

Vibration Measurement System Based on Magnetic Levitation Effect

Abstract

Traditional vibration measurements mainly include mechanical, optical and electrical means, as well as the integration of these three methods. The research of vibration measurement system based on magnetic levitation effect in this paper is an exploratory research, which can supply reference to the further application of magnetic levitation effect and developing new vibration measuring method.

The variety disciplinarian of the magnetic intensity and force on the condition of various control-current and air gap was obtained through simulating the magnetic field of the hybrid maglev ball system, and the simulated results are verified by experimental measurement. On this basis, the maglev vibration measurement system model is established, and the systematic dynamical equation under exoteric vibration is deduced, which is consistent with the constant coefficient second order differential equation of mass-spring vibration measuring system. The damping coefficient and natural frequency are obtained using the analytical methods of mass-spring system for reference.

The time-frequency domain analysis software was compiled to analyze and process the vibration signal. The software can realize vibration signal waveforms display, data browsing and storing, signal filter and other functions. It can also complete further signal analysis, such as autocorrelation, spectrum, phase spectrum, power spectrum in time-frequency domain.

Based on the designed Maglev ball vibration measurement system, an exoteric vibration which has a given frequency of 50Hz is measured, and the collected vibration signal are analyzed and processed by the designed time-frequency domain analysis software. The parameters of the vibration signal such as frequency, amplitude, etc are obtained, which validated the feasibility of the system and the theory of Maglev technology to measure vibration. Results of this

study can provide a foundation for further research in the vibration measuring system applying magnetic levitation effect.

Keywords vibration measurement, magnetic levitation effect, magnetic field simulation, spectrum analysis

哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《基于磁悬浮效应的测振系统》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：高颖

日期：2008年4月3日

哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《基于磁悬浮效应的测振系统》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密 ☐，在 年解密后适用授权书。

不保密 ☒。

（请在以上相应方框内打√）

作者签名：高颖

日期：2008年4月3日

导师签名：杨春海

日期：2008年 月 日

第1章 绪论

1.1 课题的背景及意义

公元 132 年我国东汉科学家张衡发明“地动仪”，拉开了人类用仪器记录地震的序幕，但它仅能察觉地震的发生，并不能提供更多的信息，直到 1880—1892 年英国地震学家米尔恩、格林和尤因等发明了地震仪^[1]，才打开了探知地震的大门。随着社会进步对于振动的探知已经不仅仅局限于地震的预测和预防，更应用到了动力机械、交通运输、建筑等工业部门及环境保护、劳动保护等方面，而振动测量技术也逐步发展完善，从最初的地震记录到联网故障检测^[2]，检测技术中涉及了电磁学，电子学，光学，化学，力学，机械学，计算机科学等多领域多学科的技术综合运用^[3-5]。不仅如此，随着科学技术发展和工程需要，还将会有更多新兴学科被应用于测振领域^[6, 7]。本文就将磁悬浮技术应用于振动测试技术领域，对磁悬浮球测振机理进行探索。

1.2 磁悬浮技术的研究历史和现状

磁悬浮技术是集电磁学、电子学、力学、机械学、控制工程和计算机科学于一体的技术。因其具有无摩擦、无接触、无噪声、无需润滑等优点，而被誉为支撑史上的革命^[7]。人类从自然界的电闪雷鸣和天然磁石上开始注意到电磁现象。

1.2.1 国外研究的历史和现状

在国外，1820 年丹麦物理学家奥斯特发现电磁感应现象，法国毕奥和萨伐尔得出了直流电源的磁力定律，阿拉戈发明了电磁铁。1825 年英国人巴洛，斯特金制作的电磁铁其吸力为其自重（200g）的 20 倍。20 世纪 50 年代初，人们已在实验室利用电磁感应原理把物体稳定的浮起，并进行了大量的理论研究。1937 年，肯珀（Kenpera）申请了第一个磁悬浮技术专利，提出了采用新的交通方法的可能，并做了一个实验，这正是稍后出现的磁悬浮列车的前身。1938 年又采用可控电磁铁对一重量为 210 克的物体成功的实现了稳定的悬浮。同一时期，美国 Virginia 大学的 Beams 和 Holmes 也对磁悬浮理论进行了研究，他

们采用电磁悬浮技术悬浮小钢球，并通过钢球高速旋转时能受得离心力来测定实验材料的强度，测量过程中钢球所达到的最高旋转速度为 $1.8 \times 10^7 \text{r/min}$ ，在这一转速下，钢球由于离心力的作用而爆裂，他们据此来推算材料的强度极限。这可能是最早采用磁悬浮技术支撑旋转体的应用实例。伴随着现代控制理论和电子技术的飞跃发展，20 世纪 60 年代中期对磁悬浮技术的研究跃上了一个新台阶。英国、日本、德国都相继开展了对磁悬浮列车的研究。1977 年德国航空公司研制成功的 KOMET 型磁浮列车的时速 360KM。空间技术的飞速发展又推动了磁轴承^[8-10]的研究。据有关资料记载：在航空航天领域，60 年代初美国的雷伯实验室（Draper Laboratory）首先在空间制导和惯性轮上成功的使用了磁悬浮轴承。1997 年前后又报道了一系列有关航空发动机用的高温磁轴研究成果^[11-13]，成功的研制了能够在 510°C 高温下工作的磁轴承系统，转速为 22 000 rot/min，研制的高温磁轴承在单轴发动机的模型转子上成功地进行实验。1969 年，法国军部科研实验室（LRBA）开始对磁悬浮轴承的研究；1972 年，将第一个磁悬浮轴承用于卫星导向轮的支撑上，从而揭开了磁悬浮轴承发展的序幕。此后，磁悬浮轴承很快被应用到民用工业、国防、航天等各个领域。1977 年，法国 S2M 开发了世界上第一台高速机床的磁悬浮主轴；美国在 1983 年 11 月搭载于航天飞机上的欧洲空间实验仓里采用了磁悬浮轴承真空泵^[14]；1984 年，S2M 公司与日本精工电子工业公司联合成立了日本电磁轴承公司，在日本生产、销售涡轮分子泵和机床电磁主轴等。目前，国外已将电磁轴承应用在数百种不同的旋转或往复式运动机械上，如超高速磨床、铣床、离心机、透平压缩机、陀螺仪、航天器姿态控制装置、飞轮蓄能等装置。1994 年 9 月在瑞士召开的第四届国际电磁轴承会议上，电磁轴承已作为比较成熟的商业产品推向市场。磁悬浮技术涉及多个领域，多项技术交织其中。研究和开发利用的难度较大，目前国内外对其研究工作非常活跃且研究力度正在进一步加强。

1.2.2 国内研究的历史和现状

公元前 3 世纪的《吕氏春秋》中，最早出现磁石引铁的记载，公元 1 世纪王充的《论衡》中记载了“顿牟缀芥，磁石引针”，“司南之勺投之于地其抵指南”。1086 年北宋科学家沈括著《梦溪笔谈》中最早记述了指南针的制法和用途，这是人类最早利用磁现象的产品。

我国对磁悬浮技术的研究起步较晚，磁悬浮轴承的研究时间与年代，但由于

社会条件及技术水平的限制,在这方面的研究较国外晚 20 年。1986 年广州机床研究所与哈尔滨工业大学首先对“磁力轴承的开发及其在 FAM 中的应用”这一课题进行研究。此后,山东科技大学磁悬浮研究所、清华大学、西安交通大学、国防科技大学等进行这方面的研究^[15-17]。但到目前为止,开发的多数产品还在实验阶段。磁悬浮技术应用于列车也是一个很有前景的研究领域,国防科技大学在磁悬浮列车^[18]方面的研究取得了瞩目成果。总之,国内外都对磁悬浮技术引起了高度重视。鉴于随着现代科技技术的高速发展,如微处理器,功率放大器、传感器等元件的不断完善和新型材料的问世,都将使磁悬浮技术的应用成本日益降低且产品的性能更优越、更完善。

生产和科学技术的发展促进了磁悬浮技术研究的不断深入,同时,磁悬浮技术的发展又不断解决了工程应用中的许多疑难杂症^[19]。磁悬浮技术由于无接触、无摩擦磨损、无需润滑和密封等优点,使其在许多工程领域获得了广泛的应用。可以预见磁悬浮技术在二十一世纪会得到更高级的发展和广泛的应用。

1.3 振动测量技术及发展

目前,振动测量研究在铁路交通、机械制造、土木建筑、工程爆破、抗震和国防工程中越来越广泛,工程技术上为了要充分利用有益于工程的振动,限制和避免有害于工程的振动,准确测量振动参数是十分重要的。

1.3.1 振动测量的基本概念

振动测量是指在现场或实验室对振动系统的实物或模型进行响应测量、动态特性参数测定以及载荷识别。其中响应测量包括位移、速度、加速度、应变、应力等;动态特性参数测定包括各阶模态频率、模态阻尼、系统频率响应或脉冲响应等^[20];载荷识别或振动环境描述包括脉冲载荷或随机载荷、湍流谱、道路谱、海浪谱、地震谱等^[21]。振动测量得到的大量原始数据必须经过各种处理,才能作为工程设计的计算依据。测试的原始记录是物理量的时间历程,通过直观分析可将数据分为瞬态的、周期的、随机的 3 种,然后在时域、频域和幅域中进行统计分析、相关分析和谱分析等,从而得到表征响应特征的各种信息。振动测量是从航空航天部门发展起来的,在动力机械、交通运输、建筑等工业部门及环境保护、劳动保护等方面也显示出其重要作用。

振动测量的设备包括:

1. 激振设备。分为激振器和振动台两类,目前多采用带振动控制仪的激

振设备，它可按要求的波形或谱形激振。

2. 测振设备。有测力、测运动和测阻抗等 3 种传感器。

3. 分析设备。通常指滤波器，可以起抗干扰、去噪声、提取有用信号等作用。

振动测试包括两种方式：一是测量机械或结构在工作状态下的振动，如振动位移、速度、加速度、频率和相位等，了解被测对象的振动状态，评定等级和寻找振源，对设备进行监测、分析、诊断和预测。二是对机械设备或结构施加某种激励，测量其受迫振动，以便求得被测对象的振动力学参量或动态性能，如固有频率、阻尼、刚度、频率响应和模态等。

振动的幅值、频率和相位是振动的三个基本参数，称为振动三要素。

幅值：幅值是振动强度的标志，它可以用峰值、有效值、平均值等方法来表示。

频率：不同的频率成分反映系统内不同的振源。通过频谱分析可以确定主要频率成分及其幅值大小，从而寻找振源，采取相应的措施。

相位：振动信号的相位信息十分重要，如利用相位关系确定共振点、测量振型、旋转件动平衡、有源振动控制、降噪等。对于复杂振动的波形分析，各谐波的相位关系是不可缺少的。

1.3.2 振动测量方法及原理

振动检测的方法有多种多样，与振动有关的材料和原理都被用来检测振动，其中包括机械方法、电学方法、光学方法以及综合方法等，并在不同条件下的检测场合发挥了十分重要的作用。其中以电测法应用范围最广。三种方法的比较见表 1-1。

在早期的测振工作中，机械式和光学式^[22]的测量方法较多，而到目前，随着电子技术的广泛应用，测振方法多数发展成电学式测量方法^[23]。因为通过电学测量，无论拾振方面还是放大、记录和数据分析处理方面都有其明显的优越性和特殊功能，是其它两种方法特别是机械式的测试方法无法比拟的。所以电学式测量方法是目前测振的主要方法。当然目前的许多测试仪器往往都把机械、光学、电学合为一体^[24]，充分发挥各自的优点，使测试仪器达到一个新的水平。

查阅大量文献发现，众多测量方法中，没有一种涉及磁悬浮技术的应用。

表 1-1 机械振动测试方法
Table1-1 method of mechanical vibration measurement

名称	原理	优缺点及应用
电测法	将被测振动参量转化为电阻、电容、电感、电磁、电压、光电、热电等等形式的电信号，经电子系统放大后输出记录。	灵敏度高，频率范围及动态、线性范围宽，便于分析和遥测，但易受电磁场干扰。是目前最广泛采用的方法
机械法	将被测量的振动参量转换成测量仪器的机械移动或变形等信号，经机械杠杆放大以后，由电动或机械式记录装置记录。	抗干扰能力强，频率范围及动态、线性范围窄、测试时会给工件加上一定的负荷，影响测试结果，用于低频大振幅振动及扭振的测量。常见有杠杆引伸仪、手持应变仪等。
光学法	将被测量的参量由弹性系统转换成光学信号，经光学系统的光路、光臂放大作用，由感光胶片和传动装置进行记录。	不受电磁场干扰，测量精度高，适于对质量小及不易安装传感器的试件作非接触测量。在精密测量和传感器、测振仪标定中用得较多。如光纤示波器等。

1.3.3 振动测量技术研究现状

目前，国内外生产、制造地震计、振动测试仪的公司非常多，产品也很多。

图1-1中左图为斯普瑞内泽尔公司生产的典型水平向长周期地震计^[25]，图中两侧两个圆柱是磁体，线圈在磁体里面。在底板拐角三个螺丝用于地震计水平向调节。水平向调节（前面螺丝），后面螺丝用于调节周期。右图是该公司生产的垂直向长周期地震计，测震机理相同。这种地震计占据空间大，要求工作环境必须恒温，稳定性很难保证，因此极少被采用。重庆奔腾数控研究所生产的WZG-96A工程地震仪^[26]主要应用于地基、路基与基础工程检测；隧道工程检测；大中型水库的运行观测；桥梁工程检测；环境与地质灾害检测与评价。

日本理音公司的VM-63A便携式测振仪、VM-2001型振动分析仪^[27]，伊麦

特公司的EMT220BNC袖珍式测振仪，时代集团的TV300便携式测振仪、TV200笔杆测振仪，星晟检测公司的星晟vib10A测振仪等等，这些仪器都具有较多的功能、较好的性能指标，适用于铁路列车测振，但都不能测量10Hz以下的加速度。而国外，针对铁路列车的测振仪器如英国TDM Tape Services Limited公司生产的MK II型便携式平稳性指标仪，但价格比较贵。

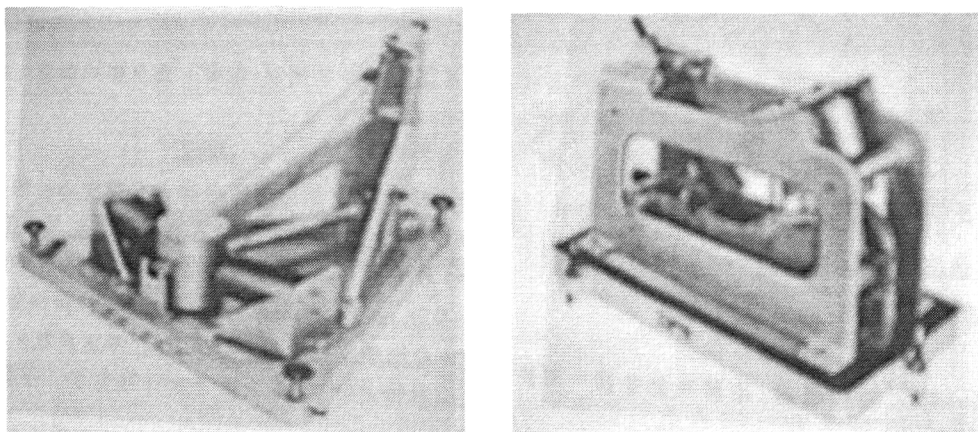


图1-1 水平向和垂直向长周期地震计

Fig.1-1 The horizontal and vertical direction long period seismometer

1.4 两种技术结合的意义

磁悬浮技术是利用电磁力将磁性体悬浮于空中，不需要任何介质而实现承载的非接触式支撑，因此没有机械摩擦和磨损，可降低工作能耗和噪声、延长使用寿命、动力损失小等，与传统的机械接触式的工作方式相比较，具有非常优异的特性。目前磁悬浮技术广泛应用于动力系统的控制，完成各种能量的传输，如用磁悬浮技术制造磁悬浮轴承^[28]、磁悬浮列车^[29]、磁悬浮风力发电设备^[30]、磁悬浮陀螺仪^[31]磁悬挂天平^[32]等。

利用磁悬浮技术检测可使系统中所需质量块非接触地工作，实现无摩擦测量，改善测试系统的静态特性和动态特性，而且由于采用模拟电子电路或数字系统实现阻尼系数的调节，可摆脱传统测量的阻尼方式，使采集到的数据便于进行后续的数字信号处理、数字信号滤波及远距离传输。因而，使这一技术拥有较广阔的应用前景。

1.5 论文的主要研究内容

阅读了大量振动测量及磁悬浮技术应用的相关文献，了解现有振动检测技术的机理和一般分析方法，通过对磁悬浮球系统磁场进行数值模拟确定系统结构参数和设计控制电路，通过对已构建的单自由度磁悬浮球系统进行动力学方程推导并比较其与质量-弹簧测振系统的共性与差异，并且通过实验数据分析处理从理论上和实践上证明磁悬浮技术测振的可行性。

论文主要完成以下工作：

1. 介绍磁悬浮技术国内外发展状况及其应用前景，现有振动测量基本方案，本论文选题的背景及研究的目的和意义；
2. 构建混合磁悬浮球系统，进行磁场数值模拟；
3. 磁悬浮检振理论研究；
4. 振动信号分析处理；
5. 进行振动测试实验。

第2章 混合磁悬浮球系统参数测量及计算

本章采用电磁场分析软件 Maxwell/2D 静磁场求解器利用虚功法计算磁场力,通过有限元的后处理绘制磁悬浮球系统的磁力线分布、磁场强度分布、磁感应强度分布,并对系统进行二维参数化分析,计算出变气隙、变控制电流情况下的磁场力变化曲线。同时搭建磁悬浮球磁场检测系统实验平台,利用检测系统对混合磁悬浮球间隙中的磁感应强度、磁场力、控制电流进行测量。并与计算值进行比较。

2.1 混合磁悬浮球系统参数测量

利用磁力克服磁悬浮球的重力,使混合磁悬浮球稳定悬浮。线圈中通以一定的电流产生电磁力,由于混合磁悬浮系统本质不稳定^[35],要求电磁铁中电流随磁浮球位移的变化而实时改变,以使电磁力和重力平衡,这就需要对系统实现反馈闭环控制。由光电位置传感器检测混合磁悬浮球的位移变化,当混合磁悬浮球悬浮在不同位置时,传感器输出不同的信号,进而改变控制电流的大小来调整悬浮球的位置。为实现稳定悬浮,关键问题是系统结构设计和控制器的设计。

从理论上讲悬浮在空中的物体不做功,功耗应为零,因此当前很多设计采用电磁永磁混合磁悬浮系统^[36]来降低功耗,追求“零功率控制”^[37]。为获得尽可能低的控制功耗,系统设计的重点之一是电磁铁和永磁铁的结构设计、参数设定以及寻找稳定平衡点。因此,本章搭建了单自由度混合磁悬浮球实验测试系统,利用有限元软件计算其磁场分布、磁场力大小,并讨论了其结构参数对系统性能的影响,进而确定磁悬浮球系统的结构参数和控制参数^[38]。

2.1.1 混合磁悬浮球系统

单自由度混合磁悬浮球系统主要由磁悬浮球、电磁铁、永磁体、光电位置传感器、控制器、功率放大器等部分组成。

根据所介绍的单自由度混合磁悬浮球的工作原理,混合磁悬浮球模拟控制系统主要硬件构成有:电磁铁线圈、光电位置传感器、模拟 PID 控制器、功率放大器、实验平台以及所需电源等部件。本设计采用的混合磁悬浮球实验装置及其控制电路板如图 2-1 所示。

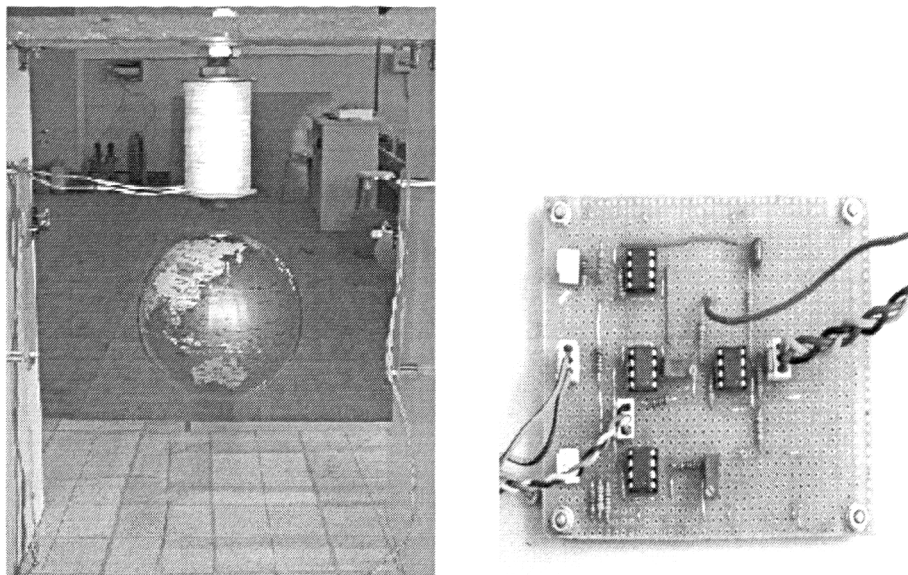


图 2-1 混合磁悬浮球实验装置及其控制电路板

Fig. 2-1 Experimental model and control circuit board of hybrid magnetic levitation ball

2.1.1.1 光电位置传感器

光电位置传感器由红外二极管(发射器)和光电二极管(接收器)两部分组成。光电接收管通过测量红外发射管传过来的光通量来确定悬浮球体所处的位置。所测得的光通量是一个连续的线性信号,信号被光电管所接收。光电测量电路采用光电管作为受控电流源,此时的光电管工作于线性工作区,其工作范围如图 2-2 所示。当光通量增加时,输出的电压信号也增加,即所接收的光通量可以控制光电管的输出电压。图 2-3 为红外发射电路,光电测量电路如图 2-4 所示。图 2-4 中的跟随器可以起到与后级隔离的作用,可用于消除测量电压表的影响或后级输入电阻的影响。

红外二极管发出的红外线被光电二极管接收,产生与受光量成比例的电压信号。当感光量少时,电路经调节会减小电磁铁中的电流,使提升混合磁悬浮球的力减小,小球下降,直到感光量被调整到合适值时电流减小停止。很明显,当发射器与探测器之间没有物体时,电磁铁中的电流将达到最大值;相反,当二者之间的路径完全被阻挡时,线圈中不产生电流,即电磁铁停止工作。

此外在测量球位置的光电管附近安装一个参考光电管,用于测量红外发射管和周围的光通量,以便于将测量球位移的光电管输出信号与参考电压值进行比较。

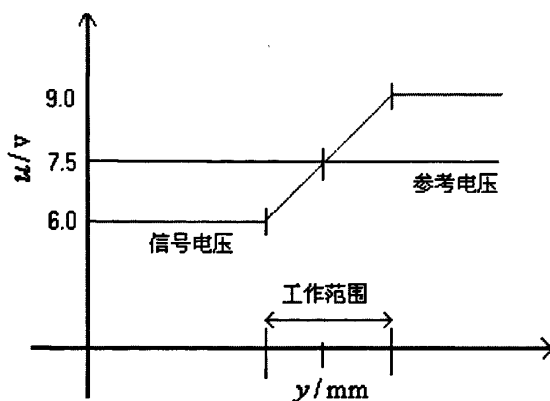


图 2-2 红外二极管工作范围

Fig.2-2 Operation range of infrared diode

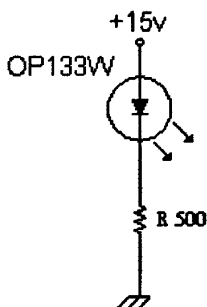


图 2-3 红外发射电路

Fig.2-3 Infrared emitter circuit

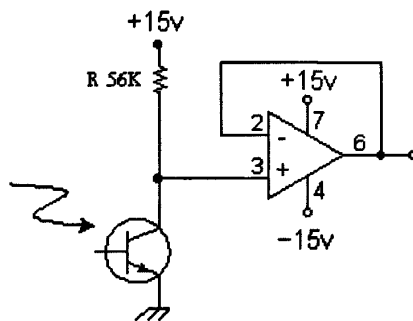


图 2-4 红外接收电路

Fig.2-4 Infrared receipt circuit

2.1.1.2 模拟 PID 控制器

控制器的核心部分是调节电路。调节电路可采用线性模拟电路，利用前馈或反馈方式构成适当的超前滞后电路(又称 PID 电路)，达到增益和相位补偿的目的，从而满足系统的要求。在模拟控制系统中，控制器最常用的控制规律是 PID 控制。传统 PID 控制系统原理框图如图 2-5 所示。系统由模拟 PID 控制器和被控对象组成。

PID 控制器是一种线性控制器，它根据给定值 $in(t)$ 与实际输出值 $out(t)$ 构成控制偏差 $e(t) = in(t) - out(t)$ ，将偏差的比例(P)、积分(I)、微分(D)通过线性组合构成控制量，对被控对象进行控制，故称为 PID 控制，其控制规律为：

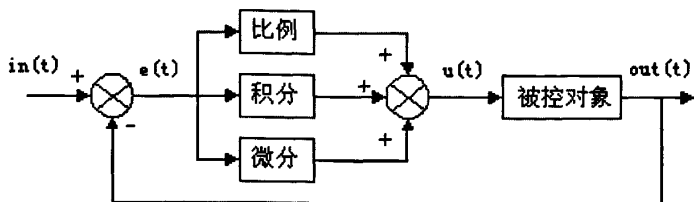


图 2-5 模拟 PID 控制系统原理

Fig.2-5 Control system principle of analogue PID

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + \frac{T_d de(t)}{dt} \right] \quad (2-1)$$

或写成传递函数形式为：

$$G(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) \quad (2-2)$$

式(2-2)中 K_p 为比例系数， T_i ， T_d 分别为积分、微分时间常数。

2.1.1.3 驱动电路

在混合磁悬浮球系统设计过程中，控制系统所发出的控制信号通常很微弱，不足以驱动电磁铁线圈动作，因此作为主电路与控制系统接口的驱动环节(功率放大器)必不可少，其对系统的正常可靠工作起决定性作用。

功率放大器主要解决感性负载的驱动问题。在磁悬浮系统工作过程中，功率放大器根据给定的控制信号对电磁铁线圈的电流(电压)进行控制。励磁电压由偏置电压和控制电压两部分组成，前者决定了系统的静态工作点(平衡位置)；后者影响和限制着系统的频宽，对其驱动和控制必须有高频影响。总体而言，对于功率放大电路的性能要求偏重于动特性。

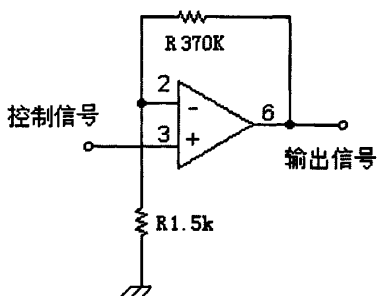


图 2-6 同相放大电路

Fig.2-6 Homo-phase amplifier circuit

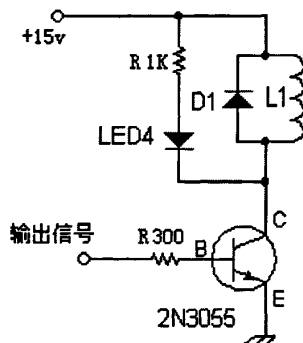


图 2-7 功率放大电路

Fig.2-7 Power amplifier circuit

由光电位置传感器取得的信号与给定信号相比较后，送入到模拟控制器中，经控制器处理后得到输出的控制信号，此信号必须经过一个驱动电路，即一个信号的传递功率的放大电路，来带动电磁铁最终实现混合磁悬浮球位置的改变。功率放大电路如图 2-7 所示。电路中采用 2N3055 型功率三极管作为功率放大器的核心部件，另外为避免回路中电感造成反向电动势，从而产生反向电流影响系统磁场，采用限制电流流向加以避免，主要依靠图中二极管的单相导通特性来实现。实验中所采用的同相放大器，其电路如图 2-6 所示。

2.1.2 测量系统

本文测量系统要求实现磁悬浮球系统气隙、控制电流、磁悬浮力和磁场的测量，其系统组成如图 2-8 所示。

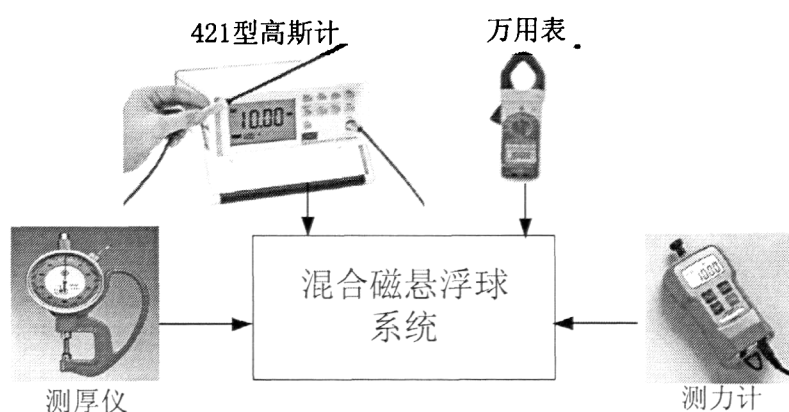


图 2-8 磁悬浮球测量系统示意图

Fig.2-8 Schematic diagram of Maglev ball measurement system

2.1.2.1 气隙及悬浮力测量

本文气隙测量采用纸张等效方式，用若干已知厚度为 94 微米的纸张垫在悬浮系统气隙间，当纸张厚度小于平衡时气隙厚度时，悬浮球将被紧紧吸住，一旦纸张厚度大于平衡点处气隙厚度，则悬浮球将由于磁吸引力不足而掉落，因此只需逐张增加纸张至悬浮球掉下时，用测厚仪测量此时纸张厚度即可得到平衡点处气隙厚度。

磁悬浮力的测量利用弹簧拉力型测力计置于永磁铁下方，测量由电磁铁和永磁铁相互作用产生的磁悬浮力。

整个测量过程中包括气隙厚度、磁悬浮力和控制电流三个参量。采取固定

一参量，调节一参量，测量第三个参量的方式获得实验数据。例如通过固定悬浮球的位置，即固定气隙厚度，调节控制电流，测量磁悬浮力。

2.1.2.2 磁场测量

采用美国 LakeShore 公司的 421 型高斯计对气隙间磁场和磁感应强度进行测量，该仪器为适应永磁工业的动态变化而设计。有较快的反应速度、较高的分辨率和良好的磁通密度测量重复性。测量范围为 0.01mG-300kG，精确度可达到 0.2%。

在测量时将扁形探针置于磁悬浮球间气隙中，使磁场垂直于探针扁形面，从而获得尽可能精确的测量值，分别取气隙间轴向距电磁铁 0mm、8mm、16mm 和 26mm 处，沿径向测量并记录磁感应强度，同时记录探针位置。

2.2 磁悬浮球系统参数及数值解析

2.2.1 数学模型

在混合磁悬浮系统中，铁磁材料在磁场的作用下能产生一个与重力相反的磁吸力。设置 y 轴为电磁铁磁极的轴向位置，电磁力方程为：

$$f = -\frac{dW_{field}}{dy} \quad (2-3)$$

其中， W_{field} 为电磁铁线圈与磁悬浮球之间气隙中存储的磁场能量。在分析磁悬浮系统时，非线性磁悬浮力用 $f(i, y)$ 表示^[39,40]线圈中的电流， y 为电磁铁线圈底部与磁悬浮球顶部之间的距离。磁悬浮力用于描述磁悬浮球的运动，一般有三种模型表示方法。第一种表达式为：

$$f(i, y) = c\left(\frac{i}{y}\right)^2 \quad (2-4)$$

式中 c 表示一常数系数。此式是在假设气隙中磁场分布均匀，不考虑铁心磁阻、永磁体内阻、漏磁和涡流损耗等，且线圈电感与磁悬浮球位置成线性变化的情况下建立起来的^[41]。

第二种形式如下：

$$f(i, y) = a\left(\frac{i}{h_1(y)}\right)^2 \quad (2-5)$$

式中 a 为一常数。 $h_1(y)$ 表示 y 的函数。在实际磁路中，气隙中的磁场分布并不是像上述假设一样是均匀分布的。Lin 和 Jou 从实验数据中利用最小二乘

法拟合曲线，从而推导出了磁悬浮力的表达式。第三种表达式在文献[42]中提出，利用一种求含有小参数微分方程在整个区域上一致有效渐近解的近似方法——奇异摄动法，计算的磁场力表达式如式(2-6)所示：

$$f(i, y) = \frac{i^2}{h(y)} = \frac{i^2}{a_0 + a_1 y + a_2 y^2 + \dots, a_n y^n} \quad (2-6)$$

式(2-6)中多项式的阶数和系数由实验数据来确定。实际上，式(2-6)是在实验的可控范围内，测定使混合磁悬浮球能悬浮在不同位置时的最小电流来确定的。

2.2.2 物理模型

电磁铁和磁悬浮球为轴对称系统，磁场及磁场力只与电磁铁和永磁铁相关，且磁悬浮球体为塑料材质，在建模时可忽略球体，因此在 R-z 平面等效成如图 2-9 的二维模型。图中铁芯为纯铁材料，铁心半径 10mm；长度 90mm；线圈为铜绕组线，线径 0.9mm，1340 匝，9 层；永磁铁选用圆柱形铁钕硼 NdFe35，半径 13.5mm，厚度 15mm；气隙距离为 26mm。

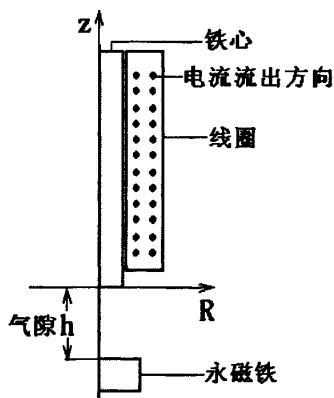


图 2-9 等效二维模型

Fig.2-9 Equivalent 2D model

2.2.3 控制方程

由磁场基本方程可以导出磁矢势方程：

$$\nabla \times \vec{H} = \nabla \times \frac{\vec{B}}{\mu} = \nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} = \vec{J} \quad (2-7)$$

式中: \vec{H} 为磁场强度; \vec{B} 为磁感应强度; μ 为磁导率; \vec{A} 为矢量磁位; \vec{J} 为电流密度。

采用柱坐标^[43] (ρ, ϕ, z) , 由于悬浮系统的对称性, 有 $B_\phi = 0$, $A_\rho = 0$, $A_z = 0$, $J_\rho = 0$, $J_z = 0$ 。式 (2-7) 可以写成

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times A_\phi = J_\phi \quad (2-8)$$

计算场域中某一点的磁感应强度

$$\vec{B} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho A_\phi) \vec{e}_\rho + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial z} (\rho A_\phi) \vec{e}_z \quad (2-9)$$

式中: \vec{e}_ρ 为 ρ 坐标的单位向量; \vec{e}_z 为 z 坐标的单位向量。

在 R - z 平面内, 令 $\rho = R$, 则有

$$\vec{B} = \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial R} (R A_\phi) \vec{R} + \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial z} (R A_\phi) \vec{z} \quad (2-10)$$

场域中任意两点间的磁通

$$\Phi = 2\pi R (A_{\phi 1} - A_{\phi 2}) \quad (2-11)$$

磁场力的计算采用虚功法^[44], 载流系统中, 有若干线圈, 线圈在外加电压 $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$ 作用下, 通有电流 $I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$ 。假设在某一时刻 dt 时间内, 仅有线圈 k 沿坐标轴 z 有一位移 dz , 则整个系统功能发生变化, 即:

$$dW = dz W_m + f dz \quad (2-12)$$

上式表明: 所有电源提供的能量 W 等于磁场能量的增量 W_m 与磁场力 f 所做的功之和。假设媒质无能量损耗, 则

$$dW = \sum_{k=1}^n I_k d\phi_k \quad (2-13)$$

若保持各磁链 ϕ_k 不变, $d\phi_k = 0$, 则由式 (2-13) 可得:

$$dz W_m + f dz = 0 \quad (2-14)$$

$$f dz = -dz W_m \big|_{\phi_k = \text{const}} \quad (2-15)$$

$$\text{即} \quad f = - \frac{dW_m}{dz} \big|_{\phi_k = \text{const}} = - \frac{\partial W_m}{\partial z} \big|_{\phi_k = \text{const}} \quad (2-16)$$

2.2.4 数值解析方法

上述方程通过图2-10所示的流程进行求解。对永磁铁给定材料属性, 即给

定剩磁 B_r 、矫顽力 M_u 和剩磁方向，则在Ansoft软件中即将其视为源项进行计算。边界条件选择气球边界，众所周知，对于轴对称R-Z平面模型，求解区应当向R和Z方向无限延伸，但数值计算中不可能这样做，因此取所研究系统的3~5倍作为 R_∞ 和 Z_∞ ，这样求解区就变成一个有限的区域，如果令其边界场量为零则相当于强制截断会引起反射，产生较大的误差或者错误结果，针对这种情况，选择Maxwell12D软件提供的气球边界使得边界处的磁场即不平行也不垂直于边界。

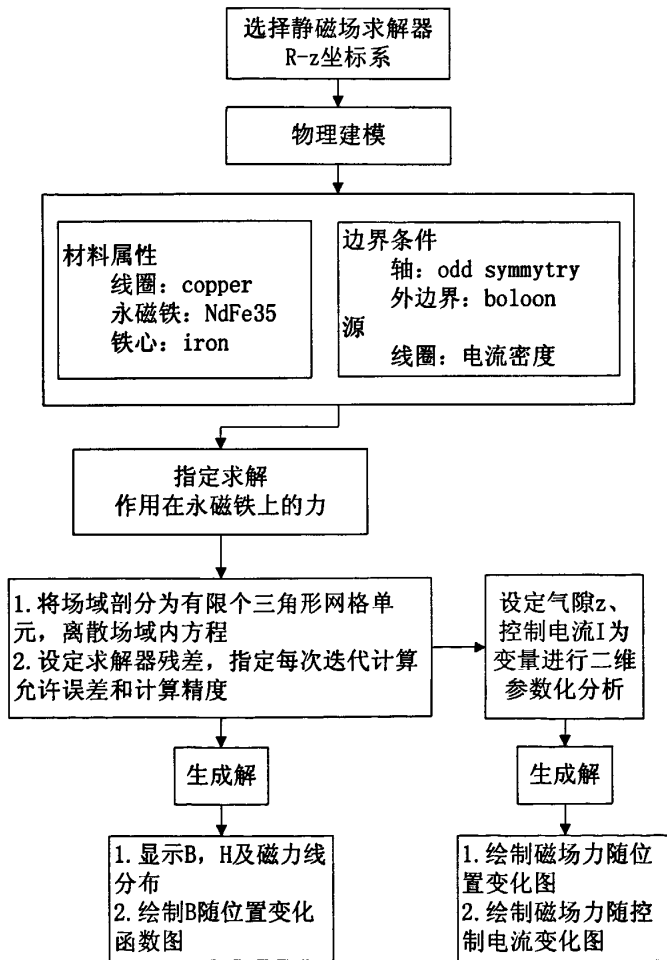


图 2-10 数值模拟过程

Fig.2-10 The Procedure of numerical simulation

在初始条件设定及场域剖分后，分别采用一般问题的求解和二维参数化分

析求解。前者目的是得出磁场及磁力线分布以分析电磁铁及永磁铁的结构参数；后者目的是选择恰当的平衡点并进一步优化设计。

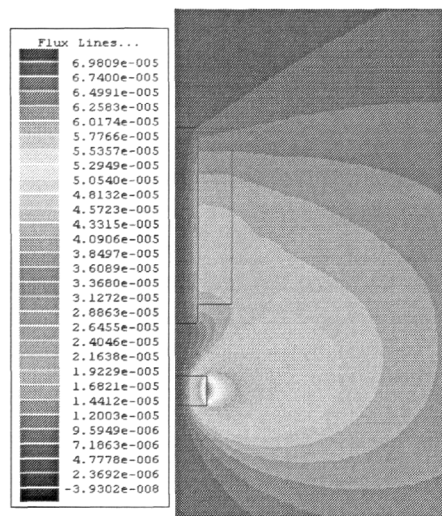


图 2-11 磁力线分布

Fig.2-11 Magnetic lines distribution

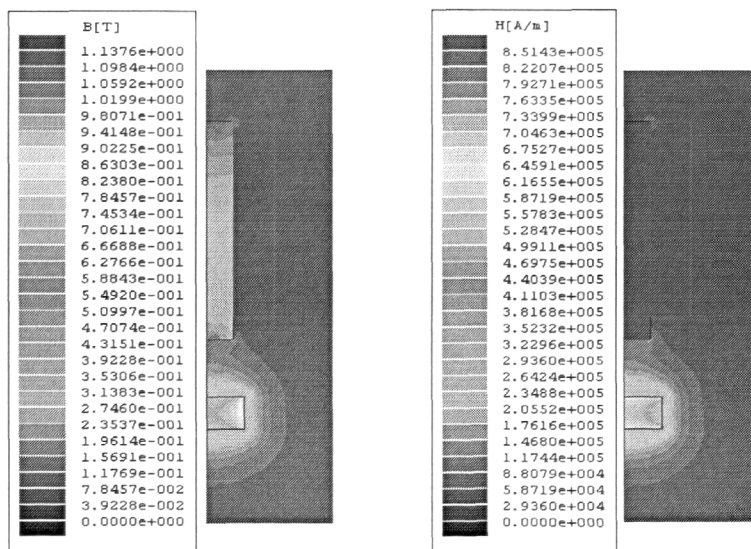


图 2-12 磁感应强度和磁场强度分布

Fig.2-12 The distribution of magnetic induction and magnetic-field intensity

假定线圈电流为0.4A，相应电流密度为 $3.96\text{e}5\text{A/m}^2$ 。磁力线、磁感应强度B和磁场强度H分布如图2-11、图2-12所示。

由图可见，仅研究永磁铁和电磁铁之间的气隙部分，磁力线在永磁铁的柱

面处最密集，磁场强度最大，永磁铁所提供的磁场力也相应较大，其作用是克服重力。电磁铁产生的磁力线相对较稀疏，提供的磁场力较小，主要用于控制磁悬浮球体的平衡。

2.3 实验及计算结果比较

2.3.1 磁场模拟与实验结果比较

图2-13、图2-14分别描述了磁感应强度沿 z 方向变化和沿 R 方向变化的计算值和实测值曲线。

图2-13可以看出，在 $r=0\text{mm}$ 即轴线上，磁感应强度随着 z 增加而增大，在距永磁铁最近处达到最大值；在 $r=10\text{mm}$ 处，磁感应强度随着 z 增加先减小后增大，在距铁芯 6mm 左右处出现最小值，之后随着与永磁铁距离拉近而增大，从图2-12磁感应强度分布图中也可看出这种现象，其原因是电磁铁作用较之永磁铁要小，因此在靠近铁芯处会产生一个低值的凹陷区域；在 $r=20\text{mm}$ 处，距离轴线较远，整个磁感应强度比较均匀分布，不会出现凹陷区域，因此磁感应强度数值较小并且随着 z 的增加而增大。

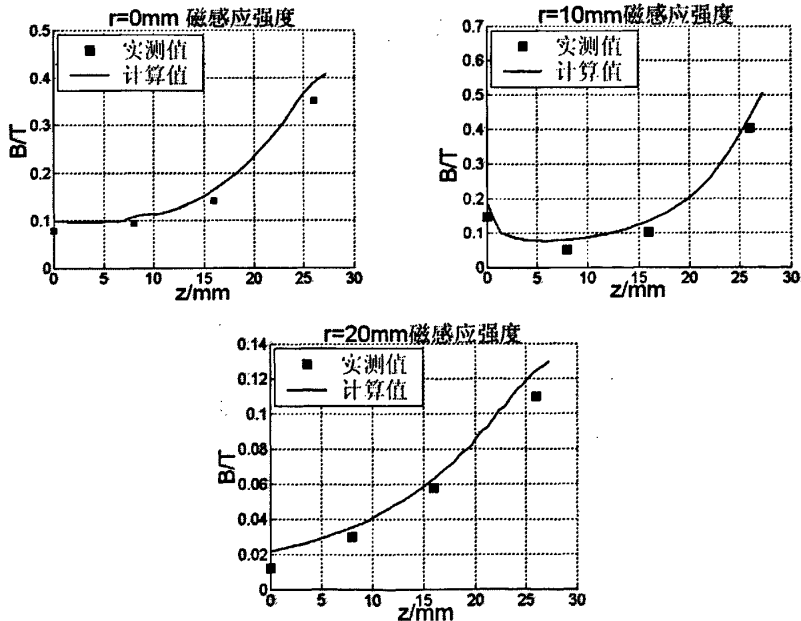


图 2-13 磁感应强度沿 z 方向变化

Fig.2-13 The variation of magnetic induction intensity along with z -axis

图2-14可以看出, $z=0\text{mm}$ 和 $z=26\text{mm}$ 即靠近铁芯和靠近永磁铁处均有磁感应强度的峰值出现, 然后随距离增加而减小, 这是由于磁铁的边缘处磁力线最密集, 磁感应强度最大; $z=8\text{mm}$ 和 $z=16\text{mm}$ 即两个磁铁中间区域磁感应强度均随着距离增加而减小。

由图可见, 实测数据与计算值大致吻合, 但是在有峰值处差值较大。磁场的实测结果是真实可靠的, 但是由于测量技术和试验条件, 测量误差很难避免。另一方面, 由于系统计算的任何一点的磁场数值都是对于几何上的点而言的, 而实际测量得到的磁场数值则总是该点附近的区域的平均值, 这也使得在计算值与测量值间存在着一定的偏差。但是, 计算结果基本与实测值相符, 趋势一致, 因此这种分析方法是可行且有效的。

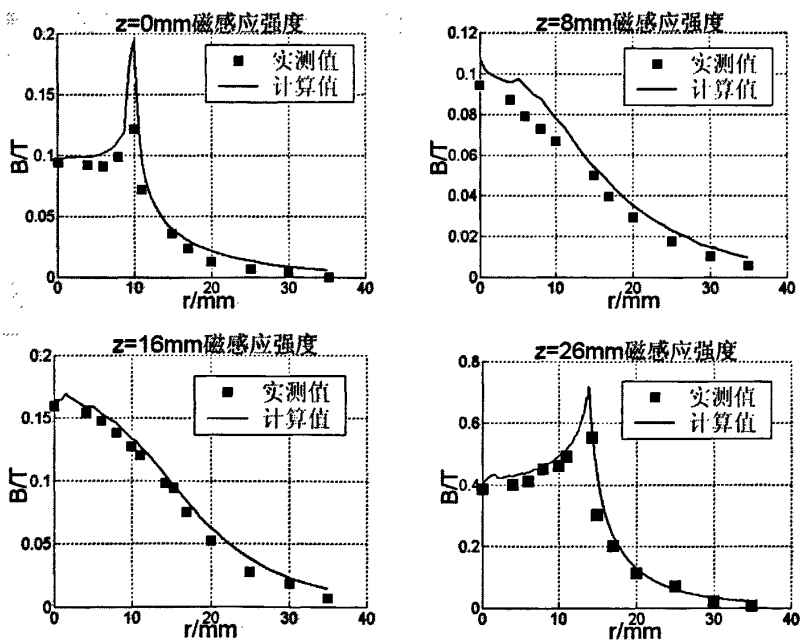


图 2-14 磁感应强度沿 R 方向变化

Fig.2-14 The variation of magnetic induction intensity along with R-axis

2.3.2 磁场力数值模拟及实验结果比较

本章研究目的是磁悬浮球系统结构的优化设计, 因此需设定的变量包括气隙高度 h 、控制电流 I 、磁铁厚度 d 、磁铁面积 S 以及线圈匝数 N 等。由于建模时

确定了永磁铁和电磁线圈的结构参数，因此只计算气隙高度和控制电流与磁场引力 F 的关系。

令控制电流 $I=400\text{mA}$ 和 $I=500\text{mA}$ ，磁场引力 F 随气隙变化的计算和实测值如图2-15。可见，质量为 198.5g ，即重力 1.945N 的悬浮球分别在两种电流控制下在不同气隙下实现平衡。 $I=400\text{mA}$ 时，计算得到平衡点在 $z=27.1\text{mm}$ 处，实测值为 24.7mm ； $I=500\text{mA}$ 时，计算得到平衡点在 $z=26.1\text{mm}$ 处，实测值为 23.9mm ，计算值和实测值趋势一致，但实测值略低于计算值。从曲线规律来看，磁场力与气隙变化呈非线性关系，随着气隙增大，磁场力减小。

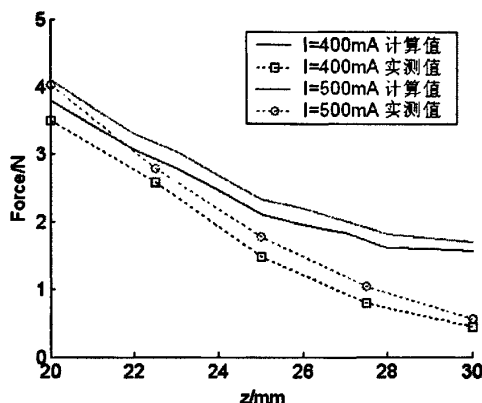


图 2-15 磁场力随气隙变化的计算值和实验值

Fig.2-15 Calculated values and experimental values of magnetic-field force along with air gap

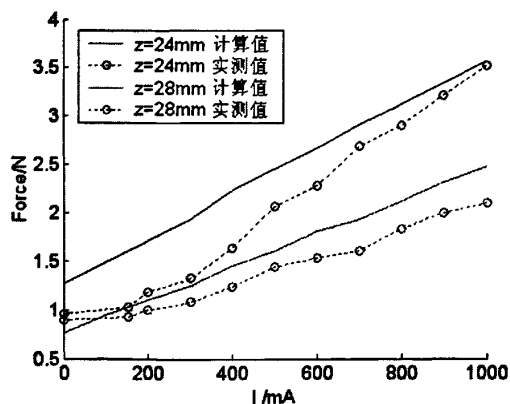


图 2-16 磁场力随控制电流变化的计算值和实验值

Fig.2-16 Calculated values and experimental values of magnetic-field force along with control current

令气隙 $z=24\text{mm}$ 和 $z=28\text{mm}$ ，磁场引力 F 随电流变化的计算和实测值见图2-16。当平衡点位于 $z=24\text{mm}$ 时，计算得到平衡点处所需控制电流为 300mA ，而实测值为 465mA ；当平衡点位于 $z=28\text{mm}$ 处，计算控制电流为 710mA ，实测值为 860mA 。同样，计算值和实测值趋势一致，但实测值略低于计算值。从曲线规律来看，磁场力与控制电流变化呈线性关系，随着电流增大，磁场力增加。此外，不同气隙下的两条曲线斜率不同，气隙小时斜率大，反之斜率小，也就是说随着气隙的增加，磁场力随电流的变化率也减小，也证明了磁场力与气隙之间的非线性关系，因此，气隙中的磁场并非均匀变化的。

2.4 本章小结

目前人们对磁悬浮技术的研究探讨多集中在控制方面，对磁悬浮系统的磁场及磁力分析计算相对较少，并且在已有的文献中，多针对特定磁悬浮系统如磁悬浮列车和磁悬浮轴承等进行分析计算。

磁悬浮球系统是磁悬浮技术研究的基础，具有单自由度、无耦合、易于搭建实验平台的优势，且其系统设计理论、控制理论通用于任何磁悬浮系统。正是鉴于这种理论通用性和可移植性^[45]，本章利用有限元法对磁悬浮球系统进行了磁场及磁力的分析计算，并利用二维参数化分析以控制电流和气隙为变量得出了磁场力随控制电流变化和磁场力随位置变化函数图，计算结果与实验结果吻合良好，证明了这种分析方法的正确性。在此基础上，还可以进一步研究以磁铁和电磁线圈的结构参数为变量讨论磁场力的变化情况，为结构设计，参数优化和平衡点的选取提供了有益的模版。

第3章 基于磁悬浮效应的测振原理与系统

本章主要进行磁悬浮技术测振的理论推导，构建磁悬浮球测振系统模型，与质量-弹簧测振系统比较，并借鉴其分析方法得出磁悬浮球测振系统的振动特性参数，通过动力学方程的计算来设计系统控制电路。

3.1 测振原理

3.1.1 近平衡点处动力学方程

图3-1为由电磁铁、磁悬浮球、位置传感器构成的磁悬浮球系统。

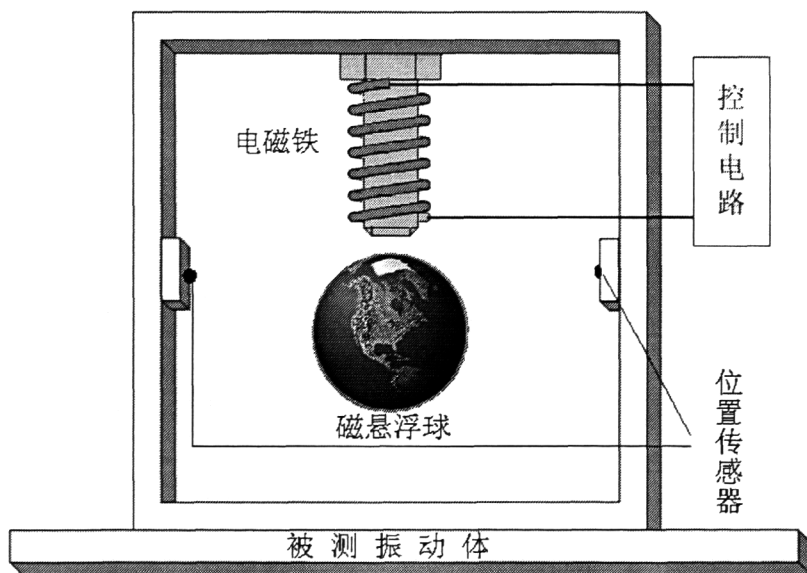


图 3-1 磁悬浮测振系统模型

Fig.3-1 Magnetic levitation vibration measuring system model

根据电磁力与磁场能之间的关系，磁悬浮球所受电磁力为

$$f_{\text{电磁力}} = - \frac{dW_{\text{field}}}{dy_2} \quad (3-1)$$

式中， W_{field} 为电磁铁与磁悬浮球之间储存的磁场能， dy_2 为电磁铁轴线上磁悬浮球与电磁铁的相对位移变化的微分量。

根据磁通链 Ψ 与磁通 ϕ 的关系以及磁阻表达式，有

$$\Psi(t) = Li(t) = N\phi(t) = N \frac{Ni(t)}{Rm(t)} = \frac{N^2 i(t)}{\frac{y_2(t)}{\mu S}} \quad (3-2)$$

平衡点处的电磁力为

$$f_{\text{电磁力}} = -\frac{dW_{\text{field}}}{dy_2} = -\left[\frac{d \frac{N^2 i^2(t)}{2y_2(t)}}{\frac{\mu S}{dy_2}} \right] = \frac{\mu_r \mu_0 S N^2 i^2(t)}{2y_2(t)} = mg \quad (3-3)$$

根据牛顿第二定律，磁悬浮球的动力学方程为

$$mg - f_{\text{电磁力}}(i, y_2) = m \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (3-4)$$

式中： m 为磁悬浮球质量； $f_{\text{电磁力}}(i, y_2)$ 为电磁铁在磁悬浮球上产生的电磁力，该电磁力是电磁铁电流和磁悬浮球与电磁铁之间位移的函数，呈非线性关系； y 为磁悬浮球的绝对运动； $\frac{d^2 y}{dt^2}$ 为磁悬浮球的绝对加速度。

设在平衡点处的电磁力为 $f_{\text{电磁力}}(i_0, y_{20})$ ，将电磁力 $f_{\text{电磁力}}(i, y_2)$ 在平衡点 (i_0, y_{20}) 处进行泰勒级数展开，因平衡时电流变化和位移变化量均很小，忽略高次项，有

$$\begin{aligned} f_{\text{电磁力}}(i, y_2) &= f(i_0, y_{20}) + \left. \frac{\partial f}{\partial i} \right|_{(i_0, y_{20})} \Delta i(t) + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{(i_0, y_{20})} \Delta y_2(t) \\ &= f(i_0, y_{20}) - k_i \Delta i(t) - k_y \Delta y_2(t) \end{aligned} \quad (3-5)$$

式中： k_i 为电流变化系数； k_y 为位移变化系数。

将式(3-1)、式(3-2)关系代入，得到

$$k_i = -\left. \frac{\partial f(i, y)}{\partial i} \right|_{(i_0, y_{20})} = -\frac{\partial}{\partial i} \left(-\frac{dW_{\text{field}}}{dy_2} \right) = -\frac{\mu_r \mu_0 N^2 S i_0}{y_{20}^2} \quad (3-6)$$

$$k_y = -\left. \frac{\partial f_{\text{电磁铁}}(i, y)}{\partial y_2} \right|_{(i_0, y_{20})} = -\frac{\partial}{\partial y_2} \left(-\frac{dW_{\text{field}}}{dy_2} \right) = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 S i_0^2}{y_{20}^3} \quad (3-7)$$

式中：\$N\$为电磁铁匝数；\$S\$为有效面积；\$m\$为磁悬浮球质量；\$i_0\$为平衡点电流；\$y_{20}\$为平衡点位移；\$\mu_r\$为相对磁导率。

平衡点处，向上的电磁力与磁悬浮球的质量相等，将磁场力表达式（3-5）代入式（3-4）并整理得到平衡点附近动力学方程

$$k_i \Delta i(t) + k_y \Delta y_2(t) = m \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (3-8)$$

3.1.2 基于磁悬浮效应的测振动力学方程

图 3-2 为磁悬浮球测振原理图。

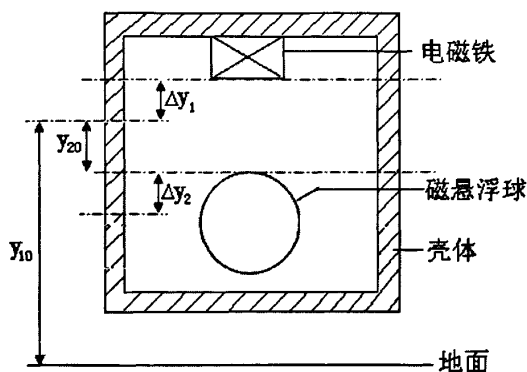


图 3-2 磁悬浮测振原理图

Fig.3-2 Schematic diagram of magnetic levitation vibration measuring system

在图3-2中，\$y_1\$表示电磁铁底部的运动，\$y_2\$为磁悬浮球的上切面相对于电磁铁底部的相对运动，可分别表示为

$$y_1 = y_{10} + \Delta y_1 \quad (3-9)$$

$$y_2 = y_{20} + \Delta y_2 \quad (3-10)$$

其中\$y_{10}\$表示初始时刻电磁铁底部的绝对位移，\$\Delta y_1\$表示\$t\$时刻电磁铁围绕其

初始位置 y_{10} 的相对位移， y_{20} 表示初始时刻磁悬浮球相对于电磁铁底部的绝对位移， Δy_2 表示 t 时刻磁悬浮球围绕起始位置 y_{20} 的相对位移。磁悬浮球的绝对运动为

$$y = y_1 + y_2 = y_{10} + \Delta y_1 + y_{20} + \Delta y_2 \quad (3-11)$$

式 (3-11) 代入平衡点附近方程 (3-8)，有

$$k_i \Delta i(t) + k_y \Delta y_2(t) = m \frac{d^2 \Delta y_1(t)}{dt^2} + m \frac{d^2 \Delta y_2(t)}{dt^2} \quad (3-12)$$

整理 (3-12) 式得到磁悬浮球测振传感器的动力学方程为

$$m \frac{d^2 \Delta y_2(t)}{dt^2} + c \frac{d \Delta y_2(t)}{dt} + k \Delta y_2(t) = -m \frac{d^2 \Delta y_1(t)}{dt^2} \quad (3-13)$$

式中： m 为磁悬浮球的质量； c 为等效阻尼系数； k 为等效弹簧弹性力系数（刚度）。

可见，该系统为二阶系统，与质量-弹簧振动系统的微分方程一样，相当于弹簧振子受迫振动，其等效模型如图3-3所示。

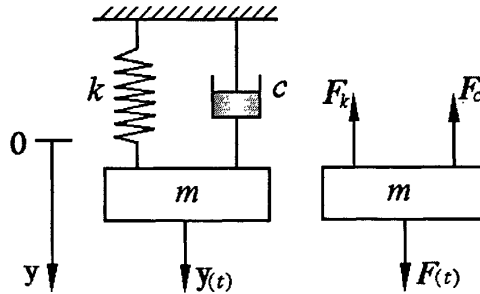


图 3-3 弹簧振子受迫振动模型

Fig.3-3 The model of spring oscillator in forced vibrations

将 m 、 k_i 、 k_y 等数值代入式 (3-13) 有

$$0.198 \frac{d^2 \Delta y_2(t)}{dt^2} + 35.55 \frac{d \Delta y_2(t)}{dt} + 2789.76 \Delta y_2(t) = -0.1985 \frac{d^2 \Delta y_1(t)}{dt^2} \quad (3-14)$$

根据弹簧测振系统的分析方法可知：

运动系统的固有角频率： $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} = 118.7 \text{ rad/s}$ ；

固有频率： $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 18.89\text{Hz}$ ；

运动系统的阻尼率： $\xi = \frac{c}{2\sqrt{mk}} = 0.76$ 。

通过上述分析，磁悬浮测振控制系统的振动方程为二阶系统，其与位移量成比例的系数是由电磁铁的电磁力提供的，并且在控制系统的作用下，以时间间隔0.05s作用，控制作用的时间是固定的，控制作用的效果应视其随时间的平均值成比例，体现在各个周期下的峰值强度。当悬浮球离开平衡位置越远时，其作用越强。

振动方程中， $\frac{d\Delta y_2(t)}{dt}$ 项系数类似于绝对式速度传感器的阻尼系数，也是通过控制系统来实现，体现在磁悬浮球变化越快，电磁铁的电磁力的变化强度也越大，方向与磁悬浮球运动方向相反。该项作用也为 0.05s 固定的时间间隔，每个周期电磁力的峰值根据磁悬浮球的位置进行调节控制。该固定时间间隔的长度是由控制系统的延迟决定的，与磁悬浮球的力控制模型无关。

3.2 系统控制电路

电磁铁可等效为电阻与电感的串联，由基尔霍夫电压定律得到

$$\begin{aligned} u(t) &= Ri(t) + \frac{d\psi(t)}{dt} = Ri(t) + \frac{d[L(t)i(t)]}{dt} = \\ &= Ri(t) + L(t)\frac{di(t)}{dt} + i(t)\frac{dL(t)}{dt} = \\ &= Ri(t) + \frac{\mu N^2 S}{y_2(t)} \frac{di(t)}{dt} - \frac{\mu N^2 Si(t)}{y_2^2(t)} \frac{dy_2(t)}{dt} \end{aligned} \quad (3-15)$$

由式（3-2）得到 $L_0 = \frac{\mu N^2 S}{y_{20}(t)}$ ，在平衡点 (i_0, y_{20}) 附近有 $i = i_0 + \Delta i$ ， $y_2 = y_{20} + \Delta y_2$ ， $u = u_0 + \Delta u$ ，将式（3-15）泰勒级数展开，因平衡时的电流变化、位移变化和电压变化均很小，忽略高次项，有

$$\Delta u(t) = R\Delta i(t) + L_0 \frac{d\Delta i(t)}{dt} + k_i \frac{d\Delta y_2(t)}{dt} \quad (3-16)$$

式中： L_0 为平衡点处电磁铁电感， k_i 为式（3-5）电流变化系数。

式（3-8）和式（3-16）为磁悬浮球在平衡点附近时的基本关系式。分别对

式 (3-8) 和式 (3-16) 取拉氏变换, 有

$$k_i \Delta i(s) + k_y \Delta y(s) = ms^2 \Delta y(s) \quad (3-17)$$

$$\Delta U(s) = R \Delta i(s) + L_0 s \Delta i(s) + k_i s \Delta y(s) \quad (3-18)$$

由式 (3-16) 得到该系统位移对电流的传递函数为

$$H(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta i(s)} = \frac{k_i}{ms^2 - k_y} \quad (3-19)$$

将 k_i 和 k_y 代入式 (3-19) 并整理有

$$H(s) = \frac{-39.9}{(s - 27.2)(s + 27.2)} \quad (3-20)$$

式 (3-20) 中有 ± 27.2 两个极点, 即 s 平面中含有正的极点, 混合磁悬浮球系统为不稳定系统^[46], 欲使该系统稳定需加入超前校正环节。

数学模型的正确与否与实际工作状态的接近程度是准确设计控制器的基础。考虑到混合磁悬浮系统是一个大气隙、非线性悬浮系统, 选用基于奇异摄动法^[47-49]计算的磁场力表达式, 从电流控制角度建立了单自由度混合磁悬浮球系统模型。通过分析得出混合磁悬浮球系统本征不稳定, 因此要使系统稳定工作, 必须设计合适的控制器。

超前控制电路由 RC 电路构成, 所选电路见图 3-4。由此 RC 电路可得

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC}} = \frac{R_2(R_1Cs + 1)}{R_2(R_1Cs + 1) + R_1} = \frac{s + \frac{1}{R_1C}}{s + \frac{1}{R_1C} + \frac{1}{R_2C}} \quad (3-21)$$

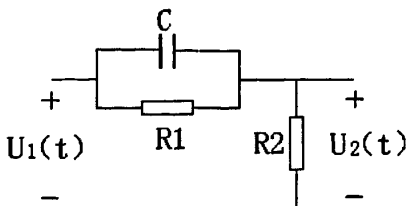


图 3-4 相位超前控制器电路

Fig.3-4 Phase lead control circuit

设计使其零点与式 (3-20) 的极点相同, 并令 $C=0.1\mu\text{F}$, 可解得

$R_1=367.6k\Omega$, $R_2=36.76k\Omega$ 。设计得到的磁悬浮测振系统的控制电路如图3-3所示。

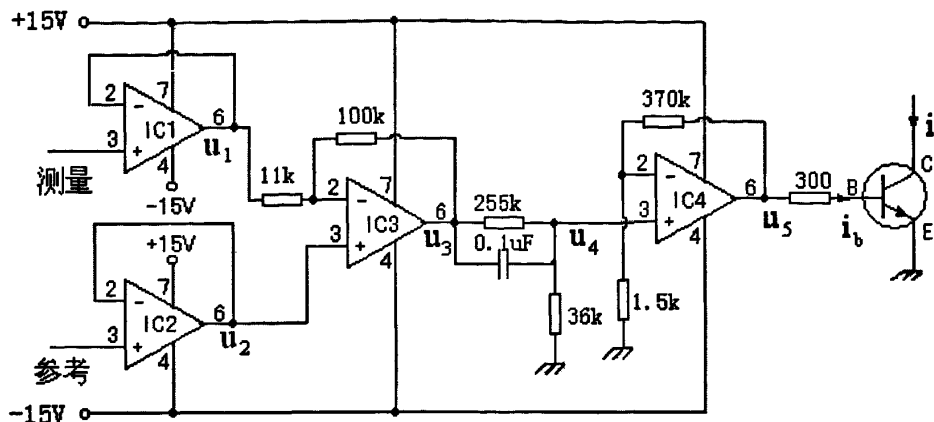


图 3-5 磁悬浮测振系统控制电路

Fig.3-5 Control circuit of magnetic levitation vibration measuring system

运算放大器IC₁、IC₂、IC₃构成差动放大，由光电管检测到的位移信号接至运放IC₁的输入端，由另一光电管检测到的参考信号接至运放IC₂的输入端，输出为差动信号， u_3 与 u_4 之间的电阻、电容构成比例微分运算，实现PD控制，运算放大器IC₄和三极管T等实现信号的驱动及放大，三极管T的集电极电流即为电磁铁的控制电流，实现电磁力的控制。

控制电路中的电流、电压关系为

$$i_c = 50i_b \quad (3-22)$$

$$i_b \approx \frac{u_5}{300} \quad (3-23)$$

$$u_5 \approx 248u_4 \quad (3-24)$$

$$u_4 \approx 0.14u_3 + 0.0036 \frac{du_3}{dt} \quad (3-25)$$

$$u_3 \approx 10u_2 - 9u_1 \quad (3-26)$$

$$\Delta u_1 = Cu\Delta y_2 \quad (3-27)$$

实测光电传感器灵敏度 $Cu=-IV/mm$ 。考虑到微分进入饱和区，实际微分作用需作调整，为原来的1/3。

3.3 本章小结

本章主要介绍了磁悬浮球测振系统的结构和基本测量原理，采用奇异摄动法计算磁场力，推导得出磁悬浮球系统为非线性不稳定系统，并设计了控制器以实现磁悬浮球稳定悬浮，通过对系统进行动力学方程推导，参考质量-弹簧测振系统的分析方法求得了系统的固有频率、阻尼系数等参数。

第4章 基于 LabVIEW 的振动信号处理

本章在前两章系统模型建立的基础上进行信号分析的软件设计,介绍振动信号分析处理的基础理论、基于 LabVIEW 的虚拟频谱分析仪的设计过程。软件要求同时进行时域分析与频域分析,在对复杂信号进行简单的滤波和加窗处理、分析后,得到信号的频率、频率响应等参数,并能完成数据显示、绘制图形、存储和查看测量数据等功能。

4.1 振动信号分析理论基础

4.1.1 振动的描述

振动是指物体或结构随时间变化相对其平衡位置所作的往复运动,通常用位移、速度和加速度来描述,振动随时间变化曲线称为振动时程曲线,也称振动波形,描述振动信息称为振动信号,振动现象可分为两大类:一类为确定性振动。确定性振动的特点是振动有规律性,可以用确定的时间函数来描述物体的所有振动物理量。确定性振动又可以分为周期振动和非周期振动。周期振动是指按一定时间间隔重复运动规律的振动,周期振动由有限个按线性分布的频率的简谐振动合成,而非周期振动的运动规律无周期性。另一类为随机振动,也称为非确定性振动。随机振动的特点是振动无规律,物体的任何振动物理量都不能用确定的时间函数来描述。随机振动只能用概率论和统计学的方法来描述。

根据第三章力学方程推导可知,磁悬浮球系统的自振有固定的周期,为周期性确定振动。当有外来振动施加于该系统时,必然可以从振动时程曲线的变化中显示出来,通过信号的分析处理提取出振动信号信息。

4.1.2 振动信号的预处理

通过传感器、放大器或中间变换器和数据采集仪对被测物体进行振动测试时所得的信号由于测试过程中测试系统外部和内部各种因素的影响必然在输出过程中夹杂着许多不需要的成分,例如系统内噪声,外界干扰等。因此需要对所采集信号作初步加工处理,修正波形的畸变,剔出混杂在信号中的噪声和干

扰，削弱信号中的多余内容，强化突出被测信号，使初步处理的信号尽可能真实地还原成实际的振动信号^[50]，因此，在信号分析时首先要对信号进行预滤波。

滤波器的分类方法很多，按处理信号的性质分为模拟滤波器和数字滤波器两大类，在计算机采样后的数据当然要选用数字滤波器，其基本出发点仍基于模拟滤波器。数字滤波器又分为 FIR DF(Finite Impulse Response Digital Filter) 和 IIR DF(Infinite Impulse Response Digital Filter)。

IIR 滤波器设计可以直接利用模拟滤波器设计的成果，如可以通过对模拟低通滤波器进行模拟频率和数字频率的变换得到对一个滤波特性的数字低通滤波器，当然两者之间存在一定的误差。模拟滤波器设计的经典方法是用“最佳逼近特性”设计方法，相应的有巴特沃兹滤波器、切比雪夫滤波器、贝塞尔滤波器、椭圆滤波器等滤波器类型。在逼近所需的同一个滤波器特性时，这些滤波器有不同的频率特性。

FIR 滤波器的系统只有零点，因此这一类系统不像 IIR 系统那样易取得比较好的通带与阻带衰减特性。要取得较好的衰减特性，一般要求系统的单位抽样响应截取的长度要长。IIR 滤波器与 FIR 滤波器相比，具有一些明显的优点首先，系统是稳定的，其次，系统容易实现线性相位，最后，系统允许设计多通带(或多阻带)滤波器。后两项都是 FIR 系统不易实现的。

理想滤波器在通带内幅频特性是常值，在通带外幅频特性是零值。但在实际中应用的滤波器都是利用有理多项式或其他方式在一定限度内进行逼近。“最佳逼近特性”的标准是根据滤波器的性能不同需要而定出的。按照对幅频特性提出要求，不考虑相频特性可实现的滤波器有巴特沃兹滤波器、切比雪夫滤波器等按照对相频特性提出要求，不考虑幅频特性可实现的滤波器有贝塞尔滤波器等。

巴特沃兹滤波器具有最大平坦幅度特性，被称为“最平”的幅频响应滤波器，其幅频响应表达式为：

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (4-1)$$

其中， ω_c 为截止频率， n 为阶次，图 4-1 为 IIR 型巴特沃思低通滤波器在阶次为 10，采样频率为 2kHz，截止频率为 300Hz 时的幅频响应。

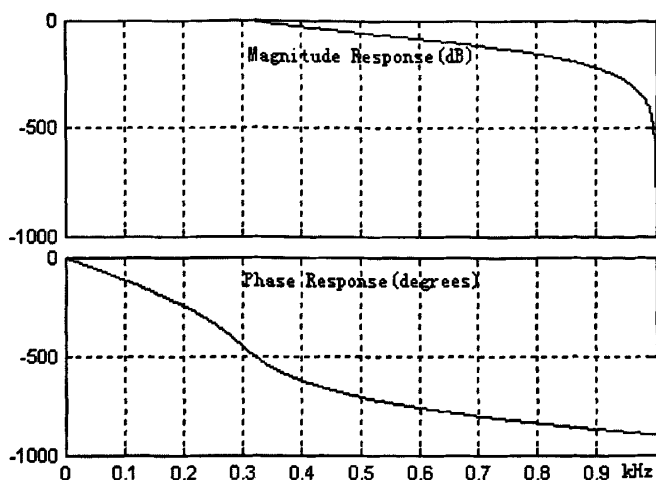


图 4-1 巴特沃兹滤波器的频响曲线

Fig.4-1 The frequency response of Butterworth filter

切比雪夫滤波器 (Chebyshev Filter) 的频率特性是, 无论在通带还是在阻带幅值都随频率而单调变化, 分为两种类型, 在通带中是等波纹的, 在阻带中是单调的为切比雪夫 1 型; 在通带内是单调的, 阻带内是等波纹的为切比雪夫 2 型 (Inverse Chebyshev Filter)。低通切比雪夫 1 型滤波器的幅频响应表达式为:

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)}} \quad (4-2)$$

式中 ε 表示通带波动程度的系数, 为小于 1 的正数; n 为阶数; $T_n(\omega)$ 为切比雪夫多项式。低通切比雪夫 2 型滤波器的幅频响应表达式为:

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 + \varepsilon^2) T_n^2(\omega)}{T_n^2(\omega_c)}}} \quad (4-3)$$

图 4-2 为 IIR 型切比雪夫低通滤波器在阶次为 10, 采样频率为 2kHz, 截止频率为 300Hz 时的幅频响应。

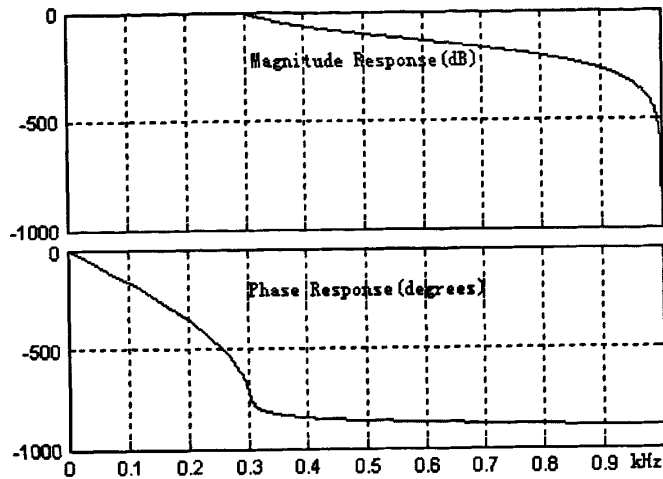


图 4-2 切比雪夫滤波器响应曲线

Fig.4-2 The frequency response of Chebyshev filter

贝塞尔滤波器 (Bessel Filter) 又称恒时延滤波器, 其相移和频率成正比, 即时移对所有频率为一常数, 其关系式为

$$\tau = -\frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) \quad (4-4)$$

即信号经过贝塞尔滤波器后相移近似于线性。

本文在设计中同时编写了多种常用滤波器, 可由用户自由选择低通、高通、带通、带阻滤波类型及截止频率和采样频率。

4.1.3 振动信号时域处理

本文在信号的时域处理上主要进行了滤波和自相关分析, 其中滤波的方法和特性如上节所述。

自相关函数是同一函数在两个不同瞬时时间幅值乘积的期望, 反映的是同一函数在不同时刻的相关程度, 也反映了平稳过程的平均能量随时间分布的特征。

由于自相关函数曲线的收敛快慢在一定程度上反应信号中所含频率分量的多少, 反应波形的平缓 and 陡峭程度, 在工程中常被用来检测随机振动信号中是否含有周期振动成分^[51]。

因为随机分量的自相关函数总是随时间坐标移动值趋近于无穷大而趋于 0

或某一常数值，而周期信号的自相关函数则保持原来的周期性不衰减，并可以定性地表征振动信号所含频率成分的多少。

信号 $x(t)$ 的自相关函数定义如下：

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) * x(t+\tau) dt \quad (4-5)$$

当观察时间 T 不是无限长，即 $T \neq \infty$ 时，求得估计值为：

$$\hat{R}_x(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) * x(t+\tau) dt \quad (4-6)$$

将连续时间信号 $x(t)$ ，用等时间间隔 Δt 取值采样，则时间

$$t = k\Delta t, \quad k=1, 2, \dots, N, \quad (4-7)$$

时间延迟

$$\tau = i\Delta t, \quad i=1, 2, 3, \dots, n < N, \quad (4-8)$$

当 $n \ll N$ 时，有自相关函数的离散时间表达式：

$$\hat{R}_x(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x(k) * x(i+k) \quad (4-9)$$

其中， $k=1, 2, \dots, N$ ， $i=1, 2, \dots, n < N$ 。

自相关函数描述一个随机过程在相隔 τ 的两个不同时刻取值的相关程度。所谓相关是指取值有明显的规律性，即在时间轴上任意间隔为 τ 的两个时刻的取值这些值均有相同符号，二者均大于平均值 m 或均小于平均值 m ，如式 (4-10)，两两相乘总为正，总和相加相互抵消后平均所得 $R_x(\tau)$ 数值就大，故相关性好。反之，若间隔 τ 的两个时刻的取值 $x(t)$ 、 $x(t+\tau)$ 没有明显的规律性，即符号有时相同，有时相反，则两个相乘有时为正，有时为负，总和相加相互抵消后平均所得 $R_x(\tau)$ 的数值就小，故相关性不好。当 $\tau \rightarrow 0$ 时，才呈现相关性的信号 $x(t)$ ，就是一个完全无规则的不相关的随机信号。

$$\left\{ \begin{array}{l} x(t_1) \text{ 与 } x(t_1 + \tau) \\ x(t_2) \text{ 与 } x(t_2 + \tau) \\ \dots\dots\dots \\ x(t_m) \text{ 与 } x(t_m + \tau) \end{array} \right\} \text{ 均大于或者小于平均值 } m \quad (4-10)$$

4.1.4 振动信号频域处理

常用的工程信号都是时间波形的形式，时间波形有直观、易于理解的特

点,它包含信息量大。但是不容易看出所包含信息与故障的联系。对于某些故障信号其波形有明显的特点,这时可以利用时间波形作初步判断。但是由于故障的发生、发展往往引起信号频率结构的变化,为了通过所测信号了解、观测对象的动态行为,往往需要将时间域信号变换到频率域上加以分析,从频率角度来反映和揭示信号的变化规律,这种频率分析的方法又称为频谱分析方法^[52]。

频谱分析的目的是把复杂的时间历程波形,经傅立叶变换分解为若干单一的谐波分量来研究,以获得信号的频率结构以及各谐波幅值和相位信息。对信号进行频谱分析可以获得更多的有用信息,如求得动态信号中的各个频率成分和频率分布范围,求出各个频率成分的幅值分布和能量分布,从而得到主要幅度和能量分布的频率值。根据信号的性质及变换方法的不同,可以表示为幅值谱、相位谱、功率谱等。

1. 傅立叶变换

傅立叶变换是频谱分析中的一个重要的工具。从数学角度讲,若函数 $x(t)$ 满足狄利克雷条件,且在 $(-\infty, +\infty)$ 上绝对可积,则函数 $x(t)$ 可以进行傅立叶变换。傅立叶变换对:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4-11)$$

$$X(\omega) = \int x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4-12)$$

将标准傅立叶变换对进行对称规范化:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4-13)$$

$$X(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4-14)$$

同样可以将频谱表达为复数形式:

$$X(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int x(t) e^{-j\omega t} dt = B(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad (4-15)$$

2. 窗函数

振动信号频域处理是建立在傅立叶变换的基础上的。基本上,涉及时频变换处理都需要用到傅立叶变换。通常意义下的傅立叶变换是针对无限长时间的,但实际上不可能进行无限长时间的信号采样,只有采集有限时间长度的信号数据。这相当于用一个矩形时间窗函数对无限长时间的信号突然截断。这

种时域上的截断导致本来集中于某一频率的能量，部分被分散到该频率附近的频域，造成频域分析出现误差，称为泄漏或泄漏谱。减少振动信号阶段造成谱泄漏的一种方法是加大傅立叶变换的数据长度；另一种方法则是对要进行傅立叶变换的信号乘上一个函数，使该信号在结束处不是突然截断，而是逐步衰减平滑过渡到截断处，这样就能减少谱泄漏。这一类函数成为窗函数。

矩形窗：

$$\omega(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (t \geq T) \end{cases} \quad (4-16)$$

式(4-16)为矩形窗函数。矩形窗相当于使信号突然截断所乘的窗函数，它的旁瓣较大，且衰减较慢，旁瓣的第一个负峰值为主瓣的 21%，第一个正峰值为主瓣的 12.6%，第二个负峰值为主瓣的 9%，故窗效果不是很好，泄露较大。如图 4-3 中，a) 为对 300Hz 正弦波加矩形窗后波形，b) 为局部放大的细化幅值谱。

汉宁窗 (Hanning)：

$$\omega(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{T} \right) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (t \geq T) \end{cases} \quad (4-17)$$

式(4-17)为汉宁窗函数。汉宁窗的频谱实际上是由三个矩形窗经相互频移叠加而成，汉宁窗的第一旁瓣幅值是主瓣幅值的 0.027，这样旁瓣可以最大限度地互相抵消，从而达到加强主瓣的作用，使泄漏得到较为有效的抑制。采用汉宁窗函数可以使主瓣加宽，倍频程衰减率为 18dB/oct，虽然频率分辨率比矩形窗稍有下降，但频谱幅值精度大为提高，因此，对要求显示不同频段上各个频率成分的不同贡献而不关心频率分辨率的问题时多采用汉宁窗。如图 4-4 中，a) 为对 300Hz 正弦波加汉宁窗后波形，b) 为局部放大的细化幅值谱。

海明窗 (Hanning)：

$$\omega(t) = \begin{cases} 0.54 + 0.46 \cos \frac{\pi t}{T} & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (t \geq T) \end{cases} \quad (4-18)$$

式(4-18)为海明窗函数。海明窗与汉宁窗同属于余弦类窗函数，它比汉宁窗在减小旁瓣幅值方面效果更好，但主瓣比汉宁窗也稍宽一些。海明窗的最大旁瓣高度比汉宁窗低，约为汉宁窗的 1/5，其主瓣衰减率可达 40dB/oct，这是海明窗比汉宁窗优越之处。但是，海明窗的旁瓣衰减不及汉宁窗迅速，这是海明窗的缺点。如图 4-5 中，a) 为对 300Hz 正弦波加海明窗后波形，b) 为局

部放大的细化幅值谱。

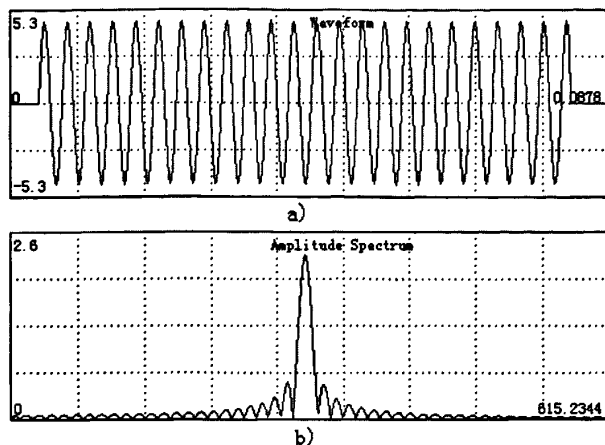


图 4-3 300Hz 正弦波加矩形窗后波形和局部放大的细化幅值谱

Fig.4-3 The sine waveform of 300Hz with Rectangular window and partial enlarged refining amplitude spectrum

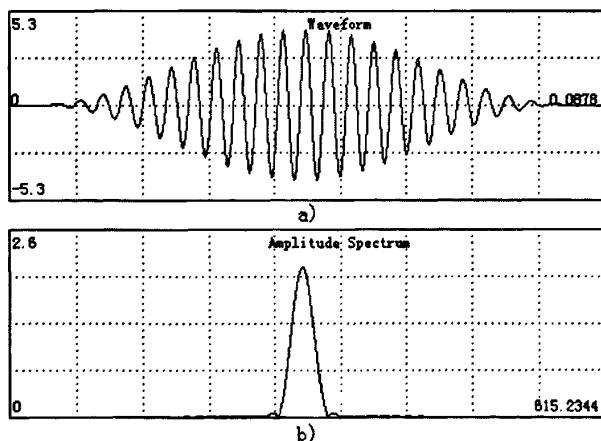


图 4-4 300Hz 正弦波形加汉宁窗后波形和局部放大的细化幅值谱

Fig.4-4 The sine waveform of 300Hz with Hanning window and partial enlarged refining amplitude spectrum

布莱克曼窗 (black-man):

$$\omega(t) = \begin{cases} 0.42 + 0.5 \cos \frac{\pi t}{T} + 0.08 \cos \frac{2\pi t}{T} & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (t \geq T) \end{cases} \quad (4-19)$$

式 (4-19) 为布莱克曼窗函数。布莱克曼窗和汉宁窗及海明窗一样同属于广义余弦窗函数。在与汉宁窗及哈明窗相同长度的条件下, 布莱克曼窗的主瓣稍宽, 旁瓣高度稍低。如图 4-6 中, a) 为对 300Hz 正弦波加布莱克曼窗后波形, b) 为局部放大的细化幅值谱。

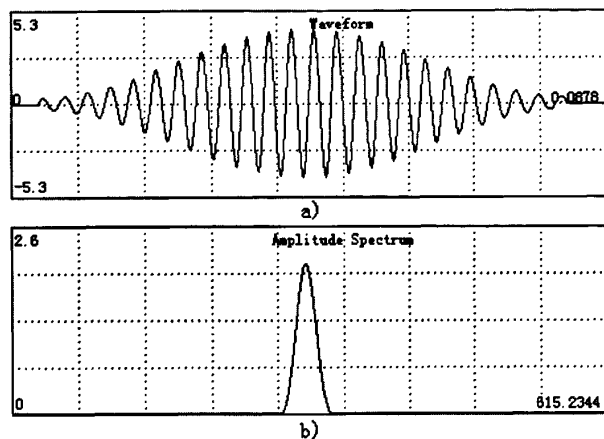


图 4-5 300Hz 正弦波形加海明窗后波形和局部放大的细化幅值谱

Fig.4-5 The sine waveform of 300Hz with Hamming window and partial enlarged refining amplitude spectrum

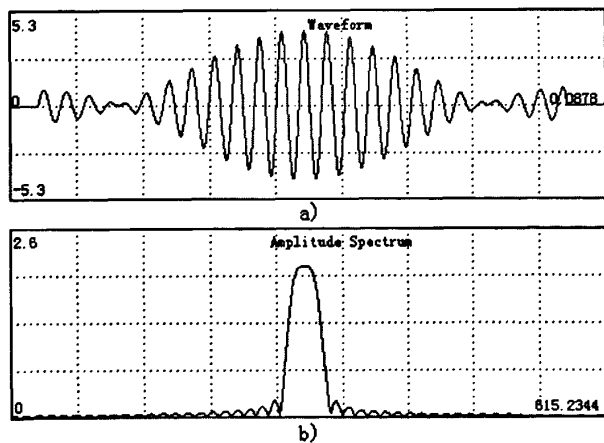


图 4-6 300Hz 正弦波形加布莱克曼窗后波形和局部放大的细化幅值谱

Fig.4-6 The sine waveform of 300Hz with Blackman window and partial enlarged refining amplitude spectrum

3. 幅值谱与相位谱

在很多故障诊断中, 信号的幅值谱与相位谱是重要的识别特征。

设信号的采样序列为 $X(n)$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, 其离散谱为:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(n)e^{j\omega n} \quad (4-20)$$

$$X(e^{j\omega}) = |X(e^{j\omega})|e^{j\varphi(\omega)} \quad (4-21)$$

其中 $|X(e^{j\omega})|$ 为信号的幅值谱, 相应的相位谱表示为:

$$\varphi(\omega) = \text{ARG}[X(e^{j\omega})] + 2\pi L(\omega) \quad (4-22)$$

幅值谱反映信号中各频率成分的幅值大小沿频率轴的分布状况。相位谱反映信号中各频率成分的相位沿频率轴的变化状况。

相位谱反映了各个频率成分的相位, 同时还能提供各个频率成分的相位差。

幅值谱可以提供许多振动信息, 比如, 振动信号中主要由哪些频率成分及谐波分量所组成除包含工作频率的基频成分外, 是否还有 2 倍、3 倍、4 倍等高次谐波分量或 0.5 倍的低频分数谐波分量, 组成的谐波分量中哪些成分的幅值最为突出, 这提示着和故障的某种联系。

4. 自功率谱密度

由于在工程上负频率无实际的物理意义, 自功率谱密度函数通常采用单边谱:

$$G_x(f) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (f \geq 0) \quad (4-23)$$

它是在频域中对信号能量或分布情况的描述。对自功率谱密度函数进行 IFT, 则有:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} G_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (4-24)$$

令 $\tau = 0$, 得:

$$R_x(0) = \psi_x^2 = \frac{1}{4\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) d\omega \quad (4-25)$$

可见, 均方值就是自功率谱密度沿整个坐标轴上的积分, 即曲线下的面积等于均方值。因此, 自功率谱密度函数表示了随机振动的均方值在频率域的分

布密度，是单位频率上振动功率的度量，故有功率谱密度之称。自功率谱密度函数描述了信号的频率结构，在工程上应用十分广泛。

4.2 系统软件设计

4.2.1 LabVIEW 软件介绍

LabVIEW(Laboratory of Virtual Instruments Engineering Workbench)是实验室虚拟仪器集成环境的简称，是美国国家仪器公司 NI(National Instruments)推出的创新软件产品，也是目前应用最广泛、发展最快、功能最强的图形化软件开发环境。LabVIEW 是一个开放式的虚拟仪器开发系统应用软件，它为设计者提供了一个便捷、轻松的设计环境，利用它设计者可以像搭积木一样，轻松组建一个测量系统或数据采集系统，并任意构造自己的仪器面板，而无须进行任何繁琐的计算机程序代码的编写，从而可以大大简化程序的设计。LabVIEW 与 Visual C++，Visual Basic，LabWindows/CVI 等编程语言不同，后者采用的是基于文本语言的程序代码，而 LabVIEW 则是使用图形化程序设计语言 G，用方框图代替了传统的程序代码。G 语言是 LabVIEW 的核心。LabVIEW 所运用的设备图标与科学家、工程师们习惯的大部分图标基本一致，这使得编程过程和思维过程非常相似。用 LabVIEW 设计的虚拟仪器可以脱离 LabVIEW 开发环境，最终用户看见的是和实际的硬件仪器相似的操作面板。

所有的 LabVIEW 应用程序，即虚拟仪器，它包括前面板(front panel)、流程图(block diagram)以及图标/连接器(icon/connector)三部分。前面板是图形用户界面，也就是 VI 的虚拟仪器面板，这一界面上有用户输入和显示输出两类对象，具体表现有开关、旋钮、图形以及其它控制(control)和显示对象(indicator)。

每一个程序前面板都对应着一段框图程序。框图程序用 LabVIEW 图形编程语言编写，可以把它理解成传统程序的源代码。框图程序由端口、节点、图框和连线构成。其中端口用来控制程序前面板和显示传递数据，节点被用来实现函数和功能调用，图框用来实现结构化程序控制命令，而连线代表程序执行过程中的数据流，定义了框图内的数据流动方向。

图标/连接器是子 VI 被其它 VI 调用的接口。图标是子 VI 在其它程序框图中被调用的节点表现形式；而连接器则表示节点数据的输入输出口，就像函数的参数。用户必须制定连接器端口与前面板的控制和显示一一对应。LabVIEW

的强大功能归因于它的层次化结构，用户可以把创建的 VI 程序当作子程序调用，以创建更复杂的程序，而这种调用的层次是没有限制的。

4.2.2 振动信号分析系统主界面设计

LabVIEW 主界面用于设置输入值和观察输出量，是信号分析软件的核心，直接面向用户。设计时主要考虑界面美观，操作简洁，用户可以通过界面上的开关、选项等选择操作和输入参量，通过鼠标点击选择相应分析处理动作，即可调用相应子程序实现功能。

根据振动信号分析处理要求，主界面中主要由三个模块构成，如图 4-7 所示，位移时域波形显示、时域分析处理、频域分析处理。为了方便观察和对比，信号波形显示在界面上部不会被覆盖，将时域和频域分析两个模块以标签页的形式加在主界面上，只需分别点击时域分析或频域分析标签即可打开相应界面。软件的主界面如图 4-8 所示。

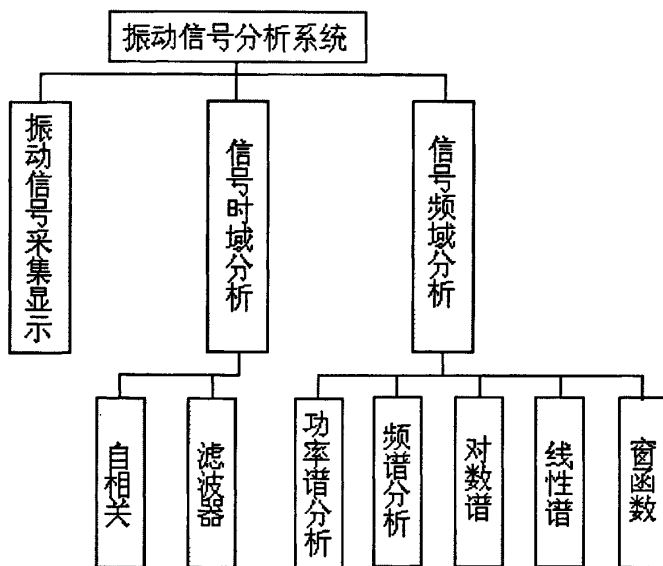


图 4-7 振动信号分析系统

Fig.4-7 The vibration signal analysis system

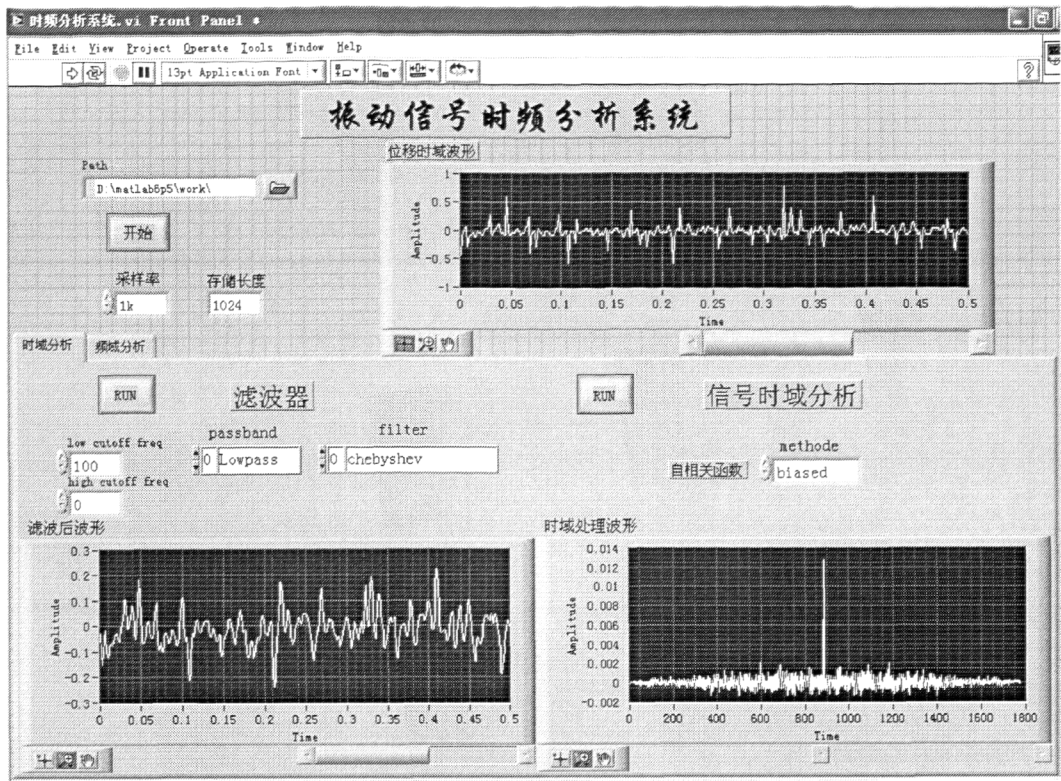


图 4-8 振动信号时频分析系统主界面

Fig.4-8 The main interface of the vibration signal time-frequency analytic system

4.2.3 位移信号波形显示模块

将采集到的位移信号数据存储于文件中，按照图 4-9 所示流程编写时域上位移波形显示程序，设置数据路径、采样率和存储长度，点击开始后调用显示程序显示波形。模块的程序如图 4-10 所示。

信号的时域波形通常可以得到最直观的诊断，对于某些有明显特征的故障，可以利用时域波形作初步和直观的判断，观察时域波形，可以粗略地得到三方面的信息：

- 1. 信号频率成份是否复杂；
- 2. 振动信号是否有变化；
- 3. 信号中有无明显的冲击和调制成份。

但是，这些仅仅从信号的波形中并不容易看出来，还需要进一步的对信号进行分析处理。

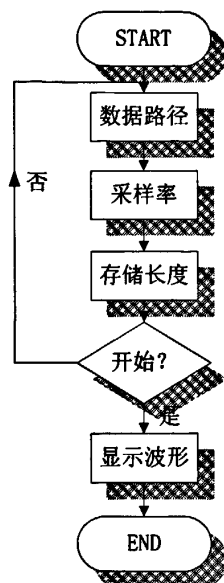


图 4-9 波形显示模块流程图

Fig.4-9 The flow chart of waveform display module

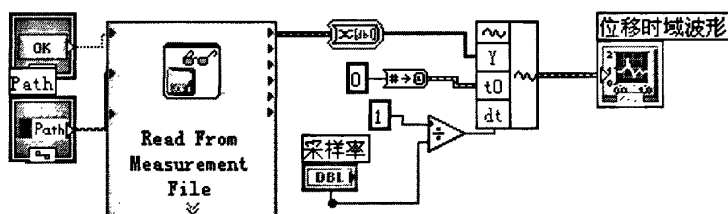


图 4-10 波形显示模块程序

Fig.4-10 The program of waveform display module

4.2.4 信号时域处理模块

本文的振动信号分析系统的时域分析功能包括：滤波和自相关函数。相应流程图和程序如图 4-11、4-12 所示。

滤波功能实现的步骤如下：

1. 点击面板上滤波功能的运行按键，使能滤波器模块子程序；
2. 在截止频率相应输入框中写入高、低截止频率；在滤波器下拉菜单中

选择滤波器种类，包括低通、高通、带通或带阻。

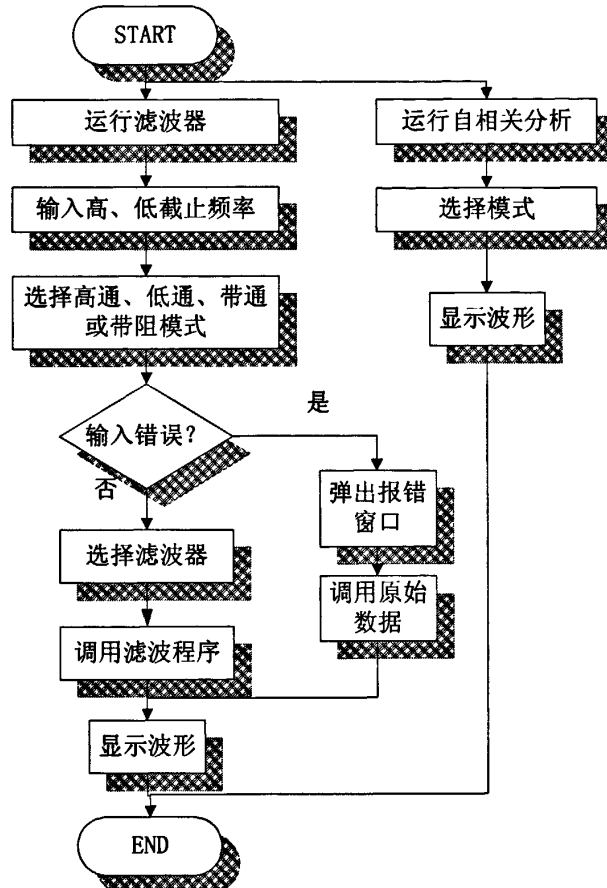


图 4-11 时域分析模块流程图

Fig.4-11 The flow chart of time-domain analysis module

3. 调用判断子程序，判断前面输入是否有矛盾。由于不同滤波器与截止频率有对应的规则，例如高截止频率不能超过采样率；带通、带阻滤波器的高低截止频率大小不能写反等，当出现冲突时将显示出错窗口，提示错误。

4. 选择常用滤波器，本设计中添加了常用的四种滤波器，包括 Butterworth Filter、Chebyshev Filter、Inverse Chebyshev Filter 和 Bessel Filter。其响应特性在前面已经描述过，这些常用滤波器增加了本软件的实用性。

5. 调用相应子 VI，实现滤波功能并显示滤波后波形。

自相关分析的实现步骤与滤波功能相似，点击运行按键后调用相应子 VI 即可实现。

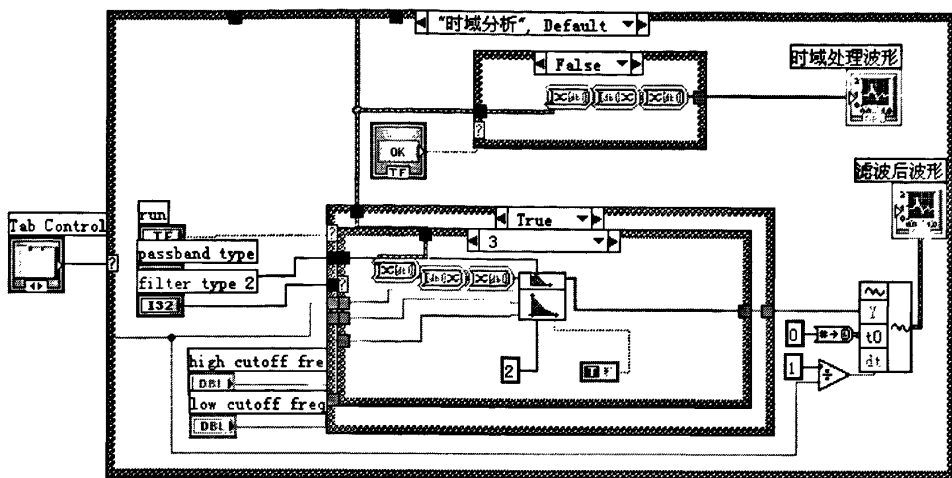


图 4-12 时域分析模块程序

Fig.4-12 The program of time-domain analysis module

由于实际测量的机械振动，有周期性的信号，冲击性的信号，还有很多随机性的信号，在这些信号中往往混有许多随机噪声，当这些噪声大时会淹没待测量的振动或故障信号。自相关分析是用来描述随机信号在某一时刻的瞬时幅值 $x(t)$ 与另一时刻的瞬时幅值 $x(t+1)$ ，或者说它是用来表示 $x(t)$ 在两个时刻的相似性。因此，用自相关函数可以从随机信号中把周期信号检测出来。而那些隐藏在噪声中的周期信号成份往往代表着系统的固有参数或待测振动和故障。

4.2.5 信号频域处理模块

点击主界面的频域分析选项卡可打开频域信号分析页面，本系统设计的频域分析模块包括窗函数的选择，提供了多个常用窗函数，可以设定平均参数和显示参量，同时提供功率谱，自功率谱、线性谱等分析方法。这些分析方法是振动分析中常用且很有效的，在分析的时候可以结合不同的方法以使分析结果更可靠。其程序和界面显示如图4-13、4-14。

频域分析功能实现的步骤如下：

1. 点击面板上运行按键，使能频域分析模块子程序；
2. 选择谱分析类型，包括峰值幅值谱（Magnitude Peak）、均方根幅值谱（Magnitude Rms）、功率谱、功率谱密度；
3. 选择窗函数，包括 Hamming、Hanning、Exact Blackman、Blackman、

Black-Harris、Flat Top、4term B-Harris、Low Sidelobe;

4. 选择要进行的谱平均参量，包括平均模式（均方根、峰值）、权模式（线性、指数）以及取平均的个数；
5. 选择观察项，包括分贝、相位展开、度转换；
6. 调用相应子程序，实现相应功能并显示幅值响应曲线、相位响应曲线以及功率谱图。

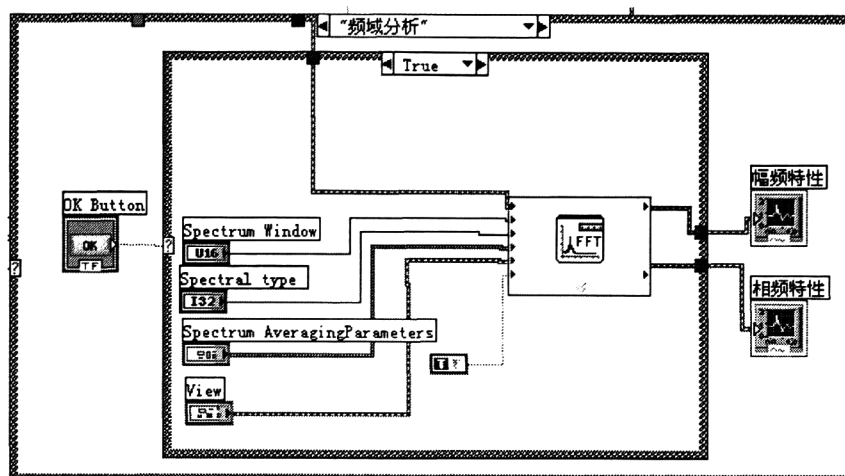


图 4-13 频域分析模块程序

Fig.4-13 The program of frequency-domain analysis module

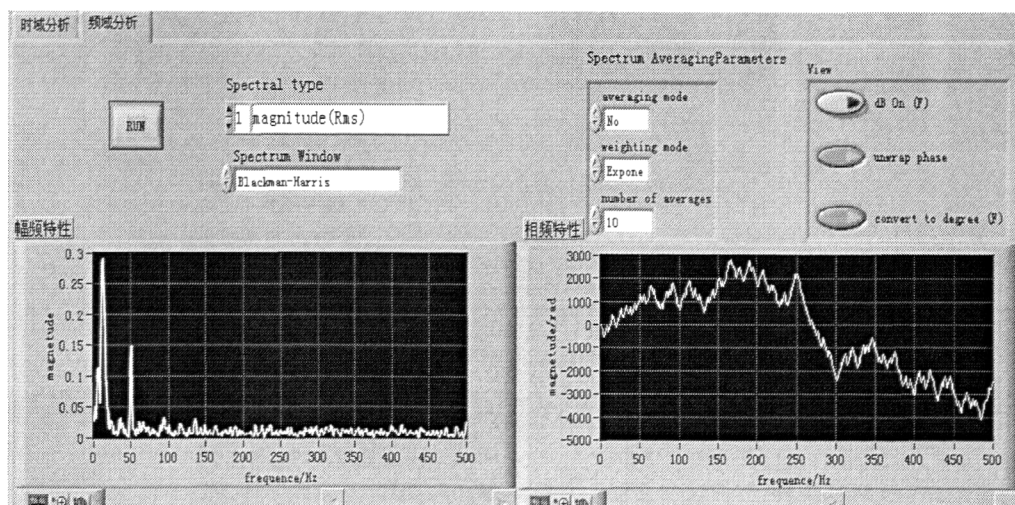


图 4-14 频域分析模块面板

Fig.4-14 The panel of frequency-domain analysis module

4.3 本章小结

本章介绍基于 LabVIEW 的虚拟频谱分析仪的设计过程, 围绕虚拟实验仪器的设计和实现进行了较为系统的理论和实验研究, 得到如下结果:

1. 利用虚拟仪器技术实现虚拟示波器, 虚拟频谱仪等仪器, 可以实现波形显示、相关性分析、滤波、频谱分析等功能, 能够提供过去很难在基础实验中提供的测量仪器。

2. 使用虚拟仪器开发平台 LabVIEW 进行编程, 实现了对有复杂干扰信号的提取和较为全面的分析。

3. 可进行振动信号识别, 本设计实用性强, 试验结果可观性强。

这个虚拟仪器(VI)能够同时进行时域分析与频域分析, 在对复杂信号进行滤波和加窗处理、分析后, 得到信号的频率、频率响应等参数, 并能完成数据显示、绘制图形、存储和查看测量数据等功能, 且具有友好的人机界面。

第5章 振动测试结果与分析

本章在前几章的基础上利用已构建的实验系统，采集实验数据，利用振动信号时频分析软件进行时域频域分析信号特性参数，从而验证磁悬浮球测振系统的功能和特性。

5.1 振动测试系统组成

振动信号测量分析系统如图 5-1 所示，由两大部分组成，一部分为传感器测量系统，它包括被测对象（亦称拾振器）和位移传感器，其作用是拾取表征被测物体状态的信号或参数，使之变成标准的电压或电流信号。另一部分为测量数据采集、显示、处理及分析系统，也就是虚拟仪器的部分，其作用是获得信号并进行具体振动状态显示，同时进行进一步的处理、分析。

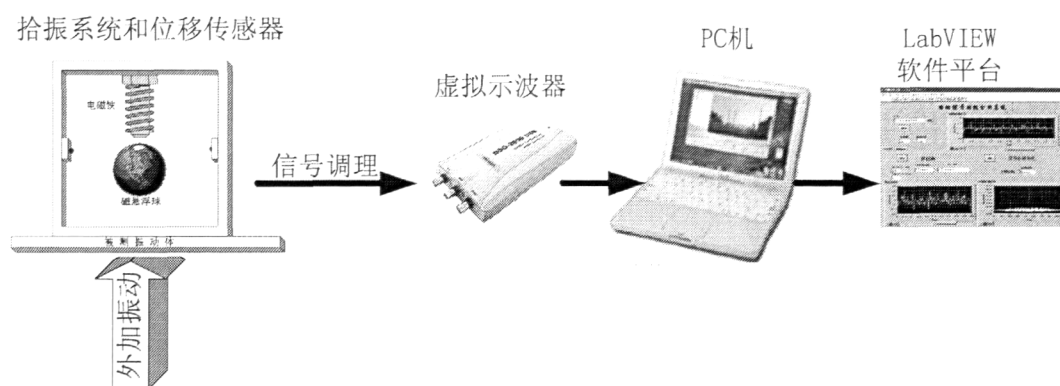


图 5-1 振动测量系统

Fig.5-1 Vibration measurement system

将磁悬浮球测振系统和激振装置紧密固定于振动实验台，启动激振装置，则实验台将产生振动，连带磁悬浮球测振系统的壳体振动，此时悬浮球将获得表征振动幅值和频率的相对位移，也就是说磁悬浮球作为拾振器获得振动信号，位移传感器将该信号采集到并通过调理电路放大滤波，经虚拟示波器记录和上传数据给 PC 机，在 PC 机上运行振动信号时频分析软件，将信号以位移波形显示并进行时域、频域分析处理。

系统中的外加振动由已知频率为 50Hz 的激振设备给定，分别采用了磁悬

浮球 $m=126.5\text{g}$ 和 $m=198.5\text{g}$ 的两套磁悬浮球测振系统进行振动测试和信号分析, 获得如下结果。

5.2 第一组测振实验结果分析

选择磁悬浮球质量为 198.5g 的测振系统, 此种情况下系统的结构和控制参数见第三章, 系统的固有角频率为 $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} = 118.7\text{rad/s}$, 固有频率为 $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 18.89\text{Hz}$, 运动系统的阻尼率为 $\xi = \frac{c}{2\sqrt{mk}} = 0.76$ 。

当未加外界振动时, 测得的磁悬浮球相对位移波形及通过频谱分析得到的自功率谱如图 5-2。图中可清晰看出系统固有频率 19Hz , 表征自振功率谱幅值 0.008mm^2 。

其自相关曲线如图 5-3。常规上, 设备无周期信号时自相关函数曲线应逐渐衰减至零, 由于本测振系统利用了磁悬浮系统与质量-弹簧系统相似的动力学特性, 本身存在固有频率, 即存在 $f=19\text{Hz}$ 的周期分量, 因此可在图中发现衰减过程中出现峰值, 后继续衰减至零。

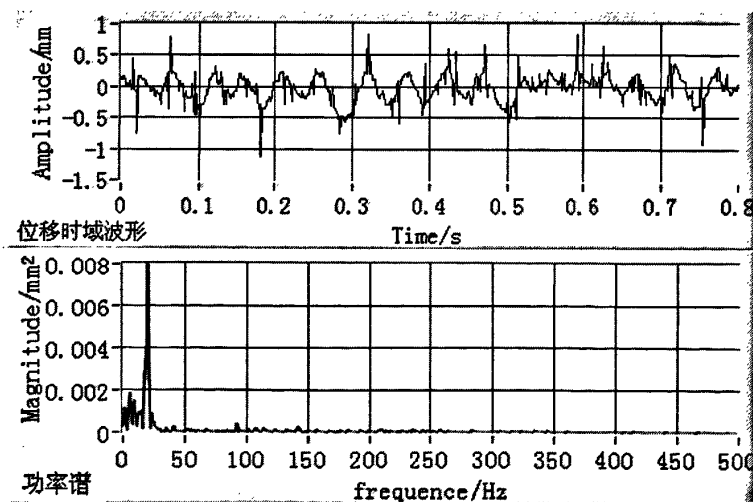


图 5-2 磁悬浮球为 $m=198.5\text{g}$, 未加外界振动时位移变化和自功率谱

Fig.5-2 Displacement variation and self-power spectrum when $m=198.5\text{g}$ and no external vibration

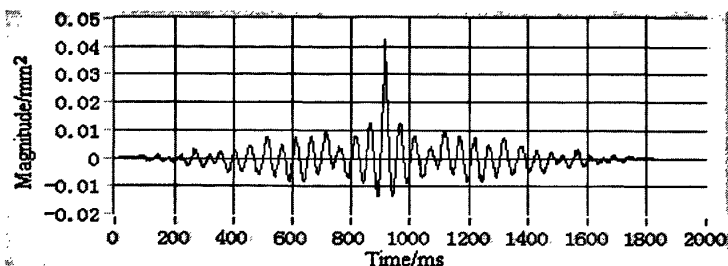

 图 5-3 磁悬浮球为 $m=198.5\text{g}$ ，未加外界振动时自相关曲线

 Fig.5-3 The autocorrelation curve when $m=198.5\text{g}$ and no external vibration

图 5-4 和图 5-5 为对系统施加 50Hz 振动后实验结果，从时域波形可大致判断出主要频率的组成，通过对自相关函数曲线的观察，发现信号中存在除系统固有频率之外的周期分量，通过与图 5-2 的对比可以更明显的观察到这一特征，进而对信号进行频域分析，从图 5-4 可见出现两个频率峰值，17.5Hz 和 50Hz，其中 17.5Hz 分量幅值为 0.022 mm^2 ，50Hz 分量幅值为 0.007 mm^2 。显而易见，50Hz 周期分量为所测量的振动信号。但是固有频率从 19Hz 降低为 17.5Hz 且幅值增加。为了进一步验证系统测振的原理，将激振设备靠近磁悬浮球测振系统，由距离系统 50cm 处移近至 10cm 处，实验结果如图 5-6 所示。

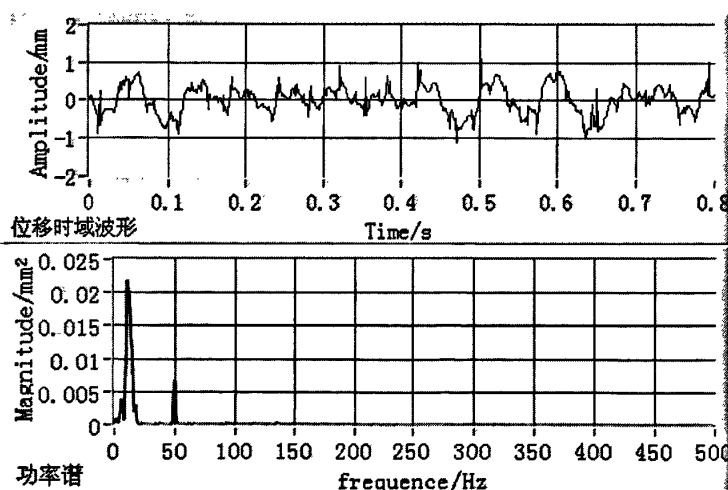

 图 5-4 外界振源距系统 50cm， $f=50\text{Hz}$ ，磁悬浮球为 $m=198.5\text{g}$ 时位移变化和自功率谱

 Fig.5-4 Displacement variation and self-power spectrum when $m=198.5\text{g}$ and external vibration far from system 50cm, frequency is 50Hz

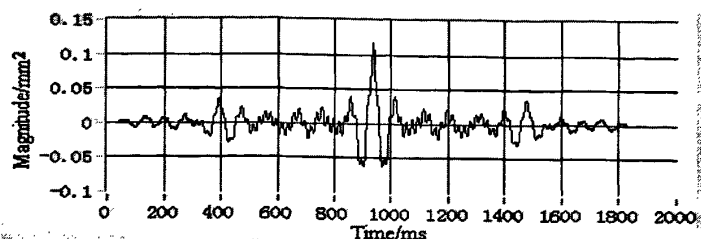


图 5-5 外界振源距系统 50cm, $f=50\text{Hz}$, 磁悬浮球为 $m=198.5\text{g}$ 时自相关曲线
Fig.5-5 The autocorrelation curve when $m=198.5\text{g}$ and external vibration far from system
50cm, frequency is 50Hz

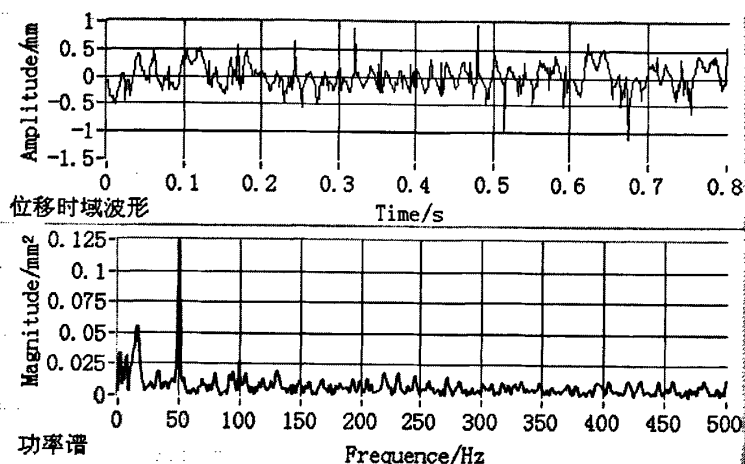


图 5-6 外界振源距系统 10cm, $f=50\text{Hz}$, 磁悬浮球 $m=198.5\text{g}$ 时位移变化和自功率谱
Fig.5-6 Displacement variation and self-power spectrum when $m=198.5\text{g}$ and external vibration
far from system 10cm, frequency is 50Hz

图中可见, 频率为 50Hz 的周期成分幅值很大, 在振源距离系统 10cm 处时为 0.125mm^2 , 甚至超过固有频率的幅值。且两个周期成分的幅值都高于振源较远时的幅值, 即表征振动的幅值随着振源距离靠近而增大, 而固有频率幅值也大于未施加振动时的情况, 这是因为随着外加振动激励的作用, 磁悬浮球在平衡位置的自振行程加大, 这使得控制器不得不增大电流来使悬浮球迅速回到平衡位置, 且即使增大了电流, 振动周期仍然会略大于未加振动的自振周期, 因此系统的自振固有频率降低, 但这并不影响磁悬浮球测振系统对振动信号的响应和信号分析。

5.3 第二组测振实验结果分析

为了进一步验证磁悬浮球测振系统的测振原理和测振效果,在调整了原磁悬浮球系统,将作为拾振器的磁悬浮球质量减轻,变为 $m=126.5\text{g}$,调节控制器的 PD 参数,使得悬浮球重新稳定,气隙高度 35cm,平衡点处电磁铁电流仍为 $i_0=0.5\text{A}$ 。此时通过计算得到系统的固有角频率为 $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} = 163.37\text{rad/s}$,固有频率为 $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 25.8\text{Hz}$,运动系统的阻尼率为 $\xi = \frac{c}{2\sqrt{mk}} = 0.86$ 。

无外加振动的情况下所测得的位移波形及通过频谱分析得到的自功率谱如图 5-7,自相关函数曲线如图 5-8。

图 5-9、5-11 分别为振源距离测振系统 10cm 和 50cm 情况下测得的位移波形及通过频谱分析得到的自功率谱,图 5-10、5-12 分别为相应的自相关曲线。此时可以得到固有频率从 26Hz 降低至 24Hz,测量得到外加振动频率为 50Hz,幅值随振源距离靠近测振系统而增大。此外,在自功率谱图中看到了 100Hz 处存在峰值,这是系统产生的倍频成分。

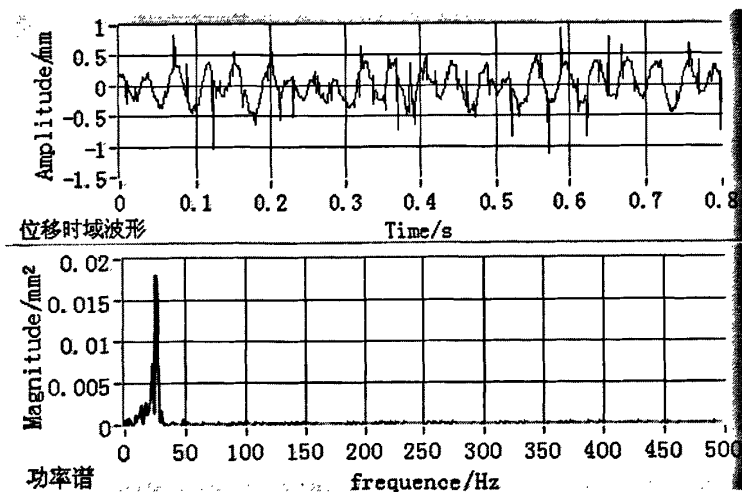


图 5-7 磁悬浮球为 $m=126.5\text{g}$, 未加外界振动时位移变化和自功率谱, $f=26\text{Hz}$

Fig.5-7 Displacement variation and self-power spectrum when $m=126.5\text{g}$ and no external vibration

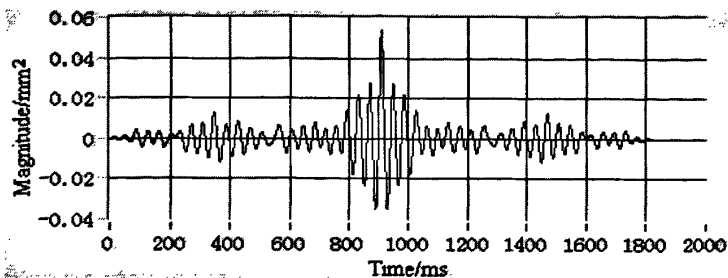


图 5-8 磁悬浮球为 $m=126.5\text{g}$ ，未加外界振动时自相关曲线

Fig.5-8 The autocorrelation curve when $m=126.5\text{g}$ and no external vibration

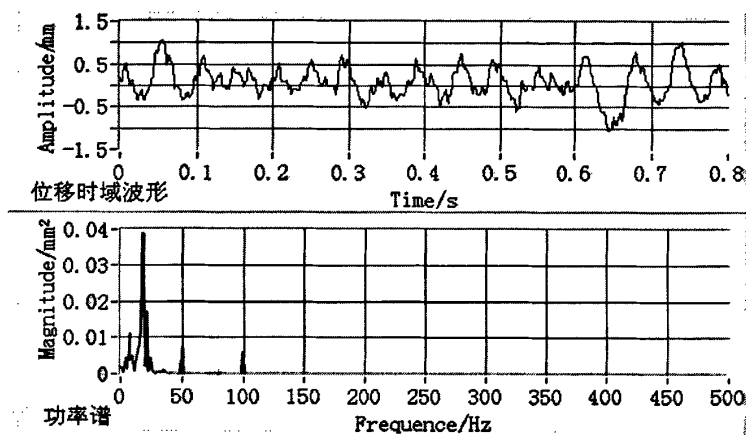


图 5-9 外界振源距系统 10cm， $f=50\text{Hz}$ ，磁悬浮球为 $m=126.5\text{g}$ 时位移变化和自功率谱
Fig.5-9 Displacement variation and self-power spectrum when $m=126.5\text{g}$ and external vibration far from system 10cm, frequency is 50Hz

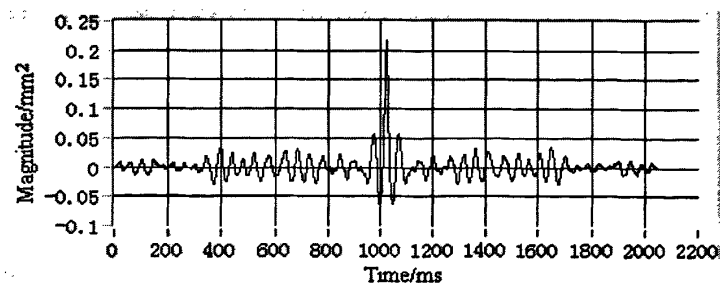


图 5-10 外界振源距系统 10cm， $f=50\text{Hz}$ ，磁悬浮球为 $m=126.5\text{g}$ 时自相关曲线
Fig.5-10 The autocorrelation curve when $m=126.5\text{g}$ and external vibration far from system 50cm, frequency is 50Hz

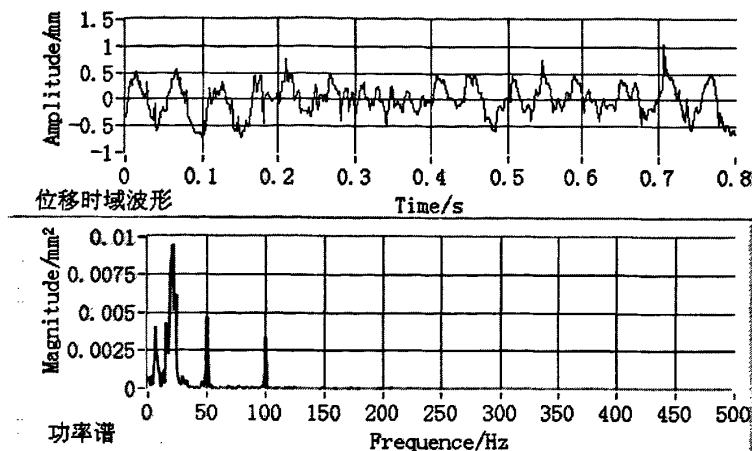


图 5-11 外界振源距系统 50cm, $f=50\text{Hz}$, 磁悬浮球为 $m=126.5\text{g}$ 时位移变化和自功率谱
Fig.5-11 Displacement variation and self-power spectrum when $m=126.5\text{g}$ and external vibration far from system 50cm, frequency is 50Hz

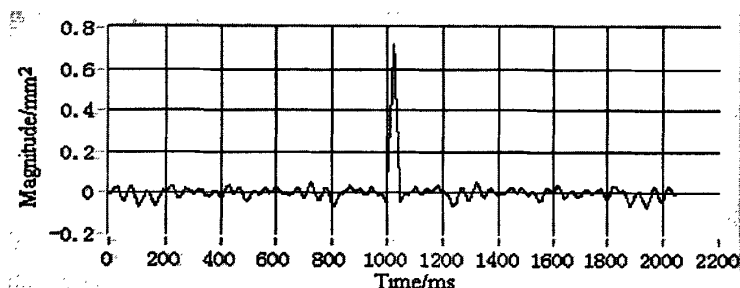


图 5-12 外界振源距系统 50cm, $f=50\text{Hz}$, 磁悬浮球为 $m=126.5\text{g}$ 时自相关曲线
Fig.5-12 The autocorrelation curve when $m=126.5\text{g}$ and external vibration far from system 50cm, frequency is 50Hz

5.4 本章小结

本章主要进行了测振实验, 并采集实验数据进行信号分析。比较两个系统可以看出磁悬浮球测振系统的以下特性:

1. 磁悬浮球测振系统的固有振荡频率随磁悬浮球质量 m 的减小而增大, m 为 198.5g 时固有频率是 19Hz, m 为 126.5g 时的固有频率是 26Hz。
2. 当施加振动后, 两个系统的固有频率都略有减小, 这可以从运动和控

制的角度加以解释，并且并不影响对外来振动的信号测量。

3. 分别测量了振源位置不同情况下的振动，测量结果可以从幅值上识别出两种情况，说明了该测振装置不仅可以实现振动测量且可以检测振源位置，可用于设备的故障检测。

结论

主要进行了磁悬浮球系统设计和测振理论推导，计算出系统的结构参数、控制参数和系统的动力学系数，并对实验中采集到的振动信号进行了理论分析。获得了如下成果：

1. 通过对磁悬浮技术及振动测量的国内外发展状况综合对比研究，提出了将磁悬浮技术应用于振动测量的新思路。该项技术克服了一般测振系统无法克服的摩擦，因而提高了测量灵敏度。由于其阻尼力的实现是通过控制系统完成的，因此只要改变控制参数即可达到改变阻尼系数的目的，通过控制器设计可以实现所需的各种性质阻尼，实现容易。

2. 利用 Ansoft 电磁场有限元分析软件，计算了变控制电流和变气隙情况下磁悬浮球所受磁场力，为确定磁悬浮球系统的结构参数提供了理论和数据。

3. 推导了基于磁悬浮效应的测振系统的动力学方程，并求得系统的固有频率和阻尼等参数，从理论上证实了与质量-弹簧测振系统的一致性。

4. 利用 LabVIEW 软件的 G 语言编写振动信号时频分析系统软件，并通过对实验采集到的数据进行信号分析处理，得到振动信号的频率、幅值等信息，验证了利用磁悬浮技术进行振动测量的可行性及理论正确性。

参考文献

- [1] 李约瑟. 中国科学技术史第 5 卷[M]. 北京:科学出版社, 1976:269-298.
- [2] 张少泉, 关杰, 刘力强, 等. 矿山地震研究进展[J]. 国际地震动态, 1994, (2):1-6.
- [3] 杨学山. 工程振动测量仪器和测试技术, 北京:中国计量出版社, 2001. 9.
- [4] 王金光. 振动诊断技术的应用[D]. 长春: 长春理工大学(工学硕士论文), 2007:1-12
- [5] DAVIS Pepe, BUSB Jeff. Non-contact Fiber Optic Vibrometer[C], In: proceedings of SPIE-the International Society for Optical Engineering. Boston Massachusetts, USA, 1999: 390-399.
- [6] 徐小力, 梁福平, 许宝杰, 等. 旋转机械状态监测及预测技术的发展与研究[EB/OL]. 北京机械工业学院, 2008-02-11 [2008-02-15]. <http://www.cmwin.com/CBPRResource/StageHtmlPage/A261/A261200821103140921.html>.
- [7] 杨霞, 高燕, 李新叶. 模糊 PID 控制算法在磁悬浮进给机构系统中的应用[C]. 第十二届中国小电机技术研讨会, 中国上海, 2007: 225-227.
- [8] 张刚, 虞烈, 谢友柏. 电磁轴承的发展与研究[J], 轴承, 1997(10):13.
- [9] 李会栓. 磁轴承的发展及应用综述[J]. 微电机, 2006, (07):64-68.
- [10] 汪通悦, 陈辽军, 周峰等. 磁浮轴承的技术进展[J], 现状·趋势·战略, 2002, 445(40):21.
- [11] FANG Youtong, YAO Yingying. Dynamic Performance Analysis Model of High-reliability EMS-Maglev System[J]. Journal of Zhejiang University-Science A6639, 2007, 3(8):412-415.
- [12] AHMET Orhan, ERHAN Akin, MEHMET Karaköse. DSP Implementation of Fuzzy Controlled Magnetic Levitation System[C]. Computational Intelligence. Theory and Applications, Heidelberg: Springer Berlin, 2001, (2206): 950-958.
- [13] HONG SK, LANGARI R. Fuzzy Modeling and Control of a Nonlinear Magnetic Bearing System[J]. Intelligent & Fuzzy System, 2004, 7: 335~346.
- [14] 曾励, 黄民双. 磁悬浮轴承的原理及现状[J]. 电力情报, 1999, 4:13.
- [15] 李慧敏, 汪希萱. 磁悬浮轴承的研究现状和发展趋势[J]. 轴承. 2003, No.6: 50-52.
- [16] BASSANI R, CIULLI E. Study of Conic Permanent Magnetic Bearings[J].

- Meccanica, 2002, 36(6): 745-754.
- [17] HSU Chan-Tang, CHEN Shyh Leh. Exact Linearization of a Voltage-Controlled 3-pole Active Magnetic Bearing System [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2002, 10(4): 618-625.
- [18] 蒋金周. 磁悬浮技术及其应用于发展分析[J]. 机电一体化, 2004, 1: 25-27.
- [19] 王希平. 磁悬浮在工程中的应用和发展[J]. 机电工程, 1993, 3: 31-34.
- [20] LIN J H, ZHANG W S, LI J J. Structural Responses to Arbitrarily Coherent Stationary Random Excitations. Computers & Structures, 1994, 50(5): 626-633.
- [21] 于晓. 环境荷载激励下工程结构振动控制方法及实验研究[D]. 大连理工大学(工学博士学位论文), 2007: 1-2.
- [22] 李淑清, 南忠良, 门长峰, 等. 光栅谐振子检测地震波的理论与方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2002, 16(增): 1282-1287.
- [23] SADA O Y, HIROSHI N. Basic Analysis of Metal Detector[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(4): 810-814.
- [24] 刘家鹤. 我国测试技术现状及前景展望[J]. 汽车科技, 1987, (02): 42-50.
- [25] 吉恩斯·哈佛斯可夫, 杰纳德·阿格斯尔. 地震仪器概论[M]. 宋彦云, 赵建和. 合肥: 安徽大学出版社, 2005: 24-28.
- [26] 张徐生. 便携式测振仪的研制[D]. 华北电力大学(工学硕士学位论文), 2006(1): 2-6.
- [27] 刘转华, 林建辉. 列车乘坐舒适性与平稳性测试及评价[J]. 中国测试技术, 2004, 2: 39-40.
- [28] 曾励. 动力磁悬浮轴承的研究现状及关键技术[J]. 中国机械工程, 2002 (11): 1319-1322.
- [29] LINDLAR Jeffrey D., KNOSPE Carl R.. High Performance Voltage Control Using Feedback Linearization. Proc. of the Seventh International Symp. On Magnetic Bearings, ETH, Zurich, 2000: 269-274.
- [30] 陈敬南. 中国自主研发制造出全永磁悬浮风能发电机[J]. 电机与控制应用, 2005(3): 25.
- [31] 吴刚, 刘昆, 张育林. 磁悬浮飞轮技术及其应用研究[J]. 宇航学报, 2005 (03): 385-390.
- [32] LIN C E, YANG C K, LIU K H. Improvement on Drag and Control Performance in NCKU Magnetic Suspension Wind Tunnel[J]. Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A), 2000, 24(5): 330-340.

- [33] 严普强, 乔陶鹏. 工程中的低频振动测量与其传感器[J]. 振动、测试与诊断, 2002, 22 (4): 247-253.
- [34] 孙玉声. 振动传感器[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1991: 5-70.
- [35] 雷勇, 李群明, 段吉安, 等. 新型磁悬浮转子系统的专家 PID 控制研究[J]. 工程设计学报, 2007(2): 16-20.
- [36] 刘同娟, 金能强. 电磁永磁混合磁浮系统的专家 PID 控制仿真[J]. 电机与控制应用, 2005, 32(8): 29-31.
- [37] 龙志强, 王水泉, 尹力明. 磁悬浮系统中的零功率、大刚度控制研究[J]. 机电工程, 1998, 15(2): 45-4.
- [38] 魏金强. 磁悬浮轴承控制系统研究[D]. 武汉理工大学 (工学硕士论文), 2007: 6-15.
- [39] CHEN T. T, LI T-H.S. Integrated Fuzzy GA-based Simplex Sliding-mode Control[J]. Fuzzy System, 2000, 2(4): 267-277.
- [40] LI J., LI H., HS T. Multiloop Control of Thyristor-driven Magnetic Levitation System[J]. Mechatronics, 2005, 5(5): 469-481.
- [41] CHIN E. Lin. HUEI L. Jou. Force Model Identification for Magnetic Suspension System via Magnetic Field Measurement[J]. IEEE Trans. on Instrument and Measurement, 1993, 42(3): 767-771.
- [42] HAJJAJI E. H., OULADSINE M. Modeling and Nonlinear Control of Magnetic Levitation Systems[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 831-838.
- [43] 胡颖, 屠关镇, 林小林. 电磁悬浮控制系统磁场有限元分析[J]. 微特电机, 2004, 32(4): 8-10.
- [44] 郭亮, 卢琴芬, 叶云岳. 磁悬浮列车用直线电机的有限元分析和电感计算[J]. 浙江大学学报, 2006, 40(1): 167-170.
- [45] 唐达. 磁悬浮球评述及降低其功耗的方法[J]. 上海电机学报, 2005, 8(3): 72-75.
- [46] 刘壮, 方攸同. 单磁铁的静态磁场和悬浮力分析[J]. 机电工程, 2007(12): 44-46.
- [47] DMITRIEV M. G., KURINA G. A. Singular Perturbations in Control Problems. Automation and Remote Control, 2006, 1(67): 1-43.
- [48] 卢晓慧, 施晓红, 余龙华. 基于 MATLAB 的磁悬浮系统奇异摄动参数计算[J]. 计算机仿真, 2006(4): 237-240.

- [49] 刘华平, 孙富春, 何克忠, 等. 奇异摄动控制系统理论与应用[J]. 控制理论与应用, 2003, (01): 1-5.
- [50] 王济, 胡晓. Matlab 在振动信号处理中的应用[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2006, 55-68.
- [51] 谷玉海. 基于虚拟仪器的大型旋转机组故障分析及趋势预测技术研究[D]. 北京: 北京机械工业学院(工学硕士论文), 2004: 8-22.
- [52] 陈书凯. 转子系统振动故障分析与诊断[D]. 南京: 南京航空航天大学(工学硕士论文), 2005: 18-50.

攻读硕士期间发表的学术论文

- 1 高颖, 江东, 杨嘉祥. 混合磁悬浮球系统磁场数值计算. 哈尔滨理工大学学报. (已录用)
- 2 江东, 高颖, 杨嘉祥. 基于磁悬浮效应的检振原理及系统. 电机与控制学报. (已录用)

致谢

在论文即将结束之刻，我非常感谢我的导师杨嘉祥教授。两年半的学习生活中杨老师给予我很大的关怀和教诲，期间学生的点滴进步无不凝聚着恩师的心血。恩师严谨求实的治学态度，渊博的知识，敏锐的思维，燃烧自己照亮他人的奉献精神，质朴谦和的长者风范，不仅使我在学习期间受益匪浅，而且对我今后的工作和生活也必将产生深远的影响。

在此，特别的感谢我最亲爱的父母，含辛茹苦的爱护着我，我学业上、工作上的每一丝成绩都含着你们的关怀和汗水。我看到了你们鬓角的白发，她们见证着我的成长。如今，我即将离开校园步入新的征途，衷心的感谢你们，不会再让你们操心了。

同时感谢江东老师，他丰富的经验及耐心地指导，让我受益匪浅。感谢上官霞南、郝建成等师兄给与我论文的帮助。感谢许佐明、兰柏、蒋杰灵，还有师弟师妹。感谢实验室的兄弟们，我会永远记得工字楼201——我们的家，还有我们的口号“快乐的学习”。

最后，向在百忙之中抽出时间来审阅本文的各位老师、学者和专家表示衷心的感谢！