

中国石油大学（华东）

硕士学位论文

直流无刷电机控制技术研发

姓名：陈小永

申请学位级别：硕士

专业：检测技术与自动化装置

指导教师：张加胜

20080501

摘 要

传统的直流电机由于具有运行效率高、调速性能好等诸多优点而在工业传动中占据着重要的地位，但其本身固有的机械换相器和电刷导致了电机容量有限、噪音大、容易产生火花和可靠性差等缺点，因此，一直以来，人们在寻求一种新型的电机来取代传统的直流电机。随着电力电子技术和微机控制技术的发展和得到迅速发展的直流无刷电机用电子换相器取代了电刷和机械换相器，解决了传统直流电机存在的弊端，同时很好的保持了传统直流电机的优点，因此直流无刷电机一经产生就在工业生产中取得了广泛的应用。直流无刷电机具有体积小、重量轻、效率高、噪音低、容量大且可靠性高的特点，因而极有希望代替传统的直流电机成为电机驱动系统的主流。

目前有关直流无刷电机的设计及控制的研究非常活跃，本文利用DSP对直流无刷电机的控制系统进行了研究，主要做了以下几个方面的工作。

(1) 研究直流无刷电动机的结构、运行原理、全桥斩波控制方式和电机数学模型。针对控制对象——具有梯形波反电动势的2.2KW无刷电机选择合适的控制方案。

(2) 设计直流无刷电机控制器的硬件电路，包括电源电路、功率电路、电流检测电路、电压检测电路、位置检测电路、电流斩波电路、驱动电路、DSP 外围电路以及显示电路等。

(3) 研究直流无刷电机的电动运行的控制方法，在此基础上完成了软件设计。软件设计主要包括：换相控制程序、电流和电压采集程序、PWM占空比重载程序、转速计算程序、串行显示程序、转速和电流双闭环调节程序和键盘程序等。

(4) 通过实验，验证硬件电路的可行性，根据控制要求修改软件设计，提高控制性能。实验结果表明，电机在电动运行时具有良好的动态和静态性能，并且由于系统具有很好的保护环节，提高了运行的可靠性。

关键词：直流无刷电机，双闭环调速，DSP

The Research and Development of Brushless DC Motor Control Technology

Chen Xiaoyong (Detection Technology and Automation Devices)

Directed by Professor Zhang Jiasheng

Abstract

Because of the high operation efficiency and good speed control performance of the traditional DC motor, it plays an important role in industry transmission. However, the traditional DC motor has the disadvantages of limited motor capacity, loud noise and easily generated bark, which are caused by the inherent mechanical commutator and electric brush. For this reason, people have been seeking a new type of motor. With the rapid development of power electronic technology and microcomputer control technology, the brushless DC motor (BLDCM) develops rapidly as well. The BLDCM replaces traditional mechanical commutator by electric commutator, which reserves the merits and avoids the defects of the traditional DC motor. For this reason, the BLDCM has been widely applied in industrial field since its appearance. The BLDCM has the merits of small size, light weight, high efficient, low noise, large capacity and high reliability, which promisingly turn it into the mainstream of motor drive system.

Nowadays, the design and study of BLDCM control is popular. The thesis studied the control system of the BLDCM combined with DSP. The work of this thesis includes the following aspects:

Firstly, the structure, operation principle, half-bridge chopper control and mathematical model of motor were analyzed. As for the control object that is the 2.2KW BLDCM with trapezoidal waveform of back electromotive-force (EMF), appropriate control plan was selected.

Secondly, the hardware circuit including power supply circuit, power inversion circuit, current detection circuit, voltage detection circuit, position detection circuit, current chopper circuit, driving circuit, DSP peripheral circuit and display circuit etc were designed.

Thirdly, the control strategy of BLDCM which provides a basis for the software design including commutation program, current and voltage sampling program, PWM duty ratio reload program, speed calculation program, serial display program, speed and current double-loop regulation program and keyboard program etc were studied.

Finally, through by experiments, the hardware feasibility was tested, the software design was modified according to control requirement, and the control performance was improved.

The experiment result showed that the BLDCM has an excellent dynamic and static performance as well as splendid protection element which improved the operation reliability.

Key words: the brushless DC motor, double-loop speed regulation, DSP

关于学位论文的独创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在指导教师指导下独立进行研究工作所取得的成果，论文中有关资料和数据是实事求是的。尽我所知，除文中已经加以标注和致谢外，本论文不包含其他人已经发表或撰写的研究成果，也不包含本人或他人为获得中国石油大学（华东）或其它教育机构的学位或学历证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对研究所做的任何贡献均已在论文中作出了明确的说明。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文作者签名：陈. 小. 斌

日期：2008年 6 月 7 日

学位论文使用授权书

本人完全同意中国石油大学（华东）有权使用本学位论文（包括但不限于其印刷版和电子版），使用方式包括但不限于：保留学位论文，按规定向国家有关部门（机构）送交学位论文，以学术交流为目的赠送和交换学位论文，允许学位论文被查阅、借阅和复印，将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，采用影印、缩印或其他复制手段保存学位论文。

保密学位论文在解密后的使用授权同上。

学位论文作者签名：陈. 小. 斌

日期：2008年 6 月 7 日

指导教师签名：王. 小. 斌

日期：2008年 6 月 7 日

第 1 章 绪论

1.1 课题背景和意义

直流电机具有线性机械特性优秀、调速范围宽、起动转矩大、控制电路简单等优点,长期以来一直被广泛的应用在各种驱动装置和伺服系统中,但是直流电机的电刷和换相器却成为它发展的障碍。机械的电刷和换相器因强迫性接触,导致的结构复杂、可靠性差、接触电阻变化、火花、噪声等一系列问题影响了直流电机的调速精度和性能,因此,长期以来人们一直在寻找一种不用电刷和换相器的直流电动机。

针对直流电机的上述弊病,早在 19 世纪 20 年代就有人提出用电子的换相器来代替机械的换相器和电刷,为直流无刷电机的发展提供了一定的理论依据。1955 年,美国 D.哈里森等人提出用晶体管换相代替机械换相器的专利,这就是现代直流无刷电机的雏形,但由于该电动机尚无起动转矩而不能产品化。而后又经过人们多年的努力,借助于霍尔元件来实现换相的直流无刷电动机终于在 1962 年问世,从而开创了直流无刷电机产品化的新纪元^[1]。20 世纪 70 年代以来,随着电力电子技术的发展,许多新型的高功率电力电子器件如 GTR、MOSFET、IGBT 以及新材料如稀土永磁材料、磁性复合材料等的相继出现,促使各种新型、高效、特种电机层出不穷,使得这种想法成为了现实。直流无刷电机用电子的换相器取代了机械的电刷和机械的换相器,但是却保持了直流电机的优点,所以它一经出现就以极快的速度发展和普及,近年来,对直流无刷电机的研究十分活跃。我们国家稀土资源十分丰富,采用永磁材料激磁,特别是采用高性能稀土永磁材料,可大大提高电动机效率,缩小电机体积。

电力电子技术、微机控制技术和控制理论的发展更加促进了电机调速技术的发展。随着新的电力电子器件,高性能的数字集成电路以及先进的控制理论的应用,控制部件功能日益完善,所需的控制器件数目愈来愈少,控制器件的体积愈来愈小,控制器的可靠性提高而成本日益降低,从而使得电机的应用不再局限于传统的工业领域,而逐渐向商业,家用电器、声像设备、电动自行车、汽车、机器人、数控机床、雷达和各种军用武器随动系统等领域拓展。

TMS320LF240 芯片作为 DSP 控制器 24X 系列的新成员,是 TMS320LF2000 平台下的一种定点 DSP。TMS320LF320TM DSP 具有低成本、低功耗的特点和高性能的处理能力,对电机的数字化控制非常有用。同时由于 DSP 具有较强的计算能力和较好的实时性,使得算法复杂的现代控制理论能够在实际中得到很好的应用,特别是实时性要求很

高的系统，也可以通过 DSP 实现复杂的智能控制算法。在电力传动这个实时性要求很高的领域，DSP 的应用越来越多，例如工业自动化系统、数字信号处理仪器、洗衣机、空调等家用电器设备以及一些无线通信设备中都用到了 DSP 控制器方案。DSP 技术的提高和 CPU 相似，已经成为决定电子产品更新换代的决定因素之一。用 DSP 进行电力传动系统的设计，是未来电力传动系统实现数字化，智能化的发展方向。

1.2 直流无刷电机的应用

由于直流无刷电动机既具有交流电动机的结构简单、运行可靠、维护方便等一系列优点，又具有直流电动机的运行效率高、无励磁损耗以及调速性能好的特点，故在当今国民经济的各个领域，如医疗器械、仪表仪器、化工、轻纺以及家用电器等方面的应用日益普及。直流无刷电机的应用主要分为以下几类^[1]：

1. 定速驱动：在所有电动机中性能最好的是直流电动机，但是由于电刷、换相器的存在，便产生了一系列不可克服的缺点：①换相时产生电磁干扰；②可靠性差、寿命短、维修困难；③噪声大。直流无刷电动机既有有刷直流电动机同样的性能，又依靠电子换相，除去了电刷和换相器，因此随着直流无刷电动机的性能不断提高、价格逐渐下降，随着电力电子技术的进步，在功率不大于10KW且连续运行的情况下，为了减少体积，节省材料，提高效率 and 降低能耗，越来越多的有刷直流电机正被直流无刷电机逐步取代，这类应用有自动门、电梯、水泵、风机等。

2. 调速驱动：速度需要任意设定和调节，但控制精度要求不高的调速系统分为两种：一种是开环调速系统，另一种是闭环调速系统。通常采用的电机主要有三种：直流电机、交流异步电机和直流无刷电机。这在包装机械、食品机械、印刷机械、物料输送机械、纺织机械和交通车辆中都有大量应用。

3. 精密控制：伺服电动机在工业自动化领域的高精度控制中扮演了一个十分重要的角色，应用场合不同，对伺服电动机的控制性能要求也不尽相同。在数字伺服控制之初，步进电动机经历了一个大发展阶段。然而随着技术的发展，出现了要求伺服系统速度更快、定位更精确、分辨率更高的情况，步进电动机的开环控制就无法满足了。由于步进电动机固有的特点，即使采用了闭环的步进电动机控制以及细分技术，也无法满足这些要求。从目前的情况来看，步进电动机的发展正趋于平缓。例如：在数控机床中，步进电动机系统只是用于低档的数控机床。因此，目前高速度、高精度、高分辨率、高可靠性的伺服系统都采用闭环的直流无刷电动机系统。在实际应用中，伺服电动机有各种不同的控制形式：转矩控制、电流控制、速度控制、位置控制。直流无刷电机由于其

良好的控制性能，在高速、高精度定位系统中逐步取代了部分直流电机与步进电机，成为首选的伺服电机之一。目前，扫描仪、摄影机、CD唱机驱动、医疗诊断CT、计算机硬盘驱动及数控车床驱动中等都广泛采用了直流无刷电机伺服系统用于精密控制。

4. 电动车辆电动机

为了减少燃油车辆造成的污染问题，电动车辆的研制被称为具有深远意义的革命性措施。最早采用的是有刷直流电动机作为驱动电动机，在电子技术和电子元器件取得突破性进展之后，交流异步电动机的调速问题得到解决，交流异步电动机作为驱动元件的方案也被电动车辆采用。但是最有发展前途的还是直流无刷电动机。因为它的起动力矩大、过载能力强、体积小、省电、高效率、长寿命、免维修、控制方便的特点正适合电动车辆的运行特性。

1.3 直流无刷电动机的研究现状

国外在直流无刷电动机发展的早期，主要致力于将更加先进的电力电子器件和材料应用于直流无刷电动机以提高它的性能。但直流无刷电动机在低速运行时的转矩波动过大，这是采用优良的电动机设计和先进的器件所无法从根本上取得突破的瓶颈。在八十年代以后，随着磁性材料(尤其是高性能的稀土永磁材料)、电力电子器件和专用控制器的迅速发展，明显改善了直流无刷电动机特性的同时，人们又把对直流无刷电动机研究的眼光转移到电子换相、稀土永磁材料以及智能控制三个方面，试图来抑制直流无刷电动机的转矩波动。

在电子换相方面，主要分为对电流的控制和对转子位置的检测两个方面，对电流的控制一般采用稳频两态和电流分时反馈等技术，而对转子位置的检测，传统的方法是采用位置传感器，为了减轻系统的负担，国外的一些学者提出无位置传感器法。特别是在1980年，H.Lehuy等人提出了利用转子旋转时定子绕组中的感应电动势进行位置检测，这就是所谓的“反电动势法”，1990年，S.Ogasawara提出了续流二极管法，它通过检测反向并联在驱动功率管上的二极管的导通状态来得出转子的位置，以及一些学者于1994年提出了基于定子磁链估计的检测方法，通过相电压、线电流信号计算出定子绕组各相的磁链，再根据磁链得到转子位置信号，此方法虽然计算稍复杂，但是误差小、调速范围广，是一种较理想的检测方法，在国外已经开始应用于实践。

在永磁材料方面，人们采用了钕铁硼等新型永磁材料。在智能控制方面，1984年，美国的通用电气公司推出了一种所谓的智能电动机，引起了国际的注目，其实这种电动机是一种以微处理器作为控制芯片的直流无刷电动机，这种电动机具有较宽的调速

范围，且噪声低，效率高，可实现一定程度的“智能”操作，它一问世就受到了家用电器设计者的青睐，初期应用于吊扇，可实现无级调速，后来逐步应用于洗衣机、空调器和冰箱等家用电器产品，使这些家电实现了省电、多功能、自动控制、按软件程序工作。后来，人们把直流无刷电动机应用于精密电子设备、工业自动化设备以及汽车工业均取得了巨大的成功。进入90年代以后，伴随着微处理器芯片性能的提高和智能控制理论的迅速发展，国外开始采用DSP等微处理器作为控制核心，采用先进的智能算法开发产品。

除直流无刷电机的发展外，电子换相电路、驱动电路和转子位置检测电路也随着专用集成电路、微处理器、晶体管、传感器等电路原器件的发展而迅速的发展^[2]。

随着电机及驱动系统的发展，控制系统趋于智能化和数字化，使得许多较复杂的控制技术得以实现。这些控制技术的实现又进一步推动了直流无刷电机在各个工业领域更好地应用，为直流无刷电机的发展打开了广阔的前景。

目前，应用到直流无刷电机控制系统的控制技术主要有：

1. PID 控制技术

PID 控制是一种技术最为成熟、应用最为广泛的控制算法。在古典控制理论中，应用最成功的是比例积分微分(PID)控制。这种控制方式的最大优点是结构简单，使用方便。该算法由于其简单实用而被广大工程技术人员所熟悉。

传统的直流无刷电机调速通常采用 PI 控制，它算法简单，PID 控制参数相互独立，使用时根据对象特性和负载情况可以合理选择，参数调整方便，具有较好的控制精度。

2. 模糊控制技术

模糊控制技术是在控制方法上应用模糊集理论、模糊语言变量及模糊逻辑推理来模拟人的模糊思维方法，用计算机实现与操作者相同的控制。

模糊控制技术不依赖于精确的数学模型，对参数变换不敏感，适用性强，具有很好的鲁棒性，它通过把专家的经验或手动操作人员长期积累的经验总结成若干条规则，采用简便、快捷、灵活的手段来完成那些用经典和现代控制理论难以完成的自动化和智能化的目标。

模糊控制技术应用于直流无刷电机的调速系统可以克服 PID 控制器在工作环境不稳定，负载或参数变化时，控制效果不佳的问题。

另外，模糊控制与 PI 控制结合可以设计出性能更好的控制器。

3. 变结构控制技术

变结构控制方法是由前苏联学者欧曼尔扬诺夫(S.V. Fm elyanov)、犹特金(V.Utkin)

以及依特克斯(U.Itkis)等人于60年代初提出的一种控制方法。主要应用于二阶和单输入高阶系统,并广泛应用在机器人控制、飞机和空间飞行器等系统。上世纪70年代,开始研究状态空间线性系统,变结构控制方法得到丰富,其中带有滑动模态的变结构控制(滑模变结构控制/滑模控制)得到最广泛的研究,也是被认为是最有发展前途的。

滑模变结构控制中的滑动模态是指系统运动在某一子流上,迫使系统的状态轨迹沿着设计好的滑模面运动到平衡点(期望点),系统一旦进入滑动模态,在一定条件下就对外界干扰及参数扰动具有不变性,从而具有比鲁棒性更加优越的完全自适应性。

4. 神经网络控制技术

神经网络是模拟人脑神经细胞的神经元广泛互连而成的网络。由于神经网络辨识电机参数不依赖于精确的数学模型,具有很高的控制精度,因而在模式识别、参数辨识领域中得到了广泛的应用。

目前已有神经网络模糊PID控制器应用于直流无刷电机调速系统的实例。该系统利用神经网络所具有的任意非线性表示能力,通过对系统的性能学习来实现具有最佳组合的PID控制,同时又针对神经网络控制器在大误差范围内电流过早退饱和,不利于响应快速性的缺点,加入了模糊控制来改善性能,提高响应的快速性。

我国直流无刷电动机的研制工作开始于70年代初期,主要是为我国自行研制的军事装置和宇航技术发展而配套。由于数量少,由某些科研单位试制就能满足要求。经过20多年的发展,虽然在新产品开发方面缩短了与国际先进水平的差距,但由于直流无刷电动机是集电动机、微电子、电力电子、控制、计算机等技术于一身的高科技产品,受到我国基础工业落后的制约,因此无论产量、质量、品种及应用与国际先进水平有着较大的差距,目前国内的研制单位虽不少,但形成一定批量的单位却屈指可数,而且其中绝大部分属于低档的无刷风机,产品的市场竞争能力不强。但直流无刷电动机的应用前景十分广阔,我国的科研单位正致力于吸收国外先进的技术,开发出具有市场竞争能力的产品。

1.4 直流无刷电动机的发展趋势

首先,电力电子器件的发展是影响直流无刷电机发展的一个重要因素,随着电力电子器件向着大电流、高电压的方向发展以及正弦波PWM电流驱动技术、新的控制方式和控制策略的发展,决定了电机也向着大功率、高性能的方向发展;其次,永磁电动机性能的改进离不开高性能材料的应用。随着电力电子技术、高性能材料的发展、高性能微处理的出现以及控制技术的发展,为直流无刷电动机不断发展、改进提供了必要条件。

直流无刷电动机是一种机电一体化产品，除了电动机本体外，还必须带有位置传感器，以检测定、转子之间相对位置^[3]。而且，离开了驱动控制电路直流无刷电动机不可能运行。所以直流无刷电机的性能的提高也正朝着以下几个方向发展：

1. 智能直流无刷电动机（Smart BLDC Motor）的研制

所谓智能电动机就是将电动机、编码器（传感器）、功率放大器、电源、可编程控制器、网络管理器等功能块组合在一起，形成一个整体。这样的组合带来一系列优点：可靠性提高；成本降低；体积减少；系统性能提高。实际上，智能电机的研究，就是将电机技术、电机的控制技术和电子技术相结合的研究。

2. 性能改进和新品种的开发

对于直流无刷电动机，应该进一步改进的问题中首先是转矩脉动，尤其是用于视听设备、电影机械、计算机中的直流无刷电动机，更要求运行平稳，没有噪声。这些应用场合中的电动机，大多为小功率、小尺寸的电动机，尺寸紧凑，改动更为困难。为了解决这个问题，可以利用计算机进行模拟、分析、计算、比较；通过研究气隙磁场形状和磁极结构，选择合适的极对数和槽数以及合适的槽口尺寸。

3. 高效、节能电动机的研究

研究、开发高效、节能电动机一直是个重要课题。尤其是直流无刷电动机的应用越来越普及，在数瓦至数千瓦这个功率段里用得最多。日本近些年来推出的分割铁芯结构的直流无刷电动机达到了卓越的效果。如松下公司推出的MINAS-HYDER的两个系列的电机--超小型高效、节能系列和高效通用系列，容量就是数瓦至数千瓦^[4]。以750W的电机为例，和标准的三相电机相比，在同样的输出功率情况下，超小型系列的体积只有13%大小，重量只有25%；通用系列的体积只有标准三相电机的60%，重量只有50%。

4. 新材料、新技术的应用和加工工艺的改进

电动机性能的改进离不开高性能材料的应用，首先应该提及的是永磁材料性能的提高。研制和采用磁性能更好，温度特性更佳、防锈防腐特性更强、价格更便宜的稀土材料是一个关键。在导电材料上，国外已经普遍采用了无氧铜线，它的电阻率更小。更可贵的是硬度小，易弯曲，下线方便。但目前国内应用尚少，应该加速推广应用。另外，绝缘材料，高速运行时的轴承以及部分结构材料的塑料化等都是很有意义的课题。在加工技术方面首先应该提到的是充磁技术，应该保证气隙磁场形状，保证性能。其它的还有加工的一致性，精确度，高效等等。直流无刷电动机虽然已经发展到相当成熟的阶段，有着优越的性能，但是相对于其它类型电动机还是一种新型电动机。直流无刷电动机是

机电一体化产品，是多学科技术相结合的产物。它的驱动、控制更是和电子技术息息相关。因此，进行直流无刷电机系统的研究对于我国工业现代化建设有着重要的意义。

5. 先进控制技术的应用

随着变结构控制、无传感器控制、模糊控制和PID相结合的Fuzzy-PID控制、神经网络和模糊控制相结合的复合控制、遗传算法和模糊控制的复合控制等先进控制技术的不断发展和应用，将促使直流无刷电动机控制系统性能的性能不断提高。

1.5 课题的主要研究内容

本课题是自选研究课题，旨在研制一套基于DSP的直流无刷电机调速系统，主要工作如下：

(1) 研究直流无刷电动机的运行原理和控制方式，针对控制对象——具有梯形波反电动势的无刷电机选择合适的控制方案。

(2) 设计直流无刷电机控制器的硬件电路，包括电源电路、功率电路、电流检测电路、电压检测电路、位置检测电路、电流斩波电路、驱动电路、DSP 外围电路、以及显示电路等。

(3) 根据直流无刷电机的控制策略，完成控制系统的软件设计。实现数据采集及显示；跟踪转子位置，输出相通断信号至功率变换器决定对应的开关器件的开断；根据转子位置信号计算速度值；进行转速环和电流环PI调节；实现电机正反转运行等。

(4) 通过实验，验证硬件电路的可行性，根据控制要求修改软件设计，提高控制性能。

第2章 直流无刷电动机运行原理

2.1 直流无刷电机基本结构

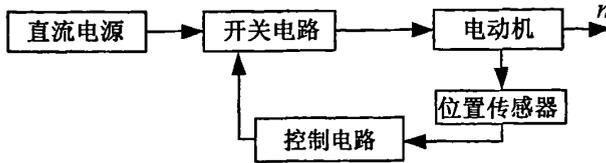


图 2-1 直流无刷电机的原理框图

Fig2-1 The function diagram of BLDCM

直流无刷电动机基本结构主要由电动机本体、位置传感器和电子换相开关三部分组成^[6]。其原理框图如图 2-1 所示。

(1) 电动机本体

电动机本体在结构上和永磁同步机相似，但是没有鼠笼型绕组和其它的起动装置。其定子是直流无刷电机的静止部分，它由导磁的定子铁芯、导电的电枢绕组及固定铁芯和绕组用的一些零部件、绝缘材料、引出部分等组成，如机壳、绝缘片、槽楔、引出线及环氧树脂等，一般制成多相（如三相、四相、五相不等）。转子是电机本体的旋转部分，是产生激磁磁场的部件。转子由永久磁钢按照一定的极对数（ $2p=2, 4, \dots$ ）组成。直流无刷电机转子的永久磁钢与有刷直流电机的永久磁钢作用相似，都是在电动机的气隙中建立足够的磁场，不同之处在于它们的安装位置不一样，直流无刷电机的永久磁钢装在转子上，而直流有刷电机的永久磁钢装在定子上。

(2) 位置传感器

1) 位置传感器的结构

位置传感器也由静止部分和运动部分组成，即位置传感器定子和位置传感器转子。不同类型的位置传感器，它的定子部分和转子部分的构成是不同的。例如，电磁式位置传感器的转子部分由圆柱体状的非导磁材料构成，表面镶有 120° 扇形的导磁材料；定子部分由硅钢片冲叠而成或是由高频铁氧体材料压铸而成，一般有六个极，极间间隔角度为 60° ，选其中间隔 120° 的三个极绕组作为一次绕组，相互串联后通高频电流，另外的三个极则作为二次绕组。光电式的转子部分是由一块遮光板构成，遮光板上开有约 120° 电角度的缝隙，并且缝隙的数目等于直流无刷电机转子磁极的极对数。定子部分是由三个发光二极管和光敏晶体管组成。

2) 位置传感器的分类

位置传感器按动作原理，可分为敏感式、耦合式、谐振式和接近式等。敏感式位置传感器是利用敏感元件来感应转子的位置，并输出控制信号控制各相绕组的导通顺序。常用光敏元件作为敏感元件如光电二极管、光电三极管和磁敏三极管等。耦合式位置传感器是指变压器耦合（即磁电式）和高频空芯线圈耦合等。谐振式位置传感器是指当达到谐振条件时，输出最大控制信号控制电枢绕组的导通。接近式位置传感器是利用接近某物而动作的原理制成的一种位置传感器。

3) 霍尔元件位置传感器工作原理

霍尔元件是一种半导体器件，利用霍尔效应制成，属于磁敏感元件。霍尔元件有半导体材料做成的霍尔片（如锗霍尔片、硅霍尔片等）和化合物半导体材料做成的霍尔片（如砷化铟、碲化铟霍尔片等）两种。其基本原理叙述如下。

将矩形半导体薄片置于磁场中，在薄片两侧通以电流（控制电流），则在薄片的另外两侧会产生一个电势（霍尔电势），这一效应就是霍尔效应。其原理图示于图 2-1。利用霍尔效应产生电压输出的元件称为霍尔元件。

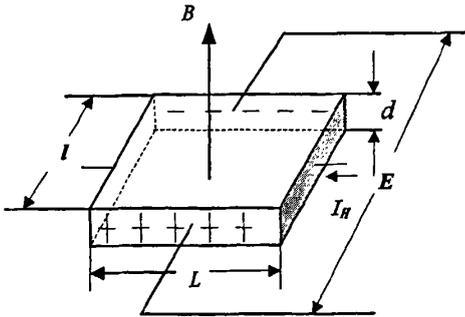


图 2-2 霍尔效应原理

Fig2-2 The Hall effect principle

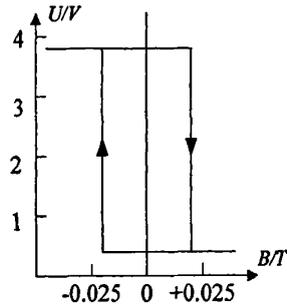


图 2-3 霍尔集成电路特性曲线

Fig2-3 The Hall integrated circuit

上述霍尔元件所产生的电势很低，应用时往往要外接放大器，很不方便。随着半导体集成电路的发展，现在通常采用霍尔集成电路将霍尔元件与半导体元件集成到一起。霍尔集成电路有线性型和开关型两种。一般而言，直流无刷电机的位置传感器宜选用开关型，其特性曲线如图 2-3 所示。

采用霍尔集成电路作为位置传感器的直流无刷电机，通常称为“霍尔直流无刷电机”。

(3) 电子换相开关

直流无刷电动机的电子换相开关用来控制电动机定子上各相绕组通电的顺序和时

间，主要由功率逻辑开关单元和位置传感器信号处理单元两部分组成。功率逻辑开关是控制电路的核心，其功能是将电源的功率以一定的逻辑关系分配给直流无刷电动机定子上的各相绕组，以便使电动机产生持续不断的转矩。而各相绕组通电顺序和时间主要取决于来自位置传感器的信号。但位置传感器所产生的信号一般不能直接用来控制逻辑开关单元，需要进行逻辑处理。

一般来说，对电子换相线路的基本要求是：

- (1) 线路简单；
- (2) 运行稳定可靠；
- (3) 体积小，重量轻；
- (4) 功耗小；
- (5) 能按照位置传感器的信号进行

正确换相，并能控制电机的正反转；

(6) 应能长期满足不同环境条件的要求；

- (7) 长期运行。

综上所述，直流无刷电机各主要部件的框图如图 2-4 所示。

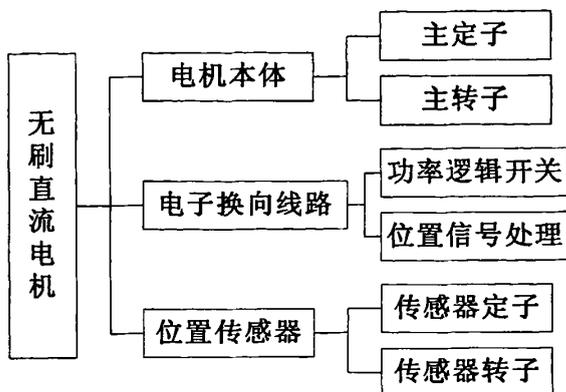


图 2-4 直流无刷电机的组成框图

Fig2-4 The component diagram of BLDCM

2.2 直流无刷电机的工作原理

众所周知，一般的永磁式直流电动机的定子由永磁磁钢组成，其主要作用是在电动机气隙中产生磁场，其电枢绕组通电后产生电枢磁场^[5]。由于电枢的换相作用，使得这两个磁场的方向在直流电动机运行的过程中始终保持相互垂直，从而产生转矩而驱动电动机不停地运转。直流无刷电动机为了实现无电刷换相，首先把电枢绕组放在定子上，永磁磁钢放在转子上，这与传统直流永磁电动机的结构刚好相反。但仅这样做是行不通的，因为用一般直流电源给定子各绕组供电，只能产生固定磁场，该磁场不能与转动的转子磁钢所产生的永磁磁场相互作用，也就不能产生驱动转子转动的单一方向的转矩。所以，直流无刷电动机除了由定子和转子组成电动机的本体以外，还要有位置传感器、控制电路以及功率开关共同构成的换相装置，使得直流无刷电机在运行过程中定子绕组所产生的磁场和转子磁钢所产生的永磁磁场，在空间始终保持一定的电角度。不同结构的直流无刷电机可以有多种联接方式，而且不同的电机定子绕组相数对应的电子换相开关的结构也不同，这些都对电机性能有很大的影响。这一点将在后面进行分析。

本文以 3 相 2 极永磁直流无刷电机为例来说明直流无刷电机的运行原理，采用常见的三相全桥式换相器结构和两两通电方式的控制策略。电路结构原理如图 2-5 所示。在该电路中由六只 IGBT 开关管 $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ 构成功率逆变器。所谓两两通电方式，即每次换相上下桥臂中各有一只管子导通为三相定子绕组提供直流电源。位置传感器采用霍尔元件传感器。下面对其运行原理详细分析。

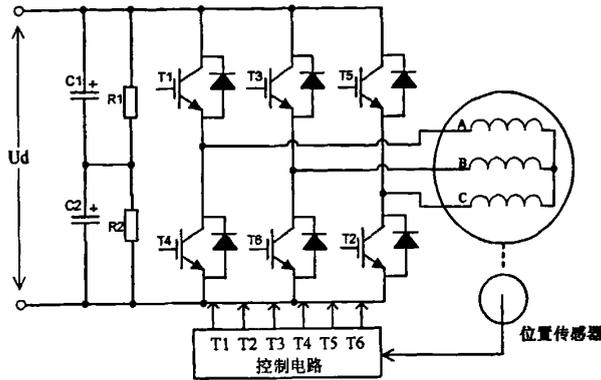


图2-5 直流无刷电动机的结构原理图

Fig2-5 The structure principle of BLDCM

图 2-6 是 3 相 2 极永磁电机示意图^[6]。转子旋转方向为逆时针恒速旋转，下面分别对这六个时刻的状态给予分析。

(1) 取图 2-6 (a) 的转子位置为 $t = 0^-$ 时刻，此时相带 ABC 同处于 N 极下，而相带 A'BC' 同处于 S 极下。B 相和 C 相仍在导通，电流方向如图所示。这一时刻为换相前时刻，因此记为 $t = 0^-$ 。

(2) 当转子达到图 2-6 (a) 所示的转子位置时，电机的位置传感器会给出换相信号，假定电流换相是在瞬间完成的，即 C 相绕组断开，A 相绕组导通（C 相和 A 相进行换相），B 相绕组仍然反向导通。换相后的时刻记 $t = 0^+$ ，即如图 2-6 (b) 所示时刻。此时，逆变器 A、B 两相绕组输入直流电，电流方向为 $i_A = -i_B$ 。

(3) 转子继续旋转，转过 60° 电角度后，位置传感器又检测到换相信号，此时，B 相绕组断开，C 相绕组导通，即逆变器触发信号保证在 $\omega_r t = 60^\circ$ 的时刻使 B 相和 C 相进行换相，电流方向为 $i_A = -i_C$ 。图 2-6 (c) 表示的是 $\omega_r t = 60^\circ$ 换相前的时刻，图 2-6

(d) 表示的是 $\omega_r t = 60^\circ$ 换相后的时刻。

(4) 同理，不难理解图 2-6 (e) 和图 2-6 (f) 分别为 $\omega_r t = 120^\circ$ 时的换相前后的电流分布图。

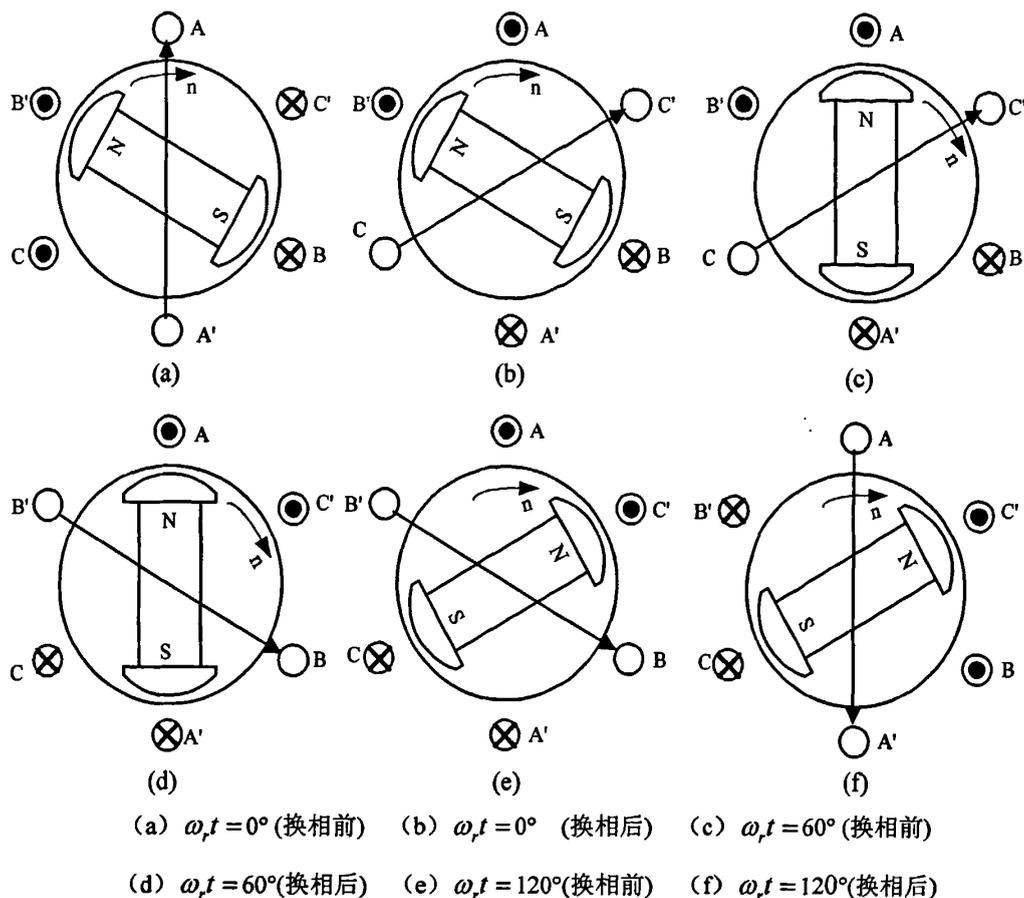


图 2-6 转子位置与电流换相关系

Fig2-6 The relation between rotator position and current commutation

由图 2-6 可以看出，在转子旋转角度 $\omega_r t = 0^\circ$ 至 $\omega_r t = 120^\circ$ 区间内，A 相是始终导通的，且相带 A 始终处于 N 极磁场内，相带 A' 始终处于 S 极磁场内，所以感应电动势 e_A 的幅值在 $\omega_r t = 0^\circ$ 至 $\omega_r t = 120^\circ$ 区间内是始终恒定的（记为 E_s ）。当 $\omega_r t > 120^\circ$ 时，A 相关断，相带 A 和 A' 分别超出 N 极区和 S 极区， e_A 随之减小。因相带宽度为 60° ，因此，当 $\omega_r t = 150^\circ$ 时， e_A 应降为零。过零后，随着转子旋转， e_A 改变方向。此时，相带 A 和 A' 分别置于 S 极和 N 极磁场下，于是 e_A 达到反向最大值 $-E_s$ 。并在 120° 的区间内保持不变。转子继续旋转 60° 电角度后， e_A 又达到正向最大值 E_s 。如此， e_A 在 0° 到 360° 的区间内构成了完整的梯形波，梯形波平顶宽为 120° 。因此，同理可知 e_b 和 e_c 也具有同样的波形，并且三者互差 120° 电角度，如图 2-7 (b) 所示^[6]。

综上所述，可以得出直流无刷电机的电流和感应电动势有以下特点：

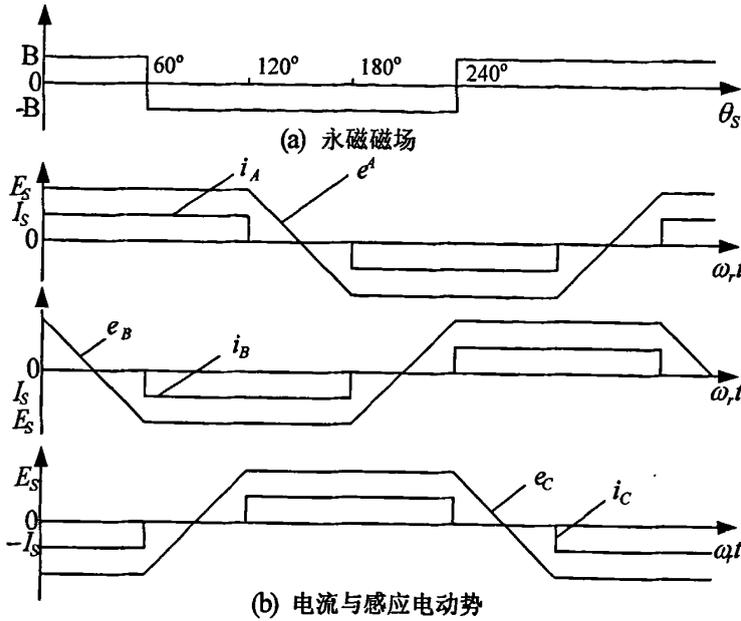


图 2-7 直流无刷电机的磁场、电流和反电动势

Fig2-7 The magnetic field, phase current, back electromotive force of BLDCM

- (1) 感应电动势为三相对称的梯形波，其波顶宽为 120° ；
- (2) 电流为三相对称的宽度为 120° 的矩形波；
- (3) 梯形波反电势与矩形波电流在相位上严格同步。

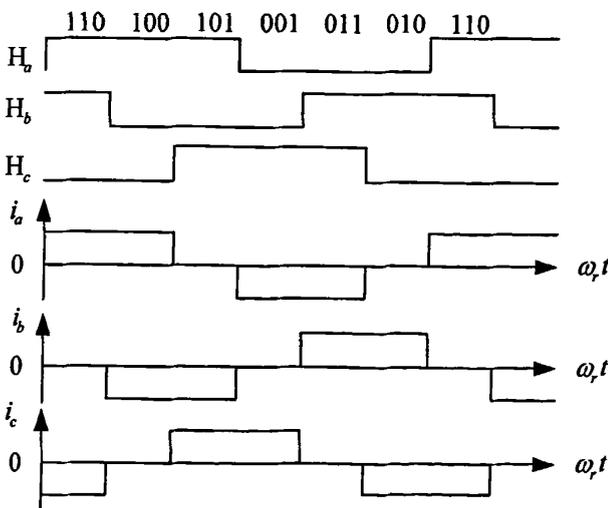


图 2-8 HALL 状态与电机定子电流的对应关系

Fig2-8 The relation between the state of Hall device and the motor stator current

由前面的介绍可知，在 360° 电角度范围内，转子每旋转 60° 电角度，定子电流需进行一次换相，也就是在一个电角度周期内定子电流需要进行六次换相。为此，本文使用 3 路 HALL 信号组成 6 种（去掉 000 和 111 状态）不同的状态表示位置传感器的信号，以表示转子在 360° 电角度范围内的 6 个不同的位置。图 2-8 说明了这种对应关系。

以上对具有梯形波反电势的直流无刷电动机的运行原理作了

简单分析,下面将简要介绍一下直流无刷电机不同结构对应的联结方式和对电机性能的影响。

2.3 直流无刷电机的多相结构

直流无刷电机的多相结构中应用最广泛的是三相电机,它的联结方式将在下一章作详细讨论。但是三相联结并不是唯一的联结方式,常见的还有四相联结、五相联结等,四相和五相电机的换相方法基本和三相电机一样,通常的联接方式有半桥式和全桥式两种,具体的联接方式如图 2-9 所示^[6]。图 2-9 的(a)(b)分别为四相电机的半桥式和桥式结构,图 2-9 (c)(d)分别为五相电机的半桥式和桥式结构。

现在以五相电动机为例来说明,图 2-10 示出了五相绕组在不同联结下通电时所产生的转矩矢量图。五相电机的半桥式结构如图 2-10(a)所示,五只功率管分别接通五相绕组,并且需要 5 个霍尔位置传感器,每只霍尔元件输出高电平的脉宽为 72° 电角度,其余 288° 为低电平。每隔 72° 电角度换相一次,其转矩矢量就转过 72° 电角度并接通一个绕组。这样的控制虽然简单,但是电机绕组的利用率低,只有 $1/5$ 的时间通电工作,故很少被采用,通常采用的方式有二三通电方式、五五通电方式及五四通电方式等几种。

对于半桥式的结构,通常采用二三通电方式。所谓二三通电方式,其通电顺序为: T_1T_2 、 $T_1T_2T_3$ 、 T_2T_3 、 $T_2T_3T_4$ 、 T_3T_4 、 $T_3T_4T_5$。当 T_1T_2 通电时,其合成转矩如图 2-10(a)(b) 所示。其中图 2-10(a)为 A、B 两相通电时的合成转矩,其方向为 A、B 两相转矩矢量的角平分线上,假设在一定电流作用下各相产生的转矩大小为 $2T_0 \cos 36^\circ = 1.68T_0$ 。当 $T_1T_2T_3$ 通电时,其合成转矩矢量如图 2-10(b)所示,其方向为与 B 相同向,由于各相绕组所产生的转矩均相等,所以合成转矩的大小为 $T_0 + 2T_0 \cos 72^\circ = 1.618T_0$ 。这样每相绕组通电 $1/2$ 周期,每次换相的是一个绕组,但是分两个节拍进行,如原来为 T_1T_2 导通,换相时先使 T_3 导通,变成 $T_1T_2T_3$ 同时导通状态,过一个节拍后,在断开 T_1 ,变成 T_2T_3 导通状态,但是和成转矩是一样的,只是相位各相差 36° 电角度。

对于全桥式的结构,一般采用五五导通方式或是五四导通方式。所谓五五导通是指每个瞬间五个绕组均通电,但是通电的方式有三正两负或两正三负两种情况。在图 2-9(d)中当 ABE 三相绕组正向通电、CD 两相反向通电时,其合成转矩方向同 A 相转矩,如图 2-10(c),其大小为 $T_{05} = T_0 + 2T_0 \cos 72^\circ + 2T_0 \cos 36^\circ = 3.236T_0$ 经过 36° 电角度后换相一次,把绕组 E 中的电流由正向变成反向通电,变成 AB 正向通电、CDE 反向通电,这时合成转矩如图 2-10(d)所示。其方向和 D 相反,大小不变,和成矢量转过 36° 电角度。

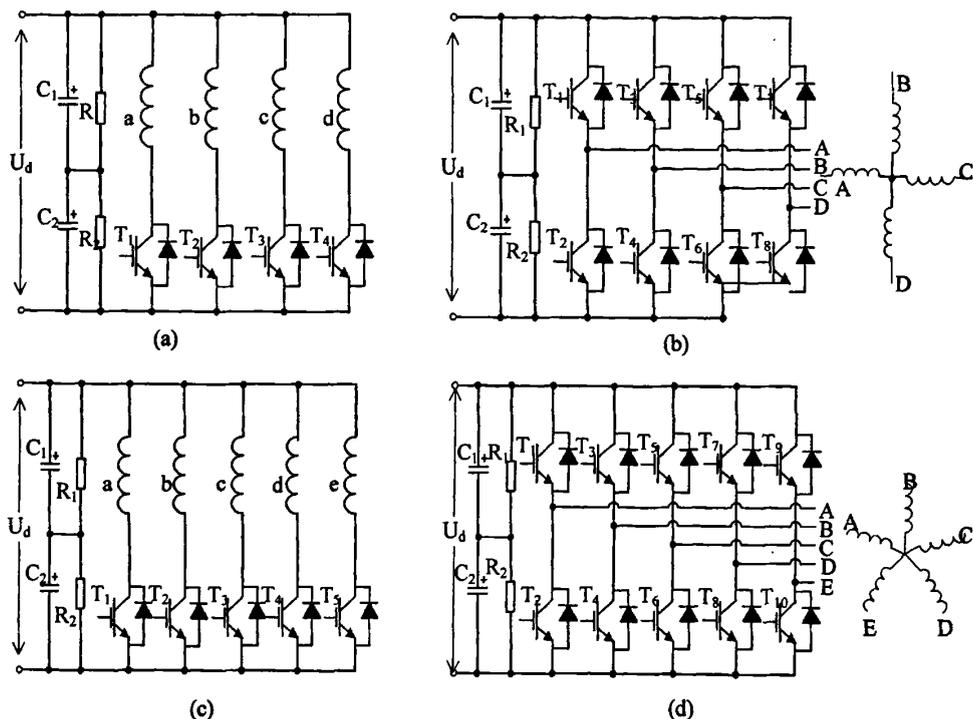


图 2-9 多相电机连结结构

Fig2-9 The polyphase connection of BLDC

如此每隔 36° 换相一次，每次按顺序改变一个绕组的电流方向，合成转矩矢量的方向就转过 36° 电角度，大小保持不变，一个周期中换相十次。在整个运行过程中，五个绕组均通电，只不过通电的正负不一样，大大提高了绕组的利用率。在电动机转过 360° 电角度的过程中，每个绕组正、反向通电 180° 电角度，波形很对称，给控制电路带来了

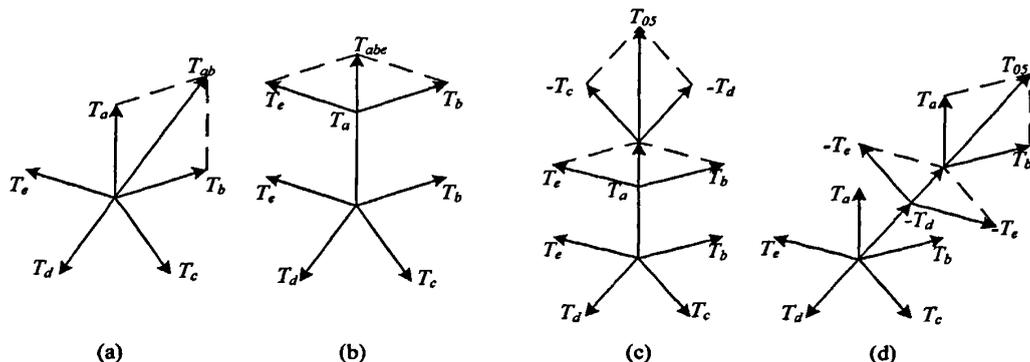


图 2-10 五相电机的合成转矩

Fig2-10 The synthetic torque of the five phase motor

方便。由于每隔 36° 就换相一次，故其合成转矩脉动很小，但是其换相主电路结构要复杂些。其结构如图 2-9(d)所示，由 10 只功率管组成五相全桥式电路。他们的导通顺序为

$T_1T_2T_3T_4T_5$ 、 $T_2T_3T_4T_5T_6$ 、 $T_3T_4T_5T_6T_7$ 、 $T_4T_5T_6T_7T_8$ 、.....。这种线路突出的优点在于结构简单, 缺点是在每一个瞬间通过各绕组的电流不等。所谓的五四通电方式就是在五五通电的换相过程中插入一个不通电状态。其合成转矩的大小比五五通电方式略小, 大小为 $T_{04} = 2T_0 \cos 18^\circ$ 。这种线路的突出优点是简单, 每次换相其合成转矩仅转过了 18° 电角度。顺序换相控制的缺点是在每一个换相瞬间通过各绕组的电流不等, 这样一来在一个周期共换相 20 次, 即每隔 18° 电角度换相一次。

2.4 直流无刷电机的数学模型

2.4.1 直流无刷电机的简化模型

要十分精确地分析直流无刷电动机的运行特性是很困难的。它涉及非线性理论及数值解法等诸多问题, 在一般工程应用上尚无必要, 故通常均作如下假设:

- (1) 电动机的气隙磁感应强度沿气隙为方波, 定子电流、磁场分布皆对称;
- (2) 绕组通电时, 忽略齿槽、换相过程和电枢反应等的影响不计;
- (3) 控制电路在开关状态下工作, 功率管压降 ΔU_T 为恒值;
- (4) 各相绕组对称, 其对应的电路单元完全一致, 相应的电气时间常数忽略不计;
- (5) 位置传感器等控制电路的功耗忽略不计。

则定子三相绕组的电压平衡方程可表示为^{[6][7]}:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中, p 为微分算子 $p = \frac{d}{dt}$, R_a 、 R_b 、 R_c 分别为三相绕组的电阻, L_a 、 L_b 、 L_c 为三相绕组的自感, L_{ab} 为 A 相和 B 相的互感, 其他亦然, 且又 $L_{ab} = L_{ba}$, $L_{ac} = L_{ca}$, $L_{bc} = L_{cb}$ 。

上式中的反电势 e_a 、 e_b 、 e_c 为梯形波, 电流为方波。假定各相绕组对称, 且各相参数一致并为常数^[8]。对于凸装式转子结构, 可以忽略凸极效应, 因此定子三相绕组的自感为常数, 三相绕组间的自感为常数, 三相绕组间的互感也为常数, 两者都与转子位置无关。因此

$$R_a = R_b = R_c = R, \quad (2-2)$$

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (2-3)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2-4)$$

于是，电压方程可写为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

定子三相绕组为 Y 连接，没有中线，则有：

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-6)$$

可得：

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad (2-7)$$

将上述关系式代入（2-5）中，电压方程变为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

由直流无刷电动机的电压方程，可以得其等效电路，如图2-11所示

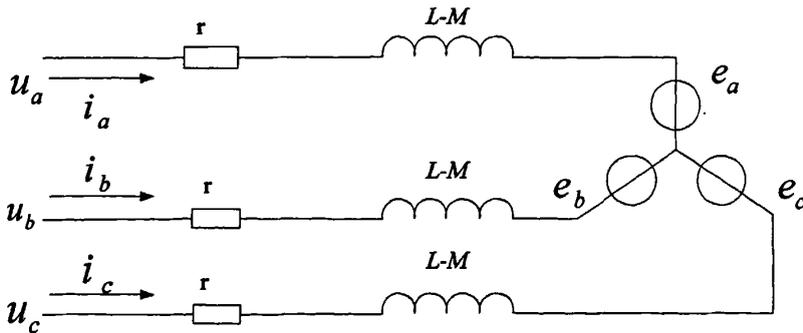


图 2-11 直流无刷电机的等效电路图

Fig2-11 The equivalent circuit of BLDCM

2.4.2 直流无刷电机运动方程

直流无刷电动机电磁转矩是由定子绕组中的电流与转子磁钢产生的磁场相互作用而产生的^[9]。定子绕组产生的电磁转矩表达式为：

$$T_e = P_n (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \omega \quad (2-9)$$

由式 2-9 可以看出，直流无刷电动机的电磁转矩方程与普通的直流电机相似，其电磁转矩大小与磁通和电流的幅值成正比，所以只要控制逆变器输出方波电流的幅值即可控制直流无刷电机的转矩。为产生恒定的电磁转矩，要求定子电流为方波，反电势为梯形波，且在每半个周期内，方波电流持续时间为 120° 电角度，两者应该严格同步。由于在任何时刻，定子只有两相导通，所以电磁功率方程又可以表示成：

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 2E_s I_s \quad (2-10)$$

则电磁转矩方程又可表示为:

$$T_e = P_n P_e / \omega = 2P_n E_s I_s \quad (2-11)$$

机械运动方程为:

$$T_e - T = J d\omega / dt \quad (2-12)$$

式中: T —负载转矩

J —转子惯性矩

ω —机械角速度

P_n —电机极对数

P_e —为电磁功率

E_s —电机反电势幅值

I_s —电机相电流幅值

第 3 章 直流无刷电动机的控制方法

3.1 直流无刷电机控制方法分类

通常根据直流无刷电机定子绕组与换相开关之间联结方式的不同以及换相开关结构的不同，可以把对直流无刷电机的控制分为两类：一类是半桥型控制结构，另一类是全桥型控制结构。三相电机的半桥型控制结构如图 3-1 所示，电机的三相绕组直接与三只开关管相连，主电路结构简单，但是对电机绕组利用率低。而全桥型控制结构，电路相对复杂，但是对电机根据电机绕组利用率较高，提高了电机的效率。下面对三相电机的控制方法做进一步详细的介绍。

3.1.1 三相半桥电路

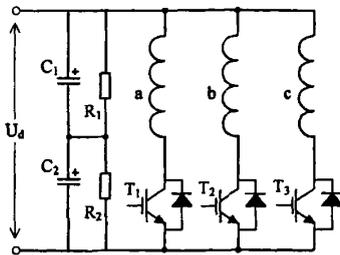


图 3-1 三相半桥主电路

Fig3-1 The three-phase half-bridge main circuit

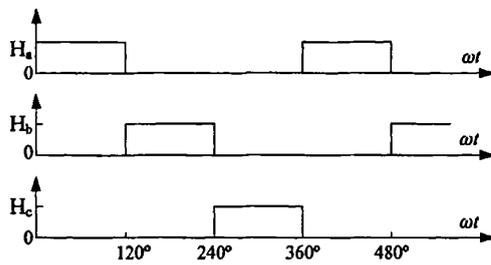


图 3-2 三相半桥连接对应的转子位置信号

Fig3-2 The rotor position signal in three-phase half-bridge circuit

常见的三相半桥电路及对应的转子位置信号如图 3-1 和图 3-2 所示。图中 A、B、C 为电动机定子三相绕组， T_1 、 T_2 和 T_3 为三只 IGBT 功率管，主要起开关作用。 H_a 、 H_b

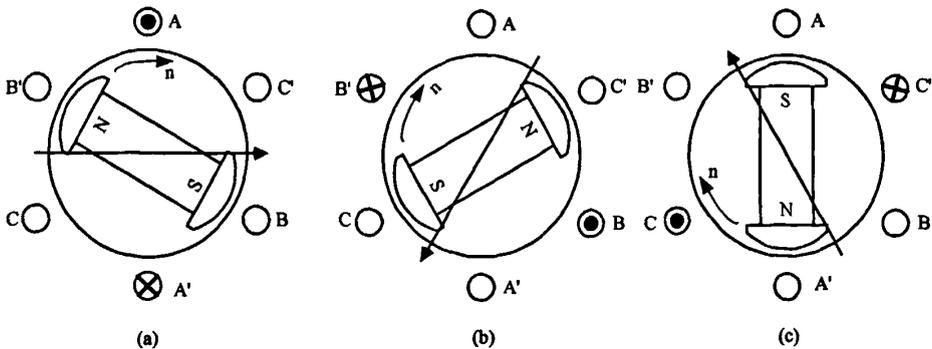


图 3-3 绕组通电顺序与电机转子位置的关系

Fig3-3 The relation between winding power order and rotator position

和 H_c 为来自转子位置传感器的信号。在三相半控电路中，要求位置传感器输出信号的 $1/3$ 周期为高电平， $2/3$ 周期为低电平，并要求各传感器信号之间的相位差也是 $1/3$ 周期，

如图 3-3 所示。

当转子磁钢位置如图 3-3(a)所示时, 要求 H_a 处于高电平, H_b 和 H_c 均处于低电平。 T_1 导通, A 相绕组通电, 由左手定则可知, 在电磁力作用下, 转子沿顺时针方向旋转。当转子磁钢转到 3-3(b)所示的位置时, H_b 处于高电平, H_a 和 H_c 均处于低电平, T_2 导通, B 相绕组通电, A 相绕组断电。在转子磁钢同 B 相绕组产生的电磁力的作用下, 转子继续沿顺时针方向旋转, 到图 3-3(c)的位置时, 位置传感器 H_c 处于高电平, H_a 和 H_b 均处于低电平, T_3 导通, C 相绕组通电。在 C 相绕组所产生的电磁力作用下, 转子仍然沿顺时针方向旋转, 直到回到 3-3(a)的位置, 然后重复上述过程。在电流恒定的情况下, 三相半控电路转矩波形如图 3-4 所示。

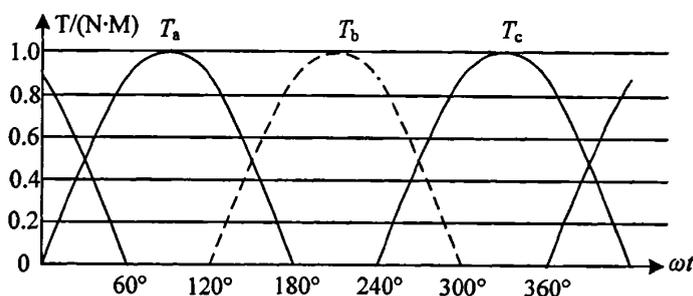


图 3-4 三相半控电路下的转矩波形

Fig3-4 The torque waveform of three-phase half-bridge circuit

3.1.2 三相 Y 连接全控电路

三相半桥电路虽然简单, 但电动机本体的利用率很低, 每个绕组只通电 $1/3$ 周期时间, 另外 $2/3$ 周期处于断开状态, 没有得到充分利用。由图 3-4 可知, 在运行过程中其转矩从 $T_m/2$ 变化到 T_m , 波动较大。所以在对转矩要求比较高的场合, 一般采用三相全控电路。下面着重讨论三相绕组 Y 连接的全控电路, 如图 3-5 所示, 在该电路中, 电动机三相绕组为 Y 连接。 T_1 、 T_2 ...、 T_6 为六只 IGBT 功率管, 起绕组的开关作用^[11]。它们的通电方式可分为两两通电方式和三三通电方式两种。

(1) 两两通电方式: 所谓两两通电方式是指每一瞬间有两个功率管导通, 每隔 $1/6$ 周期 (60° 电角度) 换相一次, 每次换相一个功率管, 每一功率管导通 120° 电角度。各功率管的导通顺序是 T_1T_2 、 T_2T_3 、 T_3T_4 、 T_4T_5 、 T_5T_6 、 T_6T_1 ...。当功率管 T_1 和 T_2 导通时, 电流从 T_1 管流入 A 相绕组, 再从 C 相绕组流出, 经 T_2 回到电源。如果认定正向流入绕组的电流所产生的转矩为正, 那么从绕组正向流出的电流产生的转矩则为负, 它

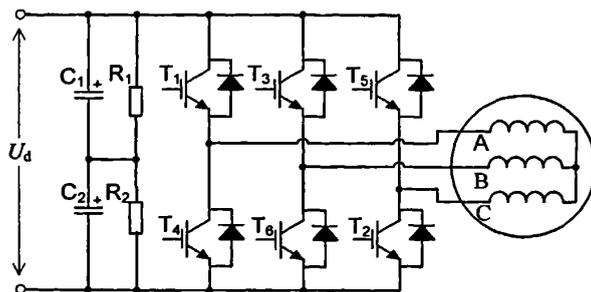
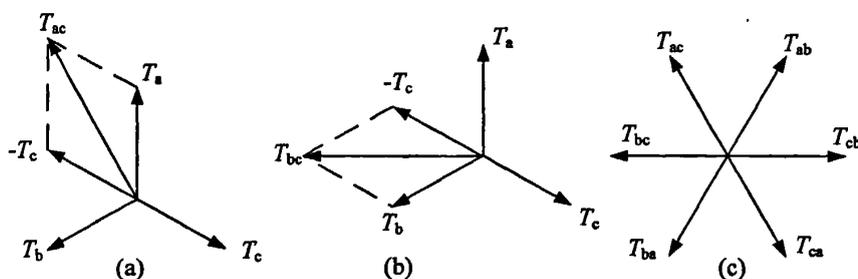


图 3-5 Y 连接绕组三相桥式主电路

Fig3-5 The three-phase Y-connection full-bridge main circuit

们合成的转矩如图 3-6(a)所示，其大小为 $\sqrt{3}T_a$ ，方向在 T_a 和 $-T_c$ 的角平分线上。当电机转过 60° 后，由 T_1T_2 通电换成 T_2T_3 通电。这时，电流从 T_3 流入 B 相绕组再从 C 相绕组流出，经 T_2 回到电源，此时合成转矩如图 3-6(b)所示，其大小同样为 $\sqrt{3}T_a$ 。但合成转矩 T_{bc} 的方向转过了 60° 电角度，但大小始终保持 $\sqrt{3}T_a$ 不变，图 3-6 (c)示出了全部合成转矩的方向。所以，同样一台直流无刷电机，每相绕组通过与三相半控电路同样的电流时，采用三相 Y 连接全控电路，在两两换相的情况下，其合成转矩增加了 $\sqrt{3}$ 倍。每隔 60° 电角度换相一次，每个功率管导通 120° ，每个绕组通电 240° ，其中正向通电和反向通电各 120° ，其输出转矩波形如图 3-7 所示。由图 3-7 可以看出，三相全控时的转矩波动比三相半控时小得多，仅从 $0.87T_m$ 变化到 T_m 。



(a) T_1 和 T_2 导通时合成转矩 (b) T_2 和 T_3 导通时合成转矩 (c) 两两导通时合成转矩矢量图

图 3-6 两两导通时合成转矩矢量图

Fig3-6 The vector diagram of synthetic torque on two-two conduction

(2) 三三通电方式：所谓三三通电方式，是指每一瞬间均有三只功率管同时导通，每隔 60° 换相一次，每个功率管通电 180° 。他们的导通次序是 $T_1T_2T_3$ ， $T_2T_3T_4$ ， $T_3T_4T_5$ ， $T_4T_5T_6$ ， $T_5T_6T_1$ ， $T_6T_1T_2$ …。当 $T_6T_1T_2$ 导通时，电流从 T_1 流入 A 相绕组，经 B 相绕组

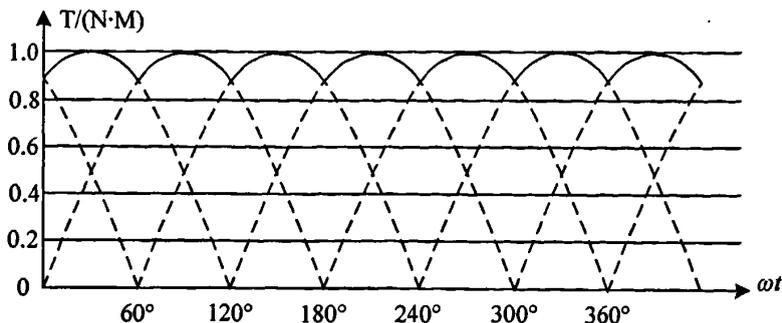


图 3-7 全控桥输出转矩波形图

Fig3-7 The output torque waveform of the three-phase bridge

和 C 相绕组（这时 B、C 两相绕组为并联）分别从 T_6 和 T_2 流出。这时流过 B 相和 C 相绕组的电流分别为流过 A 相绕组的一半，其合成转矩如图 3-8 所示，方向同 A 相，而大小为 $1.5T_a$ 。经过 60° 电角度后，换相到 $T_1T_2T_3$ 通电，即先关断 T_6 后导通 T_3 （注意：一定要先关断 T_6 后再使 T_3 通电，否则就会出现 T_6 和 T_3 同时通电，则电源被 T_3T_6 短路，这是绝对不允许的）。这时电流分别从 T_1 和 T_3 流入，经 A 相和 B 相绕组（相当于 A 相和 B 相并联）再流入 C 相绕组，经 T_2 流出，合成转矩如图 3-8(b)所示。其方向与 -C 相同，转过了 60° ，大小仍然是 $1.5T_a$ 。再经过 60° 电角度后，换相到 $T_2T_3T_4$ 通电，而后以此类推。它们的合成转矩矢量图如图 3-8(c)所示。

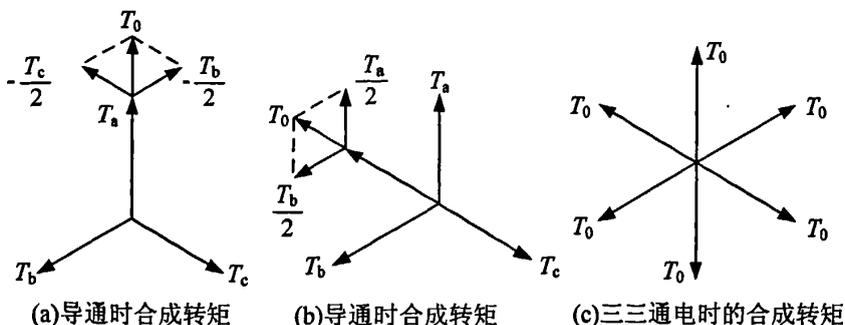


图 3-8 三三通电时的合成转矩矢量图

Fig3-8 The vector diagram of synthetic torque on three-three conduction

3.2 PWM 调制斩控方法的研究

三相 Y 联接的直流无刷电动机通常采用三相六状态 120° 通电的控制方式，PWM 的斩波控制方式较为多样，如图 3-9，每种 PWM 控制方式对电机的控制效果也有所不同^[12]。根据每个导通状态 PWM 作用管子数目的不同，把 PWM 调制方式分成两大类，

一类是“双斩”方式，通常也称作 H_PWM-L_PWM 控制方式，每个导通状态控制器上、下桥臂的功率管全部进行 PWM 调制，如图 3-9 (b)所示；另一类是“单斩”方式，在三相六状态的任意一个状态区间内只对上桥臂或者是只对下桥臂的一个功率管进行 PWM 斩波控制。

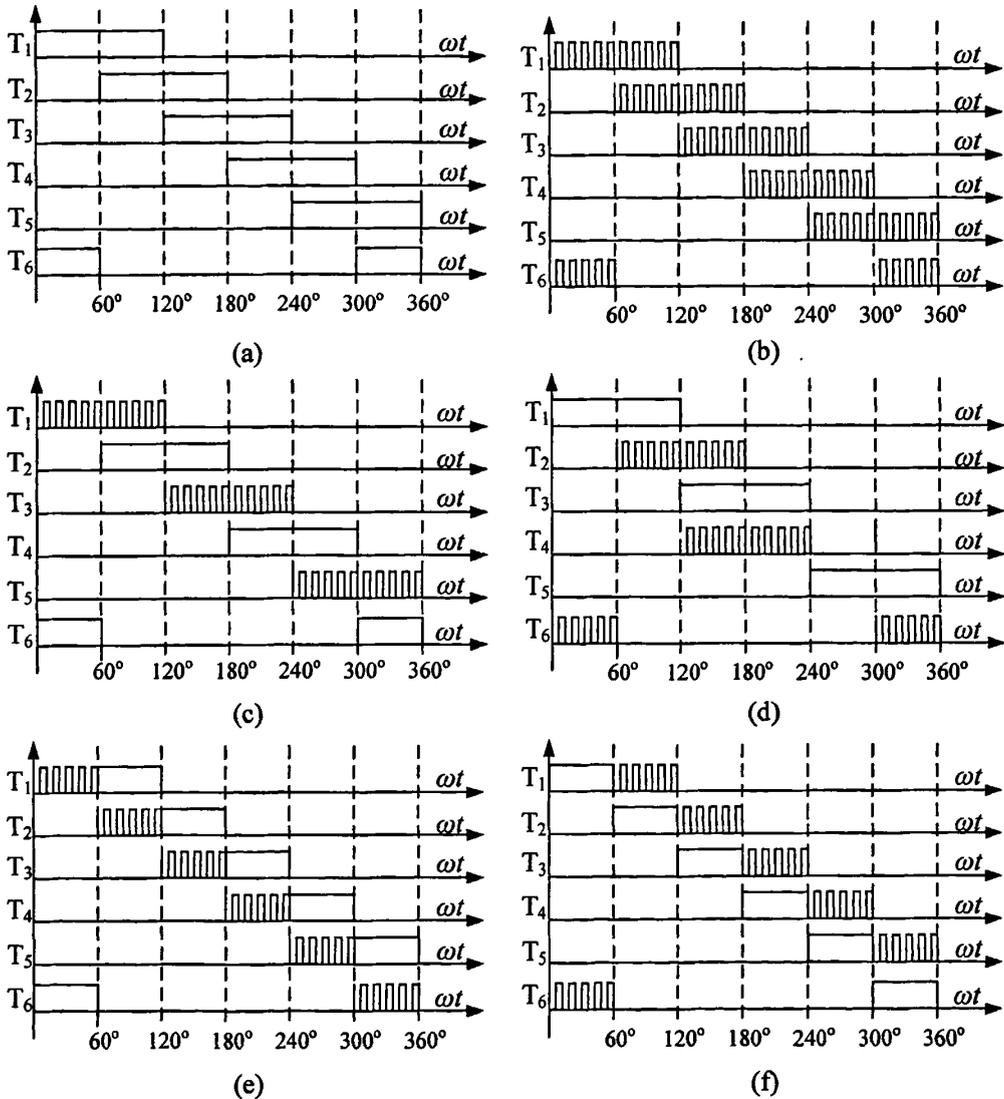


图 3-9 PWM 控制信号调制方式

Fig3-9 The modulation mode of PWM control signal

“单斩”方式又可以分为两大类，一类是六个导通状态始终只对上桥臂或是只对下桥臂的功率管进行 PWM 调制，分别如图 3-9(c)和图 3-9(d)所示。在这种方式中有一个桥臂的功率管始终在它应该导通的区间内处于全通状态；另一类“单斩”方式是使所有的功率管在导通的区间内轮换导通，这种导通方式也有两种情况，一种是对应该导通的功率

管在应该导通的区间内先让其处于导通状态,在后半个区间内处于 PWM 调制控制状态,这也就是所谓的 ON_PWM 单斩控制方式,如图 3-9(f)所示,另一种情况正好相反,是先在前半导通区间内进行 PWM 斩波控制,后半导通区间内使其处于全通状态,即所谓的 PWM_ON 控制方式,如图 3-9(e)所示。

“双斩”方式功率管的开关损耗是“单斩”方式的两倍,降低了控制器的效率,并且不利于散热。“单斩”方式中只斩上桥臂或是下桥臂的方式实现比较容易,但是会造成上下桥臂功率管的损耗不同,而六个功率管的轮换的单斩方式其开关损耗比双斩方式减少一半,且每个功率管的开关损耗相同,减少了开关应力,提高了系统的可靠性。因此实际系统中采用六只管子轮换导通的“单斩”方式控制对整个系统比较有利。

在直流无刷电机控制系统中采用不同的控制方式,开关管关断后电机电流的续流情况和换向过程中电机的电流情况都是不同的,从而引起的电机转矩的脉动也不同^[13]。下面针对常用的 ON_PWM 单斩控制方式和双斩方式来详细分析这两种控制方式下电流的续流情况和转矩的脉动情况^[14]。

3.2.1 ON_PWM 单斩控制方式

ON_PWM 单斩控制方式就是对每个开关管导通的 120° 范围内,前 60° 导通区间内其始终处于开通状态,在后 60° 的导通范围内对其进行 PWM 开关脉宽调制。也就是说半桥调制时, PWM 只对导通周期内一对元件中的一个起作用。以 T_1 和 T_6 导通的 60° 时间为例,这时 e_A 、 e_B 、 e_C 的波形见图 3-10 的 $0 \sim t_2$ 。

电动运行时,设 E 为感应电势幅值,则 $E < U_d / 2$ 。这段时间内, $e_A = E$ 、 $e_B = -E$, e_C 从 E 变到 $-E$ 。假设我们对上桥进行 PWM 调制,而对下桥给出导通信号,即此时 T_6 导通, T_1 接受 PWM 信号。当 T_1 导通时,电流 i 从电源经 T_1 、电机 A、B 相以及 T_6 形成回路,见图 3-11(a)。设电源负端电位为零,则三相

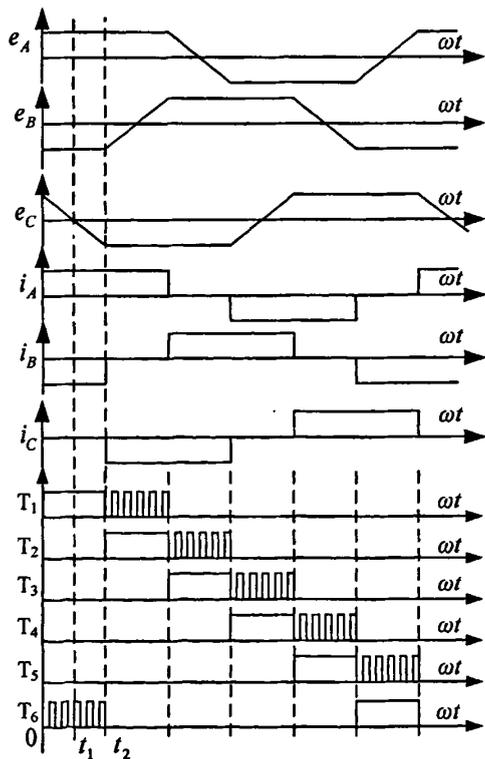


图 3-10 控制信号与电流和反电势对应关系

Fig3-10 The relation of control signal, phase current and back-emf

中点 O 的电位 v_o 在 T_6 导通时为 $v_o = 1/2U_d$ ， v_o 在 T_1 截止且续流电流 i 未衰减到零时等于电源负端电压，为 $v_o = 0$ 。此时 C 相端电压 $v_c = v_o + e_c$ ，因此在 $t_1 \sim t_2$ 内，当 T_1 截止时，有 $v_c = v_o + e_c = 0 + e_c = e_c$ ，可知此时有 $0 < v_c < U_d$ ，所以与 C 相相连的两个续流二极管 D_5 和 D_2 均反向偏置，处于关断状态。而在 $t_2 \sim t_3$ 期间，有 $v_c = e_c < 0$ ，此时二极管 D_2 处于正向导通，产生电流 i_c ，如图 3-11(b) 所示。因此，在半桥调制时会出现非换相期间的第三相导通现象。

当电机处于换相期间时，由于电机电感的存在，所以电流的上升和下降总是需要一定的时间，而且换相期间电流的续流路径也会因为控制方式的不同和换相桥臂的不同而

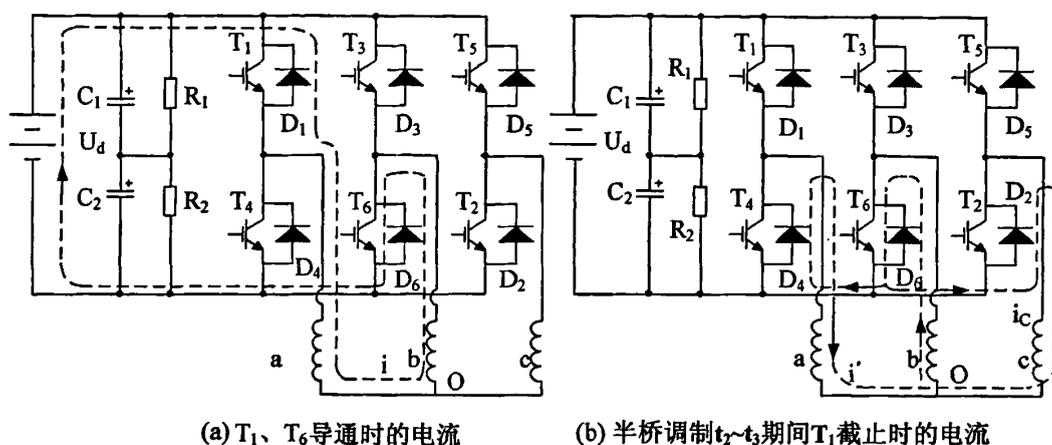


图 3-11 ON_PWM 控制方式非换相期间电机绕组电流

Fig3-11 The stator current on ON-PWM mode during non-commutation

发生变化，从而造成电机在换相期间的转矩出现脉动。下面将对对比的分析 ON_PWM 和 H-PWM_L-PWM 这两种方式下电流的换相续流情况。

如图 3-12 所示为 ON_PWM 控制方式下换相期间绕组电流的续流情况，从图中可以看出上、下桥臂在换相期间，续流情况是不同的^[19]。上桥臂续流时，开关管导通处从 T_1T_6 换相到 T_1T_2 区间，换相前 T_6 进行 PWM 斩波控制， T_1 导通，A、B 两相绕组通电。当 T_6 关断， T_2 开通时， T_1 进行 PWM 斩波控制，B 相绕组向上续流，A、C 两相绕组通电，续流情况如图 3-12(a) 所示。当 T_1 处于关断状态时，电流续流情况如图 3-12 (b) 所示，此时，B 相绕组续流情况不变，继续通过 D_3 向上续流，A、C 相绕组电流流经 A 相绕组、C 相绕组、 T_2 直流母线、 D_4 再回到 A 相绕组，构成续流回路。

下桥臂续流时，开关管导通处从 T_1T_2 区间换相到 T_2T_3 区间。在图 3-12(c) 中，当 T_1 关断时， T_2 进行 PWM 斩波控制， T_3 导通，此时 A 电流通过 D_4 续流， T_2 、 T_3 导通 B、

C 两相通电。在图 3-12(d)中, T_1 关断, T_2 处于 PWM 斩波控制关断状态, T_3 处于导通状态。此时由于 T_1 关断则 A 相绕组中的电流通过 D_4 续流, T_2 关断则 C 相绕组通过 D_5 续流, T_3 导通则加在 A、C 两相上的电动势约为 U_d , 续流路径如图 3-12(d)所示。

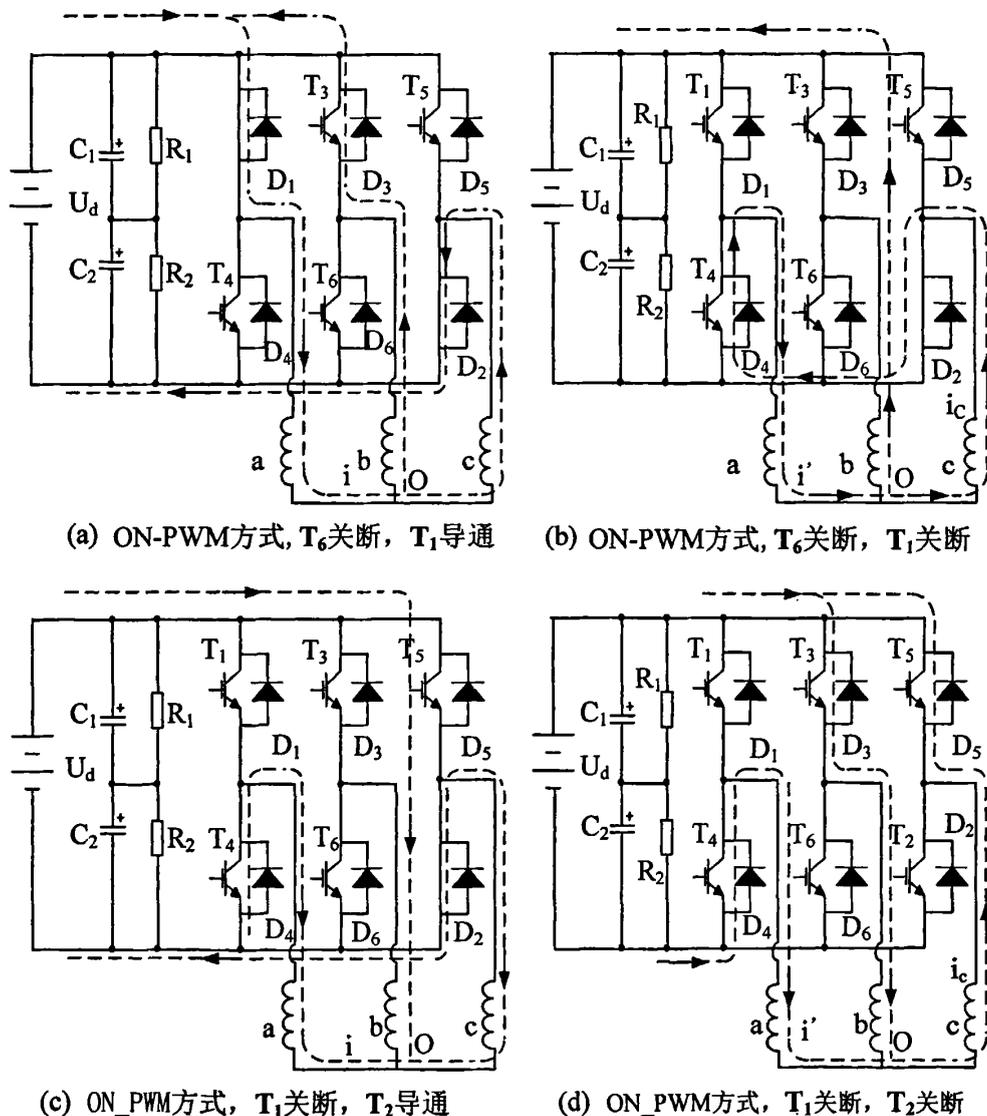


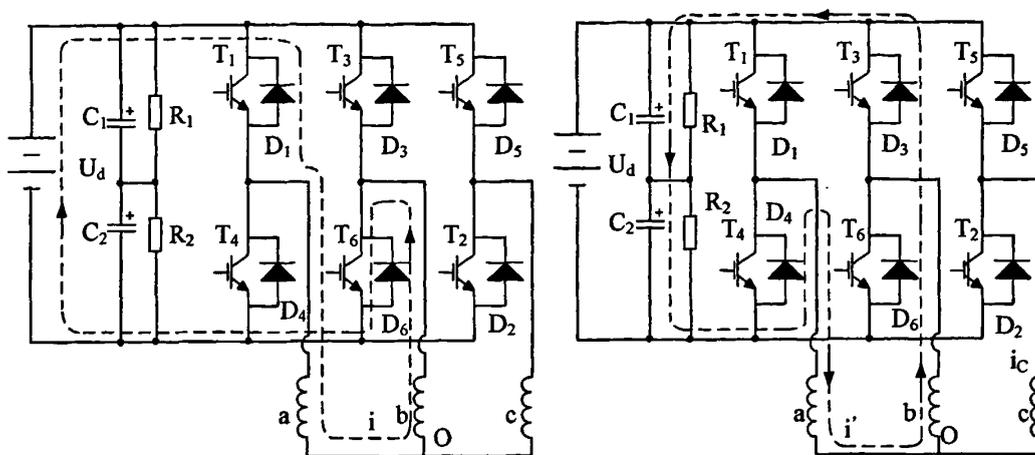
图 3-12 ON-PWM 控制方式换相期间电机绕组的电流

Fig3-12 The stator current on ON-PWM mode during commutation

3.2.2 H-PWM-L-PWM 双斩调制方式

H-PWM-L-PWM 双斩调制时, 仍以 $t_1 \sim t_3$ 期间为例, 对 T_1 和 T_6 均进行 PWM 调制。当 T_1 和 T_6 导通时可以知道电流与半桥调制相同, 如图 3-13(a)所示。当 T_1 和 T_6 截止时, 电机 A、B 两相的电流通过 D_3 、 D_4 及电容构成回路, 中点电位 $v_o = U_d/2$, 这样 C 相出

线端电位 v_c 从 $U_d/2+E$ 变到 $U_d/2-E$, 即 $0 < v_c < U_d$, D_2 、 D_5 均不能导通, 见图 3-13(b)。所以全桥调制不存在非换相期间第三相导通的现象^[16]。



(a) 全桥调制 T_1 、 T_6 导通时的电流

(b) 全桥调制 T_1 、 T_6 截止时的电流

图 3-13 H-PWM_L-PWM 控制方式非换向期间电机绕组的电流

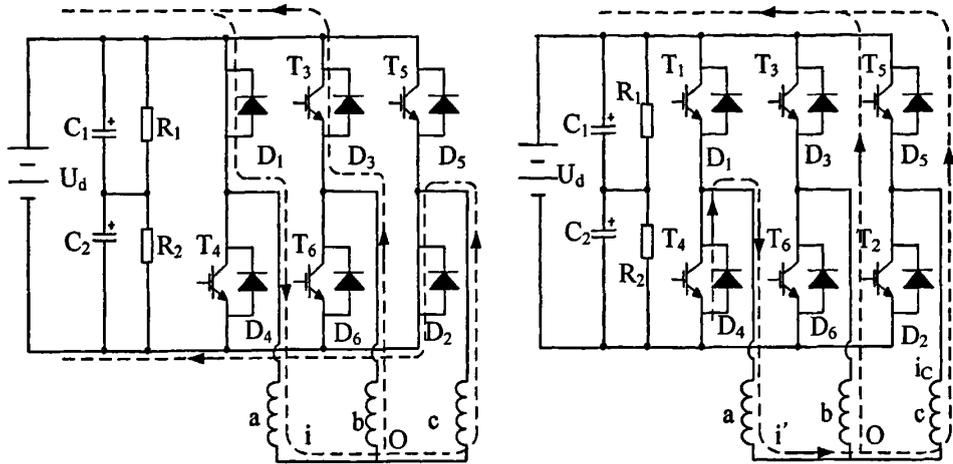
Fig3-13 The stator current on H-PWM_L-PWM mode during non-commutation

上面对 H-PWM_L-PWM 控制方式的非换相期间的电流情况做了简要分析, 接下来将分析换相期间 H-PWM_L-PWM 控制方式下电流情况, 同样分为上桥臂换相和下桥臂换相两个过程讨论, 在这种方式下, 上下桥臂的 PWM 斩控方式是同步进行的, 也就是上下桥臂中处于换相期间的开关管是同时导通同时关断的, 其换相过程如图 3-14 所示。上桥臂续流时, 开关管导通处从 T_1 - T_6 到 T_1 - T_2 区间, 换相前 T_6 、 T_1 进行 PWM 斩波控制 A、B 两相绕组通电。当 T_6 关断时, 对 T_1 、 T_2 进行 PWM 斩波控制, 此时 B 相绕组向上续流, C 相绕组开通, A 相绕组继续导通, 续流情况如图 3-14(a)所示。当 T_1 、 T_2 处于关断状态时, 电流续流情况如图 3-14(b)所示, 此时, B 相绕组继续通过 D_3 向上续流, A、C 相绕组电流流经 A 相绕组、C 相绕组、 D_5 、直流母线正端、电源支流母线负端、 D_4 再回到 A 相绕组, 构成续流回路。

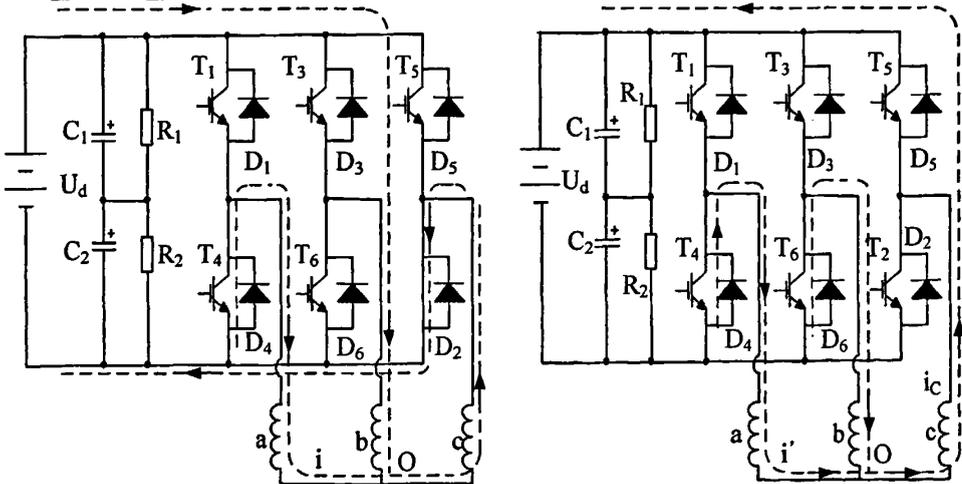
下桥臂续流时, 开关管导通处从 T_1 T_2 区间换相到 T_2 T_3 区间。在图 3-14(c)中 T_1 关断, T_2 、 T_3 处于 PWM 斩波控制导通的时刻, 此时 A 电流通过 D_4 续流, T_2 、 T_3 导通, B、C 两相通电。在图 3-14(d)中, T_1 关断, T_2 、 T_3 处于 PWM 斩波控制关断状态。此时 A 相绕组由于 T_1 关断而通过 D_4 续流, C 相绕组由于 T_2 关断而通过 D_5 续流, B 相绕组由于 T_3 关断而通过 D_6 续流。续流路径如图 3-14(d)所示。

通过以上分析可以得出以下结论: ON_PWM 调制时在非换相期间会出现第三相导

通现象，致使电机相电流的正负半波不对称，产生附加电流，由于它与相电势反向，故附加转矩为负，对电机的总转矩有削弱作用，降低了电机的总的效率^[17]。在换相期间由于电流续流时间的不同，在 ON_PWM 控制方式下，上、下桥臂的换相产生的转矩脉动不一样。但是 H_PWM-L_PWM 方式下，上、下桥臂换相产生的转矩脉动却是相同的。



(a) H_pwm-L_pwm方式, T₆关断, T₁T₂导通 (b) H_pwm-L_pwm方式, T₆关断, T₁T₂关断



(a) H_pwm-L_pwm方式, T₁关断, T₃T₂导通 (b) H_pwm-L_pwm方式, T₁关断, T₃T₂关断

图 3-14 H_PWM-L_PWM 控制方式换向期间绕组的电流

Fig3-14 The stator current on H_PWM-L_PWM mode during commutation

相同的负载情况下相电流的大小是相同的，由于换相时间不同而导致的换相期间的转矩脉动也不同，一般 H_PWM-L_PWM 控制方式下的转矩脉动要大于 ON_PWM 控制方式下的转矩脉动。由于在非换相期间 H_PWM-L_PWM 调制不会出现第三相导通现象，因而会提高电机效率，但 H_PWM-L_PWM 调制时，受 PWM 调制的功率管的数目是

ON_PWM 调制时的两倍，因而增加了功率器件的开关损耗，对逆变器的散热性能提出了更高的要求。此两种调制方式在本设计中都有所应用。

3.3 直流无刷电机的双闭环控制

3.3.1 双闭环控制系统

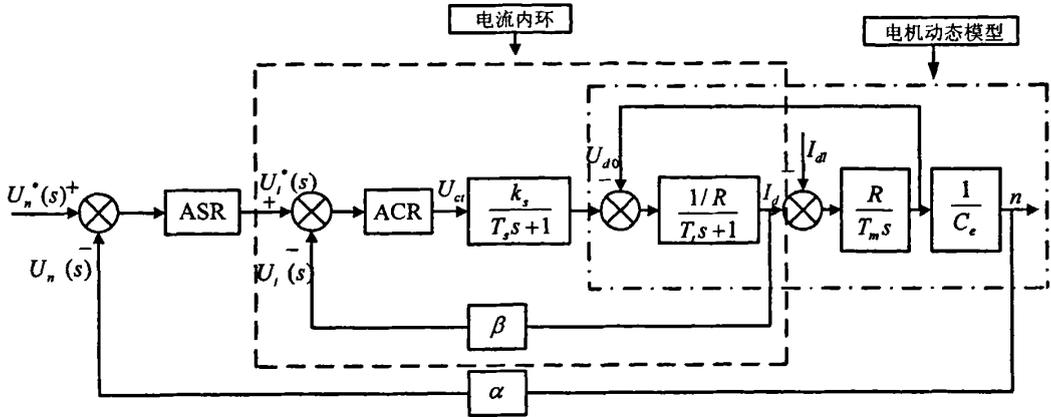


图 3-15 双闭环控制系统的动态结构框图

Fig3-15 The dynamic block diagram of double-loop control

双闭环控制系统的动态结构如图 3-15，在两两导通的控制方式下，根据第二章对直流无刷电机数学模型的分析可知，直流无刷电动机的电磁转矩基本上和相电流成正比。所以在本课题中采用电流内环和转速外环的双闭环调速系统，为了获的较好的静、动态性能，双闭环的两个调节器都采用 PI 调节器，并且两个调节器的输出都带有限幅。根据双闭环调速系统的原理，可得整个控制系统的控制原理图如图 3-15 所示，其中 ASR—转速调节器，ACR—为电流调节器， T_i —电枢回路电磁时间常数； T_m —拖动系统机电时间常数。 T_s —为晶体管触发与整流装置的滞后时间常数。图中点划线所示部分是其动态的数学模型框图。

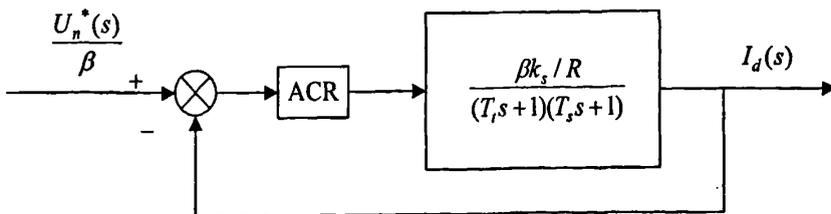


图 3-16 电流环简化动态结构图

Fig3-16 The simplified dynamic block diagram of

按工程设计的方法，先对电流环进行设计，对电流环作适当的近似和简化处理^[18]，

可得电流环的简化动态结构图如图 3-16 所示。

按典型 I 型系统进行校正，由电流环的传递函数可看出应采用 PI 调节器，PI 调节器的传递函数为： $W_{ACR}(s) = \frac{K_I(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$ 。令 $\tau_i = T_I$ ， $K_I = \frac{K_I K_s \beta}{\tau_i R}$ ，可得电流环的动态结构图如图 3-17 所示。

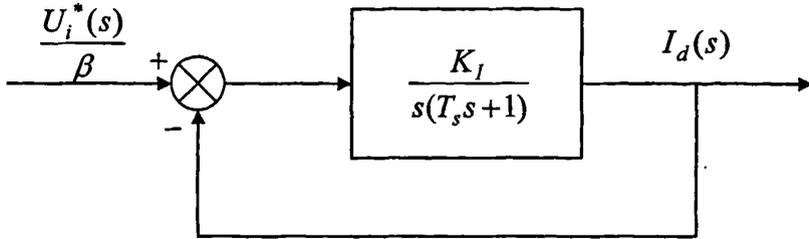


图 3-17 电流环动态结构图

Fig3-17 The dynamic block diagram of current loop

经过适当的近似处理^[19]，转速环的动态结构图如图 3-18 所示。

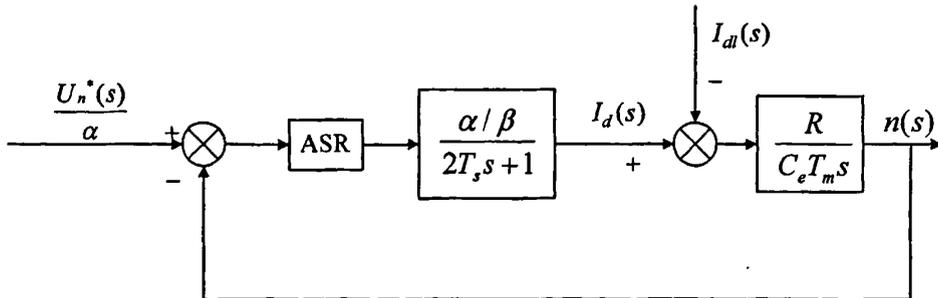


图 3-18 转速环的动态结构图

Fig3-18 The dynamic block diagram of speed loop

按典型 II 型系统进行校正，仍然选用 PI 调节器，PI 调节器的传递函数为：

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}, \text{ 转速环的开环传函为: } W_n(s) = \frac{K_n \alpha R(\tau_n s + 1)}{C_e T_m T_n \beta (T_n s + 1)}, \text{ 其中 } K_n, \tau_n \text{ 按}$$

照典型 II 系统参数选择方法进行选择。

3.3.2 数字化调节器的设计

通常数字调节器是对连续的调节器进行离散化得到的。连续系统 PI 调节器算式为：

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt] \quad (3-1)$$

式中：

$e(t)$ —调节器输入函数，即给定量与输出量的偏差； $u(t)$ —调节器输出函数；

K_p —PI 调节器比例部分的放大系数； T_i —积分常数；

取 T 为采样周期， k 为采样序号， $k=0, 1, 2\dots i, \dots k$ ，因采样周期相对于信号变化周期是很小的，这样可以用矩形法算其面积，用向后差分代替微分。于是式 (3-1) 可写成：

$$u(k) = K_p[e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e(i)] \quad (3-2)$$

又因为：

$$u(k-1) = K_p[e(k-1) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e(i)] \quad (3-3)$$

可得增量算式为：

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

式中： K_i —积分时间比例系数， $K_i = \frac{K_p T}{T_i}$ ；

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (3-5)$$

在实际编程中采用了积分分离的 PI 算法^[20]。即当被控量与设定值的偏差较大时，取消积分作用，以免积分饱和使系统的稳定性减弱，超调量加大；当被控量接近设定值时，才加入积分作用，以消除静差，提高控制精度。PI 参数由工程设计和实验法相结合来确定。

3.4 直流无刷电机的正反转控制

直流无刷电机的正反转控制与普通的电机不同，它不像异步电机通过改变电机三相的相序来改变电机转向，也不像传统的直流电机通过改变转子绕组的通电顺序来改变磁场极性从而改变电机转向。在直流无刷电机电动运行的过程中，它的通电始终与电机的转子位置信号是分不开的，因此不能简单地通过改变定子绕组导通顺序来改变电机转向。具体的电机转向与转子位置信号以及定子绕组之间的换相关系如表 3-1 所示。当位置信号的上升沿产生中断时，DSP 进入中断服务子程序。通过将脉冲捕捉单元的脉冲捕捉口 CAP₁—CAP₃ 设置成普通的 I/O 口，并且检测这三个口的电平状态，就可以确定是电机的哪个位置传感器的电平发生变化，从而确定出电机转子磁极现在所处的位置，然后按照电机正转的相序查找数据表来确定电机换相的顺序以及 DSP 比较单元的控制字，从而实现电机正转时的正确换相。

表 3-1 电机的正转控制字与导通关系

Table 3-1 The relation between forward rotation control word and switching conduction

换相控制字 (电平)			触发中断 的沿状态	各开关管的工作状态					
CAP ₃	CAP ₂	CAP ₁		T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆
1	0	1	H ₁ 上升沿	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	PWM
0	0	1	H ₃ 下降沿	PWM	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
0	1	1	H ₂ 上升沿	OFF	PWM	ON	OFF	OFF	OFF
0	1	0	H ₁ 下降沿	OFF	OFF	PWM	ON	OFF	OFF
1	1	0	H ₃ 上升沿	OFF	OFF	OFF	PWM	ON	OFF
1	0	0	H ₂ 下降沿	OFF	OFF	OFF	OFF	PWM	ON

电机反转的过程和电机正转的过程类似,脉冲捕捉单元根据捕捉口的电平状态确定出电机转子所处的位置然后根据电平状态查找电机反转时能够正确换相的数据表来确定电机反转的换相顺序,从而实现电机的反转控制。其具体的位置信号和换相信息之间的关系如表 3-2 所示。

表 3-2 电机反转的换相控制字与换相的对应关系

Table 3-2 The relation between reversal rotation control word and switching conduction

换相控制字 (电平)			触发中断 的沿状态	各开关管的工作状态					
CAP ₃	CAP ₂	CAP ₁		T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆
1	0	1	H ₁ 上升沿	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
0	0	1	H ₃ 下降沿	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	PWM
0	1	1	H ₂ 上升沿	OFF	OFF	OFF	ON	PWM	OFF
0	1	0	H ₁ 下降沿	OFF	OFF	ON	PWM	OFF	OFF
1	1	0	H ₃ 上升沿	OFF	ON	PWM	OFF	OFF	OFF
1	0	0	H ₂ 下降沿	ON	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF

第 4 章 直流无刷电机控制系统硬件设计

4.1 系统硬件设计框图

直流无刷电机控制系统主要由整流电路、逆变电路、电压和电流检测电路、功率管驱动及保护电路、直流无刷电机位置信号检测环节以及控制电路和其外围电路组成。各个电路之间的连接关系以及能量和信号的传输方向如图 4-1 所示。

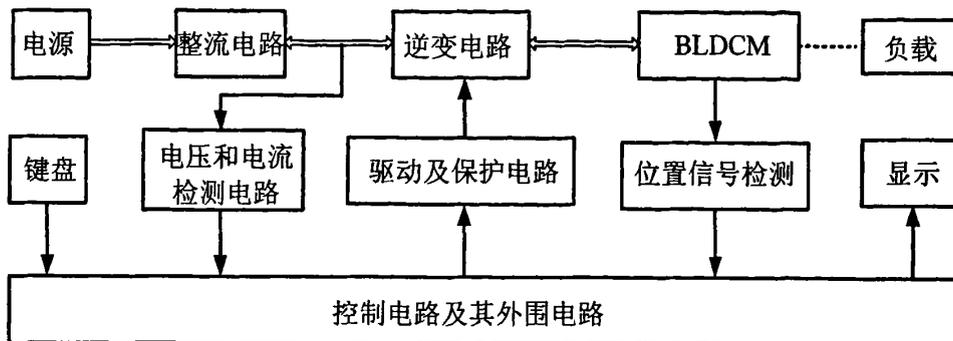


图 4-1 直流无刷电机控制系统整体框图

Fig4-1 The diagram of BLDCM control system

图 4-1 描述了硬件系统各部分之间的关联，图中空心箭头表示能量的传送方向，细箭头表示控制或检测信号的传送方向。当系统处在运行状态时，通过外部键盘向控制器发送运行指令（如正转、反转、加速等），并且载入运行参数。根据外部检测到的电机的位置信号以及电机所处的运行状态来改变控制器输出的控制信号从而调整电机的运行状态。整流和逆变模块主要是为电机提供正常运行所需的合适的电源。电压检测环节主要是实现电机运行时的保护（如过压、欠压、以及能量回馈制动方式运行等）。电流检测环节主要是实现转速、电流双闭环控制和过流保护，从外部检测到的电流信号经过采样后，送到 DSP 控制单元，控制单元根据检测电流的大小来调整电流调节器的输出，当出现过流故障时，电流检测电路会向 DSP 发送一个过流信号。位置信号的检测在本系统中主要实现两个功能，一是检测转子位置，为控制单元提供准确的位置信号，实现开关管的正确换相；此外它还起到转速测量的作用，根据转子每换相一次转过固定的电角度，和电机转子磁极对数，只要测出每两次中断之间的时间就可以确定出电机的转速。控制单元的其它一些外围电路主要是实现 DSP 的正常工作、接口电平转化作用，以及脉冲封锁保护等功能。下面将具体介绍系统硬件的各个模块的设计方案以及所实现的主要功能。

4.2 主电路的设计

主电路主要由整流电路、逆变电路、上电延时电路和回馈制动模块四部分组成，各部分的联结关系如图 4-2 所示^[21]，图中直流无刷电机额定功率为 2.2KW，电枢绕组 Y 连接。功率逆变电路采用三相全桥逆变电路，电阻 R_1 、 R_2 起到平衡电容 C_1 和 C_2 电压及整个系统断电时对电容 C_1 、 C_2 放电的作用。在上电初期，瞬间对电容充电电流过大会击穿电容，所以必须对电容的充电电流加以限制。本课题在主电路中串入一个限流电阻 R_3 并且在电阻两端并联上继电器的常开触点，继电器线圈的导通由 DSP 输出信号控制。在整个启动瞬间通过电阻 R_3 对电容 C_1 、 C_2 充电，在 DSP 中设置延时程序等待电容充电完成，当延时时间结束，DSP 发出一路控制信号使继电器闭合导通，这样就使限流电阻 R_3 短路而从电路中切除，从而减少了电机正常工作时限流电阻在主电路中的能量损耗。

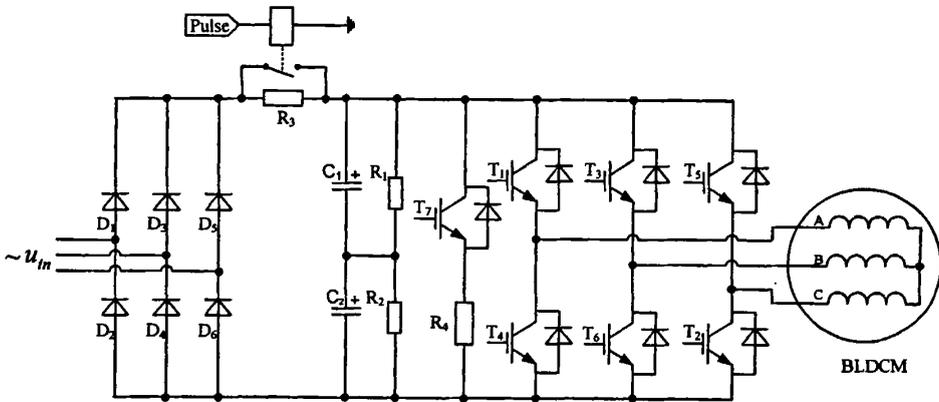


图 4-2 控制系统的主电路

Fig4-2 The main circuit of BLDCM control system

在直流无刷电动机的控制系统里，开关器件一般都选用全控型器件如 GTR、GTO、功率 MOSFET、IGBT 等。它们在耐压、容量、开关速度等方面的差异很大，需要根据实际情况进行选取。首先逆变器的开关频率很高，功率开关元件不宜采用晶闸管，而双极型大功率晶体管虽然在大电流导通时其导通电阻很小，但却要求较大的驱动功率，其开关速度也要比 MOSFET、IGBT 低。MOSFET 是一种多数载流子器件，无少数载流子的存储效应，因此开关速度快，而且 MOSFET 是一种理想的电压控制器件，驱动电路较为简单，MOSFET 没有二次击穿现象，工作安全区大，因此 MOSFET 特别适于高频交流装置，只是在高压大电流的情况下导通电阻较大，器件发热稍大。

绝缘基极双极型大功率晶体管（IGBT）则是集 MOSFET 的电压控制与双极型大功率晶体管的大电流、低导通电阻的特点于一体的新型复合场控器件，它还保持了高速、

低开关损耗、对温度不敏感等特点。相同面积芯片制作的 IGBT, 其最大输出电流可比 MOSFET 的输出电流增加两倍以上。根据电路要求, 本设计选用 EUPEC 公司 IGBT BSM200GB120DN2, 耐压 1200V。

当负载为大惯性负载时, 电机很容易进入倒发电状态, 为防止由于长时间倒发电状态工作向直流侧回馈能量过大, 电容两端电压不断上升而击穿电容, 需对电容两端电压的上升加以限制, 使它限制在一定的允许范围之内。直流侧的功率电阻 R_4 和开关管 T_7 串联构成能耗制动环节, 当电压检测环节检测到直流侧的电压上升达到一定值时说明电机处在倒发电过程中, 这时电压检测环节会向 DSP 发出一个开关量信号。DSP 检测到这个信号后使开关管 T_7 导通, 通过功率电阻 R_4 把能量释放掉, 从而保证了电容两端的电压被限制在一定的范围内。

4.3 IGBT 的驱动电路设计

IGBT 驱动和保护电路的性能直接影响到 IGBT 性能的发挥和整个系统的可靠性, 因此, 驱动和保护电路的设计是 IGBT 应用中的关键问题。下面首先介绍一下功率 IGBT 对驱动和保护电路的要求, 然后着重介绍本系统所设计的驱动电路。

功率 IGBT 驱动电路的参数主要有: 栅极驱动电压 V_{GE} 、栅极电阻 R_G 以及栅射电阻 R_{GE} 。栅极驱动电压 V_{GE} 脉冲的上升率和下降率要充分大, 上升沿陡峭的栅极正偏电压能使 IGBT 快速开通, 达到缩短开通时间和减小开通损耗的目的。同样, 下降沿陡峭的栅极反偏电压能够快速关断器件, 达到减小关断损耗的目的。此外, 为保证 IGBT 正常工作, 对栅极电压幅度也有要求, IGBT 开通后栅极正偏电压应有足够的幅度, 以使 IGBT 能够适应短时过载, 从而避免其退出饱和区导致损坏, 但栅极正偏电压的幅值也不是越大越好, 因为当其增大到一定程度后, 对 IGBT 承受短路电流的能力以及 dV_{GE}/dt 都会产生不良影响。实验证明, 室温状态下, 60A/1200V 以下的 IGBT 的阈值电压一般为 5~6V, 实际应用时应选其 1.5~2.5 倍, 即 +15V 较合适。关断 IGBT 时在栅射极之间施加反偏电压, 有利于管子的快速关断并抑制“擎住现象”的发生。受栅射极之间最大耐压限制, 一般取反偏电压为 -5V。为了改善输入脉冲的前后沿陡度和防止震荡, 需在栅极串联电阻 R_G , 一般为几十至几百欧姆。为避免 IGBT 受外界干扰使栅射极之间电压超过 $V_{GE(th)}$ 引起器件误导通, 可在栅射极之间并接一电阻, 通常大小为 $(1000\sim 5000) R_G$ 。为防止栅射极出现电压尖峰, 在栅射极间并接 2 只反向串联的稳压管, 其值分别与 $+V_{GE}$ 和 $-V_{GE}$ 相等。本设计选用的 R_G 为 250Ω , R_{GE} 为 $300K\Omega$ 。

同时，还要采取一系列 IGBT 的保护措施，包括：过电流保护、过电压保护、 dv/dt 抑制以及过热保护等。

当集电极电流增大时，IGBT 饱和压降迅速上升，二者大体成线性关系。可通过检测饱和压降来判断 IGBT 是否过流。一般情况下，IGBT 在过电流开始的 $10\mu s$ 内允许承受 10 倍的过电流。因此必须在过流的瞬间迅速降低栅极电压，但这并不表明，栅极电压的撤除越快越好，应当在规定的时限内对 IGBT 进行慢速关断。

当 IGBT 集射极间电压变化率 dv/dt 过高时，可能引起 IGBT 发生误动作，甚至可能被击穿。因此应设计合适的缓冲电路如图 4-3 所示。为使 IGBT 正常工作，应考虑其散热问题。为 IGBT 配置合适的散热片，创造好的通风条件，都有利于其散热。如有必要还可用温度传感器测量其壳温，如果高于允许温度，应使主电路跳闸或关断栅极信号。

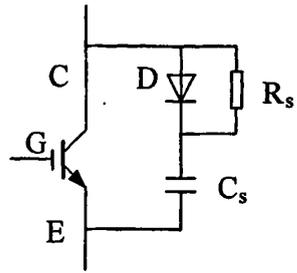


图 4-3 缓冲电路

Fig 4-3 The buffer circuit

在本课题的控制系统中，驱动单元包括七路 IGBT 的专用驱动电路，其中六路供给三相逆变桥，一路供给能耗吸收 IGBT 模块，均采用 M57962L 芯片来构成。M57962L 是三菱公司为驱动 IGBT 而设计的厚膜集成电路(Hybrid Integrated Circuit For Driving IGBT Modules)，其实质是一个隔离型放大器。在驱动模块内部装有 2500V 高隔离电压的光电耦合器，过流保护电路和过流保护输出端子，具有封闭性短路保护功能。M57962L 是一种高速驱动电路，可以驱动 600V/400V 级的 IGBT 模块，应用范围较广，主要包括逆变器、交流伺服系统、UPS、CVCF 逆变器以及焊接等许多场合。它可以应用于 N 沟道 IGBT 模块的门极信号驱动放大，在输入与输出之间采用光电耦合器进行电气隔离，并且提供内置过流控制，自动关断输出，启动故障保护，提高了可靠性与安全性。

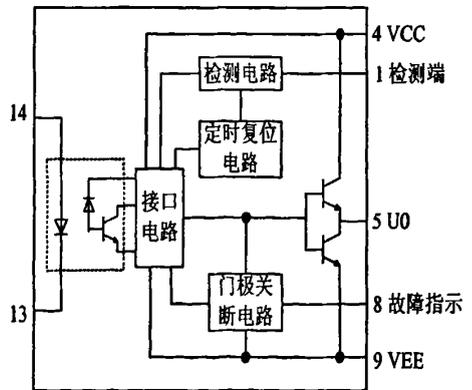


图 4-4 M57962 内部结构

Fig 4-4 The internal structure of M57962

其主要特点是：

- (1) 具有较高的输入/输出隔离度($V_{iso}=2500V_{rms}$)。
- (2) 采用双电源供电方式，确保 IGBT 可靠通断。

(3) 内有短路保护电路。

(4) 输入端为 TTL 电平。

图 4-4 给出了 M57962L 的内部结构原理，该器件将退饱和检测和环节混合集成在一个单列直插式（SIP）厚膜驱动片内。

图 4-5 给出了 M57962L 的外部接线图，其 1 脚经高速快恢复二极管检测主开关管的集电极电位，一旦电流过大，反应最快的是集电极电位的升高（导通压降增大），1 脚电位升高（主开关管正常饱和导通时，1 脚电位被拉低），内部检测电路很快将此信号传递给接口控制电路，内设逻辑判断环节在输入光耦导通时，若检测到 1 脚电位为高电平（与输入光耦的导通状态不符），则表明工作异常，迅速将输出关断，同时将 8 脚（故障指示）电位拉低，外部配接的光耦导通，经隔离将故障信号传递给外部的微处理器或其它控制逻辑电路，以便能在数毫秒之内切断 13 脚输入控制信号（即在过电流时的快速响应和慢速关断）。为了保护器件，一般需要在 13 脚和 14 脚之间接一个电阻（典型值 33K）。结合图 4-4 和图 4-5 可以看出，实际控制电路中所产生的 PWM 信号并不是直接输出到 M57962L 驱动电路上，而是中间隔了一个缓冲驱动器 74HC245，一方面可以对信号起到缓冲和电平转换作用，提高带负载能力；另一方面，出现故障时，直接控制 74HC245 使能端无效，即可切断 PWM 波形输出，无需对 M57962L 进行任何操作。

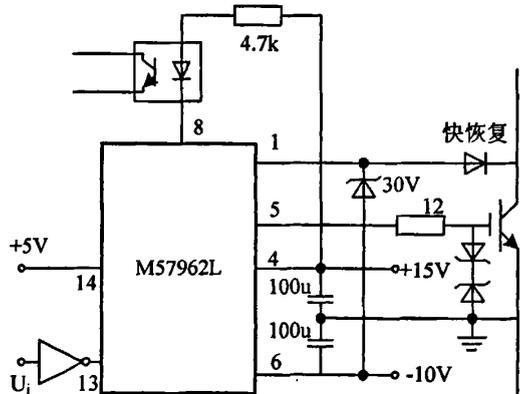


图 4-5 M57962L 的外部接线图

Fig4-5 The external connection of M57962

4.4 DSP 控制单元

控制系统的硬件电路框图如图 4-1 所示，DSP 是直流无刷电机控制系统的核心，系统的运行控制和实时保护都由该芯片可靠实现。控制系统的微处理器选择 TI 公司的高性能 16 位定点 DSP TMS320LF2407A，通过外围的两个主要接口插座，分别和检测与保护单元、驱动单元相连接，另外还有通过小接口插座相连接的键盘和显示电路^[22]。

控制系统所完成的主要功能包括：

(1) 系统启动前完成参数的读取，并可进行键盘更新设定；启动时对系统各种故障进行诊断，判断是否满足系统运行条件。

(2) 诊断正常的情况下, 电机软启动运行。

(3) 检测电机的转子位置信号, 并确定定子绕组的换相顺序。

(4) 根据键盘给定的转速和转子位置检测得到的转速构成闭环, 确定电流闭环的给定信号。根据检测电路提供的直流侧电流值, 通过电流闭环调节器确定占空比的大小。实现直流无刷电机工作电压对负载变化的动态跟踪。

(5) 控制能耗单元开通和关断, 对直流无刷电机工作在能量回馈状态时的直流侧能量及时处理。

(6) 监视系统的运行工况, 出现故障时及时保护系统。

(7) 硬件、软件双重“看门狗”功能, 提高系统的可靠性。

4.4.1 TMS320LF2407A 型 DSP 简介

TMS320LF2407A 是美国 TI 公司推出的高性能 16 位定点 DSP, 集高速信号处理能力 & 适用于控制的优化外围电路于一体, 在数字控制系统应用非常广泛。TMS320LF2407A 的 CPU 是基于 TMS320C2xx 的 16 位定点低功耗内核, 主频达到 40MHz^[23]。

在 TMS320 系列的基础之上, TMS320LF2407A 新增了如下特点:

(1) 采用了高性能的静态 CMOS 制造技术, 具有低功耗和高速度的特点。工作电压 3.3V, 最高运算速度达 40MIPS, 四级指令执行流水线。

(2) 与 TMS320C2xx 系列 DSP 的代码具有兼容性。

(3) 片内集成了 32K 字的 Flash 程序存储器、2K 字单口 RAM、544 字双口 RAM。可编程的加密保护更能充分维护用户的知识产权。

(4) 两个专用于电动机控制的事件管理器 (EV), 每一个都包含: 2 个 16 位通用定时器; 8 个 16 位脉宽调制 (PWM) 输出通道; 1 个能够快速封锁输出的外部引脚 PDPINTx。它们能够实现: 三相反相器控制, PWM 的对称和不对称波形, 可编程的 PWM 死区控制, 三个脉冲捕捉单元, 可实现对电机位置信号的实时检测。

(5) 可编程看门狗定时器, 保证程序运行的可靠性。

(6) 16 通道 10 位 A/D 转换器, 具有可编程自动排序功能, 4 个启动 A/D 转换的触发源, 最快 A/D 转换时间为 375ns。

(7) 32 位累加器和 32 位中央算术逻辑单元 (CALU); 16 位 * 16 位并行乘法器, 可实现单指令周期的乘法运算; 5 个外部中断。

(8) 另外, 控制器还具有局域网 CAN 2.0B 模块, 串行接口 SPI 和 SCI 模块, 带有

锁相环的时钟发生器 PLL, 40 个可编程的输入/输出引脚, 1149.1-1990 IEEE 标准的 JTAG 仿真接口, 以及宽工作温度范围。

4.4.2 PWM 波形产生单元

在 TMS320LF2407A 型 DSP 中事件管理器可以同时输出 8 路 PWM 输出, 其中由 3 个带可编程死区控制的比较单元产生独立的 3 对输出信号(即 6 路输出)以及 GP(通用定时器)比较产生的两路独立的 PWM 输出组成^[24]。

PWM 产生单元的特性如下:

1. 十六位的数据存储和控制寄存器控制单元;
2. 有从 0-16 μs 的可编程死区发生器控制的 PWM 输出对;
3. 最小死区时间宽度为 1 个 CPU 时钟周期;
4. PWM 频率变动可以根据需要改变 PWM 的载波频率;
5. 在每个 PWM 周期内, 可以根据需要改变 PWM 脉冲的宽度;
6. 可以屏蔽的功率驱动保护中断;
7. 脉冲形式发生器电路, 用于可编程的对称、非对称以及 4 个空间矢量 PWM 波形的产生;
8. 自动重装载的比较和周期寄存器使 CPU 的开销最小。

在事件管理器模块中每个比较单元和通用定时器 1 或定时器 3, 死区单元及输出逻辑可以在两个特定的器件引脚上产生一对具有可编程死区以及输出极性的 PWM 输出。在每个事件管理器模块中有 6 个这种与比较单元相关的 PWM 输出引脚, 这六个特定的 PWM 输出引脚可用于控制三相异步电机和直流无刷电机。由比较方式控制寄存器所控制的多种输出方式, 能轻易的控制应用广泛的开关磁阻电机和同步电机。PWM 电路还可以用于控制其它类型的电机, 如直流电机和步进电机等。如有需要, 每个定时器的比较单元还可以基于它自身的定时器产生一路 PWM 输出。下面简单介绍一下 DSP 产生 PWM 波的原理^[26]。

边沿触发或不对称 PWM 信号的特性由 PWM 周期中心不对称的调制脉冲规定, 如图 4-6 所示, 每个脉冲的宽度只能从脉冲的一边开始变化。在图中给出了事件管理器 EVA 模块下的非对称的 PWM 信号, 需要将通用定时器 1 设置为连续增计数模式。通用定时器 1 的周期寄存器中装入了所需要的 PWM 载波周期的值。COMCONA 寄存器中的相应位用来设置比较操作使能, 再将选中的输出引脚置成 PWM 输出并且使能这些引脚输出。如果死区被使能, 可以通过软件对相应的死区宽度进行设置。

用软件对 PWM 工作模式控制寄存器 ACTRA 进行正确配置之后，与比较单元相关的一个 PWM 输出引脚上将产生一路正常的 PWM 信号，与此同时，另一路输出引脚可在 PWM 周期的开始、中间和末尾处保持低电平或高电平。这种用软件灵活控制的 PWM 输出，尤其适用于对电机的控制。

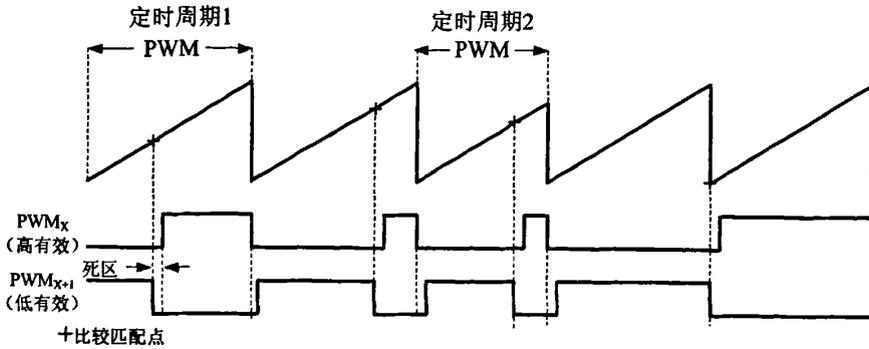


图 4-6 不对称的 PWM 波形

Fig4-6 The dissymmetrical PWM waveform

通用定时器 1 启动后，比较寄存器在每个 PWM 周期中可以重新写入新的比较值，以调整用于控制功率器件的导通和关断时间的 PWM 输出的宽度（即占空比发生变化）。因为比较寄存器是带影子寄存器的，所以在一个周期的任何时刻都可以将新值写入。同样在周期的任何时刻可以将新值写入到周期寄存器中和比较方式控制寄存器中，以改变 PWM 周期或强制改变 PWM 的输出方式。

对称 PWM 信号的产生特性由 PWM 周期中心对称的调制脉冲规定。对称 PWM 信号相比于非对称 PWM 信号，其优势在于它在一个周期内有两个无效的区段。已经证明在交流电机和直流无刷电机中使用正弦波调制时，对称的 PWM 信号比不对称 PWM 信号引起的电流谐波成分更小。

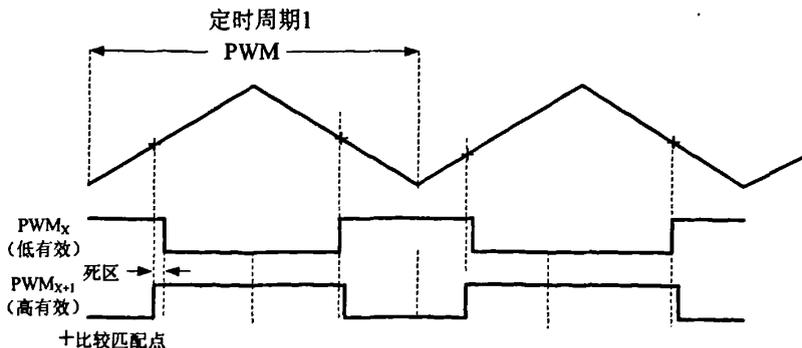


图 4-7 对称的 PWM 波形

Fig4-7 The symmetrical PWM waveform

对称 PWM 信号的产生与不对称的 PWM 控制信号的产生相似，唯一的不同之处在于，通用定时器的计数模式应该设置为连续增/减计数模式。图 4-7 中给出了对称 PWM 波形。在对称 PWM 波形发生的一个周期内通常有两次比较匹配：一次发生在周期匹配之前的增计数阶段；一次发生在周期匹配之后的减计数期间。新的比较值在匹配之后更新了比较寄存器中的值，从而提前或推迟了 PWM 脉冲的第二个边沿的到来。这种修改 PWM 波形的特性，可以弥补由交流电机控制中死区所导致的电流误差。

4.4.3 电源转换电路

TMS320LF2407A 型 DSP 采用 3.3V 电源低电压供电，从而减小了控制器的功耗。为了追求控制的高度可靠性，稳定的电源是系统构建前所必须考虑的问题。一种方法是直接采用可调直流电源获得 3.3V 电压，但这样很难保证电源电压的稳定性，影响 DSP 的正常运行；另一种方法是采用专门的电源芯片，将 5V 电源电压降为 3.3V，TPS76833、TPS76HD318、MAX604 都是常用的电源转换芯片^[26]。本课题采用 TI 公司为配合 3.3V DSP 工作而专门设计的电源转换芯片 TPS76833QD，其输出电流高达 1A，且接口电路简单，只需接上必要的外围电路，就可实现电源电压转换。电源转换电路如图 4-8 所示。

在设计控制板的电源电路时，考虑到变频器在实际工作时会产生大量的高频干扰，影响到弱电侧，会使电源上叠加许多高频振荡且幅值很高的脉冲，处理不好会严重影响 DSP 的正常运行，出现频繁复位或程序跑飞的现象，带来一些问题甚至事故。因此在电源转换电路的输入之前增加 L-C Ⅱ形滤波，以消除共模和差模高频干扰。图 4-8 中，在+5V 到 TPS76833QD 输入端之间的电路，就是这部分滤波电路。

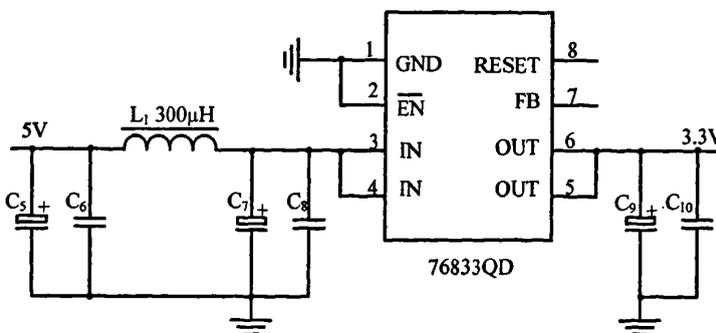


图 4-8 电源转换电路

Fig 4-8 The power conversion circuit

4.4.5 接口电平转换电路

由于 TMS320LF2407A 和 TTL 器件的共同使用，不同电压的逻辑系统将共存于同一

个电路板中。DSP 控制系统中的 I/O 电源都是 3.3V 标准，不允许输入大于电源电压的信号。因此，在设计逻辑器件之间的接口时，必须采用适当的方法，才能避免不同电压的逻辑器件接口时出现问题，保证所设计的电路在数据传输方面的可靠性。

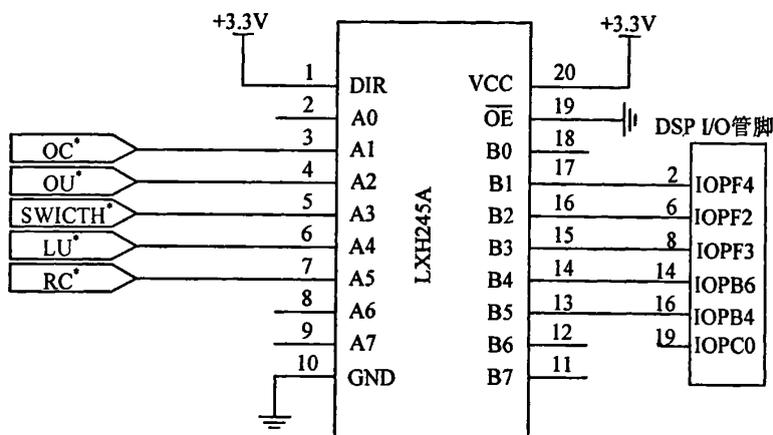


图 4-9 5V 至 3.3V 电平转换电路

Fig4-9 The 5v-to-3.3v level conversion circuit

控制电路中，由于有大量的 DSP 输出信号用于控制外部逻辑器件，并且有部分外部 TTL 逻辑电平接入到 DSP 进行检测，所以系统中存在从 3.3V 转换为 5V 和从 5V 转换为 3.3V 两种电平转换电路。

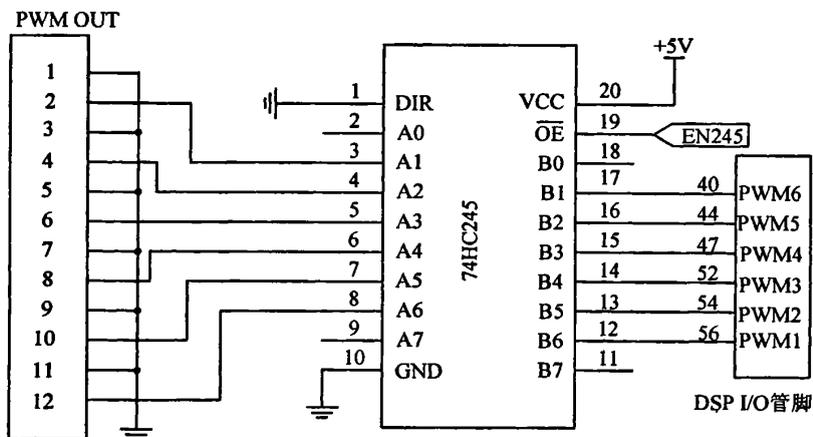


图 4-10 3.3V 至 5V 电平转换电路

Fig4-10 The 3.3v-to-5v level conversion

图 4-9 给出了 5V 至 3.3V 电平转换电路，所采用的转换芯片是 TI 公司的 LXH245A。在 LXH245A 的 19 脚使能端有效的情况下，1 脚 DIR 方向选择接高电平 3.3V，传送方向为自左向右，连接在左侧的 5 个外部检测 TTL 电平会经 LXH245A 转换为 DSP 能承

受的 3.3V 电平标准，并直接连接到 DSP 的 I/O 端口，完成对外部信号的检测。

图 4-10 给出了 3.3V 至 5V 电平转换电路，所采用的转换芯片是 PHILIPS 公司的 74HC245。在 74HC245 的 19 脚使能端 EN245 有效的情况下，1 脚 DIR 方向选择接地，传送方向为自右向左，连接在右侧的 6 个 DSP 输出 PWM 信号经过 74HC245 转换为外部逻辑电路能识别的 TTL 电平，完成 DSP 输出信号驱动外部电路的功能。

4.4.6 位置信号检测

本设计中直流无刷电机的位置信号的采集采用霍尔（HALL）位置传感器。通常霍尔传感器和它的放大电路集成在一起，输出侧采用漏极开路，所以必须在它的输出上接上相应的上拉电阻，霍尔元件由+5V 电源供电。位置传感器输出的信号经滤波后分别输入到 DSP 事件管理器（EV）A 的脉冲捕捉单元三个引脚 CAP₁、CAP₂ 和 CAP₃ 上。当检测到三个霍尔传感器输出的信号发生上升沿与下降沿电平跳变时，便为直流无刷电机的换相时刻，此时将脉冲捕捉口设置成普通的 I/O 口，然后读这三个引脚 CAP₁、CAP₂ 和 CAP₃ 组成的电平逻辑状态，便可以得到转子所处的位置。位置信号捕捉电路如图 4-11。

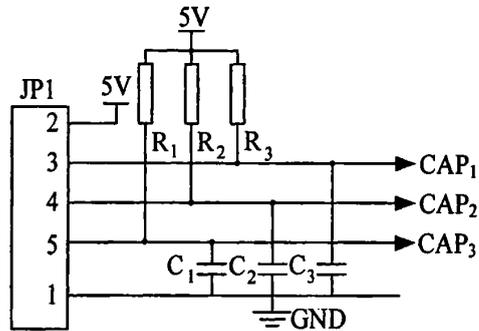


图 4-11 位置信号捕捉电路

Fig4-11 The rotor position signal capture circuit

4.4.7 速度检测

位置检测不但用于换相控制，而且还用于转速的测量。下面将详细介绍如何通过位置信号来计算速度量。在前面已经分析了三个霍尔传感器输出信号，每一个霍尔传感器输出都为 180° 脉宽的方波信号，而且三个霍尔传感器的输出信号在相位上互差 120° 相位差。对于四对磁极的直流无刷电机，机械角度每转过一圈，在电角度上则转过 1440°，每隔 60° 电角度换相一次，那么转一圈则对应 24 个上升沿或者下降沿，每一个沿都对应一个换相时刻。在 DSP 中将脉冲捕捉单元设置成双沿触发脉冲捕捉中断，在一圈的机械角度中就可以捕捉到 24 次脉冲捕捉中断，正好对应 24 个换相时刻。

四对磁极的电机每个机械转中有 24 次换相，这就是说机械角度上转子每转过 15° 换相一次，只要测得两次换相的时间间隔 Δt ，就可以根据式 4-1 计算出两次换相间隔期

间的平均角速度:

$$\omega = 15^\circ / \Delta t \quad (4-1)$$

两次换相时间间隔 Δt 可以通过捕捉中断发生时读定时器 2 的 T2CNT 寄存器中的值来获得。定时器 2 采用连续增计数方式，转子转速越低，所花的时间 Δt 越长，T2CNT 寄存器中的值就越大。如果定时器的周期设置为 FFFFH，预分频设置为 1/128，因此每 1/24 个机械转所用的最长时间为（计数器的时钟周期为 25 ns）:

$$25\text{ns} \times 128 \times 2^{16} = 0.2097152\text{s} \quad (4-2)$$

每转所用的时间为:

$$24 \times 0.2097152\text{s} = 5.0331648\text{s} \quad (4-3)$$

最低平均转速为:

$$(60/5.0331648)\text{r/min} = 11.92\text{r/min} \quad (4-4)$$

这样可以得到一个比例关系，当 T2CNT=FFFFH 时，对应得转速为 11.92 r/min；当 T2CNT 单元的值为 x 时对应的转速为 11.92 r/min 的 FFFFH/x 倍。

4.4.8 看门狗设计

计算机控制系统的实际应用中，可靠性是一个必须考虑的问题，尤其是在工业应用场合，系统抗干扰能力显得尤其突出。为解决干扰问题，除了对干扰源的适当处理以外，还应增加一些防范措施，从而避免由于外界干扰而引起的程序“跑飞”或“死机”现象，导致系统工作异常。系统必须有抵抗外部环境影响和干扰的能力，可靠性成为系统最为重要的指标。本系统采取的方案是软件、硬件“看门狗”同时使用。

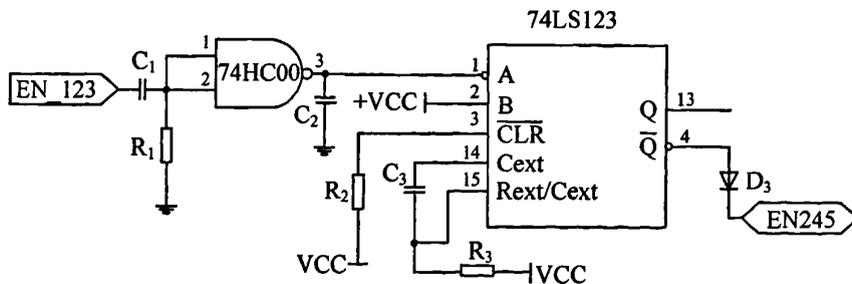


图 4-12 硬件看门狗电路

Fig4-12 The watchdog hardware circuit

软件看门狗相对比较容易实现，软件中每隔一定时间就对看门狗计数寄存器（WDCNTR）复位一次，如果程序跑飞或者程序停止运行等情况出现，则不能对看门狗计数寄存器复位。当看门狗计数寄存器溢出时，程序会因此复位，达到重新执行的目的。

的。

本系统还增设了硬件看门狗，如图 4-12 所示。程序正常运行时，DSP 的一个 I/O 口会不断地向 74HC123(单稳态触发器芯片)发送脉冲信号，使 74HC123 的 4 脚输出低电平，对 PWM 信号输出到驱动侧不产生影响。当程序运行失控时，DSP I/O 口发出的脉冲信号停止，在延时设定时间后，74HC123 的 4 脚跳变为高电平，从而禁止 74HC245 输出，即封锁了 PWM 信号，保护了系统。

4.5 检测与保护单元

故障状况的出现是系统无法估计的，所以控制单元必须时刻监视系统的运行状况，及时进行相应的故障处理，同时能将电路中的故障信息通过显示板反馈给用户，以便检查回路中的故障原因。本设计中设置了三种故障检测电路，直流电压过压保护、欠压保护和电流的过流保护。

4.5.1 电压检测与保护

为了防止直流侧电压的过大波动造成系统工作不稳定，针对 AC-DC-AC 的主电路结构，本系统设置了直流电压检测保护电路^[27]。

直流侧电压上升或下降过快会导致系统工作异常，甚至损坏逆变器，因此直流侧电压检测保护电路对于变频器的正常运行必不可少，主要实现三个作用：直流过压保护；直流欠压保护；耗能信号检测。当直流无刷电机处于倒发电状态时，直流侧电压迅速升高，而过高的直流电压会击穿支撑电容甚至损坏大功率器件，这是非常危险的^[28]。图 4-13

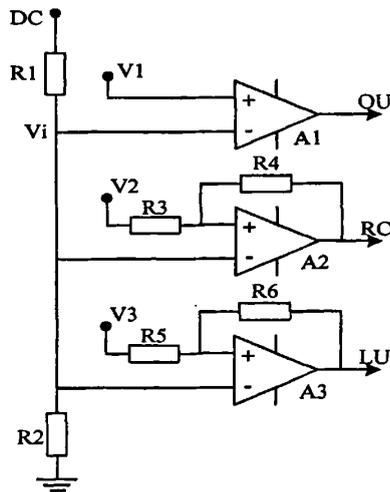


图 4-13 直流电压检测电路

Fig4-13 The DC-voltage detection

所示的直流电压检测保护电路的工作原理：将直流侧正负母线电压引入检测板，经过电阻(R_1 远大于 R_2)分压后为比较器 LM339 提供电压信号。 A_1 为过压比较器， V_1 为预先设定的较高电压值，当母线分压信号 V_i 大于 V_1 时，认为产生过压 (OU) 现象，这时 DSP 控制单元必须立即发出停机命令，停止逆变器的输出。当母线分压信号 V_i 小于 V_3 与电源电压所确定的某个阈值时，认为产生欠压 (LU) 现象，这时 DSP 控制单元立即发出停机命令，停止变频器的输出。母线分压信号达到耗能产生设定的门限电压 (该值由

V_2 和比较器电源电压决定)时,耗能(RC)现象发生。DSP检测到RC信号,立即开通耗能回路的开关管IGBT,通过大功率电阻将电容上的过多能量释放掉。由于滞环比较器的引入,当母线分压电压低于某个电压值时,则认为电机处于电动状态,关断耗能回路的开关管IGBT。

4.5.2 电流检测与保护

本系统通过霍尔电流传感器检测直流侧电流,配合部分电路将电流信号转换为电压信号,检测过流故障,并将直流侧电流等效的电压信号提供给DSP的A/D口。

霍尔传感器是基于霍尔效应的一种非接触式传感器,在检测微位移、大电流、微弱磁场方面应用广泛^[29]。由于半导体材料具有电阻率高、载流子迁移率高、霍尔系数大等特点,因而霍尔元件通常采用N型锗、锑化铟和砷化铟等半导体材料制成。霍尔元件优点很多:可进行非接触测量,并且结构简单、固有频率高、体积小、无触点、频带宽、动态特性好、寿命长。系统采用的霍尔电流传感器,具体参数为:额定电流50A,输出电压4V,电源电压 $\pm 12V$ 。霍尔电流传感器的使用如图4-14所示。

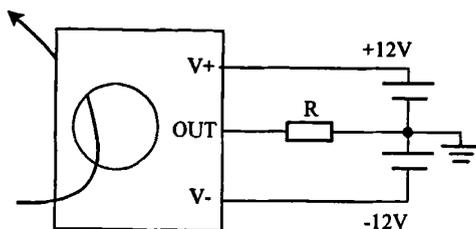


图 4-14 霍尔电流传感器接线图

Fig4-14 Hall current sensor connection

电流检测电路如图4-15所示。霍尔电流传感器采集到的电流信号经过电阻 R_1 转化为电压信号,一路送往DSP进行A/D转换,以进行电流环的控制;一路送往比较器LM393进行过流故障判断^[30]。当采集到的电压信号 V_1 大于过流阈值电压 V_2 时,即出现过流(OC)现象,比较器LM393输出引脚变低,光电耦合器O1开通,三极管饱和导通,继电器JZ1线圈通电,而它的常闭触点3B-3C串联在为

主回路供电的主接触器KM1的线圈回路中,这时常闭触点断开,接触器KM1断电,断开主回路^[31]。同时,DSP检测到过

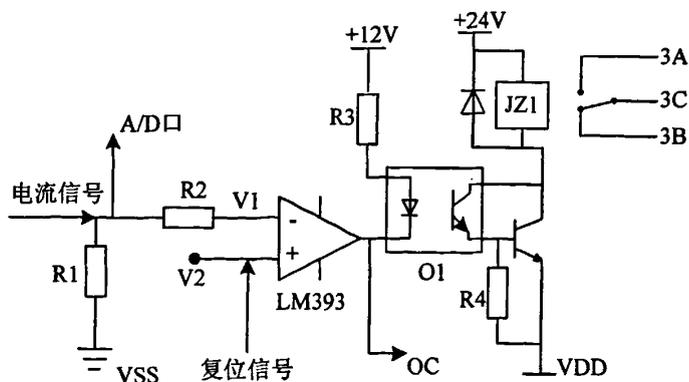


图 4-15 电流检测电路

Fig4-15 The current detection circuit

主回路供电的主接触器KM1的线圈回路中,这时常闭触点断开,接触器KM1断电,断开主回路^[31]。同时,DSP检测到过

流信号，软件做出相应的故障处理，及时地保护系统。

4.6 键盘及显示单元

键盘及显示单元配合使用，实际上是为用户和系统之间提供了一个交互平台，能将各种参数直观地显示出来，让用户更容易使用系统。键盘操作面板如图 4-16 所示。

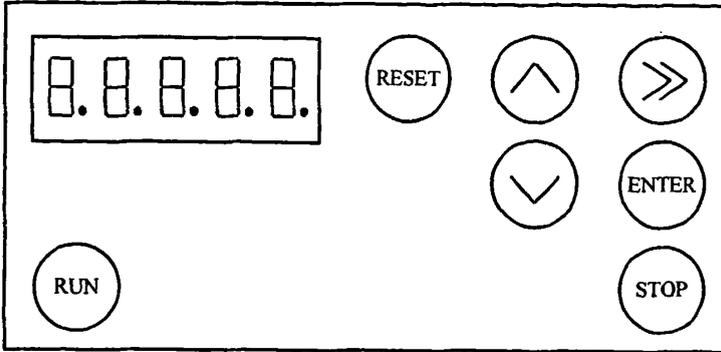


图 4-16 键盘操作面板

Fig4-16 The keyboard operation panel

面板上的七个按键分别表示：

RUN-启动； STOP-停机； ENTER-确认； RESET-复位；>> -功能； ^-数值加 1；
v-数值减 1。

五位数码显示屏在正常状况下显示当前运行转速，在按键操作下可以显示的菜单有运行方式、额定电流、设定电机转速、故障代码和负载类型，并可通过相应的按键操作完成数值显示和参数修改。

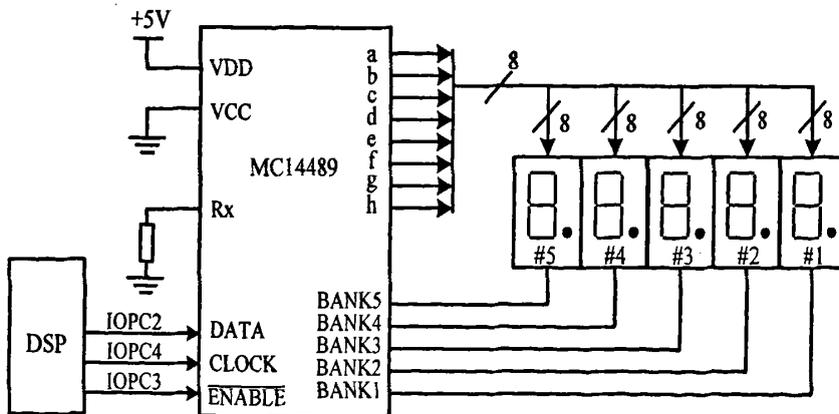


图 4-17 MC14489 显示电路

Fig4-17 The display circuit based on MC14489 chip

系统建立以后，只需依靠键盘的操作就可以完成系统的启动、停机、复位运行模式

设定等多种功能参数设置。显示电路如图 4-17 所示。MC14489 是 MOTOROLA 公司生产的高效、灵活的 LED 显示驱动管理芯片，输入端与系统 CPU 之间由三条 I/O 口线相连，输出端可以直接驱动七段 LED 显示器，电路简单可靠。MC14489 内部集成了数据接收/译码/扫描输出/驱动显示所需的全部电路，仅需外接一个电流设定电阻就可以对 LED 的显示亮度进行控制。

第5章 直流无刷电机控制系统的软件设计

5.1 系统软件整体设计

硬件设计完成后,系统的设计工作还远远没有完成,控制系统性能的好坏在很大程度上取决于系统软件的设计。一个好的控制软件不仅要实现系统设计的各项功能,而且还必须保证系统工作的可靠性和系统处理的实时性。控制软件采用了 TI DSP 的汇编语言编程,提高了程序运行的速度。采用模块化的设计方法,在很大程度上提高了系统软件的可读性和可移植性^[32]。但在实际应用中,如果涉及到大量数据运算,会很大程度上增加 DSP 的负担,降低运行效率,造成不必要的资源浪费,然而程序中不可避免的存在大量数据的运算。因此,设计 DSP 控制系统时,充分考虑实时性特点和系统硬件的速度要求,应尽量避免同时处理大量的整数或浮点数运算所造成的延迟问题。

软件设计的思路是:软启动结束后,经过几个周期的调整,系统稳定运行;采集霍尔电流传感器检测的电流值,根据 PI 调解器的调节输出和负载的情况对占空比进行调整,从而达到实时调整电压的目的。软件的整体思路比较简单,但涉及到许多细节问题,使得软件的具体编写比较复杂。现将本系统软件设计所要求实现的各项功能介绍如下:

- 1、系统初始化,主要由设置 DSP 的一些特殊寄存器来完成,如系统的工作模式,时钟选择,看门狗的启用,定时器的设置,脉冲捕捉单元工作模式的选择,事件管理器的设置,以及波形发生单元和 A/D 转换模块的初始化。

- 2、系统设计必须有一个友好的人机交互界面,用户可以通过对键盘的操作,控制电机运行在自己要求的状态,并且实时显示操作信息。

- 3、具有一定的保护功能,当电机工作在异常状态时,能够检测系统的故障信号和保护信号,显示故障状态,对相应的故障做出合理的保护措施。

- 4、通过软件检测位置信号,控制器经过对信号的处理之后,输出定频的 PWM 波,为换相器的正确工作提供条件。

- 5、要求电机运行在电动状态时转速连续可调并且具有良好的静、动态性能。对转速和电流进行信号采样,实现转速、电流双闭环控制,电流和转速设计均采用 PI 调解器。

- 6、能够控制电机实现正、反向电动。切换命令由键盘发出,实现起动时的正、反转设定,以及电机运行过程中正、反转切换,要求切换平滑,抖动小。

- 7、电机处在能耗制动状态时能够合理的处理触发能耗制动环节,及时地将电机回馈到直流侧的能量释放,实现能耗制动。

针对以上程序所要实现的功能，可以将软件的设计大致分为以下几个模块：1、键盘扫描模块；2、显示模块；3、转速和电流采样模块；4、换相控制模块；5、转速和电流闭环 PI 调解模块；6、故障处理模块；7、能耗回馈制动模块。下面将详细介绍这几个模块之间的相互联系和程序的流程。

5.2 系统主程序控制流程的设计

采用模块化的程序设计使得各模块的编写和调用变得更方便灵活，各模块既可以具有独立的功能，又和其它程序模块紧密地衔接在一起。这样编写出来的程序思路清楚，而且具有很好的可读性和移植性，便于调用，方便调试。

主程序是贯穿整个软件的主线，在主程序中主要实现：1、系统上电初始化；2、电机的软启动；3、系统故障信号的检测；4、扫描键盘是否有键按下等功能。主程序的流程如图 5-1 所示。当系统上电之后，程序开始执行，首先清除中断向量的屏蔽位和使能位；然后初始化 DSP 的系统配置寄存器 SCSR1、SCSR2 以及其它特殊寄存器，并对 DSP 管脚进行相应的设置，以避免 DSP 控制下的器件误动作。接下来，对程序中的其他变量进行初始化赋值，等待用户进行下一步的操作。

若系统未启动时，键盘功能键按下，则系统进入键盘处理程序。在这个过程中主要是对电机的给定转速进行设置。启动键按下之后，各控制继电器、接触器执行相应动作，系统启动。首先延时一段时间为直流侧电容充电，充电完毕后 DSP 发出一路控制信号使并联在主回路中的继电器线圈通电，继电器常开触点闭合，限流电阻被短路。软件中所用到的脉冲捕捉单元、定时器和 A/D 转换模块初始化设置好后，开中断，随时准备进入中断服务程序，PWM 波形开始正常输出。此时虽然已经有 PWM 波形脉冲信号产生，但是此信号并没有加到驱动电路中。主要是因为，硬件看门狗还处在脉冲封锁状态，对硬件看门狗的启动主要是在扫描的过程中向其发出一路高频的脉冲信号来实现的。当程序扫描过程中不断地改变看门狗输出电平的状态，就可以将控制信号加在驱动电路上实现系统启动^[33]。在软启动过程中，程序在执行延时等待程序，除了启动键和停机键，其他键盘操作均不发挥作用；软启动结束后，键盘操作有效，可以对运行参数进行动态调整。

系统启动后，DSP 不断地检测电路连接到 DSP 的故障输入端口，这些端口主要有：欠压故障、过压故障、过流故障等。如果检测到有故障信号发生，则程序跳转至故障处理程序，在主程序中调用显示程序，显示故障状态，然后等待处理故障。主程序的控制流程图如图 5-1 所示。

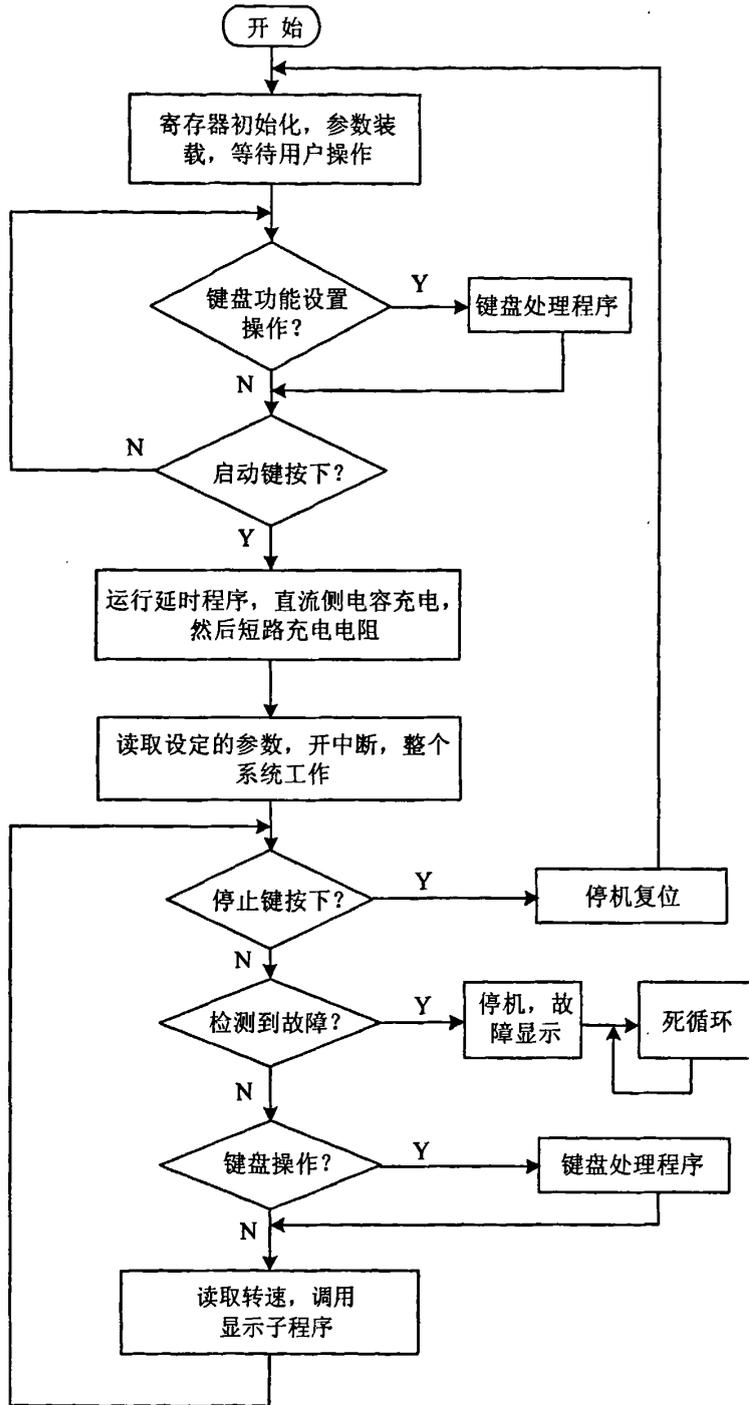


图 5-1 主程序控制流程图

Fig5-1 The control flow chart of main program

5.3 子程序设计

子程序设计主要包括：换相中断控制子程序；PI 调节子程序；故障处理子程序；显

示子程序。各子程序之间也存在相互调用的情况，下面将详细介绍各子程序及其它之间的联系。

5.3.1 脉冲捕捉中断子程序

在 TMS320LF2407DSP 的两组事件管理器 EVA 和 EVB 中各有一组脉冲捕捉单元，共有六个脉冲捕获引脚。在脉冲捕捉单元被启动之后，一旦脉冲捕捉引脚上有电平的跳变，那么脉冲捕捉单元就被触发。对于事件管理器 EVA 模块与它相关的捕获单元引脚有三个，它们分别是 CAP₁、CAP₂ 和 CAP₃，它们的时基选择 DSP 中的通用定时 T₁。捕获单元主要有以下特性：一个 16 位的捕获控制寄存器；一个 16 位的 FIFO（先入先出堆栈）控制寄存器；可选通用定时器时基；六个 16 位二级深 FIFO 堆栈（每个单元各有一个）；三个施密特触发器输入引脚；用户可定义的跳变检测方式（上升沿、下降沿或者上升下降沿）；六个可屏蔽中断标志位，每个单元一个。在捕获单元使能之后输入引脚产生跳变信号，只要该信号持续的时间能超过两个时钟周期，该信号就能被捕获单元捕获到，相应的中断标志位被置位，外设中断将产生一个中断请求信号。由于脉冲捕捉单元的输入引脚和普通的 I/O 口是共用的，所以这三个口可以分时复用。将位置传感器的三个输出引脚经过电平转换电路之后，连至脉冲捕捉单元三个输入口 CAP₁、CAP₂ 和 CAP₃。设置输入电平的跳变检测方式为上升下降沿检测，并且在程序初始化中将三个捕捉口设置为脉冲捕捉功能，同时设置 CAP₁、CAP₂ 和 CAP₃ 三个捕捉口产生的中断对应同一个外部中断向量^[34]。

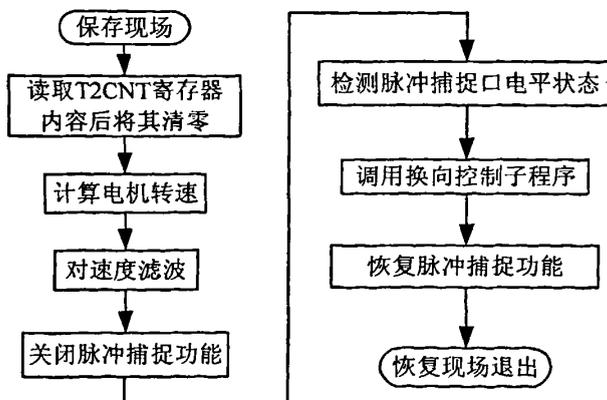


图 5-2 脉冲捕捉子程序流程图

Fig5-2 The flow chart of pulse capture subprogram

当电机运行时，霍尔传感器输出的表示转子位置信号的矩形波的跳变沿就会触发脉冲捕捉中断。程序进入脉冲捕捉中断处理程序，在此程序中，控制器根据检测到的位置

信号和电机的旋转方向来确定电机的换相顺序。同时，在脉冲捕捉中断子程序中，通过读定时器 T_2 的计数值可以得到两次中断之间的时间间隔，从而计算出电机的转速。

不同运行状态下同样的转子位置信号（即 HALL 状态）所对应的换相控制（即开关管的开通和关断）不同，因此在换相子程序中应首先判断是电机的运行状态，然后根据当前的运行状态下的换相控制表进行换相。

5.3.2 换相控制子程序

当检测到位置信号发生跳转时，换相子程序将在脉冲捕捉中断子程序中被调用。换相子程序主要实现两个功能：1、根据转子位置信号确定电机的导通相。电机正转和反转时对应的转子位置信号相同但是导通相却完全不同，所以必须根据电机转向设置不同的数据表。2、占空比重载。当电机的运行状态需要调整时，需要靠改变占空比来实现。3、将换相程序编写成子程序还有一个重要的作用就是实现电机从静止状态启动。当电机处于静止状态时，位置信号只是一个逻辑电平状态，并不能产生中断，那么要实现电机绕组正确的通电就需要调用换相子程序^[35]。换相控制的子程序流程图如图 5-3 所示。

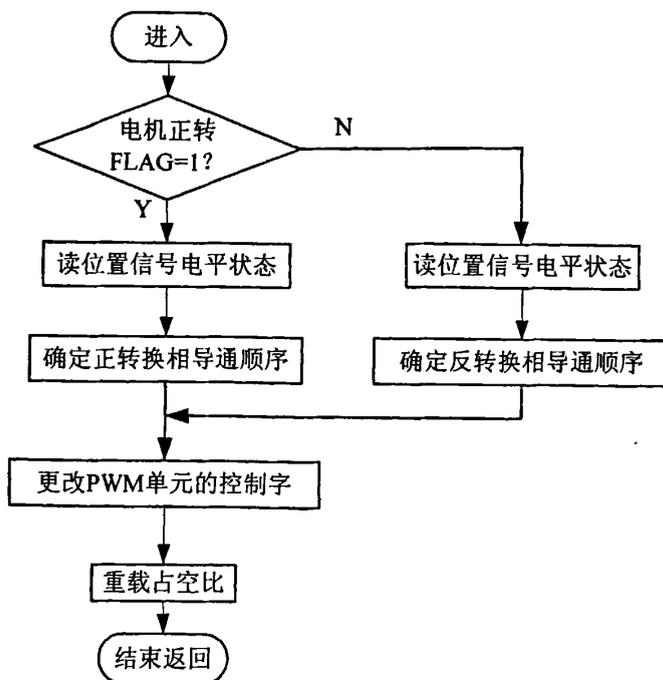


图 5-3 换相子程序流程图

Fig5-3 The flow chart of commutation subprogram

5.3.3 A/D 转换完成中断子程序

A/D 转换完成中断子程序主要是计算采集到的直流母线电流。直流无刷电机的相电

流波形为对称的方波信号，很难进行采样和处理，而直流侧电流为其三相电流的叠加，对其采样相对比较容易。另外，为了使 PI 调节器能得到一个比较好的调节效果，该子程序还将对测得的电流值进行数字滤波。在 ADC 模块中转化的结果是左对齐的，对十位的 A/D 转换模块，必须将 ADC 结果寄存器的值进行一定处理才能得到我们需要的结果，实际采集的模拟量的值由下式计算：

$$I_a = \frac{I_s}{65536} \times 3.3K_a \quad (5-1)$$

式中， I_s 为 A/D 采样的寄存器中的数字量； I_a 为实际的电流大小的模拟量； K_a 为放大增益，由传感器的传输比例、采样电阻值和放大电路决定。

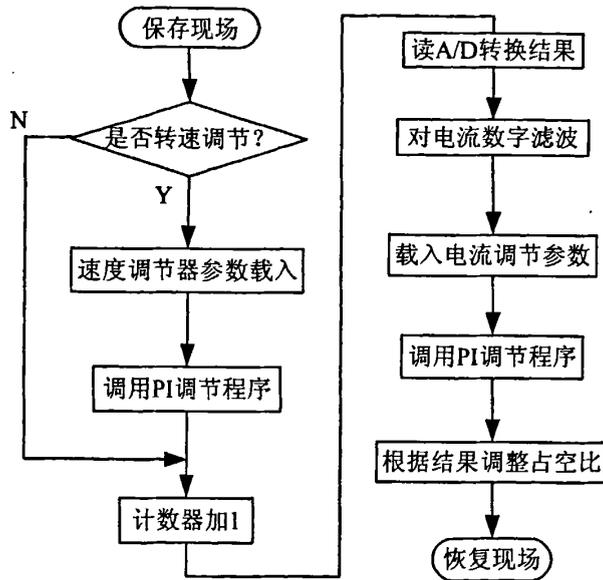


图 5-4 A/D 中断子程序流程图

Fig5-4 The flow char of A/D interrupt subprogram

A/D 转换模块是由定时器 T_1 的周期中断信号来启动的，A/D 模块启动后，当转换结束时产生一个中断信号，使程序进入中断子程序。在中断子程序中主要实现转速和电流的双闭环控制的调节过程。A/D 中断程序的执行流程如图 5-4 所示。由该流程图可以看出，为了对负载的变化的响应比较快，应使电流环的调节比转速环的调节快。

5.3.4 PI 调节子程序

PI 调节子程序流程图见图 5-5。转速环和电流环的调节均采用 PI 调节，它们在调节中均调用此 PI 调节子程序^[36]。此 PI 调节子程序采用输出带限幅的算法，由于转速调节器和电流调节器都要调用该子程序，所以必须对 PI 调节器中的一些参数做出相应的改

变。调用时需要输入的参数有：比例调节系数 K_p 、积分调节系数 K_i 、给定值、反馈值、前一次 PI 调节的输出值、限幅的幅值上限值 U_{max} 以及积分分离下限值 E_{max} 。

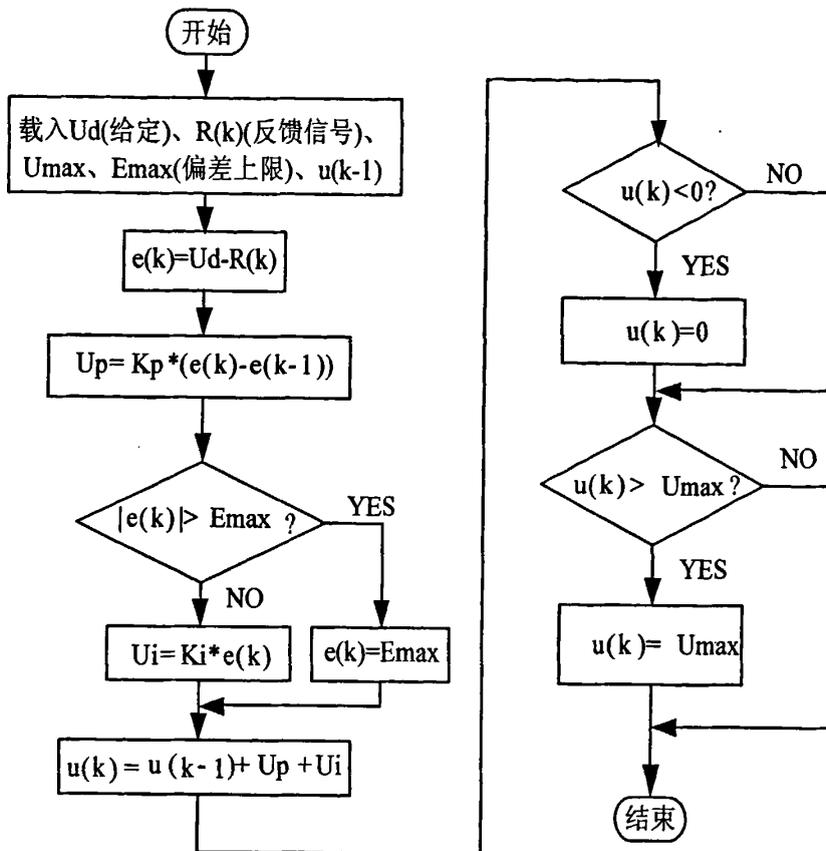


图 5-5 PI 调节子程序流程图

Fig5-5 The flow char of PI regulation subprogram

5.3.5 转速电流双闭环控制系统

转速电流双闭环调节子程序流程如图 5-6。

转速环的输出作为电流环的给定，电流环的输出作为 PWM 波的占空比。转速环和电流环的调节都调用 PI 调节子程序（见图 5-5），调用前需设置好 PI 调节子程序要用到的参变量^[37]。经实验，本系统在电流环 PI 参数为 $K_p=8$ 、 $K_i=0.8$ ，转速环 PI 参数为 $K_p=5.8$ 、 $K_i=0.75$ 时具有较好的动、静态性能。

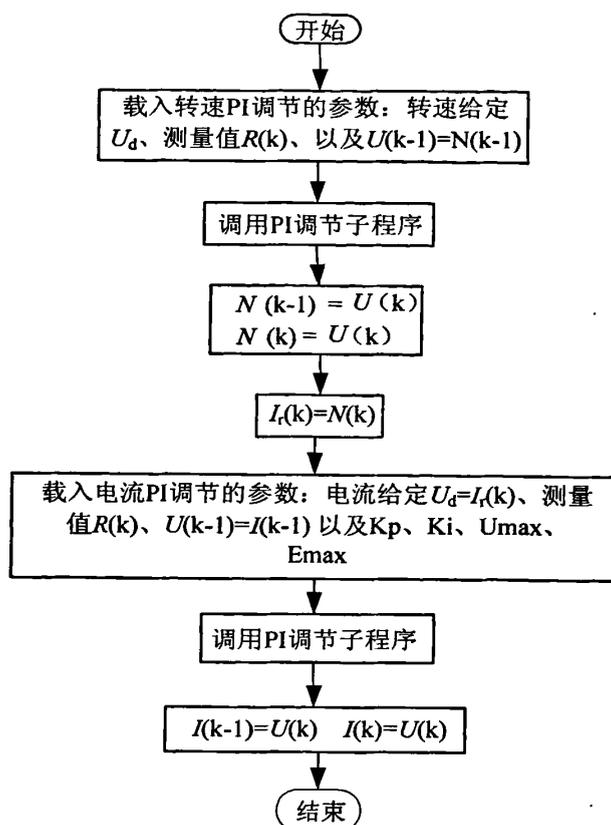


图 5-6 双闭环调节子程序流程图

Fig5-6 The flow char of double-loop regulation subprogram

5.3.6 显示控制流程

参数的显示是通过串行显示管理芯片 MC14489 和数码管LED来完成的。在第3章已经对 MC14489 硬件以及与单片机之间的通信进行了简单的介绍，本章将主要从软件方面介绍 MC14489 如何实现数据的串行显示。MC14489的使能端 ENANBLE（与单片机87C196MC的P2.2口连接）：低电平有效，当 ENANBLE 处于无效的高状态，串行数据输入操作处于禁止状态。ENANBLE 由高变低，允许数据信号在时钟脉冲的控制下传入MC14489，然后ENANBLE又变为高电平。在 ENANBLE 引脚由低变高的过程，如果数据与时钟引脚传输了8位数据，这一字节数据被锁定在配置寄存器中；如果数据与时钟传输了24位数据，这三个字节被锁存在显示寄存器中。由此可见，当ENANBLE信号结束时，数据被锁入配置寄存器还是显示寄存器中，是由ENANBLE信号结束前传输的数据长度决定的。MC14489 的时钟端CLOCK（与单片机 87C196MC 的P2.5口连接）：串行数据时钟输入。当CLOCK引脚由高变低时，从DATA OUT输出有效数据。MC14489

芯片电路的静态设计允许CLOCK DC~4MHz的范围内工作。时钟输入端也是施密特触发器的形式，所以允许使用上升、下降沿平缓的时钟信号。MC14489的数据输出端DATA OUT（与单片机87C196MC的P2.4 口连接）；串行数据输出。在CLOCK时钟由高到低跳变时，移位寄存器的数据由DATA OUT引脚移出。DATA OUT也可以反馈回系统主CPU来实现串行数据卷回测试。这一步骤往往是系统加电自诊断测试的一个组成部分。

MC14489是由配置信息来决定显示模式的，下面给出配置寄存器的设置：

$B_5 \sim B_1$: ($BANK_5 \sim BANK_1$) 表示第5显示位~第1显示位。

H: (Hex Decode) 表示十六进制显示模式。

S: (Special Decode) 表示特定的译码显示模式。

ND: (No Decode) 表示非译码显示模式。

CD: (Characters Display) 表示字符显示模式。

对配置寄存器的显示模式编程进行说明：

$C_7C_6=00$: $B_5 \sim B_1$ 显示位都工作在ND模式。

$C_7C_6=01$: B_5 、 B_4 为ND模式， B_3 、 B_2 、 B_1 为CD模式。

$C_7C_6=10$: B_5 、 B_4 为CD模式， B_3 、 B_2 、 B_1 为ND模式。

$C_7C_6=11$: $B_5 \sim B_1$ 显示位都工作在CD模式。

在字符显示模式下，又分为两种情况：

$C_i=0$, ($i=1,2,3,4,5$) 时，相应的第 B_i 位为16进制显示模式H，字符的译码0~9, A~F字符； $C_i=1$ ($i=1,2,3,4,5$)，相应的第 B_i 位为特定的译码显示模式S。

$CO=0$: 低功耗模式（熄灭显示器）； $CO=1$ ，正常显示模式。小数点显示位置控制：显示数据的24位中最高四位 D_{23} 、 D_{22} 、 D_{21} 、 D_{20} 是控制位。

$D_{23}=0$: 熄灭所有LED。

$D_{23}=1$: 点亮LED。

$D_{22}D_{21}D_{20}=000$: 所有小数点位h都无效。

$D_{22}D_{21}D_{20}=1 \sim 5$: 分别对应 $B_1 \sim B_5$ 的小数点位有效。

$D_{22}D_{21}D_{20}=110$: B_2 , B_1 位小数点同时有效。

$D_{22}D_{21}D_{20}=111$: $B_5 \sim B_1$ 位的小数点同时有效。

根据上面的分析，下面以显示启动频率SF50.0 为例进行编程的说明。首先确定控制字 $C_7 \sim C_0$ 为81H，然后设置数据的最高四位， $D_{23}=1$: 点亮LED； $D_{22}D_{21}D_{20}=010$: B_2 的小数点位有效。另外，在串行传送数据时每次都由从最高位开始传送并且每次只

能传送8位，一个字节。本设计使用了DSP串行通信的三个标准I/O口（IOPA4口为ENABLE使能信号发出端；TXD口为DATA OUT数据传送口；RXD口为CLOCK时钟发出端）模拟实现了DSP与MC14489之间的数据串行显示，其中数据流的具体流程如图5-7所示。图5-8为8位数据传送子程序，由于MC14489的传送规则是从最高位传送，因此每次传送的数据都要移位到最高位。另外，每一位数据的传送都需要时钟端P2.5口产生相应的时钟信号，才能正确传送^[38]。

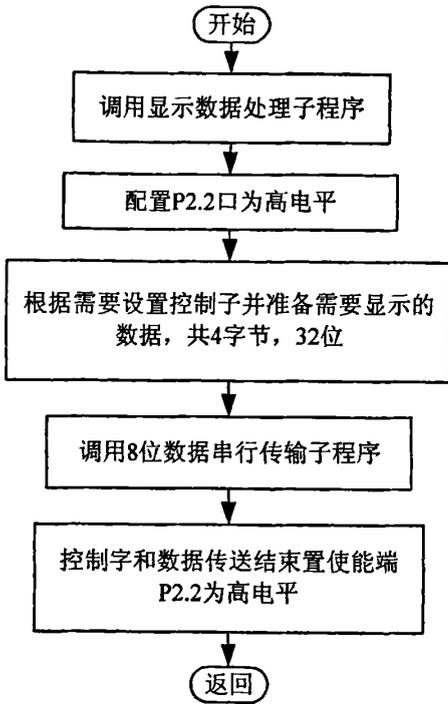


图5-7 显示子程序

Fig5-7 The display subprogram

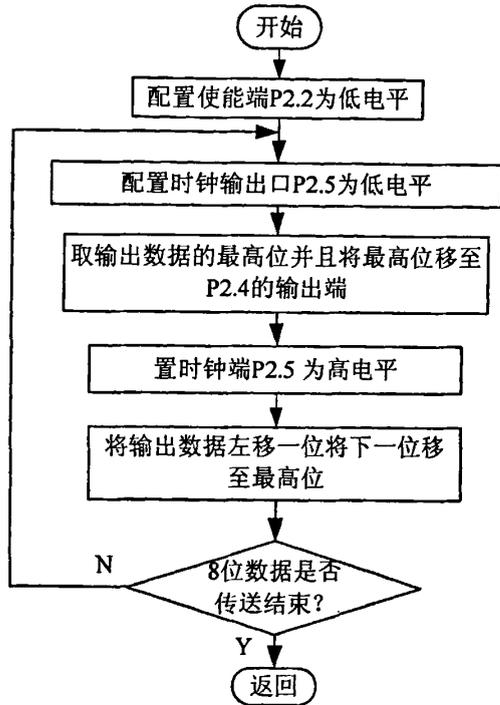


图5-8数据传送子程序

Fig5-8 The data transmission subprogram

由于MC14489是采用串行的数据接收和显示，所以对数据的处理就显得尤为重要。显示数据的位数不同对应MC14489的控制字也不同。数据处理的流程图如图5-9所示。图中CODE0是要显示的数据，LED0和LED1高四位是MC14489的控制字，LED1低四位、LED2和LED3则是要显示的各位的数据。数据处理程序就是将数据的各位取出来，按位传给MC14489。

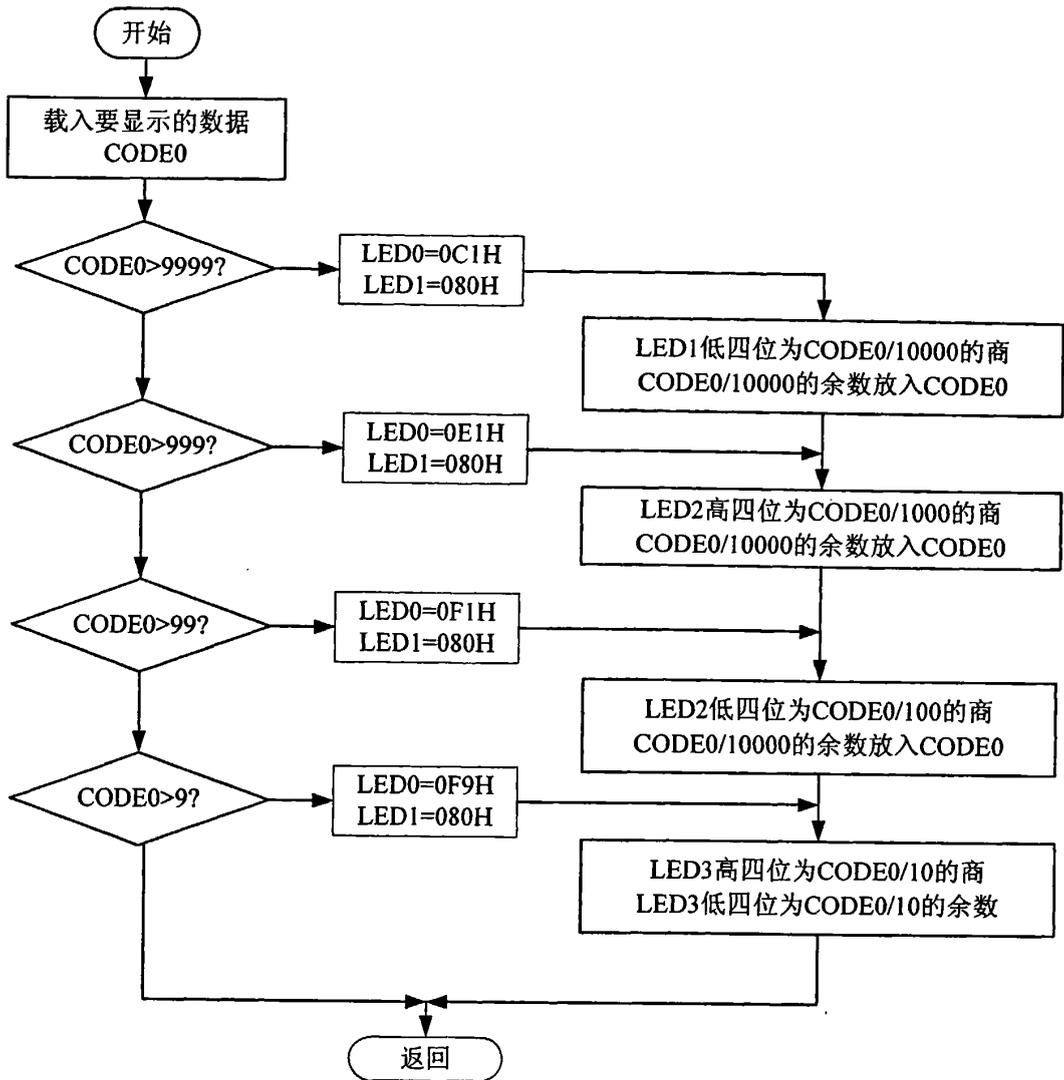


图5-9 数据处理子程序流程图

Fig5-9 The flow char of data processing subprogram

5.3.7 故障处理控制流程

课题软件应用的子程序比较多，主要包括故障处理程序、键盘处理程序、A/D 转换程序、显示程序、延时程序、参数存取程序等，而故障处理程序是软件的重中之重。

图 5-10 给出了故障判断处理程序的流程。该子程序模块首先检测用户是否已经按下停机按键，如果按下，软件立即将 PWM 输出信号强制置高（PWM 信号外部驱动低有效），确保首先断开驱动信号，紧接着关闭中断，停止定时器运行；而硬件电路会立即断开主接触器，经过一段延时后系统复位，重返待机状态，等待用户再次操作。如果没有按下停机键，程序接下来依次检测系统是否存在过压、欠压、过流等故障。这些故

障信号都是由上一章介绍的检测保护电路板提供的^[39]。为了保证系统可靠,避免误动作,每个故障信号不断检测,如果主程序连续三个执行周期中都检测到同一故障信号,则认为产生该类型故障,程序中立即将 PWM 输出信号强制置高,关断所有中断,断开主电路,同时显示故障代码。对故障紧急处理后,软件进入死循环,用户只有按下复位键才能使系统重新运行,回到待机状态。

如果没有故障信号,程序会向上一章已经介绍的硬件 WatchDog 电路发送连续脉冲,以维持 74HC245 的使能端有效,使 PWM 信号输出到驱动电路侧,也就是“开启 245”的过程。

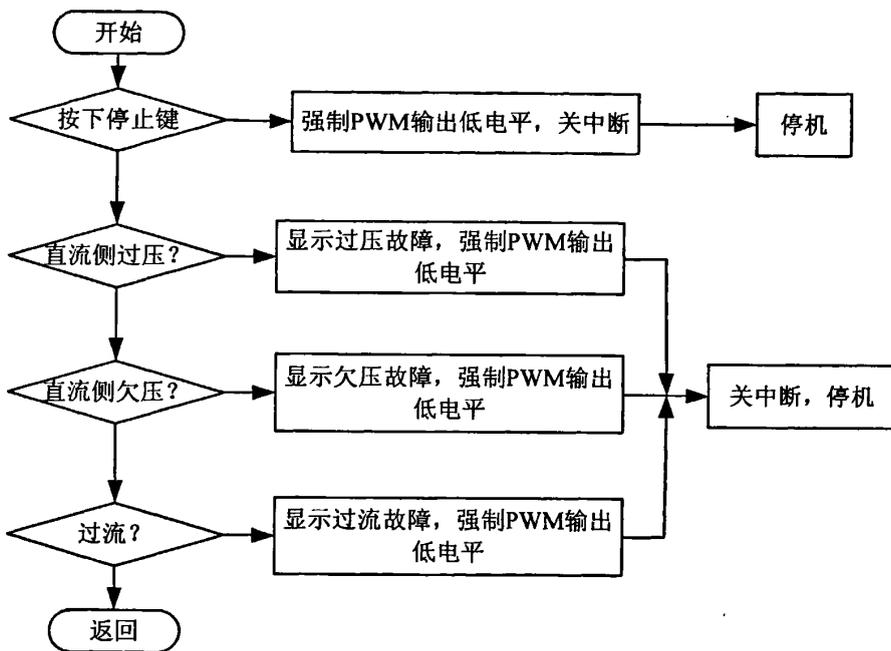


图 5-10 故障处理流程图

Fig5-10 The flow chart of failure processing subprogram

第6章 实验结果与分析

课题对直流无刷电机控制系统进行实验研究得到了一系列实验波形,本章将对这些波形进行分析。控制电路的软件采用在 DSP 的 JTAG 口通过仿真器与计算机相连来实现在线调试。为了调试方便,主电路在交流输入侧采用调压器调节输入。实验结果由示波器观察所得。

6.1 系统实验配置

根据前面章节所给出的系统构成和对硬件的要求,系统选择器件构成了一套直流无刷电机调速系统实验样机,主要的器件如下:

1、实验用的直流无刷电动机:

额定功率: 2.2KW;

额定电压: 300V;

额定转速: 2000 r/min;

相数/极数: 3 相 8 极。

2、整流模块: SANROX DD100HB160;

3、逆变模块: EUPEC 公司 IGBT BSM200GB120DN2, 耐压 1200V;

4、驱动模块: 三菱公司 M57962L;

5、霍尔电流传感器: 成都晶丰电子 JH50-P/4;

6、电解电容: 英国 BHC AEROVOX 公司 4700uf/450VDC, 两串两并;

7、主接触器: DELIXI 交流接触器 CJX2-9511;

8、主断路器: DELIXI 塑料外壳式断路器 CDM1-100M/3300;

考虑到控制柜空间安排和散热要求,将四个 IGBT 模块和三个整流模块整体安装在一块风冷式齿状散热片上。为了减少分布电感效应,主电路采用铜板条架空连接方式。

系统实验样机搭建好以后,通过 DSP 控制板的 JTAG 口将程序烧写到 DSP 片内 Flash 里,并经过多次调试实验,不断完善系统硬件结构和软件设计,获得了符合要求的控制效果,并采集到部分相关的波形和实验数据。课题所有实验波形均采用美国泰克公司生产的 TDS3014B 数字式荧光示波器采集。

实验电路如图 6-1 至 6-3 所示,图 6-1 为同轴联结的直流无刷电机和同步发电机,在实验过程中同步发电机为直流无刷电机的实验负载。图 6-2 为控制电路及其外围连接的键盘电路和显示电路,图 6-3 为主电路中的逆变器和 IGBT 的驱动电路。

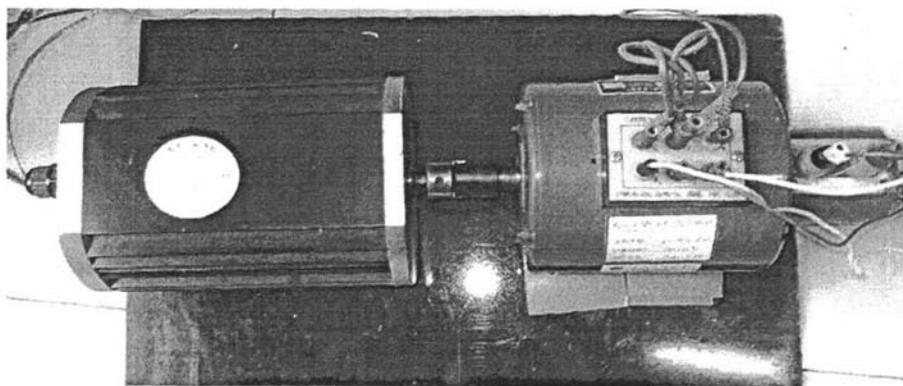


图 6-1 同轴连接的直流无刷电机和同步发电机

Fig6-1 The coaxial BLDCM and synchronous generator

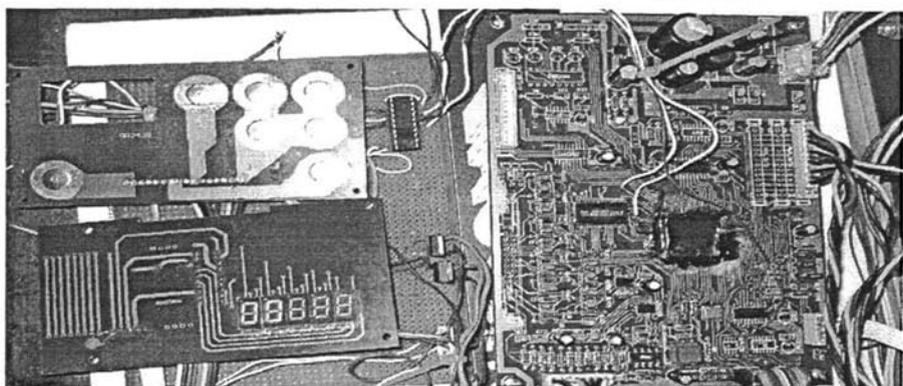


图 6-2 控制电路及键盘和显示电路

Fig6-2 The keyboard, display and control circuit

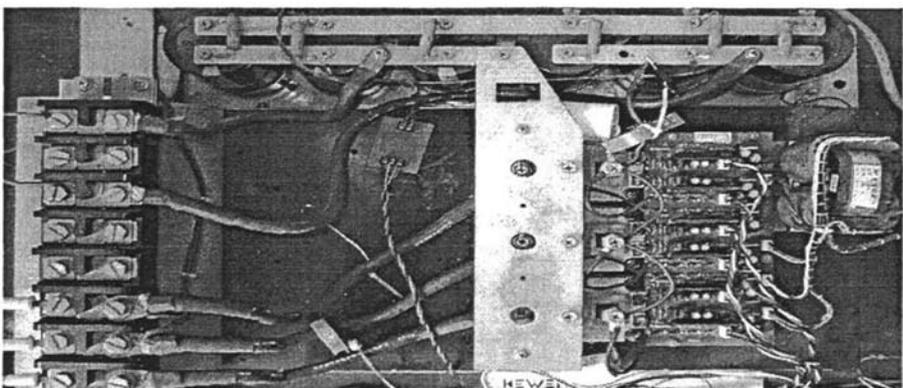


图 6-3 IGBT 逆变电路和驱动电路

Fig6-3 The inverter and driving circuit of IGBT

6.2 实验结果及波形分析

6.2.1 转子位置信号

图 6-4 是通过示波器得到的直流无刷电机的转子位置信号，从图中可以看出，三路

信号之间相位相差 120° ，一个周期内高电平和低电平持续时间各为 180° ，这与预期分析的霍尔位置传感器的开关特性是一致的。霍尔位置传感器得到的波形稳定，没有脉冲尖峰干扰，而且位置信号与分析的结果一致，每隔 60° 电角度产生一个跳变。将其位置信号接到 DSP 控制单元的脉冲捕捉口上就可以获得当前转子位置。

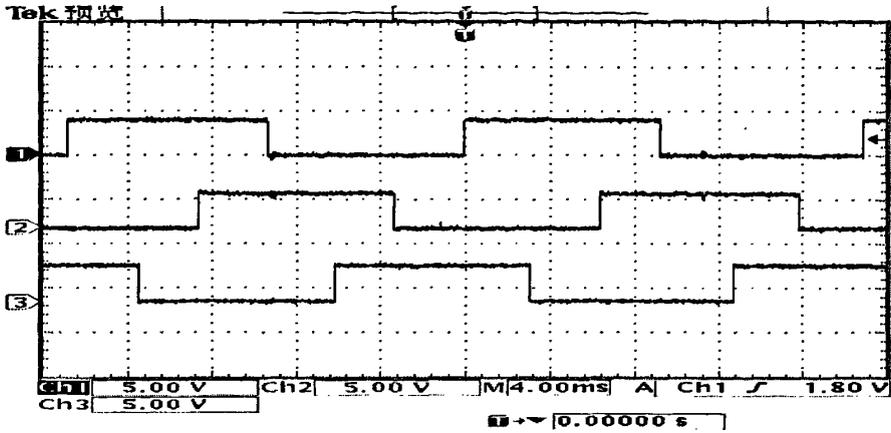


图 6-4 转子位置信号

Fig6-4 The rotator position signal

6.2.2 ON_PWM 控制下的实验波形

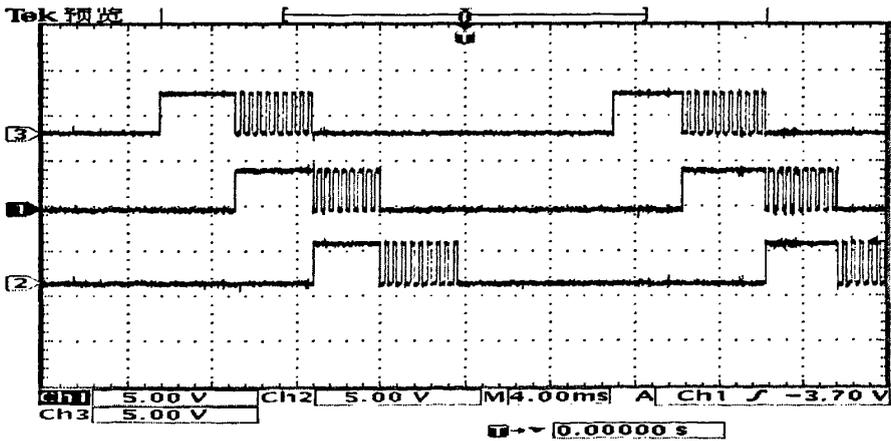


图 6-5 ON_PWM 方式下的控制信号

Fig6-5 The control signal on ON_PWM mode

在实验中对电机六状态 120° 工作方式下, ON_PWM 和 H_PWM-L_PWM 两种控制方式做了对比性的研究。ON_PWM 调制时所选的控制方式为六只 IGBT 轮换导通的控制方式, 在控制中 PWM 的调制频率为 2.5KHz。输出波形如图 6-5 所示,

驱动电路的控制信号波形如下: 在驱动电路中采用四路隔离电源为驱动板供电, 正向导通电压为 15V, 为了使 IGBT 能够安全可靠的关断, 其关断电压为 -10V。从图中可

以看出控制信号经过驱动电路后，基本满足 IGBT 驱动信号的要求。

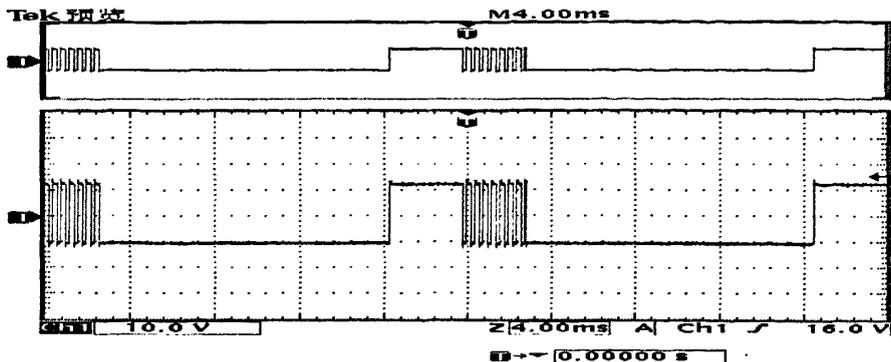


图 6-6 ON_PWM 方式下的驱动信号

Fig6-6 The driving signal on ON_PWM mode

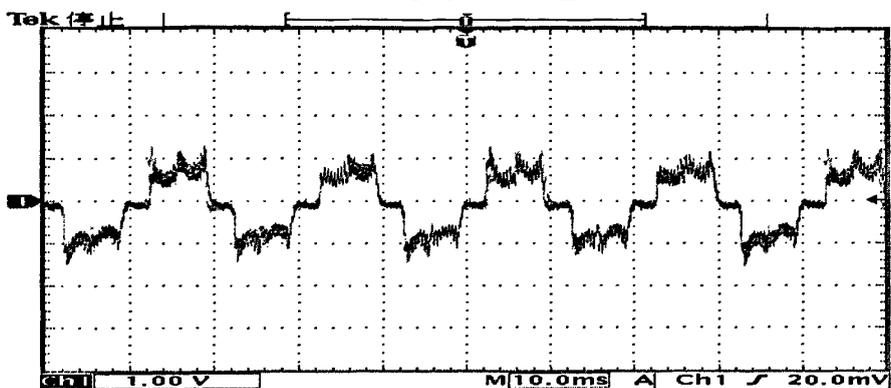


图 6-7 ON_PWM 控制方式下相电流波形

Fig6-7 The phase current wave on ON_PWM mode

6.2.3 H-PWM_L-PWM 控制下的实验波形

实验中 H-PWM_L-PWM 控制信号与预期实验方案中信号相同，从实验结果中可以看出信号中存在脉冲丢失现象，这是由于在换相时刻不能保证脉冲信号周期的完整性而导致的换相点上脉冲丢失或过窄。这种情况的出现主要与 DSP 比较单元的设置有关，DSP 的寄存器通常都是带影子寄存器的，程序中要对寄存器写入的内容一般先放在影子寄存器中，当重载条件发生时再将其内容写入到寄存器中。这里主要涉及到对比较寄存器 CMPRx 和方式控制寄存器重载条件的设置。当这两个寄存器的内容设置为立即重载时，在换相期间就会产生脉冲丢失或者脉冲过窄的现象，如图 6-8 所示。当这两个寄存器的内容设置为下溢或者周期重载时可以避免这种现象，此时由于在换相期间寄存器的内容不会立即改变，只有当重载条件发生时才改变，这就保证了每个脉冲周期都是完整的脉冲信号，如图 6-9 所示。

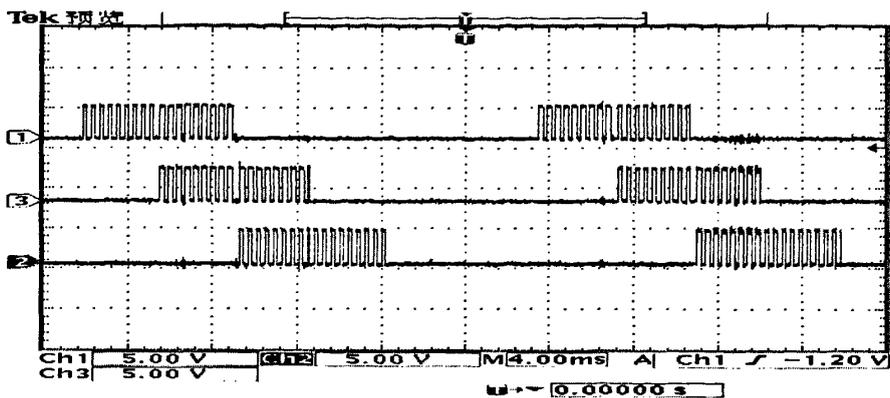


图 6-8 H-PWM_L-PWM 控制方式下控制信号脉冲丢失

Fig6-8 The pulse-loss of control signal on H-PWM_L-PWM mode

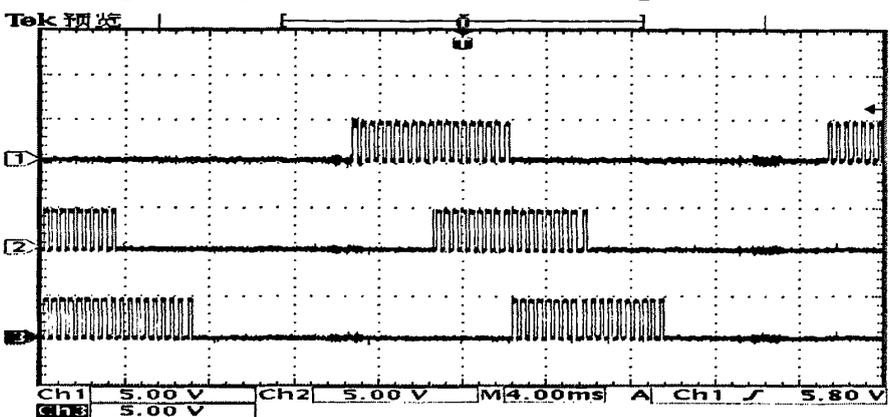


图 6-9 H-PWM_L-PWM 控制信号

Fig6-9 The control signal on H-PWM_L-PWM mode

从图 6-8 和图 6-9 这两组实验结果中可以看出：H-PWM_L-PWM 控制方式下如果对 DSP 设置不合理，脉冲丢失现象就不可避免，从而对电机的控制性能造成很大的影响。

H-PWM_L-PWM 控制信号经过驱动电路后的信号波形如下：

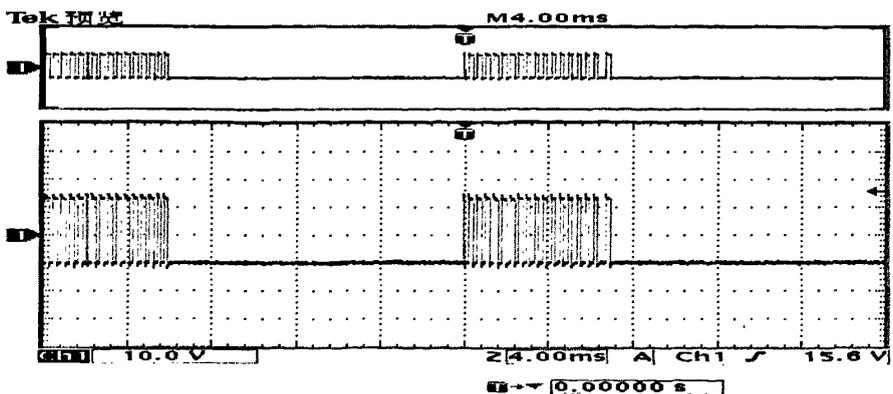


图 6-10 H-PWM_L-PWM 驱动信号

Fig6-10 The driving signal on H-PWM_L-PWM mode

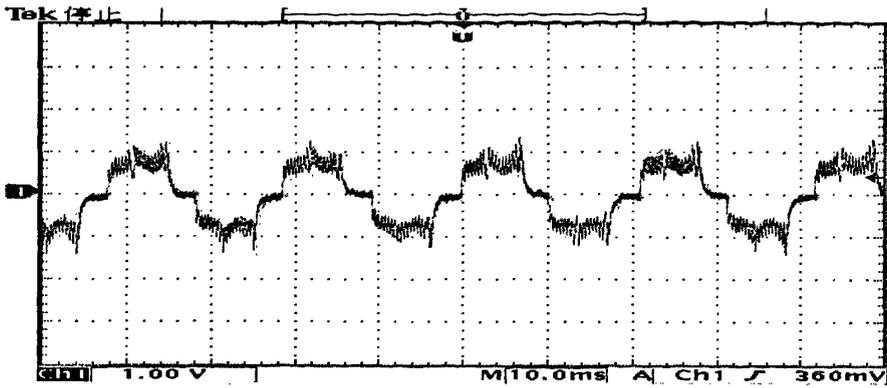


图 6-11 H-PWM_L-PWM 控制方式下相电流波形

Fig6-11 The phase current wave on H-PWM_L-PWM mode

对比 H-PWM_L-PWM 和 ON-PWM 这两种控制方式下的电流信号可以看出：由于 H-PWM_L-PWM 控制方式中不存在第三相续流的情况，所以电流的波形比 ON-PWM 方式下要对称一些，在实验中由于负载比较轻这种差别不是很明显。

6.3 电机电动运行实验波形

6.3.1 电机空载运行波形

电机空载运行时，直流侧电压通过调压器调节在 100V，这时电机转速为 700r/min，电机运行平稳，其运行时的线电压、相电流、以及两路相电压相对于直流侧中点电压波形如下。其中图 6-12 为空载线电压波形，图 6-13 为相电压相对直流侧中点的波形，由于星型连接的电机无法测量相电压的波形，所以实验中测的是相电压相对直流侧中点的波形。图 6-14 为空载相电流波形。从图中可以看出：电机空载运行时，相电流很小，而且与预期分析的电流波形为方波的结论一致。线电压的波形为这两相相对中点电压之差，是对称的梯形波。

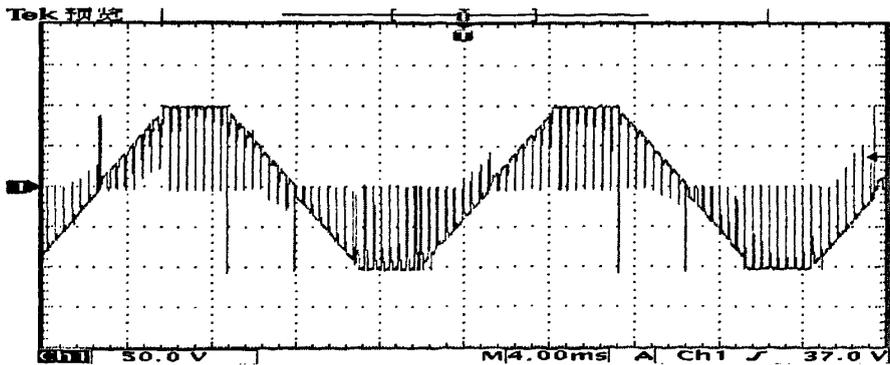


图 6-12 空载线电压波形

Fig6-12 The no-load line voltage waveform

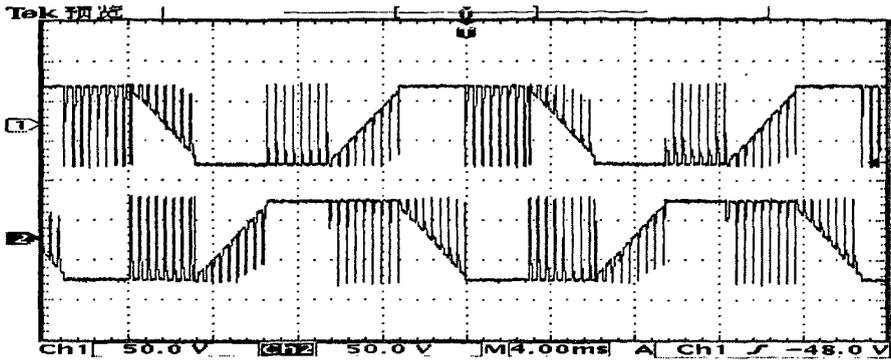


图 6-13 相对直流侧中点的相电压波形

Fig6-13 The phase voltage waveform of relative DC midpoint

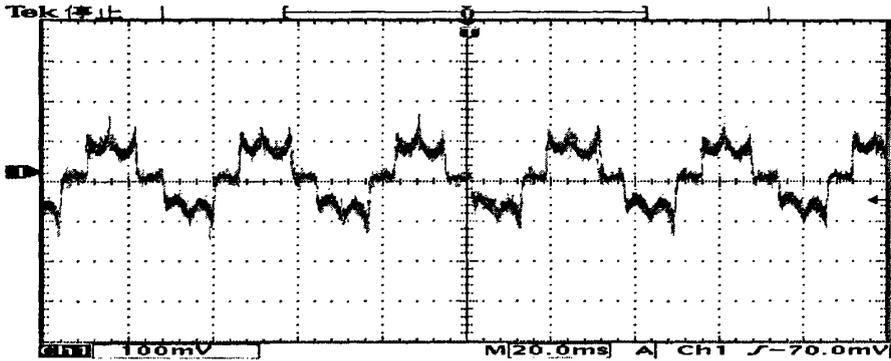


图 6-14 空载相电流波形

Fig6-14 The no-load phase current waveform

6.3.2 电机带载运行波形

图 6-15 所示是实测的电机带载运行时的相电流波形，PWM 调制方式为 ON-PWM 单斩控制方式，负载转矩大小约为 $4.5N.m$ 。

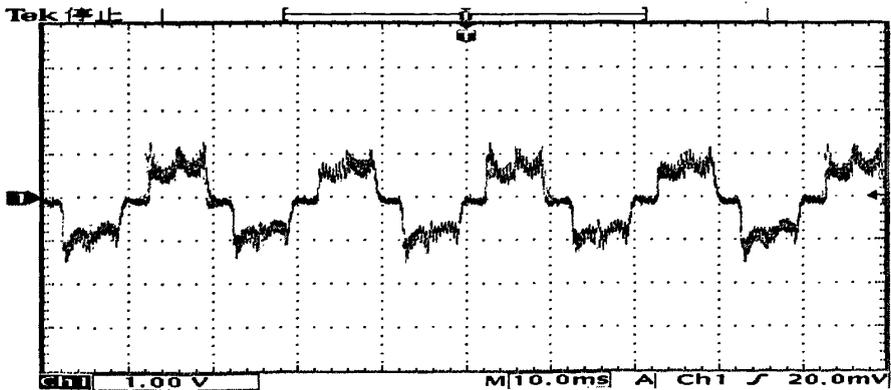


图 6-15 电机带载运行相电流波形

Fig6-15 The phase current waveform with load

线电压波形如下：

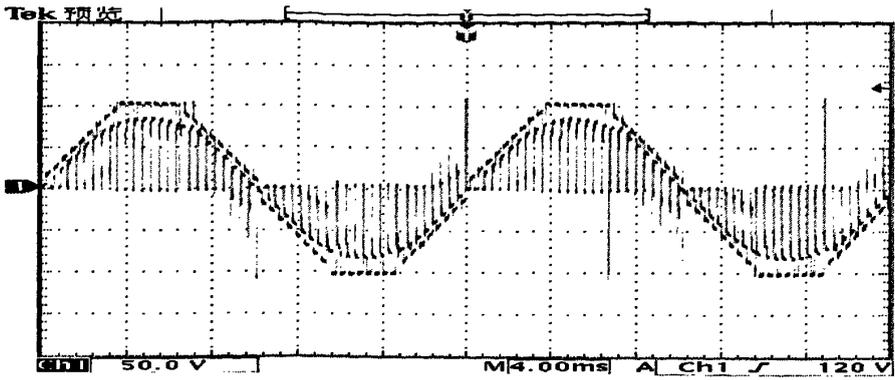


图 6-16 电机带载运行线电压波形

Fig6-16 The line voltage waveform with load

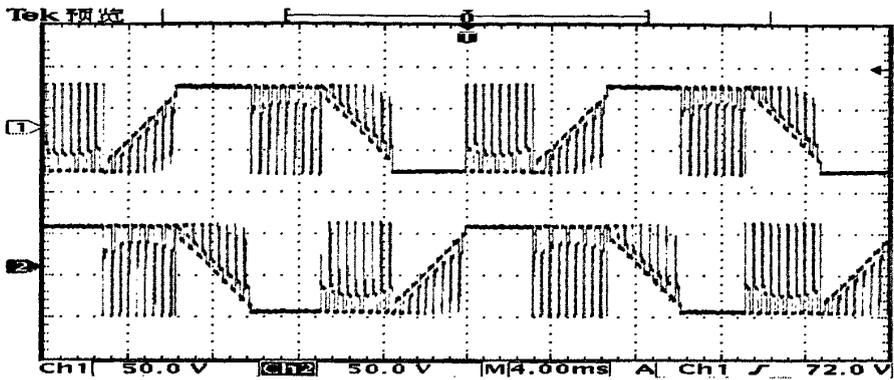


图 6-17 相对直流侧中点的相电压波形

Fig6-17 The phase voltage waveform of relative DC midpoint

6.3.3 系统闭环实验波形

图 6-18 是用测速发电机检测到的电机在闭环控制下起动的转速波形。图中设定稳速为 600r/min，测速发电机输出电压大约 4.8V。由计算可得，动态性能指标如下：跟随性能指标： $\sigma = 11.6\%$ ， $t_s = 2.3s$ 。

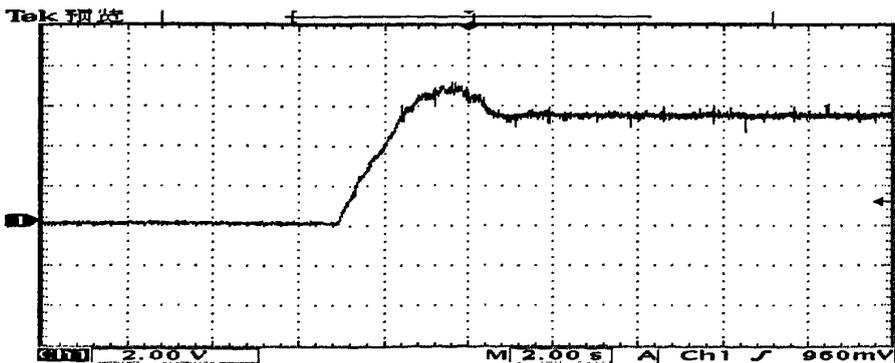


图 6-18 闭环下系统启动转速波形

Fig6-18 the start speed waveform of the closed-loop system

第7章 课题总结

7.1 课题总结

经过一年多的研究开发,基于DSP的直流无刷控制系统的软、硬件部分已设计完毕。其主要工作有以下几个方面:

1、研究TI公司的DSP芯片TMS320LF2407。对它的内部资源、指令系统作了深入了解。并结合本课题重点熟悉了DSP硬件仿真环境CCS(Code Composer Studio)开发平台的使用和软件编程,制作和调试了TMS320LF2407的实验板。本文对编程中出现的问题、注意事项也作了介绍。

2、研究学习了直流无刷电机的结构和运行工作原理,建立了直流无刷电动机的数学模型,从数学建模的角度对三相直流无刷电动机的反电势、电流、转速、以及转矩的对应关系进行了讨论。并详细分析了直流无刷电动机的运行特性,推导出了其传递函数。

3、根据电机的数学模型,研究了转速和电流双闭环的控制方式以及ON_PWM和H_PWM-L_PWM斩波控制方式下电机的运行特性。对这两种方式下电机在换相期间和非换相期间电流的流通过程和续流情况作了深入的研究。电流的流通过程直接影响着电机转矩的脉动,对不同的控制方式下转矩的脉动情况也做了对比分析。

4、设计了有位置传感器的直流无刷电动机的控制系统方案,方案中控制器的硬件电路模块包括: DSP的外围电源模块、电平转换模块、硬件看门狗电路以及键盘和串行显示电路;外部信号检测模块,主要有:电流检测模块、电压检测模块、位置信号检测电路;系统的电源模块和IGBT驱动电路。对这些外围电路和控制单元构成的整个系统进行了调试,并且取得了比较理想的实验结果。

5、结合硬件电路,在DSP开发平台上编制了系统运行所需的软件,软件实现了霍尔器件位置信号检测和换相控制原理,并且对相关的软件代码进行了分析。

7.2 后续工作展望

本设计对直流无刷电机的电动运行进行了大量理论和实验研究,但直流无刷电机控制系统是一个复杂的系统,设计中的许多工作还有待于进一步完善^[40]。随着相关控制方法的不断改进,直流无刷电机控制性能的提高有待于随着研究的深入逐步完善。对本系统而言,还有以下工作需进一步深入:

(1) 在本系统的调试过程中,为安全起见,交流电压的输入一直使用三相调压器,直流母线侧也串接着一定的电阻,以此来防止实验过程中电流过大烧坏器件。实际应用

时，控制器应能够在三相交流 380V 的直接输入下正常工作，所以控制器还需进一步的完善。

(2) 本实验中双闭环控制所采用的 PI 调解器，其参数的选择是通过实验法确定的，参数值的大小与实验中 DSP 采集的其它数据直接相关。这与传统的按照电机参数和性能指标设计的 PI 参数有一定区别。另外，本文中给出的电机调速响应曲线的 PI 参数是在直流侧电压为 125V，负载为 0~10 N.m 的条件下整定的。在供电电压和负载变化时，其 PI 参数也应相应变化。

(3) 在实验中由于缺乏比较好的负载以及受实验条件限制，对直流无刷电机在 ON_PWM 和 H-PWM_L-PWM 这两种方式下的转矩的脉动情况没有经过实验的验证，只是做了基本的理论分析，这也是该课题研究的后续工作。

参考文献

- [1] 张曼若. 直流无刷电动机的发展与应用微电机. 1995,(1): 23
- [2] 曲家哄, 展望21世纪的直流无刷电动机, 微特电机. 1999,(4)
- [3] 王秀芝、吴忠等, 高性能BLDCM交流伺服系统的发展趋势及研究现状, 电气自动化, 1996年第二期
- [4] 丁志刚. 直流无刷电动机的研究和开发进展. 微电机, 2003, 33(1):29, 21-24, 43
- [5] 张琛编著. 直流无刷电动机原理及应用. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2004: 14~23, 128~136
- [6] 纪志成, 沈艳霞, 姜建国. 一种新型的直流无刷电机调速系统的模糊 PI 智能控制. 电机与控制学报, 2003; 7 (3): 249~254
- [7] 黄斐梨等. 电动汽车永磁无刷电机驱动系统的仿真. 清华大学学报(自然科学版), 北京, 1995; 35 (1): 77~80
- [8] 孙剑波, 龚世纓, 董亚晖. 永磁直流无刷电机调速系统的仿真研究. 伺服技术, 2002.02.04.
- [9] 邓兵、潘俊民, 直流无刷电机控制系统计算机仿真, 计算机仿真, 2002 第 19 卷第 5 期;
- [10] 孟德昀. 基于 TMS320F240 的高压无刷电机驱动器设计: [上海交通大学硕士学位论文], 上海交通大学, 2003: 17~26
- [11] Han-xiong.Li, Shou Ping Guan, Hybrid Intelligent Control Strategy , Control System, Vol.21No.3Jun.2001
- [12] 齐蓉. 直流无刷电机 PWM 调制方式与转矩脉动关系研究. 微电机, 2006.39
- [13] 邱建琪等. PWM 调制方式对永磁直流无刷电机电磁转矩的影响. 技术前沿, 2003.12
- [14] 胡平、谢顺依. 一种新型直流无刷电机全数字化控制器设计与仿真, 电气传动, 2006 第 36 卷第 5 期;
- [15] 包向华、章跃进. 五种 PWM 方式对无刷电动机换相转矩脉动的分析和比较. 中小型电机, 2005; 32(6): 48~52, 55;
- [16] 陈国呈. PWM 变频调速技术, 机械工业出版社, 1999
- [17] 赵良炳. 现代电力电子技术基础清华大学出版社, 1995: 4
- [18] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统—运动控制系统. 第 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2003: 25~70

- [19] 郭鹏. 基于 DSP 的全数字直流无刷电机控制器的设计与研究: [西北工业大学硕士学位论文], 西安: 西北工业大学, 2004: 35~40
- [20] 羊彦、景占荣. 直流无刷电动机数字PID控制的研究, 电机与控制学报, 2003年第12期
- [21] 吴素平, 罗隆福, 杨艳. 基于 DSP 的直流无刷电动机的无位置传感器控制技术. 机电传动 2004(1): 31~33
- [22] 王晓明、王玲编著. 电动机的 DSP 控制. 北京航空航天大学出版社, 2004
- [23] 刘和平、邓力、江渝、郑群英等编著. DSP 原理及电机控制应用. 北京航空航天大学出版社, 2001 年 8 月
- [24] 刘和平等编著. TMS320LF240X DSP结构、原理及应用. 北京航空航天大学出版社, 2002
- [25] 陈雯. 最新电机控制专用DSP控制器电气传动. 1999,29(2): 29~30
- [26] 刘朝晖、郑玉墙. 一种用于电机控制的DSP芯片TMS320C240. 电子技术应用. 1998, (3): 65~67
- [27] 薄保中, 苏彦民等. 抽油机用稀土永磁同步电动机的研制, 微电机, 2000年第33卷第5期
- [28] 史朝晖等. 永磁同步电动机在油田抽油机中的应用与节能分析, 节能, 2004年 第2期
- [29] 郁有文、常健、程继红. 传感器原理及应用, 西安电子科技大学出版社, 2003: 119
- [30] Zhang Bin and Li Yaohua (2000) based on model reference adaptive A PMSM 12 13-1225 sliding mode control system control. Proceedings PIEMC 2000, Third International Power Electronics and Motion Control Conference, The 1: 26 336-341
- [31] International Rectifier Corporation , 《 POWER SEMICONDUCTION DEVICE APPLICATIONS HANDBOOK 》, 1994:
- [32] 李立明. 燃料电池轿车用直流无刷电机控制系统的研究: [同济大学硕士学位论文], 上海: 同济大学, 2004: 20~60
- [33] 陈玉荣、倪光正. 直流无刷电机电流检测技术的研究. 农机化研究, 2004 年 1 月 第 1 期
- [34] Gui-Jia Su, McKeever, J.W.. Low-cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed range. Power Electronics, IEEE Transactions, 2004; 19(2): 296~302

- [35] 唐立华. 基于 DSP 的直流无刷电动机控制系统的研究: [西安交通大学硕士学位论文], 西安交通大学, 2004 年 3 月
- [36] 欧阳文, 谭菲娃, 金如麟, 姚若萍. 基于 DSP 的直流无刷电动机的控制设计. 伺服技术. 2002. 01.
- [37] 李化良, 林辉. 基于 DSP 和 CPLD 的双直流无刷电机全数字控制. 微电机, 2006.39
- [38] 陈红琳, 朱志红, 彭学文. 基于 TMS320LF240x DSP 的直流无刷电机控制器的设计. 03-0021-04.
- [39] Kim K-H., Youn M-J. DSP-Based High-Speed Sensorless Control for a Brushless DC Motor Using a DC Link Voltage Control. *Electric Power Components and Systems* 2002; 30(9): 889~906
- [40] 罗隆福、杨艳、方日杰. 直流无刷电动机中有待深入研究的主要问题. 微电机, 2002.35(1):15~16

致 谢

时光荏苒，三年的研究生学习生活即将结束。三年来，在老师和同学们的热心帮助下，我才得以顺利地完成学业。

在论文即将完成之际，我首先要感谢我的导师张加胜教授，在课题研究期间，张老师给了我方方面面、细致入微的指导。在这三年里，张老师广博的学术知识、严谨求实的科研态度和勤俭质朴的生活作风都为学生做出了良好的榜样。张老师在在学习上给了我无私的教诲；在科研中常常能给我向导性指导，使我受益匪浅；在平时的做人和生活中，张老师也给予我悉心的教导和关心。在即将离开母校之际，我向张老师致以最崇高的谢意！

感谢学院的领导和各位老师对我在各方面的帮助和支持，特向他们表示衷心的感谢。他们对我的关心和帮助我永远铭记于心。感谢刘海波、刘娜、刘希臣等同门在我实验和论文撰写期间给我的帮助，有了他们的共同探讨，我的课题才得以顺利完成。同时感谢李金富、卢银灿、魏瑾等师弟师妹们，在此不一一列举。同窗生活令人难忘，同学之间的感情将永远是我生命中的宝贵财富。

感谢我的父母，感谢他们二十多年来的养育和教导，是他们一直在我背后默默的支持我，鼓励我奋发进取。谨以此文献给我亲爱的父母亲！

最后，感谢审阅、评议本论文和参加论文答辩的专家和老师们！