

分类号: _____

密级: _____

UDC: _____

编号: _____

河北工业大学硕士学位论文

全数字超音频感应加热电源的研究

论文作者: 张 萌 学生类别: 全日制

学科门类: 工 学 学科专业: 控制科学与工程

指导教师: 周 颖 职 称: 副教授

Dissertation Submitted to
Hebei University of Technology
For
The Master Degree of
Control Science And Engineering

STUDY OF ALL-DIGITAL
SUPER-AUDIO FREQUENCY
INDUCTION HEATING
POWER SUPPLY

By
Zhang Meng

Supervisor: Prof. Zhou Ying

March 2014

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，本学位论文不包含任何他人或集体已经发表的作品内容，也不包含本人为获得其他学位而使用过的材料。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人或集体，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责任由本人承担。

学位论文作者签名：张萌

日期：2014.3.26

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、使用学位论文的以下规定：学校有权采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供本学位论文全文或者部分内容的阅览服务；学校有权将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索、交流；学校有权向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版。

（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：张萌

日期：2014.3.26

导师签名：周颖

日期：2014.3.26

摘 要

随着电力电子技术的不断发展和感应加热技术的不断成熟,以及加热工艺对感应加热电源要求的不断提升,感应加热电源正朝着功率容量更大、频率更高的方向发展。深入研究感应加热电源,有助于推动我国装备制造业和相关产业的发展,对于推进新型工业化跨越式发展具有重要的意义。

本课题在分析感应加热电源原理和结构的基础上,设计基于 IGBT 的超音频感应加热电源系统,包括整流环节、调功环节、逆变环节以及谐振负载环节。整流环节采用三相全桥可控整流电路,逆变环节选用并联谐振逆变器。负载的功率输出控制是超音频感应加热电源重要的控制环节,由于超音频感应加热电源系统模型的复杂性以及实际生产过程中负载端引入的干扰等因素,使得传统的 PID 算法难以达到对系统功率输出控制的精确性以及抗干扰性的要求。本课题采用补偿模糊神经网络控制器对感应加热电源功率输出控制进行了仿真,仿真结果表明,与传统的 PID 算法比较,此种补偿模糊神经网络控制算法不仅具有良好的动态特性,而且能有效消除系统稳态误差,提高模糊控制器的控制精度,增强系统的抗干扰能力。

基于以上研究基础,本课题还进行了硬件电路与软件编程的设计和实现。系统设计以 TI 公司的 DSP (TMS320F28335) 为主控芯片,实现全数字锁相环对工作频率的跟踪以及过流过压故障的保护。经过对各部分功能的分别实验验证,给出实验结果,并对结果进行分析,验证了本课题设计的理论正确性和控制方案的可行性。

关键字: 超音频 并联谐振 DSP 全数字锁相环 补偿模糊神经网络

Abstract

With rapid development of power electronic technology and induction heating technology, and the increasing requirement of heating process for induction heating power supply, greater capacity and higher frequency is the development direction of induction heating power supply. The in-depth study of induction heating power supply is playing a great role for promoting the equipment manufacturing industry and related industries development. Therefore, the research on induction heating power supply has important significance for promoting new industrialization leapfrog development.

By analyzing the principle and structure of induction heating power supply, the super-audio frequency induction heating power supply system based on IGBT is design, including the rectifier module, power regulation module, Inverter module and load module. The three-phase full bridge controlled rectifier circuit is adopted as rectifier module, and parallel resonant inverter as inverter module. The power control for load is the most important part of super-audio frequency induction heating power supply. The traditional PID algorithm is difficult to achieve the requirements of accuracy of temperature control and anti-interference because of the complicated model of super-audio frequency induction heating power supply system and interference factors from the load-side in actual production process. For this reason, this paper adopted compensated fuzzy neural networks algorithm. Simulation results showed that the compensated fuzzy neural networks algorithm, compared with the traditional PID algorithm, not only has good dynamic characteristics, but also can eliminate steady-state error effectively and improve the control precision of controller, and enhance the system's anti-interference capability.

This paper completed the design and implementation of hardware circuit and software programming. The system adopted TI's DSP (TMS320F28335) as the master control chip, realized the digital phase-locked loop for frequency tracking and the protection of over current or over voltage fault. By experimental verification of the function of each part, the experimental results are given and analyzed, and the correctness of the design theory and the feasibility of the control method are verified.

KEYWORDS: super-audio frequency, parallel resonant, DSP, DPLL, compensated fuzzy neural networks

目 录

第一章 绪论	- 1 -
1.1 课题研究的背景及意义	- 1 -
1.2 感应加热电源的工作原理	- 1 -
1.3 感应加热技术的发展与现状	- 3 -
1.3.1 感应加热电源的国外现状	- 4 -
1.3.2 感应加热电源的国内现状	- 5 -
1.3.3 感应加热技术的应用	- 6 -
1.3.4 感应加热电源技术的发展趋势	- 6 -
1.4 本课题的主要的研究内容	- 7 -
第二章 感应加热电源的结构与分析	- 9 -
2.1 感应加热电源的结构	- 9 -
2.2 感应加热电源谐振槽路分析	- 9 -
2.2.1 并联谐振逆变器分析	- 9 -
2.2.2 串联谐振逆变器分析	- 13 -
2.2.3 逆变器的选择	- 15 -
2.3 感应加热电源调功方案分析	- 16 -
2.3.1 直流侧调功分析	- 16 -
2.3.2 逆变侧调功分析	- 17 -
2.3.3 调功方式的选择	- 18 -
2.4 并联谐振逆变器锁相技术的研究	- 18 -
2.5 主电路设计方案的确 定	- 21 -
2.5.1 整流晶闸管元件的选择	- 22 -
2.5.2 滤波电感的选择	- 23 -
2.5.3 IGBT 的参数计算及选型	- 23 -
2.5.4 与 IGBT 串联的快速二极管的选择	- 24 -
2.5.5 谐振电容器的计算	- 24 -
2.5.6 加热线圈电感值的计算	- 25 -
2.6 小结	- 25 -
第三章 系统的软件设计	- 27 -

3.1 DSP 软件开发环境介绍.....	27 -
3.2 主程序设计	28 -
3.3 整流功率输出控制的仿真	28 -
3.3.1 补偿模糊神经网络结构的介绍	29 -
3.3.2 补偿模糊神经网络的计算方法	30 -
3.3.3 补偿模糊神经网络控制器设计	31 -
3.3.4 仿真结果	33 -
3.4 逆变控制系统的程序设计	34 -
3.4.1 槽路谐振频率的跟踪	34 -
3.4.2 IGBT 控制信号重叠时间设计	35 -
3.4.3 DPLL 数字锁相程序设计	37 -
3.4.4 过流过压保护中断设计	39 -
3.5 小结	39 -
第四章 系统的硬件设计	41 -
4.1 TMS320F28335 外围电路设计	41 -
4.1.1 TMS320F28335 电源稳压电路设计	41 -
4.1.2 电源监视复位电路设计	42 -
4.1.3 JTAG 仿真下载接口电路设计	42 -
4.1.4 串口通信 RS-485 总线接口设计	42 -
4.2 整流控制系统硬件电路设计	43 -
4.2.1 工频电流采样电路设计	43 -
4.2.2 超音频电压信号采样电路设计	44 -
4.2.3 给定电压信号采样电路设计	44 -
4.2.4 整流触发功放电路设计	45 -
4.2.5 电流电压采样电路设计	45 -
4.3 逆变控制系统硬件电路设计	46 -
4.3.1 工作频率测量电路设计	46 -
4.3.2 它激信号启动电路设计	47 -
4.3.3 自激信号产生电路设计	48 -
4.3.4 逆变触发功放电路设计	48 -
4.3.5 IGBT 驱动电路的设计	49 -
4.4 保护电路硬件设计	50 -

4.4.1 过流过压保护信号检测电路设计	50 -
4.4.2 缺相保护电路设计	51 -
4.5 小结	52 -
第五章 实验结果与总结	53 -
5.1 实验结果	53 -
5.1.1 三相全控整流结果	53 -
5.1.2 数字锁相环结果	55 -
5.2 总结与展望	57 -
参考文献	59 -
致 谢	63 -
攻读硕士学位期间所取得的相关科研成果	65 -

第一章 绪论

1.1 课题研究的背景及意义

感应加热电源是基于电磁感应现象，通过感应加热线圈在被加热导体上产生感应电流发热，对导体进行加热的，在这一过程中，感应线圈上的电能通过交变磁场，直接转换成被加热导体内部的热能的，也就是说，导体在被加热的过程中，是不与感应加热线圈相接触的，能量直接由感应加热线圈传递到导体内部^[1]。因此，这种非接触式的能量传递方式比一直沿用的传统加热设备加热效率更高，不易混入杂质，同时，能够加热的温度也相对更高，加热速度更快，被加热导体表面产生氧化皮相对较少，温度可控性好、精度更加准确、自动化程度更高。此外，感应加热电源能够对环境的要求相对较小，对于形状复杂的被加热工件的加热更加均匀^[2]。鉴于这些优点，感应加热电源已经被广泛地应用到了金属冶炼、喷涂、焊接以及透热、淬火等热加工和热处理领域。对于不同的工艺需求而言，所需要的感应加热电源的频率和功率不尽相同，以淬火为例，其工艺要求感应加热电源的透热深度越低越好^{[3][4]}。而感应加热电源的透热深度是由电磁场的集肤效应决定的，交变电流的频率越高，那么产生集肤效应的程度就越深，从而感应加热电源的透热深度则越浅，面对日益苛刻的工艺标准，如平板工件对加热深度的要求，对感应加热电源高频化的研究便有了实际意义。

1.2 感应加热电源的工作原理

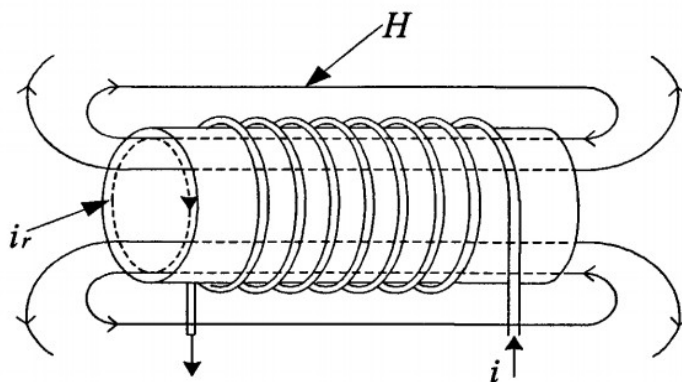


图 1.1 感应加热线圈原理图

感应加热是一种以电磁感应的形式利用感应涡流传递能量的加热方式。一八三一年，法拉第的“电磁感应定律”的诞生为感应加热技术提供了理论依据，一八六八年，福考特和希维德先后提出了“涡流理论”以及“铁芯中电流的感生”更为感应加热技术提供了理论指导，现今的感应加热电源多建立在电磁感应、集肤效应和热传导三大理论依据的支撑上^{[5][6]}。

图 1.1 为感应加热的原理图，如果将交变电流 i 接入到感应加热线圈，线圈中会形成与电流频率相同的交变磁通 ϕ ，该磁通会在线圈内部的被加热工件上产生感应电动势 e ^[7]，根据麦克斯韦电磁方程式（忽略边缘效应），在工件上形成的感应电动势的大小为：

$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.1)$$

其中， N 为感应加热线圈的匝数。

在恒定介质中，假定磁导率 μ 不变，磁通量 ϕ 与电流 i 波形相同， $\phi(t) = \phi_m \sin \omega t$ ，那么可以得到感应电动势为：

$$e = N\phi_m \omega \cos \omega t \quad (1.2)$$

因此其有效值为：

$$E = \sqrt{2} N \phi_m = 4.44 N f \phi_m \quad (1.3)$$

由此可见，使导体发热的感应电流是在感应电动势的作用下产生的，其焦耳热为：

$$Q = 0.24 I^2 R t \quad (1.4)$$

通过以上推导可以看出，感应加热电源正是利用了在一般电气设备中视为损耗的那部分发热。

同时还可以看出，感应加热线圈中的磁通频率以及产生的磁场大小直接关系到了感应电动势还有感应加热设备发热功率，流经感应加热线圈中的电流越大，则感应电流形成的磁通 ϕ 也就越大，相应在被加热导体中所形成的涡流也就越大，从而提高加热效果；此外，感应加热设备的工作频率也直接影响到了导体被加热的效果，工作频率提高，则被加热导体内部的涡流增大，那么导体可以升温更快，加热效果也就更加明显^[8]。此外，导体的横截面尺寸、剖面形状、导电率、导磁率以及透入深度也直接影响涡流的大小^[9]。

感应加热设备的透热深度是由电磁场的集肤效应决定的，被加热导体中的电流密

度分布是由导体表面向导体中心呈指数级衰减的。在工程上，通常将电流密度在导体内衰减至表面电流密度的 0.368（即 $\frac{1}{e}$ ）倍时的深度定义为电流透入深度^[10]。而感应加热设备在导体中产生的大部分热量都集中在电流透入深度范围之内。

电流透入深度可表示为：

$$D = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} (m) \quad (1.5)$$

其中： f 为电流频率 (Hz)；

ρ 为金属的电导率 ($\Omega \cdot m$)；

μ_r 为的相对磁导率。

由上式可知，当被加热对象确定以后，其电阻率 ρ 和相对磁导率 μ_r 是不变的，透入深度 D 仅和电流频率的二次方根成反比，即感应加热设备的透热深度 D 会随着电流频率的升高而降低。因此只有通过改变感应加热设备的工作频率来改变透热深度的来透热深度^[11]。

1.3 感应加热技术的发展与现状

早在十九世纪前叶，人们发现放置在交变磁场中的导体会产生感应电流，即电磁感应现象，而导体会因感应电流的作用而发热，一直以来，这种发热都被视为一种能量的流失，因而为了提高效率人们在电路设计中有意的去避免或消除这种现象^[12]。直到近一个世纪之后，人们才意识到，这种发热可以为工业化生产所用，从而涌现出各种感应加热设备^[13]。

一八九零年，世上第一台有心感应熔炼炉诞生于瑞典，一九一六年美国人发明了用来熔炼有色金属的“浅沟式”有心感应熔炼炉，5 年后，美国人以有心感应熔炼炉为基本思路，创造了第一台无心式感应加热熔炼炉^[14]。在随后一百多年来，出现过很多不同形式的感应加热电源，从一九二七年开始，无心式感应加热熔炼炉开始应用在炼钢领域；在这期间，电子三极管在通讯广播领域占据日益重要的地位，这给感应加热电源的设计者们带来了灵感，也纷纷将其引入到了感应加热技术之中，从而为感应加热技术带来了新的助力，这使感应加热电源在焊接、淬火等工艺需求中有了新的应用^[15]。二战后，能源紧缺、环境破坏和急待发展的战后工业形成了重要矛盾，感应加

热电源的发展又被推向了一个新的高度，自此以后，感应加热技术迅速壮大起来，其应用范围以及投入到实际生产中的数量也以前所未有地迅速扩大^[16]。

一九五二年，静止式电磁倍频器首次面世，它是一种输出频率为电网工频整数倍的感应加热设备，但由于当其频率大于工频五倍时，其电气结构复杂化指数级增大，因而相较中频感应加热设备略显不足^[17]。

五十年代末，晶闸管的问世成为感应加热技术发展史上的一个里程碑，伴随它在感应加热电源领域的广泛应用，欧洲很多国家先后推出晶闸管感应加热设备。一九五六年晶闸管中频感应加热设备诞生于德国，自此中频发电机组的垄断被打破^[18]。

从一九八零年起，先后涌现的多种新型的全控型器件（MOSFET、IGBT、SIT、MCT 等）推动着感应加热技术向更高频率的方向发展。相信随着高频电力电子技术的飞速进步，在 1MHz 以内，以电力半导体感应加热电源取代落后的高频电子管震荡器已为期不远^[19]。

1.3.1 感应加热电源的国外现状

低频感应加热电源加热均匀，因而在加热过程中工件不易变形，同时，由于其工作频率较低，透热深度高，因此低频感应加热设备在体积较大的工件整体加热或保温上应用较为广泛。目前最常见的低频感应加热设备主要是工频感应炉^[20]。国外工频感应加热设备功率可以到达兆瓦级，一般用来为大体积工件透热、钢水保温。而基于固态器件的低频感应加热设备尽管具有能量转化率、体积以及性能等方面较传统工频感应加热炉有更好的表现，但由于功率、成本以及稳定性等因素的影响，短期之内还难以与其竞争^[21]。

在中频（150Hz~10kHz）感应加热技术领域，传统的中频发电机组和电磁倍频器已经退出历史的舞台，取而代之的是基于晶闸管的感应加热设备。国外的晶闸管感应加热设备功率可以达到几十 MW^[22]。

超音频（10~100kHz）感应加热技术领域是随着晶闸管的问世开始发展起来的，曾经采用基于晶闸管的倍频电路作为超音频感应加热电源的设计方案。从一九八零年起，先后涌现的多种新型的功率器件，基于这些器件（GTO、GTR、IGBT 等）设计的超音频感应加热设备逐步成为了超音频领域的主导^[23]。其中由于 IGBT 具有控制电路设计简单，开关损耗小，通断速度快，工作频率较高，元件容量大等一系列优点，应用最为普及。

一九九三年，西班牙宣布研制出 3~600kW/100kHz IGBT 并联谐振感应加热电源。随后，在一九九四年，日本也研制出了基于 IGBT 的超音频感应加热设备，可以达到

1200kW/50kHz 水平，同时，英、法等欧美国家先后研制出的超音频感应加热设备也可达到几百 kW^[24]。

在高频（100kHz 以上）感应加热技术领域，国外的固态电源感应加热设备逐渐成为主流，相应地，传统电子管振荡器的应用正在逐步减少。日本基于电子管振荡器的高频感应加热设备可以达到 5~1200kW/100~500kHz 水平，而基于 SIT 的固态高频感应加热设备可以达到 400kW/400kHz 的水平，一九八七年，日本就已开始致力于提高基于 SIT 的固态高频感应加热设备功率容量的研究。同时，欧美地区基于电力 MOSFET 的高频感应加热设备的功率容量也在迅猛提升，以西班牙为例，其基于 MOSFET 的并联谐振高频感应加热设备可以达到 600kW/400kHz 水平，德国也在一九八九年研制出的基于 MOSFET 高频感应加热设备可以达到 480kW/50~200kHz 水平。而美国应达公司设计的基于 MOSFET 的高频感应加热设备已经达到了 2000kW/400kHz^[25]。

从 20 世纪 90 年代开始，国外的一些感应电炉公司直接到中国来办厂，如美国的应达感应加热公司，彼乐公司等，和国内的同行业厂家同台竞争。他们的产品技术含量高，电源功率大，品牌全，生产线规模大，占据了国内的很大一部分市场^[26]。只是他们的设备价格高（国内同性能产品大约是其价格的 1/5 左右），这才使国内厂家有了一定的市场发展空间。

1.3.2 感应加热电源的国内现状

我国自上世纪中叶起便将感应加热技术广泛地引入到了工业化生产中。六十年代末期开始致力于基于晶闸管的感应加热设备的研制工作。迄今为止，我国的感应加热设备的产品化以及市场化已经具备相当的规模。

在中频（150Hz~10kHz）感应加热技术领域，基于晶闸管的中频感应加热设备已经基本替代了传统的中频感应加热设备，形成了 500~8000Hz/100~3000kW 的系列化产品^[27]。然而，国内中频感应加热设备多为电流型逆变电路结构，因而除了研制更大功率容量的电流型感应加热设备，对于电路结构简单，适应频繁启停的电压型中频感应加热电源的研究还有待深入。

国内对于超音频感应加热技术领域的研究工作始于上世纪八十年代。浙江大学研制出了基于晶闸管倍频电路的 50kW/50kHz 超音频感应加热电源；基于晶闸管时间分隔电路的 30kHz 超音频感应加热电源。九十年代以后，国内开始了对基于 IGBT 的超音频感应加热电源的研制工作。浙江大学研制的 250kW/50kHz 超音频感应加热电源如今已经投入使用。近来，浙江大学已经研制出了 100kW/250kHz 并联谐振感应加热电源，同时，对串联谐振感应加热电源的研究工作也取得了一定的进展，但这些研究

相较国外先进水平还还有一些差距^[28]。

不过，国内感应加热设备的市场发展前景看好，据行内人士讲，西安的几个大的感应加热设备公司，2007、2008 年的各年产值，各公司均在一个亿至几千万间，产值逐年度快速递增。其中有多家公司的产品大量出口第三世界国家^[29]。

这几年，国内感应加热电源的控制电路在数字化过程中已迈出了可喜的步子，市面上流行的感应加热电源控制电路除调节器系统还未数字化外，其余部分都已实现了数字化。有的控制板还利用可编程芯片(CPLD)、DSP，开发出了感应加热设备控制专用的大规模数字逻辑电路芯片，使控制板元件和焊点少，故障率低，运行中性能良好。

1.3.3 感应加热技术的应用

感应加热电源在早期的用途仅限于对工件进行表面热处理，但随着电力电子技术的发展以及感应加热技术的不断成熟，感应加热设备的应用领域也在逐步的拓宽^[30]。

表 1.1 所示为感应加热电源在国民经济各个领域的应用。

表 1.1 感应加热电源在国民经济中的主要分布

应用部门	主要用途
冶金	黑色、有色金属的冶炼和保（升）温；金属材料的热处理；冷坩埚熔炼、区域熔炼、悬浮熔炼等制取超纯材料；锻造、挤压、轧制等型材生产的透热；焊管生产的焊缝。
机械制造	黑色和有色金属零件的铸造和精密铸造金属的熔炼；机器零件的淬火，特别是表面淬火以及淬火后的回火、退火和正火等热处理的加热；化学热处理的感应加热；压力加工（锻、挤、轧等）前的透热，特别是模锻、精锻等；钎焊；对焊；硬质合金的熔焊；金属涂层及其他场合的加热烘干；热装配等。
轻工业	罐头封口加热、合成纤维生产中间接加热等。
石油、化工	化学反应釜等容器加热、输油管道焊接缝现场退火，输油管路的保温等。
电子	电子管生产中的真空除气时的加热等。

1.3.4 感应加热电源技术的发展趋势

结合当前的技术发展水平以及加工工艺要求而言，可以推断，感应加热电源今后会朝着以下几个方向发展：

1. 感应加热技术依赖于电力电子技术的发展，因此，在电力电子技术迅猛发展的今天，更多新型的器件会推动感应加热技术朝着大容量、高频化方向发展。

2.随着自动控制在感应加热设备中的应用更加广泛,以及加热工艺本身对电源稳定性的要求的提高,感应加热电源将会朝着更加智能化的方向发展。

3.感应加热电源将会随着整个电网无功和谐波污染要求的提高朝着功率因数更高、谐波污染更低的方向发展。

4.感应加热电源的应用多为工业现场,其工作环境相对较为复杂,被加热工件的也是多种多样,而负载与感应加热电源的匹配程度直接影响到感应加热电源的效率,因此感应加热电源将会朝着与负载更加匹配的方向发展。

5.随着国民生产各个领域的需求不断提高,感应加热电源不应局限于当前的应用领域,因此感应加热电源将会朝着更宽广的应用领域发展。

1.4 本课题的主要的研究内容

本课题主要是对超音频感应加热电源的数字化控制技术进行研究。基于上述的几点因素,本课题设计基于 DSP(TMS320F28335)控制的超音频感应加热电源。课题主要内容如下:

1.对感应加热电源负载谐振槽路进行分析、对系统调功方案进行比较,从而确立本课题的主电路设计方案;

2.设计并搭建了 DSP 外围电路、整流控制系统以及逆变控制系统的硬件电路,并对其各部分功能进行调试;

3.设计整套系统的软件程序,并在 MATLAB/SIMULINK 环境下对系统的功率调节进行补偿模糊神经网络算法仿真;

4.对所设计的整套系统进行实验,并对实验结果进行分析。

第二章 感应加热电源的结构与分析

2.1 感应加热电源的结构

感应加热电源的主体框架结构随着感应加热技术的不断发展以及感应加热理论的进一步成熟逐步形成了一套比较固定的模式，基本电路结构如图 2.1，由图可知，感应加热设备通常是由整流环节、滤波环节、逆变环节、槽路负载以及控制电路和保护电路构成^[31]。工作时，工频交流电经整流器整流并经滤波器滤波后成为平滑的直流电，送入逆变器中，逆变器采用功率半导体器件作为开关器件，把直流电变为所需频率的交流电供给负载^[32]。

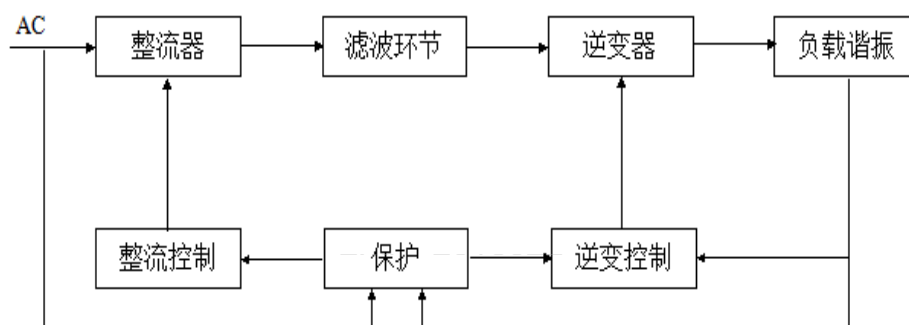


图 2.1 感应加热电源基本结构图

2.2 感应加热电源谐振槽路分析

感应加热电源中的负载环节实际上是由产生交变磁场的感应加热线圈以及放入其中的被加热工件组成的一个整体，而这样的电路根据电路理论原理，可以等效为一个电阻和一个电感串联^[33]。通常情况下，这样组成的电路功率因数一般都不高，因此为了补偿其无功功率，设计者常将一个电容联接在电路之中。由于其联接方式的差异，逆变电路通常被分为串联型或者并联型逆变电路。这两种形式的逆变电路对应的滤波器同样存在着一些不同之处，串联谐振逆变电路为了得到一个稳定的直流电压，采用将一个电容并联在其输入端；而并联谐振逆变电路采用在其输入端串联一个大电感，来稳定其输入的直流电流^[34]。

2.2.1 并联谐振逆变器分析

(1) 并联谐振

并联谐振电路先将电阻 R 与电感 L 串联起来, 然后再与电容 C 并联, 如图 2.2 所示,

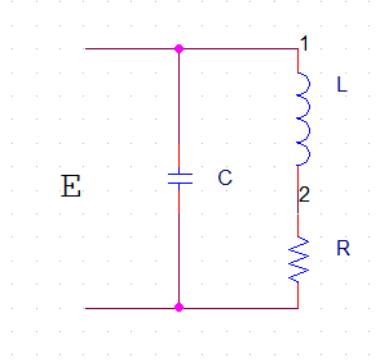


图 2.2 并联谐振电路结构图

若将内阻为零的电源 $\dot{E} = E \sin \omega t$ 加到串联谐振电路输入端, 那么电路中所通过的电流为:

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{E}}{\dot{Z}_1} = \frac{\dot{E}}{R + j\omega L} \quad (2.1)$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{\dot{Z}_2} = j\omega C \dot{E} \quad (2.2)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_L + \dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{R + j\omega L} + j\omega C \dot{E} = \frac{R + j\omega(\omega^2 L^2 C + R^2 C - L)}{R^2 + \omega^2 L^2} \dot{E} \quad (2.3)$$

因此并联电路的总阻抗为:

$$Z = \frac{\dot{E}}{\dot{I}} = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R + j\omega(\omega^2 L^2 C + R^2 C - L)} \quad (2.4)$$

电路发生谐振时, 2.4 式中虚部为零, 即:

$$\omega^2 L^2 C + R^2 C - L = 0 \quad (2.5)$$

由此可得谐振的角频率为:

$$\omega_0 = \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (2.6)$$

通常情况下, 谐振时 $\frac{R^2}{L^2} \ll \frac{1}{LC}$, 所以 $\frac{R^2}{L^2}$ 项对角频率的影响可以忽略不计, 则近

似地有:

$$\omega_0 \approx \frac{1}{LC} \quad (2.7)$$

或者:

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

谐振时电源输入电流为:

$$I_0 = \frac{RE}{\omega_0^2 L^2 + R^2} \dot{E} = \frac{R\dot{E}}{\left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}\right)^2 L^2 + R^2} = \frac{CR}{L} \dot{E} \quad (2.9)$$

阻抗为:

$$Z_0 = \frac{\dot{E}}{\dot{I}} = \frac{L}{CR} = Q^2 R \quad (2.10)$$

其中 $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$, 为品质因数, 这时各个支路电流的模值为:

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{E}}{Z_L} = \frac{\dot{E}}{R + j\omega_0 L} = \dot{E} \left(\frac{CR}{L} - j\omega_0 C \right) \quad (2.11)$$

$$|I_L| = E \sqrt{\left(\frac{CR}{L}\right)^2 + \omega_0^2 C^2} = I_0 \sqrt{1 + Q^2} \approx Q I_0 \quad (2.12)$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{Z_C} = j\omega_0 C \dot{E} \quad (2.13)$$

$$|I_C| = \omega_0 C E = \frac{ECR}{L} Q = Q I_0 \quad (2.14)$$

显而易见, 当系统处在谐振状态时, 电源各支路的电流远远大于电源输入电流, 是后者的 Q 倍, 因此这种谐振状态也被称为电流谐振。

如果电流的频率是可变的, 则并联电路中各参量与频率的关系将如图 2.3 所示。应该指出, 图中 X 为 Z 中的电抗, 当 R 很小时以致可以忽略。

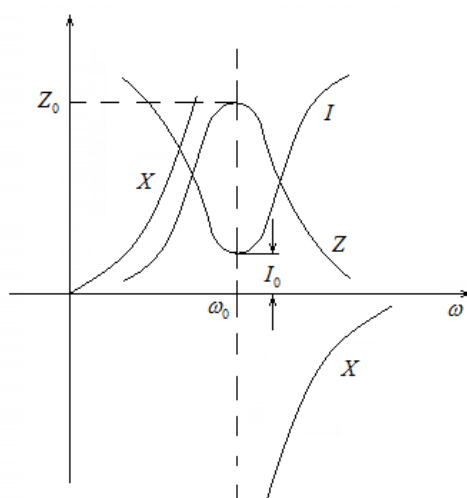


图 2.3 并联谐振电路参数和频率关系图

(2) 并联谐振逆变器

并联谐振逆变电路中无功补偿电容器与负载并联，也称为电流型逆变器，结构如图 2.4 所示。

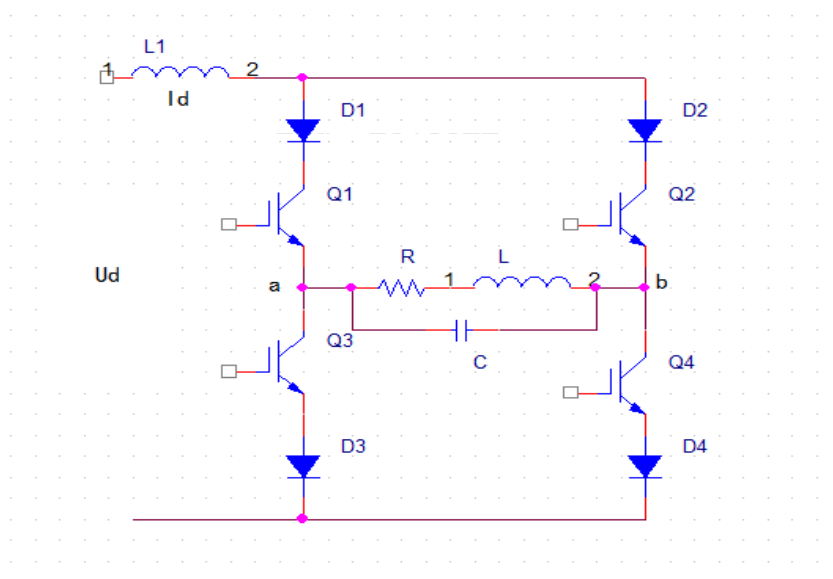


图 2.4 并联谐振逆变器电路图

在电抗滤波器的作用下，系统的输入电流 I_d 为平滑的直流。通过对四个 IGBT 的控制，可以将输入的直流电流 I_d 转换为所需频率的交流电流，一般地，为了使逆变器工作正常，应控制逆变器开关器件的工作频率略高于负载谐振频率。此时负载回路对输出的高频矩形波电流中的高次谐波电流呈现低阻抗，对其基波电流呈现高阻抗，因而使输出电压 U_{ab} 接近正弦波。并联逆变桥的四个开关状态及其工作原理如图所示。

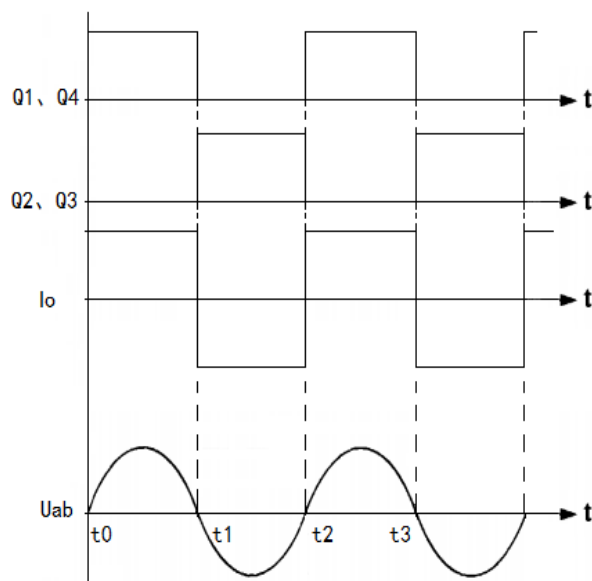


图 2.5 两组桥臂开关状态及波形图

2.2.2 串联谐振逆变器分析

(1) 串联谐振

串联谐振电路是将电容 C 与电阻 R 和电感 L 串联起来所组成的电路，如图 2.6 所示，

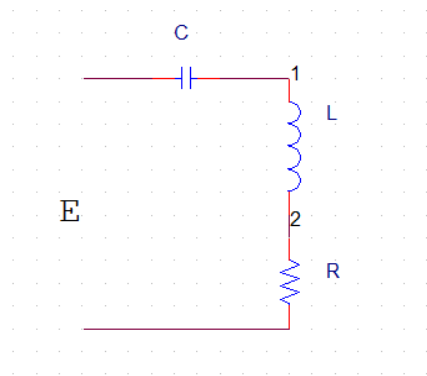


图 2.6 串联谐振电路结构图

串联谐振电路的推导过程与并联谐振电路相似，只要根据前述的过程进行相应计算，便可得出相应变量表达式，在此就不再赘述。

(2) 串联谐振逆变器

串联谐振逆变电路中的无功补偿电容器与负载串联，也称为电压型逆变器，结构如图 2.7 所示。

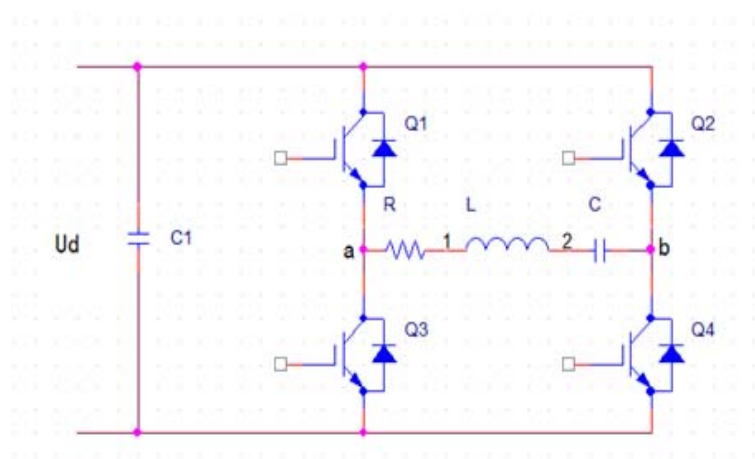


图 2.7 串联谐振逆变器电路图

其中，逆变部分桥臂由 4 个 IGBT 与反并联快速二极管构成，整流侧输入电压 U_d 保持恒定， a 、 b 两端电压 U_{ab} 为矩形波。当逆变器工作时， Q_1 、 Q_4 与 Q_2 、 Q_3 交替触发，此时通过对 IGBT 的控制，使其开关频率与负载的固有频率相等，则其谐振后的输出电流 I_o 为一个近似的正弦波，4 个 IGBT 开关状态以及电流电压波形如图 2.8 所示。

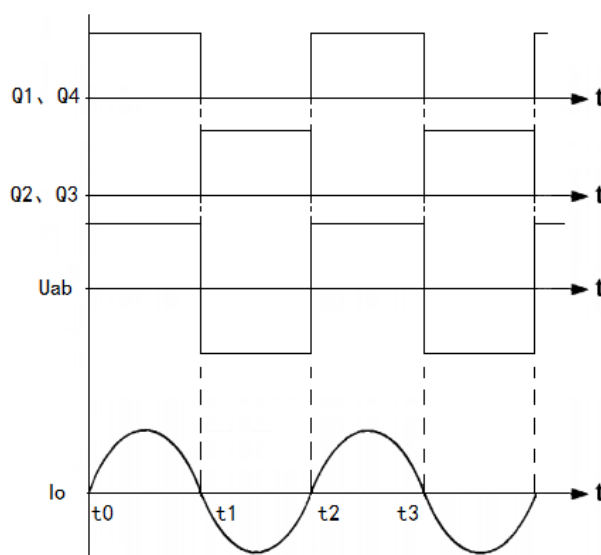


图 2.8 两组桥臂开关状态及波形图

t_0 时刻， Q_1 、 Q_4 导通，此时逆变器的输出电流由通过电源的正端流经 Q_1 然后通过 a 点进入负载槽路，再由 b 点流出后经过 Q_4 回归到电源负端，由于此时负载工作在

振荡状态，所以 I_0 近似为正弦波，在 $t_0 \sim t_1$ 期间， $Q1$ 、 $Q4$ 始终处在导通状态下，电流流经该桥臂，构成了 I_0 的正半波。在 t_1 时刻时， I_0 减小至 0，在这个时候，关断 $Q1$ 、 $Q4$ ，然后 $Q2$ 、 $Q3$ ，则逆变器的输出电流由电源的正端经过 $Q2$ 流入 a 进入负载槽路，再由 b 点流出后经过 $Q3$ 回归到电源负端，从而在 $t_1 \sim t_2$ 期间，输出电流 I_0 为正弦波的负半波。在逆变器的实际应用中， $Q1$ 、 $Q4$ 与 $Q2$ 、 $Q3$ 不能同时处在导通状态，因此，在设计触发的时候，应该为其设置死区时间， $IGBT$ 关断的时候，快速二极管为其提供续流，此时，负载槽路的能量通过快速二极管，回馈给电源^[35]。

2.2.3 逆变器的选择

通过上述的分析不难发现，串联谐振逆变电路与并联谐振逆变电路在许多方面都存在着对偶关系，那么，通过对这两种逆变电路的对偶关系加以分析，便可以加深对于这两种逆变电路的理解，从而设计出更加适合工艺要求、稳定性更高的电路。表 2.1 为这两种逆变电路对偶特性的对比^[36]。

表 2.1 两种逆变器对偶特性的比较分析

	串联谐振逆变器	并联谐振逆变器
电压、电流波形的对偶	入端电压为直流	入端电流为直流
	当工作在谐振频率时，入端电流为全波整流波形	当工作在谐振频率时，入端电压为全波整流波形
	输出电压为方波	输出电流为方波
	输出电流为正弦波	输出电压为正弦波
电路特性的对偶	负载阻抗频率特性为串联谐振特性，不宜空载	负载阻抗频率特性为并联谐振特性，可以空载
	短路及直通保护困难	短路及直通保护容易
	逆变器及负载开路保护容易	逆变器及负载开路保护较容易
	$IGBT$ 是自然关断，关断时间短，损耗大	$IGBT$ 被强制关断，关断时间较长
	$IGBT$ 暂时丢失脉冲，会使振荡停止	$IGBT$ 暂时丢失触发脉冲时，仍可维持振荡

表 2.1 (续)

	串联谐振逆变器	并联谐振逆变器
电路拓扑的对偶	入端并联电容 C_1 (等效电压源), 逆变失败时, 浪涌电流大 负载为 R、L、C 串联谐振电路 逆变开关为单向耐压, 双向载流	入端串联电感 L_1 (等效电流源), 逆变时电流冲击较小 负载为 R、L、C 并联谐振电路 逆变开关为双向耐压, 单向载流

目前, 基于这两种逆变电路的感应加热电源在国内外应用都比较广泛, 而综合比较串、并联谐振逆变器的优缺点: 并联谐振感应加热电源具有电源运行可靠, 对负载适应能力强及过流保护容易等优点, 因此, 本课题选用并联谐振逆变器结构。

2.3 感应加热电源调功方案分析

由于感应加热系统中负载为感应加热线圈与被加热工件组成的一个整体, 在感应加热设备工作过程中, 被加热工件的表面材质、物态变化等因素会因温度的提升而发生变化, 从而导致整个负载槽路的参数会随之发生改变, 因此, 感应加热设备应对其功率进行适时地调节^[37]。感应加热电源系统根据调功方式的不同, 其功率控制电路也有相应的差异, 主要可分为直流侧电压调节和逆变侧开关特性的调节^[38]。本节对这两种调功方式做了比较分析, 从而确定适合本课题的调功方式。

2.3.1 直流侧调功分析

直流侧调功是通过改变整流触发角或者斩波的手段, 改变逆变侧的输入电压从而对功率进行控制的一种方式, 也就是调压调功 (PAM)。可以分为相控整流调功与不控整流后斩波调功。通过这种方式, 负载就可以通过锁相措施让其工作在谐振或者接近谐振的工作频率处^[39]。

(1) 相控整流调功

相控整流调功方式采用可控型器件搭设整流电路, 然后通过改变对整流器件的脉冲触发, 调节整流输出端的输出电压, 达到对功率进行调节的目的, 这种调功方式调节范围大, 线性度高。其电路结构图如图 2.9 所示。

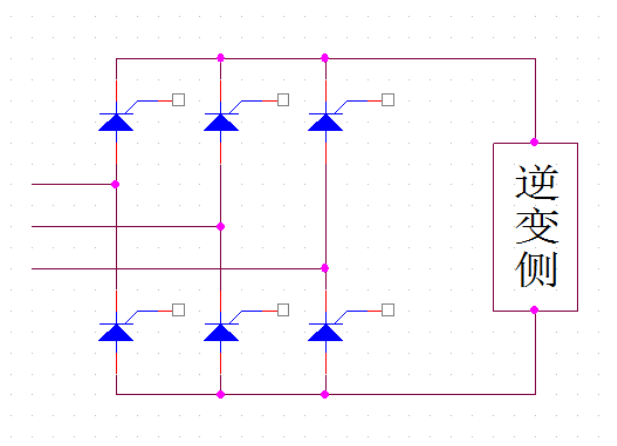


图 2.9 相控整流调功电路结构图

(2) 不控整流后斩波调功

感应加热电源中的直流斩波调功方式的调功原理如图 2.10 所示：

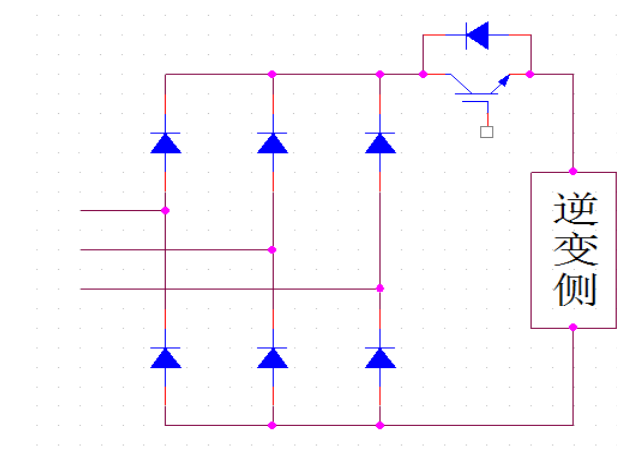


图 2.10 不控整流后斩波调功电路结构图

不控整流后调功方式采用不可控器件搭建整流电路，通过对斩波器占空比的调节，整流后的直流电压 U_d 可以被调节成 $0 \sim U_d$ 间的任意值，作为输入输送给逆变器，从而达到对功率进行调节的目的。不控整流后调功方式相较相控整流调功方式具有更高的效率，但是开关管工作在硬开关方式，开关损耗较高，对开关器件的要求比较高。

2.3.2 逆变侧调功分析

即在逆变器侧通过对逆变环节功率器件的开关特性控制改变逆变器输出工作状态，从而实现对逆变器输出功率的调节。这种调节方式将功率的调节放在逆变侧实现，整流侧只需采用不控整流电路即可，因此，一般情况下，整流侧电路更易于设计，结构简单，同时也可以提高系统的响应速率，获得更高的功率因数。常见的逆变侧调功

方式一般分为脉冲频率调制（PFM）、脉冲移相调制（PWM）和脉冲密度调制（PDM）三种^[40]。

（1）脉冲频率调制（PFM）

PFM(Pulse Frequency Modulation)调频调功是最简单的一种调功方式。它通过改变逆变器工作频率，从而改变负载等效阻抗以达到调节功率输出的目的。

PFM 调频调功电路简单，控制容易，成本低，技术成熟。但输出功率因数低，输出电压含有较大的谐波成分，且有很大的毛刺，会对开关器件造成很大的电压冲击，开关器件工作在硬开关状态，开关损耗大。

（2）脉冲移相调制（PWM）

移相功率控制（PWM）方式开关器件处于 ZVS 软开关状态，开关损耗小，工作频率高，控制简单，恒频运行，器件电压电流冲击小。但是存在内部环流使导通损耗增大，轻载时输出电流的谐波成分严重。

（3）脉冲密度调制（PDM）

PDM 控制方式工作原理是通过控制脉冲密度，向负载馈送能量的时间比来控制输出功率。简单地说就是以负载的谐振周期作为一个调功单位。PDM 功率控制主要优点是输出频率基本不变，开关损耗相对较小，易于实现数字化控制。但是在功率闭环的场合中工作稳定性较差，且呈有级调功方式。

2.3.3 调功方式的选择

结合本论文中所设计的超声波感应加热电源的需求，通过对上述各种调功方式进行比较分析得出，由于晶闸管相控整流调功方式无需逆变侧参与调功，通过改变对整流器件的脉冲触发，从而调节整流输出端的输出电压，便可达到对功率进行调节的目的，同时，晶闸管相控整流调功具备相对较为成熟的技术，设计起来更加容易，因而最为适合本课题的要求。

2.4 并联谐振逆变器锁相技术的研究

由于感应加热设备中，被加热工件的电导率和磁导率会随着被加热过程的进行时刻发生改变，从而导致系统的负载谐振频率发生变化，这就要求感应加热设备在运行过程中，对负载的谐振频率进行实时的跟踪，并自动地做出适当的调整，从而使系统始终处在最佳工作状态，否则，系统一旦出现无法跟踪的现象，将直接影响到感应加热设备的工作效率^[41]。此外，课题确立的并联谐振逆变器电路的设计方案要求系统工

作在弱容性状态，否则，会导致逆变器电压过高，造成器件工作失常，同样会对系统的工作效率造成不利的影响。针对这些问题，怎样保证系统处在弱容性工作状态并使系统能够实时的跟踪其负载谐振频率，成为了感应加热技术的重点研究内容。

锁相环（PLL，Phase Locked Loop）是一个相位误差控制系统，它将参考信号与输出信号之间的相位进行比较，产生相位误差电压来调整输出信号的相位，以达到与参考信号同频的目的^[42]。

锁相环一般由如下部分组成，其基本结构如图 2.11 所示。

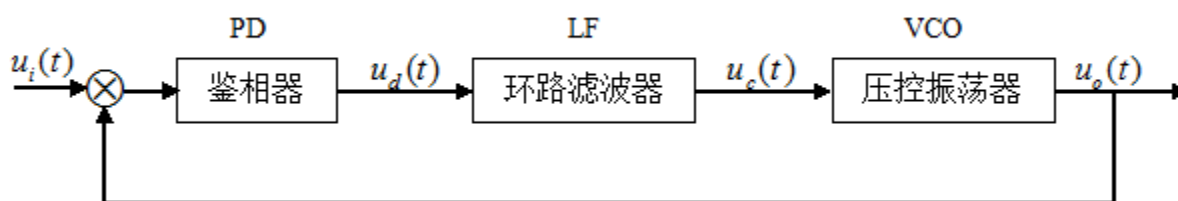


图 2.11 锁相环基本结构图

（1）鉴相器（PD）

鉴相器用来比较输入信号 $u_i(t)$ 与压控振荡器输出信号 $u_o(t)$ 的相位，它的输出电压 $u_d(t)$ 是对应于这两个信号相位差的函数。鉴相器是锁相环的关键部件，形式很多^[43]。

比如异或门鉴相器，假如锁相环结构中 $u_i(t)$ 和 $u_o(t)$ 都是方波信号，那么当这两个信号相位相同的时候， $u_i(t)$ 与 $u_o(t)$ 的相位差为 90° ，那么输出信号 $u_d(t)$ 为一个方波，其频率等于输入信号频率的两倍，其占空比为 50%。由于信号的高频分量将被环路滤波器滤除，则只需要考虑 $u_d(t)$ 的平均值。当鉴相器电源为 15V 时， $u_d(t) = 7.5V$ 。那么可以将 $u_d(t) = 7.5V$ 设置为基准点。

可以通过 $u_d(t)$ 的占空比来判断 $u_d(t)$ 的平均值，如果占空比 $> 50\%$ ，则 $u_d(t)$ 为正值， $< 50\%$ 时 $u_d(t)$ 则为负值。显而易见， $u_d(t)$ 在相位误差 $\theta_e = 90^\circ$ 时达到最大值，在相位误差 $\theta_e = -90^\circ$ 时达到最小值。当相位误差 θ_e 在 -90° 与 90° 之间时， $u_d(t)$ 与 θ_e 成比例，其传递函数为：

$$u_d(t) = K_d \theta_e \quad (2.15)$$

式中 K_d 为鉴相器的增益。

(2) 环路滤波器 (LF)

环路滤波器的作用是将 $u_d(t)$ 中的高频分量滤掉, 得到控制电压 $u_c(t)$, 以保证环路所要求的性能。环路滤波器是低通滤波器, 由线性元件电阻、电感和电容组成, 有时还包括运算放大器在内。主要的滤波器形式有 RC 积分滤波器、无源比例积分滤波器和有源比例积分滤波器。

锁相环路中通过环路滤波器的作用, 具有窄带滤波器特性。在一个好的设计中, 这个窄带滤波器的通带能做的极窄。例如, 在几十 MHz 的频率范围内, 实现几十 Hz 甚至几 Hz 的窄带滤波, 可以有效地将混进输入信号中的噪声和杂散干扰滤除掉。

(3) 压控振荡器 (VCO)

压控振荡器的震荡电路中, 压控元件一般采用的是变容二极管。由环路滤波器送来的控制信号电压 $u_c(t)$ 加在压控振荡电路中的变容二极管上, 当 $u_c(t)$ 变化时, 引起变容二极管结电容的变化, 从而使振荡器的频率发生变化。压控振荡器是一种电压/频率变换器, 它在锁相环路中起着电压——相位变化的作用。

在一定范围内, $\omega(t)$ 与 $u_c(t)$ 之间为线性关系, 即:

$$\omega(t) = \omega_o + K_\omega u_c(t) \quad (2.16)$$

式 2.16 中 ω_o 为压控振荡器的中心频率; K_ω 为一个常数 (其量纲为 Hz/V), 它表示单位控制电压所引起的振荡角频率变化的大小。

但在锁相环路中, 需要的是输出信号的相位变化, 即把由控制电压所引起的相位变化作为输出信号。由式可求出瞬时相位 ω_{o1} 为:

$$\omega_{o1}(t) = \int_0^t \omega_o(t) dt = \omega_o(t) + \int_0^t K_\omega u_c(t) dt \quad (2.17)$$

所以由控制电压引起的相位变化, 即压控振荡器的输出信号为:

$$\varphi_o(t) = \varphi_{o1}(t) - \omega_o(t) = \int_0^t K_\omega u_c(t) dt \quad (2.18)$$

压控振荡器受环路滤波器输出电压 $u_c(t)$ 的控制, 使振荡频率向输入信号的频率靠拢, 直至两者的频率相同, 使 VCO 输出信号的相位和输入信号的相位保持某种特定的关系, 从而达到相位锁定的目的。

2.5 主电路设计方案的确定

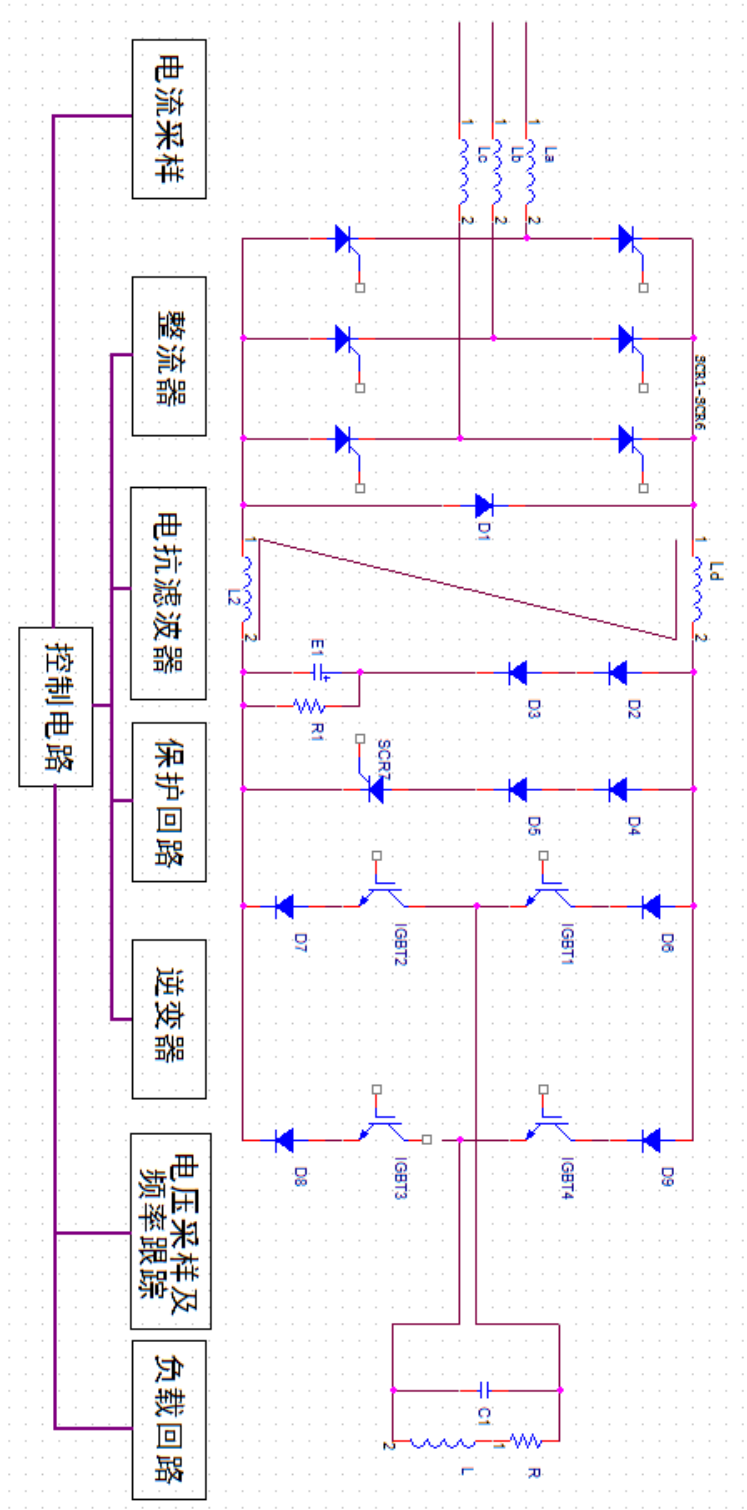


图 2.12 主电路结构图

通过上述的讨论，本课题超音频感应加热电源系统确定整流环节采用三相全桥可

控整流电路，逆变环节采用全控型器件 IGBT 组成并联谐振式逆变电路。此外，课题还对整套系统的控制环节以及保护单元进行了设计，来完成整流触发和系统全数字锁相环对工作频率的跟踪、系统过压、过流、缺相故障保护等功能。主电路结构如图 2.12 所示。

2.5.1 整流晶闸管元件的选择

(1) 电压容量的确定

全控整流桥元件承受的最高正反向电压数值相等，即：

$$U_{RM} = U_{Tm} = \sqrt{6}U_2 = 539V \quad (2.19)$$

故选择元件正反向重复峰值电压为：

$$U_{DRM} = U_{RRM} = k_u \sqrt{6}U_2 = (1.5 \sim 2) \times \sqrt{6} \times 220 = (805 \sim 1070)V \quad (2.20)$$

式中 k_u 为电压安全系数，所以选择 $U_{DRM} = 1200V$ 。

(2) 电流容量的确定

方波电流平均值：

$$I'_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{dN} d\omega t = \frac{1}{3} I_{dN} \quad (2.21)$$

等效平均值：

$$I_{av} = k_{fb} I'_{av} \quad (2.22)$$

式中 k_{fb} 为方波波形系数，在三相全控桥式整流电路中，假定滤波电感 L_d 的数值

为足够大，且忽略换流过程，则流经元件的电流波形为 $\frac{\tau}{T_s} = \frac{1}{3}$ 的方波， $T_s = 20ms$ ，

$k_{fb} = 0.91$ 。

选择元件的电流额定值为：

$$I_{Tav} = k_i I_{av} = (1.5 \sim 2) \times 0.91 \times \frac{1}{3} \times 600 = (273 \sim 364)A \quad (2.23)$$

式中 k_i 为电流安全系数，所以选择 $I_{Tav} = 500A$ 。

由上式可选择 SCR1-SCR6 参数为 $U_{DRM} = 1200V$ 、 $I_{Tav} = 500A$ 。

2.5.2 滤波电感的选择

并联逆变电路的输入功率有无功分量的吞吐，为此逆变桥的输入电路中必定要有一个储能元件，否则逆变桥就无法正常工作。另外，在超音频感应加热电源装置中，滤波电感能保持电流连续、抑制超音频电流谐波对电网的危害和负载短路时的故障电流。

为了保证电流连续，电感 L_d 应满足下式：

$$L_d \geq \frac{k_1 U_2}{I_{dL}} \times 10^{-3} (H) \quad (2.24)$$

式中 I_{dL} 为输出电流的临界平均值时，电流出现断续，一般取 $I_{dL} = 0.1 I_{dN}$

U_2 为相电压有效值 (V)， k_1 为常数。

$$L_d \geq \frac{k_1 U_2}{I_{dL}} \times 10^{-3} = \frac{0.407 \times 220}{600 \times 0.1} \times 10^{-3} = 5.96 \times 10^{-3} (H) \quad (2.25)$$

因此本设计选用的电抗器参数为 $L_d = 6 \times 10^{-3} (H)$ 。

2.5.3 IGBT 的参数计算及选型

IGBT 参数的选择一条原则是适当留有余地，这样才能确保长期、可靠、安全地运行。工作电压 $\leq 50\% \sim 60\%$ ，结温 $\leq 70 \sim 80^\circ C$ 。在这样条件下器件是最安全的。制约因数在关断或过载条件下， I_C 要处于安全工作区，即小于 2 倍的额定电流值；IGBT 峰值电流是根据 200% 的过载和 120% 的电流脉动率下来制定的；结温必须小于 $150^\circ C$ ，指在任何情况下，包括过载时。IGBT 的正向阻断电压 U_{DRM} ，考虑到安全系数，应满足下式：

$$U_{DRM} = (1.5 \sim 2) \frac{\pi U_d}{2 \cos \varphi} \quad (2.26)$$

由于感应加热电源的负载功率因数角比较小，一般在 10° 左右。当 $\varphi = 10^\circ$ 计算

$$\text{时， } U_{DRM} = (1.5 \sim 2) \frac{\pi 500}{2 \cos 10} = 1196 \sim 1595 (V)$$

深入研究混合型并联谐振电源的特点后，设计了在逆变桥输入端并联单独可靠的

过压保护电路，参考性价比，选择 $U_{DRM} = 1200V$ 比较合理。

流过 IGBT 的电流平均值 $I'_c = 0.45I_d$ ，考虑到安全系数，其额定电流 I_c 须满足下式：

$$I_c > 2I'_c \quad (2.27)$$

计算结果为： $I_c > 2 \times 0.45 \times 600 = 540(A)$ 。

考虑 IGBT 的规格型号，选用 400A/1200V 的 BSM400G120DN2 型 IGBT 较为适宜。

2.5.4 与 IGBT 串联的快速二极管的选择

由于并联逆变器在换流期间，逆变开关器件需承受反向电压，但 IGBT 不能承受反压，如果采用反并联快速二极管保护，则会出现环流而损坏器件。因此每个桥臂必须串联与开关器件相同电压等级的快速二极管来承受反压，同时会使每个桥臂的导通压降及通态损耗有所增大。一般选用与 IGBT 相近电流电压等级的快速二极管，根据快速二极管的规格型号，我们选用 DSEI2×101-12A 型快速二极管。

2.5.5 谐振电容器的计算

谐振电容器又称换流电容器、槽路电容器或功率因数补偿电容器。在图 2.12 的并联谐振电路中，流过谐振电容器 C_1 和加热线圈的电流 I_{C1} 和 I_L 都近视为输入电流的 Q 倍。 Q 为电路的品质因数，本课题 Q 值取 5。

逆变器的输出电流为：

$$I_{H1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 600 = 540(A) \quad (2.28)$$

电容器的阻抗为：

$$X_{C1} = \frac{U_H}{QI_{H1}} = \frac{600}{5 \times 540} = 0.222(\Omega) \quad (2.29)$$

电容器的电容量为：

$$C_1 = \frac{1}{\omega X_{C1}} = \frac{1}{2\pi f X_{C1}} = \frac{1}{2\pi \times 15000 \times 0.222} = 47.79 \times 10^{-6}(F) = 47.79(\mu F) \quad (2.30)$$

目前我们常选用中频或超音频电源中补偿电容为 RFM 系列电热电容，电压标称通常为 0.375KV、0.65KV、0.75KV 等，所以根据上述可选负载电容为 650V。

电容器的容量为：

$$Q_{C1} \geq U_{C1}^2 \omega C = 650^2 \times 2\pi \times 15000 \times 47.79 \times 10^{-6} = 1903(KVar) \quad (2.31)$$

根据以上计算结果，负载电容选择 RFM0.65-640-15S。

2.5.6 加热线圈电感值的计算

并联谐振电路中的电感 L 和电阻 R 在感应加热电源中就是加热线圈。也称为槽路线圈、工作线圈或加热器。

由于 $X_L = X_C$ ，所以加热线圈的电感量为：

$$X_L = \frac{U_L}{QI_{H1}} = \frac{900}{5 \times 540} = 0.333(\Omega) \quad (2.32)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{0.333}{2\pi \times 15000} = 3.54 \times 10^{-6}(H) = 3.54(\mu H) \quad (2.33)$$

流过加热线圈的电流为：

$I_L = QI_{H1} = 5 \times 540 = 2700(A)$ 根据计算，加热感应器按照 $3.54 \mu H$ 、1000V、2700A 进线结构设计。

2.6 小结

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。同时对并联谐振逆变器和串联谐振逆变器以及调功方式作了比较分析，并且着重对并联谐振逆变器的工作原理作出分析，得到整套超音频感应加热电源主电路拓扑结构，进而确定整套设备主电路的设计方案。此外，还对逆变电路的相位跟踪技术——锁相环的原理进行了较为详尽的介绍，为课题下一步进行全数字锁相环的实现打下了基础。

第三章 系统的软件设计

3.1 DSP 软件开发环境介绍

Code Composer Studio(CCS 或 CCStudio)是德州仪器(TI)为其嵌入式处理器系列提供的集成开发环境(IDE)^[44]。CCStudio 包含了一整套嵌入式开发和调试工具,包括编译器、源码编辑器、项目构建环境、调试器、描述器、仿真器、实时操作系统以及多种其他功能,这些都可以应用于 TI 公司出品的嵌入式芯片。CCStudio 为用户提供非常直观的单用户界面,可以帮助用户实现整个开发的每个步骤。

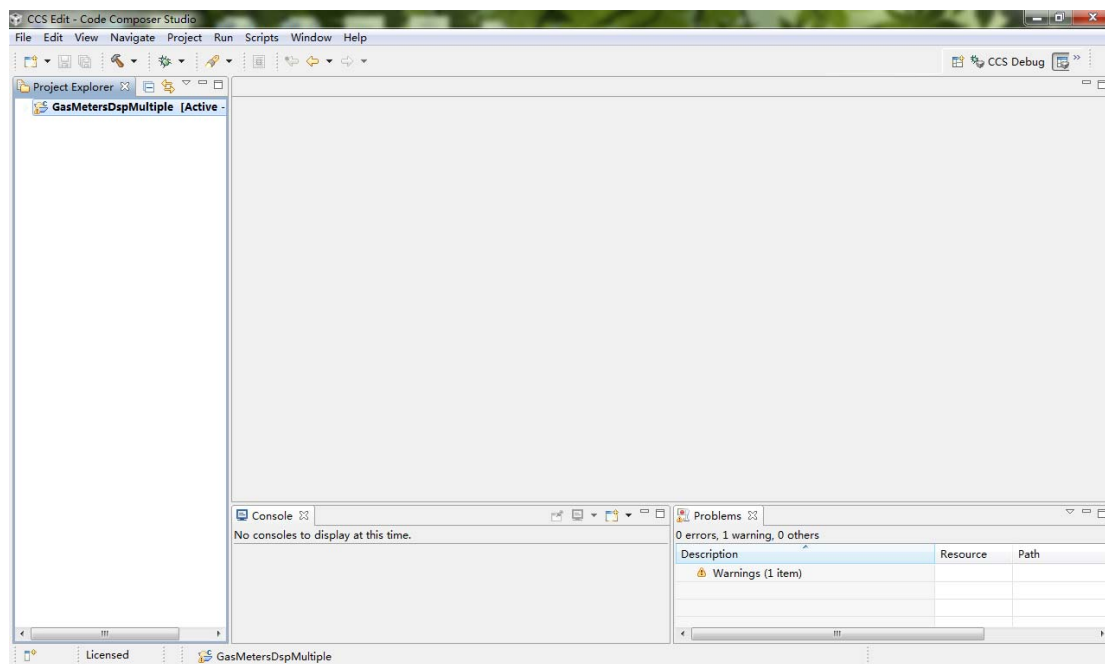


图 3.1 CCSv5.1.2 集成开发环境

课题采用 CCSv5.1.2 进行软件的开发,其界面如图 3.1 所示。Code Composer Studio 是以开源软件框架 Eclipse 为基础。Eclipse 可以为开发环境提供非常出色的软件框架,并且越来越受到嵌入式软件供应商的青睐,将其作为开发环境的标准框架^[45]。CCS 将 Eclipse 软件框架和 TI 优秀的调试功能相结合,为用户提供了一个功能强大、使用便捷的开发环境。

程序采用 C 语言和汇编混合编写方式, C 语言通俗易懂,实现起来也非常简单,但是,程序在经过编译后还是要转换为汇编语言,这就存在转换效率的问题,当遇到

包含有大量循环和运算的程序时，C 语言的执行效率要远远低于汇编语言。因此，一般的程序采用 C 语言编写，特别耗时的程序采用汇编语言来编写，以保证感应加热系统的实时性。

3.2 主程序设计

进行软件编写前，首先要确定软件的整体流程，并明确软件的主线。系统采用模块化设计，主函数通过调用各个模块来实现其功能。系统上电后，先进行系统的初始化，其中包括对中断服务子程序、I/O 口、程序内部各个变量、ADC 模块以及 EVA/EVB 的初始化和配置。初始化完成后，系统进入运行状态大循环。软件的整体流程如图 3.2 所示

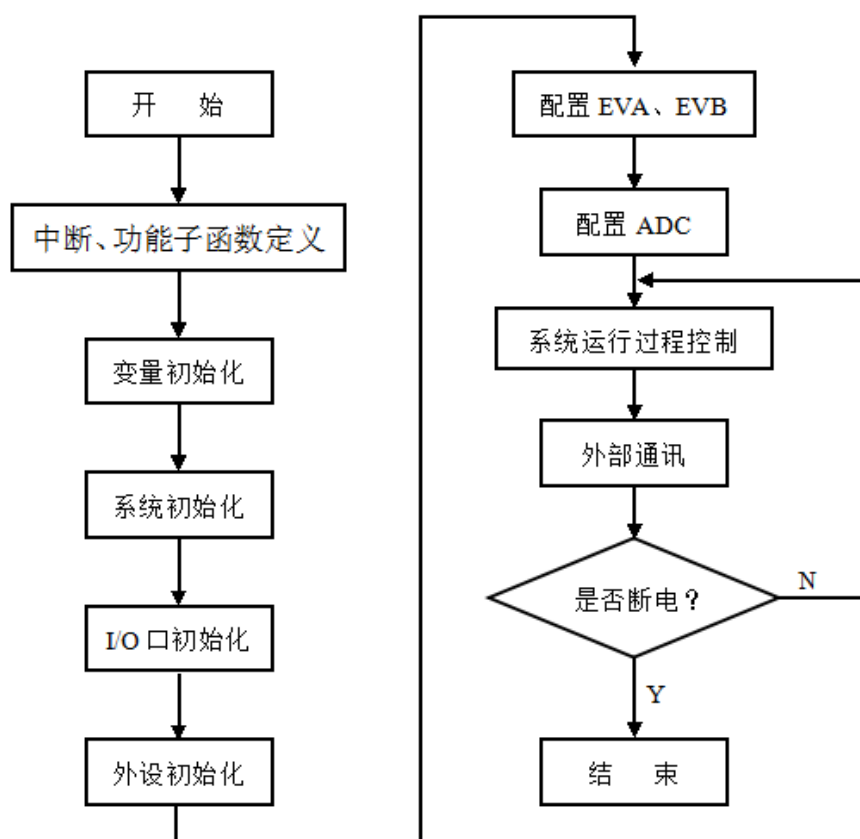


图 3.2 主程序流程图

3.3 整流功率输出控制的仿真

如 2.3 节所述，当感应加热电源在工作过程中，由于工艺的要求，需要对被加热的工件的功率输出进行实时的调节，以满足工件对温度的要求。感应加热电源的功率调节最主要的是采用 PID 控制，而由于感应加热电源负载的特殊性，在加热过程中，其参数的实时变化导致难以建立一个固定的数学模型，这就使 PID 控制的效果受到了制约^[46]。这样一来，模糊控制便逐渐的被引入到了感应加热电源功率控制之中，本节首先介绍了补偿模糊神经网络的结构，然后通过使用补偿模糊神经网络建立控制器，对感应加热电源的功率控制通过 MATLAB 进行了仿真，从而分析这种方法的控制效果。

3.3.1 补偿模糊神经网络结构的介绍

补偿模糊神经网络是一个将模糊控制和神经网络二者优点相结合的混合系统，由面向控制和面向决策的模糊神经元所构成，这些模糊神经元分别被用来执行模糊化运算、模糊推理、补偿模糊运算和反模糊化运算。由于补偿模糊逻辑神经网络引入补偿模糊神经元，补偿模糊神经元能够将最坏输入和最好输入映射到补偿输出，并为介于最坏输入和最好输入之间的情况指定一个相对折衷的决策，使网络能够从初始正确定义或初始错误定义的模糊规则开始训练，无论网络初始定义的模糊规则正确与否，经过一定时间的训练，都能实现最优结果，使网络容错率更高，系统更稳定^[47]。

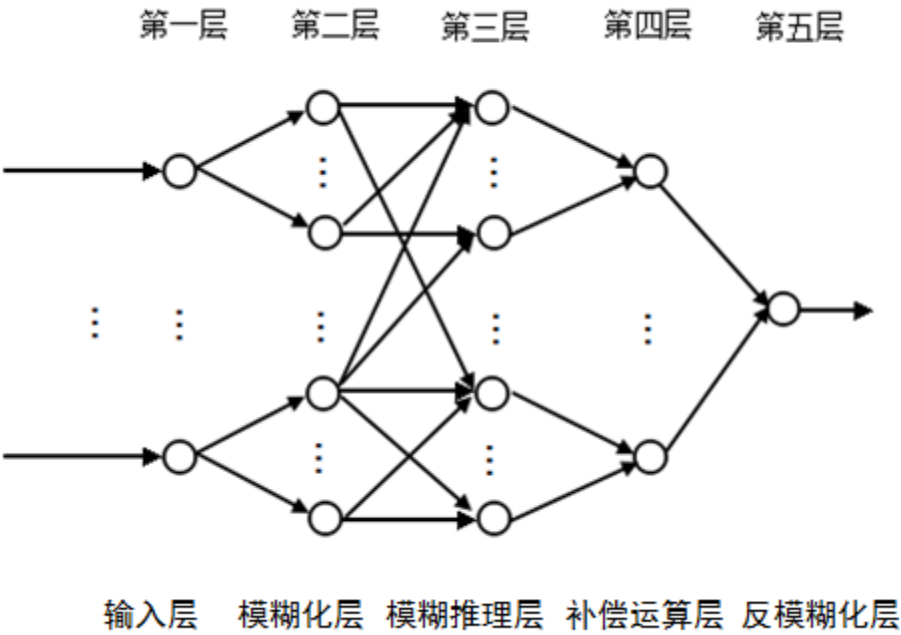


图 3.3 补偿模糊神经网络结构图

补偿模糊神经网络具有 5 层结构，即输入层、模糊化层、模糊推理层、补偿运算

层、反模糊化层，如图 3.3 所示。第一层输入层的每个神经元直接与每个输入分量相连；第二层模糊化层的每个神经元表示一个模糊语言变量，用来计算输入的每个分量的各个语言值变量值所对应的模糊集合的隶属度；第三层模糊推理层的每个神经元代表一条模糊规则，用来匹配模糊规则，计算每条规则的适用度；第四层补偿运算层的神经元进行补偿运算；第五层反模糊化，从而输出精确值^[48]。

3.3.2 补偿模糊神经网络的计算方法

对 2 维输入数据 $x^p [x^p = (x_1^p, x_2^p)]$ 和 3 维输出数据 y_1^p, y_2^p, y_3^p ($p=1, \dots, n$),

模糊子集 A_i^k 和 B^k 的模糊隶属度函数定义如下：

$$\mu_{A_i^k}(x_i) = \exp[-(\frac{x_i^p - a_i^k}{\sigma_i^k})^2] \quad (3.1)$$

$$\mu_{B^k}(y_j) = \exp[-(\frac{y_j - b^k}{\delta^k})^2] \quad (3.2)$$

在上式里， a 与 σ 以及 b 与 δ 分别为输入和输出隶属度函数的中心和宽度。

经过第五层后的输出为：

$$f(x) = \frac{\sum_{k=1}^m b^k \delta^k [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i^p)]^{1-\gamma+\frac{\gamma}{n}}}{\sum_{k=1}^m \delta^k [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i)]^{1-\gamma+\frac{\gamma}{n}}} \quad (3.3)$$

$$f(x^p) = \frac{\sum_{k=1}^m b^k \delta^k z^k}{\sum_{k=1}^m \delta^k z^k} \quad (3.4)$$

$$z^k = [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i^p)]^{1-\gamma+\frac{\gamma}{n}} \quad (3.5)$$

目标函数定义为

$$E^p = \frac{1}{2} [f(x^p) - y^p]^2 \quad (3.6)$$

根据梯形下降法来训练输入隶属度函数的中心 a ，输入隶属度函数的宽度 σ ，输出隶属度函数的中心 b ，输出隶属度函数的宽度 δ 以及补偿度 γ ，训练公式如下所示：

对 a 与 σ 的训练:

$$a_i^k(t+1) = a_i^k(t) - \eta \frac{\partial E}{\partial a_i^k} \quad (3.7)$$

$$\sigma_i^k(t+1) = \sigma_i^k - \eta \frac{\partial E}{\partial \sigma_i^k} \quad (3.8)$$

对 b 与 δ 的训练:

$$b_i^k(t+1) = b_i^k(t) - \eta \frac{\partial E}{\partial b_i^k} \quad (3.9)$$

$$\delta_i^k(t+1) = \delta_i^k(t) - \eta \frac{\partial E}{\partial \delta_i^k} \quad (3.10)$$

对补偿度的训练:

设 $\gamma \in [0,1]$, 定义:

$$\gamma = \frac{c^2}{c^2 + d^2} \quad (3.11)$$

$$c(t+1) = c(t) - \eta \left\{ \frac{2d(t)c^2(t)}{[c^2(t) + d^2(t)]^2} \right\} \frac{\partial E}{\partial \gamma} \Big|_t \quad (3.12)$$

$$d(t+1) = d(t) - \eta \left\{ \frac{2d(t)c^2(t)}{[c^2(t) + d^2(t)]^2} \right\} \frac{\partial E}{\partial \gamma} \Big|_t \quad (3.13)$$

$$\gamma(t+1) = \frac{c^2(t+1)}{c^2(t+1) + d^2(t+1)} \quad (3.14)$$

式中, η 为学习率, $t = 0, 1, 2, \dots$ 。

3.3.3 补偿模糊神经网络控制器设计

补偿模糊神经网络 PID 控制原理图如图 3.4,

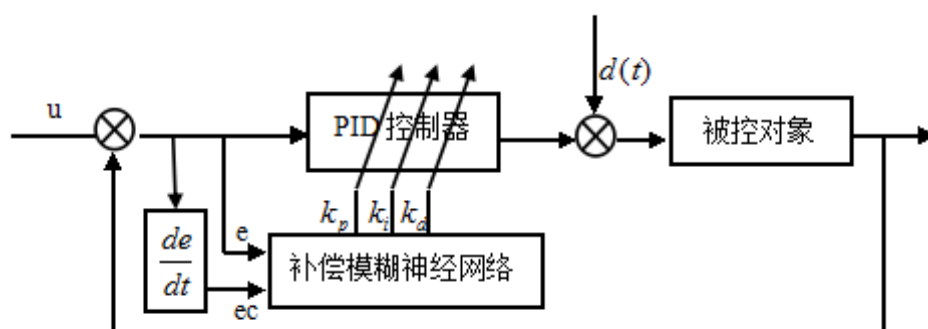


图 3.4 补偿模糊神经网络 PID 控制原理图

(1) 模糊化

模糊控制器输入误差 e 和 ec 的标准论域选为 $[-1.5, +1.5]$ ，在论域上取七个等级： $\{NB、NM、NS、ZE、PS、PM、PB\}$ 。根据式 3.1、3.2 定义输入输出隶属度函数。

(2) 模糊规则及模糊推理

根据总结的经验，未经神经网络训练的模糊推理如表 3.1：

表 3.1 未经神经网络训练模糊推理表

E/EC	K _p	K _i	K _d
NB/NB	PB	PM	PS
NB/NM	PB	PM	PS
NB/NS	PM	PB	ZE
NB/ZE	PM	PB	ZE
.....
PB/PB	NM	PS	NB

(3) 反模糊化

控制器输出变量 K_p 、 K_i 、 K_d 取与输入变量相同的论域和语言变量，根据式 3.4 计算准确输出。

(4) 补偿神经网络对模糊控制规则的训练

首先构造一个包括被控对象在内的神经网络仿真系统。本课题采用如图 3.3 模糊补偿神经网络对样本目标进行训练。通过对补偿模糊神经网络中 a 、 σ 、 b 、 δ 以及补偿度 γ 按照前述公式 3.7、3.8、3.9、3.10、3.14 进行在线训练，使网络的输出与期望的输出逼近。然后在主程序中调用神经网络函数和训练函数，便可建立补偿模糊神经网络控制器。通过对此控制器进行仿真便可得到仿真结果。

经过训练后的模糊推理如表 3.2:

表 3.2 经过训练后的模糊推理表

E/EC	Kp	Ki	Kd
NB/NB	PB	PM	PS
NB/NM	PB	PM	PS
NB/NS	PM	PM	ZE
NB/ZE	PM	PB	PS
.....
PB/PB	NM	PS	NM

3.3.4 仿真结果

图 3.5 给出了利用本章算法进行仿真得出的感应加热电源的温度响应曲线, 以被控对象传递函数 $G(s) = \frac{10e^{-8s}}{300s+1}$ 为例, 系统给定为阶跃输入, 由图 3.5 可以看出, 本课题算法相对于传统算法几乎无超调, 稳态误差小, 过渡时间短, 具有更好的稳定性和鲁棒性。

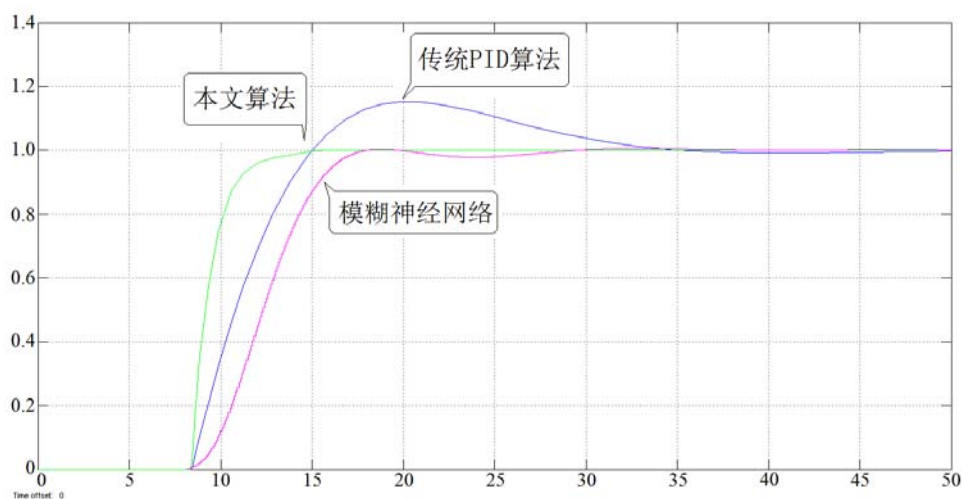


图 3.5 系统阶跃响应仿真曲线

本节构建了补偿模糊神经网络控制器, 使模糊控制较强的知识表达能力与神经网络强大的自学习能力优势互补。仿真结果表明本算法具有很好的动、静态特性, 对输出功率实现了准确的调节和控制, 相比传统 PID 等控制方法, 控制精度更高, 可靠性更强。

3.4 逆变控制系统的程序设计

3.4.1 槽路谐振频率的跟踪

槽路谐振频率的跟踪实现方法如下：通过检测电路取出超声波电压、电流的过零点，比较得出二者的相位差，即负载的阻抗角 ϕ 。当 ϕ 大于设定值时，降低逆变触发信号的频率；当 ϕ 小于设定值时，升高逆变触发信号的频率。这样就可以自动跟踪槽路阻抗特性的改变，从而保证负载一直工作在小容性接近谐振状态。本设计采用数字锁相环频率跟踪方策。由于采用了数字电路，系统的抗干扰性增强、电路简化、参数设定调节方便。^[49]

逆变器输出的 $u-i$ 波形如图 3.6 所示。

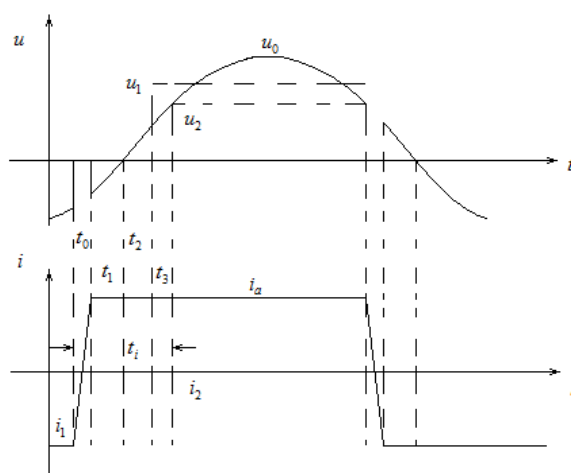


图 3.6 逆变输出实际电流电压波形图

u_0 为逆变输出电压， i_a 为逆变输出电流。 u_a 经采样整形电路产生延时 t_2 ，得到方波信号 u_1 。 u_1 和 i_1 分别经 RC 调整延时或软件得到产生延时补偿 t_3 和 t_i ，（其中， i_1 为 IGBT 开关驱动电流信号，也是本设计取样信号）。负载电压 u_0 和负载电流 i_a 保持同相位。 t_0 为 IGBT 开关换流时间， t_1 为 IGBT 换流完成点与实际电压过零点的实际间隔。

显然， $t_1 = t_i - t_0 - t_2 - t_3$ 。 t_1 的大小由 t_0 和 t_i 决定。若 $t_1 = 0$ ，负载工作在准谐振状态，IGBT 可实现零电流关断（ZCS）和最低电压下开通；若 $t_1 < 0$ ，负载工作在感性状态（IGBT 换流完成点落后于实际电压过零点），IGBT 是硬关断的，由于回路存在

引线电感，使 IGBT 关断时产生一个尖峰电压；若 $t_1 > 0$ ，负载工作在容性状态，有导通冲击电流，与 IGBT 串联的二极管换流后会承受一定反压，反压越大，反向恢复电流越大，二极管功耗也越大。在反压较高、频率较高的情况下容易造成二极管损坏。可见逆变频率跟踪的目的是如何控制好反压时间 t_1 [50]。

图 3.7 是以全控型器件作为开关的逆变器控制采用的它激转自激的控制策略，即在开机或是负载电压低于闭值 V_{co} 时采用开环的定频控制，工作于它激状态；而当输出负载电压大于阈值 V_{co} 时进行自动切换，使逆变器工作于频率闭环，跟踪负载频率的变化 [51]。其中 V_o 为逆变器的输出电压信号，经过峰值检测，与控制给定值比较产生切换装置的切换信号 X_1 ，当 X_1 为高电平时，切换装置输出信号 X_2 与它激信号接通，逆变器工作在它激状态，控制信号从它激信号发生器发出，电路工作频率固定，且由它激信号发生器控制；当 X_1 为低电平时， X_2 与自激信号接通，逆变器工作在自激状态，电路工作频率由负载本身的固有频率决定。根据锁相环的闭环滤波功能，在锁相环反馈电路中进行延时，用来补偿系统的固有延迟，调节延迟时间 t_d ，逆变器既可以工作于感性状态，也可以工作于容性状态。

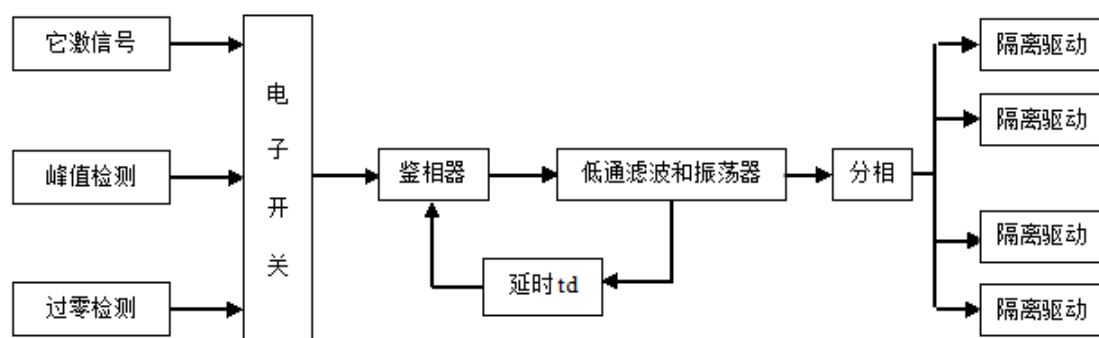


图 3.7 它激转自激控制策略图

3.4.2 IGBT 控制信号重叠时间设计

本设计逆变控制系统采用并联逆变电路，整流电路为逆变电路提供恒流源。为避免滤波电抗上产生大的感应电势，要求电流连续。逆变电路换流时，两路 IGBT 开关有导通重叠区，即必须保证先导通后关断的原则。这就要求两个换流的开关器件的出

发信号有重叠区，这是并联逆变器工作时对触发信号的要求。

如图 2.12 所示，当 t 时刻逆变器进入重叠区，若负载电路呈容性， IG_1 和 IG_3 正向导通后， IG_2 和 IG_4 桥臂才承受反压； IG_2 和 IG_4 关断，保证了换流时开关器件先开通后关断，而且电流已经换相， IG_2 和 IG_4 处于零电流关断，关断损耗较小；若负载电路呈感性，只要 IG_2 和 IG_4 有触发信号， IG_1 和 IG_3 桥臂就始终承受反压， IG_1 和 IG_3 不导通，此时换流过程并未在重叠区进行，而且关断损耗也较大^[52]。

如果超声波电压过零点位于重叠区内，进入重叠区以前， IG_2 和 IG_4 导通；进入重叠区后， IG_1 和 IG_3 导通，桥臂电流换相，负载电流换相，之后，负载电压减少。随着负载电压的减少，维持 IG_1 和 IG_3 桥臂的正向导通压降也在减少。当电压减少到不足以维持 IG_1 和 IG_3 桥臂导通时， IG_1 和 IG_3 桥臂电流开始减少。因为并联逆变器为恒流源供电，所以 IG_2 和 IG_4 桥臂电流开始逐渐增加，桥臂间电流开始第二次换相。说明当超声波电压过零点位于重叠区内或重叠区边缘时，电流将出现二次换相。二次换相严重地影响到逆变器的功率输出，因此必须加大反压时间避免二次换相。但负载反压时间过大，势必降低逆变器的效率^[53]。

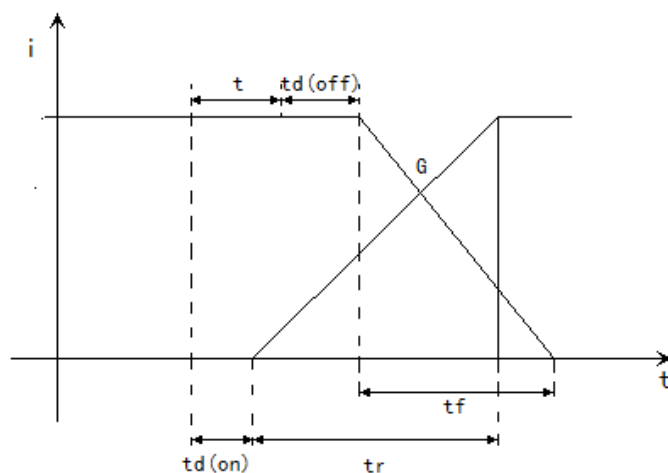


图 3.8 器件开关示意图

图 3.8 中 G 为开通和关断曲线交叉点

$t_{d(on)}$ 为开通延迟时间

t_r 为上升时间

$t_{d(off)}$ 为关断延迟时间

t_f 为下降时间

图 3.8 中 G 点选为 $\frac{1}{3}t_f$ 处, 即重叠区大小 $t = t_{d(on)} + \frac{2}{3}t_r - t_{d(off)} - \frac{1}{3}t_f$ 。为了将电压过零点选取在器件的可靠关断点处, 一般选者电压过零点滞后于电流过零点的时间为 $\frac{2}{3}t_r + \frac{2}{3}t_f$ 。

本设计将这一重叠时间设计在 IGBT 驱动板上, 最大限度地解决了驱动信号时间补偿问题。这样也简化了控制电路, 提高了系统抗干扰能力。实验证明驱动脉冲性能良好, 保证了驱动信号的一致性, 顺利解决了驱动信号时间补偿问题。

3.4.3 DPLL 数字锁相程序设计

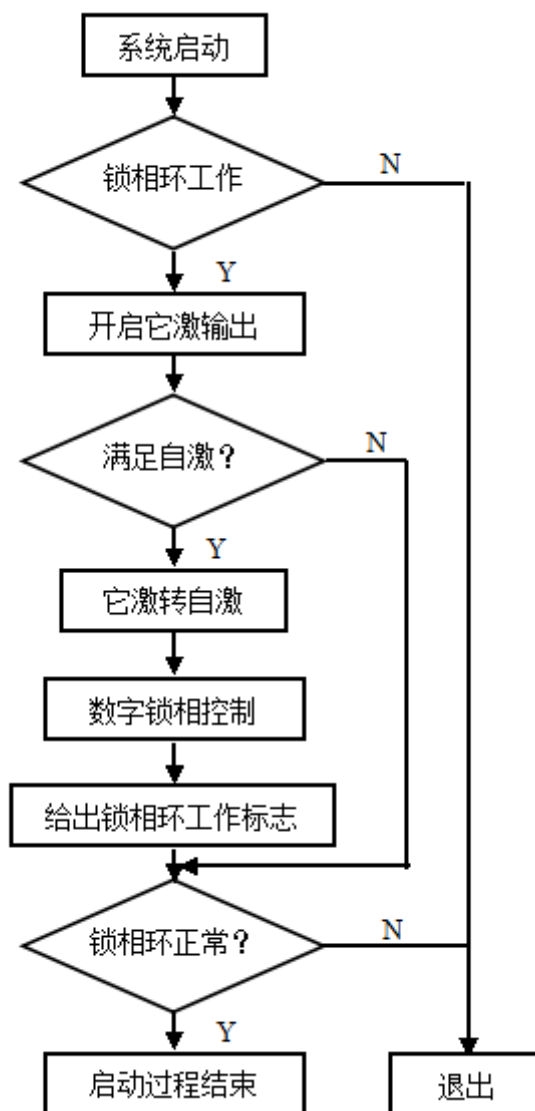


图 3.9 系统启动过程程序流程

在开启系统时，先使晶闸管的相控角由 120° 缓慢减小，再开通逆变它激输出，当输出电流满足自激要求后再切换控制使开关频率跟踪负载谐振频率，最后功率闭环调节至稳定工作状态。其中数字锁相环软件设计的程序流程如图 3.9。

逆变器首先由它激振荡电路启动工作，在自激信号达到满足给定要求时转为自激，由于原来工作的它激频率跟谐振频率有所差别，锁相的过程有可能会失败，因此要检测是否锁相成功，如果成功则功率调节进入正常工作，否则重新锁相。如果在规定的次数内重新锁相都不成功，则关机进行故障检测。另外在正常工作过程中，负载参数的变化也会带来锁相的失败的问题，因此也要判断锁相环是否工作正常，异常则进行相应的处理。检测程序在 DPLL 程序里面，具体的流程图如图 3.10。其中的 num 为判断锁相正常的次数，达到这个次数则说明锁相成功。

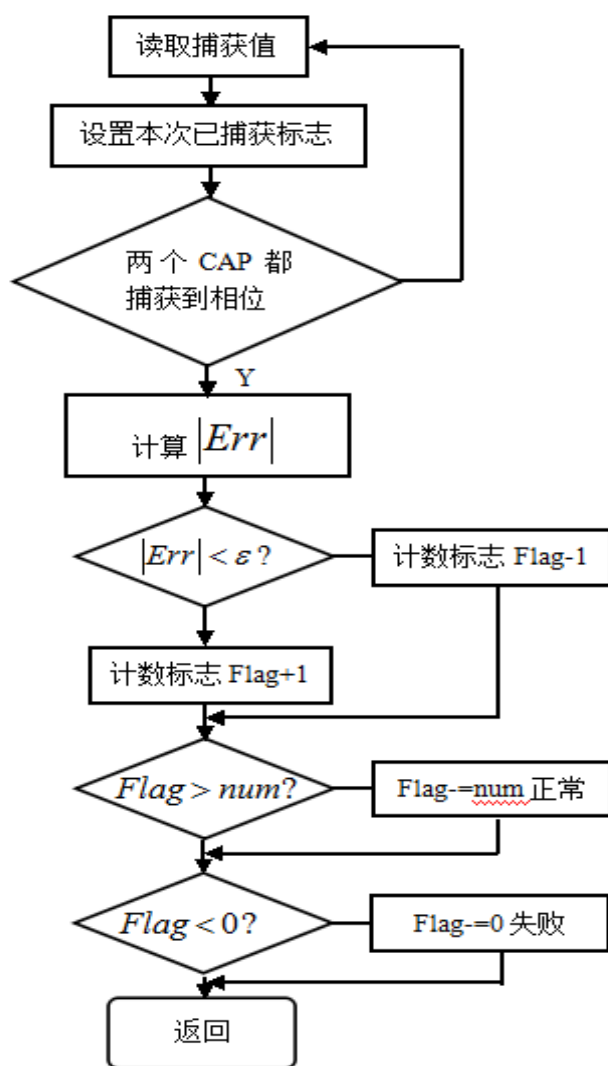


图 3.10 锁相环工作状态判别流程图

3.4.4 过流过压保护中断设计

在电源发生过电压和过电流时，为了不使系统处于故障工作状态损坏开关管等元器件必须关闭逆变输出。一旦出现故障，DSP 外围电路的故障检测信号通过 DSP 的外部中断引脚，DSP 进入故障中断服务子程序进行故障处理，程序流程图如图 3.11 所示。

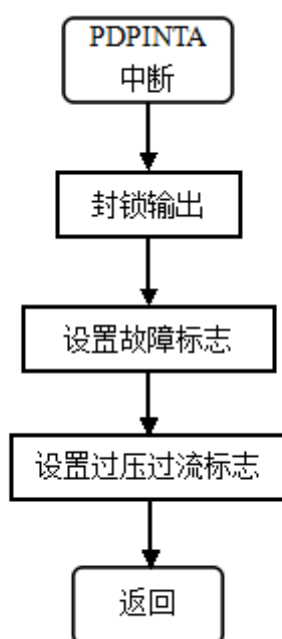


图 3.11 中断子程序流程图

3.5 小结

本章首先介绍了 DPS 软件开发环境，然后分别从补偿模糊神经网络控制器对感应加热电源功率输出控制的仿真、逆变控制系统的程序设计两方面对本课题所设计的全数字超音频感应加热电源控制系统软件设计做出了详细的分析。并给出了仿真的结果和软件设计的流程。

第四章 系统的硬件设计

4.1 TMS320F28335 外围电路设计

4.1.1 TMS320F28335 电源稳压电路设计

TMS320F28335 核心供电电压为 1.8V 或 1.9V, I/O 口模拟和数字供电电压是 3.3V, 如图 4.1 所示。其中 Asm1117 系列芯片可输出多种固定电压, 其输入电压范围为 0~24V, 输入范围广, 对于 Asm1117 电源输出端可由多种选择, 本系统采用 Asm1117-3.3V 和 Asm1117-1.8V 两种稳压芯片, 在其输入和输出端加入钽电容和无极性电容, 用以滤除低频电流干扰和稳定电压, 在其电源输出端加入 LED 指示灯以显示电源电路的工作状态是否良好^[54]。

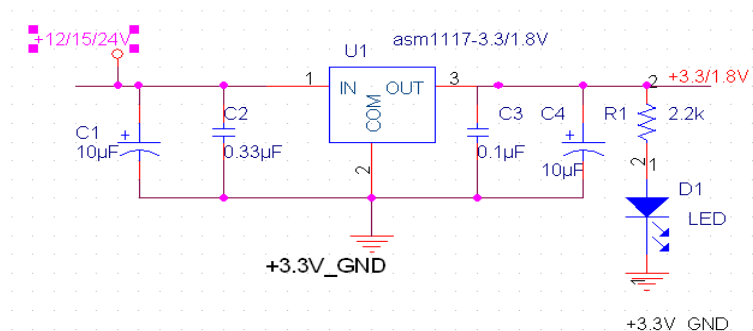


图 4.1 电源电路设计图

按照 Asm1117 电源典型电路, 选取 $C_1 = 10\mu F$, $C_2 = 0.33\mu F$, $C_3 = 0.1\mu F$, $C_4 = 10\mu F$ 。在电源电路输出端加 LED 灯, 其内阻为 1.2K, 其上电流为:

$$I_{LED} = \frac{3.3 \text{ or } 1.8}{2.2 + 1.2} \times 10^{-3} = 0.97 \text{ 或 } 0.53 \text{ mA} \quad (4.1)$$

功耗为:

$$I_{LED} \times 1.2 \times 10^3 = 1.12 \text{ 或 } 0.34 \text{ mW} \quad (4.2)$$

同理可得并联电阻 R_1 功耗为:

$$I_{LED}^2 \times 2.2 \times 10^3 = 2.07 \text{ 或 } 0.62 \text{ mW} \quad (4.3)$$

用来指示电源的开通关断。

4.1.2 电源监视复位电路设计

如图 4.2 所示，采用 SP706 电源复位芯片，其内含看门狗和电源检测功能，当芯片程序“跑飞”，或电源欠压达不到芯片所要求时，向 TMS320F28335 系统复位引脚发出复位信号执行复位操作，本系统中加入手动复位功能，能够随时的复位芯片。

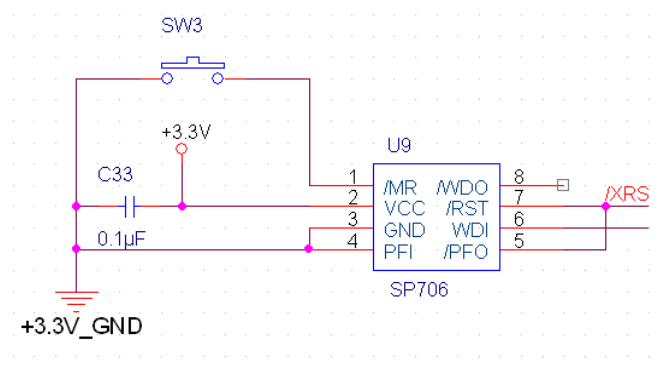


图 4.2 电源监视复位电路图

4.1.3 JTAG 仿真下载接口电路设计

TMS320F28335 的程序下载、在线仿真 JTAG 接口为 14 针，如图 4.3 所示，按照典型电路，其 EMU 引脚可接 10K 或 4.7K 的电阻，本设计选用 10K 电阻。

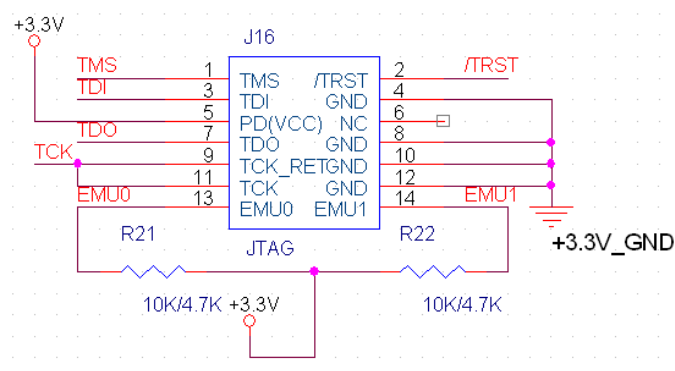


图 4.3 JTAG 仿真接口电路图

4.1.4 串口通信 RS-485 总线接口设计

DSP 芯片 TMS320F28335 内有串口通信接口（SCI），采用 RS-485 总线驱动器 MAX3485，如图 4.4 所示。

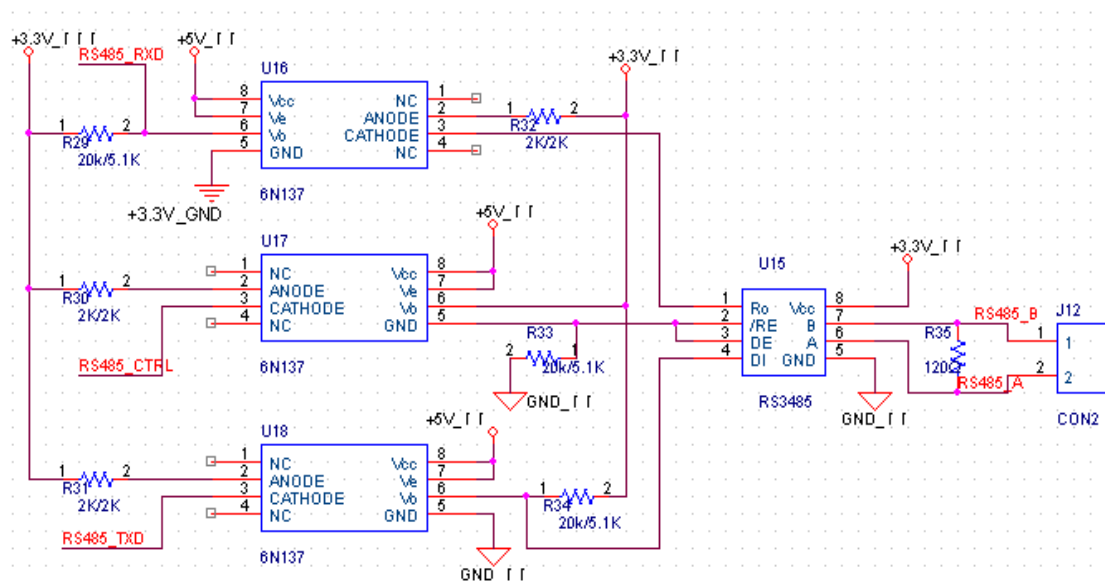


图 4.4 串口通信 RS-485 总线接口设计

在图 4.4 中可见在光耦隔离器 6N137 与 TMS320F28335 连接的数据收发 TX/RX 和收发控制引脚均采用+3.3V 加上拉电阻的方式, 以保证这些引脚电平在 0V 和+3.3V 之间变换, 其中上拉电阻取值为 120Ω 。

4.2 整流控制系统硬件电路设计

4.2.1 工频电流采样电路设计

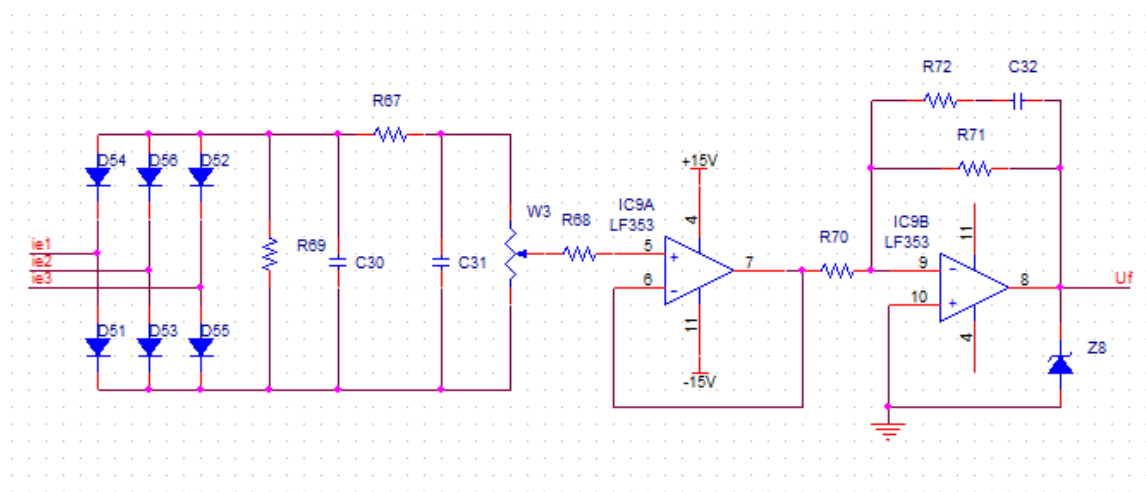


图 4.5 工频采样电路

$ie1 \sim ie3$ 是图 4.5 所示中进线电流通过电流互感器的输出电流信号。 $ie1 \sim ie3$ 经过

整流后，由 R_{69} 转换为电压信号。如果需要改变装置的限定功率时，该电路可以在不改变软件的条件通过改变硬件传送比(改变 W_3 的值)来很方便实现。 $IC9_A / IC9_B$ 实现滤波和阻抗传送匹配。

4.2.2 超声波电压信号采样电路设计

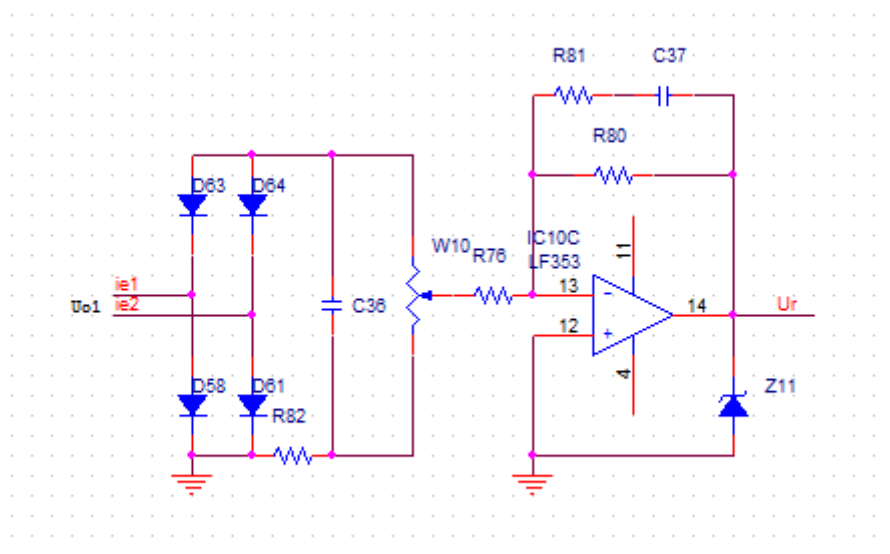


图 4.6 超声波电压采样电路

超声波电压由电压互感器从主电路取出，经过隔离变压器后与控制电路共地。电压信号经过整流和低通滤波后，送至电压运放器再经 Z11 限定范围（0~3V）后直接输出。电路如图 4.6 所示。

4.2.3 给定电压信号采样电路设计

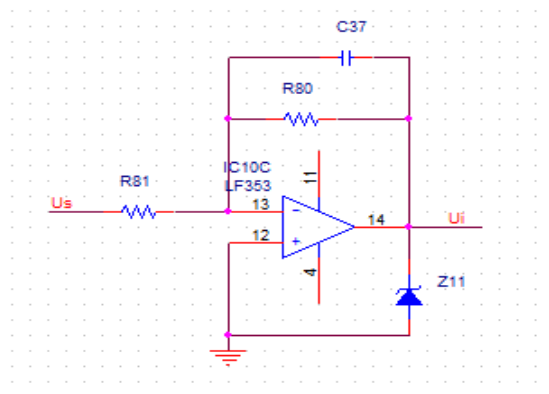


图 4.7 给定电压信号采样电路

由于现场工艺一般对工件的温度要求很严，现场温度的控制是按节拍来实现的。为此感应加热电源会根据工艺的设定调整输出的超音频电压。输入经过 *IC10C* 滤波、放大、阻抗匹配后得到 U_i 直接输入到 A/D 采样接口。电路如图 4.7 所示。

4.2.4 整流触发功放电路设计

如图 4.8 所示，P1-P6 为经功率放大电路放大后，加到整流脉冲变压器上的信号。

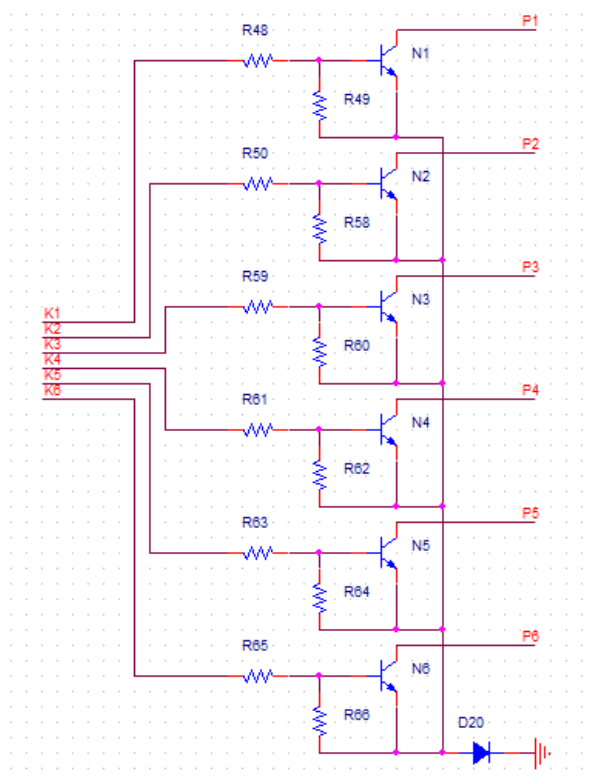


图 4.8 整流触发功放电路

4.2.5 电流电压采样电路设计

由于系统需要获得输出电流有效值信号，从而做出相应的调节，因此需要设计电流电压采样电路。具体电路如图 4.9。其中 AD536 为有效值转换芯片，可以测量输入交流电压的有效值。信号通过 ADC 模块采集用于进一步的处理。

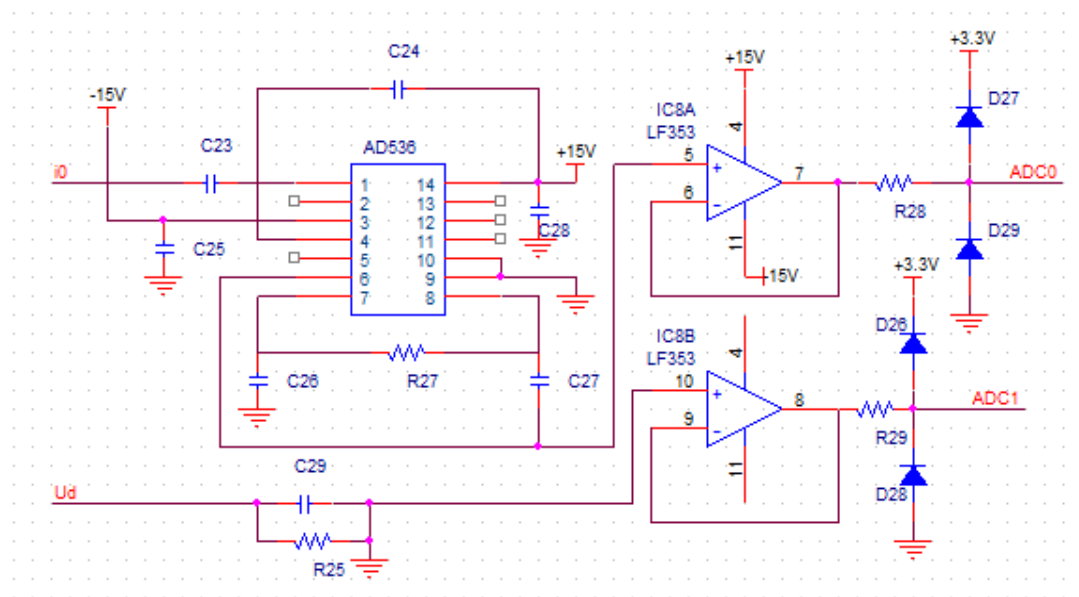


图 4.9 电压电流采样电路

4.3 逆变控制系统硬件电路设计

根据超音频感应加热设备的工作原理，本课题采用 TI 公司的 TMS320F28335 的设计全数字锁相环来完成感应加热电源工作时对负载槽路谐振频率的跟踪。

本课题中逆变电路全数字锁相环的结构如图 4.10 所示。

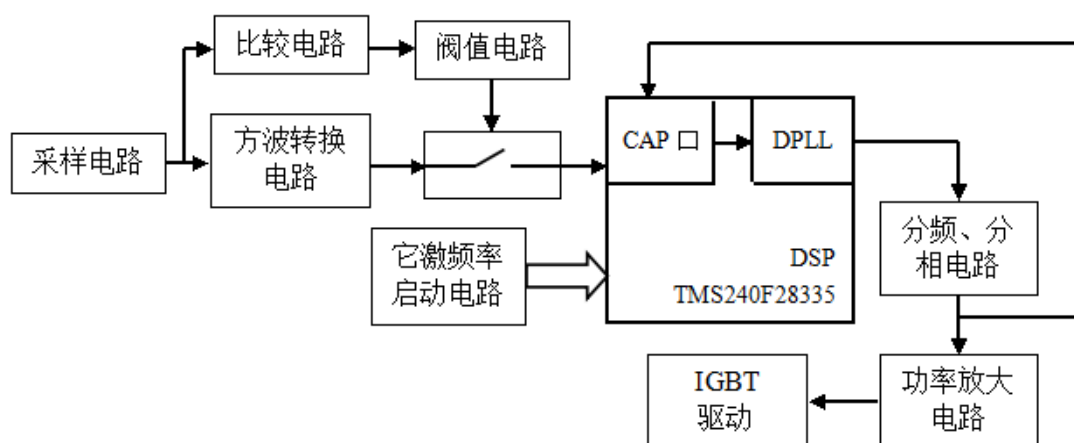


图 4.10 本课题中数字锁相环的结构图

4.3.1 工作频率测量电路设计

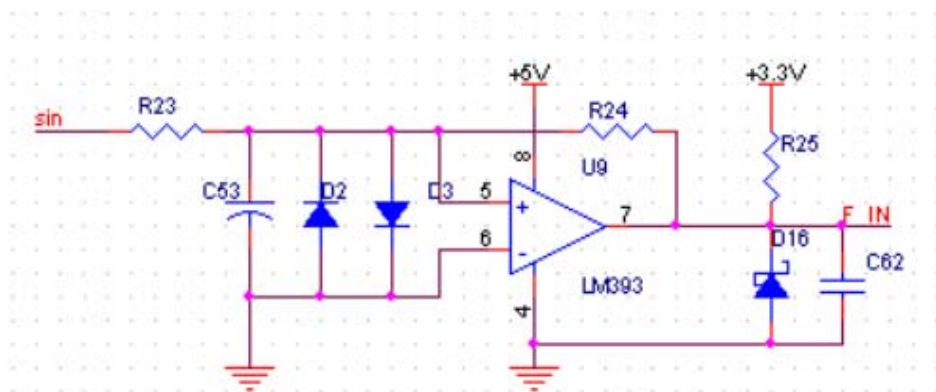


图 4.11 工作频率测量电路

感应加热电源的谐振频率也是一个重要的技术指标，需要给使用者一个直观的概念，所以设计了频率测量电路。测频常用的方法有三种：**T** 法测频，测出两个脉冲之间的时间间隔来计算出频率；**M** 法测频，通过在相等的时间间隔内读取脉冲的个数而求出频率的测量值；**M/T** 法测频，根据精度要求求出相应的临界频率值，当系统频率大于此值时采用 **M** 法，小于时采用 **T** 法，一般应用在对测量结果的要求比较严格的场合^[55]。本设计中采用的是 **T** 法测频。采样谐振槽路的电流波形（根据前面的介绍可知此波形为正弦波），经过电流互感器和信号处理电路以后，要有一个过零比较电路，当采样之大于 0，比较器输出为高电平，采样值小于 0，比较器输出就为低电平，这样就会得到占空比为 50% 的方波信号，经过滤波等处理以后，输入到 DSP 的 CAP 引脚，捕捉跳变沿，并进行计数，从而计算出感应电源的谐振频率，频率测量电路如图 4.11 所示。

4.3.2 它激信号启动电路设计

在逆变电路正式起动前，先由它激频率启动电路产生一个高于槽路谐振频率的它激信号去触发 IGBT，此时逆变器工作在它激状态。它激频率启动电路由频率启动、它激频率设定、最高频率限定三部分组成，通过对电位器的调节，可以为 IGBT 提供一个相对合适的它激频率。它激频率启动电路如图 4.12 所示。

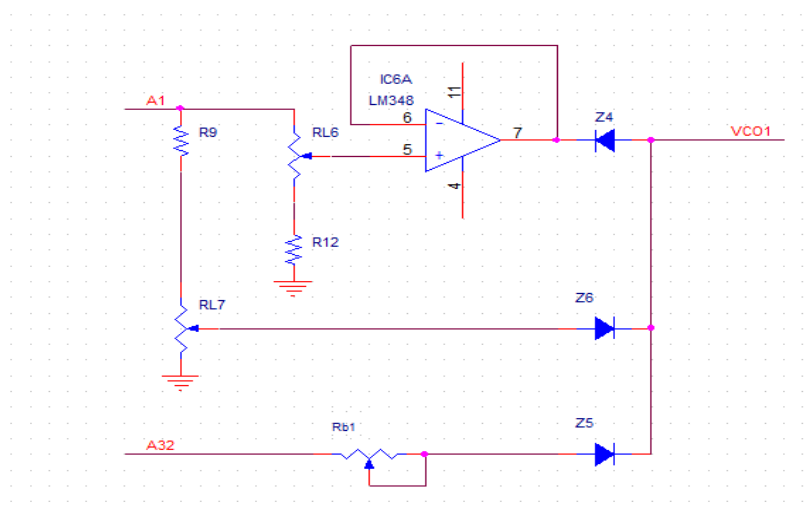


图 4.12 它激信号频率启动电路

4.3.3 自激信号产生电路设计

自激信号取自交流输出电流。输出电流通过电流霍尔传感器的检测并经采样电阻获得一定的电压信号，该信号经电压跟随器和电压比较器后得到相位信号的方波。电路如图 4.13 所示。其中 i_{d0} 为电流有效值，它后面连接反向比例器的作用是用于相位补偿，补偿的相位跟电流有效值相关，避免了正弦电流在幅值变化的过程中补偿时间的变化。后面的滤波加斯密特触发与非门为防止过零点电压毛刺对相位信号的干扰。

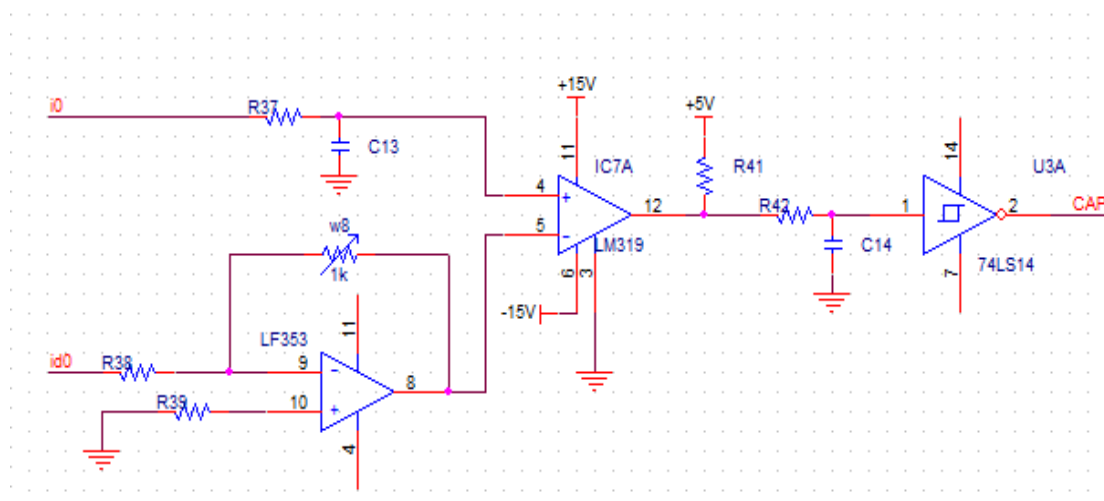


图 4.13 频率跟随自激信号产生电路

4.3.4 逆变触发功放电路设计

逆变频率跟踪信号经过一定的低通数字滤波数控函数关系后，其值输入到 EVA 比较单元 1/2 的周期寄存器和比较寄存器，PWM1/PWM2，PWM3/PWM4 输出逆变四桥臂驱动方波。其功放电路如图 4.14。

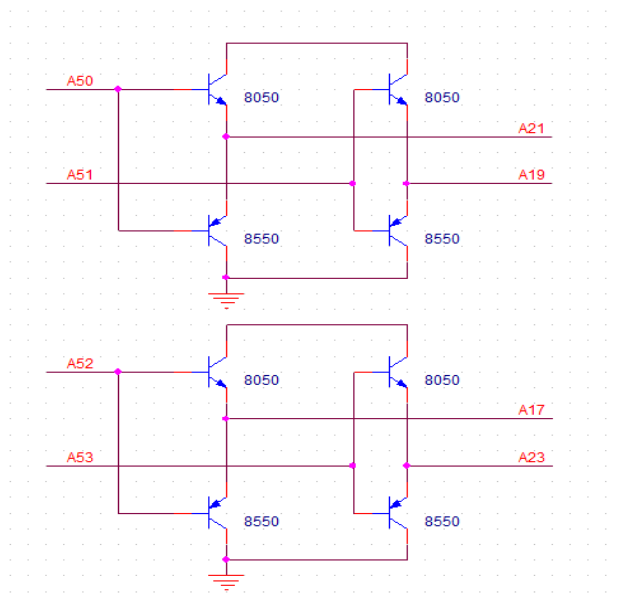


图 4.14 逆变触发功放电路

4.3.5 IGBT 驱动电路的设计

由于 IGBT 是电压控制型器件，应用功率大，而目前市场所购 IGBT 的容量有限，为此每个桥臂均采用了双管并联结构。这样就要求有较大的驱动功率，而目前市场上驱动芯片很难满足要求。为此，专门设计了驱动电路，不仅满足驱动基本要求，而且驱动频率最高可达上五十千 Hz。该电路能小范围调节换流重叠时间，保证 IGBT 可靠换流，而不产生过压现象。DSP 输出带有重叠时间的方波信号经过功放后，由高频脉冲变压器隔离，再进行滤波、前沿调节、整形、滤波、下降沿调节、功放、限幅，然后直接驱动 IGBT。自行设计的驱动电路具有驱动功率大，可驱动多只 IGBT 模块。该驱动电路可根据需要调节重叠时间，是一种专用并联型负载的驱动电路。电路如图 4.15 所示。

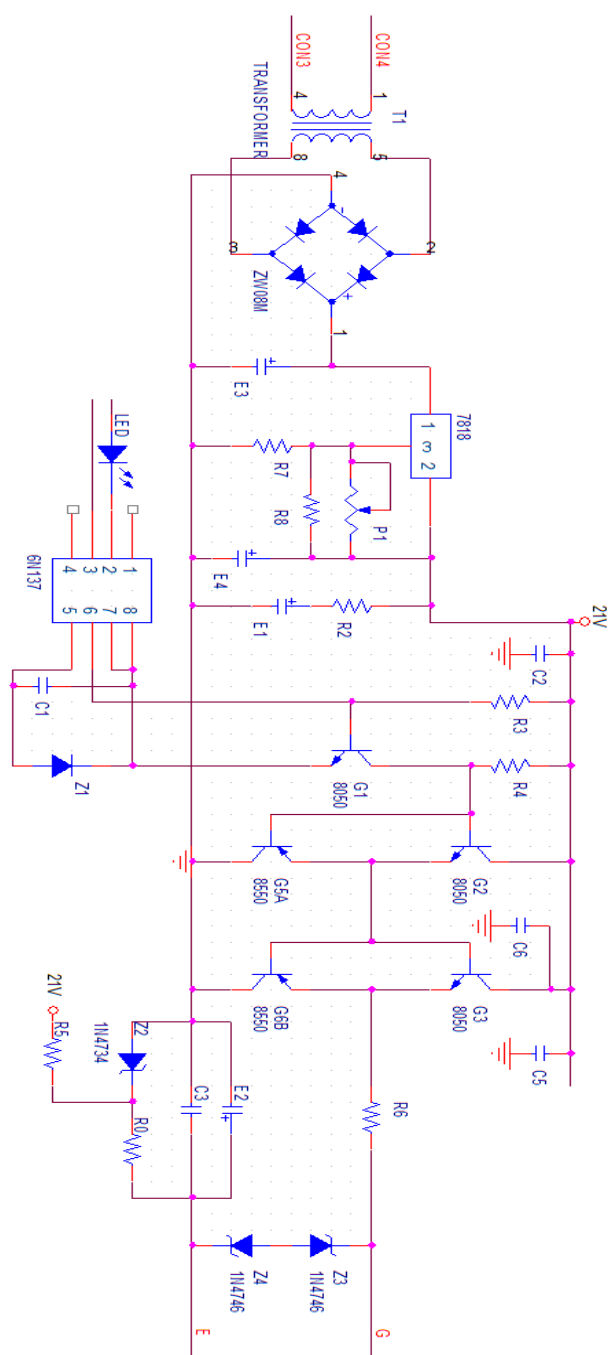


图 4.15 IGBT 驱动电路

4.4 保护电路硬件设计

4.4.1 过流过压保护信号检测电路设计

当电压小于给定的阈值时, 比较器输出为高电平, 此时故障信号输出为低电平,

一旦出现过电压，比较器输出低电平，触发器发生动作输出信号变为高电平，LED 灯亮指示系统故障，立即进入 DSP 中断进行故障处理，如图 4.16 所示。过流保护跟过压保护电路一样。同时这两个信号经或非门可以送到其他的硬件保护电路，以便多方面保护。

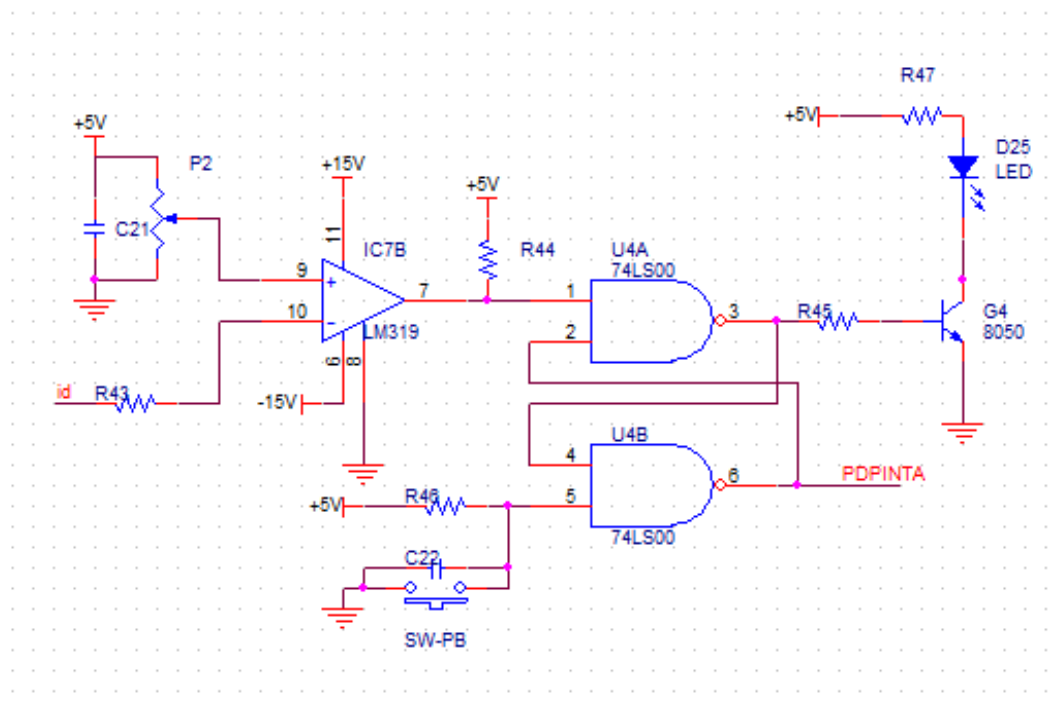


图 4.16 过流过压保护信号检测电路

4.4.2 缺相保护电路设计

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保护。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。图 4.17 所示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，光耦一次导通输出高电平，经比较器进行比较，输出低电平，封锁驱动信号。或者输入 DSP 的 CAP 捕捉端口，当 DSP 捕捉到跳变沿以后就采取相应的措施，封锁系统功率输出。该缺相保护适用于三相四线制，而不适用于三相三线制。缺相保护电路如图所示。

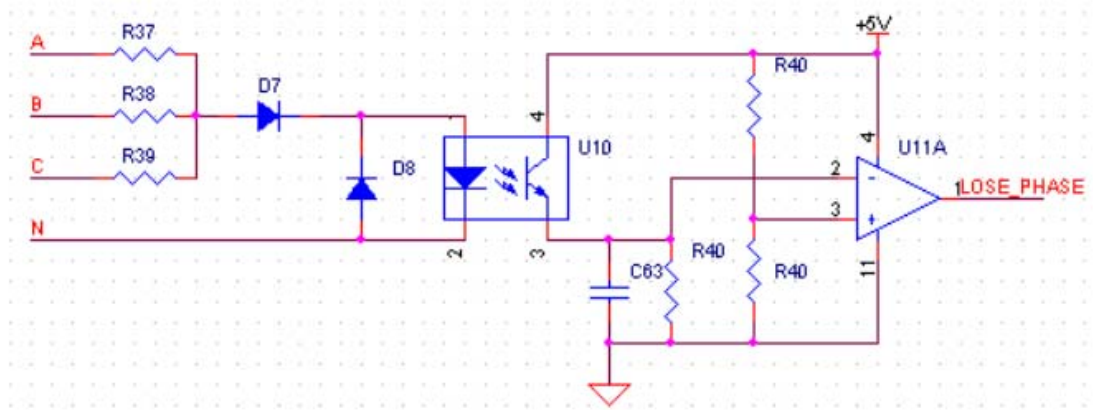


图 4.17 缺相保护电路

4.5 小结

本章对全数字超声波感应加热电源控制系统中包括 DSP 外围电路、整流控制、逆变控制、保护单元在内的各部分功能进行了硬件设计。

第五章 实验结果与总结

5.1 实验结果

本课题设计了全数字超音频感应加热电源控制系统，包括晶闸管整流控制、补偿模糊神经网络算法仿真、全数字锁相环频率跟踪控制及各保护功能。本章之前已经对整个系统进行了理论分析、硬件实现和软件编程设计，以下实验结果主要对电源控制系统理论分析正确性和方案可行性的验证。

5.1.1 三相全控整流结果

晶闸管三相全控整流电路配合三相同步变压器、外围检测电路和 DSP 硬件平台实现触发脉冲的产生。三相交流电压正序情况下移相角 α 分别在感应加热电源满功率输出 0° 和 120° 设备停止时 VTI 的双窄脉冲触发波形如图 5.1 和图 5.2 所示。由图可知触发脉冲准确可靠。

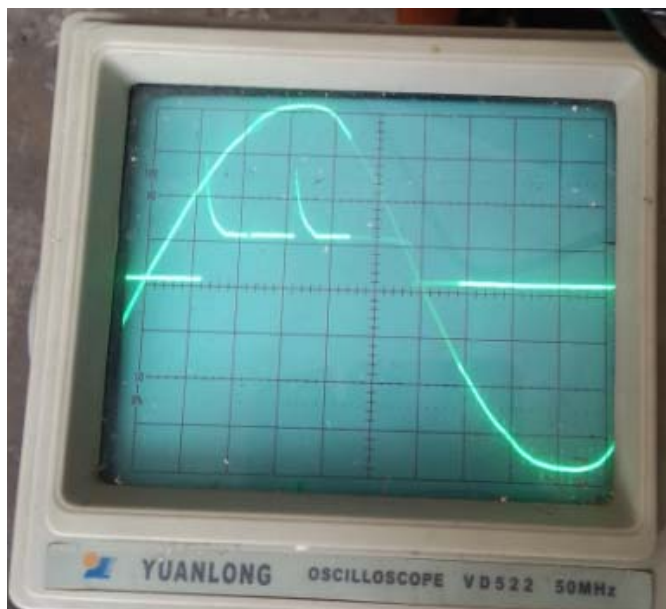


图 5.1 满功率输出时的触发波形

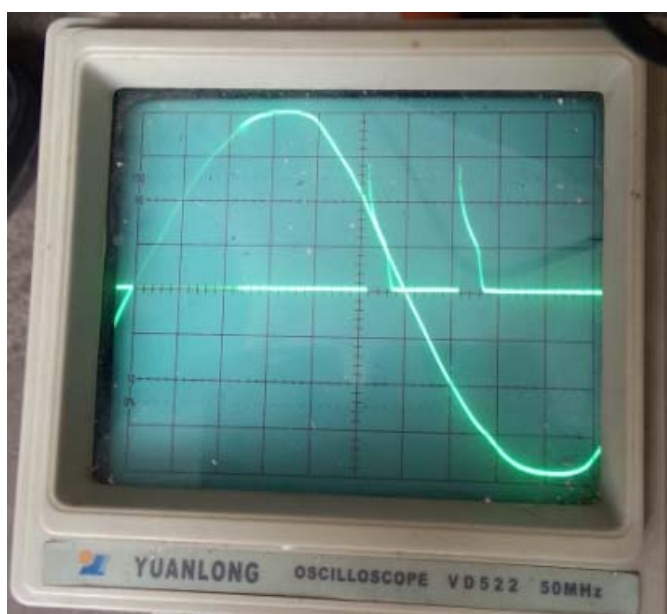


图 5.2 系统停止时的触发波形

VT1、VT2 在 $\alpha = 0^\circ$ 时触发脉冲波形如图 5.3，因为相控整流工作在正序，所以由图可见 VT2 滞后于 VT1 60° 触发，而其它 4 个触发脉冲也都依次滞后 60° ，在这里不一一列举其波形，可知全控桥触发脉冲顺序准确。

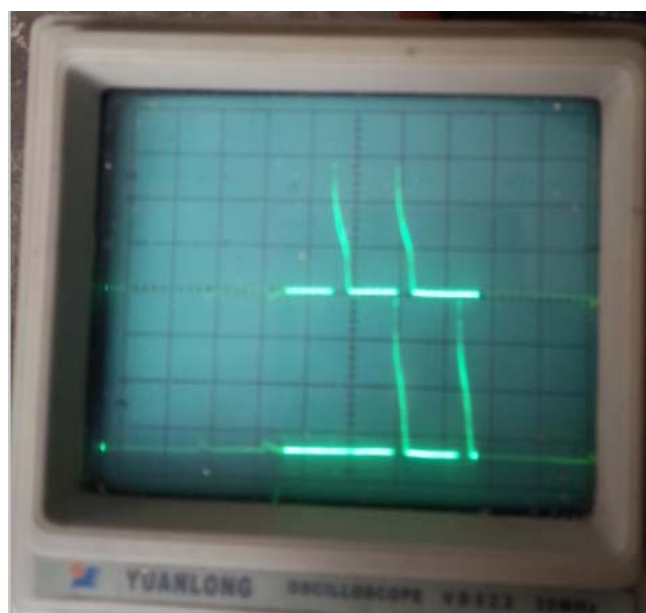


图 5.3 VT1、VT2 脉冲触发波形

为保证系统的可靠工作，防止整流桥工作在故障状态影响系统稳定工作和对加热工件的热处理要求，系统具备一定的故障处理能力，图 5.4 为出现缺相情况下输出报警信号，同时立即关断触发信号。可见控制电路在出现故障之后能迅速的切断整流输出，保护电源的可靠安全工作。



图 5.4 缺相故障信号报警

5.1.2 数字锁相环结果

本课题使用 DSP (TMS320F28335) 对超音频感应加热电源槽路谐振频率的跟踪进行了软件设计。为验证本课题数字锁相环控制策略的可行性和正确性，本课题以信号发生器输出正弦波作为负载电流波形对其进行锁相锁频。实验中，输入信号为 40kHz，经电压跟随器和电压比较器后得到如图 5.5 所示的相位信号的方波。

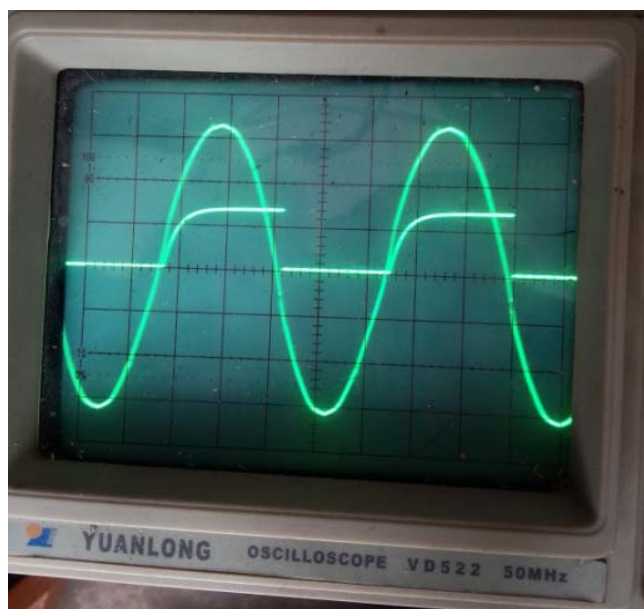


图 5.5 经过方波转换后的输入信号波形

经过方波转换之后所得的方波需要进行一次相位补偿，经过相位补偿之后，得到的波形如图 5.6 所示。

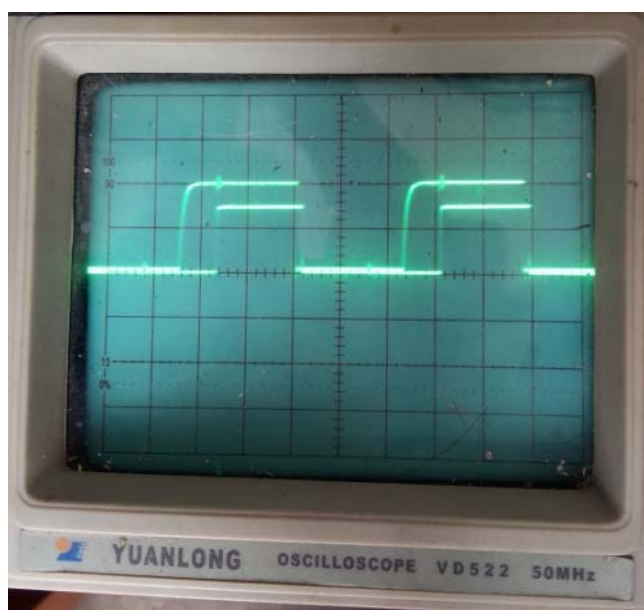


图 5.6 经过相位补偿后的输入信号波形

经过相位补偿以后，所得到的方波信号，作为输入的基准信号输入到系统之中，图 5.7 为系统频率跟踪波形。从图中可以看出，系统成功地实现了对输入信号的频率跟踪，从而输出一个与输入基准信号频率相同的跟踪信号。由以上的实验波形及分析可知，本课题采用的全数字锁相环可以有效地进行锁相锁频。

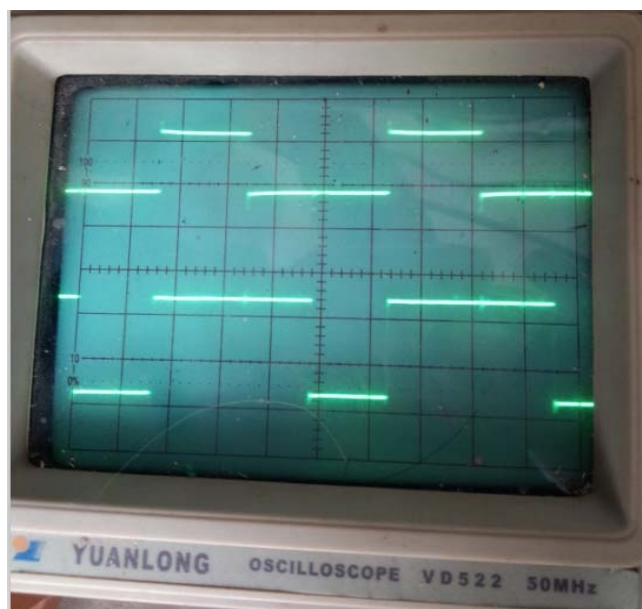


图 5.7 系统频率跟踪波形

除此之外，系统还设置了 $1\mu\text{s}$ 的重叠时间，用以确保两组桥臂不会同时关断，通过对该功能的实验，并观察其波形可见，重叠时间可以使 IGBT 触发时不会出现两组桥臂同时关断的情况，在该工作条件下，IGBT 的工作状态能够得到保证。其波形如

图 5.8。

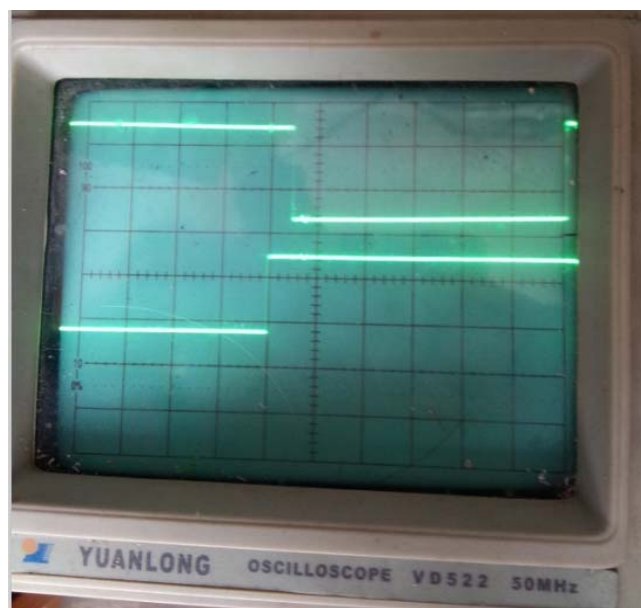


图 5.8 重叠时间的波形

5.2 总结与展望

本课题针设计了基于 DSP 的并联谐振超音频感应加热电源,实现了整套感应加热电源控制系统的主要功能。首先,对感应加热电源谐振槽路以及感应加热电源多种调功方式进行了较为详细的分析、比较,从而确立了整流器采用三相全桥可控整流电路,逆变器采用 IGBT 搭设并联谐振式逆变电路的总体设计方案,接下来完成了基于 TMS320F28335 型 DSP 芯片的整流控制系统以及逆变控制系统外围硬件电路的设计,然后通过 DSP 软件编程,实现全数字锁相环对频率进行跟踪、过流过压故障保护等功能。并进行了实验验证,通过以上的工作,得到了以下的结论:

- 1.设计基于 TMS320F28335 型 DSP 的控制电路,具有抗干扰能力强,处理灵活,程序易于修改等优点,在工业控制中具有实用意义。
2. 采用补偿模糊神经网络算法,克服了输出功率受电网电压波动及负载变化的影响,这对提高加热效率,保证系统稳定运行具有重要意义。
3. 在详细了解了锁相环的工作原理和分析目前模拟和数字锁相环的实现方法之后,设计了采用两个 CAP 口来实现鉴相的全数字锁相环,具有很高的频率捕捉范围和跟踪速度,在频率发生突变情况下能快速的跟踪。

由于本设计受到时间、实验环境等因素的影响,在原理优化一些环节和设计实施上存在不足的地方,需要在今后工作中进行更深一步的探讨和改进。比如,设计带有键盘输入功能、数据显示功能的更好的人机交互界面;对于程序冗余进行更好的优化

设计，进一步提高系统的响应速率和可靠性等工作，还有待未来师弟师妹做出进一步的研究工作。

参考文献

- [1]刘福祥. 高性能高频感应加热电源研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2009
- [2]蔡慧, 赵荣祥, 陈辉明等. 倍频式 IGBT 高频感应加热电源的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 154-158
- [3]潘如峰. 高频感应加热电源技术的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2004
- [4]李文江, 吴威, 韩阳等. 基于 DSP 的数字化超音频感应加热电源研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(9): 75-77
- [5]王永星. 并联型 IGBT 感应加热电源的控制技术研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2011
- [6]李宏, 崔立国, 王崇武等. 基于 DSP 的大功率感应加热电源设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(7): 43-45
- [7]初中原. 基于 IGBT 的 150kHz 大功率感应加热电源的研究[D]. 无锡: 江南大学, 2008
- [8]Huang C Y, Lin Y C, Chen H M, et al. Rapid welding of stainless steel wires using ultra-high frequency induction heating[J]. Journal of the Chinese Institute of Engineers, 2013, 36(6): 806-809
- [9]李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2000
- [10]赵前哲, 志大器, 周伟松等. 感应加热电源的发展动态及选用[J]. 机械工人. 2006, 25(9): 24-28
- [11]孙汉卿. 基于 IGBT 的超音频感应加热电源的研制[J]. 企业技术开发 (学术版), 2013, 22(7): 17-18
- [12]孙娟. 基于 DSP 的 IGBT 感应加热电源的研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2011
- [13]Hinchliffe S, Hobson L. A voltage fed transistorized induction heating power supply[J]. International journal of electronics, 1987, 63(3): 443-453
- [14]俞勇祥, 陈辉明. 感应加热电源的发展[J]. 金属热处理, 2000, 29(8): 28-29
- [15]Miedzinski B, Habrych M, Okraszewski Z, et al. Efficiency of the 3-phase system to provide energy under low frequency induction heating of CWRs[J]. Facta universitatis-series: Electronics and Energetics, 2009, 22(2): 175-182
- [16]Nguyen T T, Yang Y S, Bae K Y. Analysis of bending deformation in triangle heating of steel plates with induction heating process using laminated plate theory[J]. Mechanics based design of structures and machines, 2009, 37(2): 228-246
- [17]Qi H, Peng Y, Li Y. The Study of Phase-shift Super-Frequency Induction Heating Power Supply[J]. Physics Procedia, 2012, 24(7): 101-106

- [18]郭会军. 基于智能控制的超音频感应加热电源的研制[D]. 西安: 西安理工大学, 2001
- [19]Sung Y T, Hwang S J, Lee H H, et al. Study on Induction Heating Coil for Uniform Mold Cavity Surface Heating[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2014, 2014
- [20]陈琦, 王中华. 基于 300KW100KHZ 串联谐振感应加热电源的并桥设计[J]. 科技风, 2013, (23): 44-45
- [21]杨军, 周伟松, 王培清等. IGBT 超音频感应加热电源相位跟踪的研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 1-2, 5
- [22]Chen T F, Cheng S. A novel zero-voltage zero-current switching full-bridge PWM converter using improved secondary active clamp[C]Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on. IEEE, 2006, 3: 1683-1687
- [23]倪徐良. 50kHz IGBT 串联谐振感应加热电源研制[D]. 西安: 西安理工大学, 2008
- [24]田健. 超音频感应加热电源的研制[D]. 西安: 西安理工大学, 2000
- [25]Wang Y, Li Y, Peng Y, et al. Research and Design on IGBT Induction Heating Power Supply[J]. Energy Procedia, 2012, 16: 1957-1963
- [26]王生德, 刘平, 申晋等. MM74HC4046 在高频感应加热电源中的应用[J]. 电力电子技术, 2007, 41(8): 73-74, 98
- [27]杨乾. 基于 DSP 的超音频感应加热电源的研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2010
- [28]胡刚, 陈为. IGBT 高频感应加热电源的研制[J]. 青岛科技大学学报(自然科学版), 2003, 24(9): 88-89
- [29]李玉超, 高沁翔. 三相桥式全控整流实验装置的设计与研制[J]. 现代电子技术, 2006, 29(19): 104-106
- [30]尹中明. 基于模糊神经网络感应加热电源温度控制的研究[D]. 天津: 天津大学, 2004
- [31]赵华, 王庆贤, 蒋明艳等. 高频电源功率控制器的设计与研究[J]. 科技创新导报, 2009, (9): 78-80
- [32]Jeon S J, Cho G H. A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2001, 16(5): 573-580
- [33]刘彦忠, 张奕黄, 韩广朋等. 电磁感应加热电源的研制[J]. 工业加热, 2012, 41(1): 24-27
- [34]Bayındır N S, Kükrer O, Yakup M. DSP-based PLL-controlled 50–100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2003, 150(3): 365-371
- [35]Miedzinski B, Habrych M, Okraszewski Z, et al. Efficiency of the 3-phase system to provide energy under low frequency induction heating of CWRs[J]. Facta universitatis-series: Electronics and

- Energetics, 2009, 22(2): 175-182
- [36]张智娟, 晋晓菲, 李和明等. 感应加热电压型逆变器负载匹配的研究[J]. 华北电力大学学报, 2010, 37(5): 52-56
- [37]Liu Q, Wu S, Schlangen E. Induction heating of asphalt mastic for crack control[J]. Construction and Building Materials, 2013, 41: 345-351
- [38]蒋峰. 全数字控制高频感应加热电源的研究[D]. 无锡: 江南大学, 2008
- [39]乔攀科, 毕淑娥. 基于 SG3525 调频控制的半桥串联感应加热电源[J]. 电测与仪表, 2010, 47(9): 58-62
- [40]任玮. 感应加热电源常见调功方式的探讨[J]. 电子世界, 2013, 25(20): 36-37
- [41]贺道坤, 许炜, 王薇等. 基于 DSP 的数字锁相环的设计[J]. 实验室研究与探索, 2013, 32(2): 239-242
- [42]臧小惠, 惠晶. DPLL 在高频逆变电源中的分析与设计[J]. 电气传动自动化, 2008, 30(1): 30-33
- [43]杨宗璞, 宋书中, 马建伟等. 感应加热电源频率跟踪控制的研究[J]. 电源技术, 2010, 34(12): 1296-1298
- [44]顾卫钢. 手把手教你学 DSP: 基于 TMS320F281x[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011
- [45]韩晓敏, 尹海, 张光先. 感应加热电源[J]. 电焊机, 2007, 37(7): 38-40
- [46]刘庆雪, 刘宁, 公茂法等. 控制感应加热电源功率稳定的模糊控制方法[J]. 制造技术与机床, 2007, 24(10): 56-59
- [47]耿伟华, 孙衢, 李兴源等. 基于补偿模糊神经网络和线性模型的短期电力负荷预测[J]. 电网技术, 2006, 30(23): 1-5
- [48]李广义, 黄景涛, 田韶超等. 感应炉温度模糊 PID 控制系统的研究[J]. 电源技术, 2012, 36(2): 255-258
- [49]Bojoi R, Griva G, Profumo F, et al. Shunt active power filter implementation for induction heating applications[J]. COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2008, 27(2): 445-459
- [50]Hui J, Zang X, Zhang F, et al. DPLL in cooperated with PI controller for HF-inverter control system[C]Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on. IEEE, 2006: 1-5
- [51]彭咏龙, 高迎慧. 并联型逆变器它激频率实时修正技术的研究[J]. 金属热处理, 2005, 30(4): 81-84
- [52]王永星, 彭咏龙, 李亚斌. IGBT 中频感应加热电源的研究[J]. 电源技术应用, 2011, 02: 36-40
- [53]张学勤, 金天均, 陈辉明. 基于 IGBT 的 100kHz 高频感应加热电源研制[J]. 电力电子技术,

2006, 40(2): 79-80

[54]李世民. 大功率感应加热电源并联整流控制系统的研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2012

[55]刘畅, 黄正兴, 陈毅. 双闭环控制感应加热电源设计与仿真分析[J]. 电子器件, 2012, 35(6): 736-740

致 谢

光阴似箭，短暂的三年研究生学习生涯即将步入尾声，在此，我首先要感谢我的研究生导师周颖副教授和执行导师张强老师，在这三年来，无论从学习还是在生活上，两位老师都给予了我莫大的关怀、帮助和指导，特别是他们渊博的学识、严谨的治学态度、认真负责的工作作风、丰富的实践经验以及敏锐的学术洞察力，对我产生了深刻的影响。在未来的工作和学习中，我将仍以二位老师为榜样严格要求自己。在这里，我想真诚地对两位老师说一句：两位老师，谢谢你们！

感谢李世民、陈致远两位师兄，他们的无私帮助和指点使我更快的适应了实验室的环境，从而更快的成长起来；感谢实验室的刘晓亮同学，他扎实的学术功底，对于知识灵活运用的能力都是值得我去学习的地方；感谢一直陪伴我的舍友以及同学们，我的研究生生活因为有了你们，才更加的丰富多彩，和你们相处的这三年时光会成为我人生中一段宝贵的回忆。

感谢含辛茹苦养育我的父母，是你们，为我的学习创造了条件；是你们，一如既往的站在我的身后默默的支持着我。没有你们就不会有我的今天。谢谢你们！

最后，祝愿母校河北工业大学桃李满天下！

攻读硕士学位期间所取得的相关科研成果

发表论文：

[1]张萌，张强，王虹，李明旭．补偿模糊神经网络在感应加热电源应用的研究[J]．自动化技术与应用（已录用并缴费）．