

Y 1213339

HE540/1991

浙江大学

硕士学位论文



论文题目 一种应用于感应加热的高频谐振电路研究

作者姓名 刘磊

指导教师 陈辉明 教授

王正仕 讲师

学科(专业) 电力电子与电力传动

所在学院 电气工程学院

提交日期 2007年8月

摘 要

感应加热技术自问世以来，在金属热处理工业中有着广泛的应用，对国民经济的发展有很大的推动作用。目前，感应加热电源的研究尤其是高频电源的研究日益受到重视。本文以超高频固态感应加热电源为研究对象，在详细分析 LLC 负载电路的基础上，提出了一种全新的高频谐振电路，并实现对电路的闭环控制。

第一章阐述了感应加热技术的发展历史，以及国内外的发展现状与趋势。然后，介绍了高频 E 类放大器、本文的选题意义及主要工作。

第二章主要介绍了 LLC 谐振回路的特性，并分析了一种全新的谐振电路拓扑，阐述了电路拓扑的工作原理，并对电路的特点进行了说明。

第三章给出了电源中的主要参数，并且根据 LLC 谐振回路的特性提出相应的控制方案，实现电路闭环控制和对电路的保护。

第四章和第五章为电路的仿真与实验部分。

关键词： 感应加热， LLC 谐振， 逆变电路， 谐振频率， 限相环节， 扫频控制

Abstract

Since the invention of the induction heating power supply, it has been widely used in metal heating treatment industrial, and has been a powerful pushing force for national economy. Now, research on the induction heating power supply especially on high frequency applied is emphasis more than ever. This paper researches high frequency solid induction heating power supply. After detail analyzing the LLC load, it proposes a novel high-frequency resonant circuit, and makes the circuit closed-loop controlled.

Chapter 1 introduces the history of induction heating power supply, development achievement nowadays and the trend of the future. Then, it has introduced Class-E amplifier, the mean of this paper and the main job of experiment.

Chapter 2 introduces the characteristic of LLC resonant, and proposes a novel high-frequency resonant inverter topology. It analyses the topology's operation principle, and shows the characteristic of the topology.

Chapter 3 pays attention to the design of the power supply, and proposes a novel control method basing on the characteristic of LLC resonant inverter. The method protects the power supply and makes inverter closed-loop controlled.

Chapter 4 is the simulation of the topology and Chapter 5 introduces the experiment.

Keywords: induction heating, LLC resonant, inverter, resonant frequency, phase limitation, PFM control

第一章 绪论

感应加热技术来源于法拉第发现的电磁感应现象，也就是交变的电流会在导体中产生感应电流，从而导致导体发热。但是长期以来，技术人员都将其视为一种损耗，并且在各种场合尽量抑止这种发热现象。然而在 19 世纪末期，人们又发现这一现象的有利面，并开始开发和利用这种热源进行有目的加热处理，于是就产生感应加热技术。由于具有加热温度高，加热效率高，温度控制容易，有利于节能，提高生产效率与改善作业环境等优点，感应加热技术被广泛应用与铸造、锻造、挤压、热处理、食品加工、单晶控制等生产领域^[1]。本章首先回顾感应加热技术的发展过程，说明了感应加热技术的优缺点，同时对比了国内外感应加热技术的发展现状，指出了其发展趋势。随后，说明了本论文的选题意义及背景，明确了选题的主要工作。

1.1 感应加热电源的发展

1831 年，法拉第发现了电磁感应现象^[2]，1834 年，楞次提出了楞次定律，从而为感应加热技术提供了理论基础。其后 Foucault^[3]，Heaviside^[4]等人对涡流理论及能量由线圈向铁芯传输的原理进行了系统的研究，逐步建立了感应加热技术的理论基础。感应加热技术的发展，主要依托感应加热理论和感应加热设备的发展，感应设备的发展在其中起着更为重要的作用。在感应设备的发展过程中，根据电力半导体器件的出现可将其分为两个截然不同的发展阶段：

20 世纪 50 年代以前：20 世纪初，法国、意大利和瑞典等国技术人员开始研究感应加热技术。1916 年，美国的 J. R. Wyatt 发明了“潜沟式”有芯感应炉，即现在被广泛使用的有芯炉的原形^[5]，并于 1917 年用于冶炼黄铜。1921 年，美国人 E. F. Northrop 又发明了无心感应炉，采用中频发电机组作为供电电源。第二次世界大战之后，由于能源问题的出现，感应炉相比传统的燃料炉，取得了明显的节能效果。

20 世纪 50 年代以后：1957 年，美国研制出作为电力电子器件里程碑的晶闸管，标志着现代电力电子技术的开始，同时，也引发了感应加热技术的革命。1966 年，瑞士和西德首先利用晶闸管研制感应加热装置^[6]，从此感应加热技术开始飞速发展。80 年代后，电力电子器件再次飞速发展，GTO, MOSFET, IGBT, MCT, SIT^[7-10]等器件相继出现。感应加热装置也逐渐摒弃晶闸管，开始采用这

些新器件。现在比较常用的是 IGBT 和 MOSFET, IGBT 用于较大功率场合, 而 MOSFET 较合适高频场合, 频率可达到 500kHz 以上, 甚至几兆赫兹。

目前, 感应加热技术得到了飞速的发展, 在中频段的感应加热电源已十分成熟, 但是, 在兆赫兹的高频段, 固态感应加热电源还处于研究阶段, 有待于进一步的提高。

1.2 感应加热的优缺点及其应用

推动感应加热技术不断发展的因素是由于感应加热相对于传统的火焰加热方式具有独特的优越性能和特点^[11]:

- 1) 具有精确的加热深度和加热区域, 可以加工形状复杂的工件;
- 2) 加热温度高, 效率高;
- 3) 加热温度由工件表面向内部传导或渗透;
- 4) 采用非接触式加热方式, 在加热过程中不易掺入杂质;
- 5) 加热速度快, 铁屑损耗小, 工件表面脱炭较轻;
- 6) 节能环保, 几乎没有噪声和灰尘;
- 7) 自动化程度好, 可以频繁的停机和启动。
- 8) 表面淬火后工件表层有较大压缩内应力, 工件抗疲劳破断能力较高。

感应加热热处理也有一些缺点。与火焰淬火相比, 感应加热设备较复杂, 而且适应性较差, 对某些形状复杂的工件难以保证质量。

在应用领域方面, 感应加热主要是应用于机械加工工业中, 如金属熔炼、透热、热处理和焊接等过程, 目的是提高这些工件的耐磨性和抗疲劳破断的能力, 感应加热已成为冶金、国防、机械加工等部门及船舶、飞机汽车制造业等不可缺少的加热方法; 其次, 在半导体生产加工工艺中, 感应加热被用于半导体器件的区域提纯, 单晶生长和掺杂; 感应加热也广泛应用于电视显像管和阴极射线管制造中的排气和密封收缩贴合工艺过程^[12, 13]。此外, 感应加热已经或不断地进入到人们的家庭生活中, 例如微波炉、电磁炉、热水器等都是可以用感应加热作为加热手段。可见, 感应加热技术已得到越来越广泛的应用。

1.3 感应加热技术的国内外发展现状及发展趋势

感应加热技术自诞生到现在, 已经经历了一百多年的发展, 已取得了巨大的成果, 形成了比较成熟的技术。尤其是 20 世纪 60 年代以后, 将固态电力电子器

件应用于感应加热领域，使感应加热技术的发展更加突飞猛进。感应加热电源的研究方向主要集中在：电路拓扑、调功方式^[14-17]、控制方式、谐振回路结构^[18-22]、如何控制功率和频率、感应线圈设计和故障保护等方面。世界各国由于开展时间的早晚，研究现状差别很大。欧美几个工业强国和日本由于在资金和技术方面的优势，在高频和超高频感应加热电源方面处于技术领先地位，基本代表了感应加热电源发展的最高水平。

1.3.1 国外感应加热技术现状

欧美公司的产品系列基本覆盖了金属热处理的各个方面，而且相关设备比较完善。而日本的 SIT（静电感应晶体管）技术比较先进，因此在高频大功率感应加热电源方面的优势比较明显^[23,24]。

在高频领域，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。以日本为例其系列化的电子管振荡器的水平为5~1200kW/100~500kHz，而其采用SIT的固态高频感应加热电源的水平可达400kW/400kHz，并且在1987年就已开始研制1200kW/200kHz的SIT电源。欧美各国采用MOSFET的高频感应加热电源的容量正在突飞猛进，例如西班牙采用MOSFET的电流型感应加热电源的制造水平可达600kW/200kHz，比利时的Inducto Elphiac公司生产的电流型MOSFET感应加热电源的水平可达1MW/15~600kHz，代表了感应加热的高频、大功率的发展方向^[25-27]。

1.3.2 国内感应加热发展现状

我国应用电力半导体器件研制感应加热用中高频电源的历史可追溯到20世纪70年代，伴随着1963年我国第一只晶闸管的问世，在1970年左右我国开发出了快速晶闸管，1972年左右我国许多单位都开始了晶闸管中频电源的研究。

超音频领域的研究工作于上世纪八十年代已经开始。浙江大学采用倍频电路研制了50kW/50kHz的超音频电源^[28]，从九十年代起，国内开始采用IGBT研制超音频电源。

在高频电源领域，目前国内很多厂家仍然使用电子管，这不仅不能很好的满足工件热加工工艺的要求，同时，还由于电子管高频电源存在的效率低（ $\eta = 50\%$ 左右），体积大，使用寿命短等缺陷造成运行费用增加，所以，推广使用全固态高频感应加热电源已是势在必行，大功率MOSFET，SIT目前已经部分取代了电子管，成为高频感应加热电源最有发展前途的主要器件。国内浙江大学在90年代研制成20kW/300kHz MOSFET高频电源，已被成功应用于小型刀具的表面处理和飞机

涡轮叶片的热应力考核试验中^[29]。邯郸市借源高频设备有限公司利用MOSFET作为开关器件，研制出功率在200kW内可任意调节，频率范围在10kHz~1000kHz的高频感应加热电源。但总体说来，和国外相比，国内半导体高频感应加热电源存在较大差距。

1.3.3 感应加热技术的发展趋势

感应加热电源技术的发展与功率半导体器件的发展密切相关，随着功率半导体期间的大容量化、高频化，带动感应加热电源的大容量化、高频化；工件对加热效果要求的提高对感应加热技术的发展也起到了促进作用。总体来说，感应加热技术的发展趋势主要体现在以下几个方面：

- 1) 大功率、高频率^[30,31]
- 2) 低损耗、高功率因数^[32]
- 3) 智能化、复合化^[33]
- 4) 负载匹配^[34-36]

1.4 论文的选题意义及主要完成的工作

1.4.1 论文的选题意义

提高功率变换器的工作频率是电力电子技术发展的必然趋势，也是上世纪80、90年代电力电子技术进步的重要标志。高频化的结果在提高电力电子设备功率密度和改善系统的动态响应的同时，也使功率变换器工作频率与器件特性之间的矛盾日益突出，导致开关器件和无源器件的损耗增加、寄生参数的影响加大及EMI的增强。

高频感应加热电源作为一种高频的固态功率变换器，在感应加热设备的发展和应用过程中，比传统的感应加热设备体现出高效率、占地少等优越之处，而高频电源与中频、超音频电源相比，其设计的难点在于开关损耗的控制。由于开关损耗与频率成正比，因此，随着开关频率的提高，开关损耗也随之增大，由此带来功率管发热升温现象严重。因此，在此前频率较低的电源中经常忽略的开关损耗问题，在高频电源开发中成了主要考虑的矛盾。

目前的在高频感应加热电源中，仍然主要是以电子管振荡器作为主要产品。但是，电子管电源最突出的问题是整机效率太低，仅为50%左右。全国这类电源的总装机容量近200万kW，造成了电能的严重浪费。此外，电子管电源还存在寿命短、体积大、电压高和需要预热等弱点，因此，必须采用新型固态高频感应加热

电源代替传统电源。

1.4.2 高频感应加热电源的分析

1.4.2.1 两种基本逆变器高频化的难点

感应加热逆变电路则是通过功率半导体开关将整流电路输出的直流电转换成频率符合设计要求的交流电，出于无功功率补偿考虑，传统的桥式逆变电路可分为电流型并联逆变器和电压型串联逆变器^[37]两种。

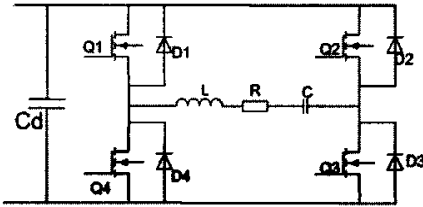


图 1.1 电压型串联逆变器

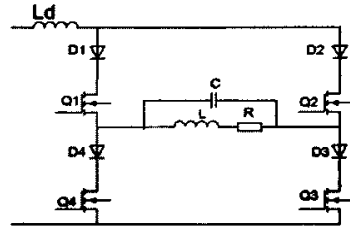


图 1.2 电流型并联逆变器

对感应加热电路而言，因为并联型逆变器和串联型逆变器的对偶性，所以各自都有一定的局限性，在高频逆变器的电路选择中，我们要尽可能的避免一种电路实现的难点，充分利用它的优点。

高频化的首要前提是器件(其中包括快速二极管)具有高速的开关特性。我们知道大容量的快速二极管的反向恢复特性较差，恢复时间较长。在电流型逆变器中，由于二极管和自关断器件是相串联的，因此在任何状态下，其电流容量必须与自关断器件相当，而在电压型逆变器中，二极管只在输出功率因数角对应时间内通有电流。从理论上讲，当逆变器工作在负载谐振时，通过二极管的电流为零。因此在同等容量的电源中，电流型逆变器对二极管的容量要求较大。而容量越大的器件，其开关特性往往越差。从这一点来说，将电压型逆变器高频化有利于选择高频二极管。

从结构工艺来看，高频电源对分布参数较为敏感，杂散电感和分布电容容易引起电压过冲和开关过程的高频振荡。电流型逆变器的开关器件要求具有双向耐压的能力，因此增加了结构设计和安装的工作量以及分布参数。另外由于电压型逆变器可以利用逆变调功，不必象电流型逆变器那样必须采用可控整流或直流斩波。可见采用电压型逆变器的感应加热电源在整体结构上更加简洁，有利于高频电源的结构设计。

从以上的分析可以看出，电压型串联逆变器更适合于高频电路，但是，电

压型逆变器为了防止桥臂间的短路电流，需要在驱动信号中预留死区时间，保证开关管的“先关断后开通”，这一特点限制了电源频率的进一步提高，也具有一定的局限性。

1.4.2.2 E类逆变高频感应加热电源

由于上述两种基本逆变电路本身的缺陷，使得两种拓扑在高频、超高频领域的应用遇到困难，随着对高频、大功率逆变电源技术的开发，各种新型高频逆变电源不断推出。其中，最常用的方法就是高频软开关技术，它是应用谐振原理，使开关器件中的电流（或电压）按正弦或准正弦规律变化，当开关管电流过零时，使开关关断，即零电流开关（Zero Current Switching）；或开关管电压过零时使开关导通，即零电压开关（Zero Voltage Switching），从而开关损耗为零。

超高频小功率电源多采用单管或者双管结构，早期的单管谐振电路是通过负载网络同开关频率的合理搭配使开关管工作于谐振状态，实现零电流开关或零电压开关，由于感应加热过程是一个负载不断变化的过程，因此，对开关频率跟踪负载频率变化提出了更高的要求。其中，1975年，N.O. Sokal和A.D. Sokal提出的高频高效E类放大器，以其逆变频率高，效率理论值可达100%的优异特点得到很大的发展。E类逆变负载网络避免了开关时暂态电压、电流同时达到最大值，使电源可以工作在高频条件下^[38]。

图1.3显示为Class-E单管谐振电路的基本结构及主要电压电流波形。

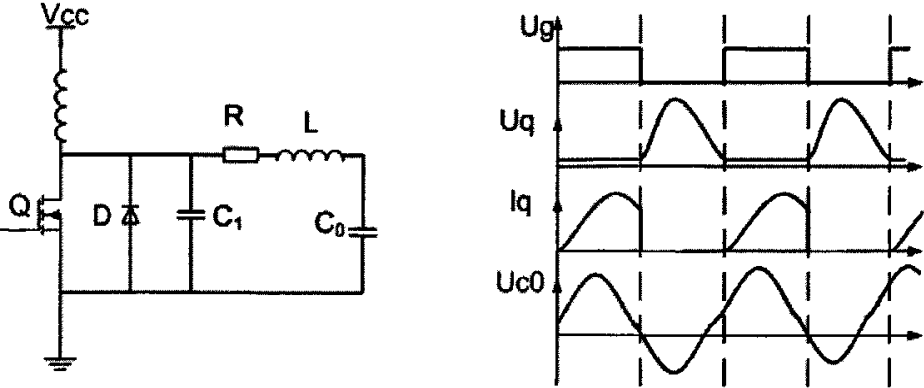


图1.3 单管E类谐振电路及主要波形

由于E类逆变电路采用单管形式，不需要像桥式逆变器设置死区时间，可在功率管相同开关时间的条件下，可以将逆变器的输出频率提高近一倍。而采用软开关技术使得开关管开通时的电压降为零，实现了ZVS，降低了开关损耗，同样可以

提高电源的工作频率，因此E类逆变器适合在高频条件下工作。

正是由于E类逆变器能在高频条件下高效率稳定工作，在上世纪八十年代被引入到高频感应加热电源的应用研究中，使得感应加热电源的工作频率达到兆赫级，达到了500W/3.3MHz和150W/7MHz^[39]。

E类谐振电路的最佳工作点为开关管导通时，集电极电压以及集电极电压相对时间的导数均为零（假定开关管的饱和压降为零），因此E类放大器对负载的要求比较严格，应用受到一定限制。

由于传统E类放大器开关管要承受3~5倍直流母线的电压应力，使得输入电压受到一定的限制，影响输出功率的增大。因此，采用一种推挽式逆变器，由两个开关管共同承受输入电压的峰峰值，交替为负载提供高频电流，可使其输出功率提高4倍。采用双管拓扑研制成功1kW /2MHz的超高频感应加热电源。

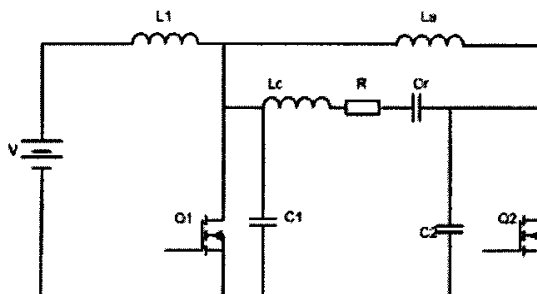


图1.4 双管E类逆变电路

1.4.3 论文主要完成的工作

感应加热技术的发展使得对高频感应加热电源的研究显得越来越重要。本文在分析E类谐振电路的基础上，对一种全新的基于LLC负载电路的高频谐振感应加热电源进行了系统的分析，并根据LLC的负载特性和桥式逆变器的性质，采用了一种新颖的控制方式，解决了反馈信号采样的问题，在高频条件下对电源实现了闭环控制，并且加入了限定环节对电路进行保护，保证电源的安全工作。最后通过获得的实验结果对理论分析进行验证，证明了感应加热电源的工作状态和电源控制方案的可行性。

本文的主要工作分为以下几点：

1. 感应加热电源主电路工作模式分析；
2. 感应加热电源负载的分析；

3. 控制方案的分析与选择;
4. 电路仿真及分析;
5. 通过样机的实验分析证明控制方案的可行性。

第二章 基于 LLC 负载的高频感应加热电源电路分析

电压型和电流型两种基本逆变电路由于电路拓扑及驱动信号的原因,对感应加热电源高频率的要求,在原有电路拓扑基础上的改进已显得十分困难,因此,本章分析了一种全新的感应加热逆变电路,由于电路的特殊性,使得该电路能够在高频率范围内工作。

2.1 基于 LLC 负载的高频谐振电路的理论分析

由于两种基本逆变器在高频条件下均存在一定的缺陷,在本章中,分析了一种全新的基于 LLC 负载电路的双管谐振拓扑^[40-43],如图 3.1 所示。

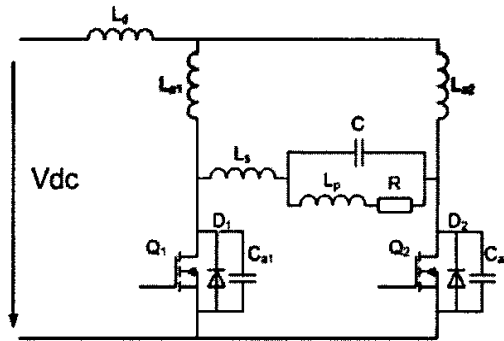


图 2.1 基于 LLC 负载的谐振电路

与基本逆变电路相比,图 2.1 在 3 个方面做了重大改变:

- 1) 图 2.1 采用了 LLC 电路作为逆变器负载, LLC 电路具有电流变换作用,可以达到负载匹配的目的,去掉 LC 串联谐振变换器中的高频变压器,提高电源效率; LLC 电路还具有减缓感应线圈短路电流对逆变器的冲击能力,提高电源的可靠性。
- 2) 基本逆变器的两个上桥臂的开关管分别由电感 L_{a1} 、 L_{a2} 代替,下桥臂开关管的漏源极之间分别并联了电容 C_{a1} 、 C_{a2} ,这些元件的只要作用是与 LLC 电路形成一个辅助谐振电路,在 C_{a1} 、 C_{a2} 的漏极得到谐振电压,作为 LLC 负载两端的输入电压,使得开关管 Q_1 、 Q_2 可以达到 ZVS(零电压开关)开通,同时使开关管 Q_1 、 Q_2 的关断电压谐振上升,使得开关管的开关损耗在一个周期内都大幅降低,更适合应用于高频状态。
- 3) 逆变器的输入端由电感 L_d 代替原来的电容 C_d ,使得整个逆变器用电流源作为输入,克服了电压型逆变器预留死区时间的缺陷,兼有了电流源逆变

器的优点。

由于电路中元件个数的增加，使得电路分析变得复杂，出于先简单再复杂的原则，我们先分析负载的 LLC 电路，深入了解 LLC 电路的各种电路性质，然后再对整个谐振电路进行分析，了解整个电源电路的工作原理。

2.1.1. LLC 负载特性研究

应用于感应加热的 LLC 等效电路如图 2.2 所示。LLC 电路又被成为谐振变换器 (Resonant transformation), 其中感应线圈和金属加热工件被等效成阻抗 Z_h ，由电感 L_p 与电阻 R 串联而成， L_s 与 C 为两个附加元件。

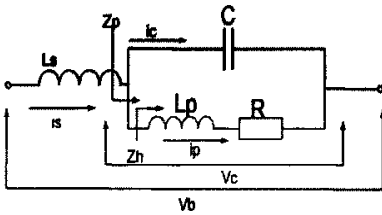


图 2.2 LLC 负载电路

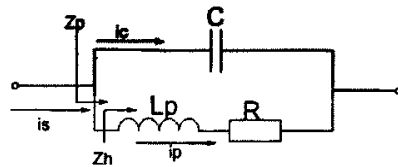


图 2.3 并联电路 $C // (L_p - R)$

本节的主要目的是找到 LLC 电路的幅频特性和相频特性，为此，假设 LLC 的两端输入电压 V_b 为正弦波：

$$V_b(t) = V \cos(\omega t) \quad (2-1)$$

当输入电压波形为方波时，例如电压型并联逆变器的输入电压，但是在电路中起主要作用的还是电压的基波成分，因此，分析电压的基波成分已经可以满足要求。对方波电压的谐波最常见的分析方法是傅立叶分析。通过分析可得，电压 n 磁谐波的幅值 V_n 为：

$$V_n = \frac{4V}{n\pi} \quad (2-2)$$

2.1.1.1 并联电路分析

LLC 电路的并联部分由电感 L_p 与电阻 R 串联后再与电容 C 并联而成，如图 2.3 所示该部分电路的输入电流 i_s 是通过开关管的电流， i_p 是流经负载的电流，通过选择合适的元件参数，可以使得 i_p 很大，而 i_s 却很小，在这种情形下，我们可以做到在大功率输出时，开关管有小的电流应力，这是 LLC 相比与串并联电路的一大优点。

并联电路的阻抗 Z_p 为:

$$Z_p(S) = \frac{L_p S + R}{CL_p S^2 + RCS + 1} \quad (2-3)$$

ω_p 为该电路的谐振频率, 在这我们称之为并联谐振频率:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C}} \quad (2-4)$$

这个二阶系统的品质因数:

$$Q_p = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_p}{C}} \quad (2-5)$$

LLC 负载电路自身具有一个优点, 它具有电流变换的功能, 能够省去 LC 谐振电路中的匹配变压器。我们据此定义了一个电流传递函数 H_i :

$$H_i(\omega) = \frac{i_p(\omega)}{i_s(\omega)} = \frac{1}{1 - L_p C \omega^2 + jRC\omega} \quad (2-6)$$

我们关心的是 $|H_i(\omega)|$ 的最大值, 因为这时, 在输出一定功率的情况下, 流经开关管的电流最小:

$$|H_i(\omega)|^2 = \frac{1}{(1 - L_p C \omega^2)^2 + R^2 C^2 \omega^2} \quad (2-7)$$

当式(2-7)中的分母取到最小值的时候, $|H_i(\omega)|$ 则达到最大值。通过计算可以得到:

$$\omega_{H_i \max} = \frac{R}{L_p} \sqrt{Q_p^2 - \frac{1}{2}} \quad (2-8)$$

将(2-8)代入(2-7), 可以得到

$$H_i \max = 2 \frac{Q_p^2}{\sqrt{4Q_p^2 - 1}} \quad (2-9)$$

当满足下式的情况下:

$$Q_p \gg 1 \quad (2-10)$$

式(2-8)、(2-9)可以近似为:

$$\omega_{H_i, \max} \approx \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C}} \quad (2-11)$$

$$H_{i, \max} \approx Q_p \quad (2-12)$$

图 2.4 给出了 $|H_i(\omega)|$ 与频率 f 的关系，可以看出，在并联谐振频率 ω_p 处， $|H_i(\omega)|$ 达到最大点，印证了式(3-15)的正确。

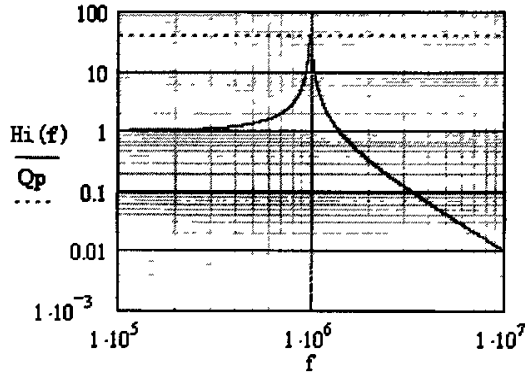


图 2.4 $|H_i(\omega)|$ 与频率 f 的关系

2.1.1.2 串联电路分析

LLC 电路的主要目的是功率变换，因此，必须对 LLC 的输出功率作频率分析，找到 LLC 电路最大功率输出点。因为输入的有功功率主要是由基波引起的，所以我们仅对输入电压的基波进行分析。

基波电压输出的有功功率 $P(\omega)$ ：

$$P(\omega) = \frac{V_1^2}{2} \operatorname{Re} \left[\frac{1}{Z(\omega)} \right] \quad (2-13)$$

因此，当 $\operatorname{Re} \left[\frac{1}{Z(\omega)} \right]$ 达到最大时，LLC 的输出功率 $P(\omega)$ 也最大。

$Z(\omega)$ 为 LLC 的阻抗：

$$Z(\omega) = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L_p}} \quad (2-14)$$

LLC 电路的等效电感 L ：

$$L = L_s // L_p = \frac{L_s \cdot L_p}{L_s + L_p} \quad (2-15)$$

LLC 负载电路的串联谐振频率 ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-16)$$

LLC 电路的品质因数 Q:

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-17)$$

通过一定的分析计算可以得到

$$\omega_{-P_{\max}} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-18)$$

即 LLC 电路在串联谐振频率时输出最大功率 P_{\max} :

$$P_{\max} \approx \frac{V_1^2}{2R} \left(\frac{L_p}{L_s} \right)^2 \quad (2-19)$$

从图 2.5 中我们可以看出。当工作频率为串联谐振频率时, LLC 输出功率为最大, 这也印证了上面分析的正确性。

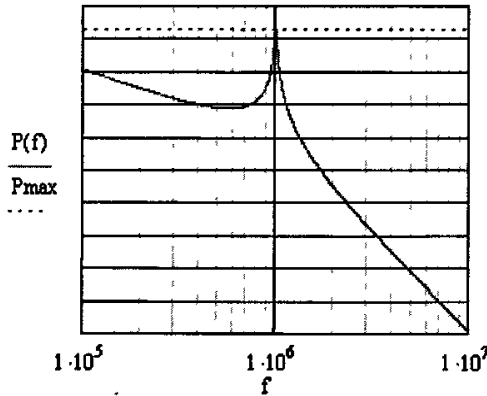


图 2.5 输出功率与工作频率 f 的关系

在 LLC 电路中, 还有一个重要点需要考虑, 就是电容上的电压应力。与之前我们定义的一个电流传递函数对应, 我们还定义了一个电压传递函数 $H_v(\omega)$, 它反映的电容两端电压与 LLC 输入电压之间的关系:

$$H_v(\omega) = \frac{u_c(\omega)}{u_{in}(\omega)} = \frac{Z(\omega) - j\omega L_s}{Z(\omega)} \quad (2-20)$$

电压传递函数的模为 $|H_v(\omega)|$, 其意义为电容上电压应力数值与 LLC 两端输入电压数值的比值, 在一定程度上反映了电路的工作状况。

我们可以计算出在最大功率点时的电压传递函数的模：

$$|H_{v,-P_{\max}}| \approx \frac{L_p}{L_s} \sqrt{1 + \left(\frac{L_p}{L}\right)^2} Q^2 \quad (2-21)$$

可以进一步得到

$$|H_{v,-P_{\max}}| \approx \frac{L_p}{L_s} \left(1 + \frac{L_p}{L_s}\right) Q \quad (2-22)$$

从图 2.6 中我们可以看出，当电路工作在最大功率点时， $|H_v(\omega)|$ 达到最大值，验证了以上的分析，证明近似的化简是可行的，可以将复杂的问题简化。

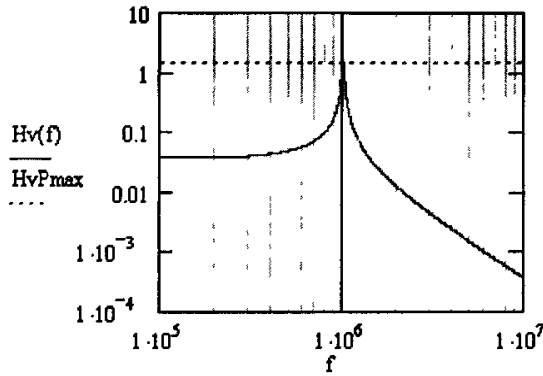


图 2.6 $|H_v(\omega)|$ 与频率 f 的关系

2.1.1.3 $H_i(\omega)$ 与 $H_v(\omega)$ 的相位与频率的关系

在上面的分析过程中，我们只分析了 $H_i(\omega)$ 和 $H_v(\omega)$ 的幅值与频率的关系，推导出它们与频率之间的关系式，并从图上直观的看出它们之间的关系，但是，LLC 电路中，并不只是幅值与频率有关系，它们的相位与频率也有着一定的关系，而且这种关系在以后的控制策略中得到充分的应用。

从式(2-6)中可以得到，电流传递函数相位：

$$\arg(H_i(\omega)) = -\arctan\left(\frac{RC\omega}{1 - L_p C \omega^2}\right) \quad (2-23)$$

电压传递函数相位：

$$\arg(H_v(\omega)) = \arg\left(\frac{Z(\omega) - j\omega L_s}{Z(\omega)}\right) \quad (2-24)$$

下图表示出两者的相位与频率的关系，可以看出，电压传递函数跟电流传递

函数的相位差分别达到 -90° 时的频率是不一样的，电压传递函数的相位差为 -90° 时的工作频率是电路的功率最大输出点，也就是电路的串联谐振频率 ω_0 ；
 电流传递函数的相位差为 -90° 时的工作频率是电流传递函数幅值 $|H_i(\omega)|$ 达到最大值时的频率，也就是电路的并联谐振频率 ω_p 。

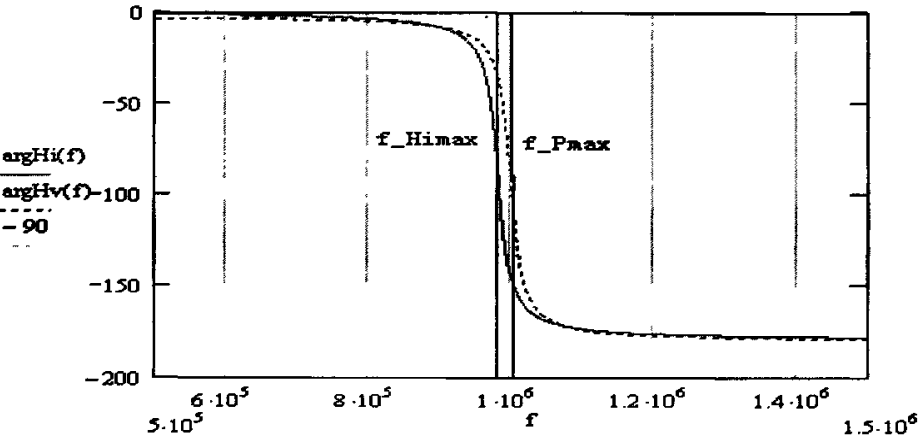


图 2.7 H_i 、 H_v 与工作频率 f 的关系

2.1.1.4 LLC 电路工作在最大功率点 ω_0 时的状态

LLC 负载电路的幅频特性和相频特性分别如图 2.8、图 2.9 所示，可以看出并联谐振频率 ω_p 和串联谐振 ω_0 将相频特性分为三个区域：在 $\omega < \omega_p$ 和 $\omega > \omega_0$ 区域里，LLC 工作在感性状态，电流相位滞后于电压相位；在 $\omega_p < \omega < \omega_0$ 的区域里，LLC 有可能工作在感性状态，也有可能工作在容性状态，这是由 LLC 的参数决定的。在串联谐振频率时，LLC 电路的阻抗最小，在并联谐振频率时，LLC 电路的阻抗最大。

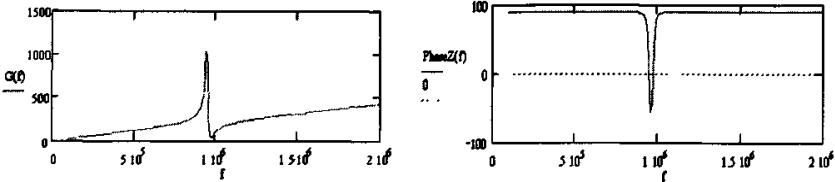


图 2.8 LLC 电路的幅频特性与相频特性

从上面的分析我们可以看出，LLC 电路的最大功率输出点是工作在串联谐

振频率 ω_0 处，此时，LLC 电路的阻抗记为 $Z(\omega_0)$ ：

$$Z(\omega_0) = L_p \omega_0 \left(\frac{\beta^2}{Q_p - j(\beta + 1)} \right) \quad (2-25)$$

$$\text{其中：} \beta = \frac{L_s}{L_p} \quad (2-26)$$

阻抗的幅值：

$$|Z(\omega_0)| = R \frac{\beta}{\sqrt{\beta^2 + Q^2}} \quad (2-27)$$

阻抗的阻抗角 ϕ ：

$$\phi = \arg(Z(\omega_0)) = \arctan\left(\frac{\beta}{Q}\right) = \arctan\left(\frac{\beta + 1}{Q_p}\right) \quad (2-28)$$

可以看出，由于 β 、 Q 均为正值，所以当工作在频率 ω_0 时，LLC 的相位角为正值，LLC 工作在微感性状态。

输出功率达到最大 P_{\max} ：

$$P_{\max} \approx \frac{V_1^2}{2R} \left(\frac{L_p}{L_s} \right)^2 \quad (2-29)$$

输出电流也达到最大：

$$i_{p_{\max}} = \sqrt{\frac{2P_{\max}}{R}} \approx \frac{V_1}{R} \left(\frac{L_p}{L_s} \right) \quad (2-30)$$

电容上电压达到最大：

$$u_{c_{-P_{\max}}} \approx V_1 \frac{L_p}{L_s} \left(1 + \frac{L_p}{L_s} \right) Q \quad (2-31)$$

电压传递函数的相位为：

$$\arg(H_v(\omega)) = \arg\left(\frac{-L_s}{L_s + L_p} - jQ\right) \approx -\frac{\pi}{2} \quad (2-32)$$

但是，由于电流传递函数的模达到最大值，流经负载的电流 i_p 相位落后流过电感 L_s 的电流 i_s ， 90° 时的频率并不是串联谐振频率 ω_0 ，而是并联谐振频率 ω_p ，因此，当工作频率为 ω_0 时，电流传递函数记为 $H_{i_{-P_{\max}}}$ ：

$$H_{i-P\max} \approx \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{\beta+1}{Q}\right)^2}} = \beta \cos \phi \quad (2-33)$$

此时流经电感 L_s 的电流 i_s 记为 $i_{s-P\max}$:

$$i_{s-P\max} = \frac{i_p \max}{H_{i-P\max}} \approx \frac{V_1}{R} \left(\frac{L_p}{L_s}\right)^2 \sqrt{1 + \left(\frac{L_s}{QL_p}\right)^2} \quad (2-34)$$

至此，我们详细的分析了 LLC 电路的各种性质，为以后工作状态的确定，控制策略的选择提供了充分的理论基础。

2.1.2. 双管谐振电路基本工作原理分析

高频电路所面临的一个重要问题就是开关损耗问题，开关损耗随着频率的升高而增加，发热量的增加容易导致开关器件的损坏。软开关技术是利用谐振原理，能大幅度减少开关损耗，因此常被引入到高频电路中^[44-47]。本次实验的电路就是利用了软开关技术，大大减少了开关管的开通损耗，这是本电路拓扑的一大优点，特别适合在超高频条件下使用。

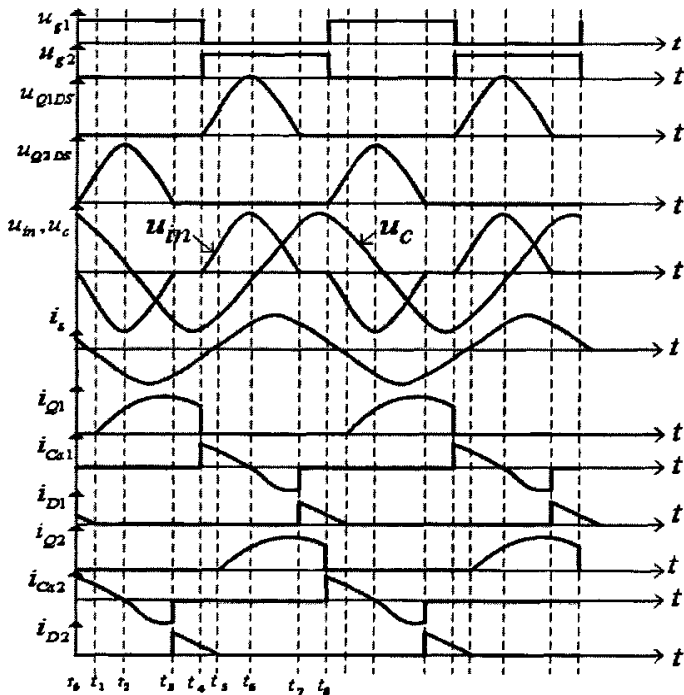


图 2.9 电路稳定工作时的主要波形

图 2.9 所示的为电路工作在串联谐振频率 ω_0 时的主要工作波形。当电路稳定

工作的时候，在一个开关周期内，该电路有八种工作状态。我们假设电路工作的理想状态为：

- 1) 开关器件由 MOSFET 组成，MOSFET 具有理想的门极控制特性，即器件的开通和截止时间为零，而且导通压降为零，截至漏电源为零；
- 2) 电感、电容也为理想器件，电感工作在线性区而未饱和，寄生电阻为零，电容的等效串联电阻为零；
- 3) 忽略电路中的分布电感；
- 4) 直流电源为理想电源，内阻极小，端电压保持恒定；
- 5) 电路已工作在稳定状态。

● 工作模式 1 [$t_0 \sim t_1$]:

$t = t_0$ 时，开关管 Q_2 的门极驱动信号消失， Q_2 开始关断，2 桥臂上的电流从 Q_2 转移到辅助谐振电容 C_{a2} ，谐振电流开始给 C_{a2} 充电， Q_2 的漏源极电压开始谐振上升，1 桥臂下由于 D_1 处于续流状态， Q_1 的漏极电压为零，这样在 LLC 负载两端产生了输入电压。此时，虽然 Q_1 门极有驱动信号，但是由于 D_1 的续流作用， Q_1 并不开通， Q_1 的漏源极电压为零。此时，由于 LLC 负载工作在感性状态，因此，LLC 负载电流流向 C_{a2} 。

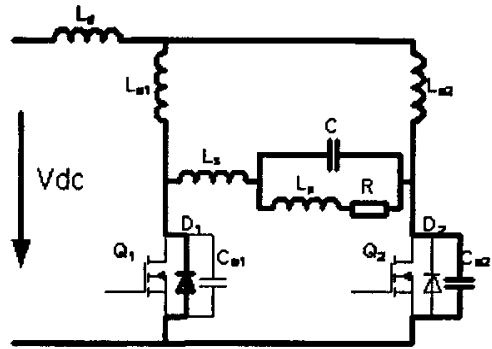


图 2.10 工作模式 1 时等效电路图

● 工作模式 2 [$t_1 \sim t_2$]:

在 t_1 时刻， Q_1 体内反并二极管 D_1 中电流自然过零，此时由于 Q_1 已经有驱动信号，所以 Q_1 开通， Q_1 在开通时，漏源极间的电压为零，且电流过零后从 Q_1 中开始谐振上升，所以 MOSFET 开关管 Q_1 实现了零电压、零电流开通，大大降低了开关损耗。此后， Q_1 管上电

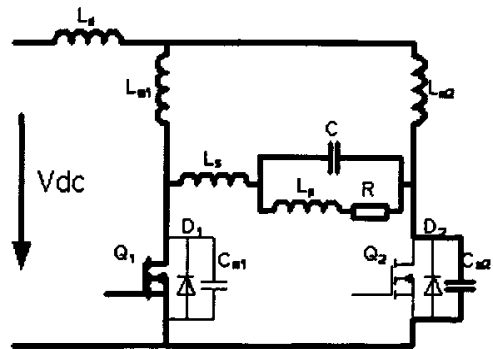


图 2.11 工作模式 2、3 时等效电路

流逐渐上升；2 桥臂上电流继续给电容 C_{a2} 充电，使 C_{a2} 两端电压继续上升。

● 工作模式 3 [$t_2 \sim t_3$]:

在 t_2 时，谐振电容 C_{a2} 两端电压达到最大值， Q_2 漏源极上达到正弦波电压峰值。此时 C_{a2} 上的电流降到零，并开始反向放电，反向电流逐渐增大，电容两端电压逐渐减少。

● 工作模式 4 [$t_3 \sim t_4$]:

$t = t_3$ 时，电容 C_{a2} 的放电电流达到最大，而两端电压却降为零，由于 MOSFET 存在反并二极管，所以当 Q_2 漏源极电压继续下降时，二极管 D_2 续流导通， Q_2 漏源极电压被箝位在零；在此模式内，由于 Q_1 上仍然有驱动信号， Q_1 保持导通， Q_1 两端电压也为零，所

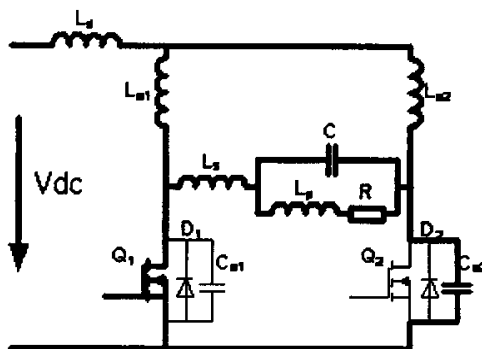


图 2.12 工作模式 4 时的等效电路图

以此时 LLC 负载两端电压为零，出现一个负载输入电压为零的阶段。

● 工作模式 5 [$t_4 \sim t_5$]:

当 $t = t_4$ 时，开关管 Q_1 的驱动信号消失， Q_1 管关断，流经 Q_1 的电流从 Q_1 转入辅助谐振电容 C_{a1} ，谐振电流开始给 C_{a1} 充电， Q_1 漏源极电压开始谐振上升，LLC 负载两端的输入电压与工作状态 1 时的相位相反。此时， Q_2 管的栅极虽然有驱动信号，

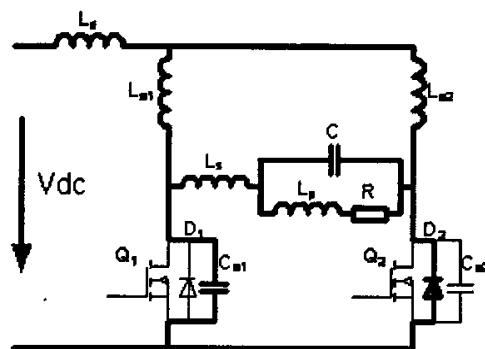


图 2.13 工作模式 5 的等效电路图

但是由于反并

二极管 D_2 的续流作用， Q_2 管仍然处于截止状态，流经 D_2 的电流逐渐减小。LLC 电路由于工作在感性状态，电流相位落后于电压相位，因此，LLC 的负载电流流向 1 桥臂。

● 工作模式 6 [$t_5 \sim t_6$]:

在 t_5 时刻，反并二极管 D_2 中的电流降为零，由于 Q_2 的栅极已有驱动信号， Q_2 开

始导通，电流从 Q_2 中开始谐振上升，又由于 Q_2 在开通前漏源电压被 D_2 箝位为零，所以开关管 Q_2 实现了 ZCS、ZVS 开通；1 桥臂电流继续给电容 C_{a1} 充电， C_{a1} 两端电压逐渐增大，而充电电流逐渐下降。

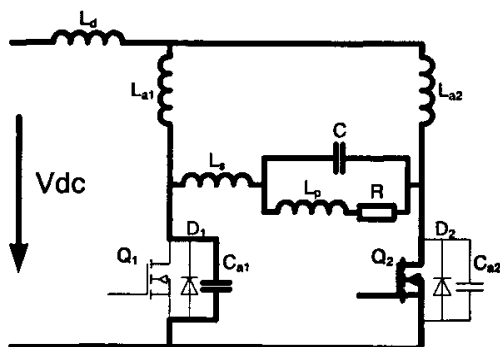


图 2.14 工作模式 6、7 的等效电路

● 工作模式 7 [$t_6 \sim t_7$]:

当 $t = t_6$ 时，开关管 Q_1 依然处于关断状态，电容 C_{a1} 两端电压达到最高电压，但充电电流降到零，并开始反向放电， C_{a1} 两端电压逐渐减少。由于 Q_2 仍然处于导通状态，2 桥臂中的电流依旧流过 Q_2 。

● 工作模式 8 [$t_7 \sim t_8$]:

在 t_7 时刻， C_{a1} 的放电电流达到最大，但 C_{a1} 上的电压降为零，由于 MOSFET 存在反并二极管，所以当 Q_1 漏源极电压继续谐振下降时，反并二极管 D_1 导通，漏源极电压被箝位为零，桥臂 1 上的电流由 Q_1 转到 D_1 中。在这个阶段内， Q_2 仍然导通，2 桥臂中的电流依旧流经 Q_2 管；负载两端出现输入电压为零的状况，负载 LLC 回路的谐振电流流向桥臂 2。

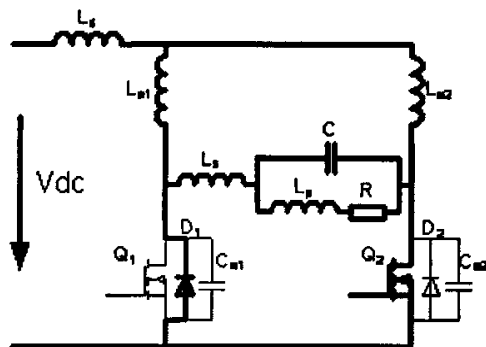


图 2.15 工作状态 8 的等效电路图

至此，电路完成在一个周期内的工作状态，电路又重新回到工作状态 1，开始新的一个周期的工作。从上面的分析中我们可以看出，该电路通过谐振技术，实现开关管的零电压、零电流开通，并且开关管在关断的时候，电流转移到与开关管并联的电容中，使开关管的关断电压谐振上升，上升的斜率低，因此，开关管的开通损耗、关断损耗都得到很好的抑制，大大减少了开关损耗，因此，本电路特别适合在超高频条件下使用。

2.2 谐振电路的综合分析

2.2.1 加热电源实现零电压开关的条件

对高频电路而言，开关损耗是影响电路工作频率的一个重要因素，过高的开关损耗会导致开关器件的过热，造成器件的损坏，由于本电路采用了谐振技术，是开关器件零电压、零电流开通，降低了开关损耗，因此必须在开关周期内，保证零电压开关的实现。

从上面的分析中可以看出，要实现 Q_1 、 Q_2 的零电压、零电流开通，取决于工作模式 4、工作模式 8，二极管的续流导通使得 Q_1 、 Q_2 实现零电压、零电流开通。从电路上的反映即是工作频率的关系，在该电路中存在两个谐振回路：一是负载 LLC 谐振回路，该回路的谐振频率为 ω_0 ；二是辅助谐振回路，由电感 L_a 、电容 C_a 以及 LLC 负载共同组成的回路，该回路的谐振频率为 ω_a 。若要开关管实现零电压开通，必须保证当开关管有驱动信号的时候，保证与开关管并联的电容已经完全放电，电流从 MOSFET 的反并二极管流通，开关管漏源极电压被二极管箝位到零，即要求电路的工作频率 ω 要始终低于辅助谐振电路的频率 ω_a ，若不满足这一条件，当开关管开通时，电容上电量并未完全释放，存在一定电压，则不能保证开关管的零电压开通。所以，要实现零电压开通的条件从电路上的反映即为：

$$\omega < \omega_a \quad (2-35)$$

为此，我们定义一个辅助分析量 D ：

$$D = \frac{\omega}{\omega_a} \quad (2-36)$$

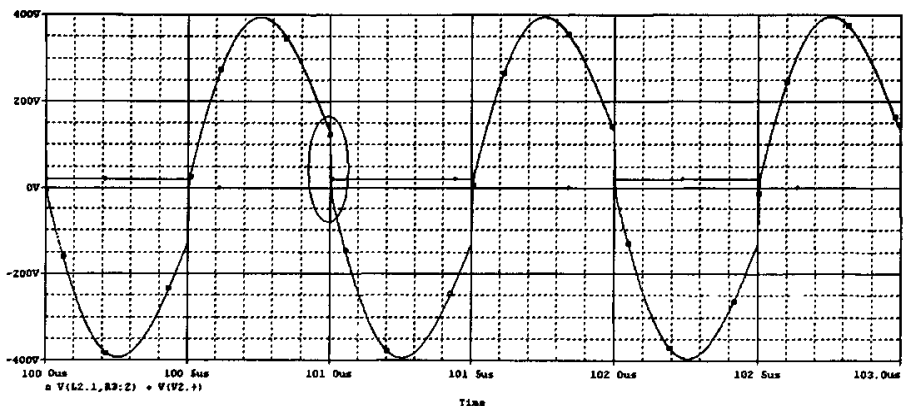


图 2.16 电路的非零电压开关状态

由上面的分析看出，只有在 $D < 1$ 的时候，电路工作在零电压开关状态。但是在下面的分析中将会看到， D 的值并不是越小越好， D 取值过小也会造成开关管的损害。图 2.16 给出了当 $\omega > \omega_a$ 时开关管两端电压与驱动信号的关系，可以看出，当开关管开通时由于电容的放电不充分导致开关管失去零电压开通的情况。

2.2.2 LLC 负载两端输入电压分析

由于 LLC 负载两端的输入电压受到开关管耐压值的限制，过高的输入会损

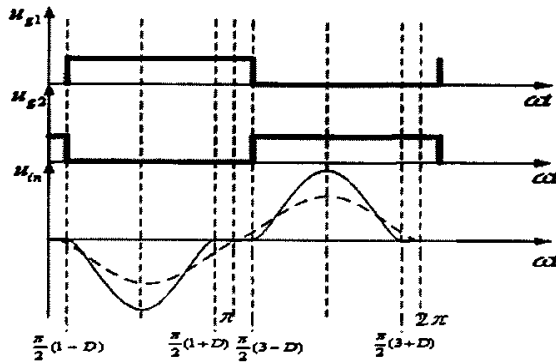


图 2.17 LLC 输入电压与驱动电压关系

坏开关管，因此需要对输入电压进行分析，找出幅值与电路其他参数之间的关系。

图 2.17 为 LLC 输入电压 U_{in} 与驱动信号之间的关系，虚线为输入电压 U_{in} 的基波电压。从图中可以看出，输入电压 U_{in} 为一镜对称函数，因此，输入电压 U_{in} 只含有奇次谐波，而不含偶次谐波。

LLC 负载的输入电压峰值，即开关管漏源极电压的峰值 U_{DSm} ：

$$U_{DSm} = \frac{\pi V_{dc}}{D} \quad (2-37)$$

由此可以看出， D 值的取值不能取得过小，虽然小的 D 值可以满足开关管的零电压条件，但是， D 值取的过小，会导致开关管两端的电压峰值过高，容易导致开关管的损坏，因此， D 的取值要受到开关管耐压的限制。

从图 2.17 中可以看出 LLC 负载两端的输入电压并不是标准的正弦波形，而是中间有一段零电平输入的状态，而此前我们对 LLC 负载的种种分析都是建立在正弦波输入的情况，因此，需要对输入电压进行谐波分析。

将 u_{in} 用傅立叶级数表示：

$$u_{in} = U_{in} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t) \quad (2-38)$$

根据傅立叶变化的计算公式，通过化简可以得到：

$$a_n = \frac{-2V_{dc}}{n^2 D^2 - 1} \left(\sin\left(\frac{1}{2}\pi n\right) - \sin\left(\frac{3}{2}\pi n\right) \right) \cos\left(\frac{1}{2}\pi n D\right) \quad (2-39)$$

其中：

$$n = 2k - 1, \quad k=1,2,3,\dots; \quad D < 1;$$

$$b_n = 0 \quad (2-40)$$

$$U_{in} = 0 \quad (2-41)$$

从以上的计算中可以看出，LLC负载两端的输入电压中不含有直流成分。

表 2.1 显示的是在一组固定参数下，电路工作在最大功率点，即 LLC 电路的串联谐振频率 ω_0 时，基波与各次谐波的峰值大小以及基波与各次谐波在 LLC 负载上传递的功率。从表中可以看出，3 次及 3 次以上的谐波，在传递的功率上衰减的很快，3 次谐波的功率衰减就已经达到基波传递功率的 $1/10^8$ ，而更高次谐波的衰减就更加严重，因此，这些谐波传送的功率完全可以忽略，绝大多数功率都是通过基波传送的，在对 LLC 负载进行分析时，仅仅分析基波成分是满足要求的。

表 2.1 基波与各次谐波的对比

n 次谐波	电压幅值 (V)	传递的功率 (W)
1	515	4.84×10^3
3	101.9	2.85×10^{-5}
5	40	1.76×10^{-7}
7	16	2.68×10^{-9}

2.2.3 阻抗改变对电路的影响

感应加热过程是一个阻抗剧烈变化的过程，加工机件放置位置的不同，都会造成加热电源偏离原先预定的工作状态，因此，需要考虑电路参数改变所造成的影响。

在图 2.1 中， R 是感应圈和工件的等效电阻，在不同的负载情况下 R 的等效阻值不同，而在之前的分析中，可以看出 R 的取值与辅助谐振频率 ω_a 有关，当 R 值的改变使得 ω_a 的值小于工作频率时，就会使得电路失去零电压开关，从而造成开关管的损坏。

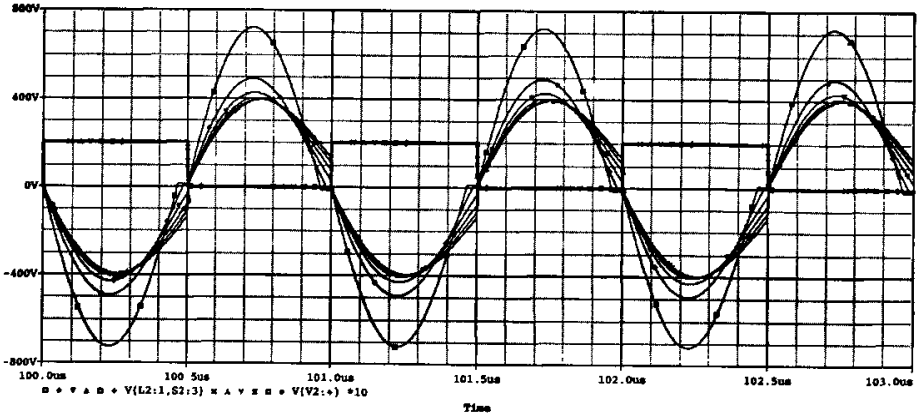


图 2.18 R 的改变对电路的影响

图 2.18 是保持其他参数不变，对 R 值进行扫描方针得到的波形， R 值的范围是从 0.05Ω 到 1.05Ω ，从图中可以看出，在这个范围内 R 值的增大，会导致辅助谐振频率 ω_a 的减小，最后使开关管失去零电压开关。

2.2.4 电路中的环流分析

本电路拓扑与传统逆变器相比，上桥臂的由两个电感代替了传统的开关器件，而且两个电感中始终有电流通过，如图 2.9 所示，并且含有一定的直流成分。而两个下桥臂的各三个元件中，每一时刻都各有一个工作，因此，在电路中必

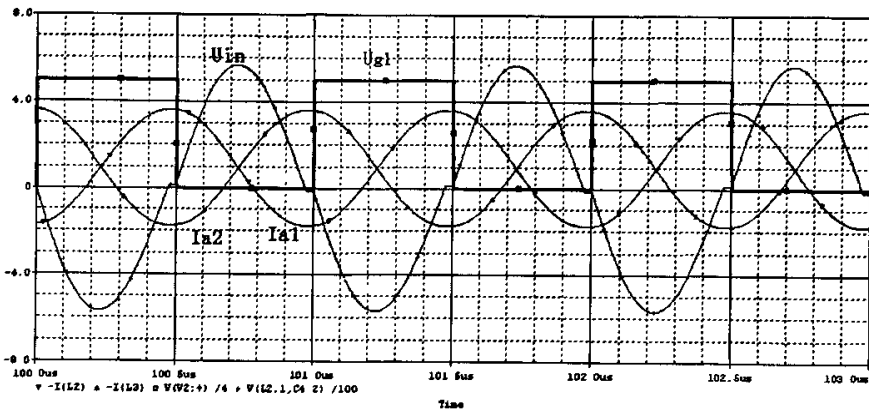


图 2.19 电感 L_{a1} 、 L_{a2} 中电流

定存在着一定的环流。由于桥臂间的元件为电感、电容，或者开关管和二极管，

在理想情况下，电路中的环流传递的是无功功率，而且由于参数的选择，该无功功率为感性的，而 LLC 负载工作在谐振频率 ω_0 时也是感性状态，因此电路环流的存在需要电源提供更多的无功功率。从另一方面来看，电路环流越大，反并二极管的续流作用越能得到加强，更能保证开关管的零电压开通。

2.2.5 负载为纯阻状态与容性状态时的工作波形

传统的电压型逆变器要求负载必须工作在感性状态，而本电路拓扑由于电路的特殊性，使得该电路当参数选择合适的时候，可以在纯阻负载和容性负载下都能正常的工作。

2.2.5.1 负载为纯阻时

负载为纯阻态时的电路工作的主要波形如图 2.20 所示(U_{in} 为实际值的 1/100)，从图中可以看出，当电路元件参数选择适当的时候，负载两端的输入电压与负载为 LLC 电路时的输入电压波形相似，可以实现开关管的零电压开关，而且开关管两端的电压峰值为 500V 左右，满足元器件的耐压要求。

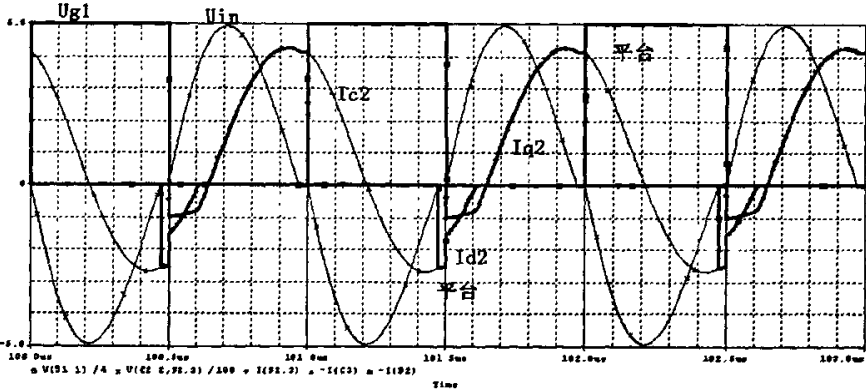


图 2.21 负载为纯阻时的仿真波形

但是由于负载为纯阻态，因此，当负载两端输入电压为零时，LLC 负载中仍有谐振电流流入，而纯阻的负载中却没有电流流过，负载与谐振槽断开，两个桥臂分别谐振，一个桥臂的开关管导通，一个桥臂的反并二极管续流导通，形成一个环路电流。由于该电源输入端采用的是平波电感，总输入为一直流电流，因此，此时，环路电流为一直流电流，在波形上形成一段平台。

由于有这一电流平台的存在，当开关管开通的时候，反并二极管的电流不能减少到零，因此，开关管不能实现 ZCS(零电流开关)，但是，开关管实现了零电压开关，即使开通时有电流开通损耗也会大大降低。

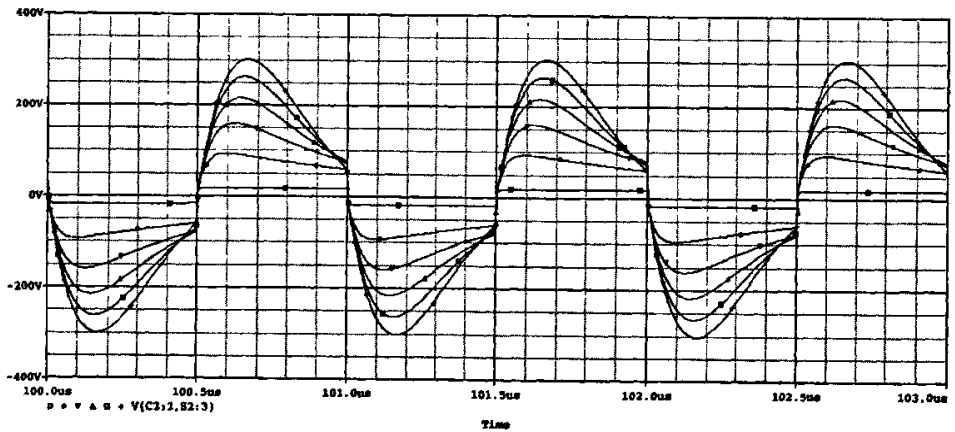


图 2.22 R 值改变对电路工作的影响

参数的选择对零电压开关的实现起着重要的作用，图 2.22 是在纯阻性状态下，对 R 值在一定范围内扫描得到的波信。经过分析得出，R 越小，越容易失去零电压开关的条件。

2.2.5.2 负载为容性状态时

在传统电压型逆变器中，为了保证开关管的 ZVS，都要求负载工作在感性状态下，而本拓扑由于采用全新的设计，使得当负载为容性的时候，选择合适的

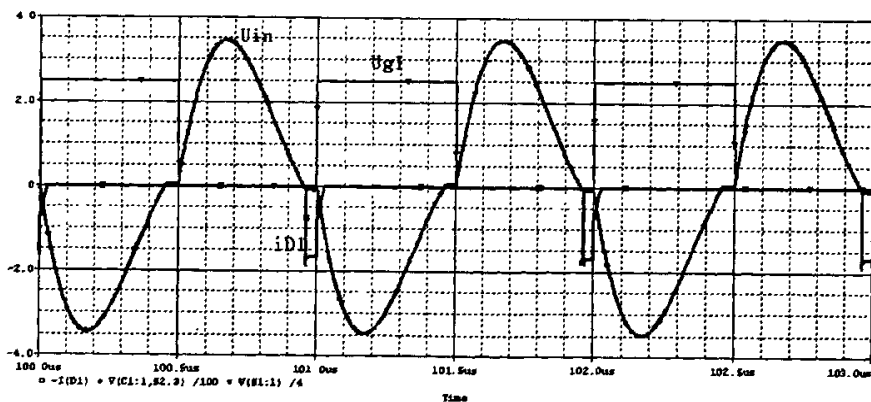


图 2.23 负载为容性阻抗时电路工作波形

的电路参数，仍然能保证开关管的 ZVS 开通。电路参数选择如下：

$L_{a1} = L_{a2} = 6\mu H$ ， $C_{a1} = C_{a2} = 1.5nF$ ，负载 $C = 1mF$ ， $R = 120\Omega$ 。仿真结果如图 2.23 所示（其中 u_{in} 缩小为实际值的 1/100，驱动电平为实际值的 1/6），可以看出电源仍然实现了 ZVS，使得该电源有着广泛的适应性。

但是，并不是任何负载都能在该电源下正常工作，当负载为容性状态时，通

过仿真分析，在保证工作频率不变的情况下，可以得到以下一些结论：

- 容性负载中的电容参数对电路影响不大。在其他元件参数不变的条件下，将电容的参数从 $1\mu F$ 增加到 $1F$ ，仿真波形并未发生大的变化，电源均实现了 ZVS 开通，但是无法满足 ZCS 开通。
- 负载中的电阻参数对开关管的工作情况有很大影响。电阻阻值变小后，开关管就会失去 ZVS 的条件，而感应加热过程本身就是一个阻抗变化的过程，这一点需要引起重视。
- 辅助谐振电感 L_a ，辅助谐振电容 C_a 对开关管满足 ZVS 开通的条件有着明显的影响， L_a 、 C_a 的减小有助于开关管的 ZVS 开通，特别是 C_a ，由于 C_a 是有开关管的漏源极寄生电容于外加电容并联组成，使得 C_a 对电路的影响很大。在仿真是，当 C_a 由 $1.5nF$ 升高到 $2nF$ 时，开关管就失去了 ZVS 开通。

2.2.5.3 开关管 ZVS 条件总结

通过以上的分析可以看出，无论负载是感性负载，纯阻负载还是容性负载，只要参数选择合适，都可以实现电路中开关管的零电压开通。在上述三种情况下，实现零电压开通的条件都跟电路的工作频率 ω 与辅助谐振电路的谐振频率 ω_a 有关，只有满足 $\omega < \omega_a$ 时，才能保证开关管的 ZVS。在上面的分析中，所有电路参数的改变对电路的影响，归根结底都是对 ω_a 的影响，使得 ω_a 降低到工作频率以下，电容 C_a 上的电荷还没完全释放时，开关管就导通，使开关管失去了零电压的条件。

2.2.6 开关损耗与电源参数之间的关系

在使用MOSFET功率器件的超高频逆变器中，功率器件的开关损耗主要考虑的是开通电压、关断电流的大小和关断角度。在二阶LC谐振回路中，可以通过锁相控制使系统工作在谐振状态，能够同时达到传输最大功率和功率器件的开关损耗最小，不存在取舍问题。但在LLC三阶谐振回路中，情况比较复杂，因此要分析系统的输出功率和开关损耗的关系，以便在设计过程中折中优化谐振参数。

根据 LLC 负载阻抗的表达式，可以得到，在 LLC 电路谐振输出最大功率时，负载阻抗存在一个关断角 ϕ ：

$$\phi = \arg(Z(\omega_0)) = \arctan\left(\frac{\beta}{Q}\right) = \arctan\left(\frac{\beta+1}{Q_p}\right) \quad (2-42)$$

从上式可以看出，关断角的大小与 Q 和 β 的值有关，当 Q 值增大时，关断角减小，开关损耗降低；当 β 值增大时，负载关断角增大，但是 β 值的增大会引起关断电流幅值的降低，因此， β 值的增大并不一定会引起开关损耗的增大。系统的阻抗特性也是控制方案中考虑的一个方面。

第三章 实验参数及控制方案设计

在系统分析完 LLC 谐振电路的特性和主电路拓扑的工作原理后，在电路的实现上既需要元件参数的确定，也需要有完整的控制方案。

3.1 电路元件参数设计

与传统的感应加热电源相比，本电路拓扑采用了新型的电路设计，电源中参与谐振的元件众多，不仅要设计 LLC 负载电路中的元件参数，还要设计辅助谐振电路中 L_a 与 C_a 。

3.1.1 电路参数设计

LLC 负载的参数设计需要满足功率与频率的要求，即既要使得电路在谐振频率点 ω_0 处输出最大功率，又要满足当电路工作在最大功率点时，电路中元件的额定电压、电流满足要求。

下面给出 LLC 负载电路的具体参数设计。

$$V_{dc}=200V \quad f_0=1\text{MHz} \quad P_{\max}=2\text{KW} \quad R=0.15 \Omega \quad i_s \max =20\text{A} \quad v_c \max =1000\text{V}$$

$$D=0.85$$

通过计算可得 LLC 电路中的 C 、 L_p 、 L_s 、 L_a 和 C_a

$$C = \frac{1}{Q \cdot R \cdot 2\pi \cdot f_0} = 27.9\text{nF}$$

$$L_p = \frac{Q \cdot (1 + \beta) \cdot R}{2\pi \cdot f_0 \cdot \beta} = 0.94\mu\text{H}$$

$$L_s = \beta \cdot L_p = 25.8\mu\text{H}$$

$$L_a = 5\mu$$

$$C_a = 2.5\text{nF}$$

此时电路的品质因素 Q ：

$$Q=38$$

当 Q 值取值靠近最小值时，开关管的电压应力降低；当 Q 值取值靠近最大值时，开关管的电流应力降低，而在本电路中，降低流经开关管的电流可以降低开关管的关断损耗，因此，选择接近最大值比较合适^[48]。

3.1.2 开关器件的选择

该感应加热电源是超高频感应加热电源，频率达到兆赫兹级别，而 IGBT 的开关频率达不到这个级别，因此，开关器件应选用 MOSFET 管。功率 MOSFET 是单极性电压驱动器件，具有工作频率高，输入阻抗高，安全工作区宽等优点，但是，MOSFET 的导通电阻较大，而且耐压越高，导通电阻越大，因此，在 MOSFET 管的选择上在满足耐压要求的前提下，应选择耐压较低的开关器件。具体的型号选择为 IXYS 公司生产的 IXFN36N100，额定电流为 36A，额定电压为 1000V，均能满足实验要求。其主要参数如下表所示

表 3.1 IXFN36N100 的主要参数

漏源击穿电压 V_{DSS}	1000V	输入电容 C_{iss}	9200pF
最大漏极电流 I_{DSS}	36A	输出电容 C_{oss}	1200pF
最大驱动电压 V_{GSS}	20V	反馈电容 C_{rss}	300pF
导通电阻 $R_{DS(on)}$	0.24Ω	dv/dt	5v/ns

3.1.3 高频条件下的无源器件

无源器件中的电阻、电感、电容在电路应用中都看作是理想的，即电阻的阻抗在频率变化时保持不变，而电感和电容的阻抗随频率的变化而线性变化：

电阻阻抗：

$$Z = R$$

电感阻抗：

$$Z = j\omega L$$

电容阻抗：

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

在工作频率较低时，根据这些公式计算的结果是满足电路的要求的。但是，由于实际各种无源器件都不是理想，都存在着其他的寄生参数，这些寄生参数在高频时有可能起到重要的作用，不能不考虑。

3.1.3.1 高频下的电阻模型

图 3.1 为电阻高频下的实际模型，其中 R 为期望的电阻值，Ls 为电阻的寄生串联电感，Cp 为电阻的寄生并联电容，都是由电阻引线和内部结构引起的。

由此，可以得到，在频率 f 处，电阻的实际阻抗为：

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R + j2\pi\omega L_s} + j2\pi\omega C_p} \quad (3-1)$$

在实际的应用过程中，我们定义一个临界值 R_c ：

$$R_c = 1.55 \times \left(\frac{L_s}{C_p}\right)^{\frac{1}{2}} \Omega \quad (3-2)$$

若 $R > R_c$ ，其阻抗约为：

$$f \leq 1/2\pi RC_p \text{ Hz 时, } |Z| \approx R$$

$$f > 1/2\pi RC_p \text{ Hz 时, } |Z| \approx 1/2\pi f C_p$$

若 $R < R_c$ 时，则 L_s 与 C_p 会发生谐振，其谐振频率 f_c 为：

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_s}{C_p}}} \quad (3-3)$$

当电路工作在谐振频率 f_c 时，电阻的阻抗增大为：

$$Z = \left[\left(\frac{L_s}{RC_p}\right)^2 + \frac{L_s}{C_p} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-4)$$

由此可见，当电路工作在电阻的谐振频率时，会发生很大的阻抗偏移，影响电路的正常工作，特别是在阻容吸收、滤波电路中，要求电阻的等效电感要尽量的小，保证电路的工作频率远小于电阻的谐振频率 f_c 。

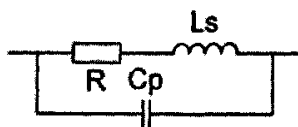


图 3.1 电阻的高频模型

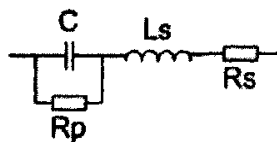


图 3.2 电容的高频模型

3.1.3.2 高频下的电容模型

图 3.2 为电容高频下的实际模型， C 为电容的希望容值， L_s 是电容的寄生电感， R_s 是串联电阻， R_p 是漏电阻。所有这些参数都是电容引线和内部结构产生

的，在频率 f 处，电容的实际阻抗为：

$$Z = \frac{1}{j2\pi fC + \frac{1}{R_p}} + j2\pi fL_s + R_s \quad (3-5)$$

上述参数中，对电容影响最大的是等效串联电阻 R_s ，因此，我们定义一个临界串联电阻 R_c ：

$$R_c = 1.41 \left(\frac{L_s}{C_p} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-6)$$

当 $R_s < R_c$ 时，电容 C 与 LS 会发生谐振，其谐振频率 f_c 为：

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_s}} \quad (3-7)$$

当发生谐振时，电容的阻抗为：

$$|Z| \approx R_s \quad (3-8)$$

由此看出，当电容工作在谐振频率时，其性质发生了很大改变，呈现出电阻的性质，因此我们通常希望电容的自谐振频率远高于电路的工作频率。但这是大容值电容的一个问题，一种解决方法是一只小容值电容与大容值电容并联起来。这个技术也能补偿电解电容老化后串联电阻的增加，因此可以保持电路良好的旁路特性。为了滤除频率很高的干扰，可能要用穿心电容，并且安装在屏蔽体上提供输入、输出端的隔离。

在感应加热场合，一般的负载都呈现感性，负载就不能把电路的功率开的足够大。这样就需要调整负载，以使电路的功率可以达到要求。就产生了对负载电路补偿电容的要求。

3.1.3.3 高频下的电感模型

图3.3为实际电感的总阻抗模型。 L 是希望的电感值， R_p 是漏电阻与磁芯损

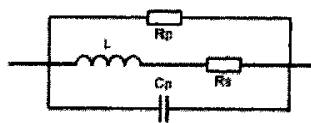


图3.3 电感的高频模型

耗之和, R_s 是绕线电阻 C_p 是电感引线和弥补结构产生的寄生电容, 在频率 f 处, 电感的阻抗为:

$$Z = \frac{1}{j2\pi f C_p + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j2\pi f L + R_s}} \quad (3-9)$$

其中电感的谐振频率 f_c 为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C L_p} \quad (3-10)$$

如果 R_p 很大, R_s 很小, 可以用以下公式来计算机电感的阻抗:

当 $f < \frac{R_s}{2\pi L}$ 时, 电感阻抗 $|Z| \approx R_s$,

当 $\frac{R_s}{2\pi L} \leq f < \frac{f_c}{3}$ 时, 电感阻抗 $|Z| \approx 2\pi f L$

当 $f = f_c$ 时, 电感的阻抗增大到 $|Z| = [(\frac{L}{R_s C_p})^2 + \frac{L}{C_p}]^{\frac{1}{2}}$

当 $f > f_c$ 时, 电感的阻抗又会减少到 $|Z| \approx 2\pi f C_p$

3.1.3.4 高频下的分布电感

正如所有元件都存在内阻一样, 电路板上的布线和主电路的导线中也都存在分布电感, 在低频情况下, 这种分布电感由于对电路影响极小, 可以忽略不计, 但是在高频情况下, 这些存在的分布电感的感抗会增加, 这样, 在这些存在电感的导线上就会产生压降, 而且会跟其他电路元件产生高频振荡, 因此, 在电路中要尽可能减小分布电感。

对于圆截面导线的电感, 细铜导线的电感量计算公式为:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - \frac{3}{4} \right) \quad (3-11)$$

其中 l — 导线长度

r — 导线截面半径

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ 为真空磁导率

如直径为 1mm, 长为 10cm 的铜导线, 可以算得其寄生电感量为 “

$$L = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 0.1}{2\pi} \left(\ln \frac{2 \times 0.1}{0.0005} - \frac{3}{4} \right) = 105 \times 10^{-9} H = 105 nH$$

当工作频率为 10MHz 时，这段导线的阻抗为：

$$Z = j2\pi fL = 2 \times \pi \times 10^7 \times 105 \times 10^{-9} j = 6.6j\Omega$$

由此看出，在高频时，电路的分布电感阻抗达到 6.6Ω，已经不能忽略。从上面的分析中看出，要想减小分布电感对电路的影响：1、减少导线的长度；2、增大导线的宽度。在高频 MOSFET 管的驱动电路中，由于需要提供较大的驱动电流，如果导线过长，会在产生一定的压降，使得驱动电压不足，影响 MOS 管的开通。

3.1.4 驱动芯片的选择

从上表中可以看出，该 MOSFET 的输入电容达到 9200pF，当开关器件应用于高频电路时，需要驱动电路能够在短时间内将输入电容上充电到驱动电压，因此驱动电路需要提供较大的电流。在 15ns 内将该输入电容上充电至 15V 时，需要的电流为：

$$I = C \frac{\Delta U}{\Delta t} = 9200 \times 10^{-12} \times \frac{15}{15 \times 10^{-9}} = 9.2A$$

因此在驱动电路的设计上，选择模块 IXDD414CI，该模块最大能提供 14A 的驱动电流，能满足驱动要求。

3.2 电路控制方案设计与实现

感应加热电源在加热过程中，由于温度的变化和炉料熔化等因素，负载等效参数发生变化，负载固有频率也发生变化。如果逆变器的工作频率不能跟着负载阻抗变化而变化，就会使工作点越来越偏离理想工作点。对可控硅中频逆变器而言，为了保证感应加热电源逆变器件可靠换流(可控硅中频电源要求它的负载为电容性)和电源工作在较高的功率因数，逆变器输出频率需要随负载频率而变化；由可关断器件构成的逆变器件，虽然不像可控硅那样存在换流问题，但为了使逆变器始终工作在功率因数接近或等于1的准谐振或谐振状态，以实现逆变器件的零电流换流(ZCS)或零电压换流(ZVS)，频率跟踪电路也是不可在这种情况下；当Q值在一定的值时，频率的变化还会引起负载的增大，大大降低电源的加热效率，因此，在感应加热电源控制电路中，必须具有自动频率跟踪功能。逆变器的控制方式主要有锁相控制和扫频控制。

3.2.1 锁相控制方式

锁相环^[49-52]是一个相位反馈控制系统，其特点是实现对输入信号频率和相位

的自动跟踪。锁相环主要由三个基本部件组成，它们是鉴相器（PD）、环路滤波器（LPF）和压控振荡器（VCO）。组成框图如图所示：

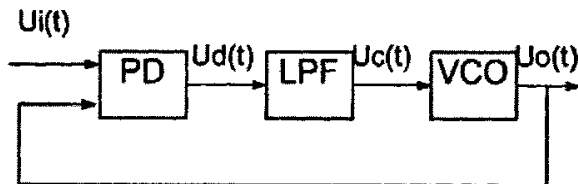


图 3.4 锁相环结构框图

锁相环的基本原理是将负载的电流信号或者电压信号作为输入信号，将 VCO 的输出信号作为比较信号，通过鉴相器（PD）将二者的相位差转化为一个与相位差相关的电压信号，再经过低通滤波器滤除其中的高频成分，最后再输入压控振荡器（VCO），得到与输入信号同相位、同频率的驱动信号，达到无相差的频率跟踪。现在最常见的集成锁相环为 CD4046，VCO 的最高输出信号频率为 1.3MHz；在高频电路的应用中，常使用的集成锁相环是 74HC4046，VCO 的最到输出频率可达 17MHz，具有低功耗，VCO 线性好，低频率漂移等优点，适合在超高频的条件下使用。

锁相控制能够精准的跟踪负载频率的变化来调节电源的工作频率，可以保证电源的高效率。但是，通过之前的分析，LLC 负载电路在最大功率点时并不是纯阻态，而是呈微感性，因此，无法将负载的电流电压相位作为锁相的输入。而当 LLC 负载两端的输入为正弦波，逆变器工作在最大功率输出点时，LLC 电路中的电容电压的相位滞后于 LLC 电路输入电压相位 90° ，并且二者的相位差在很大的范围内为单调函数，因此可以选择电容电压 v_c 和 LLC 的输入电压 v_m 的相位角作为锁相控制的变量。

但是从图 2.17 中可以看出，在本电路拓扑中，与传统的电压型逆变器在主电路上的不同，造成在 LLC 负载两端的输入电压并不是标准的正弦波，而是中间有断续时间的电压输入波形，而正是由于中间的这部分断续时间，使得电压的相位过零检测变得困难，易造成相位检测的不准，影响锁相环的工作。

3.2.2 扫频控制方式

3.2.2.1 扫频控制方式分析^[53-57]

在 LLC 两端输入电压一定的情况下, LLC 电路的输出功率跟工作频率有关, 扫频控制方式通过改变电路的工作频率^[53]以达到控制电源输出功率的目的。

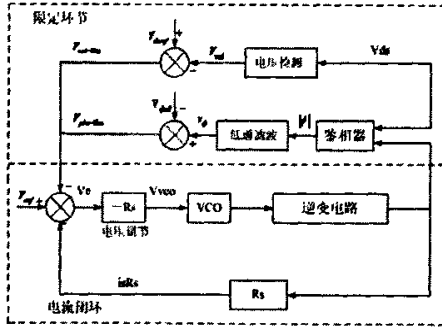


图 3.5 扫频控制框图

扫频控制的框图如图 3.5 所示。图的下部为电流闭环控制的框图，上部为限定环节，对电路的工作状态进行限制。控制策略中很重要的一点是所选择的反馈变量在扫频的范围内为一单调函数，而 LLC 电路的最大功率输出点为串联谐振频率 ω_0 处，因此，在设计方案中，频率的调节范围为 $\omega > \omega_0$ ，即频率由高往低进行扫频控制，通过串联电感的电流 i_s 的反馈实现电流的闭环控制，另外加入了两个限定环节（限压环节和限相环节）保证电源始终工作在 $\omega > \omega_0$ 的范围内。

● 电流调节环

在对 LLC 电路进行分析的时候，我们知道流经电感 L_s 的电流 i_s 即为流经开关管的电流，而流经电感 L_p 的电流 i_p 由于加热过程中阻抗的变化带来引起负载 Q 值的变化，使得 i_p 的大小不能完全反映流经开关管电流的情况，因此，我们选择电流 L_s 作为控制变量。

将流经电感 L_s 的电流通过电流互感器取得，并通过整流、滤波转化为一电压信号 $i_s R_s$ ，将该电压信号与电流参考信号 V_{ref} 进行比较，随着反馈的增加，VCO 的输出频率逐渐降低，使电路的工作频率接近与 LLC 电路的谐振频率。但是，由于 i_s 的最大值并不是出现在谐振频率点 ω_0 ，而是出现在一个稍高于 ω_0 的频率 ω_m 处，因此，感应加热电源在 $\omega > \omega_m$ 的区间内可以实现电流的闭环控制，而在 $\omega_0 < \omega < \omega_m$ 的范围内形成了正反馈，对频率失去了调节作用，因此，需要加入限相环节对电源工作频率进行限定。

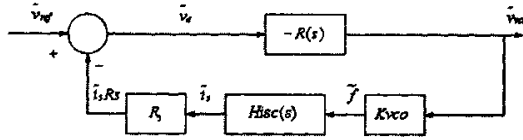


图 3.6 电流环的小信号模型

图 3.6 显示的是电流控制环的小信号模型，其中 $H_{isc}(s)$ 是负载输出电流 i_s 与电路工作频率 f 的传递函数，它是一个二阶函数，截止频率为 f_c [58]：

$$f_c = f_0 \left\| \frac{-\beta}{2Q_p(\beta+1)} \pm j \left[\Omega_N - 1 + \frac{1}{(Q_p P(\beta+1))^2} \right] \right\| \quad (3-12)$$

其中： f_0 为 LLC 电路的谐振频率， β 、 Q_p 的如前面定义

$$\Omega_N = \frac{\omega_p}{\omega_0} \quad (3-13)$$

$$P(\beta) = 1.87971 \times 10^{-5} \beta^3 - 0.0014 \beta^2 + 0.0366 \beta + 2.3791$$

从图 3.6 中可以得到，小信号模型的增益 $G(s)$ ：

$$G(s) = -R(s) = \frac{K_i}{s} \quad (3-14)$$

小信号模型的反馈增益 $H(s)$ ：

$$H(s) = R_s K_{vco} H_{isc}(s) \quad (3-15)$$

为了保障电流环的正常工作，电流环的带宽 f_{BW} 必须满足下式：

$$f_{BW} < f_c \quad (3-16)$$

我们在 $G(s)$ 中引入一个积分环节，使得电流环的闭环响应为一稳定的一阶响应。

其中式(3-16)的最坏情况是负载的品质因数 Q_p 最大，即没有加工工件放入的时候，此时 f_{BW} 最大而 f_c 却最小 [59,60]。

在设计 $G(s)$ 的增益 K_i 时，必须要保证 $f_{BW}(\max)$ 比 $f_c(\min)$ 小一个数量级，考虑截止频率 f_{BW} 的定义 $|GH(j\omega_{BW})| = 0$ ，可以得到：

$$K_i = \frac{\omega_{BW}}{R_s K_{vco} |K_{isc}|}$$

其中， K_{isc} 是 H_{isc} 的直流增益系数。

- 限相环节

当电流参考信号 V_{ref} 要求的电流大于逆变电路提供的最大电流时，电路工作频率在降到 ω_m 后，由于电流在 ω_0 至 ω_m 这个区间为正反馈，反馈环为不稳定，会使得电路的工作频率迅速的降到 ω_0 处，这时限相环节开始工作，阻止电路工作频率进一步的下降，使得工作频率稳定在 ω_0 。如果电流参考信号所要求的电流又小于 ω_0 时的电流，由于限相环节的存在，电流控制会出现一个滞后的表现。

限相环节将电路的工作频率限定在谐振频率 ω_0 处，当电路工作在 ω_0 处时，LLC 的电容电压相位落后与 LLC 两端电压 90° ，但是通过上面的分析可以知道，LLC 负载两端电压的相位波形在电路的实现上存在困难，因此，并不能采用限定电压信号相位的方法来限定电路的工作频率。

流经电感 L_p 上的电流 i_p 与电感 L_s 上的电流 i_s 之间也存在一定的相位关系，通过前面对 LLC 负载的分析，可以得到当频率在 ω_p 时， i_p 的相位落后于 i_s 的相位 90° ，但是， ω_p 并不在希望的扫频工作区，因此，设定相位参考电压 $V_{\phi ref}$ 时，需要设定 $V_{\phi ref}$ 的值稍大于电源电压的 1/2。

● 限压环节

当开关管关断时，开关管漏源极间的电压即为 LLC 负载两端的输入电压，其峰值比较高，为了保护开关管，需要加入限压环节对开关管进行保护。限压环节通过对开关管两端电压采样，与给定的电压参考信号 V_{Qref} 相比较，阻止工作频率的进一步降低，起到保护开关管的作用。

对限定环节的电路必须有一个要求，即限定环节电路的响应速度应该要高于电流环节的调节速度，才能起到对电路进行保护的作用。

3.2.2.2 扫频控制方式的实现

图 3.7 扫频控制的电路实现图。其中上半部分为电流闭环调节，中间部分为限相环节，下半部分为限压环节。

当工作频率高于谐振频率 ω_0 时，相位反馈 v_ϕ 大于相位参考 $V_{\phi ref}$ ，运放的输出由于 $Z_\phi(s)$ 的积分作用，使得 v_{g_s} 输出低电平，由于 D_2 的存在，使得限相环节对 VCO 不起作用，驱动信号的频率只由电流环节控制。其中，由于电流相位差的关系，相位参考电压 $V_{\phi ref}$ 要稍微高于异或门鉴相器电源电压的 1/2，既是补偿相位差，同时也补偿驱动延时。当工作频率低于谐振频率 ω_0 时，运放输出高电

平，使二极管 D_2 导通，限相环节开始工作，使得 V_{vco} 上升，阻止频率的进一步下降。

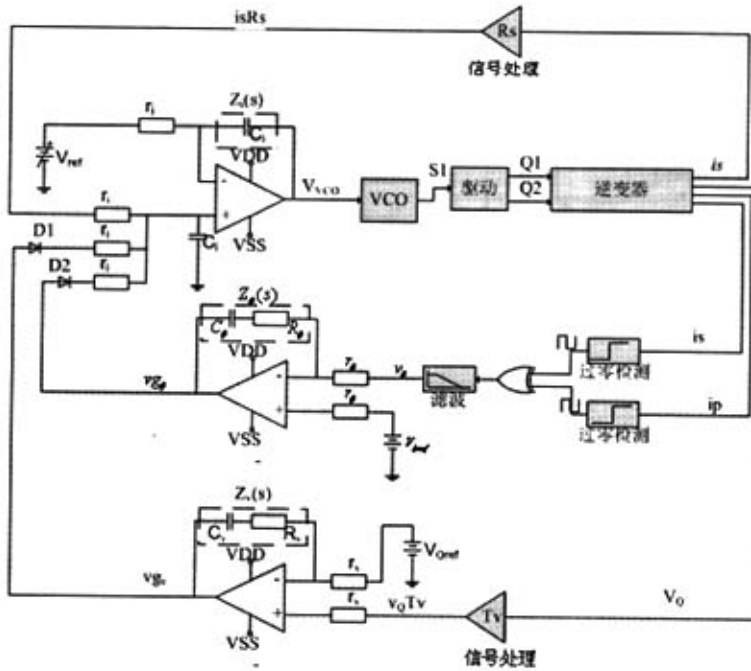


图 3.7 扫频控制电路实现

限压环路的工作原理与限相环节相同。当电路工作频率高于谐振频率时，开关管两端电压反馈小于电压参考信号 V_{Oref} ，运放输出不断下拉，输出为低电平，二极管 D_1 截止，限压环节对电路不起作用。当电压反馈信号大于参考信号 V_{Oref} 时，二极管 D_1 导通，限压环节对电路起作用，阻止频率的进一步下降。

在电流调节环中，如前面的分析， $Z_i(s)$ 为反馈加入的积分环节，使得电流环节闭环稳定。

3.2.3 扫频控制方式的电路

在扫频控制策略中，由于控制电路中保护功能的加入，使得控制电路的设计分为了信号发生电路，隔离驱动电路，采样信号处理电路，限定环节电路和保护电路几个方面。

3.2.3.1 信号发生电路

由于该电源的工作频率在 1MHz 左右，采用 MOS 技术的 CD4046 中的压控振荡器(VCO)已不能满足频率的需要，因此，采用 74 系列的锁相芯片 74HC4046，

其内部的 VCO 最高工作频率可达 17MHz，而且具有损耗低，线性好、频率偏移低等特点。

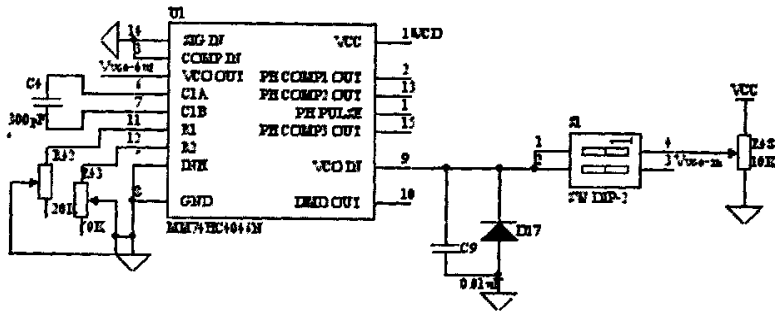


图 3.8 驱动信号的产生

通过设定 11 脚 R1 和 6、7 脚之间 C1 的数值可限定 VCO 的中心频率，通过设定 12 脚 R2 和 C1 的值限定 VCO 的偏移频率，使得 VCO 的输出信号频率限定在一定范围内。而通过改变 9 脚的输入电平，就可以控制 VCO 的输出信号的频率。

3.2.3.2 隔离与驱动电路

为避免主电路和控制电路之间的干扰，需要在两者之间做到电气隔离。常见的电气隔离的方式有变压器隔离、光耦隔离和光纤隔离。由于光耦隔离具有电路设计简单，隔离效果好等特点，在电路中得到广泛的应用。本实验使用的光耦 6N137 工作频率可达 4MHz，外围元件只有 2 个电阻和一个电容，方便实用。

在前面的讨论中提到，MOSFET 管由于存在结电容，在驱动时必须在短时间提供足够大的电流将电容电压充至 MOS 管开通电压，在关断时提供低阻抗通路使电容电压快速释放，保证开关管的快速关断；而且在开关管关断时在栅源极之间能提供一定的负压，防止开关管的误开通；MOSFET 的导通电阻与驱动电压也存在一定的关系，大的导通电阻会使开关管发热量增加，因此，驱动电压应尽量大。

图 3.9 为驱动电路的原理图，驱动芯片采用 3.1.3 中讨论的超快速驱动芯片 IXDD414。该驱动电路的输入为光耦的输出信号，通过电阻和与非门的整形后作为驱动芯片的输入，在 MOSFET 的源极通过 6 个二极管的压降可在开关管关断时提供 -4V 左右的负压，大量的电容保证了关断时电荷的释放，满足了驱动电

路的要求。

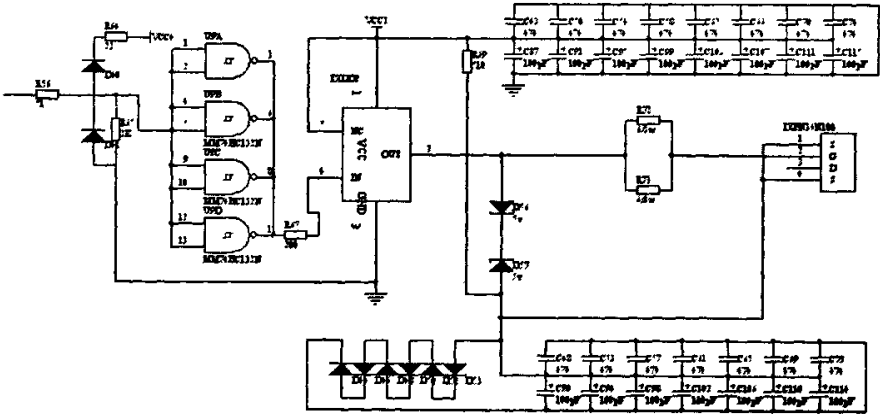


图 3.9 驱动电路原理图

3.2.3.3 采样信号处理电路

由于在控制电路要实现电路的闭环控制，必须对电路的输出量进行采样比较，而电路的限定环节中，既要开关管两端电压进行限定，又要对电流相位进行限定，因此，信号的采样处理就显的十分重要。

● 电流信号采样

扫频控制电路的闭环是电流环的闭环，而限相环节相位的限定是限定流经两个电感的电流 i_s 和 i_p ，因此，需要对电路中的电流信号进行采样。对电流信号的采样是通过电流互感器完成的。

在电流闭环中需要的是电平信号，因次，需要对电流互感器采样的后得到的正弦信号进行处理。图 3.10 的输入为电流互感器的输出，为感应出的电流波形，通过整流和取样电阻将电流信号转换成电压信号，并通过电阻器得到过流保护信号 OCUR，由于保护电路的快速反映的要求，该信号不用经过其他滤波处理；电流闭环中的电流信号由变阻器取得，并通过运放的处理得到电平信号 CUR。

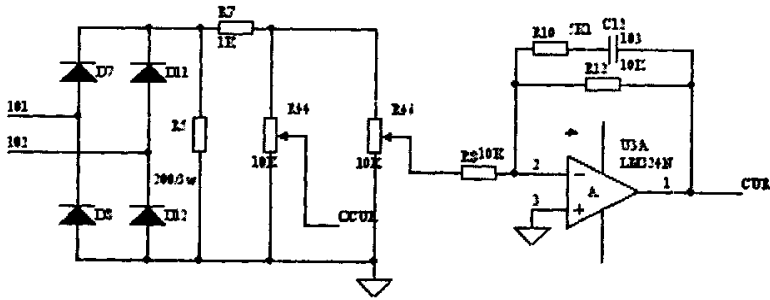


图 3.10 电流信号处理电路

而在限相环节中，需要将正弦信号通过过零比较将其转化成方波信号。由于采样的电流信号频率与电源的工作频率相同，达到 1MHz，因此，对比较器的速度有更高的要求，需要用高速比较器才能完成转化。本次实验中使用的高速比较器为 NE529，其传播延时仅为 10ns，能够进行高速比较。

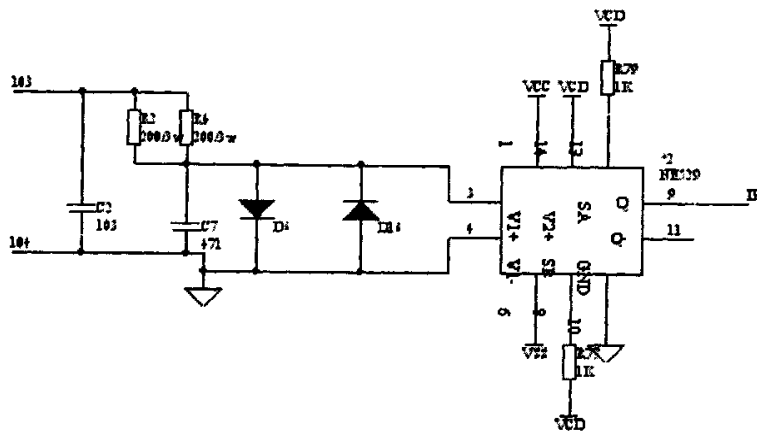


图 3.11 电流的过零比较电路

电流互感器的电流经过取样电阻和滤波电容将电流信号转化为电压信号，两只反并的二极管不仅对 NE529 的输入信号进行限幅，还增大了比较器的灵敏度。NE529 采用 VCC 的 15V 和 VSS 的 -15 双电源供电，可对采样信号直接进行过零比较，在 9 脚输出比较结果。

● 电压信号采样

电压信号跟电流信号一样，不仅在限定环节中要用到电压信号，而且突变产生的尖峰电压会对电源的元件产生损坏，因此还需要过压保护信号。电压信号由电压互感器从开关管漏源极电压取得，其处理的思路与电流信号处理思路大致相同，因此信号处理电路也很类似，产生过压信号 OVOL 和电压信号 VOL。

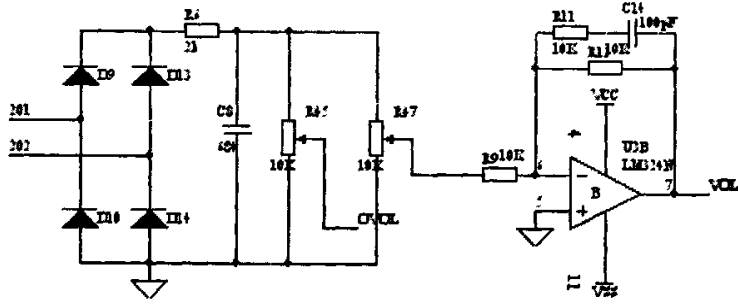


图 3.12 电压信号处理电路

3.2.3.4 限定环节电路

在扫频控制方式的分析中，我们已经知道需要加入一些限定环节对感应加热电源进行必要的保护。在该电源中，需要加入的限定环节为限压环节和限相环节。

● 限压环节

限压环节是利用电压信号 VOL 对电路进行控制的部分电路。当负的电压信号 VOL 过大时，通过运放 LM324 会输出一个正的控制信号 VLIM，此时，限压环节开始工作，LED 指示灯亮。

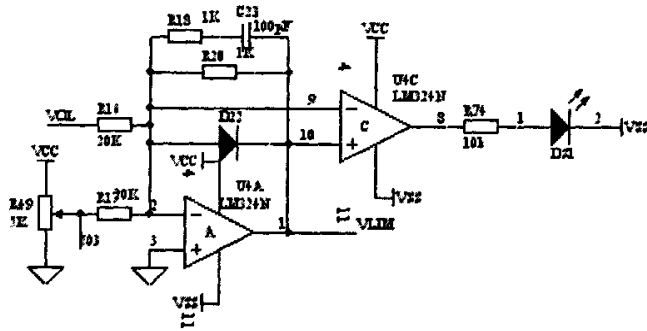


图 3.13 限压电路

● 限相环节

限相环节首先要对信号进行鉴相。由于本次实验进行鉴相的对象为流经两个电感的电流，而这两个电流信号在电源的最佳工作点时的相位差不是 90 度，因此采用的是与非门的鉴相和 RC 滤波。

电路的输入信号 IS 和 IP 为流经 LLC 负载两个电感电流经过采样和过零比较后得到的方波，能够反映出电流之间的相位关系。它们经过与非门鉴相和 R15 与 C20 的滤波后，得到与相位差对应的电平信号，该信号再经过 LM324 的处理

得到相位信号 PHA。

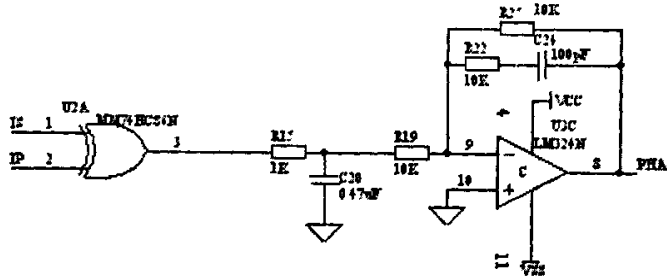


图 3.14 鉴相和滤波电路

与电压信号一样，相位信号 PHA 也要经过类似的处理得到相位的限定信号 PLIM，电路与电压限定信号电路相似，在此不再赘述。

3.2.3.5 保护电路设计

功率元件由于过载能力弱，当电压或电流超过其额定值时，即使很短的时间也会对功率器件造成永久的损害，因此还需要有过压、过流保护电路对电源进行保护。

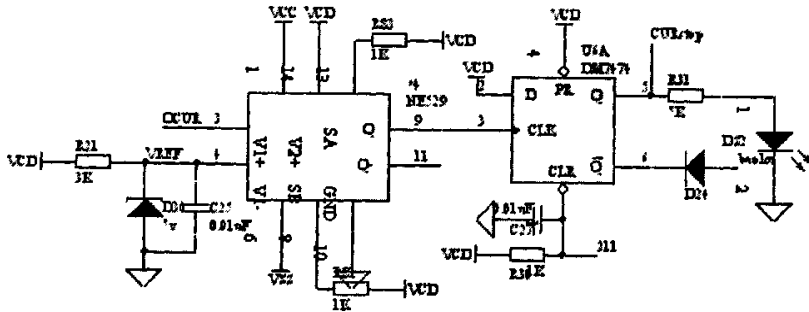


图 3.15 过流保护电路

过流保护和过压保护由于需要快速的反应，因此，都选择的是高速元件。它们原理都是一样，当过压或过流信号大于参考电压时，高速比较器输出一个高电平，使触发器工作，点亮指示灯，同时送出一个 STOP 信号。

3.3 整机电路结构设计

通过以上的分析，可以得到整个 LLC 负载双管加热电源的主电路组成部分有：直流斩波稳压电源、平波电感、逆变器、LLC 谐振负载。控制电路除了上面所设计的电流闭环、限压环节和限相环节外，为了避免极端恶劣情况的出现，

如开关管上尖峰电压、流经开关管的尖峰电流，还需要加入过压保护电路和过流保护电路。

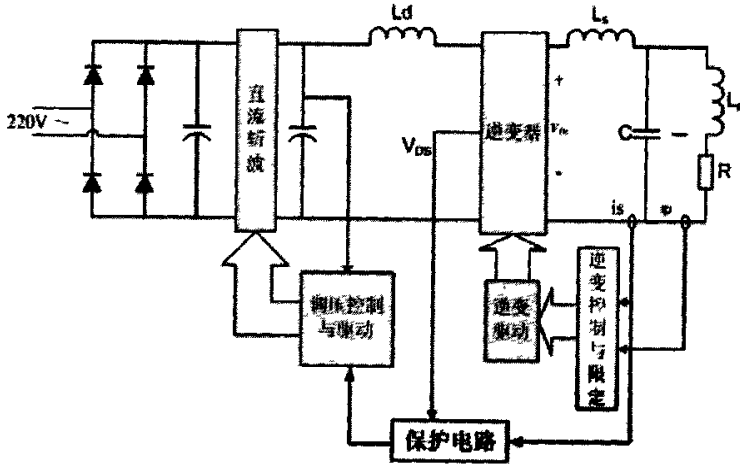


图 3.16 整机控制的框图

市电经过二极管整流后变成直流电压，，再通过直流斩波电路形成稳定的电压，直流斩波电路通过电压反馈控制输出，保持输出恒定。逆变器控制电路中限相环节和限压环节的作用保证电路工作在谐振频率点，但是由于感应加热过程中的各种干扰和恶劣的工作环境等因素会造成逆变电路出现过流、过压的现象，最坏情况是出现逆变输出短路的情况^[61]，开关管在这样大的冲击电压或冲击电流的作用下，肯定会造成开关管的损坏，因此，必须加入保护电路对开关管进行保护。以往的保护电路采用的是通过逻辑电路封住驱动脉冲信号的方式对电路进行保护，但是在本拓扑中，由于逆变电路的输入端为一大电感，两个上桥臂也是由电感组成，若直接封锁住驱动脉冲，会在电感上产生很大的 di/dt ，从而产生巨大的反压击穿开关管，因此，保护信号需要送入斩波电路的控制电路中，将直流输入停止，起到保护电源的作用。

第四章 双管 LLC 谐振电路的仿真

经过前面对基于 LLC 负载的谐振电路的分析，我们对该电路的特性有了一定的了解，本章将利用软件仿真来完成对理论分析的证明。

电路仿真是通过软件 PSpice 完成的。电路仿真的原理图如图 4.1 所示。仿真参数与前面设计的电路参数基本相同： $V_{dc} = 200V$ 、 $L_s = 25.8\mu H$ 、 $L_p = 0.94\mu H$ 、 $C = 27.9nF$ 、 $R = 0.15\Omega$ 、 $C_{a1} = C_{a2} = 2nF$ 、 $L_{a1} = L_{a2} = 5\mu H$ 、 $L_d = 2mH$ 。开关管 MOSFET 选用的是 IXFN36N100 的真实模型。由于在 3.2 节中对电路中元件参数的改变对电路的影响已经进行了详细的仿真，所以，这一节中重点分析的是频率的改变对电路工作状态的影响。

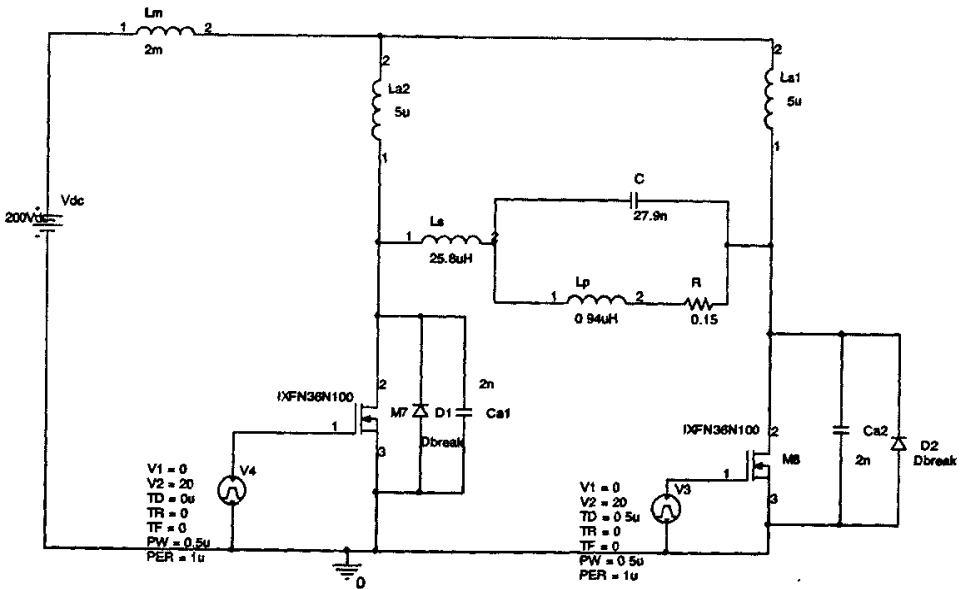


图 4.1 电路仿真原理图

4.1 电压、电流波形分析

因为 LLC 电路的最大功率输出点在 LLC 的串联谐振频率 ω_0 ，因此最佳工作点就在 ω_0 附近，仿真在 ω_0 处能较真实的反映电路实际工作情形，因此，在不作特殊说明的情况下，仿真时的电路工作频率为 ω_0 。

图 4.2 显示的是电路正常工作时的 LLC 两端的输入电压 u_{in} 与 LLC 输入电流 i_s 与驱动信号的关系（其中电压 u_{in} 的波形缩小为实际值的 1/50）。从图中可以看

出，LLC 在谐振时，电流 i_s 的相位落后于电压 u_{in} 的相位，LLC 负载呈感性状态，验证了前面的理论分析。

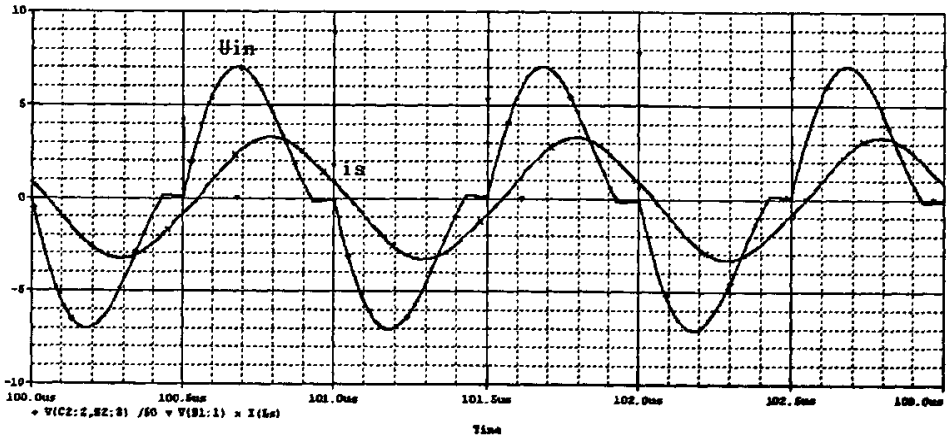


图 4.2 u_{in} 与 i_s 的波形比较

图 4.3 由桥臂 1 的驱动信号，开关管漏源极电压以及流经 1 桥臂的电流所组成。可以看出，当开关管有驱动信号的时候，漏源极电压已经谐振到零，实现了开关管的零电压开通。而且从电流上看，反并二极管的电流自然过零，开关管也是零电流开通，因此，开关管的开通损耗很小，适合在高频条件下使用。桥臂上电流另一个过零点为开关管漏源电压达到最大值时，这时，电流给电容 C_c 充电至最大值，电流为零。

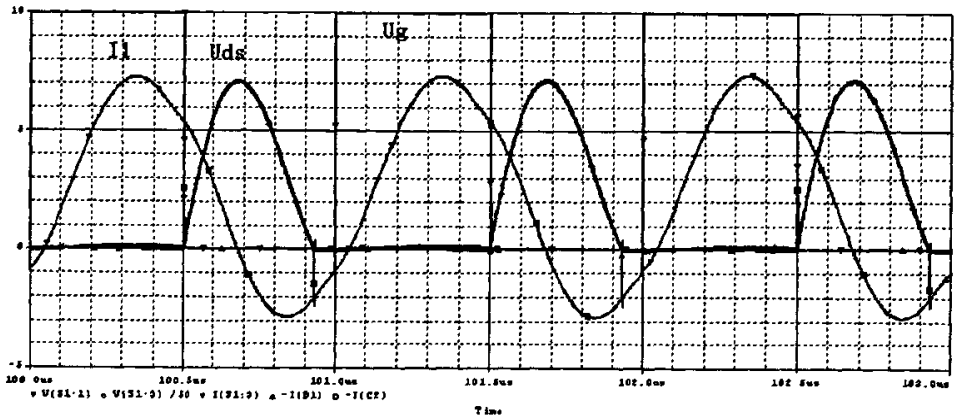


图 4.3 U_{ds} 与桥臂电流的波形比较

LLC 电路的一个重要特性是工作在谐振频率时，电容电压 u_c 相位落后于 LLC 输入电压 u_{in} 相位 90° ，在仿真波形上也得到了验证。图 4.4 为电容电压 u_c 与

LLC 输入电压 u_{in} 的波形，从图中可以看出， u_{in} 的过零点与 u_c 的峰值点在同一点，二者的相位差为 90° 。

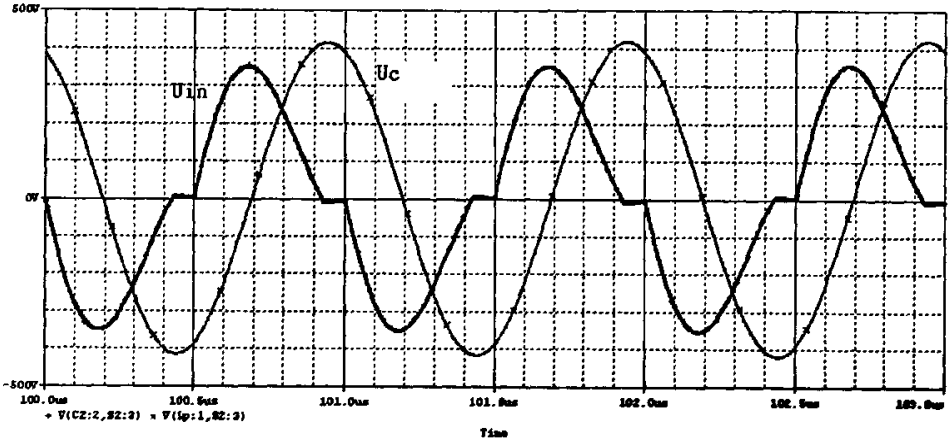


图 4.4 u_{in} 与 u_c 之间的波形

LLC 电路还有一个性质是，当电路工作在并联谐振频率 ω_p 时，LLC 中电感 L_p 的电流 i_p 相位落后电感 L_s 的电流 i_s 相位 90° 。在上面的参数设计情况下，计算得到 $f_p = 983k$ 。将驱动信号的频率改为 $983k$ ，可以得到图 4.5 的波形。从图中可以看出电流波形相位关系与理论分析一致。其中电流 i_s 放大了 50 倍，实际由于 LLC 的电流调节作用， i_s 的幅值比 i_p 小很多。

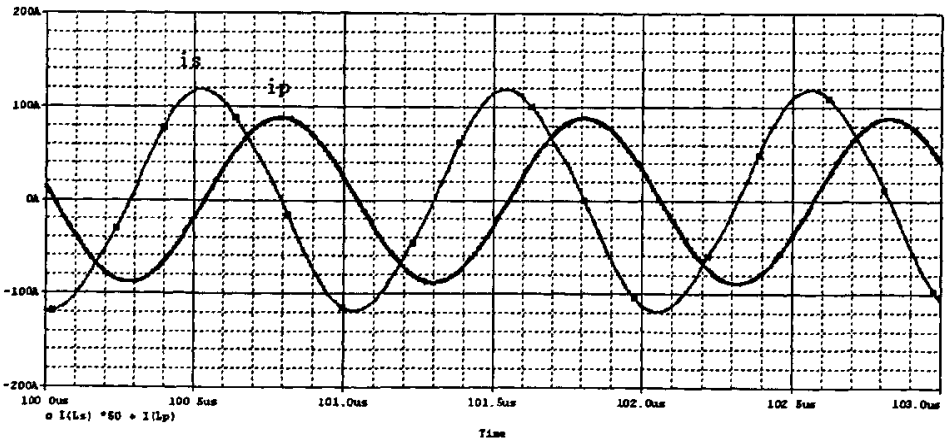
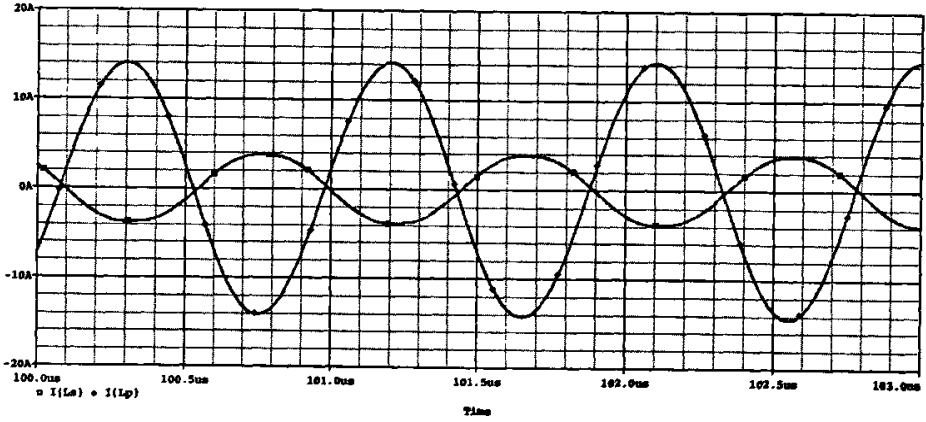


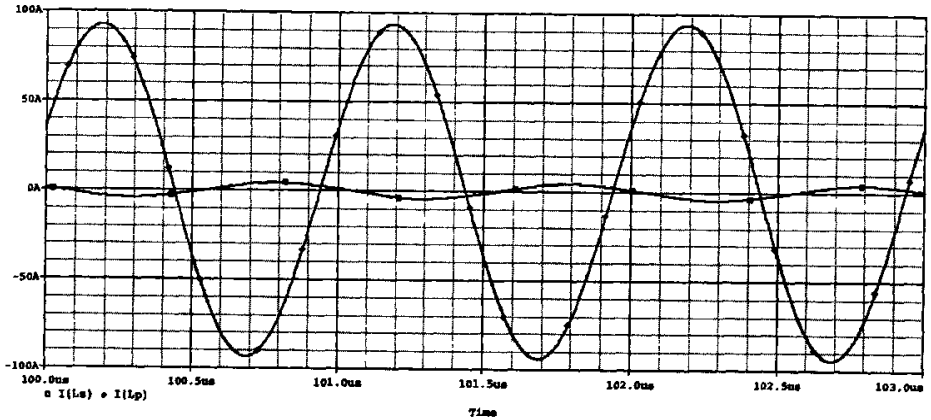
图 4.5 i_p 与 i_s 在 ω_p 时的波形

由于在控制方案中的限相环节中是利用电流 i_s 与电流 i_p 在不同频率下的相位差的关系对电路进行限定，因此，需要对 i_s 与 i_p 关系在不同频率下的相位差进

行仿真验证。由于电路控制是从高频往低频扫频，因此，仿真验证的范围为 $\omega > \omega_0$ 。



(a) $f=1.01\text{MHz}$ 时 i_s 与 i_p 波形



(b) $f=1.1\text{MHz}$ 时 i_s 与 i_p 波形

图 4.6 不同频率时的 i_s 与 i_p 波形

从图中的电流相位比较可以看出，工作频率增大时，电流的相位差也变大，这与前面的分析相一致。

从以上电路的仿真中可以看出，仿真的结果印证了前面理论分析，为理论分析的实现提供了必要的仿真基础。

4.2 LLC 参数的频率特性

在对 LLC 电路进行分析的时候，LLC 电路中许多电路参数都与电路工作频率有关，当工作频率发生变化时，这些电路参数也相应发生一定的变化，下面对通过仿真对这些参数进行分析。

表 4.1 LLC 参数的频率特性数据

开关频率 f(kHz)	输出功率 P (W)	电容电压 C(V)	输入电流 is(A)	负载电流 ip(A)	输入电压 Vin(V)
900	43.2	126	3.52	24	815
940	95.6	197	2.99	35.7	762
950	127.3	231	2.79	41.2	745
960	180	279	2.5	49	724
970	298	363	2.24	63	693
980	517	658	2.22	83	481
990	1009	678	3.55	116	631
995	1428	814	5.13	138	655
1000	1825	925	7.07	156	725
1005	1710	894	8.19	151	796
1010	1229	838	8.05	128	762
1020	504.3	509	6.80	82	823
1030	261	360	5.87	59	802
1040	146.5	272	5.3	44.2	783
1050	98.8	255.5	5.0	36.3	770
1060	64.0	188	4.71	29.9	757
1100	22.18	112	4.12	17.2	719

4.2.1 输出功率 P 与频率 ω 的关系特性曲线

在前面章节的分析中，LLC 负载谐振电路的功率输出在 LLC 的串联谐振频率点 f_0 处输出最大功率，在 $f > f_0$ 时，输出功率与工作频率是单调递减的关系，在 $f < f_0$ 时，输出功率是一单调增函数，因此，LLC 电路的最佳工作点即为 LLC 的串联谐振频率点。图 4.7 显示的输出功率 P 与电路工作频率 f 的仿真结果图，从图中可以看出，输出功率的变化规律前面的分析一致，最大功率输出是在谐振频率 $f_0 = 1\text{MHz}$ 处，与图 2.5 的分析相一致。

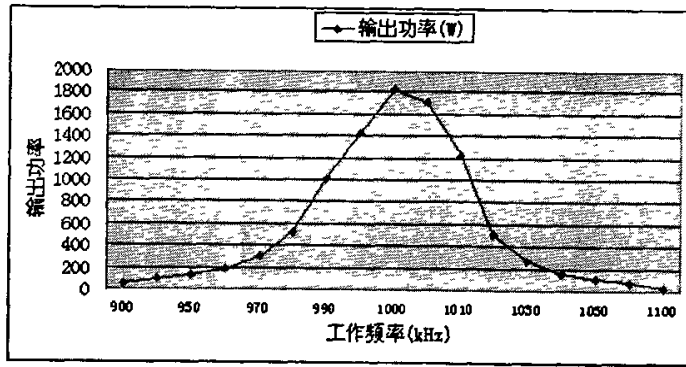
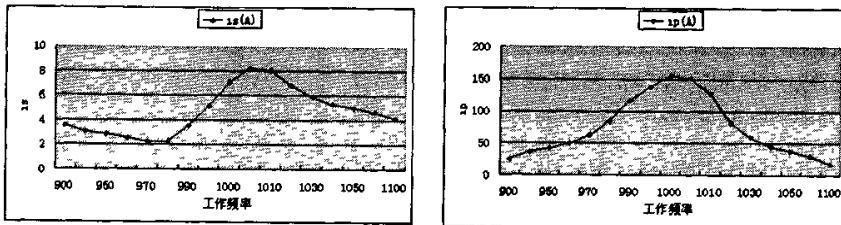


图 4.7 输出功率与工作频率的关系

图 5.7 显示的输出功率 p 与电路工作频率 f 的仿真结果图,从图中可以看出,输出功率的变化规律前面的分析一致,最大功率输出是在谐振频率 $f_0 = 1\text{MHz}$ 处。

4.2.2 LLC 谐振负载电流 i_p 、输入电流 i_i 与频率 f 的关系

从图 4.8 中可以看出输入电流 i_i 峰值的最大值和负载电流 i_p 峰值的最大值均不是出现在谐振频率处,而是出现在稍高于并不是单调函数,因此,在扫频控制时,由于电流反馈不是单调函数,所以需要加入限相环节对电路进行限制。



(a) 输入电流 i_i 频率特性

(b) 负载电流 i_p 的频率特性

图 4.8 负载电流 i_p 与输入电流 i_i 的频率特性

从上述的仿真结果来看,第三章第四章的理论分析是正确的,为电路的实现提供了仿真的结果,证实了方案的可行性。

第五章 实验波形与结果分析

本章对前面的理论分析在样机上进行了实验,并对实验结果进行了一定的分析。最后对本次实验进行了简要的总结。

5.1 电路实验波形分析

实验是在扫频控制思路下进行的,实验元件参数也是在之前的设计基础上选择的基本的实验参数为:

$$C=28\text{nF}, C_{a_1}=C_{a_2}=2\text{nF}; L_s=25.8\mu\text{H}, L_p=0.94\mu\text{H}, La_1=La_2=5\mu\text{H}.$$

开关器件选择为 IXFN36N100, 驱动芯片选择为 IXDI414。

5.1.1 隔离与驱动波形

由于电路的工作频率在高频条件下,达到 1MHz,在前面的分析中知道电路在超高频的条件下,电路中的分布电感对电路会有一些影响。对驱动电路,由于分布电感上的压降会使驱动电压下降,因此要求驱动电路的导线应该尽量短。本次试验将驱动电路板直接覆盖在开关管上,省去了导线的连接,降低了分布电感。同时,为了消除主电路对控制电路的影响,在信号电路与驱动信号之间必须进行隔离。

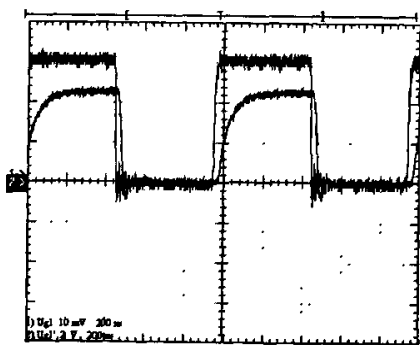


图 5.1 驱动信号与隔离信号

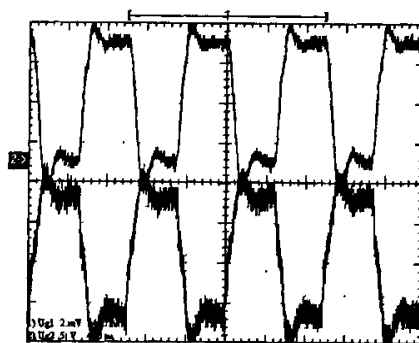


图 5.2 MOS 管的栅极驱动波形

从图 5.1 中可以看出,隔离电路的输入和输出之间只有几 ns 的延时,而且在主电路工作时能正常工作,起到了隔离的效果。图 5.2 为两个 MOS 管的门极驱动波形,图中电压波形具有很好的对称性,而且在关断时提供一定的反压保证开关管的关断。由于不需要预留死区时间,该电源适合在高频下工作。

5.1.2 开关管的开通情况

图 5.3 为开关管两端漏源电压与驱动电压的关系图。从图中可以看出,当开

关管开通的时候，漏源极之间的电压已经降到零，实现了 ZVS 开通，从图 5.4 中看出，当开关管开通的时候，桥臂的电流为反向电流，由于 MOSFET 管体内有反并二极管，可以实现自然过零，在开通时，开关管同时实现了 ZCS，因此开关的开关损耗极小，适合在高频下应用。

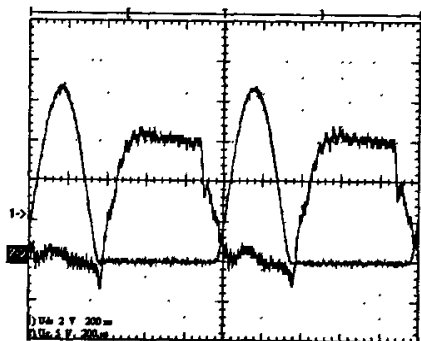


图 5.3 U_{ds} 与 U_g 的关系

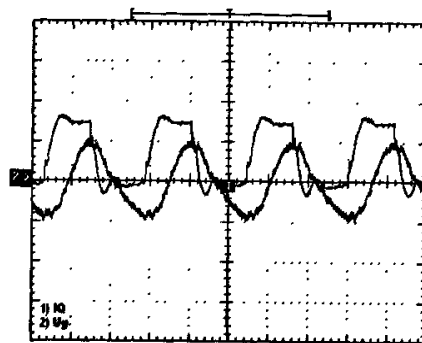


图 5.4 U_g 与桥臂电流的关系

该电源的 ZVS 需要满足一定的条件，当工作频率发生变化时，会使电源失去 ZVS 的情况。此时，就会产生开关损耗，在高频时有可能会烧坏开关管。而且由于非零电压的开通使得驱动波形产生了振动，若振动剧烈时会使开关管产生误导通，使得开关损耗更加严重。

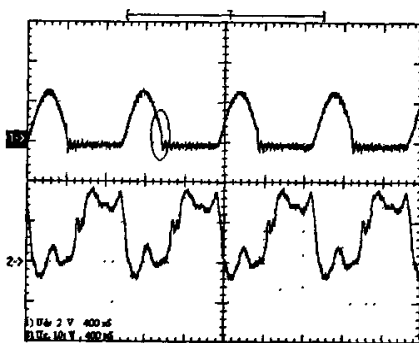


图 5.5 非 ZVS 开关

5.1.3 采样电流的过零比较

在控制电路的限相环节中，需要对电感电流的相位差进行检测和鉴相，因此，对电流相位的检测和处理是本次试验的一个重点环节。

图 5.6 与图 5.7 分别为流经两电感的电流通过电流互感器取样与比较电路的过零比较的波形，电流 i_s 的电流互感器匝数为 30 匝，取样电阻大小为 $500\ \Omega$ ，电流 i_p 的电流互感器匝数为 100 匝，取样电阻为 $1\text{k}\ \Omega$ 。从图中可以看出，过零

比较电路能较精确地找到电流信号的过零点，从而将正弦或准正弦的电流信号转化为方波。由于采用的电压高速比较器，可以看出，过零信号的延时很小，只有 10ns 左右，在电路布线时，两个比较电路的信号布线长度差别不大，而且两个比较电路元件完全一致，因此，得到的方波能够较准确的反应实际电流的相位。

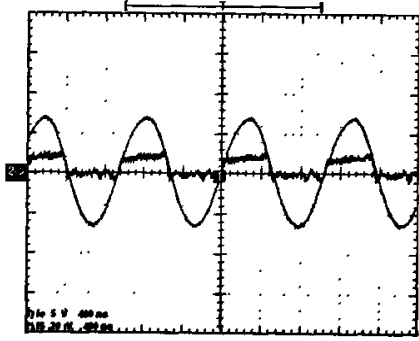


图 5.6 电感电流 i_s 的过零比较

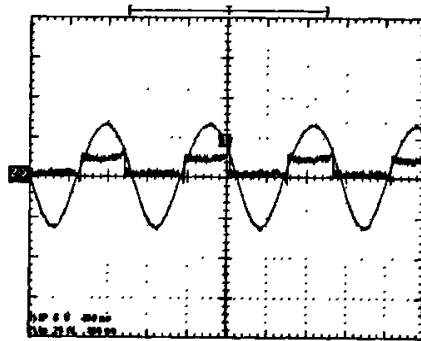


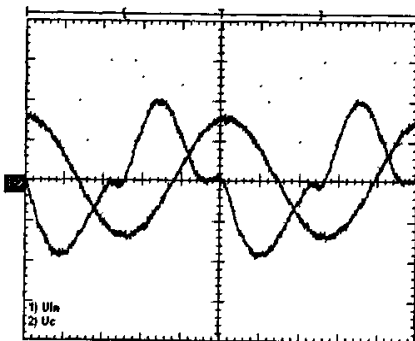
图 5.7 电感电流 i_p 的过零比较

5.1.4 不同频率下的电压相位与电流相位

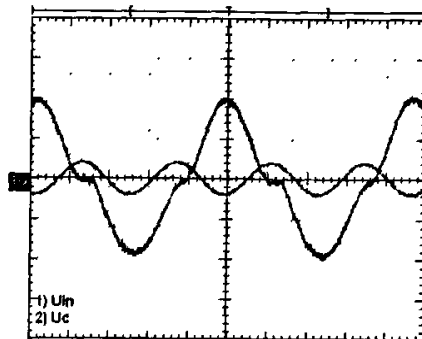
在电源工作频率发生变化时，LLC 两端的输入电压与 LLC 电容电压之间的相位关系，幅值大小也会随之变化，当电源工作在谐振频率时，电容电压达到最大，且相位落后 LLC 输入电压约 90° 。图 5.8 显示的是在不同工作频率下的电压相位与幅值的关系

从图中可以看出，在谐振频率点 $f=995\text{kHz}$ 时，电压相位差约为 90° ，随着频率的增加，相位差的角越来越大，这与前面的分析相一致。

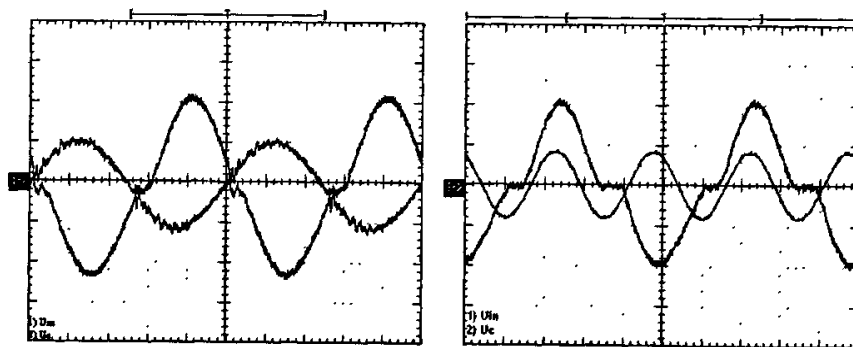
电感电流的相位差与电源的工作频率关系如图 5.9 所示，当电源的工作频率为 LLC 负载的并联谐振频率($f=890\text{kHz}$)时，电感电流相位差为 90° ，随着电源工作频率的增加，电感电流的相位差变大。



a) $f=995\text{kHz}$



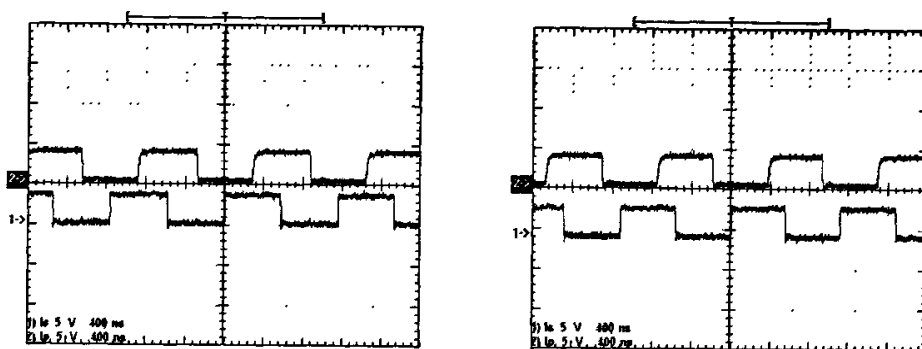
b) $f=1.005\text{MHz}$



c) $f=1.120\text{MHz}$

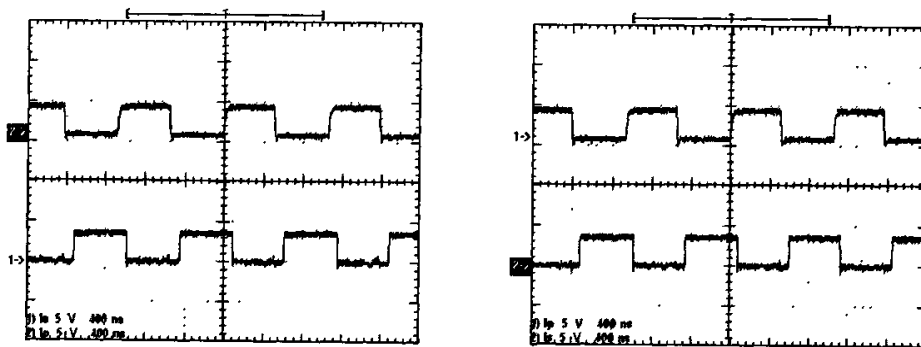
d) $f=1.150\text{MHz}$

图 5.8 不同频率下的电压 U_{in} 与 U_c 的关系



a) $f=890\text{kHz}$

b) $f=930\text{kHz}$



c) $f=1\text{MHz}$

d) $f=1.05\text{MHz}$

图 5.9 电流相位与频率的关系

5.1.5 鉴相电路与滤波

该电源采用的是异或门鉴相，异或门鉴相使信号频率加倍，通过对电流的相位进行比较和 RC 低通滤波滤除其中的高频成分，将相位信号转化为与相位差相关的电压信号。当电源工作在并联谐振频率时，两电流相位差为 90° ，滤波器输出为电源电压的 $1/2$ ；当电源工作在串联谐振频率时，两电流的相位差大于 90° ，

滤波器的输出大于电源电压的 1/2。图 5.10 为异或门鉴相输出与低通滤波的输出波形，a 为相位差为 90° 时，可以看出滤波器的输出 UPHA 约为 2.4V，为电源电压的一半；b 为相位差大于 90° 时，滤波器的 UPHA 约为 3.5V，高于电压一半。但是由于此时低通滤波器的时间常数较小，所以异或门鉴相输出的波形有明显的波动。与理论相符合。

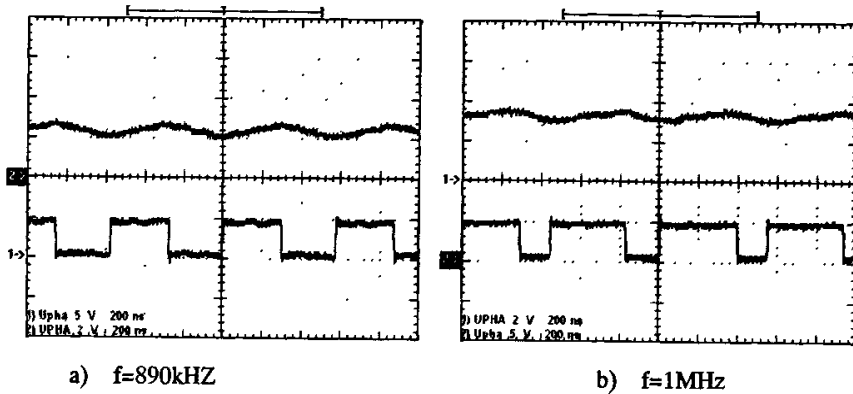


图 5.10 不同频率下的滤波输出

图 5.11 为改变低通滤波器时间常数后的滤波输出，可以看出，滤波器的输出电平近似为一稳定电平。而且输出的电压数值也基本与理论相符。

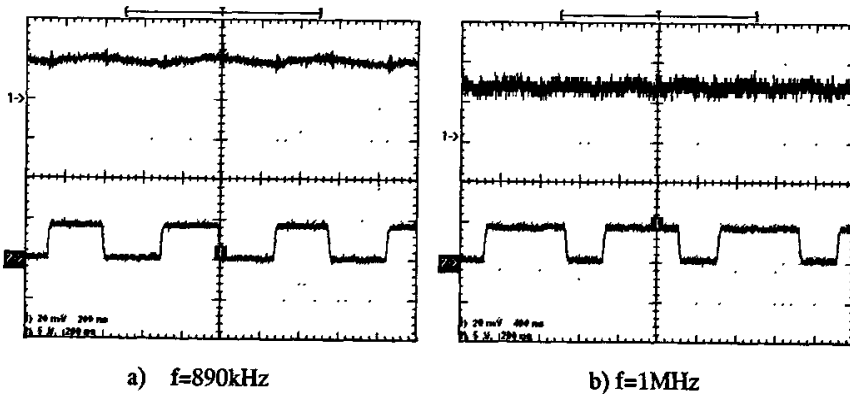


图 5.11 改变低通滤波器后的输出

5.1.6 电流环电路

电流闭环控制对电路控制需要对电感电流 i_p 进行采样，整流，转化为电压信号，并最终由电压信号控制 VCO 的输出频率。图 5.12 为电流环节的波形。其中 1 为电流互感器取样信号经快速二极管整流后转化的电压波形，2 为运放输出的负压电平 CUR。

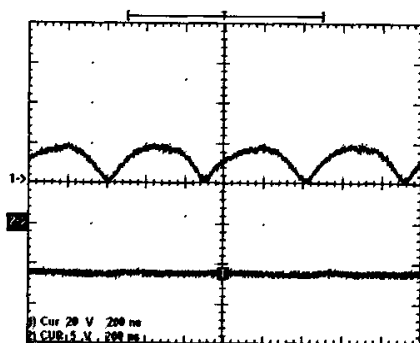


图 5.12 电流闭环环节

5.2 对 LLC 谐振电路拓扑的总结

LLC谐振电路相比传统的LC串联电压型逆变器有着诸多的优越性，但是 LLC电路在谐振点工作时是感性状态，因此造成关断电流较大的缺陷。本文的电源拓扑利用LLC电路在谐振点工作处于感性这个缺陷，外面添加一个辅助串联谐振电路来获得开关管的ZVS—ZCS开通（零开通损耗），并且在关断时，关断电流缓慢上升，关断损耗减小，从而提高开关频率；并根据LLC电路的特点，设计了独特的控制电路对感应加热电源进行了闭环控制。

可以看出该拓扑同时具有电压型和电流型逆变器的优点，开关损耗小及驱动无死区时间适合在高频下使用，但是，由于电路的复杂，使得电路中谐振元件增多，以及负载高品质因数，使得电路对开关器件的要求比较高，而且由于电路对工作频率有严格的要求，因此需要添加保护电路对电源进行保护，控制保护电路的设计也是该电路拓扑研究的一个难点。

控制方案的设计避免了电压采样信号选取的困难，采用电流信号的相位差反馈，使得主电路能工作在理想的频率区间，防止元器件的损害。

5.3 工作展望

虽然本文对 LLC 谐振电路进行了一系列的研究，但是仍有一些方面需要继续的研究和加强，主要有以下几点：

由于谐振电路中元件数量的增多，使得对电路工作原理的分析仅存在于原理上的说明，并没有具体到数量上的计算，没有给出开关管实现零电压开关所要求的具体数学条件。

由于电路工作频率很高，需要保护电路具有快速的反应，提高限定、保护电路特别是过压保护、过流保护电路也是一个亟需改进的地方。

参考文献

- [1] 全亚杰.感应加热电源的发展历程与动向, 电焊机, vol.31, 2001, (11):3-6.
- [2] 张三慧.大学物理学(电磁学)[M], 北京:清华大学出版社, 1999, 350-353.
- [3] J .Davies.Induction Heating Handbook: McGRAW-HILL Book Company(UK) Limited, 1979.
- [4] 张问骅.电力电子技术于机电一体化[J]. 新技术应用, 1990(1):22-25.
- [5] Mario Tama. Development of Channel of Core Type Induction Furnaces, Industrial Heating, October, 1974.
- [6]可控硅中频装置译文集[M]: 机械工业出版社, 1975.
- [7] 李现兵, 师宇杰, 王广州, 黄娟.现代电力电子器件的发展与现状[J], 世界电子元器件, 2005, (5): 24-28.
- [8] 张翔.国外最新电力电子器件的概述[J], 西南工学院学报, 1994, 9(1): 14-19.
- [9] 钱照明, 陈辉明等.电力电子器件的最新发展[J], 电气时代, 2001, (5): 1-4.
- [10] 陈芳英.电力电子器件综述[J], 红讯半导体, 1990, (1): 32-44.
- [11] 孙宁,吕得隆,感应加热技术的应用[J], 机械工人(热加工), 2004, 6: 21-23.
- [12] 束德林.我国常规热处理发展历程及其思考[J]. 金属热处理, 1999, (9): 1-4.
- [13] 俞勇祥, 陈辉明.《感应加热电源的发展》, 金属热处理, 2000(8):28-29.
- [14] Kifune. H, Hatanaka. Y, Nakaoka. M. Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2004,151(1): 19-25.
- [15] Essadaoui J, Sicard .P, Ngandui .E, et al. Power inverter control for induction heating by pulse density modulation with improved power factor[C]. IEEE CCECE, Canada, 2003, (1): 515-520.
- [16] Grajales .L, Lee. F .C. Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series—resonant inverter for induction heating[C]. IEEE PESC, Atlanta, GA, USA, 1995, (1): 450-456.
- [17] Feng Y L, Shirai H, Oleg K, et al. 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.
- [18] Mollov S V, Theodoridis M, Fo~vth A J. High frequency voltage-fed inverter with phase—shift control for induction heating[J]. IEE Proceedings Electric PowerApplications, 2004, 151(1): 12-18.
- [19] 刘勇, 何湘宁, 张仲超. 脉冲密度调制串联谐振型塑料薄膜表面处理电源的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 158-162.
- [20] Chen M P, Chen J K, Murata K, et al. Surge analysis of induction heating power supply with PLL[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(5): 702-709.
- [21] Bayindir N S, Kukrer O, Yakup M . DSP-based PLL-controlled 50-100kHz 20kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2003, 150(3): 365-371.
- [22] Kifune H, Yamaguchi T, Yoshida D, et al. Novel load adaptive frequency tracking control scheme for high frequency inverter without PLL scheme[C]. IEEE PESC, Aachen, Germany, 2004, (3): 2421-2427.
- [23] Dede E J, Jordan J, Esteve V. State-of-the art and future trends in transistorized inverters for induction heating applications[J]. IEEE Conference on Devices Circuit sand Systems, 2004, (1): 204-211.
- [24] 程荣仓, 刘正之. 大容量单相逆变装置并联技术分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 112-116.
- [25] E J Dede, J V Gonzalez, J A Linares, J Jordan, V Esteve, Conception of Parallel Resonant Transistorized Generators for Induction Heating , AFRICON '92 .Proceedings., 3rd AFRICON Conference, 1992, 390-393.
- [26] S Hinchliffe, L Hobson, High Power Class-e Amplifier for High-frequency Induction Heating Applications, Electronics Letters, 1988, 24 (14) : 886-888.
- [27] S Hinchliffe, L Hobson, High-frequency (>1 MHz) Converters for Induction Heating Applications, Electronics Letters, 1988, 24 (11) : 697-698.

- [28] 沈旭, 吴兆麟. 20kw / 300khz 高频感应加热电源. 电力电子技术, 1996, 30(2): 10-13.
- [29] 沈锦飞, 惠晶等. 2mhz / 1kw 超高频感应加热电源. 电力电子技术, 2002, 36(6): 13-15.
- [30] 祖强. 碳化硅电力电子器件[J]. 电力电子, 2003, 1(6): 47-48.
- [31] 陈治明. 碳化硅电力电子器件及其应用的研发新进展[J]. 电力电子, 2004, 2(4): 21-27.
- [32] S Wang, K Izaki, I Hirota, H Yamashita, H Omori, Induction-heated Cooking Appliance Using New Quasi-resonant ZVS-PWM Inverter with Power Factor Correction, Industry Applications, IEEE Transactions on, 1998, 34 (4) : 705-712
- [33] S Moisseev , H Muraoka, M Nakamura, et al. Zero voltage soft PWM high-frequency inverter using IGBT's for induction heated fixing roller[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2003, 150(2): 237-244.
- [34] 夏越良. 感应加热电源的负载匹配[J]. 机械工人: 热加工, 1999, (6): 35-36
- [35] 吴兆麟, 袁俊国. 高频感应加热装置的负载匹配方法[J]. 电力电子技术, 1999, 33(4): 29-32
- [36] 高迎慧, 彭咏龙. 感应加热电源的负载匹配方案[J]. 电源技术应用, 2004, 7(7): 426-430
- [37] 王华民, 田健, 郭会军. 串联感应加热电源系统的建模与研究[J]. 电力电子技术, 2000, (5): 45-47
- [38] Burdio J.M, Barragan L.A, Monterde F., Navarro, D, Acero, J. Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters[J]. Power Electronics, IEEE Transactions 2004 ,19 (2):461-469
- [39] Young-Sup Kwon, Sang-Bong Yoo, Dong-Seok Hyun. Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual , Volume: 1 , 14-18 March 1999:575 - 581 vol.1
- [40] Espi J.M, Dede E.J, Ferreres A, et al. Features and Design of the Voltage-Fed L-LC Resonant Inverter for Induction Heating. [C]//Power Electronics Specialists Conference (PESC). Charlston:[s.n],1999:1126-1131

- [41] Espi J.M, Dede E.J, Ferreres A, et al. Steady-state frequency analysis of the “LLC” resonant inverter for induction heating. [C]//IEEE International Power Electronics Congress (CIEP). Mexico:[s.n], 1996:22-28.
- [42] Espi J.M, Navarro A.E, Maicas J, et al. Control circuit design of the L-LC resonant inverter for induction heating.[C]// Power Electronics Specialists Conference. Ireland: [s.n],2000:1430-1435
- [43] Dede E.J, Espi J.M, Ferreres A et al. Design Considerations for Transformerless Series Resonant Inverters for Induction Heating. Power Electronics and Drivers Systems(PEDS).Sigapore:[s.n],1997:334-339
- [44] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M].北京, 电子工业出版社, 2005.
- [45] Schonknecht, A.; De Doncker, R.W.A.A. Novel topology for parallel connection of soft-switching high-power high-frequency inverters. Industry Applications, IEEE Transactions on , 2003,39(2) :550- 555.
- [46] Yue lu Feng, Shirai, H., Oleg, K., Okuno, A., Nakaoka, M..Pulse density modulated zero current soft-switching series resonant high frequency inverter for consumer induction-heated roller. Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. 2002 IEEE 33rd Annual , Volume: 4 , 2002:1884 – 1891.
- [47] Kaneda, M., Tanaka, H., Muraoka, S., Hishikawa, S., Nakaoka, M. High frequency eddy current-based fluid heater using soft-switching inverter. Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International , Volume: 2 , 2000 :962 – 967.
- [48] 董文辉.一种新颖的双管超高频感应加热电路拓扑的研究[D]。浙江大学电气工程学院, 2006: 38-41.
- [49] 万心平, 张厥胜. 集成锁相环路——原理、特性、应用[M]. 北京: 人民邮电出版社.1990.
- [50] Okuno, A, Hayashi, M., Kawano, H, Yasutsune, H, Hiraki, E, Nakaoka, M.. Phase-lock loop operated load-resonance inverter using static induction power transistors and its practical characteristic evaluations. Industrial Automation and Control: Emerging Technologies, 1995., International IEEE/IAS Conference 1995:1 – 7.

- [51] Hamill, D.C.; Phase-locked induction heating inverter employing power MOSFETs. *Electronics Letters*, 1988, 24(7):439 - 440
- [52] 周军伟, 汪世平, 陈辉明. 高频感应加热电源的锁相控制. *电源技术应用*, 2004, 7 (8) : 456-458
- [53] E J Dede, V Esteve, J Garcia, A E Navarro, J A Carrasco. On the Design of High Frequency Series Resonant Converters for Induction Heating Applications, *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on*, 1993, 1303-1307.
- [54] E J Dede, V Esteve, J V Gonzalez, J Garcia, E Maset. A 12 Kw/250 Khz Series Resonant Converter for Induction Heating, *AFRICON '92 Proceedings., 3rd AFRICON Conference*, 1992, 91-94.
- [55] E J Dede, J Jordan, V Esteve, J M Espi, S Casan. Series and Parallel Resonant Inverters for Induction Heating Under Short-circuit Conditions Considering Parasitic Components, *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, 1999, 659-662.
- [56] E J Dede, J Jordan, V Esteve, J M Espi, S Casans, Behaviour of Series and Parallel Resonant Inverters for Induction Heating In Short-circuit Conditions, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International*, 2000, 645-649.
- [57] J M Espi, A E Navarro, J Maicas, J Ejea, S Casans, Control Circuit Design of the L-LC Resonant Inverter for Induction Heating, *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, 2000, 1430~1435.
- [58] J M Espi, E J Dede, A E Navarro, S Casans. The New Controlled Sources Method to Synthesise Large-Signal on Industrial Electronics (ISIE), *Bled (Slovenia) 1999, vol.2* :712-717
- [59] C Mu-ping, C Jan-ku, K Murata, M Nakahara, K Harada, Surge Analysis of Induction Heating Power Supply with PLL, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2001, 16(5): 702-709
- [60] C Mu-ping, C Jan-ku, C Shih-hsin, K Murata, M Nakahara, The Surge Analysis

of Induction Heating Power Supply with Pll, Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, 1999, 303-308

[61] Dede E J, Jordan J, Esteve V, Cases C. New Investigations On Short-circuit Behavior of Current-fed Inverters for Induction Tube Welding. Power Electronics and Drive Systems,2001,Proceddings. 2001 4th IEEE International Conference on, 2001 :760-763

致谢

时间荏苒，在求是园里已快六年时间，本科四年的学习生活仿佛仍在眼前，而两年的硕士生涯也到了该说告别的时候。回首这六年的点点滴滴，不禁感慨万千。

首先要感谢我的导师陈辉明教授。在这两年的学习和实践的过程中，您给了我很大的帮助，踏实的工作作风和严谨的治学态度深深影响了我，深厚的理论基础和丰富的实践经验更让我在课题的完成过程中收获颇多。桃李不言，下自成蹊，祝陈老师桃李满天下！

其次还要感谢王正仕老师和赵荣祥教授在我读研过程中对我的关怀和帮助，你们的微言大义让我受益匪浅；同时还要感谢实验室的程方斌、杨欢、蔡慧、尚喆、蔡卓剑、汤胜清等博士；感谢已经毕业的吴茂刚博士，董文辉、汪军、夏小荣、蒋大鹏、钱昊、唐启斌，陈潼、沈争、梁光菊、阎伟、牛洪海等师兄师姐；感谢同年进入实验室的李超、陈振伟、傅胜阳、舒望、林金燕等同学；感谢金圆圆、刘欢、张昊、杜逸，愿我们的友谊长存！

其次还要感谢我的父母，是你们一直在背后默默的支持我，以你们坚强的臂膀支起我的天空，岁月在你们脸上刻上了痕迹，也在我的心中留下了你们的伟大。再多的话语也无法回报你们的养育之恩，唯有以行动来报答！

百十载求是魂！最后，正值母校 110 年校庆之际，愿母校繁荣昌盛，再创辉煌！

刘 磊

2007 年 8 月于求是园

攻读硕士学位期间发表的论文

[1] 刘磊, 陈辉明, 王正仕, 陈振伟, 一种新颖的超高频感应加电源, 机电工程, 已录用

[2] 陈振伟, 陈辉明, 王正仕, 刘磊, 一种新型单电源 IGBT 驱动电路, 机电工程, 已录用

作者: [刘磊](#)
学位授予单位: [浙江大学电气工程学院](#)

相似文献(10条)

1. 学位论文 [孙建强](#) 100kHz IGBT组合感应加热电源研究 2008

本文主要研究提高IGBT感应加热电源频率的控制方法。在对典型的提高感应加热电源频率的电路进行研究分析的基础上,针对一种新型的多逆变桥分时控制电路为研究对象,对其工作原理和工作过程进行了较为详细的理论分析和参数设计。研究了多个逆变桥分时控制时输出联结方式、逆变桥之间的环流问题。探讨了一种分时控制中逆变桥IGBT开路故障的判别方法,在电源不停机的情况下以正常工作的逆变桥取代故障的逆变桥,实现逆变器的冗余控制。通过对串联谐振型和并联谐振型感应加热电源的分析与比较,选用了串联谐振。主电路采用晶闸管三相全控桥整流电路,IGBT单相全桥逆变电路。电源采用TMS320F2812全数字化控制,包括三相全控桥的触发脉冲产生和三个逆变桥的控制以及IGBT的过压过流保护。

通过MATLAB/Simulink仿真,验证了控制方法和电路参数选择的正确性。在此基础上,对电源控制系统进行了硬件实现,制作了相应感应加热电源控制电路板。实验结果证明了电路拓扑的可行性、理论分析的正确性以及参数设计的合理性。由于该电路能较好地实现多桥交替工作,降低开关器件频率,提高系统效率,因此,本文所做研究取得了良好的实验效果。

2. 期刊论文 [刘庆丰](#), [王华民](#), [冷朝霞](#), [刘丁](#), [Liu Qingfeng](#), [Wang Huamin](#), [Leng Zhaoxia](#), [Liu Ding](#) 基于多电平逆变器的 高频感应加热电源若干问题的研究 -[电工技术学报](#)2007, 22(6)

由于功率金属氧化物半导体场效应管(MOSFET)电压容量等级较低,为实现高频感应加热电源的大功率输出,对基于多电平变换技术的串联谐振电压源逆变电路在感应加热电源中的应用问题进行了研究。给出了一种带无源无损吸收电路的多电平逆拓扑结构以及吸收电路的参数设计方法,实现了逆变电路中二极管反向恢复现象的抑制及功率器件开关条件的改善;通过对逆变电路死区工作过程的分析,确定了逆变电路的信号触发方式,解决了负载电压二次换向及电压波形的调整问题。通过工作频率为500kHz的感应加热电源的仿真和实验结果,验证了研究工作的可行性及正确性。

3. 学位论文 [易亚军](#) 高频感应加热电源的设计 2009

高频感应加热以其加热温度高、效率高、速度快、温度可控性好、作业环境好及易于实现自动控制等优点,已在金属熔炼、透热、淬火、弯管、焊接和表面热处理等行业得到广泛的应用。

本设计根据设计任务进行了方案设计,设计了相应的硬件电路,研制了15KW高频感应加热电源。

本设计中感应加热电源采用IGBT作为开关器件,可工作在100kHz频段。它由整流器、滤波器、和逆变器组成。整流器采用不可控三相全桥式整流电路。滤波器采用两个电解电容和一个电感组成II型滤波器滤波和无源功率因数校正。逆变器主要由PWM控制器SG3525A控制四个IGBT的开通和关断,实现DC-AC的转换。

设计中采用的芯片主要是PWM控制器SG3525A和光耦合驱动电路HCPL-316J。设计过程中充分利用了SG3525A的控制性能,具有宽的可调工作频率,死区时间可调,具有输入欠电压锁定功能和双路输出电流。由于HCPL-316J具有快的开关速度(500ns),光隔离,故障状态反馈,可配置自动复位、自动关闭等功能,所以选择其作为IGBT的驱动。

对原理样机的调试结果表明,所完成的设计实现了设计任务规定的基本功能。此外,为了满足不同器件对功率需要的要求,设计了功率可调。

4. 会议论文 [胡铁军](#), [王克争](#), [张滨](#) 高频感应加热电源控制电路的研制 2001

采用了一种新型的控制技术-锁相技术实现对整个串联谐振型逆变电路的控制,用锁相环(PLL)能够方便的进行频率跟踪、时滞补偿、死区形成等关键技术的实现。经过实验,采用该方法实现的控制电路适应性强、控制灵活、灵敏度高,有较好的控制性能。

5. 学位论文 [熊磊](#) 串联谐振感应加热电源的数字化控制研究 2006

本文从感应加热基本原理出发,概述了感应加热技术的研究现状及发展趋势,主要介绍了目前感应加热电源的主电路,对串联谐振逆变电路的几种调功方式进行分析比较,分析了锁相环(PhaseLockedLoop)的工作原理。在比较了原有锁相环工作原理的基础上,重点介绍了基于DSP的数字化控制系统在串联谐振型感应加热电源中的应用。

第1章主要概述了感应加热的基本原理,以及国内外感应加热技术的研究现状及发展趋势,并简述了本课题的研究意义和主要工作。

第2章对感应加热电源中的主电路拓扑进行分析,比较串联谐振逆变电路与并联谐振逆变电路的优缺点,结合MATLAB中的仿真结果对谐振电路中的电压电流波形进行分析。对串联谐振逆变电路的几种调功方式进行数学分析和仿真研究,比较它们之间的优缺点,结合分析的结果确定调功方式。

第3章介绍了锁相环在感应加热电源系统中的重要性以及常用的实现方法,分析锁相环的工作原理,通过仿真对锁相环中的一些参数进行分析。在此基础上设计数字锁相环(DPLL),建立基于数字锁相环的感应加热电源系统的数学模型,并分析了数字锁相环的可行性。

第4章利用DSP对串联谐振感应加热电源的数字化控制系统进行了设计,包括硬件电路和软件设计(系统初始化程序、AD采样程序、DPLL运算程序和新周期的PWM输出程序),在硬件电路中调试所设计的软件程序,验证该数字化控制系统的可行性。

论文最后,对本课题所做的工作做了一个简单的总结和展望。

6. 学位论文 [邹焕青](#) 等效单电流源自然换流型半桥逆变器的反常功率输出特性分析 2009

早在上个世纪六十年代,就出现了晶闸管中频电源装置,由于其较中频发电机组具有一系列明显优势,因此得以迅速推广应用。经过近半个世纪的发展,晶闸管中频电源装置的容量和频率不断提高,出现了各种类型的线路结构。其中串联谐振和并联谐振大功率中频电源被广泛应用于感应加热领域。

串联谐振逆变电路采用恒压源供电,输出电流接近正弦波,换流方式为负载电流自然换流,易于起振,但是存在谐振高压,且在供电电压相同的情况下,炉体负载Q值越高,炉体线圈电压越高,存在很大的安全隐患。并联谐振逆变电路采用恒流源供电,炉体电压相对较低,且不随负载变化,对负载的适应能力强,运行安全,但其换流方式为负载电压强迫换流,起振困难、易发生逆变颠覆,且随电源功率的加大,情况加剧。这两种形式的谐振逆变电路自然特性里的不利因素,使得它们在中频大功率感应加热领域的应用受到一定的限制。

针对以上情况,我实验室自主开发研制出一种新型线路结构中频电源,这种电源电路在克服传统串联谐振和并联谐振中频电源缺点的同时,还保留了各自的优点。它采用恒流源供电,逆变部分是一种半桥拓扑结构,以负载电流自然换流方式关断晶闸管,我们称之为电流源自然换流型半桥式中频电源。

本文第二、三章分别对传统全桥串联和并联谐振中频电源的等效主电路进行分析计算,证实了各自逆变电路的自然特性的同时也为下文的分析提供了可供借鉴的方法。在第四章,先对电流源自然换流型半桥式中频电源的主电路进行合理等效,再对该主电路的工作过程特性进行定性分析,然后采用微分方程法分析其瞬态过程,并借助C语言程序计算,给出了该电源电路从起动-暂态-稳态工作过程中及稳态工作时各电量的波形图,同时还算出了稳态工作时各电量之间的数值关系,最后通过与1200kW样机实验测量波形和数据进行对比分析,不但验证了该等效电路模型的合理性,也从理论上证实了该电路的反常功率输出特性。这为此种电源在感应加热领域的应用选择合理的设计参数提供了理论支持。

7. 期刊论文 [夏思渊](#), [陈驰](#), [郝滨海](#), [党福祥](#) 新型中频感应加热电源的设计与实现 -[电工技术杂志](#)2002, ""(8)

介绍了一种新型中频感应电源的工作原理,建立逆变电路稳态工作的微分方程,推导出功率、电流、电压、工作频率的计算公式。运用CAD技术对主电路进行分析、绘出仿真图并对比实验结果验证设计方案。

8. 学位论文 [朴贞爱](#) 单管超高频感应加热电源的研究 2005

本文以高频感应加热电源为技术背景,概述了感应加热技术和现状,对各类感应加热电源的拓扑进行了分析比较,重点对E类单管高频感应加热电源的控制原理和驱动电路进行了研究,并给出了具体的实现方式。第一章主要概述了感应加热的基本原理,以及国内外高频感应加热电源技术的发展和现状,并简述了本课题所作的主要工作。第二章分别对现有的全桥、半桥与单管感应加热电源的拓扑,几种典型的单管逆变器拓扑进行了比较分析,并且对单管逆变器现有的几种调功方式进行了讨论。第三章对应用在主电路中的无源元件和有源器件的高频特性进行了分析,并选出适合应用在高频情况下的主要元器件类型。第四章对所选出的E类逆变电路的工作原理进行了详细的分析,并且对电路中若干参数变化对电路特性的影响进行了讨论,在此基础上提出了E类逆变电路的闭环控制理论及其实现的可能性。第五章给出本课题系统框图及逆变器控制与驱动电路中重要环节的分析与最后实现方案,并给出了实验的结果和结论。最后,论文对本课

题所作的工作做了简要的总结。

9. 学位论文 王新华 数字化中频感应加热电源的研究与设计 2008

本文针对中频感应加热装置的需要设计了一种感应加热电源,通过电磁感应原理及利用涡流实现了对工件的加热。本电源的引入使得感应加热装置的频率应变性得到增强,可跟踪负载的工作频率,使装置效率提高,从而达到节能、节时的目的。

本课题主要对感应加热电源的硬件进行了分析设计,其核心工作在于逆变电路和DSP控制电路的设计。通过对感应加热电源的工作原理、电路拓扑结构以及槽路谐振特性的分析,确定了以IGBT作为功率开关器件的串联谐振型逆变器作为本系统的逆变电路,并通过双极性脉宽调制方式(SPWM)实现了对逆变器的功率控制。以HL402作为驱动系统核心设计了电源的驱动保护电路,确保了感应加热电源的正常运行。搭建了以TMS320F2812为核心的控制平台,实现了SPWM驱动信号的数字化产生以及系统的带有输出电压有效值控制及负载电流前馈控制的瞬时值双环反馈控制,并加入一定的死区时间以防止逆变器同一桥臂上的功率开关管同时导通,产生直通现象损坏器件。通过对锁相环原理的分析,建立了锁相环控制的数学模型,并提出了利用TMS320F2812实现数字锁相环的方法及流程,实现了谐振型逆变器的负载频率跟踪。对电源系统进行分析确定了整体方案,对系统的软硬件进行了设计,并计算了系统参数以及进行了器件的选型。最后通过对系统的仿真分析验证了设计的可行性。

10. 期刊论文 胡刚. 陈为 IGBT高频感应加热电源的研制 -青岛科技大学学报(自然科学版)2003, 24(z1)

以IGBT为开关元件,研制了15kW高频感应加热电源.对该电源的逆变电路、控制电路、驱动电路等进行了研究.实验结果表明:并联谐振逆变电路开关器件上流过的电流小,开关损耗低,电路简单,容易控制,适用于小功率感应加热电源.

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1213339.aspx

授权使用: 山西农业大学(sxnydx), 授权号: 89edf988-414f-4aef-bdf0-9e160114d704

下载时间: 2010年10月21日