

游梁式抽油机中高压三电平变频控制系统的研究与开发

论文作者：刘 静（控制理论与控制工程）

指导教师：张加胜教授

摘 要

目前，各大油田采用中高压交流电机驱动的游梁式抽油机越来越多，但受地下供液不足及电机负荷不稳定等因素的影响，驱动电机经常处于“大马拉小车”的运行状态，工作效率和功率因数明显降低。本课题的目的就是将中点箝位式三电平变频器作为抽油机电机的变频驱动装置从而提高电网侧的功率因数，节能降耗，提高采收率，降低生产成本。

课题在对目前应用较多的几种中高压大功率变频器拓扑结构进行分析和比较的基础上，确定了以游梁式抽油机的中高压驱动电机为被控对象，以中点箝位式三电平逆变电路为核心，以高性能单片机 87C196MC 为主要控制芯片的数字化三电平中高压变频调速控制系统。系统主要包括交流电源控制变流器主电路，检测与保护控制单元，单片机控制系统，运行状态显示单元及驱动单元等。针对游梁式抽油机的工作状况和负载特性，研究了中点箝位式三电平中高压变频器的 PWM 控制策略，并对其中点电压不平衡问题进行了深入研究，提出了一种新颖的压频转换式控制方案，通过仿真实验证明了方案的正确性。

实验结果表明三电平中高压变频调速装置在实验室环境下可以安全、稳定、可靠地运行，同时也证明了控制方案和控制策略的正确性和可行性。

关键词：游梁式抽油机，中高压三电平，中点箝位，PWM，单片机

Research and Development on Medium-high Voltage Three-level Frequency Conversion Control System in Beam-pumping Unit

LIU Jing (Control Theory and Control Engineering)

Directed by Professor ZHANG Jia-sheng

Abstract

At present, more and more medium-high voltage AC motors are widely used as driving equipments in beam-pumping units. But owing to the influence of some factors, including the insufficiency of the underground oil and the instability of motor loads and so on, the driving motor is usually in an ineffective status, which leads to an obvious fall of work efficiency and power factor. Additionally, from the perspective of energy saving, this phenomenon badly increases production cost and wastes energy sources. Basically speaking, the purpose of the task is to use the medium-high voltage inverter to the beam-pumping unit in order to improve power factor, economize energy, reduce consumption and decrease production cost.

On the basis of analyzing and comparing several typic topologies of medium-high voltage inverters, the medium-high voltage neutral-point-clamped (NPC) three-level digital inverter is given, with the beam-pumping unit as its controlled object and the high performance single-chip microprocessor 87C196MC as its core control chip. The inverter is composed of AC controlling convertor unit, detection and protection

controlling unit, single-chip microprocessor controlling system, running status display unit, driving unit and so on. The PWM control technique and strategy for the medium-high voltage NPC three-level inverter are studied according to the working condition and load characteristic of the beam-pumping unit. Unbalanced DC-voltage affects the reliability of the NPC three-level inverter and its electric drive system. This paper also analyzes the unbalanced causation and presents a novel voltage-frequency conversion balancing method, which is testified by simulations.

The experimental results not only show that the inverter runs safely, steadily and reliably in the laboratory, but also prove that the control scheme and design method are correct and feasible.

Keywords : Beam-pumping unit, medium-high voltage three-level, neutral-point-clamped (NPC), PWM, single-chip microprocessor

独创性声明

本人声明所呈交的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，也不包含为获得石油大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名： 刘静 2006年 5 月 13 日

关于论文使用授权的说明

本人完全了解石油大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件及电子版，允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密论文在解密后应遵守此规定)

学生签名： 刘静 2006年 5 月 13 日

导师签名： 张永刚 2006年 5 月 13 日

第 1 章 前言

1.1 交流变频调速技术的发展

1.1.1 变频调速技术的国内外发展概况^{[1]-[7]}

电气传动控制系统通常由电动机、控制装置和信息装置三部分组成。电气传动关系到合理使用电动机以节约电能和控制机械的运转状态(位置、速度、加速度等),实现电能—机械能的转换,达到优质、高产、低耗的目的。在我国 60% 的发电量是通过电动机消耗的,因此调速传动是一个重要行业,一直得到国家重视,目前已有一定规模。

近年来交流调速中最活跃、发展最快的就是变频调速技术。变频调速是交流调速的基础和主干内容。上个世纪变压器的出现使改变电压变得很容易,从而造就了一个庞大的电力行业。长期以来,交流电的频率一直是固定的,变频调速技术的出现实现了交流电频率的调节。

我国电气传动产业始建于 1954 年,现在已有 200 家左右的公司、工厂和研究所从事变频调速技术的工作。我国是一个发展中国家,许多产品的科研开发能力仍落后于发达国家。至今自行开发生产的变频调速产品大体只相当于国际上 80 年代的水平。随着改革开放和经济的高速发展,变频调速形成了一个巨大的市场,既对国内企业,也对外国公司敞开。很多最先进的产品从发达国家进口,在我国运行良好,满足了我国生产和生活需要。国内许多合资公司生产当今国际上先进的产品,在自行设计制造的成套装置中采用外国进口公司和合资企业的先进设备,自己开发应用软件,能为国内外重大工程项目提供一流的电气传动控制系统。虽然取得很大成绩,但应看到由于国内自行开发、生产产品的能力弱,对国外公司的依赖性严重。

从总体上看我国电气传动的技术水平较国际先进水平差距 10~15 年。在大功率—交、无换向器电机等变频技术方面，国内只有少数科研单位有能力制造，但在数字化及系统可靠性方面与国外还有相当差距。而这方面产品在诸如抽水蓄能电站机组起动及运行、大容量风机、压缩机和轧机传动、矿井等方面有很大需求。

国内外交流变频调速技术高速发展有以下特点：

- ① 市场的大量需求。随着工业自动化程度的不断提高和能源的全球性短缺，变频器越来越广泛地应用在机械、纺织、化工、造纸、冶金、食品等各个行业以及风机、水泵等的节能场合，取得显著的经济效益。
- ② 功率器件的发展。近年来高电压、大电流的 SCR、GTO、IGBT、IGCT 等器件的生产以及并联、串联技术的发展应用，使中高压、大功率变频器产品的生产及应用成为现实。
- ③ 控制理论和微电子技术的发展。矢量控制、磁通控制、转矩控制、模糊控制等新的控制理论为高性能的变频器提供了理论基础；16 位、32 位高速微处理器以及信号处理器（DSP）和专用集成电路（ASIC）技术的快速发展，为实现变频器高精度、多功能提供了硬件手段。
- ④ 基础工业和各种制造业的高速发展，变频器相关配套件社会化、专业化生产。

低压变频器技术已经十分成熟，产品质量、性能、可靠性、价格都已趋于稳定，但是由于功率元件耐压低、中高压调速技术难度大，发展缓慢。中高压变频器是以高压大容量电力电子器件为基础，微电子控制技术为核心的。进入 20 世纪 90 年代，中高压大功率场控型自关断电力电子器件的登场以及单片机为核心的微电子数字控制技术性能的提高，推动了高压变频调速技术的发展，开始应用到中高压领域的电动机驱动，

并以良好的调速性能和高效节能效果赢得了人们的认可，正在得到广泛应用。

1.1.2 交流变频调速的优势

随着电力电子技术、计算机技术、自动控制技术的迅速发展，电气传动技术面临着一场历史革命，即交流调速取代直流调速和计算机数字控制技术取代模拟控制技术已成为发展趋势。交流变频调速，就是利用先进的电力电子和计算机技术(现代交流调速的物质基础)，并将两者融为一体的高效节能技术。自 20 世纪 80 年代以来，把这一先进技术应用于工业领域，对于可调速的拖动系统，采用变频调速可取得显著的节能降耗效果。电机交流变频调速技术是当今节电、改善工艺流程以提高产品质量和改善环境、推动技术进步的一种主要手段。变频调速以其优异的调速和起制动性能，高效率、高功率因数和节能效果，广泛的适用范围及其它许多优点而被国内外公认为最有发展前途的调速方式。交流变频调速有如下优异特性：

- ① 调速时平滑性好，效率高。低速时有转矩提升的功能，确保低速恒转矩输出，相对稳定性好；
- ② 调速范围较大，精度高；
- ③ 电动机起动电流小，起动转矩大，系统电气及机械冲击小，能显著延长电控元件及电动机的寿命；
- ④ 变频器体积小，便于安装、调试和维修；
- ⑤ 易于实现过程自动化。

1.2 游梁式抽油机的发展现状^{[8]~[12]}

抽油机分为游梁式抽油机和无梁式抽油机两种。游梁式抽油机俗称“磕头机”，由电动机、平衡块、游梁、支架、驴头、连杆、齿轮、减速

箱等部分组成。游梁式抽油机具有结构简单、制造容易、可靠性高、耐久性好、维修方便、适应现场工况等优点,在采油机械中占有举足轻重的地位。在今后相当长的时间内仍是油田的首选采油设备,但是由于常规机本身的结构特征,决定了它平衡效果差,曲柄净扭矩脉动大,存在负扭矩、载荷率低、工作效率低和能耗大等缺点。在采油成本中,抽油机电费占 30% 左右,年耗电量占油田总耗电量的 20%~30%,为油田电耗的第二位,仅次于注水。游梁式抽油机抽油系统的总效率在国内一般地区平均只有 12%~23%,先进地区至今也不到 30%。由此可见,降低抽油系统高能耗的迫切与难度。自从 1985 年第一台异相曲柄平衡游梁抽油机(简称异相机)应用以来,国内各大油田开始重视抽油机的节能工作。1991 年双驴头节能型抽油机的问世,开创了游梁式抽油机(简称游梁机)节能应用研究工作的新局面,不断涌现出各种各样的新型节能抽油机。

1.3 本课题的提出及意义

1.3.1 研究背景

游梁式抽油机采油是我国陆上采油的最主要方式,抽油机井占我国油井的 80%。游梁式抽油机平衡效果不好导致了抽油机的能耗加大,致使采油成本提高,另外还严重影响曲柄连杆机构、减速器及电动机的效率和寿命,同时也降低了抽油杆的可靠性。游梁式抽油机是惯性矩较大的机械设备,工作时带载启动,为了满足启动要求,游梁式抽油机一般都配备额定功率较大的电机来拖动。另外,抽油机的载荷是带有冲击性的交变载荷,为使拖动电机稳定运行并具有一定的过载能力,需要按照抽油机的最大扭矩来选配电机,然而抽油机所需要的平均功率并不大,因此,这使“大马拉小车”的现象尤为严重。因此,拖动电机长期在低效率、低功率因数的工况下运行,降低了整个抽油机系统的效率,浪费

了大量的电能，从而增加了油田建设的投资。

游梁式抽油机在完成一个抽油周期（冲次）的过程中，上、下冲程的负荷也不平衡，并且差别较大。为了改善这种不平衡状态，减小工作电机的容量，提高工作效率，节约电能，游梁式抽油机都设计有配重悬锤。尽管如此，由于配重悬锤的配重是固定的，而油井的工况是变化的，即使是同一口油井，随着开采过程的进行，井下液位也会发生较大变化，这些都直接影响着电机的运行，再加上配重悬锤机构的机械调整受到现场诸多条件的限制，使抽油机不能完全达到平衡。在实际运行中，电机往往处于两种工作状态，即电机除工作在电动状态之外，在每个冲次期间，电机都会进入再生倒发电反馈制动状态运行一定时间。在现场实际运行的游梁式抽油机，几乎全都不同程度地存在着电机再生倒发电现象。短暂的发电运行是发动机的不良状态，在转差 S 的绝对值较小时，效率和功率因数等较低，由于异步电动机的发电运行必须从电网吸收滞后的无功功率用来励磁，因此，加重了电网的无功功率上的负担，降低了电网的功率因数。

另外，我国油田地质状况决定了大部分油井在经过一段时间的开采后就会出现抽空现象。在国外除中东石油国家外的油田同样存在油井抽空现象，具体表现为电动机轻载或接近空载运行。由于抽油机是按照油井最大化的抽取量来进行选择的，并且还留有设计余量。随着油井由浅入深的抽取，井下液面逐渐下降，泵的充满度越来越不足，直到最后发生抽空的现象，如果不加以控制，就会白白地浪费大量的电能。

本课题针对上述抽油机普遍存在的实际问题以及临盘采油厂 1140V 抽油机拖动电机的具体情况，研究开发一种游梁式抽油机中高压变频调速系统，一方面改善抽油机电机的工作状态，解决游梁式抽油机电机由

于“大马拉小车”而带来的功率因数和效率较低的问题；另一方面针对二极管中点箝位式三电平逆变电路存在的中点电压不平衡问题，提出新颖的压频转换式控制方案，从而保证游梁式抽油机电机专用中高压变频器的可靠稳定运行。从根本上说，课题的根本目的就是将二极管中点箝位式三电平变频器作为游梁式抽油机的变频驱动装置从而提高抽油机电机的功率因数，降低生产成本，提高油井采收率，将电机从 50Hz 中解放出来，使其根据负载的情况获得快快满满的自由，节约电能，减轻抽油机对电网的污染。

1.3.2 研究现状及意义

目前国内有关抽油机及驱动电机的各种检测与控制方式多种多样，比如，以改善工艺、提高采收率为目的而为抽油机配备的变频调速器、滑差电机、变极调速；针对抽油机由于长期处于“大马拉小车”状态所致的功效低、功率因数低的问题，为了节能降耗而采用的节能控制电机、降压节能和 Δ/Y 接法控制，以及采用间歇控制器对抽油机进行间歇式控制来实现节能的超级节能器等等。国外围绕抽油机的控制主要采用比较完善的变频调速装置，通过变频调速器及多功能控制系统，既可以较好地满足采油工艺的要求，又能达到有效的节能目的。

随着国民经济的不断发展，高压电机的使用量也越来越大，如：油田高压注水泵，自来水厂高压注水泵，火力发电厂的引风机、吸风机和注水泵，矿山用水泵，以及其它污水处理高压水泵等。这些电机的运行普遍存在着负荷不饱满的问题，在很多情况下，都是在轻载的情况下运行，然而，电机却是在额定状态下工作，大量的电能都白白地浪费掉了。如能采用变频调速的措施，则可节约大量的电能，从而可减少生产成本。从目前所了解的情况来看，高压电机主要用于拖动风机和水泵等类似负

载的运行。所涉及到的行业有：油田、自来水厂、矿山、石化、发电厂和污水处理等。这种高压电机的特点：额定功率较大，输入电压高。因此，高性能的电压大容量交流调速技术，已经成为近年来国际学术研究和工业应用的热点。大中容量交流调速技术，可以有效的提高生产效率、降低生产成本，并为我国工业用电的巨大浪费和环境污染问题提供了一条行之有效的解决途径。多电平逆变器由于具有效率高动态性能好，对电动机产生的谐波较少，适合高压大容量等优点，在高压大容量交流调速领域得到了广泛运用。因此，多电平高压变频器技术的研究是目前变频领域研究的热点和难点。

本课题针对游梁式抽油机迫切需要解决的问题和中高压变频调速技术不断发展的迫切需要，采用二极管中点箝位式三电平逆变电路并配合经济合理的控制方案，使游梁式抽油机电机的输出特性随着负载的变化而变化，自动均衡负载的波动，调节冲次，节约电能，提高原油产量而且减少机械设备的损耗。另外，课题研究并解决了二极管中点箝位式三电平逆变电路的中点电压不平衡问题，对推广中高压变频装置的使用，发展中高压变频调速技术等方面具有重要的技术价值和现实意义。

1.4 本课题的研究内容

针对游梁式抽油机的结构特点以及临盘采油厂 1140V 抽油机电机的实际情况，采用电力电子技术、计算机控制技术以及 SPWM 调制技术研究开发了游梁式抽油机专用的中高压三电平变频调速控制系统，实现了抽油机电机的软启动、自动实时调压以及上下冲程切换运行等功能，解决了抽油机电机运行效率低等问题。

本文首先通过对三电平 SPWM 控制技术进行了介绍和分析，并对比了各种多电平拓扑电路的优缺点。在此基础上，确定采用二极管中点箝位

式三电平逆变电路为系统主电路，然后对其进行了原理设计分析和仿真实验。研究了二极管中点箝位式三电平逆变电路固有的中点电压不平衡的根本原因，提出了简单可靠的压频转换式控制方案。系统采用全控型电力电子器件 IGBT（绝缘栅极双极型晶体管）快速模块及高频 SPWM 控制方式，用 87C196MC 16 位高档单片机完成电机工作电压的寻优控制算法，对电机的交流供电电压进行自动控制，使抽油机电机始终运行于功率因数和效率最佳的工作状态。围绕系统所要达到的功能，分别对单片机控制单元以及外围硬件电路所采用的单元模块化结构进行了设计；分析了各单元模块之间工作的相互联系，进而对系统软件的设计思路和控制流程进行了详尽的介绍；最后，软硬件结合进行了系统联调实验，经过实验结果分析得出结论。

第2章 抽油机中高压变频调速系统的方案设计

2.1 三电平脉宽调制技术^{[13]-[17]}

脉宽调制 PWM 技术, 是利用半导体器件的导通和关断, 把直流电压变成一定形状的电脉冲列, 以实现变频、变压及控制和消除谐波为目的的一门技术。PWM 控制的基本原理很早就已经提出, 但是受电力电子器件发展水平的制约, 在上世纪 80 年代以前一直未能实现。直到进入上世纪 80 年代, 随着全控型电力电子器件的出现和迅速发展, PWM 控制技术才真正得到应用。电力电子技术、微电子技术和自动控制技术的发展以及各种新的理论方法, 如现代控制理论、非线性系统控制思想的应用, 使 PWM 控制技术获得了空前的发展。正弦脉宽调制 SPWM(Sinusoidal PWM) 是一种比较成熟的、目前使用较广泛的 PWM 方法。多电平逆变器的 PWM 控制技术是多电平逆变器研究中一个相当关键的技术, 它与多电平逆变器拓扑结构的提出是共生的, 因为它不仅决定多电平逆变的实现与否, 而且, 对多电平逆变器的电压输出波形质量, 系统损耗的减少与效率的提高都有直接的影响。为此, 我们首先回顾一下三电平 SPWM 控制的基本原理。

2.1.1 三电平 SPWM 基本原理

从 SPWM 调制脉冲的极性看, SPWM 可分为单极式(三电平)与双极式(两电平)两种控制模式。如图 2-1, 对应与正弦波的每个半周都有双极性跳变的脉冲序列, 在正负两电平间跳变, 所以称为两电平 PWM 波, 也称为双极性 PWM 波。这种脉冲序列的脉宽按正弦变化的规律, 也可理解为每等份上的正负面积之和(平均面积)按正弦规律变化; 还可理解为脉冲的占空比按正弦规律变化。PWM 波每半周所包含的脉

冲个数 N 越多，正弦脉宽变化越平滑，则逼近正弦的程度越好，谐波的幅度亦越小。换言之，开关的频率越高，则波形越好，滤波也越容易。但脉冲个数 N 过大，则要求功率半导体器件的开关频率很高，器件发热严重。

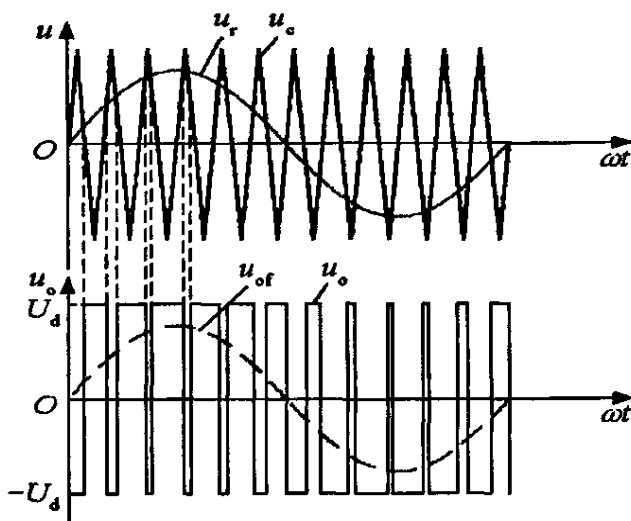


图 2-1 两电平 SPWM 相电压输出波形

单极式 SPWM 也称三电平 SPWM，其控制模式采用的是正负交变的双极性三角载波与参考载波，可通过三角载波与参考载波比较

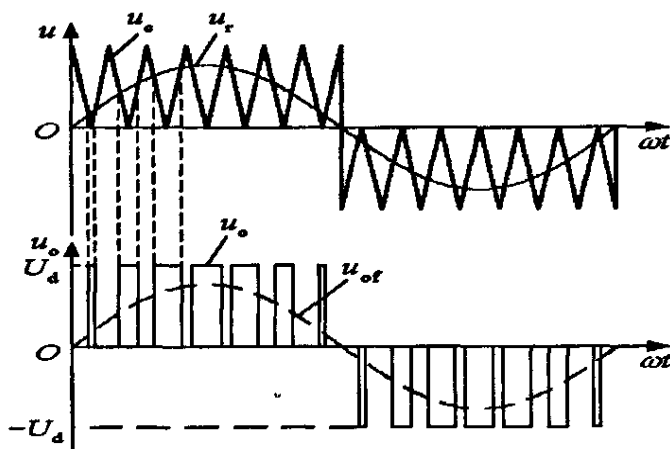


图 2-2 三电平 SPWM 相电压输出波形

直接得到 SPWM 脉冲，其相电压输出的波形如图 2-2 所示，正半周均为正脉冲，负半周均为负脉冲，没有正、负两极性间的跳变。整个波形包含有三种电平，即 $+U_d$, 0 , $-U_d$ ，所以被称作三电平 (Three-level) SPWM。三电平 SPWM 的基波与原正弦波同频率，谐波仍存在。脉冲个数越多，正弦脉宽变化越平滑，则越逼近正弦，谐波亦越小，即开关频

率高,则波形好,滤波也容易,这是三电平 SPWM 的一个优点。

两电平 PWM 波形不如三电平 SPWM 波形更逼近正弦:要达到同样的基波、谐波成分要求,两电平 SPWM 需要更高的开关频率,每半周期脉冲个数 N 要增大。三电平 SPWM 采用较低的开关频率可以获得较好的波形质量,故开关损耗小,更适用于大功率逆变器。

采用正弦脉冲宽度调制控制的变频电路通常称为 SPWM 型变频电路。从调频、调压的方便和为了减少谐波的角度来讲,正弦脉宽调制 SPWM 型变频电路主要有以下优点:

- ① 既可以分别调压调频,也可以同时调压调频,都由逆变电路完成。只用一级可控的功率环节,电路结构较简单,从而装置体积小、重量轻、造价低、可靠性好。
- ② 采用了不可控整流器,使电网功率因数接近于 1,且与输出电压大小无关。
- ③ 通过对输出脉冲宽度的控制就可改变输出电压,大大加快了变频器的动态响应。
- ④ 变频器同时实现调频与调压,系统的动态响应不受中间直流环节滤波器参数的影响。
- ⑤ 转矩脉动小,输出电压和电流的波形接近正弦、谐波分量大大减小,大大扩展了传动系统的调速范围,提高了系统的性能。

2.1.2 三电平 SPWM 控制方式

SPWM 逆变主电路也可分为电压型和电流型两种类型。但目前实际应用的 SPWM 逆变电路几乎都是电压型电路。因此主要讲述电压型 PWM 逆变电路的控制方法。

1. 计算法控制:根据正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲

数，计算 PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔时间。按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断，就可以得到所需要的 SPWM 波形。计算法是很繁琐，当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要变化。

2. 载频三角波比较法：把希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 SPWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用最多。因为等腰三角波上任一点的水平宽度和高度成线性关系且左右对称，当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时，如果在交点时刻对电路中开关器件的通断进行控制，就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这正好符合 PWM 控制的要求。

通过调制波与三角形载波比较来获得 SPWM 控制信号。下面对单相全桥电压型逆变电路，如图 2-3 所示，采用载频三角波比较法生成三电平 SPWM 波的控制作详细分析。

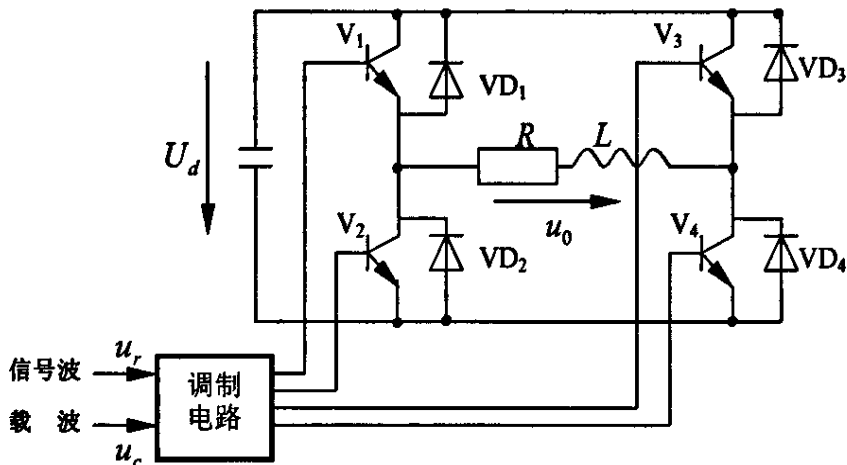


图 2-3 单相桥式 PWM 逆变电路

三电平 SPWM 控制: 在输出电压 u_0 的正半周, V_1 保持通态, V_2 保持断态, V_3 和 V_4 交替通断, u_0 总可以得到 U_d 和零两种电平。同样, 在 u_0 的负半周, 让 V_2 保持通态, V_1 保持断态, V_3 和 V_4 交替通断, 负载电压 u_0 可以得到 $-U_d$ 和零两种电平。因此, 采用三电平控制得到的相电压为三种电平。

三电平 SPWM 控制控制信号的产生如图 2-2, 调制信号 u_r 为正弦波, 载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波, 在 u_r 的负半周为负极性的三角波。在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制开关管的通断。在 u_r 的正半周, 当 $u_r > u_c$ 时使 V_4 导通, V_3 关断, $u_0 = U_d$; 当 $u_r < u_c$ 时使 V_4 关断, V_3 导通, $u_0 = 0$ 。在 u_r 的负半周, 当 $u_r < u_c$ 时使 V_3 导通, V_4 关断, $u_0 = -U_d$; 当 $u_r > u_c$ 时使 V_3 关断, V_4 导通, $u_0 = 0$ 。这样, 可得 SPWM 波形 u_0 。虚线 u_{of} 表示 u_0 中的基波分量。

在逆变电路的 SPWM 波控制当中, SPWM 波控制信号的产生至关重要, 因为该控制波形的好坏决定着变频器输出 SPWM 电压波形所包含的基波和谐波成分的大小, 对于变频器驱动负载的性能起决定性的作用。因而 SPWM 波的控制信号的产生, 需要解决两方面的协调控制问题: 一是 SPWM 波所包含的基波电压的幅值与频率的协调控制 (简称 U/f 协调控制); 二是载频三角波比较法所设计的载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之间的协调控制。通常将载波频率 f_c 与调制波频率 f_r 之比称为载波比, 即 $N = f_c / f_r$ 。根据载频三角波和调制波是否同步及载波比的变化情况, SPWM 的控制方式可分为同步调制、异步调制和分段同步调制。

1. 同步调制: 取载波比 N 等于常数, 并且在变频时使载波频率 f_c 和调制波频率 f_r 保持同步变化的方式称为同步调制。在同步调制方式中, 调制波频率变化时载波比 N 不变, 并且通常保持整数, 这样可以保证

在每周期内包含有 N 个完整的三角波周期, 而且保持每个周期内输出的脉冲个数是固定的, 脉冲相位也是固定的。同时, 为了使 PWM 正负半周对称, 以消除偶次谐波, N 还应取为奇数。

同步调制的缺点: 当逆变电路的频率很低时, 载波频率 f_c 也很低。过低的 f_c 会导致经调制产生的 PWM 波所含的谐波不容易滤除。此时谐波的影响会增大。

2. 异步调制: 载波和调制波频率不保持同步变化的调制方式称为异步调制。在异步调制方式中, 通常保持载波频率 f_c 不变, 因而当调制波频率 f_r 连续变化时, 载波比也变化。随着调制波频率的降低, 每周包含的脉冲个数自动增加, 这样可以克服同步调制的缺点。

异步调制的缺点: N 不能保持恒为整数, 更无法保持为 3 的整数倍的奇数, 所以失去了同步调制所具有的正负半周镜对称与三相 PWM 波的对称。在调制波的半个周期内, PWM 波的脉冲个数不固定, 相位也不固定。

3. 分段同步调制: 为了克服同步调制和异步调制各自的缺点, 可以采用分段同步调制的方法, 即把逆变电路的输出频率范围划分为若干个频段, 每个频段内都保持载波比 N 为恒定, 不同的频段载波比 N 不同。在输出频率较高的频段采用较低的载波比, 以使载波频率不致过高, 限制在功率开关器件损耗允许的范围内。在输出频率较低的频段内采用较高的载波比, 以使载波频率不致过低而对负载产生不利的影响。各频段内的载波比取 3 的整数倍奇数为宜。随着 f_r 的逐步降低, 每周脉冲个数逐步增加, 同时保持了同步调制的各种关系。

2.1.3 三电平 SPWM 波的生成方法

按照前面讲述的 SPWM 逆变电路的基本原理和控制方法, 可以用模

拟电路构成三角波载波和正弦调制波发生电路，用比较器来确定它们的交点，在交点时刻对功率开关器件的通断进行控制，就可以生成 SPWM 波形，但这种模拟电路结构复杂，难以实现精确的控制。微机控制技术的发展使得用软件生成 SPWM 波形变得比较容易，因此，目前 SPWM 波形的生成和控制多用微机来实现。本节主要介绍用软件生成 SPWM 波形的几种基本算法。

1. 自然采样：以正弦波为调制波，等腰三角波为载波进行比较，在两个波形的自然交点时刻控制开关器件的通断，这就是自然采样法。其优点是所得 SPWM 波形最接近正弦波，但由于三角波与正弦波交点有任意性，脉冲中心在一个周期内不等距，从而脉宽表达式是一个超越方程，计算繁琐，难以实时控制。
2. 规则采样：规则采样法是一种应用较广的工程实用方法，一般采用三角波作为载波。其原理就是用三角波对正弦波进行采样得到阶梯波，再以阶梯波与三角波的交点时刻控制开关器件的通断，从而实现 SPWM 法。当三角波只在其顶点（或底点）位置对正弦波进行采样时，由阶梯波与三角波的交点所确定的脉宽，在一个载波周期（即采样周期）内的位置是对称的，这种方法称为对称规则采样。当三角波既在其顶点又在底点时刻对正弦波进行采样时，由阶梯波与三角波的交点所确定的脉宽，在一个载波周期（此时为采样周期的两

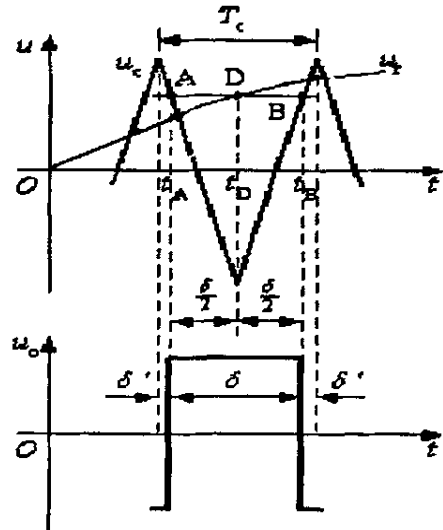


图 2-4 对称规则采样

倍) 内的位置一般并不对称, 这种方法称为非对称规则采样。图 2-4 是对称规则采样方法的示意图。在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦调制波采样而得到 D 点, 过 D 点作一水平直线和三角波分别交于 A 点和 B 点, 在 A 点时刻 t_A 和 B 点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。

从图 2-4 可得关系式:
$$\frac{1+a \sin \omega_r t_D}{\frac{\delta}{2}} = \frac{2}{\frac{T_C}{2}}$$

因此可得:
$$\delta = \frac{T_C}{2}(1+a \sin \omega_r t_D) \tag{2-1}$$

在三角波一周期内, 脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2}(T_C - \delta) = \frac{T_C}{4}(1-a \sin \omega_r t_D) \tag{2-2}$$

对于三相桥式逆变电路来说, 应该形成三相 SPWM 波形。通常三相的三角波载波是公用的, 三相正弦调制波依次相差 120° 相位。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 δ_u 、 δ_v 、 δ_w , 间隙宽度分别为 δ'_u 、 δ'_v 、 δ'_w , 由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零, 故由式 (2-1) 可得:

$$\delta_u + \delta_v + \delta_w = \frac{3}{2}T_C \tag{2-3}$$

同样, 由式 (2-2) 可得:

$$\delta'_u + \delta'_v + \delta'_w = \frac{3}{4}T_C \tag{2-4}$$

利用式 (2-3)、式 (2-4) 可以简化生成三相 SPWM 波形时的计算。

规则采样法是对自然采样法的改进, 其主要优点是计算简单, 便于在线实时运算, 其中非对称规则采样法因阶数多而更接近正弦。其

缺点是直流电压利用率较低, 线性控制范围较小。

2.2 多电平逆变器的主电路拓扑及特点

交流变频调速技术发展至今已有30多年的历史。由低压变频器构成的交流调速系统, 因其技术上的不断创新, 使系统在性能上不断地完善, 并在电气传动领域挑战直流调速系统, 已得到了广泛的应用。现在, 中高压变频技术在发达国家已经成熟, 随着新的电力电子器件的不断出现, 新的变换技术层出不穷, 使得其得到更加广泛的推广和应用。中高压大功率调速领域采用交流变频调速已是其发展的趋势。这是因为中高压大功率的交流调速系统无论是在性能上, 还是在价格上都优于直流系统。目前, 世界上的中高压变频器不像低压变频器那样具有成熟的一致性的主电路拓扑结构, 而是限于功率器件的电压耐量和高压使用条件的矛盾, 国内外各变频器生产厂商, 采用不同的功率器件和不同的主电路结构, 以适应各种拖动设备的要求, 因而在各项性能指标和适用范围上也各有差异。根据有无直流环节而将中高压变频器分为两大类^[20]:

- ① 无直流环节的变频器, 即交—交变频器;
- ② 有直流环节的变频器称为交—直—交变频器。

近年来, 应用于高压大功率领域的多电平变频器引起了电力电子行业的极大关注。由于受电力电子器件电压容量的限制, 传统的两电平变频器通常采用“高一低一高”方式经变压器降压和升压来获得高压大功率, 或采用多个小容量逆变单元经多绕组变压器多重化来实现, 这使得系统效率和可靠性下降。因而, 人们希望实现直接的高压逆变技术。电力电子器件直接串联的高压变频器对动静态的均压电路要求较高, 并且输出电压高次谐波含量高, 需设置输出滤波器。多电平逆

变电路的提出为解决上述问题取得了突破性的进展。多电平逆变器作为一种应用于高压大功率变换场合的新型逆变器，其电路拓扑结构和 PWM 控制方法是当前的一个研究热点。

2.2.1 单元级联式多电平逆变器

单元级联式多电平拓扑结构是一种较为新颖的多电平逆变器拓扑结构^{[23][26]}。级联式多电平逆变器，采用若干个低压 PWM 变频功率单元串联的方式实现直接高压，如图 2-5 所示。这种拓扑结构组成的电压源型变频器系由美国

罗宾康公司发明并申请专利，取名为完美无谐波变频器。我国北京利德华福生产的高压变频器也是采用这种结构。该变频器结构具有对电网谐波污染小，输入功率因数高，不必采用输入谐波滤波器和功率因数补偿装置，输出波形好，不存在由

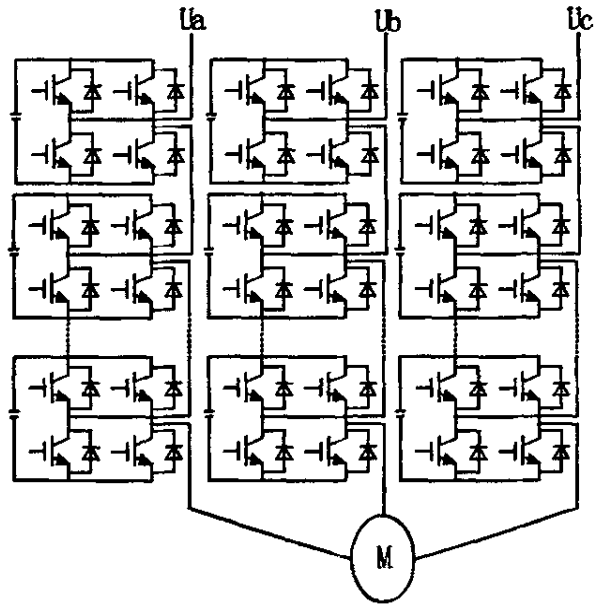


图 2-5 单元串联式多电平逆变电路

谐波引起的电动机附加发热，转矩脉动，噪声，共模电压等问题，可以使用普通的异步电动机。级联型多电平变频器的每相由几个低压功率单元串联组成，各功率单元由一个多绕组的移相隔离变压器供电，用高速微处理器实现控制和以光导纤维隔离驱动。单元串联的数量决定输出电压的等级，不存在着器件的均压问题，解决功率器件 IGBT 的

耐压能力的不足。变频器部分采用多电平移相式 PWM 技术，同一相的功率单元输出相同的基波电压。

单元串联多重化变频器的优点：

- ① 由于采用功率单元串联，所以可以采用价格低廉的低压 IGBT 组成逆变单元，通过串联单元的个数适应不同的输出电压要求；
- ② 完美的输入输出波形，使其能适应任何场合及电机使用；
- ③ 由于多功率单元具有相同的结构及参数，便于将功率单元做成模块化，实现冗余设计，即使在个别单元故障时也可通过单元旁路功能将该单元短路，系统仍能正常或降额运行。

单元串联多重化变频器的缺点：

- ① 使用的功率单元及功率器件数量太多，6KV 系统要使用 150 只功率器件，装置的体积太大，重量大，安装位置成问题；
- ② 无法实现能量回馈及四象限运行，且无法实现制动；
- ③ 当电网电压和电机电压不同时，无法实现旁路切换控制；
- ④ 所需高压电缆太多，系统的内阻无形中增大，接线太多，故障点相应的增多；
- ⑤ 一个单元损坏时，单元可旁路，但此时输出电压不平衡中心点的电压是浮动的，造成电压、电流不平衡，从而谐波也相应的增大，勉强运行时终究会导致电动机的损坏；
- ⑥ 输出电压波形在额定负载时尚好，低于 25Hz 以下畸变突出；
- ⑦ 由于系统中存在着变压器，系统效率再提高不容易实现；变压器铁芯的固有损耗，也影响了整个高压变频器的效率。这种情况在越低于额定负荷运行时，越是显著。

2.2.2 电容箝位式多电平逆变器

图 2-6 所示为三相电容箝位式五电平逆变器的拓扑结构^[24]，箝位电容也称为飞跨电容。假定每个电容的电压等级与开关器件相同，那么一个 m 电平逆变器在直流侧需要 $m-1$ 个电容。这种拓扑结构虽用了大量的电容，对高压系统而言，电容体积大、

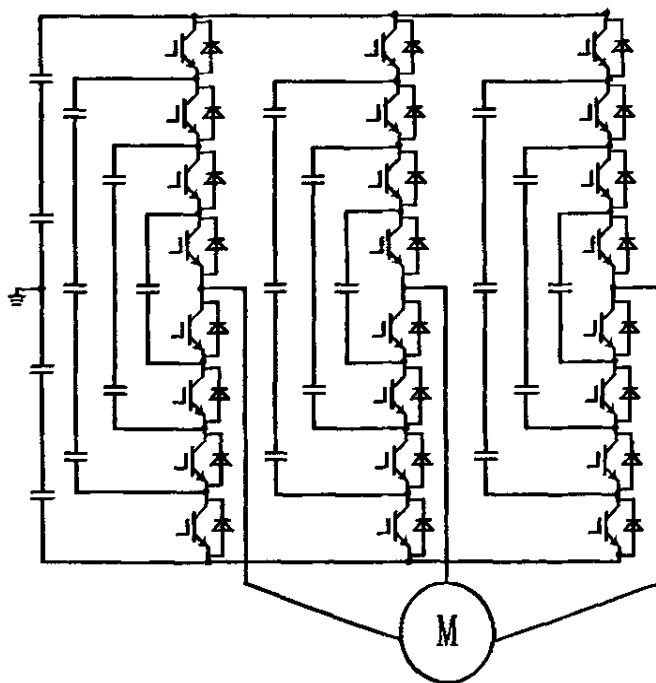


图 2-6 电容箝位式五电平逆变器主电路

成本高、封装难。不过在电压合成方面，由于电容的引进，开关状态的选择更加灵活，使电压合成的选择增多，通过在同一电平上不同开关状态的组合，可使电容电压保持均衡。由此可知，电容箝位式多电平变流器的电平合成自由度和灵活性高。

电容箝位式多电平逆变器的优点：

- ① 在电压合成方面，开关状态的选择具有更大的灵活性，对功率器件保护能力较强；
- ② 由于电容的引进，可通过在同一电平上不同开关的组合，使直流侧电容电压保持均衡；
- ③ 可以控制有功功率和无功功率的流量，因此可用于高压直流输电。

电容箝位式多电平逆变电路的主要缺点:

- ① 需要大量的存储电容。如果所有电容的电压等级都与主功率器件的相同,那么一个 m 电平的电容箝位式多电平变流器每相桥臂需要 $(m-1)(m-2)/2$ 个辅助电容,而直流侧上还需要 $(m-1)$ 个电容。电平数较高时就增加了安装的难度,同时也增加了造价。
- ② 为了使电容的充放电保持平衡,对于中间值电平需要采用不同的开关组合,这就增加了系统控制的复杂性,器件的开关频率和开关损耗。
- ③ 电容箝位式多电平变流器控制方法复杂,而且开关频率增高,开关损耗增大,效率随之降低。

2.2.3 二极管箝位式多电平逆变器

为了解决器件直接串联时的均压问题,逐渐发展出以器件串联为基础,各器件分别控制的变流器结构。在这方面,日本学者 A. Nabae 于 1983 年提出的中点箝位型 PWM 逆变电路结构具有开创性的意义。二极管箝位式多电平逆变电路^[21]的特点是采用多个二极管对相应的开关器件进行箝位,同时利用不同的开关组合输出所需的不同电平。图 2-7 是二极管箝位式五电平逆变电路拓扑结构,它具有 4 个电容,能输出 5 电平的相电压,线电压为 9 电平。对于 m 电平电路,直流侧需 $m-1$ 个电容,能输出 m 电平的相电压,线电压为 $(2m-1)$ 电平。它的输出电压和输出电流的总谐波畸变率都大大减小。这种结构有显著的优点,即利用二极管进行箝位,解决了功率器件串联的均压问题,但是二极管箝位式多电平变频器也有如下缺点:

① 虽然开关器件被箝位在 $U_{ao}/(m-1)$ 电压上，但是二极管却需要不同倍数的 $U_{ao}/(m-1)$ 反向耐压。如果使二极管的反向耐压与开关器件相同，则需要多管串联，其数目为 $(m-1)(m-2)/2$ ，当 m 很大时，增加了实际系统的实现难度。

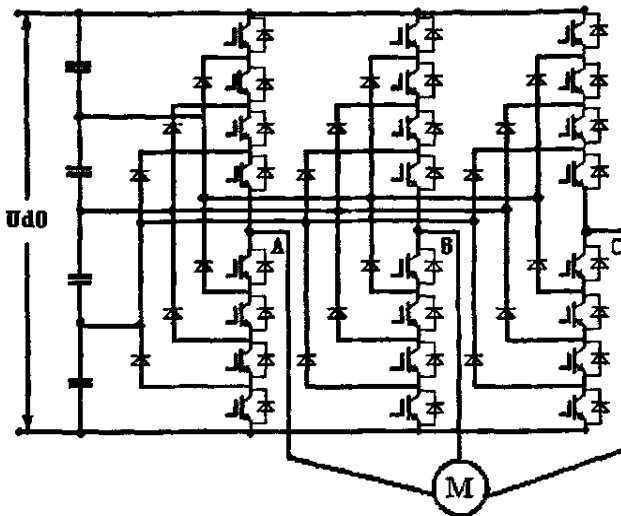


图 2-7 二极管箝位式五电平逆变电路拓扑结构

② 当逆变器只传输无功功率时，电容器在半个周期内由相等的充电和放电来平衡电容电压。但是当逆变器传输有功功率时，由于各个电容的充电时间不同，将形成不平衡的电容电压。

2.3 中点箝位式三电平变频器的设计方案

在 PWM 电压源型变频器中，当输出电压较高时，为了避免器件串联引起的静态和动态均压问题，同时降低输出谐波及 du/dt 的影响，逆变部分一般采用二极管中点箝位式三电平逆变结构(NPC)，变频器的功率器件可采用高压 IGBT 或 IGCT。

在中高压变频技术的几种拓扑形式中，交-交变频由于采用控制移相方式，功率因数较低，一般仅有 0.6~0.7，而且谐波大，虽然是早期中高压变频大功率的主要应用形式，但有被淘汰的趋势。直接高压方式，虽然具有损耗小、无降压升压变压器等特点，但由于其产生大量的高次谐波，在应用中受到一定的限制。而单元串联多电平形式，

由于它在谐波、效率和功率因数等方面的优势,在不要求四象限运行的负载下有着较广泛的应用前景。而三电平变频器的控制因其具以下的优点,将成为今后变流技术发展的一种主要趋势。

- ① 采用三电平拓扑能有效的解决电力电子器件耐压不高的问题,由于每一个主管承受的关断电压仅为直流侧电压的一半,因此它适用于高电压大功率。
- ② 三电平拓扑单个桥能够输出三种电平(+ $U_d/2$ 、- $U_d/2$ 、0),线(相)电压有更多的阶梯来模拟正弦波,使得输出波形失真度减少,因此谐波大为减少。
- ③ 多级电压梯波减少了 du/dt ,同时对电机绕组绝缘冲击减小。

2.3.1 系统主电路原理及控制方案分析

三电平逆变电路的拓扑结构主要有:二极管箝位式、电容箝位式和单元级联式。其中二极管箝位式三电平逆变器具有多重化和脉宽调制的优点,即输出功率大,器件开关频率低,等效开关频率高;且不要求相互独立的直流电源来维持每个电平电压,不需要变压器就可以与电网直接相连,因而比其它结构具有更广泛的应用领域。本设计中所研究的中高压三电平变频调速系统的主电路如图 2-8 所示,为一般的交-直-交变频调速电路。输入的三相交流电源经三相桥式不可控整流电路转化为直流电,再经过二极管中点箝位式三电平逆变电路把直流电逆变为抽油机负载实际所需频率的交流电。为了防止刚刚上电时整流器起动电流会过大,造成整流器过流的问题,在整流环节串入限流电阻 R ,并且并联一只晶闸管。在变频器刚起动运行时,晶闸管关断,电流受电阻限制不会过大,对变频器起到了保护作用。当直流

侧电容电压充电接近额定值，抽油机正常运行后，变频器的电流为正常电流，触发晶闸管使其导通，短路电阻 R 以减小电能消耗。

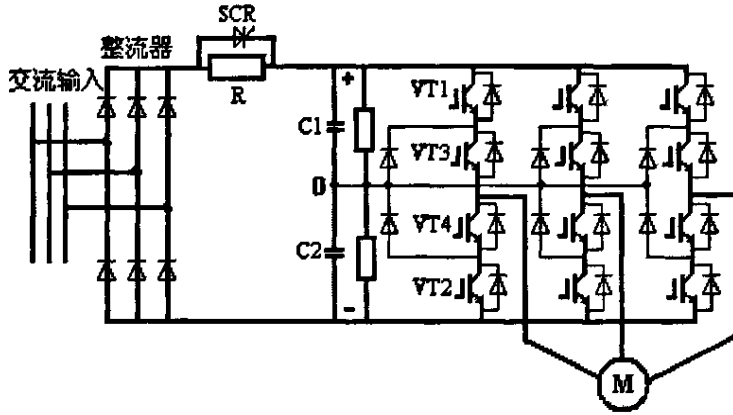


图 2-8 中点箝位式三电平变频器主电路

本节仅以 U 相为例对二极管中点箝位式逆变电路的工作原理进行分析，结构如图 2-9 所示，每桥臂有串联两个全控器件，两个箝位二极管的中点和直流侧中点相连。U 相各个开关管的工作情况：VT1 和 VT3 导通，负载电流为流入方向，则电流经 VT1 和 VT3 流入负载，且输出电压为 $+U_d/2$ 。下一时刻 VT1 关断，VT4 导通，由于电感负载反电势的作用使二极管 VD1 导通起到续流的作用，则负载接零点位，输出电压为零。当 VT4 和 VT2 导通，电流由负载经 VT4 和 VT2 流回直流侧，则能量反馈回直流侧，负载接到 $-U_d/2$ ，即输出为 $-U_d/2$ 。当下一时刻 VT2 关断，VT3 导通，同样由于电感负载反电势的作用使二极管 VD2 导通起到续流的作用，负载接到零电位，

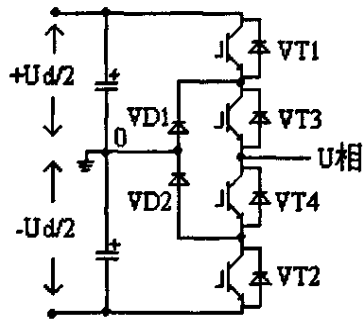


图 2-9 三电平变频装置单相主电路

输出电压再次为零。根据分析，U 相工作情况以及输出电位情况如表 2-1 所示。

VT1	VT3	VT4	VT2	输出电压（相对于 0 点）
1	1	0	0	+Ud/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-Ud/2
0	1	1	0	0

表 2-1 U 相工作情况以及输出电位情况

从表 2-1 我们可以发现四只功率开关管的通断关系为 $VT1 = \overline{VT4}$ ；
 $VT2 = \overline{VT3}$ 。因此可以采用 87C196MC 单片机的波形发生器按照此种组合逻辑产生开关管的 PWM 控制信号，输出相电压为三电平 PWM 波。

2.3.2 直流侧中点电压平衡控制

就中高压抽油机的变频驱动装置而言，从其电压等级和降低成本角度分析，二极管中点箝位式三电平变频调速电路拓扑最为适合。然而这种逆变器所存在的直流侧电压不平衡问题，由于游梁式抽油机电机能流的双向剧烈波动而表现得更加严重，给直流侧电压的平衡控制及抽油机变频调速控制的可靠性带来了很大的影响。因此，如何找到合适的控制方法来解决二极管中点箝位式三电平逆变主电路本身固有的中点电压不平衡问题是本变频调速系统能否成功的关键。

现有的直流侧中点电压平衡控制方法，一方面难以应对这种能量的剧烈波动，另一方面其硬软件设计过于复杂，可靠性也不高。文献中^[41]提出在直流侧电容上加升压和降压的电路，这种方法基本解决了中点电压不平衡的问题且又无需软件的编程，但是其复杂的附加电路

增加了装置的硬件成本和体积；也有的文献^[42]采用软件编程来调整电压空间矢量从而实现控制直流侧电压的平衡，但根据检测物理量的不同所采用的实现方法也各不相同，如检测逆变器功率的流向，并据此调整所发出电压空间矢量的长短和顺序，从而控制直流电压的平衡。然而实验表明，在功率因数很低时，这种方法调整能力较差；在功率回馈时，某些工况下，直流电压不能保持平衡，这直接影响了三电平逆变器的可靠性。还有的文献中^{[32]~[34]}提出通过检测电流方向来控制电容电压平衡，解决了逆变器输出交流电压幅值较大时的电容电压平衡问题。但实验表明，这种方案仍未能解决变流器输出交流电压较小且能量反馈时的直流电压平衡问题。还有一些文献中根据不同电压空间矢量对三电平直流电压平衡的影响，通过检测电流瞬时值来控制直流电压平衡，但实验表明，此方法仍未能解决逆变器直流电压平衡问题而且这种方法编程繁琐并占用了处理器的大量时间。

二极管中点箝位式三电平逆变器在进行功率变换及能量传递过程中，导致其直流侧电压不平衡的因素很多，但都可归结到直流侧正负支撑电容的充、放电不平衡上来考虑。本设计中所提出的控制方法的基本思想正是根据直流侧的正负电压偏差值来改变电容的充放电时间从而控制直流侧电压平衡的。设计中结合87C196MC单片机的SPWM波形产生机理研究开发了一种压频转换式中点电压平衡控制方法。该控制方法的原理结构框图如图2-10所示。图中电阻R为直流侧电容均压电阻；由于直流侧电压可达到1600多伏，如果将此高电压直接引入检测电路，检测板难以承受，因此，首先通过电阻R1~R4串联降压后再引入检测电路求取电压偏差并对其进行PI运算；然后通过压频转换器件将电压偏差转换为高频脉冲，经光耦隔离后进入单片机；通过编写单

片机程序在一定时间内测取脉冲个数，脉冲个数的多少代表了正负母线电压偏差的大小；最后，在单片机内将脉冲个数转换为0000H~0FFFFH之间的数字代码值从而改变87C196MC单片机波形发生器中比较缓冲寄

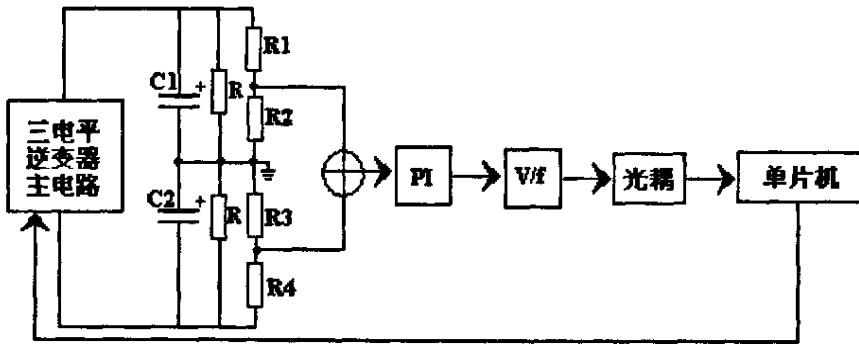


图 2-10 原理结构图

存器的值，调节输出SPWM波的占空比，改变直流侧电容的充放电时间，进而实现控制直流侧中点电压平衡的目的。设计中提出的这种新颖的压频转换式控制方法不仅简单可靠而且特别适合于单片机控制，对于保证游梁式抽油机中高压变频驱动装置的可靠运行和高效生产具有重要的技术价值和经济意义。有关此方法的具体硬件电路和相关的程序编写将在下面几章中详细介绍。

2.3.3 系统的仿真波形分析

随着电子计算机技术的发展，计算机辅助设计已经逐渐进入电子设计的领域。模拟电路中的电路分析、数字电路中的逻辑模拟，甚至是印制电路板、集成电路版图等等都开始采用计算机辅助工具来加快设计效率，提高设计成功率。而大规模集成电路的发展，使得原始的设计方法无论是从效率上还是从设计精度上已经无法适应当前电子工业的要求，所以采用计算机辅助设计来完成电路的设计已经势在必行。同时，微机以及适合于微机系统的电子设计自动化软件的迅速发展使

得计算机辅助设计技术逐渐成为提高电子线路设计的速度和质量的不可缺少的重要工具。

PSPICE 是较早出现的 EDA (Electronic Design Automatic, 电路设计自动化) 软件之一, 也是当今世界上著名的电路仿真标准工具之一, 1984 年 1 月由美国 MICROSIM 公司首次推出。PSPICE 软件是由 SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) 发展而来的面向 PC 机的通用电路模拟分析软件。SPICE 是由美国加州大学伯克利分校以 Pederson 教授为首的计算机辅助集成电路设计小组于 70 年代推出的电路仿真程序, 它在众多的计算机辅助设计工具软件中, 是精度最高、最受欢迎的软件工具。PSPICE 软件是电子电路计算机辅助分析和设计中常用的一个通用软件, 对电路模拟分析的精度比较高, 使设计人员不必搭焊实际电路, 而直接进入计算机模拟分析阶段, 这在设计上是一个飞跃。对于一个电路设计者来说, PSPICE 如同一个方便的实验室。由于 PSPICE 计算中采用了精确的半导体器件模型, 稀疏矩阵技术等, 使得 PSPICE 在数学、物理上的概念非常清晰且精度高、通用性好, 可模拟各种类型的电路。PSPICE 软件具有强大的电路图绘制功能、电路模拟仿真功能、图形后处理功能和元器件符号制作功能, 以图形方式输入, 自动进行电路检查, 生成网表, 模拟和计算电路。它的用途非常广泛, 不仅可以用于电路分析和优化设计, 还可用于电子线路、电路和信号与系统等课程的计算机辅助教学; 与印制版设计软件配合使用, 还可实现电子设计自动化, 被公认是通用电路模拟程序中最优秀的软件, 具有广阔的应用前景。这些特点使得 PSPICE 受到广大电子设计工作者、科研人员和高校师生的热烈欢迎, 国内许多高校已将其列入电子类本科生和硕士生的辅修课程^{[36][38]}。PSPICE 8.0 所提供的丰

富的电路元件和强大的电路仿真能力，非常适合于电力电子电路的分析和设计。根据上面的分析，采用 PSPICE 8.0 仿真软件对二极管中点箝位式三电平逆变器的控制方案进行了电路仿真，交流输入 380V，直流侧支撑电容选用容量 4400uF 的两只串联，开关频率为 2kHz。我们得到了一些仿真波形并作以下分析。

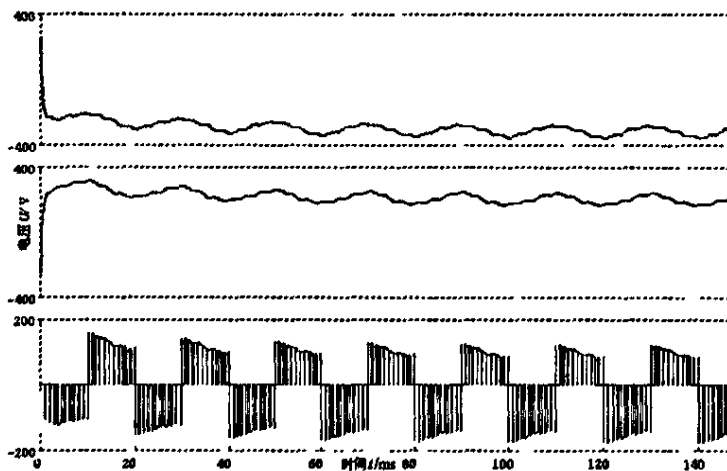


图 2-11 补偿前正负母线电压和相电压输出波形

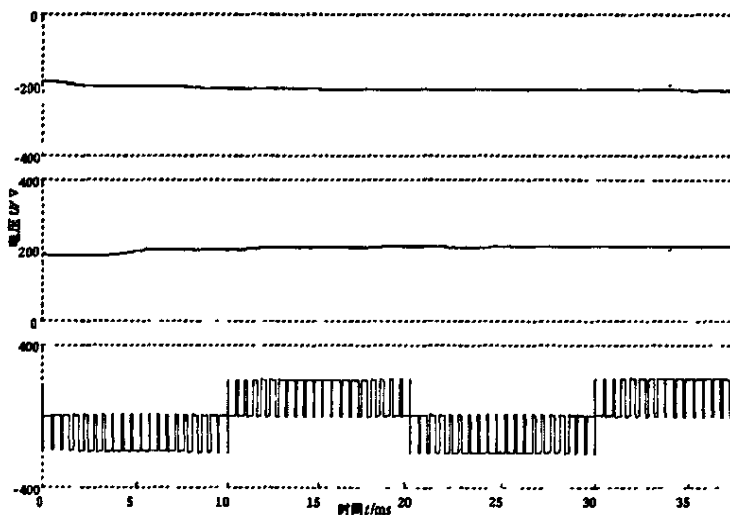


图 2-12 补偿后正负母线电压和相电压输出波形

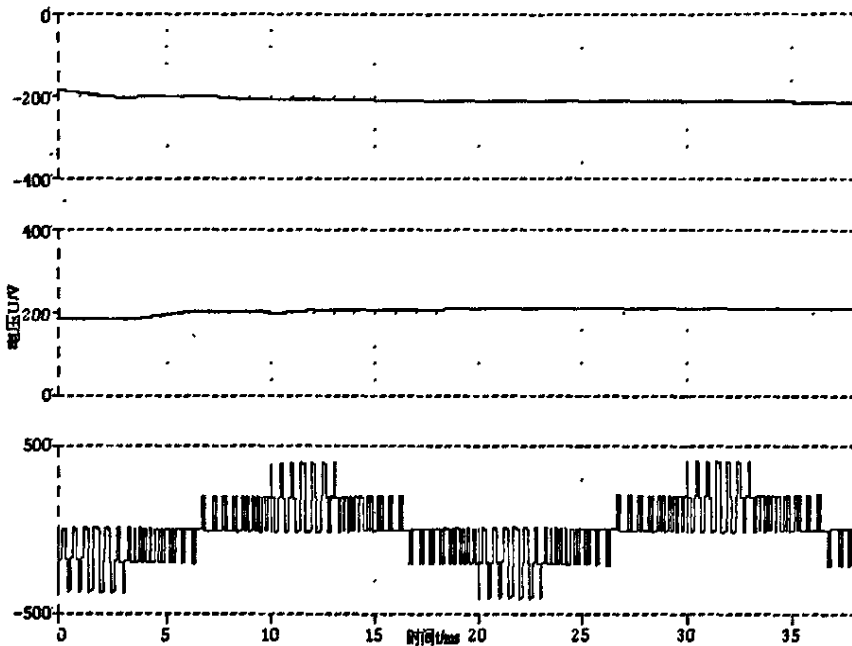


图 2-13 补偿后正负母线电压和线电压仿真波形

按照 2.3.1 小节中分析的开关管控制关系采用载频三角波比较法产生 SPWM 控制信号。在没有采取中点电压调节之前，主电路的正负母线电压和相电压的输出波形如图 2-11 所示。从图中可以看出正负母线电压波动严重，输出相电压极不平衡，这直接影响了变频器及其电机调速系统的可靠性。采用 2.3.2 小节中提出的压频转换式控制方法对其进行补偿校正，得到的正负母线电压和相电压输出的仿真波形如图 2-12 所示，线电压波形如图 2-13 所示。从图上可以看出，正负母线电压稳定，输出的相电压为完好的两电平 PWM 波，线电压为五电平。通过仿真波形的分析可以看出，本章提出的控制方法是可行的。

选定中高压变频调速系统的主电路和控制方案之后，如何具体实现控制就成为一个关键的问题。下一章将详细介绍单片机控制系统的设计，同时还将逐个介绍单片机周边电路的结构并进行原理分析，对各模块单元的功能使用作详尽的阐述。

第3章 抽油机中高压变频调速控制系统的硬件电路

3.1 单片机控制单元

3.1.1 87C196MC 单片机简介^[36]

87C196MC 是专门为电机高速控制所设计的一种 16 位微控制器, 其后缀 MC 正是英文“电机控制器”(MOTOR CONTROLLER)的字头缩写, 已被广泛应用于家用电器马达控制中。87C196MC 由一个 C196 核心、一个三相波形发生器 WFG 和若干个其它片内外设构成。其它外设装置包括一个 A/D 转换器、一个事件处理阵列(EPA)、两个定时器和一个脉宽调制单元 PWM(两个 PWM 输出)。

波形发生器是 87C196MC 单片机中最主要的部分, 也是其应用最广泛的部分, 具有三个相同的 PWM 模块。每个模块都包含一个相同的比较器、死区时间发生器和一对可编程的输出控制器。这一外设装置大大简化了产生同步脉宽调制(PWM)波形的控制软件和外部硬件, 特别适用于控制三相交流感应电机。波形发生器 WFG 由三个同步的 PWM 模块, 每个模块包含一个独立的相位比较器、一个无信号时间发生器和一对可编程输出。WFG 可产生独立的三对 PWM 波形, 但他们有共同的载波频率、无信号时间和操作方式。一旦启动之后, WFG 只要求 CPU 在改变 PWM 的占空比时加以干预。因此, 它大大简化了用于产生同步脉宽调制波形的控制软件和外部硬件, 特别适用于控制三相交流感应电机, 也可用于控制直流无刷电机和需要多个 PWM 输出的装置。

波形发生器的时基是带 16 位重装寄存器的 16 位加/减计数器。每相都有自己的 16 位比较器和 10 位死区时间发生器。所有波形发生器寄存器都是读/写寄存器, WG_CONT 例外, 它是只读寄存器。波形发生

器的特殊功能寄存器包括双向计数寄存器(WG_COUNT)、重装寄存器(WG_RELOAD)、相比较缓冲寄存器(WG_COMPx)、控制寄存器(WG_CON)、输出控制缓冲寄存器(WG_OUT)。与波形发生器相联系的中断有两个,即 WG 中断和保护电路(EXTINT)产生的中断。当 EXTINT 引脚上有一个有效的输入信号时,该信号将触发保护电路,关断所有输出并产生一个中断。此中断的向量与 EXTINT 向量相同。每当数据重装入 WG_COUNT 将产生一个中断。中断屏蔽位必须置位允许 WG 中断。该位是在外围设备中断屏蔽寄存器(PI_MASK)中。外围设备中断悬挂寄存器是只读寄存器,保留位总是读作 1。应注意读 PI_PEND 时,将所有位清零。因此如果还使用了 WG 以外的其他中断,处理中断之前应将此寄存器的值存到一个映像寄存器中。

从功能上分,波形发生器可分为:时基发生器、相位驱动通道和控制电路。时基发生器为 PWM 建立载波周期,该周期取决于 WG_RELOAD 寄存器的值和操作方式。时基发生器的核心是一个 16 位双向计数器 WG_COUNT,可工作于 4 种不同的方式,产生中心对准或边沿对准的 PWM 波。中心对准的 PWM 波所造成的谐波少,因而在驱动三相交流感应电机时,希望采用这种方式,它可以使电源控制电路和电机更有效的工作。相位驱动电路决定 PWM 波的占空比。控制电路包括一些用来确定工作模式和其他配置信息的寄存器。仅以工作方式 0 说明其工作原理。

首先,当 WG_COUNT 与计数比较寄存器匹配时方式 0 中计数器加数和减数。匹配导致下列事件发生:

- ① 将 WG_RELOAD 的内容装入计数器 (WG_COUNT);
- ② 将 WG_RELOAD 的内容装入计数比较寄存器;
- ③ 将 WG_COMPx 的内容装入相比较寄存器 x (x=1, 2, 3);

- ④ 将输出缓冲寄存器的内容装入 WG_OUT;
- ⑤ 置 PI_PEND 寄存器中的 WG 中断标志;
- ⑥ 把新（或旧）值送入 WG_COUNT 中后，计数器开始减计数直到 0001，延时一个附加状态周期，然后再加计数直到与计数比较寄存器的值相等。其它工作方式有所区别。

3.1.2 单片机控制系统设计

单片机控制单元是整个变频系统的控制核心，以 Intel 公司的 16 位高档单片机 87C196MC 为控制核心，通过外围检测与保护电路、驱动电路，主要完成的以下功能：

- ① 在刚上电时完成各种参数的键盘设定；起动时对系统进行自诊断，分析判断系统起动条件是否满足。
- ② 正常启动后，抽油机电机变频软启动到设定频率。变频起动具备优越的起动特性，起动转矩大，起动电流小。
- ③ 通过编写单片机程序利用波形发生器产生 SPWM 控制信号。
- ④ 实时根据检测电路提供的抽油机的电压、电流参数，按照一定的数字算法，实时计算电机的运行功率，根据其负载率的大小，改变 SPWM 控制开关信号的调制规律，从而实现抽油机电机工作电压对负载变化的动态跟踪。
- ⑤ 随时对系统的工作状态和运行工况进行监视，对系统可能出现的多种故障发出报警指示。
- ⑥ 根据上、下冲程的切换设置不同的频率。
- ⑦ 实时检测直流侧电压偏差信号，改变输出的 SPWM 波的占空比，实现二极管箝位式三电平逆变电路的中点电压平衡控制。

在上面单片机需要实现的功能中，产生三相 SPWM 波是其主要功

能。采用 87C196MC 单片机的波形发生器 WFG 产生的独立三对 PWM 波形 $WG1$ 、 $\overline{WG1}$ 、 $WG2$ 、 $\overline{WG2}$ 和 $WG3$ 、 $\overline{WG3}$ 来产生 U、V、W 三相 SPWM 波。现仅以 U 相为例来说明 PWM 波控制信号的产生方法。VT1 开关管的 PWM 控制信号产生逻辑关系为 $WG1 \& P2.6$ ，如图 3-1 所示，

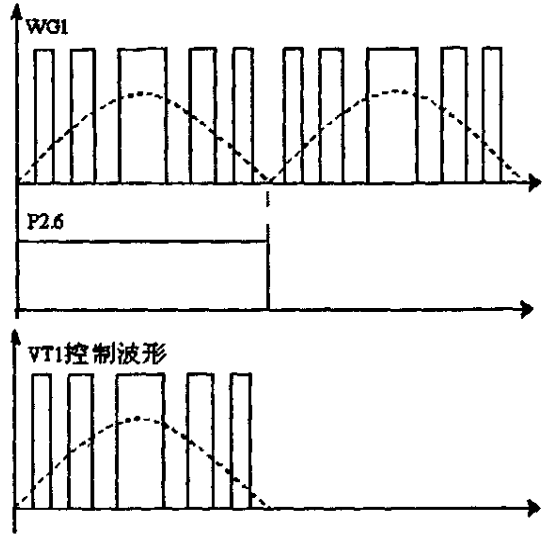


图 3-1 VT1 控制波形

其中 P2.6 是 87C196MC 单片机标准 I/O 口，在波形发生器 WFG 中断中产生与 $WG1$ 相位相同的方波。从第 2 章的分析知道，四只功率开关管的控制 PWM 的关系为 $VT1 = \overline{VT4}$ ， $VT2 = \overline{VT3}$ ，所以，VT4 开关管的 PWM 控制信号产生逻辑关系为

$\overline{WG1} \& P2.6 + \overline{P2.6}$ ，如图 3-2 所示。对照图 3-1 和图 3-2 可以看出，采用此种逻辑控制方式产生的 VT1 和 VT4 开关管的控制信号符合 $VT1 = \overline{VT4}$ 的逻辑关系。同理，VT2 开关管的 PWM 控制信号产生逻辑关系为 $WG1 \& \overline{P2.6}$ ；VT3 开关管的 PWM 控制信号产生逻辑关系为

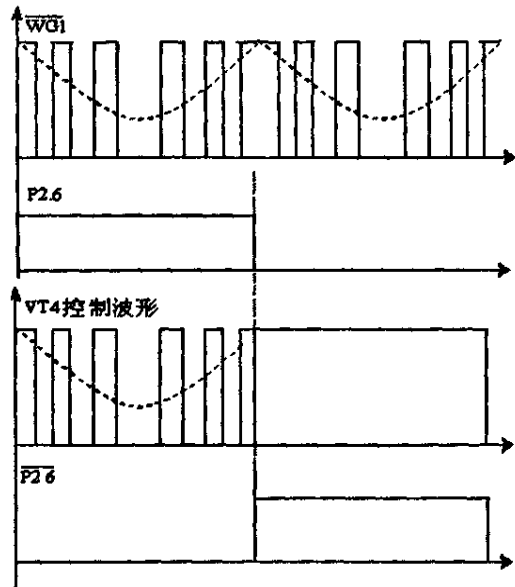


图 3-2 VT4 控制波形

$\overline{WG1} \& \overline{P2.6} + P2.6$ 。按照同样的方式可以产生 V 相和 W 相的 PWM 控制信号。所不同的是,需要 87C196MC 单片机的另外两个 I/O 口,在波形发生器中断中分别产生与 $\overline{WG2}$ 和 $\overline{WG3}$ 通相位的方波信号。87C196MC 单片机负责产生三对互非关系的 PWM 信号和与之对应的三路方波信号,然后采用 Lattice 公司推出的可编程逻辑器件 GAL16V8B 实现上面分析的逻辑关系,如图 3-3 为采用 ISEXPERT 软件设计的内部逻辑关系图。

电压、电流等参数的监测需要用到 87C196MC 的 A/D 转换口。87C196MC 的 A/D 转换器由一个 13 通道的多路转换开关,一个采样保持电路和一个十位逐次逼近型 A/D 转换器组成。A/D 转换器的输入与 P0 口和 P1.0~P1.4 共享管脚,其特点是:

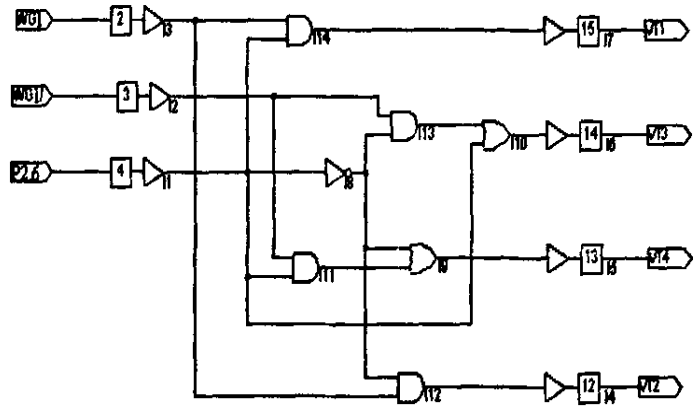


图 3-3 GAL16V8B 内部逻辑关系图

① A/D 转换的位数可供选择: 8 位或 10 位。

② 采样/保持时间和 A/D 转换时间可由程序设定。

③ 提供 8 位阈值检测方式。当输入电压和设定电压相等时,设置一个中断标志。

④ 内部包含一个零位偏移补偿电路。与 A/D 模块有关的专用寄存器: AD_COMMAND, AD_TIME, AD_RESULT, AD_TEST。其中 AD_COMMAND 和 AD_RESULT 都是 16 位寄存器都只能按字寻址,后者可按字或字节寻

址。

A/D 转换器的模拟参考电压 V_{REF} 直接关系到 A/D 转换器的转换精度 (A/D 转换的输出结果为: $1023 \times \frac{V_{in}}{V_{REF}}$, V_{in} 为输入电压, 在 $0 \sim V_{REF}$ 范围内)。因此我们采用了可以很方便的从低压电源获得稳定基准电源的芯片 LM336 (5.0V 基准二极管) 专门为 V_{REF} 提供 +5V 电源。

3.1.3 I/O 接口电路设计

单片机 87C196MC 共有五个 8 位 I/O 口, P0 口只能用于输入口; P1 口为准双向口; P2 口不仅为准双向口, 而且还可以实现事件处理阵列 EPA 有关的特殊功能; P3、P4 和 P5 口是存储器映射的 I/O 口, 它们只能通过 16 位地址来访问。另外, P3 和 P4 口还可以作为地址/数据总线, P5 口还可以作为总线控制信号线。为了便于人机的信息交互, 系统还设计了参数(如启动频率、上下冲程频率、设定额定电流、运行方式等)和故障状态(如过压、过流、欠压等)显示单元以及用于开机、停机和参数调整的键盘操作单元。这些人性化功能的实现主要使用了单片机 87C196MC 的 I/O 口: 键盘操作是通过 P0 口实现的; 数据显示单元、故障检测、变频装置的故障检测以及单片机发出的故障命令主要使用了 P1 口和 P2 口。下面将详细介绍各个功能的硬件实现。

1. 显示单元

显示单元使用的主要控制芯片是美国 MOTOROLA 公司生产的串行接口 LED 显示驱动管理芯片 MC14489, 其与单片机的硬件接线原理图如图 3-4 所示。它的输入端与系统主 CPU 之间只有三条 I/O 口线相连, 用来接收待显示的串行数据。输出端既可以驱动七段 LED 显示器, 也可以驱动指示灯。因此, 使用 MC14489 不仅减少外围器件节省了 CPU

的 I/O 口线，而且还节省 PCB 电路板的面积，因而可以降低成本、提高可靠性。

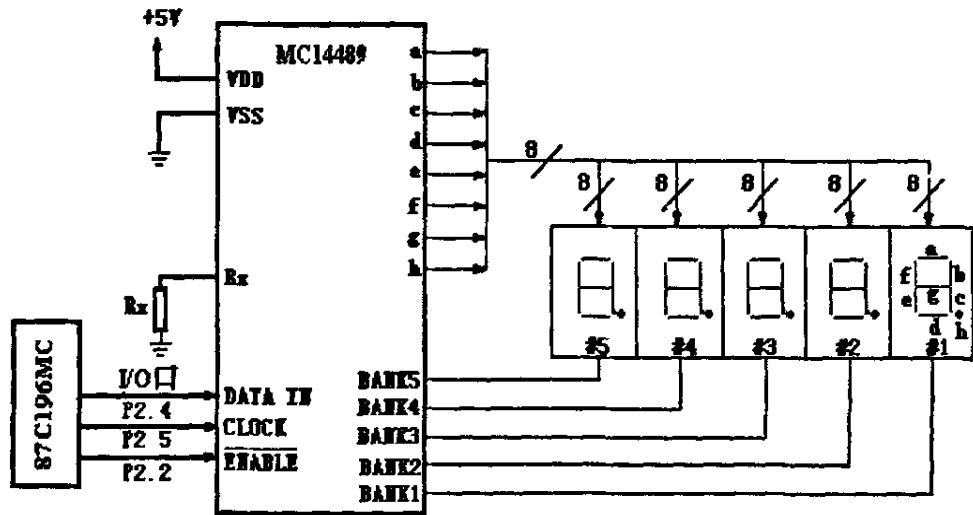


图 3-4 MC14489 芯片接线原理图

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，仅需要外接一具电流设定电阻就可以对 LED 的显示高亮度进行控制。每个 MC14489 芯片可以用以下任意一种显示方式进行显示：五位 LED 数字加小数点显示；4 位半数字加小数点带符号显示；25 支指示灯显示；5 位半数字显示。该芯片内含的译码器电路可输出七段格式的数字 0~9、十六进制的字母 A~F 以及 15 个字母和符号。MC14489 LED 显示管理芯片各引脚的功能说明如下：

a~h：阳极驱动电流源。

这些输出都是经过精密匹配的恒流源，可以直接连接到外接数字 LED、指示灯、或单个 LED 显示段的阳极上。每个输出可以提供 35mA 的电流。

当驱动指示灯电路时，配置寄存器要编程为 NO Decode 模式，输出

端 a、b、c、d 最多可独立地控制 20 个指示灯。输出端 e、f、g 处于低电平的无效状态。当驱动 LED 显示器时, 输出端 a~g 分别驱动显示器的 a~g 字段, 输出端 h 用来驱动小数点。该引脚如果不用, 必须保持悬空。

V_{DD} (引脚 3): 正电源输入。

为了保证寄存器中数据的完整和串行接口的正常工作, 该引脚的电压必须在 3~6V 的范围内取值, 在这个电压范围内可以使该芯片与主 CPU 一起进入或退出低功耗工作模式。如果要想更充分地驱动 LED, 这个引脚的电压必须取 4.5~6V 的范围。在低功耗模式下, MC14489 的镜像电流源和时钟振荡器都被关闭, 这时可以大幅地减少 V_{DD} 引脚设取的电流 I_{DD} 。

R_x (引脚 8): 外接电流设置电阻。

这个引脚与 V_{SS} 引脚之间连接一个外电阻可以决定显示字段 a~h 汲取的峰值驱动。当串行数据位 $D_{23}=1$ 时, 引脚 8 的 R_x 连在一个电流增益为 10 的镜像电流源中; 当 $D_{23}=0$ 时, 峰值驱动电流减少 50% 左右。 R_x 的数值可以在 700 Ω 至无穷之间选择。当 $R_x=\infty$ 时 (开路), 显示器熄灭。为了获得较为准确的电流控制, R_x 应当使用容差为 $\pm 1\%$ 的电阻。
BANK1~BANK5 (引脚 9、13、15、16、17): 汇流开关。

这些引脚为低阻开关, 直接接在 LED 显示器的共阴极上, 或指示灯的共阳极上, 最大可以承受 320mA 的电流。为了使 LED 获得最为合适的亮度, BANK1~BANK5 通常以 1kHz 的速率进行显示刷新, 占空比大约为 20% 左右。MC14489 芯片采用特殊的设计技术, 使其电源引脚在大电流工作的情况下仍具有最低的尖峰和较小的 EMI (电磁交互干扰)。

2. 键盘操作单元

键盘操作面板如图 3-5 所示, 面板上有一个 5 位数码显示屏、7 个操作键。5 位数码显示屏在正常常态下显示工作频率, 在按键操作下可以显示运行方式、额定电流、运行目标频率、上冲程频率、下冲

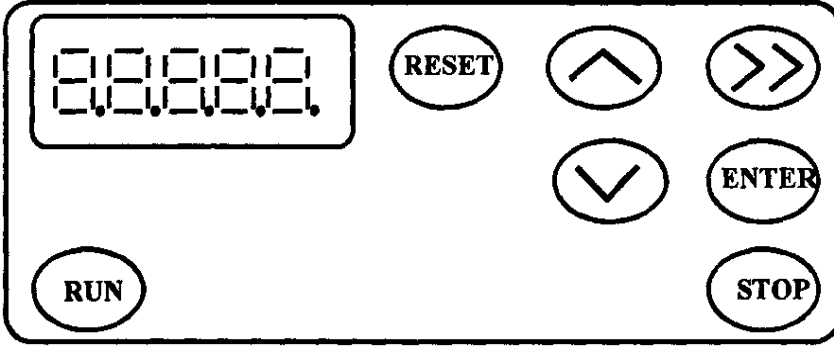


图3-5 键盘操作面板

程频率、冲程时间和故障代码。

RUN—运行键; STOP—停机键; ENTER—确认键; RESET—复位键。

∧和∨为调参键, ∧按一下后数值加 1, ∨按一下后数值减 1, 两键配合, 可将参数调整为设定值。)) 为功能设定进入键, 可以在不同的功能之间进行切换。键盘操作

面板上与单片机 87C196MC 之间的 I/O 口分配为: ENTER—P0.0 口; ∧—P0.4 口; ∨—P0.5 口;)) —P0.7; 操作状态经滤波电路进入单片机。在键盘操作程序中, 单片机采用扫描方式循环检测 I/O

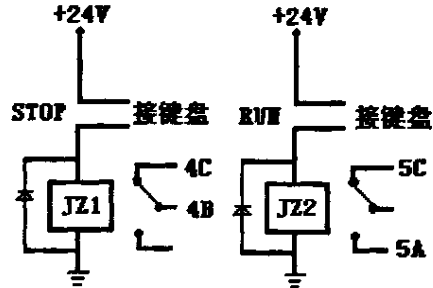


图 3-6 按键启停电路

口, 根据各自分配的功能完成参数的调整和存储。

RUN 和 STOP 按键与外部固态继电器相配合实现变频调速设备的启动和停止, 如图 3-6 所示, 启动使用了 JZ2 的常开触点 5A 和 5C; 停

止使用了 JZ1 的常闭触点 4B 和 4C。当按下 STOP/RUN 按键之后, 固态继电器 JZ1 和 JZ2 线圈通电; 常闭触点 4B 和 4C 断开而常开触点 5A 和 5C 闭合, 配合外部接触器控制实现启动和停止功能, 接触器部分具体的控制将会在第 3.3 节启停控制电路中详细介绍。设计中有关显示单元和键盘操作部分的程序将会在下一章软件设计中进行详细介绍。

3.2 检测与保护电路

3.2.1 中点电压平衡检测保护电路

三电平变频器运用于中高压游梁式抽油机电机变频驱动装置不仅可以节能降耗而且还提高油井的采收率。然而, 二极管中点箝位式三电平变频器的直流侧电压平衡问题。从 2.3.2 节的分析可知, 由于游梁式抽油机电机能流的双向剧烈波动而表现得更加严重, 给直流侧电压的平衡控制及抽油机变频控制的可靠性带来了很大的影响。现有的直流中点电压平衡控制方法, 一方面难以应对这种能量的剧烈波动, 另一方面其硬软件设计过于复杂, 可靠性也不高。2.3.2 节提出的压频转换式控制方法可以有效可靠的控制方法解决二极管中点箝位式三电平变频器的直流侧电压平衡问题。本节将重点对压频转换式中点平衡方法的原理和硬件电路作详细的介绍。根据直流侧的正负电压偏差值来改变电容的充放电时间从而控制直流侧电压平衡的压频转换式控制方法的硬件结构图如图 3-7 所示。通过电阻分压检测三电平逆变器直流侧正负电容电压并经过加法运算电路计算出电压偏差信号 e , 然后对其进行 PI 调节运算并使输出限幅在 0~10V。单片机如何根据 PI 的输出判别正负母线电压的平衡情况并做出实时控制, 是压频转换方法主要解决的问题。当直流侧电压平衡时, 电压偏差 $e=0$, PI 调节器的

输出电压值标定在 5V；当正母线电压偏高时，PI 调节器的输出值大于 5V；反之，PI 调节器的输出值小于 5V。将 PI 调节器输出的模拟电压转换成单片机可以接收的数字信号可通过压频转换来实现。压频转换器件 LM331 将 PI 运算结果转换成频率脉冲，经高速光耦隔离后进入单

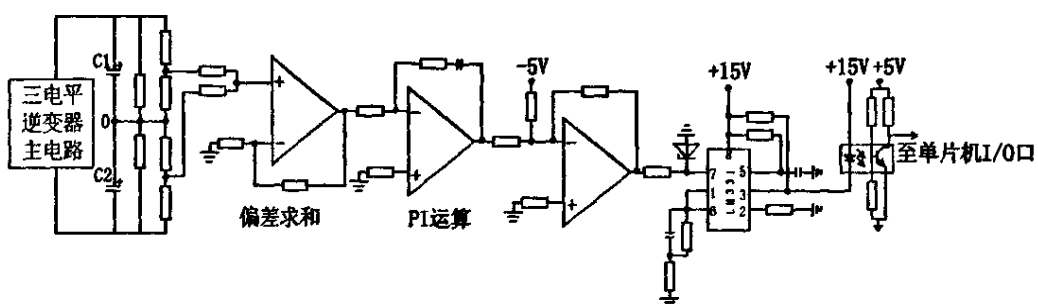


图 3-7 中点电压平衡控制硬件电路图

片机。通过编写单片机程序相应改变输出 SPWM 波的占空比，进而改变直流侧电容的充放电时间达到控制中点电压平衡的目的。LM331 的输出频率和输入电压在其外围电阻和电容参数不变的条件下成线性关系。所以，LM331 的输出可以正确反应 PI 的输出和偏差 e 的极性(对应关系参见表 3-1，其中 f_0 是 5V 对应的频率，实验中测得 $f_0=5.651\text{kHz}$)，即实现了一个具有“串行脉冲列输出”功能的双向 PI 运算器。

电压平衡情况	PI 输出电压 U/V	LM331 输出频率 f/kHz
电压平衡 ($e=0$)	$U=5$	$f=f_0$
正母线电压高 ($e>0$)	$10>U>5$	$f>f_0$
负母线电压高 ($e<0$)	$0<U<5$	$f<f_0$

表 3-1 平衡对应关系表

虽然解决了二极管中点箝位式三电平变频器的直流侧电压平衡问题,但是在变频器运行过程中由于外界的干扰可能会发生的程序跑飞现象,使各个开关管的控制信号混乱,不仅会导致正负母线电压的不平衡而且还可能因为开关管的误导通引起直流侧短路,由于直流侧电压很高会使功率开关管烧坏。因此,需要设计一种快速保护电路,当上述情况发生时,能迅速切断功率开关管的控制信号,达到保护开关管的目的。为此,设计了图 3-8 所示的快速保护电路。检测正负母线电压并求和,当程序跑飞后,由于控制信号的紊乱会导致直流侧电压的不平衡。当电压偏差超过比较器的门限电压时,比较器输出低电

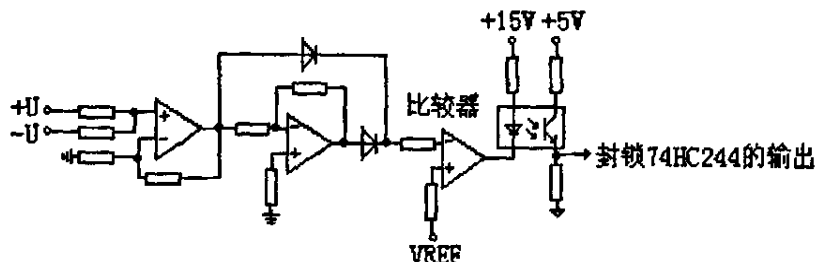


图 3-8 快速保护电路

平,光耦导通并输出低电平信号封锁驱动 SPWM 控制信号的 74HC244 芯片,因此,所有功率开关管的 SPWM 控制信号立即被切断,从而达到快速保护的目。

3.2.2 电压检测电路

直流侧电压上升或下降过快会导致系统工作不正常,甚至损坏变频器,因此电压检测保护电路对保证变频器正常可靠运行必不可少。电压检测保护电路,如图 3-9 所示,主要有过压保护电路和欠压保护电路,抽油机处于倒发电状态时,电能回馈到直流侧,产生过压故障。

过高的电压会击穿支撑电容甚或损坏大功率器件，这是非常危险的。引起欠压故障的因素较多，比如负载过重，造成负载电流过大，直流侧电压会迅速下降；起动时电容电压上升较慢，会出现变频器输出电压太低，不能带动负载，引起堵转，电流会很大。

图 3-9 所示电压检测保护电路的工作原理：将直流侧正母线电压引入检测板，经过大电阻分压后为各比较器提供电压信号。A1 为过压比较器，V1 和 V3 为设定电压，当母线电压信号 $V_i > V_1$ 时，产生过压(OU)现象，这时必须立即切断电源，停止变频器的输出；而当 $V_i < V_3$ 时，说明母线电压

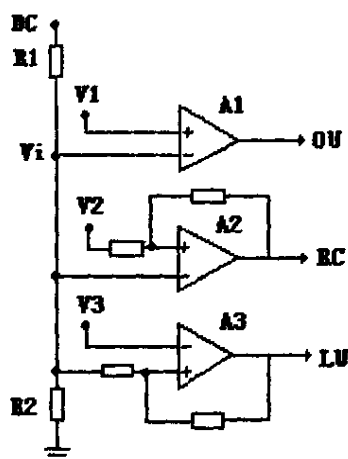


图 3-9 电压检测保护电路

过低，产生欠压(LU)，A3 输出信号，令变频器停止运行。母线电压达到不平衡馈能产生设定的门限电压 V2 时，倒发电(RC)现象发生，单片机将检测到 A2 的信号，当即开通馈能吸收回路的开关管，可通过大功率电阻将电容上的过多能量释放掉。一旦母线电压低于阈值电压 V2，则认为电机处于电动状态，需要关断不平衡馈能吸收回路。另外，倒发电产生时，RC 需要有一个回差限制，在某个电压范围内都认为有 RC 现象，以保障正常运行。V1、V2、V3 可以根据不同的需要进行不同的设定调节；OU、RC、LU 要通过光电隔离后与单片机的输入口连接；A1、A2、A3 使用比较器 LM393 实现相应跳变；V1、V2、V3 的电压需要在检测板调试时正确校正。

3.2.3 电流检测电路

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。直流侧工作电流的检测通过霍尔电流传感器实现，为检测与保护模块上的过流、过载等电流保

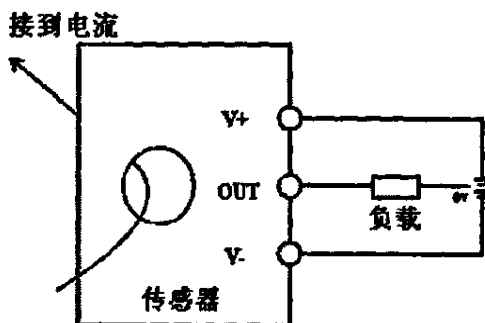


图 3-10 接线原理图

护电路和单片机 A/D 数据采集提供源信号。设计中采用成都晶峰电子有限公司生产的磁平衡式电流传感器 JT150，工作电源为 $\pm 15V$ ，输出最大电流值 150A 时对应的输出电流为 100mA，图 3-10 为磁平衡式电流传感器 JT150 的接线原理图。电流传感器优点很多：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。

图 3-11 所示即为电流检测保护的原理图，传感器 1 和传感器 2 分

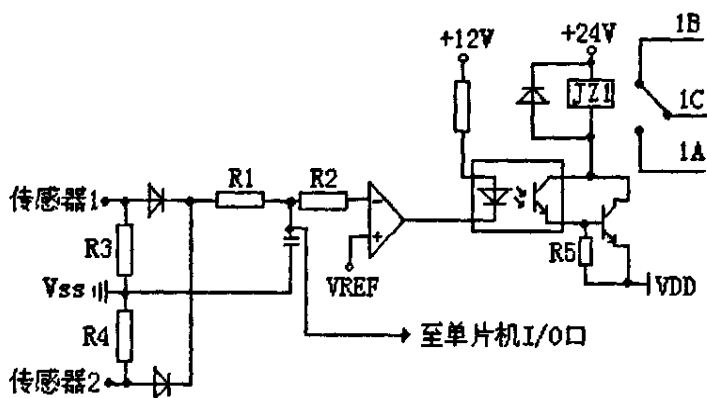


图 3-11 电流检测保护电路

别检测直流侧正负母线的电流, 经过电阻 R3、R4 采集得到的直流电流信号转化为电压信号, 一路送往 A/D 转换器进行电流转换运算, 一路送往比较器进行比较判断。直流采集信号大于给定的检测过流阈值电压 VREF 时, 出现过流现象 比较器输出引脚变低、光电耦合器开通, 三极管饱和导通, 继电器 JZ1 线圈通电, 而它的常闭 1B 和 1C 触点串联在为主回路供电的主继电器的线圈回路中, 这时常闭断开, 主继电器断电, 将变频器与电网脱离, 起到保护系统的目的。同时检测板还会向单片机发送故障信号, 单片机会分析故障, 将故障代码(OC) 显示在显示板上, 并封锁 PWM 信号。用户在处理完故障后, 按系统复位键后才可重新启动变频器; Vss 和 VDD 代表不同的接地端, 两者不可共地、需要隔离。

3.2.4 冲程切换检测电路

游梁式抽油机在上、下冲程切换时负载不同, 有时需要在上冲程和下冲程使用不同的频率以适应负载的变化, 达到节能的目的。而判断上下冲程的位置是首要问题, 设计中我们使用了 FA18-8PA 型接近开关来完成检测上下冲程位置的功能。图 3-12 为厂家提供的此种型号接近开关的内部原理示意图, 外部引出棕、黑、蓝三根线, 棕线接电源正端, 蓝线接电源负端, 电源为直流电压 10V 到 30V 之间, 而且黑线和蓝线之间必须有电

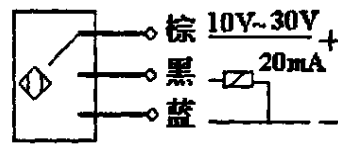


图 3-12 接近开关内部原理图

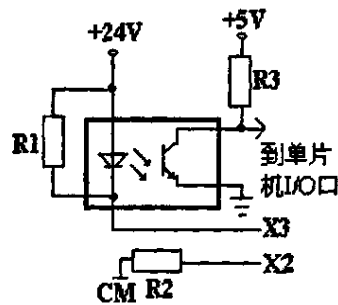


图 3-13 冲程检测电路

阻以限制电流。实际应用中,我们采用了图3-13电路实现对信号的捕捉。图中电阻R1根据不同的型号进行相应的变化,一般取值为几百欧姆;电阻R2为限流电阻,取值几千欧姆(典型值5.6K Ω)。当接近开关接近金属物体达到一定范围(大约10毫米以内)时,接近开关工作,X3和X2两端短路,形成回路,光电耦合器工作导通,使得电阻R3的一端电位从高电平变为低电平(近似为零),这个信号被送往单片机根据要求完成相应的操作。

3.3 启停控制电路

使用继电器控制实现变频器的启动、停机及发生故障时的停机操作。图3-14是继电控制部分的原理图:两路继电控制回路与风扇并联接在交流220V电源两端,KM1和KM2表示交流接触器的线圈或者触点,其它的触点为检测板上相应的小继电器的触点。

启动控制流程:按下键盘上的启动键(5A和5C),主接触器KM2线圈首先通电工作。一方面,KM2主触点吸合给电容充电,此时系统主电路中的限流电阻发挥作用;另一方面,KM2辅触点吸合并告知单

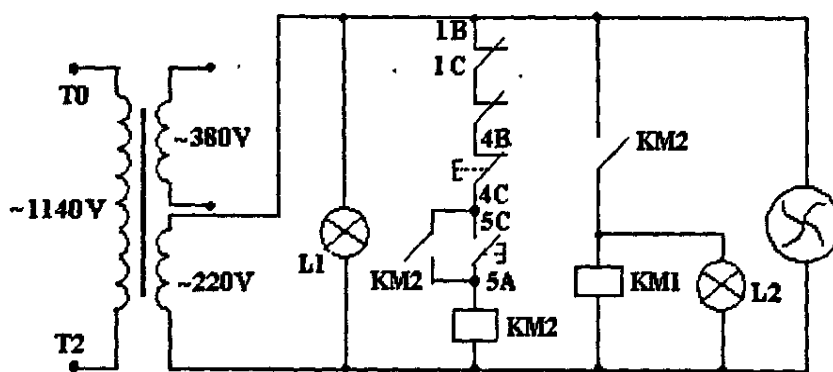


图 3-14 继电控制部分原理图

片机,延时一段时间后单片机发出信号;另外,KM2辅触点还负责实

现启动按键的自锁。由于 KM2 接触器通电,同时会使接触器 KM1 线圈通电工作。KM1 主触点吸合,短路限流电阻,主电路进入正常工作状态;辅触点吸合后单片机开始产生 PWM 信号送至驱动单元,整个系统开始进入工作状态。指示灯 L1 用于指示交流电源 220V 正常工作;指示灯 L2 用于表明变频器开始运行于变频状态。

停机控制流程:当按下键盘上的停止键(4B 和 4C)后, KM2 首先失电,触点断开并告知单片机,单片机经过相应处理后发出信号,然后 KM1 失电,系统复位,各部分恢复到初始状态。故障时 KM2 失电,单片机采得信号后停止输出 PWM 波,并显示相应的故障信息。

3.4 IGBT 驱动保护电路

驱动电路模块主要包括 13 路 IGBT 驱动的专用驱动电路,其中 12 路供给三相逆变桥,1 路供给不平衡馈能吸收处理模块,均采用日本三菱公司的 M57959L 集成驱动芯片来构成。M57959L 是日本三菱公司为驱动 IGBT 而设计的厚膜集成电路,其实质是一个隔离型放大器。通常 IGBT 的驱动多采用专用的混合集成驱动器。常用的有三菱公司的 M579 系列(如 M57962L 和 M57959L)和富士公司的 EXB 系列(如 EXB840、EXB841、EXB850 和 EXB851)。同一系列的不同型号其引脚和接线基本相同,只是适用的被驱动器件的容量和开关频率以及输入电流幅值等参数有所不同。

三菱公司推出的智能 IGBT 专用厚膜式驱动 IC M57959L,应用范围较广,主要包括逆变器、AC 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 沟道的 IGBT 模块的门极信号驱动放大,并对输入-输出采用光电耦合器进行电气隔离,并且提供内置过流控制,并自动关断输出提供短路故障保护,提高了可靠性与安全性,同

时机短路保护功能电路激活时, 会提供一个故障信号端, 单片机可利用该信号, 在保护控制上进行动作。

其主要特点:

- ① 内置高共模抑制比的光电耦合器 (VCMR: 典型式 $30\text{kv}/\mu\text{s}$) 最小值为 $15\text{kv}/\mu\text{s}$;
- ② 输入输出采用光耦电源电容隔离 (绝缘电压 $V_{iso}=2500V_{rms}$);
- ③ 输入接口与 TTL 电压兼容;
- ④ 双电源驱动拓扑;
- ⑤ 内置短路故障保护电路并提供故障信号输出引脚;
- ⑥ 需要双电源供电 (+15V、-15V); 输出的负偏压可达 -15V, 能够可靠关断 IGBT;
- ⑦ 具有“封闭性软关断”功能;

⑧ 由于采用厚膜封装, 因此体积很小。

图 3-15 和图 3-16 分别给出了 M57959L 的内部结构原理和外部接线。该器件将退饱和检测和检测和保护环节混集成在一个单列直插式

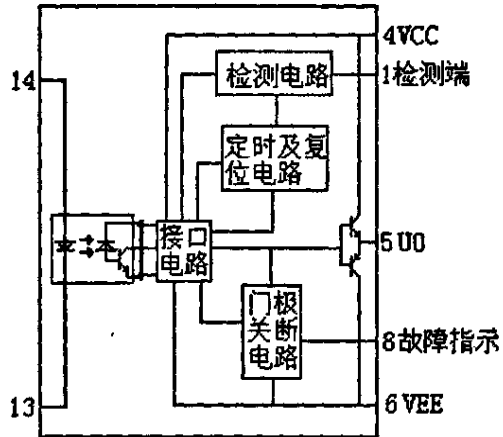


图 3-15 M57959L 的内部结构

(SIP) 厚膜驱动片内, 电源一般选择 +15V 和 -10V。其 1 脚经高压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

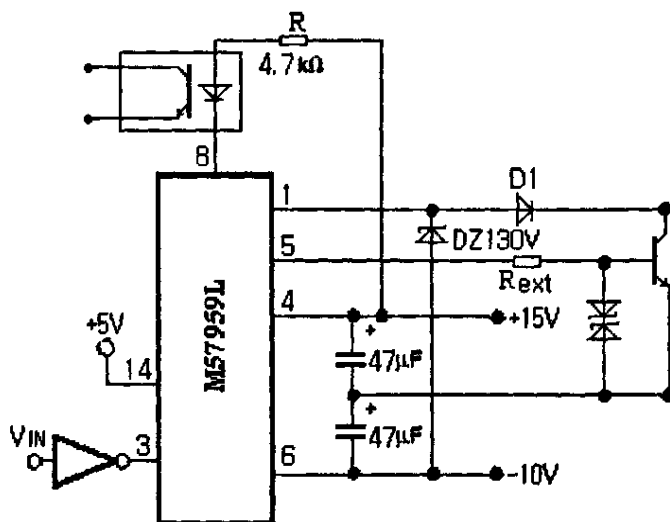


图 3-16 M57959L 外部接线图

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）。若在数毫秒内未能切断输入信号，则驱动电路将恢复故障前的导通驱动，如果此时仍然过流，则再检测，再响应。1 脚配接的 30V 稳压管具有防止高压串入，保护驱动片的作用；4 脚和 6 脚之间一般接一对电解电容（一般选择 47 μ F）和一对普通电容（一般为 0.1 μ F），起到滤波效果；在 IGBT 的栅极和射极之间的两只反向串联稳压管起双向箝位保护作用；为了保护器件，一般需要在 13 脚和 14 脚之间可以接一个电阻（典型值 33k Ω ）。M57959L 输出的正驱动电压为+15V 左右，负驱动电压为-10V。

为了配合 M57959L 的上述过电流时的快速响应和慢速关断保护功能，本系统在驱动电路模块上采用单稳态触发器 74HC123 设置了专门的保护/保持控制电路，无论是本驱动模块中 M57959L 发出的保护信

号, 还是从单片机控制模块传递过来的保护信号, 都可以通过该保护/保持控制电路实现对主电路的迅速封锁保护。M57959L 的输入端是 TTL 电平。实际电路中 PWM 波并不是直接输出到 M57959L 上, 而是中间隔了一个缓冲驱动器 74HC244, 一方面可以对信号起到缓冲作用, 提高带负载能力; 另一方面, 一旦出现故障将直接使 74HC244 使能端无效, 即可切断 PWM 波的输出, 无需对 M57959L 进行任何操作。

3.5 电源电路设计

整个控制系统需要的电源组数主要包括+5V, +10V, +24V, $\pm 12V$, +15V, -10V 等。其中+5V 的利用率最高, 单片机控制单元、检测保护单元、驱动单元都要用到, 因而流过的电流很大, 该处采用了三端正电压调整器 LM323K, 金属壳封装并配备较大的散热片加强散热能力, 它具有 3A 的负载能力, 其输入输出都设计了滤波电容器; +15V 和-10V 是驱动单元专用的, 由于负载较重, 要求也较高。除了+5V 的电源, 其余的电源都采用了整流桥整流电路和三端集成稳压电路(78XX 系列和 79XX 系列)。对于个别流过电流大、发热严重的三端集成稳压块都配备了相应大小的散热片, 以保护其正常工作及寿命。

本章详细介绍了单片机控制系统硬件电路的原理分析和设计, 通过把各部分有机的衔接在一起, 构成了三电平中高压变频调速系统的硬件部分, 为后面的软件设计做好了准备工作。下一章将对软件的各项组成部分及编程思路进行较为详尽的阐述, 并通过程序流程图作了非常简易清晰的分析, 最后给出了具体实验波形以及数据分析。

第4章 抽油机中高压变频调速系统软件设计及实验结果

软件是控制器的核心与灵魂,软件的编写质量决定了控制器乃至整个变频调速系统的可靠性、稳定性以及实用性。在确保系统性能以及实时性的前提条件下对第3章提出的硬件电路进行了软件程序的编写和调试工作。程序软件的编写工作主要完成SPWM波的产生、故障信号的检测和处理、数据及信号的采集处理、键盘操作控制、状态判断、以及系统与用户进行交互操作等。本章将详细分析软件的设计思路和各部分程序的流程以及实验结果。

4.1 系统软件设计

系统的软件设计完成的主要功能:

- ① 抽油机电机的软启动,即电机从5.0Hz自动升频到设定频率;
- ② 抽油机电机可以运行在两种不同的方式,即以恒定频率运行或者切换上下冲程频率运行;
- ③ 通过控制波形发生器生成三相SPWM波;
- ④ 软启动结束之后,根据负载电流实现动态调压。在频率和额定电流一定(可通过键盘设置)时,根据电流检测元件采集的电流值以及电压检测元件采集的电压值,求出功率值,再运用恰当的算法实现负载率的数值计算,得到数据表;然后程序在工作过程中不断查取此数据表值进行调用,进而去改变WFG波形输出的占空比和电压幅值,进而达到实时跟踪调压的目的,有效的改善了功率因数,提高了效率;
- ⑤ 配合中点电位平衡的硬件电路,测取压频转换的脉冲个数,换算为0000H~0FFFFH的数字量,改变WFG波形输出的占空比,实现中点电压的平衡调节;

⑥ 实现单片机 87C196MC 与 LED 显示芯片 MC14489 之间的串行通信, 实现参数的键盘操作和运行频率等参数的显示。

由于系统采用了 87C196MC 单片机的汇编语言编程, 提高了程序运行的速度。但在实际应用中, 涉及到大量的数据运算的话, 将大大增添单片机的负担, 降低运行速度, 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。在单片机控制系统的设计中, 应充分考虑实时性特点与系统硬件的要求, 尽量避免同时处理大量的整数或浮点数的运算。因此, 采用脱机产生大量数学运算的数据, 在需要运算时随时查出所需要的值来简化运算, 这种常用的方法称之为查表法。使用了查表法, 单片机就可以有足够的时间去处理其它紧迫的任务。设计中使用的数据表主要包括正弦值表、模式号表以及频率—电压数据表, 这些数据产生的原理将在波形发生器程序流程小节中作详细的介绍。

设计中采用 E²PROM 2864 作为数据存储器, 由于其读取和写入速度较慢, 写速度慢更为突出一些, 大概在 150ns 左右, 单片机虽然可以将数据保存在其中, 但并不能像内部 RAM 那样方便。对 E²PROM 2864 中的数据必须按字节读取, 并且发送了读取指令后, 在执行下一条之前需要延时一段时间, 以便数据能正确读入到单片机内部。在写周期期间, E²PROM 2864 自动的擦除原先写入存储器的数据, 并且对新写入的数据加以验证以保证正确的字节写操作, 对它的写入操作同样要延时, 而且写入延时要比读取时间长一些, 这一点非常重要。这些延时程序的延时长度, 是根据单片机的时钟周期和整个延时程序全部指令所需时钟个数计算出来的。另外, 对于作为数据存储器的 E²PROM 2864 和作为程序存储器的 E²PROM 2864 地址范围一定要明确分开, 不可重

叠,否则会导致程序跑飞,无法进行正常读写操作。

4.2 系统软件流程分析

4.2.1 主程序控制流程

确定了软件实现的主要功能后,其余任务是按照要求编写程序。主程序流程如图 4-1 所示,程序开始,首先要清除程序中所有中断向量的中断屏蔽位和使能位;然后初始化定义单片机的特殊寄存器,并对单片机相应的引脚进行设置,以避免单片机控制的器件误动作。接下来,为程序中使用的各参数寄存器赋值,参数装载,然后等待键盘操作。键盘功能操作键按下之后,可以对各功能参数根据现场的需要进行适当的调整,可以调整的变量参数主要包括:工作方式(两种),额定电流,上、下冲程频率,设定频率,冲程时间以及故障代码等。系统起动后,首先延时一段时间为直流侧电容充电,完毕后短路限流电阻;单片机从存储器 E²PROM 2864 中读取上次操作保存的用户设定的各个参数,为后面程序的调用做好准备工作。开中断,单片机测取调节中点电压平衡的脉冲个数,随时进行中断服务程序调用,PWM 波开始正常输出。变频器的输出频率从 5.0Hz 自动上升到设定频率(工作方式不同该数值也不同),实现软起动。在软起动过程中,键盘操作不发挥作用;软起动结束之后,可对键盘操作,方式 1 中可以改变运行频率,方式 2 中可改变工作方式,额定电流,上、下冲程频率,设定频率,冲程周期,清除故障代码。

当系统进入稳定运行状态后,单片机不断对检测保护板采集的各种故障信号(主要包括过压、欠压、过流、过热)以及应用信号(包括电压信号、电流信号、倒发电信号、冲程切换信号)进行计算判断,

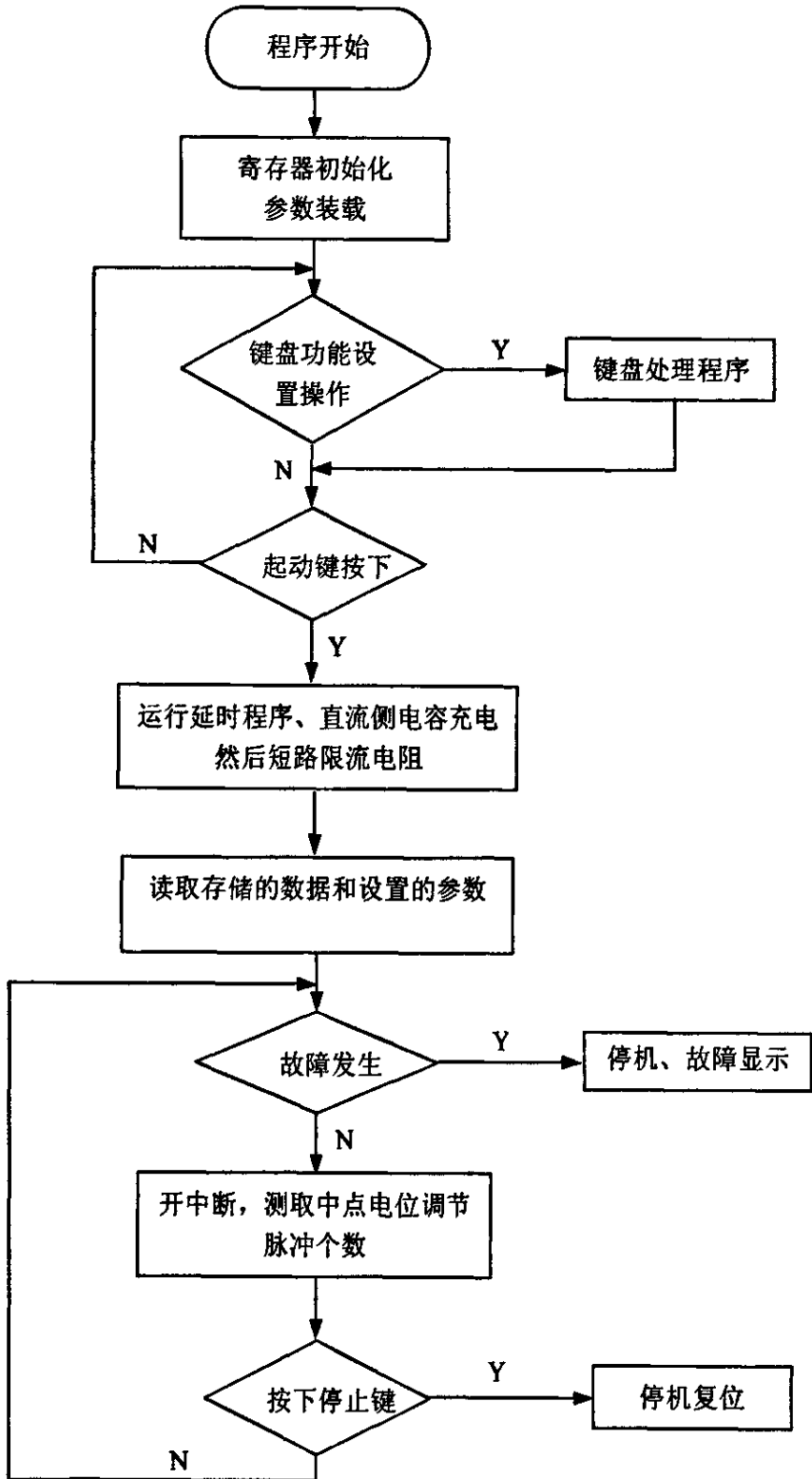


图 4-1 主程序控制流程图

做出相应的处理。如果没有故障现象,将按照当前显示的频率运行。

4.2.2 故障处理控制流程

软件中的子程序处理模块比较多,主要包括故障判断处理程序、A/D 转换程序、串行显示程序、延时程序,其中故障判断处理程序是重中之重。图 4-2 所示即为故障检测判断处理程序的流程图,其功能主要是与用户交互以及故障检测。该段程序首先检测用户是否已经按下停止按钮,如果按下则关断 KM1 主继电器,经过一段延时后关断 KM2,最后系统复位,重返待机状态;如果没按下,则程序接下来依次检测系统是否存在过压、过流、欠压等故障。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,为了保证信号检测的可靠性,每个故障信号不断检测,如果连续检测到故障信号三次,则认为产生该故障。程序马上就会显示故障代码并关断所有中断,封锁 74HC244 严禁输出 SPWM 控制信号,顺次断开 KM1、KM2 继电器,键盘操作面板上显示故障状态,程序进入死循环,用户只有通过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,程序会向芯片 74HC244 发送一定频率的连续脉冲信号,目的是维持 74HC244 的使能端有效,防止在正常运行状态下封锁 SPWM 输出,也就是“打开 74HC244”。该部分是由 74LS123 组成的一个类似 Watchdog 的保护电路。如果连续脉冲一直加在这个电路上,74HC244 就可以一直正常工作;只要连续脉冲消失(程序跑飞、程序死循环等情况时),则芯片 74HC244 的使能信号就会无效,封锁了大功率器件 IGBT 的门极,起到了“看门狗”的作用。对于程序接下来要调用的键盘处理程序,将在键盘处理程序部分中详细介绍。

A/D 转换程序主要是用来检测电压、电流信号,进行计算处理,

提供数据参考；串行显示程序实现各种参数的显示，键盘操作操作程序，用来设定调整各种参数种参数，由于各种显示格式不尽相同，所

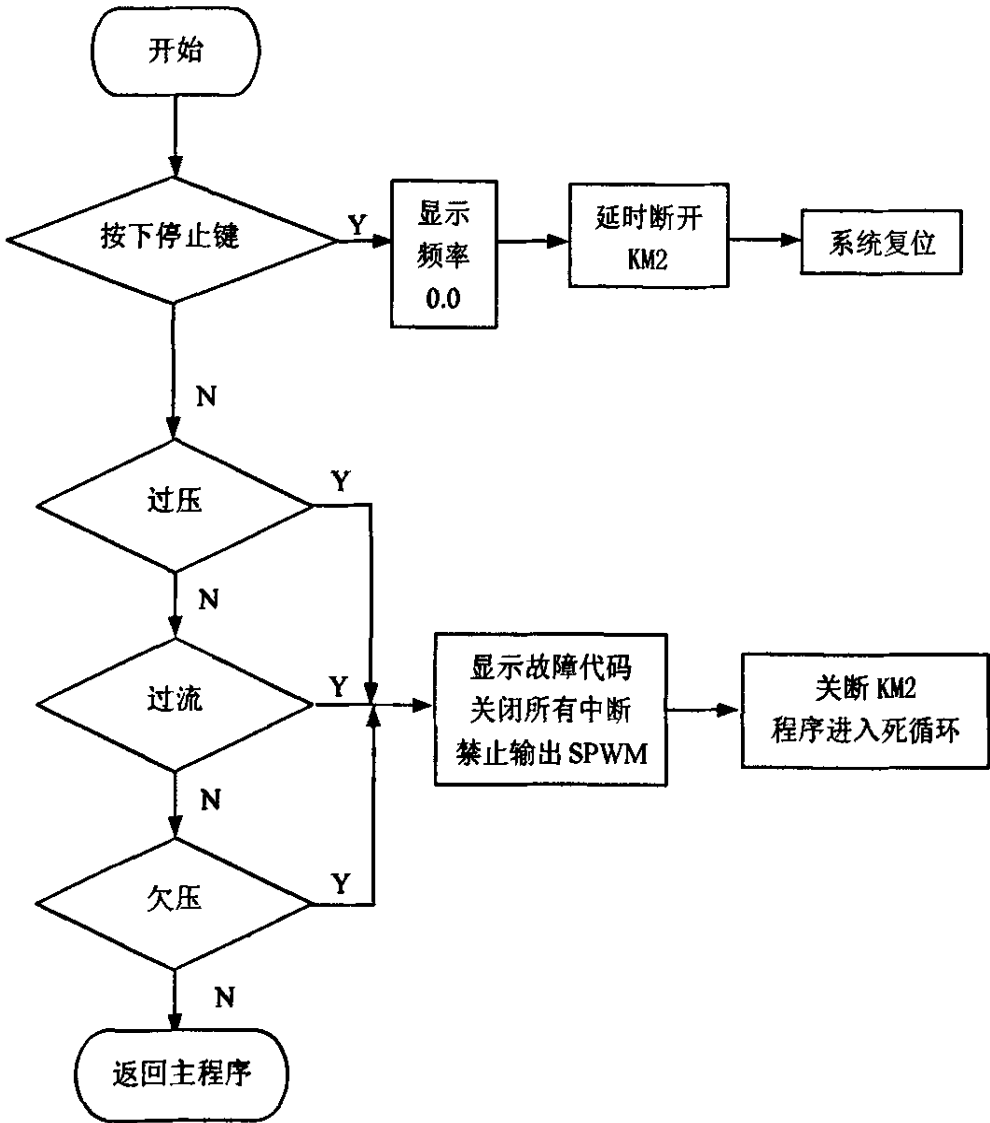


图 4-2 故障检测处理程序流程图

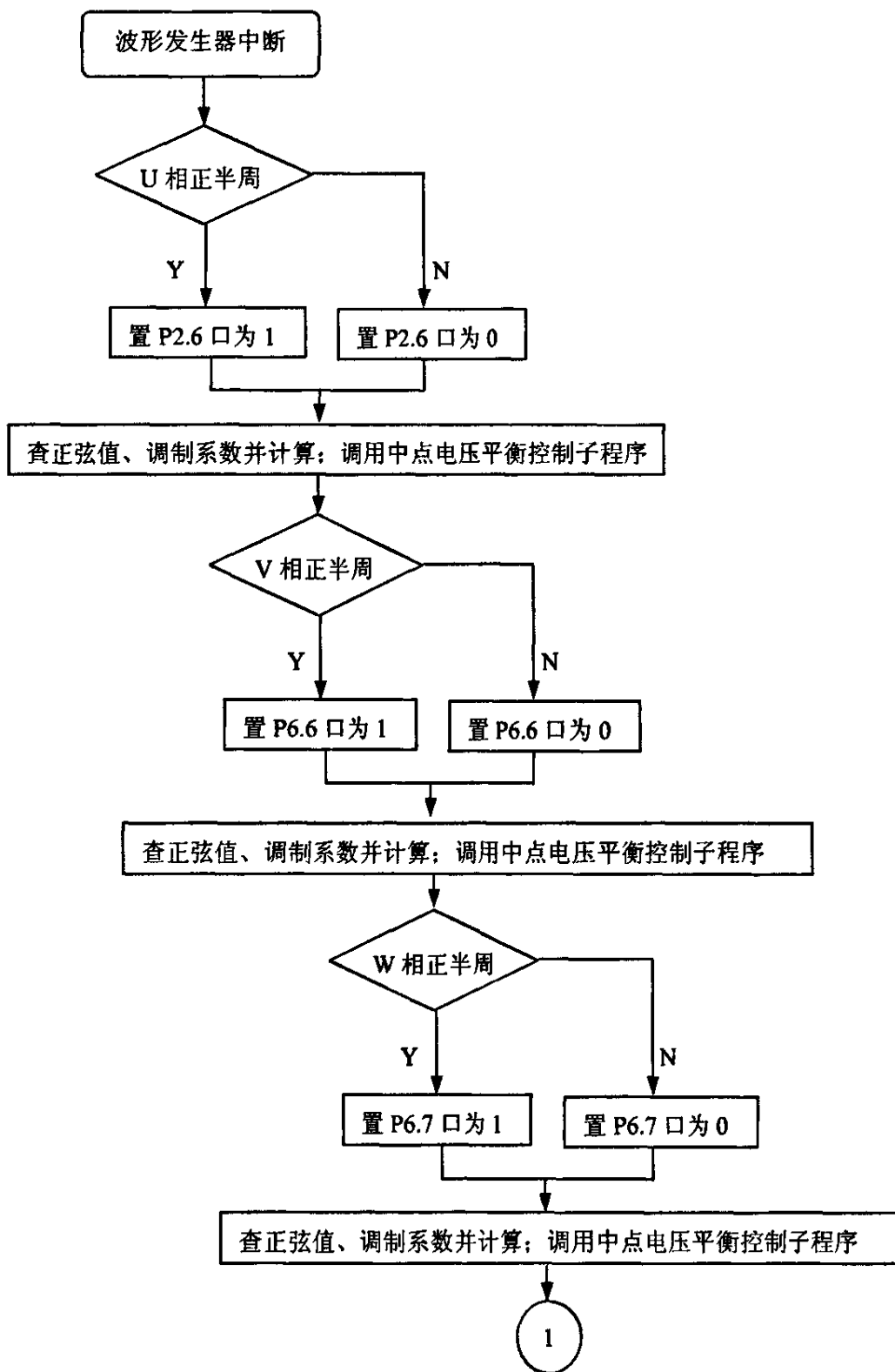
调用的显示程序也相应改变。延时程序主要用来处理数据存储、时序配合、内外衔接所需的时间上的不同而根据需要进行相应延时。

4.2.3 中断服务程序流程

1. 波形发生器中断服务程序流程

正弦电压是靠控制单片机 87C196MC 的波形发生器产生的 PWM 波的占空比而形成的,为此需要建立一个正弦函数数据表并存储在数据存储器 E²PROM 2864 中。正弦表的生成:为了尽量减小谐波污染,避免 IGBT 的开关频率过高,确保在整个频率内 IGBT 的开关频率都在一频率段内变化,采用分段同步调制方式。频率越高,一个周期内的步数必将减小,同时为了保证三相对称性,要求步数应为 3 的整数倍。这样不同频率段内,程序扫过的正弦波相位角不一样。正弦数据表不采用实时计算方式,而是利用 C 语言根据各分段的步数生成不同的离线正弦数据表。由于奇数点的只能保证正负半周对称,为了使电机运行平稳,尽量选择偶数点,将正弦波周期等分,从等分偏差值的一半处开始,保证正负半周对称,且四分之一周期也对称,改善高频时的输出特性。

模式号表的生成:鉴于采用了分段同步调制的方法,该程序从 5Hz 到 55Hz 共分成了 17 段,每一段依次对应一个模式号(从 0 号到 16 号),每一段中的频率变化数等于该段的模式号数。例如:0 号模式对应第一段的频率变化数为 7 次(从 5.0Hz 到 5.6Hz,每隔 0.1Hz 变化一次),那么 0 号模式也就共有 7 个频率值变化。模式号的存在便于查询时使用对应的正弦值以及调制系数。频率—电压数据表的生成:为了在电机控制中不降低电机的功率因数和效率,在改变变频器功率时,需要同时改变它的输出电压值。三相感应电动机通常采用恒定 V/F 比值控制。在额定频率之前,电机输入电压幅值应与频率(电机转速)呈线性关系。超过额定频率时,电机输入电压幅值保持常值。调制深度系



续图:

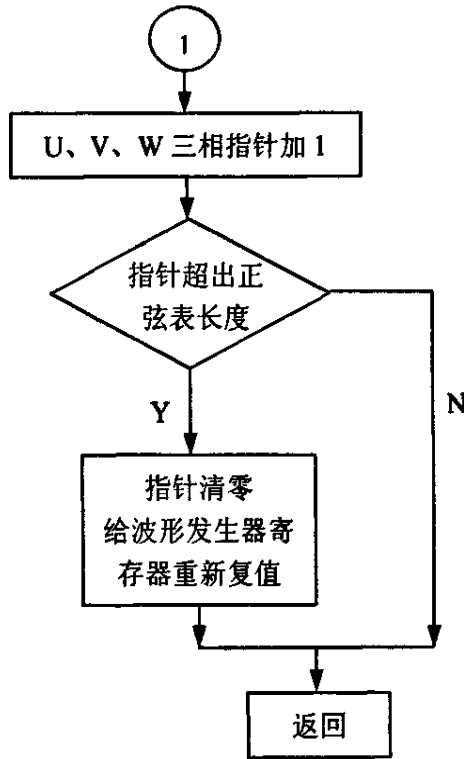


图 4-3 波形发生器中断服务程序流程图

数决定 PWM 波形的占空比变化的程度, 变频变压调制深度系数, 才能达到满意的控制效果。程序给出了与之对应的 NCMC 数值表, 其中 NC 对应频率值, MC 对应电压值, 每一对数值经过一定的比例计算好之后存储起来, 在使用时及时调用即可, 节约时间。波形发生器中断服务程序流程图如图 4-3 所示。产生波形发生器中断之后, 依次判断 U、V、W 三相处于哪个半周(正、负), 然后根据第 3 章的分析, 在波形发生器中断中产生与 U、V、W 三相 PWM 波对应的三相方波, 分别由 P2.6、P6.6 和 P6.7 三个 I/O 口产生; 通过步长计算、查询正弦值及调制系数计算出出现处的相应位置, 最后计算出频率值、半周期值、角度变化值, 进行频率、电压跟随变化, 实现变压变频功能。

2. 软件定时器中断服务程序流程

电机频率变化和延时数分钟等待系统进入稳态的功能是利用软件定时器的定时功能和计数功能来实现的。软件定时器中断服务程序使用的是定时/计数器 T1 的中断, 定时时间取决于外接晶振的频率以及预分频器的分频系数。晶振确定之后, 可以通过改变分频系数来实现不同的定时, 而且可以在中断程序中任意改变。此处对于 T1 实行向下计数, 当计数器由 0000H 增加到 0FFFFH 时, 计数器下溢中断, 执行中断处理服务程序。

如图 4-4 所示为软件定时器中断服务流程, 由于波形发生器中断优先级高于软件定时器中断, 因此在处理软件定时器中断时, 首先要开波形发生器的中断, 然后程序判断频率是否升到设定值, 也就是软起动是否结束, 因为软起动结束之后会根据工作方式的不同选择相应的路线执行。如果软起动继续进行, 则继续升频升压; 软起动结束, 判断工作方式: 工作方式 1 是基本的变频器功能, 用户可以使用键盘进行升、降频率操作改变当前的运行频率, 还可实现动态调压功能。工作方式 2 不仅可以实现动态调压的功能, 而且经过一定的延时之后也就是等待整个系统进入稳定运行状态后, 还可以进行冲程周期的检测计算(具体方法将在冲程切换控制程序流程小节中介绍), 周期确定之后, 在一个周期内按照时间比例的分配, 变频器将会运行在两种不同的设定频率上, 即上冲程情况时负载较重, 频率升高; 下冲程时负载较轻, 频率下调。电机软起动结束之后, 任何情况下都在进行动态调压。动态调压是为了提高功率因数和效率, 降低损耗而设计的。具体实现过程: A/D 转换程序不断采集电流、电压的数值, 转化成功率(跟随负载的变化而变化, 可以有效反映负载的变化情况), 与额定功

率进行比较,按照一定的算法变化相应的MC(波形发生器中断程序提到的与电压对应的数值)的值,由于频率并不改变,改变MC值相当于只改变了电压幅值,即电压的大小,如此一来就实现了动态调压的效

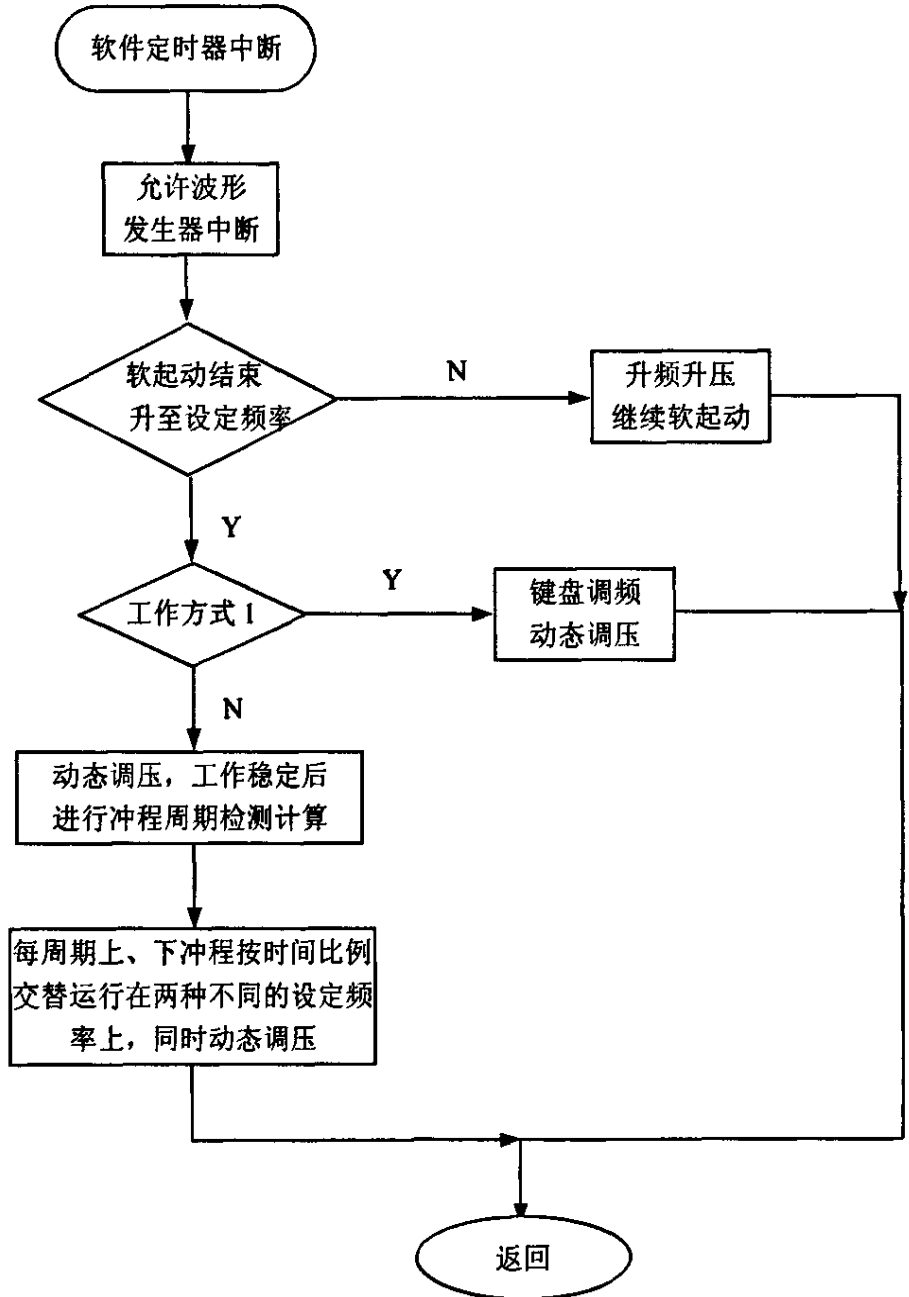


图 4-4 软件定时器中断流程图

果。同样为了节约单片机的资源，有关数据表也已经事先存储起来可以随时调用。

4.2.4 键盘控制流程

在第3章中已经介绍了系统提供的键盘显示操作面板，可以完成变频器的起停、系统复位、频率升降设定、各种参数设置等许多功能，用户只需按下不同的按键就能实现各部分功能。键盘显示面板上显示区域，主要用来反馈给用户当前的频率或参数值，还可以在故障时显示不同的标志以区别故障的不同，该部分通过 LED (Low Emitting Diode, 发光二极管) 模块和芯片 MC14489 的配合电路来实现；各键盘按钮通过与单片机的输入输接口来实现相应的功能。

微机板必须具备相应的键盘输入信号的各种信号调理和检测电路，才能有效的接收键盘的输入、控制显示的变化。同时，为了能够在上电以后自动使用用户以前设定的参数值，比如运行模式、基频、额定电流、上下冲程频率等等，采用了一片 E²PROM 2864 (电可擦除存储器) 作为数据存储器实现参数的存贮。

按照上面的分析和现场运行的要求，编写键盘控制程序。系统运行之前，它的主体部分作为一个子程序在主程序中被频繁调用。作为与用户交互的中心，键盘操作需要处理很多的情况，实现许多功能设置而键盘的数量又有限，而且还要与单片机的速度配合好，因此复杂程度非常高。键盘操作的功能参数需要数据存储器 E²PROM 2864 作为记忆单元存储起来，以备主程序运行中的实时调用。在程序中，键盘的参数设定和参数调整功能共有两个子程序循环体，即静态循环体和动态循环体。每一个循环体可以对工作方式，额定电流，上升频率、下降频率，冲程时间，额定电流，启动频率的设定和调整。动态循环

体可以在系统进入稳定运行之后根据用户的需要预先对各个参数进行设定,但由于向外部存储器存数据速度慢,影响整个程序的运行,所以此时并不对参数进行存储操作。动态循环体的优点就是可以在不停机的条件下,根据现场的需要进行运行方式等参数的修改。静态循环体的作用是在变频器启动之前实现各种参数的预先设定。在静态循环体中,用户修改的设定值,并不是直接就覆盖原先的参数值,而是存储在临时变量里面,以防用户的误操作。然而用户一旦按动 ENTER 键后,程序会将此时的临时参数值赋值给实际控制变量,并将这些修改后的值保存入 E²PROM 2864 中,下一次系统重新运行时就会读取和使用修改后的值。然而,动态循环体只能在停机之后才能对各种参数进行存储,这也是两个循环体的本质区别,除此之外,两个循环体程序中的键盘操作方法相同。现仅以静态循环体中的键盘操作为例说明其操作流程,如图 4-5 所示。在键盘操作的两个循环体中,当按下功能键))时,程序进入功能设定模式,可以进行参数的调整设定。^、V、))、ENTER 四个功能键经过信号调理电路分别与单片机 P0 口的四个输入输出对应,便于单片机统一处理。由于^、V键的工作情况类似,因而流程图中合在一起考虑。工作方式有两种:方式 1 可以使用键盘通过^、V键动态升、降频率,变频变压,显示窗口可以直接观察频率变化的情况;在方式 2 中,键盘用来对工作方式,额定电流,上升频率、下降频率,冲程时间,额定电流,启动频率进行观察、调整,通过^、V键进行参数调整,ENTER 键负责参数存储(仅在静态循环体中)和循环体的退出,下次调用方式 2 中的功能时即按照存储的参数执行。

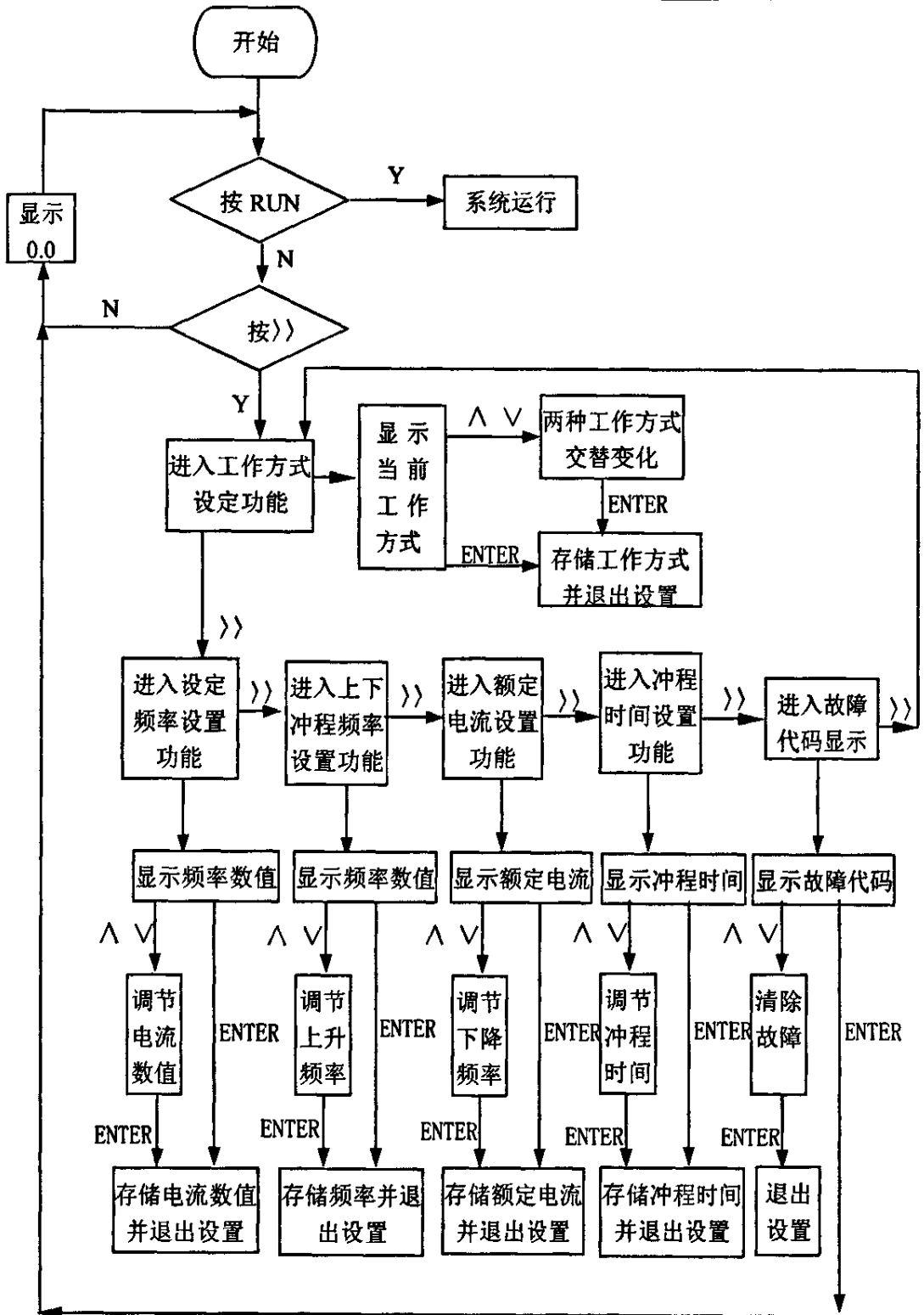


图 4-5 静态循环体键盘控制流程图

4.2.5 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,本章将主要从软件编程方面介绍 MC14489 如何实现数据的串行显示。

MC14489 的使能端 ENABLE (与单片机 87C196MC 的 P2.2 口连接): 低电平有效,当 ENABLE 处于无效的高状态,串行数据输入操作处于禁止状态。ENABLE 由高变低,允许数据信号在时钟脉冲的控制下传入 MC14489,然后 ENABLE 又变高。在 ENABLE 引脚由低变高的过程,如果数据与时钟引脚传输了八位数据,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,过三个字节被锁存在显示寄存器中。由此可见,当 ENABLE 信号结束时,数据被锁入配置寄存器,还是锁入显示寄存器中,是由 ENABLE 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 引脚由高到低时,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:

B5~B1: (BANK5~BANK1) 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:

C7C6=00: B5~B1 显示位都工作在 ND 模式。

C7C6=01, B5、B4 为 ND 模式, B3、B2、B1 为 CD 模式。

C7C6=10: B5、B4 为 CD 模式, B3、B2、B1 为 ND 模式。

C7C6=11: B5~B1 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。

$C_0=0$: 低功耗模式 (熄灭显示器); $C_0=1$, 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。

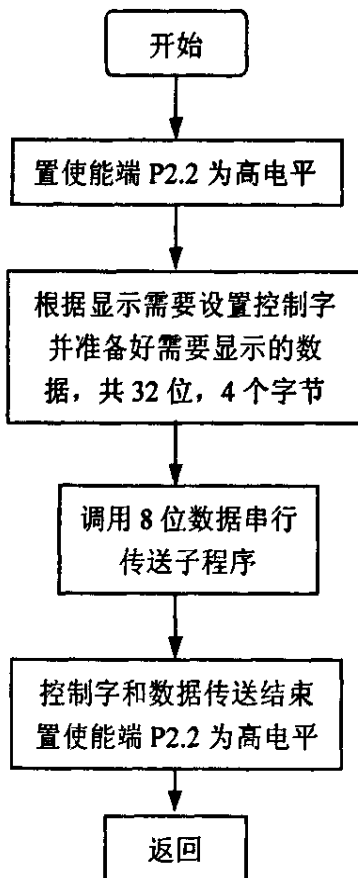
$D_{22}D_{21}D_{20}=000$: 所有小数点位 h 都无效。

$D_{22}D_{21}D_{20}=1\sim5$: 分别对应 B1~B5 的小数点位有效。

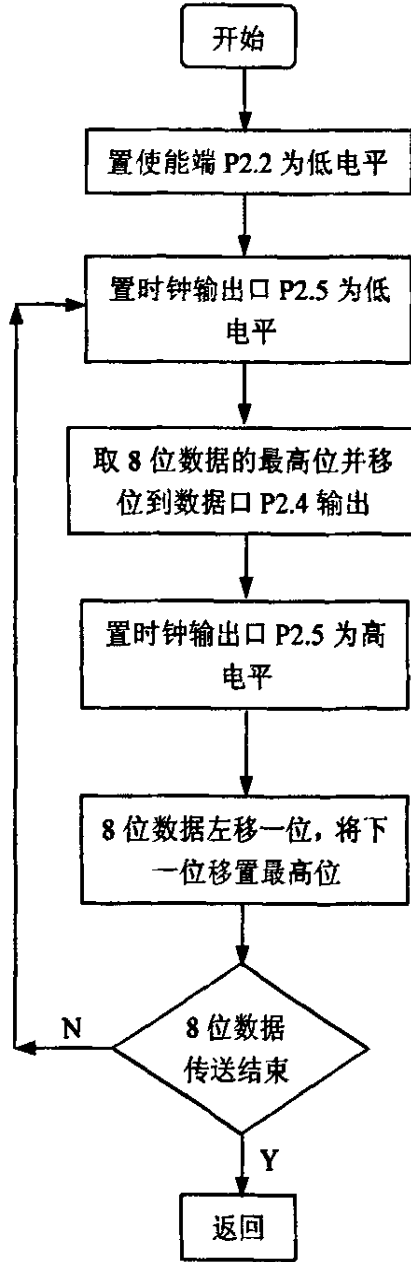
$D_{22}D_{21}D_{20}=110$: B2, B1 位小数点同时有效。

$D_{22}D_{21}D_{20}=111$: B5~B1 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 C7~C0 为 81H; 然后设置数据的最高四位, $D_{23}=1$: 点亮 LED; $D_{22}D_{21}D_{20}=010$: B2 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。在本设计中,我们使用了 87C196MC 单片机的三个标准 I/O 口(P2.2 口为 ENANBLE 使能信号发出端; P2.4 口为 DATA OUT 数据传送口; P2.5 口为 CLOCK 时钟发出端)模拟实现了单片机 87C196MC 与 MC14489 之间的数据串行显示,其中数据传送的具体流程如图 4-7(a)和(b)所示。



(a) 数据传送主流程图



(b) 8 位数据传送子程序流程图

图 4-7 串行数据传送程序流程图

图 4-7(a)为串行数据传送的主程序流程图, 在控制字和数据准备

好之前需要将使能端设置为高电平。图 4-7(b) 为 8 位数据传送子程序, 由于 MC14489 的传送规则需要从最高位传送, 因此每次需要传送的数据都需要移位到最高位。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, 才能正确完成传送。

4.2.6 冲程切换控制流程

游梁式抽油机在上、下冲程期间负载情况不同, 从节能角度考虑, 需要在游梁式抽油机上冲程和下冲程过程中根据负载轻重来切换变频器输出的频率, 以降低电压来降低损耗。本系统的工作方式 2 正是基于这一考虑而专门设计的以不同频率切换运行的上下冲程模式。由于各个抽油机的运行情况不一, 冲程周期也大不相同; 即便是同一台抽油机, 当配重改变或者电机转速改变等情况时, 周期也相应变化。因而对于每一台抽油机, 要在系统稳定之后进行冲程周期的检测, 以此周期为基准, 再随情况的变化进行动态调节, 使运行周期与当前的运行状态相吻合。这样才能对上、下冲程的运行时间做出较好的选择, 达到最优化的目的。

冲程切换控制的程序包含在软件定时器程序中, 如图 4-8 所示即为该程序片段的流程图: 系统在运行达到稳定之后(通过延时处理来实现), 检测到的接近开关信号(以下简称信号)才开始发挥作用; 开始检测到的信号作为计算冲程周期用, 但须注意的是, 由于单片机的处理速度很快, 可能还未等第一次的信号消失已经检测到了第二次, 所以要等抽油机离开接近开关之后, 再次检测到的信号才作为下一次检测到的信号, 两次信号中间所经过的时间就是冲程周期; 周期确定下来之后, 以后再检测到信号, 就会按照适当时间比例来分配周期使抽油机在上、下冲程切换运行在两种频率上。当然最好的方式是在上、

下冲程交替的两个点都进行检测，但是接近开关的安装非常不方便，因而实际应用中只利用了一个接近开关来实现交替：检测到接近开关信号变化一次频率，然后延时一段时间（上述的时间比例）再一次变化频率，一个周期中这两次的变化就实现了频率的交替。需要指出的是，为了运行平稳，频率从低到高或者从高到低变化时需要一个缓慢的过程，不能直接跳变到设定频率。冲程周期检测计算结束之后，在以后的运行当中，还可以使用键盘操作对该周期进行动态的调整以适应具体情况的变化。具体的操作过程如下：按下 $\left. \right\}$ 键查找到冲程周期调节功能，此时显示的是周期对应的十进制数（具体的时间通过定时器的频率、分频系数以及该十进制数来计算获得）；按 \wedge 、 \vee 键可以对该数进行调节，大、小对应时间的长、短；由于是动态调整参数，所以按下 ENTER 键后并不存储参数而是保存在暂存寄存器并返回当前的频率值显示，下一次使用冲程周期时，就调用新存入的冲程周期来运行，这样就可以根据需要随时可以做出调节而不影响系统的正常运行。

4.2.7 中点电压平衡控制流程

在第3章有关中点电位平衡调节硬件电路分析的基础上，本节主要介绍使用单片机如何根据测得的脉冲频率来改变开关管的导通时间从而达到控制中点电位平衡的目的。由第3章可知控制中使用的87C196MC单片机是专门用于电机控制的16位微控制器。该单片机的主要特点是内部具有三相波形发生器WFG。波形发生器WFG正是根据载频三角波比较法原理来产生PWM波的。因此，只要相应地改变波形发生器WFG中的比较缓冲寄存器COMP的值就能够改变PWM波的占空比从而改变变频器直流侧电容的充放电时间。实现的具体程序流程图如图4-9所示。程序开始后，在时间T内测取由直流侧电压偏差转换来

的脉冲的个数 N 并转化为 0000H~0FFFFH 之间的数字代码 Hd; 然后判断是否需要改变比较缓冲寄存器 COMP 的值, 从而改变输出 SPWM 波的

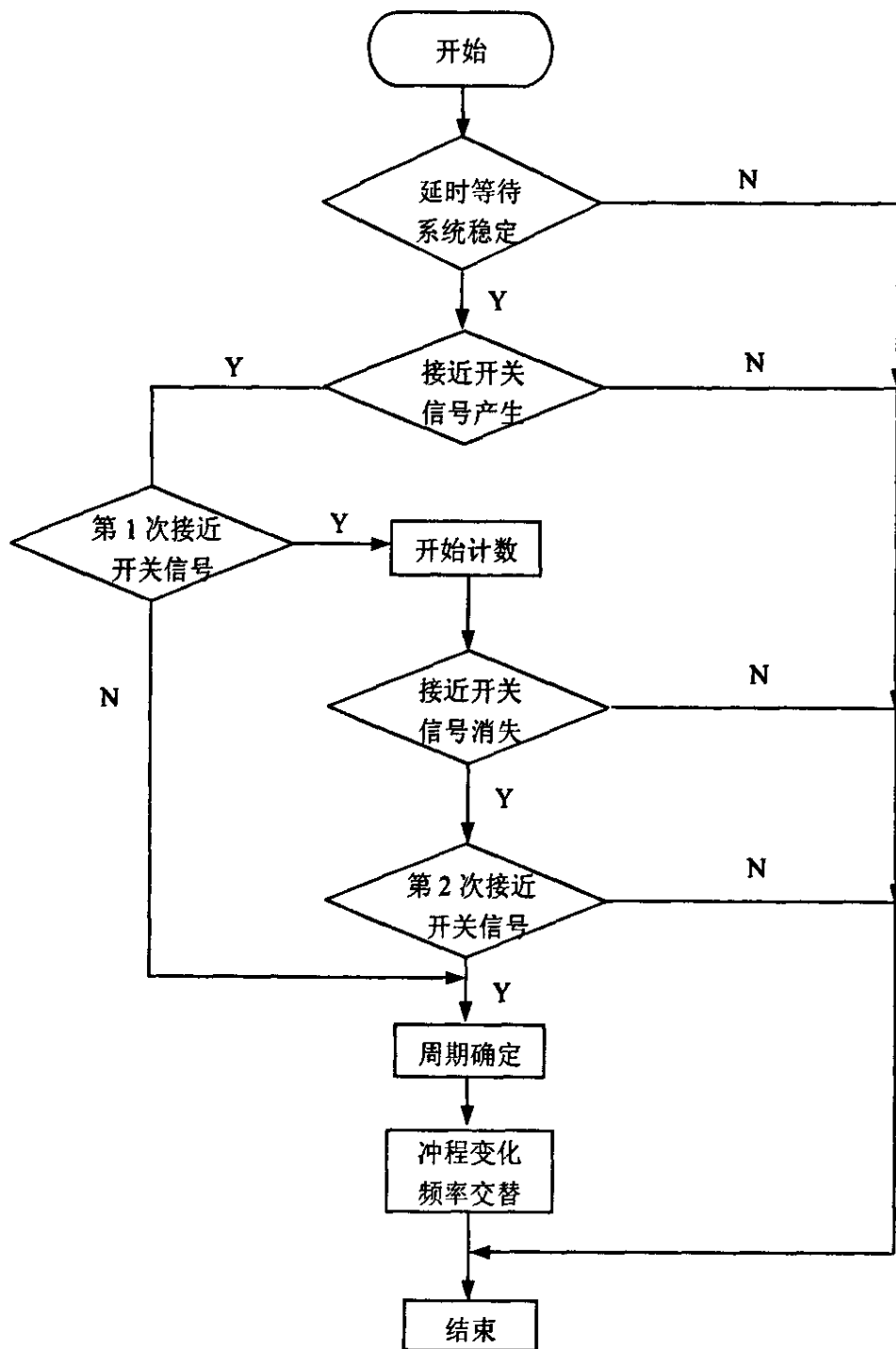


图 4-8 冲程变化控制流程图

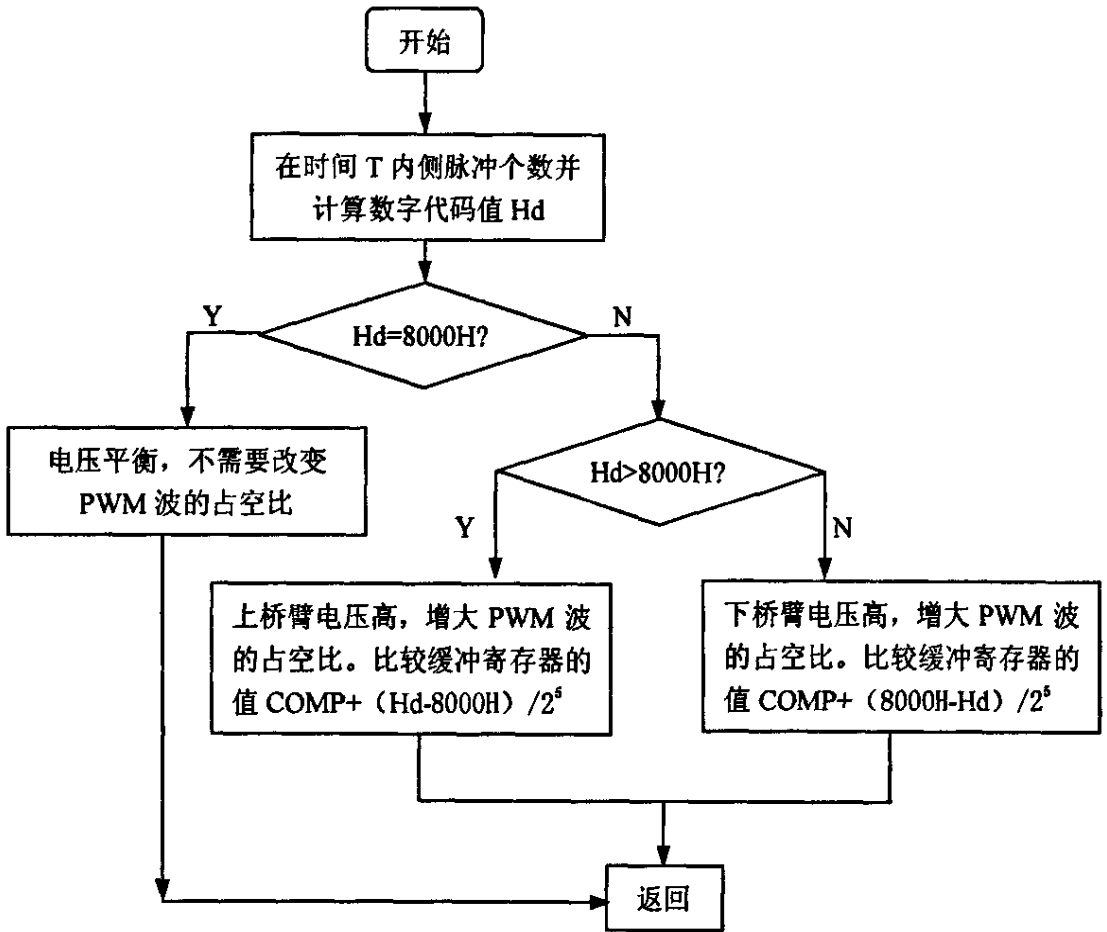


图 4-9 中点电压平衡控制流程图

占空比。根据一定时间内单片机测得的脉冲数 N 来改变 PWM 波的占空比的控制方法基于电机转速的 M 法测量原理。M 法测速是根据一定时间 T 内测量光电信号脉冲的个数 N 来确定转速的, 所以在固定时间 T 内测得的脉冲个数的多少就反映了转速的高低。因此, 基于这一基本原理提出了使用单片机实现软件“M 法”测量电压偏差的方法。设正负母线电压偏差 e 经 PI 运算和 U/f 转换器转换后的频率为 f , 单片机的软件定时时间为 T , 则单片机所测得的脉冲个数 $N = f \cdot T$, 所以在时间 T 一定的条件下, 电压偏差 e 的极性和大小, 决定了 PI 调节器输

出模拟电压的范围和大小, 该电压值越大, 对应的 f 值就越高, N 值也就越大。通过单片机的计算将脉冲个数 N 转换为 0000H~0FFFFH 之间的代码值 Hd。当 PI 的输出为最大值 10V 时, 对应的 U/f 转换器的输出频率为 f_{max} , 对应单片机所能转换的最大值代码 0FFFFH。由于 U/f 转换器的输出和输入呈线性关系, 所以单片机在每个周期 T 内计算得到的代码值 Hd 可以由下式来表示:

$$\frac{0\text{FFFFH}}{f_{max}} = \frac{Hd}{N/T}$$

$$Hd = \frac{0\text{FFFFH} \times T}{f_{max} \times N}$$

单片机将测得的代码值 Hd 与直流侧电压平衡时对应的代码 8000H 相比较, 将其差值作为补偿量加到比较缓冲寄存器中从而改变输 PWM 占空比, 对应关系如表 4-1 所示。

LM331 输出频率 f/kHz	代码值 Hd	补偿量
$f=f_0$	Hd=8000H	0
$f>f_0$	0FFFFH>Hd>8000H	$(Hd-8000H)/2^5$
$f<f_0$	$0<Hd<8000H$	$(8000H-Hd)/2^5$

表 4-1 电压平衡对应关系表

表 4-1 中将补偿量除以 2^5 是为了防止一次补偿量过大导致比较缓冲寄存器溢出。因此, 当上桥臂电压高, 需要增大 PWM 波的占空比, 比较缓冲寄存器的值为 $COMP+(Hd-8000H)/2^5$; 当下桥臂电压高, 需要增大 PWM 波的占空比, 比较缓冲寄存器的值为 $COMP+(8000H-Hd)/2^5$ 。

4.3 样机实验结果及实验波形分析

根据设计要求确定参数后, 对中点箝位式高压变频调速系统的实现方案设计了相应的电路, 主要包括: 87C196MC 单片机控制板、检

测与保护板、驱动板和电源板。使用印刷电路实验板搭建安装了中点箝位式中高压变频器的主电路实验样机，对其进行了调试和实验。

首先对单片机控制单元进行实验调试，确定能按照设计要求产生主电路功率开关 IGBT 的控制信号。如图 4-10 所示，示波器的通道 1 显示的为 WG1 口产生的 PWM 波；通道 2 显示的为单片机 P2.6 口产生的方波控制信号。按照第 2 章和第 3 章的相关分析，VT1 开关管的控制信号就应为 WG1 & P2.6，如图 4-11 所示；VT4 开关管的控制信号就应

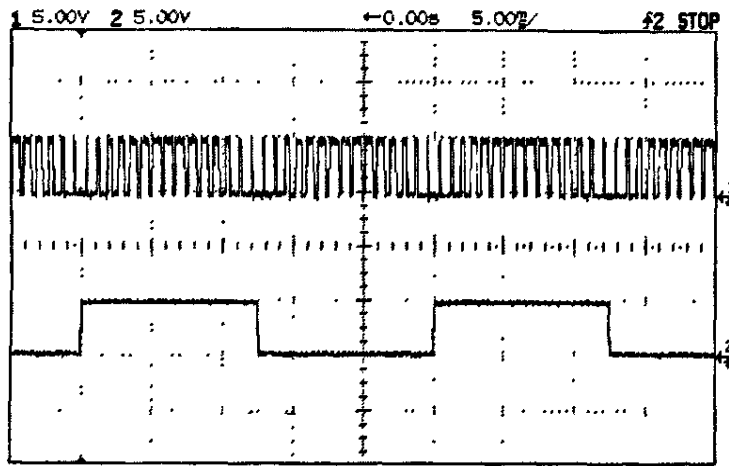


图 4-10 WG1 口和 P2.6 口的实验波形

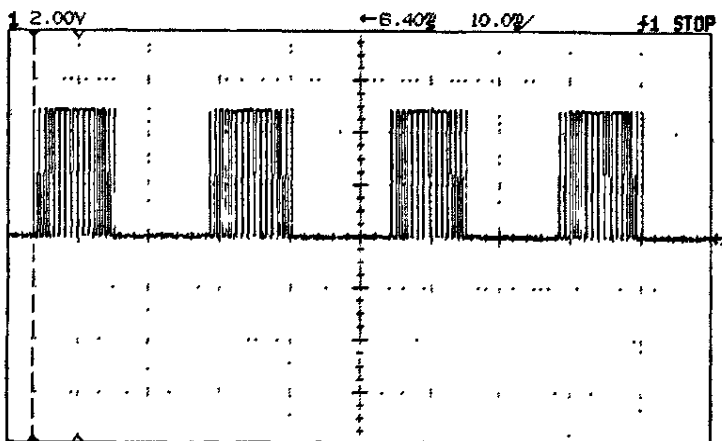


图 4-11 VT1 开关管的控制信号

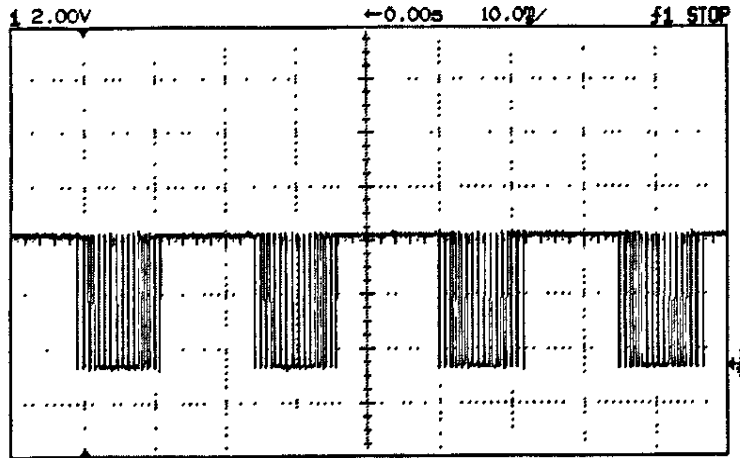


图 4-12 VT4 开关管的控制信号

为 $\overline{WG1} \& P2.6 + \overline{P2.6}$ ，如图 4-12 所示；同理，可以产生其他开关管的控制信号。从实验波形可以看出，实验结果与理论分析一致。

中点电压平衡控制能否实现直接决定了整个变频调速系统运行的可靠性和实用性。因此，首先对中点电压平衡控制的硬件电路和软件进行了实验并取得了成功。对 PI 调节器输出电压和 LM331 转换的脉冲信号频率进行实验，实际测得 U/f 对应关系如表 4-2 所示。根据表 4-2 测得的电压和频率值使用 MATALAB 绘制 LM331 压频转换曲线，如图 4-13 所示。从图中可以看出 LM331 对于本控制方法而言具有合适的线性度和频率范围。

电压 U/V	频率 f/kHz
0.05	0.045
0.5	0.632
1	1.354
2	2.361
4	4.554
5	5.651
8	8.993
10	11.7

表 4-2 电压频率对应关系

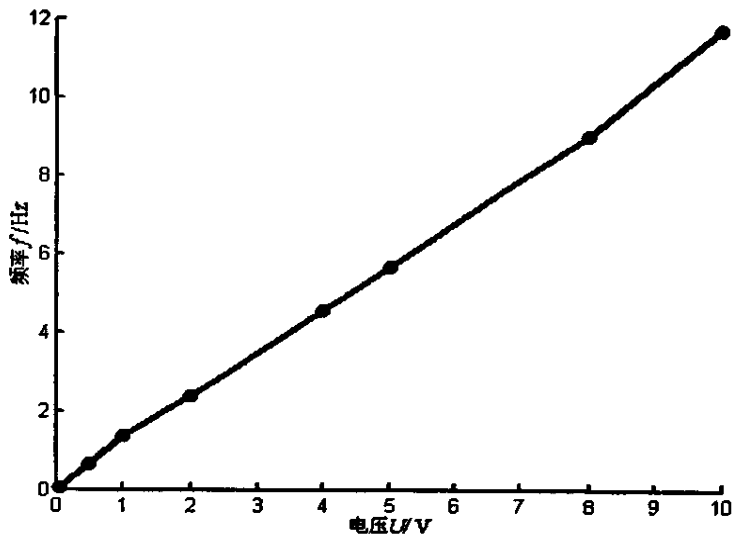


图 4-13 LM331 电压频率实验曲线

然后，在未采取中点电位平衡调节的情况下对中点箝位式中高压变频器进行了初步实验，实验波形如图 4-14 所示。从图中可以看出，当电压直流侧电压升高到 110V 时，变频器输出的正负母线电压就已经极不平衡，输出的相电压波形也极不对称。这样的 SPWM 波加在交流电机定子上，电机几乎不能运行。为此采用前面提出的压频转换式中点

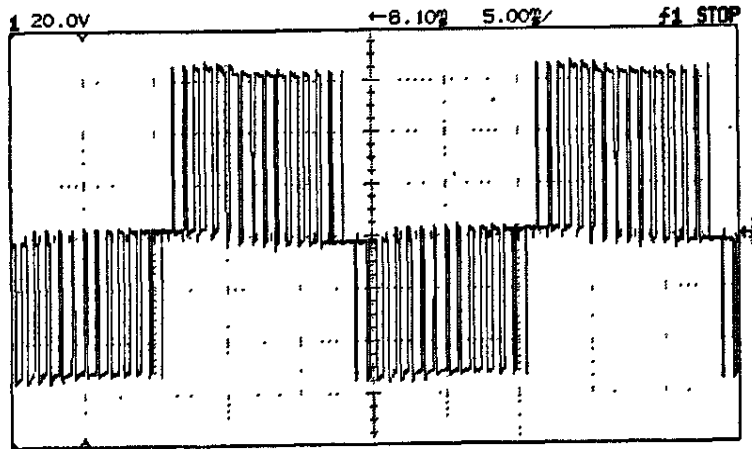


图 4-14 40Hz 补偿前的相电压波形

电压平衡方法,对 中点电压进行补偿校正,获得的相电压波形如图 4-15 所示,直流侧电压为 300V,从图上可以明显看出,补偿后相电压为完美的三电平并且没有出现直流侧电压不平衡的情况。从实验结果可以看出,本设计中所提出的检测直流侧电压偏差的压频转换式电压平衡控制方法,不受变流器输出的交流电压高低的影响和限制且实现简单

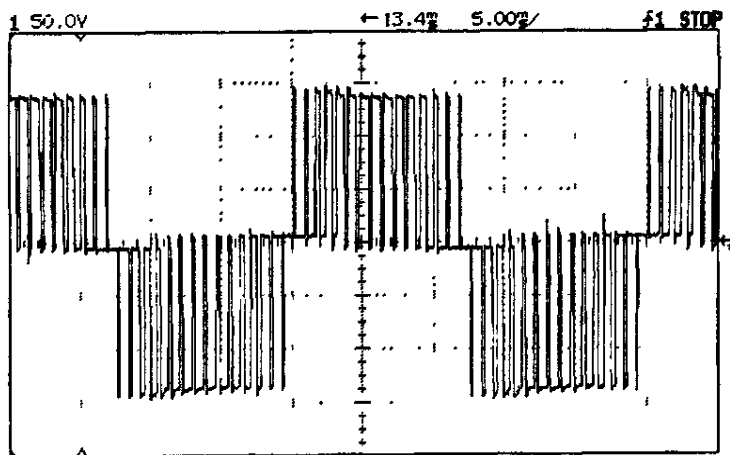


图 4-15 40Hz 补偿后的相电压波形

并不需要繁琐的编程和复杂的硬件电路,而且特别适合于单片机控制。

中点电压不平衡问题解决完成以后,就可以放心对整套变频调速装置进行升压和加载实验。由于使用的示波器探头能测量的电压峰值不能超过400V,因此对变频器的输出进行测量时先进行衰减,然后再使用示波器测量。图4-16为变频器输出的五电平阶梯波线电压,从图中可以看出,波形对称性好,不存在中点电压不平衡的问题。对电机进行空载和加载实验的实验波形如图4-17和图4-18所示。

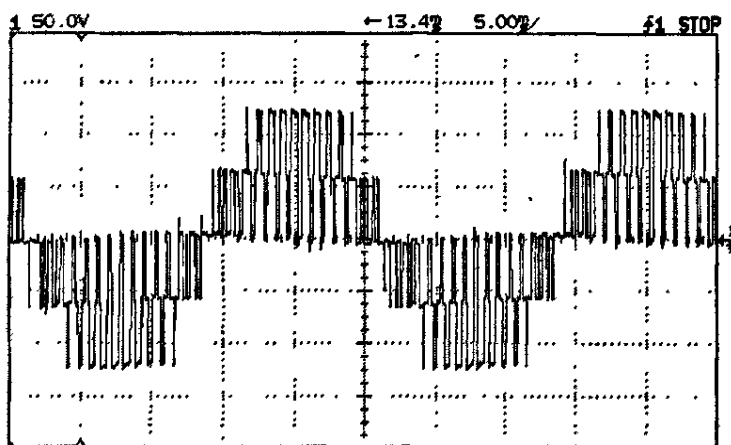


图 4-16 40Hz 线电压波形

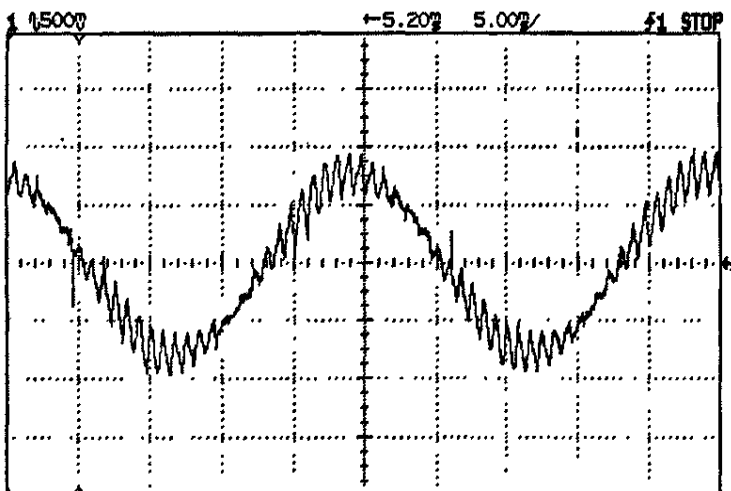


图 4-17 轻载时电机电流波形

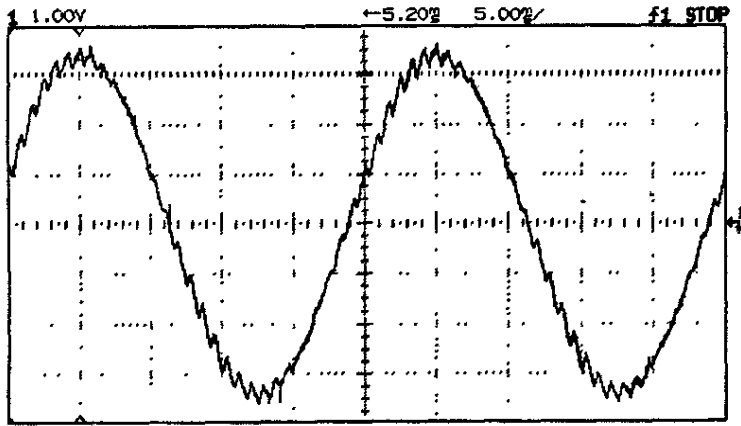


图 4-18 加载时电机电流波形

从实验结果可以明显看出电机电流波形的正弦性很好，谐波含量比较小，特别是加载的情况下，电机电流波形与正弦波非常接近。

变频器输出的电压和电流波形分析进一步证明了设计中提出方案的可行性，达到了预期的目标。该变频调速系统可以驱动电机稳定运转。

第5章 结论

中高压变频调速技术是目前国内外交流调速领域的研究热点之一,它与普通的交流调速相比,控制难度大,技术含量高。本课题在详细调研国内外中高压变频调速情况以及中高压调速装置的各种主电路拓扑结构基础上,针对现在油田上广泛使用的中高压大容量抽油机驱动电机以及抽油机驱动电机存在的电网侧功率因数低、“大马拉小车”和回馈能量处理等问题而提出来的。解决这些问题的方法通常采用电容补偿法,该方法只能小幅度地提高电机电网侧的功率因数,却不能解决电机倒发电回馈回电网的问题。目前解决上述问题最理想的方法是采用变频的思想,但是,如果利用现成的变频器的话,成本价格将会很高,难以被使用单位接受;而且,变频器的好多功能对于抽油机来说根本用不上,造成资源浪费。设计中以二极管中点箝位式三电平中高压大功率变频调速系统为研究对象,根据抽油机的具体问题针对性的开发系统功能,主要针对 SPWM 技术、控制策略、硬件设计、软件编写以及设备的实验调试等方面进行了理论分析和实验研究。

系统的主电路由整流电路和大功率器件 IGBT 组成的逆变电路两部分构成。整流电路采用二极管整流,输入电压与输入电流相比基本没有相位滞后,即使输入电流中含有谐波成分,输入回路总的功率因数总能保持较高。逆变主电路为中点箝位式三电平电路并结合 SPWM 控制方式,不仅满足了中高压电路的要求,解决了器件耐压问题,而且还可以大大减少输出电压中所含的谐波,使输出电流基本接近正弦波,对输出回路基波的功率因数基本没有影响。但是二极管整流使不平衡回馈能不能回馈回电网,直流侧如果不采取有效措施的话,电容的电压会一直升高。因而在系统的直流侧并联一个泵升电压消耗电路,只要

控制电路能够适时的切换,倒发电产生的能量就会消耗在此回路上。SPWM波的基波幅宽可以根据负荷信息控制,同时,由于逆变电路开管器件采用IGBT,可快速反应,使控制系统的输出电压及时跟踪载荷变化,从而解决了“大马拉小车”问题,不仅提高了电机电网侧的功率因数,而且还提高了抽油机的工作效率。

提高抽油机电机运行效率的方法基于电机的降压节能控制原理。异步电动机为感性负载,从电网中吸收一定数量的无功功率来维持主磁通和定、转子漏磁通来运行。在额定电压下轻载运行时的铁损和机械损耗与额定负荷时相差极小,在总损耗中占的比例较大,因此,运行效率较低。此时若降低输入电压,异步电动机的反电动势和主磁通均减少,激磁电流中的磁化电流随着铁芯饱和程度的下降而降低。负荷电流下降,而铁耗与输入端电压的平方成正比,铜损与磁化电流的平方成正比。抽油机运行时,电动机的输入电压随着抽油机井的载荷变化自行调节,即载荷小时电动机的输入电压下降,载荷大时电动机的输入电压升高。因此,降低输入电压,减少了电动机的损耗,提高了电动机的运行效率,同样能达到节能的目的。系统通过检测电机的负载电流确定其负载率,通过一定的算法确定当前的最佳运行电压。需要特别指出的是,文中提出的调压控制方式随着抽油机载荷的周期性变化,动态跟踪调节,这种控制方式尤其适合于抽油机这类的变负载运行工况,负载轻重不同,其对应的最佳点也不一样,只有通过实时动态跟踪调节,才能达到电机效率总是处于最佳工作状态。

综上所述,本课题主要完成的工作和创新点有:

- ① 实现了抽油机电机的软起动控制,既可以减小起动电流,又能加大起动转矩,降低抽油机对驱动电机额定容量的较高要求;

- ② 针对抽油机“大马拉小车”带来的功率因数和效率很低的问题, 通过实时跟踪抽油机的负载状况, 以动态调压的方式, 改善电机的工作状态, 提高工作效率, 实现了抽油机的降压节能动态控制;
 - ③ 吸收抽油机电机在倒发电期间所产生的不平衡电能;
 - ⑤ 针对抽油机上、下冲程负载的改变实现不同频率的更替;
 - ⑥ 针对影响二极管中点箝位式三电平逆变电路可靠运行的中点电压不平衡问题, 提出了一种新颖的压频转换方法, 通过实验证明此方法可以在剧烈的负载变动下很好的动态调节中点电压并确保其平衡;
 - ⑦ 由于单片机和 DSP 内置的两电平波形发生器无法直接实现三电平控制, 设计中将单片机与 PLD 相结合实现了三电平 PWM 控制;
- 该课题研究开发的抽油机中高压变频调速系统在直流侧达到 1700V 额定电压时能够可靠、稳定的运行, 各项技术指标能够满足设计的要求, 但是仍有一些需要完善的方面:

① 由于实验条件的限制, 本系统只是在实验室进行调试, 现场实际运行效果有待进一步实验, 以保证系统能够在恶劣的环境下可靠的运行。

② 样机虽然达到了用户要求, 然而保持、完善功能以及降低成本是进一步研究的方向。在今后的研究中, 可以考虑用 DSP 系列单片机来代替 Intel 系列 87C196MC 单片机以提高运算速度; 用 FLASH 存储器来代替 E²PROM 存储器增大程序、数据的存储容量, 加快存储、读取速度。

③ 系统在网络化方面还有待进一步完善, 如能够实现现场总线控制等。

总而言之，不论采用何种方法、何种器件、何种芯片，目的始终不变：提高功率因数、工作效率，节能降耗，降低成本，使系统装置最优化，朝着小型化、轻量化和多功能化的方向发展。

参 考 文 献

- [1] 周绍英, 储方杰. 交流调速系统. 北京: 机械工业出版社, 1996: 6~8, 14~20
- [2] 冬雷, 李永东. 交流调速技术的发展与应用. 电工技术杂志, 2002, 8: 1~3
- [3] 杜金城. 电气变频调速设计技术. 北京: 中国电力出版社, 2001: 1~7
- [4] 马小亮. 大功率风机、泵节能调速发展方向探讨. 电气传动, 1999, 29(1): 3~6
- [5] 马小亮. 大功率交-交变频调速矢量控制技术. 北京: 机械工业出版社, 1996: 66~82
- [6] 周志敏. 中压变频器主流技术发展动态. 能源技术, 2002, 23(5): 225~229
- [7] 刘力军. 变频器在各行业中的应用与选择. 电气时代, 2002, 11: 52~54
- [8] 薄保中等. 电力电子技术在抽油机电机节能中的应用前景. 节能, 2000, 3: 5~7
- [9] 萧南平. 对游梁式抽油机节能问题的探讨. 石油机械, 1997, 25(3): 41~43
- [10] 金锋. 抽油机节能研究. 油气田地面工程, 1998, 17(5): 1~4
- [11] 苏得胜. 游梁式抽油机节能机理综述. 石油机械, 2001, 29(5): 49~53
- [12] 李金华. 游梁式抽油机节能探讨. 油气田地面工程, 1999, 18(5): 5~12
- [13] 张加胜. 电力电子技术. 山东 东营: 石油大学出版社, 2001: 228~256
- [14] 严克宽, 张仲超. 电气工程和电力电子技术. 北京: 化学工业出版社, 2002: 178~182
- [15] 严克宽, 张仲超. 电气工程和电力电子技术. 北京: 化学工业出版社, 2002: 178~182
- [16] 王维平. 现代电力电子技术及应用. 南京: 东南大学出版设, 2001: 116~126
- [17] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术. 第3版. 北京: 机械工业出版社, 1993: 207~230
- [18] 吴守箴, 臧英杰. 电气传动的脉宽调制控制技术. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2003: 134~141
- [19] 任振辉, 刘增良, 刘军. 电气控制技术. 北京: 中国水利水电出版社, 2003: 30~34
- [20] 程汉湘, 文小玲, 李圣强. 高压变频器的实现方法研究. 电气传动自动化, 2000, 22(1): 7~10
- [21] 丁凯, 雏云屏, 王展等. 一种适用于高压大功率的新型混合二极管箝位级联多电平变换器. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 62~67

- [22] 刘文华, 宋强, 严干贵等. 采用 IGCT 电压型三电平逆变器的高压变频调速器. 电力系统自动化, 2002, 26(20): 61~65
- [23] 徐甫荣. 中高压变频器主电路拓扑结构的分析比较. 电气传动自动化, 2003, 25(4): 5~32
- [24] 程汉湘等. 高压变频器的实现方法研究. 电气传动自动化, 2000, 22(1): 7~10
- [25] 贾贵玺, 高跃, 许雪莹等. 中高压潜油电泵变频调速技术的研究与应用. 电气传动, 2001, 31(5): 42~44
- [26] 寇宗坤. 目前各种中压变频器方案的比较. 电气传动自动化, 2001, 9(2): 17~21
- [27] 康劲松, 陶生桂. 大功率三电平变流器中的能量回馈型吸收电路. 电力电子技术, 2002, 36(4): 3~11
- [28] 刘文华, 宋强, 严干贵等. 基于三电平中点箝位逆变器的高压变频调速器. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(3): 357~360
- [29] 韦立祥, 刘丛伟, 孙旭东等. 三电平变流器直流电压平衡控制方法. 清华大学学报(自然科学版), 2002, 42(9): 1204~1206
- [30] 陶生桂, 龚熙国, 袁登科. 三电平逆变器中点电位平衡电路的设计与仿真. 同济大学学报(自然科学版), 2005, 33(3): 395~399
- [31] 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94~97
- [32] 姚文熙, 吕征宇等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 92~96
- [33] 王广柱, 洪春梅. 多电平逆变器直流侧电容电压的平衡与控制. 电力系统自动化, 2002, 26(11): 23~27
- [34] 康劲松, 陶生桂. 城市轨道交通车辆辅助系统用 IGBT 三点式逆变器的研制. 同济大学学报, 2001, 29(2): 214~218
- [35] 何新霞, 张加胜, 王平. 电压型 PWM 可逆整流器建模与系统仿真. 石油大学学报(自然科学版), 1999, 23(3): 93~95
- [36] 孙涵芳. Intel 16 位单片机. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1995: 172~586
- [37] 刘润华, 刘立山. 模拟电子技术. 山东 东营: 石油大学出版社, 2001: 111~294
- [38] 清源计算机工作室. Protel 99 仿真与 PLD 设计. 北京: 机械工业出版社, 2000: 35~50

- [39] 范正翘. 电力传动与自动控制系统. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003: 180~121
- [40] 卢文科, 朱长纯, 方建安. 霍尔元件与电子检测应用电路. 北京: 中国电力出版社, 2005: 16~20
- [41] Y. H. Lee. A Novel PWM Scheme for A Three-level Voltage Source Inverter with GTO Thyristor. *IEEE Trans. Power Electron*, March. 1996, 32(2): 260~2681
- [42] H.T.Mouton. Natural Balancing of Three-level Neutral-point-clamped PWM Inverters. *Trans. Power Electron*, October 2002, 49(5): 1017~10251
- [43] Bum-Seok Suh, Dong-Seok Hyun. New N-level High Voltage Inversion System. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Feb. 1997, 44(1): 107~115

致 谢

本论文的完成得到了导师张加胜教授的悉心指导。无论是论文选题、理论分析，还是系统的方案制定、实验调试等诸多方面，张教授都给予了大量的指导。张教授治学严谨、工作认真、务实求新的态度以及三年来对我不懈的教导和耐心的帮助，都使我受益匪浅。在此，谨向张加胜教授表示深深的感谢。

在系统控制柜的安装调试方面，黄健老师给予了大量帮助，我也从中学到了很多东西，在此表示由衷的感谢。另外，在学习与做课题期间，还得到了师兄张磊、冯兴田和潘大伟以及师弟师妹们的热情帮助，并在实验室建立了深厚的友谊、营造了良好的学术氛围。在此也对他们表示感谢。

个人简历、在学期间的研究成果

作者：刘 静

性别：女

出生年月：1979 年 5 月

籍贯：山东省东营市利津县

本科学校：中国石油大学(华东)

本科专业：电气工程及其自动化

本科就读时间：1999 年 9 月~2003 年 7 月

毕业院校：中国石油大学(华东)

硕士专业：控制理论与控制工程

硕士就读时间：2003 年 9 月~2006 年 4 月

在校期间发表论文：

- [1] 刘 静, 张加胜. 三电平变流器的压频转换式中点电位平衡方法研究. 电气电子教学学报, 2005
- [2] 刘 静, 张加胜, 冯兴田. 游梁式抽油机专用中压变频器的设计. 变频器世界, 2006
- [3] 张加胜, 刘 静, 张 磊. 三电平逆变器的直流侧电压平衡新方法. 石油大学学报(自然版), 2006
- [4] 冯兴田, 刘 静. 双向开关斩波式 PWM 交流调压系统研究与应用. 变频器世界, 2006