

武汉理工大学

硕士学位论文

基于DSP的磁悬浮盘片控制系统的设计与研究

姓名：刘汉武

申请学位级别：硕士

专业：机械制造及其自动化

指导教师：王晓光

20080401

中文摘要

在一千多年前人们开始了对磁场的认识和应用，从 19 世纪开始磁场的特殊性能引起人们的重视，对磁场的应用和研究达到高潮。但是磁场的作用机理是一个非常复杂的自然现象，人们对其认识还有待深入。

磁悬浮支承技术在设备向小型、微型化方向发展时，对空间的要求越来越紧凑，因此希望磁悬浮支承所占有的空间越小越好。如磁悬浮心脏泵安放在病人体内时要求尽量小以减轻痛苦、硬盘体积要求越来越小以适应电脑小型化高密度方向的发展等等。以两个径向磁力轴承和一个轴向磁力轴承为特征的传统磁悬浮支承结构不易实现小型化方向的发展；同时对于盘状磁悬浮转子的支承，如果采用传统磁悬浮支承结构，还需加辅助的机械支承结构才能实现转子定位，这不利于小型化趋势。另外对于普通的磁悬浮转子，也希望其磁悬浮支承结构和控制结构尽量简化。本文以磁悬浮盘片为研究对象，开展了基于 DSP 的磁悬浮盘片的数字控制系统的研究，建立了先进的硬件研究平台，并对传统 PID 算法和基于模式识别的多模态控制进行了研究。

本文基于控制系统数学模型，提出了适合本控制对象的磁悬浮盘片数字控制系统的设计方案，以 TMS320C6713 为核心处理器，设计了控制器的硬件电路并进行优化，包括使用抗混叠滤波器对输入信号进行滤波，提高了输入信号的精确性，设计 A/D 转换电路对传感器信号进行无相位差采集等。基于分散式控制思想，在磁悬浮盘片控制系统中应用了传统的 PID 算法，并根据磁悬浮盘片的实际要求提出了基于模式识别的多模态控制算法，实现了系统的较好控制。

最后本文利用 MATLAB 进行了仿真，给出了磁悬浮盘片的悬浮效果图。图像表明，所设计的控制系统和算法能够使磁悬浮盘片稳定悬浮，且具有响应速度快，超调小，和控制精度高的优点。

关键词: DSP ， 磁悬浮盘片， 数字控制， PID 算法， 模式识别

Abstract

Although the application of the magnetic field began 1000 years ago, especially, the research and application of the magnetic field has been blossom since the characteristic of the magnetic field was paid attention to at 19 century, the phenomenon of the magnetic field is very complex, we have to go ahead for study on it further.

Along the development of the apparatus which require being more and more minitype, the room of the apparatus will be compact. So the magnetic suspended bearing has to be predigested. For example, the artificial heart of the magnetic suspension must be minisize to alleviate suffering of the patient; the hard disk of the magnetic suspension must be minisize to meet to the development of the computer; and so on. The conversation magnetic suspended bearing is not to meet to the requirement of the miniaturization, and the same time, the assistant bearing has to be applied if the conversation magnetic suspended bearing is applied for the magnetic suspended disk rotor. Another reason, we also hope the conversation magnetic suspended bearing be better and better for the structure and control. Taking magnetic suspending plane as research object the, design of the digital control system base on magnetic diskette of DSP and the research on algorithm are studied in this paper. The advanced control hardware plan is made, and the traditional PID algorithm and the multimode intelligent control algorithm based on pattern recognition are discussed.

This paper proposes the hardware design plan of digital control system of the magnetic diskette system based on the control mathematic model, according to which the controller hardware circuit is designed with a core processor, TMS320C6713. The paper also give the optimize design at the same time, including the design of anti-abasing filter for the input signal to improve the accuracy of the signal to improve the precision of the whole system and the design of A/D conversion circuit to acquisition sensor signal without phase difference. The traditional PID algorithm is employed in control system based on the distributed control idea, and the multimode intelligent based on pattern recognition control algorithm has been discussed on the requirements of the fact to perform the good control of the system.

The figures of the magnetic suspending plane according to the simulation are presented to illustrate the control system performance and the results show that this system has the advantages of high stability, high control precision, strong stiffness, fast response and.

Key words: DSP, Magnetic Suspending Plane, Digital Control, PID Algorithm, pattern recognition

独 创 性 声 明

本人声明,所呈交的论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知,除了文中特别加以标注和致谢的地方外,论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果,也不包含为获得武汉理工大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已 在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名: 刘汉武 日 期: 2008.5.16

关于论文使用授权的说明

本人完全了解武汉理工大学有关保留、使用学位论文的规定,即学校有权保留、送交论文的复印件,允许论文被查阅和借阅;学校可以公布论文的全部或部分 内容,可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的论文在解密后应遵守此规定)

签 名: 刘汉武 导师签名: 刘晓光 日 期: 2008.5.16

第 1 章 绪论

1.1 论文背景

磁悬浮技术是利用磁场力平衡负载,实现非接触支承的技术。其应用主要分为两大领域:一是将悬浮物体以直线电机进行牵引,使其在特定的轨道上运行,形成磁悬浮列车;另一是将悬浮物体以旋转电机驱动,使其绕特定的轴线旋转,形成磁悬浮转子。在这两种应用领域的应用都取得了较大成果。

对于第二种应用领域,起支承作用的磁悬浮结构与传统的机械系统中的轴承结构的作用类似,故又将转子的支承磁悬浮称之为磁力轴承。对于磁悬浮转子,当柱状转子演变成盘状转子时,其磁悬浮支承特性将发生变化,相应的称之为盘状磁悬浮转子^[1]。本论文研究盘状磁悬浮转子控制系统的组成原理、设计方法及其应用等问题。

1.2 磁悬浮技术应用

磁悬浮转子的支承轴承根据是否受控分为主动轴承和被动轴承。不能只依靠被动磁力轴承实现转子的稳定悬浮,因此在实际应用中通常是主动磁力轴承或者是主动磁力轴承和被动磁力轴承的混合应用。实际应用中主动磁力轴承是利用电磁力,使被支承体悬浮在空间,支承体与被支承体之间没有机械接触的一种高性能机电一体化磁力轴承;被动轴承借助辅助的机械支承,利用磁极间的推拉作用或者利用铁磁体的导磁特性使被支承体悬浮在空间的磁力轴承。主动磁力轴承通过控制系统可以实现被支承体的稳定悬浮,但在结构和能耗被动磁力轴承上更有优势,因此在现在的研究中已经出现主动与被动磁力轴承组成的混合磁力轴承。磁力轴承与其他轴承相比其优点主要表现在无机械接触和特性可控^[2]:

(1)无机械接触,其优点主要表现在:

①无机械接触,因此无磨损。其寿命取决于控制电路器件的寿命,比接触式轴承寿命长得多;

②无机械接触,因此无须润滑。可省去泵、管道、过滤器、密封元件,也不会因润滑剂而污染环境,因此特别适合于真空技术和无菌车间等超净环境使用;

③无机械接触,因此消除了大量附加负载。轴承功耗低,仅是传统轴承的 $1/5 \sim 1/20$;

④无机械接触,因此为转子转速提高创造了很大提升空间。其转速只受转子材料承受离心力的强度限制,这为设计具有全新结构的大功率机器提供了可能。

(2)特性可控制带来的优点:

①磁浮轴承的动态特性可控制、优化。其动态性能取决于所用控制规律,这样可使刚度、阻尼等与轴承的工作环境甚至运行状态和转速相适应,可使转子平稳运转;

②转子的控制精度,如转子的回转精度,主要取决于控制环节中信号的测量精度,不受其它因素影响;

③便于对机器的运行状态进行在线诊断和监控,提高系统的稳定性;

④它不仅可支承转子、阻尼振动和稳定转子,而且还可作为激振器使用,利用激振信号和响应信号可以识别一些尚属未知的转子特性。

目前,磁悬浮技术在许多行业得到了发展,主要表现在以下几个方面:

(1)军事工业:磁悬浮技术在军事方面的应用既是最早的也是最成熟的。主要研究对象是飞机、潜艇、导弹和航天飞行器制导系统中元件的磁力悬浮。其应用包括坦克的控制、机动导弹发射装置运载工具的定位;火炮、坦克、导弹的发射控制系统,以及潜艇、飞机、火箭的制导^[3],以及图像显示装置系统空间技术^[4]、人造卫星姿态控制的动量飞轮上^[5]。

(2)超净技术及生命科学领域:在半导体工业中,无轴承电机密封泵的出现解决了传统传输中存在的缺陷,大大满足精密半导体器件生产工艺要求及饮食、医药介质的纯净卫生要求,因此,磁悬浮真空泵成为目前磁悬浮技术较大的工业应用领域^[6]。对于需要密封的机械、纯净及贵重的产品和生产过程,磁悬浮技术满足安全的要求。利用人工心脏^[7]可以部分或全部替代心脏功能,成为心脏病患者生命延续的福音。如果利用机械轴承的血泵会产生摩擦和发热,使血细胞破损,引起溶血、凝血和血栓,甚至危及病人生命,而磁力轴承的无机械接触可以较好的解决此问题。苏黎世联邦工学院和 Levitronix 公司研制成功的无轴承永磁电机驱动的血泵和可以移植到人体内的左心室辅助装置已经在临床中应用。

(3)民用生产领域:主要包括机床用磁悬浮主轴系统的机械加工技术、旋转光学镜主轴、旋转阳极 X 射线管、中子分选器、磁悬浮列车等,涉及工业技术、航海技术、机器人技术、交通技术等方面。目前,以法国 S2M 公司、瑞士 IBAG 公司、德国 GMN 滚动轴承公司、日本的精工精机、东洋轴承株式会社和光洋精工等为代表的研究都取得了较大突破;磁悬浮列车是民用中另一突破,以德国的常导性磁悬浮列车和日本的超导性磁悬浮列车为代表,现在其运行速度都达到了 500 公里/小时。我国于 2000 年 6 月引进德国磁悬浮列车技术已经在上海试运行,预计 2008 年将建成上海到杭州的沪杭段磁悬浮铁路,设计时速 450 公里/小时,可达 500 公里/小时;另外计算机中央处理器的运算速度的急速提高以及内存、缓存容量的增大,用户要求硬盘及光驱的读写速度也越来越高,而硬盘和

光盘驱动器一般采用机械工作方式,传统的机械轴承无法满足计算机发展的要求^[8],在这方面,我国在 1982 年就已经起步,投入了大量的人力和物力进行研究和开发,并已取得初步成果^[9]。

(4)高危险环境:石油化工、医药、电影、电镀、核动力等行业中的液体大都具有腐蚀性、有害、危险、易燃、易爆,泄漏会带来工作液体的浪费与环境污染。例如,在高温核反应堆的汽轮机采用磁悬浮支承可以降低建设成本和运行成本,同时大大提高了能量转换效率(可达到 50%)^[10];在石油和天然气工业中需要大量使用制氧、低温透平膨胀机、离心压缩机,具有免维护、工作寿命长、高稳定性、不需要空气密封措施等^[11]。同时输送有腐蚀、有毒或稀有贵重液体时,不允许有泄漏,这对泵的轴上密封提出了更高的要求,即使采用价格昂贵的机械密封,也不可能做到无泄漏。无泄漏输送的磁力联轴器传动可以实现全密封,自 1947 年英国 HMD 公司对这种泵研制成功以来,就已获得了较快的发展^[12]。

1.3 磁悬浮技术的发展

磁技术的应用是一个古老的课题,早在战国时期我国就有关于司南模型的记载,到了宋代发明了指南针。但当时因为科技水平的限制,人们还无法对复杂的磁现象做出解释,磁技术的应用一直裹足不前。直到十九世纪才出现了利用磁力使物体实现无接触悬浮的设想。1842 年英国剑桥大学的恩休(S.Earnshaw)教授提出了磁悬浮的概念并从理论上证明了铁磁体不可能由永磁体支承而在六个自由度上保持稳定悬浮,要实现稳定悬浮必须至少有一个自由度被机械或其它约束消除。1957 年法国 Hispano-Suiza 公司第一个提出了利用电磁铁和感应传感器组成主动(有源)全悬浮系统的设想,并取得了法国专利(French Patent 1186527, November, 1957),这是现代磁悬浮技术的开始。然而,由于控制理论、控制元件、控制电路等方面的问题没有解决,早期的磁悬浮研究主要侧重于被动(无源)悬浮,英国科学仪器研究协会出版的文献[13]集中地反映了 1964 年以前的研究成果;麻省理工学院出版的文献[3]总结了在 1974 年以前的研究。由于无源悬浮刚度小、阻尼差,主要应用于仪器仪表,无法应用于大负载、高刚度的主轴部件。

20 世纪 60 年代中期,随着控制元器件的不断发展和完善,法国、日本、美国相继对主动磁悬浮投入了研究。1969 年法国 SEP 公司开始研究主动磁悬浮系统的特性,1972 年将第一个磁力轴承应用于卫星导向器飞轮支承。与此同时,美国 NASA 系统也投入了大量的人力物力来开发主动和被动磁悬浮混合型磁力轴承在卫星飞轮上的应用。

从上个世纪 70 年代末到 80 年代初,随着现代控制理论的发展,电子元器件

技术的日臻完善,人们逐步开始将主动磁力轴承推广应用到工业设备中,相应的控制方法也从单自由度控制(古典控制理论)发展到多自由度控制(现代控制理论)。作为磁力轴承发展的代表,法国 S2M 公司的 H.Haberman 和 L.Liard 全面介绍了主动磁力轴承的工作原理、性能以及 S2M 公司的应用情况,但没有给出设计理论和设计方法。1981 年,日本的松村文夫等人采用现代控制理论,建立了多输入多输出的径向磁力轴承数学模型^[14]。

这一时期研究的主要特点是:将转子作为刚体处理;忽略陀螺效应的影响;尽管建立了多输入多输出的数学模型,控制系统还是采用单自由度控制,即忽略各自由度之间的耦合;商业化的磁力轴承控制系统均为模拟控制。

在国内,1982 年清华大学的张祖明、温诗铸就小钢球的单自由度磁悬浮进行了理论分析和试验研究^[9]。1983 年上海微电机研究所采用径向被动、轴向主动的混合型磁悬浮研制了我国第一台全悬浮磁力轴承样机^[15]。这些研究由于模型简单、刚度小、负载低,与工业应用还有很大距离。1988 年哈尔滨工业大学的陈易新等提出了磁力轴承结构优化设计理论和方法,建立了主动磁力轴承机床主轴控制系统数学模型,这是国内首次对主动磁力轴承全悬浮机床主轴从结构到控制进行的系统研究。同年,国防科技大学的杨泉林采用状态反馈原理探讨了磁悬浮控制的多自由度解耦问题。随后,西安交通大学、天津大学、洛阳工学院等单位相继投入人力和物力进行了有关研究。

除了理论和实验室研究外,法国、日本、瑞士、美国等相继投入了大量的人力物力进行磁力轴承的商业应用研究。目前已成功地应用于高精度的机床主轴、数控机床主轴、高压真空泵、涡轮机、压缩机、水轮发电机、卫星导航等领域中。在法国、日本、加拿大、瑞士、美国已有专门的磁力轴承公司,从事磁力轴承产品的生产、经营、研究、开发及应用。在这方面处于领先水平的是法国 S2M(Societe de Mecanique Magnetique)公司。1977 年, S2M 公司开发出了世界上第一台转速为 2~4 万转的高速机床电主轴。1981 年, S2M 公司在 Hanover 欧洲国际机床博览会上,首次向公众推出了 B20 / 500 主轴系统,并在 35000rpm 下进行了钻、铣削的现场表演,其高速、高效、高精度、低功耗的优良性能引起了国际上的关注。1983 年,该公司又在第五届欧洲国际机床博览会上展出了系列磁力轴承及其主轴部件。其后该公司与日本精工精机公司合资建立了 JMB(Japan Magnetic Bearing. LTD)公司,与美国 Kollmorgen 公司共建了 MBI(Magnetic Bearing. INC)公司。形成了以 S2M 总公司和 JMB、MBI 两个子公司为基地的全球生产、销售和研究开发磁力轴承的体系。在日本, NTN 东洋轴承公司于 1984 年推出了高速铣削磁力轴承主轴、超高速磨削主轴部件,并有已标准化的径向磁力轴承和轴向磁力轴承产品。1992 年成立的 Revolve Magnetic Bearings Inc 在 2000 年由 SKF

收购,是一家从事磁力轴承产品开发的专门公司,其产品应用在密封马达、磨头、高速铣削、压缩机、分子泵、空调压缩机、分子泵和真空泵等。另外,还有瑞士的 Levitronix 和 IBAG, IBAG 生产 70000r/min 和 40000r/min 两个系列的机床用磁悬浮电主轴,静态刚度能达到 $500\text{N}/\mu\text{m}$ 和 $1000\text{N}/\mu\text{m}$ 。1995 年日本精工精机公司在意大利国际机床博览会上展出了采用磁力轴承主轴的机械加工中心 MV-40B。日本已将磁力轴承作为 21 世纪占主导地位的轴承大力发展。加拿大 Revolve 公司已经开始探讨扩大磁力轴承工业化应用的方法。

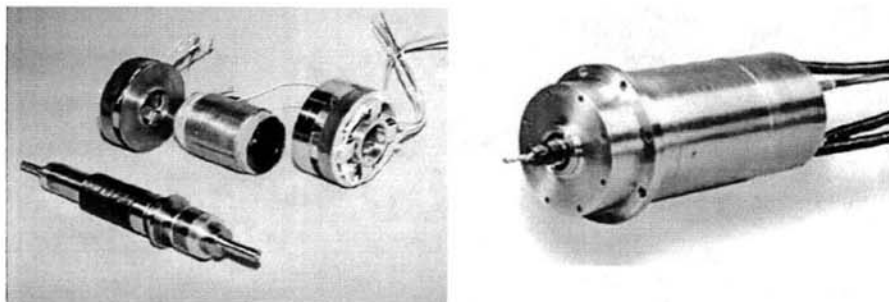


图 1-1 左: Levitronix 公司制造的磁力轴承、电机和高速转子^[16]; 右: SKF 公司制造的高速磁悬浮电主轴^[17]

综合国内外磁力轴承的研究情况,其发展呈如下趋势:

(1)从传统的磁力轴承结构向更简化、更紧凑的结构方向发展。如采用洛仑兹力作辅助支承^{[18][19][20]},采用径向磁力轴承的轴向作用力作辅助支承^{[21][22]}可以使结构简化;

(2)从低速向高速、高阶模态、低功耗发展,主要是高速转子方向;

(3)从刚性转子向柔性转子发展;

(4)从 PID 控制向非线性控制、多模态控制、DSP 控制等发展;

(5)从单一磁力轴承向混合磁力轴承发展;

(6)向无传感器磁轴承发展。

目前所研究的盘状磁悬浮转子支承主要包括:磁悬浮硬盘、磁悬浮动量轮、磁悬浮储能飞轮、磁悬浮微特电机等等。在它们各自的磁悬浮支承研究中采用了不同方式;同时也通过不同的方式,或采用传统磁力轴承结构增加辅助支承、或增加辅助电磁铁、或借用同一电磁铁的辅助力来实现转子的稳定悬浮。也即没有统一的研究结构,有时还不利于结构简化。

1.4 控制器的发展

在磁悬浮支撑控制系统中,控制方式大体上可以归纳为模拟控制和数字控制两大类。虽然传统模拟式控制器结构简单,易于调节,但已不能满足需要。因此,近年来,随着电子技术和计算机技术的发展,利用计算机或微处理器来实现控制的数字控制成为磁悬浮系统控制的主流。同时,高速数字处理控制芯片(DSP)的出现,使各种高级控制算法的实现成为可能^[23]。

数字控制与传统的模拟控制相比,具有很大的优势,如处理速度快、可以实现较复杂的控制算法;可以方便的修改控制规律,使用灵活;数字控制系统体积小,抗干扰能力强;可以对载荷、位移、振动、电流及其它运行实现在线监控,较之模拟控制系统更容易实现良好的人机界面;能对意外和紧急状况,以及其它安全问题做出及时处理等。

随着微电子技术的发展,特别是集成电路的快速发展,磁悬浮系统控制器的硬件平台也不断发展。80年代,随着DSP(数字信号处理器)的出现,在磁悬浮支撑系统的控制领域也逐渐使用这种新型高速的嵌入式微处理器。随着DSP性能的不断提高,目前在数字控制领域采用的微处理器绝大部分都是DSP。采用专为工业实时控制设计的高速数据信号处理器(DSP),因各种磁悬浮支撑系统对运算的需求和成本要求不同,采用的DSP芯片也不同。DSP的结构可以分为定点DSP和浮点DSP。定点DSP与浮点DSP在硬件结构上最大的不同之处在于数据存储结构方面。浮点DSP用户不必知道如何存储数据,而应用定点DSP时就需了解数据存储格式,必须对数据格式作一些转换。在选择DSP时,用户可以从芯片性能、运行速度、价格、功耗等几个方面综合考虑。一般情况下,定点DSP适用于采样频率低的相对比较简单算法,浮点DSP适用于采样频率高的相对比较复杂的算法。对于运算精度要求很高的地方可以采用浮点运算芯片,如TMS320VC33、C40、C60等,而在一般的工业应用中常采用低成本,集成多个外设的定点运算芯片,如TMS320LF2407A。同时为了满足磁悬浮系统应用上的高性能,高可靠性和低成本,磁悬浮控制系统将向数字化、智能化、集成化发展是必然趋势,在国外早已实现了主动磁力轴承的单DSP控制,并将状态监测与故障诊断算法和不平衡补偿算法集成于一个DSP中,如IBAG Zurich AG和Swiss Federal Institute of Technology (ETH)早在80年代末就合作研制了40000rpm、35KW的高速铣削主轴,其中的数字控制系统就是采用单片TI公司的TMS320C25 DSP芯片,并基于MATLAB开发了人机接口。国内各个研究单位大都采用DSP控制,但未见批量集成化产品出现。以前的磁力轴承通常对每一个轴向的运动都提供一个专用的传感器、放大器、执行机构和控制器,即对每

一项功能都有分属的元件。近来这种方式已有所变化,电磁机构除产生作用力外还用来测量位置,直接数字控制功率放大器开关取代了伺服回路开关的分离功率放大器,它综合了功率放大器与转子控制器的功能。将执行机构、传感器与控制器集成的优点在于节省了费用,增加了设计的灵活性。总体来说,磁悬浮控制系统的趋势是采用高性能嵌入式数字控制芯片,并且高度集成化,以提高系统可靠性并降低成本。

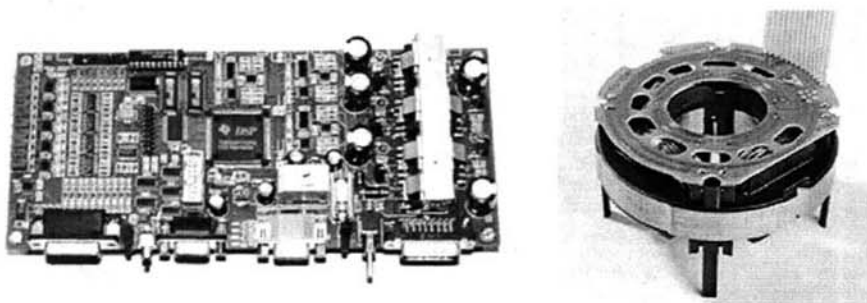


图 1-2 左: Levitronix 公司的五自由度磁力轴承单板控制单元(集成了传感器、控制器和功率放大器)^[16]; 右: MECOS 公司研制的集成了位移传感器(Transverse Flux Sensor)的径向磁力轴承^[24]

1.5 本论文的目的意义及内容安排

由前面的论述我们可以发现,在现实生活中磁悬浮技术的应用得到了相当的发展,尤其在磁悬浮列车和电主轴方面。针对盘状磁悬浮转子支承的特性,本文抽象出磁悬浮盘片支承模型的控制系统进行研究,对盘状转子的磁悬浮支承具有普遍性。对支承特性发生变化的盘状磁悬浮转子控制系统,本文作了专门研究。

1.5.1 课题的提出、目的和意义

采用 PC 机来设计磁悬浮系统控制器,可以较容易实现多任务控制(周期性的固定悬浮控制,关键相位检测,速度测量,不平衡补偿,记录控制系统数据等),但 PC 机平台在体积、成本、实时性、功耗、抗外界环境干扰的稳定性上相对不够理想,不满足产品集成化和现场化的要求,通常只应用于实验阶段。而采用 DSP 微处理器进行控制正好满足了磁悬浮盘片控制系统的要求。

DSP 系统是以应用为中心,计算机技术为基础,且软硬件可裁剪的专用计算机系统,特别适用于对功能、可靠性、成本、体积、功耗有严格要求的应用系统。自 1982 年美国德州仪器公司(TI 公司)生产出第一代数字信号处理器(DSP)

TMS320C10 以来, DSP 以其独特的硬件结构和出色的运行性能, 得到了迅猛的发展和广泛的应用, 在磁悬浮支撑系统的控制领域也逐渐采用这种新型高速的嵌入式微处理器设计嵌入式控制系统, 目前国外出现的集成工业产品几乎都是采用 DSP 控制器来实现现场控制, 而将 PC 机作为上位机, 利用其丰富的软硬件资源开发用于状态监测与故障诊断的程序, 并在控制器原型开发过程中, 实现实时在线的参数调整和控制算法仿真等功能, 因此设计运算速度快、功能丰富、集成度高、并具有多种通信接口的 DSP 控制系统具有重要意义。

本文所研究的对象——磁悬浮盘片系统本质上是非线性系统, 采用线性控制器, 只能对线性度较好的磁力轴承或盘状磁悬浮转子有好的效果, 例如传统的 PID 控制器, 其本身是线性控制器, 并且控制过程对系统响应的动态过程和稳态特性做了折中考虑^[25], 因此对于实际的盘片系统, 尤其是在机械设计和电磁设计并不理想的强非线性系统上并不能起到好的控制效果。将信息领域的模式识别理论与技术引入, 结合控制领域的多模态控制算法, 在非线性的控制算法上做一些探索, 以实现磁悬浮盘片非线性因素的控制。

本课题研究高性能的控制系统硬件和控制算法, 具有重要的现实意义, 它们的实现将进一步推动我国磁悬浮高技术产品的开发与应用, 使其逐步地实现产业化。

1.5.2 本文的内容安排

本文首先介绍了磁悬浮盘片系统的工作原理和结构特征, 推导模拟出了具有一般意义的磁悬浮盘片的数学模型, 并设计出了基于此数学模型的控制系统, 最后优化了控制算法。主要内容主要包括以下方面:

(1) 磁悬浮盘片数学模型的建立

通过推导盘片的状态方程、控制信号方程以及简化的磁力轴承模型, 推导模拟出具有般意义的磁悬浮盘片的数学模型。

(2) 磁悬浮盘片控制系统的硬件设计

以美国 TI 公司的 DSP(TMS320C6713)为控制部分硬件电路的核心芯片, 并设计了相应的外围电路, 包括传感器信号的抗混叠滤波采集、输入信号的无相位差 A/D 转换及 D/A 转换输出等模块。

(3) 磁悬浮盘片控制系统的算法研究

在本系统的硬件平台上, 探讨了传统的 PID 算法的控制效果, 并进一步研究了基于模式识别的多模态控制算法在磁悬浮盘片控制系统中的应用。

(4) 控制系统实验分析

基于所设计的控制系统进行了诸多相关实验与仿真, 获得了大量实验数据,

用来帮助分析控制系统的性能。

全文的主要内容结构如下图所示:

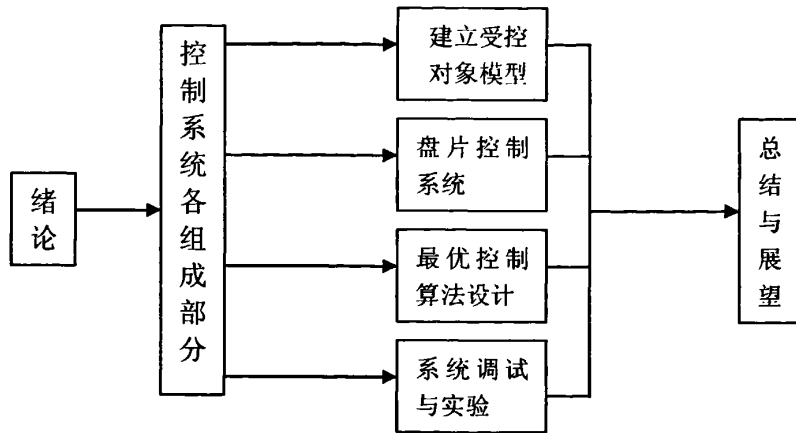


图 1-3 全文结构框图

1.5.3 本论文课题及设备支撑

国家自然科学基金项目，编号： 50675163 “车载飞轮电池磁悬浮转子的基础理论及关键技术研究”。

磁悬浮盘片试验台。

第 2 章 磁悬浮盘片的工作原理与数学模型

由第一章知磁悬浮技术已经有了相当的发展,从系统的理论研究到实际应用已经走过了一百多年的历史。到今天有关磁悬浮列车、磁力轴承等等的研究已经取得了较大突破,并在各工业领域出现了部分应用实例。但是当传统的磁力轴承的支承特性发生变化而不足以限制被支承体所要求限制的自由度时,或者当系统具有特定空间要求而希望结构更加紧凑时,例如盘状磁悬浮转子,人工心脏等等,采用传统的磁力轴承支承结构将难于满足支承要求。

到目前为止,国内外还没有专门的系统的关于盘状磁悬浮转子支承的研究及应用思想,因此在诸如磁悬浮硬盘、磁悬浮飞轮、动量轮等等盘状转子的应用方面还没有统一的设计思想。本章以磁悬浮盘片为研究模型,对盘片的磁悬浮支承进行了分析,给出了盘片的状态信息方程和控制信号方程,再根据实验室实际测得力、位移、电流关系和磁力轴承的数学模型推导模拟出磁悬浮盘片数学模型。

2.1 磁悬浮支承的工作原理

通常磁悬浮转子工作系统由传感器、控制回路、电磁铁、功率放大器、转子

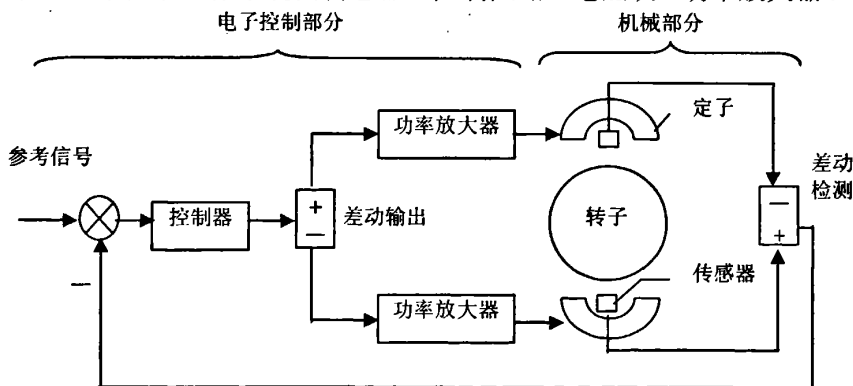


图 2-1 主动磁悬浮转子的工作原理

等五部分组成。主动磁悬浮转子的工作原理如图 2-1 所示,利用定子线圈通电产生的电磁力,将转子无机械接触地悬浮起来。当转子处在平衡位置时,上、下传感器检测到的信号差值为零,此时定子线圈的控制电流不变;当转子偏离平衡位置时,由上、下传感器动态检测到的信号差值不为零,即差动检测输出信号不为零,通过反馈控制回路调节,发出相反的差动控制信号,经功率放大器控制线圈中的电流,增大与转子偏离的相反方向的电磁力,将转子拉向平衡位置,从而控制在正确位置。

从磁悬浮支承的工作原理可以看出:主动磁力轴承完全没有机械接触,转子

的位置可以适时控制,刚度和阻尼理论上可以自由地在线改变,对于不同负载转子能够保持在某一位置,可以处理转子不平衡、消除振动等。

2.2 盘状磁悬浮转子支承的模型

对于不同的设备,磁悬浮转子的空间姿态可以是各种各样的,即工作盘面可以平行于水平面、可以垂直于水平面,或者与水平面成任意角度。因此转子承受的自身负载和外负载方向也是不确定的。在实际应用中,磁力轴承一般都设计为差动式结构以满足载荷正、负向变化的要求。在本文中以磁悬浮盘片为设计研究模型,工作时盘面与水平面平行,电磁铁的吸力与盘片重力平衡时就可以实现盘片的稳定悬浮,因此不需要差动结构。推广到其它的应用时磁力轴承可采用对应的差动结构。

在本节根据磁悬浮盘片的支承结构原理方案,讨论其支承原理和盘片的状态方程(当然也有其它的结构方案,本文未作讨论)。以此设计了一个磁悬浮盘片样机用于进一步的试验分析。这可对诸如磁悬浮心脏泵、磁悬浮硬盘、微型磁悬浮陀螺等等盘状磁悬浮转子的支承提供理论依据。

2.2.1 磁悬浮盘片支承结构原理设计

根据三点确定一个平面的原理可以用三点支承一个平面,因此对盘片的支承可以用三个电磁铁和三个传感器来实现。磁悬浮的典型特点是被支承体与支承体之间非接触,因此传感器也采用非接触式位移传感器。根据传感器工作是否受电磁场影响,可将传感器分为受电磁场影响的传感器和不受电磁场影响的传感器。在尽量使结构简化即不增加辅助结构的前提下,如隔磁结构,本文给出了如图 2-2 所示结构方案。图 2-2 电磁铁与传感器交替布置的结构:传感器信号受电磁场影响,为了减小或消除影响,将电磁铁和传感器相对于盘片圆心交替对称布置在同一平面上,传感器测量中心与相邻电磁铁中心相对于盘片中心的圆心角为 60° ,且传感器测量中心与电磁铁对称中心相对于盘片中心在同一圆周上。对称结构可以在保证正确工作情况下使电磁铁与传感器距离最大,减小或基本消除相互间的影响。

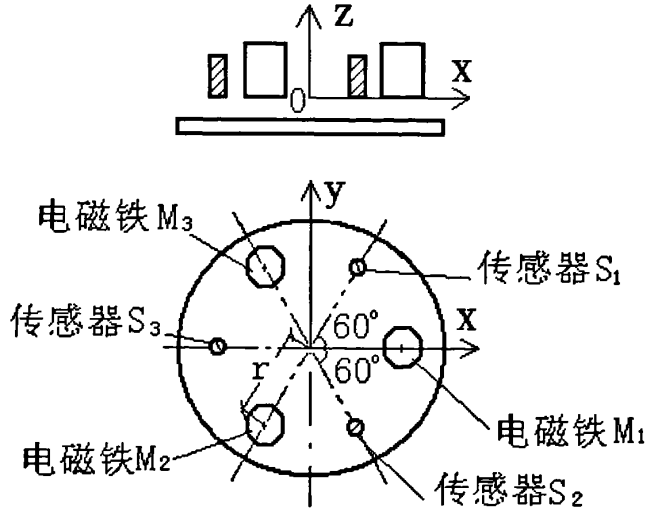


图 2-2 磁悬浮盘片支承结构示意图

在图 2-2 中三个电磁铁的吸力限制了盘片沿 z 轴的移动和沿 x 、 y 轴的转动；在 xy 平面由于盘片不受外载荷，所以不需要限制；当有一较小载荷沿 xy 平面作用于盘片使盘片发生径向偏移时，因为电磁铁在径向的向心效应使盘片回到平衡中心。（此处的径向指平行于图 2-2 所示的 xy 平面）

2.2.2 磁悬浮盘片的数学模型

在前一节已经就电磁铁和传感器相对于磁悬浮盘片的结构布置进行了设计。在图 2-2 中由于电磁铁和传感器位置对称均匀，即状态方程最简单，使控制方程简化，因而容易实现盘片的控制。下面对盘片的状态方程、控制信号方程进行分析。

2.2.2.1 盘片的状态方程

坐标系和结构参数如图 2-2 所示。设盘片面为理想平面，且在状态方程的分析过程中忽略盘片的厚度，不影响结果。

如图 2-2,电磁铁和传感器在同一圆周上， r 为圆周半径，因此可得传感器和电磁铁坐标值：

$$\text{传感器} \begin{cases} S_1(r \cos 60^\circ, r \sin 60^\circ, 0) \\ S_2(r \cos 60^\circ, -r \sin 60^\circ, 0) \\ S_3(-r, 0, 0) \end{cases}$$

$$\text{电磁铁} \begin{cases} M_1(r, 0, 0) \\ M_2(-r \cos 60^\circ, -r \sin 60^\circ, 0) \\ M_3(-r \cos 60^\circ, r \sin 60^\circ, 0) \end{cases} \quad (2-1)$$

设传感器 S_1 、 S_2 、 S_3 的测量中心在盘面的投影点分别为 C_1 、 C_2 、 C_3 ，三个传感器的测量值分别为 d_1 、 d_2 、 d_3 ，则 C_1 、 C_2 、 C_3 的坐标值可表示为：

$$\begin{cases} C_1(r \cos 60^\circ, r \sin 60^\circ, -\delta_1) \\ C_2(r \cos 60^\circ, -r \sin 60^\circ, -\delta_2) \\ C_3(-r, 0, -\delta_3) \end{cases} \quad (2-2)$$

设在某时刻盘面上已知点的坐标为 (x_0, y_0, z_0) ，盘面法矢量为 $\{A, B, C\}$ ，则该时刻盘面方程可表达为：

$$A(x - x_0) + B(y - y_0) + C(z - z_0) = 0 \quad (2-3)$$

将 C_1 、 C_2 、 C_3 代入方程(2-3)得方程组：

$$\begin{cases} A(x - r \cos 60^\circ) + B(y - r \sin 60^\circ) + C(z + \delta_1) = 0 \\ A(x - r \cos 60^\circ) + B(y + r \sin 60^\circ) + C(z + \delta_2) = 0 \\ A(x + r) + B y + C(z + \delta_3) = 0 \end{cases} \quad (2-4)$$

因为 $\{A, B, C\}$ 是盘面的法矢量，不能同时为零，即方程组有非零解。根据齐次方程组有非零解的条件得：

$$\begin{vmatrix} x - r \cos 60^\circ & y - r \sin 60^\circ & z + \delta_1 \\ x - r \cos 60^\circ & y + r \sin 60^\circ & z + \delta_2 \\ x + r & y & z + \delta_3 \end{vmatrix} = 0 \quad (2-5)$$

由行列式(2-5)可以得盘片的状态方程：

$$(2\delta_3 - \delta_2 - \delta_1)x + \sqrt{3}(\delta_2 - \delta_1)y + 3rz = (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)r \quad (2-6)$$

由方程(2-6)可以确定传感器在任意采样 (d_1, d_2, d_3) 时刻盘片的状态信息，即在任意时刻盘片上各点在既定坐标系中的坐标值。

2.2.2.2 盘片的控制信号方程

当盘片稳定悬浮时，电磁铁到盘面的气隙是常数，设为 z_0 ，设此时平衡电流为 i_0 。由 2.3.2.1 节已经得到了盘片的状态方程，已知电磁铁的坐标值，因此可以求出任意时刻电磁铁到盘片的竖直方向的距离 z_i 。

对于图 2-2：当测量值 d_i 发生变化即盘片偏离平衡位置时，可将式(1)电磁铁 x 、 y 坐标值代入方程(2-6)求得电磁铁在盘片上投影点的 z 坐标值 Z_i 的表达式：

$$\begin{cases} (2\delta_3 - \delta_2 - \delta_1)r - 3rZ_1 = (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)r \\ (2\delta_3 - \delta_2 - \delta_1)(-r \cos 60^\circ) + \sqrt{3}(\delta_2 - \delta_1)(-r \sin 60^\circ) - 3rZ_2 = (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)r \\ (2\delta_3 - \delta_2 - \delta_1)(-r \cos 60^\circ) + \sqrt{3}(\delta_2 - \delta_1)r \sin 60^\circ - 3rZ_3 = (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)r \end{cases} \quad (2-7)$$

对(2-7)求出 Z_i 并取绝对值可得电磁铁 M_i 在该时刻到盘面的竖直距离 z_i 即非平衡位置时的气隙如下:

$$\begin{cases} z_1 = \left| -\frac{2}{3}\delta_1 - \frac{2}{3}\delta_2 + \frac{1}{3}\delta_3 \right| \\ z_2 = \left| \frac{1}{3}\delta_1 - \frac{2}{3}\delta_2 - \frac{2}{3}\delta_3 \right| \\ z_3 = \left| -\frac{2}{3}\delta_1 + \frac{1}{3}\delta_2 - \frac{2}{3}\delta_3 \right| \end{cases} \quad (2-8)$$

可以验证当电磁铁在平衡位置时 $z_1=z_2=z_3=z_0$, 符合图 2-2 所示布置要求的稳定悬浮。当盘片偏移时, 因为盘片重量不变, 由文献[27]有公式 $f=k(i/x)^2$ 知要使盘片悬浮则电磁铁吸力 f 不能变。此处 f 为电磁铁吸力, k 为常系数, i 为电磁铁线圈电流, x 为电磁铁到盘面的气隙。因此 i/x 应等于常数。由此可得到电磁铁线圈电流与气隙的关系为:

$$i_0/z_0 = i_i/z_i \Rightarrow i_i = z_i i_0 / z_0 \quad (2-9)$$

其中 i_0 与 z_0 分别为盘片处在平衡位置时的电流与气隙。 i_i 即为盘片偏移到气隙 z_i 时电磁铁需加载的控制电流, 将式(2-9)与式(2-8)联解即得到在不同时刻的 i_i 值。

理论证明: 当电磁铁对称中心与传感器测量中心重合时控制信号算法最简单, 即最易实现控制; 其它布置方式控制信号都存在耦合因素使控制难于实现。

2.3 磁悬浮盘片的数学模型

由于磁悬浮轴承的数学模型已经熟练被人们掌握, 磁悬浮盘片相关研究在国内外还很少, 理论还不是很成熟, 磁悬浮盘片与轴承支撑原理一致, 因此, 这节笔者先通过推导单自由度磁力轴承的数学模型, 再根据实验室实际测得力、位移、电流关系推导模拟出磁悬浮盘片数学模型。

2.3.1 单自由度磁力轴承的数学模型

文献[28][30][31]已经证明差动激磁方式磁力轴承(上下电磁铁各一个, 故有两个磁力作用于转子), 当转子离开中心位置向下运动时, 在 z 方向受到的电磁力为上下磁铁的吸力之差:

$$F_z = F_{z1} - F_{z2} = \frac{K}{4} \left[\frac{(I_0 + i_z)^2}{(S_0 - Z)^2} - \frac{(I_0 - i_z)^2}{(S_0 + Z)^2} \right] \quad (2-10)$$

$$F_z = k_z z + k_i i_z \quad (2-11)$$

$$\text{其中: } k_z = \frac{\mu_0 N^2 A I_0^2}{S_0^3}, \quad k_i = \frac{\mu_0 N^2 A I_0}{S_0^2}$$

其中 I_0 表示偏置电流, i_z 表示控制电流, S_0 表示平衡位置时的气隙, z 表示传感器检测的转子相对于平衡位置的位移, 方向竖直向上。 $K = \mu_0 N^2 A$, 其中 μ_0 为真空中的磁导率, A 为电磁铁的磁极面积, N 为线圈匝数, F_z 为总的电磁力, 且 F_z 的正方向与 z 一致, 当采用 8 极电磁铁结构时 $\alpha = 22.5^\circ$ 。

显然随着相对于平衡点的距离增加, 方程 (2-10) 的精度在下降, 而且在某些极限状态, 例如当转子与轴承壁接触、强电流 (铁芯饱和) 或者线圈电流很小时, 就绝对不适合了^[30]。

式 (2-10) 中除了电流以外, 其它参数都是由机械结构设计决定的, 因此好的机械结构设计可以使实际磁力轴承的电磁力线性化程度较好, 这样就方便了控制系统的设计, 反之, 控制起来就较难。

图 2-3 是采用式 (2-10) 绘制的非线性的电磁力、转子位移和电磁铁线圈控制电流的关系图。

图 2-4 是采用式 (2-10) 绘制的在平衡点附近线性化模型的电磁力、转子位移和电磁铁线圈控制电流的关系图。

图 2-5 是由式 (2-10) 和 (2-11) 计算得到的径向磁力轴承非线性和线性电磁力—电流特性。

图 2-6 是实测到的磁力轴承的电磁力—电流特性^[30]。

对比图 2-5 和图 2-6, 显然实测的曲线与计算的线性曲线有很大差别。测量曲线与所计算的线性关系的偏差发生在控制电流的强激励部分, 这是因为铁芯饱和的缘故^[30]。测量曲线与计算的非线性曲线差别更大。

上述四图中力 F 的单位为 N , 位移 x 的单位为 mm , 电流 i 的单位为 A , $k_i = 457N/A$, $k_z = 4570N/mm$, $S_0 = 0.4mm$ 。

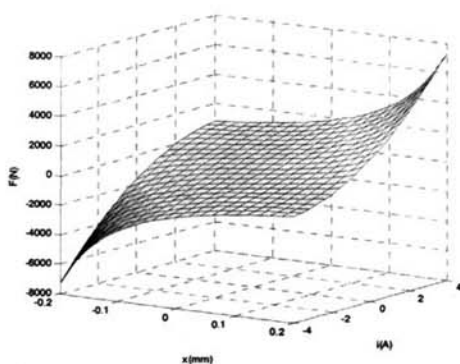


图 2-3 非线性电磁力、位移和电流关系

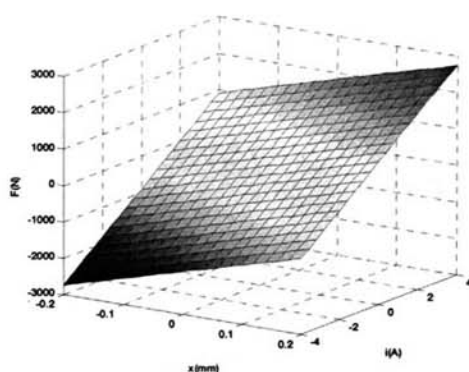


图 2-4 线性电磁力、位移和电流关系

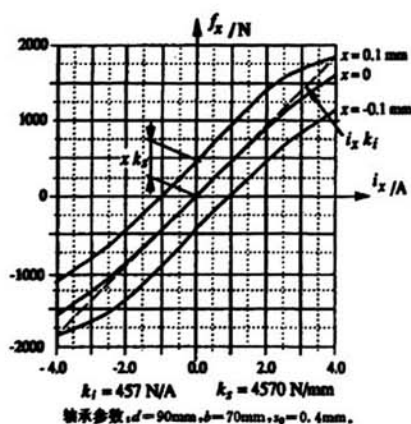


图 2-5 计算的电磁力与电流关系

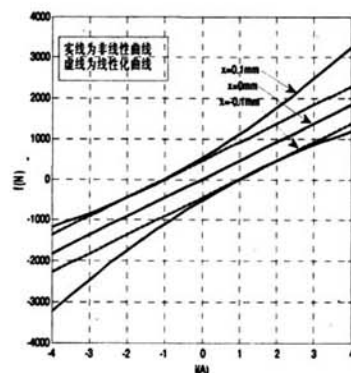


图 2-6 实测的电磁力与电流关系

式 (2-10) 电磁力的计算是建立在一系列假设基础之上的, 考虑到实际系统中的漏磁, 磁场饱和等其它因素, 实际模型与理论模型有较大差别。

由文献[28][30][31][32][33]可以得到实际磁力轴承的电磁力的非线性一般是类似于图 2-7 和图 2-8 所示的非线性特性 (铁心磁饱和、漏磁、涡流等因素导致), 该非线性由下式描述:

$$f(i, x) = 700i + 4000x - 20i^3 \quad (2-12)$$

上式的线性逼近为:

$$f(i, x) = 700i + 4000x \quad (2-13)$$

其中: $i = [-3, 3]A$, $x = [-0.2, 0.2]mm$ 。

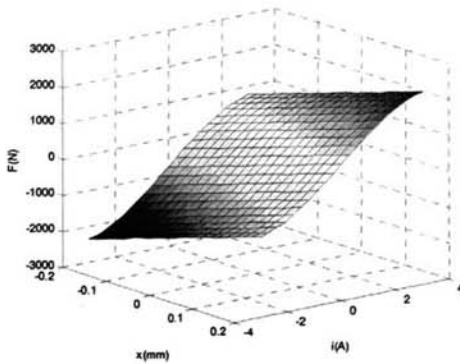


图 2-7 与实际磁力轴承类似的电磁力、位移和电流关系

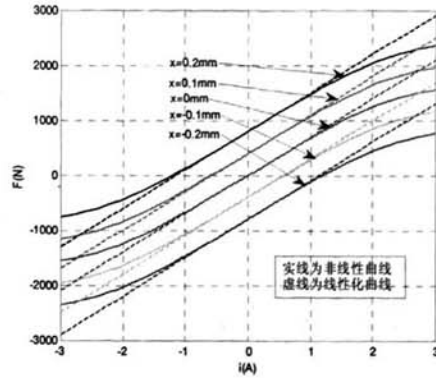


图 2-8 与实际磁力轴承类似的不同位移下电磁力—电流关系

2.3.2 磁悬浮盘片的数学模型

结构原理如图 2-2 所示,通过对电磁铁电流的控制来约束盘片沿 z 轴方向的移动和绕 x 、 y 轴的转动的 3 个自由度,利用电磁铁磁场的向心效应约束盘片沿 x 、 y 轴方向的移动,实现盘片在空间的稳定悬浮,绕 z 轴自由转动不影响盘片的稳定悬浮。在保证相同的悬浮效果的同时,减少了电磁铁的数量,简化的磁悬浮装置的结构和控制系统。该磁悬浮装置采用三个电磁铁约束被悬浮物体的部分自由度,而利用磁力的向心效应约束被悬浮物体的其余的自由度。

装置的整体外观如图 2-9(a)所示,各主要零部件如剖视图图 2-9(b)所示,电磁铁、传感器与盘片的相对布置如图 2-10 所示(为了清楚的看到零件布置情况,隐藏了部分相同的零件)。其工作原理是:根据几何学原理,不在同一直线上的三点可以确定一个平面。因此,在图示 2-10 盘片平面内沿同一圆周方向均匀的布置了三个电磁铁和三个电涡流位移传感器,要求三个电磁铁的铁心端面在同一平面,三个位移传感器的测试端也处在同一平面,且电磁铁对称中心与相邻传感器中心相对盘片中心的夹角为 60° 。这样,可以在电磁铁的初始环境相同,减小名义上的三个点变成六点后的耦合因素。

当盘片处于位移传感器的线性量程范围内时,位移传感器可以测量出盘片上三点的位置,位移传感器将盘片的位置状态反馈给控制系统,控制系统根据测量的盘片位置信号,控制电磁铁线圈的电流,从而控制相应电磁铁的电磁力,使其与盘片受到的重力相平衡,进而将盘片控制在指定位置上。当悬浮的盘片受到外界干扰时,其位置发生了变化,该变化被相应的位移传感器测出,并且反馈给控制系统,控制系统根据测量的盘片位置变化信号,改变电磁铁线圈的电流,从而改变相应电磁铁的电磁力,使将盘片重新回到指定位置上。实现盘片的稳定悬浮。

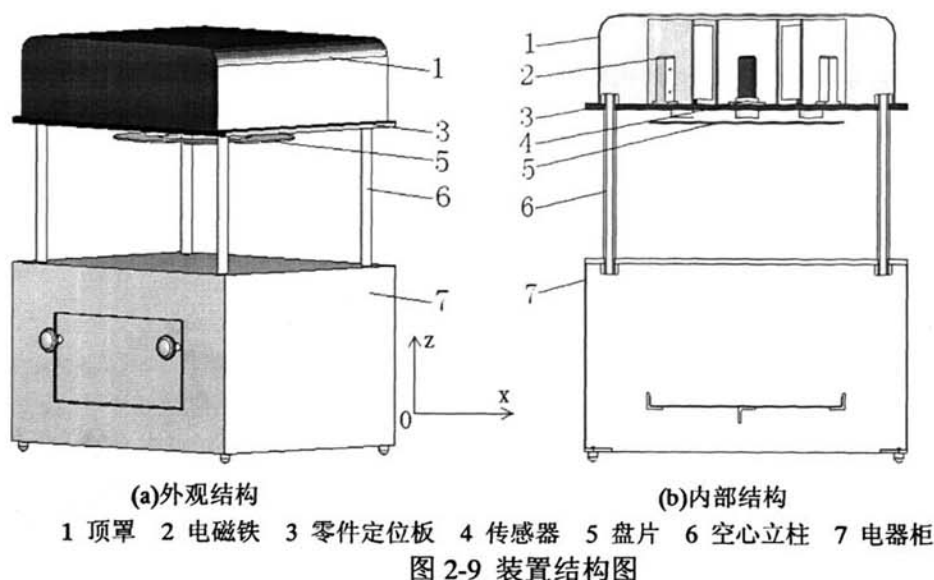


图 2-9 装置结构图

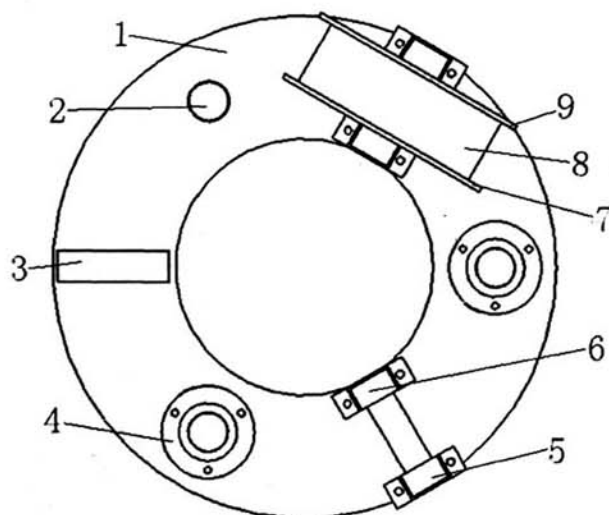


图 2-10 电磁铁、传感器相对盘片布置图

上节已经得出轴承的非线性特性: $f(i, x) = 700i + 4000x - 20i^3$ 线性逼近为:

$f(i, x) = 700i + 4000x$, 此特性是通过推导综合实际测量得出来的, 磁悬浮盘片与轴承支撑原理一致, 笔者通过大量实验, 测得磁悬浮盘片的电磁力和位移、电流关系如表 2-1、2-2 和 2-3 所示。注意, 这里的拉力是三个电磁铁的合力, 并且加上盘片的重才是真正的合力, 由于是在盘片的几何中心施加拉力, 所以三个力应该相等, 盘片重 10.3 N, 护套高 12.5mm。

表 2-1 实测电磁力和位移、电流之间的关系 (悬高 15.6mm)

拉力 (N)	每路合力 (N)	盘片悬浮距(离护套) (mm)	传感器电流值 (A)		
			0	1	2
0	3.43	3.1	1.8	2.1	1.9
0.66	3.65	3.1	1.9	2.15	2.0
1.22	3.84	3.1	2.0	2.4	2.1
2.00	4.10	3.1	2.05	2.6	2.2
2.40	4.23	3.1	2.15	2.8	2.2
2.90	4.40	3.1	2.25	3.0	2.3

表 2-2 实测电磁力和位移、电流之间的关系 (悬高 16.4mm)

拉力 (N)	每路合力 (N)	盘片悬浮距(离护套) (mm)	传感器电流值 (A)		
			0	1	2
0	3.43	3.9	1.85	2.2	2.00
0.22	3.51	3.9	1.9	2.3	2.05
0.75	3.68	3.9	2.05	2.4	2.15
1.02	3.77	3.9	2.10	2.5	2.2
1.43	3.91	3.9	2.15	2.65	2.2
1.88	4.06	3.9	2.2	2.85	2.3
2.26	4.19	3.9	2.25	3.0	2.4
2.45	4.25	3.9	2.3	3.1	2.45

表 2-3 实测电磁力和位移、电流之间的关系 (悬高 16.9mm)

拉力 (N)	每路合力 (N)	盘片悬浮距(离护套) (mm)	传感器电流值 (A)		
			0	1	2
0	3.43	4.4	2.05	2.3	2.0
0.30	3.53	4.4	2.15	2.4	2.05
0.72	3.67	4.4	2.2	2.6	2.15
1.2	3.83	4.4	2.3	2.75	2.25
1.55	3.95	4.4	2.4	2.8	2.26
1.77	4.02	4.4	2.45	2.9	2.3
2.58	4.29	4.4	2.6	3.2	2.4

由上测得的三组磁力与位移、电流关系, 相应得到曲线如图 2-11, 2-12 和 2-13 所示。图 2-14 是把三个曲线放在一起时的情况。

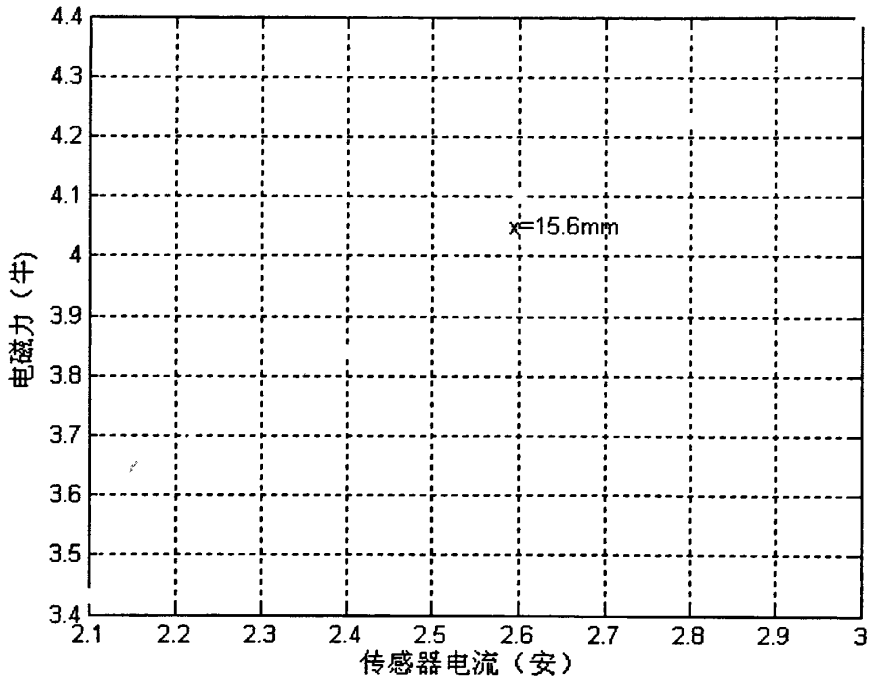


图 2-11 悬高 15.6mm 时电磁力和电流曲线

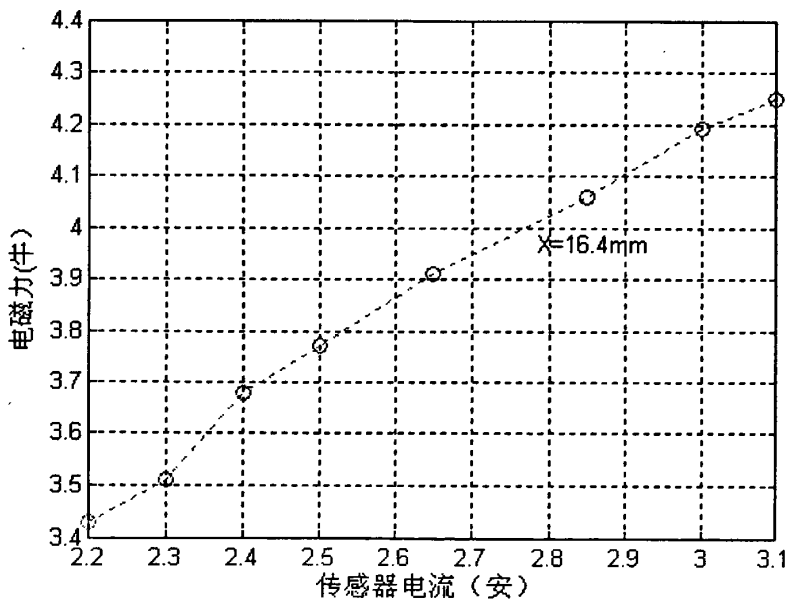


图 2-12 悬高 16.4mm 时电磁力和电流曲线

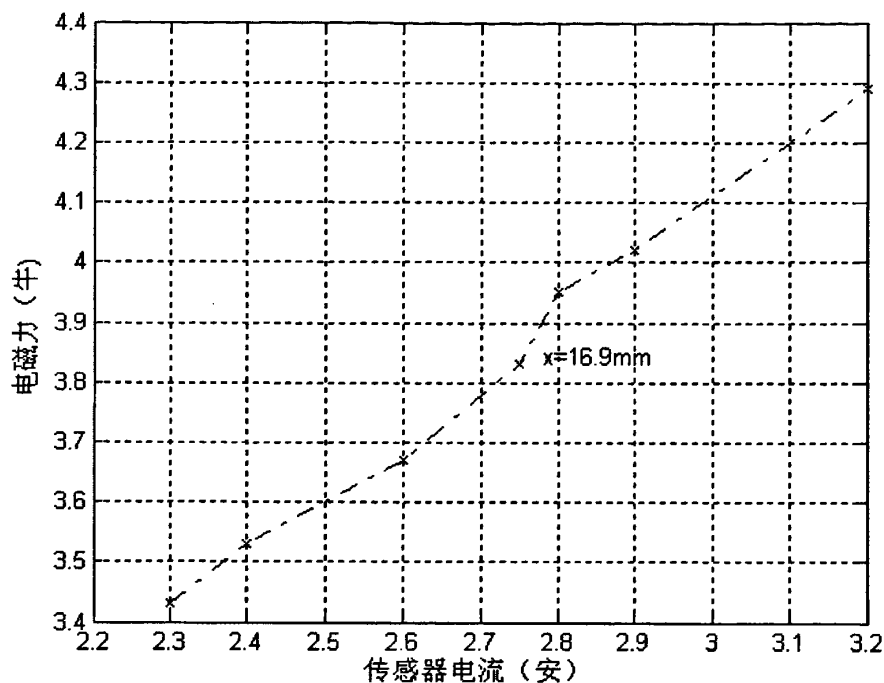


图 2-13 悬高 16.9mm 时电磁力和电流曲线

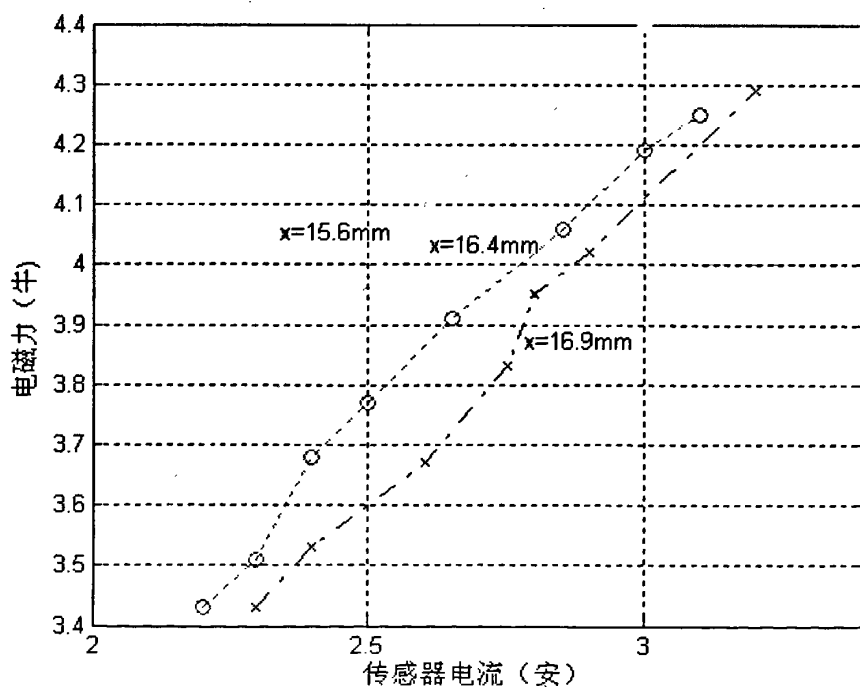


图 2-14 电磁力和位移、电流之间的关系曲线

对以上盘片的关系图进行分析,可以得到实际磁悬浮盘片的电磁力一般是类

似于下式（式 2-14）的非线性特性（铁心磁饱和、漏磁、涡流等因素导致），该非线性由下式描述：

$$f = 1.54i + 95.5x - 0.4i^3 \quad (2-14)$$

上式的线性逼近：

$$f = 0.9i + 95.5x \quad (2-15)$$

其中： $i = [0, 3]A$ ， $x = [15.4, 17.1]mm$ 。

2.4 本章小结

(1)磁悬浮盘片的支承结构为盘状磁悬浮转子支承的设计提供了参考模型，电磁铁被理想化为一个支点。盘状磁悬浮转子的支承除了径向磁力轴承以外主要是利用盘片上的磁悬浮支承限制更多自由度，因此本文的研究可以进行推广；

(2)推导了盘片的状态信息和控制信息，可以为盘片悬浮的结构设计和控制设计提供定量的参数；

(3)利用磁悬浮轴承与磁悬浮盘片原理的一致性，通过推导单自由度的磁悬浮轴承的数学模型并结合相关实验，推导模拟出盘片的数学模型。

第 3 章 磁悬浮盘片控制系统硬件电路设计

3.1 控制系统设计方案

随着现代控制理论和电子技术的飞跃发展,现在的磁悬浮控制系统都逐渐转向了数字控制。数字控制相对灵活,相对模拟控制而言,有其特定的优越性:使用灵活,调试方便,无需对硬件设备做任何改变,只需要改变程序就可以改变控制系统的参数和性能;系统体积小、可靠性高、元件可靠、抗干扰能力强;可实现复杂的控制规律,可以获得比模拟控制更好的控制性能;系统的更新换代由于常常只涉及软件而更为容易;对意外和紧急情况以及相应的安全问题可以作出智能反应。

数字控制过程实际上是采集信号,经过数据处理和运算,然后再输出用于控制。它把大多数时间都用在了数字运算上。因此,在进行实时数字控制时,要同时兼顾运算精度和运算速度。DSP 是新出现的高速、高性能微处理芯片。基于 DSP 设计的控制器和传统的控制器相比较,具有使用灵活、调试方便。同时系统体积小,可靠性高,抗干扰能力强等特点。因此,采用基于 DSP 的数字控制器要优于传统的数字控制器^[29]。

对于整个磁悬浮盘片系统,从盘片位置发生变化,经过传感器,抗混叠滤波器,再到 DSP 算法处理,再到 D/A 输出,最后经过功放和电磁铁,得到磁力作用于盘片,整个控制过程便完成。要保证对盘片某一频率振动的有效控制,则整个处理时间要受到约束。从时域来说,理想的状态是从盘片发生位移,到电磁铁产生相应控制力的时间为零,但实际的控制都有时间延迟;从频域来说,控制力与对应盘片位移有相位差,实际系统带宽是有限的,并不能对任意的频率的振动都会产生好的控制效果,即可以控制的盘片的振动频率是有限的,时间延迟会影响对盘片的振动控制效果。在磁悬浮盘片系统中阻尼(相当于相位超前)是必不可少的,因此快速反应时间应是优先考虑的问题^[27]。否则控制器的微分作用将变得无效,甚至起到相反的作用,即盘片的阻尼将很弱,甚至无阻尼。要使一阶微分起到作用,整个系统的信号传输延迟时间应小于盘片振动周期的四分之一。图 3-1 显示了整个系统的信号传输过程与延时。很显然对于控制系统来说,选择高速、高带宽器件将会减少系统信号的传输延时,在硬件上保证了盘片控制的可能性和控制效果。

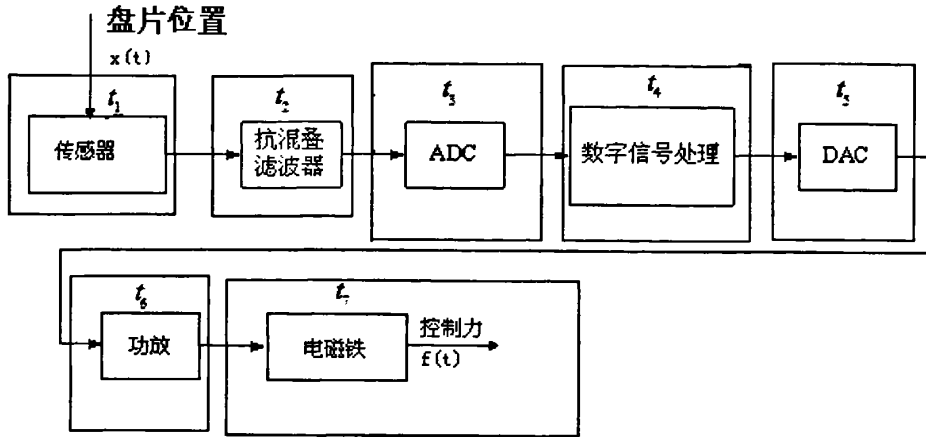


图 3-1 系统的信号传输与延时图

t_1 : 传感器的传输延时;

t_2 : 抗混叠滤波器的传输延时;

t_3 : A/D 采样保持到转换完的时间;

t_4 : DSP 计算需要该次 A/D 转换数据参与的算式的时间;

t_5 : D/A 从数据输入到转换并建立相应电压的时间;

t_6 : 功率放大器电流响应延迟时间;

t_7 : 电磁铁力的建立时间。

本采用 TI 公司的 TMS320C6713 来作为控制器的核心部分, 主频率达 200MHz, 这就为需要高精度和快速处理的应用打下了一个坚实的基础。该 DSP 芯片集成了 6 路的 A/D 转换器、4 路 D/A、带有 264K×16bit 的内部存储器、集成 PLL 时钟、Watchdog, EV 事件管理等电路, 可简化系统的硬件复杂度, 提高系统的可靠性。

系统设计方案如下, 如图 3-2 所示。

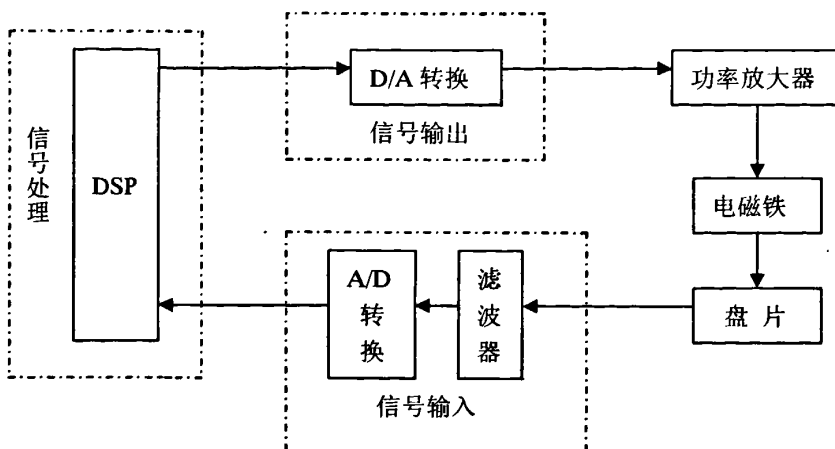


图 3-2 磁悬浮盘片控制系统环路结构图

图 3-3 所示为控制器目标板硬件电路结构图。

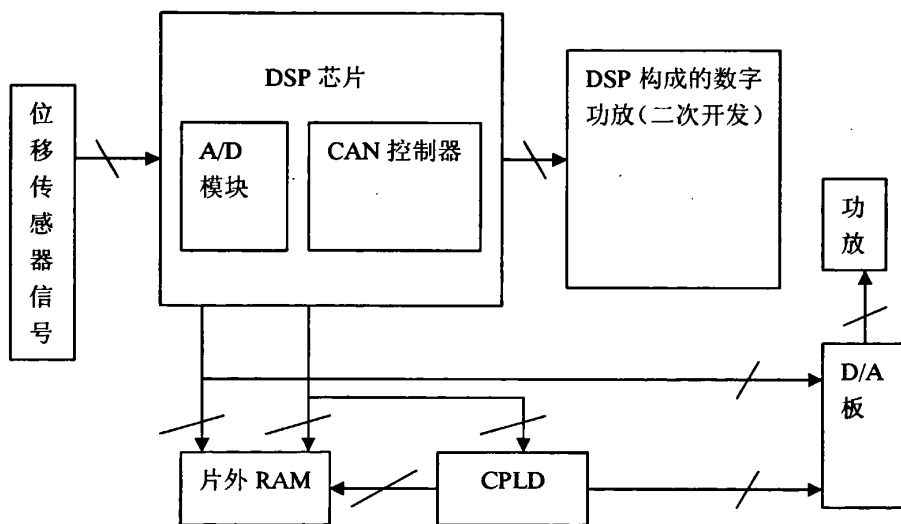


图 3-3 控制器目标板硬件结构图

(1)采用美国 TI 公司 DSP 进行实时控制。数据采样直接由 DSP 内部集成的 ADC (12 位的 ADS7864) 模块完成, 并进行一定的模拟滤波处理。

(2)应用工控机加采集卡的方式通过电涡流位移传感器对盘片的位置进行实时监控。

(3)在硬件电路中引入巴特沃斯低通滤波器构成模拟滤波部分, 仅由电阻及电容构成, 结构简单, 滤波效果非常明显。

(4)采用 12 位高精度 D/A 转换芯片 DAC7616 构成数模转换电路, DAC7616 芯片本身是串行接口, 其接口速率小与 10M。为了减小信号的传输时间, 本实

验室采用修改了数模转换器的操作方法,改为并行接口的方式。位置采样数据在 DSP 内部经过算法处理后,直接送入 D/A 板,变成模拟电压输出给功放电路,电压输出范围 0~5 V 之间。

(5) D/A 转换电路采用美国 TI 公司生产 12 位 DAC7616,将经过 DSP 处理的数字信号转换成模拟信号。

(6)功率放大器,将输出信号放大以便驱动磁悬浮盘片。

3.2 核心芯片选型

3.2.1 DSP 介绍

DSP 芯片,也称数字信号处理器,是一种特别适合于进行数字信号处理运算的微处理器,其主要应用是实时快速地实现各种数字信号处理算法。根据数字信号处理的要求,DSP 芯片一般具有如下主要特点^[18]。

- (1)在一个指令周期内可完成一次乘法和一次加法;
- (2)程序和数据空间分开,可以同时访问指令和数据;
- (3)片内具有快速 RAM,通常可通过独立的数据总线在两块中同时访问;
- (4)具有低开销或无开销循环及跳转的硬件支持;
- (5)快速的中断处理和硬件 I/O 支持;
- (6)具有在单周期内操作的多个硬件地址产生器;
- (7)可以并行执行多个操作;
- (8)支持流水线操作,使取指、译码和执行等操作可以重叠执行。

DSP 应用系统以数字信号处理为基础,因此具有数字处理的全部优点。

(1)接口方便。DSP 系统与其他以现代数字技术为基础的系统或设备都是相互兼容的,与这样的系统接口以实现某种功能要比模拟系统与这些系统接口要容易得多;

(2)编程方便。DSP 系统中的可编程 DSP 芯片可使设计人员在开发过程中灵活方便地对软件进行修改和升级;

(3)稳定性好。DSP 系统以数字处理为基础,受环境温度以及噪声的影响较小,可靠性高;

(4)精度高。具有 16 位数字系统可达 10^{-5} 的精度;

(5)可重复性好。模拟系统的性能受元器件参数性能变化比较大,而数字系统基本不受影响,因此数字系统便于测试、调试和大规模生产;

(6)集成方便。DSP 系统中的数字部件有高度的规范性,便于大规模集成。

3.2.2 TMS320C6713 芯片

设计 DSP 的应用系统, 选择 DSP 芯片是非常重要的一个环节。目前, DSP 芯片的主要供应商有美国的德州仪器公司 (TI)、ADI、MOTOROLA 等。其中 TI 公司的 DSP 芯片占世界 DSP 芯片市场近一半, 在国内被广泛应用, 并广泛应用于各个领域。TI 公司 DSP 的主流产品包括 TMS320C2000 系列、TMS320C5000 系列、TMS320C6000 系列^{[20][21]}。

TMS320C6713 是 TI 公司推出的 TMS320C67xx 系列浮点 DSP 中的一款芯片, TI 公司提供了完整的数字控制 DSP 解决方案, 设计了工业级性能的 DSP 芯片, 并提供了很多实用代码。TMS320C6713 每周期可以执行 8 条 32 位指令; 支持 32/64 位数据; 具有 200MHz、3.3ns 指令周期的运行速度和 2400MIPS 或 1800MFLOPS 的处理能力。它具有强大的外设支持能力, 32 位外部存储器接口 (EMIF) 可以很方便地和 SRAM, EPROM, FLASH, SBSRAM 和 SDRAM 等同步和异步存储器或者 512M 字节的外部存储空间连接, 其接口说明事物图如图 3-4 所示。

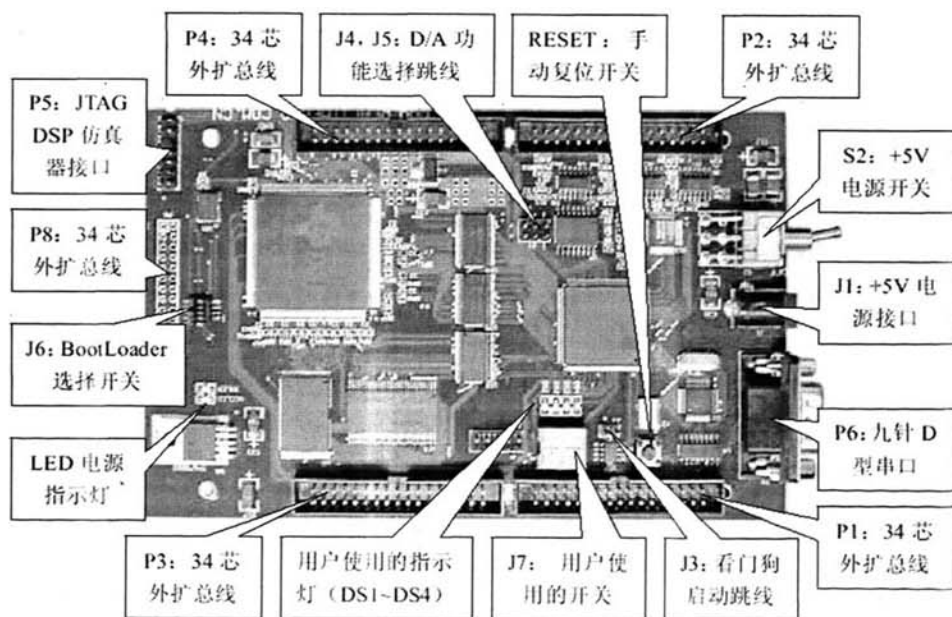


图 3-4 TMS320C6713 接口说明实物图

TMS320C6713 评估板具有丰富多样的标准接口, 并 TI 公司其他 A 系列产品具有相同的外型尺寸, 能兼顾科研和教学, 方便用户外搭所需电路。在网络、图像处理等领域有广泛的应用。其主要特点有:

主处理器: TMS320C6713, 1600MIPS;

内部存储空间: 264K×16bit;
 外扩存储空间: 8M×16bit SDRAM;
 6 路 A/D,精度: 12bit;
 4 路 D/A, 精度: 12bit;
 系统自启动设计: 8Mbit FLASH, 存储大量程序和数据;
 数字 I/O 口设计;
 UART 串行接口, 符合 RS232 标准;
 设计有用户可自定义的开关和用户指示灯;
 3U 标准的 DSP 扩展总线, 包括数据、地址、I/O 和控制;
 4 组标准扩展连接器, 为用户进行二次开发提供条件;
 +5 V 电源输入, 内部+3.3V、 +1.2V 电源管理;
 4 层板设计工艺, 稳定可靠;
 可以选配多种应用接口板, 包括图像板, 网络板, 语音板等;
 外型尺寸: 160mm ×100mm;

3.3 位移传感器的选择

3.3.1 为什么选择电涡流位移传感器

磁悬浮盘片系统性能的一个重要方面取决于所采用的位移传感器的性能。磁悬浮系统对位移传感器的第一个要求是非接触式的。从理论上讲, 利用电容、电感、光敏、光栅、霍尔效应、激光、磁阻抗及声波等均可实现此目的。磁悬浮盘片系统对位移传感器的要求还有:能真是地反应盘片的位移变化; 具有很高的灵敏度、信噪比、线性度、温度稳定性、抗干扰能力及精确的重复性, 同时也要求有一定的频率响应范围。

从目前的技术看, 主要是应用电涡流式位移传感器。电涡流位移传感器能测量被测体(必须是金属导体)与探头端面的相对位置。由于其长期工作可靠性好、灵敏度高、抗干扰能力强、非接触测量、响应速度快、不受油水等介质的影响, 常被用于对大型旋转机械的轴位移、轴振动、轴转速等参数进行长期实时监测, 可以分析出设备的工作状况和故障原因, 有效地对设备进行保护及进行预测性维修。从转子动力学、轴承学的理论上分析, 大型旋转机械的运行状态主要取决于其核心—转轴(相当于本系统的盘片), 而电涡流位移传感器能直接测量转轴的状态, 测量结果可靠、可信。过去, 对于机械的振动测量采用速度式传感器, 通过测量机壳的振动, 而间接地测量转轴振动, 测量结果可信度低。

电涡流传感器的安装位置、传感器的应用方式对测量结果也有影响,这是产生测量误差的主要来源。忽略盘片表面的缺陷及传感器的安装影响,克服测量误差的最佳方式是采用差动工作联结方式,但是这样做会增加成本。

3.3.2 电涡流位移传感器工作原理

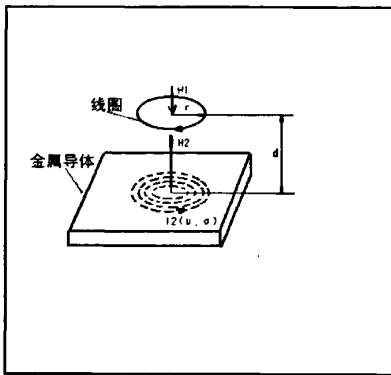


图 3-5 电涡流作用原理

传感器的系统工作机理是电涡流效应。如图 3-5 所示,当接通传感器系统电源时,在前置器内会产生一个高频电流信号,该信号通过电缆送到探头的头部,在头部周围产生交变磁场 H_1 。如果在磁场 H_1 的范围内没有金属导体材料接近,则发射出去的交变磁场的能量会全部释放;反之,如果有金属导体材料靠近探头头部,则交变磁场 H_1 将在导体的表面产生电涡流场,该电涡流场也会产生一个方向与 H_1 相反的交流磁场 H_2 。由于 H_2 的反作用,就会改变探头头部线圈高频电流的幅度和相位,即改变了线圈的有效阻抗。这种变化既与电涡流效应有关,又与静磁学有关,即与金属导体的电导率、磁导率、几何形状、线圈几何参数、激励电流频率以及线圈到金属导体的距离参数有关。假定金属导体是均质的,其性能是线性和各向同性的,则线圈-金属导体系统的物理性质通常可由金属导体的磁导率 μ 、电导率 s 、尺寸因子 r 、线圈与金属导体的距离 d ,线圈激励电流强度 I 和频率 ω 等参数来描述。因此线圈的阻抗可用函数 $Z=F(\mu, s, r, d, I, \omega)$ 来表示。

如果控制 μ, s, r, I, ω 恒定不变,那么阻抗 Z 就成为距离 d 的单值函数,由麦克斯韦尔公式可以求得此函数为一非线性函数,其曲线为“S”形曲线,在一定范围内可以近似为一线性函数。

实际中采用谐振分压线路,即将传感器线圈并上一个电容组成并联谐振回路,当被测导体材料激励频率一定时,谐振频率的大小与距离大小成反比,配以专用测量线路(即前置器,它包括晶体振荡器和一个检波环节),最后得到正比于间隙的直流电压输出。

3.3.3 CWY-DO-812503 型电涡流位移传感器

根据性能与价格的综合考虑,本文所设计的系统中采用了 CWY-DO-812503

型电涡流位移传感器，它是湖南航空天瑞仪表电器有限责任公司的 tr81 系列产品之一。另外，还选用了与其配套工作的 CWY-DO-812500(限幅 0~5V 输出)型前置器。

CWY-DO-812503 型电涡流位移传感器主要性能指标如下：

- (1)线性量程:12.5mm;
- (2)线性范围 1.25mm~13.75mm,线性中点 7.5mm;
- (3)非线性误差:2%;
- (4)灵敏度:0.4v/mm, 灵敏度误差 $\leq \pm 5\%$;
- (5)频响范围:0~6kHz;
- (6)分辨率: $2.0\mu\text{m}$, 纹波(测量间隙恒定时最大输出噪声峰峰值):8mV;
- (7)前置器限幅 0~5V 输出, $\pm 15\text{VDC} \sim \pm 18\text{VDC}$ 供电。

在传感器安装时，应该注意以下几点：

- (1)探头与被测体表面不垂直度小于 $\pm 5^\circ$;

(2)探头支架刚性要好，其固定频率应远离工作频率，以免因支架振动造成附加误差；

(3)当探头头部线圈中通过电流时，在头部周围会产生交变磁场，因此在安装时要注意两个探头的安装距离不能太近，否则两探头之间会通过磁场互相干扰（如图 2-6(a)所示），在输出信号上迭加两探头的差频信号，造成测量结果的失真，

(4)探头(直径为 D)头部发射的交变磁场在径向和横向上都有一定的扩散。因此在安装时，就必须考虑安装面金属导体材料的影响，应保证探头的头部与安装面之间不小于一定的距离，工程塑料头部体要完全露出安装面，否则应将安装面加工成平底孔或倒角，如图 2-6(b)(c)所示。

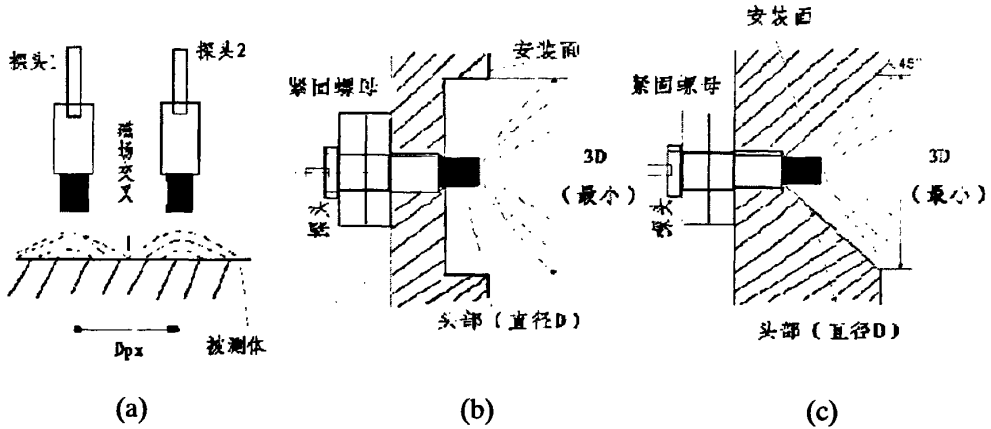


图 3-6 传感器安装示意图

3.4 数字控制器硬件设计

本课题采用了 TI 公司的 TMS320C67132 数字信号处理器作为核心器件，DSP 控制器结构见图 3-7 所示。传感器信号经调理滤波后，在进入多路开关后，由集成在 DSP 内部的 A/D 转换器 ADS7864 采样变成数字信号进入 DSP 的计算模块处理，送到 D/A 转换芯片 DAC7616 中，转换成模拟电压量，送到波形发生器与三角波比较形成 PWM 波形，控制磁悬浮斩波器，用来控制磁悬浮系统的电流大小，以控制悬浮气隙。

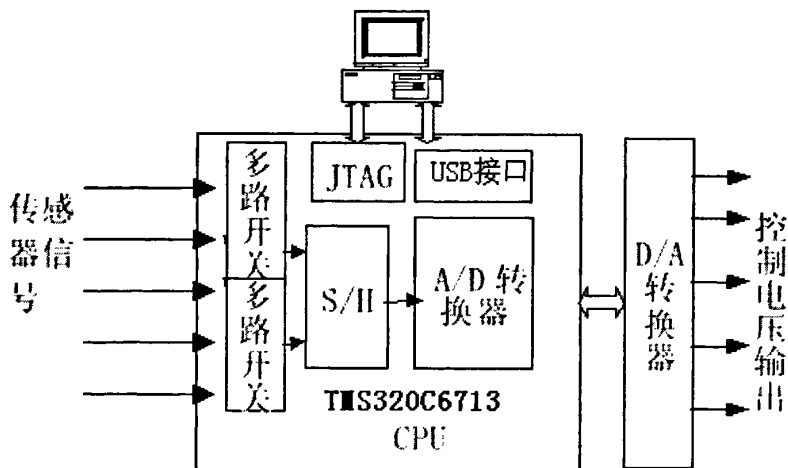


图 3-7 DSP 控制器结构框图

3.4.1 巴特沃斯滤波器设计

在高精度的数据采集系统中，模拟滤波器有着不容忽视的地位。这主要体现在以下两个方面：(1)在数据采集过程中“抗混叠、去噪声”；(2)提高系统的精度。从传感器输出的信号经一系列调理后最终需要被转换为数字信号。在信号被采集之前，外界电路中产生的干扰有可能对需要采集的电信号产生影响。如果传感器采用电涡流式位移传感器，则电涡流位移传感器的输出带有高频的纹波干扰，如果不予滤波，必然会影响 A/D 转换器的转换结果，进而影响系统的控制效果。所以，在 A/D 转换前，必须进行模拟滤波。

设采样频率为 $2f_c$ ，根据采样定理，不会引起混叠的被采样信号截止频率为 f_c ，以满足采样定理。要保证 f_c 以内的信号不受干扰，应保证 $1.5f_c$ 以上的信号幅度必须在 30% 以下。3 路传感器信号，每路的采样频率确定为 10KHz。滤波器的截止频率要设计大于信号的最高频率，实践表明，当滤波器的截止频率设计为 5k 时满足要求。根据巴特沃斯低通滤波器的幅频响应，当滤波器阶数大于 4 阶时可满足要求。综上所述，抗混叠滤波器的设计要满足如下要求：

(1)截止频率 $f_c = 5\text{kHz}$ 内的信号最大衰减量小于 3dB；

(2)当 $f < 2.5\text{kHz}$ 时， $\frac{A - A_f}{A} < 1\%$ ；

(3)当 $f \leq 7.5\text{kHz}$ 时， $\frac{A}{A_f} < 1\%$ 。

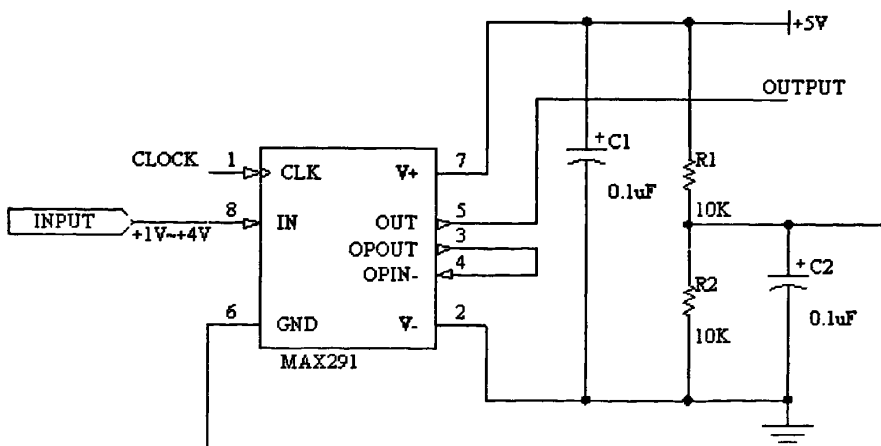


图 3-8 抗混叠滤波电路

其中 f 为信号频率， A 为滤波器输入信号幅值， A_f 为输出信号幅值。MAX291 是 MAXIM 公司推出的使用方便的 8 阶((8 个极点)巴特沃斯型开关电容型有源低

通滤波器，其转折频率 f_c 既可由外部时钟信号控制，也可以利用片内时钟源外接一电容产生时钟信号进行控制。为保证信号通过时失真小，并过滤出钟频噪声引起的干扰，MAX291 采用了较高的采样比： $f_{clk} : f_c = 100 : 1$ 。当采用内时钟时，以下为时钟频率 f_{osc} 的计算公式，其中 $3C_{osc}$ 为时钟引脚所接电容的值：

$$f_{osc}(kHz) = \frac{10^5}{3C_{osc}(pF)}$$

在本系统中，采用的是+5V 单电源供电，此时的输入信号在+1V~+4V 范围内可取得较好的效果，这是由于此时器件非线性产生的谐波畸变较小的缘故^[21] 图 3-8 为其工作电路图。

由于传感器输出信号在范围在 0~5V 之间，而 DSP 的采样范围控制在 0~3.3V 之间，因此在信号做 A/D 转换之前将信号电压值减半，以满足 DSP 的采样要求。设计了如图 3-9 的电路图。

从巴特沃斯低通滤波器出来的信号经过 U1A, R1, R2, R3 组成的除法电路后，将输出值降为原来的 1/2，以满足 DSP 的 A/D 模块采样所需要的范围。U1B, R4, C1, D1 组成对采样信号进行滤波的电路。电阻 R4 和电容 C1 构成了一阶滤波电路，稳压管用来去除毛刺。由于 RC 滤波电路的带负载的能力差，因此在系统中引入电压跟随器提高带负载的能力。为了满足采样定理，避免频率混叠现象，必须对一输入到 A/D 转换器前的传感器信号进行抗混叠滤波。由于需要采集的信号基本上是低频的直流量，而干扰主要是系统中存在的高次谐波和高频率的噪声和干扰，因此本方案采用的滤波方式为低通滤波。

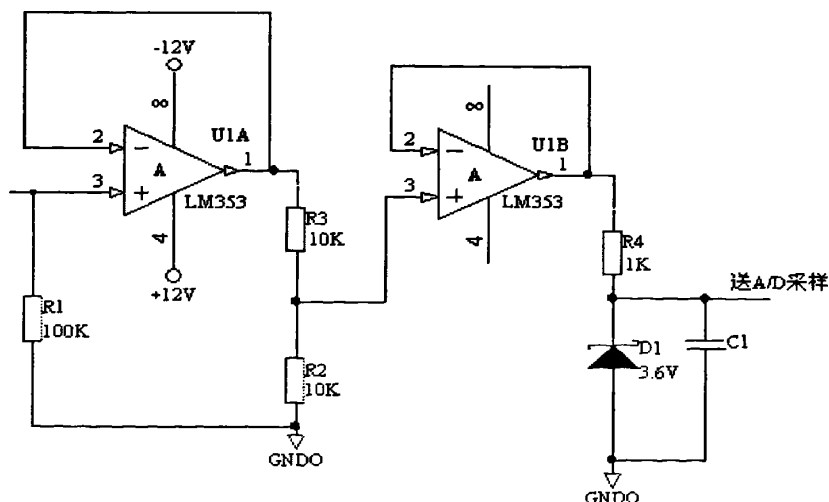


图 3-9 位置信号处理电路图

3.4.2 A/D 数据采集模块

在整个数字控制系统中, 盘片的位置的测量是至关重要的。传感器的信号经过适当的硬件模拟滤波和数字滤波等信号处理后到达 A/D 采样通道, A/D 把得到的模拟信号转换成相应的数字信号, 它的精度和分辨率以及采样转化时间都是有很高要求的, 它们直接决定着控制精度和控制速度。因此在 A/D 模块设计上必须考虑一些重要的参数, 具体说来包括以下三方面: ①分辨率。分辨率反映转换器所能分辨的被测量的最小值。通常用输出二进制代码的位数来表示。该系统要求能分辨 $1\mu\text{m}$ 信号, 根据传感器的传感特性, 必须要求有至少 12 位的分辨率。②精度。精度指的是转换的结果相对于实际的偏差, 它有两种表示方法: a. 绝对精度, 用最低位(LSB)的倍数表示; b. 相对精度, 用绝对精度除以满量程值的百分数来表示。③转换时间。由于磁悬浮盘片系统要求的控制周期很短(一般小于 $200\mu\text{s}$), 故要求 A/D 转换时间也必须非常短(一般在 $10\mu\text{s}$ 内)。

TMS320C6713 中选用的 A/D 模块是 TI 公司的 ADS7864, ADS7864 是一个双向高速、低功率、12 位最大采样速率达 500kHz 模拟-数字转换器, 以 $+5\text{V}$ 电压驱动, 其中 6 个差动输入通道组成了三对用来获取高速同步信号。采样控制放大器的输入功率是差动的, 并且在 A/D 转换器的输入端也保持是差动的。其内部提供了良好的普通模式 80dB 的阻放装置, 在 50kHz 嘈杂的环境中有很大的作用。输入通道是差动的, 带有一个典型的普通模式的 80dB 的阻放装置。这个装置包括双向近似值为 $2\mu\text{s}$ 的 ADCs, 6 个差动采样控制放大器, 一个由 REF_{IN} 和 REF_{OUT} 按钮控制的内部 $+2.5\text{V}$ 的参照和一个高速并联接口。6 个模拟输入端组成了 3 个通道 (A, B 和 C)。每个 A/D 转换器有三个输入 (A0/A1 , B0/B1 和 C0/C1), 能被同步放大和转换, 因此在模拟输入端能保存相关的信号信息相位。每对通道有一个控制信号以协调 6 个通道的同步采样。这个部分允许的模拟输入电压在 $-V_{\text{REF}}$ 和 $+V_{\text{REF}}$ 范围内变化, 即以内部 $+2.5\text{V}$ 的参照为中心变化。当前端使用一个平稳的频变回路时, 这个部分允许双级性的输入信号。

通过 $\overline{\text{HOLDX}}$ 引脚为低电平时, ADS7864 完成一次转换最快只要 15ns 。当使用 8MHz 的外部计时器时, ADS7864 的转换时间是 $1.75\mu\text{s}$, 相应的探测时间是 $0.25\mu\text{s}$ 。当达到最大输出速度 (500kHz), 在下一次转换开始之前可以完成读取功能。另外, 由于 ADS7864 能同时转化六路信号, 完全能满足本系统的要求 (同时转换三路), 所以 TMS320C6713 芯片内部的 ADC 模块已足够胜任对模拟数据进行采样的任务, 无需采用由专用 A/D 芯片构成的外扩转换电路。ADS7864 与 DSP 芯片连接示意图如图 3-10 所示。

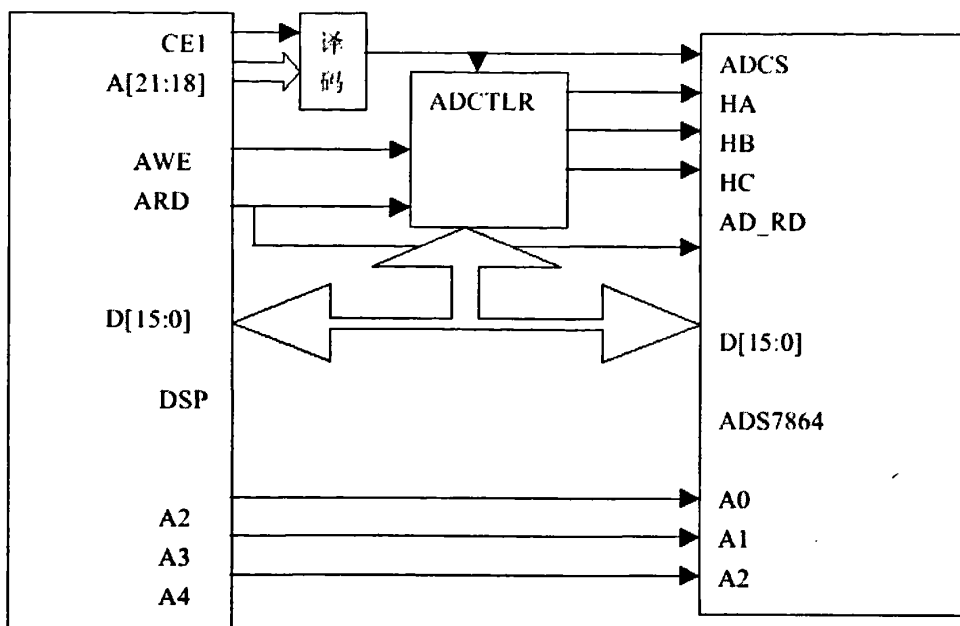


图 3-10 模数转换器与 DSP 芯片连接示意图

3.4.3 D/A 数据采集模块

传感器将磁悬浮盘片的位移信号转换成电信号，由 A/D 采样到 DSP，进行多模态 PID 算法处理，由于直接作用在被控对象上的是电流模拟信号，因此经 DSP 处理后的数字信号必须经过数字信号到模拟信号的转换才能作用到被控对象(功率放大器)上，以实现数字控制器的控制功能。D/A 转换将 DSP 控制器的数字控制量转换成连续的功率放大器电流给定信号。因此，DSP 与 D/A 转换器的连接也是硬件系统设计中重要的部分。

D/A 转换器从工作原理上可分为并行 D/A 转换器和串行 D/A 转换器，并行 D/A 转换器的转换速度快，但电路复杂。随着微电子技术的发展，并行 D/A 转换器集成电路目前已大量生产，广为采用。本系统采用的是美国 TI 公司生产 DAC7616，DAC7616 是 12 位电压输出型转换器，4 路同时线性转换，单电源（+3V）供电，并行工作方式，功耗只有 3mW，转换时间为 $10\mu\text{s}$ to 0.012%，芯片可以在 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ 范围内工作，转换器电压的输出范围是 0~5V 之间，注意一点，电压值在 0~4.5V 之间保持线性，如果需要特殊的电压，需要进行修改。图 3-11 为 DAC7616 的内部结构图。

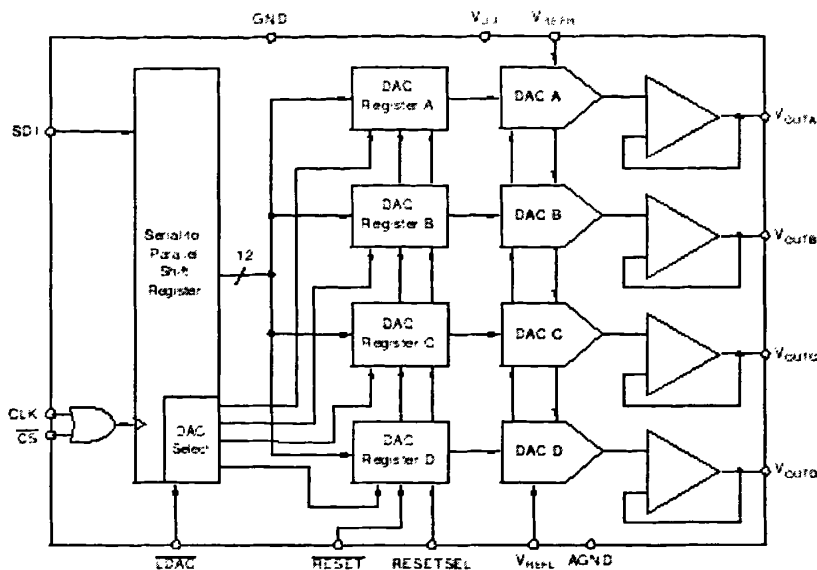


图 3-11 DAC7616 的内部结构图

3.5 功率放大电路

3.5.1 功率放大器简介

功率放大器(简称功放)是磁悬浮控制系统的一个重要组成部分,它的作用是将控制器输出的电压信号转变为驱动电磁铁的控制电流,用来产生需要的电磁力。功放在盘片系统的传递函数中是一阶惯性环节,和电磁铁一起构成执行机构,所以功放的性能对系统控制效果有显著的影响。

除磁铁外,盘片系统的主要损耗由功率放大器产生。为了经济和技术上的原因,这些损耗必须尽可能保持在最低水平。对功率大约在 0.6KVA 以上的应用中几乎只采用开关放大器^{[34][35]},因为与模拟放大器损耗相比,开关放大器的损耗要低得多。当然,开关可能会引起电磁干扰。

由于结构简单,模拟放大器通常用于灵敏的应用装置或者仅需要中等功率的应用场合。

模拟放大器原理:采样模拟放大器(图 3-12 (a))时,所要求的输出电压 u_m 由导通晶体管 T_1 (或 T_2)产生,相应的 u_m 为正值(或负值),晶体管上电压 u_i 等于电源电压 u_p 与输出电压 u_m 之差,另一个晶体管则截止。在导通的晶体管中,功率 $P=i u_i$ 转换成热能。例如,对于输入电压 u_p 为 150V,最大输出电流 6A 的放大器,若绕

组电阻 R_{cu} 为 2Ω ，在导通晶体管中的耗散功率将达到 $828W$ 。

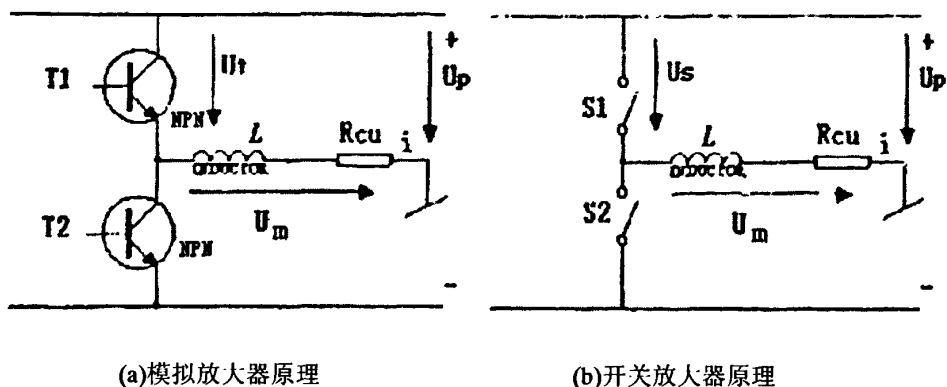


图 3-12 功率放大器原理图

开关放大器原理:采用开关放大器(图 3-12 (b))时,正电压和负电压 u_p 以给定频率(例如, $50KHz$)在盘片绕组中交替切换。在所谓的脉宽调制(PWM)中,电流 i 交替地上升和下降。如在 $20\mu s$ 的周期内,正电压比负电压闭合时间长,即大于 $10\mu s$,这样得到正向平均电压 u_m ,而电流 i 在好几个闭合周期中将持续上升(图 3-13)。若要减小电流,负电压闭合时间必须长一些,由于在导通晶体管上仅有很低的正向电压 u_f ,与模拟放大器相比,损耗 $p = u_f i$ 要低得多。

如果只需要单一方向的电流(如通常的情况),其中一个开关可用二极管代替,因此最低限度只要一个开关就足够了。

开关放大器的缺点是电流振荡在盘片中会产生重复磁化损耗^[31]。不过开关周期 T 越短,则电流中的振荡也越弱。

开关放大器也可以用开关控制器做成,以代替脉宽调制,并且在给定的频率下可以比较电流的控制值和真值,以便保证晶体管所必须的最小切换时间。

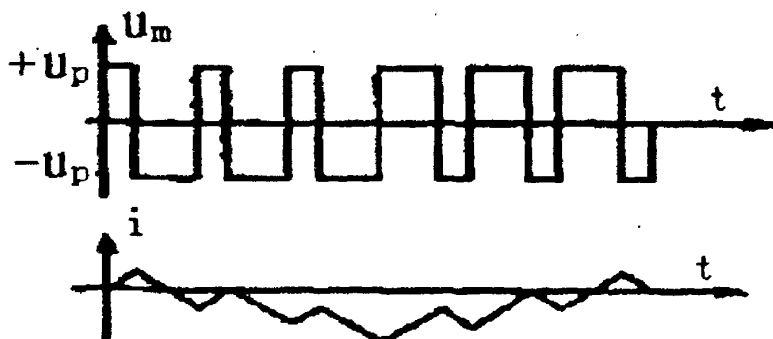


图 3-13 脉宽调制电压下的电流(电感负载)

3.5.2 三电平开关功放研究^[36]

在两电平功放工作时，电流达到给定值后，实际电流是在给定值附近波动，在一定工作电压和线圈电感下，开关频率越高，即开关周期越短，电流纹波越小，但受到功率半导体开关频率和功耗限制，开关频率不可能很高，电流纹波就不会很小。提高开关频率的同时，功放的开关损耗也会增加。整个过程中功放电源滤波电容一直在充放电，这使电容产生了充放电损耗。在线圈电感一定的情况下，提高供电电压可以提高功放的动态性能，但是如果不提高工作频率，电流纹波会增加。所以两电平功放的突出缺点是：功放动态性能的提高（通过提高功放供电电压），电流纹波的减小和开关损耗减小的矛盾十分突出，跨接在直流电源上的电容存在双向转换的电流。这些矛盾只能折中优化考虑，但不能从根本上解决问题，这对于磁悬浮系统的精度、可靠性和使用寿命都会产生不利影响。

为了提高磁悬浮系统的电磁力响应速度，常采用提高电源电压的方法，但这样会使两电平功放中电流纹波也显著增大，为了减小纹波又必须提高开关频率，这样半导体开关器件的损耗增加，功放效率下降。而三电平开关功放的电流纹波和电源电压无关，因此可以在保持电流纹波一定的条件下，通过提高电源电压的方法来提高电磁力响应速度。在输出电压为零时，电磁铁线圈和电源滤波电容之间没有电流流动，因此在电容上没有功率损耗。

三电平功率放大器一般采用和两电平功率放大器一样的主电路结构，如下图所示：

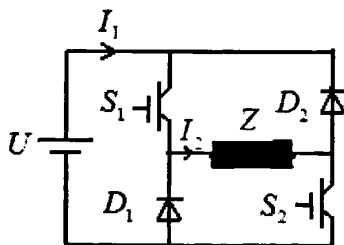


图 3-14 三电平开关功率放大器的主电路结构

其中：S1、S2 为开关管，D1、D2 为快恢复二极管，Z 为电磁铁线圈。

三电平功放有四种工作方式，如图 3-15、图 3-16、图 3-17 和图 3-18，其中图 3-6 和图 3-18 均为自然续流状态，实际工作时任取一种：

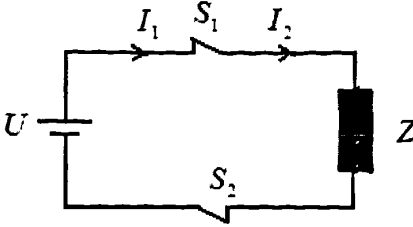


图 3-15 加正向电压，电流增加状态

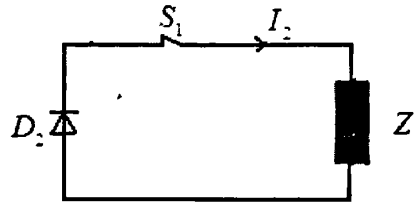


图 3-16 自然续流状态，电流几乎维持不变

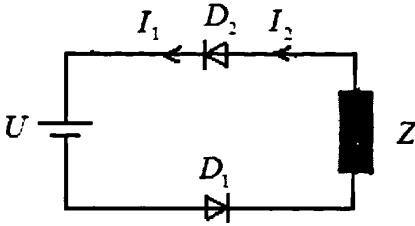


图 3-17 反向续流，电流减小状态

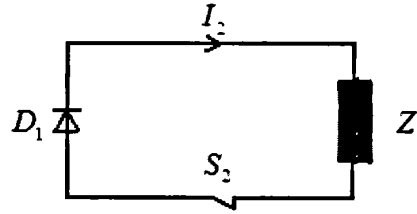


图 3-18 自然续流状态，电流几乎维持不变

(1) 当线圈中电流要增加时，两个开关管同时导通， $+U$ 加在线圈两端，线圈电流增加。

(2) 当线圈电流要保持一定值时，电路工作在如图 3-16 或图 3-18 所示的自然续流状态（一个开关管导通，一个截至，电源与线圈断开），线圈中储存的能量缓慢释放，电流减小速度缓慢，几乎维持不变。

(3) 当线圈电流要减小时，两个开关管同时截止，两个续流二极管工作，加在线圈两端的电压为 $-U$ 。

因此，三电平功放有电流增加、电流减小和自然续流（电流变化缓慢）三种工作状态。由于各种三电平功放性质相似，本文以三电平 PWM 功放作为例子来说明。PWM 功放在三电平的工作模式下，电磁铁线圈电流的变化波形如下图所示：

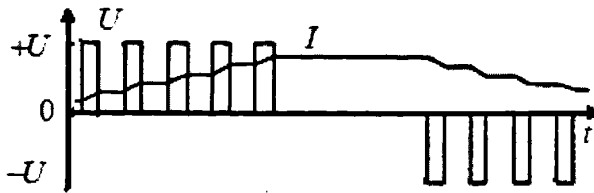


图 3-19 三电平 PWM 功放电压与电流波形示意图

线圈中的电流纹波可由下式计算得出^[24]：

$$\Delta i = \left(I + \frac{2U_{on}}{R} \right) \frac{(1 - e^{(-T_s/2\tau)})}{(1 + e^{(-T_s/2\tau)})} \quad (4-9)$$

其中： I 是线圈工作电流， U_{on} 是功率二极管导通压降，约 2V 左右， $\tau = L/R$ (L 是电磁铁线圈电感)， R 是线圈电阻， T_s 是功放的开关周期。

以功放电源电压 310V，线圈电感 20 mH，线圈电阻 1 欧姆，二极管导通压降 2V，工作电流 4A，纹波电流 0.1A，采用式 (4-9) 计算，得到开关频率为 1KHz。

很显然，通过理论分析与计算，三电平功放在相同的工作条件和要求的纹波电流下，开关频率远远低于两电平功放，这样就大大减少了功率半导体的开关损耗，也减小了电磁铁涡流损耗。同时，由于在自然续流工作状态时没有电流流过电容，因此电容充放电损耗也会降低。而且电流纹波大小与功放供电电压没有关系，因此可以提高供电电压，以提高功放动态性能。三电平功放较好的解决了动态性能、电流纹波和开关损耗之间的矛盾。

第 4 章 控制算法及实现

4.1 引言

磁力控制系统是一个多变量的非线性系统,设计线性控制器时,必须在小偏移的假设下,忽略部分非线性环节的影响,并且需要在盘片期望工作点附近进行线性化,将磁盘片控制模型简化为线性微分方程形式,再依据线性控制设计方法设计控制器。

PD 控制器是最为简单的线性控制器,其用转子位移及其导数项构成控制命令,其基本思想类似于机械弹簧阻尼器。控制器参数 P 和 D 通过选择盘片刚度系数 k 和阻尼系数 d 来确定,能保证系统有一定的鲁棒性,应用比较广泛。

为了使磁悬浮支撑系统在低频扰动影响下能维持较好的位置精度,发展了 PID 调节器。PID 控制是比例、积分、微分控制的简称,它是在长期的工程实践中总结形成的一种控制方法。它具有参数整定方便、结构改变灵活、鲁棒性很强、易于实现等众多优点。此外,目前磁悬浮支撑系统对象的动态特性还不能完全被人们掌握,还得不到各种磁悬浮系统精确的数学模型,难以满足用控制理论进行分析和综合的要求,而 PID 控制方案并不要求精确的受控对象的数学模型,因而具有这种灵活性和适用性,而且它在自动调节的基础上还保留有人工参与管理和便于参数调整的特点,所以 PID 控制仍然是首选的控制策略。实践证明, PID 控制无论是模拟的,还是数字的,控制效果均比较理想。下图 4-1 是一个理想的 PID 控制器:

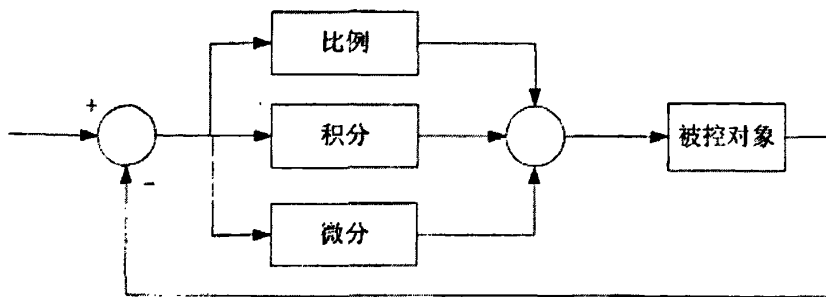


图 4-1 理想的 PID 控制器模型

磁悬浮盘片控制系统主要任务是对盘片的 3 个自由度实现控制,总体说来,其包含两种控制方式:集中式控制和分散式控制。

集中式控制,指当被控过程越来越复杂,单靠相互独立的控制回路来保证系统的整体性能变得越来越困难时,必须考虑各个通道的耦合,在计算其中一个回路的控制量时,必须同时考虑其它回路对该回路的影响。集中控制的特点是计算

复杂,但可以提高系统性能。该类控制算法主要以现代控制理论为基础,至今最具代表性的是神经网络算法、 H_{∞} 算法、滑动模态控制算法等先进控制算法。这类算法的总体特点是采用了状态分析法来对整个系统的多个状态进行综合研究。但现阶段,集中式算法仍不太容易实现,因为其算法实现过于庞大,很难满足系统快速响应的要求。此外,由于目前磁悬浮支撑系统的动态特性还不能完全被人们掌握,很难得到磁悬浮盘片系统精确的数学模型,难以满足集中式控制理论进行分析和综合的各种要求^{[37][38]}。

分散式控制,指在控制系统中每个控制回路都有一个单独的控制器,当计算某一个回路的控制量时,不考虑其它回路对该回路的偶合影响。分散控制的特点是计算简单,不考虑偶合,控制任务一分为多,控制策略多样灵活。正由于集中式控制方法现今仍存在诸多不足,使得分散控制仍是首选控制方式。而在分散控制中,运用最多和最成熟可靠的依旧是 PID 控制算法。

通过第二章的分析,可以得出磁悬浮盘片控制系统的控制对象为不稳定的非线性系统,由于其本质的不稳定性和强烈非线性,所以控制问题变得非常复杂。控制器的性能不仅决定了磁悬浮能否实现,而且还直接影响到系统精度和响应速度等盘片的关键指标,因此,控制算法作为磁悬浮系统的关键技术,越来越成为磁悬浮系统研究工作的热点,同时也是磁悬浮系统控制系统实现的难点。磁悬浮盘片控制系统采用传统的 PID 控制算法,这是针对在平衡点线性化后的模型而设计的。传统的 PID 控制可以获得好的控制效果,前提是线性化模型与真实的磁悬浮盘片特性相吻合,精度较高,即磁悬浮盘片的机械和电气结构设计的很好的时候,真实的磁悬浮盘片的电磁力、位移和控制电流的关系线性度较好。

然而,支撑磁悬浮盘片的力是靠磁场产生的,准确地描述磁悬浮盘片力学特性应该用偏微分方程,鉴于偏微分方程的分析和控制系统设计的困难,在对系统做了大量的简化以后,将模型简化成了常微分方程,在设计控制器时,又将非线性的微分方程简化成了线性的微分方程,但是,如果磁悬浮盘片的机械结构设计并不理想,实际的磁悬浮盘片电磁力的线性度非常差,经过几次简化的线性模型已与实际系统相差甚远,具有不可忽略的模型误差。利用传统控制理论设计的 PID 控制效果欠佳,主要原因是 PID 控制器是线性控制器,不能适应磁悬浮盘片如此大的模型误差,对非线性对象控制效果不好。对于强烈的非线性被控对象,甚至完全不能控制。

因此,针对机械结构设计较好的,线性度较好的磁悬浮支撑系统,采用传统 PID 控制可以获得较好的控制效果,而对于具有强烈非线性的磁悬浮支撑系统,传统 PID 控制器则得不到好的控制效果。应采用实验的方法获取实际设计的磁悬浮盘片系统的相关信息,采用非线性控制算法。

4.2 磁悬浮系统中 PID 控制策略

4.2.1 模拟和数字 PID 控制

1 模拟 PID 控制

PID 控制器是一种线性控制器，它根据给定值与实际输出值构成控制偏差，将偏差的比例、积分和微分通过线性组合构成控制器，对被控对象进行控制。

PID

在时域的输入输出关系为

$$u(t) = K_p[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (4-1)$$

其对应调节器传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s) \quad (4-2)$$

其中 K_p 为比例增益， T_i 为积分时间常数， T_d 为微分时间常数， $u(t)$ 为控制量， $e(t)$ 为控制偏差。由此可见，PID 控制方法具有简单明了，便于设计和参数调整等优点。

比例系数 K_p 主要影响系统的响应速度。增大比例系数，会提高系统的响应速度；反之，减小比例系数，会使调节过程变慢，增加系统调节时间。但是在接近稳态区域时，如果比例系数选择过大，则会导致过大的超调，甚至可能带来系统的不稳定。

积分时间常数 T_i 主要影响系统的稳态精度。积分作用的引入，能消除系统静差，但是在系统响应过程的初期，一般偏差比较大，如果不选取适当的积分系数，就可能使系统响应过程出现较大的超调或者引起积分饱和现象。

微分时间常数 T_d 主要影响系统的动态性能。因为微分作用主要是响应系统误差变化速率的，它主要是在系统响应过程中当误差向某个方向变化时起制动作用，提前预报误差的变化方向，能有效地减小超调。如果微分时间常数过大，就会使阻尼过大，导致系统调节时间过长。但是如果系统中的传感器量测噪声较大，而又没有被滤掉，如果微分过强，则系统将不能稳定。

2 数字 PID 控制

数字 PID 调节器的设计可以通过首先用经典控制理论设计出性能比较满意的模拟调节器，然后通过离散化方法得到。

由于计算机只能计算数字量，无法进行连续 PID 运算，所以若使用计算机来实现 PID 算法，则必须对 PID 算法进行离散化。

数字控制器设计中,模拟调节器的离散化方法是把微分方程用差分方程近似的过程,理想的离散化方法是在这个过程中使系统的时域动态特性和频域响应与模拟调节器一致,但这就要求有很高的采样频率,实现起来很困难。在实际离散化过程中,常常只能针对时域或频域之一进行优化。根据具体应用中对控制的不同要求,有多种数值方法,常用的有后向差分法,双线性变换法,双线性变换频率预校正法, Z 变换法,保持器等效法,零极点映射法等等。

Z 变换的原始定义为: $Z = e^{sT} \Leftrightarrow S = \frac{1}{T} \ln Z$

式中 T 为采样周期。这是一个超越函数,如果直接替换,计算会很麻烦,所以必须寻找一种与之近似的比较简单的替换公式。

后向差分法: $s = \frac{1}{T}(1 - Z^{-1})$

双线性变换法: $s = \frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$

以上这两种变换都能够保证稳定的连续系统不会因离散化而变得不稳定,所以是一种恒稳的方法,允许采用大的步长或大的采样周期,只要满足采样定理即可。然而,这些变换对传递函数的影响,与数字系统采样频率和系统最大工作频率的比值有关系。在数字系统的采样频率大于系统的最高工作频率的 10~20 倍的系统中,频率响应失真小的离散化方法对控制器的频率响应特性能够较好地实现。

PID 算法的离散化有位置式和增量式两种实现方式^[31]。

位置式 PID 控制算法表达式:

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p(e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) + \frac{T_D}{T}(e(k) - e(k-1))) \\ &= K_p e(k) + K_I \sum_{j=0}^k e(j) + K_D(e(k) - e(k-1)) \end{aligned}$$

式中: k 为采样序号, $k=0, 1, 2, \dots$;

$u(k)$ 为第 k 次采样时刻的计算机输出值;

$e(k)$ 为第 k 次采样时刻输入的偏差值;

$e(k-1)$ 为第 $k-1$ 次采样时刻输入的偏差值;

K_I 为积分系数, $K_I = K_p T / T_i$;

K_D 为微分系数, $K_D = K_p T_D / T_i$

位置式数字 PID 控制系统如图 4-2 所示。

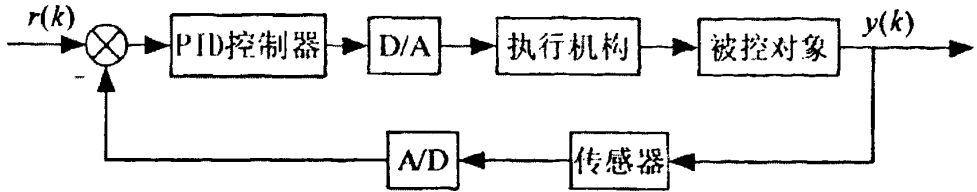


图 4-2 位置式 PID 控制系统方框图

在数字控制系统中，当需要限制输出量的变化速率，以及需要实现自动/手动无扰切换等场合，使用增量式 PID 控制算法有许多便利之处。当执行机构需要的是控制量的增量时，采用增量式 PID 控制算法。增量式 PID 控制算法表达为

$$\Delta u(k) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i e(k) + k_d(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)) \quad (4-3)$$

磁悬浮控制系统一般采用位置式 PID 控制，而不采用增量式 PID^[39]。

4.2.2 改进 PID 算法的应用

图 4.1 所示是一种理想的 PID 控制器，考虑到系统动态性能和高频噪声以及电路的实现难度，理想的 PID 控制器并不完全适合于实际应用，需要对其改进以提高性能。本文先后采用了以下几种改进方法，具体用到的几种改进算法有如下 4 点：多区间多参数 PID 控制，不完全微分 PID 算法，设置死区，积分项改进及。

1 多区间多参数 PID 控制

为提高磁悬浮盘片系统响应的快速性，及稳态运行时的稳定性，可采用多区间多参数 PID 控制算法。本系统可以根据实际情况采用两区间变参数 PID 控制算法。

$$k_p, k_i, k_d = \begin{cases} k_{p1}, k_{i1}, k_{d1} \cdots |e(k)| > |e_0| \\ k_{p2}, k_{i2}, k_{d2} \cdots |e(k)| \leq |e_0| \end{cases} \quad (4-4)$$

式中， $e(k)$ 为位置跟踪偏差。 e_0 是一个可调参数，具体数值可根据实际对象由实验确定。当 $|e(k)| > |e_0|$ 时，希望盘片位置快速接近中心值，则需要相对增大和的值；一旦位置跟踪偏差值进入 $|e(k)| \leq |e_0|$ 区间时，则有必要降低系统动作幅度，从而相对减小 k_p 和 k_d 的值，此时可适当选取 k_i 的值，进一步提高精度^[42]。

2 不完全微分 PID 算法

PID 算法中，理想的微分动作对高频干扰过于敏感，不能使用。这个问题对数字调节器来说，同样存在，而且由于采样动作对尖峰干扰的敏感性，其影响更为严重。

磁悬浮盘片系统中,位置电压采样信号中往往含有很多高频噪声,虽然在输入通道中加入了滤波措施,但是到达 DSP 的 A/D 转换器仍会混有噪声信号。此时, PID 算法中的微分项也会对高频噪声进行微分,使得控制系统的性能受到极大影响。

克服上述缺点的方法是,在标准 PID 控制中加入一个一阶惯性环节(低通滤波器) $G_f(s)=1/(1+T_f s)$ 可使系统性能得到改善。不完全微分 PID 的结构如图所示,其中图 4-3 是将低通滤波器直接加在微分环节上。

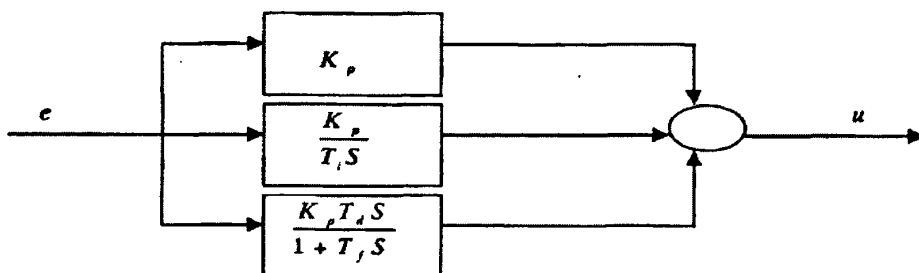


图 4-3 不完全微分 PID 控制

3 设置死区

磁悬浮盘片的稳定悬浮是一个受控的动态平衡,其实质仍是平衡点附近的摆动。在磁悬浮控制系统中,如果控制动作过于频繁,容易使盘片发生振荡。因为盘片、磁轴承和传感器的气隙很小,一旦发生振荡,被控对象就会受到物理损伤并诱发安全事故。为了避免系统的频繁动作,减少设备的磨损,提高系统的平稳性,应该人为地设置为不灵敏区 $|\xi|$ 。即当偏差的绝对值大于 $|\xi|$ 时,控制信号才以 PID 规律进行调节。带死区的 PID 控制算法为

$$e(k) = \begin{cases} 0 & \dots\dots\dots |e(k)| \leq |\xi| \\ e(k) & \dots\dots\dots |e(k)| > |\xi| \end{cases}$$

上式中, $e(k)$ 为位置跟踪偏差, ξ 是一个可调参数,其具体数值可根据实际控制对象由实验确定。若 ξ 值太小,会使控制动作过于频繁,达不到稳定被控对象的目的;若 ξ 过大,则系统将产生较大的滞后;若 $\xi=0$,即为常规 PID。带死区的控制系统实际上是一个非线性系统,当 $|e(k)| \leq |\xi|$ 时,数字调节器输入偏差为零,当 $|e(k)| > |\xi|$ 时,数字调节器输入偏差为 $e(k)$ 。

4 积分项改进

(1) 抗积分饱和 PID 控制

所谓积分饱和是指若系统存在一个方向的偏差, PID 控制器的输出由于积分作用的不断累加而加大,从而导致执行结构达到极限位置 $X_{\max}$, 若控制器输出 u

继续增大, 执行结构就进入饱和区。一旦系统出现反向偏差, u 逐渐从饱和区退出。进入饱和区愈深则退出饱和区所需时间愈长。在这段时间内, 执行结构仍停留在极限位置而不能随偏差方向立即做出相应的改变, 这时系统就像失去控制一样, 造成控制性能恶化。这种现象称为积分饱和现象或积分失控现象^[40]。

抗积分饱和 PID 基本思想是: 在计算控制器输出 u 时, 先判断上一时刻的控制器输出 $u(k-1)$ 是否已超出极限范围。如果 $u(k-1) > u_{\max}$ 则只累加负偏差; 若 $u(k-1) < u_{\min}$, 则只累加正偏差。这种算法可以避免控制量长时间停留在饱和区。如下图 4-4 所示。

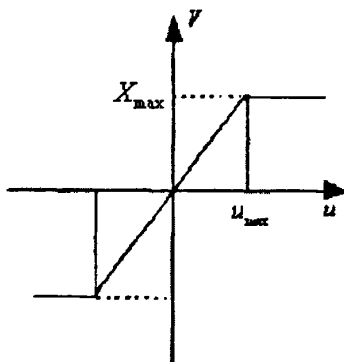


图 4-4 执行机构饱和特性

(2) 积分分离式 PID

在理想 PID 控制中, 引入积分环节的主要目的是为了消除静差, 提高控制精度, 但在过程的启动、结束或大幅度增减设定时, 短时间内系统输出有很大的偏差, 会造成 PID 运算的积分积累, 致使控制量超过执行结构可能允许的最大动作范围对应的极限控制量, 引起系统较大的超调, 甚至引起系统较大的振荡。

积分分离式 PID 基本思想是: 当控制量与设定偏差较大时, 取消积分作用, 以避免超调量过大; 当被控量接近给定量时, 引入积分控制, 以便消除静差, 提高控制精度。

此时的控制算法为:

$$u(k) = k_p e(k) + k_L k_I \sum_{j=0}^k e(j) + k_D (e(k) - e(k-1)) \quad (4-5)$$

式中, k_L 为积分系数, 且有

$$k_L = \begin{cases} 1 & \dots & |e(k)| \leq \varepsilon \\ 0 & \dots & |e(k)| \geq \varepsilon \end{cases}$$

其具体实现步骤如下:

(1) 根据实际情况, 人为设定阈值 $\varepsilon > 0$;

(2) 当 $|e| > \varepsilon$ 时, 采用 PD 控制, 既可避免产生较大的超调, 又使系统有较快的响应;

(3) 当 $|e| < \varepsilon$ 时, 采用 PID 控制, 保证系统的控制精度。

4.3 磁悬浮系统中不完全微分 PID 控制算法仿真设计

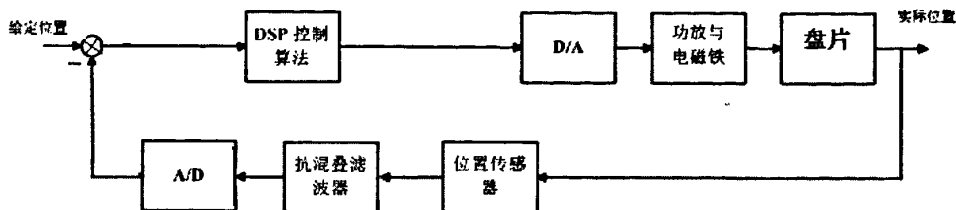


图 4-5 控制系统结构框图

控制磁悬浮盘片的三个自由度, 使其稳定悬浮, 实际三个自由度之间是存在着相互的耦合, 如果忽略惯性耦合, 每个自由度之间可以看作是解耦的, 不受彼此的影响。从控制系统开发周期和成本来考虑, 本课题设计的是分散控制, 即通过分别控制磁悬浮盘片系统 3 个自由度的控制电流来控制磁悬浮盘片的位移。

在模拟控制器中, PID 运算是靠硬件实现的, 由于反馈电路本身特性的限制, 纯微分环节是不用的, 物理上也无法实现。而且, 微分控制有放大系统噪声的缺点, 一般是串联一个低通滤波器来抑制高频噪声。在 PID 控制中, 如前所述, 不完全微分 PID 控制算式的传递函数为:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + T_f s} \right)$$

K_p 称为比例增益;

$\frac{K_p}{T_i s}$ 为积为环节, T_i 为积分常数, T_i 越大, 积分效果越弱;

$\frac{K_p T_d s}{1 + T_f s}$ 为不完全微分环节。

电涡流位移传感器的技术参数:

- 灵敏度: 5V/mm
- 输出电压: 限幅 0~5V
- 整个传感系统为一阶系统, 时间常数: $5.25 \pm 0.25 \mu s$
- 频响范围: 0~6KHz

因此电涡流位移传感器的传递函数为:

$$G_{se}(s) = \frac{5000}{5.25 \times 10^{-6}s + 1} \quad (4-6)$$

对于 1 KHz 信号输入几乎没有衰减，所以可以简化为比例环节：

$$G_{se}(s) = 5000 \quad (4-7)$$

抗混叠滤波器，其带宽为 5KHz，1KHz 信号输入几乎没有衰减，又由于滤波器是单位增益，所以其传递函数可以简化为：

$$G_{al}(s) = 1 \quad (4-8)$$

A/D、D/A 转换器本系统中采用 12 位的，电压范围为 5V，信号转换的时间非常短，所以可以简化为比例环节，它们的传递函数为：

$$G_{A/D}(s) = 4095/5 \quad (4-9)$$

$$G_{D/A}(s) = 5/4095 \quad (4-10)$$

当功放在线性范围内工作时，其等效传递函数可写成如下式^[19]：

$$G_{AM}(s) = \frac{K_{AM}}{Ts + 1} \quad (4-11)$$

式中 K_{AM} 为功放直流增益， T 为功放时间常数。

功率放大器能无失真跟踪的最大电流与功放电压、线圈电感的关系如式 (5-15)。在 20mH 电感负载下，310V 工作电压，控制电流幅值为 3A，则

$$\omega_0 = \frac{U_0}{i_{\max} L} = \frac{310}{3 \times 0.02} = 5167 \text{ rad/s} \quad (4-12)$$

因此可以得到，功放和电磁铁的传递函数为：

$$G(s) = \frac{K_{AM}}{0.00004s + 1} \quad (4-14)$$

当给定电流信号为 5V 时，输出电流为 6A，因此 $K_{AM} = 1.2$ 。

4.4 基于模式识别的多模态 PID 控制器

4.4.1 传统 PID 控制器的缺点

常规 PID 控制器是过程控制中应用最广泛、最基本的一种控制器，其调节规律对于线性定常系统的控制是非常有效的，其调节过程的品质取决于 PID 控制器各个参数的整定。但由前面章节分析得知磁悬浮盘片控制对象为不稳定的多变量非线性系统，系统控制对象的数学模型难以准确测定，在磁悬浮盘片控制系

统中采用传统 PID 算法存在着以下不足之处^[42]。

(1) 磁悬浮盘片系统受控过程的精确数学模型很难确定, 若工况发生变化, 则出现参数时变现象, 即每当更换一个新的工况, 又必须重新整定 PID 参数;

(2) 若控制过程参数发生变化, 如外界出现随机扰动, PID 调节器的参数不可能因外界环境的变化而自动修正, 因此达不到预期的控制效果;

(3) PID 调节器在克服外界干扰时需要较长的过渡过程时间, 因此很难适应在随机扰动下工作。

控制系统的控制要求是稳定性、准确性和快速性。理想的控制系统的闭环传递函数为比例环节, 即输出完全比例跟踪输入给定信号, 然而现实中不可能达到, 常见的系统输出响应如图 4-6 所示:

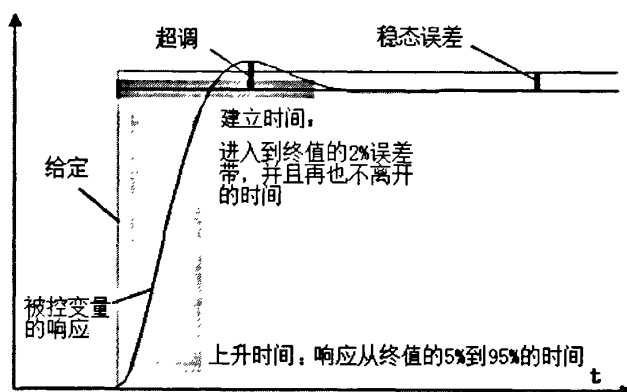


图 4-6 常见控制系统的阶跃响应

剖析传统 PID 控制可以发现, 这种控制无法解决稳定性、准确性、快速性的矛盾, 加大控制作用可使误差减小, 响应速度加快, 上升时间缩短, 准确性和快速性提高, 但是降低了稳定性。反之, 为了保证稳定性, 限制控制作用, 这样又降低了控制的准确性和快速性。即使对被控对象整定了一组满意的 PID 控制参数, 当对象特性发生变化时, 也难于保持良好的控制性能。根本原因在于这种控制方式以不变的模式来处理变化多端的动态过程^[41]。

正是以上这些原因促使人们寻求更先进的控制算法, 要求这种算法能在外界环境发生变化时, 自动的整定调节器或控制器参数, 以适应外界环境的变化, 从而达到较好的控制效果。本系统采用一种多模态自整定控制算法, 来实现对磁悬浮盘片控制系统的良好控制。

4.4.2 基于模式识别的多模态控制算法

多模态控制算法应用于控制系统设计的主要原因是针对系统的非线性、不确定性和复杂性。传统的 PID 调节器则具有结构简单、调整方便和参数整定与工

程指标联系密切的优点。但是对于传统 PID 控制器来说, 它也具有一些不可克服的缺点。而将基于模式识别控制理论与传统 PID 控制相结合, 得到多模态控制算法, 可以在一定程度上解决传统 PID 控制器不易进行在线实时参数整定等方面的缺陷, 充分发挥 PID 控制的优点^[43]。

多模态智能控制算法(Mufti-Mode Control)是一种仿人的智能控制方式, 不需要在线辨识被控对象的精确模型, 便可根据系统所处的不同状态和在不同时间对控制过程的不同要求, 即输入信号的大小、方向及其变化趋势等特征量, 采用不同的控制策略及相应的控制模式, 来进行控制, 同时兼顾控制系统对多种性能指标的要求。从控制角度考虑, 设计的工业控制器力求最大限度地提高控制系统的鲁棒性, 即提高系统承受外扰和内扰的能力, 当系统工作在随机环境下, 并且被控对象具有强非线性、高阶、多变量等特性时, 采用单一的基于数学模型或定性推理控制策略, 极有可能顾此失彼, 难以满足系统的动态指标和静态指标, 而采用多模态控制方式则可很好解决这个问题。

广义地说, 存在于时间和空间中可观察的事物, 如果可以区别它们是否相同或相似, 都可以称之为模式; 狭义地说, 模式是通过具体的个别事物进行观测所得到的具有时间和空间分布的信息; 把模式所属的类别或同一类中模式的总体称为模式类(或简称为类)^[44]。而“模式识别”则是在某些一定量度或观测基础上把待识别的模式划分到各自的模式类中去。

一个控制系统无论是给定变化还是受到干扰作用, 或是对象本身结构或参数发生变化, 系统的动态特性都会反映到系统输出偏离给定的误差 e 及一阶导数 $\dot{e}$ 上。对系统动态特征的模式识别, 主要是对动态特征模式的分类, 根据被控系统输出误差 e 及误差变化率 $\dot{e}$ 以及它们的相应的组合构成的特征变量, 来划分系统动态特征模式。通过这些特征模式表征动态系统的行为特征, 或者说用这些特征模式直观深刻地反映了系统动态过程的“形象”, 以便于做出控制决策。

下面用一个典型例子来说明用特征变量来进行动态特征模式的分类, 常见的二阶系统的阶跃响应曲线如图 4-7 所示。

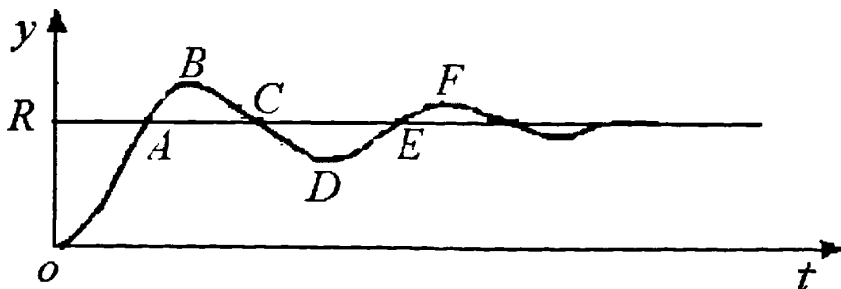


图 4-7 系统阶跃响应动态过程曲线

OA 阶段: 该阶段为系统在控制信号作用下, 由静态到动态, 再向稳态转变

的关键阶段。在该阶段 $e > 0$ ，而 $\dot{e} < 0$ ，说明系统向着误差减小(指误差的绝对值减小)的方向运动。

AB 阶段：该段为系统超调段，在本段 $e < 0$ ，而 $\dot{e} < 0$ ，系统向着误差增大(指误差的绝对值增大)的方向运动。

BC 阶段： $e < 0$ 而 $\dot{e} > 0$ ，系统向着误差减小(指误差的绝对值减小)的方向运动。

CD 阶段： $e > 0$ ，而 $\dot{e} > 0$ 系统向着误差增大(指误差的绝对值增大)的方向运动。

DE 阶段： $e > 0$ 而 $\dot{e} < 0$ ，系统向着误差减小(指误差的绝对值减小)的方向运动。

图 4-8 显示了系统瞬态响应偏离给定的 9 种模态。

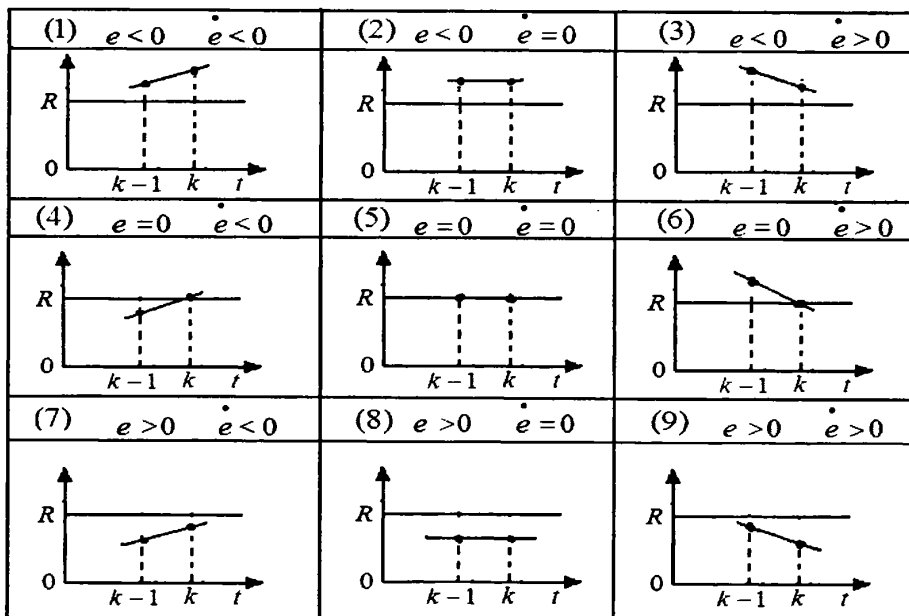


图 4-8 系统瞬态响应偏离给定的 9 种模式

由此可见，经过 e 和 $\dot{e}$ 的简单组合（即特征变量），即可获得系统当前所处的状态。系统相平面 $e-\dot{e}$ 上的 1 个点代表了系统在某一时刻的 e 和 $\dot{e}$ 的状态。因此，被控系统输出的相轨迹在相平面 $e-\dot{e}$ 上所处的不同区域，就对应了系统的某种动态行为。可以将相平面 $e-\dot{e}$ 划分为不同的特征模态类，通过不同的特征模态来形象、直观地反映系统的动态特征。对于磁悬浮盘片控制系统，我们所能得到

的盘片信息包含在给定位置信号与位移传感器输出信号误差 e 及误差变化率 $\dot{e}$ 之中。相平面被划分为四个特征模式，如图 4-9 所示，它们的具体定义如下：

$$\omega_1 = \{\omega \mid |e| > e_B\} \quad (4-15)$$

$$\omega_2 = \{\omega \mid |e| < e_0, |\dot{e}| < \dot{e}_0\} \quad (4-16)$$

$$\omega_3 = \{\omega \mid e \cdot \dot{e} \geq 0, \omega \notin \omega_1, \omega \notin \omega_2\} \quad (4-17)$$

$$\omega_4 = \{\omega \mid e \cdot \dot{e} < 0, \omega \notin \omega_1, \omega \notin \omega_2\} \quad (4-18)$$

其中 e_B 、 $\dot{e}_0$ 及 e_0 均为根据控制决策需要所选定正的常数。

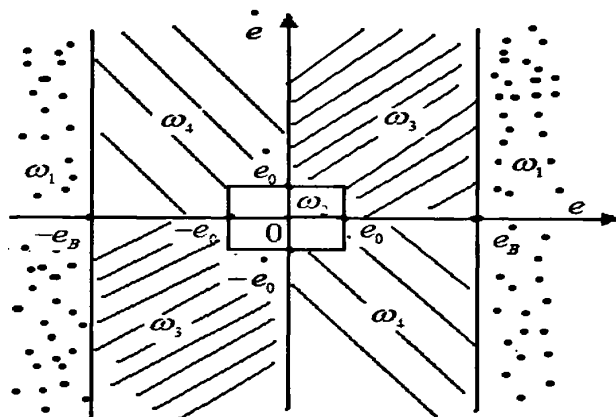


图 4-9 相平面被划分的四个特征模式

由上述分析可知， ω_4 所描述是系统响应的回调阶段的状态。同样，我们还可分析知道 ω_3 所对应的是系统响应的上升阶段或超调阶段； ω_2 对应的是系统响应在某一误差 e_0 范围内的慢振荡过程； ω_1 表示系统响应快速振荡且超调很大或上升阶段中大误差区域。

通过对上述特征子模态分析可知，特征模态是对系统动态特性的一种定性与定量结合的描述，它们体现了对人的形象思维的模拟。当然还可以将偏差二阶导数 $\ddot{e}$ 引入，这样就可以达到关于系统的更丰富的信息，可以在相空间内进行动态特性的划分，这样更细致地描述了系统的动态特性，对于磁悬浮支撑系统来说，即获取盘片或转子的加速度信号，这样可以获得更大的相位超前，对系统的高阶部分也可以有很好的控制^[45]。

从动态系统瞬态响应特性及从相平面上进行特征模式的划分，虽然它们在形

式上不完全相同,但是它们本质上都是根据特征变量对被控过程动态特征模式的分类。

4.4.3 基于模式识别的多模态控制器结构

基于模式识别的多模态控制器的结构框图如图 4-10 所示。它类似一个专家控制器,其工作过程如下:首先,控制器采集输入、输出量,以求取特征量 e 、 $\dot{e}$ 、 $\ddot{e}$ 等,然后根据特征量及其组合在模式集中搜索与之相匹配的模式即进行模式识别,然后根据匹配的模式找出事先给出的与该模式相对应的控制策略,施加给被控制对象。

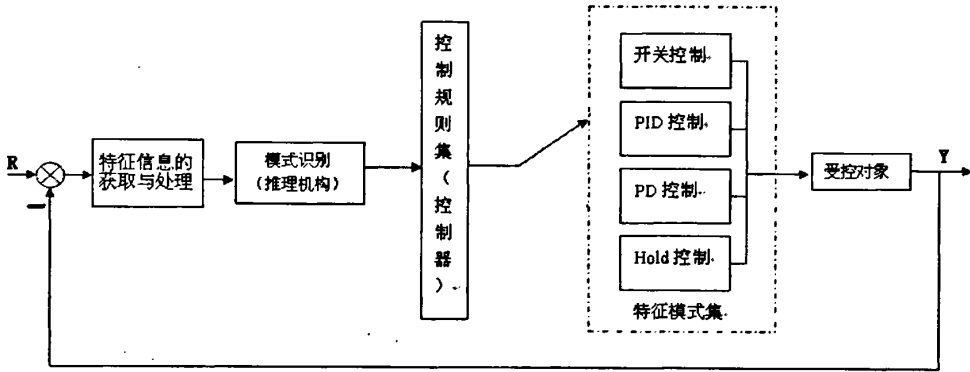


图 4-10 基于模式识别的多模态控制系统框图

基于模式识别多模态智能控制的实质是模仿控制专家系统对系统过渡过程进行分段控制。

(1)在多模态控制过程中,由专家监控系统并检测系统的偏差情况,如果系统阶跃响应过渡过程的偏差 e 过大,即 $e > e_b$,则施加强控制作用(开关控制),将 e 迅速调整到小偏差范围,此时控制器的输出为执行机构工作的极限值。

(2)在偏差趋于 e_0 和 e_b 之间时,误差的趋势向着减小的方向,此时若再加积分控制会出现系统反方向的大超调,因此采用 PD 控制,去掉积分项,这样可以避免过大的超调,使系统有较快的响应。

(3)当系统响应趋于设定值时,此时系统偏差很小 $e \leq e_0$,这时采用传统的 PID 控制来改善系统的稳定性,使系统具有良好的稳态性能。

(4)当 $e = 0$,表明系统已处于平衡状态,这时候只要输出 $U(n) = U(n-1)$ 维持这种平衡就可以了,而不必再修改控制器的输出量,等待并观察已的变化情况。若 e 有变化,再做出新的判断决策。

4.4.4 基于模式识别的多模态控制算法设计

多模态控制系统的特征状态一般采用“IF 条件 THEN 策略”的语法形式，对于一定特征的控制模式一般用 U 表示，如果用产生式规则表示，即可表示为如下式：

IF e THEN U

式中： $e = \{e, \dot{e}\}$ ， $U = \{U_1, U_2 \cdots U_n\}$

设多模态控制器的输入为： $e = \{e_1, e_2, e_3, \cdots, e_n\}$

对应的控制集为： $U = \{U_1, U_2 \cdots U_n\}$

控制规则集必须满足以下原则：设 f 是 e 到 U 的一个映射，即 $f: e \rightarrow U$ 。建立的控制规则集必须满足 f 是 e 到 U 的满射(对 e 中每个元素，在 U 都能有一元素与之对应)，即 $f(e) = U$ 。否则将可能由于推理机构搜索不到目标而无法给相应的控制模式，造成系统失控。

具体分为以下四条规则集：

MC1 IF $e \geq e_B$ THEN $U(K) = -U_{\max}$

IF $e \leq -e_B$ THEN $U(K) = +U_{\max}$

MC2 IF $e_0 < |e| < e_B$ THEN $U(K) = U_{PD}$

MC3 IF $|e| \leq e_0$ THEN $U(K) = U_{PID}$

MC4 IF $e = 0$ THEN $U(K) = U_{hold}$

规则中 e_0 和 e_B 为域值，可根据工作过程选定。

基于模式识别的多模态控制算法的思想是开环控制与闭环控制相结合，开关控制 (Bang-Bang) 与常规控制相结合，基本控制单元仍然是比例环节，微分环节，积分环节等。当系统误差较大，对于磁悬浮盘片来说，即盘片刚启动的阶段，这时处于较强的非线性区，为了尽快脱离该区域，系统应采用开环控制，即输出正最大控制量，或输出负最大控制量，加快启动速度；当盘片启动一段时间后(进入弱非线性区，局部可以认为是线性的)，为了防止超调，应增加一些阻尼，减少比例控制量，因此采用 PD 控制；当盘片进入线性区后，应加大阻尼，并加入积分项，采用传统的 PID 控制，以减小静态偏差，又可以保证系统稳定性和良好的动态性能。

根据上述设计思想和控制算法不能太复杂的要求，我们首先将 $e - \dot{e}$ 相平面按照特征变量划分为以下特征模式：

$$e_1 = \{e \parallel |e| \geq e_B\}; \quad e_2 = \{e \parallel |e| \leq e_0\}; \quad e_3 = \{e \mid e_0 < |e| < e_B\}; \quad e_4 = \{e \mid e = 0\}。$$

其中 e_B 、 e_0 待定。

控制规则集 $U = \{U_1, U_2, U_3, U_4\}$ ，考虑到所得到的包含盘片动态特性信息的信号和控制算法要简单的要求，基本控制规则依然采用比例项、微分项和积分项，并加入开环控制，其中：

$$U_1 = \{U(k) = \pm U_{\max}\}$$

$$U_2 = \left\{ \begin{array}{l} U(k) = U(k-1) + K_{p2}[e(k) - e(k-1)] \\ + K_{D2}[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] + K_I e(k) \end{array} \right\}$$

$$U_3 = \{U(k) = K_{p1}e(k) + K_{D1}[e(k) - e(k-1)]\}$$

$$U_4 = \{U(k) = U(k-1)\}$$

其中 K_{p1} 、 K_{D1} 、 K_{p2} 、 K_{D2} 、 K_I 待整定，根据特征模式集和控制规则集，我们取下述推理规则，采用“IF 条件 THEN 策略”的语法形式。

$$\text{IF } e_1 \quad \text{THEN } U_1$$

$$\text{IF } e_2 \quad \text{THEN } U_2$$

$$\text{IF } e_3 \quad \text{THEN } U_3$$

$$\text{IF } e_4 \quad \text{THEN } U_4$$

显然，上述控制器的每一种控制规则是一个线性控制器，但作为一个整体，它却是一个非线性控制器^{[38][39]}。当磁悬浮盘片系统的电磁力线性度很好时，依然可以采用这种控制方式以克服传统 PID 控制的缺陷。

4.5 本章小结

本章从控制算法的实现角度对磁悬浮盘片控制系统进行了进一步研究，简要介绍了磁悬浮盘片的控制方式和控制算法，在研究了经典 PID 控制算法之上，考虑到采用集中式控制时，算法的实现过程过于庞大，很难实现在极短的控制周期内完成三个自由度完整控制的要求，所以从实际应用出发，提出了采用集中式的分散控制，即在一个控制芯片内实现 3 个独立的分散控制器的设计，算法简便、易于实现。

本章在研究了经典 PID 控制算法之上，提出了基于模式识别的多模态控制算法，这也是智能控制的一种，此算法已成功应用在磁悬浮盘片控制系统中，取得了较好的控制效果。

第 5 章 系统调试与实验仿真

将传感器、控制器、功率放大器和机械装置(被控对象)连接起来,就构成了一个完整的三自由度磁悬浮盘片系统。本章介绍数字控制器的开发系统、系统调试时应注意的问题以及三自由度磁悬浮盘片静态悬浮试验。系统调试框图如下图所示。

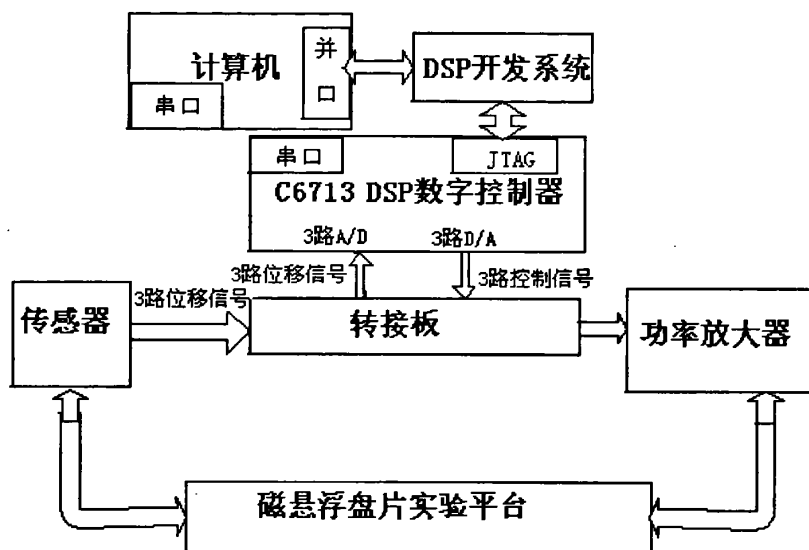


图 5-1 系统调试连接框图

5.1 数字控制器的调试工具

5.1.1 ICETEK-5100USB1.1/2.0 开发系统

本文使用的 DSP 开发系统是 TI 公司的 USB 接口 ICETEK-5100USB1.1/2.0 开发系统(仿真器),支持 TMS320 全系列的 DSP,支持多 DSP 调试。使用时用 USB 仿真器连接电缆将 PC 机与仿真器相连接,将 5V 直流电源接到 220V 交流电源上,并将直流 5V 输出通过开发板与仿真器相连接,此直流电源要求:输入交流电压 220/50Hz,输出电流 5V/1000 mA。

5.1.2 Code Composer Studio 集成开发环境

DSP 芯片的开发需要一套完整的软、硬件开发工具。DSP 芯片的开发工具

可以分为代码生成工具和代码调试工具两类。代码生成工具的作用是将 C 语言、汇编语言或两者的混合语言编写的 DSP 源代码程序编译、汇编并链接成可执行的 DSP 代码。代码调试工具的作用是对 DSP 程序及目标系统进行调试，使之能够达到设计目的。

Code Composer Studio (CCS) 是 TI 公司推出的一个集成性 DSP 软件开发工具。由于目前 DSP 的发展趋势是处理器更复杂，更新速度更快，DSP 的应用也向多处理、多通道发展，变得越来越复杂。同时对开发效率的要求也越来越高。对于开发者，想在有限的开发周期内充分利用 DSP 器件的每个 MIPS，CCS 作为开发工具，无疑是非常有效的。

CCS 开发环境的主界面如图 5-2 所示，目前最新版本为 CCS2.2，在 CCS 下，开发者可以对软件进行编辑、编译、调试、代码性能测试(profile)和项目管理等所有工作。除此之外，它还提供了实时分析和数据可视化功能，装载对应插件后，可以进行输出目标文件的烧录。

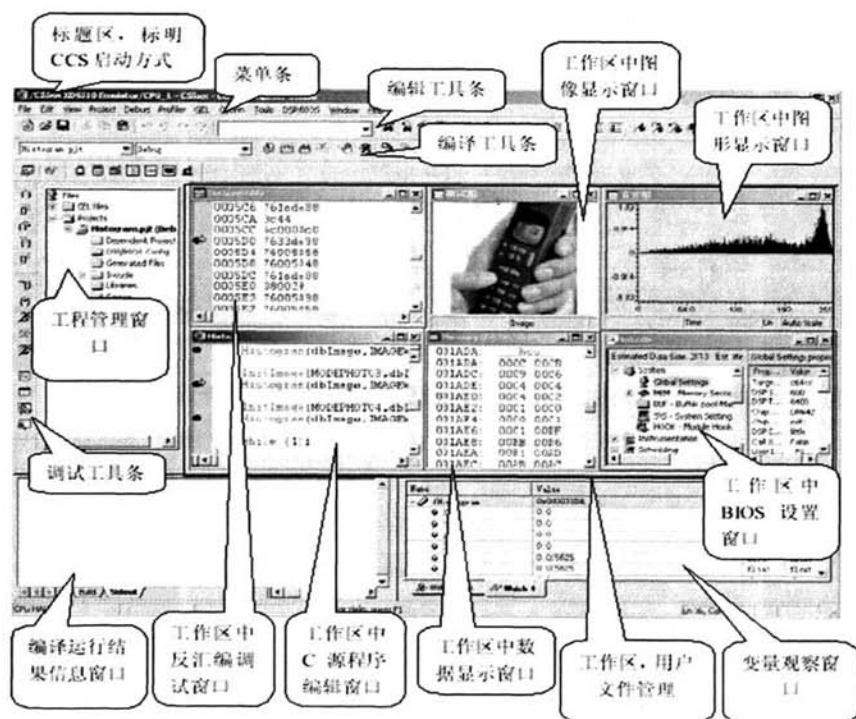


图 5-2 CCS 开发环境

5.2 DSP 数字控制器的硬件调试

DSP 控制器电路板焊接完成后，首先要进行部分调试，调试各个部分功能是否正常。主要是抗混叠滤波器、A/D 采样通道、D/A 输出通道。

DSP 板调试步骤如下:

(1)用汇编语言编制一个简单的测试程序 TEST.ASM[40], 其任务是采样某一通道的模拟输入信号, 然后存储 2048 个采样点以便于在 CCS 中查看 DSP 采样的值, 再将其原封不动地输出到指定的 D/A。将其目标代码加载到 DSP 的片外程序存储器中运行。在第一通道加上一个 0~3.3V 的正弦信号, 从示波器中观察输出信号的情况。

(2)检查抗混叠滤波器输出是否正常;

(3)用 CCS 观察采样结果是否正常;

如果出现问题, 其解决办法如下:

(1)首先检查硬件各部分连接是否正常, 有无漏焊, 虚焊的情况;

(2)在硬件连结无误的情况下, 重点检查 TEST.ASM 的初始化程序是否正确;

(3)CPLD 程序设计有问题;

(4)调试过程中, 看门狗是否被禁止;

(5)其他情况。

5.3 基于模式识别的多模态控制算法仿真

在 2.4.2 节我们已经得出磁悬浮盘片电磁力的非线性数学模型:

$f = 1.54i + 95.5x - 0.4i^3$, 线性逼近为: $f = 0.9i + 95.5x$ 。进行 MATLAB SIMULINK

仿真时, 建立图 5-3 所示模型的反映盘片电磁力的非线性电磁力数学模型。其中 $k_{iiy}=1.54$, $k_{sy}=95.5$ 。盘片各部分模型如图 5-4 所示。

其中: $i = [0, 3]A$, $x = [15.4, 17.4]mm$

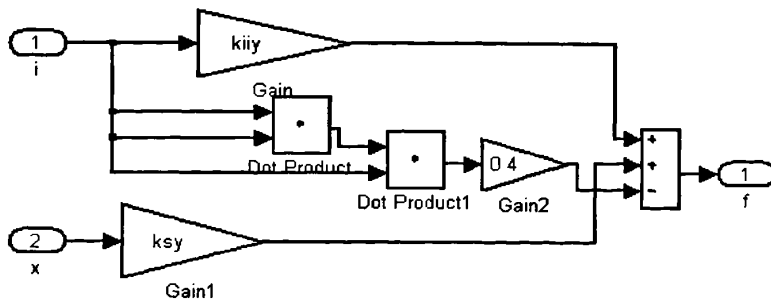


图 5-3 磁悬浮盘片非线性仿真模型

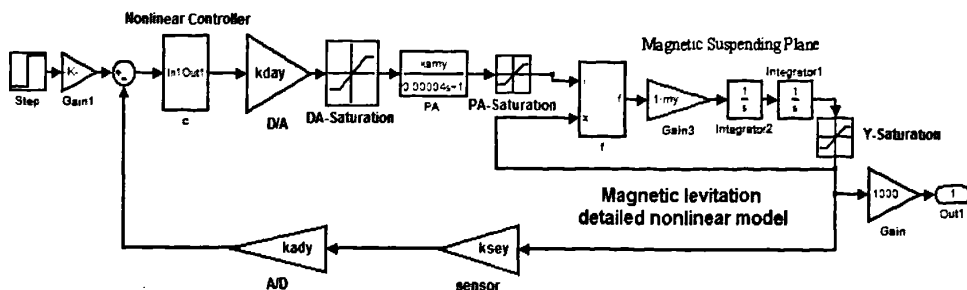


图 5-4 基于非线性电磁力模型的 PID 控制系统仿真模型

分别对采用传统的 PID 控制器和采用基于模式识别的多模态自整定控制器对盘片的非线性电磁力模型进行控制系统仿真 (MATLAB SIMULINK), 仿真结果如图 5-5 和图 5-6 所示。图 5-7 是采用两种算法时仿真曲线放在一起的对比图, 其中蓝的实线是采用传统 PID 算法的仿真曲线, 红的虚线是采用模式识别多模态仿真曲线。

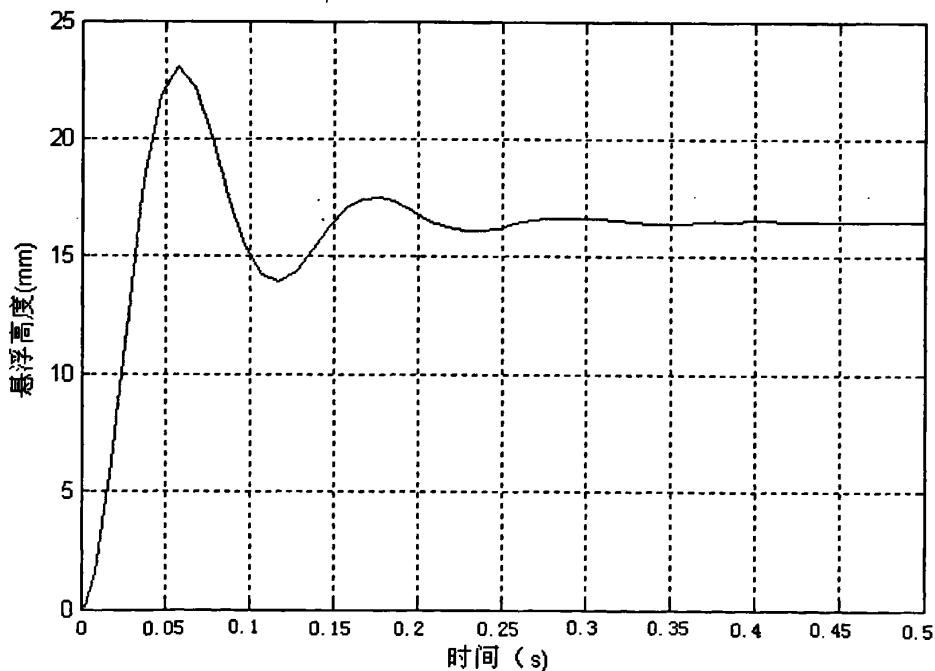


图 5-5 非线性电磁力模型 PID 控制仿真

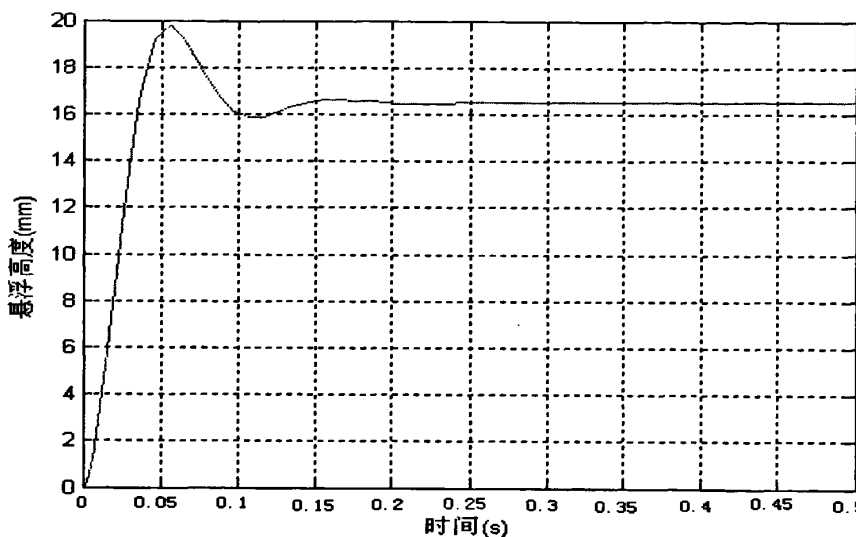


图 5-6 采用基于模式识别的多模态算法和非线性电磁力模型的盘片悬浮曲线

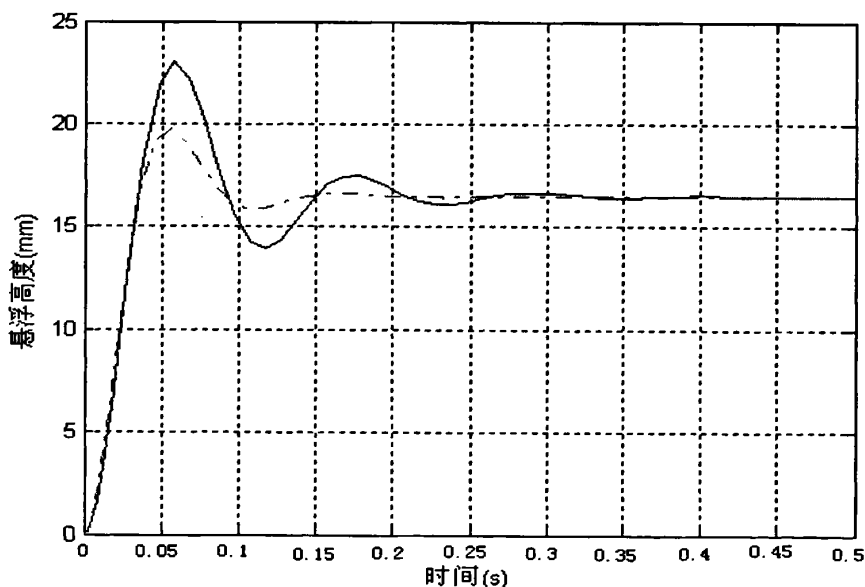


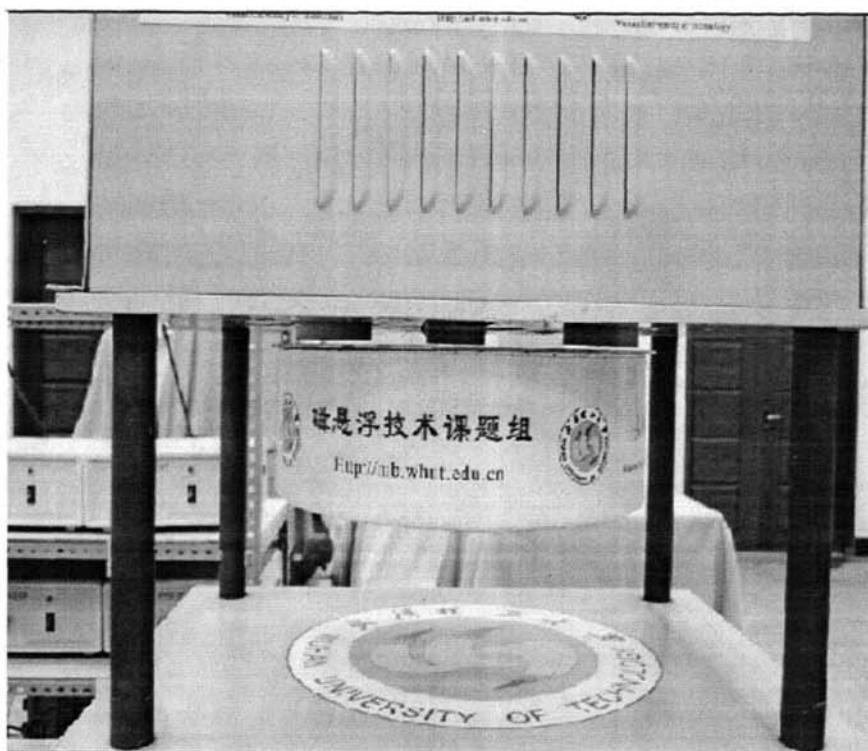
图 5-7 两种算法仿真对比曲线

可以明显的看出,控制算法得到改进后,控制系统的控制精度有了明显的提高,盘片的振幅变小(起浮时超调由 43.6%下降到约 18.8%),有利于盘片的稳定运行,同时具有比较好的跟随效果,响应速度快,超调小,噪声低,盘片在线圈加电受控后很快进入到稳定悬浮状态。可见,当采用基于模式识别的多模态控制器时,系统不仅稳定,而且动态特性和稳态特性良好。需要注意的是,除了硬件上的抗混叠滤波之外,程序中必须有低通数字滤波器,并可以采用过采样技术,以提高微分项的信噪比,增加系统抗干扰能力,而且还要实施抗积分饱和算法。

基于模式识别的多模态控制较普通 PID 上升时间和调节时间都较短,控制

响应速度更快,改善了磁悬浮盘片的动态响应过程。另外,基于模式识别的多模态控制的超调量和超调次数都比传统的 PID 控制小,能达到很好的稳态控制精度,使得系统控制的快速性、平稳性和精确性等相互制约的控制品质得到统一。

实验表明:在动态响应及位移超调量等指标方面,基于模式识别的多模态智能控制的效果都要优于普通 PID 的控制效果。图 5-8 是盘片稳定悬浮的效果图。



5-8 盘片稳定悬浮效果图

5.4 本章小结

本章阐述了数字控制器的调试工具、5100USB1.1/2.0 开发系统、DSP 的集成开发环境 CCS 以及控制器控制参数的整定方法,对参数的调试有着重要的指导意义。给出了盘片运用基于模式识别的多模态控制算法进行仿真(SIMULINK)模型和位移振动曲线及采用传统的 PID 算法时盘片的位移振动曲线。

实验仿真结果表明:在动态响应及位移超调量等指标方面,基于模式识别的多模态控制的效果都要优于普通 PID 的控制效果。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

由于磁悬浮技术涉及到机械、电子、计算机、控制和传感器等多学科综合，是典型的机电一体化技术。到目前为止，国内外还没有专门的系统的关于盘状磁悬浮转子支承的研究及应用思想，因此在诸如磁悬浮硬盘、磁悬浮飞轮、动量轮等等盘状转子的应用方面还没有统一的设计思想。本文在现有的盘状转子磁悬浮支承的具体应用的相关文献的基础上进行总结概括，抽象出盘状转子的磁悬浮支承结构。以磁悬浮盘片为研究模型，在模拟出磁悬浮盘片控制模型的基础上，构造了性能优良的硬件控制平台，并研究了相应的控制算法，具体如下：

1.提出了完整的磁悬浮盘片控制器及执行机构的设计方案，并论述了其硬件实现。

基于所建立的控制系统数学模型，提出了适合本控制对象的磁悬浮盘片数字控制系统的设计方案。以 TMS320C6713 为核心处理器，设计了控制器的硬件电路，并整合了多路同步采样的高速高精度 A/D、高速 D/A、涡流传感器、数字滤波器等模块，提高了系统的稳定性、可靠性，简化了系统构成，降低了系统成本。

2.以磁悬浮盘片控制系统的数学模型为基础，探讨了适用于磁悬浮盘片系统控制算法的应用研究及改进。

基于分散式控制思想，针对实际磁悬浮盘片电磁力的非线性、传统 PID 控制算法的优缺点和磁悬浮盘片自身的特点，在磁悬浮盘片控制系统中应用了传统的 PID 算法，并根据磁悬浮盘片的特点进行了算法改进。以此为基础，进一步提出采用了基于模式识别的多模态控制算法。SIMULINK 仿真结果表明该算法对非线性较强的磁悬浮盘片或轴承可以得到很好的控制效果。

6.2 展望

就整个磁悬浮盘片系统而言，本文所做的工作仅是其中的一部分，尚有一些地方存在不足，需要在今后的研究工作中进一步充实和完善。针对目前实际工作中存在的问题，并参考[46][47][48][49][50]等文献，以下几个方面值得进一步研究：

- (1) 磁悬浮盘片各自由度上的之间存在着很强的耦合作用，研究磁悬浮盘片存在的各种磁耦合、力耦合及力矩耦合等现象，进一步完善磁悬浮盘片的动力学和数学模型。

- (2) 集成度更高的控制系统硬件设计, 包括集成位移和其它传感器的磁悬浮盘状转子, 集成了控制器和功率放大器的单板控制单元等。
- (3) 磁悬浮盘片系统实时在线自适应控制和鲁棒控制, 包括盘片动态特性的在线分析和控制器参数的自整定等。
- (4) 设计无传感器的磁悬浮盘片。为测量盘片或转子气隙变化, 磁悬浮系统需要配备多个非接触式传感器及相应的前置放大器, 因而系统的硬件成本很高。此外, 传感器与电磁动作器之间的非并置问题也会在一定程度上影响控制效果。为克服以上缺点, 近年来许多学者正致力于研究一种新型的“无传感器”磁力轴承(Sensorless magnetic bearing), 它不需要位移传感器, 而是通过测量电气回路内部信号来间接地获取转子的位置信息。

参考文献

- [1]Jiang Zheng Feng, Wang Xiao Guang, Hu Ye Fa et al. Signal Study on the Bearing Principle of a Magnetic Suspended Rotation Disk.The 6th International Symposium on Test and Measurement. 2005.
- [2]汪通悦,陈辽军,周峰,等.磁浮轴承的技术进展[J].机械制造.40 卷,第 455 期,2002/7,21~23
- [3]R.弗雷泽,P.J.基林森,G.A.奥伯贝克.磁悬浮和电悬浮[M].北京:国防工业出版社.1982
- [4]周炎.磁力技术应用与展望[J].机械制造.42 卷,第 480 期,2004/8,28~31
- [5]R.Sindlinger. Magnetic bearing momentum wheels with vernier gimbaling capability for 3-axis active attitude control and energy storage. VII IFAC Symp. on Automatic control in space, Rottach-Egern, May, 1976
- [6]EMO97 新技术系列报道之二.电主轴——当前最热门的功能部件.世界机电市场.1982.2
- [7]S.Wan, K.J.Tseng. Novel Bearingless Centrifugal Blood Pump. Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings. 2001 4th IEEE International Conference on Volume 2, 22-25 Oct. 2001, 743~748
- [8]丁国平,周祖德,王晓光等.磁悬浮硬盘中非记录磁场的研究[J].计算机工程.30 卷,第 15 期, 2004/8, 158~160
- [9]张祖明,温诗铸.关于直流控制式磁力轴承的稳定性分析.第一届全国机械零件计算方法学术会议论文集.1982
- [10]Yu Suyang, Yang Guojun, Shi Lei, et.al. Application and Research of the Active Magnetic Bearing in the Nuclear Power Plant of High Temperature Reactor. the 10th International Symposium on Magnetic Bearings(10th ISMB). Zurich. Switzerland, June,1988 21-23 Aug. 2006
- [11]汪希平,张直明,于良等.电磁轴承在透平膨胀机中的应用研究进展[J].中国机械工程.11 卷,第四期.2000/4.379~381
- [12]姚远胜 龚传炳.21 世纪泵的发展展望[J].湖南农机.2000 年第 4 期.13~15
- [13]Magnetic and electric suspensions. British Scientific Institution Research Association. 1964
- [14]松村文夫.径向磁力轴承力学模型及控制系统设计.电气学论文志 C.101 卷,第 6 期,1981
- [15]新光华,胡升魁,张锦文.主动磁悬浮轴承的原理及结构.上海微机电研究所, 1983
- [16]Levitronix 公司网站主页: <http://www.levitronix.com/>
- [17]SKF 公司网站主页: <http://www.revolve.com/>
- [18]Satoshi Ueno, Shin-ichi Uematsu, Takayuki Arai, et al. Development of Lorentz-force type Slotless Active Magnetic Bearing. 10th ISMB,2006
- [19]Yohji Okada, Takuro Jinbu, Naoto Yamashiro, et al. Lorentz Type Self-Bearing Motor using Halbach Magnets. 10th ISMB,2006
- [20]Ha-Yong Kim, Seung-Jong Kim. An effective Way to Combine Radial and Axial Magnetic Bearings in a Unit.10th ISMB, 2006
- [21]J. Jugo, I. Lizarraga, I. Arredondo. Nonlinear modelling and analysis of an AMB system in the harmonic domain. 10th ISMB,2006
- [22]Honglei Sha, Yang Xu, Lei Shi,et al. A new Magnetic Bearing-Rotor System. 10th ISMB. 2006
- [23]Taniguchi M, Ueyama H,Nakamori M, Morita N.Cutting Performance of Digital Controlled Milling AMB-spindle. Proceedings of the Fifth International Symposium on Magnetic Bearings

Kanazawa, Japan, 1996:28-30

[24]Zhang Jing, Karrer N. IGBT power amplifiers for active magnetic bearings of high speed milling spindles [A].IECON Proceedings [C].1995. 596~601

[25]陶永华. 新型 PID 控制及其应用 (第 2 版). 北京: 机械工业出版社, 2005. 33~70

[26]王晓光.磁悬浮转子系统的耦合特性分析及实验研究[D].武汉理工大学机电工程学院, 2005

[27]G.施韦策,H.布鲁勒,A.特拉克斯勒著,虞烈,袁崇军译.主动磁轴承[M].北京: 新时代出版社 1997

[28]Zhang J, Schulze J O, Barletta N. Synchronous Three-level PWM Power Amplifier for Active Magnetic Bearings[A] . Proceedings of the 5th International Symposium on Magnetic Bearings , Kanazawa , Japan [C] , 1996 .277~282

[29]胡寿松.自动控制原理(第四版)[M].北京:科学出版社, 2001

[30]Sung-Kyung Hong, Reza Langari. Robust Fuzzy Control of a Magnetic Bearing System Subject to Harmonic Disturbances IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 8, No. 2, March 2000.366~371

[31]施韦策, 布鲁勒, 特拉克斯勒. 主动磁轴承基础、性能及应用 (虞烈, 袁崇军译). 北京: 新时代出版社, 1997. 24~72

[32]R. Larssonneur.Design and Control of Active Magnetic Bearings Systems for High Speed Rotation. PhD thesis, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1990

[33] Boštjan Polaj er. Design and Analysis of an Active Magnetic Bearing Experimental System PhD thesis, University of Maribor Faculty of Electrical Engineering and Computer Science,2003

[34]曹广种, 虞烈, 张钢等.电轴承系统的电气系统研究.机械科学与技术, 1999,18(2)

[35]杨作兴, 赵雷, 赵鸿宾.磁轴承 MPW 开关功率放大器的研究.电力电子技术.2000 年第 5 期, 23 — 25

[36]曾学明.磁轴承电控系统研究.南京航空航天大学, 2002.9:44-53

[37]刘豹.现代控制理论.北京:机械工业出版社, 1989.19-45

[38]孙增沂.智能控制理论与技术.北京:清华大学出版社,1992.29-47

[39] Yefa H, Shunsheng G, Gangyan L, Mingzhong Y.Active Magnetic Bearing Using Digital Fuzzy PID Controller.In: Proceedings of 1999 International Conference on Advanced Manufacturing Technology, 1999.12-17

[40]万霞.基于 F2812DSP 的磁悬浮轴承系统数字控制器的研究:[硕士学位论文].南京航空航天大学, 2005, 31~34

[41]李士勇.模糊控制·神经控制和智能控制论.哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2004. 250~340

[42]Yang Jing, He Qing Xiao, Wang Kai. Effects of AMB Power Amplifier Structure Upon the System Performance. 8th International Symposium on Magnetic Bearing. Mito, Japan. August 28-28,2002: 97-100

[43]陶永华, 尹怡欣, 葛芦生.新型 PID 控制及其应用.北京:机械工业出版社, 1998.11(3):45~

- [44]边肇祺, 张学工, 等编著. 模式识别(第二版). 北京: 清华大学出版社, 2000. 2~25
- [45]Ronald.D.Williams, F. Joseph Keith, Paul .E. Allaire.Digital Control of Active Magnetic Bearings. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 31, No. 1, February 1990.19~27
- [46]Chao Bi, Dezheng Wu, Quan Jiang, and Zhejie Liu.Automatic Learning Control for Unbalance Compensation in Active Magnetic Bearings.IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 7, July 2005.22~25
- [47]Wojciech Grega, Adam Pilat.Comparison of Linear Control Methods for an AMB System. Int. J. Appl. Math.Comput. Sci.,Vol. 15, No. 2, 2005. 245~255
- [48]Alexander Lanzon, Panagiotis Tsiotras. A combined application of H8 loop-shaping and μ -synthesis to control high speed flywheels. IEEE Transactions on Magnetics .Vol. 13, No.5, 2005.766~777
- [49]Shyh-Leh Chen, Sung-Hua Chen,Shi-Teng Yan.Experimental Validation of a Current-Controlled Three-Pole Magnetic Rotor-Bearing System. IEEE Transactions on Magnetics,Vol.41, No. 1, January 2005. 99~110
- [50] Boštjan Polaj er. Design and Analysis of an Active MagneticBearing Experimental System.PhD thesis, University of Maribor Faculty of Electrical Engineering and Computer Science,2003
- [51]Synchrony 公司网站主页: <http://www.synchrony.com/>
- [52]MECOS 公司网站主页: <http://www.mecos.ch/>

致谢

在导师王晓光教授的精心指导下完成了该论文。导师严谨求实的学术作风，工作上兢兢业业的言传身教，平易近人的待人风范使我受益良多。在此本人表示真诚的谢意。

同时在完成本论文的过程中，课题组的老师和同学给了我极大的帮助与支持，在此深表感谢。

最后向各评阅老师和答辩委员会老师致谢，谢谢你们给本论文提出宝贵意见。

2008年4月10日

武汉理工大学

学习期间发表的学术论文

1. 王晓光, 刘汉武. 基于 DSP 的磁悬浮盘片控制器的研究[J]. 机械与电子. 2008 年 4~5