

河北工业大学

硕士学位论文

基于DSP的超音频感应加热电源的研究

姓名：杨乾

申请学位级别：硕士

专业：控制科学与工程

指导教师：周颖

20091201

# 基于 DSP 的超音频感应加热电源的研究

## 摘 要

感应加热电源在现代工业中有着广泛的应用，随着电力电子技术和微电子技术的进步，感应加热电源逐渐向高频化、大容量化、智能化的方向快速发展，这将极大的提高生产和装备制造业的发展，因此研究感应加热电源对我国的工业化建设有着重要的意义。

本设计中感应加热电源采用 IGBT 作为开关器件，整个系统由整流器、调功环节、逆变器和谐振负载组成。整流器采用三相不可控桥式整流电路。调功采用直流侧 BUCK 调功，逆变器采用串联谐振逆变器，构成了超音频感应加热电源的基本结构框架。同时文中对感应加热电源的基本原理和结构进行了阐述。

以 DSP(TMS320F2812)作为系统主控芯片，实现功率调节、系统保护、人机对话界面等功能。采用 FPGA(EP1C3T144C8)作为辅助芯片，采用全数字锁相环技术实现对工作频率跟踪功能。在理论分析的基础上，完成了各个部分的实验验证，并给出了实验结果，说明了本设计所采用方案的可行性，为以后研究更高频率、更大容量的智能化的感应加热电源打下了良好的基础。

**关键词：**感应加热电源，串联谐振，DSP，全数字锁相环

# **STUDY OF SUPER-AUDIO FREQUENCY INDUCTION HEATING POWER SUPPLY BASED ON DSP**

## **ABSTRACT**

The induction heating power supply is widely used in the modern industry. With the advance of power electronics and microelectronics technology, the induction heating power is moving towards the direction of intelligent, high power and high frequency gradually. This will improve the development of production and equipment manufacturing industry largely. Therefore, the Study of the induction heating power supply has an important significance to the industrialization of our country.

The scheme has made a plan of using IGBT as switching devices. The system consists of rectifier, power regulator unit, inverters and resonant load circuit. Adopting three-phase non-controlled bridge rectifier, BUCK power regulator after rectifier, and series resonant inverter as the main framework of the system. All of them constitute a basic structure of the super-audio frequency induction heating power supply. Meanwhile, the structure and operation principle of heating power supply is explained in detail.

DSP (TMS320F2812), the Master Chip of the system, realizes the function of power regulation, system protection, man-machine conversation, and so on. FPGA (EP1C3T144C8), as a co-processing chip, uses all digital phase-locked loop to realize to track the resonant frequency. Based on the above-all study, we complete each part of the experimental verification and also the experimental results, illustrates the feasibility of our design. This makes a good foundation for the study of higher frequency, greater power and intelligent induction heating power supply.

**KEY WORDS:** induction heating power supply, series resonance, digital signal processing, all digital phase-locked loop

## 原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律 responsibility 由本人承担。

学位论文作者签名：杨乾

日期：2009.12.6

## 关于学位论文版权使用授权的说明

本人完全了解河北工业大学关于收集、保存、使用学位论文的规定。同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版本；学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

（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：

杨乾

日期：2009.12.6

导师签名：

周颖

日期：2009.12.6

# 第一章 引言

感应加热的原理就是靠感应线圈把电能传递到要加热的导体,然后电能便在导体内部转化为热能。感应线圈与被加热的金属并没有直接接触,能量是通过电磁感应的方式传递的。采用感应加热电源,被加热工件的加热速度很快,加热温度可以很好的控制,并且在加热的过程当中不会混入不必要的杂质,因此已经被广泛应用到了机械制造、淬火、粉末冶金、金属表面热处理等行业当中。传统工业中,上述行业的加热往往采用煤、气、油等矿物质作为燃料或者加热箱进行加热,存在能耗高、污染问题严重、劳动和操作环境比较差、加工工艺粗糙等缺陷,严重制约了我国机械制造加工业的发展。因此大力推广感应加热技术,是振兴我国工业加工和生产的必然趋势。感应加热电源作为感应加热技术的核心,其发展是和功率半导体器件和数字控制技术的发展紧密相连的。

## § 1-1 课题研究背景

感应加热电源是感应加热装置的核心部件,其发展是与电力电子学及电力半导体器件以及控制平台(微电子)的发展紧密相关的。电力半导体器件经历了晶闸管、MOSFET、IGBT,从开关频率到容量都有了长足的发展,为感应加热电源的发展打下了基础。微电子技术的发展,特别是MCU的出现,为感应加热电源提供了更为灵活、经济和高精度的控制平台。尤其是单片机和DSP的出现,在控制功能和运算速度方面有了长足的发展。现在市场上所推出的控制芯片,以DSP为例成本价格不断的下降,而控制功能却不断得完善。感应加热控制系统需要有高速的信号处理能力、强大的IO控制功能以及实时控制能力,DSP完全满足以上的要求。TMS320C28X系列是TI公司2003年推出的DSP芯片,是目前国际市场上最先进、功能最强大的32位定点DSP芯片。其强大的数字信号处理能力和嵌入式控制功能,特别适用于有大量数据处理的测控场合,如工业自动化控制、电机及马达伺服控制系统、电力电子技术应用、智能仪器、电力转换系统等。因此本文选用TMS320F2812作为核心控制器件。其外设功能强大,硬件接线简单,很容易掌握和使用<sup>[1]</sup>。

## § 1-2 感应加热电源发展现状和技术趋势

感应电源按频率范围可分为以下等级:500Hz以下为低频,1-10kHz为中频;20kHz以上为超音频和高频。中频阶段国内外都有所发展,但是国内产品大都是模拟器件控制的,跟国外的全数字控制系统相比稳定性和使用寿命都有一定的差距。在超音频(10kHz-100kHz)频段内,由于传统的晶闸管的开关频率很难做到10K以上,一般都在8K一下,所以需要采用改进的半导体器件。目前IGBT的出现弥补了这一不足,现在超音频感应加热电源采用IGBT的比较多。但是大容量高质量的IGBT还有待开发,另外选取一款可靠的稳定的数字控制系统也是关系到超音频感应加热电源质量的重要保证,目前日本等发达国家已经在这方面走在了前列。比如日本在1994年就研制成功了1200kW,50kHz的感应加热电源,90年代末浙江大学开始对IGBT超音频电源的研制,该校研制的50kW/50kHz IGBT电流型并联逆变感应加热电源通过了产品鉴定,当前的研制水平为200kW、50kHz,与国外的水平仍有相当大的距离。在高频(100kHz以上)频段,目前倾向采用全固态电源,浙江大学在90年代研制成20kW/300kHz MOSFET高频电源,已被成功应用于小型刀具的表面热处理和飞机涡轮叶片的热应力考核试验中。总体来讲,我国在感应加热电源领域从无到有,从模拟控制到数字控制,从小容量到大容量,已经取得了一定的进展,最近接触过很多周边的钢铁企业,国产的生产线的稳定运行就是很好的实例。但是与国外产品相比,无论是稳定性还是智能化方面都存在不小的差距,大型钢厂选用的国外的感应加热设备还是多一

些。这只是我国工业化进程中的一个缩影，需要我们众多的科技工作者能够付出更多的努力<sup>[2-4]</sup>。

感应加热电源的水平与半导体功率器件和微处理器的发展密切相关，当前功率器件在性能上的不断提高和控制芯片技术的不断进步，极大地推进着感应加热技术的发展，并呈现出一下一些特征。

高频率：目前感应加热电源在中频频段主要采用晶闸管，超音频频段主要采用 IGBT，而高频频段主要采用 MOSFET。感应加热电源通常功率较大，对功率开关器件、布线走线，防干扰措施等有有许多特殊要求，要实现高频化仍有许多基础应用技术有待研究和发展。

大容量化：现代工业生产所需要的功率和效率也越来越大，因此对其容量也就是感应加热电源的功率的要求也逐渐加大。无论是串联谐振逆变器还是并联谐振逆变器，都可以做到开关管的系统并联和串联，也就是在系统功率方面的改进。同时大容量又是和高频化紧密相连的，所以大容量、大功率，高频的的开关器件的发展是至关重要的。

智能化控制：随着生产线自动化控制程度及对电源可靠性要求的提高，感应加热电源正向智能化控制方向发展。下一代的感应加热电源应具有计算机智能接口、远程控制、故障自动诊断等控制性能，控制理论中的一些智能控制算法，比如模糊控制算法、自适应控制算法、预测控制方法也应该是下一代感应加热电源的发展方向。

### § 1-3 课题的研究内容

本文以负载串联谐振超音频感应加热电源为主要研究对象，提出感应加热电源在较高频率时要注意的一些问题如核心控制单元的工作性能和控制精度、功率管的性能、负载谐振频率的跟踪控制与修正、控制电路的改进等以及一些解决方案；分析比较现有两种逆变电路并联型和串联型逆变电路的特点，确定电路拓扑；采取合适的功率调节方式；根据 IGBT 的结构和开关特性，当其运行频率高达几十 KHz 时设计一种合适的驱动电路，并进行调试；采用有效的锁相跟踪技术，实现负载频率的有效跟踪；采用它激转自激的启动方案使逆变器可靠得由启动转到稳定运行，即解决逆变器的启动问题；在逆变器工作状态的分析基础上，设计整体的控制方案。

## 第二章 感应加热的原理和结构分析

### § 2-1 感应加热的工作原理

感应加热的实质是由电磁感应电流产生热能的热电加热,是靠感应线圈把电能传递到要加热的金属,然后电能再在金属内部转化为热能。感应线圈与被加热的金属并不直接接触,能量是通过电磁感应传递的,即利用感应涡流进行加热的。可描述为:当穿过任一闭合回路所限制的面的磁通量随时间发生变化时,在回路上就会产生感应电动势。感应加热原理如图 2.1 所示。

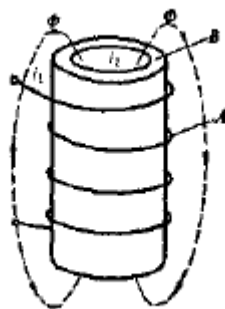


图 2.1 感应加热原理

Fig.2.1 The principle of induction heating

设工件的等效匝数为  $N_2$ 。则感应电势:

$$e = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.1)$$

可知磁通是交流变化的,焦耳—楞次定理的表达式为:

$$Q = 0.24 I_2^2 R t \quad (2.2)$$

式中:  $I_2$ —感应电流有效值 (安),  $R$ —工件电阻 (欧),  $t$ —时间 (秒)。

把金属工件放入通有交流电流的线圈中,金属内就会产生感应电势,而金属工件可看作是一段短路的导体,这样在导体内就会有交变的电流产生,叫做感应电流或者涡流。交流电产生交变磁场,进而产生交变感应电流,而任何金属都有一定的电阻,电流流过导体会产生热量,从而使金属被加热,这就是感应加热过程。若处于感应圈内的金属是导磁的,则除了涡流发热外,由于金属内的磁滞现象,这一部分就会产生磁滞损耗。由以上分析可知,金属要是被感应加热须具备两个条件:在感应线圈中通过交流的电信号,被加热的物件必须是导体或者通过别的导体间接加热导热不导电的物体工件。感应加热的原理主要基于三个效应—集肤效应、近邻效应和圆环效应。

**集肤效应:**发生电磁感应时,感应电荷在导体上的分布是不均匀的,在表面分布的多一些,这种现象称为集肤效应。原因是导体表面的磁力线要比内部多,导致外部阻抗小于内部,而电流总是沿着阻抗最小的路径流动,所以电流会聚在导体的表面形成集肤效应。电流频率越高,这种效应越明显。  
**近邻效应:**当通有交流电的两个导体临近时,在电磁力的相互作用下,导体中的电荷要重新分布,当电荷方向相同时,最大电荷聚集在导体内侧,当电荷方向相反时,最大电荷聚集在导体外侧,其实就是电磁力的作用,这种现象称为近邻效应。由于两电流相反时,导体间两电流所建立的磁场的方

场强度相互削弱，导体外面的磁场却增强了。

圆环效应：若交流电通过圆形导体时，最大电荷将聚集在导体内侧，也就是电流讲大部分通过内侧流过导体，这种现象称为圆环效应<sup>[5,6]</sup>。

随着电力电子技术和微控制器技术的发展，以及工业生产领域不同要求的提出，感应加热电源也逐渐发展出了多种形式，但总体来讲，感应加热电源主要有以下几部分组成：整流器、逆变器、谐振回路及负载和控制保护单元。感应加热电源的大体组成框图如图 2.2 所示：

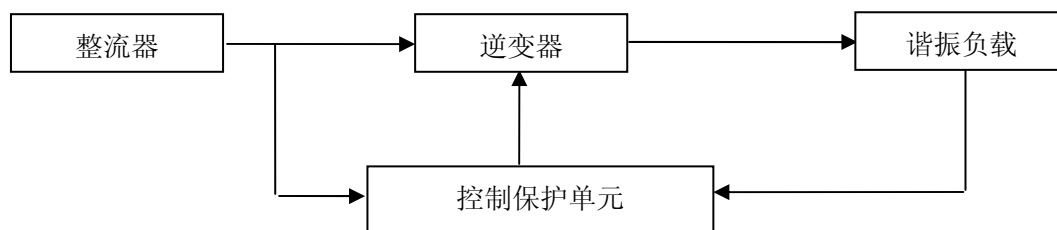


图 2.2 感应加热电源的结构框图

Fig.2.2 Block diagram of induction heating device

工作原理：工频交流正弦信号，经过整流器变为脉动直流电，再经过滤波（电抗或者电容）后成为平滑的直流电，此直流电再经过逆变环节后变为一定频率的交流电给感应线圈，通过感应线圈把电能传递给负载，与负载一起构成逆变器的等效负载。感应圈和负载一起显示的功率因数很低，因此为了提高功率因数常采用联接电容器法以补偿无功功率。根据感应线圈与补偿电容的联接方式不同，可以将逆变电路分为并联谐振电路和串联谐振电路。下面就对两种电路的拓扑进行分析和比较。

## § 2-2 串联谐振电路

串联谐振式电源采用的逆变器是串联谐振逆变器，即将感应圈和补偿电容相串联组成的逆变器负载。串联谐振逆变电路如图 2.3 所示。利用串联谐振原理。

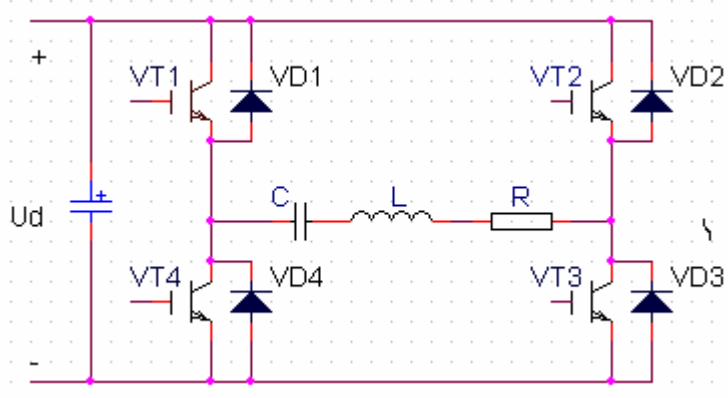


图 2.3 串联谐振逆变电路

Fig.2.3 Series resonant inverter circuit

其中心频率即谐振频率：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

串联负载的品质因数：

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (2.4)$$

在感应加热的系统当中，逆变回路的负载一般很小，负载回路对电压源成低阻抗，所以在整流输出的末端，必须加大的滤波电容进行滤波，当电容值足够大时可以被看做是恒压源。在负载上的电压



近似为矩形波，其电压幅值取决于逆变器的输入端电压值，频率取决于器件的开关频率。而电流波形近似于正弦波。由于是恒压源，所以负载不能出现短路的现象，因此在换流时开关管必须遵循先关断后开通的顺序，即有一段时间所有的开关管都是关断的，也就是在开关管脉冲驱动信号上一般会加上死区时间进行限制。串联逆变器启动容易，但负载适应性差，当发生逆变失败时，短路冲击电流大，保护困难<sup>[7]</sup>。

### § 2-3 并联谐振电路

并联谐振式电源采用的逆变器是并联谐振逆变器，其负载与补偿电容是并联的，并联谐振逆变电路如图 2.4 所示。并联型逆变电路在拓扑上和串联型逆变电路属于对偶的关系，在输入端上采用的大电感来平滑直流输入，可以把输入看作是一个恒流源，该电路也称作电流型逆变器。

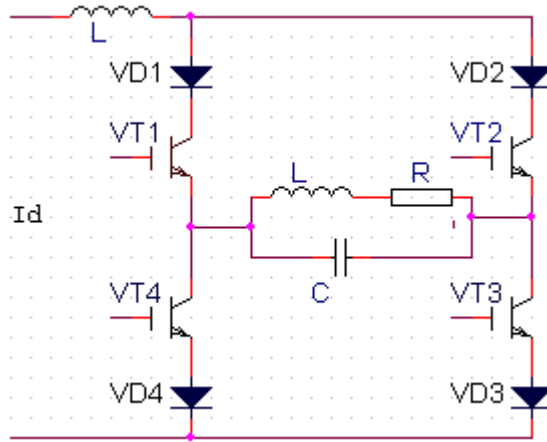


图 2.4 并联谐振逆变电路

Fig.2.4 Parallel resonant inverter circuit

$$\text{对并联谐振, 其中心频率即谐振频率: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

$$\text{串联负载的品质因数: } Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (2.6)$$

在感应加热的系统当中，当负载谐振状态时阻抗最大，如果用电压源供电，则此时电流非常小，所以采用电流源供电，也就是直流输出端不用大电容而采用大电感来续流。由于一般情况下逆变器工作在准谐振状态，负载并联谐振回路对于负载电流中接近负载谐振频率的基波呈现高阻抗，而对谐波呈现低阻抗，谐波分量电压都被衰减，所以负载两端电压接近正弦波，电流接近矩形波。逆变器采用恒流源供电，所以不能出现开路情况，如果上下桥臂同时断开，大滤波电感中储存的巨大能量无处释放，将在逆变桥输入侧形成高压尖峰，很可能将逆变器中的功率开关器件击穿造成损坏。因此在逆变桥动作时，必须保证同一时间内至少有一条通路，控制中为了遵循“先导通后关断”的原则，加入死区，保证叠流时间。在重叠导通时间内，大电感的存在将使得短路电流不会产生突变，因此只要换流的速度够快，在功率器件的电流容量裕度范围内，该电流是不会形成危害的<sup>[8]</sup>。并联型逆变器电路结构简单，负载适应性强，运行稳定可靠，对于短路保护比较容易，但是启动较为困难。

## § 2-4 串并联逆变器的比较

以上研究了串并联型逆变器的一些特点。采用不同的拓扑结构,分别称为电压源和电流源逆变器,造成二者在系统性能方面的一些差异,下面就二者的一些性能进行比较和分析,从而选出适合本设计的拓扑结构方式。

串联逆变器的负载电路对输入电源呈现低阻抗性,要求电压源(恒压源)供电,所以整流输出必须并接大的滤波电容。但是,当逆变失败的时候,逆变回路由于突变会产生很大的浪涌电流,容易造成功率管的过流损坏,在功率管的安全事件内做出保护动作比较困难。根据对偶原理,并联逆变器对输入电源呈现高阻抗,要求电流源(恒流源)供电,所以整流输出必须接大的滤波电抗。当逆变失败时,比如功率管短路,所产生的突变电流能够被抑制,但是当逆变回路出现开路时,大电抗存储的能量得不到释放,加载功率器件的两端,容易造成开关管的过压击穿,此时保护起来也比较困难。得出结论一:串联逆变器短路保护比较困难,而并联逆变器的开路保护比较困难。

串联逆变器可以采用不同的调节功率的方式,改变直流电源电压和改变开关器件的触发脉冲都可以实现。并联逆变器一般只采用改变直流电压的方式调功,因为改变触发脉冲的方式也能使的逆变输出电压超出额定值,调节范围有限。得出结论五:串联逆变器可采用整流测调功和逆变测调功两种方式而并联逆变器只能采用前者<sup>[9~13]</sup>。

此外从器件选择的角度来看,并联谐振型逆变器负载电路本身为谐振电流提供通路,但需要功率器件具有承受反压的能力,MOSFET, IGBT 模块内存在反并联二极管,不能承受反压,因此要求逆变器桥臂串联同功率开关器件容量相当的二极管以承受反压,目前大容量快恢复二极管的制造水平有限,选择较困难。串联谐振型逆变器不能为谐振电流提供通路,需在逆变桥臂增加续流二极管以提供续流通路,因此功率开关器件不需承受反压,这比较适合 IGBT 的特性。由于续流二极管只在功率因数角对应时间内通有电流,逆变器工作在准谐振状态时,对此二极管的容量要求较小,选择相对容易。从谐振电容的选择来看,并联谐振电路属于电流谐振,谐振电容电压较低,在提供无功能量一定的情况下,需较多电容并联,谐振电容成本增加,因此,一般需采用倍压电路,这无疑使负载电路相对复杂。串联谐振电路属于电压谐振,谐振电容电压为谐振电压,在要求提供无功能量一定时,电容成本相对较低,可有效降低电源成本。串联逆变电路的电源运行可靠,逆变部分容易扩容(并联),很适合应用于需要频繁启动的场合,对负载适应力强,过流保护容易做到。因此本系统设计采用串联逆变器。

## § 2-5 串联谐振电路工作状态分析

利用可控关断器件的逆变器从理论上讲共有三种工作状态:容性状态、感性状态、阻性状态,对于串联谐振型逆变器,当逆变器工作频率小于谐振频率时,逆变器工作于容性状态;当逆变器工作频率等于谐振频率时,逆变器工作于阻性状态;当工作频率大于谐振频率时,逆变器工作于感性状态。逆变器工作于不同状态时,功率器件的换流方式不同,并使逆变器主要是开关管具有不同的安全性能。

串联谐振型逆变器工作于容性状态时,负载电流超前负载端电压,如图 2.3 所示,VT1、VT3 开通后,负载两端电压为正,且负载电流正向流动,负载电流过零变负后,VT1、VT3 关断,VD1、VD3 导通,VT2、VT4 承受正向电压,当触发脉冲到来后开通,VD1、VD3 承受反压关断。反向负载电流完全转移到 VT2、VT4。VT1、VT3 为零电流关断,关断损耗几乎为零,VD1、VD3 为零电流开通,开通损耗为零,VD1、VD3 中电流转移到 VT2、VT4,中时,VD1、VD3 和 VT1、VT3 承受浪涌电压冲击;VT2、VT4,开通电流不为零,需承受电流和浪涌电压冲击,存在开通损耗。在换流过程中,电流转换发生在异臂器件之间,二极管反向恢复电流的存在有可能引起桥臂直通,导致电压型电源短路,因此,工作于容性状态时,逆变器对二极管反向恢复时间要求较高,在高频逆变器中尤其重要。

串联谐振型逆变器工作于感性状态时，负载电压超前负载电流，在 VT1、VT3 导通期间，负载电压为正，电流也正向流动，VT1、VT3 关断后，电流仍正向流动，由 VD2、VD4 承担续流任务，这时负载电压反向，VT2、VT4 承受二极管的导通压降，VT2、VT4 脉冲到来后，由于 VD2、VD4 流过正向负载电流使 VT2、VT4 不能导通，负载电流过零变负后，VT2、VT4 以零电流开通。在换流过程中，VT2、VT4 为零电流导通，开通损耗几乎为零，VT1、VT3 为小电流关断，关断电流的大小取决于功率因数角的大小，VT1、VT3 关断过程中承受浪涌电压冲击，但当逆变器工作在感性准谐振状态时，浪涌电压较小，可由阻容吸收电路吸收。感性工作状态的换流过程发生在同臂器件之间，可以有效的避免因续流二极管的反向恢复电流引起的电源短路。

串联谐振型逆变器工作在容性状态时，IGBT 和二极管承受电流冲击，换流过程中对二极管的快恢复特性要求较高，因此，应尽量避免逆变器工作在容性状态。工作在感性状态时，IGBT 和二极管无电流冲击，无开通损耗，关断损耗取决于功率因数角，换流过程中对二极管的快恢复特性要求不高，因此，逆变器可以安全工作在感性状态。因此设计中选择 IGBT 串联谐振型逆变器工作在感性准谐振状态，功率因数角控制在 10 度左右。

## § 2-6 系统的功率调节方式

在感应加热系统运行时，负载会随温度、环境等因素的影响而表现出不同的特性，对输出功率也就有不同的要求，因此系统需要对系统的输出功率进行调节。调功方式主要包括调压调功和调频调功两种方式。由上面的分析得知，系统采用串联逆变器，电压源供电方式，直流输出电压值相当于恒压源，采用调节直流输出电压的方式进行功率调节，即调压调功的方式，从而改变逆变器的输出功率，调压调功可分为相控整流调功和斩波调功两大类。

### 2.6.1 相控整流调功

相控整流调节就是改变整流部分开关管的导通相角，来改变整流输出电压的调功方式。因此整流部分的开关管必须是可控的（采用全控或者半控整流）。以三相桥式全控整流为例，如图所示通过调整

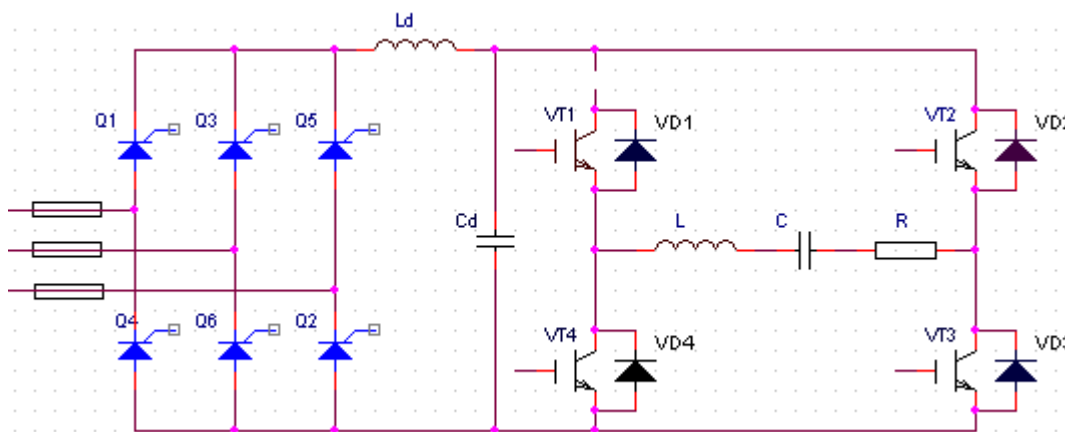


图 2.5 相控整流调功原理图

Fig.2.5 Phase-controlled rectifier power regulator schematic

整流开关器件的触发角来得到不同的直流输出电压，从而改变功率的大小。采用这种调功方式的缺点是：控制整流器件的触发过程中，换相和触发功率等原因会影响到整流测的功率因数，而且触发脉冲的实现包括控制单元和触发电路相对复杂，而且动态响应慢等。另外在实验过程当中，系统所采用的控制芯片（DSP）的计数器的立即加载模式在使用过程中存在问题，所以本设计没有选择相控整流调功方式。相控整流调功原理图如图 2.5 所示。

### 2.6.2 斩波调功

斩波调功，也是调节整流输出电压的调功方式，不过是通过在整流器和逆变器部分之间加入直流

变换器的方式实现，通过调节直流变换器的功率管的导通占空比来改变输出电压，从而达到调节功率

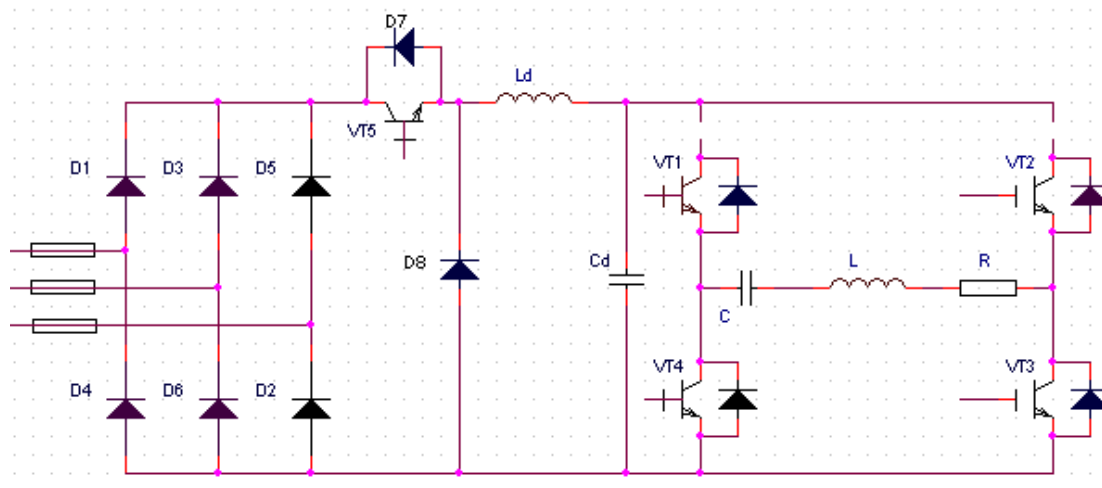


图 2.6 斩波调功原理图

Fig.2.6 Chopper power regulator schematic

的目的。斩波方式包括 BUCK, BOOST 等方式。设计中采用 BUCK 的方式。整流部分采用由二极管组成的三相不控整流器，其输出经过电容滤波后送入斩波器经过降压，通过调节占空比来改变直流输出电压的大小，从而达到功率调节的目的。这种调功方式提高了整流侧的功率因数，降低了电网对系统的干扰，而且实现起来比较容易，控制 BUCK 开关管比起采用整流器实现起来要容易一些，斩波调功原理图如图 2.6 所示。

### 2.6.3 调频调功

采用可控关断器件的逆变桥可以工作在任何负载情况下，也就是说逆变器可工作在任何频率，在负载等效参数  $R$ ,  $L$ ,  $C$  一定的情况下，负载阻抗随逆变器频率变化而变化，逆变器输出功率  $P$  也随之变化。当逆变器频率等于负载固有谐振频率时逆变器输出功率最大。缺点是在低功率输出时负载功率因数低，功率器件承受较大无功能量交换，在开关过程受较大电压或电流冲击，且功率器件损耗较大。

除此之外还有脉冲密度、脉冲宽度调节方式，正如前面所提到的，在使用 DSP 计数器的立即加载模式的时候遇到一些问题，我们目前所做的实验对逆变测调功方式的实时性还没有很大把握，经过以上的分析，觉得 BUCK 调功方式网侧功率因数高、电压动态响应快、保护容易、而且本设计研究的是小功率的高频电源，所以采用的是 BUCK 直流测调功方式。

本章介绍了感应加热电源的基本原理，负载电路的等效电路模型。同时对电压型逆变器和电流型逆变器作了比较分析，并且着重对串联谐振逆变器的工作原理、以及调功方式做了分析，最后得到整个逆变器的主电路拓扑，并确定其功率调控制方式。

## 第三章 主电路分析和设计

### § 3-1 系统的总体结构

随着电力电子技术的发展和微处理器性能的提高,感应加热电源也得到了不断完善和发展。在研究和借鉴国内外先进设计理念的基础上,我们设计出了一套全数字控制的感应加热系统。系统框图如下图所示。三相交流电通过不控整流二极管后,整流输出为脉动的直流电压,经过滤波电容转换为平滑的直流电压,该电压被送到直流斩波器进行斩波调节,变换输出为功率可调的直流电压,然后通过大电容给逆变回路提供电压源。直流斩波控制部分通过传感器检测斩波输出的电压信号,信号经过

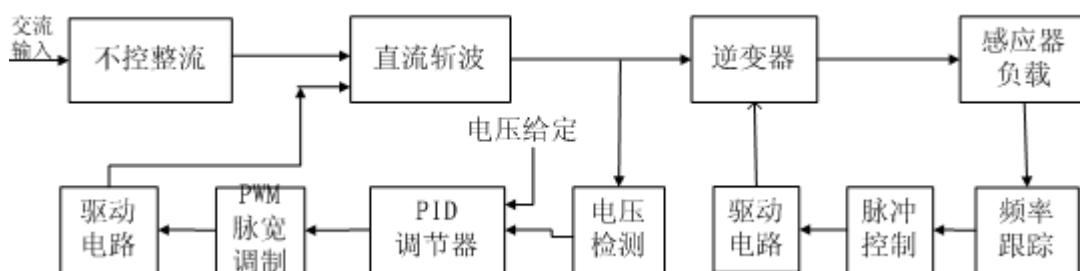


图 3.1 系统总体框图

Fig3.1 Overall system block diagram

处理,通过AD采样输入到DSP,在DSP内部经过数字滤波处理的数据通过PID调节来控制PWM的输出脉宽,从而改变斩波输出电压的大小,实现闭环控制。逆变器控制部分采用基于FPGA的全数字锁相环频率跟踪技术控制逆变器的工作频率,经过锁相处理来产生触发脉冲来驱动逆变电路中功率器件的通断。除此之外系统还有过压、过流、过热等保护功能,以及频率测量、故障报警以及人机对话界面等功能。系统的总体框图如图3.1所示。

### § 3-2 电源入口电路的设计

有上面主回路的设计框图可知,220V交流电网直接输入到整流测,所以要采取有效的措施来抑制电网中的噪声,以及其它频率的电网谐波对系统所造成的干扰,保证系统的可靠运行。EMI(电磁干扰)

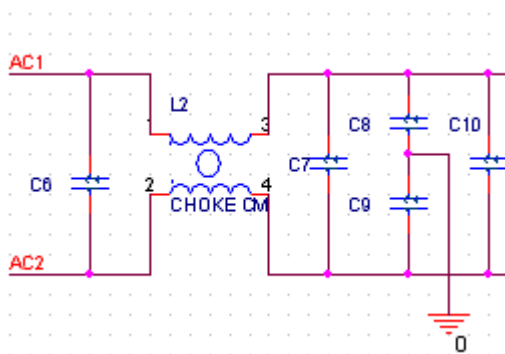


图 3.2 电磁兼容原理图

Fig3.2 EMC schematic

滤波器是最近被广泛推广的一种抗干扰组合措施。已经广泛用于电子电器仪表、开关电源、测量装置系统等领域。电磁兼容原理图如图3.2所示。电源噪声可分为两大类:从电源的进线端引入的外界

电网谐波干扰和由电子设备本身产生的干扰信号通过一定途径被传播出去的噪声。我们采用 EMI 滤波器就是要降低和消除这两种噪声。电磁干扰滤波器就对串模、共模干扰都能起到抑制作用。设计所采用的 EMI 电路包括共模扼流圈（共模电感）L、滤波电容 C6~C9。共模电感 L 对串模干扰不起作用，但当出现共模干扰时，上下两个磁环（电感线圈）对共模感应信号所产生的磁通方向相同，总磁通两是增强的，因此对共模信号呈现很大的感抗，故称作共模扼流圈，电感值与其通过的额定电流的大小有关系。图中 C6 和 C7 采用薄膜电容器，电容值一般选为容 0.01  $\mu$ F~0.47  $\mu$ F，用来滤除串模信号的干扰，本设计选用耐压值为 630V 的电容。C8 和 C9 相串联然后连接在输出端，将两个电容的中点与大地相连，能有效地抑制共模干扰。一般电容值的选取不超过 0.1  $\mu$ F 为宜，耐压值选为 250VAC。

### § 3-3 整流侧电路设计

系统采用不控整流加斩波构成直流电流源，整流侧电路图如图 3.3 所示。三相交流电经过起保护作用

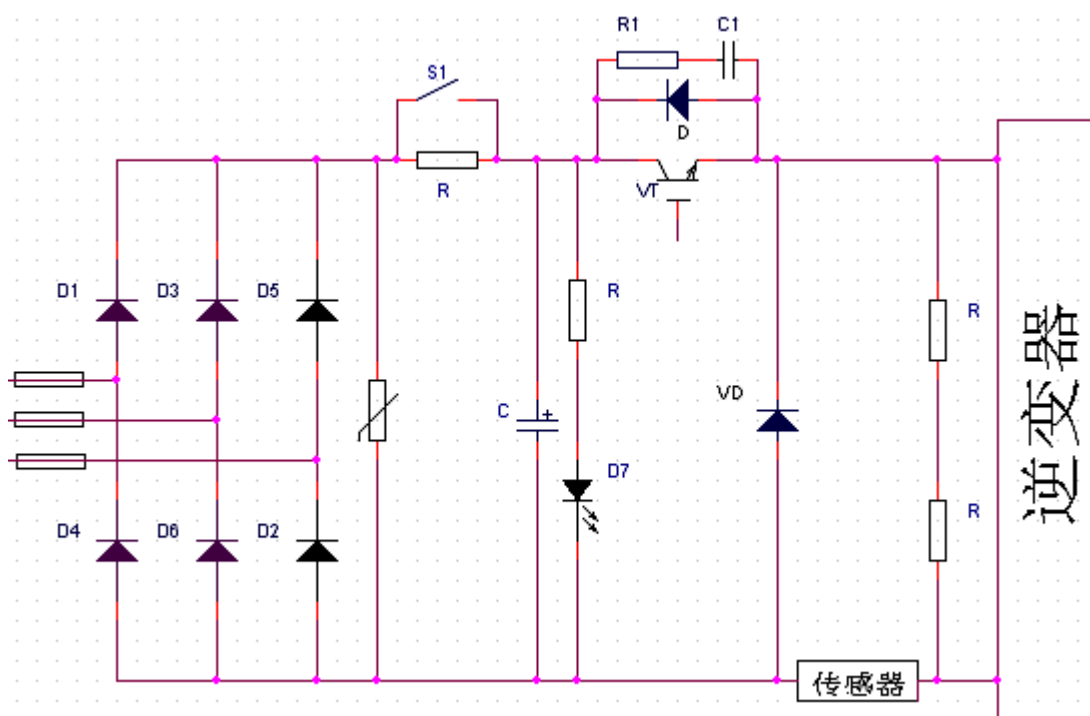


图 3.3 整流侧电路图

Fig3.3 The rectifier circuit

用的三个快速熔断器二极管整流后，输出接有压敏电阻和软启动电路，经过大滤波电容 C 后得到平滑直流电压，并加有发光二极管以监测整流回路的工作情况。此电路具有保护速度快、启动平稳、控制简便等优点。本设计的最大输出功率为 5KW，直流最大电流小于 10A。

#### (1) 整流二极管

三相不控整流的输出电压为：

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \approx 2.34U = 2.34 \times 220 = 514V \quad (3.1)$$

式中  $U_d$  为直流输出电压平均值，U 为整流器输入电压值。二极管承受的最大反相电压为线电压的峰值，即：



$$U_m = \sqrt{6}U_0 \quad (3.2)$$

考虑到余量，一般取为 2~3 倍的  $U_m$  为：

$$2.34 \times 220 \times (2 \sim 3) = (1078 \sim 1617) \text{ V} \quad (3.3)$$

所以取二极管的额定电压为 1200V。二极管的额定电流  $I_n = (1.5 \sim 2)I_d$ ，取二极管的额定电流为 20A。

#### (2) 压敏电阻的选用

压敏电阻是一种以氧化锌为主要成分的金属氧化物半导体形成的非线性元件，电阻阻值对电压变化比较敏感，当压敏电阻两端电压值小于其阈值时，表现为高阻性此时流过电阻的电流很小，相当于断路状态；当加在压敏电阻两端的电压值超过其阈值时，电阻阻值表现书非线性的减小，阻值此时会很小，产生很大的电流使的快速熔断器动作或者系统的过流检测系统动作，抑制过压情况的发生，从而有效的保护系统的安全运行。由于压敏电阻具有良好的非线性特征、动作快、并且可重复使用等有点，已经被广泛应用到许多电子设备当中。

压敏电阻在选取是，一个重要的参考指标就是压敏电压，也就是上面所提到的电压阈值，也称作击穿电压。一般是这样规定的，当 1mA 的直流电流流过压敏电阻时其两端所测的电压值，根据经验值可为 1.5 倍的直流输出值，系统设计中，直流输出电压为额定 540V，所以  $V_{1mA} = 1.5 \times 540V = 810V$  所以击穿电压可选为 810V 左右。

#### (3) 整流滤波电容的选用

串联谐振逆变器需要电压源作为输入，因此直流输出选用大电容进行滤波，得到平滑的幅值稳定的电压源。电容的选取一般考虑两个指标：电容值和耐压值。对电容值的要求的体现在滤波时间常数上，要大于直流输出的脉动周期，否则无法滤除，根据实践经验一般选为整流脉动输出的 8 倍周期。为了获得稳定的输出电压，最好选用等效串联电阻 (ESR) 较小且容量较大的电容器，比如钽电解电容器或有机半导体电容器。本设计中选用容量为 2200uF，额定电压为 1000V 的钽电解电容进行滤波，以保证直流输出波形的效果。

#### (4) 关于 BUCK 滤波电感的选取。

电感的选用直接影响到系统的整体性能，包括效率和功率。在选择时需要考虑到磁材料、磁芯形状、磁芯尺寸、线圈匝数、损耗以及气隙等因素的影响。针对本设计，考虑到功率管的最大开关频率达到 10 kHz 以上，这个频率对于硅钢带来说太高，不适合选择，而铁氧体和非晶态合金都比较适合，但考虑到功率太大，磁芯体积会比较大，如果选用非晶态合金成本太高，又考虑到应用广泛，容易买到，所以最终还是选择铁氧体 LP3，其工作频率在 100 kHz 以上，在 100℃ 时的饱和磁感应强度为 0.38T，价格相对低廉。为了减小漏感，我们选用了 EE 型铁芯。然后计算出匝数，根据能量守恒定理大概计算出气隙大小，最后确定电感的大概规格。对于电感值还有通过下面的经验公式对连续 BUCK 的临界电感值进行估算：

$$L = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{f \times I_0 \times (0.3 \sim 0.5)} \quad (3.4)$$

其中 f 为 IGBT 的开关频率 (10~20K)，D 为占空比， $I_0$  为输出电流 (5~10A)。可计算得  $L = 2.5 \sim 5.0\text{mH}$ ，本设计取 5.0mH。由于电感等磁性元件的设计很复杂，要直接得到唯一的答案是很困难的，因为要涉及到很多因素，设计时应该根据理论分析和实践来逐步完善设计，最终得到一个符合工作要求的电感。

#### (5) 续流二极管 V 的选择

对于 BUCK 电路，当功率开关管截至时，电感 L 中所储存的磁能也就是能量是通过续流二极管通过负载电阻进行消耗的，否则可能会损坏功率管；当功率开关管导通时，输入电压就全部加到续流二极管的两端，因此设计中续流二极管要符合一些条件：其额定电流一般选用大于功率开关管的最大输出电流；反向耐压必须大于直流输入电压；为了减小由于开关转换所引起的输出纹波电压，应选择反向

恢复速度和导通速度都非常快的肖特基二极管或者快恢复二极管。本设计中采用快恢复二极管 BY229。

#### (5) BUCK 吸收电路的设计

BUCK 功率管在开关过程中会产生毛刺，这是因为电路中流过的电流比较大，很小的寄生电感也能引起很大的毛刺。设置缓冲电路的目的是对开关管产生的尖峰毛刺进行抑制和滤除，以防止尖峰脉冲对功率开关管造成不必要的损坏，吸收电路主要有三种形式：直接并联高频电容，RC 串联吸收电路和 RCD 吸收电路。本设计采用的是 RC 串联吸收电路，可以使一部分的开关损耗转移到电阻上去，减少管子热损耗，延长使用寿命。所选取的电容容值是按照能量守恒计算的，它所吸收的能量电路中寄生电感所存储的能量相等，根据经验公式和实践，选用 0.1μF/3000V 的无感电容，进而选取 10 欧/100W 的无感电阻作为吸收电阻。

#### (6) 快速熔断器的选择

根据实际经验，一般选用和系统的额定电流值相近的值作为快速熔断器的电流值，系统的额定电流不超过 20A，所以我们选用 25A/500V 的快速熔断器<sup>[14]</sup>。

#### (7) 软启动电路的设计

关于软启动我们设计了两种方式：通过逐步增大直流控制器（BUCK）脉冲宽度来逐渐增大直流输出电压的方式和在主回路串联“缓冲”电阻的方式。前者在 DSP 启动以后，逐渐增大控制 BUCK 开关管的 PWM 脉冲宽度，知道达到给定值，补偿可以根据实际要求来设定。后者的设计原理如下图所示在整流输出的主电路中串入一个电阻，两端接一个常开继电器的两个节点，这就是所谓的简易旁路型软启

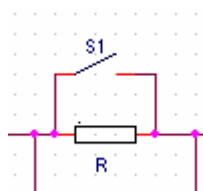


图 3.4 软启动电路图

Fig3.4 Soft-start circuit

动电路。工作原理是，在系统启动初期为了防止浪涌电流的冲击，更好的保护后级电路，需要使主回路电流在启动初期的电流较小，等到后级电路完全启动以后，通过 DSP 控制继电器动作，切除（短路）这个电阻，做到“软启动”的缓冲作用。电阻值的选取不宜过大，以使得主回路电流能够平缓得变化。本设计中选取 100 欧姆，25W 的水泥电阻。软启动电路图如图 3.4 所示。

## § 3-4 逆变侧电路设计

超音频感应加热电源的逆变回路的功率器件一般采用的是 IGBT，体积小、驱动功率小、通态压降小、开关速度快，又具有自关断能力，不存在用晶闸管串联逆变器的启动问题。下图是由 IGBT 构成的串联逆变器，可以看到每个桥臂的 IGBT 都要串联一只二极管，这是因为 IGBT 没有承受反向阻断能力，加上二极管当反压换相时，反压加在了二极管上，二极管承受了大部分的反压，当正向导通时每个桥臂的电流又全部通过二极管，这就要求串联二极管能够通过很大的正向电压和承受很高的反向电压，因此必须选用快速恢复二极管作为必要的保护环节。逆变侧电路图如图 3.5 所示。

#### (1) IGBT 的选用

根据有关资料，并结合实际查得 IGBT 的正向阻断电压一般满足：

$$U = (1.5 \sim 2) \frac{U_d \times \pi}{2 \cos \varphi} \quad (3.5)$$

式中  $U_d$  为直流输出电压平均值， $\varphi$  为感应加热电源的负载端的品质因数，一般取为  $10^\circ$ 。代入上



式可以求得其正向阻断电压为 1076~1434V。

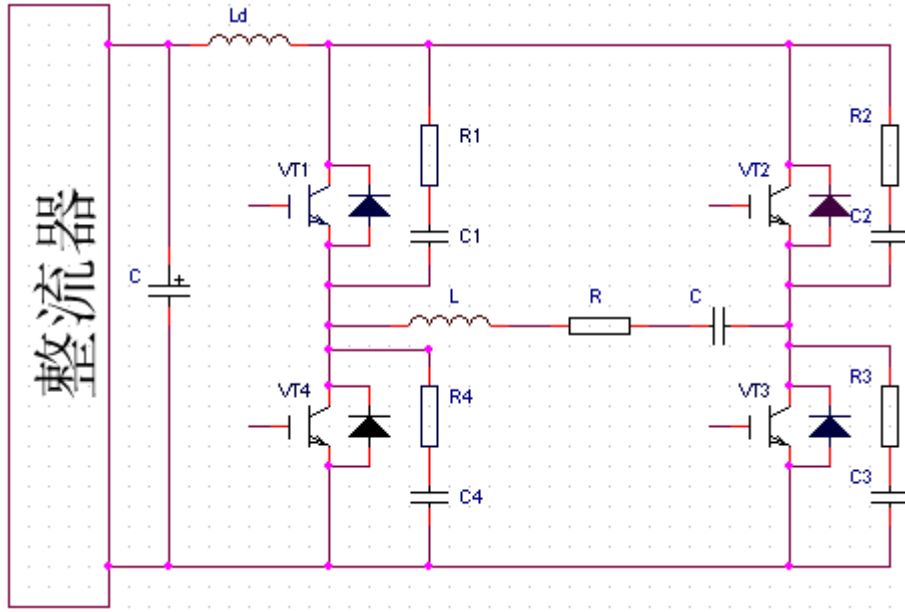


图 3.3 整逆变侧电路图

Fig3.3 The inverter circuit

通过 IGBT 的平均电流值一般满足经验公式：

$$I = (1.5 \sim 2) \times 0.45 \times I_d \quad (3.6)$$

可以计算出峰值电流为 17.5A, 根据以上实际计算结果, 再考虑 IGBT 的实际规格, 选出合适的 IGBT。在做大功率的逆变器时, 为了增大逆变器的功率, 也是由于单个 IGBT 功率管的额定电流是有限的, 所以需要两个或者更多个并联在一起使用, 此时需要注意: 必须选用同一厂家, 同一规格的开关管; 各模块的栅极上要接上说明书上推荐的限流电阻值; 栅极到各模块驱动极的配线长短及引线电感要相等, 如 Rc 及引线有差异, 则会引起各模块电流的分配不均匀, 这样就会造成工作过程中开关损耗的不均匀; 主电源到模块之间的接线长度要尽量相同; 控制信号 (也就是驱动信号) 到开关模块的距离要尽量短, 一般小于 2cm, 并且要用双绞线或者屏蔽线来防止干扰信号。

#### (2) 与 IGBT 串联的二极管选型

这些二极管的主要作用是: 正如上面所提及的, 当开关管承受反压时, 大部分的电压将分到所串联的二极管的两端, 起到保护功率管的作用, 又考虑到桥臂电流完全流过二极管, 所以二极管的电压和电流等级和 IGBT 的一样, 此外开关速度要比逆变器的换相频率要快, 根据经验一般会选用和 IGBT 相应电流电压等级的快速二极管。

#### (3) 谐振负载的选择

并联逆变器中, 通过谐振电容和电感的电流都是输入电流的 Q 倍。Q 为电路的品质因数, 凭经验选择 Q 为 8。那么逆变器的输出电流:

$$I = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 20 = 18A \quad (3.7)$$

电容器的阻抗:

$$X = \frac{U}{QI} = \frac{1.5U_d}{QI} = \frac{1.5 \times 514}{8 \times 18} = 5.3\Omega \quad (3.8)$$

进而得出:

$$C = \frac{1}{X\omega} = \frac{1}{2\pi fX} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times 5.3} = 1.5\mu F \quad (3.9)$$

由谐振公式进而计算：

$$L = \frac{X}{2\pi f} = \frac{5.3}{2\pi \times 20 \times 10^3} = 4\mu F \quad (3.10)$$

所以选用 600V/1.5 $\mu$ F，和 600V/4 $\mu$ H 的电感。

本章详细介绍了超音频感应加热电源的主电路的结构设计，整流测主要有快速熔断器，整流管，压敏电阻。软开关电路，以及滤波电容和 BUCK 电感的设计和选取；逆变测相应的 IGBT 开关管以及谐振元件电容和电感的选择，从理论和实践上，对设备期间的选择提供了有利的依据，为下一步的设计打下了基础。

## 第四章 控制电路设计

控制电路是影响感应加热系统能否安全可靠运行的关键环节。控制电路的核心采用 DSP 和 FPGA 共同完成,其中 DSP (TMS320F2812) 作为主控芯片,完成功率调节、PID 运算、液晶显示、按键操作和过压过流过热保护等功能,是整个系统控制核心。FPGA (EP1C3T144C8) 起辅助作用,只是完成了谐振频率跟踪也就是数字锁相环的功能。

### § 4-1 DSP 芯片的介绍

TMS320F2812 是美国TI公司于 2003 年推出的的一款用于控制的高性能、多功能、高性价比的 32 位定点DSP芯片。该芯片可以通过软件设置芯片的工作主频,最高工作频率可以达到 150M赫兹。TMS320F2812 与 2407 相比运算速度更快,数据和程序存储量也更大,外设功能更完善。在一个指令周期内可完成一次乘法和一次加法,可以并行执行,也可以流水线操作,可以并行执行多个操作,并且程序空间和数据空间分开,可以同时访问指令和数据大大提高了系统运行的速度<sup>[15]</sup>。

#### 4.1.1 DSP 外围结构的介绍

首先2812采用供电电源有3.3V 和1.8V 两种,其核电压为1.8V, I/O 电压为3.3V。DSP 的电源引脚分布如图4.1所示。提供了56个多功能引脚,所谓多功能就是有不同的工作模式,可以通过软件设置成为普通 I/O 功能和已经定义好的外设功能,可以通过设置 I/O 方向控制寄存器来设置 I/O 的方向,并过测量

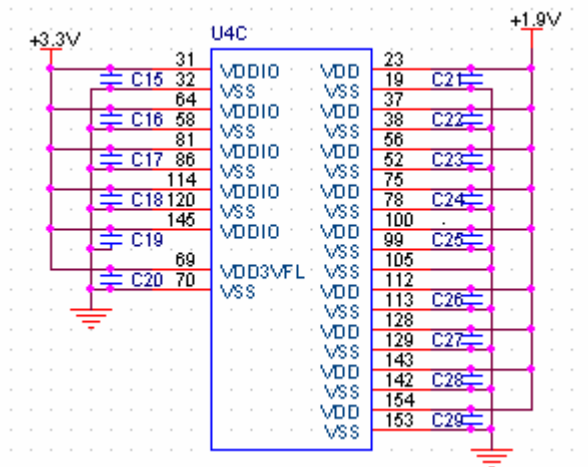


图 4.1 DSP 的电源引脚分布图

Fig 4.1 Distribution of DSP power pins

化寄存器量化输入信号,相当于加了一级数字滤波器,可以有效的消除外部噪音,TMS320F2812的 I/O 引脚分布图如图所示。其片上外设主要包括16路12位精度的数模转换模块,带有两个事件管理模块 (EVA, EVB),可以完成 PWM 发生器的功能,可以设置死区的实现,还有 SPI, SCI, CAN 等多种通信功能模块,内部有三个独立的32定时/计数器。DSP 的 I/O 引脚分布图如图4.2所示。

#### 4.1.2 TMS320F2812 的事件管理器 (EV) 简介

TMS320F2812事件管理器(EV)的波形发生器能高效、可靠地完成逆变脉冲变频任务。每个 EV 模块中都有两个定时器、三个比较单元和三个捕捉单元。结合这三个功能单元解释一下 PWM 发生器的原理,首先设置周期寄存器比较寄存器的值,然后选择相应的定时计数器开始计数操作,当计数值达到比较寄存器的值使,PWM 输出引脚就发生电平翻转,通过改变周期寄存器的值可以改变输出波形的周期和

频率，通过改变比较寄存器的值可以改变输出波形的脉冲宽度。另外还设有死区设置寄存器，用于驱动需要实现死区功能的逆变功率回路，一般情况下，为了保证可靠的死区的实现，也可以外部增加施密特触发器等延时电路，也可以实现和增强死区功能。设计中通过实时改变比较寄存器里的值来实现 PID 调节，改变 BUCK 电压输出，从而改变系统输出功率。

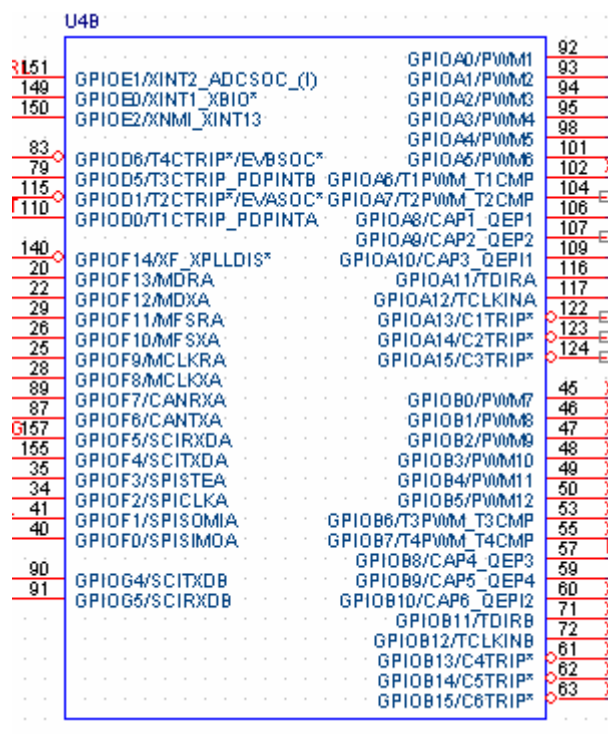


图 4.2 DSP 的 IO 引脚分布图

Fig4.2 Distribution of DSP IO pins

捕获单元的外部引脚电平的跳变可以触发一个捕获事件。共有六个捕获单元，设计中用到的是捕获单元来实现频率测量的功能。具体实现是：一定频率的方波信号加到捕获单元的外部引脚上，当捕捉到所设定的沿的跳变时，触发中断功能，或者设置一个标志位，它将捕捉所选择的 GP 定时器的当前计数值，并把该计数值存储在两级深度的 FIFO 堆栈中，在其它中断（主要考虑到用多个中断带来的中断优先级的的问题，所以尽量用比较少的中断）里面来读取定时器的值，完成频率的计算功能。

## § 4-2 TMS320F2812 的数/模转换器

TMS320LF2812的ADC模块是12位流水线模一数转换器。模块的功能包括12位ADC内核；同步采样或顺序采样模式；模拟输入电压范围为0到3V；可以配置最高25MHz的时钟；16通道，多路复用输入；自动排序器，可以设置16路通道中的任何一个；中断控制灵活，并且设置不同的采样窗口<sup>[16, 17]</sup>。在实际的应用中，AD的精度并没有达到12位，所以测量值会有一定的误差，对采样精度要求高的场合，可以通过外接高精度的AD芯片，或者经过一些矫正处理，本设计中首先对AD采样值进行中值数字滤波，然后再结合大量的试验数据（就是实际值和测量值的比较），确定一个分段的矫正函数，来实现高精度的AD采样，DSP的外设功能引脚分布图如图4.3所示。

但是要获得制定的 ADC 精度，正确的电路板布局也是非常关键。为尽可能达到最佳效果，DSP 周围的数字地和模拟地要分开，数字信号和模拟信号的布局也要分开。防止模数之间的串扰，影响 AD 采样结果。

### § 4-3 系统复位和电源监控电路设计

MAX706是一种性能优良的低功耗 CMOS 监控电路芯片, 兼有电源监控和系统复位功能, 并且有上电复位功能。MAX706只要在1.6秒时间内检测到 WCI 引脚有高低电平跳变信号, 则“看门狗”定时器清零

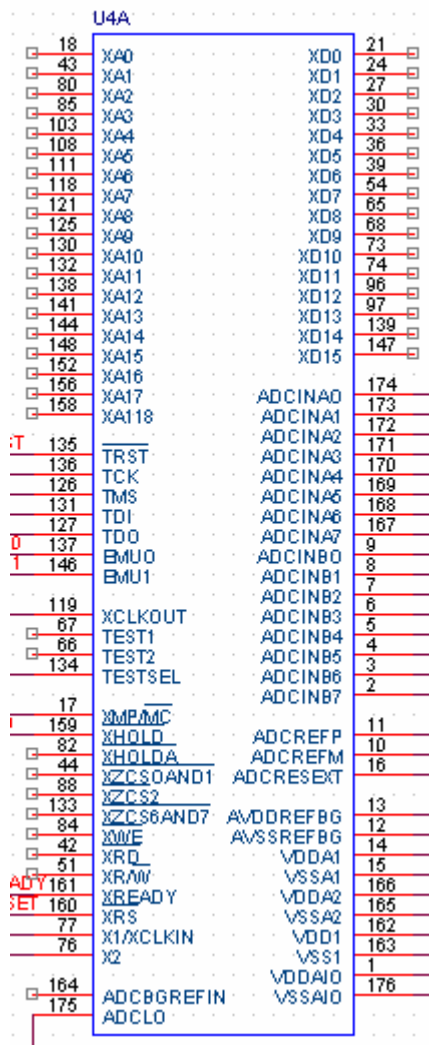


图 4.3 DSP 的外设功能引脚分布图

Fig4.3 Distribution of DSP peripheral function pins

并重新开计时; 若超出1.6秒后, WCI 引脚仍无高低电平跳变信号, 则“看门狗”定时器溢出, WDO 引脚输出低电平, 进而触发 MR 手动复位引脚, 使 MAX706复位, 从而使“看门狗”定时器清零并重新开始计时, WDO 引脚输出高电平, MAX706的 RST 复位输出引脚输出大约200毫秒宽度的低电平脉冲, 使 CPU 控制系统可靠复位, 重新投入正常运行。片内带有一个辅助比较器, 它具有独立的同相输入端(PFI)和输出端(PFO), 其反相输入端内部连接一个1.25V 的参考电压源。MAX706的内部结构图如图4.4所示。电源故障报警, 其实就是电源的欠压保护, 当电源低于某一设定值时, 就通过内部的比较器功能使得复位段输出一个200ms 的复位脉冲, 具体实现是: 在 PFI 脚上连接一个电阻分压支路, 电源监控值可以通过匹配电阻来实现, 调节匹配电阻可以获得所需要的电源监控值。其 PGO 端还可以连接 DSP 的中断出发引脚以便使其能够对即将到来的电源掉电作好充分地准备, 设计中采用的电路图, 其中 S1是复位按钮, 此芯片有上电自动复位的功能, 并且合理的匹配 R11和 R13的值, 可以设置系统电源的监测, 当电源电压低于设定值时, MAX706的复位输出端就输出一定脉宽的复位信号, 直到系统电源正常。由于低于4.5V 以后系统运行情况要受到影响, 所以这里设置4.5V 的检测电压值。PFO 输出接了一发光二

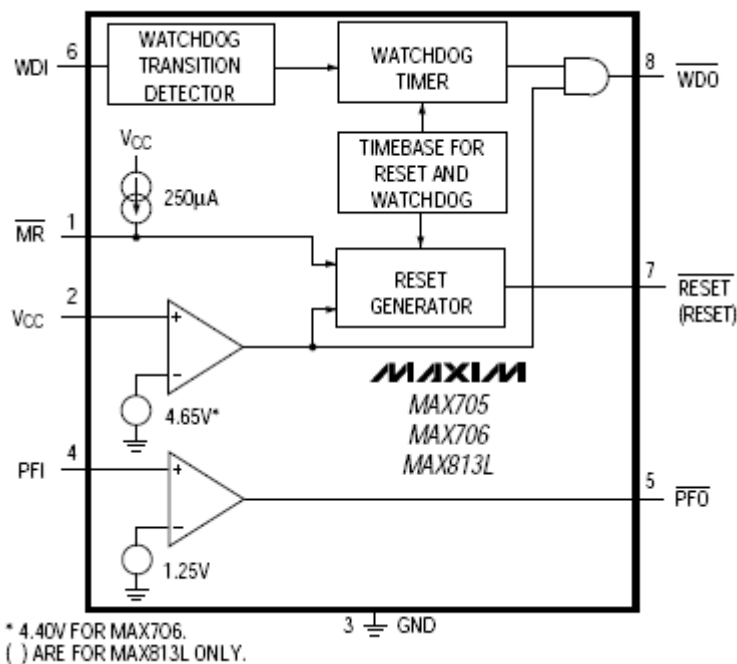


图 4.4 MAX706 的内部结构图

Fig4.4 The internal structure diagram of MAX706

极管，用来做电源故障报警指示，电源监控电路如图4.5所示。

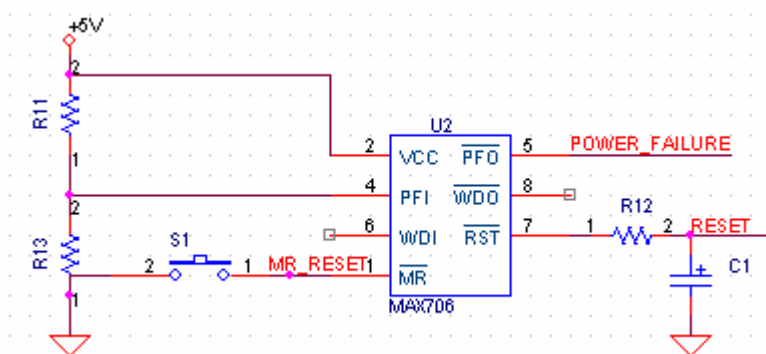


图 4.5 电源监控电路

Fig4.5 Power supervisory circuit

## § 4-4 线性光耦和采样电路

系统设计中需要采样的信号首先是整流输出经过 BUCK 降压以后的电压值，这是因为采用的是 BUCK 调功的方式，通过采样值和给定值的差，进行 PID 调节，达到调节功率的目的。BUCK 电路后面并有两个采样电阻，为了便于计算两电阻阻值之比选为 19: 1 采样电路由一阶滤波、二阶滤波波波电路和线性光耦电路组成。线性光耦的接线图如图4.6所示。

### 4.4.1 RC 低通滤波电路分析

记输入电压  $\dot{U}_I$ ，输出电压  $\dot{U}_O$ ，电路的上限截止频率  $f_H$ ，输出信号相对输入信号相位  $\varphi$ ，则输出电压与输入电压值比为：

(4.1)

回路时间常数为:  $\tau = RC$ , 那么可求得截至频率为:

(4.2)

(4.3)

(4.4)

本设计中选用  $R=220$  欧姆,  $C=0.1$  微法, 可得

(4.5)

$f_H=289.5\text{Hz}$ , 对于市电  $f=50\text{Hz}$  信号的相位滞后  $\varphi=9.8^\circ$ ,

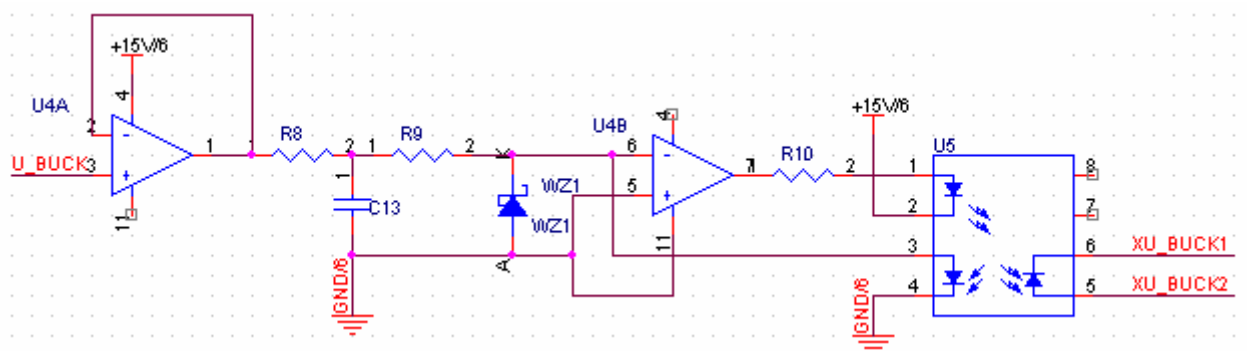


图4.6 线性光耦的接线图

Fig4.6 Diagram of the linear optocoupler

由于 BUCK 电压和电流采样值都为直流信号, 故不影响数据的采集的实时性。

#### 4.4.2 二阶滤波电路的设计

令  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ，并用  $j\omega$  代替  $s$ ，得电压增益的频率响应：

$$(4.6)$$

令上式分母的模等于 $\sqrt{2}$ , 得:

(4.7)

因而，求得上限截止频率：



$$f_H = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi RC} \quad (4.8)$$

移相角度:

$$\varphi = -\arctan \frac{\sqrt{2} \left( \frac{f}{f_0} \right)}{1 - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \quad (4.9)$$

而对应截止频率处移相角度:  $\varphi_H = -90^\circ$  若取  $R=56k$ ,  $C=0.1\mu F$ , 则  $f_H=20.1Hz$  在调试过程中, 发现信号经二阶滤波后, 输出信号发生振荡, 振荡频率较低, 电源换为线性电源或在输出端增加一个  $5.1k\Omega$  下拉电阻后, 振荡消失。经分析, 振荡发生是由于电路的寄生振荡引起的, 针对这种情况, 考虑第二个可能的原因是运放电路的寄生电容引起的, 导致系统的极点移相, 因为稳定的反馈系统输入输出要有  $108^\circ$  的相位差, 所以采用在输入和输出之间并联小的瓷片电容来进行相位补偿, 消除震荡。

#### 4.4.3 线性光隔 HCNR201

模拟信号隔离的一个比较好的选择是使用线性光耦。线性光耦的隔离原理与普通光耦没有差别, 普通光耦的构成原理为一个发光二极管和一个光敏三极管, 就相当于控制系统的开环控制, 因此线性度比较差, 值满足一定范围的电流传输比, 而线性光耦在普通光耦的基础上增加一个用于反馈的光接受电路用于反馈。这样就相当于控制系统里面的闭环控制, 即使两个接受电路都是非线性的, 由于反馈的作用, 可以抵消两个线路的非线性因素, 实现线性隔离和传输。线性度可以达到  $0.05\%$ , 光电耦合器隔离的是电流信号, 所以要外加辅助电路, 比如运放来进行信号的转换。

其基本原理是: 1 脚和 2 脚间的 LED (记作 PD1) 和 5, 6 脚间的光敏二极管 (记作 PD2)。由于 LED 的电-光特性和光敏二极管的光-电特性互为对偶关系, 故通过 PD1 的电流  $IPD1$  和通过 PD2 的电流  $IPD2$  分别与通过发光二极管的电流  $IF$  呈线性关系。采样信号处理电路如图 4.7 所示。

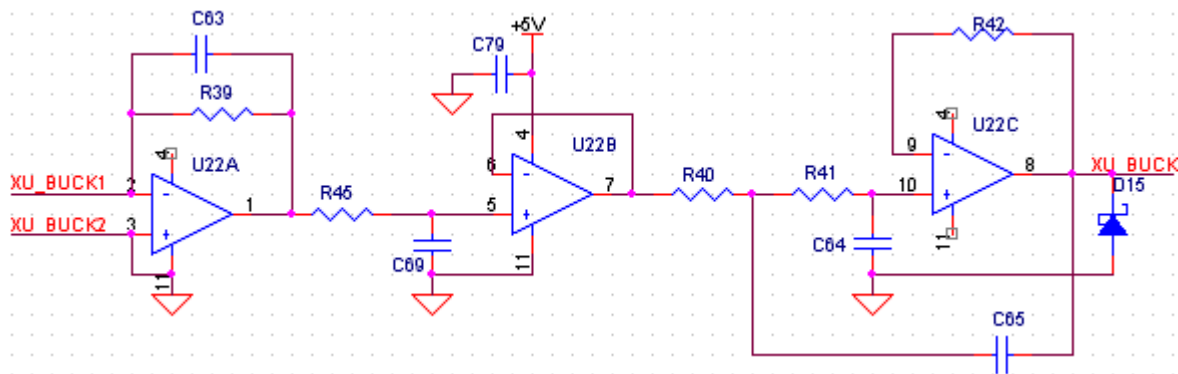


图4.7 采样信号处理电路

Fig4.7 Sampling signal processing circuit

线路设计说明: 由于运放采用的是差分放大器, 当输入一定电压增大时, 运放的输出电压变小, 使得  $IF$  变大, 进而  $IPD1$  和  $IPD2$  变大, 同时  $IPD1$  反馈到下一级运放的反相输入端使反相端电压降低, 形成负反馈网络, 使电路快速达到线性, 并减小温漂, 达到一个稳定状态。HCNR201 的输出侧,  $IPD2$  的电流通过电位器, 使得输出电压可变 (调整电压传输增益)。图中  $C63$  为反馈电容, 可以提高电路的稳定性, 消除自激振荡, 滤除电路中的毛刺信号, 降低电路的输出噪声, 其容值可以根据电路的频率特性选取 (一般选取几十  $PF$  到几百  $PF$  即可)。

HCNR201 的  $IF$  额定工作范围是  $0-20mA$ 。理论上, 最大可输入  $15V$ , 暂不考虑到发光二极管的导通压降, 此时对应  $IF$  为  $20mA$ 。根据手册数据:  $V_F=1.6V$ ,  $K3=1$ ,  $K1=0.48\%$ , 且  $V_{01}$  在放大器稳定后为  $5mV$  (几乎为  $0$ )。可知此时电阻  $R45$  应选择  $670\Omega$  左右,  $R39$  应选择  $156.2k\Omega$  左右。理论上, 只要匹配  $R45$  和  $R39$



阻值，在保证IF电流在10mA-20mA下，可以控制最大输入电压在任意值。此外，用于对交流信号采样，应考虑设计中两个RC滤波环节的幅频衰减特性。

## § 4-5 IGBT 驱动电路

IGBT是绝缘栅双极型晶体管。它是一种新型的电压控制型功率开关器件，具有输入电阻高、速度快、热稳定性好、耐压高等方面的优点。IGBT是电压型控制器件，为了使其安全可靠的开通和关断需要一下几个条件：门极电压，开通状态的栅极驱动电压都不能超过参数表给出的限定值，最佳值在15V左右，为了减小关断时间，提高输入抗干扰能力，可以在门极和源极之间加一个-5V的反向电压，加快关断速度。门极限流电阻，IGBT的输入阻抗很高，静态时不需要直流电，只需要对输入电流进行充放电的动态电流，增益也很高，为了增加控制脉冲沿的陡峭程度和减少震荡，需要在门极串一个电阻，一般选为即使欧姆到几百欧姆之间。要保证驱动信号无延时，最后就是对驱动功率的要求，保证一定的驱动功率。

本设计采用廉价的光电耦合器作为隔离器件，选用东芝公司生产的 TLP250。其特点包括：TLP250输出电流较小，对较大功率 IGBT 实施驱动时，需要外加功率放大电路；要求控制电路和检测电路对于电流信号的响应要快，一般由过电流发生到 IGBT 可靠关断应在10 $\mu$ s 以内完成；当过电流发生

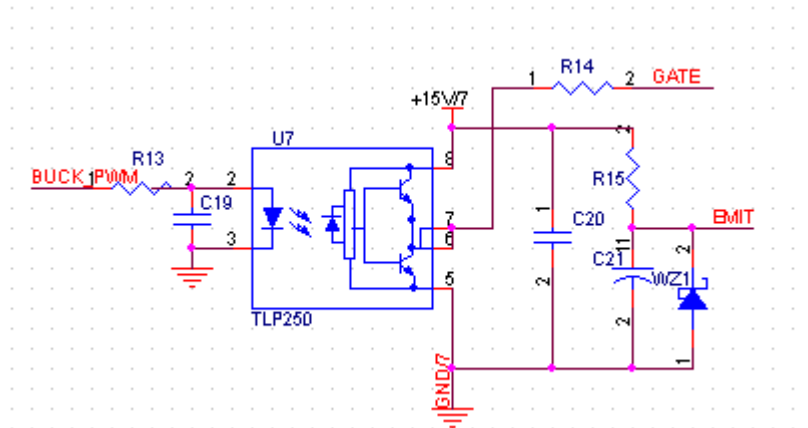


图4.8 IGBT 驱动电路

Fig4.8 IGBT drive circuit

时，TLP250得到控制器发出的关断信号，对IGBT的栅极施加负电压，使IGBT关断。这种主电路的 $dv/dt$ 比正常开关状态下大了许多，造成了施加于IGBT两端的电压高很多，就可能造成IGBT的击穿<sup>[18~20]</sup>。由

TLP250组成的IGBT驱动电路如图4.8所示。

图中光耦芯片 TLP250 供电电压+15V，输出电流可达 1.5A，在中功率电路中可以直接驱动 IGBT，使用 TLP250 时应在管脚 8 和 5 间连接一个 0.1 $\mu$ F 的陶瓷电容来稳定高增益线性放大器的工作，电容和光耦之间的引线长度不应超过 1cm。IGBT 的门极之前，加一小电阻（一般为 10~20 $\Omega$ ），用以改善 IGBT 的开关波形，降低高频噪声。可以看出，推挽后的电容 C20 为加速开通和关断作用，与 C21 并联的稳压二极管产生 5.1V 反压可以保证 IGBT 可靠关断。

## § 4-6 系统故障检测和保护电路的设计

故障检测和保护是系统能否安全工作的重要环节，过去一些传统的保护只是针对各个器件做一些分散的保护，效果往往不太好，本设计中结合分散保护并充分利用微处理器的智能化控制作用，对各

个器件和故障点进行不间断的实时检测，保证系统的安全和稳定运行。除了一般的常规保护措施。如三相进线端加快速熔断器、整流输出端加压敏电阻、开关管上加吸收电路，还主要包括电流保护、电压保护、过热保护和缺相保护等功能，并有相应的故障指示灯来显示故障的类型。

#### 4.6.1 过流保护电路

过流保护分为直流测过流和逆变测过流两种。首先是直流测过流保护，通过在直流测，也就是BUCK电路后面串联霍尔传感器作为电流的检测环节，所采用的霍尔传感器是采用霍尼韦尔公司产的CSNE151系列的，既可以通直流电流，也可以同交流和脉动电流。并且电流传输比可以有三种不同的选择方式，具有线性度好( $<0.15\%$ )，反应时间快( $<200\text{ns}$ )，频带宽( $200\text{kHz}$ )，抗干扰能力强等优点，可以直接检测载有直流分量的高频交流信号，而不存在磁通复位等问题，具有较高的性价比。

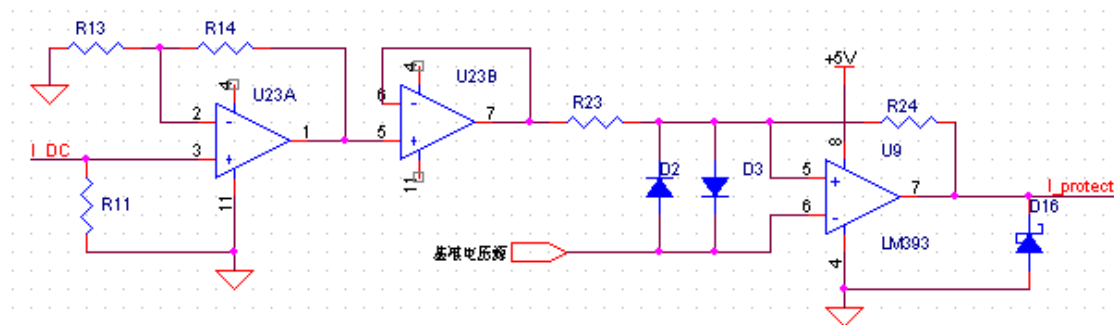


图4.9 过流保护电路

Fig4.9 Over-current protection circuit

保护措施主要有两种方案：一是通过霍尔传感器把电流信号转换成电压，然后送入比较器的正向输入端，与给定值进行比较，通过合理得计算和选择给定电压可以实现精确的过流保护，一旦检测到的信号到达过流值，比较器就输出保护动作<sup>[21]</sup>。过流保护电路如图4.9所示。

其中基准电压源选用的是TL431，价格便宜，电压值也比较精确。另一种方案是，通过霍尔传感器把电流信号转换成电压，然后经过数字滤波等处理方式，送入DSP的AD采样端，通过软件与设定值进行比较，当大于给定值的时候，就通过软件关闭PWM输出，本设计最后采用的是后一种方案。逆变测电流检测和整流侧过流检测思路差不多，只不过由于逆变回路的电流非常大，需要经过电流互感器，然后再做上述处理。

#### 4.6.2 过压保护电路

前面章节已经讨论了在整流输出侧加了压敏电阻作为过压的第一级保护措施。直流输出经过降压以后有一个分压电路，DSP通过采样BUCK电压，以来作为控制对象调节系统输出功率，再就是比设定值进行软件比较，当采样值到达设定值时，就采取相应的施来关闭系统的功率输出，当然也可以采用过流保护的第一种保护方案。

#### 4.6.3 过热保护电路

关于期间的温度，尤其是功率开关期间的温度在运行过程中会很高，为了防止由于长时间工作，或者过流等原因造成的温度过高而降低功率管的使用寿命或者损坏功率管，必要的温度检测和保护是必要的，设计中采用温度传感器作为测温元件，信号经过处理送到DSP或者采用上述的第一种方案，可以有效的保护系统的正常运行。

#### 4.6.4 缺相保护电路

系统运行过程中，常常由于电网自身原因或电源输入接线不可靠，有时会出现缺相运行的情况。当电源处于缺相运行时，整流桥臂会严重过流造成损坏，使逆变器工作出现异常，因此必须对缺相进行检测。检测电网缺相通常采用电流互感器或电子缺相检测电路，输入的三相电网电压经过隔离降压处理以后，被送入处理单元进行相应的信号整形处理。由于电流互感器检测成本高、体积大，故开关电源中一般采用电子缺相保护电路。下图是一个简单的电子缺相保护电路。三相平衡时，R37~R39结点电位很低，光耦不能导通。当缺相时，由于三相电位不平衡导致中点电位抬高，光耦一次导通输出



需要在线修改的场合,这类数据不多却很重要,若使用常规的RAM芯片,就必须附带一套性能可靠的掉电保护系统,这不仅增加了线路设计的复杂性,同时也给设备的运行和维护带来了诸多不便。使用串行EEPROM来存储这类数据是最合适不过的。24C系列串行EEPROM是目前串行EEPROM中用量最大的一类。24C系列串行EEPROM除具有一般串行EEPROM的体积小、功耗低、工作电压允许范围宽等特点外,还具有

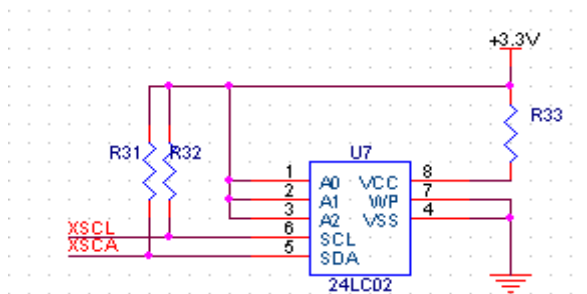


图4.12 外扩串行ROM接线图

Fig4.12 Extended outside serial ROM circuit

型号多、容量大、二总线协议、占用I/O口线少、容量扩展配置极其灵活方便。本设计中用到的是24LC02芯片,容量为2K。从图中可以看到只需两个普通的I/O口就可以满足芯片的要求,还需要编写相应的IIC协议程序,这里就不再详细说明,外扩串行ROM接线图如图4.12所示。

## § 4-9 按键和液晶电路

设计中采用独立式按键,各个按键相互独立,分别接一条输入线,各条输入线上按键工作状态不会影响其他输入线的工作状态。通过检测输入线的电平状态,判断哪个按键被按下。独立式按键电路配置灵活,软件设计简单。缺点是每个按键需要一根输入口线,占用大量输入口资源,电路结构显得

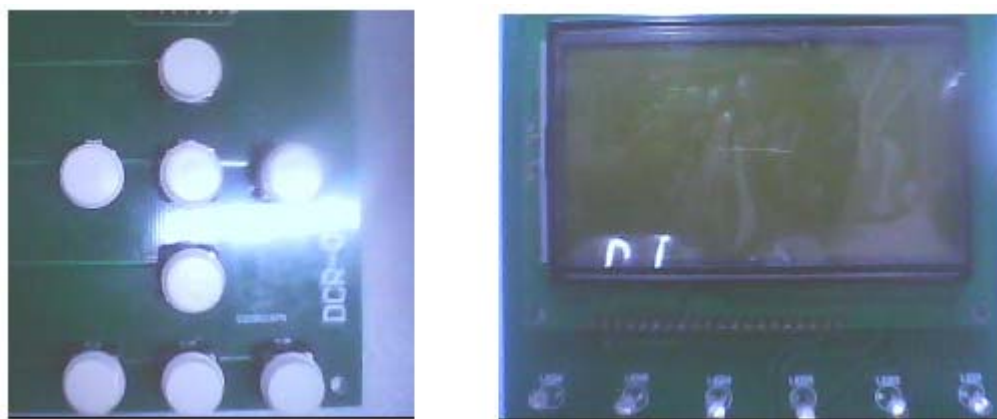


图4.13 按键和LCD实物图

Fig4.13 The physical map of key and lcd

很繁杂,只适用于按键较少或操作速度较高的场合。本系统仅需要有限的按键,DSP的I/O资源非常丰富,所以采用简单易用的独立式按键。用DSP的GPIO接独立式按键,有限的按键可以组合成丰富的功能,液晶菜单的翻页、翻行、PID参数的设置和修改等人机对话功能,方便用户的操作。按键和LCD实物图如图4.13所示。

LCD采用的是鑫鹏公司产的OCM12864液晶显示模块。是128×64点阵型带中文字库的模块,可显示字母、数字符号、中文字型及图形,具有绘图及文字画面混合显示功能。提供三种控制接口,分别是8位微处理器接口,4位微处理器接口及串行接口(OCMJ4X16A/B无串行接口),所有的功能,包含显示RAM,字型产生器,都包含在一个芯片里面与DSP进行通讯既可以串行方式,又可以采用并行方式。为了节省I/O口,本设计采用的是串行方式。

由于DSP的I/O口的输出电压是3.3V,而设计中所选用的液晶需要的驱动电平是5V的,所以DSP

输出的信号要经过一个电平转换芯片，将 3.3V 信号编程 5V 的信号，选用了 74ALVC164245，电平转换芯片的电路图如图 4.14 所示。具有 16 位双组双向控制功能，控制方便。采用双电源供电方式，OE 为

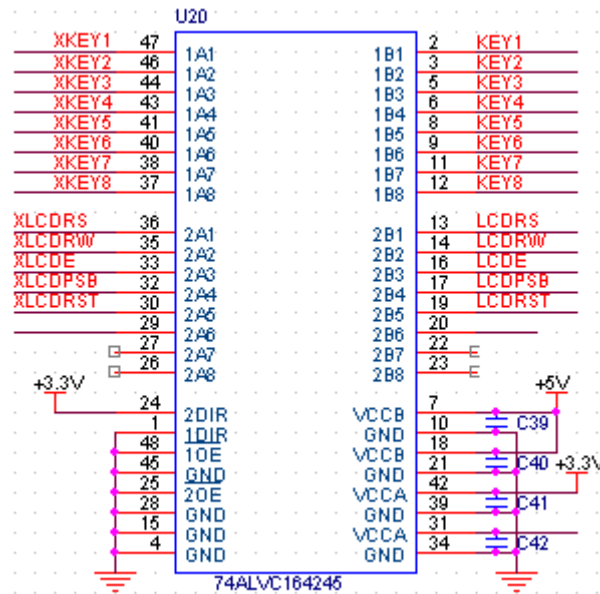


图4.14 电平转换芯片的电路图

Fig4.14 Voltage conversion circuit chip

选通因脚，一般为低电平；当 XDIR (X=1、2) 为高电平时，转换方向为 A 到 B；当 XDIR (X=1、2) 为低电平时，转换方向为 B 到 A。

I/O 口比较丰富，采用如上设置 LCD 的控制与 I/O 数据端口，由于 DSP 处理速度很快，对 LCD 进行读写操作，应有必要的延时，以适应 LCD 读写时序及建立保持时间等。因为其他功能都是在二级中断完成的，所以，并不受 LCD 延时的影响。

## § 4-10 系统抗干扰措施

本设计中集强电、弱电、硬件、软件于一体，电磁干扰问题比较复杂，能否有效得抑制电磁干扰是设备能否正常运行的重要衡量标准。下面结合自己在实验当中的遇到的一些问题介绍一下抗干扰方面的一些体会：控制板所用电源（+5V）的输出要加上 0.1 微法到 4.7 微法的电容，以消除电源纹波；AD 采样采用双重滤波的方式，模拟输入后端采用临界阻尼的二阶滤波电路，采样值同时在 DSP 内部要进行中值数字滤波处理；模拟地和数字地分开并在一点接地，以减少地线造成的地环路；对高频驱动信号（BUCK 驱动信号）的连线要小于 2cm 以减少导线寄生电感；FPGA 的输入信号要进行必要的处理，使得信号尽量同步，避免竞争冒险现象的发生，可以采取加 D 触发器的方式等等。

本章节详细得介绍了控制芯片以及周围信号处理电路的组成和性能分析，通过实验验证了电路的可靠性和稳定性，是系统控制系统的核心之一。



## 第五章 系统控制方式的研究

从系统整体框图中可以看出，超声波感应加热电源分为整流控制和逆变控制两部分。整流部分通过数字信号处理器 TMS320F2812 通过灵活的软件和处理速度来实现系统中功率调节部分，也就是 BUCK 电压的 PID 闭环控制部分，并设有故障检测和一些运行参数的实时显示功能。逆变部分主要涉及的是频率跟踪，用 FPGA 实现数字锁相，跟踪谐振频率。

### § 5-1 整流部分的控制方式

在工程实际中，应用最为广泛的控制方法就是 PID，当我们不能完全掌握和了解被控对象的结构和参数时，控制理论的其它一些控制方法很难被采用，系统控制器的结构和参数必须依靠经验和现场调试来确定，这时最适宜采用 PID 控制技术。PID 控制器就是根据系统的误差，利用比例、积分、微分计算出控制量进行控制的。本设计中采用的是直流测 BUCK 调功的方式。通过采样 BUCK 输出电压，并以此为控制量和给定值进行比较，完成系统的 PID 闭环控制。

通过直流调功方式。通过改变降压电路（BUCK）的门极驱动信号的占空比实现电压控制，由于感应电源的功率与驱动信号占空比的关系无法建立精确的数学模型，PID 调节器满足设计的要求，能实现此类自动控制，并且通过设置合适的 PID 参数，得到稳定的运行结果。

#### 5.1.1 PID 控制器的基本工作原理及典型设计方法

PID 控制器中常用三种控制规律：比例（P）、积分（I）、微分（D）。在实际应用中，通常使用三种控制规律中的两种或者三种同时使用，或者在系统运行的不同阶段选用不同的控制规律，以实现最优控制。PID 典型框图如图 5.1 所示。

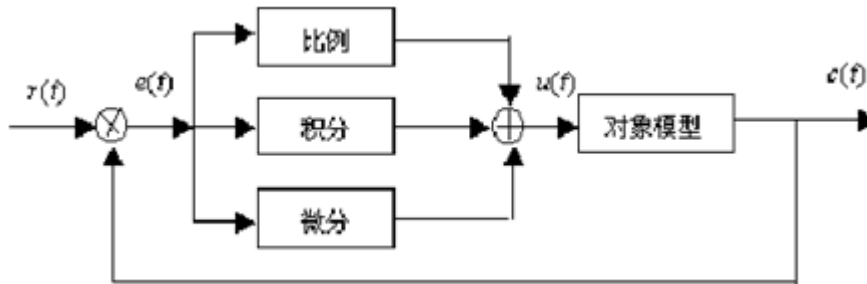


图 5.1 PID 典型框图

Fig5.1 The typical block diagram of PID

PID 中的积分相当于力学的惯性能使震荡趋于平缓。微分控制提前量，它相当于力学的加速度，影响系统的灵敏度即反应速度，如果太大就会导致系统大的超调量，使系统运行不稳，太小会使反应缓慢，影响系统的反应时间。一般而言 PID 调节是一个整体的说法，在实际中 PID 的比例积分微分并非总是同时使用。下面是一些 PID 控制规律的选取原则：若被控对象的时间常数较大或延迟时间较长，应引入微分控制规律；若被控制对象的时间常数较小，负载变化也不大，同时系统输出要求无偏差时，可选择 PI 控制；若被控制对象的时间常数较小，负载变化较小，系统控制性能要求不高时，可选比例控制 [24, 25]。

#### 5.1.2 滞后-超前 PID 校正器的分析

在本设计中采用的 PID 控制器的传递函数如下：

$$G(s) = k_0 \frac{1+T_i s}{1+\frac{k_0}{k_p} T_i s} \frac{1+T_d s}{1+\frac{k_p}{k_e} T_d s} \quad (5.1)$$

式中： $T_i$  为积分时间常数， $T_d$  为微分时间常数， $k_0$  为比例增益， $k_p$  为积分增益， $k_e$  为微分增益。  
 滞后—超前PID特性图如图5.2所示。把传函用差分方程的形式表达出来，首先通过Z变换表达式为

$$S = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (5.2)$$

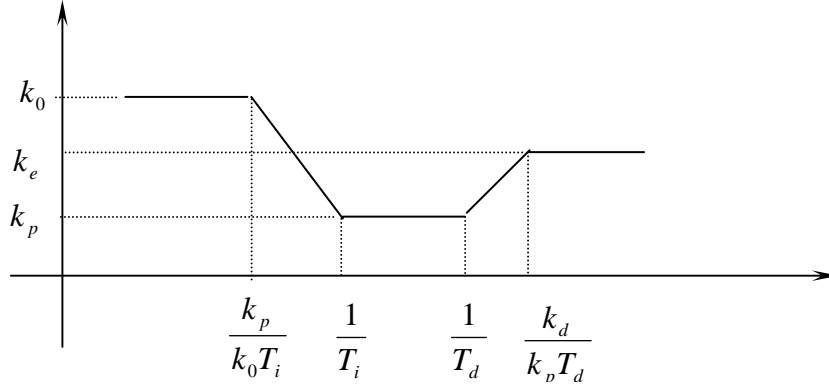


图5.2 超前—滞后PID特性图

Fig5.2 Advance-lag PID characteristic map

把这个关系式代入上述传函中，得：

$$G(z) = k_0 \frac{1 + \frac{2T_i}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}}{1 + \frac{k_0}{k_p} \cdot \frac{2T_i}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}} \cdot \frac{1 + \frac{2T_d}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}}{1 + \frac{k_p}{k_e} \cdot \frac{2T_d}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}} \quad (5.3)$$

$$= k_0 \frac{z+1 + \frac{2T_i}{T} (z-1)}{z+1 + \frac{k_0}{k_p} \cdot \frac{2T_i}{T} (z-1)} \cdot \frac{z+1 + \frac{2T_d}{T} (z-1)}{z+1 + \frac{k_p}{k_e} \cdot \frac{2T_d}{T} (z-1)} \quad (5.4)$$

为化简函数式，进行一下处理：

$$a = \frac{2T_i}{T}, \quad b = \frac{2T_d}{T}, \quad c = \frac{k_0}{k_p}, \quad d = \frac{k_p}{k_e}$$

则上式可以简化为

$$\begin{aligned} G(z) &= k_0 \frac{z+1+az-a}{z+1+caz-ca} \cdot \frac{z+1+bz-b}{z+1+dbz-db} \\ &= k_0 \frac{(1-a-b+ab)z^{-2} + (2-2ab)z^{-1} + (1+a+b+ab)}{(1-ca-db+abcd)z^{-2} + (2-2abcd)z^{-1} + (1+db+ca+abcd)} \end{aligned} \quad (5.5)$$

设  $m_1 = 1-a-b+ab$  ,  $m_2 = 2-2ab$  ,  $m_3 = 1+a+b+ab$

$$m_4 = (1 - ca - db + abcd), \quad m_5 = 2 - 2abcd, \quad m_6 = 1 + db + ca + abcd$$

$$\text{则 } G(z) = k_0 \frac{m_1 z^{-2} + m_2 z^{-1} + m_3}{m_4 z^{-2} + m_5 z^{-1} + m_6} \quad (5.6)$$

从而得到等效的差分方程为

$$i(k) = \frac{k_0 m_1 Er(k-2) + k_0 m_2 Er(k-1) + k_0 m_3 Er(k) - m_4 i(k-2) - m_5 i(k-1)}{m_6} \quad (5.7)$$

得到传函的差分方程，就可以用计算机语言表达出来，通过计算机实现系统的PID闭环调节。

### 5.1.3 PID 调节器的设计

通过对超前-滞后 PID 控制器的分析可知，它是按超声波感应加热电源的 BUCK 电压采样值与给定值的偏差进行调节的。而一般要求逆变负载功率调节作用要满足比较大的工作范围，例如在逆变器启动过程中，该偏差值较大，而在正常运行中该偏差值较小。由于该偏差的变化范围很大，在实现 PID 控制时就要求调节过程的动态品质不同。一方面希望在偏差较小时使系统拥有较快的响应速度和稳

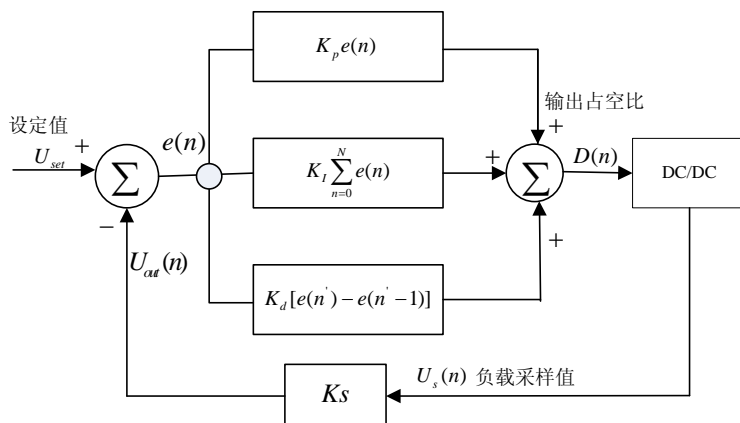


图5.3 直流调功的结构框图

Fig5.3 The block diagram of DC Power Regulator

定性；同时在偏差较大的时候使系统拥有较小的超调量和较大的闭环增益。因此在本课题的负载功率调节器设计中对传统的 PID 算法进行了改进，在本设计的算法上采用了积分分离的 PID 算法。当偏差较大时，取消积分，使系统超调量减小，避免系统的振荡，当偏差较小时加入积分作用，保证系统的稳定性。这样既保持了积分的作用，又减小了超调量，使控制性能有了较大的改善。

随着 DSP 技术的发展，DSP 产品的强大计算性能使得复杂的的算法可以嵌入其中良好地运行，实现数字 PID 调节器也成为了可能<sup>[26]</sup>。本文对于系统的调功环节，以 TMS320F2812 为处理平台实现了数字 PID 调节器的功能。直流调功的结构框图如图 5.3 所示。当通过键盘设定 BUCK 电路要输出的电压值  $U_{set}$  后，与当前直流输出电压值  $U_{out}(n)$  相减得到误差值  $e(n)$ 。经过 PID 控制器运算后，得到将要作为 BUCK 电路开关管的门极触发信号的占空比  $D(n)$  的值，DSP 内部相应寄存器的值可以到对应的脉宽调制信号。当再次检测到负载采样电压  $U_s(n+1)$  后，经过比例系数  $K_s$  得到对应的直流输出电压值  $U_{out}(n+1)$ ，并得到  $e(n+1)$ ，继续做 PID 运算……直至最终输出直流电压与设定值一致。这样通过改变  $K_P$ 、 $K_I$ 、 $K_D$  就可以得到最优性能的 PID 调节器。

系统所采用的积分分离的 PID 算法，要设置合适的偏差阈值，根据实验和调试经验，一般把此值设置为给定值的五分之一，当偏差小于阈值时，采用 PID 算法以实现控制精度，当偏差大于阈值时，采用 PD 控制，以减小系统超调量。



#### 5.1.4 PID 调节的 DSP 实现与参数设计

DSP 采样 BUCK 输出电压与给定值进行比较,通过二者之差调节 BUCK 输出的占空比,进而达到直流调功的目的。具体步骤为:并联在 BUCK 电路输出端的分压电阻采样,采样值经过一定的滤波等处理,通过片上 AD 转换成量化的数字量进入 DSP,转换成相对应的计数器的计数值,进行 PID 调节,计算结果送到 PWM 发生器的比较寄存器里面,来改变 PWM 的输出占空比的大小,进而改变直流输出的电压值,达到调节功率的目的。

PID 控制器参数整定的方法很多,概括起来有两大类:一是理论计算整定法。它主要是依据系统的数学模型,经过理论计算确定控制器参数。第二是工程整定方法,它主要依赖工程经验,直接在控制系统的试验中进行,且方法简单、易于掌握,在工程实际中被广泛采用,本设计中采用的是后者。

利用该方法进行 PID 控制器参数的整定步骤如下:首先预选择一个足够短的采样周期让系统工作;然后只加入比例控制环节,直到系统对输入的阶跃响应出现临界振荡,记下这时的比例放大系数和临界的振荡周期;在一定的控制度下通过公式计算得到 PID 控制器的参数。参数调节的原则:在输出不振荡时,增大比例增益 P;在输出不振荡时,减小积分时间常数 Ti;在输出不振荡时,增大微分时间常数 Td。

### § 5.2 逆变部分的控制方式

感应加热电源在加热过程中,因长期运行负载老化和温度变化而导致参数变化,使负载等效参数和固有谐振频率发生变化。为了使逆变器始终工作在功率因数接近于或等于 1 的准谐振或谐振状态,以达到最大输出功率的要求,就需要逆变器的输出频率能跟随负载固有频率变化,也就是实现频率跟踪。系统中逆变控制器的功能主要是实现电源系统的启动和槽路谐振频率的跟踪。

传统的频率跟踪方法最简便的是 RC 进相法:具体实现是通过互感器采样负载谐振信号,并经过 RC 网络进相,获得超前谐振信号一定角度的触发信号,调整 RC 网络参数值,即可获得不同的移相角,保证所要求的进相角度或时间,实现频率跟踪和功率因数角控制。逆变器触发脉冲超前负载谐振信号的相角是随频率变化的,即逆变器的功率因数角随负载谐振频率变化。在大频率范围跟踪时,逆变器输出的功率因数变化也将很大,逆变器功率因数角增大还会增加功率器件负担,引起其损耗增加。这种方法实现起来比较简单,缺点是阻容元件在现场环境下,由于温度等因素的影响参数很容易发生改变,从而影响控制精度。

此外还有基于 CD4046 的集成锁相环频率跟踪方法的实现,这些方法都能实现负载工作频率的跟踪,但是频率跟踪的范围一般比较窄,当锁相环工作在不同的频率段时,需要选用不同的滤波网络参数,只有这样才能保证它在该频率段工作的稳定性。在实际工作中,由于控制板工作环境恶劣,处在强磁场中,如果在大范围内进行频率跟踪时滤波网络参数往往不合适等因素都会使 CD4046 的稳定性大大降低,导致跟踪失败。低通滤波器的时间参数决定了跟随输入信号的速度,同时也限制了 PLL 的捕获范围。而且也不可避免地存在线路复杂、元件易老化、工作点漂移,必须进行初始校准及一致性差导致的不便于调试等缺点。而且死区时间的实现都需要辅助电路来实现。综上所述,本文采用可编程逻辑器件 FPGA 实现一种全数字锁相的方式实现频率的自动跟踪。不用考虑使用模拟电路的参数老化问题,无需任何辅助电路,都可以在片内编程实现,包括死区功能的实现,大大缩短产品的开发时间和性能。

#### 5.2.1 FPGA 简介

FPGA(Field Programmable Gate Array)是在专用 ASIC 的基础上发展出来的,其容量已经跨过了百万门级,可以实现非常复杂的逻辑集成电路。目前市场上以 Altera 公司的 CPLD 器件系列和 Xilinx 公司的 FPGA 系列最为流行。FPGA 内部有丰富的触发器和 I/O 引脚,通过现场编程和配置来改变其内部连接和元件电路功能,可以实现各种不同复杂程度的逻辑电路;开发费用低,设计周期短;集成度高、使用灵活、处理速度快,采用高速 CMOS 工艺,功耗低。主要还是考虑到 PLD 器件的编程和修改

比较方便，成本低体积小，符合现在系统设计低成本、便捷雅观的设计思想。

编程和开发环境本设计采用 Altera 公司推出的综合开发平台 Quartus II 和 MAXPLUS II，它们集成了 Altera 公司所有 FPGA/CPLD 开发流程中涉及的开发工具和第三方软件接口。在具体的设计方面采用了自顶向下，模块化的设计方法，MAXPLUS II 是早期的软件开发版本，2000 年以后就没有什么更新了，所以不能支持很多最新开发的芯片的型号，Quartus II 的功能更完善一些，采用的是 4.2 版本。

VHDL 语言是一种行为描述语言，编程方式与 C 语言类似，同时又有区别。前者符合按语句的先后顺序执行程序，而后者是并行执行的方式，并行的语句、进程都可以同时执行。AHDL 语言也是一种常用的编程语言，其编程结构类似与 C 语言，可读性强。二者都支持自上而下和基于库的设计方法，但是 VHDL 语言更符合数字逻辑，更直观，所以本设计中采用 VHDL 语言作为编程语言。

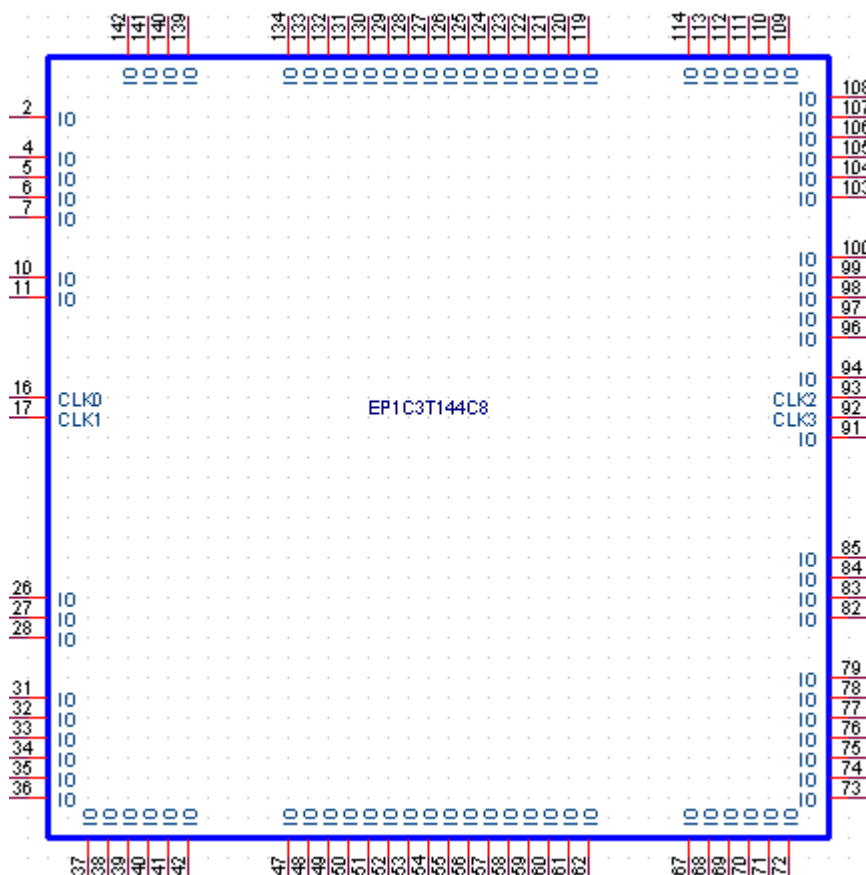


图 5.4 FPGA 的引脚分布图

Fig5.4 FPGA pin map

FPGA 的开发流程：这个流程其实就是通过开发环境 Quartus II 对 FPGA 芯片进行资源组合和配置的过程。首先对要实现的具体功能进行需求分析，列出大致的组成模块，然后通过编程语言（VHDL）或者图形电路设计来实现各个模块的功能，进行引脚配置和综合优化，这个过程主要是为了优化资源配置、消除不必要的竞争冒险等问题，通过仿真来检测所设计系统的输出结果是否实现了功能，最后就是烧写程序，以上就是 FPGA 开发的大致过程。

设计中选用 Altera 飓风系列的 EP1C3T144C8 芯片，具有 2910 个逻辑单元 (LE)，丰富的内部宏单元；内核电压为 1.5v，I/O 口电压设定为 3.3v，低功耗的芯片；供用户使用的 I/O 引脚多达 104 个<sup>[27]</sup>，FPGA 的引脚分布图如图 5.4 所示。

### 5.2.2 锁相环的概念

锁相环作为一个闭环相位控制系统，是利用输入信号和输出信号之间的相位差作为控制量，来调节输出信号的相位使之与输入信号相位保持一致或者一个固定的相位差关系。锁相环原理图如图 5.5 所示。从原理图中可看出，其组成部分主要包括，鉴相、环路滤波、压控振荡和信号反馈部分组成。

鉴相器的作用是比较输入信号与反馈信号之间的相位差，并将该相位差转换成电压信号的形式；环路滤波器的作用是滤除输入信号中的高频干扰信号，在功能上相当于 RC 低通滤波器；压/数控振荡器是锁相环比较重要的一个环节，是实现相位矫正的关键。

锁相环技术在无线电技术的各个领域得到了广泛的应用，目前我所接触到的锁相控制中 4046 系列的锁相环芯片应用比较广泛，模拟期间的通病就是期间老化导致自身和所匹配电子元件的物理特性发生变化，进而影响使用性能。近些年经过不断的研究与改进，目前已出现了新的全数字化环路，参数修改方便，跟踪频率范围可调，实现方式多样等优点，可用于调频信号调解、移相键控信号解调

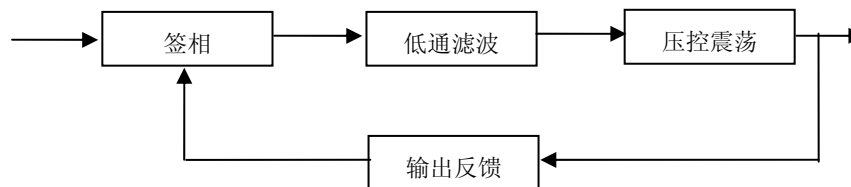


图 5.5 锁相环原理图

Fig5.5 PLL schematic

及位同步技术等中。不过，数字锁相环技术仍有待发展，许多方面还停留在理论和研究阶段。本文接下来主要介绍全数字锁相环的设计与实现<sup>[28]</sup>。

### 5.2.3 数字锁相环及其实现方法

本设计的控制对象是感应加热电源，其控制核心经历了最初的分立元件，集成电路，发展到后来的微处理器控制方式，近些年 PLD 技术的发展使其控制方式更加灵活。设计中的数字锁相环是通过 FPGA

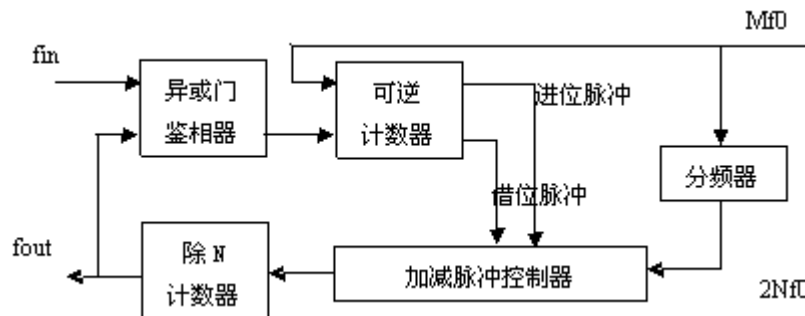


图 5.6 全数字锁相环路的结构图

Fig5.6 Structure of All digital PLL

来实现的，全数字锁相环，其环路部件全部数字化，主要由数字鉴相器 (DPD)、数字环路滤波器 (DLF)、数控振荡器 (DCO) 构成。输入信号与经过处理以后的数字压控振荡器的输出信号进行比较，生成一个与二者误差相关的数字序列，环路滤波器的作用是滤除该数字序列中的高频成分，保证环路的稳定，经过滤波以后的信号使数控振荡器做出相应的调整，最终实现数字环路锁定。在数字锁相环中，误差控制信号是离散的数字信号而不是模拟电压，所以输出相位的改变是离散的而不是线性的<sup>[29~31]</sup>。结合到本课题，霍尔互感器采集谐振槽路电流信号，经过降压整形电路以后，成为占空比为 50% 的方波信号，此方波信号进入 FPGA 进行锁相处理，输出信号一路反馈回锁相环的输入端，作为反馈信号与输入信号进行鉴相处理，另一路输出信号直接驱动 IGBT 的驱动电路的原端，作为 IGBT 的驱动信号。设计的全数字锁相环路的结构如图 5.6 所示。

数字鉴相器由异或门构成，数字环路滤波器由可逆计数器构成，数控振荡器由加减脉冲控制器和分频器组成。根据给出的全数字锁相环的结构图，利用 VHDL 语言对该系统进行了具体的设计，系统顶层模块图如图 5.7 所示。下面就各个组成部分进行分析和设计。

数字鉴相器的作用在于其能够比较出输入信号与数控振荡器输出的锁相信号之间的相位差，并将该相位差转化为电压信号。数字鉴相器可分为：超前-滞后型数字鉴相器、过零采样鉴相器、触发器型数字鉴相器、奈奎斯特速率取样鉴相器。本设计中的数字鉴相器由异或门构成，使用 VHDL 语言编程来

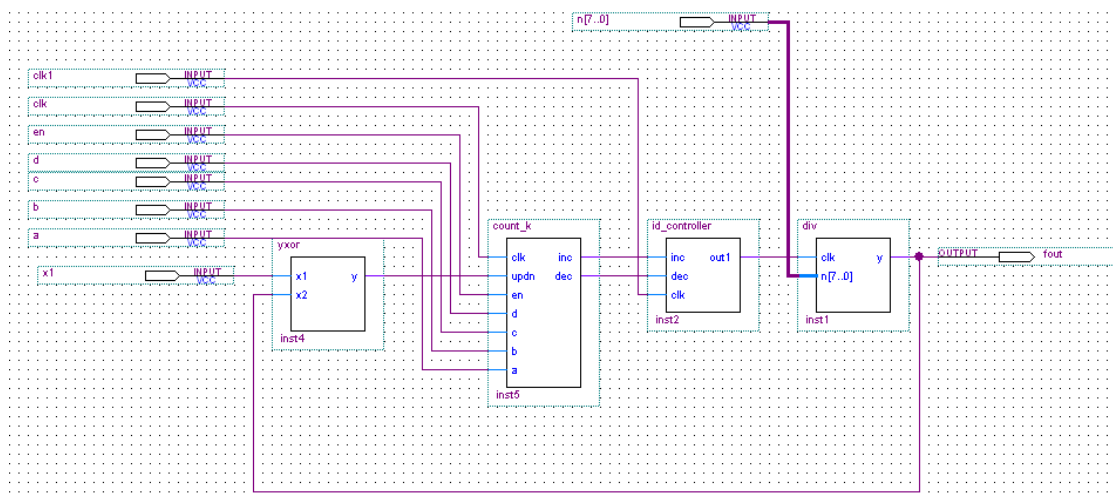


图5.7 系统顶层模块图

Fig5.7 Top-level block diagram of PLL

实现。当环路未锁定时，则表示输入信号超前于反馈信号，输出为一个占空比大于 50%的方波；反之，则输出一个占空比小于 50%的方波。环路锁定时，鉴相器的输出为一个占空比为 50%的方波。其数字鉴相器的仿真波形图如图 5.8 所示。VHDL 程序代码如下：

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
entity yxor is
port (x1,x2: in std_logic;
y:out std_logic);
end entity yxor;
architecture art1 of yxor is
begin
y<=x1 xor x2;
end architecture art1;
```

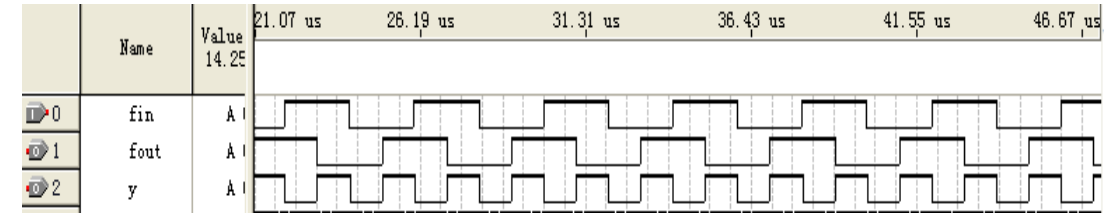


图5.8 数字鉴相器的仿真波形图

Fig5.8 The simulation waveforms of digital phase detector

数字环路滤波器与模拟环节中使用的滤波器是一样的，作用就是消除输入信号中的高频分量，表现出的是低通滤波特性，并控制这锁相环路的相位矫正的速度和精度，因此适当滤波参数的选取能够改善环路性能。数字环路滤波器采用的是可逆计数器，当其接收到的信号是 50%占空比的方波时，则可逆计数器加减计数值是一样的，这样就不会产生溢出。当输入信号超前与反馈信号时，即占空比大于 50%，计数器增计数的时间间隔就大于其减计数的时间间隔，就会产生一进位脉冲；当输入信号滞后与反馈信号时，即占空比小于 50%，计数器增计数的时间间隔就小于其减计数时间间隔，就会产生一借位脉冲信号。数字环路滤波器输出的进位脉冲或借位脉冲用来调整数控振荡器输出信号的相位，就是在输出序列信号中增加或者删除一个脉冲来调整输出信号的相位，从而实现相位的调整与跟踪。

数字环路滤波器是一个 16 位的可编程可逆计数器。有计数范围，模可以自主设定。具体实现是：数字环路滤波器输出为高电平时，计数器进行减计数，当计数值减小到零时，输出一个借位脉冲；输出为低电平时，计数器进行加计数，当计数值到达预设值 K 时，输出一个进位脉冲。主要进程代码的

VHDL 程序代码如下：

```
begin
  if clk'event and clk='1' then
    k<=mo;
    if en='1' then
      if updn='0' then
        if cq<k then
          cq<=cq+1;
        else cq<=(others=>'0');
        end if;
      else
        if cq>0 then
          cq<=cq-1;
        else cq<=k;
        end if;
      end if;
    else cq<=(others=>'0');
    end if;
  end if;
end process;
```

数字环路滤波器的仿真波形图如图 5.9 所示。

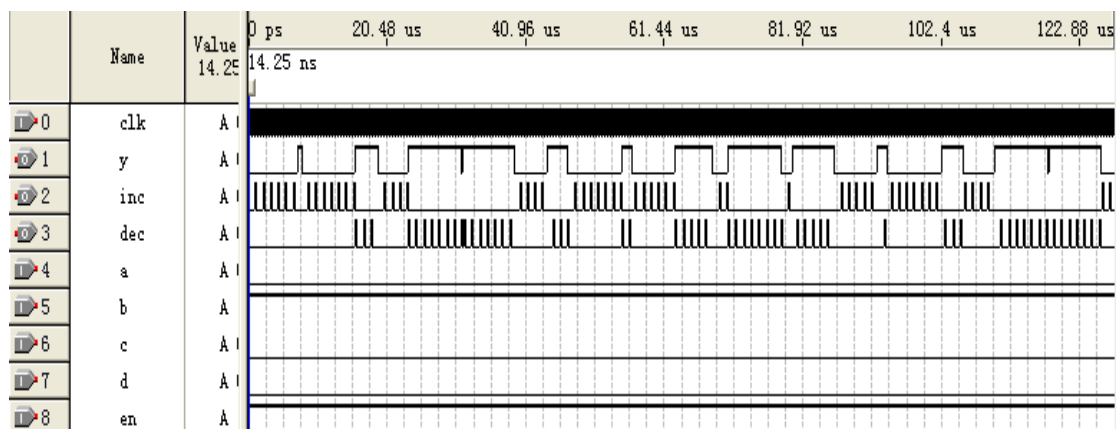


图 5.9 数字环路滤波器的仿真波形图

Fig5.9 The simulation waveforms of Digital Loop Filter

数控振荡器相当于模拟锁相环中的压控振荡器（VCO），其输出是一脉冲序列，脉冲周期受数字环路滤波器送来的矫正电压控制。数控振荡器也有多种结构形式，最常用的是：加减脉冲式数控振荡器，可分频式数控振荡器，全加器和延迟环节组成的数控振荡器，增减量计数器式数控振荡器等。本文设计中主要用到的是加减脉冲式数控振荡器。

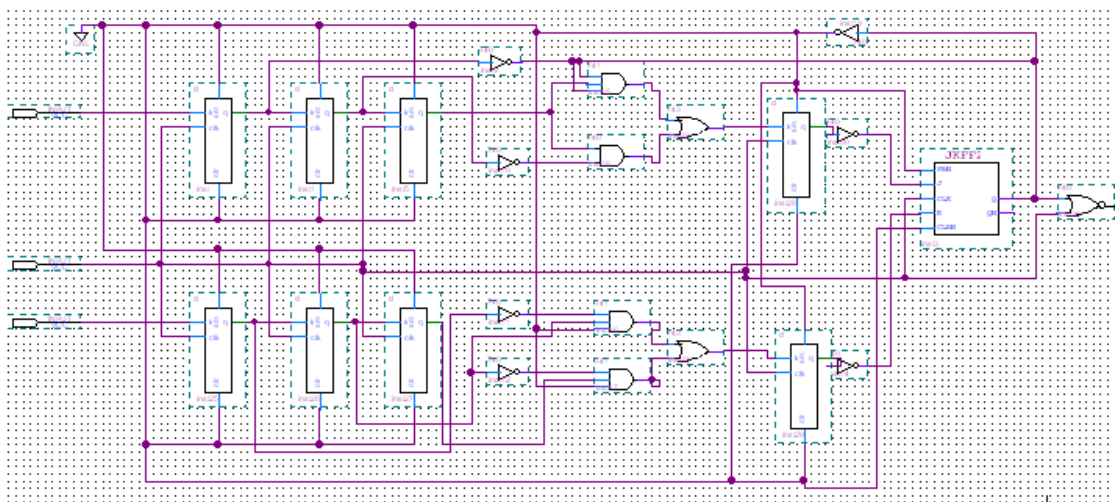


图5.10 数控振荡器的模块图

Fig5.10 The block diagram of NCO

每输入一个“减”脉冲，就会去除一个通过它的时钟脉冲，这样输出脉冲的相位退后一个脉的周

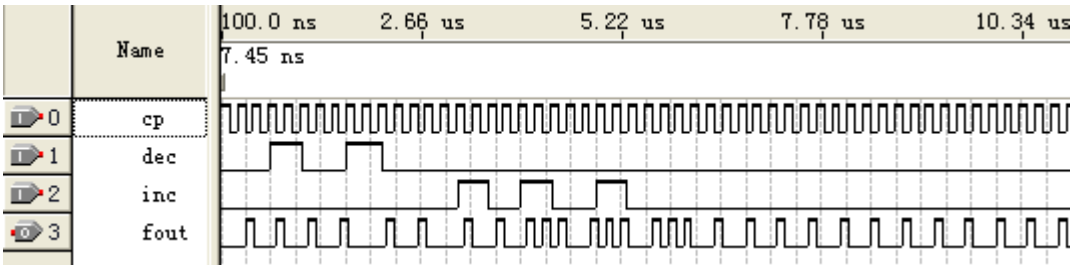


图5.11 数控振荡器的仿真波形图

Fig5.11 The simulation waveforms of NCO

期；同样，当数控振荡器每接受到一个“加”脉冲，就会在这个脉冲序列中插入一个脉冲此时输出脉冲的相位就超前一脉冲的周期，知道达到稳定的相位跟踪以后。数控振荡器的模块图如图 5.10 所示。数控振荡器的仿真波形如图 5.11 所示。本文在对整个系统的各模块调试成功后，进行了总体仿真。锁相环总体仿真波形图如图 5.12 所示。

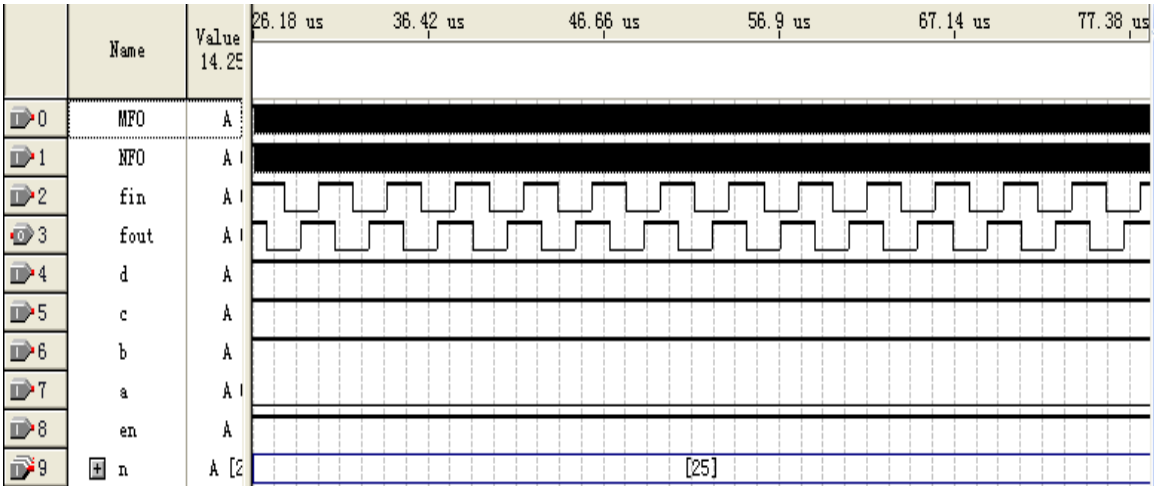


图5.12 锁相环的总体仿真波形图仿真波形图

Fig5.12 The simulation waveforms of the overall PLL

fin 为输入信号，fout 为本地估算信号，dcba 为变模可逆计数器的预置模数 K 的置位端，en 为数字环路滤波器的使能信号，n 为数控振荡器的分频数。



### 5.2.4 驱动波形死区功能的实现

设计中采用了串联逆变器，在换流时为了避免逆变器的上下桥臂的直通而造成电源短路，需要开关管先关断后开通，也就是在换流时有一段时间，所有的开关器件都处于关断状态，此段时间称为死

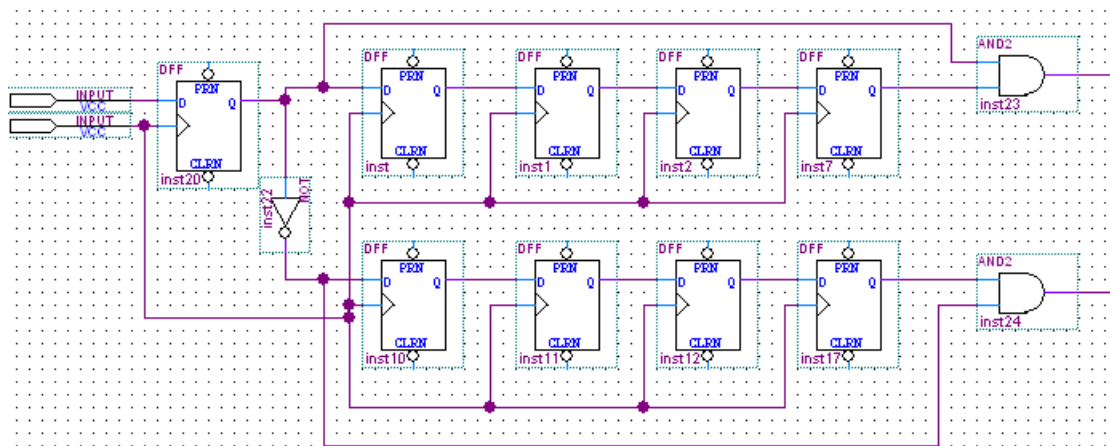


图 5.13 死区功能的实现

Fig5.13 The realization of dead-zone function

区时间。驱动信号由 FPGA 输出，死区功能也就在 FPGA 里面实现。采用 D 触发器延时的方式产生死区，根据实验经验实际中选取死区时间为 8 $\mu$ s，驱动功能的死区的实现方式如图 5.13 所示。

### 5.2.5 电源的启动方式的研究

逆变器正常工作时，逆变器开关管触发脉冲的控制信号取自负载槽路，工作于自激状态；但是当逆变器未投入运行时，无法从槽路取得运行信号，这就是逆变器的启动问题，系统采用它激转自激的启动方式。先让逆变器的触发器发出频率和负载震荡回路的谐振频率相近的脉冲，去触发逆变器桥功率元件，使负载回路逐渐建立起震荡，实时采样负载槽路电压信号，当其低于阈值时，采用开环（它激信号触发）触发方式，当负载槽路电压达到阈值范围时自动切换，使得系统工作在闭环状态，实现频率跟踪<sup>[32-33]</sup>。

具体实现是：当获得启动信号后，DSP 输出脉宽逐渐增大的 PWM 信号，使得整流输出电压由零逐渐升高，此时辅之以它激方式触发逆变器，也就是通过 FPGA 输出比谐振频率略高的触发脉冲，期间若不出现过压过流等过载情况，可一直升直流电压到设定值，当检测槽路电压信号达到某一值时，表明槽路谐振电压已经正常建立，取回的就是自激频率，切换到自己工作状态，实现频率跟踪。若电压升到设定值，仍然没有捕捉住谐振频率，则认为起车失败，DSP 控制 BUCK 占空比为 0，直到直流输出为 0，重复以上动作，直到起车成功为止。感应加热中普通的他激转自激电路是一种简单的、类似单刀双掷开关的切换电路，将电路在他激和自激两种状态之间切换。它激信号通过 FPGA 分频实现，电子开关也是在 FPGA 中实现的，通过 DSP 输出的控制信号来实现二者的切换。

目前比较常用的启动方式还有撞击启动，成功率很多，但是需要很多辅助设备，比如电源、预充电电容以及辅助继电器等，成本较高<sup>[34]</sup>。

### 5.2.6 相位补偿的实现

由前面章节串联谐振逆变器工作状态的分析可知，为了提高逆变器的安全性能和感应加热效率，串联谐振型逆变器最好工作在感性准谐振状态，功率因数角一般控制在 10 度左右。从理论上分析，功率 IGBT 应在电流过零时换流，但在实际电路中，电流采样、频率跟踪、隔离驱动以及功率 IGBT 的开关都需要时间，这将引起负载电压滞后负载电流一个相角度，使得逆变器实际工作在容性状态。它一方面使得功率 IGBT 在大电流处开通，另一方面影响电源的功率因数，从而影响功率输出。基于以上原因，电路中必须加入相位补偿环节。

对于串联谐振逆变器来说，一般要求它工作在小感性状态，也就是输出电压略超前输出电流的状态。在进行频率跟踪时，采样槽路电流信号，在波形整形电路（相位比较器的负端）加一比较偏置电压，然后进入 FPGA，进入锁相跟踪环节，使得过零比较器输出的上升沿滞后，即电流信号之后电压信

号，从而做到相位补偿的目的，通过调节相位比较器的偏置电压，可以调节相位补偿角。

在本章中以 EDA 技术为基础结合本课题控制策略具体设计了系统中各模块的电路，如锁相环模块、PWM 模块、PID 调节模块等，并通过调试、仿真首先验证了各模块的可行性。结合 EDA 技术设计基于可编程逻辑器件的数字锁相技术，在当今的感应加热电源领域是一种全新的观点，具有重要的意义。在组合逻辑电路设计中，由于信号要经过很多门电路，由于延迟的作用所以当输入信号发生变化是，输出信号不能同步得跟随输入信号的变化，这样就会产生一些寄生的毛刺，尤其是当其受到外部干扰时，会导致严重的竞争冒险情况的发生。所以在设计过程中要注意信号的同步问题。本设计中所有的输入信号都要经过一个同步处理的措施，加一级或者两级的 D 触发器就能很好的消除上述的影响。



## 第六章 实验结果与结论

### § 6.1 实验结果

开关管的驱动信号的效果直接影响到系统的工作稳定性和效率,因此驱动信号的处理非常重要,这里 BUCK 调功电路的开关管和逆变测采用的开关管都是 IGBT, 前者的驱动信号来自 DSP 输出的 PWM 波, 图 6.1 是 DSP 输出的 PWM 的波形图. 然后经过放大隔离等处理措施之后送到开关管; 后者是从锁相环回路 FPGA 输出的开关信号送到开关管, 二者的驱动电路是相同的。

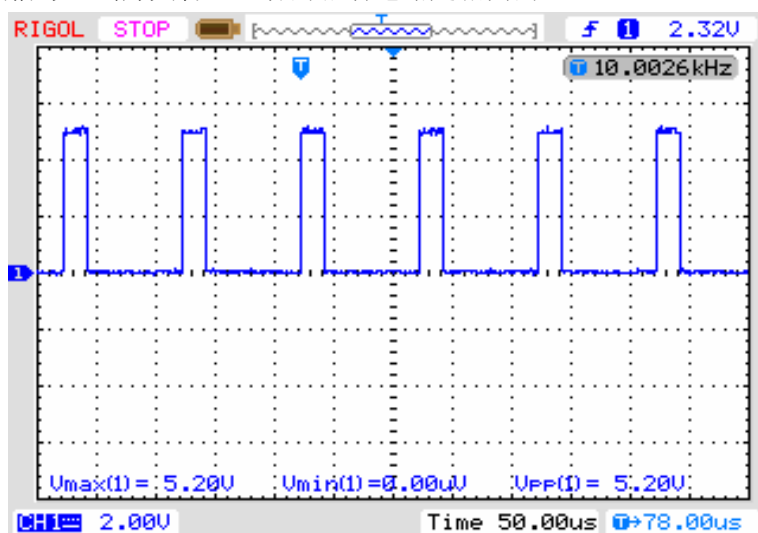


图6.1 DSP输出的PWM波形

Fig6.1 PWM waveform from DSP

上图是 DSP 输出的 PWM 波形经过 TLP250 驱动电路以后的波形图, 经过了隔离和电平转换, 是的信号的幅值电流等驱动能力增强, 同时采取了一些措施, 可以看到驱动信号均匀稳定, 可以做到很好的触发开关管的导通。经过驱动电路以后的 PWM 波形如图 6.2 所示。

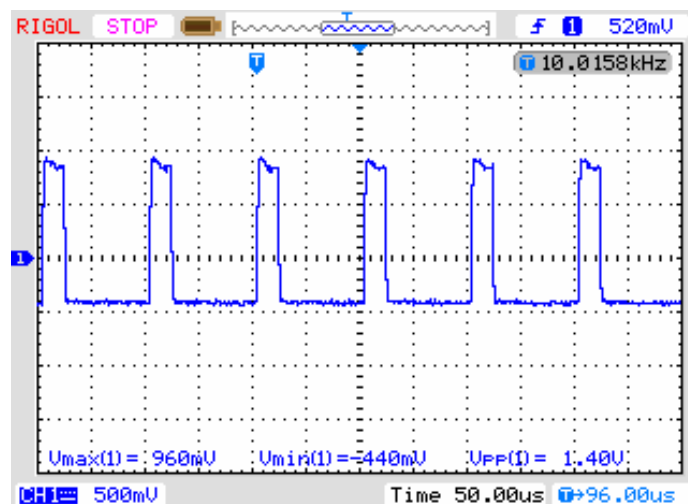


图6.2 经过驱动电路以后的PWM波形

Fig6.2 PWM waveform after driving circuit

在实验中发现, BUCK 直流输出纹波与电感有较大关系, 当输出电流未达到电感磁芯的饱和电流时, 输出尖峰较小; 当达到电感磁芯的饱和电流时, 输出尖峰瞬间增大。改善电感及磁芯, 采用饱和电流较大的电感, 在尖峰较小的情况下, 可以达到电流标准值。在 IGBT 开关时刻产生纹波。改善 IGBT 开关状

态可以降低纹波，在 IGBT 门极之前串联  $100\ \Omega$  电阻，可改善 IGBT 导通情况。BUCK 输出直流纹波波形如图 6.3 所示。可见，纹波很小满足本设计的要求。

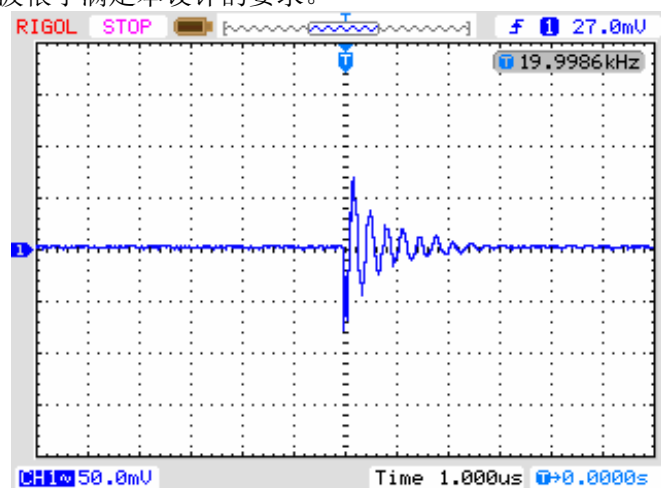


图6.3 BUCK输出直流纹波波形

Fig6.3 The ripple Waveform after BUCK

下图所示为 IGBT 驱动电路的死区实现。在换流时为了避免逆变器的上下桥臂的直通而造成电源短路，需要开关管先关断后开通，也就是在换流时有一段时间，称为死区时间，通过 FPGA 里面触发器延时实现的死区时间的输出波形如图 6.4 所示。

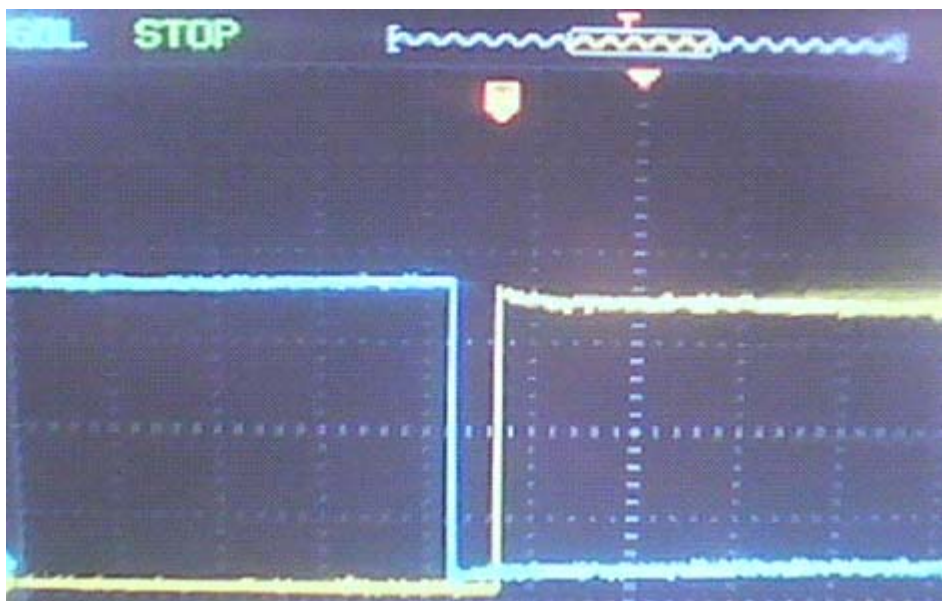


图6.4 死区功能的实现

Fig6.4 realization of dead-zone

下图所示为逆变器负载两端的电压波形和电流波形，可以看到电流波形总体上与正弦波接近，波形中还存在些谐波成分，系统工作在较好的状态当中。电压波形接近与方波，且相位超前与电流波形，系统工作在感性状态。谐振负载的电压和电流波形如图 6.5 所示。



图6.5 谐振负载的电压和电流波

Fig6.5 Voltage and current waveforms of the resonant load

## § 6.2 结论

感应加热电源在现代工业中有着广泛的应用，随着电力电子技术和微电子技术的进步，感应加热电源逐渐向高频化、大容量化、智能化的方向快速发展，这将极大地提高生产和装备制造业的发展，因此研究感应加热电源对我国的工业化建设有着重要的意义。

本论文主要是对超音频感应加热电源的全数字化控制实现方式的一种探索，期间我们也做过基于 DSP 实现的数字锁相环，以及 DSP 和 CD4046 结合的方式，考虑到数字可编程逻辑器件在外围信号处理电路中的方便应用以及方便快捷的可开发性，最终选择采用 DSP 和可编程逻辑期间 FPGA 的组合方式。

在设计工程中，我主要做了一下几方面的工作：在参照和借鉴国内外有关感应加热方面资料的基础上，对本设计提出了实施的大体方案；学习和熟悉了 DSP(2812) 和 FPGA(EP1C3T144C8) 两种控制芯片的性能和使用方法；对主回路和系统控制回路进行了实际论证和实验；对设计中所采用的工程 PID 进行参数的调节和性能的熟悉；编程实现 DSP 的具体功能和数字锁相环节。人机对话界面的编写，尤其是运行参数的修改，对系统性能的提高有很大的帮助。还有数字锁相的实现，在 FPGA 的基础上实现稳定的频率跟踪，在实验室静态实验的情况下已经做到。

通过对中频感应加热系统的实际操作和了解，对超音频感应加热电源的部分性能进行预测和实验，得到了相应的实验结果。调试过程中遇到很多问题，比如 IGBT 的驱动电路的设计，即要根据所选用的开关管的型号和性能选出一定驱动能力的芯片，又要保证信号的稳定性。

目前我们所见到的很多需要感应加热电源的工业场所，比如钢铁厂所使用的设备要么是国外进口的，成本很高，维修也不方便。要么是为了成本的考虑采用模拟器件做的，在稳定性和使用寿命方面明显存在不足，因此大力发展我国的感应加热装置的研发能力，特别是全数字化的、稳定的系统迫在眉睫，这需要大家共同努力，为我国的工业化建设增砖添瓦。

本设计中走了不少弯路，也吸取了很多教训，尤其是功率管驱动电路的设计和数字锁相技术的完成。总的来说，本次课题对 IGBT 并联型逆变器作了一些有益的探索，在频率跟踪方面利用可编程逻辑器件进行了一些探讨，并通过仿真对理论分析做出了一定的验证，感应加热电源的智能化提供了一种新途径。但同时，还存在着一些不足和问题，系统成本问题，以及控制算法的改进等还有待于以后的工作中进一步的研究和解决。

## 参考文献

- [1] 全亚杰. 感应加热电源的发展历程和动向. 电焊, 2001, 31 (11): 3-6
- [2] 潘天明. 现代感应加热装置. 北京: 冶金工业出版社, 1996
- [3] 张志远, 陈辉明. 感应加热电源最新发展. 机械工人(热加工), 1999, 26 (3): 6-7
- [4] 余勇祥. 感应加热电源的发展[J]. 金属热处理, 2003, 9 (2): 35-37
- [5] P. Casella, Pham Huu Phut. High Frequency Current Inverter with Parallel Resonant Load for Induction Heating, EPE 1987, 277-280
- [6] 吴兆麟. 串联逆变式高频感应加热电源[J]. 电力电子技术. 2004(4): 68-71
- [7] 俞勇祥, 陈辉明. 感应加热电源的发展. 金属热处理, 2003 (80): 29-31
- [8] 刘庆丰, 王华民, 孙立萌, 冷朝霞. 基于 IGBT 并联谐振逆变器工作方式的分析研究. 电力电子技术[J], 2004, Vol. 38 (4): 56-58
- [9] 梁汉滨, 钟彦儒. 电力电子装置的微型计算机化设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1990
- [10] Mauch K. Transistor inverter for Medium Power Induction Heating Application. Canada AC Statpower Inc, 1987
- [11] 刘红艳. 中频感应加热负载分析. 工业加热, 1999 (5): 47-49
- [12] Wani S and Ziogas PD and Olivier G. An ac-to-dc converter with improved input power factor and high power density. IEEE, 1984, 20(6): 1073-1081
- [13] 高迎慧, 彭咏龙. 感应加热电源的负载匹配方案. 电源技术应用, 2005, 1 (19): 12-16
- [14] 黄俊, 王兆安. 电力电子技术. 北京, 机械工业出版社, 2005
- [15] Texas Instruments Incorporated TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设: 上册[M]. 胡张为宁. 北京: 清华大学出版社, 2004
- [16] Texas Instruments Incorporated TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设: 下册[M]. 胡张为宁. 北京: 清华大学出版社, 2005
- [17] Texas Instruments Incorporated TMS320x281x Event Manager (E) Reference Guide (Rev. C). 2004
- [18] 江世平. 倍频式 IGBT 高频感应加热电源的研究. [硕士学位论文]. 杭州, 浙江大学. 2005
- [19] 张仲超, 陈辉明. 50kHz IGBT 超音频感应加热电源, 电力电子技术, 1995 (2): 71-76
- [20] Chokhawala Rahul, Catt Jamie and Pelly Brain R. Gate Drive Considerations for IGBT Modules. IEEE Transactions on Industry Applications. 1995, 31(3): 603-611
- [21] 陈国成. 新型电力电子变换技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004
- [22] 倪海东, 蒋玉萍. 高频开关电源集成控制器[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004. 9
- [23] 刘凤. 逆变器用整流电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003. 10
- [24] 张井岗, 许建平. 过程控制与自动化仪表[M]. 北京大学出版社. 2007
- [25] 贺昀轩, 齐佳鑫. 数字 PID 控制器在单相逆变器中的应用[J]. 装备制造技术. 2009 (5): 3-4
- [26] 姚天任著. 数字信号处理[M]. 华中工学院出版社. 1988
- [27] 单长虹, 孟宪元. 基于 FPGA 的全数字锁相环的设计[J]. 电子技术应用. 2001 (4): 57-58
- [28] 胡春华著. 数字锁相环路原理与应用[M]. 上海科学技术出版社. 1990
- [29] 张世辰. 锁相技术在感应加热电源中的应用. 西安西安理工大学学报. 1999
- [30] 陈世伟编著. 锁相环路原理及应用[M]. 北京: 兵器工业出版社. 1990
- [31] Roland E. Best. Phase-locked loops Design, simulation, and applications[M]. 北京: 清华大学出版社(影印版). 2003
- [32] J. Michael Jacob. Power electronics: converters, applications, and design[M]. 北京: Higher Education Press, 2004(8): 57-59

- [33] Bottari S. High Frequency 200 kHz Inverter for Induction Heating Applications [J] .  
IEEE Trans. on Power. 2007(8):14-20
- [34] 谢程宏. 全数字锁相环设计[J]. 电子设计应用. 2004(4):28-33

## 致 谢

本论文的选题、研究内容、研究方法及论文的形成是在导师周颖老师和张强老师的支持、鼓励和悉心指导下完成的，他们是我获得思路和目标的源泉，两年多来孜孜不倦的教导和培养，是我进步的源动力。在论文完成的过程中倾注了导师大量的心血，在论文完成之际，特向我尊敬的周颖导师和张强导师表示衷心的感谢。在毕业设计完成的过程中得到了许多老师和同学的帮助和指导，学院的老师们严谨治学的教学使我受益非浅。

本论文即将结束，感谢河北工业大学的所有给予我帮助的老师 and 同学们，研究生期间所取得的任何成就都有大家的一份鼓励和指导。本次论文的完成过程是理论和实践相结合的过程，有课堂上理论的指导，有在实验室的实验经验，也有生产现场的切实体会，在某种程度上讲，这个论文完成的过程是一个很好的学习机会，对以后的工作、生活还有自己职业方向的选择指明了方向。

论文和课题的完成过程中，也得到了同学的大力支持和帮助，尤其是实验室的师兄弟们，王亚彬、刘志虎、赵国柄的大力协助，在此也表示感谢。最后预祝母校越来越辉煌，桃李满天下！

## 攻读学位期间所发表的论文

- [1] The Generating Method of SPWM with Double-interruption Based on DSP; 发表于: 第二届智网络与智能系统国际会议 (The 2nd International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems); 第二作者;
- [2] A Nonlinear PID Controller based on an Adaptive Genetic Algorithm; 发表于: 第二届智能网络与智能系统国际会议 (The 2nd International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems); 第四作者;
- [3] 周颖, 杨乾, 张强, 张磊. 基于 DSP 的双中断 SPWM 的实现方法. 电子技术与测量[J] (在投)