

ABSTRACT

Ultrasonic motor is unlike the traditional electromagnetic motors. Utilizing the mechanical vibration, it turns electrical energy into mechanical energy. The vibration is excited by the converse piezoelectric effect of piezoelectric ceramics. It has many excellent performances and features such as insensitivity to magnetic fields, high torque at a low speed, silence, fast response, high holding torque when power is off and so on. It becomes focus of electrical engineering field. The R&D of ultrasonic motor based on DSP introduce new ideas and new methods of control field into control system of the motor, and provide it with a more broad application.

The thesis object is mainly concentrated on the operational mechanism of ring-type traveling wave ultrasonic motor and the design of control system based on DSP; the research on three-degree-of-freedom (three-DOF) ultrasonic motor and control technology.

The design of ring-type traveling wave ultrasonic motors control systems is built on the research on its operational mechanism. After the analysis on the math model of the ultrasonic motors and electrical equivalent model, its driving control strategy and the principle of control system is concluded. Then its prototype is realized. Through this controller position control of ultrasonic motor is implemented. Related experiment results are shown.

The design of the three-DOF control system is based on the analysis of its principle and operational mechanism. Thus its operational control strategy is put forward and its three DOF control prototype is realized.

Key words: ring-type traveling wave, three-DOF, ultrasonic motor, control, DSP

东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个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，也不包含为获得东南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。

研究生签名：王心望 日期：2003.11.3

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学研究生院办理。

研究生签名：王心望 导师签名：刘敏强 日期：2003.11.3

第一章 绪论

1.1 概述

1.1.1 超声波电机发展历史及研究现状^{[1][2]}

超声波电机 (Ultrasonic Motor 简称 USM) 是国外八十年代发展起来的一种新型微电机。与传统电磁式电机不同, 超声波电机是利用压电陶瓷逆压电效应激发的微观振动作为驱动力, 通过多种振动模式的转换与耦合, 将电能转变成机械能的驱动装置^[3]。

六十年代初苏联科学家首先提出了超声波电动机的设想。1969 年英国 Salford 大学的两名教授介绍了一种伺服压电电机。这种电机采用二片式压电体结构, 其速度、运动形式和方向都可以任意变化, 响应速度也是传统结构电机所不能及的。十年后, 德国西门子公司申请了超声波电机的第一个专利, 他们研制出了利用压电谐振工作的直线驱动机械。1973 年美国 IBM 公司的 H.V.Barth 提出了超声波电机原理模型, 并研制出了以超声振动驱动的电机^[4]。1980 年日本的指田年生研制了楔型超声波电机, 所用振子是用螺栓压紧的兰杰文振子, 它使超声波电机真正走上实用。1982 年, 指田年生又研制成功了行波型超声波电机, 解决了制约实用超声波电机发展的瓶颈问题之一振动面的摩擦^[5]。这台电机的研制成功, 为超声波电机走向实用开辟了道路, 也吸引了不少研究单位和企业的关注。同时, 指田年生也创建了新生工业公司, 并在 1987 年正式商业发售这种电机。同年, 日本佳能公司研制出用于相机调焦的超声波电机, 在相机业界为之一振, 是迄今为止超声波旋转电机市场化应用中最成功的一例, 标志着超声波电机开始走向实用阶段。1985 年 Maxell 公司的熊田明生研制第一台复合振动型超声波电机—单电源驱动型纵扭振动超声波电动机。随后, 1988 年东京工业大学教授上羽贞行博士提出了纵扭复合振动超声波电机^[6]。

进入九十年代, 伴随着各种各具特色超声波电机的出现, 各国将超声波电机性能的研究放到了重要位置, 建模与分析、驱动控制逐渐成为研究的主要内容, 另外, 在非接触式超声波电机、大转矩超声波电机、微型超声波电机及多自由度超声波电机等领域的研究也进一步深入。非接触式超声波电机的定、转子是不接触的, 它克服了接触式超声波电机由于接触摩擦所带来的效率低、使用寿命短等缺点, 是超声波电机的一个新的研究领域。日本东京工业大学 Tohgo Yamazaki 等研制了圆筒型非接触超声波电机^[7]。1995 年, 法国的 Antoine Ferreira 等提出并研制了多自由度球形原理性超声波电机样机^[8]。1998 年, Takafumiamano 等制成了球体-圆柱三自由度超声波电机^[9], 该电机由一个圆柱形定子和一个球形转子组成。定子采用兰杰文振子, 由螺杆将弹性体和三组压电陶瓷及电极片组合起来构成。该电机最大输出转矩 0.035Nm, 转速 100r/min。

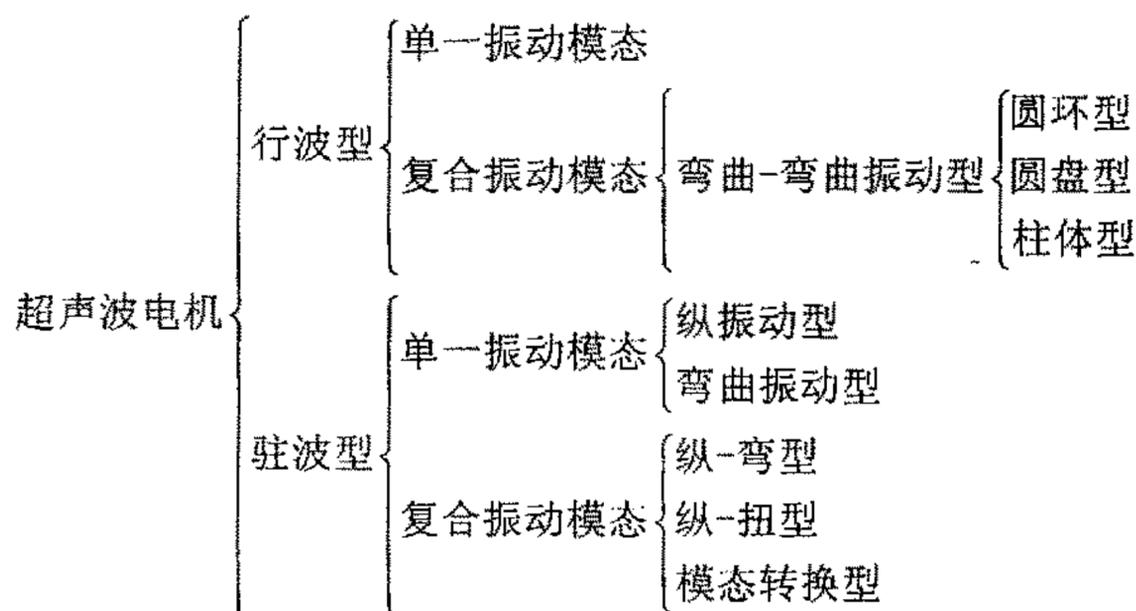
目前, 日本的超声波电机技术处于世界领先地位, 掌握着世界上大多数的超声波电机技术发明专利, 几乎所有的知名大学和大公司都在进行超声波电机研究。日本在基础理论、制造技术、控制策略、工业应用和规格化产品研发等诸方面都取得了引人注目的成就, 成果与水平居世界领先地位。美、英、法、德等国紧随其后, 各自在相关的方面取得了一定的研究成果。目前, 美国已将超声波电

机成功地应用于航空航天、信息和汽车产业领域；法国用于空空导弹导引装置；德国则用于飞机的电传操纵系统。

国内研究超声波电机是在二十世纪80年代末90年代初开始的，先后有吉林工业大学、清华大学、中国科学院、浙江大学、东南大学、哈尔滨工业大学、南京航空航天大学、陕西师范大学、华中科技大学、信息产业部21所、上海交通大学等单位开展了超声波电机的研究。他们对几种超声波电机的运行原理、数学建模、仿真计算、样机制作及驱动技术等方面的取得了一批研究成果。

1.1.2 超声波电机的分类及特点^[2]

虽然结构形式多样，但超声波电机工作原理相似：都是利于压电陶瓷的逆压电效应，即当超声波电机工作时，在振动体的压电陶瓷上施加超声频率的交流电压，由于逆压电效应能够在振动体内激发出几十千赫兹的超声微观振动，使得振动体表面起驱动作用的质点形成一定运动轨迹的超声频率微观振动，该微观振动通过振动体（定子）和移动体（转子）之间的相互作用使移动体沿某一方向做连续宏观运动^[10]。接触式与非接触式超声波电机的区别仅在于：接触式超声波电机将定子的振动通过摩擦传递给转子，而非接触式超声波电机是将定子的振动通过气体或液体传递给转子，因而只是传递媒质的不同。但不同结构形式超声波电机之间比较大的区别就是：定子振动所使用的驱动方式和振动模态有所不同。可将超声波电机按采用的驱动方式和振动模态可作如下分类：



超声波电机，与传统的靠电场与磁场之间的相互作用产生机械能输出的电磁型电机不同，它是靠压电陶瓷的压电振动而获得机械能输出的。由于两者之间的工作原理不同，使得超声波电机具有以下不同于电磁型电机的特点：

1. 低速大转矩，无输入自锁

在位置控制系统中，当需要电机输出低转速大转矩时，电磁型伺服电机系统需配有一个减速齿轮机构，以保证其低速时获得大转矩，这种方法影响了系统的精度和效率；超声波电机则不需要减速齿轮，就能在低速时获得大转矩，它能在保证精度的同时缩小系统的体积。由于超声波电机特别是接触式超声波电机主要靠定子与转子间的摩擦力来驱动，所以具有无输入自锁，而这正是普通电磁型电机所不具有的。

2. 转矩密度高

同目前的小型电磁电机相比,多数超声波电机的功率密度略低,但其转矩密度却是电磁电机的10倍以上,同具有大比例减速箱的电磁电机转矩密度相当。最近发展的如Kawai的双压电陶瓷环超声波电机能够提供非常大的转矩和功率密度,而电磁电机和减速箱在无强制风冷情况下无法持续获得相应的性能^[11];并且,通过提升机电耦合效率,增加单位质量内使用的压电陶瓷数量,能够进一步提高超声波电机输出转矩和功率密度。

3. 运行无噪音

超声波电动机的运行是通过超声振动传递能量的,人耳听不到声频范围外的声音。同时在系统低速大转矩运行时,超声波电机无需齿轮减速机构,运行非常安静,减少了噪音源。

4. 不受电磁场影响,也不产生电磁场

超声波电机由于运行时不通过电磁场传递能量,对外界电磁场的抗干扰能力强;而且本身也不产生电磁场,对外界也不产生电磁干扰。

5. 控制特性好

在电磁电机为执行元件的定位控制系统中,系统的性能很大程度上取决于电机起停时的瞬态响应特性。电磁电机转速高、转矩小、转子惯量大,响应时间常大于10ms,且随着减速箱的增加而增大。由于响应慢,电机的起停角度很大,通常是转动的一部分。超声波电机,特别是接触式超声波电动机,由于其转子结构简单,转动惯量小,与转子的惯性力比较,其定子、转子之间的摩擦力相当大,所以瞬态响应时间短,一般小于10ms左右,目前最高水平已小于1ms。如Cranfield的模型USM由静止加速到全速仅需0.5ms,能在0.1ms内停止^[12],所以超声波电机的动态控制性能非常优越。

6. 电机发热快,电气机械效率较低,不能持续地长时间工作

超声波电机依靠压电陶瓷的逆压电效应完成机电能量转换,定子以几十千赫兹的频率作机械振动,分子间出现的高频摩擦将产生大量的热量。接触式超声波电动机是靠定、转子之间的摩擦力驱动,所以除了存在定子振动发热外还存在定转子间的摩擦损耗等损失,所以电气机械效率比普通电动机低。由于定转子之间的摩擦不断的产生热量,以及定子振动也会导致结构或压电陶瓷的疲劳损坏,使得电动机不能连续地长时间地处于运动状态。

1.1.3 超声波电机的应用^{[1][2]}

由于超声波电机的性能优良,它具有低速大转矩、无电磁干扰、动作响应快、无输入自锁等特性,在短时非连续运动、精密控制等领域要比传统的电磁电机有更强的适用性。超声波电机被认为在机器人,仪器仪表等领域有广泛的应用前景。目前已经成功地应用在以下领域:

1. 照相机镜头的调焦

1982年,日本佳能公司开始研究在照相机镜头调焦中使用超声波电机。1987年,日本佳能公司非常成功的将环形超声波电动机应用于EOS型照相机的自动调焦镜头中^[13]。除佳能公司以外,尼康公司的相机也采用了超声波电机,西格玛公司也将超声波电机应用到大口径望远镜上。与采用电磁型电机的镜头相比,采用超声波电机的镜头具有几个优点:1.安静;2.定位精度高;3.调焦时间短;4.无齿轮减速机构,结构简单。

2. 精密定位系统中的应用

由于超声波电机响应快,当位置传感器检测到目标位置信号瞬间,只要断电,电机停机,其定位精度就可以保证在一定的范围内。超声波电动机可用于坐标平台等精密定位系统中。日本新生公司已经开发应用超声波电机的电动螺旋、千分表头等精密仪器^[14];而美国MIT的研究成果主要应用在显微镜的精确定位控制、雷达天线的定位控制、导弹飞行姿态的调节等方面^[15]。

3. 在电磁兼容环境要求较高的仪器中应用

扫描电子显微镜(SEM)真空试料室内的试料架和核磁共振装置的线圈调整装置等位置的电磁兼容环境要求很高,在这些位置电机既不能产生电磁干扰,也有不能被外界可能产生的电磁场所影响。超声波电动机驱动时不用磁场和磁铁,是最适用的。

4. 机器人的关节驱动

机器人的关节要求要实现多自由度运动,以实现其手脚的功能。对于传统的电磁驱动电机而言,要实现多自由度运动,一般要求每一个自由度都提供一个电机,通过对多个单自由度电机作复杂的机械连接来实现,而且提供电机数与所要求的自由度数必须相等。因此这个系统往往结构复杂、笨重、动静态刚度低、造价昂贵,此外齿轮变速机构中存在着间隙、摩擦、弹性变形,很难保证有高的运动精度和定位精度,往往不能满足机器人向高速、高精度、大承载和轻量化发展的要求^[30]。三自由度超声波电机的结构精巧,为多自由度运动机器人的驱动给出了较好的解决方案。美国NASA火星探测器计划中,采用了高转矩密度的双面齿结构超声波电机,实现多功能自动爬行系统(MACS)直线和旋转运动^[17],不仅满足了手臂运动所需的转矩、能量、尺寸及驱动特性的要求,而且能够可靠地工作在火星恶劣的环境中。

5. 在阀门控制中的应用

由于超声波电机无需减速机构即可实现低速运行,因而在各种阀门中有其广阔的应用前景。尤其是它的自锁特性和快速响应特性,可用于阀门的精确流量控制中。

6. 汽车电器设备

由于超声波电机工作时噪音很低,可以做得很薄,安装空间小,而且无需变速机构就可实现低转速大转矩,适合汽车中使用。德国奔驰汽车公司准备将其应用在奔驰汽车车窗的驱动装置中。它还可用在刮水器、电动开关车窗的驱动装置中。丰田公司已在出口到美国的汽车中的反光镜、方向盘和坐椅头靠应用了超声波电机。目前该公司正在生产转矩为2Nm的超声波电机,将用于小轿车窗门玻璃的升降装置上^[14]。

1.2 超声波电机控制技术的发展^[1]

超声波电机的特殊结构决定了其传递函数的非线性。超声波电机利用摩擦驱动,定转子之间相对滑动系数不能确定,而且电机谐振频率随连续运行时间的增加温度升高而变化,同时由于压力和摩擦驱动转矩沿定子环的分布性,超声波电机本身呈现出复杂的非线性。由于超声波电机的基本结构及工作原理完全不同于传统的电磁电机,理论上的动态及静态数学建模非常困难,目前还没有基于超声波电机传递函数的可同时表示其动静态性能的数学模型,因而传统的控制策略在超声波电机控制上遇到了挑战。在对位置、速度、转矩有要求时则需要采用闭环

控制方式。1986年日本的Takeshi Hatsuzawa系统研究了环形行波型超声波电机的速度控制特性^[18]，得到了环形行波型超声波电机速度与驱动电压、驱动频率、相位差及正反转切换频率之间的关系。1990年Yuji Izuno等人实现了超声波电机的负载自适应跟踪控制的两相谐振逆变器^[19]，次年实现了基于模糊推理的高性能速度/位置控制策略^[20]，1994年分别进行了使用软件变增益PI控制器和改进模糊控制器的超声波电机驱动伺服系统的定位控制研究^[21]。1990年Yoshiro Tomikawa的研究小组开始进行了消除超声波电机残余振动及避免超声波电机金属噪声的驱动脉冲串波形的研究。1991年，Atsuo Kato等人实现了环形行波型超声波电机的柔顺控制，并于两年后实现了超声波电机直接驱动机械臂的柔顺控制^[22]。1994年Tomonobu Senjyu等人实现了自适应控制下的超声波电机自适应速度控制^[23]，1995年实现了同时控制频率及相位差双模控制的超声波电机精密定位控制，1996年实现了应用混合控制的精密快速的超声波电机定位控制，并进行了应用神经网络技术进行超声波电机位置控制的研究^[24]。1994年，Seiji Aoyagi等人应用相移输入及电压输入与一个模糊控制器，实现了超声波电机的快速精密定位控制。1995年，Kaneko Makoto等人通过双自由度的PWM控制，实现了动态控制超声波电机的自锁特性。1995年，T.Kamano等人实现了超声波电机定位系统的前馈控制。1997年，Faa-jeng Lin将模糊自适应技术与模式跟踪相结合应用于超声波电机位置控制^[25]。1999年，Faa-jeng Lin提出将模糊神经网络（Fuzzy Neural Network，简称FNN）技术应用于超声波电机位置控制，以降低因电机参数变化而造成对控制精度的影响^[26]。2001年，Tomonobu Senjyu等人利用参考模式自适应控制（Model Reference Adaptive Control，简称MRAC）方法实现了对超声波电机运行死区补偿^[27]。

综上所述，对于行波型超声波电机而言，在直接驱动控制系统中，控制变量的选择：一般选用相位差或者驱动频率做为控制变量，在精密快速定位及速度跟踪控制时，也常常将二者都选作控制变量，通过一定的控制策略进行实际的控制应用。

目前，超声波电机控制策略及与之相辅相成的控制装置的研究正走向更深层次。控制目的正朝着实现静态微误差，动态误差不断减小的快速精密的超声波电机定位与速度控制方向发展。探索运用恰当的现代数学分析手段及与之相对应的控制策略，利用先进技术开发高性能的超声波电机驱动控制装置，不断提高超声波电机应用水平是超声波电机研究的重要方向之一。

1.3 本课题的研究工作

本课题的主要研究内容：基于DSP芯片的环形行波超声波电机运行机理分析及其控制系统设计；基于DSP芯片三自由度超声波电机及控制技术的研究。

环形行波超声波电机控制系统的设计是建立在环形行波超声波电机运行机理研究的基础上，通过对超声波电机数学模型和电学等效模型分析，总结出环形行波超声波电机驱动控制策略和控制系统的原理，以此为构思，实现了环形行波超声波电机控制系统原理性样机。本文通过该控制器实现了超声波电机的点位控制，并给出了相关试验结果。

三自由度超声波电机控制系统的设计是根据三自由度超声波电机的结构原理及其运行机理的分析，以此提出该种超声波电机驱动控制策略，并在此基础上实现了三自由度超声波电机控制系统原理性样机。

以上两种样机使用了不同的两种具有典型代表性的超声波电机驱动方式即线性正弦波驱动和DC斩波驱动,并且它们各自分别提供了三种相关的控制手段:线性正弦波驱动下的调压、调相、调频控制;DC斩波驱动下的调占空比、调相、调频控制。它们为超声波电机控制技术的研究和发展提供了良好的硬件平台。

本论文的研究内容安排如下:

第一章 绪论

概述了超声波电机及其控制技术在国内外的发展现状,超声波电机的分类和应用,提出了本文的主要研究内容。

第二章 环形行波超声波电机及其控制原理

本章在对环形行波超声波电机运行机理进行分析的基础上,对超声波电机数学模型和电学等效模型进行了研究分析,给出了环形行波超声波电机驱动控制策略和控制系统的原理。

第三章 环形行波超声波电机控制系统的研究及设计

本章根据超声波电机的原理和控制特性,对环形行波超声波电机控制系统的各个组成部分原理、主要元器件特性和实现技术进行了深入研究,研究开发了基于DSP的控制器,并对系统中关键电路的设计和制作进行了详细分析。

第四章 三自由度超声波电机及控制技术的研究

根据三自由度超声波电机的结构原理及其运行机理的分析,以此提出该种超声波电机驱动控制策略,并在此基础上设计了三自由度超声波电机控制系统原理性样机。本章详述了三自由度超声波电机控制系统原理、各个组成部分的电路和系统中使用的主要元器件特点。

第五章 总结与展望

本章对全文内容进行总结,并根据超声波电机控制系统开发和研究过程中所取得的经验和教训,提出了超声波电机控制技术需进一步研究的课题。

第二章 环形行波超声波电机及其控制原理

2.1 环形行波超声波电机结构特点和运行机理

2.1.1 环形行波超声波电机结构特点^{[1][2]}

环形行波超声波电机是目前应用最广泛的超声波电机之一，其基本结构如图 2-1 所示。环形行波超声波电机由外壳、轴承、碟簧、转轴、转子、定子、压电陶瓷片和底座等部件组成。其中定子上开有齿槽，转子同定子接触面覆有一层特殊的摩擦材料，压电陶瓷片通过胶合粘接在定子的另一侧。定转子依靠碟簧变形所产生的轴向压力紧压在一起。

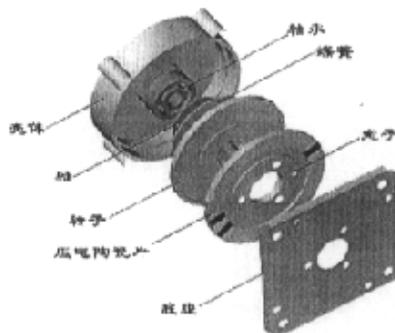


图 2-1 环形行波型超声波电机结构

超声波电机一般都是通过放大由逆压电效应引起的电陶瓷微观振动来产生宏观机械运动的。环形行波超声波电机，其核心部分是由压电陶瓷和弹性体组成的定子及接触面粘有摩擦材料的转子。环形行波超声波电机结构上最大的特点是：定子和转子均为一薄圆环，使得整个电机结构呈扁圆环形。

粘于定子背面的压电陶瓷亦为环形，分成 A、B 两区进行极化分割。图 2-2 给出了直径 60mm 环形行波型超声波电机用 B_{90} 弯曲振动模态对应的压电陶瓷极化图，图中 λ 为行波波长。图中的阴影区域为未敷银区，它将压电陶瓷分隔成不同的区域。图 2-2a 中相邻两个压电分区的极化方向相反，分别以“+”“-”表示，在谐振点频率附近的交流电信号激励下可收缩和伸张，构成一个波长的弹性波。图中所示的极化分区可组成三个电极，其中 A 区和 B 区表示利用压电陶瓷的逆压电效应驱动环形行波超声波电机的两相电极。孤极区是传感器区，它利用压电陶瓷的正压电效应可实时反映定子的振动幅值情况，利用它作为反馈信号可用于控制系统判断谐振点的漂移，从而调整驱动电源输出信号的频率。图中，压电陶瓷环的周长为行波波长 λ 的 n 倍（图中 $n=9$ ），A 区和 B 区空间间隔 $\lambda/4$ 和 $3\lambda/4$ ，其间各分区的所占宽度为 $\lambda/2$ ，孤极区宽度为 $\lambda/4$ 。

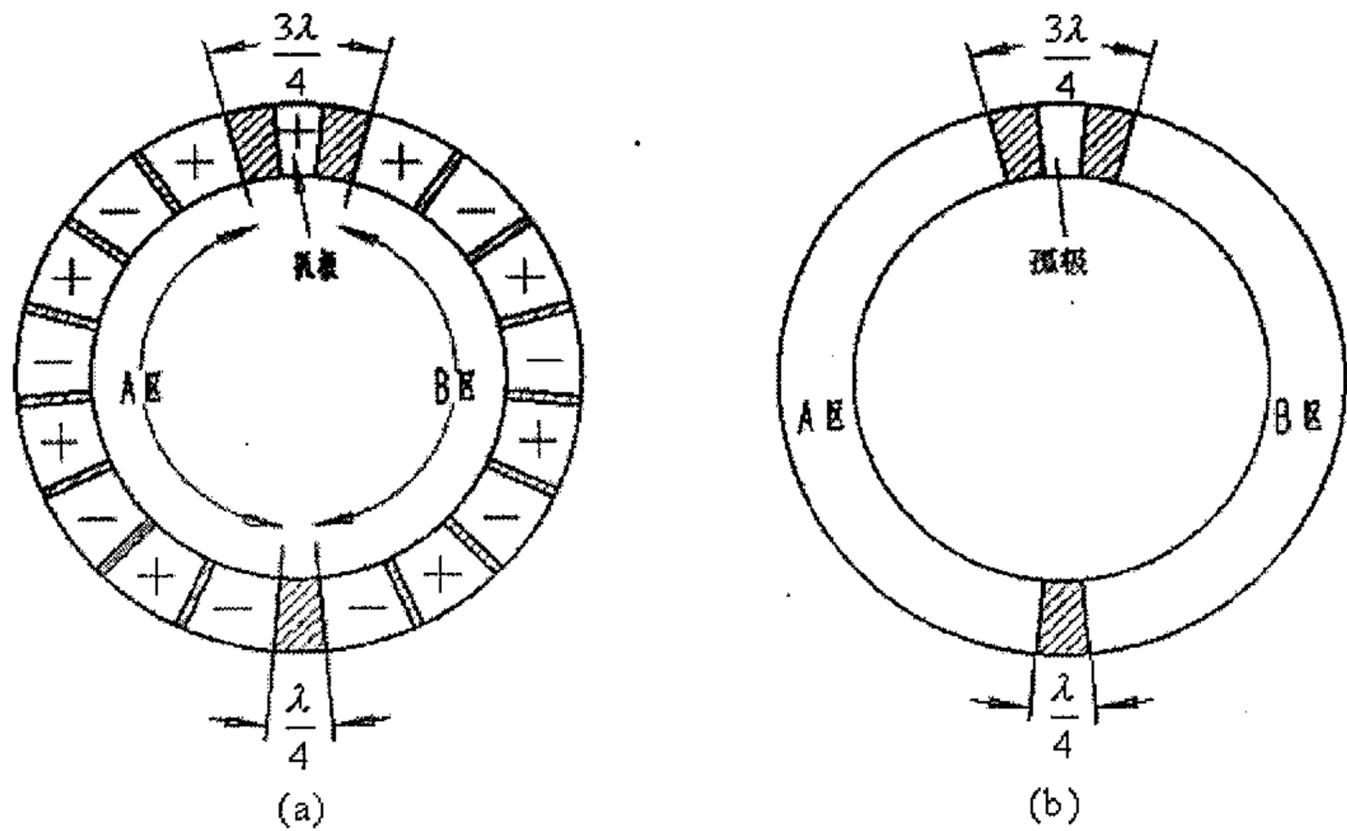


图 2-2 环形压电陶瓷的极化分割

2.1.2 环形行波超声波电机运行理论分析^{[1][3]}

由于压电陶瓷相邻分区极化方向相反，当在电机压电陶瓷的 A 区和 B 区同时施加两相定子谐振点附近的超声频率正弦交流电信号时，极化区将产生伸张或收缩变形，图 2-2(a) 中“+”极化区和相邻的“-”极化区产生形变相反，从而在圆周上形成两组驻波振动如图 2-3 所示。由于 A 区和 B 区在空间上差 $\pi/2$ 相位差，如果 A 区和 B 区施加的 A、B 两相交流电信号在时间上亦存在相位差的话，合成这两个驻波振动，将在定子环中形成一行波振动。这一结论可从下面的数学推导得到证实。

设 A 相、B 相驱动激发的定子驻波分别为：

$$w_A(x, t) = \xi_A \cos kx \cos \omega t \quad (2-1)$$

$$w_B(x, t) = \xi_B \cos[k(x-a)] \cos(\omega t + \phi) \quad (2-2)$$

其中：

ξ_A 、 ξ_B 为两相驻波的振幅， $k = 2\pi/\lambda$ 为弹性波振动的波数， $\lambda = \frac{L}{n}$ 为弹性波波长， $L = 2\pi R$ 为定子环圆周长， R 为定子环平均半径， n 为周向振动模态阶数，则 $k = n/R$ ， ϕ 为 A 相、B 相由两相电激励的相位差引起驻波时间上的相位差。 a 为 A 相振子与 B 相振子间的空间间隔。

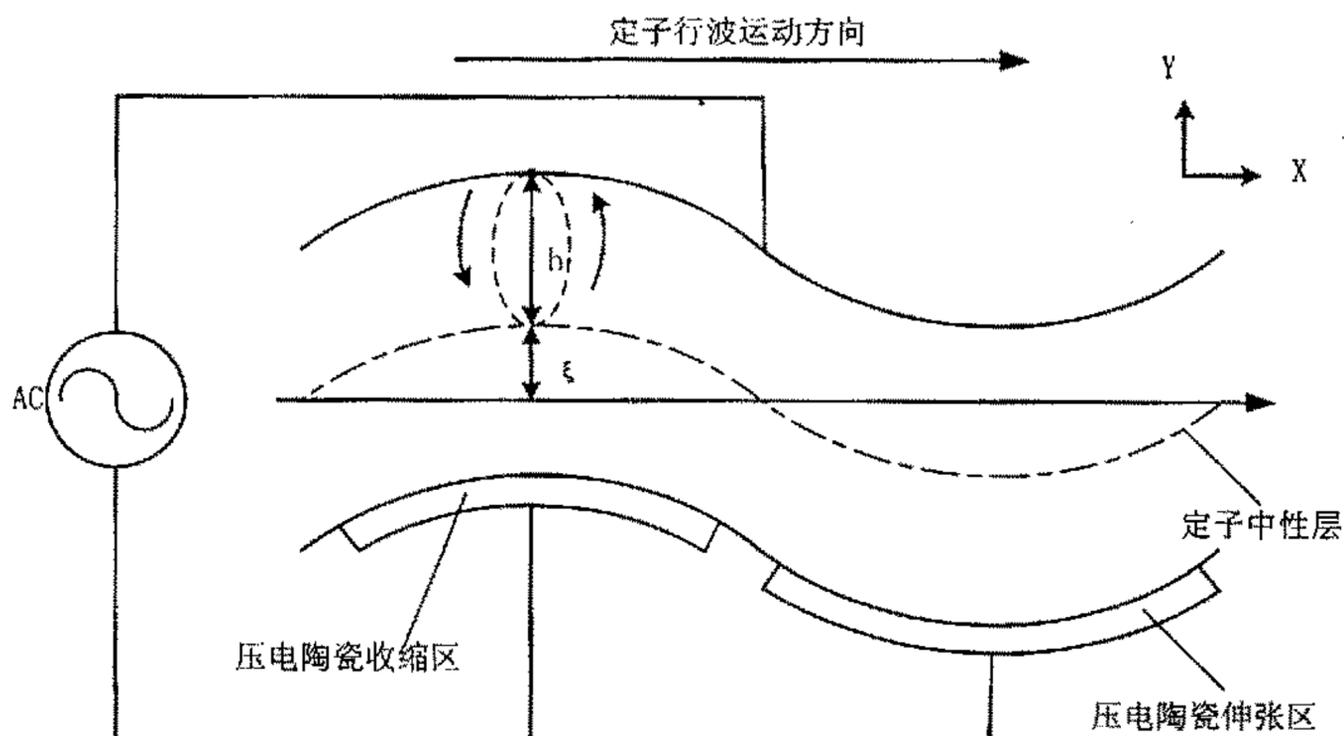


图 2-3 定子的振动

如图 2-2a 所示, $a = \lambda/4$, 即 A 相振子与 B 相振子间的空间间隔相差 $\pi/2$, 则有:

$$w_B(x, t) = \xi_B \sin kx \cos(\omega t + \phi) \quad (2-3)$$

两列驻波叠加可得定子环表面某一确定质点的振动为:

$$\begin{aligned} w(x, t) &= w_A(x, t) + w_B(x, t) \\ &= \xi_A \cos kx \cos \omega t + \xi_B \sin kx \cos(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (2-4)$$

上式中, 由于在实际情况中可认为两相极化分区完全对称, 当施加两相交流电信号的电压值亦完全相同时, 则每相振幅 $\xi_A = \xi_B = \xi$ 。若 $\phi = \pi/2$, 有:

$$w(x, t) = \xi \cos(kx + \omega t) \quad (2-5)$$

而当 $\xi_A = \xi_B = \xi$, $\phi = -\pi/2$ 时,

$$w(x, t) = \xi \cos(kx - \omega t) \quad (2-6)$$

由式(2-5)和式(2-6)可以看出, 若两相驱动电压相位差 ϕ 为 $\pi/2$ 时, 在定子环中形成行波, $w(x, t)$ 即为定子表面该质点的纵向振动位移, 而且当其中某一相反相时, 行波的运动方向相反。对于式(2-5)所给出的行波, 定子表面该质点横向振动可表示为

$$u(x, t) = -h \frac{\partial w(x, t)}{\partial x} = -kh\xi \sin(kx + \omega t) \quad (2-7)$$

其中 h 为定子上表面到中性层的距离, 由式(2-5)、(2-7)可得定子表面质点运动

轨迹方程:

$$\frac{w^2(x,t)}{\xi^2} + \frac{u^2(x,t)}{(kh\xi)^2} = 1 \quad (2-8)$$

由式(2-8)可见, 当在定子中形成行波时, 其定子表面质点作椭圆轨迹运动。

由式(2-7), 可以获得定子表面质点运动的横向速度为

$$v_x(x,t) = \frac{\partial u(x,t)}{\partial t} = -kh\xi\omega \cos(kx + \omega t) \quad (2-9)$$

在椭圆运动最高点时 v_x 获得最大值

$$v_{x\max} = -kh\xi\omega \quad (2-10)$$

上式中的负号表示定子表面质点运动到椭圆最高点时的运动方向正好与行波前进方向相反。

若不计定转子间滑动, 且设转子接触面与定子振动波形相切, 则此时转子速度为:

$$v_r = -kh\xi\omega \quad (2-11)$$

同(2-12)相同, 式(2-13)中的负号表示转子速度与定子振动行波前进方向相反^[4]。

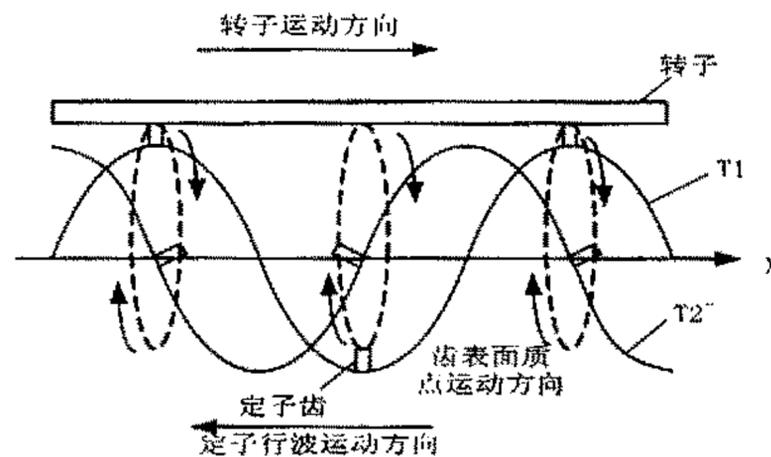


图 2-4 定子表面质点椭圆运动的形成

以上分析可知, 若两相驱动电压相位差为 $\pi/2$ 时, 两个驻波振动将在定子内产生一弯曲行波振动, 当弯曲振动行波在定子内行进时, 定子表面质点将作椭圆运动, 如图 2-4 所示。T1 为 t_1 时刻定子表面波形, T2 为 t_2 时刻定子表面波形。为说明方便, 设定子表面有一齿。在时刻 t_1 时此齿在行波的波峰处, 当行波向左行进 90° 到达时刻 t_2 时, 齿顶端向左划过了一道弧线到达中线处; 当行波再向左行进 90° 时, 齿到达波谷处。如此往复, 定子齿顶端将形成一椭圆运动, 从而对压紧在其表面的转子产生与行波方向相反的驱动力, 推动转子旋转。若定子内行波的运动方向反向时, 转子则向相反的方向旋转。因而, 只要改变定子压电陶瓷两相激励信号的相序即可改变行波的方向, 也就改变了转子的旋转方向。

2.1.3 环形行波超声波电机电学等效模型^{[1][5-11]}

环形行波超声波电机的控制系统应当围绕超声波电机模型分析来设计实现。目前，对超声波电机模型分析通常采用解析法、有限元法和等效电路法这三种方法。通过等效电路法分析得到的环形行波超声波电机电学等效模型能够很好的模拟电机系统的电输入特性^{[8][9]}，对于超声波电机控制技术的研究具有重要的参考价值和指导意义。

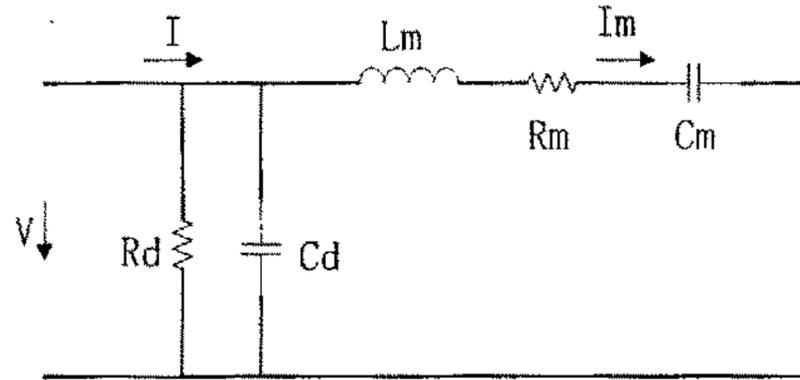


图 2-5 自由定子单相等效电路

单相驱动的环形行波超声波电机其自由定子谐振频率附近的固定频率点可用一个等效电路来表示^[5]，如图 2-5 所示。其中 C_d 表示由压电陶瓷介电性引起的夹持电容， R_d 表示压电陶瓷的介电损耗， L_m 表示定子质量效应的等效电感，

C_m 表示定子弹簧效应的等效电容， R_m 表示定子内机械损耗的等效电阻。

通过对环形行波超声波电机运行机理分析可知，环型行波超声波电机正常运行时利用两个同型驻波叠加形成的行波作为驱动源通过摩擦带动转子转动，其类型为单压电环双相驱动型超声波电机，因而整个电机的等效电路可由图 2-6 所示的表示。

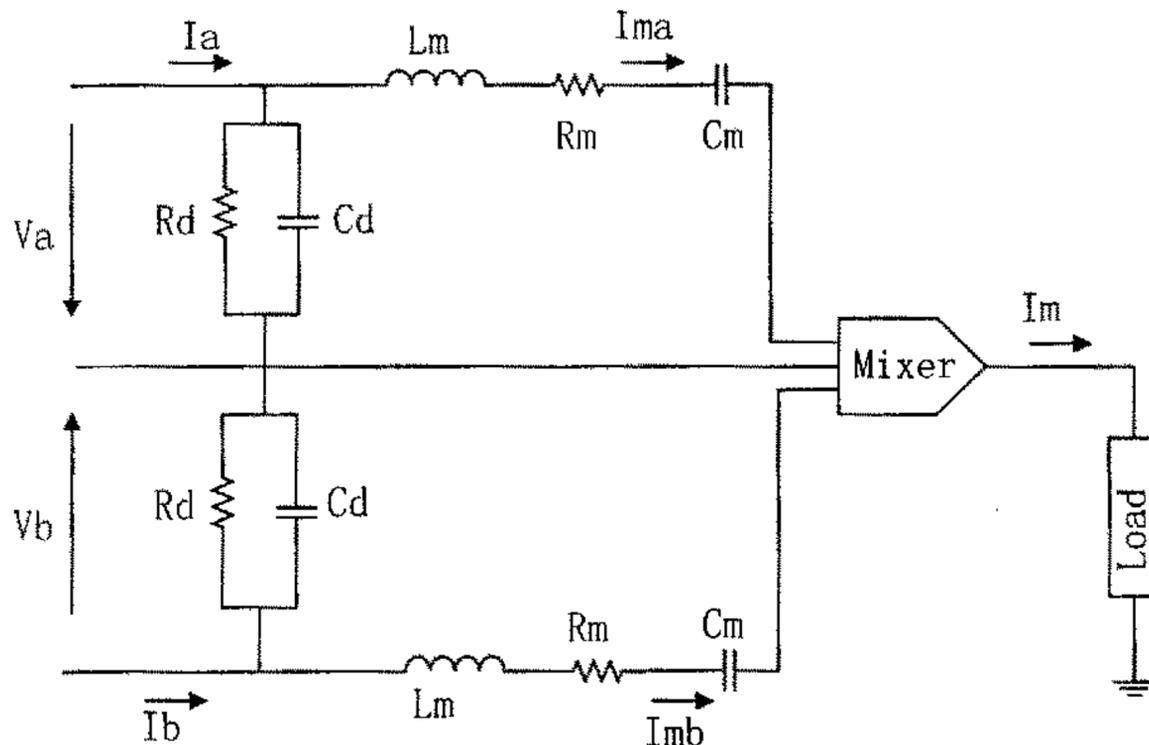


图 2-6 两相驱动的环形行波超声波电机完整等效电路

环形行波超声波电机压电陶瓷的电极结构如图 2-2 所示, A 相压电陶瓷激励区域与 B 相压电陶瓷激励区域在空间上相差 $1/4$ 个波长 λ 。因而当 A 相激振使金属环产生驻波振动时, B 相压电陶瓷极化区的中心正好位于 A 相振动的平衡位置, 即 0° 和 180° 相位区, 在这里各极化区的陶瓷片一半因外力作用伸长, 而另一半压缩, 总的伸缩量为零, 对外不表现出压电特性, A 相驻波振动不影响 B 相的电特性, 如图 2-7 所示; 同理 B 相的驻波振动也不影响 A 相的电特性, 二者是相互独立的。因而整个电机的等效电路可用一个单相电路来表示, 如图 2-8 所示。在图 2-8 所示的等效电路中, R_f 表示由预压力引起的振动损耗, R_{load} 代表转矩负载, 旁路电流 I_d 是考虑到电机性能特性因滑动摩擦、预压力、负载、温度等因素变化而受到的影响引入的电流支路。

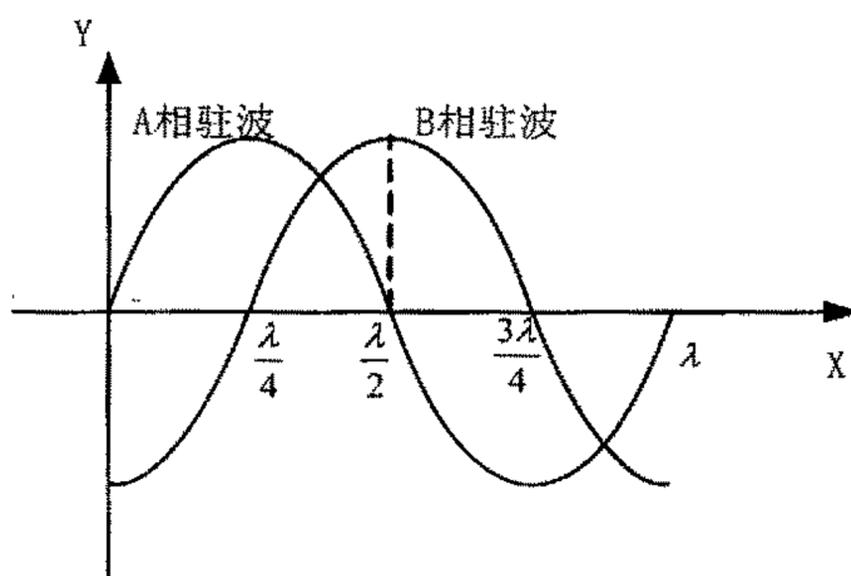


图 2-7 两相驻波间相互影响

将此电流支路进一步细化, 即考虑到预压力和摩擦驱动对电机转速的影响, 引入恒流源 I_f ; 考虑到负载转矩对电机转速的影响, 引入恒流源 I_L , 考虑到温度对电机的机电特性的影响, 将等效电路中电路元件表示为温度的函数, 则最终可以得到电机整体等效电路, 如图 2-9 所示。图 2-9 中, R_f 表示由预压力引起的摩擦损耗, C_f 表示预压力引起的频偏效应, R 、 C 表示电机转子输出功率。

其中, 等效电路参数 R_d 、 C_d 、 R_m 、 C_m 及 L_m 可通过对定子导纳特性的测量获得, 而其他电路元件参数及可变参数的温度系数、受控电流源的比例系数, 需要通过实验结果与模型仿真结果的对比进行不断调整来获得。当确定了一个电机的等效电路参数以后, 就可以用此等效电路代替真实的电机, 用于驱动电路的设计和在运行环境下进行控制方法的仿真研究。

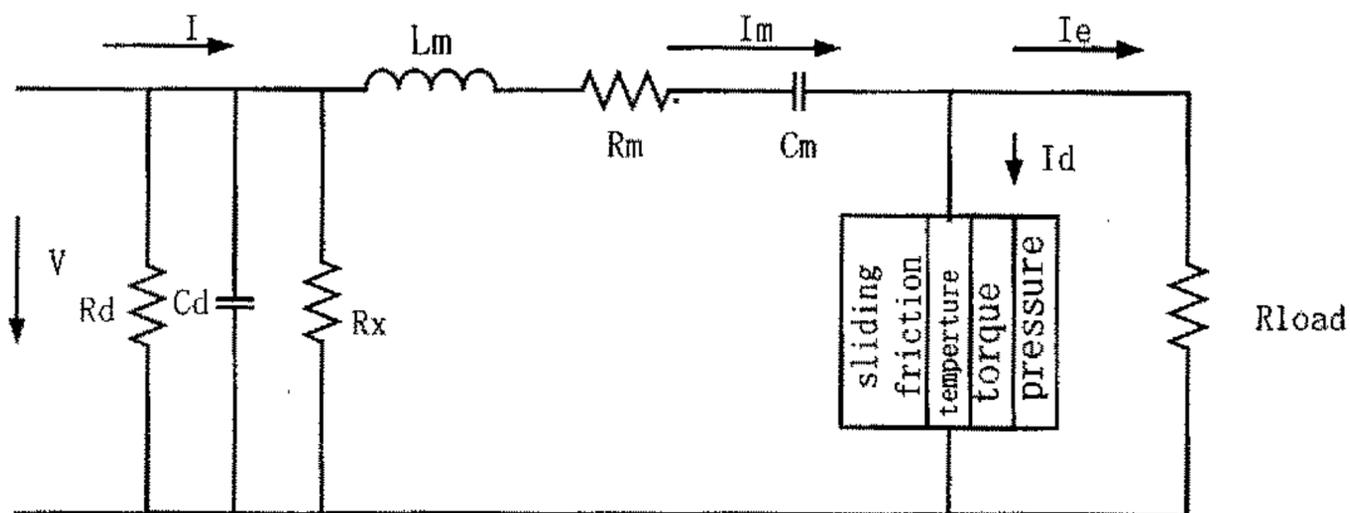


图 2-8 单相环形行波超声波电机简化等效电路

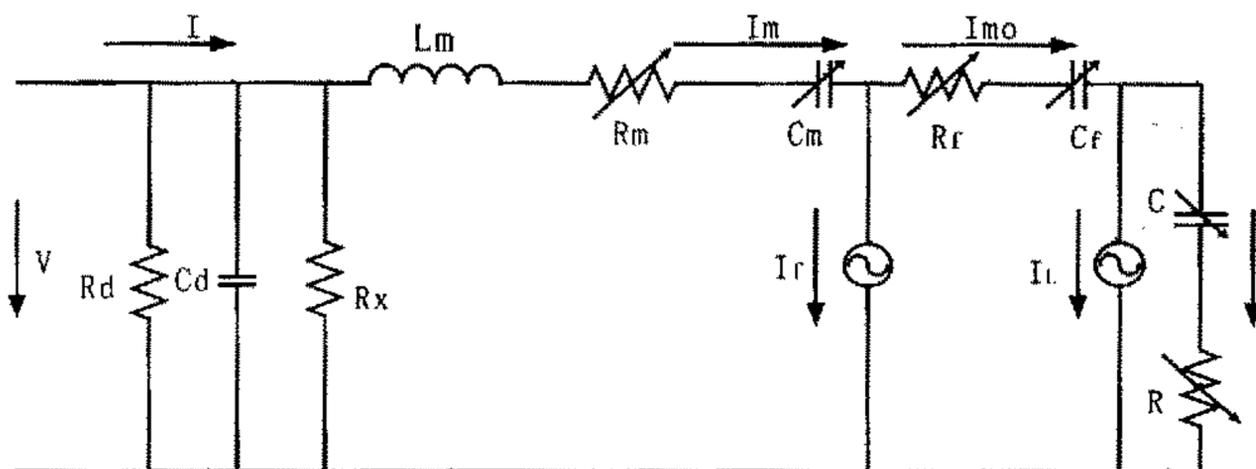


图 2-9 考虑实际影响因素的环形行波超声波电机等效电路

2.2 环形行波超声波电机驱动控制原理

环形行波超声波电机的定子环振动分析可以通过模拟等效复合梁的振动来解析。单相激励下，压电片每个分区所对应的复合梁可作为简支梁来处理，因而求解简支梁的强迫振动响应，可以得到单相驱动时的定子振幅 ξ 为^[3]，

$$\xi = \frac{4\pi Ck_p V_m}{\rho A l^2 \sqrt{4(\Delta\omega)^2 p^2 + \delta^2 p^4 (p - \Delta\omega)^2}} \quad (2-12)$$

其中， ρ 为复合梁的密度， A 为复合梁截面积， l 为半波长， C 为与复合梁材料结构相关的常数， k_p 为对应第 $2n$ 阶谐振频率的频率系数， V_m 为激励电压， $\Delta\omega$ 为激励频率与谐振频率之差， p 为第 $2n$ 阶谐振频率， δ 表示结构耗散的等效转

矩衰减系数。由式(2-12)可得, 环形行波超声波电机定子振动振幅主要受电压 V_m 和激励频率 ω 偏离定子环第 $2n$ 阶谐振频率的偏离量 $\Delta\omega$ 确定。

因而由式(2-6)可求得在一般情况下 x 方向位移 $u(x,t)$, 速度 $v_x(x,t)$ 分别为:

$$u(x,t) = -h \frac{\partial w(x,t)}{\partial x} = -hk\xi [\cos kx \cos(\omega t + \phi) - \sin kx \cos \omega t] \quad (2-13)$$

$$v_x(x,t) = \frac{\partial u(x,t)}{\partial t} = -hk\omega\xi [\sin kx \sin \omega t - \cos kx \sin(\omega t + \phi)] \quad (2-14)$$

在行波振动的波峰点, 由 $\frac{\partial w(x,t)}{\partial x} = 0$ 可求得波峰点处,

$$\cos kx = \frac{\cos \omega t}{\sqrt{\cos^2 \omega t + \cos^2(\omega t + \phi)}} \quad (2-15)$$

$$\sin kx = \frac{\cos(\omega t + \phi)}{\sqrt{\cos^2 \omega t + \cos^2(\omega t + \phi)}} \quad (2-16)$$

这样波峰点的处的速度为:

$$\begin{aligned} v_{x,0} &= -hk\omega\xi \left[\frac{\cos(\omega t + \phi) \sin \omega t}{\sqrt{\cos^2 \omega t + \cos^2(\omega t + \phi)}} - \frac{\cos \omega t \sin(\omega t + \phi)}{\sqrt{\cos^2 \omega t + \cos^2(\omega t + \phi)}} \right] \\ &= \frac{hk\omega\xi \sin \phi}{\sqrt{\cos^2 \omega t + \cos^2(\omega t + \phi)}} \end{aligned} \quad (2-17)$$

由式(2-17)可见, 当电机结构确定时通过调节 A 相和 B 相驻波的幅值 ξ 、相位差 ϕ 及振动频率 ω , 可以控制行波波峰点的速度。

由(2-12)和(2-17)可知, 通过改变环形行波超声波电机两相电激励信号的频率 ω 、电压幅值 V_m 和它们之间相互的相位差 ϕ , 可以控制振动行波的幅值和速度, 从而控制转子的输出转矩和速度, 实现电机控制的目的^[1]。如图 2-10, 2-11, 2-12 所示, 它们分别为不同负载转矩下调频、调压和调相控制时的特性曲线, 测试所用电机为 60 环形行波超声波电机。

2.2.1 调频控制

如图 2-10 所示, 该特性曲线测试条件为: 两相相位差为 90° , 驱动电压为 248V。调频调速为非线性控制, 调速范围可以从零速到最高速。它具有非单调性, 在谐振点的右侧曲线相对分段平滑, 可调节频带宽可作为控制稳定运行区; 谐振点左侧曲线与右侧相反为不稳定运行区^[1]。当电机工作在谐振点附近时, 机电能量转换效率最高, 但当电机负载出现扰动时, 容易造成不稳定运行, 同时谐振点受温度的影响而漂移。通常电机工作点在谐振频率点的右侧, 并与谐振频率有一定的偏差, 但偏差不宜太大, 以免机电能量转换效率过低, 驱动电路中容性电流过大。

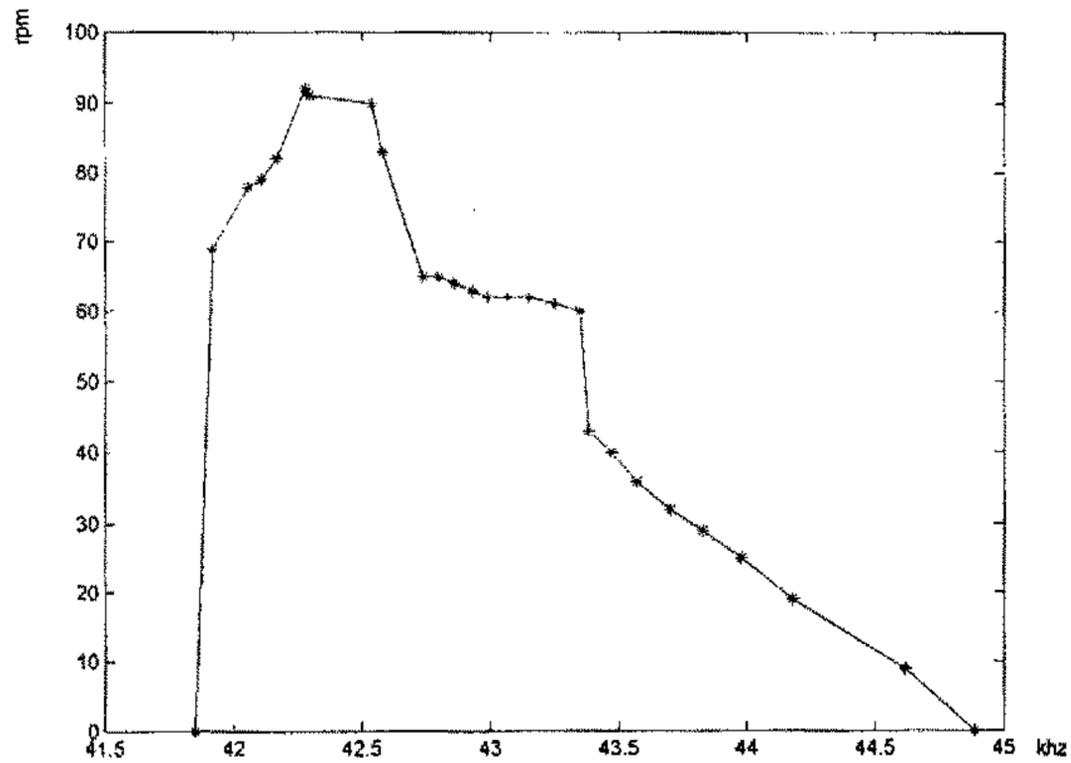


图 2-10 调频控制特性曲线

控制驱动频率来实现超声波电机的调速，调速范围大、响应速度快，但误差较大，且由于温度对电机参数的影响，使得频率特性的重复性变差，引起在指定速度处有抖动。不过，在电机高转速或大转矩输出情况下，必须采用变频调速方式^[12]。

2.2.2 调压控制

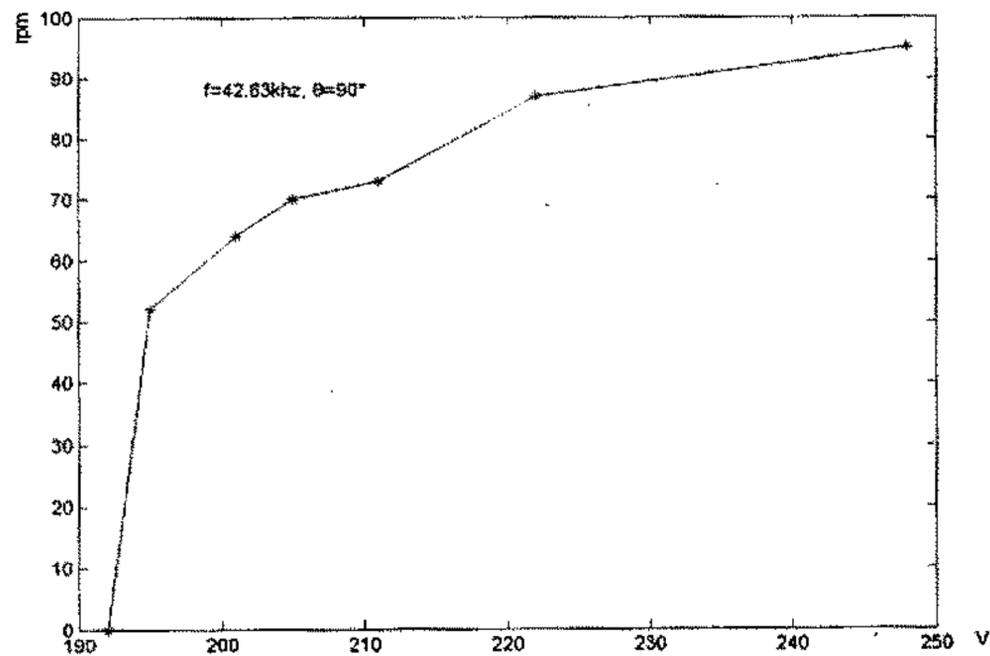


图 2-11 调压控制特性曲线

如图 2-11 所示，该特性曲线测试条件为：两相相位差为 90° ，驱动频率 42.83kHz。当驱动电压小于 190V 时，电机转速接近为 0，当电压大于 230V 时转速进入饱和，曲线具有明显的死区和饱和区。死区的大小与电机的转动部分

静摩擦转矩、外转矩及工作频率有关。但在死区和饱和区之间近似为线性区。调压调速控制在死区和饱和区之间接近线性控制，控制效果比较好，由于死区的存在及其随转矩、工作频率变化而变化，使得调速范围变窄，低速时难以控制。所以一般不宜将电压幅值作为单一的控制变量来实现超声波电机的调速^[11]。

2.2.3 调相控制

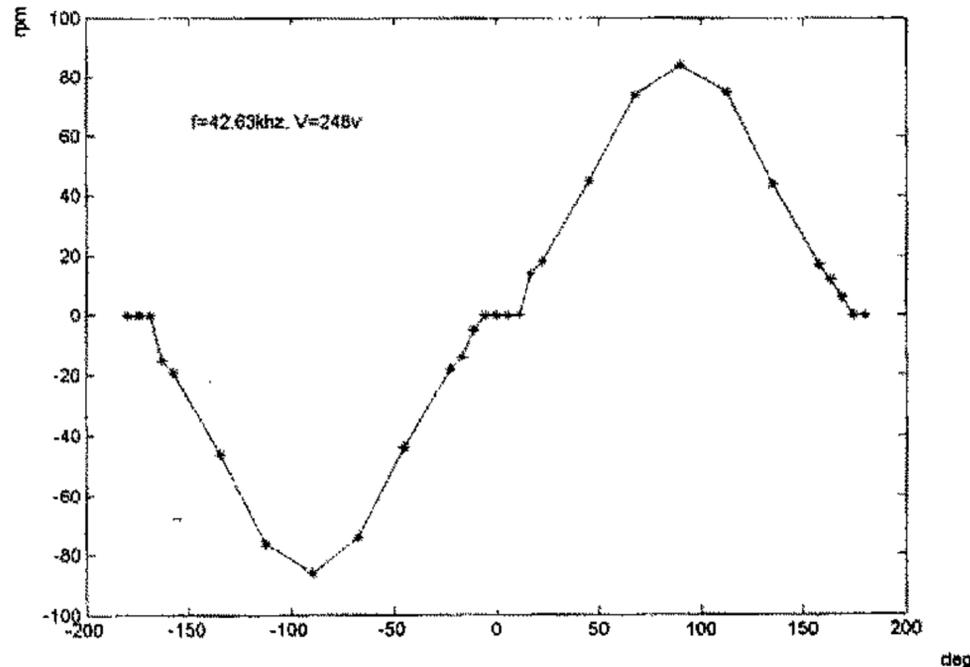


图 2-12 调相控制特性曲线

如图 2-12 所示，该特性曲线测试条件为：驱动电压为 248V，驱动频率 42.63kHz。改变电机两相驱动电压的相位差，实际上就是改变电机定子表面质点椭圆运动的轨迹。调相调速是三种控制手段中最为理想的一种，它的调速范围宽，无死区，在大部分区域转速与相位差的正弦值呈线性关系。只有在相位差接近 0° 或 180° 时，由于定子行波要克服转动部分静摩擦力而出现非线性。调相调速可以方便的使电机反转，这是其它两种控制方法无法达到的。采用相位差调速时，电机能实现平稳的换向，可用于位置伺服系统中的精密定位控制。但其对指定位置响应速度慢。所以改变电压相位差的调速方法应和其它调速方法，如变频调速，结合起来使用，发挥各自的特点，就能更好地满足超声波电机复杂速度特性的要求。

2.2.4 其它控制技术^[13-36]

环形行波超声波电机所具有的三种基本控制方法，它们都是根据公式(2-12)分析，通过改变定子行波振动的状态来控制电机的运行状态的。在此基础上，将三种控制方法相结合和扩展，派生出一些其它的控制技术，以适应不同条件要求。下面介绍几种这样的方法：

1. 正反转脉宽调幅控制，它是通过调整正反转驱动时间占空比调速，其实质是

通过相位差 90° 和 -90° 切换及调压调速来实现的。其特点为转矩恒定调速范围宽近似线性，但有调速效率及音频机械振动问题。

2. 断续驱动控制，它是通过低频断续驱动调速，其特点为转矩恒定调速范围宽近似线性，但有切换噪声和机械振动。
3. 改变电压幅值比控制，它通过改变两相电压的比值从而改变定子行波振幅和椭圆运动的形状，实现电机的不对称运行，达到调速目的，它同调压调速一样有死区。

2.3 本章小结

本章介绍了环形行波超声波电机的结构和运行原理，利用前人对环形行波超声波电机运行机理研究，和对超声波电机数学模型和电学等效模型分析，总结出环形行波超声波电机驱动控制策略和控制原理。为环形行波超声波电机控制系统的设计提供了理论基础。

第三章 环形行波超声波电机控制系统的研究及设计

3.1 环形超声波电机的驱动信号

超声波电机是近几年来快速发展起来的新型机电能量转换装置。现在通常运用 ANSYS 等有限元软件对超声波电机进行的结构分析,但其模态分析和谐响应分析得出的为单一频率下的结果,不考虑谐波分量。而普遍采用的逆变升压驱动电路,其结构简单实用,但驱动信号中含有相当比重的谐波分量。即使利用升压变压器容性电流补偿和滤波,使驱动信号变为正弦波,但因其原理为串并联谐振,当电机温度升高阻抗参数变化时,使得加在电机上的驱动电压的波形和幅值会发生变化。同时,由于超声波电机的部分电学参数不是常量,它们随频率和温度特别是频率的变化而变化,所以当驱动电压含有大量高次谐波时加在电机上的电压的波形和幅值将很难定量的精确描述,往往通过试验在一定误差范围内确定其值。对于高精度闭环控制系统而言,其输入输出量应当具有固定的一一对应关系,显然上述驱动方式存在一定的缺陷。电机控制系统采用正弦线性放大电路驱动方式,并且利用并联谐振时,以上问题可以得到解决。设计线性驱动控制电路,解决效率和波形失真问题是关键。由于该种电路利用的是模拟放大,所以线路比较复杂,成本较高,但应当考虑到超声波电机是一种新型的机电能量转换装置,对它的研究涉及到机械、材料、振动、电子和控制等多个领域。研究人员对其特性的掌握,远不如电磁电机。研制功能比较全面,符合超声波电机控制特性的控制器,可以为超声波电机的深入研究提供必要和有效的手段,进而也为研制更简便、专用的超声波电机控制器提供可靠的保证。

3.2 环形超声波电机控制电路及其特点

3.2.1 概述

超声波电机作为控制元件,由于其内部结构的特殊性,利用精确的理论模型求取传递函数的传统控制方法难度比较大。例如等效电路法,就等效电路而言其参数的确定一直是超声波电机研究的难题。目前,在超声波电机控制方面往往采用人工神经网络算法、模糊控制法等现代控制方法,解决数学建模的难题^[1-4]。但这些控制方法的软件相对复杂,对控制系统的运算性能要求高,一般的单片机难以达到要求。PC机尽管可以胜任,但对于产业化而言可行性不高。随着半导体工艺的发展,新型控制芯片DSP和可编程逻辑器件CPLD的普遍应用,使得研制脱离PC机的高性能的超声波电机控制器成为可能。本系统方案采用了TI的DSP芯片TMS320F240和Xilinx的CPLD芯片XC9572。本电路利用D/A变换得到两相小信号正弦波,经线性功率放大电路进行功率放大后驱动电机。为了达到降低电路功耗的目的,系统采用了电源跟踪技术和并联谐振技术。系统具有自动调频、调相和调压功能。位置速度反馈传感器为光电编码器。

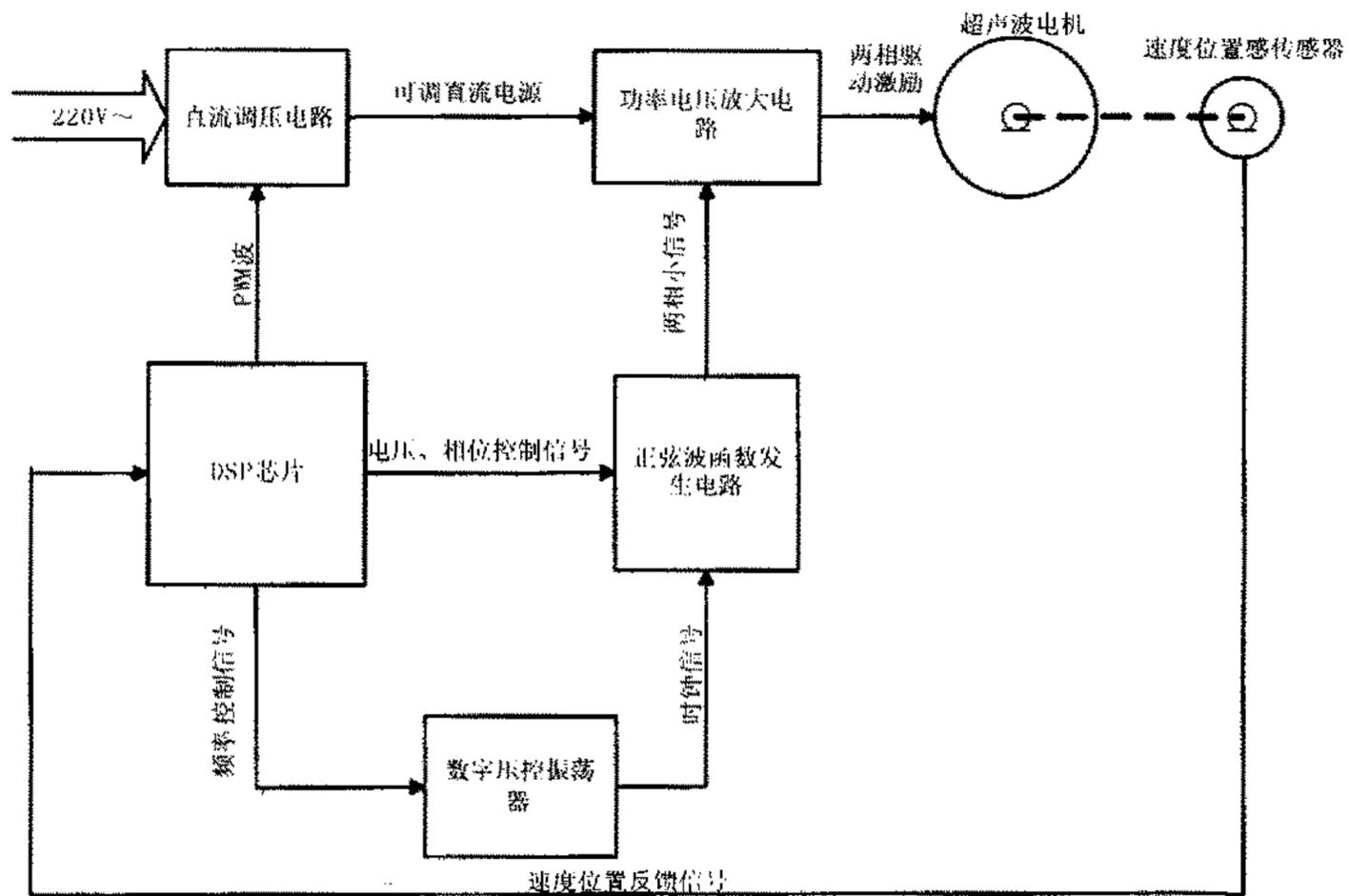


图 3-1 控制系统原理框图

本系统控制部分的核心为 DSP，它通过 D/A 变换回路实现对驱动信号的频率、相位和幅值的改变，从而控制电机的运行状态。考虑到电路的工作效率，本系统的驱动部分则采用电源跟踪技术和并联谐振技术，降低整个控制器的功耗。原理如图 3-1 所示。本控制系统的电路根据所完成的功能不同分为控制和驱动两部分，下面将分别介绍它们的原理和特点。

3.2.2 控制部分电路设计

环形行波超声波电机的驱动电压要求为两相正弦波，为了达到可用多种手段控制的目的，要求两相相位差、幅值和频率可调。并且具有速度位置反馈电路。由于 DSP 是一种计算型微控制器，为了充分利用其强大的计算功能，DSP 在本控制电路中对外只负责发送频率、相位和幅值的控制信号及接受反馈信号，其大部分内部硬件资源用于算法的处理。两相正弦波的生成则利用 CPLD 和 D/A 组成的变换电路来实现。如图 3-2 所示。

3.2.2.1 DSP 芯片特点及应用^[5]

TMS320F240 是德州仪器公司 C24X 系列 DSP 控制器推出的一个标准器件。它是为了满足控制应用而设计的。通过把一个高性能的 DSP 内核和微处理器的片内外围设备集成为一个芯片的方案，F240 成为传统的微控制单元 (MCUs) 和昂贵的多片设计的一种廉价的替代品。每秒 2 千万条指令的处理速度，使 F240DSP 控制器可以提供远远超过传统的 16 位微控制器和微处理器的性能。

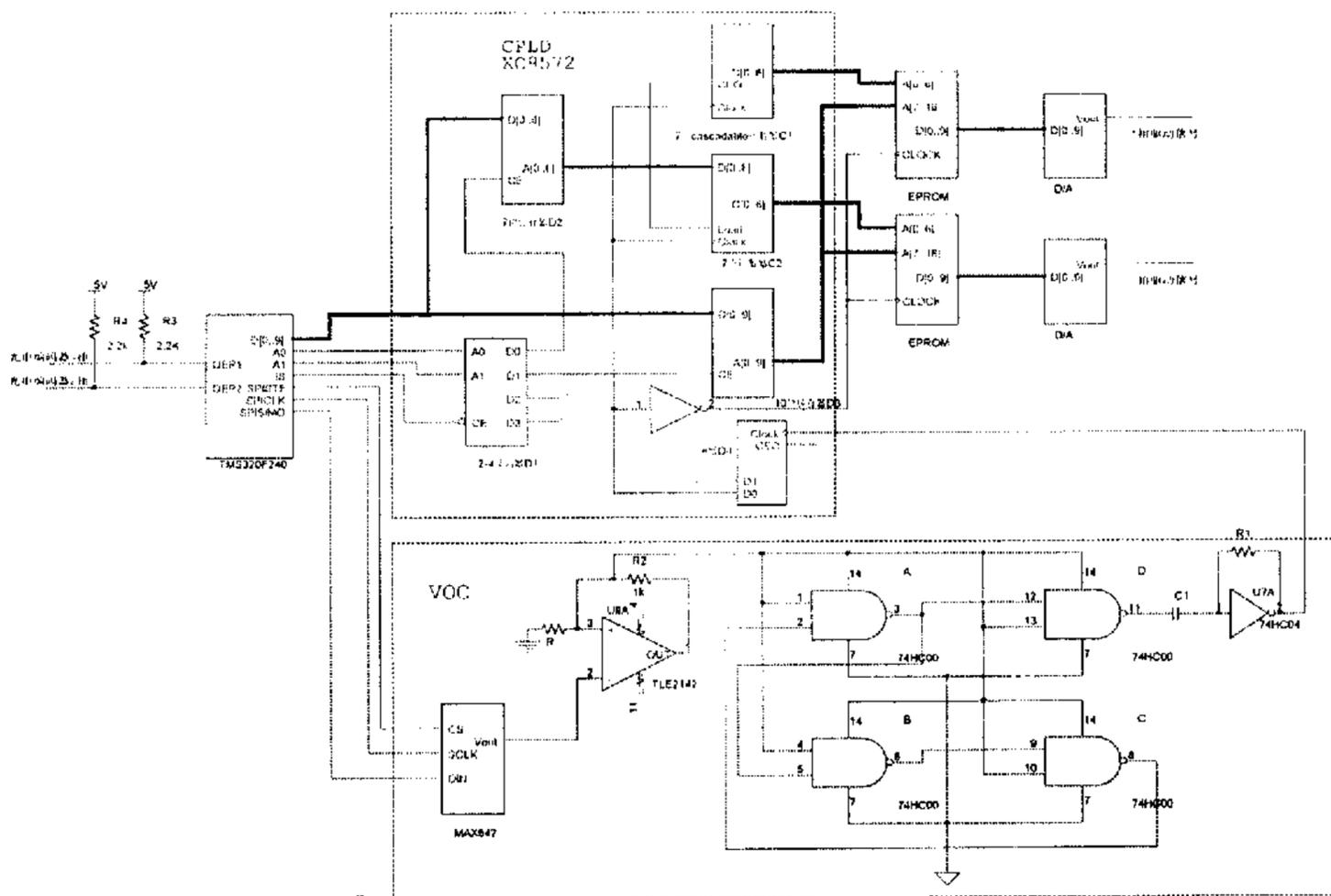


图 3-2 控制器控制部分电路图

F240 器件的 16 位定点 DSP 内核为模拟系统的设计者提供了一个不牺牲系统精度和性能的数字解决方案。实际上，对那些诸如自适应控制、卡尔曼滤波和状态控制等技术，通过使用先进的控制算法，系统的性能反而会得到提高。F240DSP 提供了高可靠性和可编程性。另一方面，模拟控制系统的硬连线解决方案会因老化、器件失效和漂移等因素降低其性能。

高速中央处理单元（CPU）可以使数字系统设计者实时处理算法而不是通过查表近似求解。DSP 控制器的指令系统即包括信号处理指令，也包括通用控制函数。指令系统通过与 F240 器件的外部开发相结合，可以减少开发时间，而且提供像使用传统的 8 位或 16 位微处理器一样的方便性。

F240 有高速信号处理和数字控制功能所必须的体系结构特点，而且它有为电机控制应用提供单片解决方案所必须的外围设备。作为一个系统的管理者，F240 控制器具有强大的片内 I/O 端口与外围通讯。F240 的事件管理器与其他任何 DSP 均不同，这个运用优化的外围设备单元与高性能的 DSP 内核一起，使超声波电机的高精度、高效、全变速控制中使用先进的控制技术成为可能。

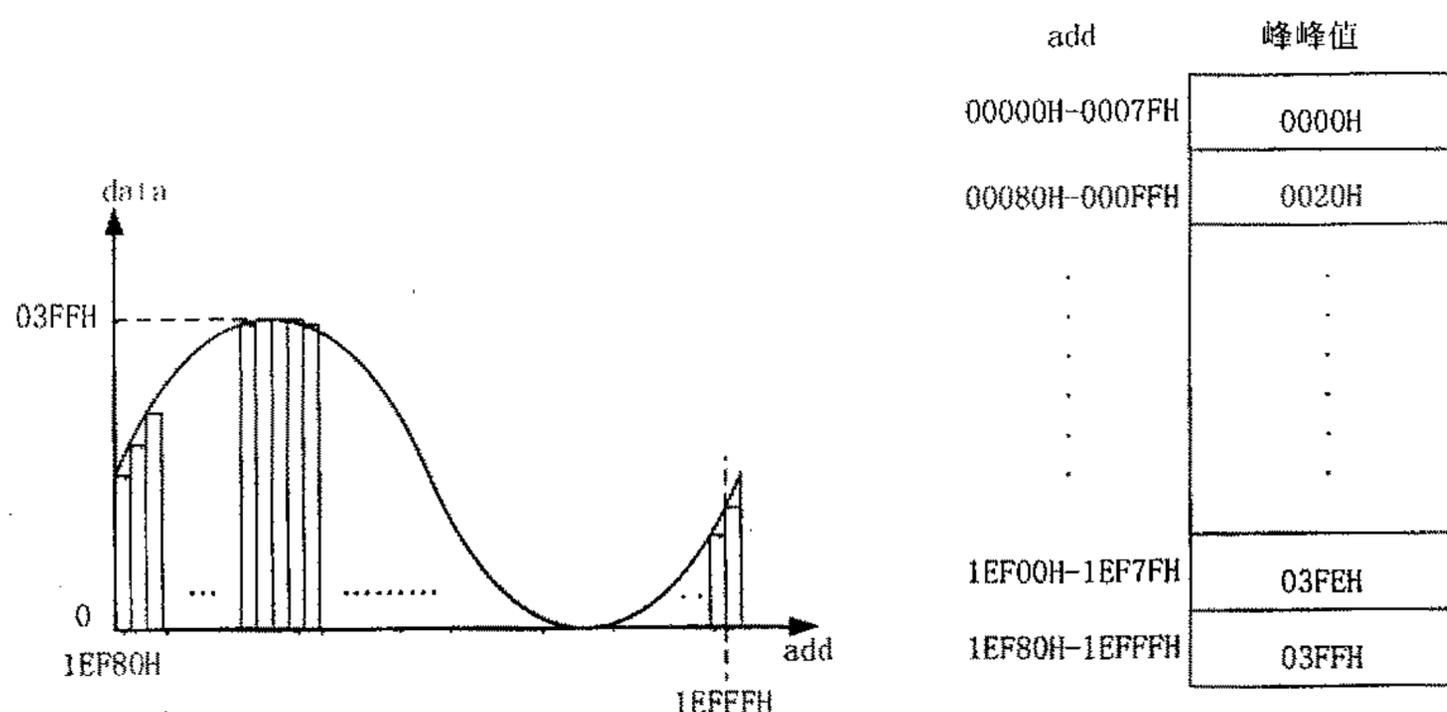
电机的速度位置传感器通常采用光电增量编码器。光电编码器反馈信号为两相正交脉冲信号 A 和 B。当 A 超前于 B 时，电机顺时针方向旋转；反之，则电机逆时针旋转。根据反馈信号的以上特点，可将其脉冲信号四倍频细分，并且通过数字信号形式反映出电机转向。F240 的事件管理器的捕捉单元已将四倍频细分和转向判断电路做在芯片内，通过它的定时器 T2 的计数寄存器和控制寄存器中的计数方向位表示出来。外部电路中，只要把光电编码器的两相信号通过上拉电阻接到 DSP 的相应引脚 QEP1 和 QEP2，就可以完成反馈信号的传输。

在本控制系统中，F240DSP 控制器就是从其事件管理器的捕捉单元接受电

机运行状态反馈信号，利用其 DSP 内核进行算法运算，通过其外设 I/O 端口与 CPLD 所构成的波形发生电路通信，传送相位和幅值的控制信号，通过其三线串口 SPI 传送频率控制信号，完成对超声波电机的控制。

3.2.2.2 二相正弦信号的产生

通过 D/A 变换生成正弦波，其关键要做一张具有不同幅值的正弦波表，每一种幅值的表存放于一块连续的 EPROM 空间内，利用数字计数器连续地做地址循环扫描，经过 D/A 变换可以得到正弦信号，计数器的时钟信号由压控振荡器给出。如图 3-3 所示，正弦波表的排放采用数据页方式，页的大小为 128 个地址单元 (00H~7FH)，每一页存放一种幅值的正弦波编码表，不同的正弦波按峰峰值大小，依次存放于连续的数据页内，当改变所选定的数据页时可调整输出信号的幅值，改变扫描的起始地址时可调整输出信号的相位，改变计数器时钟信号的频率可调整输出信号的频率。



a 峰峰值为03FFH的正弦波编码图

b 数据页形式的正弦波分配表

图 3-3 正弦波表示意图

调压，调相及与 DSP 通讯接口的具体电路，如图 3-4，这部分电路由 10 位锁存器 D3，7 位锁存器 D2，2-4 译码器 D1，7 位 cascable 计数器 C1，7 位计数器 C2，分频器 D4，等数字电路组成，它们由一片 CPLD 集成。由于 CPLD 具有良好的频率特性，工作频率可达 100MHz，由它所构建的接口电路，与 DSP 通讯时不需要插入信号等待周期，这样就大大提高了 DSP 的运行效率，同时多片逻辑电路集成于一片 CPLD 中既减少线路板的尺寸，又提高了线路的可靠性。当技术成熟时，可直接转换为 ASIC (专用集成电路) 芯片，将大幅度降低电路成本。

与 DSP 的通讯接口电路由 2-4 译码器 D1、10 位锁存器 D3 和 7 位锁存器 D2 组成。DSP 芯片 TMS320F240 通过其 IO 空间完成与 CPLD 通讯。电路采用并行通讯方式。10 位锁存器 D3 和 7 位锁存器 D2 的输入信号共同接到 DSP

芯片 IO 空间的数据总线，输出分别接 EPROM 的地址高 10 位和计数器 C2 的初值端，用来调压和调相。2-4 译码器 D1 作为地址译码器，输入接 I/O 空间的地址总线，输出用来分别选通 D2 和 D3，以区分调压控制信号和调相控制信号。电路的调压控制功能由 10 位锁存器 D3 完成。作用为数据页选通信号，D3 的输出接 EPROM 地址的高 10 位。当 DSP 给出调压指令时，D3 可选通 EPROM 中的相应的数据页，使经 D/A 变换后的正弦信号幅值得到调整。

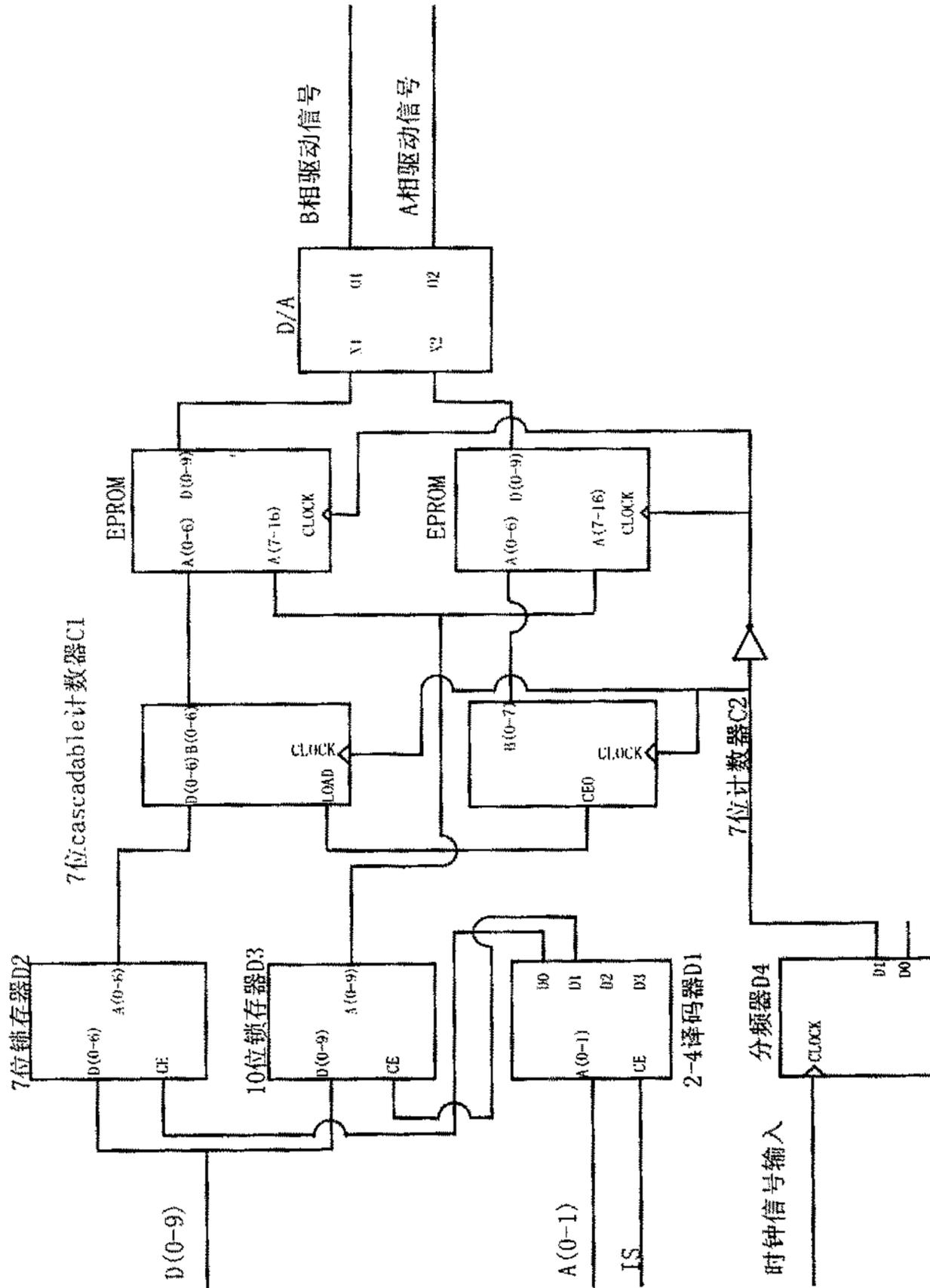


图 3-4 两相正弦信号发生电路

行波形超声波电机的驱动需要两相具有一定相位差的激励信号，这就要求控制器具有两路信号发生功能。为了调相方便，将一相的相位固定（如 A 相），作为基准，调整另一相的相位。由于该电路正弦信号的发生，是通过计数器对 EPROM 中一片数据页内的地址连续地做地址循环扫描产生的，所以电路需要两片计数器和两片 EPROM。7 位 cascable 计数器 C1 和 7 位计数器 C2 分别作用于 A 相信号和 B 相信号的发生。cascable 计数器 C1 的特点是没有置数端，它的计数初值为 0，但当它计数到最大值时输出端 CEO 将产生高电平信号，并在计数器回零时复位。C2 的初值端连接到锁存器 D2 的输出端，置数（Load）端连接到从 C1 的 CEO 端。当 C1 从 0 开始计数时，C2 从 D2 的锁存数开始计数，这样就可以产生两路具有相位差的正弦信号。当 DSP 发出调相指令后，通过锁存器 D2，在一个周期内可改变 B 相的相位。计数器 C1 和 C2 的时钟信号由分频器 C3 给出，C3 的输入由压控振荡器（VOC）提供。

3.2.2.3 基于 HC 器件的数字压控振荡器设计

由于超声波电机对驱动信号的频率变化敏感，要求电路产生的驱动信号的频率在一定范围内要有很好的精密性和平滑性，这就对 CPLD 时钟信号的产生和变化提出了较高要求。

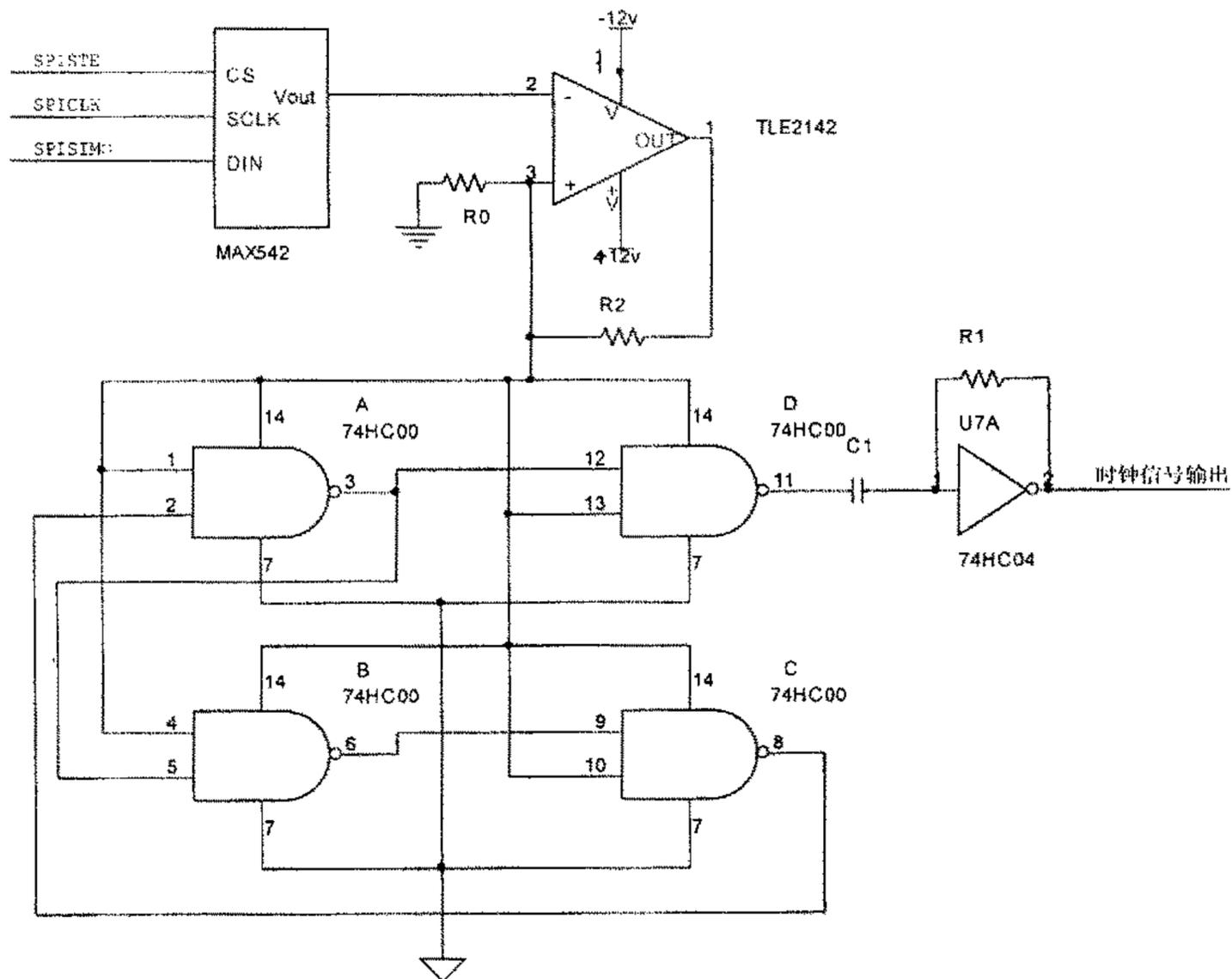


图 3-5 数字压控振荡器电路

本电路使用 MAXIM 的 16 位 D/A 变换器 MAX542 和 TI 的 TLE5402 高精

密运放来构成压控振荡器的电压控制电路。MAX542 的三线串口与 DSP 的 SPI 口相接，接收调频信号。由于 MAX542 芯片的最大输出为 2.5V，同时为了保持芯片输出端的阻抗匹配，其电压输出需要通过运放比例升压，将其输出范围扩大至 0V~5V。TLE2142 运放输出电压作为压控振荡器的控制电压 V_c 。

压控振荡器则利用 HCOMS 集成电路器件的阻容参数特性，通过 74HC00 和 74HC04 来组成，其中电阻 R1 和 C1 选取确定了该压控振荡电路的中心振荡频率，如图 3-5 所示，其压控振荡器的频率输出为^[6]：

$$f \approx 5.8 \times V_c \text{ (MHz)} \quad (1.5V \leq V_c \leq 4.5V) \quad (3-1)$$

频率与控制电压近似线性关系。当 DSP 通过 SPI 口控制 D/A 芯片 MAX542 调整压控振荡器的端电压时，即产生了可变的频率输出信号，该信号经过分频器分频后成为计数器的时钟脉冲，这样可以控制部分就可以输出两相频率为 20KHz~60KHz 的正弦信号。

由于 MAX542 D/A 转换芯片具有 16 位精度，所以在 1.5v~4.5v 范围内均匀分布了大约 4 千个电压点。因此通过该压控振荡器，电机控制系统可在 20KHz~60KHz 的频率范围内平滑、线性的调整频率，并且调节的精度不超过 1.5Hz。

3.2.3 驱动部分电路设计^[7]

由于本系统的驱动部分设计核心思想为线性驱动，所以信号的功率放大电路为推挽电路。为了达到控制器所要求的性能，提高控制器工作效率，设计时要求驱动电路保证驱动信号的失真度小，同时功率管的管耗要小。

首先以 NPN 型三极管为例的分析其特性，如图 3-6 所示，三极管的工作状态是由基极输入电流 I_b 和集电极与发射极间的压降 V_{ce} 决定的，其中 I_b 的大小取决于基极与发射极间的压降 V_{be} ， V_{ce} 的值是三极管所加电源电压和发射极电压之差。作为线性放大使用的三极管其工作时处于输出特性的放大区，该工作条件就是 $V_{be} > 0.7v$ 、 $V_{ce} > 2.5v$ 。PNP 型三极管与之相似。

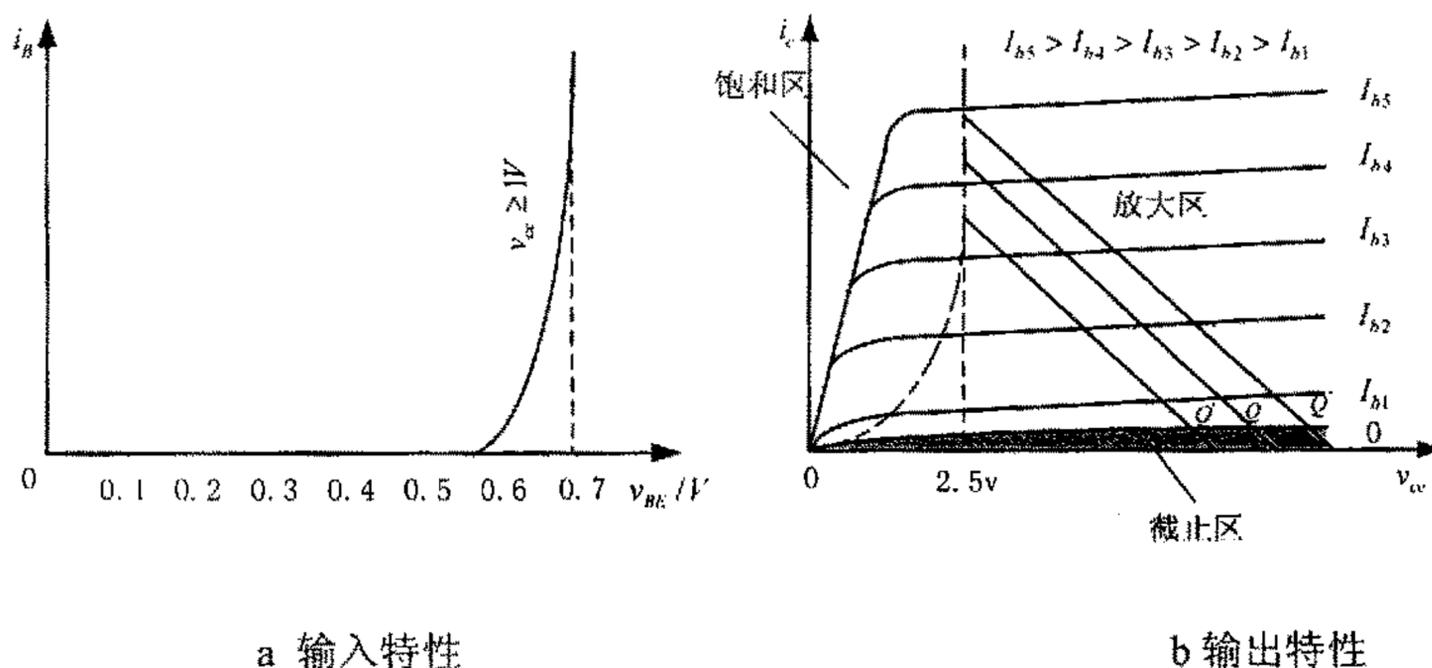


图 3-6 NPN 型硅三极管特性曲线

功率放大电路通常采用推挽式的互补对称电路，图 3-7 为基本互补对称电

路。在正常工作时，由于三极管 Q1 和 Q2 的物理特性相近，该电路的静态工作点在 0v，当输入信号在 -0.7v~+0.7v 时，电路将工作在截止区，无输出，出现交越失真，如图 3-8a 所示。随着输入电压的增高，当 V_{ce} 小于 2.5v 时三极管进入饱和区，输出波形呈现平顶状，出现饱和失真，如图 3-8b 所示。

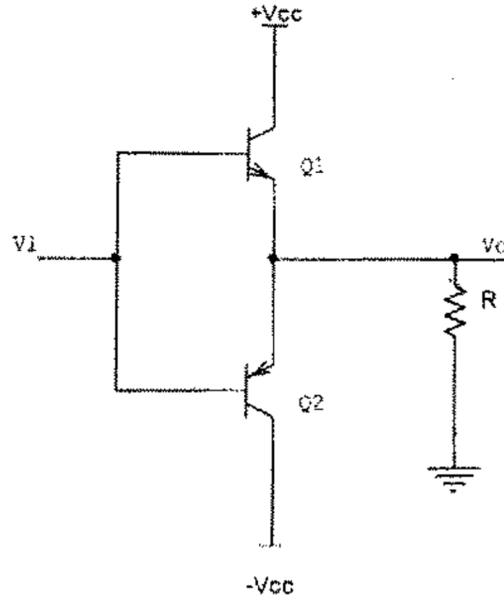


图 3-7 基本互补对称电路

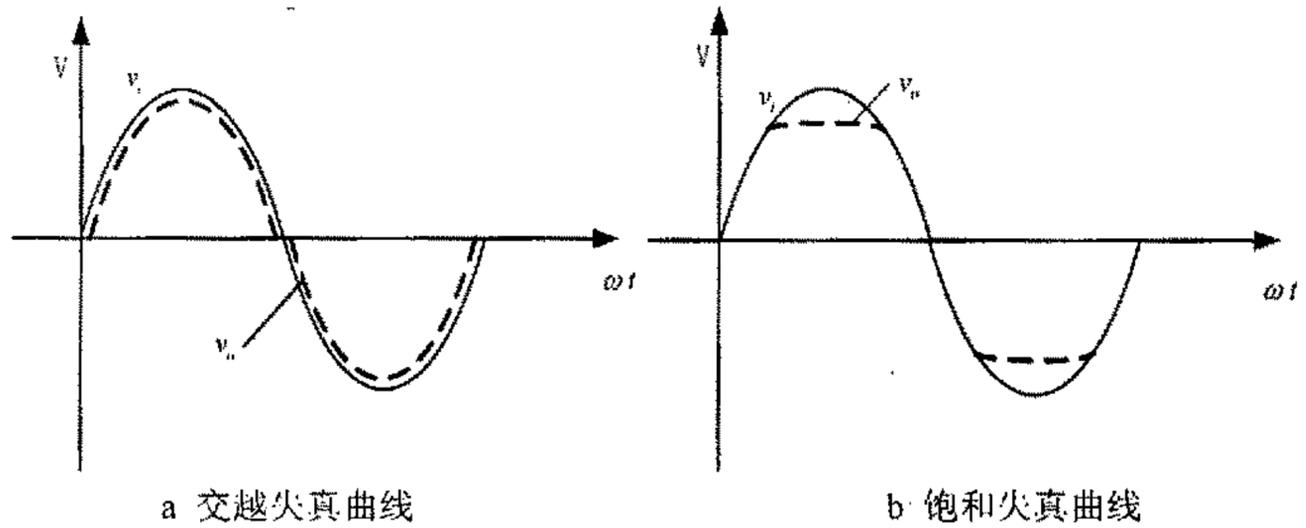


图 3-8 输出失真曲线

功率放大电路的功率主要分为输出功率和管耗两部分。当输入信号为正弦波，负载为纯电阻 R_L 时，设直流电源电压为 V_{cc} 输出电压 $v_o = V_{om} \sin \omega t$ ，则

$$V_{ce} = V_{cc} - V_o \quad (3-2)$$

输出功率 P_o 为：

$$P_o = V_o I_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{om}}{\sqrt{2} R_L} = \frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L} \quad (3-3)$$

单管管耗 P_{T1} 为：

$$\begin{aligned}
P_{T1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (V_{cc} - v_o) \frac{v_o}{R_L} d(\omega t) \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [(V_{cc} - V_{om} \sin \omega t) \frac{V_{om} \sin \omega t}{R_L} d(\omega t)] \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [\frac{V_{cc} V_{om}}{R_L} \sin \omega t - \frac{V_{om}^2}{R_L} \sin^2 \omega t] d(\omega t) \\
&= \frac{1}{R_L} (\frac{V_{cc} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4}) \quad (3-4)
\end{aligned}$$

两管的总损耗为：

$$\begin{aligned}
P_T &= 2P_{T1} \\
&= \frac{2}{R_L} (\frac{V_{cc} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4}) \quad (3-5)
\end{aligned}$$

效率为：

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{P_0}{P_0 + P_T} \\
&= \frac{\frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_{om}^2}{R_L} + \frac{2}{R_L} (\frac{V_{cc} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4})} \\
&= \frac{\pi V_{om}}{4V_{cc}} \quad (3-6)
\end{aligned}$$

由式(3-6)可知当负载和驱动电压信号一定时，电路的效率与直流电源的电压成反比。再根据式(3-2)可得电路的效率随 V_{cc} 减小而增加。

3.2.3.1 基于电源跟踪技术的功率放大电路设计

如图 3-9 所示，该图为一相功率放大电路，电路功率放大部分由功率管 Q1 和 Q2 组成的对管构成，提供驱动信号的功率输出，Q1 为 NPN 管，Q2 为 PNP 管。由于线性放大电路的特点，电路设计要尽量减小输出信号失真，在线性放大电路中功率三极管应工作于线性放大区，即要减少交越失真，又要防止饱和失真。电路中硅二极管 D2、D3 串联使用，并联于对管 Q1、Q2 的集电极之间，它们提供了克服互补对称放大电路中交越失真所需的 1.4V 正向电压。要克服饱和失真，则要求施加于三极管集电极与发射极间的电压 V_{ce} 应保持大于一定的值。以 Q1 管为例，经试验当 V_{ce} 大于 2.5V 时，即可使驱动信号的失真度保持在一定的范围内。

另一方面，电路的损耗主要取决于功率三极管的管耗大小。三极管管耗与 V_{ce} 及负载有关，当 V_{ce} 增加时管耗加大，在负载一定的情况下，当 V_{ce} 维持在

2.5V 时,既可以使输出信号波形限制在一定的失真范围内,又可以得到较高的电路工作效率。作为超声波电机的控制驱动电路,调压是其实施控制策略的一项重要手段,功率放大电路的输入信号幅值发生改变时,如果功率放大电路的电源电压不变,则 V_{ce} 改变。当输入信号幅值增加时,导致当峰值电压经过功率管时 V_{ce} 小于 2.5V,信号可能出现较大的饱和失真;当输入信号幅值减小时, V_{ce} 增加,管耗变大,电路工作效率下降。以上分析针对 NPN 管而言,PNP 管的 V_{ce} 则应为 -2.5V。

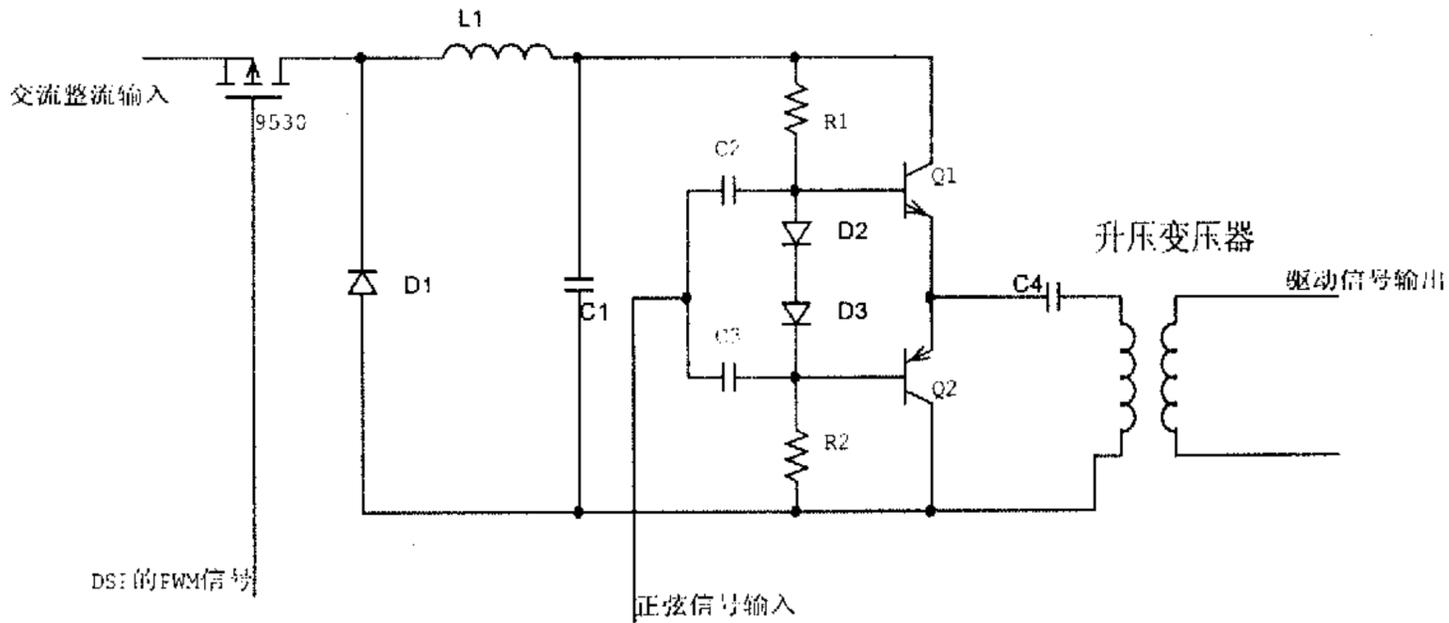


图 3-9 控制器驱动部分电路图

为了解决以上矛盾和简化电路,本系统中驱动电路采用了电源峰峰值跟踪技术:利用开关电源的 Buck 变换原理,根据功率放大电路当功率放大电路输入信号的幅值改变时,通过 DSP 产生的 PWM 信号调整功放电路电源的幅值,使电源电压跟随驱动电路输入信号的峰峰值的变化而变化,保证在信号的峰值点时 NPN 管的 V_{ce} 为 2.5V,PNP 管的 V_{ce} 为 -2.5V,这样即保证了信号的失真度又降低了功率管的管耗提高电路的效率。如图 3-9 所示,开关电路所使用的开关管为 P 型 VDMOS 管 IRF9530,其源极接 48V 直流电源,栅极接受 DSP 发出的 PWM 开关信号,漏极作为 PWM 波输出端。PWM 波经过电感 L1 和肖特基二极管的续流和滤波,再经电解电容 C1 滤波、稳压成为可控直流电压。该电压连接至 Q1 的发射极,成为功放电路的电源。当控制系统需要调压控制时,DSP 发出调压指令,功率放大电路的正弦输入信号幅值随之发生变化。这时 DSP 可根据发出的调压指令确定功率放大电路所需的电源电压值及与之相对应的 PWM 波的占空比,并调整 PWM 波控制信号。这样,开关电路就可根据功放电路输入正弦信号的幅值调整其电源电压,使驱动电路达到最佳效果。

3.2.3.2 阻抗匹配变压器设计^[8]

减小功率管管耗,提高电路工作效率的另一手段是改变驱动电路的负载特性,利用升压变压器的激磁电流进行容性电流补偿。由于超声波电机为容性负载,如果没有电流补偿,则电路回路中含有很大比重的容性电流,当它流过功放电路时加大了三极管的管耗。本系统利用并联谐振原理,进行电流补偿,使

之接近纯阻性负载。制作一般高频变压器时,采用铁氧体磁芯材料,它的导磁率高,这样的变压器激磁电流小。但在超声波电机驱动电路中则要利用变压器较大的激磁电流抵消电机的容性电流,达到并联谐振。经过试验,电路中可采用铁粉磁芯材料绕制的变压器。铁粉磁芯材料的导磁率低,饱和点高,用它绕制的变压器可提供与电机并联谐振时所需的激磁电流,同时也保证了变压器输入和输出电压幅值的恒定,不随电机温度升高参数变化而变化,从而使得控制信号与驱动信号有固定的一一对应关系。

在系统设计调试过程中,使用了两种材料的磁芯,一种为铁氧体磁芯 EI28,另一种为铁粉磁芯 KST157-33,变比均为 1:10,对新生公司的环形行波超声波电机 USR30 进行驱动比较试验,如表 3-1 所示,当采用铁粉磁芯材料后驱动电流为铁氧体材料的 25%。结果表明利用变压器自身的激磁电流,改变控制系统的负载特性,可大幅度提高系统的工作效率。

表 3-1 使用不同磁芯材料电路驱动电流比较

磁 芯	频率 kHz	相位差 [°]	原边电压 (有效值) V	转速 r/min	电流 A
EI28	52.4	90	9	105	1.6
KST157-33	52.4	90	9	103	0.4

3.3 环形行波超声波电机控制系统的实现

实现对电机的点位控制,可以验证该控制系统的基本功能。电机采用日本新生公司的 USR30 环形行波超声波电机。位置传感器为电机自带的光电编码器,其精度为每圈 500 光栅格,经四倍频细分后,电机旋转一圈可均匀产生 2000 个计数脉冲,位置精度可到 0.18° 。

3.3.1 环形行波超声波电机位置控制软件的编程

由于本控制系统采用 TI 的 DSP 芯片 TMS320F240,控制软件使用针对该芯片的汇编语言,编译和调试平台为 CC2000。如图 3-10 所示,在程序中利用 DSP 的 T2 定时器作为光电编码器两相正交信号的计数器,设置计数值 2000 作为 T2 定时器的周期值,以确定转过一整周所需的脉冲个数,同时根据需要确定 T2 的比较寄存器的数值,以确定电机所需停止的最终位置。如果确定电机要转 1 周半,则设置比较寄存器的数值为 1000,设置周数寄存器为 1。在程序运行中,每当 T2 的周期中断一次,电机转过一周,周数寄存器加 1。当 T2 的比较中断发生时,程序判断所转周数是否已达预定值,当未到预定值时程序将保持电机的运行;到预定值时,程序发送电压控制信号,使驱动电压为 0V,电机停转。

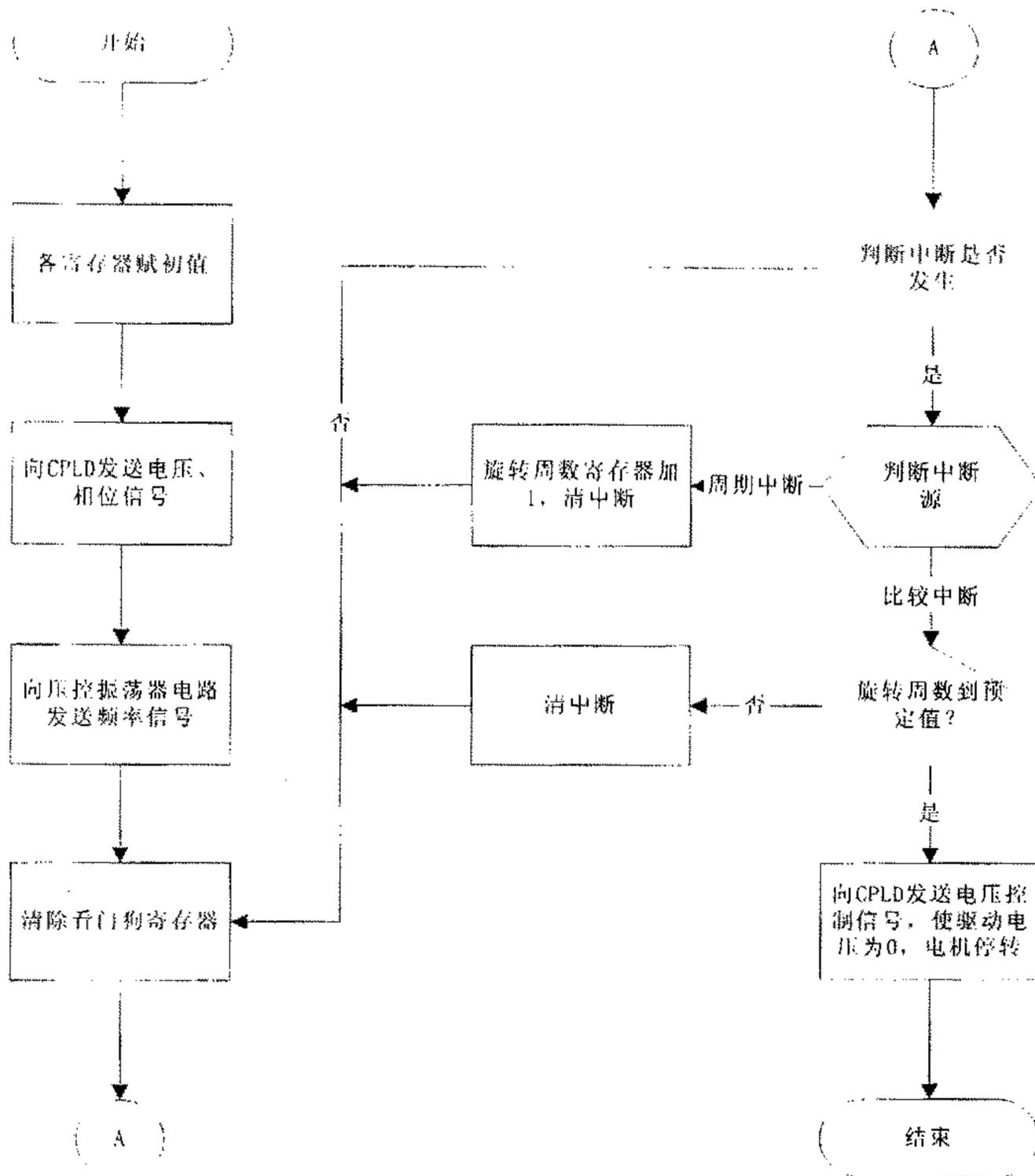


图 3-10 程序流程图

3.3.2 环形行波超声波电机位置控制测试结果及分析

图 3-11、12、13、14 分别为，电机在驱动信号频率为 52.4KHz，有效值为 90V，相位差为 90°，电机空载时，转动一整周时电机启动和停机特性曲线，位置控制和停机过程曲线。由图可见电机启动时在 2ms 内即进入稳态，停止时停机时间不超过 0.3ms，而位置误差小于 0.18°。

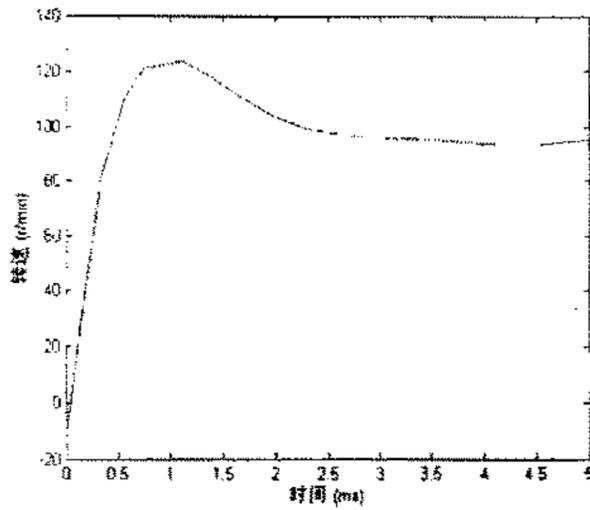


图 3-11 启动特性曲线

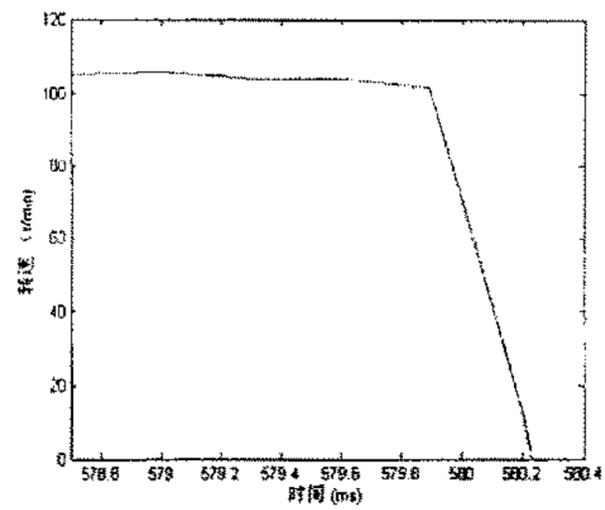


图 3-12 停机特性曲线

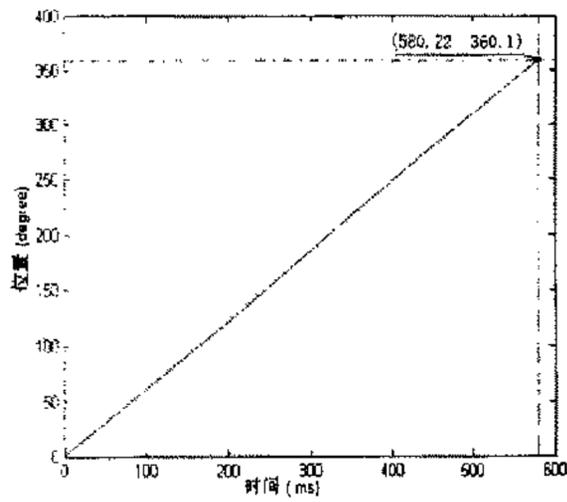


图 3-13 控制过程曲线

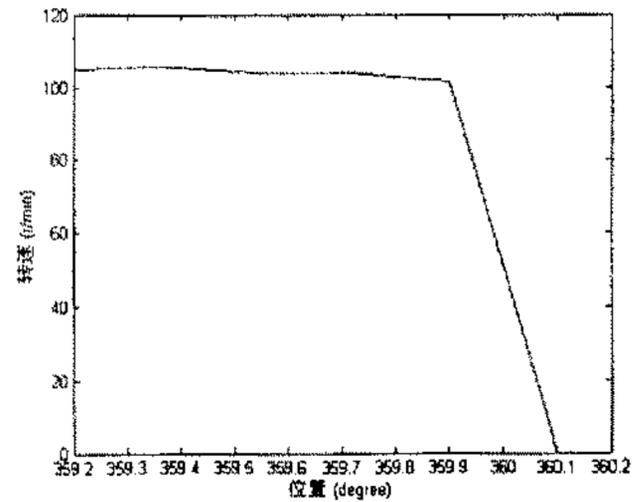


图 3-14 停机过程曲线

这个结果充分显示了环形行波超声波电机所具有的良好机械动态特性。在电机启动时，电机的结构发生微观变化，这种变化引起电机参数的改变。转速在启动时表现出过冲，这一特性可以降低电机的启动时间。在电机制动时，定转子间的摩擦力对转子而言由驱动力变为制动力，这个制动力对转子惯量而言是非常大的，所以环形行波超声波电机在制动时显示出了电磁电机与其无可比拟的响应特性。

3.4 本章小结

本章介绍了根据第二章分析和总结所得结论，而设计的环形行波超声波电机控制系统的各个组成部分原理，和系统中使用的主要元器件特点。详述了系统中关键电路的设计和制作。介绍了利用该系统实现的环形行波超声波电机点

位控制的控制思想和试验结果。在课题研究中，通过本章所介绍的设计，实现了样机的制作。

第四章 三自由度超声波电机及控制技术的研究

4.1 三自由度超声波电机及其驱动技术

目前,对于传统的驱动电机而言,要实现多自由度运动,一般是对每一个自由度都提供一个电机,通过对多个单自由度电机作复杂的机械连接来实现,而且提供电机数与所要求的自由度数必须相等。因此这个系统往往结构复杂、笨重、动静刚度低、造价昂贵,齿轮变速机构中存在着间隙、摩擦、弹性变形,很难保证有高的运动精度和定位精度,往往不能满足机器人向高速、高精度、大承载和轻量化发展的要求。多自由度球形压电超声波电机不仅具备了超声波电机一系列的优点,而且具有诱人的应用前景,它可用于机器人的关节部位,也可用于摄像的监视器,这样可以使摄像机象人类眼球那样把周围各个角度的画面尽收眼底。

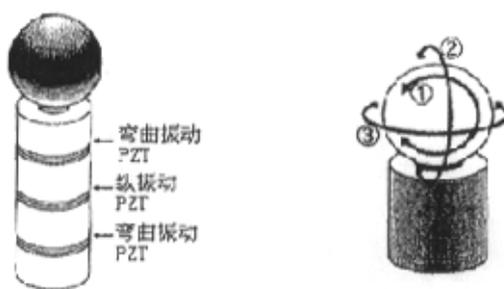


图 4-1 三自由度球形超声波电机



图 4-2a 弯曲振动

20.6KHz

图 4-2b 弯曲振动

20.6KHz

图 4-2c 纵向振动

20.3KHz

图 4-2 圆柱定子的三个工作振型

三自由度超声波电机如图 4-1 所示^[2]。定子采用兰杰文形式,即螺杆把金属

弹性体和三组六片压电陶瓷元件及电极片接在一起。定子的这种设计使得压电陶瓷不需粘结，激振效率高，工艺简单，且定子直径越小，弯曲摇摆振幅越大。三自由度超声波电机运行时利用定子的三种压电共振模态（两个正交的弯曲摇摆振动和一个纵向振动，图 4-2 所示）两两分别叠加、合成，在定子端面可形成表面质点的椭球运动即三自由度椭圆运动，通过摩擦驱动球转子分别绕三个轴进行旋转。因此，可利用三组陶瓷不同的分区极化和配置形式，分别激励三种振动模态。压电陶瓷元件利用纵向效应来激励电机定子的振动模态，所使用的压电陶瓷为环状，纵振动压电陶瓷为均匀厚度方向极化，弯曲振动压电陶瓷电极分割为两部分，并且相互反相极化，六片压电陶瓷按极性相反两两叠合成一组。为了激励两个正交的弯曲振动模态，两组弯曲振动陶瓷环需互相错开 90° 。图 4-3 为所研制的三自由度超声电机整机照片。

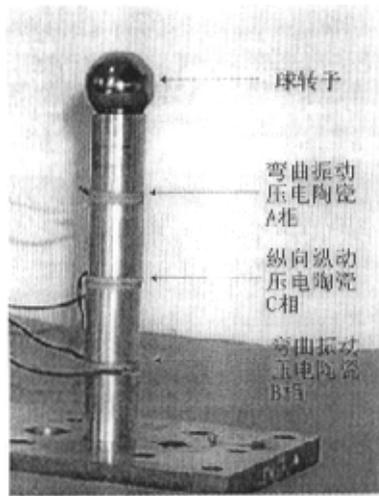


图 4-3 三自由度超声波电机整机照片

球转子三自由度超声波电机正是利用上述三种振动模态中的任意两种模态进行叠加合成，在定子顶部分别形成三自由度椭圆运动，从而通过摩擦驱动球转子分别绕三轴运转^[3]。球转子三自由度超声波电机运动机理的分析如下：

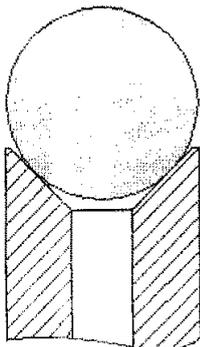


图 4-4 定子端部的锥角设计

如图 4-4 所示，在定子端面上建立直角坐标系，在用几何分析法分析三自由度超声电机原理时，可假定：

- ① 定子直径与长度相比非常小，可认为定子顶部在弯曲振动时不发生形变，为说明问题，可忽略弯曲振动引起的纵向变形，
- ② 纵向振动时可忽略泊松比，即定子的纵向变形所引起的横向变形很小，
- ③ 压电陶瓷元件的激励使定子产生的振动是微小振动，满足线性叠加原理。

定子顶部的圆形平面建立坐标系 $OXYZ$ ， O 为圆心， Z 轴为未变形的中性轴；在定子顶部的圆形平面上半径为 R

的圆周上任取一点 M, X 轴对应 A 相陶瓷激励产生的振动, Y 轴对应 B 相振动, Z 轴对应 C 相振动。

若对 A 组陶瓷元件、B 组陶瓷元件和 C 组陶瓷元件分别加高频交流电信号 V_A 、 V_B 、 V_C 对定子进行激励, 其中:

$$\begin{aligned} V_A &= V \cos \omega t \\ V_B &= V \cos(\omega t + \alpha) \\ V_C &= V \cos(\omega t + \beta) \end{aligned} \quad (4-1)$$

其中 V 为激励电压, ω 为频率, t 为时间。

由以上假设可得 M 点在三轴方向的振动位移为:

$$\begin{aligned} x &= w_0 \cos(\omega t + \gamma) \\ y &= w_0 \cos(\omega t + \alpha) \\ z &= w_1 \cos(\omega t + \beta) \end{aligned} \quad (4-2)$$

其中: w_0 为振动时点 M 产生的最大弯曲挠度; w_1 为 M 点在 Z 轴方向产生最大振幅。由于激励弯曲振动的两组陶瓷片在圆柱定子中处于对称位置, 因而其在同等输入和约束条件下产生的振幅大小相同。如图 4-2 所示, γ 、 α 和 β 与其振动波的传递路径即其传播媒质有关。

若 $z=0$, $(\alpha - \gamma) = \pm 90^\circ$, 则 A、B 两相陶瓷同时激励后 M 点合成的运动轨迹方程为

$$\frac{x^2}{w_0^2} + \frac{y^2}{w_1^2} = 1 \quad (4-3)$$

由于定子上椭圆运动的顶点与球转子相接触, 使得转子产生一致的切向摩擦力, 从而驱动转子绕 z 轴方向转动, 转动方向与 α 角的相位相关。实际上, 由于定子在两相空间和时间上互错 90° 压电陶瓷激励作用下产生摇头运动, 使定子的顶部端面产生一个很小的倾角, 而球转子仅与定子振动的顶部相接触, 通过点接触来产生切向摩擦力。同样, 当 $x=0$, 由 B 相、C 相陶瓷激励, 且 $(\beta - \alpha) = \pm 90^\circ$ 时, M 点的运动轨迹方程为

$$\frac{y^2}{w_0^2} + \frac{z^2}{w_1^2} = 1 \quad (4-4)$$

为一椭圆运动, 此时球转子绕 x 轴转动, 转动方向与 $\beta - \alpha$ 角的相位差相关。类似, 当 $y=0$, 由 A 相、C 相激励, 且 $(\beta - \gamma) = \pm 90^\circ$ 时, M 点转动方程为

$$\frac{x^2}{w_0^2} + \frac{z^2}{w_1^2} = 1 \quad (4-5)$$

球转子绕 Y 轴转动。

上述三相椭圆运动方程即为单定子三自由度球形压电超声电机的运动机理。根据以上分析可知, 当改变 A、B、C 三组陶瓷元件的高频交流电信号 V_A 、 V_B 、 V_C 频率、幅值、相位差时即可改变定子表面 M 点的运动方程, 从而改变球转子的运动轨迹。由以上运动机理的分析引申可知: 一方面, C 组压电陶瓷发电机的纵振动, 而 A、B 两组所激发的为弯曲振动, 它们的模态不同, 因而 C 组压电陶瓷发电电信号同 A、B 两组压电陶瓷的电信号在幅值上应有所差别; 另一方面, 以上分析是建立在三种振动模态中的任意两种模态进行叠加合成的基础上, 经试验证明当三种振动模态一同叠加合成时 M 点的振动将使球转

子的运动轨迹不再绕某一个固定坐标轴转动，其转动轴为与它们激励信号的频率、幅值、相位差相关的三维坐标系中一条过原点的直线。这些现象的进一步理论分析和数学证明是从事超声波电机的科研人员在今后的研究中的深入点^[17]。

4.2 三自由度超声波电机控制器的设计

4.2.1 概述

三自由度超声波电机是一种利用新原理、新结构设计新型超声波电机。目前它的研究还处于实验室阶段，有许多理论和实际问题需要解决。在电机发展的现阶段，作为控制系统，三自由度超声波电机控制器应当为电机的应用研究提供一个功能广泛的硬件平台。

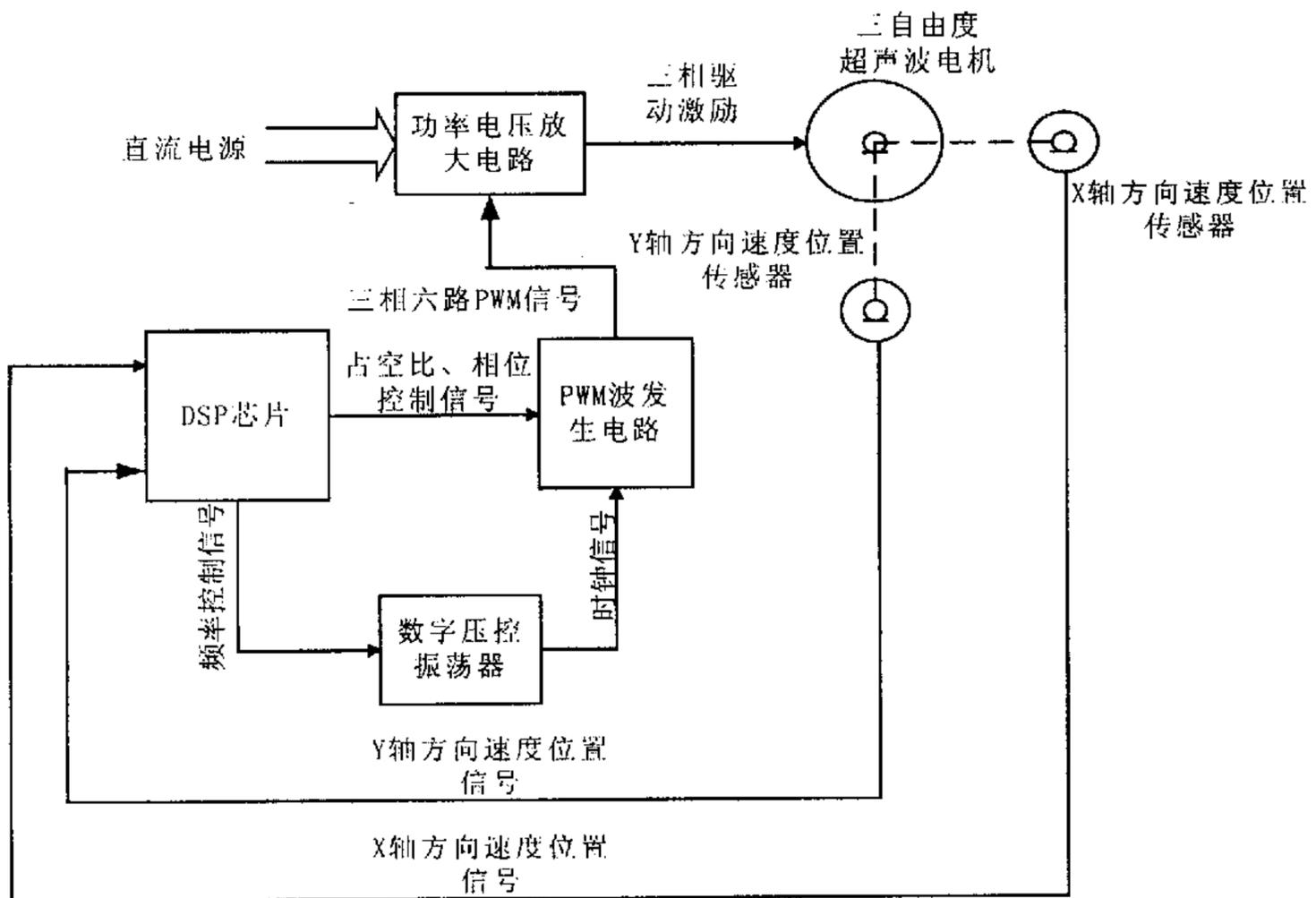


图 4-5 控制器原理框图

控制器原理如图 4-5 所示，由于三自由度超声波电机的转子为圆球体，当球体转动时，球面上一点的运动轨迹方程将受到球面方程的约束，所以在一定的实验条件下，控制系统只要获取两个正交方向的速度位置信号就可以确定该点的坐标从而计算出其轨迹方程。系统工作时，控制器所接受的反馈为球体的 X 轴运动方向和 Y 轴运动方向的正交光电编码器信号。控制系统根据获取的信号判断球体表面点的位置和运行速度，进而计算出其运行轨迹，此时系统可通过由 CPLD 和 LTC1799 等芯片组成的 PWM 波发生电路和数字压控振荡器来改变电机电激励信号的频率、占空比、相位差等特性，最终控制球体按照预定

轨迹运行，其中控制调节信号的占空比实现调节电激励信号的基波电压。为了简化电路，控制器的激励信号的产生为逆变方式，驱动信号为 PWM 波，采用全桥驱动方式。按照功能它可被分为两个部分：控制部分和驱动部分。

4.2.2 控制部分电路设计

控制部分的功能是接受电机运行状态反馈信号，调节 PWM 信号，控制电机运行状态。控制系统可以同时加载和调节三自由度超声波电机运行所需的三相电激励信号的占空比、频率、相位差。

4.2.2.1 DSP 芯片的应用^[8]

TMS320LF240x 芯片作为 DSP 控制器 24x 系列的新成员，是 TMS320C2000™ 平台下的一种定点 DSP 芯片。2407 芯片为 C2xx CPU 功能强大的 TMS320™ DSP 结构设计提供了低成本、低功耗、高性能的处理能力，对电机的数字化控制非常有用。几种先进外设被集成到该芯片内，以形成真正的单芯片控制器。在与现存 24x DSP 控制器芯片代码兼容的同时，2407 芯片具有处理性能更好（30MIPS）、外设集成更高、程序存储器更大、A/D 转换速度更快等特点，是电机数字化控制的升级产品^[8]。由于控制系统需要获取两路速度位置信号，作为控制核心的 DSP 芯片采用具有两组正交光电编码器接口的 TMS320LF2407DSP 芯片，更为合适。

2407 通过三线串口（SPI）与数字压控振荡器通讯，完成对频率的控制，并通过并行口与由 CPLD 构成的三相六路 PWM 波发生电路通讯，达到对其占空比和相位差的控制。它通过正交光电编码器接口（QEP）接受电机的运行状态反馈信号。最为重要的是，作为控制系统的灵魂—控制算法也将由 2407 利用其强大的运算功能来完成。

4.2.2.2 PWM 驱动信号的产生

对三自由度超声波电机驱动控制的要求是能产生三相六路 PWM 信号，并且它们的频率、相位差和占空比可调。控制器的 PWM 波的波型采用不对称 PWM 波，其发生原理如图 4-6 所示。

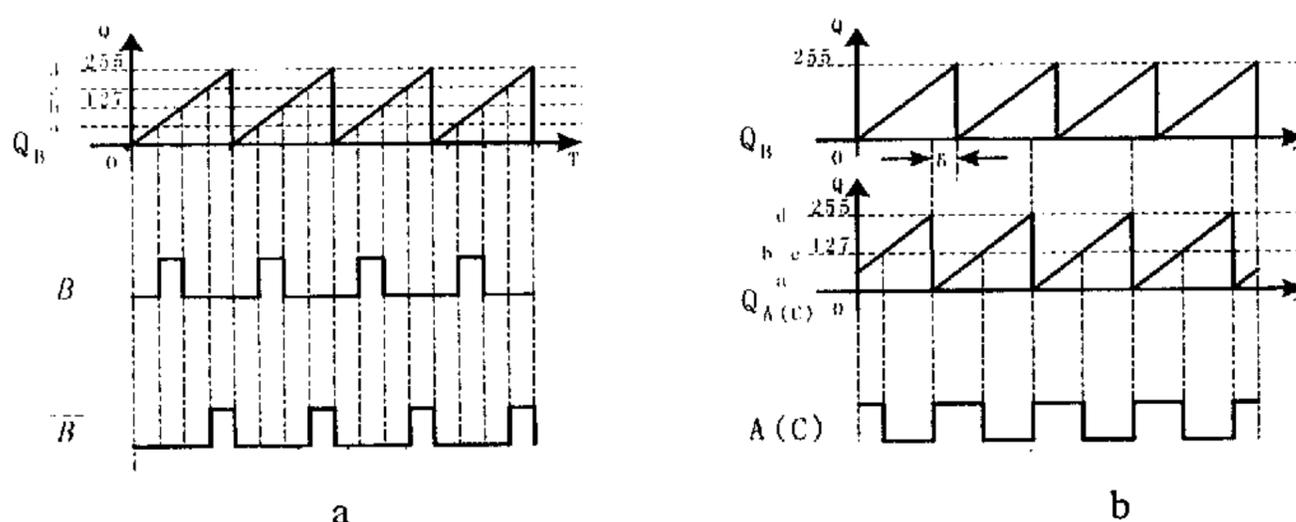


图 4-6 PWM 波型发生示意图

该波形发生电路如图 4-7 所示，由 3-8 译码器 D1、8 位锁存器 D2~6、8 位计数器 C1、8 位加法器 A1~2、7 位比较器 C2~4、双 2 选 1 多路开关 M1~3，等器件组成。它们被集成在一片 CPLD 内，其电路如图 4-7 所示。与 DSP 的通讯接口电路由 3~8 译码器 D1 和 8 位锁存器 D2~6 组成，DSP 芯片

TMS320LF2407 通过其 IO 空间完成与 CPLD 通讯。电路采用并行通讯方式。

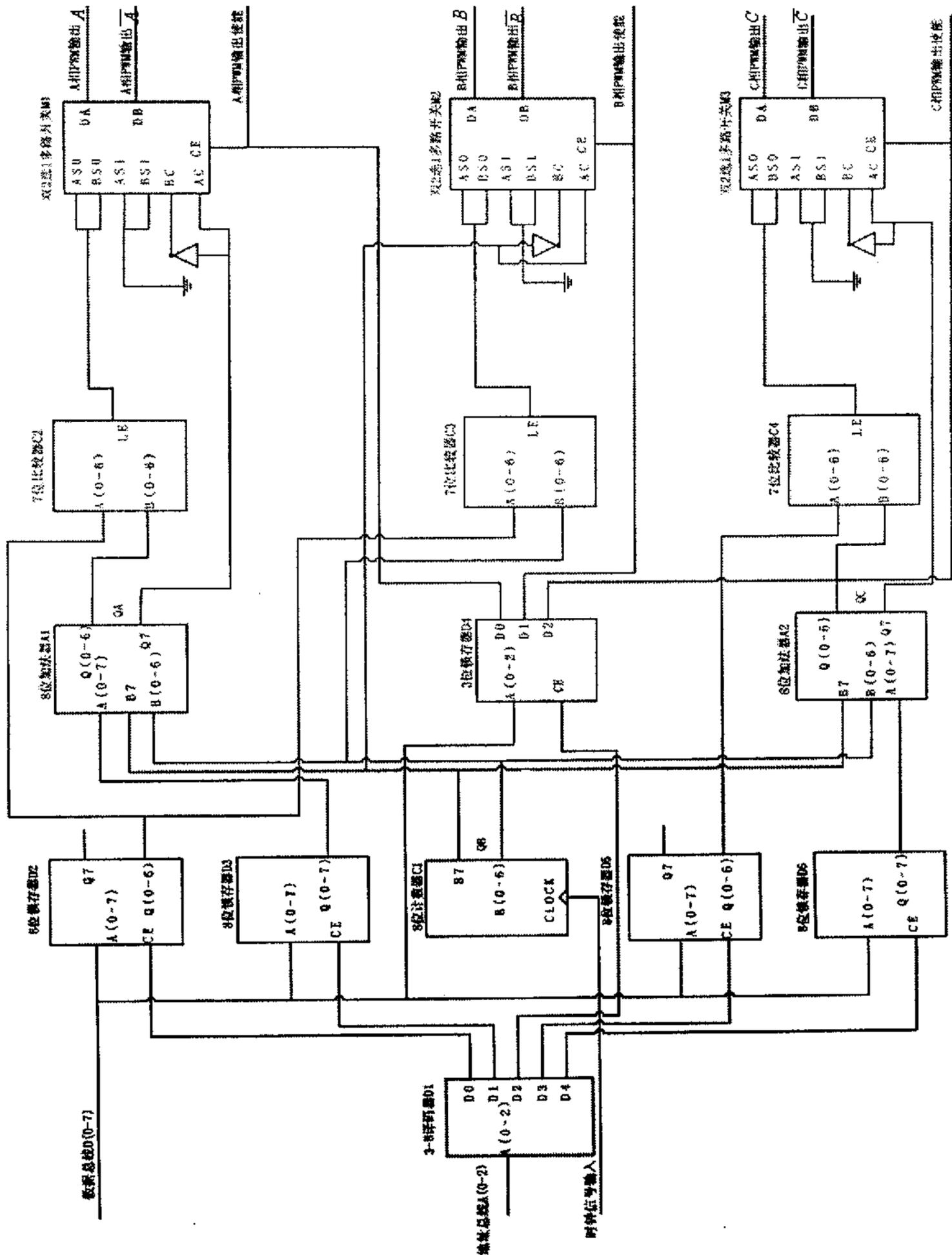


图 4-7 PWM 波发生电路

8 位锁存器 D2~6 输入信号共同接到 DSP 芯片 IO 空间的数据总线, 3-8 译码器 D1 作为地址译码器, 输入接 I/O 空间的地址总线, 输出用来分别选通 D2~D6, 以区分调压控制信号和调相控制信号。其中 D2 为 A、B 相脉宽锁存器输出接 A

相比较器 C2 和 B 相比较器 C3 的 B 端, D3 为 A 相相位控制锁存器输出接 A 相加法器 A1; D4 为输出使能锁存器, 它控制了 3 相六路 PWM 波的输出使能, 系统可以通过控制电机上的电激励来确定电机振动模态叠加合成的方式; D5 为 C 相脉宽锁存器, 输出接 C 相比较器 C4 的 B 端, D6 为 C 相相位控制锁存器, 输出接 C 相加法器 A2。

电路以 B 相作为相位基准通过加法器 A1、A2 确定 A 相和 C 相的相位。电路采用不对称 PWM 波方式, 如图 4-6a 所示, 锯齿波由计数器 C1 发生, C1 的计数时钟频率由外部的数字压控振荡器提供。C1 从 0 到 255 周而复始的计数, 其数值与时间的函数图形 (Q_B 点) 为一条锯齿波。当 C1 的低 7 位输出接到 B 相比较器 C3 的 A 端时, C1 的第 8 位接到 B 相多路开关 M2。由于 C3 为 7 位比较器, 在 C1 的一个计数周期内将出现均匀的 2 次 PWM 等脉宽信号, 它们的区别在于这时 C1 第 8 位的数值不同, 当把第 8 位接至 M2 的 2 路开关的选通端作选通信号时, 在它的输出端 B 和 \bar{B} 生成两路互补和带死区的 PWM 波。PWM 波的脉宽将由 C3 的另一个比较端 B 端决定, B 端由 DSP 通过锁存器 D2 置数, 这样 DSP 就可以控制 PWM 波的脉宽即占空比。

当电路需要调相时, 以 A 相为例, 如图 4-7 所示, 计数器 C1 的数值并不直接接到 A 相比较器, 而是通过 A 相加法器 A1 与 A 相相位控制锁存器的值相加, 在 Q_A 点的锯齿波就比 Q_B 点的超前 δ , 这样就形成相位差, 见图 4-6b。同样加法器的第 8 位 S7 端将作为 A 相多路开关 M1 的 2 路开关的选通端的选通信号。这样就生成了两路与 B 相有一定相位差的 PWM 波。C 相的原理与 A 相相似, 不同之处在于, A 相的脉宽与 B 相相同, 而 C 相为单独可调。由于 C 相与 A、B 相的脉宽有可能不同, 其相位差不一定是 δ , 应当通过:

$$\delta_c = (C \text{ 相脉宽} - B \text{ 相脉宽}) / 2 + \delta \quad (4-6)$$

求得。

4.2.2.3 基于 LTC1799 器件的数字压控振荡器的设计

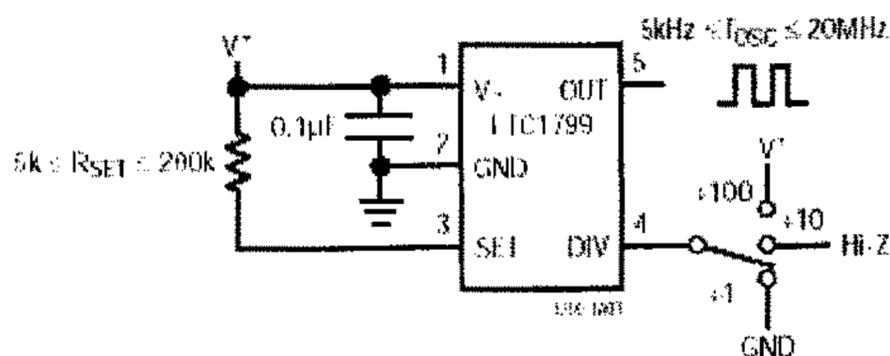


图 4-8 LTC1799 典型电路

控制系统通过调节数字压控振荡器的输出时钟来控制 PWM 波的频率。数字压控振荡器电路是以 Linear 公司的 LTC1799 振荡器为核心设计的。LTC1799 是一种精密振荡器, 通过分频设置端 (DIV) 该振荡器可以得到 5kHz~20MHz 的输出频率。图 4-8 为其典型电路^[9], 在该电路中 LTC1799 通过电阻 R_{SET} 和 DIV 端的设置来确定输出时钟频率。当 LTC1799 工作时, DIV 端固定, SET 端

的电压恒定比 V_+ 端的电压低 1.1v，当 R_{SET} 选定后，流入 SET 端的电流 I_{SET} 就为恒定值可看作恒流源，该恒流源的大小决定了 OUT 端输出时钟的频率^[9]。其输出频率为：

$$f_{osc} = 10MHz \cdot \left(\frac{10k}{N \cdot R_{EST}} \right), \quad N = \begin{cases} 100, & DIV = V^+ \\ 10, & DIV = Hi-Z \\ 1, & DIV = GND \end{cases} \quad (4-7)$$

由上式可得

$$f_{osc} = 10MHz \cdot \left(\frac{10k \cdot I_{SET}}{N \cdot 1.1} \right), \quad N = \begin{cases} 100, & DIV = V^+ \\ 10, & DIV = Hi-Z, \quad 5.5\mu A \leq I_{SET} \leq 0.22mA \\ 1, & DIV = GND \end{cases} \quad (4-8)$$

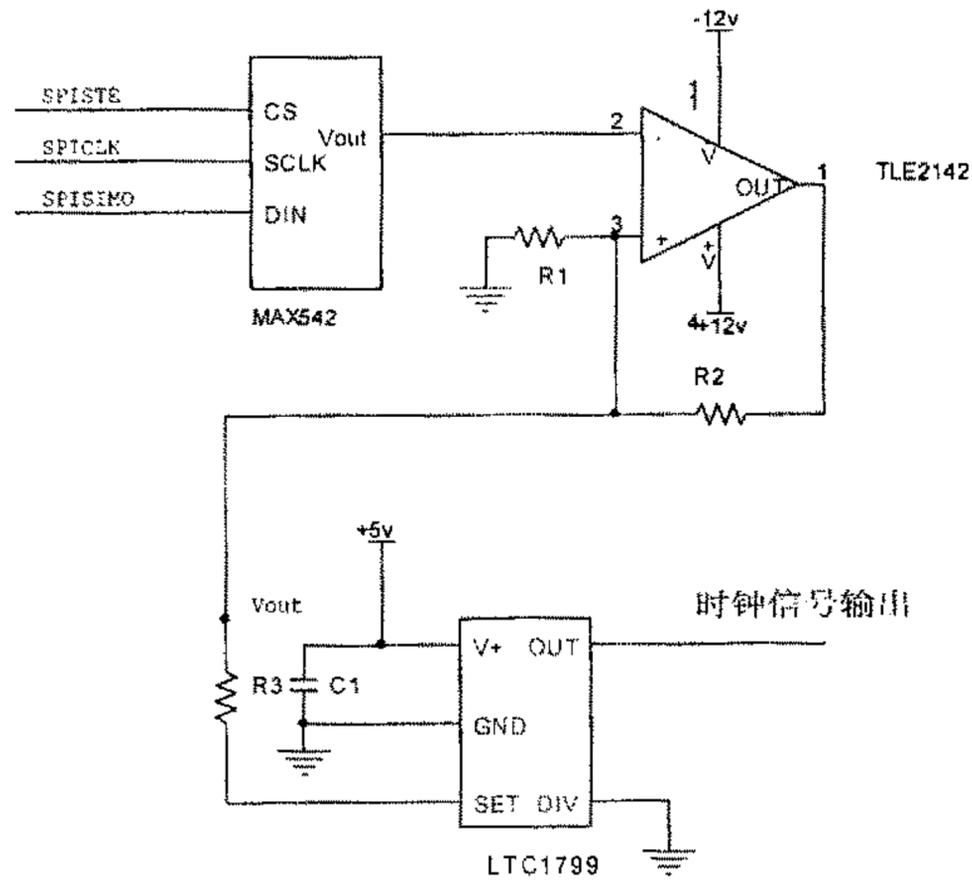


图 4-9 基于 LTC1799 的压控振荡器电路

控制系统的数字压控振荡器通过以上分析而设计，电路如图 4-9 所示。电路由 16 位 D/A MAX542、运算放大器 TLE2142、振荡器 LTC1799 等器件组成。MAX542 通过其三线串口与 DSP 芯片 LF2407 的 SPI 口通讯，接受 DSP 发出的频率控制信号。由于 MAX542 芯片的最大输出为 2.5v，同时为了保持芯片输出端的阻抗匹配，其电压输出需要通过运放比例升压，将其输出范围扩大至 0v~5v。TLE2142 运放输出电压 V_{out} 作为压控振荡器的控制电压。这时流入 LTC1799 SET 端的电流 I_{SET} 为

$$I_{SET} = \frac{V_{out} - V_+ + 1.1v}{R_3}$$

$$= \frac{V_{om} - 3.9v}{R_3}, \quad 5.5\mu A \leq I_{SET} \leq 0.22mA \quad (4-9)$$

将式(4-9)代入式(4-8)得

$$f_{osc} = 10MHz \cdot \left(\frac{10k \cdot (V_{om} - 3.9)}{N \cdot 1.1 \cdot R_3} \right), \quad N = 1, \quad 4.0v \leq V_{om} \leq 5.0v \quad (4-10)$$

$$500kHz \leq f_{osc} \leq 20MHz$$

为了使器件工作在线性区,应当根据器件电气参数和工作频率范围决定 R_3 的值,当 R_3 确定后 f_{osc} 就为 V_{OUT} 单调增函数。该振荡器的频率信号作为 PWM 波发生电路中计数器的时钟信号,其产生 PWM 波的调节精度不低于 4Hz。

4.2.3 驱动部分电路设计

控制系统的驱动部分由全桥电路集成芯片 L298 和升压变压器组成, PWM 信号通过它完成信号的功率电压的放大,形成电机的电激励信号,驱动电机运行。

4.2.3.1 功率器件 L298 工作原理^[10]

L298 是一种双全桥电路集成芯片,其结构如图 4-10 所示,它是专门为步进电机、直流电机等小功率微特电机设计的驱动芯片,同样也适合超声波电机驱动。它接受 TTL 电平标准的逻辑控制信号,并有 EnA 和 EnB 两个使能信号输入端分别对应 1 脚、15 脚,可以在任意时刻关断驱动信号而不受输入 PWM 信号电平的影响。IN1、IN2 端为 A 桥的 PWM 输入端,IN3、IN4 为 B 桥的输入端,OUT1

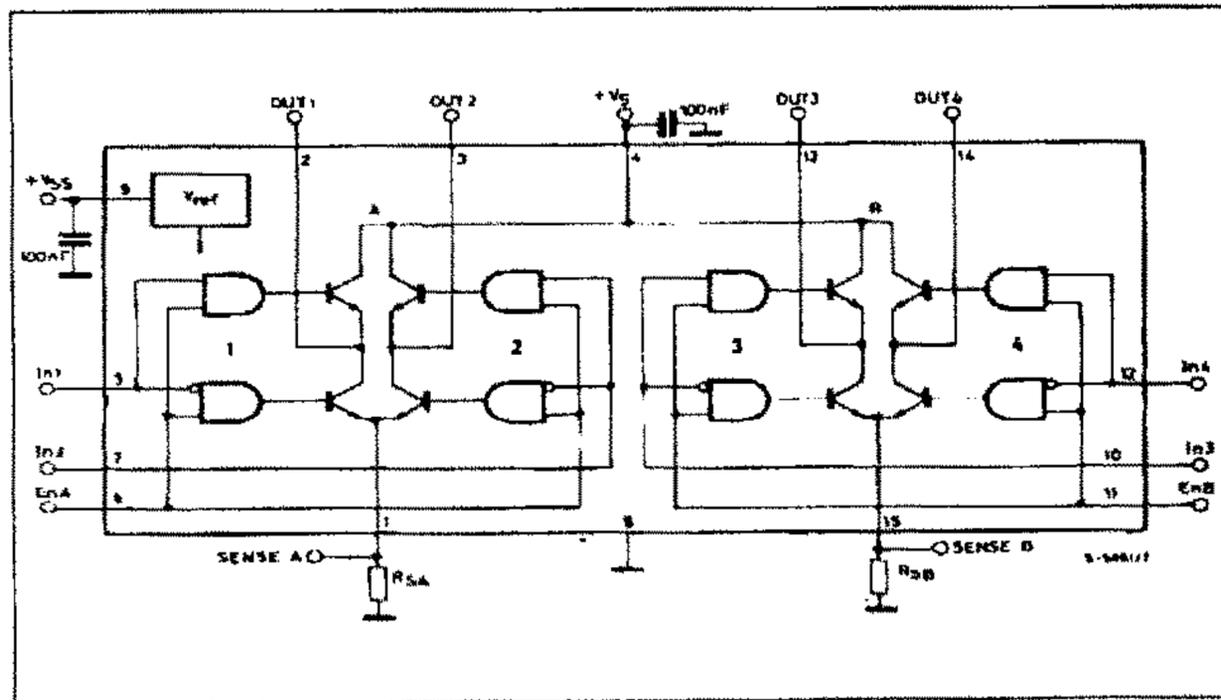


图 4-10 L298 结构图

、OUT2 为 A 桥的输出端, OUT3、OUT4 为 B 桥的输出端, A 桥和 B 桥可并联使用。Vss 端是其逻辑部分的参考电源, V+ 为驱动部分的电源。SenseA 和 SenseB 端可分别通过采样电阻接地,以检测 A 桥和 B 桥的电流,用于过流保护。

4.2.3.2 功率电压放大电路设计

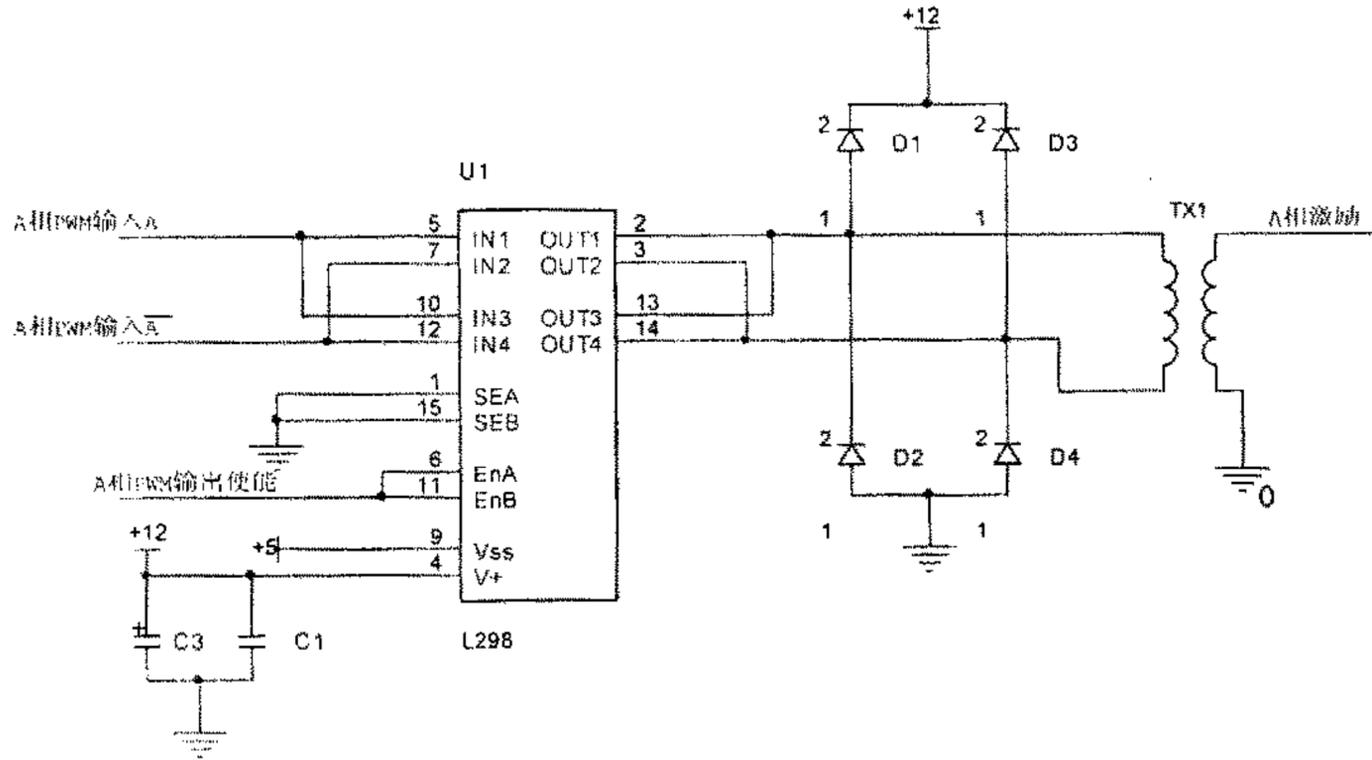


图 4-11 A 相功率电压放大电路电路图

根据 L298 原理而设计的 A 相功率电压放大电路如图 4-11 所示，B 相和 C 相原理与其相同。IN1 端与 IN3 端并联共同接 PWM 波发生电路的 A 相 PWM 输入的 A 端；IN2 端与 IN4 端并联共同接 PWM 波发生电路的 A 相 PWM 输入的 \bar{A} 端。OUT1 与 OUT3 并联，OUT2 与 OUT4 并联，它们分别接升压变压器的 TX1 两端。二极管 D1~4 是为防止由两路 PWM 波不对称而应起的变压器直流励磁电压损坏 L298。由于三自由度超声波电机的工作频带比较窄，电机参数变化小，升压变压器采用铁氧体磁芯材料绕制，并加气隙调节负载特性，完成对电机的升压驱动。

4.3 本章小结

本章介绍了三自由度超声波电机控制系统的设计过程，即根据三自由度超声波电机的结构原理及其运行机理的分析，以此提出该种超声波电机驱动控制策略，并在此基础上设计了三自由度超声波电机控制系统原理性样机。由于三自由度超声波电机的实验装置正在设计中，本控制系统只进行了开环驱动调试和反馈回路的单独调试。

第五章 总结与展望

超声波电机是近几年来快速发展起来的新型机电能量转换装置。不同于传统的电磁电机，超声波电机工作时给压电陶瓷加一定频率、幅值和相位的多相电激励信号，利用压电陶瓷逆压电效应使其产生微观机械振动从而激发电机整体结构的机械谐振，完成电能到机械能的转换。

超声波电机作为控制元件，由于其内部结构的特殊性，利用精确的理论模型求取传递函数的传统控制方法难度比较大。例如等效电路法，就等效电路而言其参数的确定一直是超声波电机研究的难题。目前，在超声波电机控制方面往往采用人工神经网络算法、模糊控制法等现代控制方法，解决数学建模的难题。但这些控制方法的软件相对复杂，对控制系统的运算性能要求高，一般的单片机难以达到要求。PC机尽管可以胜任，但对于产业化而言可行性不大。随着半导体工艺的发展，新型控制芯片DSP和可编程逻辑器件CPLD的普遍应用，使得研制脱离PC机的高性能的超声波电机控制器成为可能。本文针对基于DSP芯片的环形行波超声波电机和球转子三自由度超声波电机控制系统设计和开发进行了系统和深入的研究。

5.1 本文主要贡献

1. 综述了超声波电机及其控制技术在国内外的发展概况，超声波电机的分类和应用。
2. 利用前人对环形行波超声波电机运行机理研究，和对超声波电机数学模型和电学等效模型分析，总结出环形行波超声波电机驱动控制策略和控制系统的原理。
3. 设计了基于DSP的环形行波超声波电机控制系统，并利用该系统实现的环形行波超声波电机点位控制。对环形行波超声波电机的应用研究有着重要意义。
4. 介绍三自由度超声波电机的结构原理及其运行机理的分析，以此提出该种电机驱动控制策略，并在此基础上设计了基于DSP芯片的三自由度超声波电机控制系统原理性样机。为三自由度超声波电机的深入研究提供了必备的硬件平台。

5.2 进一步研究方向

1. 深入研究环形行波超声波电机的数学、电学等效模型，不断完善其控制方法。
2. 着手研究基于DSP的超声波电机控制算法，进一步提高环形行波超声波电机控制水平。
3. 优化环形行波超声波电机控制控制系统电路，降低成本，使其逐步接近实用化、产业化。
4. 完善三自由度超声波电机实验平台，为三自由度超声波电机的深入研究提供必备的硬件保证。
5. 进一步研究三自由度超声波电机运行机理，不断深入对三自由度超声波电机

的认识，并提出相应的控制方案。

致 谢

硕士学业即将结束之际，我首先衷心感谢导师胡敏强教授！在攻读硕士学位的两年多的求学生涯中，胡老师不仅在学习、研究中教我治学的方法，而且在生活中教我做人的道理，他无微不至的关怀使我终身获益。从硕士研究生的学习到论文的选题、研究和撰写，自始至终得到了胡老师的悉心指导。导师严谨的治学态度、深厚的学术造诣以及无私的奉献精神将激励我在今后的工作中不断开拓进取。

特别感谢金龙老师所给予的指导和帮助，科研中的很多思路 and 想法都是在金龙老师的提示和指导下产生的。在论文撰写的过程中尤其得到了赵家璧教授的认真指导。他那不辞辛苦，认真严谨的治学态度让我由衷的敬佩和感激。感谢杜炎森教授等电气工程系老师的热心帮助！

在本论文进行过程中，超声波电机课题组的师兄师弟们给予了大力的支持和帮助。特别感谢石斌等已先期修完学业的师兄们，在他们辛勤努力的基础上，本人的研究才能得以顺利进行。衷心感谢顾菊平、莫岳平、徐志科、何小虎！没有他们的配合，课题就无法顺利完成！鲁涤强、王铮、刘瑞芳、吴再军、付蕾、韦一丁等同门师兄弟给在学业和生活中予了很多无私的帮助，在此表示深深的谢意！

我要特别感谢我的父亲母亲，在多年的求学生涯中，无论是遇到挫折坎坷，还是取得成绩进步，一直得到他们始终不渝的支持、鼓励和鞭策！他们以一生的操劳，辛勤哺育和培养了我！

本课题得到了国家自然科学基金项目（50277006）、国家教育部优秀青年教师计划项目（教人司 2002-40）、江苏省教育厅科技产业化项目的（JH01-007）资助。衷心感谢国家对我的培养和支持。

王心坚
2003.11.3

参考文献

第一章参考文献:

1. 石斌,“环形行波型超声马达及其驱动控制系统研究”[D],[博士学位论文],南京,东南大学电气工程系,2001,6
2. 莫岳平,“行波型超声波电机振动分析与实验研究”[D],[博士学位论文],南京,东南大学电气工程系,2003,10
3. Toshiiku Sashida, Takashi Kenjo, “An Introduction to Ultrasonic Motors”[M], Clarendon Press, 1993.
4. H V Barth, Ultrasonic Driven Motor, IBM Technical Disclosure Bulletin, 1973, 16(7): 2263
5. Toshiiku Sashida, Takashi Kenjo, An Introduction to Ultrasonic Motors[M], Clarendon Press, 1993
6. M Kurosawa, S Ueha, Hybrid transducer type ultrasonic motor[J], IEEE Transactions on UFFC, 1991, 38(2): 89-92
7. Yamazaki T. Trial construction of a non-contact ultrasonic motor with an ultrasonically levitated rotor[J], Jpn. J. Appl. Phys., 1996, 35(5): 3286-3288
8. Antoine F, Patrice M, Patrice L M. New multidegree of freedom piezoelectric micromotors for micromanipulator applications[C], 1995IEEE Ultrasonic Symposium, Seattle USA, 417-422
9. Takafumiamano T, Kentaronakamura, Sadayukiueha. An ultrasonic actuator with multi-degree of freedom using bending and longitudinal vibrations of a single stator[C], 1998IEEE Ultrasonic Symposium, Miyagi, Japan, 1998, 667-670
10. 杨志刚,程光明,吴博达,“压电超声行波马达的运动形成理论研究”[J],压电与声光, Vol.18, No.1, Feb.1996, p32-35
11. Y.Kawai, K.Asai, et al, “High power travelling-wave type ultrasonic motor” [J], Japanese Journal of Applied Physics, Part 1, No.5B, 1995, p2711-2714
12. P. Rayner, “Piezoelectric motors and micromotors”[D], Doctoral thesis, Cranfield University, 2000
13. 史焕 单镜头反光照相机的最新技术(五)——佳能 EOS 系列照相机 AF 超声波电机[J], 照相机, 1994 (5): 20-22
14. 赵淳生,李朝东,“日本超声电机的产业化、应用和发展”[J], 振动、测试与诊断, Vol.19, No.1, Mar. 1999, p1-7
15. R. Rajkumar, T. Nogai, “A New Method of Improving the Torque of a Travelling Wave Ultrasonic Motor” [C], Proceedings of the 1999 IEEE/ASME, International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Sept. 19-23, 1999, p109-113
16. 梁祖厚,“Nikon D1: 迈向新世纪的 274 万像素高性价比专业数字照相机” [J], 照相机, No.1, 2000, p9-12
17. P. S. Schenker, Y. Bar-Cohen, D. K. Brown, R. A. Lindemann, M. S. Garrett, et al, “A composite manipulator utilizing rotary piezoelectric motors: new robotic technologies for Mars in-situ planetary science” [J], SPIE, Vol.3041, 1997, p918-926
18. Takeshi Hatsuzawa, etc. “Speed Control Characteristics and digital servosystem of a circular traveling wave motor”[J], Rev. Sci. Instrum 57(11) Nov, 1986, p2886-890
19. Shin-ichi Furuya, Toru Maruhashi, Yuji Izuno and Mutsuo Nakaoka, “load-adaptive frequency tracking control implementation of two-phase resonant inverter for ultrasonic motor”[C], PESC'90 Part 1 (of 2), p17-24
20. Yuji Izuno, Ryuzo Takeda and Mutsuo Nakaoka “New fuzzy reasoning-based high-performance speed/position servo control schemes incorporating ultrasonic motor”[J], IEEE Trans. on Industry Applications, Vol:28 No.3, May/Jun 1992, p613-618

21. Y. Izuno, M. Nakaoka, "New speed tracking controlled direct-drive servo system using compact travelling-wave type ultrasonic motor" [C], Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on , 1994 , p 554 -561
22. Atsuo Kato; Takashi Sase, "Robust resonant frequency tracking control for ultrasonic-motor drive"[J], Electronics and Communication in Japan. Part II, vol.80, no.3, Mar, 1997, p1-11
23. Tomonobu Senjyu, etc. "Adjustable Speed Control of Ultrasonic Motors by Adaptive Control" [J], IEEE trans. Power Electronics, Vol:40, No.5, Sep 1995, p532-538
24. Tomonobu Senjyu, etc "Position Control of Ultrasonic Motors Using Neural Network" [J], (in Japanese), T.IEE Japan, Vol 116-D, No10, '96, p1059-1066
25. Faa-jeng Lin, "Fuzzy Adaptive Model-Following Position Control for Ultrasonic Motor" [J], IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 12, NO. 2, MARCH 1997, p261-268
26. Faa-jeng Lin, etc. " Fuzzy neural network position controller for ultrasonic motor drive using push-pull DC-DC converter" [J], IEE Proc.-Control Theory Appl. Vol.164, No. 1, January 1999, p99-107
27. Tomonobu Senjyu, etc. " Position Control of Ultrasonic Motors Using MRAC With Dead-Zone Compensation" [J], IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 48, NO. 6, DECEMBER 2001, p1278-1285
28. Y. Ise, "Ultrasonic motor." [J] J.Acoust., Soc. Japan, (in Japanese) vol.43, no.3, pp.184-188, 1987
29. A.Kumada, "A piezoelectric ultrasonic motor." [J], Japanese J. Appl. Physics. vol.24(Supplement 24-2), pp.739-741, 1985.
30. 金龙, 胡敏强, 顾菊平等. "一种新型圆柱定子 3 自由度球形压电超声电机" [J], 东南大学学报, Vol.32 No4. 2002.4, p620-p623

第二章参考文献:

1. 石斌, "环形行波型超声马达及其驱动控制系统的研究" [D], [博士学位论文], 南京, 东南大学电气工程系, 2001, 6
2. 莫岳平, "行波型超声波电机振动分析与实验研究" [D], [博士学位论文], 南京, 东南大学电气工程系, 2003, 10
3. 陈永校, 郭吉丰编著., 超声波电动机 [M], 浙江大学出版社, 1994
4. Toshiiku Sashida, Takashi Kenjo, "An Introduction to Ultrasonic Motors"[M], Clarendon Press, 1993
5. N. E. Ghouti, "Hybrid modeling of a traveling wave piezoelectric motor"[D],[Doctoral thesis], Aalborg University, Denmark, 2000
6. Manabu Aoyagi, Yoshiro Tomikawa, Takehiro Takano, "Simplified equivalent circuit of an ultrasonic motor and its applications" [J], Ultrasonics, Vol34, No.1-5, Feb,1996, p275-278
7. Manabu Aoyagi, Yoshiro Tomikawa, Takehiro Takano, "Simplified equivalent circuit of an ultrasonic motor and its applications" [J], Ultrasonics, Vol34, No.1-5, Feb,1996, p275-278
8. 栾柱冬, 张金铎, 王仁乾, 压电换能器和换能器阵(上) [M], 北京大学出版社, 1990年7月
9. Manabu Aoyagi, Yoshiro Tomikawa, Takehiro Takano, "Simplified equivalent circuit of an ultrasonic motor and its applications" [J], Ultrasonics, Vol34, No.1-5, Feb,1996, p275-278
10. Antoine Ferreira!, Patrice Minotti", "High-performance load-adaptive speed control for ultrasonic motors" [J], Control Engineering Practice 6 (1998), p1-p13
11. 程昱, 雷伏容, 徐文立等, 超声电动机控制技术的现状和展望[J], 微电机, 2001, 34(6):36-40
12. Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators[S], ANSI/IEEE Std 177-1966

13. S. Ueha, Y. Tomikawa. "Ultrasonic motor: theory and applications"[M], Clarendon Press, Oxford, 1993.
14. 陈维山, 行波型超声马达的理论及实验研究[D], [博士学位论文], 哈尔滨, 哈尔滨工业大学, 1996年
15. IEEE Standard on Piezoelectricity[S], ANSI/IEEE Std 176-1987
16. A.G. Tobin, Y. Eugene Pak. "Effect of electric fields on fracture behavior of PZT ceramics" [J], Smart Structures and Materials, Vol.46, p78-86, 1993
17. 任柱先, 引爆压电陶瓷元件制造[M], 国防工业出版社, 1985年3月
18. Yoseph Bar-Cohen, Xiaoqi Bao, Willem Grandia. "Rotary Ultrasonic motors actuated by traveling flexural waves" [C], Proceedings of the Smart Structures and Materials Symposium, San Diego, CA, 1-5 March 1998
19. Ryoichi Suganuma. "Drive circuit for ultrasonic motors"[P], US-patent: 5,179,311, Feb. 1991
20. K. Uchino, Piezoelectric actuators and ultrasonic motors[M], Kluwer Academic Publishers, 1997
21. J. Wallaschek. "Piezoelectric ultrasonic motors"[J], Intell. Mat. Sys. & Struct. Vol.6, 1995, p71-83
22. Takeshi Hatsuzawa, etc. "Speed Control Characteristics and digital servosystem of a circular traveling wave motor"[J], Rev. Sci. Instrum 57(11) Nov.1986, p2886-890
23. Shin-ichi Furuya, Toru Maruhashi, Yuji Izuno and Mutsuo Nakaoka. "load-adaptive frequency tracking control implementation of two-phase resonant inverter for ultrasonic motor"[C], PESC'90 Part 1 (of 2), p17-24
24. Yuji Izuno, Ryuzo Takeda and Mutsuo Nakaoka "New fuzzy reasoning-based high-performance speed/position servo control schemes incorporating ultrasonic motor"[J], IEEE Trans. on Industry Applications, Vol:28 No.3, May/Jun 1992, p613-618
25. Y. Izuno, M. Nakaoka. "New speed tracking controlled direct-drive servo system using compact travelling-wave type ultrasonic motor"[C], Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on . 1994 , p 554 -561
26. Atsuo Kato; Takashi Sase, "Robust resonant frequency tracking control for ultrasonic-motor drive"[J], Electronics and Communication in Japan, Part II, vol.80, no.3, Mar, 1997, p1-11
27. Tomonobu Senjyu, etc. "Adjustable Speed Control of Ultrasonic Motors by Adaptive Control" [J], IEEE trans. Power Electronics, Vol:40, No.5, Sep 1995, p532-538
28. Tomonobu Senjyu, etc "Position Control of Ultrasonic Motors Using Neural Network" [J], (in japanese), T.IEE Japan, Vol 116-D, No10, '96, p1059-1066
29. Y. Izuno, M. Nakaoka. "New speed tracking controlled direct-drive servo system using compact travelling-wave type ultrasonic motor " [C], Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on . 1994 , p 554 -561
30. Atsuo Kato; Takashi Sase, "Robust resonant frequency tracking control for ultrasonic-motor drive"[J], Electronics and Communication in Japan, Part II, vol.80, no.3, Mar, 1997, p1-11
31. Tomonobu Senjyu, etc. "Adjustable Speed Control of Ultrasonic Motors by Adaptive Control" [J], IEEE trans. Power Electronics, Vol:40, No.5, Sep 1995, p532-538
32. Tomonobu Senjyu, etc "Position Control of Ultrasonic Motors Using Neural Network" [J], (in japanese), T.IEE Japan, Vol 116-D, No10, '96, p1059-1066
33. T. Senjyu, S. Yokoda, Y. Gushiken, and K. Uezato. "Position Control of Ultrasonic Motors Using Variable Structure type Adaptive Control" [J], 1998IEEE, 1860-1866
34. T. Senjyu, H. Miyazato, S. Yokoda, and K. Uezato. Position Control of Ultrasonic Motors Using Neural Network[C], Industrial Electronics, ISIE'96, Proceedings of the IEEE International Symposium, 1996, 1:368-373

35. Toshiiku Sashida, Takashi Kenjo, "An Introduction to Ultrasonic Motors" [M], Clarendon Press, 1993

第三章参考文献:

- 1 F.-J.Lin, W.-J.Hwang, R.-J.Wai. "Ultrasonic motor servo-drive with online trained neural-network model-following controller" [J]. IEE Pro. Electr. Power Appl. Vol.145, NO.2, March 1998
- 2 胡敏强, 顾菊萍, 莫岳平等. "超声波电动机模型分析的研究" [J]. 微电机, 2002 (1).
- 3 Yuji Izuno, Ryuzo Takeda, and Mutsuo Nakaoka. "New Fuzzy Reasoning-based High-performance Speed/position Servo Control Schemes Incorporating Ultrasonic Motor" [J]. IEEE. Transactions on Industry Applications. Vol. 28, NO.3. MAY/JUNE. 1992
- 4 Takeshi Hatsuzawa, Koyji Toyoda, yoshihisa Tanimura. "Speed Control Characteristics and Digital Servosystem of a Circular Traveling Wave Motor." [J] Rev. Sci. Instrum. November, 1986, 57 (11): 2886-2890
- 5 北京闻亭科技发展有限公司. 《TMS320F24x 高速数字信号处理器原理与应用》, 2000
- 6 Texas Instruments. AHC/AHCT, HC/HCT, and LV CMOS Logic Data Book. 1999
- 8 康华光, 陈大钦等. 电子技术基础[M], 高等教育出版社, 1999
- 9 田民波编著. 磁性材料[M], 清华大学出版社, 2001
- 10 Texa Instruments. "TMS320C2XX User's Guide".1997
- 11 Yuji Izuno,Ryuzo Takeda and Mutsuo Nakaoka "New fuzzy reasoning-based high-performance speed/position servo control schemes incorporating ultrasonic motor"[J], IEEE Trans. on Industry Applications, Vol:28 No.3, May/Jun 1992, p613-618
- 12 Y. Izuno, M. Nakaoka, "New speed tracking controlled direct-drive servo system using compact travelling-wave type ultrasonic motor " [C], Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on , 1994 , p 554 -561
- 13 Atsuo Kato; Takashi Sase, "Robust resonant frequency tracking control for ultrasonic-motor drive"[J], Electronics and Communication in Japan, Part II, vol.80, no.3, Mar. 1997, p1-11
- 14 Tomonobu Senjyu, etc. "Adjustable Speed Control of Ultrasonic Motors by Adaptive Control" [J], IEEE trans. Power Electronics, Vol:40, No.5, Sep 1995, p532-538
- 15 Tomonobu Senjyu, etc "Position Control of Ultrasonic Motors Using Neural Network" [J], (in japanese), T.IEF Japan, Vol 116-D, No10, '96, p1059-1066

第四章参考文献:

1. 金龙, 胡敏强, 顾菊萍等. "一种新型圆柱定子 3 自由度球形压电超声电机" [J], 东南大学学报, Vol.32 No4, 2002,4, p620-p623
2. Antoine Ferreira, Patrice Minotti and Patrice Le Modal. "New Multi-degree of Freedom Piezoelectric Micromotors for Micromanipulator Applications" [C].1995 IEEE Ultrasonic Symposium, Seattle USA: p417-p422.
3. Takafumiamano Takaakiishii, Kentaronakamura, et al. "An Ultrasonic Actuator with Multi-degree of Freedom Using Bending and Longitudinal Vibrations of a Single Stator" [C]. 1998 IEEE Ultrasonic Symposium, Miyagi, Japan: p667-p670
4. Toyama Shigeki, Sugitani Shieru, Zhang guoqiang, et al. "Multi Degree of Freedom Spherical Ultrasonic Motor" [C]. 1996 IEEE International Conference on Robotics and Automation Minneapolis, Minnesota: p2935-p2940.
5. T.Morita, M.Kurosawa et al. "Cylindrical Micro-ultrasonic Motor" [C], Ultrasonic Sysposium 2000,38(1). p33-p36

6. 李朝东, 金龙, 赵淳生 “复合振子型大推力大行程直线超声马达特性研究” [J], 声学学报, Vol24, No6, Nov. 1999, p653-p656
7. 程光明, 曾平, 杨志刚等. “二自由度压电马达的振动分析” [J], 压电与声光, Vol22 No2: 2000.4, p131-p133.
8. 刘和平, 严利平, 张学峰等. TMS320F240x DSP 结构、原理及应用[M], 北京航空航天大学出版社, 2002
9. Linear Technology Corporation, “LTC1799 Final Electrical Specifications”. 2001, 1
10. STMicroelectronics, “L298 Datasheet” . 1999, 7

攻读硕士期间的科研成果

发表论文:

1. 王心坚, 胡敏强, 金龙, 莫岳平, 顾菊平等. 《一种新型行波超声波电机控制器》. 全国超声波电机理论及其应用技术研讨会论文集, 2002, 9 p72-p79
2. 胡敏强, 顾菊平, 莫岳平, 金龙, 王心坚等. 《超声波电机模型分析的研究》[J]. 微特电机, 2002. Vol 35. No 1. p6-p10
3. 金龙, 胡敏强, 顾菊平, 莫岳平, 徐志科, 王心坚. 《一种新型圆柱定子3自由度球型压电超声电机》[J]. 东南大学学报. 2002. Vol 32. No 4. p620-p623

申请专利:

胡敏强, 王心坚, 顾菊平等. 《基于数字信号处理芯片的超声波电机线性驱动控制》[P], 申请号: 03112679.0 (申请中) 2003-01-15