

ABSTRACT

ABSTRACT: With the development of power electronics, electric drive control plays an increasingly important role in modern society. The AC variable-frequency speed regulating system becomes more and more important in the electric drives for its high performance, environmental protection and energy conservation.

The paper presents a DSP-based motor VVVF control system, by using TMS320F2812 motor control chip of TI Company as the core control. It presents the design of the motor drive module and power modules.

In this paper, it first introduces the basic types of AC drive, the realization of the basic principles of open-loop voltage devices and space vector of the U / F control principle. Then based in conditioning circuit - Rectifying and DC-DC converter, it presents the design and research of frequency converter. It makes a control system by DSP, and realizes the open-loop voltage space vector of the U / F control of the VVVF control strategy through the compile, C programming language.

Based on these analyses, we made experiments of 3kW load in the frequency of 30 Hz and 50 Hz. Comparing with the experimental results and MATLAB simulation waveforms, it shows that the AC drive system can achieve smooth speeding in 5 to 50Hz, besides, it has a good dynamic and static AC drive performance, so it confirms the effectiveness and feasibility of the system.

The results showed that the DSP-based frequency control system has a excellent performance, stable operation, well anti-interference capability and it is a set of advanced type, innovative, practical control system..

KEYWORDS: Inverter; BOOST; SVPWM; IGBT; TMS320C2812

CLASSNO: TM921.2

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解北京交通大学有关保留、使用学位论文的规定。特授权北京交通大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

（保密的学位论文在解密后适用本授权说明）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京交通大学或其他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。

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日

致谢

本论文的工作是在我的导师邱瑞昌教授的悉心指导下完成的，邱瑞昌教授严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。在此衷心感谢两年来邱瑞昌老师对我的关心和指导。

邱瑞昌教授悉心指导我们完成了实验室的科研工作，在学习上和生活上都给予了我很大的关心和帮助，在此向邱瑞昌老师表示衷心的感谢。

邱瑞昌教授对于我的科研工作和论文都提出了许多的宝贵意见，在此表示衷心的感谢。

在实验室工作及撰写论文期间，郭佳、毛涛涛等同学对我论文中的调试研究工作给予了热情帮助，在此向他们表达我的感激之情。

另外也感谢家人，他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。

1 引言

1.1 课题的背景和意义

在中国列车的发展史中机车空调系统出现的比较晚，机车驾驶室位于列车头部，其独特的结构和环境决定了司机室空间狭小，室内小气候异常恶劣，尤其在酷热的夏天必然不利于行车安全和司机的身心健康。为了彻底改善机车乘务员工作环境条件，确保行车安全，需要对现有的机车安装空调系统。

在夏天去机车上调试时就能深刻体会机车运行的各情情况，机车震动大，温度高，电磁干扰大，车门频繁开闭；而且机车运行环境也有较大流动性，艳阳高照、满天沙尘、倾盆大雨等等各种环境都无法避免；此外，机车所用空调有其特殊性，普通民用空调无法胜任。现实要求设计一个机车空调，要具有充足的制冷量、高强的抗震性、出色的耐高温、稳定的安全可靠性等特性，并要满足机车空调机组的电流、电压和功率要求以及当今资源紧缺的大环境下对能源利用率的要求，以便调节司机室空气温度，改善工作环境。本系统采用的空调机组是专门为铁路机车司机室提供的制冷设备，安装在机车司机室顶部，底部送风口和回风口与机车顶部风道相连，经机组冷却的空气通过离心风机，使室内气流形成循环，达到调节室内空气温度，改善司机室工作环境的目的。

机车空调机组的种类很多，可根据不同划分方法进行分类。根据机车种类，可分为内燃机车空调机组和电力机车空调机组；根据制冷系统高、低温段距离，可分为分体式和整体式；根据空调制冷方式的不同，分为蒸汽压缩制冷方式(多采用)和非蒸汽压缩制冷方式，后一种还可分为热电式、汽化式等制冷方式；根据空调机组安装的司机室部位不同，机车空调机组分为顶置式、后置式、底置式和前置式。

机车空调机组需要根据机车的特点来选用。最早的分体式机车空调机组由于管路长，大大增加了制冷剂泄漏的可能性，现已被制冷管路短的整体式机车空调机组取代。机车空调机组多采用传统的蒸汽压缩制冷方式，由于内燃机车上有力装置，可以直接为压缩机提供动力，从而制冷系统可采用具有密封垫的半封闭压缩机，该方式的缺点是：半封闭压缩机虽然具有密封垫，但仍然增加了制冷剂泄漏的机会。对于电力机车，铁路电网供电充足，空调机组应采用全封闭压缩机，减少制冷剂泄漏的可能性并减小了机组体积。

机车空调机组的安装位置，要根据机车司机室的具体结构和有利于冷凝器的

冷却(风冷式空调机组)来确定。由空调工作的原理可以知道,在目前机车速度通常在 100km/h 左右,而且根据铁道部关于不能对机车作太大改动的要求,综合考虑现有机车安装空调器的情况,应采用顶置整体式全封闭压缩机空调机组。

1.2 变频调速技术的发展与现状

近年来,变频调速技术在空调中得到广泛应用,大大降低了空调的工作噪声,节省了大量能源。变频调速技术的原理就是通过改变电机供电频率实现变速,与传统变速技术相比省略了机械变速机构并减少了频繁起停时间的过程,延长了电机寿命,降低了运行噪声,提高了用电效率。在变频空调中大部分都是采用交流异步压缩机,交流异步压缩机具有的结构简单、成本低、转动惯量小、容量大、寿命长等优点大大降低了空调机组的成本,提高了经济性。随着电机变频调速理论、现代电力电子技术、高性能处理器等相关技术的发展,变频调速技术将向高性能、智能化方向发展,在机车空调电源的应用也会更加广泛。

变频调速具有高效率、高精度和范围宽等特点,是目前运用最广泛且最具有发展前途的调速方式。交流电机变频调速系统的种类也很多,从早期提出的电压源型变频调速开始,相继发展了电流源型,脉宽调制等各种变频调速控制系统。目前变频调速的主要方案有:同步电机自控式变频调速,正弦脉宽调制(Sine Pulse Width Modulation)变频调速,矢量控制(Field Oriented Control)变频调速,直接转矩控制(Direct Torque Control)及无速度传感器控制等。这些变频调速技术的发展很大程度上依赖于大功率半导体器件的制造水平。随着电力电子技术的发展,特别是具有自关断能力全控功率元件的发展,且控制单元也从分离元件发展到大规模数字集成电路及采用微处理器控制,从而使变频装置的快速性、可靠性及经济性不断提高,变频调速系统的性能也得到不断完善。

在交流电机变频调速中应用最为广泛的是 PWM 控制,可以说 PWM 控制是交流调速系统的控制核心,任何控制算法的最终实现几乎都是以各种 PWM 控制方式来完成的。从最初追求电压波形的正弦,到电流波形的正弦,再到磁通的正弦;从效率最优,转矩脉动最小,到消除噪音等, PWM 控制技术的发展经历了一个不断创新和不断完善的过程。

其中,高性能交流调速系统有:U/F 恒定、速度开环控制的通用变频调速系统和滑差频率速度闭环控制系统,这些虽然基本上解决了异步电机平滑调速的问题,然而,当生产机械对调速系统的动静态性能提出更高要求时,上述控制系统还是比直流调速系统略逊一筹。主要原因在于,其系统控制的规律是从异步电机稳态等效电路和稳态转矩公式出发推导出稳态值控制,完全不考虑过渡过程,系统在

稳定性、起动及低速时转矩动态响应等方面的性能尚不能令人满意。考虑到异步电机是一个多变量、强耦合、非线性的时变参数系统，很难直接通过外加信号准确控制电磁转矩，但若以转子磁通这一旋转的空间矢量为参考坐标，利用从静止坐标系到旋转坐标系之间的变换，则可以把定子电流中励磁电流分量与转矩电流分量变成标量独立开来，进行分别控制。通过坐标变换重建异步电机的数学模型，可以使得异步电机等效于直流电机，从而象控制直流电机那样进行快速的转矩和磁通控制，即矢量控制，又称为磁场定向控制。与矢量控制不同的是，直接转矩控制摒弃了解耦的思想，取消了旋转坐标变换，而是简单地通过检测电机定子电压和电流，借助瞬时空间矢量理论计算电机的磁链和转矩，并与给定值比较得出差值，实现磁链和转矩的直接控制。

尽管矢量控制与直接转矩控制使交流调速系统的性能有了较大的提高，但是还有许多领域有待研究，比如：磁通的准确估计和观测、无速度传感器的控制方法、电机参数的在线辨识、极低转速包括零速下的电机控制、电压重构与死区补偿策略、多电平逆变器的高性能控制策略等更新更优的控制理论和控制策略。

随着计算机技术和电力电子器件制造技术的发展以及新型电路变换器的不断出现，现代控制理论向交流调速领域的不断渗透，特别是微型计算机及大规模集成电路的发展，交流电机调速技术正向高频化、数字化和智能化方向发展，为了满足现代人们对数字化信息的依赖，为了使交流调速系统与信息系统紧密结合，为了提高交流调速系统自身的性能，必须实现交流调速系统的全数字化控制。

数字化控制的优点是使硬件设计简化，柔性的控制算法使控制灵活、可靠，更易实现复杂的控制算法，便于故障诊断和监视。控制系统的软件化对 CPU 芯片提出了更高的要求，为了实现高性能的交流调速，要进行矢量的坐标变换，磁通矢量的在线计算和自适应参数变化而修正磁通模型，以及内部的加速度、速度、位置的重叠，外环控制的在线实时调节等，都需要存储多种数据和快速实时处理大量信息。随着计算机技术的发展，交流调速系统的性能将得到很大的提高。

由于电力机车辅助变压器只有单相交流电源而无为机车空调提供的三相交流电源，因此需要研制专门为空调机组供电的逆变电源。同时为了降低运行噪声，提高用电效率，则需要给空调压缩机提供变频电源，由此我们可以看出本空调电源是从交流整流成直流再逆变，它本身完成了一个变频器的功能，所以本文用变频器做为一副标题。

1.3 本文主要内容

本文设计的为机车空调提供电源的变频器，其采用了先进的变频调速控制理

论，优化了电路结构，提高了整机的安全性和可靠性。本文研究的主要内容：

一、硬件部分

- 1、以二极管构成不控整流，IGBT为功率器件构成直流升压电路，IGBT为器件构成的逆变电路，三部分共同组成典型交-直-交电压源型变频系统主电路。
- 2、以TMS320F2812为中央处理器，设计控制电路，它可以分为主控模块、电流检测模块、通信模块、显示模块等。

二、软件部分

- 1、用C语言编制程序实现A/D转换、数据显示以及故障中断处理等功能。
- 2、用C语言实现恒压频控制的电压空间矢量法生成PWM波，实现对空调压缩机的变频调速。
3. 用C语言实现DSP与PC机的通信模块。

三、系统集成与抗干扰的探讨

针对整个空调电源系统设计了故障保护和辅助电源电路，并对其进行电磁兼容方面的研究和设计使系统能够更加安全稳定的运行。

2 系统方案设计

2.1 总体结构设计

机车车载电源为交流 220V，而空调机组为三相交流负载，所以要将交流 220V 转换成三相 380V 的交流电源来供给空调压缩机使用。本文采用的方案为先将交流 220V 整流成直流而后经斩波升压为直流 540V，然后由三相全桥逆变电路逆变输出三相 380V 交流电源，供给空调使用。电源总体结构如图 2-1 所示：

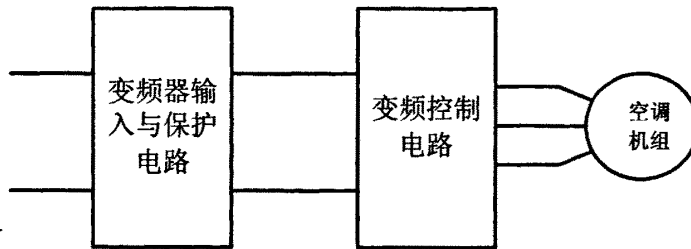


图 2-1 总体结构图

Fig2-1 Framework of power system

系统总体方案分为两个部分，即输入与故障保护电路的设计和变频调速电路的设计。

变频器输入与保护部分实现的功能为：将输入交流 220V 整流并斩波升压为直流 540V，该部分要能够提供足够的功率，并实现宽电压范围输入，即当输入电压从 200V 到 240V 变化时，输出电压均可稳定在直流 540V，以保证负载正常运行；同时实现故障保护功能：实时对电路各参数进行检测，当出现故障时电路各个保护模块及时动作，以保证电源和空调机组的可靠运行；在电源上设置键盘和显示电路，方便对电源参数进行修改；设置辅助电源电路，以维持电源自身工作。

变频控制部分实现的功能为：将直流 540V 电压逆变为三相交流 380V 电压，供给空调机组工作。本部分为本文着重讨论的重点，前一部分是为本部分做准备工作的，文中分章节详细讨论了变频调速的原理，变频器硬件以及软件的设计。

2.2 变频器输入与保护部分

- 该部分前段为用二极管不控整流，即是用四个二极管搭成桥式整流；
- 该部分后段为斩波升压电路，采用 BOOST 升压拓扑电路将电压升为 540V；
- 斩波控制系统采用 SG3525 产生 PWM 波控制 IGBT 开关管；
- 采用电压闭环负反馈控制，检测的斩波输出电压经光耦隔离后输入至

SG3525 芯片，在芯片内部与基准值比较后动态调整输出的 PWM 波脉宽使输出电压稳定在直流 540V。

- 实现故障保护功能：实时对电路各参数进行检测，当出现故障时各保护模块及时动作，以保证电源和空调机组的可靠运行。

本部分实现了从交流变直流并调整成后面变频部分所需要的电压值，同时具有故障保护的功能

2.3 变频控制部分

- 该部分采用三相全桥逆变电路，将斩波后的直流 540V 电压逆变为三相频率可变的交流 380V 电压，供给空调机组使用；
- 逆变桥采用集成 IGBT 模块；
- 逆变控制系统采用 DSP TMS320F2812 输出六路 SVPWM 驱动信号；
- 六路 SVPWM 信号经光耦隔离后，以四路独立电源驱动方式分别驱动逆变器的六个 IGBT 管；

三相逆变电路中的 IGBT 按照 SVPWM 工作模式进行开通关断，从而在输出侧得到稳定的基波频率为 50Hz 的三相交流 380V 电源，供给机车空调机组使用。

3 变频调速的工作原理

3.1 交流调速的基本类型

交流异步电机调速系统种类繁多，常见的有：(1)降电压调速；(2)电磁转差离合器调速；(3)绕线转子异步电机转子串电阻调速；(4)绕线转子异步电机串级调速；(5)变极对数调速；(6)变频调速等等^[9]。

按照交流异步电动机的基本原理，从定子传入转子的电磁功率 P_m 可分为两部分：一部分 $P_2 = (1-s)P_m$ 是拖动负载的有效功率，另一部分是转差功率 $P_r = sP_m$ ，与转差率 s 成正比。从能量转换的角度上看，转差功率是否增大，是消耗还是得到回收，显然是评价调速系统效率高低的一种标志。从这一点出发，可以把异步电机的调速分成三类：

1) 转差功率消耗型调速系统--全部转差功率都换成热能的形式而消耗掉。上述的(1)，(2)，(3)三种调速方法都属于这一类。在三类之中，这类调速系统的效率最低，而且它是以增加转差功率的消耗来换取转速的降低(恒转矩负载时)，越向下调速效率越低。可是这类系统结构简单，因此还有一定的应用场合。

2) 转差功率回馈型调速系统--转差功率的一部分消耗掉，大部分则通过变流装置回馈电网或者转化为机械能量予以利用，转速低时回收的功率也越多，上述第(4)种调速方案--串级调速属于这一类。这类调速系统的效率显然比第一类要高，但增设的交流装置总要消耗掉一部分功率，因此还不及下一类。

3) 转差功率不变型调速系统--转差功率中转子的铜损部分是不可避免的，但在这类系统中无论转速高低，转差功率的消耗基本不变，因此效率最高。上述的第(5)，(6)两种调速方式属于此类。其中变极对数只能有级调速，应用场合有限。只有变频调速应用最广，可以构成高动态性能的交流调速系统，取代直流调速系统，最有发展前途。

3.2 变频调速的基本原理及其实现装置

3.2.1 变频调速的基本原理

一、电机调速的一般方法

由电机学知，交流异步电机的转速公式为：

$$n = 60 \frac{f_1}{P_n} (1-s) = n_0 (1-s) \quad (3-1)$$

式中， f_1 为异步电机定子电压供电频率， P_n 为异步电机的极对数， s 为异步电机的转差率。由上式可以看出，要改变异步电机的转速，可以有三种方案，即改变极对数 P_n ，改变转差率 s 或改变定子电压供电频率 f_1 。

1、变极对数调速

变极对数调速实际上是通过改变极对数 P_n 。从而改变异步电动机同步转速 n_0 来达到调速目的，即

$$n_0 = 60 \frac{f_1}{P_n} \quad (3-2)$$

变极调速通过改接定子绕组的连接方式来实现。一般电机的极对数 P_n 在数值上有限，故调速范围也有限，并且极对数总是整数，因此这种调速方案是一种有级调速。

2、变转差率调速

改变转差率的方法很多，常用的方案有改变异步电动机定子电压调速、采用滑差电动机调速、转子绕组串电阻调速等。这些方案都能使异步电动机实现平滑调速，但它们的共同缺点是在调速过程中存在转差损耗，即在调速过程中产生大量的转差功率并消耗在转子回路中，使转子发热，系统效率降低。

3、变频调速

变频调速实际上是通过改变定子电压供电频率 f 从而改变异步电动机同步转速来达到调速目的，很明显，只要有输出频率可平滑调节的变频电源，就能平滑、无级地调节异步电动机的转速。而且这类系统中无论转速高低，所消耗的转差功率基本不变，因此效率最高。

二、变压变频调速的基本控制方法

我们知道，三相异步电机定子每相电动势的有效值为：

$$E_s = 4.44 f_1 N_1 k_{N1} \Phi_m \quad (3-3)$$

式中为 E_s 气隙磁通在定子每相绕组中感应电动势的有效值， f_1 定子频率； N_1 为定子每相绕组的匝数， k_{N1} 为绕组系数， Φ_m 为每极气隙磁通量。

1、基频以下调速--恒压频控制

在进行电机调速时，通常要考虑的一个重要因素是希望保持电机中每极磁通量为额定值，并保持不变。因为如果磁通太弱，没有充分利用电机铁心，这是一种浪费；如果过分增大磁通，又会使铁心饱和，从而导致过大的励磁电流，严重时会使绕组因过热而损坏电机。对于直流电机，励磁系统是独立的，只要对电枢进行适当补偿，保持磁通恒定是很容易做到的。而在异步电动机中，磁通是定子

和转子磁动势合成的，故要达到磁通恒定就困难得多。

由式3-3可知，要保持 Φ_m 恒定，当频率 f_1 从额定值 f_{1N} 向下调时，必须同时降低 E_s ，使得

$$\frac{E_s}{f_1} = C \quad (3-4)$$

然而，绕组中的感应电动势是难于直接控制，当电动势的值较高时，可以忽略定子压降，而认为定子相电压 $U_1 \approx E_s$ ，于是有

$$\frac{U_1}{f_1} = C \quad (3-5)$$

这就是所谓恒电压频率控制方式。

低频时， U_1 和 E_s 都较小，定子压降所占的份量就比较大，此时就不能忽略。这时可以人为把定子电压 U_1 抬高一些，以便补偿定子电阻压降如图3-1中的b所示。

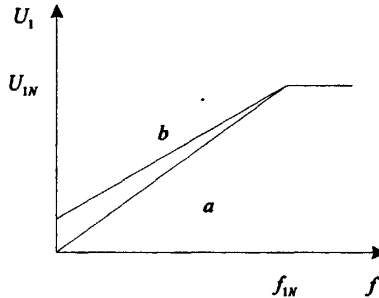


图 3-1 恒电压/频率控制方式

Fig 3-1 constant voltage / frequency control

2、基频以上调速--弱磁升速

在基频以上调速时，频率可以从 f_{1N} 向上增大，但由于电机绝缘性能的原因，电压 U_1 一般不能超过额定电压 U_{1N} ，最多只能保持 $U_1 = U_{1N}$ ，而由式3-3可知，要使电机转速大于额定转速，必须使电机磁通低于额定磁通，这相当于直流电机的弱磁升速。

3.2.2 变压变频装置

对于异步电机的变压变频调速，必须提供能够同时改变电压和频率的交流电源。现有的交流电源是恒压频的，因此，必须配置变压变频装置(通称VVVF装置)。从结构上看，静止变压变频装置可分为间接变压变频装置和直接变压变频装置^[9]两类。

一、间接变压变频装置(交-直-交变压变频装置)

间接变压变频装置先将工频交流电通过整流器变为直流电，再通过逆变器将

直流电转换成可控频率的交流电，因此又称为有直流环节的变压变频装置，或称交-直-交变压变频装置。按照不同的控制方式，又可分为三种类型。

1、可控整流器调压、用逆变器调频的交-直-交变压变频装置。在这种装置中，调压和调频在两个环节上分别进行，两者要在控制电路上协调配合，其结构简单，控制方便。早期的变频器由于输入环节采用晶闸管可控整流器，当电压调得较低时，电网侧功率因数较低。而输出环节多由晶闸管组成的三相六拍逆变器，每周换相六次，输出的谐波较大。

2、不可控整流器整流、斩波器调压、再用逆变器调频的交-直-交变压变频装置。这类装置中，整流环节采用二极管不可控整流器，只整流不调压，再单独设置斩波器，用脉宽调压。这样虽然多了一个环节，但调压时输入功率因数基本不变。输出逆变环节未变，仍有谐波较大的问题。

3、不可控整流器整流、脉宽调制(PWM)逆变器同时调压调频的交-直-交变压变频装置。在这类装置中，用不可控整流，则输入功率因数不变；用PWM逆变器，则输出电流的谐波较小。这样，装置2中的两个缺点都消除了。PWM逆变器一般采用全控型器件，它省去了半控型器件所必须的强迫换流电路，提高了功率器件的开关频率。PWM逆变器输出谐波减少的程度取决于功率器件的开关频率，目前通常采用的功率器件有IGBT或MOSFET，它们的开关频率均可达10KHz以上，输出电流谐波小，现在的IGBT模块开关频率可达到20k甚至更高，大大的提高了系统的性能。本系统采用的就是这种方式。

二、直接变压变频装置(交-交变压变频装置)

直接变压变频装置是将恒压频的交流电源转换成频率和电压均可变化的交流电输出，为交流电机提供变频电源，实现变频调速。

常用的交-交变压变频装置输出的每一相都是一个两组晶闸管整流装置反并联的可逆电路。当正组工作在整流状态、反组工作在逆变状态时，异步电机得到的是正电压；当反组工作在整流状态、正组工作在逆变状态时，电机绕组上得到的是负电压。只要控制三相反并联的桥组不断地处于整流和逆变工作状态，就能将电网电压若干部分“拼凑”起来得到比电网频率低的变频电源。由于电路是靠电网电压自然换流点换流，故输出频率的最大值仅为电网电压频率的1/2--1/3。特别适合在容量大、速度低的场合使用。

3.3 标量电压频率控制方式

U/F 控制方式又称为 VVVF 控制方式，该机车空调电源变频器采用的就是 U/F 变频启动，大大减小了空调的启动电流，延长了压缩机的使用寿命。U/F 变频调速

控制常用在通过变频器上，这类变频装置主要用于风机、水泵、压缩机等的调速节能，以及对调速精度要求不高的场合。

电压频率控制技术

恒电压频率^[3]控制技术的原理在上一章节中已介绍过，下面将主要分析对于风机、水泵等类似的负载，负载力矩随电机转速的增加而增加，当速度较小时，其负载力矩非常小。于是针对于风机、水泵等负载提出了另一种电压、频率函数关系，如图3-2所示，称之为风机、水泵电压/频率控制技术。图中额定频率左边是一条向下弯曲的曲线，这样做的目的是减少低速时感应电机的磁场，有利于节约电能。

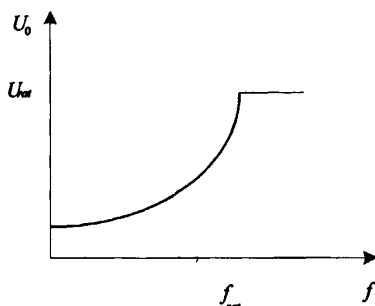


图3-2风机、水泵电压/频率的电压、频率关系

Fig3-2 Voltage versus frequency relation in the fan V/F drives

VVVF 控制是异步电动机变频调速的最基本控制方法，它同时控制电动机的电压频率变化和变频器的输出电压，从而使电动机磁通基本保持恒定。由电机学公式可知，当电机电源频率 f 变化时，若电机感应电势 E 不随着变化，那么电机的磁通将会出现饱和或欠励磁。由于电机设计时电机的磁通通常处于接近饱和值，磁通进一步增大会导致电机出现饱和，造成很大的励磁电流，增加电机的铜损耗和铁损耗；而当电机出现欠励磁时，将会影响电机的输出转矩。因此在改变电机频率 f 时应对电机电势 E 进行控制，以维持磁通恒定，即保持 E/f 恒定。

由于电机的电势检测比较困难，考虑电机正常运行时电机的电压和电势近似相等，常通过电压频率比恒定以保持磁通恒定。但采用 U/f 比恒定控制，在低频时电机转矩会有所下降。

3.4 电压空间矢量法

电压空间矢量法(SVPWM)是从电机的角度出发，着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场，即正弦磁通。它以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想圆形磁通轨迹为基准，用逆变器(原理图见 3-3)不同的开关模式产生的实际磁通去逼近基准磁通圆，从而达到较高的控制性能。电压空间矢量法与传统的 SPWM

法相比，不但可以减少转矩脉动和铁损耗，而且可以提高电源电压的利用率^[4]。

3.4.1 电压空间矢量法的基本工作原理

电压空间矢量技术^[10]（SVPWM，也称为磁通正弦 PWM，磁链轨迹 PWM）是从电机的角度出发，着眼于使交流电机产生圆形磁场，即正弦磁通。它以三相对称正弦电源供电时交流电机产生的理想磁链圆为基准，通过选择逆变器不同的开关模式，使电机的实际磁链尽可能逼近理想磁链圆，从而生成 SVPWM 波，达到较高的控制性能。

异步电机由三相对称正弦电源供电时，A，B，C 三相的相电压可以表示为：

$$u_{AN} = U_m \sin(\omega_1 t) \quad (3-6)$$

$$u_{BN} = U_m \sin(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi) \quad (3-7)$$

$$u_{CN} = U_m \sin(\omega_1 t - \frac{4}{3}\pi) \quad (3-8)$$

其中： U_m 为相电压的幅值。

定义电机定子的电压空间矢量为：

$$U_{out} = \bar{u}_s = \frac{2}{3}(u_{AN} + \partial u_{BN} + \partial^2 u_{CN}) = U_m e^{j(\omega_1 t - \frac{\pi}{2})} \quad (3-9)$$

在复平面内，把它分解到实轴和虚轴上，得两种表达方式：

$$U_{out} = \bar{u}_s = [\frac{2}{3} \cdot (u_{AN} - \frac{1}{2}u_{BN} - \frac{1}{2}u_{CN})] + j[\frac{2}{3} \cdot (\frac{\sqrt{3}}{2}u_{BN} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{CN})] \quad (3-10)$$

$$U_{out} = \bar{u}_s = [U_m \cdot \sin(\omega_1 t)] - j[U_m \cdot \cos(\omega_1 t)] \quad (3-11)$$

可见：电机定子的电压空间矢量 U_{out} 任何时候在某相轴上的投影，都恰好等于当时该相的相电压瞬时值。

与之相似，定义电机定子的磁链空间矢量为

$$\psi_{out} = \frac{2}{3}(\psi_{AN} + \partial \cdot \psi_{BN} + \partial^2 \cdot \psi_{CN}) \quad (3-12)$$

若忽略电机定子电阻的影响，则 ψ_{out} 可由电压空间矢量对时间的积分求得，即

$$\psi_{out} = \int U_{out} dt = -\frac{U_m}{\omega_1} e^{j\omega_1 t} = -j \frac{U_{out}}{\omega_1} \quad (3-13)$$

其中， ψ_m 为电机磁链的幅值，即为理想磁链圆的半径 $\psi_m = U_m / \omega_1$

当三相对称正弦电源保持压频比不变时，磁链圆半径 ψ_m 是固定的。在 SVPWM 技术中，便是取 ψ_m 为半径的磁链圆为基准圆。

如果异步电机由三相电压型逆变器供电，原理图参见图 3-3。

将逆变器的 IGBT 看成是理想开关器件，并定义开关量 a，b，c 分别代表 A，

B, C 三相的开关状态。X (X=a, b, c) =1 表示上桥臂开通；X (X=a, b, c) =0 表示下桥臂开通。对于不同的开关状态组合，电压 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 的值如下表 3-1 所示（其中 U_{dc} 为直流母线电压）。

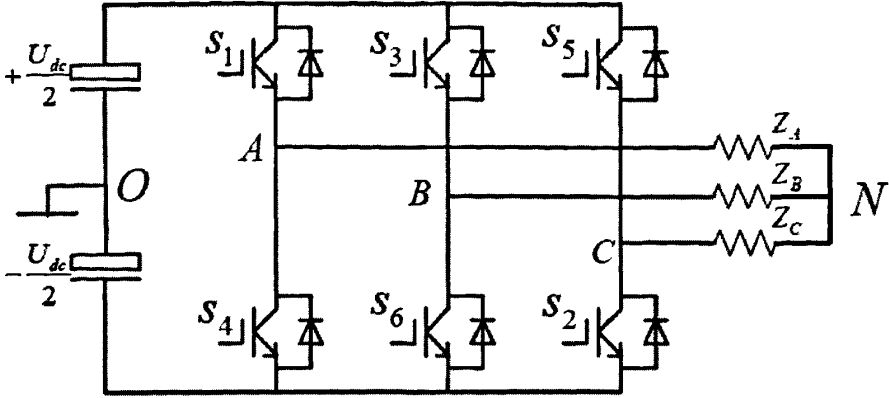


图 3.3 三相电压型逆变电路图

Fig3-3 Chart of three phase voltage model inverter

表 3-1 逆变器开关状态与 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 的关系

Table 3-1 Relationship between u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} and conditions of switches

a	b	c	u_{AO}	u_{BO}	u_{CO}
0	0	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
1	0	0	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
1	1	0	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
0	1	0	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
0	1	1	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$
0	0	1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$
1	0	1	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$
1	1	1	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$

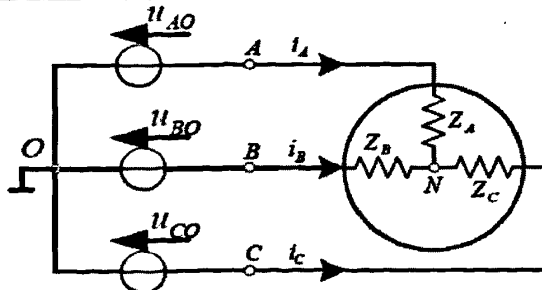


图 3-4 A、B、C 三桥臂的等效电路

Fig 3-4 The equivalent circuit of A、B、C three phase lag

在任意时刻 A, B, C 三个桥臂的等效电路如图 3-3 所示, 有如下等式成立:

$$\begin{aligned} u_{AO} + u_{ON} &= i_A \cdot Z_A \\ u_{BO} + u_{ON} &= i_B \cdot Z_B \\ u_{CO} + u_{ON} &= i_C \cdot Z_C \end{aligned} \quad (3-14)$$

将三式联立, 另外: $Z_A = Z_B = Z_C = Z$, $i_A + i_B + i_C = 0$, 从而可以求得:

$$u_{ON} = -\frac{1}{3}(u_{AO} + u_{BO} + u_{CO}) \quad (3-15)$$

从而, A、B、C 三相的相电压为

$$\begin{aligned} u_{AN} &= u_{AO} + u_{ON} = \frac{2}{3}u_{AO} - \frac{1}{3}u_{BO} - \frac{1}{3}u_{CO} \\ u_{BN} &= u_{BO} + u_{ON} = -\frac{1}{3}u_{AO} + \frac{2}{3}u_{BO} - \frac{1}{3}u_{CO} \\ u_{CN} &= u_{CO} + u_{ON} = -\frac{1}{3}u_{AO} - \frac{1}{3}u_{BO} + \frac{2}{3}u_{CO} \end{aligned} \quad (3-16)$$

根据表 (3-1) 和式 (3-16) 可以求出下表 (3-2)

表 3-2 逆变器开关状态与线电压的关系

Table 3-2 Relationship between line voltage and conditions of swiches of inverter

a	b	c	u_{AN}	u_{BN}	u_{CN}
0	0	0	0	0	0
1	0	0	$+2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
1	1	0	$+U_{dc}/3$	$+U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$
0	1	0	$-U_{dc}/3$	$+2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$+U_{dc}/3$	$+U_{dc}/3$
0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$+2U_{dc}/3$
1	0	1	$+U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$+U_{dc}/3$
1	1	1	0	0	0

由于同一桥臂上下两个 IGBT 的开关状态是互补的, 所以由上桥臂 IGBT 的状态, 也就是 X (X=a, b, c) 的状态就可以确定出电机定子的电压空间矢量 U_{out} 。上桥臂 IGBT (S1, S2, S3) 的开关有 8 种可能的组合, 若已知 S1、S2、S3 的开关状态组合 (a, b, c), 就可以由 (4-9) 式得到电机定子的 8 种基本电压空间矢量:

$$\begin{aligned} \overline{u_{000}(000)} &= \frac{2}{3}(0 + 0 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) = 0 \\ \overline{u_0(100)} &= \frac{2}{3}\left(\frac{2U_{dc}}{3} - \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) = \frac{2}{3}U_{dc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{u_{60}(110)} &= \frac{2}{3} \left(\frac{U_{dc}}{3} + \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{2U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} \\
 \overline{u_{120}(010)} &= \frac{2}{3} \left(-\frac{U_{dc}}{3} + \frac{2U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \\
 \overline{u_{180}(011)} &= \frac{2}{3} \left(-\frac{2U_{dc}}{3} + \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\pi} \\
 \overline{u_{240}(001)} &= \frac{2}{3} \left(-\frac{U_{dc}}{3} - \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{2U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \\
 \overline{u_{300}(101)} &= \frac{2}{3} \left(\frac{U_{dc}}{3} - \frac{2U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{U_{dc}}{3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\frac{5\pi}{3}}
 \end{aligned} \tag{3-17}$$

其中括号中的数分别表示开关状态 (a, b, c) 的 8 种组合, U_{dc} 为直流母线电压。将相对应于 8 种组合的电压空间矢量映射至图 1 所示的复平面, 即可以得到如图 3-5 所示的电压空间矢量图。(13)式所示 8 个向量称为基本电压空间矢量, 并分别记作 O_{000} , U_0 , U_{60} , U_{120} , U_{180} , U_{240} , U_{300} , O_{111} , 他们把这个复平面分成了六个区域, 称为扇区。

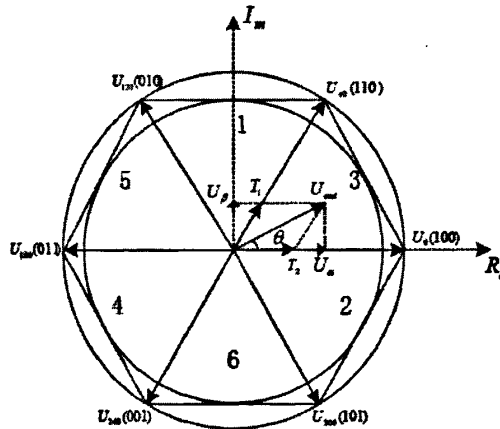


图 3-5 逆变器输出的电机定子的基本电压空间矢量
Fig 3-5 Stator voltage basic space vectors of inverter output

3.4.2 电压空间矢量法的实现方法

根据以上对电压空间矢量的分析, 可以得到八个基本电压空间矢量 (其中六个非零矢量和两个零矢量), 如果单纯地以此方式控制逆变模块的开通和关断, 只能形成正六边形旋转磁场, 并非所要得的理想圆形旋转磁场。根据数学极限的原理, 可以用正多边形来代替圆, 而且当正多边形的边数越多就越逼近圆形。由此完全可以利用这六个基本电压空间矢量的线性时间组合来获得较多的逆变器开关状态, 从而实现用正多边形的旋转磁场来代替理想磁链圆。

电压空间矢量的理论基础是平均值等效原理, 即在一个开关周期 T_{pwm} 内,

通过对基本电压空间矢量加以组合，使其平均值与给定电压空间矢量相等。

实现 SVPWM 的方法有磁链圆轨迹法^[10]、电压矢量合成法等。在此我们采用电压矢量合成法，即采用两个非零矢量和两个零矢量合成一个等效的电压矢量。如图 4-4 所示，在某个时刻电压矢量 U_{out} 旋转到某个扇区中，就由组成这个扇区的两个非零矢量 U_x 、 $U_{x\pm60}$ 分别作用 T_1 、 T_2 时间，先作用的 U_x 称为主矢量，后作用的 $U_{x\pm60}$ 称为辅矢量，时间分解如图 (3-6) 所示。

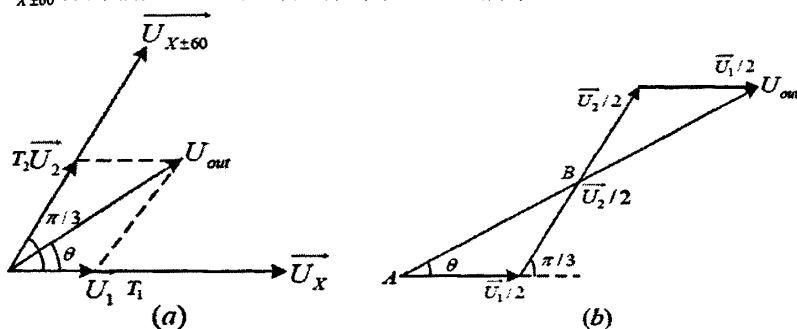


图 3-6 电压空间矢量的线性组合

Fig 3-6 Synthesizing of Voltage Space Vector

$$\text{其中: } \bar{U}_1 = \frac{T_1}{T_{PWM}} \cdot U_x, \quad \bar{U}_2 = \frac{T_2}{T_{PWM}} \cdot U_{x\pm60}$$

由图 (3-6) (b) 得:

$$\frac{1}{2} |\bar{U}_1| \sin \theta = \frac{1}{2} |\bar{U}_2| \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$$

$$|\bar{U}_1| \cos \theta + |\bar{U}_2| \cos \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) = |\bar{U}_{out}|$$

把 $|\bar{U}_1| = \frac{T_1}{T_{PWM}} \cdot U_x$ 、 $|\bar{U}_2| = \frac{T_2}{T_{PWM}} \cdot U_{x\pm60}$ 、 $|\bar{U}_x| = |\bar{U}_{x\pm60}| = \frac{2}{3} U_{dc}$ 、 $|\bar{U}_{out}| = U_m$ 代入上式得

$$T_1 \sin \theta - T_2 \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) = 0$$

$$T_1 \cos \theta + T_2 \cos \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) = T_{PWM} \frac{U_m}{\frac{2}{3} U_{dc}} \quad (3-18)$$

求解上式得

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} \cdot T_{PWM} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} \cdot T_{PWM} \cdot \sin \theta \quad (3-19)$$

其中: U_m 为电机相电压的幅值, U_{dc} 为直流母线电压; θ 为给定电机电压空间矢量角, T_{PWM} 为 PWM 的开关周期。

取调制深度 $M = \sqrt{3} U_m / U_{dc}$, 在 SVPWM 中, $|U_{out}| = U_m \leq 2U_{dc}/3$, $M_{\max} = 2/\sqrt{3} = 1.1547 \geq 1$ 。

由此可见，在 SVPWM 中，调制深度最大值可以取到 1.1547，这比 SPWM 所能达到的 $M_{\max} = 1$ 高出了 15.47%，使直流母线电压的利用率更高，这是 SVPWM 的一个主要优点。另外，为了补偿 U_{OUT} 的旋转频率（一般： $T_1 + T_2 < T_{PVM}$ ），在一个 PWM 周期内插入零矢量，作用时间为： $T_0 = T_{PVM} - T_1 - T_2$ 。

二、使用 DSP 的比较单元来实现 SVPWM

1) 计算三相相电压的瞬时值

给出电机相电压的幅值 U_m ，根据 $\theta_A = \omega_1 t = 2\pi f_1 t$ ， $t = k \cdot T_{PVM}$ 求出 A 相的相位角，

$$\begin{aligned} u_{AN} &= U_m \sin \theta_A \\ u_{BN} &= U_m \sin(\theta_A - 2\pi/3) \\ u_{CN} &= U_m \sin(\theta_A - 4\pi/3) \end{aligned} \tag{3-20}$$

由式子求出 A、B、C 三相相电压的瞬时值 u_{AN} 、 u_{BN} 、 u_{CN}

2) 计算电压空间矢量的实轴、虚轴分量、相位角

根据

$$U_{out} = \left[\frac{2}{3} \cdot (u_{AN} - \frac{1}{2}u_{BN} - \frac{1}{2}u_{CN}) \right] + j \left[\frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_{BN} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{CN} \right) \right] = u_\alpha + ju_\beta \tag{3-21}$$

求出三相相电压的合成电压空间矢量 U_{out} ，进而可以求出它的实轴、虚轴分量：

$$\begin{aligned} u_\alpha &= \frac{2}{3} \cdot (u_{AN} - \frac{1}{2}u_{BN} - \frac{1}{2}u_{CN}) \\ u_\beta &= \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_{BN} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{CN} \right) \end{aligned} \tag{3-22}$$

3) 确定扇区

先求出三个参考量 $u_{ref1} = u_\beta$ ， $u_{ref2} = \sqrt{3}u_\alpha - u_\beta$ ， $u_{ref3} = -\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta$ ，

通过分析可以得到如下关系： $\text{if}(u_{ref1} > 0)$ ， $A=1$ else $A=0$ ；

$\text{if}(u_{ref2} > 0)$ ， $B=1$ else $B=0$ ；

$\text{if}(u_{ref3} > 0)$ ， $C=1$ else $C=0$

则扇区 $\text{sector} = A + 2B + 4C$ ；SVPWM 的空间矢量和扇区的划分如下图所示。

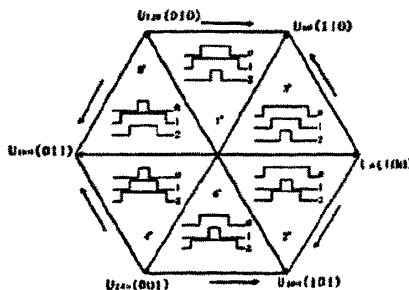


图 3-7 扇区的划分
Fig 3-7 Sector division

4) 计算主矢量、辅矢量、零矢量的作用时间

以扇区 1 ($60^\circ \sim 120^\circ$, 一个 T_{PWM} 内, 主矢量 U_{120} 作用时间 T_1 , 辅矢量 U_{120} 作用时间 T_2) 为例求解 T_1 , T_2 , T_0 , 如下图所示:

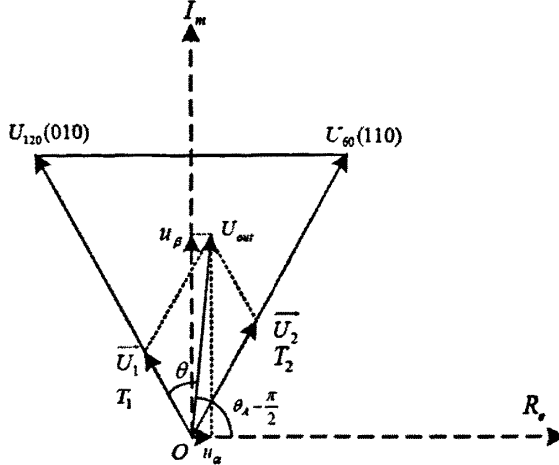


图 3-8 扇区 1 的空间矢量分解

Fig 3-8 Space Vector decomposition in sector 1

前面已经导出:

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} \cdot T_{PWM} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} \cdot T_{PWM} \cdot \sin \theta \quad (3-33)$$

$$\text{另外, } U_{OUT} = U_m e^{j(\theta_A - \frac{\pi}{2})} = [U_m \cdot \sin(\theta_A)] - j[U_m \cdot \cos(\theta_A)] = u_\alpha + ju_\beta$$

$$\theta = 2\pi/3 - (\theta_A - \pi/2) = 7\pi/6 - \theta_A, \quad \theta_A - \pi/2 \in [0, 2\pi)$$

则可以推出

$$T_1 = + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_2 = + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (3-34)$$

扇区 2: ($300^\circ \sim 0^\circ$, 一个 T_{PWM} 内, 主矢量 U_0 作用时间 T_1 , 辅矢量 U_{300} 作用时间 T_2)

$$T_1 = + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_2 = - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (2u_\beta)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (3-35)$$

扇区 3: ($0^\circ \sim 60^\circ$, 一个 T_{PWM} 内, 主矢量 U_0 作用时间 T_1 , 辅矢量 U_{60} 作用时间

T_2)

求得

$$T_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (2u_\beta)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (3-36)$$

扇区 4: ($180^\circ \sim 240^\circ$, 一个 T_{PWM} 内, 主矢量 U_{240} 作用时间 T_1 , 辅矢量 U_{180} 作用时间 T_2)

求得

$$T_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (2u_\beta)$$

$$T_2 = +\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (3-37)$$

扇区 5: ($120^\circ \sim 180^\circ$, 一个 T_{PWM} 内, 主矢量 U_{120} 作用时间 T_1 , 辅矢量 U_{180} 作用时间 T_2)

求得

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (2u_\beta)$$

$$T_2 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (3-38)$$

扇区 6: ($240^\circ \sim 300^\circ$, 一个 T_{PWM} 内, 主矢量 U_{240} 作用时间 T_1 , 辅矢量 U_{300} 作用时间 T_2)

解得

$$T_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_2 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \quad (3-39)$$

令 $X = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (2u_\beta)$, $Y = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$, $Z = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} (-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)$, 则对

应于不同扇区的 T_1 、 T_2 、 T_0 可以列成下表

表 3-3 基本矢量在不同扇区作用时间
Table 3-3 Effect time of basic vector in different sectors

主辅矢量 作用时间	扇区号					
	1	2	3	4	5	6
T1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z
T0	$T_{PWM} - T1 - T2$					

4 变频器输入与保护电路的设计

4.1 输入整流主电路设计

输入电路的功能是将电压升为 DC540V 来供给逆变电路的输入。考虑实际使用时供电电源可能出现波动，采用了闭环控制使输出可稳定在 DC540V。

本调理部分采用的是 Boost 斩波升压电路，主要考虑以下几点：

- 采用带变压器隔离的变换器需要引入额外器件，增加了电路复杂程度及产品成本，电路稳定性也会降低，而本电路中输入输出之间并不需要隔离；
- Buck-Boost 变换器中应用电路比较复杂，开关晶体管驱动不共地也使线路构成复杂化，元件增加；
- Cuk 变换器能量转换用的电容需要耐受极大的纹波电流，而这种电容成本高可靠性比较差。

综上所述原因，该电路采用 Boost 斩波升压电路。电路由输入滤波电容 C1、开关管 T1、储能电感 L1、输出滤波电容 C2、C3 以及二极管 D1 组成，将直流 200V 升压到直流 540V 的功能。电路结构如图 4-1 所示：

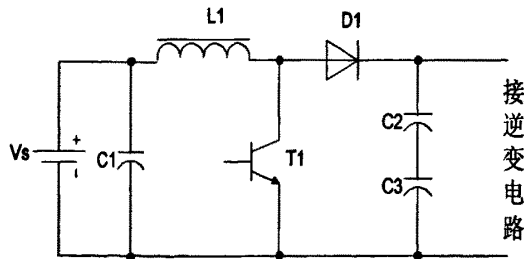


图 4-1 主电路原理图

Fig 4-1 The schematic of the main circuit

如图所示，在输出滤波电容采用 C2 和 C3 串联是因为实际应用中大容量、高耐压的电容成本太高，所以采用两个相同容量电容串联，要求这两个电容的等效电阻值基本一样，一般来说应使用同一批次产品，更换时也要同时更换，这样单个电容的耐压就大大可以降低，成本也会降低。

4.1.1 电路工作原理

为了分析稳态特性，简化推导，做以下几点假定：

- 1) 开关晶体管、二极管均为理想元件，即可以快速“导通”和“截止”，而

且导通压降为零，截止电流为零。

2) 电感、电容为理想元件。电感工作在线性区而未饱和，寄生电阻为零，电容等效电阻为零。

3) 输出电压中的纹波电压和输出电压的比值小到允许忽略。

当开关晶体管开通时，电路可等效为图 4-2 (a) 的形式。电流 i_L 流过电感线圈 L_1 ，电流线性增加，电能以磁能形式存储在电感线圈 L_1 中；此时，输出滤波电容放电，负载即逆变电路流过电流 I_o ，两端电压为 V_o ，极性上正下负。由于开关管导通，二极管阳极接 V_s 负极，二极管承受反向电压，所以电容不能通过开关管放电。

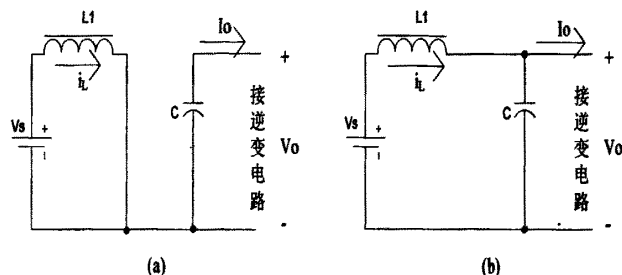


图 4-2 直流升压主电路工作过程
Fig 4-2 Process of DC-DC main circuit

当开关晶体管关断时，电路可等效为图 4-2 (b) 的形式。由于线圈 L_1 中的磁场将改变线圈 L_1 两端的电压极性，以保持 i_L 不变。这样线圈 L_1 的磁能转化的电压 V_L 与电压 V_s 串联，以高于 V_o 电压向输出滤波电容、负载 R 供电。高于 V_o 时，电容有充电电流；等于 V_o 时，充电电流为零；当 V_o 有降低趋势时，电容向负载放电，维持 V_o 不变。

由于 V_L+V_o 向负载供电时， V_o 高于 V_s ，故实现了升压目的。工作中输入电流 $i_s=i_L$ 是连续的，而流经二极管 $D1$ 的电流是脉动的。由于有输出滤波电容的存在，负载上仍有稳定、连续的负载电流 I_o 。

4.1.2 主要计算公式

1. 电压增益

假设开关动作周期为 T_s ，接通时间占空比为 D_1 ，断开时间占空比为 D_2 。连续状态时 $D_1+D_2=1$ 。在输出电压不变前提下，由理想 BOOST 电路可知

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_1 + D_2}{D_2} \tag{4-1}$$

当工作在连续模式下时

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{D_2} \quad (4-2)$$

连续与不连续临界条件

在连续与不连续状态之间有个临界状态，它们与输入电流 I_s 的关系为

$$\frac{1}{2} \Delta i_L < I_s \quad \text{为连续状态}$$

$$\frac{1}{2} \Delta i_L = I_s \quad \text{为临界状态}$$

$$\frac{1}{2} \Delta i_L > I_s \quad \text{为不连续状态}$$

设功率转换中没有损耗，即 $P_s = P_o$ ，有 $V_s I_s = V_o I_o$ ，则：

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_s}{I_o} = \frac{I_s R}{V_o} \quad (4-3)$$

当电路工作在临界状态下，有

$$\frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{V_s D_1 T_s}{2L_c} = I_s \quad (4-4)$$

所以，临界电感 L_c 为：

$$L_c = \frac{V_s D_1 T_s}{2I_s} = \frac{V_s^2 D_1 T_s}{2V_o I_o} = \frac{V_o D_1 D_2^2 T_s}{2I_o} = \frac{R D_1 D_2^2 T_s}{2} \quad (4-5)$$

式中 R 为负载电阻。

即当实际电感大于 L_c 时，电流连续，小于 L_c 时电流断续。

将上式变形得出下式：

$$\tau_{Lc} = \frac{L_c}{R T_s} = \frac{D_1 D_2^2}{2} = \frac{M-1}{2M^3} \quad (4-6)$$

该方程式可用图 4-3 所示图形表示。

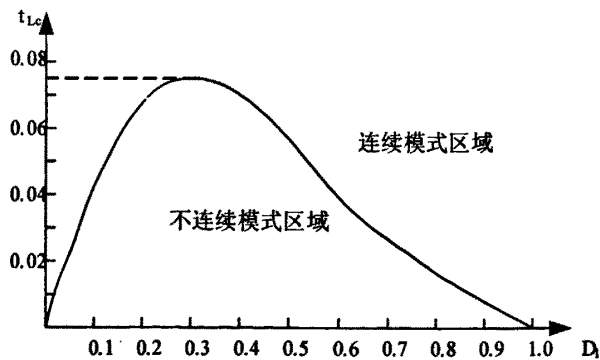


图 4-3 连续与不连续临界条件

Fig 4-3 Critical condition of continuous or not

由图可知，当 $\tau_L > \tau_{Lc} = 0.074$ 时，无论 D_1 如何变化，都工作在连续模式区域中；当 $\tau_L < \tau_{Lc} = 0.074$ 时， D_1 在某一区间工作时，为不连续工作状态，除此以外为连续状态；当 $\tau_{Lc} = L_c / R T_s$ 变大时，即 L 大于临界电感 L_c 时， D_1 对应于不连续模式区

域的范围就缩小。

流过电感的平均电流为：

$$I_{L(ave)} = \frac{I_o}{1-D_1} = I_s \quad (4-7)$$

流过电感的纹波电流为：

$$\Delta i_L = \frac{V_s T_{on}}{L} = \frac{V_s D_1}{Lf} \quad (4-8)$$

2. 工作方式设计

在 DC-DC 斩波升压中，有电流断续工作模式（DCM）和电流连续工作模式（CCM）。在 DCM 模式中电压增益 M 与开通占空比 D_1 可以认为成线性关系，控制线路容易设计，但此时流过晶体管的最大峰值电流和电感电流有效值都有急剧增大的趋势。而 CCM 工作模式中电感电流保持连续状态，更适合大功率输出电路，因此，该设计方案按 CCM 工作模式来进行电路设计。

4.1.3 主要参数设计

直流变换部分主电路元器件主要有输入滤波电容、储能电感、输出滤波电容、开关管和二极管。各元件功能如下：

- 1) 输入滤波电容：上电时对输入电源储能，防止斩波电路工作时从电网抽取过大电流，造成电网波动；正常工作时对输入直流电压进行滤波。
- 2) 储能电感：在开关管开通时存储能量，在开关管关断时叠加输入电源向输出电容及负载释放，实现升压。
- 3) 输出滤波电容：对输出电压进行滤波，使之稳定在 DC540V。
- 4) 开关管：开关管开通时电感存储能量，开关管关断时叠加输入电源向输出电容及负载释放能量。
- 5) 二极管：开关管开通时，二极管承受负压关断，防止输出滤波电容通过开关管短路，关断时，二极管正向导通。

以下是各元器件参数的选取。

1. 输入滤波电容的选择

输入滤波电容一般来说容量越大越好，但要考虑体积和成本的限制以及电容越大其引起的滞后效应越严重，在该电源中我们根据经验值选用的是 4700uF/450V 的电解电容，为了更好的滤除高频波，采用电解电容和一个 2.2uF 涤纶电容并联的方法。

2. 储能电感 L 的选择

当该装置稳定运行时工作在电流连续模式。此时输出直流电压为 540V；负载功率范围为 1kW~5kW，所以输出电流范围为 2A~10A；开关频率设计为 7kHz，则：

$$T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{7 \times 10^3} = 143 \times 10^{-6} \text{ms} \quad (4-9)$$

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{s(\max)}}{V_o} = 0.56 \quad (4-10)$$

所以临界电感 L_c 由公式可得：

$$L_c = \frac{V_o D_{\min} (1 - D_{\min})^2 T_s}{2I_o} = \frac{500 \times 143 \times 10^{-6} \times 0.56 \times 0.44^2}{2 \times 4} = 0.969 \text{mH} \quad (4-11)$$

考虑到正常稳定运行时要工作在连续状态下，所以实际电感值要大于 0.969mH，选取 1.2mH。实验证明此电感值符合电路设计要求。

3. 输出滤波电容的选择

在电感电流连续模式下，考虑滤波电容器有内部寄生电阻，考虑二极管电流的纹波电路会全都流进电容器 C，以保证负载得到平直直流电流，因此由电容充电或放电能量 ΔQ 形成的纹波电压可表示为：

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D_1 T_s}{C} = \frac{V_o D_1 T_s}{RC} \quad (4-12)$$

所以在指定纹波电压限制下，需要电容 C 为

$$C = \frac{D_1 T_s V_o}{R \Delta V_o} = \frac{D_1 T_s I_o}{\Delta V_o} \quad (4-13)$$

为了使逆变电路工作更加平稳，斩波电路要求提供较低的纹波电压，该电路中设定为 0.5V。

最大占空比为：

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{s(\min)}}{V_o} = 0.64 \quad (4-14)$$

所以有：

$$C = \frac{D_{\max} T_s I_o}{\Delta V_o} = \frac{0.64 \times 220 \times 10^{-6} \times 10}{0.5} = 2816 \mu\text{F} \quad (4-15)$$

当电容 C 取值越大时纹波越小，电压越平稳，对逆变电路的工作越有利。最后选取电容容量为 4700 μ F。由于电容工作在直流 540V 电压下，所以耐压值要大于 540V，这里要取一定安全余量，最后定为两个 4700 μ F/450V 的电解电容串联。为了使电容更好的均压，在两个电解电容两端分别并联一个 16K/10W 的水泥电阻。为了使高频滤波效果更好，在电解电容两端再分别并联 1 μ F 的涤纶电容。

4. 开关管及二极管的选择

当开关管关断时，开关管上面的压降为输出电压加上二极管压降，约为 540V。开关管开通时，流过开关管的电流 $I_{T(max)}$ 为：

$$I_{T(max)} = I_{L(ave)} + \frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{I_o}{1-D_{max}} + \frac{V_s T_{on}}{2L} = 29.5A \quad (4-16)$$

由于在 BOOST 电路启动瞬时，开关管上面的电压和电流均会产生很大的过冲，考虑一定的安全余量，选用三菱的 IPM 模块 PM300DSA120，该模块耐压为 1200V，集电极最大电流为 300A，最大峰值电流为 600A。模块为两个 IGBT 串联加驱动结构，最大工作频率可达 20kHz，内部控制电路提供了良好的门极驱动和保护功能。

4.2 控制电路设计

控制电路部分包括斩波 IGBT 的驱动和电压闭环控制电路。采用 SG3525 产生 PWM 驱动波形，经光耦隔离及放大电路加到 IGBT 的门极；采用集成运放模块组成的电压闭环控制电路，实现稳压功能。控制电路使用的是由电力机车蓄电池提供的 DC110V 电源。

4.2.1 PWM 波发生电路

PWM 波发生电路以 SG3525 芯片为主，外围搭配适当的电阻、电容、稳压二极管及或非门组成。由于斩波电路中 PWM 波的占空比范围大概为：0~84%。而 SG3525 单路输出的占空比最大只能达到 50%，所以这里将芯片的 11 引脚和 14 引脚输出的两路相位互差 180° 的 PWM 波信号经或非门 U2 以后输出驱动 PWM 脉冲给 IGBT 驱动电路，这样不仅满足了占空比的要求还可以使 PWM 频率提高一倍。PWM 波形发生电路如图所示。

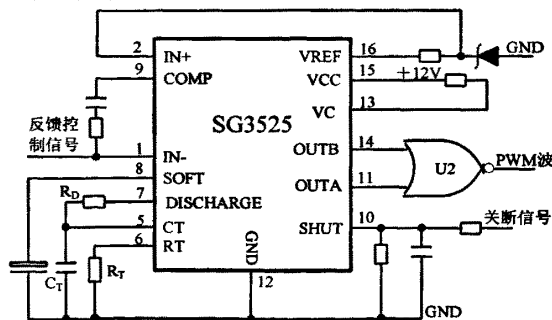


图 4-4 PWM 信号发生电路
Fig4-4 Generating circuit of PWM

电路工作原理：

- (1) 电路上电后, SG3525 基准源将产生精度达到±1%的+5V 基准电压供给芯片内部电路。振荡器产生幅值在 1.2V~3.6V 之间的连续三角波送至 SG3525 芯片内部的 PWM 比较器, 同时产生供 T 触发器工作的同步方波脉冲。
- (2) 振荡器输出信号频率由 SG3525 的外接电容 C_T 和外接电阻 R_T 、 R_D 决定。振荡器由一个双门限比较器、一个恒流电源及电容充放电电路组成。 C_T 恒流充电, 产生一个锯齿波电压, 锯齿波上升沿对应 C_T 充电, 充电时间 t_1 由 R_T 和 C_T 决定。锯齿波下降沿对应 C_T 放电, 放电时间 t_2 由 R_D 和 C_T 决定。锯齿波频率由下式决定, 本电路中实测频率为 11.55KHz。

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{C_T(0.67R_T + 1.3R_D)}$$

- (3) 基准源在通过其 16 脚为 SG3525 内部的误差放大器同相输入端提供分压基准, 反相输入端输入电压为负反馈信号。误差放大器输出电压送至 PWM 比较器与振荡器的三角波进行比较, PWM 比较器输出方波脉冲送至芯片内部的或非门。
- (4) PWM 比较器的方波输出送至芯片内部两个或非门输入端, 或非门输入均为低电平时, 输出为高电平, 或非门输入端有一为高电平时其输出为低电平, 因此当 T 触发器互补输出 Q 和 \bar{Q} 交替输出方波时, 两个输出驱动管交替导通, 产生输出开关控制信号。
- (5) PWM 比较器和 T 触发器死区控制脉冲的脉宽时间, 使或非门输出脉冲占空比变化范围在 0~42%之间。并且可以调节电阻 R_D 来调节死区时间, R_D 越大死区越大, 死区时间的控制使得在驱动同一桥臂的两个开关管不会同时导通。
- (6) SG3525 片内另一个误差放大器和片内晶体管组成保护电路, 外部关断控制信号从误差放大器正相输入, 当 10 脚电压高于 0.7V 时, 晶体管饱和导通, PWM 比较器输出高电平, 驱动管输出为零。
- (7) 该电路中设定最大占空比为 84%, 因为在实际电路中当占空比大于 84%时, 输出电压不仅不会上升反而下降。所以芯片输出 PWM 波占空比变化范围在 0~42%之间。这样 PWM 的占空比可以达到在 0~84%之间变化。

4.2.2 电压闭环控制电路

为了将斩波部分输出电压稳定在 DC540V, 需要采用电压负反馈控制, 使输出

电压高于 DC540V 时减小驱动 PWM 波的占空比，当输出电压低于 DC540V 时增大驱动 PWM 波的占空比。

在闭环系统中，常优先考虑串联校正方案。用运算放大器实现的串联校正装置有比例微分（PD）、比例积分（PI）和比例积分微分（PID）三类调节器，它们的优缺点如下：

- 1) 由 PD 调节器构成的超前校正，可提高稳定裕度并获得足够的快速性，但稳态精度可能受到影响；
- 2) 由 PI 调节器构成的滞后校正，可以保证稳态精度，却是以对快速性的限制来换取系统稳定的；
- 3) 用 PID 调节器实现的滞后-超前校正兼有两者的优点，可以全面提高系统的控制性能，但线路及其调试要更复杂。

一般调速系统要求以稳和准为主，对快速性要求不高，所以常用 PI 调节器，该装置采用的正是 PI 调节器。由于 SG3525 芯片内部具有运算放大器，所以该部分电路在 SG3525 芯片的基础上增加了部分器件，组成比例积分（PI）调节器。电压闭环控制电路如图 3-5 所示。

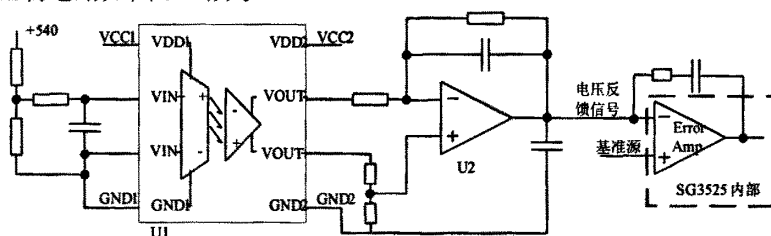


图 4-5 电压闭环控制电路

Fig 4-5 Control circuit of voltage closed loop

图中 U1 为隔离运算放大器，该芯片即起到了将主电路与控制电路的隔离作用又起到了放大作用。U2 为运算放大器，功能为将输入的反馈电压信号进行再次放大后输入到 SG3525 的 IN-端，从而控制 SG3525 输出的 PWM 波脉宽，进而控制输出电压值，达到稳压效果。

因为 540V 电压值比较高，如果采样电阻只采用两个电阻来分压的话，电阻功率将会很大，针对这个问题，本电路采用了多个电阻串联的方式。这样消耗在单个电阻上的功率大大减小。稳压过程如下。

当 +540V 增大时，反馈电压增大，隔离运放 U1 的输出 VOUT+ 与 VOUT- 的差值增大，这样运算放大器 U2 的输出也增大，由于 SG3525 采用的负反馈形式，所以 SG3525 输出的 PWM 脉宽减小，从而使 +540V 电压趋向稳定。反之，SG3525 输出的 PWM 脉宽增大，最终使 +540V 稳定。

4.3 输入电路辅助电源参数设计

为了方便设计，该电源采用两个辅助电源供电：第一个辅助电源供给斩波和故障检测、保护及控制电路，共有四路输出，一路供给控制电路，两路供给斩波驱动电路，还有一路与主电路连在一起；第二个辅助电源供给逆变电路，共有六路输出，四路供给逆变驱动电路，两路供给逆变控制电路。两路电源电路结构类似，都采用单端反激型的变压器隔离电路，这里只详细介绍第一个电源。

4.3.1 电路参数设计

辅助电源电路如图 2-7 所示。输入电压范围为 60V~150V，输出两路+15V/0.2A，一路+12V/0.2A 和两路共地的+12V/1A 和-12V/0.3A。总共功率大概为 24W。

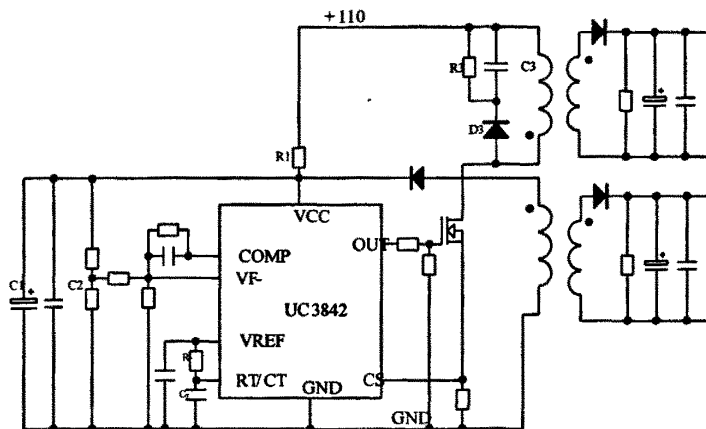


图 4-6 辅助电源原理图

Fig 4-6 Schematic of auxiliary power

振荡器频率由电阻 R_T 和电容 C_T 设定，当 $R_T > 5k\Omega$ 的时候，频率公式为

$$f = \frac{1}{0.55R_T \times C_T} = \frac{1.8}{R_T C_T} \quad (4-17)$$

这里频率设定为 15kHz。

电路通过辅助线圈反馈电压在电阻上分压然后直接反馈给 UC3842 来实现电路的稳压，并通过引脚 CS 端的电流采样电阻实现限流功能，保护了 MOSFET。考虑输出电压为 DC110V，设工作时最大占空比为 0.45，晶体管截止时所承受的尖峰电压为：

$$V_{CE\max} = \frac{V_{in}}{1 - \delta_{\max}} = \frac{110}{1 - 0.45} = 200V \quad (4-18)$$

设反激变压器效率为 0.8，则晶体管流过的电流 I_T 为：

$$I_T = \frac{2P_o}{\eta \times V_s \times \delta_{\max}} = \frac{2 \times 24}{0.8 \times 110 \times 0.45} = 1.2A \quad (4-19)$$

所以本设计中采用了 540V/5A 的 MOSFET 晶体管 IRF830。

4.3.2 启动电阻、电容的计算

图 4-6 中 R1、C1 构成启动电路，当 C1 上面的电压超过 15V 时电路启动，然后由变压器辅助线圈、二极管以及 C1 构成自供电电路。

当启动电压 V_{QD} 小于 16V 时，UC3842 的整个电路仅消耗 1mA 电流，也就是说 UC3842 的典型启动电压值 V_{QD} 为 16V，所需电流仅 1mA。考虑到外围电路消耗约 1mA 电流，即整个电路启动电流总和为 2mA。这样在输入电压最低为 60V 时，R1 的取值为：

$$R1 = \frac{60-16}{2} = 22k\Omega \quad (4-20)$$

此电阻上消耗的功率为：

$$P = 2^2 \times R1 = 88mW \quad (4-21)$$

电源关闭时，电阻 R1 也是电容 C1 的放电通路。

启动完成后，UC3842 的消耗电流将随着对 MOSFET 的驱动而增加到 100mA 左右，该电流由 C1 在启动是存储的电荷量来提供。这时电容 C1 上的电压会发生跌落，当电容上的电压跌落到 10V 以上时，UC3842 仍能保持工作。电路实现自馈电的时间 T 根据开关周期来定，一般情况下定为 5ms 以内，于是电容 C1 的容量为：

$$C1 = \frac{I \times T}{\Delta V} = \frac{100 \times 5 \times 10^{-6}}{16-10} = 83.3\mu F \quad (4-22)$$

这里 C1 取 100 μ F，如果 C1 的容量加大可起到使电路软启动的作用。

4.3.3 变压器设计

变压器的设计是辅助电源中最主要的部分，设计如下：

1) 计算原边绕组流过的峰值电流 I_p ，

$$I_p = I_T = \frac{2P_o}{V_s \times \delta_{\max}} = \frac{2 \times 24}{110 \times 0.45} = 0.97A \quad (4-23)$$

2) 求最小占空比 δ_{\min}

设定输入电压最小为 60V，最大为 150V，则比较因子 K 为：

$$K = \frac{V_{in\max}}{V_{in\min}} = \frac{150}{60} = 2.5 \quad (4-24)$$

$$\delta_{\min} = \frac{\delta_{\max}}{(1 - \delta_{\max})K + \delta_{\max}} = \frac{0.45}{0.55 \times 2.5 + 0.45} = 0.25 \quad (4-25)$$

因此占空比变化范围为 0.25~0.45。

3) 初级绕组的电感值

$$L_p = \frac{V_{in \min} \delta_{\max}}{I_p \times f} = \frac{60 \times 0.45}{0.97 \times 15 \times 10^3} = 1.86 \text{mH} \quad (4-26)$$

4) 选择磁芯和骨架尺寸

计算磁芯面积乘积。可按下式计算

$$A_e P_c = \frac{(0.04 L_p I_p D^2) 10^4}{B_{\max}} \quad (4-27)$$

磁芯材料选择 3C8 铁氧体，所以 B_{\max} 取饱和磁通密度的一半 0.165T，选择电流密度为 400c.m./A 的线圈导线，则

$$400 \text{c.m.} / A \times 0.97 A = 388 \text{c.m} \quad (4-28)$$

所以选择 AWG NO.24，其直径 D 为 0.577mm。所以有：

$$A_e P_c = \frac{(0.04 L_p I_p D^2) 10^4}{B_{\max}} = \frac{0.04 \times 1860 \times 10^{-6} \times 0.97 \times 0.577^2 \times 10^4}{1650 \times 10^{-4}} = 1.46 \text{cm}^4 \quad (4-29)$$

根据产品目录查处 EI33 磁芯和线圈骨架参数为：铁心面积 1.21cm²，窗口面积 1.33cm²。乘积为：

$$A_w P_e = 1.21 \times 1.33 = 1.601 > 1.46 \quad (4-30)$$

5) 计算空气气隙长度 L_g

$$L_g = \frac{0.4 \pi L_p I_p^2}{A_e B_{\max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 1.86 \times 10^{-3} \times 0.97^2}{1.21 \times 0.165^2} = 0.066 \text{cm} \quad (4-31)$$

6) 计算变压器初级匝数

$$N_p = \frac{B_{\max} \times L_g \times 10^4}{0.4 \pi \times I_p} = \frac{0.165 \times 0.066 \times 10^4}{0.4 \times 3.14 \times 0.97} = 89.4 \quad (4-32)$$

选取初级线圈 90 匝。

7) 计算变压器次级的匝数

$$N_{s1} = \frac{N_p (V_{out} + V_d)(1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \times \delta_{\max}} = \frac{90(15+1)(1-0.45)}{60 \times 0.45} = 29.3 \quad (4-33)$$

$$N_{s1} = \frac{N_p (V_{out} + V_d)(1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \times \delta_{\max}} = \frac{90(12+1)(1-0.45)}{60 \times 0.45} = 23.8 \quad (4-34)$$

可分别取 30 和 24 匝。在上述分析的基础上，还要根据实际做相应的调整，最终确定导线线径和绕组匝数。

4.3.4 缓冲保护电路的设计

在上图 4-6 中, R3、C3、D3 组成一个缓冲网络, 该网络主要用于限制高频变压器漏感引起的尖峰电压, 防止开关晶体管损坏。在反激变换器中, 存储在变压器原边电感 L_p 的能量在反激时期传到副边, 副边回路寄生电感、电容的寄生电感以及输出线路的漏感折算到原边电感用 L_{LT} 表示, 它与 L_p 串联接在晶体管的集电极。 (L_p+L_{LT}) 在晶体管关断时产生过电压, 因此过电压是构成损坏管子的开关应力, 必须加缓冲网络予以限制。缓冲器电容参数可由式 (4-4) 确定。

$$C = \frac{I_p \times t_f}{2 \times 0.7 \times V_{ceo}} \mu F \quad (4-35)$$

式中 I_p 原边电流 (A);
 t_f 集电极电流下降时间 (us);
 V_{ceo} 晶体管的 V_{ceo} 额定值 (V)。

集电极电流下降时间根据数据手册大约取 100ns, 所以 C 可确定为:

$$C3 = \frac{0.49 \times 100}{2 \times 0.7 \times 220} = 0.16 nF \quad (4-36)$$

C 在实际选择中, 值要稍微大一些, 根据实际情况最后取 3.3n/2kV。

为使 C 能在 t_{on} 时能完全放完充的电, 电阻不能过大, 所以 R 为:

$$R3 = \frac{0.5 \times t_{on(min)}}{C} = \frac{0.5 \times 0.6 \times 66.6 \times 10^{-6}}{3.3 \times 10^{-9}} = 6.05 k\Omega \quad (4-37)$$

二极管 D3 是在开关管关闭期间为电感线圈向 C3 充电提供通路。开关管导通时阻止 C3 通过 D3 放电。考虑二极管反向恢复时间的影响, 电阻 R3 应适当取值大一些, 这里取 2.2k Ω 。其功耗为;

$$P = \frac{C \times V_c^2 \times f}{2} = \frac{3.3 \times 10^{-9} \times 220^2 \times 15 \times 10^3}{2} = 1.2 W \quad (4-38)$$

这里可以取 2W 的功率电阻。

4.4 故障保护电路设计

机车空调电源系统工作环境比较恶劣, 供电电压不稳定, 空调电源自身和空调机组在这种恶劣条件下也极可能会出现故障。因此机车空调电源除了要能满足正常的工作要求之外还必须具有故障检测、报警及保护电路。当供电电源、负载或者电源自身出现异常情况时, 机车空调电源要迅速采取相应措施以保护电源系统及空调机组, 避免不必要的损失。故障保护及辅助电源的设计主要有以下几个部分:

1. 过欠压保护电路;
2. 过流保护电路;
3. 延时电路;
4. 故障逻辑电路;

4.4.1 过欠压保护电路

由于机车空调电源系统由直流发电机组提供直流电压，所以电压值会经常发生波动。空调电源系统是通过电压负反馈来稳定电压的，可以通过反馈环节也使输出电压稳定在直流 540V。但是如果发电机出口的电压幅值波动范围过大，电压反馈环节不能将输出电压稳定在直流 540V 时，电源系统就会无法正常工作，并且会影响电源以及空调机组的安全性和使用寿命。

图 4-8 为输入直流采样电路原理图：

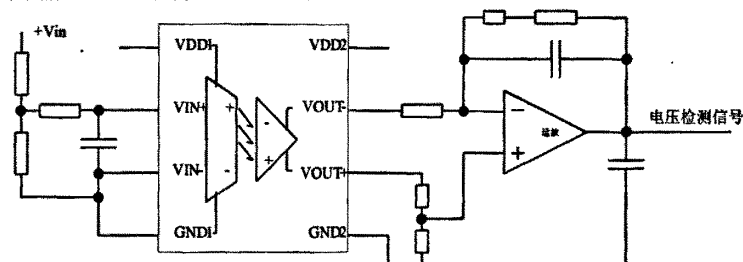


图 4-7 电压采样电路

Fig4-7 Sampling circuit of voltage

图 4-8 为欠压及过压保护电路的原理图：

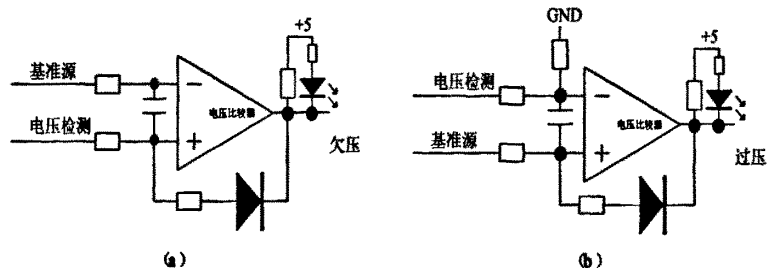


图 4-8 欠压保护电路原理图

Fig 4-8 Schematic of under-voltage protect circuit

图中 4-8 (a) 为欠压保护电路，电压采样回路利用电阻分压将输入电压转换为小信号电压，当输入电压高于 250V 时，采集到的电压值大于基准源的电压值，此时电压比较器输出为高，电路正常运行。当输入电压低于 190V 时，采集的电压值小于基准源的电压值，电压比较器输出为低，欠压指示灯亮，欠压保护动作，封锁逆变器 SPWM 驱动波和斩波电路的 PWM 驱动波。

图 4-8 (b) 为过压保护电路, 当输入电压低于 250V 时, 电压采用回路采集的电压值低于基准源的电压值, 电压比较器输出为高, 电路正常运行; 当输入电压高于 250V 时, 采集的电压值高于基准源的电压值, 电压比较器输出为低, 过压指示灯亮, 过压保护动作, 先封锁逆变器的驱动波形和斩波驱动 PWM 波形。

为了避免在故障临界状态产生振荡, 影响系统稳定, 所以在保护电路中增加二极管, 产生滞环, 避免了临界振荡的发生, 根据实际电网波动情况, 滞环设定为 15V。

4.4.2 过流保护电路

当电路出现短路及其它异常情况时, 电流会迅速增大, 造成电源内部模块损坏, 这时候要迅速切断斩波电路, 以保护电源系统的安全。由于过流故障非常危险, 所以过流信号经锁存器锁存然后过流保护动作, 切断斩波升压电路及逆变输出, 直到故障解除并复位以后, 电路才能正常工作。

图 4-9 为过流采样保护电路原理图:

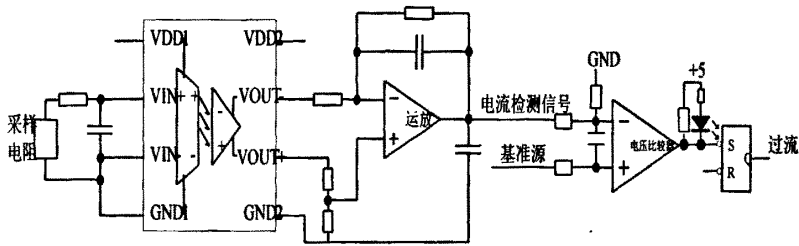


图 4-9 过流保护电路

Fig 4-9 Circuit of overflow protect

电路工作原理如下:

- 1) 电流检测信号用采样电阻取得, 经隔离运放放大后送入电压比较器。
- 2) 电流检测信号经分压后送至电压比较器负端, 电压比较器正端接基准源。
- 3) 当电路正常工作时, 过流检测信号低于基准源, 电压比较器输出为高, 过流指示灯不亮。
- 4) 当电路过流时, 过流检测信号高于基准源, 电压比较器输出为低, 过流指示灯点亮, 过流信号经锁存器, 过流保护保护动作。

由于过流保护带有锁存器, 当过流保护一旦动作, 过流信号将一直保持, 直到系统复位。所以这里不会产生如欠压和过压保护的临界振荡。

4.4.3 故障逻辑电路

针对以上各种保护类型的不同，电源系统要作出不同的保护反应，当发生严重故障时，比如过流、升压故障以及逆变故障时，系统要立刻停止工作，以保护电压和空调机组的安全；当发生可恢复性故障，比如过压欠压以及空调温度和压力保护时，系统要关断相应电路，而当故障恢复满足运行条件时，电路要能自动运行。主要故障逻辑类型分为以下几种。

- 1) 过压和欠压保护：当发生过压或欠压保护时，斩波和逆变电路都停止工作，保护电源和空调机组安全，当电压回到安全范围时，斩波自动启动工作，逆变电路经过延时后自动启动。
- 2) 过流、升压故障及逆变故障保护：当发生这三种保护时，说明电源或者空调机组出现故障，需要及时检修。所以斩波和逆变电路都要立即关断，并且这三种故障要经过锁存，只有当系统断电重启或复位以后才能继续运行。
- 3) 空调压力及温度保护：当出现这两种保护时，说明环境温度已经达到制冷要求或者空调压缩机压力达到允许最大值。此时，电源要先关断逆变电路，经延时后斩波电路关断。以便使压缩机制动关断。当温度和压力回到要求条件时，斩波电路开通，逆变电路延时开通。

故障逻辑电路采用 GAL16V8-25LC，它是一种通用逻辑阵列，是采用先进的 E²CoMC 工艺制造的大规模专用数字集成电路，是专用集成电路 ASIC 的一个重要开支。GAL 器件是一种可用电擦除的，可重复编程的高速 PLD，是一种新型的数字逻辑器件。GAL 器件的主要特点有：功能强，使用灵活，具有通用性；集成度高，功耗低，构成系统时所用器件少，相互间连线也少，系统可靠性高；保密性好，具有加密单元，可有效防止抄袭电路设计。其功能框图如图 4-10 所示。

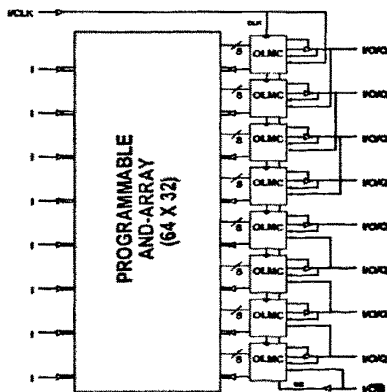


图 4-10 GAL 功能框图

Fig 4-10 Inner framework of GAL

GAL 的输入信号有启动 (QD)、斩波器故障 (BW)、逆变故障 (IW)、过压 (OV)、欠压 (UV)、过流 (OC)、空调压力 (AP)、空调温度 (AT)。输出信号为关断 1 (S1)、关断 2 (S2) 以及司机故障信号 (DW)。它们的逻辑关系为:

$$S1 = QD \& BW \& IW \& OV \& UV \& OC \& AP \& AT;$$

$$S2 = BW \& IW \& OV \& UV \& OC;$$

$$DW = BW \& IW \& OV \& UV \& OC \& AP \& AT.$$

5 变频器逆变硬件的设计

5.1 系统硬件结构总体设计

本系统采用交一直一交电压型变频电路，分为主电源电路和控制电路两部分。主电源电路主要由升压电路、滤波电路及智能功率模块IGBT构成的逆变电路组成；控制电路以TI的DSP芯片TMS320F2812为核心，包括电流检测模块、电压检测保护模块、通信模块和显示模块。构成功能齐全的全数字变频调速控制系统，其系统硬件结构框图如5-1所示：

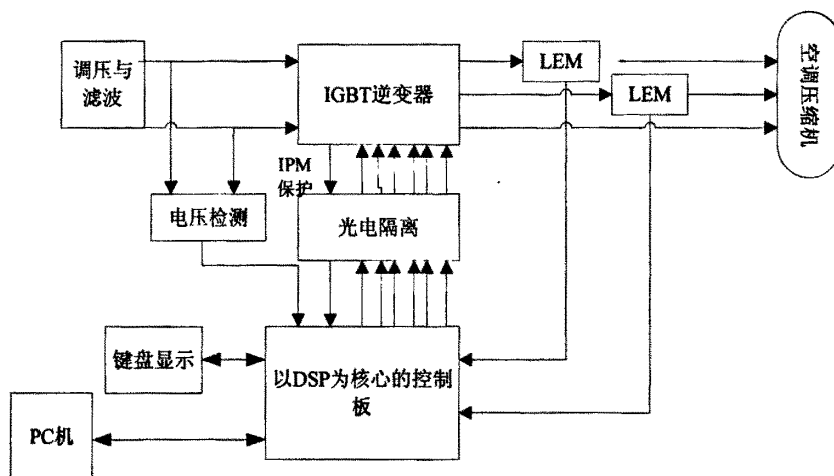


图5-1系统硬件框图

Fig5-1 The diagram of the hardware system

从图5-1可以看出，本系统是一个开环系统。系统参数由PC机通过RS-232接口或JTAG传给DSP，DSP负责各相电流采样，判断电流是否平衡，测量中间直流电压以判断是否过压，由程序得到电压空间矢量的PWM控制信号经过光耦隔离电路后，驱动逆变器功率开关器件。同时，DSP还通过LED显示当前电机频率，而且监控变频调速系统的运行状态，当系统出现短路、过流、过压、过热等故障时，DSP将封锁PWM输出信号，使电机停机，并通过指示灯显示。

5.2 主电源电路的设计与实现

本课题研究的电机的额定功率为5KW，直直变换器为升压电路^[12]，逆变采用SVPWM方式，用功率模块IGBT作为功率开关器件，其主电源电路结构图如图：

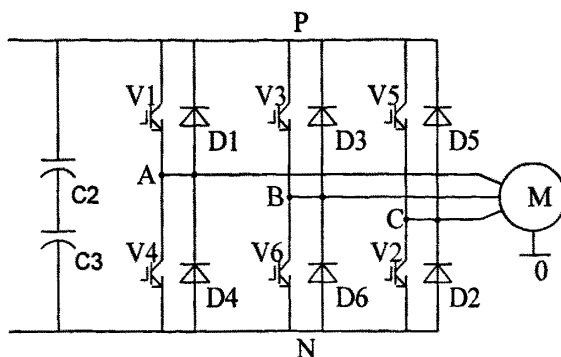


图5-2 逆变主电路图

Fig5-2 the main circuit of the inverter

5.2.1 系统主回路构成

系统主回路由直流支撑电容、放电回路、逆变桥、空调压缩机组成。

- 支撑电容与上章节中的稳压电容是一个，这里不再叙述。
- 放电回路：由功率电阻和继电器串联组成。系统正常工作时，继电器断开；系统停止工作时，继电器闭合，支撑电容剩余电能通过功率电阻消耗掉。
- 逆变桥：将直流电能逆变为三相交流电能，给感应电机供电。开关管采用复合型功率开关器件IGBT。
- 空调压缩机（感应电机）：空调机组用压缩机，基本是固定不变的。

5.2.2 开关器件 IGBT 的选取

在IGBT的选取中，需要注意以下几个方面的问题：

电压容量：在IGBT开关过程中，C、E两端电压尖峰不能超过器件的最高耐压值，否则，器件将因为过压击穿而损坏；

电流容量：在IGBT工作过程中，集电极峰值电流必须处在IGBT开关安全工作区以内(即小于两倍的额定电流)；

散热要求：IGBT在开关过程中会产生大量开关损耗而使器件发热，因而在选择器件时还必须综合考虑装置的散热条件；

分别从以上三个方面考虑，在本系统中，IGBT的C、E两端承受的电压为直流 $220V * 2.34 \approx 515V$ ，考虑到器件开关过程中电压尖峰的影响，选取一倍的电压裕量，因而耐压至少为1200V；在电流方面，考虑到感应电机的功率，其额定功率为5KW，额定电流为10A，所以IGBT的额定电流选取50A，具有较大的裕量。在本

系统中，因为功率较低，选用功率模块(IGBT)也能保证开关管的散热，同时采用风扇对IGBT的散热器进行强迫风冷。而且IGBT简单、方便、实用、可靠性高，能够大大减小系统设计的周期，加快设计进度。

综合上述考虑，根据系统的要求，选用EUPEC公司的IGBT模块FP40R12KE3V1，其技术指标为：耐压，1600V；额定电流，50A；内部封装有七个IGBT，构成三相逆变桥和直流制动模块。

5.2.3 智能功率模块(IPM)简介

智能功率模块(IPM)是一种先进的功率开关器件，具有GTR的高电流密度、低饱和电压和耐高压的优点，以及MOSFET高输入阻抗、高开关频率和低驱动功率的优点。而且IPM内部集成了逻辑、控制、检测和保护电路，使用起来方便，不紧减少了系统的体积以及开发时间，也大大增强了系统的可靠性，适应了当今功率器件的发展方向--模块化、复合化和功率集成电路(PIC)，在电力电子领域得到了越来越广泛的应用。IPM由高速、低功率的IGBT芯片和优选的门极驱动及保护电路构成。IPM根据内部功率电路配置的不同可以分为四类：H型--内部封装一个IGBT；D型--内部封装两个IGBT，通常用作同一桥臂的上下管；C型--内部封装六个IGBT，组成一个三相桥；R型--内部封装七个IGBT，除了三相桥式电路之外，还有一个IGBT是应用于电机直流制动的。模块内置驱动和保护电路，隔离接口电路需要用户自己设计。

IPM内置的驱动和保护电路^[11]使系统硬件电路简单、可靠，缩短了系统开发时间，也提高了故障时的自我保护能力。与普通的IGBT相比，IPM在系统性能及可靠性方面都有进一步的提高。

IPM内置的保护电路可以实现控制电压欠压保护、过热保护、过流保护和短路保护。如果IPM模块中有一种保护电路动作，IGBT栅极驱动单元就会关断门极电流并输出一个故障信号(F)。各种保护功能具体如下：

- (1)控制电压欠压保护(UV)：IPM使用单一的+15V供电，如果供电电压低于12.5V，且时间超过 t_{off} ，发生欠压保护，封锁门极驱动电路，输出故障信号。
- (2)过温保护(OT)：在靠近IGBT芯片的绝缘基板上安装了一个温度传感器，当温度传感器测出其基板的温度超过温度值时，发生过温保护，封锁门极驱动电路，输出故障信号。
- (3)过流保护(OC)：若流过IGBT的电流值超过过流动作电流，且时间超过 t_{off} ，则发生过流保护，封锁门极驱动电路，输出故障信号。为了避免发生过大的 di/dt ，大多数IPM采用两级关断模式。

(4) 短路保护(SC): 若负载发生短路或控制系统故障导致短路, 流过IPM的电流值超过短路动作电流, 则立刻发生短路保护, 封锁门极驱动电路, 输出故障信号。和过流保护一样, 为避免发生过大的 di/dt , 大多数IPM采用两级关断模式。为缩短过流保护的电流检测和故障动作间的响应时间, IPM内部使用实时电流控制电路(RTC), 使响应时间小于100ns, 从而有效抑制了电流和功率峰值, 提高了保护效果。当IPM发生了其中任一故障时, 其故障输出信号持续时间为1.8ms(SC持续时间会长一些), 此时间内IPM会封锁门极驱动, 关断IPM; 故障输出信号持续时间结束后, IPM内部自动复位, 门极驱动通道开放。

可以看出, 器件自身产生的故障信号是非保持性的, 如果结束后故障源仍旧没有排除, IPM就会重复自动保护的过程, 反复动作。过流、短路、过热保护动作都是非常恶劣的运行状况, 应避免其反复动作, 因此仅靠IPM内部保护电路还不能完全实现器件的自我保护。要使系统真正安全、可靠运行, 需要辅助的外围保护电路。

5.3 控制电路的实现

5.3.1 TI 的 DSP 芯片 TMS320F2812 的介绍

TMS320F2812是美国TI公司最新推出的32位定点DSP控制器, 是目前控制领域最先进的处理器之一。其频率高达150MHz, 大大提高了控制系统的控制精度和芯片的处理能力。TMS320F2812芯片基于C语言的高效32位TMS320F281xDSP内核, 并提供浮点数学函数库IQmath, 从而可以在定点处理器上方便地进行浮点运算。该DSP芯片在高精度伺服控制、可变频电源、UPS电源等领域得到了广泛应用。TMS320F2812DSP有以下特点^{[12][13][15][17]}:

- 高性能32位CPU: 16*16位和32*32位的乘法累加操作; 16*16位的双乘法累加器; 哈佛总线结构; 快速中断响应和处理能力; 统一寻址模式; 4MB的程序/数据寻址空间; 高效的代码转换功能(支持C和汇编); 与TMS320F24x/F240x系列DSP代码兼容。
- 片上存储器: 128K*16位的Flash存储器; 1K*16位的OTPROM; 共18K*16位的单周期访问RAM(SARAM)。
- 引导ROM(BOOT ROM): 带有软件启动模式; 数学函数库IQmath。
- 外部存储器扩展接口: 最多1MB的寻址空间; 3个独立的片选信号。
- 时钟和系统控制: 支持动态改变锁相环的倍频系数; 看门狗定时模块。
- 外设中断扩展模块(PIE): 灵活的中断响应, 支持45个外设中断。

- 电机控制外设一两个事件管理器模块(EVA, EVB), 每个管理器模块包括: 两个16位的通用定时器; 8通道的PWM; 不对称、对称或四个空间矢量PWM波形发生器; 死区产生和配置单元; 驱动保护中断(PD PINT); 三个全比较单元; 三个捕捉单元; 正交脉冲编码电路。
- 串口通信外设: 串行外设接口(SPI); 两个DART接口模块(SCI); 增强的eCAN2.0B接口模块; 多通道缓冲串口(McBSP);
- 12位模数转换模块ADO: 2*8通道复用输入接口; 两个采样/保持电路: 顺序/同时通道转换: 最快转换速率为80ns或12.5MSPS。
- 高达56个可配置为通用的I/O引脚。
- 先进的仿真调试功能: 分析和断点功能; 硬件支持实时仿真功能。

5.3.2 以 TMS320F2812 为核心的控制电路实现

(1) 电源电路

TMS320F2812采用高性能静态CMOS技术, 低功耗, 由两个电源供电: 内核是1.8V 供电, I/O端口是3.3V供电。系统中选用TI公司推荐的电源芯片TPS75733为TMS320F2812供给3.3V; TPS76801Q为电路供给1.8V, 从而满足TMS320F2812的电源要求。当+5V电源开始供电时, 3.3V 的电源产生同时FB被使能, 则1.8V电源被使能, 从而达到同时控制3.3V电源和1.8V电源的目的, 并且只有在有了3.3V电源后才有1.8V电源^[26]。

(2) 复位电路

系统选用专门应用于DSP和微处理器系统的三端监控芯片TPS3823-33为复位芯片, 其具有上电复位、手动复位、电源检测功能。上电后固定的复位周期200ms, 不需要加外部电容; 同时监控3.3V电压是否正常。TPS76801Q本身具有监控1.8伏电压的功能。

TMS320F2812的复位引脚接有上拉电阻, 只有在TPS3823-33芯片发出复位信号后, TMS320F2812的复位引脚电平才被拉低, 从而使TMS320F2812复位。TPS3823-33芯片中的MR引脚为手动复位, 低电平有效。

(3) 晶振电路

系统采用外部时钟源, 将输入的时钟信号直接连接到X1/XCLKIN引脚上, 而X2引脚悬空。本文的外部时钟频率为30M, 直接接到X1与X2之间, 然后两端分别为24p电容。

(4) 扩展外部RAM

为了系统调试的方便, 在电路扩展了一片256K*16位的外部RAM选用

CY7C1021CV33-12ZXC, 该芯片是高速静态RAM, 3.3V电源供电, 高性能、低功耗, 满足了DSP高速运行的要求。系统中将TMS320F2812的XZCS6AND7引脚信号作为CY7C1021CV33-12ZXC芯片的片选信号。

(5) IGBT控制电路

IGBT外围驱动电路由74ACT245三态收发器和IGBT专用高速光耦HCPL4504组成如图5-1所示。TMS320F2812的EVA模块中3个比较单元产生6路PWM控制信号, 电平为3.3V, 经过74ACT245后电平变换为5V, 送入到高速光耦HCPL4504的阴极, 所以IGBT控制电压与PWM_x的极性是相同的, 其控制IGBT主管的导通和关断。IGBT故障信号凡经高速光耦TLP521-1隔离后送到TMS320F2812的PDPINTA引脚, 当有故障发生时, PDPINTA引脚电平被拉低, 于是TMS320F2812的PWM1-6引脚输出被置为高阻状态, 同时进入PDPINTA-ISRO保护中断程序, 进行保护设置, 从而达到保护IGBT的目的。

(6) 信号采样电路

中间直流电压检测: 采用株洲时代电子生产的电压传感器模块, 型号为TV100-AW/1000, 比例为1000V: 40mA。传感器出来的信号为电流信号。定子相电流检测: 电流传感器采用LEM公司的BLYK300-S7, 其原边额定有效值电流为300A, 副边额定输出电压为4V。

(7) 采样信号的调理电路

主要用于对传感器采样的信号进行滤波、限幅保护、以及电平抬升等, 以满足TMS320F2812的ADC模块对采样信号的要求。

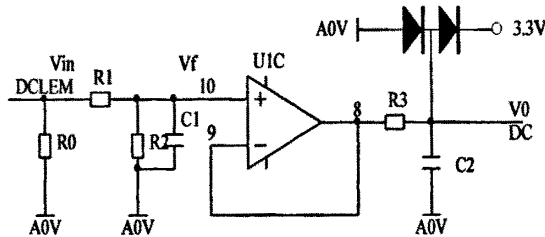


图5-3 直流模拟信号的调理电路原理图

Figure 5-3 The Block Diagram of DC Analog Signal Conditioning Circuit

如图5-3所示为直流模拟信号的调理电路。如果传感器输出为电流信号, 则需要设置采样电阻 R_0 , 从而将电流信号转化为合适的电压信号; 如果传感器输出为电压信号, 则去掉采样电阻 R_0 。 R_1 , R_2 组成了分压电路, 分压比例为 $R_2/(R_1 + R_2)$, 如果不需要分压, 则可以去掉 R_2 分压电阻。而 R_1 , C_1 组成滤波电路, 对采样信号进行低通滤波, 时间常数 $R_2/(R_1 + R_2)$ 。运算放大器组成电压跟随器, 输入阻抗高、输出阻抗低, 输入电压与输出电压同相; 之后还有进一步滤波电路和钳位电路。

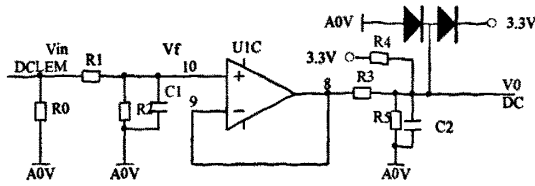


图5-4交流模拟信号的调理电路原理图

Figure 4-4 The Block Diagram of AC Analog Signal Conditioning Circuit

如图5-4所示为交流模拟信号的调理电路，基本原理和直流信号的调理电路一样，但是因为交流信号是交变的，而TMS320P2812的ADC模块只能输入正极性信号，所以需要对交流信号进行电平抬升，以满足ADC模块的要求。

其中 R_3 , R_4 , R_5 ，组成了交流信号的电平抬升电路，其原理如下：

$$\frac{V_f - V_0}{R_3} + \frac{3.3 - V_0}{R_4} = \frac{V_0}{R_5}$$

$$V_0 = \frac{V_f R_4 R_5 + 3.3 R_3 R_5}{R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5} \quad (5-1)$$

因为ADC模块要求输入电压为0-3V，所以要保持在-3~3V，则希望 V_0 与 V_f 的关系如下：

$$V_0 = \frac{V_f + 3}{2} \quad (5-2)$$

将式(5-2)带入式(5-1)中，整理可得到：

$$\begin{aligned} \frac{R_4 R_5}{R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5} &= \frac{1}{2} \\ \frac{3.3 R_3 R_5}{R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5} &= \frac{3}{2} \end{aligned} \quad (5-3)$$

则得到： $R_4 = 1.1R_3$ ， $R_5 = 11R_3 = 10R_4$

电平抬高的信号气再经过滤波、钳位电路送入ADC模块。

(8) D/A 转换电路设计

为了便于实时观测控制器运行过程中某些变量的变化趋势，控制板扩展了 4 通道 12 位的并行转换 D/A 输出，可同时对 4 个变量进行观测。本文采用了 BB 公司的 D/A 转换芯片 DAC7724 实现模拟量的输出，其输出电压的建立时间为 $10\mu\text{s}$ ，输出电压的范围为 $\pm 10\text{V}$ 。

D/A 转换电路如图 5-5 所示。当 D/A 数据锁存时，通过向一个 D/A 通道的 D/A 寄存器写一个 D/A 数据，则该数据就被锁存到该 D/A 通道。当 D/A 电压输出时，在数据被锁存后，必须使能 D/A 输出寄存器，DAC7724 才能开始 D/A 转换。

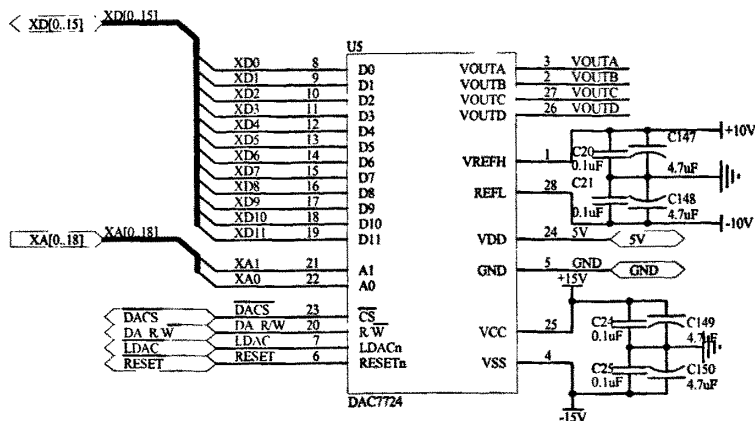


图 5-5 D/A 转换电路

Fig.5-5 Convert circuit of Digital to Analog

(9) 控制电路的 JTAG 电路

图 5-6 是控制电路的 JTAG 电路部分，本电路有一个 14 引脚的接口 JP2，该接口是标准的 JTAG 仿真接口，用来调试 DSP 的硬件和软件。

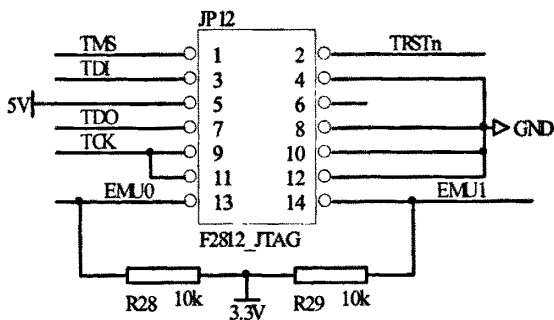


图 5-6 JTAG 电路

Fig.5-6 JTAG Circuit

JTAG 是联合测试行动小组 (JOINT TEST ACTION GROUP) 的简称，它包括 TAP (Test Access Port) 测试访问端口和边界扫描。JTAG 的主要信号接口有 5 个：

- TCK (Test Clock Input) 为 TAP 的操作提供了一个独立的、基本的时钟信号，TAP 的所有操作都是通过这个时钟信号来驱动的；
- TMS (Test Mode Selection Input) 信号用来控制 TAP 状态机的转换。通过 TMS 信号，可以控制 TAP 在不同的状态间相互转换。TMS 信号在 TCK 上升沿有效；
- TDI (Test Data Input) 是数据输入接口。所有要输入到特定寄存器道德数据都是通过 TDI 接口一位一位串行输入的 (由 TCK 驱动)；

- TDO (Test Data Output) 是数据输出接口。所有要从特定的寄存器中输出的数据都是通过 TDO 接口一位一位的串行输出 (由 TCK 驱动)；
- TRST (Test Reset Input) 可以用来对 TAP 控制器进行复位。用 TMS 也可以对 TAP 控制器进行复位。

在 JTAG 调试当中, 边界扫描是一个很重要的概念, 其基本思想是在靠近芯片的输入输出管脚上增加一个移位寄存器单元。因为这些移位寄存器单元都分布在芯片的边界上, 所以被称为边界扫描寄存器。当芯片处于调试状态的时候, 这些边界扫描寄存器可以将芯片和外围的输入输出隔离开来。通过这些边界扫描寄存器单元, 可以实现对芯片输入输出信号的观察和控制。芯片输入输出管脚上的边界扫描 (移位) 寄存器单元可以相互连接起来, 在芯片的周围形成一个边界扫描链。对边界扫描链的控制主要是通过 TAP 控制器来完成的。TAP 控制器的状态机通过 TCK 和 TMS 进行状态的改变, 实现数据和指令的输入。

(10) 串行数据传输和显示电路

系统中需要显示相应的一些数据, 如中间直流电压值、给定频率值、电机转速值等。采用 TMS320F2812 的串行外设接口模块 (SPI) 和操作面板来实现。

SPI 采用同步串行通信机制, 有两种工作模式: 主模式和从模式。SPI 有四根线: 时钟线 SPICLK, 从接收主发送线 SPISIMO, 从发送主接收线 SPISOMI, 从发送使能线 SPISTE。

5.3.3 控制电路中硬件抗干扰措施

(1) 布线时尽量减少回路环的面积, 以降低感应噪声。电源线要尽量粗。除减小压降外, 更重要的是降低耦合噪声。对于 DSP 闲置的 I/O 口, 不要悬空, 要接地或接电源。其它 IC 的闲置端在不改变系统逻辑的情况下接地或接电源。

(2) 控制电路中电源和地的处理。控制板上的数字信号地、模拟信号地分开布置, 最终通过母板相连, 从而尽量减小噪声干扰通过地线相互耦合; 令在控制板的电源输入端并联 10-100 μ F 电解电容进行滤波, 同时由于在高频时电解电容的感抗分量十分显著, 还需并联一个 0.01-0.1 μ F 的无极性电容, 以滤除高频干扰及尖峰电压; 令在每个集成电路芯片的电源和地引脚之间并联 0.01-0.1 μ F 的去藕电容, 该去藕电容可以起到两个作用: 一方面可以滤掉该器件的高频噪声, 另一方面作为该集成电路的储能电容, 提供和吸收电路开关瞬间的充放电能量。

(3) 控制电路 PCB 设计中的抗干扰处理在 PCB 的布局上, 不同性质的电路尽量分开布置, 即高速电路与低速电路、模拟电路与数字电路分开布置; 晶振尽量靠近 DSP 芯片放置, 时钟信号线尽量短且粗; 尽量避免在集成电路芯片下面走线, 尤

其是高频信号线；集成电路芯片的去耦电容尽量靠近电源和地引脚放置，电容引线尽量短。

(4)控制电路设计中的其它抗干扰措施^[17]。对于关键的输入、输出端口加上拉或下拉电阻，确保其在系统上电过程中处于安全状态；对于集成电路芯片未用到的输入管脚接地或接上拉电阻以防止静电干扰；对于系统中关键信号如RESET，PDPINT等在DSP的输入端接0.01-0.1 μ F去耦电容，以减小尖峰、毛刺等导致的系统复位和误中断的几率；使用具有上电复位、手动复位、电源检测功能的三端监控芯片TPS3307-18，能够实时监控MV，1.8V 电源，如因干扰发生电源异常，TPS3307-18便发出复位信号，从而使系统进入复位状态。

5.4 驱动电路的设计

5.4.1 SHARP 的 IGBT 驱动芯片 PC923、PC929

PC923 与 PC929 是 SHARP 公司生产的 MOSFET 或 IGBT 驱动用芯片，其分别具有各自的特点。

PC923 具有以下特点：

- 直接使用在 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路；
- 快速响应能力；
- 宽的运行范围；
- 强的抗干扰能力；
- 在输入输出之间强的隔离电压的能力；

PC929 与 PC923 的参数特点大致相同，唯一不同的是增加了内部短路保护和错误输出，所以在上下桥臂分别使用两种芯片则满足了电路的要求，也不会浪费芯片资源。

5.4.2 以 PC923 与 PC929 为核心的驱动电路

驱动电路为分别用 PC923 和 PC929 驱动三极管，再用三极管输出作为 IGBT 的驱动脉冲。PC923 驱动上桥臂，PC929 驱动下桥臂；利用 IGBT 的 CE 极电压随着通过其电流的增大而增大。使用反并联的二极管作为检测电压的器件，由于二极管的负极接到所要检测的 IGBT 的 C 极，因此可以承受大的反向耐压，这也就是选择检测用二极管的重要条件之一。具体电路如图所示：

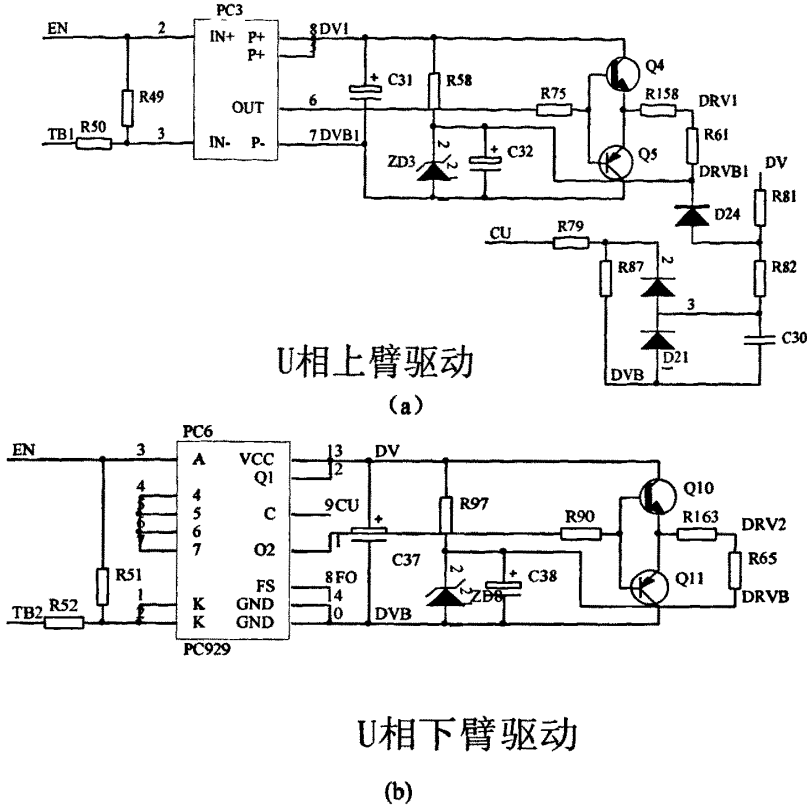


图 5-5 上、下桥臂驱动电路
Fig5-5 the drive circuit of the bridge arm

如图所示，其中 D24 就是检测用二极管，而 DRV1 则是上管驱动的地但同时也是下管的 C 极，过流检测的电压是相应下管的过流。当图中 DRV1 升高时，CU 随之升高，当芯片 PC929 检测到 CU 为高电平时，则输出 FS 为低电平，即为错误信号，当信号传回 DSP 后，则由 DSP 改变脉冲宽度以起到调节作用。

5.4.3 三相电流检测电路

电流的检测是先用霍尔传感器检测到电流的信号而后通过模数转换以及调理后送给 DSP，硬件电路如图 5-6 所示。

在图中，电流检测电路带了一个负反馈电路，使信号输出更稳定，并能减少干扰。

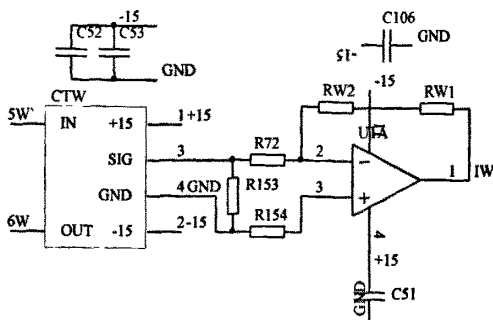


图 5-6 电流检测回路
Fig5-6 Current detection circuit

5.5 辅助电源的设计

本系统中,设计了一个辅助电源是为 IGBT 驱动电路提供彼此独立的 6 路电源,所以共 6 路输出;采用了单端反激式结构,采用富士公司的 FA13844 电流型 PWM 控制芯片进行控制。

5.5.1 FA13844 PWM 控制芯片简介

FA13844 是富士公司生产的用于 DC/DC 变换器的电流型 PWM 控制芯片,内部集成了振荡器、偏差电压放大器、电流检测比较器、PWM 锁存器,以及输入电压和 5V 基准电压欠压锁定电路等,可直接驱动双极型晶体管 and MOSFET,具有以下特点:

- 1) 采用 CMOS 制造工艺,低功耗;
- 2) 待机状态电流最高 $2\mu\text{A}$, 启动电流最高 $30\mu\text{A}$, 启动损耗小;
- 3) PWM 锁存电路可实现逐个脉冲的电流限制;
- 4) 内部有 5V 和 2.5V 的参考电压, 输入电压和 5V 基准电压可欠压锁定;
- 5) 带滞环的欠压锁定电路可防止电路在阈值电压附近工作时的振荡;
- 6) 最高占空比 50%。

FA13844 芯片功耗低,管脚数量少,外围电路简单,便于安装调试,性能可靠,价格低廉,通过高频变压器与电网隔离,适用于无工频变压器的 20~80W 的小功率开关电源,工作电压 9.6~30V,适用于高效率的开关电源的设计,正在被越来越广泛地应用。

5.5.2 电源电路的结构与工作原理

电源电路的工作原理如图 4-7 所示, 交流输入电压经整流后为芯片提供工作电压。 R_1 和 C_3 构成启动电路, 整流电压通过 R_1 对 C_3 进行充电, 当 C_3 两端电压达到 FA13844 的 16V 启动电压时, 芯片的 6 脚有驱动信号输出。启动过程完成后芯片的工作电压由辅助线圈 N_2 两端的电压经 R_3 、 D_2 、 C_4 整流滤波后提供, 同时该电压也作为电压控制环的反馈信号, 与芯片内部产生的 2.5V 基准电压进行比较, 以调整输出的驱动脉冲宽度。 R_2 、 C_2 、 D_1 构成脉冲变压器的原边的缓冲回路, 吸收由漏感产生的电压尖峰, 以保护功率开关器件。 R_{10} 、 C_{10} 构成滤波器以滤去由 R_{12} 检测的电流中可能出现的毛刺, 防止电流比较器发生误动作。

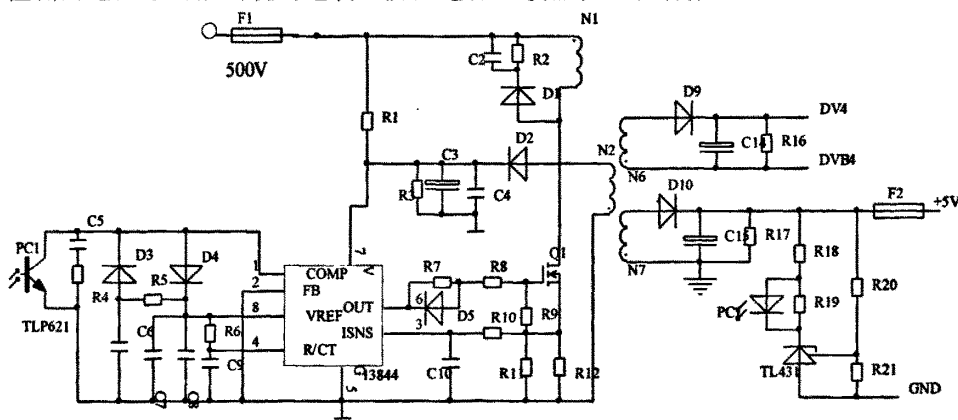


图 5-7 开关电源的原理电路图
Fig 5-7 Schematic of switching power supply

5.5.3 高频变压器的参数设计

变压器是开关电源的重要组成部分, 它对电源的效率, 可靠性以及电气输出特性都有着重要作用。单端反激开关电源的变压器既有电抗器的功能, 又有变压器的工作特性^[3]。本节中的高频变压器的设计与前面调理电路章节中的变压器的设计基本相同。在此不再详述。

5.5.4 电压反馈环的设计

由光耦 TLP621 和三端可控基准源 TL431 及与之相连的阻容电路构成电压控制环, 对副边的输出电压进行检测、反馈。

如图 2 所示, 输出电压经 R_{20} 和 R_{21} 分压后得到采样电压, 与 TL431 提供的 2.5V 参考电压进行比较, 当输出电压为正常(5V)时, 采样电压与 TL431 提供的 2.5V 参考电压相等, 则 TL431 的阴极电位不变, 流经光耦二极管的电流很小, 光耦三

极管不导通，13844 的脚 1 电位为高，输出占空比不变。当输出电压因为某种原因偏高时，采样电压变高，大于 2.5V，流过 TL431 的电流变大，其阴极电位变低，光耦二极管导通发光，副边的三极管导通，13844 的 1 脚电位被拉低，输出脉冲占空比下降，输出电压降低，这样就完成了反馈稳压的过程。

据上述分析， R_{20} 、 R_{21} 都取为 $1k\Omega$ 。同时光耦发光二极管两侧并联一个 $1k\Omega$ 的电阻，保证二极管导通时电流从 0 开始增加。

FA13844 采用峰值电流控制模式，通过其内部的电流比较器以及 R_{10} 、 R_{12} 构成电流控制内环，控制驱动开关管的 PWM 脉冲，来控制输出电压。如图 2 所示，电流检测电阻 R_{12} 将开关管的电流转化成电压反馈信号，输入 3 脚，与 1 脚的电压偏差信号比较，产生一个 PWM 波，电流比较器的输入端设置了一个 1V 的电压阈值，当电流过大使 3 脚电平超过 1V 时，将关断 PWM 脉冲，开关管截止；反之，则保持此脉冲，开关管维持导通。由于电阻 R_{12} 检测出的是峰值电流，因此它可以精确地限制最大输出电流，被检测的峰值电流为 $i_{\max}=1/R_{12}$ ，本设计中电流检测电阻 R_{12} 取 1Ω ，上端的采样电阻 R_{10} 取 $1k\Omega$ 。滤波电容 C_{10} 取 $470pF$ 。

6 变频器逆变软件的设计

DSP 软件编程介绍:

编程是实现系统正常工作和快速运算必不可少的重要环节。在系统配置合理的条件下,用定点芯片实现快速运算的关键用整数取代浮点数进行计算处理。用 C 编译器时,为产生最优代码,应注意以下原则:

(1) 将除法转换为乘法,尽量使编译器产生 MAC 指令,以充分利用 DSP 的硬件乘法器资源进行快速运算,且应使 MAC 的操作数为局部变量以分配到寄存器或一个累加器中。

(2) 尽可能使用静态直接插入函数,以节省函数调用的额外开销。

(3) 对 FOR 循环的上限,使用常数或具有常数属性的变量可产生重复指令 RPT。

6.1 DSP 工作模式设定

6.1.1 TMS320F2812 工作模式

TMS320F2812有两种工作模式:

微处理器方式(Microprocessor Mode, MP)

微计算机模式(Microcomputer Mode, MC)

工作于何种模式^[15],取决于外部引脚XMPNMC的电平。如果XMPNMC=1,则TMS320F2812工作在MP方式;如果XMPNMC=0,则TMS320F2812工作在MC方式。在MP方式下,TMS320F2812使能外部存储器接口XINTF Zone 7,并从XINTF Zone 7中读取复位向量(Reset Vector)。

在MC方式下,TMS320F2812使能内部引导ROM(Boot ROM),并从引导ROM中读取复位向量。所谓引导ROM,就是在ROM中固化了Boot loader的引导程序。引导程序的作用在于:TMS320F2812上电之后,引导程序将代码从外部源调入到内部或者外部扩展存储器执行。这样代码就可以存储在外部慢速存储器中,而在执行时再被调入到高速存储器中。

引导ROM中,根据代码来源的不同,可以分为以下几种引导方式:

(1) 跳转到FLASH 0X3F7FF6地址处。程序员必须在这个地址处预先准备指令,从而引导程序正常地运行。

- (2)调用SPI_Boot, 即从外部串行SPI EEPROM中引导程序。
- (3)调用SCI_Boot, 即通过SCI-A从外部ROM中引导程序。
- (4)跳转到内部HO SARAM OX3F8000地址处。
- (5)跳转到内部OTP OX3D7800地址处。
- (6)调用并行引导(Parallel Boot), 即通过通用输入输出端口B(GPIO Port B)从外部ROM中引导程序。

注意: 在第(1), (2), (3)种引导方式中, 没有从外部存储器中引导。

6.1.2 工作模式设定及程序

系统中令XMPNMC=0, 即选择TMS320F2812工作在MC方式。引导方式采用第(4)种, 即跳转到内部HOSARAM引导方式, 如图6-1。



图6-1 DSP工作模式设定程序流程图

Figure6-1 The Flow Chart of DSP Code Start Routine

6.2 系统软件结构

恒压频调速系统的基本原理结构如图 6-2 所示, 系统由升速时间、U/f 曲线、SVPWM 调制和驱动等环节组成。其中, 升降速时间设定用来限制电动机的升频速度, 避免转速上升过快而造成电流和转矩的冲击, 起到软启动控制的作用。U/f 曲线用于根据频率确定相应的电压, 以保持恒压频不变 (U/f=常数), 并在低频时进行适当的电压补偿。SVPWM 和驱动环节将根据频率和电压要求产生相应得驱动信号, 控制逆变器以实现电动机的变压变频调速。

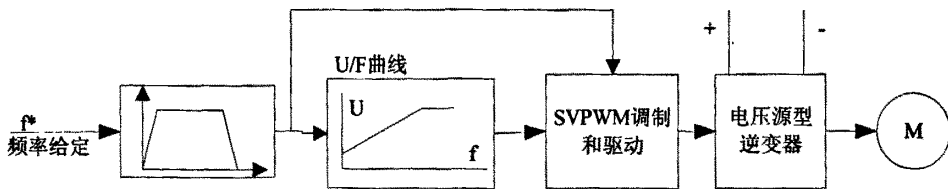


图6-2 恒压频比变频调速系统原理图

Fig 6-2 The principle of constant U/F ratio in frequency control system

本系统软件部分采用C语言编程, 并且采用了模块化设计的思想, 对于不同的功能块使用不同的子程序来完成, 因而增加了程序的可读性和可移植性。为了实

现对感应电机的控制，软件必须具有如下的功能：

- 对TMS320F2812进行初始化设置，使之各个功能模块能够正常工作；
- 检测感应电机的定子两相电流，中间直流电压；
- 根据所计算的频率、电压矢量作坐标变换，计算各矢量作用时间；
- 确定各矢量的切换顺序，根据开关表选择开关状态，控制逆变器；
- 对电机频率、中间直流电压等关键数据进行显示，方便观测；

本系统的软件主要由以下几部分组成：

- 主程序：完成系统的初始化，各部分的配置以及在主循环中进行看门狗检测、开关量检测、数据显示等功能；
- 外部中断处理程序：当程序和硬件电路检测到DSP的外部中断就执行中断服务程序，在中断服务程序中要关掉脉冲。
- ADC子程序：完成电压、电流信号；
- 数据显示子程序：完成电机频率、中间直流电压信号等实时显示；
- SVPWM子程序：根据算法得出感应电机控制所需的PWM波。

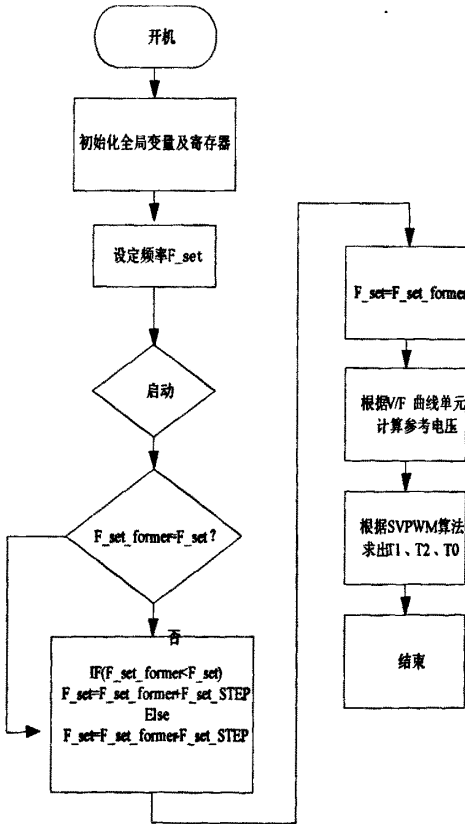


图6-3主程序流程图

Fig 6-3The Flow Chart of System Main Routine

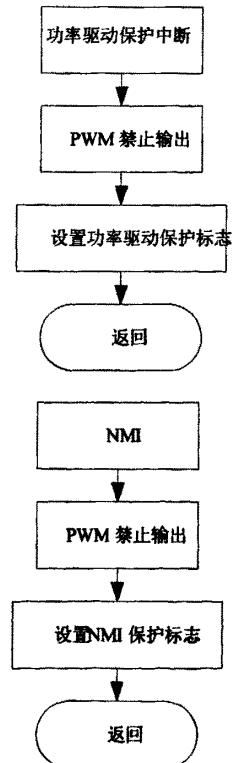


图6-4外部中断程序流程图

Fig 6-4The flow Chart of Peripheral interrupt

6.2.1 系统主程序

TMS320F2812上电后，主程序即从头开始执行。首先关闭中断位，屏蔽所有中断，然后初始化CPU，设置时钟频率，初始化PIE，初始化各种外设，如事件管理器(EVA, EVB)，ADC模块、串行外设接口(SPI)模块，对I/O端口进行初始化设置。完成初始化设置之后，DSP的各个模块开始正常工作。设定初始频率为0Hz，判断当前频率是否等于设定频率，进入相应的递增或递减过程。例如用户设定频率为50Hz，当电机启动时，为了实现“软启动”，F_set_former要从0Hz递增，确定步长，即频率的增加速度，再根据V/F曲线单元计算出相应的电压值送入SVPWM发生单元，产生相应的控制脉冲。其中F_set是用户设定的频率，F_set_former是初始频率，F_set_step是设定步长，即每次进中断频率的变化大小。

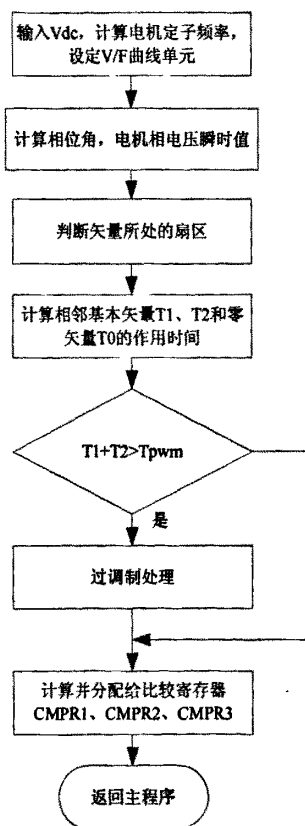


图 6-5 SVPWM 算法框图

Fig 6-5 Algorithm diagram of SVPWM

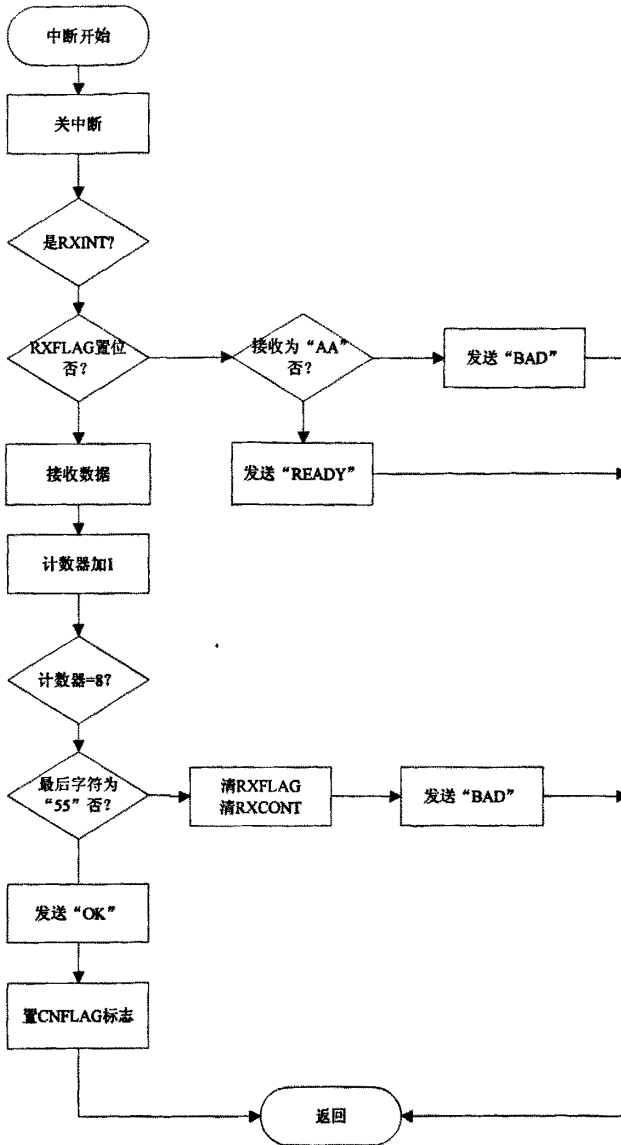


图6-6通信中断服务子程序
Fig 6-6 Communication interrupt routines

6.2.2 中断服务程序

外部中断服务程序分为复位、功率驱动保护中断、NMI中断等，这些外部中断是所有中断优先级最高的，当程序和硬件电路检测到DSP的外部中断就执行中断服务程序，在中断服务程序中要关掉脉冲。

通信中断服务子程序的主要任务就是：

- 一、接收来自PC机设定的电机参数；
- 二、传递转速信息给PC机。

SVPWM中断服务子程序的主要任务就是：

- 一、由经过频率步长叠加后得出当时的频率值，并根据此值来计算电压相量值；
- 二、根据电压值以及频率值判断矢量所外的扇区；
- 三、计算基本矢量作用的时间，并分配给比较寄存器；
- 四、SVPWM输出。

故障显示中断服务子程序的主要任务就是：

当控制系统出现意外不可控的情况时，那么DSP就会发生故障中断，立即关闭IGBT模块，并且显示“ERR”。以便于及时的保护系统，使由于故障而引起的损失减小到最低。

具体的软件流程图分别如图所示：图6-3主程序流程图、图6-4外部中断程序流程图、图6-5 SVPWM算法框图和图6-6通信中断服务子程序。

6.2.3 捕获单元工作原理

捕获单元选用通用定时器作为时基，当捕获单元的输入引脚检测到外部事件发生时，对应的作为时基的定时器的值被捕获，并被保存在一个两级深(2-level-deep)的先入先出堆栈(FIFO)里。对于所检测的外部事件，捕获单元有三种极性可以选择：上升沿、下降沿、上升和下降沿。

FIFO是只读型寄存器，而且只能保存两次最新的捕获值，底层寄存器里保存的是最新捕获值，而顶层寄存器保存的上一次捕获值。当顶层寄存器的值被读取后，底层寄存器的值被压入到顶层。如果FIFO里有两个捕获值，当没有被读取时又发生了第三个捕获事件，则顶层寄存器的值被压出、数据丢失，底层寄存器的值被压入顶层，而新的捕获值进入底层寄存器。

每个捕获单元都有一个捕获FOFO状态寄存器CAPFIFOx，能够实时反映FIFO堆栈的状态。读取CAPFIFOx寄存器的相应位，就可以知道是否有捕获发生，以及发生的次数。

(1)第一次捕获：

当捕获单元的输入引脚出现跳变时，捕获单元将作为时基的定时器的值写入到FIFO堆栈的顶层寄存器，同时CAPFIFOx相应的状态位置为01。如果在下一次捕获操作之前，读取了FIFO堆栈，则CAPFIFOx状态位复位为00。

(2)第二次捕获：

如果在前一次捕获计数值被读取之前发生了另一次捕获，则新捕获的的计数

值写入到FIFO堆栈底层寄存器，同时CAPFIFOx相应的状态位置为10。如果在下一次捕获操作之前对FIFO堆栈进行了读操作，那么底层寄存器中新的计数值就会被压入到顶层寄存器，同时CAPFIFOx相应的状态位置为01。

(3)第三次捕获：

如果捕获发生时，FIFO堆栈里已有捕获的两个计数值，则顶层寄存器中最早的计数值将被弹出堆栈并被丢弃，而底层寄存器的值将被压入到顶层寄存器，而新捕获的计数值将被压入到底层寄存器中，同时CAPFIFOx相应的状态位置为11，表明一个或更多的旧捕获值已被丢弃。

6.2.4 串行外设接口(SPI)简介

SPI为高速同步串行输入/输出接口，通常应用于DSP处理器和外围外设以及其他控制器之间进行通信，例如与显示驱动器、ADC以及日历时钟等器件接口，进行串行数据传输。SPI也可以采用主/从模式实现多DSP处理器间的通信。

SPI模块的主要特点如下：

(1)四个外部引脚：

SPISOMI：SPI从输出/主输入引脚；

SPISIMO：SPI从输入/主输出引脚；

SPISTE：SPI从发送使能引脚；

SPICLK：SPI串行时钟引脚；

(2)两种工作模式：主模式和从模式

主模式：SPICLK作为输出为串行通信提供同步时钟，在时钟信号作用下，SPISIMO发送串行数据，SPISOMI接收串行数据。SPISTE本身功能被禁止，通常被设置为通用I/O口，作为SPI接口器件的片选信号。

从模式：SPICLK作为输入接收外部同步时钟，在时钟信号作用下，SPISOMI发送串行数据，SPISIMO接收串行数据。SPISTE作为SPI的从发送使能信号(低有效)，受外部信号控制。SPISTE=0时，SPI被使能发送数据；SPISTE=1时，SPI被禁止发送数据，SPISOMI被置为高阻状态。

(3)波特率：125种可编程波特率；

(4)数据字长：可编程的1-16位数据长度；

(5)4种时钟模式(由时钟极性和时钟相位控制)：

无相位延时的下降沿：SPI不发送数据时，SPICLK为高电平。在SPICLK信号的下降沿发送数据，在SPICLK信号的上升沿接受数据；

有相位延时的下降沿：SPI不发送数据时，SPICLK为高电平。在SPICLK信号

的下降沿之前的半个周期时发送数据，在SPICLK信号的下降沿接受数据；

无相位延时的上升沿：SPI不发送数据时，SPICLK为低电平。在SPICLK信号的上升沿发送数据，在SPICLK信号的下降沿接受数据；

有相位延时的上升沿：SPI不发送数据时，SPICLK为低电平。在SPICLK信号的上升沿之前的半个周期时发送数据，在SPICLK信号的上升沿接受数据；

(6)SPI实行高位在前的串行数据传输；

(7)发送或接收一个完整的数据以后(字长可编程)，中断标志位SPIINT FLAG自动置位，如果此时中断被使能，则产生中断。实际应用中，可以通过中断或查询中断标志位方式判断数据传输是否完成。

6.3 系统软件的实现

在上一节中主要讲述了系统软件的总体设计，下面主要讲一下系统软件的具体实现。根据不同的功能要求，对控制系统总体流程进行功能划分，将其分解为几个功能模块，分别说明其如何实现。整个软件流程可划分为以下几个功能模块：

- 初始化模块
- 通信模块
- 电流采样模块
- 电压空间矢量发生模块(SVPWM)

各个功能模块的实现：

一、初始化模块

初始化模块主要分为两块：系统初始化和变量的初始化。系统初始化指的就是DSP运行以前的初始化，包括：

- 设置系统时钟，CPU时钟为150M，系统时钟为30M，锁相环为使能，关闭看门狗；
- 设定串行口格式，并允许串行接收中断；
- 初始化各种I/O口，包括PA，PB等；
- 设置事件管理器模块，初始化各个定时器，设置为全比较模式，6相PWM输出，设置死区时间；
- AD采样初始化，选择采样通道，对ADFIFO清空；
- 变量的初始化指的是各个变量相对应的存储单元的初始化赋值。

二、通信模块

通信模块的波特率设置为9600bps，全双工RS-232通信模式；数据字格式：1位起始位，1位停止位，8位数据位，无奇校验；双缓冲接收和发送，并设置接收

中断。通信协议：PC机发送字符给DSP，DSP采用的是中断接收的方式，当有数据进入后，DSP的RXBUF时，DSP发生中断，随即接收字符，在接收到符合条件的字符发送相应的字符给PC机。规定的通信格式如下：首先，PC发一个字符“AA”给DSP，DSP在接收到字符以后，就开始判断：接收到的字符是否是“AA”，如果是，那么置位接收标志(RXFLAG)，从而PC机再发过来数据时，DSP就开始正是接收数据；如果否，那么DSP就发送字符“BAD”通知PC机，需要重新发送。其次，在接收完正式的数据以后，DSP就开始判断，最后接收到的数据是不是“55”，如果是，那么DSP就发送“OK”通知PC机，告诉其接受正确，表明通信完毕。具体的通信流程图见6-4。

三、 电流采样模块

在第五章中已经说明，电流经过LEM模块采样以后，直接以电流的形式输到TMS320F2812，由于测得的量全部为正，因此，必须经过相应的处理，处理的办法就是根据电机模型的额定值，加一个偏移量，对于量程为0-5V的LEM模块来说，就以2.5V为偏移标准，当测得的量小于2.5V时，那么就说明电流值是负的，反之则表明电流值是正的。最后的计算量放在在数值寄存器is和ib中，其采样及处理过程如下图所示：

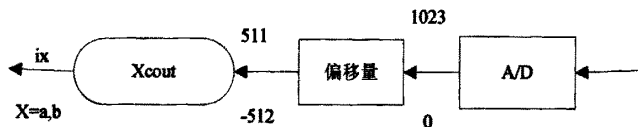


图6-7 电流采样及处理过程
Fig6-7 Sampling circuit of current

四、 电压空间矢量法(SVPWM)

本系统的调制方式采用目前较为流行的电压空间矢量法(SVPWM)，电压空间矢量法的目的是通过对逆变器开关状态的合理组合，来获得实时的参考电压 U_{out} ，而这种电压空间矢量加到电机上将产生幅值恒定、以恒速旋转定子磁链空间矢量，且定子磁链矢量顶点的运动轨迹形成圆形的空间旋转磁场。电压空间矢量法与传统的以正弦脉冲宽度调制(SPWM)为代表的调制方式相比具有以下优点：

- 1、调试方式更加灵活。SPWM的开关模式切换规律是由控制电压 U_u ， U_v ， U_w 经脉宽调制后确定的，而SVPWM的开关模式切换规律是自由的，具有更大的灵活性。
- 2、采用SVPWM的调制方式，有效的改善谐波的特性，使得最终产生的波形，谐波优化程度高，谐波更小。
- 3、采用SVPWM调制方式，电压利用率比较高，与传统的SPWM调制方式相比较，电压的利用率可高出15%，从而，更有效地利用电源。因而在本系统中采用软件实

现PWM波形的输出。具体的计算公式与前面详细讨论过的相类似，在此不再详述。

6.4 软件抗干扰和可靠性设计

在本系统中对软件进行了抗干扰设计，来进一步增强系统的安全性和可靠性。软件抗干扰措施包括：

(1) 在程序开始运行初期，对所有的输入输出端口进行初始化，避免其处于不确定或错误状态；

(2) 在程序中没有用到的中断向量，将其全部指向故障处理中断服务程序，从而能在程序跑飞时保证系统的安全并尽快返回到初始等待状态；

(3) 对于各种数字输入信号，采用软件消抖措施，进一步抑制尖峰、毛刺的干扰；

(4) 对于不同性质的模拟信号使用不同的采样频率，并对结果进行软件滤波。如直流电压信号、电位器调节信号变化的时间常数较大，可以采用较低的采样频率，然后对多次采样值加权取平均，最终得到一个采样结果；而对于时刻变化的交流电流信号，则采用较高的采样频率，每次连续采两个值取平均得到最终结果。

软件的可靠性设计：

软件的可靠性在工业控制中十分重要，要求做到：无干扰时，程序能稳定、正确的运行；受到干扰时，一旦出现故障，能随时发现并自动回到正确运行状态，把人工恢复降低到最低限度。控制软件为此应采取一些切实可行的措施：

1. 结构化程序设计

本文程序设计采用了自顶向下、逐步求精、结构化的设计方法，这样程序结构清晰，为排错奠定了基础，在调试过程中可以方便的找到错误。结构化的程序设计使子程序之间没有相互等待的依赖关系，也大大减轻了程序的死锁可能性。另外，程序中还做了大量的注释，为以后的升级改进提供了方便。

2. 软件陷阱

由于干扰使程序跳转到未知区域，控制就会出现混乱，这种现象称之为“程序跑飞”。为此，在程序空间中的未用区域设计软件陷阱，一旦“程序跑飞”，落入软件陷阱，将强制使程序复位，恢复到正常状态。

3. 程序死锁的解脱

尽管采用了各种方法，但仍然会有一些因素可能使程序在进入软件陷阱之前陷入死锁，这时可利用 DSP 内部的硬件“看门狗”产生复位信号。只要在程序初始化时使能“看门狗”，它就周而复始的运行。在程序代码的合适位置插入一段复位“看门狗”指令，系统既不会由于死锁而无法解脱，也不会使正常运行的程序被打断。

7 仿真与实验结果

7.1 Matlab 仿真电路与波形

通过 Simulink 得到的仿真模型^[24]，用频率为 5KHz 的三角载波与之相比较，从而可以调制出电压空间矢量 SVPWM，最后将所有的模块组合起来，于是得出 SVPWM 的仿真模块^[25]图，如图 7-1 所示。

仿真的原理图如下图：

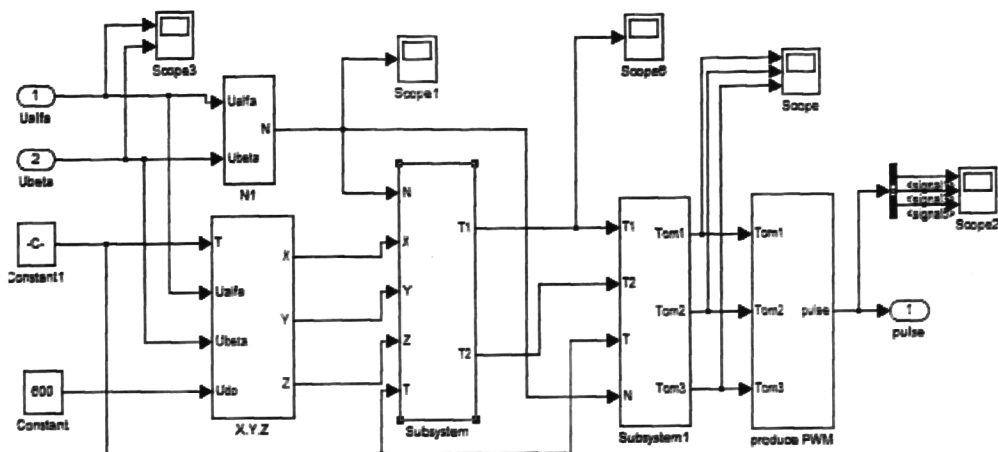


图 7-1 主电路的仿真

Fig7-1 the emulation of main circuit

仿真中三角载波的频率为 5KHz，母线的直流电压为 600V，频率为 50Hz。经过仿真，仿真波形如下图：

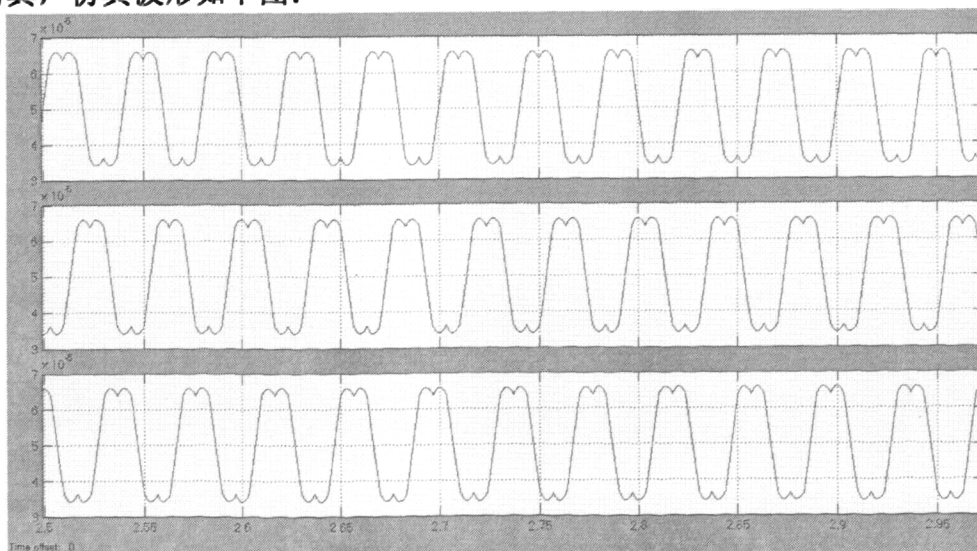


图 7-2 电路输出波形

Fig 7-2 the output waveform of the circuit

7.2 带滤波电路的实验波形

在程序不运行时的输出口的波形：

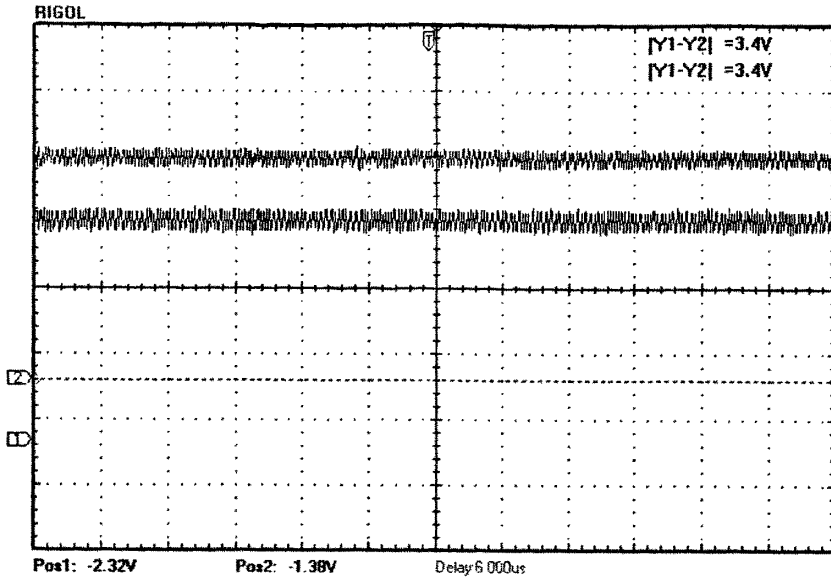


图 7-3 初始状态时波形

Fig 7-3 voltage waves of the start-up

我们知道在程序没有运行和刚开始实行运行时，为了保证上下桥臂全不通，则在开始时必须使所有的输出全为高电平，由图可知电路也确实是在刚开始时为高，并保持到程序运行使其改变时。

不带 RC 滤波的电机控制口的输出（示波器只有两路）：

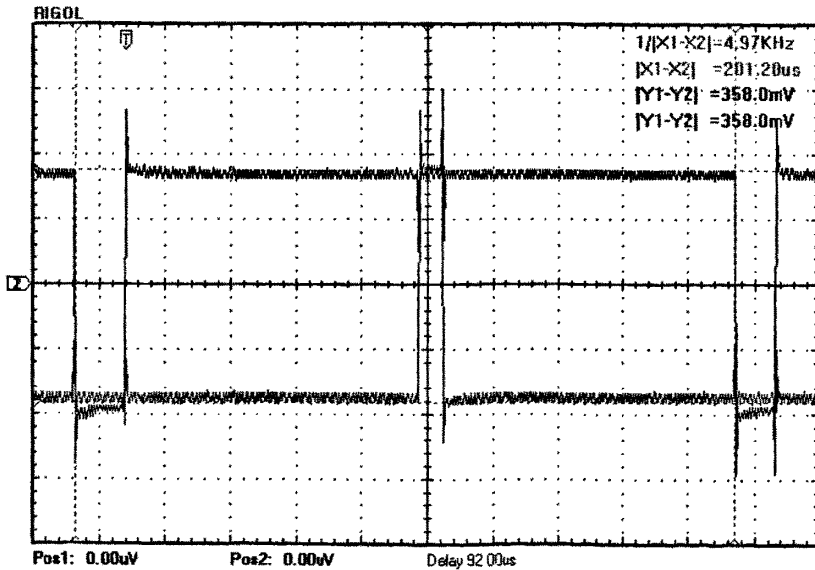


图 7-4 不带滤波的控制口输出

Fig 7-4 voltage waves without RC filter

本次测的数据为 PWM1 和 PWM3 输出口的波形，在前两章中已讨论过 SVPWM 波的电路知，三路输出波形是叠加的，由图可以看出图形基本符合。

带滤波电路的实验是在控制板上的电机控制接口上接一 RC (R 为 10K, C 为 0.1 μ) 滤波电路看是否形成马鞍波，而且在开始输出时也应是高电平。实验结果表明虽然马鞍波有谐波存在，但是可以很明显看出来能达到要求的形状。波形如下：

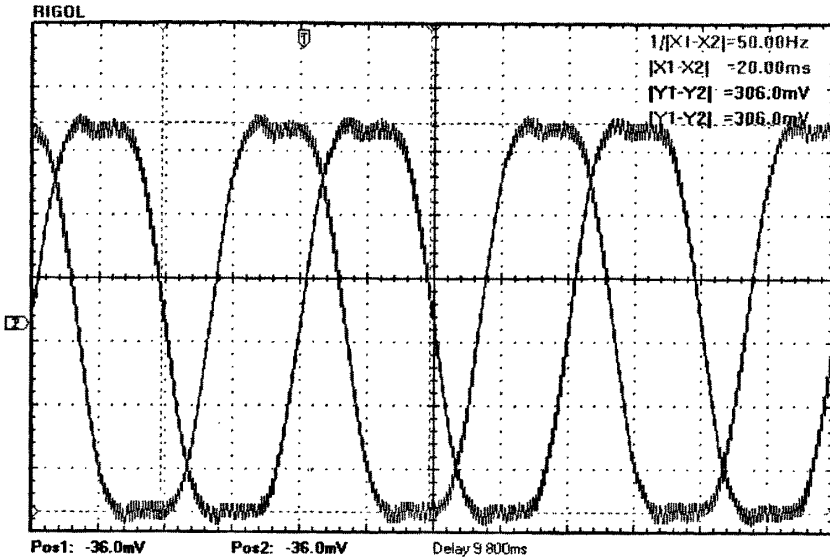


图 7-5 带 RC 滤波的电压波形

Fig7-5 Voltage waves with the RC filter

由图可知，实验波形满足要求，确实在输出端形成马鞍波，与仿真相符合。

带 3KW 电机的输出波形 (10Hz)，开始在变频器输出端测的时候发现波形是：

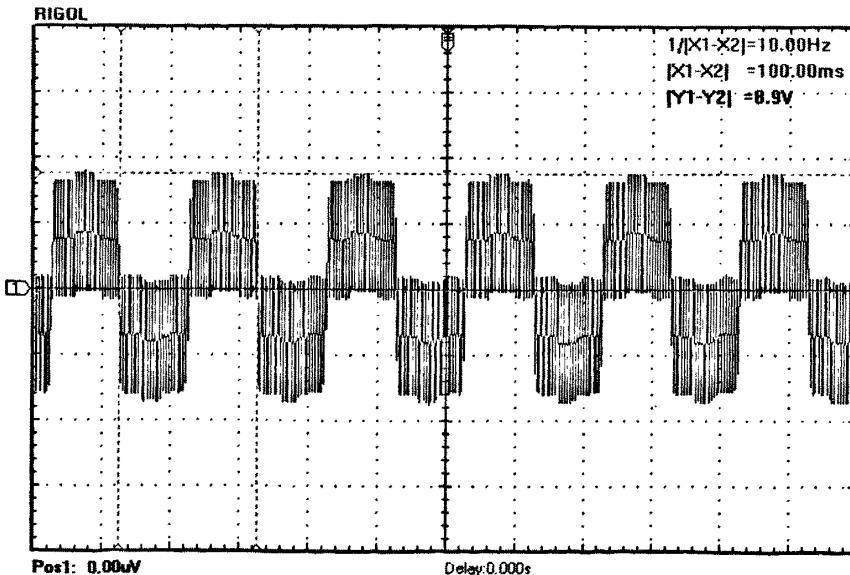


图 7-6 带电机 10Hz 时的波形

Fig7-6 Voltage waves with motor in 10Hz

由图可以看出并不成规则的正弦波，考虑其原因可能为刚从驱动板出来其滤波可能不够；后来在示波器上选择平均值，当选到最大值 256 周期时波形显示为以下波形：

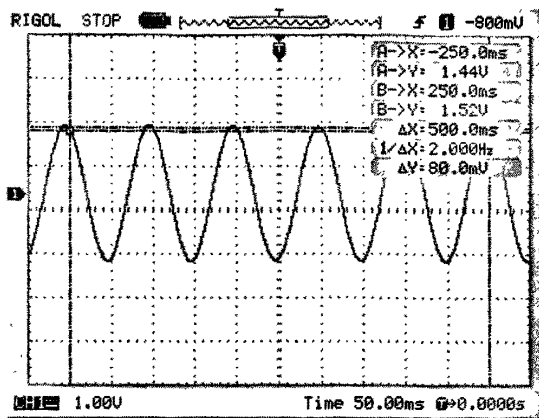


图 7-7 带电机平均后波形

Fig 7-7 Average waves with motor in 10Hz

由图可知，说明在有较好滤波情况下波形还是比较理想的。由于示波器平均值只能用位图的格式才能拷出来，这也是本图与其它的图不同的原因。在 50Hz 的时候测量后的情景与上面的类似，不再贴出。

为了更好的说明这个问题，将示波器的接线直接接到电机的输入端，由于电压高所以用七个 100K 电阻串联接到任意两相间，测一个电阻两端（测的为线电压）并在其上并联了一个 2 μ 的电容，此时发现输出已为正弦波，但有较多的杂波，下面分别为变频器在 10Hz、30Hz 和 50Hz 时的波形

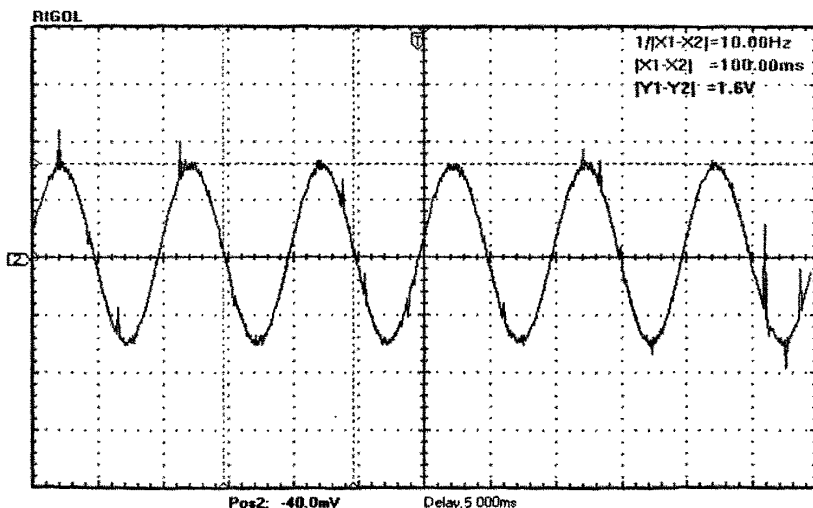


图 7-8 变频器在分压后 10Hz 波形

Fig7-8 Waves of the inverter in 10Hz

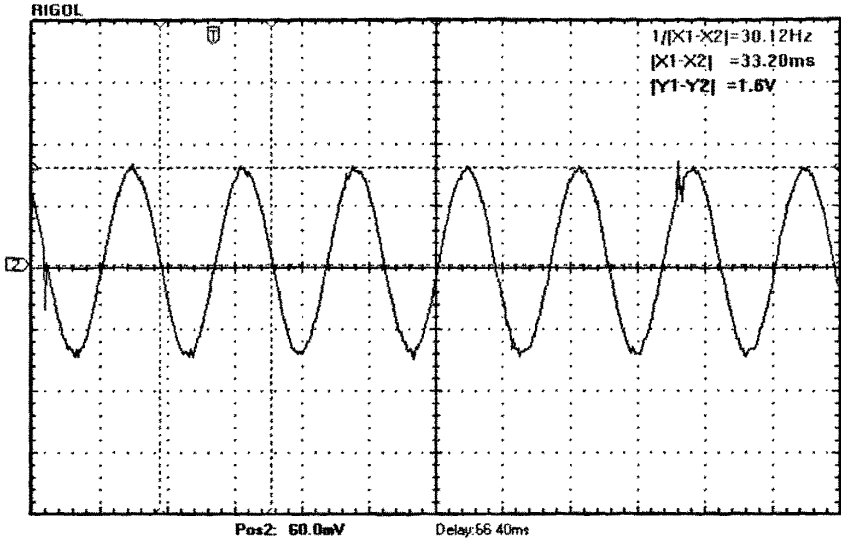


图 7-9 变频器在分压后 30Hz 波形
Fig7-9 Waves of the inverter in 30Hz

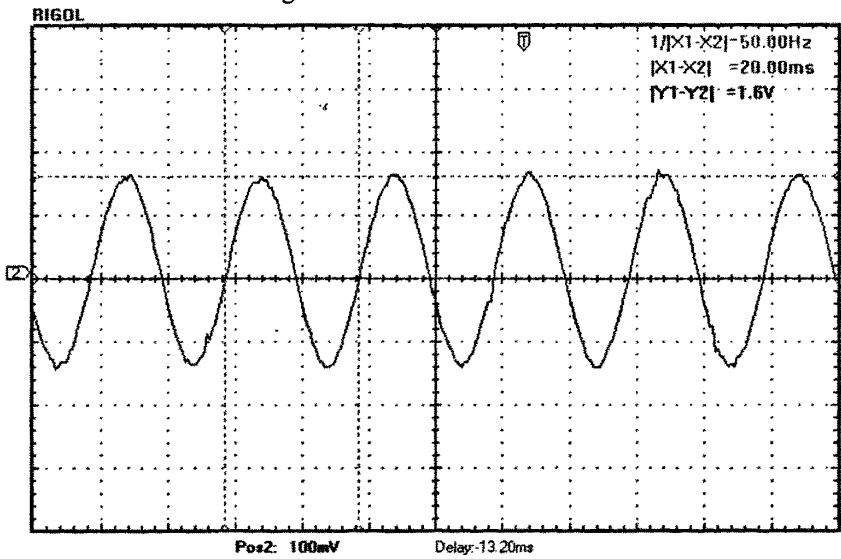


图 7-10 变频器在分压后 50Hz 波形
Fig7-10 Waves of the inverter in 50Hz

由上面在典型值 10Hz、30Hz 和 50Hz 时输出电压的波形可以得出本文所讨论的设计方法和步骤能符合要求，输出的波形符合在不同频率下均为正弦波。

8 结论与展望

8.1 结论

本课题开发了一套电力机车空调电源，在当今社会对于高性能、节能和环保的要求，采用TI公司的电机控制专用芯片：TMS320F2812型DSP为核心构成具有良好人机界面的电压空间矢量控制的变频调速系统。该控制系统已经应用于机车空调电源的电控系统上面，经实践证明，基于DSP芯片的空间矢量控制变频调速系统性能优良，运行稳定，抗干扰能力强，电机运行噪音小，不失为一套具有先进型、新颖性、实用性的控制系统。本文对电压空间矢量控制变频器进行了较为系统的研究，包括理论分析和仿真，硬件设计和软件设计等可以得出以下结论：

- 1) 运用了专为电机控制而设计的TMS320F2812 DSP，由于其事件管理器内含SVPWM生成单元，能自动确定相邻电压空间矢量，有益于数字功能控制的实现和接口电路的扩展，并提高运算速度，从而使得异步电机的各种新颖的复杂的控制算法得以实现。
- 2) 逆变电路采用IGBT，有效地驱动板的体积，达到了小型化，低成本的设计要求。且IGBT驱动电流小，控制驱动更为简单，所需辅助电路减少，有效地减小了设计难度。
- 3) 本系统采用C语言编程，大大缩短了软件开发的时间。
- 4) 基于MATLAB软件建立了系统的数字仿真模型，并在不同电源和负载工况下进行仿真和模拟试验，验证了本论文所提出算法和系统参数设计的正确性。
- 5) 从实验结果的电流波形图可以看出，运用空间矢量控制法以后，电机运行时噪音明显变小；系统的调速范围宽，输出电流谐波特性好、谐波少；电压的利用率更高。
- 6) 本论文设计的空调电源已应用到实际的工程中，在电力机车上已安装了30余台，在北京西站和天津北站共也装有100台同类型的空调电源，至今已运行一年左右，目前运行状况良好。

8.2 展望

在本课题中，整个控制系统中算法和控制原理可以进行优化，有待于进一步的探讨和研究。变频调速技术作为高新技术、基础技术和节能技术，已经渗透到

经济领域的所有技术部门中，因此高性能、低能耗的变频调速系统对国民经济的发展起到相当大的作用，也是整个电力传动研究的发展方向。空间矢量控制作为先进控制策略之一，以其高控制性能，正在逐渐的被人们所接受、采用，相信在不久的将来，越来越多的人会使用。随着电力电子器件以及微电子器件、特别是微型计算机和大规模集成电路的发展，再加上现代控制理论向电气传动领域的渗透，各种新型控制策略正不断涌现，交流电机控制技术展现出更为广阔的前景。

今后工作的思考：

由于学识水平、实践经验以及时间等限制，有些方面还不够完善。根据实验过程中遇到的问题，后继工作可以在以下几个方面着手：

- 1) 在硬件设计方面，控制系统采用模块化设计和调试及仿真，以后控制板还要做高集成化的设计。
- 2) 在软件设计方面，对软件进行优化设计，以提高程序的运行速度和代码效率。
- 3) 考虑加进温控装置，可以设计一个温度，当温度达到目的温度时，则自动待机，同时在运行过程中随温度的变化压缩机也相应的变化。
- 4) 本文的人机界面还只是键盘输入输出，可以增加更加人性化的人机交互界面和通讯功能。

参考文献

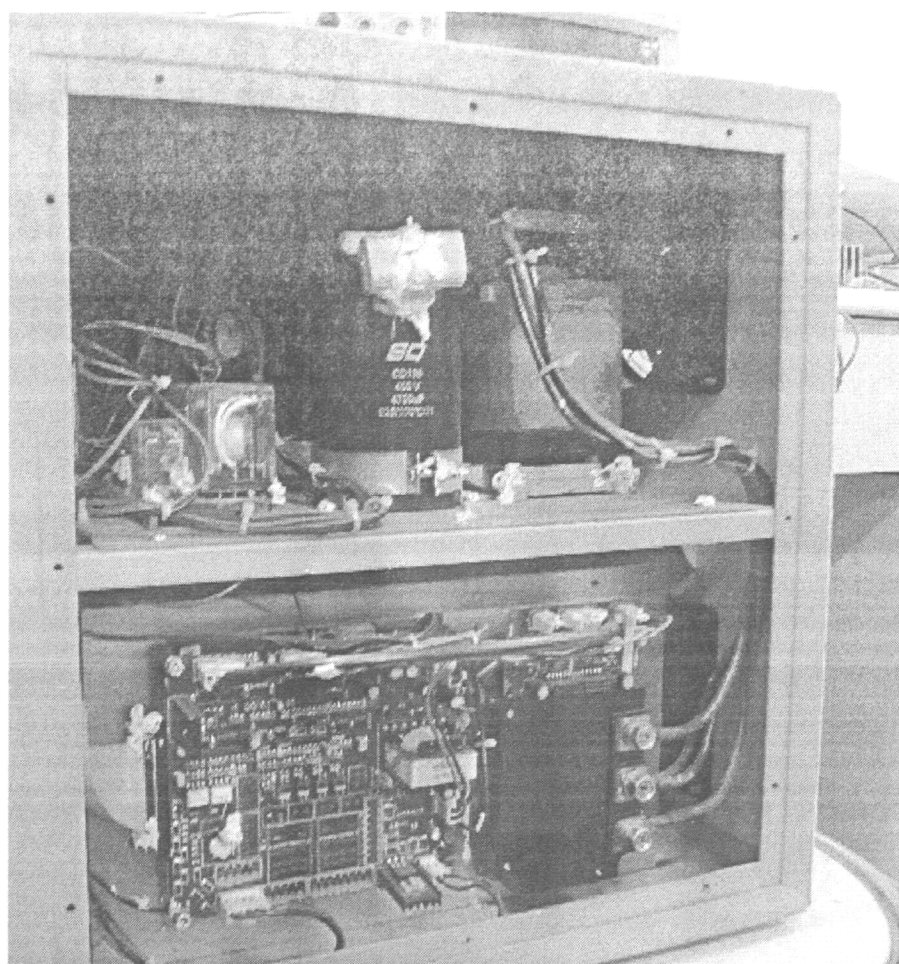
- [1] 陈伯时.电力拖动自动控制系统. 北京. 机械工业出版社. 1992. 56-76
- [2] 胡寿松.自动控制原理. 第四版. 北京: 科学出版社, 2001: 321~329
- [3] 刘晓林.变频器压频比的正确设定.电工技术杂志.2001年第6期: 41-42
- [4] 瞿文龙等, 逆变器供电感应电机新型空间矢量 PWM 控制方法. 清华大学学报(自然科学版), 1997(1)
- [5] 王妍.基于 DSP 的空间电压矢量法 PWM 的研究. 电机与控制学报, 2000, (2)
- [6] 李朝青.PC 机及单片机数据通信技术.北京: 北京航空航天大学出版社.2000.12
- [7] 彭启琮.DSP 与实时数字信号处理.成都: 电子科技大学出版社.1998
- [8] 李广海, 叶勇, 蒋静.IPWM驱动和保护电路的研究.电子技术应用, 2003, 29(12): 43~45
- [9] 叶斌.电力电子应用技术及装置, 北京: 中国铁道出版社, 1999
- [10] 周有为.基于TMS320F2812的SVPWM的研究, 电气传动, 2005, 24 (2)
- [11] 杨成林.三相逆变器 DSP 控制技术的研究.硕士学位论文.浙江大学.2004, P28-31
- [12] 万山明.TMS320F2812原理及应用实例[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社.2007
- [13] 苏奎峰, 吕强, 耿庆锋, 陈圣俭. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社.2005
- [14] TPS767D301, TPS767D318, TPS767D325, DUAL-OUTPUT LOW-DROPOUT VOLTAGE REGULATORS, SLVS209B – JULY 1999 – REVISED APRIL 2000, Texas Instruments Incorporated
- [15] 王晶晶, 徐国卿.基于DSP的两种SVPWM技术实现方案研究[J]电工技术杂志. 2003(1): 34-36
- [16] 陈奇栓, 甄玉杰, 刘廷丽.SPWM与SVPWM在感应电变频调速系统中的比较研究.微电机.2007, 40(5): 59-42
- [17] 郑琼林, 郝荣泰.机车用50KVA IGBT逆变器的电磁兼容性设计.中国电机工程学报.2000, 20(5): 34-36
- [18] 郑颖楠, 傅诚.电压型可逆变流器的控制策略现状与发展.电气传动.2001, 6: P3-6
- [19] 王建良, 吴冰.PWM整流器中支撑电容的研究.电气传动.Vol.36, No.6, 6, 2005: 37-39
- [20] Dong-Ki Mi, Sung-Chan Ahn and Dong-Seok Hyun.Direct Digital Current Control of a Three-Phase PWM converter Base on a new Control Model with a Delay And SVPWM effects.EEE.1998, 774-779
- [21] Jae-Hyeong Suh, Chang-Ho Choi, Dong-Seok Hyun. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters.Applied Power Electronics Conference and Exposition[C].1999(1): 515-520
- [22] Zhiwen Ma, Fei Lin, Trollion Zheng. A new stabilizing control method for suppressing oscillations of V/Hz controlled PWM in verter-fed induction motors drivers.The 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Jeju, Korea
- [23] T.H .Chin, Approches for Vector Control of Induction Motor Without Speed Sensor, ECON, 1994 .1616- 1620
- [24] 陈桂明, 应用MATLAB建模与仿真, 北京: 科学出版社, 2001, 07
- [25] 范影乐, 杨胜天, MATLAB仿真应用详解, 北京: 人民邮电出版社, 2001, 07

[26] Texas Instruments. Literature Number: SPRS174M. 2005. TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processor Data Manual. Texas Instruments. 2005.10

[27] TMS320F28x Event Manager (EV) Reference Guide (Rev. B). Texas Instruments.20003

附录 A

电源整体图



作者简历

宋俊超，男，北京交通大学电气工程学院，专业是电工理论与新技术，研究方向为电能变换。

教育经历：

2006.9~2008.6 北京交通大学电气工程学院 硕士

2000.9~2004.7 南昌大学电气工程学院 本科

工作经历：

2004.8~2005.12 深圳领威科技有限公司 电气工程师

2006.3~2006.8 北京维易埃电气有限公司 电气工程师

发表文章

低电压大电流直直变换器的设计