



第8章 变频电源原理与应用

8.1 变频电源

8.2 变频电源的硬件电路设计

8.3 系统软件设计

8.4 变频技术在交流调压中的应用研究

8.5 大功率中压变频技术及其对负载的影响

8.6 实现电动机带载启动的交/交变频技术



8.1 变频电源

8.1.1 变频电源技术

变频电源在人们的生产、生活和科研中发挥着重要的作用。所谓变频，就是将直流或固定频率交流输入转变为频率可变的交流输出。随着工业生产需求和科学技术的发展，变频电源在多个领域内的应用越来越广泛，不同场合对变频电源的要求也越来越高，这也促进了变频电源的飞速发展。

变频技术的发展源于对交流异步电机的调速。如今变频技术已经不再局限于对电机的调速应用上，越来越多地应用在测控仪器、精密功率电源、家用电器等领域中。





变频电源的发展是建立在电力电子器件与电力电子技术不断进步的基础之上的。随着新型电力电子器件的不断涌现，变频技术获得了飞速的发展。从变频器的发展需要出发，大功率电力电子器件作为开关器件，其研究和应用为变频技术打下了坚实的基础。这种开关器件具有优良的特性，在正常开通状态下通流容量大，导通压降小；在正常关断情况下，能承受高电压，漏电流小；在正常的开关状态下，开通与关断时间短，即开关频率高，而且能承受高的 du/dt ；有全控功能、寿命长、结构紧凑、体积小、散热性能良好等优点。





早期的开关器件主要是晶体管SCR，其开关频率低，属于半控器件，主要采用脉幅调制。它有许多缺点：谐波大、功率因数低、转速脉动大、动态响应慢以及线路复杂。为了使晶体管具有关断能力，后来推出了门极关断晶体管GTO，但是其关断控制较易失败，工作频率也不够高，因此迅速被随之发展起来的大功率晶体管GTR所代替。GTR也有其不足之处，由于是用电流信号进行驱动的，所需驱动功率较大，驱动系统比较复杂，工作频率难以提高。功率场效应晶体管MOSFET的出现很好地解决了以上问题，它用电压信号控制开通与关断，开关频率也较高。绝缘栅双极晶体管IGBT是MOSFET和GTR相结合的产物，其控制部分与场效应晶体管相同，电压控制，输入阻抗很高，而主电路部分则与GTR相同，因此击穿电压与击穿电流很高，非常适宜用于功率开关。近年来，又出现了智能功率模块IPM等模块化产品，为电源产品的设计和应用提供了极大的方便。





8.1.2 实现VVVF的基本调制方法

变频电源的发展始终伴随着变压过程，因此通常也称为变频变压电源，即VVVF(Variable Voltage Variable Frequency)电源。当输入为直流电时，又可称为逆变电源，即将直流电逆变成为幅频可调的交流电。

实现VVVF的基本调制方法有两种。第一种方法称为脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation)，简称PAM方式。该方法把VV与VF的过程分开完成，在对交流电整流的同时进行相控调压，而后逆变为可调频率的交流电，或者是把交流电整流为直流电之后用斩波器调压，然后再将直流逆变为可调频率的交流电。第二种方法称为脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation)，简称PWM方式。该方法是将VV与VF集中于逆变器一起完成的，即前部为不可控整流器，中间产生恒定直流电压，最后由逆变器完成变频变压过程。





1. 脉幅调制(PAM)

脉幅调制过程如图8-1所示。由于逆变所得交流电压的幅值等于前级直流电压值，因此实现变频又变压最简单的方法便是在调节频率的同时也调节前级直流电压。设 f_N 为调制前的频率， T_N 为调制前的周期， U_{DN} 为调制前的直流电压，调制前逆变电路的输出电压波形如图8-1(a)所示。根据脉幅调制规则，则可以得到调制后逆变电路的输出电压波形如图8-1(b)所示，其中， f_X 为调制后的频率， T_X 为调制后的周期， U_{DX} 为调制后的直流电压。

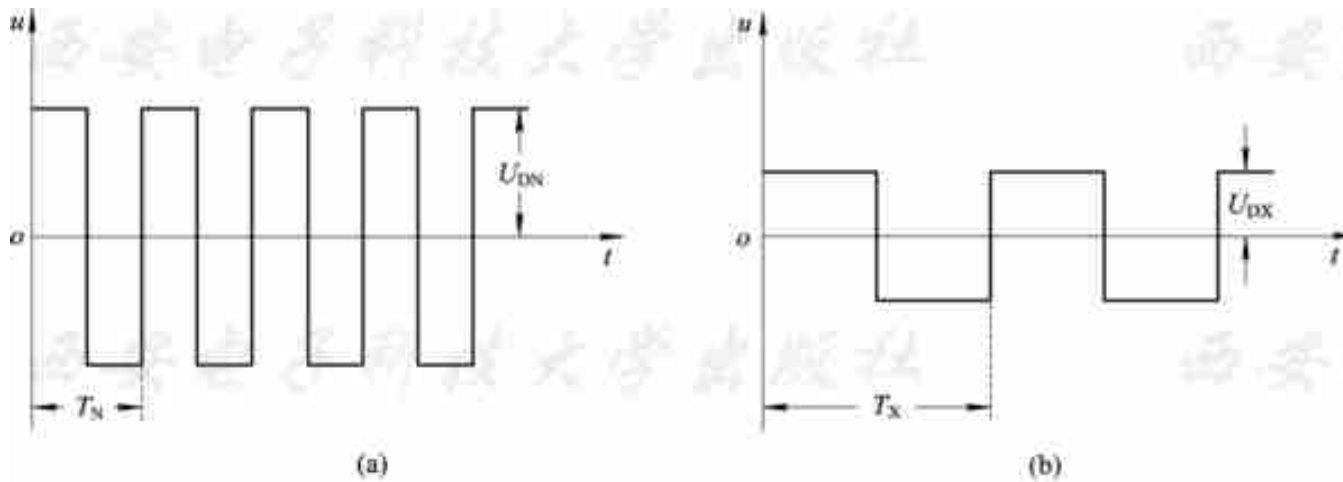


图8-1 脉幅调制前后的输出电压波形
(a) 调制前； (b) 调制后





VVVF控制技术发展的早期均采用PAM方式，由于当时的半导体器件主要是以普通晶闸管为主，其开关频率不高，属于半控器件，因此逆变电路输出的交流电压波形只能是方波。而要使方波电压的有效值随输出频率的变化而改变，只能靠改变方波的幅值，即只能依靠前面的环节来改变逆变电路前级直流电压的大小。因此，变频电源在采用PAM方式的时候，需要同时调节整流和逆变两个部分，并且两者之间还必须满足一定的关系，故其控制电路比较复杂。这种方法现在较少使用。





2. 脉宽调制(PWM)

脉宽调制过程如图8-2所示。如果将每半个周期内输出电压的波形分割成若干个脉冲波，每个脉冲的宽度为 t_1 ，每两个脉冲间隔宽度为 t_2 ，则脉冲的占空比为 $t_1/(t_1+t_2)$ ，由此可以看出电压的平均值与占空比成正比。所以在调节频率时，不改变直流电压的幅值，而是改变输出电压脉冲的占空比，这样便可以实现变频变压的效果。

脉宽调制技术只需要对逆变电路按照占空比规律进行控制便可以实现，控制电路较为简单，功率因数较高，同时又能克服PAM法的缺点。

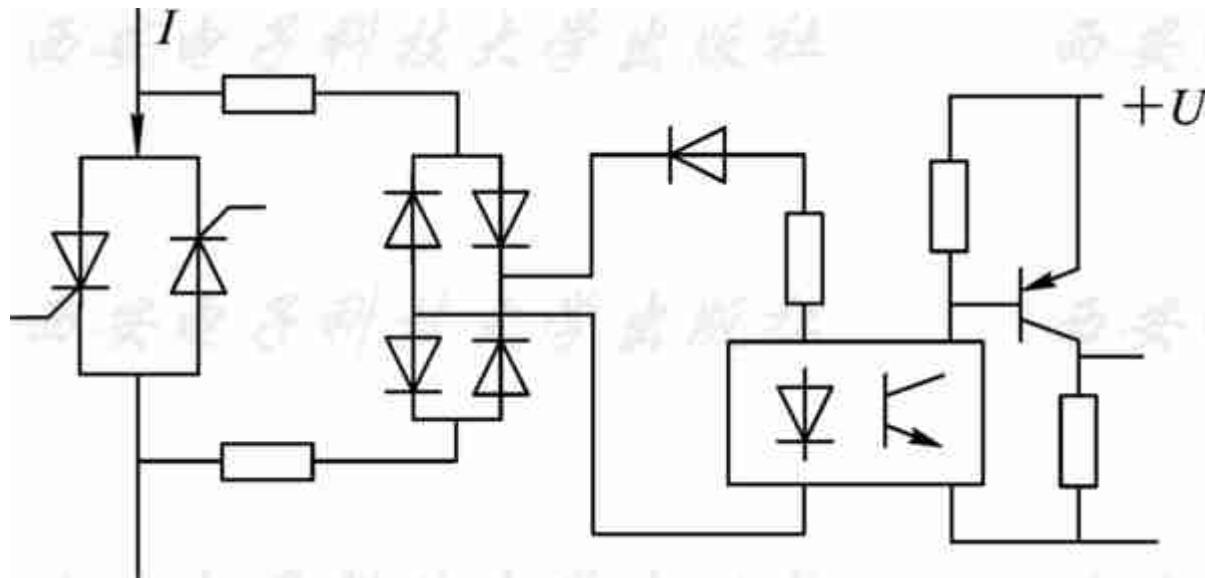


图8-2 脉宽调制前后的输出电压波形
(a) 调制前； (b) 调制后





以上两种基本的调制方式，无论是PAM还是PWM，其输出电压和电流的波形都是非正弦波，具有许多高次谐波成分。为了得到正弦波输出，人们又开发了多种改进的脉宽调制PWM方法，归纳起来改进的脉宽调制方法主要有：自然采样SPWM、载波调制SPWM、谐波注入式PWM、最优PWM、开关损耗最小PWM、特定谐波消除PWM和跟踪型PWM等等。其中，SPWM和特定谐波消除PWM以它们独特的优点得到了广泛应用。本书涉及的系统输入为低压直流电，而其输出要求为波形失真小的正弦波，属于正弦波逆变变频电源范畴。根据设计要求，针对驱动对象选择了自然采样SPWM和载波调制SPWM两种调制方式。有关内容请参考其他文献。





8.1.3 谐振型开关电路

为了解决PWM技术需要提高开关频率以及降低开关器件损耗二者之间的矛盾，人们又进一步提出了谐振型开关电路。通过谐振、准谐振和多谐振等相关技术，大大降低了开关损耗和噪声。但谐振型开关电路中的开关器件所承受的电压和电流为相应的PWM电路的2~3倍，而且主电路电压和电流均为正弦，使环路损耗大幅度提高，使用受到限制。近年来提出的软开关PWM型电路则结合了传统的PWM型和谐振型二者的优点，它通过某种谐振技术来软化开关的动作过程，当开关动作完成以后又回到PWM工作方式，所以它能够在不提高开关耐压量的基础上大大降低开关损耗。





谐振型开关电源是新型开关电源的发展方向。它利用谐振电路产生正弦波，在正弦波过零时切换开关管，从而大大提高了开关管的控制能力，减小了电源体积，同时也使得电源谐波成分大为降低，开关元件的频率得到大幅度提高。

PWM一般只能达到几百千赫兹，而谐振开关电源可以达到1 MHz以上。普通传统开关电源的功率因数在0.6~0.8之间，而谐振型开关电源结合功率因数补偿技术，功率因数可以达到0.95以上甚至接近于1，从而大大抑制了对电网的污染。





这种开关电源又分为零电流开关ZCS和零电压开关ZVS。ZCS即开关管在零电流时关断，ZVS即开关管在零电压时关断。在脉冲调制电路中，加入 LC 谐振电路，使得流过开关的电流及管子两端的压降为准正弦波。在ZCS中， L_r 、 C_r 构成的谐振电路中通过 L_r 的谐振电流通过开关 S ，可以控制开关在电流过零时进行切换。这个谐振电路的电流是正弦波，而电压 U_S 为矩形波。在ZVS中， L_r 、 C_r 构成的谐振电路中的 C_r 端谐振电压并联到开关 S ，可以控制开关在电压过零时进行切换。这个谐振电路的电压是正弦波，而电流 I_S 接近矩形波。以上两种电路，由于开关切换时电流、电压重叠区很小，因此切换功率也很小。





8.1.4 逆变器的控制

在控制方式上，逆变电源控制从最早的开环控制发展到输出电压瞬时值反馈控制，由模拟控制逐渐发展到了数字控制，从而大幅度提高了电源系统的性能。早期电源的闭环控制系统是由模拟电路来完成的，由于模拟电路的零漂和稳定性，使得输出电压的调节精度和稳定性受到了限制。随着微电子技术和超大规模集成电路的发展以及单片机和DSP等的出现，输出电压的闭环调节实现了数字化。数字闭环控制器精度提高，克服了模拟电路零漂的影响，可以明显提高电源的精度和稳定度，现在一片芯片即可完成PWM信号及闭环控制的计算，同时还可以对电源的状态进行监控和故障处理，从而成为现代变频电源的主流。





逆变器的控制一般采用反馈控制，同时控制方法由模拟控制方式转变为数字控制方式也是一种趋势。在正弦波逆变电源数字化控制方式中，目前国内外研究的比较多的主要有数字PID控制、无差拍控制、状态反馈控制、重复控制、滑模变结构控制、模糊控制以及神经网络控制等。





8.2 变频电源的硬件电路设计

8.2.1 变频电源设计要点

在变频电源设计中，利用微控制器取代专用集成电路，可以使得系统更具智能化，设计更加灵活，并且易于更新，缩短了设计周期和升级周期。数字化技术使得更多的复杂控制得以实现，大大简化了硬件，降低了成本，提高了控制精度，而自诊断功能和自调试功能的实现又进一步提高了系统的可靠性，节约了大量的人力和时间。数字化变频电源具有模拟变频电源无可比拟的优点。微机运算速度的提高和存储器的大容量化，将进一步促进数字控制系统取代模拟控制系统，使数字化变频电源已成为该领域发展的主流方向。因此，本设计采用以DSP为核心的数字变频技术。





设计的变频电源要求其前置输入为12 V直流源，要求输出能够提供电压峰值在12 V到300 V可变、频率在20 Hz~5 kHz之间能够连续可变的波形失真较小的正弦波电压，要求输出电流不超过0.5 A。根据上述条件和设计要求，所设计的变频电源的结构框图如图8-3所示。

整个系统主要有四个模块构成，分别是升压模块、逆变模块、滤波模块和控制模块。第一级为DC/DC升压模块，它将12 V低压直流电转换成系统所需要的12~300 V幅值可调直流电压；第二级为逆变模块，通过全桥逆变电路将前级高压直流信号转换为交流合成脉宽调制波；第三级为滤波模块，其作用是通过滤除前级脉宽调制波中的谐波成分，将其还原为正弦波。整个系统通过以TI公司的最新DSP微控制器芯片TMS320F2812为核心的控制模块进行检测与控制。除此以外，还有隔离驱动电路、闭环电压采样电路、显示电路等必要的外围电路。



图8-3 变频电源的结构框图





8.2.2 DC/DC升压模块设计要求

从低压直流到高压交流的转换必定要设计升压方案。在电源设计的过程中，从不同角度考虑了多种升压方案。由于升压环节所处位置不同，因此主要考虑了前置升压和后置升压两种方法。所谓前置升压，就是将升压环节放在逆变环节之前，先对输入的12 V低压直流电进行DC/DC转换，升至所需较高直流电压，将此高压直流作为后续逆变电路的输入，对此高压直流电进行逆变，经过滤波后直接得到所需要的高压正弦交流电。所谓后置升压，就是将升压环节放在逆变、滤波环节之后，即先对热电发电机输入的12 V低压直流电进行逆变、滤波，得到的是低压正弦交流电，然后对该信号进行交流升压，得到所需的正弦交流电输出。





8.2.3 不同升压方案的原理及分析

首先分析后置升压，其升压环节输入为滤波器输出的低压交流正弦波，交流升压通常采用的方法为线圈升压或压电变压器升压。由于系统要求输出的频率为20 Hz~5 kHz的宽频输出，因此如果采用线圈升压，属于低频升压，升压线圈体积将会比较庞大，并且设计也较复杂，使得电源设计失去应用价值。而采用压电升压器也无法实现，因为压电变压器仅在谐振频率附近能够实现较好的升压效果，而且对于不同的压电升压器，随着其形状、大小等不同，其谐振频率会有较大差异，而在其他频率的升压效果很不理想。另外压电升压器的输出电压随负载的变化波动较大，难以实现精确控制。因此后置升压方案不可行。





前置升压实际上是直流DC/DC升压，也就是将升压环节放在整个电源系统的最前端，首先通过直流变换器实现直流升压，然后再逆变、滤波。直流变换器按输入与输出间是否有电气隔离分为两类：没有电气隔离的称为不隔离直流变换器；有电气隔离的称为隔离直流变换器。其中不隔离直流变换器主要是采用升压式(Boost)直流变换电路。其电路原理图如图8-4所示。



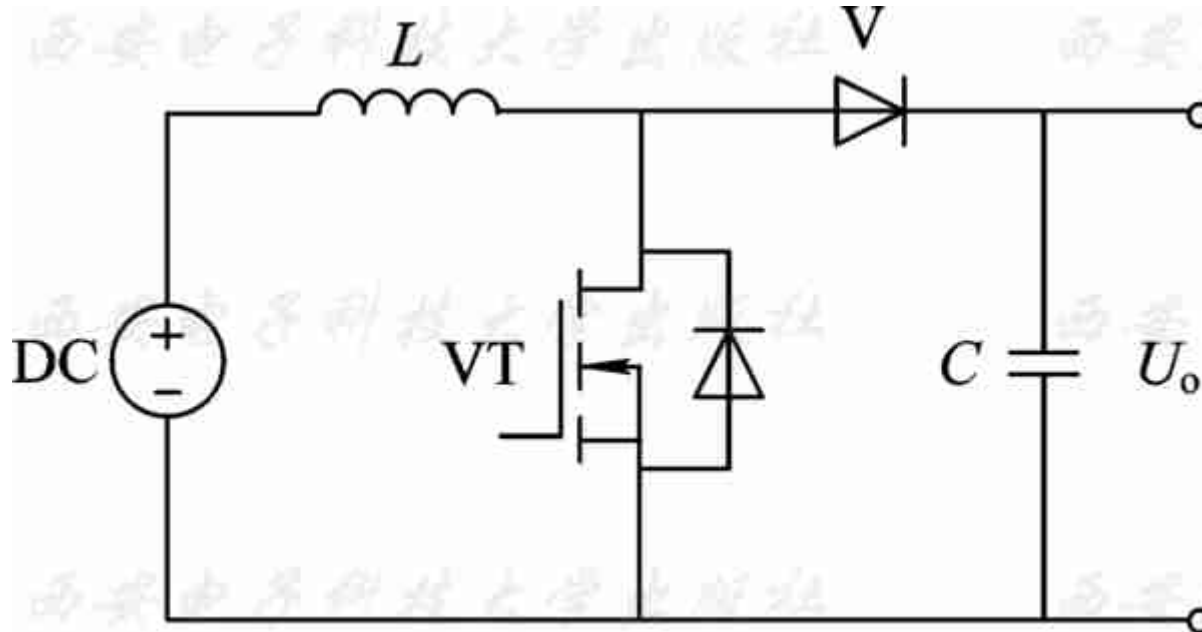


图8-4 Boost直流变换电路原理图





整个电路由功率开关管VT、储能电感L、二极管V及滤波电容C组成。当电路不工作时，功率晶体管VT处于截止状态，二极管V导通，前端直流电源通过电感和二极管向电容充电，并且向负载提供自身电压的直流电。当整个电路处于工作状态时，外界对晶体管VT的控制端(栅极)加载周期性方波，晶体管VT便处于导通与截止的不断交替状态。当VT导通时，前端直流电源向电感L储能，电感电流增加，感应电动势为左正右负，负载由电容C供电；当VT截止时，电感电流减小，感应电动势为左负右正，电感中能量释放，与输入电压顺极性叠加经二极管V向负载供电，并同时向电容充电。功率管的高频开关使得电感发生强大的电磁感应，从而产生高压，经电容稳压输出成高压直流。其输出电压平均值将超过前端直流电压。Boost DC/DC变换器的输出电压值与晶体开关管栅极控制方波的占空比成反比，调节方波占空比便可以实现调压。





由于电源的特殊应用背景和驱动对象，设计过程必须考虑到变换效率、体积、复杂度、可靠性、功率等因素。由于前置低压电源功率非常有限，因此电源的变换效率需要尽可能的高，电路中的损耗尽可能的小；作为实用电源，体积要尽可能的小，可靠性要高，尽可能简单；由于驱动对象为电压型器件，因此功率较低，电流较小。综合考虑上述因素，在分析了各种升压方案后，考虑到反激型直流变换电路适合于小功率开关电源，本设计选用反激式直流变换电路来完成前置DC/DC升压。

变换电路中一般都有两种工作模式：电流连续和电流断续。由于电流断续输出电压与负载有关，为使电源输出不受负载影响，以下讨论以电流连续为基础。



单管反激型开关电源变换器电路如图8-5所示，当功率晶体管VT导通时，高频变压器TC的原边将电源提供的电能转化为磁能存储起来，其电压极性为上正下负，与之对应的高频变压器TC的负边电压为上负下正，此时整流二极管V承受的是反向偏置电压，故不导通，负载R上的电流是靠输出电容C的放电电流来提供；而在晶体管VT受控截止时，高频变压器TC的原副边电压极性改变，整流二极管V由反偏变为正偏导通，高频变压器TC将原先存储的磁能转变为电能，通过整流二极管向负载供电和向输出电容C充电。由此可以看出变压器工作于储能—放电—储能—放电这样一个工作过程，即变压器起着储能元件的作用。电源的输出电压一方面与线圈匝数比有关，另一方面还与开关周期和占空比有关，因此可以通过改变控制电路输出方波的占空比来调节输出电压值。反激型开关电源变换电路结构简单，元器件少，成本低，广泛适用于几瓦至几十瓦的小功率开关电源中。



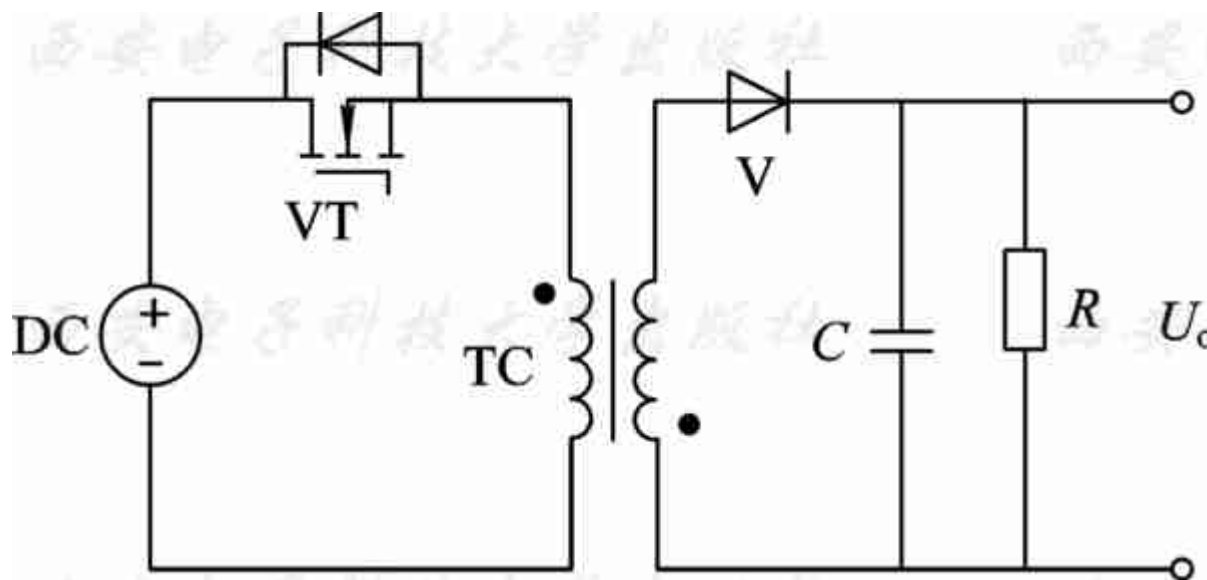


图8-5 单管反激型DC/DC变换电路





反激电路中的变压器起着储能元件的作用，可以看做是一对相互耦合的电感。工作过程是：VT开通后，V处于断态，初级绕组的电流线性增长，电感储能增加；VT关断后，初级绕组的电流被切断，变压器中的磁场能量通过次级绕组和V向输出端释放。

在电流连续模式中，当VT开通时，次级绕组中的电流尚未下降到零，VT所承受电压的表达式为

$$u_{VT} = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o \quad (8-1)$$





式中， U_o 、 U_i 分别表示输出和输入电压； N_1 、 N_2 分别表示变压器初级和次级匝数。在电流断续模式中，在VT开通前，次级绕组中的电流已经下降到零，输出电压高于电流连续模式，并随负载减小而升高，在负载为零的极限情况下，输出电压与输入电压的关系是

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{OFF}}} \quad (8-2)$$

式中， T_{ON} 、 T_{OFF} 分别表示开关管开通时间和关断时间。反激电路不应工作于负载开路状态。





8.2.4 反激直流升压电路设计

在采用反激式直流变换电路来实现前置升压时，设计重点就是电路中的高频变压器。由于在反激式直流变换电路中变压器升压线圈的作用也相当于一个储能电感，与其他升压电路有差别，因此设计方法也不尽相同。在脉冲功率变压器设计中应该考虑的通用问题也同样适用反激式电路，这些问题主要包括变压器的瞬态饱和、集肤效应、绕组的漏感等。变压器的设计步骤如下。





1. 功率开关管的耐压值选择依据

在反激式直流变换电路中，当功率管关断的时候，其两端电压值 U_{VT} 为

$$U_{VT} = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o \quad (8-3)$$

其中， U_i 为直流输入端电压； U_o 为输出端电压； N_1 、 N_2 分别是原、副边匝数，此时为未知量。本文设计中 U_i 为12 V， U_o 最大为300 V， N_1/N_2 为变压器变压比 k 。





2. 计算变压器的变压比

设变压器变压比为 k ，由式(8-3)可知其应满足

$$k \leq \frac{U_{\text{smax}} - U_{\text{imax}}}{U_o} \quad (8-4)$$

式中， U_{imax} 是输入直流电压最大值； U_o 为输出电压； U_{smax} 是开关工作时允许承受的最大电压，该电压应该低于所选开关器件的耐压值并留一定裕量。根据以上两个公式，本设计选择变压器变压比为1：50。





3. 电路工作时的最大占空比

由反激式直流变换电路原理可知，当输出电流最大、输入直流电压最小时，开关的占空比达到最大。假设反激式电路处于电流临界连续工作模式，则电路工作时的最大占空比为

$$D_{\max} = \frac{kU_o}{kU_o + U_{i\max}} \quad (8-5)$$





在选取导线线径时，主要依据流过绕组电流的峰值和有效值，根据漆包线标称直径及考虑集肤效应选定导线直径。本设计中变压器设计功率不超过150 W，经过计算得到各个参数值。在开关管的选择上，选用了功率场效应管 MOSFET，型号选择主要依据是：MOSFET的最大电流值应大于原边电路电流峰值，并留一定裕量；最大耐压值要求应大于电路中开关管两端关断电压峰值；并且导通电阻小，开关频率高，体积小。对于二极管，则要求有较低的导通压降，允许通过的最大电流大于副边电路的电流峰值，并留有一定裕量。





整个电源的调压功能由直流升压变换电路来实现。如前所述，反激式直流变换电路的输出电压与变压器的升压比和激励方波占空比 D 有如下关系：

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \quad (8-6)$$

当变压器设计完成后，其升压比便是一个固定值，因此只能通过控制开关管改变变压器一侧激励方波的占空比来实现调压。电源系统由DSP控制器根据所需电压，产生相应占空比的方波控制开关管的通断，从而在输出侧得到不同的直流电压，然后对其进行逆变，从而实现变频电源的调压功能。





8.2.5 DC/AC逆变模块设计

1. 逆变模块主电路结构

逆变模块的主要作用是将前一环节得到的高压直流电转变为交流电。DC/AC逆变模块的主电路结构如图8-6所示，该电路为单相全桥式逆变电路，将前置升压模块所得到高压直流逆变为合成脉宽调制波。



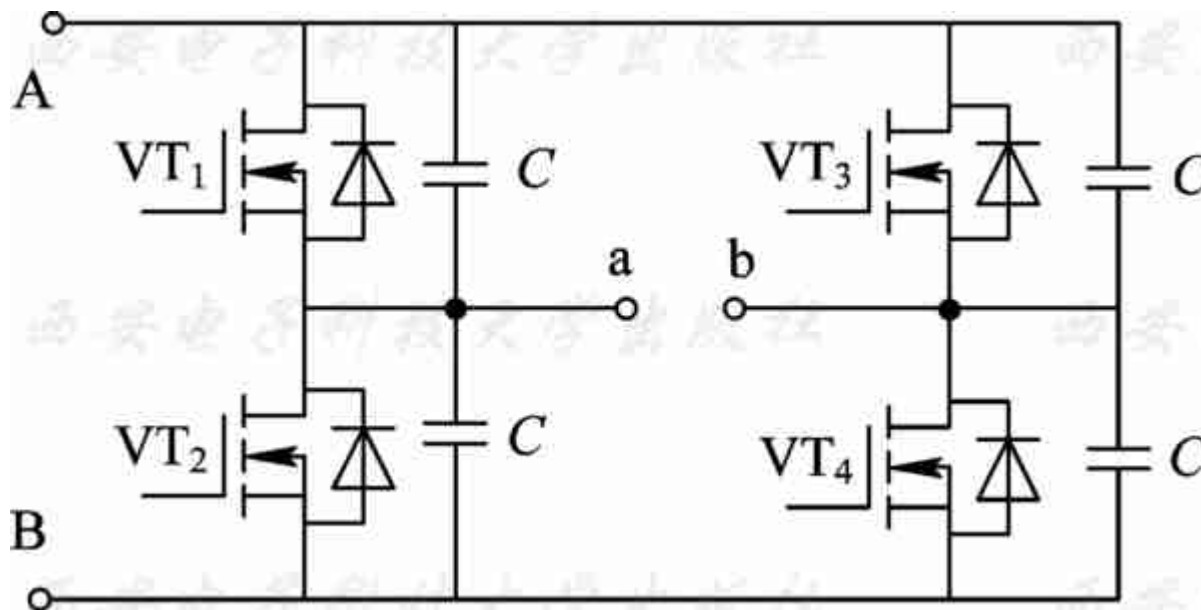


图8-6 DC/AC逆变模块的主电路结构





整个电路由4个逆变管 $VT_1 \sim VT_4$ 组成，A、B为前端升压模块输出的高压直流电源输入端，输入直流12~300 V可调节电压，a、b为交流输出端，输出为合成脉宽调制波。互为对角的一组逆变管同时导通，另一组关断，它们接受来自DSP的一对互补方波信号的控制，产生所需要的脉宽调制波。为了防止桥臂一侧的两个逆变管同时导通而发生短路，需要设置一定的死区。为了防止过电流故障，电路中采用了熔断器进行保护。过电流故障的产生一般有两种原因：一是控制逻辑不合理或死区时间太短，造成桥臂一侧直通；另外一个为电源输出线路短路。由于全桥电路中的4个逆变管在硬开关方式下以较高频率关断与导通，产生瞬间尖峰电压与电流会对开关管造成危害，并且产生较大开关损耗，因此在电路中添加电容缓冲电路来降低开关损耗并进行保护。





2. 主电路逆变功率管的选择

根据电源的应用条件与要求，逆变功率管开关器件选取的主要依据是耐压值不低于300 V，考虑到电压安全系数要留一定裕量，因此选择耐压值为500 V、电流值小、开关频率尽可能高的器件。功率场效应晶体管MOSFET的控制信号为电压信号，输入阻抗很大，控制电流几乎为零，驱动功率小，驱动电路简单，热稳定性好，安全工作区大，击穿电压一般在千伏以下，工作电流较小，完全可以满足本设计需要，并且其工作频率为所有器件中最高的，可达几百千赫兹，因此功率场效应管为本设计的最终选择。本文中选择的IRF830作为开关器件，其最高耐压值为500 V，最大工作电流为4.5 A。





3. 逆变模块的驱动电路设计

由于DSP微处理器输出的PWM控制信号仅为3.3 V，驱动能力非常有限，而驱动控制逆变电路中的MOSFET需要10~20 V的驱动电压，因此如果利用DSP直接控制MOSFET的通断，需要中间加驱动电路。驱动电路分为直接驱动和隔离驱动。采用隔离驱动时，电路在发挥驱动功能的同时，将控制电路和主电路电气关系隔离，以免互相影响。隔离方式有光电隔离和电磁隔离，光电隔离具有体积小，结构简单和隔离效果好等优点，但其共模抑制能力差，传输速度慢，采用高速光耦成本也比较高。电磁隔离用脉冲变压器作为隔离元件，具有响应速度快，原副边的绝缘强度高，共模干扰抑制能力强等优点。但其受到很多限制，如信号的最大传输宽度受磁饱和特性的限制，信号的顶部不易传输，最大占空比需在50%内，信号的最小宽度受磁化电流所限，而且脉冲变压器体积大、笨重，加工工艺复杂。本文中采用了IR公司的专用驱动器芯片IR2110，它兼有光电隔离和电磁隔离的优点，工作频率可达500 kHz，体积小，速度快，高端悬浮自举电源的设计使得电路应用简便。IR2110驱动电路如图8-7所示，图中 V_1 为自举二极管，需要使用快速恢复二极管，以完成自举充电作用。

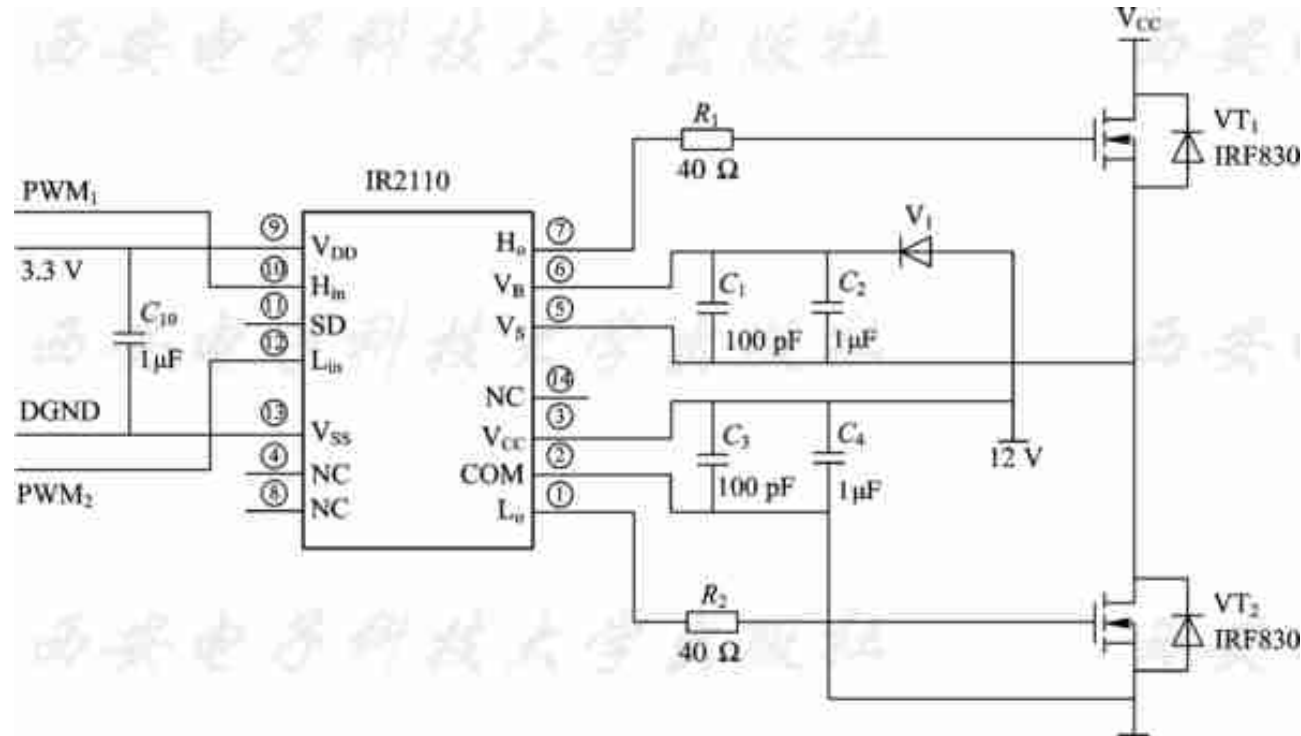


图8-7 IR2110驱动电路





4. 滤波模块设计

由前面的分析可知，前部电路输出的低压直流经过DC/DC升压和DC/AC逆变得到的的是以正弦波为基波的脉宽调制波，含有大量的谐波成分。如果想要得到所需的好的正弦波输出，则必须滤除脉宽调制波中的高次谐波，而滤波器就是一种选频电路，它能使有用信号顺利通过，衰减很小，而且大幅度抑制了无用的高次谐波频率信号。一般情况下，变频电源的设计对其输出谐波含量有一定要求，如单次谐波含量小于3%，总谐波含量小于5%等。滤波器的设计必须满足上述要求。本文中在变频电源的输出频率范围为20~5 kHz情况下，所设计的滤波器通频带必须要求在5 kHz以上，故由逆变电路所得到的脉宽调制波的主要谐波成分频率最低也要大于5 kHz才能得到有效抑制。由于实际滤波器具有的非理想特性，因此本文中所设计滤波器的截止频率为7.5 kHz，主要谐波成分最低频率设定在15 kHz以上。本设计中对谐波的抑制主要采用软件和硬件相结合的方法，软件对谐波的抑制是通过软件编程将所生成的脉宽调制波谐波抑制在15 kHz以上的高频段，以便滤波器滤除；硬件对谐波的抑制是设计幅频特性较为理想的滤波器，可将15 kHz以上的谐波基本滤除。





8.2.6 电路模块设计

传统的变频电源控制系统采用模拟技术进行设计和分析，控制器采用模拟器件实现。变频电源的智能化发展方向使得传统的模拟控制电路已经很难满足要求，并且由于其控制电路设计复杂、维护困难、器件多，一旦设计完成控制策略便被固定，灵活性不够，不便于改进和升级，并且受环境的影响较大等缺点，因此正在逐步退出市场。随着微控制器的出现和迅速发展，数字化技术日渐成熟，在控制领域逐渐取代了传统的模拟信号处理系统。与模拟信号处理系统相比，数字化控制技术具有灵活、精确、抗干扰能力强、设备尺寸小、速度快、性能稳定和易于升级等优点。





现在的变频电源大都采用微控制器进行控制。在数字化变频器设计中，常用的控制器可以用单片机和DSP。DSP具有快速计算的特点，以其优越的控制性能和数据处理能力在高端电源设计中得到了广泛的应用。本设计选用TI公司的最新DSP控制芯片TMS320F2812作为控制核心。控制系统原理结构如图8-8所示，微控制器实现的功能是产生开关管所需要的脉宽调制波，对电路状态及系统输出进行实时监控和对变频电源的闭环控制等。



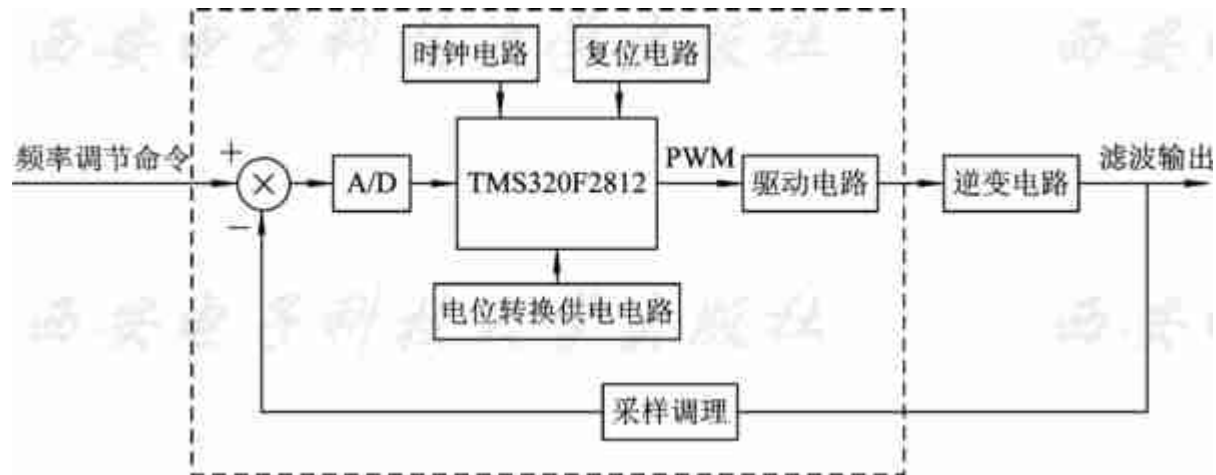


图8-8 控制系统原理结构图





1. TMS320F2812概述

TMS320F2812数字信号处理器是TMS320C2000系列DSP中的一种32位定点DSP控制器，也是目前可应用于控制领域的最先进处理器之一。它将各种高级数字控制功能集成在一颗IC上，其强大的数据处理功能和控制能力大幅度提高了应用效率，降低了功耗。该DSP的工作频率为150 MHz，能够在在一个周期内完成 32×32 位的乘法累加运算，极大地提高了控制系统的控制精度和处理速度。此外，由于该器件集成了快速的中断管理单元，因此使得中断延迟时间大幅减少，满足了实时控制的需要。其内部采用了哈佛总线结构设计，可以在一个周期内对内存地址完成读取、修改、写入操作。该芯片基于C/C++高效32位DSP内核，并提供了浮点数学函数库，从而可以在定点处理器上方便地实现浮点运算。TMS320F2812的具体技术指标可参考有关文献。



2. TMS320F2812控制系统外围电路设计

设计的基于TMS320F2812的最小系统包括时钟电路、辅助电源电路、复位电路等，根据需要同时开发其他的外围电路。本设计中主要利用了片内EVA模块的三路PWM输出及AD模块的三路模数采集，三路PWM中的两路为一对互补信号，用来控制全桥逆变电路，另外一路用来控制DC/DC升压电路中的开关管，实现对输出电压的调节。三路AD采集中有两路用来实现对输出频率的调节，另外一路实现对输出电压的调节。





3. 时钟电路设计

设计中采用的DSP芯片TMS320F2812有内部振荡器，所以时钟模块电路相对简单。该电路通常可以有两种操作模式：一是利用内部振荡器外接一石英晶体；二是采用外部时钟源，将输入的时钟信号直接接到引脚⑦⑦，而引脚⑦⑥悬空。本文中采用第一种方式。外部引脚①④①用来选择时钟源的接入方式，当其为低电平时，系统直接采用外部时钟或晶振直接作为系统时钟；当其为高电平时，外部时钟经过PLL倍频电路倍频后，为系统提供高速时钟。时钟电路如图8-9所示。

时钟电路中电容 C 值为20 pF，晶振 S 选用频率30 MHz的石英晶体，设置锁相环控制寄存器进行5倍频工作，为系统提供150 MHz的时钟频率。

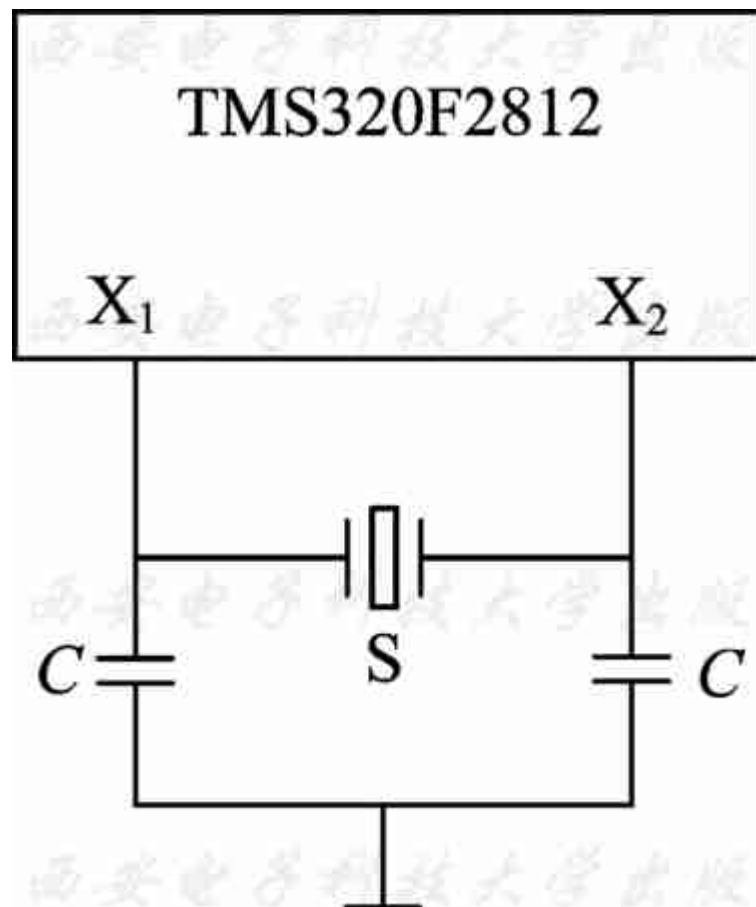


图8-9 时钟电路



4. 辅助电源设计

为了降低芯片功耗，TMS320F2812内部采用低电压设计，并且采用双电源供电，即通用I/O电源采用3.3 V供电，内核采用1.8 V供电。在不能保证同时加电时有严格的加电时序要求，即先对3.3 V加电，然后对1.8 V加电，并且I/O电压不能超过内核电压2 V，以免烧坏内部器件。针对这种情况，在系统为数字模块提供5 V电压的情况下，可以采用两个单电压输出电源转换芯片，也可以采用一个双电压输出电源转换芯片。本设计采用了专用电源转换芯片TPS767D318为DSP供电，实现单片双电压输出，能够满足上述要求并提供最大为1 A的电流。电路如图8-10所示。

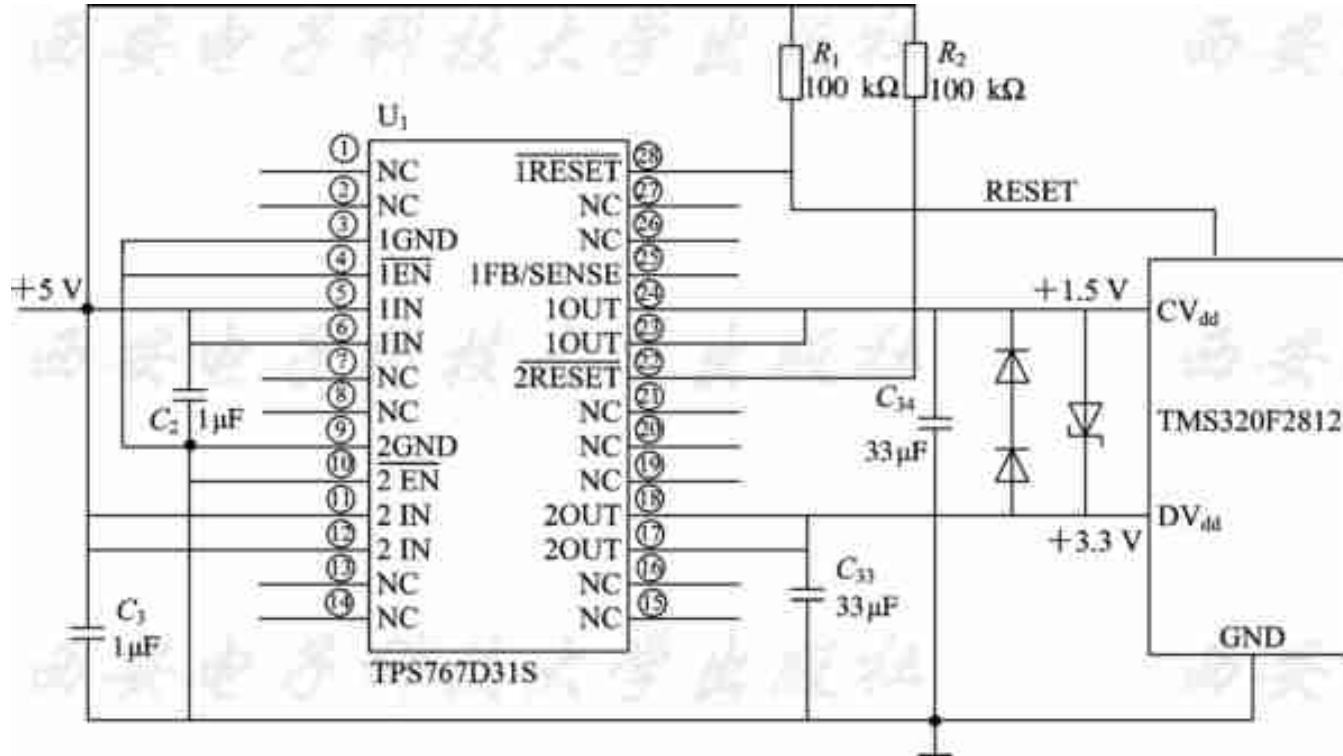


图8-10 辅助电源电路





5. 复位电路设计

在DSP应用系统中，系统可靠性是一个非常重要的指标。由于DSP系统的时钟频率较高，在运行时极有可能发生干扰和被干扰的现象，严重时还会出现死机，因此复位电路设计对系统来说是一个关键部分。考虑到TMS320F2812内部有集成看门狗，因此本系统只设计了手动复位和上电复位电路，如图8-11所示。复位电路利用RC电路的延迟特性来产生复位所需要的低电平时间，在上电瞬间由于电容C上的电压不能突变，使RES端仍为低电平，芯片出现复位状态。电源通过电阻R对电容C充电，充电时间由R与C的乘积决定。为了使芯片正常初始化，通常应保证RES端低电平持续时间至少为3个外部时钟周期。但是上电后系统的晶体振荡器通常需要保持几百毫秒的稳定期，要求为100~200 ms，因此RC决定的复位时间要大于晶体振荡器的稳定期。为了防止不完全复位，RC参数选择得要大一些。当阈值电压为1.5 V时，选择 $R=100\text{ k}\Omega$ ， $C=4.7\text{ }\mu\text{F}$ ，电源电压 $U_{CC}=5\text{ V}$ ，可得复位时间为150 ms，满足复位要求。电路中的施密特触发器74HC14(此处仅用其中2个非门电路)可以防止复位电路在阈值附近受到干扰的情况下重复复位现象的产生。

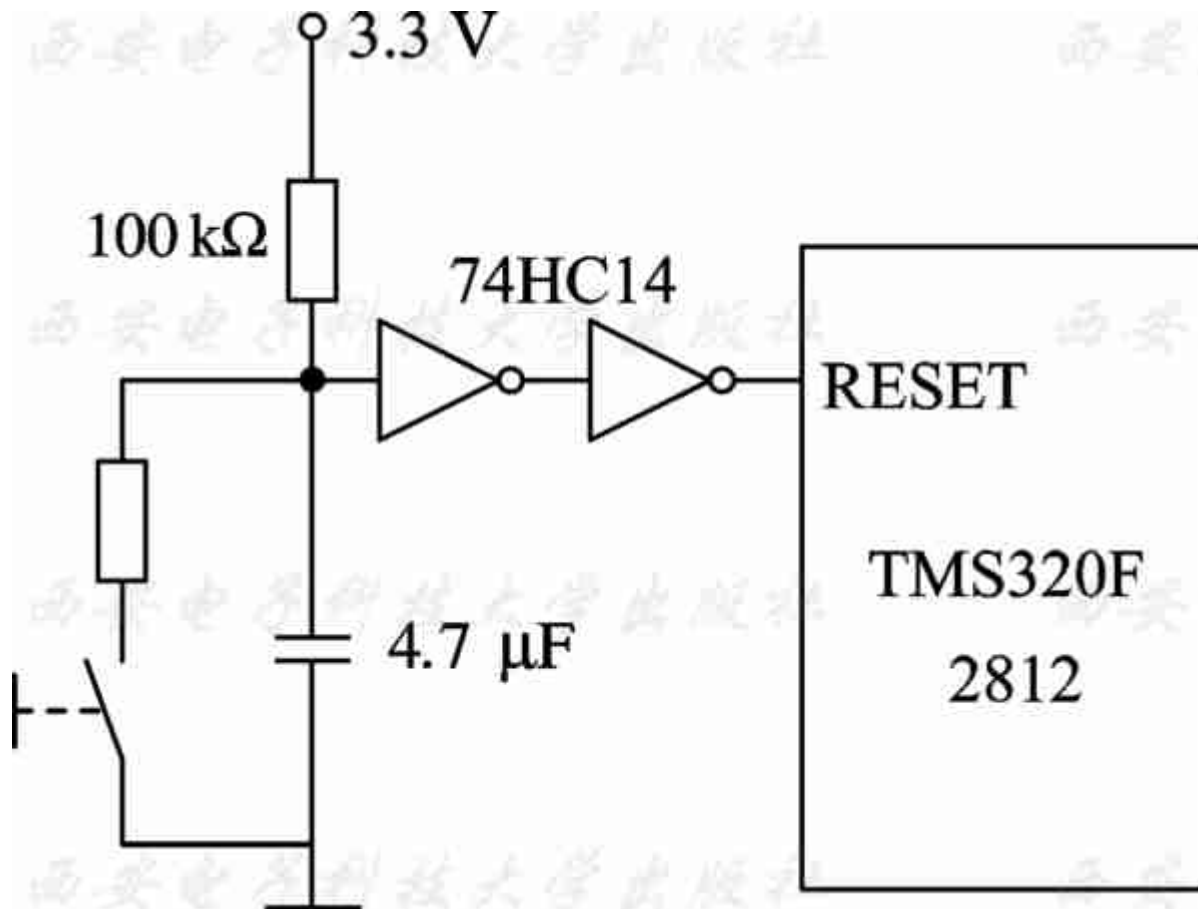


图8-11 复位电路图



6. 电压采样电路设计

为了得到幅值稳定的正弦波输出，需要对电路的输出电压进行采样，实现电源的闭环控制。电压采样电路如图8-12所示。

图8-12中省略了运算放大器的电源接入，其中 A_1 、 A_2 为 $\pm 12\text{ V}$ 供电， A_3 为 $+5\text{ V}$ 供电。采样电路要求具有成本低、线性度高、稳定性高、频带宽等特性，故采用了光耦隔离器HCNR201实现主电路和控制电路的隔离。它不仅设计灵活，而且还可通过扩展少数器件实现多种光电隔离转换的作用。



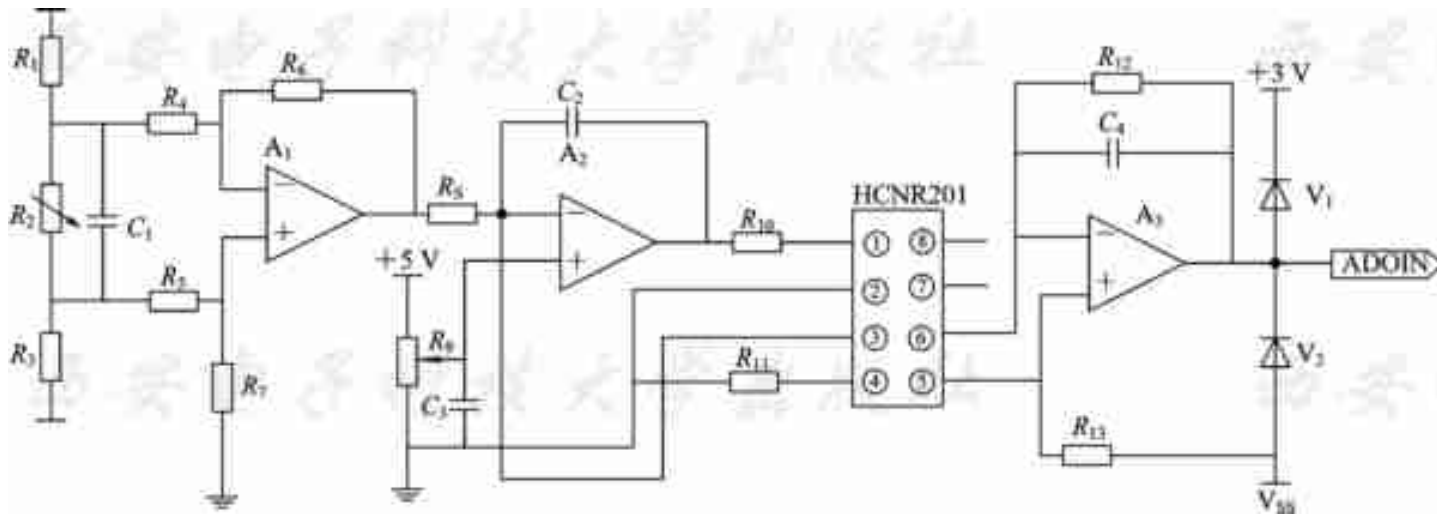


图8-12 电压采样电路图





由图8-12可以看出，在电源输出波形的电压采样电路设计上，电路采用了差分采样结构。采样信号经过运算放大器对采样信号进行两级调理与放大，送到高精度线性光耦隔离器HCNR201中，以实现控制电路与主电路的电气隔离。隔离输出通过一级调理放大送到DSP的A/D采集输入端。由于微控制器的电压采集输入范围为0~3 V，二极管 V_1 和 V_2 可以保证采集电压不超过3 V，以免损坏DSP的A/D模块。 R_9 为可调电位器，通过调节可在运算放大器 A_2 的同相端预置一直流电压，对交流采样信号进行电压提升，使信号电压始终大于0，然后送入光耦隔离器HCNR201。采样电路的采样比例设定为100 : 1，即最高输出为300 V时，采样值为3 V。





8.3 系统软件设计

8.3.1 系统软件设计流程图

系统软件设计主要依据控制对象和控制电路自身要求进行，主要介绍主程序的设计思路。控制系统主程序流程图如图8-13所示。DSP上电复位后，主程序首先对微控制器内部各个模块进行初始化设置，以便它们处于待工作状态。



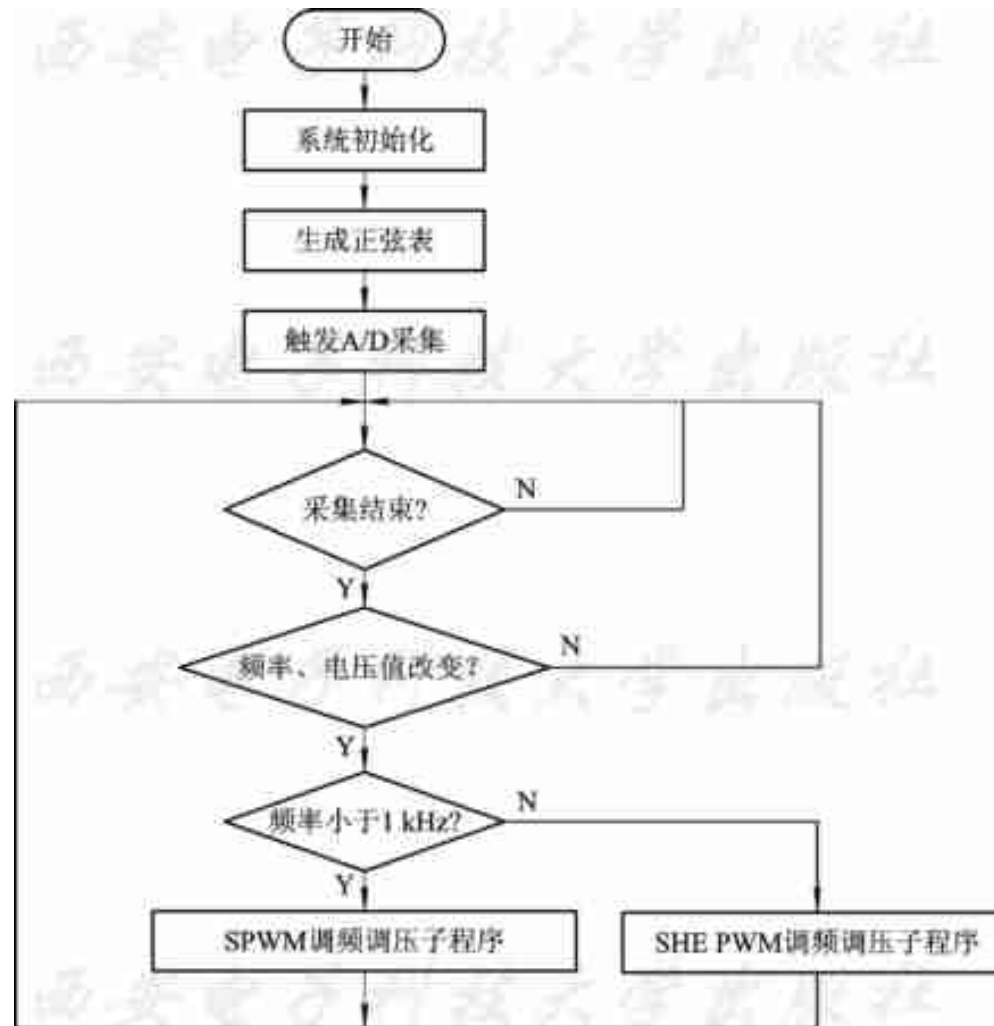


图8-13 主程序流程图



本设计中系统初始化过程主要包括：

- (1) 系统控制寄存器设置，包括看门狗、锁相环、高速/低速系统时钟、EVA/ADC模块使能。
- (2) 外设中断扩展模块PIE初始化：PIE控制寄存器、PIE矢量表。
- (3) 事件管理器A初始化。
- (4) A/D模块初始化。

对于电源系统中没有用到的DSP内部模块，在初始化过程中可以将其关闭以节省能耗。





8.3.2 系统中断程序设计

1. A/D采集中断服务程序

以DSP为核心的控制系统主要用到两个中断：一个是A/D采集中断，用来实现调频调压和对输出电压值的监控；另一个是事件管理器A中定时器1的周期中断，通过重新装入周期值和比较值，来实现生成合成脉宽调制波。





A/D采集中断服务程序流程图如图8-14所示。图中的四路采集分别为：两路调频、一路调压和一路输出采集。当定时器2定时时间到(通过设置其周期寄存器)时，触发A/D采集，模数转换模块将所用到的4个通道按照顺序采样模式，自动排序后逐个进行采集并进行转换，然后将转换结果送入相应的结果寄存器，完毕后向系统中请求中断。CPU在执行完当前语句和下一句指令后，如果中断打开并且没有更高一级的中断申请，便转去执行上述中断服务程序。



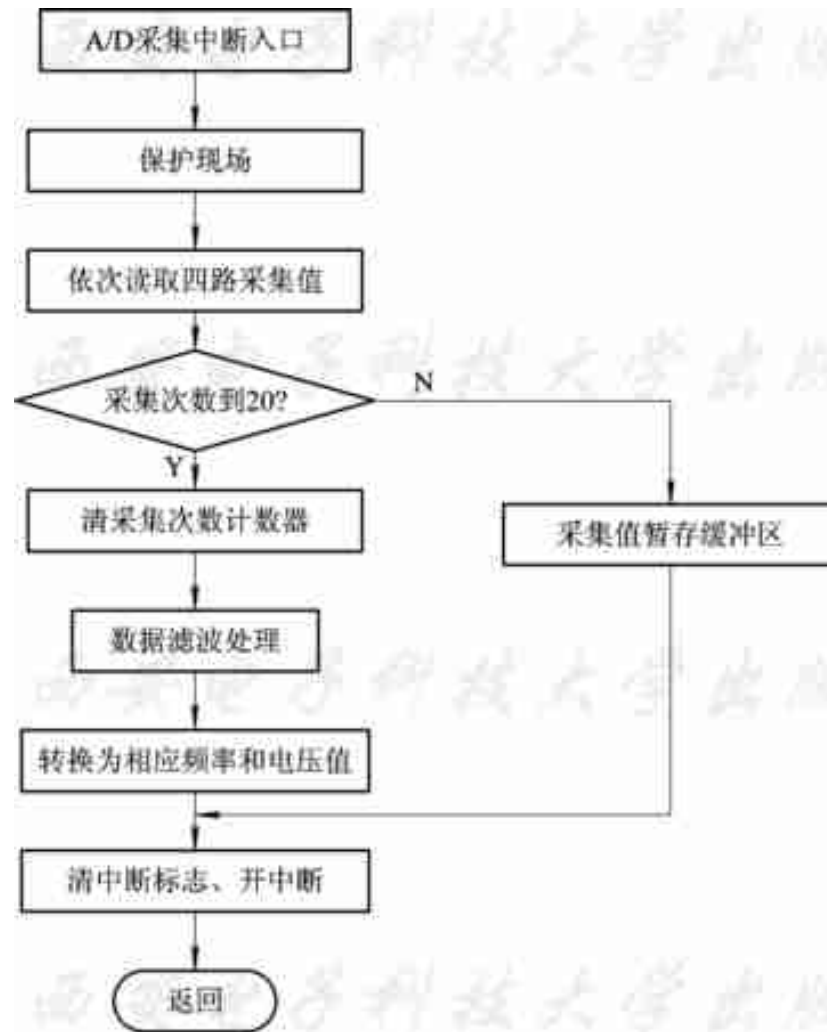


图8-14 A/D采集中断服务程序流程图





2. 定时器1的周期中断服务程序

定时器1的周期中断服务程序主要是对周期寄存器和比较寄存器的值进行计算并装载，如图8-15所示。

为保证系统能够输出及时、准确的脉宽调制波，设定定时器1的周期中断级别为外设中断级别最高，并且在服务程序中关中断。

以上只是介绍设计的主要部分，整个系统的设计还有其他内容，在此不作详尽介绍，读者可参考相关文献。





图8-15 定时器1的周期中断服务程序流程图





8.4 变频技术在交流调压中的应用研究

传统交流稳压装置一般采用晶闸管交流/交流变换器加隔离变压器的结构，控制模式采用相控技术，结构复杂，实时性指标差，响应时间小于电网电压周期。同时此种结构的输出电压和电流含有较高的谐波分量，必须装备较大容量的滤波电抗器，并且输入功率因数较低，不能满足现代社会的需求。目前，随着通信、信息等产业的发展，大量敏感性负载如计算机、通信设备和过程控制系统等投入应用，人们发现电网电压波动造成了越来越大的负面影响，因此运用新型设备、控制电网电压波动、提供稳定电源，对满足负载的正常运行十分必要。本节以新型电力电子元件应用和新的控制技术为基础，讨论了采用PWM双桥叠加交流电压方式、交流斩波方式以及串联电压源方式等几种新型高效的变频型交流电压调节技术的应用，实验表明效果良好。



8.4.1 PWM双桥叠加交流电压方式

通过大量研究实验发现，无论是晶闸管式逆变器，还是自关断器件逆变器，在中大容量领域中，PWM双桥叠加结构的逆变器不失为逆变器的良好结构方式。双桥叠加形式可分为双三相桥叠加、双单相叠加等，交流电压控制电路中的开关器件均采用GTO、IGBT等新型大功率晶体管元件。本节主要分析一种典型的双三相桥12阶梯PWM逆变器结构。





图8-16为PWM双桥叠加逆变器原理图。图中 $VT_1 \sim VT_6$ 为前桥功率开关管， $VT_1' \sim VT_6'$ 为后桥功率开关管，每相输出电压 U_N 为前桥绕组反相叠加后序相绕组与后桥该相绕组的电压矢量和，例如A相输出电压 $U_{AN} = U_{A1} - (U_{C2} + U_A)$ 。每相主通管分别与其对应的前、后序导通管构成回路，相隔 60° 输出双脉冲，前桥导通管号与后桥管号对应。负半周输出波形反相，要求绕组电流方向反向，即工作功率管换流，这样就得到图8-17所示的双三相叠加电压输出波形。本设计的阶梯比设定为 $0.5 : 0.866 : 1$ 。



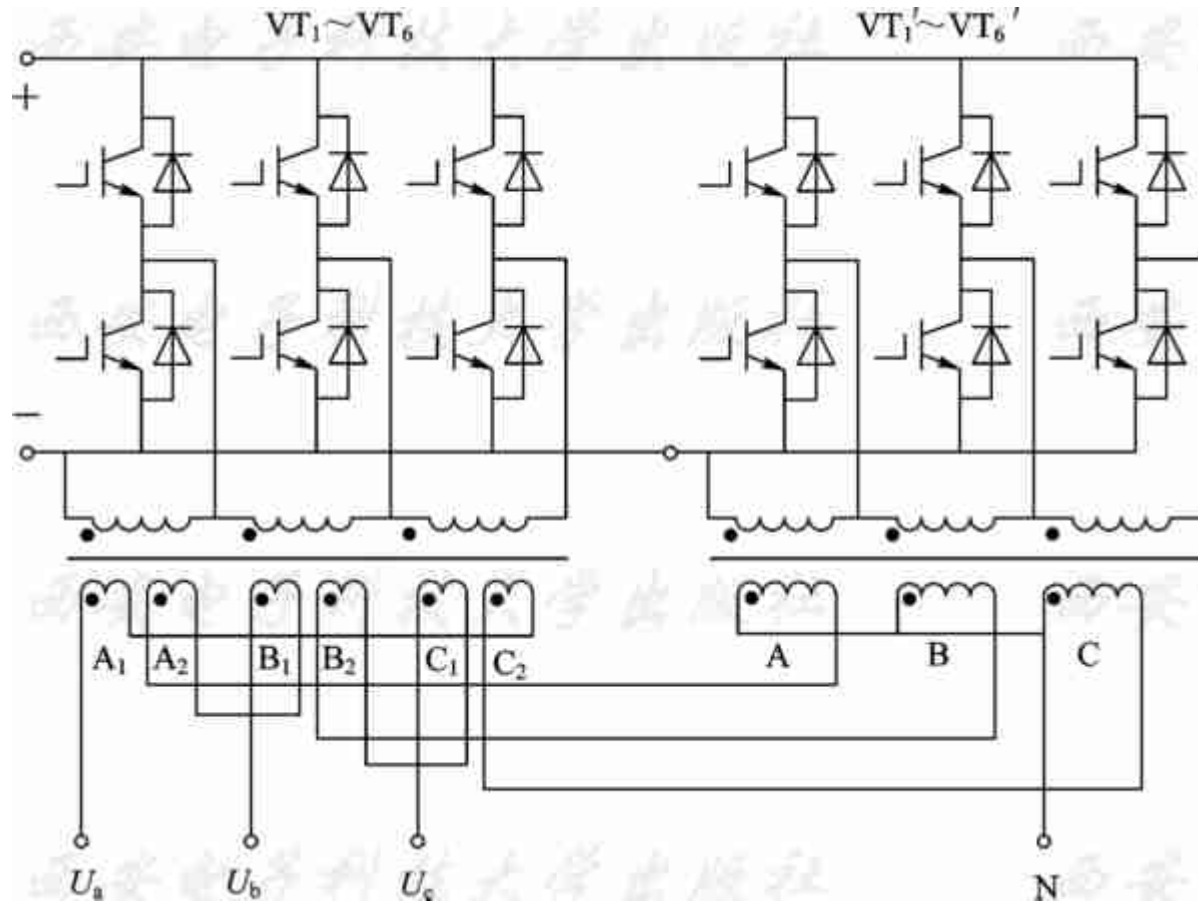


图8-16 PWM双桥叠加逆变原理图



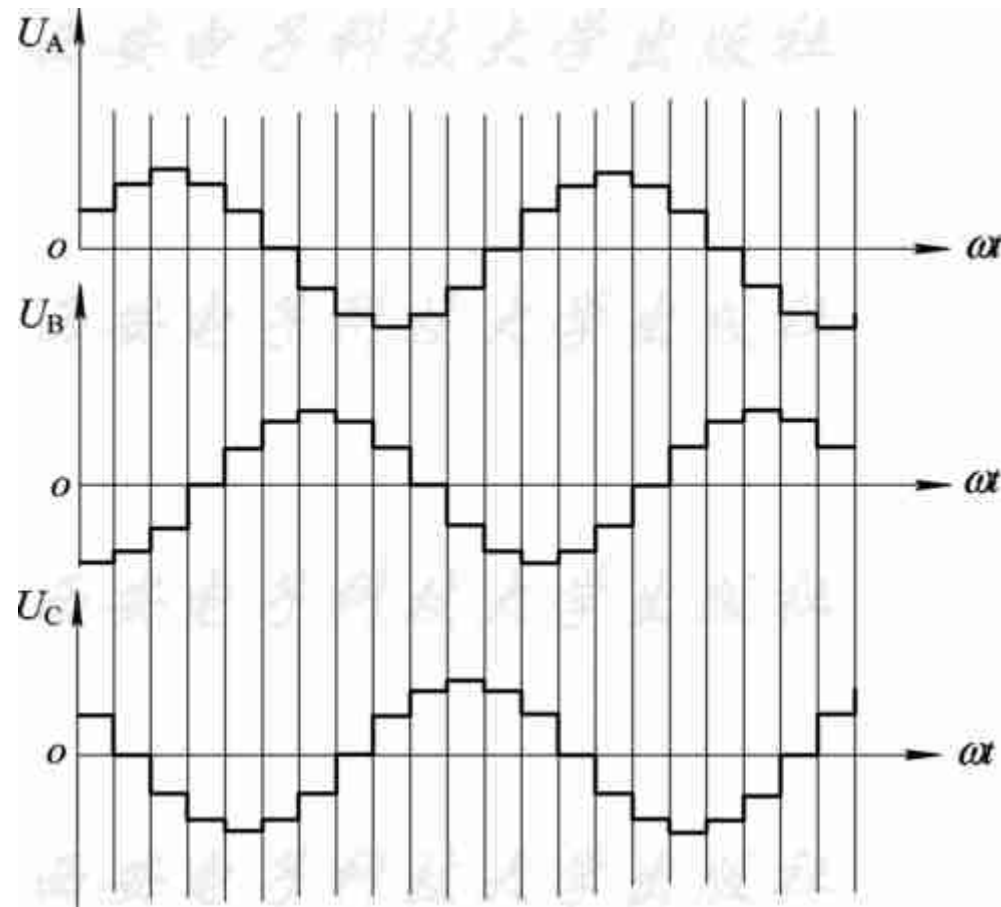


图8-17 双三相叠加电压输出波形图





双桥三相逆变器功率开关管每周期内开关次数相同，均为三次。负载分配均匀，可选用同规格功率开关管。PWM双桥叠加逆变器的特点是：①既可用于三相输出，又可用于单相输出；②把功率开关管大容量负载分散负担，不仅可用快速强迫关断器件，也可用一般自关断器件，器件要求低；③输出容量大，500 A单个器件构成三相逆变器输出容量达100 kVA；④谐波分量小，11次以下谐波消除，要求滤波器容量小；⑤系统动态调节特性好。这种结构的稳压电路特别适宜用于实验检测设备等要求交流电压高度稳定的场合。





8.4.2 PWM斩波方式的交流电压调节器

随着全控型器件和相位控制技术的广泛应用，在中、小功率场合，可以采用单相降压型、升压型和降压/升压型PWM斩波方式的交流电压调节器。可以根据输入和输出电压决定开关元件的开关方式，解决换相引起的高电压尖峰。电压调节器的开关元件仅在半周期进行调制，大大减小了开关损耗。在大功率场合，可以采用交流—交流Back型电压调节器。





针对传统PWM斩波方式的交流电压调节器开关元件较多和对门控信号要求较高的缺点，设计了一种主电路结构如图8-18所示的新型三相交流电压调节装置。该装置主要包括交流斩波控制器、旁路续流通路和工频升压隔离变压器。该装置仅采用VT1~VT6六只全控型功率开关器件IGBT，对开关门控信号的要求大大降低，提高了系统的可靠性。旁路续流通路有3个旁路电容，保证前向通路和续流通路开关切换间的死区时间里连续的能量通路。其输入电流、输出电压波形都接近正弦，响应速度较快，输入、输出侧滤波器的体积可以很小。如果在输入、输出端加装隔离变压器，防谐波效果会更好。



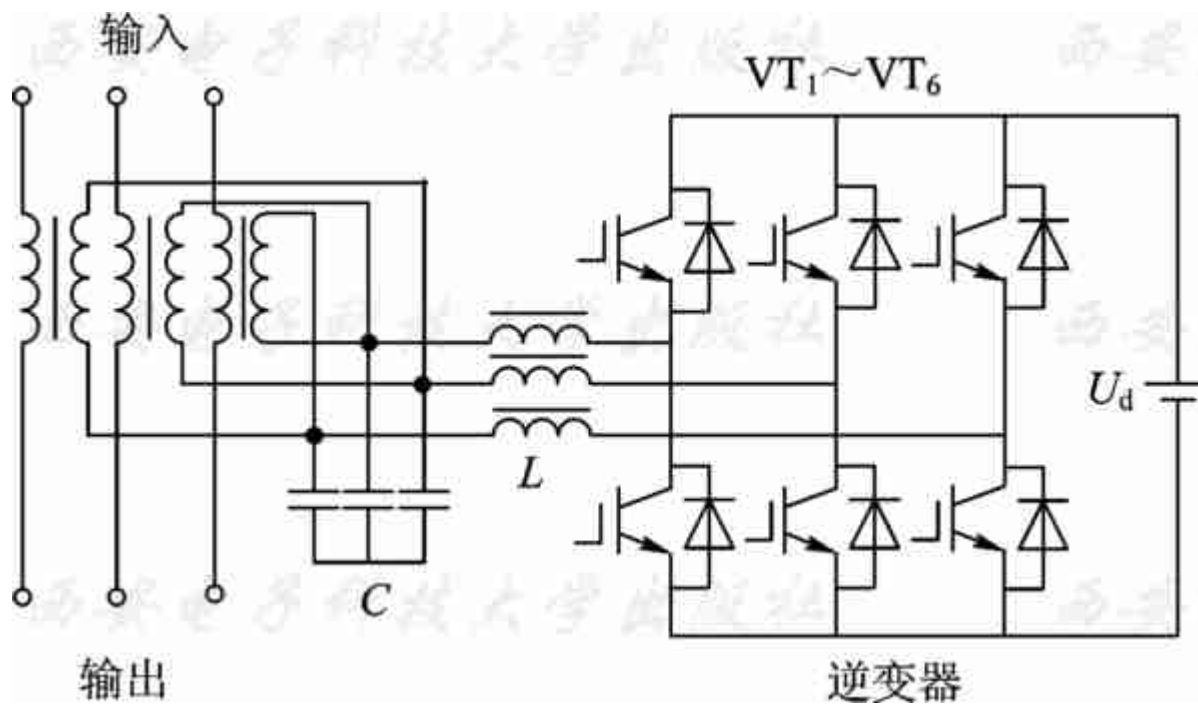


图8-18 PWM斩波方式的三相交流电压调节器原理图





这种采用PWM斩波方式的交流电压调节器使用方便，直接联结于交流电源和负载之间，电压调节装置的容量一般大于负载容量20%，功率开关元件的容量选得较大，特别适用于对中、小容量用电设备的稳压供电。





8.4.3 串联电压源模式的交流电压调节器

在对一些要求具有功率补偿功能的稳压供电场合，交流电压调节器可以采用三相电压型逆变器的串联型电压调节器，其电路原理如图8-19所示。三相变压器的绕组串联于电源和负载之间，等效于串联了一个电源。如果要求消除电源的负序电压或电压瞬时波动，那么逆变器直流环节可以采用电容器以补偿装置长时间地提供有功功率。如果需要调节电源电压正序的长时间变化，则需要附加独立的直流电源 U_d 。



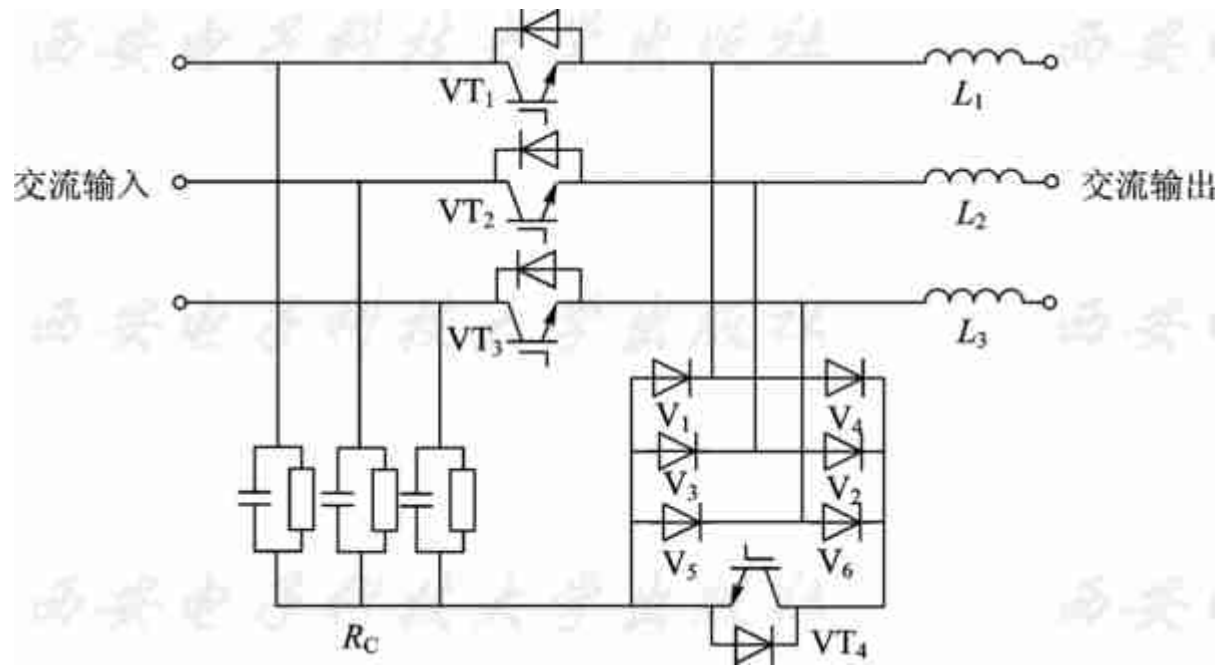


图8-19 串联型电压调节器原理图





为解决三相电源的不对称问题，逆变器指令信号包含电源负序电压分量和正序电压分量的偏差，通过提取并消除电源负序电压分量，可以保证负载三相电源对称，同时调节正序电压分量可以控制负载三相电源的幅值。逆变器控制采用非对称开关函数PWM技术。

通过调节串联补偿电压的幅值和相位，串联型交流电压调节器可以实现输出到负载电路的电压调节和无功功率补偿。采用串联补偿式结构，装置的容量取决于负载容量和电源电压的变化范围，远低于负载容量，能够减小功率开关元件的容量和开关应力，具有较高的性能价格比，能够用于较大容量的负载。为适应高敏感负载，提高串联型电压调节器的性能，可以在负载端加上并联型有源电力滤波器，采用串联型电压调节环节和并联型有源电力滤波环节，达到双向调节负载电压，能量双向流动的目的。串联型电压调节器可以全面提高交流电源品质，有一定的节能效果，是一种高效率的调压方式。





8.4.4 三种方案的对比

以上分析仅着重于电路结构与控制模式，而实用装置则应针对不同负载添加辅助电路加以改进。表8-1是三种方案的主要特点的对比。

表 8 - 1 三种交流电压调节方法比较

调压类型	拓扑结构	元件要求	系统容量	应用场合
PWM 双桥叠加	一般，特殊变压器	数量多，应力小	大，耗能较高	中、小型负载
PWM 斩波	简单，普通变压器	数量少，应力大	大，耗能较高	中、小型负载
串联电压源	复杂，特殊变压器	数量多，应力小	小，耗能较低	大、中型负载





从以上对变频型交流电压调节装置所采用的三种调压方式的分析可以看出，串联电压源方式具有一定的应用优势，适宜应用到需要高品质交流电源的各个领域。由于串联电压源方式使用了开关器件，应用范围有一定的局限，还存在着一些不足，但是在节能减排，提高效率的大环境要求下，随着控制技术研究的深入和开关元件性能的不断提高，人们将更多地接受包括串联电压源方式在内的变频型交流电压调节器。





8.5 大功率中压变频技术及其对负载的影响

中压(1~10 kV)交流电机的主要负载是大功率风机和水泵，过去缺少适合于中压大功率交流调速装置，调速节能较少应用。通过变频控制电机转速，调节风量或流量，可以节约大量的电能，据统计风机、泵类电动机节电率可以达到30%~60%，节能效果非常显著。近年中压变频技术日趋成熟，应用前景很好。本节对中压大功率交流变频调速技术作出分析，并结合在应用过程中对电动机负载的影响等问题进行分析讨论。





8.5.1 器件串联方案

根据可应用的控制方案，中压变频可以分为两大类：一是有输出变压器的中—低—中方案；二是无输出变压器的中—中方案。前者采用输入/输出变压器，增加了成本和损耗，系统较复杂。后者优点突出，可以通过两种结构实现，即单元串联结构和多电平电路结构，且具有良好的应用前景。





无输出变压器的器件串联方案大多用于电流源逆变器(GTO)，采用单元串联的方法实现高、中压输出，原理如图8-20所示。电路中设计有大的平波电抗器和电流调节器，过电流保护比较容易。实用中为对接地短路实现保护，将电抗器分为两半，直流母线各串一半。输入整流器采用多重化整流电路，输出交流侧用电容器滤波，电压、电流波形近似正弦。此种方案的优点为有能量回馈功能，虽然直流环节电流方向不能改变，但整流电压可以反向，可实现负载四象限运行，动态性能好。缺点是在动态条件下要解决好功率单元串联均压问题。



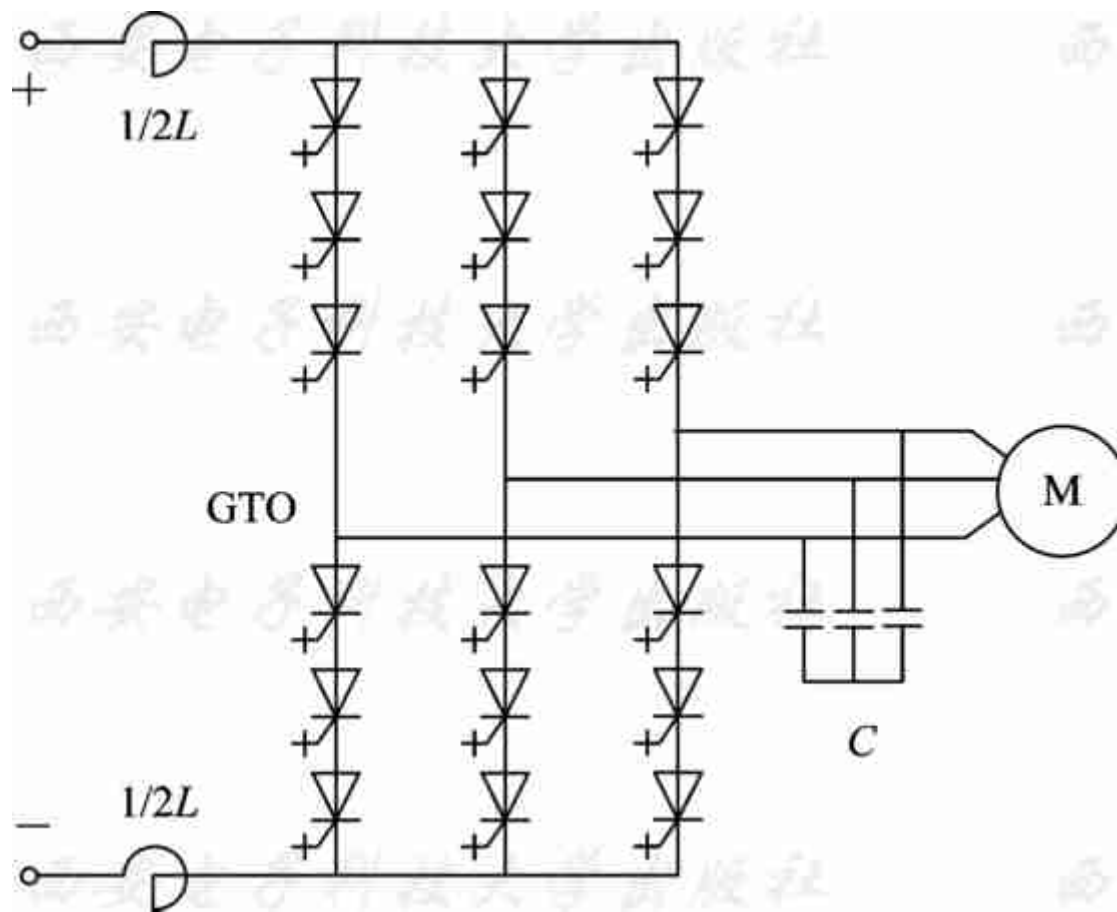


图8-20 器件串联方案





8.5.2 多电平控制方案

典型的多电平变换器结构将若干电平合成为正弦波，随着电平数目的增加，合成的输出波形台阶数也增加，使输出电压波形更逼近正弦波形。变频器主回路中器件高速开关动作，对电机及周边设备造成的影响不可忽视。因而多电平变频器的作用引起人们的重视。多电平变频器在防止尖峰电压造成的电动机绝缘损坏以及防止轴电压引起的电动机轴承电蚀方面效果良好，同时也大幅度减小了 dv/dt 引起的漏电流和噪音。我国标准中压电压等级为6 kV和10 kV，采用GTO元件的三电平结构是常用的方案。GTO单元电压达4.5~6 kV、电流为4~6 kA，元件无需串并联，变频器容量即能到10 MVA，满足了大功率风机和水泵的驱动要求。多电平电路结构主要有三电平电路及派生形式。





1. 三电平电路

三电平电路也称为中点钳位 (NPC) 三电平逆变器，具有在直流母线上输出正、负、零三值电压的电路结构。主电路由图8-21所示，每相电路有4只串联的开关器件和2只钳位二极管，直流侧滤波电容器用2只相同的由电容 C_1 、 C_2 组成，等分直流母线的中性点电压，作为相电压输出。设直流侧电压为 U_d ，每个电容器上的电压为 U_C ，通过钳位二极管使每个功率器件上的电压限制于电容器电压 U_C 之内。具体工作原理见参考文献。



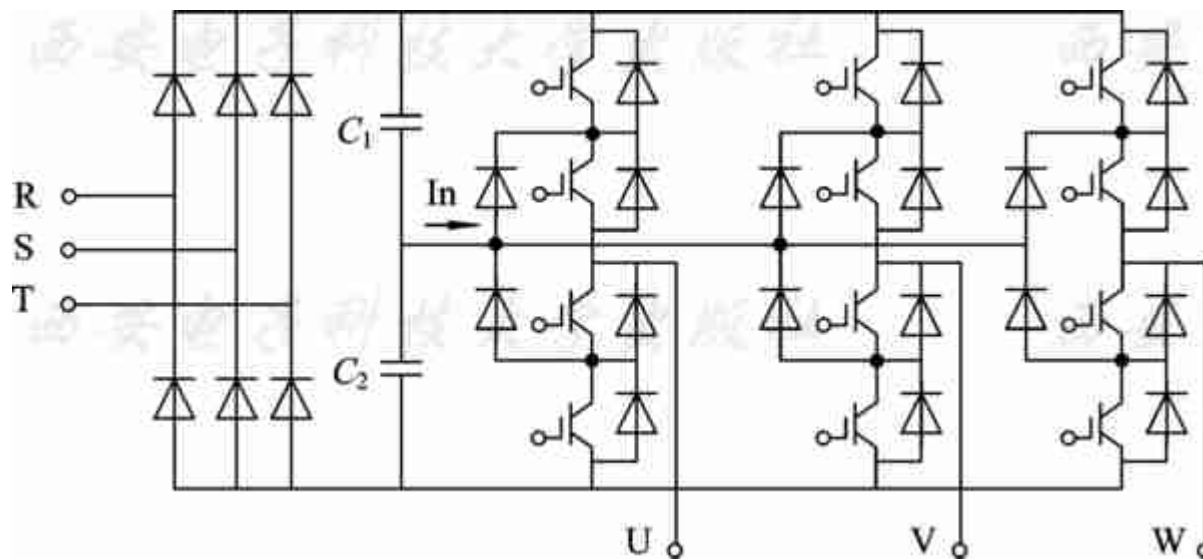


图8-21 三电平逆变器主电路





这种逆变器的输入侧整流器若采用电机侧类似的多电平逆变器，即具备有功电能回馈功能，可实现电机四象限运行，电容器电压均衡容易，电网谐波和输入功率因数得以改善。但这种逆变器控制规律较复杂，不同的电动机控制方案按负载性质的不同采用了不同的PWM控制方法，而电容器电压的均衡控制方法也因PWM控制方法而异。目前，三电平变频器产品采用的方案有V/F控制、转子磁场定向控制以及直接转矩控制等，更多电平的变频器未见报道。特别的在大功率负载条件下，开关器件工作频率较低，尽管可以配置输出滤波器，但是最小脉宽及死区时间的影响不容忽视，使得逆变器的控制有一定困难。





2. 派生形式的多电平逆变器

由三电平变频器的技术扩展可以实现多电平电路。以五电平级数设计为例，其原理是，每个单体单相逆变单元可以输出 $+U_d$ 、 0 、 $-U_d$ 三种电平，将逆变器串联，即构成多级电平电路，如图8-22所示。



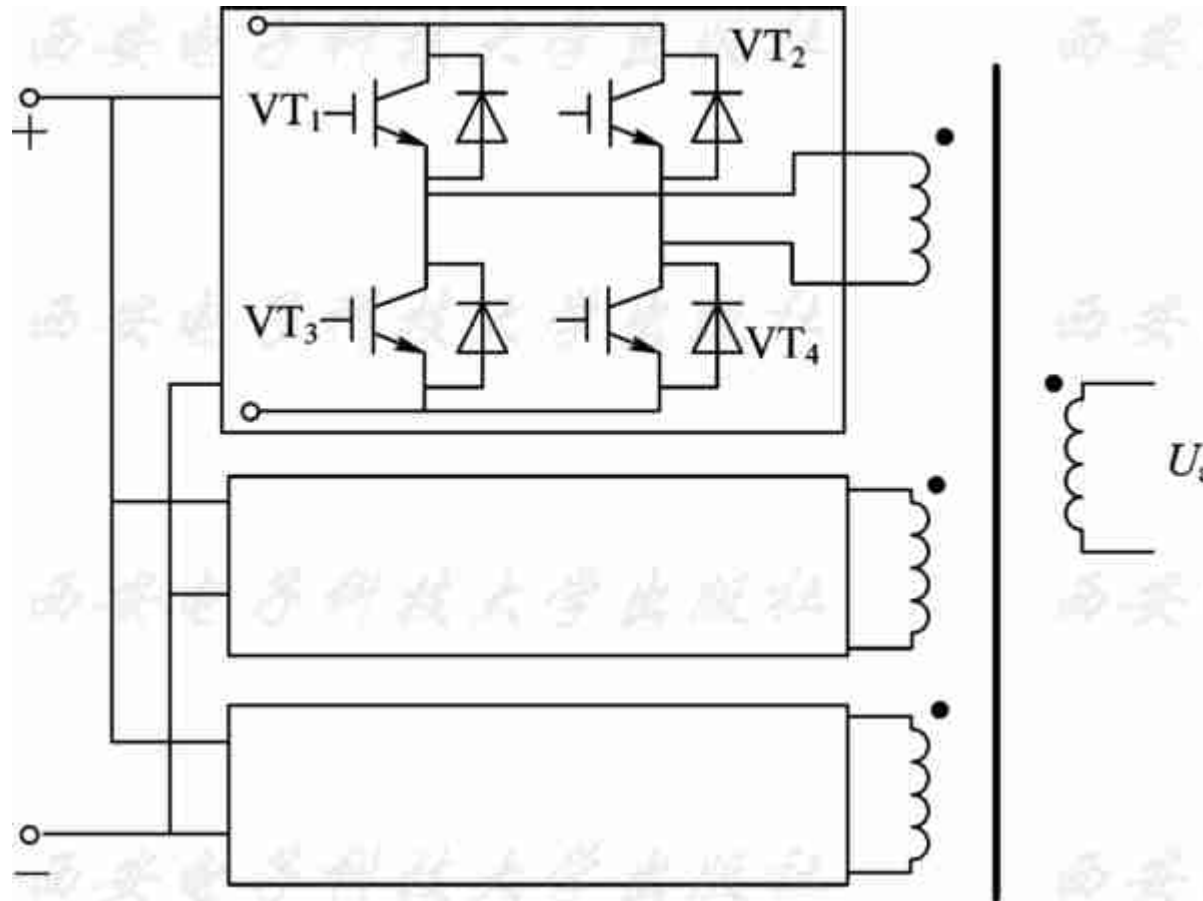


图8-22 由单体单相逆变单元构成的多电平电路





设原来的单体逆变器有4个功率元件 $VT_1 \sim VT_4$ ，其中 VT_1 、 VT_4 导通输出 $+U_d$ (即+1电平)， VT_2 、 VT_3 导通输出 $-U_d$ (即-1电平)， VT_1 、 VT_2 导通时或 VT_3 、 VT_4 导通时输出零电平。实用的逆变单元串联多电平变频器主电路结构如图8-23所示，其中 A_1 、 B_1 、 C_1 组为相位超前组， A_2 、 B_2 、 C_2 为无相移组， A_3 、 B_3 、 C_3 为相位滞后组。此种结构不采用器件串联方法实现高压输出，而是用整个功率单元串联的方式，因此不存在元件均压问题。输入侧采用多重移相变压器，保证输入电流近似正弦波。单相逆变单元串联可输出7种电平，使输出电压接近正弦波，将多电平与多重化结合在一起。输出侧由每个功率单元的输出端子相互串联成星形接法给电机供电，通过对每个单元的PWM波型进行重组，得到阶梯的PWM波形，波形正弦度好， dv/dt 小，可以降低输出谐波及由此引起的电机振动、电机发热、噪音等，从而减少对输出电缆和电机的绝缘损坏。该变频器无须滤波器，电机不需降低容量使用，可以直接驱动普通鼠笼电机，特别适合旧设备的改造。



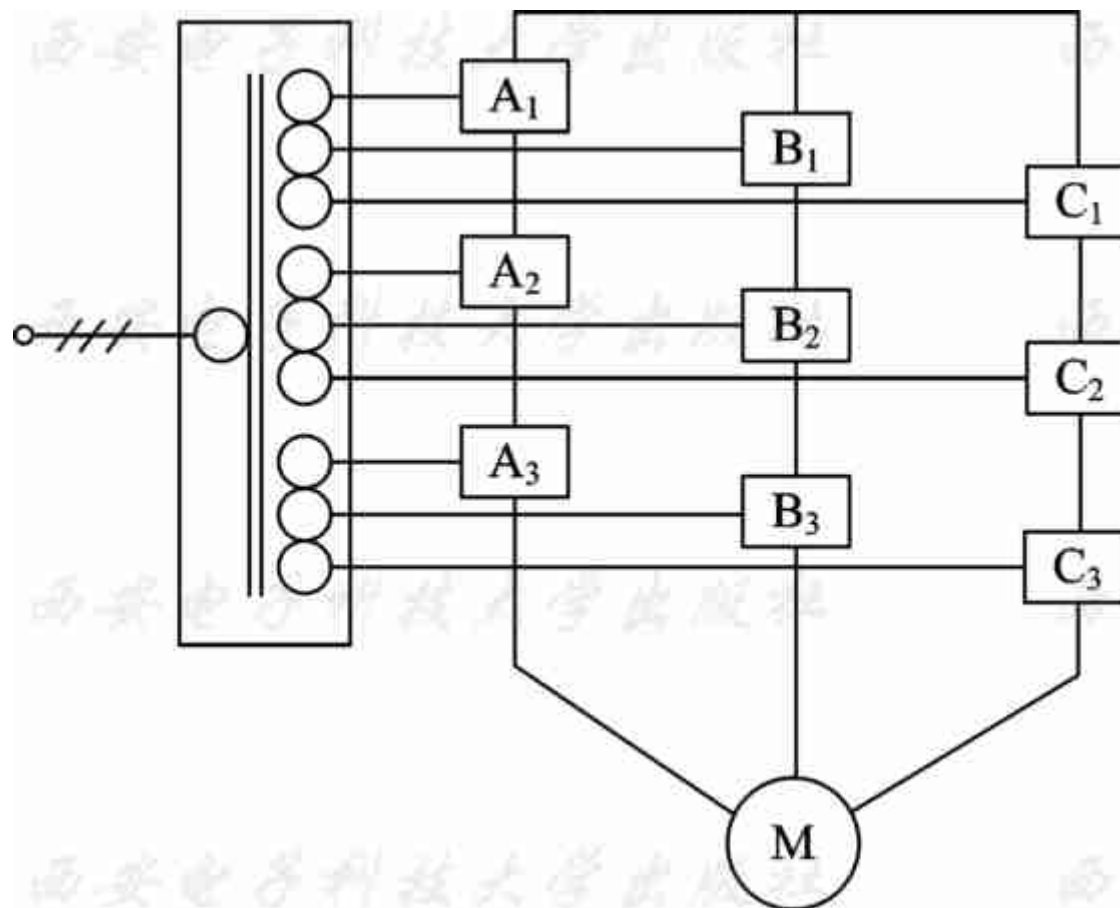


图8-23 串联多电平变频器主电路结构





在实用设计时，可以通过不同的变压比，增加输出电平的种类。例如，设变压比为 K_1 和 K_2 的两个单体逆变单元进行组合，可以输出的正电平有 $(K_1 - K_2)U_i$ 、 K_2U_i 、 K_1U_i 、 $(K_1 + K_2)U_i$ 。若 $K_1 = K_2$ ，则输出的正电平数为2个；若 $K_1 \neq K_2$ ， $K_1 - K_2 \neq K_2$ ，则输出的正电平数为4个。设逆变单元串联级数为 m ，输出电平数为 N ，则有 $N = 3^m$ 。表8-2列出了一些有实用价值的组合，其中 n 为变压比数量。





表 8-2 有实用价值的参考组合

n	变压比	数量	电平数值
2	1 : 3	9	-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4
3	1 : 2 : 5	17	-8, -7, -6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8





3. 多电平逆变器的特点

多电平逆变器的特点如下：

(1) 输入电流谐波小，输出电压谐波小，理论上可通过增加级数使输出接近正弦波形。电动机运转平稳，省去了滤波器，输出电压台阶较小， du/dt 较小，有利于高压电动机的绝缘。

(2) 无需钳位二极管，获得相同电平数所需的单体数目最少。由于各单体的结构完全相同，因此可实现模块化设计，运行维护方便。一旦单体有故障时可以旁路，提高了可靠性设备。



(3) 更加适合中高压电动机变频装置的大容量、高电压要求。在中压变频和静态无功补偿(SVC)等场合的应用前景很好，目前主要应用在风机泵类负载调速场合。





8.5.3 变频器对电动机的影响

变频器输出对电动机的影响主要取决于逆变电路的结构和特性。PWM逆变器的输出是具有陡上升沿的系列脉冲，含有大量谐波分量，使电动机的损耗增大，效率降低，并产生电磁噪声，而最大的影响是谐波导致转矩的脉动，最终造成转速的脉动。因此，高压变频器对电动机的影响及解决办法是当前人们研究的重要课题之一。





1. 输出谐波的影响

输出谐波对电动机的影响主要有谐波引起电动机附加发热，导致电动机的额外温升，电动机要降额使用。由于输出波形失真，增加电动机的重复峰值电压，因此影响电动机绝缘。谐波还会引起电动机转矩脉动、噪声增加。高次谐波引起的损耗增加主要表现在定子铜损耗、转子铜损耗、铁损耗及附加损耗的增加。因为电动机转子是以接近基波频率旋转速度旋转的，即对于高次谐波电压来说，转子总是在转差率接近1的状态下旋转，所以转子铜损耗较大，而且在这种状态下，除了直流电阻引起的铜损耗外，还必须考虑由于集肤效应所产生的实际阻抗增加而引起的铜损耗。





三电平变频器与普通的二电平PWM变频器相比，由于输出相电压电平数增加，每相电平幅值相对下降，因此提高了输出电压谐波消除算法的自由度，在相同开关频率的条件下，可使输出波形质量与二电平PWM变频器比较有很大提高，但最坏条件下输出电压谐波失真可达29%，电动机电流谐波失真可达17%，此时必须设置输出滤波器或使用专用电动机。





对于单元串联多电平变频器，当输出电压为6 kV时，典型的输出电压总谐波失真小于7%，大大低于普通的电流源型变频器和三电平变频器。对于一般的异步电动机，所产生的各次谐波电流失真均小于0.3%，电动机基本不会产生附加的谐波发热、噪声和转矩脉动，所以不必设置输出滤波器，可以直接使用普通的异步电动机。

根据电动机运动方程，因谐波原因产生电动机转速的脉动分量可由下式表示：

$$\Delta\omega = \frac{1}{J} \int \sum_{n=1}^{\infty} T_m \cos(6n\omega_1 t + \varphi_m) d\omega t = \frac{1}{6\omega_1 J} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{T_m}{n} \sin(6n\omega_1 t + \varphi_m) \quad (8-7)$$

式中， ω_1 为电动机基波角频率； n 为变频器输出的谐波次数。





得出转速脉动的规律如下：

(1) 转速脉动频率为电动机基波角频率 ω_1 的 $6n$ 倍，幅值与变频器输出的基波角频率 ω_1 成反比，即输出频率越低，转速波动越大。

(2) 转速脉动幅值与变频器输出的谐波次数 n 成反比，即低次谐波所引起的转速脉动比高次谐波的影响更大。

所以电动机在低速运行情况下，为了使转速波动量维持在同一水平，对输出谐波抑制的要求更高。要使电动机的转速脉动较小，首先要消除或抑制变频器输出的低次谐波。





三电平变频器在不采用输出滤波器时，也会产生较大的转矩脉动，采用输出滤波器后，转矩脉动可大大降低。单元串联多电平变频器输出电流谐波较低，电动机的转矩脉动分量极小，各次脉动转矩都在0.1%以下。





2. 共模电压和轴电流的影响

共模电压指电动机定子绕组的中心点和地之间的电压，最大可接近相电压的峰值。如果电源的中心点接地，电动机的机壳也接地，这样共模电压就施加到电动机定子绕组的中心点和机壳之间。这样高的共模电压使电动机绕组承受的绝缘应力为电网直接运行情况下的2倍，严重影响电动机绝缘。





变频器的共模电压中含有与开关频率相对应的高频分量，高频的电压分量会通过输出电缆和电动机的分布电容产生对地高频漏电流，影响逆变器功率电路的安全。电动机通过地产生的高频漏电流，一部分通过定子绕组和机壳间的分布电容，再经机壳流入地；另一部分通过定子绕组和转子间的分布电容，经过轴承再到机壳，然后到地。后者的作用相当于轴电流，会引起电动机轴承的电蚀，影响轴承的寿命。





3. du/dt 的影响

变频器输出 du/dt 对电动机绝缘产生的影响极大。 du/dt 取决于电压跳变电平的幅值及功率元件的开关速度。对普通的二电平和三电平变频器而言，由于输出电压跳变电平较大，同时逆变器功率单元开关速度较快，将产生较大的 du/dt ，相当于在电动机绕组上重复施加陡度极大的冲击电压，使电动机绝缘承受很大的电应力，特别当变频器输出与电动机之间电缆距离较长时，由于线路分布电感和分布电容的存在，会产生行波反射放大作用，在参数适合时，加到电动机绕组上的电压会成倍增加，引起电动机绝缘损坏。所以这种变频器需要专用电动机。在相同输出电压等级前提下，采用三电平结构输出 du/dt 有所下降，但还要加输出滤波器。





单元串联多电平变频器最大的相电压跳变等于一个单元的直流母线电压。以6 kV电压变频器为例，若跳变约为900 V，电压上升时间为 $0.3 \mu\text{s}$ ， du/dt 则达到 $3000 \text{ V}/\mu\text{s}$ ，对6 kV电动机而言，标准允许的范围约为 $3919 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。所以这类变频器输出不会使得电动机绝缘受到影响，可以使用普通的异步电动机。





8.5.4 中压变频器技术发展

随着电力开关器件的发展，变流电路主电路结构和控制技术不断改进。今后的中压变频器研究集中于以下领域：

(1) 多电平结构是未来中压变频主电路的首选结构。在多电平逆变器电路结构中，二极管钳位多电平变流器更有发展前途。与单元串联多电平变流器和浮动电容器变流器相比，二极管钳位多电平变流器可以组成能量双向流动系统，以实现四象限运行，电路结构简单，更有竞争力。

(2) 单元串联方案将会局限于某些场合，即仅可用于电流源逆变器。如果单元方面取得突破，使单元串联非常容易，应用才会有大的市场。





(3) 采用有输出变压器的中—低—中方案会占有一定的市场。目前中压大功率传动在风机和泵类负载电动机占有相当大的比例，对传动系统要求不高，中—低—中方案价格有优势，投资小，维护容易。

(4) 控制策略和控制方法是中高压变频技术的关键技术之一，变频器主电路元器件的增加，要求控制策略和方法具有优化、可靠、多样性，最终达到电动机高性能调速要求。





8.6 实现电动机带载启动的交/交变频技术

矿山企业中异步电动机是主要的动力设备，在全压直接启动时需要很大的电流，可达电机额定电流的5~7倍。电机越大，电网电压波动率也越大，对电机及机械设备的危害也越大。因此对大型电动机不允许全压直接启动，如何减少异步电动机启动瞬间的大电流的冲击，是电动机运行中的首要问题。为此，必须设法改善电动机的启动方法，使达到电动机的平滑无冲击的启动，于是各种限流启动方法也就应运而生了。





传统启动方案(见表8-3)均不能带负载启动。一般场合下,软启动不能适用矿山企业的重负载如空压机、水泵、起重機、破碎机等设备的启动。为保证恒力矩输出,方法之一就是降低电压的同时减小电压频率,即保持 V/F 不变。在大多数如果仅作启动,无调速要求的场合,采用变频器变频启动这种方法浪费极大,高压大容量的通用变频器价格极为昂贵,而感应电动机的重载启动仅是短时间的过程,所以人们研究感应电机的重载安全启动方法很有必要。本节分析了一种基于80C196KC+DSP控制的交/交变频系统,该系统具有良好的动态和静态特性,可以应用于异步电动机的重载启动。





表 8-3 传统启动方案

启动方案	优点	缺点
自耦变压器启动	定子电压可调。当限定的启动电流相同时，启动转矩损失少	变压器的容量和耐压提高，体积增大，成本高，且不允许频繁启动
定子串电阻/电抗器	降低定子电压，减少启动电流	启动转矩随电压成平方关系下降，启动特性不平滑，电抗器功耗大
星/三角启动	电动机电流仅为三角形连接的 $1/3$	转矩仅为三角形接线时的 $1/3$ ，转换过程中出现二次冲击电流
频敏变阻器启动	绕线式异步电机，限制启动电流，增大启动转矩	在频繁启动下易发生温升，设备结构复杂





8.6.1 系统原理与组成

1. 交/交变频结构

图8-24所示为交/交变频主电路结构图，三组单相交/交变频电路的输出端和电动机的三个绕组均采用星形连接。主变压器的二次侧有三个绕组，分别单独为一相的主回路供电。每相电路有独立的变换器，由6只晶闸管构成正组半桥P和反组半桥N反并联电路。当正组P处于整流状态时，输出电压为正半周，提供输出电流，负组N则处于逆变状态；反之，负组N处于整流状态，输出电压为负半周，正组P则处于逆变状态。

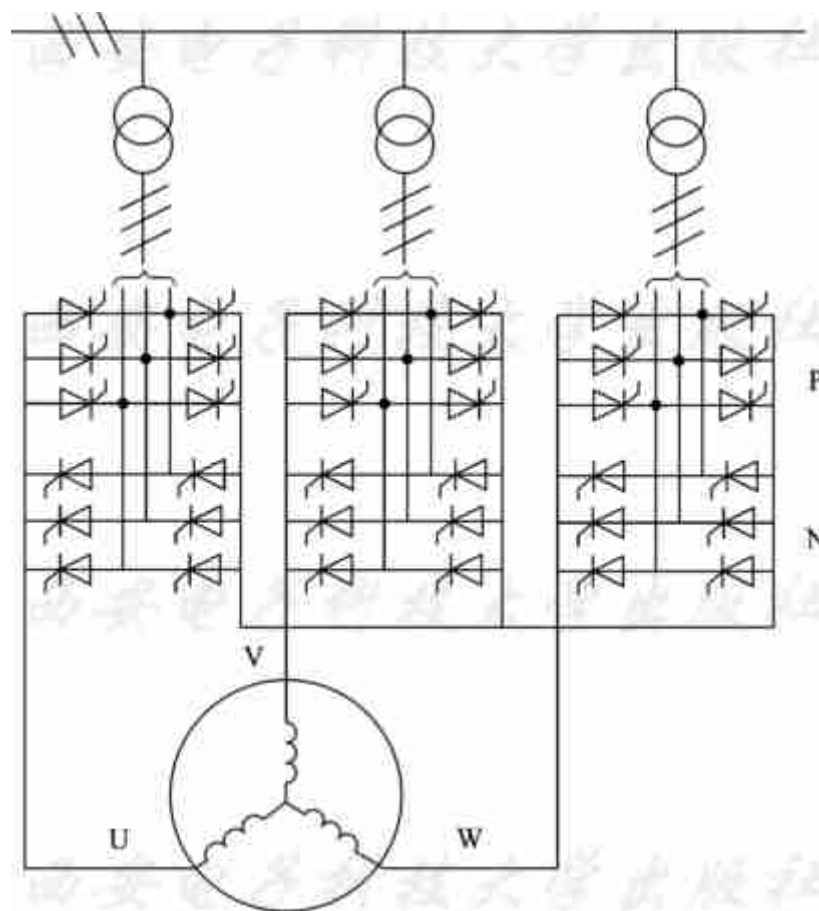


图8-24 交/交变频主电路结构图





2. 交/交变频工作原理

正组 P 和负组 N 两组变流电路按一定频率 f_0 交替工作，向负载输出交流电。通过改变两组变流电路的切换频率，可改变输出频率 f_0 ；改变变流电路工作的控制角 α ，可改变交流输出电压的幅值 U 。若 α 角为非固定值，在半个周期内使正组 P 的 α 角按正弦规律从 90° 逐渐减小到 0° ，然后逐渐增大到 90° ，则正组整流电路在每个控制间隔内的平均输出电压按正弦规律从零逐渐增至最大，再逐渐减小到零。在另外半个周期内，对负组 N 进行同样的控制，即可以得到接近正弦波的输出电压，如图8-25所示。由于变频器输出端中点不和负载中点相连接，因此在构成三相变频器的六组桥式电路中，至少要有不同相的两组桥中的两组晶闸管同时导通才能构成回路。为使两组桥之间晶闸管同时可靠导通，应保证有足够的脉冲宽度。为了抑制环流，在环路中串联了环流电抗器 L ，输出相采用三角形连接，易于连接负载。

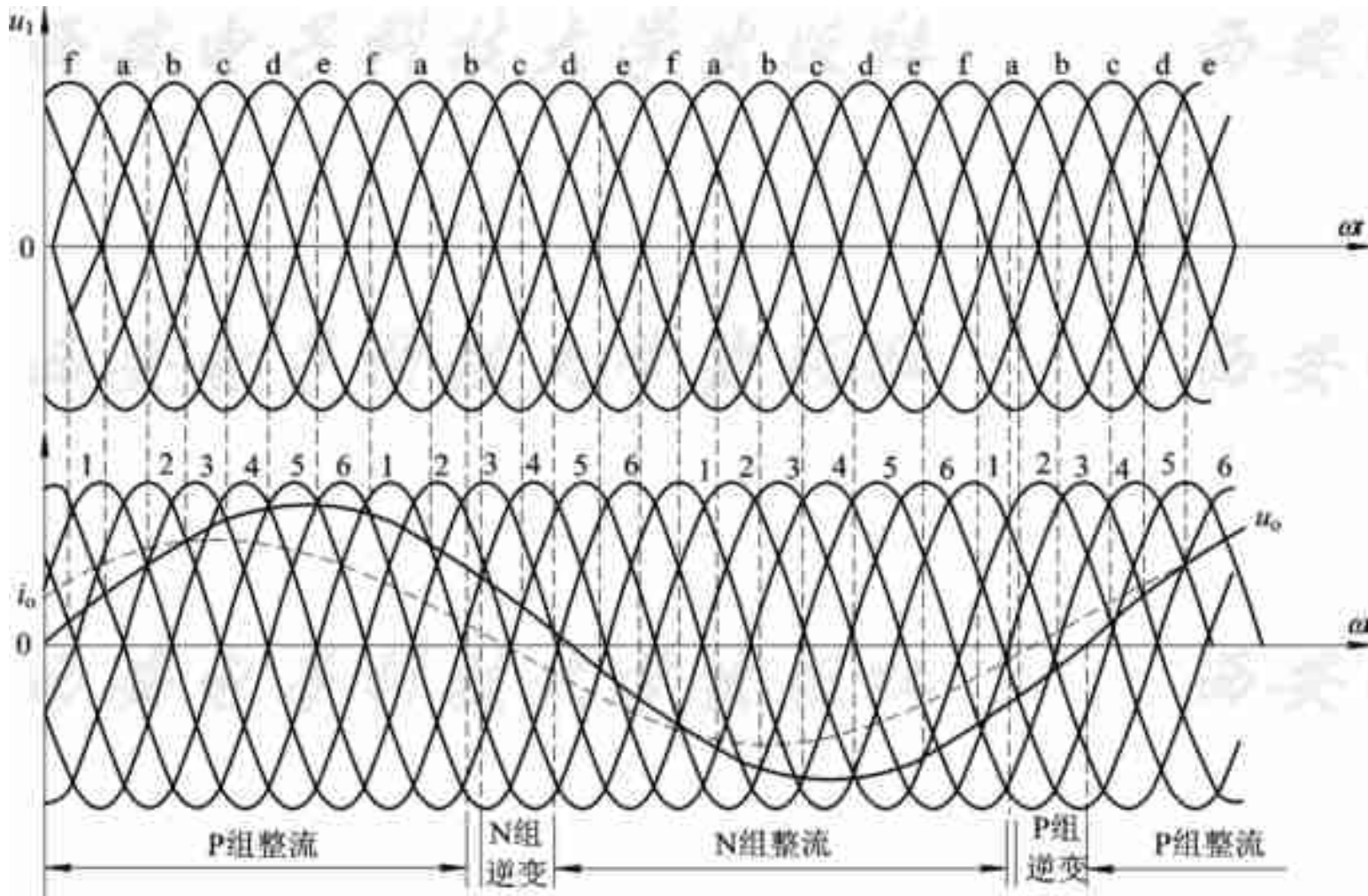


图8-25 变频波形图





8.6.2 系统构成

交/交变频电路控制系统如图8-26所示, 80C196KC+ DSP为控制核心, 构成速度—电流双闭环控制系统, 内环为电流环, 外环为速度环。

16位80C196KC芯片是Intel公司MCS-96系列单片机中性能较强的产品之一, 在各类自动控制系统、数据采集系统和高级智能仪器中都有广泛的应用。ADMC401芯片是基于单片DSP的控制器, 适合工业应用领域中高性能控制。详细的性能参数和特点请参见有关文献。系统中80C196KC主要负责人机界面的完成以及向上位机发送信号等功能, ADCM401用于运算, 包括利用高速8路A/D采样端口为电压、电流快速采集, 完成数字滤波计算、触发控制信号的产生发送等功能。

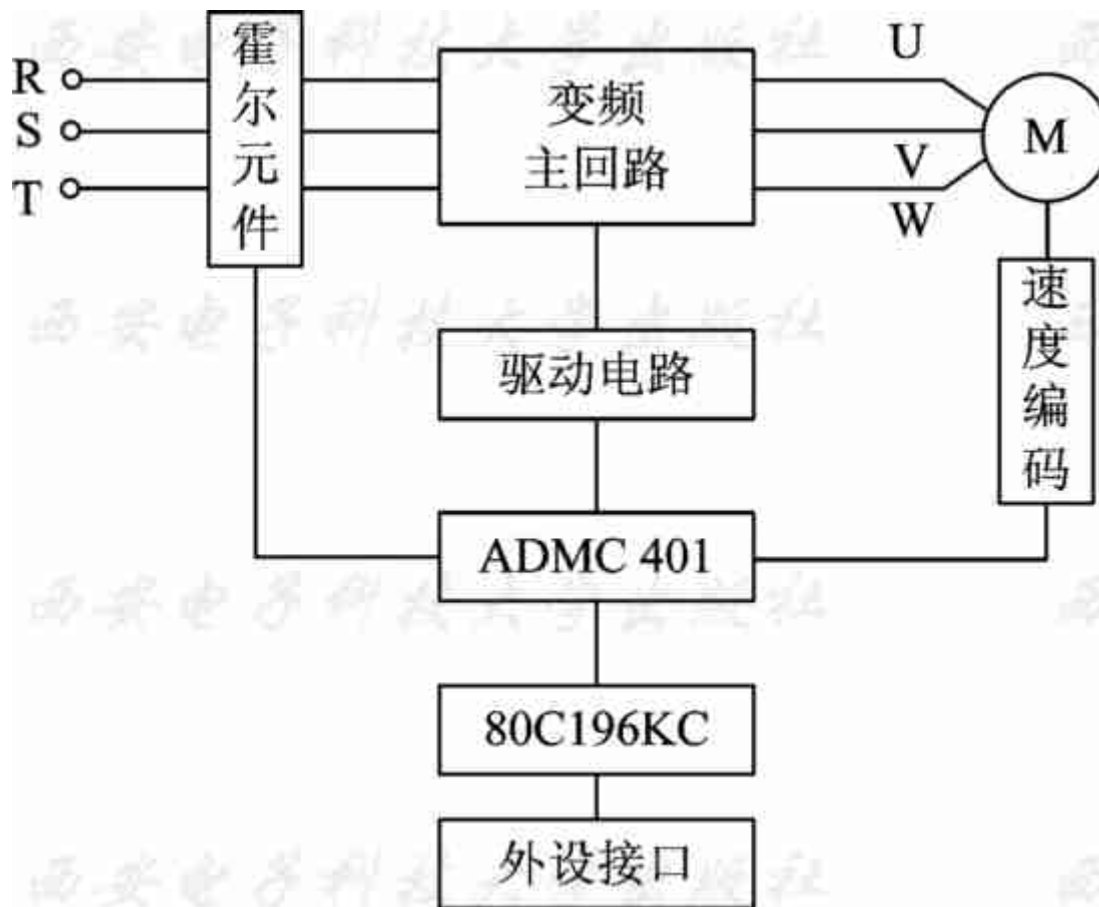


图8-26 控制系统图



1. 同步信号电路

微机进行交/交变频的移相控制时，为使移相控制装置产生的触发脉冲信号能在交流电压的每个周期内均匀重复出现，需要给微机提供控制角起点定时的方波脉冲，这一信号的频率与电源频率相同，此方波信号称为同步信号。本系统同步脉冲信号电路原理图如图8-27所示。同步变压器原边接三相供电电源，副边按Y/ Δ -6接法，使交流同步信号的零点与主回路线电压的6个自然过零点同步。交流同步信号分压后通过电压比较器LM311产生三个方波电平，再经门电路74LS54异或运算，产生一个边沿与线电压自然过零点相对齐的信号，该信号再经过整形电路74LS123和或门处理后，作为申请同步中断的脉冲信号，在主回路线电压的每个过零点向单片机申请中断，进行数据采集。

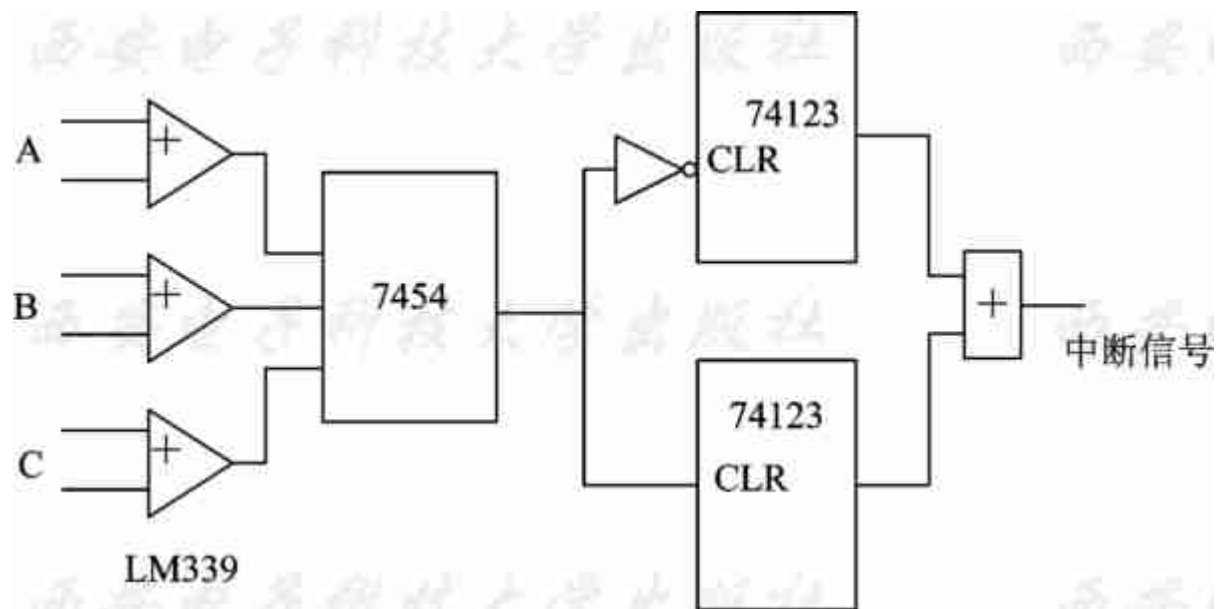


图8-27 同步脉冲信号电路原理图





2. 零电流检测电路

对交/交变频而言，其正反组变流器换向时均须在零电流状态下进行，此时变流器的触发脉冲处于封锁状态，为此一定要准确可靠地检测电流值。晶闸管导通时其端电压为管压降，近似等于零，而阻断时端电压等于其所接交流电压(电网线电压或相电压)。同时检测变频器主电路中每一相上的6个晶闸管，如有一管导通，则说明此相有电流；如6管全关断，则说明此相无电流，也就是电流过零点。这种方法直接检测零电流，不需要对电流波形进行整形，其输出信号完全对应着电流波形中的零电流，使检测电路更加准确可靠。图8-28所示为零电流检测电路。在晶闸管阻断期间，电流流过发光二极管使其发光，光敏三极管导通，输出高电平，在晶闸管导通期间输出低电平。



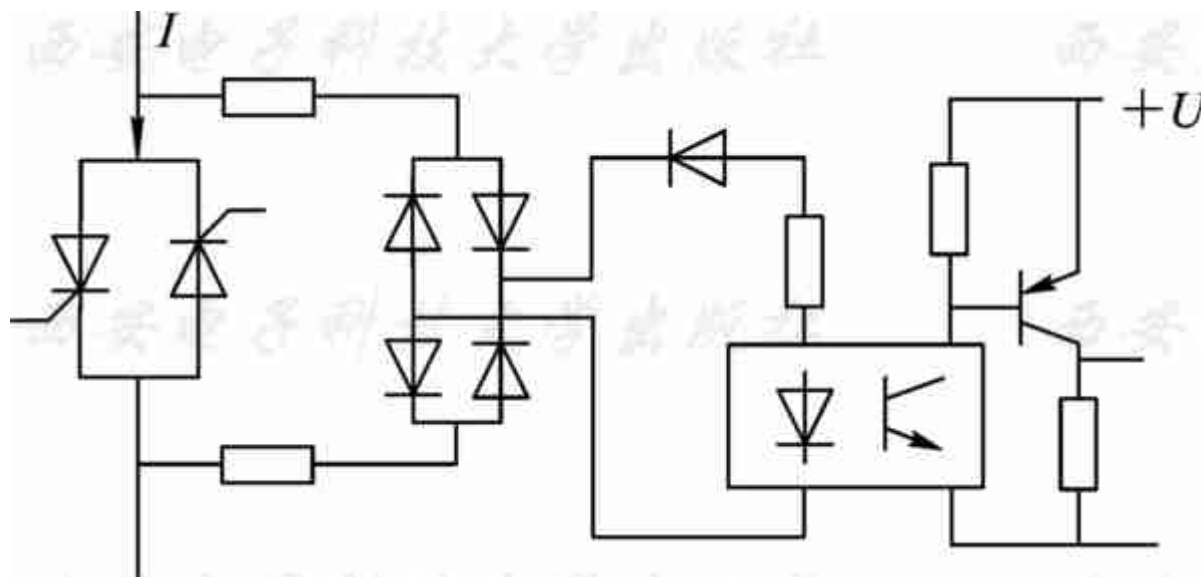


图8-28 零电流检测电路





8.6.3 系统软件

控制系统的程序主要包括主程序、脉冲触发中断子程序、同步信号中断子程序和电流过零检测中断子程序，以及分配触发脉冲时序表和对触发脉冲相位进行延时控制的时间常数表等。控制程序占4 K字节，触发脉冲时序表和时间常数表占16 K字节，对应16级输出电压。





1. 主程序

主程序完成的功能是初始化、PI调节运算、反馈误差运算和输出触发脉冲。

(1) 初始化。包括自诊断，对各个相关寄存器进行复位，设给定值等。

(2) PI调节运算。确定电流环、速度环采样周期和比例积分系数，进行速度PI调节运算和电流PI调节运算。

(3) 反馈误差运算。将电压采样值与电压设定值进行比较，若设定值高于采样值，则将电压值加一增量；若设定值低于采样值，则将电压值减一增量，然后再进行比较，直到设定值等于采样电压值，达到稳定运行。





(4) 中断和输出触发脉冲。同步脉冲到后，由软件定时器0中断服务子程序输出脉冲到相应的晶闸管。一个电源周期内发出18个触发脉冲，一个输出周期含12个输入电源周期，发出脉冲数量为216个。





2. 软件定时器

软件定时器0中断服务子程序的功能是当同步脉冲到后，查寻触发表，输出脉冲到对应的晶闸管。如为同步脉冲到后的第一个触发脉冲，则时间常数为输入正弦波过零点 $\omega t=2n\pi$ 与触发脉冲间的时间间隔，将时间常数字和相应的触发顺序字送至数字触发器。





3. 电流环和速度环数字调节计算

电流调节器和速度调节器都采用PI调节，以增量式控制算法编程，其特点是计算速度快；若存在计算误差或精度不够时，对控制量计算的影响较小；计算机只输出控制量的增量，误动作小，保证了系统安全运行；手动/自动切换时冲击比较小。PI调节的计算公式为

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_P}{T} \left[\left(1 + \frac{T}{T_I}\right) e(k) - e(k-1) \right] = u(k) + K_1 e(k) - K_2 e(k-1) \quad (8-8)$$

式中， K_P 为比例系数； T_I 为积分常数； $u(k)$ 为调节器的输出量； $e(k)$ 为偏差； T 为控制周期。





设计电流调节PI程序中，取 $K_p=1.2$ ， $T_I=0.05$ ， $K_1=1.9$ ， $K_2=60$ ，采样周期 $T=2$ ms；速度调节器PI程序中，取 $K_p=60$ ， $T_I=0.15$ ， $K_1=7.5$ ， $K_2=360$ ，采样周期 $T=20$ ms。





4. 电流和速度的数值采样

ADMC401选用8位A/D转换，转换速度在16 MHz晶振时，周期为 $0.125 \mu\text{s}$ ，转换时间小于 $32 \mu\text{s}$ 。电流环和速度环的采样时刻和采样周期分别由 T_r 溢出中断和同步脉冲的到来时刻确定。同步脉冲到来即启动电流反馈A/D转换，设计采样周期为20 ms。设计能完全满足系统的控制精度要求，可以保证数字触发脉冲的有效工作。





5. 数字触发器的实现

数字触发器可用多种方法实现，考虑为提高控制系统的动态响应，本设计采用离线计算和在线查表的方法。

每相电路输出电压表达式为

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha_+ = -U_{d0} \cos \alpha_- \quad (8-9)$$

式中， α_+ 为正组整流器控制角； α_- 为负组整流器控制角； U_{d0} 为当 $\alpha=0$ 时输出电压的平均值。

交/交变频器输出电压的基波为正弦波，即

$$U_d = U_{dm} \sin \omega_1 t \quad (8-10)$$





得

$$\cos \alpha_+ = \left(\frac{U_{dm}}{U_{d0}} \right) \sin \omega_1 t = m \sin \omega_1 t \quad (8-11)$$

式中， m 为输出电压比； ω_1 为输出电压基波的角频率。

式(8-9)就是用余弦交点法求变流电路 α 角的基本公式。

采用单片机来实现上述运算，将预先计算好的数据存入存储器中，运行时按照所存的数据进行实时控制。





8.6.4 应用方案

控制装置应用于一台380 V、2.2 kW、额定转速为1400 r/min的交流异步电动机上，设定25 Hz、50 Hz启动电压(100~380 V)及电流上升时间(0~300 s)三个参数。实测电流波形与仿真结果相符。另一台17 kW，额定转速为1460 r/min，额定电压为380 V，额定电流为32.9 A的大电机进行了实验，主回路的晶闸管为400 A。实验表明，电机启动电流小，启动平滑，系统运行稳定，控制效果良好。





本系统的交/交变频器通过两组反并联的晶闸管交替工作，产生低频的交流电压供给负载，类似可逆直流传动存在有环流问题，必须采用相应的保护措施。在可逆直流传动中采用的成熟有效的保护方式，在交/交变频器中同样适用。装置采用无环流控制方式，有换流死区，所以输出波形有一点畸变，为此采用快速的、比较好的零电流检测方法减小死区时间。交/交变频电路的输出电压波形由若干段电网电压叠加而成。若输出频率升高，输出电压在一个周期内电网电压的段数就减少，所含谐波分量增加。这种输出电压的波形畸变是限制输出频率提高的主要原因之一。设计要求设备最高输出频率应低于电网频率。本装置的主要目的是用于电动机的启动，一旦速度接近额定转速，可以控制相应的切换装置，使电动机进入工频运行状态，完成启动过程。因为此时电压相对较小，切换的过程中不会有很大的冲击电流。





80C196KC+DSP为核心的交/交变频装置具有结构简单、无触点、重量轻、启动电流及启动时间可控制、启动过程平滑等优点，对电网无冲击，不会造成大的电压降落，这既保证了电网电压的稳定，有效地减小了电机启动时的电流冲击，也保护了驱动机构。



