

西南交通大学

硕士学位论文

移相调功式IGBT超音频感应加热电

姓名：时矗

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传

指导教师：郭世明

20040501

## 摘 要

目前我国中小功率的感应加热电源多为并联谐振式主电路结构, 功率调节通过直流侧调节实现: 一种通过调节整流器件触发导通角实现, 一种利用直流斩波电路实现。此类电源存在网侧功率因数较低, 对电网谐波污染较大, 效率不够高等缺点, 而采用直流侧不控整流, 逆变侧移相调功的超音频感应加热电源则可以很好的解决此类问题。

本文首先对感应加热电源的基本原理, 发展现状等作一简单介绍, 然后介绍了感应加热电源中两种不同类型的主电路结构形式及其各自的优缺点, 在此基础上确定了本文的设计方案。

确定了设计方案后论文详细分析了电源的主电路和系统各组成部分器件的参数计算和选取。

接着, 论文着重分析研究了电源控制电路的原理及其具体实现方法, 给出了详细的硬件电路设计原理图和各自的工作原理说明。

论文的第五章简要介绍了电源系统的控制软件的设计思路, 给出了主要功能模块的软件设计框图。

最后, 用 MATLAB 中的 SIMULINK 软件包对论文所算取的主电路参数, 控制方法进行了仿真研究, 验证了设计的正确性、合理有效性, 又在此基础上进行了部分实验验证工作, 给出了实验结果波形及其分析。

**关键词:** 感应加热电源 串连谐振 移相调功 SIMULINK 仿真

## Abstract

The most common circuit topology of middle&small capacity induction heating power supply is parrel resonant circuit today in our country. There are usually two ways to implement power modulation: Controllable Rectifier and DC chopper. Some disadvantages such as low power factor, severe harmonic noise, low efficiency limit these circuit's application. The serial resonant topology with uncontrolled DC link and phase-shift power modulation method can conquer the disadvantages above and get a more perfect resolvent.

The primary principle and actuality of induction heating power supply are reviewed at the paper's first chapter. Then we expatiate the two coupled circuit of induction heating power supply, their advantages and disadvantages are all discussed. Our design scheme is decided on this base at the end of this chapter.

Has ascertained the scheme, we give the main circuit design and the parameters of every component that make up the whole system.

The power supply's control system is analyzed detailly in chapter 4, it's schematic circuits are presented particularly as well.

The system's control software design is recounted briefly in chapter 5, it's main module diagram is given.

We demonstrate that the circuit components' parameter and the control method we choose are reasonable and valid through the system's simulation with MATLAB/SIMULINK and give the system's examination waveform and analyze them at the last chapter of this paper.

**Key Words:** Induction heating power supply, serial resonant, phase-shift power modulation, SIMULINK simulation

---

# 第一章 概述

## 1.1 感应加热的基本原理与用途

感应加热设备在现代工业生产过程中得到了大量的应用，主要包括感应熔炼设备和感应加热设备两大类，通称为感应电炉。

19 世纪初人们发现了电磁感应现象，得知处于交变磁场中的导体会产生感应涡流引起导体发热，但在开始阶段人们并没有想到利用这一现象，相反则是尽力抑制这种效应，直到 19 世纪末期人们才开始有目的利用这一原理进行对金属的熔炼、热处理、压力加工前的透热等，由此就出现了各种各样的感应加热设备。

### 1.1.1 电磁感应与感应加热

法拉第建立的电磁感应定律说明，处于交变磁场内的导体其两端会感应出电动势，电路闭合成回路时则产生感应电流。感应加热的基本原理就是此电磁感应定律，其原理如下图所示：

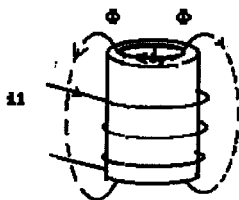


图 1-1 感应加热原理

如上图所示，在导体外面绕一匝数为  $N_1$  的线圈，交变电流  $i_1$  通入线圈后，感应线圈中就会产生同频的交变磁通  $\phi$ ，在金属工件中就会相应地有感应电动势  $e$ ，设工件的等效匝数为  $N_2$  则有 MAXWELL 电磁方程式<sup>[2]</sup>：

$$e = -N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (1-1)$$

设交变磁通为  $\phi = \phi_M \sin \omega t$ ，则：

$$e = -N_2 \frac{d\phi}{dt} = -N_2 \phi_M \omega \cos \omega t \quad (1-2)$$

因此感应电动势的有效值为:

$$E = \frac{2\pi f N_2 \phi_M}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_2 \phi_M \quad (1-3)$$

此感应电动势在工件中产生感应涡流  $I_2$  使工件内部加热, 其焦耳热为:

$$Q = 0.24 I_2^2 R t \quad (1-4)$$

其中:

$Q$ : 感应电流通过电阻产生的热量 (J);

$I_2$ : 感应电流有效值 (A);

$R$ : 工件的等效电阻 ( $\Omega$ );

$t$ : 工件通电的时间 (S)

由此可知, 感应加热是利用电磁感应将电能传递给被加热工件, 然后在工件内部电能又转变为热能的过程, 它与一般的电气设备中由于电磁感应而产生涡流进而产生发热的原理是一样的, 不过在感应加热中我们是利用了这一效应, 而不像一般情况下我们都是试图抑制此现象。

由上面的焦耳热表达式可以看出, 感应电动势及发热功率与交变磁通的频率和磁场强度有关, 感应线圈中流过的电流越大, 其产生的对应磁通量就越大, 因而可以通过提高感应线圈中的电流值而使工件中的感应涡流加大; 同时一定条件下提高工作频率也可以提高工件中的感应电流, 从而使工件发热效果得到增强, 加热速度增快。感应涡流的大小同时与金属工件的截面大小、形状、工件材料的导电率、导磁率及透入深度等因素有关。

### 1.1.2 透入深度与集肤效应

在感应加热过程中存在着三种效应: 集肤效应、邻近效应和圆环效应, 下面分别介绍这三种效应<sup>[2]</sup>。

集肤效应: 当交流电通过导体时, 沿导体截面上的电流分布不是均匀的, 最大的电流密度出现在导体的表面层, 我们称这种电流集聚的现象为集肤效应。

邻近效应: 两根通有交流电的导体距离很近时, 导体中的电流分布会受彼此的影响而有所变化。若两导体中电流方向相反, 则最

大的电流密度出现在两导体的内侧，反之若导体中电流方向相同，则最大电流出现在导体外侧，这种现象就称作邻近效应。

圆环效应：将交流电通过圆环形线圈时，最大的电流密度出现在线圈导体的内侧，这种现象称作圆环效应。

感应加热设备（电源）就是综合利用此三种效应的设备。交变磁场在导体中感应出的交变涡流由于集肤效应的影响，其沿横截面由导体表面至中心按指数规律衰减，工程上规定，当涡流强度由表面向内层衰减到其最大值的  $0.368 (1/e)$  时，此处与表面的距离  $\delta$  称为电流透入深度。由于由涡流产生的热量与涡流的平方成正比，因此热量由工件表面至芯部的下降速度比涡流的下降速度快的多，我们可以近似认为感应加热的热量集中在厚度为电流透入深度  $\delta$  的薄层中。工程上，透入深度可由下面表达式确定：

$$\delta = 5030 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (1-5)$$

其中：

$\rho$ ：导体材料的电阻率 ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )；

$\mu_r$ ：导体材料的相对磁导率；

$f$ ：感应涡流的频率 (Hz)

由上式可以得知，当被加热工件确定后，及材料的电阻率  $\rho$ ，相对磁导率  $\mu_r$  确定以后，透入深度  $\delta$  只与感应涡流的频率  $f$  的平方根成反比，因此我们可以通过改变频率来控制它，因为在某些金属热处理中，工艺要求工件的透入深度要在一定的范围之内，如此以来我们就可以很好的满足工艺要求。

### 1.1.3 感应加热的特点与应用

自从 1890 年世界上第一台感应熔炼炉问世以来，无论是感应加热的理论还是感应加热的实际应用装置都得到了很大的发展，感应加热的应用领域也得到了很大的扩展，无论是工农业生产还是日常生活中都有大量的感应加热设备的应用，其中主要的原因在于感应加热比之传统的一些加热方式具有下列的一些特点、优点<sup>[2][3]</sup>：

- 加热温度高，而且是非接触式加热；
- 加热效率高，有利于节能，符合当今能源节约的要求；

- 加热速度快,从而使被加热物体的表面氧化程度减轻,有利于提高产品质量;
- 加热温度容易控制,产品质量稳定;
- 容易对加热对象进行局部加热,根据需要生产出高质量的产品,节能;
- 容易实现装置的自动控制,减轻劳动强度,降低投入;
- 设备工作环境好,几乎没有热,噪声和烟尘;
- 作业占地面积小,生产效率高;
- 能根据需要加热形状复杂的工件;
- 容易加热均匀,产品质量好。

应用领域上,感应加热被广泛用于金属熔炼、透热、热处理和焊接等工业过程,已经成为冶金、国防、机械加工等部门及铸、锻和船舶、飞机、汽车制造等行业不可缺少的工业技术设备,此外,在人们的日常生活中,感应加热技术也得到了大量的运用,例如电磁炉、电热水器等家用电气很多就是采用感应加热方式来实现的。

## 1.2 感应加热技术的发展与现状

### 1.2.1 感应加热技术的发展过程

1831 年法拉第发现的电磁感应现象是感应加热技术的基础。在近百年的时间里,电磁感应原理被广泛应用于电动机、发电机、变压器和射频通讯等装置中,而电路和磁路的热效应在此类设备中均被视为有害的副效应,人们通过各种的技术手段来极力的减轻它的影响作用,为设备的正常、长期稳定运行创造良好的条件。一直到了十九世纪末期,Heaviside, Foucault 和 Thomson 等人对感应涡流理论和能量由线圈向铁心传输的原理进行了系统的研究后,人们才逐渐建立了感应加热的理论基础,人们开始认识到电磁感应过程中的感应涡流效应的积极的可利用价值。

随着人们对“感应致热”现象认识的不断加深,二十世纪初期法国、意大利和瑞典等国的技术人员开始研究使用感应加热技术。

二十世纪五十年代出现的晶闸管引起了感应加热技术乃至整个电力电子学的一场革命。七十年代后期,晶闸管中频装置已经逐渐代替了以前的中频发电机组,成为中频感应加热领域的主导产品。

电力电子技术的发展到了八十年代又有了长足的进步，标志之一就是系列新型自关断器件如 MOSFET、IGBT、SIT、MCT 等的出现，这些器件的出现促使电力电子技术向高频率的应用领域发展。

### 1.2.2 感应加热技术的发展现状

感应加热技术经过近百年的发展取得了很多重大的成果，尤其是二十世纪五十年代以后，固态电力电子器件的出现与发展，使感应加热技术和现代化的工业生产发生更紧密的联系，在现代工业生产中发挥了重大的作用，世界各国普遍重视感应加热技术的研究发展。

低频感应加热的特点是透热深度深，工件的径向温差小，因此热应力小，工件变形小，比较适合于大型工件的整体透热、大容量炉的熔炼和保温。目前在低频感应加热场合普遍采用传统的工频感应炉。

在中频（150Hz~10KHz）范围内，晶闸管感应加热装置已完全取代了传统的中频发电机组和电磁倍频器，国外此类装置的容量已经达到数十兆瓦。

超音频（10KHz~100KHz）范围内，在感应加热设备出现早期基本上是空白，晶闸管出现后，曾经出现过由晶闸管构成的采用时间分割电路和倍频电路实现的超音频电源。但到了八十年代，随着一系列新型固态电力电子器件的出现（GTO、GTR、MCT、IGBT、MOSFET、BSIT 和 SITH 等），以此类新型器件构成的结构简单的全桥型超音频固态感应加热电源逐渐占据了主导地位，其中以 IGBT 应用最为普遍，因为 IGBT 综合了 GTR 和 MOSFET 的优点，使用起来方便可靠。

高频（100KHz 以上）领域中，国外目前正处于从传统的电子管振荡器向固态电源的过渡阶段。

国内感应加热电源的研制水平总体上落后于国外的水平。

### 1.2.3 感应加热技术的发展趋势

随着现代工业生产对感应加热设备的数量 and 性能质量上的需求的不断增长，以及电力电子技术的发展，电力电子半导体器件的更新，计算机微控制器性能的增强以及现代控制理论的发展，未来感



应加热电源技术的发展趋势可以期望有如下几个方面:

一: 随着感应加热设备所处生产线的自动化程度的提高和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。

二: 电力半导体器件的大容量化、高频化以及感应加热电源在高频工况下所具有的一些优异性能促使感应加热电源向大容量化、高频化和小型化方向发展。

三: 随着人们对现代电能质量的更多关注和对电网无功及谐波污染抑制要求的提高, 具有高功率因素, 对电网谐波污染小的感应加热电源将会成为感应加热电源研制生产的追求目标。

四: 加热电源和负载的最佳匹配。感应加热电源运行在各类工业现场, 工况特别复杂, 其所驱动的负载对象差别很大, 实际工作过程中电源逆变器与负载是一个需要综合考虑的有机整体, 他们之间的配置情况会直接影响到电源的运行情况和运行效率。因此以后感应加热电源的研制过程中肯定会更多的考虑到电源负载的实际情况, 设计出整体性能、效率更佳的感应加热电源。

### 1.3 本文选题的意义、目的和工作任务

中小功率容量的感应加热电源 ( $\leq 70\text{KW}$ ) 在现今的工业生产中有许多的运用, 例如工件的透热、淬火、贵金属的熔炼等过程中都有大量的应用。当前, 这类功率容量的感应加热电源多为并联谐振电源。并联谐振型电源由电流源供电, 包含比较大的平波电抗器, 此种电源的功率调节一般是通过直流侧调节, 即通过改变整流晶闸管的移相触发角来实现的。这类电源耗用材料, 入端功率因数低, 对电网有较大的谐波干扰, 效率也比较低, 与当前人们对更优异性能的要求相差很大。本文就是针对这一情况, 来探索一种简单高效的中小功率感应加热电源控制方法。

本文以串联谐振型感应加热电源为研究对象, 通过对串联谐振型感应加热电源的调功方式的分析比较而得到适用的调功控制方式, 研制一额定功率为  $10\text{KW}$  的用于淬火的超音频感应加热电源。重点阐述移相调功式感应加热电源的系统控制电路的研究设计以及其保护电路、辅助电路等的研制, 给出系统的软件设计流程和对系统的设计进行仿真实验验证。

## 第二章 感应加热电源的结构及原理分析

随着电力电子技术的不断发展和实际工业生产等应用领域中的不同要求的提出,感应加热电源发展出了多种不同的种类形式。但总体上来说,感应加热电源包括以下几个组成部分:

- ① 整流器 (AC-DC)
- ② 滤波环节 (FILTER)
- ③ 逆变器 (DC-AC)
- ④ 谐振槽路及负载 (RESONANT TANK)
- ⑤ 控制及保护环节 (CONTROL AND PROTECT)

一般的感应加热电源的组成框图及其各环节典型波形如下所示:

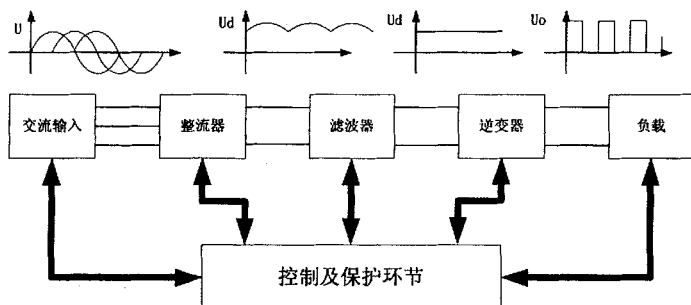


图 2-1 感应加热电源的组成框图及典型波形

一般情况下是三相工频交流电 (50Hz) 输入, 经整流环节后成为脉动直流电, 再经过滤波环节后成为平滑的直流电, 此平滑直流电经过其后的逆变器环节逆变为一定频率的交流电压供与负载。在感应加热装置中, 一般情况下电能通过感应线圈传递给被加热负载, 因此往往在研制过程中感应线圈作为电源逆变器的一部分对待它与负载一起又可构成逆变器的等效负载。

### 2.1 电力电子元器件的发展

1957 年美国通用电气公司研制出世界上第一只晶闸管 (SCR)

标志着电力电子技术的诞生。晶闸管是一种通过对其门极进行控制能使之导通而不能使之关断的半控型电力电子器件。经过了 60 年代的工艺完善和应用开发,到了 70 年代,晶闸管已经形成了从低压小电流到高压大电流的系列产品。同时一系列派生器件也陆续被开发出来,如不对称晶闸管(ASCR)、光控晶闸管(LASCR)、快速晶闸管(FST)逆导晶闸管(RCT)和门极可关断晶闸管(GTO)等。

1948 年美国贝尔实验室发明了第一只晶体管,到了 70 年代,用于电力应用中的晶体管(GTR——电力晶体管)出现并得到了广泛的应用。GTR 属于全控型器件,其开关速度与晶闸管相比也有很大的提高,可达到 20KHz, GTR 的一度广泛应用促进了传统直流电源装置的革新,出现了所谓的“20 千周革命”。但是 GTR 存在二次击穿、不易并联扩容以及开关频率仍然不够高等问题,因此到了现在其应用大大减小了。

70 年代后期,电力半导体器件高频化进程中的一个标志性器件:功率场效应晶体管(Power MOSFET)开始进入实用阶段。Power MOSFET 是一种压控双极性器件,它的开关频率高(可达数百千赫甚至兆赫)、开关损耗低、安全工作区宽、输入阻抗高、驱动容易,另外这种器件在大电流区域具有负温度系数,很容易实现并联扩容。目前 Power MOSFET 的容量也已经达到很高的应用水平,研制水平达到 250A/1000V。Power MOSFET 有一很大的不足是其导通电阻比较大,这是由于其导通电阻与  $U^{2.5}$  成正比,因此在高频、大功率系统中的应用就受到了限制。

80 年代后期,绝缘栅双极晶体管(IGBT)的出现标志着双极型复合器件的研制成功。IGBT 综合了 MOSFET 开关频率高,输入阻抗高,热稳定性好,驱动容易和 GTR 的载流能力强的优点,而且其通态阻抗很小,是一种更为理想的高频、高压、大电流器件。目前 IGBT 的商业应用水平已达到 1200A/3500V/50KHz。另一种 80 年代后期出现的复合器件 MCT 的研制水平也达到 300A/2000V, 1000A/1000V<sup>[5]</sup>。

另外还有一些其他的电力电子器件,这里就不再介绍。本文中要求研制的对象频率、容量等参数都不是很高,有多种器件可供选用,我们通过器件的对比和根据我们对应用技术的掌握情况决定在本设计中采用 IGBT 作逆变器主开关器件。

## 2.2 逆变器与谐振负载电路的原理分析

感应加热的负载可以看作一个变压器，其原边为感应线圈，副边为被加热工件，如此就成了一个副边短路的特殊变压器。一般可以将感应加热工件和感应线圈用图 2-2 所示的电路等效，其中  $L$  和  $R$  分别为等效电抗和电阻，则其等效阻抗为  $Z = R + j\omega L$ 。

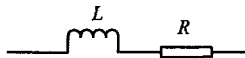


图 2-2 负载等效电路

由此可以得知负载的功率因数为：

$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (2-1)$$

负载感应圈中流过电流  $I$  时，其有功功率为：

$$P_L = I^2 R \quad (2-2)$$

无功功率为：

$$Q_L = I^2 \omega L \quad (2-3)$$

负载的品质因数为：

$$Q = \frac{Q_L}{P_L} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega RC} \quad (2-4)$$

由此可以得知，品质因数  $Q$  与功率因数  $\cos \varphi$  间关系为：

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2}} \quad (2-5)$$

一般的高中频感应加热负载，其  $\omega L \gg R$ ，即  $Q$  值比较大，因此功率因数很低，由文献[3, 4]提供的经验数据，熔炼、透热、及淬火等应用场合中的感应加热电源的功率因数一般为 0.05~0.5。为了充分利用电源容量，我们需要提高电源功率因数，在感应加热电源中都是用电容器来补偿无功功率，如此整个负载回路就变成了由逆变器等效负载和补偿电容器构成的谐振回路，根据补偿电容器与负载及感应线圈的连接方式的不同，感应加热电源的逆变器可以分为电压型串联逆变器和电流型并联逆变器两种典型的结构形式。

### 2.2.1 电压型串联逆变器

无功补偿电容器与感应线圈串联的逆变器称作串联逆变器。其电路原理如图 2-3 所示，以单相逆变器为例<sup>[4]</sup>。

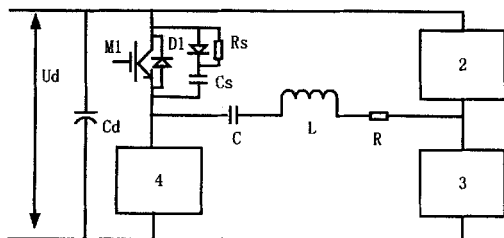


图 2-3 串联谐振式逆变器原理图

电路中  $C$  为谐振电容器， $R, L$  为感应线圈和负载的等效电感电阻，图中只示出了一个单元的详细组成原理图，其他三个完全一样。

根据负载槽路电压电流相位关系的不同串联逆变器可能工作于三种工作状态下：容性、感性和谐振状态，如图 2-4 (a) (b) (c) 所示。

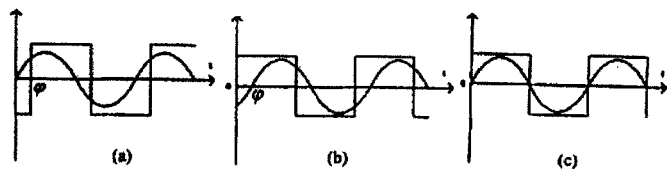


图 2-4 串联逆变器的工作波形 (a) 容性 (b) 感性 (c) 谐振

串联谐振式逆变器利用电路串联谐振的原理，系统的谐振频率

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ，逆变器工作于谐振状态下时，其等效阻抗为  $Z = R$ ，串

联负载电路的电流为  $I_H = \frac{U_{ab}}{R}$ ，感应线圈和谐振电容器上电压为

$U_L = U_C = QU_{ab}$ ，其中  $Q$  为串联负载电路的品质因数，

$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$ 。实际应用中一般负载电阻值都比较小，负载电路

对前端电源呈低阻抗, 要求由电压源对其供电, 因此在逆变器前端整流环节要求并接大的滤波电容器  $C_d$ , 当  $C_d$  足够大时就可以认为逆变器的直流电源即系统整流环节是一恒定电压源。电路中与主开关器件反并联的二极管  $D_1 \sim D_4$  是为了在主开关器件关断期间给负载谐振电路提供电流通路, 使主开关器件不受换流电容器上高电压的影响, 一般 IGBT 器件内部封装有此反并联二极管。逆变器一般工作于准谐振频率上, 负载功率因数可近似为 1, 输出负载电压为近似方波, 电流为近似正弦波。串联逆变器是恒压源供电, 为了防止逆变器的同一桥臂的上下开关管同时导通造成直流电压源短路, 在电路换流过程中应遵循先关断后开通的原则, 在一定时间内所有的开关器件都处于关断状态, 此段时间称为电路的死区时间, 一般为  $3\mu\text{s}$  左右。在 IGBT 器件关断时, 由于电路杂散电感和分布电感的存在, 会有感生尖峰电压的产生, 此尖峰电压对开关器件是一很大的威胁, 可能损坏器件, 因此实际电路中需要为开关器件并联阻容吸收电路以构成保护电路。

### 2.2.2 电流型并联逆变器

补偿电容器与逆变器负载相并联的逆变器称作并联逆变器。其电路原理如图 2-5 所示, 以单相逆变器为例<sup>[4]</sup>。

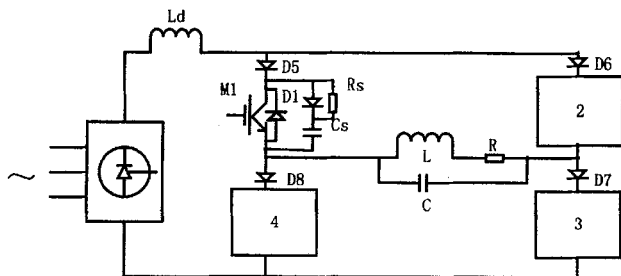


图 2-5 并联谐振式逆变器原理图

电路中  $C$  为谐振电容器,  $R, L$  为感应线圈和负载的等效电感电阻, 同样图中只示出了一个桥臂的具体电路图。

根据负载槽路电压电流相位关系的不同串联逆变器可能工作于三种状态下: 感性、容性和谐振状态, 如下图 (a) (b) (c) 所示。

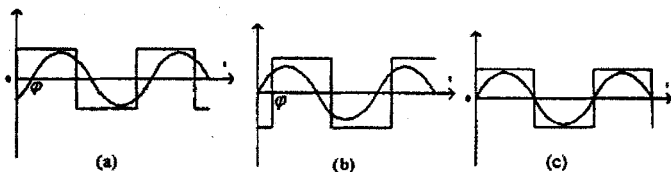


图 2-6 并联逆变器的工作波形 (a) 容性 (b) 感性 (c) 谐振

并联谐振式逆变器利用电路的并联谐振原理, 其谐振频率为

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , 谐振状态下时其等效阻抗为  $Z = \frac{L}{CR}$ 。并联负载电路的总

电流  $I_o = \frac{CR}{L} U_{ab}$ , 电感及电容上电流为  $I_L = I_C = Q I_o$ ,  $Q$  为并联负载

电路的品质因数,  $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$ 。负载发生并联谐振时阻抗十分

大, 此时若用电压源对其供电则谐振附近电流较小, 因此并联谐振逆变器需要用电流源供电, 则在逆变器前端的整流环节不要大电容滤波而是改用大的电感器滤波, 如原理图中  $L_d$  所示, 此时整流环节即相当于一恒流源。在逆变器工作于准谐振状态时, 负载并联谐振回路对于负载电流中接近谐振频率的基波呈高阻抗, 而对高次谐波呈低阻抗, 谐波分量电压被衰减, 负载两端电压为近似正弦波, 电流为近似方波。并联谐振式逆变器由恒流源供电, 为了防止直流电源开路, 逆变器上下桥臂的主开关器件不能同时关断, 电路换流过程中必须遵循先开通后关断的原则, 使得有一定时间内所有开关器件都是导通的, 此段时间称作电路的重叠时间。由于直流电流源采用大电感滤波, 大电感能够抑制短路电流的上升, 所以一般不必考虑直流电源短路的问题。由于 IGBT 内部封装有反并联二极管, 所以 IGBT 不能承受反向电压, 因此在每个桥臂中要为每个主开关器件串联一同等容量的电力二极管以承受换流后相应桥臂要承受的反压, 如图中所示二极管  $D_5 \sim D_8$ 。同串联谐振式逆变电路一样, 电路中每个主开关器件都并联有阻容网络构成的保护电路。

### 2.2.3 两种形式逆变器的比较

上面简单分析了串联谐振式逆变器和并联谐振式逆变器的原

理, 由分析可知两类逆变器存在着对偶性。下面对两者应用过程中的主要差别进行比较<sup>[2][5]</sup>:

1. 串联谐振式逆变器短路保护较为困难。串联谐振式逆变器的负载电路对电源呈低阻抗, 逆变器采用电压源供电, 因此在直流电源的两端并接有大的滤波电容。在逆变器发生短路故障时, 由于电容器上电压不能突变, 瞬时放电电流将会很大, 此时必须在功率器件的允许短路时间内采取保护措施, 否则功率器件就会损坏, 这一缺点可以通过研制合理有效的保护电路予以克服。

相反并联谐振时逆变器的短路保护则比较容易。并联谐振式逆变器采用电流源供电, 直流电源末端串接有一大滤波电感。在逆变器发生短路故障时, 短路电流的上升将会受到此滤波电感的抑制, 功率器件的保护就相对比较容易实现。

2. 并联逆变器工作时, 开关管承受反压较大。由于自关断器件 IGBT 承受反压的能力很低, 因此应用中就需要给每个桥臂的主开关管串接同等容量的快恢复二极管, 而大容量的快恢复二极管价格很贵且不易购买。同时 IGBT 内部有寄生的反并联二极管, 在器件受反压作用时, 该二极管可能会引起较大的环流损坏器件。

串联逆变器工作时, 开关管受的反压很小, 其大小仅仅是开关管反并联二极管的导通压降, 非常小。

3. 串联逆变器相当于一恒压源, 负载为  $R$ 、 $L$  和  $C$  的串联, 其输出电压为矩形波, 电流为近似正弦波。而并联逆变器相当于一恒流源, 负载为  $R$ 、 $L$  和  $C$  的并联, 其输出电流为矩形波, 输出电压为近似正弦波。

4. 由于串联逆变器由电压源供电, 在换流过程中为避免逆变器上下桥臂开关管同时导通造成电压源短路, 在控制中必须确保先关断再开通, 即必须保证死区时间的存在。此时电路的杂散电感上的感生电势可能对器件构成威胁, 因此要有有效的尖峰电势吸收电路对主开关器件进行保护。

并联逆变器由电流源供电, 换流时为了避免直流滤波电感  $L_d$  上产生大的感生电势, 必须保证电流连续, 即换流时要遵循先开通后关断的原则, 保证重叠时间的存在。重叠时间内, 虽然逆变器桥臂直通, 但由于  $L_d$  比较大能够限制电流上升率, 不会造成直流电源短路, 但换流过长会使系统效率降低, 因此重叠时间不可过长。



5. 串联逆变器的起动较为简单。串联逆变器既能自激工作, 也能他激工作。我们可以利用这一点设计他激转自激电路, 容易的解决电路的起动问题。本文的研究对象感应加热电源主要应用于淬火等需要频繁起停的场合, 这一点上串联逆变器有应用优势。

并联逆变器起动较为困难。并联逆变器起动前需对直流滤波大电感预充电, 以保证其为电流源。并联逆变器只能工作于自激状态, 当驱动信号频率不等于负载固有谐振频率时, 系统就起动不起来, 因此并联逆变器起动之前必须测定负载的固有谐振频率。

6. 串联逆变器由于电压高, 电流小, 对槽路布局要求较低, 感应加热线圈与逆变电源的距离远时对输出功率的影响很小, 当采用同轴电缆或将来回线绞接在一起铺设时影响则几乎可以不计。

并联逆变器则由于电压低, 电流大而对槽路布线要求很高。感应加热线圈与逆变电源 (尤其是谐振电容器) 的距离应尽量靠近, 否则两者之间的引线的分布电感会改变负载电路的结构, 使逆变器工作受到很大影响。

7. 并联逆变器工作可靠性较差, 在感应加热过程中, 负载的等效阻抗等参数会有一定的变化, 因此负载的谐振频率就会相应有变化, 此时如果逆变器控制电路不能及时准确的跟踪到负载谐振频率, 就可能使逆变器停振, 甚至发生逆变颠覆的故障。

串联逆变器则相对工作更为可靠。在负载谐振频率随加热过程不断变化时, 控制电路即使未能跟踪其频率变化, 也只会造成负载功率因数的变化, 不会发生停振或逆变颠覆等故障。

综合以上几点的对比情况, 我们认为在需要频繁起停的超音频感应加热应用中, 选择串联逆变器结构更为合适。

## 2.3 串联谐振式逆变器调功方法的研究

在串联谐振式逆变器应用中, 对系统的输出功率的调节方式有多种, 我们需要在研制过程中根据实际的应用场合、性能要求等作出合理的选择。总体上可以分为整流侧调功和逆变侧调功两种方法。

### 2.3.1 整流侧调功方法

整流侧调功即在逆变器的直流电源侧通过对逆变环节输入电压值的调节实现对逆变器输出功率的调节。通常有两类直流侧调功方

式：相控整流调功和直流斩波调功。为简便起见，下面的说明中都以单相交流输入为例<sup>[9]</sup>。

### 2.3.1.1 相控整流调功

整流电路采用可控（或半控）器件进行可控整流，通过调节不同的移相角而得到幅值大小不一的直流输出电压供给逆变环节，从而改变逆变器输出功率。其原理图如图 2-7 所示：

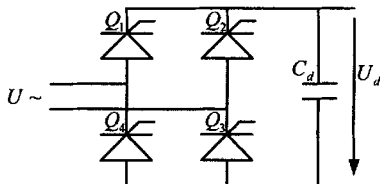


图 2-7 相控整流调功原理图

相控整流方式有一很大的不足是由于移相角直接影响到网侧功率因数，因此采用相控整流调功时会使得系统网侧功率因数较低，另外相控整流换流过程会影响到电网电压的稳定性以及若采用 SCR 等半控器件时系统调节响应快速性差等。

### 2.3.1.2 直流斩波调功

直流斩波调功方式的原理如图 2-8 所示：

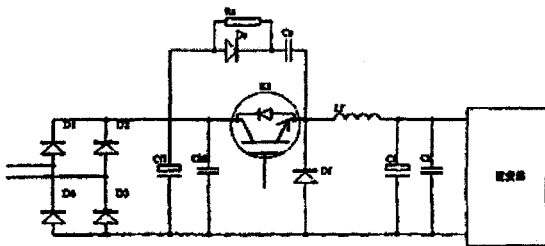


图 2-8 直流斩波调功原理图

在此种调功方式下，整流器采用二极管不控整流，使得电网侧功率因数很高，减小了系统对电网的影响。在逆变器和直流电源之间的是一 Buck 电路形式，可控功率器件  $K_1$  上面的阻容网络是其缓冲保护电路，通过对  $K_1$  的导通占空比的调节即可改变供给逆变环节的直流电压源，从而改变系统的输出功率。此类方式中，由于 Buck

电路中的功率器件工作在硬开关状态下, 开关损耗相当大, 在高频及大容量系统中应用有较大的困难。另外, 此种方式中, 系统需要额外的开关器件需求, 因此使得系统成本会有一定的升高。

### 2.3.2 逆变侧调功方法

逆变侧调功即在逆变器侧通过对逆变环节功率器件开通关断的控制改变逆变器输出电压的参数从而实现对逆变器输出功率的调节。通常有脉冲频率调制法 (PFM)、脉冲密度调制法 (PDM) 和脉冲宽度调制法 (PWM) 几种。采用逆变侧调功方案时就可以在直流侧采用不控整流, 简化整流器控制电路, 提高系统整体网侧功率因数, 同时逆变侧功率调节的响应速度比采用直流侧调节要快。

#### 2.3.2.1 脉冲频率调制法 (PFM)

脉冲频率调制法就是通过改变逆变器的工作频率从而改变负载的阻抗而达到调节输出功率的目的。

串联谐振式逆变器的负载等效电路如下图 2-9 所示:

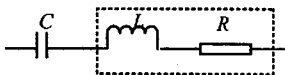


图 2-9 串联谐振式逆变器的等效负载电路

由电路可得负载的等效阻抗为:

$$Z = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R \quad (2-6)$$

则:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} = \sqrt{R^2 + \left( 2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C} \right)^2} \quad (2-7)$$

由上式可知, 串联谐振负载的等效阻抗随着逆变器的工作频率  $f$  的变化而不断的变化, 等效阻抗随  $f$  的变化情况如下图 2-10 所示。在输出电压恒定的情况下, 逆变器工作频率偏离负载谐振频率越大则等效阻抗就越大, 逆变器输出功率就越小。

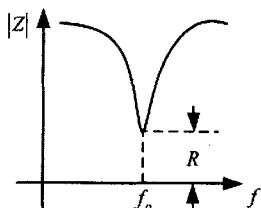


图 2-10 串联谐振负载的频率阻抗特性

由图可知，在逆变器工作于谐振频率  $f = f_0$  时，负载等效阻抗最小，逆变器输出功率最大。将工作频率调高或调低都能减小输出功率，但一般在实际运用中为了改变功率器件的开关状态，防止器件开通时大的尖峰电流冲击，需要使负载电路工作于感性状态，因此一般在减小输出功率时都是将开关频率往高于谐振频率方向调节。

脉冲频率调制方法（PFM）是逆变调功方法中最简单的一种，它属于频率开环控制。PFM 的主要缺点在于在功率调节过程中工作频率也不断变化，如此一来，在感应加热应用中被加热工件的集肤深度也随之不停变化，而在表面淬火等应用场合中，集肤深度的变化对热处理效果有很大的影响，因此在要求严格的情况下，PFM 方法就不大适用。

### 2.3.2.2 脉冲密度调制法（PDM）

PDM 方法就是通过控制脉冲密度，即控制逆变器向负载馈送能量的时间来控制输出功率。其原理如下图 2-11 所示：

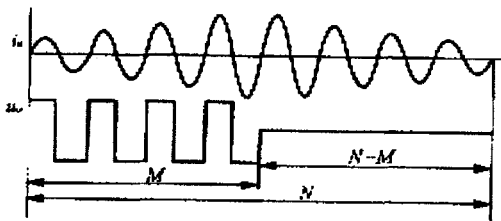


图 2-11 脉冲密度调制法（PDM）原理图

如上图所示，此 PDM 调制法的原理是：在总共  $N$  个调功单位内，其中的  $M$  个单位内逆变器向负载馈送能量，而其余的  $N-M$  个单位

内逆变器停止对负载的能量馈送，负载能量以自然频率逐渐衰减。这样输出的脉冲密度就为  $M/N$ ，输出功率与脉冲密度联系了起来，我们就可以通过调节脉冲密度而达到调节功率的目的了。

PDM 调制法的主要优点在于其输出频率基本不变，开关器件的开关损耗相对较小，便于实现数字化控制，较适合于开环工作场合等。PDM 的缺点在于：

1) 逆变器输出功率的频率不完全等于负载自然谐振频率，在要求功率闭环的场合中工作稳定性不够。在 PDM 中， $M$  个周期中逆变器以一定的频率输出功率，而余下的  $N-M$  个周期中负载以自然频率衰减振荡。在由自然衰减振荡状态转到输出功率状态时需要重新锁定工作频率，此时系统可能发生失控故障。因此 PDM 在功率闭环或温度闭环等应用场合工作稳定性不够好。

2) PDM 的功率调节过程属于有级调功方式，因此功率调节特性不理想，不够平滑连续。

### 2.3.2.3 脉冲宽度调制法 (PWM)

脉冲宽度调制法是控制逆变器开关管的开通时间，改变其输出方波的占空比从而改变输出功率的方法。在一般的非移相调功的逆变器中，逆变器同一桥臂上下两开关管的触发信号是互补的，斜对角的两个开关则为同时开通与关断，此时逆变器输出电压为  $\pm U_d$  的方波（电压型逆变器），正负半波各占半个周期，各开关管控制信号占空比为 50%（理想化，实际上有死区影响），如果我们使各管控制信号占空比小于 50%，则输出电压波形在正负交替电压之间就会出现零电压值，输出功率得到调节，此过程原理如下图 2-12 所示：

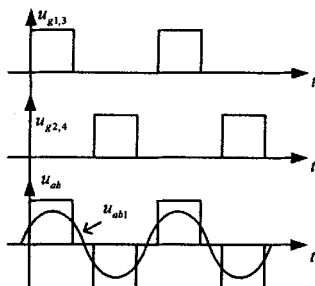


图 2-12 脉冲宽度调制示意图

实际应用中, PWM 有一更为常用的实现方法: 移相 PWM 调制法。其原理是同一桥臂的上下开关管的驱动脉冲互补, 使两原来同相的两个桥臂的开关管的驱动信号错开一个相位角, 这样就能在负载输出的正负交替的方波电压之间插入一段零电压区, 如此就改变了输出电压的有效值, 通过对错开相位角的控制即可达到输出功率控制的目的。

一般的逆变器移相 PWM 控制方式中, 工作频率为一定值。而在感应加热电源的应用中, 移相 PWM 控制中要求逆变器工作频率跟踪负载的谐振频率。这种控制方法中通常要求某一桥臂(基准臂)的驱动脉冲与输出电流的相位保持一致(实际中往往领先一定相位角), 而改变另外一个桥臂(移相臂)的开关管的驱动信号与此桥臂驱动信号的相位差  $\beta$  ( $\beta$  在  $\pm 180^\circ$  范围内可调) 来实现输出功率的调节。根据输出电压电流不同的相位关系移相 PWM 控制又可分为降频式 PWM 和升频式 PWM 两种。

### 2.3.2.3.1 降频式 PWM

降频式 PWM 的原理如下图 2-13 所示。

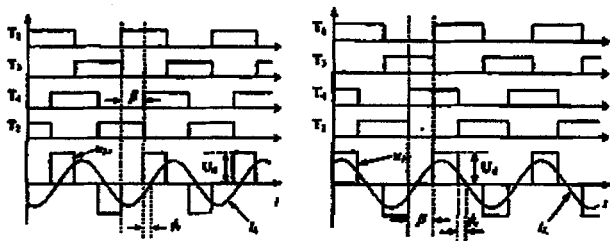


图 2-13 降频式 PWM 原理图 图 2-14 升频式 PWM 原理图

如上图 2-13 中所示, 逆变器输出电流  $i_o$  始终落后于输出电压  $U_{ob}$  一个角度  $\phi_0$ 。在移相角  $\beta$  由 0 逐渐增大的调节过程中, 逆变器输出脉冲宽度减小的同时, 输出电压相对于输出电流的相位由超前变为滞后, 即频率在随之下降。因此这种控制方式称作降频式 PWM 控制。在此种控制方式中没有器件并联二极管的反向恢复问题, 不会产生大的电流尖峰和功率损耗。

此种降频式移相 PWM 控制方式中, 输出电压  $U_{ob}$  可用富氏级数描述为:

$$U_{ab} = \sum_n \frac{4U_d}{n\pi} \cos \frac{n\omega\tau}{2} \sin n\omega t = \sum_n U_{nm} \sin n\omega t \quad (2-8)$$

$$\text{其中: } U_{nm} = \frac{4U_d}{n\pi} \cos \frac{n\omega\tau}{2}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}$$

输出基波有效值为:

$$U_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \frac{\omega\tau}{2} \quad (2-9)$$

基波功率因数角为:

$$\phi_1 = \phi_0 + \frac{\omega\tau}{2} = \phi_0 + \frac{\beta}{2} \quad (2-10)$$

其中移相角  $\beta = \omega\tau$

基波电流有效值为:

$$I_1 = \frac{U_1 \cos \phi_1}{r_0} \quad (2-11)$$

其中  $r_0$  为负载谐振回路的等效电阻值。

电路输出功率用基波有功功率表示如下:

$$P_o = P_{o1} = U_1 I_1 \cos \phi_1 = \frac{1}{r_0} \left[ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \frac{\beta}{2} \cdot \cos \left( \phi_0 + \frac{\beta}{2} \right) \right]^2 \quad (2-12)$$

由上式可以看出, 在电路无移相时输出功率为最大, 即  $\beta = 0$  时有:

$$P_{om} = \frac{1}{r_0} \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \phi_0 \right)^2 \quad (2-13)$$

功率标么值为:

$$\frac{P_o}{P_{om}} = \left[ \frac{\cos \frac{\beta}{2} \cos \left( \phi_0 + \frac{\beta}{2} \right)}{\cos \phi_0} \right]^2 \quad (2-14)$$

由此可以得知, 在移相角逐渐增大的过程中, 逆变器输出功率值将逐渐减小。降频式移相 PWM 控制方式的这一特性使得它十分适合于需要对功率进行全程调节的场合。

### 2.3.2.3.2 升频式 PWM

升频式 PWM 的原理如上图 2-14 所示。在上图中, 逆变器输出电流  $i_o$  始终引前于输出电压  $U_{ab}$  一个角度  $\phi_0$ 。移相角  $\beta$ , 在其从 0 逐渐增大的调节过程中, 逆变器输出脉冲宽度减小的同时, 输出电压相对于输出电流的相位更加超前, 即频率不断提高。因此这种控制方式称作升频式 PWM 控制。在此种控制方式中与超前臂中主开关器件反并联的二极管存在反向恢复问题, 有较大的电流尖峰存在, 如果电路布局不够理想的话还会有较大的感生电压尖峰产生, 对电路工作不利。

在此种升频式移相 PWM 控制电路中, 逆变器输出基波有效值与上面降频式移相电路中相同, 基波输出功率因数角和输出功率则分别为:

$$\phi_1 = \phi_0 - \frac{\omega\tau}{2} = \phi_0 - \frac{\beta}{2} \quad (2-15)$$

$$P_o = P_{o1} = U_1 I_1 \cos \phi_1 = \frac{1}{r_o} \left[ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \frac{\beta}{2} \cdot \cos \left( \phi_0 - \frac{\beta}{2} \right) \right]^2 \quad (2-16)$$

由上式可以看出, 在移相角  $\beta$  逐渐增大的过程中, 逆变器输出功率先是增大然后到达一定角度后又逐步降低, 这一特性使得其不太适合需要功率全程调节的感应加热等应用场合中。

必须指出的是, 不管是升频还是降频式移相 PWM 控制方式中, 在改变移相角  $\beta$  的同时, 负载功率因数角  $\phi$  相应改变, 开关频率将相应改变, 因此移相角  $\beta$  的实际调整范围为  $180^\circ - 2\phi_0$ 。

脉冲宽度调制法 (PWM) 是当前比较常用的一种调功方式, 它可以对输出功率进行大范围的调节而频率变化却很小, 它有利于数字化实现, 易于实现电路的准谐振软开关条件, 在感应加热等应用场合中, 加以频率跟踪装置就可以很好的适应实际工作的需要。

## 2.4 本文方案的确定

根据感应加热应用的实际工艺要求, 我们最终确定了如下的超音频感应加热电源的研制方案。

感应加热电源的整流侧采用电力二极管不控整流, 向逆变环节提供稳定的直流电压, 系统负载与补偿电容器采用串联连接, 在逆



变环节采用降频式移相调功方式实现对加热电源输出功率的调节，由频率跟踪环节数字锁相环电路跟踪被加热负载及其谐振回路的谐振频率而使系统工作于准谐振状态，有近似谐振软开关环境。

---

### 第三章 移相调功感应加热电源的主电路分析

确定了超音频感应加热电源的总体研制方案后,本章将进行系统的主电路分析、设计,求取电源各组成环节的参数和进行电路各组成元器件各项参数的分析确定。

#### 3.1 电源整机结构框图

在上面章节中,我们已经确定了本超音频感应加热电源系统中整流器采用电力二极管不控整流,逆变器采用全控型器件 IGBT 组成串连谐振式逆变器,主开关器件的开关频率略大于负载槽路的谐振频率,系统工作在弱感性状态。系统控制系统由数字锁相环电路和单片机 80C196KC 为核心的控制电路组合而成,实现逆变器移相调功和电路的电压、电流、工作频率等的显示。电路同时有过压、过流、过热等保护功能。系统的总体框图如下图 3-1 所示。

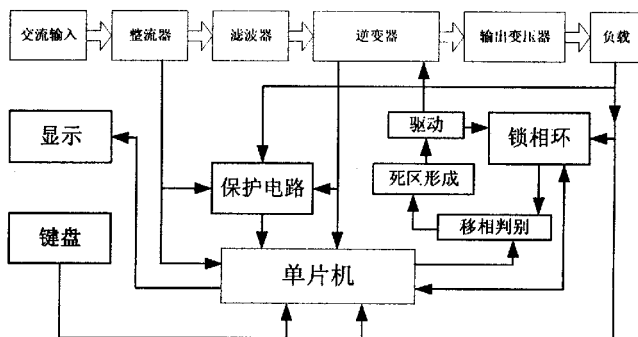


图 3-1 超音频感应加热电源总体框图

对总体框图作两点说明:

1. 框图中的“移相判别”环节是指根据设定电源是否满功率运行而区分主开关管的触发脉冲来源的逻辑电路。如果电源不是满功率运行,例如只是额定满功率的 50%,则系统处理器计算出相应的移相角度然后由锁相环所输出的触发信号将有一路经过单片机作移相处理后再输向死区形成电路,作为移相臂的触发信号;而电源若

是设定为满功率运行的情况下, 则触发信号无需经由单片机作移相处理, 而是直接由锁相环输出到死区形成电路中。

2. 锁相环跟踪了负载的谐振频率后需要送频率信号给单片机, 单片机用以作频率显示和移相角计算等的参数, 同时当单片机由保护电路的输入信号判定了电源出现某种故障后, 单片机需要向锁相环输出脉冲封锁信号。因此, 在单片机和锁相环电路之间信号是双向的。

### 3.2 移相调功感应加热电源主电路

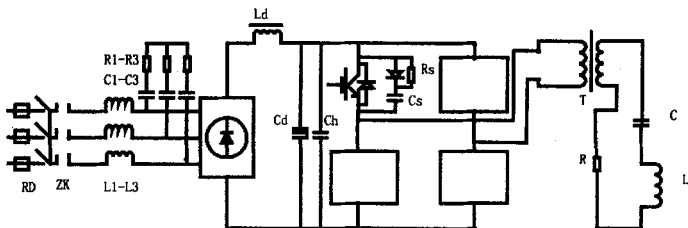


图 3-2 超音频感应加热电源主电路图

如前一章所述, 感应加热电源的整流侧采用不控整流方案, 电路示意图如上图 3-2 所示, 三相 380V 交流电经熔断器、空气开关、接触器及进线电抗器加到由电力二极管模块组成的三相不控整流桥上。三相整流桥输出的直流电压  $U_d$  经过直流滤波电容器  $C_d$  后被滤为平直的直流电压,  $C_d$  为电解电容, 与  $C_d$  并联的还有一聚丙烯高频小电容  $Ch$ , 用于提供高频无功电流的通路, 在逆变器换流过程中, 高频电流将通过 IGBT 反并二极管和滤波电容器形成续流回路, 电解电容器  $C_d$  为有感电容, 对高频电流的吸收效果不大, 并联上高频小电容  $Ch$  后高频电流将沿反并二极管和此高频电容形成续流回路。

整流侧整流所得直流电压  $U_d$  加到逆变桥上, 逆变桥是由四个 IGBT 模块组成的单相全桥逆变器, 每个 IGBT 都有一反并联二极管与其并联, 同时有电阻、电容及二极管组成的阻容吸收保护电路与其并联。逆变器中功率器件由控制电路控制脉冲信号驱动而周期性的开关, 输出方波电压  $U_{ab}$  经过超音频变压器的隔离降压后加到由补偿电容器和感应线圈及负载组成的谐振回路上。

在整流输出的直流母线正侧上还串有一霍尔电流传感器, 由它来采集电源工作直流信号, 一方面用于接入单片机上的 A/D 转换口, 用以显示直流母线上电流值, 另一方面用于接入一比较器电路, 当电路发生过流或逆变桥上下桥臂直通短路故障时, 比较器翻转输出故障信号, 由单片机控制电路进行相应的故障处理, 确保电源的安全。

超音频输出隔离变压器 T 的作用是电气隔离和负载的阻抗匹配。一般 T 为降压变压器, 适当改变变压器的变比即可降低谐振槽路中电感、电容上的电压值, 并可进行不同的负载阻抗匹配<sup>[2][3]</sup>。

我们需要根据系统的设计功率要求和电网参数等来确定电源中整流器和逆变器中主开关器件及吸收保护电路以及滤波电路中各器件的参数并由此确定元器件的选用。

### 3.2.1 直流侧主电路分析计算

为计算方便起见, 将完整的整流侧电路原理图放在下面, 由于可以将滤波环节看作整流器不可缺少的一部分, 因此将滤波器元器件参数计算也放在此处进行<sup>[1][2][3][6]</sup>。

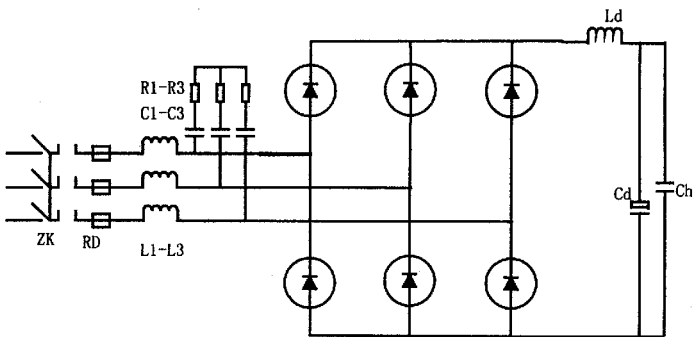


图 3-3 整流器电路原理图

如上图, 在整流器的进线端串连了三个电抗器  $L_1 \sim L_3$  起限流作用, 并联了起吸收保护作用的阻容网络  $R_1 \sim R_3$  和  $C_1 \sim C_3$ 。下面进行整流器元器件参数计算和选取。

(1) 在整流器前端进线平波电抗器电感量选取适当的情况下,

三相不控整流电路的输出直流电压为:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_a \quad (3-1)$$

式中  $U_d$ ——直流输出电压平均值, 伏特

$U_a$ ——整流桥输入线电压值, 伏特

所以整流输出电压为:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_a \approx 1.35 U_a = 1.35 \times 380 = 513 \text{ (V)} \quad (3-2)$$

考虑到元器件和线路压降, 取  $U_d = 500\text{V}$ 。

(2) 计算整流器的输出功率。根据电源输出功率为  $P_a = 10\text{KW}$ , 再考虑逆变器变换效率按  $\eta_i = 90\%$  计, 则整流器的输出功率为:

$$P_d = \frac{P_a}{\eta_i} = \frac{10}{0.9} \approx 11.11 \text{ (KW)} \quad (3-3)$$

如此整流器的输出电流为:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{11.11 \times 1000}{500} = 22.22 \text{ (A)} \quad (3-4)$$

(3) 计算整流器进线电流。

$$I_l = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \approx 0.816 I_d = 0.816 \times 22.22 \approx 18.13 \text{ (A)} \quad (3-5)$$

(4) 进线空气开关 ZK 的选择。由上面计算可得进线电流额定值为 18.15A, 选用 30 安等级的自动空气断路器, 其过流跳闸值应整定为:

$$I_l = 1.1 I_l = 19.94 \text{ (A)} \quad (3-6)$$

实际选取时将其跳闸值整定为 20A。

(5) 进线熔断器 RD 的选择。熔断器的选取恰当与否直接关系到电源能否安全、稳定的运行, 选取容限过大则不能起到很好的保护作用, 而选取过小时则又会频繁出现熔断误操作, 影响设备稳定运行。一般选取和工作电流尽量接近的快速熔断器, 由上面可知进线电流值为 18.13A, 因而可以选用 20A 的快速熔断器。

(6) 选择进线电抗器  $L_1 \sim L_3$ 。进线电抗器用于限制故障电流和瞬态电流尖峰以及防止电源中高次谐波电流回馈到电网。

进线电抗器的选取一般按照下面的原则进行, 电源额定功率输出时, 电抗器上的电压降为进线电压的 3%~5%, 由此可计算进线

电抗器参数为:

$$L_1 = L_2 = L_3 = (3 \sim 5)\% \frac{U_1}{wI_1} = (3 \sim 5) \% \times \frac{380}{2\pi \times 50 \times 18.13} (\text{H})$$

$$\approx 2001.51 \sim 3335.85 (\mu\text{H}) \quad (3-7)$$

因此选用电感值为  $2000 \mu\text{H}$ , 允许电流值不小于  $18.13\text{A}$  的电抗器。

(7) 电源进线侧阻容吸收电路中  $C_1 \sim C_3$  和  $R_1 \sim R_3$  的参数计算。阻容吸收网络用以吸收电源进线中的浪涌电压同时如果应用于可控整流装置中也有防止高次谐波进入电网的作用, 本文中不存在此问题。在实际应用中此两类器件参数选取一般可以不管电源容量, 直接用  $0.1 \sim 0.22 \mu\text{F}$ ,  $450\text{V}/\text{AC}$  电容器和  $10 \sim 20 \Omega/50\text{W}$  的绕线电阻。本文中选用  $0.22 \mu\text{F}$ ,  $450\text{V}/\text{AC}$  电容器和  $20 \Omega/50\text{W}$  的绕线电阻。

(8) 整流电力二极管参数的确定。整流二极管所承受的正反向电压最大值为三相交流电网线电压的峰值, 即为  $\sqrt{2}U_1$ 。实际应用当中需要考虑到电网电压的波动及各类浪涌电压的影响, 因此需要留有一定的安全裕量, 一般取为此峰值电压的  $2 \sim 3$  倍, 所以整流二极管的正反向额定电压为:

$$U_{Dn} = (2 \sim 3)\sqrt{2}U_1 = (2 \sim 3) \times \sqrt{2} \times 380 \approx 1074.80 \sim 1612.20 (\text{V}) \quad (3-8)$$

$$\text{二极管的电流有效值为 } I_{Dn} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = \frac{1}{\sqrt{3}} \times 22.22 \approx 12.83 (\text{A}), \text{ 其}$$

最大峰值为  $I_{VDn} = \sqrt{2} \times I_{VD} = \sqrt{2} \times 12.83 \approx 18.14 (\text{A})$  考虑一定的安全裕量可以求得整流二极管的额定正向平均电流为:

$$I_{Dn} = (1.5 \sim 2) I_{VDn} = (1.5 \sim 2) \times 18.14 = 27.21 \sim 36.28 (\text{A}) \quad (3-9)$$

根据整流二极管的选型手册, 选取  $50\text{A}/1200\text{V}$  的电力二极管作为整流电路的主开关管。

(9) 直流滤波电容器  $C_d$  的参数计算。在三相不控整流电路中, 输出直流的基波脉动频率为  $300\text{Hz}$ 。为了保证整流输出电压为一平直电压, 滤波电路的时间常数, 即滤波电容器  $C_d$  和直流电源的等效负载电阻  $R_d$  的乘积应远远大于整流输出电压的基波脉动周期, 实际应用中一般取  $6 \sim 8$  倍即可。既有:

$$C_d R_d = \frac{6 \sim 8}{300}(s) = (20 \sim 27) \times 10^3 (\mu s) \quad (3-10)$$

$$\begin{aligned} \text{得: } C_d &= (20 \sim 27) \times 10^3 \frac{1}{R_d} (\mu F) = (20 \sim 27) \times 10^3 \times \frac{I_d}{U_d} (\mu F) \\ &= (20 \sim 27) \times 10^3 \times \frac{22.24}{500} (\mu F) = 889.6 \sim 1200.96 (\mu F) \quad (3-11) \end{aligned}$$

实际应用中取  $C_d = 2000 \mu F$ 。

滤波电容器的耐压值按整流器最大输出电压选取即 513V，实际取用为耐压值 630V。

(10) 限流电抗器  $L_d$  的参数计算。串连谐振式感应加热电源中整流器对逆变器而言就是一电压源， $L_d$  的作用主要是限流，限制流过电力二极管的电流尖峰，改善网侧功率因数。 $L_d$  一般可以按照下面的式子进行计算求取：

$$L_d C_d = (20 \sim 23) \times 10^3 (mH \cdot \mu F) \quad (3-12)$$

则：

$$L_d = \frac{(20 \sim 23) \times 10^3}{C_d} = \frac{(20 \sim 23) \times 10^3}{2000} = 10 \sim 11.5 (mH) \quad (3-13)$$

因此  $L_d$  可以按照 10mH，22.22A 进行设计。

在选用  $L_d$  和  $C_d$  时，除了考虑限流、滤波功能外，还需要考虑到在电源额定工作状态下，逆变器因某种原因突然停止工作时，储存在  $L_d$  中的能量将转移到  $C_d$  中，此过程会使  $C_d$  端电压升高，此电压则直接加到逆变桥上，因此选择  $L_d$  时也不能取的太大。 $L_d$  值应该满足：

$$L_d \leq \frac{C_d U_d^2 (k-1)^2}{I_d^2} \quad (3-14)$$

其中  $k$  为升压系数，一般取 1.2。如果  $L_d$  的取值不能满足上面的关系式则需要适当的增大  $C_d$  或者减小  $L_d$ 。

本例中：

$$\frac{C_d U_d^2 (k-1)^2}{I_d^2} = \frac{2000 \times 10^{-6} \times 500^2 \times (1.2-1)^2}{22.22^2} \approx 40.51 (mH) \quad (3-15)$$

因此前面的取值 10mH 在合理范围内，无需调整。

### (11) 高频滤波电容器 $C_h$ 的参数计算。

串连谐振式逆变器的直流电源回路还要通过无功电流, 此无功电流随逆变器输出功率因数减小而增大, 整流器滤波电容  $C_d$  不能流通高频无功电流, 否则会发热损坏, 因此需要与直流滤波电容  $C_d$  并联一高频滤波电容器为无功电流提供通路。安装时  $C_h$  应尽量靠近逆变器。有一种情况需要说明, 如果逆变器通过调节输出功率因数而达到调节有功功率目的的话, 则由于无功电流太大, 一般就不能用电解电容器滤波, 即需要取消  $C_d$  而加大  $C_h$ , 由  $C_h$  完成整流滤波和为高频无功电流提供通路两个功能。

本文中, 逆变器通过移相调功, 另外有频率跟踪环节, 因此逆变器功率因数比较高, 可以选取较小的  $C_h$  值而满足要求。一般情况下,  $C_h$  很难通过精确的数值计算确定, 基本上都是根据实验经验选取: 在额定工作状态下, 如果逆变器输出方波电压顶部不出现高次谐波和  $C_d$  不明显发热, 便认为  $C_h$  选取合适。如果  $C_h$  选择偏小的话, 就会引起  $C_d$  明显发热, 输出电压顶部含有大量的谐波。  $C_h$  电压要高于直流输出电压的 1.5 倍, 电容量在初选时按逆变器工作频率的高低和电源容量的大小确定, 一般的原则是电源容量大选大值, 工作频率高选小值。在 10~50KHz, 可选 50~10  $\mu F$ , 又本文中整流器输出直流电压  $U_d = 500V$ , 所以选取  $C_h$  为 40  $\mu F/1000V$ 。

### 3.2.2 逆变侧主电路分析计算

单独的逆变器电路原理图如下图 3-4 所示 (其中包括了负载谐振槽路和输出隔离变压器) <sup>[1][2][3][6]</sup>;

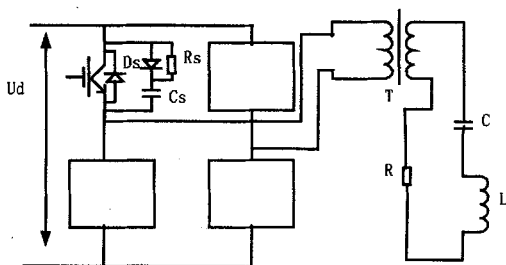


图 3-4 逆变器电路原理图



如图中所示,整流器输出的直流电压  $U_d$  直接加在单相逆变桥上,逆变桥上共有四个相同的功率模块,为简便计,另外三个没有画出,如图中三个空方框。每个功率模块都并联了一阻容网络,它是改变逆变开关器件开关条件的缓冲保护电路。下面进行逆变器元器件参数计算和选取。

(1) 主开关器件 IGBT 的参数确定。IGBT 所承受的正向电压值就是前端整流器的输出电压  $U_d$ , 实际应用中留有一定的安全裕量,一般为 2~3, 所以 IGBT 的额定电压为:

$$U_N = (2 \sim 3)U_d = (2 \sim 3) \times 500 = 1000 \sim 1500(\text{V}) \quad (3-16)$$

选择额定电压为 1200V。

采用降频式移相调功方式的逆变器,其输出在移相角为零时达到最大,在移相角增大的过程中,逆变器输出电压、电流同时减小,输出功率急剧减小,因此逆变器在最大输出功率时有最大输出电流。逆变器输出电流有效值最大为:

$$I_{Hm} = \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2} \cos \phi} \quad (3-17)$$

其中:  $I_d$  为整流器输出电流值, 安培。

$\cos \phi$  为逆变器输出功率因数, 设为 0.95。

则:

$$I_{Hm} = \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2} \cos \phi} = \frac{3.1415 \times 22.22}{2\sqrt{2} \times 0.95} \approx 25.98(\text{A}) \quad (3-18)$$

则其峰值为:

$$I_p = \sqrt{2} I_H = \sqrt{2} \times 25.98 \approx 36.74(\text{A}) \quad (3-19)$$

因为 IGBT 在高频时要降额使用, 考虑安全裕量, 查手册确定 IGBT 的额定电流为 100A。所以 IGBT 的参数选取为 100A/1200V。

(2) 主开关器件阻容吸收元件  $R_s$ 、 $C_s$ 、 $D_s$  的参数确定。 $C_s$ 、 $R_s$  分别为高频无感电容、无感电阻。主功率器件的吸收电路对于减低主功率器件的开关应力, 降低开关损耗都有着十分重要的意义。本文中所述电源系统功率为 10KW, 采用了如上面图 3-4 原理图中所示的充放电型 RCD 缓冲电路。

$C_s$  的作用是减缓功率器件关断时的  $\frac{du}{dt}$  和抑制关断时由于分布

电感的影响而产生的过电压。其参数的选取可以按下面的公式进行。

$$\frac{i_m t_{off}}{2C_s} \leq u_m \quad (3-20)$$

取  $i_m = i_{dm} = \sqrt{2} \times 22.22 \approx 31.42(A)$ ,  $u_m = U_d = 500(V)$ ,  $t_{off} = 1\mu s$ , 计算得:

$$C_s = 0.03(\mu F) \quad (3-21)$$

所以可以选取  $C_s$  的参数为  $0.03 \mu F$ ,  $1200V$ 。

$R_s$  的作用是限制吸收电容的放电电流, 减缓对功率器件的电流冲击。 $R_s$  的值的选取必须小心, 以使吸收电容  $C_s$  上的电荷能够在功率管开通过程中全部泄放。一般可以按下面的关系确定  $R_s$  的值。

$$3R_s C_s \leq \frac{T_s}{4} \quad (3-22)$$

其中  $T_s$  为逆变器开关周期, 由此可以求得  $R_s \approx 110(\Omega)$ ,  $R_s$  的功耗可以按下式求取:

$$P_{R_s} = 0.5C_s V_i^2 f_s = 93.75(W) \quad (3-23)$$

所以可以选取  $110 \Omega$ ,  $120W$  的电阻作为  $R_s$ 。

$D_s$  选取为  $50A$ ,  $1200V$  的快恢复二极管。

吸收缓冲电路中的吸收电容应采用无感电容, 其引线应尽量短, 最好直接接在 IGBT 的端子上, 吸收二极管应该选用快开通和快软恢复二极管, 以避免产生开通过电压和反向恢复引起较大的振荡过电压。

### 3.2.3 负载谐振槽路分析计算

如图 3-4 中所示, 负载谐振槽路由感应线圈、负载和谐振电容器组成, 体现在原理图中既是感应线圈和负载的等效电感、电阻和谐振电容器的串联电路。下面计算确定负载槽路中元器件参数<sup>[2]</sup>。

(1) 谐振电容器的参数计算。移相调功方式逆变器输出基波电压有效值为:

$$U_H = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \cos \frac{\beta}{2} \quad (3-24)$$

其中:  $U_d$ ——整流器输出直流电压值, 伏特。

$\beta$ ——移相角, 度。

则逆变器输出电压有效值最大值为：

$$U_{Hm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 500 \approx 450.16(\text{V}) \quad (3-25)$$

前面已经求得逆变器输出电流有效值最大为：

$$I_{Hm} = 25.98\text{A}$$

设输出降压变压器 T 原副边变比为  $n=3$ ，则变压器副边电压为：

$$U_{HS} = \frac{U_{Hm}}{3} = \frac{450.16}{3} \approx 150.05(\text{V}) \quad (3-26)$$

副边电流为：

$$I_{HS} = 3I_{Hm} = 3 \times 25.98 = 77.76(\text{A}) \quad (3-27)$$

根据串连谐振电路理论，谐振电容器  $C$  两端最大电压为：

$$U_{Cm} = QU_{Hm} \quad (3-28)$$

其中： $Q$  为负载电路的品质因数，它可以根据电源的用途，凭经验选定，一般在淬火应用中， $Q$  选作 3。则：

$$U_{Cm} = QU_{HS} = 3 \times 150.05 \approx 450.16(\text{V}) \quad (3-29)$$

因此，电容器的阻抗为：

$$X_C = \frac{U_{Cm}}{I_{HS}} = \frac{450.16}{77.76} \approx 5.79(\Omega) \quad (3-30)$$

$$\text{又因为: } X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (3-31)$$

所以：

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi \times 25000 \times 5.79} \approx 1.10(\mu\text{F}) \quad (3-32)$$

式中选定电容器的谐振频率为 25KHz。

则：

$$Q_C = I_{HS}^2 X_C = 77.76^2 \times 5.79 \approx 34.90(\text{KV}_{ar}) \quad (3-33)$$

所以，谐振用电热电容器应该按照 1.10  $\mu\text{F}$ 、500V、25KHz、35  $\text{KV}_{ar}$  来选择。

(2) 加热线圈参数计算。感应加热线圈实际上包括两个部分，槽路电感  $L$  和线圈与负载的等效电阻  $R$ ，一般  $R$  不会很大，在计算线圈参数时可以忽略它，直接按  $X_L = X_C$  的关系进行计算。既有：

$$X_L = X_C = 5.79(\Omega) \quad (3-34)$$

则：

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{5.79}{2\pi \times 25000} \approx 36.86(\mu\text{H}) \quad (3-35)$$

因此可以根据 36.86  $\mu\text{H}$ 、80A、和 500V 设计感应加热线圈。

## 第四章 移相调功感应加热电源的控制电路

前面的章节中我们确定了超音频感应加热电源的电路形式, 计算出了电源主电路中所采用的元器件的各具体参数, 对元器件进行了选取。要想电源能够为我们所用仅仅有了主电路还远远不够, 实际上研制一台复杂的电力电子设备的关键除了设备的主电路之外, 更加在于设备的控制部分, 即由设备的控制原理、方法、指标所决定的设备的控制电路的研究设计。在本章中将对电源的控制电路进行具体的研究阐述。电源的控制电路总体分为运行控制电路、故障保护电路、人机接口电路几个部分。

### 4.1 电源移相调功主控制电路

本文中研制的超音频感应加热电源采用了直流侧不控整流, 逆变侧跟踪负载谐振频率、移相调功的总体控制方案。在控制电路中就包括了锁相环控制电路、单片机主控制电路、功率器件的驱动电路等几个部分。为了使本感应加热电源取得较好的运行效果, 对逆变器控制电路有一些相应的要求。由第二章分析可知, 电源可以工作于容性、感性、谐振三种工作状态。工作于容性状态时, 电路换流过程中开关器件会受到浪涌电流和浪涌电压冲击; 工作于感性时, 换流时开关管会受到一定的浪涌电压冲击; 工作于谐振状态时开关管则有理想的开关过程, 不会受到浪涌电流或电压的冲击。因此控制电路应该使电源工作于谐振状态, 以提高功率因数, 减小开关损耗, 但实际应用中由于死区以及驱动延迟等的影响, 应该使电源工作于弱感性准谐振状态, 输出电压始终超前于输出电流。对于此超前量的选取, 逆变控制中有两种方法: 定时超前触发和定角超前触发。定时超前触发就是在电流过零点前的固定时间发出触发信号; 定角超前触发就是在电流过零点前的固定电角度发出触发信号。如果选用定角触发则随着负载谐振频率的增加可能会引起超前时间的不足, 影响到逆变器的稳定工作。因此, 本文采用定时超前触发, 设固定超前时间为  $\Delta t$ 。

为了使电源工作于准谐振状态, 则必须使逆变器输出的电压和电流保持相位相同。感应加热应用中, 随着负载温度的变化, 负载

的参数会有一定的变化,其固有谐振频率也会发生相应的改变。因此要保持逆变器的输出电压、电流相位固定的关系就必须使逆变开关管的触发脉冲频率与负载谐振频率始终保持一致,因此要求控制电路能够准确的跟踪负载固有谐振频率的变化。

由第二章中分析也已知道,在电压型逆变器中为了防止直流电压源的直通短路,需要在开关器件的驱动信号中加入适当的死区时间,其值应该略大于开关器件的关断时间,IGBT 的死区时间一般为  $3\mu\text{s}$  左右。

本设计中我们研制的控制电路主要包括两块电路板:单片机移相控制板和锁相环触发控制板,我们下面的阐述不严格按照两块电路板的区分来进行,而是按照系统各控制功能的实现为区分依据来分别介绍。

#### 4.1.1 移相调功控制的原理

第二章中已经详细介绍过逆变器移相调功控制的原理,在此简单回顾一下。将逆变器原来同相的两个桥臂的开关管的驱动信号错开一个相位角,这样就能在负载输出的正负交替的方波电压之间插入一段零电压区,如此就改变了输出电压的有效值,通过对错开相位角的控制即可达到输出功率控制的目的。本文中我们确定的方案是使逆变器工作于弱感性状态,即逆变器输出电压稍微超前于电流,采用降频式移相调功。

#### 4.1.2 锁相环控制电路

本电源的逆变控制电路要求实现负载谐振频率的跟踪和相位锁定功能。此两个功能可以采用集成电路锁相环来实现。锁相环最初主要运用于微电子、微波通讯等领域中,其价格便宜,工作频率范围宽广,在高频感应加热电源中运用以实现频率跟踪和相位锁定功能非常合适。常用的锁相环电路为 CD4046<sup>[10]</sup>。

##### 4.1.2.1 锁相环简介

锁相环,PLL (Phase Locked Loop),通常由鉴相器(PD)、低通滤波器(LPF)和压控振荡器(VCO)三个部分组成,如下图 4-1 所示。

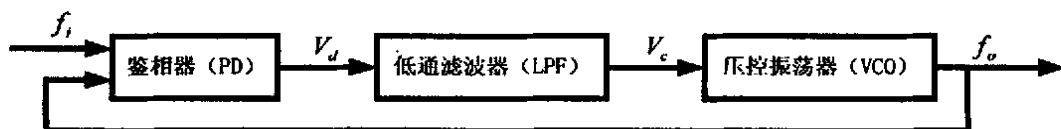


图 4-1 锁相环结构

PLL 是一种反馈控制系统，输入信号频率  $f_i$  与输出反馈信号频率  $f_o$  共同输入鉴相器 (PD) 进行比较，PD 然后输出一正比于两输入信号相位差的误差信号  $V_d$ ， $V_d$  经过低通滤波器 (LPF) 滤波后形成平滑的电压信号  $V_c$ ， $V_c$  控制压控振荡器 (VCO) 的输出频率  $f_o$ 。在  $V_c$  的作用之下， $f_i$  与  $f_o$  间的差值将逐渐减小，直到两者相等。此时，称作相位锁定于输入信号，简称为 PLL 的锁定。我们把从  $f_o = f_i$  到  $f_o$  变化到脱离锁定状态的频率范围称作锁相环的频率锁定范围，记做  $f_L$ 。另外，将  $f_i$  从低到高或从高到低变化时，锁相环由未锁定状态进入锁定状态的频率范围叫做频率捕捉范围，记做  $f_C$ 。

锁相环电路 CD4046 的结构框图如下图 4-2 所示。

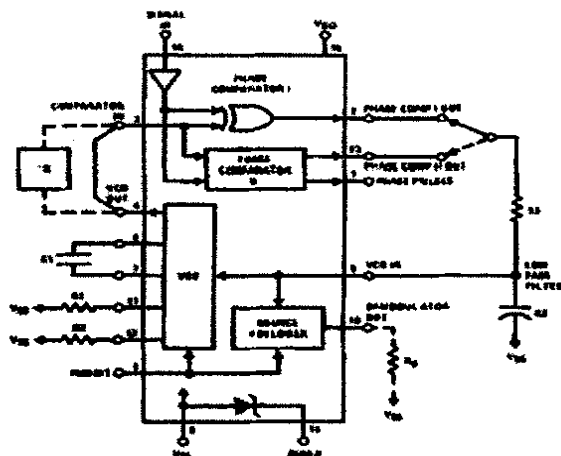


图 4-2 锁相环 CD4046 的结构框图 (包括基本的外围电路)

CD4046 由两个鉴相器 PDI、PDII，一个压控振荡器 VCO 构成。其组成部分中的低通滤波器 LPF 部分需要由外接电路搭建。

PDI 是一个异或门，它要求输入信号为  $180^\circ$  对称的方波信号，两输入信号的相位差导致 PDI 输出信号占空比变化，通过 LPF 就可以得到随占空比而变化的电压。PDI 有比较高的噪声容限，但它能够锁定在 VCO 的谐波上，因此其应用范围受到限制。

PDII 的结构比 PDI 复杂，它由受逻辑门控制的四个边沿触发器和三态输出电路构成。PDII 由边沿触发，对输入信号的占空比没有

要求, 不会锁定在谐波上, 其捕捉范围与 LPF 的时间常数无关, 锁定范围等于捕捉范围。

VCO 由 MOS 管和门电路构成, 其输出频率受输入电压的控制, 在锁定频率范围内, VCO 输出频率与输入电压成正比。具体有两种情况如下图 4-3 所示。其中的第一个图中表示的是输出没有偏移的 VCO 压频特性 (Without Offset), 在 CD4046 中只接  $R_1$  不接  $R_2$  既是此种模式。当输入电压为零时, VCO 输出最低频率为零; 当输入电压为  $V_{DD}$  时, VCO 输出最高频率  $f_{MAX}$ , 其值为:

$$f_{MAX} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32pF)} \quad (4-1)$$

第二个图表示的是对 VCO 输出频率范围有一定特殊要求的情况, 即输出有偏移情况 (With Offset), 输出最小频率不为零, 此时  $R_1$ 、 $R_2$  都为一定阻值的电阻, 而他们的值也就会决定 VCO 输出频率的范围。输入电压为零时, VCO 输出最低频率  $f_{MIN}$ , 其值为:

$$f_{MIN} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32pF)} \quad (3-2)$$

当输入电压为  $V_{DD}$  时, VCO 输出最高频率  $f_{MAX}$ , 其值为:

$$f_{MAX} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32pF)} + \frac{1}{R_2(C_1 + 32pF)} \quad (3-3)$$

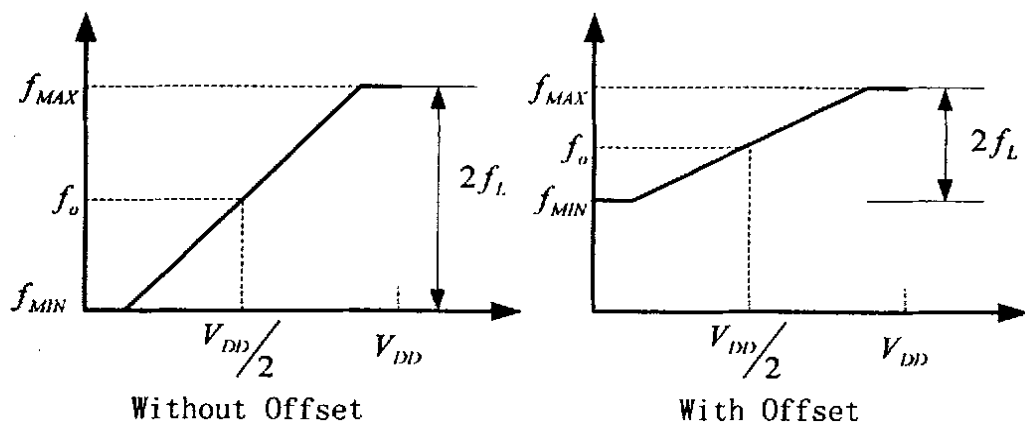


图 4-3 VCO 的压频特性

CD4046 的最高工作频率可达 1.2MHz, 所以运用在本超音频感应加热电源中能够很好的满足应用要求。

#### 4.1.2.2 负载频率反馈信号的比较分析选取

由锁相环原理分析已知, 我们需要从逆变器负载侧选取一频率



反馈信号以使控制电路中的锁相环电路对其进行跟踪。在逆变侧我们可以有几个电信号量可供采样反馈：感应线圈电压  $U_L$ 、逆变器输出电流  $i_H$  和谐振电容器电压  $U_C$ 。

由电路理论可知， $U_L$  超前  $i_H$   $90^\circ$ ， $U_C$  滞后  $i_H$   $90^\circ$ 。理论上，似乎  $U_L$  和  $i_H$  更加适合作频率反馈信号。但实际应用中，感应线圈是电感和电阻的组合物，因此其上电压  $U_L$  并不是刚好超前  $i_H$   $90^\circ$ ，又因为  $U_L$  波形含有高频分量，所以  $U_L$  并不适合作频率反馈信号。逆变器输出电流  $i_H$  从理论上说是近似标准正弦波，但实际上逆变器的主功率器件的开关过程对其有很大的影响。电源正常工作时，主功率器件在  $i_H$  过零点附近开关，因此在  $i_H$  过零点附近就会有一些振荡产生。如果采用  $i_H$  作为频率反馈信号，这些振荡对于控制电路的正常工作将有很大的影响，若处理不当就可能出现差错。 $U_C$  虽然滞后于  $i_H$   $90^\circ$  但若将其反相后， $-U_C$  就超前于  $i_H$   $90^\circ$  了，因此只要研制合适的控制电路对  $-U_C$  向后移相  $90^\circ$  就可以跟踪上  $i_H$  了，而且又因为电容本身有高通滤波器的作用，因此  $U_C$  中的高次谐波基本上都被滤除，剩下的是波形近似于标准的正弦波的基波分量。由于  $-U_C$  超前于  $i_H$   $90^\circ$ ，在电源正常工作过程中，开关过程不会影响到  $-U_C$  过零点的波形，因此其过零点处波形会很平滑，这点对控制电路的准确工作非常重要。综合上述对比分析，我们选用  $U_C$  作频率跟踪用的负载频率反馈信号。

#### 4.1.2.3 锁相环控制电路

由上面分析已经确定选取  $U_C$  作为负载谐振频率反馈信号，因为  $U_C$  滞后  $i_H$   $90^\circ$  不好处理，因此在采样了  $U_C$  后对其进行反相则得到  $-U_C$  就比  $i_H$  超前  $90^\circ$ 。我们需要电源工作于准谐振状态，需要使负载槽路的电压电流同相位，因此需要对  $-U_C$  进行移相  $90^\circ$  处理，然后作为逆变开关管驱动脉冲的基准信号。我们运用 CD4046 的 PDII 作为鉴相器，锁相环控制电路的框图如下图 4-4 所示<sup>[11]</sup>。

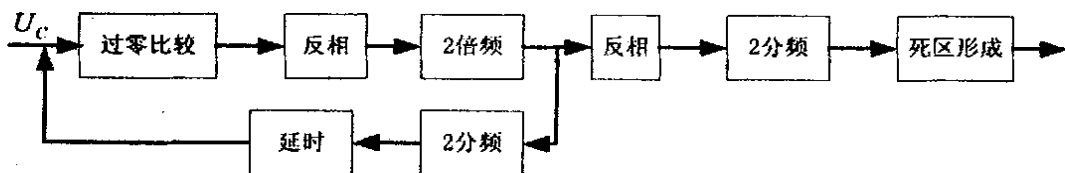


图 4-4 锁相环控制电路框图

如上图所示, 反馈信号  $U_c$  经过过零比较环节变换成同频率、同相位的方波信号。此方波信号经过一反相器处理后得到与  $-U_c$  同频率、同相位的方波脉冲信号。CD4046 的典型应用是 2 倍频, 即 VCO 输出脉冲信号为 PDII 输入信号频率的 2 倍, 因此在 VCO 输出信号反馈回路中需要一 2 分频环节, 另外由前述章节所述, 由于换流及死区和电路延时等的影响, 必须使逆变器输出电压超前于电流一定相角, 而本文中采用了定时触发方案, 所以在回馈回路中还要有一延时环节, 如此当 PDII 进入锁相状态后, 负载反馈信号的反相信号 ( $-U_c$ ) 和延迟后的驱动电压信号上升沿就被锁相至同步, 而  $-U_c$  超前于负载电流  $i_H$   $90^\circ$ , VCO 输出信号在经过其后的“反相”、“2 分频”后会变换为滞后于  $-U_c$   $90^\circ$  的方波驱动信号, 如此它就会超前于负载电流一定的时间既是延迟环节的延时时间, 满足了电路的功能要求。下面画出此控制环节中各部分电量波形示意图。

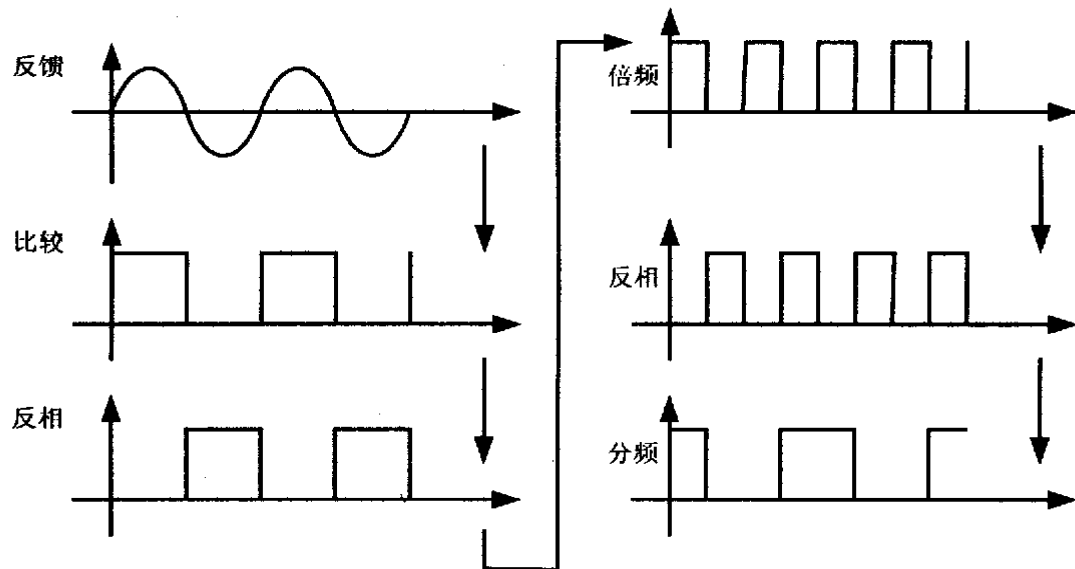


图 4-5 锁相控制各环节电量波形

从上图中可以清楚的看到, 经过处理后的锁相环输出触发脉冲滞后于  $-U_c$   $90^\circ$  而超前于  $U_c$   $90^\circ$ , 正好与负载电流  $i_H$  同相 (延迟时间没有考虑进去)。

根据上面的锁相环控制方案, 我们设计了如图 4-6 所示的逆变器锁相环控制电路。

我们希望系统锁相环电路所能跟踪的频率范围为 20KHz~30KHz, 因此由上面所述的两个公式即可求得锁相环外接电阻、电



输出封锁端  $INH$  有高电平输入, 则 CD4046 的输出信号被屏蔽, 能有效的保护电源的主开关器件。另外在  $VCOUT$  输出信号经过二分频电路后除了接入延时网络作为反馈信号外, 还有一“频率测量”信号输出端, 它是为了系统的频率显示和运行参数计算等的需要而接入单片机主控制器中进行频率计算用的。

#### 4.1.2.4 电源起动电路的研究

电源的起动电路是感应加热电源中的一个十分重要的部分。逆变器正常工作过程中, 逆变触发脉冲的控制信号取自负载回路, 工作于自激状态, 但是在逆变器起动时, 由于负载回路不能提供触发控制信号, 这时就需要解决如何获得开始阶段的逆变器触发脉冲信号的问题, 即逆变器的起动问题<sup>[5]</sup>。

一般情况逆变器的起动可以分为两大类: 他激起动和自激起动。

他激起动是指设计一专门的振荡发生电路, 在电源起动时由它发出和逆变器负载谐振频率近似的逆变触发信号去触发逆变器功率管开关, 通过对负载反馈信号的读取, 判断在逆变器负载侧建立起振荡后转入自激工作, 即由负载侧反馈信号提供逆变触发信号, 此类起动方法一般也形象的称作他激转自激方式。此种起动方法一般线路简单, 只需一可调频多谐振荡器和他激—自激转换电路, 因而可以降低装置的成本。

自激起动是预先给负载谐振回路中的电容器(或电感器)充电, 然后在谐振回路中产生阻尼振荡, 从而使逆变器起动。此种方法一般线路比较复杂, 起动设备比较庞大, 但在负载电路品质因数比较高的场合中这种方法比较适用。

本文中, 我们利用锁相环电路 CD4046 的自身特点, 设计了一种由 CD4046 进行他激起动并转换到自激工作的自动起动方法, 此控制电路结构简单, 起动可靠性高。为说明方便将上面锁相环控制电路中的牵涉到起动部分的电路放大重画在下面, 如图 4-7 (电路中其他一些与说明起动过程关系不大的信号连线没有示出)。

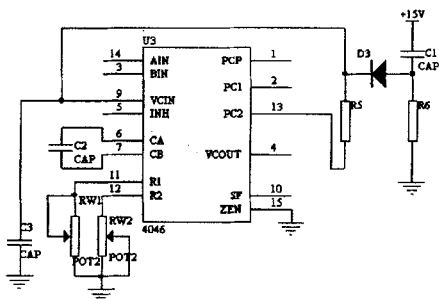


图 4-7 电源起动电路原理图

如上图中所示, 先要选定合适的外围器件  $C_2$ 、 $RW_1$ 、 $RW_2$  的参数以确定锁相环的锁定范围, 使负载回路的谐振频率在锁相环的频率锁定范围内。锁相环控制电路上电瞬间, 电容  $C_1$  上端电压会被耦合到  $C_1$  下端, 于是 CD4046 的  $VCIN$  端就被加上电压  $V_{DD}$ , VCO 输出最高频率。随着  $C_1$  充电过程,  $C_1$  下端电压逐步降低,  $VCIN$  输入电压也相应降低, 则 VCO 输出频率逐步向最低值下滑, 当下滑到负载谐振频率时, 会引起负载谐振, 此时负载反馈信号  $U_c$  就会显著增强, 锁相环会进入锁定状态, 电源进入自激运行。起动完成后, 二极管  $D_3$  将会把起动辅助电路与锁相环芯片隔离开来。

### 4.1.3 基于 80C196KC 的移相控制电路研究

上面阐述了超音频感应加热电源的锁相环控制电路的研制, 在整个电源的移相调功控制系统中还有另外一个部分就是由单片机实现的移相控制电路, 实际上它与锁相环控制电路互相配合才能完成电源的移相调功控制<sup>[13][14]</sup>。

我们通过对当前各种常用的单片机比较, 按照满足应用要求, 成本低廉, 应用简单方便, 外围电路相对简单以及应用技术成熟性等原则综合考虑, 最终选用了 Intel 的第四代单片机 80C196KC 作为系统的主控制器, 它除了完成本小节所要介绍的移相功能外, 还完成后面将要介绍的显示、故障处理等其他多项功能。

80C196KC 是十六位单片机, 运算速度很快, 其系统晶振可高达 20MHz, 此时其状态周期仅为 100ns, 系统指令集中具有 16 位 ×

16 位的乘法指令和 32 位除以 16 位的除法指令。此型号单片机有丰富的片内外设，包括 HSI（高速输入）/HSO（高速输出）、8 路十位 A/D 转换器（可配置为八位）、3 个 PWM 输出、多级中断源、多个输入输出端口和 16 位的监视定时器以及外设事务处理器（PTS）等。下面所示即为由单片机 80C196KC 构成的移相控制电路，为清晰起见，将电路中与本部分叙述关系不大的部分删除处理。

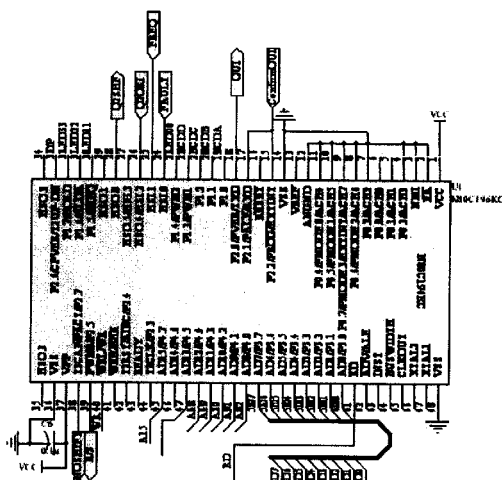


图 4-8 单片机移相控制电路图

如图中所示有“Q2ORI”接入 HSI.2，“FREQ”接入 HSI.1，“Q2SHF”由 HSO.0 输出，“NOSHIFT”由 P2.7 输出。在电源开始工作时，先要设定电源输出功率，我们研制中按照有时可能无需电源满功率输出的情况进行考虑，如果希望电源满功率运行的话，则逆变器定相臂和滞后臂触发信号之间除了死区时间外就没有相位上的偏差，电源输出占空比为 50% 的方波电压。如果我们设定电源以满功率的一定比例，如 80% 运行，则电源主控制器单片机将根据第二章中的输出功率计算公式计算出需要的移相角  $\beta$  的大小，然后计算  $\beta$  对应的移相时间的大小，设为  $t_{sh}$ （实际在电源起动时谐振频率不确定，因此此时只能计算一近似值，待电源稳定运行后测取负

载谐振频率再进行修订),然后将锁相环输出的经过反相、分频等处理的触发信号一路接入单片机高速输入口,即为上图中的“Q2ORI”接入 HIS.2,在 HIS.2 的中断处理过程中延时 $t_{sh}$ 后通过高速输出口输出占空比为 50% 的方波,即为上图中的 HSO.0 输出“Q2SHF”(实际在中断处理中延时时间应该考虑信号延时和指令执行的耗时影响而小于 $t_{sh}$ )。此输出脉冲信号再接回触发板上分作两路,一路直接接死区形成电路,一路经过反相后接死区形成电路。

如果设定电源是满功率运行则逆变器触发脉冲无需经过单片机的移相处理,此时由锁相环输出的经过反相、分频等处理的触发信号就没有必要再输入单片机移相控制板中,而是直接接入死区形成电路和经过反相后接入死区形成电路。因此我们要研制一逻辑电路使得在满功率运行和非满功率运行两种情况下,移相触发脉冲的来源能够自动区分开来。实现此功能首先需要单片机主控制器给出一满功率或非满功率的指示信号,也既是给出一要不要进行移相处理的信号,既是上图中的“NOSHIFT”输出信号(P2.7)此指示信号输入锁相触发板触发后就能使触发脉冲区分电路按我们的控制想法工作。具体的实现电路设计如下图 4-9 所示。

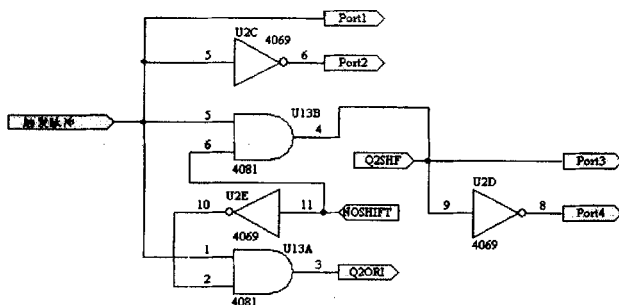


图 4-9 触发脉冲区分电路原理图

如图中所示,锁相环输出的经过反相分频的“触发脉冲”有两路作为基准臂的触发脉冲用,分别直接和经过反相器接入死区电路(图中未示出),而另外两路则分别作为一与门 4081 的一路输入,而 4081 的另外一路输入分别为“NOSHIFT”信号和其反相信号。如此以来当设置电源满功率输出时,则“NOSHIFT”输出为高

电平则触发脉冲直接分为两路，一路直接接入死区电路，一路经 4069 反相后接入死区电路作为移相臂的触发脉冲，此时“Q2ORI”输出为零，没有信号输入单片机，同时单片机上输出“Q2SHF”也为零；如果操作者设定电源为非满功率运行，则主控制器（单片机）给出“NOSHIFT”为低电平如此直接接向与门 U13B 的脉冲信号就没有输出了，而接向与门 U13A 的一路信号则经过与门输出“Q2ORI”接入单片机，经过单片机移相延时处理后再由“Q2SHF”输出，同样一路直接接入死区电路，一路经 4069 反相后接入死区电路作为移相臂的触发脉冲。

#### 4.1.4 死区形成电路研究

在前面的分析中已经说明，在电压型逆变器中，为了防止逆变桥臂的直通短路，要求开关管的触发信号使同一桥臂上下开关管先关断后开通，即同一桥臂的开关管的互补触发脉冲不是完全的互补，而是中间插入一小段死区时间。我们研制的简洁通用的死区形成电路如下图 4-10 所示<sup>[16]</sup>。

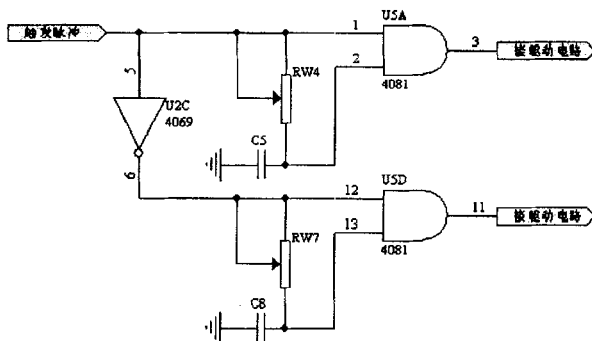


图 4-10 死区形成电路原理图

如上图所示，触发脉冲分作两路，一路直接输入死区形成电路，一路经过反向器输入死区形成电路，两路信号作为同一桥臂的上下两开关管的驱动信号，未作死区处理前两路信号互补。当触发脉冲为高电平时，U5A（4081）与门的 1 脚为高电平，但由于高频磁片电容 C5 充电需要一段时间，所以 U5A 的 2 脚电平要经过一小



段时间  $t_d$  后才会为高电平, 因此 U5A 的输出也是在经过  $t_d$  时间后才会为高电平。触发脉冲为高电平时, 经过反向器 4069 后, U5D(4081) 的 12 脚为低电平, 此时虽然其 13 脚要在电容器经过一段时间放电后才能为低电平, 但与门 U5D 的输出还是立即就会为低电平。如此以来, 我们就可以得到开通有延时时间  $t_d$ , 而关断无延时的控制效果, 即得到了死区时间。死区时间的大小可以通过电工学公式计算而得到, 而可变电阻器的应用则使得可以通过对其电阻值的调节而调节死区时间的大小, 从而方便于电源的安装调试, 和对不同参数的开关器件的通用性。此电路的控制时序图如下图 4-11 所示。

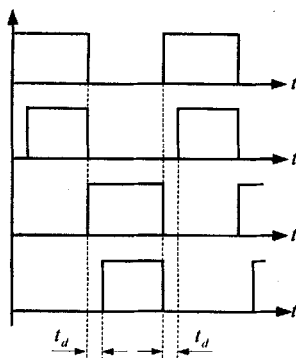


图 4-11 死区形成电路时序图

#### 4.1.5 主功率器件的驱动电路

本文中采用的功率器件为 IGBT, IGBT 的驱动电路的设计在整个电源的研制当中占有十分重要的地位, 它的设计合理与否会直接影响到电源能否正常、高效的运行。

目前可以采用的 IGBT 驱动电路主要有快速光耦隔离的驱动电路和用脉冲变压器隔离的驱动电路以及各种型号的专用 IGBT 驱动模块。IGBT 驱动模块单片集成化, 且都带有故障保护电路, 因而应用起来更加方便有效。目前有多家电气公司都有 IGBT 驱动模块的产品, 如富士电机的 EXB 系列、东芝电气的 TK 系列、IR 公司的 IR2110 和三菱电气的 M57959L、M57962 等, 考虑到选用功率器件

和驱动芯片的配合问题以及成本等因素,我们选用了 M57959L 作为 IGBT 的驱动模块。M57959L 最高工作频率可达 40KHz,其短路保护电路有独特的栅压缓降模式,能够有效避免过流关断时的过电压冲击。设计的驱动电路如下图 4-12 所示。

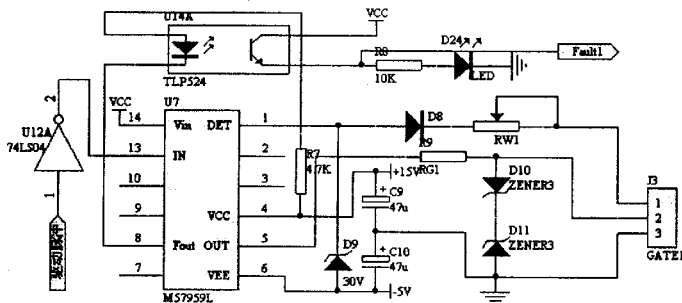


图 4-12 IGBT 驱动电路图

如图中所示,驱动脉冲经过一反相器接入 M57959L 信号输入脚 13, 经过隔离放大后的驱动信号由 5 脚 *OUT* 输出接入 IGBT 栅极, *DET* 脚为 IGBT 导通压降检测脚, 用于检测功率管的过流、短路故障, 其上串连的二极管 D8 为快恢复二极管, 其反向耐压应与 IGBT 相同, 与其串连的可调电阻器 RW1 用于调整过流保护临界动作电压, 参数选取要谨慎, 否则不能有效检测到功率管的过流、短路故障。栅极串连电阻 R9 的选取也要综合考虑, 不能过大或过小, 过大的话则会使栅极充放电时间常数增大, 从而增大开关时间, 使开关损耗增大; 过小的话则不利于抑制开通时的电流上升率和抑制关断过电压等, 因此栅极串连电阻的值要折中选取, 一般根据 IGBT 数据手册中的推荐值进行选取。

电源系统中的显示、键盘等人机接口电路由于比较简单，这里不作说明。

## 4.2 电源故障保护电路

故障保护电路是感应加热电源的重要组成环节,故障保护电路能够在电源发生故障时及时作出反应,采取相应的对策以保护电源免受损坏,延长电源使用寿命。根据感应加热电源应用过程中可能

发生的各类故障，我们为本电源设计了过压、过流和过热保护电路。研制了基于电源主控制器的电源故障处理系统，能够将发生的故障通过数码管显示出来，从而方便用户对设备的检修维护。

### 一、过电流保护电路

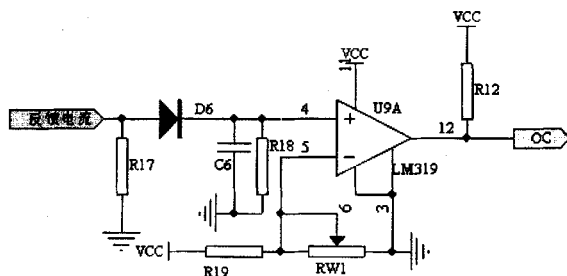


图 4-13 过电流保护电路

如上图所示过电流保护电路，由霍尔电流传感器采集到的反馈电流信号转换成电压信号与电压比较器 LM319 负向输入端的一基准电压进行比较，一旦发生过流时则比较器会输出高电平过流故障信号，此信号将接入后续电路中作故障保护处理。

### 二、过电压保护电路

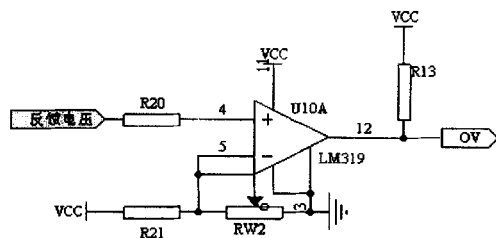


图 4-14 过电压保护电路

过电压保护电路如上图所示，由电压传感器采集到的电压信号接入电压比较器 LM319 的正向输入端与其负向输入端的一基准电压进行比较。发生过电压故障时，电压比较器就会输出一过压故障信号，同样此信号将接入后续电路中作进一步处理。

### 三、过热保护电路

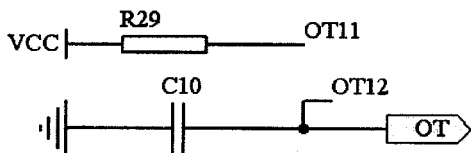


图 4-15 过热故障保护电路

如上图所示，OT11 和 OT12 为热继电器的两个端子，一旦功率管底板温度超过整定值，热继电器就会导通，从而送出一“OT”高电平信号，表明发生了过热故障，此时要立即采取相应措施，否则功率管会被损坏。

#### 四、故障保护信号的处理

在上面所述的几类故障信号产生之后，我们要对信号进行进一步的处理，采取一定的措施以保护设备不受损坏。考虑到各类故障的产生原因，危害程度等不同我们需要对不同的故障信号进行不尽相同的处理。研制的故障信号处理电路如下图 4-16 所示。

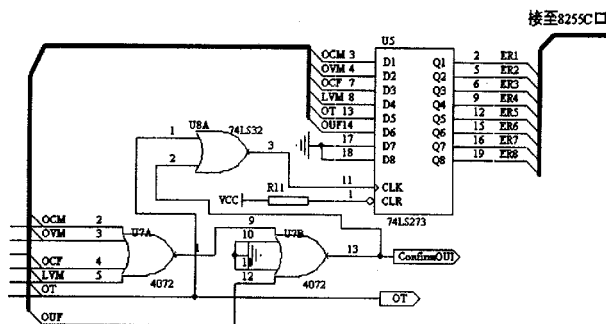


图 4-16 故障信号处理电路

如图中所示，当产生过流、过压、过热信号（高电平）中的任何一路信号时都会触发锁存器 74LS273 对故障信号进行锁存，74LS273 的输出接入单片机接口芯片 8255 的 C 口。如果是过流、或过压信号时其相或信号（ConfirmOUT）将会输入单片机的外部中断口（EXTINT）进行处理，因为考虑到，过流、过压信号有可能是电

网脉动等引起的尖峰干扰，为了提高系统运行的稳定性，在中断处理过程中再次检测 ConfirmOUI 信号，如果此信号仍然有效则认为确实发生了过流、过压信号。单片机接着就送出故障指示信号到锁相触发电路板锁相环 CD4046 的 INH 脚封锁触发脉冲，同时单片机读取故障指示信号 FAULT，单片机根据此信号通过 8255 读取故障信号，进而判读出具体的故障类型，通过显示接口进行显示。如果发生的是过热信号时，它触发锁存器 74LS273 对故障信号进行锁存，然后过热信号并不接入单片机而是直接接入锁相触发板进行触发脉冲封锁，而后同样给出一“FAULT”信号，单片机根据此信号读取故障信号进行显示。如此处理的原因是温度是个惯性很大的物理量，它基本上不会出现尖峰干扰而产生误故障信号的情况。

还有一点需要说明，由开关管驱动电路（M57959L）产生的过流、短路信号也是直接就接入锁相触发板上 CD4046 的脉冲封锁脚，然后给出一“FAULT”信号，单片机根据此信号去读取 8255 上的 C 口故障信号，此时实际上它读取不到任何故障信号，此种情况也就直接可以判定是功率管发生了过流故障了。

---

## 第五章 控制系统的软件支持

超音频感应加热系统的研制总体上包括两个方面的工作：硬件系统的研制和软件系统的研制。前面的章节中我们已经详细的叙述了系统硬件的研制方案，下面我们将叙述系统软件的研制。

### 5.1 控制系统整体程序框架

控制系统的软件是控制系统能够按设计思想正常运转的关键，对于我们研制的此类带有系统主控制器的硬件系统来说，没有控制软件的支撑，控制系统硬件电路就无法运转。

整个系统的软件程序主要由主程序和各类功能实现程序构成。由于需要实现的功能众多，逻辑关系复杂，我们采用目前通用的模块化的程序设计方法，将相对独立的功能设计为程序模块：例如移相处理、A/D 转换、键盘采样、显示、故障中断处理等。

### 5.2 各程序模块的分析

#### 一、系统主程序设计

控制系统主程序完成系统的初始化，对各计数器、特殊功能寄存器的配置，读取参数以及键盘设定值等来运行设备。下面所示为主程序流程图<sup>[14]</sup>。

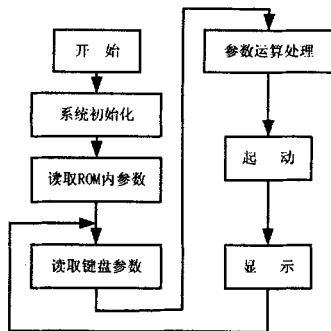


图 5-1 控制系统主程序流程图

## 二、移相调功子程序设计

移相调功程序是本系统实现功率调节的关键所在，是一个十分复杂的子程序，它牵涉到设定参数处理、反馈参数处理、比较复杂的数学计算等方面<sup>[14]</sup>。

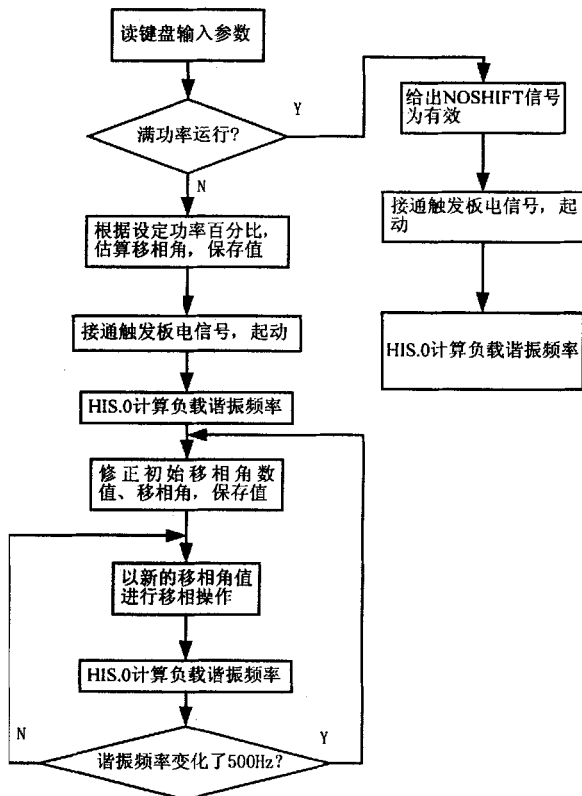


图 5-2 移相调功程序实现流程图

对此流程图作几点说明。此流程图示出的是系统实现移相调功功能的整体控制思路，实际的逆变器触发信号的移相操作是通过单片机控制器的高速输入口（HSI）中断和高速输出口（HSO）来完成

的, 在此过程中, 直接读取上图中所示环节为移相操作所提供的各类参数值, 在 HIS 的中断处理程序中设定 HSO 的时间为中断时间加读取的移相时间 ( $TIMER1 + T_{SHIFT}$ ), 到此时间 HSO 就输出正的触发脉冲信号。控制器计算出的负载谐振频率等参数除了供移相操作所用外, 都会保存在存储器中以供系统显示子程序读取显示之用。

### 三、触发信号移相处理中断程序

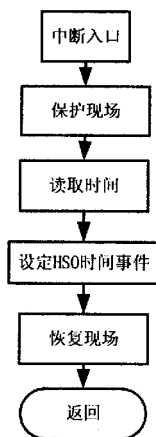


图 5-3 触发信号移相中断流程图

### 四、故障保护中断子程序

上一章中已经述及电源的故障可以分为两类, 一类是需要主控制器进行故障确认的过压、过流等信号; 另外一类是无需确认的需要直接进行故障保护操作的过热或驱动器给出的过流/短路信号。对此两类故障信号也有不同的中断处理程序。

下图中共示出需主控制器确认的故障信号的保护中断流程<sup>[14]</sup>。



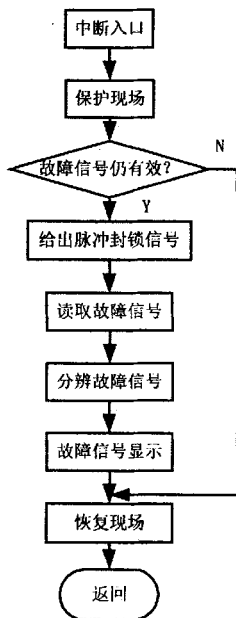


图 5-4 故障保护中断程序流程图 (1)

如图中所示，在中断程序中，先是读取与故障中断信号同输入的 I/O 脚，看触发此故障中断程序的故障信号是否仍然存在，因为此类过压、过流故障有可能是由于电路的尖峰干扰等因素而产生的瞬时现象，此种情况下我们并不需要进行实际的保护动作，如果在中断处理中读取故障信号仍然存在则表明确实发生了过压或过流故障，需要封锁脉冲等保护动作；如果在中断处理中读取故障信号不再存在则表明触发了故障保护中断的故障信号只是一个瞬时误触发信号，则不必进行进一步的故障处理。

下图中示出的是无需经过故障判断确认的过热、功率管过流/短路故障的保护中断程序流程图<sup>[14]</sup>。

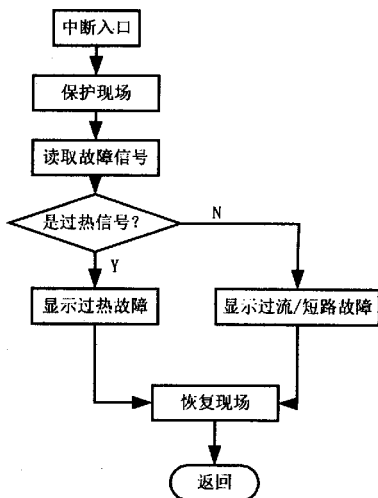


图 5-5 故障保护中断程序流程图 (2)

如上图所示, 此类故障保护中断一旦被触发, 则直接读取故障信号, 分辨故障类型 (触发脉冲的封锁等操作已经直接由外部电路完成, 无需进过系统主控制器进行)。值得一提的是在此保护中断中, 对故障信号的分辨时, 由于由逆变器功率管驱动芯片 (M57959L) 给出的功率管的过流/短路故障信号没有进入故障信号锁存器电路, 而其他各类故障信号都接入了故障信号锁存器, 所以读取故障信号锁存器后如果没有读到故障信号则我们就可以判断出是主功率管的过流/短路信号。

系统控制软件中还有其他的子程序, 如频率计算子程序, 参数显示子程序等, 由于他们都比较简单易实现, 这里不作过多叙述。

## 第六章 系统仿真实验结果及分析

### 6.1 MATLAB/SIMULINK 软件简介

MATLAB 是由 MATrix 和 LABoratory 两个单词的前三个字母组合而成, 它最初是由计算数学专家倡导并开发的, 现在已成为国际上最为有名的数值计算软件, 也是国际控制界公认的标准计算软件。SIMULINK 是 MATLAB 中的一个系统建模、仿真、分析环境, 由于内建了很多系统的建模、仿真工具包, 使得解决各领域的系统仿真问题变得十分方便, 直观, 现在 SIMULINK 已经成为非常通用的一个系统建模仿真工具, 在很多的工程设计领域中得到应用, 例如: 自动控制、数字信号处理、模糊控制以及我们所在的电力系统领域。在 SIMULINK 的工具包库 TOOLBOX 中有一 Powersystem 工具包 (PSB), 其中包含了电力系统领域各种常用的器件、设备、负载、激励源等的模型, 如此以来我们对设计或是理论进行仿真验证时就可直接利用其中的模型, 通过搭建自己的系统, 验证修改系统参数等完成验证、设计工作<sup>[17]</sup>。

### 6.2 系统的设计仿真及分析

我们在确定了系统的硬件设计, 计算选定系统各个环节的参数之后, 运用 MATLAB/SIMULINK 工具对系统进行了仿真, 验证了系统参数计算选取的合理性和控制方法的正确有效。有必要说明一点, 我们在仿真过程中没有考虑电源输出变压器的存在, 也就是负载参数是按照没有输出变压器的情况重新求取而应用到仿真系统中的, 但此一点改动并不影响系统仿真的结论的有效性。

#### 6.2.1 系统静态仿真

我们首先对系统进行了静态仿真, 即认为系统在运行过程中各部分参数不会发生变化, 因此系统逆变器就以固定的负载回路谐振频率进行工作。由第三章的设计计算, 系统仿真参数如下:

电网输入: 三相交流电,  $U_s = 220\sqrt{2} \cos(\omega t + n\frac{2\pi}{3})V$  ( $n=0,1,2$ )

整流器输出滤波电抗:  $L_d = 10\text{mH}$

整流器输出滤波电容:  $C_d = 2000\mu\text{F}$

$C_h = 40\mu\text{F}$

逆变桥用 IGBT 吸收电路参数:  $R_s = 110\Omega$

$C_s = 0.03\mu\text{F}$

负载回路参数:  $C = 0.1225\mu\text{F}$

$L = 330.93\mu\text{H}$

$R = 17.33\Omega$

模型搭建所需的模块基本都在 PSB 中可以找到, 逆变桥采用分离器件搭建而成, 实际的系统中, 逆变桥功率管的触发脉冲来自于负载反馈后进过锁相环处理而得的信号, 在我们的仿真中, 搭建了利用负载反馈而产生功率管驱动信号的子系统, 即图中的 Subsystem, 通过此方法可以很好的仿真出系统在负载参数发生变化等情况时的运行过程。下面示出此仿真模型图(局部, 其中的电网侧和负载侧部分电压、电流测试模块没有示出) [16][17]。

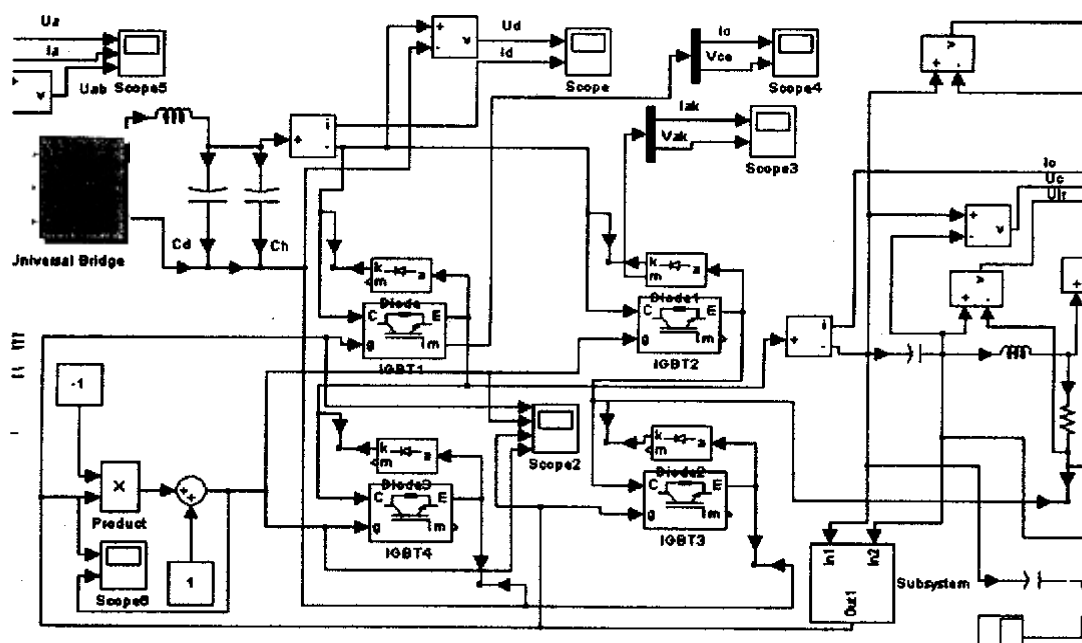


图 6-1 超音频感应加热电源系统静态仿真模型

下面给出电源输出端电量波形, 这里特别指出在我们的仿真研究过程中, 没有考虑死区时间的存在, 设定电源都是满功率输出, 在本文中也就是逆变桥的滞后臂的触发脉冲移相角  $\beta = 0$ 。由上至下

各波形分别为电源输出电压波形（负载两端电压波形）；负载电流波形；谐振电容器两端电压波形；电感电阻两端电压波形。

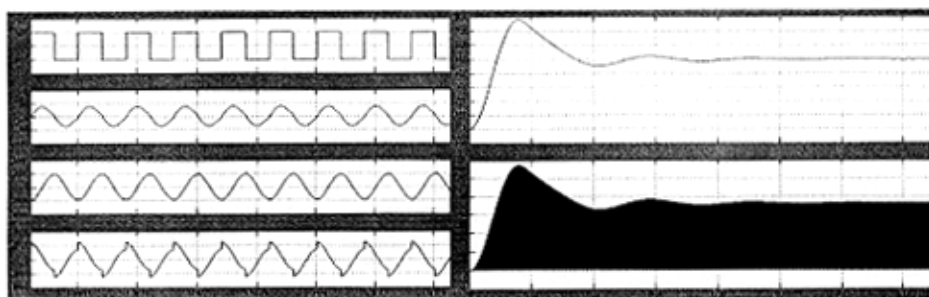


图 6-2

图 6-3

电源输出电量仿真波形

整流器输出电量仿真波形

图 6-2 为电源输出电量仿真波形，由仿真结果可以看出，电源系统以负载谐振频率（25KHz）工作，输出电压波形为方波，大小为 500V，负载电流为正弦波，峰值约为 37，而电容电压为滞后于负载电流  $\pi/2$  的正弦波，峰值约为 1900V，感应器与负载的等效电感电阻两端的电压则为超前于负载电流  $\pi/2$  的近似正弦波，仿真结果与前面章节中的理论分析以及计算相符。

上图 6-3 所示为电源系统中整流器输出电量的仿真波形图，上面为电压，下面为电流。为了显示出系统由起动到稳定运行的整个详细情形，上图中示出的是总体波形图，由图中可见，在电源起动时输出会有一段时间的起伏，但很快系统就会稳定下来，输出电压值为约 500V。下面图 6-4 再给出将时间轴放大后的整流器输出波形局部细节（取稳定波形部分）。

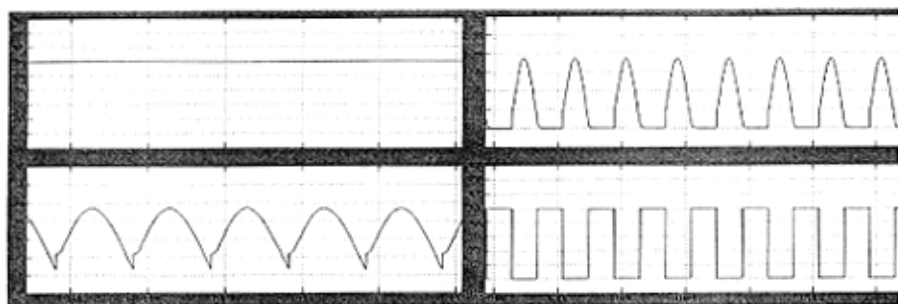


图 6-4

图 6-5

整流器输出电量波形细节

逆变桥主功率管电量仿真波形

上图 6-5 中所示是电源逆变桥中主功率管的电压电流仿真波

形, 其中上面为电流波形, 下面为电压波形, 在图中我们可以看到电压波形为非常标准的方波, 实际中由于死区时间等的设置不会出现如此规则的波形, 由波形我们可以清楚的看出在主功率器件导通时其两端电压很低(导通压降), 几近于零, 而在关断时则受前端整流器输出电压值(约 500V)。由图中还可以清楚的看出 IGBT 电流脱尾效应的影响。

### 6.2.2 系统动态仿真

上面的静态仿真中都假定在感应加热电源系统的运行过程中系统负载参数保持不变, 实际的应用中, 一般负载参数会有所变化的, 下面对感应加热电源系统进行动态仿真, 对运行过程中负载参数发生变化的情况进行仿真。先仍然假定系统逆变桥的滞后臂的触发脉冲移相角  $\beta = 0$ , 即满功率输出情况。由于在 SIMULINK 中我们试图在仿真运行过程中改变负载回路中电路器件的参数不能成功, 即使是直接在 MATLAB 命令行里用 MATLAB 的内建命令修改也不行, 提示的告警信息说明在仿真运行过程中 SIMULINK 不允许修改其模型内模块参数, 我们利用了 PSB 中的 Breaker 模块将一电容(由 Series RLC Branch 经过适当的参数设置而得)在仿真过程中某一时刻(本例中取 0.1s 时)加入负载回路中与已有电容相并联从而实现负载回路参数变化的仿真条件要求, 为了有利于观察, 我们选取了较大的电容值, 取为原负载回路中电容值的 3 倍, 如此以来负载回路的谐振频率就会变为原来的 0.5 倍, 当然实际的电源系统工作中发生如此大的参数变化的可能性很小。还有一点需要指出在实际的应用中, 负载回路参数变化的可能性更大的电感、电阻, 而谐振电容器的值基本不会变化, 但这里为了仿真方便我们取作电容, 这样处理并不影响仿真结果的合理性。

下图 6-6 所示为电源输出电量仿真波形图, 同样由上至下各波形分别为电源输出电压波形(负载回路两端电压波形); 负载电流波形; 谐振电容器两端电压波形; 电感电阻两端电压波形。

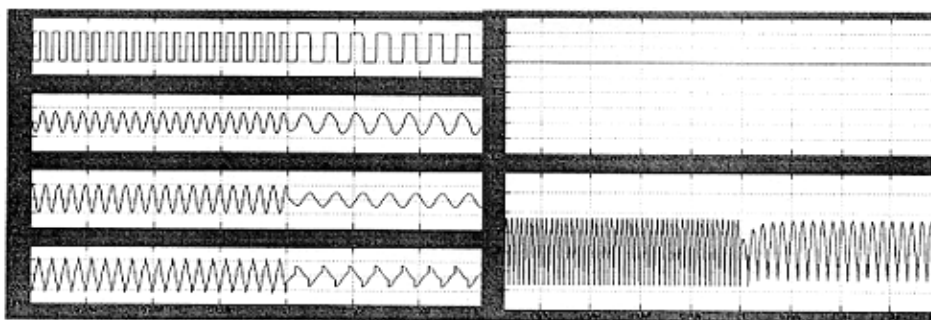


图 6-6

电源输出电量仿真波形

图 6-7

整流器输出电量仿真波形

由上图 6-6 可以看到, 在电源负载回路发生变化, 负载谐振频率随之改变后, 系统能够有效跟踪到这种变化, 并使逆变器以新的触发脉冲进行工作, 电源仍然继续工作于谐振状态。同时由于谐振频率的减小使得负载回路的品质因数  $Q$  变小, 因此电容、电感上的电压都相应的有所降低, 正如上图中所反应。

上图 6-7 中所示为电源中整流器输出电压、电流的仿真波形图, 可以清楚的观察到在负载回路参数变化时 (0.1s) 整流器输出电流波形随之发生变化。

下图 6-8 所示为逆变桥中主功率管的电压电流波形, 同样在负载回路参数变化 (0.1s) 后波形有相应的改变。

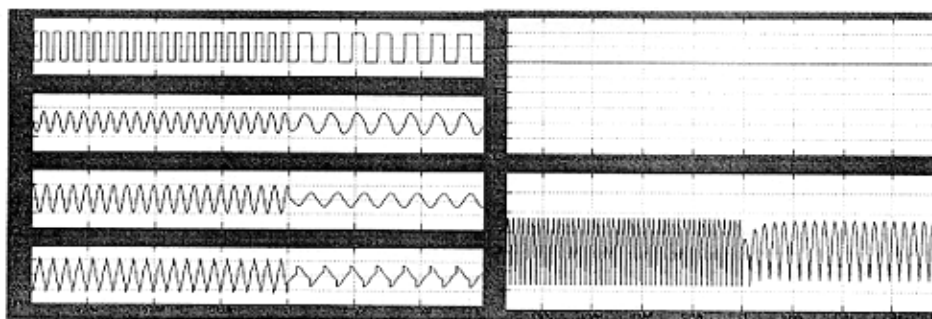


图 6-8

逆变桥主功率管电量仿真波形

图 6-9

非满输出整流器输出仿真波形

上面各仿真过程中都假定电源工作在全功率输出状态下, 逆变桥滞后臂移相角  $\beta = 0$ , 下面对电源非满功率运行情况进行仿真, 同样也包括了参数变化的动态情况。

为了观察容易起见,同样在此仿真过程中将负载回路中的电容器参数值变为原来的 4 倍,从而使负载谐振频率减小为原来的一半。设定在开始运行阶段电源逆变桥滞后臂的移相角为  $\beta = \pi/4$ ,为叙述方便起见这里不进行功率的换算,直接用移相角  $\beta$  来定性的表征电源输出功率的大小。实际系统模型的搭建中移相的实现表现在对滞后臂驱动脉冲的延迟时间 (PhaseDelay) 的设置上。在负载回路参数变化 (0.1s) 后,滞后臂驱动脉冲的延迟时间要相应的改变,否则电源输出功率就会发生很大的变化。

上图 6-9 为电源中整流器输出电压电流仿真波形,上面为电压,下面为电流。由图中同样可以观察到在负载回路参数变化时 (0.1s) 整流器输出电流波形随之发生变化。同时可以看出在换流过程中尖峰脉冲的存在。

下图 6-10 为电源输出电量仿真波形,由上至下各波形分别为电源输出电压波形 (负载回路两端电压波形); 负载电流波形; 谐振电容器两端电压波形; 电感电阻两端电压波形。由图中可以看到由于移相角的存在使得逆变桥输出电压波形在变换出有一尖峰脉冲的产生。

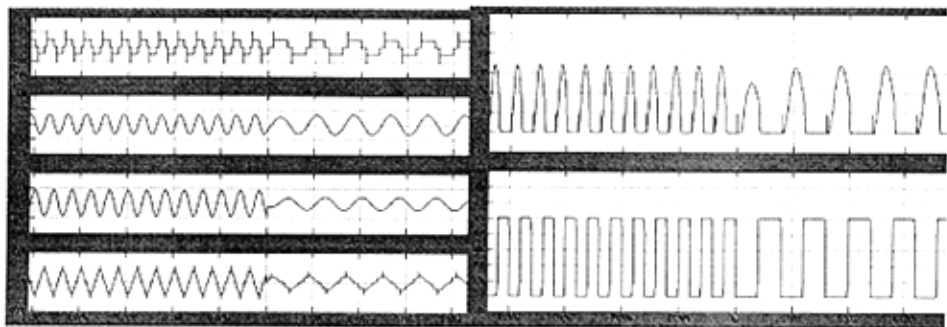


图 6-10

图 6-11

电源输出电量仿真波形

逆变桥主功率管电量仿真波形

上图 6-11 中所示为电源逆变桥中主功率管的电流、电压波形,负载回路参数变化 (0.1s) 后,逆变桥上参数相应变化。电路在逆变桥臂内的二极管到 IGBT 的换流过程中有一尖峰电流的存在。

通过上面的各项仿真实验结果我们可以得出结论,本设计中所计算、选取采用的参数,电源系统所采用的控制方法等都能够很好的符合我们的研制初衷,达到我们的研制目标,本文中的参数设计、



控制方法设计是合理、可行的。

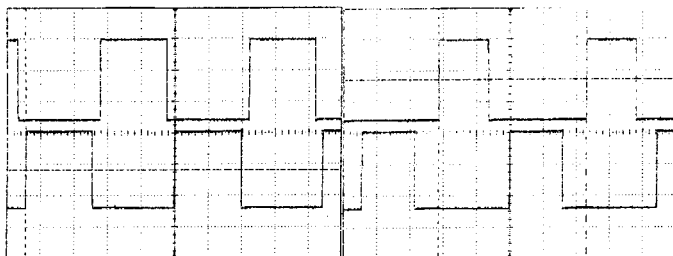
## 6.3 系统实验结果及分析

### 6.3.1 电源各控制电路调试过程

由于缺少系统所必须的电热电容器,我们暂时没能进行系统的整体实验验证工作,我们只对制作的控制电路板进行了功能上的验证和利用它们进行了一些简单的整体性实验。为确保系统实验准确进行,我们先对各功能电路进行了分别调试,确认各电路都能够正确完成其设计功能后才能进行整机的实验<sup>[18][19]</sup>。

#### 1. 锁相控制电路的单独调试

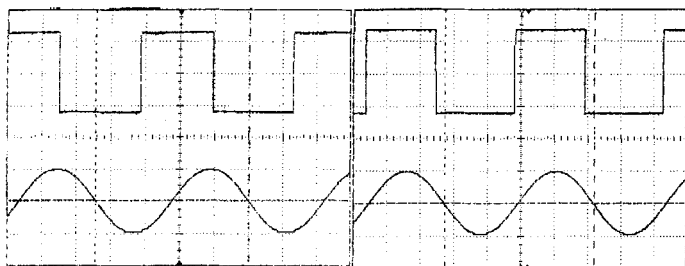
单独调试阶段用信号发生器输出代替由负载槽路采集的谐振电容器电压,将其接入锁相控制电路的输入端。给锁相控制电路接通电源,用示波器的两个探头同时测量任意一组互补的锁相环输出驱动波形,可以观察到输出为相位差 180 度,存在死区时间的驱动信号,此死区时间可以调节,其频率与信号发生器波形频率相同,与我们的设计初衷完全符合,其波形如下图 6-12 所示。



$u_1: 2V/\text{格}$   $u_2: 2V/\text{格}$   $t: 10\mu s/\text{格}$

图 6-12 锁相环控制电路输出驱动信号 ( $t_{d1}=3\mu s, t_{d2}=6\mu s$ )

同时我们用示波器观察模拟的反馈输入电压波形与锁相环控制电路的输出,看到输出滞后于输入 90 度,与前面第四章的理论分析一致,我们还可以通过锁相环控制电路中的时滞补偿电路参数的调节使得锁相环控制电路的输出与其输入反馈信号的相位差不为 90 度,从而可以使电路工作于感性或容性状态,如下图 6-13 所示。

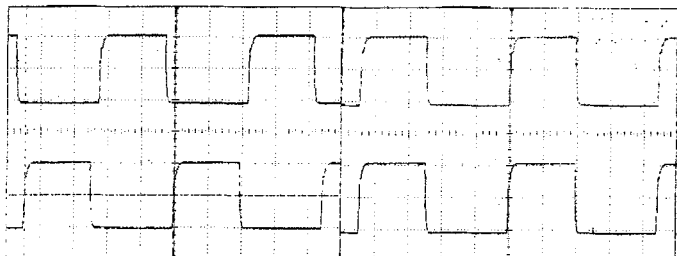


$u_1: 2V/\text{格}$   $u_2: 5V/\text{格}$   $t: 10\mu s/\text{格}$

图 6-13 锁相环控制电路输入信号与输出信号对比

## 2. 驱动电路的单独调试

继续用波形发生器给锁相环控制电路提供模拟负载反馈信号，将锁相环控制电路的输出接入驱动电路，驱动电路则接入逆变器主功率器件的栅极上。给驱动电路通电，逆变器不加电，用示波器观察驱动电路输出，下面分别示出各波形，图 6-14 为同一桥臂内两上下开关器件的驱动波形，驱动电路输出相位差  $180^\circ$ ，带有约  $3\mu s$  死区的驱动波形，由于输入电阻和电容的影响，驱动波形不再是标准的方波。



$u_1: 10V/\text{格}$   $u_2: 10V/\text{格}$   $t: 10\mu s/\text{格}$

图 6-14

图 6-15

同一桥臂上下开关管驱动波形

两对角开关管的驱动波形

图 6-15 为满功率输出时一对对角开关管的驱动信号波形，可以看到两信号波形同频率，同相位，同样由于驱动电阻和电容的影响，驱动波形不再是标准方波。

下图 6-16 示出的是非满功率输出时一对对角开关管的驱动信号波形, 两信号波形同频但有一相位差, 此时同一桥臂内上下两开关管的驱动信号仍然同图 6-14 所示一样。同样由于输入电阻、电容的影响, 驱动信号不再是标准的方波。

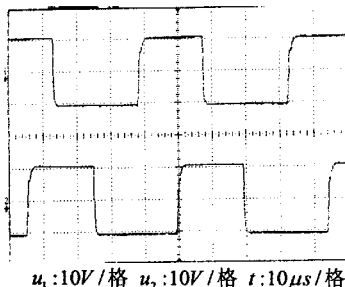


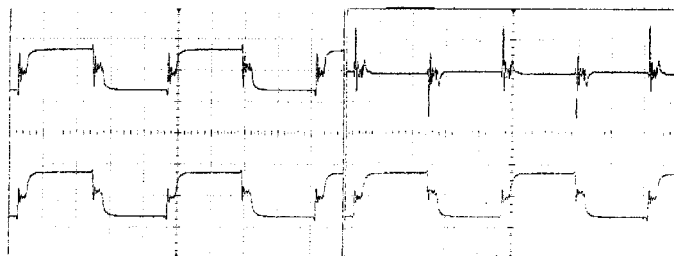
图 6-16 非满功率输出时两对角开关管驱动波形图

### 3. 故障保护电路的单独调试

故障保护电路能否正常工作关系重大, 先单独测试保护电路以确保其在系统发生故障时能够采取及时、有效的保护动作, 使电源免受损坏。将可调直流稳压电源接入过流、过压等保护电路的比较器的正向输入端, 在电源输出小于比较器参考电压时, 保护电路输出为低, 保护电路不动作; 一旦电源输出高过参考电压则比较器输出为高电平, 故障告警发光管被点亮, 同时锁相环控制电路波形输出被禁止, 开关器件失去驱动信号, 保护电路响应准确、及时, 能够实现系统的故障告警、保护功能。

#### 6.3.2 系统实验结果波形及分析

在进行了各主要的控制电路的分离调试后, 我们进行了系统的整体性实验。由于实验条件的限制, 没有系统所必须的电热电容器且实验是在一已有的三相 IGBT 整流桥的主电路基础上进行的, 电路负载为一电抗器和电阻的串联, 因此实验结果中的参数与前面设计中的参数有很大的不同, 下面即是实验中测得的波形。



$u_1:50V/\text{格}$   $u_2:5A/\text{格}$   $t:10\mu s/\text{格}$

图 6-17

图 6-18

负载整体电压电流波形

负载电抗器电压电流波形

上图 6-17 中所示为系统负载电压和电流波形，负载电压总体上为一方波，但由于负载为感性系统没能实现谐振运行及电路突波吸收电路的不理想，在换流时有很明显的尖峰振荡。

上图 6-18 示出了系统负载电抗器电压波形和负载电流波形，由于没有谐振电容器的存在，电抗器上电压在大部分时间为零，只在换流过程中有很大的尖峰电压产生，负载电路电流波形基本为方波，在电路换流过程有一定的振荡产生。

## 结 论

针对目前我国中小功率的感应加热电源多为并联谐振式主电路结构, 功率调节通过直流侧调节实现, 存在网侧功率因数较低, 对电网谐波污染较大, 效率不够高等缺点的现状, 本文将移相调功方式应用于感应加热电源中, 研究设计了一种不控整流加移相调功的超音频感应加热电源。

通过仿真研究和实际的实验验证, 所研制的电源很好的切合了我们的设计初衷, 电源能够工作在准谐振状态, 系统控制电路很好的实现了研制功能要求, 故障保护准确、及时。

对主电路各种元器件及相关保护电路元器件的参数进行了详细的计算选取, 在理论和实践上对电源元器件的选取和保护都有一定的参考价值。

利用 16 位单片机研制了系统核心控制器, 系统控制迅速、精确, 自动化程度高, 操作简单、直观。

设计中运用了数字锁相环芯片 CD4046 实现了锁相控制功能, 实验证明其响应迅速、工作可靠, 能很好的实现锁相功能。

设计了基于集成驱动电路 M57959L 的电源主功率器件驱动电路, 加以很少的外围器件实现了电源主电路的有效驱动, 且有主电路短路/过流保护功能, 同时设计了精确、有效的系统故障保护电路。

利用了软开关技术, 使电源工作于准谐振状态, 大大降低了功率器件的开关损耗, 有效利用了器件的容量和频率范围, 且提高了整机效率。

由于本人的理论、实践水平一般以及实际的实验条件限制, 本论文中还有一些地方有待进一步的研究完善。

1. 由于缺少系统必须的电热电容器且实验是在一现有的三相整流器的主电路平台上进行的, 因此没能对系统进行完整的实验, 实际的系统工作情况仍需进一步实验研究。

2. 故障保护功能的验证都是通过模拟故障情况进行的, 而主功率管过流等故障情况没能进行有效模拟, 故障保护有待进一步研究。

3. 没有考虑系统应用中对温度等参数有特殊要求的情况, 因此对于需要温度反馈等的应用情况需要进一步进行研究。

---

## 致 谢

论文是在导师郭老师的指导下完成的。郭老师在繁忙的工作中仍时时关心着我论文的进展情况，给予了很多的建议、指导。他平易近人的作风，严谨的治学态度是我学习的榜样，几年来郭老师在我的学习、生活中给予了很多的关心和帮助，在此向他致以崇高的敬意和由衷的感谢。

在我论文的完成过程中得到了实验室各师兄兄弟们的鼓励和帮助，与他们的讨论和他们的诸多建议帮助我解决了很多的难题，论文得以顺利完成。他们是：陈建明、尹陆军、杨鹏、史德锋、孔庆德、龙海峰、魏晓亮、李顺、孙勇方及各低年级师弟、师妹们，与大家在一起共处的日子令人难忘，衷心祝愿各位能在以后的日子里有所成就。

在我三年的研究生学习生活中，我大学同学、好朋友朱远、冯竹建、孙磊、冉懋海、廖长鑫、刘凌、邓双渊、石国华、严玥、朱敏、梁玉娟及远在法国的刘忻等人给了我很多的帮助和鼓励，与他们愉快相处的日子一生难忘，与各位的友谊是我一生的财富。

衷心感谢我的父母、妹妹和众多亲朋好友，是他们多年来的理解和支持使得我能够顺利的在校园内接受教育，父母常年的辛勤劳作给了我求学的基础，他们的谆谆教诲给了我作人行事的准则。我所能做的就是即将到来的工作中努力奋斗，以优异的成绩来报答你们。

---

## 参考文献

- [1]王兆安,黄俊. 电力电子技术,第四版. 机械工业出版社, 2000
- [2]潘天明. 现代感应加热装置. 冶金工业出版社, 1996
- [3]潘天明. 工频和中频感应炉. 冶金工业出版社, 1983
- [4]王生德,翟玉. MOSFET 高频感应加热电源的研究. 郑州大学学报 (自然科学版) 33 卷第 3 期: 54—57
- [5]张智娟. IGBT 超音频感应加热电源的研究. 华北电力大学硕士学位论文, 2001
- [6]林渭勋等. 可控硅中频电源. 机械工业出版社, 1983
- [7]刘红艳. 中频感应加热负载分析. 工业加热, 1999. 5
- [8]林渭勋. 现代电力电子电路. 浙江大学出版社, 2002
- [9]吕宏,黄玉水,张仲超. 串联谐振单相全桥逆变器常用控制方法的研究. 电源技术应用, 2002. 5
- [10]Fairchild Semiconductor. CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop. 2002
- [11]袁俊国等. 移相式高频感应加热装置的研究. 电力电子技术, 1999. 6
- [12]沈旭等. 20KW/300KHz 高频感应加热电源. 电力电子技术, 1996. 2
- [13]徐爱卿. Intel16 位单片机 (修订版). 北京航空航天大学出版社, 2002
- [14]刘复华. 8XC196KX 单片机及其应用系统设计. 清华大学出版社, 2002
- [15]苟玉杰. IPM 死区时间调整硬件解决方案. 21IC 中国电子网
- [16]郑颖楠,张庆友. 基于 Matlab 的电力电子电路仿真方法. 电源技术应用, 2001. 5
- [17]张志涌. 精通 MATLAB6. 5 版教程. 北京航空航天大学出版社, 2003
- [18]阎石主编. 数字电子技术基础, 第三版. 高等教育出版社, 1989
- [19]康华光主编,陈大钦副主编. 电子技术基础模拟部分, 第四版. 高等教育出版社, 1999
- [20]童诗白主编. 模拟电子技术基础, 第二版. 高等教育出版社, 1988
- [21]丁道宏主编. 电力电子技术. 航空工业出版社, 1992
- [22]张明勋主编. 电力电子设备设计 and 应用手册. 机械工业出版

社, 1992

- [23] Gilbert Sybille and Hoang Le-Huy, "Digital Simulation of Power Systems and Power Electronics using the MATLAB/Simulink Power System Blockset", IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000, Special Technical Session, pp.2937-2981.
- [24] Lyshevski SE, "Control of high Performance induction motors: theory and practice", Energy Conversion & Management, vol.42, pp.877-898, May 2001.
- [25] A.S.Bozin, "Electrical power systems modeling and simulation using SIMULINK", 1998 The Institution of Electrical Engineers, IEE, Savoy Place, London WC2R 0BL, UK.
- [26] I.Ismail and Nadrajah, "Simulation of Power System & Machines of an Industrial Plant using the MATLAB/Simulink Power System Blockset (PSB)", 2002 Student Conference on Research Development Proceedings, Shah Alam, Malaysia, pp.293-296.
- [27] Hoang Le-Huy, "Modeling and Simulation of Electrical Drives using MATLAB/Simulink and Power System Blockset", IECON'01: The 27<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.1603-1611.
- [28] Gwan-Bon Koo, Gun-Woo Moon, "Analysis and Design of Phase Shift Full Bridge Converter With Series-Connected Two Transformers", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, March 2004, pp.411-419.
- [29] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," in Proc, IEEE APEC, 1990, pp.275-284.
- [30] L.H.Loveday H.Mweene, C.A.Wright, and M.F.Schlecht, "A 1 kW 500 KHz front-end converter for a distributed power supply system", IEEE Trans. Power Electron., vol, 6, pp.398-407, May 1991.
- [31] A.Rajapandian, V.Ramanarayanan, and R.Ramkumar, "A 250 kHz/560W phase modulated converter," in Proc, IEEE PEDES, 1996, pp.20-26.



- [32]W.Chen,F.C.Lee,M.M.Jovanovic,and J.A.Sabate,"A comparative study of a class of full bridge zero-voltage-switched PWM converters," in Proc.IEEE APEC,1995,pp.893-899.
- [33]R.Redl,N.O.Sokal,and L.Laszlo Balogh,"A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter:analysis,design considerations,and experimental results at 1.5kW,100kHz," IEEE Trans.Power Electron.,vol 6,pp.408-418,May 1991.
- [34]Y.Jang and M.M.Jovanovic,"A new family of full-bridge ZVS converters," in Proc.IEEE APEC,2003,pp.622-628.
- [35]J.H.Mulkem,C.P.Henze,and D.S.Lo,"A high-reliability,low-cost, interleaved bridge converter,"IEEE Trans.Electron Devices,vol.38,pp.777-783,Apr.1991.
- [36]Fang Z.Peng,Gui-Jia Su,and Leon M.Tolbert,"A Passive Soft-Switching Snubber for PWM Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19,No 2,pp.363-370, Mar. 2004
- [37]F.Z.Peng and D.J.Adams,"An auxiliary quasiresonant tank soft-switching inverter,"in Proc.IEEE Ind.Applicat.Soc.Annu.Meeting,Rome,Italy,Oct.8-12,2000, pp.2397-2403.s
- [38]杜齐福,郭世明. Intel 80C196MC 微处理器在静止逆变电源中的应用. 电源技术应用, 2000. 8
- [39]蒋怀刚,李乔,何志伟. IGBT 模块驱动及保护技术. 电源技术应用, 2003. 4
- [40]成兰,乔金富. 变频器逆变元件 IGBT 保护环节的设计. 纺织高校基础科学学报, Vol. 11, No. 4, 1998:371-375
- [41]李振民,刘事明,张锐. IGBT 驱动及短路保护电路研究. 电测与仪表, 2002. 6
- [42]王健,王宏,王越喜. 感应加热用 IGBT 超音频电源. 电源技术应用, 2001. 3
- [43]黄念慈. 面向新世纪的电力电子技术. 自动化信息, 2003. 6
- [44]赵晶,齐铂金,张伟,吴红杰. PI 调节逆变式感应加热电源频率自动跟踪技术. 电力电子技术, 2003. 4
- [45]熊爱明. 高频感应加热电源的研究. 浙江大学硕士学位论文

文, 2003

- [46] 吴兆麟等. 串联逆变式高频感应加热电源. 电力电子技术, 1994. 4
- [47] 郑一阳. 霍尔电流传感器在电控及电气自动化系统中的应用. 电气传动, 1991. 3
- [48] 张青军. IGBT 驱动模块 EXB841 剖析. 电气传动, 1994. 4
- [49] 沈旭等. 20KW/300KHz 高频感应加热电源. 电力电子技术, 1996. 2
- [50] 潘天明等. IGBT 超音频感应加热电源. 工业加热, 1996. 2
- [51] 潘天明等. 100KW 超音频感应加热电源. 电力电子技术, 1996. 4
- [52] 毛鸿等. 串联型 IGBT 超音频感应加热电源. 工业加热, 1998. 2
- [53] 毛鸿等. 感应加热电源无相差频率跟踪控制电路. 电力电子技术, 1998. 2
- [54] 吴兆麟等. 高频感应加热装置的负载匹配方法. 电力电子技术, 1999. 4
- [55] 余家春. Protel 99 SE 电路设计实用教程. 中国铁道出版社, 2003
- [56] 史平君. 实用电源技术手册: 电源元器件分册. 辽宁科学技术出版社, 1999
- [57] 赵修科. 实用电源技术手册: 磁性元器件分册. 辽宁科学技术出版社, 2002
- [58] 赵负图. 电源集成电路手册, 化学工业出版社. 2002

## 攻读硕士期间发表的论文

1. 时矗, 尹陆军, 郭世明. 机务段试验台试验数据转换方法的实现: 机车电传动, 2003, 3
  2. 尹陆军, 时矗, 孔庆德, 郭世明. 可维护性机车检修网络图的设计与实现. 机车电传动, 2003, 4
  3. 时矗, 尹陆军, 陈建明. 机务段检修数据管理系统新数据表(库)维护方法. 铁路计算机应用, 2004, 2
  4. 龙海峰, 尹陆军, 时矗, 吕道静. 基于 80C51 的自动棋盘的设计与实现: (已被《中国测试技术》录用)
-