

浙江大学

硕士学位论文

超音频感应加热电源的锁相控制策略

姓名：干于

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：陈辉明

20050501

## 摘 要

本文以超音频感应加热电源为研究对象,以 IGBT 为开关器件,采用并联型谐振逆变拓扑,完成一台 50kHz/160kW 并联型超音频感应加热电源的锁相控制电路的设计。

本文主要介绍 IGBT 锁相控制电路在感应加热电源控制系统中的设计和应用。首先对感应加热技术的发展史和相关的基本知识做了简要说明,对电力电子器件的发展以及感应加热电源的发展状况做了总结,提出了本文工作的主要内容。然后分析比较感应加热电源常用的两种拓扑结构,对并联谐振逆变器的负载特性、调功方法和频率跟踪技术进行了总结,提出了逆变控制的基本思路。根据锁相环路的基本原理和锁相环电路的基本组成,围绕逆变起动的频率跟踪技术,提出了锁相控制的策略。最后按照整体电源的设计,分别介绍整流控制电路,逆变锁相控制电路和过压过流保护电路。并在实验波形的基础上,着重分析了锁相控制下,逆变起动失败的原因,对电压信号检测电路加以改进,突破了电源在逆变起动时的频率带宽。

**【关键词】** 感应加热、并联谐振逆变、锁相环

## **Abstract**

This paper has researched on ultra-sound frequency induction heating power supply. Adopting parallel resonant topology, a 50kHz/160kW supply's phase lock control circuit has been designed which uses power IGBT as its switching devices.

This paper mainly discusses the design and the application of the IGBT phase lock control circuit controlled by the induction heating power supply. Firstly, this paper has introduced the history and the basic knowledge of induction heating technology, and the development of power devices and the induction heating technology are introduced as well. Secondly, this paper compares the two basic resonant topologies. It also discusses the power regulation, the frequency auto-tracking strategy, and the basic way of inverter control. Based on the phase-locked loops theory and the basic structure of the phase-locked loops, this paper also analyzes the startup and control way of the inverter, brings forward the way of phase-locked control. At last, it gives the power supply design which includes rectifier and inverter control, and protection circuit as well. Based on the experimental waveforms, it specially analyzes the reason of inverter's startup failure. While improved the detecting circuit of voltage single, the limitation of the power's bandwidth has been broken.

**【Keywords】** induction heating; parallel resonance; phase-locked loops.

# 第一章 概 述

## 1.1 感应加热技术的发展简述

### 1.1.1 感应加热的发展史

电磁感应现象早在 1831 年就已经被发现，其本质是闭合线圈中的磁通变化会产生感应电流。在一般电气设备中，电磁感应产生的涡流以及涡流引起的发热是有害的，而感应加热则利用涡流达到加热金属的目的。早在十九世纪末，Foucault、Heaviside 及 Thomson 等人就对涡流理论和能量由线圈向铁芯传输的原理进行了系统的研究，最早建立了感应加热的理论基础。同时，在 1890 年，瑞典人 Kjelin 发明了有心感应炉用于金属冶炼【2】，开始了应用电磁感应的涡流热效应原理的尝试。

在本世纪初，玻璃管汞弧整流器的发明标志着电力电子学的起源。到了五十年代末，晶闸管的出现迎来了感应加热电源技术以致整个电力电子学划时代的发展，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。在五十年代以前出现的感应加热电源主要有：工频感应熔炼炉、电磁倍频器、中频发电机组和电子管振荡器式高频电源。

工频感应熔炼炉以电网电压产生的交流磁通对被加热负载加热。由于电网频率很低，为达到足够的输出功率和发热效果，电网必须提供大电流以建立足够强的磁通。为避免直接起动对电网造成的冲击，通常采用两级起动方式：第一级串联电阻或电感，起动结束后，第二级则切除起动元件，这样把起动电流限制在五倍额定电流以下。由于电网频率固定不变，而感应加热的负载参数在加热过程中是不断变化的，一般采用接触器来切换补偿电容，保证输出功率因数角变化不至于过大。在电网和负载之间，还串有调压设备，以调节输出功率。

电磁倍频器采用饱和变压器，通过产生非正弦磁通，再适当连接含有非正弦磁通变压器的二次绕组，直接获得倍频电压。常用的为三倍频器。由于电磁倍频器要求饱和变压器的饱和深度有严格控制，以保证输出功率和输出电压的稳定性，因此要求电网电压波动较小，且加工饱和变压器的矽钢片磁化曲线要尽可能一致。我国的矽钢片生产工艺和电网质量无法保证电磁倍频器的批量生产和正常

工作，所以电磁倍频器在我国没有得到发展【2】。

中频发电机组问世于 1892 年，在二十世纪二十年代得到迅速推广。直到 1966 年晶闸管中频感应加热装置出现以前，在中频感应加热领域，中频发电机组一直占据着统治地位。由于中频发电机组的输出频率固定不变，而经过补偿的感应加热负载，其谐振频率在加热过程中不断变化，为保证较高的输出功率因数充分利用发电机的容量，必须采用中频接触器频繁切换补偿电容。

电子管诞生于 1906 年，将电子管应用于感应加热装置则是在二十世纪二十年代后期。目前电子管高频振荡器已被广泛应用于工业生产。常用的电子管振荡器频率范围一般在 0.1~5MHz 左右，特殊的有 10MHz 以上的振荡器应用于不同的场合。由于电子管振荡器的直流工作电压通常高达 12000V，因此必须采用升压变压器，而电子管振荡工作的非饱和特性导致其效率很低，装置的总效率在 50%左右。这不仅浪费能源，还加重了冷却系统的负担。另外电子管振荡器对冷却水的要求较高，增加了运行成本。

五十年代末出现的硅晶闸管，引起了感应加热电源技术以致整个电力电子学的一场革命，感应加热电源及应用得到了飞速发展。如今，在中频(150Hz~10kHz)范围内，晶闸管中频感应加热装置已经完全取代了传统的中频发电机组和电磁倍频器。

自八十年代以来，现代半导体微集成加工技术与功率半导体技术的结合，为开发新型功率半导体器件提供了条件，相继出现了一大批全控型电力电子半导体器件(GTR, MOSFET, IGBT, SIT, SITH, MCT 等)，极大地推动了电力电子学的发展，为固态超音频、高频电源的研制提供了坚实的基础。

### 1.1.2 感应加热的基本原理

依靠感应线圈，电能通过电磁感应传递给要加热的金属，在金属内部转变为热能，这就是感应加热技术，如图 1-1 所示。当感应线圈通入一个正弦交变电流  $i$ ，根据电磁感应定律在金属物体中产生按照右手螺旋定则方向的磁通量。

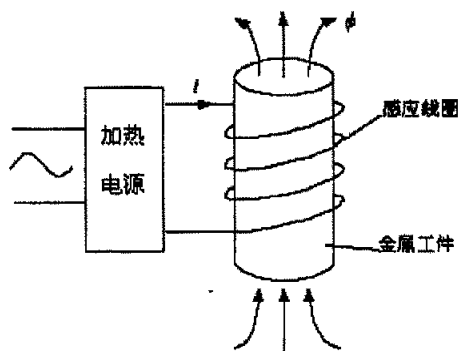


图 1-1 感应加热原理图

如上图所示，当通入交变电流  $i = I_m \sin \omega t$ （为分析方便，令  $i$  为正弦电流，因为任意交变电流都可通过傅立叶分析，变为有限个正弦波的叠加）时，根据麦克斯韦电磁方程（忽略边缘效应）有：

$$\phi = \frac{\mu N S i}{l} \quad (1-1)$$

式中  $N$  是线圈匝数，可知当处于磁导率  $\mu$  恒定介质中磁通量  $\phi$  与电流  $i$  波形形状相同，既  $\phi = \phi_m \sin \omega t$ ，根据感生电势  $e = -\frac{d\phi}{dt}$  得到感应电动势：

$$e = N \phi_m \omega \cos \omega t \quad (1-2)$$

因此，感应电动势的有效值为：

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

感生电势的方向是绕圆心呈径向分布。从上述分析可知当金属放入有交变电流通过的感应炉内时，将在金属内部感应电势  $e$ ，并且由于金属内部电阻引起电流  $i$ ，在金属内部产生功率  $P$ 。由于在加热过程中，随着温度升高，电磁物理过程将变得非常复杂。由于存在金属磁导率  $\mu$ 、金属电阻  $R$ 、被加热金属形状以及边缘效应的影响，故不能严格保证功率和输入电流频率、磁通的函数关系，只能大致给出变化趋势，认为增大频率和磁通时，输出功率会增大。但是由于线圈内部磁场的建立几乎是瞬时的，相对于常规加热方式其加热速度有很大的优势。因此尽管理论分析非常复杂，采用感应加热替代常规加热方式进行金属热处理已经是一种趋势，当然，诸如设备复杂、成本高等问题仍需要通过技术的逐步完善来普及感应加热电源的应用。

### 1.1.3 透入深度和集肤效应

如图 1-2 所示, 当导线中流过的电流是直流或低频电流  $I$ , 在导线内和导线周围将产生磁场  $B$ , 磁场从导线中心向径向方向扩展开来。

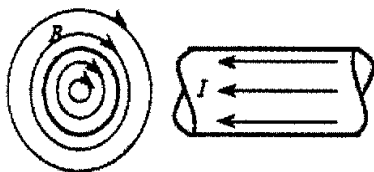


图 1-2 低频时单根导体

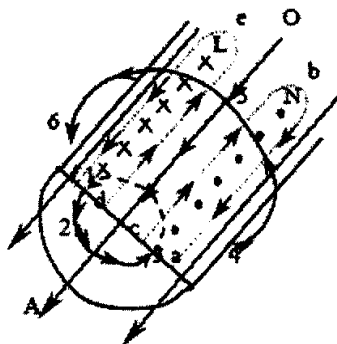


图 1-3 高频电流引起集肤效应

如图 1-3 所示, 当导体通过高频电流时, 变化的电流就要在导体内和导体外产生变化的磁场 (图中 1-2-3 和 4-5-6) 垂直于电流方向。根据电磁感应定律, 高频磁场在导体内沿长度方向的两个平面  $L$  和  $N$  产生感应电势。此感应电势在导体内整个长度方向产生的涡流 ( $a-b-c-a$  和  $d-e-f-d$ ) 阻止磁通的变化。可以看到涡流的  $a-b$  和  $e-f$  边与主电流  $O-A$  方向一致, 而  $b-c$  和  $d-e$  边与  $O-A$  相反。这样主电流和涡流在导线表面加强, 越向导线中心越弱, 电流趋向于导体表面。这就是集肤效应。导体中的电流集聚在离导体表面深度为  $\delta \sim 2\delta$  范围内, 在深度超过  $2\delta$  的地方电流就很小了。电流在导体中产生的焦耳热与电流的平方成正比, 因此, 单位体积中的焦耳热, 即功率密度由表向里的衰减较电流密度的变化更为显著。高频淬火就是利用这一特性对工件表面进行加热。

透入深度的规定是由电磁场的集肤效应而来的。工程上通常是这样规定的, 当导体电流密度由表向里面衰减到数值等于表面电流密度的 0.368 倍时, 该处到表面的距离  $\delta$  称为电流透入深度。因此可以认为交流电流在导体中产生的热量大部分集中在电流透入深度  $\delta$  内。

透入深度  $\delta$  可用下式来表示:

$$\delta = 5030 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (1-4)$$

式中,  $\rho$ : 导体材料的电阻率 ( $cm \cdot \Omega$ );

$\mu_r$ : 导体材料的相对磁导率;

$f$ : 电流频率 (Hz)。

分析一下式(1-4)中, 当材料的电阻率  $\rho$ , 相对磁导率  $\mu$  确定以后, 透入深度  $\delta$  仅与频率的平方根成反比, 因此它可以通过改变频率来控制。频率越高, 工作的透热厚度就越薄, 这种特性在金属热处理中得到了广泛的应用, 如淬火等。

另外, 感应加热还涉及到两个重要的电磁现象: 邻近效应和圆环效应。所谓邻近效应指的是两根通有交流电流的导体靠得很近时, 在相互影响下, 电流要做重新分布。邻近效应的电流密度分布不仅取决于导体本身的磁场, 而且与邻近导体磁场的总作用有关。圆环效应指的是, 将交流电流通过圆环形线圈时, 最大电流密度出现在线圈导体的内侧。感应电炉就是综合利用这几种效应的设备。感应线圈两端加上交流电压, 线圈和工件上产生的电流方向相反, 当二者相互靠拢时, 线圈和工件表现为邻近效应, 结果, 线圈电流集聚在内侧表面, 工件电流集聚在外表面。这时, 线圈本身表现为圆环效应, 而工件本身表现为集肤效应。

## 1.2 固态感应加热电源技术介绍

电力电子起源于二十世纪初的玻璃管汞弧整流器的发明, 而现代电力电子学开始的标志是五十年代末晶闸管的出现。因此, 本文将六十年代以前出现的感应加热电源统称为传统电源。主要有工频感应炉、电磁倍频器、中频发电机组和电子管振荡器。

固态感应加热技术开始于二十世纪六十年代, 是现代电力电子学的一项重大成果。经过数十年的发展和应用, 固态感应加热技术取得了不断的进步, 以至于整个电力电子学的产业地位也逐步提高。而固态感应加热技术的核心就是: 固态功率器件。

固态功率器件实际上就是以半导体材料构成的功率开关。在其发展过程中, 始终如一的追求目标就是使固态器件不断接近理想开关的特性:

- 通态电阻为零, 通态电流无穷大;
- 断态电阻无穷大, 阻断电压无限高;
- 开关过程无延时, 开关控制无损耗。

因此固态器件发展的过程, 就是不断提高其频率特性和容量, 不断降低器件



的驱动损耗、通态损耗和开关损耗。

目前应用于功率变换装置的固态功率器件种类很多,各有优缺点。按照门(栅)极的控制特性一般分为两类:半控型器件和全控型器件。

半控型器件是指第一代固态器件晶闸管及其派生产品,因晶闸管门极只能控制开通,而不能控制关断,所以称为半控型。1957年,美国研制出世界上第一只普通的(400Hz以下)反向阻断型可控硅,后称晶闸管(SCR)。经过60年代的工艺完善和应用开发,到了70年代,晶闸管已形成从低压小电流到高压大电流的系列产品。在这期间,世界各国还研制出一系列的派生器件,如不对称晶闸管(ASCR)、逆导晶闸管(RCT)、门极辅助关断晶闸管(GATT)、光控晶闸管(LTSCR)等等。在感应加热电源中频领域(10kHz以下),晶闸管仍将是最佳的器件,主要表现在:通态压降很低(典型值1.1V),通态损耗很小;借助于负载谐振实现换相关断,而无须强迫换流电路;单机大容量是其它器件无法竞争的;频率特性得到了充分应用。由晶闸管及其派生器件所构成的各种电力电子装置在工业应用中主要解决了传统的电能变换装置中所存在的能耗大和装置笨重的问题,因此电能的利用率大大地提高了,同时也使工业噪声得到一定程度的控制。目前INTERNET上可以查到的高压大电流晶闸管有POWEREX推出的用于高压交流开关和静止无功发生器用的12000V/1500A的晶闸管。

全控型器件是指二十世纪七十年代后期相继出现的各种自关断器件,主要有GTO、GTR、MOSFET、IGBT、SIT、SITH、MCT等等。自1948年美国贝尔实验室发明了第一只晶体管以来,经过20多年的努力,到了70年代,用于电力变化的晶体管(GTR)已进入工业应用领域,由于GTR具有自关断能力且开关速度可达20KHz,在PWM技术中一度得到了广泛的应用,并促使装置性能进一步提高和传统直流电源装置的革新,出现了所谓的“20千周革命”,但因功率晶体管存在二次击穿、不易并联以及开关频率仍然偏低等问题,它的应用受到了限制。

70年代后期,电力半导体器件在高频化进程中一个标志性器件,功率场效应晶体管(Power MOSFET)开始进入实用阶段。进入80年代,人们又在降低器件的导通电阻、消除寄生效应、扩大电压和电流容量以及驱动电路集成化等方面进行了大量的研究,取得了很大的进展。功率场效应管中应用最广的是电流垂直流动结构的器件(VDMOS)。它具有工作频率高(几十千赫至数百千赫,低

压管可达兆赫)、开关损耗小、安全工作区宽(不存在二次击穿问题)、漏极电流为负温度特性(易并联)、输入阻抗高等优点,是一种场控型自关断器件,为目前电力电子技术赖以发展的主要器件之一。100A/1000V 的 VDMOS 已商品化,研制水平达 250A/1000V【23】,其电流的容量还有继续增大的趋势。尽管 VDMOS 器件的开关速度非常快,但其导通电阻与  $U^{2.5}$  成正比,这就限制了它在高压大功率领域的应用。

80 年代电力电子器件较为引人注目的成就之一就是开发出双极型复合器件。研制复合器件的主要目的是实现器件的高压、大电流参数同动态参数之间的最合理的折中,使其兼有 MOS 器件和双极型器件的突出优点,从而产生出较为理想的高频、高压和大电流器件。目前最有发展前途的复合器件是绝缘栅双极型晶体管 IGBT(insulate gate bipolar transistor)和 MOS 栅控晶闸管 MCT(MOS controlled thyristor)。IGBT 于 1982 年在美国率先研制出样品,1985 年开始投产。目前最高电压已达 4500V,最大电流可为 1800A。MCT 是 80 年代后期出现的另一种比较理想的器件,目前研制水平为 300A/2000V,1000A/1000V,最高电压达 3000V【33】。

80 年代期间发展起来的静电感应晶体管 SIT(static induction transistor)和静电感应晶闸管 SITH(static induction thyristor)是利用门极电场强度改变空间电荷区宽度来开闭电流通道的原理研制成的器件。

本文研究的超音频感应加热电源,所采用的功率器件是绝缘栅双极型晶体管 IGBT。

### 1.3 国内外感应加热技术现状

感应加热技术从诞生至今,经过近百年的发展,取得了令人瞩目的成果,尤其是六十年代以后,固态电力电子器件的出现与发展,使感应加热技术和现代化生产许多方面密切相关,发挥了很大的生产力的作用,因此世界各国都十分关注感应加热技术的发展,并投入了相当的经济支持和技术力量。目前传统的感应加热电源与固态感应加热电源取长补短,互补共存。

### 1.3.1 国外感应加热技术现状

低频感应加热的特点是透热深度深、工件径向温差小,热应力小,热处理工件变形小,比较适合大型工件的整体透热、大容量炉的熔炼和保温。目前,在低频感应加热场合普遍采用传统的工频感应炉。国外的工频感应加热装置可达数百兆瓦,用于数十吨的大型工件的透热或数百吨的钢水保温。预计短期内,以固态器件构成的低频感应加热电源在功率容量、价格和可靠性方面还难以与简单的工频感应炉竞争,虽然其效率、体积和性能均优于工频炉。

在中频(150~10KHz)范围内,晶闸管感应加热装置已完全取代了传统的中频发电机组和电磁倍频器,国外的装置容量已达数十兆瓦。

在超音频(10~100KHz)范围内,早期基本是空白,晶闸管出现以后,一度曾采用晶闸管以时间分割电路和倍频电路构成的超音频电源。八十年代开始,随着一系列新型功率器件的相继出现,以这些新型器件(主要有 GTO、GTR、MCT、IGBT、BSIT 和 SITH)构成的结构简单的全桥型超音频固态感应加热电源逐渐占据了主导地位,其中以 IGBT 应用最为普遍,这是因 IGBT 使用起来方便可靠,很受电路设计者的欢迎。1994 年日本采用 IGBT 研制出了 1200KW/50KHz 的电流型感应加热电源,逆变器工作于零电压开关状态,实现了微机控制。西班牙在 1993 年也已经报道了 3~600KW/100KHz 的 IGBT 电流型感应加热电源【28】,欧、美地区的其它一些国家如英国、法国、瑞士等的系列化超音频感应加热电源也达数百千瓦。

在高频(100KHz 以上)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,德国的电子管高频电源水平约为 1100KW,而其在 1989 年研制的电流型 MOSFET 感应加热电源的容量已达 480KW/50~200KHz,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。

### 1.3.2 国内感应加热技术现状

我国感应加热技术从 50 年代开始就被广泛应用于工业生产当中。60 年代末开始研制晶闸管中频电源。到目前已经形成了一定范围的系列化产品，并开拓了较为广阔的应用市场。

在中频领域，晶闸管中频电源装置基本上取代了旋转发电机，已经形成了 500~8000Hz/100~3000kW 的系列化产品。国产中频电源大多采用并联谐振逆变器结构，在开发更大容量的并联逆变中频感应加热电源的同时，尽快研制出结构简单，易于频繁启动的串联谐振逆变中频电源也是中频领域有待解决的问题。

在超音频领域的研究工作八十年代已经开始。浙江大学采用晶闸管倍频电路研制了 50kW/50kHz 的超音频电源，采用时间分隔电路研制了 30kHz 的晶闸管超音频电源。从九十年代初开始，国内采用 IGBT 研制超音频电源。浙江大学研制开发的 50kW/50kHz IGBT 超音频电源已经通过浙江省技术鉴定【13】。总的来说，国内目前的超音频电源研制水平大致为 500kW/50kHz，与国外的水平相比还有一定的差距。

### 1.3.3 感应加热电源技术的发展方向

今后，感应加热电源技术的发展趋势主要有以下几个方面：

一、功率半导体器件的大容量化、高频化将带动感应加热电源的大容量化和高频化；

二、随着感应热处理生产线自动化控制程度及对电源可靠性要求的提高，感应加热电源正向智能化控制方向发展；

三、随着对整个电网无功及谐波污染要求的提高，具有高功率因数低谐波污染电源也将成为今后发展的一个方向；

四、电源和负载的最佳匹配。由于感应加热电源多用于工业现场，其运行工况比较复杂，它的负载对象也各式各样，而电源逆变器与负载是一个有机的整体，它们之间的配置方式将直接影响到电源的功率利用系数。

## 1.4 本文所做的主要工作

随着 IGBT 等全控器件的容量不断增大, 超音频逆变控制技术的不断完善和现代电力电子技术的不断发展, 超音频感应加热电源在工业生产和日常生活中越来越重要的作用。

本文在对感应加热电源电路拓扑结构、槽路谐振特性和频率自动跟踪的分析基础上, 设计了一种超音频感应加热电源的锁相控制策略, 并实际应用到大功率的超音频并联型感应加热电源中, 最后给出了实验结果。其主要工作集中在以下几个方面:

- 1、以锁相环特性和感应加热电源的负载特性为基础, 对应用在感应加热中的锁相控制系统进行了详细的理论研究和系统设计, 使电源系统工作在稳定的锁相控制系统之下;

- 2、结合感应加热电源本身的特点和谐振回路的参数, 从电源起动的范围和可靠性出发, 对逆变控制锁相频率的跟踪做了深入的研究;

- 3、对 50kHz/150kW 电流型并联负载感应加热电源的设计, 在上述理论分析和实验研究的基础上, 根据负载特性要求, 通过合理选择参数结合新的锁相控制方案设计完成整体电路的设计。

- 4、在实验结果的基础上, 对于锁相控制的信号采样, 提出了进一步的改进设计, 提高了电源的运行可靠性。

## 第二章 超音频感应加热电源技术分析

感应加热电源一般由以下几个环节组成：

- 整流环节（AC-DC）；
- 滤波环节（FILTER）；
- 逆变环节（DC-AC）；
- 负载及谐振槽路（Resonant Tank）；
- 控制及保护环节（Control And Protect）。

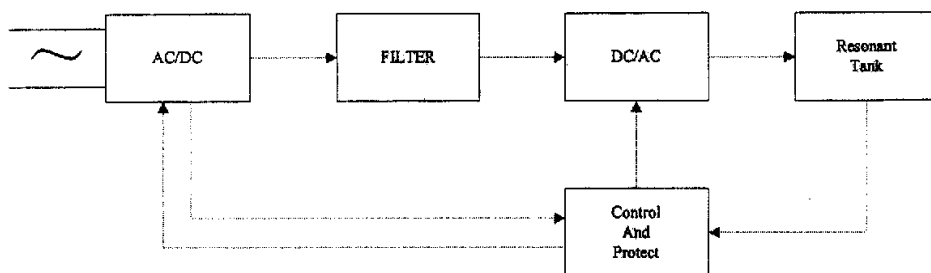


图 2-1 感应加热原理框图

### 2.1 电压型逆变器与电流型逆变器的比较分析

由自关断器件构成的电压型串联谐振逆变器和电流型并联谐振逆变器的电路拓扑分别如图 2-2 和 2-3 所示。

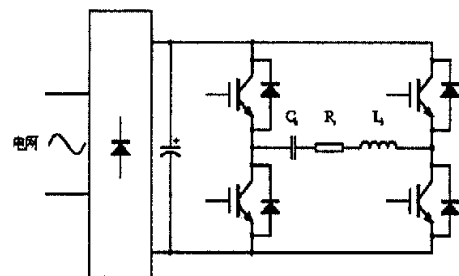


图 2-2 串联谐振逆变器

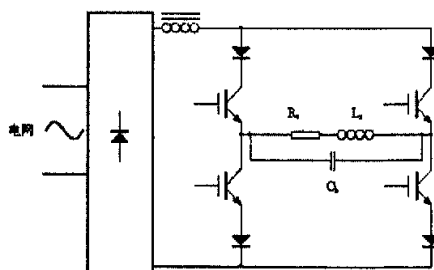


图 2-3 并联谐振逆变器

从电路原理来看，电压型逆变器和电流型逆变器在各种变量的波形、电路的拓扑、还有电路的特性等方面都存在着对偶关系，下面列表加以说明。

表 2-1 电路拓扑的对偶

电压型逆变器	电流型逆变器
入端并联电容 $C_d$ (等效电压源)	入端串联电感 $L_d$ (等效电流源)
负载为 R、L、C 串联谐振电路	负载为 R、L、C 并联谐振电路
逆变开关为单向耐压, 双向载流	逆变开关为双向耐压, 单向载流

表 2-2 电压、电流波形的对偶

电压型逆变器	电流型逆变器
入端电压为恒定直流	入端电流为恒定直流
当工作在负载谐振频率时, 入端电流为正弦半波波形	当工作在负载谐振频率时, 入端电压为正弦半波波形
输出电压为方波	输出电流为方波
输出电流为正弦波	输出电压为正弦波

表 2-3 电路特性的对偶

电压型逆变器	电流型逆变器
负载阻抗频率特性为串联谐振特性, 因此不宜空载	负载阻抗频率特性为并联谐振特性, 因此可以空载
短路及直通保护困难	短路及直通保护容易
逆变器及负载开路保护容易	逆变器及负载开路保护困难

从上面三个表格可以看出, 理解和掌握表 2-1、2-2 两表中的对偶关系有助于分析和比较两种逆变电路的工作原理, 而了解表 2-3 中的对偶关系则有助于正确可靠地设计保护电路。

本文研究的电源是 50kW 以上的大功率电源, 选用电流型的逆变器主要是基于以下两点。

1、从负载的角度, 并联负载比串联负载要稳定。并联负载在 L、C 上的电流较大, 一般是谐振电流的 Q 倍, 而串联谐振时, L 和 C 上的电压将是输入电压的 Q 倍, 电源的输入电压往往在 500V, 即使 Q 值小于 10, L 和 C 上承受的

电压也要在上千伏，在实际应用中，负载端必须加入隔离阻抗匹配器才能工作。采用并联型负载则要简单的多，负载的稳定性也因此要提高很多，由于本文研究的是大功率的逆变电源，所以采用电流型并联逆变器更为实用。

2、电流型逆变器的负载端采用了并联谐振电路，电源的短路与直通保护电路相比电压型逆变器方式要简单可靠，对于大功率（50kW 以上）的感应加热逆变电源装置，电源的过流保护对于实际的生产应用是十分重要的。在这一点上，电流型逆变器对于电压型的有较大优势。

所以从实际应用的角度和控制的可靠性出发，在大功率的应用场合，电流型逆变器的优势较为明显。

## 2.2 谐振槽路

下面主要分析感应加热电源谐振槽路的一些数学关系，分为并联谐振和串联谐振两种基本形式。

### 2.2.1 并联谐振

图 2-4 是将电阻  $R$  和电感  $L$  串联后再与  $C$  并联的电路，也是并联谐振电路的常见结构。

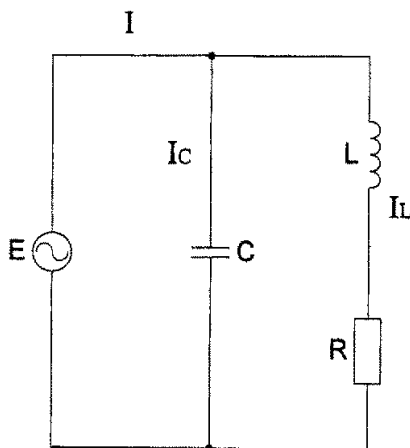


图 2-4 并联谐振电路

假定此电路中的电源  $\dot{E} = E_m \sin \omega t$ ，内阻为零，则在电路各个支路中流过的电流分别为：



$$\dot{I}_L = \frac{\dot{E}}{Z_1} = \frac{\dot{E}}{R + j\omega L}$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{Z_2} = j\omega C \dot{E}$$

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

因此并联电路的总阻抗  $Z$  为：

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

当电路发生并联谐振时，式（2-1）的虚部项为零，即：

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

因此得谐振角频率为：

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

图 2-4 中的  $R$ ，一般为电感线圈所包含的直流阻抗，当  $R \ll \sqrt{L/C}$  时，根据上式，电路的谐振角频率接近于理想 LC 并联电路谐振频率：

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-3)$$

进一步分析可知，随着电阻  $R$  的增大，谐振频率将减小直至为零，所以为了获得合适的谐振频率点， $R$  值选择尽可能的小。将谐振角频率用频率来表示，则为：

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

从式（2-1）可知，谐振时电源的输出电流为：

$$\dot{I}_0 = \frac{R \dot{E}}{\omega_0^2 L^2 + R^2} = \frac{R \dot{E}}{(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}})^2 L^2 + R^2} = \frac{CR}{L} \dot{E} \quad (2-5)$$

阻抗

$$Z_0 = \frac{\dot{E}}{\dot{I}_0} = \frac{L}{CR} = Q^2 R \quad (2-6)$$

式中  $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$ ，称为品质因数。这时各支路电流为：

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{E}}{Z_L} = \frac{\dot{E}}{R + j\omega_0 L} = \dot{E} \left( \frac{CR}{L} - j\omega_0 C \right) \quad (2-7)$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{E}}{Z_C} = j\omega_0 C \dot{E} \quad (2-8)$$

其模分别为：

$$I_L = E \sqrt{\left( \frac{CR}{L} \right)^2 + \omega_0^2 C^2} = I_0 \sqrt{1 + Q^2} \approx Q I_0 \quad (2-9)$$

$$I_C = \omega_0 C E = \frac{ECR}{L} Q = Q I_0 \quad (2-10)$$

显然，谐振时负载阻抗  $Z_0$  达到最大值，由电源输入的电流极小，而各支路的电流却很大，为电源输出电流  $I_0$  的  $Q$  倍，因此，常称此谐振为电流谐振。如果电流的频率是可变的，则并联电路中各参量与频率的关系将如图 2-5 所示。应该指出，图中  $X$  为  $Z$  中的电抗，当  $R$  很小时可以忽略。

$$X \approx \frac{X_L X_C}{X_L + X_C} = \frac{-\frac{L}{C}}{\sqrt{\frac{L}{C}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (2-11)$$

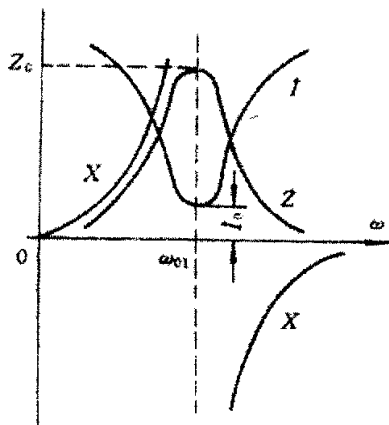


图 2-5 并联谐振幅频特性

根据以上分析可得：

1、并联谐振电路的谐振频率点由  $L$  和  $C$  的大小来确定，在实际应用中， $L$  和  $R$  的值是由加工工件（负载）所决定的，所以往往通过并联电容  $C$  来改变整个负载的谐振频率点。

2、随着频率向谐振频率点靠拢，负载阻抗增大，电流降低，在谐振频率点（电源的工作频率点），电源输出的电流可达到最小，对于电源来说是有利的。

根据并联电路的品质因素  $Q = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ，电路的  $R$  往往很小， $Q$  值较高，此时虽然逆变电源的输出电流很小，但是流过电容  $C$  和电感  $L$  的电流仍然会很大。

3、电路频率偏离谐振点越远，电路的阻抗  $Z$  ( $\approx X$ ) 就越小，而且当  $Q$  值越大时，这个变化更加明显，也就是说， $Q$  值越大， $Z$  在谐振频率点附近的变化也越大。

### 2.2.2 串联谐振

如图 2-6 所示，电感  $L$ 、电容  $C$ 、和电阻  $R$  组成串联谐振电路。

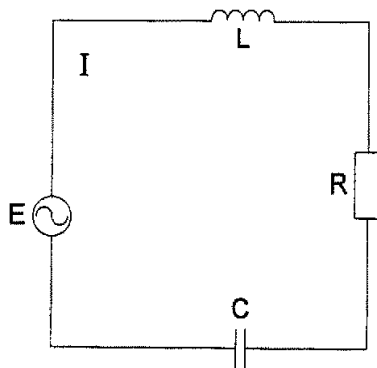


图 2-6 串联谐振电路

电路谐振时有

$$X = X_L - X_C = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 0 \quad (2-12)$$

定义谐振回路品质因数

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R}$$

谐振角频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

谐振时外电源的电压全部加在电阻上。此时，电感  $L$  上的压降和电容  $C$  上的压降在量值上完全相等而方向相反，电压的量值是输入电源的电压量值的  $Q$  倍。谐振时流过电路的电流和外电源电压同相，因此电路的功率因数  $\cos\varphi=1$ 。即：

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C})^2}}$$

## 2.3 并联谐振逆变器的调功方法

由于在感应加热过程中，负载等效参数随温度变化以及加工工艺的需要，电源应对负载进行频率跟踪和功率调节。并联谐振逆变电源常用的调功方法是直流调功，通常采用直流斩波或相控整流的方式，来改变逆变器的输入直流电压的大小。

### 2.3.1 直流斩波调功

感应加热电源中的直流斩波调功方式的调功原理如图 2-7 所示：前端是由 6 只二极管组成的三相不控整流器，输出的直流电压  $U_d$ ，经过电容  $C_1$  滤波后送入有  $T_1$ ， $L_1$ ， $D_1$ ， $C_2$  组成的斩波器，调节  $T_1$  的占空比，逆变器得到的电压就在  $0 \sim U_d$  之间任意的电压值，而逆变器始终工作在一个固定的引前角。从而能够完成对逆变器的调功。这种方式简单成熟，控制方便，而且负载可以工作在谐振频率附近，在高频应用中对降低开关损耗效果明显。由于管  $T_1$  串联在主回路中，需要承受较大的电流，所以这种调功方式的功率受到限制，通常应用于高频的小功率电源【8】。

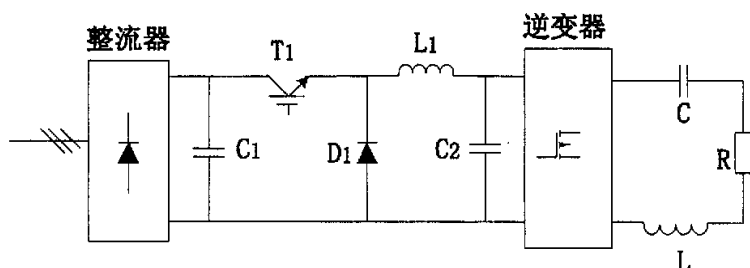


图 2-7 直流斩波调功原理图

### 2.3.2 相控整流调功

三相桥式全控整流电路工作原理图如下：

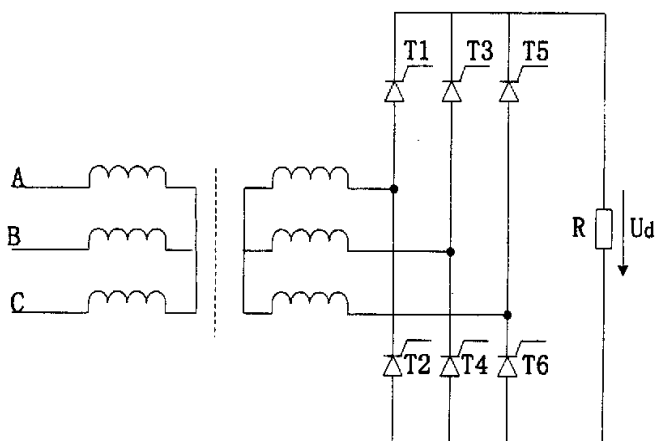


图 2-8 三相桥式全控整流电路

三相桥式全控整流电路的输出电压为：

$$U_d = 2.34U_2 \cos \alpha$$

式中  $U_d$ ——输出直流电压平均值；

$U_2$ ——电网相电压的有效值；

$\alpha$ ——触发移相角

通过调节触发移相角  $\alpha$  来调节输出的直流电压，实现逆变器输入功率的调节，称为相控整流调功方式。

由于逆变调功不用可控整流，控制电路虽可以大大简化，但此时逆变的角度

随功率的改变而改变，在大角度换流时的，逆变管的损耗很大，这使得在进一步提高功率和逆变工作频率时，对于逆变管的工作很不利。而在斩波调功方式中，调功管  $T_1$  工作在硬开关状态，开关管的损耗相当大，同样也成为进一步提高整机容量的瓶颈。所以本文应用的大功率超音频加热电源，采用了相控整流的调功方式，通过调整整流电路的触发移相角，来调节逆变输入电压的大小，完成直流调功。

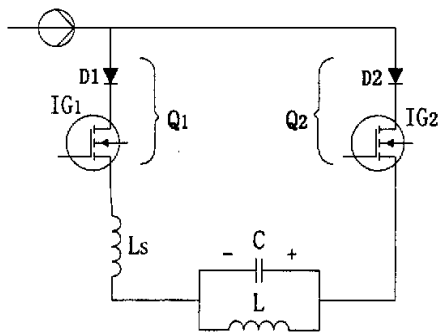
## 2.4 并联谐振逆变器的换流

根据逆变器的工作频率  $f_s$  与谐振电路固有频率  $f_0$  的大小关系，我们将电路的工作状态作如下的定义（本文仅讨论并联谐振的情况）：

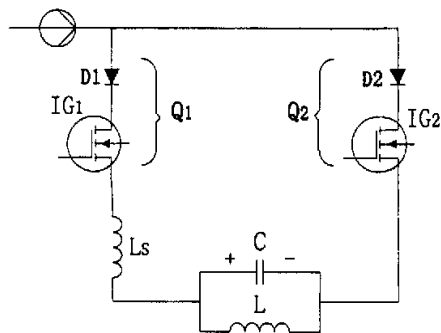
并联谐振： $f_s > f_0$  时，负载支路的电压  $u_a$  滞后负载支路的电流  $i_a$ ，容性状态

$f_s < f_0$  时，负载支路的电压  $u_a$  超前负载支路的电流  $i_a$ ，感性状态

并联谐振逆变器把功率因数补偿电容  $C$  与负载线圈 ( $L$  和  $R$ ) 并联，它的输出电流为近似方波，负载电压为近似正弦波，同时，由于逆变器输入端的平波电抗器，为了避免出现开路而造成的高压冲击，上下桥臂的功率管在换流期间应该是同时导通的。并联谐振型逆变器在低端失谐 ( $\varphi > 0$ ) 和高端失谐 ( $\varphi < 0$ ) 时换流过程完全不一样，图 2-9 和图 2-10 分别给出换流过程的波形，下面给出详细的分析：



(a) 换流等效电路 ( $\varphi > 0$ )



(a) 换流等效电路 ( $\varphi < 0$ )

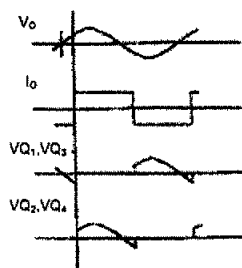
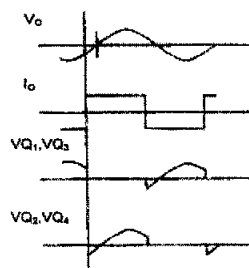
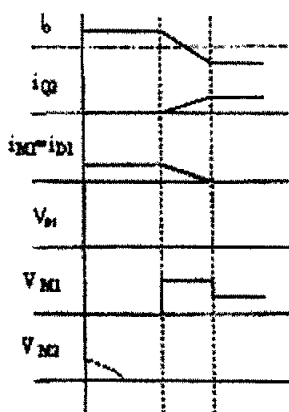
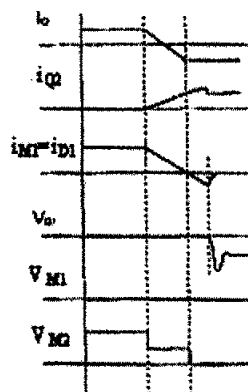

 (b) 逆变器理想波形( $\varphi > 0$ )

 (b) 逆变器理想波形( $\varphi < 0$ )

 (c) 开关过程( $\varphi > 0$ )

 (c) 开关过程( $\varphi < 0$ )

 图 2-9  $f_s < f_0$  时波形

 图 2-10  $f_s > f_0$  时波形

$\varphi > 0$  ( $f_s < f_0$ ) 时, 例如从  $IG_1$  向  $IG_2$  换流, 等效电路图如图 2-9 (a) 所示。 $IG_1$  在驱动信号撤除后开始关断, 此时  $Q_2$  开始导通, 上下桥臂同时导通。当  $IG_1$  完全关断时,  $Q_2$  则完全导通。此时, 由于二极管  $D_1$  承受正向电压关断, 故不存在二极管反向恢复电流的问题。从图 2-9 (c) 中看出, 二极管  $D_1$  在整个关断过程中的电压降为零, 故  $D_1$  的关断损耗为零; 但功率管  $IG_1$  在关断过程中承受较高峰值电压, 因此关断损耗较大。而对于开通的  $D_2$  和  $IG_2$  而言, 其开通损耗为零。在这种情况下, 布线要求非常高的。

$\varphi < 0$  ( $f_s > f_0$ ) 时, 同样分析从  $IG_1$  向  $IG_2$  换流, 等效电路图如图 2-10 (a) 所示。当  $IG_1$  完全关断,  $Q_2$  则完全导通时, 由于电容两端电压是正向的, 因此二极管  $D_1$  承受反向电压, 会存在很大的反向恢复电流, 从而导致开通支路  $Q_2$  出现开通峰值电流。由于这一特点, 则要求二极管是快恢复二极管。另外, 从图 2-10 (c) 中看出,  $D_1$  和  $IG_1$  在关断过程中没有损耗, 而对于开通的  $D_2$  和  $IG_2$  而言,

则存在较大的开通损耗。而且在这种情况下，好的布线反而恶化了二极管的反向恢复问题，因为高的  $di/dt$  导致高的  $I_{RRM}$ 。

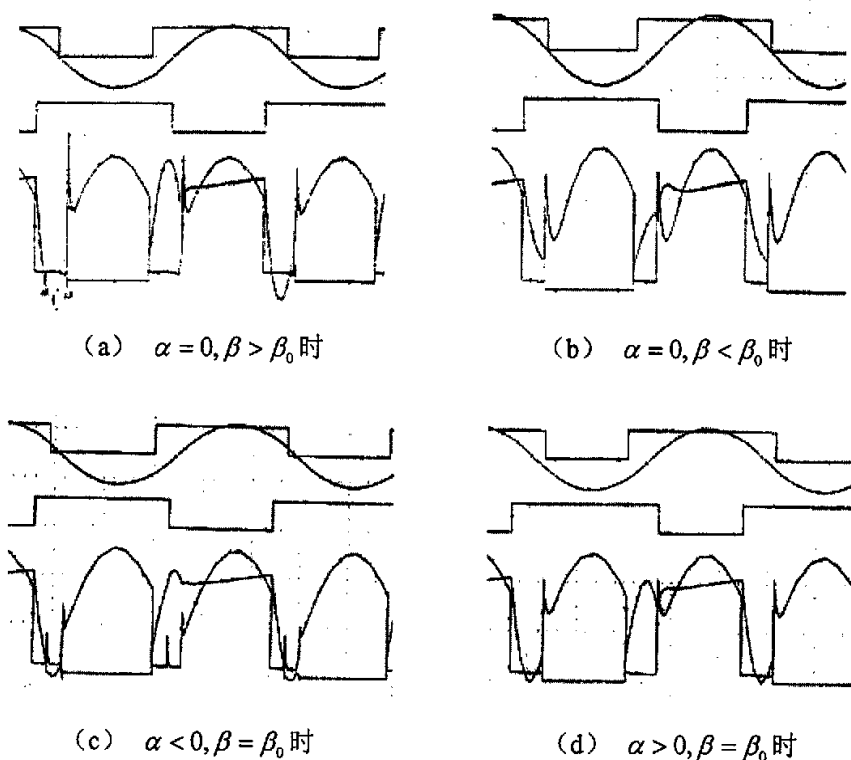


图 2-11 不同驱动时序下的电压和电流波形

在实际中开关的时序对换流过程有很大的影响。记  $\alpha$  为关断器件相对输出电压过零的角度， $\beta$  为换流开通器件相对输出电压过零的角度。由于  $L_s$  的存在，在不同的  $\alpha$  和  $\beta$  下，器件的开关过程呈现不同的工况，如上图 2-11 所示。设  $\beta_0$  为开通器件超前输出电压的最为优化的角度。还是以  $IG_1$  向  $IG_2$  换流过程为例：

图 2-11 (a) 中， $\alpha=0$ ， $IG_2$  提前  $\beta_0$  开通，二极管承受反压，此时会出现较大的反向恢复电流，而且在  $IG_1$  关断后，该电流在  $L_s$  上产生的电压尖峰加到  $IG_1$  上。

图 2-11 (b) 中， $\alpha=0$ ， $IG_2$  滞后  $\beta_0$  开通，此时由于电流在  $IG_1$  关断之前还没有达到零，同样在  $IG_1$  两端产生电压尖峰，电压的大小取决于开关管的下降时间。

图 2-11 (c) 中， $\beta=\beta_0$ ， $IG_1$  提前电压过零点关断。二极管承受反压，出现反向恢复电流，在  $IG_1$  完全关断后，也会出现电压尖峰，但此时的电压尖峰取决于二极管的  $I_{RRM}$ 。



图 2-11 (d) 中,  $\beta=\beta_0$ ,  $IG_1$  滞后电压过零点关断。此时开关管在流过正向电流时突然被关断, 同样出现电压尖峰。

从上面的分析可以看出, 并联谐振型逆变器工作在  $\varphi > 0$  工况下, 即开关频率  $f_s$  小于谐振支路固有频率  $f_0$  时, 不存在串联二极管的反向恢复电流问题。但事实上由于工艺, 技术等的限制, 电源的布线, 布局总不能完全做到使开通损耗为零, 特别在工作频率较高时候, 分布电感  $L_s$  的影响已经是不可忽略了, 而且由于功率管存在较大的关断损耗, 因此必须设计合适的辅助关断电路。

在器件的关断过程中出现的尖峰电压, 对于功率器件 IGBT 是十分有害的, 由此带来过高的  $di/dt$ , 也使得功率管在开关时的损耗增加。所以, 为了有效的抑止这个尖峰电压, 可以选择图 (c) 的工作模式, 使电路工作在容性状态下, 即  $f_s > f_0$ , 让 IGBT 在电压过零点之前关断。所以本文所研究的频率跟踪原则主要介绍定时的方式。

## 2.5 并联谐振的频率跟踪

通常情况下, 逆变器的触发电路在他激信号作用下, 电路以固定频率工作, 这是无法适应大多数负载的。因为在工件的加工过程中, 负载都是时变元件, 其电参数随着时间和温度发生变化, 导致负载的谐振频率  $f_0$  也随着时间变化。当逆变器工作频率  $f_s$  与谐振频率  $f_0$  偏离到一定程度, 逆变电路可能从原来的容性工作状态偏离到感性工作状态, 甚至逆变器无法工作。当然, 可以采用改变他激信号频率或增加补偿电容  $C_H$  的方法, 来维持逆变电路的工作条件, 但在实际应用中都难以实现, 因为通过上述两种方法无法跟踪随时变化的负载参数, 尤其在负载端 Q 值较高时, 工作频率  $f_s$  稍微偏离谐振频率  $f_0$ , 其负载阻抗的幅值和相角均产生很大的变化。所以可行的办法是使触发频率受控于负载端, 让电源工作频率跟随负载频率而变化。如图 2-12 所示, 当开关 K 置于 1 时, 让逆变电路成为自激系统。

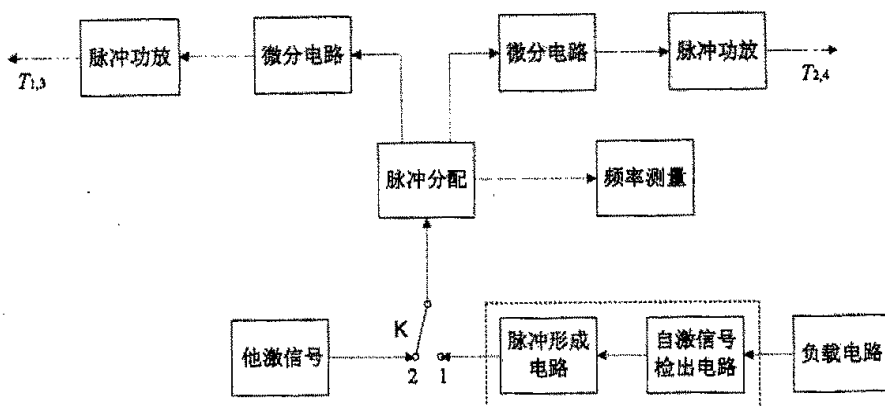


图 2-12 逆变触发电路方框图

按照负载信号被加工处理的方式，自动调频方式可分为瞬时值和平均值两大类。所谓瞬时值方式，是指按照负载信号实时值逐周进行比较，并根据其结果逐周进行控制的方式。其优点是工作频率对于负载谐振频率反应迅速，控制精确；缺点是抗干扰能力较弱。平均值方式是按照负载信号的平均值进行控制，由于其信号是由瞬时值经限幅和滤波等环节加工而成，具有较大的惯性，不可能实现逐周控制，而是对某一时域进行控制，所以不可避免的缺点是反应比较慢，其优点是抗干扰能力较强【1】。

### 2.5.1 瞬时值方式的频率跟踪方法。

#### 1、定时自动调频原则

定时原则的基本设想是指在整个工作过程中，电源保持引前时间  $t_\theta$  为恒值。实现这个设想的关键是选择合适的控制信号，通常采用负载电压信号  $u_H$ ，因为它能反映负载频率的变化。由于要求比较信号在  $u_H$  的正负半周内都产生交点，所以采用电容  $C_H$  中的电流  $i_c$  较为合理。在实际电路中，这两个信号分别通过电压互感器 PT 和电流互感器 CT 检出。

定时原则的主要优点是，由于采用瞬时值方式，电路的动态响应快，频率跟踪迅速。存在的主要问题是，触发电路采用负载上的两个信号，需要两种互感器，信号检测电路复杂。对于并联型负载，由于电流信号近似方波，为了消除谐波的影响，需要在负载回路里并联电感器，作为电流信号的检测负载。而此电感过大

必然会对负载电路造成较大影响。

## 2、定角调频原则

定角是指逆变器工作过程中，保持触发引前角  $\delta$  为恒值。与前一原则相比，通过利用  $\omega$  与  $t_f$  间的相互补偿，使电源能适应工作过程的参数变化，其优点在于  $\omega$  变化较大的时候， $t_f$  不致受太大影响。

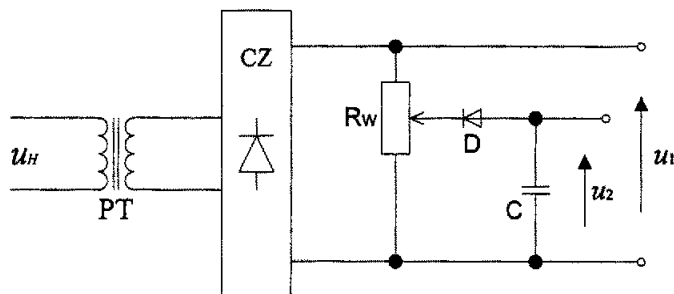


图 2-13 定角原则原理图

其基本原理如图 2-13 所示，负载电压  $u_H$  经电压互感器和整流器，将信号变成脉动电压加到电位计  $R_w$  上，其中  $u_1$  为主控信号。比较信号从  $R_w$  的移动端取出，向电容  $C$  充电，由于阻隔二极管  $D$  的作用， $u_2$  保持为正弦峰值， $u_1$  和  $u_2$  每半周比较一次，其交点在  $u_1$  过零前  $\delta$  角处。

$u_2$  的峰值为：

$$U_{2m} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{1m} = A U_{1m}$$

式中  $A = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  为分压系数。设  $u_1$  为正弦波，则

$$U_{2m} = U_{1m} \sin \delta$$

比较上两式，可得

$$\delta = \sin^{-1} A$$

上式表明，引前角  $\delta$  仅取决于分压系数  $A$ ，而与信号幅度和工作频率无关。所以在工作过程中，能维持  $\delta$  为恒值，调整  $R_w$  的值，即可获得所需的引前角  $\delta$ 。

定角的缺点是：输入阻抗较高，抗干扰能力较差；对输入信号要求为正弦，在负载电路  $Q$  值较低， $u_H$  中包含高次谐波的情况下，必须在脉冲形成电路中加入滤波器以选取  $u_H$  的基波。

### 2.5.2 平均值频率跟踪方式

其基本的控制原则和瞬时值方式相同，主要分为定时和定角两个原则：定时超前触发就是在逆变器输出电流过零点前的固定时间发出触发信号；而定角超前触发就是在逆变器输出电流过零前的固定电角度发出触发信号。

为了较好的控制逆变器工作在容性状态，并能够获得较好的抗干扰性能，所以本课题采用的是平均值定时超前控制的频率跟踪方式。即通过检测负载电容电压的过零点，提前  $t_\beta$  时刻产生方波信号，作为 IGBT 的门极控制信号，如图 2-14 所示。其中  $t_\beta$  的时间由锁相环路的延时时间决定，与负载频率  $f$  无关。

与瞬时值下的定时方式相比，只需要一个负载电容电压的信号，简化了信号采样电路。由锁相环路的延时时间  $t_d$  不仅很方便的调节触发信号的提前时间  $t_\beta$ ，而且还可以补偿信号转换电路和 IGBT 驱动电路所带来的系统延时时间。有关具体的控制方式，本文将在第三章中做详细的介绍。

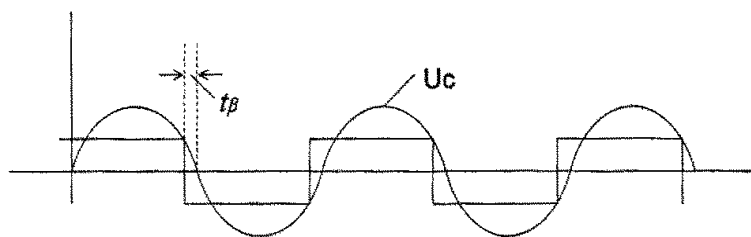


图 2-14

## 2.6 本章小结

本章主要介绍了在超音频逆变器中应用的各项技术，对逆变电源装置涉及的谐振槽路，直流调功方法，逆变器换流以及频率自动跟踪等做了一些分析和介绍，比较说明了在本文应用的超音频大功率感应加热电源中，选择电流型的并联逆变方式的合理性，采用相控整流方式来实现直流调功的必要性。

根据并联谐振逆变器换流的要求及感应加热装置的特点，分析了谐振频率跟

踪的一些主要方式,简要阐述了本文采用的平均值定时超前控制频率跟踪方式的基本思路。

### 第三章 IGBT 锁相控制电路的设计

感应加热电源在加热过程中, 由于被加热工件在加热过程中其物理性质(电阻率、导磁率等)都会随温度不断变化, 因而负载电路的固有谐振频率也会随之变化。为使逆变器可靠工作, 要求晶闸管电源的负载为容性(负载换相)和电源工作在较高的功率因数下, 而由可关断器件构成的逆变器虽然不像晶闸管那样必须使负载为容性, 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), 逆变控制电路必须具有自动频率跟踪功能, 以适应负载的变化。而且, 由于逆变器输出频率的提高, 频率跟踪电路的快速性和准确性要求也相应提高。所以将锁相环技术应用于感应加热电源器件的控制电路设计之中。

#### 3.1 锁相环路的原理及特点

锁相环路是一个闭环的相位控制系统, 其特点是实现对输入信号频率和相位的自动跟踪。这是个负反馈的控制系统, 由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)和电压控制振荡器(VCO)三个基本部件组成, 构成如图 3-1 所示。在实际应用中, 虽有各种形式的环路, 但都是由这个基本环路演变而来的。

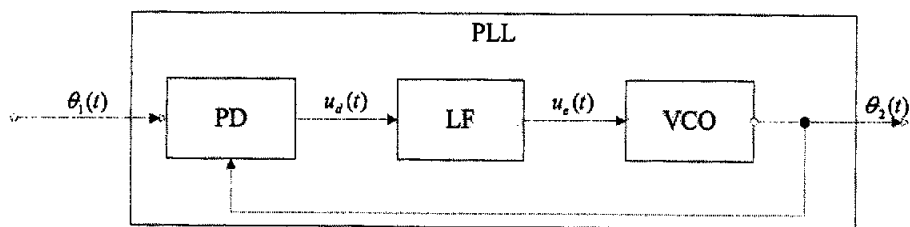


图 3-1 锁相环路的基本组成

##### 3.1.1 鉴相器

鉴相器是一个相位比较装置, 用来检测输入信号相位  $\theta_1(t)$  与反馈信号相位  $\theta_2(t)$  之间的相位差  $\theta_e(t)$ 。输出的误差信号  $u_d(t)$  是相差  $\theta_e(t)$  的函数, 即

$$u_d(t) = f[\theta_e(t)]$$

鉴相特性  $f[\theta_e(t)]$  可以是多种多样的，有正弦形特性、三角形特性、锯齿形特性等等。常用的正弦鉴相器可用模拟相乘器与低通滤波器的串接作为模型，如图 3-2 所示。

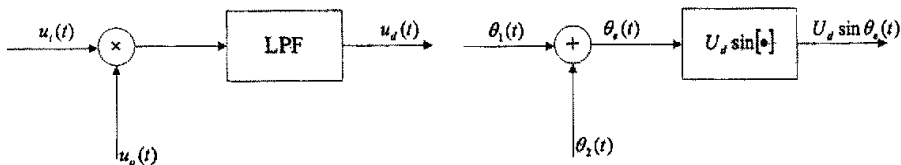


图 3-2 正弦鉴相器模型

设相乘器的相乘系数为  $K_m$  [单位为  $1/V$ ]，输入信号  $u_i(t)$  与反馈信号  $u_o(t)$  经相乘器作用

$$\begin{aligned} K_m u_i(t) u_o(t) &= K_m U_i \sin[\omega_o t + \theta_1(t)] U_o \cos[\omega_o t + \theta_2(t)] \\ &= \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[2\omega_o t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] + \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] \end{aligned}$$

再经过低通滤波器 (LPF) 滤除  $2\omega_o$  成分之后，得到误差电压

$$u_d(t) = \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)]$$

令  $U_d = \frac{1}{2} K_m U_i U_o$  为鉴相器的最大输出电压，则

$$u_d(t) = U_d \sin \theta_e(t) \quad (3-1)$$

这就是正弦鉴相特性的数学模型。

对鉴相器的性能要求除特性的形状之外，鉴相特性的斜率以及输出电压的幅度也是很重要。

### 3.1.2 环路滤波器

环路滤波器具有低通特性，它可以起到图 3-2 中低通滤波器的作用，更重要的是它对环路参数调整起着决定性的作用。环路滤波器是一个线性电路，在时域分析中可用一个传输算子  $F(p)$  来表示，其中  $p(\equiv d/dt)$  是微分算子；在频域分析中，可用传递函数  $F(s)$  表示，其中  $s(a + j\Omega)$  是复频率；若用  $s = j\Omega$  代入  $F(s)$  就得到它的频率响应  $F(j\Omega)$ ，故环路滤波器模型可表示为图 3-3。



图 3-3 环路滤波器的模型

常用的环路滤波器有 RC 积分滤波器、无源比例积分滤波器和有源比例积分滤波器三种。现说明如下：

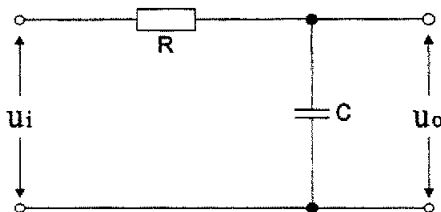


图 3-4 RC 积分滤波器

RC 积分滤波器，如图 3-4 所示，这是结构最简单的低通滤波器，其传输算子

$$F(p) = \frac{1}{1 + p\tau_1} \quad (3-2)$$

式中  $\tau_1 = RC$  是时间常数，这是这种滤波器唯一可调的参数。令  $p = j\Omega$  代入上式，可得滤波器的频率特性

$$F(j\Omega) = \frac{1}{1 + j\Omega\tau_1}$$

可见，它具有低通特性，且相位滞后，当频率很高时，幅度趋于零，相位滞后接近于  $\pi/2$ 。

无源比例积分滤波器如图 3-5 所示，它与 RC 积分滤波器相比，附加了一个和电容器串联的电阻，这样就增加了一个可调参数，其传输算子为

$$F(p) = \frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1} \quad (3-3)$$

式中  $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$ 、 $\tau_2 = R_2C$ ，这是两个独立的可调参数，其频率响应为

$$F(j\Omega) = \frac{1 + j\Omega\tau_2}{1 + j\Omega\tau_1}$$



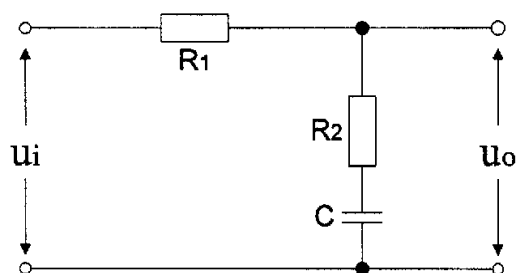


图 3-5 无源比例积分滤波器

这也是一个低通滤波器，与 RC 积分滤波器不同的是：当频率很高时，

$$F(j\Omega)\Big|_{\Omega \rightarrow \infty} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

等于电阻的分压比，这就是滤波器的比例作用。从相频特性上看，当频率很高时有相位超前的校正作用，这是又相位超前因子  $1 + j\Omega\tau_2$  引起的，对改善环路的稳定性具有一定作用。

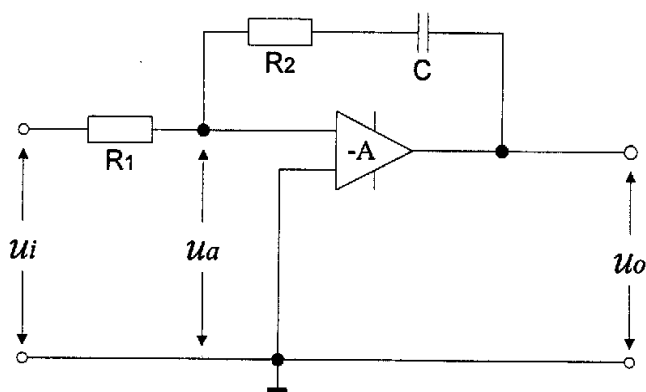


图 3-6 有源比例积分滤波器

有源比例积分滤波器是由运算放大器组成，电路结构如图 3-6 所示，其传输算子

$$F(p) = -A \frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1} \quad (3-4)$$

式中  $\tau_1 = (R_1 + AR_1 + R_2)C$ 、 $\tau_2 = R_2C$ ，A 是运算放大器无反馈时的电压增益。若运算放大器的增益 A 很高， $\tau_1 \approx AR_1C$  代入上式可近似为

$$F(p) = -A \frac{1+p\tau_2}{1+p\tau_1} \approx -\frac{1+p\tau_2}{pR_1C}$$

式中的负号表示滤波器输出和输入电压之间的相位相反。假如环路原来工作在鉴相特性的正斜率处,那么加入有源比例积分滤波器之后就自动工作到鉴相特性的负斜率处,其负号与有源比例积分滤波器的负号相抵消。所以,这个负号对于环路的工作没有影响,分析是可忽略,设 $\tau_1 = R_1C$ ,其传输算子近似表示为

$$F(p) = \frac{1+p\tau_2}{p\tau_1}$$

传输算子的分母中只有一个积分因子 $p$ ,故高增益的有源比例积分滤波器又称为理想积分滤波器。显然, $A$ 越大就越接近理想积分滤波器,得此滤波器的频率响应为

$$F(j\Omega) = \frac{1+j\Omega\tau_2}{j\Omega\tau_1}$$

可见,它同样具有低通特性和比例作用,相频特性也有超前校正。严格来说,在频率极低的情况下,近似条件 $\Omega\tau_1 \gg 1$ 不成立,上述近似特性也就不适用了。

本文在锁相环路中采用的是无源比例积分滤波器,使得频率跟踪具有较快的动态响应速度,缩短频率锁定的时间,以防止电流增大时间过长。同时得以改善环路的稳定性,增强锁相控制电路的抗干扰能力。

### 3.1.3 压控振荡器

压控振荡器是一个电压—频率变换装置,在环路中作为被控振荡器,它的振荡频率应随输入电压 $u_c(t)$ 线性的变化,

$$\omega_v(t) = \omega_0 + K_0 u_c(t) \quad (3-5)$$

式中 $\omega_v(t)$ 是压控振荡器的瞬时角频率;

$K_0$ 为控制灵敏度或称为增益系数,单位是 $[\text{rad}/\text{s} \cdot \text{V}]$ 。

在实际应用中,压控振荡器的控制特性只有有限的线性控制范围,超出这个范围之后,控制灵敏度将会下降。但在以 $\omega_0$ 为中心的区域,实际控制特性

和式(3-5)是吻合的,故在环路分析中,我们采用上式作为压控振荡器的控制特性。

由于压控振荡器的输出反馈到鉴相器上,对鉴相器输出误差电压 $u_d(t)$ 起作用的不是其频率,而是其相位

$$\int \omega_v(\tau) d\tau = \omega_0 t + K_0 \int u_c(\tau) d\tau$$

$$\text{即 } \theta_2(t) = K_0 \int u_c(\tau) d\tau$$

改成算子形式为

$$\theta_2(t) = \frac{K_0}{p} u_c(t) \quad (3-6)$$

图 3-7 压控振荡器模型

压控振荡器的这个数学模型如图 3-7 所示。从模型上看,压控振荡器具有一个积分因子  $1/p$ ,这是相位于角频率之间的积分关系形成的。锁相环路中要求压控振荡器输出的是相位,因此,这个积分作用是压控振荡器所固有的,在环路中起着相当重要的作用。

如上所述,压控振荡器应是一个具有线性控制特性的调频振荡器,对它的基本要求是:频率稳定度好;控制灵敏度要高;控制特性的线性度要好;线性区域要宽等等,这些要求之间往往是矛盾的,因此在设计中,要折衷考虑。

压控振荡器的电路形式很多,常用的有 LC 压控振荡器、晶体压控振荡器、负阻压控振荡器和 RC 压控振荡器等等。

### 3.1.4 环路相位模型

根据以上得到的三个基本部件的模型,连接得到锁相环路的模型如图。

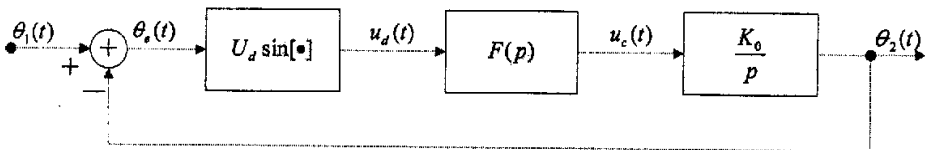


图 3-8 锁相环路的相位模型

由图 3-8 可见,这是一个相位负反馈的误差控制系统。输入相位 $\theta_1(t)$ 与反馈的输出相位 $\theta_2(t)$ 进行比较,得到误差相位 $\theta_e(t)$ ,由误差相位产生误差电压

$u_d(t)$ ，误差电压经过环路滤波器  $F(p)$  的过滤得到控制电压  $u_c(t)$ ，加到压控振荡器上使之产生频率偏移，来跟踪输入信号频率  $\omega_i(t)$ 。若输入  $\omega_i$  为固定频率，在  $u_c(t)$  作用下， $\omega_v(t)$  向  $\omega_i$  靠拢，一旦达到两者相等时，若满足一定条件，环路就能稳定下来，达到锁定。锁定之后，被控的压控振荡器频率与输入信号频率相同，两者之间维持一定的稳态相位差。可见，这个稳态相差时维持误差电压与控制电压所必须的。

### 3.2 低频单片集成锁相环 CD4046 简介

通用单片集成锁相环路是将鉴相器、压控振荡器以及某些辅助器件集成在同一基片上，各部件之间连接或均不连接的一种集成电路。使用者根据需要在电路外部连接各种部件来实现锁相环路的各种功能，因此，这种集成锁相环路具有多功能或部分多功能的性质，使产品具有通用性。

通用单片集成锁相环路的产品很多，所采用的集成工艺也各有不同，适用频率也不同。这里主要介绍在本文后面使用到的低频集成锁相环 5G4046 (CD4046) 的组成与特性。

CD4046 的环路采用 CMOS 电路，最高工作频率在 1MHz 左右，电源电压为 5~15V。当  $f=10\text{KHz}$  时，功耗为 0.15~9mW，与类似的双极性单片集成锁相环相比较，它的功耗要低了很多。图 3-9 示出了 CD4046 的功能框图，整个电路由鉴相器 PD I、鉴相器 PD II、压控振荡器、源极跟随器和一个 5V 左右的齐纳二极管等几部分组成。

PD I 为异或门鉴相器，PD II 为数字鉴频鉴相器，它们有公共的信号输入端 (14 脚) 和反馈输入端 (3 脚)。环路滤波器接在 2 脚或 13 脚。9 脚是 VCO 的控制端，定时电容 C1 接在 6、7 脚，接在 11、12 脚的电阻 R1、R2 同样可以起到改变振荡频率的作用。由于 PD 和 VCO 之间在内部没有连接，所以在外部可以插入其它电路，使得 CD4046 具有多功能性质【6】。

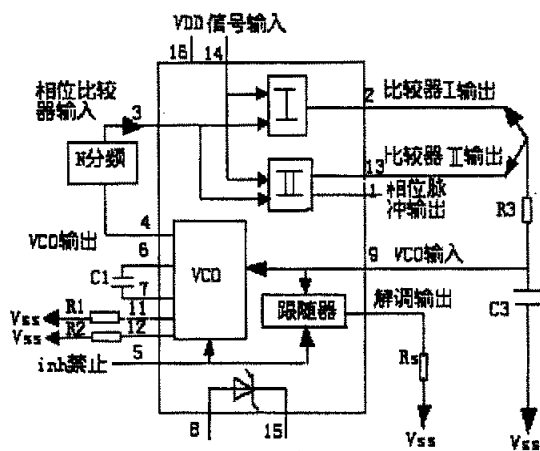


图 3-9 锁相环 CD4046 框图

### 3.2.1 鉴相器 PD II

本文采用的鉴相器 PD II 是数字式鉴频鉴相器, 采用脉冲边沿触发来进行工作的, 属边沿触发型电路。它不仅有鉴相功能, 还具有鉴频功能。这种鉴频—鉴相器的性能优越, 所以获得广泛的应用, 主要适用于频率高的情况, 最高频率可达 8MHz, 5V 供电, 不过它的输出幅度较小, 鉴相灵敏度低。

相比于鉴相器 PD I, PD II 具有更宽的频率捕获范围, 本论文锁相控制回路中选用的是这一鉴相器, 以提高锁相频率的跟踪范围。在信号锁定状态下的波形如图 3-10 所示, 可以看出, 当输入信号跟相位比较器输入之间没有相位差时, 相位比较器输出为高阻态, 低通滤波器输出稳定; 如果输入信号跟比较器输入之间有相位差, 相位比较器输出就会有变化, 这就影响低通滤波器的电压, VCO 输入的变化改变了 VCO 的输出频率, 最后达到相位差为 0。值得注意的是相位脉冲输出, 频率锁定时, 它输出为高电平, 如果有相位差, 输出为 0, 可以用它来作为判断是否锁定的依据, 在保护电路中作为失锁保护。

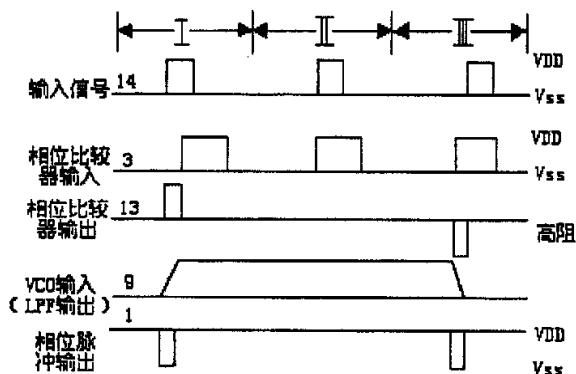


图 3-10 使用相位比较器 II 锁定时的典型波形

### 3.2.2 压控振荡器

CD4046 采用的是 CMOS 数字门电路型压控振荡器。CMOS 电路输入阻抗高（有利于环路滤波器的设计），电路功耗低，虽工作频率只有 1MHz 左右，但对于超音频控制电路，频率范围已经足够了。

由图 3-9，压控振荡器的中心频率  $f_0$  由外接电容  $C_1$  和电阻  $R_1$  及  $R_2$  所决定。当只使用一个电阻  $R_1$  时，压控振荡器的输出频率在 VCO 输入为  $V_{SS}$  是 0，在 VCO 输入为  $V_{DD}$  时的最高输出频率为  $f_{max}$ ，于是有

$$f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32pf)}$$

式中  $R_1$  应在  $10K\Omega$  至  $1M\Omega$  之间选取。如果要使最低输出不为 0，就要使用外接电阻  $R_2$ ，这个电阻称为补偿电阻，当振荡器输入为  $V_{SS}$  时，其最低输出频率为：

$$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32pf)}$$

当压控振荡器输入为  $V_{DD}$  时，其最高输出频率为：

$$f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32pf)} + \frac{1}{R_2(C_1 + 32pf)} \quad (3-7)$$

### 3.3 逆变器的起动

逆变器采用自激工作方式，其控制信号必须取自负载端，但在电源起动之

前或起动初期，负载端信号无输出或是输出信号十分微弱且不稳定，也就是自激电路没有合适的控制信号。因此，逆变电路必须附加起动电路，即采用他激触发脉冲起动逆变电路，并保证电路由起动状态过渡到稳态工作。本课题采用的是他激电路的起动方式。

### 3.3.1 起动过程分析

逆变电路先以他激信号投入工作，直到负载端测量到足够强的自激控制信号，经过转换电平比较，转成自激工作状态，这种起动方式称为他激起动。其控制系统的基本框图如下图所示。

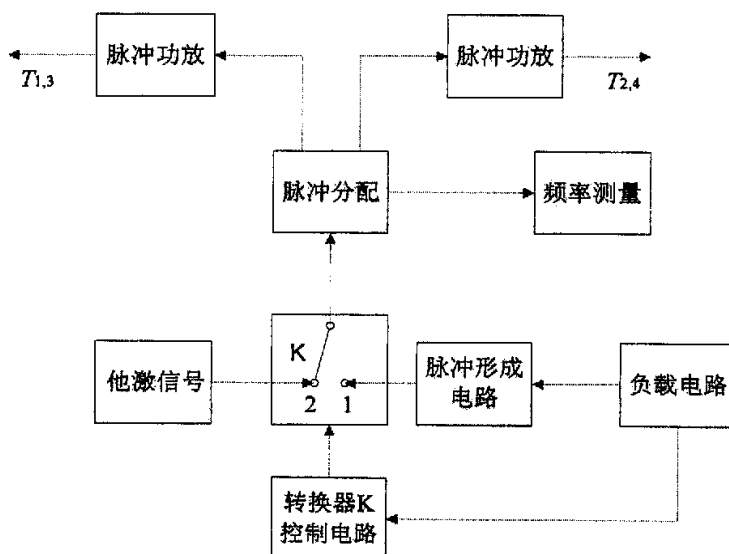


图 3-11 逆变器启动控制电路框图

由图可见，脉冲分配器的输入信号分别来自信号 1 和信号 2，由转换器 K 控制，逆变电路起动时，他激信号首先进入脉冲分配器，即电源工作于他激状态，经过一段时间后，负载电路的信号足够形成稳定的脉冲信号，通过转换器控制电路，转换器自动切断他激信号，将自激信号 1 送入脉冲分配器，逆变电路转为自激工作方式，完成逆变电路的起动。

### 3.3.2 锁相控制下的频率跟踪（平均值定时原则）

对于并联型谐振逆变电路而言，首先要防止逆变器的瞬间开路；其次是选

取适当定时或定角的引前触发方式；最后要求逆变器具有较宽的启动频率范围。因此感应加热电源能否可靠运行的关键在于逆变器控制电路能否满足下列几方面的基本要求：

(1) 具有频率自动跟踪功能。

(2) 在负载参数变化过程中，保持逆变器的输出电流稳定的超前输出电压，即保持负载为容性。

(3) 控制电路输出的控制信号使得 IGBT 的触发脉冲具有良好的对称性。

由于大多数加工过程中负载线圈都为时变元件，其电参数随时间变化，因而负载谐振频率也随时间变化，为保持负载工作在容性状态，必须使驱动脉冲频率跟踪谐振频率。为保持逆变器的输出电流稳定的超前输出电压，即保持负载为容性，本课题采用平均值定时超前控制方案。下面分析一下逆变器在锁相控制下的自激调频方式。

逆变控制回路框图如下所示：

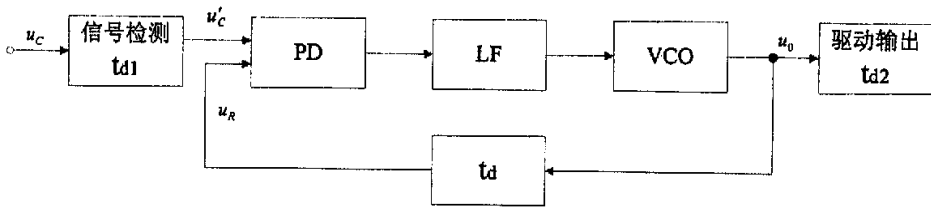


图 3-12 逆变控制回路框图

负载电容电压信号  $u_c$  能反映负载频率的变化，经过检测电路和电子开关加入锁相环路输入端  $u'_c$ ，逆变器触发信号  $u_0$  要求在  $u_c$  过零前  $t_\beta$  时间产生，根据锁相原理， $u'_c$  与  $u_R$  同相同频，所以  $u_0$  超前  $u'_c$  的时间是锁相反馈回路的延时时间  $t_d$ ，假定触发脉冲  $u_0$  经驱动输出电路送到 IGBT 的电路延时时间为  $t_{d2}$ ，负载电压  $u_c$  转换为信号  $u'_c$  的电路延时时间为  $t_{d1}$ ，则根据图 3-12 可得，逆变触发脉冲要求的超前时间为

$$t_\beta = t_d - (t_{d1} + t_{d2}) \quad (3-8)$$

由上式可见，只要使得  $t_d > (t_{d1} + t_{d2})$ ，就可以保持逆变器的输出电流稳定的超前输出电压，即保持负载为容性。对于一个固定的逆变驱动，电路的延时



间  $t_{d1}$  和  $t_{d2}$  是固定不变的, 所以锁相回路的延时时间  $t_d$  可按照下面的计算公式来设定, 即

$$t_d = t_p + (t_{d1} + t_{d2}) \quad (3-9)$$

可见, 式 (3-9) 中的各项时间只跟电路本身的属性有关, 而与负载频率  $f$  的变化无关, 所以是平均值方式下的定时调频原则。通过设定锁相环路的延时时间  $t_d$ , 不仅很方便地调节触发信号的提前时间  $t_p$ , 使逆变器即可以工作在容性状态下, 也可以工作在感性状态。同时, 还补偿了信号转换电路和 IGBT 驱动电路所带来的系统延时时间。

### 3.3.3 他激转自激的控制方案

全控型器件作为开关的逆变器的控制通常采用他激转自激的控制策略, 在开机或是负载电压低于阈值  $V_{co}$  的时候是采用开环的定频控制, 工作于他激状态; 而当输出负载电压大于阈值  $V_{co}$  时进行自动切换, 使逆变器工作于频率闭环, 跟踪负载频率的变化。

本文中逆变器的控制框图如图 3-13 所示, 其中  $U_c$  为逆变器的输出电压信号, 经过全波整流, 与设置的转换电平比较产生切换装置的切换信号  $X_1$ , 当  $X_1$  为高电平时, 切换装置输出信号  $U_1$  与它激信号接通, 逆变器工作在他激状态, 控制信号从他激信号发生器发出, 电路以固定频率工作, 由他激信号发生器控制。当  $X_1$  为低电平时,  $U_1$  与自激信号接通, 逆变器工作在自激状态, 电路工作频率由负载本身的固有频率决定, 同时由于锁相环的作用, 工作频率将跟随负载的谐振频率变化。根据锁相环的闭环滤波功能, 在锁相环反馈回路中进行延时, 用来补偿系统电路的固有延迟, 调节  $t_d$  的大小, 逆变器就既可以工作于感性状态, 也可以工作于容性状态。

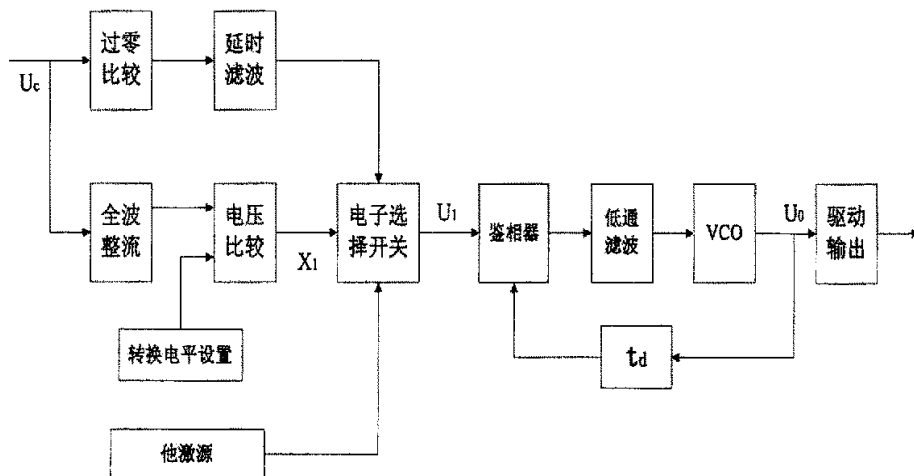


图 3-13 逆变器控制电路框图

若图 3-13 中缺少锁相环节，由于它激信号和自激信号不可能总是同步的，在他激到自激地切换瞬间，会产生频率地突变，导致电源工作频率的突变。对于电流型并联负载逆变电源，会引起负载电压的突然增加，如果这个频率突变较大或者负载的  $Q$  值过高，会带来过高的过冲电压。另外，电源在现场的实际运行情况一般较差，通常是处在恶劣的电磁环境中工作，由于这种控制方案对于外界的抗干扰性能很差，不能满足系统的抗干扰的要求。

针对以上情况，我们在切换电路后级插入一个锁相电路，通过锁相环作用，使得他激频率平稳的跟随到自激频率。同时，这种电路对外界干扰产生的尖峰也有很强的抑制能力。图 3-14 给出了在没有加入锁相环时候，他激到自激切换前后的频率波形，可见波形 2 在切换点前后的频率有突变。

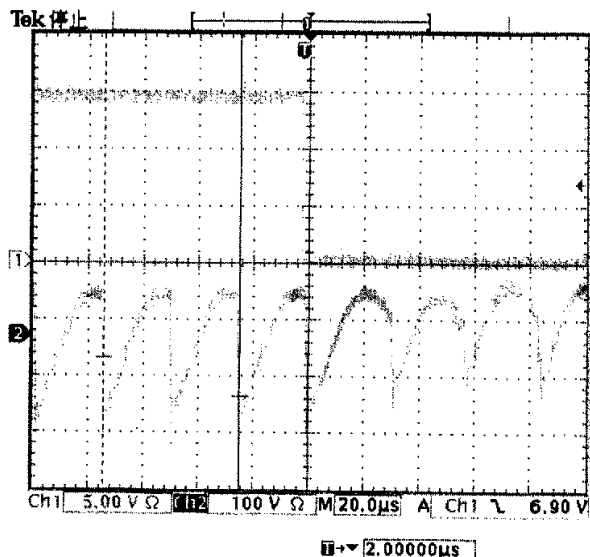


图 3-14 切换时频率突变的波形

当加入锁相环路之后，由图 3-15 给出的逆变器的输出端电压在由他激切换

到自激时的波形中，可以看出，切换过程中频率的变化是一个平滑过渡过程，和图 3-14 对比可知，系统的稳定性大大提高。

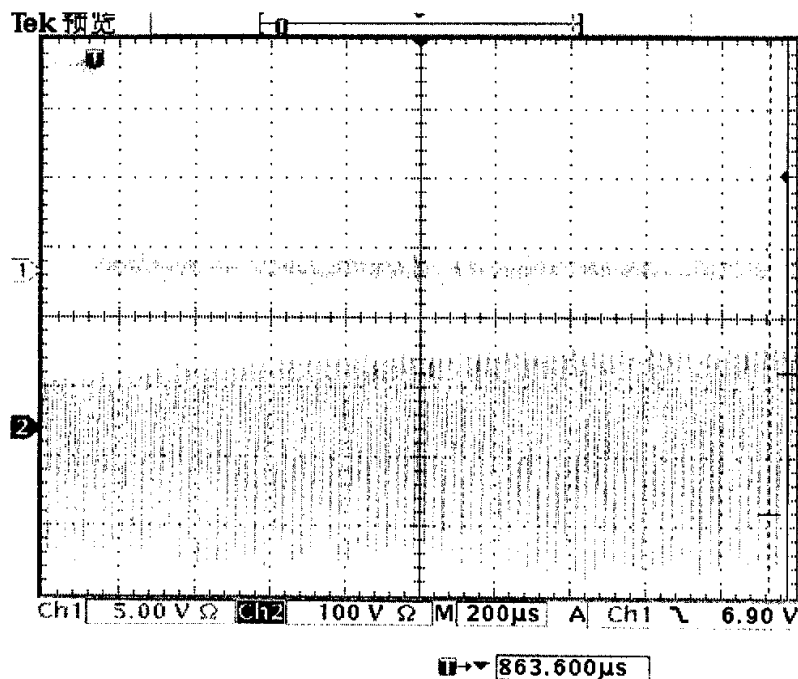


图 3-15 他激转自激时输出端电压波形

由上可知，将锁相环路置于电子开关选择电路之后，利用锁相环路的频率锁定功能，可以解决他激、自激频率不匹配时，切换带来的频率突变问题，提高逆变工作的可靠性。利用在锁相环的反馈回路中插入延迟环节，一方面补偿了控制系统的固有延迟，另一方面可以获得精确的引前触发时间。显然控制电路中的这个延迟环节的时间常数与槽路的谐振频率和电压幅值是相对独立的。当然，由于锁相环从他激频率跟随到谐振频率需要一定时间，也使得他激到自激的切换时间延长，对于电源逆变是不利的，我们希望这个锁相跟踪时间越短越好。

### 3.4 本章小结

本章主要介绍 IGBT 锁相控制电路的设计思路，阐述了锁相环路的基本原理，以及本文设计的锁相环电路的基本组成。最后分析了逆变器的起动控制方案，提出了锁相控制的方法。为下一章整机的实验完成了理论分析。

## 第四章 超声频电源整机设计及实验波形

### 4.1 主回路拓扑

本课题中 150kW/50kHz 电流型超声频感应加热电源所采用的主电路拓扑如图 4-1 所示。

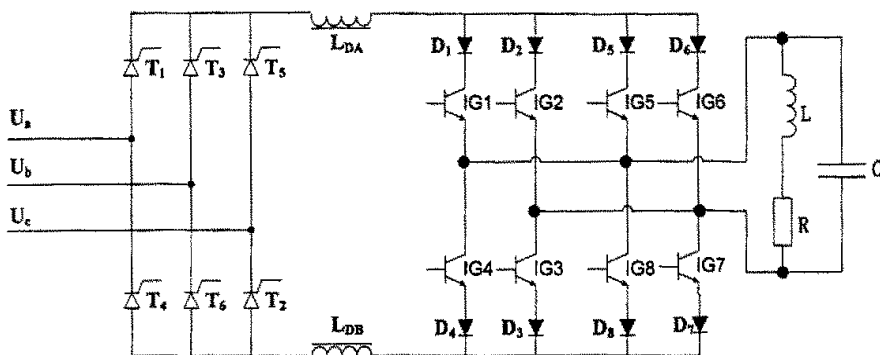


图 4-1 电流型超声频感应加热电源主电路拓扑

三相电源  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$ ;

三相全控整流器, 由晶闸管  $T_1 \sim T_6$  组成;

滤波电感  $L_{DA}$ ,  $L_{DB}$ ;

逆变器: 由两个 H 桥并联组成, 每个 H 桥由四个 IGBT 组成, 根据实际电源容量的需要, 单组 IGBT 难以达到要求的电流值, 故在实际电路中采用两组 H 桥并联构成。  $D_1 \sim D_8$  是串联的快速恢复二极管。

负载槽路: 由感应器  $L$ , 补偿电容  $C$ , 负载  $R$  并联组成。

主回路之外尚有控制与保护电路, 控制电路包含有整流器控制和逆变器控制, 保护电路包含有逆变器的过电流保护, 负载补偿电容上的过电压保护, 以及水冷回路的低水压保护。本章以下各节将分别介绍上述相关的控制与保护电路, 最后给出锁相控制下的实验波形。

### 4.2 整流器的控制

整流器采用三相桥式可控整流, 采用移相控制方法, 通过改变整流控制角来改变整流器输出电压。三相桥式全控整流电路的输出电压为:

$$U_d = 2.34U_2 \cos \alpha \quad (4-1)$$

式中  $U_d$ ——输出直流电压平均值；

$U_2$ ——电网相电压；

$\alpha$ ——触发移相角。

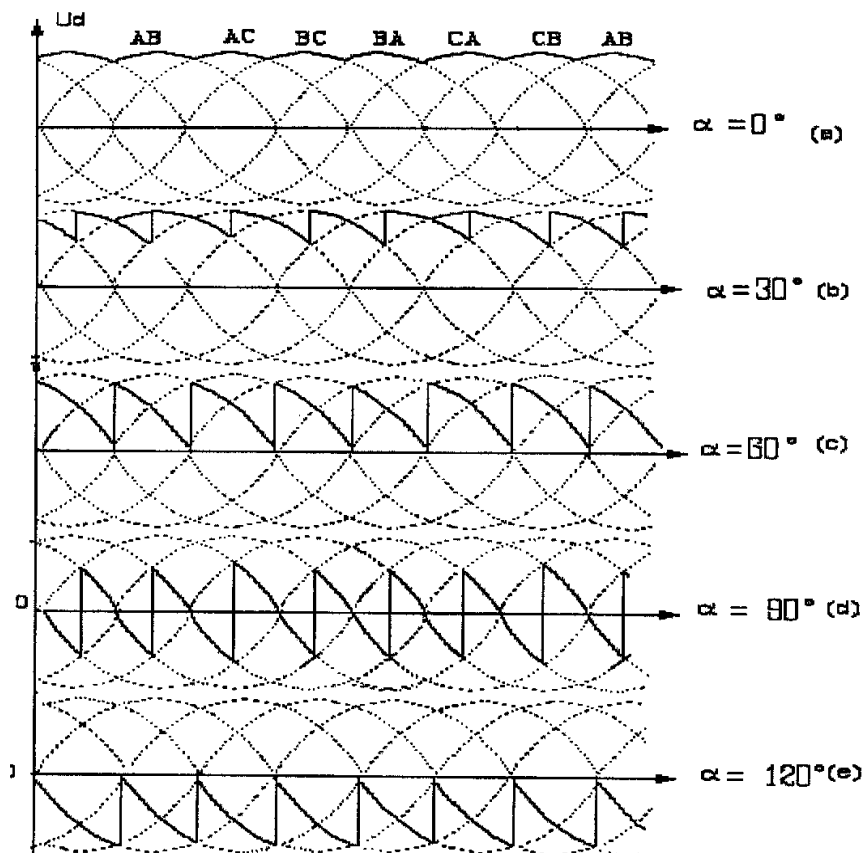


图 4-2 三相桥式全控整流电路

图 4-2 给出了不同  $\alpha$  角下的输出电压的波形(在感性负载和电流非断续状态下)，其中  $\alpha > 90^\circ$  的状态称为整流桥的逆变工作状态，其实质是负载向电网反馈能量。

由于并联谐振逆变电路输入要求是直流电流源，而整流器的输出是脉动很大的电压，因此整流器输出必须有滤波器，这里采用电感作为平滑滤波器，使得只允许直流电流进入逆变器。实际中，电感滤波器不可能完全阻挡交流成分，而只需到达一定的滤波效果即可。电路中的滤波电感  $L_d$  大约取为 5mH。

三相全控整流器的控制采用电流电压双闭环的策略，整流器控制框图如图 4-3 所示。控制采用输入电流反馈控制和谐振电压反馈控制。其中电流调节器和电压调节器都是选用 PI 调节器，调节器的原理图如图 4-4 所示。

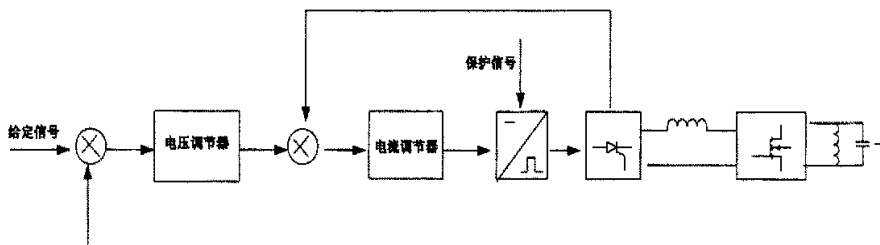


图 4-3 整流器控制框图

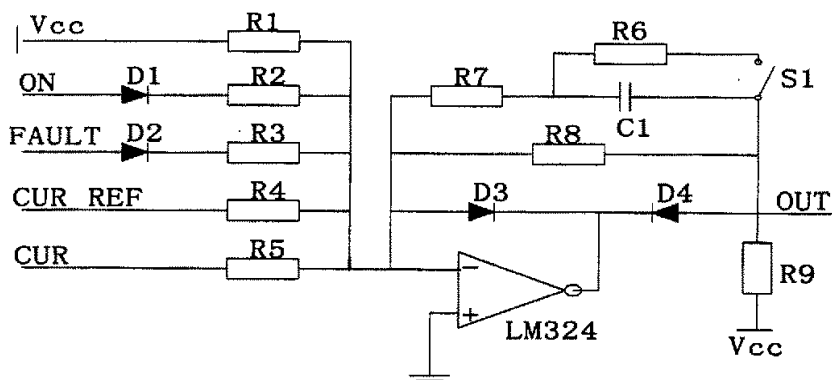


图 4-4 电流调节器原理图

其中，ON 为启动信号（启动时=0，停止时=15V），FAULT 为系统故障信号（系统正常=0，系统故障=15V），CUR REF 为主给定（0 到-10V），CUR 为电流反馈信号（0 到+10V），OUT 为调节器的输出。由图不论系统停止或系统故障，调节器的输出均为 0V，由此可见 ON 和 FAULT 都是调节器的封锁信号。最上面的 Vcc 是调节器的死区设置。D3 和 D4 是调节器的单向控制，由它们控制调节器只能输出 0 到 15V 信号，截断 0 到-15V 信号的输出，开关 S1 是用来在 P 调节器和 PI 调节器之间切换用的（在有些模式中需要运行于 P 调节器模式）。所以调节器的实际运行原理图就如图 4-5 所示。电压调节器与电流调节器基本相同。

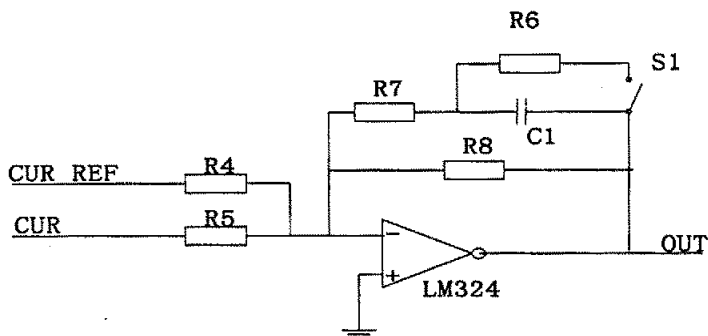


图 4-5 电流调节器简化原理图

### 4.3 逆变器的锁相控制电路

加入锁相环路的控制信号板功能框图已经在上一章做了介绍,如图 3-6 所示。下面具体介绍一下本课题采用的逆变器锁相控制触发电路。

### 4.3.1 过零比较电路

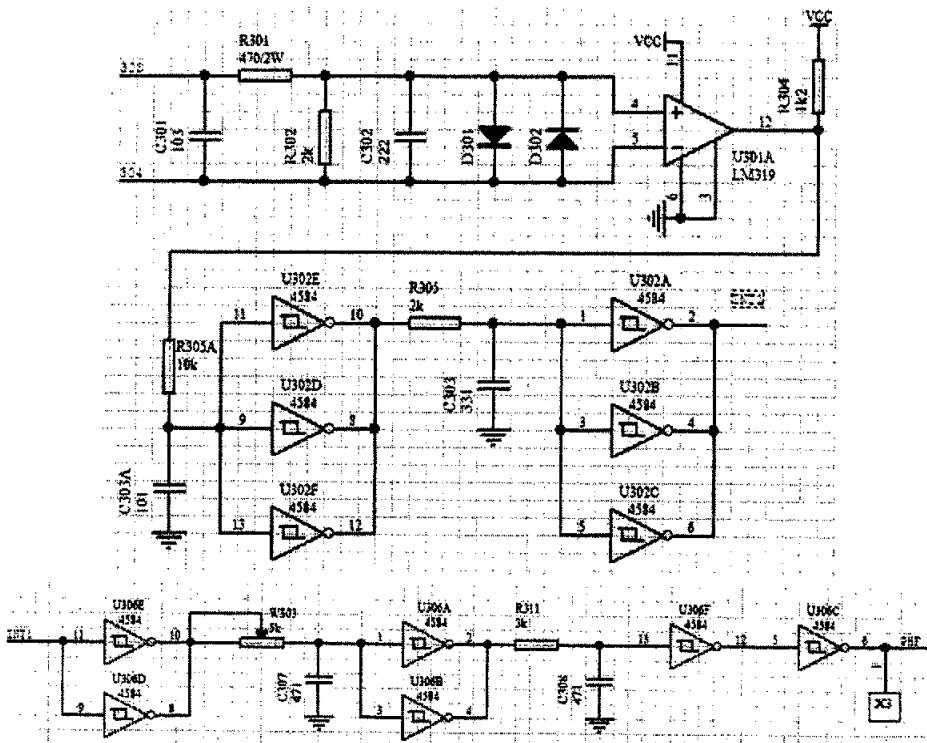


图 4-6 过零比较电路

负载电压信号通过电位器 W303 调节而超前输出电压, 经过过零比较电路

获得自激信号。在过零检测之后增加延时 ( $t_{d1}$ ) 滤波电路, 延长信号上升沿时间, 增强自激信号的抗干扰能力。

### 4.3.2 电压比较电路

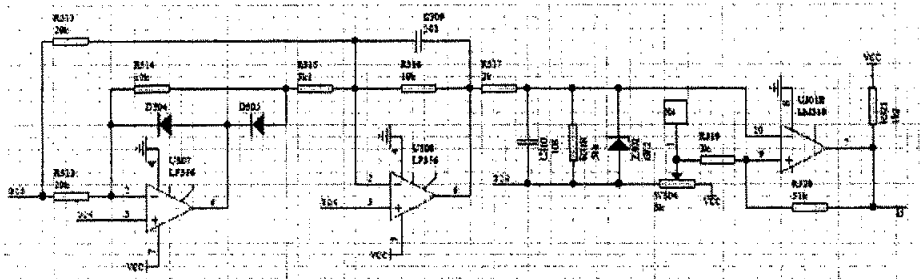


图 4-7 全波整流电路

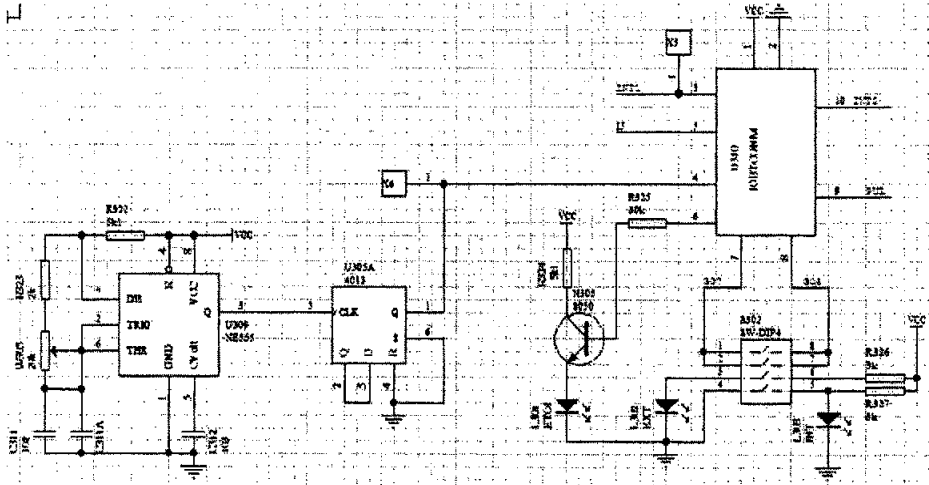


图 4-8 转换开关电路

用两个运放构成的全波整流替换原来的半波整流, 不仅大大减小了信号的纹波, 避免了他激和自激转换频繁切换的问题, 而且还解决了用普通二极管构成的全波整流电路带来的信号无法共地的难题。电路图中的 R317、R318 与 C310 构成的滤波网络, 用来滤去约几十千赫的逆变频率波形, 得到整流输出 (300Hz) 的近似包络波, 经过与给定电压比较输出, 获得稳定的他激/自激切换电平信号。在整流和滤波电路之间增加二极管, 可以阻断电容经运放构成的放电回路, 大大提高电路的抗干扰能力。



### 4.3.3 锁相电路的组成

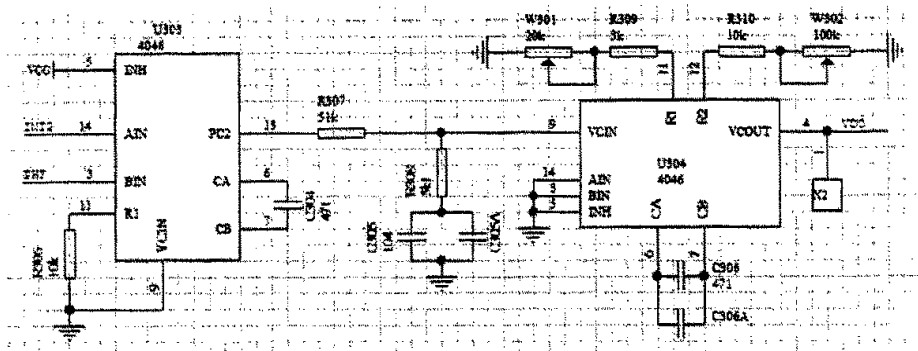


图 4-9 锁相电路

锁相电路由两片 4046 构成，前一片构成鉴相器，采用 4046 的 PD II，后一片作为压控振荡器，主要是从抗干扰角度考虑的。锁相的频率范围可以调节在 20~60KHz 之间，满足负载谐振频率 30~50KHz 的跟踪范围。由 4046 组成的锁相环路不仅可以在一定频率范围（可以调节）内，达到瞬时跟踪输入信号的频率和相位的目的；而且，通过反馈延时  $t_d$ ，可以使得 VCO 输出信号超前输入信号  $\delta$  时间。这样还可以轻松补偿滤波延时  $t_{d1}$  和驱动延时  $t_{d2}$ 。在两个 4046 之间采用的是无源比例积分滤波电路。

### 4.4 过压过流保护电路

在超音频感应加热电源装置中，作为核心的固态功率器件相对于电容器和磁性元件（电感和变压器等）的过载能力较弱，当它遭受过电流或过电压时，会在极短的时间内损坏。而且在实际应用现场中，一般都存在着很强的电磁干扰，负载工作的情况也复杂多变，器件非常容易发生过载故障。因此在感应加热设备中，设置快速，准确，可靠的保护电路是非常必要的。

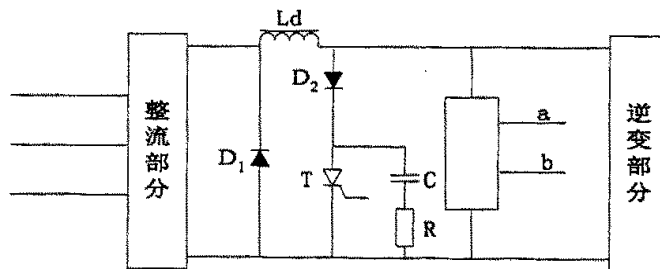


图 4-10 过流过压保护电路结构图

本文中的过压过流保护电路如图 4-10 所示。当出现逆变器输入过压时，电压检测环节将电压信号通过 ab 接口送至控制电路，控制电路将整流器的各个脉冲关断，同时使晶闸管 T 导通，电感储存的能量通过  $D_1$ 、T、 $D_2$  回路释放，从而使得功率管不会出现过压击穿。当出现逆变器过流时，控制电路也使图中的晶闸管 T 导通，同时逆变电路的四只功率管全部处于导通状态。可见，在该电路中，过压保护最终也是通过过流保护来实现的。这种保护方法在实际应用中有很好的效果，简单可靠。但是它对保护电路中的器件有较高的要求。吸收电路的电阻要求是无感功率电阻，二极管须是高速大容量的、晶闸管也应该是电流耐量较高的系列。

## 4.5 实验结果

### 4.5.1 实验波形

经锁相控制逆变触发的实验波形如下：负载谐振频率在 52kHz

图 4-11、图 4-12、图 4-13 是电源工作在不同的他激频率下，从电源负载端测量得到的电压波形。

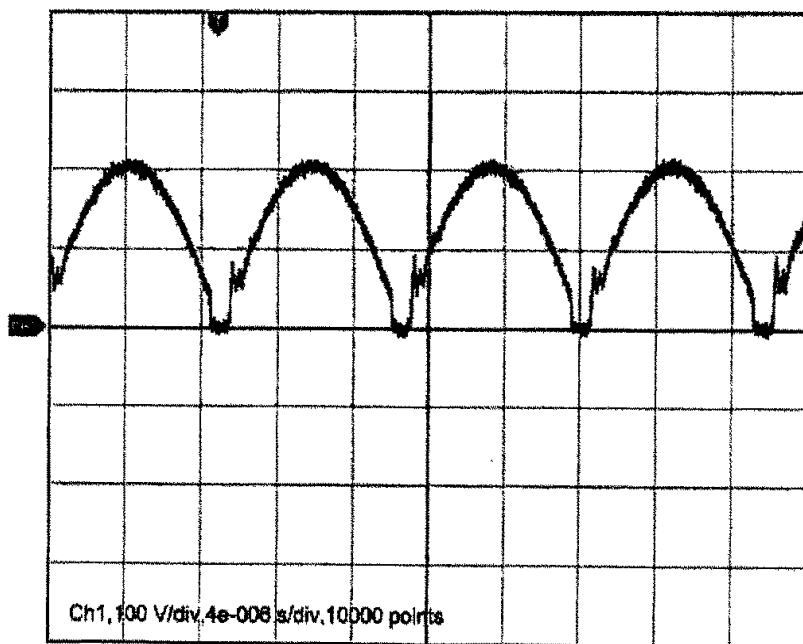


图 4-11 空载情况下， $f_{\text{他激}} = 52.3\text{kHz}$ ， $U_d = 100\text{V}$ ， $I_d = 20\text{A}$

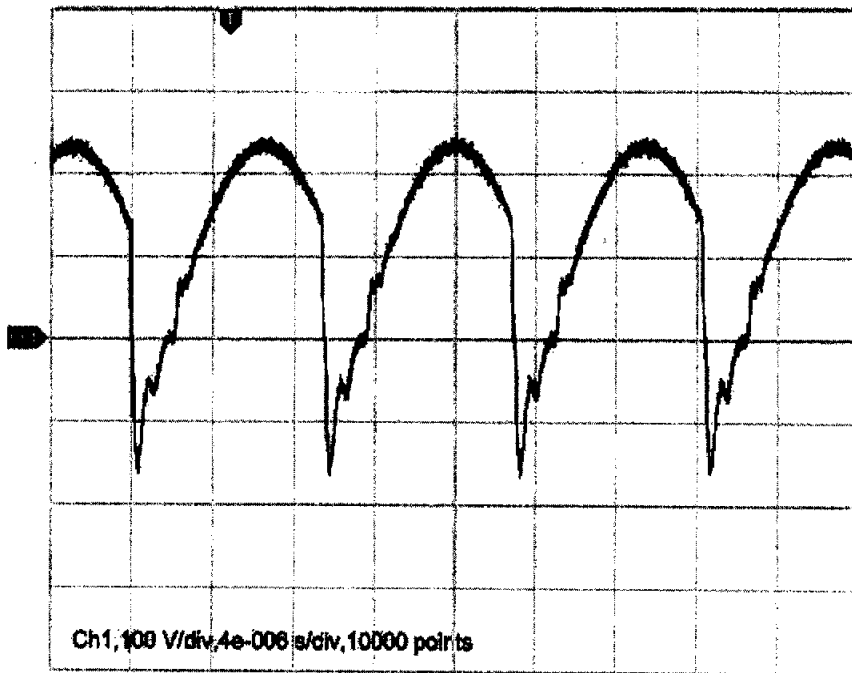


图 4-12 容性工作状态,  $f_{\text{他激}}=52.9\text{kHz}$ ,  $U_d=100\text{V}$ ,  $I_d=30\text{A}$

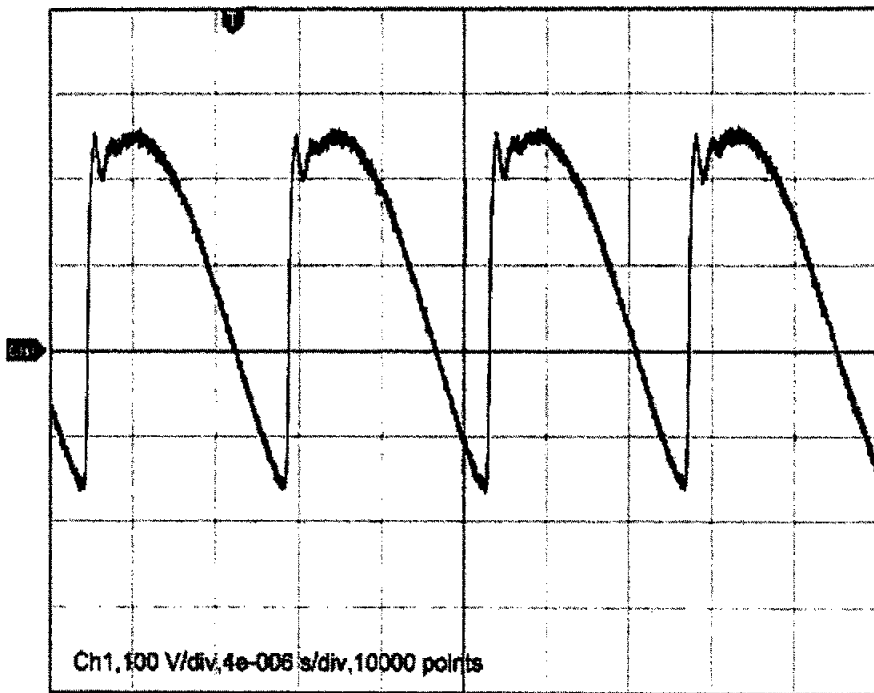


图 4-13 感性工作状态,  $f_{\text{他激}}=51.7\text{kHz}$ ,  $U_d=100\text{V}$ ,  $I_d=45\text{A}$

图 4-14 是电源在完成了他激转自激之后的负载电压波形, 由图可见  $f_{\text{自激}}=$

52.4kHz,  $U_{pp}=800V$ , 实验仪表测得  $U_d=500V$ ,  $I_d=45A$ , 自激转换电平设置为 0.3V。从波形来看, 电源在自激控制下, 很好的工作在负载的谐振频率点, 较为理想。

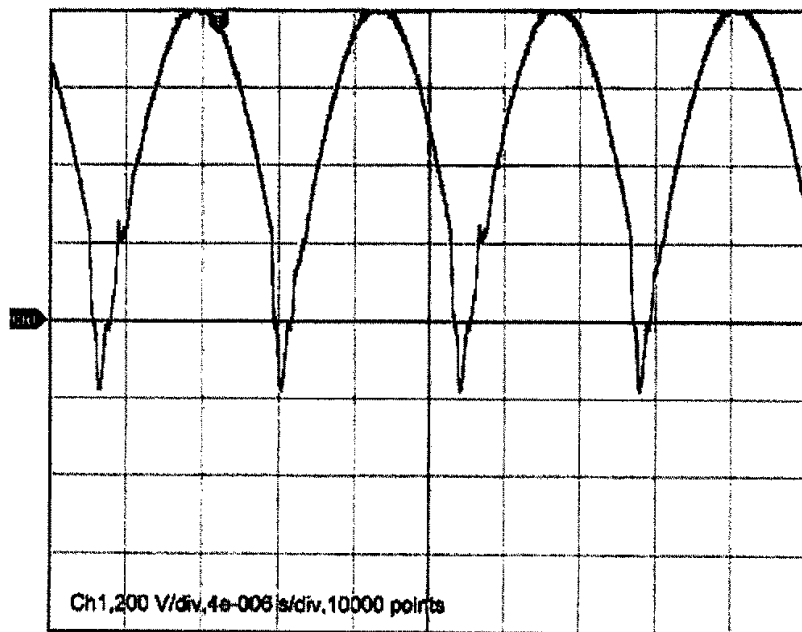


图 4-14 自激状态波形

下面是电源从感性状态起动, 转变到自激状态过程的系列波形。他激转自激时刻的各项参数分别为  $f_{\text{他激}}=49.0\text{kHz}$ ,  $U_d=20V$ ,  $I_d=40A$ , 转换电平 0.3V。由图 4-15 可见, 时刻 1 是他激状态开始切换到自激状态, 锁相回路逐渐将电源频率从设定的他激频率向谐振频率跟踪, 电源也从感性工作状态逐渐向容性工作状态转变, 在时刻 2, 基本完成自激频率的锁定, 到时刻 3, 电源完全工作在了自激状态, 完成一次频率的他激到自激的转变, 整个过程时间大约在 3 毫秒。图 4-15-1、图 4-15-2、图 4-15-3 分别对应的是时刻 1、2、3 时候的展开波形。图 4-15-1 说明在时刻 1, 电源还工作在他激频率, 为感性工作状态; 图 4-15-2 波形显示在时刻 2, 电源开始进入容性工作状态; 图 4-15-3 的波形说明电源已经进入稳定的自激工作状态。在这个过程中, 电源的输出电压峰峰值也从 1 时刻的 240V 增加到 3 时刻的 300V。可见在他激转自激的过程中,  $U_d$  仍在继续增大。

Tek **Stop** Single Seq 5.00MS/s

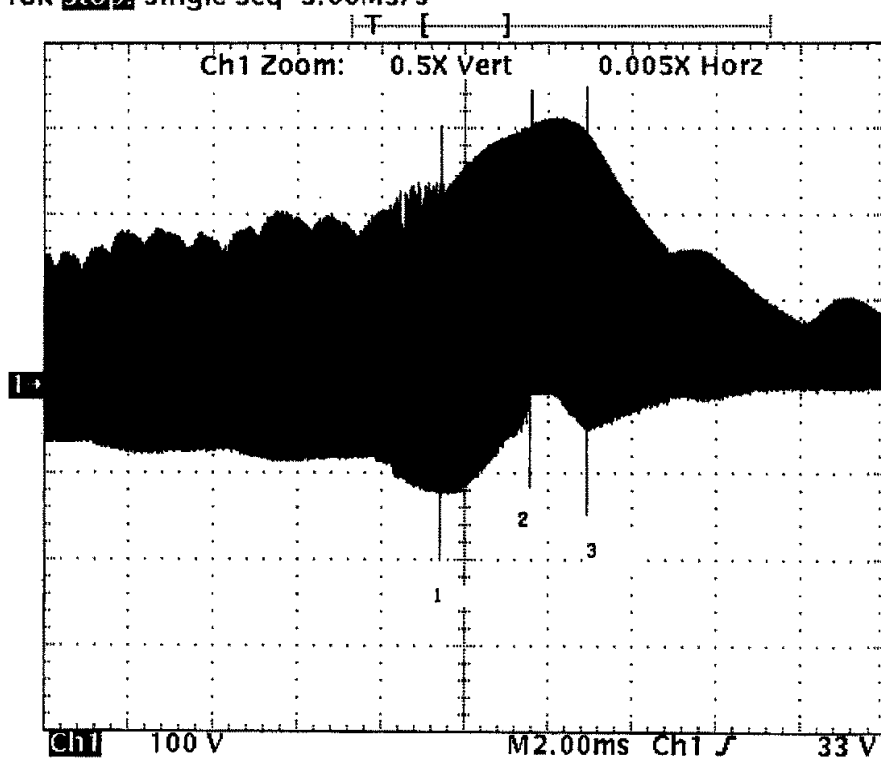


图 4-15

Tek **Stop** Single Seq 5.00MS/s

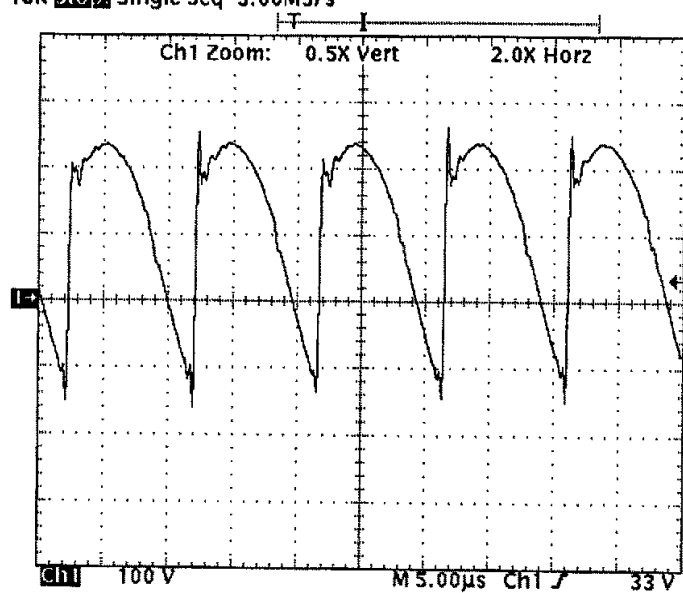


图 4-15-1

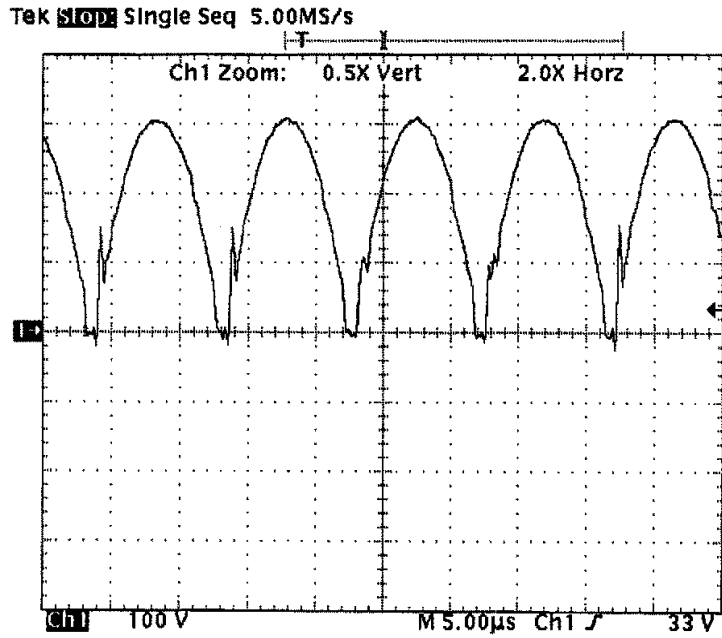


图 4-15-2

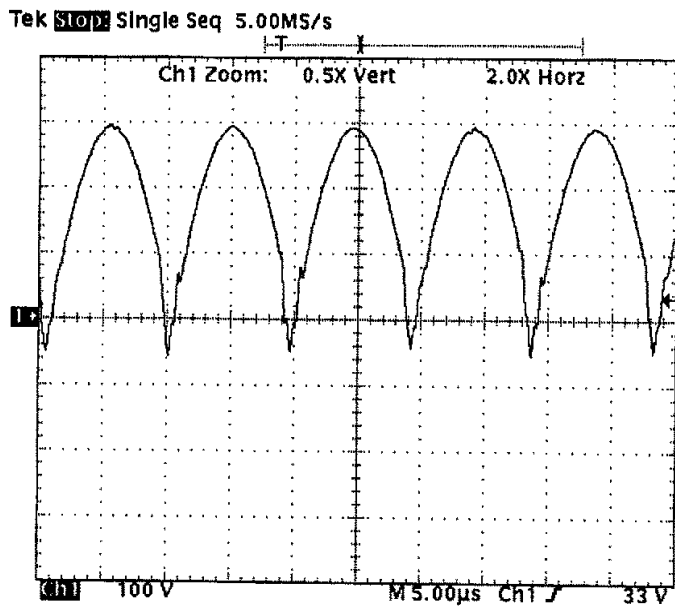


图 4-15-3

#### 4.5.2 起动失败原因分析

在逆变器从他激频率转换到自激频率的过程中，往往由于产生过大电流或

过高的电压，引起自动保护，关闭电源，导致逆变起动的失败。大致原因有以下几点：

### 1、他激频率的选择。

并联逆变器电路的工作频率 $\omega$ 应略高于负载电路的谐振频率 $\omega_0$ ，而后者随负载参数而变化。这就要求操作者能掌握负载的情况，选择合适的他激频率以保证可靠起动。对于负载经常变化，且变化较大，或是负载品质因素 $Q$ 值很高的场合，他激频率的设定是个麻烦。

### 2、引前角 $\delta_A$ 和 $\delta_H$ 的配合。

$\delta_A$ 和 $\delta_H$ 分别对应于自激和他激状态下的引前角，与之对应的负载功率因数为 $\cos\phi_A$ 和 $\cos\phi_H$ ，若 $\delta_A \neq \delta_H$ ，则 $\cos\phi_A \neq \cos\phi_H$ ，在 $U_d$ 为恒值时，输出电压不等，这将使转换瞬间出现电压或电流的跳变，过大的跳变有可能导致逆变失败。

### 3、转换电平的设置。

转换器的控制电路是根据转换电平的比较来决定电路是进入他激控制还是自激控制。如果转换电平的设置过低，在自激信号比较弱的时候，如果电路中存在较大的纹波，易产生在一个频率周期内他激、自激频繁切换的问题。如果转换电平的设置过高，他激转变为自激的时候，逆变负载端的电压过高，在频率锁定的过程中（通常为几个毫秒时间），容易引起负载电流过大，导致电源过流保护动作。

4、另外逆变器在现场的实际运行情况通常较差，多是在恶劣的电磁环境中工作，如果控制系统对外界的抗干扰能力较差，同样容易引起逆变起动的失败。

本文在锁相控制的实验中，出现过在转换电平设置过高，当逆变器从他激转自激起动时，发生逆变失败的情况。失败的主要原因是电路中产生了过流现象，导致整个电源触发过流保护，中止逆变过程。

在他激频率下，由于频率处于不谐振状态，当负载的品质因素 $Q$ 值很高或者是他激频率和负载谐振频率相差较远的时候，负载的阻抗值较低，负载端电压很低的情况下，就会出现较大电流。在他激转自激的过程中，整流输出电压是在逐渐增大的，随着工作频率向谐振频率点转移，负载阻抗也在增大。所以一般情况下，电流增大较缓甚至有可能减小。但如果转换电平设置过高，转换过程中的

$U_d$  会比较高, 当他激频率和谐振频率偏移较远或负载  $Q$  值较高的时候, 负载的阻抗值较低, 同时因锁相电路的作用, 逆变器频率不能突变, 他激频率往谐振频率跟踪的过程时间会增大, 负载阻抗将维持较长时间的低阻抗, 在频率渐渐变小的过程中 (几毫秒以上), 电压  $U_d$  仍继续升高, 电压反馈的作用是增大整流电压的输出, 使得电流升高, 导致过流保护动作。如图 4-16 所示。

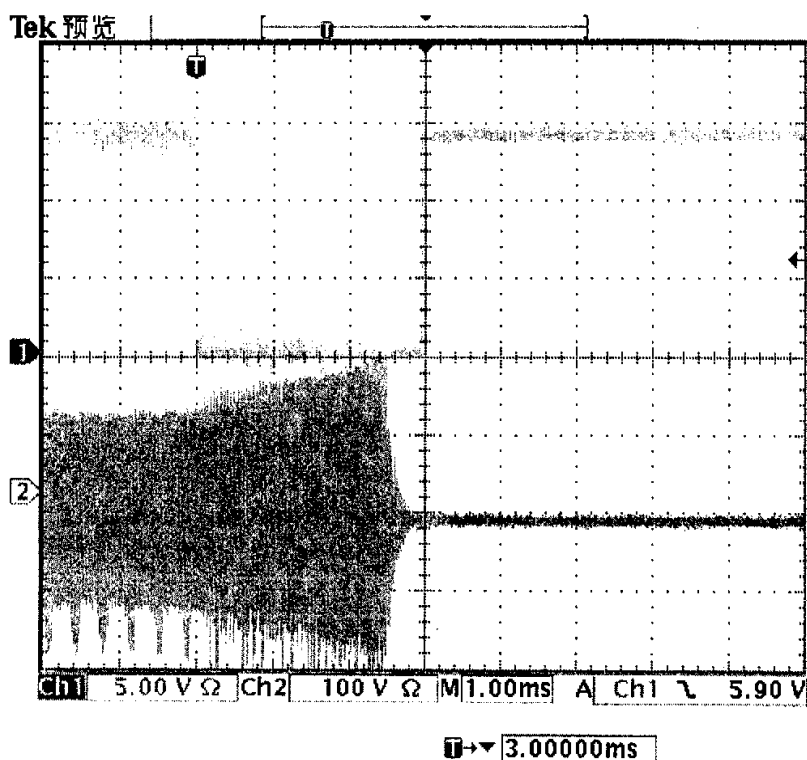


图 4-16 逆变过流保护

所以在锁相控制电路的调试过程中, 通过调整锁相环路 LF 电路的滤波时间, 缩短频率跟踪的速率, 对于保证逆变器的可靠起动是有帮助的。

根据以上实验结果和分析, 可以看出, 逆变电源自激起动时, 发生过流保护引起逆变失败主要由直流电压  $U_d$  和负载阻抗大小这两个参数决定。电压  $U_d$  越小, 负载阻抗越大, 起动时过流的可能性也就越小。负载阻抗是由频率决定的, 起动时取决于他激频率和负载谐振频率的偏移大小。电压  $U_d$  在电源上电后开始平稳增高, 所以选择在电压  $U_d$  较小时候开始他激到自激的转换, 对于起动是有利的, 降低转换电平比较电压可以实现这一控制。但是转换时刻提前带来的主要问题是自激信号太微弱, 造成逆变控制信号不稳定, 如果增大自激信号 (负载电



压)取样的比例,又会造成在电源进入正常工作时,检测端得到的信号电压过高。对于弱电控制电路板,如果引入过高的强电信号,对于控制电路的干扰会大大降低系统运行的稳定性,而且这个干扰难以分析和控制。所以在本文最后,我们通过设计一个非线性的负载信号检测电路来解决上述问题,如图 4-17 所示。

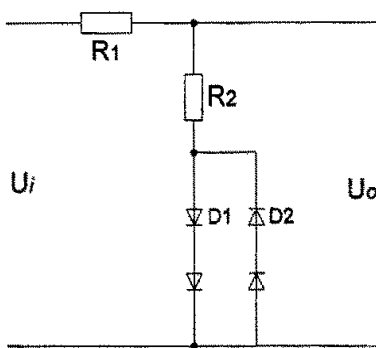


图 4-17 电压信号检测电路原理说明

图中 D1 和 D2 支路可以采用多个二极管串联,具体个数将根据电路参数进行调节。输入信号  $U_i$  是负载电压经电压互感器检测得到,通过调节互感器变比,增大信号电压,在转换电平(通常在  $0.3 \sim 0.5V$ ) 设置不变的情况下,提前他激到自激的转换时间。可见在转换期间,由于输入电压不够高,二极管支路不导通,得

$$U_o = U_i \quad (4-2)$$

当随着  $U_d$  增大,  $U_i$  也随之升高,到一定数值后, D1 和 D2 支路导通,由于二极管导通时阻抗很小(可以忽略),信号输出电压  $U_o$  将由  $R_2$  和  $R_1$  的变比决定,即

$$U_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i \quad (4-3)$$

可见只要适当控制  $R_1$  和  $R_2$  的变比,就可以使得电源正常运行时,加入锁相控制电路的信号电压不至于过高。这样,在他激到自激转变完成之后,  $U_i$  随着  $U_d$  增大到一定电压之后,控制信号的输出电压  $U_o$  不再跟随  $U_i$  快速升高,实现了在转变过程中,即降低了  $U_d$ ,又排除了信号高电压对控制电路造成干扰的目标。

由于在他激转自激时,逆变直流输入的电压较低,不仅使得电源启动时过

流的可能性大大降低,而且,由频率偏移过大而带来负载阻抗过小的问题,也因此得到缓解。换句话说,通过改进负载电压信号的检测电路,还加宽了锁相控制他激转自激的频带范围,拓宽了实际应用的场合。

## 4.6 本章小结

本章主要介绍电流型超音频感应加热电源的整机设计,着重说明了电源装置的整流控制、逆变锁相控制和过压过流的保护电路。之后给出了该电源在锁相控制下,逆变端的各个实验波形,比较了感性和容性工作频率下,他激转自激的工作状况。最后分析了逆变起动失败的主要原因,提出电压信号检测电路的改进方案,以提高电源在逆变起动过程中的可靠性。

## 第五章 全文总结和工作展望

本文以并联型超音频感应加热电源为研究对象，在逆变的锁相控制环节上有所突破。下面先总结一下论文前面所叙述的内容：

第一章回顾了感应加热技术的发展史，介绍感应加热相关的基本知识，同时对电力电子器件的发展以及感应加热电源的发展状况做了总结，指出了本文所做的主要工作。

第二章介绍了感应加热电源常用的两种拓扑结构，及并联型谐振逆变器的的工作原理；描述了并联谐振逆变器的调功方法和频率自动跟踪方案；最后提出逆变控制的基本思路。

第三章阐明 IGBT 锁相控制电路的设计思路。从叙述锁相环路的基本原理，以及锁相环电路的基本组成入手，而后分析了逆变器的起动控制方案，接着提出锁相控制的方法和电源起动的方案。

第四章介绍整体电源的设计，给出了整流控制电路，逆变控制策略及电路，过压过流保护电路，同时通过实验波形比较和逆变起动失败原因分析，最终提出对电压信号取样电路的改进方案，实现提高电源起动频率带宽的目标。

通过课题的研究，在以下几个方面有所收获：

- 1、在对一般感应加热电源电路结构分析的基础上，选择了适合功率和频率进一步提高的主电路拓扑。在并联型感应加热电源装置中，适当改变原有电路结构，利用器件并联和部件并联来实现功率和频率的提高。

- 2、针对并联型超音频电源的要求，设计了锁相控制逆变触发电路，并在感应加热电源中得到了实际应用，体现了课题研究的实际应用价值。

- 3、详细的分析了整机的控制要求，给出了主要控制部分的控制框图，通过实验验证了控制方案的可行性。通过非线性电压检测电路，提前自激转换时间同时又不致降低电路的抗干扰能力，提高电源起动的频率范围和运行可靠性。实现了从理论技术分析到实践，在从实验分析到理论提高的循序渐进过程。

最后，对本论文所研究的课题方向做一个简单的展望。感应加热在工业生产中已经获得较为广泛的应用，其各项技术也日趋成熟，电源的高频化和大容量化主要是随功率器件的发展而发展，而电源的智能化是目前在应用中较为实用的

一个发展方向,也颇受用户的欢迎。目前锁相控制虽然可以增大频率的适应范围,但负载谐振点的测定和他激频率的设置等,都需要技术人员进行现场调试,对电源的使用具有较高的技术要求。如何使得电源能在起动初期对负载进行自动检测,确定各项参数,调整他激(自激)控制的设置,选择合理的起动方案和锁相控制的方法,甚至在电源的控制环节上引入数字控制功能等等,都是值得研究的课题。

## 参考文献

- 【1】 林渭勋等, 可控硅中频电源, 机械工业出版社, 1989
- 【2】 潘天明, 工频和中频感应炉, 冶金工业出版社, 1983
- 【3】 潘天明, 现代感应加热装置, 冶金工业出版社, 1996
- 【4】 林渭勋, 现代电力电子电路, 浙江大学出版社, 2002
- 【5】 Roland E.Best, 锁相环设计, 仿真与应用, 清华大学出版社, 2003
- 【6】 张阙盛, 郑继禹, 锁相技术, 西安电子科技大学出版社, 1994
- 【7】 徐晓亮, 固态高频感应加热技术研究, 浙江大学博士学位论文, 1997.4
- 【8】 熊爱明, 高频感应加热电源的研究, 浙江大学硕士学位论文, 2003.3
- 【9】 潘天明, 工频和中频感应炉, 冶金工业出版社, 1983.8
- 【10】 李爱文, 张承慧, 现代逆变技术及其应用, 科学出版社, 2002
- 【11】 钱照明, 陈辉明, 吕征宇, 电力电子器件的最新发展, 电气时代, 2001年第5期
- 【12】 蒋超, 电力电子器件发展概况及应用现状, 世界电子元器件, 2004年第4期
- 【13】 张仲超, 陈辉明, 50kHz IGBT 超音频感应加热电源, 电力电子技术, 1995年第5期
- 【14】 丁浩华, 陈辉明, 带过流和短路保护的 IGBT 驱动电路研究, 电力电子技术 1997 年第 1 期
- 【15】 潘天明, 张殿敏等, IGBT 超音频感应加热电源, 工业加热, 1996 年第 2 期
- 【16】 方立军, 锁相环有源滤波器的设计, 现代电子, 1997 年第 2 期
- 【17】 王华民, 李朝阳, 锁相技术在感应加热电源中的应用, 西安理工大学学报, 1999 年第 1 期
- 【18】 王正仕, 陈辉明等, IGBT 过流保护方法的研究, 浙江大学学报(自然科学版), 1997 年第 1 期
- 【19】 林小娥, 吴兆麟, 固态高频感应加热装置移相调功方法, 电工技术杂志, 2000 年第 6 期

- 【20】 沈宏, 陈烨, 30kW/50kHz IGBT 并联谐振感应加热电源, 电力电子技术, 1995 年第 2 期
- 【21】 陈世杰, 吕征宇等, 一种简单有效的限流保护电路, 电源技术应用, 2004 年第 3 期
- 【22】 康小松, IGBT 超音频感应加热电源研究, 浙江大学硕士学位论文, 1994
- 【23】 H.Dort, G.Birk, G.L.Fischer, Control Mode for Inverters with Resonance Transformation in Induction Heating Applications, Proc. Power Conversion, June 1994, p57-67
- 【24】 P.Casella, Pham Huu Phut, A Berthon, High Frequency Current Inverter with Parallel Resonant Load for Induction Heating, EPE 1987, p277-280
- 【25】 Hammad Abo Zied ; Peter Mutschler ; Guido Bachmann A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications,
- 【26】 Espi, J.M.; Navarro, A.E.; Maicas, J.; Ejea, J.; Casans, S., Control Circuit Design of the L-LC Resonant Inverter for Induction Heating, Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual , Volume: 3 , 2000 Page(s): 1430 -1435 vol.3
- 【27】 Mu-Ping Chen; Jan-Ku Chen; Murata, K.; Nakahara, M.; Harada, K., Surge Analysis of Induction Heating Power Supply with PLL, Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 16 Issue: 5 , Sept. 2001 , Page(s): 702 -709
- 【28】 E.J.Dede, J.Jordan, V.Esteve, J.V.Gonzalez, D.Ramirez. "Design Consideration for Induction Heating Current Fed Inverters with IGBT's Working at 100kHz", IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1993,p679-684.
- 【29】 Enrique.J.Dede, Jose.Jordan, Vicente Esteve, Jose.M.Espi, etc. "Series and Parallel Resonant Inverters for Induction Heating Under Short-Circuit Conditions Considering Parasitics Component" , IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1999,p659-662.
- 【30】 E.J.Dede, J.V.Gonzalez, J.A.Linares, etc. "25-kW/50-kHz Generator for Induction Heating", IEEE Transaction on Industrial Electronics,

1991,p203-209.

- 【31】 FANG ZHENG PENG, HIROFUMI AKAGI, High-frequency Current-source Inverters Using SI Thyristors for Induction Heating Applications, IEEE, Transaction on Industrial Electronics,1989,p172-180
- 【32】 Richard Bonert, J.Douglas Lavers, Simple Starting Scheme for a Parallel Resonance Inverter for Induction Heating, IEEE, Transaction on Power Electronics,1994,p281-286
- 【33】 赵良炳, 现代电力电子技术基础, 清华大学出版社, 1995 年 5 月

## 致 谢

从进入浙大学习，到毕业留校工作，已经有十多年了。感谢学院领导的支持，给予我进入电力电子专业进行深造的机会，尽管在读期间由于一些工作和个人方面的原因，对学业有所耽误，但在这论文定稿的时刻，回顾过去几年的工作、学习与生活，觉得自己很幸运。

在此要特别感谢我的导师陈辉明教授，是你的言传身教，让我重拾信心，永不言弃。在课题的总体方案设计和样机的调试过程中，都能看到你亲历亲为的身影，正是在你的悉心指导下，让我从理论到实践，有了更透彻的了解，得到了更多的经验积累。尤其是你深厚的理论基础和丰富的实践经验，令我受益非浅；你踏实的工作作风和严谨的治学态度，更令我惭愧不已。在跟你学习的这些年来，不仅要感谢你对我的指导，更要感谢你对我的鼓励和帮助。

还要感谢和蔼可亲，为人风趣的赵荣祥教授，在我读研期间，不仅作为我的领导给予了大力支持，而且作为我的老师，更像朋友般给予我极大的关心和鼓励。

在我的课题研究和实验过程中，得到了浙大电工厂的热情协助，在此要感谢电工厂的领导，感谢电工调试组的姚萍大姐、钟工、丁工、池工及小吴等等。同时也要感谢实验室的熊爱明、包辉、程方斌等师兄弟，感谢你们无私的帮助。最后感谢王正仕和楼珍丽，感谢我的同事，感谢所有关心和帮助我的人。

谨以此文，祝父母安康。

谨以此文，祝父母安康。