

基于 F2812 主动磁轴承控制系统的设计

戴大海, 徐龙祥, 万霞

(南京航空航天大学机电学院, 江苏南京 210016)

摘要: 基于 TI 公司新推出的 TMS320F2812 DSP 芯片设计了五自由度主动磁轴承控制系统, 采用全并式不完全微分 PID 控制算法, 利用嵌入式 C 语言和汇编语言编写了控制软件。调试表明, 控制器参数调试方便, 工作稳定可靠, 运算精度高, 易于实现各种控制策略。为进一步实现先进数字控制算法和提高磁轴承的工作性能提供了较好的实验平台。

关键词: 主动磁轴承 控制器 数字信号处理 (DSP); TMS320F2812

Design of Active Magnetic Bearing Controller System Based on F2812

Dai Dahai, Xu Longxiang, Wan Xia

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

Abstract: A five-degree freedom active magnetic bearing controller is designed based on the TMS320F2812 DSP chip which is presently developed by TI Company, with fully parallel incomplete differential PID control algorithm adopted, and the software is written in embedded C language and assembly language. Debugging shows that controller adjusts parameters expediently, works more stably and more reliably, operates precision highly, and is easier to realize all kinds of control tactics. A preferable experiment flat is also supplied for further study of more advanced digital control algorithm and service behavior of the magnetic bearing.

Key words: active magnetic bearing (AMB); controller; digital signal processor (DSP); TMS320F2812

0 引言

主动磁轴承 (Active Magnetic Bearing 简称 AMB) 是一种新型、高性能轴承, 从根本上改变了传统的支撑形式。与传统轴承相比, 由于具有无机械摩擦、无需润滑、转速高、无污染、功耗低等优点广泛应用于能源、交通、超高速超精

密加工、航空航天、机器人等领域^[1]。

控制系统是 AMB 的核心关键部分, 磁轴承系统动态性能 (刚度、阻尼及稳定性等) 的好坏取决于所采用控制器的控制规律。采用性能优良的控制器可以使磁轴承动态刚度、阻尼与其工作环境甚至运行状态相适应; 使用高级控制策略, 如最优控制、集中控制、自适应控制或

模糊神经控制等可以提高转子的回转精度，解决转子不平衡引起的同频振动等问题。从提高磁轴承系统性能、可靠性、增加控制器柔性等角度出发，应使用高性能的 CPU 来提高控制器的性能^[1-3]。本文以实验室五自由度主动磁轴承为实验对象，采用 Texas Instruments 公司（以下简称 TI）的最新一款数字信号处理芯片—TMS320F2812（以下简称 F2812）作为控制器的 CPU，采用全并式不完全微分 PID 控制算法，实现磁轴承控制系统的设计。

1 控制系统的工作原理

图 1 为 5 自由度主动磁轴承控制系统结构

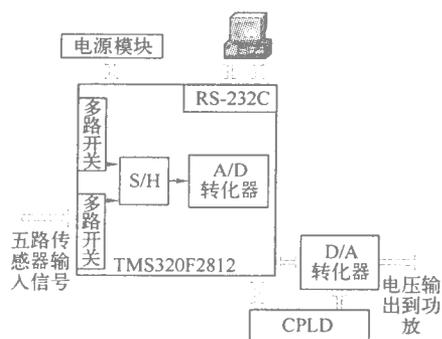


图 1 5 自由度主动磁轴承控制器结构框图

框图。五路传感器信号通过集成在 DSP 内部的多路开关送到片内 A/D 转换器，转化为数字信号进入 DSP 计算处理模块，处理完的数据送到 D/A 转换器，输出电压信号给功率放大器，功率放大器驱动磁轴承实现其稳定悬浮。

2 控制系统的硬件设计

2.1 DSP 模块设计

控制器的 CPU 选用 TI 公司最新推出的一款专为电机控制设计的 DSP 芯片—F2812，它结合了传统单片机的控制和 DSP 的计算能力，用于各种数字伺服控制和嵌入式控制系统，是目前用于数字控制领域性能最好的 32 位定点 DSP。比较本实验室上一代磁轴承控制器采用的 TMS320F2407A 的 25 ns 指令周期^[6]，F2812 缩短为 6.67 ns^[4]。同时 F2812 对 C 语言的高编译效率，使得软件开发周期大大缩短。

2.2 D/A 模块设计

D/A 转化芯片采用电压型单通道 12 位 DAC813，最大转化时间为 5 μ s，内部有精密 +10 V 参考电压、双缓冲器和接口逻辑控制，可直接与 F2812 连接。由于磁轴承是 5 个自由度的控制，因此采用了 5 片 DAC813 配置电压输出为 -5 V~+5 V。DAC813 接口逻辑通过 CPLD 芯片 MAX7064 控制，实现数据分别载入、同时转换。图 2 为 F2812、MAX7064S 和 DAC813 连接原理图。

数模转化时须执行 2 条指令：

```
* DA_PORTx=Vin[x];
```

```
da_run();
```

第一条语句将需要转换的二进制数送入对应通道的 1 级缓存中，第二条语句将 1 级缓存的数字输入转换为模拟电压输出。其中 x 代表需要处理的通道。

2.3 电源模块设计

F2812 为低电压、多电源 DSP 并且上电次序有严格要求：I/O 电源引脚先于 CPU 核心电源引脚，两者时间相差不大（一般不能大于 1 s，否则会严重影响芯片的寿命甚至损坏芯片）^[4]。与 TI 公司 2000 系列其他 DSP 上电次序不同，这也是 F2812 对电源的特殊要求。图 3 为本文设计的电源模块原理图。

采用的 TPS75533 和 TPS76801 均为线性低压降稳压器（Low Dropout 简称 LDO）且都有输出控制 \overline{EN} 和状态辅助 FB/\overline{PG} 功能引脚。TPS75533 的 FB/\overline{PG} 引脚与 TPS76801 的 \overline{EN} 引脚连接，TPS75533 输出 3.3 V 的 120 μ s 后使能 TPS76801 的输出端，TPS76801 通过电阻分压输出 +1.9 V 满足了 F2812 对电源的上电次序要求。

3 控制系统的软件设计

PID 控制是控制理论中技术成熟且应用广泛的一种控制方法，在大多数工业生产过程中控制效果较为显著。本文采用的是全并式不完全微分 PID，带有串联超前校正环节，同时采用不完全微分环节代替了纯微分环节，具有结构简单，性能可靠，参数调节方便等优点^[5]。图 4 为全并式不完全微分 PID 结构框图，其传递函数为：

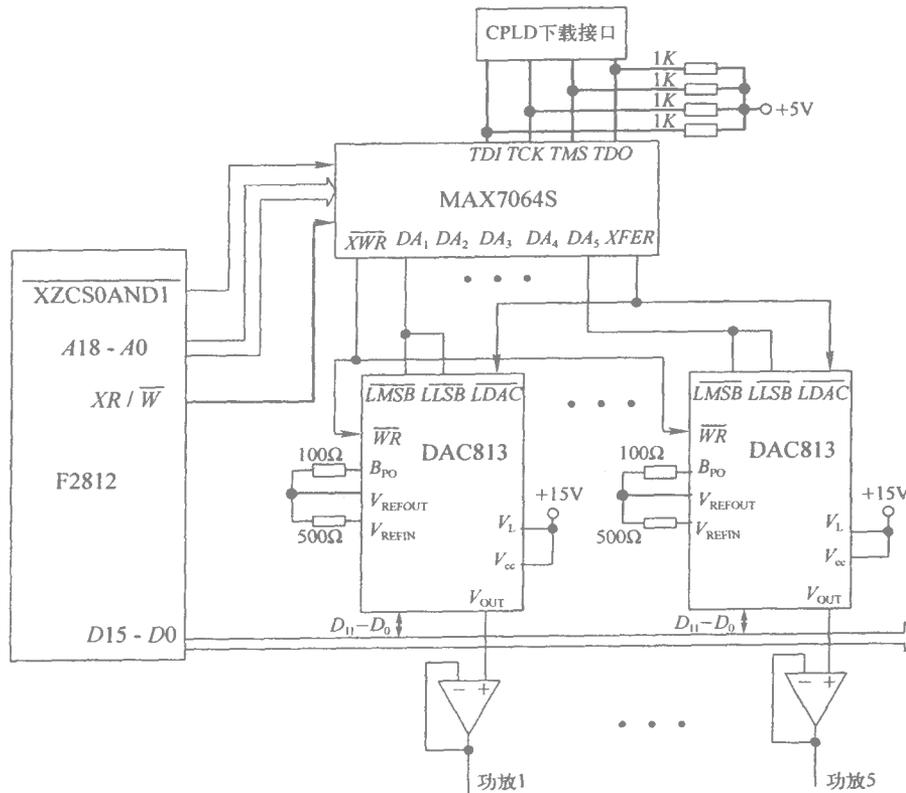


图 2 F2812、MAX7064S 和 DAC813连接原理图

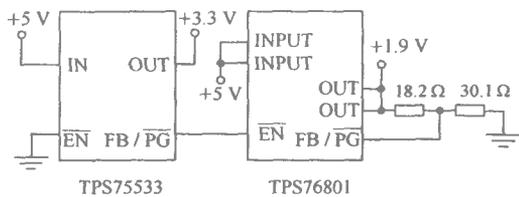


图 3 F2812 电源模块原理图

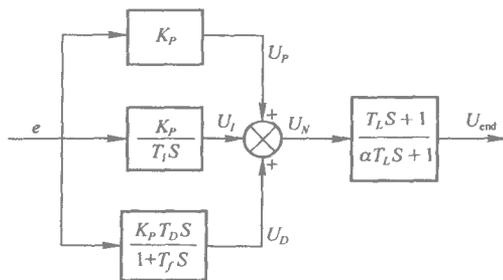


图 4 全并式不完全微分 PID 结构框图

$$G_c(s) = \left(K_P + \frac{K_P}{T_I S} + \frac{K_P T_D S}{1 + T_f S} \right) \cdot \frac{T_L S + 1}{\alpha T_L S + 1} \quad (1)$$

其中 K_P 为比例环节; $K_P/(T_I S)$ 为积分环节; T_I 越大, 积分效果越弱; $K_P T_D S/(1 + T_f S)$ 为不完全微分环节 ($T_L S + 1)/(\alpha T_L S + 1)$ 为附加超前环节, 附加超前的实质是利用超前网络的相角超前特性, 在已校正系统的截止频率处产生足够大的超前相角, 以补偿原系统在该处的相角滞后, 增加系统的相角稳定裕度。将 (1) 式离散化后即即为离散 PID 控制器。

由于实验室磁轴承转子最高转速为 60 000 rpm, 为满足香农采样定理, 采样频率至少为 2 kHz 本文采样频率取 10 kHz。由于 F2812 内部只有 1 个 A/D 转化器, 因此控制系统采样频率取 50 kHz。控制系统采用内部定时器中断结构, 时间常数十进制取 1280 保证定时周期为 20 μ s。由于 F2812 对 C 语言的编译效率可达 80%~90%^[4] 且 C 语言程序开发周期短、

可读性好、可移植性好、代码转化质量高，本文利用嵌入式 C 语言混合汇编语言编写了五路磁轴承控制软件。图 5 为控制系统主程序流程图。对 1 个自由度来说，设计的控制器实现采

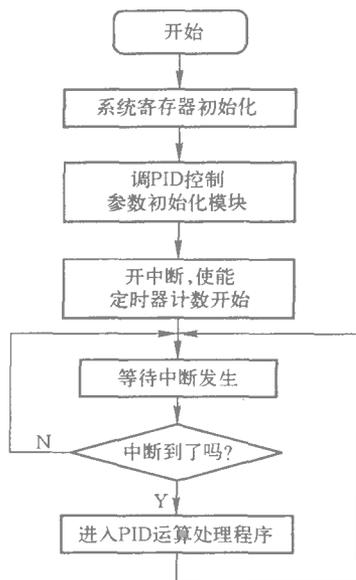


图 5 主程序流程图

样、A/D 转化、PID 运算、输出处理等一系列活动执行总时间为 $14 \mu\text{s}$ 左右，所以对 5 自由度的磁轴承来说，采样频率 50 kHz 完全满足 $60\,000 \text{ r/min}$ 转速的适时采样控制的要求。另外，为减少系统响应的超调量，使控制器的性能更为满意，编程时必须同时采用积分分离和遇限削弱积分 PID 控制思想来综合开发程序 [6-7]。

4 调试及结果

图 6 是磁悬浮轴承系统以 $15\,000 \text{ r/min}$ 转速运转时转子四个径向自由度传感器检测到的转子轴心位移和电流信号，图 7 是此时轴向传感器检测到的转子轴心位移和电流信号，各自由度的位移振动峰峰值小于 $10 \mu\text{m}$ 。因为轴向与四个径向自由度耦合很小，转子在轴向位置的跳动不明显。实验结果表明：设计的控制系统，参数适时调整简便，工作性能稳定可靠、重复性好，实现各种控制算法仅需改变控制程序，调整有关控制参数即可满足磁轴承控制性能的要求，为进一步研究数字控制算法和磁轴承的工作性能提供了一个较好的实验平台。

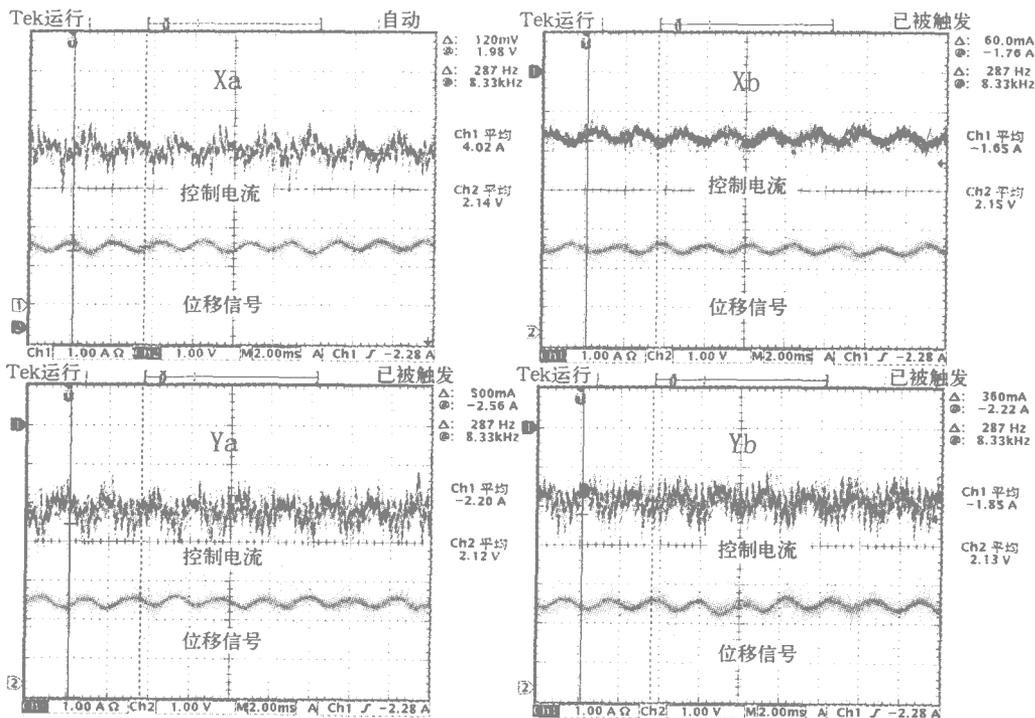


图 6 $15\,000 \text{ r/min}$ (250 Hz) 下径向各自由度振动曲线

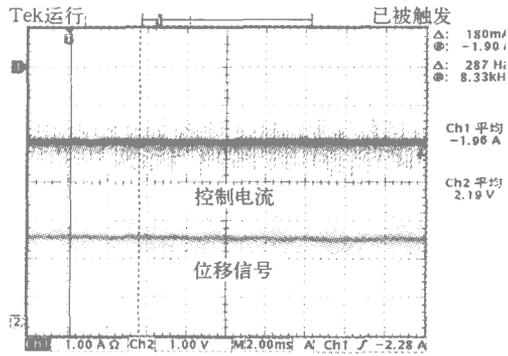


图 7 15 000 r/min(250 Hz)下轴向振动曲线

参考文献：

[1] Schweiter G, Bleuler H, Traxler A. Active Magnetic

Bearings-Basics, Properties and Application of Active Magnetic Bearings, ETH, Switzerland, 1994.

[2] Chan Hew Wai C. Vibration Control of a Large Turbo-generator by Electromagnetic Dampers, Proceedings of 2th International Symposium on Magnetic Bearings, 1990.

[3] Kanemitsu Y. Ohsawa M. Watanabe K. Real Time Balancing of a Flexible Rotor Supported by Magnetic Bearing, Proceedings of 2th International Symposium on Magnetic Bearings, 1990.

[4] TI. TMS320F2812 Data Sheet (SPRS174) [M]. Texas Instruments, 2003.

[5] 孟宪蕃, 主编. 控制工程基础. 北京: 航空工业出版社, 1993, 150-166.

[6] 张爱林. 基于 LF2407A DSP 的主动磁轴承数字控制器的研究 [D], 南京: 南京航空航天大学, 2004.

[7] 曾学名. 磁轴承电控系统研究 [D] 南京 南京航空航天大学, 2002.

磁悬浮铣削电主轴控制系统研究*

吴国庆^{1,2}, 张钢¹, 张建生^{1,3}, 王春兰¹, 汪希平¹

(1. 上海大学, 上海 200072; 2. 南通大学, 江苏南通 226007; 3. 常州工学院, 江苏常州 213002)

摘要: 本文介绍了磁悬浮电主轴的系统组成及工作原理, 采用 TMS320F2407 DSP 芯片作为控制核心, 同时控制电主轴磁轴承的悬浮和电机调速。磁轴承功率放大器采用开关功放, 电机调速采用智能功率模块。实验表明, 该控制系统满足高速铣削电主轴的控制要求。

关键词: 磁悬浮电主轴; 控制系统; DSP 功率放大器 变频调速器

Study on Control System of Motorized Spindle Supported with AMB for Milling Machine

Wu Guoqing^{1,2}, Zhang Gang¹, Zhang Jiansheng^{1,3}, Wu Minggui¹, Wang Xiping¹

(1. Shanghai University, Shanghai 200072, China; 2. Nantong University, Nantong 226007, China; 3. Changzhou Institute of Engineering, Changzhou 213003, China)

Abstract: The paper introduces an electrical control system of motorized spindle supported with AMB for milling machine. The electrical control system integrates the control of AMB and motor making use of DSP TMS320F2407. The power amplifier of AMB use switching amplifier and motor speed adjusting use an intelligent power module (IPM). The running experiment shows that the electrical control system meets the control requirement of the high-speed milling motorized spindle.

Key words: motorized spindle supported with AMB; control system; digital signal processor; power amplifier; frequency conversion regulation

0 引言

目前, 机械加工领域正朝着超高速加工的方向发展^[1], 超高速加工不仅可以大大提高金属去除率, 同时还能减小切削力和工件发热, 对薄壁和细长工件的加工特别有利。超高速加工的主要特点是主轴的转速特别高, 达到每分钟几万转甚至几十万转。在如此高的转速下, 由

巨大的摩擦功耗引起的一系列问题使得传统的机械轴承无法正常工作, 将磁悬浮轴承替代传统的机械轴承而制造的磁悬浮电主轴, 可以提高切削速度, 延长寿命、提高成形精度, 在机床加工领域具有良好的应用前景。

但是, 磁悬浮电主轴控制系统复杂, 成本较高, 大功率电主轴的控制难度更大, 同时高速电机还需要一套变频调速电源, 这些因

*国家高技术研究发展计划(“863”计划:2001AA423310)。

素限制了磁悬浮电主轴在高速机床行业的推广应用。

本文以 DSP TMS320F2407 芯片为核心^[2-5], 研制了一套成本较低的磁悬浮铣削电主轴控制系统, 实现了对磁悬浮轴承的悬浮控制和高速电机的变频调速控制。

1 磁悬浮电主轴系统组成

磁悬浮电主轴由机械部分和电控部分组成, 机械部分主要由转子、磁轴承定子、驱动电动机转子、保护轴承、外壳和冷却通道组成。电主轴示意图如图 1 所示。

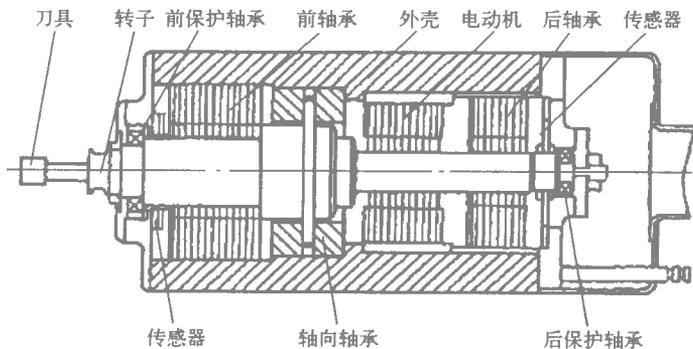


图 1 磁悬浮电主轴机械部分示意图

电控部分由 6 路位移传感器、控制器、磁悬浮轴承功率放大器和电动机调速器四部分组成。5 路电涡流位移传感器用来检测转子在 5 个自由度上的位移, 另外一路用来检测转子的转速。6 路位移传感器的信号经 A/D 转换后送 DSP 进行运算, 然后送到 D/A 转换器转换为控制电压信号, 磁轴承功率放大器根据控制器的控制电压信号输出相应的电流给磁悬浮轴承的线圈, 使之对转子产生相应的控制力, 控制器在控制磁轴承的同时还控制电动机转速。电主轴电控部分示意图如图 2 所示。

现图 1 磁悬浮电主轴的稳定悬浮。对于变频控制和五自由度磁悬浮轴承控制, 需要实现较复杂的控制算法和实时控制, 普通的单片机达不到如此的速度和精度, 而 TMS320F2407 DSP 采用改进的 HAVARD 结构, 指令周期为 33 ns 能满足复杂算法和实时控制的要求 实现对电动机和磁悬浮轴承的实时控制。

控制器硬件结构见图 3。由 DSP 系统、模拟信号预处理及 A/D、D/A 转换器、通讯接口及存储器和 I/O 等部分组成。

TMS320F2407 芯片是德州仪器公司专为数字变频调速电动机设计的一种数字信号处理器。在芯片内部集成了为数字变频电动机控制应用而优选的片内外设, 16 通道 PWM 输出, 4 个定时器, 6 个事件捕获单元, 双 10 位 A/D 转换器和 16 通道的多路开关, 不但简化了外围电路, 使可靠性得到提高, 还提高了运算速度和控制精度。

6 路模拟信号预处理用于把从传感器来的信号进行电平转换, 经抗混迭滤波器处理后送 A/D 转换器。A/D 转换器采用的是集成在 DSP 片内的两个 10 位 A/D, 每个通道转换时间约 6 μ s。

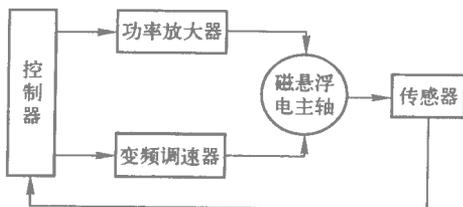


图 2 电主轴电控部分示意图

2 磁悬浮电主轴控制器

2.1 控制器硬件设计

图 2 控制器实际是作为串联校正环节来实

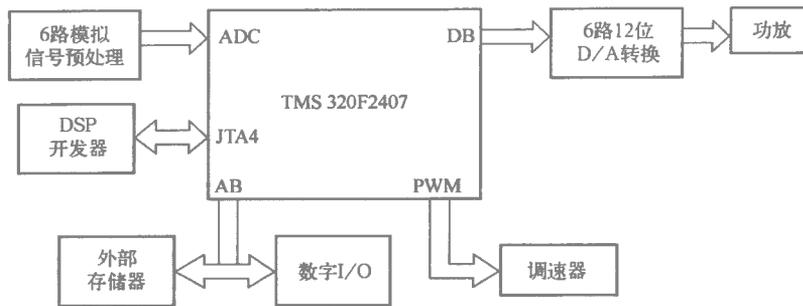


图 3 控制器硬件结构见图

电涡流传感器的输出范围一般比较宽，约在 $0 \sim +24 \text{ V}$ 之间，而 DSP 只能处理 $0 \sim +5 \text{ V}$ 的电压信号，因此必须对传感器的输出做信号转换。图 4 给出了一个实用的转换电路。实验证明该电路不但具有转换功能，而且还有一定的硬件滤波功能如图 5 所示。

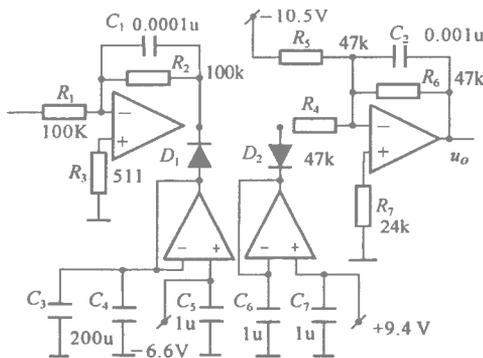


图 4 电压转换电路

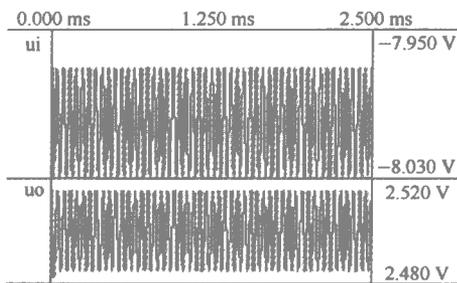


图 5 电压转换电路的滤波功能

当采用 10 位 A/D 转换器时，每个字对应的电压是 4.9 mV 。由图 4 可知未经转换电路

前的最大干扰为 29.6 mV 使 A/D 转换的结果有 6 个字的跳动；而经过转换电路后的最大干扰 15.8 mV 对应 A/D 转换的结果仅有 3 个字的跳动，具有明显的滤波功能。

6 路 D/A 用于将 DSP 处理的数字控制信号转换为模拟电压信号，控制磁悬浮轴承系统功率放大器输出相应的电流。

DSP 芯片通过软件控制输出 6 路脉宽调制 (PWM) 信号，用来驱动电动机调速控制的三相桥。

JTAG 接口与 DSP 开发器连接，可以方便地向 DSP 芯片写入程序，调节控制参数。

2.2 控制器软件设计

控制软件分为磁轴承控制软件和电动机调速软件。

2.2.1 磁悬浮轴承控制软件设计

磁悬浮轴承控制软件设计包括系统初始化、控制算法以及特殊状况 (如溢出、掉电等) 处理。由于 TMS320F2407 是基于 C2000 平台的，其软件设计支持 ANSI C 或 / 和汇编语言编写。比较而言，C 语言编写的程序可读性、可移植性强，且大大缩短了开发周期；缺点是执行效率低，程序出错时不易诊断。汇编语言编写比较烦琐，以 TMS320F2407 为例，它有 3 种寻址方式、86 条基本指令，二者组合可多达 200 多条有效指令，因此对于用户来说，要掌握已不是一件易事，更谈不上灵活运用。通常的做法是程序核心部分 (即经常调用部分) 采用汇编语言编写，以提高整个系统的执行效率，对实时性要求不高部分采用 C 语言编写以降低程序的复杂度以及提高可读性和可修改性。

控制算法采用微分先行的实际微分 PID^[6] 结构图如图 6 所示。

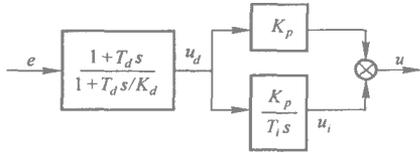


图 6 微分先行的实际微分 PID

$$\left. \begin{aligned} u_d(n) &= a_1 u_d(n-1) + a_2 e(n) + a_3 e(n-1) \\ u_i(n) &= u_i(n-1) + a_4 u_d(n) \\ \Delta u_d(n) &= u_d(n) - u_d(n-1) \\ \Delta u_i(n) &= u_i(n) - u_i(n-1) \\ \Delta u(n) &= K_p \Delta u_d(n) + \Delta u_i(n) \\ u(n) &= u(n-1) + \Delta u(n) \end{aligned} \right\}$$

式中, $a_1 = T_d/K_d T + T_d$; $a_2 = K_d(T_d + T)/K_d T + T_d$; $a_3 = -K_d T_d/K_d T + T_d$; $a_4 = K_p T/T_i$ 。

当长时间存在偏差或偏差较大时, 计算出的控制量有可能溢出或小于 0, 本文采用对运算出的控制量 $u(n)$ 作限幅处理。取 PWM 输出频率为 10 000 Hz 主频为 20 MHz 则比较单元的输出 (即控制量) 为 0~1999。

本文采用 C 语言和汇编语言混合编写, 采用多文件结构, 其程序结构如图 7 所示。

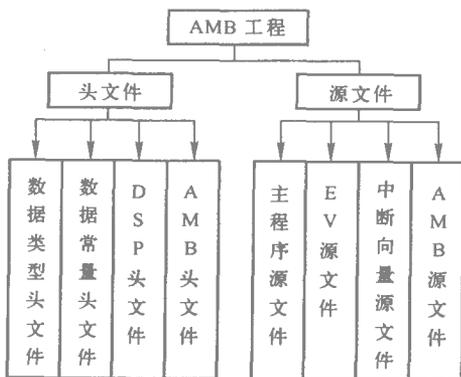


图 7 AMB 工程的多文件结构

其中数据类型头文件: 数据类型定义、输入/输出宏定义以及读/写宏定义; 数据常量头文件: 包括系统时钟频率、中断频率、PWM 输

出频率以及 PID 常量等的定义; DSP 头文件: 包括 CPU 寄存器、系统模块寄存器、数字 I/O 寄存器、PLL/Watchdog / 中断寄存器、A/D 转换器、串行/并行接口寄存器以及事件管理单元寄存器等的地址定义; AMB 头文件: 包括调用子函数的函数原形以及 AMB 变量数据结构的定义; EV 源文件: 包括对通用定时器 GP、比较单元 (用于 PWM)、复用引脚、A/D 转换模式等进行初始化; 中断向量文件: 定义系统所有用到的中断源。

A/D 设为连续转换模式, 转换结果的读取和控制算法的实现采用中断方式, 中断频率取 5 000 Hz, 即每隔 200 μ s 读取一次转换结果, 并利用该结果实现控制算法并输出控制量。由于 PWM 的输出需 100 μ s (频率为 10 000 Hz)、A/D 转换时间为 6.1 μ s、程序运行时间约 10 μ s 三者之和约为 120 μ s 小于 200 μ s, 因此在两次中断的时间间隔内能完成一次从采样到输出的所有操作, 从而保证了每一个采样进来的数据都是有效的。该中断以及主程序的流程图如图 8 所示。

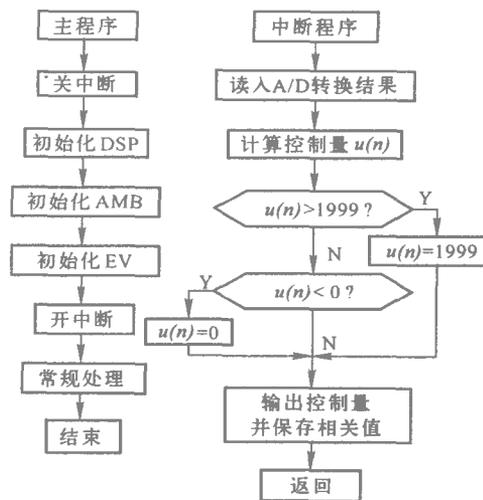


图 8 主程序及中断程序流程图

2.2.2 电动机调速软件设计

本文采用 SVPWM 技术, 可减少电动机电压, 电流谐波, 降低器件的开关损耗, 提高电压的利用率, 而且更加充分利用 TMS320F2407DSP 自身固有 SVOWM 硬件电

路的优点。

3 磁轴承功率放大器设计

功率放大器（简称功放）是磁轴承控制系统中的重要组成部分，它将控制器输出的电压信号转变为磁轴承定子线圈的电流，以产生所需要的电磁力。功放和磁轴承定子（包括线圈和铁芯）一起构成磁轴承电控系统的执行机构^[7]。

另外，为了满足工业应用的要求，磁轴承功放还应该可靠性高、成本低、效率高。磁轴承功放只有具备较宽的通频带范围和良好的响应特性，才能满足系统在大范围内变化时，转子平稳起浮、可靠稳定旋转。一般商品化的功放产品不能满足使用要求，而应专门设计^[8]。本文分析了以往 PWM 开关功放的不足，对电路中的基准波形、比较环节和反馈支路作了改进，这样增加了功放的可靠性和带宽，为转子在工作转速下的稳定运转提供了保障。功率放大器的控制框图如图 9 所示。

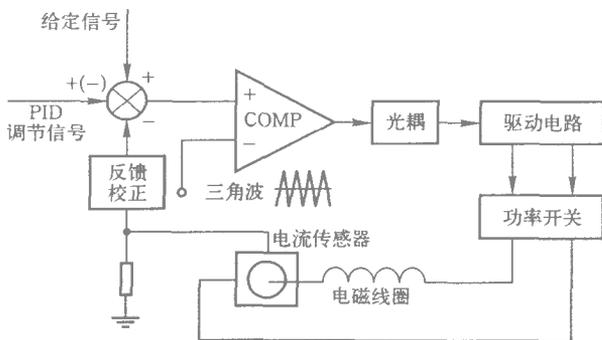


图 9 功率放大器的控制框图

4 变频调速器设计

变频调速系统包括主电路和控制电路，主电路中最重要的是三相逆变桥的构成，控制电路中最重要的是变频控制信号 PWM 的组成^[9]。为了能使系统硬件电路简单、尺寸小、可靠性提高和开发时间缩短，选择智能功率模块作为逆变功率器件，选择能直接产生 PWM 波形的 DSP 作为控制电路的核心，便是变频调速控制系统硬件电路的较佳选择。调速器的原理图如图 10 所示。

为了减小功率模块对前级的干扰并提高可靠性，本文在功率模块的驱动上采用了光电隔离驱动。SVPWM 控制信号如图 11 所示；SVPWM 线电压、线电流波形图如图 12 所示。

5 实验结果及结论

通过对 5 自由度铣削电主轴做运转实验（图 13）表明：静态悬浮时，系统各个自由度的振动峰值小于 $2 \mu\text{m}$ 系统的静态悬浮是非常稳定的。连续运转试验时，可实现 40 000 r/min 的稳定系统运转。径面跳动小于 $10 \mu\text{m}$ ，验证了所设计的控制系统能满足转速为 40 000 r/min 的铣削电主轴的控制要求。

结论如下：

(1) 用一片 TMS320F2407 DSP 芯片对磁轴承和变频电动机进行控制，可以通过软件实现不同控制算法，实践证明该系统能满足高速铣削电主轴的要求，并且显著降低了成本，提高了可靠性。

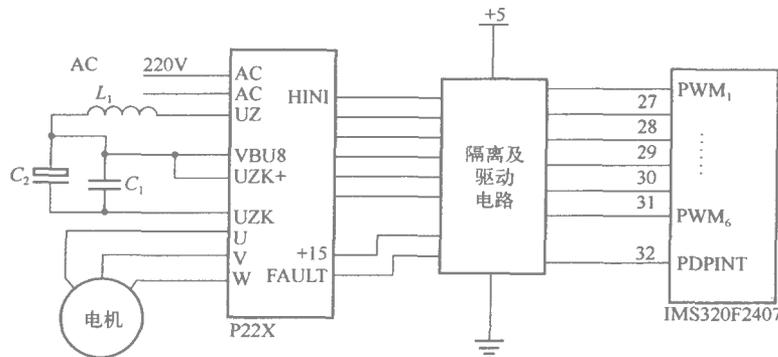


图 10 调速器的原理图

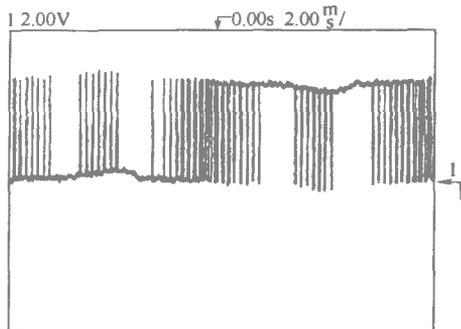


图 11 SVPWM 控制信号

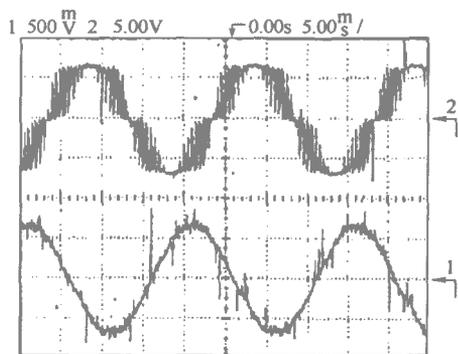


图 12 SVPWM 线电压、线电流波

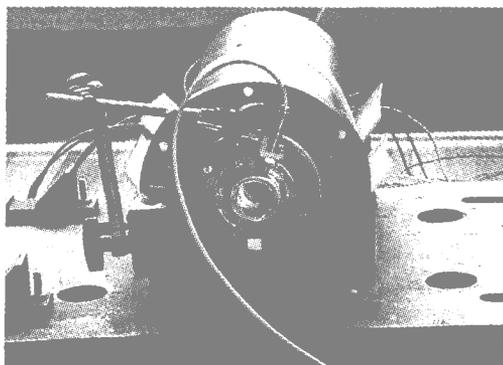


图 13 20 kW 磁悬浮电主轴系统

(2) 本文的软件部分采用多文件结构 其优点是可读性强, 且易于功能扩展。

(3) 系统的精度和可控转速与 A/D 转换器、传感器、功率放大器以及控制算法有关。可以适当改进控制算法以减少程序运行时间、提高功放频响以及选用高精度的传感器可提高系统精度和可控转速。

参考文献:

- [1] 徐林红, 浅论高速切削加工的实现条件 [J]. 现代机械, 2002, 64(4): 23-25.
- [2] 黄英哲, 董胜源. TMS320C240 原理与 C 语言控制应用实习. 北京: 中国水利水电出版社, 2003.
- [3] TMS320F/C24x DSP Controllers Reference Guide, CPU and Instruction Set [M]. Literature Number: SP-RU160C, June 1999.
- [4] TMS320F/C240 DSP Controllers Reference Guide, Peripheral Library and Specific Devices [M]. Literature Number: SPRU161C, June 1999.
- [5] TMS320C240, TMS320F240 DSP Controllers [M]. SPRS042D-October1996-Revised November 1998.
- [6] 汪希平. 电磁轴承系统的参数设计及应用研究 [D]. 西安: 西安交通大学, 1994.
- [7] 杨新洲. 主动磁悬浮支承铣削电主轴系统结构及其动力学特性分析 [D]. 上海: 上海大学, 2004.
- [8] Keith F J, et al. Switching Amplifier Design for Magnetic bearings. Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings, Tokyo, Japan, 1990: 211-218.
- [9] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统 [M]. 北京: 机械工业出版社 1998.

磁悬浮飞轮低功耗控制器研究

张凯¹, 张小章¹, 赵雷², 赵鸿宾¹

(1. 清华大学工程物理系, 北京 100084; 2. 清华大学核能与新能源技术研究院, 北京 100084)

摘要: 在储能、航天领域中应用磁悬浮飞轮时, 需要有效降低系统功耗。低功耗控制方法适于解决这一问题。其基本思想是, 在设计磁轴承控制器时, 将控制力的设计与实际电磁力的生成分为两个部分, 使用线性控制理论设计控制力, 然后使用非线性方法构建控制电流生成实际的电磁力, 从而可以大幅减小电磁铁线圈中的偏置电流, 降低轴承的功率损耗。仿真与实验均表明, 此方法可在高转速下稳定系统, 降低系统功耗。该研究对磁悬浮飞轮的应用具有重要意义。

关键词: 磁轴承; 飞轮; 低功耗

Low Power Loss Controller Research for Magnetic Bearing Flywheel

Zhang Kai¹, Zhang Xiaozhang¹, Zhao Lei², Zhao Hong bin¹

(1. Engineering Physics Department of Tsinghua University, Beijing 100084, China

2. INET, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: It is important to decrease power loss of flywheel systems supported by active magnetic bearings in space or power storage applications. Low power loss methods are suitable to solve such a problem. The basic idea of the method discussed in the paper is that control force design and magnetic force construction are divided into two parts in AMB controller design, the control force is calculated with linear control theories, then a nonlinear method is used to produce control currents to construct the final magnetic force, the bias currents in the coils of the magnets is obviously decreased, and the power loss of the AMBs is reduced. The simulations and the experiments both show that the low power loss control method can make the flywheel stable at high rotational speeds and decrease the power loss of the system. The study is very valuable for the application of the flywheel suspended by AMBs.

Key words: magnetic bearing; flywheel; low power

0 引言

磁悬浮轴承因其无接触, 摩擦损耗小, 阻尼可调, 无需润滑系统等优点尤其适合高速及真空应用^[1]。航天上, 应用磁悬浮飞轮具有诱人

的前景, 飞轮将可以达到更高的转速、获得更长的寿命、振动可控、提高卫星定位精度、减小体积与质量^[2-3]。

电磁轴承电磁力具有很强的非线性, 它与电流的平方成正比, 而与电磁铁和转子间隙大

小的平方成反比。通常为便于应用线性控制理论进行控制器设计，要将电磁力与电流和间隙的关系进行线性化。线性化条件要求电磁铁中有合适的偏置电流。这个偏置电流增加了系统运行时的功率损耗，需要从外界电源吸收更多功率。电流在线圈中的欧姆损耗称为铜损；另外，电磁铁中的交变电磁场会在定转子磁性材料中形成涡流，并带来磁滞损耗，它们会消耗一定的功率，统称铁损。电磁轴承功耗主要由铜损和铁损组成。在一般的应用场合，功耗的矛盾不是太突出，但对储能飞轮、航天飞轮等对功耗非常敏感的应用场合，功耗大小成为磁悬浮系统能否成功应用的一个决定因素。

要降低铁损，可以通过减小叠片厚度和静态电流等方法。要减小铜损，一般有两种办法：一是使用永磁偏置，即在磁路中加入永磁铁来提供所需偏置磁通，从而省掉偏置电流；二是改进控制算法，尽量减小甚至最终去掉偏置电流。

使用永久磁铁可以为控制器的设计带来方便，已经有不少研究者在这方面获得了成功^[4-5]。但永久磁铁的使用增加了系统结构的复杂性，而且还要面临涡流损耗的问题，这种损耗造成电机功耗的增加。因此，通过减小甚至消除偏置电流来减小电磁铁的铁损和铜损成为低功耗研究的热点^[6-8]。

Liu, Ikai 等人用非线性开关控制方法^[8]，设计低功耗控制器，在单自由度系统上获得了很好的仿真效果。但使用单自由度非线性算法控制陀螺效应明显的飞轮转子，难以对圆锥运动进行有效阻尼。

低功耗控制器设计的基本思想是，将控制器设计分两步进行：第一步，先不考虑电磁力与位移和电流的非线性关系，而针对一个假想的线性模型设计控制器，得到需要的控制力；第二步，通过电磁力与位移和电流的非线性关系，解算实际需要的控制电流，在解算电流时，以尽量减小磁轴承电流损耗为设计目标，达到减小功耗的目的。

1 模型

转子模型如图 1。

图 1 中： x_1 、 x_2 分别为上、下轴承 x 向位移；

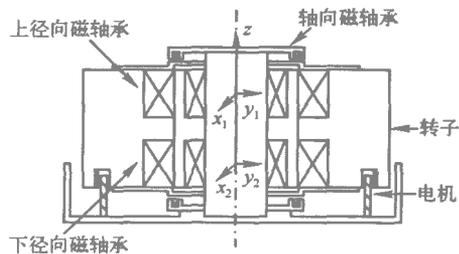
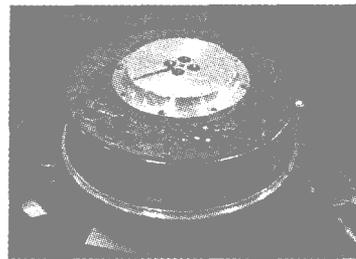


图 1 转子模型

y_1 、 y_2 分别为上、下轴承 y 向位移。此转子最大设计转速 12 000 r/min，最大转速下的角动量为 $48 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ 为 5 自由度磁轴承支承。转子的惯量比接近 1.8 陀螺效应明显。

2 控制器设计

2.1 单自由度系统

为更好地说明问题，先研究单自由度模型。考虑图 2 中的单自由度系统，其被控对象由两对电磁铁和单质点组成。

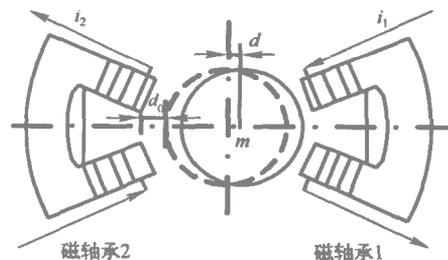


图 2 单自由度系统示意图

定义 d_0 为定转子静态间距； d 为转子位移； $v = \dot{d}$ 为转子速度 i_1 为线圈 1 驱动电流； i_2 为线圈 2 驱动电流； F 为电磁力合力，其表达式如式 (1)， $k = \mu_0 N^2 A / 4$ 为常量。

$$F = k [i_1^2 / (d_0 - d)^2 - i_2^2 / (d_0 + d)^2] \quad (1)$$

当力 F 作用于单质点，系统动力学方程如下：

$$\begin{cases} \dot{d} = v \\ \dot{v} = F/m \end{cases} \quad (2)$$

取状态量 $x = [d, v]^T$ ，可得到系统的状态方程为

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} F/m \quad (3)$$

类比弹簧振子，通过选取合适的 α, β 参数，单质点在式 (4) 的控制力作用下，可以具有一定的刚度和适当的阻尼，获得稳定。

$$F^* = m(-\alpha d - \beta v) \quad (4)$$

在 F^* 的作用下，闭环系统特征多项式为

$$s^2 + \beta s + \alpha = s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2 \quad (5)$$

α 和 β 可取为 $\alpha = \omega^2, \beta = 2\xi\omega$ 。这两个参数将决定系统性能。

假定可以在闭环系统中按照 $F^* = m(-\alpha d - \beta v)$ 生成反馈力，则接下来是如何生成此控制力的问题。磁轴承所提供的电磁力的大小是由转子与定子的距离和电磁铁中通过电流的大小决定的。定转子的距离可以通过位移传感器实时测出，则此时电流将成为唯一需要确定的量。

在位移已知的情况下，根据式 (1) 我们可以构建实现此控制力的电流。这里，低功耗控制的目标给出了一个约束条件，即要使功耗尽量的小。因为损耗跟两个电磁铁中通过的电流的平方和成正比，约束条件也就等价于要求目标函数 $J = i_1^2 + i_2^2$ 最小。通过令 $F = F^*$ ，可得式 (6)。

$$\begin{aligned} k[i_1^2 / (d_0 - d)^2 - i_2^2 / (d_0 + d)^2] \\ = m(-\alpha d - \beta v) \end{aligned} \quad (6)$$

令 $a = k/m, b = -\alpha d - \beta v$ 。为使 $J = i_1^2 + i_2^2$ 最小，最优电流解应满足如下条件：

当 $b < 0$ 时， $i_1 = 0, b/a = -i_2^2 / (d_0 + d)^2$ ；

当 $b = 0$ 时， $i_1 = i_2 = 0$ ；

当 $b > 0$ 时， $i_2 = 0, b/a = i_1^2 / (d_0 - d)^2$ 。

由上边的条件可直接推出控制算法如下：

当 $b < 0$ ， $i_1 = 0, i_2 = (d_0 + d) \sqrt{-b/a}$ ；

当 $b = 0$ ， $i_1 = 0, i_2 = 0$ ；

当 $b > 0$ ， $i_1 = (d_0 - d) \sqrt{b/a}, i_2 = 0$ 。

这可以直观地理解为，在任意时刻下，避免

出现两个电磁铁对拉造成电磁力抵消的情况。同一方向上的合力仅由一个电磁铁来提供，即在任意时刻，最多只有一个电磁铁工作。当 d, v 为零时，两个电磁铁均不工作。

2.2 多自由度系统

单自由度控制算法由于没有考虑飞轮转子高速下的陀螺耦合，因而对转子的章动与进动的抑制效果不好，具体可参看文献^[9]。因而，单自由度算法难以实现图 1 中的多自由度磁悬浮飞轮系统的高速稳定悬浮，需要进行多自由度非线性控制器的设计，充分考虑陀螺效应的抑制问题。由于转子轴向与径向的控制是解耦的，下边将仅考虑径向轴承的控制。

多自由度系统控制器的设计方法也遵循前文所提设计思想，但其线性控制器的设计不再依赖简单的弹簧阻尼思想，需要借助多自由度控制方法，诸如：交差反馈、 H_∞ 方法、 μ 综合方法等。

具体如下：

第一步，先不考虑电磁铁模型，仅针对转子模型设计线性控制器，控制器的输出为控制力。设计此线性控制器时，可以采用交差反馈、 H_∞ 方法、 μ 综合方法等。

第二步，假定线性控制器生成的控制力为 $F_{\text{linear}} = [F_{\text{linx1}}, F_{\text{linx2}}, F_{\text{liny1}}, F_{\text{liny2}}]^T$ 其中 $F_{\text{linx1}}, F_{\text{linx2}}, F_{\text{liny1}}, F_{\text{liny2}}$ 分别对应 x_1, x_2, y_1, y_2 方向的控制力。根据传感器测得的位移信号和式 (1) 计算电磁铁中要产生 F_{linear} 需要通过的电流大小，此结果直接作为控制器的输出信号，由功放实现控制电压到控制电流的转换。对每个自由度上的一对电磁铁，计算需要通过的电流时，要求目标函数 $J = i_1^2 + i_2^2$ 最小。

对 $F_{\text{linx1}}, F_{\text{linx2}}, F_{\text{liny1}}, F_{\text{liny2}}$ 而言，计算其对应控制电流的方法是相同的，下边仅给出 x_1 方向上，控制电流的计算方法，用 x_{10} 表示 x_1 方向的静态间距，则有如下关系：

$$\begin{aligned} \text{当 } F_{\text{linx1}} < 0, i_1 = 0, i_2 = (x_{10} + x_1) \\ \sqrt{-F_{\text{linx1}}/k}; \\ \text{当 } F_{\text{linx1}} = 0, i_1 = 0, i_2 = 0; \\ \text{当 } F_{\text{linx1}} > 0, i_1 = (x_{10} - x_1) \sqrt{F_{\text{linx1}}/k}, i_2 = 0. \end{aligned}$$

图 3 为多自由度系统低功耗控制的框图。

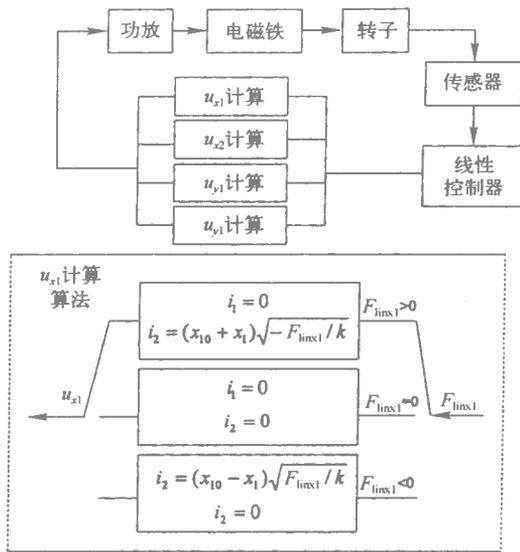


图 3 多自由度系统低功耗控制

图中 u_{x1} 、 u_{x2} 、 u_{y1} 、 u_{y2} 分别表示 x_1 、 x_2 、 y_1 、 y_2 方向上通过低功耗控制算法计算出来的一对电磁铁的电流控制信号，它们的计算方法相同，经过功放可直接转换成控制电流。

3 系统仿真

下边通过单自由度系统的时域仿真，说明低功耗控制算法的效果。

仿真使用的是 simulink 软件，整体框图如图 4。设计控制器时取 $\omega=100$ ， $\xi=0.707$ 。

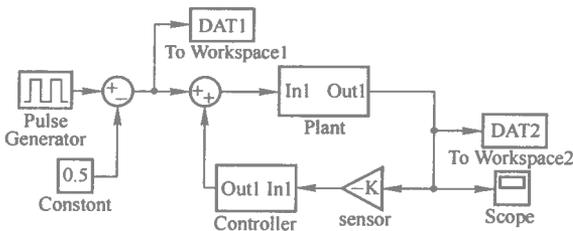


图 4 单自由度系统仿真整体框图

图 4 中，Plant 为被控对象，采用的是二阶惯性模型 $1/ms^2$ ， $m=6$ kg；sensor 为传感器；controller 为低功耗控制器。仿真中，功放作为增益为 1 的比例环节，传感器也作为比例环节；在 controller 内部直接构建了电磁铁模型，完成了控制电流到电磁力的转换。系统激励信号

记录在 DAT1 中，波形如图 5；DAT2 中记录了系统的时域响应仿真结果，如图 6 从图中可知，使用该控制器组成系统闭环，可以获得好的系统性能。

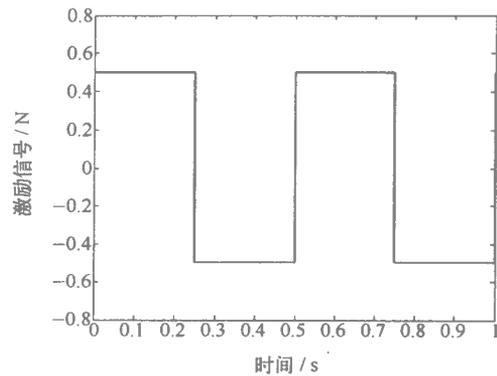


图 5 单自由度系统仿真激励信号

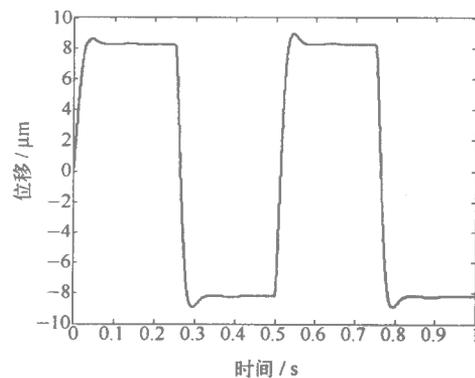


图 6 单自由度系统时域响应仿真结果

图 4 中的控制器仿真结构如图 7 所示。

图中 Velocity observer 为速度观测器，之所以要使用速度观测器，是因为在实际系统中仅有位移量是可以直接通过传感器获得的。alpha 为参数 α ，beta 为参数 β 。通过 $1/sensor$ 进行参数变化，可以将传感器信号变换为位移信号。Switch Control 实现电磁力的构建，它内部包含了电磁铁模型。两个电磁铁中流过的电流时域仿真波形见图 8。

从图 8 中可知，任意时刻，一对电磁铁中，仅有一个电磁铁中有电流通过，线圈中没有了偏置电流，磁轴承实现了低功耗控制。

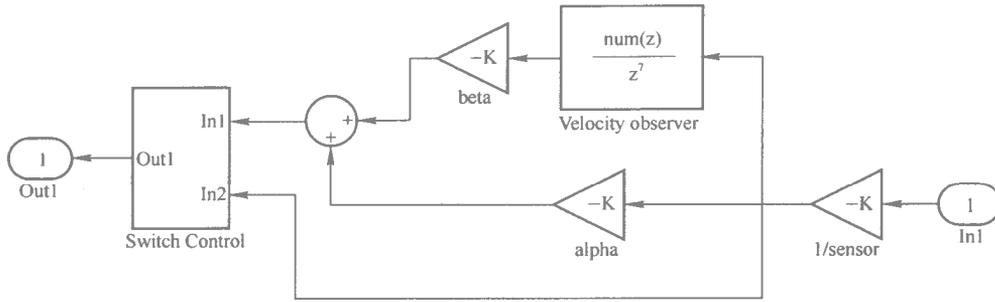


图 7 单自由度系统 controller 框图

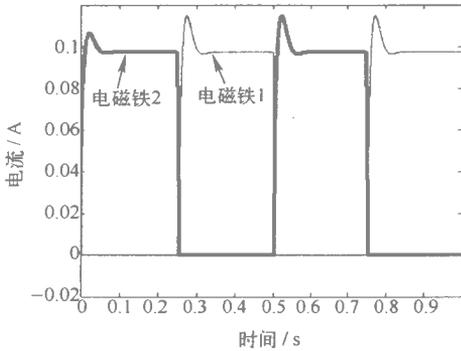


图 8 单自由度系统仿真，电磁铁中的电流信号

多自由度系统仿真可以获得类似的结论。

4 实验研究

4.1 电磁铁响应速度

这里需要提到的是电磁铁的力响应速度问题，电磁铁产生的电磁力可以用方程 (7) 进行描述，其中 Φ 为磁通。

$$F = \Phi^2 / (\mu_0 A) \quad (7)$$

由 (7) 可得到式 (8)。

$$\frac{dF}{dt} \propto \Phi \frac{d\Phi}{dt} \quad (8)$$

而 Φ 与线圈中通过的电流 I_c 成正比，则可得

$$\frac{dF}{dt} \propto I_c \frac{dI_c}{dt} \quad (9)$$

电磁铁线圈的最大电流响应速度，即最大电流摆率，是受到工作电源电压 U_c 与线圈电感 L 的限制的，与 U_c/L 成正比，可得

$$\left(\frac{dF}{dt}\right)_{\max} \propto \frac{I_c U_c}{L} \quad (10)$$

知当线圈中电流为 0 时，要保证电磁力的变化率将要求无限大的 U_c ，这显然是无法实现的。因此，为保证控制的效果，可以在线圈中保留一个很小的常态电流，保证线圈中的电流值始终不低于此常态电流。因为这一电流相对线性化需要的偏置电流要小得多，改进的算法仍然可以大幅降低系统功耗。

依旧以 x_1 方向的一对电磁铁为例，控制电流的计算方法变为：

$$\text{当 } F_{\text{lin}x1} < 0, i_1 = i_{\min}.$$

$$i_2 = (x_{10} + x_1) \sqrt{-F_{\text{lin}x1} + F_{\min 1}} / k;$$

$$\text{当 } F_{\text{lin}x1} = 0, i_1 = i_{\min}, i_2 = i_{\min};$$

$$\text{当 } F_{\text{lin}x1} > 0.$$

$$i_1 = (x_{10} - x_1) \sqrt{(F_{\text{lin}x1} + F_{\min 2})} / k, i_2 = i_{\min}.$$

其中 i_{\min} 为常态电流，在实验中，此常态电流取为 0.05 A; $F_{\min 1} = ki_{\min}^2 / (x_{10} - x_1)^2$; $F_{\min 2} = ki_{\min}^2 / (x_{10} + x_1)^2$.

4.2 高速实验

为进行对比，分别进行了单自由度控制器与多自由度控制器的设计，多自由度控制器的设计使用了交叉反馈控制方法^[9]。

单自由度控制器作用下，飞轮转子运行到 93 Hz 时，转子章动引起了系统的失稳，图 9 为实验结果。

由图可知，单自由度算法难以实现飞轮的高速稳定运行。

使用多自由度算法，对章动进行有效抑制后，飞轮稳定运行到 206 Hz 的实验结果见图

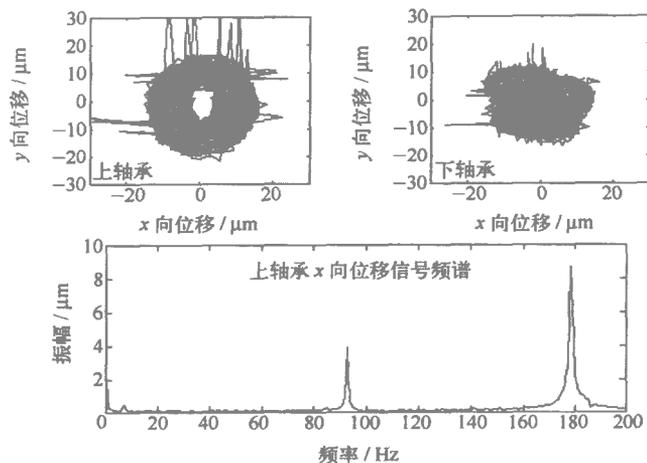


图 9 单自由度控制器作用下，章动引起飞轮失稳

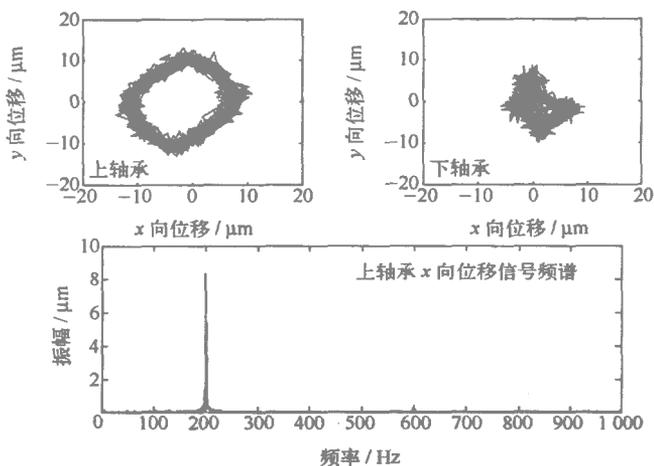


图 10 多自由度控制器作用下，
飞轮稳定运行到 200 Hz

4.3 损耗实验

为验证低功耗控制的效果，做了对比实验。图 11 上半部分为低功耗控制器作用下，转子运行于 200 Hz 时 x_1 向的一对电磁铁线圈中的电流；图 11 下半部分为偏置电流设为 1 A 的线性控制器作用下，转子运行于 200 Hz 时 x_1 向的一对电磁铁线圈中的电流。由图中上下两部分电流波形可知，低功耗控制器作用下，电磁铁线

圈中的工作电流要比线性控制器作用下小很多。任意时刻下，一对电磁铁中只有一个电磁铁提供控制力，即正向电磁铁工作时，负向电磁铁保持很小的工作电流，反之亦然，实现了很小的偏置电流。这样，就很大程度上减小了磁轴承系统的电流损耗。这个实验结果很好地验证了低功耗控制器的效果。

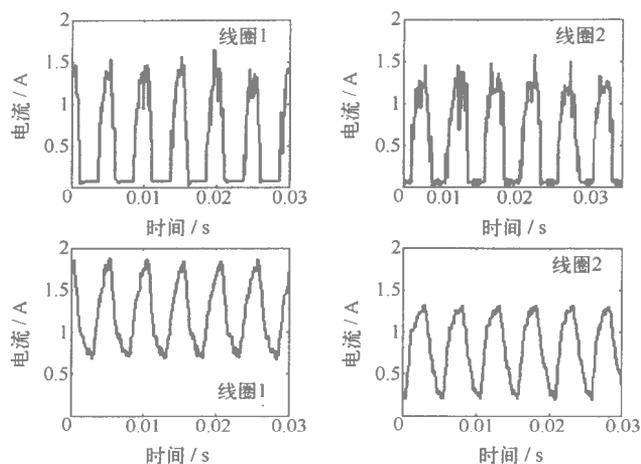


图 11 低功耗控制器与线性控制器作用下，
x₁ 向电磁铁线圈中的工作电流对比

飞轮静态悬浮时，在电源输出线路中串接电流表，对电源输出功率进行测量，可以得出线性控制器与低功耗控制器作用下，系统磁轴承电磁铁总功耗的对比。由于在地面进行实验，轴向磁轴承需要负担重力，这部分功耗应该先行扣除，进行功耗比较时，将只比较径向磁轴承电磁铁的功耗。比较结果见表 1。

表 1 低功耗控制器与线性控制器作用下
磁轴承电磁铁功耗对比

	线性控制器	低功耗控制器
径向磁轴承电磁铁功耗	15.3 W	7.3 W

可以看到，在降低系统功耗上，低功耗控制器的效果非常明显。

需要指出的是，转子悬浮时重力在径向上的分量会对径向电磁铁的实际工作电流造成影响，扣除重力因素，低功耗控制器作用下的径向磁轴承电磁铁功耗会更低。

5 结论

本文介绍了磁悬浮飞轮低功耗控制器的设计，通过非线性控制方法，改变了电磁铁通常的工作模式，令一对电磁铁中，任意时刻下仅有正向或负向磁铁提供控制力，并大幅降低电磁铁

线圈中的工作电流，可以有效减小磁轴承的功率损耗；仿真与实验结果表明，使用此方法可以实现磁悬浮飞轮的高速稳定运行。

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] Horiuchi Y, Inoue M, Sato N, et al. Development of magnetic bearing momentum wheel for ultra-precision spacecraft attitude control. Proceedings of the 7th International Symposium on Magnetic Bearings. Zürich, Switzerland, 2000. 525-530.
- [3] Richie D, Tsiotras P, Fausz J. Simultaneous attitude control and energy storage using vscmgms: theory and simulation. Proceedings of the American Control Conference. Arlington, USA, 2001. 3973-3979.
- [4] Fan Y H, Lee A C, Hsiao F Z. Design of a permanent/electromagnetic magnetic bearing-controlled rotor system. Journal of The Franklin Institute, 1997, 334(3): 337-356.
- [5] Shen J Y, Fabien B C. Optimal control of a flywheel energy storage system with a radial flux hybrid magnetic bearing. Journal of The Franklin Institute, 2002, 339(2): 189-210.
- [6] Queiroz M S, Dawson D M. Nonlinear control of active magnetic bearings: a backstepping approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology (Special

- Issue on Magnetic Bearing Control), 1996, 4(5): 545-552.
- [7] Knospe C, Yang C. Gain-scheduled control of a magnetic bearing with low bias flux. Proceedings of 36th IEEE Conference on Decision and Control. San Diego, USA, 1997. 418-423.
- [8] Liu K Z, Ikai A, Ogata A, Saito O. A nonlinear switching control method for magnetic bearing systems minimizing the power consumption. Proceedings of IFAC World Conference. Barcelona, Spain, 2002.
- [9] Zhang K, Zhao L, Zhao H B. Research on control of flywheel suspended by AMBs with significant gyroscopic effects. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2004, 17(1): 63-66.

电磁轴承多传感器数据融合处理^{*}

库少平,胡业发,周祖德

(武汉理工大学数字制造湖北省重点实验室,湖北武汉 430070)

摘要:分析了电磁轴承传感器数据特征,建立了电磁轴承传感器数据模型。提出采用方差分析方法进行电磁轴承多传感器数据均值检验,针对方差分析计算量较大这一问题,提出采用学生氏极差分析进行均值检验。提出将 Cochran 最大方差检验法应用于电磁轴承多传感器数据方差检验,并指明了电磁轴承单个传感器数据的测试分析方法。所提出的数据融合处理方法能用于电磁轴承工作状态监控、故障诊断等。

关键词 电磁轴承 多传感器 数据融合

Data fusion of the multisensors of Magnetic Bearings

Ku Shaoping, Hu Yefa, Zhou Zude

(The Key Laboratory of Digital Manufacturing of Hubei Province,
Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: The data model of the sensors of magnetic bearings is built according to the analysis of the characteristics of the data of the sensors of magnetic bearings. It is presented to use variance analysis to test the mean of the data of the multisensors of magnetic bearings. It is then presented to apply the range analysis of T distributing in the mean test of the data of the multi-sensors of magnetic bearings, since variance analysis needs much calculation. It is proposed to adopt Cochran's maximum variance method in the variance test of the data of the multi-sensors of magnetic bearings. The analysis and test way of a single sensor is also discussed. All the proposed data fusion methods are useful to the state detection and fault diagnosis of magnetic bearings.

Key words: magnetic bearings; multisensors; data fusion

0 介绍

电磁轴承利用电磁力将转子悬浮于自由空间,转子由电机带动高速旋转。电磁轴承具有高转速、无接触、无摩擦、不需润滑、低噪声、低能耗等优点^[1],使得电磁轴承有广阔的应用前

景。目前,瑞士、日本、法国、美国、加拿大、中国等国家都在大力研究与开发电磁轴承产品,有很多关于电磁轴承的研究报道,每两年一次的国际磁轴承会议出版的论文集基本能反映磁轴承的国际研究进展。目前的报道主要涉及磁轴承结构设计、控制器及控制系统设计、功率放大

^{*} 基金项目:国家自然科学基金项目(50375113)。

器设计、耦合分析等内容,而涉及磁轴承多传感器数据融合的文章很少看到。有大量关于传感器数据融合的文献资料,文献[2]研究多传感器数据融合及其在工业控制中的应用,文献[3]研究多传感器数据融合中传感器可靠性评估方法,文献[4]则研究电磁轴承多传感器基于多值逻辑的故障诊断方法。本文研究电磁轴承基于数理统计的多传感器数据融合处理方法,主要研究多传感器数据均值和方差的融合检验,并对单个传感器数据的检测与分析进行了探讨。

1 电磁轴承多传感器数据模型

主动电磁轴承的基本原理如图 1 所示。电磁轴承有 5 个自由度,采用差动控制需要 10 个位移传感器,每个自由度上有一个冗余传感器,

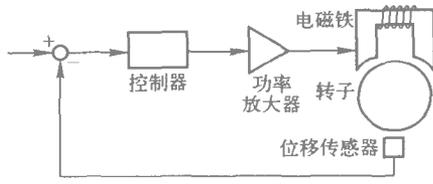


图 1 主动电磁轴承基本原理图

传感器采集的数据可表示为:

$$x_{ikj} = x_0 + \Delta x_{ikj} + \varepsilon_{ikj} \quad (1)$$

其中 $i=1, \dots, 5$ 表示自由度; $k=1, 2$ 表示每个自由度上有 2 个传感器; $j=1, \dots, p$ 表示每个传感器采集了 p 个数据; x_0 表示传感器探头与转子间的平衡位置间隙; Δx_{ikj} 表示磁悬浮转子的振动量; ε_{ikj} 表示数据采集通道的随机误差。在同一个自由度上有:

$$\Delta x_{i1j} + \Delta x_{i2j} = 0 \quad (2)$$

随机误差由各种随机因素引起,不是系统误差。根据大量统计实践经验,随机误差一般服从正态分布^[5]。一套磁力轴承系统通常选用同一厂家同一型号的传感器,各个传感器工作的环境条件亦相同,随机误差的方差应该基本一致,为便于分析,认为各传感器数据方差相等,传感器的零点可以调整,使得误差的均值为 0 即每个数据采集通道上传感器所采集的数据的随机误差都服从均值为 0 的同方差的正态分布,即

$$\varepsilon_{ikj} = \varepsilon \sim N(0, \sigma^2) \quad (3)$$

用 $x_{i \cdot j}$ 表示同一自由度上 2 个传感器采集数据的平均值 即

$$x_{i \cdot j} = (x_{i1j} + x_{i2j})/2 = x_0 + \varepsilon \quad (4)$$

因此

$$x_{i \cdot j} \sim N(x_0, \sigma^2) \quad (5)$$

用式(1)表示传感器采集的数据,直观方便,其中包含转子的振动信息,可用信号处理方法分析振动数据。式(4)中不包含振动信息便于采用数理统计方法进行数据融合处理。

2 电磁轴承多传感器数据基于方差分析的均值检验

对于两个来自正态总体的随机变量,可以采用正态 U 检验或着 T 检验方法检验它们的均值是否相等,对于多个随机变量均值的相等性检验,通常采用方差分析。

令 $\mu_i = E(x_{i \cdot j})$ 其中 E 是求数学均值的符号,需要检验的假设是:

$$H_0: \mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_4 = \mu_5$$

备择假设是这 5 个均值不全相等,即至少有 2 个不相等。令

$$\bar{x} = (\sum_{i=1}^5 \sum_{j=1}^p x_{i \cdot j}) / (5p) \quad (6)$$

$$\bar{x}_i = (\sum_{j=1}^p x_{i \cdot j}) / p \quad (7)$$

$$S_A = p \cdot \sum_{i=1}^5 (\bar{x}_i - \bar{x})^2 \quad (8)$$

$$S_E = \sum_{i=1}^5 \sum_{j=1}^p (x_{i \cdot j} - \bar{x}_i)^2 \quad (9)$$

则有

$$F = 5(p-1)S_A / (4S_E) \sim F[4, 5(p-1)] \quad (10)$$

对于所采集的数据,通常输送给 Matlab 软件直接进行数据处理,Matlab 具有数理统计方差分析工具。图 2 是 Matlab 方差分析的输出结果,其中图(a)是方差分析表,SS 表示误差的平方和,df 表示自由度,MS 表示 SS 除以 df 所得的比值,F 表示式(10)中的 F 的函数值。图(b)是数据盒状图,该图能直观地反映 5 组数据在平衡位置附近的分布情况,图(c)是残差的正态分布图。

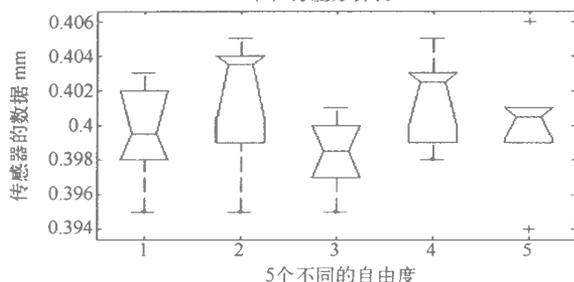
当 5 组数据的均值经检验发现有显著差异

时,说明部分传感器数据出现异常(偏大或者偏小),但不能通过方差分析这种均值检验方法来

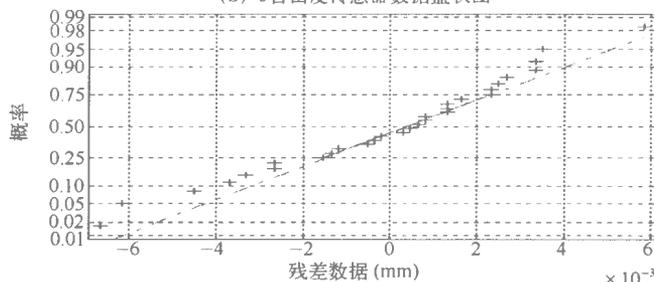
确定是哪一个自由度上的传感器出现了故障。

Source	SS	df	MS	F
Columns	0.00005	4	1.23833e-005	1.24
Error	0.00025	25	1.00133e-005	
Total	0.0003	29		

(a) 方差分析表



(b) 5自由度传感器数据盒状图



(c) 残差的正态分布图

图2 方差分析结果

3 电磁轴承多传感器数据基于学生氏极差分析的均值检验

当数据量很大时,方差分析的计算量也很大,为解决这一问题,可将学生氏极差分析应用于电磁轴承多传感器数据的均值检验。文献[6]中定义了学生氏极差分布:设 x_1, x_2, \dots, x_n 是容量为 n 的随机样本, $x_i \sim N(0, \sigma^2)$ 。令 $R = \max(x_i) - \min(x_i)$, $ms^2/\sigma^2 \sim \chi^2(m)$ 且与 x_i 相互独立 ($i=1, 2, \dots, n$), 则称随机变量 $Z=R/S$ 服从分子自由度为 n , 分母自由度为 m 的学生氏极差分布。其概率密度函数非常复杂,在实际应用中通常直接查表使用。

因为

$$\bar{x}_i = (\sum_{j=1}^p x_{i,j})/p \sim N(x_0, \sigma^2/p) \quad (11)$$

则有

$$Q_i = (\bar{x}_i - x_0) \sqrt{p} \sim N(0, \sigma^2) \quad (12)$$

令

$$S_i^2 = \frac{1}{p-1} \sum_{j=1}^p (x_{i,j} - \bar{x}_i)^2 \quad (13)$$

$$S^2 = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 S_i^2 \quad (14)$$

$$R = \max(Q_i) - \min(Q_i) \quad (15)$$

由于

$$(p-1)S_i^2/\sigma^2 \sim \chi^2(p-1) \quad (16)$$

则由 χ^2 分布的可加性知

$$5(p-1)S_i^2/\sigma^2 \sim \chi^2[5(p-1)] \quad (17)$$

且 S^2 与 Q_i 独立,由定义知 $Z=R/S$ 服从分子自由度为 4, 分母自由度为 $5(p-1)$ 的学生氏极差分布。对于给定的显著性水平 α 当 $Z < Z_\alpha$ 时,认为 5 个均值之间无显著差异,否则至少可以

认为最大均值和最小均值之间存在显著差异。

4 电磁轴承多传感器数据方差齐性检验

在前面的分析中,各传感器方差按相等处理,这符合实际情况,因为所采用的传感器都是同一厂家同一型号的传感器,方差基本相等。但严格地说,进行方差齐性的检验仍然有必要,因为具有方差齐性不仅是进行均值检验的前提,而且通过方差检验,能发现传感器数据的方差是否出现明显波动。

方差齐性有多种检验方法。F 检验法可以对两个方差进行检验,对于多个方差,不宜采用 F 检验法。例如考虑有 3 个样本方差 S_1^2 、 S_2^2 和 S_3^2 取显著性水平为 5% 两次 F 检验结果分别为: $S_1^2 = S_2^2, S_2^2 = S_3^2$, 并由此认为: $S_1^2 = S_2^2 = S_3^2$, 这种结果有时是错误的,比如: $S_2^2 = 96\% S_1^2, S_3^2 = 96\% S_2^2$ 这时 $S_3^2 = 92\% S_1^2$, 对于给定的显著性水平,它们并不相等。因此用 F 法检验方差时,应该对多个方差两两进行检验,这在实际工作中很不方便。

对于多个方差齐性的检验,通常用 Cochran 检验法(以下简称 C 法)。C 法的基本思想是:假设共有 k 个方差 S_1^2, \dots, S_k^2 构造统计量

$$C = (\max S_i^2) / (\sum_{j=1}^k S_j^2), (i = 1, \dots, k) \quad (18)$$

对于给定的显著性水平、方差个数 k 和重复测量数 n ,查表确定最大方差与其他方差是否一致。在电磁轴承多传感器数据方差检验中的统计量为:

$$C = (\max S_i^2) / (5S^2), (i = 1, \dots, 5) \quad (19)$$

当 $C < C_\alpha(k, n)$ 时,认为 5 组数据具有方差齐性。

5 单个传感器数据的测试

为便于统计分析在前面的讨论中,将同一自由度上的两个传感器采集的数据之和作为研究对象,目的是消除磁悬浮转子振动的影响。对于单个传感器采集的数据可用随机过程 $x(t)$ 表示, $x(t)$ 是一个平稳随机过程,用 B&K3560 测试系统可以直接获取并分析,当时间 T 较大时, $x(t)$ 应基本满足:

$$\frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - x_0] dt = 0 \quad (20)$$

图 3 是转子的振动波形,从图 3 可以直观看出:振动发生在平衡位置两侧附近。

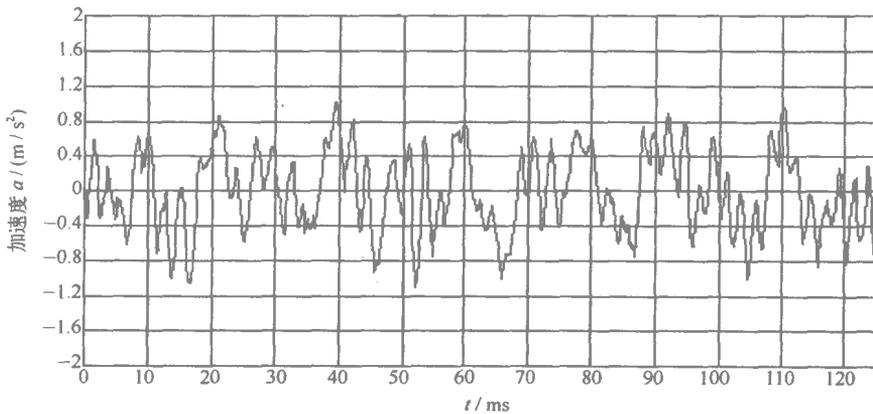


图 3 转子振动波形

6 结论

根据电磁轴承传感器及其数据特征,建立

了电磁轴承传感器正态分布数据模型。采用方差分析方法进行电磁轴承多传感器数据均值检验,从而知道各个数据采集通道数据均值之否

发生。注意到方差分析计算量较大，提出采用学生氏极差分析进行均值检验。提出将 Cochran 最大方差检验法应用于电磁轴承多传感器数据方差检验，从而判断传感器采集的数据是否波动太大。并指明了电磁轴承单个传感器数据的测试分析方法。所提出的数据融合处理方法能用于电磁轴承工作状态监控、故障诊断等。

参考文献：

- [1] Schweitzer G, Bleuler H, Traxler A. Basics, Properties and Applications of Active Magnetic Bearings[M]. Vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zurich, Zurich, 1994.
- [2] Yang Dongyong, Yuzo Y. Multi-sensor data fusion and

its application to industrial control[C]. Proceedings of the 39th SICE Annual Conference, International Session Papers, 26-28 July 2000, Iizuka Japan, P:215-220.

- [3] Elouedi Z, Mellouli K, Smets P. Assessing Sensor Reliability for Multisensor Data Fusion Within the Transferable Belief Model[J], IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B, Volume: 34, Issue: 1, Feb 2004;782-787.
- [4] 周祖德 库少平 胡业发. 电磁轴承多传感器故障诊断研究[J]. 中国机械工程, 2005, 16(1):57-59.
- [5] 张耀明. 随机误差、系统误差与精密度、正确度和准确度[J]. 上海计量测试, 2000(2):22, 25.
- [6] 董云河. 学生氏极差分析[J]. 辽宁师范大学学报(自然科学版), 2002, 25(1):15-17.

磁悬浮动量轮设计与实验研究^{*}

吴刚, 刘昆, 张育林, 管于球, 肖凯

(国防科技大学航天与材料工程学院空间技术研究所, 湖南长沙 410073)

摘要: 针对空间飞行器姿态控制用磁悬浮动量轮的工程应用研究, 从结构设计、磁路计算与优化、控制系统设计与控制方法研究以及实际磁悬浮动量轮的调试等设计的各个环节, 对本实验室研制的磁悬浮动量轮进行了较为广泛的分析和研究。通过实验调试发现了一些应用中需要解决的实际问题, 针对目前的实验情况提出了下一步应该进行的分系统研究, 以进一步提高磁悬浮动量轮的工程研究水平, 并综述了研究进展。本文对于磁轴承技术的工程应用研究具有很好的借鉴意义。

关键词 磁悬浮动量轮 结构设计 控制系统 实验研究

Design and Experiment Study of Magnetic Suspended Momentum Wheel

Wu Gang, Liu Kun, Zhang Yulin, Guan Yuqiu, Xiao Kai

(College of Aerospace and Material Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Aimed at the engineering application of magnetic suspended momentum wheel (MSMW) for space vehicle attitude control system, the study phase which includes structure design, magnetic circuit calculation and optimization, control system design and control method study and MSMW experiment research were analyzed extensively. Some problems in the application were discovered through test. The subsystem research should be carried out from the experiment status to improve the MSMW performance. The development of MSMW was summarized. The study in the paper benefit the magnetic bearing application.

Key words: magnetic suspended momentum wheel; structure design; control system; experiment research

0 引言

磁悬浮轴承是一种新型的轴承形式, 它利用磁力实现了轴承转子与定子的无接触, 相比目前常用的接触式机械轴承, 具有功耗小, 转速

高, 无需润滑, 寿命长等优点, 通过控制器进行转子的位置控制, 可以实现很高的悬浮精度, 同时可以通过控制器实现主动振动控制, 能有效地抑制轴承的振动, 改善支承性能。目前各种形式的动量飞轮是空间飞行器姿态控制系统的

^{*}基金项目: “十五”国防预研资助项目(41320050301)。

主要执行机构,利用磁悬浮轴承的优点,将其应用到飞行器姿态控制系统上,替代目前广泛使用的动量飞轮上的滚珠轴承,将会极大地提高飞行器姿态控制精度。

现阶段我国空间飞行器上动量轮系统使用的刚性滚珠轴承,会将飞轮的不平衡力矩传递给航天器结构,轴承的润滑也带来了黏滞力矩、力矩扰动以及静摩擦的问题等,因而传统的滚珠轴承动量轮和反作用飞轮也是航天器姿态控制系统扰动力和扰动力矩的主要来源,这些扰动力和扰动力矩会大大降低航天器指向精度的稳定性,难以满足航天器对姿态控制指向精度越来越高的要求。由于同传统的滚珠轴承动量轮相比,磁悬浮轴承动量轮的定子和转子之间没有接触,隔离振动,无需润滑,允许高速旋转,而且磁悬浮轴承动量轮可以提供框架控制能力,因而低噪声的磁悬浮轴承动量轮被认为是未来高精度航天器姿态控制的理想执行机构^[1]。因此研制和开发高性能的磁悬浮轴承,对于空间任务研究和空间科学技术的发展,对推进国民经济和国防建设,意义举足轻重。

国防科技大学从 20 世纪 80 年代开展了以航天应用为目的磁悬浮动量轮的研究^[2-4] 实现了磁悬浮轴承的稳定悬浮和可靠运转。在设计、分析和实验等方面取得了许多有意义的研究成果,推动了我国磁悬浮轴承技术的发展和运用。从 2000 年开始又承担“十五”国防预研项目“磁悬浮动量轮”的研究,完成了多种结构形式的磁悬浮动量轮原理样机的设计与实验,取得了丰硕的研究成果,为磁悬浮动量轮的工程应用打下了坚实的基础。

1 磁悬浮动量轮的总体结构与电磁参数设计

针对空间应用的需求,在满足性能指标要求的前提下,磁悬浮动量轮的功耗、质量和体积是必须要严格控制的系统设计参数。因此,在广泛参考国内外磁悬浮轴承与动量轮设计的基础上^[5-7],经过深入分析和研究,确定了径向永磁偏置、轴向被动稳定的混合型磁悬浮动量轮的总体结构形式。采用永磁体代替一般纯电磁型磁轴承的偏置电磁铁,带来的优点主要有:

(1)减小了磁轴承的质量和体积。采用高性能稀土钕铁硼永磁材料,永磁体的体积和质量较小。同时无需偏置电磁铁及其外围电路,简化了磁轴承励磁结构的设计,有效地减小了磁轴承的质量和体积。

(2)降低了磁轴承的稳态功耗。一般磁悬浮轴承都是通过偏置磁场对转子进行差动控制,以增大磁力的响应,同时由于存在偏置磁场,磁力易于在平衡位置附近线性化。纯电磁型磁轴承产生偏置磁场的偏置电流在磁轴承工作的全过程都存在,而永磁偏置型磁轴承通过永磁体产生偏置磁场,无需偏置电流,因此工作时可以大幅度的降低功耗。

(3)能够实现轴向的被动稳定悬浮。径向方向采用主动控制实现稳定,而径向磁极间由于轴向位移而出现的散磁通将产生轴向恢复力,可以实现轴向的被动稳定悬浮。

针对不同的动量轮应用形式,设计了不同的磁轴承结构。对于高转速、大角动量的偏置动量轮,采用了径向四轴主动控制型的结构,可以实现高速转子的高精度悬浮;对于转速和角动量相对较低的反作用飞轮,采用了径向两轴主动控制型的形式,总体结构简单,悬浮控制精度能够满足性能要求。

磁场设计采用磁路计算与磁场有限元数值分析相结合的方法,利用磁路计算的简便性快捷方便的确定磁路结构相关参数^[8],利用有限元数值计算方法对磁路设计结果进行检验和分析^[9],保证设计的有效性和可靠性。通过高斯计对实际磁轴承磁场的测量,验证了设计方法的准确性。并进行了磁轴承磁路结构优化设计的研究^[10],实现了系统性能约束下的磁轴承部件质量最优。图 3 和图 4 分别为磁轴承平衡位置处磁场分布和径向位置偏移时的磁场分布。

根据磁场设计参数就以确定永磁体结构尺寸,计算电磁铁结构参数,确定控制电磁线圈的线径、匝数、电阻及电感等物理量,进而可以计算出线性化模型所需要的力位移系数和力电流系数,以及轴向被动稳定刚度等性能参数,完成磁悬浮动量轮的电磁结构设计。

考虑到所设计的磁轴承是用于取代目前空间飞行器上姿态控制执行机构动量轮中普遍使

用的滚珠轴承，与普通工业磁轴承结构上有较大的差别。在结构上采用了径向两轴主动控制磁轴承形式：永磁体进行转子轴向被动稳定，同时提供径向偏置磁场，与径向控制电磁线圈共同作用，实现转子径向的主动稳定。扁平形的内定子外转子结构，可有效地增大动量轮转动惯量，降低总体质量。永磁体为柱状结构，沿定子外缘均匀分布。8个电磁铁通过永磁盖板和电磁盖板构成两组径向控制磁路。总体结构如图1。图2为本实验室设计的磁悬浮动量轮样机。

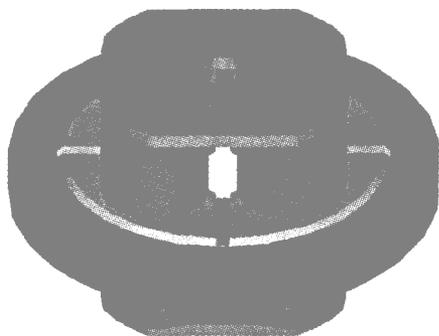


图1 磁悬浮动量轮的磁轴承结构示意图

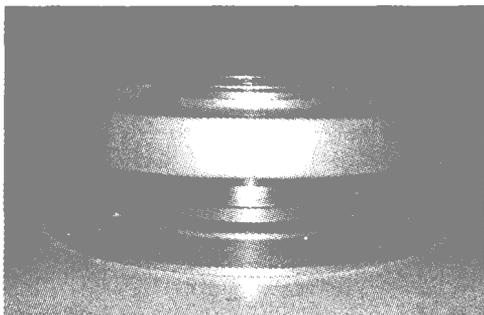


图2 磁悬浮动量轮样机

2 控制系统设计与控制方法研究

由于磁悬浮轴承本身为一非稳定系统，需要外加主动控制才能实现转子的稳定，因此控制系统的设计对于磁悬浮动量轮的实现和性能提高有关键性的作用。磁悬浮动量轮的控制系統包括4部分：传感器、功率放大器、控制器及电磁转子系统。图5为磁悬浮动量轮控制系统

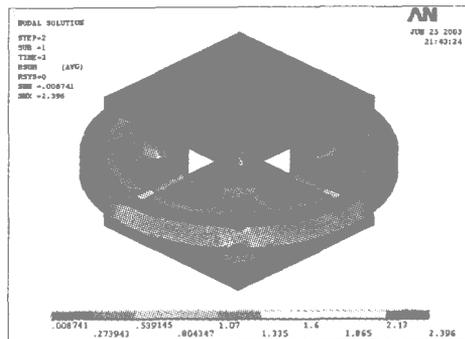


图3 平衡位置处磁轴承磁场分布图

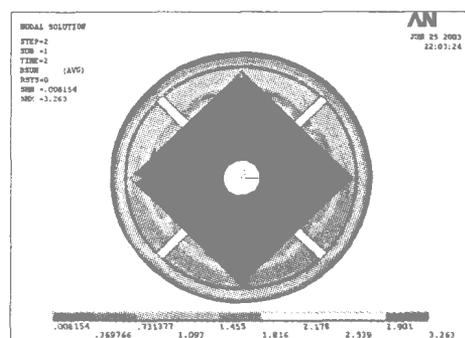


图4 径向偏移后的磁轴承磁场分布图

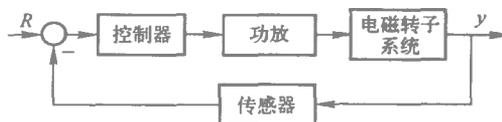


图5 磁悬浮动量轮控制系统

框图。

传感器采用目前技术与产品都成熟的非接触式电涡流位移传感器，测量转子的位移情况。要求传感器在转子运动的范围内线性度好；灵敏度高，一般为每微米几个毫伏到几十个毫伏；温度稳定性和时间稳定性好。对于实验研究，可以直接采用传感器产品。而在原理样机设计中，为了实现磁悬浮动量轮机械结构与控制电路的一体化，满足动量轮工程化设计的要求，对传感器的总体结构进行改造，实现了结构和电路部分的统一。

功放的性能要求是响应速度快，功耗小，效

率高。由于功放的负载是电磁线圈，为感性负载，电流响应速度与线圈的电感成反比关系。实验中分别设计了线性功放与开关功放，最后确定了开关功放的形式。开关功放可以提高效率，降低功耗。采用光电隔离和滤波来消除开关功放的噪声，降低电流纹波。

控制器采用 PID 控制器，通过模拟电路实现。在设计中，首先通过对磁悬浮动量轮系统进行建模和仿真，确定控制器参数，图 6 为转子位移曲线。但由于仿真采用的模型较为理想，设计的控制器参数一般难以实现稳定的悬浮，还需要在实际调试中根据物理对象的控制效果进行控制器参数的整定。

磁悬浮动量轮为一非线性系统，采用先进控制方法对其进行非线性控制研究，可以补偿线性控制器的不足，提高控制性能，增强鲁棒性。由于变结构控制中的滑动模态在满足匹配条件下对系统的摄动和外干扰具有不变性，因此研究了磁悬浮动量轮的变结构控制，仿真研究表明了变结构控制的快速性^[11]。图 7 与图 8 分别为变结构控制下 4 轴型磁悬浮动量轮转子无量纲时间一位移曲线和时间—速度曲线。针对 PID 控制器的抗干扰能力差，稳定裕度小的缺点，研究了模型参考自适应 PID 控制方法，通过自适应机构在线改变 PID 控制器参数，能够有效抑制模型的参数时变和各种扰动，提高控制性能。基于 DSP 的数字控制器正在研究中，以实现上述非线性控制方法在实际物理对象上的应用。

3 磁悬浮动量轮实验研究

对于径向两轴主动控制混合型磁悬浮飞轮和四轴主动控制混合型磁悬浮动量轮，通过控制参数的调节，可以实现一定裕度的稳定悬浮，有一定的抗干扰能力。在空气中的转速可以达到 8 000 r/min，在真空中转速可以更高，完全满足动量飞轮的应用要求。由于动量轮需要提供一定的角动量，因此要求转子具有较大的极转动惯量，因而运行时陀螺力矩较大，陀螺效应明显。转子的动不平衡也会对运转精度产生影响。实验研究表明在静态悬浮时，转子轴心轨迹漂移在 10 μm 以内；运转轴心轨迹漂移相对

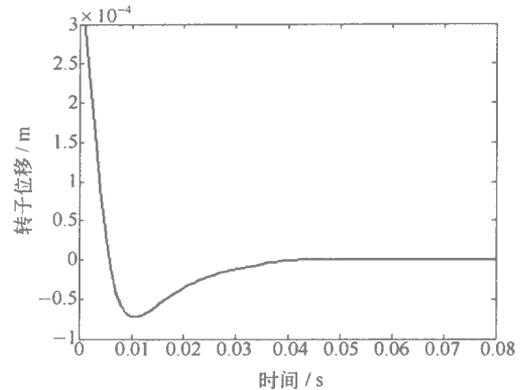


图 6 PID 控制器下两轴型磁悬浮动量轮转子位移曲线

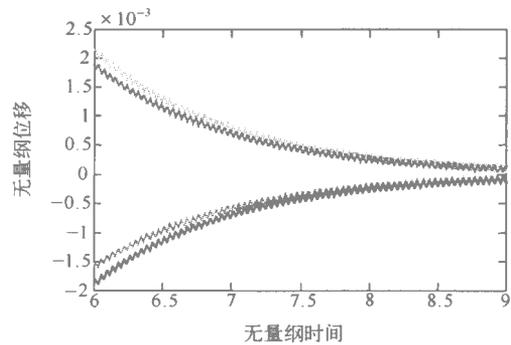


图 7 变结构控制下转子无量纲时间一位移曲线

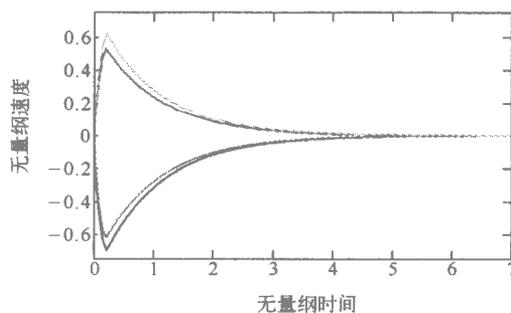


图 8 变结构控制下转子无量纲时间—速度曲线

大一些，这主要是由于转子动不平衡和陀螺力矩引起的，在对转子进行动平衡修正，并且在控制器设计中增加陀螺效应控制补偿后，转子轴心漂移有了较大的改善。

实验研究发现，在控制器参数整定的过程

中,由于控制电流的不断调整,使得磁力不断变化,产生轴承的振动。这种机械振动的某些谐振频率可能包含于控制频带范围内,将有可能产生定子及底座的共振,转子难以稳定。通过结构改进加强对定子的位置约束,改变机械结构的谐振频率,能抑制共振。同时对于磁悬浮轴承的主动振动控制研究,将有利于提高转子位置控制精度,实现磁悬浮动量轮的高精度运行。

真空实验发现,长时间的持续运转将使磁轴承系统的温升不可忽略,这主要是由于真空环境下电磁线圈中控制电流的动态调整导致铁损产生的热量不能通过对流的方式快速释放。因此对于电磁轴承热设计需要在以后的应用研究中作进一步的分析和改进。

目前主要围绕以下方面进行实验研究,以进一步提高控制性能:

(1)功率放大器的改进,提高响应速度与工作频带、线性度。

(2)传感器的性能改进,提高稳定性,减小纹波。

(3)电机改进 进行闭环控制 提高控制精度。

(4)控制算法的分析与改进,控制环节的性能改进(功放、传感器)调试过程的研究。

(5)提高部件机械加工的精度,减小加工引起的转子偏心和圆度,同时进行动平衡试验研究;提高装配水平,减小安装误差。同时分析转子运动响应,进行主动振动控制方法研究。

(6)数字控制试验研究,数字控制平台的搭建,现代控制方法的实际应用。

(7)真空试验台的改进及真空试验的进一步研究。

围绕磁悬浮动量轮的设计、分析与控制 我们完成了以下工作:

(1)完成了混合磁轴承永磁与电磁磁路结构设计方法,确定了磁轴承总体结构尺寸,计算了磁轴承相关的各种性能参数。运用有限元软件 ANSYS 完成了相关的磁轴承磁场数值设计与分析。围绕磁路设计问题,进行了初步的结构优化设计研究。

(2)进行了磁悬浮动量轮动力学建模与控

制模型研究,分析了动不平衡、传感器安装误差等对转子运动响应的影响,完成了磁悬浮动量轮转子动力学基本问题的研究。

(3)针对运行状态,考虑各种实际存在的系统误差与各种干扰,建立了较为完善的系统模型,研究了混合磁悬浮动量轮的非线性控制方法,进行了混合磁悬浮动量轮的变结构控制与自适应控制仿真研究。

(4)研制了高性能的控制系统,实现了模拟控制器与飞轮机械系统的一体化设计与装配,完成了工程样机的初步设计。

(5)完成了数套磁悬浮动量轮的设计、加工、安装、测试、调试、运行、实验性能分析等工作。实现了数套两轴型和四轴型磁悬浮飞轮的悬浮稳定,两轴型飞轮实现了空气中 4 000 r/min 平稳运转,四轴型磁悬浮动量轮实现了空气中 8 000 r/min 高速运转。具有较高的稳定性及动、静态性能指标,具有相当的抗干扰能力,符合动量轮性能要求。

4 结束语

磁悬浮动量轮作为一种新型的高性能飞行器姿态控制机构,具有广阔的应用前景,同时基于磁悬浮动量轮的航天器集成电源与姿态控制系统(Integrated Power and Attitude Control System, IPACS),各发达国家也正积极开展相关研究。磁悬浮轴承技术作为动量轮的一项关键技术,其性能的优劣直接影响动量轮的总体性能。空间动量轮用的磁悬浮轴承与普通工业用电磁轴承又有不同的设计要求与性能要求,其控制精度要求高,应用环境也更为苛刻。因此,除了大力开展理论与系统分析外,对实际物理系统的实验研究也非常重要,以及针对航天应用的模拟环境下的各种实验研究,从实验中研究和解决问题,通过理论与实验的相互结合,实现高性能的稳定悬浮与运转,为磁悬浮动量轮的应用打下坚实的基础。

参考文献:

- [1] 谢永春. 磁悬浮动量轮的主动振动控制[J]. 航天控制, 2001(2):1-6.
- [2] 杨泉林. 状态反馈去耦原理在磁悬浮轴承设计上的应

- 用[J]. 自动化学报,1988,14(2):88-95.
- [3] 龙志强,田兰俊,金永德. 永磁式被动悬浮磁轴承及其研究[J]. 机电工程,1993(1):19-21.
- [4] 龙志强. 磁浮飞轮试验模型的研究[J]. 国防科技大学学报,1995,17(4):97-102.
- [5] 金永德. 日本的磁悬浮飞轮技术[J]. 航天出国考察技术报告,1991(1):138-149.
- [6] Scharfe M, Meinzer K, Zimmermann R. Development of a Magnetic Bearing Momentum Wheel for the AM-SAT Phase 3-D Small Satellite[C]. Int. Symposium on Small Satellite Systems and Services. Annecy, France, June 1996; 24-28.
- [7] Michael Scharfe, Thomas Roschke, Enrico Bindl, Daniel Blonski. Design And Development of a Compact Magnetic Bearing Momentum Wheel for Micro and Small Satellites[C]. 15th Annual/USU Conference on Small Satellites, 2001: 1-9.
- [8] 吴刚,张育林,刘昆,等,永磁电磁轴承的磁路设计方法[J]. 轴承,2004(3):4-7.
- [9] 吴刚,张育林,刘昆等. 利用 ANSYS 软件进行磁悬浮动量轮的磁场设计[J]. 机械设计与制造,2004(2):12-14.
- [10] 吴刚,张育林,刘昆等. 混合磁悬浮动量轮磁路结构优化设计[J]. 中国机械工程,2004,(15),增刊:42-44.
- [11] 吴刚,张育林,刘昆,等,磁悬浮轴承变结构控制研究[C]. 2004年系统仿真及其应用学术年会论文集,合肥:中国科学技术大学出版社,2004,8:673-678.

一种新的模型参考自适应控制律 及其在磁悬浮动量轮上的应用 *

吴刚, 刘昆, 张育林, 管于球, 肖凯

(国防科技大学航天与材料工程学院空间技术研究所, 湖南长沙 410073)

摘要: 研究了反馈控制系统的模型参考自适应控制, 采用基于局部参数最优化的 MIT 律方法设计了一种新的自适应律, 该自适应律仅调节控制器参数, 以补偿动态系统的扰动, 较传统的 MIT 律的自适应控制方法有更广泛的应用性。将这种自适应控制方法应用到磁悬浮动量轮的控制中, 实现了磁悬浮动量轮的模型参考自适应 PID 控制, 控制性能优于传统的 PID 控制器。该方法可以用于一般的反馈控制系统, 易于工程实现。

关键词: 反馈系统; 模型参考自适应控制; MIT 律; 磁悬浮动量轮

A New Model Reference Adaptive Control Law and Its Application in Magnetic Suspended Momentum Wheel

Wu Gang, Liu Kun, Zhang Yulin, Guan Yuqiu, Xiao Kai

(College of Aerospace and Material Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Aimed at the model reference adaptive control (MRAC) of feedback control system, a new adaptive control law based on the local parameters optimization was proposed. The adaptive control law only adjusted the parameters of controller to compensate disturb of dynamic system, which was more practical than traditional MIT law. With the control method on the magnetic suspended momentum wheel, the MRAC PID controller was designed, which performance is better than PID controller. The new adaptive control law can apply to general feedback control system and is carried out in engineering conveniently.

Key words: feedback control system; MRAC; MIT law; magnetic suspended momentum wheel

0 引言

反馈控制是一种典型的控制系统综合方

法, 对于调节系统, 可以采用多种形式的控制器实现系统的稳定, 具有一定的稳定裕度。但对于被控对象由于系统参数时变对控制性能的影响

* 基金项目: “十五”国防预研资助项目(41320050301)。

响，一般的控制器在参数整定后，不具有主动的抑制作用。因此为保证整个控制过程中系统性能的一致，就需要不断对控制器参数进行调节。采用自适应控制方法，能根据参考模型与可调系统的输出误差自动调整控制器参数，有良好的控制性能。相比一般的固定参数控制器，可以有效抑制系统参数变化与扰动影响，获得更优的控制效果。本文针对典型的输出反馈控制结构，设计了新的参考模型自适应控制方法，该方法可以推广到一般的输出反馈结构系统，具有广泛的实用性。并将其应用到磁悬浮动量轮的控制上，获得了较好的控制效果。

1 反馈控制系统的局部参数最优自适应律

局部参数最优化方法是一种较早的模型参考自适应控制设计方法，通常称为 MIT 律自适应控制。它通过构造广义误差和可调参数组成的目标函数，用参数最优化方法使这个目标函数最小从而确定可调参数的变化规律。一般的文献提到两种系统的设计方法，但均存在一些不足^[1-2]。仅具有可调增益的 MIT 律易于实现，但应用面较窄；具有多个可调参数系统的 MIT 律可以实现任意系统的自适应控制，但由于其自适应过程中需要调节被控对象本身的参数，增加了该方法实际应用的难度。本文从一类常用的输出反馈控制系统一般意义上的最优参数设计出发，推导了仅需改变控制器参数的自适应律，此方法具有通用性，无需调整被控对象参数，易于工程实现。

图 1 为一种典型输出反馈控制结构的可调系统，传感器环节置于反馈回路上，控制器环节与被控系统串联。利用局部参数最优化方法设计参考模型自适应控制，主要是通过输出误差修正可调系统控制器参数，以补偿被控对象系统参数时变引发的控制性能下降的问题。

闭环可调系统的传递函数为： $G = \frac{G_c G_0}{1 + G_c G_c G_0}$ 。可调系统的可调参数为控制器 G_c 的参数。

参考模型可取为 $G_m = \frac{G_c G_0}{1 + G_c G_c G_0} \Big|_{t_0}$ 该

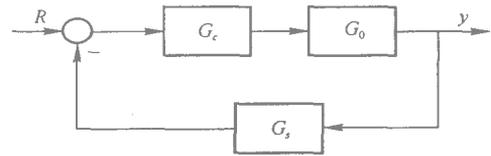


图 1 典型输出反馈控制结构的可调系统

参考模型可以利用常规的反馈控制设计方法得到，要求有较好的控制性能。

被控对象 G_0 中存在参数时变，通过调整控制器的参数来保证较好的控制效果。输出误差定义为参考模型输出与可调系统输出之差：

$$e = y_m - y$$

系统性能目标函数取为 $J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^t e^2(t, K) dt$ ， K 为可调系统中控制器的可变参数列。当 $J \rightarrow 0$ 时，有 $e \rightarrow 0$ ，可调系统就与参考模型输出无差。

另设 K^* 为 K 的最优值， k_i^* 为 k_i 的最优值， k_i^* 为 K^* 列中的第 i 个参数， k_i 为 K 列中的第 i 个参数。参考模型自适应控制系统方案如图 2，根据输出误差等确定的自适应律作用于可调系统的控制器环节，修正控制器参数。

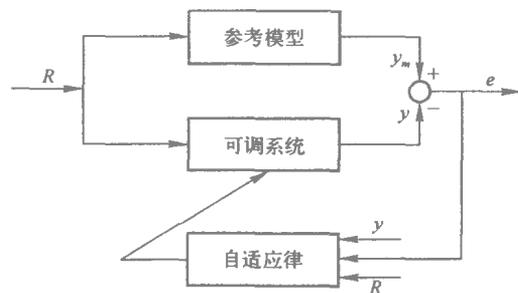


图 2 参考模型自适应控制系统

用最速下降法寻优，有 $k_i(e, t) = k_i(t_0) - K_1 \frac{\partial J(K, t)}{\partial k_i}$ ， K_1 为步长。

$$\text{因此有 } k_i(e, t) = -K_1 e \frac{\partial e}{\partial k_i};$$

$$\text{又有 } -\frac{\partial e}{\partial k_i} = \frac{\partial y}{\partial k_i} = L^{-1} \left(\frac{\partial (G \cdot R)}{\partial k_i} \right) =$$

$$L^{-1} \left(R \frac{\partial \left(\frac{G_c G_0}{1 + G_c G_c G_0} \right)}{\partial k_i} \right) = L^{-1} \left(\frac{R G_0}{(1 + G_c G_c G_0)^2} \frac{\partial G_c}{\partial k_i} \right);$$

L^{-1} 表示 Laplace 反变换。构造一个新的系统 G_i 其传递函数为： $G_i = \frac{G_0}{(1 + G_i G_c G_0)^2} \frac{\partial G_c}{\partial k_i}$ 。下标 i 表示相对于控制器的第 i 个可调参数构造的新系统。

可以看出，可调系统对控制器参数的灵敏度函数就等于新系统 G_i 在 R 输入下的时域输出 y_i 。当输出误差为零时，说明控制器参数自适应过程完成。

由此得到参数自适应律为： $\dot{k}_i(e, t) = K_1 e y_i$ 。

积分上式得控制器参数为： $k_i(e, t) = \int_0^t K_1 e y_i dt + k_{i0}$ 。

从以上分析可以看出，该参数自适应律保证输出无差，是通过调节控制器参数来消除被控对象参数变化对输出的影响，与一般自适应控制的不同在于该自适应控制仅通过输入输出调整控制器参数，达到输出无差，无需可调系统参数与参考模型参数一致，因而对控制系统设计的限制小。

自适应控制系统的设计可分为两个部分：内环控制器设计和外环控制器的参数自适应律设计。首先根据常规控制综合方法设计可调系统，确定内环控制器；然后确定自适应控制的参考模型，以输出误差最小原则设计控制器的自适应律，修正可调系统控制器的参数，实现系统扰动下的无差控制。

2 磁悬浮动量轮 PID 自适应律设计

磁悬浮动量轮是利用磁悬浮轴承替代滚珠轴承的一种新型空间飞行器姿态控制动量轮形式，由于轴与轴承无接触，消除了机械摩擦，因此无需润滑系统，功耗低，可超高速运转，对各种恶劣环境有很好的适应性。同时可对转子进行主动振动控制，能够有效地抑制转子的不平衡振动，因此无振动污染，性能优良。为了提高磁悬浮动量轮姿态控制的精度，必须保证磁悬浮动量轮自身高精度的稳定悬浮。由于磁轴承系统中的磁力具有较强的非线性，而线性化模型存在一定的近似性。同时由于磁轴承间距很

小，一般在 1 mm 以下，对控制系统性能要求较高，特别是在一些高精度的应用场合。而目前磁轴承系统的控制一般采用 PID 模拟控制系统的稳定性和动态特性难以同时得到保证，因此，磁悬浮轴承的控制技术是实现磁悬浮动量轮高性能稳定悬浮的一项关键技术，除了优化设计和完善系统运动模型外，应用先进控制方法对系统进行研究，改进控制性能，是很有实际意义的工作。针对常用的 PID 控制的不足，根据上述的方法，本文采用模型参考自适应 PID 控制，实现磁悬浮动量轮线性模型基础上的高精度和强鲁棒性控制，提高了系统性能。

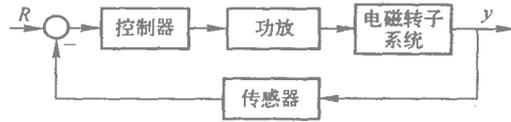


图 3 磁悬浮动量轮控制系统

模型参考自适应 PID 控制通过主动调整控制器参数，来消除由于系统参数自身变化或外界扰动引起的控制性能下降问题，有很强的实用意义。

控制器为 PID 控制器： $G_c = k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s$

功放可视为一阶系统： $G_a = \frac{k_a}{1 + T_a s}$

磁悬浮动量轮转子系统： $G_0 = \frac{-k_i}{ms^2 - k_x}$

传感器可视为比例系统： $G_s = k_s$

该系统比图 1 所示的系统主回路上多了一个功放环节，闭环可调系统的传递函数为：

$$G = \frac{G_c G_a G_0}{1 + G_s G_c G_a G_0} = \frac{[-k_i k_a (k_d s^2 + k_p s + k_i)]}{[T_a m s^4 + m s^3 - (T_a k_x + k_i k_a k_d k_s) s^2 - (k_x + k_i k_a k_p k_s) s - k_i k_a k_i k_s]}$$

该系统中由于力位移系数和力电流系数是在平衡位置线性化得到的，具有一定的不确定性，同时在控制过程中发生大位移时，系数也会有较大变化。这都将造成控制性能下降的问题，采用自适应控制可以较好的提高控制性能。

$$\text{令 } G_i = \frac{G_c G_0}{(1 + G_s G_c G_a G_0)^2} \frac{\partial G_c}{\partial k_i} \text{ 则有 } \frac{\partial y}{\partial k_i} =$$

y_i ，因而参数自适应律可写为： $\dot{k}_i(e,t) = K_1 e y_i$

对其进行上述自适应控制方法的研究。

3 磁悬浮动量轮控制及分析

根据动量轮结构参数，通过计算和测量得到各环节初始系统参数^[3]。

以实验室设计的两轴型磁悬浮动量轮为例，

表 1 控制系统参数

各环节系统参数	K_x (N/m)	K_i (N/m)	K_a (A/V)	T_a (s)	K_f (V/m)	m (kg)
数值	6.5×10^5	180	0.4	2×10^{-3}	5×10^3	4.2

列写系统各环节的传递函数：

$$\text{功放为一阶系统: } G_a = \frac{0.4}{1 + 2 \times 10^{-3} s}$$

$$\text{电磁轴承转子系统: } G_0 = \frac{-180}{4.2 s^2 - 6.5 \times 10^5}$$

$$\text{传感器可视为比例系统: } G_f = 5 \times 10^3$$

PID 控制器的初始参数为： $G_c = k_i +$

$$k_{in} \frac{1}{s} + k_{ds} = -5 - 300 \frac{1}{s} - 0.03 s$$

$$\text{令 } G_i = \frac{G_a G_0}{(1 + G_f G_c G_a G_0)^2} \frac{\partial G_c}{\partial k_i}$$

$$\dot{k}_i(e,t) = K_1 e y_i$$

$$\text{控制器参数取为: } k_i(e,t) = \int_0^t K_1 e y_i dt + k_{i0}$$

在上述参数的条件下，系统阶跃响应如图 4 所示。假设由于线性化的误差等原因，实际

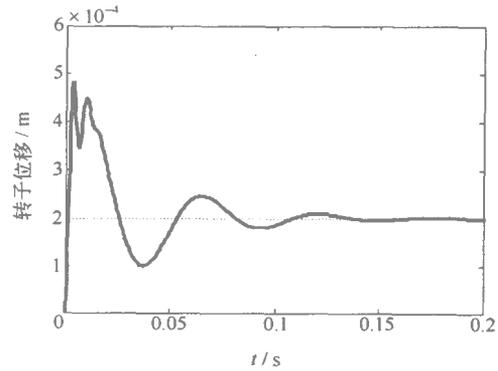


图 5 2倍 K_x 时 PID 控制器下的系统闭环阶跃响应

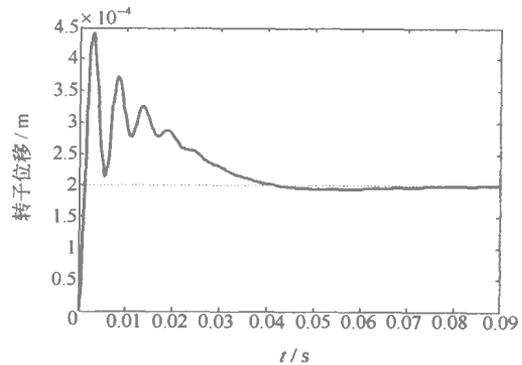


图 6 2倍 K_x 时自适应控制器下的系统闭环阶跃响应

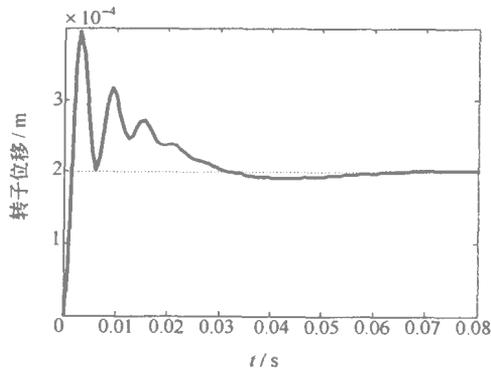


图 4 PID 控制器下的系统闭环阶跃响应

磁轴承系统的力位移系数为上述计算值的两倍，因而在控制器参数不变的情况下，系统特性明显变差，如图 5 所示。而采用本文的自适应控制方法，则能够在在线的改变控制器参数，获得较好的控制效果。仿真结果如图 6 示。

参考文献：

- [1] 李清泉 编著 自适应控制系统理论、设计与应用[M]. 北京：科学出版社，1990，3：158-163.
- [2] 李清泉 译. 自适应控制 [M]. 北京：科学出版社，1992，5：69-81.
- [3] 吴刚，张育林，刘昆，等. 磁悬浮轴承变结构控制研究 [C]. 2004 年系统仿真及其应用学术年会论文集，合肥：中国科学技术大学出版社，2004，8：673-678.

DSP 在 HTR-10GT 电磁轴承-转子 实验装置中的应用

禹欢, 石磊, 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: 10兆瓦高温气冷堆氦气透平直接循环发电(HTR-10GT)工程,是由清华大学核能与新能源技术研究院承担的国家“863”计划“十五”重点项目之一。由于电磁轴承相对于传统轴承的优势,该工程中的发电机转子和透平压缩机转子的支承均选用电磁轴承。考虑到控制系统的可靠性,同时为满足高速实时处理的要求,HTR-10GT电磁轴承-转子实验装置中的控制器采用了TI公司的浮点型DSP产品TMS320VC33。利用Matlab的仿真功能设计PID控制器并对其模型进行离散化,然后通过上位机进行控制程序的开发,并将其写入到DSP中。通过一系列的试验和调试,已成功地实现了5自由度悬浮,并在连续试验运行中验证了系统的性能。

关键词: 高温气冷堆;电磁轴承;DSP;控制器

Application of DSP in Active Magnetic Bearing-Rotor Test Rig Control for the HTR-10GT

Yu Huan, Shi Lei, Zhao Lei, Yu Suyuan

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

Abstract: The HTR-10GT is designed by the Institute of Nuclear and New Energy Technology (INET) of Tsinghua University in China to study the 10MW high temperature gas-cooled test modular reactor coupled with direct gas-turbine cycle. In this project, active magnetic bearing (AMB) is exclusively chosen to support the turbomachine rotors in the power conversion unit because of its numerous advantages over the conventional bearing.

In order to achieve better performance and dependability and to meet the requirement of high-speed and real-time processing, a DSP based digital controller, TI floating-point DSP product TMS320VC33 is selected to construct the control system in the Active Magnetic Bearing-Rotor Test Rig. A kind of PID controller is designed and discretized by the help of MATLAB simulation. The control program is written into the DSP controller through the host computer. After a series of experiment and debugging, we have successfully realized the five-degrees-of-freedom suspending, and have proved the performance of the AMB system via experiments.

Key words: High temperature gas-cooled reactor; AMB; DSP; controller

0 引言

10兆瓦高温气冷堆氦气透平直接循环发电(HTR-10GT)工程是由清华大学核能与新能源技术研究院承担的国家“863”计划“十五”重点项目之一。其主要目的是研究并展示氦气透平循环发电技术,特别是与反应堆一回路相结合的集成技术,并且验证这些技术适用于将来的大型商用堆电站^[1]。由于电磁轴承相对于常规轴承具有无接触、无摩擦、无需润滑、高转速以及高精度^[2]等优点,HTR-10GT的发电机转子和透平压缩机转子均选用电磁轴承进行支

承。

电磁轴承系统的动态特性例如刚度、阻尼和稳定性等,均取决于所采用控制器的控制算法^[3]。虽然模拟控制器在某些工业领域应用很广并且控制效果也不错,但存在参数调整不便、硬件结构难以改动以及难以实现高级控制算法(如非线性控制、模糊控制)等不足。而数字控制器则具有更好的稳定性、抗干扰性并且易于实现复杂的控制算法^[4]。基于以上原因,HTR-10GT工程的电磁轴承系统决定采用数字控制器。

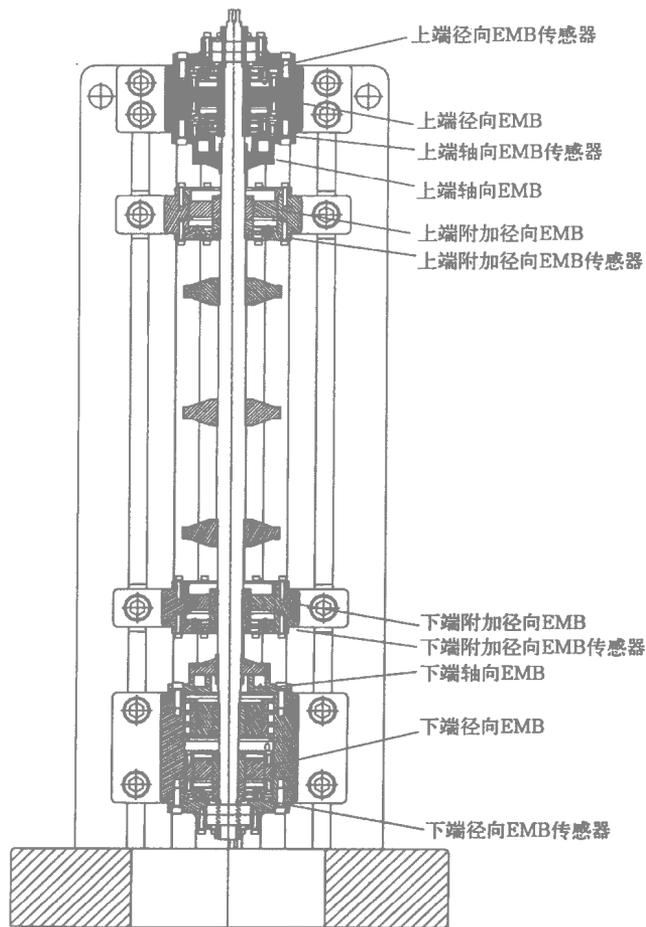


图1 AMB-M示意图

现有的数字控制器主要分为三大类:基于CPU的数字控制器、基于单片机的数字控制器

和基于DSP的数字控制器^[5]。由于HTR-10GT的透平压缩机最高工作转速为300Hz,

并且需过二阶弯曲临界转速,控制系统的典型采样率为 10 kHz,所以控制器必须能够快速及时地处理采样数据。基于单片机的数字控制器在高速数据处理方面显得力不从心,而基于 CPU 的数字控制器虽然能够满足高速数据处理的要求,但在稳定性和可靠性方面却不如基于 DSP 的数字控制器^[6]。因此,HTR-10GT 电磁轴承采用基于 DSP 的数字信号处理器。

在电磁轴承控制算法中,为了得到更高的精度,简化编程,大量采用了浮点运算。因此选用了 TI 公司的 TMS320VC33 浮点型 DSP。该 DSP 板上集成了许多外围设备,简化了控制器的硬件设计。此外,DSP 采用 C 语言和汇编语言进行编程,并且带有配套的硬件仿真器,可以有效地缩短开发周期。

1 系统结构

HTR-10GT 电磁轴承—转子实验装置(以下简称 AMB-M 实验装置)是根据相似理论对 HTR-10GT 的透平压缩机转子及电磁轴承按一定比例进行缩小的实验装置,主要用于过二阶弯曲临界转速的控制设计、承载力、保护轴承等相关试验^[7]。其结构如图 1 所示,整个实验装置共有四组径向电磁铁和四组径向传感器,目前控制只用了其中两组,其余两组用于过二阶弯曲临界转速的控制研究。

AMB-M 实验装置的控制系统的结构如图 2 所示,整个控制回路由实验装置、传感器、传感器调理环节、控制器、功放和电磁铁组成:传感器首先检测到实验装置转子在其方向上的位移,并将位移信号转换成电信号输出,经传感器调理环节变换后,转换成与控制器匹配的电压信号;该电压信号输入到控制器进行运算,得到控制器输出,再经过功放后,得到最终给电磁铁的电流,由电流控制电磁力的大小,由此调节转子的位移。此外,控制器输入端和输出端的信号会同时引出给上位机,由监测系统对控制系统的运行情况进行监测。AMB-M 实验装置及其控制系统的各项参数如表 1 所示。

2 控制设计和仿真

AMB-M 的控制系统设计方法如下:

1)首先,不考虑该实验装置的 5 个自由度

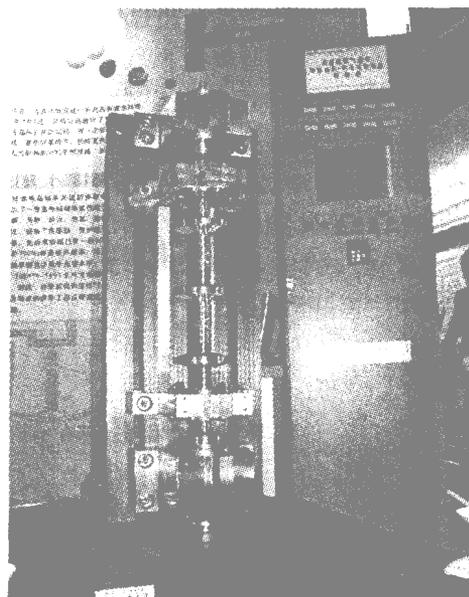


图 2 AMB-M 控制系统

之间的耦合,按各个自由度单独进行分散 PID 控制。径向 4 个自由度的参数基本一致,可只对一个径向自由度进行设计,其他径向自由度的控制参数参照该径向自由度的控制参数进行调整即可。

2)然后根据悬浮实验结果,在上面的 PID 控制基础上进行参数调整;同时考虑到各弯曲模态可能被激发,利用监测系统进行分析,在适当频率范围内加上相位补偿以抑制被激发的模态,并对高阶模态进行陷波处理。

3)在获得比较好的悬浮和运转效果后,利用频谱分析仪或辨识系统进行控制系统的参数辨识,以评价控制性能,获得系统各环节的数学模型。

4)利用辨识得到的系统模型,可以采用目前各种现代控制和鲁棒控制方法,进行优化控制器设计,以获得最优控制效果。

5)在优化控制系统上,对一、二阶弯曲模态处进行动平衡,减小不平衡力对系统的影响,使得过弯曲临界转速的振幅尽量小。

6)最后进行过二阶弯曲临界的实验,并在实验过程中可进行步骤 3~6 反复优化调整,为将来的实际 HTR-10GT 系统积累经验,建立一套完善的从建模、仿真、辨识、动平衡、试验等

一套完整的控制系统设计调试方法。

由于 AMB-M 实验装置刚建立起来，目前只完成了上面所介绍的控制系统设计步骤 1、

2，后面的辨识和优化控制设计将按计划于 2005 年底左右进行。因此，本论文只重点介绍分散 PID 控制和悬浮运转试验。

表 1 AMB-M 参数

	名称	类别	参数
控制系统	DSP	TMS320VC33	32 位浮点型 DSP, 频率: 150MFLOPS 5 路 AD, 转换速率: 125 kps 10 路 DA, 转换速率: 100 kps
	传感器	差动电感型	轴向: 10 V/mm 径向: 25 V/mm
	功率放大器	开关型	增益: 0.4 A/V, 输出功率: 4.5 kVA
	线圈绕组	线圈	轴向: 电感: 50 mH, 电流: 0~6A DC 径向: 电感: 5 mH, 电流: 0~6A DC
AMB-M 实验装置	转子长度		1.053 m
	转子重量		15.6 kg
	轴向最大承载力		492 N
	转速		24 000 rpm
	一/二/三阶弯曲临界频率		125 / 300 / 570 Hz
	最大转速		24 000 rpm
	轴向气隙		0.5 mm
	径向气隙		0.2 mm

根据 AMB-M 实验装置的结构，分别对轴向和径向轴承进行建模。然后将实验装置各参数代入模型，轴向刚度和径向刚度的设计值取 $k_0 = 1.0 \times 10^5 \text{ N/m}$ ，阻尼比取 $\theta_0 = 0.707$ 利用 Matlab 进行 PID 控制器的仿真设计，可得出轴向和径向控制器的控制参数。这时轴向和径向轴承控制系统的阶跃响应曲线分别如图 3 和图 4 所示，可以看出控制器的参数符合要求。

PID 算法为一阶惯性环节近似积分的 PID 采用 Tustin 变换进行离散化^[8]。陷波环节采用切比雪夫二型带阻滤波器，利用 Matlab 中的 cheby2 函数生成所需的滤波器参数：

$[b, a] = \text{chebyZ}(N, R[2W_1/T, 2W_2/T], 'stop')$

相位补偿环节的目的在于提高系统的阻尼，其数学模型为一个零极点对环节：

$$\frac{s^2 + b_1s + c_1}{s^2 + b_2s + c_2}$$

控制程序的总体流程如图 5 所示：主程序

启动后首先进行参数初始化，开启控制中断，然后等待中断信号，进入控制中断程序；每进一次控制中断程序，程序会先进行 AD 转换，读入数据，然后进行 PID 运算和陷波、相位补偿，最后进行 DA 转换，输出数据。中断程序结束后会返回到主程序等待下次中断。

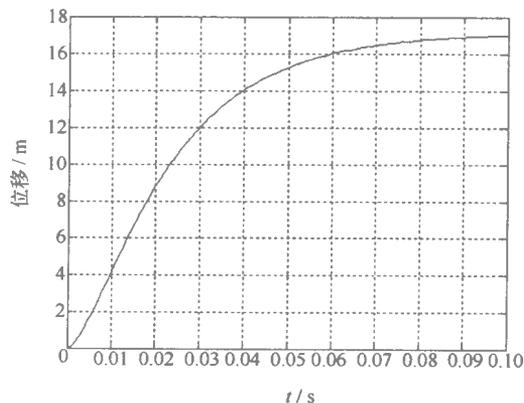


图 3 轴向控制系统阶跃响应

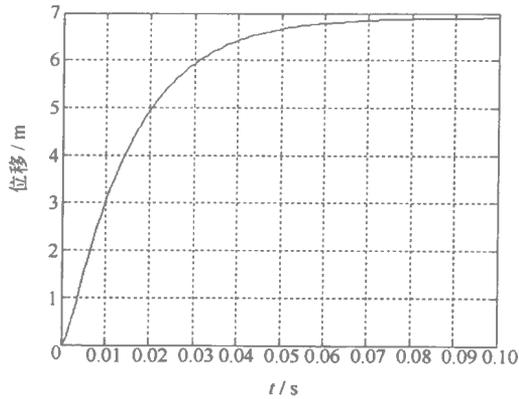


图 4 径向控制系统阶跃响应

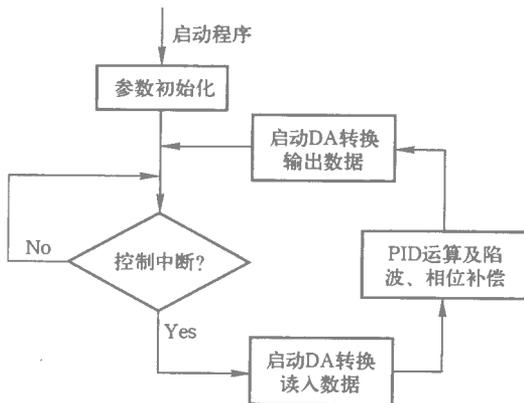


图 5 控制程序流程图

3 实验与结论

根据设计出来的 PID 控制器参数，利用上位机通过仿真器开发和调试控制程序。调试步骤如下：

1)对轴向轴承单独加上 PID 控制，经过 PID 参数的调节，可以实现轴向单自由度稳定悬浮。

2)轴向悬浮，对两个上径向轴承加上 PID 控制，通过参数的调节，可实现轴向和上径向 3 个自由度的稳定悬浮。

3)轴向和上径向悬浮，对两个下径向轴承加上 PID 控制，通过参数的调节，可实现轴向、上径向两个方向和下径向中任一个方向共 4 个自由度的稳定悬浮；但是当 5 个自由度全部加上 PID 控制时，系统的模态被激发了出来，所以不能稳定悬浮。

4)利用监测系统在线监测，对激发出来的模态频率进行分析，设计相应的相位补偿和陷波环节 可实现 5 个自由度的悬浮。

5)控制程序调试完毕后，利用仿真器将其写入到控制器中 实现 DSP 的脱机独立运行。

目前我们已经成功地实现了 AMB-M 实验装置的 5 个自由度悬浮和运转，图 6 是在线监测动态图。控制精度达到 $1\ \mu\text{m}$ 现场噪声和振动很小 已每天 10 h 连续运转 12 天 整个控制系统得到了充分考验。

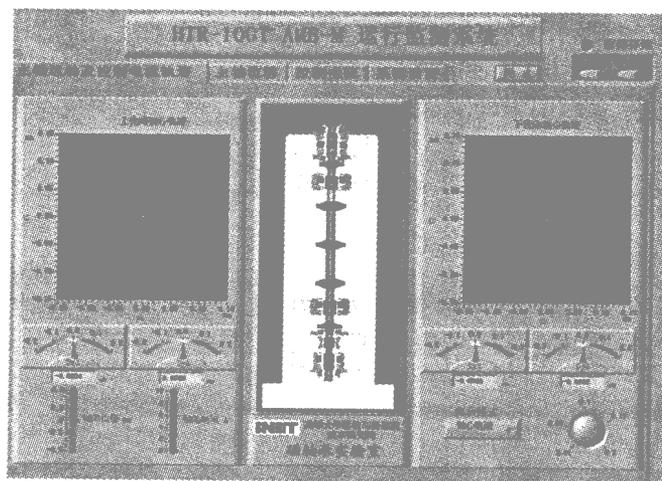


图 6 AMB-M 在线监测动态图

由以上实验结果可知：

1) 对于柔性转子，由于激发出来的系统模态影响，单靠 PID 控制不能稳定悬浮，需要对其加入相位补偿和陷波环节。

2) 通过系统的连续运行实验，验证了系统的可靠性，进而验证了电磁轴承采用 DSP 控制器方案的可行性。

3) 实现了 AMB-M 实验装置的 5 自由度悬浮和运转，为下一步的轴承特性相关试验、辨识和优化控制系统设计奠定了基础。

参考文献：

- [1] 清华大学核能技术设计研究院. 10 兆瓦高温气冷实验堆氦气透平直接循环实验装置初步设计概要报告. 清华大学核能技术设计研究院, 2002.
- [2] Schweiter G. Applications of Magnetic Bearing. The First International Symposium on Magnetic Bearings. ETH Zurich, 1988.
- [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. 北京: 新时代出版社, 1997.
- [4] 贝特曼, 佩特森·斯蒂芬斯. DSP 算法、应用与设计. 北京: 机械工业出版社. 2003.
- [5] 赵红怡. DSP 技术与应用实例. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [6] 韩安太 刘崎飞 黄海. DSP 控制器原理及其在运动控制系统中的应用. 北京: 清华大学出版社. 2003.
- [7] Shi L, Yang G, et al. Preliminary design of the power conversion unit with direct gas-turbine cycle for the HTR-10. ICONE11. Tokyo, Japan, April 20-23, 2003.
- [8] 王锦标. 计算机控制系统. 北京: 清华大学出版社. 2004.

电磁轴承支承下挠性转子超临界研究

谷会东¹, 赵雷², 于溯源², 赵鸿宾¹

(1. 清华大学工程物理系, 北京 100084;
2. 清华大学核能技术研究设计院, 北京 100084)

摘要: 为了积累高温气冷堆中氦气透平转子在电磁轴承支承下过两个挠性临界转速的经验, 本文以试验模型 AMB-P 系统为例, 介绍系统模态分析、系统辨识和控制器。实验结果表明, 转子可以顺利超越两个挠性临界转速, 并且可停留在临界转速处稳定旋转, 解决了氦气透平转子过临界转速的理论研究问题, 具有重要的工程意义。

关键词: 电磁轴承; 模态分析; 转子动平衡; 临界转速

Investigations of the Rotor Passing Through the Critical Speeds Supported by Active Magnetic Bearing

Gu Huidong¹, Zhao Lei², Yu Suyuan², Zhao Hongbin¹

(1. Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China;
2. INET, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In order to accumulate the experience of the helium rotor supported by active magnetic bearing (AMB) passing through the critical speeds, which is in high temperature air cooled reactor, a test rig named AMB-P is built up. It carries out some system modal analysis, system identification and controller design. In the actual experiment, the rotor can not only pass through the two flexible critical speeds, but also run at the critical speed stably. It solves the theory research problem how the rotor passes through the critical speeds. It is very meaningful for this project.

Key words: active magnetic bearing; modal analysis; rotor dynamic balance; critical speed

1 电磁轴承工作原理

电磁轴承 (Active Magnetic Bearing, 简称 AMB), 是一种典型的机电一体化产品。它通常利用电磁铁线圈中的电流产生不接触的可控电磁力来控制转子在空间中的位移。电磁轴承

—转子系统主要由机械部件结合电子元器件和控制系统等主要部分构成, 其研究领域涉及到机械工程、转子动力学、电磁学、电子学、控制理论和计算机科学等众多学科^[1]。电磁轴承—转子系统的结构如图 1 所示。

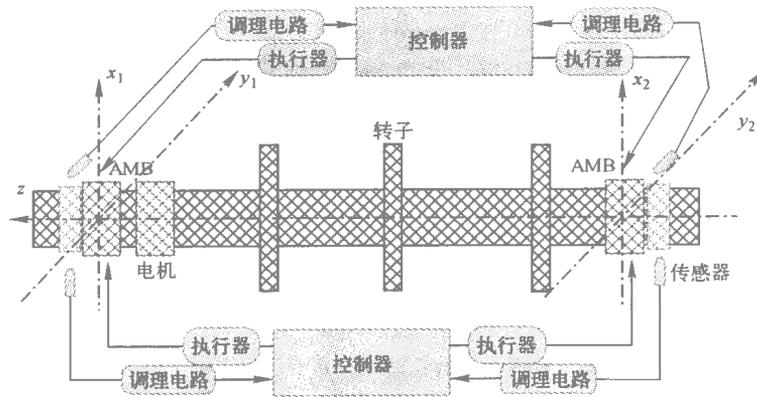


图 1 电磁轴承-转子系统结构图

由于电磁轴承-转子系统具有负刚度是开环不稳定系统，转子必须在闭环的方式下才能够正常稳定的工作。从电磁轴承-转子系统的工作过程和基本原理可以看出，由于电磁轴承主要利用不接触的可控电磁力控制转子的位移，具有以下优点^[2-3]：

- (1) 不接触、无须润滑以及无磨损等特点；
- (2) 转子转速可以达到材料和结构允许的极限转速；
- (3) 由于没有磨损、功耗低，使得系统运行费用低，维护费用少、寿命长；
- (4) 通过控制器的设计，可有效抑制外界干扰和系统振动；
- (5) 通过观测系统的运行状态，便于提高系统的稳定性和安全性。

为了积累氦气透平转子在电磁轴承支承下过挠性临界转速的经验，根据动力相似理论设计了氦气透平转子系统试验模型 AMB-P 系统。

2 模态分析

由于电磁轴承-转子系统是一个弹性系统，具有无穷多个自由度。在分析系统特性的时候没有必要对所有的模态进行分析，而只需分析对系统动态性能影响比较大的几个主要模态即可。根据质量离散化方法，对于电磁轴承转子这种阶梯轴段，可以简化为图 2 下面的集总模型形式，即质量以及转动惯量集总到左右

两端的刚性薄圆盘（有质量但没有厚度），而轴段本身则简化为没有质量的等截面弹性轴^[4]。

其中， L_i 为集总轴段的总长， $\mu_k, j_{pk}, j_{dk}, l_k, a_k (k=1, 2, \dots, s)$ 为第 k 个轴段单位长的质量、极转动惯量、赤道转动惯量、长度和相应质心到左端截面的距离。根据相邻节点之间受力和变形关系，可得：

$$M_R \ddot{Y}_R + \Omega G_R \dot{Y}_R + K_R Y_R = P_R, y = C \Phi Y_R \quad (1)$$

其中， φ_i 和 ω_i 分别为系统第 i 阶的特征振型和特征频率。 Φ 为模态转换矩阵， M_R, G_R, K_R, P_R 和 Y_R 分别为模态截断的质量矩阵、陀螺效应矩阵、刚度矩阵、模态所受外力和模态坐标。为了便于控制器设计和系统性能分析，采用状态空间的表达形式为：

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + BU \\ y = CZ \end{cases} \quad (2)$$

其中状态向量、输入向量、状态矩阵和输入矩阵分别为：

$$Z = [Y_R \ \dot{Y}_R]^T, U = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_4]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M_R^{-1}K_R & -M_R^{-1}G_R \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ P_R \end{bmatrix} \quad (3)$$

根据公式 (3) 利用 Matlab 软件编写程序，可根据实际需要分析电磁轴承-转子系统的模态特性。

2.1 特征频率随支承刚度的关系

电磁轴承较普通轴承的一个明显优势就是

电磁轴承可以根据实际需要在设计的支承刚度范围内自由改变。通过分析，当同时改变电磁

轴承两端的支承刚度时，系统的特征频率随支承刚度的变化曲线如图 4 所示。

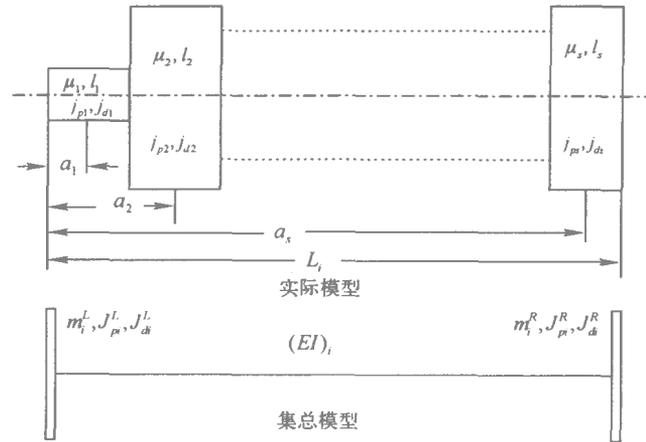


图 2 质量离散方法示意图

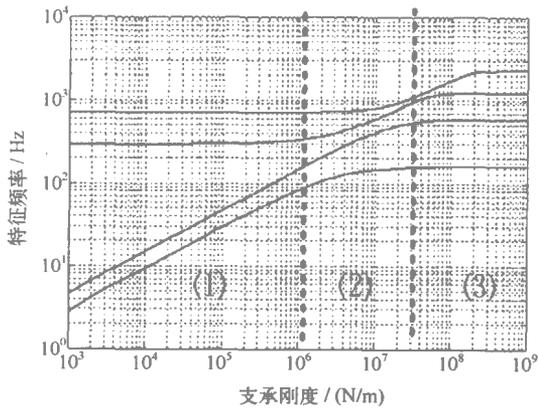


图 3 特征频率随支承刚度的变化关系

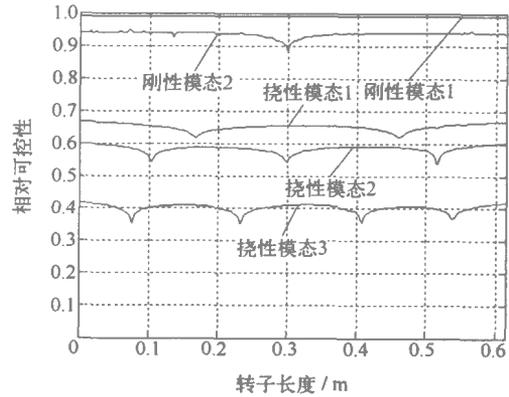


图 4 系统可控制性和电磁轴承位置关系图

根据图 3 中曲线的特性，可将 AMB-P 系统电磁轴承对转子的工作时支承刚度选为 $1 \times 10^5 \text{ N/m}$ ，即处于划分的第一部分。

2.2 系统可控和可观性分析

对于机电耦合系统来说，如果系统的机械结构没有设计好，再优越的控制器也不能弥补由此带来的对系统性能的影响。图 4 为固定一端电磁轴承的位置，从另外一端向该端移动的过程中处于各个节点时系统的可控性。

根据系统的对偶特性，系统的可观性和可控性具有相同的属性。图 5 为传感器和电磁

轴承位置不好时，系统模态振型节点和它们的位置关系。

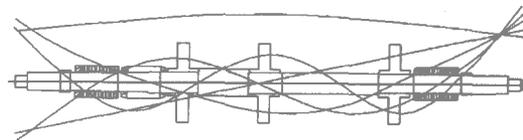


图 5 较差的一种机械结构设计

从图 5 的关系可以看出，第 2 和第 3 阶挠性模态的振动不易得到有效的抑制，因此需要

合理调节电磁轴承和传感器的位置。

2.3 陀螺效应对系统动态特性的影响

由于转子需要超越两个挠性临界转速而达到最后的工作转速，陀螺效应将使系统的特征频率发生分叉现象，对系统动态特性的影响如图 6 所示。

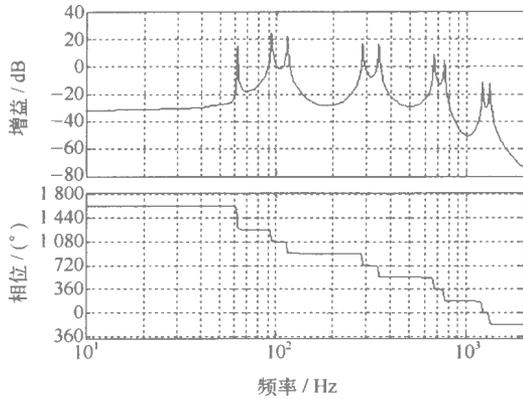


图 6 转速为 800 Hz 时系统的 Bode 图

因此，要设计能够超越两个挠性临界转速的控制器，需要对图 6 中各个模态的前向和后向特征频率的振动进行抑制。

3 鲁棒控制器设计

为了得到更加符合实际情况的电磁轴承挠性转子系统模型，采用慢正弦扫频信号激励系统，模态分析方法校正质量离散分析的理论模型^[6]。根据 H_∞ 理论，设计能够在全转速范围内都使转子稳定旋转的鲁棒控制器，系统分析结构如图 7 所示。

其中 B 和 C 为电磁轴承系统的输入输出矩阵， D 和 K 为系统的模态阻尼和模态刚度矩阵。如果不考虑加权函数 W_1, W_2 和 W_3 从 ω 到 z_1, z_2 和 z_3 的闭环传递函数分别为系统灵敏度函数 S 、输入灵敏度函数 R 和补灵敏度函数 T ，即

$$S = \frac{1}{I + GC_H}, R = \frac{C_H}{I + GC_H} = C_H S, T = \frac{GC_H}{I + GC_H} = I - S \quad (4)$$

则混合灵敏度优化问题就是设计控制器 C_H ，使得闭环系统稳定，且 $\|W_1 S, W_2 R, W_3 T\|$ 的 H_∞ 范数最小（最优）或小于某一个给定的值（次优）。根据 H_∞ 理论，可求出优化的 H_∞ 控制器，Bode 图如图 8 所示。其中，虚线为 A 端输入 A 端输出的控制器，实线为为 A 端输入 B 端输出的控制器。

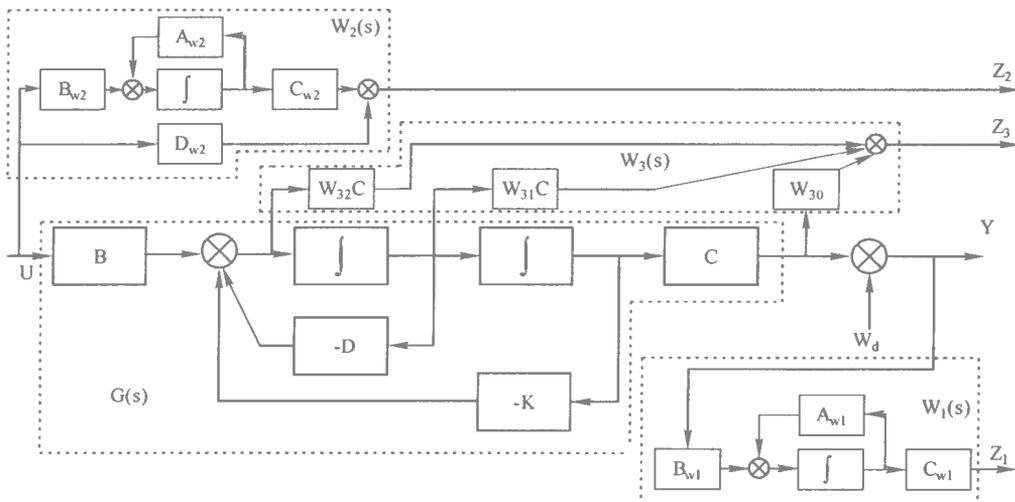


图 7 H_∞ 控制器设计的结构图

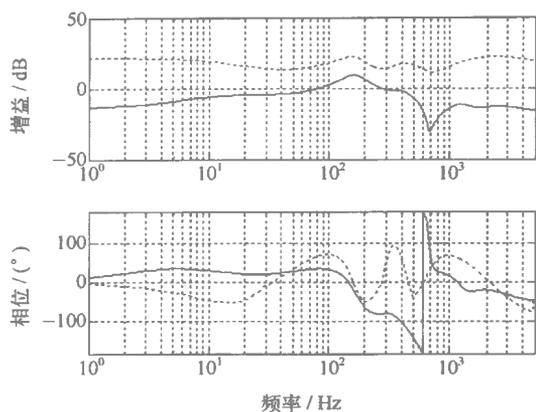


图 8 H_{∞} 控制器 Bode 图

4 高速旋转试验

在 H_{∞} 控制器作用下，为了减少同频振动的影响，采用系统本机动平衡方法，最高平衡转速为 700 Hz 依次对系统两个刚性模态和前两个挠性模态进行校正，极大降低了转子的振动，最高达 83.6%。当转子处于挠性临界转速 335 Hz 和 735 Hz 时，转子可以停留在该转速稳定旋转。图 9 为转子达到最高转速 800 Hz 时，转子两端的轴心轨迹和频域分析。

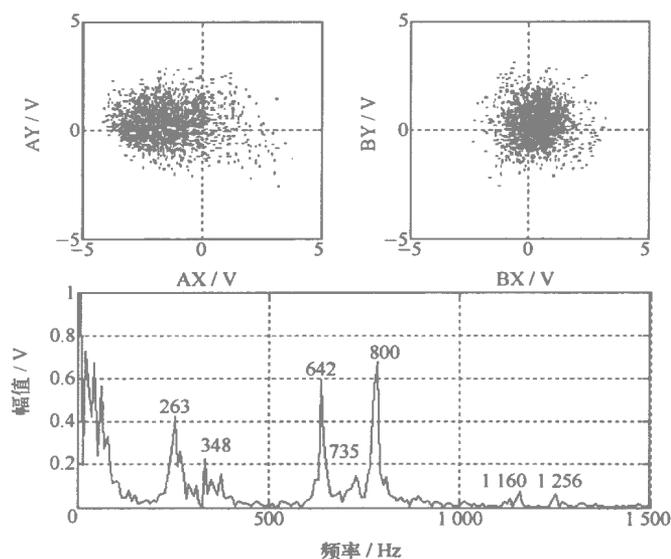


图 9 转速为 800 Hz 处时域和频域图

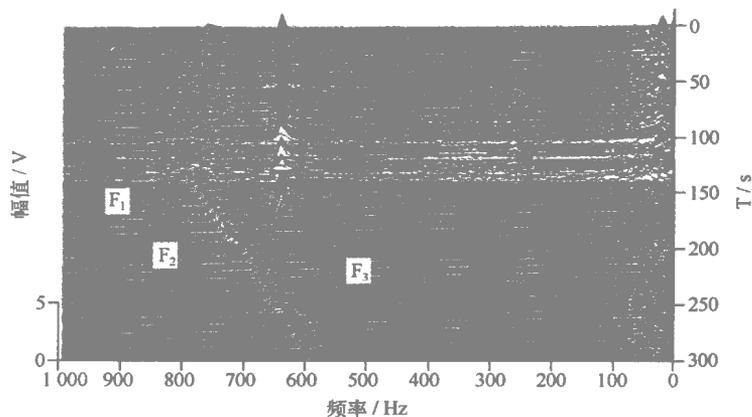


图 10 转子三维升降速幅频图

此时,转子上最大的线速度为 250 m/s 处于设计的极值情况。图 10 为转子转速临近临界转速时,部分的升降速幅频图。

其中, T 为转子运行过程中文件记录时刻, F_1 、 F_2 和 F_3 分别为转子最高转速、第 2 阶挠性模态前向和反向振动模态的频率。

5 结论

在 AMB-P 系统中,转子在 H_∞ 控制器作用下,结合系统辨识试验和本机动平衡试验,不但可以实现超越两个挠性临界转速达到最高转速 800 Hz,而且可以停留在两个挠性临界转速处稳定旋转,充分显示了电磁轴承对转子振动的有效阻尼作用,解决了高温气冷堆中氦气透平

转子过两个挠性临界转速的理论研究问题,积累了实际的运行经验,具有重要的工程意义。

参考文献:

- [1] Schweitzer G, Bleuler H, Traxler A. Active magnetic bearings-basics, properties and application of active magnetic bearings. Switzerland: ETH, 1994.
- [2] 赵鸿宾. 高技术的结晶—磁轴承. 国际学术动态, 1990, 6:86-89.
- [3] 赵鸿宾. 磁轴承研究及应用. 国际学术动态, 1989, 4: 66-68.
- [4] 李新生. 磁轴承—挠性转子过临界研究[D]. 北京 清华大学, 2005.
- [5] 谷会东 赵雷 赵鸿宾. 电磁轴承支承的挠性转子的系统辨识. 核动力工程, 2003, 10:159-162.

电磁轴承中的一种磁路分析方法

楚云凌,汪希平,唐慧,王磊,钱婧

(上海大学机电工程与自动化学院轴承研究室, 上海 200072)

摘要:以磁路的基尔霍夫定律和欧姆定律为基础,将电磁推力轴承的整体磁场模拟为等效的电路网络,选择电磁推力轴承在同向偏流输入情况下的一个工况为计算实例,通过简单的串、并联电路分析,算出整体磁场中的磁通分布和电磁力值,并用有限元法对同向偏流输入情况下的结构布置形式的电磁推力轴承系统进行磁场和承载力计算,将两个结果进行比较,得出两种分析结果相一致。确认了等效网路法对电磁轴承考虑漏磁影响的整体结构设计计算的适用性,并给出了具体的计算方法。

关键词 电磁推力轴承 磁场分析 有限元 等效电路法

An Analysis Method for Magnetic Route in Active Magnetic Bearing

Chu Yunling, Wang Xiping, Tang Hui, Wang Lei, Qian Jing

(Research Institute of Bearings, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: Based on the Kirchhoff's laws and Ohm's law, the magnetic field is analogous to an electric circuit. One working condition of magnetic flux in magnetic thrust bearing systems is selected as a calculation sample, which magnetic flux and force are calculated according to the principle of circuits with serial and parallel connections. Magnetic flux and force in magnetic thrust bearing systems are analyzed using a finite element method. Comparing these two results, it can be confirmed that the result obtained using the equivalent circuit method agrees with that of the FEM. Thus the applicability of the equivalent circuit method in designing the entire structure of magnetic bearing is verified.

Key words: magnetic thrust bearing; magnetic field analysis; FEM; equivalent circuit method

0 引言

电磁轴承(EMB)是利用电磁力将转轴无机械摩擦、无润滑地悬浮在空间,并且轴心位置可以由控制系统控制的一种新型轴承。

设计磁性器件,除选择合适的材料之外,还要求设计适合于某种用途的磁路。一般而言,磁通所占的空间区域称为磁路。根据关于磁的

高斯定律,磁通是连续的,因而,磁路应当是一个连续区域。磁路一般由铁磁材料部分(如软磁体)与非铁磁材料部分(如工作间隙、漏磁空间等部分)所组成。具有高磁导率的金属材料构成了磁通的主要路径,相当于电路中具有一定电导的导电路径。永磁铁或电磁铁励磁线圈中的电流产生一定的磁动势,相当于电路中的电势源。

然而，磁路与电路并不完全相似，其最大的区别就在于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 ，一般均在 10^4 以下。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，磁路的分析、计算应当包括铁磁材料及非铁磁材料的整个空间区域的场分析，而一般意义上的磁路分析，往往会导致难以容忍的误差。本文将介绍一种新型的在电磁轴承设计中计算磁路的方法——等效网路法磁路分析法。该方法既简便而且能与场分析的结果比较接近。

1 等效网路法计算

1.1 等效替换原则及计算方法

基于基尔霍夫第一、第二定律对于电场和磁场的普遍适用性，可以用模拟电路的方法对复杂磁路进行准确而方便的分析，通过对比将磁路等效为电路来进行计算处理，即所谓等效网路法。根据磁通路径，做出一个与电路相类似的具有几个回路的等效网路，将磁动势 NI 等效为电源电动势 E ，磁压 U_m 等效为电压 U ，磁通 Φ 等效为电流 I ，磁阻 R_m 等效为电阻 R ，然后用分析电路一样的方法来进行磁路计算。

将每一个回路分为若干段（这些段可以是铁磁材料、漏磁空间或工作间隙），每段的磁阻

都作为一个集总元件来处理。回路中的励磁线圈电流也作为集总的电源来处理。设第 i 个回路的磁通为 Φ_i ，此回路中线圈电流所提供的磁动势为 $N_i I_i$ ，第 i 个回路内 Φ_j 经过的总磁阻为 R_{ij} ，则有如下公式：

$$\sum_{j=1}^n K_{ij} R_{ij} \Phi_j = N_i I_i, K_{ij} = \begin{cases} 1 & (j = i) \\ -1 & (j \neq i) \end{cases}; \quad (1)$$

方程 1 就是回路的基尔霍夫方程。

对于整个磁路网络，则有方程组：

$$\begin{bmatrix} R_{11} & -R_{12} & \cdots & -R_{1n} \\ -R_{21} & R_{22} & \cdots & -R_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_{n1} & -R_{n2} & \cdots & R_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \vdots \\ \Phi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_1 I_1 \\ N_2 I_2 \\ \vdots \\ N_n I_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

即

$$[R][\Phi] = [NI] \quad (3)$$

由此可以解出

$$[\Phi] = [R]^{-1} \cdot [NI] \quad (4)$$

1.2 等效串联网路

对于图 1a 所示的无分支的电磁铁，可以将其等效为串联磁路模型，如图 1b 所示。其中通以电流 I 的线圈为磁动势 F 其值为 NI ，铁心磁阻 R_m 和气隙磁阻 R_0 相串联。该磁路方程为：

$$F = NI = \Phi(R_m + R_0) \quad (5)$$

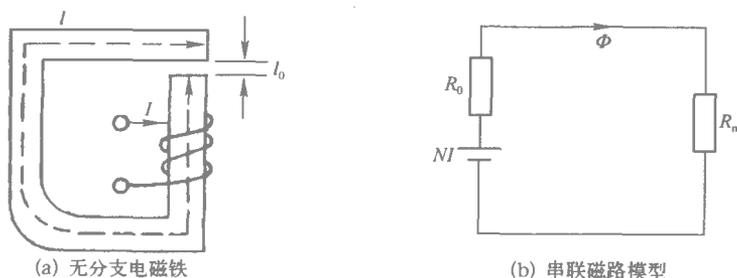


图 1 无分支电磁铁磁路

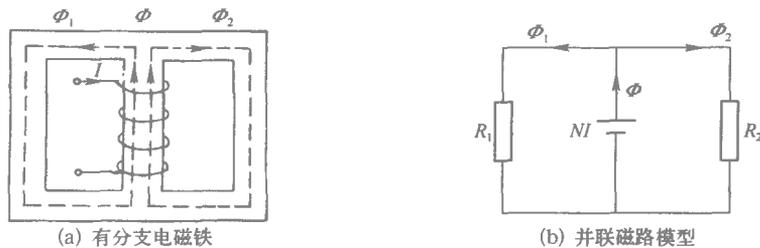


图 2 有分支电磁铁磁路

1.3 等效并联网路

对于图 2a 所示的有分支磁路的电磁铁，其等效并联磁路模型如图 2b 所示。根据磁通连续性原理有 $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$ 。因此有：

$$F = NI = \Phi / (1/R_1 + 1/R_2) = \Phi R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \quad (6)$$

式中 R_1 和 R_2 分别为磁通 Φ_1 和 Φ_2 所经磁路的磁阻。

2 电磁推力轴承的等效网路法分析

试以图 3 所示的电磁推力轴承—转子系统为例进行分析。

2.1 电磁推力轴承的等效网路

电磁推力轴承—转子系统的主要几何及物理参数假设如下：定子外径 $D_1 = 122.0$ mm，定子内径 $D_2 = 77.0$ mm，转轴外径 $D_3 = 75.0$ mm，转轴孔径 $D_4 = 14.0$ mm，推力盘厚度 $L = 10.0$ mm，工作气隙宽度 $\delta = 0.25$ mm，转轴与定子铁心气隙宽度 $t_1 = 0.25$ mm，转轴与机壳间隙宽度 $t_2 = 1.0$ mm，垫圈厚度（即推力盘与机壳间隙） $t_3 = 5$ mm，机壳厚度 $d = 10$ mm，磁极面积 $A = 1661.1$ mm²，线圈匝数 $N = 72$ ，偏流 $I = \pm 1$ A。定子铁心材料为工程纯铁，推力盘、转轴和机壳材料为 #10 钢，垫圈材料为铜。

由于篇幅所限仅选择图 3 所示的电磁推力轴承系统中的某一个工况进行等效网路法的分析计算。该工况结构布置模型为 $t_1 = 1.0$ mm，偏流输入方式为同向。根据磁力线走向的基本原理并参考类似模型的有限元分析得出的磁力线分布图，假设对应于偏流同向输入情况的计算磁路模型如图 4 所示。

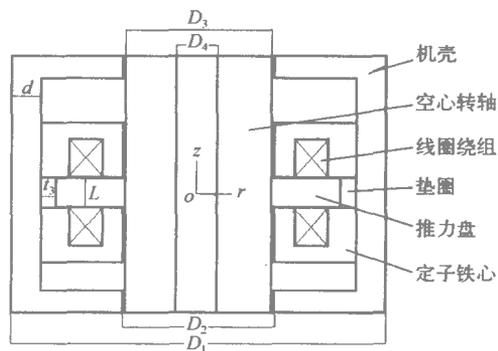


图 3 电磁推力轴承—转子系统计算模型

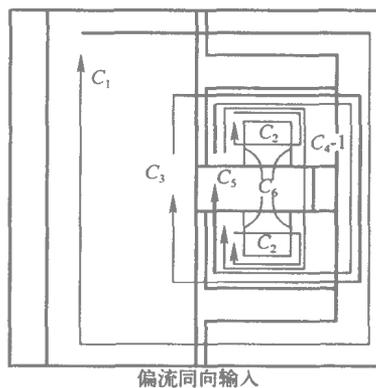


图 4 计算磁路

为了用等效网路法对电磁推力轴承—转子系统中磁通的分布规律及影响因素进行全面有效的分析，先要建立正确的等效网络。试从有限元分析得出的磁力线分布图归纳出对应于偏流同向输入情况的计算磁路走向示意图（图 4）。根据图 4 对电磁推力轴承—转子系统中各种磁路进行如下分类：通过定子铁心和内、外环工作其隙的主回路（ C_5 ）；不通过定子铁心

的全并联回路 (C1); 经过定子铁心磁轭, 串联若干个磁阻, 如绕组线圈、转轴、机壳或者空气, 再与两工作气隙并联, 对定子铁心中性面对称分布的回路 (C2、C3、C6), 称之为对称串联回路; 还有一类是指经过定子铁心和相邻的转轴或机壳, 并串联一个工作气隙, 而与另一工作气隙并联的回路 (C4-2、C4-1), 称之为交叉串并联回路。如此, 电磁推力轴承—转子系统的磁路走向即可被等效为图 5 所示的网络。其中: R_j 代表机壳回路的磁阻, R_s 代表定子铁心磁轭的磁阻, R_z 代表转轴和转轴气隙的磁阻, R_d 表示外环磁极和与外环磁极紧靠的部分机壳的磁阻。 R_{gi} 、 R_{go} 分别代表内环磁极和推力盘、外环磁极和推力盘的磁阻。 R_{gi} 、 R_{go} 分别代表内、外环工作气隙的磁阻, R_c 、 R_m 分别代表线圈绕组和工作气隙边缘的磁阻。

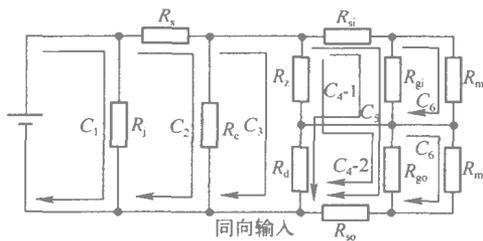


图 5 等效网路

3 磁阻计算方法

对于电磁推力轴承—转子系统磁路中的直线段 因为其磁路长度 l 截面积 S 一般均为定值, 所以它们的磁阻根据计算式 $R=l/\mu S$ 可以方便地求出。而线圈、磁轭、推力盘、转轴与定子铁心间的气隙、机壳端盖等处的磁阻, 虽然它们的磁路长度固定, 但是磁路通过的截面积是均匀变化的, 因此可考虑取其截面积的平均值代入式 $R=l/\mu S$ 进行计算, 求出阻值。

对于磁路中的曲线段, 可参考有限元分析所得出的磁力线形状和分布, 将其模拟成特定的曲线, 并设定自变量的变化范围, 然后积分求得阻值。例如, 工作气隙边缘处的空气漏磁磁力线形状近似于半圆, 可设定其磁路形状为圆心位于工作气隙中心的半圆 (图 6), 周长 $l = \pi r$ 磁路截面积 $S = 2\pi R_v dr$ 其中 R_v 采用电磁

推力轴承—转子系统回转半径的平均值, 于是磁阻的微分式 $dR_m = \pi r / (\mu_0 2\pi R_v dr)$ 对其从 r_1 至 r_2 进行积分, 可求得其总阻值。考虑到对 R_m 积分较困难, 所以先对 dR_m 的倒数进行积分, 即

$$\frac{1}{R_m} = \int_{r_1}^{r_2} \frac{\mu_0 2\pi R_v dr}{\pi r} = 2\mu_0 R_v [\ln r]_{r_1}^{r_2} \quad (7)$$

最后求得阻值 R_m 。

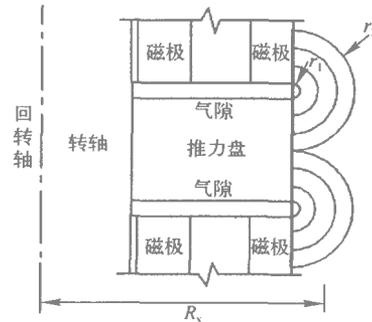


图 6 空气漏磁阻计算示意图

转轴内的漏磁磁力线形状以及外环磁极紧靠的部分机壳中的漏磁磁力线形状类似于半个椭圆, 可先根据其可能的形状设定一长、短轴比值 b/a , 按下列公式计算其半周长

$$l = \frac{\pi}{2} \left[\frac{3}{2} (a+b) - \sqrt{ab} \right] = \beta \pi a \quad (8)$$

其中 β 是与 b/a 相关的系数。 β 的选用视转轴、机壳以及电磁推力轴承本身的设计尺寸而定。偏置电流同向输入时, 计算转轴中漏磁磁阻的 β 可选用 0.8, 计算与外环磁极紧靠的部分机壳中的漏磁磁阻, β 建议取为 0.7。与求空气漏磁磁阻相类似的方法, 对磁阻的倒数进行积分求解, 进而求得阻值。在此, 可考虑将半长轴值作为积分自变量。偏流同向输入时, 积分范围为从推力盘边缘至磁轭外缘 (以推力盘中心为坐标原点)。积分表达式如下:

$$\frac{1}{R_z} = \int_{a_1}^{a_2} \frac{\mu 2\pi R_v da}{\beta \pi a} = \frac{2\mu R_v}{\beta} [\ln a]_{a_1}^{a_2} \quad (9)$$

磁动势 NI 及各部分磁阻 R 都已知, 磁路各部分的磁通, 尤其是工作磁通 Φ_e 就可以按式(4), 亦即闭合电路中电流的计算方法求解。

电磁铁通电后的电磁吸力大小, 可根据能量的转换原理推导出其计算公式:

$$F = \frac{10^7}{8\pi} \cdot \frac{\Phi^2}{S} = \frac{4\Phi^2}{S} \times 10^5 \quad (10)$$

式中： F 为电磁铁的吸力； Φ 为通过磁极铁心的总磁通量； S 为磁极与转子间气隙的有效面积。

4 计算结果

直线段磁阻计算：工作气隙磁阻 $R_{gi} = R_{go} = 0.24 \times 10^6 (1/H)$ 。内环磁极连同推力盘磁阻 $R_{ni} = 5.44 \times 10^3 (1/H)$ ；外环磁极磁阻连同推力盘磁阻 $R_{no} = 3.35 \times 10^3 (1/H)$ 。磁轭磁阻 $R_s = 4.28 \times 10^3 (1/H)$ ，其中 $S = 2\pi R_v h = 1904.12 \text{ mm}^2$ 。线圈磁阻 $R_c = 2.01 \times 10^6 (1/H)$ 。转轴气隙磁阻 $R_z' = 3.392 \times 10^5 (1/H)$ 。机壳与转轴间隙磁阻 $R_{j1} = 6.66 \times 10^5 (1/H)$ 。机壳壳身磁阻 $R_{j2} = 1.61 \times 10^4 (1/H)$ 。机壳端盖磁阻 $R_{j3} = 15.12 \times 10^3 (1/H)$ 。

曲线段磁阻计算：工作气隙边缘的空气磁阻 $R_m = 1.69 \times 10^6 (1/H)$ 。转轴内的磁力线走向为半椭圆曲线， $b/a = 0.5$ ， $l = 0.77\pi a$ ， $\beta = 0.77$ ， $R_v = 27.63 \text{ mm}$ 积分区间 a 从推力盘厚度及工作气隙宽度的一半 5.25 mm 至电磁推力轴承的全长 24.65 mm ， C_4-2 回路中的转轴磁阻： $R_z'' = 7.86 \times 10^3 (1/H)$ 。 C_1 回路的转轴磁阻变为 $R_{j4} = 92 \times 10^3 (1/H)$ 。 $R_d = 3.5 \times 10^3 (1/H)$ 。磁阻的串联：转轴和转轴气隙的总磁阻 $R_z = R_z' + R_z'' = 347.06 \times 10^3 (1/H)$ 。机壳总磁阻 $R_j = 789.2 \times 10^3 (1/H)$ 。通过内、外环工作气隙的磁通量： $\Phi_{gi} = 0.551 \times 10^{-3} (\text{Wb})$ ， $\Phi_{go} = 0.0144 \times 10^{-3} (\text{Wb})$ 最后，算出电磁力 $F_g = 73.16 (\text{N})$ 。

进行有限元计算。计算得到相应的工作磁通（通过内、外环工作气隙的磁通 Φ_{gi}' 、 Φ_{go}' ）和电磁力计算值（ F_g' ）为： $\Phi_{gi}' = 0.567 \times 10^{-3} \text{ Wb}$ ， $\Phi_{go}' = 0.0145 \times 10^{-3} \text{ Wb}$ ， $F_g' = 77.931 \times 10^{-3} \text{ Wb}$ 。

可见等效网路法与有限元法的计算结果相当接近。由此可以证明用等效网路法整体计算电磁推力轴承复杂磁路的可行性。

5 结论

以磁路的基尔霍夫定律和欧姆定律为基础，将电磁轴承的磁路模拟为等效的电路网络，参照电路分析方法，通过简单的串、并联电路分析，关于磁通分布和电磁力大小，可以得出与有限元计算较为一致的结果，从而确认了“等效网路法”对电磁轴承设计的适用性。等效网路分析方法概念清晰、计算简便，在电磁轴承结构的概念设计和参数优化方面比有限元方法更具灵活性和实用意义。

参考文献：

- [1] 王澄鸿. 电磁轴承系统磁场的有限元分析及结构设计优化方法[D]. 上海大学.
- [2] 董鲁宁, 钱婧, 等. 电磁推力轴承磁路计算方法的改进. 上海大学学报, 2005, 11(4).
- [3] 王怀颖, 何钦象. 有限元在电磁轴承研究中的应用原理. 机床与液压, 2002, 30(3): 62-64.
- [4] 易净曾. 磁场计算与磁路设计. 成都: 成都电讯工程学院出版社, 1987. 5-11.
- [5] 龙志强, 罗昆, 王水泉, 等. 轴向磁轴承电磁参数的计算. 磁性材料及器件, 2000, 31(5): 10-13.
- [6] Allaire Paul E, Fittro Roger L. Eddy currents, magnetic flux and force in solid magnetic thrust bearings. Proc of the 4th International Symposium on Magnetic Bearings. ETH Zurich, 1994: 157-163.
- [7] 刘淑琴, 徐华, 曹建荣, 等. 推力电磁轴承的电磁场分析. 摩擦学学报, 2000, 20(1): 42-45.

磁悬浮硬盘驱动器径向磁力轴承的磁场分析和测试*

胡业发 丁国平 周祖德

(武汉理工大学机电工程学院, 湖北武汉 430070)

摘要: 本文以理论分析和实验测试相结合的手段对磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场分布进行研究。以电磁场理论为基础分析磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场分布, 使用有限元方法对磁场分布进行仿真计算, 使用霍尔高斯计对磁场分布进行测量, 并对仿真计算和实验测试的结果进行比较和分析, 获得磁悬浮硬盘径向磁力轴承真实的磁场分布情况, 为磁悬浮硬盘驱动器的研发提供了必要的指导依据。

关键词: 磁悬浮硬盘驱动器; 磁力轴承; 磁场; 有限元方法; 霍尔高斯计

Magnetic Field Measurement in Research of Magnetic Levitated Hard Disk Drive

Hu Yefa, Ding Guoping, Zhou Zude

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

Abstract: This paper researches on the magnetic field distribution of radial magnetic bearings in Magnetic Levitated Hard Disk Drive (MLHDD) with theory analysis and practical measurement. The theory analysis of the magnetic field distribution of radial magnetic bearings is based on electromagnetic basic theory, and the Finite Element Method is used to calculate the magnetic field distribution. A Hall Gauss meter is used to measure the magnetic field distribution. The calculation result and measurement result are compared and analyzed to get the real magnetic field distribution of radial magnetic bearings in MLHDD, which can provide some guide to the research and development of MLHDD.

Key words: Magnetic Levitated Hard Disk Drive (MLHDD); magnetic bearing; magnetic fields; Finite Element method (FEM); Hall Gauss meter

0 引言

随着硬盘容量增大, 要求数据的读取速度

越来越快, 采用滚动轴承或液压轴承支承的硬盘转子转速却无法大幅度提高, 成为制约数据读取速度提高的瓶颈。因为转速的不断提高必

* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (50375113), 教育部科技研究重点项目 (03121)。

然带来转子磨损的加剧、温度的升高、噪声的增大等一系列负面的影响，因此采用滚动轴承和液态轴承无法满足硬盘更高速度、更高精度的需要。

磁悬浮硬盘驱动器是将磁悬浮技术应用于硬盘转子的支承，用磁力轴承代替普通轴承，而保持硬盘驱动器其他机构的工作原理和结构不变的一种新型硬盘驱动器。由于磁悬浮支承完全消除了轴承与转子的机械接触，具有无摩擦、无磨损、长寿命、无需润滑，支承特性可控可调等特性，因此不仅能够大幅度提高硬盘转速，还使得硬盘转子具有精度高、振动小、发热少、无噪声等其他轴承支承的转子无法达到的特点。

磁力轴承是一种典型的机械能和电磁能之间的转换装置，电流与力的关系是磁力轴承研究的关键内容，电磁场的分布正是联系电流和力这两个重要参数的桥梁。目前国内外对磁力轴承电磁场的研究多集中于理论分析和仿真计算，采用的研究方法多为磁路法^[1-2]和有限元法^[3-4]等。除此以外，M. A. Pichot 等人对车载磁悬浮飞轮中使用的磁力轴承气隙中的磁感应强度进行了测量^[5]，Andrew Kenny 等人对推力磁力轴承气隙中的磁感应强度进行了测量^[6]。

然而，磁悬浮硬盘的磁场分布比普通磁力轴承的磁场分布更为复杂，由于要保持硬盘驱动器其他机构的工作原理和结构不变，因此磁悬浮硬盘驱动器的空间非常狭小，其中的磁力轴承必须是微型结构，这种微型结构中的磁场分布与普通磁力轴承的磁场分布相比，其非线性特征、磁极间的耦合等更加明显，单纯使用理论分析和仿真计算难以获得理想的结果^[7]。

本文旨在以理论分析和实验测试相结合的手段对磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场分布进行研究。以电磁场理论为基础分析磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场分布，使用有限元方法对磁场分布进行仿真计算，使用相应的仪器和方法对磁场分布进行测量，并对仿真计算和实验测试的结果进行比较和分析，以获得磁悬浮硬盘径向磁力轴承真实的磁场分布情况，为磁悬浮硬盘驱动器的研发提供必要

的指导依据。

1 磁悬浮硬盘径向磁力轴承磁场的有限元分析和仿真

下面使用有限元方法分别对磁悬浮硬盘中径向磁力轴承的磁场分布进行分析和计算。

电磁场有限元分析一般分为以下三个步骤：

- (1)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；
- (2)加载边界条件和载荷，进行求解；
- (3)解后处理，察看结果。

1.1 建立有限元模型

磁悬浮硬盘的径向磁力轴承的结构如图 1 所示。为保持硬盘其他机构和工作原理不变，并借用原有硬盘的电机驱动硬盘转子，因此采用图 1 所示的内定子外转子的结构形式。定子为 8 极结构，由于其径向和轴向尺寸微小，难以使用硅钢片叠压加工，因此采用电工纯铁加工成型，定子芯轴材料为铝合金。转子为空壳式结构，套在定子外部，由电机驱动旋转，转子也用电工纯铁制成，壳体厚度为 2 mm。定子线圈匝数为 281 工作电流为 0.5 A 工作气隙为 0.25 mm。

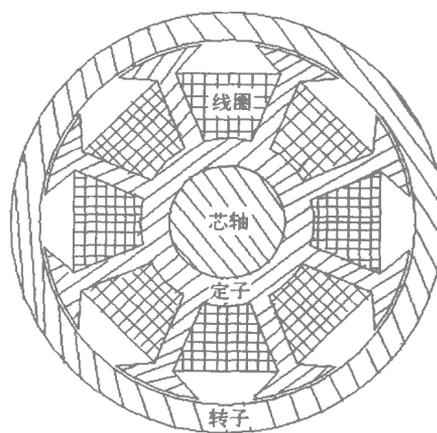


图 1 磁悬浮硬盘径向轴承横截面图

根据磁悬浮硬盘磁力轴承的特点，在建立其电磁场有限元模型时可以进行一定的假设，简化计算过程，突出所要研究的主要问题：

- 控制电流的幅值远小于偏置电流，将磁力轴承定子与转子中的电磁场假定为似稳磁场；

- 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；

- 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；

在以上假设的基础上，建立磁力轴承的二维平面几何模型，定义电工纯铁、铝合金、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。本文中的有限元分析共划分 2 288 个单元，1 179 个节点。

1.2 求解

1.2.1 矢量磁位的偏微分方程

麦克斯韦方程组是研究所有宏观电磁场问题的基础，也是电磁场有限元分析的依据和出发点，但如果直接用它来求解电磁场问题，在数学上存在较大困难，常常引入一定的位函数来辅助求解。

通常引入矢量磁位 A 来描述场域中有电流存在的似稳磁场问题。

$$B = \nabla \times A = \frac{\partial A_z}{\partial y} i - \frac{\partial A_z}{\partial x} j \quad (1)$$

在平面磁场中，电流密度矢量 J 与矢量磁位 A 沿着 z 轴方向，分别只有一个分量 J_z 与 A_z 。在 XY 平面内， J_z 与 A_z 是坐标 x, y 的函数，将 (1) 式代入似稳磁场的基本方程中可得矢量磁位满足的偏微分方程为：

$$\nabla^2 A_z = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \quad (2)$$

方程 (2) 即为描述平面似稳磁场的磁势方程，通过对其进行求解，可以得到矢量磁位的分布，从而可以导出其他电磁量的分布，亦即得到电磁场的解。

1.2.2 磁力轴承磁势边界条件

边界条件是求解电磁场问题的关键。在平面电磁场问题中，设求解区域为 Ω ，边界条件为 Γ 。

精确地讲，无限远处空间的磁势应该取为

参考磁势，即零磁势。在本文实际计算中，由于转子之外的空气中仅有非常少的漏磁，因此可以近似地将转子之外空间某处设为零磁势参考处，即在转子外面使用平面空气单元建立一层空气模型，这层空气的最外缘为零磁势， $A_z=0$ 。

由于变分原理在有限元法中的应用，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强制边界条件（如第一类边界条件）的处理，即只需加载最外边界的零磁势边界。本例为电流源激励，根据线圈的电流和匝数以及截面积加载电流面密度 $J_z=NI/S$ ， N 为线圈匝数， I 为线圈中的电流， S 为线圈的横截面积。

1.2.3 磁力轴承电磁场位函数的边值问题

磁力轴承电磁场的偏微分方程与边界条件结合在一起，构成了磁力轴承电磁场边值问题的数学模型，表示为：

$$\begin{cases} \Omega: \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \\ \Gamma: A_z = A_{z0} \end{cases} \quad (3)$$

1.2.4 求解

求解过程对每个单元依次进行局部处理，即根据特殊的形函数求得某个单元的局部激励矩阵和局部系数矩阵。在进行局部计算时，坐标都已由整体坐标转化为局部坐标，同时由于形函数的选取，这些局部矩阵的各元素已可以用代数法求出，并由相应单元的几何坐标、激励和材料特性决定。将某个单元的局部激励矩阵和局部系数矩阵的各个元素相加到整体激励矩阵和整体系数矩阵中，从而形成求解节点势函数值的矩阵方程。把由边界条件确定的节点势函数值代入矩阵方程，可以消减方程的阶数，从而减少计算量。对如此形成的矩阵方程用线性代数的方法加以求解，便能够得到各个节点的势函数值。而势函数在整个计算区域的分布函数可以用插值的方法来描述。由于对应于每个单元之上的势函数分布都可由该单元的几何坐标和顶点的势函数确定，而且由于整体区域都被这些为数众多的单元所覆盖，实际上整体区

域上的分布便由每个单元上势函数的分布叠加而成。

1.3 解后处理

对于磁力轴承的电磁场分析来说。求解磁势的分布并不是最终的目的，对于磁力轴承的电磁场分析也是远远不够的，还必须要得到其他物理参数，例如磁感应强度，磁力线分布，电磁力、力矩、电容及电感等，从而进行磁力轴承的特性分析，指导磁力轴承机械结构以及控制系统的设计。这个从势函数到具体物理量的过程就是有限元的解后处理。图 2 所示为磁悬浮硬盘径向轴承的磁力线分布。

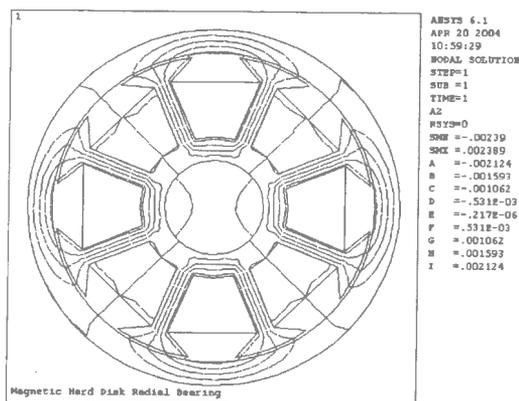


图 2 磁悬浮硬盘径向轴承磁力线分布

2 磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场测试

下面对磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场分布进行测量，以验证理论分析和有限元仿真计算的准确性，获得磁悬浮硬盘径向磁力轴承真实的磁场分布情况。

由于受到磁悬浮硬盘机械结构的限制，很难直接对磁力轴承气隙中的磁场进行测量，因此将磁悬浮硬盘实验台的径向轴承定子和转子拆开，在同样的电流激励下仅测量定子周围的磁场分布，并依照前述的有限元计算过程，对定子、线圈以及周围的空气建模，求解径向磁力轴承定子周围的磁场分布。由于在正确建模的前提下，有限元计算本身具有较高的精度^[8]，因此可以推断：如果定子周围磁场分布的仿真计算结果和实验测试结果在误差允许的范围内能达

到一致，则说明本文中对径向磁力轴承电磁场的理论分析和仿真计算具有较高的准确性，计算出的电磁场分布能符合真实情况。

本文中使用了美国 Lakeshore 公司的 410 型霍尔高斯计和探头对上下两个径向轴承定子周围的磁场进行测量。将径向轴承定子固定在立式加工中心 XH0825 的工作台上，通过加工中心主轴 X,Y,Z 方向的进给精确移动探头，探头在定子每个磁极的中点从下往上每移动 2 mm 测量一次，在竖直方向测量 20 次而每一次圆周方向测量 8 个点(8 个磁极)。测量情况如图 3 所示 测量结果如图 4 所示。

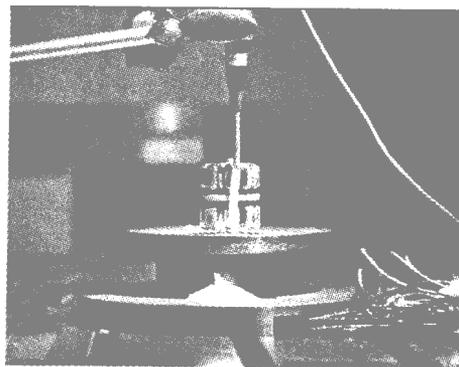


图 3 径向轴承定子磁场测量

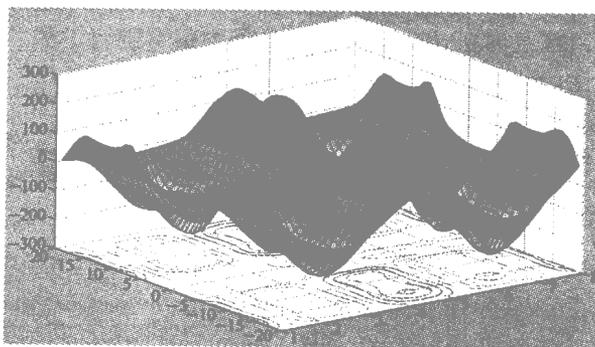


图 4 磁悬浮硬盘实验台径向轴承定子磁场分布

图 4 清晰地表示出上下两径向轴承定子周围磁场的分布，中间磁感应强度很小的区域为铜制保护轴承。在同一高度上，每个磁极中点处的磁感应强度的绝对值基本相同，呈对称分布；同一定子磁极其磁感应强度随着高度的变化而变化，中间部分磁感应强度最大，越往两边

磁感应强度越小，这也符合空气中磁场分布的规律。

由于有限元计算使用的是二维平面模型，下面将有限元计算的结果和上下两个磁力轴承定子磁感应强度的最大测量值进行比较，如图5所示。图中三条曲线非常接近，可以认为有限元计算的结果和实验测试的结果基本一致，即本文中对径向磁力轴承电磁场分布的理论分析和有限元计算精确度较高。

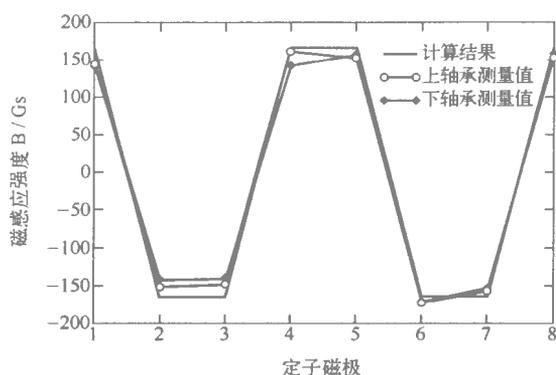


图5 有限元计算的结果和实验测试的结果比较

3 结论

本文对磁悬浮硬盘径向磁力轴承的电磁场分布进行了理论分析和有限元仿真计算，并使用霍尔高斯计对磁力轴承定子的磁场进行了测量，并将仿真计算的结果和实验测试的结果进行了比较和分析，结果表明仿真计算和实验测试的结果在误差允许的范围内基本一致，即磁

悬浮硬盘径向轴承的有限元计算具有较高的精确度。本文研究的磁悬浮硬盘径向磁力轴承的磁场分析和测试对于磁悬浮硬盘驱动器的机械结构设计、控制系统设计、整体性能的提高具有实际的指导意义。

参考文献：

- [1] Zhilichev Y. Analysis of a Magnetic Bearing Pair with a Permanent Magnet Excitation[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2000, vol. 36(5):3690-3692.
- [2] Ming-Hsiu Li, Alan B. Palazzolo, Andrew Kenny, et al. Fault-Tolerant Homopolar Magnetic Bearings[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2004, vol. 40 (5): 3308-3318.
- [3] Matti Antila, Erkki Lantto, Antero Arkkio. Determination of Forces and Linearized Parameters of Radial Active Magnetic Bearings by Finite Element Technique[J]. IEEE Transactions on magnetics, 1998, Vol. 34(3):684-694.
- [4] 何钦象, 王怀颖, 曹升虎. 电磁轴承中电磁场的有限元分析. 机械科学与技术, 2002, 21(6):888-889.
- [5] Pichot M A, Kajs J P, Murphy B R, et al. Active Magnetic Bearings for Energy Storage Systems for Combat Vehicles[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2001, vol. 37(1):318-323.
- [6] Andrew Kenny, Alan B. Palazzolo. Comparison of the Dynamic Response of Radial and Tangential Magnetic Flux Thrust Bearings[J]. IEEE/ASME Transactions on mechatronics, 2002, Vol. 7(1):61-66.
- [7] Mary E, Kasarda F. The measurement and characterization of power losses in high speed magnetic bearings [D]. Virginia: University of Virginia, 1997.
- [8] 张榴晨, 徐松. 有限元法在电磁计算中的应用 [M]. 北京: 中国铁道出版社, 1996.

无轴承开关磁阻电机双相励磁建模分析

曹鑫, 邓智泉, 杨钢, 王晓琳

(南京航空航天大学自动化学院航空电源航空科技重点实验室, 江苏南京 210016)

摘要: 针对传统无轴承开关磁阻电机数学模型单相电流导通模式的局限性, 提出了一种适用于单、双相导通的无轴承开关磁阻电机数学模型。在建立两相电流导通的等效磁路模型的基础上, 确定电感矩阵, 推导出两相电流导通的径向悬浮力和电磁转矩的表达式。基于该数学模型的双相电流导通模式极大地拓宽了无轴承开关磁阻电机的工作区域, 增加了其承受径向负载的能力。仿真分析验证了该数学模型的正确性和优良的工作特性。

关键词 无轴承开关磁阻电机 数学模型 双相导通 工作区域 仿真验证

Analysis of modeling bearingless switched reluctance motors with two-phase excitation

Cao Xin, Deng Zhiqian, Yang Gang, Wang Xiaolin

(Aero-Power Sci-Tech Center, College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In view of limitations of mathematical model only suited for the single-phase excitation mode in bearingless switched reluctance motors (BSRM), a novel mathematical model of BSRM with one or two-phase excitation is proposed. The inductance matrix was constructed based on the magnetic equivalent circuits of two-phase excitation. And new mathematical formulations of radial forces and magnetic torques were derived. The operating area of BSRM can be expanded to a great extent. The capability of bearing radial force is enhanced greatly. Computer simulations verify the validity and the fine characteristics of the new mathematical model.

Key words: bearingless switched reluctance motor; Mathematical model; two-phase excitation; operating area; simulation validation

0 引言

近年来研究和发展的多种形式无轴承电机结合了传统电机和磁轴承的特点, 具有结构紧凑、维护方便、成本低和可微型化等优点^[1-8]。由于轴向长度大幅度减小, 轴承固有刚度大, 可突破大功率和超高转速的限制, 拓宽了开关磁

阻电机的应用领域^[1-8]。

无轴承技术在开关磁阻电机中有很好的应用特色。从原理来看, 开关磁阻电机中的电磁转矩是由定、转极的磁吸力产生的, 在此过程会产生较大的径向力, 导致普通开关磁阻电机的振动和噪声问题。开关磁阻电机的无轴承技术不仅可充分利用其运行时产生的径向

力,实现转子轴的悬浮^[1-8],而且可为开关磁阻电机的振动和噪声问题提供一种新的解决途径。

在已有的 12/8 结构无轴承开关磁阻电机控制方法中,均采用单相电流轮流导通的数学模型。当电机的定、转极偏离较大时,基于该模型其悬浮力很小^[1,3,6]。在无轴承开关磁阻电机发电运行时,主绕组(转矩绕组)续流相电流和励磁相电流将出现三种情况:断续、临界连续和重叠。在无轴承开关磁阻电机中,主绕组电流提供悬浮力的偏置磁场^[1]两相电流不允许出现断续情况。在发电状态,发电电流与负载、转速等多种因素有关,主绕组电流在续流区间不可控,在单相电流导通模型的基础上要控制两相电流临界连续是极其困难的。

在已实现悬浮的无轴承开关磁阻电动机硬件系统中,径向悬浮电路采用三相半桥结构。由于负载的不对称性,引起电容中点电压漂移,且随着悬浮电流的增大,中点漂移加剧,严重时会影响电机稳定悬浮^[7-8]。如采用双相电流导通模式,通过一定的绕组连接方式,控制两个中点电容交替充放电,可有效避免这一问题。

本文首先介绍了基于主绕组两相电流导通数学模型的建立过程,推导出径向悬浮力和电磁转矩的计算公式。利用有限元分析软件 ANSYS 仿真验证了该数学模型的正确性。分析比较了单、双相数学模型,验证了新型数学模型优良的工作特性。

1 新型的两相电流导通数学模型

本文首先建立两相电流导通的等效磁路模型,在此基础上计算出各绕组自感与互感,确定主绕组两相电流导通的电感矩阵。利用机电能量转换原理,推导出两相电流导通的径向悬浮力和电磁转矩的表达式。

1.1 等效磁路

图 1(a)为 12/8 结构无轴承开关磁阻电机的等效磁路图,其中电机主绕组和悬浮绕组的磁通势用“||”表示,气隙磁导用“~”表示。由于各相绕组之间的互感较小,主绕组两相电流

导通时,可取任意两相建模分析,这里取 A、B

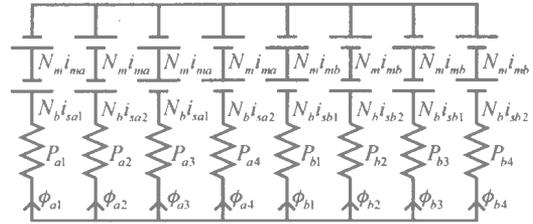
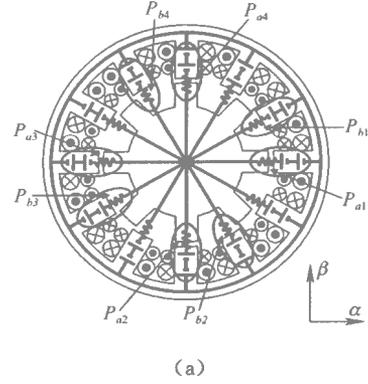


图 1 等效磁路图

两相。图 1(b)为 A、B 两相的等效磁路图。图中参数定义为: N_m 为主绕组匝数; N_b 为悬浮绕组匝数; i_{ma} 、 i_{mb} 分别为 A、B 两相主绕组电流; i_{a1} 、 i_{a2} 、 i_{b1} 、 i_{b2} 分别为 A、B 两相在 α 、 β 轴上的径向悬浮绕组电流; $P_{a1} \sim P_{a4}$ 、 $P_{b1} \sim P_{b4}$ 分别为 A、B 相中对应于每个齿极下的气隙磁导; $\phi_{a1} \sim \phi_{a4}$ 、 $\phi_{b1} \sim \phi_{b4}$ 分别为 A、B 相中对应于每个齿极下的气隙磁通。

依据磁路的基尔霍夫定律,由图 1(b)得式

(1)~(7):

$$\frac{\phi_{a2}}{P_{a2}} - N_m i_{ma} + N_b i_{a2} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (1)$$

$$\frac{\phi_{a3}}{P_{a3}} + N_m i_{ma} - N_b i_{a1} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (2)$$

$$\frac{\phi_{a4}}{P_{a4}} - N_m i_{ma} - N_b i_{a2} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (3)$$

$$\frac{\phi_{b1}}{P_{b1}} + N_m i_{mb} - N_b i_{b1} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (4)$$

$$\frac{\phi_{b2}}{P_{b2}} - N_m i_{mb} + N_b i_{\phi 2} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (5)$$

$$\frac{\phi_{b3}}{P_{b3}} + N_m i_{mb} + N_b i_{\phi 1} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (6)$$

$$\frac{\phi_{b4}}{P_{b4}} - N_m i_{mb} - N_b i_{\phi 2} = \frac{\phi_{a1}}{P_{a1}} + N_m i_{ma} + N_b i_{a1} \quad (7)$$

根据磁场的高斯定理,有:

$$\phi_{a1} + \phi_{a2} + \phi_{a3} + \phi_{a4} + \phi_{b1} + \phi_{b2} + \phi_{b3} + \phi_{b4} = 0 \quad (8)$$

联立方程(1)~(8)可分别得到 $\phi_{a1} \sim \phi_{a4}$ 、 $\phi_{b1} \sim \phi_{b4}$ 。

为了计算绕组自感与互感,需要得到每相绕组的磁链。A相主绕组电流 i_{ma} 匝链的磁链 Ψ_{ma} 可从图 1(a)得:

$$\Psi_{ma} = N_m (-\phi_{a1} + \phi_{a2} - \phi_{a3} + \phi_{a4}) \quad (9)$$

同理,B相主绕组电流 i_{mb} 匝链的磁链 Ψ_{mb} :

$$\Psi_{mb} = N_m (-\phi_{b1} + \phi_{b2} - \phi_{b3} + \phi_{b4}) \quad (10)$$

类似地,A相悬浮绕组电流匝链的磁链和B相悬浮绕组电流匝链的磁链分别为:

$$\Psi_{sa1} = N_b (-\phi_{a1} + \phi_{a3}) \quad (11)$$

$$\Psi_{sa2} = N_b (-\phi_{a2} + \phi_{a4}) \quad (12)$$

$$\Psi_{sb1} = N_b (\phi_{b1} - \phi_{b3}) \quad (13)$$

$$\Psi_{sb2} = N_b (-\phi_{b2} + \phi_{b4}) \quad (14)$$

将 $\phi_{a1} \sim \phi_{a4}$ 、 $\phi_{b1} \sim \phi_{b4}$ 分别代入式(9)~(14),可得 Ψ_{ma} 、 Ψ_{mb} 、 Ψ_{sa1} 、 Ψ_{sa2} 、 Ψ_{sb1} 、 Ψ_{sb2} 。从 Ψ_{ma} 、 Ψ_{mb} 、 Ψ_{sa1} 、 Ψ_{sa2} 、 Ψ_{sb1} 、 Ψ_{sb2} 中 i_{ma} 、 i_{mb} 、 i_{sa1} 、 i_{sa2} 、 i_{sb1} 、 i_{sb2} 的系数可得各相自感与互感关于磁导的表达式。

1.2 磁导的推导

假定转子径向位移在A相坐标系为 (α, β) 则在B相坐标系下,其径向位移为 $(\frac{\sqrt{3}\alpha}{2} + \frac{\beta}{2}, -\frac{\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}\beta}{2})$ 。 θ 由图2定义:当 θ 为零时B相偏移角为零,A相偏移角为 15° 当 θ 增大时,B相偏移角增大,A相偏移角减小。根据文献[5]在单相导通模式的磁导建立方法,可导出双相电流导通模式的磁导 P_{a1} 、 P_{b1} :

$$P_{a1} = \frac{\mu_0 h r \theta (l_0 + \alpha)}{l_0^2} + \frac{2\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times$$

$$\left\{ \begin{aligned} & \pi\alpha \ln \left(\frac{r(\pi - 12\theta)(l_0 + \alpha) + 12\alpha l_0^2}{12\alpha l_0^2} \right) \\ & + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r(\pi - 12\theta)(l_0 + \alpha) + 24l_0^2}{24l_0^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$P_{b1} = \frac{\mu_0 h r (\pi - 12\theta)(2l_0 + \sqrt{3}\alpha + \beta)}{24l_0^2} + \frac{2\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \left\{ \begin{aligned} & \pi\alpha \ln \left(\frac{r\theta(2l_0 + \sqrt{3}\alpha + \beta) + 2\alpha l_0^2}{2\alpha l_0^2} \right) \\ & + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r\theta(2l_0 + \sqrt{3}\alpha + \beta) + 4l_0^2}{4l_0^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

同理,可推导出 $P_{a2} \sim P_{a4}$ 、 $P_{b2} \sim P_{b4}$ 。其中 $0 \leq \theta \leq \pi/12$; μ_0 为磁导率; h 为定、转子轴向叠片长度; r 为转子极弧半径; l_0 为气隙长度; α 为磁路常数 1.01。将式 $P_{a1} \sim P_{a4}$ 、 $P_{b1} \sim P_{b4}$ 代入各自感与互感的表达式,可得各自感与互感的计算公式见附录 1。

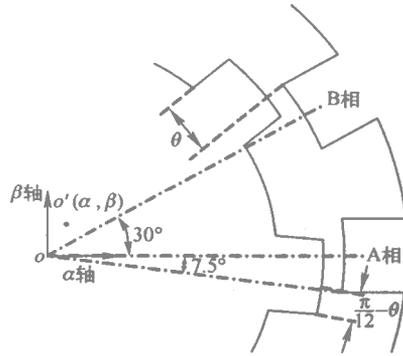


图2 两相导通、转极位置示意图

1.3 径向力推导

由所求的各自感与互感构成A、B两相绕组的 6×6 电感矩阵如下:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ma}, M_{(ma, sa1)}, M_{(ma, sa2)}, M_{(ma, sb1)}, M_{(ma, sb2)} \\ M_{(ma, sa1)}, L_{sa1}, M_{(sa1, sa2)}, M_{(mb, sa1)}, M_{(sa1, sb1)}, M_{(sa1, sb2)} \\ M_{(ma, sa2)}, M_{(sa1, sa2)}, L_{sa2}, M_{(mb, sa2)}, M_{(sa2, sb1)}, M_{(sa2, sb2)} \\ M_{(ma, sb1)}, M_{(mb, sa1)}, M_{(mb, sa2)}, L_{mb}, M_{(mb, sb1)}, M_{(mb, sb2)} \\ M_{(ma, sb1)}, M_{(sa1, sb1)}, M_{(sa2, sb1)}, M_{(mb, sb1)}, L_{sb1}, M_{(sb1, sb2)} \\ M_{(ma, sb2)}, M_{(sa1, sb2)}, M_{(sa2, sb2)}, M_{(mb, sb2)}, M_{(sb1, sb2)}, L_{sb2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

定、转子极间气隙磁场能量为：

$$W = \frac{1}{2} [i_{ma}, i_{sa1}, i_{sa2}, i_{mb}, i_{sb1}, i_{sb2}] \times [L] \times \begin{bmatrix} i_{ma} \\ i_{sa1} \\ i_{sa2} \\ i_{mb} \\ i_{sb1} \\ i_{sb2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

根据机电能量转换原理，作用在转子上的

$$K_{f1} = N_m N_b \left\{ \frac{2\mu_0 hr\theta}{l_0^2} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi a - 2)} \left[\frac{\pi ar(\pi - 12\theta)}{r(\pi - 12\theta)l_0 + 12al_0^2} + \frac{\pi r(\pi a - 4)(\pi - 12\theta)}{\pi r(\pi - 12\theta)l_0 + 24l_0^2} \right] \right\}$$

$$K_{f2} = -N_m N_b \left\{ \frac{\mu_0 hr(\pi - 12\theta)}{12l_0^2} + \frac{2\mu_0 h}{\pi(\pi a - 2)} \left[\frac{\pi ar\theta}{r\theta l_0 + al_0^2} + \frac{\pi r(\pi a - 4)\theta}{\pi r\theta l_0 + 2l_0^2} \right] \right\}$$

1.4 电磁转矩的计算

根据机电能量转换原理，作用在转子上的电磁转矩可由磁场储能 W 对 θ 求偏导得到：

$$T = \frac{\partial W}{\partial \theta} \approx$$

$$G_t \left(\frac{\pi}{12} - \theta \right) \left(N_m^2 i_{ma}^2 + \frac{1}{2} N_b^2 i_{sa1}^2 + \frac{1}{2} N_b^2 i_{sa2}^2 \right)$$

$$- G_r(\theta) \left(N_m^2 i_{mb}^2 + \frac{1}{2} N_b^2 i_{sb1}^2 + \frac{1}{2} N_b^2 i_{sb2}^2 \right) \quad (20)$$

$$\text{其中, } G_t(\theta) = \frac{2\mu_0 hr}{l_0} - \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi a - 2)} \left[\frac{\pi ar}{al_0 + r\theta} + \frac{\pi(\pi a - 4)r}{\pi r\theta + 2l_0} \right]$$

2 新型数学模型的仿真验证

本文利用有限元分析软件 ANSYS 仿真验证径向悬浮力和电磁转矩公式的正确性。图 3、图 4 分别为 ANSYS 仿真模型和 $\theta=7.5^\circ$ 时的磁力线分布图。由于公式推导过程中忽略磁饱和，铁磁材料定义为线性。电机仿真参数为：

定子铁心外径 $D_1=145$ mm 定子极内径 $D_2=77$ mm 平均气隙长度 $l_0=0.25$ mm 转子内径 $D_3=30$ mm 转子极半径 $r=38.25$ mm, 主绕组匝数 $N_m=22$, 悬浮绕组匝数 $N_b=18$ 。

图 5 所示为给定两相主绕组电流和径向力绕组电流 $i_{ma}=6$ A、 $i_{sa1}=i_{sa2}=4$ A、 $i_{mb}=8$ A、

径向悬浮力可由磁场储能 W 对 α 、 β 求偏导得到，即：

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial W}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial W}{\partial \beta} \end{bmatrix} \approx i_{ma} \begin{bmatrix} K_{f1} & 0 \\ 0 & K_{f1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sa2} \end{bmatrix} +$$

$$i_{mb} \begin{bmatrix} \sqrt{3}K_{f2} & K_{f2} \\ K_{f2} & -\sqrt{3}K_{f2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sb1} \\ i_{sb2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中径向悬浮力比例系数 K_{f1} 、 K_{f2} 分别为：

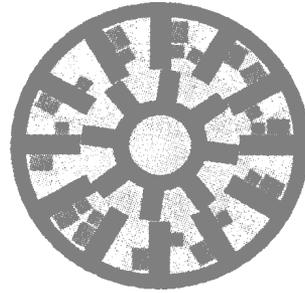


图 3 仿真模型结构图

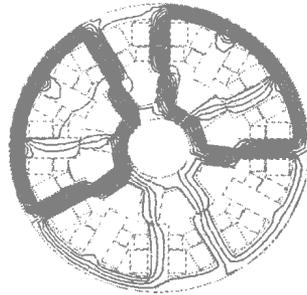


图 4 $\theta=7.5^\circ$ 时磁力线分布

$i_{sb1}=i_{sb2}=6$ A)，悬浮力、电磁转矩分别随转角 θ 的变化曲线 其中 F 是 α 、 β 方向上径向悬浮力的合力 即 $F = \sqrt{F_\alpha^2 + F_\beta^2}$ 。图中可以看出，仿真结果与理论计算结果吻合，说明新型数学模型的建模和数学推导过程的可行性。

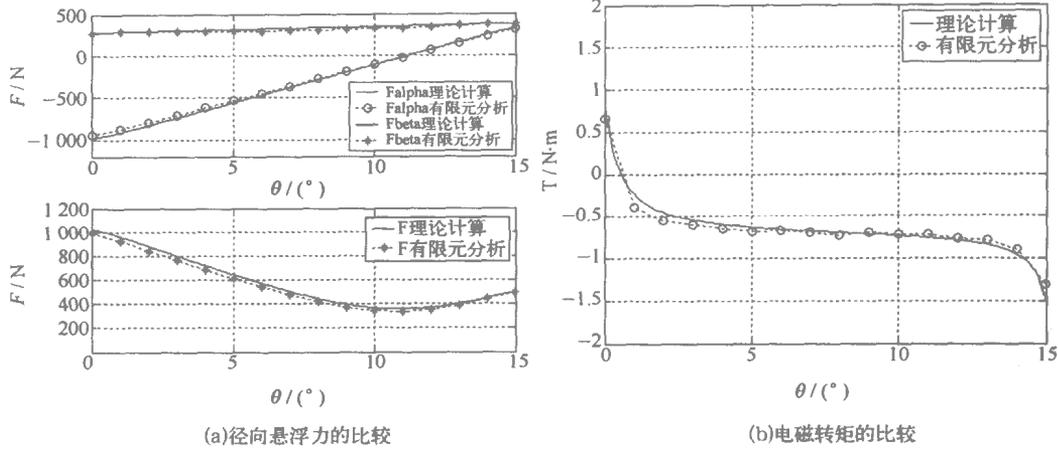


图 5 仿真结果与理论计算的比较

3 新型数学模型的工作区域分析

令 $\theta=0^\circ\sim 15^\circ$ 内, A、B 相始终导通, 则双相导通模式的平均电磁转矩 T_{avg} 为:

$$T_{avg} = \frac{1}{\pi/12} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} T d\theta =$$

$$J_t \cdot \left[N_m^2 (i_{ma}^2 - i_{mb}^2) + \frac{1}{2} N_s^2 (i_{sa1}^2 + i_{sa2}^2 - i_{sb1}^2 - i_{sb2}^2) \right]$$

其中, T 为瞬时转矩 常系数 J_t 为:

$$J_t = \frac{12}{\pi} \left\{ \frac{\pi \mu_0 h r}{6 l_0} - \frac{4 \mu_0 h}{\pi (\pi a - 2)} \left[\pi a \ln \left(1 + \frac{\pi r}{12 a l_0} \right) + (\pi a - 4) \ln \left(1 + \frac{\pi^2 r}{24 l_0} \right) \right] \right\}$$

图 6 为单、双相模式无轴承开关磁阻电机有关径向悬浮力 F 和平均电磁转矩 T_{avg} 的工作区域的比较。图中传统单相数学模型工作区域为“OABC”, 而新型双相数学模型工作区域

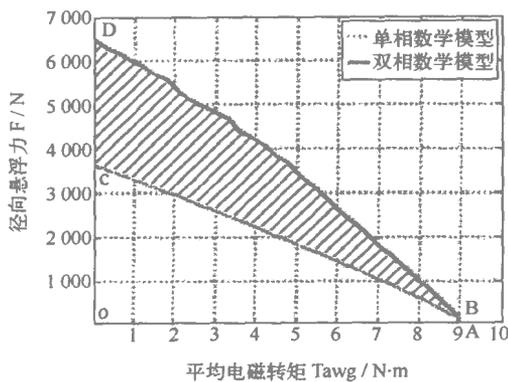


图 6 单、双相数学模型工作区域的比较

为“OABD”。图中阴影部分“BCD”代表扩大的工作区域。在最大平均电磁转矩不变的情况下, 最大径向悬浮力扩大 78%。由此可见, 新型双相数学模型极大拓宽了无轴承开关磁阻电机的工作区域。径向悬浮力的极大提高可保证在定、转极偏离较大位置时产生足够的悬浮力, 实现电机的稳定悬浮。

4 单、双相数学模型比较

图 7 所示在最大工作点处: $i_{ma} = i_{mb} = 21 A$, $i_{sa1} = i_{sa2} = 14 A$, $i_{sb1} = -14 A$, $i_{sb2} = 14 A$ 单、双相数学模型比较。

由图可知, 单相 A 相导通时 随着定、转极偏离角度增大 即图中 θ 减小时 径向悬浮力减小, 若径向负载较大, 悬浮绕组将无法产生足够的悬浮力。而双相电流导通模式下, 在整个周期都可提供较大的径向悬浮力, 可有效弥补单相电流导通模式的缺陷。

与单相电流导通模式相比, 双相导通时的电磁转矩较小, 不利于无轴承开关磁阻电机的电动运行。所以双相导通模式应用于无轴承开关磁阻电动机时, 需综合考虑输出电磁转矩和径向悬浮力要求, 优化 i_{ma} 、 i_{mb} 、 i_{sa1} 、 i_{sa2} 、 i_{sb1} 、 i_{sb2} 的值, 从而采取适当的控制方法实现电机稳定悬浮。

图 8 所示为优化的双相模型径向悬浮力和电磁转矩曲线与传统单相模型比较。优化方法一中, A 相主绕组电流和径向悬浮力绕组电

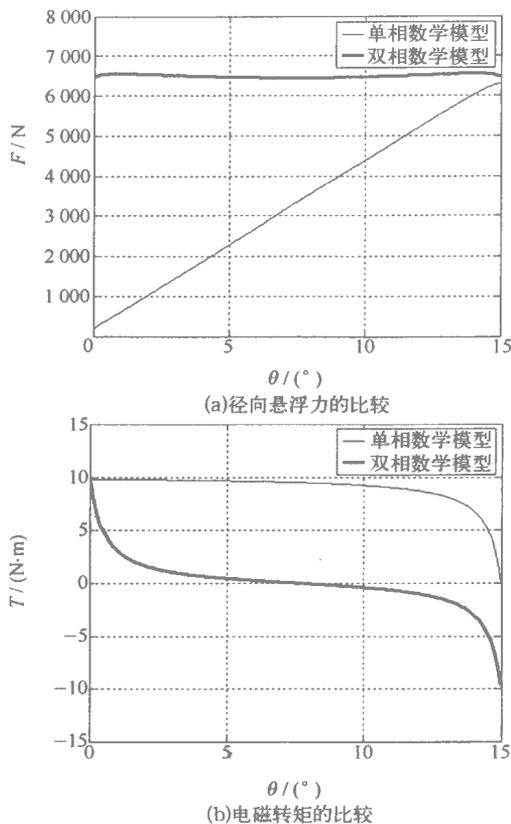


图 7 单、双相数学模型比较

流在最大工作点，B 相主绕组电流和径向悬浮力绕组电流随 θ 的增大 ($0^\circ \sim 15^\circ$) 从最大工作点线性降为零。优化方法二中，在 $\theta \geq 7.5^\circ$ 时，电流的优化值与方法一相同，在 $\theta < 7.5^\circ$ 时，令悬浮力恒等于 $\theta = 7.5^\circ$ 时的优化值。各电流组合尽量减小 B 相负转矩，以产生最大转矩。上述两种优化方法各有优缺点：方法一的主绕组和悬浮绕组电流线性变化，易于控制实现，悬浮力较大，但其产生的电磁转矩偏小；方法二中的电磁转矩较方法一增大，产生的悬浮力波动小，但其悬浮力值减小，主绕组和悬浮绕组电流优化值非连续变化，控制实现方法复杂。这两种优化方法保持了新模型增加径向悬浮力的优点，且避免了优化前的负转矩区。单相电动运行时，若 A 相悬浮绕组不能满足径向负载的要求，则开通 B 相，采用适当的优化方法，可增大径向悬浮力，同时减小 B 相负转矩的不良影响。上述两种方法体现了不同的优化思路，在

实际电机控制中，可根据转矩负载和径向负载的不同要求灵活变通。

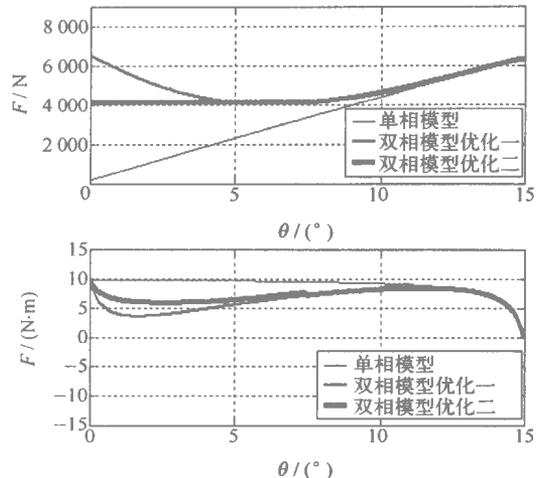


图 8 双相模型的优化与单相模型比较

发电运行时，径向悬浮力成为主要矛盾，在产生足够的径向悬浮力的同时考虑电磁转矩的要求，此过程也是一个优化各主绕组电流和径向悬浮力绕组电流的过程。如果令 $i_{mb} = 0, i_{\phi 1} = i_{\phi 2} = 0$ ，则主绕组双相电流导通模型变为单相模型，具有很好的单、双相通用性。

5 结论

本文针对目前的无轴承开关磁阻电机单相电流导通模型的局限性，提出了一种新型的双相电流导通模型。该数学模型有很好的应用意义：

(1) 新型数学模型具有很好的单、双相通用性，既可用于无轴承开关磁阻电机单相电动运行，又可用于解决发电运行双相电流重叠时电机的悬浮控制问题；

(2) 新模型弥补了传统单相电流导通模型定、转极偏离较大时悬浮力较小的缺陷，增强了无轴承开关磁阻电机承受径向负载的能力，极大地拓宽了无轴承开关磁阻电机的工作区域；

(3) 采用双相电流导通模式，可解决悬浮绕组控制器采用的三相半桥结构的中点电压漂移问题。

因此，新型数学模型为无轴承开关磁阻发

电机的研究提供了理论依据，同时为无轴承开关磁阻电动机双相励磁研究作了很好的理论参考。该数学模型的正确性和优良的工作特性通过有限元分析软件 ANSYS 和数学分析软件 MATLAB 得到了证实。

参考文献：

- [1] 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.
- [2] Takemoto M, Shimada K, Chiba A *et al.* A design and characteristics of switched reluctance type bearingless motors[C]. NASA/CP-1998-207654, May 1998, 49-63.
- [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, CD-ROM, January 2000; 375-380.
- [4] Takemoto M, Suzuki H, Chiba A *et al.* Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor[J]. IEEE Trans. Industry Application, 2001, 37(1): 26-34.
- [5] Takemoto M, Chiba A, Akagi H *et al.* 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): 104-112.
- [6] 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.
- [7] 杨钢. 无轴承开关磁阻电机实验平台的开发与研制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2003.
- [8] 叶霜. 无轴承开关磁阻电机的基础研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2003.

附录 1

$$L_{m2} \approx 2N_m^2 \left\{ \begin{array}{l} \frac{2\mu_0 hr\theta}{l_0} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r(\pi - 12\theta) + 12al_0}{12al_0} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r(\pi - 12\theta) + 24l_0}{24l_0} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$L_{m1} \approx N_b^2 \left\{ \begin{array}{l} \frac{2\mu_0 hr\theta}{l_0} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r(\pi - 12\theta) + 12al_0}{12al_0} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r(\pi - 12\theta) + 24l_0}{24l_0} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$L_{mb} \approx 2N_m^2 \left\{ \begin{array}{l} \frac{\mu_0 hr(\pi - 12\theta)}{6l_0} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r\theta + al_0}{al_0} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r\theta + 2l_0}{2l_0} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$L_{b1} \approx N_b^2 \left\{ \begin{array}{l} \frac{\mu_0 hr(\pi - 12\theta)}{6l_0} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r\theta + al_0}{al_0} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r\theta + 2l_0}{2l_0} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$L_{m2} = L_{m1}, L_{b2} = L_{m1};$$

$$M_{(m1, m2)} \approx 0, M_{(b1, b2)} \approx 0, M_{(m1, b1)} \approx 0,$$

$$M_{(m1, b2)} \approx 0, M_{(m2, b1)} \approx 0, M_{(m2, b2)} \approx 0,$$

$$M_{(ma, mb)} \approx 0, M_{(ma, b1)} \approx 0, M_{(ma, b2)} \approx 0,$$

$$M_{(mb, m1)} \approx 0, M_{(mb, m2)} \approx 0;$$

$$M_{(ma, m1)} =$$

$$N_m N_b \left\{ \begin{array}{l} \frac{2\mu_0 hr\theta\alpha}{l_0^2} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r(\pi - 12\theta)(l_0 + \alpha) + 12al_0^2}{r(\pi - 12\theta)l_0 + 12al_0^2} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r(\pi - 12\theta)(l_0 + \alpha) + 24l_0^2}{\pi r(\pi - 12\theta)l_0 + 24l_0^2} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$M_{(ma, m2)} =$$

$$N_m N_b \left\{ \begin{array}{l} \frac{2\mu_0 hr\theta\beta}{l_0^2} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r(\pi - 12\theta)(l_0 + \beta) + 12al_0^2}{r(\pi - 12\theta)l_0 + 12al_0^2} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r(\pi - 12\theta)(l_0 + \beta) + 24l_0^2}{\pi r(\pi - 12\theta)l_0 + 24l_0^2} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$M_{(mb, b1)} =$$

$$-N_m N_b \left\{ \begin{array}{l} \frac{\mu_0 hr(\pi - 12\theta)(\sqrt{3}\alpha + \beta)}{12l_0^2} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r\theta(2l_0 + \sqrt{3}\alpha + \beta) + 2al_0^2}{2r\theta l_0 + 2al_0^2} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r\theta(2l_0 + \sqrt{3}\alpha + \beta) + 4l_0^2}{2\pi r\theta l_0 + 4l_0^2} \right) \right] \end{array} \right\};$$

$$M_{(mb, b2)} =$$

$$N_m N_b \left\{ \begin{array}{l} \frac{\mu_0 hr(\pi - 12\theta)(-\alpha + \sqrt{3}\beta)}{12l_0^2} + \frac{4\mu_0 h}{\pi(\pi\alpha - 2)} \times \\ \left[\pi a \ln \left(\frac{r\theta(2l_0 - \alpha + \sqrt{3}\beta) + 2al_0^2}{2r\theta l_0 + 2al_0^2} \right) \right. \\ \left. + (\pi\alpha - 4) \ln \left(\frac{\pi r\theta(2l_0 - \alpha + \sqrt{3}\beta) + 4l_0^2}{2\pi r\theta l_0 + 4l_0^2} \right) \right] \end{array} \right\};$$

超精密磁悬浮工作台的系统辨识

徐宗海,高琳,李黎川

(西安交通大学电气工程学院,陕西西安 710049)

摘要:对于磁悬浮系统中的悬浮部分,往往由于其中的涡流效应导致系统控制器设计的复杂性,并且由此设计出来的控制器很难达到较好的控制效果。本文针对一个磁悬浮精密工作台的实际系统,通过对磁悬浮系统的理论模型与实际特性的差异的分析,选取与理论模型同阶的传递函数模型,在不增加零点的条件下对系统的实际特性曲线进行拟合,并通过在线辨识得到模型式的参数,然后根据辨识出来的传递函数重新设计控制器,最后,通过实验,验证了这里所选取的传递函数模型式的有效性。

关键词 磁悬浮 在线辨识 涡流效应 精密工作台

Identification of the Open-loop Dynamics of a High-Precision Magnetically-Suspended Table

Xu Zonghai, Gao Lin, Li Lichuan

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

Abstract: For the table being suspended, the eddy current existing in it could result in the design complex of controller. Furthermore, it will be difficult to make the controller obtained have satisfying control precision. This paper analyzes the differences between the theoretical model and the real dynamics characteristics for an actual magnetically-suspended table system. A transfer function model with the same order as the theoretical model is set up. The better dynamic characteristic curves of magnetically-suspended system are fitted without more zeros added in. The parameters of the transfer function model are achieved through on-line identification. Based on this transfer function model, we design a new controller. The experiment results confirm the validity of the transfer function model we selected.

Key words: magnetic suspension; on-line identification; eddy current; precision stage

0 引言

随着对加工和测量装备精度要求的不断提高,对超精密运动控制的性能要求也越来越高,其中对运动控制精度的要求已达到纳米数量级。由于传统的运动控制结构和方式已经不能满足上述的要求,采用新技术实现超精密运动

控制的研究已成为目前国内外的一个研究热点。采用磁悬浮技术(以及直线电机直接驱动)实现超精密运动控制,可以完全消除库仑摩擦,因而可以获得很高的精度,此外,采用磁悬浮的一个很突出的好处是系统的机械结构反而变得简单了,有精度要求的部件也大大减少。目前国际上采用磁悬浮技术实现精

密定位的最好结果已达到 3 nm。由此可以看出磁悬浮是一种实现长行程、超精密运动控制的理想的方式。

由于系统的开环不稳定性，要实现磁悬浮必然基于闭环控制，因此对磁悬浮控制器的设计就显得尤为重要。磁悬浮精密工作台的不同设计以及材料的选取给控制器的设计及系统性能的改善会带来明显的影响。

本文针对一个磁悬浮精密工作台的实际系统，对其磁悬浮部分的动力学特性进行了参数辨识。分析和实验结果表明，往往由于工作台磁悬浮部分材料的选取所产生的涡流的影响导致理论模型与实际特性之间存在明显的差异，若从系统的理论模型出发，很难获得令人满意的控制效果。但是只要对系统实施辨识，并根据辨识的结果设计磁悬浮控制器，就可以获得良好的控制性能。

1 磁悬浮工作台及传递函数

工作台的磁悬浮物理系统如图 1 工作台由位于其上方的两个 E 形电磁铁使其悬浮，在工作台的底部，于电磁铁磁极的下方，安装了四个相同的电容位移传感器（量程 $\pm 50 \mu\text{m}$ 信号噪声的 rms 值 4 nm 带宽 5 kHz）由此可以分别测得工作台与这四个磁极间的间隙。磁悬浮的具体结构可以参看文献 [1-2]。磁悬浮工作台的有关参数见表 1。

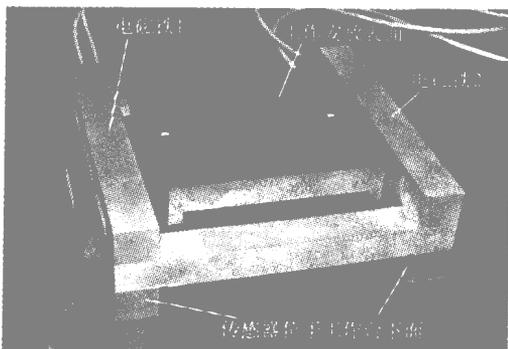


图 1 磁悬浮工作台

磁悬浮工作台从输入电压到输出位移的传递关系可以通过输入输出变换得到，具体的推导过程可以参看文献 [1]，下面给出各轴的传递

函数式：

表 1 系统参数的符号及数值

μ_0	真空磁导率, $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$
A	磁极面积, $1.0 \times 10^{-4} \text{ m}^2$
N	线圈匝数, 237
R	线圈直流电阻, 1.6 Ω
g	平衡位置下的气隙, $0.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
M	工作台质量, 5.5 kg
J_x	工作台绕过质心的 x 轴的转动惯量, $1.59 \times 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
J_y	工作台绕过质心的 y 轴的转动惯量, $7.46 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
a	E 形磁铁相邻两磁极间距离, 0.04 m
b	工作台中心到 E 形磁铁之间距离, 0.08 m
I_0	平衡位置下的线圈电流, 0.98 A
U_0	平衡位置下的线圈电压, 1.57 V
Φ_0	平衡位置下的气隙磁通, $5.83 \times 10^{-5} \text{ Wb}$

$$\frac{z(s)}{u_z(s)} = \frac{4I_0/gM}{s^3 + (Rg/4K)s^2 - 4RI_0^2/g^2M} \quad (1)$$

$$\frac{\alpha(s)}{u_\alpha(s)} = \frac{4I_0b/gJ_x}{s^3 + (Rg/4K)s^2 - 4RI_0^2b^2/g^2J_x} \quad (2)$$

$$\frac{\beta(s)}{u_\beta(s)} = \frac{4I_0a/gJ_y}{s^3 + (3Rg/4K)s^2 - 4RI_0^2a^2/g^2J_y} \quad (3)$$

式中 $K = \mu_0 AN^2/4$ 为一个惯用的常数，变量 $z, \alpha, \beta, u_z, u_\alpha, u_\beta$ 分别是磁悬浮所涉及三个控制轴上的位移输出和电压输入，具体定义参见文献 [1]。式中其他参数的意义和数值可以参看表 1。由上面的传递函数可以看出，磁悬浮工作台在三个自由度上的动力学行为是解耦的，所以由这三个传递函数，便可以独立地设计三个单输入单输出的控制器，对相应的三个自由度进行镇定和控制。具体的设计结构可以参看文献 [1]。

2 系统辨识

由于式 (1)~(3) 给出的三个通道之间几乎不存在耦合，因此只要对式 (1)~(3) 这三个传递函数的结构和参数进行辨识。文献 [1] 采用将三阶理论模型扩展成四阶并增加一个零点的

方法，通过在线辨识参数，完成了较好的拟合效果。这里采用如下的传递函数结构对式(1)~(3)进行修正：

$$G(s) = \frac{b_0}{s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (4)$$

图2至图4中的曲线就是在这一结构下利用最小二乘法得到的拟合结果。可见，传递函数(4)获得了良好的拟合效果。图2至图4中的拟合曲线是三个自由度的传递函数模型在复平面上的拟合曲线。图中同时还给出了根据理论模型(传递函数1)~(3)以及表1中的参数计算的复平面曲线。这些曲线与频率的关系是，左端对应于2 Hz 右端已很接近复平面的原点对应于160 Hz。

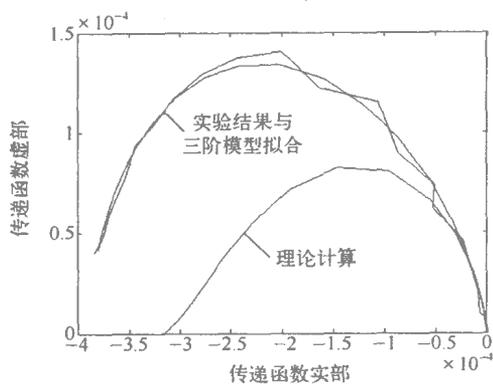


图2 z轴拟合结果

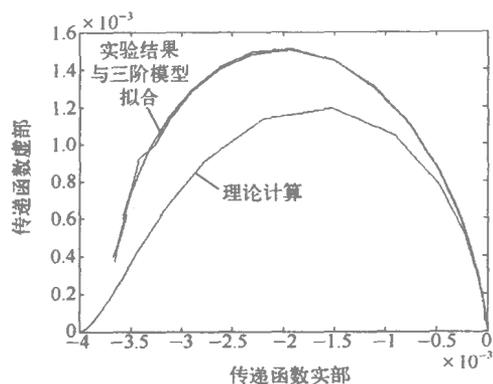


图3 alpha轴拟合结果

复平面上的拟合曲线并不能完全判定传递函数式(4)是否合适。为了进一步检验式(4)是否能够很好地描述被控对象，可分别描绘出幅

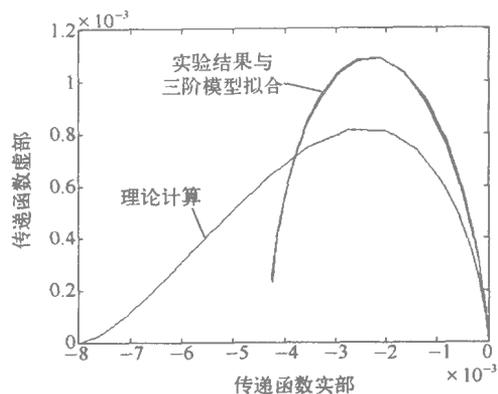


图4 beta轴拟合结果

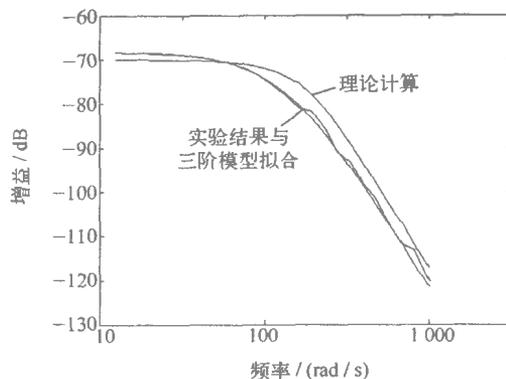


图5 z轴幅频特性拟合结果

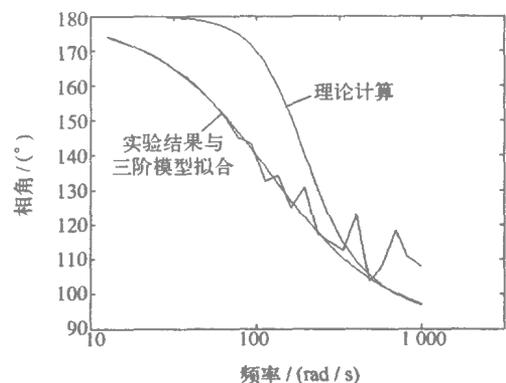


图6 z轴相频特性拟合结果

频和相频特性。图5至图10分别给出z轴、alpha轴、beta轴的三阶模型拟合的幅频和相频特性曲线。图中同时还给出了根据理论模型(传递函数1)~(3)以及表1中的参数计算的幅频特性曲线。由此可见，传递函数(4)的结构确实很好地描述了三个控制轴上的动力学行为。

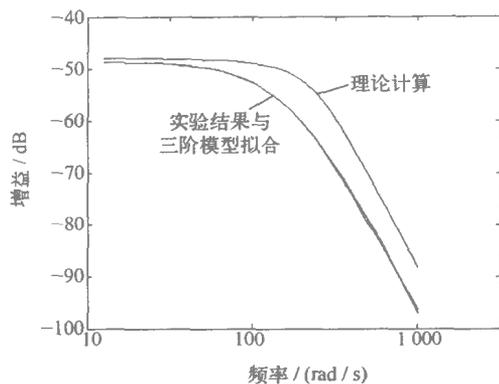


图 7 α 轴幅频特性拟合结果

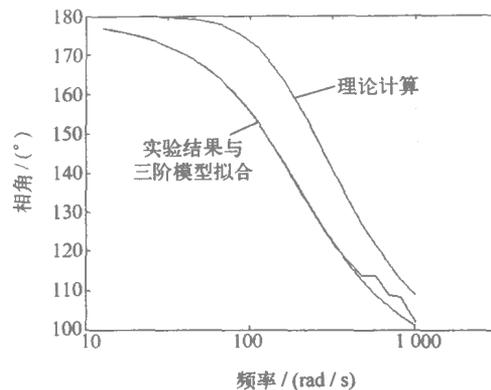


图 10 β 轴相频特性拟合结果

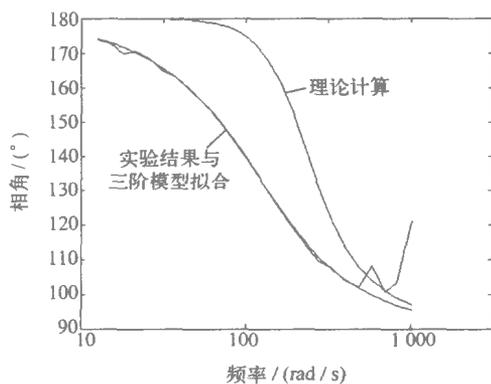


图 8 α 轴相频特性拟合结果

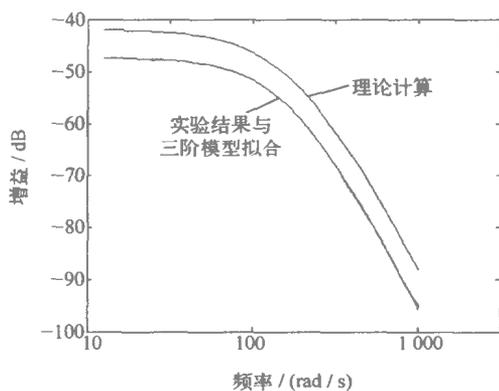


图 9 β 轴幅频特性拟合结果

由图可以看出，理论模型和系统的实际特性有比较大的差异，由传递函数 1)~(3) 所给出的函数不能进行很好的拟合，拟合的曲线与实际特性有明显的差异，分析主要原因是由于

作为衔铁的实心工作台的电涡流效应的影响。本文采用的模型比文献 [1] 中使用的模型少了一阶，但可以获得同样好的拟合效果，并且根据系统辨识所得到的参数，可以得到被控对象模型式 (4) 根据 (4) 式重新设计控制器，与文献 [1] 中的情况相比，可以有较低的控制器的阶数，通过实验比较，可以获得与 [1] 中同样好的闭环性能。

3 结论

本文通过采用新的模型对被控对象进行在线辨识，从而将电涡流的影响纳入到被控对象模型中，并通过新的模型以及辨识的参数设计控制器。在这些工作中，可以得出如下的结论：通过对理论计算得到的传递函数增加一个一次项，而不是增加零点或者极点的条件下同样可以拟合出很好的曲线，这里所采用的被控对象的模型与原传递函数式同阶，从而简化了磁悬浮系统控制器的设计，通过实验可以看出一方面磁悬浮工作台可以稳定的悬浮，另一方面也解决了由于材料的使用所造成的系统的实际特性与理论模型的差异从而达到较好的控制精度。

参考文献：

- [1] 毛军红 高琳 李黎川. 采用实心铁磁体的磁悬浮工作台的系统辨识[J]. 微细加工技术 2004, (1), 62-67.
- [2] 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.

基于虚拟仪器的电磁轴承系统辨识研究

贺航宇, 古会东, 石磊, 赵雷, 张良驹

(清华大学核能与新能源技术研究院, 北京 100084)

摘要: 为了提高所设计的电磁轴承控制器性能, 有必要对其控制模型及影响控制性能的各环节认识清楚, 而系统辨识则是实现该目标的有效途径之一。目前正在研制的电磁轴承辨识系统, 基于美国 NI 公司的虚拟仪器开发平台 LabVIEW、D/A 卡和 A/D 卡。在该辨识系统基础上可以方便的进行产品验收、系统观测、对象数学模型建立、诊断系统故障和评价控制器。

关键词 电磁轴承 控制系统辨识

Study on Identification of The AMB System With Virtual Instrument

He Hangyu, Gu Huidong, Shi Lei, Zhao Lei, Zhang Liangju

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

Abstract: It is essential to know every part of the AMB very clearly to make the designed controller of AMB more reliable and system identification is a very good method to do it. The AMB identification system under designing is based on NI LabVIEW, D/A and A/D board. It is convenient to check the property, observe system, build model, diagnose system fault and evaluate property of the controller of the AMB.

Key words: AMB; control; system identification

0 引言

电磁轴承主要利用电磁铁线圈中的电流产生可控的不接触电磁力来控制转子的空间位移, 因此电磁轴承较普通轴承具有不接触、无须润滑和主动阻尼振动等优点, 在真空技术、机床、透平机械和陀螺仪等领域有着广泛的应用^[1]。

如图 1 所示, 一套完整电磁轴承系统通常是由转子、位置传感器、控制器、功率放大器和定子组成, 其中功率放大器、电磁定子组和转子通常被统称为系统的执行机构。系统在控制器的调节下正常工作时, 由传感器测出转子的实际位置与设定位置之间的偏差, 按一定的控制规律输出控制励磁电流的指令信号至功率放大

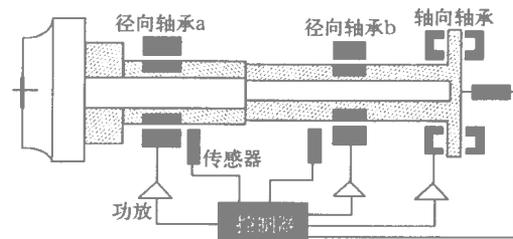


图 1 电磁轴承原理图

器, 再由功率放大器调节电磁铁的励磁电流, 从而调节对转子的吸力, 使转子在设定位置附近达到稳定悬浮^[1]。电磁轴承的性能直接由控制器的性能决定, 而控制器的性能归根结底要取决于电磁轴承数学模型的可靠度和各个参数的可信度。而解决这些问题的最有效的途径就是

系统辨识。本文的任务是如何使开发的辨识系统功能强大，又令辨识系统操作方便、容易上手。

1 电磁轴承的辨识研究

1.1 辨识研究的必要性

电磁轴承是一种新型的机电耦合系统，涉及机械、转子动力学、电气、计算机及控制等多种学科，结构比较复杂，系统中存在着各种非线性及外界干扰，对转子的动态性能的影响较大^[2-3]。在电磁轴承系统实现初步悬浮之后，应尽可能地通过实验获得转子的精确数学模型或各参数的不确定范围，以及传感器、功放和电磁力的模型和参数验证，从而给控制系统的设计提供帮助来改善控制效果。以前设计控制器主要是根据经验和理论的模型，也曾利用激振试验测出电磁轴承系统的频率特性和转子动力学，但得出的转子模型比较粗略，而且不能实时跟踪系统的动态特性。为了验证电磁轴承理论模型、校正控制参数和评价系统性能，一个性能可靠、操作方便、计算精确的电磁轴承辨识系统显得尤为重要。

1.2 电磁轴承的辨识方法

对于电磁轴承这个机电一体化系统，虽然需要辨识的对象众多，各个器件的工作原理相差较大，但是由于磁轴承技术发展多年，各个部件原理和结构都比较清楚，绝大部分可以通过经典方法获得其数学模型和参数。例如，转子的赤道转动惯量和极转动惯量可以通过旋转测试的方法获得^[4]；传感器可以通过标定试验确定增益、带宽和线性度^[5-7]。磁轴承系统的力/电流系数和力/位移系数也可以通过最小二乘的

方法求出^[8-9]；包括电磁铁线圈和功率放大器的执行器环节可以通过实验获得其动态性能^[10, 11]。另外，也有一些现代控制理论的方法应用到磁轴承领域的辨识中。例如，Eduard 采用 H_∞ 理论通过辨识系统参数诊断系统状态^[12]；Qinyu 在文献^[13]中针对转子的叠片和过盈结构的配合情况采用 μ 分析的方法，校正理论模型的分析结果；Nathan 采用神经网络的方法对悬浮小球单质点系统进行辨识^[14]。对于磁轴承—挠性转子系统的特性，尤其涉及到挠性特征模态的机电耦合动力学特性的辨识，就不能采用通常的办法进行。

一般来说，电磁轴承系统辨识有两种方式：开环方式和闭环方式。Florian 利用开环的方法对系统刚性模态进行辨识，对挠性部分则采用闭环的方式^[15]；Adam 在文献^[16]中，同时采用开环和闭环的方法，对传感器，执行器和电磁力进行了辨识和校正；而 Gahler 则对系统直接采用闭环的方式对系统的动力学特性进行参数辨识^[17]。一般来说，在磁轴承—转子系统开环方式采集的系统响应不如闭环方式数据量大、连续有效并有针对性。目前，已经有很多成熟的系统辨识模型应用到磁轴承领域，例如 ARX、ARMAX、黑箱、变结构、预测误差、输出误差和状态空间等模型，同时也可以根据模型的数学结构直接采用多项式拟合的方法进行参数估计。

2 辨识系统的开发

2.1 辨识平台的搭建

如图 2 所示，辨识系统是独立于控制系统

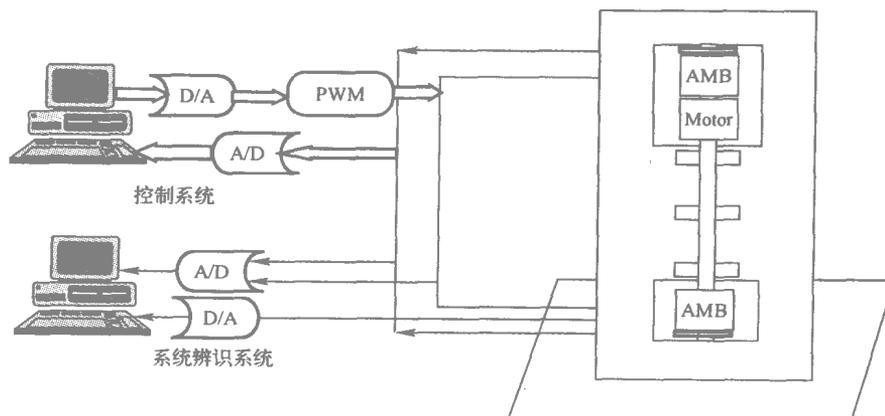


图 2 系统辨识结构图

的。控制系统通过传感器和 A/D 卡收集转子的位移信息，然后通过 D/A 卡给出处理信息，由功率放大器的输出电流控制电磁力，从而达到使转子始终保持稳定悬浮。因此，在闭环辨识的时候，我们不妨认为这是一个负反馈的闭环控制系统。因此，我们可以把电磁轴承系统抽象成如下的简图，如图 3 所示。辨识系统的

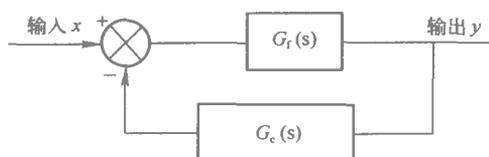


图 3 闭环系统结构图

D/A 输出当成此闭环系统的输入，此系统的输出，既是转子的位移信息，由传感器同时把信号送给控制系统和辨识系统。通过对输入和输出信号的采集和处理，通过某种模型和建模算法，得出转子的传递函数和一些参数特性。

但是闭环辨识一般是辨识挠性的转子。当我们辨识刚性转子的时候，可以辨识出一些转子的基本参数而不用控制器，这时的系统是一个开环系统。

2.2 实验室原有的平台及其缺点

实验室原有的辨识系统由 RT Linux 系统作为处理系统、国产的 A/D 和 D/A 卡作为辨识系统和电磁轴承系统的纽带。可以很好的满足实时采集数据和分析建模。实验室在前面人的开发基础上已经能够利用这种方案辨识电磁轴承的频率特性和建立数学模型。但是这种系统缺乏人机友好的操作界面，不太方便使用。不论是使用者还是开发者都需要专门学习 Linux 和 Unix 操作系统，需要专门为数据采集卡编写驱动，开发周期较长，不太方便在上面扩展功能和仪器化辨识系统。

2.3 现有的开发平台

目前正在研制的电磁轴承辨识系统，基于美国 NI 公司的虚拟仪器开发平台 LabVIEW 和 PCI6051M 数据采集卡。PCI6051M 数据采集卡是在一块卡上集成了高性能的 A/D 卡和 D/A 卡。不仅可以很好的满足系统开发的要求，而且能节省成本。同时，LabVIEW 提供的

系统辨识工具包简化了系统的开发过程。LabVIEW 的系统辨识工具包 system.identification.toolkit.V2.0 里面提供了几种建模的模块 其中包括 AR 模型、ARX 模型、ARMAX 模型、OE 模型、BJ 模型、GL 模型和状态空间模型。以下简单说明一下这几种建模方法的图表和算法。

AR(Auto Regressive)模型



如图所示，AR 模型中， e 是系统的扰动， y 是系统的输出。

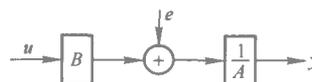
其计算公式可以表述为

$$A(q)y(n) = e(n) \quad (1)$$

其中， $A(q)$ 是关于后向移动算子 q 的多项式。

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} \dots + a_mq^{-m} \quad (2)$$

ARX 模型 其中 X 代表外生变量



如图所示，ARX 模型中， u 是系统的输入； e 是系统的扰动； y 是系统的输出。

其计算公式可以表述为

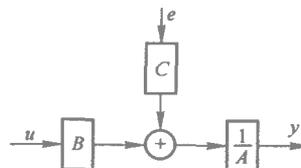
$$A(q)y(n) = e(n) + B(q)u(n-k) \quad (3)$$

其中 k 是系统延迟。 $A(q)$ 和 $B(q)$ 是关于后向移动算子 q 的多项式。

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} \dots + a_mq^{-m} \quad (4)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} \dots + b_{n-1}q^{-(n-1)} \quad (5)$$

ARMAX(auto regressive movable average)模型 其中 X 代表外生变量



如图所示，ARMAX 模型中， u 是系统的输入； e 是系统的扰动； y 是系统的输出。

其计算公式可以表述为

$$A(q)y(n) = B(q)u(n-k) + C(q)e(n) \quad (6)$$

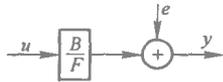
其中 k 是系统延迟。 $A(q)$ 、 $B(q)$ 和 $C(q)$ 是关于后向移动算子 q 的多项式。

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} \dots + a_mq^{-m} \quad (7)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} \dots + b_{nb-1}q^{-(nb-1)} \quad (8)$$

$$C(q) = 1 + c_1q^{-1} \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (9)$$

OE(output error)模型



如图所示,OE模型中, u 是系统的输入; e 是系统的扰动; y 是系统的输出。

其计算公式可以表述为

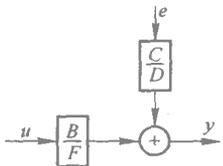
$$y(n) = \frac{B(q)}{F(q)}u(n-k) + e(n) \quad (10)$$

其中 k 是系统延迟。 $F(q)$ 和 $B(q)$ 是关于后向移动算子 q 的多项式。

$$F(q) = 1 + f_1q^{-1} \dots + f_{na}q^{-na} \quad (11)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} \dots + b_{nb-1}q^{-(nb-1)} \quad (12)$$

BJ(Box-Jenkins)模型



如图所示,BJ模型中, u 是系统的输入; e 是系统的扰动; y 是系统的输出。

其计算公式可以表述为

$$y(n) = \frac{B(q)}{F(q)}u(n-k) + \frac{C(q)}{D(q)}e(n) \quad (13)$$

其中 k 是系统延迟。 $F(q)$ 、 $B(q)$ 、 $C(q)$ 和 $D(q)$ 是关于后向移动算子 q 的多项式。

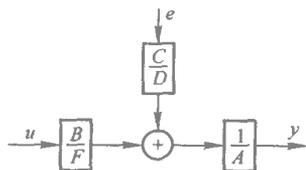
$$F(q) = 1 + f_1q^{-1} \dots + f_{na}q^{-na} \quad (14)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} \dots + b_{nb-1}q^{-(nb-1)} \quad (15)$$

$$C(q) = 1 + c_1q^{-1} \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (16)$$

$$D(q) = 1 + d_1q^{-1} \dots + d_{nd}q^{-nd} \quad (17)$$

GL(General Linear)模型



如图所示,GL模型中, u 是系统的输入; e 是系统的扰动; y 是系统的输出。

其计算公式可以表述为

$$A(q)y(n) = \frac{B(q)}{F(q)}u(n-k) + \frac{C(q)}{D(q)}e(n) \quad (18)$$

其中 k 是系统延迟。 $F(q)$ 、 $B(q)$ 、 $C(q)$ 和 $D(q)$

是关于后向移动算子 q 的多项式。

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} \dots + anaq^{-m} \quad (19)$$

$$F(q) = 1 + f_1q^{-1} \dots + f_{na}q^{-na} \quad (20)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} \dots + b_{nb-1}q^{-(nb-1)} \quad (21)$$

$$C(q) = 1 + c_1q^{-1} \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (22)$$

$$D(q) = 1 + d_1q^{-1} \dots + d_{nd}q^{-nd} \quad (23)$$

状态空间模型其公式表述如下所示

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (24)$$

$$y = Cx + Du \quad (25)$$

其中 A 是给定系统的 $n \times n$ 状态矩阵, B 是给定系统的 $n \times m$ 状态矩阵, C 是给定系统的 $r \times n$ 状态矩阵, D 是给定系统的 $r \times m$ 状态矩阵。

离散时间状态空间模型可以表述为

$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) + Ke(n) \quad (26)$$

$$y(n+1) = Cx(n) + Du(n) + e(n) \quad (27)$$

A 、 B 、 C 、 D 的定义同上,而此时 n 是状态数、 m 是输入的个数、 r 是输出的个数、 x 是状态向量、 u 是输入向量、 y 是输出向量、 K 是卡曼增益矩阵、 $e(n)$ 是系统的扰动。

比较上面各种建模方式的优劣,准备用ARMAX方法建立单人单出方式辨识时的模型,用状态空间方法建立多如多出方式辨识时的模型。

由于工具包建立的传递函数是离散的表达式,因此在分析模型的还得涉及离散传函和连续传函的转换。

此系统 Windows 图形化的操作界面,方便了用户使用。在该辨识系统基础上可以方便地进行部件性能检验、系统观测、对象数学模型建立、诊断系统故障和评价控制器等多种功能,给电磁轴承控制系统设计、性能评价以及今后的在线专家系统和故障诊断提供了一个强大的工具。

3 小结

本文简单介绍了电磁轴承的工作原理以及系统辨识对于提高电磁轴承性能的重要性。介绍了辨识方式的不同对于系统平台搭建的影响。介绍了一种能方便用户使用而且性能很高的辨识平台和开发方式。提出了一些问题的解决办法。

参考文献：

- [1] Schweitzer G, Bleuler H, Traxler A. Active magnetic bearings—basics, properties and application of active magnetic bearings. Switzerland; ETH, 1994.
- [2] 赵鸿宾. 高技术的结晶—磁轴承. 国际学术动态, 1990, 6:86-89.
- [3] 赵鸿宾. 磁轴承研究及应用. 国际学术动态, 1989, 4: 66-68.
- [4] 谷会东 赵雷 赵鸿宾. 电磁轴承支承的挠性转子的系统辨识. 核动力工程, 2003, 37(11):159-162.
- [5] 朱润生. 磁悬浮电主轴磨削性能及电涡流传感器性能研究 [D]. 北京: 清华大学工程物理系, 2002.
- [6] Teajin P, Koichi M, Yusuke K. Identification of unbalance and high order sensor runout on rigid rotor supported by magnetic bearings. In: Okada Y, eds. Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings. Hitachi, Ibaraki University, 2002. 355-360.
- [7] Hyeong J A, Dong C H, Maslen E. New system identification scheme of AMB rotor system considering sensor and actuator dynamics. In: Stephens L, eds. Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington; University of Kentucky, 2004.
- [8] Gahler C. Rotor dynamic testing and control with active magnetic bearings; [Ph. D. Dissertation]. Zurich; ETH, 1998.
- [9] Seungjong K, Chongwon L. On-line identification of current and position stiffness by LMS algorithm in active magnetic bearing system equipped with force transducers. Mechanical System and Signal Processing, 1999, 13 (5):681-690.
- [10] Hyeong J A, Dong C H, Maslen E. New system identification scheme of AMB rotor system considering sensor and actuator dynamics. In: Stephens L, eds. Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington; University of Kentucky, 2004.
- [11] Seth L, Dennis B. Identification of an electromagnetic actuator. Transactions Decision and Control, 2002, 41 (12):4521-4526.
- [12] Eduard M, Okko B. A convex relaxation approach to deal rational frequency domain identification. Transactions on Decision and Control, 2002, 41(1):252-257.
- [13] Qingyu W, Maslen E. Identification of unmodelled dynamics in a rotor bearing system with bounded uncertainty. In: Stephens L, eds. Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington; University of Kentucky, 2004.
- [14] Nathan S, Heeju C, Gregory B. H_{∞} control of active magnetic bearings using artificial neural network identification of uncertainty. Transactions on Control, 2003, 7(4):1449-1456.
- [15] Florian L. Identification and automated controller design for active magnetic bearing systems; [Ph. D. Dissertation]. Zurich; ETH, 2002.
- [16] Adam P. A nonlinear AMB model & identification methods. In: Stephens L, eds. Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings. Lexington; University of Kentucky, 2004.
- [17] Gahler C. Rotor dynamic testing and control with active magnetic bearings; [Ph. D. Dissertation]. Zurich; ETH, 1998.

一种新颖的电机磁链辨识算法

王宇, 邓智泉, 王晓琳

(南京航空航天大学航空电源航空科技重点实验室, 江苏南京 210016)

摘要: 本文提出了一种新的电机磁链辨识算法, 它是由一个低通滤波器和坐标变换环节构成, 低通滤波器的截止频率等于电机的同步角频率。该算法可以有效地消除纯积分环节存在的直流偏置和初始相位积分问题, 同时不会在辨识的磁链中引入幅值和相位误差。本文对提出的新积分算法进行了仿真, 并在一台异步电机上进行了实验。仿真和实验结果验证了本文提出方法的有效性。

关键词: 电机磁链辨识; 坐标变换; 新辨识算法; 异步电机

A Novel Algorithm of Motor Flux Estimation

Wang Yu, Deng Zhiquan, Wang Xiaolin

(Aero-tech Power Supply Center, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: This paper presents a novel motor flux estimation arithmetic. It was made up of a low-pass filter and a coordinate transformation. The cut-off frequencies of the low-pass filter are set to the synchronous frequency of induction motor. This arithmetic can effectively eliminate the direct current bias and original phase problem and also can't import range and phase error in the flux. Simulation and experiment results have verified the effectiveness of the new arithmetic.

Key words: motor flux estimation; coordinate transformation; new estimation arithmetic; induction motor

0 引言

电机磁链的在线估计是实现直接转矩控制技术或磁场定向控制技术的关键。常用的电机磁链估计模型有两种: 一种是电流模型, 它是根据定子电流和转速来计算定子磁链; 另一种是电压模型, 它是利用定子电压方程通过积分运算来获得定子磁链。相对于电流模型, 电压模型具有所需电机参数少, 不易受电机参数变化的影响, 而且实现方法简单、成本低廉的优点, 从而在电机控制系统中获得了广泛的应用。

然而在基于电压模型定子磁链辨识算法中, 由于纯积分环节的存在, 在辨识的定子磁链中引入了直流偏置误差或初始相位积分误差^[1], 从而影响了磁链辨识的精度。

为了解决纯积分环节存在的问题, 一种常用的方法是用一阶低通滤波器来代替纯积分环节^[3]。一阶低通滤波器虽然会减小直流偏置误差及消除初始相位积分误差, 但它又会在辨识的定磁链中引入幅值误差和相位超前。

为了准确的辨识定子磁链, 文献[2-5]提出了各种幅值和相位的补偿方法(如自适应积分算法、可编程低通滤波器算法等), 但补偿器都

比较复杂。本文提出了一种新的积分算法，它是由一个低通滤波器和一个坐标变换环节构成。新的积分算法不仅可以有效的消除纯积分环节存在的问题，而且不会在辨识的磁链中引入幅值和相位误差。

1 新辨识算法

图 1 给出了新辨识算法的原理框图。它是由一个低通滤波器和坐标变换环节构成，其中低通滤波器的截止频率为电机的同步角频率 ω_e 。

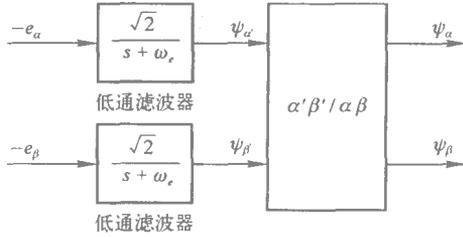


图 1 新辨识算法原理框图

图 1 中的低通滤波器在电机同步角频率 ω_e 的幅频特性、相频特性和直流增益分别为：

$$|H_{lp}(j\omega_e)| = \frac{1}{|\omega_e|} \quad (1)$$

$$\angle H_{lp}(j\omega_e) = -45^\circ \quad (2)$$

$$|H_{lp}(j0)| = \frac{\sqrt{2}}{|\omega_e|} \quad (3)$$

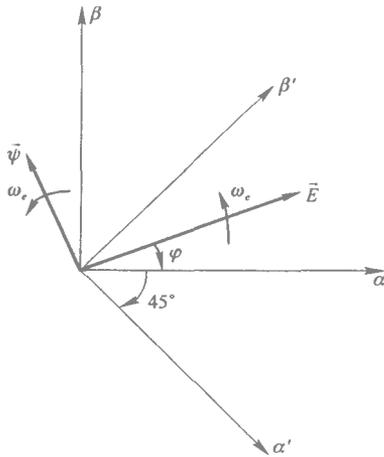


图 2 定子正交坐标系图

图 2 为定子正交坐标系图，在静止两相 $\alpha\beta$

坐标系中，电机定子的感应电动势为：

$$-e_\alpha = E \cos(\omega_e t + \varphi) \quad (4)$$

$$-e_\beta = E \cos(\omega_e t + \varphi - 90^\circ) \quad (5)$$

那么电机定子感应电势通过一阶低通滤波器后得到的电机定子磁链为：

$$\psi_\alpha' = \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 45^\circ) \quad (6)$$

$$\psi_\beta' = \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 135^\circ) \quad (7)$$

$\psi_\alpha' \psi_\beta'$ 相当于电机的定子磁链空间矢量在 $\alpha'\beta'$ 坐标轴的分量，只要通过 $\alpha'\beta'/\alpha\beta$ 的坐标变换，即可得到电机的定子磁链空间矢量在 $\alpha\beta$ 坐标轴的分量。坐标变换过程如下：

$$\begin{aligned} & \psi_\alpha' \cos 45^\circ + \psi_\beta' \cos(90^\circ - 45^\circ) \\ &= \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 45^\circ) \cos 45^\circ + \\ & \quad \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 135^\circ) \sin 45^\circ \\ &= \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 45^\circ) \cos 45^\circ + \\ & \quad \frac{E}{\omega_e} \sin(\omega_e t + \varphi - 45^\circ) \sin 45^\circ \\ &= \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 90^\circ) \\ &= \psi_\alpha \\ & \psi_\beta' \sin(45^\circ) - \psi_\alpha' \sin(90^\circ - 45^\circ) \\ &= \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 135^\circ) \sin 45^\circ - \\ & \quad \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 45^\circ) \cos 45^\circ \\ &= \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 135^\circ) \sin 45^\circ - \\ & \quad \frac{E}{\omega_e} \sin(\omega_e t + \varphi - 135^\circ) \cos 45^\circ \\ &= \frac{E}{\omega_e} \cos(\omega_e t + \varphi - 180^\circ) \\ &= \psi_\beta \end{aligned} \quad (8)$$

将坐标变换环节的系数 $\cos 45^\circ$ 和 $\sin 45^\circ$ 与低通滤波器的分子系数 $\sqrt{2}$ 约去可得到新辨识算法的简化原理图 见图 3。

从式 1)~(9) 及图 3 可得到新辨识算法的幅频特性、相频特性和直流增益分别为：

$$H_{ni}(j\omega_e) = \frac{1}{|\omega_e|} \quad (10)$$

$$\angle H_{ni}(j\omega_e) = -90^\circ \quad (11)$$

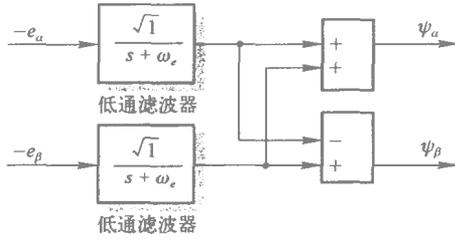


图 3 新辨识算法简化原理框图

$$H_m(j0) = \frac{1}{|\omega_e|} \quad (12)$$

同时给出纯积分算法和低通滤波器的幅频特性、相频特性和直流增益分别为：

$$H_p(j\omega_e) = \frac{1}{|\omega_e|} \quad (13)$$

$$\angle H_p(j\omega_e) = -90^\circ \quad (14)$$

$$H_p(j0) = \infty \quad (15)$$

$$H_{lp}(j\omega_e) = \frac{1}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}} \quad (16)$$

$$\angle H_{lp}(j\omega_e) = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega_e}{\omega_c}\right) \quad (17)$$

$$H_{lp}(j0) = \frac{1}{|\omega_c|} \quad (18)$$

从式 (10)~(18) 中，可以归纳出新辨识算法的主要特点如下：

(1) 新辨识算法的直流增益为有限值，而纯积分环节的直流增益为无穷大，因此，新辨识算法可以有效解决纯积分环节存在的问题；

(2) 新辨识算法在电机同步角频率处的幅频特性、相频特性与纯积分环节相同，也就是说，新积分算法不会在辨识的磁链中引入幅值和相位误差，而用一阶低通滤波器来代替纯积分环节却会在辨识的磁链中引入幅值和相位误差；

(3) 新辨识算法中低通滤波器的截止频率与电机同步角频率仅是简单的相等关系，因此，新的辨识算法实现非常简单。

2 仿真

为了验证新积分算法的有效性，在 Matlab/Simulink 中进行了仿真分析。

图 4 的上图是初始相位为 90° 的电机定子感应电动势，下图是基于三种积分算法辨识的

磁链。由于感应电动势初始相位角不为零，在基于纯积分环节辨识的磁链中叠加了一个事实上并不存在的直流分量；同时与实际的电机磁链相比，在基于一阶低通滤波器辨识的磁链中引入了幅值和相位误差；而在基于新算法辨识的磁链在半个周期后就与实际的磁链重合，说明新辨识算法可以有效地解决纯积分环节存在的初始相位积分问题。

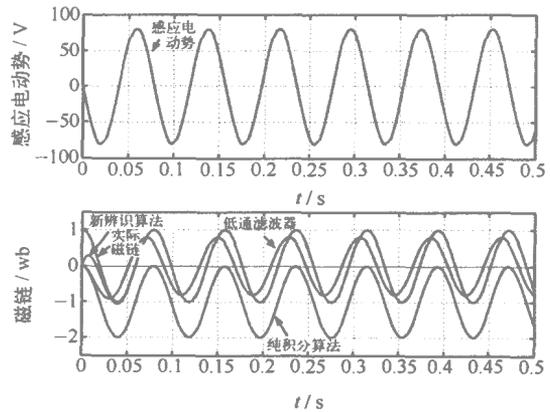


图 4 当初始积分相位不合适时，三种积分算法辨识结果的比较

为了分析直流偏置对磁链辨识积分算法的影响，在电机的感应电动势中叠加了一个直流分量如图 5 上图所示。图 5 下图给出了基于三种积分算法辨识的电机磁链。从图中可知：在基于纯积分环节辨识的磁链中叠加了一个斜坡分量，从而导致纯积分环节饱和和失效；同时在基于一阶低通滤波器辨识的磁链中存在幅值和相位误差，并在磁链中叠加了很小的直流分量；而在基于新算法辨识的磁链中不存在幅值和相位误差，并在一定程度上减小了直流分量。该仿真结果表明新辨识算法可以有效解决纯积分算法饱和和失效的问题。

为了分析新积分算法的动态性能，对电机感应电动势幅值和频率突变的情况进行了仿真。当感应电动势的幅值从 80 V 突变到 160 V 基于两种积分算法辨识的磁链如图 6 所示。从图 6 中可以看出：当感应电动势幅值突变时，在基于纯积分环节辨识的磁链中叠加了一个恒定的直流偏差，而基于新积分算法辨识

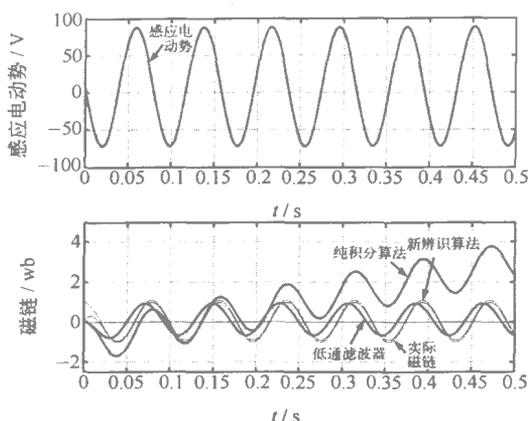


图 5 当感应电动势中存在直流分量时，三种积分算法辨识结果的比较

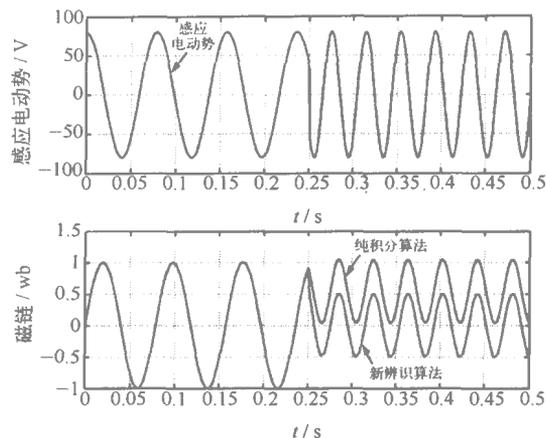


图 7 当感应电动势频率突变时，两种积分算法辨识结果的比较

的磁链却保持稳定。

当感应电动势的角频率从 80 rad/s 突变到 160 rad/s 时，基于两种积分算法辨识的磁链如图 7 所示。与上面仿真结果相似，在基于纯积分环节辨识的磁链中也叠加了一个直流偏差。

当感应电动势的角频率从 80 rad/s 突变到 160 rad/s 同时感应电动势的幅值从 80 V 突变到 160 V 时，基于两种积分算法辨识的磁链如图 8 所示。与上面仿真结果相似，在基于纯积分环节辨识的磁链中也叠加了一个直流偏差。图 7 和图 8 的仿真结果说明了新积分算法具有良好的动态性能。

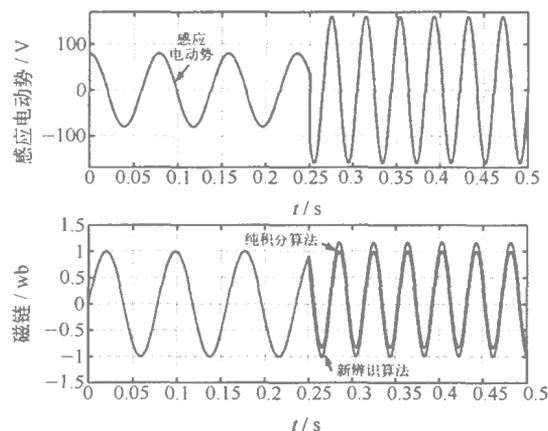


图 8 当感应电动势幅值和频率突变时，两种积分算法辨识结果的比较

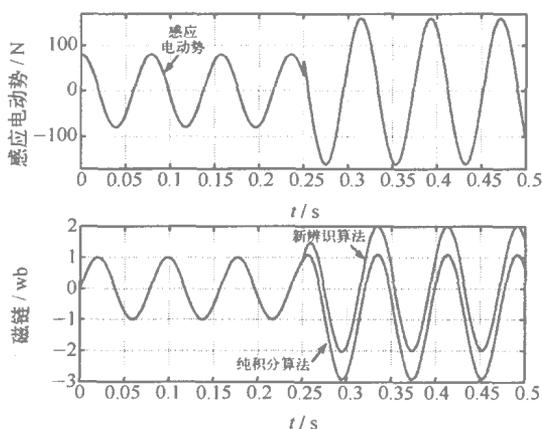


图 6 当感应电动势幅值突变时，两种积分算法辨识结果的比较

3 实验

为验证本文提出的算法，在一台异步电机进行了实验。

图 9 给出了电机转速为 1000 r/min 时辨识的定子磁链。由于电机定子电压电流检测电路中不可避免存有直流分量，因此在基于纯积分环节辨识的定子磁链中叠加了一个斜坡分量，造成磁链辨识算法的饱和失效；而基于新算法辨识的定子磁链却是一个稳定的正弦波，有效地消除了直流分量的影响。

图 10 给出了电机转速为 1000 r/min 时辨识的定子磁链。一阶低通滤波器的截止频率为 50 rad/s ，从图 10 中可知，基于一阶低通滤波

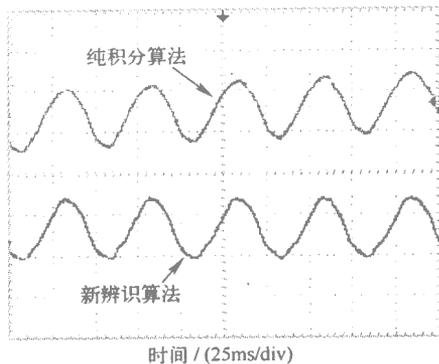


图 9 基于纯积分环节和新积分算法辨识的定子磁链

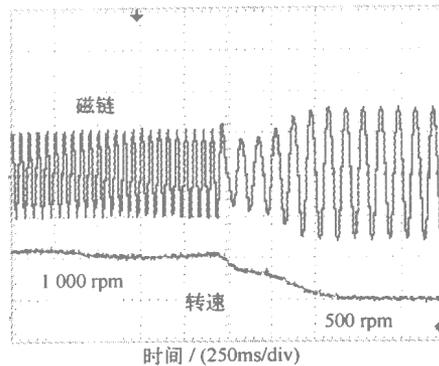


图 12 转速突降时, 基于新积分算法辨识的定子磁链

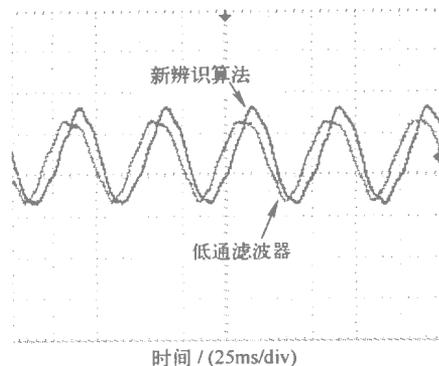


图 10 基于一阶低通滤波器和新积分算法辨识的定子磁链

器辨识的定子磁链存在幅值衰减和相位滞后。

图 11、12 给出了电机转速突变时基于新积分算法辨识的定子磁链。从图中可以看出, 当电机转速从 1 000 r/min 上升到 2 000 r/min 时 或者从 1 000 r/min 下降到 500 r/min 时, 基于新算法辨识的定子磁链中不存在直流偏差, 具有良好的动态特性。

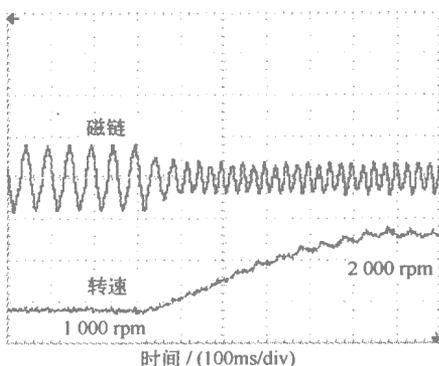


图 11 转速突升时, 基于新积分算法辨识的定子磁链

4 总结

本文分析了纯积分器和低通滤波器在磁链辨识算法中存在的问题, 并提出了一种新颖的电机磁链辨识算法, 该算法可以有效地消除纯积分环节存在的问题, 同时不会在辨识的磁链中引入幅值和相位误差, 并具有较好的动态性能。仿真和实验验证了该算法的有效性。

参考文献:

- [1] Maurizio Cirrincione, Marcello Pucci, A New Adaptive Integration Methodology for Estimating Flux in Induction Machine Drives, IEEE Transactions on Power Electronics, January 2004, vol. 19, No. 1;25-34.
- [2] Chun T W, Choi M G, Kim K M, A Programmable Low-pass Filter based on Stator Flux Calculation for a Direct Vector Control of Induction Motor, IEEE Electronics, KORUS'99;722-726.
- [3] Hu J, Wu B, New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range, IEEE Transactions on Power Electronics, September 1998, vol. 13, No. 5;969-977.
- [4] Bose B K, Patel N R. A Programmable cascaded Low-pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, February 1997, vol. 44, No. 1;140-143.
- [5] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Song-Yul Choe, An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Power Electronics, March 2000, vol. 15, No. 2;312-318.

差动变压器式传感器在磁悬浮轴承中的应用研究

金超武, 徐龙祥, 周瑾

(南京航空航天大学机电学院, 江苏南京 210016)

摘要: 对一种新型差动变压器式径向位移传感器在磁悬浮轴承中的应用进行了研究。该传感器的线性范围为 $-0.5\text{ mm}\sim+0.5\text{ mm}$ 时, 其线性度可达 $\pm 1.84\%$ 灵敏度为 $22.76\text{ mV}/\mu\text{m}$ 截至频率在 800 Hz 左右, 理论上可以满足磁悬浮系统的要求。为实现该传感器在磁悬浮轴承系统的实际应用, 设计制造了一个两自由度径向磁悬浮轴承试验台, 目前正在进行试验调试。并设计了一个五自由度的磁悬浮轴承试验台, 除轴向采用涡流传感器外, 径向均采用自主研发的电感传感器。

关键词: 非接触 位移传感器 变压器式 径向 磁悬浮轴承

Application of Differential Transformer Displacement Sensors in Active Magnetic Bearings

Jin Chaowu, Xu Longxiang, Zhou Jin

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

Abstract: The application of a new differential transformer radial displacement sensor is researched for Active Magnetic Bearing(AMB) in this thesis. The linearity of the sensor is $\pm 1.13\%$, sensitivity is $22.41\text{ mV}/\mu\text{m}$ in the measuring range of $-0.35\text{ mm}\sim+0.35\text{ mm}$, and the cut-off frequency up to 800 Hz , and the sensor can apply in AMB in theory. A radial test-bed of AMB with two degrees of freedom is designed and manufactured for realizing practical capability of the sensor, and it is testing. A test-bed of AMB with five degree of freedom is designed, in which all radial sensors are differential transformer displacement sensors while the axial sensors are eddy current sensors.

Key words: contact-less; displacement sensor; differential transformer; radial; active magnetic bearing

0 引言

位移传感器是电磁轴承系统的重要组成部分之一, 其性能对磁悬浮轴承系统的控制精度有很大的影响, 因而有必要对其进行研究。在磁悬浮轴承系统中, 传感器反馈的信号是多样

的, 位移、速度、电流、电磁力、磁通量等物理量均可作为反馈信号。目前电磁轴承多采用位移传感器, 轴向轴承亦可采用速度传感器。图 1 给出了单自由度电磁轴承系统的结构框图。从图 1 中可以看出典型的电磁轴承系统包括位移传感器、控制器、功率放大器、电磁铁和转子五

大部分。传感器的作用是给控制系统反馈转子的位移信号，是整个系统的眼睛。传感器的性

能直接决定系统的控制性能^[1]。

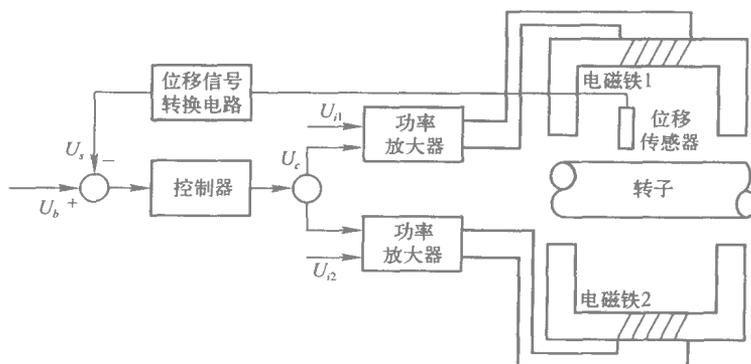


图1 单自由度磁悬浮轴承系统结构框图

作为一种先进的机电一体化系统，磁悬浮轴承对位移传感器有特殊的要求，要求传感器是非接触的；要求传感器有很高的灵敏度和很好的动态特性。目前，用于电磁轴承控制系统中的位移传感器大多是电涡流式传感器。电涡流传感器是利用电磁感应原理制成，因而它对外部磁场干扰比较敏感。此外，由于涡流传感器是通过螺纹联接固定在传感器支架上，如图2所示，因为机械加工误差和装配误差等原因

点，而且还具有电涡流传感器无法比拟的优点：首先因为电感传感器线圈被软磁材料所屏蔽，所以它对周围磁场干扰不敏感；其次，电感传感器可以整体加工，能通过提高机械加工精度来保证传感器的中心与磁轴承的几何中心的一致；再次，即使传感器与转子之间存在一层金属薄片如图3所示，只要金属薄片是不导磁材料，电感传感器仍然能够检测到转子位移^[2]。综上所述，电感传感器完全适用于磁悬浮轴承系统。并且电感传感器的研究为无传感器磁悬浮轴承的研究奠定了一定基础^[3]。

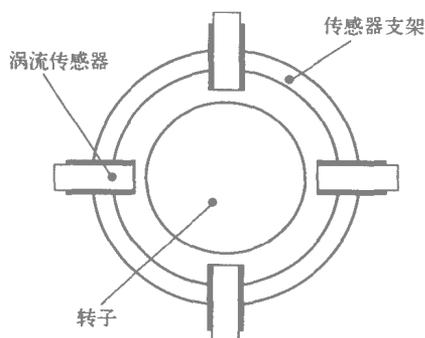


图2 涡流传感器安装

将会导致传感器的中心和磁轴承的中心不重合。其次由于是螺纹联接，系统的震动或其他原因会使传感器松动，这势必对磁悬浮轴承的控制精度产生影响。此外在某些特殊应用场合需要在磁悬浮转子外加一层金属保护膜时，电涡流传感器就无法胜任。而电感式位移传感器不仅具有灵敏度高、线性度好、分辨力高等特

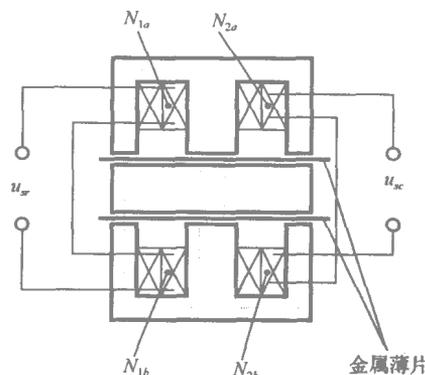


图3 特殊转子结构

1 基本原理

电感传感器是利用线圈的自感或者互感的变化来实现位移测量的一种装置，它的核心是可变自感或可变互感。本文采用的是变气隙式

差动变压器式电感传感器，是利用互感的变化来工作的。

1.1 工作原理

如图 3 所示：上下两只铁芯上均有一个初级线圈（也称励磁线圈）和一个次级线圈（也称输出线圈）。上下两个初级线圈串联后接交流励磁电源电压 U_x ，两个次级线圈则按电势反向串联。忽略高阶无穷小量，当 $\omega L \gg R$ (ω 为交流励磁电源电压 U_x 的频率 L 为初级线圈电感 R 为初级线圈的等效电阻) 时，可推导出

$$U_x = -\frac{N_2}{N_1} \frac{\Delta\delta}{\delta} U_x$$

式中：

U_x —初级线圈的交流励磁电源电压 (V)；

U_x —次级线圈的输出电压 (V)；

N_1, N_2 —分别为初级线圈和次级线圈的匝数；

$\Delta\delta$ —轴偏移平衡位置的距离 (mm)；

δ —轴处于平衡位置时的气隙大小 (mm)。

当轴处于中间位置时， $\delta_1 = \delta_2 = \delta$ ，初级线圈中产生交变磁通 Φ_1 和 Φ_2 ，在次级线圈中便产生交流感应电势。由于两边气隙相等，磁阻相等，所以 $\Phi_1 = \Phi_2$ ，次级线圈中感应出的电势 $E_{21} = E_{22}$ ，由于次级是按电势反向连接的，结果输出电压 $U_x = 0$ 。当轴偏离中间位置时，两边气隙不等 (即 $\delta_1 \neq \delta_2$)，次级线圈中感应的电势不再相等 (即 $E_{21} \neq E_{22}$)，便有电压 U_x 输出。 U_x 的大小及相位取决于轴的位移大小和方向^[4]。图 4 为差动式电感传感器的实物图。



图 4 传感器实物图

1.2 性能指标

本实验室已经自主研制了单自由度差动变压器式传感器，其静态性能指标：线性范围、线性度、灵敏度、迟滞、重复性等性能指标 (见表 1)。

表 1 传感器的性能指标

线性范围/mm	线性度	灵敏度/ (mV/ μ m)	迟滞	重复性/%
-0.50~+0.50	$\pm 1.84\%$	22.76	$\pm 0.30\%$	± 0.22
-0.45~+0.45	$\pm 1.53\%$	22.63	$\pm 0.34\%$	± 0.24
-0.40~+0.40	$\pm 1.34\%$	22.52	$\pm 0.38\%$	± 0.27
-0.35~+0.35	$\pm 1.13\%$	22.41	$\pm 0.44\%$	± 0.31

传感器动态特性是指对于随时间变化的输入量的响应特性。动态标定的目的是检验此传感器的稳态响应特性和瞬态响应特性，以保证在将此传感器用于系统时，在静态悬浮和动态悬浮保持其稳定性^[5]。其传感器的幅频曲线如图 5 所示^[6]。

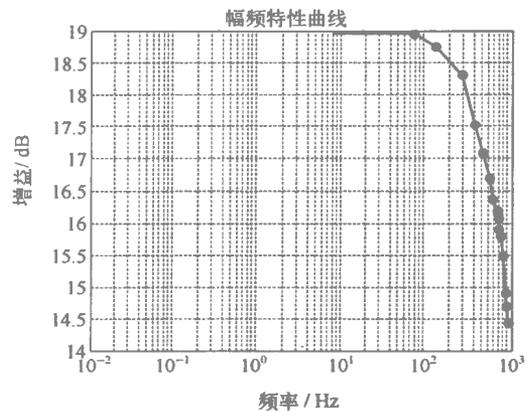


图 5 传感器的幅频特性

2 静态悬浮

从表 1 和图 5 可以得出本实验室所研究的电感传感器是满足磁悬浮轴承系统的要求的。但以上各类数据与图表，只是在单自由度工作的情况下得出的。要将设计出的传感器用于磁悬浮系统中，就必须双自由度同时工作。而两个自由度线圈同时工作的磁场干扰问题有待进一步研究。

磁悬浮轴承系统的静态悬浮是系统调试的第一步，其后就能进行动态旋转实验。磁轴承径向单、双自由度的静态悬浮采用电感传感器为位移传感器 图 6 是在此基础上设计的试验台原理图。试验台由磁轴承，转子，变压器式传

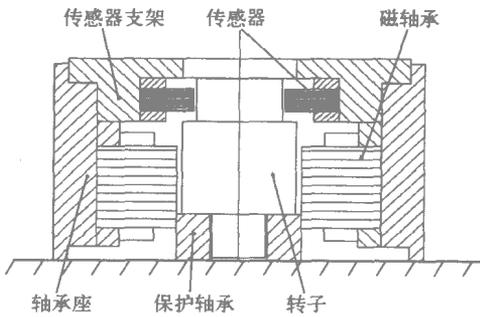


图 6 试验台原理图

感器，传感器支架，保护轴承和轴承座组成。此试验台实现的是水平方向悬浮，轴向由保护轴承限制。传感器与转子的单边间距为 1 mm，磁轴承与转子的单边间距为 0.25 mm 保护轴承与转子的单边气隙为 0.15 mm。由线性差动变压器的专用芯片 AD598^[7] 的输出为传感器的原边提供激励信号，传感器副边感应出的信号送回 AD598 进行处理。将转子位移信号转化为电信号后，再经其他信号调理电路^[3] 送往控制器。控制器输出的控制信号驱动功率放大器改变磁轴承的悬浮力，使转子悬浮在中心位置。在双自由度试验台上实现径向单自由度静态悬浮时的转子位置波形，和磁轴承线圈的

电流波形，如图 7 所示。图中上方曲线是转子的位置曲线，其输出为 2.5 V。图中下方曲线为流过磁轴承线圈电流的曲线，输出为 700 mA。

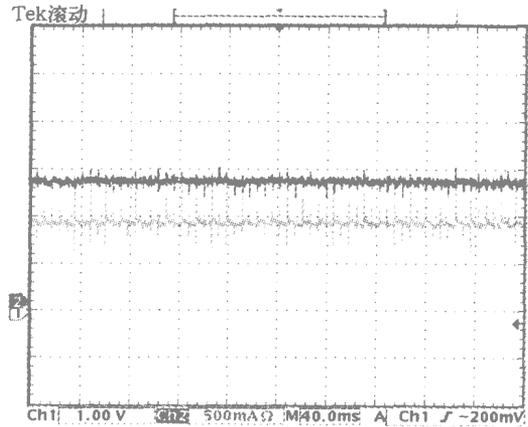


图 7 静态悬浮时转子在单自由度的位置和电流波形

3 动态悬浮

在图 6 的试验台完成了磁轴承的单自由度和双自由度的静态稳定悬浮，为进一步的动态悬浮实验奠定了基础。接着就可以将此传感器移植到改装后的五自由度磁轴承平台，见图 8。在这个试验台里，有两个径向磁轴承，一个轴向磁轴承和一个变频电机。此平台除轴向采用涡流传感器外，径向均采用自主研发的电感传感器。当 5 自由度磁轴承静态悬浮稳定后，就可用变频电机驱动磁轴承实现高速旋转，从而实现磁轴承的动态悬浮。

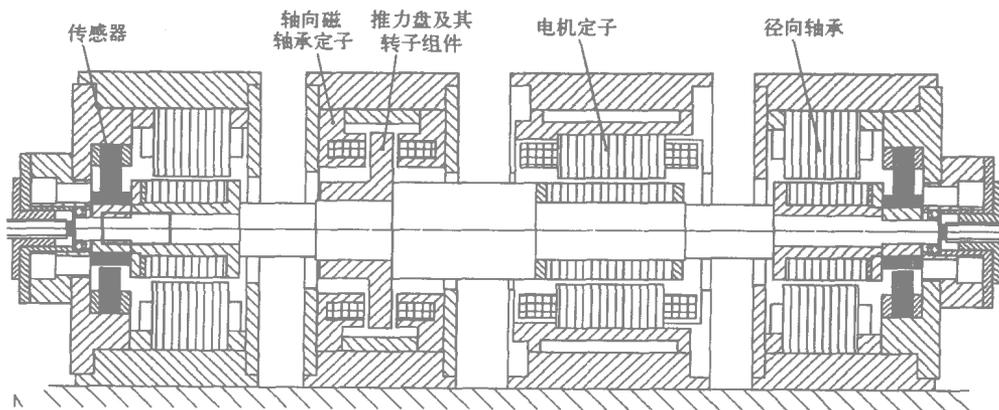


图 8 磁轴承平台

4 结束语

本文是建立在单自由度差动变压器式传感器研制成功的基础上，将其扩展为双自由度并应用于磁悬浮平台实现其静态悬浮与动态悬浮。通过对双自由度和 5 自由度磁悬浮试验台的设计，实现差动变压器式传感器在磁悬浮系统中的应用，这将使磁悬浮轴承具有更广阔的应用前景。

参考文献：

- [1] 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, vol. 4, No. 1, Feb. 1998.
- [2] Shin-ichi Moriyama, Katsuhide Watanabe, Takahide Hanga. Inductive sensing system for active magnetic suspension control-Proceedings of the sixth international symposium on magnetic bearings. August 5-7, 1998.
- [3] Diaz de Lezana K. Comparative study of alternative circuit configuration for inductive sensors[J]. Sensors and Actuators A 91(2001) 226-229.
- [4] 孟立凡 郑宾 主编. 传感器原理及技术 [M]. 北京: 兵器工业出版社, 2002, 105-107.
- [5] 徐科军. 传感器动态特性的实用研究方法. 北京: 中国科学技术大学出版社, 1999, 2.
- [6] 杨朝英. 电感传感器在磁悬浮轴承系统中的应用研究 [D]. 南京航空航天大学, 2005, 2.
- [7] Data Sheet LVDT Signal Conditional AD598, anglog Device inc.

磁悬浮轴承差动变压器式自检测原理研究

范东浩 徐龙祥 王军

(南京航空航天大学机电学院, 江苏南京 210016)

摘要: 本文主要研究了一种磁轴承转子位置自检测的方法——差动变压器式检测, 该方法不需要专门的位移传感器。PWM 信号驱动偏置线圈产生偏置磁场, 并在控制线圈产生感应信号, 谐振电路检测控制线圈端电压并提取含有转子位移信息的电压信号, 该信号经解调电路和低通滤波后得到与转子位移成正比例的直流信号, 再由 PID 控制器转换为转子位移的控制信号。仿真试验证明了该方法的可行性。

关键词: 磁悬浮轴承; 自检测; 差动变压器

The Study on the Method of Self-Sensing of Magnetic Bearing using the Principle of Differential Transformer

Fan Donghao, Xu Longxiang, Wang Jun

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

Abstract: Using the principle of differential transformer, a method of self-sensing rotor position of magnetic bearing is studied in this paper. By this way, no special displacement sensors are used. The bias magnetic field of the bias coil driven by PWM (Pulse Width Modulated) signal, results in the induced signal of the control coil. The terminal voltage of the control coil is detected by the resonance circuit. Then the signal containing the information of rotor displacement is obtained, from which we can get the DC voltage signal proportional to the rotor displacement through demodulating circuit and low pass circuit. This DC signal is put into a PID controller to get the control signal of the rotor displacement. Finally the emulational experiment proves the feasibility of this method.

Key words: magnetic bearing; self-sensing; differential transformer

0 引言

主动磁轴承的检测需要和所控制自由度数一样多的气隙传感器(如电感传感器、涡流传感器等)及相应的前置放大器, 带来的问题是其高昂的费用和结构的复杂性, 而且有气隙传感器与执行磁铁之间的耦合作用, 控制器设计复杂以及传感器与执行器的空间合理布局等问

题^[1-2]。

如果电磁铁可以用作执行器和传感器时, 所出现的问题就可以解决, 由此出现了一个全新的研究方向——自检测(或称为无传感器磁悬浮轴承(sensorless magnetic bearing 或 self-sensing magnetic bearing))。自检测磁悬浮轴承不需要专门的位移传感器, 而是通过测量电气回路内部信号来间接地获取转子的位移信

息 [3-6]

差动变压器式单自由度自检测磁轴承系统可大致分为三个部分：偏置电路（主要是提供偏置磁场）、检测电路（主要检测有关转子位移信号）和控制电路，其原理如图 1 所示。偏置电路中的偏置磁场由 PWM 信号驱动产生，并在控制线圈产生感应信号，然后经过检测系统中的谐振电路来提取含有转子位移信息的 PWM 载波信号，经乘法器解调得到与转子位移成正比

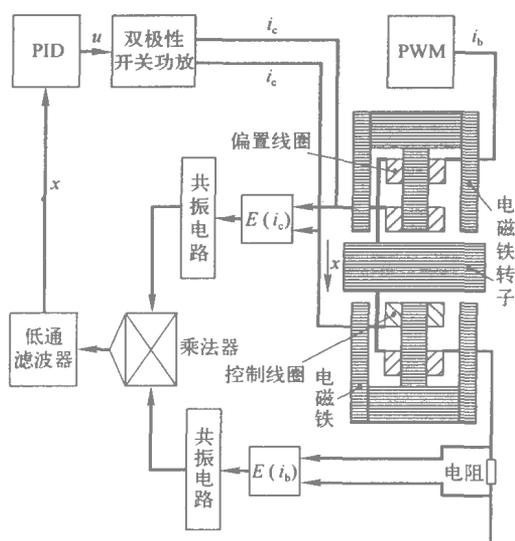


图 1 单自由度自检测磁轴承系统原理图

的电压信号，由低通滤波后成为转子低频位移信号，PID 控制器或 DSP 数字控制器将位移信号经功率放大后来控制电磁铁，进行闭环控制实现稳定悬浮。本文采用的是差动变压器式的检测电路，主要就检测电路进行探讨 [4,7-8]。基于差动变压器原理的自检测，不需要使用传统位移传感器，减小了磁悬浮轴承转子的轴向尺寸，降低了磁轴承的总体成本价格，提高了系统的动态性能，增加了系统的可靠性，特别适合高速场合运行；采用开关功放，效率高，适合大功率场合。但此法需要在电磁回路中加入一个解调环节，存在相位误差；需要采用强弱电隔离，增加了电路复杂程度；另外使用开关型放大器，当功率较小时，放大器噪声会带来不利影响。

1 差动变压器测试法原理分析

偏置电路中的偏置磁场由 PWM 信号驱动产生，偏置线圈的信号大小由脉宽调制信号（PWM）的占空比调节来控制。由于 PWM 信号的频率高，既可以提高功放的效率，又可以作为转子位移信息的载波。

电磁铁的电感系数是转子位移 x 的函数，故从偏置线圈上提取的电压（或电流）除控制线圈互感过来的信号外，还有偏置电流在偏置线圈上产生的自感电压。偏置线圈的电压方程为：

$$u_b(t) = 2Ri_b(t) + \frac{d[L_{b1}(x) + L_{b2}(x)]i_b(t)}{dt} + \frac{d[M_1(x) - M_2(x)]I_c(t)}{dt} \quad (1)$$

式中 $u_b(t)$ 是提供给偏置磁场的电压，也可以作为 PWM 的载波信号； $I_b(t)$ 为偏置电流； R 为偏置电磁线圈的电阻。

$L_{b1}(x)$ 、 $L_{b2}(x)$ 分别是上下两个偏置线圈的自感，它们与转子位移有以下关系：

$$L_{b1}(x) = \frac{\mu_0 SN^2}{2(x_0 - x)} \quad (2)$$

$$L_{b2}(x) = \frac{\mu_0 SN^2}{2(x_0 + x)} \quad (3)$$

式中 S 为磁极截面积， N 为偏置线圈和控制线圈的匝数， x_0 为转子原始平衡位置， x 为相对平衡位置的偏移量。

$M_1(x)$ 、 $M_2(x)$ 是控制线圈上的互感与转子位移的关系有：

$$M_1(x) = \frac{\mu_0 SN^2}{2(x_0 - x)} \quad (4)$$

$$M_2(x) = \frac{\mu_0 SN^2}{2(x_0 + x)} \quad (5)$$

从控制线圈上提取的电压（或电流）除偏置线圈互感过来的 PWM 信号外，还有控制电流在控制线圈上产生的自感电压。转子的上下控制线圈是反向差动连接的，则控制线圈上的电压为：

$$u_c(t) = 2Ri_c(t) + \frac{d[L_{c1}(x) + L_{c2}(x)]i_c(t)}{dt} + \frac{d[M_1(x) - M_2(x)]i_b(t)}{dt}$$

$L_{c1}(x), L_{c2}(x)$ 分别是上下两个控制线圈的自感, 它们与转子位移有以下关系:

$$L_{c1}(x) = \frac{\mu_0 SN^2}{2(x_0 - x)} \quad (7)$$

$$L_{c2}(x) = \frac{\mu_0 SN^2}{2(x_0 + x)} \quad (8)$$

设偏置电流为 $i_b(t) = I_b e^{j\omega_b t}$, 控制电流为 $i_c(t) = I_c e^{j\omega_c t}$, I_b 为偏置电流的幅值, I_c 为控制电流的幅值, ω_b, ω_c 为载波频率, $\omega_b \gg \omega_c$, 代入 (1) (8) 式得:

$$u_b(t) = 2Ri_b(t) + \frac{\mu_0 SN^2}{2} \left[\frac{i_b(t) + i_c(t)}{(x_0 - x)^2} - \frac{i_b(t) - i_c(t)}{(x_0 + x)^2} \right] \frac{dx}{dt} + j\omega_b [L_{b1}(x) + L_{b2}(x)] i_b(t) + j\omega_c [M_1(x) - M_2(x)] i_c(t) \quad (9)$$

$$u_c(t) = 2Ri_c(t) + \frac{\mu_0 SN^2}{2} \left[\frac{i_b(t) + i_c(t)}{(x_0 - x)^2} - \frac{i_c(t) - i_b(t)}{(x_0 + x)^2} \right] \frac{dx}{dt} + j\omega_c [L_{c1}(x) + L_{c2}(x)] i_c(t) + j\omega_b [M_1(x) - M_2(x)] i_b(t) \quad (10)$$

由于 $dx/dt \approx 0$, 载波频率 ω_b 较高, 式 (9) 等号右边的前两项和最后一项, 式 (10) 等号右边前三项均可忽略, 可得:

$$u_b(t) \approx j\omega_b (L_{b1} + L_{b2}) i_b(t) \quad (11)$$

$$u_c(t) \approx j\omega_b (M_1 - M_2) i_b(t) \quad (12)$$

将上两式合并得:

$$u_c(t) = \frac{x}{x_0} u_b(t) \quad (13)$$

设在偏置线圈输入的信号为:

$$u_b(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq (1-\alpha)T \\ u & (1-\alpha)T \leq t \leq T \end{cases} \quad (14)$$

式中, u 为输入信号的幅值, α 为占空比, T 为载波信号的周期。先取 $\alpha = 0.5$ 且有 $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ 将

(14) 分解成傅里叶级数的形式:

$$u_b(t) = u \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \dots \right) \quad (15)$$

式 (15) 代入式 (13) 后通过带通滤波器除去 3 次谐波及其以上的谐波成分和直流信号, 得输出电压:

$$u_c^*(t) = \frac{2ux}{\pi x_0} \cos \omega_0 t \quad (16)$$

再将此电压乘以单位幅度的调制信号, 可得解调的含有转子位移信息的电压:

$$u_m(t) = \frac{2ux}{\pi x_0} \cos^2 \omega_0 t = \frac{ux}{\pi x_0} + \frac{ux}{\pi x_0} \cos 2\omega_0 t \quad (17)$$

通过低通滤波器来滤除式 (17) 的二次高频分量后可得与转子位移成正比的直流电压信号:

$$u_x(t) = \frac{ux}{\pi x_0} \quad (18)$$

从上式可知, 可以通过 u_x 的极性来判别转子位移的正负。当转子位移 $x > 0$ 时, $u_x > 0$; 当转子位移 $x < 0$ 时, $u_x < 0$ 。

2 自检测电路的设计和仿真

1) 自检测电路的设计

自检测电路分为线性隔离电路, 差分电路, 带通滤波电路, 解调电路和低通滤波电路五部分, 图 2 为其原理图。

模拟线性隔离电路

由于采用双极性开关功放供给上下两路控制电流, 其与检测电路的衔接, 不可避免的要采取必要的措施实现强弱电隔离, 以使两边地电位隔离, 避免前后电路相互干扰, 并得以安全控制。

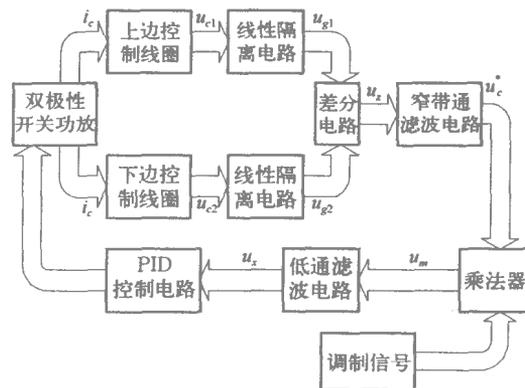


图 2 磁轴承检测电路原理图

隔离电路的设计主要注意两点: 保护被测电路和测试电路, 使其不至于因测试电路或被测电路的故障而影响整个系统的工作; 减小环

境噪声对测试电路的影响。从原理上划分，模拟线性隔离放大器有下述 4 种实现方法：

a. 变压器隔离将输入信号调制到一个调制频率上，并通过隔离变压器传输到另一端的解调电路，经过解调、滤波和放大得到隔离输出信号。变压器隔离的噪声相对低一些，带宽也小一些，但体积大价格较贵。

b. 电容隔离与变压器隔离的基本原理相同，只是隔离元件为 1 pF 的电容，调制信号是通过这个隔离电容进行传输的。电容隔离的性能不错，带宽较高，可以到 50 kHz 以上。

c. 数字光电隔离是一种相对特殊的隔离方法，首先对输入信号进行 A/D 变换，得到 1 比特数据信号，然后通过高速光电耦合器将数据传输到输出端，再进行 D/A 变换，从而获得输出信号。数字光电隔离的噪声大，而且一般要辅助电路，带宽 100 kHz 左右。

d. 线性光电耦合放大器的原理与上述隔离放大器有着本质上的区别，它无需对输入信号进行调制或数字变换，而是直接驱动线性光耦的发光管，线性光耦的输出电流与输入电流成线性关系，同时通过放大器内部集成的反馈输出进行增益控制，以获得输出信号。

从原理上说，应该是线性光耦性能最好，而且价格便宜。本文采用的是美国 Agilent 公司的高精度线性光耦 HCNR200。该线性光耦具有低成本、高线性度(0.01%)、高稳定度、频带宽(>1 MHz)、设计灵活的优点。通过外接不同的分立器件，可实现多种光电隔离电路。其原理图如图 3。

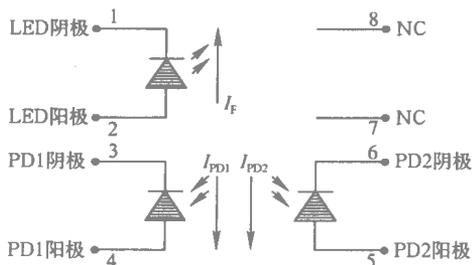


图 3 线性光耦 HCNR200 原理图

如图 3 所示，HCNR200 由两个光电二极管和一个发光二极管组成。使用时，发光二极

管 LED 和光电二极管 PD1 组成隔离转换电路的输入部分并形成负反馈。光电二极管 PD2 则为输出部分。由于 PD1 与 PD2 是同种工艺制成并同时接收 LED 的光，因此电流 I_{PD1} 与 I_{PD2} 成严格的比例关系，比值 $K_3 = I_{PD2}/I_{PD1}$ 称为传递增益。

以上边控制线圈输出端线性隔离为例，图 4 为以 HCNR200 为核心元件的双极性隔离放大电路。如图所示， I_{PD1} 与隔离电路输入电压成正比例关系：

$$u_{c1}(t) = I_{PD1}(R_1 + R_2) \quad (19)$$

I_{PD2} 与隔离电路输出电压正比例关系：

$$u_{g1}(t) = I_{PD2}(R_6 + R_7) \quad (20)$$

$$u_{g1}(t) = K_3 K u_{c1}(t) = K_g u_{c1}(t) \quad (21)$$

上式中 K 为常数， $K = \frac{R_6 + R_7}{R_1 + R_2}$ 。整个线性隔离电路增益系数为 K_g 。

同理，下边控制线圈端的线性隔离电路输出为 $u_{g2}(t) = K_g u_{c2}(t)$ 。

信号提取电路

上下两隔离电路输出信号 $u_{g1}(t)$ 、 $u_{g2}(t)$ 经差分电路后，得输出信号为：

$$u_z(t) = K_z(u_{g1}(t) - u_{g2}(t)) \quad (22)$$

上式中 K_z 为差分放大电路增益。式 (21) 代入上式得：

$$u_z(t) = K_z K_g (u_{c1}(t) - u_{c2}(t)) = K_z K_g u_c(t) \quad (23)$$

式 (13) 代入上式得：

$$u_z(t) = K_z K_g \frac{x}{x_0} u_b(t) \quad (24)$$

图 5 为差分电路图，由图可知，适当选取参数可使增益约为 2。由式 (24) 可知，差分放大电路输出信号 $u_z(t)$ 已经与偏置电压信号 $u_b(t)$ 成正比例关系。

根据差动变压器式自检测原理， $u_z(t)$ 通过带通滤波器除去三次谐波及其以上的谐波成分和直流信号，乘法器选择的是美国 AD 公司的 AD633。根据器件特性，输出电压为 $W = \frac{X_1 Y_1}{10V}$ 。 X_1, Y_1 分别代表带通电路输出电压和偏置线圈采样电压，两者经乘法器即可实现信号解调。最后经二阶低通滤波就可得出与位移信号正比例的电压信号。

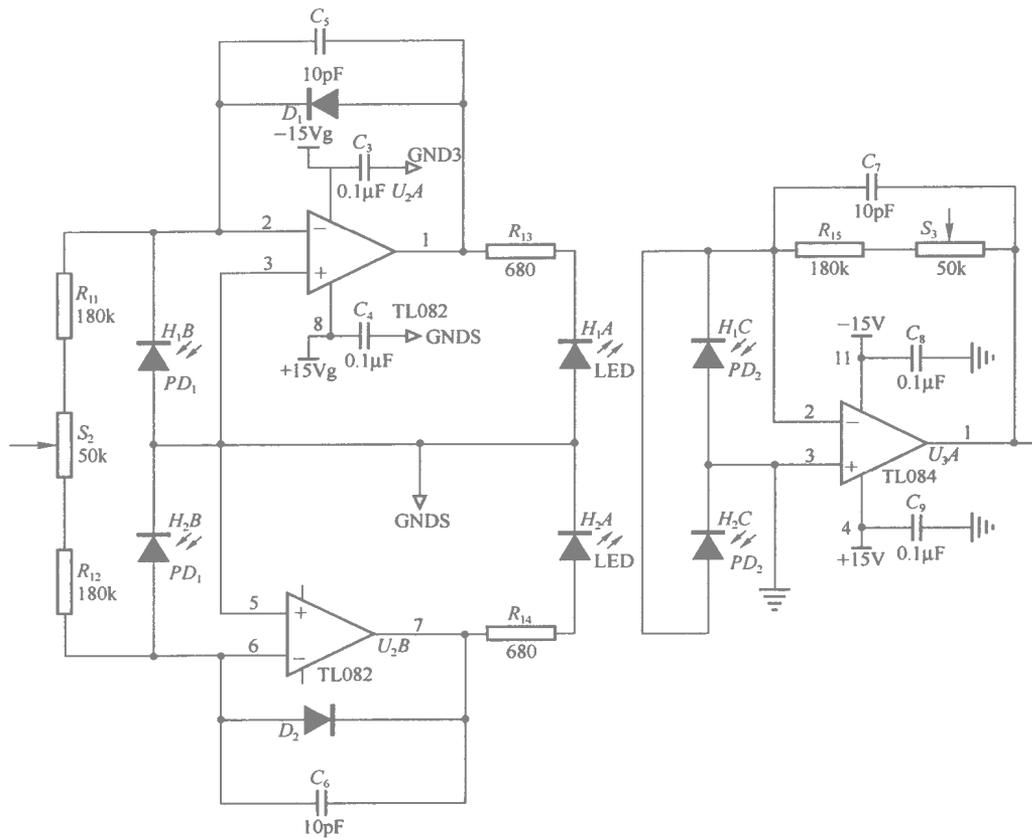


图 4 双极性隔离放大电路

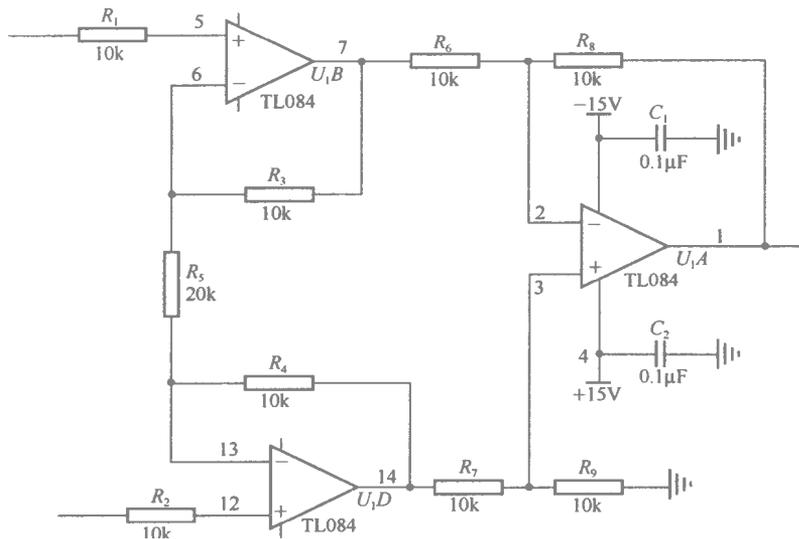


图 5 差分电路图

2) 检测电路的仿真实验结果

由图 6 隔离放大电路的实测波形可知，当控制线圈输出 2 V 的正弦电压并注入隔离电路

时，调节两个电位器，可使隔离电路输出电压与输入电压幅值基本一致，只是经过一次反向。

用 Multisim2001 软件进行单自由度磁轴承的

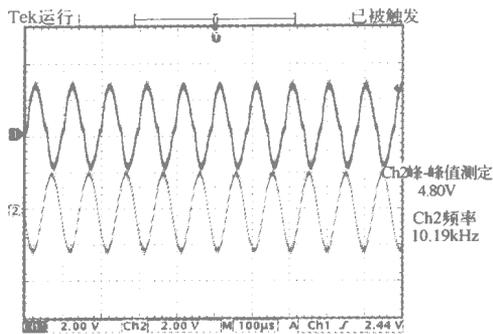


图 6 隔离放大电路的实测波形

自检测电路仿真，当位移偏移量为 $0. - 0.3 \text{ mm}$ 0.3 mm 时仿真的结果如图 7、图 8 和图 9。

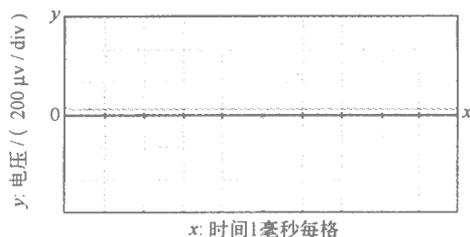


图 7 转子在平衡位置时的输出电压

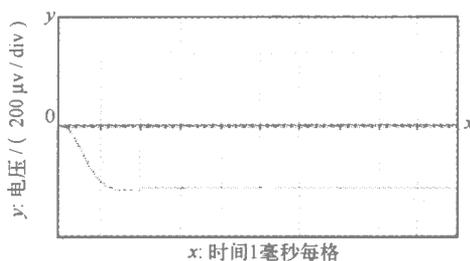


图 8 转子上上极限位置时的输出电压

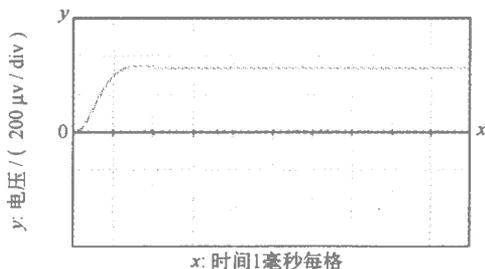


图 9 转子在下极限位置时的输出电压

仿真结果证实此方法可行，自检测电路的输出电压是双极性的，电压范围在 $-4 \sim +4 \text{ V}$ 之间变化（如图 7~图 9）。图 7 为转子在平衡

位置时的输出电压波形，由图可知，纵坐标每格为 $200 \mu\text{V}$ ，则输出电压可以近似为零。图 8 和图 9 分别是转子位移在两个最大值时的输出电压波形，从图中可以看出，在两个最大位移处的输出电压近似相等，由此可得输出电压和转子的位移基本上是成线性关系的。

3 结论

自检测磁轴承的转子位移的检测不需要专用的非接触位移传感器，而是通过检测线圈上的电压来得到与转子位移成比例的电压信号。线圈既作为产生磁悬浮力的执行器。又作为间接检测转子位移的传感器。偏置线圈中的偏置磁场由 PWM 信号驱动产生，并在控制线圈产生感应信号，然后经过检测系统中的谐振电路来提取含有转子位移信息的电压信号，经乘法器解调得到与转子位移成正比的电压信号，由低通滤波后成为转子直流位移信号，由 PID 控制器转换为转子位移的控制信号，最后经功率放大进行闭环控制实现稳定悬浮。这就使磁悬浮轴承转子的轴向尺寸可以变小，系统的动态性能得到提高，提高了系统的可靠性，降低了总体成本。

参考文献：

- [1] 李益民. 互感式自检测磁悬浮轴承系统的检测原理研究. 机械, 2002, 29(06): 58-60.
- [2] 刘迎, 黄田. 磁悬浮轴承研究综述. 机械工程学报, 2000, 36(11): 5-9.
- [3] 杨静, 何钦象, 张华容, 等. 自感式磁浮轴承位置传感器. 振动、测试与诊断, 2003, 23(02): 114-115.
- [4] 王军. 无传感器磁悬浮轴承的研究. 南京航空航天大学硕士学位论文. 2005, 2.
- [5] Mastuda K, et al. Self-sensing magnetic bearings using the differential transformer principle. Journal of JSME, Series C, 1997, 63(609): 1441-1447.
- [6] Sivadasan K K. Analysis of self-sensing active magnetic bearings working on inductance measurement principle. IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32(2): 329-334.
- [7] Ken-ichi Matsuda, Yohji Okada, Self-sensing magnetic bearing using the principle of Differential Transformer, Fifth international symp. on magntic bearing, 1996, 107-112.
- [8] Vischer D, Bleuler H. Self-sensing Active Magnetic Levitation[J]. IEEE trans. On magnetics, 1993, 29(2):

两种电感式位移传感器在电磁悬浮轴承中的实验研究

赵晶晶, 周燕, 时振刚, 查美生, 赵雷

(清华大学核能与新能源技术研究院, 北京 100084)

摘要: 本文主要研究了电磁悬浮轴承中的电感式位移传感器, 设计了两种电感式位移传感器的电路检测方案, 即同步检波电路和二极管整流电路。分别做了这两种电路方案的静态特性分析实验, 给出了部分实验结果, 实验结果证明了两种电路方案在静态测试时的可行性。

关键词: 电磁悬浮轴承; 电感式位移传感器; 同步检波、二极管整流电路

The Study of Two Inductance Displacement Sensor For AMB System

Zhao Jingjing, Zhou Yan, Shi Zhengang, Zha Meisheng, Zhao Lei

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

Abstract: The inductance displacement sensor for AMB system is studied in this paper. Two schemes are designed for the inductance displacement sensor, such as sync-demodulation circuit and diode rectifier circuit. Some tests are carried out and some experimental results describing the static characteristics of the sensor are presented here. The experiment result proves the feasibility of these methods in the static characteristics.

Key words: active magnetic bearing; inductance displacement sensor; sync-demodulation; diode rectifier circuit

0 前言

电磁轴承由于能实现无机械摩擦、无接触磨损和无需润滑地支承转子, 且具有定位精度高, 适应转速范围广, 而被广泛用于空间技术和其他高技术领域。它由机械系统和控制系统两个子系统组成。如图 1 所示, 对于单个自由度的电磁轴承, 首先从传感器测量到转子相对轴心的偏移信号, 信号经过控制器的运算处理后, 将控制信号输出到功率放大器, 产生的控制电流通过电磁线圈产生电磁力, 将转子拉回到

初始轴心位置。

其中传感器是检测元件, 是电磁轴承系统的重要组成部分。在电磁轴承系统中, 对位移传感器的第一要求是非接触的, 同时电磁轴承对位移传感器要求还有: 能真实地反映出转子中心位移的变化; 且有很高的灵敏度、信噪比、线性度、温度稳定性、抗干扰能力以及精确的重复性, 同时也要求有一定的频率响应范围。本文研究的电感式位移传感器, 有很强的抗干扰能力, 不需要屏蔽措施, 可以很好地满足电磁轴承的需要。

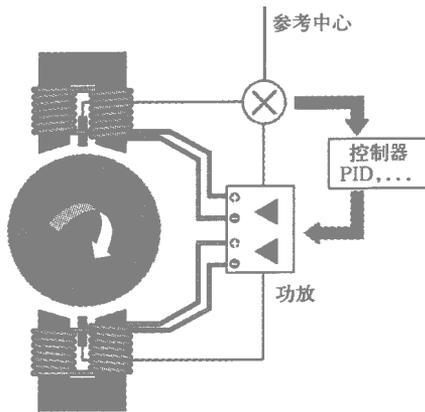


图1 电磁轴承工作原理

1 电感传感器的基本原理

电感式位移传感器的基本原理为：当转子铁心上下运动时，电感线圈的电感量发生变化。 $L_1(\delta), L_2(\delta)$ 分别是上下两个传感器线圈的电感值 假设转子铁心向上运动 则它们与转子位移有以下关系：

$$L_1(\delta) = \frac{\mu_0 AN^2}{2(\delta_0 - \delta)} \quad (1)$$

$$L_2(\delta) = \frac{\mu_0 AN^2}{2(\delta_0 + \delta)} \quad (2)$$

其中 δ_0 为转子原始平衡位置； δ 为相对平衡位置的偏移量； A 为磁极截面积； N 为传感器线圈匝数； μ_0 为真空中的磁导率。

通过测试位移传感器上下两电感量的变化即检测了转子相对轴心的偏移量。针对这一传感器的特点，本文中设计了两种电磁轴承用的位移传感器的电路检测方案，即同步检波电路和二极管整流电路。

2 两种电路的比较

2.1 同步检波电路

电感式位移传感器的电路原理结构如图 2 所示。

$$\text{由图 2 可以计算得：} U_o = \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} U_E \quad (3)$$

其中 L_1, L_2 为线圈电感， U_E 为线圈激励电压 U_o 为差分输出电压。

结合公式 (1)、(2) 得：

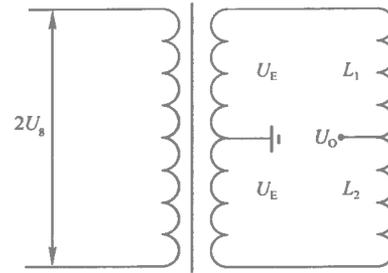


图2 位移传感器原理图

$$U_o = \frac{\Delta\delta}{\delta} U_E \quad (4)$$

结合位移传感器的原理结构，本文中设计了同步检波电路，该电路结构由乘法器和低通滤波器实现，其原理如图 3。

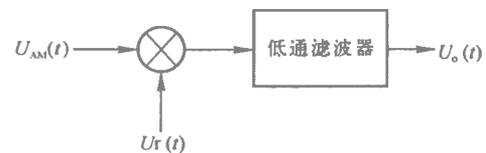


图3 同步检波原理

设输入普通调幅信号 $U_{AM}(t)$ 为：

$$U_{AM}(t) = U_{cm} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

乘法器另一输入信号是与发射端载波同频同相（或固定相位差的信号）该信号为：

$$U_r(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$$

则乘法器的输出信号为：

$$\begin{aligned} U_o(t) &= k U_{AM}(t) U_r(t) \\ &= \frac{k U_{cm} U_{cm}}{2} \left[1 + M_a \cos \Omega t + \cos 2\omega_c t + \frac{M_a \cos (2\omega_c + \Omega)t}{2} + \frac{M_a \cos (2\omega_c - \Omega)t}{2} \right] \end{aligned}$$

可见，输出信号中含有直流， $\Omega, 2\omega_c, 2\omega_c \pm \Omega$ 几个频率分量。用低通滤波器取出直流和 Ω 分量，再去掉直流分量，就可恢复原调制信号。在我们设计的同步检波电路方案中，我们选择的乘法器是美国 AD 公司的 AD633 芯片，低通滤波电路采用的是 RC 二阶低通滤波电路。根据器件特性，输出为 $W = \frac{X_1 Y_1}{10V}$ 。 X_1, Y_1 分别代表电路调制电压信号和载波电压信号，两者经乘法器即可实现信号解调。最后经二阶

低通滤波就可得出与位移信号成正比例的电压信号。图 4 为采用 AD633 芯片的原理图。

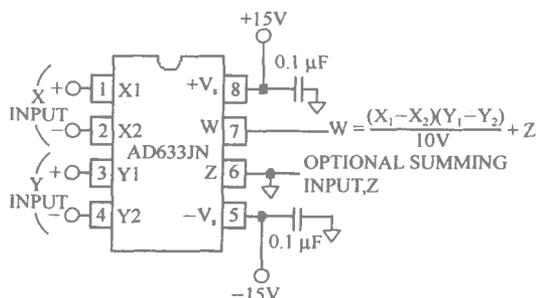


图 4 AD633 芯片的原理图

2.2 二极管整流电路

将公式 1)、公式 2) 做减法时, 可得:

$$\Delta L = L_1(\delta) - L_2(\delta) = \frac{\mu_0 AN^2}{2} \frac{2\delta}{\delta_0^2 - \delta^2} \quad (5)$$

在气隙变化很小的范围内, 即 δ^2 可以忽略不计, 公式 5) 可简化为:

$$\Delta L \approx \frac{\mu_0 AN^2}{2} \frac{2\delta}{\delta_0^2} \quad (6)$$

因此当气隙变化很小范围内时, 当传感器采用差动结构时, 电感量的变化和气隙的变化量成线性关系。差动信号可精确地表示转子在该方向的绝对位移。根据上面的原理, 本文设计了另外一种电路方案: 二极管整流电路, 它包括二极管峰值包络检波器和差动运算放大电路两部分 原理图如图 5、6。

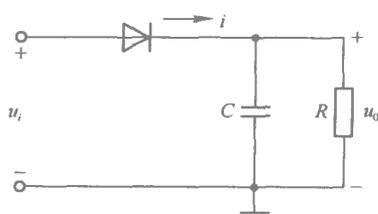


图 5 二极管峰值包络检波器原理图

3 实验结果分析

针对电磁轴承的结构特点以及电感式位移传感器的基本工作原理, 我们设计了一个测试电磁轴承径向和轴向位移量的实验平台。其中图 7、图 8 分别是采用二极管整流电路和

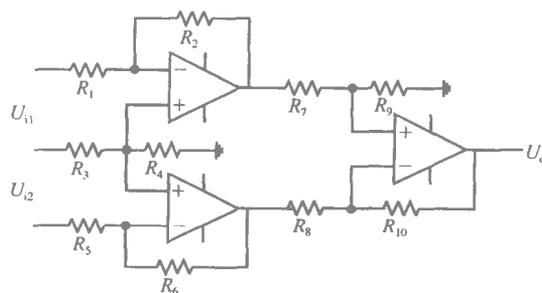


图 6 差动运算放大电路图

AD633 电路实验测得的径向位移变化时的两组静态位置输出特性曲线。其中横坐标表示轴承转子在某一径向方向的位移量 (mm) 纵坐标表示经解调电路后的电压输出值 (V)。经计算得图 7 和图 8 的线性度分别为 0.956% 和 0.841%。在测量范围以内径向位移传感器线性度良好, 能够满足电磁轴承的应用要求。

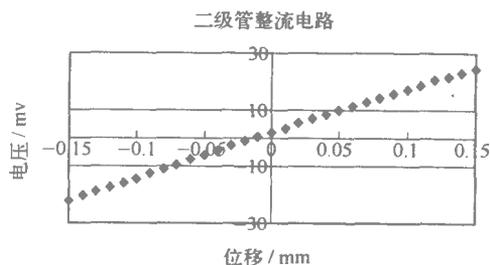


图 7 二极管整流电路实验曲线

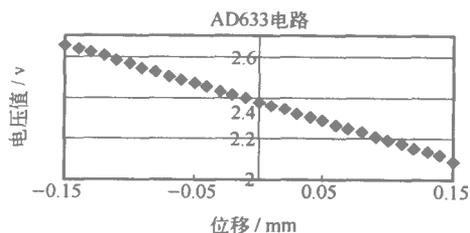


图 8 AD633 电路实验曲线

4 结论

由实际测得的传感器静态输出特性曲线可以看出, 在静态测试时, 二极管整流电路和 AD633 电路在径向测量范围内测得的线性度良好, 均能够满足电磁轴承的应用要求。因此, 这两类传感器电路在电磁轴承的研究和应用方

面有着广阔的前景。同时，这两种电路检测方案也可以应用于测试电磁轴承轴向的位移变化。

由于实验条件的限制，AD633 电路和二极管整流电路的温度稳定性分析留待以后进行。

参考文献：

- [1] 刘迎,黄田.磁悬浮轴承研究综述.机械工程学报.2000,36(11):5-9.
- [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.1998,2.
- [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.1998,12.
- [4] 曹阳,丁俊军,宗鸣.轴向磁悬浮轴承位置检测方法的研究.沈阳航空工业学院学报.2001,3.
- [5] Mastuda K, et al. Self-sensing magnetic bearings using the differential transformer principle. Journal of JSME, Series C, 1997, 63(609): 1441-1447.
- [6] 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.北京:新时代出版社,1997.

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

周燕, 赵晶晶, 时振刚, 查美生, 孙卓

(清华大学核能与新能源技术研究院, 北京 100084)

摘要: 本文介绍了磁悬浮轴承非接触电感位移传感器的基本工作原理, 给出了差分解调芯片 AD598 半桥结构的信号处理电路, 并在传感器的实验装置上进行静态性能分析实验, 通过分析实验结果, 验证了 AD598 半桥结构在传感器电路中的可行性。

关键词: 电感位移传感器; 差分解调; 半桥结构

Analysis on experiment of non-contact inductive displacement sensor of magnetic bearing basing on chip AD598

Zhou Yan, Zhao Jingjing, Shi Zhengang, Zha Meisheng, Sun Zhuo

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

Abstract: This paper is introducing the operating principle of inductive displacement sensor in magnetic bearing, and giving the signal processing circuit of half-bridge operation with differential demodulation chip AD598. According to the result of sensor's static experiment, it proves that the half-bridge operation is suit for the sensor's detection.

Key words: Inductive displacement sensor; differential demodulation; half-bridge operation

0 引言

传感器作为磁悬浮轴承系统的检测部分, 其形式、结构以及安装位置都将直接影响检测信号的精度和电磁轴承的控制精度。目前, 磁悬浮轴承多采用位移传感器, 其中绝大部分采用电涡流传感器, 但是, 电涡流传感器对于高精度的磁悬浮轴承的灵敏度和线性度等技术指标要求还有一定差距, 还会由于结构原因而产生测量误差信号, 降低控制精度。因此, 差分电感式位移传感器逐渐得到广泛的应用, 小气隙的电感传感器电感量很大, 同时差分连接可以消除由结构、安装位置等带来的误差, 提高抗干扰

能力, 不需要特别的屏蔽措施, 更适合磁悬浮轴承的应用^[1-5]。

本文通过分析电感式位移传感器的解调电路的工作原理以及试验结果, 来验证采用 AD598 芯片的半桥结构可以满足磁悬浮轴承系统要求。

1 工作原理

差分电感式位移传感器结构如图 1 所示, 它是一种变气隙的电感传感器, 当可动铁心上下移动时, 电感线圈 L_1 和 L_2 的电感量发生变化, 在一定的的气隙变化范围内, 电感量的变化与气隙的变化可成线性关系。由图 2 推导公式如下:

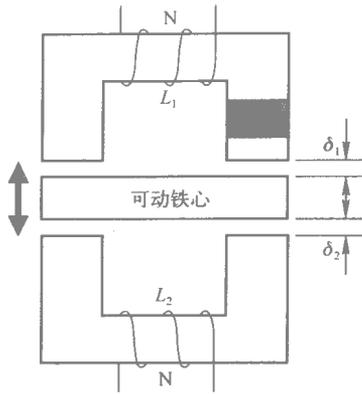


图 1 差分电感式位移传感器结构图

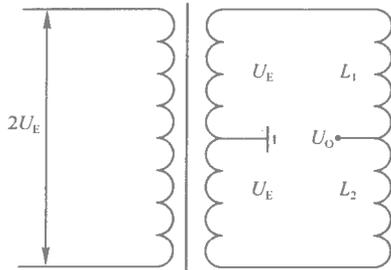


图 2 差分电感式位移传感器电路示意图

$$U_O = \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} U_E \quad (1)$$

由

$$L = \frac{\mu_0 AN^2}{2\delta}$$

可得

$$L_1 = \frac{\mu_0 AN^2}{2\delta_1}, L_2 = \frac{\mu_0 AN^2}{2\delta_2}$$

$$\delta_1 = \delta_0 + \Delta\delta, \delta_2 = \delta_0 - \Delta\delta$$

求得

$$U_O = \frac{\Delta\delta}{\delta} U_E \quad (2)$$

其中 L_1, L_2 线圈电感, U_E 线圈激励电压, U_O 差分输出电压, 其中 δ_0 为转子原始平衡位置, δ 为相对平衡位置的偏移量。 A 为磁极截面积, N 为传感器线圈匝数 μ_0 为真空中的磁导率。

结合差分电感式位移传感器的性能及结构特点, 我们设计了传感器测试台架。当转子在径向平衡发生偏移时, 可由传感器检测到电感变化量, 经过解调电路求出差分信号, 通过控制系统, 保证转子始终在平衡位置工作。

2 信号处理电路

位移传感器的信号处理需要由振荡激励源、解调以及调理电路构成, AD598 是 AD 公司生产的一款完整的单片线性可调差分变换器信号调整接口芯片。目前国内很多研究机构也都采用 AD598 作为传感器的解调芯片, 但是, 他们利用的是线圈的互感原理, 为了简化电路结构, 提高系统可靠性, 我们利用 AD598 的半桥结构, 根据自感原理, 求出差分信号。

电路原理如图 3 所示^[6]。

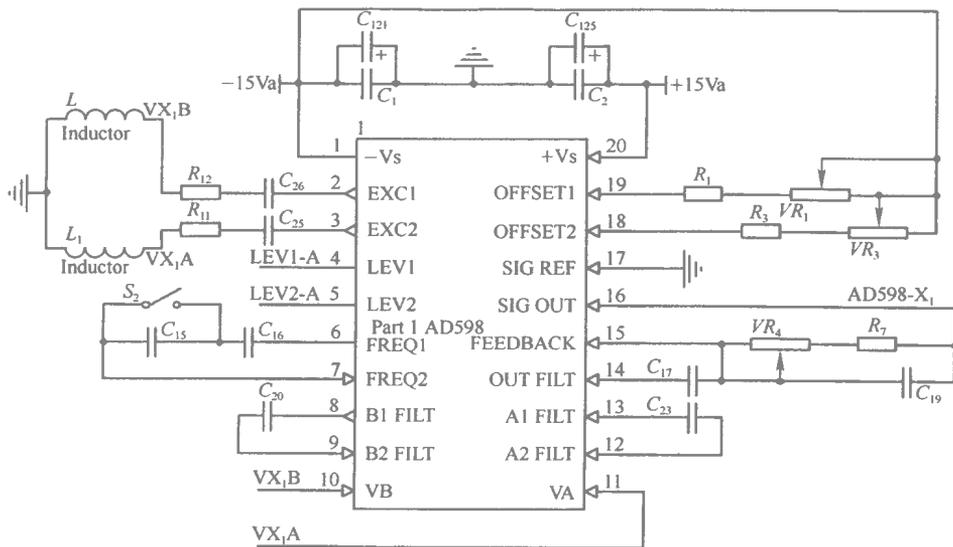


图 3 AD598 半桥结构电路图

半桥结构的工作原理类似于变压器的工作原理，即两个线圈的电感量都是转子的位置函数，当转子位于平衡位置时，AD598 的输入电压 U_A 、 U_B 相等，所以输出电压 U_{OUT} 为零。当转子偏离了平衡位置，线圈的电感量就不再相等，那么输出电压 U_{OUT} 就不为零，其数学表达式为：

$$U_{OUT} = I_{REF} \times \left(\frac{U_A - U_B}{U_A + U_B} \right) \times R_{feedback} \quad (3)$$

其中 I_{REF} 参考电流 $R_{feedback}$ 反馈增益电阻。

图 3 中 $1 \mu\text{F}$ 电容不仅起到隔直作用，还与串联电阻共同影响电路的线性度，因此，在实际电路中，必须针对传感器线圈参数来选取电容与电阻。

3 试验数据

本次试验主要测试 AD598 静态性能参数，计算传感器电路的线性度。以径向传感器为例，定转子的气隙为 $(\pm 0.5 \text{ mm})$ 先将转子移动到正方向 $+0.15 \text{ mm}$ 处测量对应电压，然后等间距的移动转子到负方向 (-0.15 mm) 处，记录所有位移—电压值，正负方向由自己标定。根据位移与传感器电压值计算其线性度、灵敏度等。

实验测量径向传感器输出电压值如表 1 所示，位移—电压关系如图 4 所示。

表 1 径向传感器位移—电压表

位移/mm	传感器输出/V
0.15	4.350
0.13	3.723
0.11	3.165
0.09	2.562
0.07	2.009
0.05	1.462
0.03	0.848
0.01	0.306
0	0
-0.01	-0.291
-0.03	-0.821
-0.05	-1.410
-0.07	-1.980
-0.09	-2.547
-0.11	-3.144
-0.13	-3.708
-0.15	-4.281

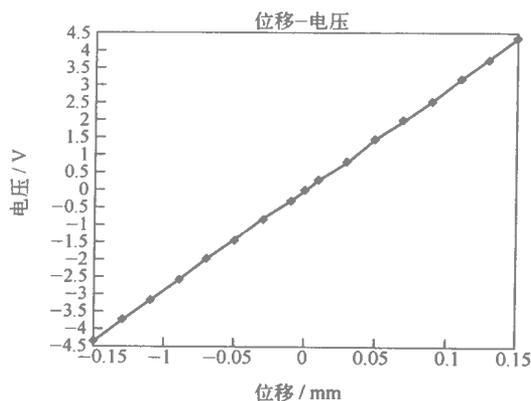


图 4 AD598 实验数据曲线

根据计算，得出该组试验线性度为 0.486%。

4 试验结论

由于实验台架转子的机械结构存在一定的误差，同时，传感器的形式、结构等问题也会影响测量信号的精度，因此系统的线性度会受到影响。在这种情况下，采用 AD598 半桥结构的信号处理电路能使系统达到 0.486% 的线性度，进一步验证了该电路可以满足电感式位移传感器的静态性能指标。

由于目前实验室条件所限，只对传感器的静态性能进行了测试，对于其动态特性的分析留待以后进行。

参考文献：

- [1] 汪希平, 万金贵. 轴向磁悬浮轴承用非接触式差分电感位移传感器的实验研究. 仪器仪表学报. 1998, 19(6).
- [2] 蒋启龙, 姚卫丰, 等. 差分变压器式电磁轴承位置检测传感器研究. 传感器技术. 2005, 24(5).
- [3] 杨静, 何钦象, 张华容, 等. 自感式磁浮轴承位置传感器. 振动、测试与诊断. 2003, 23(02), 114-115.
- [4] 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. 1998, 4(1).
- [5] Boehm J. Sensors for magnetic bearings, IEEE Transactions on magnetics, 1993, 29(29): 2962-2964.
- [6] 刘文杰, 张茂青. 线形差分变压器专用集成电路 AD598 及其应用. 电测与仪表. 2000(11).

互补式 PWM 磁轴承控制的研究

张建生^{1,2}, 张钢¹, 吴国庆^{1,3}, 王春兰¹, 董鲁宁¹, 汪希平¹

(1. 上海大学, 上海 200072; 2. 常州工学院, 江苏常州 213002; 3. 南通大学, 江苏南通 226007)

摘要: 互补式 PWM 无论在硬件上还是对称性上性能都优于普通的差动式输出 PWM。在 DSP 产品中 TMS320C240 带有 6 个全功能数字式 PWM 控制器和 6 个普通 PWM, 这对采用差动式输出的五自由度磁悬浮电主轴控制十分方便。本文简要介绍用 TMS320C240 为核心的 5 自由度磁悬浮电主轴控制电路以及数字互补式 PWM 输出控制原理, 用这种互补式 PWM 控制方法调试很方便, 有望将磁轴承系统做成免调试系统。

关键词: DSP; PWM; 磁悬浮电主轴; 开关功放

The Research on the Mutual Compensation PWM in Controllers of AMB

Zhang Jiansheng^{1,2}, Zhang Gang¹, Wu Guoqing³,
Wang Chunlan¹, Dong Luning¹, Wang Xiping¹

(1. Shanghai University, Shanghai 200072, China; 2. Changzhou Institute of Engineering, Changzhou 213003, China; 3. Nantong University, Nantong 226007, China)

Abstract: The performance of mutual compensation PWM is superior to general differential PWM no matter what in hardware and symmetry. There are six all-function PWM and six ordinary PWM in TMS320F240 of DSP product. It is very convenient to control the five freedom motorized spindle with differential output. This paper briefly introduces the principle of output control of mutual compensation PWM and the main control circuit of the system of the AMB in motorized spindle. Using the mutual compensation PWM is very convenient in the debugging of controller. It is full of promise to turn AMB system into free debugging.

Key words: DSP; PWM; motorized spindle supported with AMBs; switching power amplifier

0 引言

目前在高速主动磁悬浮轴承 (AMB) 支承的电主轴中, 极大部分都是差动式输出^[1]。较传统的做法还是采用模拟控制加线性功放或模拟控制加开关功放。这是因为模拟系统有实现容

易的优点。但在超越转子临界转速方面模拟系统有一定的难度, 它取决于系统的稳定裕量, 影响稳定裕量的一个很难克服的难题就是差动式输出性能的对称性问题, 再好的系统对称性总是相对的, 因此尽量提高差动式输出性能是当前高速磁轴承控制研究的一个难点。用高速数

据处理器 TMS320C240 可以通过其硬件资源和其快速性的特点来达到高性能差动式输出目的。

下面结合 TI 公司的 TMS320C240 芯片, 介绍如何利用 PWM 技术来控制大功率 5 自由度磁悬浮电主轴。

1 系统组成

用 TMS320C240 中 PWM1~ PWM6 作为 3 个自由度的 PWM 信号输入, 另两个自由度用 PWM7、PWM8 和 T1PWM、T2PWM 来实现。这样共 10 路 PWM 信号去控制半桥驱动电路。TMS320F240 根据位移及智能 PID 输出结果调用 PWM 波算法程序, 控制 PWM 输出, 从而使系统保持平衡。如图 1 所示。为使控制电路结构简单, 对于 PWM 输出部分采用智能功率模块 (IPM), 本文不作更多的讨论。TMS320F240 具有下述特点^[3]。

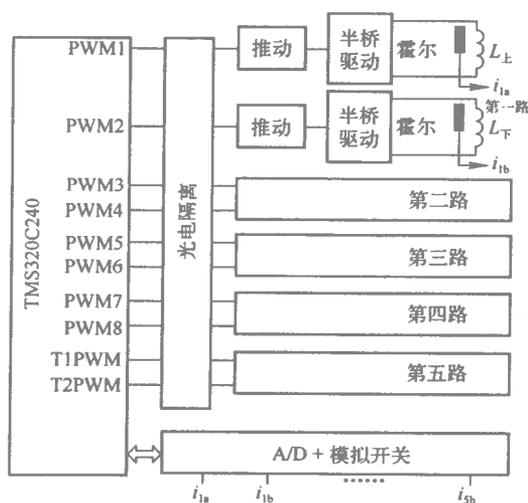


图 1 DSP 为核心的 5 自由度控制器

(1) 主频为 20 MHz, 单指令周期为 50 ns, 且大部分指令在一个机器周期内完成;

(2) 该芯片集成了 2 个 8 选 1 的 10 位 A/D 转换器, 最小转换时间为 6.1 μ s;

(3) 具有 6 个完全比较单元, 可用于多达 12 路 PWM 脉冲输出;

(4) 带有 16 K 的 Flash ROM 和 544 字的 DARAM;

(5) 集成 PLL 时钟、Watchdog、EV 事件管理器电路;

(6) 片内 SCI、SPI 等外设接口。

2 互补式差动 PWM 原理及计算

2.1 互补式差动的特点

对于一般的差动 PWM 输出, 通常上下线圈的脉宽是分别控制的, 通过电流的模拟量反馈等模拟或模拟、数字的混合形式来分别控制 PWM 输出^[6]。而互补式 PWM 控制上下线圈用一个脉冲信号, 在输出推动级上用逻辑硬件完成上下线圈控制脉冲的分配, 它的控制脉冲波形如图 2 所示。

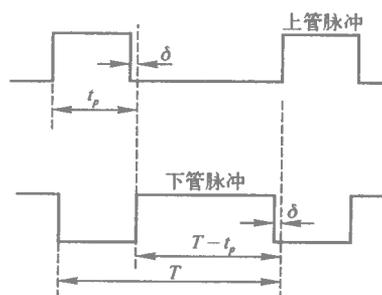


图 2 互补式 PWM 脉冲波

互补式 PWM 脉冲波本质上严格地将上下路的开关信号做到互补, 当上路脉宽增大 Δt_p 时, 下路脉宽严格地减小 Δt_p , 反之上路脉宽减小时, 下路脉宽严格地增大。

由于磁轴承线圈要存在一定的偏流, 要得出在不同偏流下的互补式 PWM 信号须从基本的 PWM 开始分析。

2.2 基本 PWM 的电流

对于 PWM 输出, 设调制波的周期为 T 脉宽为 t_p 当负载的时间常数 τ 远大于调制波的周期为 T 时, 输出电流充放电的波形近视为三角波如图 3 所示。

其输出电流波形可看作由 i_1 和 i_2 两部分

$$i_1 = \frac{E}{R_L} + (I - \Delta I - \frac{E}{R_L})e^{-\frac{R_L}{L}t} \quad (1)$$

$$i_2 = -\frac{E}{R_L} + (I + \Delta I + \frac{E}{R_L})e^{-\frac{R_L}{L}t} \quad (2)$$

$$i = \frac{1}{T} [\int_0^{t_p} i_1 dt + \int_{t_p}^T i_2 dt] \quad (3)$$

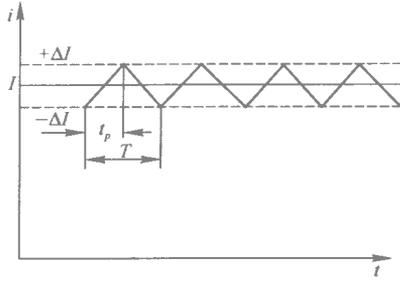


图 3 输出电流充放电的波形

这里 E 为开关功放电源电压; R_L 为线圈电阻; L 为线圈电感。求解 (3) 式并将 t_p 作为变量 将不带 t_p 的项视为常数项, 化简后得:

$$i = \frac{1}{T} \left[I_0 + 2 \frac{E}{R_L} t_p + \frac{2L}{R_L} \left(\Delta I + \frac{E}{R_L} \right) e^{-\frac{R_L}{L} t_p} \right] \quad (4)$$

这里 I_0 为所有与 t_p 无关的常数项之和。

即

$$I_0 = \frac{L}{R_L} \left(I - \Delta I - \frac{E}{R_L} \right) - \frac{L}{R_L} \left(I + \Delta I + \frac{E}{R_L} \right) e^{-\frac{R_L}{L} T} - \frac{E}{R_L} \times T \quad (5)$$

$$i_1(t_p) - i_1(0) \approx i_2(T) - i_2(t_p) \quad (6)$$

ΔI 可由 (6) 式确定。

一般磁轴承的线圈内阻很小, 对于 220 V 供电的开关功率放大器: $\frac{E}{R_L} \gg \Delta I$, 故 (4) 式可近似为:

$$i = \frac{1}{T} \left[I_0 + \frac{2E}{R_L} t_p + \frac{2L}{R_L} \times \frac{E}{R_L} e^{-\frac{R_L}{L} t_p} \right] \quad (7)$$

2.3 互补式差动 PWM 的计算

在 1 个自由度上, 两个线圈的静态电流相同, 控制输出信号为差动关系。即要满足:

$$i_1 = I_0 + \Delta I \quad (8)$$

$$i_2 = I_0 - \Delta I \quad (9)$$

i_1 为上线圈电流; i_2 为下线圈电流。

设上线圈的脉宽为 t_p , 上线圈的脉宽为 t_q 。根据 TMS320C240 的 6 个全功能数字式 PWM 互补性的原理, 在对 CMP1~CMP9 T1CMP、T2CMP 设置时按如下规律:

令: $t_p = \frac{T}{2} - \Delta t - \delta$, Δt 为随开关功放输入信号

变化而变化的脉冲宽度的变化时间, δ 是为实现互补性 PWM 而增设的一个附加时间, 通常可在对 TMS320C240 作“死区”时间设定时赋给微处理器^[7]。

由互补性 PWM 的原理得:

$$t_q = \frac{T}{2} + \Delta t - \delta \quad (10)$$

代入 (7) 式得:

$$i_1 = \frac{1}{T} \left[I_0 + \frac{2E}{R_L} \left(\frac{T}{2} - \Delta t - \delta \right) + \frac{2LE}{R_L^2} e^{-\left(\frac{T}{2} - \Delta t - \delta \right)} \right] = I'_0 - \frac{1}{T} \times \frac{2E}{R_L} (\Delta t + \delta) + \frac{1}{T} \times \frac{2LE}{R_L^2} e^{-(\Delta t + \delta)} \quad (11)$$

$$i_2 = \frac{1}{T} \left[I_0 + \frac{2E}{R_L} \left(\frac{T}{2} - \Delta t - \delta \right) + \frac{2LE}{R_L^2} e^{-\left(\frac{T}{2} - \Delta t - \delta \right)} \right] = I'_0 + \frac{1}{T} \times \frac{2E}{R_L} (\Delta t - \delta) + \frac{1}{T} \times \frac{2LE}{R_L^2} e^{-(\Delta t - \delta)} \quad (12)$$

式中 I'_0 为不带 Δt 和 δ 的各常数项之和。这样偏磁电流由 I'_0 决定。

要符合式 (8)、(9) 的形式, (11)、(12) 两式中带 Δt 和 δ 的项必须为极性相反幅度相等的项。从 (11)、(12) 两式中不难看出:

$$\frac{2E}{R_L} \Delta t - \frac{2E}{R_L} \delta + \frac{2LE}{R_L^2} e^{-\frac{1}{T} \times \frac{T}{2}} \times e^{-\frac{\Delta t}{T}} \times e^{\frac{\delta}{T}} = \frac{2E}{R_L} \Delta t + \frac{2E}{R_L} \delta - \frac{2LE}{R_L^2} e^{-\frac{1}{T} \times \frac{T}{2}} \times e^{\frac{\Delta t}{T}} \times e^{\frac{\delta}{T}} \quad (13)$$

整理得:

$$\delta \times e^{-\delta} = \frac{\tau}{2} \times e^{-\frac{T}{2}} (e^{\frac{\Delta t}{T}} + e^{-\frac{\Delta t}{T}}) \quad (14)$$

显然 δ 与负载的时间常数 τ 、调制脉冲周期 T 和信号增量 Δt 有关, 通常负载的时间常数 τ 、调制脉冲周期 T 可以看作常数, 故在实时运算时 δ 只与 Δt 有关。

为了获得快速性, 可以用电算法将 δ 与 Δt 的关系算制成数据表存入 EPROM 中 处理器 TMS320C240 在常规的 PWM 算法下增加两条指令, 即由查表获得 δ 最后得到 t_p 、 t_q 将 t_p 、 t_q 送到相应的数字比较器既可完成互补性 PWM 的输出。

只要对 PWM1~PWM6 的数字比较器进行设置, 就可以实现 3 个自由度的输出控制。由于目前的 DSP 都未超过 6 个全功能互补的 PWM, 故对于 5 自由度的磁悬浮控制系统另两

个自由度分别由 PWM7、PWM8 和 T1PWM、T2PWM 来实现。由于这四个 PWM 的比较器独立而不互补，故可利用上述的计算结果分别对 CMP7、CMP8、CMP9、T1CMP、T2CMP、T3CMP 进行设置和控制即可。

3 在磁轴承上的应用研究

3.1 控制算法特点

利用 TMS320C240 快速性的特点，全部由软件来产生互补 PWM 的脉冲信号，这样比起用硬件比较来实现互补 PWM 的控制其控制上要方便得多，做到了真正的数控。同样利用 TMS320C240 快速性的特点实现末级驱动的软开关效果大大地提高了驱动的可靠性。

软件设计包括系统初始化、控制算法处理。以 TMS320F240 为例，程序核心部分（即经常调用部分）采用汇编语言编写，以提高整个系统的执行效率，对实时性要求不高部分采用 C 语言编写以降低程序的复杂性，并提高可读性和可修改性。

控制软件结构图如图 4 所示。

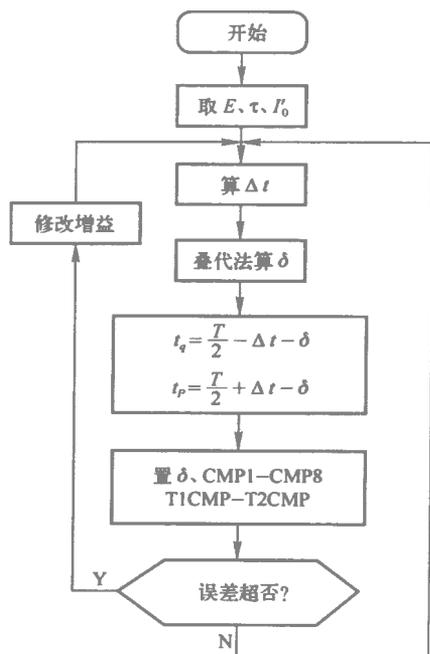


图 4 算法结构图

对于 1 个自由度的数字比较器部分其指令

如下：

```

void main(void)
{
.....
int i=δ; /* δ=5 μs */
Initcpu;
T1CNT=0X00; /* 清除计时器 */
T1PR=500; /* 设定 T1 周期为 :50μs
既 20kHz */

```

$$CMPR1 = \frac{T}{2} - \Delta t;$$

```

.....
}

```

3.2 实验结果

本文对 5 自由度 20 kW 磁悬浮电主轴系统（图 5）的磁轴承做了实验，其参数如下：前轴承偏磁电流 $I_{1,0} = I_{2,0} = 6 \text{ A}$ ，平衡气隙 0.15 mm，后轴承偏磁电流 $I_{3,0} = I_{4,0} = 4 \text{ A}$ ，平衡气隙 0.15 mm，推力盘偏磁电流 $I_{5,0} = 8 \text{ A}$ ，气隙 0.25 mm，悬浮体（电主轴转子）的质量为 $m = 10 \text{ kg}$ ，对应的位移刚度系数为 $C_1 = 12.5447 \times 10^4 \text{ N/m}$ ，电流刚度系数为 $C_2 = 184.8230 \text{ N/A}$ ，功率放大器 $G_p(s) = K_a = 2 \text{ A/V}$ ，电涡流位移传感器 $G_s(s) = K_s = 8000$ ，取采样周期 $T = 0.0002 \text{ s}$ ，静态时控制参数 $K_p = 0.5, K_d = 100, T_i = 0.01 \text{ s}, T_d = 0.02 \text{ s}$ 。静态径向跳动小于 $2 \mu\text{m}$ ，被支承的电主轴运行转速可达 29000 r/min 。

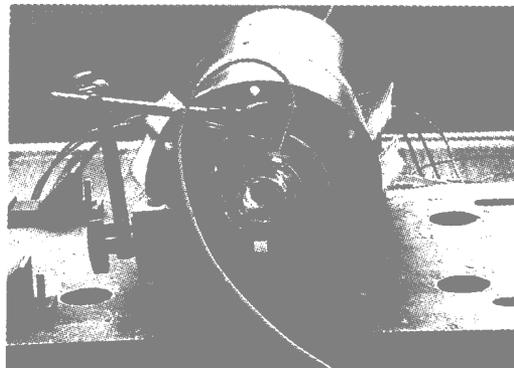


图 5 20 kW 磁悬浮电主轴系统

实验结果表明采用互补 PWM 该数字控制

器线性度和对称性比以往的普通开关功放要好,调试很方便(将来可以向免调试努力)从效果上看,不但能使系统稳定悬浮,且具有响应快、超调量小、噪声小等优点。同时可以方便地在线调整其他各控制参数。

参考文献:

- [1] 施韦策 G,布鲁勒 H,特拉克斯勒 A,著. 主动磁轴承 [M]. 虞烈 袁崇军 译.北京:新时代出版社,1997.
- [2] 陈伯时,陈敏逊. 交流调速系统 [M]. 机械工业出版社, 1998.

- [3] TMS320F/C24x DSP Controllers Reference Guide, CPU and Instruction Set [M]. Literature Number: SPRU160C, Jun 1999.
- [4] TMS320F/C240 DSP Controllers Reference Guide, Peripheral Library and Specific Devices [M]. Literature Number: SPRU161C, Jun 1999.
- [5] TMS320C240, TMS320F240 DSP Controllers [M]. SPRS042D-October 1996-Revised November 1998.
- [6] 汪希平. 电磁轴承系统的参数设计及应用研究 [D]. 西安:西安交通大学, 1994.
- [7] 黄英哲,董胜源. TMS320C240 原理与 C 语言控制应用实习. 北京:中国水利水电出版社, 2003.

磁悬浮轴承-转子系统的非线性动力学理论探讨*

王春兰,张钢,张建生,李松生,成高,汪希平

(上海大学机电工程与自动化学院轴承研究室,上海 200072)

摘要: 本文以磁悬浮轴承-转子系统的非线性动力学理论研究为主要目的,首先通过数学分析将 PID 控制近似等效为 PD 控制,然后以两对径向磁轴承支撑的刚性转子为研究对象,建立四自由度非线性方程,最后运用多尺度法进行初步处理,研究其主共振。结果表明,其频率响应方程是与调协参数 σ 无关的独立方程组,只与其轴承和转子系统的自身参数有关。

关键词 磁悬浮轴承 非线性动力学 多尺度法 (MMS); 频率响应

The Theory Research on the Non-linear Dynamics for the System of Rotor Supported with AMB

Wang Chunlan, Zhang Gang, Zhang Jiansheng, Li Songsheng, Cheng Gao, Wang Xiping

(Research Institute of Bearing, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: This paper aims at the non-linear dynamics theory research for the rotor system supported with AMB. At first, the author lets the PD control approximately take the place of the PID through math method. Then on this basics imports a rotor system supported by a pair of AMBs as his object, at the same time builds four non-linear equations which include four degrees. Finally handles it with MMS (Many Measures Method) to study its direct resonance. The result indicates that which the parameters the frequency response functions have a close relation with are not the tune σ but some others contacting to bearings and rotor system themselves.

Key words: active magnetic bearing (AMB); non-linear dynamics; MMS; frequency response

众所周知,主动磁轴承 AMB 在国外已推向了工业应用,其电磁控制力是被控对象位移和控制电流的非线性函数,是典型的非线性机电耦合系统^[1,5,8]。在某些情况下,非线性因素使得转子实际运转情况与线性模型理论计算结果发生很大偏差,因而,非线性动力学在磁轴承

转子系统中的研究一直是比较重要的课题,就目前现状来看国内外有关这类的研究有明显上升的趋势^[5,8]。张海燕在 2002 年对单个磁轴承支撑的质点非线性现象进行详细论述,并在变刚度控制情况下进行了混沌现象的数值模拟^[5]。季进臣等则对落体动力学、余维二退化

* 基金项目:国家高技术研究发展计划(“863”计划 2001AA423310)。

分岔以及单个磁轴承等的非线性动力学进行了详细的阐述^[1]。虞烈、刘恒等人也在 2000 年对磁轴承的非线性线性进行了综述^[3,6]。

但总体而言,就目前已发表的一些文献来看,对磁轴承的非线性动力学研究还不够深入^[2]。具体体现在对电控部分的非线性现象研究得不够,主要的研究对象仍然只是电磁力的分岔和混沌;数学模型的建立还是以单个的磁轴承两自由度研究为主,对多自由度多轴承支撑的研究则很少见;对于其他的一些非线性因数显然是考虑得更少^[6-8]。鉴于此,本文以两个磁轴承支承一根刚性转子为对象进行非线性动力学研究,并利用 MMS 摄动法进行初步处理,为下一步的分岔及稳态响应分析奠定理论基础。

1 PID 控制转化为 PD 控制

通常,磁轴承转子系统的控制部分采用 PID 控制。在非线性系统里,由于积分项的存在,对电磁力的 Taylor 展开会有很大的困难,所以,必须先对 PID 控制进行转化。

电磁轴承的闭环刚度、阻尼为^[4]:

$$K_0 = k_{x0} + k_{i0} \operatorname{Re} [G(j\omega)] \quad (1)$$

$$C_0 = k_{i0} \frac{\operatorname{Im} [G(j\omega)]}{\omega} \quad (2)$$

由文献^[7],PID 控制中的积分环节对系统的影响可以近似归类到比例项中而与微分项无关,即:

$$k_i \int_{t_0}^{t_0+T} z dt \approx \frac{c_0^2 K_0}{4AI_0} z \quad (3)$$

从磁轴承的力学特性,容易得出:

$$k_p = \frac{c_0^2 K_0}{4AI_0} + \frac{I_0}{c_0} + \frac{f_0^2 c_0^3}{16A^2 I_0^3}$$

结合式(3),可得等效的比例系数 k'_p :

$$k'_p = \frac{c_0^2 K_0}{2AI_0} + \frac{I_0}{c_0} + \frac{f_0^2 c_0^3}{16A^2 I_0^3} \quad (5)$$

微分系数仍然保持不变:

$$k'_d = k_d = \frac{C_0 c_0^2}{4AI_0} \quad (6)$$

从而,可将控制电流 $i_z = i_0 + k_p z + k_i \int_{t_0}^{t_0+T} z dt + k_d z'$ 由 PID 控制近似转换为 PD 控制:

$$i'_z = i_0 + k'_p z + k'_d z' \quad (7)$$

其中, $A = \frac{K_r \mu_0 A_d N^2}{4}$, k_{x0}, k_{i0} 分别为开环位移刚度和电流刚度;

G 为控制系统的传递函数; z, x, y 分别为各个自由度上转子中心偏离平衡位置的位移; i_0, I_0 分别代表控制电流和偏置电流; c_0 为磁轴承的单边气隙; C_0, K_0 分别为闭环阻尼和刚度; f_0 为外载荷。

2 电磁力的非线性展开式

我们知道,电磁力的表达式为:

$$\Delta F = A \left[\frac{(I_0 + i'_z)^2}{(c_0 + x)^2} - \frac{(I_0 - i'_z)^2}{(c_0 - x)^2} \right] \quad (8)$$

将(8)式代入上式并对此式在静中心平衡位置($x = x' = 0$)处进行 Taylor 展开到二阶,有:

$$\Delta F = \Delta F(0,0) + x \left. \frac{\partial \Delta F}{\partial x} \right|_{(0,0)} + x' \left. \frac{\partial \Delta F}{\partial x'} \right|_{(0,0)} + x^2 \left. \frac{\partial^2 \Delta F}{2 \partial x^2} \right|_{(0,0)} + x x' \left. \frac{\partial^2 \Delta F}{\partial x \partial x'} \right|_{(0,0)} + x'^2 \left. \frac{\partial^2 \Delta F}{2 \partial x'^2} \right|_{(0,0)} \quad (9)$$

其中, $\Delta F(0,0) = f_0$, $\left. \frac{\partial \Delta F}{\partial x} \right|_{(0,0)} =$

$$4Ac_0^{-2} [k'_p I_0 - (I_0^2 + i_0^2) c_0^{-1}], \left. \frac{\partial \Delta F}{\partial x'} \right|_{(0,0)} =$$

$$4Ak'_d I_0 c_0^{-2}, \left. \frac{\partial^2 \Delta F}{\partial x^2} \right|_{(0,0)} = 8Ai_0 c_0^{-3} (-2k'_p +$$

$$3I_0 c_0^{-1}), \left. \frac{\partial^2 \Delta F}{\partial x \partial x'} \right|_{(0,0)} = -8Ak'_d i_0 c_0^{-3},$$

$$\left. \frac{\partial^2 \Delta F}{\partial x'^2} \right|_{(0,0)} = 0 \text{ 对水平方向 } X \text{ 有 } i_0, f_0 \text{ 均为 } 0;$$

对于垂直方向 Y , f_0 即为磁轴承支撑的重力, i_0 则是与重力相关的, $i_0 = f_0 c_0^2 / (4AI_0)$ 。分开简化后为:

$$\begin{cases} \Delta F_x = a_1 x + a_2 x' \\ \Delta F_y = mg + \beta_1 y + \beta_2 y' + \beta_3 y^2 + \beta_4 y y' \end{cases} \quad (10)$$

其中, $a_1, a_2, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ 为 X, Y 向电磁力展开式对应于式 10 中相应的系数,由 i_0, f_0 决定。

3 磁悬浮轴承转子系统非线性模型

通常,刚性转子模型如图 1 所示:

设转子的长度为 l 转子质心 O_c 距左右端面距离为 l_a, l_b , 转子左右端支轴承承处离开静

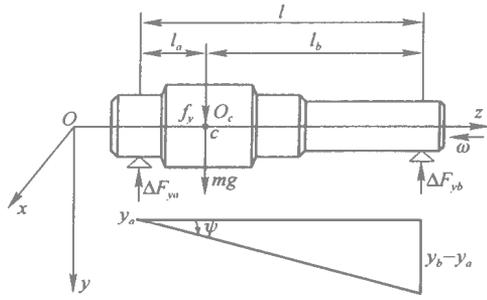


图1 刚性转子数学模型

平衡位置处的位移依次为 x_a, x_b 和 y_a, y_b 并令转子在 xz, yz 平面内的转角分别为 φ_c, ψ_c 。

转子质心 O_c 的位移:

$$\begin{cases} x_c = (1-\alpha)x_a + \alpha x_b \\ y_c = (1-\alpha)y_a + \alpha y_b \end{cases} \quad (11)$$

系统的运动微分方程为:

$$\begin{cases} mx_c'' - \Delta F_{xa} - \Delta F_{xb} = F_x \\ my_c'' - \Delta F_{ya} - \Delta F_{yb} = F_y \\ J_y \varphi_c'' - \omega J_z \psi_c' = l[\alpha \Delta F_{xa} - (1-\alpha) \Delta F_{xb}] \\ J_x \psi_c'' + \omega J_z \varphi_c' = l[\alpha \Delta F_{ya} - (1-\alpha) \Delta F_{yb}] \end{cases} \quad (12)$$

其中, $\alpha = l_a/l = (l-l_b)/l$, $\varphi_c = \frac{1}{l}(x_b - x_a)$, $\psi_c = \frac{1}{l}(y_b - y_a)$ 。 m 为转子质量; J_x, J_y 和 J_z 为绕质量中心的惯性矩; ω 为转子旋转角速度; $\Delta F_{xa}, \Delta F_{xb}, \Delta F_{ya}, \Delta F_{yb}$ 为电磁力在 x, y 方向上的分量; F_x, F_y 为相应的不平衡力或外部干扰力。

根据式 10 得出 $\Delta F_{xa}, \Delta F_{xb}, \Delta F_{ya}, \Delta F_{yb}$ 表达式 代入到式 (12) 有:

$$MX'' + CX' + KX = F \quad (13)$$

$$\begin{cases} D_0^2 x_{1a} + \omega^2 x_{1a} + 2D_0 D_1 x_{0a} + 2 \frac{u_{xm}}{\omega} D_0 x_{0a} + \sigma_{xm} x_{0a} - \frac{A_1}{\omega} D_0 x_{0b} - \frac{A_2}{\omega^2} x_{0b} + \frac{J_z \alpha}{J_y} D_0 y_{0b} - \frac{J_z \alpha}{J_y} D_0 y_{0a} = 0 \\ D_0^2 x_{1b} + \omega^2 x_{1b} + 2D_0 D_1 x_{0b} + 2 \frac{u_{xb}}{\omega} D_0 x_{0b} + \sigma_{xb} x_{0b} - \frac{A_3}{\omega} D_0 x_{0a} - \frac{A_4}{\omega^2} x_{0a} - \frac{J_z (1-\alpha)}{J_y} D_0 y_{0b} + \frac{J_z (1-\alpha)}{J_y} D_0 y_{0a} = 0 \\ D_0^2 y_{1a} + \omega^2 y_{1a} + 2D_0 D_1 y_{0a} + 2 \frac{u_{ya}}{\omega} D_0 y_{0a} + \sigma_{ya} y_{0a} - \frac{A_5}{\omega} D_0 y_{0b} - \frac{A_6}{\omega^2} y_{0b} - \frac{c_0 A_7}{\omega} y_{0b} D_0 y_{0b} - \\ \frac{c_0 A_8}{\omega^2} y_{0a}^2 - \frac{c_0 A_9}{\omega^2} y_{0b}^2 - \frac{c_0 A_{10}}{\omega} y_{0a} D_0 y_{0a} - \frac{J_z \alpha}{J_x} D_0 x_{0b} + \frac{J_z \alpha}{J_x} D_0 x_{0a} - A_{11} = 0 \\ D_0^2 y_{1b} + \omega^2 y_{1b} + 2D_0 D_1 y_{0b} + 2 \frac{u_{yb}}{\omega} D_0 y_{0b} + \sigma_{yb} y_{0b} - \frac{A_{12}}{\omega} D_0 y_{0a} - \frac{A_{13}}{\omega^2} y_{0a} - \frac{c_0 A_{14}}{\omega^2} y_{0a}^2 - \frac{c_0 A_{15}}{\omega^2} y_{0b}^2 - \\ \frac{c_0 A_{16}}{\omega} y_{0a} D_0 y_{0a} - \frac{c_0 A_{17}}{\omega} y_{0b} D_0 y_{0b} + \frac{J_z (1-\alpha)}{J_x} D_0 x_{0b} - \frac{J_z (1-\alpha)}{J_x} D_0 x_{0a} - A_{18} = 0 \end{cases} \quad (16)$$

令 $x^* = x/c_0, y^* = y/c_0, t^* = \omega t, \Omega = \omega/\omega_k, \omega_k = \sqrt{g/c_0}$ 。代人上述方程组式 (13), 那么可得相应的无量纲方程组。为简化分析, 无量纲参数及变量的上标被省略。

4 利用 MMS 摄动初步处理

由于非线性展开式中只精确到 $O(\epsilon^2)$ 故只要 T_0, T_1 两个时间尺度; 为了获得 8 个一阶振幅——相位方程, 引进无量纲小参数 ϵ , 同时将阻尼、非线性项均表示成小项; 为了研究主共振, 认为外激励频率和线性化系统的固有频率几乎相等, 引进协调参数 σ :

$$\omega^2 = \Omega^2 + \epsilon \sigma \quad (14)$$

4.1 平均方程

采用多尺度法将式 (14) 代入式 (13) 的无量纲化方程组, 同时令 ϵ 的同次幂的系数相等; 设一致渐进解 $x(t, \epsilon) = x_0(T_0, T_1) + \epsilon x_1(T_0, T_1)$ 。 x 泛指位移变量 $x_a, x_b, y_a, y_b; x_0, x_1$ 分别指代 $x_{0a}, x_{0b}, y_{0a}, y_{0b}$ 和 $x_{1a}, x_{1b}, y_{1a}, y_{1b}$ 并且有微分算子 $(i, j=0, 1), \frac{d}{dt} = \frac{\partial}{\partial T_0} + \frac{\partial}{\partial T_1} + \dots = D_0 + \epsilon D_1 + \dots, \frac{d^2}{dt^2} = (D_0 + \epsilon D_1 + \dots)^2 = D_0^2 + 2\epsilon D_0 D_1 + \epsilon^2 D_1^2 + \dots$ 其中: $D_i = \frac{\partial}{\partial T_i}, D_i^2 = \frac{\partial^2}{\partial T_i^2}, D_i D_j = \frac{\partial^2}{\partial T_i \partial T_j}$ 有:

$$\begin{cases} D_0^2 x_{0a} + \omega^2 x_{0a} = 0, D_0^2 x_{0b} + \omega^2 x_{0b} = 0, \\ D_0^2 y_{0a} + \omega^2 y_{0a} = 0, D_0^2 y_{0b} + \omega^2 y_{0b} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

将式 15 求通解 用复数表示为：

$$x_{0n} = B_n(T_1)e^{i\omega T_1} + \overline{B}_n(T_1)e^{-i\omega T_1} \quad (17)$$

再把上式代入到式 (16) 同时设 $B_n(T_1)$

$$= \frac{1}{2}E_n e^{i\varphi_n} \quad \text{展开后消去长期项 有：}$$

$$\begin{aligned} \frac{dE_m}{dT_1} &= -\frac{u_m E_m}{\omega} + \frac{A_1 E_{xb}}{2\omega} \cos(\varphi_{xb} - \varphi_m) + \frac{A_2 E_{xb}}{2\omega^3} \sin(\varphi_{xb} - \varphi_m) - \frac{J_z \alpha E_{yb}}{2J_y} \cos(\varphi_{yb} - \varphi_m) + \\ &\quad \frac{J_z \alpha E_{ya}}{2J_y} \cos(\varphi_{ya} - \varphi_m) \\ E_m \frac{d\varphi_m}{dT_1} &= \frac{\sigma_m E_m}{2\omega} + \frac{A_1 E_{xb}}{2\omega} \sin(\varphi_{xb} - \varphi_m) - \frac{A_2 E_{xb}}{2\omega^3} \cos(\varphi_{xb} - \varphi_m) - \frac{J_z \alpha E_{yb}}{2J_z} \sin(\varphi_{yb} - \varphi_m) + \\ &\quad \frac{J_z \alpha E_{ya}}{2J_y} \sin(\varphi_{ya} - \varphi_m) \\ \frac{dE_{xb}}{dT_1} &= -\frac{u_{xb} E_{xb}}{\omega} + \frac{A_3 E_m}{2\omega} \cos(\varphi_m - \varphi_{xb}) + \frac{A_4 E_m}{2\omega^3} \sin(\varphi_m - \varphi_{xb}) + \frac{J_z(1-\alpha)E_{yb}}{2J_y} \cos(\varphi_{yb} - \varphi_{xb}) - \\ &\quad \frac{J_z(1-\alpha)E_{ya}}{2J_y} \cos(\varphi_{ya} - \varphi_{xb}) \\ E_{xb} \frac{d\varphi_{xb}}{dT_1} &= \frac{\sigma_{xb} E_{xb}}{2\omega} + \frac{A_3 E_m}{2\omega} \sin(\varphi_m - \varphi_{xb}) - \frac{A_4 E_m}{2\omega^3} \cos(\varphi_m - \varphi_{xb}) + \frac{J_z(1-\alpha)E_{yb}}{2J_y} \sin(\varphi_{yb} - \varphi_{xb}) - \\ &\quad \frac{J_z(1-\alpha)E_{ya}}{2J_y} \sin(\varphi_{ya} - \varphi_{xb}) \\ \frac{dE_{yb}}{dT_1} &= -\frac{u_{yb} E_{yb}}{\omega} + \frac{A_5 E_{yb}}{2\omega} \cos(\varphi_{yb} - \varphi_{ya}) + \frac{A_6 E_{yb}}{2\omega^3} \sin(\varphi_{yb} - \varphi_{ya}) + \frac{J_z \alpha E_{xb}}{2J_x} \cos(\varphi_{xb} - \varphi_{ya}) - \\ &\quad \frac{J_z \alpha E_m}{2J_x} \cos(\varphi_m - \varphi_{ya}) \\ E_{yb} \frac{d\varphi_{yb}}{dT_1} &= \frac{\sigma_{yb} E_{yb}}{2\omega} - \frac{A_5 E_{yb}}{2\omega^3} \cos(\varphi_{yb} - \varphi_{ya}) + \frac{A_6 E_{yb}}{2\omega} \sin(\varphi_{yb} - \varphi_{ya}) + \frac{J_z \alpha E_{xb}}{2J_x} \sin(\varphi_{xb} - \varphi_{ya}) - \\ &\quad \frac{J_z \alpha E_m}{2J_x} \sin(\varphi_m - \varphi_{ya}) \\ \frac{dE_{yb}}{dT_1} &= -\frac{u_{yb} E_{yb}}{\omega} + \frac{A_{12} E_{ya}}{2\omega} \cos(\varphi_{ya} - \varphi_{yb}) + \frac{A_{13} E_{ya}}{2\omega^3} \sin(\varphi_{ya} - \varphi_{yb}) - \frac{J_z(1-\alpha)E_{xb}}{2J_x} \cos(\varphi_{xb} - \varphi_{yb}) + \\ &\quad \frac{J_z(1-\alpha)E_m}{2J_x} \cos(\varphi_m - \varphi_{yb}) \\ E_{yb} \frac{d\varphi_{yb}}{dT_1} &= \frac{\sigma_{yb} E_{yb}}{2\omega} + \frac{A_{12} E_{ya}}{2\omega} \sin(\varphi_{ya} - \varphi_{yb}) - \frac{A_{13} E_{ya}}{2\omega^3} \cos(\varphi_{ya} - \varphi_{yb}) - \frac{J_z(1-\alpha)E_{xb}}{2J_x} \sin(\varphi_{xb} - \varphi_{yb}) + \\ &\quad \frac{J_z(1-\alpha)E_m}{2J_x} \sin(\varphi_m - \varphi_{yb}) \end{aligned} \quad (18)$$

上式中 $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7, A_8, A_9, A_{10}, A_{11}, A_{12}, A_{13}, A_{14}, A_{15}, A_{16}, A_{17}, A_{18}$ 等均指代推导过程中与磁轴承及转子系统相关的一些参数系数，由于这些参数系数均为常量且其表达式较为复杂 限于篇幅 在此不一一详细写明。

4.2 频率响应方程

当 $\frac{dE_m}{dT_1} = \frac{d\varphi_m}{dT_1} = \frac{dE_{xb}}{dT_1} = \frac{d\varphi_{xb}}{dT_1} = \frac{dE_{yb}}{dT_1} = \frac{d\varphi_{yb}}{dT_1} = 0$ 时，可以对平均方程即

式 19 进行分析求其频率响应方程，有：

$$\begin{cases} E_m = E_{xb} = E_{ya} = E_{yb} = 0 \\ \frac{A_1^2 E_{xb}^2 (1-\alpha)^2}{4\omega^2} + \frac{A_2^2 E_{xb}^2 (1-\alpha)^2}{4\omega^6} = \\ \frac{A_3^2 E_m^2 \alpha^2}{4\omega^2} + \frac{A_4^2 E_m^2 \alpha^2}{4\omega^6} \\ \frac{A_5^2 E_{yb}^2 (1-\alpha)^2}{4\omega^2} + \frac{A_6^2 E_{yb}^2 (1-\alpha)^2}{4\omega^6} = \\ \frac{A_{12}^2 E_{ya}^2 \alpha^2}{4\omega^2} + \frac{A_{13}^2 E_{ya}^2 \alpha^2}{4\omega^6} \end{cases} \quad (19)$$

5 结论

通过对两个径向磁轴承支撑的刚性转子进行非线性动力学初步探讨,结果表明:在建立数学模型的过程中,得到的运动微分方程与线性系统相似,只是方程式(13)的非线性运动微分方程中多了非线性力一项;与单个磁轴承支撑的数学模型相比,由MMS摄动的分析过程可见,刚性转子的非线性模型及处理相对要复杂,主要体现在运动微分方程由两个变成四个,平均方程则由4个变成8个,方程的变量数目也随之成倍增加,同时式(19)表明两者也有共同点,那就是频响方程实际上均可简化为两个,即分别代表了水平方向和垂直方向。

非线性动力学分析的主要目的之一就是通过对运动方程进行非线性手段处理得到方程的数值近似解,同时在频响方程中运用数值方法获得稳态响应及稳定性分析。本文对主共振情况进行具体的公式推导,理论上为后续的分岔、混沌数值模拟奠定了基础。在此基础上,运用Runge-Kutta法在式(19)中进行数值求解并运

用Matlab软件计算,则可在不同参数下的分岔响应曲线图;对平均方程式(18)中求解,使用相位图和波形图方法则可得到混沌现象的解析。

参考文献:

- [1] 张伟 杨绍普 叶敏 等. 非线性系统的周期振动和分岔[M]. 北京: 科学技术出版社, 2002.
- [2] 杨绍普 申永军. 滞后非线性系统的分岔与奇异性[M]. 北京: 科学技术出版社, 2003.
- [3] 闻邦椿 顾家柳 夏松波 等. 高等转子动力学[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [4] 汪希平. 电磁轴承系统的参数设计及应用研究[D]. 西安: 西安交通大学, 1994.
- [5] 张海燕. 电磁轴承——转子系统的非线性动力学[D]. 北京: 北京工业大学, 2002.
- [6] 虞烈, 刘恒. 轴承——转子系统动力学[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2001.
- [7] 陈立群 张艳鸣 张钢 等. 电磁轴承的力学特性[J]. 西北轻工业学院学报, 1997, 15(1): 9-15
- [8] Ji J C, Yu L. Drop dynamics of a high speed unbalanced rotor in active magnetic bearing machine [J]. Mechanics of Structures and Machines, 2000, 28: 185-200.

主动磁悬浮导轨机床工作平台系统的振型分析*

张钢¹, 吴国庆^{1,2}, 李松生¹, 王春兰¹, 吴剑锋¹, 汪希平¹

(1. 上海大学, 上海 200072; 2. 南通工学院, 江苏南通 226007)

摘要: 根据磁悬浮支承系统特有的刚度、阻尼特性理论和机床工作平台振动特点建立了主动磁悬浮导轨支承机床工作平台系统的机电耦合动力学模型, 并用不同的控制参数对其作了机电耦合动力学性能分析。结果表明: 调节控制参数可以改善磁悬浮导轨机床工作平台系统的固有振动频率、振型等动力学性能。该研究结果为超高速超精密加工机床工作平台的设计, 包括平台结构、电磁铁设计及控制器参数设置等提供了理论依据。

关键词: 主动磁悬浮导轨; 机床工作平台; 机电耦合动力学

Analysis of Vibration Modes for the System of Working Platform Supported with AMG in Application of Machine Tool

Zhang Gang¹, Wu Guoqing^{1,2}, Li Songsheng¹, Wang Chunlan¹, Wu Jianfeng¹, Wang Xiping¹

(1. Shanghai University, Shanghai, 200072, China; 2. Nantong Institute of Technology, Nantong 226007, China)

Abstract: A coupled electromechanical dynamic model for the system of working platform supported with active magnetic guide (AMG) in application of machine tool is set up according to special stiffness and damp of magnetic suspension system and vibration specialty of the working platform in machine tool. Analysis of coupled electromechanical dynamic performance of the system of working platform supported with AMG is carried out with different groups of control parameters. The outcomes show that the coupled electromechanical dynamic performance of the system, such as intrinsic vibration frequency, vibration mode and so on can be improved by adjusting the control parameters. This research offers a theoretical support for ultra-high-speed and ultra-precise machine working platform design including the structure of platform, design of electromagnet, and setting the control parameters.

Key words: active magnetic guide (AMG); working platform in machine tool; coupled electromechanical dynamics

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], 要得到超高速超高精度的产品, 必须有超高速超高精度机床工作平台的支承和驱动系统。

* 基金项目: 国家高技术研究发展计划 (“863”计划 批准号 Z001AA423310)经费资助。

随着磁悬浮支承技术的发展，可望像磁悬浮列车那样把磁悬浮支承技术应用到机床工作平台中去，用磁悬浮导轨通过磁浮力把机床工作平台浮起，再用直线电机带动平台运动。

然而比磁悬浮列车更难的是磁悬浮导轨支承的机床工作平台除了要求高速驱动外，还要求高精度支承和定位。因此，目前国内外还没有采用磁悬浮导轨支承的机床进给平台成功应用实例的报道，它正处于实验室理论研究阶段。从迄今为止召开的 8 届国际磁轴承会议论文集可以看出，有关磁悬浮支承导轨的文献有日本的 Takeshi Mizuno 等人在 1998 年提出的一种具有磁悬浮支承导轨的直线运载装置模型^[2]，但要实现这种无接触运输还必须做进一步的试验工作 德国的 Karl-Dieter Tieste 曾在 1994 年建立了一个磁悬浮支承直线导轨试验台，用计算机仿真研究了其单自由度模型和五自由度模型的柔度（或刚度）与频率响应关系^[3] 在 2000 年 Martin Ruskowski 等人就该试验台建立了非线性数学模型^[4] 在 2002 年采用加速度测量和激光定位提高了该主动磁悬浮

支承导轨试验台的定位精度^[5]。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^[6-8] 现把这一成果应用于主动磁悬浮导轨机床工作平台系统的机电耦合动力学研究中。

磁悬浮支承系统是一复杂的机、电耦合系统，支承力是磁场力，并采用主动控制，具有与传统机械支承系统完全不同的特性^[6]。磁悬浮支承的刚度、阻尼系数与各种电路参数有关，并且是振动频率的函数^[9]。

本文根据磁悬浮支承系统特有的刚度、阻尼特性理论和机床工作平台的振动特点建立了主动磁悬浮导轨支承机床工作平台系统的机电耦合动力学模型并用 Matlab 软件对平台振型进行了计算分析。

1 单自由度磁悬浮支承的机电耦合动力学参数

图 1 为单自由度磁悬浮支承系统结构图。工作平台由上下一对电磁铁支承，通过传感器和控制系统调节电磁力的大小从而保持平衡。

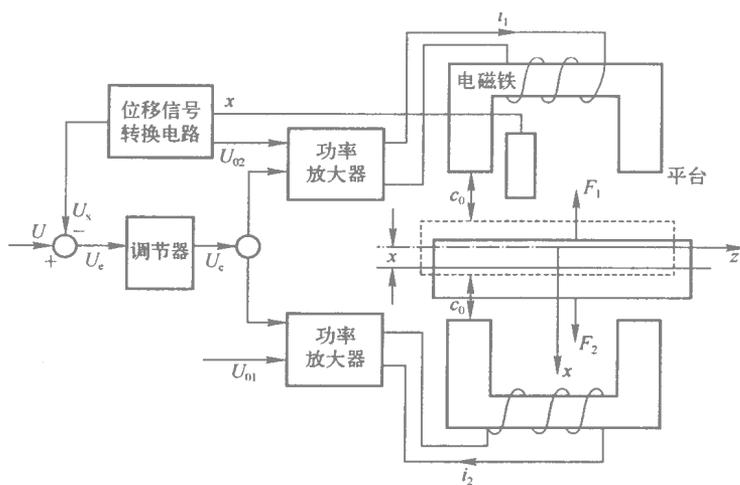


图 1 单自由度磁悬浮系统的结构图

磁悬浮支承的闭环刚度和阻尼为^[8-9]：

$$k_{xx} = k_{xx0} + k_{xi0} R_c [G(j\omega)] \quad (1)$$

$$c_{xx} = k_{xi0} I_m [G(j\omega)] / \omega \quad (2)$$

式中， $G(j\omega)$ 为控制系统的传递函数； ω 为振动频率。

k_{xx0} 为磁悬浮支承的开环力—位移刚度，且：

$$k_{xx0} = -\frac{\mu_0 S_0 N^2 (I_0^2 + i_{x0}^2)}{c_0^3} \quad (3)$$

k_{xi0} 为磁悬浮支承的开环力—电流刚度 且：

$$k_{xi0} = \frac{\mu_0 S_0 N^2 I_0}{c_0^2} \quad (4)$$

其中, μ_0 为气隙磁导率 ($4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$); S_0 为气隙截面积 (m^2); c_0 为单边气隙厚度; N 为线圈匝数; 由于是差动结构, $i_1 = I_0 + i_{x0} + i_x, i_2 = I_0 - i_{x0} - i_x, I_0$ 为偏磁电流分量 (A), i_x 是由于 x 方向位移量引起的控制电流分量, i_{x0} 是用以抵消 x 方向静载荷的电流。

控制系统的传递函数 G 由传感器的传递函数 G_s 、控制调节器的传递函数 G_c 和功率放大器的传递函数 G_{mp} 三部分组成:

$$G = G_s G_c G_{mp} \quad (5)$$

对于所研制的 PID 控制系统, 它由控制参数 W_k (增益参数)、 W_p (比例参数)、 W_i (积分参数) 和 W_d (微分参数) 调节。因此磁悬浮支承的闭环刚度和阻尼是一组机电耦合的动力学参数, 可由这四个控制参数进行调节。

2 磁悬浮导轨支承机床工作平台的机电耦合动力学模型

图 2 为磁悬浮导轨支承的机床工作平台试验台外观。

机床工作平台要在空间实现稳定的悬浮, 需要对其五个自由度实施有效的控制。根据机械振动的基本原理, 磁悬浮机床工作平台可简化成图 3 所示的力学模型。

整个系统由磁悬浮导轨和工作平台内的六对电磁铁 (四对纵向承载电磁铁, 两对横向导向电磁铁) 以及控制系统 (包括传感器、控制器和功率放大器) 组成。 a 、 b 、 c 、 d 四个部分装有对

称的 U 形电磁铁, 通过电磁力控制 x 方向的运动和绕 y 轴、 z 轴的旋转。 a' 、 b' 两部分也装有对称的 U 形电磁铁, 通过电磁力控制 y 方向的运动和绕 x 轴的旋转。6 对 U 形电磁铁相当于 6 个弹簧和阻尼器支承着工作平台。正常悬浮时单边气隙 $c_0 = 0.2 \text{ mm}$ 。

取笛卡儿坐标原点 o 为平台静态质心处, x 、 y 为平台动态质心坐标, θ 为平台绕 x 轴的摆振角位移 φ 为平台绕 y 轴的摆振角位移 ψ 为平台绕 z 轴的摆振角位移, 则以质心处广义坐标 $q = [x \ \varphi \ \psi \ y \ \theta]^T$ 表示的运动微分方程为:

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + Kq = 0 \quad (6)$$

式中 M 、 C 、 K 分别为系统的质量矩阵、机电耦合阻尼和刚度矩阵。通过求解方程 (6) 便可得到它的机电耦合动力学性能。



图 2 磁悬浮导轨支承的机床工作平台试验台

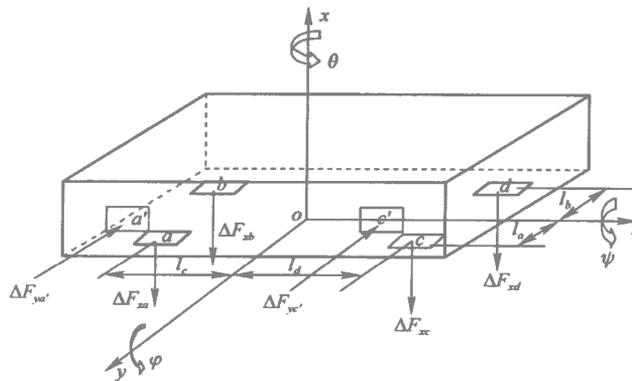


图 3 5 自由度磁悬浮支承工作平台受力分析

3 磁悬浮导轨机床工作平台的振型分析

表 1~表 4 给出了四组控制器参数 W_s , W_p , W_i , W_d .

表 1 第一组控制参数

通道	$W_s/k\Omega$	$W_p/k\Omega$	$W_i/k\Omega$	$W_d/k\Omega$
1	4.79	0.350	2.72	1.62
2	3.44	0.290	3.18	1.46
3	3.80	0.442	2.17	1.87
4	4.56	0.354	3.05	1.79
5	2.60	0.380	1.98	1.52
6	3.40	0.356	2.58	1.72

表 2 第二组控制参数

通道	$W_s/k\Omega$	$W_p/k\Omega$	$W_i/k\Omega$	$W_d/k\Omega$
1	6.79	0.750	4.72	1.62
2	9.44	0.690	5.18	1.43
3	3.80	0.690	4.37	3.87
4	6.56	0.950	3.13	4.79
5	2.62	0.372	1.89	1.52
6	3.45	0.362	2.64	1.72

表 3 第三组控制参数

通道	$W_s/k\Omega$	$W_p/k\Omega$	$W_i/k\Omega$	$W_d/k\Omega$
1	6.79	0.750	4.72	3.94
2	9.44	0.690	5.18	1.73
3	3.80	0.690	4.37	3.87
4	6.56	0.950	3.13	4.79
5	2.64	0.756	6.58	6.12
6	3.60	0.780	6.18	6.12

表 4 第四组控制参数

通道	$W_s/k\Omega$	$W_p/k\Omega$	$W_i/k\Omega$	$W_d/k\Omega$
1	6.79	0.750	3.94	4.72
2	4.34	0.692	1.73	5.18
3	3.80	0.690	3.87	4.37
4	6.56	0.950	4.79	3.13
5	3.60	0.780	6.12	6.18
6	3.65	0.760	6.32	6.18

采用表 1~4 中的控制器参数,通过计算得到各阶临界振动频率和其对数衰减率,如表 5~表 8 所示:

表 5 第一组控制参数的临界振动频率和对数衰减率

	固有频率/Hz	对数衰减率
一阶	40.18	3.184 2
二阶	44.75	3.466 1
三阶	64.96	0.910 1
四阶	74.74	0.922 4
五阶	83.35	1.140 1
共振型失稳频率/Hz	1 662	

表 6 第二组控制参数的临界振动频率和对数衰减率

	固有频率/Hz	对数衰减率
一阶	41.15	3.201 8
二阶	65.41	0.913 6
三阶	82.62	1.091 1
共振型失稳频率/Hz	1 550	

表 7 第三组控制参数的临界振动频率和对数衰减率

	固有频率/Hz	对数衰减率
一阶	46.51	2.460 5
共振型失稳频率/Hz	1 406	

表 8 第四组控制参数的临界振动频率和对数衰减率

无临界振动频率	
共振型失稳频率/Hz	1 400

图 4~图 8 为对应表 5 第一组控制参数各

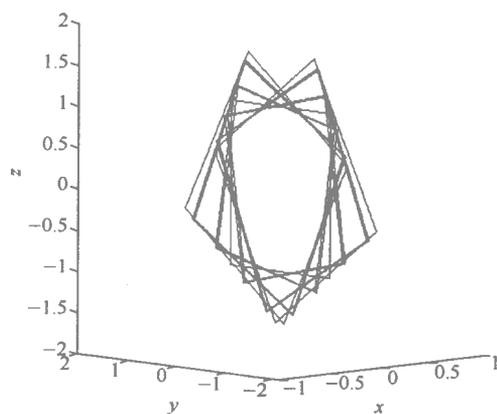


图 4 对应第一组控制参数的一阶主振型

阶临界频率的主振型。

由图 4~图 12 可以看出,当控制参数变化时,工作平台的振型模态及其阶数发生变化。当采用第一组参数控制时,系统有五阶振型,其

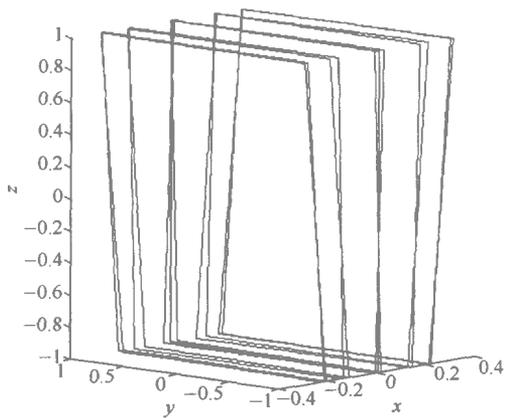


图 5 对应第一组控制参数的二阶主振型

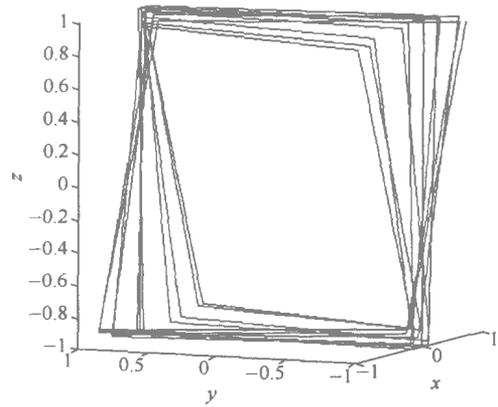


图 8 对应第一组控制参数的五阶主振型

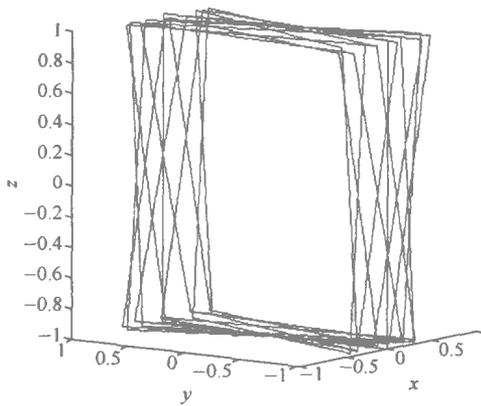


图 6 对应第一组控制参数的三阶主振型

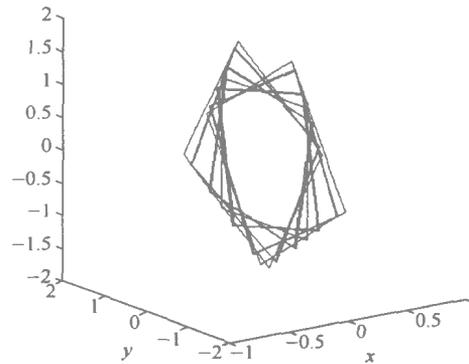


图 9 对应第二组控制参数的一阶主振型

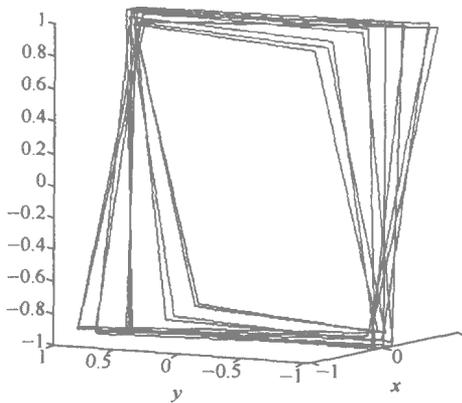


图 7 对应第一组控制参数的四阶主振型

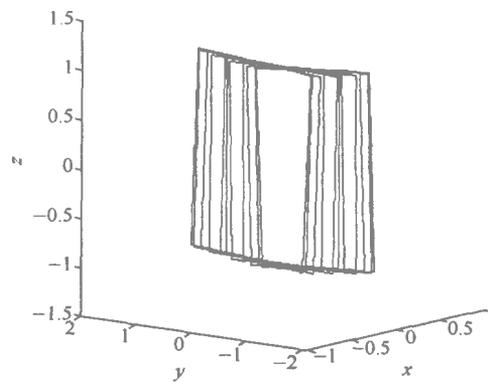


图 10 对应第二组控制参数的二阶主振型

中第一阶为绕 z 方向某轴的摆动，而轴线又做锥形摆动；第二阶为既有沿 x 方向的平动振动，又有绕 y 方向某轴的摆动；第三阶为既有沿 x 方向的平动振动，又有绕 y 方向某轴的摆

动，还有绕 z 方向某轴的摆动；第四、第五阶为绕平台某对角线轴的摆动。当采用第二组参数控制时，系统减为三阶振型，其中第一阶仍为绕 z 方向某轴的摆动，而轴线又作锥形摆动；第二阶为只绕 z 方向的某轴摆动；第三阶为绕 y 方向的某轴摆动。当采用第三组参数控制时，系

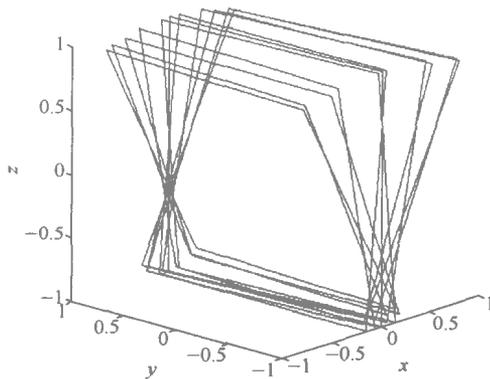


图 11 对应第二组控制参数的三阶主振型

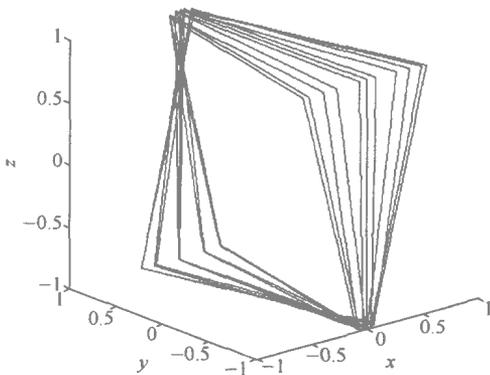


图 12 对应第三组控制参数的一阶主振型

统减为一阶绕平台某对角线轴的摆动振型。

当采用第四组参数控制时，工作平台不存在临界振动频率和振型，在工作过程中不会产生共振，工作状态非常平稳，可以满足机床工作平台超高精度的支承要求。以上四组控制参数下工作平台的共振型失稳频率 $\geq 1\ 400\ \text{Hz}$ ，说明工作平台在 $< 1\ 400\ \text{Hz}$ 干扰频率下都能稳定工作，满足机床工作平台超高速超精密的加工要求。

以上工作平台动力学性能的改善，是由于随着控制电参数的变化，磁悬浮支承的刚度和阻尼也随着变化，采用第四组控制电参数的支承刚度和阻尼比采用第一组控制电参数的支承刚度和阻尼要大很多。因此第四组控制参数比前三组要好。由此可见，调节控制系统的电参数可以改善工作平台的动力学性能。

4 结论

磁悬浮导轨支承的机床工作平台可以满足

超高速超精密的加工要求，它是未来加工机床发展的趋势。对磁悬浮导轨支承的机床工作平台系统的设计和要求必须符合系统机电耦合动力学设计思想，静力学参数承载力是基础，动力学参数刚度和阻尼的作用极为重要，通过调节控制系统的电参数可以改善磁悬浮导轨系统的刚度和阻尼，实现主动控制，从而可改善机床工作平台的动力学性能。

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] 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.
- [3] 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.
- [4] Martin Ruskowski, Karl Popp. 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.
- [5] Martin Ruskowski, 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.
- [6] Zhang Gang, Wang Xiping, Yu Lie, et, al. 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, Aug. 2000; 579-582.
- [7] Zhang Gang, Zhang Jiansheng, Wang Xiping, et, al. 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.
- [8] 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.
- [9] 汪希平, 电磁轴承系统的参数设计与应用研究 [D]. 西安: 西安交通大学, 1994.

磁悬浮转子本机动平衡研究

白金刚¹, 赵雷², 张小章¹

(1. 清华大学工程物理系, 北京 100084; 2. 清华大学核能技术研究设计院, 北京 100084)

摘要: 为了减小磁轴承支承系统中转子的振动, 提高系统的稳定性和运行性能, 本文就使用本机动平衡方法对磁悬浮转子进行在线动平衡进行了研究。文中通过对本机动平衡的理论算法的讨论, 提出了一种可行的磁悬浮转子本机动平衡方法, 并对动平衡的硬件设备, 信号处理等做了讨论。最后通过对一套磁悬浮飞轮系统的本机动平衡, 证明了该方法可以有效的减小磁悬浮转子的振动, 简单易行, 为磁悬浮转子的平衡提供了新的途径。

关键词: 磁轴承; 不平衡振动; 本机动平衡

Study on On-line Dynamic Balance for AMB Rotors

Bai Jingang¹, Zhao Lei², Zhang Xiaozhang¹

(1. Engineering Physics Department of Tsinghua University, Beijing 10084, China;
2. INET Tsinghua University, Beijing 10084, China)

Abstract: To reduce the vibration of the AMB suspended rotor, enhance the system stability and performance, on-line dynamic balance for AMB rotor is introduced in this paper. Through study on dynamic balance theory, a viable on-line balance method for AMB is mentioned. The hardware platform, signal acquire and process also be discussed. Then this method is applied to an AMB flywheel system. The balance result shows that this method can reduce the rotor vibration effectively, easily performed, and is a new way to balance the AMB suspended rotors.

Key words: active magnetic bearing; unbalanced vibration; on-line dynamic balance

0 前言

现代机器急速地向着高速化、高效率、高精度和大型化发展, 在旋转机械中转子振动问题已经成为比较突出的技术关键问题, 对机器的寿命、可靠性、运转性能及工作环境有着重要影响, 而由于材质不均匀、温度不均匀、加工和安装误差以及结构上的原因造成的转子不平衡是转子振动的最主要激发源。由于生产发展的需要, 转子动平衡研究在国外得到了广泛的研究和发展。

电磁轴承是一种利用电磁铁线圈中的电流产生不接触的可控电磁力来控制转子在空间中的位移, 使转子稳定地处在平衡位置的一种新型的支承方式。由于磁轴承支承系统中, 转子的旋转中心与其中心惯性主轴很可能并不重合, 因此, 离线的动平衡方式在磁悬浮系统中并不适用, 而必须进行本机动平衡。另外, 由于本机动平衡还具有平衡步骤简单, 平衡效率高等优点, 因此很有研究意义。本文就此进行了方法和实验上的研究。

1 转子不平衡的概念、分类及转子的分类

1.1 转子不平衡及其动平衡的基本原理

由于材质、温度、加工、安装、结构等原因造成转子质量分布不均匀，其中心惯性主轴偏离旋转轴线，转子转动时，转子各微元质量的离心惯性力所组成的力系不是一个平衡力系，则称转子不平衡。当转子离心惯性力系向质心简化为一合力偶时，称转子的不平衡为偶不平衡。当转子离心惯性力系简化为不在质心径向平面内的一合力时，称此不平衡为准静平衡。一般情况下，转子的离心惯性力系向质心简化为一合力和一合力偶，转子同时具有静不平衡和偶不平衡，称转子具有动不平衡。

转子的离心惯性力将激发转子的振动，转子的动平衡操作就是在转子适当的校正面上加上（或减去）一些校正质量从而改变转子的质量分布，以尽量减小离心惯性力系的合力和合力偶，从总体上尽可能的减小转子的不平衡，使转子的振动控制在容许的范围内，以达到旋转机械安全可靠运行的目的。

2 本机动平衡方法

2.1 转子动平衡方法

刚性转子的工作转速远低于第一阶临界转速，离心惯性力小，挠曲变形忽略不计，从而刚性转子的平衡态与转速无关，刚性转子一旦在某一转速下平衡以后，则在全转速范围内（远小于第一阶临界转速）都是平衡的。由于静不平衡，偶不平衡，准静不平衡均是动不平衡的特例，转子的动不平衡做好了，则静不平衡等也同时平衡好了，下面只讨论不平衡的一般情况即动不平衡。

转子的平衡，一般采用影响系数法，其平衡步骤主要包括测量初始振动、加试重、再次测量振动、计算影响系数、加重、验证平衡效果等步骤。

首先，驱动转子以一定转速运转，测量此转速下的振动作为初始振动并提取与转速同频的振动分量，记为 Z_0 ， Z_0 是包含 4 个径向自由度振动幅度、相位的矢量向量，即 $Z_0 =$

$(x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40})^T$ 。第二步，在转子上选择一个加重平面，在某个角度附加一个质量 m_T 作为试重，驱动转子以和第一步相同的速度运转，测量此时的振动并提取同频分量 Z_1 ， $Z_1 = (x_{11}, x_{21}, x_{31}, x_{41})^T$ 。

在测量了初始振动和加试重的振动之后，就可以计算影响系数向量。计算的影响系数向量 C 为：

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = (Z_1 - Z_0) / m_T = \frac{1}{m_T} \begin{bmatrix} x_{11} - x_{10} \\ x_{21} - x_{20} \\ x_{31} - x_{30} \\ x_{41} - x_{40} \end{bmatrix} \quad (1)$$

因此，为了抵消转子未知的不平衡质量，消除转子初始的同频振动 Z_0 。就需要在转子上同一个平面上附加的平衡质量 m_x ， m_x 应满足：

$$0 - Z_0 = m_x C \quad (2)$$

即

$$\begin{bmatrix} -x_{10} \\ -x_{20} \\ -x_{30} \\ -x_{40} \end{bmatrix} = m_x \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

显然这是一个超定方程组，通常是无解的，就是说通常不可能找到一个平衡质量使 4 个自由度的同频振动幅度在理论上减弱为零。

在实际中，转子的同频振动是不可能减弱为零的，实际应用也并不要求同频振动幅度为零，我们只是希望能够通过动平衡这种手段尽可能地减小同频振动的幅度，即希望附加平衡质量 m_x 之后，转子的同频残余振动 Z_x 最小，这个关系实际上可以表示为：

$$\min J_x(m_x) = Z_x \quad (4)$$

$$s. t. (Z_0 - Z_x) = m_x C \quad (5)$$

通常我们只关心同频振动的幅度，并不关心相位，为计算方便可以取残余振动的平方最小作为目标。根据不同的应用场合，对各个自由度的运转精度要求不同，各个自由度的残余振动可以有相应的加权系数，此时目标为：

$$\min J_x(m_x) = Z_x^T A Z_x \quad (6)$$

$$s. t. (Z_0 - Z_x) = m_x C \quad (7)$$

其中， 4×4 对角阵 A 为加权系数矩阵，如下式所示

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 分别为 4 个自由度的加权系数。

把约束条件带入目标函数，则有：

$$\min J_x(m_x) = (Z_0 + m_x C)^T A (Z_0 + m_x C) \quad (9)$$

根据式 9 即可以求得平衡质量 m_x 可以使得转子 4 个自由度的残余振动幅值的平方和最小。

可以看到这是一个以矢量 m_x 为自变量的矩阵函数求极值的问题。

求解，令：

$$\frac{d}{dm_x} J(m_x) = 0 \quad (10)$$

对 $J(m_x)$ 求导，即可以得到残余振动加权平方和 $J(m_x)$ 的极小值点

$$\hat{m}_x = -\frac{C^T A Z_0}{C^T A C} \quad (11)$$

式 11 即为

$$\hat{m}_x = -\frac{\alpha_1 c_1 x_{10} + \alpha_2 c_2 x_{20} + \alpha_3 c_3 x_{30} + \alpha_4 c_4 x_{40}}{\alpha_1 c_1^2 + \alpha_2 c_2^2 + \alpha_3 c_3^2 + \alpha_4 c_4^2} \quad (12)$$

求得残余振动极小值为

$$J_{\min} = (Z_0^T A Z_0) - \frac{(Z_0^T A C)^2}{C^T A C} \quad (13)$$

展开即

$$J_{\min} = (\alpha_1 x_{10}^2 + \alpha_2 x_{20}^2 + \alpha_3 x_{30}^2 + \alpha_4 x_{40}^2) - \frac{(\alpha_1 c_1 x_{10} + \alpha_2 c_2 x_{20} + \alpha_3 c_3 x_{30} + \alpha_4 c_4 x_{40})^2}{\alpha_1 c_1^2 + \alpha_2 c_2^2 + \alpha_3 c_3^2 + \alpha_4 c_4^2} \quad (14)$$

在实际的操作中，利用求得的平衡质量 m_x 进行验证，如果残余振动小于所要求的精度，则本次平衡完成，如果没有满足精度要求，则反复进行以上步骤，直到同频振动幅度满足精度要求。

2.2 本机动平衡系统

本机动平衡采用通用动平衡仪来进行数据获取、计算和平衡。整套系统结构如图 1 所示。

在本系统中，对运行中的磁悬浮转子的振动进行在线的获取和处理，然后进行平衡重量的计算和实际的平衡。如图 1 所示，首先对转子的振动和转速进行测量，信号经过处理，应用平衡算法模块进行计算，通过上节中讨论的平衡步骤，得出转子上的不平衡重量，最后通过在转子上加实际的不平衡重量来进行平衡。

由于转子的振动信号是直接来自位移传感器获取，该信号表示的是转子的位移量，含有直流成分，因此必须首先对该信号进行直流隔离处

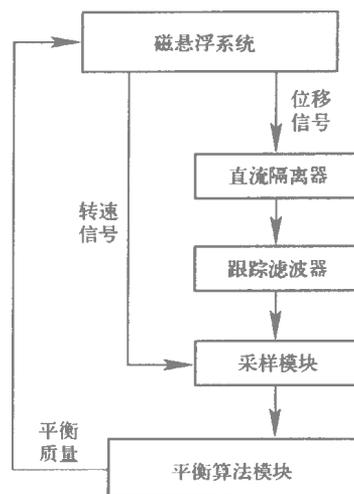


图 1 本机动平衡系统结构

理，从中获取交流信号，该交流成份才是转子的实际振动信号。另外，由于该振动信号中含有其他频率成分，必须进行滤波处理，以获取转子在平衡转速下的振动值。在此，采用了跟踪滤波方式进行滤波处理，该滤波模块为一带通滤波器，以当前的转速值为参考，通过动态的调整带通的频率范围，以获取转子在当前转速下的振动信号。

3 本机动平衡实验

在理论分析的基础上，利用上节中介绍的动平衡系统，对一套磁悬浮飞轮系统进行了本机动平衡实验。飞轮转子轴心垂直放置，平衡针对上面进行，上下面同时测量振动，在上平衡面进行加减质量块。其中两次的实验数据如表 1。

表 1 平衡实验—数据记录

上面加重，上下面测量，平衡转速 120 Hz
幅度单位 :mV 相位单位 (°)

实验步骤	上面	上面	下面	下面	转速/Hz
	振动 幅度	振动 相位	振动 幅度	振动 相位	
初始振动	1 211	219.5	1 162	198.7	119.8
试重	526 mg	90.0			
测量振动	1 596	341.3	709	352.1	119.6
提示加重	280 mg	113.0			
实际加重	278 mg	112.2			
剩余振动	230	310.3	292	137.2	120.0

由表 1 可以看出，经过一次平衡，飞轮上面

振动的幅值从 1 211 mV 下降到 230 mV,下降了 80%,下面振动幅值从 1 162 mV 下降到了 292 mV,下降了 75%。

在平衡一的基础上,继续提升飞轮转速,在 200 Hz 处继续进行平衡,平衡结果如表 2。

表 2 平衡实验二数据记录
上面加重 上下面测量 平衡转速 200 Hz
幅度单位 :mV 相位单位(°)

实验步骤	上面	上面	下面	下面	转速/Hz
	振动	振动	振动	振动	
	幅度	相位	幅度	相位	
初始振动	378	302.7	288	153.3	201.1
试重	133 mg	0			
测量振动	473	329.6	245	103.1	201.3
提示加重	45.3 mg	51.4			
实际加重	50.2 mg	46.0			
剩余振动	321	321.6	306	127.0	200.4

由表 2 可以看出 经过第二次在 200 Hz 处的平衡,飞轮上面振动的幅值从 378 mV 下降到 331 mV,下面振动幅值从 288 mV 增加到了 306 mV 由本次实验的结果可以看出,由于我们的平衡算法中的平衡指标是使两个平衡面的转子振动幅度的平方和最小,实验的结果也符合我们的平衡原则,即使得转子的上下面振动幅值趋于一致,这对于磁轴承的控制和转子的稳定运行都很有利,也达到了我们最初的平衡目的。

图 2 和图 3 分别给出了在 120 Hz 转速下,平衡前和平衡后的转子的轴心轨迹:

由上图可以看出,转子的轴心从平衡前的 50 μm 左右 降低到了 10 μm 以下 证明所进行的动平衡有效果。

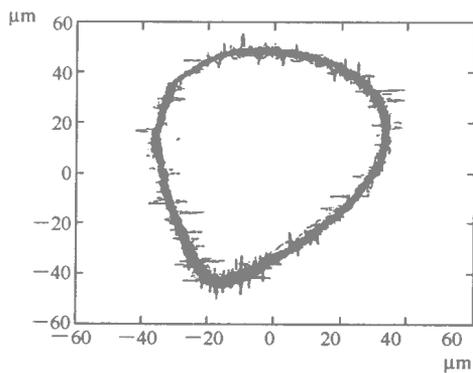


图 2 120 Hz 转速下,平衡前的轴心轨迹

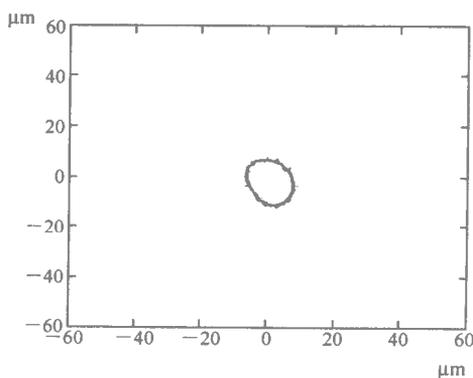
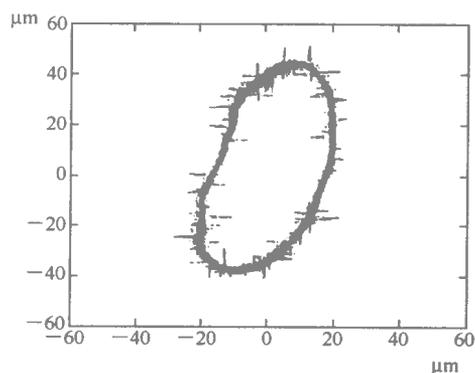
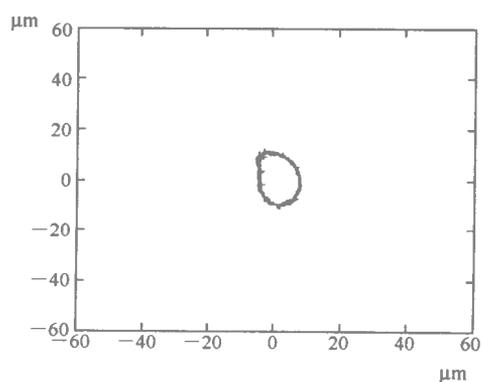


图 3 120 Hz 转速下,平衡后的轴心轨迹



4 结论

本文讨论的磁悬浮转子的本机动平衡方法具有很好的实用性和可操作性。通过动平衡实验也可以看出，应用本文中所讨论的本机动平衡方法可以有效的减小转子的振动，是一种提高磁悬浮系统的性能和可靠性的一种有效、易行的手段。

参考文献：

- [1] 钟一谔. 转子动力学. 北京：清华大学出版社，1987.
- [2] 斯奈德，著. 平衡技术基础知识浅谈. 廖日岳，译. 长春：吉林人民出版社，1982.
- [3] 贾书惠. 刚体动力学. 北京：高等教育出版社，1987.
- [4] 张凯. 新一代智能动平衡仪软件平台的方案选择. 测试、振动与诊断. 2003, 23 (1): 54-57.

SAMCEF Rotor 转子动力学软件包 在电磁轴承转子动力特性分析中的应用

周传月¹, 齐宏伟², 宗克勤²

(1. 北京东方极峰科技有限公司, 北京 100081; 2. 哈尔滨第 703 研究所, 黑龙江哈尔滨 150036)

摘要: 本文介绍了 Samcef Rotor 软件针对磁悬浮轴承转子进行动力特性分析的基本理论和方法, 以及工程应用实例。本文分为四个部分: 第一部分对系统方程和控制力进行简要描述; 第二部分介绍系统方程的时间积分方法等数值问题; 第三部分描述在 RotorT 中非线性分析; 第四部分是一个简单算例和工程应用实例。

关键词: Samcef Rotor 磁悬浮轴承 转子动力学 有限元分析

Application of Samcef Rotor Package on the Dynamic Analysis of Rotor with Active Magnetic Bearing

Zhou Chuanyue, Qi Hongwei, Zong Keqin

(1. Eastern Max Technology Corporation, Beijing 100081, China;
2. Harbin Marine Bolier & Turbine Research Institute, Harbin 150036, China)

Abstract: This paper present the basic theory and method of SAMCEF Rotor software package on the dynamic analysis of rotors with active magnetic bearing. The engineering application examples are also given. The paper is organized in four sections. The first one is devoted to a brief description of the system of equations and of the control forces. The second part is related with numerical aspects associated with time integration of the system of equations. The third section describes the implementation of nonlinear control forces in SAMCEF Rotor. Finally, some simple examples as well as industrial applications are presented.

Key words: SAMCEF rotor; active magnetic bearing (AMB); rotor dynamics; finite element analysis (FEA)

0 介绍

电磁轴承支承的转子系统的动力特性可以直接使用 Samcef Rotor 软件包的 Rotor 模块进行分析。然而, 这些分析只限于临界转速计算, 或者转子系统在不平衡这样的谐波力作用

下的谐波响应分析。在这些分析过程中, 电磁轴承的动力特性假设为线性的, 传递函数由非对称的广义质量、阻尼和刚度矩阵来描述。如果需要模拟非线性的影响, 例如放大器的非线性响应, 就有必要进行非线性的瞬态分析, 以考虑这些现象的影响。利用 Samcef Rotor 软件

包的 RotorT 模块可以分析转子系统的非线性动力特性。本文分为四个部分：第一部分对系统方程和控制力进行简要描述；第二部分介绍系统方程的时间积分方法等数值问题；第三部分描述在 RotorT 中非线性分析；第四部分是一些简单算例和工程应用实例。

1 考虑控制力的转子系统

1.1 系统方程

描述由旋转部件、静止部件、支架、基础和连接部件（密封、轴承等）组成系统的动力特性的系统方程如下：

$$M^*(\Omega(t))\ddot{q}(t) + B^*(\Omega(t))\dot{q}(t) + K^*(\Omega(t))q(t) + f(q(t), \dot{q}(t), \Omega(t)) = g(t) \quad (1)$$

式中： Ω ——与时间相关（启动，停止）的旋转速度；

$\dot{\Omega}$ —— 旋转速度的一阶导数；

M^* —— 质量矩阵，它的分量与固定和旋转部件的惯性力有关。与连接部件加速度成比例的流体力也包含在矩阵之中。这些项与旋转速度有关：

$$M^* = M + M_s(\Omega) \quad (2)$$

B^* —— 广义阻尼矩阵。它与转子和固定部件的涡动力、阻尼力，以及连接部件的广义力有关：

$$B^* = B + B_s(\Omega) + \Omega G \quad (3)$$

K^* —— 广义刚度矩阵。固定和旋转部件结构刚度，连接部件的广义刚度力和阻尼引起的迟滞力对此矩阵都有贡献：

$$K^* = K + K_s(\Omega) + \Omega B_{As} + \frac{1}{2} \Omega \dot{G} \quad (4)$$

式中： q —— 自由度向量；

f —— 与非线性力有关的向量。这些力对应于流体力（滑动轴承、挤压油膜）或者非线性影响，例如间隙或摩擦，或者电磁轴承上的非线性控制力；

g —— 作用在结构上的所有力向量集合（不平衡力、重力，……）。

1.2 控制力

与电磁轴承有关的控制力可以由传递函数描述。这些传递函数包含非线性部件，例如饱

度和非线性放大器等。

线性传递函数符合高阶差分方程。使用额外的自由度可以将这些高阶的差分方程分解为由广义质量、阻尼和刚度矩阵表示的二阶方程。这些矩阵具有很强的非对称性。它是经典的分析过程，针对包含电磁轴承模型的线性系统进行临界转速分析或者谐波响应计算。

当非线性影响必须考虑时，我们将考虑两类非线性项，以考虑高阶情况。

首先，非线性传递函数：一个输出自由度与一个输入自由度之间是非线性规律。一些非线性现象实例见图 1。这些规律可以一步一步地建立，或者提供分析方式建立。在一些情况下输出自由度是输入的自由度导数的函数。

$$q_2 = f(q_1) \text{ 或 } q_2 = f(q_1, \dot{q}_1) \quad (5)$$

式中： q_2 —— 输出自由度； q_1 —— 输入自由度； \dot{q}_1 —— 输入自由度的一阶导数； $f(q_i)$ —— 与 q_i 有关的非线性函数。

其次，非线性控制力：作用在一个自由度的控制力是一组输入自由度的函数。每个这些自由度是传递函数的输出。非线性控制力由下列方程描述：

$$F_C = -\sum_{i=1}^n K_i f(q_i) \text{ 或 } F_C = -\sum_{i=1}^n K_i g(q_i) q_i \quad (6)$$

$$F_C = -\sum_{i=1}^n K_i f(q_i, \dot{q}_i) \text{ 或 } F_C = -\sum_{i=1}^n K_i g(q_i, \dot{q}_i) q_i \quad (7)$$

式中： K_i —— 输出自由度； q_i —— 输入自由度； \dot{q}_i —— 输入自由度 q_i 的一阶导数； $f(q_i)$ —— q_i 的非线性函数； $g(q_i)$ —— q_i 的非线性函数。

2 数值问题

2.1 积分准则

描述系统非线性动力的系统方程的时间积分可以使用直接积分。此算法不是纯隐式算法，而是使用隐式—显式多次修正算法。此方法在激振频率很高时还允许采用长时间步长。

时间间隔被分为长度为 h_n 的变时间步长。系统在时间 t 的状态使用 Newmark 方法对速度和位移进行积分：

$$q_{n+1} = q_n + (1 - \gamma)h_n \dot{q}_n + \frac{\gamma}{\beta h_n} \Delta q_{n+1} \quad (8)$$

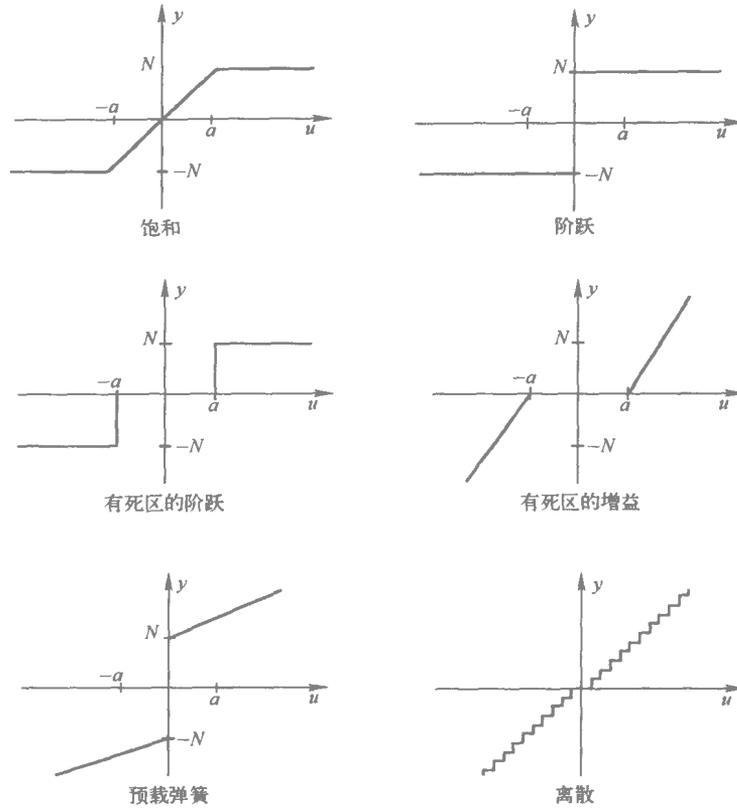


图 1 非线性现象

$$q_{n+1} = q_n + h_n \dot{q}_n + \left(\frac{1}{2} - \beta\right) h_n^2 \ddot{q}_n + \Delta q_{n+1} \quad (9)$$

在时间 t_{n+1} 的加速度由下面关系的位移修正表示。

$$\ddot{q}_{n+1} = \frac{1}{\beta h_n^2} \Delta q_{n+1} \quad (10)$$

选择参数 β 和 γ 定义考虑时间段 $[t_n, t_{n+1}]$ 上的加速度。

积分准则在如下方面使用：

(1) 预测速度和位移

$$\dot{q}_{n+1}^{(1)} = \dot{q}_n + (1 - \gamma) h_n \ddot{q}_n \quad (11)$$

$$q_{n+1}^{(1)} = q_n + \left(\frac{1}{2} - \beta\right) h_n^2 \ddot{q}_n \quad (12)$$

(2) 对非线性系统应用 Newton-Rapshon 过程 对位移修正

$$\left[\frac{1}{\beta h_{n+1}^2} M + \frac{\gamma}{\beta h_{n+1}} B + K \right] \Delta q_{n+1} + f(q_{n+1}, \dot{q}_{n+1}, \Omega) = g_{n+1} - B \dot{q}_{n+1}^{(1)} - K q_{n+1}^{(1)} \quad (13)$$

上述方程可以写为：

$$D_0 \Delta q_{n+1} + f(q_{n+1}, \dot{q}_{n+1}, \Omega) = r_{n+1} \quad (14)$$

(3) 修正速度和位移

$$\dot{q}_{n+1} = \dot{q}_{n+1}^{(1)} + \frac{\gamma}{\beta h_{n+1}} \Delta q_{n+1} \quad (15)$$

$$q_{n+1} = q_{n+1}^{(1)} + \Delta q_{n+1} \quad (16)$$

$$\ddot{q}_{n+1} = \frac{1}{\beta h_{n+1}^2} \Delta q_{n+1} \quad (17)$$

2.2 求解非线性系统

应用 Newton-Rapshon 方法求解系统方程 (6)。在时间步 $k+1$ ，非线性力对在当前状态附近的泰勒展开的切线矩阵结果的贡献为：

$$f(q_{n+1}^{(k+1)}, \dot{q}_{n+1}^{(k+1)}, \Omega) \cong f\left(q_{n+1}^{(k)}, \dot{q}_{n+1}^{(k)}, \Omega\right) + B_T \Delta \dot{q}_{n+1}^{(k+1)} + K_T \Delta q_{n+1}^{(k+1)} \quad (18)$$

$$B_T = \left. \frac{\partial f}{\partial \dot{q}} \right|_{\langle q_{n+1}^{(k)}, \dot{q}_{n+1}^{(k)} \rangle} \quad (19)$$

$$K_T = \left. \frac{\partial f}{\partial q} \right|_{\langle q_{n+1}^{(k)}, \dot{q}_{n+1}^{(k)} \rangle} \quad (20)$$

$$\Delta \dot{q}_{n+1}^{(k+1)} = \frac{\gamma}{\beta h_{n+1}} \Delta q_{n+1}^{(k+1)} \quad (21)$$

3 在 RotorT 中计算分析

在 RotorT 模块需要的输入数据中定义非线性连接单元和所有的线性连接单元。

3.1 非线性连接单元

此单元用来描述一个非线性传递函数或者非线性控制力：

(1) 非线性传递函数

一个传递函数原来连接一组输入和一组输出。如果传递函数的一部分假设为线性，它由一组等效的二阶方程描述。非线性部分由一个或者几个连接一个输入自由度和一个输出自由度的伪单元描述。

$$q_{out} = f(q_{in}) \text{ 或 } q_{out} = f(q_m, \dot{q}_m) \quad (22)$$

式中 q_{in} 是输入自由度； q_{out} 是输出自由度； $f(q)$ 是非线性函数。

(2) 非线性控制力

此单元允许连接一个节点到一组输入节点上（一对八）。输出节点与控制力工作的节点有关。连接定义如下：

非线性力

$$F_c = -\sum_{i=1}^n K_i f(q_i) \text{ 或 } F_c = -\sum_{i=1}^n K_i g(q_i) q_i \quad (23)$$

非线性刚度

$$F_c = -\sum_{i=1}^n K_i f(q_i, \dot{q}_i) \text{ 或 } F_c = -\sum_{i=1}^n K_i g(q_i, \dot{q}_i) q_i \quad (24)$$

式中 F_c 是非线性控制力； q_i 是输入自由度； K_i 是与 q_i 有关的系数；

$f(q)$ 和 $g(q)$ 是每个单元独立的非线性函数； j 是输入自由度的数量（1—48）。

3.2 线性连接单元

当电磁轴承的传递函数是线性的，可以采用下述方法进行模拟。第一个过程是明确地描述与这些传递函数有关的非对称的广义质量、阻尼和刚度矩阵。

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

我们注意到矩阵系数与旋转速度有关。

第二个过程明确地描述了传递函数。伪单元由与输入和输出自由度连接的两个节点定义。相关的传递函数对应于二阶函数的乘积：

$$H(p) = \prod_{i=0}^n \frac{a_0^i + a_1^i p + a_2^i p^2}{b_0^i + b_1^i p + b_2^i p^2} \quad (26)$$

或者二阶函数的总和

$$H(p) = \sum_{i=0}^n \frac{a_0^i + a_1^i p + a_2^i p^2}{b_0^i + b_1^i p + b_2^i p^2} \quad (27)$$

可以组合不同的连接单元，获得更复杂的传递函数。

4 应用

4.1 带有饱和增益的动力系统

此例是一个只有有限自由度的简单应用。此系统由一个简单的传递函数以及一个非线性饱和组成如图 2。此系统的响应使用 RotorT 计算。

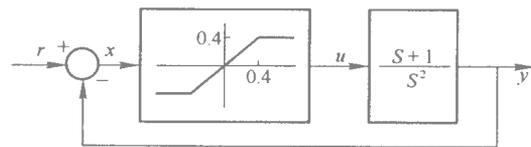


图 2 系统图

图 3 是输入信号 X 在放大系数 r 为 2 的变化，以及它对时间的第一和第二阶导数。图 4 是饱和信号 U 的变化，以及它的第一和第二阶对时间的导数。图 5 是输出信号 y ，以及它对时间的第一和第二阶导数。

图 6 是不同放大系数得到的不同的输出。可以看到系统是非线性的。图 7 显示了线性和非线性响应的区别。

4.2 压缩机转子

此算例是由两个电磁轴承支承的压缩机转子。转子长度为 1.1 m。转子上有一个质量为 37 kg 上盘，轴和盘的总质量为 123 kg。转子的转速范围为 0~10 000 r/min 分析此转子的动力特性。

(1) 有限元模型

此转子由 48 个梁单元模拟 总计 124 个自由度。边界节点对应传感器 A、B 和 C 作动器 D 和 E。分析的频率范围为 0~10 000 r/min。

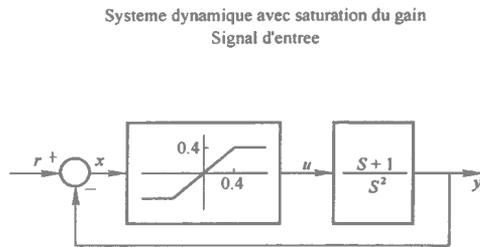
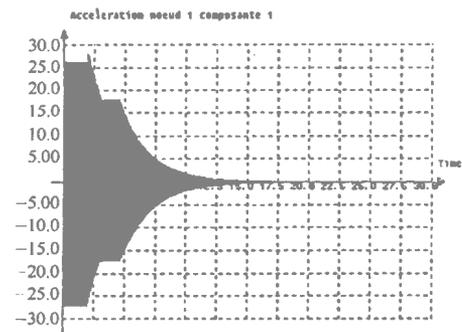
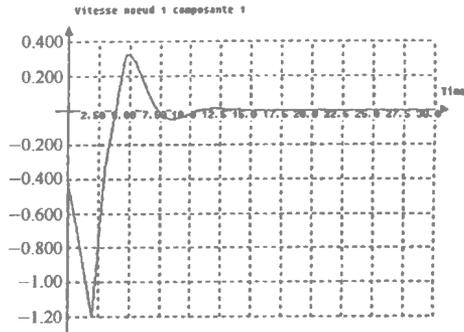
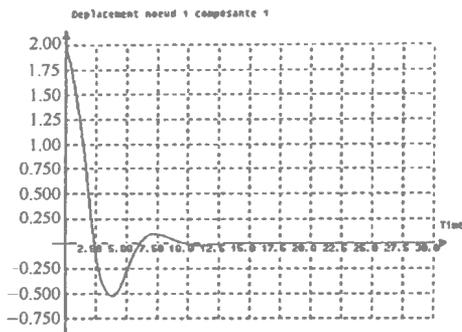


图 3 输入信号 X 的变化以及它的第一和二阶导数

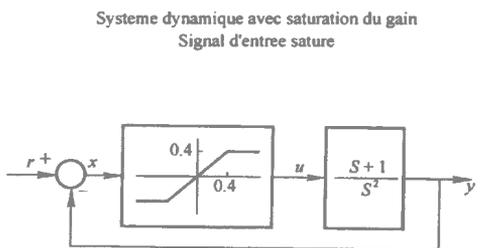
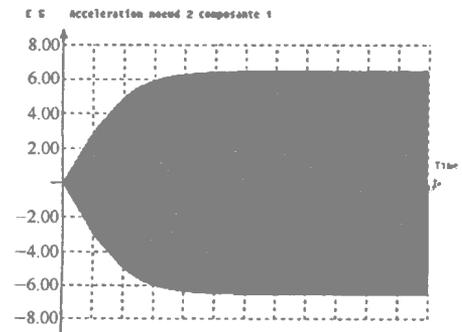
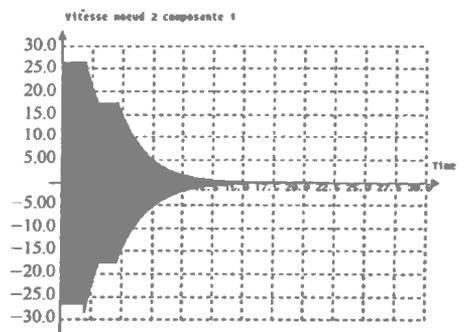
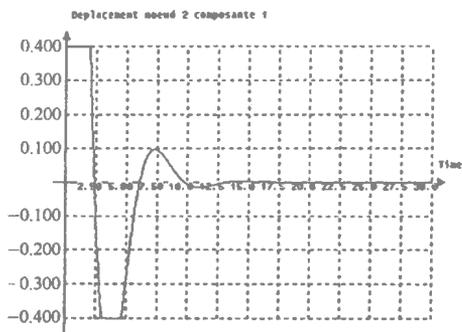


图 4 饱和信号 U 的变化以及它的第一和二阶导数

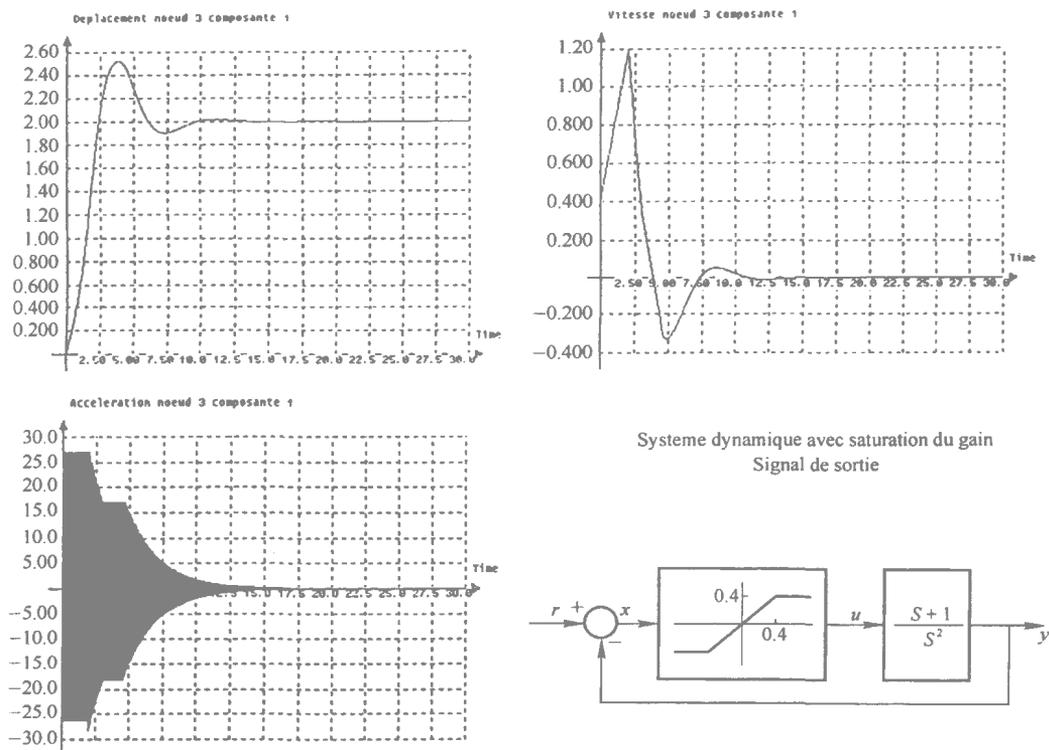


图 5 输出信号 y 以及它对时间的第一和第二阶导数

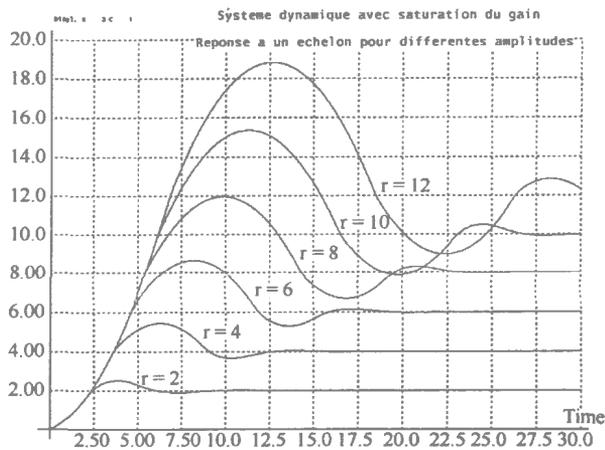


图 6 不同放大系数得到的输出

(2) 线性控制

此控制系统使用三个传感器 A、B 和 C 执行。传感器 C 位于转子的质量中心。采用两种控制规则：一个是基于传感器 C 的平动另

外一个是基于三个传感器的转动。转子支承在两个电磁轴承 D 和 E 上。线性控制的简图见图 8，传递函数如下：

平动自由度：

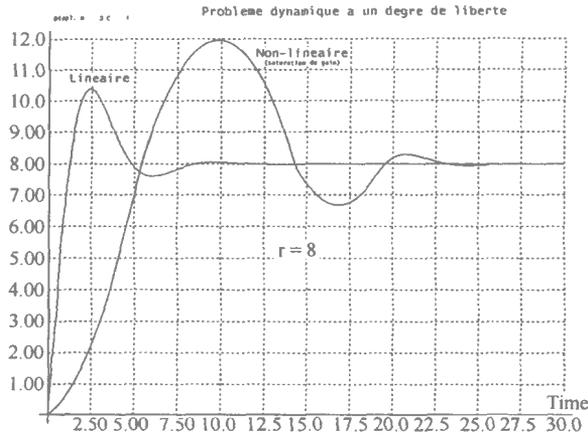


图 7 线性和非线性响应

$$H_1(p) = \frac{15\,000}{(1 + 8.936 \times 10^{-6} p)(1 + 4.397 \times 10^{-5} p + 4.84 \times 10^{-9} p^2)}$$

$$H_2(p) = \frac{(1 + 4.05 \times 10^{-3} p)(1 + 2.7 \times 10^{-4} p)}{(1 + 1.62 \times 10^{-3} p)(1 + 5.87 \times 10^{-5} p)}$$

$$H_3(p) = \frac{120}{(1 + 1.2p)}, H_4(p) = \frac{726}{(1 + 7.958 \times 10^{-5} p)}, H_5(p) = \frac{66.305}{(1 + 7.958 \times 10^{-5} p)}$$

转动自由度：

$$I_1(p) = \frac{25\,000}{(1 + 8.936 \times 10^{-6} p)(1 + 4.397 \times 10^{-5} p + 4.84 \times 10^{-9} p^2)}, I_2(p) = \frac{1.471}{(1 + 8.936 \times 10^{-6} p)}$$

$$I_3(p) = \frac{0.5}{(1 + 8.936 \times 10^{-6} p)}, I_4(p) = \frac{25\,000}{(1 + 6.573 \times 10^{-5} p + 1.089 \times 10^{-8} p^2)}, I_5(p) = 0.27$$

$$I_6(p) = \frac{(1 + 4.05 \times 10^{-3} p)(1 + 2.7 \times 10^{-4} p)}{(1 + 1.62 \times 10^{-3} p)(1 + 5.87 \times 10^{-5} p)}, I_7(p) = \frac{120}{(1 + 1.2p)}$$

$$I_8(p) = \frac{-726}{(1 + 7.958 \times 10^{-5} p)}, I_9(p) = \frac{729.8}{(1 + 7.958 \times 10^{-5} p)}$$

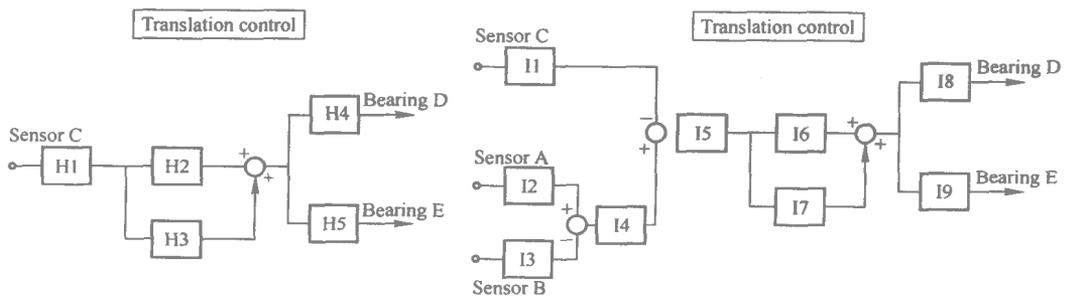


图 8 线性控制框图

(3)稳定性分析

在转速范围 $[0, 13\ 000\text{r}/\text{min}]$ 内进行稳定性分析。42 个自由度用来模拟控制。Campbell 图见图 9 特征值实部 阻尼 见图 10。可以看到系统是稳定的。

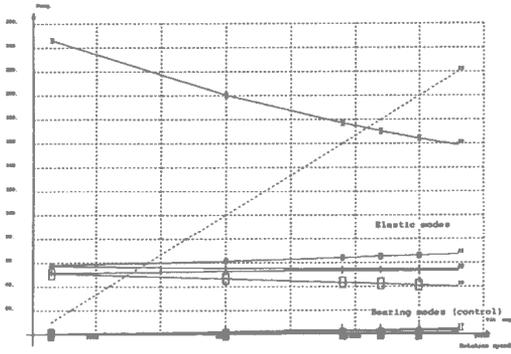


图 9 Campbell 图

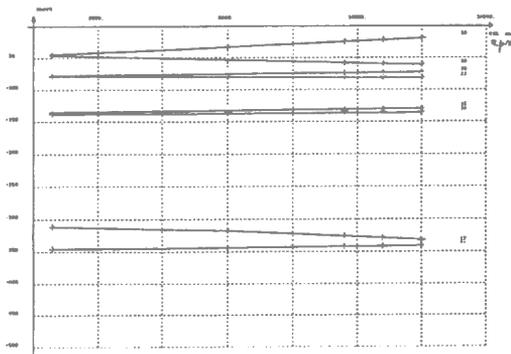


图 10 特征值实部 (阻尼)

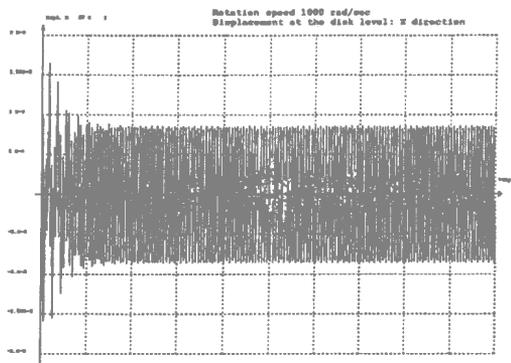


图 11 盘心 X 方向的进动位移

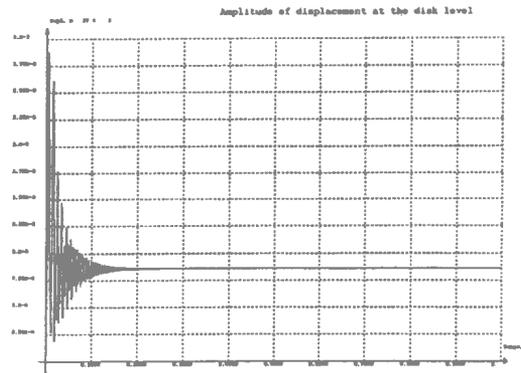


图 12 位移幅值

线性瞬态分析：为了验证分析模型，首先进行线性瞬态分析。轴的旋转速度为 $1\ 000\ \text{rad}/\text{s}$ 不平衡量 $37\ \text{kg} \times 1\ \text{mm}$ 在零时刻突然出现在盘心位置。图 11 盘心 X 方向的进动位移。图 12 是进动幅值。由于控制原因，瞬态响应迅速地消失，响应是稳态的谐波运动，它的幅值小于 $1\ \text{mm}$ 。图 13 是速度和加速度幅值。响应中有些噪音。噪声与控制装置的数学模型有更高的模态有关。图 14 为传感器 C 上的轴心涡动图。

非线性瞬态分析：下面进行非线性瞬态分析。轴的转速为 $1\ 000\ \text{rad}/\text{s}$ 。不平衡量 $37\ \text{kg} \times 0.1\ \text{mm}$ 突然重新在零时刻盘心位置上。为仿真饱和状态，修改测量平动的传感器 C 的模型。图 15 描述了饱和度的规律。

图 16 为传感器 C 的轴心轨迹图。与线性情况相比，包含只作用在一次瞬态的初期。稳态的谐波运动是相似的。又研究了不平衡量 $50\ \text{kg} \times 1\ \text{mm}$ 的情况。图 17 和图 18 为传感器 C 位置的输入和输出信号。传感器的饱和度改变了输出信号。

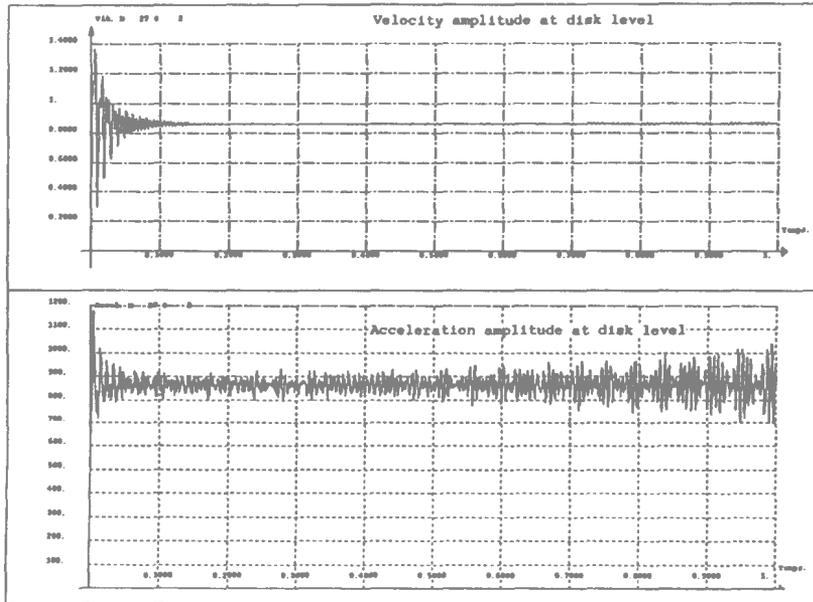


图 13 速度和加速度幅值

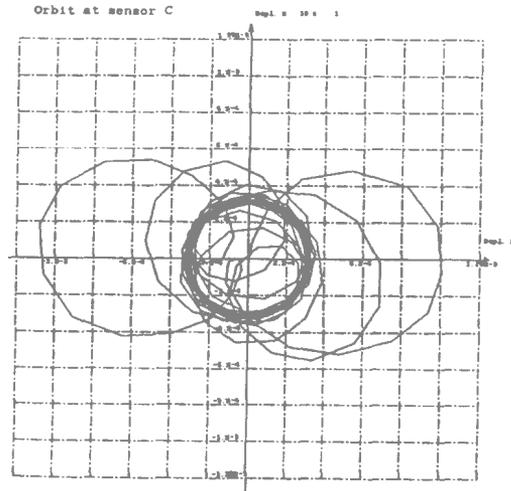


图 14 传感器 C 上的轴心涡动图

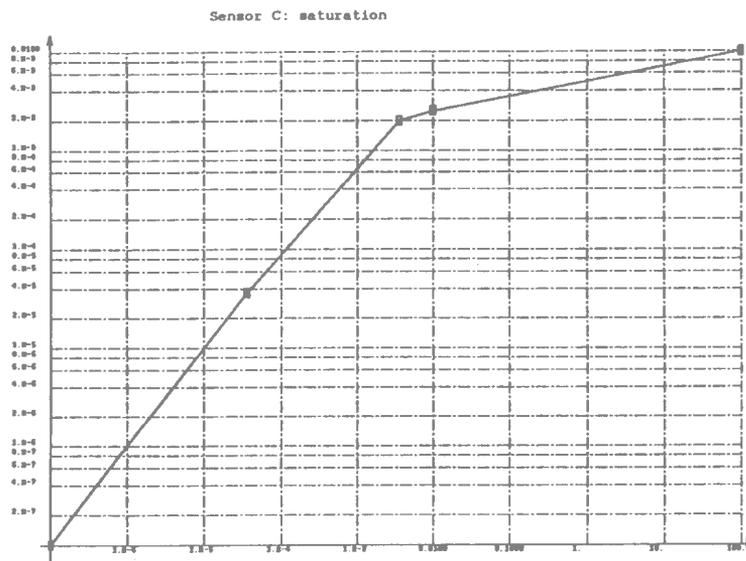


图 15 描述了饱和度的规律

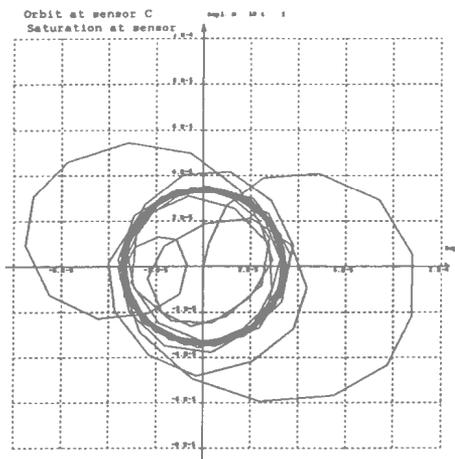


图 16 为传感器 C 的轴心轨迹图

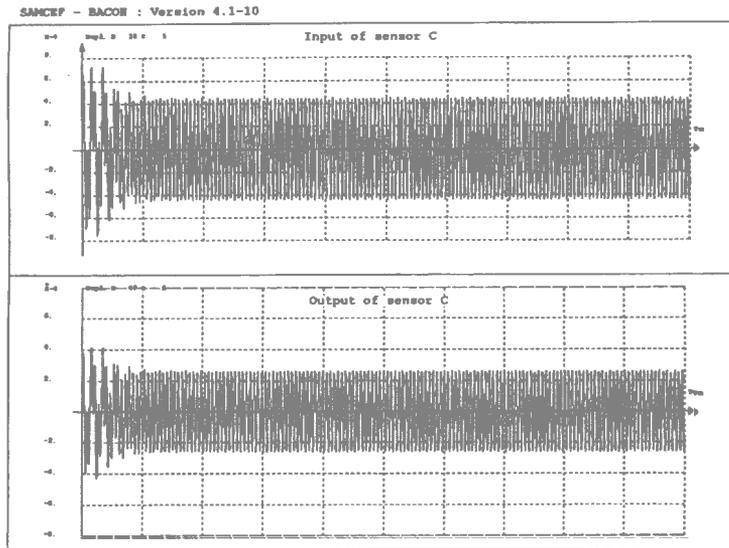


图 17 传感器 C 位置的输入和输出信号

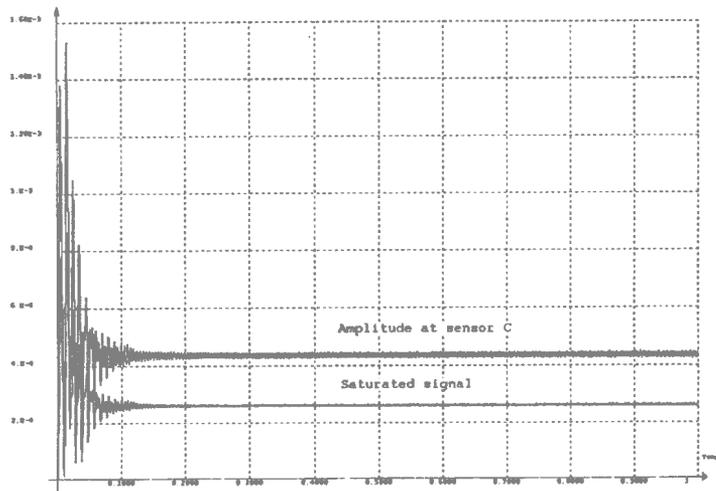


图 18 传感器 C 的幅值和饱和信号

5 结论

本文研究了磁悬浮轴承转子的动力特性，同时考虑了一些非线性因素。针对线性和非线性分析过程，文中给出的算例证明了 Samcef Rotor 软件的分析方法和过程是有效的。

参考文献：

- [1] Magermans P, Kill N. Nonlinear transient dynamic analysis of rotating structures supported by magnetic bearings. Samtech Report 036.
- [2] Samcef Rotor User Manual. 7.1 version, SAMTECH, Liege 1990.

单自由度永磁偏置混合磁悬浮轴承的研究

高素美 徐龙祥 马希直

(南京航空航天大学机电学院, 江苏南京 210016)

摘要: 设计了一种新型单自由度永磁偏置混合磁悬浮轴承结构。介绍了这种轴承的工作原理, 对其磁场形态进行了有限元分析。建立了此结构的吸力方程、运动方程和电学绕组方程。以全并式不完全微分超前校正 PID 控制器为控制策略, 建立了其控制模型并导出了永磁偏置混合磁悬浮轴承稳定性和动态性能的传递函数。并得出此轴承可以显著降低功耗和增大永磁磁动势可以提高轴承动态性能和承载力的结论。

关键词: 永磁偏置; 混合磁悬浮轴承; 有限元; PID控制

Study on Permanent Magnet Biased HMB of Single Freedom

Gao Sumei, Xu Longxiang, Ma Xizhi

(Department Mechanical Engineering, NUAA, Nanjing 210016, China)

Abstract: A new structure of single freedom permanent magnet biased HMB (hybrid magnetic bearing) is designed. Working principle of this kind of HMB is introduced and magnetic field modality is analyzed by finite element method. Suspension force equation, motion equation and electrical winding equation are established. Control model with a phase increase tache, transfer function of stability characteristic and dynamic characteristic are derived based on PID control theory. Finally, come to conclusion that this HMB has low power consumption and the increase of interior magnet motive of permanent magnet can raise dynamic character and load capacity of HMB.

Key words: permanent magnet biased HMB (hybrid magnetic bearing); finite element method; PID control

0 引言

磁悬浮轴承(简称磁轴承)按照磁力提供的方式可分为主动磁悬浮轴承、被动磁悬浮轴承和永磁偏置混合磁悬浮轴承三种^[1]。由于永磁偏置混合磁轴承用永久磁铁产生的静态偏置磁场取代主动磁轴承中电磁铁产生的静态偏置磁场^[2], 因此可以显著降低功率放大器的功耗, 减

少安匝数^[3], 缩小磁轴承的体积等优点, 对于航空、航天等功耗要求较高的场合有很好的应用前景。所以永磁偏置磁轴承的研究是磁轴承研究的一个重要方向。本文设计了一种新型单自由度永磁偏置混合磁轴承结构, 具有结构简单、辅助轴承简易、建模方便、实现容易等优点, 为进一步的研究打下了坚实的基础。

1 永磁偏置混合磁悬浮轴承的结构

本文设计的磁轴承结构如图 1 所示，定子采用“E”形结构，为充分利用材料，使得磁轭 1, 2, 3 气隙处的横截面积 $S_2 = 2S_1 = 2S_3$ ，即 3 个磁轭可以同时达到饱和且横端面各处磁感应强度相等。转子的一端铰支，可以方便的实现单自由的控制，且结构非常简单。只需在磁轭的端面气隙处固定所需厚度的顺磁性材料即可完成辅助轴承的设计。

2 永磁偏置磁悬浮轴承工作原理

永磁偏置磁轴承是其机械结构中包含了电磁铁和永磁体或超导体的一种磁悬浮轴承。图 1 是本文设计的永磁偏置磁悬浮轴承的工作原理图。

系统正常工作时，转子处于上下定子中心位置，上下电磁铁和转子之间的间隙都为 g_0 。如忽略重力和其他干扰，则由于上下结构的对称性，两块永磁铁在上下气隙中产生大小相等

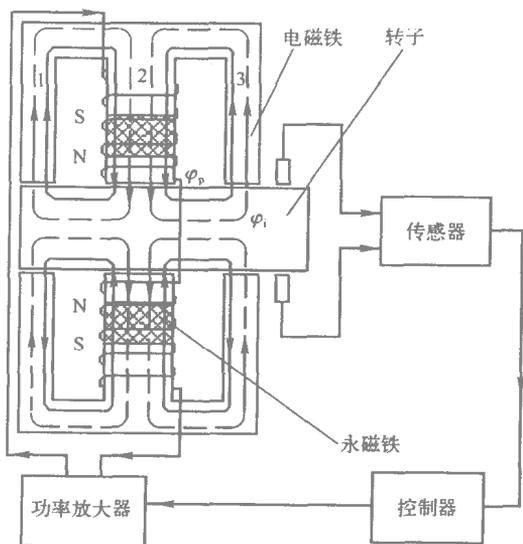


图 1 永磁偏置磁轴承工作原理示意图

的磁通 φ_p ，转子受力平衡。磁场状态如图 2(a) 所示（图 2 是磁场有限元分析软件 femm3.3 的分析结果，图中曲线表示磁感应线，图像颜色的深浅表示磁感应强度的大小）。假设转子受到外部干扰而偏离中心位置向下，则永磁铁在转

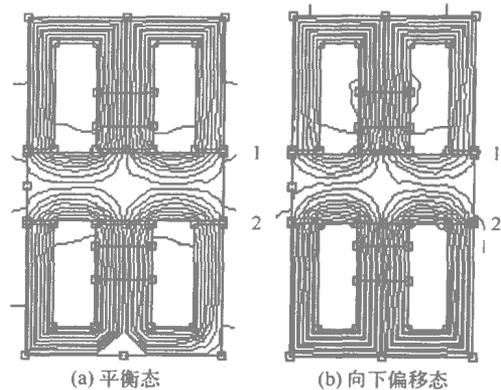
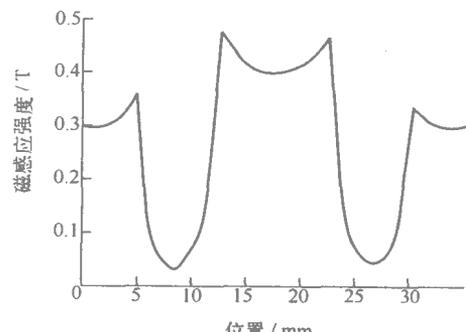
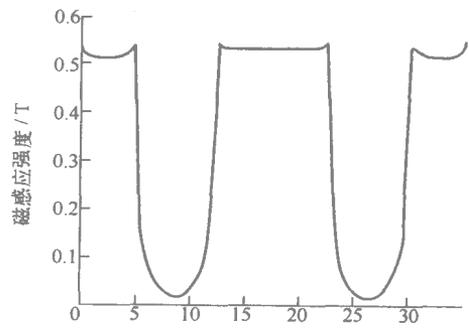


图 2 磁场形态有限元分析图

子下方气隙处产生的磁通 $\varphi_{p下}$ 大于永磁铁在转子上方气隙处产生的磁通 $\varphi_{p上}$ 。磁感应状态如图 2(b) 所示，其上下气隙处即 1-1 和 2-2 处



(a) 上气隙磁感应强度曲线



(b) 下气隙磁感应强度曲线

图 3 下偏态气隙磁感应强度有限元分析图

的磁感应强度大小如图 3(a)、3(b) 所示。传感器检测到位移偏差量并经传感器处理电路变换为误差电压，此误差电压在控制器处理后驱动功率放大器输出控制电流给两边电磁铁，由于上下线圈绕向相同，则在电磁铁中分别产生两

组绕向相同的励磁磁通 φ_i ，在转子上方的气隙处永磁磁通与励磁磁通方向相同，总磁通大小为 $\varphi_{p\uparrow} + \varphi_i$ ，在转子下方的气隙处永磁通与励磁磁通方向相反，总磁通大小为 $\varphi_{p\downarrow} - \varphi_i$ 。控制电流使得上方气隙的总磁通 $\varphi_{p\uparrow} + \varphi_i$ 大于下方气隙的总磁通 $\varphi_{p\downarrow} - \varphi_i$ ，转子受向上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，图 1 中的转子始终能处于稳定的平衡状态。

3 混合磁悬浮轴承的数学模型

3.1 混合磁悬浮轴承的吸力方程

在只考虑均匀气隙磁通，不考虑铁芯磁阻、漏磁及涡流损耗等情况下，设转子受到向下的扰动，则根据前述混合磁悬浮轴承的工作原理，转子上下磁极气隙处的磁感应强度为

$$B_{1\uparrow} = B_{2\uparrow} = B_{3\uparrow} = \frac{F_m \mu_0}{3(g_0 + x)} + \frac{Ni \mu_0}{3g_0} \quad (1)$$

$$B_{1\downarrow} = B_{2\downarrow} = B_{3\downarrow} = \frac{F_m \mu_0}{3(g_0 - x)} - \frac{Ni \mu_0}{3g_0} \quad (2)$$

式中， F_m 是永磁体内部磁动势，其值与永磁材料的去磁曲线有关； g_0 是磁极工作气隙的半径间隙值； x 是转子偏移量； Ni 是电磁铁所需的安匝数， μ_0 是空气磁导率。由式 (1)、(2) 可知，气隙处的磁感应强度是转子位移 x 和控制电流 I 的函数，显然只有在平衡位置处 $x = 0$ 和 $I = 0$ 时，上、下气隙的磁感应强度才相等，且等于由永久磁铁产生的静态偏置磁感应强度。

由磁力公式得转子所受的磁场的合力矩为（以向上为正）：

$$M = (M_{\uparrow} - M_{\downarrow}) = (B_{1\uparrow}^2 - B_{1\downarrow}^2) \frac{S_1 L_1}{2\mu_0} + (B_{2\uparrow}^2 - B_{2\downarrow}^2) \frac{S_2 L_2}{2\mu_0} + (B_{3\uparrow}^2 - B_{3\downarrow}^2) \frac{S_3 L_3}{2\mu_0} \quad (3)$$

$$M = \frac{2\mu_0 (S_1 L_1 + S_2 L_2 + S_3 L_3)}{9} \cdot$$

$$\left[\frac{-F_m^2 g_0}{(g_0^2 - x^2)^2} x + \frac{F_m N}{(g_0^2 - x^2)} I \right] \quad (4)$$

上式即为本文磁轴承的力矩方程。其中 L_1, L_2, L_3 分别为 1, 2, 3 三个磁轭到铰支点的平均距离。(4) 式是转子位移 x 的非线性函数，是绕组控制电流 i 的线性函数。

将式(4)在平衡位置 $x = 0, i = 0, M = M_0$ 处进行一阶近似，得到磁轴承在理想位置处的电流和位移刚度系数

$$M \cong -K_x x + K_i i \quad (5)$$

$$K_x = -\frac{2\mu_0 (S_1 L_1 + S_2 L_2 + S_3 L_3) F_m^2}{9g_0^3} \quad (6)$$

$$K_i = \frac{2\mu_0 (S_1 L_1 + S_2 L_2 + S_3 L_3) F_m N}{9g_0^2} \quad (7)$$

式中， K_x 是本磁悬浮轴承的位移刚度系数， K_x 的绝对值越大，同样载荷时转子偏离平衡位置的位移越小； K_i 是磁悬浮轴承的电流刚度系数， K_i 越大磁悬浮轴承所需要的控制电流越小。由 (6)、(7) 可见， K_x, K_i 均随 F_m 的增加而增加。

3.2 混合磁悬浮轴承转子的运动方程

如果把转子看作是刚体，转子在运动方向上只受到两个力矩作用，一个是磁悬浮力矩 $M = M_{\uparrow} - M_{\downarrow}$ ，另一个是外界对转子的扰动力矩 M_d 。得其运动方程为

$$J\theta = K_x x - K_i i + M_d \quad (8)$$

将上式进行拉氏变换得

$$Js^2\theta(s) = K_x x(s) - K_i I(s) + M_d(s) \quad (9)$$

3.3 混合磁悬浮轴承电学绕组方程

按照图 1 所示的电磁铁结构得出控制系统电磁铁线圈的电学方程为

$$u_L = iR_0 + \frac{d\Psi}{dt} \quad (10)$$

式中， u_L 是电磁铁的输入电压，也就是功率放大器的输出电压，若功放的输入电压为 u_c ，增益系数为 K_a 。则 $u_L = K_a u_c$ ； R_0 是控制线圈的直流电阻； Ψ 是电磁铁产生的总磁通链，若不计导磁体磁阻及漏磁影响时

$$\text{有} \quad \Psi = \frac{N^2 \mu_0 si}{3g_0} \quad (11)$$

$$\text{所以} \quad \frac{d\Psi}{dt} = L_0 \frac{di}{dt} \quad (12)$$

$$\text{式中} \quad L_0 = \frac{N^2 \mu_0 s}{3g_0} \quad (13)$$

将(13)式代入式(10)得混合磁悬浮轴承的电学方程为

$$K_a u_c = iR_0 + L_0 \frac{di}{dt} \quad (14)$$

上式表明了电磁铁线圈中的电流 I 与功放

输入电压 u_0 之间的非线性关系。进行拉氏变换得

$$K_a u_c(s) = (R_0 + L_0 s) I(s) \quad (15)$$

4 混合磁悬浮轴承的控制模型

当取转子位移 x 作为反馈量，通过控制器按适当的调节规律控制混合磁悬浮轴承电磁铁线圈的电压 U_c ，可使转子始终工作在平衡位置附近。由式 9 和式 15 得其控制框图，如图 4 所示。

实验证明采用理想 PID 控制策略不能满

足控制要求，本文采用全并式不完全微分超前校正 PID 控制，它可以很好的满足控制要求。

其控制器的传递函数为

$$G_c(s) = \left(K_p + \frac{K_p}{T_i} + \frac{K_p T_d s}{1 + T_f s} \right) \cdot \frac{T_i s}{\alpha T_i s + 1} \quad (16)$$

式中， K_p 是 PID 控制器的比例增益； T_i 是积分环节的时间常数； T_d 是不完全微分环节的时间常数； α 是微分增益，其值小于 1，一般取 $\alpha < 1$ 。由图 2 可得系统的两个输入输出的传递函数。其控制开环传递函数为

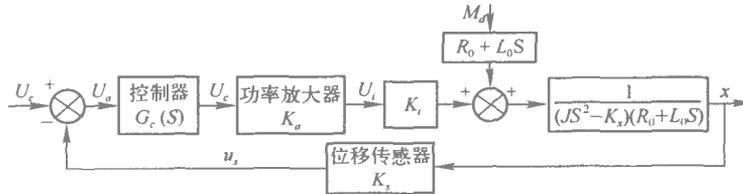


图 4 系统控制框图

$$G(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{K_i K_s K_a G_c(s)}{(J s^2 - K_x)(R_0 + L_0 s)} = \frac{K_i K_s K_a G_c(s)}{J L_0 s^3 + J R_0 s^2 - K_x L_0 s - K_x R_0} \quad (17)$$

控制闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{K_i K_s K_a G_c(s)}{J L_0 s^3 + J R_0 s^2 - K_x L_0 s - K_x R_0 + K_i K_s K_a G_c(s)} \quad (18)$$

扰动开环传递函数为

$$G_m(s) = \frac{X(s)}{M_d(s)} = \frac{K_i K_s K_a G_c(s)(R_0 + L_0 s)}{J L_0 s^3 + J R_0 s^2 - K_x L_0 s - K_x R_0} \quad (19)$$

扰动闭环传递函数为

$$\Phi_m(s) = \frac{R_0}{J L_0 s^3 + J R_0 s^2 - K_x L_0 s - K_x R_0 + L_0 s + K_i K_s K_a G_c(s)} \quad (20)$$

系统控制输入和扰动输入同时作用下的总响应为

$$X(s) = \frac{K_i K_s K_a G_c(s) U_c(s)}{J L_0 s^3 + J R_0 s^2 - K_x L_0 s} + \frac{M_d(s)(R_0 + L_0 s)}{-K_x R_0 + K_i K_s K_a G_c(s)} \quad (21)$$

至此，就可以利用控制理论对以上式子进

行分析和计算，设计出满足要求的永磁偏置混合磁悬浮轴承控制系统。对于一个确定的系统，一般机械部分和传感器是确定的，即 K_i 、 K_x 、 J 和 K_s 是确定的常数。如果设功率放大器的比例系数 K_a 也已确定，那么设计控制系统的核心问题就是确定控制器 $G_c(s)$ 的 5 个参数 K_p 、 T_i 、 T_d 、 T_f 和 α 。确定这五个参数的原则就是使图 4 的控制系统稳定并具有良好的动态性能。根据式 (18) 的分母多项式得被控系统的特征方程为

$$J L_0 s^3 + J R_0 s^2 - K_x L_0 s - K_x R_0 + K_i K_s K_a G_c(s) = 0 \quad (22)$$

根据式 22 应用 Roth 等稳定性判据或通过求解式 22 的特征值 s 就可以得到控制器参数 K_p 、 T_i 和 T_d 的取值范围。从数值上来说，只要特征值 s 的实部均小于零，即特征值 s 均在复平面的左半部分，所设计的控制系统就是稳定的。

5 结论

本实验室通过对永磁偏置混合磁悬浮轴承的研究。经过理论分析和实验验证得出以下研究结论：

(1) 由于采用永久磁铁提供的静态偏置磁场（电磁铁提供的只是平衡负载或干扰的动磁场），可以大大降低系统因偏磁电流所需的功率损耗；

(2) 混合磁悬浮轴承的刚度系数 K_x ， K_i 均随永久磁铁内部磁动势 F_m 增大而增大。对同样的负载， K_x 越大转子偏离平衡位置的位移越小，混合磁悬浮轴承的动态响应越好； K_i 越大所需的电流就越小，故还可以通过增大电流刚度系数 K_i 来减小控制系统的功率损耗；

(3) 永磁偏置混合磁悬浮轴承最大承载力取决于永久磁铁内部磁动势 F_m 。 F_m 越大，最大承载力也越大。

参考文献：

[1] 朱焜秋，邓智泉，袁寿其，等。永磁偏置径向一轴向磁悬浮轴承工作原理和参数设计。中国电机工程学报，2002，

9,22(9):54-58.

[2] Komori M, Matsuoka S, Fukata S. Development of a hybrid-type superconducting magnetic bearing system. Applied superconductivity. Vol. 4. Issues5-6, May-June 1996. 253-259.

[3] 曾励，朱焜秋，曾学明，等。单自由度混合磁悬浮轴承控制系统模型的研究。南京航空航天大学学报，1998，30(6):685-690.

[4] 徐龙祥 朱焜秋 曾学明 等。基于 DSP 的混合磁悬浮轴承的数字控制器的设计与实现。数据采集与处理，2000，6(15):213-216.

[5] Ji-Yi Shen, Brian C. Fabien. Optimal control of a fly-wheel energy storage system with a radial flux hybrid magnetic bearing. Journal of The Franklin institute. 339 (2002)189-210.

[6] 刘淑琴 江大川 . 电磁径向轴承结构参数设计研究 . 机械设计与研究 ,1998,33(1):41- 43.

[7] 林其任 赵佑民 . 磁路设计原理 . 北京：机械工业出版社，1987.

基于零电流原则的新型永磁偏置磁轴承不平衡补偿方法

赵旭升^{1,2}, 梅磊¹, 邓智泉¹, 王晓琳¹

(1. 南京航空航天大学, 江苏南京 210016; 2. 南京化工职业技术学院, 江苏南京 210035)

摘要:介绍了新型永磁偏置磁轴承的工作原理, 推导了该磁轴承的单自由度数学模型。针对该磁轴承的不平衡振动研究了递归运算和凹陷滤波器两种不平衡补偿方案。仿真结果表明, 这两种方法均能减小或消除控制电流中的同频分量, 有效抑制转子系统的不平衡振动。

关键词:永磁偏置磁轴承; 不平衡补偿; 递归运算; 凹陷滤波器

Unbalance Compensation of Permanent Magnet Biased Magnetic Bearing Based on Zero-current Criteria

Zhao Xusheng^{1,2}, Mei Lei¹, Deng Zhiquan¹, Wang Xiaolin¹

(1. Nanjing University of Aero & Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. Nanjing College of Chemical Technology, Nanjing 210035, China)

Abstract: The working principle of permanent magnet biased magnetic bearing (PMB) is introduced, the mathematical model of single-degree of freedom is deduced. To solve the problem of unbalance vibration of PMB, the recursive algorithm and the notch filter are studied. The results of simulation indicate that the above two approaches can successfully reduce or eliminate the synchronous component of the control currents and unbalance vibration of the rotor system.

Key words: permanent magnet biased magnetic bearing; unbalance compensation; recursive algorithm; Notch filter

0 前言

磁悬浮轴承电机同其他高速旋转机械一样, 由于转子的质量不平衡(不可避免)将引起系统强烈的振动。并由于不平衡激振力的幅值与转速平方成正比, 当转速达到一定程度时, 不平衡振动的幅值将超过气隙, 定、转子发生摩擦, 导致系统失控。因此, 磁悬浮轴承系统的不平衡补偿显得尤为重要^[1]。

不平衡补偿的研究发展到今天, 国内外提出了多种补偿方法, 主要有: 凹陷滤波器^[2]、自适应前馈补偿^[2]、反馈补偿控制^[2]、鲁棒控制^[2]、状态观测器^[3]、滑模控制^[4]等。归结起来大致可分为以下几个原则:

(1)零作用力原则^[2] 在一定的转速下, 通过抵消或滤波的方法, 减小或消除位移传感器检测信号中的不平衡振动分量, 从而使控制器不产生该分量的控制力, 确保转子绕其惯性轴

旋转。

(2)零位移原则^[2]利用控制器产生相应的控制力来补偿不平衡力,强行约束转子绕其几何中心旋转。

(3)零电流原则不平衡补偿的含义就是设法将电磁轴承控制电流中的同期成分减少到零^[3]。使转子绕其惯性轴与几何中心线之间的某直线旋转。

本文针对本实验室设计的一种新型的永磁偏置磁轴承研究了递归运算和凹陷滤波两种不平衡补偿方案,并对上述两种方案进行了理论推导和仿真。结果表明,补偿效果明显。

1 永磁偏置磁轴承的工作原理及其单自由度数学模型

本实验室设计了一种新型 5 自由度磁轴承,一端为 3 自由度的永磁偏置轴向径向磁轴承,另一端为 2 自由度的永磁偏置径向磁轴承。这种磁轴承采用永久磁铁产生的磁场取代主动磁轴承中电磁铁产生的静态偏置磁场,在磁轴承系统、磁悬浮电机、高速飞轮储能系统等需磁悬浮支承的高速运动场合具有很好的应用前景^[5]。

下面就通过 3 自由度的永磁偏置轴向径向磁轴承的结构原理图(见图 1)简单地表述该磁轴承的工作原理及其单自由度数学模型。图 1 中轴向控制线圈是安装在外部圆柱形磁极铁心内的两个同轴的线圈,它们串联通电后形成

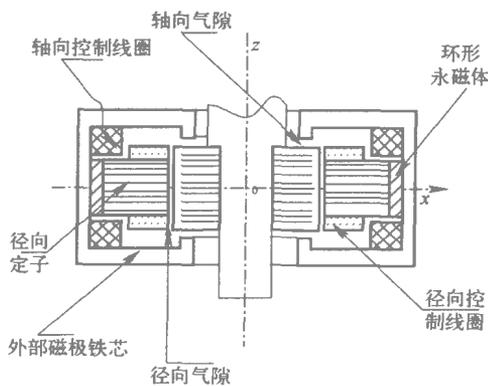


图 1 永磁偏置轴向径向磁轴承结构原理图

极性相同的控制磁场。当转子偏离平衡位置时,控制线圈产生的控制磁通与气隙中的偏置磁通叠加使一边气隙中的磁通大于另一边气隙的磁通。两边轴向气隙磁通的差异对转子产生了可控的回复力,使转子稳定在轴向平衡位置。径向的工作原理与轴向大致相同^[6]。

这种新型的永磁偏置磁轴承由于其独特的结构,在转子平衡位置附近能够实现径向力和轴向力的解耦^[7]。研究时可简化,将转子的运动方程分解为五个独立的单自由度运动方程。下面就以水平方向的磁悬浮力方程为例,来表述该磁轴承的单自由度数学模型。

由文献[6]可知,在平衡位置附近,转子水平方向偏移很小的位移时,将水平方向的磁悬浮力 $F(x, i_1)$ 在点 $x = 0, i_1 = 0$ 处进行泰勒展开,并且忽略二阶导数以上的高次项后可得:

$$F(x, i_1) \cong K_{ix}i_1 + K_{dx}x \quad (1)$$

式中, K_{ix} —— 电流刚度; K_{dx} —— 位移刚度(具体公式可查看文献[6])。

根据牛顿定律可得单自由度转子的运动方程

$$F = mx = K_{ix}i_1 + K_{dx}x \quad (2)$$

根据以上公式可得该数学模型的传递函数

$$G(S) = \frac{X(S)}{I(S)} = \frac{K_{ix}}{mS^2 - K_{dx}} \quad (3)$$

根据实验室已设计装配好的电机,将转子质量 $m = 3.5027 \text{ kg}$ 电流刚度 $K_{ix} = 214 \text{ N/A}$ 位移刚度 $K_{dx} = 1.0272 \times 10^6 \text{ N/m}$ 代入上式得本文所研究的单自由度转子的传递函数

$$G(S) = \frac{61.1}{S^2 - 293.202.3} \quad (4)$$

2 基于零电流原则的不平衡补偿方法的研究

在永磁偏置磁轴承中,如果采用与主动磁轴承相仿的零作用力原则,当转子绕其惯性轴旋转时永磁体会引起同步不平衡振动力,转子惯性轴与其几何中心不重合是难以避免的,为抵消永磁体所产生的不平衡力,实现零作用力,需要增加控制电流,极易引起功率放大器的饱和^[8]。同样如采用零位移原则欲利用控制力来补偿不平衡力,则更易引起放大器的饱和。

所以针对永磁偏置磁轴承自身特点, 本文选用零电流原则。

本文基于零电流原则, 针对永磁偏置磁轴承研究了两种不平衡补偿方案。

2.1 基于递归运算的自适应前馈补偿方案

文献[2] 针对主动磁轴承提出了一种基于零电流原则的不平衡前馈补偿方案, 但能否用于永磁偏置磁轴承, 国内外还未见相关的文章。本文利用这种方法对永磁偏置磁轴承的不平衡补偿进行了理论分析和仿真。系统结构原理图如图 2 所示。

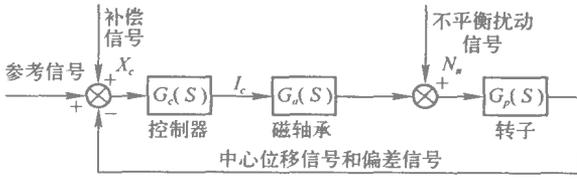


图 2 磁轴承系统结构原理图

由于不平衡力与转速的平方成正比, 可以近似认为扰动也是与转速的平方成正比的。则可得补偿信号 X_c 和轴承电流 I_c 之间的关系为:

$$I_c(j\omega) = \frac{G_c(j\omega)}{1 + G_p(j\omega)G_a(j\omega)G_c(j\omega)} \times [X_c(j\omega) - \omega^2 N_u G_p(j\omega)] \quad (5)$$

设在转速 ω_1 、 ω_2 时分别人为地加入补偿信号 X_{c1} 、 X_{c2} , 则控制器输出相应的电流同步信号 I_{c1} 、 I_{c2} , 则可假设在转速 ω_3 时有一个理想的补偿信号 X_{c3} , 让控制器输出的电流同步信号 $I_{c3}(j\omega_3) = 0$ 。

假设转速的变化很小, 即有 $\omega_1 \approx \omega_2 \approx \omega_3$, 则可认为不同转速时的各部分的值近似相等, 则有

$$I_{c1}(j\omega_1) = \frac{G_c}{1 + G_p G_a G_c} \times [X_{c1}(j\omega_1) - \omega_1^2 N_u G_p] \quad (6)$$

$$I_{c2}(j\omega_2) = \frac{G_c}{1 + G_p G_a G_c} \times [X_{c2}(j\omega_2) - \omega_2^2 N_u G_p] \quad (7)$$

$$0 = \frac{G_c}{1 + G_p G_a G_c} \times [X_{c3}(j\omega_3) - \omega_3^2 N_u G_p] \quad (8)$$

根据公式 (6)~(8) 得理想补偿信号 X_{c3}

$$X_{c3} = \omega_3^2 \left(\frac{X_{c2} I_{c1} - X_{c1} I_{c2}}{\omega_2^2 I_{c1} - \omega_1^2 I_{c2}} \right) \quad (9)$$

将该公式写成普遍形式

$$X_{c3} = \omega_k^2 \times \left[\frac{X_{c(k-1)} I_{c(k-2)} - X_{c(k-2)} I_{c(k-1)}}{\omega_{(k-1)}^2 I_{c(k-2)} - \omega_{(k-2)}^2 I_{c(k-1)}} \right] \quad (10)$$

本文对上述方法进行了仿真, 仿真结果如图 3 所示。

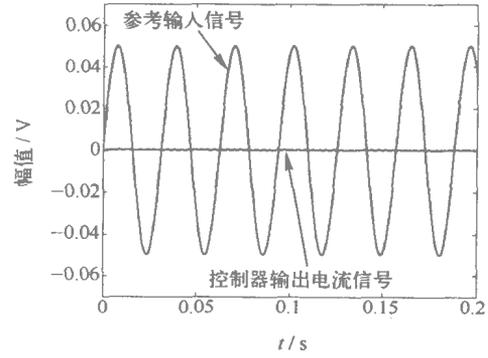


图 3 基于递归运算的不平衡补偿方案的仿真图

仿真结果表明该方法适用于永磁偏置磁轴承, 同时可看到控制器输出电流的同频分量在起始时刻就等于零, 补偿效果明显, 实时性好。

2.2 基于凹陷滤波器的不平衡补偿方案

凹陷滤波器补偿方法作为一种较简单的补偿手段, 已经在工业获得广泛的应用[2]。因为从理论上讲, 只需在电磁轴承闭环控制回路中加入凹陷滤波器即可扣去包含在回路中的同期振动成分[3], 本文中把滤波器加在控制器之后, 旨在消除控制器输出电流中的同期分量, 而不是滤除位移信号中的同步分量, 以便能更好抑制功率放大器的饱和。由于电磁轴承系统在接近于临界转速时, 振动会急剧增大, 所以实际中常考虑在临界频率处设置凹陷滤波器。以使转子能顺利地通过临界转速。凹陷滤波器有很多种, 文献[2]中介绍了一种典型的凹陷滤波器, 其传递函数为

$$G_d(S) = \frac{S^2 + 2\zeta_z \omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\zeta_p \omega_n S + \omega_n^2} \quad (11)$$

式中, ω_n —— 共振频率; ζ_z 、 ζ_p —— 阻尼比。

通过该滤波器的波特图 (见图 4) 显示其

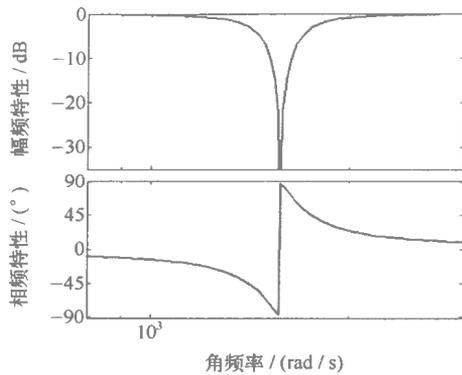


图 4 凹陷滤波器的波特图

在共振频率附近，幅值明显的降低。

将该滤波器加入到磁轴承系统中，系统结构图如图 5 所示。

假定转子的临界转速 15 000 r/min，则凹陷滤波器的共振频率 $\omega_n = 1 570 \text{ rad/s}$ 。仿真结果如图 6 所示。通过仿真可看出，在系统接近临界频率时（即输入信号频率 $\omega \approx \omega_n$ 时），电流输出信号几乎为零，见图 (a)。当输入信号频率 $\omega \neq \omega_n$ 时，输出信号的振幅和相位只有很小的影响，见图 (b)。说明了凹陷滤波器在共振频率附近发挥了抑制输出电流同步振动分量的作用。

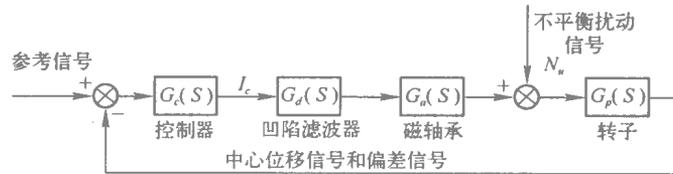


图 5 加入凹陷滤波器的系统结构图

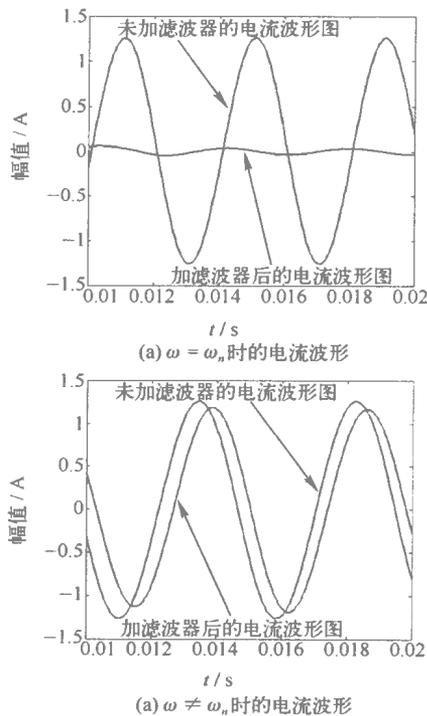


图 6 加入凹陷滤波器的仿真波形

3 结束语

本文针对新型永磁偏置磁轴承的不平衡补偿研究了两种补偿方案。通过理论分析和仿

真，结果表明这两种方法均能减小或消除控制电流中的同频分量，有效抑制转子的不平衡振动。使电机能够顺利地实现高速运转。

参考文献：

- [1] 牟鸿. 主动磁轴承不平衡补偿的研究 [D]. 南京 南京航空航天大学, 2003; 3-5.
- [2] Shao Ju Woo. Unbalance Compensation of Active Magnetic Bearing Systems. Switzerland ETH Diplomarbeit, 1992; 54-60.
- [3] 虞烈. 可控磁悬浮转子系统. 北京: 科学出版社, 2003; 248-265.
- [4] Rundell A E, Drakunov S V, Decarlo R A. Sliding mode observer and controller for stabilization of rotational motion of a vertical shaft magnetic bearing. IEEE Trans on Control Systems Technology, 1996, 4(5): 598-608.
- [5] 朱焜秋 邓智泉 等. 永磁偏置径向一轴向磁悬浮轴承工作原理和参数设计. 中国电机工程学报 2002, 22(9): 54-58.
- [6] 李冰 邓智泉 严仰光. 一种新颖的永磁偏置 3 自由度电磁轴承. 南京航空航天大学报, 2003, 35(1): 81-85.
- [7] 李冰. 电磁轴承系统集成化技术的研究 [D]. 南京 南京航空航天大学, 2003; 16-30.
- [8] Wei-Lung Lee, Walter Schumacher, W.-R. Canders. Unbalance Compensation on AMB System Without a Rotational Sensor. 8th International Symposium on Magnetic Bearing, 2002, 8; 211-216.

轴向混合磁轴承结构设计与控制系统研究*

朱焜秋, 贾红云

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏镇江 212013)

摘要: 本文研制了一种新型的永磁偏磁轴向混合磁轴承。在介绍其结构与工作原理基础上, 阐述了悬浮力产生机理; 用等效磁路法对永磁和励磁混合磁轴承磁路进行了计算; 设计了以 DSP TMS320LF2407 为核心, 辅以 A/D、D/A 等外围电路构成的数字控制系统硬件; 采用经典 PID 和 H_∞ 控制策略, 分别对控制系统进行了仿真和实验研究, 给出了 PID 控制和 H_∞ 控制仿真和实验波形。实验结果表明两种控制策略都能满足高速磁悬浮轴承控制的要求, 但是采用 H_∞ 控制比 PID 控制具有较好的干扰抑制能力和鲁棒稳定性。

关键词: 混合磁轴承 数字控制器 硬件 软件; H_∞ 控制

Structure Design and Research of Digital Control System on Hybrid Magnetic Bearing in the Axial Direction

Zhu Huangqiu, Jia Hongyun

(School of electrical and information engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: A novel axial hybrid magnetic bearing (HMB) is proposed. Based on configuration and work principle of hybrid magnetic bearing in the axial direction, the principle of producing suspension forces is elaborated; the flux path is calculated by using equivalent magnetic circuit. The hardware of digital control system based on DSP TMS320LF2407, including A/D and D/A converter, are discussed. The strategies of PID and H_∞ are adopted. And simulative waveforms of PID control and H_∞ control are given out respectively. The results have shown that the two digital control strategies can meet the requirements of a high-speed magnetic bearing system. But the controller based on H_∞ theory has better stability and robustness than conventional PID controller.

Key words: hybrid magnetic bearing (HMB); digital controller; hardware; software; H_∞ control

* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (50575099)。

0 引言

磁悬浮支撑的转子在 5 个自由度上是靠磁场力产生的吸力来实现转子稳定悬浮。无轴承电机 4 个自由度上的径向力是由叠加在定子槽里的悬浮力绕组产生的磁场打破电机定子绕组产生的旋转磁场的平衡而产生的。转子轴向位置控制则采用磁轴承来进行准确定位, 轴向位置能否准确和稳定地进行控制, 直接影响到转子的径向位置, 进而影响到径向力和转子的动态解耦控制问题, 因此, 解决好无轴承电机轴向有效和准确定位是研究无轴承电机不可忽视的问题^[1-4]。鉴于此, 本文在研究轴向混合磁轴承机械结构设计和工作原理的基础上, 对永磁和励磁磁路进行了计算。采用以 DSP (TMS320LF2407) 为核心构建数字硬件控制系统对经典 PID 控制器和 H_∞ 控制器进行了研究, 采用经典 PID 和 H_∞ 控制算法实现了轴向磁轴承的稳定工作。

1 新型轴向混合磁轴承结构和工作原理

1.1 新型轴向磁轴承结构

新型轴向磁轴承基本结构见图 1、图 2 和图 3。由轴向定子、轴向控制线圈、环型永久磁铁等组成。轴向定子、永久磁铁、轴向控制线圈的结构见图 2, 工作时轴向两个线圈串联作为控制线圈。定子铁芯采用硅钢片叠压而成, 永久磁铁采用稀土材料钕铁硼制成。当轴向稳定悬浮时, 转子在永久磁铁产生的静磁场吸力下处于悬浮的中间位置。

1.2 轴向磁轴承工作原理

轴向磁轴承工作原理图见图 4 磁轴承系统有转子、位移传感器、控制器、功率放大器等组成。转子(吸力盘)是质量为 m (kg) 的整体钢盘, 当处于平衡位置时, 左右气隙相等, 均等于 g_0 。由于结构对称且参数相同, 永久磁铁产生的磁通在转子左面气隙 G_1 处和右面气隙 G_2 处是相等的, 此时左右吸力相等。

根据磁场吸力与磁通的关系可得

$$F_{G1} = F_{G2} = \frac{\phi_{G1}^2}{2\mu_0 S_G} = \frac{\phi_{G2}^2}{2\mu_0 S_G} \quad (1)$$

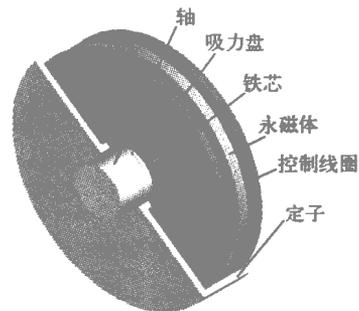


图 1 轴向磁轴承三维结构图

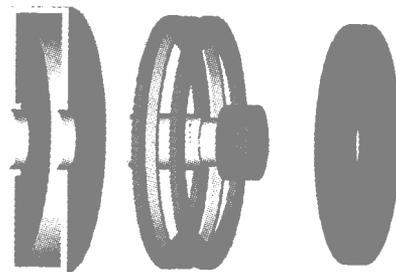


图 2 磁轴承各个组件三维结构图

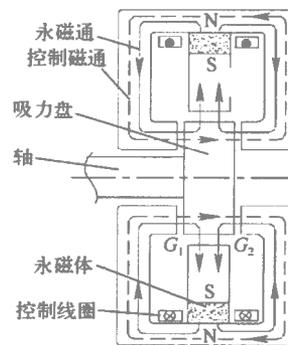


图 3 轴向磁轴承结构原理图

式中: F_{G1}, F_{G2} —— 转子左、右面受到的电磁吸力;
 ϕ_{G1}, ϕ_{G2} —— 左右气隙处永磁体产生的偏置磁通;

ϕ_c —— 控制绕组产生的磁通;

S_G —— 轴向磁极面积;

μ_0 —— 空气磁导率。

如果在平衡位置转子受到一个向右的外扰力, 转子就会偏离平衡位置向右运动, 造成永磁体产生的左右气隙磁通发生变化, 即左面的气隙增大, 使磁通 ϕ_{G1} 减少; 右面的气隙减少, 使 ϕ_{G2} 增加。在没有产生控制磁通 ϕ_c 之前, 由于

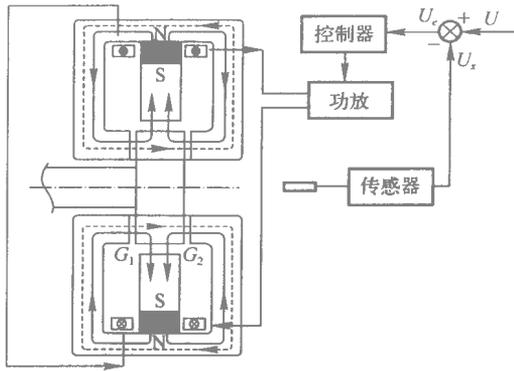


图4 轴向混合磁轴承工作原理图

$\phi_{G1} < \phi_{G2}$ 故 $F_{G1} < F_{G2}$ ，此时传感器检测出转子偏离其参考位置的位移量，控制器将这一位移信号转变成控制信号，功率放大器又将此控制信号转换成控制电流 i_c ，这个电流流经电磁铁线圈绕组使铁芯内产生一控制磁通 ϕ_c 。在转子左面控制磁通与永磁磁通流向相同，与永磁磁通 ϕ_{G1} 叠加使气隙 G_1 处总的磁通增加，由原来的 ϕ_{G1} 变成 $\phi_{G1} + \phi_c$ 。控制磁通 ϕ_c 在右面气隙 G_2 处，由于与永磁磁通 ϕ_{G2} 流向相反故在 G_2 处总磁通量减少 $\phi_{G2} = \phi_{G2} - \phi_c$ 。当满足 $\phi_c \geq \frac{\phi_{G2} - \phi_{G1}}{2}$ 时，左右气隙处产生的吸力就满足 $F_{G1} \geq F_{G2}$ ，使得转子重新回到原来的平衡位置。

如果转子受到一个向左的外扰力，用这种方法进行分析，可以得到类似的结论。因此，带位置负反馈的永磁偏置轴向混合磁轴承系统，其转子通过控制器调节控制绕组中的电流，始终能使转子保持在平衡位置。

2 数字控制系统硬件实现

整个控制系统主要由电涡流传感器 TDS2407EA 评估板、EPP 仿真器、功率放大器、磁轴承及 PC 机组成。TDS2407EA 评估板使用的是 TMS320LF2407DSP 芯片，兼容所有 LF2407 的使用代码，运行速度达 30MIPS 并能实现 128 字长无延时存储，有两个事件管理器模块，可扩展的外部存储器有 192k×16 位的存储空间，16 通道的 10 位 A/D 转换器，4 路 12 位可分别锁存的 D/A 通道，SPI 仿真数据传输接口，异步串行接口，CAN 总线接口，具有低成

本，低功耗、高性能的处理能力，广泛应用于电机的数字控制。DSP 片内的 A/D 模块完成模数转换，利用 PWM 通道实现 D/A 转换，而功率放大器采用电压—电流线性功放，传感器采用精确度高、线性度好的电涡流位移传感器。整个单自由度磁轴承数控系统的结构框图如图 5 所示。

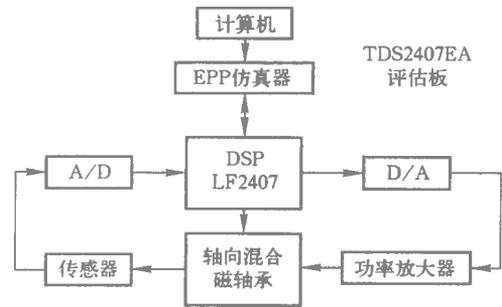


图5 轴向磁轴承数字控制系统框图

3 数字控制器软件实现

3.1 PID 控制器设计

控制器是磁轴承系统的关键技术之一，性能的好坏直接影响到磁轴承能否稳定可靠工作。国内外对控制策略进行了大量的研究，其中 PID 控制是控制理论中技术成熟，应用相当广泛的一种控制策略，在大多数工业生产中效果较显著，在国内外磁轴承控制方面也取得了成功的应用。所以 PID 控制仍然是首先采用的控制策略。但是典型 PID 存在两个弊端^[5]。

① 积分饱和；② 微分突变现象。本文以不完全微分 PID 控制算法为基础，通过软件编程解决上述两个弊端。针对不同转速范围，自动选取 PID 控制参数，确保控制性能满足磁轴承刚度、阻尼、稳定性和转子的回转精度的要求，最后采用带微分限制环节和积分分离的 PID 控制器，其传递函数结构框图见图 6。表达式^[6]为

$$G_c(S) = \frac{1 + T_d S}{1 + \epsilon T_d S} \left(K_p + \frac{K_i}{T_i S} \right) \quad (2)$$

式中， K_p ——放大倍数； T_i ——积分时间常数； T_d ——微分时间常数； ϵ ——微分增益。

由于控制器 $G_c(S)$ 用 DSP 来实现，必须化

成离散控制算法,按图 6 微分先行的流程,用微分一差分映射设计法,求得采样周期为 T 时,

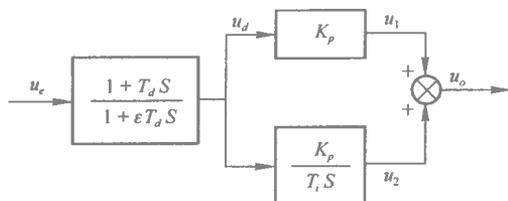


图 6 传递函数结构框图

第 n 个采样时刻各输入量如下

$$\left. \begin{aligned} u_d(n) &= \frac{\epsilon T_d}{T + \epsilon T_d} u_d(n-1) + \frac{T + T_d}{T + \epsilon T_d} u_e(n) - \frac{T_d}{T + \epsilon T_d} u_e(n-1) \\ u_1(n) &= k_p u_d(n) \\ u_2(n) &= u_2(n-1) + \frac{K_p T}{T_i} u_d(n) \\ u_o(n) &= u_1(n) + u_2(n) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

根据采样定理来考虑系统的采样周期,保证系统稳定工作,取采样周期为 $50 \mu\text{s}$ 时间常数取十进制为 1515。DSP 采用内部定时器产生中断,控制软件由主程序和中断子程序组成。采用 DSP 汇编语言编写相应的控制程序。

3.2 H_∞ 控制器设计

H_∞ 控制理论^[7]在设计过程中考虑了数学模型所具有的不确定性误差,是目前解决鲁棒控制问题比较成功且较完善的现代控制理论。在实际控制系统中,干扰和受控对象的不确定性往往同时存在,因此同时抑制干扰和受控对象的不确定性是非常重要的。 H_∞ 控制混合灵敏度问题解决了这一问题:闭环系统的性能指标可以通过适当地选择灵敏度函数阵的加权函数来达到,而适当选择互补灵敏度函数阵的加权函数阵可以达到系统的鲁棒性指标。

下面采用 H_∞ 控制理论中的混合灵敏度方法求取向磁轴承系统的控制器。

图 7 为典型控制系统框图,其中 $G(s)$ 为被控对象的传递函数; $K(s)$ 为补偿器的传递函数 y 为系统的输出信号; u 为控制信号; r 为参考输入; d 为干扰输入; e 为控制误差信号。从 r 至 e 、 u 、和 y 的闭环传递函数为

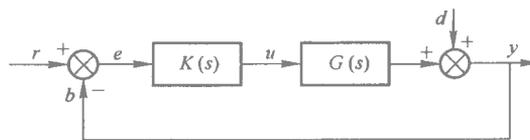


图 7 典型控制系统框图

$$\left. \begin{aligned} S &= (I + L)^{-1} \\ R &= K(I + L)^{-1} = KS \\ T &= L(I + L)^{-1} = I - S \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 I 为单位矩阵; S 、 T 分别为灵敏度函数和补灵敏度函数; L 为系统开环传递函数, $L=GK$ 。

由于 $S(s) + T(s) = 1$ 在控制系统工作频段内难以对抗干扰能力和鲁棒稳定性实现同时最优。为了提高对系统输入的跟踪性能和抗干扰能力,在给定的频段上,必须使系统的灵敏度函数 $S(s)$ 尽可能小;为了改善稳定性裕量和对传感器噪声的抑制,在相应的频段上,必须使补灵敏度函数 $T(s)$ 尽量小,以保证闭环控制系统对高频特性的未建模动态具有鲁棒稳定性。由此需要对这两个量分别进行加权控制。采用混合灵敏度控制的基本思想是:在低频段保持较低的灵敏度增益,以提高系统抗干扰能力和跟踪能力;在高频段保持较低的补灵敏度增益,以保证闭环系统的鲁棒稳定性和对传感器高频噪声的抑制。相应 H_∞ 控制器的设计转化成寻找一个控制器 K 使闭环控制系统稳定,并满足式(5)

$$\left\| \begin{aligned} W_1(s) \cdot S(s) \\ W_2(s) \cdot R(s) \\ W_3(s) \cdot T(s) \end{aligned} \right\|_\infty < 1 \quad (5)$$

$W_1(s)$ 、 $W_2(s)$ 、 $W_3(s)$ 为加权函数 对该式进行求解可得到需要设计的控制器。

磁轴承控制系统的增广模型框图如图 8 所示 选择 $W_1(s)$ 、 $W_2(s)$ 、 $W_3(s)$ 使它们满足系统的稳态精度和鲁棒稳定性要求,应用 Matlab 软件中的 Robust 工具箱编写程序,这样就可以求得控制器 $K(s)$ 。

H_∞ 控制器求解过程是借助于 Matlab 软件包鲁棒工具箱完成的,其程序设计流程如图 9 所示。

本实现系统中选择的加权函数如下

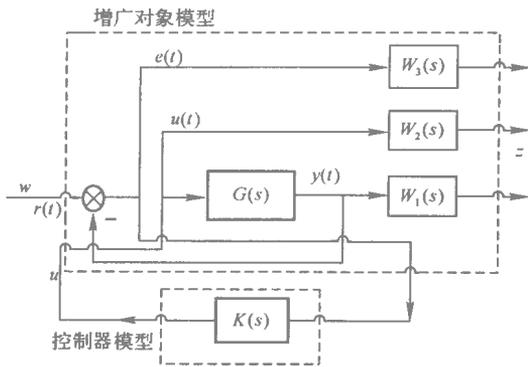


图 8 磁轴承控制器增广模型

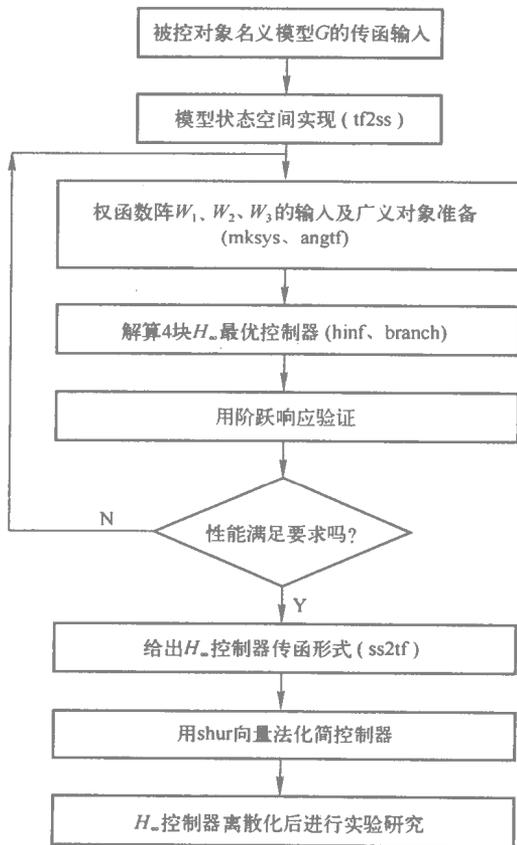


图 9 Matlab 软件包 H_∞ 控制器设计流程图

$$\left. \begin{aligned} W_1(s) &= \frac{120s + 2300}{0.01s^2 + s + 0.1} \\ W_2(s) &= \frac{0.001}{6s + 9} \\ W_3(s) &= \frac{0.001s^2 + 0.1s + 5}{3000000} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

得到控制器模型为式 (7) 所示

$$K(s) = (1.71 \times 10^{11} s^4 + 2.3721 \times 10^{14} s^3 +$$

$$8.4564 \times 10^{16} s^2 + 1.6474 \times 10^{18} s + 2.2817 \times 10^{18}) / (s^5 + 7.8027 \times 10^4 s^4 + 2.8831 \times 10^9 s^3 + 2.9177 \times 10^{11} s^2 + 4.5322 \times 10^{11} s + 4.2447 \times 10^{10}) \quad (7)$$

由于控制器阶次较高, 在实际中很难实现。因此, 为了便于用模拟量或计算机实现, 将其降阶得到控制器降阶模型如式 (8) 所示

$$K(s) = (1.71 \times 10^{11} s^2 + 2.235 \times 10^{14} s + 1.558 \times 10^{16}) / (s^3 + 7.793 \times 10^4 s^2 + 2.287 \times 10^9 s + 2.905 \times 10^8) \quad (8)$$

通过 H_∞ 控制设计得出的控制器阶次比较高, 直接采用模拟控制器不易实现。在实验中, 可通过用保留主导零极点降阶的方法然后采用模拟控制器实现, 或采用实时离散化处理的方法, 通过编写控制程序在计算机控制系统中执行设计的控制器。采用前一种方式实现往往在控制性能上与设计的控制器有些差别, 因此, 本文根据现有的计算机控制系统采用后一种方式实现轴向磁轴承的控制。

本例中采用零阶保持的离散方法, 取采样时间为 0.0001 s , 得离散化方程如下:

$$K(z) = (1.4419 \times 10^5 - 1.8578 \times 10^5 z^{-1} + 0.4229 \times 10^5 z^{-2}) / (1 - 0.9621 z^{-1} - 0.0375 z^{-2} - 0.0004 z^{-3}) \quad (9)$$

$$c(k) = 0.9621c(k-1) + 0.0375c(k-2) + 0.0004c(k-3) + 1.4419 \times 10^5 r(k) - 1.8578 \times 10^5 r(k-1) + 0.4229 \times 10^5 r(k-2) \quad (10)$$

式中, $c(k)$ 是第 k 个时刻控制器输出; $r(k)$ 是第 k 个时刻控制器输入; 其余类推。通过编写 DSP 程序, 实现轴向混合磁轴承 H_∞ 控制的稳定工作。

4 仿真与实验结果

轴向混合磁轴承系统各参数为: 转子质量 1 kg , 线圈的匝数为 400 匝, 气隙长度 0.5 mm , 磁极面积为 980 mm^2 , 轴向最大承载力 500 N 空气磁导率 μ_0 为 $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 饱和磁感应强度 B_s 取 0.8 T 磁轴承力-位移系数 $K_x = 499110.26 \text{ N/m}$, 力-电流系数 $K_i = 313.6 \text{ N/A}$ 。

将 H_∞ 控制和 PID 控制策略从理论和实验

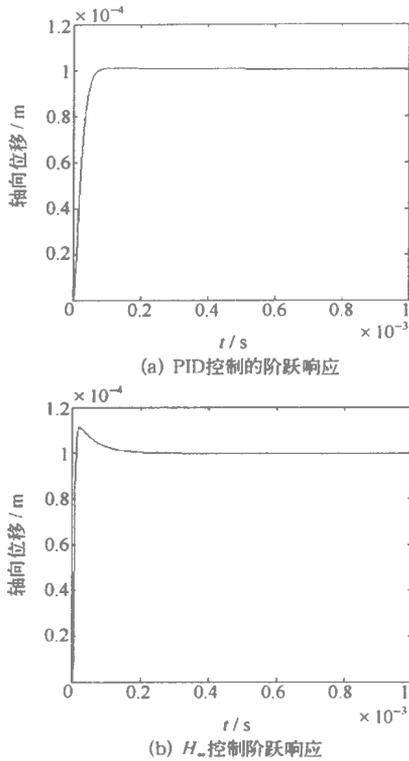


图 10 阶跃响应曲线

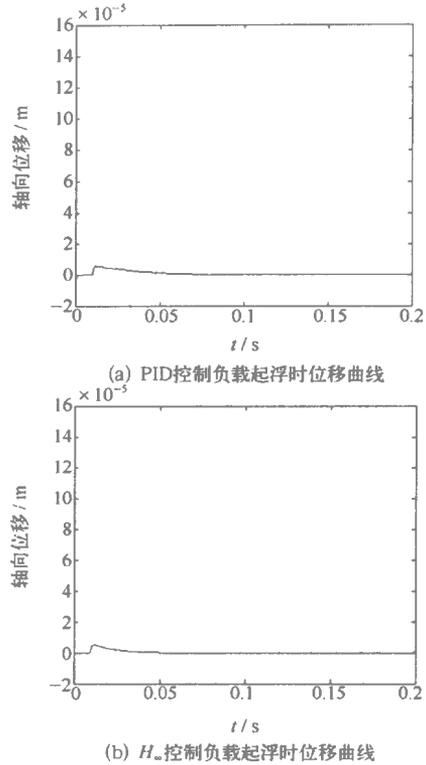


图 11 负载起浮时位移曲线

方面进行性能比较。图 10 为系统的阶跃响应曲线。由图可以看出，两种控制方式下磁轴承在空载情况时实现悬浮的过程，两种控制方式调节时间基本一致，而 PID 控制方式下有超调，而且有可能振荡， H_∞ 控制略不存在超调和振荡，略优于 PID 控制。图 11 为负载起浮时的波形，两种控制方式下都有一定的偏移，但是 H_∞ 控制比 PID 控制优先达到稳定。图 12 为轴向磁轴承在平衡位置稳定悬浮时受到 30 N 突加扰动波形。由图可见， H_∞ 控制的扰动很小，而 PID 控制有一定的振荡，需要大约 300 ms 才能恢复稳定状态。实验结果表明：轴向磁轴承采用 H_∞ 控制 PID 控制具有更好的抑制能力和鲁棒稳定性。

5 结论

本文针对一种新型的单自由度轴向混合磁轴承结构和控制方法进行了具体的研究。这种磁轴承的结构和以往的磁轴承相比有了很大的简化，可以大大降低系统因偏置电流产生的功率损耗，大大缩小了功放散热器的体积。

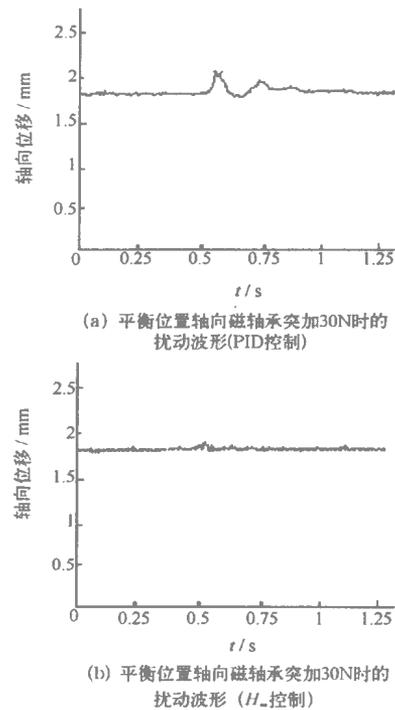


图 12 磁轴承突加扰动波形

通过对经典 PID 控制方法和 H_∞ 控制方法相比较的结果表明：经典 PID 控制器参数调整方便，体积小，成本低，可靠性好。但作为鲁棒控制理论之一的 H_∞ 控制方法能使磁轴承控制系统满足预先指定的稳定鲁棒性要求，具有很强的鲁棒性和干扰抑制能力。

参考文献：

- [1] Fukata S, Yutani K. Characteristics of electromagnetic systems of magnetic bearings biased with permanent magnets[C]. In: Proc. 5th International Symposium on Magnetic bearings, Massachusetts, USA, 1998, 234-243.
- [2] McMullen P T, Huynh C S, Hayes R J. Combination radial-axial magnetic bearing[C]. In: Proc. 6th Interna-

tional Symposium on Magnetic bearings, ETH Zurich, Switzerland, 2000, 473-478.

- [3] 曾励. 永磁偏置的电磁轴承研究[R]. 南京：南京航空航天大学 1999.
- [4] 曾励 朱焜秋 曾学明 等. 单自由度混合磁轴承控制系统模型的研究[J]. 南京航空航天大学学报, 1998, 30(6):685-670.
- [5] 陶永华, 尹怡欣, 葛芦生. 新型 PID 控制及其应用[M]. 北京：机械工业出版社, 1998.
- [6] 朱焜秋. 磁悬浮电机基础理论和实验研究[R]. 镇江：江苏大学 2001.
- [7] Doyle J C, Glover K, Khargonekar P P, et al. State-space solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problem[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1989, 34(8):831-847.

无轴承永磁同步电机的 H_∞ 控制器设计

孟令孔, 仇志坚, 邓智泉, 王晓琳

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 210016)

摘要: 鉴于传统的 PID 控制难以保证无轴承永磁同步电机在各种工况下的稳定悬浮, 本文为一个无轴承永磁同步电机设计了 H_∞ 鲁棒控制器, 通过仿真模型, 验证了无轴承永磁同步电机系统在外界干扰和模型参数变动情况下的性能。仿真结果以及与 PID 控制的比较表明, H_∞ 控制器能够使系统具有较强的鲁棒性和抗干扰能力。

关键词: H_∞ 控制 混合灵敏度 加权矩阵 无轴承 永磁

Design of Robust Controller Based on H_∞ Theory for the Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor

Meng Lingkong, Qiu Zhijian, Deng Zhiquan, Wang Xiaolin

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In this paper, a H-infinity controller for an bearingless PMSM system is designed, and the responses of the bearingless PMSM system under disturbance and system parameters perturbation are investigated by simulation model. Simulation results and the comparison with the effect of the PID controller show that the H-infinity controller is able to ensure the system with strong robustness and excellent disturbance attenuation performance.

Key words: H_∞ robust control; mixed sensitivity; weighting function matrix; bearingless, Permanent Magnet

0 引言

无轴承永磁同步电机是一多变量、强耦合、非线性的复杂系统, 难以精确建模, 传统的 PID 控制难以保证在各种工况下的稳定悬浮, 因此需要一种鲁棒性更强的控制方法。1981 年 Zames 发表论文^[1], 在系统中引入了 H_∞ 范数作为控制系统的设计工具, 从而开创了 H_∞ 最优控制理论。 H_∞ 鲁棒控制理论在设计过程中就考虑了数学模型所具有的不确定性误差, 从而保证控制系统具有较强的鲁棒性。

目前, 从国内外发表的文献看, H_∞ 控制理论已经在磁轴承中证明具有优良的抗干扰能力和鲁棒性。文献[2-3]中为 1 台磁轴承电机设计了基于 LMI 方法的 H_∞ 控制器, 控制性能良好。文献[6]为一台磁轴承电机设计了基于混合灵敏度方法的控制器, 并针对各种不稳定因素和干扰进行了仿真研究, 证明其具有很好的抗干扰能力。而无轴承电机和磁轴承电机都属于磁浮不稳定系统, 悬浮机理和数学模型很相似, 因此研究无轴承电机的 H_∞ 控制具有重要的理论和实际意义。目前无轴承电机的 H_∞ 控制研

究尚属空白，未见有相关文章发表。

本文根据无轴承永磁同步电机的数学模型设计了 H_∞ 控制器，并进行了仿真研究，结果表明， H_∞ 控制器不仅能保证系统稳定悬浮，而且相对 PID 控制系统具有更好的鲁棒性和抗干扰能力。

1 无轴承永磁同步电机的 H_∞ 鲁棒控制器设计

1.1 无轴承永磁同步电机的数学模型

无轴承永磁同步电机是一多变量、强耦合系统，不但电磁转矩和悬浮力之间存在耦合，悬浮力的 X 方向和 Y 方向之间也是有耦合的，本文中忽略其耦合效应，将其当作模型参数不确定性，这样的简化是符合 H_∞ 控制器设计思想的。两个方向的悬浮力公式为^[4]：

$$\begin{aligned} F_x &= k_1 i_{2d} + k_2 x \\ F_y &= k_1 i_{2q} + k_2 y \end{aligned} \quad (1)$$

其中

$$k_1 = \frac{\pi p_1 p_2 L_{m2} \Psi_f}{8lr\mu_0 N_1 N_2} \quad (2)$$

$$k_2 = \frac{\pi \Psi_f^2 p_1^2}{8lrN_1^2 \mu_0 \delta_0} \quad (3)$$

系统各参数列举如下：转据绕组极对数 $p_1=2$ ，悬浮绕组极对数 $p_2=1$ ，铁芯有效长度 $l=0.048$ m，气隙半径 $r=0.031325$ m，永磁体等效励磁磁链 $\Psi_f=0.1928$ Wb，真空磁导率 $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ ，转据绕组相绕组匝数 $N_1=21$ ，悬浮绕组相绕组匝数 $N_2=9$ ，辅助机械轴承间隙 $\delta_0=0.0038714$ m，悬浮绕组的电感 $L_{m2}=0.00302$ H。

以 X 方向为例，运动平衡方程式为：

$$m\ddot{x} = k_2 x + k_1 i_{2d} \quad (4)$$

取系统的状态变量为： $X=(x, \dot{x})^T$ ，输入变量为 $U=(i_{2d})$ ，那么系统的状态方程为：

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ k_2/m & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ k_1/m \end{bmatrix}, \\ C &= [1 \ 0], D = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

1.2 混合灵敏度方法的设计思想

本文中应用混合灵敏度方法设计 H_∞ 控制器。它既能通过补偿灵敏度 T 保证鲁棒稳定性要求，又能通过混合灵敏度 S 满足性能要求。

如图 1 所示控制系统， r 是给定的位置信号， w 是反馈的位置信号， e 是误差信号， du 、 dy 和 b 是外部扰动和传感器噪声，定义系统的灵敏度函数 $S(s)$ 和补偿灵敏度函数 $T(s)$ 分别为：

$$S(s) = \frac{e(s)}{r(s)} = [I + P(s)K(s)]^{-1} \quad (7)$$

$$T(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = L(s)[I + L(s)]^{-1} = I - S(s)$$

其中

$$L(s) = P(s)K(s) \quad (8)$$

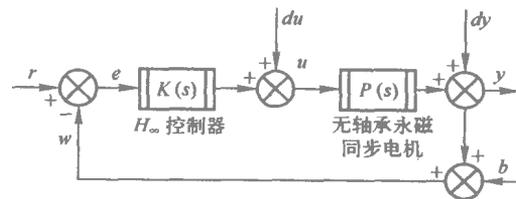


图 1 径向位移控制系统框图

$S(s)$ 表示干扰 d 与输出 y 之间的闭环传递函数矩阵，说明 $S(s)$ 奇异值越小，干扰的抑制能力越强，同时 $S(s)$ 是误差 e 与参考输入位置信号 r 之间的传递函数矩阵，因此 $S(s)$ 也决定着系统的跟踪能力，即悬浮性能， $S(s)$ 的奇异值越小，系统的悬浮特性越好。引入灵敏度函数的加权因子 $W_1(s)$ 使其满足

$$\bar{\sigma}[S(j\omega)] \leq |W_1^{-1}(j\omega)| \quad (9)$$

$W_1(s)$ 的幅值决定着系统的干扰衰减能力和跟踪性能，因此 $W_1(s)$ 称为干扰衰减性能指标，其幅值为所期望的干扰衰减比因子。

补偿灵敏度函数 $T(s)$ 是系统输出 y 与参考输入 r 之间的传递函数矩阵，控制上要求输出很好地复现输入，则 $T(s)$ 的奇异值越小，标志着系统因模型不确定性产生的复合干扰对系统的影响越小。因此引入补偿灵敏度函数加权因子 $W_3(s)$ 使其满足

$$\bar{\sigma}[T(j\omega)] \leq |W_3^{-1}(j\omega)| \quad (10)$$

则期望性能设计指标可以归结为一个广义受控对象的 H_∞ 范数的 γ 抑制问题

$$\left\| \begin{bmatrix} W_1(s)S(s) \\ W_3(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (11)$$

在此 γ 可理解为调节加权阵的参数。广义受控对象如图 2 所示：

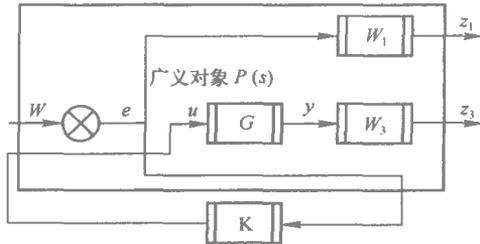


图 2 广义对象模型

1.3 加权阵的选择

在进行 H_{∞} 混合灵敏度控制器设计时，加权因子 $W_1(s)$ 和 $W_3(s)$ 的选择一般较为困难，不同对象和设计指标需要不同的加权函数^[5]。设计混合灵敏度控制器的基本思想是对闭环系统的灵敏度函数和补偿灵敏度函数进行频域整形，以使系统具有较好的鲁棒稳定性和抗干扰能力， H_{∞} 混合灵敏度控制器设计过程在很大程度上是对灵敏度和补偿灵敏度的加权阵的选择过程，得到的控制器的性能和鲁棒性能也主要取决于所选加权阵是否合理。

加权阵的选择一般要考虑以下几点：

(1) 遵循鲁棒控制第一定理，即式 (9) 和式 (10) 表达的关系。

(2) 应用混合灵敏度 H_{∞} 控制方法所设计的控制器，其阶次与包含 W_1 、 W_3 两个加权函数的广义被控对象同阶。因此在满足鲁棒控制第一定理的条件下，应尽量降低加权矩阵的阶次，这样便于控制器的实现。

(3) 为使系统具有良好的抑制噪声和干扰的能力，灵敏度函数的增益应尽量小，噪声和干扰一般发生在低频段，所以 W_1 应为低通滤波器的形式；考虑模型不确定性的影响，补偿灵敏度函数的增益应尽量小，模型不确定性一般发生在高频段，所以 W_3 应为高通滤波器形式。

(4) 考虑灵敏度函数和补偿灵敏度函数的关系， W_1 的截止频率必须小于 W_3 的截止频率。

1.4 控制器的参数

按以上所述原则并经过多次仿真验证本文取加权函数为：

$$W_1(s) = \frac{s+100}{5s+0.002} \quad (12)$$

$$W_3(s) = \frac{1.25 \times 10^{-9}s^2 + 7.5 \times 10^{-5}s + 1}{2} \quad (13)$$

利用 MATLAB 中的鲁棒控制工具箱，可编程求得稳定的 X 方向的控制器^[7]，控制器状态空间实现如下：

$$A_c = \begin{bmatrix} -5.002e5 & -2.128e5 & 2-0.665 & 1 \\ 1.311e5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 128 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} 6.554e4 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C_c = [6.641e4 \quad 198 \quad 7.004]$$

$$D_c = 0$$

2 仿真结果及分析

将上面所求得的控制器应用到图 3 所示控制系统中^[4]，即图中所示 H_{∞} 控制器，进行仿真研究。

图 4 和图 5 分别是 PID 控制系统和 H_{∞} 控制系统的 X 方向位移图，从图中可以看出所设计的 H_{∞} 鲁棒控制器不仅可以实现稳定悬浮，而且启动性能要比 PID 控制系统好得多，超调量相对 PID 控制系统小很多。

图 6 为电机在 0.15 s 时刻从 1500 r/min 升速至 3000 r/min 的动态仿真波形，从图中可以看出在不同转速及升速过程中 H_{∞} 控制器都能保持电机的稳定悬浮，说明控制器具有较强的鲁棒性。

图 7 和图 8 分别为以幅值 15 N，频率 20 Hz 的外力作用于转子时的 PID 控制系统和 H_{∞} 控制系统的位移波形，可以看出 PID 控制系统已经不能稳定悬浮，而 H_{∞} 控制系统虽然随着外加力的变化偏移量有所振荡，但仍能保持稳定悬浮，说明 H_{∞} 控制器具有较强的抗干扰能力。

3 结论

本文为一台无轴承永磁同步电机设计了

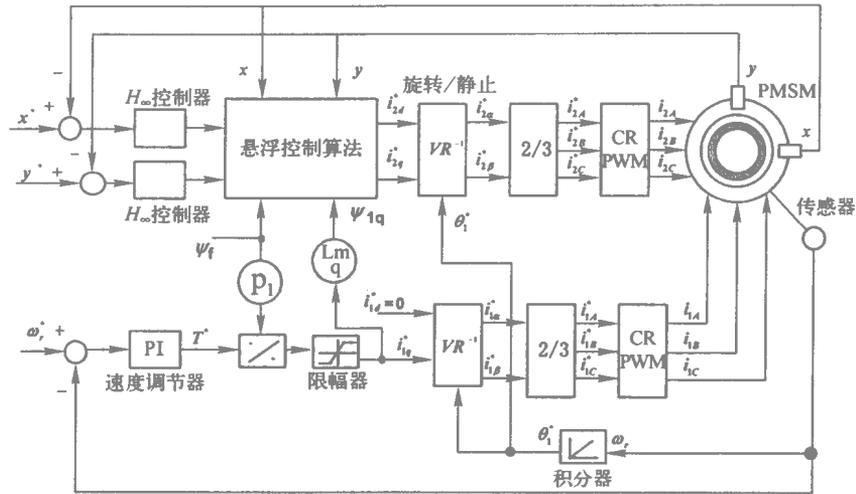


图 3 无轴承永磁同步电机控制框图

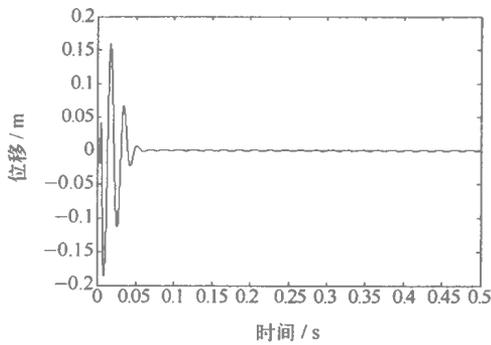


图 4 PID 控制系统径向位移

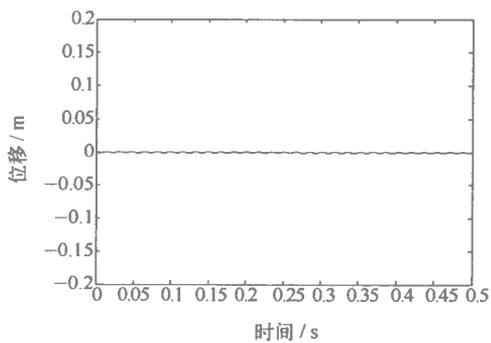


图 5 H_{∞} 控制系统径向位移

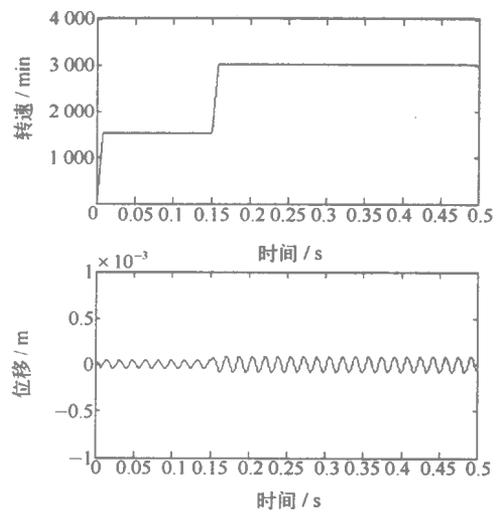


图 6 变速时 H_{∞} 控制系统径向位移

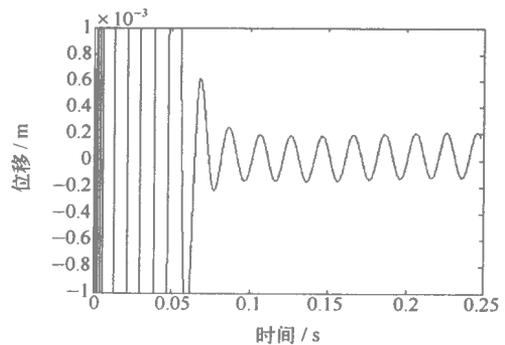


图 7 外界干扰时 PID 控制系统径向位移

H_{∞} 控制器，从仿真波形及分析可得， H_{∞} 控制相对于传统的 PID 控制具有明显的优势：启动性能较好，超调比较小；在不同转速及动态升速过程中都能保持稳定悬浮，鲁棒性较好；在外加一定的干扰时，仍能保持稳定悬浮，相对于 PID 控制具有较好的抗干扰能力。

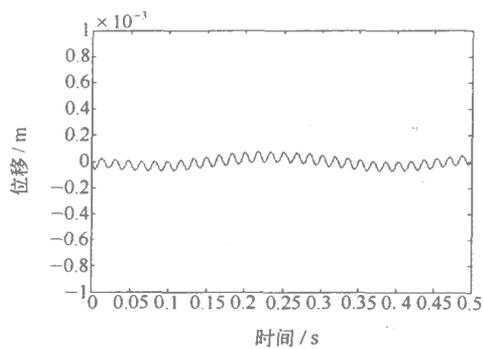


图 8 外界干扰时 H_∞ 控制系统径向位移

参考文献：

- [1] 张显库, 贾欣乐, 王兴成, 等. H_∞ 鲁棒控制理论发展的十年回顾. 控制与决策, 1999, 14(4): 289-295.
- [2] Sivrioglu, Nonami S K. LMI Approach to Gain Scheduled H_∞ Control for Gyroscopic Rotor- magnetic Bearing System. Decision and Control, Proceedings of the 35th IEEE, 1996, 4: 3694-3699.
- [3] Nonami J, Sivrioglu S, Ueyama H. Active Magnetic Bearing System by Means of LMI Based H_∞ Control and Mixed H_2/H_∞ Control. JSME Journal in Japanese. 62 (600), 1996.
- [4] 仇志坚. 永磁同步电机的无轴承技术研究. 南京航空航天大学[D]. 2003.
- [5] 吴旭东. 解学书. H_∞ 鲁棒控制中的加权阵的选择. 清华大学学报(自然科学版), 1997, 37(1): 27-30.
- [6] Cao Guangzhong, Fan Suxiang, Xu Gang. The characteristics analysis of magnetic bearing based on H-infinity controller [C]. Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent. Control and Automation, Hangzhou, China, 2004.
- [7] 薛定宇. 反馈控制系统设计与分析 (Design and analyze of feedback control system). 北京: 清华大学出版社, 2000.

片状无轴承永磁电机的优化设计*

张小雷¹, 徐龙祥², 周瑾²

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 210016; 2. 南京航空航天大学机电学院, 江苏南京 210016)

摘要:介绍了一种新型无轴承电机——片状无轴承永磁电机。该电机集两种功能于一身:普通永磁电机和主动磁轴承。由于薄片式结构,该无轴承电机只需一个径向主动磁轴承就能实现稳定悬浮,转子另外三个空间自由度是被动稳定的。本文首先简要概述了该电机的理论背景和工作原理,介绍了我们实验室研究此种片状电机所取得的成果。最后,重点阐述了该电机的进一步优化设计。

关键词 主动磁轴承 片状 永磁 无轴承电机 优化设计

Design Optimization of PM Bearing-less Slice Motor

Zhang Xiaolei¹, Xu Longxiang², Zhou Jin²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A new type of self-bearing motor is proposed in this article—Permanent magnet-type bearing-less Slice Motor. The motor consists of two functions that use a stator in common. One part is a general permanent magnet motor and the other is so-called active magnetic bearing. Due to the short-span structure, only one active radial bearing is needed, while the other three spatial degrees of freedom are passively stable. The principle and theoretical background of this motor is introduced at first. Second, the achievements of our laboratory in this field is given. Finally, the further design optimization of the motor is discussed.

Key words: active magnetic bearing; slice-type; permanent magnet; bearing-less motor; design optimization

0 引言

无轴承电机的思想最初是由 R. Bosch^[1]于 20 世纪 80 年代末提出来的,在 J. Bichsel 实现了同步电机的无轴承技术之后^[2]无轴承交流电机的研究开始引起重视。20 世纪 90 年代至今,日本的 Chiba A, Shimada K 和 Ohishi T

等人分别对无轴承异步电机、无轴承同步电机、无轴承开关磁阻电机进行了研究^[3-5]。

当电机转子的轴向长度与其直径相比很小时,只需一个径向主动磁轴承就能实现转子的稳定悬浮,转子另外三个空间自由度是被动稳定的,这种特殊的电机称为片状无轴承电机。早在 1996 年瑞士学者 Reto SchÖb 和 Barletta

*教育部回国人员基金 M0061。

就提出并成功研制了片状无轴承电机，实现了转速达 42 000 rpm 的稳定运行^[6]。后来，日本学者 Okada^[7]、奥地利学者 Siegfried Silber^[8] 等也相继研究成功了片状无轴承电机。

片状无轴承电机因其结构简单、无污染，在生命科学、制药行业、半导体工业、食品工业等领域有着广泛的应用前景。瑞士的 Levitronix 公司已经将许多片状无轴承电机的研究成果转化为相关产品^[9]，如人工心脏泵的研制等等。

本文介绍了一种新型的片状无轴承电机，该电机在结构上是主动磁轴承和普通永磁电机的组合。国外研究成果^[7]表明，这种新型无轴承电机能实现转速 $n \leq 12\,000$ r/min 时的稳定运行。南京航空航天大学磁悬浮应用技术研究所在此基础上研究了其关键技术，实现了电机转速达 2 400 r/min 的稳定运行。

本文概述了该种电机的工作原理，介绍了我们研究所在这一领域已经取得的成果，最后重点阐述了针对此种新型结构的电机我们将要进行的优化设计工作。

1 工作原理

图 1 是内转子式片状无轴承电机的原理图，定子上叠绕着电枢绕组和悬浮控制绕组，国外研究^[7]表明：当电枢绕组的极对数 $M \geq 3$ 时，电机径向悬浮力和电机旋转力矩之间相互解耦。永磁贴片贴在转子圆弧外侧，提供 M 对极磁场，而电枢绕组中通以合适的三相交流电后也产生 M 对极的旋转磁场，二者之间相互作用

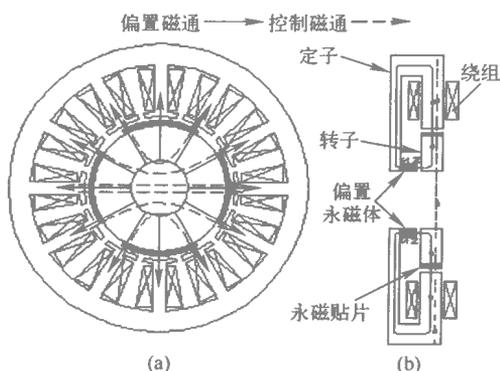


图 1 内转子式片状无轴承永磁电机原理图

产生旋转力矩。

环状偏置永磁体提供偏置磁通，如图 1(b) 中带箭头实线所示。带箭头虚线是悬浮绕组产生的径向力控制磁通，可以明显看出图 1(b) 上半部分气隙磁通增加，而下半部分气隙磁通减小，于是就产生了图中向上方向的径向力。控制悬浮绕组电流的大小和方向就能达到改变径向力的大小和方向，从而控制转子径向位移以实现径向悬浮。

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^[6] 如图 2 所示：一旦转子有轴向偏移或倾斜时，就会受到反方向的磁吸力作用从而使转子在轴向和角位移方向被动稳定。因此片状无轴承电机，只需一个径向磁轴承就能实现转子的稳定悬浮。

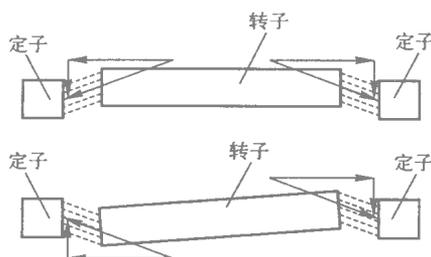


图 2 转子被动稳定原理图

2 研究所现有研究成果

南京航空航天大学磁悬浮应用技术研究处于 2004 年 12 月成功研制了极对数 M 为 4 的片状无轴承永磁电机^[10-11] 实现了转子径向的稳定悬浮，并于次年三月成功实现了转速达 2 400 r/min 的稳定运行。

2.1 片状无轴承永磁电机实物图

图 3 是我们研究所研制成功的片状无轴承永磁电机实物图，其直径只有十几厘米。

2.2 控制系统结构框图

电机首先要实现静态悬浮，然后才能进行动态旋转实验。因此，片状无轴承永磁电机的电气控制系统，对电机运行性能的好坏起着决定性的作用。由于电机极对数 $M=4$ 大于 3，该片状电机的悬浮和旋转是相互解耦的^[7]，因



图 3 片状无轴承永磁电机实物图

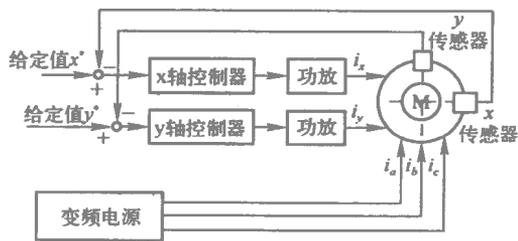


图 4 控制系统示意图

此，该电机的悬浮和旋转可以相互独立控制，且由于其片状结构，因此控制系统与普通无轴承电机相比要简单的多。

2.3 实验结果

静态悬浮是电机系统调试的第一步。图 5 (a)和 (b)分别为转子在径向 x 和 y 两方向相对于中心位置的位移波形。

我们设计的电机定、转子间的气隙为 2 mm 。由图 5 可以看出：该片状无轴承永磁电机静态时能实现能稳定悬浮。

在完成静态悬浮实验后，进行动态旋转实验。图 6 (a)、(b)分别为电机转速达 $2\ 400\text{ r/min}$ 时转子在径向 x 和 y 两方向相对于中心位置的位移波形。

由图 6 我们可以看出：电机在转速达 $2\ 400\text{ r/min}$ 时转子在径向偏离中心的位移幅值不超过 $25\ \mu\text{m}$ ，因此该电机在高速旋转时依然能实现稳定悬浮。

3 永磁贴片的优化设计

电机的能量传递主要依靠同时与定、转子相交链的气隙磁通(主磁通)主、漏磁通的大小直接影响电机的运行特性和机电能量转换效率的高低。通常把三相电机所产生的谐波磁通看

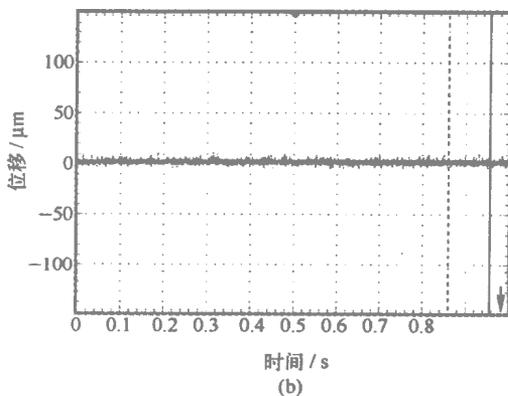
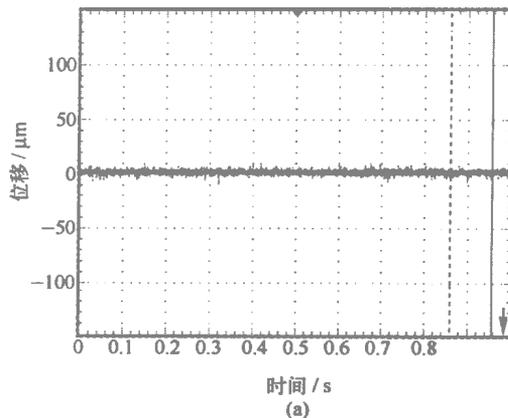


图 5 静态悬浮时转子在径向 x 、 y 方向的位移波形

作漏磁通^[12]。因此，电机设计中总是尽量改善磁场分布，减小严重的漏磁场，消除气隙磁场中的高次谐波，提高运行效率^[13]。

为了进一步改善片状无轴承永磁电机的动态性能，减小电机的损耗及有害的附加转矩，作者在实验室已有的研究成果基础上重新设计了片状无轴承永磁电机用做励磁的永磁贴片。

3.1 现有菱瓦形永磁贴片结构

图 7(a)为永磁贴片平铺图，7(b)是贴上永磁贴片后转子的正视图。

以 y 径向为主气隙圆周的起点，对永磁贴片在主气隙中产生的磁感应强度进行分析，当 $\omega t=0$ ，即转子不转时，永磁贴片在主气隙中产生的磁感应强度的分布如上图 8 所示。

由图 8 我们可以得到：该菱瓦形永磁贴片在主气隙中产生的磁感应强度含有一定比例的高次谐波。

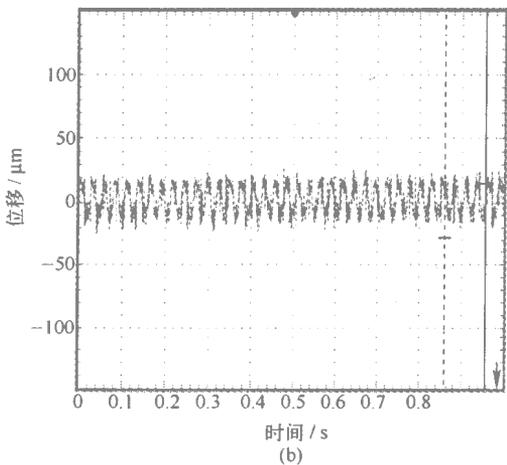
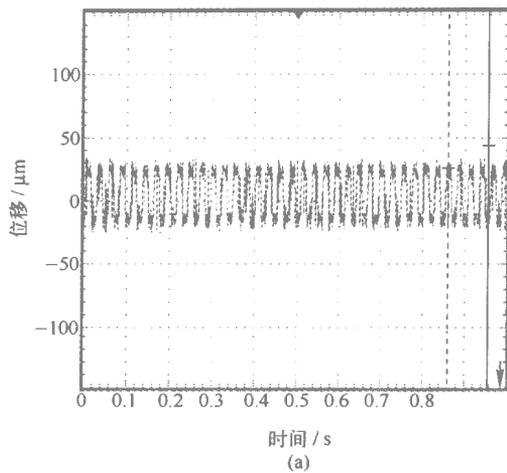


图6 转子在 2 400 r/min 时径向 x, y 方向的位移波形

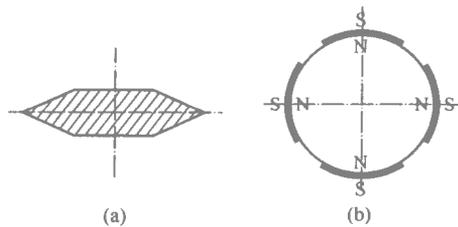


图7 永磁贴片结构示意图

3.2 改进后的永磁贴片结构

方案一：

采用 8 片永磁贴片励磁，且相邻永磁贴片充磁方向相反。 $y_1(x)$ 、 $y_2(x)$ 为永磁贴片的结构函数，具体如图 9 所示。同理分析永磁贴片在主气隙中产生的磁感应强度的分布，如图 10 所示：

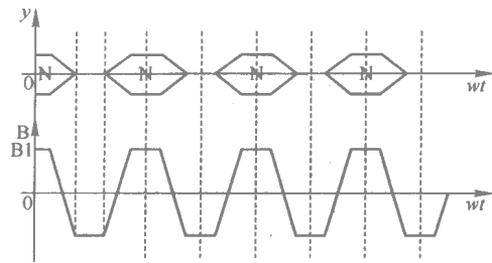
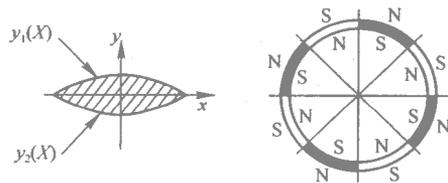


图8 永磁贴片在主气隙中的磁感应强度分布图



$$y_1(x) = k \cos \frac{\pi x}{m}$$

$$y_2(x) = -k \cos \frac{\pi x}{m}$$

图9 方案一永磁贴片结构示意图

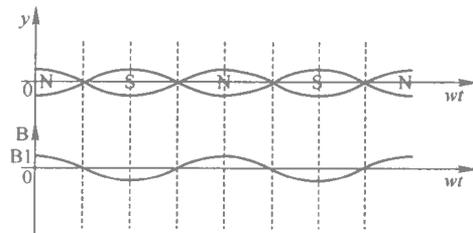


图10 方案一永磁贴片在主气隙中的磁感应强度分布图

方案二：

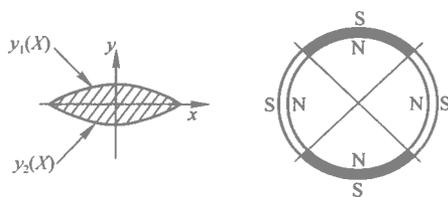
与方案一相比，方案二采用的是 4 片同相充磁的永磁贴片励磁。具体如图 11 所示。

同理可得方案二所示永磁贴片在气隙磁场中的分布图如图 12 所示。

由图 10、图 12 可知，与原菱瓦形永磁贴片相比，新的两种方案的永磁贴片在主气隙中磁感应强度的高次谐波含量几乎为零。

改进永磁贴片的结构后，其直接好处是减小电机的损耗、提高电机的效率、减小电机输出转矩的脉动^[13]。此外，由于电机损耗减小，发热降低，因此我们可以考虑电机定子绕组采用直径更小的漆包线，在同样大小电机结构基础上增加电机绕组，提高定子空间利用率，从而提

高电机输出转矩。



$$y_1(x) = a + a \cos \frac{\pi x}{n}$$

$$y_2(x) = -a - a \cos \frac{\pi x}{n}$$

图 11 方案二永磁贴片结构示意图

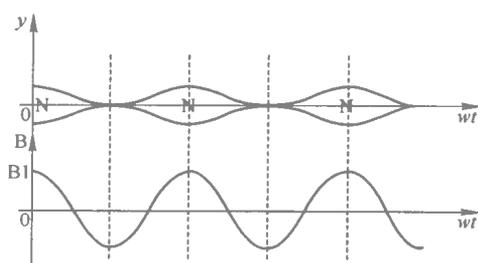


图 12 方案二永磁贴片在主气隙中的磁感应强度分布图

4 结束语

本文介绍了一种新型的片状无轴承永磁电机。该电机由于悬浮控制机理简单、功耗小、无摩擦等独特的优点，在航空航天、旋转高速机械、能源生命科学等领域具有广阔的应用前景。我们下一步的工作是验证新的方案，进一步从性能上还有理论方面完善该电机，比如：转速的提高、输出转矩的增大及电机基本参数的确定等等。

参考文献：

- [1] Bosch R. Development of a bearingless motor. In Proc. Int. Conf. Electric. Machines, 1988, 3; 373-375
- [2] Bichsel J. The bearing-less electrical machine. In: Proc. Int. Symp. Magn. Technol. NASA Langley Res. Center, Hampton. 1991, 561-573.
- [3] Chiba A, Power D T, Rahman M A. Characteristics of a bearingless induction motor. IEEE. Trans. Magnetics, 1991, 27(6); 5199-5201.
- [4] Ohishi T, Okada Y, Dejima K. Analysis and Design of a Concentrated Wound Stator for synchronous-Type levitated Rotor, Fourth International Symposium on Magnetic Bearings, Zürich 1994.
- [5] Shimada K, Takemoto M, Chiba A, Fukao T. A stable rotation in switched reluctance type bearingless motors. IEEE Technical Meeting on Linear Drive, LD, 1997; 97-116.
- [6] Reto SchÖb, natale barletta. Principle and Application of a Bearingless Slice Motor. Fifth International Symposium on Magnetic Bearings, 1996, 313-318.
- [7] Okada Y, Shimonishi T, Seung-Jong Kim. Development of hybrid type self-bearing slice motor for small and high speed rotary machines. Conference Record of the 2001 IEEE, 30 Sept-4 Oct 2001; 2005-2012 vol. 3.
- [8] Siegfried Silber, Wolfgang Amrhein, Klaus Nenninger, et al. Performance Optimization of A Bearingless Pump Using feedback Linearization techniques. Proceedings of The Eighth International Symposium on Magnetic Bearings, 2002; 71-76.
- [9] <http://www.levitronix.com>.
- [10] 朱小春. 内转子式片状无轴承永磁电机的研究 [D] 南京: 南京航空航天大学 2005.
- [11] 姚凯. 薄片式无轴承永磁电机的研究 [D] 南京: 南京航空航天大学 2005.
- [12] 秦萌青, 唐会智. 交流电机中的两种谐波磁场. 山东工程学报, 1998.
- [13] 窦晓霞. 渐变磁化多体环状永磁结构电机磁场分析. 微机, 1997, 30(1).

高速无轴承开关磁阻电机设计关键方法研究

范冬, 邓智泉, 王晓琳

(南京航空航天大学自动化学院电气工程系, 江苏南京 210016)

摘要: 无轴承开关磁阻电机由于结构简单、紧凑, 功率密度大, 可以作为高速电机发展趋势的代表。针对无轴承开关磁阻电机在高速运行时面临的关键技术问题, 本文从电机本体出发, 对电机的电磁设计、结构强度及稳定性设计、转子应力设计、散热设计, 磁性材料选择等方面进行了讨论。并针对开关磁阻电机的转子应力集中, 振动和噪声比较严重的问题, 从优化电机结构方面考虑, 改善电机的振动、噪声和应力集中问题, 提高电机运行性能。上述关键技术问题不同于普通开关磁阻电机的设计技术, 对于高速无轴承开关磁阻电机的稳定运行和控制技术有着重要的意义。

关键词: 高速 无轴承 开关磁阻电机 设计

The Key Technology Research on Design High-speed Bearingless Switched Reluctance Motor

Fan Dong, Deng Zhiquan, Wang Xiaolin

(Department of Electrical Engineering, College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: The simplicity & compactness of Bearingless switched reluctance motors (BSRM) suggests the possibility of high power and high speed motor. In this paper, the authors deal with the key technology for design a high-speed BSRM: electromagnetic design; structural strength & stability design; rotor stress design; thermal design; magnetic material choice. For the serious problems of stress concentration, vibration and acoustic noise in SRM, the optimal motor geometric to mitigate local stress concentration, vibration and acoustic noise, improve motor performance. These key technologies are different from the design of a general SRM, and such technologies are very important to apply at high speed for BSRM using suitable control strategy.

Key words: high-speed; bearingless; switched reluctance motor; design

0 引言

现代化工业中的众多领域诸如高速床、离心机、压缩机、飞轮储能、航空航天等都需要运用高速、超高速电机。它对于减少装置体积重量, 提高设备性能有重要的意义。而采用传统

机械轴承支撑转轴的高速电机和超高速电机, 转子的高速旋转带来了摩擦阻力增加, 轴承磨损加剧 电机发热等问题 这会导致电机工作效率低, 电机和机械轴承寿命短。

无轴承电机是根据磁轴承和电机结构的相似性, 将磁轴承中产生悬浮力的悬浮绕组和电

机的转矩绕组共同绕制在电机定子上，使电机的悬浮力磁路和旋转磁路合成一个整体，并通过一定的控制策略使两套绕组分别控制电机的悬浮和旋转^[1]。无轴承电机继承了磁轴承的无磨损、无润滑、无机械噪声和结构简单的优点，与此同时也克服了磁轴承电机输出功率和临界转速难以提高的不足，可以实现超高速，大功率运转。

开关磁阻电机结构非常简单：定、转子是双凸极结构，集中式绕组缠绕在定子铁芯上，转子上无绕组。因此，制造和维护都很方便。将无轴承技术应用到开关磁阻电机上，可以充分发挥开关磁阻电机本身适合于高速运行的特性^[2-3]。无轴承开关磁阻电机由于实现了对转子的径向位置的控制，可以改善因不对称磁拉力而引起的振动和噪声问题。另一方面由于其结构的简单性、可维护性，适应了航空高速电机强生命力，低维护性的要求。因此在未来多电、全电飞机中有着广阔的应用前景。

1 无轴承开关磁阻电机的悬浮机理

图 1 为 12/8 极结构的无轴承开关磁阻电

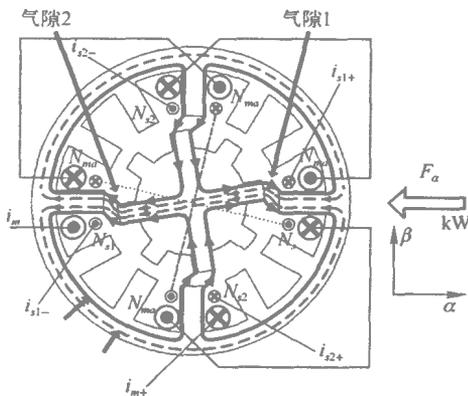


图 1 径向悬浮力产生原理

机轴向剖面图。绕组分 A、B、C 三相，每相四级。每相均包含一套主绕组，两套悬浮绕组。以 A 相为例说明径向悬浮力的产生机理。主绕组 N_{m1} 由四段线圈串联绕在相对的两个定子齿上，连接方式图中所示。悬浮绕组 N_{s1} 由两段线圈串联绕在相对的两个定子齿上， N_{s2} 结

构类似于 N_{s1} 只是在空间位置上相差 90° 。当主绕组 N_{m1} 通以图示方向的电流后，产生实线所示的四极磁通，在转子不偏心的情况下，气隙 1 处和气隙 2 处的磁通密度相同；当悬浮绕组 N_{s1} 通以图示方向的电流后，产生虚线所示的两极磁通，气隙 2 处 N_{m1} 和 N_{s1} 产生的磁场方向相同，气隙磁密增强，而气隙 1 处 N_{m1} 和 N_{s1} 产生的磁场 N_{s2} 方向相反，气隙磁密减弱，会导致气隙 2 处的磁密大于气隙 1 处的磁密，转子受到向左的偏心磁拉力而向左运动。当改变悬浮绕组 N_{s1} 中的电流方向时，转子将受到向右的偏心磁拉力而向右运动。 β 方向的力由主绕组和悬浮绕组 N_{s2} 中的电流共同作用来产生。因此通过控制绕组电流的大小，平面内任何方向的悬浮力可以由 α 方向和 β 方向的悬浮力合成来产生。

2 高速电机的功率与速度限制问题

高速电机从字面理解，顾名思义指的是电机转子旋转速度很高的一类电机。但从电机设计的观点和现实的电机发展现状来看，速度并不是高速电机的唯一因素。比如在一般的电机传动应用场合，电机的转速范围变化在很大程度上依赖于输出功率的大小。因此，很有必要了解，电机的转速与功率之间的关系，以及和尺寸相关的高速电机与超高速电机的分类。

电机根据其功率的大小分为大、中、小三类，其中中等功率的范围一般是 500hp (373kW) \sim 1hp ^[4-5]。高速电机功率与转速的关系，根据电机的种类和划分标准的不同，其表述形式也不尽相同。以异步电机为例，若只从转速与功率的关系出发，其简单的表达形式可以写成：

$$N^{3.3} \cdot P = 6.2 \times 10^6 \quad (1)$$

其中， N 是转子转速，单位是千转每分钟， $[\text{krpm}]$ ； P 是输出功率，单位千瓦， $[\text{kW}]$ 。根据式 (1)，可以描绘出一条 $P-N$ 曲线。这条曲线代表了电机的功率和速度的限制，即这条曲线被定义为高速电机和超高速电机的分界线。电机的 $P-N$ 点在 $P-N$ 曲线的左边可被定义为高速电机或普通电机，在 $P-N$ 曲线的右边的就是超高速电机。

3 高速无轴承开关磁阻电机的电磁设计

3.1 径向悬浮力绕组设计

由无轴承开关磁阻电机的悬浮原理可知,主绕组产生的四极主磁通相当于偏置磁通,它是径向悬浮力产生的基础。在定子上叠加一套径向悬浮力绕组,利用该绕组按一定规则来改变原电机气隙磁场的分布,控制作用在转轴上的麦克斯韦磁力大小和方向从而实现转轴悬浮。根据机电能量转换原理,作用于转子的麦克斯韦力可由磁场储能对位移求偏导,根据文献^[6]的径向悬浮力的数学表达式,可以推导出转子在中心位置时的水平或竖直方向最大径向悬浮力为

$$F_{\max} = N_m \cdot N_b \cdot \mu_0 \cdot l \cdot r \cdot \frac{\pi}{6l_{g0}^2} \cdot i_{m\alpha} \cdot i_{m\beta} \quad (2)$$

式(2)为 α 方向的最大径向悬浮力表达式,其中各符号的含义如下: N_m 为主绕组匝数, N_b 为悬浮绕组匝数, $i_{m\alpha}$ 为主绕组电流瞬时值, $i_{m\beta}$ 为悬浮绕组 β 方向电流瞬时值, μ_0 为真空中磁导率, r 为转子极半径, l_{g0} 为定、转子极平均气隙长度, l 为定子轴向长度。

根据式(2),可知最大径向悬浮力在电机主要尺寸确定以后,只与主、悬浮绕组的匝数 N_m 、 N_b 和通入的瞬时电流大小有关。由于在电机的初始设计阶段, N_m 主要参考普通开关磁阻电机的设计方法,在设计 N_b 之前,可以确定 N_m 。那么此时,与最大径向悬浮力相关的参数是 N_b 、 $i_{m\alpha}$ 和 $i_{m\beta}$ 。其中 $i_{m\alpha}$ 和 $i_{m\beta}$ 的大小应以主、悬浮绕组在额定功率下的电流有效值为标准,在电流有效值以下,选取合适的电流初始值。在电流值确定以后,就可以利用式(2)计算悬浮绕组的匝数 N_b 。计算出来的 N_b 应满足槽满率的要求,在保证电机可以充分下线的情况下,尽量增加绕组的匝数,避免功率电路一直都工作在大电流的状况下。

3.2 定子设计部分

无轴承开关磁阻电机的设计 requirements 是:产生较低的温升;比较高的磁路利用率,提高电机运行性能;在高速旋转时消耗的电能较经济,同时在高速时确保转子能够稳定的悬浮、旋转^[7]。

电机的定子部包括:定子轭,定子极,缠绕在定子极上的线圈。从减小电机的振动和噪声优化角度出发,设计定子参数。开关磁阻电机的振动和噪声问题是由于定、转子间的径向磁拉力不均而引起的^[8]。在电机的运行过程中,定子的固有频率对径向磁拉力的作用效果,引起了定子轭的圆形形变,是噪声产生的根源。振动是由相电流的导通、关断产生的,特别是在关断模式下径向磁拉力的改变而导致的累加效果。对电机来说,较低的固有频率和较大的径向磁拉力作用会导致定子严重的径向变形,从而产生比较大的噪声。因此,定子的设计目标是:尽量提高固有频率和减小径向磁拉力中的谐波含量。

在开关磁阻电机中,影响噪声和振动的参数有定子轭厚度、定子极高、定子极宽、定子极形状。在优化上述参数的时候,要特别注意的是参数优化之后对电机转矩的影响:在一个运行周期内的转矩变化范围将减小;转矩的幅值相比未优化之前要减小^[9]。因此在设计低噪声电机时应考虑转矩和速度满足要求的问题,在满足二者的要求下,尽量减低噪声和振动。需要说明的是,增加结构的硬度也会提高定子的固有频率,减小噪声和振动。在满足槽满率的情况下,也可以定子极设计成锥形结构。另外,若定子外部形状是正多边形,内径是圆形的话,也可降低电机的振动和噪声问题。

3.3 转子设计部分

转子设计的要求是:1.在中等速度以下,主要是从电磁性能方面考虑;而在高速运行区,应力的严重影响,使得机械方面的性能要求较电磁性能更为重要。转子外径、输出功率由机械要求决定^[10]。2.选择合适的拓扑结构,计算转子应力,优化转子结构,选择合适的铁磁材料。

从电磁方面来考虑时,由于电机的转矩随转子外径的增大而增加。而转矩波动系数也正比于转子外径。外径越大,转矩波动越大。在定子外径不变的情况下,转子外径的增加必然导致定子极身变短,减小了绕组截面积,对主、悬浮绕组都有较大的影响。另外,电机高速旋转时的局部应力集中和离心力问题比较的严重,从材料方面来考虑的话,电机的转子外径不

宜取得较大。对于高速无轴承开关磁阻电机来说，其转子的尺寸要比普通开关磁阻电机的转子尺寸小。与此同时，转子内径的尺寸不应该选择的太小。过小的转轴尺寸会导致电机在高速旋转时，转轴的刚性不足，转子的稳定性不好，会导致电机的安全系数不是太高；临界转速降低，达不到设计要求。在确定转子内、外径的尺寸之后，需要确定转子极身的高度和转子轭的厚度。其中转子轭的厚度应该保证电机在磁通密度最大的位置，磁通饱和现象不应过于严重。

4 高速无轴承开关磁阻电机的转子应力设计

4.1 转子结构选择

转高速运行时，其对应力方面的要求，使得电机转子主要从机械方面来考虑。这包括计算离心力的分布情况，尽量减小局部应力集中现象和瞬态机械响应问题；在高速运行时的转子张力问题，由于定、转子间比较小的空气隙长度，因此需要计算转子的径向增长量，避免高速旋转时定、转子接触的可能性。

BSRM 转子的凸极结构，在高速旋转时，应力集中主要发生在转子极-轭过渡部分和转子与轴的连接配合处。在给定的转子尺寸下，采用更多转子极数的开关磁阻电机可以减小最大应力^[12]。转子的优化方法图 2 所示。

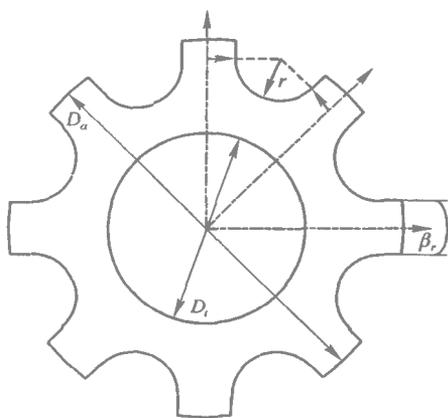


图 2 转子结构优化示意图

各参数含义如下： r 是转子优化极弧半径，

D_o 为转子外径， D_i 为转子内径， β_r 为转子极弧。极弧半径的优化参数选择可参考式 (3)~(5) 单位 mm:

$$\beta = \frac{D_i}{D_o} \quad (3)$$

$$\mu = \frac{r}{D_o} \quad (4)$$

$$\mu \geq \frac{\beta + (1 - \sqrt{2}) \sin(\frac{\beta}{2})}{2(\sqrt{2} - 1)} \quad (5)$$

另外，转子与轴的预配合大小的选择和疲劳极限的计算等问题，限制转子的最大等效应力不高于转子材料屈服强度的一半，确保电机在长期运行时的安全性。

4.2 转子防护

在传统的开关磁阻电机中，转子铁芯叠片有一中心孔，转轴固定在中心孔上。这一安装方式在电机高速运转时会有不少问题：首先，应力对转子叠片的影响。高速旋转所带来的大的离心力，使得转子叠片沿径向方向，有撕裂的可能性。其次，转子铁芯损耗的问题比较严重^[11]。

为解决上述问题，提高电机运行的安全性，可对电机转子进行防护，其安装示意图如图 3 所示。各个组成部分包括：支撑笼 1、支撑条 2、端盖 3。转子叠片放置于由支撑条组成的支撑笼中，端盖在另一端固定转子叠片。这种结构具有如下的好处：支撑转子叠片，分担作用在转子上的离心力；减小气隙处的风耗；最大旋转速度能够更高。

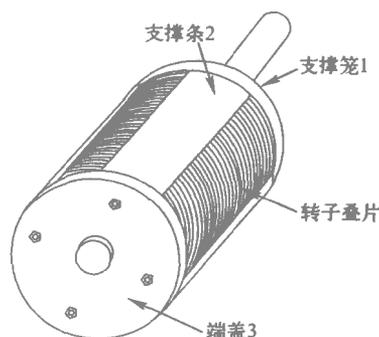


图 3 转子防护示意图

对材料的要求是导电而非导磁：若是导磁

材料,那么就会影响电机的电磁性能;并且使用非导磁材料,可以使电机在最小电感位置时,从转子极间区域通过的磁通要小得多,瞬时最小电感值就会减小,提高电机的性能。另外,电机在正常的运行过程中会在导电材料中会引起涡流效应,那么在电机内部,由于转子极间的支撑条的存在,涡流会作用使电机最小电感减小。另外需要说明的是,转子叠片与支撑条之间一定要绝缘;支撑条之间一定要绝缘,至少应防止出现转子极电气短路现象。

5 高速无轴承开关磁阻电机轴承选择及散热设计

5.1 高速辅助轴承

高速无轴承开关磁阻电机中轴承主要起辅助支撑作用。无轴承电机中,在电机稳定悬浮以后,无轴承端的转轴就与轴承完全不接触了,轴承不起任何作用。因此高速辅助轴承的选用除了考虑一般高速电机所用轴承的要求,如:最大转速;轴向和径向的刚度;机械负载的方向和大小;轴的尺寸;使用的轴承数目^[13]。还需要考虑电机在高速运转时,不能稳定悬浮的情况下,转轴对辅助轴承的冲击等问题,对轴承和转轴的破坏作用。由于无轴承电机中,轴承和转轴之间的气隙在 0.15 mm 左右,因此它们二者之间在高速运行时的保护问题,就显得尤为重要,需要作进一步的研究。

5.2 散热设计

在高速无轴承电机系统中,主要的发热源是高速电机本身。高速电机的发热和散热状况,在影响电机的效率的同时,也影响电机绝缘材料的性能,从而影响电机的使用寿命。

为了减小温升和高速电机的体积,将电机在高速运行时所产生的热量尽快有效地散发出去,可以采用封闭的液体散热冷却方式。在电机设计时,定子可采用外壳循环水冷却的方式。这种散热系统可采用常温的乳化水作为制冷剂,水在定子的壳槽中循环流动。转子的散热是比较困难的事情,因为转子不能用水冷系统直接进行散热。转子、轴和辅助轴承可以用润滑系统的油雾进行局部散热。

6 材料的选择

6.1 定、转子铁磁材料

高速无轴承开关磁阻电机的供直流脉冲电,频率较高,一般在几百赫兹到几千赫兹。频率的升高,会导致铁芯损耗快速增加,铁芯损耗将占高速电机总损耗的比重将增大(与普通电机相比)。并且由于开关磁阻电机的定、转子是双凸极结构,转子在高速旋转时所带来的局部应力集中问题,所以不能采用普通电机的磁性材料,而应选用其他性能更好的磁性材料。为提高电机的性能,可选用高性能的磁性材料。比如铁钴合金,在软磁合金中,铁钴合金是迄今所发现的饱和磁密和居里温度最高的一类合金:饱和磁密 B_s 可达 2.4 T,居里温度 $T_c = 980\text{ }^\circ\text{C}$ 国外有两种铁钴合金,称为波明德合金(Permendur)和超波明德合金(Supermendur),其成分为 Fe49%、Co49%、V2%。波明德合金与超波明德合金的区别在于极仔细地控制纯度和在最后处理时加磁场。波明德合金与超波明德合金具有较高的饱和磁密、高的磁导率和低的矫顽力。我国 Fe-Co 系软磁合金现有 1J20、1J21、1J22 三个牌号。1J20 不常用,1J21、1J22 相当于国外的波明德合金。铁钴合金的热处理问题比较的复杂,热处理过程中对温度的控制要求较高。经过热处理之后,1J22 的屈服强度可以达到 600 MN/m^2 远较一般的金属强度高,非常适合用做高速电机的转子铁磁材料。若从经济性方面来考虑,定子铁芯可以采用普通的硅钢片,而转子铁芯采用高性能的软磁合金。另外,海波科合金(Hiperco)也是比较适合作为转子铁芯材料的。

6.2 转子防护材料

从无轴承开关磁阻电机的高速适应性、对工作场合的要求较低以及实时要求的径向悬浮力的大小等方面来考虑的话,对材料要求是:密度小、强度高、耐高温、低导磁率(无磁性)优异的耐腐蚀性^[14]。比较适合的材料有:铁合金、无磁性不锈钢、高强度铝合金、碳纤维、高强度塑料等。其中铁合金具有密度低、比强度高、耐腐蚀性好、耐热性高等特点,比较适合作为转子防护材料,只是目前钛合金的价格较昂贵,限制了

它的使用范围。

7 结论

开关磁阻电机的众多优越特性,决定了其良好的应用前景。可以应用于高速、超高速领域的无轴承开关磁阻电机作为一种最近十年才提出来的新兴电机,其设计有着多方面的技术要求:

1)电机设计中转子问题:最重要的是转子的机械强度要满足离心力的要求,应该努力提高转子的强度;新的转子拓扑结构;机械性能和电磁性能的综合考虑问题。

2)电机损耗计算。在高速旋转时的高频供电电源,产生的谐波问题会引起额外的铜耗和铁耗问题,会使电机温升问题加剧。因此,低谐波的供电电源和合适的电机冷却方式就显得尤为迫切。

3)无轴承开关磁阻电机的转矩脉动问题,特别是在低速运行时的脉动问题。除了在控制算法方面加以改善外,还可以从优化转子结构上着手。如何优化转子拓扑结构,综合考虑电磁性能和转矩脉动问题,是一个需要进一步研究的问题。

4)转子动力学的分析。无轴承悬浮技术作为一项新型的磁悬浮技术,其独特的优越性在高速场合更能得到充分体现。为了实现无轴承开关磁阻电机在高速下的稳定运行,必须对转子动力学进行深入的分析。

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,2000,15(2):29-35.
Deng Zhiquan, Yan Yangguang. The Main Theory and Status of AC Bearingless Motors [J]. Transactions of China Electro technical Society, 2000, 15(2):29-35.
- [2] Takemoto M, Chiba A, Akagi H, et al. 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):104-112.
- [3] 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.
- [4] Engelmann R H & Middendorf W H (Editor): Handbook of Electric Motors, Marcel Dekker, Inc., 1995.
- [5] Keshi A, Tomita H, Miyashita O. Power and Speed Limitation in High Speed Electrical Machines[C]. IPEC'95, Yokohama, 1995, 1321-1326.
- [6] 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.
Deng Zhi-quan, Yang Gang, Zhang Yuan et al. An Innovative Mathematical Model For A Bearingless Switched Reluctance Motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9), 139-146.
- [7] Yuzuru Suzuki, Sakae Fujitani, Taketoshi Oh-Yashiki, et al. Stator Structure of High speed Motor [P] US6,346,759B1, 2002.
- [8] Jung-Pyo Hong, Kyung-Ho Ha, Ju Lee. Stator Pole and Yoke Design for Vibration Reduction of Switched Reluctance Motor [J]. IEEE Trans on magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, 929-932.
- [9] Anwar M N, Iqbal Husain. Design Perspective of a Low Acoustic Noise Switched Reluctance Machine [J]. IEEE Trans 2000, 99-106.
- [10] Powell D J, Jewell G W, Howe D, Atallah K. Rotor topologies for a switched-reluctance machine for the 'more-electric' aircraft engine [J]. IEE Proc-Electr. Power Apply. Vol. 150, No. 3, May 2003: 311-318.
- [11] Calverley S D, Jewell G W, Saunders R J. Calculation of centrifugal stress in four-pole switched reluctance rotors [J]. IEE Proc-Electr. Power Apply. Vol. 150, No. 1, January 2003: 97-105.
- [12] Steven P Randall Rotor for High Speed Switched Reluctance Machine [P]. US5,726,516, 1998.
- [13] 李冰,邓智泉,严仰光.高速异步电机设计的关键技术[J].微特电机,2002,30(6):7-10.
Li Bing, Deng Zhiquan, Yan Yangguang. The Key Technology for Design of High-speed Asynchronous Machines [J]. Small & Special Electrical Machines 2002, 30(6):7-10.
- [14] Herbert Johnson J. Switched Reluctance Motor Rotor [P]. US5,023,502, 1991.

大角度万向磁悬浮动量轮结构设计

刘侃, 刘昆

(国防科技大学航天与材料工程学院空间技术研究所, 湖南长沙 410073)

摘要: 目前空间飞行器的高精度姿态控制系统大多采用飞轮系统。采用磁悬浮轴承支撑的飞轮比传统滚珠轴承飞轮有着更高的性能, 而具有框架功能的单个的磁悬浮飞轮就可以实现航天器的高精度三轴姿态稳定控制。本文介绍了一种外转子万向磁悬浮飞轮, 它利用球形磁悬浮轴承支撑飞轮转子并实现三个平动轴定位, 利用类似动铁式直流电机的原理实现飞轮转轴的偏转。给出了万向磁悬浮飞轮的基本结构, 推导了球形磁悬浮轴承的承载力计算公式和飞轮偏转力矩的计算公式。

关键词: 磁悬浮 万向动量轮 结构设计

A Design of Large Angular Gimbaling Magnetic Suspension Momentum Wheel

Liu Kan, Liu Kun

(College of Aerospace and Material Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Now, flywheels system are elected as the actuators of attitude control system with high precision for most spacecrafts. The magnetic suspension momentum wheel has better performance than the conventional ball bearing momentum wheel, and one gimbaling magnetic suspension momentum wheel can perform three axes attitude stability and control of spacecraft in high precision. The paper describes the structure of a gimbaling magnetic suspension flywheel with outer rotor, which employs a spherical magnetic bearing to support its flywheel rotor, and use moving magnet type linear DC motor to turn the spin axis. The calculation expressions of electromagnetic support forces of the spherical magnetic bearing, as well as the calculation expressions of turning moment for the spin axis of flywheel rotor are presented.

Key words: magnetic suspension; gibal momentum wheel; structure design

0 引言

基于飞轮的姿态控制是目前空间飞行器广泛使用的主动姿态控制方式, 由于飞轮系统能产生精确的控制力矩, 因此其姿态控制精度较高, 可以比小推力器系统高出一到两个量级。

磁悬浮动量轮是目前研究较为广泛的新型

姿控系统, 它采用磁悬浮轴承代替目前动量轮上使用的滚珠轴承, 可以实现动量轮高精度、长寿命和低噪声的特点。如果能够利用磁悬浮结构无接触的优点, 通过转子与定子的结构设计实现动量矩主轴的偏向, 使角动量可在一定方向范围内改变, 产生一般的固定转轴动量轮在垂直角动量方向上所没有的控制力矩, 则可以

通过单个动量轮实现飞行器高精度的三轴姿态主动控制。与其他三轴主动控制系统相比减少了飞轮数目，简化了控制系统的设计。

普通的磁悬浮轴承形式较多，有各种自由度，但其结构都限制了其主轴的偏向。为了能够实现转轴的偏向，不能采取普通的轴承形式，必须要求转子与定子能够实现万向相对的转动，即可在一定角度内任意改变动量轮角动量方向。为达到这一功能，最好采用球面磁浮支承结构，使得定子与转子的球面支承间可以实现相对的滑动。但这带来了设计与控制的问题：这种球面轴承不再具有典型的轴向与径向结构，为了保证它的偏向运动，磁路的设计就成为关键；另一方面，万向磁轴承由于要实现转轴偏向功能，所以其磁路结构除要保证提供三个平动方向的恢复力外，还要求能够提供沿两个偏向轴方向的力偶，同时还不能影响三个平动方向，要求设计上保证各自由度相互独立。

1 基本结构

为了实现动量轮的动量矩主轴的偏转，一是可以在传统的不可偏转的磁悬浮动量轮基础上，通过类似框架或者并联回转台的结构实现，但是这样的结构不是完全的磁悬浮，还存在相对机械运动，同时重量、体积也较大，二是设计球面型的磁浮轴承，回转面与支撑面都是悬浮的。本文讨论的就是后一种情况。

考虑大角度 15° 偏转的要求，定子外表面和转子内表面为同心球面。转子为一个完整的球面，以便完成转轴的偏转和自传。定子由8个磁极对组成，类似与圆锥电磁轴承的结构，位于8个 $1/8$ 球面内，相对球心对称，磁极对的每个磁极面是面积相等的球面四边形，由中间的绕组通电产生磁场。如图1所示。由这样的结构可知，产生的磁场都是指向球心的，这样每个磁极对产生的合力也是过球心的，无论是哪几个磁极对通电，都不会对转子产生转动力矩，这样3个平动方向的控制力就不会干扰转动控制。当转子中心位置发生偏移的时候，相对应方向上的2个或者4个磁极对通电产生恢复力，将转子保持在平衡位置附近。例如，当转子产生 x 轴负方向位移时，位于 x 负方向上的上下两

个磁极对电流加大，产生向 x 正方向的合力直至将转子重新拉到平衡位置；若在 z 轴正方向产生偏移，则上半部的4个磁极对电流加大，产生 z 负向的合力。

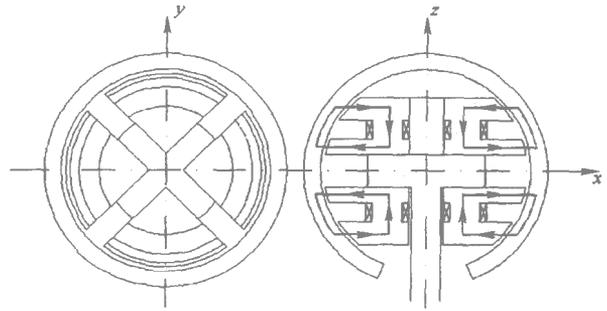


图1 万向磁悬浮轴承的结构示意图

偏转力矩是由类似动铁式直流电机的结构提供，通过在磁场与其中的通电导线互相作用产生力矩使得转子的转轴发生偏转。如图2所示，在转子外侧有上下2圈与转子相连的凹槽，通过永磁体产生向心的磁场，上环跟下环的磁场方向相反。在两个互相垂直的平面内的轴线上有4组球面线圈插入磁场中，线圈与定子和底座相连，以保持固定不动。线圈通电后在上、下环的凹槽磁场中受力，由于力的相对性而且线圈是固定不动的，则磁场会受到大小相等方向相反的力。磁场是向心的而且线圈为对称布局，所以产生的电磁力都是沿切线方向而且对称，对转子只有力偶没有平动力，不会对转子的

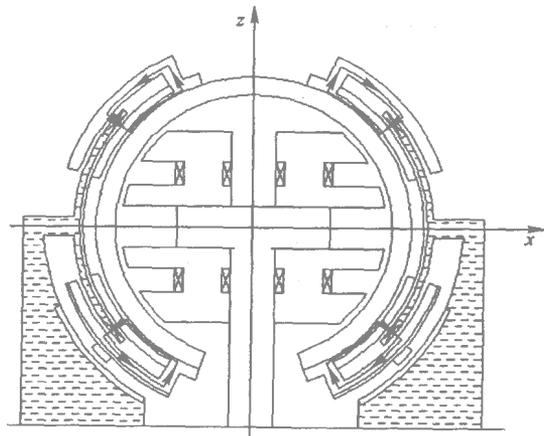


图2 转子偏转电机与驱动电机的结构示意图

平动控制产生干扰。而且在转子已经发生偏转以后，由于进入磁场的导线长度发生变化，产生的力矩大小也会随之变化，但是在转子坐标系中，方向是不变的，这些在后面的计算中说明。

将线圈球面展开成平面，就成为图 3 所示的样子。

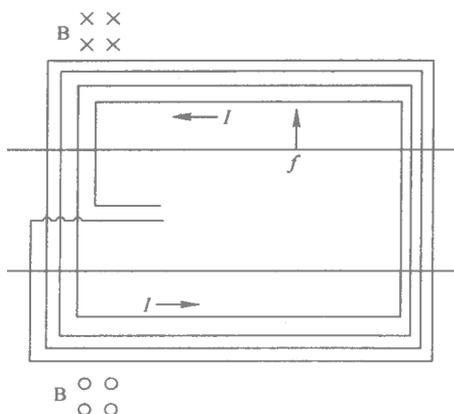


图 3 线圈球面展开平面图

驱动电动机同样采取球面电枢和转子结构，电枢绕组均匀嵌放在定子球面内，磁场由电机转子上的磁极产生，直流驱动。如图 2 所示。

2 磁力计算

首先给出悬浮支撑系统的磁力计算。

为了便于计算，设磁极对内每个磁极面积相等，忽略漏磁和边缘效应，全部磁压降都落在气隙中，而且磁场在磁极面上分布均匀，如图 4 所示。 N 为线圈匝数， h_1 、 h_2 为两个磁极上的气隙， I 为励磁电流， μ_0 为真空磁导率。

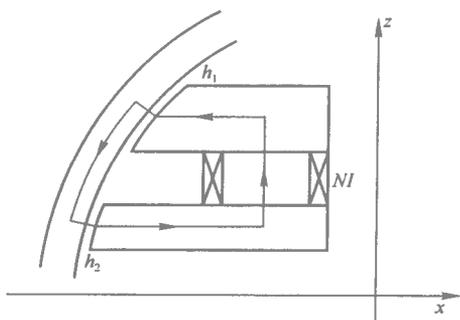


图 4 单个磁极对示意图

则有

$$B_1 = B_2 = \frac{\mu_0 (NI)}{h_1 + h_2} \quad (1)$$

气隙处单位面积的电磁力可由存贮在该磁路气隙的能量推出。

h_1 处选择一个微元，磁场能为：

$$\Delta E = \frac{1}{2} B_1 H_1 \Delta V_1 = \frac{1}{2} \frac{B_1^2}{\mu_0} h_1 \Delta S_1 \quad (2)$$

同理 h_2 处有：

$$\Delta E = \frac{1}{2} B_2 H_2 \Delta V_2 = \frac{1}{2} \frac{B_2^2}{\mu_0} h_2 \Delta S_2 \quad (3)$$

则单位面积上的电磁力为：

$$\begin{aligned} \text{在磁极 1 上: } f_1 &= \frac{\partial E_1}{\partial h_1} \frac{1}{\Delta S_1} = \frac{1}{2} \frac{B_1^2}{\mu_0} \\ &= \frac{1}{2} \mu_0 \frac{(NI)^2}{(h_1 + h_2)^2} \quad (4) \end{aligned}$$

同理可得在磁极 2 上： $f_2 = f_1 = f$ (5)

这样 尽管 2 个磁极上的气隙可能互不相同，但电磁力分布却是一样的。同时由磁场特点可知，单位面积上的电磁力方向是沿球半径方向的。磁极的角度定义如图 5 所示，上磁极面有：

$$\begin{aligned} f_{x1} &= \int_{\alpha_{11}\beta_1}^{\alpha_{12}\beta_2} f \cdot R \cdot d\alpha \cdot R \sin \alpha \cdot d\beta \cdot \sin \alpha \cos \beta \\ &= \int_{\alpha_{11}\beta_1}^{\alpha_{12}\beta_2} f \cdot R^2 \cdot \sin^2 \alpha \cdot \cos \beta d\beta d\alpha \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_{z1} &= \int_{\alpha_{11}\beta_1}^{\alpha_{12}\beta_2} f \cdot R \cdot d\alpha \cdot R \sin \alpha \cdot d\beta \cdot \cos \alpha \\ &= \int_{\alpha_{11}\beta_1}^{\alpha_{12}\beta_2} f R^2 \sin \alpha \cos \alpha d\beta d\alpha \quad (7) \end{aligned}$$

同理可得下磁极面有：

$$f_{x2} = \int_{\alpha_{21}\beta_1}^{\alpha_{22}\beta_2} f \cdot R^2 \cdot \sin^2 \alpha \cdot \cos \beta d\beta d\alpha \quad (8)$$

$$f_{z2} = \int_{\alpha_{11}\beta_1}^{\alpha_{12}\beta_2} f R^2 \sin \alpha \cos \alpha d\beta d\alpha \quad (9)$$

对于单个磁极对，则有

$$\begin{aligned} f_x &= f_{x1} + f_{x2} \\ f_z &= f_{z1} + f_{z2} \quad (10) \end{aligned}$$

转子同时受 8 个磁极对的合力而保持平衡 如图 6 所示：

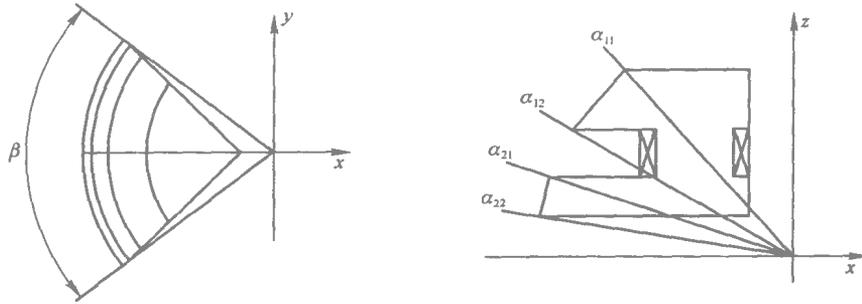


图 5 单个磁极对的磁力计算示意图

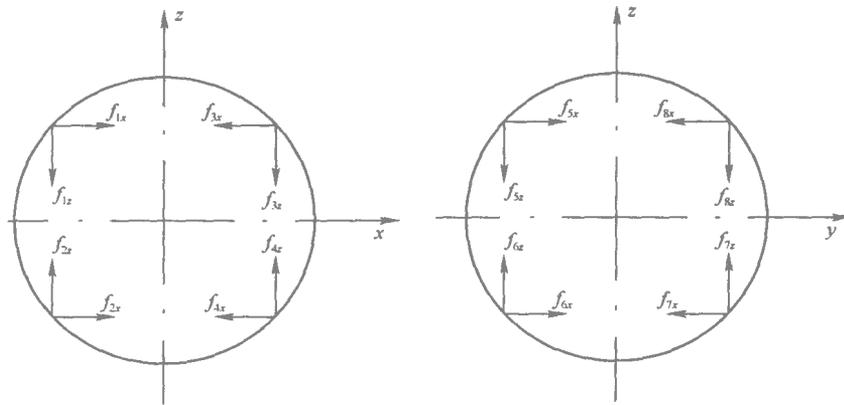


图 6 球面磁悬浮轴承受力示意图

$$F_x = f_{1x} + f_{2x} - f_{3x} - f_{4x} \quad (11)$$

$$F_y = f_{5x} + f_{6x} - f_{7x} - f_{8x} \quad (12)$$

$$F_z = f_{1z} + f_{3z} + f_{5z} + f_{7z} - f_{2z} - f_{4z} - f_{6z} - f_{8z} \quad (13)$$

下面计算转轴偏置线圈的电磁力矩，由于磁场跟线圈之间的作用力为一对相互作用力，所以计算线圈对轴线的力矩即可得到转子磁场受到的力矩，方向相反。设偏转磁场分布均匀，径向强度为 B 。

先计算单根导线通电后产生的力矩，设转子处于平衡位置，假设磁场内边界有一根虚拟导线，其与在磁场中的原有导线组成一个闭合回路如图 7 所示，则每个闭合线圈所受的磁力经过球心，对 Y 轴不产生力矩，所以原有导线产生的对 Y 轴力矩与所加的虚拟导线产生的力矩大小相等，方向相反。

设磁场边界被线圈所截的部分长度为 l ，张角 θ 取角 θ 处的一段微元，其张角为 $\Delta\theta$ 如图 8 所示 则有：

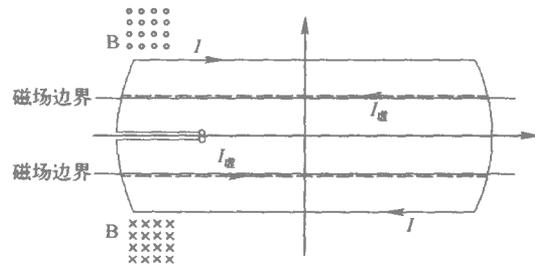


图 7 转轴偏置线圈的电磁力矩分析

$$\Delta l = R \sin \varphi \cdot \Delta \theta \quad (14)$$

当通过大小为 I 的电流时，受到的电磁力为：

$$\Delta f = BI \Delta l = BIR \sin \varphi \Delta \theta \quad (15)$$

$$\Delta f_x = \Delta f \cos \varphi \cos \theta$$

$$\text{按轴向分解为: } \Delta f_y = \Delta f \cos \varphi \sin \theta \quad (16)$$

$$\Delta f_x = \Delta f \sin \varphi$$

在 y 方向产生的力矩为：

$$\begin{aligned} \Delta M_y &= \Delta f_y R \sin \varphi \cos \theta + \Delta f_x R \cos \varphi \\ &= BIR^2 \sin \varphi \cos \theta \Delta \theta \end{aligned} \quad (17)$$

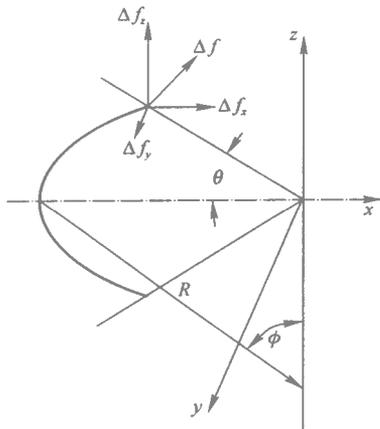


图 8 转轴偏置线圈的电磁力矩计算

积分可得单根导线的力矩为：

$$M_y = 2 \int_0^{\theta} dM_y = 2BIR^2 \sin\varphi \sin\theta \quad (18)$$

由结构的对称性易知，在 x, z 方向不会产生力矩。

设每组偏转线圈有 N 匝，则在同一个方向上的两组线圈同时通电时，可产生力矩为：

$$M = 4NM_y \quad (19)$$

此时 l 应取等效长度的平均值。

x 方向上的力矩计算与之类似，这里就不在复述。

当转轴已经发生偏转的时候，如图 9 所示，等效边界长度和方向发生变化，通过计算可以得到力矩为：

$$M = \frac{4NM_y}{\cos\varphi} \quad (20)$$

式中 φ 为转轴在该方向上已经偏转的角度。此时的力矩方向仍然与磁场边界方向垂直，即相对转子坐标系不发生方向变化，这将给控制系统的设计带来方便。

3 结束语

万向磁悬浮动量轮用于航天器三轴高精度

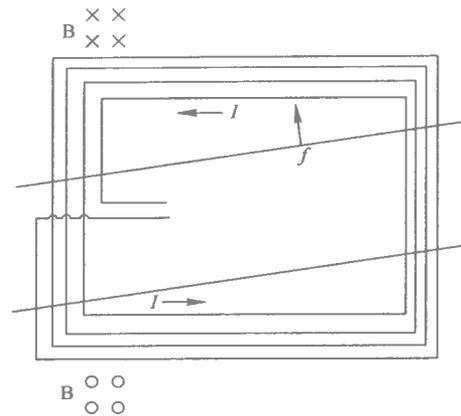


图 9 发生偏转时偏置线圈的电磁力矩分析

姿态控制，提高了控制精度，减少了飞轮数目，简化了控制系统的设计，提高了可靠性，有广阔的发展前景。

本文给出了一种大角度万向磁悬浮动量轮的设计，介绍了原理结构，给出了悬浮磁力和偏转力矩的计算式。这种结构可以有效的分离三个方向的平动控制力和两个绕轴的转矩，保证了各自由度的独立性，具有初步的可行性。

参考文献：

- [1] 吴刚. 万向磁悬浮动量轮研究. 中国空间科学技术, 2004, 8.
- [2] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理. 北京: 机械工业出版社, 1987, 11.
- [3] 山田一. 工业用直线电动机. 北京: 新时代出版社, 1986, 12.
- [4] Downer, James R, Design of Large Angle Magnetic Suspension. PhD Thesis, MIT, 1986. No. 6, 351, 049, 2002.
- [5] Downer, James R, et al. Large angle magnetic suspension system. United States Patent No. 4, 785, 212, 1988.
- [6] Chassoulier, et al. Ball joint type magnetic bearing for tilting body. United States Patent No. 6, 351, 049, 2002.

电磁轴承可靠性设计问题综述

徐阳, 赵雷, 于溯源, Gerhard Schweitzer

(清华大学核能与新能源技术研究院, 北京 100084)

摘要: 作为机电一体化产品典型代表的主动控制电磁悬浮轴承系统(简称“电磁轴承”或“AMB”), 目前已被越来越多的人所认识, 并得到越来越广泛的应用。在电磁轴承从实验室阶段向实用阶段和产品化道路发展的特殊时期, 在即将面对用户的时候, 除了仍然需对其功能技术作进一步研究外, 可靠性和安全性的研究也变得越来越举足轻重。

经过调研, 本文对能够适用于电磁轴承的现有的几种可靠性问题, 包括软件可靠性、系统冗余、保护轴承、电磁兼容性设计等进行了一般性的探讨, 此外还将介绍一种“智能机电系统”概念, 这种概念被瑞士电磁轴承研究专家 Gerhard. Schweitzer 引用到电磁轴承研究领域, 可使电磁轴承的可靠性产生新的飞跃。

关键词 电磁轴承 可靠性 安全性

Study of Safety and Reliability Design for Active Magnetic Bearing - A survey -

Xu Yang, Zhao Lei, Yu Shuyuan, Gerhard Schweitzer

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

Abstract: As a typical product of mechatronics, active magnetic bearing (AMB for short) for rotating machinery has been more and more widely known and used. At the stage of spanning from research prototype to industrial series, AMB's safety and reliability become increasingly important beyond its functionality.

This paper gives a review on several existing approaches to solve the related safety problem of AMB, such as software reliability, system redundancy, retainer bearings, risk assessment, fault tolerant systems, etc. Finally, a new concept of smart machine, as shown by Gerhard Schweitzer, is introduced to conceive novel ways of further improving safety and reliability of machinery with active magnetic bearing.

Key words: Magnetic Bearing; Safety; Reliability

1 简介

电磁轴承技术的先行者, 著名的瑞士联邦工学院的 Gerhard Schweitzer 教授在 1994 年召开的第四届国际电磁轴承会议上评述道, 电

磁轴承技术目前所面临的态势与 20 世纪 60 年代初电子计算机的发展状况极为类似, 磁悬浮技术将迅速地为越来越多的技术领域(特别是军工、空间技术)所接受, 它的出现和应用打破了许多传统的观念, 并必将导致支承技术的

革命^[1]。

科学的发展和高科技技术的应用，已经极大的改变了人类的生活方式，人们每天都会面对各式各样复杂的机械、电子产品，这些高科技的机械、电子产品在逐渐成为人们生活中不可缺少的元素的同时，它们的可靠性问题也直接影响着人类的生产和生活。例如路灯系统、医院的监控系统、航空航天器、反应堆、数据交换系统等等，任何一个安全的隐患可能都会是致命的，损失也都是不可估量的^[2]。

作为机电一体化产品典型代表的电磁轴承系统^[3]，目前已成功地应用在了水泵、风机、离心机、压缩机、高速磨、铣切削机床、飞轮储能装置等各个领域，并且也受到了越来越多的重视^[4]。电磁轴承的应用目前还主要集中在传统轴承无法胜任的领域，往往是系统中的关键部件并扮演着很重要的角色，也正是因为如此，电磁轴承的可靠性问题应该给予相当的重视。但直至目前，这方面的系统的研究还非常有限。

为了能够在电磁轴承的设计中更好的考虑可靠性问题，并为电磁轴承可靠性研究作一个良好的铺垫，本文在对大量文献进行调研的基础上，提出一些了与电磁轴承相关的可靠性问题，并将一些在其他传统机电领域中已有广泛研究的可靠性问题与电磁轴承相结合，归纳出此类可靠性设计的特点和基本思路，对如何在不同阶段提高系统的可靠性，给出了一些依据。

2 电磁轴承系统潜在的失效形式

对于电磁轴承系统，迄今为止，很少有关于其失效或潜在失效形式的研究报道。如果把它看作是一个一般的机电一体化系统，失效形式通常可以分为结构失效、电气失效和软件失效三大部分^[5]。

2.1 结构失效

对于电磁轴承的结构失效，通常指转子的失效 例如对于叶片丢失、转子破损、发热等 这些失效与传统的转子相类似。在电磁轴承中，有两类结构失效是尤其需要注意的，其中一种是材料的离心应力，另一种是保护轴承的跌落冲击。

材料的离心应力与旋转线速度成正比，即

$\sigma \propto (r\omega)^2$ 。按照经验，轴承转子的最高表面线速度设计一般不应超过 200 m/s 这样可以避免大多数的此类失效。但有少数材料也可以达到更高的表面线速度，例如碳纤维缠绕的转子可以在真空中旋转超过 500 m/s。图 1 中列举了几个转子的转速、直径设计实例^[6] 其中由于电机驱动设计不当，IBAG 设计的转子曾经在 178 m/s 的转速下发生失效。

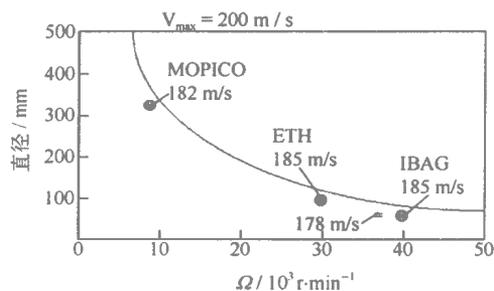


图 1 高速转子的转速、直径设计实例

此外，保护轴承（也称为辅助轴承）也是造成结构失效的一个敏感部位，它是电磁轴承设计中的一个特殊部分，承担着转子的跌落保护功能。对于电磁轴承的保护轴承设计，已成为一项专门的课题。

2.2 电气失效

传感器和控制回路中电子元器件的失效，以及超出许可范围的电磁噪声干扰都会引起整个系统的电气失效。大量的实验和相关文献表明，这种失效形式在电磁轴承当中是最常发生的。在电气失效的研究中，电磁兼容性和静电防护研究是其中最常见两种。

2.3 软件失效

软件失效指的操作系统崩溃、振荡时序混乱、除零运算、软件读写地址错误、总线时序错误或软件版本不兼容等等。通常软件失效是系统失效中比较容易忽略的部分，在对电磁轴承进行数字化控制的时候，当软件系统开始变得庞大复杂以后，需要对此加以关注。

3 相关可靠性问题

可靠性是工程设计中最重要的目标之^[7] 真正解决电磁轴承的可靠性问题 需要做

大量的工作和付出也许比电磁轴承本身功能原理研究更大的努力。按照一般的产品流程来看,需要在设计、加工制造和使用三个阶段,分别对产品的可靠性进行分析和给予关注,而这其中设计阶段最为终要。为此,本文着重讨论与电磁轴承相关的、设计阶段的可靠性问题。

3.1 设计标准

目前电磁轴承的设计,不论是国际还是国内都没有现成的完全适用的规范和设计标准,但在其设计、加工、制造、安装、试验、调试、运行、检查、维护、修理和改进等各个具体的流程上,是可以有相关标准作为参考的。例如最常用的国标或 ISO 9000 系列标准^[8]等按照这些质量控制标准对产品进行的设计,其可靠性可以获得大幅度的提升。

国际上对电磁轴承设计和使用的标准也已经开始有所重视。新近发布的一个关于电磁轴承振动设计的 ISO 14839 国际标准^[9]就是一个很好的例子。这方面的工作仍然在 O. Matsushita 指导的 ISO 第 108 技术委员会第 7 工作组下继续推进。类似标准的制定,无疑会有利于减少概念混淆和进行更好的质量管理。

3.2 转子动力学研究

对电磁轴承转子动力学特性的深入了解,有助于提高转子设计上的可控性、进行系统辨识以及对控制系统进行优化。由于电磁轴承的特殊支承特性以及轴上的叠片结构等因素,造成了电磁轴承转子动力学研究与一般转子动力学研究很大的不同,具有相当的难度。

此外,保护轴承作为磁轴承的一个跌落保护装置,所涉及的转子动力学研究也相当的复杂。但这些研究无疑都是有利于提升电磁轴承设计的安全性的,相关的研究工作也一直没有间断过^[10-12]。此外,转子动力学的研究还可以帮助进行转子状态的辨识,以及在此基础上的鲁棒控制设计^[13]。

3.3 冗余设计

提高系统可靠性的一种有效设计方法就是进行冗余设计^[14]。对于设计者而言,一个很重要的工作就是考虑怎样和在哪儿进行冗余。

以磁轴承的传感器为例,可以有如图 2 所

示的两种冗余布置方案^[15]。

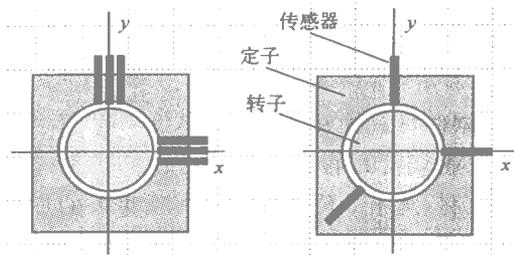


图 2 磁轴承传感器的两种冗余布置方案

一种是平行布置的方案,在同一位置设置多个传感器,其中某个失效后立刻用另一个替代,这种冗余设计比较简单易行。

另一种则通过不对称布置,实现任意两个传感器经过插值都可以实现所需功能,从而达到冗余效果,这样的方案可以节省冗余设计的成本。Lyons J. P. 等为飞机发动机设计的电磁轴承就采用了类似这一方式的冗余设计,

此外,进行冗余设计还需仔细考虑如下几个方面:冗余设备启动决策器的设计、冗余设备切换时间、启用引起的状态参数变化等。相关文献参考见^[16-20]。

3.4 电磁兼容性设计

由于电磁轴承控制电流中叠加了高频成分,在运行过程中或多或少的要产生电磁辐射,而这些电磁辐射对传感器电路等敏感电路会产生不良影响,严重的时候甚至影响系统的正常运行。因此要对电子电路部分进行电磁兼容性的设计。

通常电磁兼容性设计包含导线选择、布线设计、接地、平衡滤波、放电保护、电磁屏蔽、等^[21-24],合理的电磁兼容设计将提高系统的可靠性和安全性。电磁轴承中最常遇到的是强电与弱电的接地问题。

3.5 鲁棒控制

大多数情况下,经典的 PD、PID 控制就能满足电磁轴承的需求,无需采用过于复杂的现代控制技术。但某些时候,在电磁轴承中使用鲁棒控制设计可以解决一些传统控制无法解决的,由未知因素引起的扰动,这些未知因素包含磁轴承参数随温度的变化,转子上的不平衡冲

击等等。鲁棒控制通常需要用到高阶的控制器 文献^[25-26] 中分别介绍了在电磁轴承中使用 H_{∞} 以及使用 μ 合成法进行鲁棒控制的应用实例。

3.6 软件可靠性设计

工业应用的电磁轴承通常使用 DSP 进行数字控制，其中的软件编写是一项重要的工程。在编写复杂的软件时，有很多方法可以借鉴来减少可能出现的错误，以及避免软件运行过程中出现的问题，提高软件系统的可靠性^[27-28]。对某些作为人和机械之间衔接的软件系统来说，还必须同时考虑其软件应用的人性化设计和由此产生的人因可靠性问题^[29-30]。

3.7 加工和使用阶段可靠性

加工阶段的可靠性问题通常是可靠性管理问题^[31]，通过严格参照标准和执行相关的质量控制规范，加强团队管理，提高业务技能以及使用现代化先进加工设备、工艺等，都可以减少加工阶段造成的产品可靠性问题。

使用阶段的可靠性则更多的是人因可靠性

问题^[29-30,32-33]，电磁轴承设计的易用程度以及维护检修的难易程度都决定了使用阶段是否可以实现产品后期的可靠性增长。

具体的对加工、使用阶段可靠性问题的考虑，尽管与磁轴承设计的关系是非常紧密的，但鉴于这方面有较多成熟产品的例子可以作为参考，此处不进行详细介绍。

4 智能机电系统

机电一体化产品综合了机械、电子、信息等学科，其终极的目标就是要实现一种“智能机电系统”的概念。瑞士的 Gerhard Schweitzer 于 1995 年首次将这样的概念应用到了电磁轴承上^[34]。这种智能机电系统能够在运转过程中自动识别其自身的状态，并根据预先设定的初值和目标实现自我调整、自我诊断、自我优化等，最终实现无需维护和高可靠性。

1999 年 R. Nordmann 在一份欧洲研究计划中首次提出这种智能机电系统的示意图^[35]，如图 3 所示。

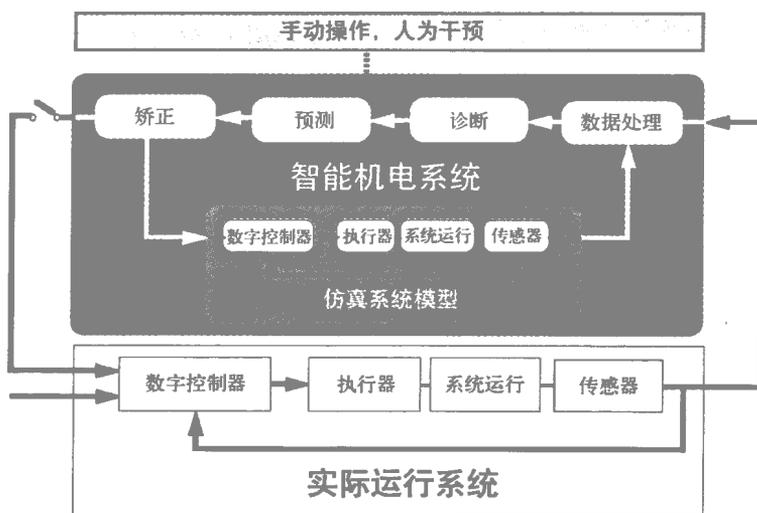


图 3 智能机电系统示意图

这样的系统包含三个主要的部分，一个是机电系统本身的最基本功能模块，在电磁轴承系统中，包括电磁轴承的定、转子，传感器，功放，以及控制电路等。第二部分是机电系统模型，这是一个能够表征系统特性的软件模型，这个模型应当是一个非简化的，可用于系统的设

计、辨识、实时控制、检修等工作的反应系统真实特性的模型。第三部分是所谓的智能处理模块，它包含了许多被称为“智能”的能够有效处理各种信息的功能模块。

初始时候，各种数据从基本功能模块中获得，例如传感器信号，控制信号等，通过这些数

据信息，可以根据所指定的模型，在线辨识出系统当前的运转状态，给出可适应当前状态的控制参数等。进一步的，还可以通过这些信号来对系统进行自我诊断，自动的识别出系统中的不正常状态，甚至找出失效的部件，并采取相应的措施。

图 4 显示了一种应用了智能机电系统概念后的电磁轴承示意图^[5]。对于这样的电磁轴承系统，在线辨识和诊断成为了非常重要的一个环节。基于在线辨识结果的容错控制可以认为是实现了部分“智能”的机电系统，这在电磁轴承研究中已获得了比较好的应用^[36-40]。

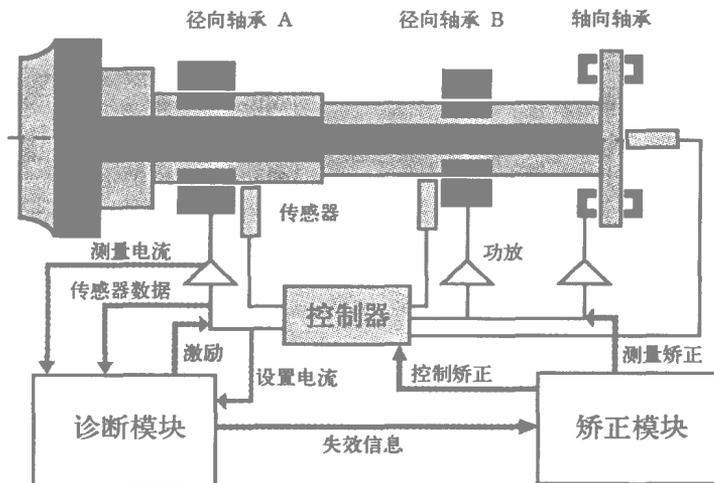


图 4 应用于电磁轴承上的智能机电系统

对于依据“智能机电系统”思想进行设计的电磁轴承来说，相当于在原控制系统上增加了一重以在线辨识和诊断为主的安全保障手段，使得易用性和可靠性都得到了加强，应该所这将成为电磁轴承研究的一个新的重要研究方向。

5 结论

质量、可靠性和安全性是从用户角度提出的对产品的要求，随着电磁轴承技术的成熟和广泛应用，这方面的研究受到了越来越高的重视。根据文献的调研，分析指出了电磁轴承中潜在的三种失效形式 其中有我们熟知的 也有仍然在研究的。

虽然电磁轴承作为一种新兴的特殊产品，在设计、生产和使用上都没有成熟的设计标准和规范可以参考，但仍可以借鉴到业内及其他领域的相关成果，通过各种有效手段使其可靠性和安全性得到提升。

参考文献：

- [1] Schweitzer G, et al. *Magnetic Bearings. First Internat. Symp. On Magnetic Bearings, Zurich, Berlin; Springer-Verlag. 1988.*
- [2] Koopman P, Madeira H. *Dependability Benchmarking & Prediction; A Grand Challenge Technology Problem. Proc. 1st Internat. Workshop on Real Time Mission-Critical Systems; Grand Challenge Problems. Nov. 30, 1999.*
- [3] 施韦策 G 布鲁勒 H, 特拉克斯勒 A, 著 虞烈 译. *主动磁轴承基础、性能及应用*. 北京: 新时代出版社. 北京. 1997.
- [4] 虞烈. *可控磁悬浮转子系统*. 北京 科学出版社. 北京. 2003.
- [5] Schweitzer G. *Safety and reliability aspects for active magnetic bearing applications-asurvey. Proc. IMechE Vol. 219 (2005) Part I; Systems and Control Engineering, 383-392.*
- [6] Schweitzer G. *Active Magnetic Bearings-Chances and Limitations. Proc. 6th Internat. IFToMM Conf. on Rotor Dynamics, Sydney, Sept. 30-Oct. 3, 2002.*
- [7] Birolini A. *Quality and Reliability of Technical Systems; theory, practice, management. Springer-Verlag. 1994.*

- [8] ISO 9000 Quality management and quality assurance. International Organization for Standardization.
- [9] ISO 14839-1;2002 Mechanical vibration-Vibration of rotating machinery equipped with active magnetic bearings-Part 1: Vocabulary. International Organization for Standardization, 30p.
- [10] Isaksson J L. On the Dynamics of a Rotor Interacting with Non-Rotating Parts. Linköping University, Thesis No. 426, Sweden, 1994.
- [11] European Research Project Modelling of Rotor/Stator Interaction Dynamics (Rostodyn). Brite/Euram Project 5463, Bruxelles, Final Report April 1997.
- [12] Bartha A R. Dry friction induced backward whirl: theory and experiment. Proc. 5th Internat. IFToMM Conf. on Rotor Dynamics, Darmstadt, Germany, Sept. 7-10, 1998, 756-767.
- [13] Sahinkaya M N, Abulrub A G, Keogh P S. Performance of synchronous controllers for rotor magnetic bearing systems under retainer bearing contact. Proc. 7th Internat. Conf. on Motion and Vibration Control (MOVIC'04), St. Louis, USA, Aug. 8-11, 2004.
- [14] Use Processor Redundancy for Maximum Reliability, Bill Krause, <http://www.commsdesign.com/>, 2002. 1.
- [15] Diez D, Schweitzer G. Simulation, Test and Diagnostics Integrated for a Safety Design of Magnetic Bearing Prototypes. In: Dynamics of Controlled Mechanical Systems, Proc. IUTAM-Symp., ETH Zurich, Springer, 1989, 51-62.
- [16] Field R J and Ianello V. A Reliable Magnetic Bearing System for Turbomachinery. Proc. 6th Internat. Symp. on Magnetic Bearings, MIT Cambridge, USA, Aug. 1998, 42-51.
- [17] Fedigan S J, Williams R D, Feng Shen, Ross R A. Design and Implementation of a Fault Tolerant Magnetic Bearing Controller. Proc. 5th Internat. Symp. on Magnetic Bearings, Kanazawa, Japan, Aug. 1996, 307-312.
- [18] Fairbert M. Design Considerations for an Active Magnetic Bearing Used in Aerospace Environmental Control Systems. Proc. 7th Internat. Symp. on Magnetic Bearings, ETH Zurich, Switzerland, August 23-25, 2000, 519-524.
- [19] Na Uhn, Palazzolo J A. Optimized realization of fault-tolerant heteropolar magnetic bearings. Journal Vibration and Acoustics, Transactions ASME, v. 122, n. 3, 2000, 209-221.
- [20] Maslen E H, Sortore C K, Gillies G T, et al. Fault tolerant magnetic bearings. Journal Engineering for Gas-Turbines and Power, Transactions ASME, v. 121, n. 3, 1999, 504-508.
- [21] Electromagnetic Compatibility, EPRI Destinations, 2003.
- [22] William A Radasky. Electromagnetic Compatibility: what resources are available. wradasky@aol.com, Chairman IEC ACEC, ISO BULLETIN, 2003. 12.
- [23] The Prevention and Control of Electrostatic Discharge (ESD), Mini-Circuits Application Note, 2003. 8.
- [24] Design Guidelines for Electromagnetic Compatibility, Reliability Analysis Center, <http://rac.alionscience.com>, 2001.
- [25] Zhou K. and Doyle J C. Essentials of robust control. Prentice Hall, 1997;411.
- [26] Schoenhoff U, Luo J, Li G, Hilton E, Nordmann R and Allaire P. Implementation results of μ -synthesis control for an energy storage flywheel test rig. Proc. 7th Internat. Sympos. on Magnetic Bearings, ETH Zurich, Aug. 23-25, 2000;317-322.
- [27] Diez D, Schweitzer G. Simulation, Test and Diagnostics Integrated for a Safety Design of Magnetic Bearing Prototypes. In: Dynamics of Controlled Mechanical Systems, Proc. IUTAM-Symp., ETH Zurich, Springer, 1989;51-62.
- [28] Otterbach R, Eckmann M, Mertens F. Rapid Control Prototyping - neue Möglichkeiten und Werkzeuge. Automatisierungstechnische Praxis atp, 6/2004;78-83.
- [29] Software Reliability and Dependability; a Roadmap, Bev Littlewood, Lorenzo Strigini, Centre for Software Reliability, City University, Northampton Square, London EC1V OHB, UK.
- [30] V N Dang. Human Reliability Analysis (HRA) Applications and Methods Development. 2001. 12.
- [31] Reliability Management, NASA Lewis Research Center, 1996. 8.
- [32] William D Travers. Human Factors and Human Reliability Analysis Research Plans. 2002. 9.
- [33] NDE Reliability-Human Factors-Basic Considerations, Henry M. Stephens, EPRI NDE Center, 2003. 12.
- [34] Schweitzer G. Magnetic Bearings as a Component of Smart Rotating Machinery. Proc. 5th Internat. IFToMM Conf. on Rotor Dynamics, Darmstadt, Germany, Sept. 7-10, 1998;3-15.
- [35] European Research Project Model Based Diagnosis of Rotor Systems in Power Plants. BRITE/EURAM Project BRPR950022, June 1999.
- [36] Caccavale, F, Villani, L. (eds.) Fault Diagnosis and Fault Tolerance for Mechatronic Systems. Proc. Workshop at the 2002 IEEE Internat. Symp. on Intelligent Control, Vancouver, Springer, 2003;191.
- [37] Blanke M, Kinnaert M, Lunze J et al. Diagnosis and Fault-Tolerant Control. Springer, 2003;571.
- [38] Loesch F. Detection and Correction of Actuator and Sensor Faults in Active Magnetic Bearing Systems. Proc.

- 8th Internat. Sympos. on Magnetic Bearings, Mito, Japan, Aug. 26-28, 2002, 113-118.
- [39] Aenis M, Nordmann R. Fault diagnosis in rotating machinery using active magnetic bearings. Proc. 8th Internat. Sympos. on Magnetic Bearings, Mito, Japan, Aug. 26-28, 2002, 125-132.
- [40] Mueller M K. On-line-Process Monitoring in High Speed Milling with an Active Magnetic Bearing Spindle. Diss. ETH Zurich No. 14626, 2002.

磁悬浮平台系统的设计及调试*

张爱林,汪希平,董鲁宁,钱婧,唐慧,楚云凌,王磊,吴明贵

(上海大学机电工程与自动化学院,上海 200072)

摘要: 本文介绍磁悬浮平台系统的结构及工作原理。在建立系统的 5 自由度数学运动方程的基础上对系统进行分析,用单自由度 PID 控制对其控制系统进行理论分析。在调试过程中解决超静定力和耦合问题。并建立垂直方向上四自由度之间的位移变化关系方程,并得到试验验证。试验验证该磁悬浮平台已经达到应用于高精度、高速机床上的主要条件。

关键词: 磁悬浮;PID 控制 超静定力

Design and Debugging of Magnetic Suspension Platform System

Zhang Ailin, Wang Xiping, Dong Luning, Qian Jing,
Tang Hui, Chu Yunling, Wang Lei, Wu Minggui

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

Abstract: This paper describes the structure and principle of magnetic suspension platform (MSP) system. Analysis of MSP system is based on five-degree of freedom mathematics locomotion function. And single degree of freedom PID controller is used to analysis the system and played a base unit of the system control. During process of the test, the problems of adjusting the hyperstatic force of the platform and uncoupling for each degree freedom are solved, at the same time, the function of displacement changed with the four-degree of freedom in vertical direction is established and validated. Finally, some of experiment results on the MSP system are presented, it is showed that the MSP can be used in the field of high-precision and high-speed machine tools.

Key words: magnetic suspension; PID control; hyperstatic force

0 引言

随着现代制造技术朝着高速化、精密化和模块化方向发展而产生的新的切削理论表明:当切削速度达到一定值后(约 500 m/min),切削区温度将不再上升,同时切削力还会相应减

小,这样刀具磨损也会减少,相应地延长了刀具的寿命^[1-2]。这样在提高生产效率的同时还能提高产品质量。传统数控机床的进给系统采用“旋转伺服电动机和滚珠丝杆”的传动方式。这种传统传动方式的最大速度约为 60 m/min,最大加速度为 1.0 g,最高定位精度为数微米。

* 国家自然科学基金(No. 50475181)和国家 863 计划(No. 2001AA423310)资助。

而磁悬浮平台采用的独特支承方式，在运动的过程中没有接触摩擦，不需要润滑，因此具有无机械摩擦和磨损、无污染等特点。另外，磁悬浮机床平台的进给速度是由直线电机决定的，其精度则由控制器、传感器和功率放大器三部分决定，虽然直线电机的定位精度也会影响平台在运动过程中的精度，但可以通过平台控制系统来消除。一般情况下，磁悬浮平台的静态定位精度可达 $1\ \mu\text{m}$ ，而动态精度则与运动速度有关，通常在 $100\ \text{m/min}$ 的运动速度下可达 $10\ \mu\text{m}$ 。随着对磁悬浮技术和直线电机的深入研究，磁悬浮平台支承会逐渐应用到现代制造技术中，并将在现代制造领域中起着越来越重要的作用；而且有望在一些运输过程中也逐渐获得应用，比如在产品运输过程中为保护表面不被磨损或擦伤时，采用磁悬浮平台的工作方式则是一种选择。当然，这些产品必须导磁是使用这种技术的条件之一。另外，当要求加工产品在净化的环境下加工，且产品在加工过程中要被移动时，这也是磁悬浮支承的平台可以“用武之处”。

本文仅讨论上述平台的机械支承特性及其分析方法，暂不考虑直线驱动电机及其影响。

1 磁悬浮平台的结构和工作原理^[3]

磁悬浮支承平台系统由平台、控制系统和直线电机组成；在空间上有 6 个自由度，除去进给方向自由度之外还有 5 个自由度需要施加控制力。为了加工方便，其结构一般加工成对称结构。因此在垂直方向上施加四个控制力，水平方向上施加两个控制力，其受力情况图见图 1。

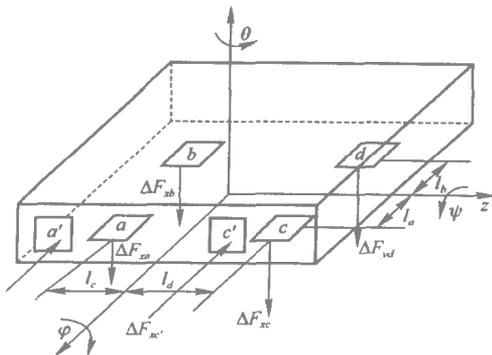


图 1 5 自由度磁悬浮进给平台系统受力图

图中 a, b, c, d, a', c' 是安装电磁铁的位置，其中 a, b, c, d 处的 4 个电磁铁产生的电磁力控制 x 方向的运动及绕 y 轴和 z 轴的旋转； a', c' 两个电磁铁产生的电磁力控制 y 轴方向的运动和绕 x 轴的旋转。由图可以得出平台在质心处广义坐标下的运动微分方程为：

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{x} + \Delta F_{xa} + \Delta F_{xb} + \Delta F_{xc} + \Delta F_{xd} &= 0 \\ j_y \ddot{\psi} - \Delta F_{xa} l_c - \Delta F_{xb} l_c + \Delta F_{xc} l_d + \Delta F_{xd} l_d &= 0 \\ j_z \ddot{\phi} - \Delta F_{xa} l_a + \Delta F_{xb} l_b - \Delta F_{xc} l_a + \Delta F_{xd} l_b &= 0 \\ m\ddot{y} + \Delta F_{ya'} + \Delta F_{yc'} &= 0 \\ j_x \ddot{\theta} + \Delta F_{ya'} l_c - \Delta F_{yc'} l_d &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中： m ——平台质量；

O ——平台质点坐标；

j_x, j_y, j_z ——平台绕质心的转动惯量；

θ, ϕ, ψ ——平台绕 x, y, z 轴的摆动角位移；

l_a, l_b, l_c, l_d ——四个电磁铁到坐标轴的距离；

$\Delta F_x, \Delta F_y$ ——平台在 x, y 坐标方向的作用力。

由于在设计磁悬浮平台系统时，垂直方向上有 4 对电磁铁（相当于 4 个自由度）因此通常也称其为 6 自由度系统。但实际上在三维坐标系中仍然是 5 自由度系统即垂直方向 3 个自由度和水平方向 2 个自由度。由于垂直方向施加了 4 个控制力，当平台作为刚性系统处理时，就存在超静定力的问题。实际应用中，平台的质量都较大，振动频率较低，故超静定力的问题是必然存在的。这也是磁悬浮支承平台设计和调试中必须考虑和加以解决的问题。

2 磁悬浮平台的控制器设计与实现^[4-5]

当不考虑磁悬浮平台各个自由度之间耦合时，磁悬浮平台的各个自由度均可独立进行控制，即采用单自由度控制策略。实践表明这是简单可行的方法之一。单自由度控制系统如图 2 所示，包括控制器、功率放大器、传感器、电磁铁和（对应部分的）支承平台，图中： X 为导

轨的厚度, G 为磁悬浮平台重量, 实线表示平台的平衡位置, x_0 是平衡时的气隙宽度, 虚线表示平台在外界干扰下偏离的位置, 偏离位移量为 x 。

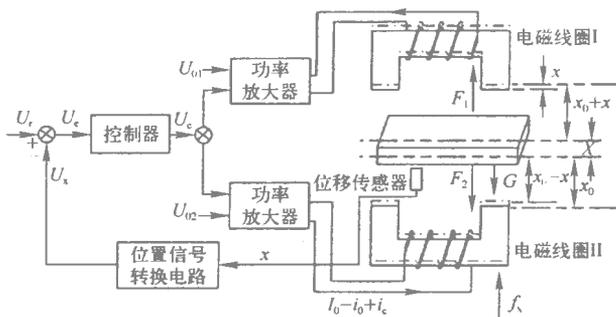


图 2 单自由度磁悬浮平台工作原理图

单自由度磁悬浮平台工作原理与传统的概念一样(平衡时一般不考虑平台的自重), 上下两电磁铁产生的电磁力在平台上的合力为零, 此时平台悬浮于平衡位置 x_0 。偏置电流为 I_0 ; 此时, 平台的自重由一补偿电流 i_0 平衡, 这由系统自行处理。当某一时刻平台出现扰动, 使平台偏离平衡位置 x , 假设向上侧移动, 如图 2 所示, 为使平台能回到原来的平衡位置, 必须加一个控制电流 i_c , 分别同时使电磁铁 I 和 II 的电磁力减少和增加。此时两电磁铁产生的电磁力作用在平台上的合力为:

$$\begin{aligned} \Delta F &= F_1 - F_2 \\ &= \frac{\mu_0 S_0 N^2}{4} \left[\left(\frac{I_0 + i_0 - i_c}{x_0 + x} \right)^2 - \left(\frac{I_0 - i_0 + i_c}{x_0 - x} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (2)$$

当平台处在平衡位置时, 受力方程为:

$$G = F_1 - F_2 = \frac{\mu_0 S_0 N^2 I_0 i_0}{x_0^2} \quad (3)$$

由于电磁力与电流和气隙之间是非线性关系, 在平衡点附近对 (2) 线性化处理得:

$$\Delta F = C_1 x + C_2 i_c \quad (4)$$

$$\text{其中 } C_1 = -\frac{\mu_0 S_0 N^2 (I_0 + i_c)^2}{x_0^3}$$

$$C_2 = -\frac{\mu_0 S_0 N^2 (I_0 + i_c)}{x_0^2}$$

根据牛顿第二定律, 可得 Laplace 变换后的方程:

$$(ms^2 + C_1)X(s) + C_2 I_c(s) = 0 \quad (5)$$

$$G(s) = \frac{X(s)}{I_c(s)} = \frac{Z_0}{s^2 - P_0^2} \quad (6)$$

$$\text{其中: } P_0^2 = -\frac{3C_1}{m}, Z_0 = -\frac{3C_2}{m}$$

由 Routh 判据可得, 式 (5) 显然是不稳定的系统, 在引入负反馈后, 要使其稳定必须添加两项(一次项和常数项)使每项系数都大于零。此时方程为:

$$s^2 + k_1 s + k_2 - P_0^2 = 0 \quad (7)$$

因此控制器中必须含有比例环节(P 环节)和微分环节(D 环节)。考虑要消除系统的静态误差, 通常采用 PID 控制器。为了便于分析, 一般先按图 3 所示的标准 PID 进行分析, 然后取适当的 K_d 值来对微分环节加以限制, 实现实际微分 PID。

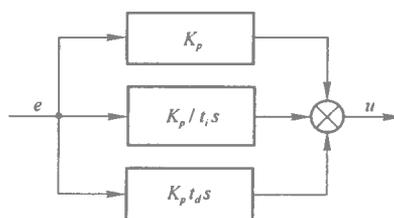


图 3 标准 PID 结构框图

3 磁悬浮平台试验及结果

图 4 是磁悬浮平台系统的实物图。实验的平台长 300 mm, 宽 500 mm, 重 49.5 kg, 支承架长为 1 000 mm 宽为 450 mm 所采用的材料为 45 号钢。由于设计控制器时没有考虑 6 个自由度之间耦合问题和垂直方向的超静定力问题, 因此在调试的过程中必须解决这些问题。

实际的调试分为三个环节: 一为调垂直方向 4 个自由度; 其次是调水平方向的 2 个自由度; 最后联调 6 个自由度。其中调试的关键是垂直方向 4 个自由度。在调试垂直方向的 4 个自由度时, 可以按照以下两种方法: 第一种方法是在调好 3 个自由度后, 逐步调整第 4 个自由度, 并观察平台的振动情况。可分四步: (1) 逐个调试单自由度(调整单自由度的稳定性); (2) 2-2 或 3-3 联调(调局部系统的稳定性); (3) 测

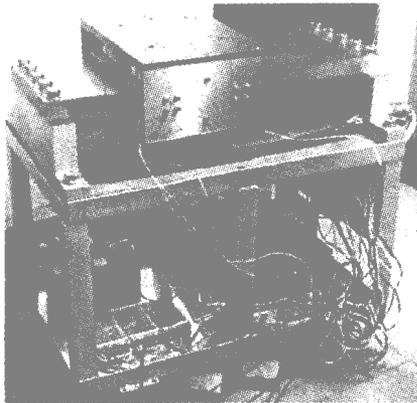


图 4 磁悬浮平台系统实物图

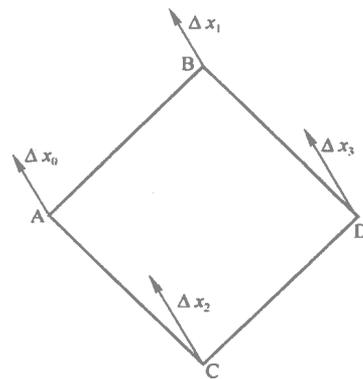


图 5 垂直方向的四自由度的位移变化图

试每个垂直自由度的稳定距离（即传感器的平衡距离）；(4)在任意 3 个自由度稳定的条件下，将第 4 个自由度的刚度调至最低（这时第 4 个自由度基本处于“被动悬浮”状态）调整其位置使之逐渐靠近另外三个平衡系统的稳定平面，并逐渐增加其刚度直至其达到正常的工作值。第二种方法则是通过 4 个自由度位移变化关系来调试。这种调试方法需要有空间几何学的理论加以辅助。图 5 是四个支撑自由度位移变化图；其中 A、B、C、D 代表四个自由度位置，即四个电磁铁所在位置， Δx_0 、 Δx_1 、 Δx_2 、 Δx_3 分别代表 A、B、C、D 的位移变化量。

当 A、B、C、D 四个位置中的某一位置发生变化，另外三点的位置也会相应的发生变化。它们之间的关系为：

$$\Delta x_0 + \Delta x_3 = \Delta x_1 + \Delta x_2 \quad (8)$$

解决磁悬浮平台的超静定力问题对调试具有非常重要的意义。下图中图 6 是在无外加负载静止时的位移变化情况图，图 7 是加 50 kg 负载静止时的位移变化情况图；图 8 是无外加负载运动时的位移变化情况图，图 9 是加 50 kg 负载运动时的位移变化情况。

图中垂直方向代表的是位移传感器所测得位移变化所对应的电压，单位为 mV 水平方向代表的是时间 时间为 ms。实验使用的传感器灵敏度是 20 mV/ μm 。由此不难得出振动的幅值。

4 结论

由图 6、7、8、9 可以得到磁悬浮平台在静止情况下振动幅度都在 1 μm 以内，运动过程中振动在 10 μm 以内。可以满足高精度加工机

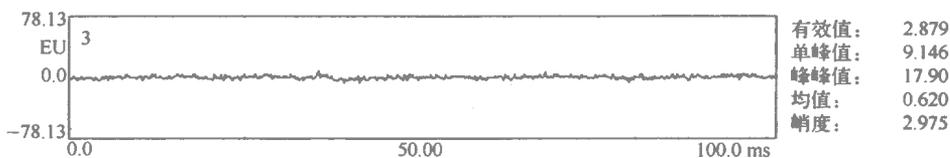


图 6 负载为 0 静止情况下振动时域图

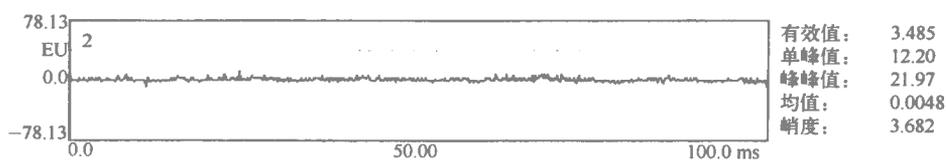


图 7 负载为 50 kg 静止情况振动时域图

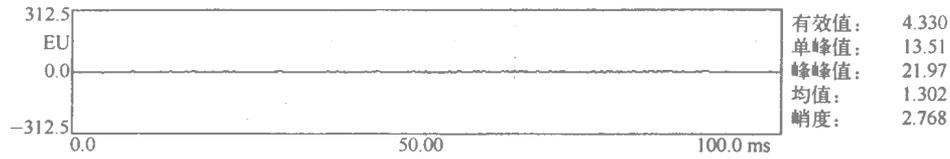


图 8 负载为 0 运动情况下振动时域图

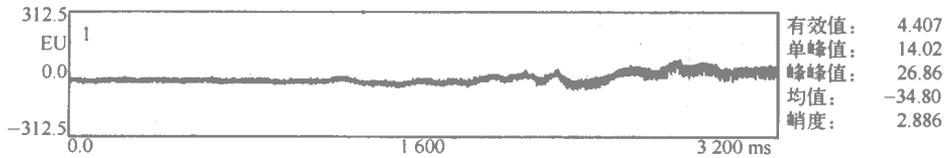


图 9 负载为 50 kg 运动情况下振动时域图

床的需要。由于磁悬浮平台其独特结构，没有接触摩擦，其运行速度与直线电机的技术指标有关。因此，在直线电机满足应用条件的情况下，上述磁悬浮平台已经可以应用在高速、高精度机床上。

参考文献：

[1] Salomon C. Process for the Machining of Metals or Similarly Acting Materials When Being Worked by Cutting

Tools[P]. German Patent, No. 523594. 1993-04.

- [2] 张伯霖 谢影明 肖曙红. 超高速切削的原理与应用 [J]. 中国机械工程, 1995(1).
- [3] 吴剑锋. 机床主动磁悬浮支撑进给平台系统的动力学研究[D]. 上海: 上海大学, 2004, 16-24.
- [4] 汪希平. 电磁轴承系统的参数设计与应用研究 [D]. 西安: 西安交通大学博士论文. 1994, 12-29.
- [5] 罗诗旭. 磁悬浮轴承系统的数字控制技术研究 [D]. 上海: 上海大学, 2003, 27-35.

数控铣床用磁悬浮高速电 主轴的结构设计分析*

李松生¹,张钢¹,张建生¹,王春兰¹,杨柳欣²,杨俊勇²,陈晓阳¹

(1. 上海大学机自学院,上海 200072;2. 洛阳轴承研究所,河南洛阳 471039)

摘要:为了满足数控铣床高速切削的需要,文中介绍了一种新研制的数控铣床用 160XDS50M 磁悬浮高速电主轴,对其基本结构和参数设计进行了分析,并得出了相应的结论。

关键词:磁悬浮轴承;数控铣床;高速电主轴;辅助轴承

Analysis on Structure Designing of High-speed Motorized Spindle Supported with AMB for CNC Milling Machine

Li Songsheng¹, Zhang Gang¹, Zhang Jiansheng¹, Wang Chunlan¹, Yang Liuxin²,
Yang Junyong², Chen Xiaoyang¹

(1. Shanghai University, Shanghai 200072, China; 2. Luoyang Bearing Research Institute, Luoyang 471039, China)

Abstract: In order to meet the high speed milling, a newly developed 160XDS50M high-speed motorized spindle supported with AMB for CNC milling machine is presented in this paper. Its structure and parameters are analyzed and some results are gotten.

Key words: active magnetic bearing (AMB); CNC milling machine; high-speed motorized spindle; auxiliary bearing

主轴的高速化是实现数控机床高速切削的必要条件之一,采用电机内装式结构(又称电主轴)和磁悬浮轴承技术是实现主轴高速化的一个重要途径^[1]。磁悬浮轴承有着更高的极限转速(可以比球轴承提高 1~4 倍^[2])、更小的摩擦、更长的寿命和较低的工作温度,并且其支承刚度和阻尼可以进行调节、控制,正在得到越来越广泛的工业应用^[3]。电主轴结构中采用磁悬浮支承技术,在实现数控机床主轴高速化、满足大功率输出以及其他特殊工况要求等方面具有明显的优势。

160XDS50M 磁悬浮高速电主轴是新研制的一种采用磁悬浮轴承支承的高速电主轴,主要适用于高速数控铣床,具有转速高、功率大等特点。

1 高速数控铣床对电主轴的基本要求和工况特点

高速数控铣床一般要求适应不同材料、不同形状、不同工序以及不同精度要求工件的切削加工,使用时刀具更换频繁、主轴反复启动和

* 基金项目:国家高技术研究发展计划(“863”计划,批准号:2001AA423310)经费资助。

停止，工作转速范围大。因此，对电主轴的要求除了具备转速高、精度好、振动小、运转平稳、性能可靠以及切削效率高等基本条件之外，电主轴的功率要大，工作转速还应在较大的范围内能够可调，为减少辅助时间，主轴的启动和停止时间还要尽量缩短。

2 电主轴的结构和主要技术参数

160XDS50M 磁悬浮高速电主轴的主要技术参数：设计最高转速为 50 000 r/min 最大输出功率 22 kW 适配 HSK-E40 新型高性能刀

柄。图 1 是其结构示意图，由内装式电机及其冷却系统、主动磁悬浮轴承支承系统、滚动轴承辅助支承保护系统、刀具及其夹持系统、外壳、转轴和一些辅助零件组成。

内装式电机为高频调速交流鼠笼式电机，由安装在外壳内的电机定子和装在转轴上的电机转子组成，为了提高效率，减小结构尺寸，并降低主轴的工作温度，在外壳内部靠近定子部位设置有封闭的水腔，以对电机的定子进行强制循环水冷却。

转轴的前端有适合高速的 HSK-E40 刀柄

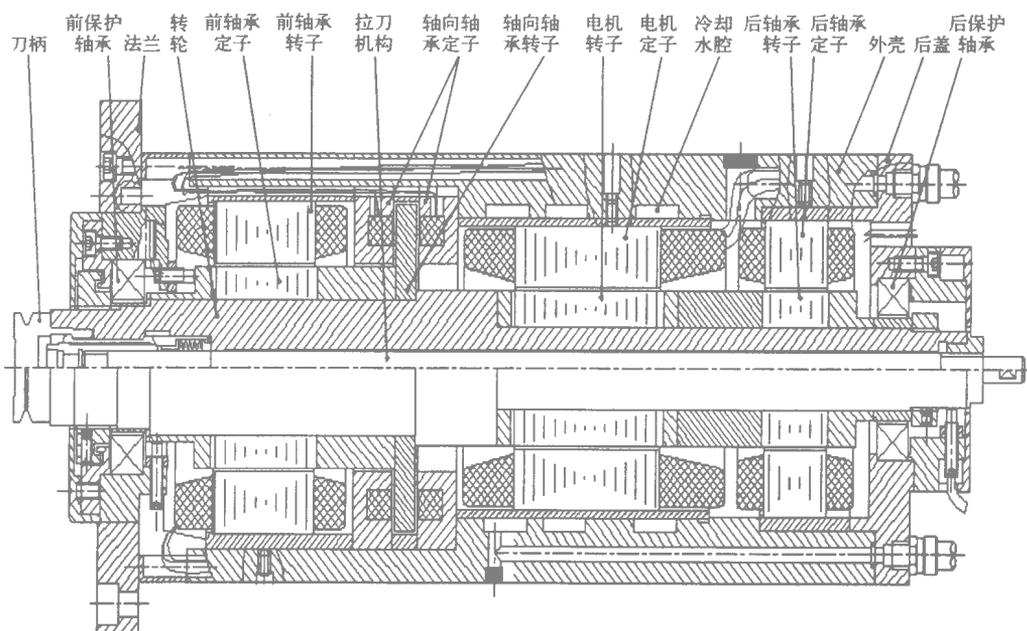


图 1 160XDS50M 磁悬浮电主轴的结构

接口，用以安装夹持切削刀具的高速刀柄，转轴内部为刀柄拉紧装置，可以对刀柄进行拉紧和松开，以便更换刀具。

为了电主轴在机床上的安装，包括磁轴承、位置传感器、电机等器件的输出和输入电线、电缆均埋设在外壳内部。

3 电主轴的支承系统设计

磁悬浮轴承可分为多种类型，常用的有主动控制型磁悬浮轴承，由于磁性材料采用相对磁导率 $\mu_r \geq 1$ 的铁磁体和控制系统对轴承的磁场力进行主动调节和控制，具有承载能力大、刚

度和阻尼可调等优点，被广泛应用于工业领域。

160XDS50M 磁悬浮高速电主轴选用主动控制型的磁轴承作为径向和轴向支承，它们限制了除绕转轴轴线旋转之外的所有其他 5 个主轴自由度，并用两套滚动轴承作为辅助支承起保护磁轴承的作用。电主轴的支承系统如图 2 所示。

3.1 径向磁轴承的设计

电主轴的径向磁轴承分前、后两套，以承受径向负荷。径向磁轴承的定子结构采用沿轴颈周向分布的多磁极结构，如图 3 所示并选用导磁性能良好、磁矫顽力小的硅钢片叠制而成。其径向承载能力

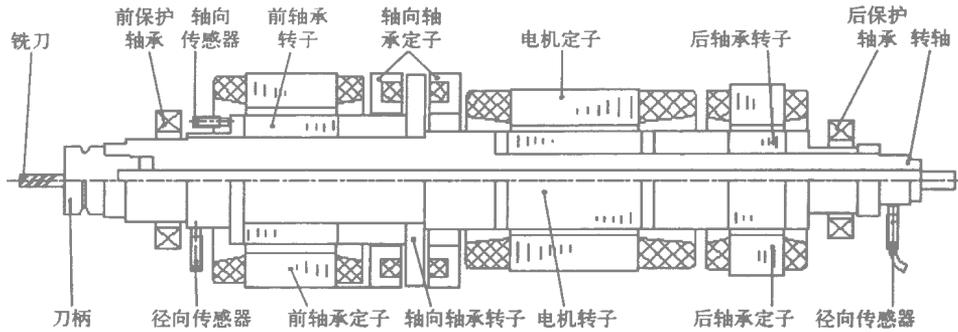


图 2 电主轴的支承系统

$$F_r = K_r \frac{B_0^2 A_a}{\mu_0} \quad (1)$$

$$K_r = 4 \sum_{i=1}^{\frac{N_p}{2}} \frac{\cos \frac{2\pi(i-0.5)}{N_p}}{[1 + \eta_c \cos \frac{2\pi(i-0.5)}{N_p}]^2} \quad (2)$$

式中，

- K_r ——轴承径向合力系数；
- B_0 ——气隙电磁感应强度；
- A_a ——单个磁极面积；
- μ_0 ——空气磁导率；
- N_p ——磁极数；
- η_c ——保护轴承径向间隙与磁轴承径向间隙之比。

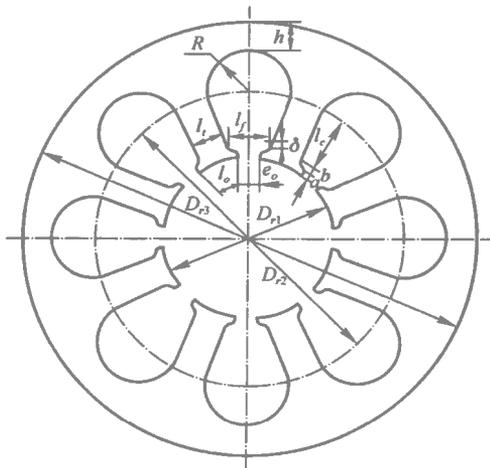


图 3 径向磁轴承

160XDS50M 磁悬浮高速电主轴的径向工作负荷主要由前端径向磁轴承承受，因此，前端径向磁轴承的设计承载能力大于后端径向磁轴

承的承载能力，前、后径向磁轴承的径向设计承载力分别为 408.0 N 和 375.8 N。

3.2 轴向磁轴承的设计

轴向推力磁轴承承受铣削时的轴向工作负荷 采用圆盘同心槽形式结构(图 4) 轴承转子为与转轴连在一起的导磁圆盘，定子则为沿轴向对称的两个开有环形沟槽的圆盘固定在外壳内，磁轴承定、转子之间有一定的间隙。在定子的环形沟槽内镶有线圈，当线圈中通有直流电流时，就会在磁轴承定、转子之间的轴向间隙中产生电磁拉力，实现将转轴沿轴向悬浮起来并承受轴向载荷的目的。轴向推力磁轴承的轴向承载能力：

$$W_t = K_t \frac{B_0^2 A_a}{\mu_0} \quad (3)$$

$$K_t = \frac{4}{(1+n)^2} \quad (4)$$

其中 K_t 为磁轴承的轴向合力系数， η_c 为轴向保护轴承轴向间隙与轴向磁轴承轴向间隙之比，其他符号的意义同径向轴承。轴向推力磁

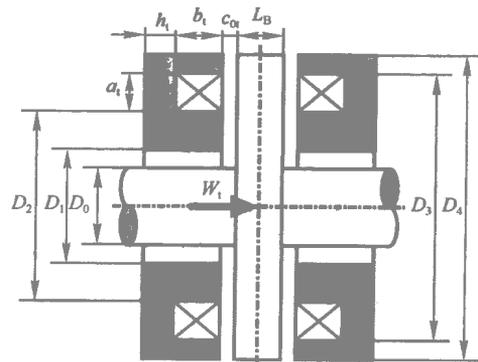


图 4 推力磁轴承

轴承轴向的设计承载能力为 1 098.0 N。

3.3 辅助支承轴承的设计及其对电磁轴承的保护作用

如前所述，高速数控铣床在铣削过程中的工况条件比较复杂，电主轴启动和停止动作频繁，而且要求起、停时间短，加速度大；大的输出功率使转子的重量大，切削时工作负荷大，易振动；转速高，主轴轴系一般在一阶甚至高阶临界转速以上工作，启动和停止过程中都要经过共振区；额定工作转速范围大，使用时需要在各种不同的转速下工作等等，这一切使得磁悬浮电主轴在工作过程中，电磁轴承的定、转子之间不可避免的会发生严重的碰撞和剧烈的滑动摩擦现象，影响电主轴的正常工作，甚至损坏磁轴承，严重的还会使磁轴承咬死，造成不可修复的事故。以往在磁轴承的定、转子接触表面涂覆耐磨或减磨材料的方法已经无法满足实际使用要求，因此，在磁悬浮高速电主轴的结构中设置辅助支承轴承就成为解决这些问题的有效途径，使之实现保护磁轴承的作用。图 2 中所示 160XDS50M 磁悬浮高速电主轴的保护轴承采用前、后配置的两套深沟球轴承，前端保护轴承不仅起径向保护作用，同时还起着轴向保护作用，后端保护轴承仅仅起径向保护作用。在不考虑其他间隙影响的情况下，两套滚动轴承内圈与转轴轴颈之间、前端滚动轴承内圈与其两侧转轴轴肩的端面之间都有一定的径向间隙和轴向间隙，保护轴承径向总间隙要小于径向磁轴承定、转子之间的径向总间隙；轴向间隙要小于轴向磁轴承定、转子之间的轴向总间隙。电主轴在正常工作时，保护轴承的内圈与转轴之间是不接触的，因此不随转轴一起旋转，只有在磁轴承不工作

或出现故障时，由于磁轴承偏离平衡位置，此时，保护轴承的内圈与转轴接触以支承转子，从而起到保护磁轴承的作用，以避免因磁轴承的定、转子之间出现直接接触和严重摩擦而损坏磁轴承的情况发生。

4 切削刀具的刀柄接口设计

传统的 CAT(7:24 锥度)或其他形式的刀柄接口，在速度超过 10 000 r/min 以上时，已经不能适应刀具可靠连接的要求^[1]，因此，160XDS50M 磁悬浮高速电主轴配置了高速性能好、联接刚性好、传递扭矩大、重复定位精度高的 HSK(1:10)的刀具接口 HSK-E40，以适应高速和超高速切削的需要，HSK-E40 刀柄接口适应的最高转速可达 40 000 r/min 以上。

5 轴系的转子动力学分析

对于高速电主轴，其轴系转子动力学性能的分析与设计是主轴性能设计的一项重要内容，轴系的临界转速、动态力学性能如何，直接影响着电主轴的正常工作性能。对 160XDS50M 磁悬浮高速电主轴轴系的转子动力学性能进行分析，图 5 是 160XDS50M 磁悬浮高速电主轴轴系的转子模型，选择磁轴承支承参数为某一设定状态时，轴系的一阶、二阶、三阶临界转速分别为 24 120 r/min、27 458 r/min、43 443 r/min、55 623 r/min，为柔性转子，由于电磁轴承的支承刚度及阻尼在一定范围内是可调的，因此，在实际工作时需根据工作转速调整磁轴承的支承刚度，从而调整轴系的临界转速，以便避开工作转速，实现安全切削。

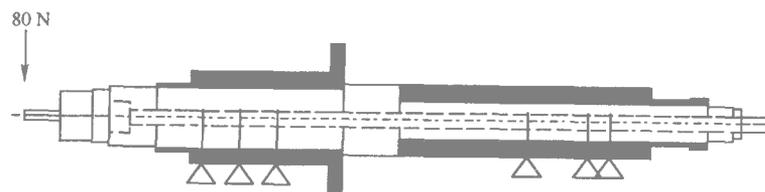


图 5 轴系的力学分析模型

6 结束语

160XDS50M 是一种新研制的数控铣床用磁悬浮高速电主轴，与其他普通轴承支承的电主轴相比，有着允许转速高、输出功率大、磁轴承的承载能力大、支承刚度及阻尼可以控制和调节，且无摩擦和磨损、理论寿命长等许多优点，同时由于有辅助支承轴承对磁轴承的保护作用，提高了电主轴的可靠性，因此更适宜工业化应用。

参考文献：

- [1] 徐林红. 浅论高速切削加工的实现条件[J]. 现代机械, 2002,64(4):23-25.
- [2] 中国机床工具工业协会赴 EMO 97 工作组. 电主轴—当前最热门的功能部件[J]. WMEM,1998,22(1).
- [3] 汪希平. 电磁轴承及其系统设计方法 [J]. 机械工程学报,2002,36(12):1-6.
- [4] Schweitzer G. 主动磁轴承基础、性能及应用 [M]. 虞烈等译. 北京：新时代出版社,1997.
- [5] 魏志强. 高速加工机床及其关键技术 [J]. 制造技术与机床,1998,5 (1);5-7.

基于转子动力学及控制系统的 电磁轴承分类探讨

赵雷¹, 李新生², 于溯源¹, 赵鸿宾²

(1. 清华大学核能与新技术研究院, 北京 100084; 2. 清华大学工程物理系, 北京 100084)

摘要: 从功能方面看, 电磁轴承等效为一种支承。但是, 电磁轴承是利用电磁力驱动实现对转子的支承功能, 实际为电磁驱动系统, 其设计、使用与通用轴承有所不同。而且这种电磁驱动的方式, 即控制系统, 是与所支承的转子动力学特性密切相关。因此, 基于转子动力学及控制系统合理分类电磁轴承, 可以使同类型的转子的磁轴承控制器设计有通用性, 同时优化机械结构设计; 同时也可以进一步开展针对不同类型转子的磁轴承结构及其控制系统的标准化探讨, 为将来电磁轴承的工程产业化提供基础准备工作。

关键词: 电磁轴承; 转子动力学; 控制系统

Classification Study of AMB-Based on Rotor Dynamics and Control System

Zhao Lei¹, Li Xinsheng², Yu Suyuan¹, Zhao-Hongbin²

(1. INET, Tsinghua University Beijing 100084, China;

2. Engineering Physics Department of Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Active Magnetic Bearing (AMB for short) is equivalent with a conventional bearing on its function. Since it uses electromagnetism force given by the electronic magnetic actuators to suspend rotor, AMB differs a lot from conventional bearing in design and operation stage. Moreover, the electromagnetism force of actuator driver and control system is correlation with the suspended AMB rotor through rotor dynamics effect. Therefore, a reasonable classification of AMB can make better currency design for its control system, for optimizing the mechanical design based on rotor dynamics and control system, and for AMBs' standardization. This survey is a good fundamental preparation for the future industrialization of AMB.

Key words: Magnetic bearing; Rotor dynamics; Control system

0 引言

电磁轴承所支承的转子形式是多种多样的, 由转子与定子的相对位置可分为内转子、外

转子。在不同的应用领域, 转子形式也各不相同。如透平机械、主轴类、传动轴等。从转子模型是否需要考虑转子的挠性振型划分, 可分为: 刚性转子、挠性转子。从转子模型是否需要考虑

转子的陀螺效应划分,可分为:陀螺转子、非陀螺转子。不同类型的转子运行规律不同,支承转子的非接触电磁力必须符合转子的运行规律,对应的电磁轴承结构及其控制系统亦有很大区别^[1]。

我国对磁轴承技术的研究开始于 20 世纪 50 年代末,但是直到近十年才引起了许多研究单位的足够重视。国内目前从事磁轴承技术研究的主要有清华大学、西安交通大学、哈尔滨工业大学、南京航空航天大学、西安理工大学、国防科技大学、上海大学、山东科技大学、北京工业大学等等多家单位。并且在不同应用领域取得了一定的进展,如,航天飞轮^[30-32]、储能飞轮^[4]、航空发动机、高速机床^[2]、制氧膨胀机、激光风泵、无轴承电机^[33]等。

早期的电磁轴承研究主要围绕刚性转子开展,这类转子结构紧凑,动力学模型简单,控制系统设计方案相对易于实现。随着旋转机械的功率密度提高、高效率及结构因素、应用领域的扩大等要求,高转速、扁平型或细长轴类型的挠性转子的应用越来越多。尤其在大型旋转机械领域,如汽轮发电机组、航空燃气发动机组、大型压缩机、膨胀机等。同时,随着电磁轴承应用领域的逐步扩大及相关技术的日趋成熟,支承挠性转子,如大型发电机组转子、涡轮机械等已经变成可能^[1, 21-25]。但是,将电磁轴承应用于这类转子,无论大型或小型转子,如果简单照搬刚性转子系统的设计方法,转子系统难以满足性能要求,甚至无法稳定工作,更难以运行。针对不同类型的转子,其控制系统设计有所区别。

1 刚性非陀螺转子

在电磁轴承系统中,当被支承转子的第一阶挠性固有频率远高于转子工作转速,对转子运行不会产生大的影响,并且可以忽略陀螺效应对转子运行的影响时,转子称为刚性非陀螺转子,例如机床高速电主轴磨头或铣头。这类转子尽管转速较高,但其运动规律符合刚性转子动力学,且转动时的陀螺效应较弱。该类型的转子除旋转自由度外的 5 个自由度可以用 2 个径向和 1 个轴向磁轴承满足支承要求。控制方法亦比较简单,常常可以将系统分为 5 个单

自由度模型,并分别进行控制,即电磁轴承的分散控制。

典型的应用实例如瑞士 MECOS 公司的高速铣头如图 1 所示,其转子为刚性转子,工作转速:40 000 r/min,电机功率,40 kW 转子第一阶挠性固有频率 724 Hz。主要应用于加工中心机床主轴^[1]。图 2 为清华大学所研制的磁悬浮电主轴^[2],主要性能指标有:电主轴功率:3.5 kW;最高转速:60 000 r/min 第一阶弹性固有频率 1 400 Hz。在两个例子中,转子的动力学特性类似,控制方法亦类似,对于这类转子,采用经典控制方法可以满足性能要求。通过结构设计与控制算法的优化,可以得到更加优异的性能。

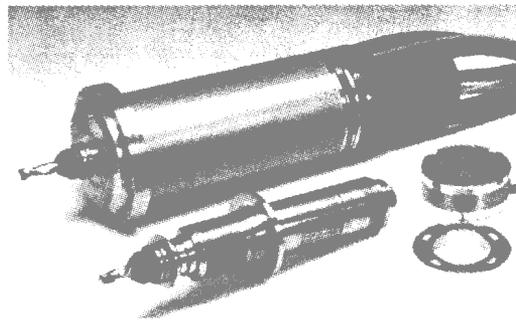


图 1 瑞士 MECOS 公司的高速铣头

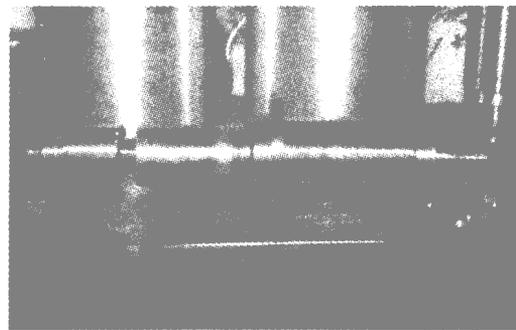


图 2 高速磨床主轴转子

2 刚性陀螺转子

当转子第一阶挠性固有频率远大于转子工作转速,但长径比很小,陀螺效应对转子运行影响强烈时,转子称为磁轴承一刚性陀螺转子。即粗短型或扁平型刚性转子,例如,航天动量

轮、惯性轮、储能飞轮等。这类转子最主要的特征是陀螺效应强，径向自由度运动交叉耦合强烈，其程度随转速的变化而变化。由于陀螺耦合的存在，并且陀螺项与转速成正比，定常参数的分散控制往往难以满足要求，需要采用集中控制方法，即控制系统执行器的输出参数是所有的输入参数共同解算的结果^[3-8]。

陀螺项会导致某些本征值 章动 随转速成



比例增加，而另一些（进动）随转速成比例减少，从而对转子的运行产生大的影响。在控制系统设计时需要采取适当方法有效解决，如最优控制等等。图 3 所示为某一储能飞轮与其特征频率随转速变化特性曲线^[13]。可以看出，由于本征值的变化，在某一转速所设计的控制参数，在其他转速下，会使系统趋于不稳定。为此需要结合变增益控制方法。

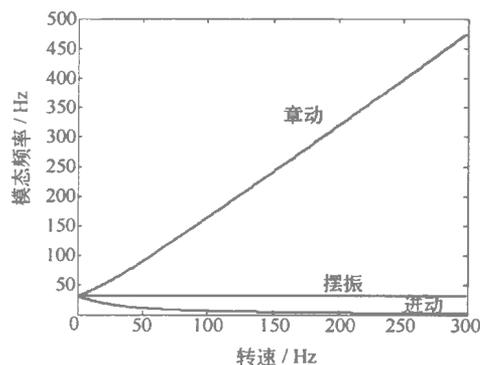


图 3 陀螺转子与其特征频率特性

3 挠性非陀螺转子

当转子工作转速接近或超过转子的挠性固有频率，转子挠性振动对转子运行产生大的影响，且转子长径比较大，陀螺效应对转子运行的影响可以忽略时，转子称为磁轴承—挠性非陀螺转子。

由于在转子模型中考虑了挠性振型的影响，模型的运动自由度增加了，模型阶数将比较高，模型复杂程度显著增加。而由于实际条件的限制，转子上一一般只安装有两套径向磁轴承，则模型的阶数将远超过控制量的数目。由此提出的问题是：从刚性非陀螺转子过渡到挠性非陀螺转子，电磁轴承的特性及研究内容有何不同？

由于转子结构已知，或是可设计的，尽管运动自由度增加，模型阶数上升，但转子各阶振型的相互关系和运动规律是已知的，当一个转子的力学、物理动态特征可以被集成于控制系统设计时，理论上该转子可以由电磁轴承成功支承。

在实际应用领域，这种挠性转子占有重要地位^[15]。图 4 为法国 S2M 公司的电磁轴承—9 MW 透平发电机组结构示意图^[16]。该转子即属于挠性转子。其主要技术参数为：

发电机重量：4 t；透平重量：6 t 径向轴承
转子直径：φ400 mm

转子转速：6 010 r/min；发电机功率：
9 MW 热工参数：20 Gcal/h。

4 挠性陀螺转子

当转子的挠性振型与陀螺效应均对转子的运行产生显著影响时，转子称为挠性陀螺转子。这种类型的转子模型中要进一步考虑转子运动的径向耦合，模型复杂程度较挠性非陀螺转子又进一步提高。

5 几种类型转子的相互关系

理论上，所有转子都是挠性的，有无穷多固有频率，所区别的是固有频率的高低和振型不同。当转子工作转速接近或超过转子的挠性固有频率时，转子挠性振动对转子运行产生大的

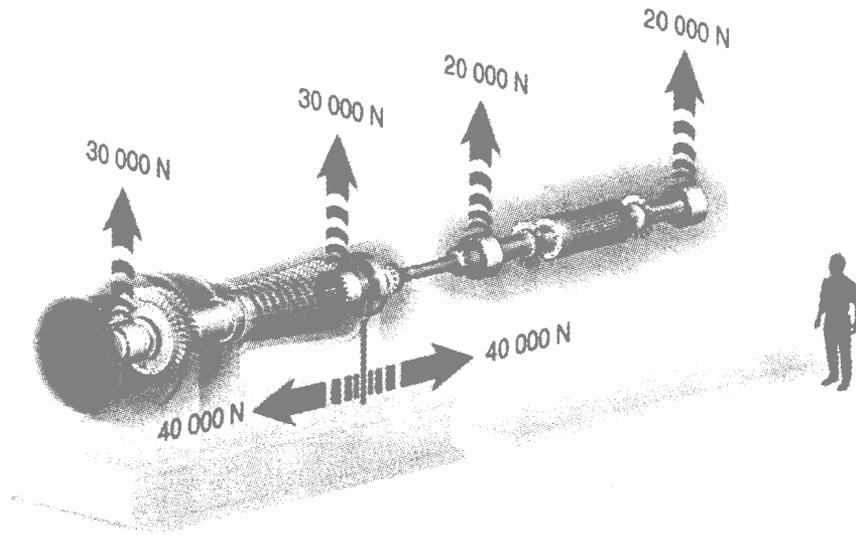


图4 电磁轴承—9 MW透平发电机组

影响，转子模型需要考虑挠性振型；否则，只需要考虑刚性振型。如果陀螺效应已经达到难以忽略的程度，则转子模型需要考虑陀螺耦合；否则，可以忽略陀螺效应的影响。在应用方面，刚性非陀螺转子有相对好的可靠性和稳定性；使用挠性非陀螺转子是为了追求更好的性能，更高的效率；刚性陀螺转子具有显著的陀螺效应，在对陀螺效应本身加以利用的同时，往往追求高的线速度，进而实现大的功率密度或效率。而目前在磁轴承领域，挠性陀螺转子较多的只是作为理论研究的对象。

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] 杨作兴. 磁轴承磨床电主轴的鲁棒控制：[D]. 北京：清华大学, 2001.

[3] Zhuravlyov Y N, On LQ-control of magnetic bearing. IEEE Transaction On Control Systems Technology, 2000, 8(2), 344-350.

[4] Zhao L, Zhang K, Zhu R S, Zhao H B. 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.

[5] Ahrens M, Ladislav K, Rene Larssonneur. Performance

of a magnetically suspended flywheel energy storage device. IEEE Transactions on Control Technology, 1996, 4(5): 494-502.

[6] Li G, Allaire P, Lin Z, Huang B. Dynamic transfer of robust AMB controllers. Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings. Mito, Japan, 2002, 471-476.

[7] Hawkins L A, Murphy B T, Kajs J. Analysis and testing of a magnetic bearing energy storage flywheel with gain-scheduled MIMO control. Proceeding of ASME Turbo Expo. Munich, Germany, 2000.

[8] Tsiotras P, Mason S. self-scheduled H_{∞} controllers for magnetic bearings, Nonlinear Dynamics and Controls Symposium. ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition. Atlanta, USA, 1996, 151-158.

[9] Hampton R D, Knospe C R. Extended H_2 synthesis for multiple degree-of-freedom controllers. Proceedings of the 3rd International Symposium on Magnetic Bearings. Richmond, USA, 1992, 363-383.

[10] Herzog R, Bleuler H. Stiff AMB control using an H_{∞} approach. Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings. Tokyo, Japan, 1990, 343-348.

[11] Fujita M, et al. μ analysis and synthesis of a flexible beam magnetic suspension system. Proceedings of the 3rd International Symposium on Magnetic Bearings. Richmond, USA, 1992, 495-504.

[12] Losch F, Gahler C, Herzog R. μ synthesis controller design for a 3MW pump running in AMBs. Proceedings of

- the 6th International Symposium on Magnetic Bearings. Cambridge, USA, 1998;415-428.
- [13] Zhang K, Zhao L, Zhao H B. Research on control of fly-wheel suspended by AMBs with significant gyroscopic effects. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2004, 17(1): 63-66.
- [14] 李新生. 磁轴承-挠性转子过临界研究 [D]. 北京: 清华大学, 2005, 4.
- [15] Horst K, Gerrit M, Lenderink, etc. Design and experience with a 30,000 hp magnetic bearing supported motor driven turbocompressor for a speed range of 600 to 6300 rpm. Proceedings of the 29th turbomachinery symposium, Texas, American, 2000.
- [16] S2M references, POWER GENERATION INNOVATIVE GAS TURBINE TECHNOLOGY, S2M news 2002.
- [17] Dussaux M. The industrial applications of the active magnetic bearings technology. Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings. Tokyo, Japan, 1990;33-38.
- [18] Vuillemin R, Aeschlimann B, Kuemmerle M, et al. Low cost active magnetic bearings for hard disk drive spindle motoros. Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings. Cambridge, USA, 1998;3-9.
- [19] Baloh M J, Allaire P E, Hilton E F, et al. Magnetic bearing system for an artificial heart. Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings. Cambridge, USA, 1998;77-85.
- [20] Horiuchi Y, Inoue M, Sato N, et al. Development of magnetic bearing momentum wheel for ultra-precision spacecraft attitude control. Proceedings of the 7th International Symposium on Magnetic Bearings. Zürich, Switzerland, 2000;525-530.
- [21] 沈钺, 孙岩桦, 王世琥, 等. 磁悬浮飞轮系统陀螺效应的抑制. 西安交通大学学报, 2003, 37(11): 1105-1109.
- [22] 龙志强, 肖劲伟, 刘少克, 等. 空间飞行器姿态控制用磁轴承飞轮研究. 系统工程与电子技术, 2004, 26(1): 52-55.
- [23] 马会来 房建成 刘刚. 磁悬浮飞轮用永磁无刷直流电机数字控制系统. 驱动控制, 2003, 4: 24-26.
- [24] 张德魁. 高速电磁轴承磨床电主轴的研究: [D]. 北京: 清华大学工程物理系, 2000.
- [25] 祁庆中. 电磁轴承磨床电主轴的实验和研究; [D]. 北京: 清华大学工程物理系, 1997.
- [26] 江伟. 磁轴承数字控制系统的研究: [D]. 北京: 清华大学, 1999.
- [27] 王晓琳 邓智泉 严仰光. 一种新型的五自由度磁悬浮电机. 南京航空航天大学学报, 2004, 36(2), 210-214.
- [28] 王洪礼, 张新生, 刘勇, 等. 磁浮轴承的控制和动态过程研究. 机械工程学报, 1994, 6
- [29] 黄晓蔚. 数控磁轴承-转子系统的研究: [D]. 北京: 北京工业大学, 1999.
- [30] 沈钺, 孙岩桦, 王世琥, 等. 磁悬浮飞轮系统陀螺效应的抑制. 西安交通大学学报, 2003, 37(11): 1105-1109.
- [31] 龙志强, 肖劲伟, 刘少克, 等. 空间飞行器姿态控制用磁轴承飞轮研究. 系统工程与电子技术, 2004, 26(1): 52-55.
- [32] 马会来, 房建成, 刘刚. 磁悬浮飞轮用永磁无刷直流电机数字控制系统. 驱动控制, 2003, 4: 24-26.
- [33] 王晓琳 邓智泉 严仰光. 一种新型的五自由度磁悬浮电机. 南京航空航天大学学报, 2004, 36(2): 210-214.

磁气混合轴承中弹性箔片 气体动压径向轴承的实验研究 *

乔雷,徐龙祥,马希直

(南京航空航天大学机电学院,江苏南京 210016)

摘要: 本文通过对磁悬浮轴承和气体动压轴承工作机理以及各自优缺点的分析,在现有磁悬浮轴承实验平台的基础上研究了一种新型的磁气混合轴承,设计了这种磁气混合轴承中弹性箔片气体动压径向轴承的结构,论证了这种结构在工程实际中是可行的,表明将弹性箔片气体动压轴承作为磁悬浮轴承的保护轴承使整个系统的性能得到改善。

关键词 弹性箔片气体动压径向轴承 磁悬浮轴承 保护轴承 结构设计 性能改善

Experimental Studies of a Compliant Multileaf Journal Self-acting Air Bearing united with Active Magnetic Bearing

Qiao Lei, Xu Longxiang, Ma Xizhi

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

Abstract: Based on the analysis of the functional mechanism and their own strongpoint and shortcomings of the active magnetic bearing (AMB) and self-acting air bearing, this paper studies a new kind of AMB-AB structure. The mechanical structure of the compliant multileaf journal self-acting air bearing is designed and its feasibility is proved, which shows the good effects of the proposal.

Key words: compliant multileaf journal self-acting air bearing; active magnetic bearing (AMB); protective bearing; structural design; development of performance

0 引言

所谓磁气混合轴承,就是将磁悬浮轴承和气体动压轴承结合起来,让它们共同承受载荷。在磁悬浮轴承领域中,人们将这种情况下的气

体轴承认为是磁悬浮轴承的一种保护轴承。通常情况下,是用普通的滚动轴承来作为磁悬浮轴承的保护轴承,当磁悬浮轴承停止工作时,这对滚动轴承就会对转子实现承载,由于转子和保护轴承之间有 0.25 mm 左右的间隙,接触的

* 教育部博士点基金(20030287012) 江苏省自然科学基金(BK2002095)。

瞬间，转子在保护轴承上的冲击很大，而且转子运动不稳定，不仅会损坏保护轴承，严重时还会破坏转子。这种保护轴承在地面设备上还勉强可以使用，但在航空、航天等重要领域就不能满足要求，所以近年来发表了很多论文研究新型的辅助轴承如箔片气体轴承和零间隙的滚动轴承。

用气体动压轴承作为磁悬浮轴承的保护轴承，有诸多独特的优点和现实意义。首先，在实际的转子轴承系统中，转子必定存在着偏心，而这正是气体动压轴承能够提供承载力的前提条件，而且偏心越大，气体轴承内建立的动压气膜厚度就越小，从而气体动压轴承的承载力会大幅增强，这样，当过载时可由集成在磁悬浮轴承气隙里面的气体动压轴承承担短时间的动载荷。其次，虽然磁悬浮轴承的静态刚度很高，但其动态刚度仅为 $10^7 \sim 10^8 \text{ N/m}$ 左右比滚动轴承的刚度约小 2 个数量级。

本文研究的磁气混合轴承实际上是由磁悬浮轴承和气体动压轴承并联工作，它的刚度是磁悬浮轴承和气体轴承刚度之和，另外气体动压轴承可以提供比磁悬浮轴承大得多的阻尼，因此可以大幅度提高磁悬浮轴承控制系统的增益，从而显著提高磁悬浮轴承的动态刚度；由于气体动压轴承可以提供较大的附加阻尼，可以减小转子过临界时的振幅，理论上可以用简单的控制规律使磁悬浮轴承系统顺利跨过弯曲临界转速。普通动压气体轴承由于间隙小，在高速下功耗与速度的平方成正比地增长，发热严重，而本文所研究的弹性箔片型气体动压轴承，由于其中的间隙是个变量，它随转速的升高而增大，从而缓和了温升，使轴承运行安全性得到保证。

同时，众所周知，气体动压轴承在低速时，由于动压气膜还没有建立，转子会与轴承表面发生摩擦，这种不良的启停性能对于本文所研究的悬臂型弹性箔片气体动压轴承来说，箔片表面的 MoS_2 镀层容易剥落并损害箔片，这种情况下在转子的低速阶段利用磁悬浮轴承将转子悬浮，从而避免了转子和气体轴承箔片的大面积的重载摩擦，改善了气体轴承的启停性能。

1 基本力学原理与模型

气体动压轴承的力学依据，来源于流体的

动压效应 如图 1，以一元流动为例，在倾斜板间充有黏性流体，下板以速度 v 向 x 正向运动，由于黏性，其中的流体也有速度 v 。1886 年流体力学家雷诺 (O. Reynolds) 利用狭缝流假设简化了纳维—斯托克斯 (Navier-Stokes) 方程，并与连续方程合并，导出了雷诺润滑方程。这个方程是关于压力的二维二阶偏微分方程，它是解决流体润滑问题的基本方程。由一元雷诺方程：

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\rho h^3}{\mu} \cdot \frac{\partial P}{\partial x} \right) = 6U \frac{\partial(\rho h)}{\partial x} + 12 \frac{\partial(\rho h)}{\partial t}$$

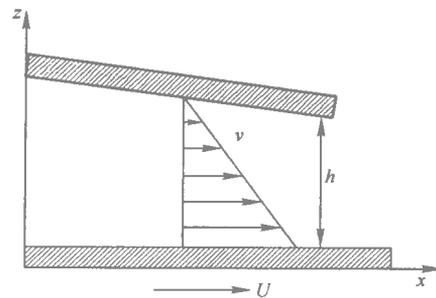


图 1 流体的动压效应

分析可得，厚度沿运动方向减小时，板中有超过环境气压的正压产生，厚度沿运动方向增大时则相反，板中产生负压，倾斜率越大（不对称性越明显，高压中心朝运动方向偏移），流体膜厚度越小，板的速度越快，动压效应越强烈。

在本文实际的弹性箔片气体动压轴承中，气体的流动是二元流动，流动基本可以看作是一个等温过程，由于气体是可压缩流体，它的密度和压力互相关联，所以理论分析比较困难，又对弹性箔片轴承性能的求解是弹性流体动力润滑问题，箔片的变形与流体压力场是互相耦合的，轴承流—固耦合的雷诺方程是非线性，非定常的二阶偏微分方程。多年来人们不断致力于这一问题的研究并最终获得了一些求解途径，主要有：准静态假设法、高截断法、线性摄动法、有限元法等。常用的是 Lund 提出的线性摄动法，其核心思想是认为轴承工作时轴心在平衡位置附近扰动，压力和间隙可以相对于这一扰动进行线性展开，从而求解雷诺方程。但在精确分析中，需要经历一个十分繁琐的迭代过程。

2 实际的结构

图 2 为磁悬浮轴承实验平台的总体结构，我们拟将装配好的磁气混合径向轴承用于代替此实验台的径向磁悬浮轴承。由磁悬浮轴承的定子的特殊结构 我们选择了这样的并联结构 如图 3。

这样的设计充分利用了磁悬浮轴承磁极之间的空间，使轴向长度保持不变，并且根据现有磁悬浮轴承的结构特点，我们采用的气体轴承

是悬臂型弹性箔片气体动压径向轴承，这种轴承的结构使其比较方便地嵌入磁悬浮轴承的磁极中。将弹性箔片在磁极中定位需要一个压紧机构 大致结构如图 4，其中将弹性箔片准确地定位在一定的角度上，这对楔形块弧与斜边的导圆的加工精度提出严格的要求，同时楔形块的径向凸起或缩进的误差，要靠设计严密的加工和制作的工艺过程来保证。这就在一定程度上增加了工艺过程的复杂性，提高了制造成本。

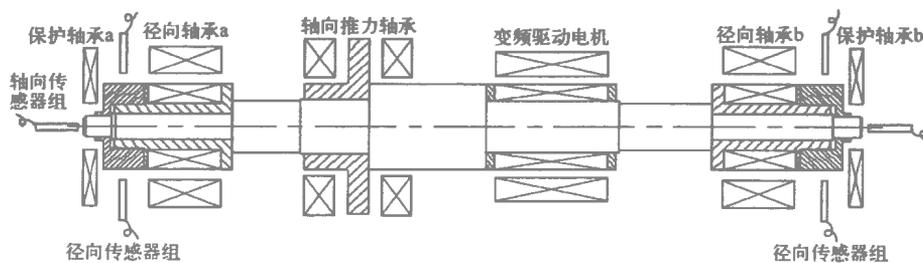


图 2 磁悬浮轴承的总体结构简图

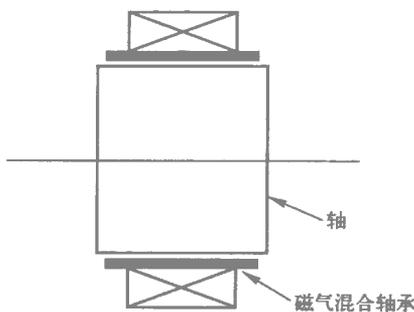


图 3 磁气混合并联结构

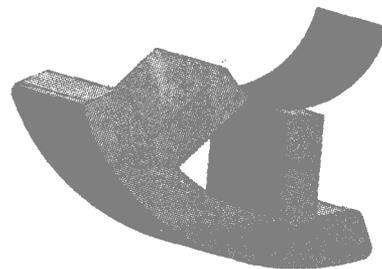


图 4 压紧机构结构示意图

装配后，整体的自由搭接状态结构如图 5，8 片弹性箔片相互搭接在一起，由几何关系和稳定工作要求，现有轴承结构参数：轴颈半径 $R=20\text{ mm}$ ，轴承半径 $R_b=20.25\text{ mm}$ 轴承轴向长度 $L=30\text{ mm}$ ，箔片厚度 $\delta=0.08\text{ mm}$ ，箔片半径 $R_f=22.5\text{ mm}$ ，装配后箔片半径 $R_f=20.9\text{ mm}$ 。

弹性箔片的形状为一圆弧形，为避免应力集中，在与楔形块压紧处，采用一倒圆来与楔形块贴合，同时来给箔片定位，箔片形状结构如图 6 轴承和轴颈同心装配后 8 片箔片和转子贴合在一起，当转子开始旋转后，在弹性箔片和转子表面之间逐渐建立起润滑膜，由于流体动力

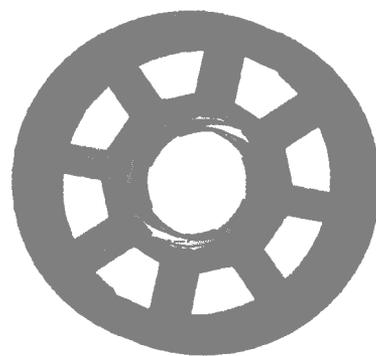


图 5 装配后的箔片自由搭接结构

作用，间隙间的气体正压力逐渐升高，并且流体动力作用正比于转速，所以，必定在一个速度

时,产生的流体动力作用足以克服弹性箔片的弹性贴合力,从而实现弹性箔片和转子表面的脱离。这个速度我们称为脱离速度。箔片的厚度和曲率半径对轴承的脱离转速的影响十分敏感,箔片的厚度和曲率半径过大会使轴承的启动力矩增大,额定转速下的摩擦功耗也将加大,轴承的脱离转速很高。



图 6 弹性箔片形状

对于箔片材料的选择,需要对箔片材料的刚度及加工性能进行必要的研究。箔片刚度太小,轴承的承载能力会大大降低。反之,箔片刚度太大,轴承抗冲击振动的能力会大大削弱,轴承的脱离转速会很高。同时,选用的材料要有相应的磁导率,尽量减小由于弹性箔片的嵌入对磁悬浮轴承本身性能的影响。—这里由于转子要达到脱离速度轴承和转子才能不再摩擦,实现分离,因此在达到脱离速度之前,箔片与转轴之间形不成间隙,即二者不能脱离,由于摩擦而产生的发热严重,这时轴承很快就被摩擦热烧坏。可以通过材料的选择、采用表面处理或表面非金属膜保护等来减小箔片和转子间的摩擦系数,从而提高弹性箔片的耐磨性,以延长其使用寿命。

3 总结和展望

在小偏心下,轴承的承载能力受弹性箔片刚度的限制,它能承受的载荷是很小的,此时的主要问题就是高速运转下的稳定性。轴承的稳定性可以由转子的径向振动来表征,转子的径向振动由正交安装在轴承座上的位移传感器测量,由文献[5]可大致推断出,在磁悬浮轴承的基础上,集成的气体动压轴承明显有益于轴承转子系统的稳定性。

对于这种磁气混合轴承中的气体动压径向轴承在转子大偏心率情况下承载的问题,轴承总承载力的计算是一个相当复杂的过程,我们

很难确定箔片变形的具体形状,但我们可以计算出在某一特定状态下的承载能力,此时我们可以认为箔片是刚性的。在箔片形成的支承圈中,轴颈的偏心率则由箔片的弹性变形决定,而且受到保护轴承(滚动轴承)内圈与轴颈间隙的限制。气体轴承箔片的最大变形为 0.3 mm,保护轴承的内圈与轴颈的间隙为 0.15 mm,磁悬浮轴承磁极与轴颈的间隙为 0.25 mm,所以轴偏心的最大偏心距为 0.15 mm。在按全周气体动压轴承承载能力估算弹性气体箔片轴承承载能力时,此时每片箔片搭接后工作部分自由端上下两边可近似认为在两个不同圆周上,即两个不同间隙的全周动压气体轴承,此时的平均承载能力可以用来估算箔片气体轴承的承载能力,减小箔片自由端的厚度可以使估算值更接近于实际值。文献[6]介绍所设计的箔片轴承试验件在大偏心率下,即最小半径间隙为 10 μm 时,轴承的理论承载能力为 1 000 N,然而要使最小半径间隙达到 10 μm 是不可能的,因为这时偏心率已达 97%。通常偏心率不应超过 90%,超过 90% 润滑膜被破坏,轴承就会被烧坏。对应偏心率为 90% 时的承载能力为 200 N 左右,与实验值是一致的。

对此磁气混合轴承可以进一步的研究和探讨,完善轴承稳定性理论分析,采用非线性振动及失稳理论研究转子轴承系统的分岔行为,将主动磁悬浮理论和悬臂型箔片气体动压径向轴承理论联合分析,特别是研究磁气混合轴承动态刚度和阻尼的特性,轴承系统的综合性能及控制系统的变化。

参考文献:

- [1] Schweiter G, Bleuler H, Traxler A. Active Magnetic Bearings—Basics, Properties and Application of Active Magnetic Bearings, ETH, Switzerland, 1994.
- [2] 赵宁. 磁气混合轴承中弹性箔片径向动压气体轴承的数值分析研究. 南京: 南京航空航天大学, 2004, 3.
- [3] 池长青. 流体动力润滑. 北京: 国防工业出版社, 1998, 7.
- [4] 周恒, 刘延柱. 气体动压轴承的原理及计算. 北京: 国防工业出版社, 1981, 11.
- [5] 丁增杰. 氢氧涡轮泵用箔片轴承的实验研究. 导弹和航天运载技术. 1999, (5).
- [6] 朱朝辉 等. 新型动压箔片径向气体轴承低温透平膨胀机的开发. 低温和特气. 21(2).

电磁轴承在人工心脏领域的应用现状综述

沙宏磊 徐旻 石磊 赵雷

(清华大学核能与新能源技术研究院北京 100084)

摘要:电磁轴承在人工心脏领域的应用是近年来一个新兴的研究方向,其优点很好的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承的人工心脏设计中,轴承对血液的碾压造成对血液细胞的破坏,以及轴承的密封等问题。为了推动我国电磁轴承在人工心脏领域的应用研究,避免在研究中走弯路,本文对国际上电磁轴承人工心脏的研究进行了调研,并分析其现状和研究前景,总结了下一阶段电磁轴承人工心脏若干有前景的研究方向,对国内的电磁轴承研究提供了参考。

关键词 电磁轴承;人工心脏;心脏泵

AMB Application on Artificial Heart-A Survey

Sha Honglei, Xu Yang, Shi Lei, Zhao Lei

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

Abstract: AMB is a new research field in Artificial Heart. The AMB can fit for a lot of key conditions of Artificial Heart and overcome the blood cellular damage incurred by traditional bearing grind and the airproof of bearing. To improve the AMB application research in the field of Artificial Heart of our country and avoid unnecessary wrong in the research, this paper investigate detailed of the international AMB application research in the field of Artificial Heart and analysis the actuality and the future of it, summarize several bright future research aspect, offer the reference for civil research of AMB.

Key words: magnetic bearing; artificial heart; blood pump

0 引言

国外对于人工心脏的研究始于半个世纪以前,1953年Gibbon首次使用体外循环技术获得成功;全人工心脏始于1957年Kolff和Akutsu的研究^[1]。人工心脏及心室辅助基本上可以分为血泵、监测与控制系统、驱动装置和能源供给四个组成部分^[2]。血泵(blood pump)又称为心脏泵,是整个系统的核心部分。血栓和溶血问题、轴承的密封问题是当今研究的重

点问题^[3]。血栓和溶血问题解决的方法可以通过材料科学的突破及优化泵的结构来解决;密封问题的一个有效解决途径是通过电磁悬浮轴承技术来解决。

1 国内外研究现状

在人工心脏研制方面,开发出实用的产品主要国家有美国、德国、日本、奥地利、澳大利亚等国家。心脏泵产品在国外历经了50年,现在已经是第四代产品。

人工心脏从结构上可分为容积式和连续流式。其中,早期的心脏泵主要以气体驱动的容积泵,属于脉动式人工心脏,代表性的有日本东洋纺研制的产品等;这种类型的人工心脏的优点是仿生性能好,缺点是体积比较庞大,另外其内表面与血液接触面积较大,溶血现象比较严重^[4]。连续流式人工心脏的开发历史较短^[5]。早期的产品主要有德国 HIA-Medos AG 的 HiFlow、美国 Abiomed Inc 的 Abiomed AF、美国 Baylor College 的 GyroPump^[6]、日本 Nikisso Ltd. 的 Nikisso Pump、日本 Terumo Ltd. 的 MSCP、奥地利 Vienna University 的 Vienna Pump 等,它们都可以说是第二代的心脏泵。这类人工心脏的特点是血流连续,一般没有搏动,有研究表明当连续血流的流量超过搏动血流流量的 20% 时,不会出现生理异常^[7]。因这种人工心脏体积较小,便于植入人体,在结构和可控性等方面都优于容积人工心脏,从第二代心脏泵研究开始,国内外研究者的注意力开始集中在这类心脏泵上。

连续流式人工心脏分为离心式和轴流式,前者通过叶片高速旋转靠离心作用泵血,后者通过螺旋叶片的旋转和导流使血液沿轴向流动,二者都需要转子高速旋转,因此对支撑轴承提出了较高要求。普通轴承的润滑剂会给血液带来污染,也很难解决密封问题。目前,应用在人工心脏上的支撑方式有电磁轴承支撑、永磁轴承支撑、液体动压支撑等。其中永磁悬浮和液体动压支撑等支撑方式结构比较小巧,但无法进行主动控制,也就不太容易对支撑刚度等性能作出设计,抗干扰能力也较弱;电磁轴承支撑需要提供比较复杂的控制系统,对缩小轴承尺寸不利,但这种支撑方式可控性较强,可通过对控制系统的设计对系统的阻尼和刚度进行优化使支撑更可靠^[8]从而避免碰撞心脏泵内壁和碾压血液细胞等。

第三代心脏泵大都采用了电磁悬浮的支撑方式,主要产品有美国 TCI 的 HeartMate II^[9]、Jarvik Heart Inc 的 Jarvik 2000^[10]、MicroMed Inc 的 DeBakey^[11]、Pittsburgh University 的 Streamliner^[12]、日本 Sun Medical Corp 的 IVAP^[13]、Keio University 的 Valvo Pump^[14]、

德国 Impella AG 的 Impella^[15] 等。第四代的心脏泵则以美国 MedQuest Inc 的 Heart Quest^[16]、澳大利亚 Micromedical Ltd. 的 Ventr Assist^[17]、德国 HIA-Medos AG 的 DeltaStream^[18] 和 MicroDiagonal^[19] 为代表其中前两种为离心式、后两种为轴流式心脏泵。它们除了采用了电磁悬浮的支撑方式外,如 Ventr Assist 则采用了流体动压的支撑方式。这些产品在体积小、性能稳定等方面都有了长足的进步。

国内人工心脏的研究起步较晚,技术较之国外存在较大差距,国内医院手术中应用的心脏辅助装置几乎都来自国外进口。江苏大学钱坤喜等人在永磁悬浮心脏泵方面进行了较多研究,开发出的心脏泵已进行了多项动物实验^[20-24]。电磁轴承方面清华大学、西安交通大学、南京航空航天大学等单位在进行相关的研究。

2 研究热点

电磁轴承是一个复杂的机械电子系统,一般包括电磁铁线圈、传感器、控制器和功放等部分^[25]。而如今人工心脏正朝着可植入的方向发展^[26],这就要求电磁轴承的设计上要有所突破,尽可能的简化结构,缩小尺寸。

经典的 5 自由度控制的电磁轴承技术相对成熟,但由于其需要两组径向轴承和一组轴向轴承,使得轴承尺寸很难缩小到期望的水平。比如韩国汉城国立大学、韩国大学和韩国医学院联合研制的心脏泵,采用 5 自由度主动控制的电磁轴承支撑方式,其尺寸就很可观^[27]。因此国外心脏泵的设计中多对轴承数量进行精简。比如日本茨城大学研制的心脏泵就只用一组径向轴承进行支撑,对一个平面内的 2 个自由度进行主动控制,另外的 3 个自由度实现被动的控制^[28]。美国的 HeartMate III 心脏泵也采用了类似设计^[29]。这两种心脏泵设计都为缩小了心脏泵的尺寸提供了有利条件。

电磁轴承领域近年来比较前沿的研究如自传感、自轴承技术^[30-31]等,为人工心脏支撑方式的研究提供了广阔的前景。如今,用较少自由度的主动控制实现较多自由度稳定悬浮、结合

动压支撑和永磁支撑等方式进行混合支撑,是电磁轴承在人工心脏领域研究的几个有前景的研究方向。

3 结论

(1) 电磁轴承的应用,有效的解决了心脏泵溶血和密封等问题。

(2) 改进电磁轴承结构设计,通过各种方法缩小轴承尺寸,是目前人工心脏研究领域的研究热点。

参考文献:

- [1] Akutsu T, Kolff W J. Permanent substitutes for valves and hearts. *Trans Am Soc Artif Intern Organs* 1958, 4: 230-235.
- [2] 陆颂芳. 人工心脏及心室辅助研究的进展. 国外医学生物医学工程分册. 1998, 21(5):280.
- [3] Yukihiko Nose, Yoshikawa M, murabayashi S, Takano T. Development of Rotary Blood Pump Technology Past, Present, and Future. *Artificial Organs* 2000; 24(6):412-420.
- [4] 姜以岭, 蔺嫦. 左心辅助装置中血泵的发展现状. 北京生物医学工程. 2000, 19(1).
- [5] Olsen D B. Presidential address; the history of continuous-flow blood pumps. *Artificial Organs* 2000, 24(6): 401-404.
- [6] Nos'e Y. Design and development strategy for the rotary blood pump. *Artificial Organs*, 1998, 22(6):438-446.
- [7] Sharp M K. An orbiting scoll blood pump without valves or rtating seals. *ASAIO Journal* 1994, 40:41.
- [8] SCHWEITZER. 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.
- [9] David J. Burke, Edward Burke. The HeartMate II Design and Development of a Fully Sealed Axial Flow Left Ventricular Assist System. *Artificial Organs* 2001 .25(5):380-385.
- [10] Frazier O H, Myers TJ, Jarvik RK, Westaby S, Pigott DW, Gregoric ID, Khan T, Tamez DW, Conger JL, Macris M P. Research and development of an implantable, axial-flow left ventricular assist device; the Jarvik 2000 Heart. *Ann Thorac Surg*. 2001 Mar, 71(3 Suppl) : S125-132, discussion S144-146.
- [11] DeBakey M E. The odyssey of the artificial heart. *Artificial Organs* 2000, 24(6):405-411.
- [12] Song X, Throckmorton AL, Untaroiu A, Patel S, Al-laire PE, Wood HG, Olsen DB. Axial flow blood pumps. *ASAIO J*. 2003 Jul-Aug, 49(4):355-364.
- [13] Kunta J R, Perry BA, Sutyak JP, Sinko PJ. Development of a novel intestinal and vascular access port (IVAP) rabbit model to study regiospecific oral absorption pharmacokinetics. *Comp Med*. 2001 Aug, 51(4): 349-356.
- [14] Mitamura Y, Nakamura H, Okamoto E, Yozu R, Kawada S, Kim DW. Development of the Valvo pump: an axial flow pump implanted at the heart valve position. *Artif Organs*. 1999. Jun, 23(6):566-571.
- [15] Siegenthaler M P, Brehm K, Strecker T, Hanke T, Notzold A, Olschewski M, Weyand M, Sievers H, Beyersdorf F. The Impella Recover microaxial left ventricular assist device reduces mortality for postcardiotomy failure; a three-center experience. *J Thorac Cardiovasc Surg*. 2004. Mar, 127(3):812-822.
- [16] Chen C, Paden B, Antaki J, Ludlow J, Paden D, Crowson R, Bearnson G. A magnetic suspension theory and its application to the Heart Quest ventricular assist device. *Artif Organs*. 2002. Nov, 26(11):947-951.
- [17] Watterson P A, Woodard JC, Ramsden VS, Reizes JA. VentrAssist hydrodynamically suspended, open, centrifugal blood pump. *Artif Organs*. 2000 Jun, 24(6):475-477.
- [18] Gobel C, Arvand A, Rau G, Reul H, Meyns B, Flameng W, Eilers R, Marseille O. A new rotary blood pump for versatile extracorporeal circulation; the Delta Stream. *Perfusion*. 2002. Sep 17(5):373-382.
- [19] Christiansen S, Demircan L, Kwant PB, Akdis M, Rex S, Buhre W, Langebartels G, Kuruc N, Nikolin S, Reul H, Autschbach R. Experimental testing of a new left ventricular assist device-the microdiagonal blood pump. *ASAIO J*. 2004 May-Jun, 50(3):200-204.
- [20] Qian K X, Zeng P, Ru W M, Yuan H Y, Feng Z G, Li L. Permanent magnetic-levitation of rotating impeller a decisive breakthrough in the centrifugal pump. *Journal of Medical Engineering & Technology*, 2002, 26(1):36-38.
- [21] Qian K X, Zheng M. Long 2 term survival of experimental calves with a left ventricular assist impeller pump. *Med Eng Phys*. 1997, 19(7):675.
- [22] Qian K X, Zheng M. Chronic left ventricular assist in calves with a pulsatile impeller pump. *J American Soc Artif Organ*. 1997, 43(1):89.
- [23] 钱坤喜, 茹伟民, 曾培 等. 永磁磁浮在心脏泵及其他应用中的稳定平衡. *江苏大学学报(自然科学版)*. 2003, 24(1).
- [24] 钱坤喜, 郑铭, 茹伟民. 离心型人工心脏电动叶轮血泵的左心室辅助动物长期存活试验研究. *中国生物医学工程学报*. 1997, 16(3).
- [25] 蒋启龙. 电磁轴承及其应用研究综述. *重庆大学学报*.

2004, 27(7).

- [26] 尹邦良. 人工心脏的历史及研究现状. 中国医师杂志, 2002, 4(7):679.
- [27] Lee Y, Chang J K. Development of Magnetically Suspended Vaneless Centrifugal Blood Pump for Cardiopulmonary Bypass. *Journal of Mechanics in Medicine and Biology*. 2003, 3(2):187-196.
- [28] Toru Masuzawa, Toshiyuki Kita, Yohji Okada. An Ultradurable and Compact Rotary Blood Pump with a Magnetically Suspended Impeller in the Radial Direction. *Artificial Organs* 2001, 25(5):395-399.
- [29] Howard M. The HeartMate III Design and In Vivo Stud-

ies of a Maglev Centrifugal Left Ventricular Assist Device. *Artificial Organs* 2001, 25(5):386-391.

- [30] Eric Maslen, Dominick MONTie, Tetsuya Iwasaki. Robustness of Self Sensing Magnetic Bearings Using Amplifier Switching Ripple. Ninth International Symposium on Magnetic Bearings, August 3-6, 2004, Lexington, Kentucky, USA.
- [31] Alexandre Schammas. Self-Sensing Amb With Compensation of Non-Linear Magnetic Effects. Ninth International Symposium on Magnetic Bearings, August 3-6, 2004, Lexington, Kentucky, USA.

Samcef Rotor 在转子动力特性分析中的应用

周传月

(北京东方极峰科技有限公司 北京 100084)

摘要: 本文介绍了 Samcef Rotor 软件的主要特点、分析功能和分析模型, 以及 Samcef Rotor 软件在转子动力特性分析中的应用实例。

关键词: Samcef Rotor 转子 动力特性 有限元分析

Application of Samcef Rotor Package on the Dynamic Characteristics Analysis of Rotor

Zhou Chuanyue

(Eastern Max Technology Corporation, Beijing 100081, China)

Abstract: This paper present the main characteristics and analysis functions and analysis model of SAMCEF Rotor software package. The engineering application examples of Samcef Rotor package on the dynamic characteristics analysis of rotor are also given.

Key words: SAMCEF Rotor; Rotor; Dynamic Characteristics; Finite Element Analysis (FEA)

0 引言

随着工业的高速发展, 旋转机械转速不断增加, 性能不断提高。特别是航空燃气涡轮发动机和舰船用燃气轮机, 由于其转速加大, 推重比不断提高, 因而带来了转子部件的负荷的增加。旋转机械的动力学问题历来就是发动机设计和研究人员关注的问题。发动机是高技术和高可靠性的复杂产品, 尤其是高速旋转的转子系统, 在其产品开发中有着极其复杂和严格的要求。发动机转子动力学问题是发动机研制和开发的一个重要问题。在转子动力学研究中, 计算仿真分析 (CAE) 具有很重要的地位。无论是讨论转子的动力学特性, 分析转子的各种

动力学现象, 还是进行转子系统的设计, 解决旋转机械的有关工程问题等, 都离不开计算分析工作。在转子动力学的发展历史中, 计算方法与理论研究和工程应用是同步发展的。随着计算机技术和软件技术的飞速发展, 计算仿真分析的重要性更为突出。甚至一些无法用理论分析方法解决的复杂问题, 也可以使用数值计算的方法得到结果, 或通过计算机仿真, 揭示某些难以用理论分析方法或实验观察获得的新现象。

在传统的转子动力学分析中, 计算分析的主要内容是关于转子弯曲振动的临界转速、不平衡响应和稳定性。有时, 还有各种激励下的谐波响应和瞬态响应计算。有些转子系统还需

要计算扭转振动的固有频率和响应。随着转子动力学研究工作的深入发展，人们发现轴承、轴承座、支承基础，以及其他有关结构对转子的动力学特性有很大的影响，因而有必要把轴承、轴承座、密封，甚至设备的基础也纳入到转子系统中。SAMTECH 公司一直致力于转子动力学数值计算方法的研究，在著名的发动机公司的支持下，开发了大型商业化转子动力学分析软件 Samcef Rotor。

SAMTECH 公司(www.samcef.com)是欧洲最大的 CAE 软件公司之一，是著名的有限元分析软件 Samcef 的开发商。SAMTECH 公司的前身是比利时列日大学 (University of Liege) 的宇航实验室，该实验室自从 1965 年就从事开发商业化的有限元分析软件 Samcef 的开发。SAMTECH 与航空和航天工业(SNEC-

MA, EADS, AIRBUS, ...)，以及防卫、汽车、能源、造船和机床等工业有密切的合作。

Samcef 系列软件是世界上广泛应用的有限元分析软件。Samcef 包括通用有限元分析软件，如前后处理软件 Samcef Field、线性分析软件 Samcef Linear 和非线性分析软件 Samcef Mecano 等，以及很多特定的专业软件，如转子动力分析软件 Samcef Rotor 高压电缆静动力学分析软件 Samcef HVS 等。其中转子动力分析模块 Samcef Rotor 是目前世界上唯一的单轴或多轴转子动力学特性大型有限元分析软件。图 1 是依托 Samcef Rotor 软件和 Samcef Field 软件搭建的发动机的转子动力特性集成仿真分析系统。此系统是一完整的转子建模和仿真分析环境，包含发动机转子动力特性分析的各个方面。

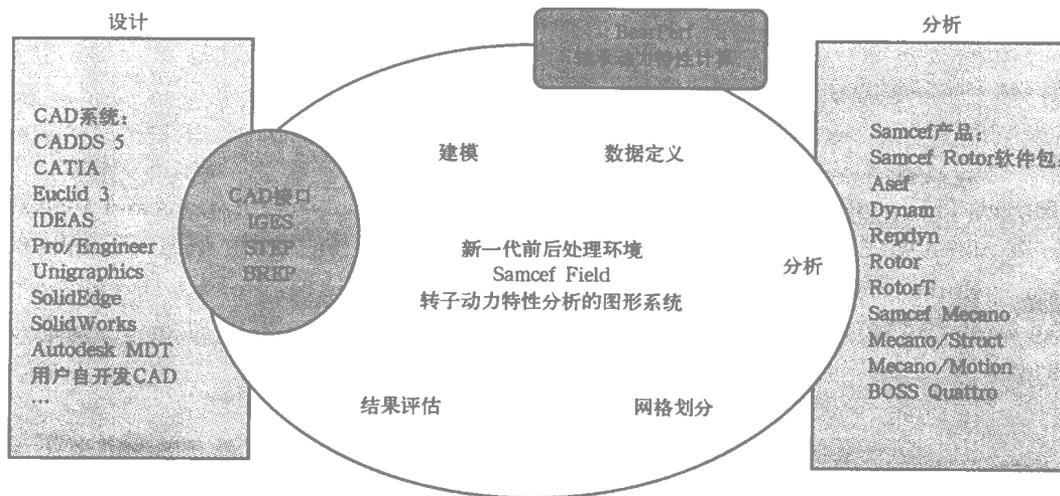


图 1 转子动力特性集成仿真分析系统

1 Samcef Rotor 软件简介

1.1 Samcef Rotor 主要特点

Samcef Rotor 可以进行完整转子系统的建模，包括转子部件、静止部件和连接部件。能考虑发动机转子与静子间的耦合，模拟发动机各种支撑方式和连接关系，如滚动轴承、滑动油膜轴承、挤压油膜阻尼器、齿轮、密封和电磁轴承等。Samcef Rotor 还可以考虑转子基础等静止部件。计算分析类型包括：阻尼与无阻尼

转子临界转速、转子稳定性、不平衡响应分析及瞬态响应分析、弯扭耦合分析等。Samcef Rotor 软件的主要特点体现在如下几个方面：

Samcef Rotor 基于三维图形界面 Samcef Field 与大型 CAD 系统有接口，可以直接读取其他 CAD 系统的几何模型。Samcef Rotor 是基于有限元方法的软件系统，是目前世界上唯一的大型商业化软件。涡轮机行业的所有大公司都在使用 Samcef Rotor 软件，例如法国的 SNECMA 公司，英国的 ROLLS-ROYCE 公

司,法国的 ALSTOM 公司,德国 MTU 公司和瑞典的 ABB 公司等著名发动机公司。

Samcef Rotor 可以使用梁单元 (beam)、壳单元 (shell)、二维轴对称谐波单元 (2D-multi-harmonic axisymmetrical) 三维实体单元 (volume)和特殊的连接单元对转子系统、静子系统和连接部件进行建模。 Samcef Rotor 可以模拟复杂的双转子系统和多转子系统,以及套轴转子系统,这些转子可具有不同的转动方向、转速。 Samcef Rotor 具有弯曲和扭转耦合振动分析功能,系统中包含的齿轮单元可以直接模拟齿轮转子系统的弯扭耦合振动。 Samcef Rotor 与 Samcef 其他软件包配合,可以采用同一个模型进行其他计算分析,例如传热分析和热应力分析。 Samcef Rotor 提供的滑动轴承单元和挤压油膜阻尼单元,可以直接模拟圆柱滑动轴承、多油叶滑动轴承和可倾瓦滑动轴承和挤压油膜阻尼器。 Samcef Rotor 除了计算线性谐波响应,还可以计算考虑摩擦和间隙等非线性因素的非线性谐波响应和瞬态响应。 Samcef Rotor 采用传递函数模拟电磁轴承或控制系统。

1.2 Samcef Rotor 模型

Samcef Rotor 建模包括三个方面:转子系统模型、静止部件模型和连接部件模型。

I. 转子系统模型

Samcef Rotor 可以建立一个或几个具有不同的旋转速度和自由的空间定位的柔性转子模型。转子模型有类型,即梁单元-刚性盘模型、轴对称 傅里叶级数 和 3-D 模型。

转子梁单元模型每个节点六个自由度,考虑弯曲-拉压-扭转,适用任意空间位置的各向同性梁,同时考虑剪切刚度影响和轴向力对几何刚度的影响。惯性参数为一致质量矩阵和哥氏矩阵(陀螺矩阵),阻尼参数为黏性比例阻尼和结构比例阻尼。刚性盘可绕惯性轴自由定位,其惯性参数为质量矩阵、哥氏矩阵(陀螺矩阵)。

轴对称模型是建立在半离散傅里叶基础上以 meridian 板为基本假设的壳单元 (Shell)、一阶或二阶三角形和四边形二维实体单元建立模型。一节径谐波与陀螺效应相耦

合,这样采用零节径和一节径谐波就可以用轴对称模型考虑非轴对称的轴向一弯曲一扭转变形。此模型适用于复杂形状转子。

三维模型包括三维板壳单元和三维实体单元。三维模型适用于不区分轴和盘的毂桶式转子和非轴对称转子。可以通过部件模态综合(超单元)降低模型规模。因此三维模型适用于叶轮、桨扇、风扇等转子结构。

II. 静止部件模型

基础和支承结构可以模化为质量、刚度与阻尼的贡献。静子部件单元类型包括:梁单元、板壳单元、傅里叶单元、弹簧与阻尼单元、三维实体单元、杆单元、多点约束单元、刚体单元和篦齿单元。

III. 连接部件建模

转子系统中经常遇到的连接部件主要有:滚动、滑动和电磁轴承,密封,挤压油膜阻尼器或机械阻尼器,齿轮,流体作用力或摩擦。 Samcef Rotor 提供的连接库主要有:线性非对称模型(传递函数 电磁轴承)齿轮单元(见图 2),Bushing 单元(摩擦和阻尼)滑动轴承单元和挤压油膜阻尼器。 Samcef Rotor 提供的连接模型主要有:轴承、密封和流体力线性模型,线性轴承单元(见图 3)考虑压力、齿形和锥度角的齿轮单元(GEA2);建立在传递函数上的电磁轴承和传感器与作动器之间的耦合,非线性 Bushing 单元 滑动轴承(见图 4)和挤压油膜阻尼器(见图 5)。

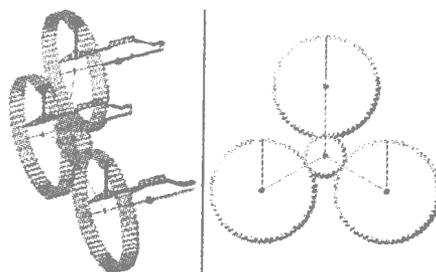


图 2 齿轮模型

1.3 Samcef Rotor 分析功能

I. 前后处理 Samcef Field

SamcefField 是专业的图形前后处理环

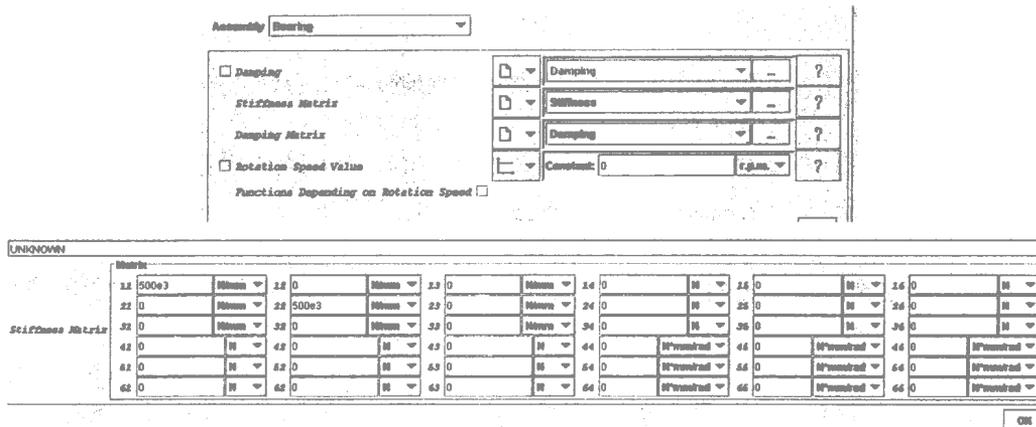


图 3 齿轮模型

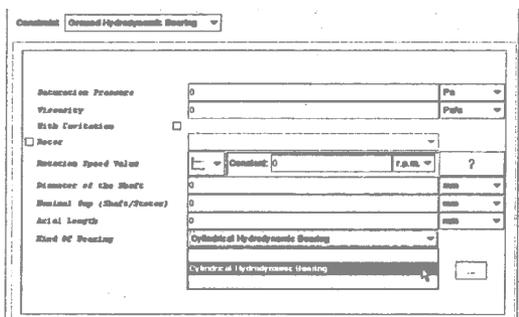


图 4 滑动轴承模型

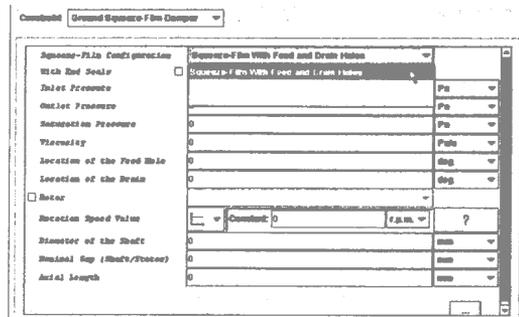


图 5 挤压油膜阻尼器模型

境。在 Samcef Field 中直接对转子系统、静止结构和连接系统进行建模（见图 6）。也可以将其他 CAD 系统中的几何模型读入到 Samcef Field 中。Samcef Field 显示结构变形图、应力图、临界转速坎贝尔图（见图 7）、瞬态位移响应、速度响应和加速度响应和轴心轨迹图等。

II. 临界转速分析

转子系统临界转速分析归结为复特征值问

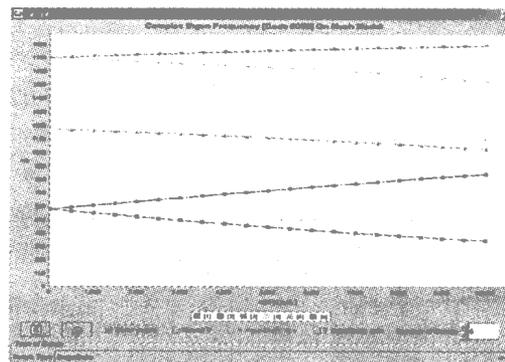


图 7 Samcef Field 结果一坎贝尔图

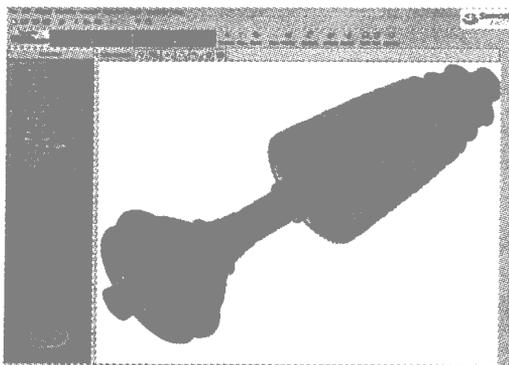


图 6 Samcef Field 模型—三维转子模型

$$\text{题} : \{-\omega^2 M + i\omega B(\Omega) + K(\Omega)\}q = g$$

输出的结果包括复特征值、相应的特征向量、动量、应变能和涡动能的分布 以及坎贝尔图(Campbell's Diagram)。

III. 线性频率谐波响应分析

$$\text{线性频率响应分析的基本方程} : \{-\omega^2 M + i\omega B(\Omega) + K(\Omega)\}q = g$$

载荷可以是同步的不平衡响应，非同步的

载荷,如重力、旋转流体力和压力等。

IV. 非线性频率谐波响应分析

非线性频率响应分析的基本方程： $\{-\omega^2 M + i\omega B(\Omega) + K(\Omega)\}q + f(q) = g$

考虑非线性支承、轴承间隙等非线性因素。

V. 瞬态响应分析

非线性瞬态响应分析的基本方程： $M\ddot{q} + B(\Omega)\dot{q} + K(\Omega, \Omega)q + f(q, \dot{q}, \Omega) = g(t)$

非线性瞬态响应分析考虑加速与减速过程、叶片断裂瞬态冲击力和非线性影响因素,如气隙力、挤压油膜、液压轴承、摩擦力。

VI. 转子灵敏度分析 BOSS quattro

BOSS quattro 是多学科优化和灵敏度分析专用分析工具,主要功能是转子系统灵敏度分析、参数化研究和 Monte Carlo 仿真、相关性分析与模型更新以及设计试验和响应面。使用 BOSS quattro 计算转子特征值、位移和支反力

的灵敏度,将轴承刚度和阻尼系数,结构的材料特性和阻尼等参数作为设计变量。

2 应用

2.1 双轴齿轮转子动力特性分析

下图 8 所示为一双转子齿轮传动系统。使用 Samcef Rotor 解决考虑弯曲和扭转耦合的动力特性问题。此结构是有两个轴承支承的轴,转子的两个轴的轴线是平行的,两个转子通过斜齿轮耦合。一个相对惯量较大的盘置于轴上。转子的轴段数据和轮盘的数据如下 转子 1 的长度为 421 mm 转子 2 的长度为 277 mm,平行于转子 1。转子 1 位于坐标系 X 轴 转子 1 和转子 2 所在平面为 OXY 平面。转子 1 正向旋转,转子 2 反向旋转,转速比为 1.0 两个转子上轮盘参数见表 1,转子模型见图 8。

表 1 轮盘参数

轮盘参数	转子 1			转子 2	
	轮盘 1	轮盘 2	轮盘 3	轮盘 1	轮盘 2
轮盘位置/mm	70.5	304.7	399.9	70.5	262
质量/kg	0.343	0.537	2.147	0.217	0.117
直径转动惯量 $I_d / (\text{kg} \cdot \text{mm}^2)$	1.38 E2	6.35 E2	1.764 E3	93.0	32.0
极转动惯量 $I_p / (\text{kg} \cdot \text{mm}^2)$	1.23 E2	1.74 E2	2.300 E3	89.0	47.5

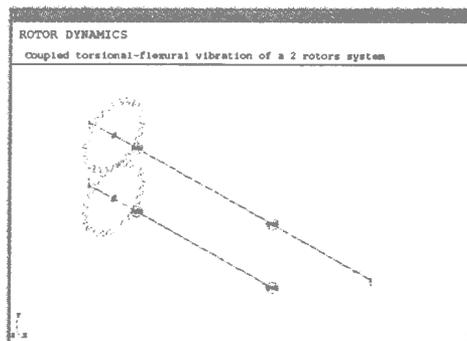
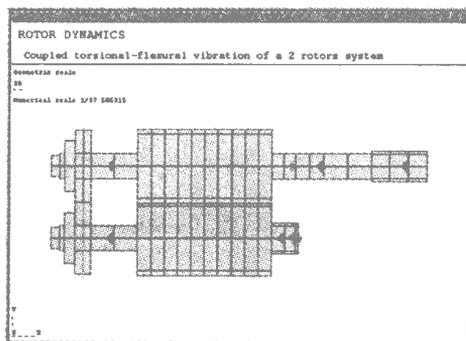


图 8 双轴齿轮转子模型

转子支承在分别位于 A,B,C 和 D 处的四个球轴承上,轴承采用轴承单元模拟,其参数见表 2。转子通过螺旋齿轮耦合,齿轮压力角为 20° ,螺旋角为 14.61° ,刚度为 $4.3E8 \text{ N/m}$,转

速比为 1.0。

计算分析类型如下:

临界转速分析:频率范围为 $0 \sim 1000 \text{ Hz}$ (60000 rpm) 计算 20 阶模态。

表 2 轴承参数

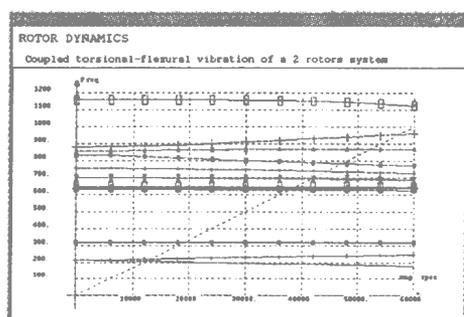
轴承参数	转子 1		转子 2	
	A	B	C	D
轴承距原点位置 /(mm)	70.5	323.5	70.5	273.5
刚度 k /(N/m)	8. E7	8. E7	8. E7	8. E7

不平衡响应分析(频率域):不平衡量为 $2. E-2 \text{ kg} \cdot \text{mm}$ 位于转子 1 轮盘 3 上;不平衡量为 $2. E-2 \text{ kg} \cdot \text{mm}$ 位于转子 2 轮盘 2 上。

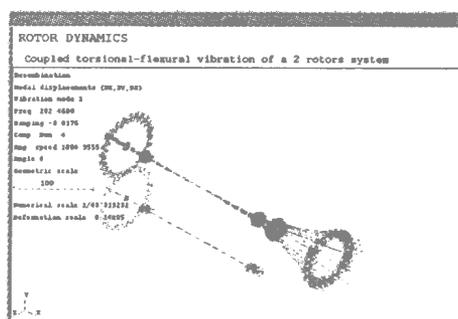
频率范围为 $0 \sim 1\,000 \text{ Hz}$ ($60\,000 \text{ rpm}$),考虑 20 阶模态。

不平衡响应分析(时间域):不平衡量为 $2. E-2 \text{ kg} \cdot \text{mm}$ 位于转子 1 轮盘 3 上,不平衡量为 $2. E-2 \text{ kg} \cdot \text{mm}$ 位于转子 2 轮盘 2 上。5 000 时间步模拟转速上升的 0.5 秒时间。在这个时间内转速由 0 上升到 $15\,000 \text{ rpm}$ 。

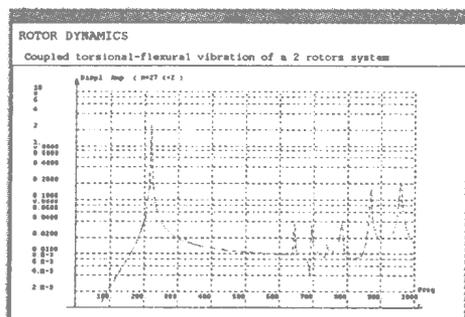
下面图 9 中分别为转子系统的坎贝尔图、转子涡动轨迹图、频率和瞬态响应结果和瞬态轴心轨迹图结果。



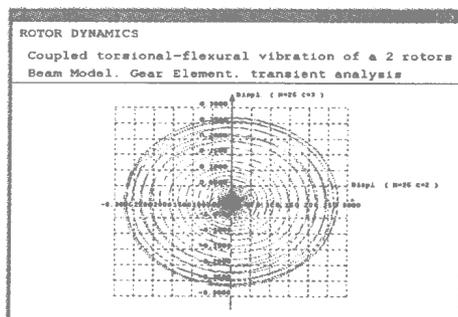
坎贝尔图



转子涡动轨迹图



频率响应



瞬态轴心轨迹

图 9 计算分析结果

2.2 空气压缩机转子临界转速分析

原始数据见文献 1 的第 117 页。转子全长 850 mm,总的极转动惯量为 $0.3069 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,总质量为 66.9 kg 。转子材料的弹性模量 $E=2.06 \times 10^5 \text{ N/mm}^2$,密度为 $7\,850 \text{ kg/m}^3$ 。支承刚度为 $2.2 \times 10^8 \text{ N/m}$ 。求解转子的进动转速、振型及临界转速。

在 Samcef Field 中创建几何模型、划分网格、施加边界条件,生成完整的有限元模型。使

用 Samcef Rotor 计算转子的临界转速。压缩机转子的有限元模型分别见图 10。在此模型中,轴采用梁单元模拟,轴承采用接地轴承单元(Ground Bearing)模拟,集中质量和转动惯量采用质量单元 Lumped Mass 模拟。

临界转速结果见表 3 转子系统的 Campbell 图见图 11 第 1 和第 2 阶正向涡动临界转速振型见图 12。

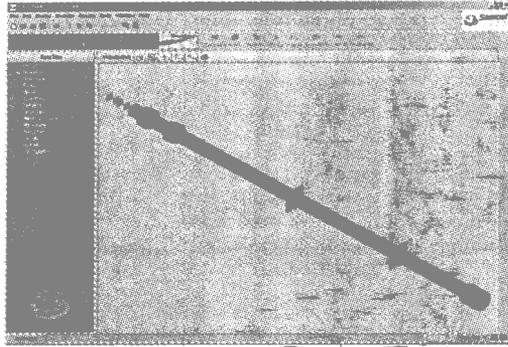


图 10 压缩机转子有限元模型

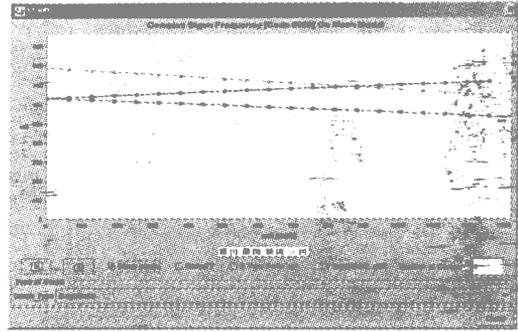
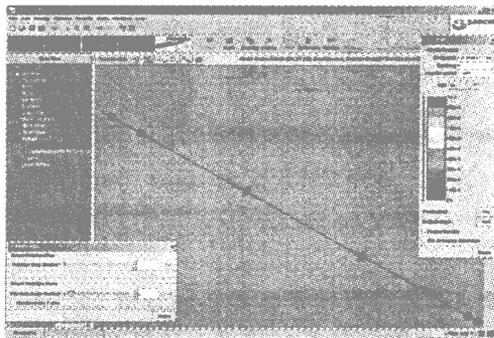


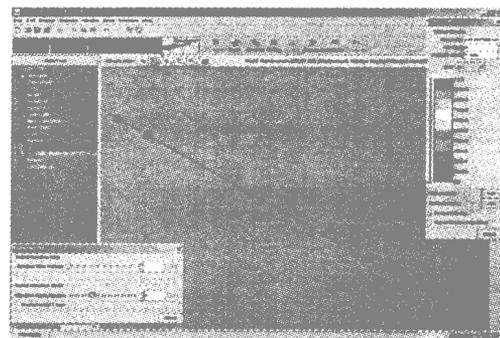
图 11 转子系统的 Compbell 图

表 3 临界转速计算结果

工 况	第 1 阶临界转速		第 2 阶临界转速		第 3 阶临界转速	
	频率/Hz	转速/rpm	频率/Hz	转速/rpm	频率/Hz	转速/rpm
正向涡动临界转速	125.1	7 500	449.3	27 000	681.7	40 900
反向涡动临界转速	100.3	6 120	408.6	24 520	1 201	72 060



第1阶正向涡动



第2阶正向涡动

图 12 转子临界转速振型图

2.3 高速旋转圆柱壳临界转速分析

高速旋转离心机的最大特点是高速自由旋转，因此其旋转离心力和涡动效应（Gyroscopic 效应）对振动特性的影响不可以忽略，在对此类结构进行动力特性分析时必须考虑它们的影响。本文以一高速旋转的圆柱形薄壳为例研究此现象。

结构尺寸：

直径 $D=0.2\text{ m}$ ，壁厚 $\delta=0.003\text{ m}$ ，长度 $L=1.2\text{ m}$ 。

材料性能：

弹性模量 $E=70\text{ GPa}$ ，密度 $\rho=2\ 850\text{ kg/m}^3$ ，泊松比为 0.33。

分析要求：用三维实体单元计算，考虑旋转引起的预应力和涡动效应，计算圆柱壳的临界涡动频率和临界转速。

采用 Samcef Field 软件进行前后处理，Samcef Rotor 软件进行计算分析。圆柱形薄壳采用三维八节点实体单元模拟。周向划分为 32 份，轴向划分为 60 份，厚度方向 1 份，共计 1 920 个单元，3 904 个节点。有限元模型如图 13 所示。

计算结果总结于表 4 之中，频率随转速变化的曲线见图 14，频率随转速变化的曲线静止状态弯曲振动模态振型见图 15，高速旋转状态正向涡动一阶临界转速振型见图 16。分析结



图 13 长圆柱形薄壳有限元模型



图 15 静止状态弯曲振动模式振型

果表明旋转离心力和涡动效应对高速旋转结构振动特性的影响不能忽略。

表 4 圆柱壳频率计算结果

第一阶 弯曲频率	只考虑涡动效应		考虑预应力和涡动效应	
	静止	转速为 500 Hz	静止 (无涡动)	转速为 500 Hz
反向涡动	345.4 Hz	333.6 Hz	353.8 Hz	342.2 Hz
正向涡动	345.4 Hz	357.6 Hz	353.8 Hz	365.8 Hz

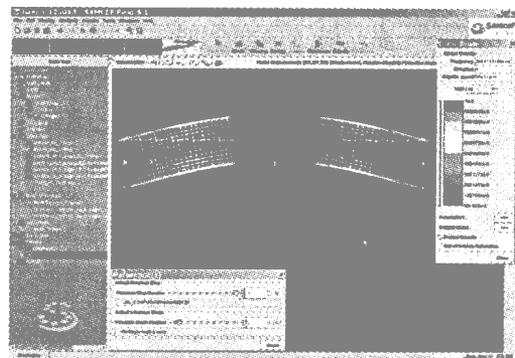


图 16 高速旋转状态正向涡动一阶临界转速振型

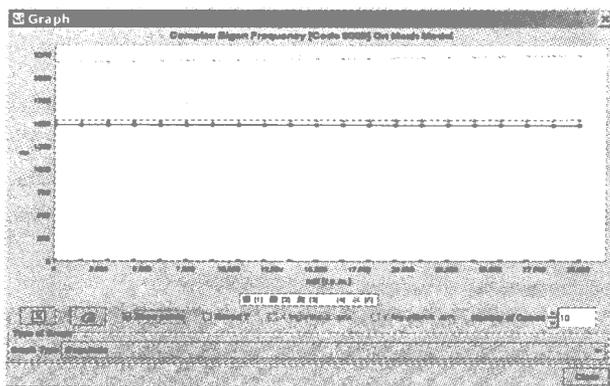


图 14 频率随转速变化的曲线（坎贝尔图）

2.4 悬臂盘转子临界转速分析

悬臂盘转子二维轴对称模型如图 17 所示。用 Samcef Field 进行前后处理，采用 Samcef Rotor 软件进行计算，考虑了转子高速旋转引起的陀螺效应。在 Samcef Field 软件中读入几何模型。在几何模型基础上采用二维轴对称傅里叶级数单元划分有限元网格。其有限元模型示意图见图 18。

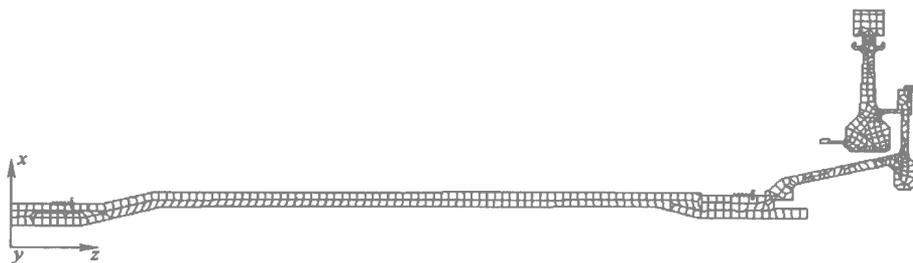


图 17 转子结构有限元模型

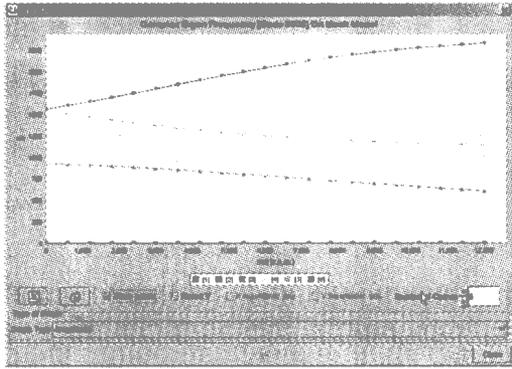


图 18 频率随转速变化的曲线 (坎贝尔图)

二维轴对称模型的坎贝尔图见图 18 第一阶临界转速振型图见图 19。二维轴对称模型的计算结果可以推广为三维,并以三维模型显示振型结果,这是二维轴对称傅里叶级数单元的特点。

3 总结

本文介绍了发动机转子动力特性集成仿真分析系统 Samcef Field 和 Samcef Rotor 以及此系统的特点、分析模型及分析功能。以四个

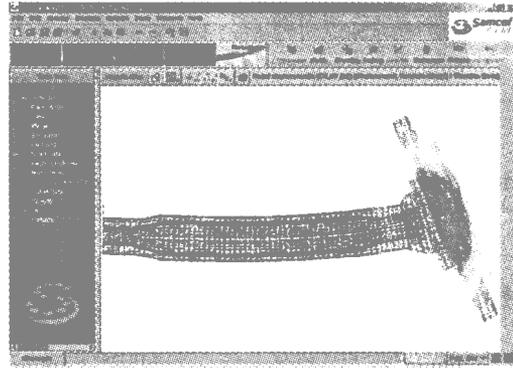


图 19 正向涡动一阶临界转速振型

工程应用实例,着重介绍了 Samcef Rotor 软件在发动机转子动力特性分析中的应用。

参考文献:

- [1] 闻邦椿,顾家柳,夏松波,等主编. 高等转子动力学——理论、技术与应用. 北京:高等教育出版社,2000.
- [2] 周传月 主编. 工程有限元分析与优化应用实例教程. 北京:科学出版社,2005.
- [3] 晏砾堂 著. 高速旋转机械振动. 北京:国防工业出版社,1994.

前 言

磁悬浮轴承，尤其是主动控制电磁悬浮轴承（简称“电磁轴承”），作为一种新兴的革命性的支承方式，与传统轴承有着很多的不同之处，并具备了无需润滑、寿命长等许多不可替代的突出优点。作为一种典型的机电一体化产品，电磁轴承的研究涉及到机械学、转子动力学、电磁学、电子学、控制理论和计算机科学等多学科的知识，具有很广泛的应用前景。

近 20 年来，随着大功率电子元器件、计算机技术以及控制理论和转子系统动力学的进步，电磁轴承技术得到了飞速发展。目前，电磁轴承已经应用在超过 300 多种不同的旋转或往复运动机械上，如航天器中的姿态控制陀螺和水泵、风泵、离心机、压缩机、高速电机、发电机、斯特林制冷机、各种高速磨铣切削机床、飞轮储能装置、搬运系统等等。

从 1988 年起，国际上每两年召开一次国际电磁轴承学术会议，专门讨论关于电磁轴承理论和工业应用问题，在国际上产生了重要的影响。我国的电磁轴承技术的深入研究始于 20 世纪 70 年代，目前专门从事这方面研究的机构或单位已发展到了数十家，一些研究成果已接近和达到了国际先进水平。为了进一步促进电磁轴承技术的交流和进步，更好地推动其在国民经济各个领域的应用，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的努力以及国内各电磁轴承研究单位的大力支持下，第一届中国电磁轴承学术会议在北京顺利召开，并决定在今后每两年召开一次。

这次会上，与会代表除进行了学术上的广泛交流之外，还就如何推动我国电磁轴承技术的发展进行了深入而热烈的讨论。本书整理选编了第一届中国电磁轴承学术会议的部分优秀文章，这些文章基本上覆盖了目前我国电磁轴承研究中的各个学科，并比较全面地反映了我国电磁轴承研究的水平，内容包括电磁轴承研究方向综述、传感器设计、鲁棒控制、转子动力学、新型结构电磁轴承、电磁轴承的新应用等等。将这些文章归类整理成册，及时总结我国电磁轴承设计、研究所取得的成果和经验，对于促进学术交流，提高我国电磁轴承技术的研究水平，让各界朋友更多的了解、关心和支持我国电磁轴承技术的发展，无疑是一项有意义的工作。

全国电磁轴承专业委员会（暂定名）筹备委员会
清华大学核能与新能源技术研究院

2005 年 11 月

全国电磁轴承专业委员会（暂定名）筹备委员会

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：200436

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