

河南科技大学

硕士学位论文

串联谐振逆变器谐振回路及负载匹配的研究

姓名：郭艺丹

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：宋书中

20091201

论文题目：串联谐振逆变器谐振回路及负载匹配的研究

专 业：电力电子与电力传动

研 究 生：郭艺丹

指导教师：宋书中 教授

摘 要

本文以超音频串联型感应加热电源为研究对象，对逆变器谐振回路及负载阻抗匹配进行了分析、研究。感应加热技术以其高效、节能、环保等优点在机械加工中得到广泛应用，随着微机技术和 IGBT 器件的快速发展，超音频感应加热电源成为其中的一个研究重点。

论文首先详细分析、比较了感应加热电源常用的串联型和并联型全桥逆变器的工作特性和优缺点，结合本项目需要，选用串联谐振逆变器。在对串联谐振逆变器几种调功方式分析的基础上，选取脉冲频率调制（PFM）作为本文的研制方案。文中对串联型感应加热电源进行了设计和对主电路所用的元器件进行了参数选择。并对谐振型逆变器负载匹配方案做了深入分析、比较，特别对变压器匹配方案进行了研究，得出了变压器的设计参数，结果表明与经验值相一致。

逆变器的控制电路是直接影响感应加热装置能否安全、高效运行的关键因素。本文确定以控制芯片 SG3525 为核心构成的双闭环控制策略，外环调节电源的功率大小，内环则保证了感应加热电源工作在弱感性状态。文中分别对控制系统中的 PI 调节器和限相环节进行了设计，同时在 MATLAB 平台下对控制电路进行了仿真分析和验证，表明设计的 PFM 控制系统的成本低廉，可靠性高，精度较高等优点。

在常用的驱动电路基础上，设计了 IGBT 驱动电路并对其进行了仿真，驱动波形效果良好。针对逆变器开关损耗的问题做了详细的分析，对备选的缓冲电路逐一进行参数计算并仿真，在此基础上比较了三种缓冲电路中的功率器件和缓冲电阻的损耗，从中选择了最佳的缓冲电路。论文的最后，给出了部分试验波形，和仿真波形相对比，表明本文在理论上的研究及设计的正确性。结论中对所做的工作做了简单的总结及对下一步的工作计划。

关 键 词：感应加热，IGBT，串联谐振，调频调功，变压器，缓冲电路

论文类型：应用研究

Subject: Research on the resonant circuit and load matching of the series inverter

Specialty: Power Electronics and Power Drivers

Name: Guo Yidan

Supervisor: Song Shuzhong Professor

ABSTRACT

In this paper, we mainly researches on the inverter resonant circuit and load impedance of the series resonant induction heating power supply. Induction heating technology for its energy saving, pollution-free and high efficiency in machining has been widely used. With the development of computer technology and the IGBT devices, super audio frequency induction heating power became the focus of the study.

First, this paper gives a detailed analysis and comparison of the advantages and disadvantages between parallel resonance and series resonance, the series resonance inverter is selected because it is more suited to the practical issues. To the induction heating power supply of PFM, this paper designs the main circuit and chooses the parameter of electronic components. By analyzing and comparing the load matching scheme, especially for transformer matching program, we obtained transformer design parameters, results show that the value is consistent with the experience.

The control circuit of inverter is able to directly affect the induction heating device safe and efficient. This paper forms the double-closed-loop control system based on the SG3525, this strategy regulating the size of the power by the outer ring, inner ring is guaranteed work in the weak emotional state. The control circuit design is given including the PI regulator and Limit-phase part. While in the MATLAB platform the control circuit is simulated, the result proves that the PFM control circuit is more accurate, more reliable.

We designed and simulated the IGBT drive circuit based on the common drive circuit, the result shows driving waveforms good effect. Some buffer circuit strategy are presented and simulated based on the detailed analysis and calculation. This paper gives the comparison of the losses of power devices and buffer resistance, from which selects best of the snubber circuit. At last, this paper gives some of the test waveforms, and

compares to the simulation, shows that the theoretical research and design is correct. At last of the work, we give a brief summary and the next work plan.

KEY WORDS: Induction heating, IGBT, Serial resonant, PFM, Transformer ,
Snubber circuit

Dissertation Type: Application Research

第1章 绪论

1.1 课题的研究背景及意义

本课题来源于河南省科技攻关计划“基于 DSP 的超音频感应加热电源的研究”项目，由河南科技大学和升华感应加热电源有限公司进行联合开发研究。

随着地球的不可再生资源的日渐匮乏，节能、环保是现代人类科学发展的必然选择。而感应加热正是一种利用涡流对金属件进行内部迅速加热的重要技术。该技术不但具有节能环保、清洁的优点，还具有速度快、加热均匀、产品的质量稳定、高能量的利用率和容易实现自动化等特点，已经广泛用于冶金、石油、电力、国防、化工等行业；此外，感应加热技术（如电磁炉等）在人们的家居生活中也得到大量的应用。它和传统的加热方法（如燃油、电阻是通过热量的传导和辐射）相比显示出极大的优越性，是工业生产及现代优质生活中不可缺少的技术手段^[1-3]。

以塑料行业为例，据统计^[4]：我国的塑料加工企业，每年的用电量约为 100 亿度，如果采用感应加热技术，相比于传统加热方法每年就可节约 50 亿度电，按全国平均价每度电 0.6 元计算，可节省 30 亿人民币。

由此可以看出，感应加热技术会使相关企业在相同条件下节约用电量可达 40% - 60%，所带来的经济效益和社会效益不言而喻，对缓解我国乃至人类能源紧张的局面有巨大的贡献作用^[5]。尤其是随着同行业产品的竞争日益加剧和社会、企业对节能意识的提高，使该技术逐渐替换传统的电加热技术。因此感应加热技术，尤其是先进的大功率感应加热的应用前景非常广阔，将在产业发展模式的转变和产业结构的升级中发挥重要作用^[6]。

感应加热电源是感应加热技术的关键应用之一，而感应加热电源的核心器件是电力电子器件。上世纪 50 年代以前，感应加热装置主要是通过磁性静止变频器、中频发电机组和电子管振荡器来实现。到 50 年代末，晶闸管的出现给感应加热技术以及整个电力电子学带来了划时代的发展，标志着以固态半导体器件为核心的现代电力电子学的开始^[7]。80 年代以后，出现了一批新型器件（如 GTR，MOSFET，IGBT 等），并逐渐形成了以这些器件为开关管的电路简单的 H 型逆变器，这为超音频感应加热电源的发展奠定了基础，其中以 IGBT 在超音频感应加热电源里的应用最为普遍^[3,8]。

图 1-1 是感应加热电源的基本框图。

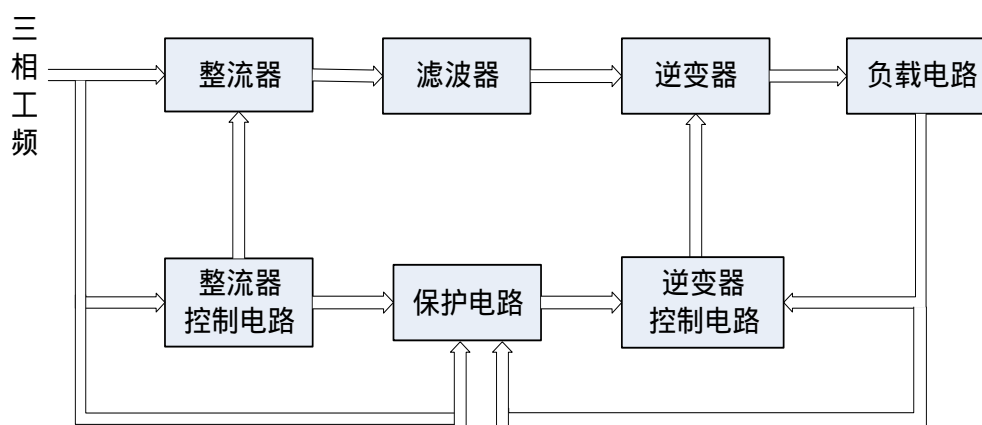


图 1-1 感应加热电源的基本框图

Fig.1-1 The basic diagram of induction heating power supply

由上图可知，感应加热电源有主电路和控制及保护电路两大块组成。主电路由整流器、滤波器、逆变器和负载电路组成。其中整流滤波发展较为成熟，通常是逆变器、负载阻抗匹配及控制电路的发展水平限制着感应加热电源的发展。目前对逆变器的研究主要集中在怎样最大的降低逆变器的损耗；对负载阻抗匹配的研究集中在效率上；而随着控制技术的发展，控制电路的研究逐渐向数字化、智能化的方向发展^[1-8]。

逆变器是感应加热装置中必不可少的组成部分，其工作频率和输出功率决定了电源的频率和功率，而这两个参数的选取要取决于由被加热工件的材质、形状、加热温度等决定的加热条件和单位时间内的物料处理量^[1]。

逆变器的基本功能是通过功率半导体器件有规律的切换，将经整流、滤波电路输出的直流电转换成频率符合要求的交流电^[9]。固态加热电源运行中需要消耗大量的无功功率，因此需要对感性负载进行补偿。根据补偿电容与感应线圈的联结方式的不同，逆变器可分为串联型谐振逆变器和并联型谐振逆变器，这两种逆变器在很多地方有对偶特性，其具体分析详见第二章。

在现代逆变系统中，逆变器的控制电路和逆变器只有彼此配合，才能构成完整的逆变系统，两者缺一不可^[10]。根据串联型逆变器功率调节方式的不同，加热电源的功率调节方式大体上分为：直流侧调功和逆变侧调功。

直流侧调功通常采用相控整流或直流斩波来改变逆变器输入母线电压的大小，来达到调节输出功率的目的。直流侧调功的方式中，逆变器可以工作在负载谐振频率附近，因此功率器件的开关损耗较小。关于输出电压和电流的相位可以通过锁相环来控制完成。

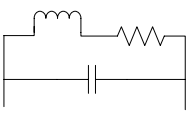
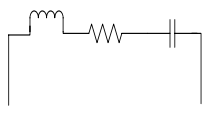
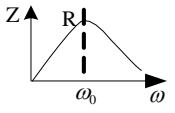
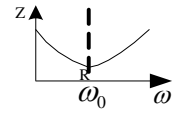
逆变侧的调功方式有 PWM 脉宽调功、PDM 脉冲密度调功和 PFM 调频调

功。PWM 法的调节线性好，范围大但不易实现频率跟踪并且器件利用效率不高。PDM 法在需要功率闭环的环境下，工作稳定性较差。PFM 法前级的整流可采用不控整流的方式，优点是控制简单，且成本较低，实际应用时为防止系统进入容性状态，可加入限相环和限流环，在中小功率场合有较好的实用性^[11-12]。

感应加热的负载为感应器和被加热金属件，可以把其等效成电阻与电感的串联，而加热线圈和金属件耦合程度的好坏影响着等效后的阻抗值。等效后的电路是高品质因数的感性负载，高频下功率因数较低，可通过接入电容器来补偿感性无功能量。按感应器与补偿电容的连接方式可分为并联型逆变电路和串联型逆变电路。其特性如表 1-1 所示^[13]。

表 1-1 并联与串联谐振电路比较

Table 1-1 Comparison of parallel and series resonant circuit

类 别	并联谐振电路	串联谐振电路
电路 拓扑 结构		
阻抗 频率 特性		
谐振 等效阻抗	$Z = \frac{L}{RC}$	$Z = R$
谐振类型	电流谐振	电压谐振

感应加热电源的大部分负载都需要经过负载阻抗匹配以后方能正常工作。负载阻抗匹配的的目的是使负载阻抗等于信号源的内阻抗，使加热电源的输出达到额定功率，从而保证设备的正常运转。可见负载阻抗匹配是感应加热电源安全运行的一项重要内容^[13-14]。

1.2 国内外发展现状

1.2.1 谐振型逆变器的发展现状

以感应加热电源的发展为背景来介绍谐振型逆变器的发展现状：

在中频（150Hz～10kHz）范围内，国外传统的电磁倍频器和中频发电机组已经被晶闸管感应加热装置取代了，现在最大容量为数十兆瓦。我国研制的晶闸管

中频逆变电源始于上世纪 60 年代末, 目前此类电源已取代旋转发电机, 形成了 200Hz ~ 8kHz / 100kW ~ 3000kW 的一系列产品。但我国生产的中频感应加热电源多数是采取并联型谐振逆变器, 故我国中频加热领域要解决的问题是研究结构简单且易于频繁起动的串联型谐振逆变电源^[15]。

在超音频 (10kHz ~ 100kHz) 范围内, 晶闸管出现前, 超音频逆变电源由电子管高频电源来代替。晶闸管出现后, 曾采用晶闸管以倍频电路和时间分割电路构成超音频逆变加热电源。上世纪 80 年代, 以 GTR、MOSFET、IGBT 和 SITH 等半导体器件为功率管的全桥逆变感应加热电源得到了较广泛的应用, 其中 IGBT 的应用最普遍^[15-16]。

1993 年西班牙研制出了 50kHz ~ 100kHz / 30kW ~ 600kW 的并联型谐振逆变电源; 1994 年日本使用 IGBT 研制了 50kHz / 1200kW 并联型谐振逆变电源。我国在上世纪 70 年代开始研发晶闸管逆变电源, 目前的生产水平为 10kHz ~ 15kHz / 250kW ~ 320kW。浙江大学于 80 年代末采用倍频式逆变电路研究出 50kHz / 50kW 的晶闸管逆变电源。90 年代初, 我国采用 IGBT 研究感应加热逆变电源, 目前国内的生产水平为 50kHz / 1000kW^[16-17]。

高频 (100kHz 以上) 范围, 国外已经从传统的电子管电源装置过渡到固态逆变电源。固态逆变电源以大容量、模块化 MOSFET 器件为主。其中西班牙以 MOSFET 为功率器件制造的并联型感应加热逆变电源水平为 400kHz / 600kW, 美国应达公司研制出 400kHz / 2000kW 的 MOSFET 高频逆变电源^[18], 比利时的 Inducto Elphiac 公司制造的 MOSFET 并联型感应加热逆变电源已达到了 1000kW / 15 ~ 600kHz^[15]。

在国内, 上世纪 90 年代浙江大学研制出 300kHz / 20kW 的 MOSFET 高频逆变电源。目前由江南大学研制出的 2MHz / 1kW 的感应加热逆变电源是国内高频逆变电源的最高水平, 已经应用到了超薄型钢带的焊接或淬火热处理中^[19]。

随着半导体器件的迅速发展, 逆变器的发展也得了极大的提高。最早的半导体器件工作频率和最大容量彼此制约, 使逆变器不能兼备大功率和高频率的性能。目前功率器件向集成化、全控化、高频化方向的发展为逆变器向大功率、高频、高效率的发展奠定了良好基础^[20-21]。

1.2.2 阻抗匹配的发展现状及存在的问题

感应加热电源是利用涡流对负载进行内加热的特殊电源, 它的特殊性在于其负载, 因此负载特性是选择负载匹配方案、逆变器的结构及感应加热电源频率和功率大小的基础。

固态感应加热电源的负载匹配方案主要有电磁耦合法和静电耦合法^[22]。通常电磁耦合法负载匹配采用变压器进行匹配，静电耦合法多采用无源器件匹配，即用多个储能元件构成不同的电路拓扑对负载进行匹配，能够大大降低对变压器的要求甚至取消变压器，实现低成本的负载匹配。

电磁耦合法在感应加热电源中的应用最为普遍，一般常用变压器来实现负载阻抗匹配，变压器连接电源和负载感应器。高频、超音频电源要求变压器的漏抗很小，因此如何实现匹配变压器的高输入效率，从磁性材料选择到绕组结构的设计已成为制约匹配变压器广泛应用的主要因素之一。

匹配变压器有空心变压器和铁芯变压器之分。空心变压器虽然容易实现原边补偿，但当电源功率增加时，必然使空心变压器的体积随之增大、变压器的漏感变大，而且原边和副边的匝比与等效变比相差很大，在实际的工程设计中不易掌握^[23]。

相比于空心变压器，铁芯变压器就具有较小的漏感和近乎理想的变比，但是目前较大的变压器铁芯的工艺复杂。鉴于此，可以把负载的无功能量用高频电容在二次侧进行补偿，但是制作补偿电容的难度比较大。实际应用时，需要同一台电源加热不同的负载，可选用带抽头的变压器，选择不同的抽头即选择不同的变比。缺点是抽头变压器的抽头数量受到结构的限制，而且调节负载阻抗的级差是有限且固定的，理想的负载匹配很难实现^[23-24]。

静电耦合法通常采用无源元件，即用多个电感和电容组合成不同的拓扑结构来改变负载的阻抗值，不需要隔离时还可省去匹配变压器，因此更经济、方便，且设计和生产工艺也比较简单。如果取消变压器，在负载的设计中完全不用考虑变压器漏感和寄生电容等的影响；如果负载必须电气隔离，则变压器只起隔离作用，对它的要求就大大降低。

静电耦合负载匹配法根据储能元件组成的电路可分为：二阶、三阶、四阶和文献[54]和[55]是利用六阶电路设计的电源。常用的二阶电路是：串联谐振电路和并联谐振电路。常见的由三个以上元件组合的电路有：LCL，LCC 和 LLCC 等^[25]。当然，如果负载谐振回路中的无源器件增多，那么负载的拓扑组合也会大量的递增。例如：由两个储能元件可组合 8 种拓扑结构；三个储能元器件可构成 36 种拓扑电路，而四个储能器件构成的电路拓扑有 182 种之多^[14,26]。德国、日本和美国先后用储能器件 LCL 串联和 CCL 并联等匹配方法，研制成功了高频大功率的加热电源。

静电耦合法的缺点是：1. 经静电耦合法匹配的每种拓扑结构对负载阻抗的变换不能随意进行，这对负载匹配的范围有很大的限制。2. 不同的拓扑结构，其负

载谐振特点各不相同，这将使电源的性质也不一样。但是随着无源元件的增多，在对这些器件进行参数设计时，会带来理论分析上的困难，更会给电路带来控制上的困难。

1.3 本文研究的主要内容及章节安排

本文以电压型超音频感应加热电源为研究对象，根据其发展现状与存在问题，将以下几方面作为主要研究内容：

1. 分析了几种感应加热电源的拓扑结构，在提高电源效率的基础上，确定本文的超音频逆变电源的拓扑形式；通过对比并联谐振型和串联谐振型逆变器的优缺点，选择适合本课题的谐振逆变器。根据负载阻抗的经验计算公式，设计、计算了负载的槽路参数。对电磁耦合匹配法进行了分析、研究，并得出匹配变压器的设计步骤。

2. 分析了串联型逆变器的工作状态，对其功率调节方式进行了介绍，最后选择结构及控制较简单的 PFM 调功方式作为本文的研制方案。设计了 PFM 控制的加热电源，对所用元器件进行了参数计算，给出了 PFM 电路的方框图。分别对控制电路进行了设计，包括 PI 调节器和限相环节电路，并在 MATLAB/Simulink 中进行了仿真分析。

3. 对 IGBT 栅极驱动电路的设计原则进行了分析，在多种驱动电路（如 EXB841 和 IR2110 等）分析的基础上，对原有的由分立元件构成的驱动电路进行了改进，进行了仿真研究。

4. 选择逆变器功率器件；根据经验公式分析比较了功率器件的三种缓冲电路，并在 Pspice 10.5 中分别进行了仿真。分别对比了功率器件 IGBT 和缓冲电阻上的损耗情况，选择适合于本课题的缓冲电路；

5. 对本文所作的工作进行总结，并指出了后续工作。

第2章 谐振型逆变器

2.1 电源总体构成

随着电力电子的发展和工业生产领域不同要求的提出，固态感应加热电源的电路拓扑经过不断的改进，形成了相似的拓扑结构，即固定的 AC-DC-AC 模式。其主电路是有下面 4 个环节组成的：

1. 整流滤波环节；2. 逆变环节；3. 负载谐振回路环节；4. 控制和保护环节。

工作时，单相或三相的电网电压经过整流器、滤波器后成为了平滑的直流电，再经过逆变器的变换，得到所需频率的交流电供应给负载。鉴于感应加热电源的负载形式多种多样及加热过程中负载参数的变化，故电源中需有调功电路。

1. 若采用整流器调功，可用半控或全控开关器件，通过调节其触发角来调节逆变电路的输入电压，从而达到调节功率的目的。图 2-1 是整流器调功方式的电路框图^[27]：

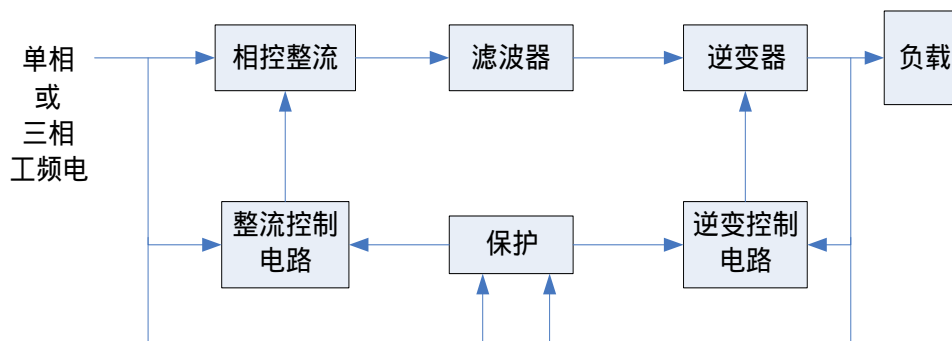


图 2-1 整流器调功

Fig.2-1 Power regulator using rectifier

这种结构是电力电子学里比较常用的，但缺点是功率因数比较低，且对电网的谐波污染也比较大。

2. 若采用二极管不可控整流+PWM 斩波模式，如图 2-2 所示。它是通过控制斩波器的占空比即调节逆变电路的输入电压来调节输出功率。这种模式的优点是可以得到高功率因数，但斩波器的功率器件是处于硬开关模式，故器件的损耗比较大，这必然降低电源的效率。解决方法是对斩波器的功率器件使用 ZVT-

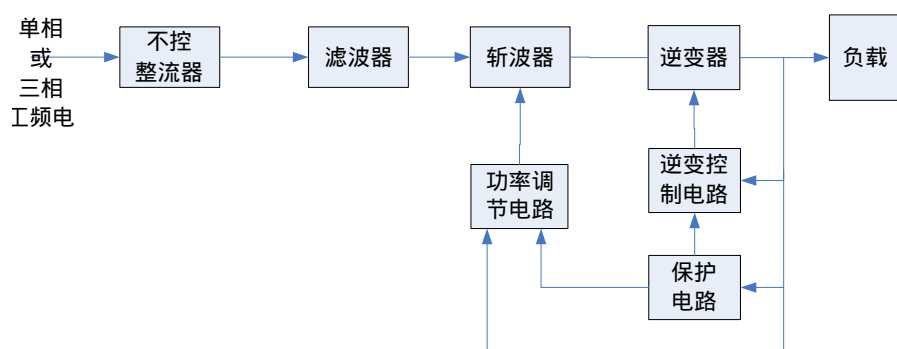


图 2-2 不控整流加斩波器结构

Fig.2-2 The frame of un-controlled rectifier plus chopper structure

PWM 技术，使其实现 ZVS 或者 ZCS，理想条件下，既能满足 ZVS 又满足 ZCS。但是增加的软开关中的辅助开关管的损耗问题也不容忽略，也自然增加了电路的复杂性，同时电源的体积也较大。

3. 若采用逆变器调功结构，如图 2-3。它通过调节逆变器的开关频率和脉冲

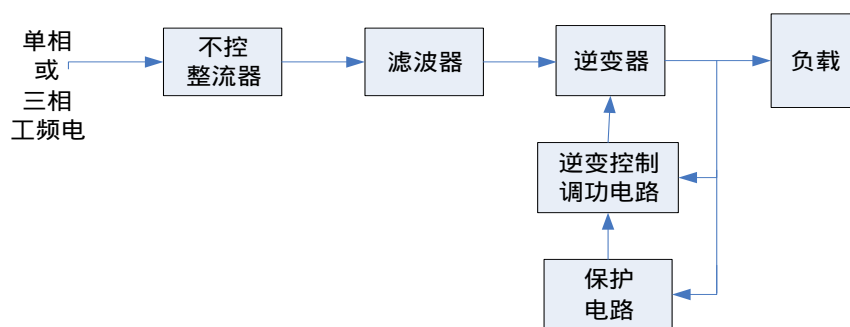


图 2-3 逆变器调功结构

Fig.2-3 The power regulator frame of inverter

的占空比对输出功率进行调节的。该方法具有结构简单，可控性好，速度快等优点。根据本课题所控制对象的需要，选择逆变器调功，详细的介绍见第三章。

2.2 负载谐振电路分析

2.2.1 负载等效电路

感应器通入交流电，产生的磁场在金属件内感应出涡流。我们可以把感应加

热电源的负载等效成变压器，感应器看作一次侧，金属件可看作二次侧，而且是个二次侧短路的变压器。为分析方便，可把负载等效成下图 2-4 的电路^[27]：

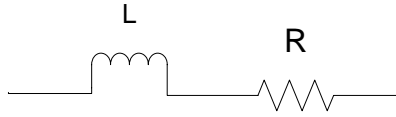


图 2-4 负载等效电路

Fig.2-4 Load equivalent circuit

从图 2-4 可得：

电路的等效阻抗：
$$Z = R + j\omega L \quad (2-1)$$

负载功率因数满足：
$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

负载的品质因数是：
$$Q = \frac{Q_L}{P_L} = \frac{\omega L}{R}$$

Q 和 $\cos \varphi$ 满足：
$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2}}$$

本文负载的 $\omega L \gg R$ ，较大的 Q 值负载电路属于功率因数较低的感性负载，解决方法是在负载上并联或串联一个电容器来提高功率因数 $\cos \varphi$ 。

2.2.2 并联型谐振电路

把电容器和负载并联构成了并联型谐振电路，见图 2-5 所示，其中 C 为补偿电容， L 为感应器：

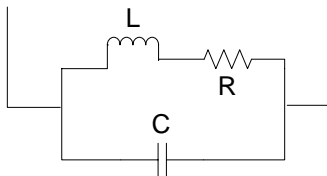


图 2-5 并联型谐振电路

Fig.2-5 Parallel resonance circuit

如果给并联型谐振电路两端加电压 U ,

$$\text{则,} \quad I = U \frac{R + j\omega(\omega^2 L^2 C + R^2 C - L)}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$$\text{得:} \quad Z = \frac{U}{I} = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R + j\omega(\omega^2 L^2 C + R^2 C - L)}$$

当并联型电路处在谐振点时, U 、 I 相位相同, 有:

$$\omega^2 L^2 C + R^2 C - L = 0$$

可以得到谐振角频率:

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

忽略 R 对角频率的影响, 有 $\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{LC}}$,

$$\text{谐振阻抗为:} \quad Z_0 = Z \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{R^2 + \omega_0^2 L^2}{R} = \frac{L}{CR} = Q^2 R$$

$$\text{其中 } Q \text{ 为:} \quad Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

则电感和电容上通过的电流为:

$$|I_C| = |I_L| \approx Q |I_0|$$

由此可知, 并联型电路谐振时电源的电流全部加在等效电阻上, 电感和补偿电容上的电流是输入电流的 Q 倍, 常把此谐振称作电流型谐振。而补偿电容和感应器上的电压为逆变器输出电压。

并联谐振电路必须用电流源供电, 电流源由整流器和大电感构成。如果并联型逆变器的上、下桥臂同时断开, 则积蓄在大电感中的能量将无处排放, 会严重损害功率器件。因此需在上下桥臂的驱动信号中加入“重叠时间”。在这个时间内, 虽然桥臂处于短路状态, 但由于电感的“通直隔交”特性, 电流不会突变, 只要换流足够快, 就不会对功率器件造成危害^[7]。

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。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, 所以有利于过流保护。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, 因此要为每个主开关器件串联一个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。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 串联型谐振电路

串联谐振电路特性分析

把电容器和负载串联组成了串联型谐振电路，其等效电路如图 2-6：

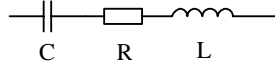


图 2-6 串联型谐振电路

Fig.2-6 Series resonance circuit

负载的阻抗满足：

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

其模满足：

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (2-3)$$

当 $\text{Im}[Z(j\omega)] = 0$ ，即 $j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = 0$ 时，电路将发生谐振，得谐振时的角频率 ω_0

和频率 f_0 为：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-4)$$

负载的品质因数为：

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-5)$$

则电容器和电感上的电压为：

$$U_L = j\omega_0 L I = j \frac{\omega_0 L}{R} U = jQU \quad (2-6)$$

$$U_C = -j \frac{1}{\omega_0 C} I = -j \frac{1}{\omega_0 C R} U = -jQU \quad (2-7)$$

有上面的分析可得，串联型电路谐振时电源电压都加在负载等效电阻上，电源供给负载的全都是有功功率。电感和电容上的电压大小相等，而且等于逆变器母线电压的 Q 倍，但方向相反，常称此谐振为电压型谐振。而流过补偿电容和感应器上的电流为逆变器输出电流。

串联型电源的滤波器是通过大电容实现的，逆变器的供电电压不变。如果同一桥臂出现短路，由此产生的短路电流会对功率器件造成严重损坏。因此串联逆变器中，同一桥臂的功率管换流时一定遵循“先断后通”的原则，即在上下桥臂的驱动脉冲之间加入“死区时间”。在这段“死区时间”里，为了确保无功电流的续流，必须在功率管的两端反并联一个快恢复二极管^[7,28]。

2.2.4 逆变器电路拓扑的选择

通过以上分析可以看出串联型和并联型逆变器电路拓扑不同，也决定了他们的控制和保护模式的不同，因此适用场合也不相同。本文研究的是 50kW ~ 100kW 的感应加热电源，选用串联谐振逆变器主要是基于以下几点^[1,28,29]：

1. 并联型逆变器换流时，功率管在全电流工作时被强制关断，关断后仍需要加一段反向电压时间，造成关断时间很长。串联型逆变器换流时，开关管是自然关断，且关断前其电流已经慢慢减小到零，所以关断时间较短，损耗自然就小。

2. 并联型的起动比较困难，起动失败率也较高，且其逆变器起动时需要对滤波电感进行预充电，同时还对引线电感要求很高，这都制约着它在频繁起动场合的应用。并且并联逆变器还只能工作于自激状态，在起动前一定要测量确定负载的固有频率，逆变器驱动频率与负载谐振频率相近时方能起动。

串联逆变器起动比较简单，可在频繁启动的场合应用，而且对现场环境要求较低；串联逆变器可以采用自激起动和他激起动。

3. 串联型逆变器的感应器与逆变电源相距较远时，负载线上的分布电感只对负载电路中电感量大小有影响，而对输出功率的影响不大；但并联逆变器的感应器应尽可能地靠近电源，尤其是补偿电容与感应器之间的引线尽量小，否则效率和输出功率会大大降低。

4. 并联型逆变器的功率管所承受的反压很大，故需同样容量的快恢复二极管串接到每个功率管上，达到保护功率管的作用，但大容量的二极管成本较高。而串联型逆变器工作时，对二极管的反向恢复速度没有特殊的要求，比较容易满足要求。

5. 即使串联型逆变器功率管的驱动脉冲不对称，也不会引入直流成分的电流；但如果并联型逆变器的驱动脉冲不对称，就会引入直流成分的电流，很容易引起故障。

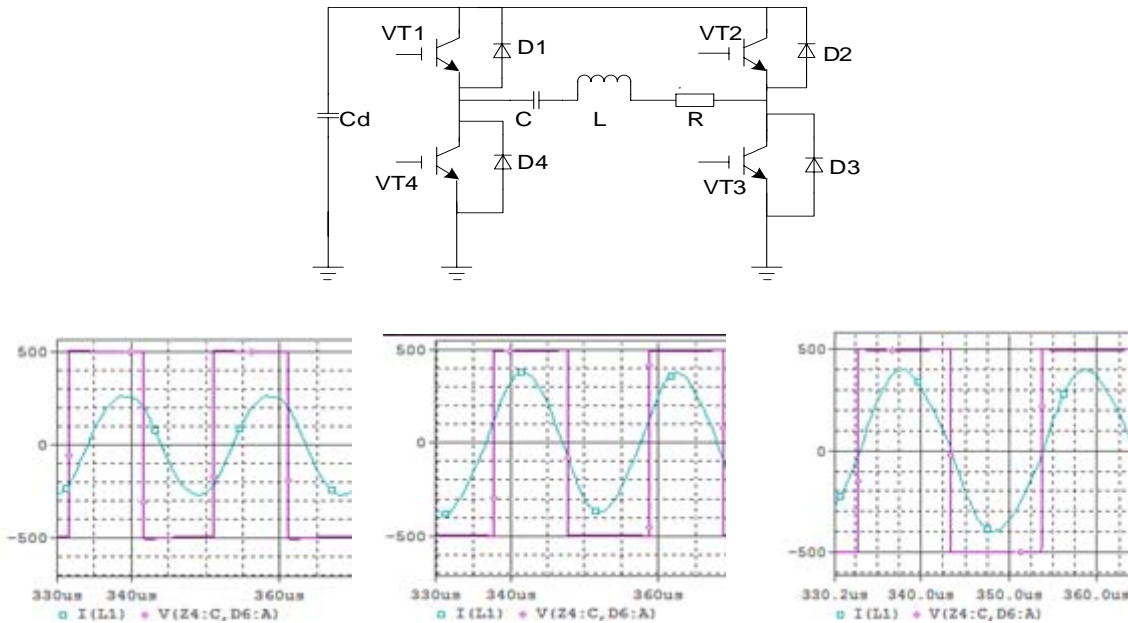
6. 串联型逆变器调节功率方式有：改变直流母线电压或者改变功率管的驱动频率，也称为改变负载的功率因数。并联型逆变器的调功方式，通常是改变直流母线电压，尽管调节功率因数也能改变逆变器的输出电压，进而调节输出功率，

但是所允许的功率调节范围很小。

若串联逆变器通过改变功率管的触发频率来改变负载阻抗进行调功，可用不控整流的方法来替代晶闸管相控整流，使控制的难度和复杂性得以减小。本课题以 IGBT 为功率管，采用串联型谐振拓扑来设计超音频感应加热电源。

2.2.5 串联谐振电路工作状态分析

当电源的谐振频率 f_0 一定时，改变串联逆变器的开关频率会使逆变器处于三种不同的状态，仿真波形如图 2-7 所示^[17]。当开关频率 $f > f_0$ 时，逆变器处于感性状态，如图（a）；当 $f < f_0$ 时，逆变器为容性状态，如图（b）；当 $f = f_0$ 时，逆变器为谐振状态，如图（c）。



图（a）感性状态

图（b）容性状态

图（c）谐振状态

图 2-7 串联型谐振工作波形

Fig.2-7 The waveforms of series resonance circuit

由图（a）可见，串联逆变器为感性状态时，负载的电压相位超前于电流相位。根据电流的转移方向分为臂内和臂间两种换流模式。臂内换流是在导电臂内的功率器件和其反向并联二极管之间的电流转移。如二极管 D1，D3 在向 VT1，VT3 的换流时刻，此刻换流正是电流要过零时。臂内换流仅牵涉桥臂内半导体器件的更换，D1，D3 的关断和 VT1，VT3 的开通都能实现 ZCS 软开关，开关损耗小。臂间换流是电流在上、下桥臂间转移，如 VT1，VT3 向 D2，D4 转换，换流

期间电流没有过零现象，即 VT1，VT3 的关断电流与 D2，D4 的开通电流都较大，故臂间换流的损耗较大。

图 (b) 逆变器工作在容性状态，由图可知电压的相位滞后于负载电流。与感性状态的换流模式正好相反，容性状态的臂内换流是从 VT2，VT4 向 D2，D4 转换，而桥臂间的换流是从 D1，D3 向 VT2，VT4 转换。由于二极管慢的反向恢复特性，急剧上升的反向恢复电流会损坏管子，特别是在电流很大的时候二极管的反向恢复会更严重，所以串联型加热电源应避免工作在容性状态下。

图 (c) 表示逆变器处于谐振状态，负载的输出电压和电流同相位，换流时电压和电流同时换向，此时的功率管和二极管处于 ZVS 和 ZCS 开关状态，故功率管在谐振状态下损耗最小。

2.3 逆变器功率器件的选择

电网电压经整流、滤波后得到可调的直流输入电压，逆变器是将这一输入电压变换成电压和频率均可调节的交流电。一般用于逆变器的开关器件有以下三种：

1. MOSFET——因为它用栅极电压来控制漏极的电流，故所需功率小，驱动电路简单、工作频率高等特点。适合于高频电源。
2. GTR ——耐压高、开关特性好，但驱动电路复杂，且所需的驱动功率较大、容易受二次击穿而损坏等特点。适合于大功率的场合。
3. IGBT——综合了 GTR、MOSFET 的优点，适合于中等功率场合。

IGBT 集 MOSFET 和 GTR 的优点于一身，具有饱和压降低、输入阻抗高、驱动功率小、开关速度高等优点^[3]，近年来在超音频感应加热中得到了广泛的应用。IGBT 存在的缺点是在关断时有电流拖尾现象，该现象会使 IGBT 产生大的关断损耗，从而减小了硬开关电路的安全工作区^[28]。

由以上分析，针对超音频感应加热电源，本文逆变器的功率器件选用 IGBT。

2.4 功率调节方式的选择

串联型谐振逆变器的功率调节方式大体上分为直流侧调功和逆变侧调功两种。直流侧调功是对逆变器输入电压的大小进行调节来达到调整负载功率的目的。常用的直流侧调功有两种，一种是采用相控整流调压调功，另一种是经不控整流后采用斩波器进行调功。

逆变侧调功是通过控制逆变器功率管的频率或输出电压的占空比实现对电源输出功率的调节。逆变侧调功和直流侧调功相比有以下优点：由于采用不可控整

流，主电路和控制电路相对被简化，由于功率因数的提高使其对电网的污染减轻；系统响应速度比直流调功快等。本章主要介绍逆变侧调功，其方法主要有：脉冲密度调制（PDM）、脉冲宽度调制(PWM)和脉冲频率调制（PFM）等。

1. 脉冲密度调制（PDM）法

PDM 法是通过控制逆变器向负载输送能量的时间来调节输出功率，即控制逆变器的脉冲密度。其控制原理图如图 2-8 示^[30-32]。

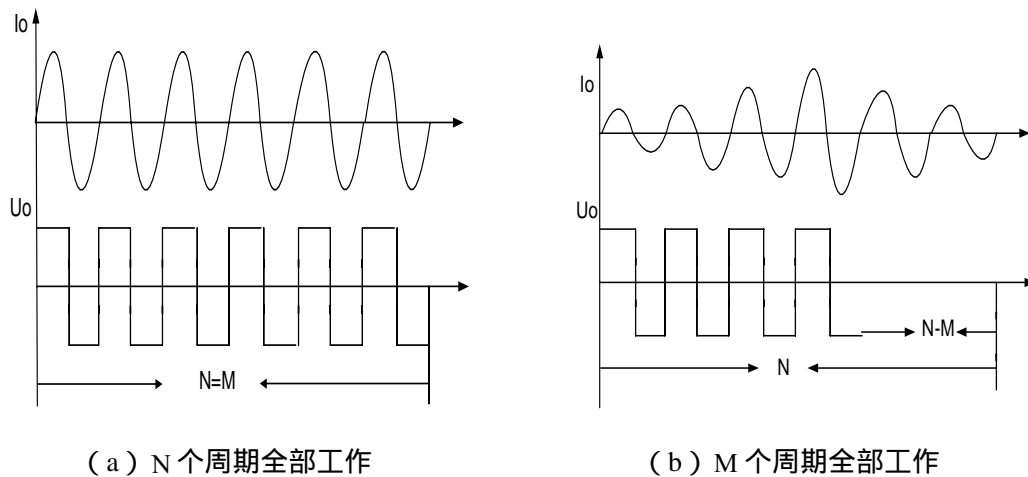


图 2-8 PDM 控制原理图

Fig.2-8 Theory diagram of PDM control

PDM 法的控制原理：假定选 N 个开关周期，其中的 M 个周期里逆变器向负载输出能量；而剩下的 $(N-M)$ 个周期逆变器则停止向负载馈送能量，负载的能量是通过自然振荡的形式在回路内慢慢衰减。这样就能通过改变逆变器脉冲密度来改变电源功率了。对比图 2-8 的两个波形，在相同的 N 个周期里，(a) 和 (b) 逆变器工作的周期不同，即向负载输出的功率不同，这一点可以从负载电流和电压的波形图上得以验证。

PDM 控制方式的优点为：输出频率一般保持不变，功率器件的开关损耗相对较小，数字化控制容易实现，适合在开环的场合中应用^[16]。但是其缺点也比较明显，逆变器输出频率不完全等于负载固有频率，系统稳定性比较差。这是因为当系统从自然衰减的振荡状态恢复到正常状态时需要再次对负载的工作频率进行锁定，使功率动态响应不理想，属于有级的调功方式^[33]。

2. 脉冲宽度调制法（PWM）

该方法是通过控制逆变器输出电压的占空比来改变输出功率的。其原理是采用频率跟踪技术，使逆变器同一桥臂的上、下功率管的驱动脉冲正好互补。斜对角的两个功率管的驱动信号的相位如果相同，是 PWM 脉冲宽度调制；如果它们

之间错开一个相位差，就是移相 PWM 调制^[34]。

移相 PWM 原理见图 2-9 所示：

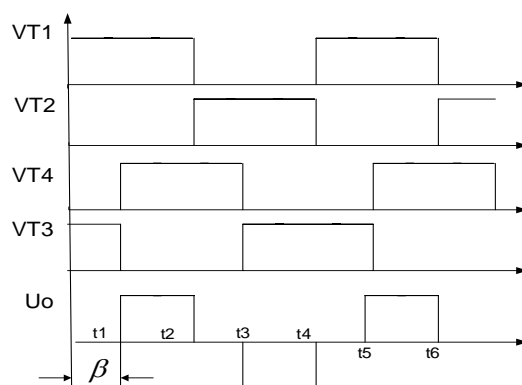


图 2-9 PWM 调功方式

Fig2-9 phase shift PWM method

使斜对角的功率管（VT1，VT4）和（VT2，VT3）的驱动脉冲之间相差一个移相角 β ，让（VT1，VT2）和（VT3，VT4）的驱动脉冲信号恰好互补，移相角 β 可以在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间调节。在逆变器的控制电路中通过改变 β 的大小就可以调节逆变器输出电压的占空比，从而达到调节功率的目的。这就是移相 PWM 调制方式的工作原理^[33]。

根据输出电流和输出电压的相位关系可把移相式 PWM 调制法分为降频式移相 PWM 和升频式移相 PWM，有关这方面的介绍很多，这里不再累述。

PWM 控制方案下具有更好的负载适应性，控制电路实现比较容易和功率调节范围宽等优点；缺点是频率变化较小，功率器件的利用率较低，EMI 比较大。

3. 脉冲频率调制（PFM）法

PFM 法即是一般所说的调频调功，也称为扫频调功。它是逆变器侧调功模式中最简单的一种。PFM 是通过改变逆变器的工作频率，从而改变负载输出阻抗以实现调节输出功率的目的。

图 2-10 为负载功率随逆变器工作频率变化的曲线图（图中 f 为逆变器功率管的开关频率， f_0 为负载的谐振频率。P 为逆变器的输出功率）。

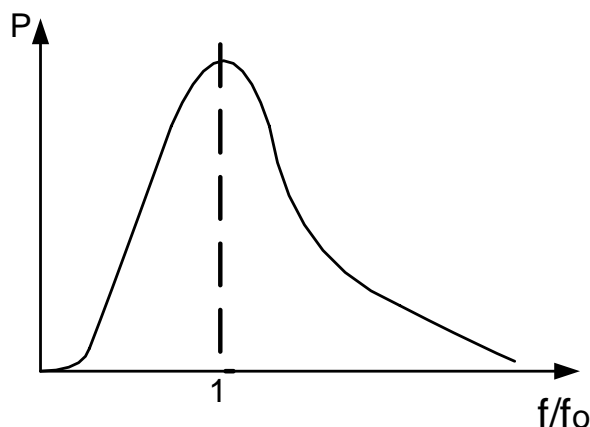


图 2-10 负载功率随逆变器工作频率变化的曲线

Fig.2-10 The variation curve of load power with the inverter operating frequency

由上图可知，负载固有频率不变，改变逆变器开关频率即可改变电源的输出功率。当 $f/f_0 < 1$ 时，逆变器处于容性状态，输出功率随着逆变器开关频率的增大而增大； $f/f_0 = 1$ 时，逆变器处于谐振状态，此时逆变器输出最大功率； $f/f_0 > 1$ 时，逆变器呈感性，开关频率越大感抗越大，输出功率减小^[35]。所以在逆变器的输入电压恒定时，逆变器的工作频率越偏离负载谐振频率，负载的等效阻抗越大，则逆变器的输出功率越小。PFM 就是利用这一原理来调节输出功率的。

PFM 负载上的工作波形如下图所示。

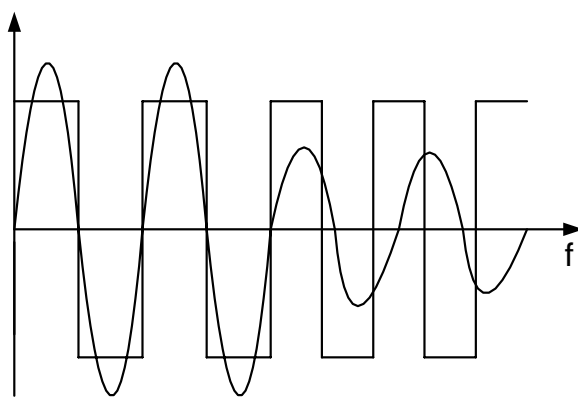


图 2-11 PFM 的频率调节

Fig.2-11 frequency regulation of PFM

由上图 2-11 也可看出，PFM 法是通过调节逆变器开关频率和负载谐振频率之

间的差异来调节输出功率，调节前后输出电压的占空比并没有改变，所改变的是输出电压和电流之间的相位关系。

PFM 调功法最大的优点是不需调压环节，整流电路可以使用二极管整流，从而简化了设备，使成本得到降低；且 PFM 法的控制电路的设计较简单，调频部分实现起来较方便，一般是通过检测负载电流作为反馈量来构成闭环控制的。同时相比于其他逆变侧调功，PFM 也有自己的特点，例如：可以对电源的工作频率、负载电流和电路的功率因数直接进行控制；而且输出功率也可以不断调整，根本没有其他调功方式中的功率梯级调节问题；当负载 Q 值很大时，极小的频率偏移就可在很大范围内对功率进行调节；

PFM 法的主要缺点：1. 负载谐振回路的 Q 值较小时，逆变器开关频率的变化会使被加热金属件的集肤深度也随之而变化，在表面淬火等场合中，这种变化对热处理行业的加热效果有很大的影响。2. 负载为低阻抗时，逆变器功率器件的开关损耗较大^[36]。

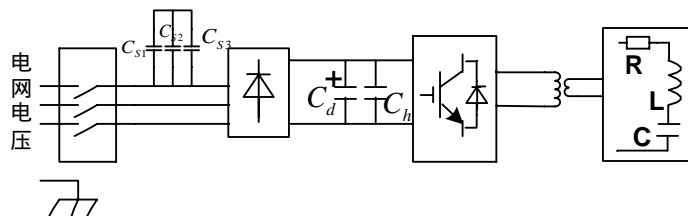
2.5 本章小结

本章首先对感应加热电源主电路的几种拓扑结构做了分析比较；然后通过对并联型谐振电路与串联型谐振电路进行理论分析对比，根据课题控制对象的特点，选用串联型谐振电路作为系统的主电路。接下来对逆变器的功率器件做以简要分析，选定功率器件为 IGBT；最后对串联型谐振加热电源的功率调节方式(调压调功、调频调功(PFM)、脉冲密度调功(PDM)、移相调功(PWM))进行分析，对它们的优缺点进行了比较，并指出各自的适用范围和特点，最终选用 PFM 调功方案。

第3章 感应加热电源的负载匹配分析

3.1 感应加热电源的主电路结构

由前文所述，本课题的感应加热电源主电路采用不控整流加 PFM 调功的串联谐振逆变主电路的方案。主电路大致分为整流电路和全桥串联谐振逆变电路。其中整流电路有三相不控整流器及滤波电路组成，串联谐振逆变电路有全桥逆变器及谐振负载电路组成。电源系统主电路结构如图 3-1 所示：



3-1 串联型加热系统主电路图

Fig.3-1 Main heating system circuit of series load

3.1.1 电源的技术指标

电网的输入电压：三相交流电 380V

电网电压的波动范围：-10 % ~ +10 %

输入电压的工作频率： $f = 50\text{Hz}$

电源工作频率范围：20kHz ~ 60kHz

电源输出功率范围： $P_0 = 50\text{kW} \sim 100\text{kW}$

滤波电容器 C_d 的电压波动 15V

3.1.2 直流侧主电路参数设计

1. 整流器的输出电压和电流

已知电源的最大输出功率为 $P_0 = 100\text{kW}$ ，通过 IGBT 应用指南设逆变器的转换效率设为 $\eta = 90\%$ ，则整流器的输出功率满足：

$$P_d = \frac{P_0}{\eta} = \frac{100}{0.9} \approx 111.11 \text{ kW} \quad (3-1)$$

二极管三相不可控整流器的输出电压和电流分别为：

$$U_d = 2.34U_a = 2.34 \times 220V = 514.8V \quad (3-2)$$

式中： U_a — 整流桥输入相电压。

把线路压降和元器件的导通电压考虑在内，可取输出电压 $U_d = 500V$ 。

整流器的输出电流满足：

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{111.11}{500} \times 1000 \approx 222.22A \quad (3-3)$$

2. 整流二极管的参数选型

整流二极管承受的正反向电压的最大值为三相交流电网线电压的峰值，同时考虑到电网电压的波动和浪涌电压的影响，通常所选整流二极管时要留有裕量，通常取此电压峰值的 2~3 倍，故有：

$$U_{Dm} = (2 \sim 3)\sqrt{2}U_1 = (2 \sim 3) \times \sqrt{2} \times 380 \approx 1074 \sim 1612V \quad (3-4)$$

而流过整流二极管的电流有效值是：

$$I_{VD} = \frac{1}{\sqrt{3}}I_d = \frac{1}{\sqrt{3}} \times 222.22 \approx 128.3A \quad (3-5)$$

选取整流二极管电流的参考值要留一定的安全裕量，通常取 1.5~2 倍，则有：

$$I_{Dm} = (1.5 \sim 2)\sqrt{2}I_{VD} = (1.5 \sim 2) \times \sqrt{2} \times 128.3 \approx 272.12 \sim 362.83A \quad (3-6)$$

由整流二极管选型手册，可选用 400A/1200V 的二极管为整流电路的开关管。

3. 进线空气开关的选择

整流器的进线电流有效值：

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}I_d = 0.816I_d = 181.33A \quad (3-7)$$

根据进线电流的额定值为 182A，空气开关过流跳闸值应考虑 1~2 倍裕量，可选用 300A 等级的空气开关。

4. 进线吸收电容器的参数选取：

电容器 $C_{S1} \sim C_{S3}$ 的作用是吸收感应加热电源在断开和导通时进线中出现的浪涌电压。在选择进线吸收电容时通常不考虑电源装置容量，根据经验选用范围为 $0.1 \sim 0.22 \mu F/500V$ 的电容器，本文选用 $0.1 \mu F/500V$ 电容器。

5. 压敏电阻的选择

因为压敏电阻的响应时间仅有几个纳秒，且无放电延迟现象，故能有效的吸收上升很陡的浪涌电压。压敏电阻所承受的电压最大值为三相交流电网线电压的峰值，即 $\sqrt{2}U_a$ ：

$$U_{aM} = \sqrt{2}U_a = \sqrt{2} \times 380 = 537.32V \quad (3-8)$$

考虑到电压的波动，结合压敏电阻规格，选择 820V/3kA 的压敏电阻。

3.1.3 滤波电路参数分析计算

1. 高频滤波电容器 C_h 的计算

因为串联型逆变器的直流回路还要流通无功电流，该无功电流会随着逆变器输出功率因数的减小而增大。滤波电解电容 C_d 流通高频无功电流时，会因为发热而造成损坏，所以必须在滤波电容 C_d 两端并联一个高频滤波电容器 C_h 为无功电流提供通路。安装 C_h 时，应尽量靠近逆变器。注意，当逆变器是通过调整输出功率因数来调节有功功率时，直流回路的无功电流太大，故不能用电解电容 C_d 进行滤波。这时需取消 C_d ，相反要加大 C_h ，通过高频滤波电容 C_h 完成整流滤波及为无功电流提供通路两个任务。

2. 滤波电容参数的计算

三相不可控整流器输出电压里的纹波脉动频率约 300Hz。为了保证逆变器输入电压的平稳，需确保滤波器的时间常数即等效负载电阻 R_d 和滤波电容 C_d 的乘积远大于整流电路输出电压中的纹波周期，一般实际应用中，取 6-8 倍。

$$C_d R_d = \frac{6 \sim 8}{300} = (20 \sim 27) \times 10^3 \mu s \quad (3-9)$$

经计算得：

$$C_d = (20 \sim 27) \times 10^3 \times \frac{1}{R_d} = (20 \sim 27) \times 10^3 \times \frac{I_d}{U_d} = 8.89 \sim 11.99 mF \quad (3-10)$$

因此，取滤波电容器的参数为 10mF / 630V。

3.1.4 逆变电路参数设计

逆变器的功率器件所承受的正向电压是直流侧的输出电压。在实际应用时留一定的裕量，通常为输入电压的 2~3 倍，故 IGBT 的额定电压是：

$$U_N = (2 \sim 3)U_d = (2 \sim 3) \times 500 = 1000 \sim 1500V \quad (3-11)$$

逆变器输出电流有效值最大为：

$$I_{lm} = \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2} \cos \phi} = 274.15A \quad (3-12)$$

其中 I_d 为整流器输出的电流值。 $\cos \phi$ 为逆变器的输出功率因数，设为 0.9，则其峰值为：

$$I_H = \sqrt{2}I_{lm} \approx 387.65A \quad (3-13)$$

考虑到功率器件在高频时可能要降额使用，因此选取参数时要留一定裕量，

取 IGBT 的额定电流为 400A，选型号为 400A/1200V 的 IGBT 模块。

3.1.5 谐振负载电路参数分析计算

负载的谐振电路由加热线圈、谐振电容和负载组成。下面计算负载回路中的各个元器件参数^[29]：

1. 谐振电容的参数确定

谐振电容又称作槽路电容器、功率因数补偿电容器。由式 3-14 可得逆变器输出电压基波分量有效值：

$$U_{ab1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 500 \approx 450.32V \quad (3-14)$$

其中： U_d 是母线电压值，单位为 V。

由公式 3-13 已求出逆变器的输出电流有效值最大为 387.65A。由串联谐振的电路理论，谐振电容两端的电压满足：

$$U_{cm} = QU_{ab1} \quad (3-15)$$

其中 Q 是谐振回路的品质因数，凭经验选取，在本文的感应加热装置的设计中我们选取 Q 为 5，可得：

$$U_{cm} = QU_{ab1} = 5 \times 450.16 = 2250.8V \quad (3-16)$$

电容器的阻抗满足：

$$X_c = \frac{U_{cm}}{I_{lm}} = \frac{2250.8}{274.15} = 8.2\Omega \quad (3-17)$$

设负载的谐振频率是 50kHz，电容器的电容量为：

$$C = \frac{1}{\omega X_c} = \frac{1}{2\pi \times 50000 \times 8.2} = 0.39\mu F \quad (3-18)$$

槽路上的无功功率见下式：

$$Q_C = I_{lm}^2 X_c = 274.15^2 \times 8.2 = 616.3(KV_{ar}) \quad (3-19)$$

所以补偿电容器可按 0.39 μF 、4501.6V、50kHz、616.3 KV_{ar} 进行设计。

2. 加热线圈的设计

加热线圈中的线路等效电阻 R 一般不大，计算时可暂不给予考虑，直接由 $X_L = X_C$ 的关系进行计算，有：

$$X_L = X_C = 8.2\Omega \quad (3-20)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{8.2}{2 \times 3.14 \times 50000} = 26.1\mu H \quad (3-21)$$

则： $Q = \frac{\omega L}{R} = 5$ ，所以槽路线圈和负载的等效电阻 $R = \frac{\omega L}{Q} = 8.2 \Omega$

所以加热线圈可按 26.1 μ H、274.15A、1500V、50kHz 进行设计。

因为紫铜的电阻率低，导电性能好等优点。一般情况下，感应线圈都是用经过退火处理的紫铜管绕制成单匝或多匝的线圈。紫铜的电流透入深度由式

$\delta = \frac{71}{\sqrt{f}}$ (mm) 计算（ f 为流过加热线圈的电流频率）。因此本文中的

$\delta = \frac{71}{\sqrt{50 \times 10^3}} = 0.31 \text{ mm}$ ，每根导线的厚度或者管材的壁厚是 δ 的 1.2 ~ 1.57 倍，故

导体厚度为 $1.2 \times 0.31 \sim 1.57 \times 0.31 = 0.37 \sim 0.49 \text{ mm}$ 。

3.2 超音频感应加热电源的负载特性分析

通过前面的介绍我们知道，感应加热电源的负载是感应线圈及放置在线圈里的加热金属件。当不做任何补偿时，电源的负载呈阻感特性。为了提高感应加热电源的效率和功率因数，通常是通过加入电容器进行无功补偿，使负载能够工作在准谐振状态^[13,37]。

鉴于被加热金属件有磁性材料和非磁性材料的差别。对工件进行加热时，非磁性材料的导磁率不会变化，但是磁性材料的导磁率会随着温度的变化而变化。处于感应器内部的磁性金属件可看作感应器中的铁芯。电源在加热过程中，磁性金属件的导磁率的变化自然会引起负载电感的改变；还因为采用电容器进行无功补偿会使谐振频率产生剧烈的变化。为了维持电源的谐振状态和输出功率的稳定，必须使逆变器的工作频率和负载的谐振频率的变化相一致^[14]。

可见，感应加热电源的负载匹配在感应加热技术的设计和应用中有重大意义，它不但影响着逆变器的结构，还影响着负载频率和电源输出功率等参数。从电路形式上看，加热电源的负载匹配一般有以下两种方式：一是通过多个储能元件的选值和它们之间的不同组合来达到改变负载槽路的电阻，从而实现负载匹配的方法为静电耦合法。二是通过变压器的一次侧和二次侧对负载等效电阻的变换来实现电源输出阻抗与负载阻抗的匹配，这种方法就是电磁耦合法^[17]。

3.2.1 静电耦合法

静电耦合法也称为无源元件匹配，该方法是将多个储能元件连接成不同的电路拓扑来改变等效电阻，以实现高效率及低成本的阻抗匹配。静电耦合法一般用于负载阻抗参数变化较小的淬火、金属表面处理、焊接、晶体加工等工艺，以及

现代加热电器等场合。即静电耦合法适用在磁导率和负载等效电阻变化不大，被加热工件温度不是很高的场合。这样在不需要隔离时可省去变压器，使成本进一步降低^[14]。

可将静电耦合法进一步分为电容匹配法和电感匹配法。

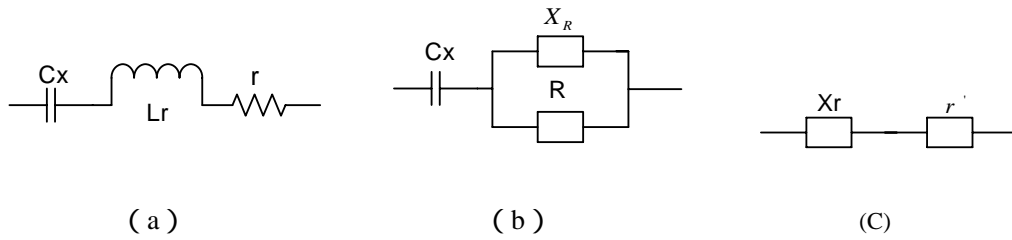


图 3-2 负载等效电路

Fig.3-2 Load equivalent circuit

图 3-2 为串联型谐振的等效电路， C_x 为补偿电容器， L_r 和 r 为补偿前等效的负载阻抗， X_r 和 r' 是补偿变换后负载的阻抗值和等效电阻。图 (b) 为电感和电阻转换成并联形式的等效电路。图 (c) 为补偿电容和等效负载阻抗合并后得到的电路，通过调节电容或电感就改变 X_r 和 r' 的大小，从而改变负载阻抗值。

以电容匹配法为例，如下图可知， $|X_r|$ 可在 $0 \sim +\infty$ 间变化。经过变换后的等

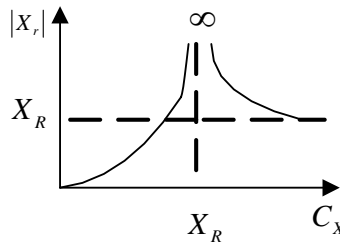


图 3-3 负载匹配曲线

图 3-3 The Curve of Load-matching

效电阻值 r' 最大增大至原来 r 的 Q^2 倍。经匹配后相当于接入一变比为 $Q:1$ 的变压器，即没有匹配变压器就能实现最佳的负载匹配^[22]。

理想情况下，匹配变压器可以设计成任意变比以实现负载阻抗的匹配。而静电耦合负载匹配的电路拓扑结构很多，且不同的拓扑结构均有各自的优缺点，拓扑不同对负载的匹配范围也不同，这一点与采用变压器匹配方法不同。因此在利用静电耦合法进行阻抗匹配时，要根据加热电源对负载阻抗的要求选择不同的

拓扑电路，在其结构允许范围之内对负载加以变换。

3.2.2 电磁耦合法

电磁耦合法采用变压器进行负载匹配，变压器主要起电气隔离与负载阻抗匹配的作用。串联型加热电源必须使用降压变压器，这对于电源来说相当于把负载等效电阻提高了；然而并联型电源则相反，需要使用升压变压器，对电源来说相当于把等效电阻降低了^[13]。

以电容器串联补偿为例子，在设计匹配变压器时，根据补偿电容器和变压器的位置不同分为两种方式：变压器的原边补偿和副边补偿，电路如图 3-4 所示：

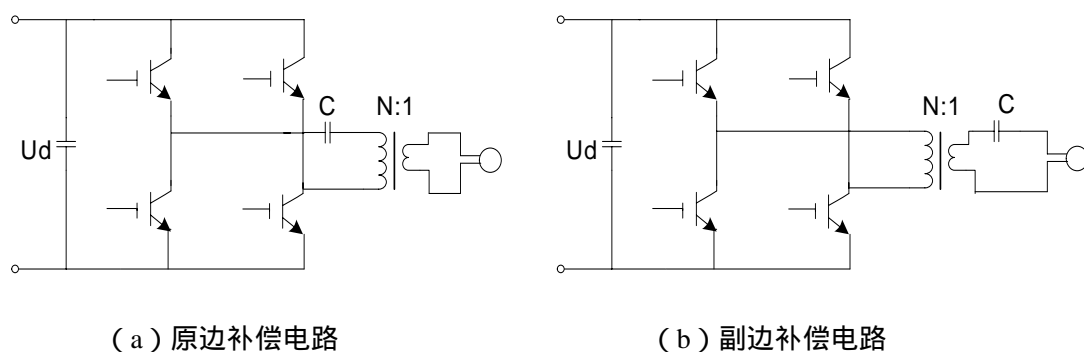


图 3-4 变压器匹配方案

图 3-4 The scheme of Transformer matching

图 (a) 为变压器的原边补偿匹配电路，变压器除了传递有功能量外，还需要传递电感的无功能量。如果负载的品质因数比较高，匹配变压器的利用率将会很低，使得整个系统的效率较低，使变压器的容量很大。通常采用空心变压器进行原边补偿匹配。因为空心变压器能够传递大容量的无功能量，因此减小了对补偿电容器的要求。由变压器的变换原理可知，变压器副边的电感、电阻以 N^2 倍换算到原边。这时，原边补偿电容是图 (b) 的 $1/N^2$ ，流过电容的电流也较小。空心变压器的缺点是：1. 当电源功率增加时，变压器的体积会很大；2. 空心变压器的原边、副边耦合很差，使得漏感较大，且原、副边的等效变比和匝比相差较大，设计时很难掌握。

图 (b) 为变压器的副边补偿匹配方式，匹配变压器原边与逆变器的输出端直接相连，负载、等效电阻和补偿电容都在变压器的副边。该方式的匹配变压器只需要传递有功功率，因此可以采用铁芯变压器，铁芯匹配变压器最大的优点是具有较小的漏感及理想的变比。通过电路原理分析我们知道，补偿电容所承受的电

压是输入电压的 Q 倍。鉴于感应加热的负载品质因数一般都比较低，故补偿电容上的电压很大，一般都超出了电容的耐压值。不过在串联型电源中采用的是降压变压器，故补偿电容所承受的电压在降压变压器的作用下得以降低，使电容器两端的电压在其耐压范围内，但要流过比较大的电流。通常在变压器原边和逆变器输出端串接一个隔直电容器 C_d ，是为了防止由于逆变器输出电压的不对称而引起的变压器直流偏磁^[13-14]。

3.2.3 匹配变压器铁芯材料的选择

目前常用的铁芯材料主要有铁氧体、硅钢片、非晶态合金、微晶合金等。

硅钢片是用硅钢材料冷轧制成的薄片。与其他材料相比，它的最大优点有三：硅钢片饱和磁通密度高；居里温度高；价格比较低廉。硅钢片的缺点是电阻率低，饱和特性很硬，高频情况下损耗比铁氧体铁芯大^[10]。

非晶态合金是一种没有原子三维周期性排列的无序合金。它是将金属合金高温加热后以气态或液体的形式从超薄间隙快速喷出，大约以每秒几万度的速率降温进行超级凝固，形成的非晶体的微米级金属带。而铁基非晶合金特殊处理形成的更加薄的金属带就是微晶合金。

非晶合金和微晶合金有这些特点：

- (1) 电阻率可达 $120 \sim 150 \mu\Omega \cdot cm$ ，但比铁氧体低得多
- (2) 电阻温度系数小，居里温度很高
- (3) 矫顽力小，损耗小
- (4) 饱和磁通密度高，可达 $1.2 \sim 1.6T$

(5) 温度的稳定性较差，制成的铁芯性能娇，在大电流情况下使用线包绕制困难，且价格贵，目前很难推广。

铁氧体由铁、锰、锌、镍等的金属氧化物粉末模压成型，并经过高温烧结而成的陶瓷晶体。铁磁铁氧体的磁滞回线细窄；磁导率较高，且不同磁通密度下磁导率几乎为恒定值。铁氧体最大的优点是电阻率可以做得很高（高达 $10^7 \Omega \cdot cm$ ），适合在高频下使用。铁氧体的缺点是 B_s 小，一般为 $0.3T \sim 0.5T$ ；居里温度低，低的只有 $120^\circ C$ 左右。软磁的铁氧体可分为镍锌铁氧体和锰锌铁氧体两类，在不同频段选用不同的磁性材料。锰锌类多用于 $1MHz$ 以下的电磁场合，因此本文使用锰锌铁氧体^[10,38-39]。

3.2.4 匹配变压器参数计算

1. 匹配变压器铁芯的设计^[38-39]

影响变压器的主要因素有变压器漏感和铁芯损耗，变压器的损耗对整个电源的效率及可靠性和变压器的性能都有影响。解决的方案有两个：

(1) 选择适合超音频工作的磁性材料和磁通密度；

(2) 选用的绕组结构要使铁芯更易散热。注意设计绕组时要使变压器的漏感尽可能小。

在超音频变压器的设计中，计算铁芯窗口面积 A_c 和截面积 A_e 是确定铁芯型号和尺寸的关键。如果计算其中单独一个面积，存在一定的困难，故通常先计算两者的乘积 A_p 值^[25]，然后依据生产商提供的规格和型号，来选出与计算值相近的 A_p 型号。根据电磁感应原理由：

$$V = \frac{d\Psi}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} = NS \frac{dB}{dt} \quad (3-22)$$

式中： V —— 变压器的绕组电压 (V)

Ψ —— 绕组的磁链

t —— 时间

Φ —— 磁通， $\Phi = BS$

N —— 变压器的绕组匝数

S —— 铁芯有效横截面积 (m^2)

B —— 铁芯的磁通密度 (T)

设计变压器的另一常用依据是磁滞回线，磁滞回线为磁感应强度 H 与磁通密度 B 之间的关系图，如下图所示。

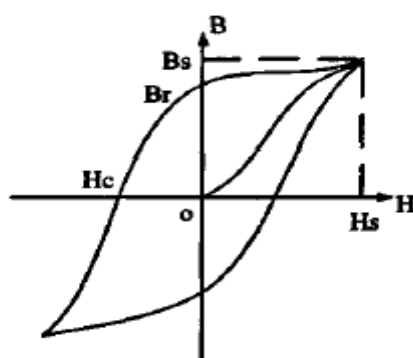


图 3-5 磁滞回线

Fig.3-5 The electromagnetic loop hysteresis

磁滞回线的切线斜率称为铁芯磁导率，用 μ 表示，满足下式：

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (3-23)$$

由式 (3-22) 可得, 变压器一、二次侧电压的有效值满足:

$$V_1 = N_1 A_e K_e \Delta B / \Delta t \quad (3-24)$$

$$V_2 = N_2 A_e K_e \Delta B / \Delta t \quad (3-25)$$

式中: N_1 —— 一次侧绕组匝数

N_2 —— 二次侧绕组匝数

A_e —— 铁芯的横截面积 (m^2)

K_e —— 铁芯截面有效系数, 且铁芯不同 K_e 的值也有差异, 通常铁氧体 $K_e \geq 0.95$ 。

ΔB —— 磁通密度变化量, 在半个周期 $\Delta t = T/2 = 1/(2f)$ 之内, $\Delta B = 2B_m$ 。

设铁芯窗口面积为 A_c (m^2), 窗口利用系数 K_c , 导线的平均电流密度设为 j (A/m^2)。由于变压器一、二次侧的电流和匝数为反比, 电流密度也相同, 因此认为一、二次侧的绕组所占的窗口面积也相同。我们假设一、二次侧绕组各占窗口面积的一半, 则一、二次侧的电流有效值为:

$$I_1 = A_c K_c \cdot \frac{j}{2N_1} \quad (3-26)$$

$$I_2 = A_c K_c \cdot \frac{j}{2N_2} \quad (3-27)$$

设变压器输入功率是 P_i , 输出功率是 P_o , 效率为 η , 则有

$$P_o = V_2 I_2 \quad (3-28)$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = V_1 I_1 \quad (3-29)$$

由式 (3-24) ~ 式(3-29)可推算逆变器匹配变压器铁芯的面积乘积 A_p :

$$A_p = A_e A_c = \frac{P_o (1 + \eta)}{\eta \cdot \delta \cdot K_j f K_e K_c B_m} \quad (3-30)$$

式中, $\delta = 2T_{ON}/T$, 是输出电压的占空比, K 是波形系数, 对于方波 $K=4$ 。绕组的电流密度和比例系数有关系, 即:

$$j = K_j (A_e \cdot A_c)^X \quad (3-31)$$

式中: K_j —— 电流密度比例系数

X —— 由所用磁芯决定的常数, 一般情况下, $X = -0.12 \sim -0.17$ 。

把式 (3-31) 代入式 (3-30), 将单位换成 cm^2 有:

$$A_p = A_e A_c = \left[\frac{P_o (1 + \eta) \times 10^4}{\eta \delta K K_j f K_e K_c B_m} \right]^{\frac{1}{1+X}} \quad (3-32)$$

本文选用的是 E 型铁芯，在温升为 25°C 时，E 型磁芯的 $K_j = 366$ ， $X = -0.12$ 。通常 K_c 的范围为 $0.1 \sim 0.4$ ，本课题取 $K_c = 0.2$ 。选取 $K_e = 1$ ，方波电压 $K = 4$ 。由于变压器散热条件的差异，选取 $\eta = 90\% \sim 99\%$ 。取 $\delta = 1$ ，求出的面积乘积不一定正好符合实际要求，通常选择实际的 A_p 稍大的铁芯。为了防止变压器磁饱和， $B_m = \frac{1}{3}B_s \sim \frac{1}{2}B_s$ ，其中 B_s 为饱和磁通密度，取 $B_m = 0.4\text{T}$ 。

本课题感应加热电源的工作频率为 $20\text{kHz} \sim 60\text{kHz}$ ，那么在设计变压器时，选用 20kHz 设计出的变压器的体积较大，而按 60kHz 进行计算变压器的损耗比较大，该选用多大的频率呢？如果按 60kHz 计算，当工作频率 f 小于 60kHz 时，电压的占空比较大，使得变压器的励磁电流上升的很快，会对功率器件造成损坏。因此从获得最佳利益考虑，我们按照 20kHz 进行设计。

把各值代入有：

$$A_p = A_e A_c = \left[\frac{100 \times 10^3 \times (1 + 0.9) \times 10^4}{0.9 \times 1 \times 4 \times 366 \times 20 \times 10^3 \times 1 \times 0.2 \times 0.4} \right]^{\frac{1}{1-0.12}} = 2336 \text{ cm}^4 \quad (3-33)$$

取稍大一些，设 $A_e = 20.3 \text{ cm}^2$ ， $A_c = 150.6 \text{ cm}^2$ ，其乘积 A_p 为 3057 cm^4 ，由合作单位升华感应加热电源有限公司制作铁芯。

2. 匹配变压器一、二次侧匝数的确定

对于双端工作的变压器来说，理论上磁通密度正、负对称，故有 $\Delta B = 2B_m$ （ B_m 是最大磁通密度）。电压波形为交流对称方波或准方波时，一次侧绕组的匝数可以由下式求出：

$$N_1 = \frac{U_{1\max} \times t_{ON}}{A_e \times \Delta B} \quad (3-34)$$

由 $f = 20\text{kHz}$ 可得 $T = 50\mu\text{s}$ ， t_{ON} 的最大值为 $T/2 = 25\mu\text{s}$ 。由前面知 A_e 值，变压器最高输入电压为 537.3V ，故一次侧匝数为：

$$N_1 = \frac{537.3 \times 25 \times 10^{-2}}{20.3 \times 0.8} = 9 \text{ 匝} \quad (3-35)$$

因为铁芯变压器的绕组电阻和漏感都较小，故由它们产生的电压降最大将不会超过额定电压的 5% 。变压器最小输入电压为 450.3V ，因此可近似的认为二次侧匝数满足^[24]：

$$N_2 = \frac{N_1 U_{2\min}}{U_{1\min}} = \frac{9 \times 46}{450.3} \approx 1 \text{ 匝} \quad (3-36)$$

3.3 本章小结

本章首先对整流电路、逆变电路和负载电路的各种参数进行了详细的计算选取，为下一步制作的主电路提供了理论依据。然后对超音频感应加热电源的负载特性作了分析，并比较了两种负载阻抗匹配方法，根据本课题的需要，选用匹配变压器进行阻抗匹配，并给出了设计匹配变压器的详细步骤，为实际制作变压器奠定了基础。

第4章 串联谐振型逆变器的控制回路

4.1 PFM 控制的感应加热电源设计

PFM 控制电路的核心是控制芯片 SG3525，用 SG3525 输出的 PWM 脉冲来控制逆变器开关管的轮流导通，从而控制逆变器的输出电压和频率，下面对 SG3525 做以简要介绍。

4.1.1 控制芯片 SG3525 的简介

SG3525A 是由美国 Silicon General 公司生产的第二代双端输出式脉宽调制器，属于模拟与数字混合式的集成电路。内部包括双端输出式开关电源所需的基本电路，国内同类产品型号为 CW3525A。SG3525 是一种功能齐全、性能优良和通用性较强的单片集成控制芯片。由于其简单，可靠及易于使用，很大程度上简化了脉冲宽度调制器的设计与调试。SG3525 的输出驱动为图腾柱输出形式，增加了驱动能力^[26,35]。

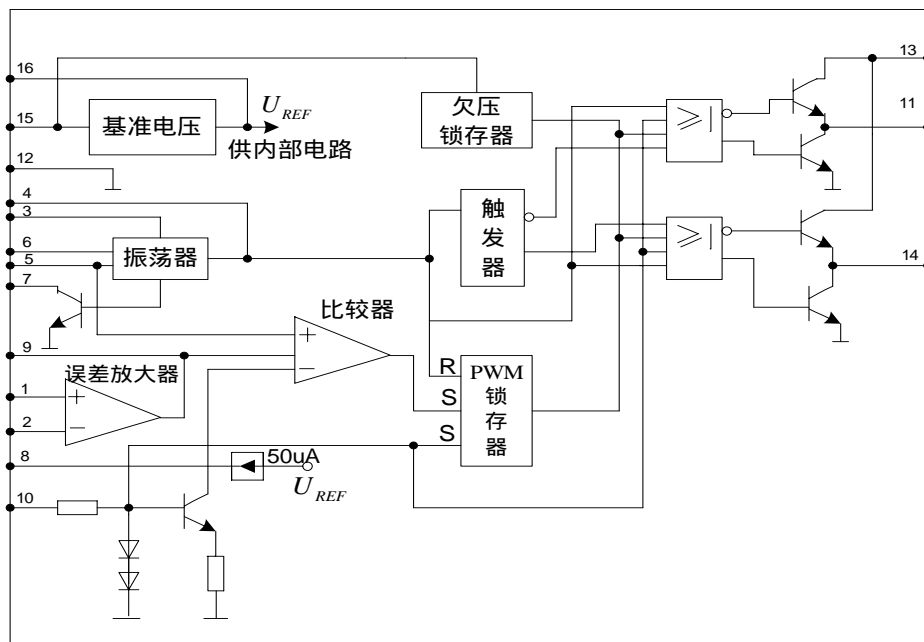


图 4-1 SG3525 的内部原理图

Figure 4-1 SG3525's internal schematic diagram

SG3525 形成的控制脉冲频率 f 为^[41]：

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (4-1)$$

式中： C_T ——5 脚的外接电容器

R_T ——6 脚的外接电阻

R_D ——7 脚和 5 脚之间连接的电阻

如果 6 号脚电流的大小发生改变，就相当于改变了 R_T 的大小，由 (4-1) 可得，SG3525 输出的脉冲频率也发生了改变，同时通过调节 9 脚电压来改变输出脉宽。7 脚外接电阻决定了 SG3525 芯片输出脉冲的死区时间。

4.1.2 PFM 控制的感应加热电源主电路结构

1. PFM 控制电路结构

通过 2.4 节 PFM 调功方式的介绍我们知道，扫频控制是通过采样负载上的电流作为反馈信号来控制电源的输出功率大小，在设计控制系统前，首先来分析控制系统的电路框图。

图 4-2 所示为感应加热电源的 PFM 控制电路框图：

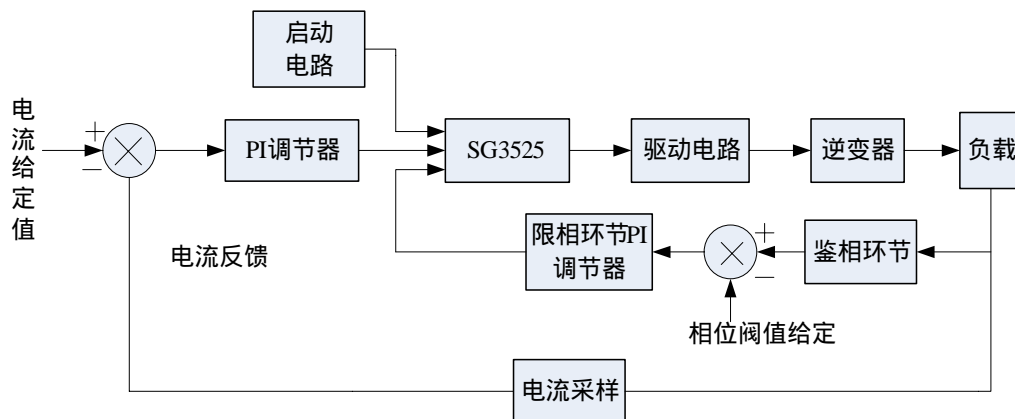


图 4-2 PFM 控制框图

图 4-2 The block diagram of PFM control

整个控制系统以控制芯片 SG3525 为核心，SG3525 产生的脉冲信号经驱动电路来控制逆变器的功率器件。负载电流由霍尔电流传感器检测一路送给 SG3525 对其相位进行限相控制，另一路送给 PI 调节器，由 PI 调节器与给定值进行比较后，送给 SG3525 实现电流闭环，完成 PFM 控制。

2. PFM 控制理论分析

PFM 法在实际的应用中，并不是真正的调节负载功率。由功率的数学表达式 $P = UI \cos \theta$ 知可以通过调节负载电流或电压来近似的表示调节的是输出功率。其中 P 为负载上的输出功率， I 为负载回路电流的有效值， U 为逆变器输出电压的有效值， θ 为负载电流和电压之间的相位角。

PFM 控制电路的工作原理：如图 4-2 的控制框图所示，PFM 控制系统使用双闭环控制，即外环采样负载上的电流进行闭环控制，内环采用限制相位进行控制，相位限制电路的目的是防止加热电源进入容性状态。电路正常工作时，电源的负载电流跟踪给定值，经过 PI 调节器后将产生的电压信号送入 SG3525 芯片，最后输出驱动信号来驱动功率管。PI 调节器通过输出的电压信号控制 SG3525 芯片，从而改变了开关管的驱动脉冲频率，进而改变负载的工作频率，这样就通过对负载电流的连续调节达到对负载输出功率的连续调节。

负载电流等于电流给定值时，电路处于稳定工作状态。在功率恒定不变时，如果负载电流或电路出现了扰动，负载电流在控制电路的作用下能够很快稳定到电流给定值。若由于某些原因，串联型谐振电路滑落到容性状态，此时限相环节电路通过采样负载电流和驱动电压的相位差，与给定的相位阈值进行比较，又经过了限相环节的 PI 调节器输出电压信号，该电压信号送入 SG3525 芯片的 3 号脚，强制关断逆变器的驱动脉冲，使逆变器工作于感性状态。

3. PFM 主电路设计

PFM 加热电源主电路的拓扑结构如图 4-3 所示：电网电压 380V 经过空气开

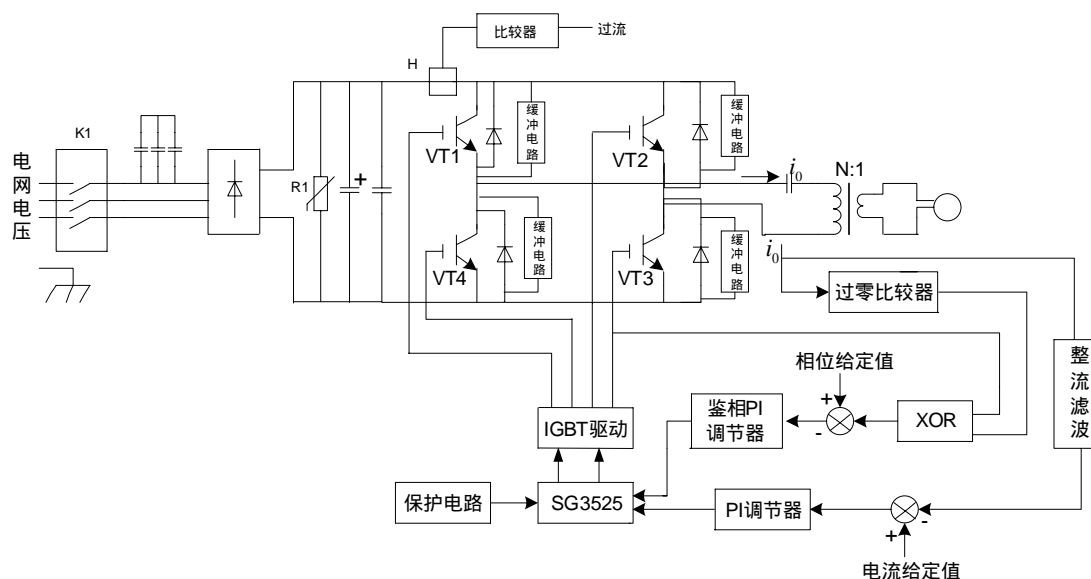


图 4-3 PFM 感应加热电源主电路结构图

Fig.4-3 The main circuit diagram of PFM induction heating power supply

关 K1、吸收电容后加到二极管不控整流桥上，整流输出电压经过压敏电阻 R1 保护和滤波电容器后变换成的平滑的直流电加到逆变桥上。逆变桥是 4 个 IGBT 组成的 H 桥逆变器，每个 IGBT 两端都反并联一个快恢复二极管，同时每个 IGBT 上还并联有 RDC 缓冲电路。逆变桥输出的脉冲电压信号加在谐振电容和匹配变压器及感应器的串联电路上。

在滤波后的母线上串联了一个霍尔型电流传感器 H，H 与比较器相串接。如果比较器电路出现过流，比较器输出状态就会翻转，并把输出的过流信号送给 SG3525 的 3 号脚，SG3525 被强制关断，禁止向逆变器输出驱动脉冲。

这里将补偿电容与变压器的原边串接是为了避免匹配变压器发生偏磁。

4.1.3 PI 调节器

本课题里的 PI 调节器的作用有二：1. 当负载上的电流发生改变时，PI 调节器变化的电压信号使电源输出频率改变，使得负载电流恒定在给定值。当电流反馈量小于电流给定值时，PI 调节器输出电压就会增加，控制芯片 SG3525 的 6 号脚电流减小，SG3525 的输出频率减小，负载电流增大。若电流反馈量大于电流给定，则控制过程正好相反。2. 通过改变 PI 调节器的电流给定值使其输出电压发生改变，进而改变负载电流使系统输出功率也产生变化，来实现功率调节。

PI 调节器是工程上常用的一种控制方法，它具有工作原理简单，易懂、容易在工程上应用，且鲁棒性强等优点。P 是比例环节，用于提高电源的响应速度，以减少偏差。I 是积分环节，用于消除系统的静态误差。图 4-4 为 PI 调节器的电路图。

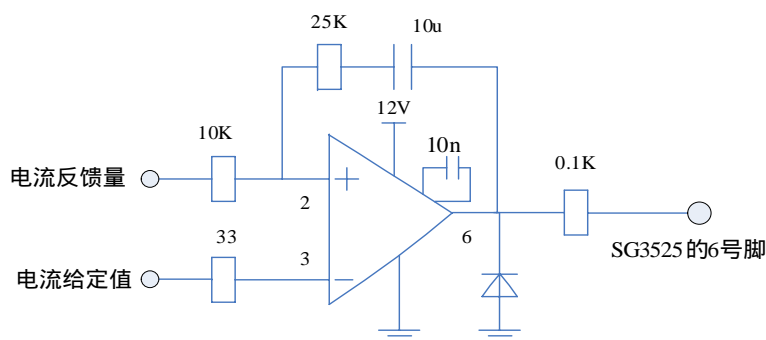


图 4-4 PI 调节器电路图

Fig.4-4 The diagram of PI regulator

PI 调节器的数学模型为：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (4-2)$$

其中 K_p 是比例增益，成比例地控制系统的偏差信号 $e(t)$ ， T_i 是积分时间常数， T_i 越大，积分作用越弱。 $u(t)$ 是 $e(t)$ 经 PI 调节后的输出。根据需要设计 PI 调节器的数学模型，使整个 PI 调节器的静态和动态性能到最佳状态。

本文在 MATLAB/Simulink 中对 PFM 闭环控制系统进行建模仿真，PI 调节器参数整定一般是通过经验法和试凑法相结合来获得。增大 K_p 的值，有利于系统的快速响应，从而有效减小稳态误差。但是 K_p 的选择不易太大，因为会引起系统的超调量过大，将使系统的稳定性变差。在经验基础上试凑，即 K_p 从小到大 T_i 由大到小相结合的反复试凑，最后得 K_p 取 0.25， T_i 取 22 时效果最佳。

4.1.4 限相环节的电路设计

要保证逆变器能够可靠地工作在弱感性状态，需要设计限相环节，将负载上电压和电流的相位角控制在一定范围内。所以限相环节电路的作用是避免逆变器滑落到容性状态，即当电路检测到逆变器输出电压滞后于负载电流时，驱动脉冲被强制关断，从而使逆变器工作在弱感性。

限相电路由比较器、鉴相环节和 PI 调节器组成。本课题的限相电路工作原理为：将采样到的电压和电流信号送入鉴相器鉴别出相位角，然后与给定的相位阈值进行比较，如果低于给定阈值时，限相环节电路将输出一个电压信号给 SG3525 的 3 号引脚，强制关断驱动脉冲，这样就起到限制相位的作用。

鉴相方式一般有三种：鉴频鉴相器，边沿触发型鉴相器，异或门鉴相器。其中，异或门鉴相是将电流反馈量转换成方波信号后与电压信号相异或，从而鉴别出相位角的大小，其原理如图 4-5 示^[40]。

异或门的输出信号经过低通滤波器后得到的直流分量值为：

$$V_{phs} = \frac{D}{T} * VCC$$

式中： VCC 为驱动电压信号的幅值电压， D 为鉴相器输出电压的占空比， T 为电流反馈量周期的一半。

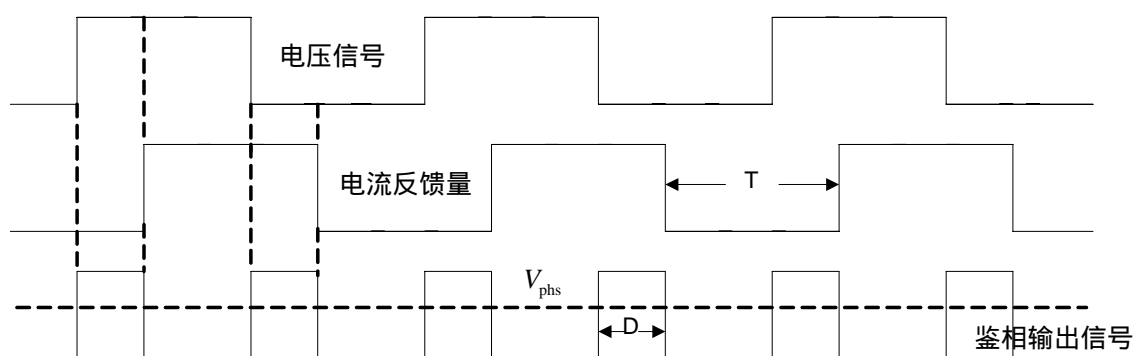


图 4-5 鉴相原理波形图

Fig.4-5 The waveform of differential phase

由负载功率随逆变器工作频率变化的曲线如图 2-10 我们知道，容性状态和感性状态特性是对称的，当电流滞后电压和电流超前电压相同的角度时，异或门鉴相器的输出值是相等的，即鉴别不出来逆变器处于感性还是容性状态。通常的做法是把驱动电压延迟 90° 后再与电流反馈量进行鉴别。当电压电流信号同相位时，异或门输出信号的占空比为 $T/2$ ，经低通滤波器输出的直流量为：

$$V_{phs} = \frac{D}{T} * VCC = \frac{VCC}{2}$$

由公式知逆变器处于谐振状态时，鉴相器输出直流量正好是驱动电压的一半。当逆变器处于感性状态即电压超前电流时，异或门输出信号的占空比小于 $T/2$ ，即鉴相器输出直流量小于 $VCC/2$ 。相反当逆变器处于容性状态即电压滞后电流时，鉴相器输出直流量将大于 $VCC/2$ ，具体的仿真波形见图 4-9 和图 4-13。

4.1.5 PFM 控制电路仿真

Matlab/Simulink 是功能很强大的仿真软件，也是研究领域里最常用的工具之一。在 Matlab/Simulink 中对感应加热电源串联型谐振逆变器部分的控制电路进行仿真，为了简化仿真模型，用直流电源对 IGBT 全桥逆变器供电，同时模块中没有设计匹配变压器，负载采用等效的电容、电阻和电感串联的形式。Simulink 仿真模型中，负载电流经过 Abs 和低通滤波器的传递函数变换成直流量，又经过 Gain 缩放成一定比例的有效值，送入 PI 调节器作为采样的反馈电流量，见图 4-6 所示。

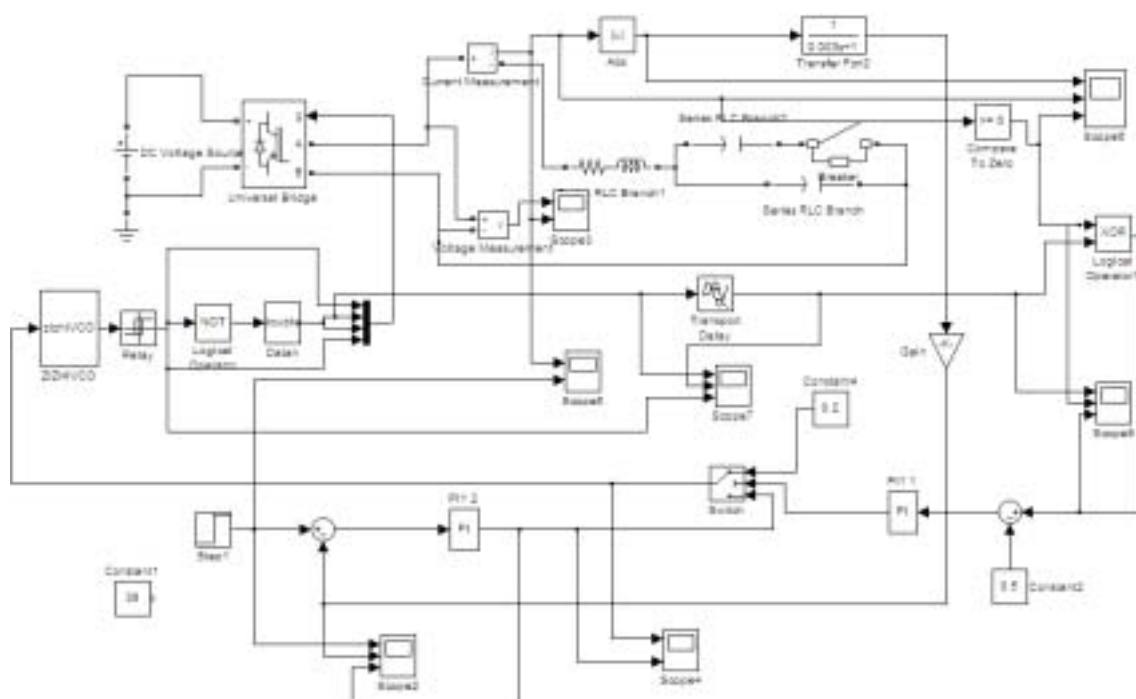


图 4-6 PFM 控制电路仿真结构图

Fig.4-6 The simulation structure diagram of PFM control circuit

1. 仿真参数设置

设直流母线电压为 537V，负载的等效电感为 40 μ H，补偿电容为 1.2 μ F，等效电阻为 2.5 欧姆，计算得负载的谐振频率为 23 kHz。为了模拟加热过程中因为加热温度变化和加工工艺等因素造成的负载参数（如振荡槽路中的电感量）的变化，本文利用开关模块（breaker）和电容串联以后与补偿电容并联进行模拟仿真。

2. 仿真波形图

（1）当给定电流量为定值，负载参数发生变化时，逆变器整个系统的仿真波形

在补偿电容器两端并联一 0.4 μ F 的电容后负载的谐振频率由原来的 23 kHz 变为 20kHz，VCO 的固有谐振频率设为 23kHz，灵敏度设置为 200Hz/V。在 0.4 μ F 的电容上串联一个开关模块（breaker），初始状态为“断开”，0.2s 后开关模块“闭合”，负载在 0.2s 之前处于谐振状态，之后处于感性状态。图 4-7、图 4-8、图 4-9 和图 4-10 为 PFM 控制的感应加热电源逆变器整个系统仿真结果的波形，由图可以看出系统有较好的功率调节特性。

由图 4-7、4-8 可以看出，感应加热电源的负载在 0.2s 之前电路处于谐振的稳态，开关模块（breaker）在 0.2s 时闭合，相当于负载参数在此刻发生了变化，负载的谐振频率也发生了改变，因此反馈电流量随着也发生变化，经过 PI 调节器调

节后，逆变器的开关频率逐渐和新的负载谐振频率相等，这时逆变器又处于谐振状态。因为加热过程中的负载参数虽然发生变化，但主要是电感的变化，对负载的等效电阻影响不大，故负载电流值又回到原来谐振状态时的电流值。

由图 4-9 可以看出 XOR 输出信号的占空比大于 0.5，由 4.1.4 节分析的异或门鉴相电路的原理可知，逆变器处于感性状态。

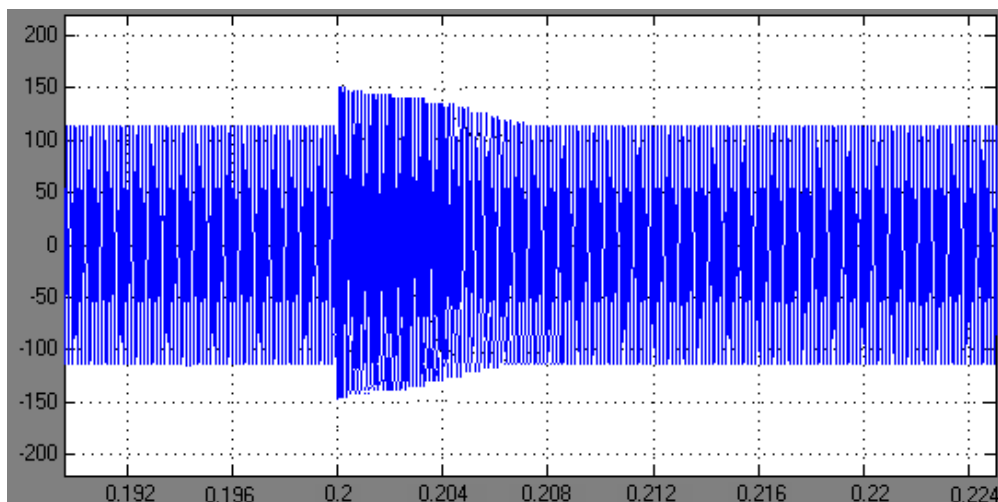


图 4-7 负载电流仿真波形

Fig.4-7 The simulation waveforms of the load current

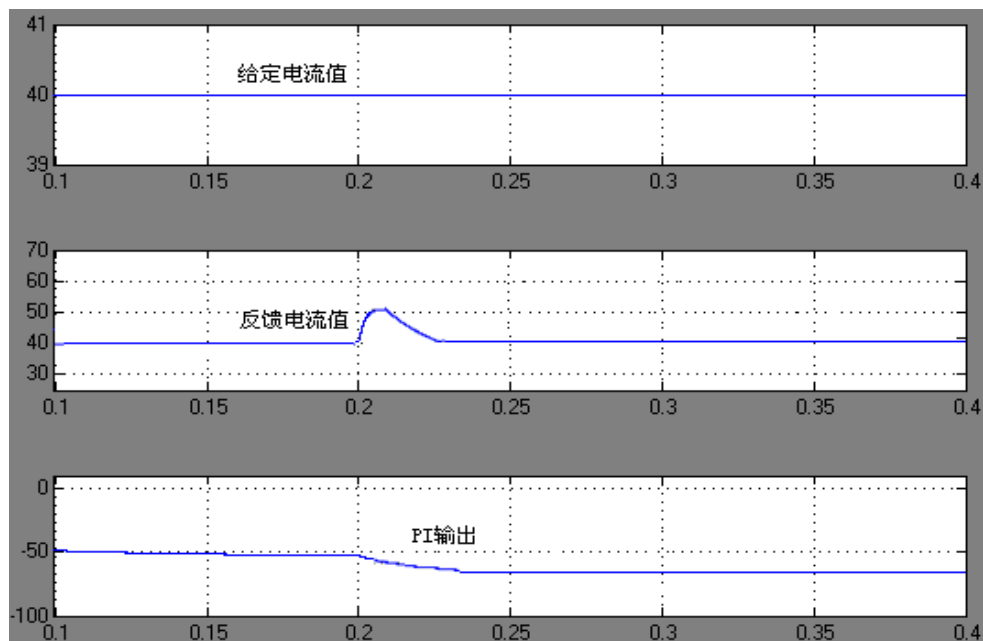


图 4-8 PI 调节器仿真波形

Fig.4-8 The simulation waveforms of the PI regulator

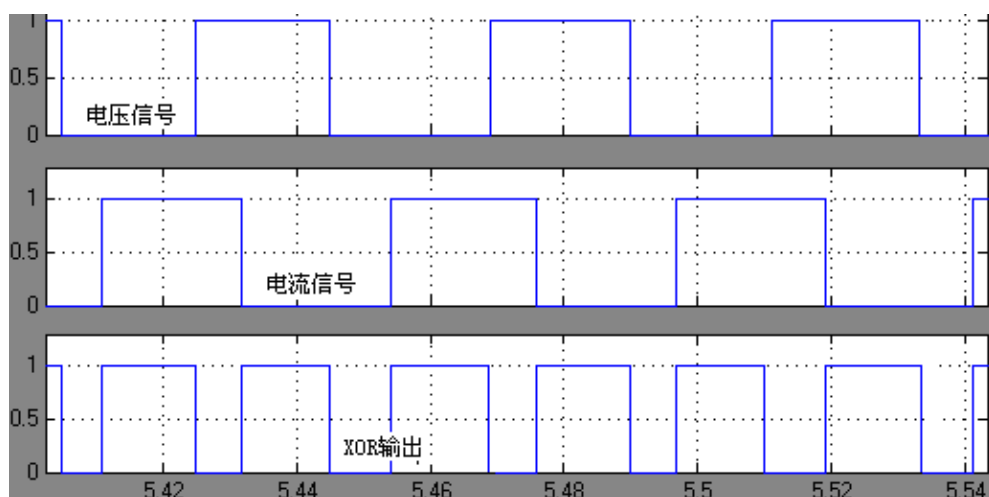


图 4-9 异或门输入输出信号

Fig.4-9 The input and output signals of Exclusive-OR gate

(2) 当给定电流为阶跃信号时，

1. 设 0.1s 时阶跃信号从 0 跳变到 80A 时，逆变器整个系统的仿真波形的变化情况。

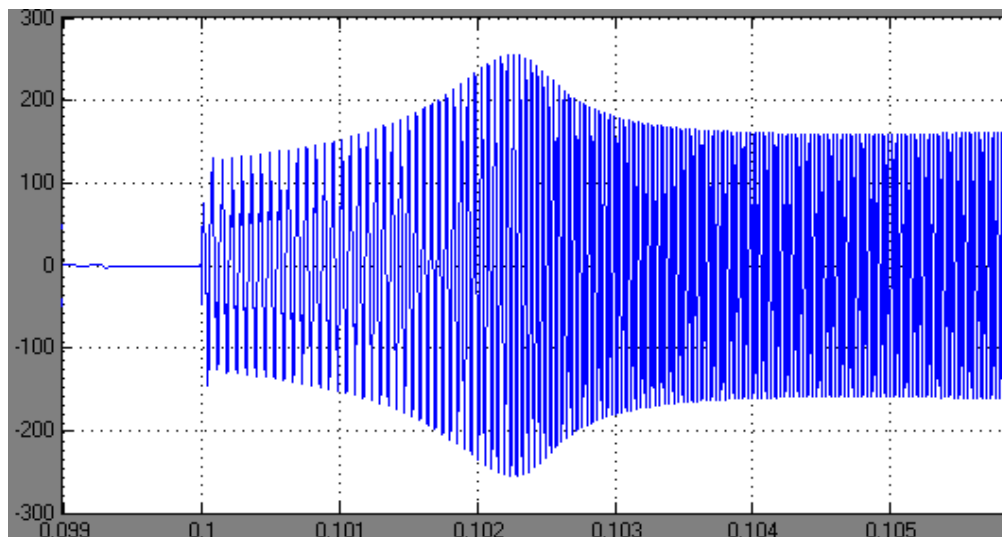


图 4-10 负载电流仿真波形

Fig.4-10 The simulation waveforms of the load current

由上图可以看出，当给定电流值为 0 时，负载电流为 0。0.1s 时给定电流值从 0 跳变到 80A 时，负载电流经过 3.5ms 的 PI 调节后趋于稳定。

2. 设 0.1s 时阶跃信号从 30A 跳变到 80A 时，仿真负载电流的变化情况。

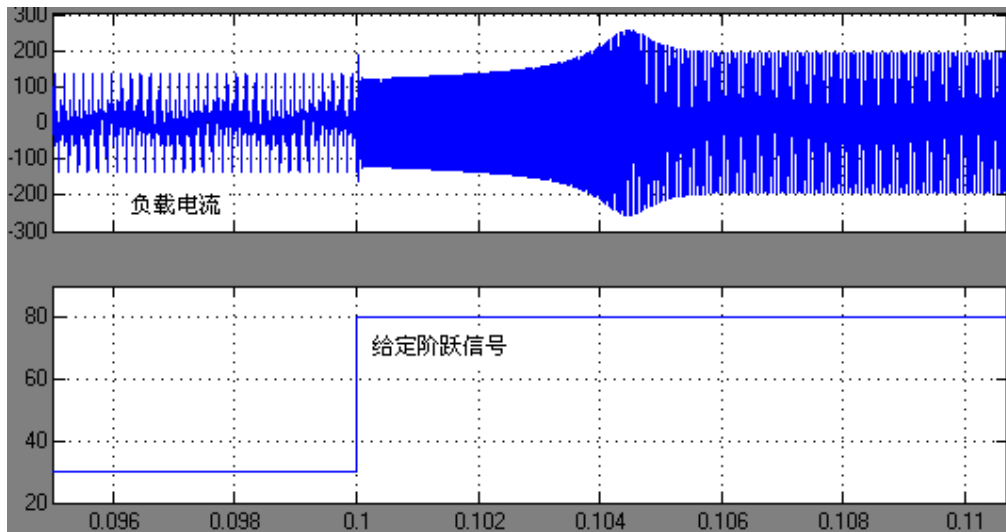


图 4-11 负载电流仿真波形

Fig.4-11 The simulation waveforms of the load current

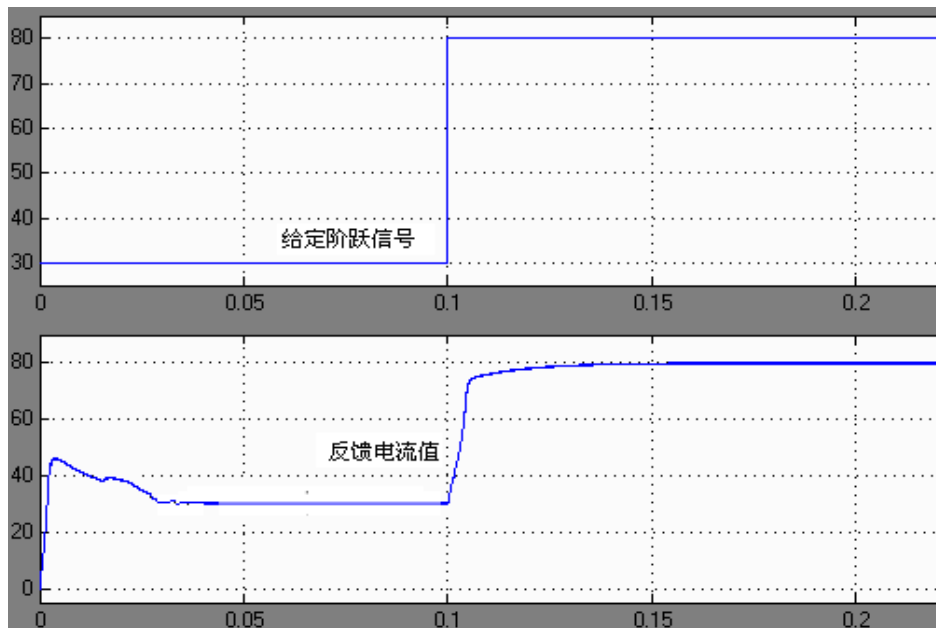


图 4-12 给定电流和反馈电流仿真波形

Fig.4-12 The simulation waveforms of given current and feedback current

该电流给定值从 0 跳变到 30A 时，经过一段时间的调节，电源处于稳定状态，反馈电流值恒定在 30A，0.1s 时给定值从 30A 阶跃到 80A，负载电流的频率增加，反馈电流值幅值增大，4ms 后趋于稳定。

(3) 当给定电流值不变, 使负载由谐振状态滑落到容性状态时异或门的仿真波形仿真图与 4-6 类似, 不同点在电感两端并联一 $100\mu\text{H}$ 的电感, 使负载的谐振频率为 27kHz , 而逆变器的驱动脉冲频率设置为 23kHz , 这样加热电源处于容性状态。同样在并联的电感上串联一个开关模块 (breaker), 2s 时开关模块由断开变成闭合, 电源在 2s 处由谐振状态变为容性状态。XOR 输入输出波形见下图:

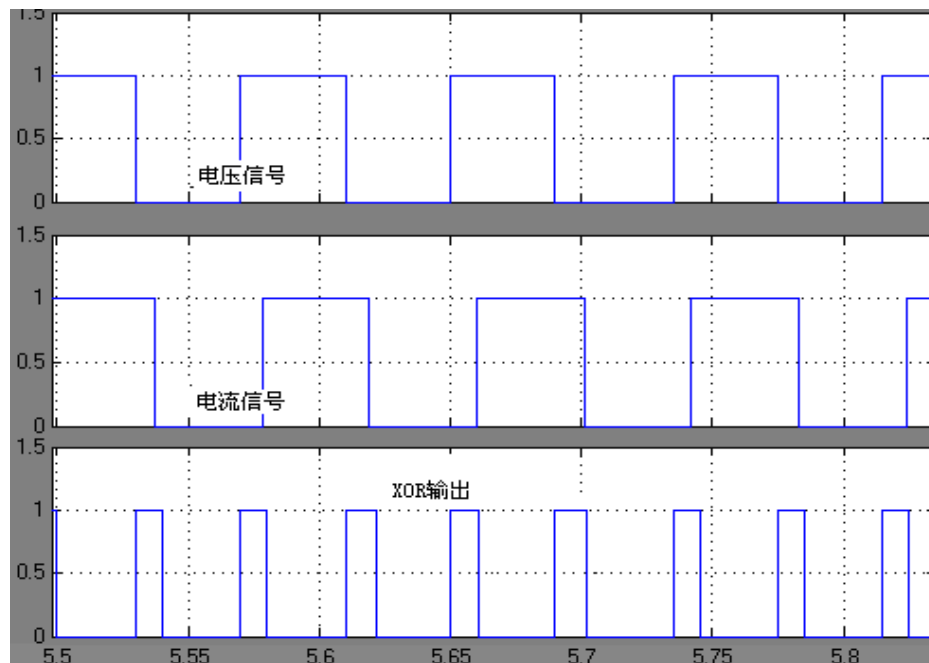


图 4-13 异或门输入输出信号

Fig.4-13 The input and output signals of exclusive-OR gate

XOR 输出信号的占空比小于 0.5, 由 4.1.4 节分析可知异或门鉴相电路的原理可知, 逆变器处于容性状态。

4.2 逆变器驱动电路设计

4.2.1 栅极驱动设计的原则

驱动电路处于逆变器的控制电路和开关管栅极之间, 因此驱动电路性能的优劣对开关管的栅极电路影响非常大。驱动电路的静、动态特性与栅极驱动密切相关, 它直接影响到电源装置是否能够正常及高效地运行。所以如何正确选择与设计驱动电路也在感应加热电源的研制中占有重要地位^[16,42-45]。

1. 对驱动电路的基本要求^[42]:

(1) 优化功率管的静、动态性能

理想情况下, 功率管的损耗为零, 然而实际中这是不可能的, 但可以最大限

度的降低管子损耗。因此驱动电路必须使功率管能够充分导通及可靠关断，这样就能大大降低功率管的损耗。

(2) 与主电路要有电隔离措施

工程应用中的主电路多数是高电压，所以功率管的栅极与控制信号之间要有电隔离措施。

(3) 抗干扰能力要很强：能够防止功率管在外部干扰的作用误开关。

(4) 保护能力必须可靠：如果电路出现故障，驱动电路应该能够快速封锁输出的高电平信号，并正确关断功率管。

2. 对 IGBT 驱动电路的特殊要求^[43-44]

本文所用的功率管为 IGBT，我们知道 IGBT 属于高阻抗压控型器件。栅极的负偏压 $-U_{GE}$ 、正偏压 $+U_{GE}$ 和栅极电阻 R_G 的大小，对功率管的开关时间、通态压降、开关损耗及短路承受能力等参数都存在着不同程度的影响。以下是 IGBT 对驱动电路设计要求的简要分析。

(1) $+U_{GE}$ 的影响

驱动电路向功率管 IGBT 的栅极提供 $+U_{GE}$ 使管子开通，如果增大正偏压，IGBT 的通态电压 U_{CE} 将逐渐下降，而且 IGBT 的开通时间也会随着缩短，故其开通损耗 E_{on} 将减小。正偏压的增加固然对减小 IGBT 的通态压降和开通损耗有益，但并不是说正偏压越大就越好。这是因为如果负载出现短路， $+U_{GE}$ 逐渐增大将使得 IGBT 的集电极电流也随之增大，同时功率管所承受短路电流的时间变短了，因而在工程应用场合，IGBT 的栅极正驱动偏压 $+U_{GE}$ 一般取 $+15V$ 较好。

(2) $-U_{GE}$ 的影响

驱动电路向功率管 IGBT 的栅极提供 $-U_{GE}$ ，才能够使 IGBT 快速、可靠地关断。我们知道当栅极电压为零时也可把 IGBT 关断，但为了最大的减小管子关断时间，同时也为了提高 dU_{CE}/dt 耐压及抗干扰能力，通常在栅极加 $-5V \sim -8V$ 的负偏压。

(3) R_G 的影响

驱动电路中的栅极电阻 R_G 是为了防止驱动信号振荡、进而改善驱动信号前沿和后沿的陡峭度及减小集电极的 di_C/dt ，注意栅极电阻的选取要适中。如果 R_G 过小就无助于抑制 IGBT 开通时的 di_C/dt 和关断时产生的过电压，可能损坏 IGBT；如果 R_G 过大，会使栅极充电和放电时间延长，进而使开关能耗增加等，通常 R_G 的取值范围为 $4.7\Omega \sim 100\Omega$ 。

(4) 栅射电阻 R_{GE} 的影响

由于 IGBT 是压控型器件，则如果集射之间加有高压，IGBT 易受外界的干

扰，将会引起功率管的误动作，特别是逆变器的上、下桥臂容易发生同臂短路。因此，在应用中，若出现 IGBT 的栅极回路不合适甚至完全不能工作（例如栅极开路），这时不能在主电路加电压，否则 IGBT 会被损坏。通常的解决方案是在栅-射之间加一阻值约 10K 的电阻^[45]。

4.2.2 IGBT 驱动电路

在控制电路和主电路之间加入电气隔离环节是为了避免两者之间的干扰，电气隔离方式有光隔离和磁隔离。鉴于光隔离具有隔离效果好、电路设计简单等特点，所以得到广泛应用。

常见的 IGBT 驱动模块 EXB841 采用的是光隔离，通过分析其应用性能，发现它的工作频率为 40kHz 时，驱动波形的下升沿和上降沿有了明显的变缓。而且 EXB841 的过流保护阈值较高， U_{CE} 的过流识别值为 7.5V，该值远高于 IGBT 的饱和电压（约 3V），如果仅有该项保护措施，IGBT 将会严重过流；此外，EXB841 存在有保护盲区，从驱动信号输出到开始保护，约有 2.5us 的延迟，2.5us 的延迟在 20kHz 的频率下对功率管的正常工作影响不大。但如果某工作场合中，工作脉宽小于 2.5us，且又出现过流情况，驱动电路将会连续工作而不能实现保护，IGBT 会很快损坏。

本文使用的是快速光耦 TLP559 隔离的驱动电路。TLP559 的驱动能力强，隔离电压高（2500V），响应速度快（ $t_{pHL} = 0.2 \sim 0.8\mu s$ ， $t_{pLH} = 0.3 \sim 0.8\mu s$ ），较适合用来驱动 IGBT 或 MOSFET 管。图 4-14 为 IGBT 的驱动电路图。

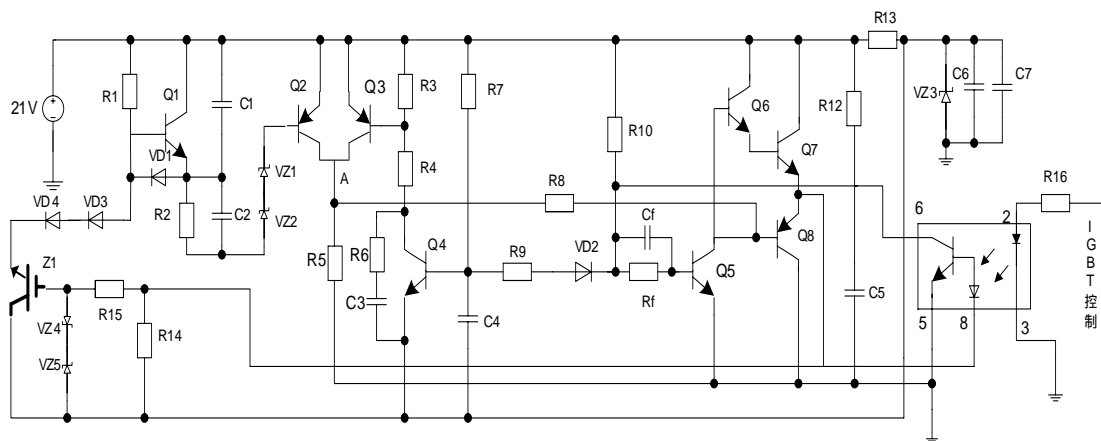


图 4-14 IGBT 驱动电路图

Fig.4-14 IGBT Driver Circuit

如上图示，驱动脉冲经光耦 TLP559 隔离以后，通过 TLP559 的 6 脚输出。如果驱动信号为“1”电平，TLP559 中的三极管会导通，则 6 号脚的输出信号为

0。此时三极管 Q5 截止，推挽输出驱动中的 Q8 截止，而 Q6，Q7 导通。Q6，Q7 导通后，驱动信号经过栅极电阻 R15 连接到 IGBT 的栅极，该驱动信号为高电平（电压约为 15V），功率器件 IGBT 导通。如果驱动信号为“0”，则光耦 TLP559 中的三极管将截止，三极管 Q5 导通，而 Q6 的基极输入为低电平，Q6，Q7 截止。此时 IGBT 的栅极输入电容会通过 R14，R15 放电，一旦栅极电容放电完毕，IGBT 就会关断。其中，5V 的稳压二极管 VZ3 的作用是给栅极提供负偏压-5V，使 IGBT 可靠、快速地关断。

本驱动电路不仅具有检测过流的能力，还有检测短路故障信号的能力。如果 IGBT 有过流发生，功率管集—射两端的电压会超过 8V，此时在正常工作时被快恢复二极管 VD3，VD4 钳位的 VD3 的阳极端电压升高，3V 稳压管 VZ1、VZ2 从反向击穿状态转为截止，Q2 的截止，使 Q6，Q7 也截止，则 IGBT 被关断。

在加热装置起动的时候，逆变器同一个桥臂的两个 IGBT 的集—射两端所承受的电压为直流母线电压 500V，这时三极管 Q2 处于截止状态，则 A 点的电压信号为 0。这时候即使驱动脉冲“1”电平到来，也不能使 Q6，Q7 导通，所以 IGBT 没有驱动信号，自然不会导通。由上述分析可知，在加热装置起动时，我们需要额外的电路来给 A 点提供电压信号，起动后，再转成自激运行方式。

在 PSpice10.5 中对驱动电路进行仿真。Pspice10.5 是电力电子专用的仿真软件包。Pspice10.5 之所以流行是因为它能够很好地运行在 PC 平台上，并且能很好地进行模拟数字混合信号的仿真，能解决很多设计上的实际问题。其元件库丰富，几乎包含了当今常用的所有电子元器件，且其模型参数与实际元件测试结果非常接近，这是比其他仿真软件优越的地方。在仿真中只需按照所设计的电路建立电路图，不需人工干预建立数学模型。

这里选择的功率管 IGBT 的栅极输入电容为 80nF。当驱动单个管子时，得到 4-15 的波形图。从图中可以看出，驱动脉冲比输入的控制脉冲延迟不到 1 μ s，脉冲的上升沿和下降沿都比较陡峭，驱动波形比较理想。

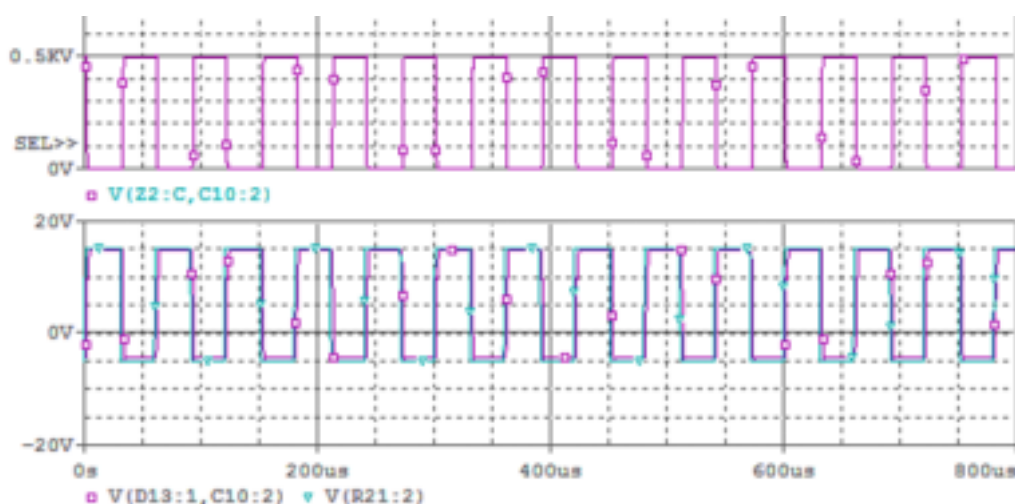


图 4-15 驱动单个开关管的波形

Fig.4-15 The waveform of driving a single switch

在 IGBT 栅射之间并联一定值的电容器，使并联的电容器的值为 80nF 的倍数，从而来仿真几个 IGBT 并联后驱动电路的驱动波形。鉴于篇幅所限中间的仿真波形略去。当并联电容器的值为 320nF 时，相当于 5 个 IGBT 并联，设置电路的驱动频率为 18kHz ，仿真结果见图 4-16 示，驱动脉冲比控制脉冲延迟约 $2.2\mu\text{s}$ ，在驱动脉冲的上升沿和下降沿都是在电压为 $+10\text{V}$ 时由陡峭逐渐变缓，相对来说下降沿效果较差，从而使 IGBT 的关断时间增大，损耗也增大。

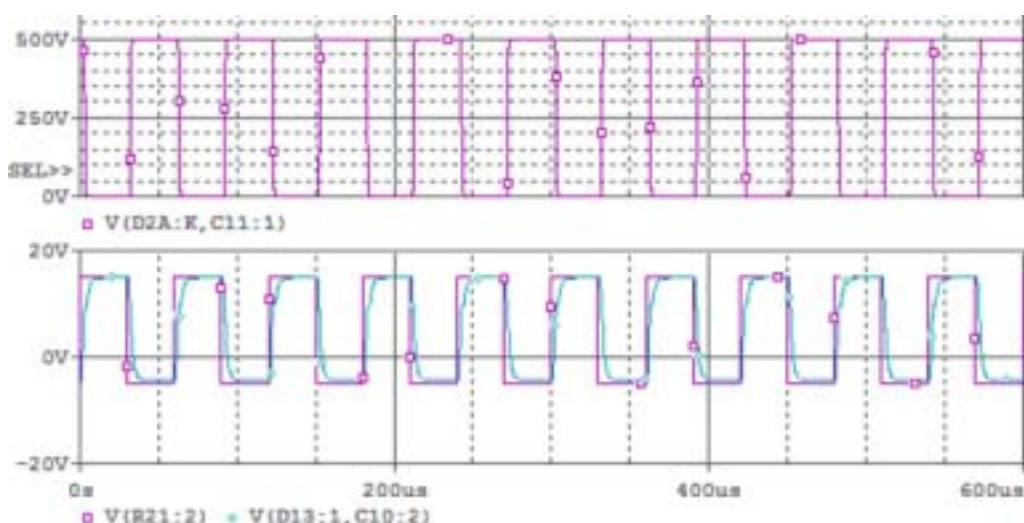


图 4-16 驱动 5 个开关管的波形

Fig.4-16 The waveform of driving five switches in parallel

同样是驱动 5 个 IGBT 并联，提高驱动频率为 45.5kHz 时，仿真波形见 4-

17, 由图可以看出驱动波形比控制脉冲的延迟时间及上下沿的陡峭程度都明显变差,驱动波形比控制脉冲的延迟约为 $3.3\mu\text{s}$ 。所以当驱动 5 个 IGBT 并联时,驱动脉冲的频率不能超过 40kHz 。

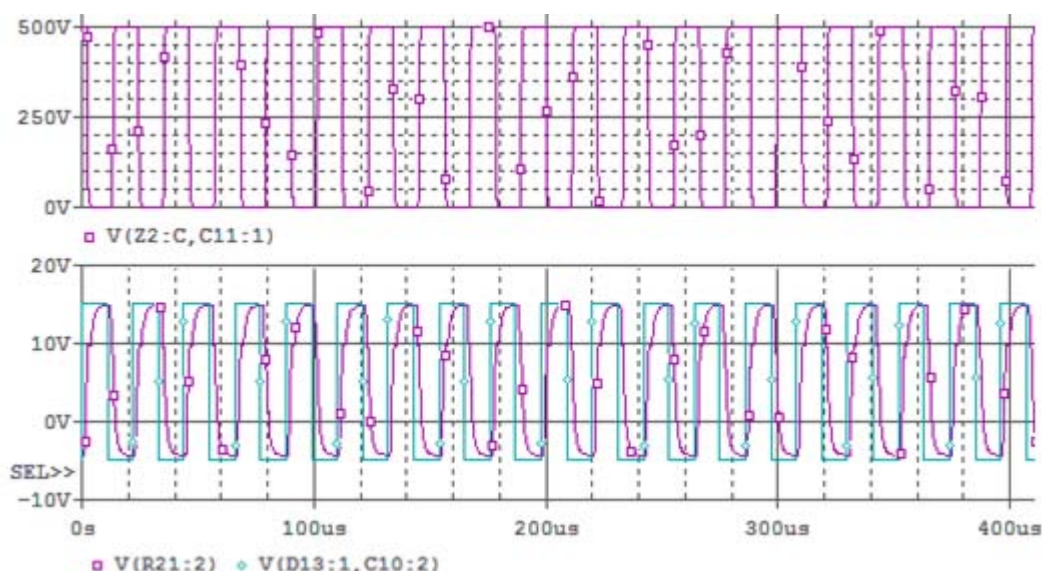


图 4-17 驱动 5 个开关管的波形

Fig.4-17 The waveform of driving five switches in parallel

经过大量的仿真,且把驱动电容值的仿真推广到其他容性输入阻抗的功率器件,如 MOSFET,得出结论:本驱动电路在驱动由 4 个以下的 IGBT 或 MOSFET 并联的器件时,能够满足本课题的需求。而且本驱动电路所驱动的功率管的输入电容越小,能驱动的管子的并联数目越多。随着并联的功率器件的增多,驱动脉冲的最大频率也在逐渐下降。当驱动单个功率管时,驱动脉冲的最大频率能达到 90kHz ,当驱动 320nF 的功率管时,驱动脉冲的最大频率等达到近 50kHz 。

4.3 逆变器缓冲电路计算

4.3.1 逆变器常见的几种缓冲电路

缓冲电路也叫做吸收电路,其基本作用是减小开关过程应力和吸收功率器件的开关损耗,即减轻器件在开关过程中的功率负担^[42,46]。

一个经过合理设计的缓冲电路能够很好地抑制功率管的工作浪涌电压和器件的平均损耗。缓冲电路的分类方法很多,若按电路中的器件分为有源缓冲电路和

无源缓冲电路两种。有源缓冲是指吸收电路中包含有可控功率管；而只含有不控功率管的缓冲电路，叫做无源缓冲，通常在大功率的应用场合多采用无源缓冲电路^[47]。

无源缓冲电路也有很多类型，考虑到大功率加热电源采用的是全桥逆变器，故用 RCD 缓冲电路。虽然 RCD 缓冲电路是一种有损的电路，但因其结构简单，能够有效的吸收过电压，实用价值大而在电力电子电路中得到了广泛应用。本文较为深入地分析、比较了几种 RCD 缓冲电路在大功率负载下开关管的功率损耗。

图 4-18 是三种常见的缓冲电路。

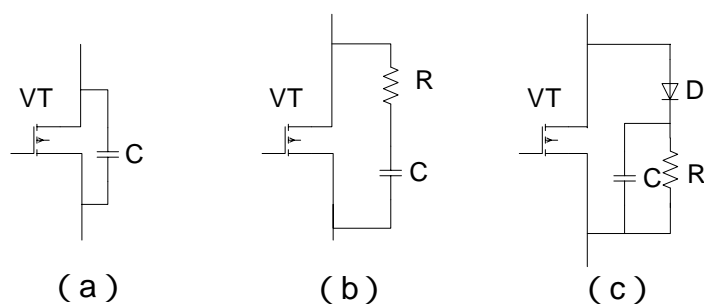


图 4-18 三种常见的缓冲电路

Fig. 4-18 three common buffer circuits

图 4-18 (a) 的缓冲电路是把一电容直接并联在功率模块上。此缓冲电路因为没有能量消耗电路，且母线寄生电感对其影响很大，会产生 LC 振荡，在实际场合较少应用。(b) 缓冲电路将一电阻和电容串联后并联在功率管上，该缓冲吸收效果很明显，而且结构也简单。缺点是功率管导通和关断过程中都有电流流经电阻，所以电阻上消耗的功率较大。(c) 缓冲电路比 (b) 多了一个二极管，功率管关断时，电流通过二极管把电能储存在电容器上，功率管导通时电容器上的能量通过电阻消耗掉。可以看出在开关器件关断时电阻没有发挥作用，故 (c) 缓冲电路对电阻的功率容量要求会大大降低。缺点就是电路的结构复杂一些，且快恢复二极管的型号选取也会对缓冲电路的性能产生直接影响^[7]。

下图是常见的应用于大功率的缓冲电路，分别对这三种电路进行分析^[48]：

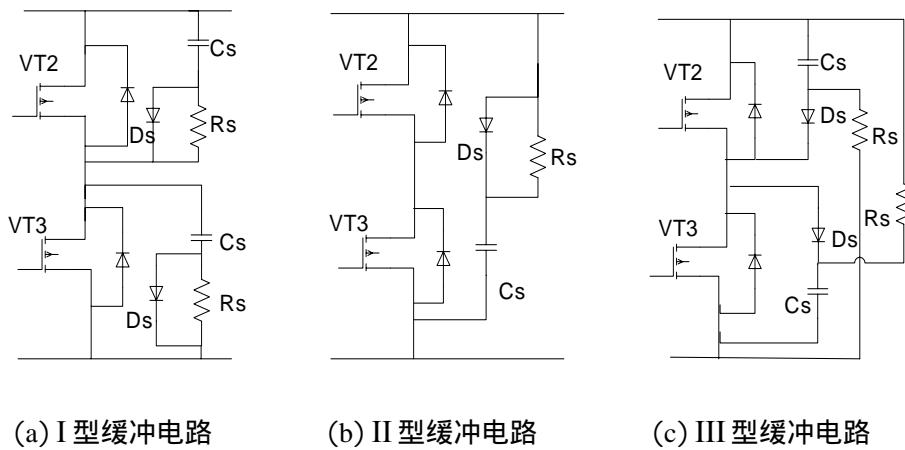


图 4-19 缓冲电路

Fig.4-19 Three snubber circuits

I 型缓冲电路采用两组 II 型的缓冲电路，利用快恢复二极管箝住瞬变电压，能有效抑制谐振发生，通常用于中大容量器件，不过缓冲电路的电能耗耗较大。

II 型缓冲电路比 I 型电路明显简单。电流经过二极管 D_s 对吸收电容 C_s 充电，通过 R_s 进行放电。在 IGBT 关断时 II 型电路能够很好的抑制瞬态电压，但是在抑制 IGBT 导通时的过冲电压的效果稍差。不过电路中存在 R_s 阻尼能够消除因为 C_s 放电而产生的电流振荡，从而能有效降低 IGBT 的开关损耗。

III 型电路由于每个功率管都有独立的缓冲电路，既可抑制关断浪涌电压，损耗又很小，因此关断损耗的效果非常好。对该缓冲电路工作原理做以简单分析：当 VT3 导通时，随着集电极电流的上升，在母线杂散电感的作用下，总线两端的电压 U_{ab} 降到 $U_c - L_s di/dt$ 时，在前一工作周期已被充电到 U_c 的电容器，通过 VT2 的反向并联二极管，VT3 及下桥臂缓冲电阻 R_s 放电。

如果 VT2 关断，在母线杂散电感的作用下， U_{CE} 将快速上升，并且大于电压 U_c ，这时上桥臂的二极管 D_s 正向导通， L_s 中的磁场储能 ($L_s I^2 / 2$) 将向缓冲电路转移，也就是说缓冲电路吸收了 L_s 的储能，所以 U_{CE} 不会明显增大。该电路不仅消除了大部分的过冲量，同时减少了器件开通时产生的 LC 振荡。

注意：缓冲电路中的二极管要选快速软恢复的型号；缓冲电阻为无感电阻。

4.3.2 缓冲电路分析和计算

缓冲电容的作用：一是减缓功率管的关断浪涌电压，二是抑制在分布电感的影响下产生的过冲电压。缓冲电阻的作用是降低 C_s 的放电电流，从而降低对功率管的电流冲击。实际应用时，为了最大限度地发挥缓冲电路的作用， C_s 的引线应

尽可能短，当然是和 IGBT 的引脚直接连接^[40]。一般使用计算与试验相结合的方案设计 C_s 和 R_s 的参数。

结合本课题设置参数，负载谐振频率 $f_s=50\text{kHz}$ ，功率最大为 100kW ，母线上的杂散电感为 $L_s=0.1\mu\text{H}$ ，设置负载元件参数为： $L_0=50.7\mu\text{H}$ ， $C_0=0.2\mu\text{F}$ ， $R_0=3\Omega$ 。

I 型缓冲电路的参数确定

由文献[42]所介绍的缓冲电路参数公式，经过计算得：

$C_s = (35\text{n} \sim 99\text{n})$ ，取 $C_s=70\text{nF}$ 。

$R_s \leq 35\Omega$ ，取 $R_s=15\Omega$ 。

II 型缓冲电路的参数确定

因为电感 L_s 上的储能与电容 C_s 电压升高 $\Delta u\%V_d$ 所需要的电荷完全相等，故有：

$$C_s = \frac{LI_L^2}{(\Delta u\%V_d)^2}$$

$$2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \leq R_s \leq \frac{1}{4f_s C_s \ln 15}$$

其中： I_L 为母线的电流； V_d 为母线直流电压； L_s 为缓冲电路的杂散电感； f_s 为逆变器的开关频率； $\Delta u\%$ 是过电压保护度，一般情况下设为 15% ^[49]。取 $I_L=200\text{A}$ ， $V_d=500\text{V}$ ， $L_s=20\text{nH}$ ， $f_s=50\text{kHz}$ ， $L=0.12\mu\text{H}$ ，计算得到： $C_s=0.8\mu$ ， $R_s=2\Omega$ 。

III 型缓冲电路的参数确定

根据能量守恒定律， C_s 所储存的能量与母线杂散电感 L_s 储存的能量相等，因此就有：

$$L_s I_0^2 / 2 = C_s (U_{dsp} - U_d)^2 / 2$$

得到： $C_s = L_s I_0^2 / (U_{dsp} - U_d)^2$

式中： I_0 ——关断时的负载电流；

U_{dsp} ——瞬时电压峰值

取 $L_s=0.1\mu\text{H}$ ， $I_0=200\text{A}$ ， $U_{dsp}=560\text{V}$ ，可求得所需的缓冲电容为 $C_s=1.1\mu$ ；

缓冲电阻： $R_s = 1 / 6C_s f_s$

式中 f_s 为开关频率，当 f_s 为 50kHz ，得 $R_s \leq 3.03\Omega$ ，取 $R_s=3\Omega$ 。

4.3.3 缓冲电路仿真

选用 Pspice10.5 库中型号为 CM400HA-24H 的 IGBT，IGBT 的反并联二极管

的型号选择 BYT30P600，驱动脉冲 PWM 信号的高电压设为+15V、低电压设为-5V。为避免逆变器的上、下桥臂出现短路，设置上、下桥臂的驱动信号死区时间为 1.5 μ s，负载谐振频率 $f_s=50\text{kHz}$ 。因为串联型加热电源通常在谐振和弱感性状态工作，现分别在这两种状态下通过求一个周期的平均功耗对三种缓冲电路进行分析。下图是 I 型缓冲电路的 IGBT 和缓冲电阻的电压及平均功率损耗波形图(图中 $P(R_s)$ 是缓冲电阻的功率损耗， $V(R_s)$ 是缓冲电阻两端的电压； $P(\text{IGBT})$ 是 IGBT 的平均功耗， V_{CE} 是 IGBT 的集射电压，下同)：

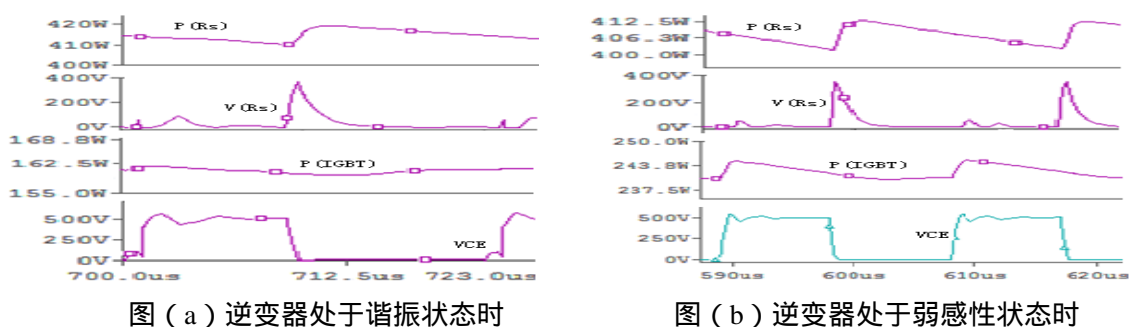


图 4-20 I 型电路仿真波形

Fig. 4-20 The simulation waveforms of I

I 型缓冲虽然能够明显地抑制 IGBT 的关断过冲电压，然而电容的大部分能量都被缓冲电阻消耗，造成电阻的发热非常严重，易损坏电路板。缓冲电阻平均功率损耗能达到 410W，并且缓冲二极管的发热量很大，可见 I 型缓冲是低效吸收电路。

图 4-21 是 II 型缓冲电路的 IGBT 和缓冲电阻的电压及平均功耗波形图：

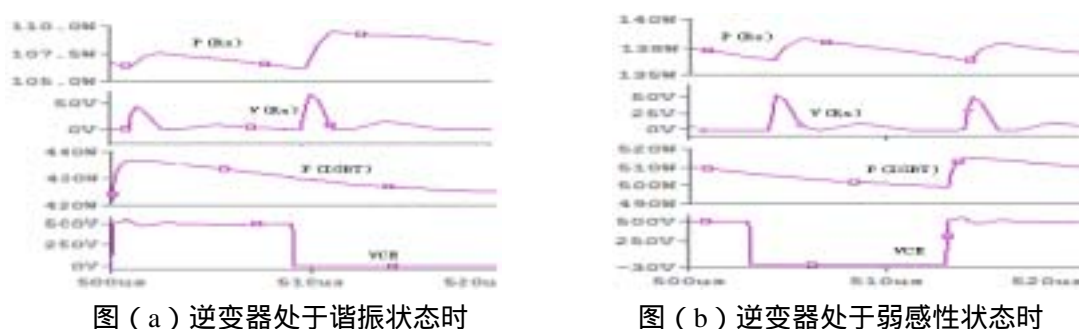


图 4-21 II 型电路仿真波形

Fig. 4-21 The simulation waveforms of II

与 I 型电路不同，II 型在功率管 IGBT 导通时， C_s 的储能通过功率管和 R_s 释

放。电压过冲能量的一部分被消耗在 R_s 上，另一部分能量反馈到滤波电容上，因此稳态时缓冲吸收电容的电压和母线电压是相等的。II 型因为减少了缓冲电容器过多的充放电而使电路有较低的功率损耗^[49-51]。

由图 4-21 可以看出，全桥逆变器采用 II 型电路后，在 IGBT 关断时，抑制浪涌电压的效果好。在谐振状态下，II 型电路的功率管 IGBT 两端的电压与逆变器的输入电压大致相等，且缓冲电阻上的功耗比 I 型远远降低，缓冲电阻的平均功率损耗约为 107W。II 型电路的缓冲电阻的功耗明显比 I 型低的多，但是 IGBT 的平均功耗比 I 型要高，谐振状态下 IGBT 的功耗为 430W。

III 型电路的功能与 II 型较为相似，又因为 III 型电路与每个 IGBT 的集-射极直接连接，该电路具有寄生电感小的特点，能够有效地抑制 LC 振荡和控制浪涌电压。此外，它具有电路的缓冲元件功率损耗较小，对功率管的导通有利以及没有寄生振荡等优点。下图是 III 型电路的 IGBT 和缓冲电阻的电压及功率损耗波形图：

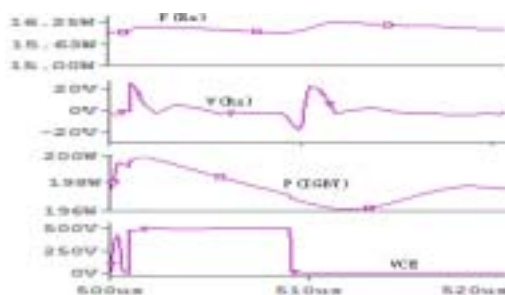


图 (a) 逆变器处于谐振状态时

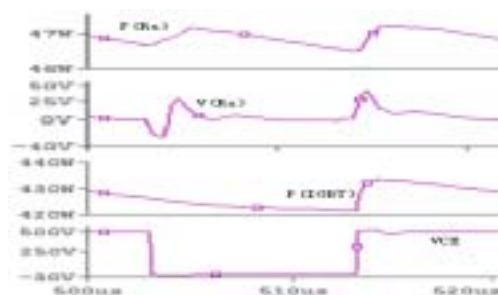


图 (b) 逆变器处于弱感性状态时

图 4-22 III 型缓冲电路仿真波形

Fig. 4-22 The simulation waveforms of III

由图 4-22 可知，在增加了 III 型电路之后，功率管的集-射电压值与 IGBT 正常工作时的电压值基本相等，这说明在 III 型电路的保护下 IGBT 能够非常安全的工作。当逆变器处于谐振状态时，IGBT 消耗的平均功耗约 198W， R_s 的平均功耗约 15.7W；逆变器处于弱感性状态时，功率管消耗的平均功率损耗约 430W，缓冲电阻的功耗约 47W。

从以上仿真结果看出：不管是由哪种类型缓冲电路组成的全桥逆变器，纯阻性缓冲电路的吸收效果最好，而且伴随着逆变器工作频率的改变，逆变器在弱感性状态下的吸收效果明显变差。而 III 型缓冲比 II 型缓冲的吸收效果更佳，吸收电阻的功率损耗更加低，因此 III 型缓冲电路更适合在大电流、大功率的感应加热电

源场合。

本文选用 III 型作为功率管的缓冲吸收电路。

4.4 试验分析

由于项目进度和试验条件的限制，对包括 SG3525 脉冲输出电路、驱动电路和负载电路等部分电路进行了试验和调试，而驱动电路采用的是 EXB841 驱动芯片，本文设计的驱动电路正在试验中。调试的试验平台为 20kW 的感应加热电源样机，加热金属件为直径 150mm，高为 100mm 的铁柱。电源的控制部分采用本章第一节所介绍的以芯片 SG3525 控制 PFM 电路。

图 4-23 为 SG3525 的 11 脚输出的 PWM 波并经过 EXB841 芯片后的驱动脉冲和负载上的电流值，驱动脉冲的正电压为 15V，负电压为 5V，逆变器的驱动脉冲频率为 46.71kHz，波形效果非常理想。

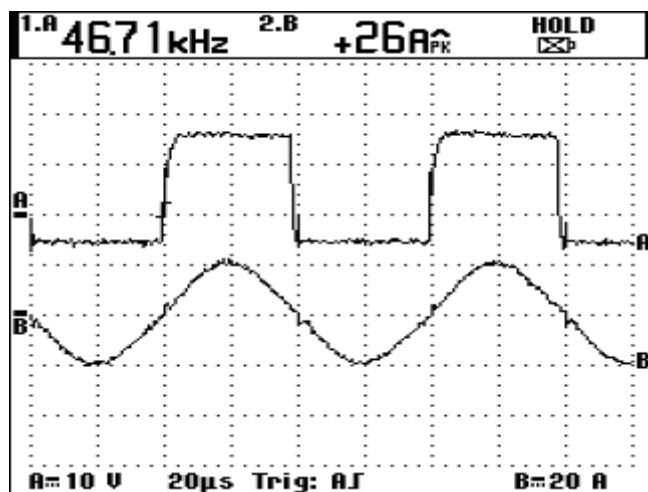


图 4-23 驱动波形

Fig. 4-23 Driver Waveform

图 4-24 是逆变器的驱动频率为 46.78kHz 时负载输出电压和电流的试验波形，此时负载处于谐振状态。由图也可看出，输出电压和电流的相位相同。

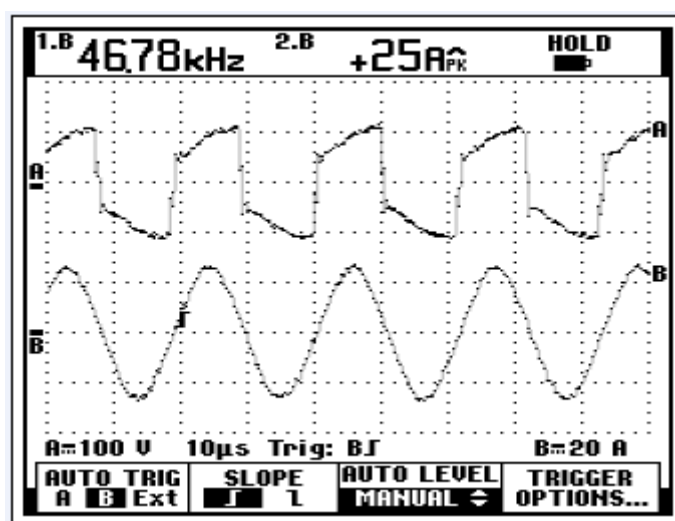


图 4-24 负载试验波形

Fig. 4-24 The waveform of load test

调节逆变器的工作频率为 24.47kHz，使负载处于容性状态，由图 4-25 可看出负载电流明显超前于输出电压。

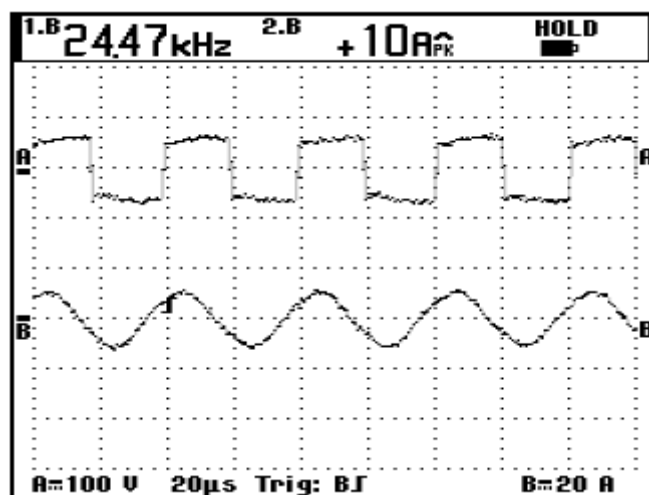


图 4-25 负载试验波形

Fig. 4-25 The waveform of load test

调节电流值观察输出电流的波形，设置给定电流值为阶跃信号，在 0.5ms 时，从 0 跳变到是 18A 时，负载回路电流的试验波形见图 4-26。和仿真的波形相一致，负载电流经过 PI 调节器的 5ms 调整后，波形趋于稳定。

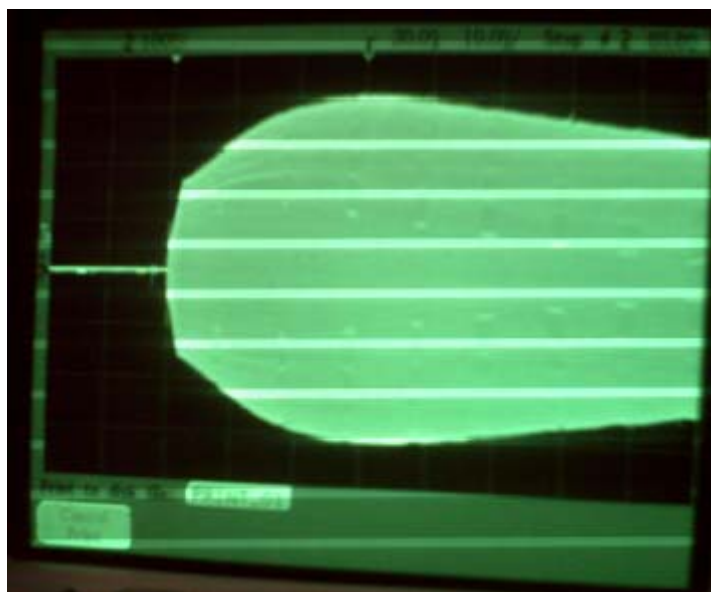


图 4-26 负载电流试验波形

Fig. 4-26 The waveform of load current

由于试验条件限制，本文截稿之前试验只进行至此。

4.5 本章小结

本章先是对 PFM 感应加热电源的控制电路进行了设计。其中对控制电路中的 PI 调节器和限相电路环节进行了详细的设计，并运用仿真软件 MATLAB/Simulink 就整个系统建立了仿真模块和子模块，并进行了仿真研究，仿真结果表明所设计的控制系统是可行的。

然后通过现有 IGBT 驱动电路的学习、比较，对优化设计的分立元件式的逆变器驱动电路的工作原理进行了较为详细的分析，查阅了 IGBT 的栅极电容，通过驱动电路驱动几个电容并联的仿真结果显示，该电路的驱动能力能够满足本课题的需求，且该电路不但能驱动 IGBT 还能用来驱动其他具有容性输入阻抗的功率器件。

紧接着本文对逆变器缓冲电路的几种无源缓冲电路进行了详细的分析，并通过仿真结果，对它们优缺点进行了比较，指出各自的适用范围和特点，最终选用 III 型缓冲电路作为逆变器的吸收电路。

最后根据课题的进展，做了部分试验，仿真和实验结果都证明本文的理论研究是符合本科题的要求的。

第5章 结论

5.1 工作总结

感应加热电源逆变器的谐振回路及负载阻抗匹配一直被认为是电力电子设备中的关键技术，所以在这方面的研究分析显得尤为重要，也为以后的研究工作打下了基础。本人对本课题所做的主要工作总结如下：

1. 首先从理论的角度研究、比较了感应加热装置的两种逆变器电路结构，根据本课题的控制对象的需要，选用串联型谐振逆变电路。通过几种功率器件特性及适用范围的比较，IGBT 最适合用作超音频感应加热电源的功率器件。然后分析了串联型逆变器的几种较常用的调功模式，确定以成本低、电路及控制原理简单的 PFM 为本项目的调功方案。

2. 文中对串联型感应加热电源的主电路进行了设计，并对主电路所用的元器件做了参数选择。还通过对感应加热电源负载的特性分析，对比了静电耦合阻抗匹配法和电磁耦合阻抗匹配法的优缺点，针对本课题是串联型超音频感应加热设备，选用电磁耦合法总体上比静电耦合法有很大优势。在经典公式的基础上，得出了变压器设计参数，为合作方升华感应加热电源有限公司制作匹配变压器奠定了基础。

3. 论文以超音频串联型感应加热电源为研究对象，构建了以芯片 SG3525 为控制核心的 PFM 感应加热电源的仿真及实验结构模型。先通过在 MATLAB/Simulink 中的仿真，证实了该方法的跟踪速度快、结构简单的特点。然后通过已做的部分实验证明了 PFM 控制能够完成本课题的需要，在工业场合的控制中具有很好的实用价值。

4. 在原有 IGBT 驱动电路的基础上加以优化设计，不仅提高了其驱动能力，还对其驱动能力进行了推广应用，仿真结果证明该电路设计的正确性。最后本文对逆变器功率器件的吸收电路做了详细的分析，且在 Pspice10.5 软件中对几种常见的缓冲电路做了仿真分析，通过对功率管 IGBT 及缓冲电阻功耗的仿真结果比较，得出了适合本课题的最佳缓冲电路。

5.2 后续工作

由于时间的关系，本课题还存在以下几个地方需要改进和研究：

1. 在设计 PFM 调功方案的控制电路中，负载电流滞后 90° 以后与驱动电压异

或时，没有考虑滞后 90° 输出的信号与驱动电压相比有一定的时间延迟，因此需要对驱动电压进行一定的时间补偿。

2. 根据所搭建的 PFM 控制电路做进一步的调试，分析负载电流值跟踪给定电流值的情况，重点看逆变器工作在感性和谐振状态时负载电流的工作波形，并且和仿真结果相对比。

3. 对本文所设计的驱动电路搭建试验平台，以电容器等效代替 IGBT，并通过改变电容器的大小来分析其驱动能力，并与仿真波形进行比较。

4. 由于时间及课题需要，对电源装置的保护电路等问题没有考虑，而这部分对加热电源设备的安全运行也非常重要。下阶段需要把故障保护电路提上日程做重点分析。

参考文献

- [1] 潘天明. 现代感应加热装置[M]. 北京：冶金工业出版社，1996，12：9-14.
- [2] H. M. Ünver, M. T. Aydemir. Power and Frequency Control in a 60 kW Induction Steel Heating Furnaces through PLC, Power Engineer, June/July 2005,pp.36-39.
- [3] Young-Sup Kwon, Sang-Bong Yoo, Dong-Seok Hyun. Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load-Adaptive PFM Control Strategy, International Journal of Electronics,1999 Vol.86,pp.575-580.
- [4] 叶斌. 电力电子应用技术及装置[M]. 地区：中国铁道出版社，1999，50-95.
- [5] 季翼鹏. 基于 DSP 的软斩波功率调节并联谐振感应加热电源的研究[D]. 济南：江南大学，2006，1-10.
- [6] Hisayuki Sugimura, Hiroaki Tanimatsu,etc. Lossless Inductive Snubber-Assisted soft switching PFM Series Resonant High Frequency Inverter for Electromagnetic Induction Eddy Current-Heated Fixing Roller. Power Electronics and Motion Control Conference,2004,IPEMC 2004,The 4th International.Volume:1,On pages:138-143 vol.1.
- [7] 夏小荣. 高频感应加热电源[D]. 杭州：浙江大学，2003，1-19.
- [8] John C. Joyce. Current Sharing and Redistribution in High Power IGBT Modules. Dissertation submitted to the University of Cambridge for the Degree of Doctor of Philosophy, May 2001,pp.1-125.
- [9] Mircea Chindrig, Tiberiu Cologî. A variant for numerical simulation of a high-frequency converter with voltage-fed inverter. Mathematics and Computers in Simulation 42 (96) 685-692.
- [10] 李爱文，张承慧. 现代逆变技术及其应用[M]. 北京：科学出版社，2000，86-94.
- [11] 惠晶，张峰久. 基于 DSP 的移相调频控制的逆变电源研究[J]. 电力电子技术. 2006.02：76-78.
- [12] 陈辉明，汪军. 扫频控制下低阻抗负载下开关损耗的研究[J]. 电力电子技术. 2006.02：52-54.
- [13] 张春雨. 谐振型逆变器负载匹配方案分析系统的研究[D]. 北京：华北电力大学，2006，1-18.
- [14] 李金刚. 电压型负载谐振变换器谐振槽路参数优化设计与负载匹配的研究[D]. 西安：西安理工大学，2006，17-22，60-62.
- [15] 高迎慧. IGBT 串联谐振型逆变器高频化技术的研究[D]. 北京：华北电力大学，2004，1-7.
- [16] 段海雁. 感应加热电源的数字化控制研究[D]. 济南：山东大学，2007，6-78.

- [17] 刘永丰. 感应加热电源负载匹配技术的研究[D]. 北京：华北电力大学，2007，18-27.
- [18] 郭均高，张爱萍等. 美国感应热处理的最新发展趋势[J]. 国外金属热处理，2002，23(6):1-3.
- [19] 沈锦飞，惠晶等. 2MHz/1kW 超高频感应加热电源[J]. 电力电子技术，2002,36(6): 13-15.
- [20] Dede E J, Tordan J, Esteve V. Design considerations for induction inverters with IGBTs working at 100 kHz[C]. Proceedings of APEC 1993, 679-684.
- [21] Dede E J, Jordan J, Esteve V. State-of-the art and future trends in transistorized inverters for induction heating applications [C]. Proceedings of the 5th IEEE International Caracas Conference Devices, Circuits and Systems, Caracas, 2004:56-57.
- [22] 吴兆麟，袁俊国，于非. 高频感应加热装置的负载匹配方法[J]. 电力电子技术，1999，No.4：29-32.
- [23] 朱晓荣，彭咏龙，石新春，李和平. 200kW/400kHz 固态高频感应加热电源[J]. 电力电子技术. 2006.07：69.
- [24] 汪军，陈辉明. 基于 LLC 谐振负载的高频感应加热电源[J]. 电力电子技术. 2005.12：78-80.
- [25] J.M.EsPi，E.J.Dede，A.Ferreres，R. Garcia. Steady-state frequency analysis of the 'LLC' resonant inverter for induction heating[C]. Proceedings of the IEEE international Power electronics Congress，1996:22-28.
- [26] 李金刚，钟彦儒，张静刚. 三阶谐振电路簇用于感应加热负载匹配的研究[J]. 电力电子技术. 2006.12：57-59.
- [27] 陈维. 固态高频感应加热电源的研究[D]. 西安：西安理工大学，2000，6-9.
- [28] 王斌. 基于 DSP 的感应加热电源全数字化控制的研究[D]. 西安：西安理工大学，2007，6-9.
- [29] 王华. 80kHz 大功率串联谐振感应加热电源的研究[D]. 西安：西安理工大学，2004，7-12.
- [30] 张峰. 感应加热电源数字控制及智能控制方法研究[D]. 西安：西安理工大学，2007，7-12.
- [31] Essadaoui.J，Sicard.P，Ngandui.E，etal. Power inverter control for induction Heating by Pulse density modulation with improved power factor[C]. IEEE CCECE，Canada，2003，(1):515-520.
- [32] Feng Y L，Shirai H，Oleg K，etal. Pulse density modulated zero current soft-switching series resonant high frequency inverter for consumer induction-heated roller[C]. IEEEPESC，Cmms，Queensland，Australia，2002:1884-1891.
- [33] 熊磊. 串联谐振感应加热电源的数字化控制研究[D]. 南昌：南昌大学，2006，28-31.
- [34] Kifune.H，Hatanaka.Y，Nakaoka.M. Cost effective phase shifted pulse modulation soft

- switching high frequency inverter for induction heating applications [J].IEEE Proceedings Electric power applications , 2004 , 151(1):19-25.
- [35] 段海雁, 张光先. 利用 SG3525 实现调频控制的感应加热电源[J]. 电源世界, 2006 年第 11 期: 49-56.
- [36] 韩晓敏. 全数字化感应加热电源的设计[D]. 济南: 山东大学, 2007, 12-20.
- [37] Jung-gi Lee, Sun-kyoung Lim, etc. Design method of an optimal induction heater capacitance for maximum power dissipation and minimum power loss caused by ESR[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE. pp,472-479.
- [38] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 311-330.
- [39] 吴祝清. 超音频串联谐振感应加热电源的研究[D]. 南宁: 广西大学, 2008, 33-37.
- [40] 汪军. 串联谐振感应加热逆变电源的研制[D]. 杭州: 浙江大学, 2006, 13-16.
- [41] 沈锦飞. 电源变换应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 83-89.
- [42] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.04, 41-80.
- [43] 周军伟, 陈辉明. 一种适合高频感应加热电源的 MOSFET 驱动电路[J]. 电力电子技术 2005.04:84-85.
- [44] 贲洪奇, 吴新科等. 一种适用于桥式变换器的 IGBT 高频驱动电路[J]. 电力电子技术 2002.10:72-74.
- [45] 戴斌. 基于滑模变结构控制感应加热电源的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2007, 57-59.
- [46] Fujiwara K, Nomura H. A Novel Lossless Passive Snubber for Soft-switching Boost-type Converters[J]. IEEE. Trans. on Power Electronics, 1999, 14(6): 1065-1069.
- [47] Nakamura, Mantaro; Yamazaki, Takayuki; etc .A novel prototype of auxiliary edge resonant bridge leg link snubber-assisted soft-switching sine-wave PWM inverter[J]. Electrical Engineering in Japan, v 155, n 4, June, 2006, p 64-76.
- [48] 郭艺丹, 宋书中, 马建伟等, 基于 PSpice 的 IGBT 功耗分析与仿真[J]. 工矿自动化, 2009, 10: 53-56.
- [49] 余向阳, 余娟, 郑湘渝. B 型缓冲电路用于 MOSFET 逆变器的仿真分析[J]. 现代电子技术, 2005, 12 (203) : 85-87
- [50] 曹解围, 毛承雄, 路继明等. 配电系统电力电子变压器的 IGBT 缓冲电路设计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17 (6) : 71-74
- [51] 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, 1-3.
- [52] Young-Sup Kwon, Sang-Bong Yoo, Dong-Seok Hyun. High-Frequency Inverter with Phase-Shifted PWM and Load-Adaptive PFM Control Strategy for Industrial Induction-

- Heating[C].Industry Applications Society Annual Meeting, 1993, On page(s): 2165-2172 vol.3.
- [53]曲学基,王增福,曲敬铠.新编高频开关稳压电源[M].北京:电子工业出版社,2005,105-126.
- [54]H. Pollock and J.O. Flower, Series-Parallel Load-Resonant Converter for Controlled-Current Arc Welding Power Supply [J]. IEEE Proc-Electr. Power Appl, Vol.143, No.3, May 1996.
- [55]Helen Pollock and John O. Flower. New Method of Power Control for Series-Parallel Load-Resonant Converters Maintaining Zero-Current Switching and Unity Power Factor Operation[J].IEEE Trans. Power Electron, Vol.12, No.1, JANUARY 1997,pp.103-115.

致 谢

在本论文结束之际，首先感谢我的导师——宋书中教授，是他给我提供了一个能够研究自己专业的平台和机会。宋老师知识渊博、学术思路很活跃和勤奋的工作态度使我受益匪浅。在课题的研究探讨中，宋老师能给我很大的灵感启发。在此表示衷心的感谢！

同时，我要感谢马建伟老师和朱锦洪老师。三年来，马老师对我们要求比较严格，经常和黄景涛老师一起定期的让我们讲解自己在研究领域的认识和心得，并提出意见且给出下阶段的工作。使我们每阶段都有明确的目标，对我的学习和课题研究的帮助意义重大。朱老师曾负责过几个感应加热电源的项目，可以说理论知识和实践经验都非常丰富，在逆变器谐振回路和 PFM 控制电路的学习、设计和仿真中给予了我很大的指导，在晶闸管相控调功的加热电源的调试中，朱老师亲自指导我们进行调试工作，使我获益颇丰。此外朱老师勤恳的工作态度和敬业精神是我今后工作学习的楷模。没有两位老师对我学习上的指点和启发，我不可能完成本课题的研究工作。

同时也要感谢石老师、曹老师和黄老师，在课题研究及论文撰写期间，他们给予了热心指导。感谢已经毕业的师兄王浩然、储君、杨宗璞，他们在学习探讨方面对我帮助很大。感谢一同进入实验室的牛犇对我的大力帮助，他在研究、学习中的细心和执着令我佩服，在为人处世方面也有很多值得我学习的地方。

最后向我的亲友和实验室兄弟姐妹的帮助和支持表示衷心的感谢！

攻读硕士学位期间的研究成果

一、攻读硕士学位期间发表的与学位论文相关的学术论文及专著

- [1] 郭艺丹, 宋书中, 马建伟, 朱锦洪. 基于 PSpice 的 IGBT 功耗分析与仿真[J]. 工矿自动化, 2009, (10): 53-56.