTT
/SHOW, CLOSE
    
```

/DEVICE, VECTOR, 0

程序运行后, 将会在 VB 运行目录下保存一个 file000.jpg 图形文件, 如有多个图形文件, 文件名依次保存为 file001.jpg、..., 然后只需在提取结果的命令按钮下添加以下程序:

```

Image1.Picture = LoadPicture(App.Path &
"\file000.jpg")即可。
    
```

2.3 软件实施

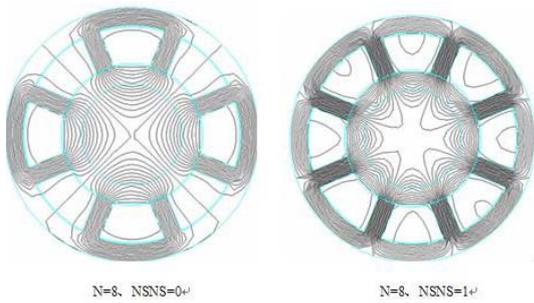
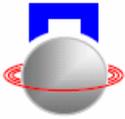
以上一些相关问题得到解决后, 具体的径向磁力轴承磁场分析二次开发平台实施如图 3 所示。它包括以下四个部分: ANSYS 安装路径的输入、分析参数的输入、分析流程和数据显示以及图形结果提取。由于主动径向磁力轴承内存在磁耦合, 这些耦合现象对磁悬浮转子系统的结构设计和控制系统都有很大的影响^[6]; 又磁力轴承磁极数和磁极排列方式对磁场的分布有较大的影响, 为了降低磁极对之间磁场的耦合效应和控制的难度, 磁极数一般选为 8 的倍数^[3], 但从原理上来看, 六极是完全可以控制转子的径向运动的。以下将针对六极、八极和十六极磁力轴承进行磁场分析, 分析参数如下: 定子外半径 R=82mm、定子内半径 R0=45mm、极柱宽度 W=12mm、加载电流 I=1.4A、导线直径 DI=0.5mm、线圈占空系数 KN=0.7、气隙大小 X0=0.35mm、自由网格划分等级 SMART=6, 改变磁极数 N 和磁极排列代号 NSNS (NSNS=0 表示是 NSSNN... 排列, NSNS=1 表示是 NSNSN... 排列。)来分析磁场的分布情况。同时, 本软件还可以比较气隙中某点位置处合磁感应强度 BSUM 以及气隙中最大磁感应强度 BMAX 的变化。



图3 径向磁力轴承磁场分析平台

分析结果如下:

1) N=8 时, 就 NSNS=0 和 NSNS=1 两种情况下磁场的分布如下:

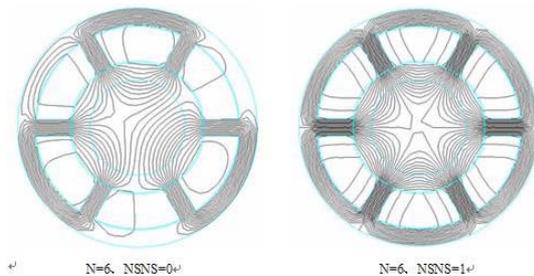


此时，NSNS=0 情况下，还可以从分析流程和数据结果显示列表中读取气隙中点 A (0, 44.825, 0) 的合磁感应强度 BSUM 以及气隙中最大磁感应强度 BMAX 的值，BMAX=0.52T，BSUM=0.15T，如图 4 所示。NSNS=1 情况下，BMAX=0.56T，BSUM=0.10T。



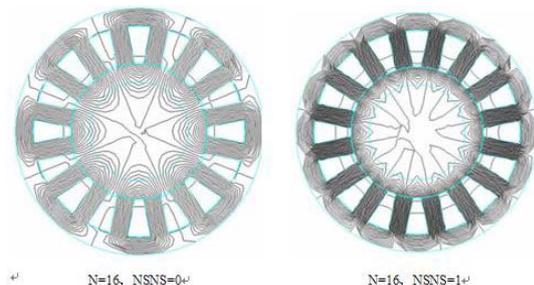
图 4 N=8、NSNS=0 时数据结果显示

2) N=6 时，就 NSNS=0 和 NSNS=1 两种情况下磁场的分布如下：



在 NSNS=0 时，BMAX=0.73T，BSUM=0.15T；在 NSNS=1 时，BMAX=0.82T，BSUM=0.12T。

3) N=16 时，就 NSNS=0 和 NSNS=1 两种情况下磁场的分布如下：



在 NSNS=0 时，BMAX=0.19T，BSUM=0.009T；在 NSNS=1 时，BMAX=0.19T，BSUM=0.007T。

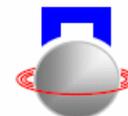
从上面磁场分析结果来看，磁极排列为 NSSNN... 比 NSNSN... 磁场耦合弱，并且磁极数 N=8 时耦合最弱；从气隙的磁感应强度大小来看，磁极数越多，气隙中最大磁感应强度 BMAX 越小，特别在磁极数由八极变为十六极后，气隙的磁感应强度变化很大，磁感应强度变得相当很小，这是由于在磁力轴承体积一定的情况下，磁极数越多，线圈匝面积就越小，即线圈总匝数 N 变小，根据传统的简化磁路算法计算磁感应强度表达式：

$$B = \mu_0 \frac{NI}{2s} \quad (1)$$

得出磁感应强度 B 是变小的。又在磁极数相同时，磁极排列方式为 NSSNN... 比 NSNSN... 的气隙最大磁感应强度要小些，这主要是因为 NSNSN... 排列相比 NSSNN... 排列增加了 N/2 对磁极，这样更充分的激发了磁性材料的磁性，以至在极靴处获得较大的磁感应强度，而根据磁通量连续性原理，在每对磁极中间分布的磁通量变少，这样以至 BSUM 的值有所减小；从控制的角度来看，八极的磁力轴承控制起来要简单些，每一对磁极产生的力刚好在坐标轴方向，又磁极数为六和八时，气隙中点 A 处的磁感应强度 BSUM 相差不大，所以说，径向磁力轴承选用八极是最佳的。

3 结论

基于 ANSYS 的主动径向磁力轴承磁场分析的二次开发平台的实施，不仅可以针对磁场的分布简便地进行磁极数和磁极排列方式的优化，而且可以就磁场的大小对一些重要参数进行分析，如极柱宽度 W、气隙大小 X0、线圈电流 CURR 等参数，这样很大程度上提高了分析人员的工作效率，也取得了较可信的分析结果；此平台还具有很好的开放性，用户只需要对输入的命令流文件进行适当修改，就可以完成单对磁极或多对磁极通电情况下电磁力的优化；此平台的开发，将主动径向磁力轴承磁场分析的繁琐过程变得简单直观，对不熟悉 ANSYS 的一般技术人员来说，只要简单的修改参数就可以完成主动径向磁力轴承磁场的分析；本文对今后 ANSYS 其它一些方面分析的开发，如力场、流体场等问题，也有一定的意义和参考价值。



参考文献

- [1] Gorazd Stumberger, Drago Dolinar, Uwe Pahner, etc. Optimization of Radial Active Magnetic Bearings Using the Finite Element Technique and the Differential Evolution Algorithm[J]. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 36, NO. 4, JULY, 2000: 1009~1013
- [2] Chacko, S. Nair; K. Prabhakaran. Three dimensional analysis of electro-magnetic bearings using vector finite element modeling[J]. Modeling, Measurement and Control A, v 78, n 3-4, 2005: 21~31
- [3] 胡业发, 周祖德, 江征风. 磁力轴承的基础理论与应用[M]. 北京: 机械工业出版社. 2006, 4
- [4] 童昕宏, 夏永明, 叶云岳等. 基于 VB 的 ANSYS 参数化设计及其在电机磁场分析中的应用[J]. 微电机, 2006, 39 (8): 31~33
- [5] 顿月芹, 孔宇. 基于 VB 调用 ANSYS 与 MATLAB 的电机磁场计算[J]. 微特电机, 2006, 2: 11~13
- [6] 王晓光, 胡业发, 江征风等. 磁悬浮转子系统耦合特性测试方法及测试台的设计[J]. 机械设计, 2004, 4: 18~21

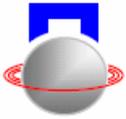
AGNETIC FIELD ANALYTIC SECONDARY DEVELOPMENT OF RADIAL MAGNETIC BEARING BASED ON ANSYS

XuKaiGuo¹ HuYeFa² ZhangJingGuang³ DingGuoPing³ ZhangWeiwei³

(1. School of Mechanical and Electronic Engineering, Wuhan University of technology, Wuhan , 430070 China; 2. School of Mechanical and Electronic Engineering , Wuhan University of technology, Wuhan , 430070 China; 3. School of Mechanical and Electronic Engineering , Wuhan University of technology, Wuhan , 430070 China)

Abstract: The working principle of active magnetic bearings is to suspend rotor with electro-magnetic force produced through magnetic field, magnetic field is a medium with the conversion of current-force-displacement, so analysis of magnetic field is very important. Now method of magnetic field analysis is particularly Finite Element Method, it can fully consider manifold nonlinear factor, and has high calculation precision, but the whole process of analysis includes five steps, such as modeling、meshing、loading、solving and postprocessor, Carrying out magnetic field analysis of active radial magnetic bearings with many parameters, its modeling process is quite bothersome and complex, increasing repeat of work, so magnetic field analytic secondary development is necessary. A way of secondary developing ANSYS with VB and APDL is presented in this paper, and developed a 2D magnetic field analytic software of active radial magnetic bearings, and it can analyze and optimize some parameters expediently, enhanced efficiency and shortened cycle of exploitation.

Key words: radial magnetic bearings; FEM; Visual Basic; APDL; secondary development



基于 Labview 的电磁轴承辨识系统设计

赵晶晶 周燕 时振刚 孙卓 赵雷

(清华大学 核研院 北京 中国 100084)

摘要: 电磁轴承是采用主动控制方式, 依靠电磁力实现对转子支承的机电一体化产品。电磁轴承性能很大程度上由控制器的性能决定, 辨识系统求得的传递函数对控制器设计和故障检测提供了必要的分析依据。本文中设计的电磁轴承辨识系统基于 NI 公司的虚拟仪器 Labview 开发平台, 具有模块化、界面方便用户使用、效率高等优点。

关键词: 电磁轴承; 系统辨识; Labview

引言

电磁轴承是一种新型的、采用主动控制方式、利用电磁力实现对转子支承的机电一体化产品。由于电磁轴承的性能很大程度上由控制器来决定, 因此有必要对电磁轴承的控制模型及影响控制性能的各环节认识清楚, 而系统辨识是比较有效的途径之一。本文中设计的电磁轴承辨识系统, 基于 NI 公司的虚拟仪器 Labview 开发平台, 其操作界面简单, 方便用户使用。根据辨识系统获得的电磁轴承支承的转子传递函数和振型, 为控制器的设计、系统检测和故障诊断提供了必要的分析依据。

1 系统的设计与实现

1.1 系统构成

系统辨识就是研究如何获得必要地输入输出数据, 包括试验设计和数据采集等, 以及如何从所获得地输入输出数据去构造一个能相对真实反映客观对象的数学模型。系统辨识按其方法可分为经典辨识方法和现代辨识方法两类。前者与经典控制的数学模型传递函数相适应, 方法有过渡响应法、频率响应法和相关分析法等, 后者与现代控制理论的数学模型状态空间相联系, 方法有最小二乘法和卡尔曼滤波法。本文中采用的是频率响应法, 是一种旋转机械领域应用相当广泛的系统辨识方法。

频率响应法是先由实验测取过程的频率响应, 再有频率响应求出过程的传递函数。过程的频率响应可由公式 $G(j\omega) = Y(j\omega)/U(j\omega)$ 确定, 其中 $Y(j\omega)$ 和 $U(j\omega)$ 分别是过程输出输入数据的 Fourier 变换。

本测试系统在 Labview 图形化开发环境下, 通过 NI DAQ 数据采集卡, 采集和分析相关测试数据。系统的结构框图如图 a 所示:

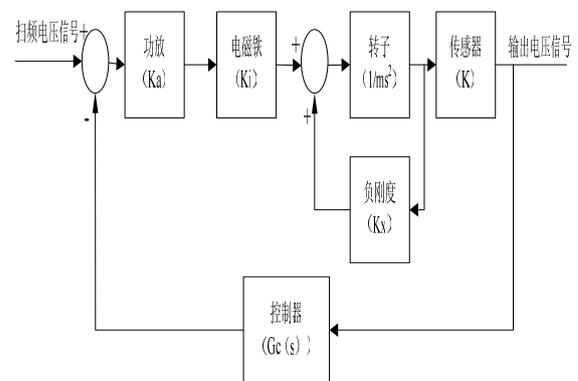
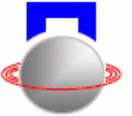


图 (a) 系统辨识原理框图

系统的输入扫频信号由 Labview 产生, 通过采集卡模拟输出通道输出, 加载在功放的输入端, 功放的输出电压信号给电磁轴承, 驱动转子在径向运动。该运动信号由位移传感器测得, 位移传感器的输出电压信号作为系统的响应信号再由采集卡的一路模拟输入通道采集到计算机, 由系统应用程序进行数据的存储和数据分析。在本系统中 $Y(j\omega)$ 是传感器输出的电压信号, $U(j\omega)$ 为叠加到功放的扫频电压信号。

1.2 系统软件设计

本系统从软件功能结构来看包括实时部分 (包括激励信号发生部分、数据实时同步采集保存部分和频谱分析部分) 和离线分析 (即传递函数拟合部分) 两大部分组成, 各部分结构与相互关系如图 b 所示。程序不仅可以传感器的输入信号和正弦激



励信号通过数据采集系统进行同步采样并实时显示，而且在采样结束后，程序能自动保存所有采集到的数据并进行频谱分析。辨识系统的软件结构框图如图 b 所示。

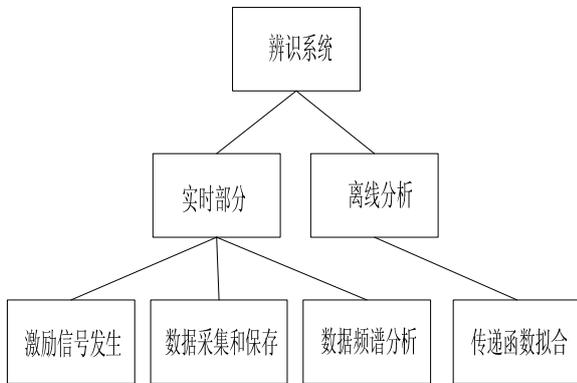


图 (b) 辨识系统软件结构图

激励信号发生模块

本文中激励信号选择了正弦扫频法。步进式正弦激励法是一种测量频响函数的经典方法。根据用户要求的频率范围内，从最低频到最高频选定足够数目的离散频率值，每次用一个频率给出激励信号，测出该激励的稳定响应，再步进到下一个频率，进行同样的测量。直到所有预先设定的离散点全都步进完毕。本系统中，步进的频率值为 1Hz，频率范围从最低 1Hz 到辨识需要测到的最高频率。图 c 给出了激励信号发生部分程序流程图

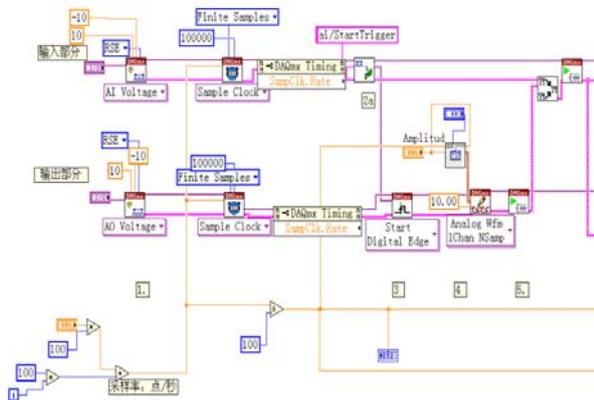


图 (c) 激励信号发生模块

数据采集及保存模块

数据采集和存储部分在整个辨识系统中占有重要的地位。采样数据的质量直接影响到后面的

处理分析和显示等功能能否正确实现。此模块主要对设备的采样参数进行设置，包括通道的选择、采样点数、采样间隔、采样频率的设置等。图 d 给出了数据采集前面板。图 e 给出了程序后面板程序流程图。

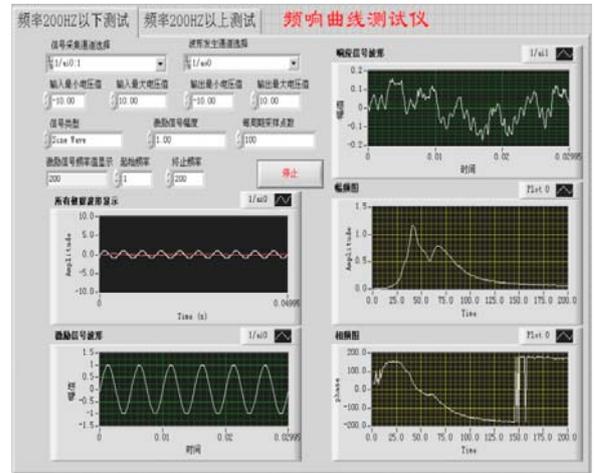


图 (d) 系统采集前面板

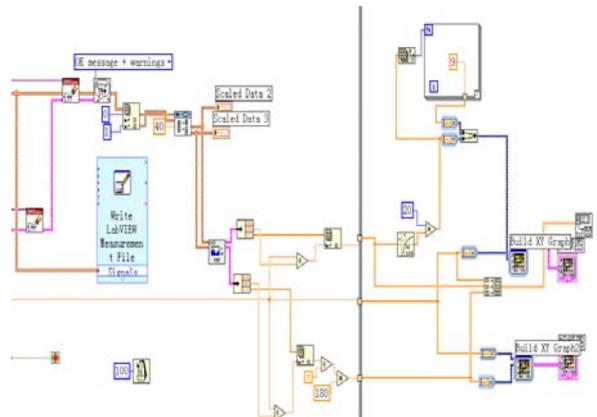


图 (e) 数据采集和存储部分

数据分析和处理模块

此模块实现了对采集到的数据进行频谱分析，并利用 Labview 的数据处理 VI 计算得到了系统的闭环传递函数。图 f 为辨识系统进行传递函数拟合的前面板。

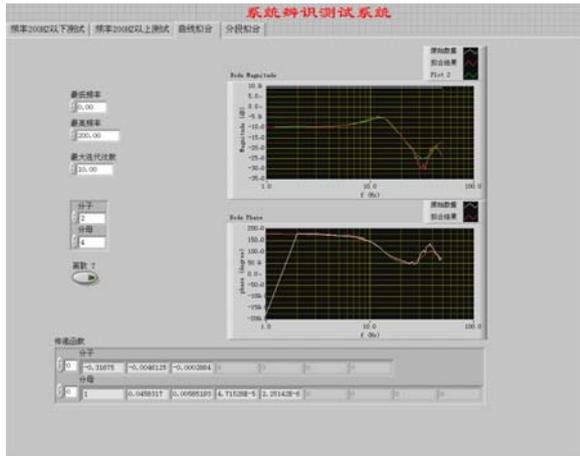
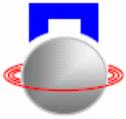


图 (f) 传递函数拟合

2 模型辨识及仿真结果

图 g 中给出了一个小型挠性转子——过临界电磁轴承实验台架，代号为 AMB-P 的系统辨识的曲线，其中激励信号和响应信号位于分别径向轴承功放输入电压和对应的传感器的输出电压。从图中可以清楚地看到从 1Hz 到 100Hz 之间的两阶刚性模式的叠加驼峰，330Hz 处的第一阶挠性模态尖峰，720Hz 处的第二阶挠性模态的尖峰，1200Hz 处第三阶挠性模态的尖峰。

曲线拟合所得的曲线，其表达式为

$$G(s) = \frac{1.042 \times 10^{-3} s^4 + 5.036 \times 10^{-4} s - 0.0615}{2.692 \times 10^{-10} s^4 + 4.999 \times 10^{-8} s^3 + 4.955 \times 10^{-5} s^2 + 1.618 \times 10^{-3} s + 1}$$

通过拟合的传递函数，可以对在该控制器作用下的闭环系统的刚性模态的特性了解清楚，从而改进所需的控制规律。

3 结论

利用虚拟仪器技术设计的辨识系统，在功能和特性上都满足开发要求。通过一段时间的实验验证，证明该系统设计合理，可用于工程研究。同时拟合求出的各个模态的传递函数的参数应用于控制系统后，对控制器优化并最终改善转子性能提供了分析手段和设计基础。

参考文献

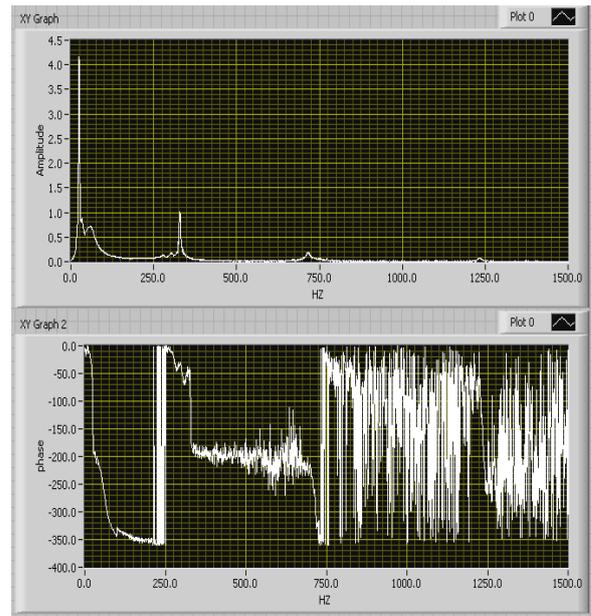
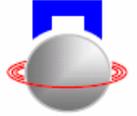


图 (g) 单端激励系统频响函数图

- [1] 刘向明、赵兰. 基于 Labview 环境 CD/DVD 光学头 ACT 特性辨识系统. 计算机测量与控制, 2006.14 (12)
- [2] 倪博溢、萧德云. 基于 Labview 的辨识仿真实验平台. 计算机仿真, 2006 年 5 月
- [3] 胡明同、罗浩、曾凡荣、夏正才. 基于虚拟仪器的脉冲强磁场测量系统, 数采与监测. 1008-0570 (2007) 01-1-0123-02
- [4] 刘保生、赵会兵. 基于虚拟仪器技术的轨道信号实时分析仪研究. 电子测量技术, . 第 30 卷第 2 期. 2007 年 2 月
- [5] 谷会东、赵雷、赵鸿宾. HTR-10MW 电磁轴承转子系统辨识. 核动力工程, 2005 年 06 期



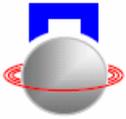
THE DESIGN OF AMB 'S SYSTEM IDENTIFICATION BASED ON LABVIEW

Zhao Jingjing Zhou Yan Shi Zhengang Sun Zhuo Zhao Lei

(INET, Tsinghua University, Beijing, China, 100084)

Abstract: AMB is electromechanical product, using active control methods; the rotor is supported by electromagnet force. The performance of AMB is decided by the controller. These results could be provided for the controller design and system failure diagnosis. Designing the system based on Labview makes it has many advantages such as modularity ,friendly interface、 test efficiency.

Key words: Active magnetic bearing; System identification; Labview



基于偏心的磁力轴承电磁力分布研究

吴华春 胡业发 江征风

(武汉理工大学 机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 本文首先分析了传感器安装位置偏差导致测得的转子中心和实际中心存在偏心, 以及磁力轴承转子和定子存在偏心。在此基础上, 讨论了以上两种偏心对电磁力分布的影响, 最后得出了在这种偏心下电磁力的分布关系式。该研究为磁力轴承的结构设计和控制系统的研究提供了一些有用的帮助。

关键词: 磁力轴承 偏心 磁场

引言

磁力轴承是近几年提出的一种新型、高科技前沿产品。它是利用磁力将转子悬浮于空间, 使转子与定子之间没有机械接触的一种新型高性能轴承, 其工作原理如图 1 所示。与传统滚珠轴承以及滑动轴承相比, 它不存在机械接触, 转子可以达到很高的运转速度, 具有无摩擦、无磨损、无需润滑、无污染、能耗小以及使用寿命长等优点。适用于各种高速或超高速、真空等特殊环境场合; 另在军事、空间站、核工业、能源、化工、交通等领域也有广

泛的应用前景。国外已有相应的产品, 但国内还没有相关产品报道^{[1][2][3]}。

根据工作磁场和工作原理的不同, 磁力轴承可以分为有源磁力轴承、无源磁力轴承和混合磁力轴承三类。目前应用最为广泛的是有源磁力轴承 (Active Magnetic Bearing, 简称 AMB)。一套完整的 AMB 系统 (如图 1 所示) 通常由位移传感器、磁悬浮转子、控制器、功率放大器和电磁铁组成^{[4][5]}, 其中功率放大器和电磁铁通常被称为系统的执行机构。

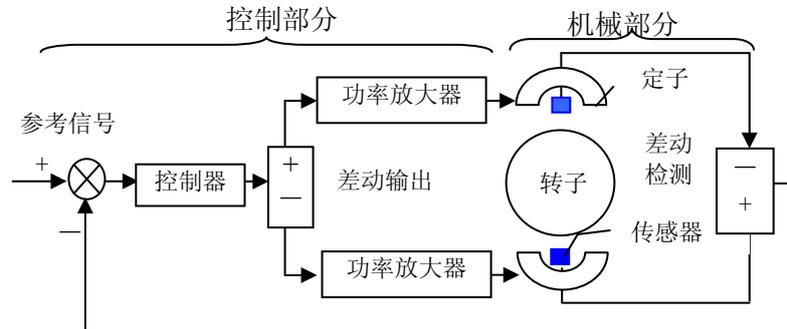


图 1 磁力轴承的工作原理

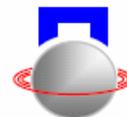
根据磁力轴承工作原理的分析过程可知, 理想状态下磁悬浮转子是以其几何中心为旋转轴心, 而实际情况并非如此, 往往转子和定子存在偏心; 另外, 通常假设传感器安装在同一个圆上, 将测量结果反馈给控制器, 以此来控制电磁铁, 使得转子处在理想位置, 而实际情况也并非如此, 传感器测得转子中心与实际中心存在偏心, 如图 2 所示。因此有必要研究在转子偏心下, 电磁力大小、方向及其分布情况, 为其控制系统设计提供参考依据。

虽然磁力轴承在安全性、可靠性、能耗以及最优设计等方面取得了令人满意的结果, 但还有很多工作要做。特别对如下一些问题, 如磁悬浮支承特性、磁悬浮转子动态特性以及对刚性和柔性转子的

控制等内容。而以上内容都与磁力轴承的磁场、电磁力分布有关。本文通过理论计算给出了转子偏心下电磁力分布的计算公式, 并利用 ANSYS 计算。

1 转子测量中心的分析

传感器在 x 、 y 方向上有两种布置方式。一种是在 x 、 y 方向上各布置一个传感器, 称为直接测量方式; 另一种采用差动测量方式在 x 、 y 方向上各布置两个传感器。图 2 就是采用差动测量方式布置的传感器。图 2 中由于对应两个传感器 (注: 电涡流位移传感器) 安装孔是一次加工形成的, 一般来说只存在同轴度误差, 而传感器的安装是以孔来定位的, 这些误差相对传感器的测量精度来讲, 可以忽



略不计。在实际情况下，四个传感器安装位置往往在理论圆附近变化，不是偏左，就是偏右；或则偏上，偏下。当传感器测得信号不变时，转子的中心是一个定值。

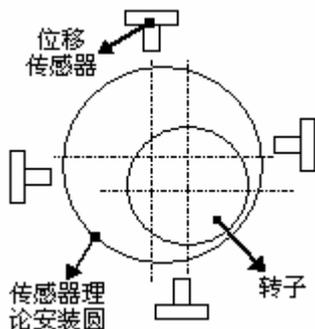


图2 传感器布局图

但由于磁悬浮转子的几何形状，传感器所测量的位置信号都不是转子轴心在磁力轴承处的实际偏移量，必须通过计算得出转子轴心在磁力轴承处的实际偏移量。因此往往测得转子的中心和实际中心存在偏心，从而反馈给控制器的参数不是实际数据，而是在磁悬浮转子中心上增加或减少一个值，由此可以知道，只要分析磁力轴承转子和定子之间的偏心，就可以得到以上两种偏心对电磁力的分布影响。因此下面来研究磁力轴承转子和定子之间的偏心对电磁力分布的影响，为控制系统软件设计提供一些参考。

2 电磁力分布公式推导

假设磁力轴承的厚度为 L ，且沿厚度方向气隙均匀，其它几何参数如图3所示。其中， e 为偏心大小， a 为偏心方向， R 为定子半径， r 为转子半径。可知，当转子产生偏心时，转子与定子磁极之间的的气隙不再均匀。

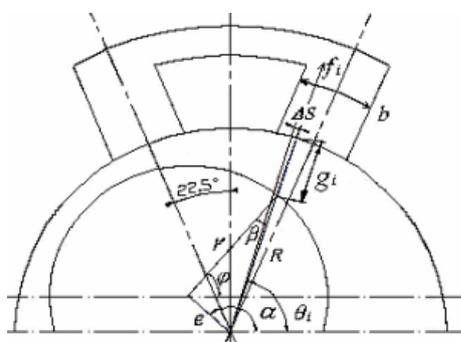


图3 转子偏心下磁力轴承几何图

在图示方位，磁极之间的的气隙随 θ 的增大而减小。考察定子磁极上微小面积 ΔA 上的电磁力，可以认为 ΔA 上的电磁力处处相等。

根据磁力轴承磁力的一般公式，在一定的假设前提下，单磁极电磁引力为^{[4][5]}：

$$\Delta f = \frac{\mu_0 n^2 i^2 RL}{8} \frac{1}{g^2} \Delta \theta \quad (1)$$

式中： μ_0 为空气磁导率， g 为 θ 处气隙， i 为线圈电流， n 为线圈匝数。

显然，电磁力在 θ 处的大小，即当 $\Delta \theta \rightarrow 0$ 时的 Δf 值，即：

$$f_i = \lim_{\Delta \theta \rightarrow 0} \frac{\Delta f}{\Delta \theta} = \frac{\mu_0 n^2 i^2 RL}{8} \frac{1}{g^2} \quad (2)$$

上式即为定子磁极在任意位置 θ 处时，电磁引力与气隙 g （注：气隙是角度 θ 的函数）的函数关系，并令：

$$k_c = \frac{\mu_0 n^2 i^2 RL}{8} \quad (3)$$

则等式（2）可以写成下式：

$$f_i = k_c \frac{1}{g^2} \quad (4)$$

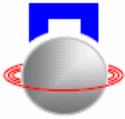
显然 k_c 是与结构和电气参数有关的系数。只要求出任一位置的气隙 g 的表达式，根据上式（4）就可以求出任一位置的电磁引力，而磁力轴承总的吸引力是 f_i 在整个圆周上对角度 θ 的积分。在 x, y 坐标方向的分力是总吸引力在坐标上的投影。

由图3可推导出各尺寸之间的几何关系如下：

$$\begin{cases} g = R - \frac{r \sin \varphi + e \sin(\pi - \alpha)}{\sin \theta} \\ \sin \beta = \frac{e}{r} \sin(\alpha - \theta) \\ \varphi = \theta - \beta \end{cases} \quad (5)$$

令偏心系数 $C_e = e / (R - r)$ ，该式分母是定子与转子设计的理论气隙。显然，它的大小反映了相对气隙而言偏心的程度。

再考虑到磁力轴承的电磁力只在定子磁极所对应的角度范围内有效。根据式（2）、（3）、（5）可得完整的径向磁力轴承电磁力分布的表达式应为（注：本文只给出8极磁力轴承结构求力的公式，其它极数推导可以类同）：



$$f_i = \begin{cases} \frac{k_c}{(R-r)^2} \frac{1}{[1 - C_e \cos(\alpha - \theta)]^2} \\ \frac{(3+2N)\pi}{8} - \arcsin\left(\frac{b}{2R}\right) \leq \theta \leq \frac{(3+2N)\pi}{8} + \arcsin\left(\frac{b}{2R}\right) \\ 0 \end{cases} \quad (6)$$

$N = 0, 1, \dots, 7$
 θ 为其它值

式中 N 为磁极序数，以直角坐标系逆时针方向排列。图 3 所示位置为 $N=2, 3$ ，其它磁极序数逆时针递增。 b 为磁极宽度。上式表明，当结构尺寸、偏心大小和方向一定时，电磁引力仅是角度 θ 的函数。

取计算参数为：空气磁道率 $\mu_0=4\pi \times 10^{-7} H/m$ ，气隙 $x_0=0.35mm$ ，定子半径为 $R=30mm$ ，磁力轴承厚度 $L=60mm$ ，磁极宽度 $b=\pi R/8$ （均分定子圆周），静态平衡电流 $I_0=2A$ ，线圈匝数 $n=167$ 。

为了更直观显示电磁力的分布，本文改变偏心和偏心角，比较不同偏心对电磁力分布规律的影响，用 ANSYS^[6] 软件进行分析，所得电磁力分布如图 4，图 5，图 6，图 7 所示。

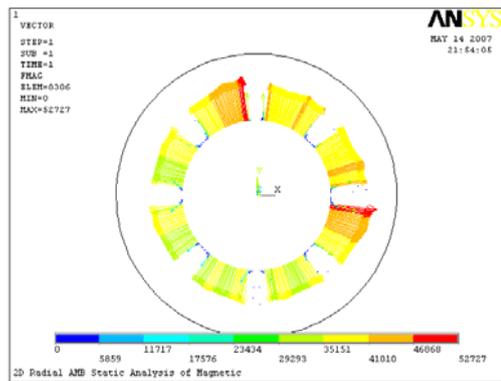


图 6 偏心系数 $C_e=0.1$ ，偏心角 $\alpha=45^\circ$ 。

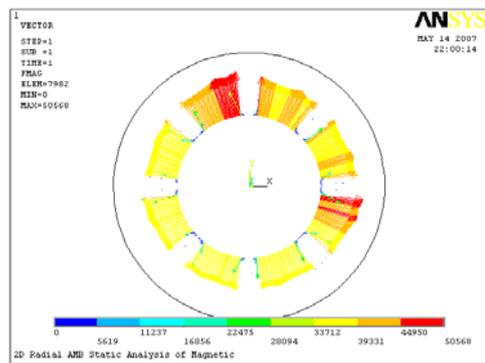


图 7 偏心系数 $C_e=0.1$ ，偏心角 $\alpha=60^\circ$ 。

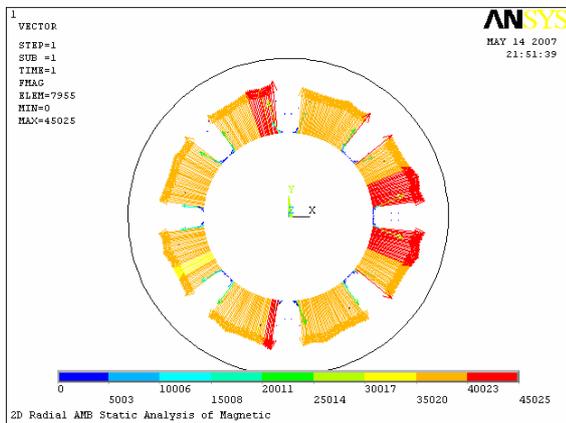


图 4 偏心系数 $C_e=0.05$ ，偏心角 $\alpha=0^\circ$ 。

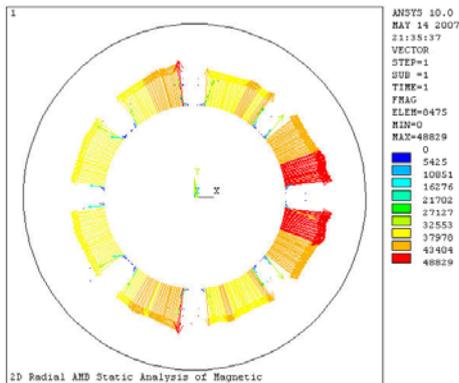


图 5 偏心系数 $C_e=0.1$ ，偏心角 $\alpha=0^\circ$ 。

分析图 4、5、6、7，可以得出以下结论：

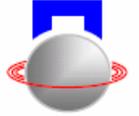
偏心系数 C_e 大小不影响分布形状和方位，只改变分布力的大小。

偏心角的不同会引起径向磁力轴承电磁力的分布不同。但分布形状并没有改变，只是相对于偏心方位，转了一定角度。

分布力总是在沿偏心正方向左右两个磁极处取得最大值，沿偏心负方向左右两个磁极处取得最小值。

若偏心沿 y 坐标轴方向，该坐标轴两对磁极中必然有一对取得最大值，另一对取最小值；而且两对磁极中的两个磁极在 y 方向投影大小和方向相同，在 x 坐标方向合力为零。

3 结束语



综上所述,可以得知研究以上偏心,有利于了解磁力轴承电磁力的分布规律,有利于了解磁极之间的耦合、磁力轴承力耦合等情况。以至于在设计磁悬浮轴承结构和控制系统设计时,可以采取提高加工精度来适当减小偏心;当偏心存在的情况下,可以通过测量得到偏心,在设计控制系统时,通过一定的算法,消除偏心。

参考文献

- [1] G. 施韦策, H. 布鲁勒, A. 特拉克斯勒著, 虞烈, 袁崇军译. 主动磁轴承基础、性能及应用. 北京: 新时代出版社, 1997年3月
- [2] 吴华春. 磁力轴承支承的转子动态特性研究: [博士学位论文]. 武汉理工大学机电工程学院, 2005年12月
- [3] 王晓光, 胡业发, 江征风, 周祖德. 磁悬浮转子系统耦合特性测试方法及测试台的设计. 机械设计, 2004年4月, 第21卷第4期: 18~20
- [4] 胡业发. 基于结构动态特性的磁悬浮主轴系统研究: [博士学位论文]. 武汉理工大学机电工程学院, 2001
- [5] 胡业发, 周祖德, 江征风. 磁力轴承的基础理论与应用. 北京: 机械工业出版社, 2006年3月
- [6] 吴华春. 磁悬浮主轴软件系统的研究: [硕士学位论文]. 武汉理工大学机电工程学院, 2002年6月

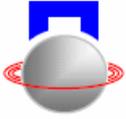
Study on the electromagnetic force distributing for eccentric AMB

Wu Huachun Hu Yefa Jiang Zhengfeng

(School of Mechanical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: Because of the sensors' position error, there is eccentricity between actual center and theoretic center of rotor. At the same time, there have eccentricity between the rotor and stator of Magnetic Bearings. Firstly this paper researches the double-eccentricity, then gives the equation of electromagnetic force for eccentricity, lastly discusses the relation of electromagnetic force and eccentricity. This data is then used to verify and refine analytical models for use in Magnetic Bearings design. In addition, our studies provide some help for the control of Magnetic Bearings.

Key Words: Magnetic Bearing, Mass Eccentricity, Magnetic



智能磁力轴承系统静态参数的识别方法

汪希平 夏翠艳 江鹏 雷永峰 朱礼进

(上海大学机电工程与自动化学院轴承研究室 上海 中国 200072)

摘要: 利用机器人的理论和技术赋予电磁轴承以专业设计人员的“智慧”，使它能够“独立”地“鉴别”将要“面对”的任何转子（或悬浮体）特点，再根据“已有的专业知识”，包括“设计经验”，对转子（悬浮体）系统进行静、动特性分析与综合分析，“在线设计”出系统合适的控制参数，实现稳定的悬浮支承。这是智能磁力轴承的主要思想。本文针对在智能磁力轴承的实现过程中，智能磁力轴承的静态参数（也可称为固有参数或设计参数）及转子（悬浮体）的静态参数（如质量、质心、静载荷）的识别、存储和传输技术进行分析，并给出一种以计算机中的 PnP 技术为基础的实施方案。

关键词: 智力磁力轴承 (IMB)，转子系统 (rotor system)，静态参数 (static parameters)，在线设计 (online-design)，PnP 技术

前言

磁轴承的研究、开发和应用在全球范围内已是势在必行，但由于它的研究与开发涉及到诸多学科的理论和技术因而显现出一种难度。这是导致磁轴承实施难度的主要因素。

当前，机械科学技术的不断进步使得未来机械的普遍形式都向着具有“头脑”的“机器人”发展。从这一点出发提出的智能磁轴承 (intelligent magnetic bearing, 简称 IMB) 概念就是一种为适应未来机械一般要求的支承部件。它的构思是：使常见的磁力轴承（亦称电磁轴承、active magnetic bearing 或 AMB）“获得”设计者的智慧，可望在工作中取代设计者而自动完成轴承-转子参数识别并自行完成相关参数设计（在线设计，Online-Design）的一种新型磁力轴承。

AMB 及其转子系统的设计总是在事先完成的，因为其转子的参数、工况在事先都已经知晓，设计人员以自己的专业设计技术，按照这些条件对控制目标及控制参数进行磁轴承进行分析计算，并最终完成设计^[1]。而 IMB 是设计者在将要支承的转子性状未知的基础上完成设计的。设计者除了对 IMB 的固有参数进行设计外，不能完成对转子工况的设计，但设计者将其相关的专业设计构思、经验和部分预案“赋予”IMB，使得 IMB 具有自行完成相关专业设计工作的能力。当辅以智能识别能力后，IMB 还可同时兼具对转子参数的自动判别能力。因此，

IMB 的核心理论和技术可以概括为：

- 1、对系统静态参数的识别理论和技术，包括轴承和转子的固有参数；
- 2、对系统动态参数的识别理论和技术，包括转子的动力学特性及其参数和轴承可变参数；
- 3、设计者专业设计思想的在线设计应用，包括：自动控制理论和技术、转子动力学设计理论和技术、AMB 设计理论和技术（专家知识库）及设计经验和部分预案（专家经验库）。这一构思称之为“在线设计”。

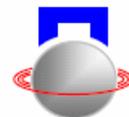
因此，IMB 的实现可为今后 AMB 的推广应用、乃至系列化提供理论和技术的依据。

本文在扼要介绍 IMB 系统结构特点的基础上，对系统静态参数的识别理论和技术进行了分析讨论，提出了一种用于自动识别 IMB 固有参数的即插即用 (plug and play, 简称 PnP) 技术，以及与之相配合的智能接口；同时，也对识别转子固有参数的可行性进行了理论分析，为最终实现这一技术奠定了理论和技術方面的基础。

1 IMB 系统结构与特点

由 IMB 的定义及其核心技术可知，其关键点是“在线设计”，即“一切”设计均为“自动”完成。据此，图 1 给出了一种 5 自由度磁悬浮主轴系统的硬件设计框图，与 AMB 相比，在控制环节中多了“专家知识库”和“专家经验库”两个嵌入模块。从理论上讲，“两库”可为实现对转子动态特性参数的“在线识别”提供帮助，并保证了在控制过程中始终能够获得专家知识（理论）和专家经验（实践）方面的“指导”，使系统一直保持最佳运

* 本文得到国家自然科学基金项目(50475181)、上海市重点学科建设项目(Y0102)及上海高校选拔培养优秀青年教师科研专项基金(YQ306006)的联合资助。



行状态。这正是 IMB 和 AMB 的区别所在^[2]。

鉴于 IMB 的设计理念，我们构思设计了一种新型的适用于 IMB 要求的结构，如图 2 所示。IMB

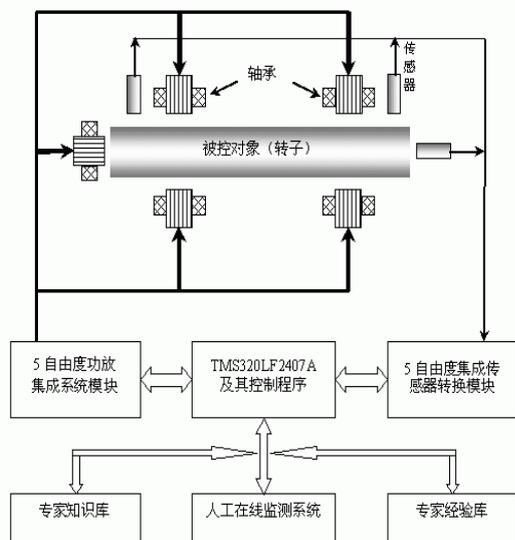


图 15 自由度 IMB 的一种硬件框图

中包括有：辅助支承部件（辅助轴承）、智能传感器（系统）和一个设计者赋予的智能部件。在径向 IMB 中，辅助轴承可以是滚动系列轴承，也可以是滑动系列轴承；但在轴向 IMB 中则只能使用滑动系列的辅助轴承。为了提高辅助轴承的性能，滑动轴承的材料采用了碳碳复合材料。智能传感器是一种可以为系统提供相关转子信息的探测器，传感器的内部还包含了相关的信息识别、传输及部分测算软件，可以为系统的“在线设计”提供必要的数据库。在 IMB 系统中，数字控制技术是关键。而其中控制软件的优劣相对系统的稳定性而言更具影响力。这就是设计者赋予的智能部件了。

数字控制的硬件结构在形式上大同小异，这一点和模拟控制器的结构千变万化有明显的差别。而硬件设计方面的关键技术是各磁轴承部件及其相互之间的接口设计问题。这些问题的解决方案可以直接影响甚至可以决定系统的控制精度、分辨率、系统的最大输出指标和动态范围。

另外，要实现“在线设计”，则必须获得必要的参数。这些参数包括：相连接的 IMB 特征参数（固有参数）和以及转子的相关参数。IMB 的特征参数，如， S_0 （磁极的截面积）、 N_0 （单个线圈匝数）、 I_0 （偏磁电流）和 δ_0 （平衡情况下的单边气隙长度）可以利用智能化的接口技术完成自动传输（这

一点类似于计算机中的 PnP 技术。转子的参数则分为静态和动态两类。动态参数也可以称为转子动力学特性参数，其获取需要依靠智能传感器的支持；而静态参数的获取则仅仅是几何关系的相关计算。

限于篇幅，本文仅讨论系统静态参数的获取（智能接口）和设计（理论分析）过程。

2 智能磁力轴承静态参数的识别技术

一般地说，IMB 的基本设计参数，如 δ_0 、 S_0 、 N_0 、 I_0 等，在设计时均已经确定（系列化）。应用时， δ_0 可由使用者在应用设计中根据需要适当调整



图 2a 一种径向 IMB 结构示意图

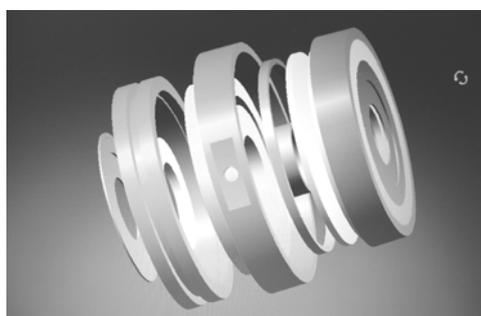
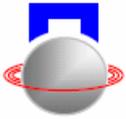


图 2b 一种轴向 IMB 结构示意图

（在装配后将无法再改变）， I_0 则可以在使用中通过控制程序进行改变（所有改变会影响系统的一些特性）。这些参数在 IMB 中可利用系统的 PnP 功能^[4]直接获得。

IMB 中的 PnP 技术在我们的设计中采用类似于目前计算机外设中的 USB 接口实现。USB 接口及其数据传输技术具有成本低、速度快、总线供电、可热插拔等特点，是目前电子产品中实现数据传输的最佳方案之一。

一般情况下，上述固有参数数据均设为只读属性。在使用过程中仅供系统读取，其中有关 PC 远程监控、智能处理和人工干预等措施将留待以后解决。当系统连接并上电后，其数据在硬件和软件的



共同作用下完成自动识别与传输。

2.1 硬件电路设计

在设计中,主控制器采用 TMS320LF2407,USB 控制器 Host/Slave 接口控制器 SL811HS^[6]。

SL811HS 是一款遵从 USB1.1 协议的嵌入式 USB Host/Slave 芯片。该芯片既能和 USB 低速设备进行通信,也能和 USB 高速设备进行通信。由于提供了 8bit 宽数据总线及中断支持,使得该芯片能方便地与微处理器、微控制器以及 DSP 进行连接。

SL811HS 能工作在 Host/Slave 两种模式。在 Host 模式下,SL811HS 为 USB 主控制器,在 Slave 模式下,SL811HS 为一个 USB 设备。虽然该芯片与真正的 OTG 芯片还有差别,不能同时连接 USB 主机和设备,但可以通过设计 USB BUS 切换电路先设置硬件,再通过软件来实现主机和设备功能的切换。系统硬件模块图见图 3。

2.2 软件设计

本系统的软件设计主要包括^[7,8]:

1、Host/Slave 模式切换设置

首先设置 M/S 引脚电平的高低选择 host/slave 模式,然后置低 Reset 脚使 SL811HS 芯片重启,在

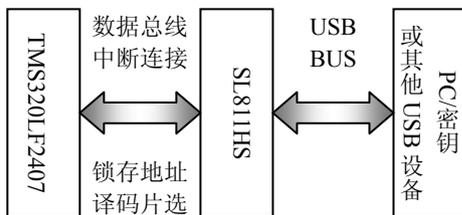


图 3 系统接口模块图

SL811HS 的 0FH 寄存器里写入适当值,再根据不同模式下对各个寄存器的具体要求进行配置,实现软件初始化。

2、TMS320LF2407与SL811HS通信程序

该部分是固件(firmware)设计的基础。主要实现的从LS811HS中读取单字节或数据串。程序如下:

```
BYTE SL811HSREAD(BYTE addr, BYTE dat),
{SL811HS_ADDR=addr; return
SL811HS_DATA;} //从LS811HS中读取单字节
void SL811BufRead(BYTE addr, BYTE*s, BYTE
c)
{ SL811HS_ADDR=addr;
while(c--) *s++=SL811HS_DATA;
} //从LS811HS中读取数据串
```

3、主机模式下的程序设计软件(框图见图 4)。主要包括以下几部分:

- (1) USB 控制器的驱动程序(HCD)设计;
- (2) USB 驱动程序(USB D);
- (3) USB 应用软件。

3 转子(悬浮体)静态参数的识别方法

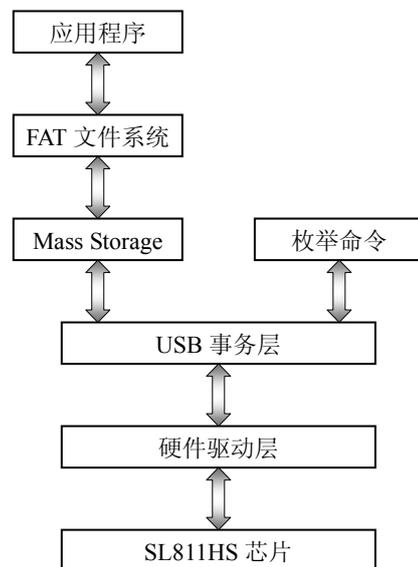


图 4 USB 主机软件结构框图

转子的静态参数主要是对其质量及其质心位置的获取。这里以一个平衡板的分析过程来说明其理论依据。平衡板的模型及相关结构参数见图 5。在无外力干扰的情况下,转子中心的运动方程可以写成^[3]

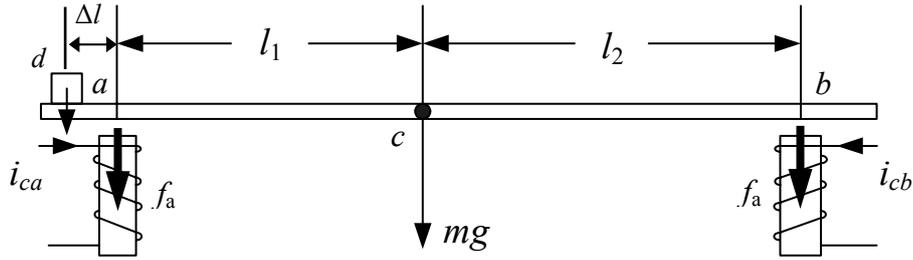
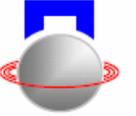


图5 磁悬浮（平衡板）系统的质心与质量分析模型

在无外力干扰的情况下，转子中心的运动方程可以写成^[3]：

$$mx'' = \frac{\mu_0 S_0 N_0^2}{4} \left[\left(\frac{I_0 - i_c}{x_0 - x} \right)^2 - \left(\frac{I_0 + i_c}{x_0 + x} \right)^2 \right] - mg \quad (1)$$

式中， x — 转子中心偏离平衡位置的距离

x_0 — 转子平衡时的标准气隙

I_0 — 励磁线圈中的偏磁电流

i_c — 由 x 引起的励磁线圈中的控制电流

N_0 — 励磁线圈的匝数

S_0 — 每个磁极的有效截面积

m — 对应一个轴承的转子质量。

将其在 $x = 0$ 处线性化，可得：

$$mx'' = k_x x(t) - k_i i_c(t) - mg \quad (2)$$

其中， $k_x = \frac{\mu_0 S_0 N_0^2 I_0^2}{x_0^3}$ 为 AMB 位移刚度系数，

$k_i = \frac{\mu_0 S_0 N_0^2 I_0}{x_0^2}$ 为 AMB 的电流刚度系数。

根据式 (2)，在控制环节中包括积分环节 (I 环节) 时，不难得出一个轴承对应的转子质量：

$$m = \frac{k_i i_c}{g} \quad (3)$$

求取平衡板质心位置及质量的过程如下。

设平衡板的质量均匀分布， a 、 b 两点为磁悬浮轴承的轴承安装点，间距为 l ($l = l_1 + l_2$)，其质心在 c 点。同时，在距离 a 为 Δl 的 d 点处放置一个

物体，质量为 Δmg 。

当检测出线圈 a 和线圈 b 中的电流分别为 i_{ca} 、 i_{cb} ，由式 (3) 可计算出 a 、 b 两点转子受到的作用力分别为：

$$f_a = (mg)_a = k_i i_{ca} \quad (4)$$

$$f_b = (mg)_b = k_i i_{cb} \quad (5)$$

根据力矩平衡方程式，得

$$\Delta mg(\Delta l + l_1) + f_a l_1 = f_b l_2 \quad (6)$$

当 $\Delta mg = 0$ 时，根据等式 (4)、(5)，应有：

$$l_1 / l_2 = i_{cb} / i_{ca} \quad (7)$$

故转子质心位置的计算结果为：

$$\begin{cases} l_1 = \frac{i_{cb}}{(i_{ca} + i_{cb})} l \\ l_2 = \frac{i_{ca}}{(i_{ca} + i_{cb})} l \end{cases} \quad (8)$$

式中 $l = l_1 + l_2$ 。

当 $\Delta mg \neq 0$ 时，此时在 a 点的电磁铁中，电流会增加一个对应的 Δi_c ，而在 b 点的电磁铁中会减小一个 Δi_c ，由式 (6) 知有如下等式成立：

$$\Delta mg(\Delta l + l_1) + f'_a l_1 = f'_b l_2 \quad (9)$$

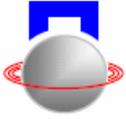
式中：

$$f'_a = k_i i'_{ca} l_1 = k_i (i_{ca} - \Delta i_c) l_1 :$$

$$f'_b = k_i i'_{cb} l_2 = k_i (i_{cb} + \Delta i_c) l_2 .$$

因此，附加质量可以有下式求出：

$$\Delta mg = \frac{f'_b l_2 - f'_a l_1}{l_1 + \Delta l} = \frac{k_i}{l_1 + \Delta l} (l_1 + l_2) \Delta i_c \quad (10)$$



特别地, 当 $\Delta l = 0$ 时, 即物体放置于 a 点上, 物体的重量则由下式表示:

$$\Delta mg = \frac{f'_b l_2 - f'_a l_1}{l_1} = \frac{k_1}{l_1} (l_1 + l_2) \Delta i_c \quad (11)$$

综上所述可知, 对于磁悬浮支承系统而言, 其悬浮物体的静态参数, 如: 质心位置和重量完全可以通过系统的信息采集、分析和控制程序中的特别设计部分获得。

3 结束语

对任何新产品而言, 设计工作都是至关重要的, 可占其成功率的 70% 以上。本文针对 IMB 的设计, 介绍了一种 IMB 的硬件结构, 并在此结构基础上提出了一种智能化的接口以及固有参数的传输方法; 另外, 针对转子的静态参数提出了一种解析解决方法, 即利用相关的几何关系建立了转子的质量、质心以及附加质量识别的数学方程。

本文提出的设计方案及分析结果对 IMB “在线设计” 的实现提供了理论和技术方面的基础、为 AMB 的系列化和标准化做了一定的准备; 同时, 也可以作为识别转子动态参数的设计参考。

参考文献

- [1] 汪希平, 章东义, 张钢, 等. 电磁轴承及其系统设计方法[J]. 机械工程学报. 2002,38(5):1~6
- [2] 罗诗旭, 汪希平, 杨新洲. 基于 DSP 的磁悬浮轴承数字控制系统设计[J]. 电子技术. 2003(1): 6~9
- [3] 汪希平. 电磁轴承系统的参数设计与应用研究[D]. [博士学位论文]. 西安: 西安交通大学. 1994
- [4] 严仪健, 孟桥等. USB 设备的口设计及其即插即用功能的实现[J]. 电子工程师. 2001, 27(7): 8~11
- [5] 张建生, 张钢, 吴国庆, 汪希平. 磁轴承大动载能力与开关功放参数的设计[J], 机械. 2004,31(10):10~13

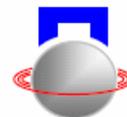
METHOD OF STATIC PARAMETERS RECOGNIZE IN INTELLIGENT MAGNETIC BEARING SYSTEM

Wang Xiping Xia Cuiyan Jiang Peng Lei Yongfeng Zhu Lijin

(Research Institute of Bearings, School of Electromechanical Engineering and Automation, Shanghai University, 200072)

Abstract: Making use of the principle and technology of robot, the bearing could possess the designer's intelligence, and recognize any rotor's characteristic it will face(or suspended solids) independently, and then according to the specialized knowledge including designing experience ,analyzing rotor (suspension)system state and dynamic characteristic designing the system control parameters online, implementing stable suspension support. This is the main thought of intelligent magnetic bearing (IMB). This paper carries out analysis on recognize ,storage and transmission technology of static parameters of IMB (inherent parameters or design parameters) and static parameters of rotor such as mass , barycenter and steady load in the process of IMB realization, and presents a method based on PnP in the computer.

Key words: Intelligent magnetic bearing(IMB), rotor system, static parameters, online-design, PnP



磁悬浮电主轴测速辅助装置的研究

赵志峰 张钢 高刚 张彪 梁世颇

(上海大学 机电工程与自动化学院 上海 中国 200072)

摘要: 本文介绍了一种结构简单、精确度高、低成本的磁悬浮电主轴转速检测装置。通过这套装置,可以获得磁悬浮电主轴的即时转速,并且由于使用数字输出,转速信号可以作为反馈参数输入控制系统(如 DSP)中,实现对速度信息的实时处理,提高系统的控制精度以及自适应性。

关键词: 磁轴承, 电主轴, 转速测量, 霍尔元件

引言

主动磁悬浮轴承(AMB,以下简称磁轴承)集电磁学、电子技术、转子动力学、控制理论以及计算机科学于一体,是典型的机电一体化产品,其转子与定子之间不存在机械接触,转子可以达到很高的转速,几乎没有磨损,寿命长,能耗低,噪音小,无需润滑,具有明显的优越性,在交通、超高速超精密加工、航空航天等高科技领域有着广阔的应用前景。

在磁悬浮轴承-转子系统中,有许多重要参数与转速密切相关。如最高控制转速是衡量磁轴承性能的一个重要指标,磁轴承-转子系统的各阶临界转速也直接反映了系统本身刚度和阻尼的变化^{[1][2]}。因此,精确测量磁轴承-转子系统的即时阶临转速十分必要。但现阶段,对磁轴承-转子系统转速的测量往往采用精确度很低的方式,如图1所示的一般磁悬浮电主轴采用的光电测速仪测速方式,并且获取的



图1 一般磁悬浮电主轴的测速方式

转速信息不能作为反馈信号即时参与到磁轴承的控制中来,只能通过人工调整控制参数来实现对临界转速的调节控制,这远远不能满足磁轴承控制系统高精度与自适应性的要求。

本文提出了一种精确测量磁轴承转速的装置,并且输出的数字信号可以直接用于磁轴承控制系统(如 DSP)中,以便通过对转速信号的精确测量实现更高的控制精度。

1 速度检测装置的原理设计

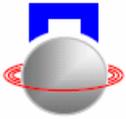
有多种传感器可以实现对速度的测量,包括霍尔效应传感器、电涡流传感器、光电式传感器、磁电式传感器等。与其它几种方式相比较,霍尔效应传感器具有动态响应好、寿命长(30,000,000,000次连续工作)、可高速测量(达 100kHz)、故障率低(没有运动部件)、温度适应性好(-40至+150°C)、不易受环境油污、粉尘及杂光的影响等诸多优点^[3],因此成为本文所述首选。

1.1 霍尔传感器的结构及原理

霍尔效应元件是一种有效的电磁信号转换器件,用它可以检测磁场及其变化。霍尔数字电路是一种由霍尔效应元件以及放大器、施密特触发器等组成的霍尔传感器,其功能框图如图2所示。为了在测出速度信号的同时测量出方向信号,这里使用了两个霍尔效应元件,分别以 E1 和 E2 表示,它们的间距为 1.5mm,如图3所示。在外磁场的作用下,当磁感应强度超过工作点 B_{OP} 时($B > B_{OPA}$, $B > B_{OPB}$), E1 和 E2 输出管导通,输出低电平。之后,

① 863 计划(2001AA423310)资助项目

② 赵志峰,男,1982年生,上海大学机电工程与自动化学院轴承研究所硕士研究生;研究方向:传感器轴承开发与应用技术;Email: adam@shu.edu.cn



B 再增加, 仍保持导通态。若外加磁场的 B 值降低到释放点 B_{RP} 时 ($B < B_{RPA}$, $B < B_{RPB}$), E1 和 E2 输出管截止。E1 和 E2 的输出信号经过异或 (XOR) 后, 产生速度信号。同时, E1 和 E2 的输出信号经过逻辑电路运算后, 产生方向信号。本文中使用的 N—S 极间隔分布的环形磁体作为霍尔元件的触发源, 如图 4 所示。

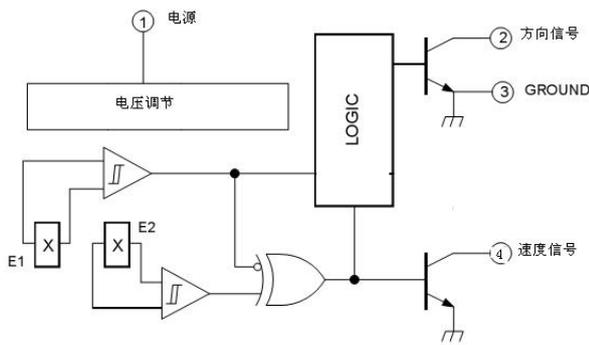


图 2 霍尔传感器功能框图

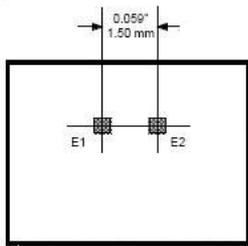


图 3 霍尔效应元件位置

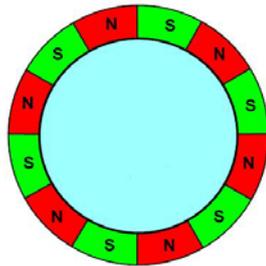


图 4 环形磁体

1.2 霍尔传感器的速度检测原理

当环形磁体沿中心轴线旋转时, 可在 E1 和 E2 上分别产生一个正弦磁场。为了获得正确的速度和方向信号, E1 和 E2 的输出信号必须维持 90° 相位差, 因此要求霍尔元件间距以及环形磁体的磁极宽度应该满足下式:

$$nT/4 = 1.5 \text{ mm} \quad (1)$$

其中 T 为磁体周期 (即一对 N—S 磁极的宽度), n 为正奇数, 如表 1 所示。

表 1 T 与 n 的参考值

n (正奇数)	T (mm)
1	6
3	2
5	1.2

霍尔传感器的输出时序图如图 5 所示。当 s 极

从右到左分别经过 E2 和 E1 时, 方向信号为一个高电平; 相应地, 当 s 极从左到右分别经过 E1 和 E2 时, 方向信号为一个低电平。需要注意的是, 当方向发生变化时, E1 和 E2 以及方向信号均发生了变化, 但是速度信号没有发生变化。

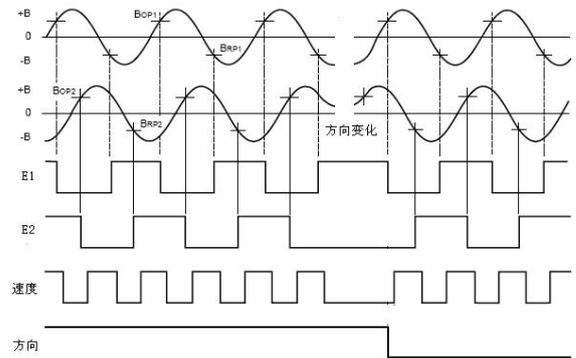


图 5 霍尔传感器的输出时序图

2 速度检测装置的结构设计

本文所述速度测量装置, 用于上海大学研制的磁悬浮电主轴样机^[4]的辅助保持轴承上, 其结构如图 6、7 所示。

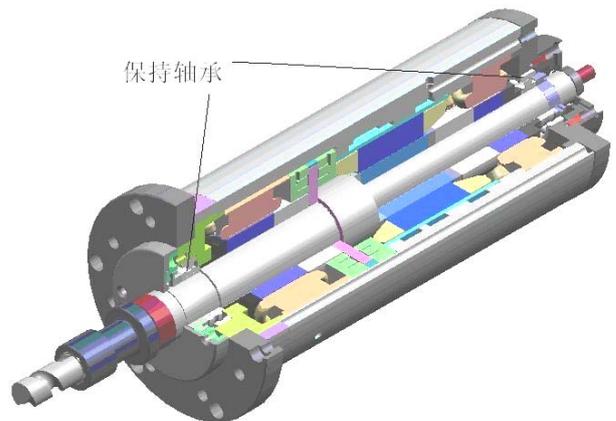


图 6 磁悬浮铣削电主轴样机剖视图

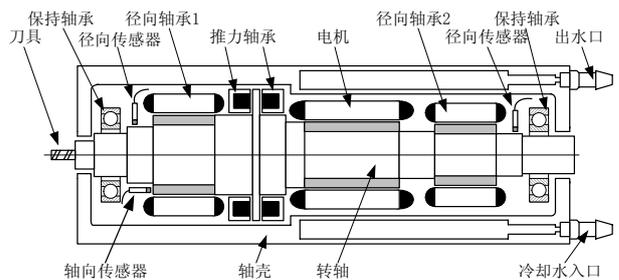
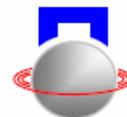


图 7 磁悬浮支承铣削电主轴机械结构简图

速度检测装置的结构设计主要考虑以下几个问



题：集成性、磁屏蔽、密封、环形磁体材料的选择。

a)集成性：考虑到结构紧凑的要求，传感器部分固定在保持轴承的外圈上，环形磁体固定在主轴（转轴）上，以充分利用空间。

b)磁屏蔽^{[5] [6]}：包括静磁屏蔽和电磁屏蔽。静磁屏蔽是利用高磁导率 μ 的铁磁材料做成屏蔽罩以屏蔽外磁场。常用磁导率较高的铁磁材料有软铁、硅钢、坡莫合金等。电磁屏蔽的情况较为复杂，与屏蔽材料的磁导率和电导率以及屏蔽层的厚度有关。但总的来说，电磁波在良导体中衰减很快，因此良导体的电磁屏蔽效果显著。在这里我们选择软铁作为屏蔽材料。

c)环形磁体材料的选择：

为了保证足够的磁场强度，以及适应较大的温度变化范围，我们这里选用各向异性粘结 Nd₂Fe₁₄B 作为料环形磁体材料，安装在相应的主轴转子上，并使用橡胶作为填充剂。磁极对数（N—S 极对数）取为 80。

3 测量精度分析

由图 5 可知，速度信号的频率是单一霍尔元件输出信号频率的两倍。环形磁体的磁极对数为 80，那么每转过一周，速度信号产生的脉冲数是 160 个。可以得知编码器每转过 1°，速度信号平均输出 0.44 个脉冲，也就是说，每个脉冲代表的角度是 2.25°。在对速度信号进行处理时，可以分别计算脉冲的上升沿和下降沿，从而将精度提高一倍，即每转过一周后可获得 320 个脉冲，相应的分辨率为 1.125°。

提高测量精度的方法之一是增加环形磁体所包含的磁极对数。但是随着级数的增加，沿着环形磁体径向的磁场将会迅速衰减^[7]，导致其小于霍尔元件工作点 B_{OP} 而不能对其进行触发。在这种情况下，一般改用磁敏电阻对磁场进行测量。磁敏电阻的敏感性约是硅片中霍尔效应的 100 倍。本文中并未采用磁敏电阻的原因如下：

a)磁敏电阻的测量范围为约为 10^{-6} ~1 奥斯特（地球磁场强度为 0.6 奥斯特），霍尔效应传感器的测量范围约为 100 奥斯特至无穷大^[8]。对磁场敏感意味着对测量系统以外的磁场屏蔽（静磁屏蔽，电磁屏蔽）更为严格，这并不符合本文所述集成应用的要求。

b)除了伺服系统和高精度驱动外，大多数工业应用

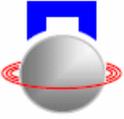
场合并不需要很高的分辨率（如大于每周 1000 个脉冲），盲目地提高分辨率并无助益。

3 结束语

本文给出了一种结构简单、精确度高、低成本的速度检测装置，安装在在磁悬浮电主轴的辅助保持轴承上，也适用于类似磁轴承-转子系统等对空间利用要求高、需要紧凑结构、并要求精确测速的场合。需要指出的是，速度检测装置以及磁轴承内部磁屏蔽的效果将直接影响着速度测量的精度，这一点在实际应用中尤其需要重视。

参考文献

- [1] 张建生等，DSP 在磁悬浮轴承数字控制系统中的应用，自动化仪表，2003 年 10 月
- [2] 谢振宇等，磁悬浮轴承转子系统动态特性的实验研究，航空动力学报，2004 年 2 月
- [3] Honeywell, Hall Effect Sensing And Application
- [4] 李松生,张 钢,张建生,王春兰,杨柳欣,杨俊勇,陈晓阳. 数控铣床用磁悬浮高速电主轴的结构设计分析. 中国力学学会学术大会 2005(CCTAM2005)论文集暨第一届中国电磁轴承学术研讨会论文集, 北京
- [5] 王锦成, 电磁屏蔽材料的屏蔽原理及研究现状, 化工新型材料, 2002.7
- [6] 王振东,曹会国, 静电屏蔽与静磁“屏蔽”, 泰山学院学报, 2005.11
- [7] 任志远, 李佐宜, 刘卫忠, 磁编码器多极磁鼓的分析与设计, 华中理工大学学报, 1996 年 11 月
- [8] Tamara Bratland, Robert Bicking, Barat B.Pant, Why Magnetic Sensor, MEASUREMENTS & CONTROL, 1995.12
- [9] 张宇波,熊定全,孙宝元, 智能轴承在钻削加工中的应用, 轴承, 1998 N0.11
- [10] Joe Brown, Are Smart Bearing for Industry A Reality, PT Design, 1998, June



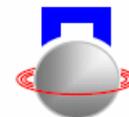
STUDY ON ROTATED SPEED DETECTING EQUIPMENT FOR ELECTRIC SPINDLE EQUIPPED WITH AMB

Zhao Zhifeng Zhang Gang Gao Gang Zhang Biao Liang Shipo

(School of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai, 200072 China)

Abstract: A rotate speed detecting equipment for electric spindles with AMB (Active Magnetic Bearing) was described in this paper. It was simple, precise and low-cost, and could give digital output of the real time rotate speed of the AMB. The digital output could be used as a feedback signal in the control system (e.g. DSP) in order to improve the precision and self-adaptability of the AMB system.

Key words: AMB;Electric spindle;Rotated speed detecting;Hall elements



HTR-10 磁力轴承传感器的磁路分析

张萌 时振刚 于溯源

(清华大学 核能与新能源技术研究院 北京 中国 100084)

摘要: 本文首先说明了适用于 10MW 高温气冷堆的磁力轴承的位移传感器是电感式传感器,接着用磁路分析法分析了传感器的性能特性,找出影响传感器性能的因素包括:工作电压、工作频率、材料特性、初始气隙、及传感器的某些结构参数,为得到一个性能优良的传感器系统打下了理论基础。

关键词: 10MW 高温气冷堆 (HTR-10); 磁力轴承; 传感器; 磁路

引言

10MW 高温气冷堆 (HTR-10) 是我国自行设计建造的第一座模块式高温气冷实验堆。该堆的能量转换系统 (PCU) 目前采用的是蒸汽透平热力循环,为了充分发挥高温气冷堆提供高温热的潜力,在国家 863 项目支持下,现改用气体透平发电机组代替蒸汽透平热力循环,以氦气作为工作介质,实现氦气直接循环^[1]。

在 PCU 中,若采用常规油润滑轴承,则很难避免润滑油进入系统而造成污染,而且常规轴承存在磨损问题,需要经常的维修或更换,难以适应反应堆的工作环境。而磁力轴承 (AMB) 可以克服传统轴承的上述缺点,具有无需润滑、微磨擦、无污染、寿命长等优点^[2,3],使其成为 10MW 高温堆 PCU 转子支承的理想选择^[4]。

测量转子位置变化的传感器是控制整个磁力轴承系统的基础,传感器的精度很大程度上决定了磁力轴承的运行精度。10MW 高温气冷堆对磁力轴承位移传感器的抗磁场干扰能力和长线传输能力要求较高,而电容与电涡流传感器虽然在常规的磁轴承系统中得到广泛应用,但电容传感器高温高频时抗干扰能力差,电涡流传感器对导线引入的干扰比较敏感,所以 HTR-10 AMB 采用电感式位移传感器。

1 电感式位移传感器

电感式位移传感器通过把输入的位移参数转换为线圈上的自感系数和互感系数的变化,进而在电路中有转换为电压或电流的变化,实现非电量转换为电信号输出。因此能实现信息的远距离传输、记录、显示和控制等方面的要求^[5]。

电感式位移传感器有以下特点:工作可靠,寿

命长;灵敏度高,分辨率高;精度高,线性好;性能稳定,重复性好;存在交流零位信号,不适于高频动态信号测量^[6]。

1.1 电感式位移传感器工作原理

电感式位移传感器是基于磁路磁阻的变化导致线圈电感值的变化原理来实现测量的,原理图见图 1^[7]。

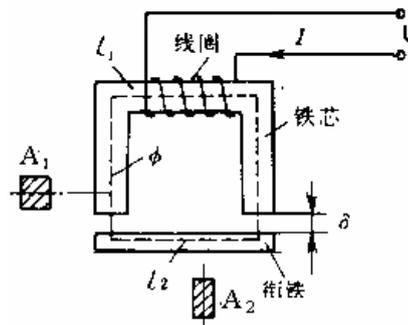


图 1 电感式传感器工作原理图

线圈的电感值:

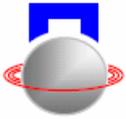
$$L = \frac{N_c^2}{R_M} \quad (1)$$

N_c —线圈的匝数, R_M —磁路的总磁阻。

若空气隙厚度较小,且不考虑磁路的铁损时,总磁阻为磁路中铁芯、气隙和衔铁的磁阻之和^[8]。

$$R_M = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_i \mu_0 A_i} + \frac{2\delta}{\mu_0 A} \quad (2)$$

l_i —各段铁芯 (包括衔铁) 的长度, μ_i —各段铁芯 (包括衔铁) 的相对磁导率, A_i —各段铁芯 (包括



衔铁)的面积, δ —空气隙的厚度, μ_0 —空气隙的磁导率, A —空气隙的截面积, 通常情况下, 一般设计成 $A=A_i$ 。

所以, 电感式传感器的电感 L 与 δ 、 A 和 μ_i 参数有关, 若固定其中任意两个而改变另一个则可以制造一种传感器, 所以电感式传感器分为变气隙厚度 δ 的变气隙型感式位移传感器, 变气隙面积 A 的变面积型电感式位移传感器, 变铁芯磁导率 μ_i 的变磁导率型电感式传感器。变磁导率型是利用某些铁磁材料的压磁效应即当铁磁材料受到力作用时, 在物体内部就产生应力, 引起磁导率发生变化, 所以这种传感器主要用于各种力的测量, 不方便用于电磁轴承中。

1.2 HTR-10 AMB 传感器

HTR-10 AMB 中, 选用变气隙厚度型电感传感器测量转子的径向位移, 即当转子从平衡位置偏离时, 转子与传感器间气隙厚度发生变化, 引起气隙磁阻的变化从而使线圈等效电感值变化, 只要测量出电感量的变化, 就能判定衔铁位移量的大小; 选用变气隙面积型电感传感器测量转子的轴向位移, 即在转子上涂有特定材料厚度与传感器轴向高度相当的材料, 转子在轴向有位移后, 气隙横截面积变化引起气隙磁阻的变化, 从而整个磁路磁阻发生变化, 从而使线圈等效电感值变化, 然后通过测量电路向易测量的电量转换, 同时这也实现了轴向位移的径向测量。通常为了简化安装, 径向与轴向位移传感器常一体化布置面积如图 2。

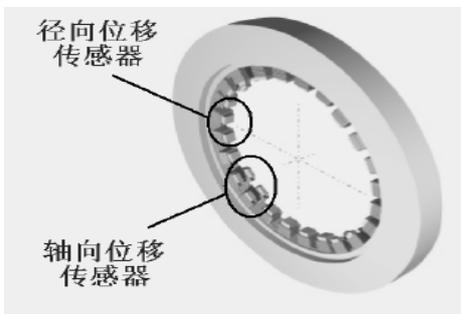


图 2 一体化传感器结构

2 径向传感器磁路分析

HTR-10 AMB 的径向位移传感器采用变气隙厚度型电感式, 原理图如图 1。

铁芯 (对应 AMB 中定子) 和活动衔铁 (对应 AMB 中转子) 均由导磁材料如硅钢片或坡莫合金制成, 可以是整体的或者是叠片的, 衔铁和铁芯之间有初始厚度为 δ 的空气隙。

使用中, 铁芯截面积等于衔铁截面积, 空气隙厚度一般较小所以可以认为气隙磁通截面也等于铁芯截面积, 记为 A ; 设磁通通过铁芯与衔铁的长度之和为 l ; 铁芯和活动衔铁一般由同一种导磁材料如硅钢片或坡莫合金制成, 且铁芯与衔铁的被磁化程度近似一样, 所以具有相同的相对磁导率 μ_r 。

由式 (1) 与式 (2), 则线圈电感:

$$L_o = \frac{N_c^2 \mu_0 A / 2}{\delta + l / (2\mu_r)} \quad (3)$$

气隙变化 $\Delta\delta$ 时, 电感量变化 ΔL :

$$L_o + \Delta L = \frac{N_c^2 \mu_0 A / 2}{\delta + \Delta\delta + l / (2\mu_r)}$$

电感的相对变化:

$$\frac{\Delta L}{L_o} = -\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} \cdot \frac{1}{1 + \Delta\delta / (\delta + l / (2\mu_r))} \quad (4)$$

因为, $\left| \frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} \right| \ll 1$, 对式 (4) 进行级数展开:

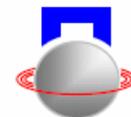
$$\frac{\Delta L}{L_o} = -\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} \right)^2 - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} \right)^3 + \dots \quad (5)$$

(5) 式中包含 $\Delta\delta$ 的较高次幂, 它们是非线性项,

$$\text{灵敏度: } K_L = \left| \frac{\Delta L}{\Delta\delta} \right| = \frac{L_o}{\delta + l / (2\mu_r)} \quad (6)$$

若传感器用差动式, 由两个可变线圈组成差动的形式, 一边气隙变化 $\Delta\delta$, 该边线圈电感变化 ΔL_1 时, 另一边气隙反变化 $\Delta\delta$ (即变化 $-\Delta\delta$), 该边线圈电感变化 ΔL_2 , 输出为两个电感之差, 即:

$$\frac{\Delta L_1}{L_o} = -\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} \right)^2 - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta + l / (2\mu_r)} \right)^3 + \dots$$



$$\frac{\Delta L_2}{L_0} = \frac{\Delta \delta}{\delta + l/(2\mu_r)} + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta + l/(2\mu_r)}\right)^2 + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta + l/(2\mu_r)}\right)^3 + \dots$$

$$\frac{\Delta L}{L_0} = -2 \frac{\Delta \delta}{\delta + l/(2\mu_r)} - 2 \left(\frac{\Delta \delta}{\delta + l/(2\mu_r)}\right)^3 + \dots \quad (7)$$

$$\text{灵敏度: } K_L = \left| \frac{\Delta L}{\Delta \delta} \right| = 2 \frac{L_0}{\delta + l/(2\mu_r)} \quad (8)$$

$$\text{线性度: } \xi = \left(\frac{\Delta \delta}{\delta} \cdot \frac{1}{1 + l/2\delta\mu_r} \right)^2 \quad (9)$$

比较式(5)与式(7), 看出, 差动式不但使灵敏度提高一倍, 非线性误差也显著减小。HTR-10 AMB的径向位移传感器即采用差动式接法, 将电感量用电信号表现出。接线图见图3。

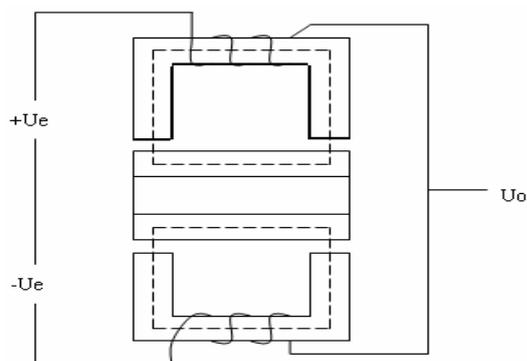


图3 HTR-10 AMB 径向传感器原理

对上图进行电路分析, 抽头输出电压:

$$U_o = \frac{\Delta L}{2L_0} \cdot U_E \quad (10)$$

$$\text{电信号灵敏度: } K_U = \frac{U_o}{\Delta \delta} = \frac{U_E}{\delta + l/(2\mu_r)} \quad (11)$$

将抽头信号经过电路进行解调放大, 可以得到气隙的厚度变化值, 即转子位移变化量。所以合适的电路可以增大传感器的灵敏度, 但决定传感器性能的是处理电路之前的那部分传感器系统, 这部分中, 传感器灵敏度的表达式是式(11)。

对于磁极均匀分布的差动式接法, 式(11)中:

$$l = \alpha(2r + \delta + t) + 2t + c \quad (12)$$

其中, r —转子外半径(一般由设计磁力轴承系统的工作人员设定, 为定值), t —传感器磁极柱

长度, c —磁极柱宽度, α —传感器一对磁极的夹角, 当磁极均匀分布时, $\alpha = 2\pi/N_p$, N_p 为传感器磁极数。

综合式(11)与(12), 可以看出影响传感器灵敏度的因素有: 工作电压、材料特性、初始气隙厚度、结构参数(磁极分布、磁极柱长度、磁极柱宽度等)。

电感式传感器采用正弦激励, 工作电压的影响, 包括幅值与频率的影响, 由灵敏度表达式(11), 可以看出, 工作电压的幅值与灵敏度成正比, 所以要获得较高灵敏度的传感器需要在允许范围内尽量选择较高幅值的电压激励。频率的影响则表现在对材料磁导率的影响上, 试验表明相同磁场强度下, 激励频率越高, 材料的磁导率越小^[9], 进而传感器灵敏度越小。传感器的工作频率要尽量小, 而这又与传感器系统的响应速度相矛盾, 所以, 选择传感器频率时要综合考虑灵敏度与响应速度。而不同材料的磁化特性不同, 使用具有较高磁导率的材料传感器可以获得更高的灵敏度。初始气隙厚度基本上与灵敏度成反比, 由(11)与(12)式, 传感器的磁极柱长度、磁极柱宽度、磁极夹角越小, 灵敏度越高, 但是由于磁性材料的相对磁导率都较高, 所以这三个因素对传感器灵敏度的影响不大。

3 轴向传感器磁路分析

HTR-10 AMB 使用径向方式测其轴向位移, 采用变面积型电感式, 原理图见图4。

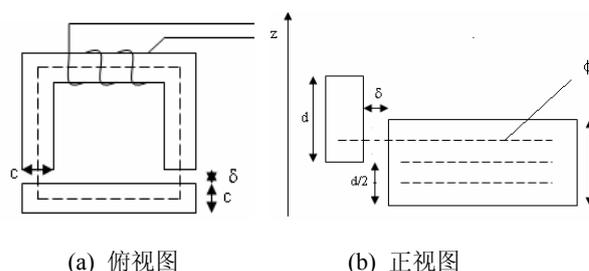
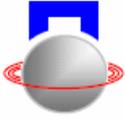


图4 变面积型电感传感器

变面积型电感式位移传感器的结构与变隙式十分相似。主要区别仅在于: 动衔铁仅仅是改变气隙的有效导磁通面积进而改变磁阻。

对于 HTR-10 AMB 的轴向传感器, 记传感器磁极柱厚度为 d , 磁通截面积为方形, 不动的一边长为 c 即轴向传感器的磁极柱宽度, 当转子处于平衡位置时, 线圈电感:



$$L_{ao} = \frac{N_c^2}{\frac{l}{\mu_r \mu_0 c d} + \frac{2\delta}{\mu_0 c (d/2)}} \quad (13)$$

当转子沿轴向位移 Δz 时, 线圈电感变化:

$$\Delta L = -\frac{2L_{ao}}{d(1+l/(2\delta\mu_r))} \cdot \Delta z \quad (14)$$

可以看出输出特性是线性。

若采用差动式,

$$\Delta L = -\frac{4L_{ao}}{d(1+l/(2\delta\mu_r))} \cdot \Delta z \quad (15)$$

实际工程中为安装或其他要求, 径向位移传感器与轴向位移传感器常采用一体化结构, 即见图 5。抽头电压表达式同式 (10), 电信号灵敏度:

$$K_U = \frac{U_o}{\Delta z} = \frac{2U_E}{d(1+l/(2\delta\mu_r))} \quad (16)$$

式 (16) 中的 l 同式 (12)。

从式 (16), 即轴向位移传感器灵敏度的表达式可以看出, 影响轴向位移传感器灵敏度的因素有: 工作电压、材料特性、结构参数 (主要是传感器磁极柱厚度) 等。

比较式 (11) 与 (16), 虽然轴向传感器与径向传感器得结构类似, 但性能却不同。对于轴向传感器, 传感器厚度在很大程度上影响了灵敏度, 即与灵敏度成反比关系, 为获得较高灵敏度, 可设置较小的传感器厚度, 但实际使用中, 厚度越小轴向漏磁越严重, 所以, 设计传感器时还要在漏磁与灵敏度中做平衡。轴向传感器的其余结构参数对灵敏度的影响趋势与径向相同, 而且影响程度更大, 在设计时也要考虑到这些因素的影响。与径向轴承相反的是, 初始气隙厚度越大, 轴向传感器的灵敏度反而越大。工作电压、材料特性的影响分析与径向传感器相同。

4 结论

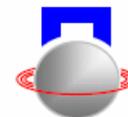
文章先用磁路分析法分析了 HTR-10 AMB 位移传感器的性能, 找出了影响传感器性能的几个因素, 包括传感器工作电压、传感器材料特性、初始气隙厚度、传感器结构参数 (厚度、磁极柱长度、

磁极柱宽度、磁极夹角等) 等, 这些分析师设计出性能优良的传感器系统的基础。

上述对传感器的磁路分析对普通的电感式传感器也有借鉴意义。

参考文献

- [1] 陈伯清. 高温气冷堆的技术特点与发展前景. 引进与咨询, 2006 年, 12 期: 3-4
- [2] Gerhard Schweitzer, Hannes Bleuler, Alfons Traxler. Foundation, Performance and Application of AMB. Berlin. Springer-verlag. 1993.
- [3] 胡业发, 周祖德, 江征风. 磁力轴承的基础理论与应用. 北京: 机械工业出版社, 2006 年.
- [4] 符晓铭, 王捷. 高温气冷堆在我国的发展综述. 现代电力, 2006 年, 05 期: 70-75
- [5] 刘灿军. 实用传感器. 北京: 国防工业出版社. 2004 年
- [6] 刘迎春, 叶湘滨. 传感器原理设计与应用. 长沙: 国防科技大学出版社. 2002 年
- [7] 徐恕宏. 传感器原理及其基础设计. 北京: 机械工业出版社. 1989 年
- [8] 高联辉. 磁路和铁磁器件. 北京: 高等教育出版社. 1982 年
- [9] Meng Zhang, Zhengang Shi, etc. Study of Magnetic Material for Active Magnetic Bearing of the 10MW High Temperature Gas-cooled Reactor. The 16th International Conference On Nuclear Enginery. Nagoya. 2007.



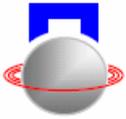
MAGNETIC CIRCUIT ANALYSIS FOR HTR-10 AMB SENSORS

Zhang Meng Shi Zhengang Yu Suyuan

(Institute of Nuclear and New Energy Technology, Tsinghua University, Beijing , 100084 China)

Abstract: This paper analyzes that inductive sensor should be used as the displacement sensors of Active Magnetic Bearing (AMB) used in 10 MW High Temperature Gas Cold Reactor (HTR-10). Then this paper analyzes the property of radial and axial sensors with magnetic circuit. Factors effect on inductive sensors are found, which is the basic of an excellent performance sensor system.

Key words: 10MW High Temperature Gas-Cooled Reactor (HTR-10); Active Magnetic Bearing (AMB); Sensor; Magnetic Circuit



集成式径向磁轴承用差动位移传感器的设计

江鹏 汪希平 夏翠艳 雷永锋 朱礼进 常宇¹(上海大学机电工程与自动化学院上海 200072 ¹北京工业大学生命科学与生物工程学院 北京 100022)

摘要: 本文介绍了差动位移传感器的工作原理, 在此基础上, 提出了一种集成式磁悬浮人工心脏泵径向磁轴承专用传感器的结构, 给出了基于 AD598 芯片为核心的位移信号处理电路设计方法, 并试验了单自由度的静态性能以及同结构双自由度间信号耦合的静态性能分析, 结果表明本文介绍的集成式径向差动位移传感器的性能可以满足磁悬浮系统工作的要求。

关键词: 径向磁悬浮轴承; 差动式电感位移传感器; 静态信号, 耦合信号

前言

电磁轴承是利用磁场力作用将转子悬浮于空间, 使转子和定子之间没有任何机械接触的一种新型高性能轴承, 由于它具有无摩擦, 能耗低、噪声小、寿命长及无污染等优点, 因而在航空航天等多个工业领域有着广泛的应用前景^[1]。由于它独有的特点, 在生物医学工程领域内也开始受到关注。本文涉及的磁悬浮人工心脏泵就是目前使用磁悬浮支承技术的一个热点。使用磁悬浮技术可使人工心脏泵克服以往机械轴承的一些不足, 其中主要有: ①血栓和溶血问题; ②血液的湍流运动及机械运动对血液的破坏; ③轴承密封问题导致的润滑材料泄露。

传感器是电磁轴承系统的重要组成部分, 其性能直接关系到系统对转子工作位置的控制精度。目前, 由于技术上的原因, 大多数研究者采用的是分体式电涡流位移传感器。尽管电涡流位移传感器的灵敏度与线性度等技术指标可以满足一般的电磁轴承系统的要求, 但由于其结构及安装条件的限制, 对于高精度电磁轴承的要求而言还有一定的差距^[2, 3]。因此, 国内外相关学者均对专用传感器做了相关的研究, 其中差动电感式位移传感器是研究的热点之一^[4, 5]。

本文针对变气隙差动电感式传感器的基本工作原理及其在磁悬浮人工心脏泵中的应用问题进行了研究, 提出了一种新型集成式差动电感位移传感器(如图 1 所示)的结构及设计方法, 并对其进行了静态实验, 结果说明这种传感器符合电磁轴承的应用要求并有望成为今后电磁轴承的专用传感

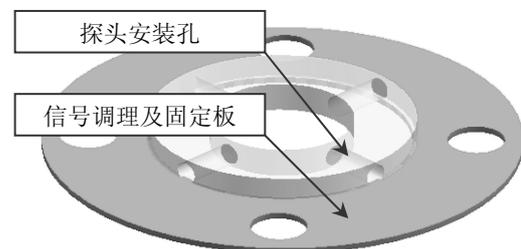


图 1 一种新型的集成式差动传感器结构图

1 基本原理

变气隙差动电感式位移传感器的结构如图 2 所示, 当可动铁心偏离对称中心上下移动时, 电感线圈 L_1 和 L_2 的电感量由于气隙的改变而发生变化, 在一定的气隙变化范围内, 电感量的变化与气隙的变化可成线性关系。其关系表达式如下^[6]:

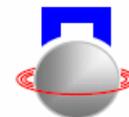
$$L = \frac{\mu_0 AN^2}{2\delta} \quad (1)$$

其中, μ_0 为真空磁导率, A 为磁极截面积, N 为电感线圈匝数。

图 3 是差动电感式位移传感器的测量电桥示意图, 其输出电压:

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dot{U}_i - \frac{R_{L2} + j\omega L_2}{R_{L1} + R_{L2} + j\omega(L_1 + L_2)} \dot{U}_i \\ &= \frac{(R_2 R_{L1} - R_1 R_{L2}) + j\omega(L_1 R_2 - L_2 R_1)}{(R_1 + R_2)[R_{L1} + R_{L2} + j\omega(L_1 + L_2)]} \dot{U}_i \end{aligned} \quad (2)$$

式中, U_i 表示输入电压, U_o 表示输出电压, L_1 、



L_2 、 R_{L1} 和 R_{L2} 分别 2 个传感器线圈的电感和电阻，一般情况下应有 $R_{L1} = R_{L2}$ 、 $L_1 = L_2 = L$ 。由此可知：输出电压是位移、磁导率、交流角频率以及电感变量的函数，即 $\dot{U}_O = f(x, \mu_0, \omega, L_0)$ 。对于 $\omega L \gg R_{L12}$ 的情况，上式可以简化成 $\dot{U}_O = (L_1 - L_2)U_i / 2(L_1 + L_2)$ 。将式 1 代入可得：

$$U_o = \frac{\Delta\delta}{\delta} \tilde{U}_i \quad (3)$$

上式表示：当激励信号电压和初始气隙一定后，输出电压是位移变化量的线性函数。另外，输出电压与激励信号电压成正比，与初始气隙成反比。

另外，当交流电桥的输出电压 U_o 比较小的情况下，则应增加适当的信号放大电路。

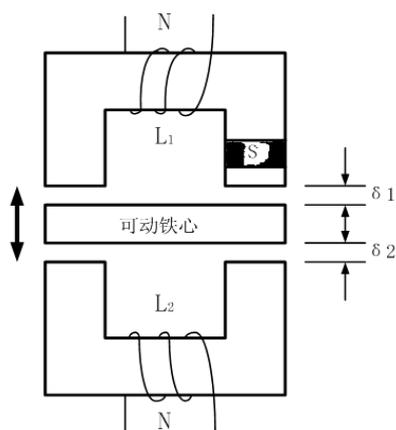


图 2 变气隙差动电感位移传感器的基本结构

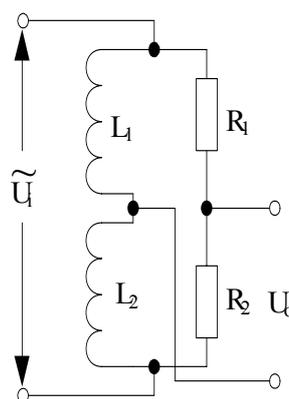


图 3 交流电桥电路

2 信号处理电路的设计

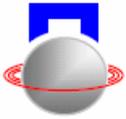
AD598 是一款高性能的单片式线位移差动变压器 (LVDT) 信号调节芯片，集成了激励信号发生器、信号解调、放大、温度补偿等电路^[4]；并可将 LVDT 的次级输出信号按比例地转换成直流信号。由于这些突出的特点，使用该芯片设计的传感器测量电路结构大大简化，这也正符合磁悬浮人工心脏泵结构要求体积小的特点。例如，清华大学利用 AD598 设计的半桥结构输入电路形式的传感器就得到了很好的效果^[3]。本文设计的传感器目前主要是针对磁悬浮人工心脏泵的，但最终将应用于系列磁悬浮轴承。由于可安装空间的约束，探头部分的线圈电感取值也受到限制，加之 AD598 芯片能够产生的最高激励信号参数制约，实际设计的传感器参数也就在默认中了。

设传感器的电感为 L ，激励频率为 ω ，线圈的直流电阻 R ，则最大的激励电压 \tilde{U}_i ：

$$\tilde{U}_i \leq (0.5 \sim 2.0) \times 10^{-3} \frac{(R_1 + R_2) \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}}{R_1 + R_2 + \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \quad (4)$$

对于长期工作的传感器，上式中的取值范围为下限；而短期工作的可取上限。此时，激励信号提供的功率大小可以确保芯片不会因温度过高而停止工作甚至损坏；同时，也能保证温漂指标达到期望值。

图 4 是本文实施的一种基于 AD598 芯片设计的差动电感式位移传感器电路框图。经过 AD598 构成的信号处理主电路，可以得到与转子位移成比



例的高精度、高重复性的直流电压，但由于大气隙的缘故，此时的测量灵敏度不能满足要求，所以在此电路输出后接直流增益电路，以提高传感器的灵敏度，主电路如图 5 所示。这时的灵敏度和线性度均可满足使用的要求。其输出特性的表达式为：

$$U_o = I_{ref} \times \left(\frac{U_A - U_B}{U_A + U_B} \right) \times R_{feedback} \times (-1) \times \frac{R_{313} + W_{311}}{R_{311}}$$

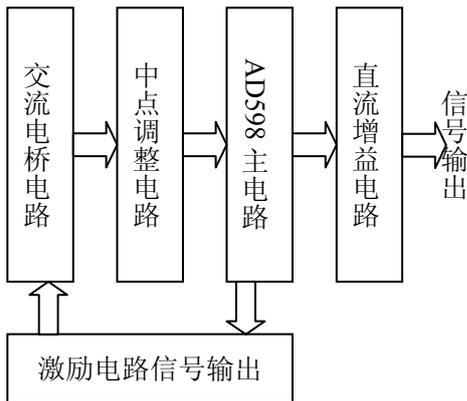


图 4 集成式电感位移传感器电子电路框图

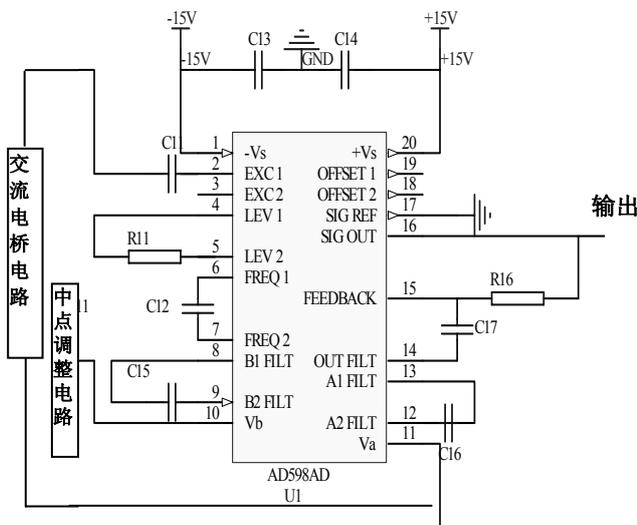


图 5 使用 AD598 设计传感器信号处理主电路

2 实验及结果分析

本文实验用的磁悬浮人工心脏泵径向气隙为 1 mm，上述专用传感器的实际气隙还应该大于这个距离。测试分别在两个自由度的电路上进行。实验测试包括单自由度的传感器灵敏度和线性度、双自由度之间电路耦合的性能参数。根据位移和传感器电压值计算其灵敏度约为 20 mV/μm，线性度为

0.25%，满足磁悬浮轴承的使用要求。

实验测量径向传感器单自由度输出电压值之一如表 1 所示，绘制的位移/电压关系曲线如图 6 所示。图 7 是测试用的装置示意图。

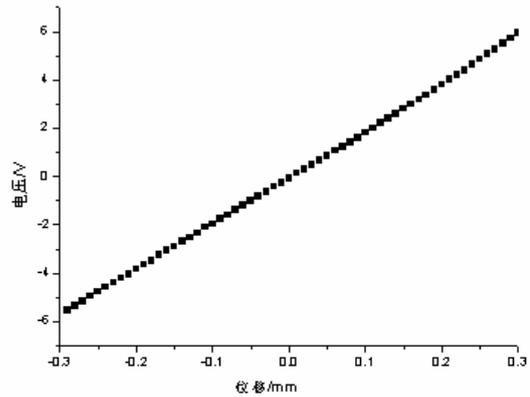


图 6 单自由度位移/输出电压测试曲线

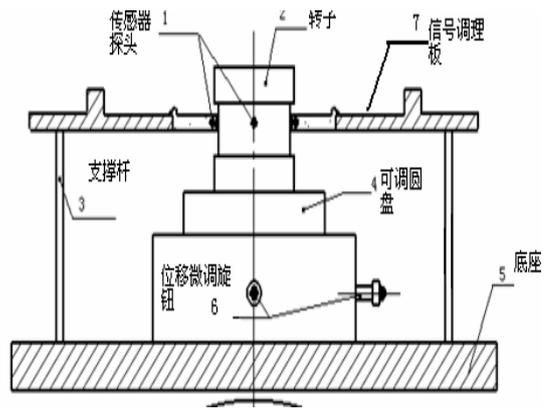
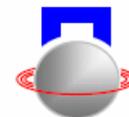


图 7 测试装置示意图

由于价格的原因，在磁悬浮轴承系统中使用传统电涡流传感器时多为单自由度单探头的应用方式，这时由于传感器测量的是转子表面的移动情况，因此，不可避免地会产生位置测量误差信号^[2-3]，这种误差信号包括机械方面的耦合效应和电气方面的耦合效应。本文根据文献[2]和[3]中的说明，对上述误差信号进行了实验测量，以考察本文介绍的传感器是否可以克服这种误差信号的发生。实验中，先调整转子至某一位置，开启 x 方向传感器电路测得 x 方向的电压信号，随后开启 y 自由度传感器电路再次测量 x 自由度的电压信号，经两次数据比较可以得到电气方面的耦合关系；同时开启 x 和



y 方向的传感器电路, 调整转子至中点位置, 再调整 y 方向的位移, 测出 x 方向对应的输出电压信号

(反之亦然), 经过分析可以得到机械方面的耦合关系。测试结果之一列于表 2 和表 3。

表 1 径向传感器单自由度位移与输出电压测试结果之一

位移/mm	传感器电压/V	位移/mm	传感器电压/V	位移/mm	传感器电压/V	位移/mm	传感器电压/V
0.3	5.952	0.15	2.813	0	-0.085	-0.15	-2.898
0.29	5.715	0.14	2.593	-0.01	-0.276	-0.16	-3.073
0.28	5.516	0.13	2.402	-0.02	-0.417	-0.17	-3.259
0.27	5.279	0.12	2.209	-0.03	-0.623	-0.18	-3.48
0.26	5.073	0.11	2.007	-0.04	-0.835	-0.19	-3.639
0.25	4.854	0.10	1.804	-0.05	-1.029	-0.20	-3.836
0.24	4.628	0.09	1.615	-0.06	-1.187	-0.21	-4.041
0.23	4.407	0.08	1.429	-0.07	-1.382	-0.22	-4.215
0.22	4.209	0.07	1.238	-0.08	-1.589	-0.23	-4.384
0.21	4.004	0.06	1.063	-0.09	-1.768	-0.24	-4.585
0.20	3.800	0.05	0.860	-0.10	-1.968	-0.25	-4.77
0.19	3.577	0.04	0.677	-0.11	-2.1	-0.26	-4.592
0.18	3.366	0.03	0.475	-0.12	-2.328	-0.27	-5.159
0.17	3.177	0.02	0.307	-0.13	-2.532	-0.28	-5.344
0.16	2.987	0.01	0.128	-0.14	-2.691	-0.29	-5.532

表 2 电气耦合静态实验数据表

x (仅开启 x 方向) /电压 V	$x + y$ (同时开启 x 和 y 方向) /电压 V
-0.033V	0.185V
0.588V	0.735V
0.967V	1.378V

表 3 机械耦合静态实验数据表

x 方向位 移/mm	y 方向电 压/V	x 方向位 移/mm	y 方向电 压/V
0	-0.002	0.35	-0.055
0.05	-0.007	0.4	-0.063
0.1	-0.012	0.45	-0.072
0.15	-0.017	0.5	-0.076
0.2	-0.024	0.55	-0.092
0.25	-0.033	0.6	-0.105
0.3	-0.044	0.65	-0.110

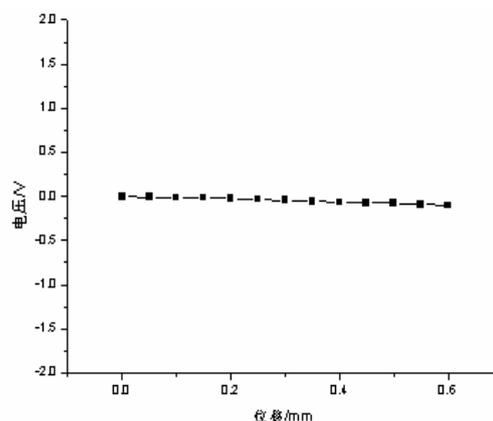
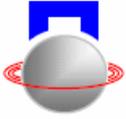


图 8 差动式传感器机械耦合曲线

3 结束语

本文提出的用于磁悬浮人工心脏泵的径向磁轴承的差动式电感传感器经实验分析可以看出, 在静态测试时, 具有良好的线性度和符合目前磁轴承应用要求的灵敏度。另外, 如果这种传感器从体积上进行稍微修改, 可以应用在其他各种工况要求的电磁轴承。最后, 本文也给出了传感器两自由度之间存在电路耦合的实验数据, 为进一步理论分析奠定了基础。



参考文献

- [1] Schweitzer G, Bleuler H, Traxler A. Active magnetic bearings—basics, properties and application of active magnetic bearings. ETH, Switzerland: Hochschulverlag AG, 1994
- [2] 汪希平, 崔卫东. 电磁轴承用非接触式位移传感器的研究. 上海大学学报(自然科学版), 1998, 4(1): 54-60
- [3] 汪希平, 万金贵. 轴向磁悬浮轴承用非接触式差动电感位移传感器的实验研究. 仪器仪表学报. 1998, 19(6): 615~619
- [4] 金超武, 徐龙祥, 周瑾. 差动变压器式传感器在磁悬浮轴承中的应用研究. 磁悬浮轴承研究进展——暨第一届中国电磁轴承学术会议论文集, 北京, 2005
- [5] 周燕, 赵晶晶, 时振刚. 基于 AD598 的磁悬浮轴承非接触式电感位移传感器的试验分析. 磁悬浮轴承研究进展——暨第一届中国电磁轴承学术会议论文集, 北京, 2005
- [6] Analog Devices Inc., Data Sheet, LVDT Signal Conditioner AD598

Design of Integrative Differential Displacement Sensor for Radial Magnetic Bearing

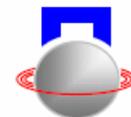
Jiang Peng Wang Xiping Xia Cuiyan Lei Yongfeng Zhu Lijin Chang Yu¹

(College of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai, 200072 China)

¹College of Life Science & Bioengineering Beijing University of Technology, Beijing 100022, China)

Abstract: This paper introduces the basic principle of differential displacement sensor, in this foundation, proposed a kind of sensor structure of radial magnetic bearing in integrative magnetic suspended artificial heart pump, gives the design method of displacement signal processing circuit based on AD598, and experimented static performance of single direction and signal coupling static performance in double direction, the result shows that the integrative radial differential displacement sensor can satisfy the work request of magnetic suspend system.

Key words: magnetic suspended artificial heart pump; differential displacement inductor sensor; static signal; coupling signal



集成化磁悬浮转子位移同步检测系统研究

王春麟 胡业发 王晓光

(武汉理工大学 机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 本文介绍一种集成化的磁悬浮转子同步位移检测系统,其特点是:采用单激励源驱动多路涡流位移传感器;共享信号调理电路和 A/D 转换器;以 DSP 为核心,同步采集多路涡流传感器的位移信号,并进行信号处理;以数字量的形式将位移信号传送给控制系统。文中详细介绍了利用串联谐振提高激励源性能的原理和实现方法,并给出了相应的波形图。本文设计的集成化位移检测系统是同步采样磁悬浮转子的位移信号,能实时反映采样瞬间磁悬浮转子的实际位置状态,有利于提高控制系统的控制精度。文中还介绍了位移检测系统的原理框图和工作过程。本系统对于减小磁力轴承控制系统的体积、降低成本、提高测量精度和抗干扰能力具有实用意义。

关键词: 集成化;同步;磁力轴承;激励源;磁悬浮转子
引言

目前 5 自由度的磁力轴承控制系统一般采用 5—9 个涡流位移传感器,各位移传感器采用独立的激励源,独立的信号调理电路,并独立封装,这样不仅体积大、成本高,不利于产业化推广,而且各位移传感器的误差和精度不同,增加了信号处理的难度。如果将各涡流位移传感器集成在一起,实现激励源、信号调理电路和 A/D 转换器的共享,可有效解决上述问题。将涡流位移传感器集成在一起时,会产生通道之间的相互串扰问题,这是因为器件参数不同而导致各传感器的激励源的频率不同造成的,相互串扰会影响检测电路的测量精度,如果采用单激励源驱动多路涡流传感器可以解决这一问题。下面对此进行讨论。

1 激励源设计

1.1 激励源的选择及检测原理

涡流位移传感器的激励源有调幅式、调频式和电桥式等三种类型,如果采用石英晶体振荡器,频率稳定度可达到 10^{-6} 以上,所以,从测量的稳定性和线性范围来看,采用调幅法较好。根据磁悬浮转子位移检测的特点,本文选择恒频调幅式结构。恒频调幅涡流传感器检测线圈谐振回路与被测体之间的关系可用图 1 所示电路模型表示。

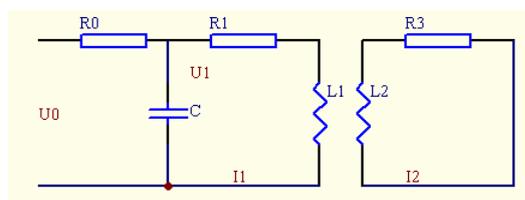


图 1 恒频调幅涡流传感器检测电路等效模型

图中, U_0 是 1MHz 稳频稳幅的正弦波激励电压, R_0 是限流电阻, R_1, L_1 是涡流传感器的等效电路,电容 C 和检测电感线圈 (R_1, L_1) 构成并联谐振回路,谐振电压 U_1 在空载时(相当于被测体处于无限远)最大。 R_3, L_2 是被测体的等效电路,当被测体与检测电感线圈的相对距离发生变化时,检测线圈与被测体涡流环之间的互感 M 发生变化,从而引起谐振电压 U_1 变化,当被测体与检测电感线圈接触时,谐振电压 U_1 最小。如果激励源的功率足够大,就可以同时驱动多路涡流传感器。

1.2 激励源的设计

本设计采用 DSP 芯片直接输出频率稳定的方波,为了获得较好的正弦波信号,方波经图 2 所示的串联谐振电路,变换为相同频率的正弦波。下面分析串联谐振电路,由图可知,输出电压 V_{OUT} 和输入电压 V_{IN} 的关系为

$$V_{OUT} = V_{IN} (1/\omega C) / [\omega L - (1/\omega C)]$$

当电路谐振时, $\omega L = (1/\omega C)$,从理论上讲,这时输出电压 V_{OUT} 为无限大,实际上达不到,但输出正弦波的幅度比输入方波的幅度要提高很多。

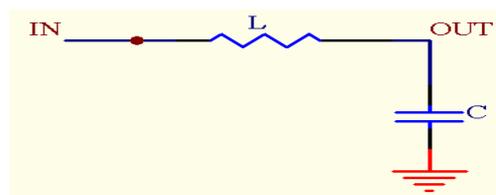
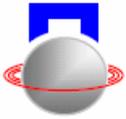


图 2 激励源的串联谐振电路

图 3 是串联谐振电路输入输出波形图,方波(黄线)的幅值是 5 伏,正弦波(蓝线)的峰峰值



将近 30 伏。

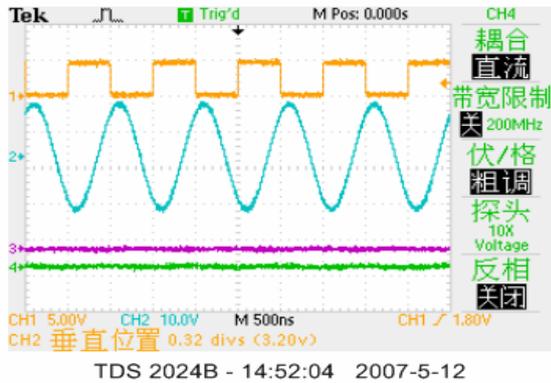


图 3 串联谐振电路的输出波形

当增加驱动电路后，单激励源同时驱动 4 路涡流传感器的波形如图 4 所示。驱动电路采用高速运放 THS4001，该芯片的带宽为 270M，上升速率为 400V/us，建立时间为 40ns，输出驱动能力可达 100mA，完全满足应用要求。图 4 是采用一片 THS4001 驱动 4 路涡流传感器，所以波形幅度比驱动 1 路时要小，如果采用 1 片 THS4001 驱动 2 路涡流传感器，则波形幅度基本不会减小。

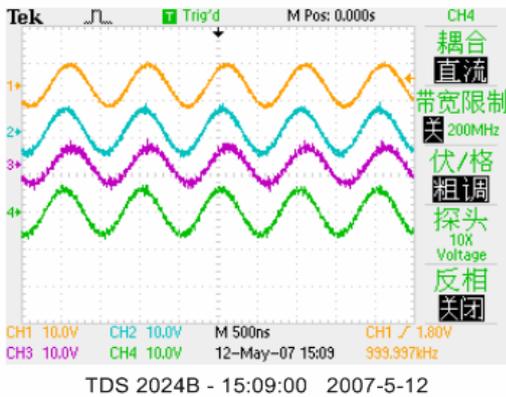


图 4 单激励源同时驱动 4 路涡流传感器的波形

本文采用图 5 所示高输入阻抗全波精密检波电路对交流位移信号进行整流。

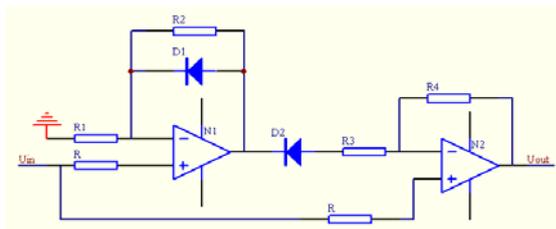


图 5 高输入阻抗全波精密检波电路

经过全波整流滤波后的直流波形如图 6 所示，图中浅蓝色线是位移信号，粉红色线是全波整流后的波形，

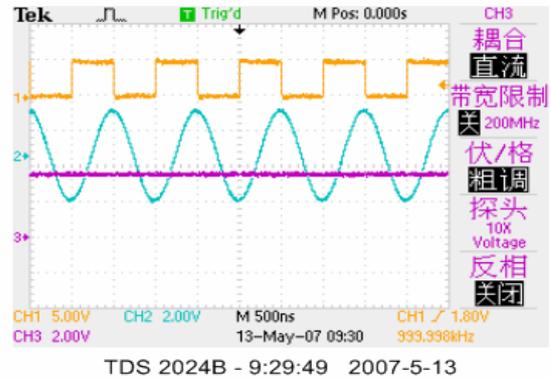


图 6 全波整流后的的波形

2 集成化同步位移检测系统设计

为了提高测量精度和控制精度，本系统的设计理念是：同步采集磁悬浮转子的位移信号；多路传感器共享信号调理电路和 A/D 转换器。电路原理如图 7 所示。系统工作原理如下：DSP 在每个采样周期控制采样保持器，同步保持传感器检测的磁悬浮转子的位移信号，然后通过多路模拟开关轮流采集每路传感器的位移信号，经过数字滤波处理后传送给控制器。由于各通道传感器共享信号调理电路和 A/D 转换器，所以各通道的系统误差都相同，减小了信号处理的复杂性，加快了信号处理的速度，这一点在高速旋转的情况下显得尤为重要。同时，DSP 传送给控制器的是数字位移信号，所以提高了系统的抗干扰能力和数据传送的可靠性。

3 结束语

本文设计的集成化位移检测系统是同步采样磁悬浮转子的位移信号，所以能实时反映采样瞬间磁悬浮转子的实际位置状态，从而可以提高控制系统的控制精度。另一方面，本系统是安装在磁力轴承内部，由于磁力轴承内部空间狭小，定子线圈对传感器和检测系统不可避免的会产生干扰。而且磁力轴承内部温度较高，对传感器和检测系统的稳定工作也会产生很大的影响。因此，在设计过程中，要充分考虑到磁场干扰和温度变化对系统的影响，必须采取有效的防护措施和温度补偿方法，确保系统稳定可靠的工作。

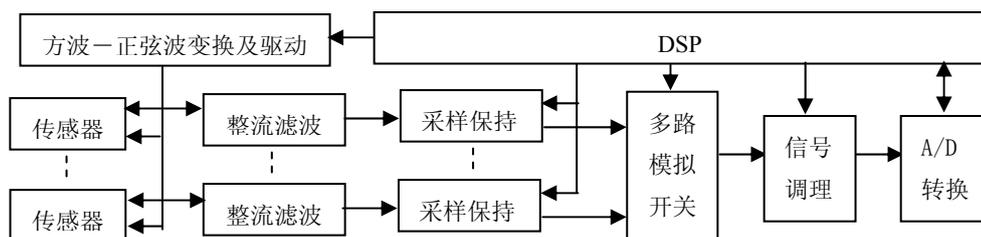
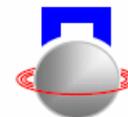


图7 集成化磁悬浮转子同步位移检测系统原理图

参考文献

- [1] 杨朝英, 徐龙祥. 磁轴承系统中差动变压器式位移传感器的研究. 传感器技术, 2005年第24卷第9期: 8-9, 12
- [2] 胡业发等著. 磁力轴承的基础理论与应用. 北京: 机械工业出版社. 2006年
- [3] Marco Schramm, Wilfried Hofmann, Ralf Werner. Low-Cost Magnetic Displacement Sensor for Active Magnetic Bearings, Sensors and Self-Sensing Magnetic Bearings, The tenth International Symposium on Magnetic Bearings, Switzerland, Aug. 21st-23rd 2006, Martigny

THE INTEGRATED MAGNETISM AEROSOL ROTOR DISPLACEMENT SYNCHRONOUS DETECTION SYSTEM RESEARCH

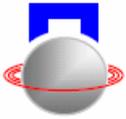
Wang Chunlin Hu Yefa Wang Xiaoguang

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: This article introduced one kind of integrated synchronous displacement detection system of maglev rotor, its characteristic is: Uses single excitation source-driven multi-channel eddy current displacement sensor; Sharing signal recuperation electric circuit and A/D switch; Take DSP as the core, multi-channel synchronous acquisition eddy current displacement sensor signals, and signal processing; The displacement signals will be transmitted to the control system as a digital form. This paper describes in detail the use of the series-resonant excitation source to improve performance of the principle and realization method, and have given the corresponding waveform graph. In this article, which designed integrated synchronous displacement measurement system of maglev rotor detection is synchronous sampling maglev rotor displacement signal, so it can reflect the real-time sampling instantaneous magnetism aerosol rotor physical location condition, and to improving the control precision of control system. In the article also introduced the functional block diagram and the work process of the displacement detection system. The system can reduce the magnetic bearing control system volume and lower costs, improve the measurement accuracy and anti-jamming capability to be of practical significance.

Key words: integrative; synchronization; Active magnetic bearings; Exciter; Rotor-AMB

说明: 参考文献[3]来自开会者带回的光盘, 有些信息无法获知。



基于 SVPWM 的磁轴承开关功率放大器的研究

李祥生 邓智泉 王晓琳

(南京航空航天大学 自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 该文介绍了一种新型的三桥臂磁轴承开关功率放大器, 此功放采用电压空间矢量控制。文中分析了 SVPWM 在开关功放中的工作原理, 并总结了三种不同的 SVPWM 生成方式, 然后对它们进行了比较和仿真验证, 原理样机的实验结果表明该方案是完全可行的。这种功放只需改变控制程序就可以当作一台三相变频器来使用, 使磁轴承开关功放使用范围扩大。

关键词: 开关; 功率放大器; 电压空间矢量; 磁轴承

引言

目前磁轴承开关功放的功率转换电路多采用半桥、改进半桥和全桥结构, 一套五自由度的磁轴承系统则至少需要 5 个这样的开关功放, 使得功放部分的体积庞大, 复杂程度高, 降低了系统的可靠性, 并且功放的功能单一, 只能实现电流或电压信号的功率放大, 成本较高, 这显然不利于磁轴承的推广应用。如果能用集成度较高的三桥臂结构作为磁轴承功率放大器的主电路, 不但可以降低功放环节的复杂程度, 还可以解决以前的磁轴承开关功放功能单一的问题, 因为只要将控制程序改变, 这种新型功放就可以当成一台普通的三相逆变器来使用, 使功放的通用性大大提高。

1 功放的主电路拓扑及控制方式

三桥臂结构的开关功放可以用来独立地驱动磁轴承两个自由度的绕组, 这两套绕组与功放的连接方式如图 1, 图中 U_x 和 U_y 为两个自由度的控制电压。由于两路负载共用一个桥臂, 使开关管的总数目减少了 2 个, 开关损耗也会相应地减少, 与两个全桥结构的开关功放相比, 其结构上的复杂程度

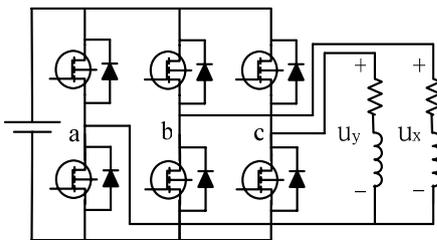


图 1 主电路结构及负载的连接方式

降低, 体积也会减小, 但会使控制上的难度相对提高。

在现代变频调速系统采用的三相电压型 PWM

变频器中, 由于 SVPWM 控制能够直接控制各功率管的开关状态, 易于实现数字化控制。同时还具有直流母线电压利用率高, 输出电流纹波小等优点, 因此得到了很广泛的应用。故基于上述原因本文的三桥臂开关功率放大器采用 SVPWM 控制, 并针对磁轴承的特点作了相应的修改。

1.1 SVPWM 在功放中的工作原理

三个桥臂的开关状态可以用开关函数来表示, 令每个桥臂的上下开关管互补导通, 定义上管导通下管关闭时, 开关函数为 $S_k=1$, 上管关闭下管导通时, 开关函数为 $S_k=0$ ($k=a, b, c$), 三个桥臂的开关函数共组合出 $2^3=8$ 种不同的开关状态 (S_a, S_b, S_c), 这 8 个开关状态又对应着输出 8 个基本电压矢量, 图 2 即是 8 个基本电压矢量的分布图^[4]。

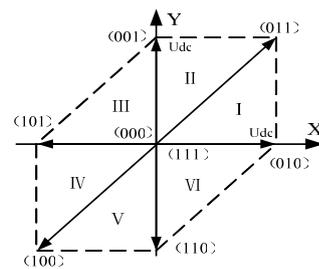
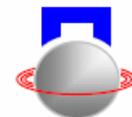


图 2 基本电压矢量分布图

6 个非零的基本电压矢量把 xy 平面分为 6 个扇区, 在每个扇区内的电压矢量都可由相邻的两个非零基本电压矢量合成而来。图中虚线表示的是最大合成电压矢量的末端轨迹, 因此只有在虚线范围内的任意方向的电压矢量才可以由相邻的两个基本电压矢量合成。根据伏秒积相等的原则, 矢量 U_{out} 作用 T_p 时间其效果可以用 U_i 作用 T_1 时间和 U_j 矢量作用 T_2 时间来等效, 即:



$$T_p U_{out} = T_1 U_i + T_2 U_j \quad (i, j=1, 2, \dots, 6) \quad (1)$$

当 $T_1 + T_2 < T_p$ 时, 剩余的时间 $T_0 = T_p - T_1 - T_2$ 可以分配给零电压矢量 U_0 或 U_7 , 因为零矢量不会对输出电压矢量产生影响, 方程 (1) 可写成:

$$T_p U_{out} = T_1 U_i + T_2 U_j + T_0 (U_0 \text{ or } U_7) \quad (2)$$

输出电压矢量 U_{out} 对零电压矢量的选择、 U_i , U_j 的作用顺序和起点时间是没有要求的, 这就为减少开关次数和减少谐波等优化控制带来了很大的灵活性, 从而产生了不同的 SVPWM 生成方式。

1.2 SVPWM 的种类

由于对称的 PWM 波可以使输出电流的纹波降低^[3], 因此各开关状态在每个 PWM 周期内应是对称排布的, 以保证生成的 6 路对称的 PWM 开关信号; 在开关状态的转换过程中, 应保证每次只有一个桥臂的开关管发生动作, 这样就可以减少无谓的开关次数, 降低开关损耗。对称 SVPWM 控制在遵循上述开关状态转换规则的前提下, 选择不同的零电压矢量会使各开关状态在每个周期内排布发生变化, 由此产生了不同的 SVPWM 开关模式, 主要有以下三种: 准优化 SVPWM、最少开关次数 SVPWM 和 TI 公司的 TMS320C/F240X 数字信号处理器内部的硬件模块所实现的 SVPWM 控制^[1]。

准优化 SVPWM 控制在每个周期都用到了两个零矢量, 并将时间 T_0 平均分配给 U_0 和 U_7 , 各个开关状态的作用时间也要均分成两份并在 PWM 周期内对称分布, 其中 U_0 处在控制周期的两端, U_7 位于中间。三个桥臂在每个控制周期都会有一次开关动作。

最少开关次数 SVPWM 控制只用到了 U_0 零电压矢量, U_0 处在控制周期的两端。任意周期内都有一个桥臂处于“0”状态而没有开关动作, 与准优化 SVPWM 相比, 总开关次数可以减少 1/3。

TI 公司的 TMS320C/F240x 硬件模块 (空间矢量状态机) 在 I、III、V 扇区用到 U_0 零电压矢量, 在 II、IV、VI 扇区用到 U_7 零电压矢量, 零电压矢量均位于各控制周期的中间。有一个桥臂会保持上一周期的开关状态, 而没有开关动作, 也能够减少开关次数。

1.3 三种 SVPWM 控制方式的比较

在每个控制周期, 准优化 SVPWM 的三个桥

臂都有一次开关动作, 总开关次数在三种方法中是作多的; 最少开关次数 SVPWM 有一个桥臂始终没有动作, 而一直保持“0”状态, 与前者相比可减少 1/3 的开关动作; DSP 硬件模块产生的 SVPWM 有一桥臂要保持上一控制周期的开关状态, 不会有开关动作, 在扇区转换的时候这一桥臂的开关状态会转变一次, 其总开关次数比最少开关次数 SVPWM 稍多。

准优化 SVPWM 在一个周期内每个桥臂的上管都开通、关断各一次, 三个桥臂都能对输出电流进行控制, 而另外两种方法在每个控制周期内都有一个桥臂没有开关动作, 这一桥臂就不能控制输出电流, 输出电流只能靠另外的桥臂来调节。因而, 准优化 SVPWM 的输出电流纹波应该是最小的, 其它两种方法虽然减少了开关次数, 却是以增加输出电流的纹波为代价的。

2 功放的仿真

功率放大器的特殊性决定了输出电压矢量是在 6 个扇区里作无规律的跳转, 使得 DSP 内部模块的 SVPWM 生成法并不适用于本文的三桥臂开关功率放大器。因此, 本文采用 Matlab 对准优化 SVPWM 和最少开关次数 SVPWM 控制方法进行了仿真实证, 仿真模型见图 3。

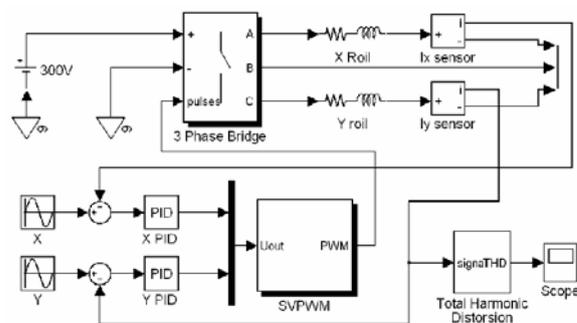


图 3 三桥臂开关功放的仿真模型

下面给出了两种方法的仿真结果, 仿真条件为: 直流母线电压 300V; 开关频率 40kHz; 磁轴承两个方向的绕组用电阻为 3Ω , 电感为 7mH 的串联负载来代替。x 绕组的给定是幅值 2.5A, 频率为 300Hz 的正弦交流信号, y 绕组给定幅值 3A, 频率为 200Hz 的正弦交流信号时。图 4 是这两种控制方法的电流仿真波形, 由于两种方法的输出电流波形差别不大, 这里只给出了准优化 SVPWM 的电流波形。从图中可以看出, 虽然两路输出共用一个桥臂,

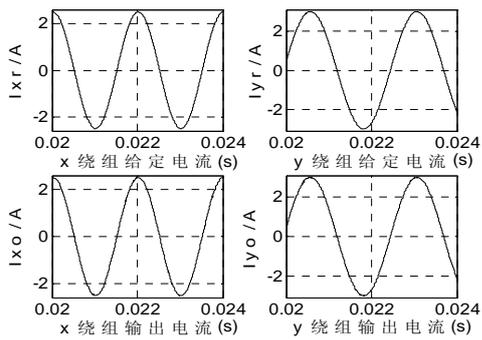
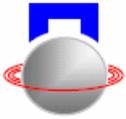
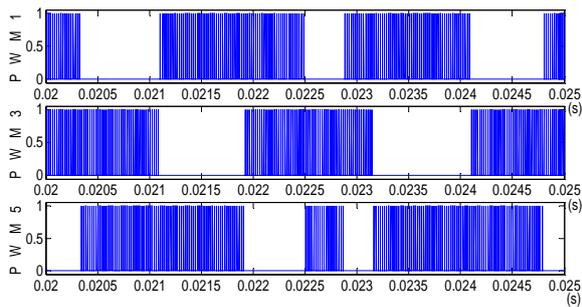


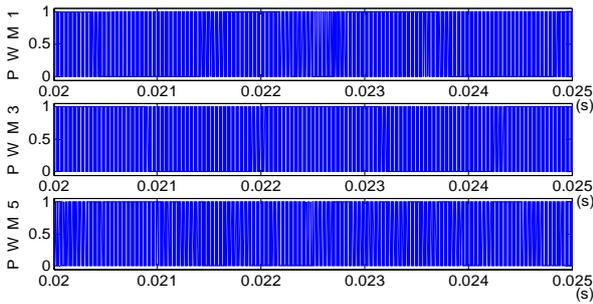
图 4 x 和 y 绕组的电流仿真波形

但是两路负载中的电流却可以相互独立的进行控制，并且都能很好地跟踪各自的给定信号。

图 5(a)是最小开关次数 SVPWM 中三个桥臂上管的开关信号波形，图 5(b)是准优化 SVPWM 的开关信号波形，可以看出前者的开关次数比后者大大减少，在任意一段时间内都有一个桥臂没有开关动作，总开关次数减少 1/3，这与理论分析完全一致。



(a) 最小开关次数 SVPWM 开关信号波形



(b) 准优化 SVPWM 开关信号波形

图 5 SVPWM 控制中各桥臂上管的开关信号波形在输出达到稳态以后，准优化 SVPWM 和最小

表 1 两种控制方法中输出电流总谐波失真

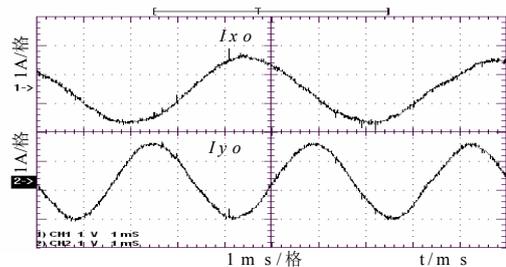
SVM 方式	x 绕组 THD	y 绕组 THD
准优化	0.82%	0.65%
最小开关次数	1.55%	1.25%

开关次数 SVPWM 控制中输出电流总谐波失真见表 1。最小开关次数 SVPWM 控制时，输出电流的总

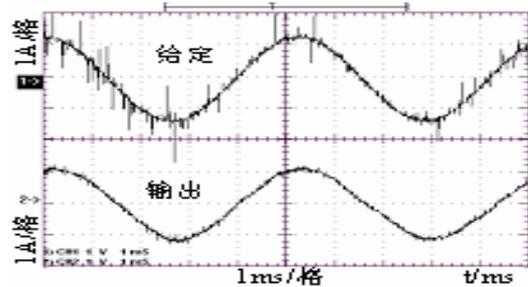
谐波含量将近为准优化 SVPWM 控制的两倍，电流波形的质量相对来说有所降低，但是这两种方法电流波形失真都还是比较小的。

3 实验结果

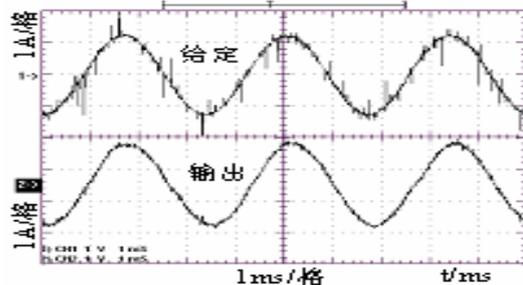
本文根据上面的理论分析制作了一台原理样机，控制芯片为 TI 公司的 MS320C/F2407A DSP，并采用最小开关次数 SVPWM 和准优化 SVPWM 控制法进行了一系列的实验。由于这两种方法的输出电流波形在示波器上的显示相差不大，本文只给出了准优化 SVPWM 控制的实验波形。图 6 是在直流母线电压为 150V，开关频率 40KHz 时，功放实际的输出电流波形。两路负载的参数分别为：x 绕组的电阻为 4.6Ω，电感为 9.15mH；y 绕组的电阻是 3.4Ω，电感为 10.66mH。x 绕组给定电流幅值 1.2A，频率 200Hz，y 绕组给定电流幅值 1.2A，频率 300Hz。



(a) x 和 y 绕组的输出电流波形



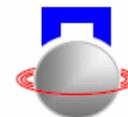
(b) x 绕组的给定和输出电流波形



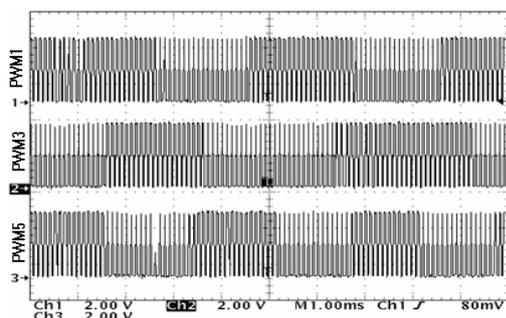
(c) y 绕组的给定和输出电流波形

图 6 x 和 y 绕组的电流实验波形

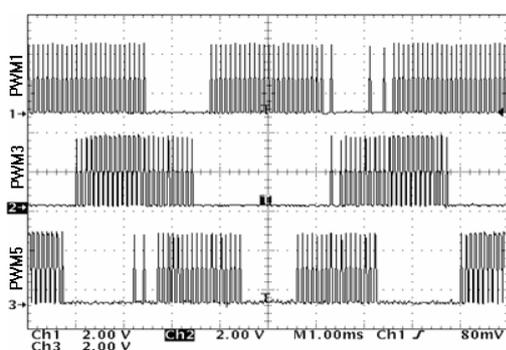
图 6(a)是两路输出的电流波形，(b)和(c)分别是两路输出电流跟踪给定信号的情况，可以看出功放的两路输出可以相互独立的工作，并且都能够很好



的跟踪各自的给定信号，完全可以满足控制磁轴承两个自由度的需要，而且输出电流的纹波也非常小，在实验过程中纹波大小基本不受母线电压的影响，这也是三电平磁轴承开关功率放大器的特点。



(a) 准优化 SVPWM 中的开关信号



(b) 最小开关次数 SVPWM 中的开关信号

图 7 各桥臂上管的开关信号

图 7 是准优化 SVPWM 和最小开关次数 SVPWM 中各桥臂上管的开关信号波形图，可以看出后者比前者开关次数大大减少。与仿真结果相比，最小开关次数 SVPWM 在一段时间内出现了两个桥臂都没有开关都作的现象。这是由于在控制程序中对输出电压进行了限幅，使得这段时间内两路输出电压同时为最小值，这两个桥臂的上管一直处

于关断状态。

4 结论

本文研究了一种用三相逆变桥作为功率转换电路的新型磁轴承开关功率放大器，此功放采用电压空间矢量方法进行控制，可同时控制磁轴承的两个方向的绕组，由于两路输出共用一个桥臂，减少开关管的同时也降低了开关损耗。实验结果与理论分析和仿真基本吻合，证明了此功放在实践中是完全可行的。

参考文献

- [1] 陈常清. 基于 SVPWM 技术的感应电机调速系统研究: [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2004.
- [2] 黄晓蔚, 唐钟麟. 一种用于有源磁悬浮轴承的基于采样-保持策略的开关型功率放大器. 北京工业大学学报, 1998, 24(4): 13-16
- [3] 张和平, 严利平, 张学锋等. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002
- [4] M. A. Jabbar, Ashwin M. Khambadkone, Zhang Yanfeng. Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2004, 149(1-3): 1081-1088
- [5] Jung-sik Yim, Jang-hwan Kim, Seung-Ki Sul. A Novel Cost-Effective Scheme of Power Amplifier for AMB Using Space Vector Technology. 8th International Symposium on Magnetic Bearings, Mito, Japan, 2002: 101-106

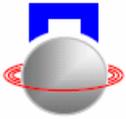
Research on Power Amplifier Based on SVPWM for AMB

Li Xiangsheng Deng Zhiqian Wang Xiaolin

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: This paper proposes a novel 3-phase switching power amplifier for magnetic bearings based on SVPWM, and analyses 3 kinds of SVPWM control methods, then emulates them using Matlab. Results of experiments are also provided at the end of the paper, which show that this kind of amplifier can realized actually. This amplifier could solve the problem of amplifiers used agone, which have single function, for this kind of amplifier can be used as a 3-phase inverter by changing the control program.

Key words: switching; power amplifier; SVPWM; magnetic bearing



磁力轴承转子临界转速研究

潘璐璐 王洪涛 徐昞 赵雷 于溯源

(清华大学核能与新能源技术研究院 北京 100084)

摘要: 本文以磁力轴承过弯曲临界转速的实验台架为研究对象, 采用 Samcef Rotor 转子动力学软件, 根据支承刚度随频率变化的规律, 分析了实验转子的振型及临界转速, 并深入研究了临界转速与支承刚度的关系。研究结果为磁力轴承控制系统设计提供了参考依据, 同时为转子支承刚度的调整提供了理论基础。

关键词: 10MW 高温气冷堆 (HTR-10); 磁力轴承; 临界转速; Samcef

引言

清华大学核能与新能源技术研究院建造的 10MW 高温气冷堆 (HTR-10) 已运行成功。10MW 高温气冷堆氦气透平发电系统 (HTR-10GT) 是在 HTR-10 基础上的扩展, 是国家 863 计划重点项目。HTR-10GT 拟采用气体透平发电机组代替 HTR-10 蒸汽透平热力循环, 由氦气直接推动透平, 实现氦气直接循环以提高发电效率。

HTR-10GT 能量转换系统 (PCU) 中竖直放置的转子上, 装有发电机、透平、压气机等, 其中透平转子长约 3.5 米, 重约 1000kg, 转速达 15000RPM。在氦气直接循环的 PCU 中, 若采用常规润滑油轴承, 则很难避免润滑油进入系统而造成污染, 并且常规轴承存在磨损问题, 需要经常的维修或更换, 难以适应反应堆的工作环境。而磁力轴承具有传统轴承难以比拟的优点: (1)磁力轴承可以在超临界工况下工作, 完全消除了磨损, 使用寿命较长; (2)动态性能主要取决于其所采用的控制规律, 可使刚度和阻尼与轴承的工作环境、运行状态和转速相适应; (3)无需润滑和密封, 可以在极端工况条件下工作, 耐环境性强^[1,2]。

HTR-10GT 中的氦气透平转子是大型的高速弹性转子, 正常工作时转子转速设定为 15000RPM, 需要经过二阶弯曲临界转速, 无论在理论还是实际应用中都极具挑战性^[3,4]。为了掌握磁力轴承过弯曲临界转速技术, 建立了相关的实验台架。

本文采用 Samcef Rotor 软件, 针对过弯曲临界转速实验台架的转子, 在支承刚度随频率变化的情况下, 分析了其临界转速, 为磁力轴承控制系统的设计提供了依据。

1 磁力轴承原理

磁力轴承是一种能进行主动控制的机电一体化轴承。其基本原理是利用磁场力将转轴悬浮在磁场中, 使转轴在空间无机械接触、无磨损的旋转。

一个简单磁力轴承的组成部分及其工作原理如图 1 所示。传感器检测出转子偏离参考点的位移, 作为控制器的微处理器将检测的位移变化成控制信号, 然后功率放大器将该控制信号转换成控制电流, 控制电流在执行磁铁中产生磁力从而使转子维持其悬浮位置不变。控制系统决定着磁悬浮系统的刚度、阻尼和稳定性。

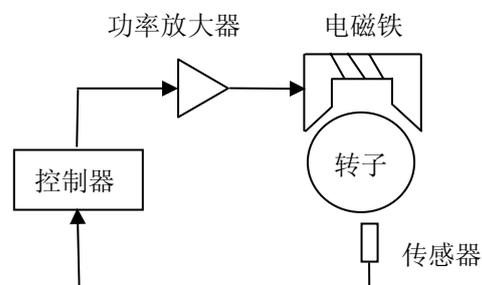
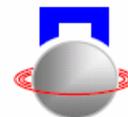


图 1 磁力轴承的工作原理

随着转子动力学、自动控制及计算机技术等相关学科的迅速发展, 磁力轴承也相应向着多功能、智能化方向发展^[5,6]。

2 有限元方法及 Samcef 软件

Samcef 系列软件是功能强大的有限元分析软件, 其包括前后处理软件 Samcef Field、转子动力学分析模块 Samcef Rotor 等。Samcef Rotor 软件是目前世界上广泛应用的单轴或多轴转子动力学特性分析的商用有限元分析软件。Samcef Rotor 软件与 Samcef Field 软件组成转子动力特性集成仿真分析系统, 能实现完整转子从建模到动力学特性分析



的整个过程。[7]

本文采用有限元方法及 Samcef Rotor 软件，对实验台架的转子进行了临界转速分析，为磁力轴承控制系统的设计奠定了基础。

3 PID 控制系统与磁力轴承刚度和阻尼关系 [8]

磁力轴承转子系统的刚度与阻尼随着频率的变化而变化的，其表达式为 (1)，

$$\left. \begin{aligned} K &= P_x k \left(k_p + \frac{k_i}{1 + \tau_i^2 \omega^2} + \frac{k_d \tau_d \omega^2}{1 + \tau_d^2 \omega^2} \right) + P_x \\ d &= P_i k \left(\frac{k_d}{1 + \tau_d^2 \omega^2} - \frac{k_i \tau_i}{1 + \tau_i^2 \omega^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 P_x —磁铁力的位移系数； P_i —磁铁力的电流系数； k —其它环节总增益； k_p —比例系数； k_i —积分系数； k_d —微分系数。

此公式引入了 PID 控制的控制参数，磁力轴承转子系统的支承刚度和阻尼条件随控制参数的变化，将这种定义下的刚度和阻尼函数带入转子系统，将有利于在 Semcef Rotor 下建立磁力轴承轴承的刚度与阻尼函数，并对实验中 PID 控制系统中参数的变化加以体现。

4 实验转子临界转速分析

实验转子的三维模型如图 2 所示，转子全长 1058.5mm。轴的弹性模量为 $2.078 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$ ，泊松比为 0.3。当轴的密度取为 7800.0 kg/m^3 时，全部模型总质量为 16.42kg，实际测量转子结构重量约为 14.5kg，所以计算中所有部件取为相同的平均密度 6888.5 kg/m^3 以保证全部模型总质量与真实结构相同。将轴套和转盘简化为集中质量，共 12 个。

将控制参数带入式 (1) 中，得轴承的支承刚度为

$$K = 3.806 \times 10^6 \times \left(1.1 + \frac{3}{1 + 0.318 \omega^2} + \frac{6.75 \times 10^{-6} \omega^2}{1 + 2.7 \times 10^{-4} \omega^2} \right) - 1.2 \times 10^6 \text{ (N/m)}$$

不考虑阻尼。

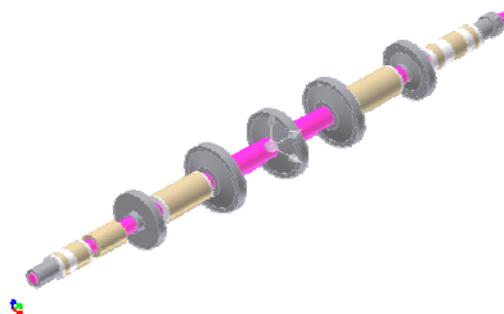


图 2 实验转子的三维模型

采用 Samcef Field 软件建立转子用于有限元分析的梁单元—刚性盘模型 (如图 3 所示)。此模型中，轴采用梁单元，集中质量和转动惯量采用集中质量单元 (Lumped Mass)，轴承采用接地轴承单元 (Ground Bearing)。

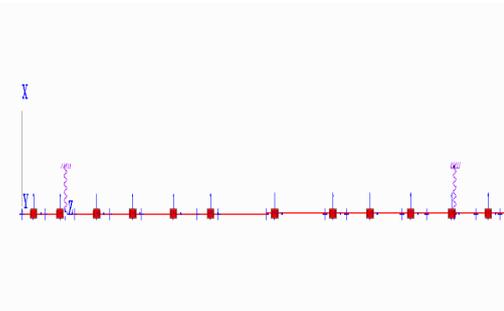
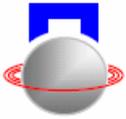


图 3 梁单元—刚性盘模型

表 1 临界转速

	正向	反向涡
第 1 阶临界转速	125. 47 Hz 7529 RPM	129. 00 Hz 7740 RPM
第 2 阶临界转速	309. 47 Hz 18568 RPM	323. 18 Hz 19391 RPM
第 3 阶临界转速	537. 26 Hz 32236 RPM	579. 95 Hz 34797 RPM

施加边界条件，约束轴向位移和绕轴向转动。划分网格，施加边界条件，生成完整的有限元分析模型。通过利用 Samcef Rotor 软件求解转子的进动转速、振型及临界转速。



采用 Pseudo-Modal 算法计算得到 Campbell 图（如图 4 所示）。采用 direct 算法直接计算得到转子系统的临界转速（如表 1 临界转速所示）以及第 1 阶、第 2 阶和第 3 阶正向涡动临界转速振型图（如图 5、图 6 和图 7 所示）。

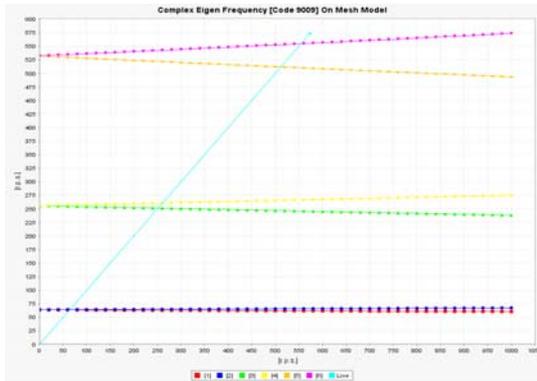


图 4 转子系统的Campbell图



图 5 第1阶正向涡动临界转速振型图

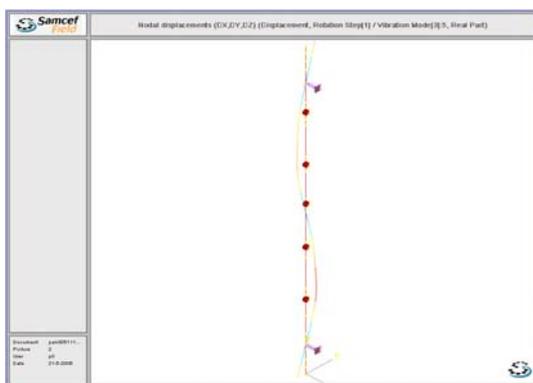


图 6 第2阶正向涡动临界转速振型图

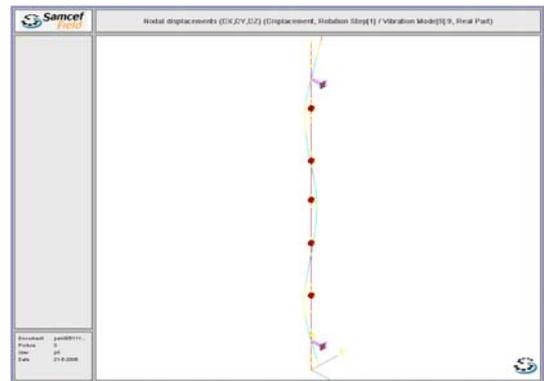


图 7 第3阶正向涡动临界转速振型

现考虑转子处于低频段时，当 $\omega = 0$ 时，磁力轴承的弹性刚度为 $K = 1.1 \times 10^7 N/M$ ，此时由于磁力轴承的刚度函数受频率的影响较小，故可视为弹性支承，采用 Pseudo-Modal 算法计算得到 Campbell 图（如图 4 所示）。

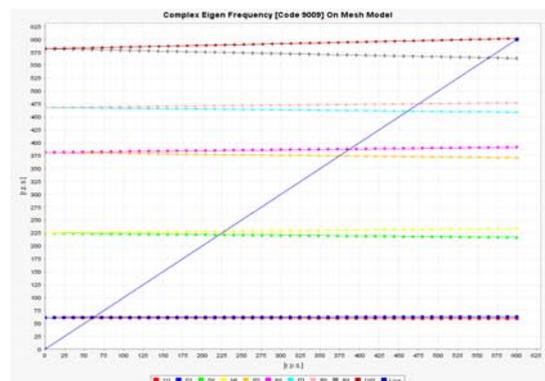
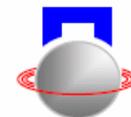


图 8 转子系统的Campbell图

比较得，当轴承的支承刚度随频率的增加而减小时，在高频段，转子临界转速在坎贝尔图上的分叉现象极其明显，而在低频段时，转子支承特性的改变对转子系统的临界转速影响并不明显。因磁力轴承多应用于高速旋转的工况，故此种特性有必要加以重视。由于此方法将控制参数对支承刚度的影响整体的带入模型中考虑，故对选择正确的控制参数具有指导性的意义。由于转子的支承刚度在 $10^7 N/M$ 左右变化时对转子系统的临界转速影响最大，故采用改变控制参数，进而改变转子的支承刚度、临界转速，使转子的的工作转速避开临界转速，顺利地设计转速下工作成为可能。

在实验中，通过此分析方法，设计出了合理的控制参数，使得实验室转子的 3 阶临界转速由之前设计的 412Hz 提升到 568Hz，成功地使转子达到了 400Hz 的工作转速。



5 结束语

针对 HTR-10GT 透平转子需要过二阶弯曲临界转速的问题, 采用 Samcef Rotor 转子动力学分析软件, 对支承刚度随频率变化的实验台架转子进行了临界转速分析。此研究方法为控制参数的选择提供了依据, 为磁力轴承控制系统的设计提供了重要基础, 同时为 HTR-10GT 透平转子电磁轴承的设计及过二阶弯曲转速奠定了理论与实验基础。

参考文献

- [1] G.施韦策, H.布鲁勒, A.特拉克斯勒. (虞烈等译). 主动磁轴承基础、性能及应用. 北京, 北京新时代出版社, 1997.
- [2] 胡业发, 周祖德, 江征风. 磁力轴承的基础理论与应用. 北京, 机械工业出版社, 2006.
- [3] Koster, A., Matzner, H.D., Nichol, D.R., 2003. PBMR design for the future. Nucl. Eng. Des. 222, 231-245.
- [4] Lei Shi, Lei Zhao, Guojun Yang, etc. Design and Experiments of the Active Magnetic Bearing System for the HTR-10GT. 2nd International Topical Meeting on High Temperature Reactor Technology. Sep. 22-24, 2004. Beijing, China.
- [5] Petela G, Botros K. Magnetic Bearing Control of Flexible Shaft Vibrations Based on Multy-access Velocity-displacement Feedback. ASME J. of Engineering for Gas Turbines and Power. 1995, 117: 188~197.
- [6] Suzuki Y, et al. Unbalance Response Attenuation of a Flexible Rotor Suspended by Magnetic Bearings with Open Loop Control. JSME Int. J. Seres C. 1994, 37(2): 285~291.
- [7] 周传月. Samcef Rotor在转子动力特性分析中的应用. 磁悬浮轴承研究进展——暨第一届中国电磁轴承学术会议论文集. 2005, 1958~203.
- [8] 赵雷, 丛华, 赵鸿宾. 可控磁力轴承轴承刚度与阻尼特性研究. 清华大学学报(自然科学版), 1999, 39(4): 96~99

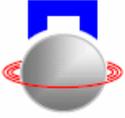
THE STUDY ON THE CRITICAL SPEEDS OF AMB

Pan Lulu Wang Hongtao Xu Yang Zhao Lei Yu Suyuan

(Institute of Nuclear and New Energy Technology, Tsinghua University, Beijing , 100084 China)

Abstract: According to the relationship between the stiffness and the frequency, the modes and the critical speeds of the experimental rotor are analyzed. Based on an experimental AMB system which crosses the flexible critical speed, using the Samcef Rotor software and, And the relationship of the stiffness and critical speeds is also presented in this paper. The result of the research provides the reference to the design of the control system of the AMB and the theoretic basic of the adjustment to the stiffness of the rotor.

Key words: 10MW High Temperature Gas-Cooled Reactor (HTR-10); Active Magnetic Bearing (AMB); Critical speed; Samcef



磁悬浮转子质量偏心对动态特性的影响

魏莉 胡业发 周祖德 吴华春

(武汉理工大学 机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 本文首先计算并分析了磁悬浮转子质量偏心,在此基础上,讨论了质量偏心对磁悬浮转子的振幅、临界转速及支承特性的影响,并给出了它们之间的具体关系。磁悬浮转子质量偏心距越大,相应的振动振幅越大,它们之间成线性关系;磁悬浮转子质量偏心对支承的动刚度有影响,而对静刚度没有影响;磁悬浮转子质量偏心基本上不影响临界转速。

关键词: 磁悬浮转子; 质量偏心; 支承特性; 临界转速

前言

旋转机械由于材质不均匀、形状不对称、加工精度、装配误差等方面的原因,不平衡总是存在。即使加工精度非常高的转子部件,其质量不平衡还是难以避免的。转子的离心力与转速的平方成正比,因此,即使非常小的偏心也会造成高速旋转时,机械中产生很大的离心力,产生不平衡振动。当转速达到一定程度时,不平衡振动的幅值将超过保护气隙,这时运动的转子将与辅助轴承相碰,使系统失控,严重影响磁悬浮转子系统的动态特性及安全运行,且随着转速的升高,不平衡引起的振动越加激烈。因此,对磁悬浮转子系统的不平衡研究就显得尤为重要。

磁悬浮转子具有良好的平衡状态是磁悬浮磨削主轴平稳运行的基本保证。理论上的理想情况是转子的惯性主轴与转动轴线重合,但实际上这是做不到的,离心力和力矩必然存在并将作用在转子的支承系统上。转子上过大的不平衡量将导致转子、磁悬浮磨削主轴以及基础大幅值振动,在特定条件下,可能会造成整台磨床灾难性事故,质量不平衡是引起磁悬浮主轴振动增大的最常见原因^[1]。

转子质量不平衡可以来自转子制造阶段,也可以在其运行或拆装时产生。转子在制造厂或在现场加工过程中,由于机床的精度和人为操作的原因,不可避免地会使转轴几何尺寸存在径向误差,另外轴向磁力轴承转子、套筒等与转子的轴线不重合,都可能造成转轴的质量不平衡^[2]。

刚性转子动平衡技术已十分成熟和完善,其平衡方法也比较多,如测振幅平衡法、振型平衡法、影响系数法等。振型平衡法和影响系数法是应用最广的两种方法,其中影响系数法以其过程简单、计算方便、对操作者要求较低等特点被较多的动平衡

系统所采用^{[3][4][5]}。而柔性转子从结构到系统响应均比刚性转子复杂得多,引起同频振动的原因也更加复杂,因此分析同频振动分量的成因对于柔性转子动平衡具有重大意义。磁悬浮转子不平衡偏心力主要由质量偏心引起,因此下面先来研究磁悬浮转子的质量偏心。

1 磁悬浮转子质量偏心的计算与分析

按机械平衡标准要求,平衡精度等级和许可残余不平衡取决于转子所属的应用领域和转速,常参考 ISO Standard 1940-1986 或 VDI 标准 2060。国内采用 ISO1940-1986 标准,如表 1 所示。根据平衡标准设计的磁悬浮转子应达到的平衡等级为 G2.5^{[4][6]},即转子偏心距 e 与旋转角速度 Ω 之积为 2.5mm/s 。

$$e\Omega = e \frac{\pi n}{30} = 2.5 \quad (1)$$

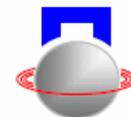
表1 ISO1940-1986平衡质量等级(单位: mm/s)

平衡等级	G0.4	G1	G2.5	G6.3	G16	G40
平衡上限值	0.4	1	2.5	6.3	16	40

由于转子质心与旋转中心存在偏心距 e ,所以转子旋转时会产生不平衡离心力,即不平衡偏心力为:

$$P_e = me\Omega^2 = m \times 2.5 \times \frac{n\pi}{30} \quad (2)$$

从式(2)可知,在转子偏心距一定的情况下,磁悬浮转子偏心质量越大,其不平衡偏心力越大;转速越高,不平衡偏心力也越大。而当转子偏心质量一定的情况下,转子偏心距越大,其不平衡偏心力也就越大。



2 质量偏心对转子振幅的影响

在旋转机械中，由于转子质量的不平衡会产生与转速同频的激振力，从而导致转子沿旋转方向的振动（或称为涡动）。临界频率时振幅最大，严重影响系统的动态性能及安全运行。

设转子系统是对称的，因而其平动和角运动解耦，静不平衡下转子中心的运动方程可简写为^[6]：

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega^2 & 0 \\ 0 & \omega^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e\Omega^2 \cos(\Omega t) \\ e\Omega^2 \sin(\Omega t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中： x, y 分别表示转子中心在 x, y 方向上的位移； ω 表示临界转速； e 表示偏心距； Ω 表示转子的转速； t 表示时间。

对这样简单的方程组，可以得到它的解析解，设解为：

$$\begin{cases} x(t) = A_x \cos(\Omega t) \\ y(t) = A_y \sin(\Omega t) \end{cases} \quad (4)$$

式中： A_x, A_y 分别表示振动振幅。

将式（4）其代入式（3），得到振动振幅为：

$$A_x(\Omega) = A_y(\Omega) = e \frac{\Omega^2 / \omega^2}{1 - \Omega^2 / \omega^2} \quad (5)$$

由式（5）可知，磁悬浮转子质量偏心距越大，相应的振动振幅越大，它们之间成线性关系；转速越接近于临界转速，其偏心对振动振幅的影响也就越大，也就是旋转半径越大。

当转子中心 C 按前向涡动形式、在圆轨迹上运动时，其半径为：

$$R_c(\Omega) = \sqrt{x_c^2 + y_c^2} = e \frac{\Omega^2 / \omega^2}{1 - \Omega^2 / \omega^2} \quad (6)$$

同理，对于转子质心 O 也一样作圆周运动，其半径为：

$$R_o(\Omega) = \sqrt{x_o^2 + y_o^2} = \frac{e}{1 - \Omega^2 / \omega^2} \quad (7)$$

转子中心 C 和转子质心 O 的响应曲线轨迹如图 1 所示，其中 $e_1 > e_2$ 。观察图 1，在低速时，转子质心在外轨迹上涡动；而在高速时，转子将围绕过质心的轴旋转从而自动对中；而当转子转速等于临界转速时，则出现相位突变。因此，如希望在全部转速范围内转子都能平稳运行，对磁悬浮转子进行平衡是十分重要的。

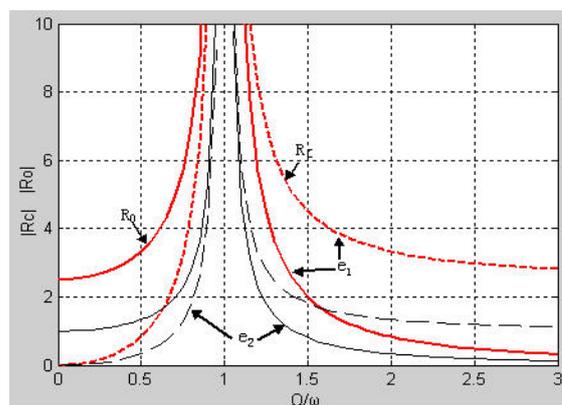


图 1 转子中心和质心响应曲线

3 磁悬浮转子质量偏心对临界转速的影响

磁悬浮转子在某些转速或其附近运转时，将引起剧烈的横向弯曲振动，甚至会造成转子和轴承的破坏，而当转速在这些转速的一定范围之外时，运转趋于平稳，这些引起剧烈振动的特定转速称为该转子的临界转速。这种现象是由于共振的结果，在磁悬浮转子的设计中应进行此项验算。

为了尽量简化问题，研究如图 2(a)所示具有单偏心圆盘的垂直轴^{[8][9]}。设圆盘的质量为 m ，偏心距 $O_{lc}=e$ ，不考虑轴的质量和阻尼的影响，当圆盘连同转轴以角速度 ω 运转时，由于质量偏心将使转轴产生弯曲变形，如图 2(b)所示。轴心 O_l 与质心 C 的相对位置如图 2(c)所示。

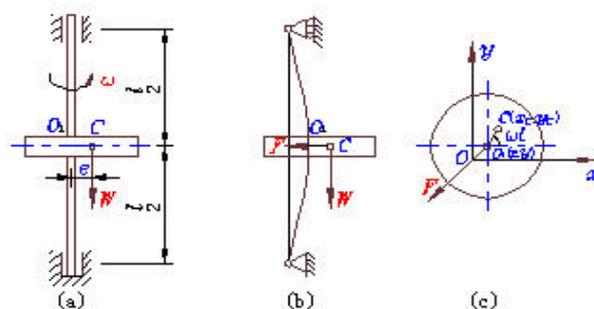


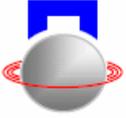
图 2 单偏心圆盘垂直轴模型

根据式（6）可得转子挠度 y 与质量偏心 e 的关系式如下：

$$\frac{y}{e} = \frac{\Omega^2 / \omega^2}{|1 - \Omega^2 / \omega^2|} \quad (8)$$

用 MatLAB 软件编程，绘制式（8）的关系曲线如图 3 所示。由此可见：

- (1) 当 $\Omega < \omega$ 时，挠度 y 随转子转速 Ω 的增大而增大。当 $\Omega=0$ 时，挠度 $y=0$ ；



- (2) 当 $\Omega > \omega$ 时, 挠度 y 随转子转速 Ω 的增大而减小。当 $\Omega \rightarrow \infty$ 时, 挠度 $y \rightarrow e$;
- (3) 当 $\Omega \rightarrow \omega$ 时, 挠度 y 迅速增大, 即发生共振。即转子的临界转速等于系统的横向振动的固有频率:

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (9)$$

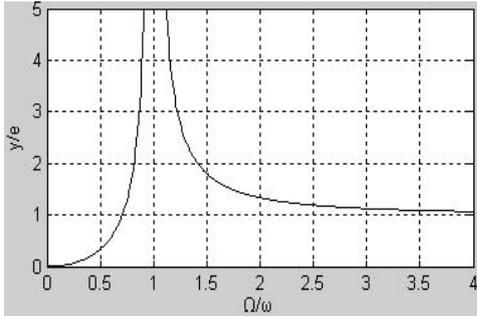


图3 挠度与转速关系曲线

可见, 转子的临界转速决定于轴的横向刚度系数 k 和圆盘的质量 m , 而与偏心距 e 无关。更一般的情况, 临界转速还与转子所受到的轴向力的大小有关。当轴力为拉力时, 临界转速提高, 而当轴力为压力时, 临界转速则降低。因此在磁悬浮系统加工时, 其轴向力会对磁悬浮转子的临界转速产生影响, 其影响程度有待于进一步研究。

4 磁悬浮转子质量偏心对支承特性的影响

对于图2所示结构, 上下支承选择径向磁力轴承支承时, 此时质量偏心力由上下支承分别承担, 因此磁悬浮转子质量偏心对上下支承特性的影响是一样的, 因此本文以上支承为例。根据参考文献[7]可得:

$$\begin{cases} \frac{\mu_0 N^2 A}{4} \left[\frac{(I_0 - i_x)^2}{(x_0 - 0)^2} - \frac{(I_0 + i_x)^2}{(x_0 + 0)^2} \right] \cos(\alpha) \\ \quad = me\Omega^2 \cos(\Omega t) \\ \frac{\mu_0 N^2 A}{4} \left[\frac{(I_0 - i_y)^2}{(y_0 - 0)^2} - \frac{(I_0 + i_y)^2}{(y_0 + 0)^2} \right] \cos(\alpha) \\ \quad = me\Omega^2 \sin(\Omega t) \end{cases} \quad (10)$$

解方程 (10) 可得:

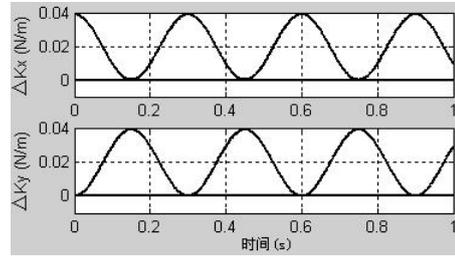
$$\begin{cases} i_x = -\frac{me\Omega^2 \cos(\Omega t)x_0^2}{\mu_0 N^2 AI_0 \cos(\alpha)} \\ i_y = -\frac{me\Omega^2 \sin(\Omega t)y_0^2}{\mu_0 N^2 AI_0 \cos(\alpha)} \end{cases} \quad (11)$$

质量偏心的控制电流对力与电流系数没有影响, 对力与位移系数有影响。一般来说, 对于同一个径向磁力轴承, x 、 y 方向的工作气隙相等, 再由式 (2) 和式 (11) 解得力与位移系数的增量如下:

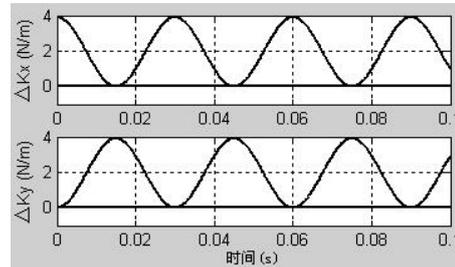
$$\begin{cases} \Delta K_x = \left(\frac{P_e \cos(\Omega t)}{Kx_0} \right)^2 \\ \Delta K_y = \left(\frac{P_e \sin(\Omega t)}{Kx_0} \right)^2 \end{cases} \quad (12)$$

其中, $K = \frac{\mu_0 N^2 AI_0 \cos(\alpha)}{x_0^2}$ 。

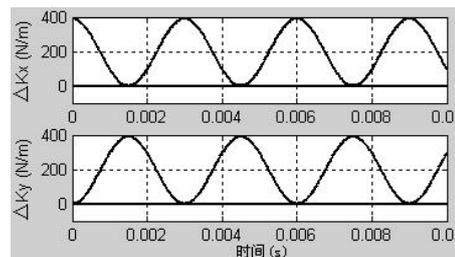
如磁悬浮转子的平衡等级取为 $G2.5$, 图4(a)、(b)、(c)、(d)中直线表示转速为零时, x 、 y 方向的力与位移系数增量随时间的变化关系; 而图4(a)、(b)、(c)、(d)中曲线分别表示转速为 100、1,000、



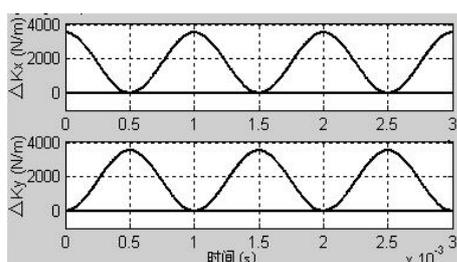
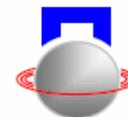
(a) 转速为 100rpm 时



(b) 转速为 1000rpm 时



(c) 转速为 10000rpm 时



(d) 转速为 30000rpm 时

图 4 x 、 y 方向的力与位移系数增量随时间的变化关系

10,000、30,000rpm 时 x 、 y 方向的力与位移系数增量随时间的变化关系。横坐标表示时间，纵坐标表示力与位移系数的增量。

从图 4 可知，在静止状态，由转子质量偏心而引起的力与位移系数 K_x 、 K_y 的增量任何时刻都为零，表示在转子转速为零时，质量偏心对支承的动刚度没有影响。而随着转速的增加，力与位移系数 K_x 、 K_y 的增量与转速的平方成正比，并且其变化速度与转子转速成线性关系。

因此可以这么讲，磁悬浮转子的质量偏心对支承的动刚度有影响，而对支承的静刚度没有影响。

5 结束语

本文主要对磁悬浮转子的质量偏心进行了研究，在此基础上分析研究了质量偏心对磁悬浮转子动态特性的影响。最后得出结论：磁悬浮转子质量偏心距越大，相应的振动振幅越大，它们之间成线性关系；磁悬浮转子质量偏心对支承的动刚度有影

响，而对静刚度没有影响；磁悬浮转子质量偏心基本上不影响临界转速。

参考文献

- [1] 施维新. 汽轮发电机组振动及事故. 北京: 中国电力出版社, 1999 年 3 月
- [2] 楼向明. 运转状态下转子不平衡识别方法的研究: [博士学位论文]. 浙江大学化工过程机械, 2001 年 3 月
- [3] 顾晃主编. 汽轮发电机组的振动与平衡. 北京: 中国电力出版社, 1998 年 8 月
- [4] 周仁睦主编. 转子动平衡—原理、方法和标准. 北京: 化学工业出版社, 1992 年 5 月
- [5] 徐宾刚, 屈梁生, 孙瑞祥. 基于影响系数法的柔性转子无试重平衡法研究. 西安交通大学学报. 2000 年 7 月, 第 34 卷第 7 期: 63~67
- [6] G. 施韦策, H. 布鲁勒, A. 特拉克斯勒著, 虞烈, 袁崇军译. 主动磁轴承基础、性能及应用. 北京: 新时代出版社, 1997 年 3 月
- [7] 吴华春. 磁力轴承支承的转子动态特性研究: [博士学位论文]. 武汉理工大学机电工程学院, 2005 年 12 月
- [8] 许本文, 焦群英主编. 机械振动与模态分析基础. 北京: 机械工业出版社, 1998 年 8 月
- [9] 晏砺堂, 朱梓根, 李其汉等主编. 高速旋转机械振动. 北京: 国防工业出版社, 1994 年 8 月

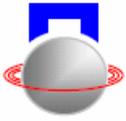
Effect of Magnetic Levitated Rotor Mass Eccentricity on Dynamic Characteristics

Wei Li Hu Yefa Zhou Zude Wu Huachun

(School of Mechanical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: In this paper the author firstly calculated the mass eccentricity of magnetic levitated rotor. Based on the result of calculation, discussed the effect of the mass eccentricity on amplitude, nature speed and suspension characteristic of magnetic levitated rotor and also deduced the relationship of them. The amplitude is linear with the mass eccentricity; mass eccentricity only has effect on dynamic stiffness but not the static stiffness of the magnetic levitated rotor; mass eccentricity has little effect on nature speed.

Key Words: Magnetic Levitated Rotor; Mass Eccentricity; Suspension Characteristic; Nature Speed



磁悬浮转子系统振动的实验与理论研究

张薇薇 胡业发 刘小静

(武汉理工大学 机电工程学院 湖北 武汉 中国 430070)

摘要: 本文以自主研制的磁悬浮转子系统为研究对象,采用丹麦 B&K 振动测试仪对主轴壳体在不同转速下的振动分布进行测量,获得了主轴在时域与频域的振动谱线分布图,结果表明主轴前端振动比后端振动大,应用传递矩阵法计算了实际系统的临界转速,得出 4200rpm 左右是主轴的一个临界转速,这些结论对进一步优化设计磁悬浮转子系统提供了有效的参考。

关键词: 振动; 临界转速; 磁悬浮转子系统

引言

近年来,国外已将磁悬浮转子系统成功应用于高精度机床主轴、高压真空泵、卫星导航等领域,而目前国内尚处于实验室和工业试验阶段^[1]。因为振动对磁悬浮转子系统的动态特性有直接影响,而这些应用场合又对系统振动有“苛刻”的要求。因此对磁悬浮转子系统的振动进行研究具有重要意义,可以为进一步优化设计磁悬浮转子系统提供理论依据和科学指导。

1 振动测量仪器与测点布置

1.1 测量仪器与测试状态

实验采用丹麦 B&K 振动测试仪进行测量,采用 4507B 加速度传感器测量振动,其有效测量频率范围是 0~6KHZ,主要测量了主轴壳体的水平面、竖直面以及端面。实验测试分成 14 个测试状态,即主轴分别在 1000rpm、2000rpm、2500rpm、3000rpm、3500rpm、3800rpm、4000rpm、4200rpm、4500rpm、5000rpm、5500rpm、6000rpm、悬浮状态以及环境状态下进行了测量。环境状态是指主轴既不旋转也不悬浮,悬浮状态是指主轴控制器打开,主轴只是悬浮,转速为零。

1.2 测点分布

测量振动时,分别在前、后径向磁力轴承的径向和轴向以及主轴机座的端面布置八个测量点,其中 1 点、2 点位于前径向磁力轴承处,3、4 点位于后径向磁力轴承处,考虑到主轴本身结构对称,前后端面分别选取两个测点。整体测点分布图 1 所示。

按照图 1 所示布置传感器,用蜂蜡将传感器贴于测量点表面,并将传感器连接到 B&K 振动测试

仪的对应通道,然后对 B&K 振动测试仪配套软件 PULSE7700 进行正确设置。首先测量磁悬浮转子系统环境状态下壳体的振动情况,得到每个被测点时域与频域的振动曲线,将其保存;之后测量不同转速下主轴壳体的振动曲线,将其保存,以备分析。

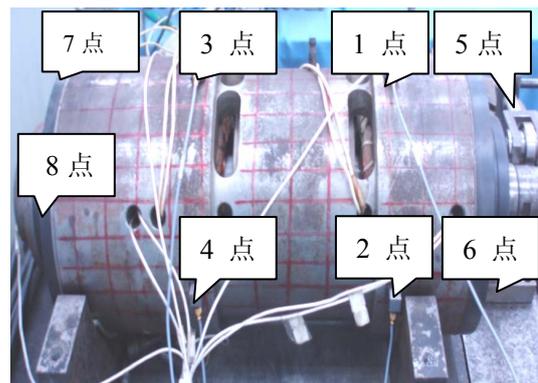
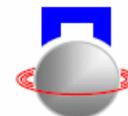


图 1 测点分布示意图

2 实验结果与分析

图 2、图 3 分别为转速 0rpm 至 6000rpm 之间的 8 个测点的振动最大值分布图,由图 2 可以看出 1 点、2 点、3 点和 4 点处于悬浮时的振动要远小于主轴转动时的振动,这说明转子在旋转时的动不平衡是引起壳体振动的一个主要原因,在悬浮状态下,转子处于转速为零的状态,但它并非就是静止悬浮不动的,而是动态悬浮在平衡点附近,此时的振动主要是由于控制系统对转子动态调整而引起的。从各个测点的振动幅值来看,测点 1、2 的振动幅值是要比 3、4 测点的幅值大,这就说明前径向磁力轴承处的振动要比后径向磁力轴承处的振动剧烈,这与设计初衷是相违背的,因为要保证加工精度,距离加工端近的前径向磁力轴承处的振动不能过大,否则加工精度很难保证,这就要求在后续的



设计过程中，从结构和控制上对整个磁悬浮转子系统进行改进。

从图3可以看出，分布在转子端面的5、6、7、8四个测点，由于结构的对称性，在各个转速下的振动最大值基本相同。5点、6点、7点、8点是贴于磁悬浮转子轴向方向的，将1、2、3、4点与5、6、7、8点时域振动进行比较，可以看出，在相同转速下，轴向振动幅值整体上比径向振动幅值要大，但振动幅值改变量不大，这说明同一个转速下转子对壳体各部分的激励不同，进一步讲就是不平衡对转子轴向振动影响不大。由于不平衡引起的振动应该随着转速的提高而增大，但是实验并没有得到这一结果，说明磁悬浮转子的不平衡振动可以通过控制系统进行补偿^[2]，从而有效减小振动量。

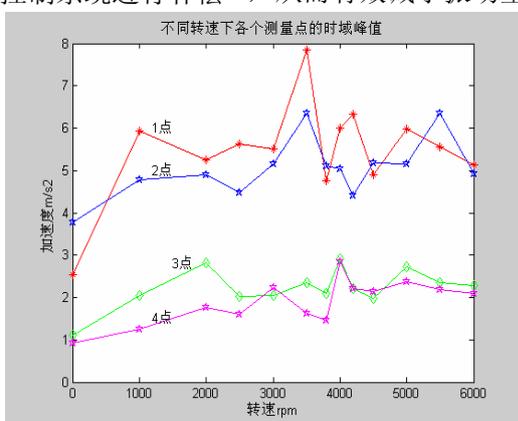


图2 1点到4点振动最大值的分布图

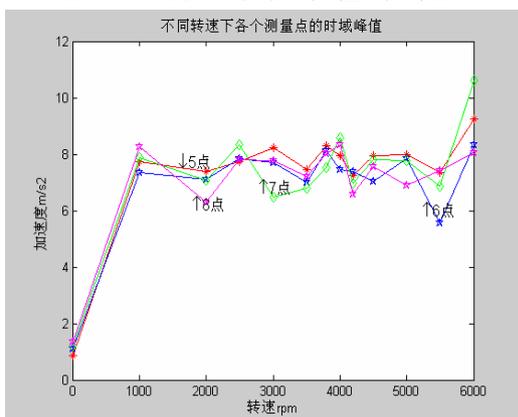


图3 5点到8点振动最大值的分布图

图4为在不同转速下各个测点的振动幅值变化趋势，从图4可以看出，各个测点的振动幅值的变化趋势基本相同，5、6、7、8四个测点的振动峰值要明显大于1、2、3、4点振动峰值，说明整个转子系统的轴向振动要大于径向振动，这与实际控制系统参数是紧密相关的。

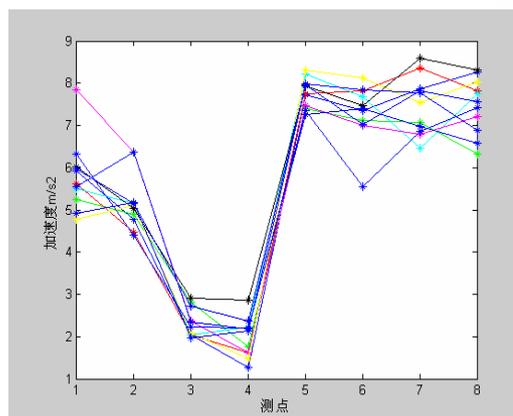


图4 不同转速下各个测点的振动峰值分布图

图5、图6为各个测点处振动量最大的频域曲线，可以看出在每一个转速下，1、2、3、4点各个转速下振动量最大的频率有所不同。

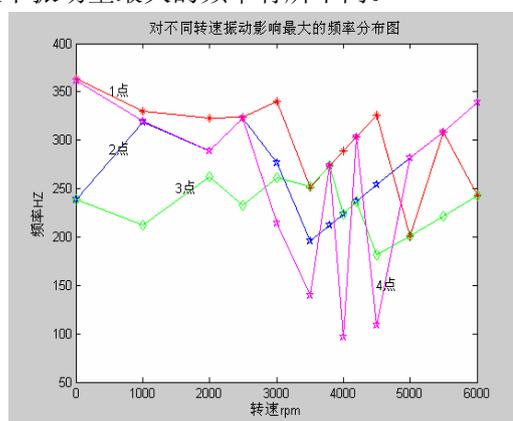


图5 不同转速下对振动影响最大的频率分布图

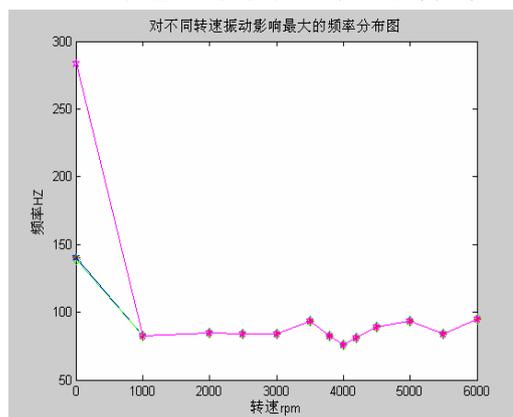
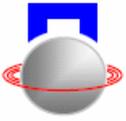


图6 不同转速下对振动影响最大的频率分布图

从图6可以看出5、6、7、8点在各个转速下（悬浮状态除外）对振动影响最大的频率基本都是相等的，且都在100HZ以下，而径向的1、2、3、4点在各个转速下对振动影响最大的频率变化较大，从96.25HZ到363.3HZ之间变化，而实验测量主轴是从1000rpm到6000rpm，对应的转动频率即从16.66HZ到100HZ，这就说明了定子壳体的振动受转子转动倍频的影响，对振动影响较大的频率



中, 没有转动的 1/2 频出现, 说明壳体振动还未受到转子涡动的影响^[3]。

3 理论计算

实验测量的磁悬浮转子系统去掉定子壳体之后, 内部的结构如图 7 所示:

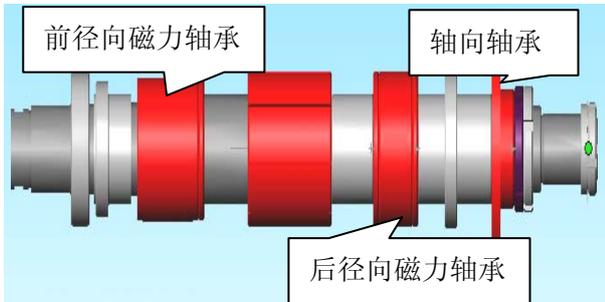


图 7 实际转子结构图

利用传递矩阵法集中质量建模^[4], 认为磁悬浮转子上所安装的零件(如套筒、磁悬浮转子、电机转子、感应套筒等)为只有质量而无弹性的实体单元, 整个转子被划分为 27 个单元, 28 个节点, 前后两个径向磁力轴承分别位于第 8、18 个节点, 传感器分别位于第 9、19 个节点上, 用 Matlab 软件编程对其进行固有频率的计算, 分别计算刚性支承条件下转子的固有频率, 以及把控制系统对支承刚度的影响纳入到传递矩阵中的固有频率和模态振型, 此时, 前后径向磁力轴承处的支承刚度为

$$k_{11} = (k_{ai} * k_{ac} + k_{\theta} - 2.5 * w.^2) + (k_{ai} * (k_{ac} * T_{ad} * w - k_{ac} / T_{ai} / w)) * \sqrt{-1};$$

$k_{21} = (k_{bi} * k_{bc} + k_{\theta} - 2.5 * w.^2) + (k_{bi} * (k_{bc} * T_{bd} * w - k_{bc} / T_{bi} / w)) * \sqrt{-1}$, 其中, k_{ai} 、 k_{bi} 为前后径向磁力轴承的力-电流系数, k_{ac} 、 k_{bc} 为比例系数, k_{θ} 、 k_{θ} 为前后径向磁力轴承的力-位移系数, T_{ad} 、 T_{bd} 为微分系数, T_{ai} 、 T_{bi} 为积分系数, w 为转子的旋转频率, 由于阻尼较小, 在计算低阶固有频率时, 为简化计算, 假定前后径向磁力轴承均有 $c=0$, 理论计算得到在刚性支承条件下(即支承刚度为无穷大)转子的一阶弯曲固有频率为 835HZ, 该频率远高于测量过程中转子的旋转频率, 所以均可把转子看作刚性对待。把支承刚度表示为控制参数的函数时磁悬浮转子的弯曲固有频率为 72HZ, 当转子的旋转频率为 72HZ 时, 对应的模态为一阶模态, 计算结果如图 8、9 所示。

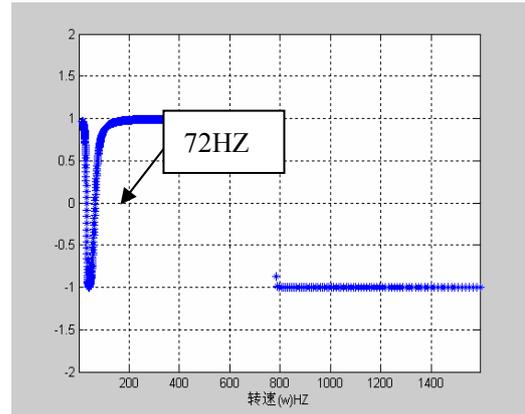


图 8 把支承刚度表示为控制参数的函数时磁悬浮转子的弯曲固有频率

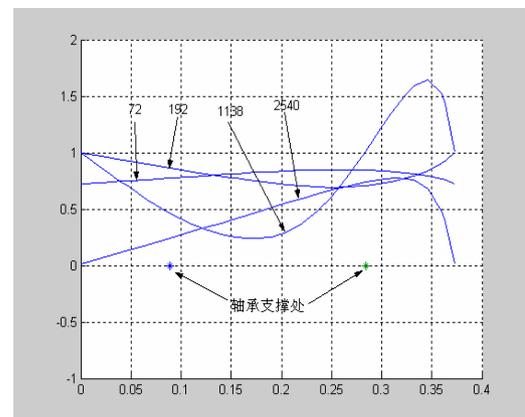
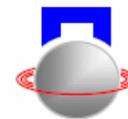


图 9 把支承刚度表示为控制参数的函数时磁悬浮转子的振型分布图

4 结论与展望

本文对磁悬浮转子系统壳体的振动进行了测量, 其转子相当于是壳体的振源。通过实验分析和理论计算得到, 转子在刚性支承条件下(即支承刚度为无穷大)的一阶弯曲频率为 835HZ, 实验过程中转子转速均在一阶弯曲频率范围内, 所以转子均为刚性的。控制作用下的一阶弯曲频率为 72HZ, 从实验结果可以看出, 定子壳体在转子旋转频率为 72HZ 附近, 振动达到较大值, 这说明转子的不平衡振动是引起壳体振动的主要原因。

直接影响系统动态特性的是转子振动, 而本文中测量的是定子壳体的振动, 实现起来比较简单, 但此时定子的结构模态插入在内, 所以本方法有待进一步改进。准确的方法是通过施加交变电流产生可人为控制的力于静止悬浮的转子, 同时检测转子的位移响应, 这在实际应用中具有重要价值, 作者将进一步进行研究。



参考文献

- [1] (瑞士)Schweitzer G, Traxler A, Bleuler H 著. 主动磁轴承基础、性能及应用[M]. 北京: 新时代出版社. 1997
- [2] 胡业发, 周祖德, 江征风. 磁力轴承的基础理论与应用[M]. 北京: 机械工业出版社. 2006
- [3] 朱礼进, 汪希平, 王文等. 磁悬浮支承转子系统动力学特性的实验研究[J]. 上海大学学报(自然科学版), 2002, 8(3): 213-218.
- [4] 何钦象, 刘颖. 磁浮轴承—转子系统非线性动态特性分析[J]. 应用力学学报, 2004, 21(3): 113~11

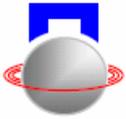
EXPERIMENTAL AND THEORETICAL RESEARCH ON VIBRATION OF MAGNETIC SUSPENDED ROTOR SYSTEM

ZhangWeiwei HuYefa LiuXiaojing

(School of Mechanical and Electronic Engineering, Wuhan University of technology, Wuhan, 430070 China)

Abstract: In different work state, using the vibration instrument of B&K to measure the vibration of a magnetic suspended system researched by ourselves, getting the spectrum of vibration spectrum. The experiment result showed that the vibration of the front is larger than the back-end of the system. Using the transfer matrix method to calculate the critical speed of the practical system, the result showed that about 4200rpm is a critical speed of the spindle, which provided a valuable reference for further optimized design of the system.

Key words: vibration, critical speed, magnetic suspended system



高温超导磁悬浮轴承-转子系统动特性试验台

梁世颇 张钢 高刚 赵志峰 张彪

(上海大学 机自学院 上海 中国 200072)

摘要: 简要概述了高温超导磁悬浮轴承的发展进程,以解决航空航天等工程实际问题为目的,根据高温超导磁悬浮轴承-转子系统动力学的特点,为建立与实际相吻合的动力学模型,设计了一台高温超导磁悬浮轴承-转子系统动力学特性试验台,并简要分析了试验台的工作原理,为进一步研究高温超导磁悬浮轴承提供了一个平台,也为把超导磁悬浮轴承技术应用于航天领域奠定基础。

关键词: 高温超导; 磁悬浮轴承; 动力学; 试验台

引言

高温超导磁悬浮轴承(High Temperature Superconductor Magnetic Bearing 简称 HTSMB)由永磁体 PM 和高温超导体 HTS 构成,由于高温超导体存在磁通钉扎,因此本身具有自稳定性^[1]。与主动磁悬浮轴承相比,高温超导磁悬浮轴承是无需主动电子控制系统的被动磁悬浮轴承,不仅节省了电力消耗,还减少了可能失效的复杂控制部件,使系统更加可靠,使用寿命更长,更适用于航天领域(如我国航天科技集团公司第一研究院第十一研究所为神七、神八温控系统预研的制冷介质循环高速泵电机转子)需要的摩擦系数接近于零、转速超过万转、寿命超过数万、数十万小时的超低摩擦、高速超长寿命的轴承应用。

超导磁悬浮轴承的发展是与机械学、超导物理学、材料学等学科的发展息息相关的,各国学者在各自的研究领域正在进行着广泛的研究。而要真正将超导磁轴承在航天工业领域达到实际应用的程度,还有许多问题需要解决,其中尤以其转子动力学稳定性问题为重要。这不仅是一个理论问题,也是一个安全性问题,即要解决在超导磁悬浮轴承支承条件下,转子系统临界转速的分布特点以及转子是否能安全越过临界转速的问题。因此,建立一个高温超导磁悬浮轴承-转子系统动力学特性的试验台,并对试验台的转子动力学特性进行研究,对高温超导磁悬浮轴承的工业应用是至关重要的。

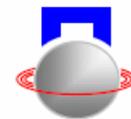
1 高温超导磁轴承的研究进展

早在五十年代,就有进行关于低温超导磁悬浮轴承的研制^[2]。1960年,美国加州喷气机推动实验室在液氮(4.2K)温度下成功地悬浮了用于超导陀

螺仪的铌球。由于低温超导体抗磁所产生的磁悬浮力太小,而且要运行在液氦低温环境中,因而限制了其研制及发展^[3]。

自从1987年发现了高温超导(HTS)材料以后,在世界范围内,各国实验室开始建立高温超导磁悬浮轴承的原理模型,许多有关高温超导磁悬浮的实验接连报道。通常的做法是用准单畴 YBCO 块材作定子,常规的永磁体作转子,定子与转子间的吸引和排斥力使转子可以在空中无接触地旋转。在原理模型的基础上,各国研究小组通过对高温超导永磁悬浮系统的悬浮特性进行的研究工作,积累了大量的经验和数据,并提出了多种理论模型,包括 Bean 模型和 Kim 模型等。

从迄今为止召开的 10 届国际磁轴承会议论文集集中可以看出,有关超导磁轴承的文献有日本的 H.Fukuyama 等人^[4]对超导磁轴承的悬浮特性提出了一种新的计算方法;德国的 Frank N. Werfel 等^[5]在先期实验(HTS 支承的离心机,转速 30000rpm)的基础上,将一根高速扫描仪的 40mm 转子加速到 174000 rpm,实现了低牵引力、低能量的稳定运转;日本的 Yajun ZHANG 等人研究了采用 SMB10MWh 储能飞轮的可行性。第十届磁轴承会议中, Peter Kummeth 等^[6]为一台 4MVA HTS 同步发电机(重量 1000kg)设计了 HTS 轴承(径向承载力 500kg,刚度 5.1kN/mm),并在工业环境下连续运转,显示了良好的动态特性,在 4500rpm 时,转子振幅不超过 5 μ m。2003年,日本的 T. Sugiura 等人利用超导体的受力情况和牛顿运动定律建立的超导永磁悬浮系统自由振动的动力学模型,2004年,他们进一步讨论了超导悬浮系统的非线性振动^[7],在该文中,他们对 HTS-PM 系统的动力学方程的边界条件进行了详细讨论,分别用实验的方法和模型模拟的方法



分析了振幅-时间曲线和振幅-频率曲线,比较实验结果和理论计算结果,证实了 HTS-PM 系统是一个多自由度的振动系统,这个系统的振动是一个典型的非线性振动。

我国学者在飞轮储能技术方面对超导磁轴承进行了一些研究。刘秀兰研究了超导材料YBCO的制备及性质^[8],由曾宪林教授领导的北京飞轮储能柔性研究所实现了立轴旋转系统上永磁-高温超导的联合磁浮。此外,祝长生等^[9]基于商用电磁场有限元软件以及Meissner效应假设,提出了对由块状高温超导体和永磁体组成的高温超导推力轴承静态特性进行分析的方法,分析了不同结构的永磁体对高温超导推力轴承悬浮力的影响。金建勋^[10]总结介绍了分析实际应用中HTS行为的理论模型和分析方法。温正等^[11]针对高温超导永磁悬浮机构,建立了相应的动态性能测试平台,通过激振和响应回馈信号分析获得系统的刚度和固有频率等动态参数,研究和分析在一定振幅、频率条件下悬浮气隙的变化对系统动态性能的影响。哈尔滨工程大学^[12]和中国科学院电工研究所^[13]等进行着这方面的研究。上海大学理学院物理系徐克西教授主要从事超导领域熔融织构准单畴REBCO块材的制备技术和成材机制的研究工作^[14,15],并将自行研制的高温超导磁悬浮轴承(专利受理号200610026219.4/200620041455.9)在2006年上海中国国际工业博览会上展出(图1)。上海大学机电工程与自动化学院轴承研究室张钢副研究员对主动磁悬浮轴承-转子系统的线性与非线性机电耦合动力学进行了研



图1 上海大学高温超导磁悬浮轴承演示装置研究^[16,17],为进一步研究高温超导磁悬浮轴承-转子系统的动力学特性打下了基础。

2 试验台的结构设计

2.1 系统的结构设计

根据目前高温超导磁悬浮轴承的发展状况以及磁悬浮轴承的使用情况,本文设计了一个高温超导磁悬浮轴承-转子系统动力学特性试验台,通过对该试验台的实验研究,可以创建与实际相吻合的动力学分析模型,建立相应的计算方法,研究其动力学特性,如转子系统的复特征值、复模态、临界速度、失稳转速以及在谐振力和非线性力作用下的强迫振动响应分叉和混沌现象等。试验台主要由液氮冷却系统和轴承-转子系统以及变频电机组成,系统结构简图如图2所示。

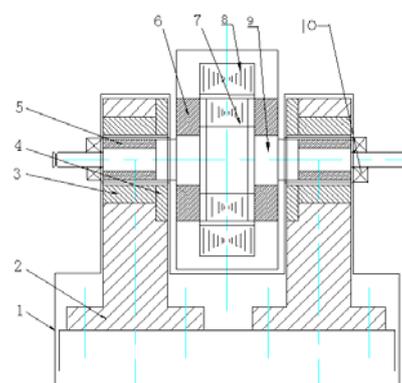


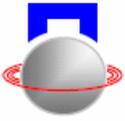
图2 系统的结构示意图

- 1 外罩; 2 铜基座; 3 径向超导体; 4 轴向超导体; 5 径向钕铁硼; 6 轴向钕铁硼; 7 电机转子; 8 变频电机定子; 9 转轴; 10 保护轴承

铜基座下面就是液氮冷却系统,铜基座上分别装有轴向和径向超导体,而且它们都是固接在一起的,超导体通过铜基座来冷却,超导体所用的材料为现在常用的钇钡铜氧^[8,14,15],钇钡铜氧通过铜基座冷却到一定的温度就会变为超导体,将具有超导体的各种性能,高温超导磁悬浮轴承主要是利用超导体的抗磁性来支承永磁轴承转子的。液氮和铜基座以及轴向和径向超导体都是由外罩密封起来,使其跟外界绝热,而其它部分则是与外界相连在室温下工作。轴向钕铁硼和径向钕铁硼分别固定在转轴上面,跟转轴一起旋转。变频电机安装在包住两个铜基座的外罩之间,它把安装在转轴上的硅钢片包住,通过变频电机来驱动转轴的转动。

2.2 转子的结构设计

转子的机械部件有转轴1、径向钕铁硼2、轴向钕铁硼3以及硅钢片4组成,它们都是固接在一



起,通过电机的驱动一起旋转。径向钕铁硼要求径向磁化且与转轴同轴,轴向钕铁硼要求轴向磁化并且与转轴同轴,硅钢片则安装在轴向钕铁硼之间。它的结构示意图如图3所示。

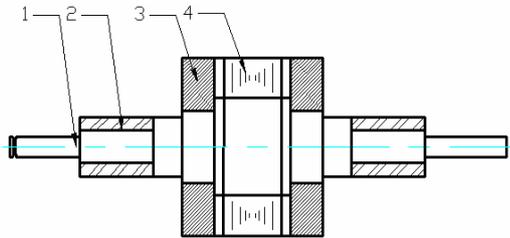


图3 转轴的结构示意图

1 转轴; 2 径向钕铁硼;
3 轴向钕铁硼; 4 硅钢片。

2.3 系统的工作原理

整个系统的结构比较简单,它的工作原理也比较简单。其原理是:铜基座通过液氮冷却,然后钕钡铜氧再通过铜基座的冷却变成超导体;钕钡铜氧变为超导体后,通过它的抗磁性,径向超导体在径向钕铁硼的强磁场的作用下使整个转子悬浮起来,并且有一定的径向刚度,轴向超导体与轴向钕铁硼作用,可以控制转子的轴向移动,当转子稳定浮起后,通过变频电机驱动转子转动,然后就可以测试转子的各个动态参数,于是就可以对其进行分析研究。

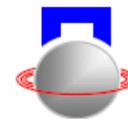
4 结束语

目前以油膜轴承、滚动轴承和主动磁悬浮轴承支承转子系统为研究对象的转子动力学理论和分析方法已经或正在趋于完善,而高温超导磁悬浮轴承具有与传统轴承完全不同的特点,它的悬浮力主要由PM的斥力提供,而且具有滞后特性,其影响因素有时间、位置、几何尺寸、磁场梯度和超导体的磁化等,它的刚度随悬浮力的增大而增大,小振幅时,刚度是常数,超过一临界振幅,刚度随振幅增大而减小,阻尼系数在低幅振动时较小,但随振幅的增加而迅速增大,整个系统是一个典型的多自由度非线性振动系统。因此,传统的转子动力学理论和分析方法是无法直接引用的,目前已有的研究成果还没有形成一套可用于超导磁悬浮轴承-转子系统稳定性设计的理论,因此,建立一个高温超导磁悬浮轴承-转子动力学特性试验台,然后进行相应理论模型的建立以及线性与非线性动力学特性

的研究工作具有十分重要的意义。

参考文献

- [1] John R Hull, Superconducting bearings, Supercond. Sci. Technol. 13 (2000) R1-R15,UK
- [2]FCMoon. Superconducting Levitation. Wiley -Interscience, New York, 1994
- [3] 方家荣. 高温超导混合磁悬浮轴承系统的研究与实验:[博士学位论文]. 北京: 中国科学院电工研究所, 2001年8月
- [4] HFukuyama, T Takizawa. Analysis of The Levitation Characteristics Of Superconducting Magnetic Bearings. ISMB-6, August 1998, USA, pp175-188
- [5] Frank N Werfel, Uta Flögel Delor, Rolf Rothfeld, Dieter Wippich, Thomas Riedel. Application Advances In HTS Bearing Technology. ISMB-7, August, 2000, ETH Zurich, pp601-606
- [6] Peter Kummeth,Wolfgang Nick, Heinz-Werner Neumüller. Development Of Superconducting Bearings For Industrial Application , Siemens AG Corporate Technology, Erlangen, Germany. ISMB-10, 2006, pp8-9
- [7] T Sugiura, T moue and H Ura. Nonlinear Vibration Of A Coupled High-Tc Superconducting Levitation System . Phys. C 412 (2004) 778-783
- [8] 刘秀兰. 超导材料 YBCO 的制备及性质研究:[硕士学位论文]. 西安: 西北工业大学, 2005 年 3 月
- [9] 祝长生, 纪德志. 永磁体结构对高温超导推力轴承静态特性的影响. 低温与超导, 2006, 34(4): 231-235
- [10] JIN Jian xun. High Tc Superconductor Theoretical Models and Electromagnetic Flux Characteristic. Journal of Electronic Science and Technology of China, Sep.2006
- [11] 温正, 杨文将, 丘明, 刘宇. 高温超导磁浮动态性能的实验研究. 低温物理学报, Vol.27, No.5, Nov.2005, pp1035-1038
- [12] 汤继强. 超导陀螺仪转子支承系统研究:[博士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2005年5月
- [13] 方家荣. 高温超导混合磁悬浮轴承系统的研究与实验:[博士学位论文]. 北京: 中国科学院 电工研究所, 2001年8月
- [14] Ke-xi Xu, Abbas A, Essa, Shi-ping Zhou, and Jia-shan Bao, Anomalous Microwave response of YBCO Granular Thin Films under Magnetic Fields IEEE. Trans. Appl. Supercond. 10(2) 1606(2000)
- [15]Ke-Xi Xu, Jing-He Qiu, Shi Li-yi. Non-power-law I-V



- characteristics in Ca-doped polycrystalline $Y_{1-x}Ca_xBa_2Cu_3O_{7-\delta}$. Supercond. Sci. & Technol. 19, 178-183(2006)
- [16] Zhang Gang, Zhang Jiansheng, Li Songsheng etc. Study on the Coupled Electromechanical Dynamics of Rotor System Equipped with Magnetic Bearings. Chinese Journal of Mechanical Engineering, VOL.17, NO.1, 2004:93-96
- [17] Zhang Gang, Li Songsheng, Liu Ning etc. Study on Nonlinear Dynamics of Rotor System Equipped with AMB. In: Proceedings of the 10th Int. Symposium on Magnetic Bearings. Martigny, Switzerland, Aug. 21-23, 2006

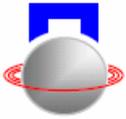
HIGH TEMPERATURE SUPERCONDUCTOR MAGNETIC BEARING – ROTOR SYSTEM EXPERIMENTAL PLATFORM

Liang Shipo Zhang Gang Gao Gang Zhao Zhifeng Zhang Biao

(School of Mechanical & Electric Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: This paper has briefly outlined the high temperature superconductor magnetic bearing's developments, taking the solution of actual problems in aeronautical engineering as the goal, according to the high temperature superconductor magnetic bearing-rotor system dynamics characteristic, has designed a test platform for high temperature superconductor magnetic bearing-rotor system dynamics characteristic on the basis of the establishment of the dynamics model which tallies practice. Also, it has analyzed the working principle of the test platform briefly. All the work supplies the platform for further studying the high temperature superconductor magnetic bearing, also establishes the foundation for applying the superconductor magnetic bearing technology in astronautics domain.

Keyword: High temperature superconductor; Magnetic bearing; Dynamics; Experimental platform



基础振动对磁悬浮轴承转子系统的影响初探*

宋方臻 常素芳

(济南大学 机械学院 济南 中国 250022)

摘要: 为了研究基础运动对磁悬浮轴承动态特性的影响,建立了刚性基础—磁悬浮轴承—转子的数学模型。在不同激励频率和振幅条件下对转子进行了稳定性分析。结果表明,在激励频率和振幅超过一定范围时,转子会失稳。将计入基础运动与不考虑基础运动时转子的运动特性进行对比,结果表明在磁悬浮系统设计过程中绝不能忽略基础运动对系统的影响。基础运动不但会引起主轴轴心的绝对位置发生改变,而且基础的振动将导致主轴的刚度和精度下降,造成机床加工精度的降低。另外基础振动可能造成转子失稳或者强烈振动,将导致磁悬浮轴承失去支承转子的能力。因此在建模和控制系统设计过程中必须充分考虑基础振动的影响。

关键词: 磁悬浮轴承; 转子; 基础振动; 动态特性

引言

通常,磁悬浮轴承转子系统安装在诸如机床、航空发动机等复杂弹性基础上。以往文献显示,针对磁悬浮轴承所做的研究大多集中在磁悬浮轴承本身。如文献[1]在研究转子的不平衡对转子精度造成的影响时采用了双闭环反馈控制补偿方法,不仅可以保证转子的运动稳定性,而且可以控制系统的几何中心位置,从而确保转子在不平衡的情况下仍然能够保证高的旋转精度,但是没有将基础运动考虑在内。然而转子在旋转过程中由于不平衡将产生与转速同频率的涡动,会引起机座的振动。因此,随着转子转速的提高,基础运动对转子系统动态特性的影响将越来越明显,在磁悬浮轴承控制器设计中必须考虑基础运动的影响,否则将已经设计好的磁悬浮轴承安装到机床等复杂结构上后,转子的精度将达不到设计要求。

针对基础运动对磁悬浮轴承转子系统的影响,国内外研究者做了一些工作。2002年,浙江大学的祝长生通过实验,研究了基础的单频横向振动对电磁轴承转子系统动力特性的影响,指出控制器对基础横向振动的抑制能力是比较弱,提出了在控制器的设计过程中必须考虑基础振动的影响^[2]。但是没有涉及其它激励对系统的影响。文献[3]提出了基于加速度反馈的方法,在一定范围内这种方法既不影响系统主要控制性能指标,又可以减少基础振动对磁悬浮轴承转子不平衡响应的的影响,但是没有涉及到转子精度的问题。Cole MOT^[4]等提出了能够对基础冲击和振动具有良好抑制效果的控制策略,但缺乏对系统基本特性的研究。文献[5]在研究电磁动力吸振器的过程中模型涉及到复杂弹性结构。这些

研究均涉及到基础的运动,说明越来越多的学者已经不再仅仅局限于对磁悬浮轴承本身进行研究,而是逐渐意识到基础运动在磁悬浮转子系统中所带来不同程度的影响,并且也通过实验研究和建模分析得到了抑制基础运动的一些方法。但是,这些方法大都基于相对运动控制。在分析了相对运动控制存在的缺点后,我们在[6]中提出了相对和绝对混合控制方法,以求降低基础运动对转子精度的影响。

本文在对刚性基础—转子建模分析的基础上,对基础激励对转子动态特性的影响进行分析,目的是为实施相对和绝对混合控制奠定基础。

1 基础运动时磁悬浮转子系统模型分析

解耦分析表明可以先对转子在单自由度方向的运动特性进行分析^[7],图1是磁悬浮轴承安装在刚性基础上的示意图。图中转子在竖直方向上的位移为 x ,基础在竖直方向上受到的位移激励为 x_1 ,

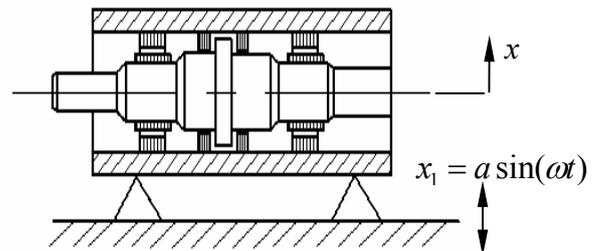
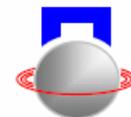


图1 刚性基础—磁悬浮轴承—转子系统

$f(t)$ 为转子所受到的不平衡激励。在满足解耦条件



情况下,磁悬浮轴承转子系统可按单质量弹簧阻尼系统处理^[8],其等效支承刚度和阻尼可以由控制系统的参数来求得。因此,图1在单自由度方向上可简化为一般的弹簧阻尼系统,如图2所示。图中,

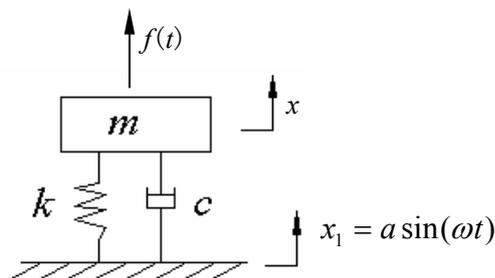


图2 简化模型

m 代表转子的质量, k 、 c 分别代表磁悬浮轴承的等效刚度和等效阻尼, a 代表基础激励的振幅, ω 为基础激励的频率。

在对转子进行建模分析时可以采用等效刚度

$$G(s) = \frac{k_{ix}K_d s^4 + k_{ix}K_p s^3 + (k_{ix}K_d \omega^2 + k_i K_i) s^2 + k_{ix}K_p \omega^2 s + k_{ix}K_i \omega^2}{m s^5 + k_{ix}K_d s^4 + (k_x + k_{ix}K_p - m\omega^2) s^3 + (k_{ix}K_d \omega^2 + k_{ix}K_i) s^2 + [(k_x + k_{ix}K_p) \omega^2 - k_x a \omega] s + k_{ix}K_i \omega^2} \quad (3)$$

从(3)式可以看出系统的闭环传递函数不仅与系统的结构参数、控制参数有关,还同基础激励的振幅和频率有关。说明若考虑基础振动,系统的动态特性就会受到基础运动特性的影响,而基础运动的振幅、频率以及转子转动频率都对系统的性能产生影响。本文所研究系统的参数见表1。

表1 磁悬浮轴承的结构参数

名称	参数	数值	单位
转子质量	m	8.97	kg
气隙	x_0	0.3	mm
磁极面积	A	110	mm ²
线圈匝数	N	169	匝
偏磁电流	I_0	1.5	A
电流刚度系数	k_{ix}	65.8	N/A
位移刚度系数	k_x	-328999.1	N/m

2 基础振动的影响分析

基础的振动频率一般属于低频振动^[9],虽然目前机床基座下面都安装有减隔振系统,但是对于高精度的磁悬浮轴承主轴来说,仍然要尽量减小这种振动对设计精度的影响,另外精密机床的基础振幅

和等效阻尼,也可以采用电磁力的表达式来描述,在本文中采用电磁力的表达式。为研究基础激励对转子动态特性的影响,根据调节器理论,可写出转子的运动方程为

$$m\ddot{x} + k_x(x - x_1) + k_{ix}i(t) = 0 \quad (1)$$

采用PID控制,用传感器分别测量转子和基础的绝对位移,并将位移之差作为反馈参数送入控制器,则

$$i(t) = K_p(x - x_1) + K_d(\dot{x} - \dot{x}_1) + K_i \left(\int_0^t (x - x_1) dt \right) \quad (2)$$

将式(2)代入式(1),经过拉普拉斯变换可得系统的闭环传递函数为

在低频振动时一般小于 $10 \mu\text{m}$ 。

2.1 阶跃响应分析

下面分别分析闭环系统在不同基础激励振幅和频率条件下的响应。图3、图4和图5分别为参数 ω 和 a 取不同值时系统阶跃响应曲线。

从图3可看出,定子基础的激励频率对系统的影响非常大,在激励振幅固定时,当激励频率较低时,虽然系统仍然处于稳定状态,但是其动态性能已经变得降低,调整时间变长。当 $f=10\text{Hz}$ 时,转子的轴心幅值随着时间的增大变得越来越大,转子的轴心响应呈发散状态。而且随着激励频率的增大,系统的不稳定现象越来越明显。

图4所示是激励频率为12Hz时的阶跃响应,可以看出曲线呈明显的发散状态。

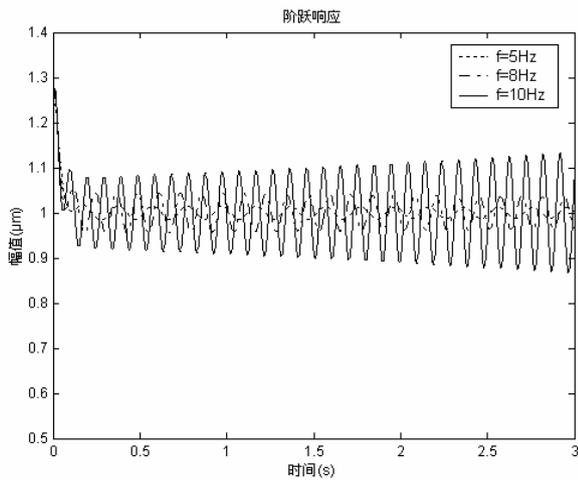
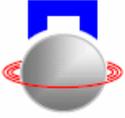


图3 转子在基础激励频率改变时的阶跃响应

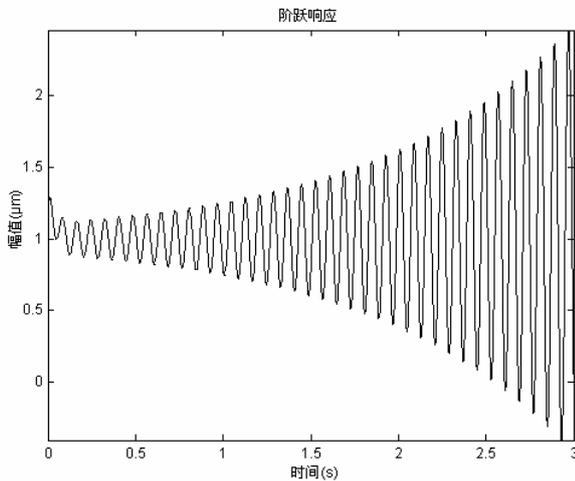


图4 转子在基础激励频率 $f=12\text{Hz}$ 时的阶跃响应

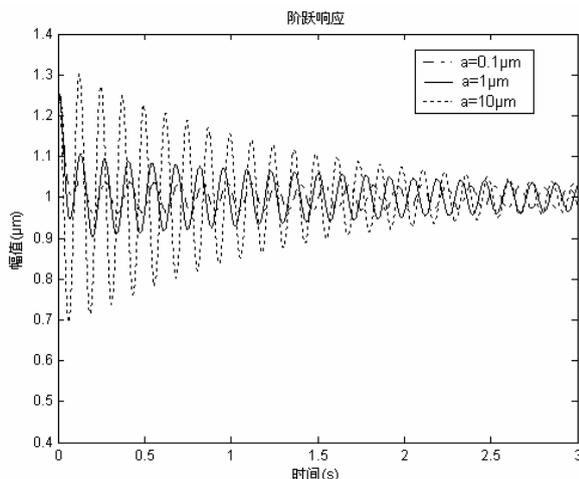


图5 转子在基础激励幅值改变时的阶跃响应

从图5可看出,激励幅值 a 对系统的稳定性影

响不大,在 a 较小时,即小振幅情况下,响应曲线非常接近,近乎重合。当激励振幅增大时,响应振幅逐渐增大,在给定基础激励振幅的条件下,系统总能够趋于稳定状态。但是只要有激励存在,其动态特性就会变差,诸如超调量变大,调整时间变长。

2.2 正弦响应分析

把基础的运动表达式代入式(1),得出转子的动力学方程为

$$m\ddot{x} + k_x x + k_{ix} i = k_x a \sin(\omega t) \quad (4)$$

上式中的已知量有:转子的质量 m 、位移刚度系数 k_x 、电流刚度系数 k_{ix} 。在基础激励允许范围内,分别对振幅和频率变化转子的响应进行分析。此时基础的激励可看作外部干扰力,转子在干扰力下的受迫响应,如图6、图7和图8所示。

图6是定子基础的激励振幅不变,而振动频率变化时转子的轴心响应曲线。其稳态运动也是正弦运动,且基础振动频率对转子径向振动有显著影响。

图7和8是在定子基础的激励频率分别为7Hz和15Hz,且激励振幅取不同值时转子的正弦响应曲线,可看出主轴的运动是简谐运动,也就是说在定子基础的正弦激励下,转子轴心的稳态运动是正弦运动。并且激励幅值越大,转子轴心的振动幅值也越大。而且随着激励频率的增大,正弦响应的幅值也在增大。

由以上分析可知,基础运动对磁悬浮轴承转子的动态性能影响非常明显,当定子基础振动时,转子将在定子基础的激励作用下产生剧烈的振动,这样不仅会使高速旋转的转子与备用轴承发生碰撞,而且也会使磁悬浮轴承失去支承转子的能力。

3 结束语

对刚性转子—磁悬浮轴承—转子系统进行了建模和分析,对不同基础激励情况下转轴的性能进行了分析,并与不考虑基础运动时转子的运动特性进行对比,结果表明基础的运动对磁悬浮系统的影

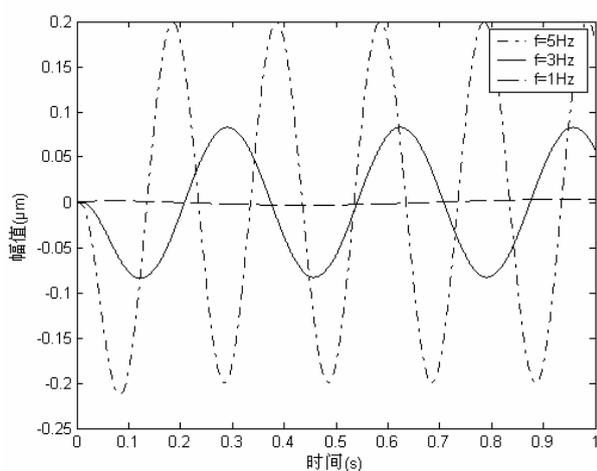
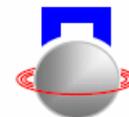


图6 转子在基础激励频率改变时的正弦响应

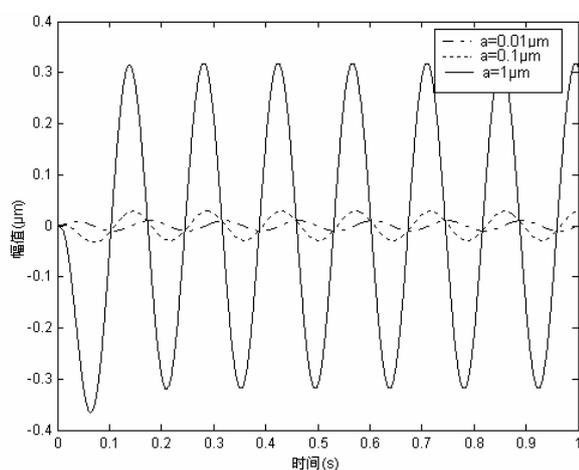


图7 转子在基础激励振幅改变时的响应(激振频率为7Hz)

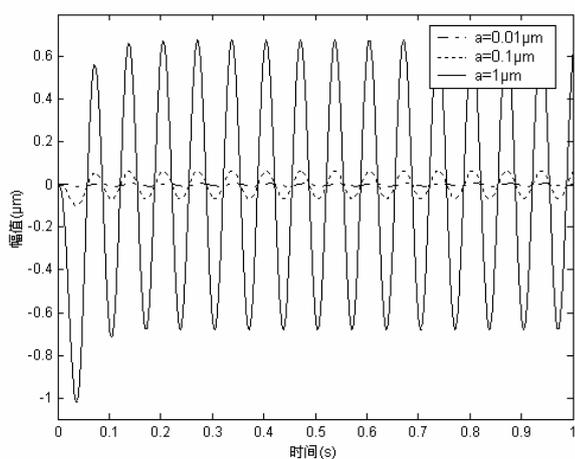


图8 转子在基础激励振幅改变时的响应(激振频率为15Hz)

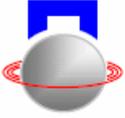
响不容忽视。基础运动不仅引起主轴轴心的绝对位置发生改变,而且基础的振动还导致主轴的刚度和

精度下降,造成机床加工精度的降低。另外基础振动还会造成转子失稳或者振动过于激烈,将导致磁悬浮轴承失去支承转子的能力,因此在建模和控制系统设计时必须充分考虑基础振动的影响。在计入基础影响的情况下,必须寻求新的控制方法或控制策略来改善转子的动态性能,提高转子的动刚度和精度。本研究为进一步研究多自由度磁悬浮轴承转子系统性能以及控制系统的设计打下基础。

*本文受到山东省自然科学基金(Y2005F22)和山东省重点学科(实验室)基金项目资助

参考文献

- [1] Li L, Shinshi T. Compensation of Rotor Imbalance for Precision Rotation of a Planar Magnetic Bearing Rotor[J]. Precision Engineering, 2003, (27): 140-150
- [2] 祝长生. 基础横向振动对电磁轴承转子系统动力特性影响的实验研究[J]. 航空学报, 2004, 25(2): 168-171
- [3] Suzuki Y. Acceleration Feed Forward Control for Active Magnetic Bearing Systems Excited by Ground Motion. In: Proc. of the International Conference on Control Theory Application. 1998
- [4] Cole M O T, Keogh P S, Burows C R. Vibration Control of a Flexible Rotor/Magnetic Bearing System Subject to Base Motion. In: Proc. of 7th International Symposium on Magnetic Bearings. Cambridge, 1998
- [5] Lawrence B Tento. Characterization of an Electromagnetic Tuned Vibration Absorber [dissertation]. Virginia. Virginia Polytechnic Institute, 2001
- [6] 常素芳, 宋方臻, 邵海燕. 复杂结构上的磁悬浮轴承混合控制关键技术[J]. 济南大学学报, 2006, 20(4): 336-340
- [7] 胡业发, 周祖德, 江征风. 磁力轴承的基础理论与应用. 北京: 机械工业出版社. 2006年
- [8] Schweitzer G. Mechatronics for the Design of Human Oriented Machines. In: Proc. of 4th International Symposium on Magnetic Bearings. Zurich, 1994
- [9] 徐灏. 机械设计手册. 北京:机械工业出版社 1991年



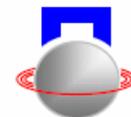
PRELIMINARY INVESTIGATION OF INFLUENCES OF BASE VIBRATION ON ACTIVE MAGNETIC BEARING-ROTOR SYSTEM

Song Fangzhen Chang Sufang

(School of mechanical engineering, Jinan university, Jinan 250022 China)

Abstract: In order to investigate the dynamic characters influenced by the base vibration, the stiff base-active magnetic bearing (AMB) -rotor system model is set up. The stability of the rotor is analyzed in the conditions of different exciting amplitudes and frequencies of the base vibration. It is clear that the rotor become unstable when the vibration is becoming smart. Compared with the dynamic character of the rotor without base vibration, the results show that the base vibration influence on the dynamic character can not be ignored. The base vibration not only causes the rotor axis deviate from the absolute position, but also causes the stiffness and the precision of the rotor fall. Moreover, if the base vibration is drastic, the AMB will lose the supporting ability. So the base vibration must be considered in model building and controller designing process.

Key words: Active magnetic bearing; Rotor; Base vibration; Dynamic characters



多对磁环结构的径向永磁轴承设计*

曹广忠 万国军

(深圳大学 机电与控制工程学院 深圳 中国 518060)

摘要: 设计了多对磁环结构的径向永磁轴承, 对径向永磁轴承进行了三维有限元分析, 首次深入研究了该结构中各对磁环间的气隙对轴承刚度的影响; 提出了该结构的径向永磁轴承的设计步骤和优化方法; 运用有限元方法分析其承载力和刚度等性能, 并与实验得出的结果进行比较。结果表明: 设计的径向永磁轴承性能优越, 提出的设计方法具有较强的实用性。

关键词: 永磁轴承; 刚度; 有限元法

引言

永磁轴承是利用永磁环在气隙中产生的磁场或磁通密度, 将转轴悬浮起来工作的。与电磁轴承相比, 永磁轴承还具有结构简单、价格低廉、零响应时间等突出优点。另外, 永磁轴承可与电磁轴承、机械轴承、空气轴承和超导体磁轴承等相结合, 构成各种形式的磁轴承系统, 具有广泛应用前景。但是相对于电磁轴承, 永磁轴承的承载力和刚度较小, 应用范围受到了限制。利用高性能的永磁材料可以有效地提高永磁轴承的承载力和刚度; 另外, 通过采用多对磁环结构也可以显著提高永磁轴承的性能。

由于永磁环表面的磁荷密度不是均匀的, 永磁环气隙间的磁场也不是定值, 另外还由于永磁轴承系统特殊的结构, 存在漏磁现象, 这些使得磁力和刚度的计算仅仅是一种近似的计算, 和实际情况相比, 存在较大的误差。因此, 永磁轴承磁力和刚度的计算方法还有待于进一步完善, 系统的、通用的永磁轴承设计方法也有待于完善。本文通过研究永磁轴承的各个参数对性能的影响, 结合所设计的永磁轴承, 总结设计的过程和经验, 提出多对磁环结构的径向永磁轴承的设计方法。

1 径向永磁轴承结构

永磁轴承一般采用若干个永磁环按一定的极性成对布置而成, 其结构形式很多。按照永磁轴承的功能来分, 主要可分为径向永磁轴承和轴向永磁轴承两类。径向永磁轴承有很多种结构形式, 可以

分为吸力型和斥力型。由于诸多原因, 斥力型永磁轴承得到了更多的应用^[1]。典型的两种结构如图 1 中的 (a) 和 (b) 所示, 都是斥力型。其中 (a) 是由两个径向磁化的磁环构成, (b) 是由两个轴向磁化的磁环构成, 两种磁化方式的轴承具有同样的承载力。由于永磁环轴向磁化在技术上容易实现, 并且径向磁化的永磁环的磁能积不及轴向磁化的永磁环, 所以在实际应用中, 图 (b) 所示的轴向磁化的结构更常见。采用如图 1 中 (c) 的多对磁环的结构可以大大地增加永磁轴承的承载力和刚度, 永磁轴承采用 N 对磁环并排放置, 其承载力和刚度是单对磁环结构永磁轴承的 $2N-1$ 倍。

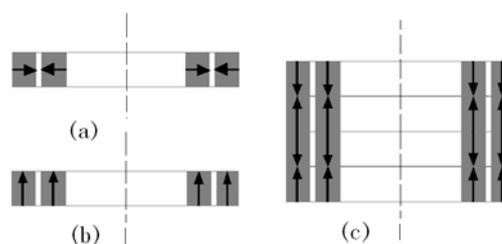


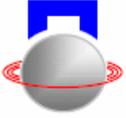
图 1 径向永磁轴承
(a) 径向磁化; (b) 轴向磁化; (c) 四对磁环

2 径向永磁轴承的刚度计算

轴承的力学特性是永磁轴承最重要的性能指标之一。目前永磁轴承的设计理论还不够完善, 在承载力和刚度的计算中, 也没有统一的数学模型。现有的计算方法主要有静态磁路法、动态磁路法、等效磁荷法和有限元法四种。已有文献对这四种计算方法做出了详细的介绍并进行了比较^[2]。

*广东省自然科学基金 (5010497) 资助

本文通讯作者, 曹广忠 (1968-), 男 (汉族), 深圳大学教授, 博士, 主要从事先进控制理论及应用、信息处理与智能仪器、磁悬浮技术研究方向研究。



在工程中应用最为广泛的是 Yonnet 提出的简化数学模型，它是基于以下三个基本假设^[3]：

- (1) 永磁材料有很高的剩磁 B_r ；
- (2) 两环形磁体间的气隙与半径相比是很小的，可忽略曲率影响，认为对计算精度没有影响；
- (3) 与两块磁体间的气隙相比，磁体长度很大，可认为两块平行磁体无限长，磁力线集中于磁体的横截面内，可将其简化为二维问题。

基于上面的三点假设，将同轴环形磁体作为无限长条形磁体处理，结合等效磁荷法，根据单位长度两块磁体之间的静磁能、静磁能对坐标 x, y 的一次导数和二次导数，建立轴向磁化径向轴承的简化数学模型。

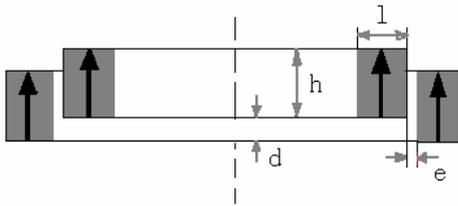


图2 径向轴承刚度计算示意图

如图 2 所示，内外磁环径向厚度为 l ，内外磁环磁化强度为 σ ，内外磁环间的气隙为 e ，内外磁环的厚度为 h ，内外磁环间的轴向位移为 d 。则径向刚度的简化计算公式：

$$k_r = \frac{-\sigma^2}{8\pi\mu_0} p[2f(d) - f(d+h) - f(d-h)] \quad (1)$$

其中，

$$f(z) = \ln \frac{[(e+2l)^2 + z^2][e^2 + z^2]}{[(e+l)^2 + z^2]^2} \quad (2)$$

因为 Yonnet 提出的简化数学模型是基于三个基本假设的，所以其计算结果准确度欠佳，要得到较准确的计算结果，可以采用精度较高的数值分析方法，通常采用的数值分析方法为有限元法。

磁场的分布由麦克斯韦方程组描述：

$$\nabla \cdot H = J \quad \nabla \cdot B = 0 \quad B = \mu H \quad (3)$$

式中， ∇ 为向量微分算子， μ 为磁导率， B 为磁通密度矢量， H 为磁场强度矢量， J 为电流面密度矢量。

引入磁势矢量 A ，定义：

$$B = \nabla \times A \quad (4)$$

引入库仑条件，

$$\nabla \cdot A = 0 \quad (5)$$

得到：

$$\begin{cases} \Omega : \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \\ \Gamma_1 : A_z = 0 \\ \Gamma_2 : \frac{\partial A_z}{\partial n} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

其中， Ω 为求解区域， Γ_1 为第一类边界， Γ_2 为第二类边界。

有限元法把偏微分方程 (6) 描述的边值问题转化为等价的变分问题，即泛函的极值问题 (7)，用剖分插值，把变分问题离散为普通多元函数的极值问题，最终归结为一组代数方程组，得到各个离散点边值问题的数值解。

$$\begin{cases} J(A_z) = \iint_{\Omega} \left\{ \frac{\epsilon}{2} \left[\left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right)^2 \right] - J_z A_z \right\} dx dy = \text{min} \\ \Gamma_1 : A_z = 0 \end{cases} \quad (7)$$

ANSYS 软件是目前应用最广泛，使用最方便的通用有限元分析软件之一。ANSYS 可以分析电磁场的多方面的问题，如磁通量密度、磁力线、电磁力等。可以运用它方便地进行前处理、求解和后处理，并且具有强大的非线性分析和处理耦合问题的功能。

在实际设计过程中，本文主要运用 Yonnet 提出的简化数学模型和有限元法计算永磁轴承的刚度。

3 径向永磁轴承的设计

径向永磁轴承的参数主要包括：各磁环的尺寸、各磁环之间的距离。对于多对磁环的永磁轴承，每一对磁环的尺寸都相同。因此，只要确定一对磁环的尺寸即可。

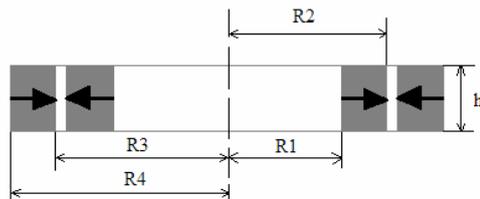
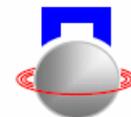


图3 单对径向永磁轴承参数示意图



3.1 确定各磁环的尺寸

一对磁环包括内外两个磁环，其尺寸如图3所示，其 R_4 、 R_1 和 h 会受到安装时轴承所允许的尺寸限制，应首先确定其范围。在本工作中确定 R_1 、 R_4 分别为 8.8mm 和 17.5mm， h 没有尺寸限制。则单对磁环的待定参数为 R_2 、 R_3 和 h 。

令外磁环的厚度 l_1 为：

$$l_1 = R_4 - R_3 \quad (8)$$

内磁环的厚度 l_2 为：

$$l_2 = R_2 - R_1 \quad (9)$$

磁环间的气隙宽度 e 为：

$$e = R_3 - R_2 \quad (10)$$

理论分析指出，理想轴承应由轴向截面积相同的环形磁体组成^[4]，所以应满足：

$$l_1 = l_2 = l \quad (11)$$

$$2l + e = R_4 - R_1 \quad (12)$$

则待确定的参数转化为气隙的宽度 e 和磁环的高度 h 。

其中对气隙宽度 e 的确定考虑以下因素：

(1) 径向刚度。若 e 越小，则内外磁环间的径向刚度越大。减小 e 有利于径向刚度的增大。

(2) 内外磁环之间的影响。(1)的结论是忽略了磁环之间的退磁场的影响。因为磁环之间是利用斥力进行工作的，所以对于外磁环来说，内磁环产生的磁场是一个退磁场，退磁场会降低外磁环的工作点。 e 越小，工作点降低的越大。同时外磁环也会降低内磁环的工作点。

(3) 稳定性。轴承的抗干扰能力不仅与刚度有关，还与气隙中储存的能量有关。对于外界的干扰，特别是脉冲式的干扰，需要气隙中储存足够的磁能与之抵消。而气隙中的磁能不仅与气隙的磁感应强度（决定轴承的刚度）有关，还与气隙的宽度 e 有关。所以减小 e 可以提高径向刚度，可以提高轴承的抗干扰能力，但是当气隙 e 很小时，也会给稳定性带来不利。

另外，当气隙 e 很小时，轴向刚度变得很大，轴向的主动控制具有严重的非线性，会提高轴承的不稳定性。

所以在利用磁排斥力的系统中，大都采用中等气隙。对于不同的应用场合，考虑上述几种因素，合理地选取气隙宽度 e 。在本课题中，选取 $e = 1.7\text{mm}$ ，则根据式 (12)，求得 $l_1 = l_2 = 3.5\text{mm}$ 。

确定磁环的高度 h 要从两方面考虑：

(1) 径向刚度，由 $(\partial K_r / \partial h) = 0$ 得：

$$h_{\max}^2 = 2l^2 + 6le + 3e^2 \quad (13)$$

即当 l 和 e 一定时，磁环的高度不能大于 h_{\max} ，否则磁体体积需增大，不但不能使 K_r 增加，反而会使 K_r 减小。在本工作中，轴承的径向刚度 K_r 与磁环高度 h 的关系曲线如图4所示。式 (13) 只能确定 h 的上限，并不是最佳尺寸。要选取合理的 h ，要使 K_r/V 达到最大，一般选取 $h=l$ 或 $h=2l$ 。

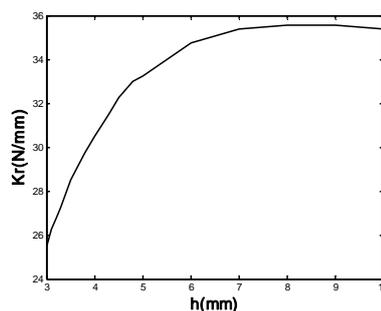


图4 径向刚度 K_r 与磁环高度 h 的关系

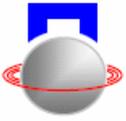
(2) 最合理地使用永磁材料。一般的永磁磁路设计，最合理的使用材料标准是使得 Be/V 达到最大，其中 Be 为磁路中气隙的磁感应强度， V 为设计中所利用的永磁材料的体积。而在永磁轴承的设计中，一般的标准是使得 K_r/V 达到最大。

确定磁环的高度时，应综合考虑上述两个因素，合理选取磁环的高度 h 。在本课题中，考虑径向刚度时，从图4可以看出，当 h 大于 5mm 时， h 的增加对于 K_r 的增加已经进入非线性区域，变化逐渐减小，对 K_r 的增加意义不大；考虑合理使用永磁材料时，应使得 $h=3.5$ 或 $h=7\text{mm}$ 。综合这两个因素我们选取 $h=4.5\text{mm}$ 。

综上，本课题设计的单对磁环的尺寸是： $R_1 = 8.8\text{mm}$ ， $R_2 = 12.3\text{mm}$ ， $R_3 = 14\text{mm}$ ， $R_4 = 17.5\text{mm}$ ， $h = 4.5\text{mm}$ 。

3.2 确定各对磁环之间的距离

当多对磁环被放置在一起时，各对磁环间的磁场会相互影响。当忽略这种影响时，减小各对磁环间的距离 s 无疑可以增大轴承的刚度和承载力，但是每一个磁环的磁场都会对其它的磁环产生一个退磁场，这个磁场会降低其它磁环的工作点，降低气隙中的磁感应强度，减小轴承的刚度和承载力。各对磁环间的距离 s 越小，这种影响就越大，甚至



会出现减小 s 导致减小轴承刚度的现象。所以要精确计算轴承的刚度与各对磁环间距离 s 的关系，适当的选取 s ，才能使设计达到最优。

理论上计算退磁场 H_0 的影响是一个很复杂的问题。从分子电流的观点和磁荷的观点都可以计算退磁场，但是通过传统的磁荷法等方法，只能计算一些特殊形状的永磁体，计算过程中也有一些假设和近似，计算结果不够精确，对于任意形状的永磁体则束手无策。但是利用灵活的有限元法则可以解决这些问题。图 5 为利用 ANSYS 计算得到的单个磁环的磁感应强度等值云图，磁环的材料为钕铁硼 N35，磁环内部最大磁感应强度约为 1.0T，端面的磁感应强度约为 0.55T。

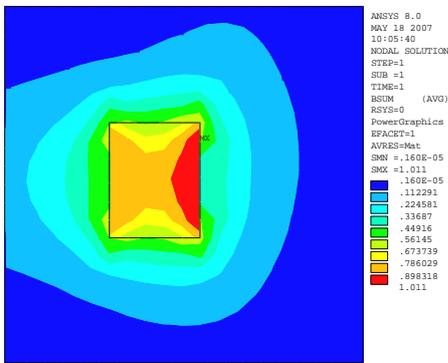


图 5 单个磁环的磁感应强度等值云图

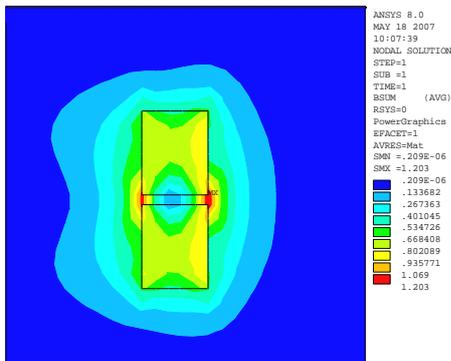


图 6 两个磁环的磁感应强度等值云图 (0.5mm)

当两个相同的磁环以互相排斥方式并列放置时，磁环间的间隙为 0.5mm，其磁感应强度等值云图如图 6 所示，气隙中的磁感应强度最大值约为 1.2T，但是分布变得很不均匀，均值约 0.60T，相比单个磁环时的均值 0.55T 没有明显提高。由于一个磁环产生的磁场方向与另一个磁环的内部退磁场方向一致，导致另一个磁环的退磁场增大，磁环的工作点下降。两个磁环放置在一起时，内部退磁

场最大值达到了 1200kA/m，均值也有所增大。

当两个磁环之间的间隙缩小至 0.1mm 时，其磁感应强度等值云图如图 7 所示。磁环间的相互退磁影响进一步加大，退磁场的最大值为 1200kA/m，但是其达到最大值的区域增大，导致退磁场的均值增大，工作点下降更多。另外，气隙中的磁场分布很不均匀，最大值达到 1.9T，均值增加到约 0.8T，说明缩小磁环间的距离，虽然加大各自的相互退磁影响，但是还是有利于增加气隙中的磁感应强度，这与传统计算方法得到的结果一致，基本满足线性叠加原理。

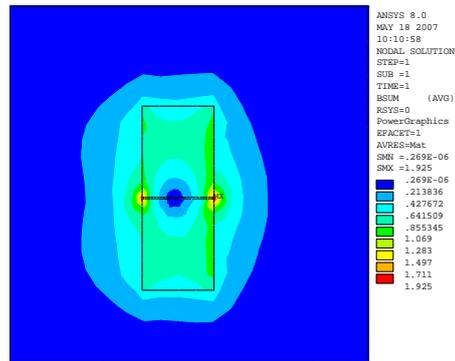


图 7 两个磁环的磁感应强度等值云图 (0.1mm)

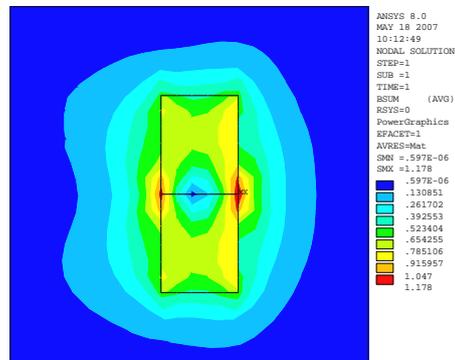
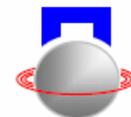


图 8 两个磁环的磁感应强度等值云图 (0mm)

当两个磁环被紧密的放置在一起，没有间隙时，其磁感应强度等值云图如图 8 所示。从图中我们可以看出两磁环的周围最大的磁感应强度仅约为 1.2T，磁感应强度大幅下降。这是由于磁环内部的饱和磁感应强度为 1.2T，而根据线性叠加原理，磁环的侧面的磁感应强度也不可能超过 1.2T，所以对于采用多对磁环结构的永磁径向轴承，各对磁环之间应略保持一点间隙，这样能够充分利用两磁环的端面磁场线性叠加，产生很强的磁场，为径向轴承提供足够的承载力和刚度。

通过以上分析，可以得出以下结论：



(1) 减小各对磁环间的间隙, 可以产生更大的磁场, 对提高轴承的刚度有利, 但是当磁环之间没有间隙时, 磁感应强度会大幅下降, 实际应用时应该避免这种情况的发生。

(2) 各对磁环的磁场存在着相互影响, 会降低其它磁环的工作点, 间隙越小, 相互之间的影响越大。这是对提高轴承的刚度不利的一个因素, 但是不足以改变(1)得出的结论。

(3) 在本工作中选取各对磁环之间的间隙为 0.1mm, 磁环的对数为 3。

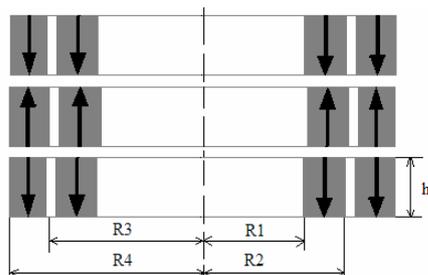


图 9 径向永磁轴承示意图

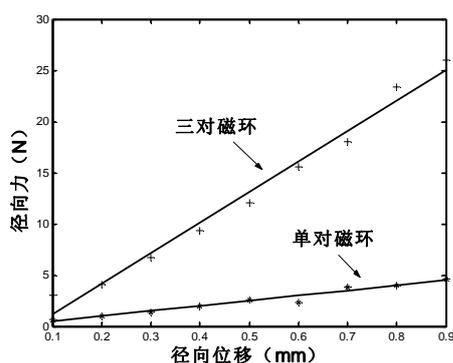


图 10 径向永磁轴承刚度计算结果拟合曲线

基于上述研究, 设计的径向永磁轴承结构如图 9 所示。其中 $R1=8.8\text{mm}$, $R2=12.3\text{mm}$, $R3=14\text{mm}$, $R4=17.5\text{mm}$, $h=4.5\text{mm}$, 各对磁环间的距离为 0.1mm。

利用有限元法对单对磁环和三对磁环永磁轴承的刚度分别进行计算。计算的方法为: 首先计算径向偏移量为 0.1mm 时的径向力, 并以 0.1mm 为步长逐渐增加径向偏移量, 分别求出径向力。

对计算结果进行线性拟合并求其刚度, 拟合曲线如图 10 所示, 获得刚度分别为 4.95N/mm 和 29.82N/mm 。结果表明, 三对磁环结构的永磁轴承刚度大约为单对磁环的 5 倍, 这与定性分析的结果一致。

4 实验结果及其分析

对设计的径向永磁轴承进行实验, 测定其刚度和承载力。径向永磁轴承的实验装置如图 11 所示, 由于径向永磁轴承的轴向不稳定性, 在轴向方向不能实现稳定悬浮的情况下, 依靠两块固定板将其轴向固定, 并在固定板与转轴之间用小球隔开, 这样可以大大减小固定板与转轴之间的摩擦力, 提高实验的精度。

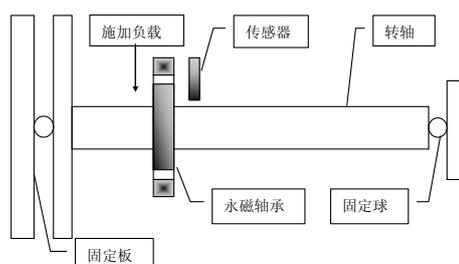


图 11 径向永磁轴承的实验装置示意图

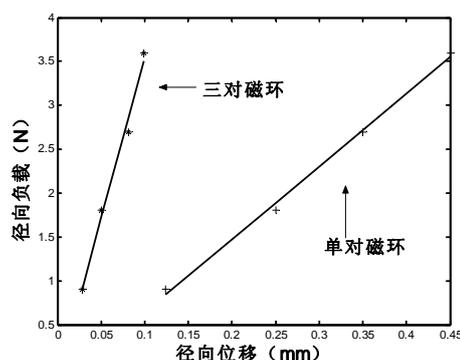
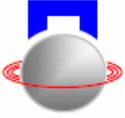


图 12 径向永磁轴承刚度实验结果拟合曲线

实验的基本原理为: 在径向永磁轴承的附近, 对转轴施加竖直方向上的负载, 逐渐增加负载的大小, 利用位移传感器测得竖直方向上的径向位移, 即可计算出轴承的径向刚度。

对单对磁环和三对磁环结构的永磁轴承分别进行实验, 对实验结果进行线性拟合求其刚度, 拟合曲线如图 12 所示, 求得刚度分别为 8.32N/mm 和 36.83N/mm , 比理论计算结果分别大 68.0% 和 23.5%。

实验测定得到的径向轴承刚度与理论计算的结果有较大的误差, 尤其是单个磁环的情况。误差主要由转轴与两端的小球之间的摩擦力导致。对于单对磁环的永磁轴承, 径向力相对较小, 摩擦力带来的误差会更大, 实验结果也验证了这一点。对于三对磁环的永磁轴承, 误差相对较小, 其刚度大约为单对磁环的 4.4 倍, 与理论分析的结果也比较符



合,说明本文中的径向永磁轴承的设计方法可用,设计的结果也较准确。所设计的永磁轴承与其他文献中介绍的永磁轴承相比^[5],尺寸相近,但是刚度有明显的增加,性能有明显的改善,说明本文中的多对磁环的永磁轴承设计方法有比较明显的优越性和实用性。

5 结束语

运用 ANSYS 软件,对多对磁环结构的径向永磁轴承进行了三维有限元分析,深入研究了该结构中各对磁环间的气隙对轴承刚度的影响,研究表明:虽然气隙越小,相互之间退磁场的影响越大,但是减小各对磁环间的间隙,依然可以产生更大的磁场,可以提高轴承的刚度。当各对磁环互相接触时,磁感应强度会大幅下降,实际应用时应该避免这种情况的发生。

对永磁轴承进行实验研究,结果表明:设计的径向永磁轴承的性能优越,刚度可达到 36.83N/mm,与其它文献报道的设计相比,刚度有了很大的提

高,所介绍的设计方法具有较强的实用性。

参考文献

- [1] 杨怀玉,陈龙. 被动磁力轴承在磁悬浮技术中的作用. 机械工程与自动化. 2005,131(4):123-126
- [2] 姚海. 永磁轴承力学特性的研究, 硕士论文. 浙江工业大学, 2004
- [3] J.Delamare, E.Rulliere, J.P.Yonnet. Classification and Synthesis of Permanent Magnet Bearing Configurations. IEEE Trans. Magnetics,1995, 31(6): 4190-4192
- [4] 钟文定. 铁磁学. 科学出版社, 1987
- [5] Dellinger S J, Smith A O, Strnat K J. Field and force calculations for use in passive magnetic bearing systems employing rare earth magnets. The 8th International Workshop on Rare Earth-Cobalt Permanent Magnets and Their Applications, Dayton, Ohio, 1985, 6: 153-164

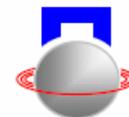
DESIGN OF RADIAL PERMANENT MAGNETIC BEARING WITH MULTI-PAIR MAGNETIC RING STRUCTURE

Cao Guangzhong, Wan Guojun

(College of Mechatronics and Control Engineering, Shenzhen University, Shenzhen, 518060 China)

Abstract: A kind of radial permanent magnetic bearing (PMB) with multi-pair magnetic ring structure is designed, which performance is calculated by three-dimensional finite element method. The effect of air gap among those magnetic rings to the levitation stiffness is investigated. The design step and optimization method for the radial PMB are proposed. The stiffness and capacity of the PMB calculated by finite element method are verified through experiment. The results show that the PMB has advantageous performance over traditional ones. The design method presented here is very useful for development of the PMB.

Key words: Permanent Magnetic Bearing (PMB); Stiffness, Finite Element Method (FEM)



径向永磁轴承的轴向力和径向刚度分析

高刚 张钢 赵志峰 梁诗颇 张彪

(上海大学 机电工程与自动化学院 上海 中国 20072)

摘要: 本文利用矢量磁位法, 在永磁环外部空间磁矢量势和磁通密度分布解析计算公式的基础上, 通过 Matlab6.0 编制计算程序, 分析了尺寸参数对永磁轴承轴向力和径向刚度的影响。根据不同的优化目标, 本文对轴承尺寸参数和轴承堆叠数目分别进行了分析, 得到的优化结果可以为永磁轴承的设计提供一定的指导。

关键词: 矢量磁位法 轴向力 径向刚度 永磁轴承

引言

永磁轴承是利用永磁材料产生的磁场力将转子轴悬浮起来工作的被动磁力轴承。它具有结构简单、工作可靠、无磨损、能耗小等突出优点。永磁轴承可与主动电磁轴承、机械轴承、空气轴承和超导体磁轴承等相结合, 构成各种形式的磁轴承系统, 具有广泛的应用前景^[1]。

在永磁轴承设计中, 磁轴承本身承载能力和刚度十分重要。因此针对永磁轴承的力学特性研究, 国内外学者进行了大量的工作。Yonnet^[2]在一定假设基础上建立了适用于轴向磁化和径向磁化磁轴承的通用模型。Dellinger^[3]在文献^[2]的假设基础上, 结合等效磁荷法, 将环形磁体假设成两个圆柱形, 建立了轴向磁化径向磁化轴承的数学模型; 谭清昌等^[4]和修世超等^[5]结合等效磁荷法, 分别建立了轴向磁化和径向磁化径向磁化轴承的数值积分模型; 孙立军等^[1]总结分析了^{[2]-[5]}四种模型并通过实例数值计算, 比较了它们之间的误差, 提出了各自模型适用的范围。上述模型需要通过数值求解, 计算量大, 精度有限。Matthias Lang^[6]基于永磁体的矢量磁位法, 提出了一种用于力和刚度快速计算方法。这种方法得到了环形永磁体的磁矢量势和磁通密度解析表达式, 因此具有很高的计算精度。

本文通过矢量磁位法, 分析轴向磁化径向永磁体参数对轴承力学特性的影响, 以单位体积力学特性最大为优化目标, 进行了相关分析。

1 径向永磁轴承基本结构:

径向永磁轴承根据磁化方向、磁环之间吸斥力

形式、支承方向进行分类。

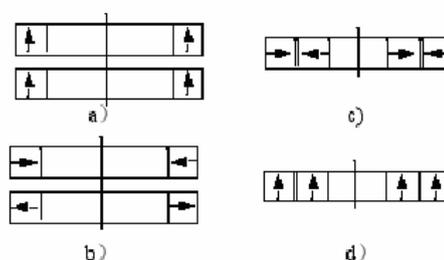


图1 径向永磁轴承的四种基本结构^[7]

在实践中, 考虑制造的原因, 通常采用轴向磁化的永磁环, 为使分析问题简单, 我们选择图1 a) 中所示结构作为本文研究对象, 因一对磁环尺寸参数相同, 则规定尺寸参数如下:

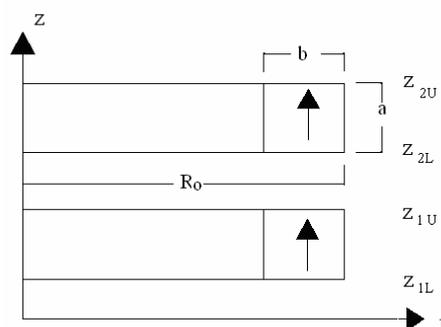


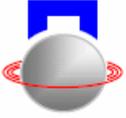
图2 轴向磁化径向永磁体的尺寸

2 永磁轴承轴向力和径向刚度的计算公式:

由洛仑兹定律可得力的计算公式:

① 863 计划(2001AA423310)资助项目

② 高刚, 男, 1982 年生, 上海大学机电工程与自动化学院轴承研究所硕士研究生; 研究方向: 永磁轴承开发与应用技术; Email: ggzzu@yahoo.com.cn



$$\vec{F} = \int (\vec{K} \times \vec{B}) dA \quad (1)$$

则径向刚度的计算公式为:

$$K_r = -\frac{\partial F_r}{\partial r} \quad (2)$$

永磁体环的磁通密度 \vec{B} 可以由矢量势 \vec{A} 计算得到:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (3)$$

磁化强度 \vec{M} 永磁体的矢量势为:

$$\vec{A} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{\nabla \times \vec{M}}{r} dv \quad (4)$$

永磁体的等效表面电流 \vec{K} 可由磁化强度 \vec{M} 的旋度得到:

$$\vec{K} = \nabla \times \vec{M} \quad (5)$$

因此, 由上述公式可以推导出永磁轴承的磁通密度和矢量势公式:

$$B_r = \frac{\mu_0 K_1}{4\pi} \left[\frac{4R}{\sqrt{c_U}} \cdot \left\{ 2 \frac{K(k_U) - E(k_U)}{k_U^2} - K(k_U) \right\} - \frac{4R}{\sqrt{c_L}} \cdot \left\{ 2 \frac{K(k_L) - E(k_L)}{k_L^2} - K(k_L) \right\} \right] \quad (6)$$

$$B_z = -\frac{\mu_0 K_1}{4\pi} \left[\frac{2r_{zU}}{\sqrt{c_U}} \cdot \left\{ K(k_U) + \frac{R-r}{R+r} \Pi(k_U, \lambda) \right\} - \frac{2r_{zL}}{\sqrt{c_L}} \cdot \left\{ K(k_L) + \frac{R-r}{R+r} \Pi(k_L, \lambda) \right\} \right] \quad (7)$$

$$A_\phi = -\frac{\mu_0 K_1}{4\pi} \left[\frac{r_{zU}}{r} \cdot \left(\frac{r_{zU}^2 + 2R^2 + 2r^2}{\sqrt{c_U}} K(k_U) - \sqrt{c_U} E(k_U) - \frac{(R-r)^2}{\sqrt{c_U}} \Pi(k_U, \lambda) \right) - \frac{r_{zL}}{r} \cdot \left(\frac{r_{zL}^2 + 2R^2 + 2r^2}{\sqrt{c_L}} K(k_L) - \sqrt{c_L} E(k_L) \right) \right]$$

$$-\frac{(R-r)^2}{\sqrt{c_L}} \Pi(k_L, \lambda) \quad (8)$$

第一类椭圆积分:

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (9)$$

第二类椭圆积分:

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad (10)$$

第三类椭圆积分:

$$\Pi(k, \lambda) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{1-\lambda^2 \sin^2 \theta \sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (11)$$

由上述公式可推得轴向力公式^[6]为:

$$F_z = 2\pi R K_\phi [A_\phi(R_2, z_{2U}) - A_\phi(R_2, z_{2L})] \quad (12)$$

径向刚度公式为[6]:

$$K_r = -\pi R K_\phi [B_r(R_2, z_{2U}) - B_r(R_2, z_{2L})] \quad (13)$$

3 永磁轴承参数优化:

选择气隙作为基准, 将公式(12)和(13)进行无量纲化:

$$\text{磁体高度: } \bar{a} = a/h \quad (14)$$

$$\text{磁体厚度: } \bar{b} = b/h \quad (15)$$

$$\text{磁体外半径: } \bar{R} = R/h \quad (16)$$

利用 Matlab 编制计算程序^[8], 绘制图形。令 $\bar{R} = 2.5$, 变化 \bar{a} 和 \bar{b} 得到轴向力和径向刚度变化曲线图如下所示:

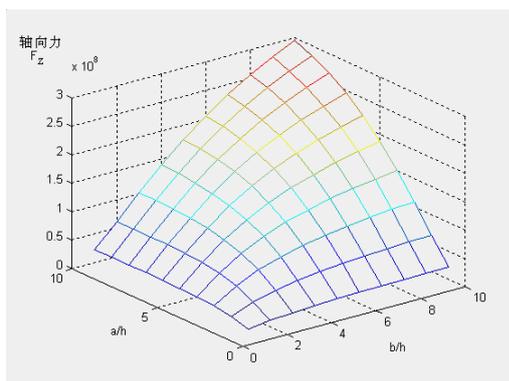
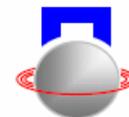


图3 轴向力 F_z 随高度 a 和厚度 b 变化的曲线图

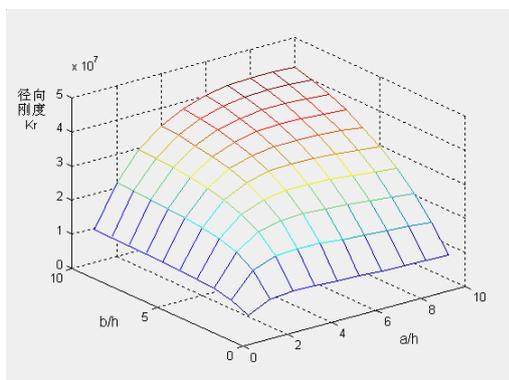


图4 径向刚度 K_r 随高度 a 和厚度 b 变化的曲线图

我们选择下面目标对一对磁环构成的永磁轴承进行优化：单位体积产生的轴向力和径向刚度最大。

永磁轴承所占空间体积：

$$V = \pi \cdot b \cdot (2a + h) \cdot (R_o + R_i) \quad (17)$$

则单位体积轴向力和径向刚度为：

$$F'_z = F_z / V, \quad K'_r = K_r / V \quad (18)$$

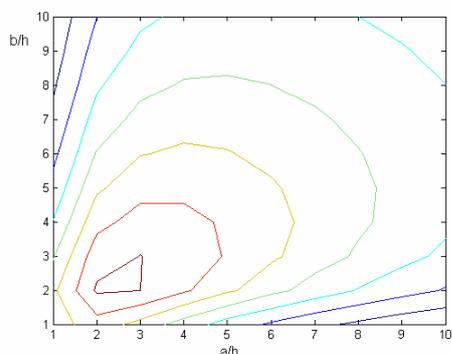


图5 轴向力的优化结果： $\bar{a} = \bar{b} = 2.5$

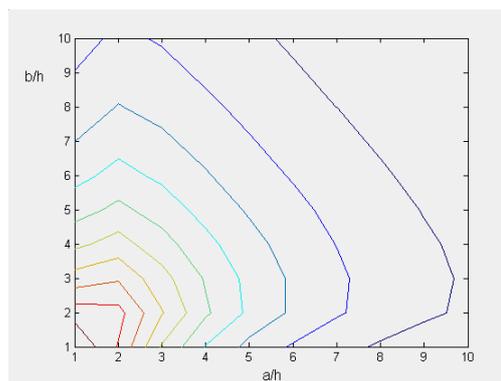


图6 径向刚度优化结果： $\bar{a} = \bar{b} = 1$

在设计中，由于单对磁环刚度有限，为满足实际要求，可通过采用堆叠的形式来提高刚度，如图7所示。

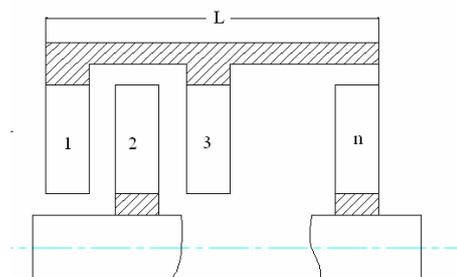


图7 磁环轴向堆叠

在满足 L 一定的条件下，我们对磁环堆叠数目进行优化分析，使堆叠结构产生的轴向刚度最大。

磁环堆叠结构整体轴向长度 L 为：

$$L = n \cdot a + (n - 1) \cdot h \quad (19)$$

假定磁环之间间隙恒定，轴向长度 $\bar{L} = L / h$ ：

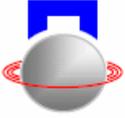
表1 不同轴向长度下的磁环优化数目

轴向长度 \bar{L}	磁环优化数目 n	磁环高度 \bar{a}
10	4	1.75
15	5	2.2
20	6	2.5
50	13	2.9
100	25	3

4 结论：

通过以上的分析，可以得到以下结论：

- 1)由图3、图4可以看出，当磁体高度 a 和磁体厚度 b 相等时，磁体产生的力学特性最优。



- 2)为使单位体积径向刚度最大, 应使磁体高度 a 和磁体厚度 b 尽可能小。
- 3)由表 1 看出, 磁环最优化数目与轴向堆叠长度之间存在着近似的线性关系。

参考文献

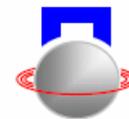
- [1] 孙立军, 张涛, 赵兵. 永磁磁轴承数学模型的研究. 机械工程学报 2005, 41(4):69-74
- [2] Yonnet J P, Permanent magnet bearings and couplings IEEE Trans. Magnetic 1981, 17 (1): 1169-1173
- [3] Dellinger S J, Smith A O, Strnat K J. Field and force calculations for use in passive magnetic bearing systems employing rare earth magnets. In: The 8th International Workshop on Rare Earth-Cobalt Permanent Magnets and Their Applications, Dayton, Ohio, 1985, 6: 153-164
- [4] 谭庆昌, 刘明洁, 孟慧琴等. 永磁向心轴承承载能力与刚度的计算. 摩擦学学报, 1994 14 (4): 337-344
- [5] 修世超, 谭庆昌, 孟慧琴. 同轴环形磁铁磁作用力计算的等效磁荷法. 沈阳黄金学院学报, 1995, 14(3): 359-363
- [6] Matthias Lang. Fast Calculation Method For The Forces And Stiffness Of Permanent Magnet Bearing .The 8th ISMB ,August 26-28,2002,Mito,Japan: 533-538
- [7] Yonnet J P. Passive Magnetic Bearings with Permanent Magnets. IEEE Transactions On Magnetics, Sep. 1978, Mag-14 (5): 803-805
- [8] 清源计算机工作室编著, Matlab6.0基础及应用, 北京: 机械工业出版社, 2001年5月

The Analysis of axial Force and radial Rigidity for Radial Permanent Magnetic Bearing

Gao Gang Zhang Gang Zhao Zhifeng Liang Shipo Zhang Biao
(School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai 20072, China)

Abstract: The permanent magnetic bearing has many advantages: simple structure, free-friction, low-cost etc, so it has wide applications. In the design of permanent magnetic bearing, it is significant to know the characteristics of force and rigidity. With the vector potential method, on the basis of the analytic formulas for calculating the ring permanent magnets' vector potential and magnetic flows distribution in outer space, we have programmed by the Matlab language. So, the figures have been plotted to analyze the influence of geometry on the axial force and radial rigidity of permanent magnetic bearing. Also, according two different purposes for optimizing, the geometry and stack numbers have been analyzed respectively. The results have certain meaning to guide the permanent bearing design.

Key words: Vector potential method; Axial force; Radial rigidity; Permanent magnetic bearing



永磁悬浮旋转体的陀螺效应

-----EARNSHAW 原理在动态的拓展及延伸-----

钱坤喜 王颢 茹伟民

(江苏大学医学工程研究所 镇江 中国 212013)

摘要: Earnshaw 原理 (1839) 断言永磁悬浮在静态不能稳定。在动态永磁悬浮能否稳定, 以及为何能稳定, 无人给出答案。作者应用自制永磁轴承于心脏泵及透平机, 并用霍尔元件测量其转子位置, 发现当转速足够大时, 转子能脱离定子实现悬浮, 并能稳定地旋转; 如果转速低于一定值即某一临界转速时, 悬浮将被破坏。进一步的研究表明, 高速旋转永磁体具有一种陀螺效应, 能在永磁力场内维持稳定的平衡。此结果对 Earnshaw 原理作出修正、补充和更新。

关键词: 永磁轴承; 永磁悬浮; 陀螺效应; 稳定平衡

引言

一提起磁悬浮, 人们就会想到电磁悬浮和超导悬浮, 没有人会关注永磁悬浮, 尽管永磁悬浮具有许多独特的优点和长处, 如结构简单成本低, 不需附加电磁线圈和相应的转子位置测量以及反馈控制, 也不需低温冷却系统, 更不需消耗额外的能量, 等等。永磁悬浮长期被忽略的根本原因, 是 1839 年英国人 Earnshaw 从理论上证明, 永磁悬浮是不可能达到稳定的平衡的^[1]。然而, Earnshaw 原理是在静态推导的, 仅考虑纯永磁力场; 当永磁悬浮体处于动态时, 譬如永磁悬浮体旋转时, 在永磁力场内不仅具有永磁能量, 而且具有旋转动能, 它能否实现稳定的平衡呢? 对此, 没有人给出答案。

作者在解决心脏泵轴承磨损问题时, 试用自制永磁轴承支承电机及与之合二为一的血泵的转子, 并使用 Hall 元件测量转子的位置, 发现当转速大于一定值时转子能脱离定子, 实现完全的悬浮; 相关论文发表后有人质疑转子是在液体力的作用下达到悬浮的, 与永磁力无关; 为此作者研制了永磁悬浮透平机, 用同样的方法发现转子在高速旋转时能脱离定子, 转速降到一定值后便与定子有接触, 即悬浮被破坏。

实验证明永磁悬浮体在达到临界旋转速度后会产生一种陀螺效应, 使其能够保持稳定的旋转, 达到平衡的稳定。

1 永磁悬浮轴承

常用的永磁轴承如图 1 (左) 所示, 其内、外径大小不同的两个磁套长度相同, 同轴排列, 充磁方向相同, 小套位于大套内, 两套轴向错过一定的

距离, 这个距离越小, 磁斥力越大, 经向与轴向的轴承作用越强^[2]。

作者自行研制的永磁悬浮轴承如图 1 (右) 所示^[3]。两个内、外径大小不同的永磁圆环厚度相同, 同轴同向排列, 它们各自的磁力场之间的相互作用, 使两环之间在轴向保持一定的距离; 当此距离减小时, 两环相斥, 斥力的大小与距离缩小的多少成正比。该斥力在经向和轴向的分量, 分别起到经向和轴向的轴承作用。

与传统常用的永磁轴承比较, 作者自行研制的永磁悬浮轴承占用较小的轴向长度和具有较大的轴向浮力, 而且平衡的稳定性更好。

2 永磁悬浮离心泵

永磁悬浮离心泵的结构如图 2 (左) 所示。它由一个电机驱动线圈和转子组成。转子由自制的永磁轴承支承, 在定子外壳安装 Hall 元件, 测量转子的位置。结果显示, 泵水时当转速超过 3250 转/分、流量大于 1 升/分时, 转子的偏心距逐步减小至 0.07 毫米, 转子的振动幅度逐步减小至 0.05 毫米; 泵血时转子的偏心距更小于 0.05 毫米, 转子的振幅更小于 0.03 毫米^[4]。泵内定子与转子之间的间隙是 0.15 毫米, 如果转子与定子有接触, 则转子的偏心距和振幅都将达到 0.15 毫米。实际上在转速低于 3250 转/分时, 转子的偏心距和振幅确实达到 0.15 毫米。测量所得数据充分反映转子在转速大于临界转速后确实已经实现了悬浮。只是在零流量 (0L/min) 时, 泵内流体动力学性能极差, 转子振动破坏了悬浮的稳定, 因此偏心距始终在 0.15 毫米左右, 定子与转子之间始终有接触。

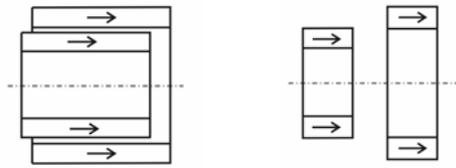
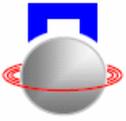


图1 传统常用的永磁轴承(左)和作者自行研制的永磁悬浮轴承(右)

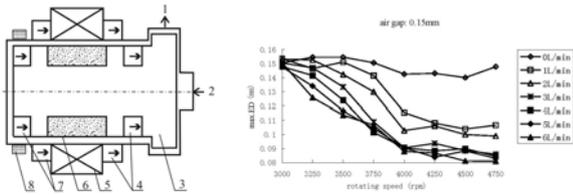


图2 永磁悬浮轴承离心泵。左图为结构图：1-出口；2-进口；3-叶轮；4-作者自行研制的永磁轴承；5-线圈；6-转子磁钢；7-作者自行研制的永磁轴承；8-Hall 元件。右图显示当转速（横坐标）增至 3250 转/分时，转子的偏心距（竖坐标）便开始下降，低于定子与转子间的间隙 0.15 毫米；转速愈高，转子的偏心距愈小，说明转子已脱离定子，实现了悬浮。只是在零流量（0L/min）时，泵内流体动力学性能极差，转子振动破坏了悬浮的稳定，因此偏心距始终在 0.15 毫米左右，定子与转子之间始终有接触。

3 永磁悬浮透平机

永磁悬浮心脏泵的相关论文发表后，学界有人提出，转子是在液体力的作用下悬浮的，与永磁悬浮无关。为此，作者研制了永磁悬浮透平机，工作介质改为空气。图 3（左）为永磁悬浮轴承透平机模型的整体图，上部有风叶，以便可以用高压空气吹动其旋转，下部是悬浮轴承的结构，与永磁悬浮心脏泵相似，只是尺寸放大 4 倍。装置的下端装有 4 个 Hall 元件，测量转子的位置，方法与永磁悬浮心脏泵相同。当空气压缩机将透平机风叶吹到转速高于 3000 转/分后，让其自然旋转降速，同时记录即时转速及 Hall 元件的感应电压，并转换成偏心距，结果如图 3（右）所示。从图可看出，当转速大于 1800 转/分时，转子的偏心距小于 0.15 毫米；当转速小于 1800 转/分时，转子的偏心距可能达到 0.15 毫米。这时转子与定子间的间隙是 0.15 毫米。转子偏心距小于上述间隙，说明转子与定子没有接触，转子是悬浮的；反之，若转子的偏心距达到此间隙，表明转子与定子有接触，转子没有达到悬浮。在 0.15 毫米的气隙内生成气膜轴承的可能是没有的，因此可以肯定永磁悬浮透平机转子的悬浮是

由磁力完成的。

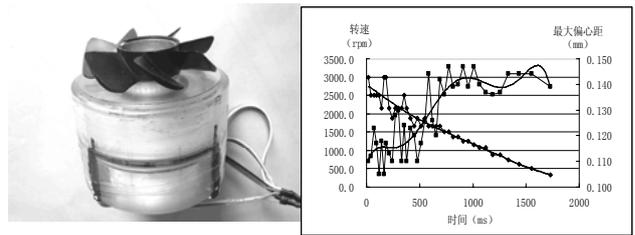


图3 永磁悬浮轴承透平机模型(左)及其试验结果(右)。当转速(RPM)高于1800转/分时，转子的最大偏心距(ED)小于转子与定子之间的间隙，说明转子与定子之间没有机械接触，转子是悬浮的；反之，当转速低于1800转/分时，转子的最大偏心距有可能达到转子与定子之间的间隙，说明转子与定子之间有可能有机械接触，转子没有悬浮。

永磁悬浮轴承透平机模型的试验结果说明永磁悬浮轴承能单独实现永磁悬浮的平衡稳定；同时说明永磁悬浮不仅在小型和微型机械如心脏泵，而且在较大型和大型机械如透平机，都可以得到应用。

4 讨论和结论

如前所述，Earnshaw 原理断言，永磁悬浮在静态不能稳定，在动态永磁悬浮能否稳定，为何能达到稳定，无人给出答案；不可忽略的事实是，Earnshaw 原理是在静态推导的，仅考虑纯永磁力场，当永磁悬浮体处于动态时，譬如永磁悬浮体旋转时，在永磁力场内不仅具有永磁能量，而且具有旋转动能；还应该看到，纯永磁力场内没有最小能量点，因此没有稳定平衡点，但当永磁能量与旋转动能叠加后就有可能存在最小能量点，就有可能达到稳定的平衡；所以，当转速较高时即旋转动能较大时稳定的悬浮便发生了。

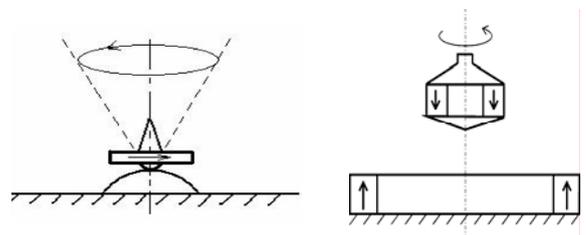


图4 陀螺效应示意图(左)及陀螺仪玩具原理图。在左图中，若陀螺不旋转或转速不够快，就不可能在球面上站立，就会掉下来；若陀螺旋转而且转速够快时，就能在球面上稳定地旋转；右图是玩具陀螺仪的原理，同样转速大时陀螺能腾空悬浮，转速低时就会掉下来。

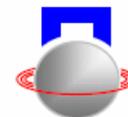


图 4 左演示陀螺在球面上稳定旋转的情形,但当它的转速降到一定值时,就会掉下来;图 4 右是玩具陀螺仪的原理图^[5]。同样地,当小磁环转速够高时能悬空旋转,转速降到一定程度便会掉下来。玩具陀螺仪的双环充磁方向与作者的永磁轴承不同,正如上述,后者占用的轴向距离较小。

作者理解陀螺在其转速较高时能保持稳定旋转的性能为陀螺效应。永磁悬浮心脏泵和永磁悬浮轴承透平机的试验结果说明,它们的转子分别在 3250 转/分和 1800 转/分处发生从不稳定到稳定的转变,作者定义此转速为陀螺效应临界转速,看起来似乎转动惯量越大,临界转速越低。更深入的定量分析工作正在进行中。

陀螺效应可以用牛顿第一定律即惯性定律来解释,就像骑自行车一样,只要有足够的速度就不会翻车,虽然在理论上两个轮子的自行车是没法保持平衡的。人们可以很容易地控制一辆前进中的自行车,但要让一辆停止的自行车稳定地站着,没人可以办到。

诚然,永磁悬浮装置在起动时、达到临界转速前,以及停机时越过临界转速后,转子与定子之间都会产生磨擦,就有人以此来否定永磁悬浮。不过,对于频繁反复开、停的旋转机械,确实不适用永磁悬浮技术。事实上,毕竟要求长期、连续运转的机

械比较多。永磁悬浮不需电磁悬浮的位置测量及控制系统,不需超导悬浮的冷却系统,具有许多特有的优点,如结构简单,成本低,可靠性高,等等,随着永磁悬浮技术的不断完善和成熟,其应用也必将越来越广泛^[6]。

参考资料

- [1] Earnshaw S. On the nature of molecular forces which regulate the constitution of luminiferous ether. *Tran. Camb. Phil.* 1839, Soc. 7:97-112
- [2] Okada Y, Ueno S, Ohishi T, Yamane T, Tan CC. Magnetically levitated motor for rotary pumps. The 4th Congress of the International Society for Rotary Blood Pumps. Waseda Univ., Tokyo, Japan, August, 1996
- [3] Qian KX. Novel magnetic spring and magnetic bearing. *IEEE Trans. Magnetics.* 2003, 91(1):559-561
- [4] Qian KX. Study on stable equilibrium of levitated impeller in rotary pump with passive magnetic bearings.. *J Med. Eng. Tech.*, 2006, 30(2):78-82
- [5] Harrigan RM. Levitron device. U.S. Patent. \$ 382245. May 3, 1983
- [6] Sinha PK. Electromagnetic suspension: dynamics and control", *IEEE Control Eng. Ser.*, 30, 1987

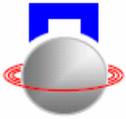
Gyro-effect of Rotating Permanent Magnetic Levitator Extends Earnshaw's Theorem to Dynamic Equilibrium

KX Qian H Wang WM Ru

(Jiangsu Univ., Zhenjiang, 212013, China)

Abstract: Permanent maglev pump and turbine were developed, their rotors could be disaffiliated from stators when rotating speed was high enough over critical speeds. Otherwise, the rotors would have contact with stators. High speed rotating levitator has a so-called "Gyro-effect" which stabilized the unstable passive maglev rotary machine.

Key words: Passive magnetic bearing, Permanent maglev machine, Gyro-effect, Stable equilibrium



新型混合径向磁悬浮轴承工作原理与磁路分析

梅磊 邓智泉 王晓琳

(南京航空航天大学 自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 本文介绍了一种新型混合径向磁悬浮轴承的结构及其工作原理。该混合磁悬浮轴承为同极性结构, 大大降低了转子旋转时产生的磁滞损耗, 因此转子可采用实心结构, 从而可以承受更高的转速。利用等效磁路法推导了其悬浮力、控制电流及转子位移之间的函数关系。该磁悬浮轴承能够广泛地应用于高速电机、飞轮储能等方面。

关键词: 混合径向磁悬浮轴承; 同极性结构; 磁滞损耗; 等效磁路法

引言

磁悬浮轴承的基本原理就是通过调节定子和转子之间的气隙磁场大小来控制转子受到的磁场吸力, 从而使转子稳定悬浮在参考位置。

按照磁场建立方式的不同, 磁悬浮轴承可以分为主动型、被动型和混合型。

主动型磁悬浮轴承^[1]的偏置磁场由在偏磁绕组中通入直流电来建立, 控制磁场由在控制绕组中通入大小和方向都受到实时控制的控制电流来建立, 这种类型的磁悬浮轴承刚度大, 可以精密控制, 但其产生单位承载力所需的体积、重量和功耗也都比较大。

被动型磁悬浮轴承^[2]利用永磁体之间的吸力或斥力来实现悬浮, 其悬浮力完全由永磁体提供, 所需控制器简单, 功耗小, 但刚度和阻尼也都较小, 而且普通的被动型磁悬浮轴承无法单独实现五个自由度的稳定悬浮。

混合型磁悬浮轴承^[3]结合了主动型磁悬浮轴承和被动型磁悬浮轴承的特点, 采用永磁材料代替偏磁线圈来产生所需的偏置磁场, 仅存在一个控制绕组产生所需的控制磁场, 大大降低了偏置电流产生的功率损耗, 电磁线圈所需的安匝数也小于主动型磁悬浮轴承, 减小了产生单位承载力所需的体积和重量, 以上特点使其在对体积和功耗有着严格要求的领域有着不可替代的优势, 因此混合磁悬浮轴承已成为磁悬浮轴承研究与发展的重要方向。

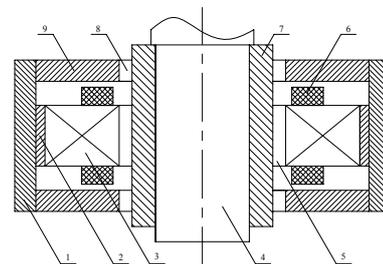
根据转子周向磁场分布的不同, 混合磁悬浮轴承可分为异极性结构^[4]和同极性结构^[5], 异极性结构的磁悬浮轴承的转子旋转时, 转子铁心被重复磁化, 产生较大的磁滞损耗, 转速越高, 磁滞损耗越大。同极性结构形式的磁悬浮轴承, 转子周向磁场极性相同, 转子在旋转时, 磁场变化小, 磁滞损耗

小, 转子可采用实心结构, 从而可以承受更高的转速。

本文介绍的新型混合径向磁悬浮轴承为同极性结构形式, 结构简单紧凑, 在高速离心泵、高速磁悬浮电机系统、飞轮储能等需高速运动场合具有很好的应用前景。

1 混合径向磁悬浮轴承结构及工作原理

1.1 混合径向磁悬浮轴承的结构



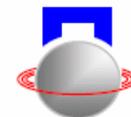
1. 定子套筒; 2. 永磁体; 3. 定子; 4. 主轴; 5. 主气隙; 6. 控制绕组; 7. 转子; 8. 副气隙; 9. 定子圆盘

图 1 混合径向磁悬浮轴承结构示意图

混合径向磁悬浮轴承基本结构如图 1 所示, 其外部为实心的定子套筒和定子圆盘, 内部有一个由硅钢片叠压而成的定子, 定子的四个齿上分别绕有线径和匝数都相同的电磁线圈, 径向充磁的环形永磁体位于定子套筒内表面和定子外表面之间。主气隙位于定子齿与转子之间, 主气隙中的磁场包括偏置磁场和控制磁场, 副气隙位于定子圆盘与转子之间, 副气隙中仅存在偏置磁场。

1.2 混合径向磁悬浮轴承的工作原理

径向充磁的环形永磁体(外 N 极内 S 极)通过



定子套筒、定子圆盘、转子和定子在四个主气隙和两个副气隙中建立偏置磁场，偏置磁场的分布与方向如图 2(a)所示。由于结构的对称性，当转子位于中心位置，励磁绕组没有通电的情况下，在四个主气隙和两个副气隙中的永磁偏置磁通密度分别相等，转子受到的磁场吸力的合力为零。

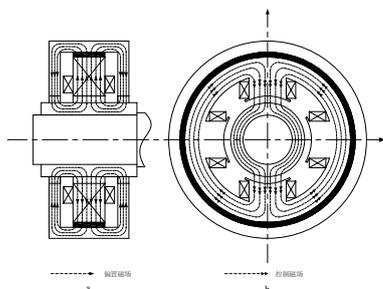


图 2 偏置磁场与控制磁场

其工作原理分析如下：以垂直方向为例，当转子受到一个向上的干扰力使其偏离中心位置向上运动，导致定子上齿及定子圆盘上半部分与转子之间的气隙减小，偏置磁场磁通量 ϕ_{py_1} 增大；定子下齿及定子圆盘下半部分与转子之间的气隙增大，偏置磁场磁通量 ϕ_{py_2} 减小。由于当磁极面积一定时，

磁场吸力的大小与磁通量的平方成正比，即

$$F = \frac{\phi^2}{\mu_0 S}$$

式中 ϕ 为气隙中磁场的磁通量； μ_0 为真空磁导率； S 为磁极面积。因此定子上齿及定子圆盘上半部分对转子的吸力 F_{y_1} 大于定子下齿及定

子圆盘下半部分对转子的吸力 F_{y_2} ，转子将不能回

复到中心位置。为了使转子回复到中心位置，必须在控制绕组中通入一定量的电流，电流的大小和方向决定于转子相对于中心位置偏移量的大小和方向。串联相接的两套绕组在通入电流后在垂直方向所对应的两个主气隙中产生方向一致的控制磁通

ϕ_{gy_1} 、 ϕ_{gy_2} 如图 2 (b) 所示，在定子上齿与转子之间的气隙中偏置磁场和控制磁场的方向相反，气隙磁场磁通量 ϕ_{y_1} 减小；在下齿与转子之间的气隙中

气隙磁场磁通量 ϕ_{y_2} 增大，当 $\phi_{y_2} > \phi_{y_1}$ 时，

$F_{y_2} > F_{y_1}$ ，转子将被拉向中心位置。

同理，无论转子受到任何方向的外扰动，混合径向磁悬浮轴承通过控制器控制励磁绕组中的电流，调节各气隙磁场磁通量的大小，始终能使转子稳定悬浮。

2 混合径向磁悬浮轴承的磁路计算

为了简化分析，首先做如下假设：(1) 忽略漏磁。(2) 只考虑工作气隙磁阻，不考虑铁心磁阻与涡流损耗。在只考虑转子垂直方向和水平方向的平动时，两个副气隙可等效为一个气隙来考虑，将其按垂直方向和水平方向平均分成四等份，则偏置磁通的等效磁路图如图 3 所示，控制磁通的等效磁路图如图 4 所示。

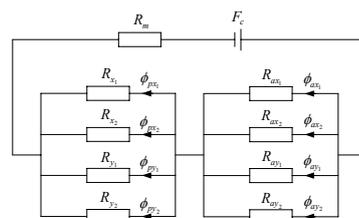


图 3 偏置磁场等效磁路图

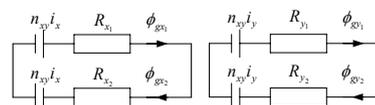


图 4 控制磁场等效磁路图

其中， F_c 为环形永磁体矫顽磁动势。 R_m 为永

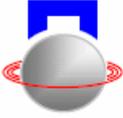
磁体磁阻， $R_m = \frac{L_m}{\mu_m S_m}$ ，其中， L_m 为环形永磁体

径向厚度， μ_m 为永磁材料磁导率， S_m 为环形永磁体中性面截面积。

R_{x_1} 、 R_{x_2} 、 R_{y_1} 、 R_{y_2} 分别为径向四个主气隙磁阻，有：

$$R_{x_1} = \frac{g-x}{\mu_0 S_{xy}}, R_{x_2} = \frac{g+x}{\mu_0 S_{xy}}, R_{y_1} = \frac{g-y}{\mu_0 S_{xy}}, R_{y_2} = \frac{g+y}{\mu_0 S_{xy}}$$

其中， g 为转子位于中心位置时气隙的长度， x 、 y 为转子径向偏移量， μ_0 为真空磁导率， S_{xy} 为主



气隙截面积。

R_{ax_1} 、 R_{ax_2} 、 R_{ay_1} 、 R_{ay_2} 分别为副气隙磁阻，

有：

$$R_{ax_1} = \frac{g-x}{\mu_0 S_a}, \quad R_{ax_2} = \frac{g+x}{\mu_0 S_a}, \quad R_{ay_1} = \frac{g-y}{\mu_0 S_a}, \quad R_{ay_2} = \frac{g+y}{\mu_0 S_a}。$$

其中， S_a 为分割后各副气隙的截面积。

当磁轴承的结构参数一定且转子稳定悬浮时，以上参数为确定值。根据磁路的 Kirchhoff 定律，得各气隙磁场磁通量如下：

$$\phi_{x_1} = \frac{F_c \cdot R}{R_{x_1} \cdot (R_m + R_a + R)} - \frac{2n_{xy} i_x}{R_{x_1} + R_{x_2}}$$

$$\phi_{x_2} = \frac{F_c \cdot R}{R_{x_2} \cdot (R_m + R_a + R)} + \frac{2n_{xy} i_x}{R_{x_1} + R_{x_2}}$$

$$\phi_{y_1} = \frac{F_c \cdot R}{R_{y_1} \cdot (R_m + R_a + R)} - \frac{2n_{xy} i_y}{R_{y_1} + R_{y_2}}$$

$$\phi_{ax_1} = \frac{F_c \cdot R_a}{R_{ax_1} \cdot (R_m + R_a + R)}; \quad \phi_{ax_2} = \frac{F_c \cdot R_a}{R_{ax_2} \cdot (R_m + R_a + R)}$$

$$\phi_{ay_1} = \frac{F_c \cdot R_a}{R_{ay_1} \cdot (R_m + R_a + R)}; \quad \phi_{ay_2} = \frac{F_c \cdot R_a}{R_{ay_2} \cdot (R_m + R_a + R)}$$

其中 n_{xy} 为径向控制绕组匝数， i_x 、 i_y 分别为控制电流，且：

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_{x_1}} + \frac{1}{R_{x_2}} + \frac{1}{R_{y_1}} + \frac{1}{R_{y_2}}$$

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_{ax_1}} + \frac{1}{R_{ax_2}} + \frac{1}{R_{ay_1}} + \frac{1}{R_{ay_2}}$$

3 混合径向磁悬浮轴承的数学模型

该结构的磁悬浮轴承其径向磁场吸力由两部分合成：主气隙产生的磁力 F_{sx} 和 F_{sy} ；副气隙产生的磁力 F_{ax} 和 F_{ay} ，以坐标轴的正方向为力的正方向，则有：

$$F_{sx} = \frac{\phi_{x_1}^2 - \phi_{x_2}^2}{2\mu_0 S_{xy}}; \quad F_{sy} = \frac{\phi_{y_1}^2 - \phi_{y_2}^2}{2\mu_0 S_{xy}}$$

$$F_{ax} = \frac{\phi_{ax_1}^2 - \phi_{ax_2}^2}{2\mu_0 S_a}; \quad F_{ay} = \frac{\phi_{ay_1}^2 - \phi_{ay_2}^2}{2\mu_0 S_a}$$

$$F_x(x, i_x) = F_{sx}|_{y=0} + F_{ax}|_{y=0}$$

$$F_y(y, i_y) = F_{sy}|_{x=0} + F_{ay}|_{x=0}$$

将 $F_x(x, i_x)$ 、 $F_y(y, i_y)$ 分别在 $x=0$ 、 $i_x=0$ 及 $y=0$ 、 $i_y=0$ 处进行泰勒展开，并忽略二阶导数以上的高次项后得到：

$$F_x(x, i_x) = \left. \frac{\partial F_x}{\partial x} \right|_{x=0, i_x=0} \cdot x + \left. \frac{\partial F_x}{\partial i_x} \right|_{x=0, i_x=0} \cdot i_x$$

$$F_y(y, i_y) = \left. \frac{\partial F_y}{\partial y} \right|_{y=0, i_y=0} \cdot y + \left. \frac{\partial F_y}{\partial i_y} \right|_{y=0, i_y=0} \cdot i_y$$

上述两个方程的第一项系数分别为垂直方向和水平方向的位移刚度系数 K_{dx} 、 K_{dy} ，且有：

$$K_{dx} = K_{dy} = \frac{l}{S_a + S_{xy}} \cdot \frac{F_c^2}{8 \cdot \mu_0 \cdot g \cdot (R_m + \frac{g}{4 \cdot \mu_0 \cdot S_{xy}})^2}$$

第二项系数分别为 x 方向和 y 方向的电流刚度系数 K_{ix} 、 K_{iy} ，且有：

$$K_{ix} = K_{iy} = \frac{F_c \cdot n_{xy}}{2 \cdot g \cdot (R_m + \frac{g}{4 \cdot \mu_0 \cdot S_a} + \frac{g}{4 \cdot \mu_0 \cdot S_{xy}})}$$

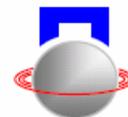
4 实验

采用模拟 PID 控制实现了水平方向和垂直方向的稳定悬浮。磁悬浮轴承定、转子实物如图 5 所示。



图 5 磁悬浮轴承定、转子

具体实验波形如图 6 所示，其左图为转子静止悬浮时的位移传感器的输出电压波形，右图为转子在



10000rpm 时位移传感器的输出电压波形,位移传感器采用电涡流传感器,灵敏度为 16V/mm,10000rpm 时,电压峰-峰值小于 2V,转子振动峰-峰值小于 $\pm 60 \mu\text{m}$:

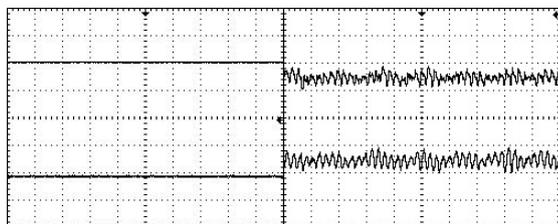


图 6 转子位移波形

5 结论

(1) 混合径向磁悬浮轴承采用一个永磁环体来提供偏置磁通,控制线圈中的电流只用来产生控制磁通,当转子稳定悬浮在中心位置时,控制电流很小。大大降低了磁悬浮系统的能耗。

(2) 只要磁路不饱和,磁轴承的电流刚度与环形永磁体的磁动势成正比,因此在磁轴承的气隙 g 、磁极面积 S_{xy} 、 S_a 等参数确定的情况下,环形永磁体的磁动势越大,则磁轴承的负载能力越大。

参考文献

Schweitzer G, Bleuler H, Traxler A. Active magnetic bearings-basics, properties and application of active magnetic bearings. ETH, Switzerland: Hochschulverlag AG, 1994.

Jean-Paul Yonnet. Passive Magnetic Bearings with Permanent Magnets, IEEE Transactions on Magnetics, 1978, 14(5): 803-805.

Christian Ehmann, Tilo Sielaff, Rainer Nordmann. Comparison of active magnetic bearing with and without permanent magnet bias[C]. Proceeding of the Ninth International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington, Kentucky, USA, August 2004.

Martin Reisinger, Wolfgang Amrhein, Siegfried Silber. Development of a low cost permanent magnet biased bearing[C]. Proceeding of the Ninth International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington, Kentucky, USA, August 2004.

An-Chen LEE, Foam-Zone HSIAO, Dennil KO. Performance limits of permanent-magnet-biased magnetic bearings[J]. JSME International Journal, 1994, 37(4): 783-794.

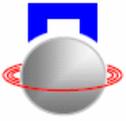
A NEW TYPE HYBRID RADIAL MAGNETIC BEARING'S OPERATING PRINCIPLE AND MAGNETIC CIRCUIT ANALYSIS

Mei Lei Deng ZhiQuan Wang XiaoLin

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: A new hybrid radial magnetic bearing's configuration and operating principle are presented. This is a homo-polar hybrid radial magnetic bearing, It can reduce the hysteresis loss when the rotor is rotating, so a solid rotor can be used which can increase the endurable speed of the rotor. The functional relationships among magnetic force, control current and rotor displacement are revealed by using the theory of equivalent magnetic circuit. It has widely application in high speed motor and flywheel energy storage etc.

Key words: hybrid radial magnetic bearing; homo-polar; hysteresis loss; the theory of equivalent magnetic circuit



磁轴承平面永磁同步电机设计的研究

丁嵩 徐龙祥 王军

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 平面永磁同步电机是一种新型电机, 具有体积小、功耗低等优点, 本文研究了一种将磁悬浮轴承应用到平面电机中的方案, 给出了它的机械结构, 并描述了其磁场分布, 另外平面电机的数学模型也在文中给出。磁轴承平面电机的设计难点在于使悬浮磁场和转矩磁场互不干扰, 本文中设计的转子具有隔磁结构, 初步分析结果是可以达到隔离两磁场的目的。

关键词: 平面电机; 被动悬浮; 隔磁结构

引言

主动磁悬浮轴承 (Active magnetic bearings, 简称 AMB) 是利用磁力作用将转子悬浮于空间、使转子与定子之间实现无机械摩擦支承的一种新型高性能轴承^[1]。它以独特的优越性——无接触, 不用润滑, 无磨损, 寿命长, 刚度和阻尼在线可调, 可适应各种运行条件, 因而使得磁轴承在支承领域越来越具有吸引力, 它在高速机床、汽轮发动机、空气压缩机、真空分子泵、减振器、储能飞轮、多维平台、速率陀螺和卫星天线定位等领域获得了日益广泛的应用。

永磁同步电机 (简称 PMSM) 的研制始于 20 世纪 30 年代, 由于其具有结构简单、体积小、效率高等一系列优点, 在工业生产、民用等方面得到了广泛应用。将磁悬浮轴承技术应用到永磁同步电机上, 有利于发挥其优点, 使其在高速甚至超高速领域得到发展。作为一种新型的电机, 磁悬浮轴承永磁同步电机的发展才经历了十几年, 研究水平还远远没有达到系统和完善的地步。国外的研究进程领先于国内, 日本、德国等国家已经大力开展对这项高新技术的研究, 处于世界领先水平^[2]。

本文介绍了一种新型的磁轴承永磁同步电机——磁轴承平面永磁同步电机。该电机在结构上是主动磁轴承和平面永磁同步电机的组合, 由于平面式永磁电机的磁路是轴向方向的, 而磁轴承的磁路是径向方向的, 所以在一定的隔磁结构下, 可以保证两者互不干扰, 因此可以实现转矩绕组和悬浮力绕组的解耦控制。

1 运行原理

图 1 是磁轴承平面永磁同步电机的示意图, 它的电机部分采用的是平面永磁同步电机的结构, 而磁轴承部分则是采用的普通的片状径向磁悬浮轴

承结构, 在径向两个自由度上实现主动悬浮, 而其它自由度上实现被动悬浮^[3]。磁轴承平面永磁同步电机是根据悬浮力磁场与转矩磁场在方向上的垂直关系, 让两者相处与转子的同一层面内的不同部位, 实现两磁场在结构上的解耦, 从而减小了转子的体积。

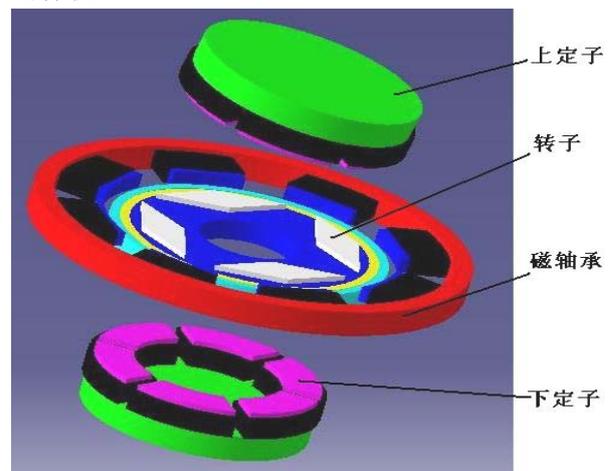


图 1 电机结构

2 电机结构

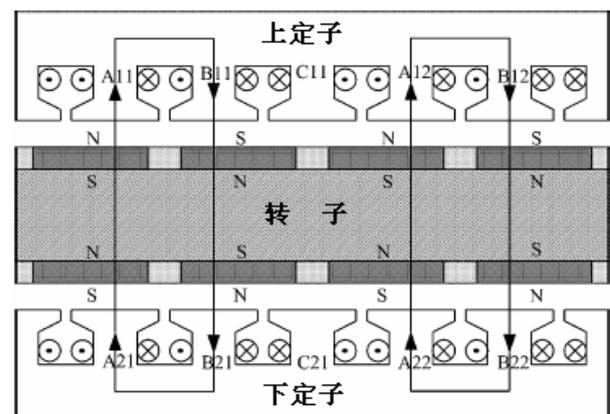
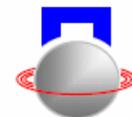


图 2 转矩磁场简化模型

磁轴承平面永磁电机的转矩产生原理可以从图 2 所示的简化模型得到解释。显然可以看出它的



气隙是平面型的，磁场方向是沿轴向的。在转子的上、下表面各有四个平面永磁贴片，两个N极和两个S极相互间隔排列，而定子则有六个凸极，上绕制线圈并通以三相电流，从而在气隙中产生一个四极的旋转磁场，且一共有两个定子，在转子的两侧对称分布。转子表面的永磁贴片产生的磁场和定子绕组产生的磁场都可以近似地看作是正弦分布的，它们共同激发了磁力，即为电机转矩和轴向吸力^[4]。

为了研究方便，可以把转子表面的由永磁贴片形成的磁场等价看作是由通电线圈产生的^[5]，线圈匝数为 N_f ，电流大小为 i_f 。而 N_f ， i_f 的大小可由下式来得到：

$$N_f i_f = 2PH_m l_m = 2P \frac{B_m l_m}{\mu_r \mu_0} \quad (1)$$

其中 H_m 是永磁体的磁场大小， B_m 是永磁体的磁感应强度大小， l_m 是永磁体的厚度， μ_0 是真空中磁导率率， μ_r 是永磁贴片的相对磁导率。

把定子的三相电流转化到旋转坐标系中，经过推算，可得到单边的转矩和轴向吸力的最终表达式：

$$T_s = \frac{3\mu_0\pi(R_0^2 - R_i^2)N_s N_f}{16Pg} i_f i_q \quad (2)$$

$$F_s = \frac{\mu_0\pi(R_0^2 - R_i^2)}{16P^2 g^2} \cdot [N_f^2 i_f^2 + \frac{5}{2} N_f N_g i_f i_d + \frac{3}{2} N_s^2 (i_d^2 + i_q^2)] \quad (3)$$

其中 N_s 是定子中每相绕组的匝数， R_i 、 R_0 是转子的内、外半径， P 是磁场极对数， g 为单边磁场气隙的大小， i_d 、 i_q 为d轴电流和q轴电流的大小。于是，总的转矩和轴向力可表示为：

$$T_{\text{总}} = T_{\text{上}} + T_{\text{下}}$$

(4)

$$F_{\text{总}} = F_{\text{上}} - F_{\text{下}} \quad (5)$$

由此可见，通过改变 i_d 可以改变轴向力 $F_{\text{总}}$ 的大小，但并不会影响到转矩 $T_{\text{总}}$ 大小。因此，当径向磁轴承无法产生足够的轴向被动悬浮力时，可以通过控制 $F_{\text{总}}$ 的大小来实现轴向的主动悬浮。^[6]

3 轴承结构

磁轴承平面永磁电机的轴承部分采用普通的径向磁悬浮轴承的8极对称式结构，如图3所示。

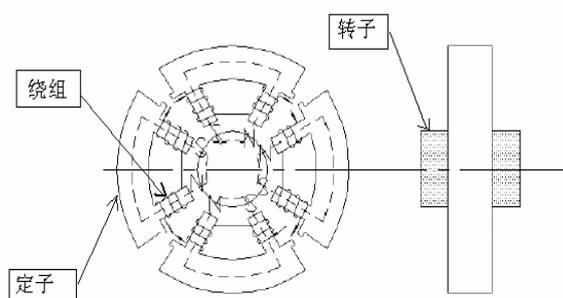


图3 磁轴承示意图

它的磁场是在径向平面内分布的，并且X方向和Y方向的悬浮力的控制是独立的，最终可以表示成：

$$F_y = k_i \cdot i_x + k_y \cdot y \quad (6)$$

其中： k_i 是电流—力系数， k_y 是位移—力系数^[7]。

4 被动悬浮原理

要让一个转子实现稳定悬浮，需控制住它在五个自由度（包括四个径向自由度和一个轴向自由度）上的运动，但由于本电机的转子为轴向长度较直径小得多的片状转子，所以只需主动控制两个径向自由度的悬浮，而让其于三个自由度通过被动悬浮力实现悬浮。如图4所示，当转子发生轴向偏移时，磁力会将转子拉向磁阻最小的方向，即产生一个磁拉力，将转子拉向平衡位置；而当转子发生角度偏移时，同理也会产生相应的磁拉力矩迫使转子回到平衡位置^[8]。

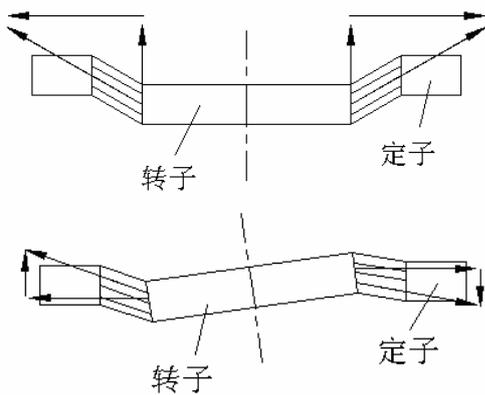
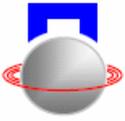


图4 被动悬浮原理图

5 转子结构与隔磁效果

如图5所示,磁轴承平面永磁电机的转子由内向外可以分为三个部分:电机转矩部分、隔磁部分、磁悬浮轴承部分。转矩磁场分布在转子内圈,悬浮磁场分布在转子外圈,这两者中间的隔磁环起到使两磁场互不干扰的作用。图6是通过Ansys软件仿真的结果,可以看出悬浮磁场在转子中的分布主要局限在外圈中,隔磁效果良好。

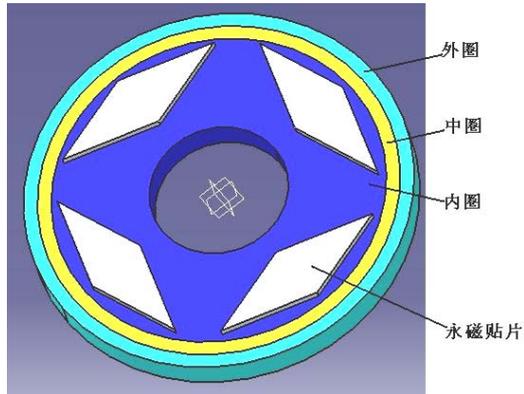


图5 转子结构

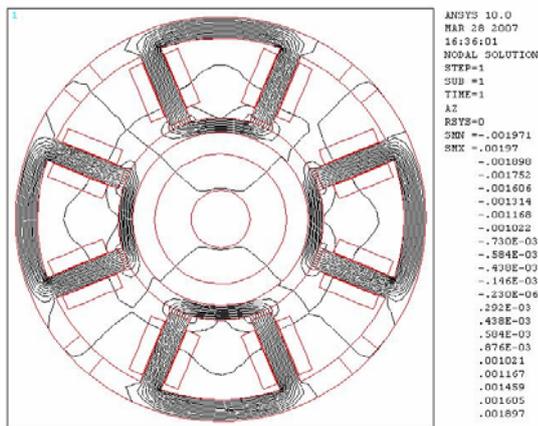


图6 Ansys软件仿真悬浮磁场分布的结果

6 结束语

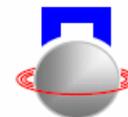
(1) 本文提出了一种将主动磁悬浮轴承应用到新型的平面永磁同步电机中的方案,并设计出了其主体的机械结构,给出了各部分的数学模型。

(2) 磁轴承平面永磁同步电机的主要设计难点在于使悬浮磁场和转矩磁场互不干扰,本文设计了一种具有隔磁结构的转子,仿真结果表明其具有一定的隔磁效果。

(3) 本文还主要处于对磁轴承平面永磁同步电机的主体结构的初步设计阶段,今后还需要通过大量的计算、仿真与实验来优化这一设计。

参考文献

- [1] G. Schweiter, H. Bleuler, A. Traxler, Active Magnetic Bearings—Basics, Properties and Application of Active magnetic Bearings, ETH, Switzerland, 1994.
- [2] 陈保进,朱火晃秋,王德明.无轴承永磁同步电机基本原理及研究现状[J].排灌机械,2003(1):42-45.
- [3] 张小雷,片状无轴承永磁电机的研究及优化设计,[硕士学位论文],南京航空航天大学,2005:33-35
- [4] Chi Zhang, Student Member, IEEE, and King Jet Tseng, Senior Member, IEEE. A Novel Flywheel Energy Storage System With Partially-Self-Bearing Flywheel-Rotor. IEEE. 2005. 0885-8969.
- [5] A. Cavagnino, M. Lazzari, and F. Profumo, "Axialflux interior PM synchronous motor: Parameters identification and steady-state performance measurement-s," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 6, pp. 1581 - 1588.
- [6] Yohji Okada, Naoto Yamashiro, Kunihiro Ohmori, Toru Masuzawa, Member, IEEE, Takashi Yamane, Yoshiaki Konishi, and Satoshi Ueno, Member, IEEE. Mixed Flow Artificial Heart Pump With Axial Self-Bearing Motor. IEEE. 2005. 1083-4435.
- [7] 曾学明,磁轴承电控系统的研究,[博士学位论文],南京航空航天大学,2002.
- [8] R. Schob and N. Barletta. Principle and application of a bearingless slice motor. In: Proc. 5th Int. Symp. Magnetic Bearings, Kanazawa, Japan. 1996:313-318.



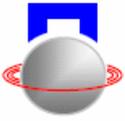
RESEARCH ON DESIGNING THE MAGNETIC BEARING PLANE-TYPE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Ding Song Xu Longxiang Wang Jun

(College of Mechanical and Electronic Engineering , Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing , 210016 China)

Abstract: Plane-type Permanent Magnet Synchronous Motor is a new motor with small size, low power consumption advantages. A program of applying the magnetic bearing to this type of motor was researched in this paper. Its mechanical structure and magnetic field distribution are described in this paper, and the mathematical model of the Plane-type Permanent Magnet Synchronous Motor is also got here. The difficulties of this designing is making the suspended magnetic field and torque magnetic field non-interfere. The rotor designed in this paper has a magnet-isolation structure, and the preliminary analysed result showses that it could achieve the purpose of separating the two magnetic field.

Key words: Plane-type Permanent Magnet Synchronous Motor; Passive suspension ; magnet-isolation structure



51 单片机在磁悬浮人工心脏泵驱动电机的应用

雷永锋¹ 汪希平¹ 常宇² 夏翠艳¹ 江鹏¹

(¹上海大学 机电工程与自动化学院 上海 中国 200072 ²北京工业大学 生命科学与生物工程学院 北京 中国 100022)

摘要: 本文介绍了一种可用于人工心脏泵的爪型永磁同步驱动电机的结构与设计方法。该电机采用 AT89S51 单片机输出三种波形(方波、正弦波、梯形波)作为其驱动激励信号,改变驱动激励信号的频率,可以改变该人工心脏泵转子的转速,即可达到调节和控制血液输出的流量及压力。在无接触的磁悬浮支承下,该电机可以使人工心脏泵获得更优越的性能。

关键词: 磁悬浮; 工心脏泵; 片机

前言

电磁轴承由于其具有无接触、无摩擦和无润滑等优点^[1]很好地满足了人工心脏的多种苛刻要求,能够解决使用传统轴承支撑的人工心脏设计中轴承对血液的碾压造成对血细胞的破坏,以及轴承的密封等问题。所以电磁轴承日益成为人工心脏泵研究领域的热点。

而泵电机的驱动问题是人工心脏泵的关键问题,当前国内在人工心脏泵的驱动电机主要是采用直流电机或带变频装置的永磁同步电机方式,具有结构简单,输出转速高等优点^{[2][3]},但由于其转速可调装置不够灵活。由于人工心脏泵事关病人的生命安全问题,所以必须要求高可靠性和高稳定性以及高的模拟人的心脏功能的逼真性,这就要求所设计的各种人工心脏泵必须要尽可能的接近真实的的心脏功能。其中主要的是要实现血液的流量和压力的可调性和智能化,要求人工心脏泵必须根据病人的具体情况适时改变心脏泵的转速以及驱动波形,以改变输出血液的流量和压力,从而满足病人实际生理需求。

针对上述所说,本文设计了一种新型的人工心脏泵——爪型永磁同步驱动电机。它采用AT89S51单片机输出三种波形(方波、正弦波、梯形波)作为永磁同步电机定子的脉冲发生器,在经过驱动电路后作为心脏泵的脉冲输入驱动电机和叶轮旋转。该驱动系统可以满足适时可调永磁同步磁场频率改变永磁同步驱动电机转速,从而适时改变水泵的输出流量和压力。

限于篇幅,本文不讨论磁悬浮支承和位置传感

器的相关内容。

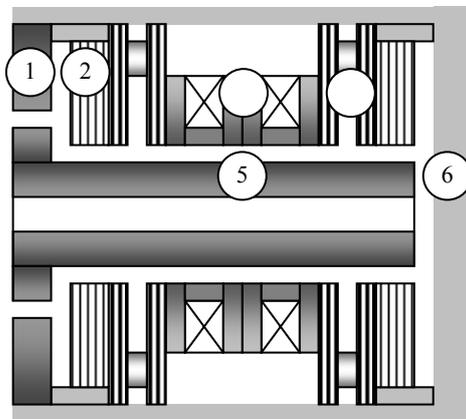


图1 一种磁悬浮人工心脏泵的结构图
图中:①永磁轴向轴承 ②径向位移传感器 ③径向混合磁力轴承 ④爪型永磁同步驱动电机 ⑤心脏泵组合转子 ⑥外壳

1 悬浮人工心脏泵及驱动电机的结构

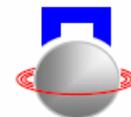
1.1 磁悬浮心脏泵的的总体结构

本文设计的一种磁悬浮人工心脏泵结构如图1所示。图中的心脏泵转子由2个组合式永磁偏置主动控制径向混合磁轴承与1个永磁被动轴向磁轴承实现完全的悬浮,转子四周除血液外没有任何的接触物质。心脏泵转子的位置将由内置式电感位移传感器时实监测,并通过外部的主动磁悬浮支承控制系统实现位置的控制。

驱动电机安装在心脏泵的中部,电机的定转子之间有非金属材料的血液隔离套分开,转子与磁轴承的转动部分组装为一体,电机转子在定子旋转磁场的作用下,将携带组合转子一同旋转。

1.2 驱动电机的特点与结构

* 国家自然科学基金项目(50475181)和上海高校选拔培养优秀青年教师科研专项基金(YQ306006)联合资助



本文设计的心脏泵电机是两相定子绕组组成的爪极式永磁步进电动机^[5]，其结构可以参考图 2 所示。图 3 是实际加工完成的定子绕组。本文涉及的爪极式电机由 4 个带爪的法兰盘和一个圆环形永久磁铁组成。由图 2 可清晰分辨其 A、B 两相定子绕组、上下 2 个带爪的法兰盘及其相对安装位置。2 个法兰盘的爪数相等，且应设计为其极数的 1/2，二者的爪子互相错开，沿圆周均匀分布。图 2 中间部分为圆环形永磁磁铁（电机的转子），沿磁铁的周向按照设计的极数充磁。

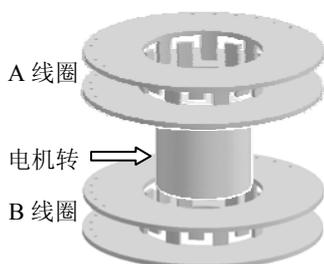


图 2 电机转子和定子的安装位



图 3 实际电机定子照片

2 磁悬浮心脏泵驱动系统设计

2.1 电机的驱动原理

磁悬浮人工心脏泵驱动系统由 8051 单片机来产生两个相位相差 90° 的信号。本文设计的电路可以产生阶梯波、矩形波和正弦波三种波形。任何一种波形均可通过图 3 中的定子绕组 A 和 B 励磁线圈产生旋转磁场，从而带动电机转子的旋转。图 4 是脉冲时序分配图，图 5 是电机转子磁极旋转位置说明。

下面以图 4 中的阶梯波（图中最上面的一组）为例来说明电机转子的旋转原理。将圆形法兰盘及线圈按平面展开（如图 5 所示），A、B 线圈分别为两个周向分布的径向磁轴承。当第一个脉冲信号过来时 A 线圈导通，B 线圈截止，电机 A 线圈的法兰盘的各爪极 1, 2, 3...16 产生的磁极性分别为 N、S、N、S，依此类推，转子对应于各爪极的磁极性则是 S、N、S、N，依此类推，此时转子的 S 极 1 对应 A1，其他依次对应；当第二个脉冲信号过来时，A 线圈截止，B 线圈导通，电机 B 线圈法兰盘的爪极磁极性则会向左或向右进一步变为 S、N、S、N 依此类推下去，对应的永磁转子 S 极 1 向右转过一个电角度 α ，对准 B2 极；第三个脉冲到来时 A 线圈反向导通，B 线圈截止，此时，转子的 S 极 1 又向右转过 α ，与 A2 对准，如此循环，当一系列

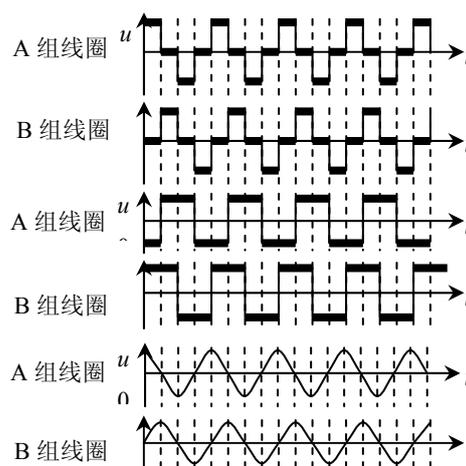


图 4 励磁线圈驱动原理及励磁线圈输入脉冲时序图

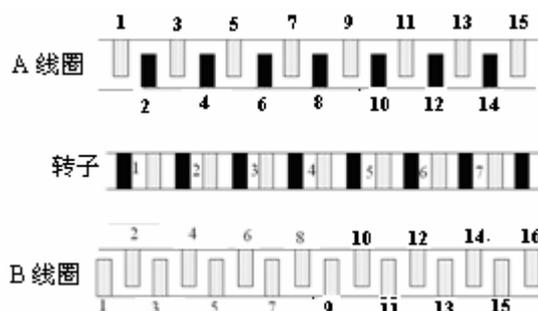


图 5 电机转子旋转原理说明图

的脉冲流入定子 A、B 线圈后，转子的 S 极 1 依次对应顺序，A1-B1-A2-B2-A3-B3...A16-B16-A1-B1。由此就实现了电机定子的转动。

同理可推得另外两种波形（方波和正弦波）的驱动原理。

2.2 驱动电路结构原理

硬件电路部分本实验装置采用 AT89S51 + DAC0832^{[4][5]}，072 等芯片组成脉冲波形产生及调频电路，其驱动电机控制系统原理框图如图 6 所示。

CPU 芯片选用 AT89S51，内部含有 4 k 的 FLASH，用来存储程序和数据库；D/A 转换电路由 DAC0832 和两个运算放大器 072 组成。当 A 组线圈的电压相位超前 B 组线圈时，电机正转，反之，电机反转。

电机驱动电路由脉冲调幅电路和 OPA544 组成。从 AT89S51 + DAC0832 出来的相差 90° 的脉冲信号经过调幅电路和功率放大电路后，驱动电机。

人机接口电路主要是用来波形选择开关及档位显示和频率调整开关及档位显示。

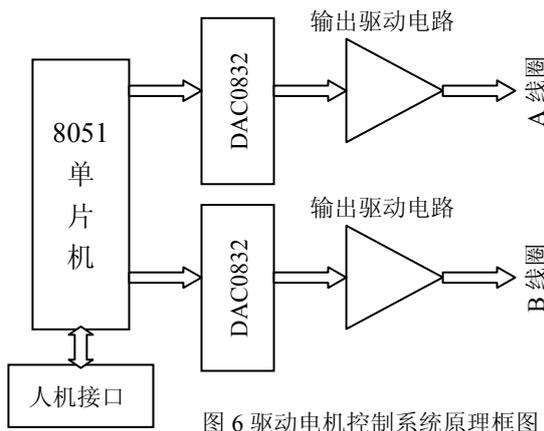
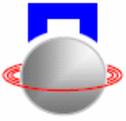


图6 驱动电机控制系统原理框图

3 控制程序的编制

针对设计要求，电机脉冲波形发生器可以产生方波(矩形波)、阶梯波、正弦波等常见波形。波形发生器的程序由系统主程序、波形子程序和调频中断子程序组成。本系统程序全部由汇编语言编写保证了系统的高效和稳定运行。系统主程序主要完成系统的原始参数设定、人机接口、波形选择、系统安全等功能。波形子程序分为方波子程序、三角波子程序、锯齿波子程序和正弦波子程序。波形子程

序的功能主要包括：波形数字信号的函数生成、延时调解、循环周期和输入等。调频中断子程序的功能是系统在中断状态下实现当前输出波形的频率调解各程序流程图如图7所示。

程序对系统初始化之后则进入等待状态，等待用户选择波形，然后调用相应的波形子程序，此时则在运算放大器的输出端输出相应的波形信号，同时在显示器上显示相应的波形标志和频率。在波形发生期间，可以按频率调整键(增大键和减小键)，此时则执行中断程序，若是“增大键”则减小延时时间，反之则增大延时时间。若一直按此两键之一不放，则频率一直变化，直到不再按此两键为止，并从中断程序返回，继续执行波形发生子程序；在一种波形的发生期内，可以直接选择其它的波形键，此时则调用所选波形的子程序，对波形的调整同上所述

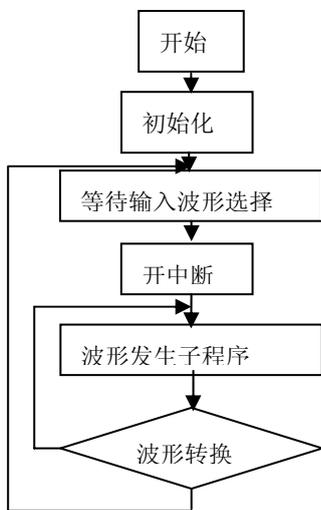


图 7.1 主程序流程图

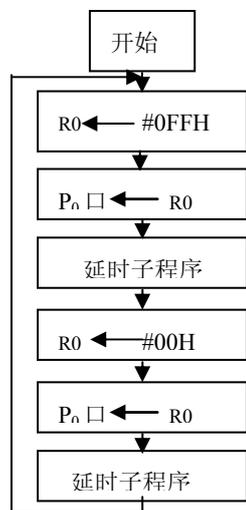


图 7.2 方波流程图

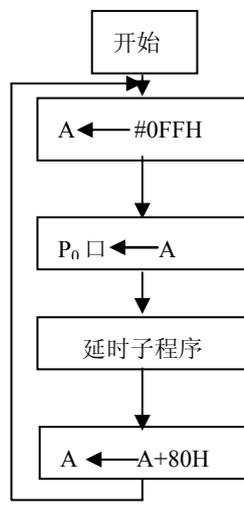


图 7.3 阶梯波流程图

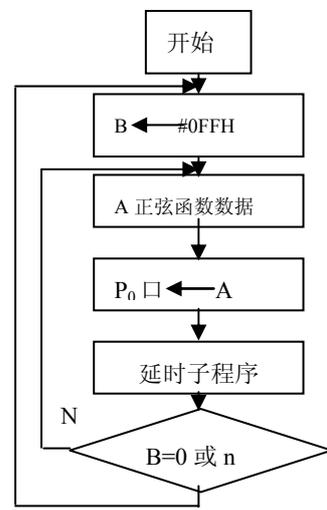


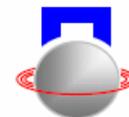
图 7.4 正弦波流程图

4 实验数据及结果

本电机的实验控制电路板及实验环境如图8所示。该电机的驱动电压为5—12v，单线圈电流≤1A，单片机输出的电机驱动脉冲的频率范围为10~1KHz。运行中，当单片机工作正常后，通过按钮选择波形和调节脉冲频率，实现了电机的正常转动。适时改变单片机脉冲波形的频率，可以使得电

机在三种波形驱动下稳定运行。配合悬浮电路使得磁悬浮人工心脏泵电机实现了稳定悬浮。通过光电测速仪器得出各波形及其相关频率下的电机转速如表1所示

上述电机的样机经过长时间的运转后，外磁驱动系统温升仍然很小，从而避免了传统方法中因为



温升过大而引起的电机损坏

5 结论

表 1 三种驱动波形下电机对应的转速(r/min)

驱动信号频率 (Hz)	10	30	40	50	60	70	80
正弦波	75	225	300	375	450	525	600
方波	75	225	300	375	450	525	600
阶梯波	75	225	300	375	450	525	600

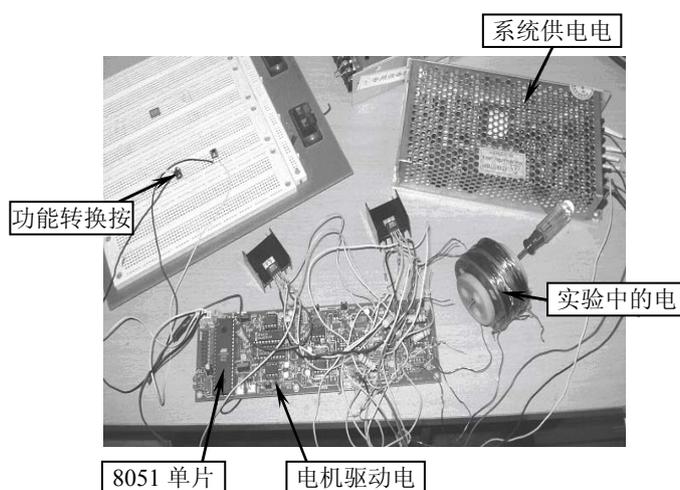


图 8 磁悬浮人工心脏泵电机的测试环境

本系统采用AT89S51+DAC芯片驱动人工心脏泵电机的方法，其控制方法简单有效，适合于根据实际需要而适时地改变电机的驱动波形和脉冲频率，从而改变电机的转速和驱动转矩，也从而改变人工心脏泵的血液输出量和输出液压，实现了对人工心脏泵电机的适时操作，所以特别适用于实际需要。

参考文献

- [1]. 汪希平. 电磁轴承系统的参数设计与应用研究[博士学位论文]. 西安: 西安交通大学. 1994
- [2]. 陈建伟, 谭建平, 龚忠良, 云忠. 微型轴流式血泵外磁驱动电路设计[J]. 国外电子元器件. 2004 年第 11 期, 4-6
- [3]. 李开成, 张健梅. 爪极永磁同步电机的设计特点[J]. 微电机. 1998 年, 第 31 卷第 1 期, 7-9
- [4]. 张毅刚, 彭喜源, 谭晓昀等. MCS-51 单片机应用设计. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社. 1997 年 12 月
- [5]. 赵佩华. 单片机接口技术及应用. 北京: 机械工业出版社. 2005 年

作者简介: 雷永锋 (1980—), 男, 湖南郴州人, 上海大学机电工程与自动化学院硕士研究生, 上海市闸北区延长路 149 号 224 信箱, 200072。研究方向为磁悬浮系统智能控制方法与动力学特性的关系。手机: 13564539257, E-mail: nplsir@163.com

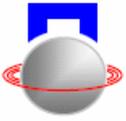
An application of MCU on the drive motor of magnetic-Levitation artificial heart pump

Lei Yongfeng¹ Wang Xiping¹ ChangYu² Xia Cuiyan¹ JiangPeng¹

(1. School of Mechanics and Automation, Shanghai University, Shanghai China; 2. School of Life Science and Biotechnology, Beijing University of Technology, Beijing, China)

Abstract: This paper introduces a structure and design of claw-type permanent magnet synchronous motor which can be used for artificial heart pump. Micro-Controller Unit (MCU) output three waveforms(square wave, sine wave, trapezoidal wave) as drive excitation signal of Motor. Changing drive excitation signal can change the speed of artificial heart pump, and can regulate and control the output of blood flow and pressure. With the support of the non-contact magnetic bearing, the motor can make the artificial heart pump have better performance.

Keyword: Magnetic-Levitation; Artificial heart pump; Micro-Controller Unit



交替极无轴承永磁电机的悬浮原理与实现

仇志坚 邓智泉 王晓琳 孟令孔

(南京航空航天大学 自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 传统永磁型无轴承电机悬浮力和转矩控制存在耦合, 为此本文对一种新型交替极转子结构的无轴承永磁电机的磁悬浮原理进行了深入分析和数学建模, 指出该类型电机所具有的独特悬浮控制和转矩控制解耦的特点, 并构建了无轴承交替极永磁电机的实时控制系统。实验结果表明实现了该新型无轴承永磁电机的动、静态稳定悬浮, 验证了悬浮与转矩控制解耦的特性。

关键词: 永磁电机; 无轴承电机; 交替极电机; 悬浮力; 磁悬浮

引言

自上世纪九十年代以来, 将电机旋转与悬浮支撑功能集成于一体的无轴承电机在国内外已经获得了广泛关注和研究。其中永磁型无轴承电机相对于其他类型的无轴承电机, 以其大功率、长寿命、高效率 and 体积小等优势, 在飞轮储能、泵类、压缩机、卫星姿态调整等领域更具备实用化基础^[1-3]。目前, 不同转子结构的无轴承永磁电机已相继研发出现。例如, 表贴式^[4-6]、插入式^[6]、埋入式^[8-11]、同极式^[11]、混合式^[13-14]等。但是, 这些电机的悬浮控制绝大多数需要事先获得转子的旋转位置角, 因此悬浮性能很大程度上受到转矩控制的影响, 难以实现两者的真正解耦。此外, 大多数永磁型无轴承电机悬浮和转矩性能相互制约, 永磁体厚度选择必须折中考虑^[15-16], 从而导致承载力和刚度较小、弱磁能力差、永磁体易退磁等诸多问题, 严重制约了永磁型无轴承电机的应用和发展。

无轴承交替极电机是近年来出现的一种新型无轴承永磁电机^[17-21]。其定子上转矩绕组极对数(p_1)和悬浮绕组极对数(p_2)关系并不满足普通无轴承电机 $p_1=p_2\pm 1$ 的一般规律。而转子结构类似普通的交替极永磁电机, 即永磁体沿径向方向为同极性排列, 永磁体之间的铁心凸极被相应的沿径向方向磁化成另一相同极性, 从而永磁体磁极与转子铁极极性构成交替分布。正因为这种特殊的转子结构, 使得交替极无轴承电机能有效的减小传统无轴承永磁同步电机转矩与悬浮性能之间的耦合效应。

其中文献[17]、[18]对该电机的结构、工作原理及其特点进行了阐述, 提出采用分布式绕组代替集中绕组来减小径向悬浮力的扰动, 并进行了仿真

和实验。文献[19]考虑转子静、动态偏心, 负载扰动等工况, 提出一种计算电机径向悬浮力数学模型的解析方法, 并从理论上定性分析了不同气隙磁密谐波对悬浮力的影响, 从而为电机建模和优化设计奠定了一定基础, 但缺乏实验验证, 所得到的数学模型也极为复杂。文献[20]、[21]对传统无轴承永磁电机(表贴式、插入式)与交替极无轴承永磁电机的转矩和悬浮力进行了分析比较, 并指出在相同转子体积条件下, 无轴承交替极电机产生的悬浮力和转矩均高于前者。

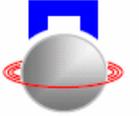
本文以一台交替极无轴承永磁电机为研究对象, 在考虑永磁体磁导不为 0 时, 通过深入分析电机两套绕组相互作用产生的气隙磁场和磁悬浮机理, 推导了该电机的数学模型, 建立了适合实时控制的数字控制系统, 成功实现了交替极无轴承永磁电机的动、静态稳定悬浮。

1 磁悬浮机理与数学模型

1.1 悬浮机理

与传统永磁型无轴承电机类似, 交替极无轴承电机的定子中也有两套不同极对数的绕组, 其中转矩绕组(极对数 p_1)用来产生电磁转矩, 悬浮绕组(极对数 p_2)用来产生可控的悬浮力。转子永磁体沿径向方向充磁并按同一极性排列, 永磁体间的铁极因此被相应统一磁化成另一极性。永磁磁极和铁心凸极极性成交替分布, 故命名为交替极电机^[21]。

由于交替极无轴承电机与传统永磁型无轴承电机转子结构的不同, 其磁悬浮机理也不一样。图 1 为 1 台 $p_1=4$ 、 $p_2=1$ 的交替极无轴承电机悬浮力产生原理图。其中图 1(a)和(b)分别是电机转角为 0°



和 45° 时, 交替极无轴承电机在 x 方向上产生的主动悬浮力示意图^[20]。从图 1(a) 中可知, 当 2 极 x 方向的悬浮绕组 N_x 通入悬浮电流产生的磁链 ψ_x 叠加在 8 极转子永磁体产生的磁链 ψ_m 之上时, 原有气隙磁场的对称分布发生改变。区域 I 中的 ψ_m 与 ψ_x 方向相反, 合成气隙磁场减弱; 区域 II 内的 ψ_m 与 ψ_x 方向相同, 合成气隙磁场加强。此时在转子上产生一个水平 x 方向的磁拉力。同理悬浮绕组 N_y 通入悬浮电流也可产生 y 方向的悬浮力。从图 1 中还可以看到, 无论转子旋转位置如何, 由于转子铁极处的磁阻较小, 悬浮磁链只通过转子铁极, 而不过永磁体磁极部分, 故所产生悬浮力方向与电机旋转位置无关。

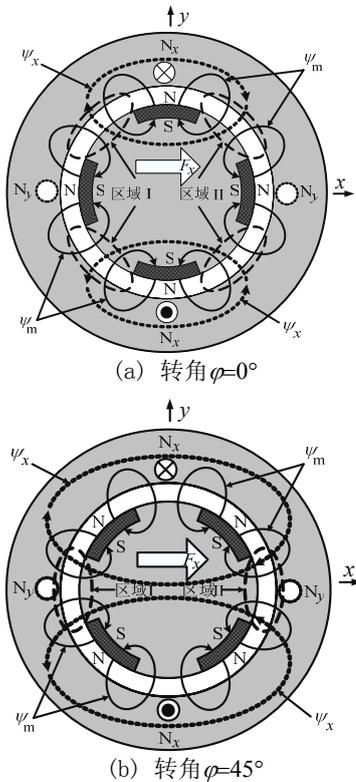


图 1 悬浮力产生原理图

1.2 数学模型

交替极无轴承永磁电机的磁悬浮力由转矩绕组气隙磁场与悬浮绕组产生的磁场在气隙中相互作用产生。为简化数学模型, 先做如下假定^[20]: ① 悬浮绕组 N_x 轴线与水平正 x 方向、转矩控制绕组 A 相轴线重合; ② 只考虑 x 方向悬浮绕组磁动势作用; ③ 转矩绕组磁动势和悬浮绕组磁动势成正弦分布; ④ 磁路为线性; ⑤ 定转子无偏心; ⑥ 忽略定子齿槽效应; ⑦ 忽略绕组端部效应。

由交替极无轴承永磁电机中 p_1 对极转矩绕组电流建立的三相合成气隙磁动势基波为 $F_1(\phi_s) = \hat{F}_1 \sin[p_1(\phi_s - \omega t)]$, 转子永磁体磁场建立的气隙磁动势为 F_m , 由 p_2 对极 x 方向悬浮绕组在气隙中所产生的磁动势基波为 $F_{2x}(\phi_s) = \hat{F}_{2x} \cos(p_2\phi_s)$ 。式中下标“1”, “2”分别对应着 P_1 对极转矩绕组和 P_2 对极悬浮绕组, 下同。 \hat{F}_1 , \hat{F}_{2x} 分别为两绕组的气隙磁动势基波幅值; ω 为转矩绕组电流的机械角频率; ϕ_s 为定子坐标角。则总的合成气隙磁动势为

$$F(\phi_s) = F_1(\phi_s) + F_m + F_{2x}(\phi_s) \quad (1)$$

图 2 为电机沿着定子坐标角 ϕ_s 的气隙磁导分布图。图中 θ_m 、 θ_i 分别是永磁体磁极和铁心铁极的弧度角; ωt 为 t 时刻的转子旋转位置角。

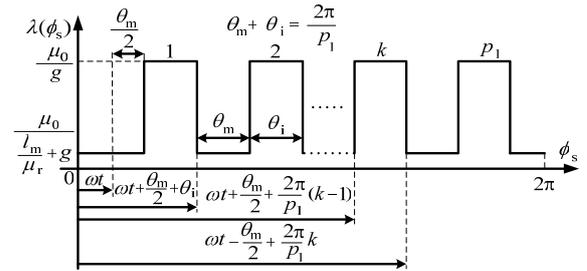


图 2 气隙磁导分布图

由图 2 可知, 单位面积气隙磁导分布 $\lambda(\phi_s)$ 为

$$\lambda(\phi_s) = \begin{cases} \frac{\mu_0}{g} & \omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}(k-1) < \phi_s < \omega t - \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k \\ \frac{\mu_0}{l_m / \mu_r + g} & \omega t - \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k < \phi_s < \omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k \end{cases} \quad (2)$$

$k = (1, 2, 3, \dots, p_1)$

其中 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 为真空磁导率; g 为气隙长度; l_m 为永磁体厚度; μ_r 为永磁体相对磁导率。

设无轴承电机中气隙磁密分布为 $B(\phi_s)$, 则有

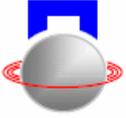
$$B(\phi_s) = \lambda(\phi_s)F(\phi_s) \quad (3)$$

作用在转子表面 dS 面积上的麦克斯韦力为

$$dF = \frac{B^2(\phi_s)dS}{2\mu_0} \quad (4)$$

则麦克斯韦力沿 x , y 方向上的分量为

$$F_x = \int_0^{2\pi} \frac{B^2(\phi_s)lr}{2\mu_0} \cos\phi_s d\phi_s \quad (5)$$



$$F_y = \int_0^{2\pi} \frac{B^2(\phi_s)lr}{2\mu_0} \sin \phi_s d\phi_s \quad (6)$$

其中 l 为电机铁心长度; r 为转子外径。将式(1)、(2)、(3)代入式(5)、(6)积分并累加可得

$$F_x = \frac{\mu_0 lr}{2g^2} \sum_{k=1}^{p_1} \int_{\omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}(k-1)}^{\omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k} F^2(\phi_s) \cos \phi_s d\phi_s + \frac{\mu_0 lr}{2(l_m / \mu_r + g)^2} \sum_{k=1}^{p_1} \int_{\omega t - \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k}^{\omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k} F^2(\phi_s) \cos \phi_s d\phi_s \quad (7)$$

$$F_y = \frac{\mu_0 lr}{2g^2} \sum_{k=1}^{p_1} \int_{\omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}(k-1)}^{\omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k} F^2(\phi_s) \sin \phi_s d\phi_s + \frac{\mu_0 lr}{2(l_m / \mu_r + g)^2} \sum_{k=1}^{p_1} \int_{\omega t - \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k}^{\omega t + \frac{\theta_m}{2} + \frac{2\pi}{p_1}k} F^2(\phi_s) \sin \phi_s d\phi_s \quad (8)$$

当 $p_1 \geq 4$ 、 $p_2 = 1$ 时, 在 x 、 y 方向上转子受到的磁悬浮力分别如下^[20]

$$F_x = \frac{\mu_0 lr}{2g^2} F_m \hat{F}_{2x} (2\pi - p_1 \theta_m) + \frac{\mu_0 lr}{2(l_m / \mu_r + g)^2} F_m \hat{F}_{2x} p_1 \theta_m \quad (9)$$

$$F_y = 0 \quad (10)$$

由式错误! 未找到引用源。、错误! 未找到引用源。可知

(1) 悬浮力中不存在转矩绕组电流建立的三相合成气隙磁动势基波幅值 \hat{F}_1 和 ωt 项, 因而悬浮力的产生与转矩绕组电流和旋转位置角无关, 悬浮控制与转矩控制之间相互独立, 实现了解耦。

(2) x 方向悬浮绕组 N_x 仅产生 x 方向悬浮力, 同理 y 方向悬浮绕组 N_y 仅产生 y 方向悬浮力。其悬浮特性与普通永磁偏置径向轴承类似, 具有内在固有的两自由度悬浮解耦性能。

(3) 由于 $l_m / \mu_r \gg g$, 式(9)中 F_x 第 2 项悬浮力可近似忽略。悬浮力大小与永磁体厚度近似成正比, 永磁体厚度可相应增加以提高输出转矩。因此克服了传统无轴承永磁同步电机转矩与悬浮力折中的问题。

2 控制系统

对交替极无轴承永磁电机, 转矩绕组仍然采用 $i_{1d}=0$ 控制。悬浮力数学模型可简化为^[20]

$$F_x = \frac{\mu_0 lr}{2g^2} F_m \hat{F}_{2x} (2\pi - p_1 \theta_m) \quad (11)$$

$$F_y = \frac{\mu_0 lr}{2g^2} F_m \hat{F}_{2y} (2\pi - p_1 \theta_m) \quad (12)$$

相应的交替极无轴承永磁电机矢量控制系统

框图如图 3 所示。由图中可知, 交替极无轴承永磁电机的悬浮力控制不需要转子的旋转位置角信息, 悬浮力控制得到简化, 悬浮力与转矩也可以各自独立控制。

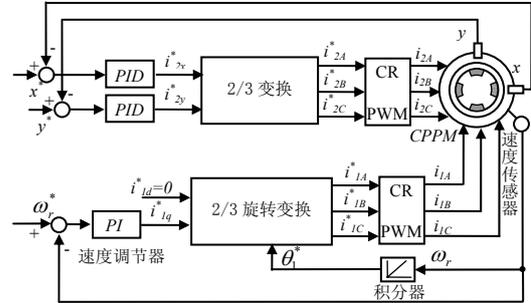


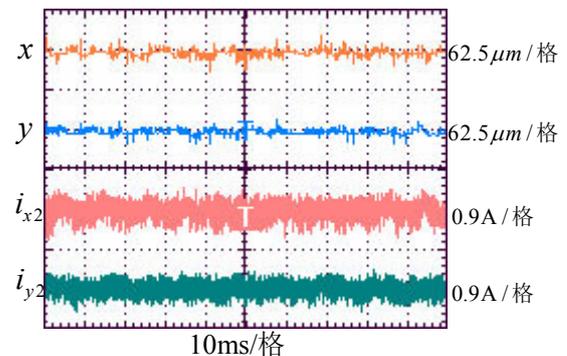
图 3 控制系统框图

3 实验

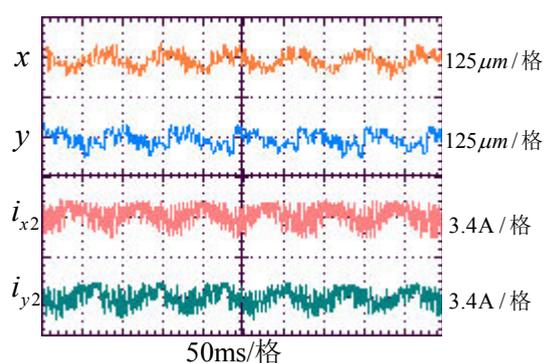
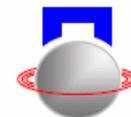
实验样机参数如下: 额定功率 $P_{N1}=11.5\text{kW}$, 额定转速 $n_N=750\text{r/min}$ 。转矩绕组: 8 极 21 槽分数槽叠绕组, 转子 4 块永磁体按同一极性径向磁化, 依次嵌入转子槽内。悬浮绕组: 2 极 21 槽分数槽叠绕组, 辅助轴承总间隙值 $\delta=300\mu\text{m}$ 。

图 4(a)和(b)分别表示转子在静止状态和稳态转速为 750r/min 悬浮时 x 、 y 方向上的径向位移、悬浮绕组电流 i_{x2} 和 i_{y2} 波形。转轴在 x 、 y 方向上总的位移波动范围分别小于 $50\mu\text{m}$ 和 $100\mu\text{m}$, 实现了悬浮。

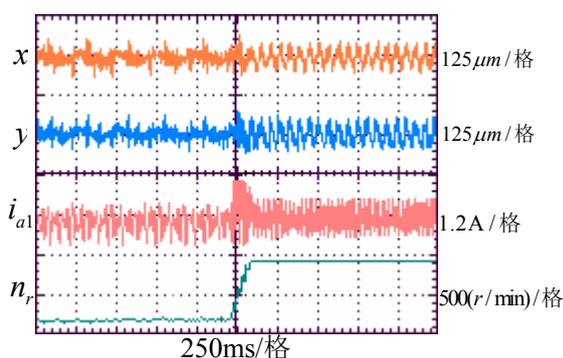
图 4(c)表示电机转速从 250r/min 上升至 1000r/min 时 x 、 y 方向上的径向位移、转矩绕组 A 相电流 i_{a1} 和转速 n_r 的动态变化波形。其中电机稳态时的平均转速误差小于 1r/min , 动态时总的径向位移波动小于 $140\mu\text{m}$, 始终处于悬浮状态。这说明在恒转矩调速过程中实现了转矩与悬浮控制之间的解耦。



(a)



(b)



(c)

图4 稳态和动态实验波形

4 结论

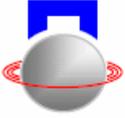
本文深入分析了一种新型的无轴承交替极永磁电机的结构及其转矩和磁悬浮力产生的工作原理。在此基础上阐述了该电机悬浮无需转子转角信息，悬浮控制与转矩控制耦合程度大幅降低的优点所在。实验结果表明实现了无轴承交替极永磁同步电机的动、静态稳定悬浮，从而为无轴承永磁电机的研究开辟了新的领域。

参考文献

- [1] 邓智泉, 仇志坚, 王晓琳等. 无轴承永磁同步电机的转子磁场定向控制研究. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 104-108
- [2] 仇志坚, 邓智泉, 严仰光. 无轴承永磁同步电动机的原理与实现. 电工技术学报, 2004, 19(11): 08-13
- [3] 仇志坚, 邓智泉, 王晓琳. 无轴承永磁同步电动机的独立控制研究. 中国电机工程学报, 2006, 26(01): 115-119
- [4] Barret Steel, Lyndon Stephens. A Test Rig for Measuring Force and Torque Production in a Lorenz, Slotless Self Bearing Motor. ISMB, August 23-25, 2000, ETH Zurich:

407-412

- [5] Kousuke Oguri, Masaya Watada, Susumu Torii, etc. Design Optimization of Magnetic Bearing Composed of permanent Magnets for the Bearingless Motor. ISMB, August 23-25, 2000, ETH Zurich: 365-370
- [6] Masahide Ooshima, Satoru Miyazawa, Akira Chiba, etc. Performance Evaluation and Test Results of a 11000r/m, 4kW Surface-Mounted Permanent Magnet-Type Bearingless Motor. ISMB, 23-25 August 2000, ETH Zurich: 377-382
- [7] Kohei Inagaki, Akira Chiba, M. A. Rahman, etc. Performance Characteristics of Inset-Type Permanent Magnet Bearingless Motor Drives, PESWM, 23-27 January 2000 Singapore
- [8] Masahide Ooshima, Koyu Yamashita, Akira Chiba, etc. An Improved Control Method of Buried-type IPM Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation and Magnetic Pull Variation, in Proceedings IEMDC, Madison, WI, June 1-4, 2003: 1055-1060
- [9] M. Ooshima, A. Chiba, M. A. Rahman, etc. An improved control method of buried-type IPM bearingless motors considering magnetic saturation and magnetic pull variation[J], IEEE Trans. Energy Conversion, 2004, 19(3): 569-575
- [10] M. Ooshima, S. Miyazawa, Y. Shima, A. Chiba, etc. Increase in Radial Force of A Bearingless Motor with Buried Permanent Magnet-Type Rotor. Proceedings of the Fourth International conference on MOVIC, 1998, vol 3: 1077-1082
- [11] N. Fujie, R. Yoshimatsu, A. Chiba, etc. A Decoupling Control Method of BPM Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation. IPEC-Tokyo 2000, S-10-6: 395-400
- [12] O. Ichikawa, A. Chiba, T. Fukao. Principles and Structures of Homopolar Type Bearingless Motors. IPEC-Tokyo 2000: 401-406
- [13] 王凤翔, 王宝国, 徐隆亚. 一种新型混合转子结构无轴承电动机磁悬浮力的矢量控制. 中国电机工程学报, 2005, 25(05): 98-103
- [14] Seung-Jong Kim, T. Shimonish, H. Kaneboko, etc. Design of a Hybrid-Type Short Span Self-Bearing Motor. ISMB, August 23-25, 2000, ETH Zurich: 359-364
- [15] M. Ooshima, S. Miyazawa, A. Chiba, etc. A rotor design of a permanent magnet-type bearingless motor



- considering demagnetization. Proceedings of the Power Conversion Conference Nagaoka Aug. 3-6, 1997, vol. 2: 655-660
- [16] M. Ooshima, A. Chiba, T. Fukao, etc. Design and analysis of permanent magnet-type bearingless motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 43(2): 292-299
- [17] T. Takenaga, Y. Kubota, A. Chiba, etc. A Principle and a Design of a Consequent-pole Bearingless Motor. In Proc. 8th Int. Symp. Magnetic Bearings. Mito, Japan, Aug. 26-28, 2002: 259-264
- [18] T. Takenaga, Y. Kubota, A. Chiba, etc. A principle and winding design of consequent-pole bearingless motors. JSME international journal series c, 2003, 46(2): 363-369
- [19] D. G. Dorrell, J. Amemiya, A. Chiba, etc. Analytical modeling of a consequent-pole bearingless permanent magnet motor. In Proc. IEEE Power Electronics and Electric Drives Conf, Singapore, Nov. 1-5, 2003: 247-252
- [20] J. Amemiya, A. Chiba, D. G. Dorrell, etc. Basic Characteristics of a Consequent Pole Type Bearingless Motor. IEEE Trans. on Magnetics, 2005, 41(1): 82-89
- [21] K. Asami, A. Chiba, M. A. Rahman, etc. Stiffness analysis of a magnetically suspended bearingless motor with permanent magnet passive positioning. IEEE Trans. on Magnetics, 2005, 41(10): 3820-3822
- [22] J.R. Hendershot, T. J. E. Miller. Design of brushless permanent-magnet motors. Oxford Magna Physics, 1994

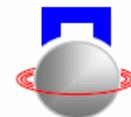
THE PRINCIPLE AND IMPLEMENTATION OF A CONSEQUENT-POLE BEARINGLESS PERMANENT MAGNET MOTOR

Qiu Zhijian Deng Zhiquan Wang Xiaolin Meng Lingkong

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: Due to the coupling effects of the drive torque and radial suspension force in conventional permanent-magnet-type bearingless motors, a profound theoretical analysis on mechanism of magnetic levitation for a new consequent-pole permanent magnet bearingless motor is presented and its mathematical model is also constructed in this paper. The unique decoupling effects without rotor angle on the control of torque and radial suspension force are especially discussed. Based on the detailed analysis of air-gap magnetic field, a real-time levitation force and torque control system is designed for a consequent-pole permanent magnet machine. The experimental results suggest good performance of static and dynamic suspension of this new-type bearingless motor and confirm the decoupling characteristics of suspension force and torque.

Key words: Permanent magnet motor; Bearingless motor; Consequent-pole motor; Levitation force; Magnetic suspension



交替极无轴承电机的转矩与悬浮力特性分析

黄燕 仇志坚 王晓琳 邓智泉

(南京航空航天大学 自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 交替极电机在传统的无轴承永磁电机的基础上采用插入式转子结构, 悬浮力由直流电流产生, 能够实现转矩与悬浮控制的解耦。文中对交替极无轴承电机的悬浮机理做了介绍, 并且利用有限元仿真分析软件 ANSOFT 建立了一种交替极无轴承永磁电机的模型, 对电机的转矩和悬浮力进行仿真分析, 指出了转矩和悬浮力与电流及角度之间的关系。

关键词: 交替极, 无轴承, 永磁, 有限元, 悬浮力, 转矩

引言

近年来, 在实现电机原有功能的基础上结合了磁轴承优点的无轴承电机在许多国家得到了很大的发展, 已经成为目前的一个研究热点^[6]。在无轴承永磁电机领域, 根据永磁体放置方式的不同, 提出了多种转子结构的电机, 例如: 表贴式、插入式和内装式转子结构。然而, 绝大多数无轴承永磁电机的悬浮控制都需要转子旋转位置信号, 因此如果磁场旋转位置有偏差, 那么悬浮闭环控制可能无法稳定^[1]。这样, 不仅悬浮效果受到转矩控制性能的影响, 而且转矩控制策略也被悬浮机理所制约, 造成悬浮控制与转矩控制之间的耦合^[1~3]。

交替极无轴承电机 (Consequent-pole Bearingless Motor) 是近年来出现的一种新型无轴承永磁电机, 采用插入式转子, 永磁体之间存在凸极结构。这种电机的悬浮力由直流电流产生, 与转子的旋转位置无关, 从而避免传统的无轴承永磁电机中磁阻大和悬浮力与转矩的折中问题, 实现了悬浮控制与转矩控制之间的解耦^[3]。到目前为止, 对交替极无轴承电机的研究主要是对电机本体优化设计、数学模型的建立和完善以及对交替极无轴承电机的优缺点进行了研究。

本文首先介绍了该电机的基本原理, 接着建立了一种交替极无轴承永磁电机的模型, 对悬浮力和转矩进行了仿真, 分析了悬浮力和转矩与电流、角度等参数之间的关系。

1 基本原理

图 1 显示了交替极无轴承永磁电机的结构图。其定子与传统的无轴承永磁同步电机定子相同, 有悬浮与转矩两套绕组。转子分为两部分: 一部分是

永磁体, 四个永磁体嵌在转子铁芯内, 磁极沿径向磁化且磁化方向一致, 磁极与铁极交替放置; 另一部分是铁极。永磁体产生的磁力线穿过气隙、定子齿、定子轭, 然后是相邻定子齿、转子铁极, 接着回到永磁体。所以永磁体磁链通过永磁体之间的铁极形成回路, 铁极随之被磁化为 S 极^[1]。

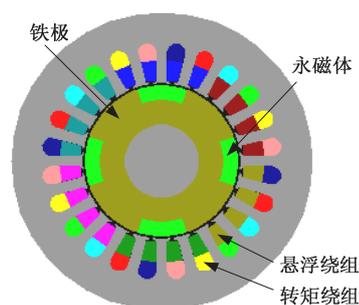
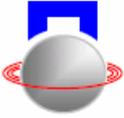


图 1 交替极无轴承电机结构图

在这种类型的电机中, 悬浮力产生的原理与传统的无轴承永磁电机不同, 如图 2(a) 所示。此时转子转动角 $\phi_m = 0^\circ$, 实线回路 ψ_m 代表永磁体磁链, 虚线回路 ψ_x 表示由悬浮绕组电流产生的悬浮磁链。悬浮力是由永磁体磁场和悬浮绕组电流产生的磁场相互作用而产生的。在右半部分电机铁极下的气隙中, 磁通密度增加, 图中对应区域 A, 然而左半部分对应的磁通密度减小, 对应区域 B。因此, 在水平的 x 轴方向产生一个径向力。图 2(b) 显示了转子转角 $\phi_m = 45^\circ$ 时的情况: 同样在右半部分电机铁极下的气隙中磁通密度增加, 然而在左半部分磁通密度减少。因此, 产生的悬浮力仍然是沿着 x 轴方向。无论转子旋转位置如何, 由于转子铁心部分的磁阻小, 所以悬浮控制绕组磁链只通过转子铁心, 而不经过永磁体部分, 因此无轴承交替极电机的悬浮控制与转子的旋转位置无关。如果在 N_x 绕组中加与图示方向相反的电流, 那么产生 x 轴负方向的径向力。即通过控制悬浮绕组 N_x 中施加的电流大



小, 就可以实现对 x 方向悬浮力的控制。同理, N_y 绕组电流产生 y 轴方向的悬浮力。总的悬浮力是 x 轴和 y 轴方向力的矢量和^[1, 3]。

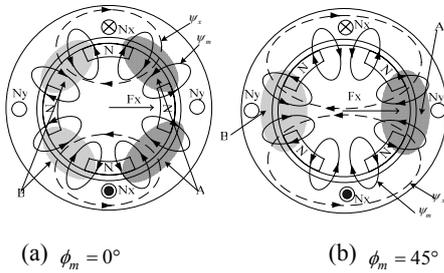


图 2 悬浮原理图

2 有限元仿真分析

文中对 24 槽定子结构的交替极无轴承电机进行了有限元建模分析。模型的定子上绕有悬浮和转矩两套绕组, 都采用三相绕组的分布方式, 具体参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数	数值
定子外径	122mm
定子内径	63.6mm
转子外径	61.8mm
转子内径	30mm
悬浮绕组匝数	9 匝
转矩绕组匝数	21 匝
定子槽数	24 槽
铁心有效长度	48mm

2.1 转矩分析

转矩绕组采用 8 极三相的绕组分布, 并且运用 $i_d=0$ 的转矩控制方式, 通过功率不变的 2/3 变换, 实现 i_d 、 i_q 与三相转矩电流 i_a 、 i_b 、 i_c 之间的变换。转矩与转矩绕组电流幅值之间的关系如图 3 所示, 仿真时, 悬浮绕组中电流设为 0。从图中可以看出电机的转矩随转矩绕组电流 i_q 呈正比变化。

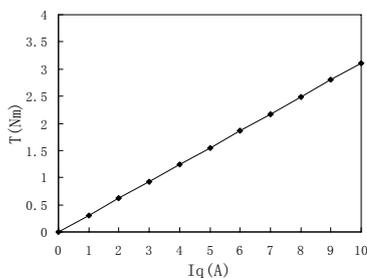


图 3 转矩与转矩电流的关系

转矩与悬浮绕组电流幅值之间的关系如图 4 所示, 仿真时, 转矩电流 $i_q=2.5A$ 保持不

变。从图中可以看出电机中悬浮绕组电流的变化对转矩的影响不大, 转矩基本保持不变。

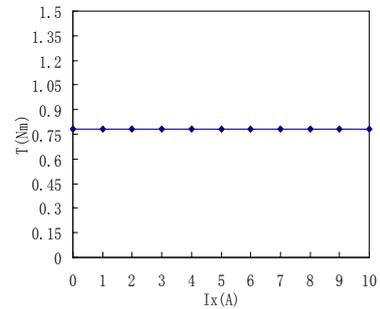


图 4 转矩与悬浮电流的关系

2.2 悬浮力分析

在悬浮电流恒定的情况下, 悬浮力与转角的关系如图 5 和 6 所示。在仿真分析时, 只给用于产生 x 轴方向悬浮力的悬浮绕组 N_x 加直流电 i_x , 悬浮电流设定为 2A, 转矩电流为 0。在这种情况下, 分析转子转角 ϕ_m 在 0° 到 90° 的范围内, 以 5° 为一步位于不同角位置时转子受到的悬浮力。

图 5 表示电机转子受到的 x 和 y 轴方向上的悬浮力 F_x 和 F_y 。水平轴是转子旋转的角度 ϕ_m 。从结果中可以看出, F_x 基本保持恒定, 然而 F_y 并不总是零, 只有当 $\phi_m=0^\circ$, 45° 和 90° 时, 才等于零, 悬浮力中含有少量的 4 次谐波含量。图 6 表示电机的悬浮力方向角 ϕ_f 。当 $\phi_m=22.5^\circ$ 和 67.5° 时, ϕ_f 取得最大值, 大约是 3 度。从图中可以看出, 只在电机的悬浮绕组 N_x 中加悬浮电流后, 产生的悬浮力在 x 轴上的分量 F_x 比在 y 轴上分量 F_y 大得多, 悬浮力的方向角 ϕ_f 的变化比较小, 对电机的稳定悬浮几乎没有影响。所以 F_y 对悬浮力的影响可以忽略, 可以认为此时电机中的悬浮力恒定, 指向 x 轴方向, 悬浮力的方向与转子的角位置无关。

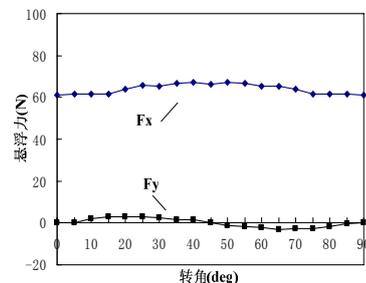


图 5 悬浮力与转子转角的关系

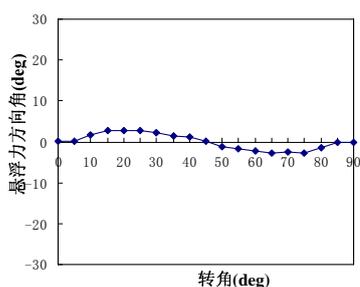
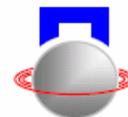


图6 悬浮力的方向角与转子转角的关系

转矩电流幅值与悬浮电流保持恒定的情况下, 径向悬浮力与转角的关系如图7所示。从图中可以看出, 电机中施加了转矩电流后, x 和 y 方向悬浮力仍维持原来的变化趋势, 转矩电流对悬浮力没有影响。

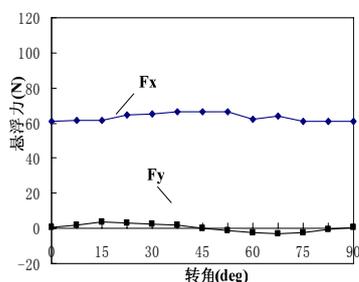


图7 转矩电流对悬浮力的影响

径向悬浮力与悬浮绕组电流幅值之间的关系如图8所示, 仿真时, 悬浮绕组 N_y 中的悬浮电流设定为 0, 绕组 N_x 中的悬浮电流 i_x 相位为 0。从图中可以看出, x 轴正方向的悬浮力 F_x 随悬浮电流 i_x 的增加呈比例增大。由于 $i_y=0$ 即用于产生 y 方向悬浮力的悬浮电流为零, 所以 F_y 为零保持不变。悬浮力在 x 轴和 y 轴上的分量分别由各自的悬浮电流 i_x 和 i_y 独立控制, 彼此互不干扰。

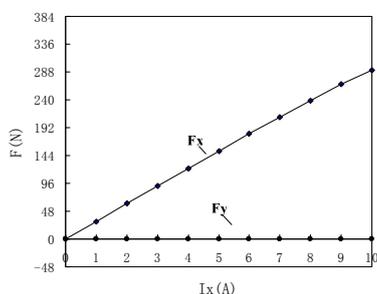


图8 悬浮力与悬浮电流的关系

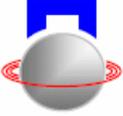
3 结论

本文首先介绍了 Consequent-pole 无轴承永磁电机的结构和悬浮原理, 并以有限元仿真进行了验

证。利用有限元仿真软件 ANSOFT 建立了一种交替极无轴承永磁电机的模型, 对电机的转矩与悬浮力进行了仿真, 指出转矩和悬浮力分别正比于转矩电流和悬浮电流, 悬浮力与转角和转矩电流无关, 转矩与悬浮电流无关等特性。

参考文献

- [1] T Takenaga, Y Kubota, A Chiba, et al. A Principle and a Design of a Consequent-pole Bearingless Motor[C]. 8th Int. Symp. Magnetic Bearings, 2002: 259-264
- [2] D G Dorrell, J Amemiya, A Chiba, et al. Analytical modeling of a consequent-pole bearingless permanent magnet motor[C]. IEEE Power Electronics and Electric Drives Conference. Singapore, 2003, pp. 247-252
- [3] J Amemiya, A Chiba, D G Dorrell, et al. Basic Characteristics of a Consequent-Pole-Type Bearingless Motor. IEEE, 2005, 41(1): 82 -89
- [4] P Salminen, M Niemelä, J Pyrhönen, J Mantere, High-Torque Low-Torque-Ripple Fractional-Slot PM-Motors . IEEE Electric Machines and Drives Conference. May, 2005: 144 - 148
- [5] 刘国强, 赵凌志, 蒋继娅. Ansoft 工程电磁场有限元分析. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [6] 仇志坚. 永磁同步电动机的无轴承技术研究: [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2003.
- [7] Wang Xiaolin, Deng Zhiquan, Liao Qixin, etc. The Simulation of Novel Bearingless Consequent-pole Slice Motor. 10th ISMB, Martigny, Switzerland, 2006: 73-74
- [8] 郑柒拾. 磁悬浮无轴承电动机的电磁力分析与计算: [硕士学位论文]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2001.
- [9] 冯慈璋, 马西荃. 工程电磁场导论. 北京: 高等教育出版社, 2000
- [10] 李钟明, 刘卫国等. 稀土永磁电机. 北京: 国防工业出版社, 1999
- [11] 刘迪吉等. 航空电机学. 北京: 航空工业出版社, 1992
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统. 第3版. 北京: 机械工业出版社, 2003



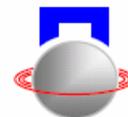
Analysis of Consequent-Pole Bearingless Motor Torque and Suspension Force

Huang Yan Qiu Zhijian Wang Xiaoling and Deng Zhiquan

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: Base on the traditional permanent magnet bearingless motor(PMSM), the inset permanent magnet is applied on the consequent-pole bearingless motor, in which the suspension force is generated by dc current and the decoupling control of the levitation control and torque control could be realized. In this paper, the principle of radial force generation is introduced and a analysis model of consequent-pole bearingless motor is builded by using a finite-element analysis(FEA) tool ANSOFT. It was also used to simulate the suspension force and torque, and the character of radial force and torque is described.

Keywords: consequent pole, bearingless, PM, FEA, suspension force, torque



片状无轴承永磁电机的控制研究

吕路 徐龙祥 雍伟亮

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 片状无轴承永磁电机在采用无轴承技术实现径向两自由度悬浮的同时, 利用磁阻力实现除径向和转子旋转自由度以外的另三个自由度的被动悬浮, 是一种高度集成的磁悬浮电机。本文首先简述了该电机的理论背景和工作原理; 接着, 详细阐述了如何利用矢量控制技术来实现无轴承永磁电机的悬浮控制, 建立了数学模型、设计了控制方法; 最后通过实验表明了该控制方法能较好地实现片状无轴承电机样机的稳态悬浮。

关键词: 片状; 无轴承永磁电机; 磁悬浮; 矢量控制; 静态悬浮

引言

片状无轴承永磁电机是一种特殊的永磁电动机。片状一词说明这种电机的轴向长度与电机的直径相比很短, 呈薄片状。无轴承一词说明这是一种采用无轴承技术的磁悬浮电机, 即不需要额外的轴承(包括普通轴承和磁轴承)实现电机转子的悬浮。这种电机在生化、医疗、航天等领域具有广泛的用途。图 1 所示为这种电机的一种典型结构。同普通电机一样, 这种电机由定子、永磁转子、线圈构成。但不同于普通电机的是, 这种电机有两套绕组, 外圈的一套线圈为转矩绕组, 内圈的一套线圈为悬浮绕组^[1-4]。

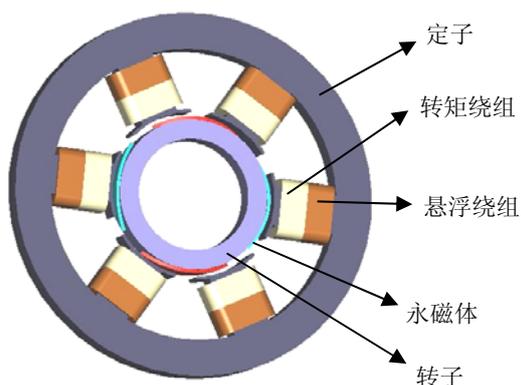


图 1 片状无轴承永磁电机的结构简图

采用无轴承技术的现代永磁同步电机在充分发挥其体积小、重量轻、效率高、功率密度大等优势的基础上, 结合磁悬浮轴承技术的优点集磁悬浮和电机旋转功能于一体, 上个世纪 90 年代以来, 已经逐步成为高速电机领域研究的一个新热点。

无轴承永磁同步电机通常是以转子永磁体磁

场作为偏置磁场, 转矩绕组控制系统采用转子磁场定向控制算法 ($i_d=0$), 而悬浮绕组控制系统通过转矩绕组传递气隙磁链信息来控制悬浮力的产生。因此, 如何结合无轴承电机径向向悬浮力产生的机理, 建立精确的数学模型、选择合适的控制策略进行悬浮绕组和转矩绕组的解耦控制, 是能否实现片状无轴承永磁电机稳定悬浮和旋转的关键技术之一。本文以一台片状无轴承永磁电机的原理样机为研究对象, 通过径向悬浮力-电流的模型表达式, 采用了 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制方案, 并且加入了无机械角度传感器控制的思想。实验结果表明该控制方案能满足无轴承永磁同步电机的控制要求, 并实现了样机转子的静态稳定悬浮^[5]。

1 工作原理

图 2 所示是内转子式片状无轴承永磁电机径向悬浮力产生的示意图。由图可以看出, 悬浮力的产生原理同磁悬浮轴承的悬浮力产生原理相同。两对极的电机驱动磁场叠加上一对极的控制磁场后, 磁场的对称分布被打破。浮力的产生原理同磁悬浮轴承的悬浮力产生原理相同。两对极的电机驱动磁场叠加上一对极的控制磁场后, 磁场的对称分布被打破。在图 2(a) 中, 磁场叠加后, 左侧磁场减弱, 右侧磁场增强, 产生了方向向右的径向力, 而在图 2(b) 中, 磁场叠加后, 上部磁场增强, 下部磁场减弱, 产生了方向向上的径向力; 同理, 亦可得到向左和向下的可控悬浮力。

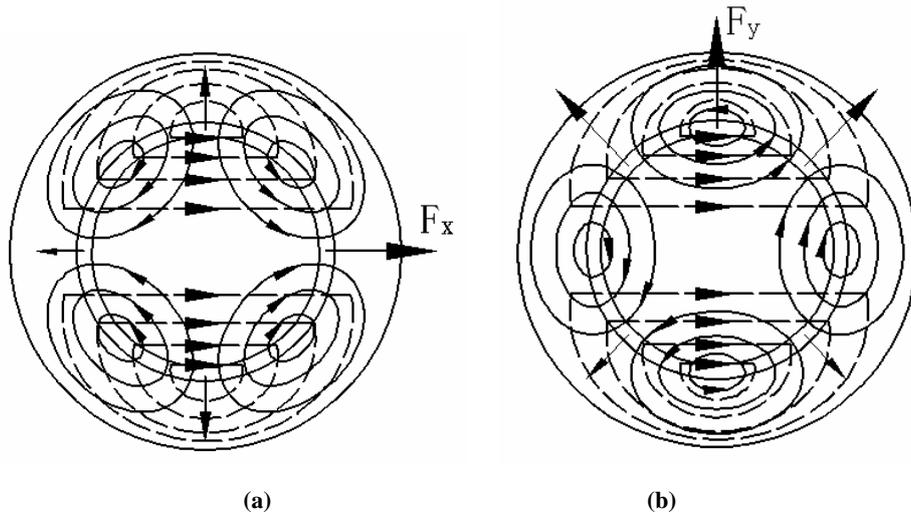
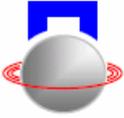


图 1 片状无轴承永磁电机的结构简图

早在 1996 年瑞士学者就已经论证了片状无轴承电机在轴向和角位移方向的被动稳定原理；片状无轴承电机的被动悬浮是利用片状电机转子的轴向长度较直径小得多的结构特点和磁阻力总是有使磁路磁阻最小的趋势的性质。如图 3(a)所示，当转子发生轴向偏移时，磁拉力总会将转子拉向磁阻最小的方向，即产生一个磁拉力，将转子拉向平衡位置；而当转子发生角度偏移时，同理也会产生相应的磁拉力矩迫使转子回到平衡位置，如图 3(b)所示。

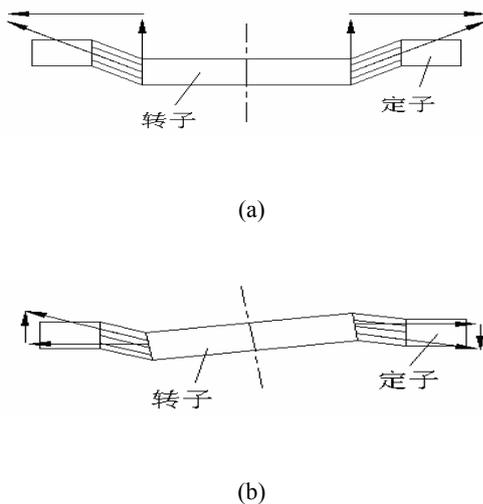


图 3 被动悬浮原理示意图

2 数学模型与控制策略

本文所采用的矢量控制和普通永磁同步电机的转子磁场定向矢量控制近似，只是片状无轴承永磁电机增加了一套悬浮绕组，但基本控制原理完全一样。片状电机增加一套悬浮绕组后，忽略由于转子位置移动而产生的麦克斯韦力和转矩绕组产生的磁场对悬浮绕组中的电流产生的洛仑磁力，只考虑起主要作用的由于气隙磁场变化产生的麦克斯韦力的作用，径向悬浮力可以表示成在同步 dq 坐标系中的形式：

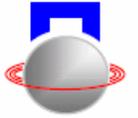
$$\begin{cases} F_x = k \left[(I_{zd} I_{xd} + I_{zq} I_{xq}) + (I_{fd} I_{xd} + I_{fq} I_{xq}) \right] \\ F_y = -k \left[(I_{zd} I_{xq} - I_{zq} I_{xd}) + (I_{fd} I_{xq} - I_{fq} I_{xd}) \right] \end{cases} \quad (1)$$

式中 I_z 、 I_x 、 I_f 分别为转矩电流、悬浮电流和永磁体等效电流 I_{zd} 、 I_{zq} 、 I_{xd} 、 I_{xq} 、 I_{fd} 、 I_{fq} 分别为 I_z 、 I_x 、 I_f 在 d 轴和 q 轴上的对应分量，其中：

$$k = \frac{3N_z N_x \sin(\gamma/2)}{\mu_0 r d R^2 \gamma^2}$$

浮绕组的有效串联匝数， γ 为定子齿弧， μ_0 为真空磁导率， r 为转子半径， d 为电机转子轴向长度， R 为电机气隙磁阻。

由于本文的无轴承永磁电机采用 $i_r=0$ 的转子磁场定向控制，等效永磁电流的交轴分量 $I_{f\bar{q}}=0$ ，直轴分量 $I_{fd} = I_f$ ，转矩绕组中的直轴分量 $I_{zd}=0$ ，可以将式(1)简化为：



$$\begin{cases} F_x = k (I_{zq} I_{xq} + I_f I_{xd}) \\ F_y = k (I_{zq} I_{xd} - I_f I_{xq}) \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可以得到, 在 dq 坐标系下, 悬浮控制绕组的电流给定值为:

$$\begin{cases} I_{xd} = \frac{F_x I_f + F_y I_{zq}}{k (I_f^2 + I_{zq}^2)} \\ I_{xq} = \frac{F_x I_{zq} - F_y I_f}{k (I_f^2 + I_{zq}^2)} \end{cases} \quad (3)$$

设计如图 4 所示的片状无轴承永磁同步电机的矢量控制系统框图, 整个控制系统包括悬浮系统和转矩系统两个子系统^[6-9]。

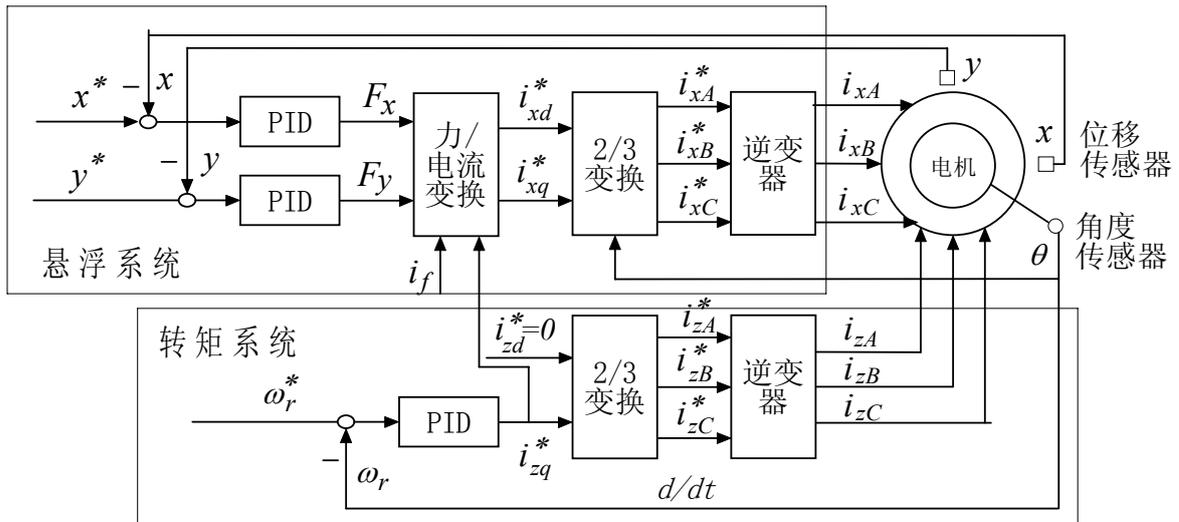


图 4 系统控制框图

3 转子转速与角度的检测

由于电机里的驱动磁场和磁悬浮轴承的偏置磁场有一个根本的不同点: 电机的驱动磁场是动态变化的, 而偏置磁场则是静态的; 另外, 由于采用了转子磁场定向控制也要获得比较精确的转子转速和旋转角度的信息, 所以, 能够实时准确地检测到转子的转速和角度信息对于系统的控制是十分重要的。

在普通的永磁同步电机矢量控制中, 通常采用的是接触式的机械角度速度传感器, 如: 光电编码盘、旋转变压器等。由于片状无轴承永磁电机环形转子的特殊机械结构, 无法直接将传感器连接到转轴上去, 而且, 基于对悬浮性能的保证, 接触式的角度传感器不太适合用于该电机。

近些年来, 现代调速系统中的无传感器技术发展得比较成熟, 对于本电机的控制拟采用无传感器控制技术, 以便达到代替机械角度传感器、简化电机空间结构的目的, 使得其应用范围更加广泛。

目前, 在无传感器 PMSM 矢量控制中已经提出了许多方法来估计电机转子的位置和速度。文献 [10] 采用了基于电机的精确模型法, 该方法计算简单, 动态响应快, 但是这种方法中速度计算严重依赖于电机的参数, 没有误差校正环节, 因而难以保证调速系统抗干扰性, 甚至可能出现不稳定的情况; 文献 [11] 采用了凸极跟踪法 (电机的非理想特性), 该方法可应用于较宽的速度范围甚至在低速也可取得较好的效果, 但是速度的估计比较依赖电机的凸极效应; 文献 [12-13] 分别采用了卡尔曼滤波器法 (观测器法) 和神经网络法 (智能控制法) 来估计电机转速, 它们的估算方法相对来讲比较复杂, 使得结构的调节和参数的设计都比较困难。文献 [14-15] 则基于模型参考自适应法, 它保证了参数估计的渐近收敛性, 算法不太复杂, 抗干扰性能好。图 5 是该控制系统的示意图^[16-17]:

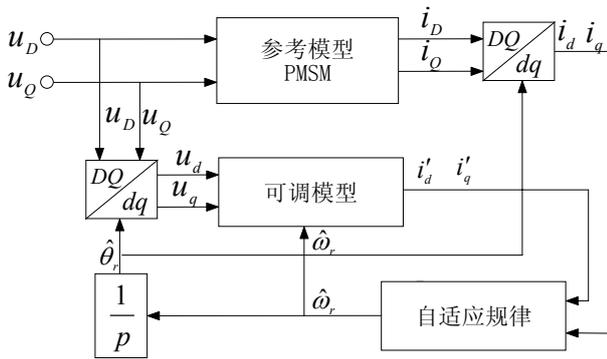
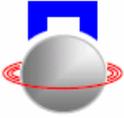


图5 MRAS估计转子转速和位置控制框图

4 实验

本实验室目前已经在—台片状无轴承表面永磁电机原理样机上对提出的控制算法进行了实验，并成功实现了电机转子的静态悬浮。

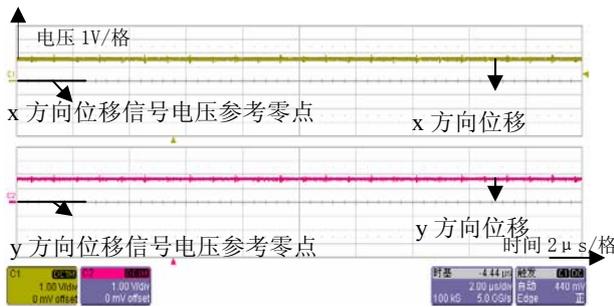


图6 两自由度静态稳定悬浮波形图

图6是片状无轴承永磁电机x、y两自由度静态稳定悬浮波形图。传感器的标定区间是0-3.3v，由图中的电压信号可知，x、y方向传感器的输出量都是1.6v左右，可以得到片状无轴承电机的转子是稳定悬浮的结论。

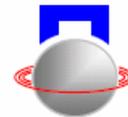
5 结论

本文在介绍了一种内转子式片状无轴承永磁电机结构的基础上，对该种电机的悬浮机理和控制策略进行了分析，并提出了一种基于MARS的电机转子转速和位置的无传感器检测方法。实验结果证明电机具有良好的稳态悬浮性能，从而为进一步实现电机的动态悬浮提供实验基础。

参考文献

[1] A.Chiba, T.deido, T.Fukao and M. A. Rahman. An analysis of bearingless AC motors. IEEE Trans. on

Energy Conversion. 1994, 9(1):61-68.
 [2] R.Schob, J.Bichsel. Vector control of the bearingless motor. In: Proc. 4th Int. Sym. Magnetic Bearings, ETH Zurich, 1994:327-332.
 [3] 廖启新. 无轴承永磁薄片电机的研究. [硕士学位论文], 南京航空航天大学, 2005.
 [4] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计. 机械工业出版社, 1997: 22-32.
 [5] 仇志坚. 永磁同步电机的无轴承技术研究. [硕士学位论文], 南京航空航天大学, 2003.
 [6] 雍伟亮. 片状无轴承永磁同步电机的研究. [硕士学位论文], 南京航空航天大学, 2007.
 [7] 朱焯秋, 张涛. 无轴承永磁同步电机有限元分析. 中国电机工程学报, 2006年, 03期: 第26卷.
 [8] Ooshima M, Chiba A, Fukao T, etc. Design and Analysis of Permanent Magnet-type Bearingless Motor. [j]. IEEE Trans. Industry Electronics, 1996, 43(2): 292-229.
 [9] 周媛, 贺益康, 年珩. 永磁型无轴承电机的设计与控制研究. 浙江大学学报(工学版), 2006, 01期: 第40卷.
 [10] 田明秀, 王丽梅, 郑建芬. 永磁同步电机无传感器转速和位置控制方案[J]. 沈阳工业大学学报, 2005, 27(5): 518-521.
 [11] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器的运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-121.
 [12] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalmanfilter tuning in sensorless PMSM drivers[J]. IEEE Trans. Industry Application, 2003, 39(6): 1741-1747.
 [13] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的PMSM速度和位置自适应观测器的设计[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 32-35.
 [14] 李永东, 张猛, 肖曦, 等. 永磁同步电机模型参考自适应无速度传感器控制方法[J]. 电气传动, 2004: 302-306.
 [15] Young Sam Kim, Sang Kyoan Kim, Young Ahn Kwon. Mras based sensorless control of permanent magnetsynchronous motor[C]. SICE 2003 Annual Conference, 2003(2): 1632-1637.
 [16] 仇志坚, 邓智泉, 王晓琳. 无轴承永磁同步电动机的独立控制研究. 中国电机工程学报, 2006年, 01期: 第



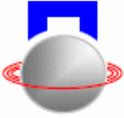
A Study on Control of the Bearingless PM Slice Motor

Lv Lu Xu Longxiang Yong Weiliang

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: The bearingless slice motor utilizes the bearingless technology to realize the radial suspension, and realize the suspension of the other 3 freedom degrees by the reluctance force. It is a high-integration magnetic suspension motor. In this paper, the principle and theoretical background of this motor is introduced at first. Second, it is discussed that how to use the techniques of vector-control to control the levitation of the bearingless PM motor, after that, we established the mathematic model and designed the control strategy. Finally, the results from the experiments suggest the good performance of the radial statical levitation.

Key words: slice-type; bearingless PM motor; magnetic levitation; vector control; statical levitation



无轴承开关磁阻电机功率变换器的研究

杨钢 邓智泉 曹鑫 罗建震 王晓琳

(南京航空航天大学 自动化学院 南京 中国 210016)

摘要: 无轴承开关磁阻电机不仅具有开关磁阻电机的优点, 而且拓宽了无轴承技术的应用范围。而功率变换器是无轴承开关磁阻电机的重要组成部分, 其向电机绕组提供电流, 以产生所需转矩和悬浮力, 对电机旋转和悬浮性能有重要影响。文中根据无轴承开关磁阻电机电磁转矩和悬浮力控制原理, 详细分析了其对功率变换器的要求, 给出了主绕组功率变换器和悬浮绕组功率变换器的设计原则, 并分析了其各种工作模式。最后通过对试验样机的调试, 给出了实验结果, 实现了无轴承开关磁阻电机的稳定悬浮。

关键词: 开关磁阻电机; 无轴承; 功率变换器; 悬浮绕组

引言

随着工业技术的发展, 高速和超高速电机日益广泛地应用于高速机床、飞轮储能以及压缩机等工业设备中。磁轴承具有无摩擦、高速度、高精度、长寿命等一系列优良特性, 在高速驱动领域获得了广泛应用。但由于其本身占有相当的轴向空间, 因此制约了高速电机的微型化、临界转速和输出功率。而近些年发展起来的无轴承技术则是高速电机研究领域的一大突破, 它将悬浮绕组叠绕在电机定子中, 不占有额外轴向空间。它不仅继承了磁轴承的优点, 而且可较大幅度地减小电机体积和重量, 提高可靠性, 可突破高转速和大功率的限制, 因而在很大程度上拓宽了高速电机的应用领域^[1-2]。

开关磁阻电机由于转子上无绕组、结构简单、成本低、易于调速、维护方便等特点, 非常适合于高速运行, 研究开关磁阻电机的无轴承技术不仅可充分发挥该电机的高速适应性, 并且由于对转子径向位置的控制而有望改善其因不对称磁拉力造成的振动和噪声问题。

功率变换器是无轴承开关磁阻电机的重要组成部分, 其向电机绕组提供电流, 以产生所需转矩和悬浮力, 驱动电机运行, 对电机旋转和悬浮性能有重要影响。功率变换器的设计要求与普通开关磁阻电机功率变换器有相似性也有特殊性。本文以无轴承开关磁阻电机为研究对象, 简要介绍了其磁悬浮机理和数学模型后, 根据电磁转矩和悬浮力的控制原理, 详细分析了其对功率变换器的要求, 设计了主绕组功率变换器和悬浮绕组变换器。并且分析了其各种工作模式, 最后通过对实验样机的调试, 给出了实验结果, 实现了实验样机的稳定悬浮。

1 悬浮原理和数学模型

无轴承开关磁阻电机是利用磁轴承和电机在结构上的相似性, 将悬浮力绕组叠绕在电机定子中, 利用该绕组有目的地改变原电机气隙磁场的分布, 从而控制作用在转轴上的麦克斯韦磁力大小和方向, 使电机同时实现驱动和自悬浮功能于一体^[3-6]。图1是12/8结构无轴承开关磁阻电机径向悬浮力产生原理图(以A相为例)。

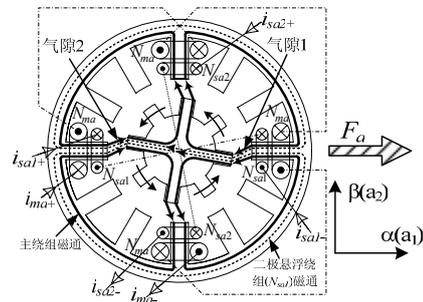
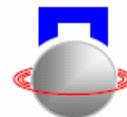


图1 无轴承开关磁阻电机径向力产生原理图

如图1所示, 电机定子每个凸极上有两套绕组, 一是主绕组 N_{ma} , 由四个凸极上的主绕组串联而成; 二是悬浮绕组, 分为 α 方向绕组 N_{sa1} 和 β 方向绕组 N_{sa2} , 分别由各自方向两个正对凸极上的悬浮绕组串联而成。图1中 i_{ma} 、 i_{sa1} 、 i_{sa2} 分别是主绕组和悬浮绕组的电流。粗实线代表由主绕组电流产生的磁通, 粗虚线代表悬浮绕组电流 i_{sa1} 产生的对称二极磁通。各绕组通入如图所示方向电流时, 可知, 主绕组和悬浮绕组 N_{sa1} 产生的磁场, 在气隙1处, 方向相反, 磁密减弱; 在气隙2处, 方向相同, 磁密增强。这样, 就产生一个作用于转子轴的径向力 F_a , 方向向右。同样, 在 β 方向上也可产生作用于转子轴的径向悬浮力 F_β 。通过转子位移的负反馈控制, 可控



制空间平面内沿任意方向和大小的径向悬浮力来实现转轴悬浮。该原理可同样推广到B相和C相。

文献[5]—[9]对无轴承开关磁阻电机的数学模型进行了推导分析,悬浮力 F_α 和 F_β 表达式如式(1),其中 θ 为转子位置角, $K_f(\theta)$ 是转子位置角和电机参数的函数^[4-5]。无轴承开关磁阻电机中定义 $\theta=0^\circ$ 的位置为定转子齿轴线重合的位置。

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \approx i_{ma} \begin{bmatrix} K_f(\theta) & 0 \\ 0 & K_f(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sa2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

瞬时转矩可通过磁场储能对转子位置角 θ 求偏导得到。A 相绕组产生的瞬时转矩可以表示为:

$$T_a = J_t(\theta) (2N_m^2 i_{ma}^2 + N_b^2 i_{sa1}^2 + N_b^2 i_{sa2}^2) \quad (2)$$

其中系数 $J_t(\theta)$ 是转子位置角和电机参数的函数^[4-5]。

由于本系统实验样机定转子为 12/8 结构,则绕组电感曲线的周期为 $T=45^\circ$,所以三相绕组导通宽度必须大于等于 15° 才能保证任何时刻至少有一相绕组在工作。但若导通宽度大于 15° ,则必会在某些时刻有两相同时工作,虽可增大悬浮力,但会带来负转矩,增加负面效应,并且还得考虑悬浮力如何在两相中分配的问题,加大控制难度,所以最终选择单拍工作方式,每相导通 15° 的控制策略。

2 功率变换器的设计原则

无轴承开关磁阻电机功率变换器是电机的重要组成部分,分为主绕组功率变换器和悬浮绕组功率变换器。两种功率变换器除遵循一般功率变换器的基本设计原则外^[7],其要求与普通开关磁阻电机的功率变换器有相似性也有特殊性。

根据无轴承开关磁阻电机的基本工作原理知道,主绕组既提供产生悬浮力的偏置磁场,与悬浮绕组产生的磁场相互作用产生麦克斯韦力,使转子轴悬浮,又产生旋转转矩,使电机旋转。可以看出所要控制的悬浮力和转矩与主绕组电流和悬浮绕组电流均有关,因此在设计两种功率变换器时必须综合考虑。从理论上说,电流控制组合方式有多种形式,大小控制可按照上述电机数学模型进行控制,即要求两种变换器均能提供大小可调的电流。

在方向控制上,转矩和悬浮力的控制方法有所不同:由公式(2)可以看出,转矩是与电流的平方成正比,其方向与电流流向无关。根据开关磁阻电机的运行原理,要改变电机转向只要合理的改变导通相顺序即可。由公式(1)可以看出悬浮力的方向与主绕组电流流向和悬浮绕组电流流向均有关,其组合

采用如下方式:保持主绕组电流流向不变,通过调节悬浮绕组电流向来调节悬浮力方向。因此通过以上分析可知主绕组和悬浮绕组功率变换器除满足一般功率变换器的设计原则之外,还要满足如下原则:主绕组功率变换器提供的电流大小可控,方向单向;悬浮绕组功率变换器提供的电流大小可控,方向可控。

按照上面控制策略结合普通开关磁阻电机控制方式,在控制转矩和悬浮力时,主绕组采用方波电流控制方式,这样以来,在一个相导通周期内,悬浮绕组电流可由公式(1)方便地计算得出。图2为开通角 $\theta_{on} = -15^\circ$,在力为恒值时,A相导通时电感电流示意图。可以看出,由于本系统电流控制要求的特殊性,悬浮绕组电流不同于异步机或同步机的正弦信号,所以其采用滞环控制方式。为和悬浮绕组功率变换器相一致,在主绕组中本文也采用电流滞环控制。

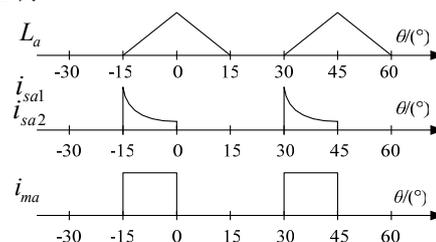


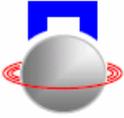
图2 A相电感电流示意图

3 主绕组功率变换器

由以上主绕组功率变换器的设计原则可以看出,其与普通开关磁阻电机功率变换器的要求相似。由于转矩和悬浮力的控制复杂性,所以要求功率变换器的控制越简单越好。普通开关磁阻电机功率变换器主电路拓扑有多种形式^[8],如不对称半桥,最少开关器件等,综合比较各种电路拓扑后,选择不对称半桥电路,如图3所示。虽然开关管数目较多,但其控制方式最为简单,特点是:每相有两个主开关管和两个续流二极管;全压控制相绕组电流,开关管的电压定额为母线电压 U_m ;桥臂不存在直通现象,控制简单可靠;相与相之间完全独立,对绕组相数没有限制等^[7]。

从以上控制策略可以看出,无轴承开关磁阻电机主绕组功率变换器与普通开关磁阻电机功率变换器控制方案相似,可实现三态控制。下面以A相为例说明变换器工作模态。以下分析忽略电机的漏磁与磁饱和影响。

(1)+1态 如图3所示。T1、T2同时导通,绕



组通入如图所示方向电流，端电压为 $+U_m$ 。

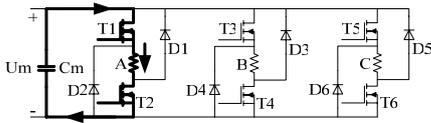


图3 主绕组功率变换器模式1

(2)-1 态 如图4所示。T1、T2同时关断，绕组电流经D1、Cm和D2构成回路，端电压为 $-U_m$ 。

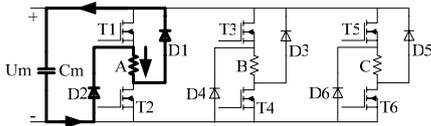


图4 主绕组功率变换器模式2

(3)0 态 如图5所示。T2（或T1）单独开通，此时绕组电流经T2和D2构成回路，端电压为开关管压降，近似为0V。

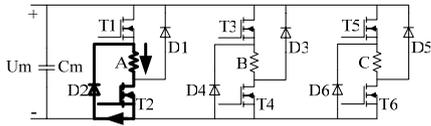


图5 主绕组功率变换器模式3

功率器件定额的选取和驱动设计在多篇文献中已经介绍过，这里就不再赘述。只是由于悬浮绕组的影响，使变换器功率器件的应力增加，设计时应加以注意。主绕组和悬浮绕组的互感虽然给电路分析增加了难度，但正是由于互感的存在，当无轴承开关磁阻电机的转子轴发生偏移的时候，才产生作用于转子的径向力，从而使转子悬浮成为可能。

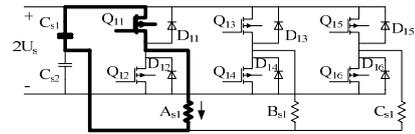
4 悬浮绕组功率变换器

根据以上设计原则和数学模型知道，主绕组电流一定时，通过控制悬浮绕组电流就可控制径向悬浮力。为实现稳定悬浮，悬浮绕组功率变换器必须能提供大小可调，方向可变的电流。这样的功率电路拓扑通常有几种形式：三相全桥电路、三相半桥电路、三单相全桥电路等^[8]。三相全桥电路简单，但若同时要控制绕组电流大小和方向，需两相同时工作，这使其应用于本系统时受到很大限制；而三单相全桥虽控制灵活，但是需12个开关管，数量较多，器件成本太高。而三相半桥电路，其特点是控制灵活，每相可以独立控制，通过对主开关管的导通和关断，可同时控制负载电流大小和方向，所需开关器件为6个，但是需要两个大的分裂电容。综合以上几种电路特点及悬浮绕组功率变换器要求，在尽量减少器件的情况下，本系统中功率变换

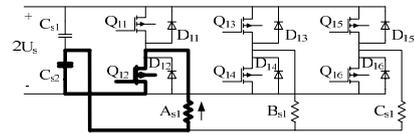
器电路拓扑采用三相半桥电路。 α 绕组和 β 绕组分别采用一套功率逆变器，结构相同，控制信号均由DSP给出。

由于无轴承开关磁阻电机采用单相导通策略和悬浮绕组功率变换器电路的拓扑形式，悬浮绕组功率变换器有两种工作模式。

(1)+1 态，此时绕组端电压为母线电压一半，绕组电流增加，电源向绕组提供能量。绕组通正向电流时闭合 Q_{11} ，通反向电流时闭合 Q_{12} ，如图6所示。 U_s 为母线电压的二分之一。

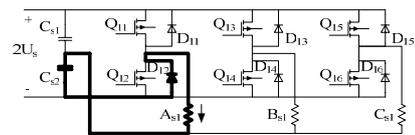


(a) 正向电流

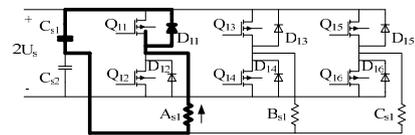


(b) 负向电流

图6 悬浮绕组功率变换器模式1



(a) 正向电流



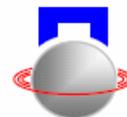
(b) 负向电流

图7 悬浮绕组功率变换器模式2

(2)-1 态，此时绕组电压为母线电压一半，绕组电流减小，处于续流状态，向电容回馈能量。绕组为正向电流时，续流经 D_{12} ；反向电流时，续流经 D_{11} ，如图7所示。

5 实验结果

根据以上分析，本文设计了无轴承开关磁阻电机功率变换器，并在实验样机上进行了调试。图8为给定 $\alpha(X)$ 正方向力时电流波形，图8(a)中1通道为 α 悬浮绕组给定电流，2通道为悬浮绕组反馈电流。图8(b)中为主绕组和悬浮绕组反馈电流波形。可以看出悬浮功率变换器较好的跟踪了给定电流。图9为无轴承开关磁阻电机空载1000r/min时，绕组电流和转子径向位移波形。图9(a)为转子悬浮时主绕组(A相)和 α 悬浮绕组电流波形。此时悬浮绕



组电流随悬浮力的变化而变化,系统控制周期为 $100\mu\text{s}$ 。由于悬浮力非人为控制,所以此时悬浮绕组电流波形不像力为定值时有规律。图9(b)为转子径向位移波形,从位移波形可以看出,转轴在 $\alpha(X)$ 和 $\beta(Y)$ 方向上总的位移跳动范围均小于 $100\mu\text{m}$,转轴与辅助轴承脱离,没有任何机械接触,平稳悬浮在空中。

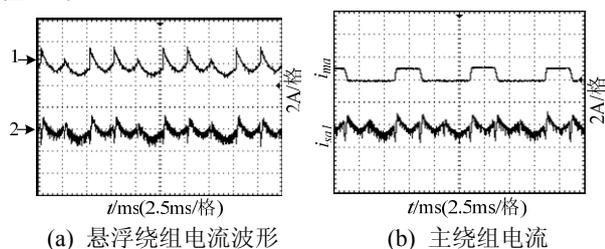


图8 主绕组和悬浮绕组电流波形

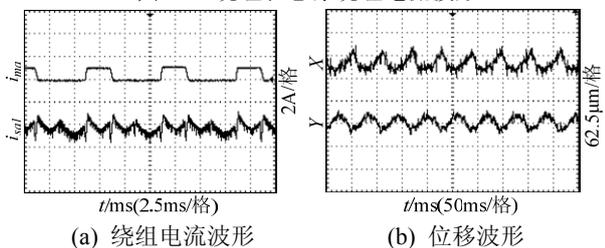


图9 悬浮电流和位移波形

6 实验结论

本文根据无轴承开关磁阻电机的控制原理,分析了其在产生所需要的悬浮力和转矩时对功率变换器的要求,给出了功率变换器的设计原则和工作状态。实验结果显示功率变换器较好地跟踪了给定电流,满足了无轴承开关磁阻电机的要求,实现电机转子的稳定悬浮。

参考文献

- [16] Bosch R. Development of a bearingless electric motor. Proc. Int. Conf. Electric Machines(ICEM'88), Pisa(Italy), 1988: 373-375.
- [17] Bichsel J. The bearingless electrical machine. Proc. Int. Symp. Magnetic Suspension Technology. NASA Langley Res. Center, Hampton, 1991: 561-573.
- [18] Takemoto M, Shimada K, Chiba A, *et al.* A design and characteristics of switched reluctance type bearingless motors[A]. Proc. NASA/CP- 1998-207654[C], Gifu, Japan, 1998: 49-63.
- [19] Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A method of determining advanced angle of square-wave currents in a bearingless switched motor. IEEE Trans. on Industry Application, 2001, 37(6): 1702-1709.
- [20] Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A new control method of bearingless switched reluctance motors using square-wave currents. Proceedings of the 2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Singapore, 2000: 375-380.
- [21] Takemoto M, Suzuki H, Chiba A, *et al.* Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor. IEEE Trans. on Industry Application, 2001, 37(1): 26-34.
- [22] Barnes M, Pollock C. Power electronic converters for switched reluctance drives. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(6): 1100-1111.
- [23] 王川云. 双凸极无刷直流起动发电系统起动控制的研究与实现. 南京: 南京航空航天大学自动化学院, 2002.

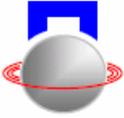
STUDY ON POWER CONVERTERS APPLIED TO BEARINGLESS SWITCHED RELUCTANCE MOTORS

Yang Gang Deng Zhiquan Cao Xin Luo Jianzhen Wang Xiaolin

(College of Automation and Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: The bearingless switched reluctance motors, which have characteristics of an switched reluctance motor, broaden in the applications of the bearingless technology. The converter is one of the important components in bearingless switched reluctance motors. They provide motor's windings with needed currents to satisfy the requirements of the torque and levitated forces. Therefore they mostly influence the rotation and levitation of bearingless motors. In this paper, in view of the control characteristics of electromagnetic torque and radial force, the requirement of the converters is analyzed. The designed principles of the converters of both main winding and levitated winding are presented. All work modes of the converters are introduced. Test results of an experimental prototype show the good performance of the suspension.

Key words: switched reluctance motor; bearingless; power converter; levitation winding



无轴承异步电机悬浮力解耦控制策略

朱广泽 邓智泉 王晓琳

(南京航空航天大学自动化学院电气工程系 南京 中国 210016)

摘要: 无轴承异步电机转子感应电流的存在导致 x 、 y 方向悬浮力耦合, 对于转矩绕组为一对极, 悬浮绕组为两对极的无轴承异步电机, 现有文献虽然能够实现两套绕组的独立控制, 但忽略了悬浮绕组定转子电流之间的耦合作用而无法实现 x 、 y 方向悬浮力解耦, 通常需加补偿角方可实现悬浮, 但补偿角不具普遍意义。本文针对此类型无轴承异步电机分析了悬浮绕组定转子电流之间的耦合对悬浮力控制的影响。在建立无轴承异步电机悬浮绕组数学模型的基础上采用了基于逆系统理论的解耦控制方法, 即在控制过程中考虑转子电流对悬浮力的贡献, 仿真及实验验证该方法能完全解耦且实现稳定悬浮。

关键词: 无轴承; 解耦控制; 感应电机

引言

无轴承电机尺寸小、功率密度高、适合应用于大功率和高转速^[1-5], 近年来引起国内外学者广泛关注。与其他无轴承电机相比, 无轴承异步电机易于弱磁、结构简单和高可靠性等优点使其具有广阔的应用前景。然而无轴承异步电机转差率的存在导致转矩绕组和悬浮绕组在转子上都感应电流^[4, 6]。对于转矩绕组为两对极 ($p_1=2$), 悬浮绕组为一对极 ($p_2=1$) 的无轴承异步电机转矩绕组在转子上的感应电流对悬浮性能的影响在文献^[7, 8]中已得到阐述, 并采用转矩绕组间接气隙磁场定向的方法实现了悬浮力解耦。对于转矩绕组为一对极 ($p_1=1$), 悬浮绕组为两对极 ($p_2=2$) 的无轴承异步电机, 传统的控制方法采用转矩绕组气隙磁场定向和转子磁场定向能够实现两套绕组的独立控制^[2, 9, 10]。但是以上方案均未考虑悬浮绕组转子感应电流对悬浮力的作用, 认为只有悬浮绕组定子电流和转矩绕组作用产生悬浮力。

然而实际悬浮力是由悬浮绕组定转子电流产生的气隙磁链和转矩绕组共同作用的结果, 本文在分析无轴承异步电机悬浮力表达式的基础上, 阐述了传统控制方法的局限性。建立了悬浮绕组的数学模型, 并利用其等效电路图分析了转子感应电流导致 x 、 y 方向悬浮力耦合问题。在考虑转子电流对悬浮力贡献的前提下研究了采用基于逆系统理论^[11]的控制策略, 实现了 x 、 y 方向悬浮力的完全解耦。仿真数据及实验结果验证了此方法的正确性和有效性。

1 无轴承异步电机的数学模型及传统控制

策略

转矩绕组为一对极 ($p_1=1$), 悬浮绕组为两对极 ($p_2=2$) 的无轴承异步电机悬浮力数学表达式如下^[2, 10, 12]:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = k_m \begin{bmatrix} \psi_{1d} & \psi_{1q} \\ -\psi_{1q} & \psi_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 k_m 为与电机结构参数有关的悬浮力系数, $i_{2d}=i_{2sd}+i_{2rd}$, $i_{2q}=i_{2sq}+i_{2rq}$, ψ_{1d} 、 ψ_{1q} 、 i_{2sd} 、 i_{2rd} 、 i_{2sq} 、 i_{2rq} 分别表示转矩绕组 d 、 q 轴气隙磁链, 悬浮绕组定子 d 、 q 轴电流和悬浮绕组转子 d 、 q 轴电流。

传统的控制策略中, 忽略了转子感应电流的作用, 而近似认为

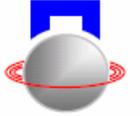
$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{2sd} \\ i_{2sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

于是悬浮力表达式可以写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = k_m \begin{bmatrix} \psi_{1d} & \psi_{1q} \\ -\psi_{1q} & \psi_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2sd} \\ i_{2sq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

以上控制方法的局限性:

对于 $p_1=1$, $p_2=2$ 的无轴承异步电机, 要实现稳定悬浮两套绕组需满足电角频率相等^[13], 即 $\omega_1=\omega_2$ 。当转速稳定时近似认为 $\omega \approx \omega_1$, 悬浮绕组转差率可以表示为 $s = (\omega_2/2 - \omega) / (\omega_2/2) \approx -1$, 因此转速稳定运行时悬浮绕组工作在发电状态^[14], 其转差角频率 ω_{2s} 近似为转子角频率的一半, 从而可知悬浮绕组在转子感应电流较大, 导致式 (2) 的近似条件不成立。因此, 利用式 (3) 的传统控制策略无法实现 x 、 y 方向悬浮力之间的解耦。



2 无轴承异步电机悬浮绕组耦合问题分析

类似于转矩绕组^[15 16]：利用悬浮绕组的数学模型易得 i_{2d} 、 i_{2q} ，即：

$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{(p+\frac{R_2}{L_2})}{L_2[(\omega_s)^2 + (p+\frac{R_2}{L_2})^2]} \begin{bmatrix} R_2 \frac{L_2}{L_2} + L_{2rl} & \frac{\omega_s L_2 R_2}{L_2 p + R_2} \\ \frac{\omega_s L_2 R_2}{L_2 p + R_2} & R_2 \frac{L_2}{L_2} + L_{2rl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 u 代表电压， i 代表电流， ψ 代表磁链， L 代表电感， r 代表转子， s 代表定子，1 代表转矩绕组，2 代表悬浮绕组， ω_{2s} 代表悬浮绕组转差角频率。

可见 i_{2d} 、 i_{2q} 与 i_{2sd} 、 i_{2sq} 和 ω_{2s} 有密切关系。为了便于分析，本文借鉴文献[7、8]分析转矩绕组的方法，给出悬浮绕组 A 相等效电路图如图 1 所示。图 1 中 L_{2rl} 、 R_{2r} 、 R_2 、 L_2 分别表示悬浮绕组转子等效漏感、等效电阻、励磁电阻、励磁电感， $s \approx -1$ 为悬浮绕组转差率。且将式 (1) 写成以下形式：

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = k_{m1} \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ \sin \rho & -\cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$k_{m1} = k_m * L_1 * \sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}$ ， $\rho = \arctan(i_{2q} / i_{2d})$ ， $i_{1d} = \psi_{1d} / L_1$ ， $i_{1q} = \psi_{1q} / L_1$ 。

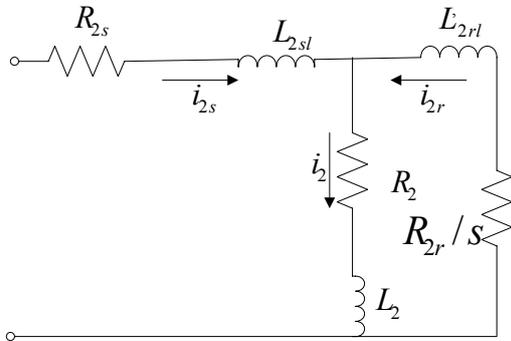


图 1 悬浮绕组等效电路图

由于悬浮绕组转差率近似为-1，且 $i_2 = i_{2s} + i_{2r}$ ，易知 i_2 相对于 i_{2s} 将有一个超前角 $\theta = \arctan(\omega_2 * (L_2 + L_{2rl}) / (R_2 - R_{2r})) + \arctan(\omega_2 * L_{2rl} / R_{2r})$ ，在传统控

制策略下可以得到：

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \frac{1}{k_{m2}} \begin{bmatrix} \cos(\rho - \theta) & \sin(\rho - \theta) \\ \sin(\rho - \theta) & -\cos(\rho - \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

$k_{m2} = k_m * L_1 * \sqrt{i_{2sd}^2 + i_{2sq}^2}$ ，由式 (5)、(6)

可得：

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \frac{k_{m1}}{k_{m2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

传统的控制策略认为悬浮绕组励磁电流和定子电流相等。实际上两者存在相位偏差，从而导致 x 、 y 方向悬浮力耦合，式 (7) 表示，由于传统控制策略没有解耦，所以给定悬浮力和实际悬浮力不等，可以认为：实际悬浮力是悬浮绕组转子感应电流和转矩绕组作用产生的悬浮力抵消了其定子电流和转矩绕组作用产生的部分悬浮力的结果。

为了验证以上分析的正确性，本文对传统控制方法进行了仿真。仿真条件是：在转子的 x 、 y 方向有 $f_x = 100 \text{ N}$ ， $f_y = 100 \text{ N}$ 作为恒定径向力负载，转速从 $100 \text{ rad/s} \sim 1100 \text{ rad/s}$ ，仿真波形如图 2。图 2 (a) 表示给定悬浮力与转速关系，图 2 (b) 表示实际悬浮力与转速关系，图 2 (c) 表示转子感应电流与转速关系，图 2 (d) 表示在不同转速下实际悬浮力与给定悬浮力差值与悬浮绕组转子电流和转矩绕组作用产生的悬浮力关系。由图 2 (a) 知给定悬浮力随着转速的升高而升高，而图 2 (b) 中实际悬浮力随转速升高而略有下降，由图 2 (c) 可知，转子感应电流随转速升高而升高，其与转矩绕组作用产生的悬浮力就会随之增加，在相同给定悬浮力下，导致实际悬浮力下降，由于外界负载不变，转子位移将变大，从而给定悬浮力变大。图 2 (d) 所示，转子电流产生的悬浮力 F_{xr} 、 F_{yr} 与实际悬浮力和给定悬浮力的差值 ΔF_x 、 ΔF_y 基本吻合，变化趋势与图 2 (c) 中转子电流变化趋势一致。

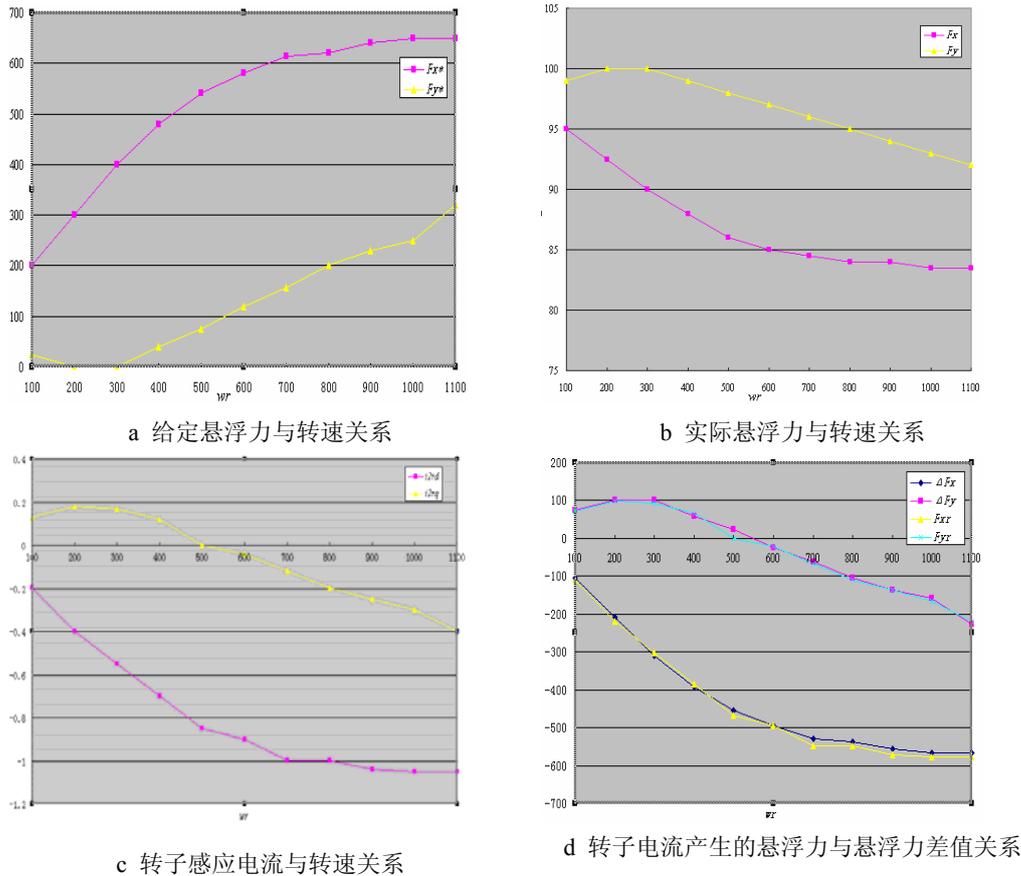
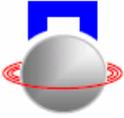


图2 仿真波形

3 基于逆系统理论的解耦控制策略

本文采用了基于逆系统理论的解耦方法^[11]。从数学的角度讲，系统相对于对象在给定初始条件下输入到输出的一个变换 $K: y=k(u)$ ，若在满足初始条件的情况下，存在一个变换 $K: u=k'(y)$ ，称 K' 为原系统的逆变换或逆系统。本文用到的悬浮力控制系统的逆系统为：

$$\begin{bmatrix} i_{2d}^* \\ i_{2q}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{k_m(\psi_{ld}^2 + \psi_{lq}^2)} \begin{bmatrix} \psi_{ld} & -\psi_{lq} \\ \psi_{lq} & \psi_{ld} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

由式 (1)、(8) 可见，在这种解耦控制方法下，能够解决悬浮力之间的耦合从而得给定悬浮力与实际悬浮力一致，即有：

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

本文对所采用的方法进行了转速在 100 rad/s-1100 rad/s 的仿真验证，其他条件与前面一致。如图 3 所示，经过解耦控制后，实际悬浮力与给定悬浮力基

本一致。因此，仿真验证了该解耦方法的有效性。

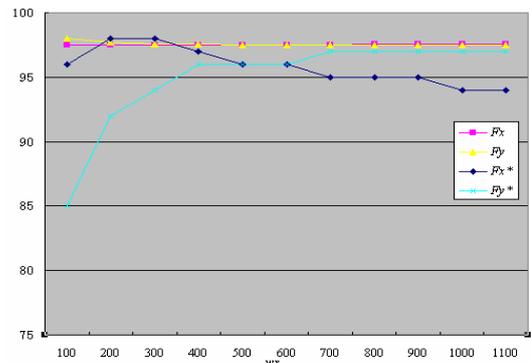


图3 解耦以后给定悬浮力与实际悬浮力关系

4 控制系统框图及实验结果

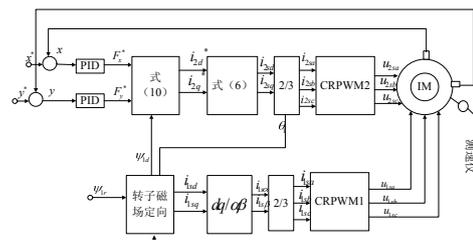
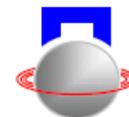
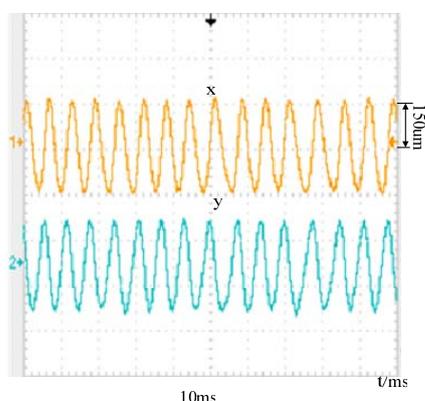


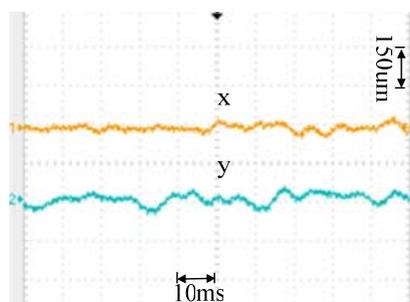
图4 基于逆系统理论的解耦控制框图



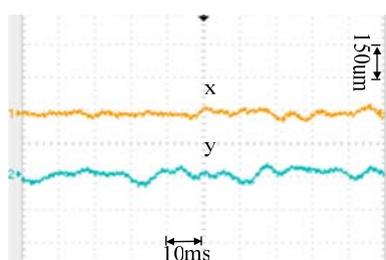
本文采用以上所述悬浮力解耦控制算法在一台两自由度原理样机上进行了 1000r/min 悬浮实验验证。电机参数为：转矩绕组： $R_{1s}=0.2904 \Omega$, $R_{1r}=0.4663 \Omega$, $L_1=0.01763 \text{ H}$, $L_{1r1}=0.00056 \text{ H}$, 悬浮绕组： $L_{2r1}=0.00066 \text{ H}$ 。实验波形如图 5：图 5 (a) 表示在传统的控制策略下不加补偿角转子 x 、 y 方向的位移均为气隙长度 $150 \mu\text{m}$ ，图 5 (b) 表示在有补偿角的情况下传统控制方法能使转子位移在 $40 \mu\text{m}$ 以内。图 5 (c) 表示解耦以后，转子位移在 $40 \mu\text{m}$ 以内，实验结果证明本文对悬浮绕组定转子电流耦合作用分析的正确性及相应的解耦方法的有效性。



(a) 传统方法不加补偿角时位移



(b) 传统方法加补偿角时位移



(c) 解耦以后的位移

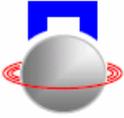
图 5 实验波形

5 结论

由于传统的控制方法无法解决悬浮绕组定转子电流耦合带来的悬浮力耦合问题，本文在分析无轴承异步电机悬浮绕组定转子电流耦合作用的基础上，采用了基于逆系统理论的解耦控制方法，仿真及实验验证了耦合问题分析的正确性及解耦方法的有效性。由于减少了调节补偿角的环节，为调试工作带来了方便，并为无轴承走向实用化起到了一定的作用。

参考文献

- [1] 邓智泉, 严仰光. 无轴承交流电机的基本理论和研究现状[J]. 电工技术学报, 2000 年, 15 期: 29-35
- [2] Deng zhiqun, Zhang hongquan, Wang xiaolin et al, Nonlinear Decoupling Control of the Bearingless Induction Motors Based On the Air-gap Motor Flux Orientation[J]. China Journal of Aeronautics. 2002.2 1 (15) :38-43
- [3] 邓智泉, 何礼高, 严仰光. 无轴承交流电机的原理及应用. 机械科学与技术, 2002 年, 09 期: 730-733
- [4] S.Nomura, A.Chiba, F.Nakamura, et al. A radial position control of induction type bearingless motor considering phase delay caused by the rotor squirrel cage[J]. IEEE, 1993, 438-443.
- [5] 年珩, 贺益康. 感应型无轴承电机磁悬浮力解析模型及其反馈控制[J]. 中国电机工程学报, 2003 年, 11 期:139-144
- [6] Akira Chiba, Tadashi Fukao. Optimal Design of Rotor Circuit in Induction type Bearingless motors[J]. IEEE Trans. on Magnetics. 1998, 4 (34) :2108-2110
- [7] Chiba, R. Furuichi, Y. Aikawa, et al. Stable operation of induction-type bearingless motors under loaded conditions[J]. IEEE Trans. Industry Application, 1997, 33 (4) : 919-924
- [8] R. Furuichi, Y. Aikawa, K. Shimada, et al. A Stable operation of induction-type bearingless motors under loaded conditions[J]. IEEE, 1996,603-609
- [9] 邓智泉, 王晓琳, 张宏荃等. 无轴承异步电机的转子磁场定向控制[J]. 中国电机工程学报, 2003 年, 03 期: 89-92
- [10] 邓智泉, 王晓琳, 李冰等. 无轴承异步电机悬浮子系统独立控制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003 年,



09 期: 107-111

- [11] 胡寿松. 自动控制原理 (第四版) [M]. 北京: 科学出版社, 2001
- [12] 王晓琳, 邓智泉, 严仰光. 一种新型的五自由度磁悬浮电机[J]. 南京航空航天大学学报, 2004 年, 04 期: 210-214
- [13] Y. Okada. levitation Control of permanent Magnet (PM) Type Rotating Motor[J]. Proc.'92 Mag. Bearings. Magn. Drives and Dry Gas Seals Conf. (MAG'92) ,1992,29-31
- [14] K. Kobayashi, M.Yamashita, A. Chiba. Principles of Self-excitation at Radial Force Winding Terminals in Bearingless Induction Motors with a Squirrel Cage Rotor[J]. IEEE. 2000, 235-240
- [15] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]. 北京: 国防工业出版社. 1989 年
- [16] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社. 2002 年

The decoupling control research of bearingless induction motors

Zhu Guangze Deng Zhiquan Wang Xiaolin

(Department of Electrical Engineering, College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics
Nanjing, 210016 China)

Abstract The forces in x and y directions are coupled with the rotor induced current of bearingless induction motors. For the bearingless induction motors with two poles motor windings and four poles levitation windings, the independent control has been realized. However, the forces in x and y directions have not been decoupled for the coupling between the current of the rotor and the stator. To realize suspension, we usually add compensation angle, but it is not universal. This paper analyzes that the coupling between them result in the coupling of the forces in x and y directions, adopt decoupling control system based on inverse theory after establishing the model of the levitation windings. simulation and experiment validate this system is decoupled and can realize suspension.

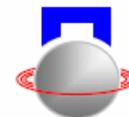
Keywords: bearingless; decoupling control; induction motor

基金项目: 国家自然科学基金基础基金项目 (50377012)

作者简介: 朱广泽 (1983—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无轴承异步电机、电力传动技术; 通讯地址: 南京市御道街 29 号南京航空航天大学自动化学院智能楼 207 室, 邮编: 210016, 联系电话: 025-84892714, *E-mail: bingfeimosheng@163.com*

邓智泉 (1969—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为无轴承电机, 高速电机, 交流电机控制;

王晓琳 (1976—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为无轴承异步电机、交流电机控制。



磁轴承 80000rpm 电机系统研究

张凯 戴兴建 张小章

(清华大学工程物理系 北京 中国 100084)

摘要: 磁轴承超高速电机系统运行时, 由于转子弯曲模态频率低于工作转速, 需要解决转子高速超临界运行的问题。通过对超高速电机转子系统进行动力学分析, 建立了有效的系统状态空间模型。针对该模型, 开展了超临界控制器的研究工作。在控制器设计中, 采用了相位整形技术提升磁轴承系统对转子一阶弯曲临界振动的阻尼效果。仿真与试验结果均证明了控制器的有效性, 最终实现了转子系统在高于 $48000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的超高速下, 平稳超越一阶弯曲临界, 并成功运行到 $81840 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。

关键词: 磁轴承; 高速电机; 超临界

引言

主动磁轴承借助电磁力驱动铁磁转子, 可实现定转子之间的非接触支承, 具有高速、无机械磨损、免润滑、能耗低、噪声小、寿命长等优点, 尤其适合于真空及高速场合, 并且在各种工业应用中显示出独特的优越性^[1]。

随着技术水平的提高, 工业领域对高速电机的需求日益迫切, 例如在高速电主轴和高速分子泵中, 需要提高转子的转速和功率, 从而提高时效及产品品质; 而在气体透平等领域, 迫切需要高速及结构紧凑的发电机和驱动电机, 这些高速电机可以直接实现变速控制, 省去齿轮变速系统, 从而使系统结构紧凑, 重量减轻, 效率提高, 成本下降, 并减少维护成本^[2-3]。

国外早在上世纪 90 年代就已经大力开展磁轴承超高速电机系统的研究, 而国内在该领域的工作还处于起步阶段, 并多集中于无轴承电机应用^[4]。随着国内对超高速电机系统的需求日益迫切, 开展此方面的研究具有重要意义。

所讨论的电机系统最高工作转速超过 $80000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$, 就绝对转速而言已经属于高速范围。又由于该转子系统的一阶弯曲临界转速要低于其工作转速, 电机转子运行时必须超越一阶弯曲临界转速。因此, 这套系统研究的核心内容是高速下磁轴承转子系统的超临界技术。

磁轴承转子的超临界技术一直是磁轴承研究领域的一个难点与热点, 国内也有研究人员开展过相关的工作^[5-6], 但在磁轴承超高速电机系统上, 很少见到报道。而受不平衡激励、磁轴承系统各环节响应速度限制等因素影响, 超高速转子系统的超临界运行尤其困难。

这里所做工作的主要包括两个部分: 通过动

力学分析建立了有效的系统状态空间模型, 该模型揭示了电机前后径向磁轴承系统对转子一阶振型在观测性与控制性上的差异; 基于所建立的模型, 采用易用有效的控制器设计方法, 通过相位整形技术提升磁轴承系统对转子一阶弯曲临界振动的阻尼效果。

仿真与试验均表明, 采用上述模型与控制器设计方法结合进行控制器设计, 无需借助复杂的算法, 就能达到高速下有效抑制转子弯曲临界振动的目的, 实现电机转子在高于 $48000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的超高速下, 平稳超越一阶弯曲临界, 并成功运行到 $81840 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。

1 系统介绍

电磁轴承系统由转子、位移传感器、控制器、功率放大器和电磁铁组成。其中转子为被控对象; 传感器检测转子位移并输出相应的电压信号; 控制器基于转子实际位置与参考位置之间的偏差信号, 按照一定的控制规律输出控制电压信号; 功率放大器将控制电压信号转换为相应控制电流输入电磁铁中, 生成控制力, 实现转子稳定悬浮^[1]。

电机系统机械结构如图 1 所示。这是一永磁电机系统, 设计最高工作转速为 $80000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。图 1 中 1~7 分别为: 前径向传感器、轴向磁轴承、前径向磁轴承、永磁电机、后径向磁轴承、后径向传感器和轴向传感器。

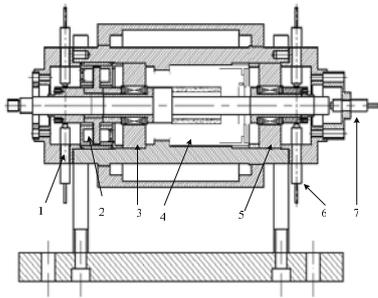
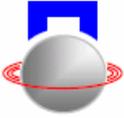


图1 电机系统机械结构

从动力学设计的角度来看，结构设计应该使转子的的工作转速尽量远离转子系统的共振频率，但受到电机参数、外形尺寸限制、材料强度等因素制约，最终要在转速与动力学特性上进行折中。

由于要求电机在超高速下运行，刚性临界是必须要超越的；第一阶挠性临界频率受到实际尺寸的限制，在现有尺寸限制条件下，如果将转子刚性尽量提高，其一阶挠性临界将处于转子最高运转频率附近，这反不利于对挠性振动进行抑制，固可将转子一阶挠性频率降低以远离最高运转频率；另外，超越过多的临界会给系统造成大的负担，是必须避免的。最终将转子设计为超一阶挠性临界运行，且最高工作转速远离转子二阶挠性临界。

转子结构如图 2。图中还给出了转子的前三阶振型曲线。

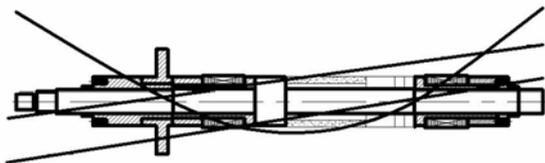


图2 转子结构

转子参数如表 1。

表 1 转子参数

参数名称	参数值
前径向磁轴承转子外直径 d_a /mm	25.8
后径向磁轴承转子外直径 d_b /mm	25.8
前径向磁轴承间隙 s_a /mm	0.25
后径向磁轴承间隙 s_b /mm	0.25
保护轴承间隙 δ /mm	0.15
转子总质量 m /kg	0.7
转子总长 l /mm	260
极转动惯量 J_p /kg.m ²	7.24e-5
赤道转动惯量 J_d /kg.m ²	2.61e-3

径向磁轴承参数如表 2。

表 2 径向磁轴承参数

参数名称	参数值
磁极数 n_p	8
单个磁极面积 A /cm ²	1.44
单个磁极线圈匝数 n	50
偏置电流 I_b /A	2.2
力电流系数 k_i /NA ⁻¹	63.7
力位移系数 k_x /Nm ⁻¹	5.6e5

2 动力学分析

为获得该转子的模态频率与振型数据，对转子进行了动力学计算。

当前后支承刚度均取为 2.0e5 N/m，转子前四阶模态频率如表 3，前三阶振型如图 2。从表中可知，转子一阶弯曲频率远低于其工作转速，利于超临界运行；而二阶挠性频率远高于工作转速，不会对 80000 r.min⁻¹ 下运行的系统产生大的影响，这样的设计，在转子模态频率分布上已经达到要求。

表 3 转子模态频率

模态频率阶次	频率值 f /Hz
一阶刚性	93.6
二阶刚性	144.2
一阶弯曲	826.7
二阶弯曲	2347

转子运行时，陀螺效应会使转子模态频率发生改变。但由于电机转子极转动惯量与赤道转动惯量的比值不大，陀螺效应对转子模态频率的影响较小。

3 单自由度模型仿真

低速下，该电机转子各自由度耦合很小，则通过将转子系统模型简化为单自由模型，对转子静态及次临界状态下的运行情况进行研究，可以简化问题，并以此为基础，完善系统模型，为实现超临界运行提供基础。

仿真仅针对前径向磁轴承的 x 自由度，定义为 x_1 。前径向 y 自由度、后径向 x 自由度、后径向 y 自由度分别定义为 y_1 、 x_2 、 y_2 。单自由度系统开环 bode 图如图 3 所示，是包含了电磁铁、转子、功率放大器 and 位移传感器的线性模型。

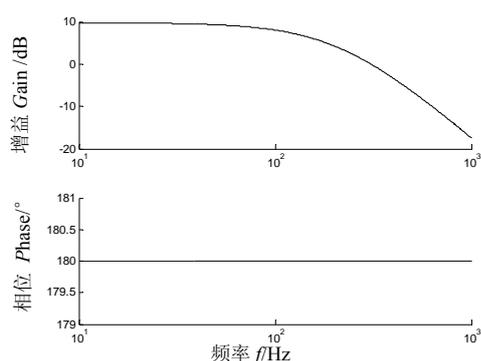
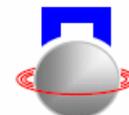


图3 单自由度系统开环 bode 图

对这样的模型,可以方便地设计出 PD 控制器实现系统的稳定悬浮。PD 控制器设计可参考文献 [1],在此不再详述。在电磁力中添加阶跃信号,可获得系统阶跃响应如图 4,知对静态悬浮与低速运行,PD 控制器性能能满足要求。

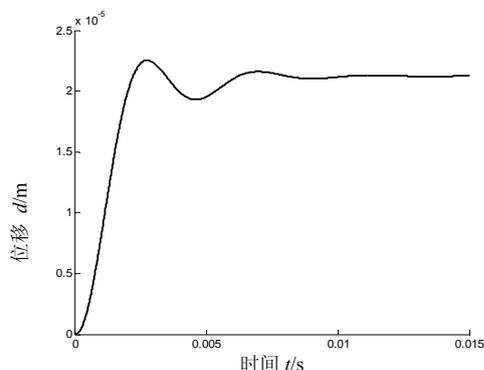


图4 系统阶跃响应

4 次临界运行试验

通过 PD 控制器,并加上积分环节减小静态偏差,可成功实现静态稳定悬浮。静态悬浮时,轴心轨迹很小,悬浮非常平稳。在此基础上,对转子次临界运行进行了试验研究。

4.1 低速运行

当转子运行到 68Hz,接近其一阶刚性临界时,转子轴心轨迹如图 5。图中,±4v 对应转子位移±130 um。此时,转子轴心振动较大。

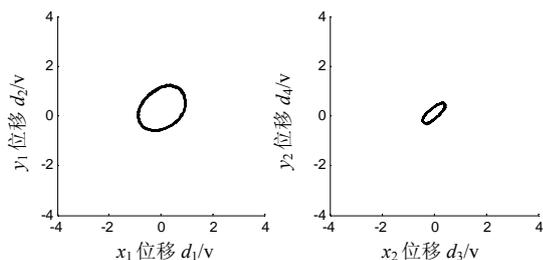


图5 68Hz 下转子轴心轨迹

转子运行到 168Hz 时,其轴心轨迹如图 6。可知,此时轴心振动较 68Hz 下已经明显下降,转子已经远离一阶刚性共振频率。此时,振动量反映了转子上刚性振型残余不平衡量的大小,由于转子在低速下进行过刚性模态平衡,刚性模态残余不平衡量已经比较小。

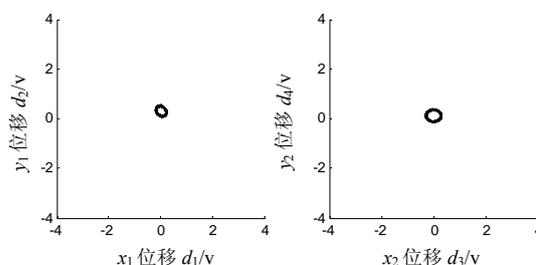


图6 168Hz 下转子轴心轨迹

4.2 高速运行

转速超越二阶刚性临界后,转子运行平稳。继续提高转子转速,当转速不断上升,轴心轨迹开始变大。尤其当转子运转到 800Hz 以后,轴心振幅快速增加,一阶弯曲振动已经成为振动的主要成分。

转子运行到 844Hz 时,转子轴心振动剧烈,并且轴心轨迹开始出现低频抖动。此时,继续提高转速,系统将失稳。当转速高于 844Hz,转子失稳时的轴心轨迹如图 7 所示。

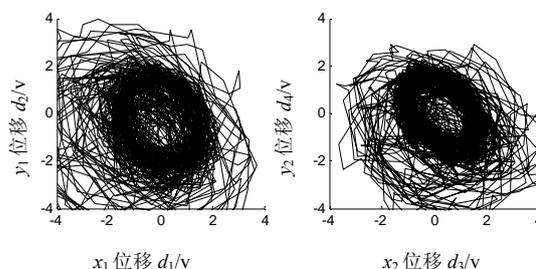


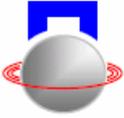
图7 转速高于 844Hz 转子失稳时的轴心轨迹

失稳显然是由于转速接近转子一阶挠性临界,而控制器未能有效阻尼一阶挠性振动造成的。静态悬浮下,通过减小 PID 控制器在 800Hz 以上部分的阻尼,并在电磁力中施加正弦激励,可以找到一阶挠性模态的共振峰,峰位在 856Hz。这个频率值与前边通过计算获得的一阶挠性模态频率非常接近。

5 超临界运行

5.1 控制算法改进

依靠调整 PD 控制器参数难以实现转子的超临



界运行, 为进一步提升转速, 需要在控制器设计环节中引入一阶挠性模态的模型, 改进控制算法, 对一阶挠性振动进行有效抑制。

通过观察图 2 不难发现, 对一阶挠性振型而言, 前径向磁轴承与前径向传感器分别位于振型前节点的左右两侧, 也就是说对前轴承系统而言, 其传感器与执行器的空间分布对一阶挠性振型是反相的。则前轴承向一阶挠性振动提供阻尼时, 该反馈力在一阶挠性频率附近的相位有特殊要求, 必须与低频段针对刚性振型的阻尼力相位相反。直观地说, 忽略其他滞后因素, 单就电磁力而言, 在低频段, 电磁力超前传感器信号 0~180 度, 可为刚性模态提供阻尼; 而 856Hz 附近, 其相位需滞后于传感器信号 0~180 度, 才能对挠性模态起阻尼作用。另外, 为有效约束超临界运行时的不平衡响应, 避免引入强的非线性因素, 控制器增益要明显提高。

为满足以上相位与增益要求, 可通过将 PD 控制器的 D 环节转折频率后移, 并在 D 通道中串入二阶 Butterworth 滤波器实现。D 环节转折频率后移可以增加控制器在挠性临界附近的增益, 改善其对不平衡激励的响应; 而低通滤波器转折频率在 1000Hz, 其引入的相位滞后因素可以明显改变 D 通道的阻尼特性, 同时减小控制器的高频增益, 增强控制器的抗干扰能力。修正前及修正后的 D 环节 bode 图分别如图 8 中虚线与实线所示。

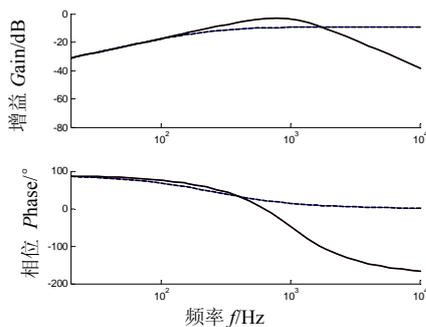


图 8 前轴承控制器微分通道 bode 图

而对后轴承而言, 其传感器相位与执行器相位是相同的, 为了阻尼一阶挠性振动, 电磁力应超前振动位移信号 0~180 度。同样, 需要提高其在挠性临界频率附近的增益, 以对超临界运行时的不平衡响应进行有效约束。

后轴承控制器的设计时, 可以通过在 PD 控制器基础上, 串入零极点对获得满足上边所提要求的控制器。使用的零极点对表达式为 $(b_2/s + a_2) / (s^2 + 2*a_1*s + a_2^2) / (s^2 + 2*b_1*s + b_2^2)$ 。参数分别取为 $a_1=5000$ 、 $a_2=3.92e7$ 、 $b_1=6000$ 、 $b_2=6.80e7$ 。其 bode 图如图 9

所示。该环节的引入, 明显改变 PD 控制器在 856Hz 附近频段的相位特性, 令其获得明显的超前特性, 可以为一阶挠性振动提供阻尼; 并且, 能在控制器基本保持低频段幅频特性不变的前提下, 明显提高控制器在挠性频率附近的增益, 为超临界运行提供足够的反馈力。

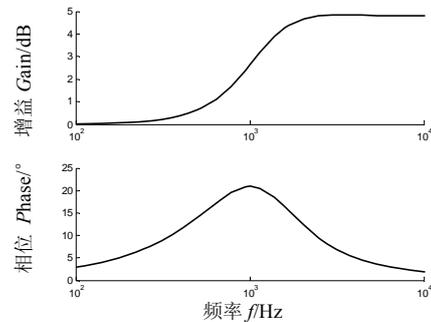


图 9 零极点 bode 图

5.2 时域仿真

采用多入多出 (MIMO) 模型对系统进行时域仿真研究。由于转子陀螺效应不明显, 为简单起见, 仅取转子 xz 平面内径向自由度的 2DOF 状态空间方程作为被控对象。关于挠性轴状态空间方程的建立可参考文献[5, 7], 在此从略。

建立系统模型后, 添加控制器, 并与开环模型组成闭环系统, 可进行阶跃响应仿真研究。

阶跃信号大小为 1N, 阶跃时刻为 0 时刻, 从 x_1 自由度, 即前轴承 x 自由度输入。控制器取为 PD 控制器和经过整形的控制器时, 其位移响应分别如图 10 中实线与虚线所示。从图 10 可知, PD 控制器没能很好抑制住一阶挠性模态振动, 而经过改进的控制器明显改善了对该模态振动的阻尼效果。

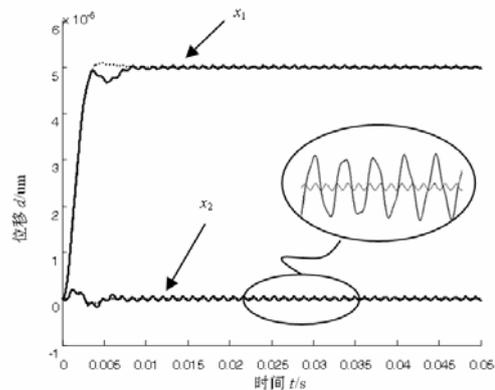
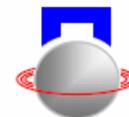


图 10 挠性轴阶跃响应

5.3 超临界运行试验

完成控制算法的改进后, 进行了超临界运行试



验。试验证明了控制器设计的有效性，转子成功超越了一阶挠性临界。

转子平稳超越一阶弯曲临界并运行到 1364Hz，即 81840 rpm 时，转子轴心轨迹如图 11。

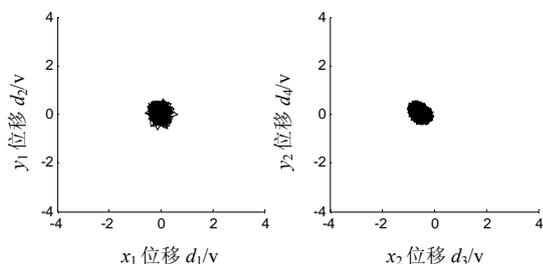


图 11 1364Hz 下转子轴心轨迹

试验中，通过 HP 3586 分析仪器，记录下了转子降速过程中，其 x_1 自由度位移峰值保持曲线。该曲线如图 12 所示，图中两条曲线分别对应两次试验时所记录的数据。

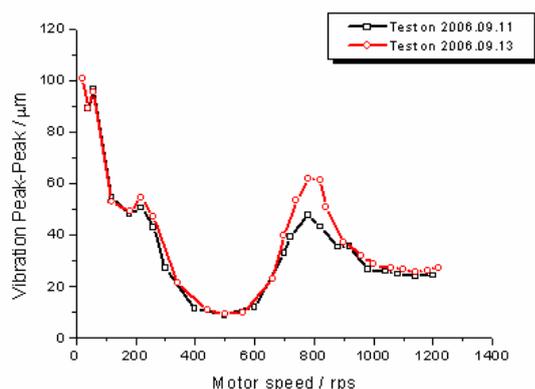


图 12 降速过程中转子 x_1 向位移峰值保持曲线

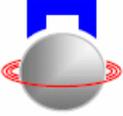
从图 12 中可知，降速时，共振峰值在 800Hz 附近。当转子转速高于 1000Hz，远离一阶挠性临界转速后，可以认为转子已经近似绕其惯性主轴转动，转子轴心轨迹随转速上升变化很小。要进一步升速在控制上是没有问题的，主要受材料强度的限制，没有进一步提高转速。

6 结束语

通过对超高速电机转子系统进行动力学分析，可以建立有效的系统状态空间模型，并以此为基础开展超挠性临界控制器的研究工作。设计控制器时，通过采用相位整形技术，可大幅提升磁轴承系统对转子一阶挠性临界振动的阻尼效果，实现转子系统在高于 800Hz 的超高速下，平稳超越一阶挠性临界。最终，转子成功运行到了 81840 rpm，80000 rpm 超高速电机系统的研制任务得到圆满完成。

参考文献

- [1] SCHWEITZER G, BLEULER H, TRAXLER A. Active magnetic bearings — basics, properties and application of active magnetic bearings[M]. ETH, Switzerland: Hochschulverlag AG, 1994.
- [2] RAHMAN M A, CHIBA A, FUKAO T. Super high speed electrical machines — summary [C]//IEEE Power Engineering Society General Meeting, Denver, USA: IEEE, 2004: 1272-1275.
- [3] DUSSAUX M. The industrial applications of the active magnetic bearings technology [C]//Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings, Tokyo, Japan, 1990: 33-38.
- [4] 朱小春, 徐龙祥. 新型永磁同步无轴承电机的设计[J]. 机械工程与自动化, 2005, 130(3): 42-44.
- [5] 李新生. 磁轴承-挠性转子过临界研究: [博士论文]. 北京: 清华大学工程物理系, 2005.
- [6] 谷会东, 赵雷, 石磊, 等. 电磁轴承支承挠性转子过临界控制器设计[J]. 清华大学学报, 2005, 45(6), 821-823.
- [7] 钟一谔, 何衍宗, 王正, 等. 转子动力学. 北京: 清华大学出版社, 1987.



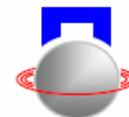
RESEARCH ON AN 80000 RPM MOTOR SYSTEM SUSPENDED BY ACTIVE MAGNETIC BEARINGS

Zhang Kai Dai Xingjian Zhang Xiaozhang

(Department of Engineering Physics, University of Tsinghua, Beijing 100084, China)

Abstract: In a super high speed motor system suspended by active magnetic bearings, a supercritical running of the rotor should be achieved because the first bending mode frequency of the rotor is much lower than the highest running frequency of the motor system. With a rotor dynamic analysis for the motor rotor system, an effective state space system model is built. With the model, a controller which assures the stable running of the rotor at its first bending critical speed is designed. In the controller design, a phase shaping method is applied to improve the damping effect of the AMBs for the first bending mode vibration of the rotor. Simulation and experiment results show that the controller is effective, a stable supercritical running high above 48000 rpm is achieved and the highest speed the motor system reached is 81840 rpm.

Key words: Active magnetic bearing; High speed motor; Supercritical operation



辅助轴承在高温气冷堆中的应用研究

杨国军 徐旻 赵雷 于溯源

(清华大学 核能与新能源技术研究院 北京 中国 100084)

摘要: 氦气透平直接循环发电方案被认为是高温堆发电领域的发展方向,但是至今为止都停留在技术研究和设计研究阶段,其中该方案的转子支承技术已成为制约其实际应用的瓶颈技术。目前磁力轴承已成为大多数正在建造的气冷堆中的理想支承部件,但同时必须提供辅助支承用以保证系统在失去磁力轴承的支承后不被破坏,因此辅助轴承是整个系统正常运行的基本安全保证。目前,辅助轴承在此领域的应用与研究尚不完善,极具挑战性。文中综述了辅助轴承在高温气冷堆中的应用状况,提出了一种辅助轴承设计的基本思路,并介绍了辅助轴承的实验情况,为 10MW 高温气冷堆氦气透平发电系统辅助轴承的设计提供了借鉴。

关键词: 10MW 高温气冷堆 (HTR-10); 氦气透平; 磁力轴承; 辅助轴承

引言

高温气冷堆是第四代核电的代表堆型之一,采用全陶瓷型包覆颗粒燃料元件,以石墨为慢化剂和堆芯结构材料,以氦气为冷却剂,其主要特点是具有固有安全性和高度模块化^[1]。

高温堆氦气透平直接循环概念开辟了高效清洁能源的新篇章,被认为是高温堆发电领域的发展方向,世界上几个主要的先进国家在此项目上已经进行了长达 10 年之久的研究和开发工作,但是至今为止都停留在技术研究和设计研究阶段,并未付诸实施。由于其设计和技术的挑战。至今为止,在全世界范围内,无论是商用模块式高温气冷堆还是与之相匹配的氦气透平都无现成的经验,因此有必要对其基本特性和设计构想做深入的研究^[2-3]。

清华大学核能与新能源技术研究院承担的国家 863 项目——高温气冷堆氦气透平发电系统,将是世界上第一座模块式高温气冷堆与氦气透平发电系统相结合的反应堆工程。

磁力轴承以其无磨损、无需润滑、能进行主动

控制等优点^[4],并能避免一回路的污染,成为大多数正在建造的气冷堆中的理想支承部件。但为了减轻磁力轴承失效或者过载时磁力轴承的载荷,必须提供辅助保护支承,用以保证系统在失去磁力轴承的支承后不被破坏,因此辅助轴承是整个系统正常运行的基本安全保证。

本文综述了辅助轴承在高温气冷堆中的应用情况,提出了一种辅助轴承的设计思想,分析了清华大学核研院磁力轴承实验室目前的辅助轴承实验情况,为氦气透平系统辅助轴承的设计奠定了一定的技术基础。

1 辅助轴承设计综述

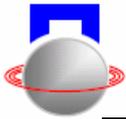
1.1 辅助轴承设计总体要求

辅助轴承的选择,需要考虑许多相关联的因素,包括机组的基本性质和系统的特征。同时,辅助轴承的选择也在很大程度上影响了系统的设计。

表 1 给出了关于辅助轴承设计需要考虑的相关内容的总结^[5]。

表 1 辅助轴承设计

相关项	说明
与机组相关的内容	
转子质量	主要影响辅助轴承的大小、设计。
转子方向	在卧式透平中,轴的重力由许多径向辅助轴承共同支承。而在立式透平中,通常只有一个轴向辅助轴承。轴的放置方向对转子动力学载荷的影响很小。如果增大透平机组的尺寸,立式放置会更有意义。
转速 (r/min)	高速,特别是在轴承直径很大的情况下,会接近辅助轴承的极限 DN 值。



转子动力学	磁力轴承与辅助轴承的转子动力学都必须满足设计要求（参看可靠性标准）。
磁力轴承的局限性	当磁力轴承过载时，辅助轴承必须能承担额外的载荷。
与系统相关的内容	
可靠性标准	强烈影响磁力轴承的设计。在辅助轴承的使用寿命内，可靠性决定了辅助轴承的数量和类型（相对于全部或部分失效），也决定了设计目标（如避免或减轻对透平系统的破坏），影响辅助轴承的稳定裕度。
坠落次数	和可靠性标准有关。可能是决定辅助轴承寿命的最重要的因素。影响对辅助轴承使用性能的评估，以及备件的准备。
运行环境	包括温度、压强、工作流体以及污染物的性质。这些因素影响辅助轴承材料的选择。还有辅助轴承所处的氦气环境的限制，例如材料的摩擦属性、机理以及对发热和寿命的影响，润滑剂选择的限制等。
超速标准	影响辅助轴承的设计，如果磁力轴承失效或超速，会导致磁力轴承的过载。
系统诱导载荷	包括转子跌落时的系统动态载荷。如透平前后压力不平衡负载，可能会超过转子自身的重量。
外部诱导载荷	例如地震或爆炸引起的振动。
跌落时间	在诸如气冷堆等大规模应用中，它决定于系统对磁力轴承失效的响应时间和刹车时间。若忽略系统影响，跌落时间由转子的惯性以及阻力决定，包括相关系统的内部摩擦和气体阻力。
维护标准	例如辅助轴承在后备期间或跌落期间，可检查或可替代的程度。
与轴承相关的内容	
发热和散热	在具体的应用中，必须解决跌落时的发热问题，辅助轴承的类型决定了发热程度
润滑剂	在气冷堆中，润滑剂对跌落时的发热程度有很大影响，它同样影响特种轴承在特定应用中的实用性和期望值。
材料特性	影响辅助轴承的大小和它与机组系统的兼容性
冷却措施	辅助轴承的冷却装置可以提高承载和延长跌落周期
间隙控制	无间隙设计可以动态的控制辅助轴承和轴间的空隙，并且在跌落时对转子动力学提供附加的控制

1.2 常用辅助轴承及其特点

表 1 说明，辅助轴承的设计涉及许多因素，对于某个给定的应用需要平衡各方面的要求。辅助轴承的需求和应用的多样性促进了它们的发展，每一种辅助轴承都有各自的优点和缺点。一般来说，现代常用辅助轴承大体分为三种：滑动轴承、滚动轴承、陶瓷轴承。

滑动轴承最主要的优点就是简单、耐用、寿命长和非接触式检测。而付出的代价是较大的摩擦和跌落时难以控制的发热。这种类型可以增加负载并且存储能量（主要由转子的质量和转速决定）。此外，它在气冷堆的干燥氦气氛围下的摩擦特性还没有得到证实。

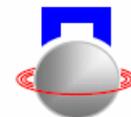
对比而言，低摩擦的滚动轴承在跌落过程中发

热小。然而，启动阶段猛烈的撞击，可能会对轴承带来损害甚至失效。此外，这类轴承长期备用，必须时刻准备投入工作。备用期间，必须阻止不希望的摆动，避免腐蚀或污染造成的损害，而且难以检测辅助轴承的性能。但在气冷堆中，干燥氦气的氛围确实可以减缓它在备用期间的腐蚀。

如果采用陶瓷球代替滚动轴承中的钢制滚动体，则形成混合陶瓷轴承，具有耐高温，耐腐蚀，耐磨，硬度高密度小，热膨胀系数小，自润滑性好的特点，比较适用于氦气透平环境。

1.3 国内外辅助轴承应用状况

对透平压气机的应用而言，方向和载荷分布是用于卧式与立式透平的辅助轴承的最大区别。在磁力轴承完全失效的情况下，在水平头透平中，转子



至少有两个径向辅助轴承支承；而在立式透平中，在跌落时所有的重量通常只有一个轴向辅助轴承支承，这样大的载荷和发热都将集中作用在这个辅助轴承上。但无论是立式还是卧式透平，它们的转子动力学区别是次要的。如果径向辅助轴承的位置和特性类似，那么诸如临界转速等关键动态参数将不会改变。但不可忽略的是，水平透平减小了由重力引起的反进动的可能性。但经验表明，立式透平的反进动趋势问题可通过合适的辅助轴承设计加以控制。

相对于卧式透平这方面坚实的经验基础，有关立式透平的经验却很少。而且，用于气冷堆的透平研究也十分有限。

作为工业实际应用的辅助轴承产品，目前具有代表性的主要包括美国沃克沙（Waukesha）公司的滑动轴承和法国 S2M 公司的混合陶瓷球轴承。

美国的沃克沙公司使用一种结构简洁而且顺应性很好的剖分式滑动轴承作为辅助轴承来保护转子失效。这种轴承使用的是沃克沙公司自行研制的轴承和合金，具有良好的跑合性和抗腐蚀性。轴承本体材料为钢，自润滑青铜表面浇铸，还有包括自润滑铁镍合金等多种其它材料供选择。这种轴承的优点在于简洁而牢固耐用，没有运动的部件，而且它还能适应不同温度条件的要求，（可设计超过 500 度的温度条件）甚至是在有腐蚀的恶劣环境中，也能很好的运转。

法国的 S2M 公司采用的是无保持架混合陶瓷球轴承作为辅助轴承，即滚动体为陶瓷球的，内外圈仍为轴承钢。目前已经得到了较为广泛的实际应用。

2 辅助轴承的功效与失效形式分析

对于应用磁力轴承进行支承的转子系统中，磁力轴承作为主支承用于转子正常工作时的支承，辅助轴承作为辅助支承主要用于系统停机检修、正常工作时的过载保护及磁力轴承失效时的临时辅助支承。

其中，在磁力轴承断电或磁力轴承本身发生故障失效时的辅助支承尤为重要。特别是由于系统发生断电，转子系统在正常工作情况下将失去磁力轴承的支承，在正常的工作转速下跌落下来，此时将由辅助轴承发挥作用，来支承从高速跌落下来的转子，并保证磁力轴承与转子系统不发生破坏，直至整个系统停机。

辅助轴承作为辅助支承装置，与常规轴承的使用情况有所不同。即在转子正常运转时，由磁力轴承来支承，只有当磁力轴承出现故障或过载时才承担支承作用。冲击、发热将是辅助轴承的工作特点。

根据其工作特点，辅助轴承的主要失效形式应为塑性变形、磨损、烧伤、卡死、材料性质的改变等。

3 高温气冷堆辅助轴承的基本设计思想

针对辅助轴承可能出现的失效形式，结合高温气冷堆转子结构设计的实际情况，并参考机械轴承的设计理论，辅助轴承可采取如下设计思想：

- 1) 针对冲击载荷：可采取具有较高屈服极限的轴承材料，并设计缓冲机构。
- 2) 针对发热：可采取干润滑方法降低摩擦，并可选用陶瓷球轴承。
- 3) 针对高转速：当无法选择滚动轴承时，可考虑设计具有自润滑功能的滑动轴承。

4 辅助轴承实验研究

清华大学核研院磁轴承实验室结合多个实验台架初步进行了辅助轴承的实验研究，主要包括静态悬浮跌落实验和旋转悬浮跌落实验。

4.1 发电机实验台架跌落实验

在 10MW 高温气冷堆氦气透平发电系统（HTR-10GT）的发电机实验台架中，转子重 3500kg，额定转速为 3000r/min。转子两端采用的是面对面布置的角接触球轴承作为辅助轴承。

在静态悬浮跌落实验中，已进行了上百次的悬浮跌落，实验证明此辅助轴承的安全可靠。

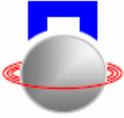
在旋转跌落中，已完成转速 300r/min 的跌落实验，实验证明在此转速下辅助轴承很好地承担了辅助支承的作用。

目前，正在进行升速实验，逐步达到全转速 3000r/min，进行相关的跌落实验，以确定其主要失效形式，为 HTR-10GT 发电机转子的实际工程应用奠定基础。

4.2 小型实验台架跌落实验

在小型转子的跌落实验中，主要进行的是全转速跌落实验。

转子的重量为 6 公斤，转速为 600Hz。辅助轴承采用的是深沟球轴承，全转速跌落。



实验结果良好,并未出现严重的塑性变形和严重的烧伤。

5 结论

文中概述了高温气冷堆辅助轴承的应用与研究状况,针对 HTR-10GT 转子的辅助轴承设计,提出了辅助轴承设计的基本思想。同时介绍了清华大学核研院磁轴承实验室关于辅助轴承的实验进展情况,为进一步完善辅助轴承的设计理论及实际应用,提供了一定的参考。

参考文献

[1] 符晓铭,王捷. 高温气冷堆在我国的发展综述. 现代

电力, 2006 年, 05 期: 70-75

- [2] 杨国军等. 10MW 高温气冷堆磁轴承转子结构与固有频率的关系研究[J]. 高技术通讯. 2003, 13(148): 72-76
- [3] Shi, L., Yang, G., et al., 2003. Preliminary design of the power conversion unit with direct gas-turbine cycle for the HTR-10. ICONE11, Tokyo, Japan, April 20-23, 2003.
- [4] G.施韦策, H.布鲁勒, A.特拉克斯勒. (虞烈等译). 主动磁轴承基础、性能及应用[M]. 北京, 北京新时代出版社, 1997.
- [5] Scott R. Penfield, Ed Rodwell. AUXILIARY BEARING DESIGN CONSIDERATIONS FOR GAS-COOLED REACTORS

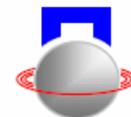
RESEARCH ON APPLICATION OF AUXILIARY BEARING FOR HIGH TEMPERATURE GAS-COOLED REACTOR

Yang Guojun, Xu Yang, Zhao Lei, Yu Suyuan

(Institute of Nuclear and New Energy Technology, Tsinghua University, Beijing, 100084 China)

Abstract: The direct cycle scheme of helium turbine is considered as the developmental direction in the field of high temperature reactor. However it rests on research phase of technology and design. The sustaining scheme has become key technology. The magnetic bearing is becoming the perfect sustaining assembly for many high temperature reactors. The auxiliary bearing must be applied with the magnetic bearing in this scheme. When the magnetic bearing fails to work, the auxiliary bearing must sustain the rotor instead of magnetic bearing to protecting the whole system. So the auxiliary bearing is the basic secure guarantee. However, the application and research on this field of auxiliary bearing is very poor. It is a challenge project. The application status of auxiliary bearing for high temperature reactor is summarized in this paper. A kind of design method and experimental result of auxiliary bearing are introduced. It offers the references for the design of auxiliary bearing in the HTR-10GT project.

Key words: 10MW High Temperature Gas-cooled Reactor (HTR-10); Helium Turbine; Active Magnetic Bearing (AMB); Auxiliary Bearing



HTR-10GT 转子辅助支承装置初步研究

覃庆权 杨国军

(清华大学 核能与新能源技术研究院 北京 中国 100084)

摘要: 磁力轴承是 10MW 高温气冷堆氦气透平发电系统(HTR-10GT)转子的理想支承部件, 辅助轴承作为辅助保护支承是磁力轴承系统中的重要组成部分, 是整个项目的关键技术之一。文中概述了辅助轴承主要功能和常用的辅助轴承类型, 分析了 HTR-10GT 发电机转子所采用的辅助轴承, 介绍了正在进行的辅助轴承实验台架及拟进行的转子跌落实验研究内容, 实验结果将为辅助轴承的设计及实际应用奠定一定的基础。

关键词: 磁力轴承; 辅助轴承; 转子跌落; 冲击; 摩擦

引言

辅助轴承是磁力轴承系统中不可缺少的一部分。其主要目的是增强系统的可靠性, 对磁力轴承系统以及所支承的转子起到保护作用。本文介绍比较了几种类型辅助轴承结构特点以及优缺点, 并对基于 HTR-10GT 辅助轴承装置所构建的辅助轴承实验台架以及在该台架上拟进行的转子跌落实验研究内容进行阐述。

1 HTR-10GT 转子主支承与辅助支承装置

10MW 高温气冷堆氦气透平直接循环发电系统(HTR-10GT)是 10MW 高温气冷堆项目的二期工程。氦气透平直接循环发电由于系统简单并且发电效率高, 因此是高温气冷堆的发展主要方向。在氦气透平直接循环发电系统中, 转子系统的支承装置为主动控制磁力轴承(简称磁力轴承, Active Magnetic Bearing, AMB)。

磁力轴承系统构成如图(1)所示。

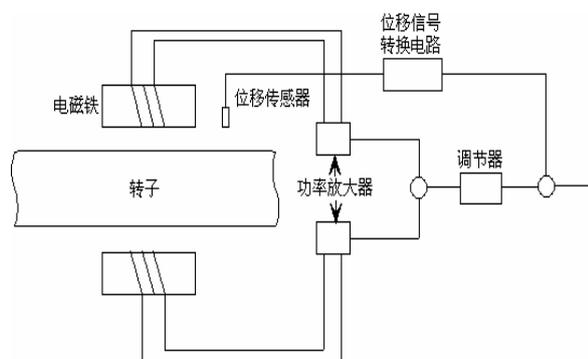


图1 磁力轴承系统构成示意图

磁力轴承是利用主动控制的电磁力将转子悬浮起来, 实现对转子的无接触支承, 这是磁力轴承

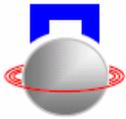
与传统机械轴承的最大区别。此外磁力轴承还具有高转速、机械磨损小、能耗低、寿命长、不需润滑, 无油污等优点, 因此对于高速, 不能使用润滑剂等特殊环境, 磁力轴承具有显著的优势, 并且在很多领域如高速机床、汽轮发动机, 真空分子泵上得到了成功的应用。

一个完整的磁力轴承系统通常包括一个轴向、两个径向轴承及其控制系统。要完成对转子位置的调节, 需要经过位置传感器、转换电路、调节器以及功率放大器等环节, 整个系统较为复杂, 任何一个环节出现故障都有可能系统无法正常工作。另外磁力轴承对突发载荷, 过载以及整个系统断电的极端事件自身抵抗能力不足, 对所支承的转子系统也起不到保护的作用。因此在实际的应用当中, 磁力轴承系统还需要一套辅助支承装置——辅助轴承, 在必要时对转子系统进行辅助支承, 起到保护转子和磁力轴承的作用。

辅助轴承的主要目的是增强磁力轴承系统的可靠性, 一般采用机械轴承, 在磁力轴承系统正常工作状态下, 辅助轴承处于备用状态, 与转子之间没有接触。在异常或磁力轴承失效的情况下, 辅助轴承与转子接触, 处于工作状态, 并能够维持系统短时工作直至系统安全停机, 达到保护磁力轴承以及转子系统的目的, 防止发生重大事故。

2 辅助轴承

辅助轴承(Auxiliary Bearings, ABs), 在文献中也有称为保持轴承(Catcher Bearings, CBs)或备用轴承(Backup Bearings)、保护轴承, 是磁力轴承系统中重要的组成部分。不同的名称的由来, 是由于侧重辅助轴承本身不同方面的功能。当磁力轴承处于正常工作的大多数时间当中, 辅助轴



承处于一种备用的状态；而当磁力轴承异常时，辅助轴承起到辅助支承和保护的作用。称为辅助轴承能较为清楚及完整的描述其在磁力轴承系统中所担任角色，行使的功能。因此本文采用辅助轴承这一概念。

目前有应用的主要有以下几种类型辅助轴承：滑动辅助轴承、滚动元件辅助轴承、陶瓷轴承、行星轮辅助轴承，以及零间隙辅助轴承。下面分别对这几种辅助轴承进行介绍。

(1) 滑动辅助轴承

结构形式可简单也可较复杂，视具体的需要而定。较为简单的是在轴承或转子或两者的表面上以轴套的形式有匹配的材料作为摩擦副。较为复杂的结构中还安装有减缓转子动力学效应的减震部件。滑动辅助轴承的优点是结构较为简单并且价格便宜，但是由于转子与轴承之间是滑动摩擦，摩擦系数较大，所以在转子与辅助轴承接触事件中由于摩擦产生很高的热量，造成轴承的可靠性差，寿命短。

滑动辅助轴承的典型代表是美国的沃克沙公司。图 2 所示是在一台 23MW 电动压缩机上的滑动辅助轴承。



a) 径向辅助轴承 b) 轴向辅助轴承

图 2 滑动辅助轴承图例

(2) 滚动元件辅助轴承

即常规的滚动体轴承或球轴承，是目前磁力轴承系统中使用最为广泛的辅助轴承形式。目前大多数文献的理论探讨，数值计算也是围绕常规球轴承进行，其中又以深沟球轴承居多。

与传统的球轴承的区别是在辅助轴承外圈和轴承座之间以及内圈和转子之间都有弹性和阻尼部件，用来减缓转子在跌落过程中产生的冲击载荷。但由于转子的转速一般处在非常高的状态，冲击载荷仍然有可能对轴承或其滚动元件以及保持架造成破坏。滚动轴承与转子之间是滚动摩擦，因此发热量明显方面得到明显改善。

(3) 陶瓷轴承

陶瓷轴承的结构形式与滚动元件轴承一样，只是滚动体是陶瓷材料制成。陶瓷轴承的突出特点是耐高温、耐腐蚀、硬度高、密度小，并且自润滑性好。但其加工工艺复杂，成本较高，且由于陶瓷的多孔性和不均一性，使得陶瓷轴承的性能不稳定。

陶瓷轴承的典型代表是法国 S2M 公司。

(4) 行星轮辅助轴承

其结构示意图如图 3 所示。环轴一周上均匀分布滚动组件成为行星式轴承系，用来作为磁力轴承的辅助轴承。行星滚动组件的数量根据需要而定。与滚动组件相匹配的旋转轴上的接触面为硬化过或具有摩擦特性的表面，这和之前滑动轴承提到的相类似。行星轮辅助轴承主要应用于轴直径尺寸较大的场合，或是在轴承的额定转速收到限制的情况下使用。这也是行星轮辅助轴承相比与常规滚动轴承的优点，但是结构相对复杂，成本也较高。

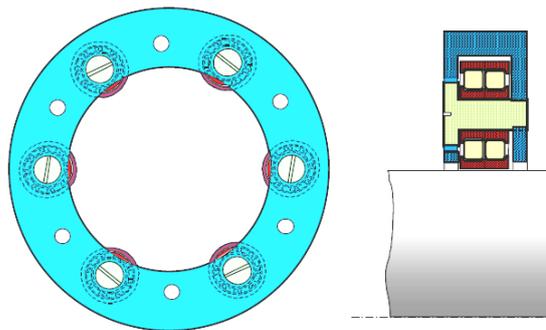


图 3 行星轮辅助轴承结构示意图

(5) 零间隙辅助轴承

零间隙辅助轴承的设计概念是由行星轮辅助轴承而来，结构如图 4 所示。

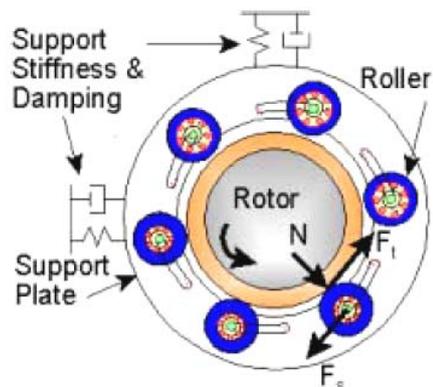
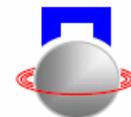


图 4 零间隙辅助轴承结构示意图

零间隙辅助轴承的工作原理是在转子周围设计由均匀分布的滚子组件，滚子的位置靠导轨控制。当轴承正常工作时，复位弹簧使滚子组件和转子脱离接触；当电磁轴承不工作或是超载时，滚子



组件被激活，在驱动环的作用下沿导轨移动，使滚子组件和转子接触。零间隙辅助轴承能克服常规滚动轴承对摩擦所产生的反涡动比较敏感、对突加不平衡载荷产生很大的动态力等缺点。

(6) HTR-10GT 中采用的辅助轴承

HTR-10GT 中转轴为垂直方向放置，在轴的上端和下端分别是径向，径向-轴向辅助轴承，如图 5 所示。辅助轴承采用两个反向搭配的角接触球轴承。

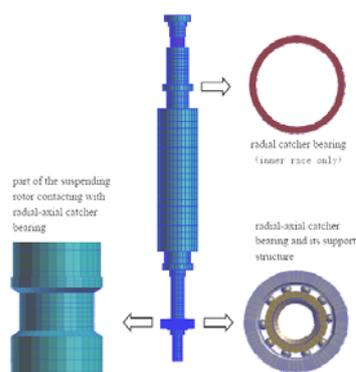


图 5 HTR-10GT 辅助轴承示意图

3 HTR-10GT 中辅助轴承的研究

由于磁力轴承系统一般都是在高转速状态下运行，并且对转子在辅助轴承上着陆过程的动力学特性了解不够，虽然现在在很多领域磁力轴承系统得到广泛的应用，但是现有文献以及规范中针对辅助轴承的设计和执行准则几乎没有。

在高温气冷反应堆中磁力轴承系统的应用对辅助轴承提出了更高的要求，因为首先在干燥氦气环境中材料的摩擦特性会由于可能的自我融接而变得更为复杂；其次近来直接 Brayton 循环在高温气冷堆中应用的发展使得透平机的尺寸变大，这对磁力轴承和辅助轴承都提出了挑战；再次高温气冷堆中垂直安装的透平机对轴向辅助轴承有更高的要求。

3.1 辅助轴承实验台架

在进行 HTR-10GT 磁力轴承的设计及调试过程当中，都有发生过转子在辅助轴承上跌落的情况，但是没有专门对跌落事件进行过实验研究。辅助轴承实验台架在这样的背景下进行搭建。如图 6 所示。

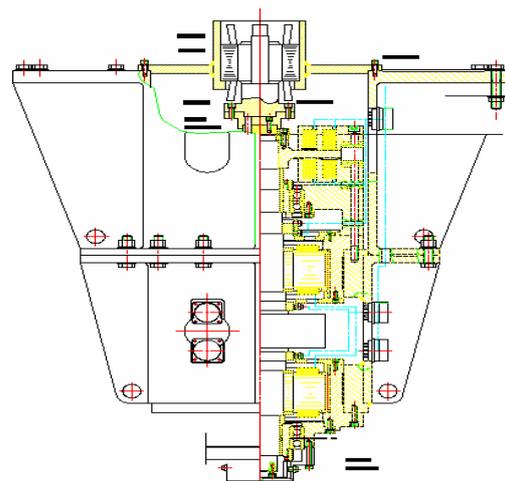


图 6 辅助轴承实验台架结构示意图

实验台架的一些主要参数如下：

转子重：150kg

转子最高转速：15000r/min

辅助轴承与转子间隙：径向 0.15mm，轴向 0.3mm

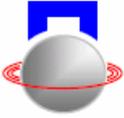
3.2 转子跌落事件的实验研究

为了能够更好的进行转子在辅助轴承内的跌落实验。在进行实验之前需要先对转子系统在磁力轴承实效后的动力学行为，以及与辅助轴承接触后，辅助轴承受力及行为在理论上进行简要的分析。目前在国内外针对水平放置的模型有理论及数值计算的先例，对垂直方向放置的实验台架有借鉴意义。根据理论分析的结果，指导转子跌落实验。

转子跌落实验主要任务是在不同的转速下（由低到高）逐步进行跌落实验，在实验过程中记录转子对辅助轴承的冲击载荷以及辅助轴承内由于摩擦的发热情况。

对于发热情况可以采用热电偶进行测量，而对转子跌落在辅助轴承上后，冲击载荷的测量及记录是实验的一个难点。现拟定方案一是采用应变电测法进行测量，但是由于转子在磁力轴承失效之后在辅助轴承内跌落的随机性，测量点选择存在很大的困难。拟定方案二是在用加速度传感器在径向和轴向分别布置，记录跌落过程的振动响应，由此反算跌落的冲击载荷，方案的可行性有待初步的实验验证。拟定方案三是根据理论计算结果，采用转子静态跌落实验模拟高速状态下跌落，跌落高度根据不同情况进行选择，由静态跌落的实验结果检验辅助轴承承受冲击载荷的能力。

由实验记录数据以及对机械轴承的设计准则，



结合跌落实验后, 轴承在显微状态下的观察结果检验辅助轴承在磁力轴承系统中的辅助工作能力以及对系统的保护能力, 并为 HTR-10GT 系统中辅助轴承的设计提供可供参考的实验依据。

4 结论

针对磁力轴承系统辅助支承装置的研究, 无论是国内还是国外都比较少。国内的研究主要关注磁力轴承系统在失效或者异常工作情况下, 发生与辅助轴承接触事件中转子系统的动力学分析; 国外之前的研究, 侧重点也多在于转子在接触事件中的动力学响应方面。研究以理论分析及数值模拟计算居多。

对辅助轴承的实验研究, 能够对转子跌落后辅助轴承的行为有更为详尽的了解, 并为辅助轴承的设计提供可靠的实验依据, 从而增强整个磁力轴承系统的可靠性。

参考文献

[1] 常春江, 杨荣. 电磁轴承及其应用 第二部分: 电磁轴承工作原理和设计要点. 航空发动机, 2003 年, 02 期: 44-50

[2] Wan Li, Xu Yang, Yang Guojun. Impact Analysis of the Catcher Bearing for the Magnetic Suspending Rotor in HTR10-GT Project. 2nd International Topical Meeting on HIGH TEMPERATURE REACTOR

TECHNOLOGY, 2004, Paper D17

[3] 季进臣, 虞烈. 电磁轴承转子系统中高速不平衡转子跌落过程的非线性动力学. 机械工程学报, 1999 年, 05 期: 62-66.

[4] 施韦策 G, 布鲁勒 H 等. 主动磁轴承基础、性能及应用. 虞烈, 袁崇军译. 北京: 新时代出版社. 1997 年

[5] 祝长生. 主动电磁轴承失效后转子坠落在备用轴承过程中的非线性动力学. 机械工程学报, 2006 年, 07 期: 196-202

[6] Kirk R G, et al., Rotor drop test stand for AMB rotating machinery, part I: Description of test stand and initial results, Proceedings of the Fourth International Symposium on Magnetic Bearings, Zurich, Switzerland. 1994, 207-212

[7] M. O. T. Cole, P. S. Keogh, C. R. Burrows. The Dynamic Behavior of a Rolling Element Auxiliary Bearing Following Rotor Impact. Transactions of the ASME. 2002

[9] Lawrence Hawkins, Alexei Filatov, Shamim Imani, et al. The Result and Analytical Predictions for Rotor Drop Testing of an Active Magnetic Bearing Expander/Generator. Transaction of the ASME. 2007, v129. 522-529

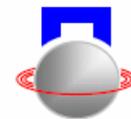
PRELIMINARY ANALYSIS OF AUXILIARY BEARINGS IN HTR-10GT

Qin Qingquan Yang Guojun

(Institute of Nuclear and New Energy Technology, Tsinghua University, Beijing, 100084 China)

Abstract: Magnetic bearing is the perfect rotor sustaining assembly for the helium turbine and generator system of 10MW high temperature gas-cooled reactor. Auxiliary Bearings are the important part in the magnetic bearing system. It is the important the key technology for the project. Main function and different types of auxiliary bearings are indicated. Auxiliary Bearings used in HTR-10GT were introduced. The test rig constructed for the development of auxiliary bearings is shown, and the coming rotor drop test base on the test rig is described in detailed. The results will offer the design basement for the application of auxiliary bearings.

Key words: Magnetic Bearings (MBs); Auxiliary Bearings (ABs); Rotor drop; Impact force; Friction



高档数控机床中的主动磁悬浮支承技术

张钢 高刚 赵志峰 梁世颇 张彪 汪希平

(上海大学 机电工程与自动化学院 上海 中国 200072)

摘要: 介绍了主动磁悬浮支承技术在高档数控机床中的应用。结果表明: 本研究是立足于精密、高效、无污染加工制造中的新技术基础研究, 其应用背景为机床制造业, 但成果也可应用于其他行业, 如军事领域、航天领域、交通运输业、纺织业及测试设备中, 因而有广阔的应用前景。

关键词: 数控机床; 主动磁悬浮支承技术; 主动磁悬浮轴承; 主动磁悬浮导轨

引言

在现代制造业中, 超高速超精密加工是近年来国际上发展十分迅速的一项先进制造技术^[1]。在高档数控机床中要实现超高速超高精度加工, 没有先进的支承技术是寸步难行的。近年来在国内外发展迅速的磁悬浮支承技术是满足这种支承要求的最佳选择, 它是目前迅速发展的高新技术, 在机械基础件方面的应用实例之一是主动磁悬浮轴承(Active Magnetic Bearing, 简称AMB), 由于它能够实现非接触支承, 具有无机械摩擦磨损、毋需润滑、工作温度范围大、工作极限转速高及维护简单、寿命长等优点, 在国外得到了迅速的发展, 已在军工、航天等国防工业部门中得到了广泛应用, 并向民用工业, 如航空、机床、化工、能源等工业领域推广。迄今为止召开的 10 届国际磁轴承会议论文集显示出, 机床工业是主动磁悬浮轴承的主要应用领域之一, 其形式以装入式主动磁悬浮电主轴为主。由于机械部件的非接触, 许多优点被体现出来, 其中高速、高精度可视为之冠。在高档数控机床中使用可以获得超乎想象的效果, 故有新世纪机电一体化产品的典范之美誉。

直线导轨对于数控机床是仅次于主轴的重要部件, 常用的V-V型滑动导轨和滚动导轨易产生爬行, 液体静压导轨的液压装置大、辅助设备多、维修保养麻烦, 油污染严重, 气体静压导轨要求超洁净的使用防尘条件^[1], 加工困难。磁悬浮支承技术正在冲击的机械基础件方面的应用实例之二是主动磁悬浮导轨(Active Magnetic Guide, 简称AMG), 在10届国际磁轴承会议论文集有关磁悬浮导轨的文献有德国的Karl-Dieter Tieste首先在1994年用

仿真研究了一个用于高速机床的磁悬浮直线运动装置的动特性频率响应关系^[2], 在2000年Martin Ruskowski等人就该样机导轨建立了磁悬浮导轨支承平台的非线性动力学模型^[3], 在2002年由于该装置采用了五自由度激光传感器和激光绝对定位参考, 在整个行程获得了5 μm 的定位精度^[4]。日本的Takeshi Mizuno等人在1998年研制了一种采用自传感磁悬浮导轨的直线运载系统^[5], 但要使它变成现实还必须做进一步的试验工作。2006年Francois B.等人研究了可控抗磁悬浮直线传送带的定位^[6]。

与传统的机械导轨相比, 主动磁悬浮导轨由于相对运动表面间没有接触, 彻底消除了爬行现象, 没有因磨损和接触疲劳所产生的精度下降和寿命问题, 而电子元件的可靠性优于机械零件, 使得其可靠性高于传统机械导轨; 省掉了静压导轨必需的庞大油路辅助设备, 对环境不产生污染, 并且其自身的加工精度要求比气体静压导轨低得多, 降低了超洁净防尘条件; 由于采用了主动控制, 不需任何附加投资可提高机床的信息处理能力, 如工况检测、预报和故障诊断等。因此, 将主动磁悬浮支承技术应用于高档数控机床导轨的研究在国内外还尚在研究开发中, 其应用实例还未见有正式报道。

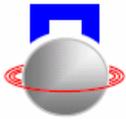
张钢等人自 1999 年以来研究了主动磁悬浮轴承-转子系统的机电耦合动力学^[7-11], 本文采用这些成果开发了主动磁悬浮机床电主轴和主动磁悬浮导轨机床工作平台应用于高档数控机床系统中。

1 磁悬浮支承系统的工作原理

如图 1 所示, 一个高速转子轴要实现稳定的悬浮需要在其五个自由度上施加控制力, 即需要两个径向磁轴承和一个推力磁轴承, 这三个磁轴承和转

① 863 计划(2001AA423310)资助项目

② 张钢, 男, 1960 年生, 博士, 副研究员; 研究方向: 主动磁悬浮轴承(或导轨)、滑动轴承和滚动轴承支承的转子(或平台)系统动力学及其应用技术; Email: zg@shu.edu.cn



子轴再加上控制系统就构成了一个完整的磁悬浮轴承—转子—控制系统，其工作原理是转子轴所受的径向载荷由两个径向磁轴承来支承，轴向载荷由一对推力磁轴承来承受，在水平、垂直和轴向安装有五个传感器来测量转轴在空间五个自由度上的位置变化，测量信号被送入控制器，经模拟或数字运算后送入功率放大器产生控制电流或电压来驱动磁铁以获得维持转子轴稳定悬浮的电磁力。

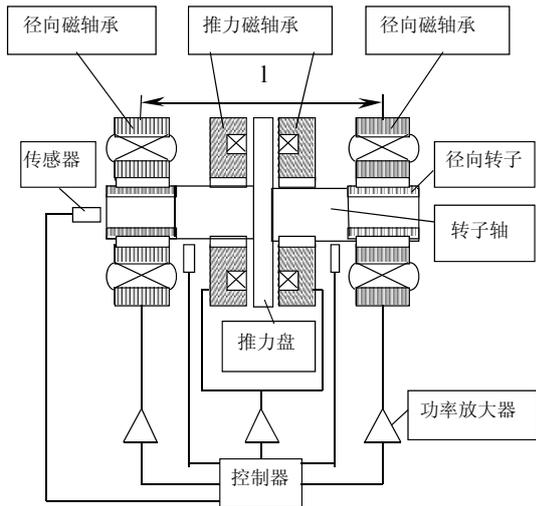


图1 五自由度磁轴承-转子-控制系统

在五自由度磁轴承-转子系统中装上内置电机就成为磁悬浮支承电主轴(图2)。

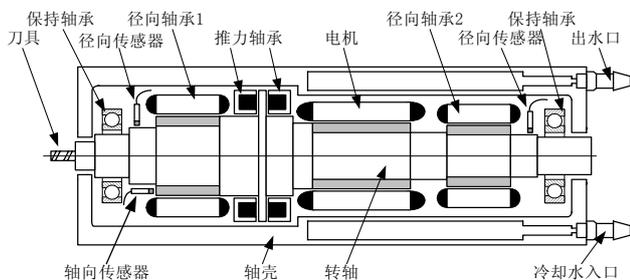


图2 磁悬浮支承电主轴

图3为磁悬浮导轨支承的工作平台试验台外观。工作平台要在空间实现稳定的悬浮，至少需要对其五个自由度实施控制。本文采用六对电磁铁控制除运动方向以外的五个自由度。

本研究主要包括高档数控机床高速高精度运动机构中的主动磁悬浮支承技术，其中包括主动磁悬浮轴承支承的高速高精度机床电主轴系统和主动磁悬浮导轨支承的高速高精度机床直线电机系统的研究开发，为进一步研究开发电主轴和直线电机全部采用主动磁悬浮支承技术的完全不用润滑油的无污染绿色高档数控机床奠定基础。



图3 磁悬浮导轨支承的工作平台

因此，本文研究的磁悬浮电主轴和磁悬浮机床导轨是立足于精密、高效、无污染的绿色加工制造中的新技术开发研究，是开发主轴轴承和机床导轨全部采用主动磁悬浮支承技术的高档数控机床的关键技术。

经过多年的努力，我国数控机床在生产能力上形成了一定的基础，在技术水平上有相当的进步，但在某些高水平的数控机床方面，与世界发达国家相比还存在着较大差距。要赶超世界先进水平，应开发采用主动磁悬浮电主轴和磁悬浮直线电机的无污染绿色高档数控机床。

2 开展的主要工作

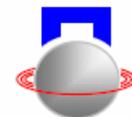
磁悬浮支承技术是国际上公认的高新技术之一，对于机械产业尤其是制造业可提供先进的支承技术，而磁悬浮机床电主轴和磁悬浮导轨支承的机床进给平台代表着机床制造技术发展的前沿水平。

本研究主要是在高档数控机床中探索使用磁悬浮技术的方法和途径。

高档数控机床中的磁悬浮支承技术主要以一台5自由度磁悬浮支承的铣床电主轴和一个可模拟各类直线支承技术的5自由度磁悬浮平台来展现。

基于这个研究的目标，主要开展的工作如下：

- (1)设计了1套主动磁轴承(实际完成了2套)，并为此配套设计了1台磁悬浮铣床电主轴样机。
- (2)设计了1套平移磁悬浮支承系统，并用于1台磁悬浮导轨支承的平台样机上。
- (3)为上述2台样机配套设计了3套控制器：1套小功率模拟线性功放控制器，1套大功率模拟线性功放控制器和1套大功率模拟开关功放控制器。
- (4)根据上述设计要求完成配套研制了的电机



驱动电源(即变频电源)。

(5)根据研究目标设计并完成了电涡流位移传感器的外协购置工作(实际先后购买传感器 18 套, 修理传感器 5 套), 并对把传感器与磁轴承一体化进行了探索研究^[12]。

(6)配合上述研究内容开展了相关的理论研究, 主要有: 高频大功率开关放大器理论及应用技术研究、磁悬浮支承系统(含电主轴和平台)的动力学特性分析及研究、系统设计理论及技术的研究等等。

(7)完成了专利文件、学术论文的组织写作工作。

《工业应用型主动磁悬浮电主轴》申请号: 200310107945.5; 《工业应用型主动磁悬浮机床导轨直线电机进给平台》申请号: 200310107944.0, 已批准一项, 专利号: ZL200310107944.0。

(8)完成了相关技术指标的测试工作。

(9)参加了 2002' 和 2006' 两次国际磁悬浮轴承会议和国内多次学术会议, 并参加了 2004' 上海国际工业博览会、2005' 和 2006' 上海国际轴承及其专用装备展览会。

3 研究取得的主要成果

3.1 完成了 1 台工业应用型主动磁悬浮轴承支承的高速高精度铣床电主轴样机(图 4)的研制



图 4 主动磁悬浮铣床电主轴

达到的技术指标如下:

(1)转速指标:

瞬时最高转速: ≥ 40 kr/min;

稳定工作转速: ≈ 27 kr/min;

(2)回转精度指标(均为各位移传感器处的测量值)

静态: $\approx 1\mu\text{m}$; 动态: $3\sim 11\mu\text{m}$;

(3)电主轴设计功率: 22 kW。

电主轴的转子重 9.65 kg, 前轴承轴颈 75 mm; 推力轴承的推力盘直径为 122 mm; 因此, 当转速为 27 kr/min 时, 轴颈处的线速度 108 m/s; 而推力盘外边缘的线速度可达 172 m/s(619.2km/h)以上。相应的 DN 值分别为 2×10^6 和 3.29×10^6 。

3.2 完成了 1 台工业应用型主动磁悬浮支承平台(图 5, 可模拟各类机床导轨或相关测试计量平台)样机的研制

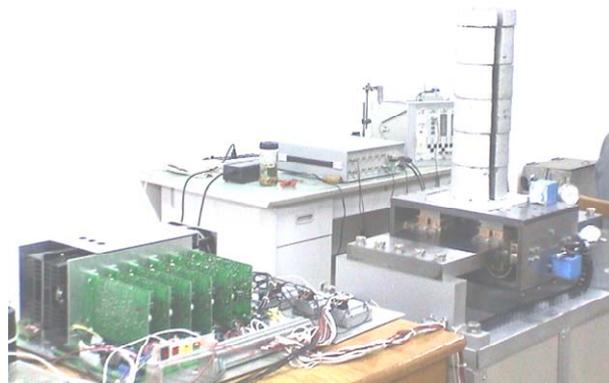


图 5 主动磁悬浮支承平台

达到的技术指标如下:

(1)承载能力指标:

总承载力: 1.1 kN; 其中: 平台自重 ≈ 0.55 kN, 净承载力 ≥ 0.55 kN

由实际平台支承电磁铁的几何尺寸可以计算得到, 该悬浮平台达到的比悬浮力 ≥ 0.3 N/mm²。

(2)振动精度指标(平衡精度, 在相应的位置传感器处测量所得):

静态振动幅度: $\leq 2\mu\text{m}$; 动态振动幅度: $\leq 10\mu\text{m}$ 。

由于未安装直线电机, 故动态振动的测试是在手动的情况下进行的(若能够由直线电机驱动, 振动情况有望进一步得到改善)。

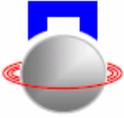
3.3 完成了磁悬浮支承系统相关软件开发的编程

(1)主动磁悬浮支承系统(含磁悬浮轴承和磁悬浮平台)的设计分析软件。

(2)主动磁悬浮支承系统用(线性或开关)高频大功率放大器的设计软件。

(3)主动磁悬浮轴承-转子系统的机电耦合线性与非线性动力学性能分析计算软件。

(4)磁悬浮导轨平台系统的机电耦合动力学理论性能分析计算软件。



4 取得的创新性成果和突破的关键技术

建立了磁悬浮轴承-转子系统的机电耦合线性与非线性动力学理论和磁悬浮导轨平台系统的机电耦合动力学理论以及磁悬浮轴承大功率线性功放与开关功放理论。突破的关键技术有:

- (1)适用于磁悬浮支承系统的高频大功率(线性与开关)放大器的设计技术。
- (2)在磁悬浮支承平台的试验中,找到了解决这类系统中超静定问题的技术手段。
- (3)通过反复试验和专业技术测试,已确立了可应用于高档数控机床主轴和平台支承设计中的相关技术问题所在。
- (4)主动磁悬浮支承系统智能化专用芯片设计技术。

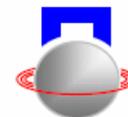
5 结束语

本研究是立足于精密、高效、无污染加工制造中的新技术基础研究,其应用背景为机床制造业,但成果也可应用于其他行业,如军事领域、航天领域、交通运输业、纺织业及测试设备中,因而有广阔的应用前景。

在本项目研究的基础上,今后要对已实现的技术做进一步的工程应用完善;以推广本研究成果为目标,促进成果向生产力转化;不断追求新的技术思想,开发新的研究领域及应用技术,为我国磁悬浮支承技术的实质性发展作出贡献。

参考文献

- [1] 盖玉先,董申.超精密加工机床的关键部件技术.制造技术与机床[J],2000(1):7~10
- [2] Karl-Dieter Tieste, Karl Popp. Dynamic Behavior of a Linear Maglev Support Unit for Fast Tooling Machines [A]. In: Proceedings. of the 4th Int. Symposium on Magnetic Bearings [C]. ETH Zurich, Switzerland, Aug. 23-26, 1994: 269~274
- [3] Martin Ruskowski. Nonlinear Modeling of a Magnetically Guided Machine Dynamic Tool Axis [A]. In: Proceedings of the 7th Int. Symposium on Magnetic Bearings [C]. ETH Zurich, Switzerland, Aug. 23-25, 2000: 413~418
- [4] Martin Ruskowski and Karl Popp. Improved Position Control of a Magnetic Guide Using Acceleration Measurement and a Laser Position Reference [A]. In: Proceedings of the 8th Int. Symposium on Magnetic Bearings [C]. Mito, Japan, Aug. 26-28, 2002: 305~310
- [5] Takeshi Mizuno, et al. Linear Carrier System with Self-sensing Magnetic Suspension Tracks [A]. In: Proceedings. of the 6th Int. Symposium on Magnetic Bearings [C]. MIT Cambridge, Massachusetts, USA, Aug. 5-7, 1998: 631~640
- [6] Francois Barrot, et al. Position controlled diamagnetic linear conveyor. In: Proceedings. of the 10th Int. Symposium on Magnetic Bearings. Martigny Switzerland, Aug. 21-23, 2006: 75-76
- [7] 张钢.磁悬浮轴承-转子系统的机电耦合动力学研究[D].西安:西安交通大学,1999
- [8] Gang Zhang, Xiping Wang, Lie Yu, Youbai Xie. Characteristics of Thrust Magnetic Bearing and its Effect on Radial Ones in the System [A]. In: Proc. of 7th Int. Symp. on Magnetic Bearings [C], ETH Zurich, Switzerland, August, 2000: 579~582
- [9] Gang Zhang, Jiansheng Zhang, Xiping Wang, Lie Yu, Youbai Xie. INFLUENCES OF THRUST MAGNETIC BEARING AND JOURNAL TILT ON DYNAMIC CHARACTERISTICS OF ROTOR SYSTEM [A]. In: Proceedings of the 8th Int. Symposium on Magnetic Bearings [C]. Mito, Japan, Aug. 26-28, 2002:393~398
- [10] Zhang G, Zhang J S, Li S Sg, et al. Study On The Coupled Electromechanical Dynamics Of Rotor System Equipped With Magnetic Bearings. Chinese Journal Of Mechanical Engineering, Vol. 17, No. 1, 2004: 93-96
- [11] Gang Zhang, Songsheng Li, Ning Liu, Gang Gao, Zhifeng Zhao, Gao Cheng, Lie Yu. Study on nonlinear dynamics of rotor system equipped with AMB. In: Proceedings of the 10th Int. Symposium on Magnetic Bearings. Martigny, Switzerland, Aug. 21-23, 2006
- [12] 王春兰.磁悬浮轴承专用差动式电涡流传感器的结构设计及其性能研究[D].上海:上海大学,2006



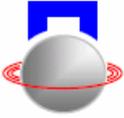
ACTIVE MAGNETIC LEVITATED TECHNOLOGY IN SENIOR NUMERIC CONTROL MACHINE TOOL

Zhang Gang Gao Gang Zhao Zhifeng Liang Shipo Zhang Biao Wang Xiping

(School of Mechanical & Electronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: The application of Active Magnetic Levitated technology in senior numeric control machine tool is introduced. The results indicated: the research is based on the fundamental technology of the precise, high-efficient and pollution-free machining manufacture. Its application background is machine tool industry. Additionally the achievement can apply into the other industries, such as in military and astronautics domain, transportation industry, textile industry and testing facility, thus it has the abroad application prospect.

Key words: Numeric control machine tool; Active magnetic levitated technology; Active magnetic bearing; Active magnetic guide



高温气冷堆氦风机电磁轴承的研究

孙卓 时振刚 徐旻 赵雷

(清华大学 核能与新能源技术研究院 北京 中国 100084)

摘要:在清华大学 10MW 高温气冷堆 (HTR-10) 中, 氦风机安装在一回路压力壳内, 氦风机轴承的润滑、维护很困难, 因此研究了用于氦风机的电磁轴承。电磁轴承由 32 位浮点 DSP 控制, 使用开关功率放大器, 实现了 5 自由度磁悬浮, 风机转速达到设计最高转速 5100 转/分, 并且通过了长期连续运行考核试验、满功率冷态实验、热态试验。试验结果证明氦风机电磁轴承达到 HTR-10 的要求。该氦风机将是国内核电领域首台投入实际运行的、自主研发的电磁轴承设备。

关键词: 电磁轴承; 氦风机; 高温气冷堆

引言

清华大学 10MW 高温气冷堆 (简称 HTR-10) 是以全陶瓷包覆颗粒为燃料元件, 以石墨为慢化剂和堆芯结构材料, 以氦气作为冷却剂的具有良好固有安全特性的新一代反应堆。主氦风机是 HTR-10 的关键设备, 处在一回路中, 作为动力源使氦气在反应堆内循环流动, 将堆芯热能载出用来加热蒸发器, 由蒸发器产生蒸汽推动蒸汽透平发电机组发电。

氦风机的叶轮在 3.0MPa、250℃ 的氦气环境下工作, 叶轮驱动电动机在 0.1MPa、65℃ 的氦气环境下工作^[1]。由于反应堆一回路中不允许有挥发性的油脂, 而且氦风机一旦进入反应堆, 就不允许再对轴承进行维护, 因此氦风机轴承的润滑是影响氦风机及反应堆运行及寿命的关键因素之一。HTR-10 是实验堆, 设计寿命较短, 因此氦风机采用了脂润滑滚珠轴承。为保证将来的高温气冷堆商业示范电站能够长期可靠运行, 必须采用新型轴承。

电磁轴承是一种非接触式轴承, 通过控制系统的主动控制, 利用电磁力将轴悬浮起来, 轴被约束在特定的空间内运动, 轴与定子部分没有直接的机械接触, 因此具有无需润滑介质、机械磨损为零、使用寿命长、维护简便等优点, 适于在高温气冷堆中使用。

为了给将来的高温气冷堆商业示范电站积累经验, 在 HTR-10 二期工程中, 计划将主氦风机中的滚珠轴承换成电磁轴承, 为电磁轴承在商业反应堆中的正式应用做准备。

1 氦风机的结构

使用电磁轴承的氦风机的外部尺寸与原氦风机的相同, 仅在轴承部分做了重新设计, 以便于两

个风机的替换。电磁轴承氦风机的结构示意图如图 1 所示。

氦风机为立式结构, 叶轮装在最下端。氦风机轴及叶轮总重量为 400kg, 轴的中部为鼠笼结构的电机转子铁心, 与电机定子形成异步电机, 可以拖动叶轮旋转。叶轮与驱动电机之间有迷宫密封及隔热层, 防止叶轮周围的高温气体进入电磁轴承。图 1 为氦风机的示意图, 没有画出密封结构及隔热层。

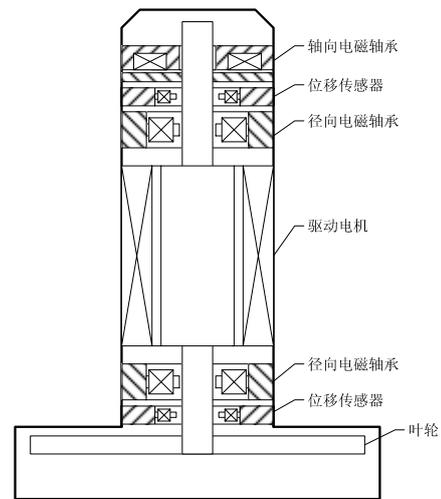


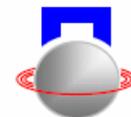
图 1 使用电磁轴承的氦风机结构图

电磁轴承由机械结构和电气控制两部分组成。机械结构主要包括电磁轴承定子、转子、辅助轴承; 电气控制主要包括传感器、控制器、功率放大器。

氦风机在旋转时, 由电磁轴承支撑, 当氦风机停止转动, 磁轴承断电后, 氦风机转子由辅助轴承支撑。

辅助轴承是陶瓷球轴承, 在电磁轴承正常工作时, 辅助轴承处于静止、无负载状态, 因此辅助轴承没有润滑介质, 仅依靠材料自身特性自润滑。

电磁轴承分为三部分, 从上到下依次为: 轴向电磁轴承、上径向电磁轴承、下径向电磁轴承。轴



向传感器控制轴向的一个自由度,上径向电磁轴承控制风机轴上端的两个自由度,下径向电磁轴承控制风机轴下端的两个自由度,实现了5自由度悬浮。

电磁轴承的位移传感器分为两组,分别安装在上、下径向电磁轴承旁边。上端的位移传感器同时测量径向和轴向位移,下端的位移传感器只测量轴下端的径向位移。传感器为电感式差动位移传感器,灵敏度高,抗干扰能力强。

2 电磁轴承控制器

电磁轴承的控制器根据转子的位移,实时计算出控制轴移动所需的线圈电流,再由D/A转换器输出到功放,控制轴承线圈中电流的大小,从而控制轴的位移。电磁轴承控制器为数字化控制系统,主要由传感器激励信号源、解调电路、DSP处理电路三部分构成。

电磁轴承的传感器为电感式差动位移传感器,基本原理如图2所示。

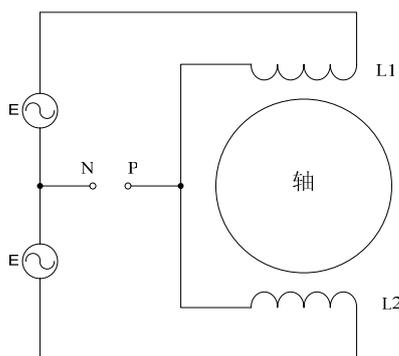


图2 电感式差动位移传感器的基本原理图

图中,E为传感器激励信号源,施加到传感器线圈上。传感器线圈是一个电感,轴相当于电感的铁心。当轴在图2所示的传感器之间上下移动时,相当于电感的铁心在移动,使L1、L2的电感量一个变大,另外一个的变小,从而使P与N点之间的电位发生变化。

令P与N点之间的电位为 U_{PN} ,则 U_{PN} 的变化量对应位移的变化量。由于E的电压幅值、频率保持恒定,所以 U_{PN} 的频率恒定,但幅值随轴位移的变化而变化,因而传感器输出的位移信号是一个调幅信号,经过解调即可测得轴的位移量。

根据电路的基本原理,可得 U_{PN} 的表达式为:

$$U_{PN} = \frac{L1-L2}{L1+L2} E \quad (1)$$

由于轴在一定范围内移动时,电感量(L1+L2)可以近似为恒定值,因此 U_{PN} 只与电感量之差(L1-L2)有关,所以 U_{PN} 的变化量反映了轴的位移。

解调电路的作用是对 U_{PN} 解调,得到位移信号。

DSP处理电路由DSP处理器、A/D转换器、存储器、D/A转换器及电源管理等外围电路构成。DSP处理器为TI公司的TMS320VC33,是一种32位浮点数字信号处理器,运算速度可以达到150MFLOPS,运算速度快,可以使用C语言编程,便于电磁轴承算法的开发和调试。

3 电磁轴承功放

DSP计算出控制量后,由D/A转化成模拟量输出。该模拟信号功率很小,不能直接驱动电磁轴承的电磁铁,因此需要用功率放大器(简称功放)将控制信号放大。功放的作用是根据DSP处理电路的计算结果,产生控制轴位移所需要的电流,因此是一个电压控制电流源。

评价功放的性能指标主要有效率、输出纹波、响应速度。线性功放的响应速度快、纹波小,但效率低,当功放的输出功率不大时,可以使用;开关功放的效率很高,能达到90%以上,但输出纹波较大,响应速度也比线性功放慢,适于输出功率较大的场合。

氮风机的电磁轴承功放的最大输出电流为15A,必须使用开关功放。为了提高功放的响应速度,功放采用单极性桥式主电路,并采用直接电流反馈控制。功放主电路结构如图3所示。

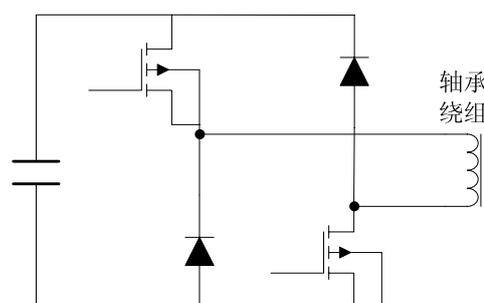
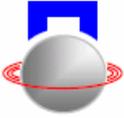


图3 电磁轴承功率放大器主电路结构图



4 电磁轴承的控制

转子在悬浮状态时,某一方向的电磁轴承线圈产生的电磁力,是轴在该方向上的位移与线圈电流的函数,线性化后表示为^[3,4]:

$$f(x, i) = k_s x + k_i i \quad (2)$$

式中, f 为线圈产生的电磁力; k_s 为力位移系数; k_i 为力电流系数; x 表示轴位移, i 表示线圈中的电流。

以线圈电流为被控对象,则单自由度控制器的数学模型为:

$$i(x) = -\frac{(k + k_s)x + d\dot{x}}{k_i} = K_p x + K_d \dot{x} \quad (3)$$

式中, k 表示电磁轴承的刚度; d 表示电磁轴承的阻尼; $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$ 是位移对时间的导数;

$K_p = -\frac{k + k_s}{k_i}$ 为比例系数; $K_d = -\frac{d}{k_i}$ 为微分系数。

式(3)说明,单自由度控制器是一个比例-微分(PD)控制器。为了消除静差,再增加一个积分环节,用PID控制可以控制电磁轴承。

式(3)中, k_s 、 k_i 由电磁轴承的磁极面积、线圈匝数、气隙长度等机械结构参数决定,在设计电磁轴承时已经确定, PID 控制器的比例、积分、微分参数根据氦风机转子所需的刚度、阻尼、响应速度等因素计算。

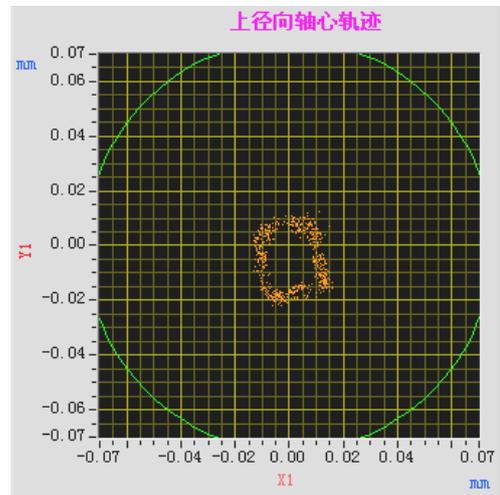
5 实验结果

目前国内还没有在核领域使用电磁轴承的先例,因此电磁轴承氦风机在进入反应堆之前,需要做大量试验来验证其性能。主要的试验项目包括长期运行考核试验、绝缘性能试验、冷态试验、热态试验等。

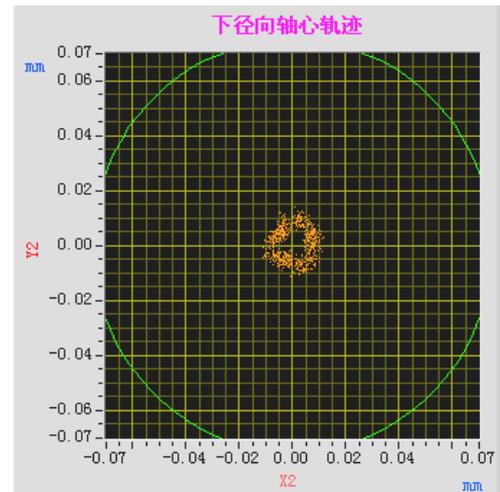
绝缘性能试验用来测试电磁轴承传感器、轴承线圈的绝缘性能。氦风机在氦气环境下使用,电磁轴承也处在氦气环境中,因而必须在氦气环境下测试电磁轴承的绝缘特性。

通过绝缘性能试验后,氦风机进行了长期考核试验。氦风机安装在敞开的空气环境中,在额定最高转速下 24 小时不停机运行,试验连续进行了 15 天,电磁轴承工作稳定,没有出现任何故障。

冷态试验是在空气中,使风机叶轮保持常温状态的氦风机满功率运行试验,用来分析电磁轴承在风机满功率状态下的性能。试验时,氦风机叶轮被安装在模拟密闭回路中,氦风机的驱动电机、电磁轴承均处于回路外,回路中为常温、常压的空气。为了保持空气温度为常温,模拟密闭回路中安装了水冷散热器。调节回路中的风阻,可以调节氦风机的功率。当氦风机转速达到额定最高转速 5100 转/分,风机功率达到额定最高功率 160kW 时,氦风机的轴心轨迹如图 4 所示。



(a) 氦风机轴上端的轴心规进

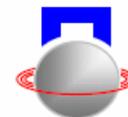


(a) 氦风机轴下端的轴心轨迹

图 4 满功率实验时的轴心轨迹

6 结束语

目前国内还没有在核领域使用电磁轴承的先



例,因此电磁轴承氦风机在进入 HTR-10GT 反应堆之前,做了长期运行考核试验、绝缘性能试验、冷态实验、热态实验,在所有试验过程中,电磁轴承性能稳定,各项指标均达到设计要求,可以在反应堆中实际运用。电磁轴承氦风机将是国内核电领域首台投入实际运行的、自主研发的电磁轴承设备。

参考文献

- [1] 周惠忠,王捷,汤全法. HTR-10 主氦循环风机的设计、试验和运行 [J]. 核动力工程, 2004, 25(1): 54-58
- [2] 李国栋,张庆春,梁迎春. 电磁轴承的 PWM 功率放大器的研究[J]. 机电一体化, 2005 年第 2 期: 33-36
- [3] 虞烈. 可控磁悬浮转子系统[M]. 北京: 科学出版社, 2003 年
- [4] Gerhard Schweitzer, Hannes Bleuler, Alfons Traxler. Active Magnetic Bearings – Basics, Properties and Applications of Active Magnetic Bearings [M]. Hochschulverlag AG an der ETH Zürich, 1994

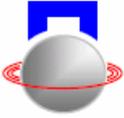
Study of Active Magnetic Bearings for Helium Circulator in HTR-10

Sun Zhuo Shi Zhen'gang Xu Yang Zhao Lei

(Institute of Nuclear and New Energy Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Helium circulator is a key equipment in the 10MW high temperature gas-cooled reactor (HTR-10). It is installed in pressure shell and the motor of circulator operates at 3.0MPa, 65°C helium condition. Under that condition it is difficult to lubricate and maintenance the bearings. So the active magnetic bearings (AMBs) used in helium circulator are studied. The AMBs are controlled by 32-bits DSP and switching-type power amplifier. The experimental results of long-term operating, cold condition operating and hot condition operating with full load prove that the AMBs meet the requirements of HTR-10 very well. The helium circulator will be the first AMBs equipment in nuclear reactor of China.

Key words: Active Magnetic Bearings; Circulator; High Temperature Gas-cooled Reactor



抑制带钢抖动的磁悬浮装置电磁场分析

李玮奇 周瑾 徐龙祥

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 目前国内外已经开展了磁悬浮技术抑制振动的研究,但主要是对高速转子的抑振方面,对于薄带钢这种气隙与磁铁厚度之比高达 1000% 的悬浮与振动控制研究还处于探索阶段。本文使用 ANSYS 分析软件,对一种磁悬浮抑制带钢抖动装置进行了电磁场分析,得出了不同情况下的磁力线分布图和磁场力,并进一步分析归纳了钢板与铁芯距离、钢板厚度、有无极靴及极靴表面积变化时磁力线分布、钢板受力的变化趋势。充分发挥了 ANSYS 方便、快捷、通用性强的优点,为该装置的进一步优化设计获得必要的数据库。

关键词: ANSYS 软件; 磁悬浮; 带钢; 抑制抖动; 电磁场分析

引言

磁悬浮技术是一项起步较早的技术,早在 1922 年 Hermann Kemper 先生就提出了电磁悬浮原理^[1],但由于相关科学技术未能发展到相应高度,使磁悬浮技术发展一直比较缓慢,直到 70 年代才进入高速发展的黄金时期。凭借其诸多优点,现在磁悬浮技术的应用几乎无处不在,从高速列车到磁悬浮轴承到处都有它的身影。

国内外已经开展了磁悬浮技术抑制振动的研究,但已取得成果较多的是应用磁悬浮轴承对高速转子的抑振方面,对于薄带钢的悬浮与振动控制研究还处在探索阶段^[2],在这种大气隙(大于 20mm)、薄带钢(小于 2mm)的特殊情况下,传统的设计准则不适用。对磁悬浮轴承来说,一般相对气隙大小即气隙与磁铁厚度或被悬浮物体的厚度之比为 5% 左右。在本项目中,气隙 20mm,磁铁厚度最大只有 2mm,因此气隙与磁铁厚度或被悬浮物体的厚度之比达 1000%,是磁悬浮轴承的 200 倍。如何克服漏磁大、易磁饱和问题,提高磁力,确定电磁铁的材料、结构的设计准则是这种装置必须要解决的问题。本文主要论述应用磁悬浮技术防止钢板抖动装置应用 ANSYS 对其计算分析的结果,以便该装置进一步改进优化。

1 磁悬浮抑制带钢抖动装置基本工作原理

如图 1,由于钢板长度相对较长(3000mm),宽度较宽(1200mm),另一方面厚度却非常薄(0.35-2mm),在传送过程中不可避免的会因为风力

等因素产生抖动,该装置作用就是在其两边施加对称的电磁力来使钢板稳定,抑制抖动。

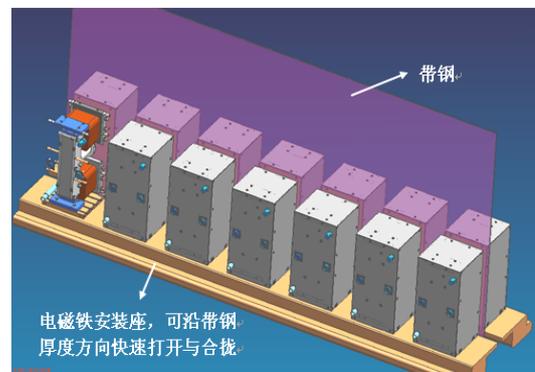


图 1 装置总体结构

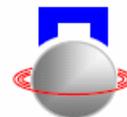
2 有限元分析过程

有限元方法是磁场计算中常用的数值计算方法,它是一种以变分原理和分片插值为基础的数值计算方法。将偏微分方程所表征的连续函数所在的封闭场域划分成有限个三角形网格,每一个网格用一个选定的近似函数来代替,于是整个场域的函数被离散化,由此获得一组近似的代数方程,并联立求解,以获得该场域中函数的近似值^[3]。

目前最常用的有限元分析软件是 ANSYS,在使用 ANSYS 进行电磁场分析时一般可分为建立模型,定义材料属性,赋予材料属性、划分网格,加载边界条件和载荷,求解,后处理等几个阶段^[4]。在处理该问题时,需要注意以下几个点:

一、虽然装置是三维的,但建模时该装置应建立二维模型。一方面,三维模型,尤其是包含薄板结构的三维模型划分网格数量巨大,对计算机内存要求很高;另一方面,也是最主要的是因为在使用有限元分析软件分析有一边与另外两边尺寸相差

基金项目:江苏省自然科学基金(BK2007590)项目资助



很大的三维问题时误差往往会比较大，这时反而不如二维模型计算结果接近实际。

二、定义材料属性时，铁芯是铁磁材料，需要查其 BH 曲线。带钢和铜线圈的相对磁导率分别取 800 和 1。

三、划分网格时由于其包含薄板结构，网格不宜划分过细。本文划分精度为 3 级。

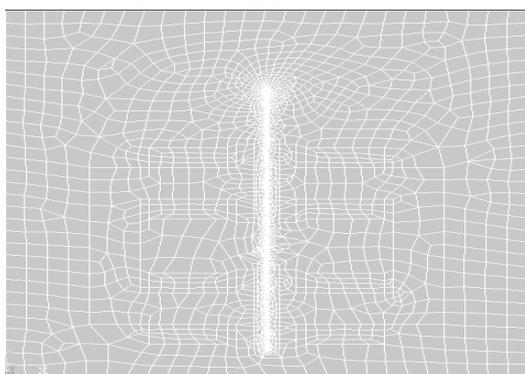


图2 一对装置划分网格后

四、由于气隙较大，装置漏磁严重。应将其外层空气定义大些，这样可以基本不考虑其向模型外的漏磁，因此在模型最外层加载零磁势边界条件。由于变分原理在有限元中的应用，使得不同媒介分界面上的边界条件作为自然边界条件在总体合成时隐含地得到满足，即自然边界条件将被包含在泛函达到极值的要求之中，不必单独列出，因此唯一要考虑的只是加强边界条件的处理，故只需加载最外边界的零磁势边界^[5]。

五、由于需要计算钢板受到的电磁吸力，因此选择钢板单元，将其定义为一个组元并给钢板施加力标志。

3 ANSYS 仿真计算结果及分析

首先，为了看清磁力线图的分布，本文将钢板加厚，以便看清其回路，如图 3。

从图 3 中可以清楚的看出，该装置为两个回路，这符合设计者的设计要求，使用差动控制。

另外，由图 3 发现钢板宽度（由于是二维，图中体现出来为高度）比实际情况明显减小了，因为经过 ANSYS 分析钢板宽度 1200mm 时和 500mm 时，受力仅相差约 5%，可以忽略，所以本文为了图示方便，钢板宽度全部设定为 500mm。

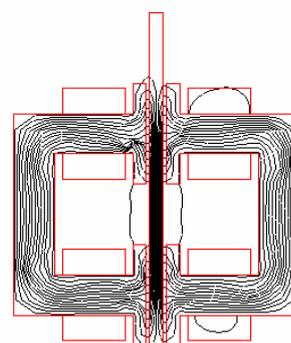


图3 一对装置磁力线图

3.1 钢板厚度不同时的漏磁和受力情况比较

很明显，该装置结构对称，在分析磁力时，若取一对则合力为 0。为便于分析，取其中一个进行分析。本文模拟了钢板与铁芯距离相同（均为 20mm）而钢板厚度不断变化（从 0.35mm 到 32mm）时的磁力线图和受力分布情况。

下图为钢板厚度变化时，其漏磁和受力变化曲线：

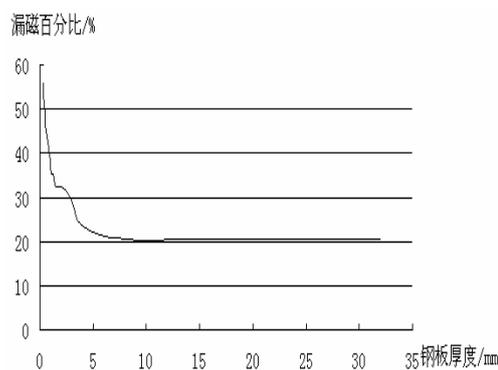


图4 钢板厚度变化时漏磁情况

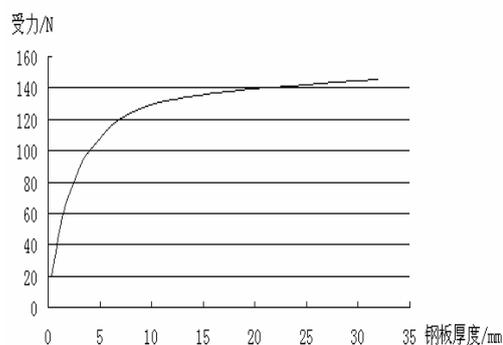
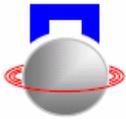


图5 钢板厚度变化时受力情况曲线

通过磁力线图和漏磁曲线可以明显看出，随着钢板厚度增加漏磁在减少，速度由快逐渐变慢，趋于平稳。从 0.35mm 到 4mm 时漏磁减少非常快，从 55.9% 下降到 23.5%，但从 4mm 到 32mm 时几乎没有



多大变化，只下降不到四个百分点。

而从受力情况分布图中可以看出，当钢板厚度为 0.35mm 时，其力十分分散，而当钢板厚度增加到 2mm 时，力的分布已经基本全部集中在极靴与钢板之间了。这与钢板厚度变化时受力情况曲线是吻合的。开始力很分散，钢板受力较小，随着厚度增加，受力越来越集中。受力随厚度增加的变化曲线先陡后平坦，8mm 处是一个比较明显的分界线，在 0.35mm 增加到 8mm 过程中，受力增加了 104.2N，而从 8mm 到 32mm 受力只增加 21.4N。

3.2 钢板与铁芯（极靴）距离不同时的漏磁和受力情况比较

为了便于比较，本文模拟了钢板距铁芯（极靴）3mm、5mm、10mm、15mm、20mm、25mm、30mm 的情况，并用 Excel 将其漏磁和受力情况绘成平滑曲线。

下面是钢板与铁芯距离不同时的漏磁和受力曲线：

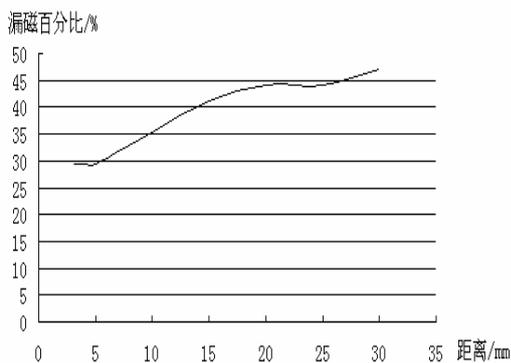


图6 钢板与铁芯距离不同时漏磁情况曲线

通过仿真模拟可以看出，铁芯（极靴）与钢板距离从 0mm 到 30mm 的不断变化中，漏磁越来越严重，从 5mm 的 29.4% 到 30mm 的 47.1%，但同时可以看出其漏磁速度增速在逐渐降低，如图 6。从 5mm 到 15mm 这段增加很快，这 10mm 的增加幅度就达 11.8%；而从 15mm 到 30mm 这 15mm 过程中才增加不到 6%。

如下图 7，随着距离的增大，钢板受力呈现出近似的先快后慢的下降趋势，从距离 5mm 到 10mm，受力由 160.1N 降到 82.3N，下降了 77.8N；从距离 10mm 到 30mm 仅下降 59.8N。

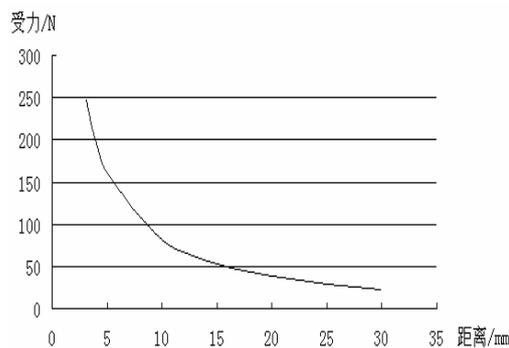


图7 钢板与铁芯距离不同时钢板受力曲线

综上所述，钢板与铁芯距离 15mm 和 10mm 应当说分别是漏磁和受力下降由快到慢的分水岭。

3.3 无极靴及极靴表面积变化时的漏磁和受力比较

本文还模拟了无极靴及极靴表面边长分别为 80mm、125mm、150mm、175mm、200mm、225mm 的正方形、厚度为 20mm 的情况。

经过分析，有无极靴对漏磁影响不是很大，极靴的使用会略增大漏磁，但却会明显增大钢板受力。就拿边长 150mm 极靴与无极靴比较，钢板受力增大了 55.3%。因此应该说极靴的使用有助于抑制带钢振动，是合理恰当的，如图 8。

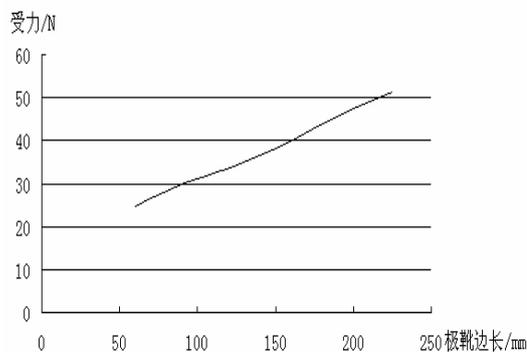


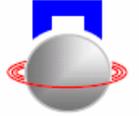
图8 极靴表面积不同时钢板受力情况

当然，本文使用 ANSYS 分析必然带来一些误差，主要有：

(1) 所分析的变形材料是一个空间连续体，而有限元法的思想是把无限的连续用有限的连续近似，即用网格离散变形体。变形场量在单元内连接，这时将产生离散误差。

(2) 使用 ANSYS 软件建模时，在一些细节方面没有完全按照实际情况进行，做了一些近似处理，比如模型的倒角等。

(3) 在 ANSYS 中对材料磁导率，BH 曲线的设定也许与实际情况存在一定差别。



(4) 边界条件的近似简化及计算机本身都给最后结果带来了误差。

4 结论

通过对相同距离不同厚度钢板的比较分析, 得出随着钢板厚度的增加, 漏磁减小, 钢板受力也明显增大。但漏磁开始减小快之后变慢, 而受力开始增大快之后变慢。该系统由于铁板与铁芯距离相对较远, 所以漏磁现象明显, 电磁力与理论值相比较也小很多。

对相同厚度钢板, 其不同距离的磁力线图及力的对比可以看出随着距离增大, 漏磁越来越严重, 主要向线圈和极靴之间泄露。在设计优化中必须充分考虑到漏磁的影响。同时, 随距离增加钢板受力也越来越小。两者变化速度都是先快后慢。

极靴的使用明显增加了钢板受力, 但当钢板与极靴之间距离不变时变化极靴的表面积对漏磁情况的改变并不明显。

本文对正常使用参数进行了左右延拓, 将可能取到的参数全部包含在了其中, 在实际可能取到的尺寸中, 没有出现拐点。

在面对比较复杂的电磁场问题时, 使用有限元软件分析充分显示出其方便, 快捷, 精度高, 通用性强的特点, 它的使用对于全面认识该系统的磁场特性很有帮助, 也为该系统的优化和控制系统的的设计提供了依据。

参考文献

- [1]磁悬浮还要“浮”多久. <http://blindspot.bokee.viewdiary.com/12834245.html>.
- [2]Howard L. Gerber. Magnetic damping of steel sheet. IEEE Transactions on industry applications, 2003,39(5):1448-1453.
- [3]张波. 有限元法在主动磁悬浮轴承电磁场分析中的应用[J]. 电气开关. 2004, 6(3): 30-32
- [4]阎照文.ANSYS 10.0 工程电磁分析技术与实例详解[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2006.
- [5]胡之光. 机电磁场的分析与计算[M]. 北京: 机械工业出版社, 1986. 22-26

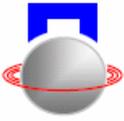
Electromagnetic field analysis of a kind of device which restraining steel sheet vibration by magnetic force

Li Weiqi Zhou Jin Xu Longxiang

(College of Mechanical & Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: Nowadays the technology of Magnetic suspension restraining vibration has been developed by the researchers all over the world, however, the study mainly aim at high speed rotor, as to steel sheet, it still at the stage of exploration. ANSYS10.0 has been used in this paper for analysing a kind of device which restraining steel sheet vibration by magnetic force. The distributing of magnetic lines of force and magnetic force in different situation have been obtained, also, the variational tendency of magnetic lines of force and magnetic force with the change of distance between the steel sheet and the ferrite core, thickness of the steel sheet, the pole shoes surface areas and whether there are the pole shoes are included in further analyzes. The essential data have been obtained for further optimizing this device.

Key words: ANSYS, Magnetic suspension, steel sheet, restrain vibration, Electromagnetic field analysis



磁悬浮技术在人工心脏领域的机会与挑战

常宇

(北京工业大学 生命科学与生物工程学院 北京市 中国 100022)

摘要: 人工心脏是一种应用生物机械手段部分替代心脏的泵机能, 抢救晚期心衰患者生命的新型治疗设备。临床上期待着长期存活的实现, 这要求人工心脏具有良好的耐久性、血液兼容性和可移植性。磁悬浮技术可以避免密封结构磨损和发热导致的血破坏性、延长人工心脏在免维护状态下的无故障使用寿命。使叶轮式人工心脏在技术上可以作为心衰患者除心脏移植外的第二选择成为可能。

关键词: 磁悬浮技术, 叶轮式人工心脏

1 人工心脏的研究与磁悬浮技术引入

心脏病死亡率高居各种疾病之冠, 根据美国疾病控制预防中心截止到 2004 年的统计, 平均约占死亡人数的 21.6%, 在亚洲也有同样的比例。虽然每年有 2500 至 3000 人可以获得心脏移植治疗术, 但是更多的等待着捐心的患者则需要人工心脏的治疗^[1]。人工心脏是应用生物机械手段部分或完全替代心脏的泵机能, 维持全身良好的血液循环状况的治疗设备^[2]。已经应用的人工心脏包括心室辅助血泵 (VAD) 和全人工心脏 (TAH)^[3]。而且利用人工心脏辅助循环的患者也获得了非常突出的长期存活^[4]的记录 (314±75 天)。为了实现长期存活的目标, 磁悬浮人工心脏研究^[5]开始流行, 作者已经开始引入磁悬浮技术^[6]进行了人工心脏的研究^[7], 发现磁悬浮人工心脏比传统人工心脏耐久性更好, 抗干扰性也得以提高^[8]。

国际上, 自从 1953 年体外循环被应用于临床, 和 1961 年体外循环的转子泵被应用于心室辅助, 人工心脏的研究从此蓬勃发展起来, 尤其是 2000 年以来, Jarvik^[9]、Incor^[10]、DeBakey^[11]、Novacor^[12]、Thoratec^[13]等著名的人工心脏进行了大量的人体试验和临床研究, 而且大多取得了存活几百天的统计结果。2004 年临时用 CardioWest^[14]成为第一颗获得美国食品与药物管理局批准的全人工心脏。从技术上来看, 搏动型的人工心脏用隔膜活塞技术, 非搏动型的人工心脏采用离心或者轴流技术, 而且为了提高耐久性, 磁悬浮技术开始越来越多地被应用于人工心脏^[15]。由于材料不能满足要求和外围设备庞大, 研究隔膜活塞式人工心脏的人员大多转向了非搏动型的叶轮式人工心脏的研究。

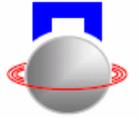
在国内, 越来越多的专家开始关注叶轮式人工

心脏, 少数的科研小组建立起来开始研究和开发人工心脏并且获得了越来越多的相关部门的支持, 例如江苏大学的钱坤喜等^[16]多年来对其力学、血流特性、机械特性、控制方法和驱动电机等多方面进行了研究。首都医科大学附属北京安贞医院的蔺嫦燕等^[17]对多种人工心脏的血流动力学特性、叶轮结构、泵体密封、血破坏性等方面进行了研究。清华大学的白净等^[18]在人工心脏建模、力学特性、控制等方面也作了大量的研究。中国医学科学院阜外心血管病医院的朱晓东院士带领李国荣等研究人员^[19]对轴流人工心脏和动力瓣进行了深入地研究, 在人工心脏效率、抗血液破坏、减少对心脏的损伤等方面取得了很大突破, 后与北京工业大学合作研究轴流人工心脏, 进展顺利。北京工业大学早在 1993 年就开始与北京安贞医院合作开发了轴流人工心脏样机, 并在曾毅院士的组织下成立了人工心脏研究小组, 并先后与阜外心血管病医院、航天部和北京绍特生物科技有限公司等多家单位开展了联合研究工作。现在越来越多的科研机构开始涉足该领域的探索。

磁悬浮技术与人工心脏的结合在其高可靠性与主动磁悬浮控制研究、可移植性与高集成结构研究等方面: 高可靠性来自对全部自由度都实施主动控制, 采用主动式磁悬浮技术将叶轮在位移自由度和转动自由度实现磁悬浮和误差补偿; 可移植性由人工心脏结构的集成度的高低决定, 利用 CAD/CAM(计算机辅助设计与制造)技术集成各部件功能, 去掉相关的单一功能部件, 减小体积, 提高可移植性。

2 磁悬浮技术的机会与挑战

人工心脏属于正在兴起的生物医学工程领域,



而目前人工心脏耐久性的要求刚好为磁悬浮技术提供了结合的契机。同时苛刻的技术要求也同样使磁悬浮技术的引入不会轻易实现:

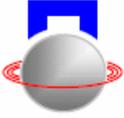
- 人工心脏的可移植性要求磁悬浮部件必须很小,如果大于自然心脏可以认为应用价值较低;
- 人工心脏要求血液相容性高,磁悬浮部件的结构不能破坏血细胞。
- 植入式设备温度不能升高超过体温,磁悬浮结构和控制系统均需要满足要求;
- 人工心脏要求效率要高,如果供血功率为3W,那么磁悬浮本身的耗能就不太高;

3 展望

作为第一大杀手,心脏病给人类带来了越来越严重的负担,我国每年进行的心脏手术2万余例,需要人工心脏的病人也在日益增加。目前根据国际市场每颗几十万美金的行情,国产心室辅助血泵也会有很好的销售价格,估计不会少于每颗10万元人民币,可观的经济效益将进一步促进该行业相关的高新技术与产业的发展。

参考文献

- [1] Park S.J., Tector A., Piccioni W., ect, Left ventricular assist devices as destination therapy: A new look at survival, *Journal of Thoracic and Cardiovascular Surgery* 2005 129 (1): 9-17.
- [2] Anastasiadis K., Mechanical Support of Circulatory Sysytem, *Hellenic J Cardiol*, 2003, 44: 341-347.
- [3] DeBakey M.E., Development of mechanical heart devices, *Annals of Thoracic Surgery* 2005, 79 (6): 2228-2231.
- [4] Wilhelm M.J., Hammel D., Schmid C., ect, Long-term support of 9 patients with the DeBakey VAD for more than 200 days, *Journal of Thoracic and Cardiovascular Surgery*, 2005, 130 (4): 1122-1129.
- [5] Schmid C., Tjan T.D.T., Etz C., ect, First clinical experience with the Incor left ventricular assist device, *Journal of Heart and Lung Transplantation*, 2005, 24 (9): 1188-1194.
- [6] Asama J., Shinshi T., Hoshi H., ect, A new design for a compact centrifugal blood pump with a magnetically levitated rotor, *ASAIO Journal*, 2004, 50 (6): 550-556.
- [7] 彭映辉, 王哲, 常宇, 人工心脏的人工心脏技术, *中国医院*, 2005, 9(增), 154-158.
- [8] Chang Y., Yang J.Y., Robust Control System Design for an AMB by H- infinitive Controller, *Journal of Korean Power*, 2002, 6(4): 73-80.
- [9] Klotz S., Naka Y., Oz M.C., ect, Biventricular assist device-induced right ventricular reverse structural and functional remodeling, *Journal of Heart and Lung Transplantation*, 2005, 24 (9) : 1195-1201.
- [10] Casas F., Orozco A., Smith W.A., ect, A fuzzy system cardio pulmonary bypass rotary blood pump controller, *Expert Systems with Applications*, 2004, 26: 357 - 361.
- [11] Grinda J.M., Latremouille C.H., Chevalier P., ect, Bridge to transplantation with the DeBakey VADw axial pump: a single center report, *European Journal of Cardio-thoracic Surgery*, 2002, 22: 965 - 970.
- [12] Stiller B., Hetzer R., Weng Y.G., ect, Heart Transplantation in Children After Mechanical Circulatory Support With Pulsatile Pneumatic Assist Device, *J Heart Lung Transplant* 2003, 22:1201 - 1208.
- [13] Birks E.J., Felkin L.E., Banner N.R., ect, Increased Toll-like Receptor 4 in the Myocardium of Patients Requiring Left Ventricular Assist Devices, *J Heart Lung Transplant* 2004, 23:228 - 235.
- [14] Copeland J.G., Smith R.G., Arabia F.A., ect, Total Artificial Heart Bridge to Transplantation: A 9-Year Experience With 62 Patients, *J Heart Lung Transplant*, 2004, 23:823 - 31.
- [15] Okada Y., Yamashiro N., Ohmori K., ect, Mixed Flow Artificial Heart Pump With Axial Self-Bearing Motor, *IEEE-ASME Transactions on Mechatronics*, 2005, 10 (6): 658-665.
- [16] 钱坤喜, 茹伟民, 曾培等, 一种新颖的永磁轴承及其在叶轮全人工心脏设计中的应用, *机械设计与研究*, 2003年6月;第19卷,第3期: 46-49.



[17]云忠, 龚中良, 谭建平等, 微型轴流人工心脏虚样机设计方法研究, 机械设计与研究, 2003年8月; 第19卷, 第4期: 22-25。

[18]蔺嫦燕, 李冰一, 姜以岭等, 螺旋人工心脏的研制及其实验研究, 北京生物医学工程,

2003年6月; 第22卷, 第2期: 136-139。

[19]李新胜, 白净, 崔树起等, 心肺交互作用的心血管系统模型及仿真研究, 中国生物医学工程学报, 2003年6月; 第22卷, 第3期: 241-249。

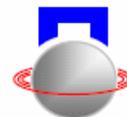
A New Chance and Competition for MB technology in AH research

Chang Yu

(School of Life Science and Biomedical Engineering, Beijing University of Technology)

Abstract: Artificial Heart (AH) is a device to assist heart or replace heart to pump blood throughout the body, which is a novel medical instrument to therapy End-stage Heart Failure (EHF). It is expected to be a long term artificial organ, but not harmful biologically or physiologically to the body. Magnetic Bearing (MB) technology can work without wear. Therefore AH may become the 2nd choice for EHF patients after heart transplant, if MB is introduced into AH.

Key words: MB technology; AH



关于磁力轴承向心效应的研究

王晓光 姜奎

(武汉理工大学机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 提出了磁力轴承向心效应的概念。通过实验的方法验证了磁力轴承向心效应的存在,并且在单自由度磁悬浮小球实验装置上对向心效应进行了定量的测量。同时,探讨了磁悬浮装置中利用向心效应相关问题,并且给出了一个磁力轴承向心效应的应用实例。

关键词: 磁力轴承; 向心效应; 实验

引言

磁悬浮支承因为是非接触支承,与其他各种支承相比有许多优点,在各工程领域的研究和应用都有了很大的发展^{[1][2]}。但是,在绝大多数的磁力轴承研究和应用中都没有考虑其向心效应的作用。主要是磁力轴承的向心效应远小于其主要磁场力。现在,磁力轴承向心效应的存在已经引起了部分研究者注意,也有个别的磁悬浮应用系统中有意识地应用了向心效应。文献^[3]在轴向尺寸很小的磁悬浮转子系统中,利用其径向磁力轴承的向心效应约束了转子轴向移动和两个方向的转动。文献^[4]在磁悬浮转子系统中,利用径向磁力轴承的向心效应作为转子轴向的辅助支承。

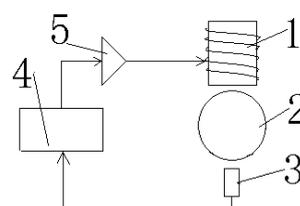
磁力轴承的向心效应使每个轴承都具备了在轴向和径向的支承作用,因此,在某些特定磁悬浮应用中有其应用前景。如:特定的空间要求;特定的支承特性等等。这样的应用实例有:磁悬浮心脏泵、磁悬浮硬盘、微型磁悬浮陀螺等等。利用磁力轴承的向心效应可以简化磁悬浮系统的结构和控制系统;扩大磁力轴承的应用领域;也有助于磁悬浮系统中磁场力耦合的分析与研究。

1 向心效应的概念

图1为单自由度磁力轴承的原理图,图2为图1中钢球在不同位置时电磁铁产生的磁力线图。为了讨论问题方便,针对图1和图2先定义几个名词。

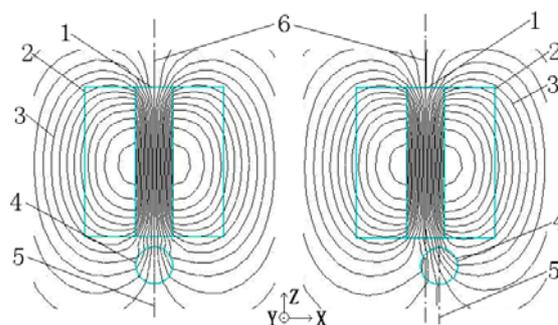
1.1 名词定义

主支承磁场: 磁力轴承在约束被悬浮物体的某个自由度方向上的支承磁场。在图2中,磁力



1. 电磁铁 2. 钢球 3. 传感器 4. 控制器 5. 功率放大器

图1 单自由度磁力轴承原理图



(a) 中心线重合 (b) 中心线不重合

1 铁心 2 线圈 3 磁力线 4 钢球

5 钢球中心线 6 磁场对称中心线

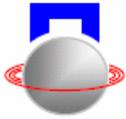
图2 钢球在不同位置的磁力线图

轴承希望将钢球沿Z轴竖直悬浮,因此Z轴方向的磁场分量就是主支承磁场。

主支承力: 由主支撑磁场产生的支承力。在图2中,该力方向与支承线圈内部的磁力线对称中心相平行,是平衡悬浮钢球重力的磁力。

磁场向心力: 由于磁力线的封闭性,磁场在与主支承力相垂直的方向上产生一个支承力,它指向支承线圈内部磁力线对称中心。在图2中,该力方向与支承线圈内部的磁力线对称中心线相垂直。

向心效应: 由向心力所产生的力学效应。在图2中,就是可以使悬浮钢球具有一定的抵抗水平干扰而不失去平衡的能力。



1.2 钢球受力分析

钢球在磁场中的相对位置可以分为两种情况：图 2(a) 情况，钢球中心通过磁场对称中心；图 2(b) 情况，钢球中心偏离磁场对称中心。

在图 2(a) 中，以钢球中心左边磁力线上某无限小单元 Q (磁偶极子) 作为分析对象。其受力示意图如图 3 所示。将小磁针放在 Q 点，它将沿着通过该点的磁力线切线方向偏转，小磁针的指

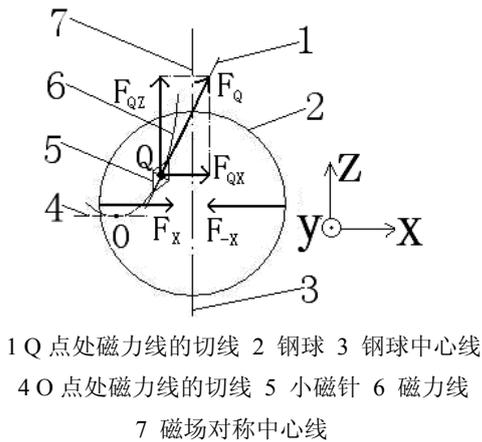


图 3 单元 Q 受力示意图

向即为该单元点的磁场方向，因此单元受到的磁场力作用线也在该切线上，其指向沿着磁力线的收缩方向。在图示中磁力线上的点受力方向如图 3 的 F_Q 所示，其水平与竖直方向的分力分别为 F_{Qx} 、 F_{Qz} 。如果磁力线一阶导为零的点 (驻点) 在钢球内，如图 3 中 O 点，其切线水平，该点的磁力线收缩趋势为零，此点不受磁场力。同理可以分析其它各点。因此，可得钢球中心线左右两侧的水平合力分别为 F_x 和 $F-x$ 。由于穿过钢球的磁力线完全对称，因此，在水平面内的合力为零。

在图 2(b) 中，由于钢球相对磁场对称中心右移使右侧切入磁力线大于左侧切入磁力线，图 3 中表现为 $|F-x| \geq |F_x|$ ，即其合力 $|F| = |F-x| - |F_x| > 0$ ，因此，在水平面内的合力不为零。

可以发现在水平面内的合力 F 与钢球的偏移方向相反，起到阻止钢球偏离磁场对称中心的作用，这就是磁场向心效应的产生机理。

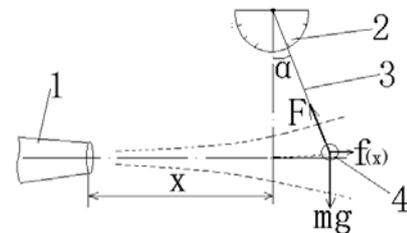
2 磁场向心力实验测试

前一节已经定性地分析了磁场的向心效应。下面利用单自由度磁悬浮实验装置，设计磁场向心力测试试验，证实磁场向心效应，并定量测出该实验装置中钢球受到的磁场向心力值。

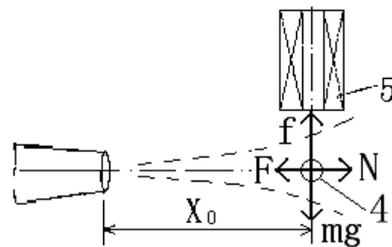
2.1 实验原理

在图 2(a) 中，若有一非接触的外力 N 沿 $+x$ 方向作用于小球球心，小球将沿 $+x$ 方向偏离平衡中心，此时图 3 中水平方向的合力 $F-x$ 增大而 F_x 减小，并且阻止小球偏移。随着 N 增大，水平方向的合力 F 也将增大。当 N 增大到使小球处于稳定悬浮的临界状态时， F 达到最大值设为 F_{max} 。当外力 $N > F_{max}$ 时小球将失稳掉下。因此，只要找到外力 N 的临界值就可以求得磁场对钢球的最大磁场向心力 F_{max} 。

实验的加载方式采用非接触式的风力加载，风机采用 13000rpm 的高速鼓风机。图 4(a) 为风力标定原理图。在不同的水平距离向悬挂的小钢球施加风载 $f(x)$ ，用摄像机记录下鼓风机在不同



(a) 风力标定原理图



(b) 磁场向心力测试

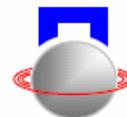
1. 鼓风机 2. 量角器 3. 细线 4. 钢球 5. 电磁铁

图 4 实验原理

点时钢球相对静止位置的偏角 α 。则可得每一点的风力值 $f(x) = mg \times \tan(\alpha)$ ，用最小二乘法拟合出风力与位置的函数曲线。

然后用相同的方式对悬浮小钢球施加风载，测出风力刚好使悬浮小钢球失去稳定悬浮时的临界位置 x_0 ，将 x_0 插入 $f(x)$ 的拟合曲线，可得到临界状态时的力 $F_{max} = N = f(x_0)$ ，即最大磁场向心力。

此方案中要求：鼓风机工作平稳，鼓风机出风口中心线水平通过球心，忽略钢球位置变化带来的风力改变。图 4(a) 中，悬挂钢球静止时，其悬挂细线与量角器 90° 刻线重合，鼓风机中心线平行于量角器平面并垂直于 90° 刻线；用于采集小球偏角的摄像头正对量角器平面并要求轴线与量角器平面



垂直, 摄像要覆盖量角器平面; 图 4(a)和图 4(b)的两个钢球相同用以保证风载相同。

2.2 实验设备及实验数据处理

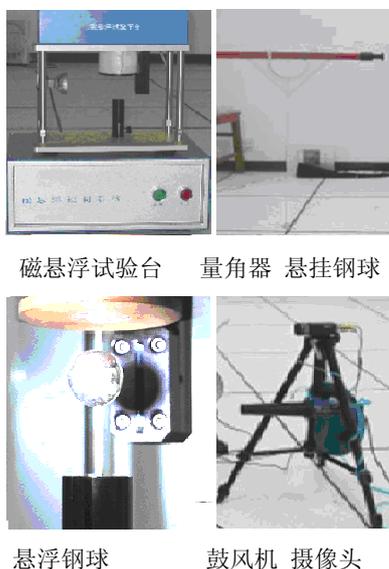


图 5 实验设备

实验中所用到的设备如图 5 所示, 主要包括: 单自由度磁悬浮实验装置, PC 电脑, 摄像头, 鼓风机(13000rpm), 三脚架, 试验钢球, 量角器, 直尺, 固定架, 细线若干, 绣花针等。实验设备的主要参数如表 1 所示。在风力测试实验中共测试了 36 组数据, 对每组数据中的偏角取平均值后根据公式 $f(x)=mg \times \tan(\alpha)$ 得到在每一对应点的风力值 $f(x)$ 。将位移 x 与力 $f(x)$ 通过 Matlab 进行最小二乘法曲线拟合, 拟合曲线如图 6 所示。图 6 的横坐标为位移 x , 纵坐标为力 $f(x)$ 。利用同一鼓风机对磁悬浮钢球进行水平方向加载实验, 通过位置半切法寻找临界点, 即可得到临界载荷也就是最大磁场向心力。通过反复实验后得 $x_0=1041\text{mm}$ 。将 x_0 插入风力拟合曲线, 如图 6 的虚线标注所示, 得 $F_{\max}=f(x_0)=1.58 \times 10^{-2}\text{N}$ 。当小球稳定悬浮时, 其主支承力 $f=K(I/\delta)^2=G=0.274\text{N}$ 。因此 $f(x_0)/f=1/17.4$, 即该实验装置的主支承力是最大磁场向心力的 17.4 倍。此处常系数 $K=4.587 \times 10^{-5}\text{Nm}^2/\text{A}^2$, I 为线圈静态电流 1.2A, δ 为静态气隙值 $15.5 \times 10^{-3}\text{m}$ 。

2.3 实验结论

(1) 以实验方法验证了磁场向心效应的存在。

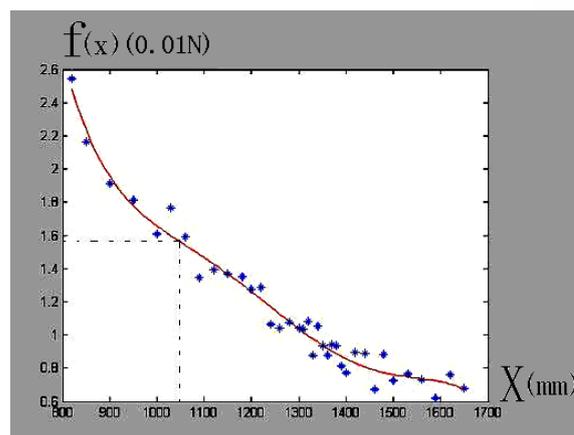


图 6 风力拟合曲线

表 1 实验设备参数

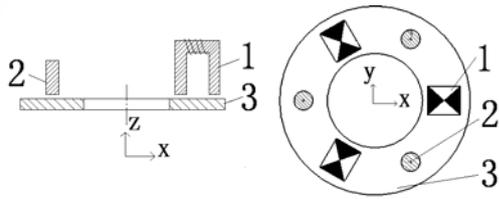
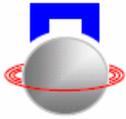
参数	值
小钢球质量 m	28g
小钢球直径 ϕ	20mm
线圈匝数 N	2400 匝
线圈电阻 R	13 Ω
线圈电感 $L1$	118mH
静态电流 I	1.2A
静态气隙 δ	15.5mm
常系数 K	$4.587 \times 10^{-5}\text{Nm}^2/\text{A}^2$
摄像头采集速度	25 帧/s
风机转速 n	13000rpm

(2) 以单自由度实验装置测出了钢球在已知磁场中受到的磁场向心力, 并求得了与主磁场力的关系。

(3) 对磁悬浮系统进行磁场向心力测试时, 可采用非接触加载方式; 所加载荷不应改变磁悬浮系统的磁场。

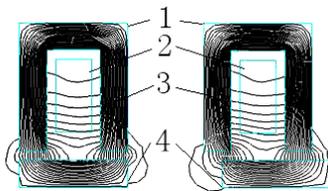
3. 磁场力向心效应的应用实例

下面提出一个利用磁场向心效应的应用实例。该应用实例是一个薄盘片, 其径向无载荷, 只须具有一定的抗干扰能力。关于盘片磁悬浮装置的设计, 文献[2]已经给出了其支承原理。本文设计的装置其原理结构如图 7 所示, 采用三个电磁铁和三个传感器沿盘片圆周对称布置。利用三个电磁铁限制盘片沿 z 轴的移动和绕 x 、 y 轴的转动, 约束盘片的 3 个自由度; 盘片沿 x 、 y 轴移动的 2 个自由度由磁场向心力约束; 盘片绕 z 轴转动的自由度不约束。

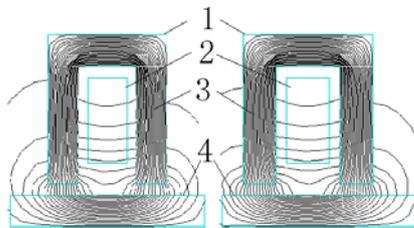


1 电磁铁 (3个) 2 传感器 (3个) 3 盘片

图7 盘片悬浮原理图



I II
(a) 被悬浮体边界与磁场边界相近



I II
(b) 被悬浮体边界大于磁场边界
1 铁心 2 线圈 3 磁力线 4 被悬浮体

图8 被悬浮体与磁场边界比较图

下面讨论该磁悬浮系统的磁场向心效应。该系统的电磁铁与盘片的截面如图8比较图8中(a)、

(b)两种情况可以发现：被悬浮体的边界与电磁铁的边界对齐，当被悬浮体相对电磁铁发生偏移，作用在被悬浮体上的磁力线分布变化明显，因此磁场的向心效应明显；被悬浮体的边界大于电磁铁的边界时，被悬浮体相对于电磁铁边界发生偏移，被悬浮体上磁力线分布基本无变化，因此磁场的向心

效应不明显。

为了增强磁场向心效应，该应用实例采用了中心开孔的盘片，并且盘片的内外圆边缘与电磁铁边界接近，有效地利用磁场向心效应限制盘片沿x轴和y轴的移动。今后的研究中可以确定出被悬浮体边界尺寸与磁场的边界尺寸的比例关系，为磁场向心效应的应用提供定量的依据。

在前分析中可以总结一点就是：需要有效利用磁场的向心效应，就应使被悬浮体边界与磁场边界相近。

4. 结论

- (1) 磁力轴承存在主磁场力以外和向心力。
- (2) 磁场向心力可以通过实验测得。
- (3) 磁场的向心效应与磁悬浮应用系统的结构有关。

参考文献

[1] 汪通悦, 陈辽军, 周峰, 等. 磁浮轴承的技术进展. 《现状·趋势·战略》45卷, 第455期 2002/7 P21~P23

[2] 王晓光. 磁悬浮转子系统的耦合特性分析及实验研究[D]. 2005

[3] Sha Hong lei, Xu Yang, Shi Lei, etc. A new Magnetic Bearing-Rotor system. The tenth International Symposium on Magnetic Bearings. 2006

[4] Isaias da Silva, Oswaldo Horikawa. Experimental Development of a One-Degree-of-Freedom Controlled Magnetic Linear Bearing. IEEE TRANSACTION ON MAGNETIC, No.11 Nov. 2005 P4257~P4

Study on the Centripetal Effect of the Magnetic Bearing

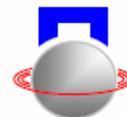
Wang Xiaogang Jiang Kui

(School of Mechatronic Engineering Wuhan University of Technology Wuhan 430070 China)

Abstract: The conception of the centripetal effect of magnetic suspended bearing is drawn on the basis of analysis of the magnetic force of armature in this paper, and the existence of the centripetal effect of the magnetic suspended bearing is proved, and the centripetal effect value of the one-DOF-magnetic suspended ball is tested by experimentation. The designing method is discussed that relates to the centripetal effect of the magnetic suspended bearing structure in this paper, at last, A prototype is presented as an example of the centripetal effect in application of magnetic bearing.

Key Words: Magnetic bearing; centripetal effect; experimentation

国家自然科学基金项目, 编号: 50675163 “车载飞轮电池磁悬浮转子的基础理论及关键技术研究”。



径向磁力轴承磁极布置对磁场和磁力的影响分析*

丁国平 胡业发 许开国

(武汉理工大学 机电工程学院 武汉 中国 430070)

摘要: 径向磁力轴承的磁极布置形式是磁力轴承设计中必须考虑的问题之一,对磁力轴承的磁场分布、磁力和控制系统的设计具有一定影响。本文使用有限元方法对两种磁极布置形式——NSNS 交替磁极布置和 NNSS 成对磁极布置的磁场和磁力进行了计算,并比较分析了在转子不同的偏心情况下两种磁极布置形式的磁场分布和磁力大小。分析结果表明 NSNS 布置比 NNSS 布置的气隙磁通密度大,不同偏心情况下产生的磁力也较大,适合小尺寸的磁力轴承,而 NSNS 布置在不同方向的磁极耦合比 NNSS 布置,增加了控制系统的复杂性。本文的研究结论对于磁力轴承的结构设计和控制系统设计具有一定的指导意义。

关键词: 磁力轴承; 磁极布置; 磁场; 有限元方法 (FEM)

引言

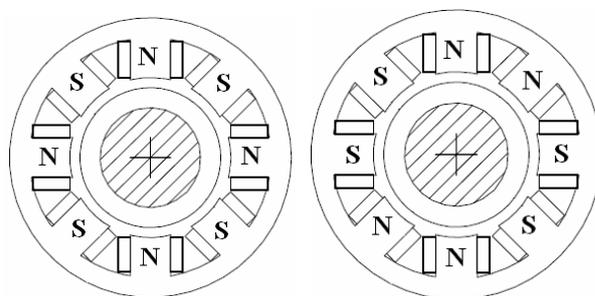
磁力轴承是利用可控电磁力将被转子稳定悬浮在空间,使转子与定子之间没有机械接触的一种高性能机电一体化系统。它与传统的轴承(滚动或滑动轴承)相比具有无摩擦、无磨损、无需润滑、高精度、低功耗、无污染、支承特性可控可调等一系列独特性能。因此磁力轴承可以广泛应用于卫星磁悬浮飞轮电池、潜艇姿态控制、高速数控机床、涡轮分子泵等工业和军事领域。

在磁力轴承的结构设计中,磁极布置形式——NSNS 交替磁极布置和 NNSS 成对磁极布置(见图 1)是必须考虑的因素之一,对磁力轴承的磁场分布、磁力以及控制系统的设计具有一定的影响。

针对磁极布置形式这一问题,多数学者研究了磁极布置形式对磁力轴承铁损的影响,Mizuno^[1]等进行了垂直磁悬浮转子的降速实验,给出了磁极在 NSNS 和 NNSS 配置下实心转子铁损的试验测试结果,表明 NSNS 布置时的铁损要略小于 NNSS 布置时的铁损,且损耗比与转速、控制电流的磁动势(安匝数)和气隙的大小有关。Matsumura 和 Hatake^[2]提出 NSNS 布置和 NNSS 布置的磁场分布的傅立叶分析,并使用一个八极径向磁力轴承进行了功率损耗测量。文章认为 NSNS 布置时存在较高功率损耗的理论预测,然而实验结果显示在高速时两种磁极分布的损耗几乎相同,仅仅在低速时 NSNS 布置的损耗高出来一点。L.Scott Stephens 等^[3]研究了磁极布置形式对迭片式高速磁力轴承的铁芯损耗的影响进行了研究,结果表明 NNSS 布置比 NSNS 布置的铁芯损耗略低,而且这种优势在高速高磁通密度

然而,上述学者在研究磁极布置对磁力轴承铁损的影响时,大都假设在大小相同的电流激励下,两种磁极布置形式的气隙磁通密度幅值相同,并没有对这两种布置形式的磁场分布进行分析和研究。

本文旨在使用有限元方法对两种磁极布置形式的磁场和磁力进行计算,并分析当转子在运行中发生偏心时,两种磁极布置形式对磁力轴承磁场分布和磁力的影响,对磁力轴承的结构设计和控制系统设计提供一定的指导。



(a) 交替磁极 NSNS (b) 成对磁极 NNSS

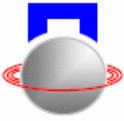
图 1 径向磁力轴承的磁极布置形式

1 基于有限元法的磁力轴承磁场分析

本文使用有限元方法对磁力轴承不同磁极布置形式的磁场分布进行分析。与传统的磁路算法相比,有限元方法能处理磁路算法中必须使用的一些假设,而且更能从物理本质上反映电磁场的分布。在有限元方法中,磁性材料的非线性磁导率、漏磁、边缘效应等都能被精确的分析。

磁场有限元分析一般分为三个步骤:建立有限元模型,包括几何建模,定义材料属性,选择单元类型,划分网格、赋予材料属性;加载边界条件和载荷,进行求解;解后处理,察看结果。

*基金项目:国家自然科学基金项目(50675163)



本文选用自制的 8 极径向磁力轴承作为研究对象，定子与转子之间的间隙为 0.35mm。根据磁磁力轴承的结构特点，在建立其电磁场有限元模型时进行了一定的假设以简化计算过程：(1) 控制电流的幅值远小于偏置电流，将；(2) 假定铁磁材料各向同性，忽略磁滞效应， $B-H$ 曲线采用平均磁化曲线；(3) 虽然本文研究的径向磁力轴承是三维的，但根据其几何结构和激励的对称性，可以在实际计算中将它简化成二维平面问题，在 XY 平面内计算；(4) 精确的讲，无限远处空间的磁势应该取为参考磁势，即零磁势。在本文中实际计算中，由于定子以外的空气中仅有非常少的漏磁，为了突出主要问题，忽略了定子以外空间的漏磁。

在以上假设的基础上，建立磁力轴承的二维平面几何模型，定义硅钢片、空气、线圈等不同材料或介质的磁导率或 $B-H$ 曲线，选用二维平面单元，划分网格，设置材料属性，形成有限元模型。

在有限元求解过程中，使用公式 (1) 和公式 (2) 中的边界条件和矢量磁势偏微分方程来描述电磁场的边值问题。

由于忽略定子以外空间的漏磁，在定子最外层节点加载磁力线平行边界条件：

$$\Gamma_1: A_z=0 \quad (1)$$

由于假设磁力轴承的电磁场为平面二维似稳磁场，矢量磁势偏微分方程表示为：

$$\Omega: \nabla^2 A = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \quad (2)$$

2 不同磁极布置形式的磁场分布比较

求解完成后，图 2 所示为两种不同磁极布置形式的磁场分析结果，其中(a)为 NSNS 布置的磁力线分布，(b)为 NNSS 布置的磁力线分布。对照 (a) 和 (b) 可发现：在 NSNS 布置中各对磁极之间的磁场耦合更强，定子和转子磁性材料的利用更充分，可以推测在同等电流激励的情况下，NSNS 布置的磁通密度更大，然而由于不同磁极对产生的磁力紧密耦合，会大大增加磁力轴承的控制的复杂性；在 NNSS 布置中各对磁极之间的磁场耦合较弱，相邻磁极对之间的定子磁轭中的磁通密度非常小，几乎趋近于零。由于磁极对在不同方向上的耦合非常小，因此其中每两个磁极对产生的磁力可以安排在力学上经常采用的直角坐标轴 x 和 y 上。由于控制设计和转子运动的测量通常都建立在这些坐标的

基础上，因此这种布置形式能使磁力轴承的控制得以简化。

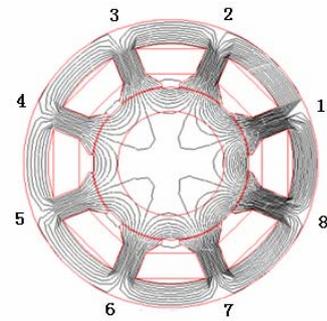


图 2 (a) NSNS 布置的磁力线

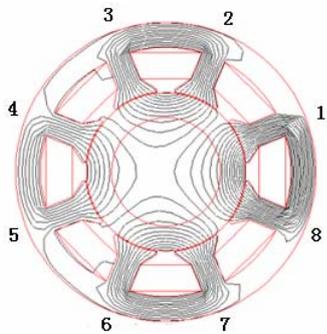


图 2 (b) NNSS 布置的磁力线

图 2 径向磁力轴承磁场分析结果

为了对这一问题进行更深入的研究，本文计算了在同样大小的电流激励条件下，转子不同偏心时不同磁极布置形式的磁场分布。在磁悬浮转子工作时，由于主动磁悬浮系统本质上的开环不稳定性，一般转子与定子存在偏心，假设系统上一采样周期时转子不存在偏心，即各磁极对的线圈均通以相同的偏置电流，而转子在外载荷的干扰下偏离磁力轴承的几何中心，偏心大小为 e 。由于径向磁力轴承结构上的对称性，选取第一象限 x 方向和 45 度方向这两个典型偏心方向进行分析。转子和定子气隙中的磁通密度 B_0 是磁力轴承结构设计中的基本参数之一，本文计算了沿 0° 到 360° 整个圆周方向上的气隙磁通密度 B_0 。具体偏心参数设置如表 1。

表 1 不同偏心参数设置

X 方向 偏心 $e_x(\text{mm})$	0.05	0.10	0.15	0.17	0.23
45 度方向 偏心 $e_x=e_y(\text{mm})$	0.05	0.10	0.15	0.17	—

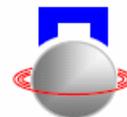


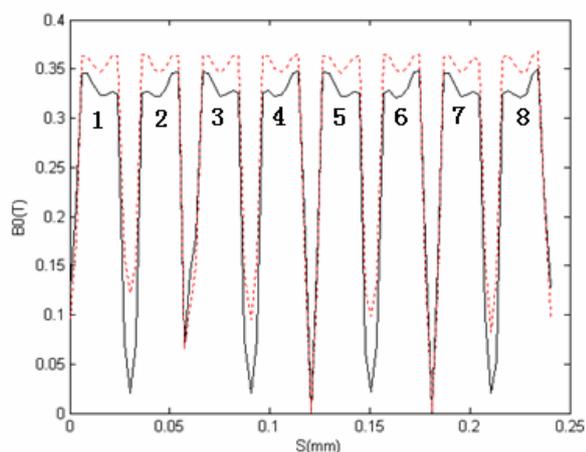
图3所示为不同磁极布置形式的转子在不同偏心时的气隙磁通密度 B_0 ，其中(a)为不存在偏心的情况，(b)为 x 方向偏心 0.23mm 的情况，(c)为 45 度方向偏心 0.17mm 的情况。比较分析图3中的(a)(b)(c)可以得出以下结论：

(1) 在同样大小的电流激励下，不论转子存在偏心与否，图3(a)(b)(c)一致表明 NSNS 布置的气隙磁通密度在各磁极处均大于 NNSS 布置的气隙磁通密度。这一点进一步验证了 NSNS 布置对磁性材料材料的利用率更高，同时也意味着这种布置形式的铁损较大^[3]，因此 NSNS 布置较适用于空间或其他因素受限的小尺寸磁力轴承。

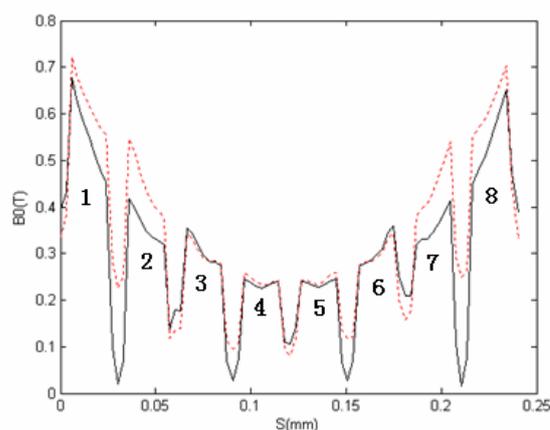
(2) 当转子偏心发生 x 轴方向（坐标轴方向）时的，两种磁极布置形式的最大气隙磁通密度均出现在 x 轴两侧的相邻磁极（磁极1和磁极8）处，且呈对称分布。而当转子偏心发生在 45 度方向（非坐标轴方向）时，NSNS 布置的最大气隙磁通密度发生在 45 度方向两侧的相邻磁极（磁极1和磁极2）处，且呈对称分布；而在 NNSS 布置的最大气隙磁通密度并不是发生在 45 度方向两侧的相邻磁极处，而是发生在磁极3和磁极8处。

(3) 比较图3(b)和(c)中两种布置形式在不同偏心情况下的气隙磁通密度的差异，当偏心发生在 45 度方向，即非坐标轴方向时，两种布置形式的气隙磁通在偏心处的差异比偏心发生在坐标轴方向时的差异大。

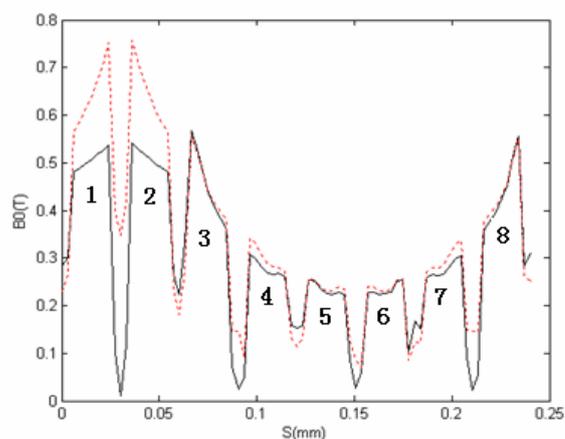
结论(2)和(3)都说明 NSNS 布置在非坐标轴方向上的磁耦合较 NNSS 布置的磁耦合强烈。说明了 NSNS 布置对于简化磁力轴承的控制是不利的。



(a) 偏心 $e=0$ 时，气隙磁通密度 B_0



(b) x 方向偏心 $e_x=0.23\text{mm}$ 时，气隙磁通密度 B_0



(c) 45 度偏心 $e_x=e_y=0.17\text{mm}$ 时，气隙磁通密度 B_0

图3 不同磁极布置形式的转子不同偏心时的磁场分析（虚线表示 NSNS 布置，实线表示 NNSS 布置）

3 不同磁极布置形式的磁力比较

磁力轴承的磁力是结构设计的重要参数之一，下面在磁场分析的基础上，对两种磁极布置产生的磁力进行计算，并对两种磁极布置的磁力与转子偏心之间的关系进行比较和分析（见图4）。

当转子偏心发生在 45 度方向时，由于磁极分布的对称性，磁力在 x 轴和 y 轴上的分力大小一样，为了便于与坐标轴方向同等偏心的磁力进行比较，图4种曲线1和3分别表示的是 NSNS 布置和 NNSS 布置中转子在 45 度方向偏心时，磁力在 x 轴和 y 轴上的分力。

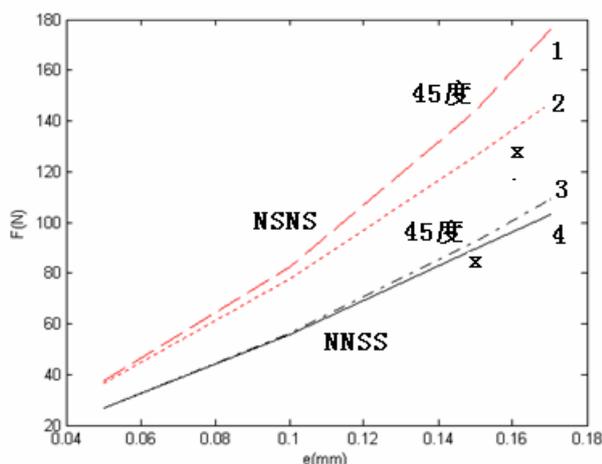
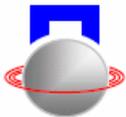


图 4 两种不同磁极布置形式的磁力比较

图 4 表明：（1）在大小相同的电流激励下，转子在 x 轴和 45 度方向偏心时，NSNS 布置产生的磁力均大于 NNSS 布置产生的磁力。（2）分别比较曲线 1 和 2 以及曲线 3 和 4 发现：当转子偏心在 45 度方向，其偏心在坐标轴上的分量与偏心仅在 x 轴相同时，45 度方向产生的磁力在坐标轴上的分力大于偏心仅在 x 轴时产生的磁力。这说明当偏心发生在非坐标轴方向时，两种磁极布置形式均产生了坐标轴之间的力耦合。（3）同等偏心情况下，曲线 1 和 2 之间的磁力差异比曲线 3 和 4 之间的差异大，这说明了 NSNS 布置在非坐标轴方向的力耦合比 NNSS 布置的力耦合更强烈。

4 结束语

本文使用有限元方法对两种磁极布置形式的磁场和磁力进行了计算，并比较分析了当转子在运行中发生偏心时，两种磁极布置形式对磁力轴承磁场分布和磁力的影响。分析结果表明 NSNS 布置比 NNSS 布置的气隙磁通密度大，不同偏心情况下产生的磁力也较大，适合小尺寸的磁力轴承，而 NSNS 布置在不同方向的磁极耦合比 NNSS 布置，增加了控制系统的复杂性。本文的研究结论对于磁力轴承的结构设计和控制系统设计具有一定的指导意义。

参考文献

- [1] Mizuno T , Highchi T. Experimental measurement of rotational losses in magnetic bearings [C] . Proc. of 4th Int . Symp. on Magnetic Bearings , Zurich , Switzerland , 1994.
- [2] Matsumura, F., and Hatake, K.. Relation between Magnetic Pole Arrangement and Magnetic Loss in Magnetic Bearing[C]. Proceedings of 3rd International Conference on Magnetic Bearings, July 29-31, Alexandria, Virginia USA, pp:274-283,1992
- [3] L. Scott Stephens and Carl R. Knospe. Effects of Magnetic Pole Arrangement on Core Loss in Laminated High-Speed Magnetic Journal Bearings [J]. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL.32. NO.4, pp3246-3252,1992

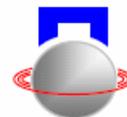
EFFECTS OF MAGNETIC POLE ARRANGEMENT ON MAGNETIC FIELD AND FORCE IN RADIAL MAGNETIC BEARINGS

Ding Guoping Hu Yefa Xu Kaiguo

(Engineering School of Electromechanical Engineering Wuhan University of Technology Wuhan 430070 China)

Abstract: In magnetic bearings design, it is necessary to consider the effect of magnetic pole arrangement on magnetic field and force. This paper calculates the magnetic field and force of NSNS alternating arrangement and NNSS paired arrangement through Finite Element Method (FEM) and compares the effect of magnetic pole arrangement with different rotor eccentricity. The results show that magnetic flux density in the air gap and magnetic force of NSNS arrangement is greater than the ones of NNSS arrangement. So the NSNS arrangement always gives smaller magnetic bearings. However, with stronger magnetic field coupling between adjacent pole pairs of NSNS arrangement than that of NNSS arrangement, NSNS arrangement will results in more complicated coil current control. It is significative to use the conclusion of this paper in magnetic bearing design.

Key words: magnetic bearings; magnetic pole arrangement; magnetic field ; Finite Element Method (FEM)



开口磁性材料的磁路特性研究

卢艳 徐龙祥

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 本文利用 Ansys 仿真分析了开口磁性材料中间隙内磁感应强度, 并根据闭口磁性材料测量原理, 设计了测试开口磁性材料间隙中磁感应强度的方法, 可以准确测量开口磁性材料的磁特性, 并画出了磁滞回线, 可以为磁悬浮轴承等开口磁路工作设备优化系统性能提供参考, 以使磁悬浮轴承的性能更优越。

关键词: 磁感应强度; 测量; 开口磁路

引言

随着电子产业的飞速发展, 与其密切相关的软磁材料及其性能测量已引起了人们的高度重视。由于受退磁场的影响, 在同一磁化场下, 物体的磁化强度要小于物质的磁化强度, 因此, 磁性材料的测量不同于一般的机械测量, 分为物质磁性和物体磁性测量。在测量方面, 工程设计手册上给出的软磁材料的特性的测试条件是: 用软磁材料加工成一个封闭的圆环形的零件。其目的是使磁感应强度几乎全部约束在材料内, 其物质磁性和物体磁性基本上一致, 所以, 在设计变压器等磁路闭合的设备时, 比较准确。对于磁悬浮轴承等磁路中有气隙的设备, 其磁特性与实际中的相差较大, 不能准确控制。在简化模型计算方面, 铁磁材料与非铁磁材料的磁导率之比要比导电材料与绝缘材料的电导率之比低得多。后者可达 10^{18} 以上, 前者至多只能达到 10^6 低, 因此, 对磁路而言, 非铁磁材料所占的部分空间 (包括工作间隙、装配间隙及周围空气等) 都不能认为是磁绝缘的, 它们也属于磁通路径的一部分。由此可见磁路分析、计算应包括铁磁材料以及非铁磁材料的整个空间区域的场的分析, 而一般意义上的磁路分析及计算往往不能把由于磁滞引起的 B 滞后于 H 的关系反映出来, 同时由于计算总是忽略一些因素及线性化的简化是不能满足现代精确控制的应用的。因此测量开口磁性材料的磁特性成为了当前比较重要的问题。

1 开口磁性材料磁特性的 ANSYS 仿真

图 1 与图 2 是用 ansys 仿真的磁悬浮轴承的磁感应强度的分布图, 其定子和转子间距为 0.5mm 和 0.2mm 时。在磁性材料上施加的是同样的激励线圈, 电流强度一样。从图中可以看到, 开口磁路中

的磁感应强度并不是均匀分布的, 间隙内与定子上的磁感应强度有很大差别, 拐角处比较尖利的地方磁感应强度很大, 导致间隙里的磁感应强度就相对

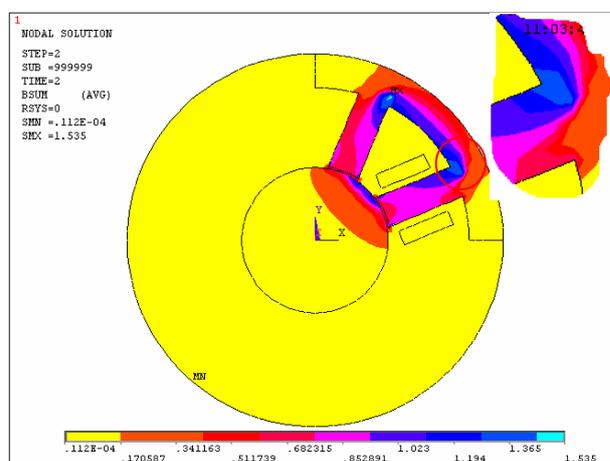


图 1 间隙为 0.5mm 时的磁感应强度

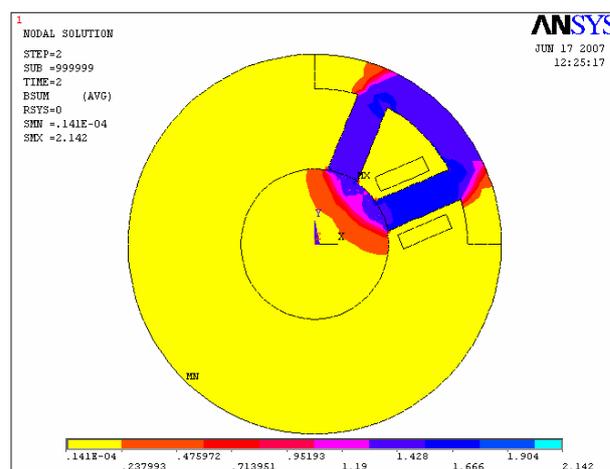
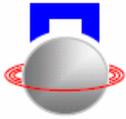


图 2 间隙为 0.2mm 时的磁感应强度

减小。间隙大小不同, 材料的漏磁及分布也不同, 所以, 用材料的磁特性曲线来代替开口材料的磁特性曲线是有误差的。间隙内的磁感应强度分布不均



匀，与材料内的磁感应强度不同，这就为测量开口材料的磁特性成为目前急需解决的问题。详细的分析数据见表一。

表一 间隙不同时间隙内磁感应强度的仿真与计算值

间隙 (mm)	仿真 B(T)	计算 B(T)	差值 (%)
0.1	1.551	1.683	7.84
0.2	1.428	1.457	2.0
0.3	1.124	1.143	1.67
0.4	0.860	0.875	1.72
0.5	0.682	0.700	2.57
0.6	0.532	0.583	8.75
0.7	0.466	0.500	6.8

其中B (T) 的计算值是通过公式 (1) 得到的

$$B = N_1 i \mu_0 / l_q \quad (1)$$

式中 i 为激励电流； N_1 磁化绕组匝数； l_q 为开口磁路的间隙的长度， B 为间隙内的磁感应强度， μ_0 为真空磁导率。由于忽略了材料内的磁阻，同时不考虑漏磁，计算值比仿真测量值大的多，随着间隙的增大，间隙磁阻相比材料磁阻的比率越来越大，磁压降几乎全部分在间隙上，但漏磁也越大，忽略材料内的磁压降而简化的计算结果与实际值的差值没有一个定性的关系。通过表一，可以解决间隙内磁感应强度的调节问题，也即调节磁悬浮力的问题，要得到一定的力补偿，可以通过调节安匝数来实现。

2 示波器法测量磁感应强度的原理

“示波器法”如图3所示，在磁性材料圆环样品上绕有线圈(原边线圈) N_1 匝和测量线圈(次边线圈) N_2 匝，当原边线圈通以电流 i_1 时，样品内将产

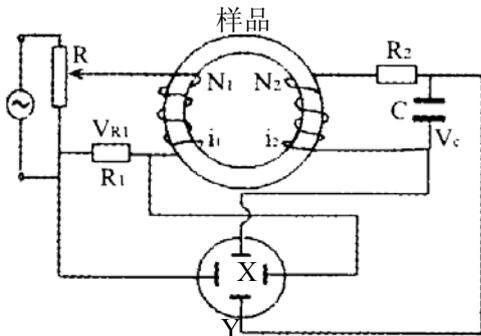


图3 示波器法测磁滞回线的电路图

生磁场，根据安培环路定律，有

$$i_1 N_1 = Hl, \quad i_1 = \frac{Hl}{N_1} \quad (2)$$

式中 l 为样品的平均长度。将 R_1 的电压 V_{R1} 送至示波器的X轴输入端，于是有

$$V_{R1} = i_1 R_1 = \frac{R_1 l}{N_1} H, \quad H = \frac{N_1}{R_1 l} V_{R1} \quad (3)$$

上式表明，磁场强度 H 正比于 V_{R1} 的变化，示波器的X通道偏转量的大小反映了磁场强度 H 。次级线圈上串接的电阻 R_2 和电容 C 构成构成一个积分电路，取电容电压 V_C 送至示波器的Y轴输入端。由图3可知次级回路满足

$$\varepsilon_2 = i_2 R_2 + V_C + i_2 \omega L_2 \quad (4)$$

式中 i_2 为次级线圈电流， V_C 为电容电压。由于 N_2 的感抗较小，若将 R_2 、 C 的数值取的适当，则积分电路的时间常数 $R_2 C$ 将远大于交流的周期，即 $R_2 \gg 1/\omega C$ ，于是有 $V_C \ll V_{R2}$ 。将其代入(3)式可得

$$i_2 = \frac{\varepsilon_2}{R_2} \quad (5)$$

$$\text{由于 } \varepsilon_2 = -N_2 S \frac{dB}{dt}, C = \frac{i_2 dt}{dV_C}$$

$$\text{所以 } B = \frac{CR_2}{N_2 S} \bullet V_C \quad (6)$$

3 开口磁性材料的测试方法

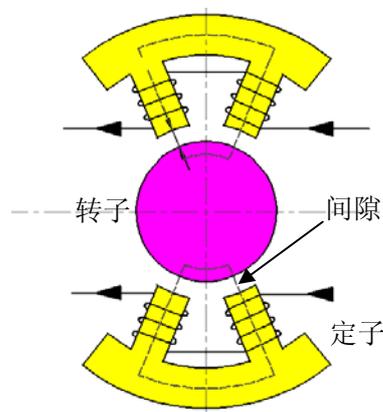
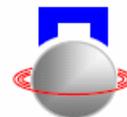


图4 磁悬浮轴承示意图



开口环磁性材料磁路(磁悬浮轴承如图 4)由两部分组成: 软磁材料和间隙

$$N_1 i = H_1 l_1 + H_2 l_2 \quad (7)$$

$$H_1 = \frac{B_1}{\mu_1} = \frac{\phi_1}{\mu_1 A_1}; H_2 = \frac{B_2}{\mu_0} = \frac{\phi_2}{\mu_0 A_2} \quad (8)$$

式中 i 为激励电流; N_1 磁化绕组匝数; l_1 为软磁环路平均周长, l_2 为气隙的长度, A_{1t} 为软磁材料的截面积, A_2 为气隙内磁场分布较集中的面积。

采用公式(7)进行计算时, 忽略了漏磁及磁滞的影响, 磁路的长度用其平均长度来代表, 间隙中的场强分布的面积 A_q 也是根据经验估算的一个数值。而在实际计算中, 我们假设的是材料内的磁感应强度分布均匀, 不考虑漏磁, 并且不考虑动态时的磁滞损耗。造成了计算与实际两种误差: ①静态磁场计算不准确; ②工作频率对磁场大小的影响关系不确定。

根据闭口磁性材料的测量原理及方法, 我们可以看到也适用与开口磁性材料, 但有一点不同, 就是开口磁性材料的磁感应强度分布材料内的不均匀, 间隙内的与材料内的也不同, 根据实际要求, 我们需要的是间隙内的磁感应强度, 所以可以对示波器法测闭口材料的测试方法加以改进来测量开口磁性材料。

方案 1 实验原理: 如图 5 所示, 在材料上缠绕激励线圈, 测试线圈尽量缠绕在间隙处, 电流源产生一定频率和强度的激励电流, 此时在磁化绕组内及其周围产生与电流强度成比例的磁场。磁场经磁环与测量绕组耦合, 在测量绕组两端产生感应电动势 ε 。磁场强度 H 和气隙内磁感应强度 B 分别

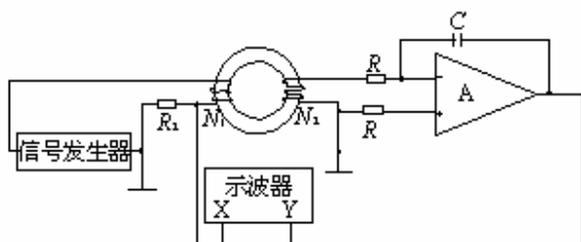


图 5 示波器法测量原理图

$$H = \frac{N_1}{l_2} i \quad (9)$$

式中 i 为激励电流; M 磁化绕组匝数; L_2 为气隙的长度。

$$B = K_b \int \varepsilon dt; K_b = 1/(N_2 \cdot A_2)$$

式中 ε 为感应电压, N_2 测量绕组匝数, A_2 为气隙内磁场分布较集中的面积。

为了反映 H-B 波形, 感应线圈侧应加上积分电路, 然后再接示波器才能输出, 激励线圈侧应加上比例增益接到示波器上就是 H。

此实验成功的前提要考虑以下几点因素:

(1) 在实验的制作中选择什么样的铁环, 初级线圈 M 、次级线圈 N_2 匝数的选定, 采样电阻 R 的确定是实验成功的首要问题。

应根据所选材料内磁畴的多少以及材料剩磁、退磁的难易选择相应的匝数 M , 为了少产生自感影响 B 的误差, 所以 M 不应取的很大。 R 的选择可以自由一些。

(2) 积分器的影响

积分器是采用运算放大器实现的, 实际的运放和理想运放有很大的区别, 另外, 积分电阻和电容不是纯电阻, 有一定的分布参数, 所以应选择合适的 RC , 应满足 $\omega RC \gg 1$, 还应选择时间常数很低的电阻。

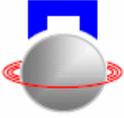
上述实验主要有两个问题: 一是激励信号弱小磁环不能达到饱和, 难以得到高频磁滞回线; 二是磁滞回线不清楚, 原因是反相器和积分器不理想产生的漂移、自激等影响了回线的质量

3 初步试验结果

通过试验发现, 示波器法测试实验显示的比较直接, 但示波器荧光屏上显示线比较粗, 影响了显示的准确性, 解决问题的方法是用 D/A、A/D 模块接到计算机上显示, 更能进一步的改善。同时积分器的选择问题也影响了测试的准确性, 要选择无损耗、干扰量小的积分器; 试验中放大信号的功放也很重要, 选择不当会造成结果有很大的误差。

参考文献

- [1] Paul E. Allaire, et. Eddy Currents, Magnetic and Force in Solid Magnetic Thrust Bearings. 4th International Symposium on Magnetic Bearings. August 1994, ETH Zurich
- [2] 李焯等著. 软磁材料基本磁化曲线测量系统. 测试技术



- 学报, 2004年第18卷增刊
- [3]. 严普强等. 机械工程测试技术基础[M]. 北京: 机械工业出版社. 1985.
- [4] 王剑君. 软磁动态特性智能化测试初探. 国际电子变压器, 2003.
- [5] Foner S. the Vibration Sample Magnetometer Experiences of a Volunteer[J]. Applphys. 1996. 79(8): 4740-4145

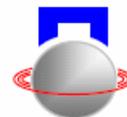
Open magnetic properties of magnetic circuit

Lu Yan Xu Longxiang

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: The project of remote monitoring of Safety Automation System(SAS) in intelligent building control the video ,audio and alarm signal and so on. This paper describes the fundamental concepts of Winsock and By using Ansys Simulation Analysis of the magnetic gap openings within magnetic induction, According closed magnetic material and measuring principle, the design of the magnetic gap opening test magnetic induction methods openings can be accurately measured the magnetic properties of magnetic materials, and the mapping out of the hysteresis loop. AMB can open magnetic circuit, and other work equipment optimize system performance for reference, AMB so that the superior properties.

Key words: Magnetization; Measurement; Open magnetic circuit



REVIEW ON INTERNATIONAL RESEARCH STATE ON HIGH TEMPERATURE ACTIVE MAGNETIC BEARING

Michael Bissauge Shi Zhengang Yu Suyuan Zhao lei

(Institute of Nuclear and New Energy Technology Tsinghua University Beijing 100084 China)

Abstract: In the past few years, the aviation industry has been growing continuously, but the market is very competitive and cost optimization is always necessary. High temperature active magnetic bearing hold great promise for improving jet turbine engine, and thus reducing maintenance cost and kerosene consumption. In that goal, lots of research has been performed about high temperature active magnetic bearing and its components (like soft magnetic material, insulation, coils...). This article presents the development of research in this field, its history, its state and its outlook.

Keyword: Active Magnetic Bearing (AMB); High Temperature AMB; Review

Introduction

The aviation market is nowadays growing continuously. In order to sustain its development, this market has a constant need of technical improvements to improve competitiveness.

Today, virtually all aircraft's jet engines use lubricated ball bearings. This system suffers from diverse drawback like the necessity of a complex cooling system that weighs down the jet engine and limits its working temperature.

Active magnetic bearings have been successfully used for decades in numerous applications. They have shown great capacities to work in extreme conditions, such as vacuum or at high rotation speed. The idea is to replace the conventional bearings in jet engines by active magnetic bearings.

In the 90s, the majority of magnetic bearings were working under common temperature (less than 100°C). In jet engines, the current working temperature is about 260°C, thus proving feasibility of magnetic bearings for jet engines application was required. In the same time research were performed on soft magnetic material for high temperature applications, the proof of feasibility of magnetic bearing working at 550°C was done by Xu[5].

Using high temperature active magnetic bearing may significantly improve the jet engines.

First this technology will allow operating at much higher speeds and temperatures (up to 550°C),

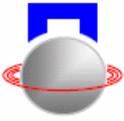
opening space for design of more powerful jet engines. Since AMB are non-contact bearings, there is no more need for lubricant. Removing the lubricant system will make the system more fire-safe (no possible oil emissions) and also improve the weight of the engine (up to 5% less). This, added to the elimination of friction losses, will have direct influence on the kerosene consumption.

The objective of this article is to present the recent development on high temperature magnetic bearing.

Historical development

The development of high temperature magnetic for jet engine application includes diverse research project, with three main projects.

In 1997, Kondoleon[4] has been studying soft magnetic alloys for high temperature radial magnetic bearings. Xu[5] has then demonstrated the feasibility of an active magnetic bearing working at 540°C and investigate high temperature displacement sensor. In 2000, Mekhiche[3] briefly described the design, fabrication, and testing of a high-temperature magnetic bearing operating at 50 000 rpm. In 2003, Montague[9] has worked on a prototype of high temperature active magnetic bearing and develop a coil fabrication process. In 2006, Burdet[12] has develop a first 5 degree of freedom high temperature active magnetic bearing and investigate a eddy current



position sensor using thick-film technology.

The three main projects that have been investigating high temperature active magnetic bearing are:

- The European project for Active Magnetic Bearings in Aircraft Turbo-machinery (AMBIT) from 1995 to 2000,
- A project of Design and Fabrication of High-Temperature Radial Magnetic Bearing for Turbo Machinery by the NASA from 2000,
- The European research project MagFly - Active Magnetic Bearing for Turbo Machinery from 2002 to 2006.

AMBIT project:

The objectives of AMBIT were to investigate and to demonstrate the feasibility of an active magnetic bearing that works at temperatures up to 540°C. A one-degree-of-freedom high temperature AMB rig was built as well as a five-degree-of-freedom prototype with a high temperature radial bearing.

Here is the test rig for a high temperature active magnetic bearing, operating in a containment heated up to 550°C, and running at 30'000 rpm.

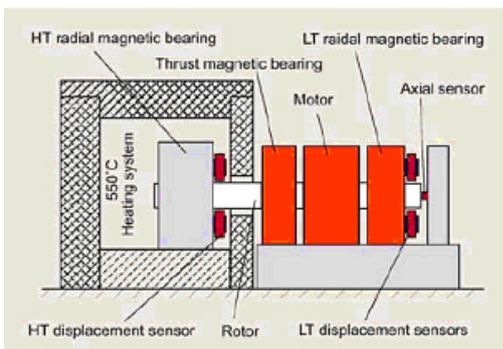


Fig1. Test rig of the AMBIT project

NASA's project of Design and Fabrication of High-Temperature Radial Magnetic Bearing for Turbo Machinery:

Glenn H. Research Center works presently on a high temperature AMB. It is a high temperature, heteropolar, radial magnetic bearing composed of a single radial bearing located at the center of a shaft mounted on ball bearings. It has been operated for 29 hours at 540°C during 18 thermal cycles on May

2003.

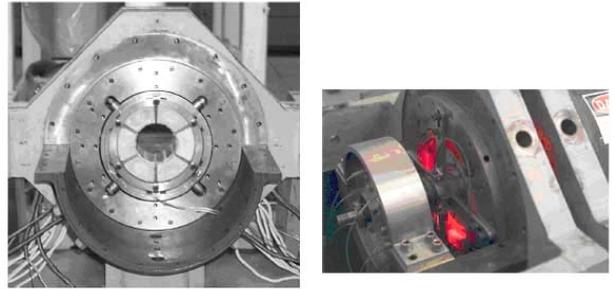


Fig2. Stator and operating magnetic bearing installed in NASA Glenn test facility

The European research project MagFly - Active Magnetic Bearing for Turbo Machinery:

This project has been created with the goal of developing a smart jet engine using magnetic bearings. Part of it was to develop an AMB prototype working at high temperature.

For this project, Luc Burdet has developed the first 5 degree of freedom high temperature active magnetic bearing. It has been running at environment temperatures up to 550°C

During his thesis, he has implemented and validated a modular finite elements thermal model with low computation time for high temperature AMBs. He has also developed a thick-film low cost eddy current position sensor for 550°C applications and tested materials for the design of high temperature electromechanical systems have been tested. In addition, an analysis of failures related to high temperature has been done and illustrated.

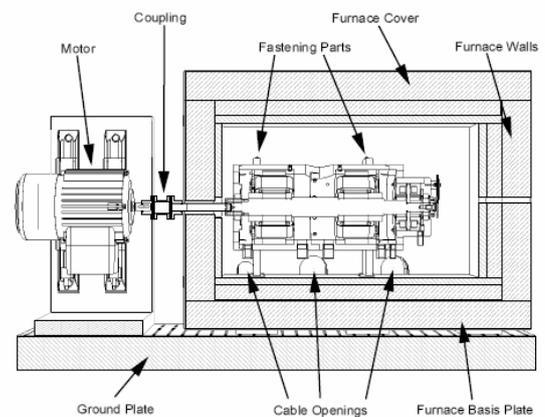
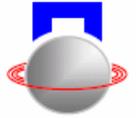


Fig3. 5 degree of freedom AMB with furnace and motor.

Research state

While the AMBs developed in AMBIT satisfied



the requirements, problems were encountered with overheating and coil short circuits. Those problems have been partially resolved by Montague, which has developed a coil manufacturing process. In this process, in order to reduce the difficulty of wounding the coils on the back-iron core, choice has been made not to use stator lamination leg designed as one continuous ring. Instead, a modular design where each module contains two poles in “C” shape has been chosen. The wire is wound on both poles continuously, eliminating many connections. The material used for the stator laminations is Hiperco 50 (the commonly used silicon steel cannot be chosen here because its Curie Temperature is too low), while 99.9-percent-pure annealed silver wire was chosen. Wire insulation is critical point for high temperature actuators. Its requirements are the following: a good thermal conductor, flexible, compact and supporting temperatures up to 800°C. It must protect the conductor integrity and keep from cracking or flake off. It must also have good toughness and scratch resistance to avoid turn-to-turn short-circuit. Finally, the authors used a commercially available, two-compound, clear ceramic coating. At the end, the coil windings are encapsulated and bonded with an alumina based ceramic potting compound.



Fig4. finished C-core

Another critical point of the high temperature magnetic bearing is the development of a reliable position sensor. Common sensors cannot be used because of the influence of temperature on material properties. This problem has been studied by Burdet which has developed an eddy current position sensor using thick-film technology. The objective was to find a working solution for 550°C. Small inductors have been printed on Al₂O₃ substrates. A conducting layer is printed on the ceramic substrate, and then a

dielectric layer is printed as insulation. A second conducting layer is then printed. Both conducting layers are connected together in the centre of the coil. In case of radial sensor, the sensitivity is directly related to the inductor.

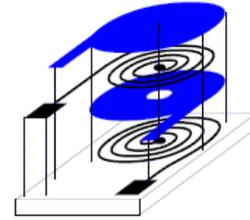


Fig5. Realization of printed coils with thick-film technology on ceramic substrate

A prototype sensor of silver with 200 μm track width, with silver wires and silver paste wire connections has been tested. Tests have shown that after 600 hours in a furnace at 550°C, the sensor inductance and resistance suffer very little changes. However, problem has arisen due to silver migration. Sensors have to be connected to leading wires, and that point is much more critical, with dendrites are growing quite fast between the two connector pads at high temperature, and thus creating short circuit. Solutions to slow down this effect have been tested. While covering the conductor layer and the solderings with a dielectric, sensors are still working after 700 hours at 600°C.

The sensing principle of the radial sensor is based on two planar coils pasted on a substrate. The excitation coil embraces the rotor. It is supplied with an AC current source in order to create a high frequency magnetic field. Eddy currents are created on the rotor surface.

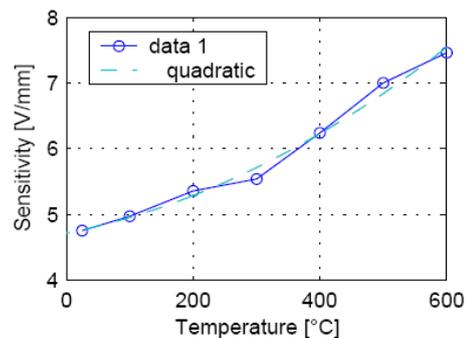
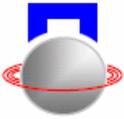


Fig6. Sensor sensitivity (solid line) and quadratic fitting



(dashed line) in function of the temperature

The position measurement is done differentially. Two coils facing one to the other are connected together in series, so that when the rotor is centered, the output signal is zero. When the rotor is moving from the middle position, a voltage is measurable. The signal amplitude is proportional to the position and the measured signal sign is related to the displacement direction. The radial position sensor is thus able to measure along two orthogonal axes. Unfortunately, sensor noise appears after a short time due to silver migration.

Research outlook

In the future, the main research field will have to be explored for the development of high temperature active magnetic bearings.

First of all, it now exist very few data about materials for high temperature applications. Before a component can be put into a system, its behaviour under working condition has to be checked. It is really time consuming, as time and thermal cycle are important parameters for material life span. Iterative development in order to acquire data about high performance and high life span material for high temperature applications is a primordial need for further AMB research.

Another very important point is the development of reliable position sensors. The one developed by Burdet met the requirements, but as problem arise due to silver migration, levitation was not possible for more than a short time.

Another field to investigate is the long term influence of temperature on the system behaviour. Until now, only short term tests have been performed, and most of them were without rotation. Studying the system comportment under real working condition will be the next step of high temperature active magnetic research.

Conclusion

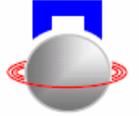
This article has presented the current state of research in the field of high temperature active magnetic bearing.

Future works in this domain will need to continue studying material fabrication process and

their properties at high temperature with more realistic working conditions and to develop a more robust new sensor for high temperature application. Also, study must be done on the long-term effect of high temperature and stresses on the system behaviour.

References

- [1] Gerhard Schweitzer. Active magnetic bearings - chances and limitations. In Sixth International Conference on Rotor Dynamics, pages pp. 1–14. FTOMA, Sydney, 2002.
- [2] Mouhoub Mekhiche, Stephen Nichols, John Oleksy, John Young, Jerome Kiley, and Douglas Havenhill. 50 krpm, 1100 °f, magnetic bearings for jet turbine engines. In Seventh International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB 7). ETH Zürich, August 2000.
- [3] Anthony S. Kondoleon and William P. Kelleher. Soft magnetic alloys for high temperature radial magnetic bearings. In Seventh International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB 7). ETH Zürich, August 2000.
- [4] Longxiang Xu, Letian Wang, and Gerhard Schweitzer. *Development* of magnetic bearings for high temperature suspension. In Seventh International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB 7). ETH Zürich, 2000.
- [5] Longxiang Xu and Gerhard Schweitzer. AMB temperature restrictions – 1.1 Identify temperature limitations in current *AMB designs*. Technical report, ETH, September 1998. EU Project.
- [6] Lonxiang Xu, Letian Wang, and Gerhard Schweitzer. AMB temperature restricions – 1.2 Report on alternative materials. Technical report, ETH, June 1999. EU Project.
- [7] Letian Wang, Lonxiang Xu, and Gerhard Schweitzer. AMB temperature restrictions - 1.3 Report on high temperature prototype AMB development. Technical report, ETH, September 1999. EU Project.
- [8] Gerald Montague, Mark Jansen, Ben Ebihara, Ralph Jansen, Alan Palazzolo, Randy Tucker, Jason Preuss, Andrew Hunt, Jeff Trudell, and Andrew Provenza. Design and fabrication of high temperature, radial magnetic bearing for turbomachinery. Technical Report E-13861, National Aeronautics and Space Administration, John H. Glenn Research Center at Lewis Field, Cleveland, Ohio, 2003.
- [9] Luc Burdet, Beat Aeschlimann, and Roland Siegwart. Thermal model for a high temperature magnetic bearing. In International Symposium of Magnetic Bearings (ISMB

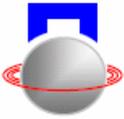


9), 2004.

[10] Luc Burdet, Thomas Maeder, Roland Siegwart, Philipp Buehler, and Beat Aeschlimann. Thick-Film radial position sensor for high temperature magnetic bearings. In Tenth International Symposium on Magnetic Bearings

(ISMB 10). 2006.

[11] Luc Burdet. Active magnetic bearings design and characterization for high temperature. Phd dissertation, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Switzerland, 2006. Thesis Nr. 361.



软磁材料磁滞特性在磁悬浮轴承中影响分析

王涛 徐龙祥 崔东辉

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 本文深入地研究了磁悬浮轴承当中软磁材料在单极磁化情况下的磁滞特性,介绍了磁滞特性以及它对磁悬浮轴承的影响。定性的分析了影响磁滞特性因素,特别是交变电流的频率以及幅值对磁滞特性的影响特点。提出了磁滞特性对轴承控制的影响以及在控制当中考虑对磁滞进行补偿的方法和意义。

关键词: 磁滞特性; 磁悬浮轴承; 补偿; 磁感应强度; 非线性

引言

磁悬浮轴承是一种典型的机电一体化产品,它具有无摩擦、无需润滑、寿命长等一般轴承无法比拟的优点。

一直以来,无论是对于电机还是磁悬浮轴承,磁场的分析与仿真都是一个重要并且困难的环节。目前主要是集中在两个方面:一是对磁场静特性分析,主要包括磁路仿真及耦合分析和静态电磁力计算;二是由于软磁材料本身特性引起的涡流损耗及发热问题。但是软磁材料在磁轴承电磁场中另外一个重要的非线性环节却往往被忽视了,就是材料本身的磁滞特性。特别是由于控制电流叠加偏置电流形成的对软磁材料的单极磁化作用,导致了铁芯气隙中的磁场强度与磁感应强度之间具有磁滞特性,即电磁力与控制电流之间具有非线性的磁滞关系,更为重要的是该特性随控制电流频率及幅值的变化而改变。并且无法用一个非常标准的数学模型表示此现象,因此通过数值解法很难得到,与此同时随着轴承转速的升高磁滞现象直接影响系统高速旋转不稳定性和控制的难度。Paul E. Allaire^[1]通过一个特殊的装置,在磁悬浮轴承线圈中输入电流直接测试它能承受的力,讨论了轴向电磁轴承中力与电流的关系,然而该方法适用于力与电流的静态测试,当线圈中输入交变电流,其力的测试也只是准动态的,而且对其力与电流的相位滞后分析复杂。Ralf Volker^[2]从经典的磁滞模型^[3]入手,通过分析磁滞特性建立了电流与电磁力之间的关系并且通过 DSP 实现了位置控制的磁滞补偿。而杨静^[4]通过霍尔元件直接测试铁芯气隙中的磁场强度,但是由于霍尔元件本身的局限性和磁场强度的不稳定性,致使测量的误差增大并且不能很好很直接的应用到控制当中去。本文初步定性的研究了磁感应强度和控制电流之间的关系,为以后的磁滞特性的补偿和控制

工作的实现打下了基础。

1 软磁材料铁心气隙中特性

众所周知,软磁材料在交变磁场 H 作用下,磁感应强度 B 显示出一定的磁滞及磁饱和特性如图 1 所示。

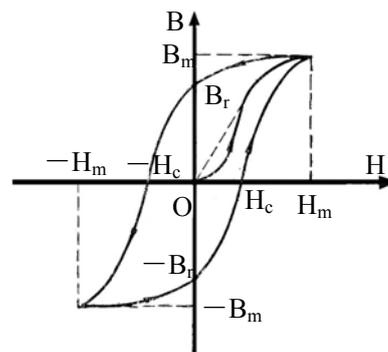


图 1 软磁材料 $B-H$ 曲线

当 H 按 $O \rightarrow H_m \rightarrow O \rightarrow -H_c \rightarrow -H_m \rightarrow O \rightarrow H_c \rightarrow H_m$ 的顺序变化时, B 相应沿 $O \rightarrow B_m \rightarrow B_r \rightarrow O \rightarrow -B_m \rightarrow -B_r \rightarrow O \rightarrow B_m$ 的顺序变化。并且由图可以看出:

(1) 当 $H=0$ 时, B 不为零,铁磁材料还保留一定值的磁感应强度 B_r ,通常称 B_r 为铁磁材料的剩磁。

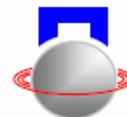
(2) 要消除剩磁 B_r ,使 B 降为零,必须加一个反方向磁场 H_c ,这个反向磁场强度 H_c 被称为该铁磁材料的矫顽力。

(3) H 上升到某一个值和下降到同一数值时,铁磁材料内的 B 值并不相同,即磁化过程与铁磁材料过去的磁化经历有关。

通过剩磁 B_r 和矫顽力 H_c 充分的体现了磁滞的存在。而且软磁材料的 B 和 H 不是直线,即软磁材

料的磁导率 $\mu = \frac{B}{H}$ 不是常数^[5]。

在磁悬浮轴承当中,开口软磁材料也存在着



一定的磁滞及磁饱和现象^{[6][7]}。气隙磁场强度决定了系统控制力的大小,而静态磁饱和特性决定了电磁轴承在一定结构下,最大电磁力只能达到一定的值,这样就决定了磁悬浮轴承承载能力。动态的磁滞特性(如图 2)使得我们的控制变得复杂,在现有成熟的控制系统当中没有考虑磁滞特性的影响,所以在一定程度上造成了控制的难度和系统的不稳定性。

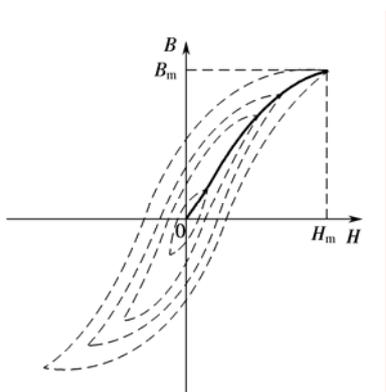


图 2 闭口动态磁滞特性

开口软磁材料的磁滞特性受到频率、幅值的影响,特别是磁化电流的频率越高,磁滞现象越明显。当开口软磁材料单极磁化时,形成局部磁滞回线如图 3。软磁材料的动态磁滞特性决定了电磁力总是滞后于控制电流。转子在高速转动的情况下由于动不平衡的影响,当对系统所加的控制方法要求径向轴承对它进行不平衡补偿时,此时电磁力滞后控制电流,系统性能受到严重的影响,因此通过实验获得磁悬浮轴承电磁力与控制电流的关系对提高控制系统性能尤为重要。

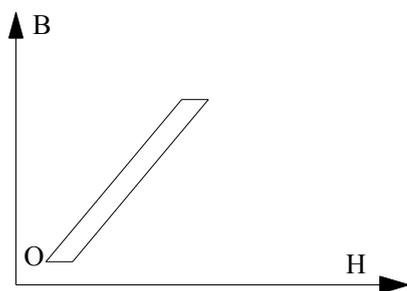


图 3 开口材料局部磁滞回线示意图

又由于偏置电流形成的偏置磁场磁导率将降低,偏置场越大,磁导率下降越大,因此通过实测电磁轴承系统气隙中有偏磁场的静态磁化曲线,可以有助于偏磁场的选择;最后,通过交变磁滞曲线的测试,可以计算系统磁损耗。电磁轴承中电涡流损耗已经有许多研究,而磁滞损耗的发热却很难计算,本文

提出通过实验获得交变磁滞曲线,其回线所围面积决定磁滞损耗大小。

2 磁滞特性对磁悬浮轴承性能的影响

如图 4 为传统意义上的磁悬浮轴承模型,当一对磁极上下的控制电流增加或者减少相同的 Δi 时,认为由于控制电流引起的上下磁极 ΔB 的变化是相等的如图 5 所示,进而得到了上下电磁力的变化相等,这样就通过控制调节了转子的位置实现了转子的稳定。

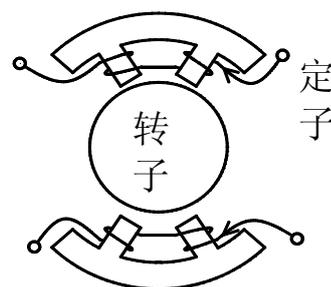


图 4 轴承模型

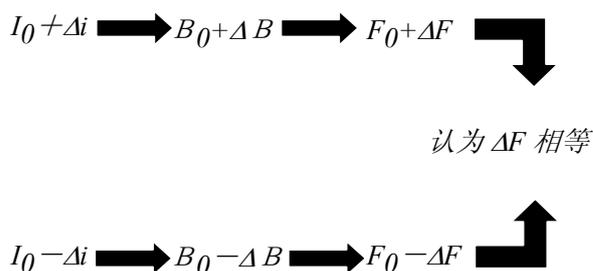
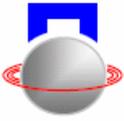


图 5 一对磁极的控制流程图

但是,由于软磁材料磁滞特性的影响,当控制电流变化时,上下磁极 ΔB 的变化并不相等,也就使得我们的变化电磁力不相等,这就导致了控制存在着一定的缺陷,特别是对于经典的控制理论,形成了一定控制上的难度。

另外一方面,由于软磁材料磁滞特性的影响,在图一当中可以很明显的看出,当电流减小到零时,磁感应强度并没有随着减小到零,而是存在着一定的剩磁 B_r ,这就导致了当磁极的一端的电磁力达到最大时,另一端的电磁力不为零。所以就导致了磁轴承承载能力的下降。

具体到磁悬浮轴承,当轴承静态悬浮时,控制电流基本上是一条直线,即磁场强度没有变化,所以软磁材料也就不会产生磁滞现象,可以忽略磁滞的影响也就无需进行磁滞补偿。当轴承动态悬浮时,由于转子动不平衡和其他一些因素的影响控制



电流近似于一条正弦交流信号（幅值可能很大），再叠加上原来的偏置电流就会在线圈中形成带有一定偏置的正弦交流信号。正是由于线圈交变电流的存在导致了软磁材料磁滞现象的产生。在这种情况下，我们就应当考虑磁滞带来的影响了。

3 磁感应强度的测量以及控制中考虑对磁滞进行的补偿方法

霍尔元件是一种半导体磁电转换元件,共四个引脚其中两个恒流源输入端,另外两个是输出引脚。两个输出端产生的霍尔电势就反映了磁场强度 B 的变化^[8]。图 6 为应用霍尔片进行磁感应强度的测量原理图。当在霍尔片的敏感点加上交变的磁场以后就会在示波器上显示出磁感应强度的大小。所

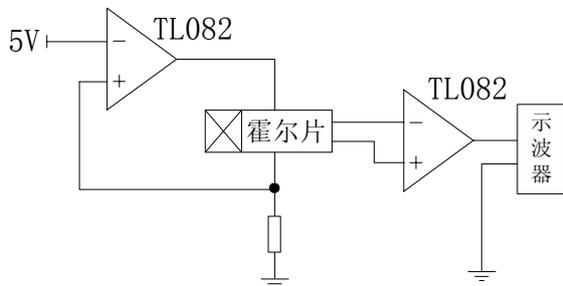


图 6 测量电路示意图

以我们就能通过变化的电流定量的测出变化的磁感应强度，为磁滞补偿提供数据。

普通的磁悬浮控制对于一对磁极来讲是一个简单的闭环控制（如图 7 所示）：传统意义上的磁

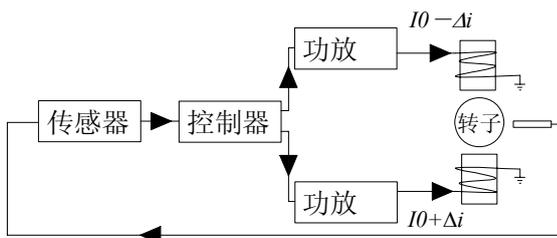


图 7 控制示意图

悬浮轴承就是当控制器发出控制信号以后生成正负两个信号分别送给功放来改变电流的大小，整个控制过程当中一对磁极上下两个线圈的控制电流的绝对值大小始终是相等的，而电磁力的大小是通过控制电流与偏置电流的叠加得到的。

由于磁滞的存在，当控制电流产生时上下两个线圈的电磁力变化的绝对值并不相等，致使磁悬浮控制的不稳定性，而进行磁滞补偿的目的是通过控制的方法使一对磁极的上下两个线圈控制电流的绝对值不相等，根据实验测得的磁滞曲线人为的将

控制电流绝对值变得不相等，而是当上线圈控制电流需要增大时让其增大，与此同时另一个线圈电流减少时通过控制算法让其进一步减小，这样就保持上下线圈的磁感应强度变化值相等，反之亦然。所以要实现磁滞补偿就必须对磁极上下两个线圈的电流大小分别进行控制，使通入线圈的电流值不相等。这种方法存在的缺陷就是当我们在原来的线圈上再叠加一定的补偿电流时就可能形成新的交变电流，形成新的磁滞回线，导致新的磁感应强度和电流之间的滞后，所以这种方法不能从根本上消除磁滞，而只能减小磁滞特性的影响。

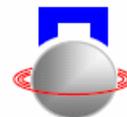
另一种补偿方法就是在不改变原来设计基础上叠加另一个补偿线圈，原来的磁轴承线圈保持控制方法的不变，而是通过控制来判断哪个线圈需要减小就通过补偿线圈来实现。这种方法虽然可以实现补偿但是增加了一个功放，进而增加了控制器的体积，这种方法理论上讲可以根本上消除磁滞带来的影响，但是必须基于很好的磁滞补偿模型的建立。

4 结束语

本文对开口软磁材料的磁滞特性进行了具体的分析，定性的分析了磁滞回线磁感应强度和磁场强度的滞后关系以及在磁悬浮轴承上的影响，提出了在轴承控制当中考虑磁滞特性补偿的意义和可能的实现方法。

参考文献

- [1] Paul E. Allaire Roger L. Fittro Eric H.Maslen. Eddy currents, magnetic flux and force in solid magnetic thrust bearing. 4th International Symposium on Magnetic Bearings, August 1994, ETH Zurich,157-163
- [2] Ralf Volkert, Oliver Radler,Erik Weibenborn and Tom Strohla. Position Controller with Hysteresis Compensation for Magnetic Bearings. 10th International Symposium on Magnetic Bearings, August 2006,Martigny,Switzerland
- [3] D.C.Jiles and D.L.Atherton. Theory of ferromagnetic hysteresis. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1986, 61: 48-60
- [4] 杨 静, 史恩秀, 何钦象 著. 磁浮轴承气隙中磁场强度静动特性测试. 机床与液压, 2001 年, 06 期: 132-133
- [5] R.波尔 编 唐与 黄桂煌 译. 软磁材料. 北京: 冶金工业出版社. 1985 年
- [6] 杨玉岗 编著. 现代电力电子的磁技术. 北京: 科学出版



- 社. 2003 年
- [7] 龚绍文 著. 磁路及带铁心电路. 北京: 高等教育出版社. 1985 年
- [8] 黄继昌 等 编著. 传感器工作原理及应用实例. 北京: 人民邮电出版社. 1998 年

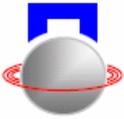
ANALYSIS ON THE IMPACT OF SOFT MAGNETIC MATERIAL'HYSTERESIS CHARACTERISTIC FOR THE MAGNETIC BEARING

Wangtao XuLongXiang CuiDongHui

(Mechanical and electrical institute , Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing , 210016 China)

Abstract: This article thoroughly research the soft material' hysteresis characteristics when single-polemagnetization situation on the magnetic bearing, introduced thehysteresis characteristics and the influence on magnetic ,Qualitative analysis the factor of influencing the hysteresis characteristics, specially alternating current frequency on the hysteresis characteristics as well as peak-to-peak value of the current. Has analyzed the impact of the hysteresis characteristics on the magnetic bearing. And the control considered carries on the significance to the magnetic lag which compensates .

Key words: Hysteresis characteristic; Magnetic bearing; Compensation; Magnetic induction intensity; Non-linearity



一种大气隙磁轴承的研究

周燕 赵晶晶 时振刚 孙卓 赵雷

(清华大学 核能与新能源技术研究院 北京 中国 100084)

摘要: 磁轴承系统具有高转速、磨损小、能耗低、噪声小等特点广泛的应用多种领域,但主要是以小气隙磁轴承为主,为了拓宽磁轴承系统的应用范围,进一步了解其工作特性。本文对一种 10mm 大气隙磁轴承系统的设计进行说明,针对大气隙非线性明显,抗干扰能力较差等特点,优化系统的软硬件系统,实现了大气隙转子的正常稳定悬浮。

关键词: 磁轴承; 大气隙; 稳定悬浮

引言

磁轴承是利用磁力作用将转子悬浮,使转子与定子之间没有机械接触的一种新型高性能轴承。与传统机械轴承相比,磁轴承系统的转子可以运行到很高转速,还具有机械磨损小、能耗低、噪声小、寿命长、无需润滑等优点,广泛的适用于高速、真空等环境。近年来,研究磁轴承的机构越来越多,对磁轴承系统感兴趣的个人和单位也呈上升趋势。但考虑到磁轴承线圈的非线性等特点,现行大部分的磁轴承系统都是以小气隙为设计目的。为进一步探索磁轴承在大气隙条件下的工作情况,同时,也加深业外人士对磁轴承直观地了解,我们在以往工作经验基础上,设计研发了一种转子与定子的间隙达到 10mm 大气隙的磁轴承。

1 系统结构

图 1 是本文研究大气隙磁轴承的总体结构简图。为了便于观赏,没有设计轴向轴承,转子在径向轴承的两端各有一个保护轴承。径向磁轴承定子位置的选择,往往需要根据经验粗略放置,然后结合系统的可控性分析来进一步确定;而对于磁轴承定、转子的形状,需要根据系统的最大承载力和动态响应性能来设计。为了减少电涡流和磁滞损耗,径向磁轴承的定、转子均采用 0.2mm 的硅钢片叠片的形式制成。表 1 为结构参数。

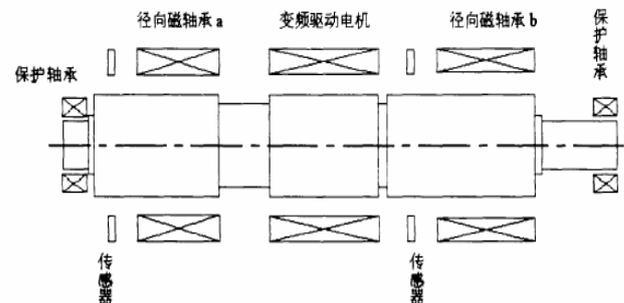


图 1

表 1 结构参数

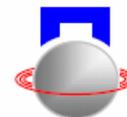
参数	值
定子的外径 / 内径, mm	50/46
转子的外径 / 内径, mm	40/19
有效磁路面积, mm ²	480
转子质量, Kg	13.8
线圈匝数, 匝	2000
平均电感, mH	92
理论最大电磁承载力, N	196
轴承与转子的间隙, mm	10

2 电磁力建模仿真

根据麦克斯韦尔电磁理论,磁轴承系统电磁铁吸力公式为:

$$F = \frac{\mu_0 n^2 A_l i^2}{4s_0^2}$$

而差动电磁铁的计算公式为:



$$F = \frac{\mu_0 n^2 A_l}{4} \left[\frac{(i_0 - i_x)^2}{(s_0 - x)^2} - \frac{(i_0 + i_x)^2}{(s_0 + x)^2} \right] \cos \alpha$$

当 $x \ll s_0$ 时

$$F = \frac{4ki_0}{s_0^2} i_x \cos \alpha + \frac{4ki_0^2}{s_0^3} x \cos \alpha = k_i i_x + k_s x \quad (1)$$

其中:

μ_0 —真空中的磁场常数

n —轴承线圈匝数

s_0 —转子平衡气隙

x —转子偏离平衡位置位移

i_0 —偏置电流

i_x —控制电流

定义 $k_i = \frac{4ki_0}{s_0^2} \cos \alpha$ 为力—电流系数。

$k_s = \frac{4ki_0^2}{s_0^3} \cos \alpha$ 为力—位移系数。

上述计算是在 $x \ll s_0$ 条件下, 在差动激励方式下线性化了磁轴承的力-电流特性。但在大气隙磁轴承中, 转子与定子的气隙达到 10mm, 很多不利因素必须考虑, 如漏磁、大范围的非线性以及线圈发热等问题都增加系统悬浮的难度

根据大气隙磁轴承的实际结构参数, 利用 matlab 对转子位移与轴承电流的关系进行仿真, 其结果如图 2 所示:

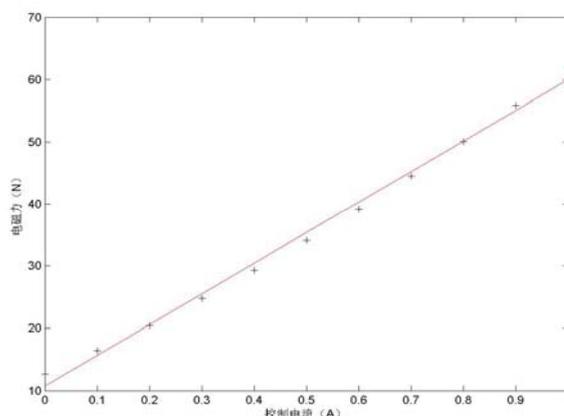


图 2

从图 2 中可以看出, 尽管在单边 10mm 的气隙下, 位移与电流还是呈线性关系, 其主要原因是在理想磁场条件下, 对公式 (1) 的进行线性化处理。

3 硬件平台设计

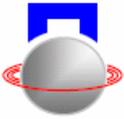
大气隙磁轴承的硬件系统分为传感器解调电路、控制器电路以及功率放大电路, 其结构流程图示意图如图 3 所示:



图 3

大气隙磁轴承系统采用差分电感式位移传感器, 通过两对沿径向布置的传感器测量径向位移变化量。理论上讲, 在大气隙磁轴承系统中, 当转子在平衡位置附近小范围振动, 传感器解调信号将与位移呈线性化关系, 而转子一旦在较大范围失稳振动时, 传感器的输出与位移将成非线性关系, 这将对系统的控制带来很大麻烦。在硬件设计中, 通过选择最佳的激励频率、激励电压以及消除零残电压等手段, 提高传感器灵敏度, 减少传感器非线性对系统的不利影响。

在确定系统结构以后, 控制器作为关键部件在很大程度上决定着系统的性能, 理想的控制器硬件电路可能降低电磁干扰, 提高系统兼容能力。大气隙磁轴承系统控制器电路具有以下几个方面的优点: CPU 为 32 位浮点型 DSP 芯片 TMS320VC33, 具有 150MFLOPS 的运算能力; 可扩展 1M×32 位的 RAM, 适合大批量的数据处理; 256K×32 位 FLASH 存储器, 可以存放程序与重要的数据; 32 通道、14 位分辨率、最高 250k/s 采样率的模拟输入;



16 通道、12 位分辨率、 $\pm 10V$ 的模拟输出；16 通道、数字量输出； $8K \times 32$ 位的总线扩展、同步串口扩展；具有看门狗与电源监测电路，系统安全可靠，具有仿真接口，调试软、硬件方便。

大气隙磁轴承系统的功率放大器采用双 H 桥多电平开关功率放大器，共 8 路，输出功率为 4.8kVA，开关频率 60kHz，200Hz 时相位延迟 $\leq 5^\circ$ 。此外，为提高电磁兼容性和抗干扰能力，采用了直流二次电源、信号隔离、220V 交流输入变压器等措施。

3 控制算法设计

电磁轴承转子系统是一个典型的非线性系统，具有开环不稳定性，因此电磁轴承一般都采用闭环控制使其稳定在工作点附近。对于大气隙转子，其非线性效果明显，抗外界干扰能力较差，一旦在平衡位置较远处运行，线性控制模型将无法控制。因此，在这种状况下需要采用非线性模型，对电磁轴承转子系统的非线性动力学特性进行研究，获得系统的动力学特性以及相应的控制器参数，以弥补线性模型的缺陷。

大气隙磁轴承的控制系统引入了模糊控制，模糊控制的最大优点是不依赖于被控对象的精确模型，仅依靠少量的控制规则，就可以给出短期的控制信号，具有较强的鲁棒性。基于此，提出了一种模糊自整定 PID 的控制方法，其工作原理就是将控制器通过对系统辨识的响应结果，运用模糊推理，优化 PID 参数，提高系统性能。

其结构框图如图 4 所示：

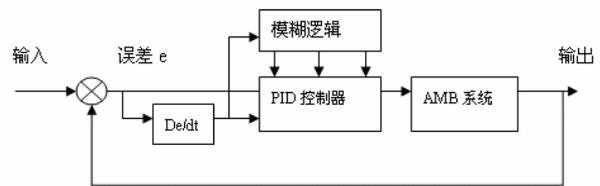


图 4

大气隙磁轴承的调试过程主要分为两个部分，首先利用传统的 PID 控制算法实现转子在平衡位置中心的静态悬浮，其次，将前期调试中收集到的控制参数作为模糊控制的基础和依据，运用自整定 PID 控制算法，实现转子在大气隙范围内的稳定高速运行。目前，调试工作正向第二部分进行。

4 结束语

本文阐述了一种大间隙磁轴承的设计方法和基本工作原理。针对大气隙磁轴承本身强烈的非线性特性以及抗干扰能力差等缺点，在系统的理论建模、硬件平台设计以及控制算法上进行优化和提高，实现了 10mm 的大间隙磁轴承系统的稳定悬浮，为磁轴承在大间隙工程应用方面提供了理论基础和实验依据。

参考文献

- [1] G.施韦策, H.布鲁勒, A.特拉克斯勒. 主动磁轴承基础、性能及应用. 北京: 新时代出版社, 1997
- [2] 刘金琨. 先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真. 北京: 电子工业出版社, 2003
- [3] 朱焜秋, 徐龙祥, 基于 DSP 的主动磁轴承数字控制器的设计与实现, 电子技术应用, 2001, 27(7), pp: 30-32

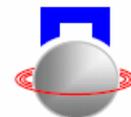
RESEARCH ON A KIND OF BIG AIR-GAP MAGNETIC BEARING

Zhou Yan Zhao Jingjing Shi Zhengang Sun Zhuo Zhao lei

(INET, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Magnetic bearing systems are used in wide variety of fields for its advantages, such as high speed, low wearing, low energy consumption etc. But most of magnetic bearings are based on the small air-gap. In order to widen the applied range and study more characters about them, this article explains a big air-gap magnetic bearing with 10mm gap. It optimizes both hardware and software systems, improves the anti-interference ability, reduces the nonlinear effect, and realize levitation of the big air-gap magnetic bearing system.

Key words: Magnetic bearing; big air-gap; levitation



轴向磁悬浮轴承结构设计的研究

吴宝贵 徐龙祥 金超武

(南京航空航天大学 机电学院 南京 中国 210016)

摘要: 本文在充分考虑材料电磁性能的基础上, 对系统结构设计的主要公式进行了推导, 为轴向磁悬浮轴承优化设计提供了参考。并对自行设计的轴向磁悬浮轴承中推力盘的结构刚度进行了分析研究, 通过有限元仿真讨论了系统结构参数对刚度的影响, 总结了推力磁悬浮轴承的刚度和推力盘变形的关系。

关键词: 轴向磁悬浮轴承; 有限元法; 变形; 结构设计; 刚度

引言

磁悬浮轴承是应用转子动力学、机械学、电工电子学、控制理论、磁性材料、测试技术、数字信号处理等综合技术, 通过受控电磁力将转子和轴承分开, 实现无机械接触的一种新型高性能轴承。与传统的滚动轴承和滑动轴承相比, 磁悬浮轴承具有无机械接触、无磨损、无需润滑等一系列优良品质, 使它广泛应用于能源、交通、超高速、超精密加工、航空航天、机器人等领域。

关于轴向磁悬浮轴承的结构及其优化设计^{[1]-[4]}, 已经有很多文献做了相关的论述, 系统结构参数的正确设计, 是保证其悬浮能力及稳定可靠运行的前提。本文在充分利用材料的电磁性能的基础上, 对其结构参数设计进行了研究并给出了具体的设计步骤。在工程应用中存在因推力盘变形导致盘和轴向轴承卡死的情况, 影响系统的正常工作, 本文对此进行了理论分析, 讨论了推力盘结构刚度与其变形的关系。刚度是指零件在载荷作用下抵抗弹性变形的能力, 分析零件的结构刚度是工程设计中的一项重要工作。对于一些严格限制变形的结构必须通过刚度分析来控制变形; 许多结构也要通过控制刚度以防止发生振动、颤振或失稳。刚度要求对于某些弹性变形量超过一定数值后, 会影响机器工作质量的零件尤为重要, 如机床的主轴、导轨、丝杠等。

1 轴向磁悬浮轴承的工作原理

从结构上讲, 轴向磁悬浮轴承系统主要由推力盘、磁铁、控制系统、功率放大器及传感器组成。推力盘是由具有良好导磁性能和机械性能的铁磁材料制成, 如电工纯铁和 A3 号钢等; 控制系统通常采用传统的 PID 控制或基于现代控制理论的模糊控制、 H_∞ 控制等; 功率放大器主要由模拟功放

和开关功放组成, 用于提供系统所需的励磁电流; 传感器一般采用的是非接触式电涡流传感器。轴向磁悬浮轴承系统工作原理如图 1 所示。控制系统将传感器输出的推力盘任意时刻的位置信号, 通过功率放大器转换为足够的电流输出, 以驱动电磁铁产生相应的恢复力, 来平衡推力盘所承担的静、动态载荷, 使测试平台实现稳定悬浮。

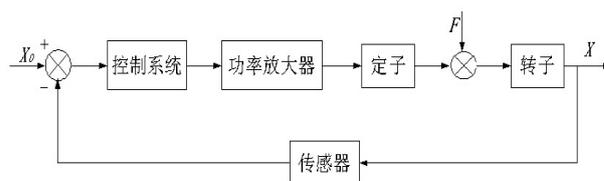


图 1 轴向磁悬浮系统工作原理图

2 轴向磁悬浮轴承结构设计

轴向磁悬浮轴承主要由一个转子和两个对称分布的定子组成。轴承转子与电主轴的转子固定为一体, 工作时一起旋转; 定子上绕有线圈, 通过控制左右两侧定子与转子间的电磁力大小来保证转子在轴向的平衡位置。定子的结构参数如图 2, 其设计步骤如下:

2.1 静态工作点 B_0 的选取

电磁铁静态工作点是指系统处于平衡位置时, 气隙的磁感应强度 B_0 , 它的选取是设计中的一个关键环节。一般取铁磁材料磁化曲线线性区的中点偏上处^[4], 这里我们取 $B_0 = 0.7T$ 。

2.2 线圈安匝数计算

对于安匝数 NI 的设计, 主要考虑系统稳定工

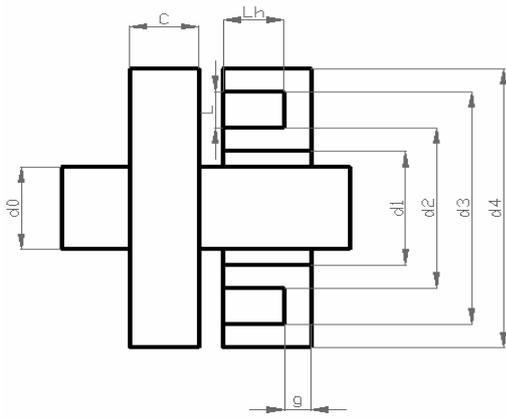
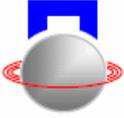


图 2 轴向磁悬浮轴承结构参数

作时的安匝数 NI_0 ，再考虑铁芯磁阻及漏磁等影响，则实际设计安匝数为

$$NI = k_s NI_0 = \frac{2.4\delta_0}{\mu_0} B_0 \quad (1)$$

k_s 为考虑磁漏后磁动势放大系数，一般取 $k_s = 1.2$ ； μ_0 真空磁导率， $4\pi \times 10^{-7} (wb / A \cdot m)$ 。

2.3 磁极面积及线圈窗口高度的计算

根据麦克斯韦方程可知，被气隙隔开的两个平行导体磁极间形成的电磁力为

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

为了充分利用材料，保证内、外环通过的磁通量相等，我们设定内外环磁极面积相等，并定义为 S_0 。由 (2) 式可得

$$S_0 = \frac{1}{2} S = \frac{\mu_0 F}{B_0^2} \quad (3)$$

设线圈槽截面的边长分别为 l 和 l_h ，当 S_w 一定时，无论增大哪个边长都会有不利的影响，所以在此处取最优值，即 $l = l_h$ [5]。则线圈槽的横截面积

$$S_w = l \cdot l_h = \frac{n\pi d_w^2}{4\lambda} \quad (4)$$

式中： λ 为占空系数， λ 为 0.7 左右。

为了最大限度地利用导线材料，则导线线径为

$$d_w = 2\sqrt{\frac{I_{\max}}{\pi J}} \quad (5)$$

式中： J 为电流密度，一般取 $3 \sim 5 A/mm^2$ 。

2.4 d_1 、 d_2 、 d_3 和 d_4 的计算

磁轴承内环内径应等于转子直径与 $2\delta_A$ 之和，

$$\text{即} \quad d_1 = d_0 + 2\delta_A \quad (6)$$

磁轴承内环外径

$$d_2 = \sqrt{\frac{4S}{\pi} + d_1^2} \quad (7)$$

磁轴承外环内径应等于磁轴承内环外径与 $2l$

$$\text{之和，即} \quad d_3 = d_2 + 2l \quad (8)$$

磁轴承外环外径

$$d_4 = \sqrt{\frac{4S}{\pi} + d_3^2} \quad (9)$$

2.5 推力盘及电磁铁芯顶部厚度的计算

根据铁芯内均匀磁场的特点，则应有

$$S_0 = g\pi l_2 \quad (10)$$

由公式 (10) 便可得出电磁铁芯顶部厚度 g ，再根据电磁铁芯与推力盘的磁路特点，推力盘厚度取相应值，最终完成轴向磁轴承系统结构参数设计。

3 推力盘变形的有限元分析

当转子轴向受到较大外力时，轴向轴承单边产生的电磁力有可能导致推力盘出现一定程度的变形，严重时甚至会使盘和轴承卡死。本文针对这种情况，进行了理论分析和仿真研究，讨论了推力盘刚度和变形的关系。零件的刚度常用单位变形所需的力或力矩来表示，结构的刚度除取决于组成材料的刚度外，还同其几何形状、边界条件等因素以及外力的作用形式有关。本文根据自行设计的轴向磁悬浮轴承，建立模型如图 3 所示。其推力盘通常采用电工纯铁，其弹性模量 $216 GPa$ ，泊松比 0.3。对盘的内环面施加全部约束，认为其变形和位移都为 0，在磁极处施加最大电磁力，其变形结果如图 4 所示。

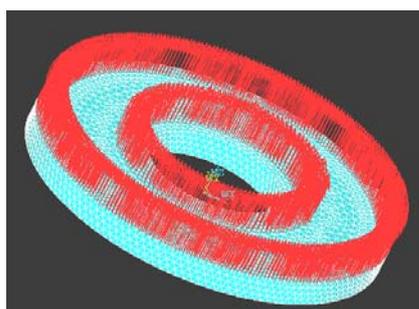
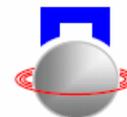


图 3 盘的有限元分析模型及加载

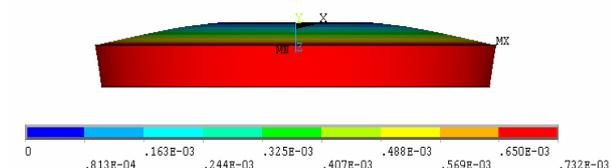


图 4 推力盘的变形图

由模型可知，推力盘的变形类似于圆板或环板的变形，根据文献 9，其变形的大小与盘的厚度、半径以及作用力有关，因此可以通过改变系统的结构参数分析其对盘变形的不同影响，我们分以下几种情况进行讨论：

3.1 保持盘的外径 $d_4=135\text{mm}$ ，内径 $d_0=50\text{mm}$ ，间隙 $\delta_0=0.6\text{mm}$ ，最大轴向力 $F_{\max}=1000\text{N}$ 不变，改变盘的厚度，则盘的变形与刚度的关系如表 1 所示。

表 1 盘厚度不同时，刚度与变形的关系

盘厚 (MM)	3	5	8	10	12	15
刚度 (GPa)	0.024	0.11	0.44	0.8	1.37	2.44
变形 (μm)	41.17	9.0	2.29	1.2	0.73	0.41
相对变形 (%)	6.86	1.5	0.38	0.2	0.12	0.07

3.2 保持盘的厚度 $C=10\text{mm}$ ，间隙 $\delta_0=0.6\text{mm}$ ，最大轴向力 $F_{\max}=1000\text{N}$ ，内径 $d_0=50\text{mm}$ 不变，通过改变线圈槽截面的边长 l 和 l_h 来改变盘的外径，则盘的变形与刚度的关系如表 2 所示。

表 2 盘外径不同时，刚度与变形的关系

外径 (MM)	100	110	120	135	150	160
刚度 (GPa)	2.4	2.04	1.39	0.83	0.53	0.41
变形 (μm)	0.4	0.49	0.72	1.21	1.90	2.45
相对变形 (%)	0.0	0.08	0.12	0.20	0.32	0.41

3.3 保持盘的外径 $d_4=135\text{mm}$ ，内径 $d_0=50\text{mm}$ ，盘的厚度 $C=10\text{mm}$ ，最大轴向力 $F_{\max}=1000\text{N}$ 不变，通过改变电流大小保证 B_0 不变，改变轴向间隙，则

盘的变形与刚度的关系如表 3 所示。

表 3 间隙不同时，刚度与变形的关系

间隙 (MM)	0.2	0.3	0.5	0.6	0.8	1.0
刚度 (GPa)	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83	0.83
变形 (μm)	1.21	1.21	1.21	1.21	1.21	1.21
相对变形	0.61	0.40	0.24	0.20	0.15	0.12

3.4 保持盘的厚度相同 $C=10\text{mm}$ ，间隙 $\delta_0=0.6\text{mm}$ ，内径 $d_0=50\text{mm}$ 时，外径 $d_4=135\text{mm}$ 不变，通过改变电流大小来改变轴向，则盘的变形与刚度的关系如表 4 所示。

表 4 轴向力不同时，刚度与变形的关系

最大轴向力 (N)	1000	2000	3000	4000	5000
刚度 (GPa)	0.83	0.22	0.11	0.054	0.035
变形 (μm)	1.21	4.62	9.00	18.39	28.41
相对变形 (%)	0.20	0.77	1.50	3.07	4.74

根据表 1、2、3、4 的内容做不同结构参数与推力盘变形关系曲线如图 5 所示。由图可知，在轴向磁悬浮轴承的结构条件相同的情况下，推力盘的变形量随着盘厚度的增大而减小，随着盘外径的增大而增大，随着轴向力的增加而增大。由表 1、2、3、4 可知，推力盘的相对变形量也随着盘厚度的增大而减小，随着盘外径的增大而增大，随着轴向力的增加而增大，随着工作间隙的增大而减小。

因此我们可以得出结论：推力盘的变形量与其刚度成反比，变形量随着刚度的增大而减小。当刚度较小，其变形量就较大，可能会影响系统的正常工作，因此推力盘的刚度不宜过小。

3 结束语

(1) 本文基于最大限度地利用材料的各项电磁性能的考虑，确定各结构参数，往往需要反复多次才能完成。合理的结构参数可以改变轴承的散热条件，提高轴承的整体性能。

(2) 本文针对实际工程应用中推力盘变形的情况进行了分析，通过仿真研究了推力盘结构参数对其变形大小的影响，总结了盘的结构刚度与其变形的关系，为今后推力轴承的设计提供了依据

(3) 本文主要还处于理论计算和仿真研究的基础上，还需要进一步的实验研究加以验证。

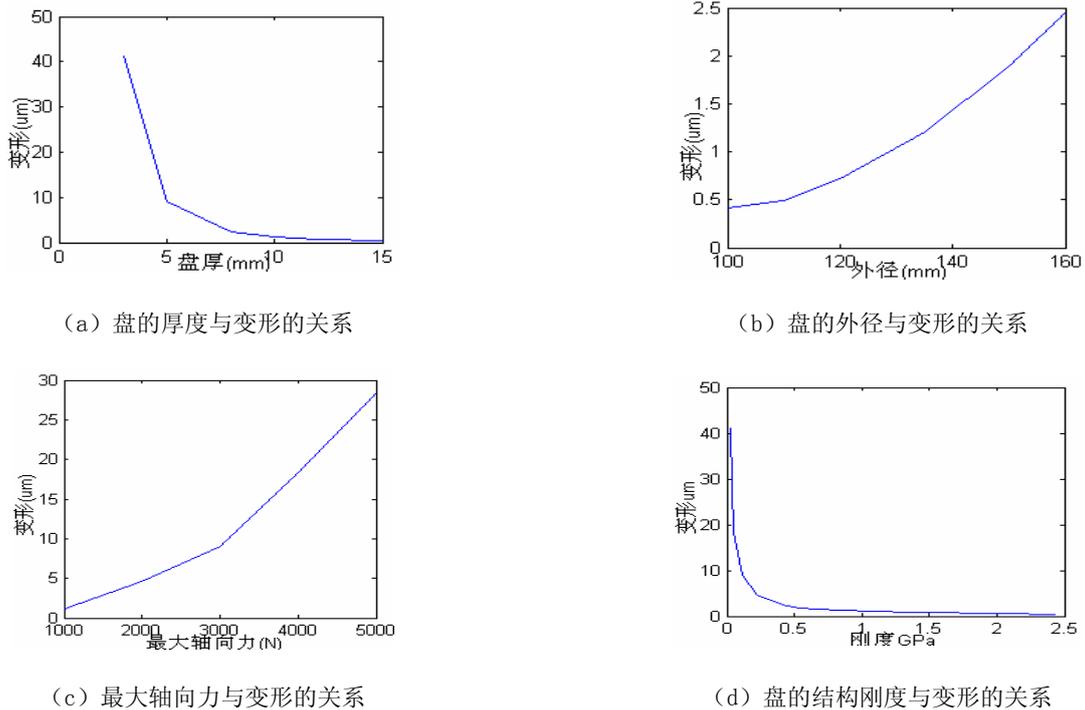
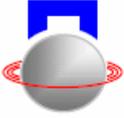


图 5 不同结构参数与推力盘变形的关系图

参考文献

- [1] 闫颖鑫,董宏林,段广仁著. 轴向磁悬浮轴承的结构设计. 轴承, 2006 年第七期: 8-10
- [2] 江大川,刘淑琴,虞烈,王世琥著. 电磁推力支承系统结构参数设计的研究. 西安交通大学学报, 1997 年 1100-105
- [3] 文湘隆,胡业发,陈龙著. 一种轴向磁力轴承定子结构参数的确定方法. 轴承, 2006 年第七期: 1-3
- [4] 阎照文著. ANSYS10.0 工程电磁分析技术与实例详解. 北京: 中国水利水电出版社. 2006 年
- [5] 刘晓军,刘小英,胡业发,柴苍修著. 轴向数控磁力轴承电磁力计算及刚度研究. 武汉工业学院学报, 2001 年第 2 期: 3-5
- [6] 黄钟,程源著. 机械强度与刚度计算. 内蒙古人民出版社, 1982 年: 119-12

RESEARCH ON DESIGNING THE CONSTRUCTION OF AXIAL MAGNETIC BEARINGS

Wu Baogui Xu Longxiang Jin Chaowu

(College of Mechanical and Electronic Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016 China)

Abstract: On the base of fully considering electromagnetic performance of the material, the derivations of the main design formulate of the system are carried out in this paper, which is used as the reference for optimizing design for bearing. In this paper, we analyse and study the rigidity of axial magnetic bearing, and then discuss the effects of the system's structural parameter on the stiffness. Eventually we summarize the relations of the stiffness and deformation.

Key words: axial magnetic bearing; finite element(FEM); distortion; structure design; stiffness