

0096 编号: _____



桂林电子科技大学
GUILIN UNIVERSITY OF ELECTRONIC TECHNOLOGY

中国最大的感应加热设备供应商: 联合高频机 <http://www.uihm.cn> UIHM: <http://www.uihm.com/>

毕业设计论文

课 题: 中频感应加热电源的设计

院 (系): 机电与交通工程系

专 业: 电气工程及其自动化

学生姓名: 吴科虎

学 号: 020120221

指导教师单位: 电气工程教研室

姓 名: 何少佳

职 称: 高级实验师

题目类型: 理论研究 实验研究 工程设计 工程技术研 软件开发

2006 年 06 月 03 日

摘 要

中频感应加热以其加热效率高、速度快,可控性好及易于实现机械化、自动化等优点,已在熔炼、铸造、弯管、热锻、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 20KW 中频感应加热电源。

本设计中感应加热电源采用 IGBT 作为开关器件,可工作在 10 Hz~10 kHz 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。这部分超出了设计任务书规定的任务。

关键词: 感应加热电源; 串联谐振; 逆变电路; IGBT

Abstract

The Intermediate Frequency Induction Heating has been widely applied in melting, casting, bend, hot forging, welding, Surface Heat Treatment due to its advantages of high heating efficiency、high speed、easily controlled、easily being mechanized and automated.

The scheme has made a plan of designs based on the task of design, designed corresponding hardware circuit and developed 20kW intermediate frequency induction heating power system.

The thesis discusses the Choice of converter scheme in detail. Series Resonance Inverter has another name is Voltage Inverter. Its Output Voltage approaches square wave and load current approaches sine-wave. Inversion must follow the Principles of break before make and there is enough dead-time between turn-off and turn on in order to avoiding direct through in upper and lower bridges.

The thesis discussed the Choice of converter scheme in detail as well as introduced the control circuit of this power source and its design principle. Develop 20kW intermediate frequency induction heating power system with switch element IGBT. Make a research on Converter Circuit, control circuit, driver circuit etc.

The CMOS chip that is applied in the design is mainly PWM Controller SG3525A and optical coupler Drive Circuit HCPL-316J. The controlled feature of PWM Controller SG3525A is fully utilized in the process of design, which has wide adjustable operating frequency and dead time, input under voltage lock function and twin channel output current. The optical coupler Drive Circuit HCPL-316J is chosen as the driven of IGBT due to its functions, such as fast switch speed (500ns), optical isolation, the feedback of fault situation, wide operating voltage (15V~30V), automatic reset and automatic close down etc.

Key words: Induction heating power supply; series resonance; inverse circuit; IGBT

目 录

引言	1
1 绪论.....	2
1.1 感应加热的工作原理.....	2
1.2 感应加热电源技术发展现状与趋势.....	3
2 感应加热电源实现方案研究	5
2.1 串并联谐振电路的比较.....	5
2.2 串联谐振电源工作原理.....	7
2.3 电路的功率调节原理.....	8
2.4 本课题设计思路及主要设计内容.....	8
3 感应加热电源电路的主回路设计.....	9
3.1 主电路的主要设计元器件参数.....	9
3.2 感应加热电源电路的主回路结构.....	9
3.2.1 主回路的等效模型	10
3.2.2 整流部分电路分析.....	13
3.2.3 逆变部分电路分析	15
3.3 系统主回路的元器件参数设定.....	16
3.3.1 整流二极管和滤波电路元件选择	16
3.3.2 IGBT和续流二极管的选择.....	17
3.3.3 槽路电容和电感的参数设定	18
4 控制电路的设计.....	19
4.1 控制芯片SG3525A	19
4.1.1 内部逻辑电路结构分析	20
4.1.2 芯片管脚及其功能介绍	21
4.2 电流互感器.....	23
5 驱动电路的设计.....	24
5.1 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）对驱动电路的要求.....	24

5.1.1 门极电压对开关特性的影响及选择	24
5.1.2 门极串联电阻 R_G 对开关特性的影响及选择	25
5.2 IGBT过压的原因及抑制.....	25
5.3 IGBT的过流保护.....	26
5.3.1 设计短路保护电路的几点要求	27
5.4 集成光电隔离驱动模块HCPL-316J.....	27
5.4.1 器件特性	27
5.4.2 芯片管脚及其功能介绍	28
5.4.3 内部逻辑电路结构分析	28
5.4.4 器件功能分析	29
5.4.5 驱动电路的试验和注意问题	30
6 辅助直流稳压电源.....	31
6.1 三端固定稳压器.....	31
6.2 本次设计用的电源.....	32
6.2.1 18 伏, 15 伏稳压电压电源.....	32
6.2.2 ± 12 伏, ± 5 伏双路稳压电源.....	32
6.2.3 元器件选择及参数计算	33
7 硬件调试.....	34
8 结论.....	35
致谢	37
参考文献	38
附录一 整体电路原理图	39
附录二控制电路PCB.....	40

引言

随着功率器件的发展,感应加热电源的频率也逐步提高,经历了中频、超音频、高频几个阶段。在感应加热电源的应用中,淬火、焊管、焊接等工艺都要求高频率高功率的电源。功率 MOSFET 虽然可以实现高频工作,但其电压、电流容量等级低,大功率电源需采用串、并联技术,影响了电源运行的可靠性。绝缘栅双极晶体管(IGBT)比较容易实现电源高功率化,但在高频情况下,其开关损耗,尤其是 IGBT 关断时存在的尾部电流,会限制工作频率的进一步提高。

本文论述的中频感应加热电源采用功率自关断功率器件 IGBT,负载频率是开关管工作频率的二倍,间接拓宽了 IGBT 的使用频率;功率管工作于零电流开关状态,彻底消除了尾部电流引起的关断损耗,理论上可实现零开关损耗;同时采用死区控制策略后,可实现负载阻抗调节。以往一般采用晶闸管来实现逆变电路,但是晶闸管关断期反压太低,参数匹配麻烦,输出频率仍然偏低;而采用 IGBT 后,并让电路工作在电流断续状态下,这些问题都得到很好地解决。

为满足中小工件加热的需要,研制了一种新型线效的中频感应加热电源。该电源具有输出电压低圈匝数少、不需要中频变压器降压、结构简单、效率高。

1 绪论

感应加热具有加热效率高、速度快、可控性好及易于实现自动化等优点，广泛应用于金属熔炼、透热、热处理和焊接等工业生产过程中，成为冶金、国防、机械加工等部门及铸、锻和船舶、飞机、汽车制造业等不可缺少的技术手段。

1.1 感应加热的工作原理

感应加热原理为产生交变的电流，从而产生交变的磁场，在利用交变磁场来产生涡流达到加热的效果。如图 1.1:

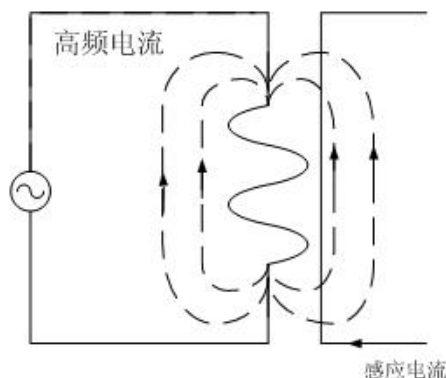


图 1.1 感应电流图示

当交变电流通入感应圈时，感应圈内就会产生交变磁通 Φ ，使感应圈内的工件受到电磁感应电势 e 。设工件的等效匝数为 N_2 。则感应电势：

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

如果磁通是交变得，设 $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ ，则

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

有效值为：

$$E = 4.44 f N_2 \Phi_m \quad (1-3)$$

感应电势 E 在工件中产生感应电流 I_2 使工件内部开始加热，其焦耳热为：

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

式中： I_2 ——感应电流有效值（安）， R ——工件电阻（欧）， t ——时间（秒）。

这就是感应加热的原理。感应加热与其它的加热方式，如燃气加热，电阻炉加热等不同，它把电能直接送工件内部变成热能，将工件加热。而其他的加热方式是先加热工件表面，然后把热再传导加热内部。

金属中产生的功率为：

$$P = EI \cos \Phi = 4.44 f N_2 \Phi_m \cos \Phi \quad (1-5)$$

感应电势和发热功率不仅与频率和磁场强弱有关，而且与工件的截面大小、截面形

状等有关，还与工件本身的导电、导磁特性等有关。

在感应加热设备中存在着三个效应——集肤效应、近邻效应和圆环效应。

集肤效应：当交变电流通过导体时，沿导体截面上的电流分布不均匀的，最大电流密度出现在导体的表面层，这种电流集聚的现象称为集肤效应。

近邻效应——当两根通有交流电的导体靠得很近时，在互相影响下，两导体中的电流要重新分布。当两根导体流的电流是反方向时，最大电流密度出现在导体内侧；当两根导体流的电流是同方向时，最大电流密度出现在导体外侧，这种现象称为近邻效应。

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

感应加热电源就是综合利用这三种效应的设备。在感应线圈中置以金属工件，感应线圈两端加上交流电压，产生交流电流 I_1 ，在工件中产生感应电流 I_2 。此两电流方向相反，情况与两根平行母线流过方向相反的电流相似。当电流 I_1 和感应电流 I_2 相互靠拢时，线圈和工件表现出邻近效应，结果，电流 I_1 集聚在线圈的内侧表面，电流 I_2 集聚在工件的外表面。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。

交变磁场在导体中感应出的电流亦称为涡流。工件中产生的涡流由于集肤效应，沿横截面由表面至中心按指数规律衰减，工程上规定，当涡流强度从表面向内层降低到其数值等于最大涡流强度的 $1/e$ (即 36.8%)，该处到表面的距离 Δ 称为电流透入深度。由于涡流所产生的热量与涡流的平方成正比，因此由表面至芯部热量下降速度要比涡流下降速度快的多，可以认为热量 (85~90%) 集中在厚度为 Δ 的薄层中。透入深度 Δ 由下式确定：

$$\Delta = \sqrt{2\rho / \mu\omega} = \sqrt{\rho / \pi\mu_0\mu_r f} \text{ (mm)} \quad (1-6)$$

式中： ρ ——工件电阻率 ($\Omega \cdot \text{m}$)， μ_0 ——真空磁导率 $4\pi \times 10^{-7} \text{ (H/m)}$ 。 μ ——工件磁导率 (H/m)， μ_r ——工件相对磁导率， ω ——角频率 (rad/s)， f ——频率 (Hz)。

将 μ_0 和 π 的数值代入，即可得公式：

$$\Delta = 50300 \sqrt{\rho / \mu_r f} \text{ (mm)} \quad (1-7)$$

从上式可以看出，当材料电阻率、相对磁导率给定后，透入深度 Δ 仅与频率 f 平方根成反比，此工件的加热厚度可以方便的通过调节频率来加以控制。频率越高，工件的加热厚度就越薄。这种性质在工业金属热处理方面获得了广泛的应用。

1.2 感应加热电源技术发展现状与趋势

(1) 感应加热电源技术发展现状

感应电源按频率范围可分为以下等级：500Hz 以下为低频，1-10KHz 为中频；20KHz 以上为超音频和高温。感应加热电源发展与电力电子器件的发展密切相关。1970 年浙大研制成功国内第一台 100KW/1KHz 晶闸管中频电源以来，国产 KGPS 系列中频电源已覆

盖了中频机组的全部型号。在超音频电源方面,日本在 1986 年就利用 SITH 研制出 100KW/60KHz 的超音频电源,此后日本和西班牙又在 1991 年相继研制出 500KW/50KHz 和 200KW/50KHz 的 IGBT 超音频电源。国内在超音频领域与国外还有一定差距,但发展很快,1995 年浙大研制出 50KW/50KHz 的 IGBT 超音频电源,北京有色金属研究总院和本溪高频电源设备厂在 1996 年联合研制出 100KW/20KHz 的 IGBT 电源。在高频这一频段可供选择的全控型器件只有静电感应晶闸管(SITH)和功率场效应晶闸管(MOSFET),前者是日本研制的 3KW~200KW, 20KHz~300KHz 系列高频电源,后者由欧美采用 MOSFET 研制成功输出频率为 200~300KHz,输出功率为 100~400KW 的高频电源。与国外相比,国内导体高频电源存在较大差距,铁岭高频设备厂 1993 年研制成功 80KW/150KHz 的 SIT 高频电源,但由于 SIT 很少进入国际化流通渠道,整机价格偏高,并没有投入商业运行。现在,电力电子应用国家工程中心设计研制出了 5~50KW/100~400KHz 高频 MOSFET 逆变电源。上海宝钢 1420 冷轧生产线于 1998 年引进了日本富士公司的 71~80KHz, 3200KW 高频感应加热电源,是目前世界上最为先进的逆变电源。

总体说来,国内在感应加热电源的设计开发和产品化方面虽有发展,但远不能适应我国工业发展的要求,对于应用范围越来越广泛的高频感应加热电源领域的研究尤为薄弱,处于刚刚起步阶段。

(1) 感应加热电源技术与趋势

感应加热电源的水平与半导体功率器件的发展密切相关,因此当前功率器件在性能上的不断完善,使得感应加热电源的发展趋势呈现出以下几方面的特点。

① 高频率

目前,感应加热电源在中频频段主要采用晶闸管,超音频频段主要采用 IGBT,而高频频段,由于 SIT 存在高导通损耗等缺陷,主要发展 MOSFET 电源。感应加热电源谐振逆变器中采用的功率器件利于实现软开关,但是,感应加热电源通常功率较大,对功率器件,无源器件,电缆,布线,接地,屏蔽等均有许多特殊要求,尤其是高频电源。因此,实现感应加热电源高频化仍有许多应用基础技术需要进一步探讨。

② 大容量化

从电路的角度来考虑感应加热电源的大容量化,可将大容量化技术分为两大类:一类是器件的串、并联,另一类是多台电源的串、并联器件的均流问题,由于器件制造工艺和参数的离散性,限制了器件的串、并联数目,且串、并联数越多,装置的可靠性越差。多台电源的串、并联技术是在器件串、并联技术基础上进一步大容量化的有效手段,借助于可靠的电源串、并联技术,在单机容量适当的情况下,可简单地通过串、并联运行方式得到大容量装置,每台单机只是装置的一个单元或一个模块。感应加热电源逆变器主要有并联逆变器和串联逆变器,串联逆变器输出可等效为一低阻抗的电压源,当二电压源并联时,相互间的幅值、相位和频率不同或波动时将导致很大的环流以致逆变器

器件的电流产生严重不均,因此串联逆变器存在并机扩容困难;而对并联逆变器,逆变器输入端的直流大电抗器可充当各并联器之间的电流缓冲环节,使得输入端的 AC/DC 或 DC/AC 环节有足够的时间来纠正直流电源的偏差,达到多机并联扩容。

③负载匹配

感应加热电源多用于工业现场,其运行工况比较复杂,它与钢铁、冶金和金属热处理行业具有十分密切的联系,他的负载对象各式各样,而电源逆变器与负载是一有机的整体,负载直接影响到电源的运行效率和可靠性。对焊接、表面热处理等负载,一般采用匹配变压器连接电源和负载感应器,对高频、超音频电源用的匹配变压器要求漏抗很小,如何实现匹配变压器的高输入效率,从磁性材料选择到绕组结构的设计已成为一重要课题,另外,从电路拓扑上负载结构以三个无源元件代替原来的二无源元件以取消匹配变压器,实现高效、低成本隔离匹配。

④智能化控制

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。具有计算机智能接口、远程控制、故障自动诊断等控制性能的感应加热电源正成为下一代发展目标。

2 感应加热电源及其实现方案研究

2.1 串并联谐振电路的比较

感应加热电源根据补偿形式分为两种,并联谐振式(电流型)电源和串联谐振式(电压型)电源。

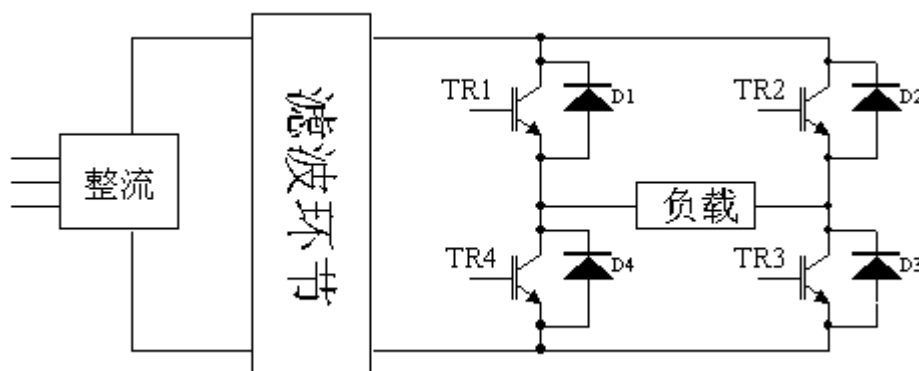


图 2.1 感应加热电源主电路图

并联谐振式电源采用的逆变器是并联谐振逆变器,其负载为并联谐振负载。通常需电流源供电,在感应加热中,电流源通常由整流器加一个大电感构成。由于电感值较大,可以近似认为逆变器输入端电流固定不变。交替开通和关断逆变器上的可控器件就可以在逆变器的输出端获得交变的方波电流,其电流幅值取决于逆变器的输入端电流值,频率取决于器件的开关频率。

串联谐振式电源采用的逆变器是串联谐振逆变器,其负载为串联谐振负载。通常需电压源供电,在感应加热中,电压源通常由整流器加一个大电容构成。由于电容值较大,

可以近似认为逆变器输入端电压固定不变。交替开通和关断逆变器上的可控器件就可以在逆变器的输出端获得交变的方波电压，其电压幅值取决于逆变器的输入端电压值，频率取决于器件的开关频率。

串联谐振逆变器和并联谐振逆变器的差别，源于它们所用的振荡电路不同，前者是用 L、R 和 C 串联，后者是 L、R 和 C 并联；

(1) 串联谐振逆变器的输入电压恒定，输出电流近似正弦波，输出电压为矩形波，换流是在晶闸管上电流过零以后进行，因而电流总是超前电压 $-\varphi$ 角。

并联谐振逆变器的输入电流恒定，输出电压近似正弦波，输出电流为矩形波，换流是在谐振电容器上电压过零以前进行，负载电流也总是超前于电压 $-\varphi$ 角。这就是说，两者都是工作在容性负载状态。

(2) 串联谐振逆变器在换流时，晶闸管是自然关断的，关断前其电流已逐渐减少到零，因而关断时间短，损耗小。在换流时，关断的晶闸管受反压的时间较长。

并联谐振逆变器在换流时，晶闸管是在全电流运行中被强迫关断的，电流被迫降至零以后还需加一段反压时间，因而关断时间较长。相比之下，串联谐振逆变器更适宜于在工作频率较高的感应加热装置中使用。

(3) 串联谐振逆变器起动较容易，适用于频繁起动工作的场所；而并联谐振逆变器需附加起动电路，起动较为困难，起动时间长。至今仍有人在研究并联谐振逆变器的起动问题。

串联谐振逆变器晶闸管暂时丢失脉冲，会使振荡停止，但不会造成逆变颠覆。而并联谐振逆变器晶闸管偶尔丢失触发脉冲时，仍可维持振荡。

(4) 串联谐振逆变器并接大的滤波电容器，当逆变失败时，浪涌电流大，保护困难。但随着保护手段的不断完善以及器件模块本身也有自带保护功能，串联谐振逆变器的保护不再是难题。

并联谐振逆变器串接大电抗器，但在逆变失败时，由于电流受大电抗限制，冲击不大，较易保护。

(5) 串联谐振逆变器感应线圈上的电压和补偿电容器上的电压，都为谐振逆变器输出电压的 Q 倍。当 Q 值变化时，电压变化比较大，所以对负载的变化适应性差。流过感应线圈上的电流，等于谐振逆变器的输出电流。

并联谐振逆变器的感应线圈和补偿电容器上的电压，都等于逆变器的输出电压，而流过它们的电流，则都是逆变器输出电流的 Q 倍。逆变器器件关断时，将承受较高的正向电压，器件的电压参数要求较高。

(6) 串联谐振逆变器的感应加热线圈与逆变电源(包括补偿电容器)的距离较远时，对输出功率的影响较小。而对并联谐振逆变器来说，感应加热线圈应尽量靠近电源(特别是补偿电容器)，否则功率输出和效率都会大幅度降低。

综合比较串、并联谐振逆变器的优缺点，决定对串联谐振式电源进行研究。

2.2 串联谐振电源工作原理

串联谐振逆变器也称电压型逆变器，其原理图如图 2.2 所示。串联谐振型逆变器的输出电压为近似方波，由于电路工作在谐振频率附近，使振荡电路对于基波具有最小阻抗，所以负载电流 i 近似正弦波同时，为避免逆变器上、下桥臂间的直通，换流必须遵循先关断后导通的原则，在关断与导通间必须留有足够的死区时间。

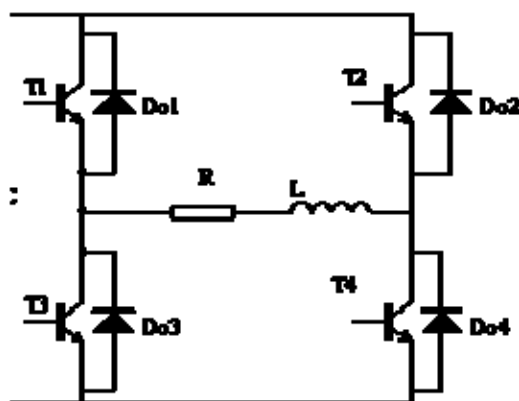
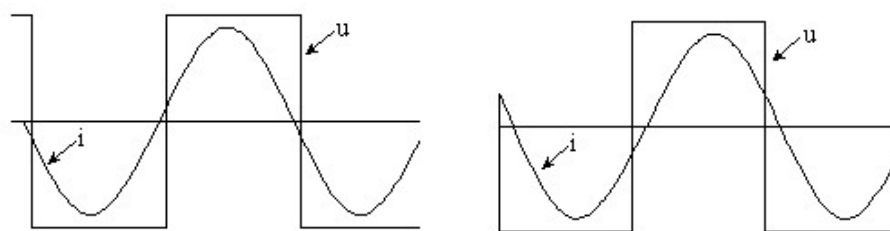


图 2.2 串联逆变器结构



(a) 容性负载

(b) 感性负载

图 2.3 负载输出波形

当串联谐振逆变器在低端失谐时(容性负载)，它的波形见图 2.3(a)。由图可见，工作在容性负载状态时，输出电流的相位超前于电压相位，因此在负载电压仍为正时，电流先过零，上、下桥臂间的换流则从上(下)桥臂的二极管换至下(上)桥臂的 MOSFET。由于 MOSFET 寄生的反并联二极管具有慢的反向恢复特性，使得在换流时会产生较大的反向恢复电流，而使器件产生较大的开关损耗，而且在二极管反向恢复电流迅速下降至零时，会在与 MOSFET 串联的寄生电感中产生大的感生电势，而使 MOSFET 受到很高电压尖峰的冲击当串联谐振型逆变器在高端失谐状态时(感性负载)，它的工作波形见图 2.3(b)。由图可见，工作在感性负载状态时，输出电流的相位滞后于电压相位，其换流过程是这样进行的，当上(下)桥臂的 MOSFET 关断后，负载电流换至下(上)桥臂的反并联的二极管中，在滞后一个死区时间后，下(上)桥臂的 MOSFET 加上开通脉冲等待电流自然过零后从二极管换至同桥臂的 MOSFET。由与 MOSFET 中的电流是从零开始上升的，因而基本实现了零电流开通，其开关损耗很小。另一方面，MOSFET 关断时电

流尚未过零，此时仍存在一定的关断损耗，但是由于 MOSFET 关断时间很短，预留的死区不长，并且因死区而必须的功率因数角并不大，所以适当地控制逆变器的工作频率，使之略高于负载电路的谐振频率，就可以使上(下)桥臂的 MOSFET 向下(上)桥臂的反并联的二极管换流其瞬间电流也是很小的，即 MOSFET 关断和反并联二极管开通是在小电流下发生的，这样也限制了器件的关断损耗。上述分析可知，串联谐振型逆变器在适当的工作方式下，开关损耗很小因而，可以工作在较高的工作频率下这也是串联谐振型逆变器在半导体高频感应加热电源中受到更多重视的主要原因之一。

2.3 电路的功率调节原理

电源工作在开关频率大于谐振频率状态，负载呈感性，负载电流滞后于输出电压 r 角。所以在高频条件下输出功率表达式为：

$$\begin{aligned} P_0 &= 0.9V_0 \times I_0 \cos r \\ &= 0.9V_M \times I_0 \cos r \end{aligned}$$

式中的 0.9 是因为矩形波所乘的波形率。从式中可以看出当输入电压一定时，可以通过调节输出电流滞后输出电压的滞后角 r 来调节输出功率。而滞后角 r 是由谐振参数和开关管工作频率共同决定的。

从上式可以看出当系统工作在谐振频率时 $\cos r = 1$ ，即 r 为 0 度，系统输出的功率最大。当开关频率提高时，滞后角 r 同时开始增大，输出功率开始下降，从而完成功率调节。

2.4 本课题设计思路及主要设计内容

本课题研究的一种感应加热电源。系统原理图见图 2.4

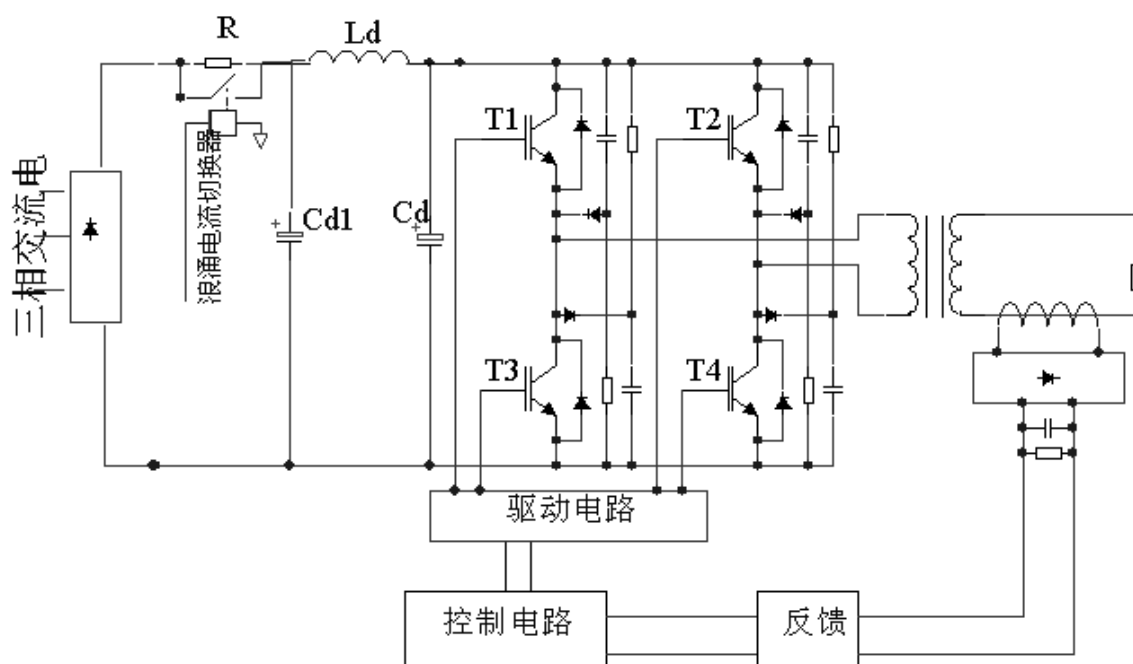


图 2.4 系统原理结构

本文主要设计内容:

(1)给出系统理论模型和主要设计内容。

(2)主回路部分,进一步介绍了整个系统的总体工作过程,分析了主回路的等效模型,通过计算选择主回路元器件参数。

(3)控制系统及实验论证,介绍了控制回路硬件原理和控制模块 SG3525A 及其组成方案。

(4)驱动电路部分,给出了 IGBT 驱动电路的要求和驱动模块 HCPL-316J,及其在本系统的用途,并分析了其短路方法。

(5)辅助直流稳压电源,对系统设计过程需要的直流供电稳压电源作了具体分析。

(6)硬件调试部分,分析了系统硬件调试需要注意的问题及本系统调试过程中出现的问题。

(7)结论部分,对设计方案进行了综合和总结,并提出了进一步的工作设想,还附带了经过本次毕业设计的心得体会。

3 感应加热电源电路的主回路设计

3.1 主电路的主要设计技术参数

电网供电电压: 3 相 380V

感应加热电源输出功率: 15kW

输出电流频率: 20KHz

输出电流值: 30A

3.2 感应加热电源电路的主回路结构

主电路结构框图如图 3.1 所示:

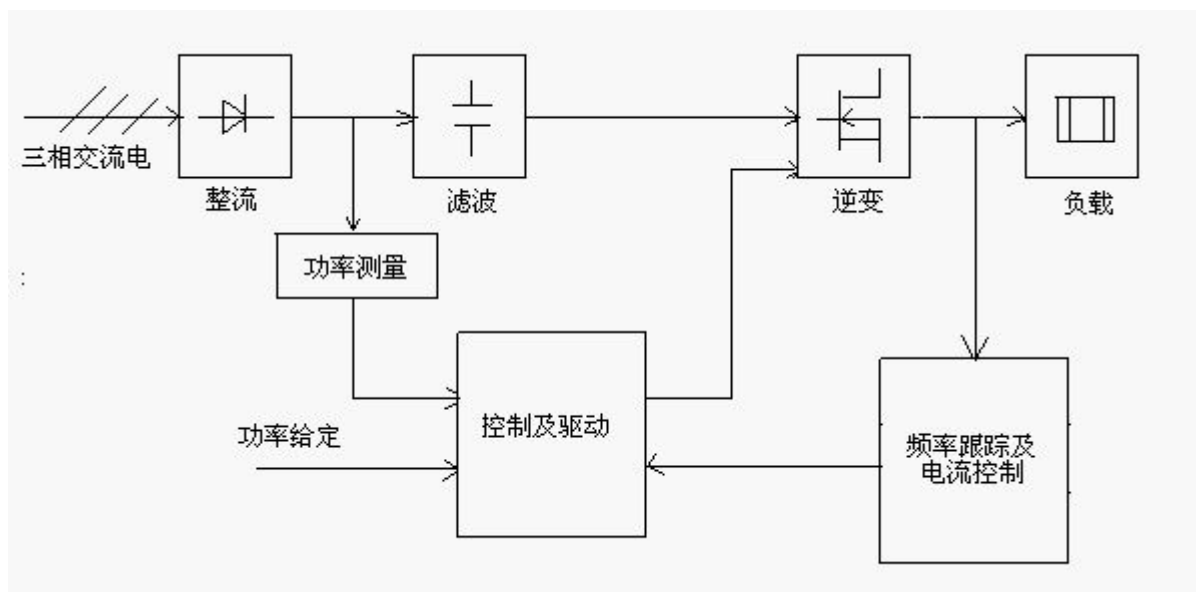


图 3.1 感应加热电源主结构框图

感应加热电源主电路图，如图 3.2 所示

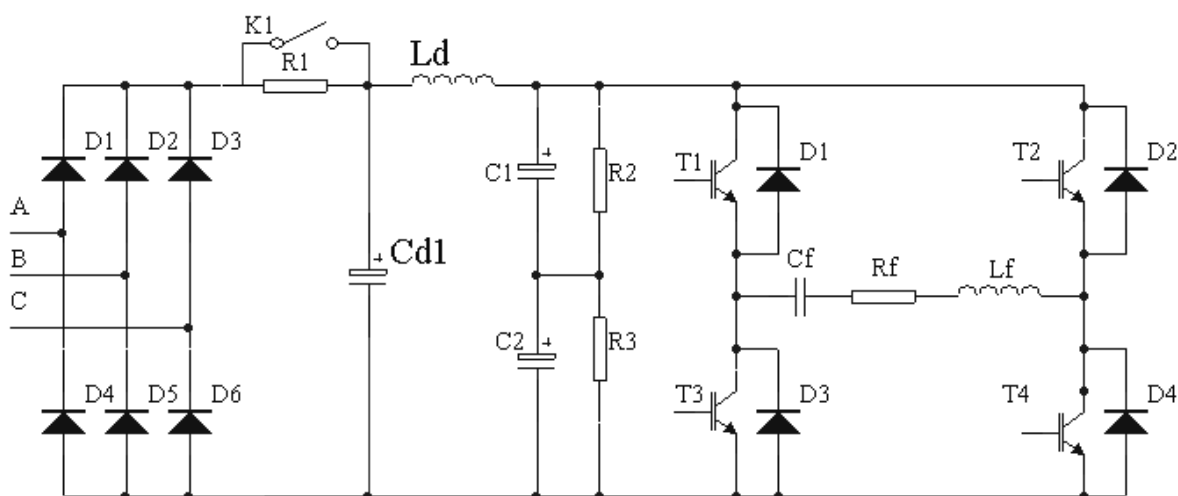


图 3.2 感应加热电源的主电路图

如图 3.2 所示，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。 C_{d1} 、 L_d 和 C_d (C_1 、 C_2) 构成 II 型滤波器。两个电解电容 C_1 、 C_2 串联以减小单个电容的承受的电压， R_2 、 R_3 起均压作用。 R_1 为限流电阻，当系统开始上电时，由于电容两端电压为零，故刚开始对电容充电时，电流将很大，加上限流电阻 R_1 后则就电流不会很大了。当电容两端电压达到一定数值时，交流接触器 K_1 闭合，将限流电阻短接。系统即可正常工作。

逆变器采用单相变逆变桥，经变压器和串联谐振电路相接。利用轮流驱动单相对角的两组 IGBT 工作，把恒定的直流电压变成 10 Hz~10 kHz 方波电压输出给负载。

3.2.1 主回路的等效模型

(1) 从图 3.2 可知，开始工作时，首先给电容 C 充电。电路等效为一个一阶 RC 零状态响应电路，把整流器理想化为一个直流电压源。如右下图所示，开关 S 闭合前电路处于零初始状态，即 $u_C(0_-) = 0$ 。在 $t = 0$ 时刻，开关 S 闭合，电路接入直流电压源 U_s 。

根据基尔霍夫电压定律 (KVL)，有

$$u_R + u_C = U_s$$

把 $u_R = iR$, $i = C \frac{du_C}{dt}$ 代入，得电路微分方程

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_s$$

求解微分方程得出：

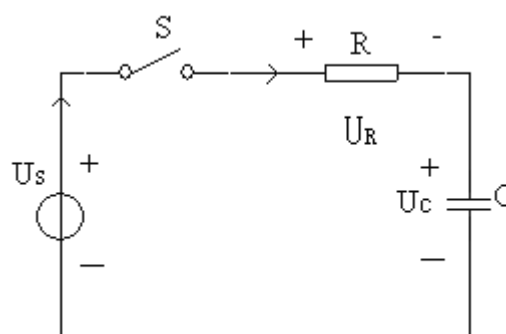


图 3.2a 主回路等效电路 1

$$u_c = U_s - U_s e^{-\frac{t}{\tau}} = U_s (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$i = C \frac{du_c}{dt} = \frac{U_s}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

(2) u_c 以指数形式趋近于它的最终恒定值 U_s ，达到该值后，电压和电流不再变化，电容相当于开路，电流为零。

当电解电容 C 充满电后，相当一个直流电压源。 T_1 和 T_4 导通时，整流后的直流电开始给负载供电，电流的流向 T_1 —R—L— T_4 — T_1 ，则主回路等效于一个一阶 RL 零状态响应电路。电路图如右下图。

开关 S 接通后， $i(0_+) = i(0_-) = 0$ ，电路的微分方程为

$$L \frac{di}{dt} + iR = u_s$$

初始条件为 $i(0_+) = 0$ 时，电流 i 的通解为：

$$i = i' + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$$

式中 $\tau = \frac{L}{R}$ 为时间常数。

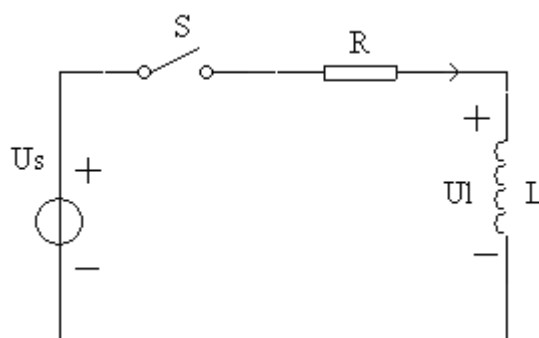


图 3.2b 主回路等效电路 2

特解 $i' = \frac{u_s}{R}$ ，积分常数

$$A = -i'(0_+) = -\frac{u_s}{R}$$

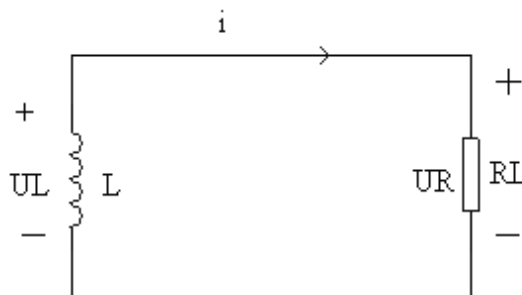
所以 $i = \frac{u_s}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$

(3) T_1 继续导通，电压源提供的电流为 0，此时，电感储存的能量通过 T_1 和续流二极管 D_{o2} 形成回路，等效为一个一阶 RL 零输入响应电路。如右下图所示。电路在开关 S 动作之前电压和电流已恒定不变，电感中有电流 $I_0 = \frac{U_0}{R_0} = i(0_-)$ 。具有初始电流

I_0 的电感 L 和电阻 R 连接，构成一个闭合回路。在 $t > 0$ 时，根据 KVL，有

$$u_R + u_L = 0$$

而 $u_R = Ri, u_L = L \frac{di}{dt}$ ，电路的微分方程为



$$L \frac{di}{dt} + Ri = 0$$

其特征根为

$$p = -\frac{R}{L}$$

故电流为

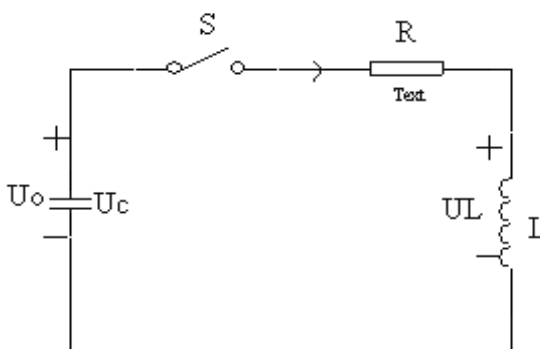
$$i = Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

电阻和电感上电压分别为：

$$u_R = Ri = RI_0 e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = -RI_0 e^{-\frac{R}{L}t}$$

(4) 当 T_1 和 T_4 关断， T_2 和 T_3 到通时，电感的自感电流比整流电流大，通过二极管 D_2 、 D_3 续流，等效为一个 RLC 二阶零输入响应电路。如下图所示，为 RLC 串联电路，假设电容原已充电，其电压为 U_0 ，电感中的初始电流为 I_0 。则 $t=0$ 时，开关 S 闭合，此电路的放电过程即是二阶电路的零输入响应。在指定的电压、电流参考方向下，根据 KVL 可得



$$-u_C + u_R + u_L = 0$$

$$i = -C \frac{du_C}{dt}, \text{ 电压 } u_R = Ri = -RC \frac{du_C}{dt}, \text{ } u_L$$

图 3.2d 主回路等效电路 4

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

上式以 u_C (令 $u_C = Ae^{pt}$ 为方便求解) 为未知量的 RLC 串联电路放电过程的微分方程。求解后，特征方程为

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0$$

解出特征根为

$$p = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

根号前有正负两个符号，所以 p 有两个值。为了兼顾这两个值，电压 u_C 可以写成

$$u_c = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$

其中

$$p_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

$$p_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

可见, 特征根 p_1 和 p_2 仅与电路参数和结构有关, 而与激励和初始储能无关。

根据给定的两个初始条件结合电压 u_c 的表达式, 可得

$$A_1 + A_2 = U_0$$

$$p_1 A_1 + p_2 A_2 = -\frac{I_0}{C}$$

将解得的 A_1 和 A_2 代入电压 u_c 的表达式 $u_c = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$, 就可以得到 RLC 串联电路零输入响应的表达式:

$$u_c = \frac{P_1 U_0 + \frac{I_0}{C}}{P_1 - P_2} e^{\left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}\right)t} + \frac{P_2 U_0 + \frac{I_0}{C}}{P_2 - P_1} e^{\left(-\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}\right)t}$$

3.2.2 整流部分电路分析

(1) 基本工作原理

为了尽可能减小整流器直流输出电压中的纹波, 通常在整流器直流一侧并联容量较大的滤波电容。

本设计采用目前应用最为广泛的三相桥式全控整流电路, 其原理图如图 3.2 所示, 习惯将其中阴极连接在一起的 3 个二极管 (D1、D3、D5) 称为共阴极组; 阳极连接在一起的 3 个二极管 (D4、D6、D2) 称为共阳极组。此外, 习惯上希望二极管按从 1 至 6 的顺序导通, 为此将二极管按图示的顺序编号, 即共阴极组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个二极管分别为 D1, D3, D5, 共阳极组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个二极管分别为 D4、D6、D2; 从以下的分析可知, 按此编号, 二极管的导通顺序为 D1—D2—D3—D4—D5—D6。

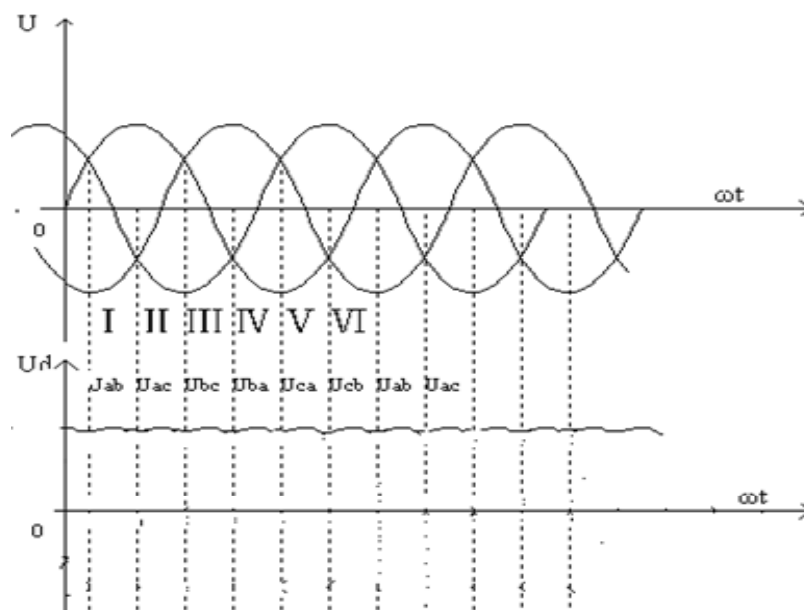


图 3.3 电容滤波的三相桥式不可控整流电路的波形

对共阴极组的 3 个二极管，阳极所接交流电压值最高的一个导通。而对共阳极组的 3 个二极管，则是阴极所接交流电压值最低(或者说负得最多)的一个导通。这样，任意时刻共阳极组和共阴极组中各有 1 个晶闸管处于导通状态，加于负载上的电压为某一线电压。此时电路工作波形如图 3.3 所示。

从相电压波形看，以变压器二次侧的中点 n 为参考点，共阴极组二极管导通时，整流输出电压 U_{d1} 为相电压在正半周的包络线；共阳极组导通时，整流输出电压 U_{d2} 为相电压在负半周的包络线，总的整流输出电压 $U_d = U_{d1} - U_{d2}$ ，是两条包络线间的差值，将其对应到线电压波形上，即为线电压在正半周的包络线。

直接从线电压波形看，由于共阴极组中处于通态的二极管对应的是最大(正得最多)的相电压，而共阳极组中处于通态的二极管对应的是最小(负得最多)的相电压，输出整流电压 U_d 为这两个相电压相减，是线电压中最大的一个，因此输出整流电压 U_d 波形为线电压在正半周期的包络线。

由图 3.2 知, 第 I 阶段, a 相电位最高, 共阴极组 D_1 导通, b 相电位最低, 共阳极组 D_6 导通。电流流通过程为 $a \rightarrow D_1 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow D_6 \rightarrow b$, 负载上的电压 $U_d = U_a - U_b = U_{ab}$, 变压器在 a、b 两相工作, 共阴极组 a 相电流为正, 共阳极组的 b 相电流为负。

第 II 阶段, a 相电位仍为最高, D_1 继续导通, 但 c 相电位最低, D_2 导通, 电流从 b 相换至 c 相。 D_2 因承受反向电压而关断。这时电流流通过程为: $a \rightarrow D_1 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow D_2 \rightarrow c$, 负载上的电压 $U_d = U_a - U_c = U_{ac}$

第 III 阶段, b 相电位最高, D_3 导通, 则共阴极组换相至 D_3 , 电流从 a 相换至 b 相, D_1 因为承受反向电压而关断, D_2 因为 c 相电位仍为最低, 而继续导通, 电流流通过程为: $b \rightarrow D_3 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow D_2 \rightarrow c$, 负载上电压 $U_d = U_b - U_c = U_{bc}$ 。

以下IV、V、VI段依次类推。在IV段， D_3 、 D_4 导通， $U_d = U_{ba}$ 。以后重复上述过程。可知二极管导通顺序为 D_1 、 D_6 — D_1 、 D_2 — D_2 、 D_3 — D_3 、 D_4 — D_4 、 D_5 — D_5 、 D_6 — D_1 、 D_6 。

3.2.3 逆变部分电路分析

(1) 全桥逆变电路基本工作原理

电压型全桥逆变电路的原理图已在图 3.2 中给出，它共有 4 个桥臂，可以看成由两个半桥电路组合而成。把桥臂 1 和 4 作为一对，桥臂 2 和 3 作为另一对，成对的两个桥臂同时导通，两对交替各导通 180° 。

每个桥臂由一个 IGBT 和一个反并联二极管组成。在直流侧接有一个足够大的电解电容。负载接在两对桥臂联结点之间。

设四个 IGBT 有两组的栅极信号在一个周期内各有半周正偏，半周反偏，且二者互补。当负载为感性时，其工作波形如图 3.4 所示。输出电压 U_0 为矩形波，其幅值为 $U_m = U_d$ ，输出电流 i_0 波形随负载情况而异。设 t_2 时刻以前 T_1, T_4 通态， T_2, T_3 为断态。 t_2 时刻给 T_1, T_4 关断信号，给 T_2, T_3 开通信号，则 T_1, T_4 关断，但由于感性负载中的电流 i_0 ，不能立即改变方向，于是 VD_2, VD_3 导通续流。当 t_3 时刻 i_0 降为零时， VD_2, VD_3 截止， T_2, T_3 开通。 i_0 开始反向。同样，在 t_4 时刻给 T_2, T_3 关断信号，给 T_1, T_4 开通信号后， T_2, T_3 关断， D_1, D_4 先导通续流， t_5 时刻 T_1, T_4 才开通。各段时间内导通器件的名称标于图 3.4。

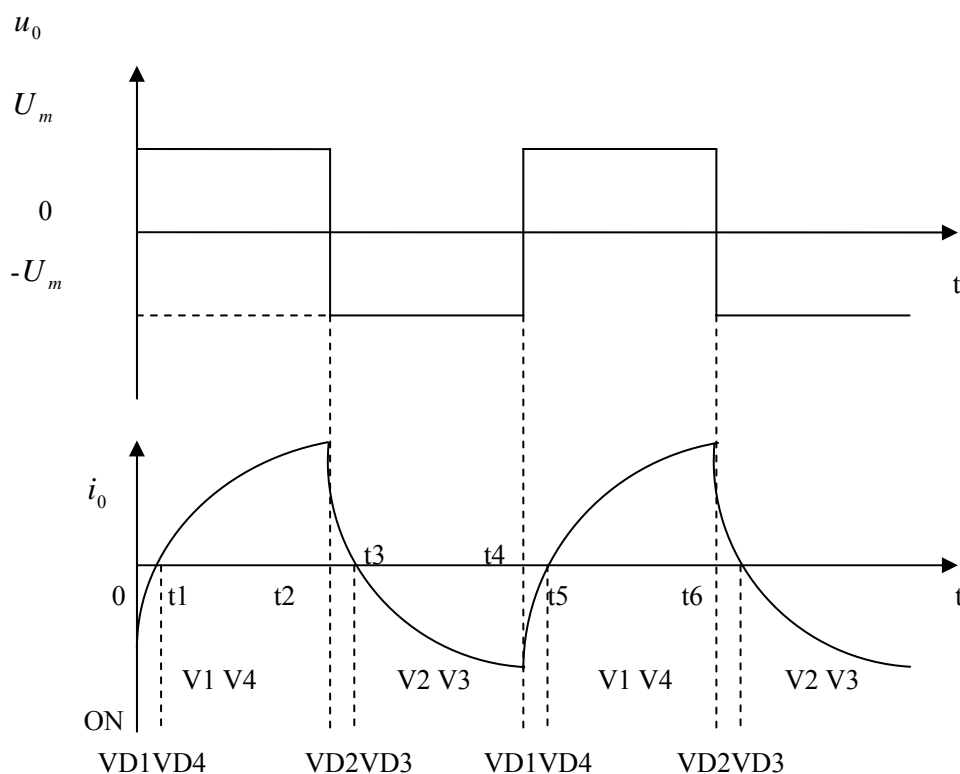


图 3.4 单相全桥电压型逆变电路工作波形

当 T1、T4 或 T2、T3 为通态时，负载电流和电压同方向。直流侧向负载提供能量；而当 D1、D4 或 D2、D3 为通态时，负载电流和电压反向，负载电感中贮藏的能量向直流侧反馈，即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时储存在直流侧电容器中，直流侧电容器起着缓冲这种无功能量的作用。因为二极管 D1、D4、D2、D3 是负载向直流侧反馈能量的通道，故称为反馈二极管；又因为 D1、D2、D3、D4 起着使负载电流连续的作用，因此又称续流二极管。

(2) 无源功率因数校正

所谓无源功率因数校正，就是通过在电路中加入无源电感 L 或加入无源电感 L 和无源电容而使整流器输入端电流接近于正弦的方法，这是人们最早采用的方法。

无源功率因数校正由三种比较基本的方法：一种是在整流器与直流滤波电容之间串入无源电感 L_d ；二是在整流器输入端串入无源 LC 串并联槽路；三是利用电容和二极管网络构成填谷方式。

本设计采用的是在整流器与直流滤波电容之间串入无源直流电感 L_d 的无源校正电路，在实际应用时，常常有少量改进，如图 3.5 所示

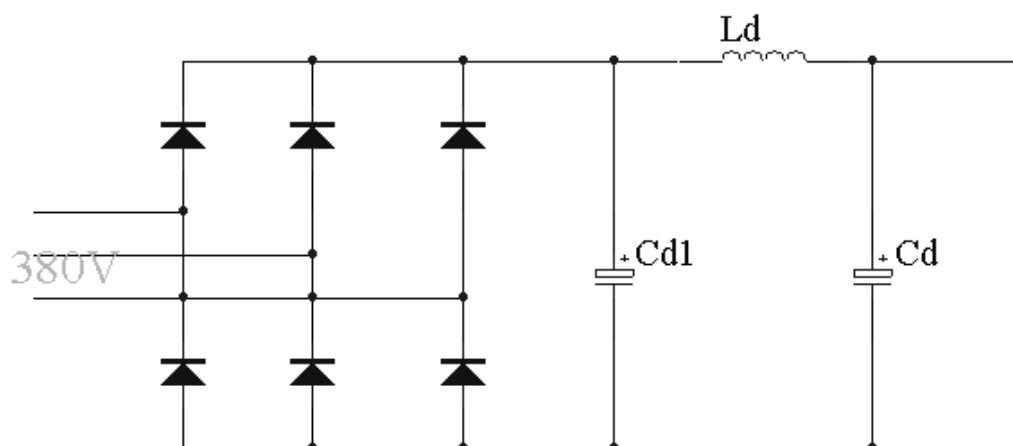


图 3.5 无源功率因数校正的电路

这种少量的改进，主要是在整流器与直流电感 L_d 之间并入一个数值较小的电容 C_{d1} ，使 C_{d1} 、 L_d 和 C_d 构成 II 型滤波器，以对输出直流电压有更好的滤波作用，使输出电压的纹波更小。由于 $C_{d1} \ll C_d$ ，所以其上的电压还是可以随着输入电压而波动，再则 $\omega R_1 C_{d1}$ 的值也很小，因此对输入电流的畸变没有什么影响，整流二极管的导通角也不会因此而减小。

3.3 系统主回路的元器件参数设定

3.3.1 整流二极管和滤波电路元件选择

(1) 整流二极管的选择

①整流输出的电压平均值为：

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \approx 2.34U$$

$$= 2.34 \times 220V = 514.8V$$

②电流平均值：输出电流平均值 I_R 为

$$I_R = U_d / R$$

与单相电路情况一样，电容电流平均值 i_C 为零、因此

$$I_d = I_R$$

在一个电源周期中， i_d 有 6 个波头，流过每一个二极管的是其中的两个波头，因此二极管电流平均值为 I_d 的 1/3，即

$$I_{VD} = I_d / 3 = I_R / 3$$

③二极管 D 可能承受的最大正向电压为线电压峰值的 1/2，即 $(\sqrt{6} U) / 2$ ，即 $\sqrt{6} \times 220V / 2 \approx 269.5V$ 。

④二极管 D 可能承受的最大反向电压为线电压峰值 $\sqrt{6} U = \sqrt{6} \times 220V \approx 539V$

根据工程设计技术经验和工艺要求，整流二极管采用 4 个 IN4007。IN4007 反向耐压为 1000V，封装形式 DO-41。

(2) 滤波电容的选择

滤波电容器 C_d 主要起滤波和稳定电压的作用。由于采用三相桥式整流电路，其电压纹波脉动为 300Hz，为保证给逆变电路提供稳定的直流电压，滤波电路的时间常数，也即滤波电容器 C_a 与直流电源的等效负载电阻 R_d 的乘积，必须为纹波中基波的周期时间的 6 倍以上，这里取 8，即

$$R_d C_d = 8 / 300$$

$$\begin{aligned} \text{则 } C_d &= 27 \times 10^{-3} \times 1 / R_d \\ &= 27 \times 10^{-3} \times I_d / U_d \\ &= 27 \times 10^{-3} \times 30 / 311.08 = 2597.8(\mu F) \end{aligned}$$

电容电压必须高于 $\sqrt{2}U_d = 440(V)$ 。可以选用 4700uF/400V 的电解电容 2 只串联。

3.3.2 IGBT 和续流二极管的选择

当三相交流电 380V 整流变成直流电时，其有效值大约在 311.8V 左右，当 IGBT 关断时，续流二极管导通，稳压电源的全部输入电压都加在 IGBT 集-射极的两端。因此，开关管的集-射额定电压 U_{CE} 必须大于稳压电源的输入电压。

IGBT 受到的最大正向电压为逆变器输入端电压源的电压 U_d ，考虑到开关时的浪涌电压，取额定电压：

$$U_M = 1.5 \times U_d = 1.5 \times 311.08 = 466.62 (V)$$

额定电流：

$$I_M = \sqrt{2} \times 30 = 42.4 \text{ (A)}$$

另外，考虑与专用驱动芯片 HCPL316J 的兼容性，故选用型号为 G80N60，其有关参数如下：

表 3.4 G80N60 的性能参数

开启电压	5V ± 1V
栅极击穿电压	± 20V
集射电压	600V
集电极电流	80A
集射峰值电流 I_{CM}	320A
耗散功率	320W
集射截止电流 I_{GES}	0.5mA
饱和压降 U_{CE}	2.7V
正向跨导 G_{FS}	36
输入电容 C_{ISS}	3000pF
下降时间 t_f	43ns

根据续流二极管的正向额定电流必须等于开关管的最大集电极电流，以及当开关管截止时，输入电压加在续流二极管的两端，因此，续流二极管的耐压值必须大于输入电压。再者，因为开关管的工作频率很高，续流二极管也只是在 IGBT 管关断的很短一段时间内工作，因此这种二极管的恢复时间还必须远远小于开关管的工作周期，这样也只有 200ns 以下的快速恢复二极管能满足要求。

3.3.3 槽路电容和电感的参数设定

(1) 槽路电容设计

由于此感应加热电源不采用阻抗匹配变压器，因此在设计槽路电容时，主要考虑它与谐振电感的无功能量交换平衡。

感应加热电源直流侧电压为 U_d ，逆变时在负载上产生正负交变的方波 $\pm U_d$ ，经付氏级数展开基波电压有效值为 $2\sqrt{2}U_d/\pi$ 。

取 $Q=3$ ，因此谐振时槽路电容两端的电压为：

$$U_c = QU = 3 \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times U_d = 420.4V$$

其阻抗为：

$$X_c = U_c / I_c = 420.4/30 = 14(\Omega)$$

所以

$$C = 1/\omega X_c = 569(nF)$$

所以可按 420.4V、569nF 选配槽路电容。

(2) 谐振电感和电阻的设计

谐振时有 $X_L = X_C = 14(\Omega)$
 所以 $L = X_L / \omega = 112(\mu H)$
 由 $Q = \omega L / R = 3$

所以槽路线圈和负载等效电阻 $R = \omega L / Q = 3(\Omega)$

可按 420.4V、30A、112 μH 设计加热线圈，负载和线圈等效电阻为 3 Ω 左右。

4 控制电路的设计

在中小容量变频电源的设计中，采用自关断器件的脉宽调制系统比非自关断器件的相控系统具有更多的优越性。第一代脉宽调制器 SG3525A 应用于交流电机调速、UPS 电源以及其他需要 PWM 脉冲的领域。其外围电路可对串联谐振式逆变电源进行多功能控制，实现 H 桥式 IGBT 脉宽调制 PWM 信号的生成和逆变电源的保护功能，以及变频电源工作过程中谐振频率的跟踪控制。

控制电路（图 4.1）的核心为 PWM 控制器 SG3525A，用 SG3525A 发出的 PWM 脉冲，来控制逆变器 VT1、VT4 和 VT2、VT3 轮流导通，从而控制逆变电压和逆变频率。图 4.1 中 SG3525A 的 6 脚连接电阻 R，改变 R 的大小，这样就可调控 SG3525 输出的 PWM 脉冲频率。同时通过调节 SG3525 的 9 脚电压来改变输出脉宽。

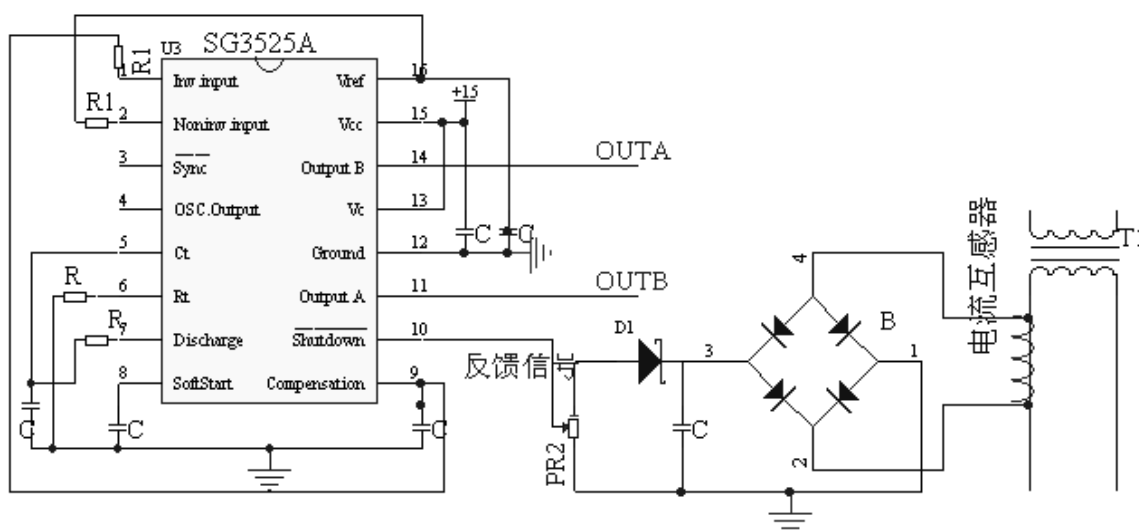


图 4.1 控制电路原理图

反馈电路如上图 4.1 所示，当电流互感器从负载端感应出交流电流，通过桥式整流器把他转化为直流电，在滑动变阻器 PR2 上产生电压。由滑动端输出的信号接到 SG3525A 的 10 脚上，当脚 10 电压大于 0.7V 时，芯片将进行限流操作，当脚 10 电压超过 1.4V 时，将使 PWM 锁存器关断，直至下一个时钟周期才能够恢复。

以下分别独立介绍感应加热电源控制电路各个组成部分的基本原理、功能及参数计算。

4.1 控制芯片 SG3525A

设计电路的控制电路是整个电路的主要部分。如何保证系统稳定且可靠工作，又使

系统的开发周期短, 性价比高, 是一个需要综合考虑的问题。目前实际产品应用中有各种典型的控制电路, 鉴于对电源和驱动的要求, 结合本次毕业设计选择了 SG3525A。

4.1.1 内部逻辑电路结构分析

SG3525A 的内部结构见图 4.2, 由基准电压调整器、振荡器、误差放大器、比较器、锁存器、欠压锁定电路、闭锁控制电路、软起动电路、输出电路构成。

(1) 欠压锁定功能

基准电压调整器受巧脚的外加直流电压 V_C 的影响, 当 V_C 低于 7V 时, 基准电压调整器的精度值就得不到保证, 由于设置了欠压锁定电路, 当出现欠电压时, 欠压锁定功能使 A 端线由低电压上升为逻辑高电平, 经过 SG3525A 的 13 脚输出为高电平, 功率驱动电路输出至功率场效应管的控制脉冲消失, 逆变器无电压输出。

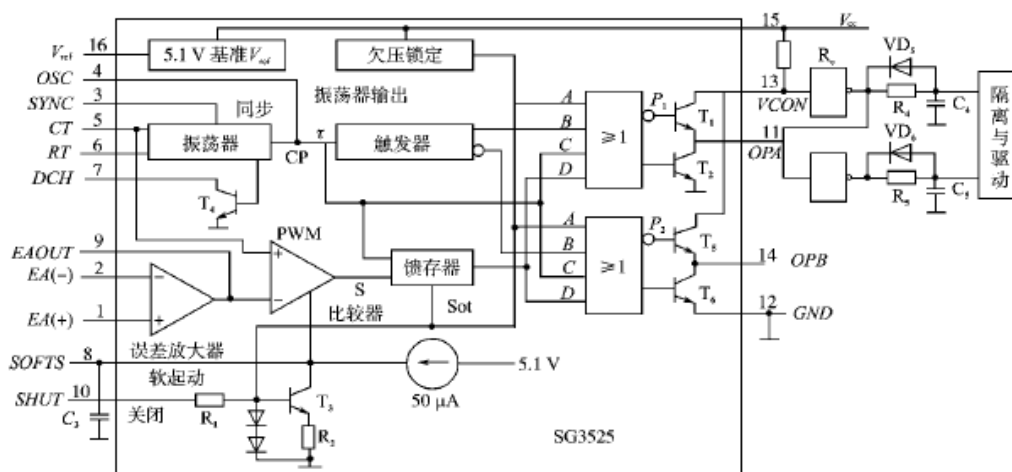


图 4.2 SG3525A 内部结构

(2) 系统的故障关闭功能

集成控制器 SG3525A 内部的 T3 晶体管基极经一电阻连接 10 引脚。过流保护环节检测到的故障信号使 10 脚为高电平。由于 T3 基极与 A 端线相连。故障信号产生的关闭过程与欠电压锁定过程类似。在电路中, 过流保护环节还输出一个信号到与门的输入端, 当出现过流信号时, 检测环节输出一低电平信号到与门的输入端, 使脉冲消失, 与 SG 3525 的故障关闭功能一起构成双重保护。

(3) 软起动功能

软起动功能的实现主要由 SG3525A 内部的晶体管 T3 和外接电容 C3 及锁存器来实现的。当出现欠压或者有过流故障时, A 端线高电平传到 T3 晶体管基极, T3 导通为 8 引脚外接电容 C3 提供放电的途径。C3 经 T3 放电到零电压后, 限制了比较器的 PWM 脉冲电压输出, 电压上升为恒定的逻辑高电平, PWM 高电平经 PWM 锁存器输出至 D 端线仍为恒定的逻辑高电平, C3 电容重新充电之前, D 端线的高电平不会发生变化, 封锁输出。当故障消除后, A 端线恢复为低电平正常值, T3 截止, C3 由 50 μ A 电流源

缓慢充电，C3 充电对 PWM 和 D 端线脉冲宽度产生影响，同时对 P1 和 P2 输出脉冲产生影响，其结果是使 P1 和 P2 脉冲由窄缓慢变宽，只有 C3 充电结束后，P1 和 P2 的脉冲宽度才不受 C3 充电的影响。这种软起动方式，可使系统主回路电机及功率场效应管承受过大的冲击浪涌电流。

4.1.2 芯片管脚及其功能介绍

SG3525 脉宽调制型控制器是美国通用电气公司的产品，作为 SG3524 的改进型，更适合于运用 MOS 管作为开关器件的 DC/DC 变换器，它是采用双级型工艺制作的新型模拟数字混合集成电路，性能优异，所需外围器件较少。它的主要特点是：输出级采用推挽输出，双通道输出，占空比 0-50% 可调，每一通道的驱动电流最大值可达 200mA，灌拉电流峰值可达 500mA。可直接驱动功率 MOS 管，工作频率高达 400KHz，具有欠压锁定、过压保护和软启动等功能。该电路由基准电压源、震荡器、误差放大器、PWM 比较器与锁存器、分相器、欠压锁定输出驱动级，软启动及关断电路等组成，可正常工作的温度范围是 0-700℃。基准电压为 5.1V 士 1%，工作电压范围很宽，为 8V 到 35V。SG3525 采用 16 端双列直插 DIP 封装，引脚图及各端子功能介绍如下：

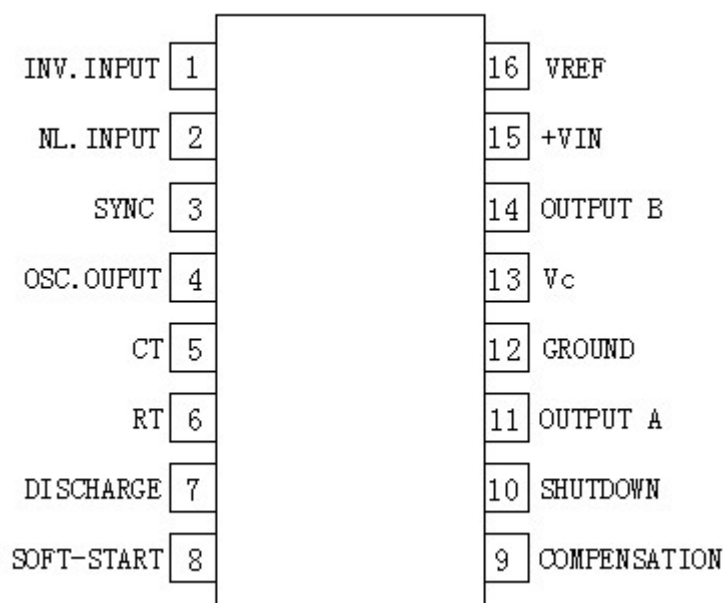


图 4.3 SG3525A 的引脚图

INV.INPUT(反相输入端 1): 误差放大器的反相输入端，该误差放大器的增益标称值为 80db，其大小由反馈或输出负载来决定，输出负载可以是纯电阻，也可以是电阻性元件和电容元件的组合。该误差放大器共模输入电压范围是 1.5V-5.2V。此端通常接到与电源输出电压相连接电阻分压器上。负反馈控制时，将电源输出电压分压后与基准电压相比较。

NI.INPUT (同相输入端 2): 此端通常接到基准电压 16 脚的分压电阻上, 取得 2.5V 的基准比较电压与 INV. INPUT 端的取样电压相比较。

SYNC(同步端 3): 为外同步用。需要多个芯片同步工作时, 每个芯片有各自的震荡频率, 可以分别他们的 4 脚和 3 脚相连, 这时所有芯片的工作频率以最快的芯片工作频率同步。也可以使单个芯片以外部时钟频率工作。

OSC.OUTPUT(同步输出端 4): 同步脉冲输出。作为多个芯片同步工作时使用。但几个芯片的工作频率不能相差太大, 同步脉冲频率应比震荡频率低一些。如不需多个芯片同步工作时, 3 脚和 4 脚悬空。4 脚输出频率为输出脉冲频率的 2 倍。输出锯齿波电压范围为 0.6V 到 3.5V。

Cr(震荡电容端 5): 震荡电容接至 5 脚, 另一端直接接至地端。其取值范围为 0.001uF 到 0.1 uF。正常工作时, 在 Cr 两端可以得到一个从 0.6V 到 3.5V 变化的锯齿波。

R_r (震荡电阻端 6): 震荡电阻一端接至 6 脚, 另一端直接接至地端。 R_r 的阻值决定了内部恒流值对 Cr 充电。其取值范围为 2K 欧到 150K 欧 R_r 和 Cr 越大充电时间越长, 反之则充电时间短。

DISCHARGE RD(放电端 7): Cr 的放电由 5、7 两端的死区电阻决定。把充电和放电回路分开, 有利于通过死区电阻来调节死区时间, 使死区时间调节范围更宽。其取值范围为 0 欧到 500 欧。放电电阻 R_D 和 C_T 越大放电时间越长, 反之则放电时间短。这样, SG3525A 的振荡频率可由下面的公式进行计算:

$$f_{asc} = \frac{1}{C_T} (0.7R_T + 3R_D)$$

SOFTSTART(软启动 8): 比较器的反相端即软启动器控制端 8, 端 8 可外接软启动电容, 该电容由内部 V_f 的 50uA 恒流源充电。

COMPENSATION(补偿端 9): 在误差放大器输出端 9 脚与误差放大器反相输入端 1 脚间接电阻与电容, 构成 PI 调节器, 补偿系统的幅频、相频响应特性。补偿端工作电压范围为 1.5V 到 5.2V。

SHUTDOWN(关断端 10): 10 端为 PWM 锁存器的一个输入端, 一般在 10 端接入过流检测信号。过流检测信号维持时间长时, 软启动端 8 接的电容 C 被放电。一般用法是将过流脉冲信号送至关闭控制端 10 脚, 当脚 10 电压大于 0.7V 时, 芯片将进行限流操作, 当脚 10 电压超过 1.4V 时, 将使 PWM 锁存器关断, 直至下一个时钟周期才能够恢复。

OUTPUT A, OUTPUT B(脉冲输出端 11、14): 输出末级采用推挽输出电路, 驱动场效应功率管时关断速度更快。11 脚和 14 脚相位相差 180° , 拉电流和灌电流峰值达 200mA。由于存在开闭滞后, 使输出和吸收间出现重迭导通。在重迭处有一个电流尖脉冲, 起持续时间约为 100ns。可以在 V_c 处接一个约 0.1uF 的电容滤去电压尖峰。

GROUND(接地端 12): 该芯片上的所有电压都是相对于 GROUND 而言, 即是功率

地也是信号地。在实验电路中，由于接入误差放大器反向输入端的反馈电压也是相对与 12 脚而言，所以主回路和控制回路的接地端应相连。

VC(推挽输出电路电压输入端 13): 作为推挽输出级的电压源，提高输出级输出功率。可以和 15 脚共用一个电源，也可用更高电压的电源。电压范围是 4.5V-35V。

+VIN(芯片电源端 15): 直流电源从 15 脚引入分为两路：一路作为内部逻辑和模拟电路的工作电压；另一路送到基准电压稳压器的输入端，产生 $5.1 \pm 1\%V$ 的内部基准电压。如果该脚电压低于门限电压(Turn-off=8V)，该芯片内部电路锁定，停止工作（基准源及必要电路除外)使之消耗的电流降至很小(约 2mA)。另外，该脚电压最大不能超过 35V，使用中应该用电容直接旁路到 GROUND 端。

VREF(基准电压端 16): 基准电压端 16 脚的电压由内部控制在 $5.1V \pm 1\%$ 。可以分压后作为误差放大器的参考电压。

由于本设计中的输出电流频率为 20KHz，所以由频率公式， C_T 可取 1nf， R_T 可用 100K 的滑动变阻器来调节频率。 R_D 可取 300 Ω 。

4.2 电流互感器

(1) 电流互感器原理及接法

测量高压线路里的电流或测量大电流，不宜将仪表直接接入电路，而用一台有一定变比的升压变压器，即电流互感器，将高压线路隔开，或将大电流变小，再用电流表进行测量。电流表读数按额定变流比放大，得出被测电流的实际值，或者电流表指示数值就是电流的实际值，电流互感器一次侧额定电流的范围可为 5-25000A，二次侧电流均为 5A 或 1A。

为了保证安全，且防止静电荷的累积，影响仪表读数，所以电流互感器二次侧必须有一端接地。因电流互感器二次侧接入电流表或其他测量仪表的电流线圈，其阻抗很小，则电流互感器使用时，相当于一台二次侧处于短路状态的升压变压器。

电流互感器存在变流比和相位两种误差。这些误差是由电流互感器本身的励磁电流和漏阻抗以及仪表的阻抗等一些因素引起，可以从设计和材料两方面去减小这些误差。按额定变流比误差，电流互感器分成 0.2、0.5、1.0、3.0、10.0 五个等级。

在使用电流互感器时，要注意二次侧绝对不能开路!要接入仪表，或要拆除仪表时必须先将二次侧短路，否则它将处于空载状态。在这种情况下，被测线路中的大电流全部变成互感器的空载电流，使铁心中的磁密大为提高，从而使二次绕组感应出十分高的电动势，可使绝缘击穿，且危及工作人员。

只要知道一次侧的最大允许电流就可以选择电流互感器的型号。

(2) 电流互感器在本设计中的应用

电流互感器运用于电流取样反馈电路，电流互感器从主电路变压器负载大电流二次侧取出交流信号，经过电容滤波的单相桥式不可控整流电路，成为直流信号，然后通过

反相放大器放大到所需值后进入比例放大器进行调制。

(3) 元器件参数选择

① 电流互感器

由本设计的参数要求，应该选择8000A/1A的电流互感器。

② 整流电路相关参数

四个整流二极管可以选择IN4001，根据工作经验，负载电阻 R_1 取 1Ω ，由式 $RC \geq (3 \sim 5)T/2$ ， T 为交流电源的周期，应为 $1/500\text{Hz}$ ，取 $C=2T/R_1=2 \times 0.002\text{ms}/1\Omega=4\mu\text{F}$ 。

5 驱动电路的设计

驱动电路的作用是将控制电路输出的 PWM 脉冲放大到足以驱动 IGBT，所以单从原理上讲，驱动电路主要起开关功率放大作用，即脉冲放大作用器。其重要性在于 IGBT 的开关特性与驱动电路的性能密切相关。

5.1 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）对驱动电路的要求

5.1.1 门极电压对开关特性的影响及选择

驱动电路的要求与 IGBT 的特性密切相关，见表 5.1。设计门极驱动电路时，应特别注意其开通特性、负载短路能力和 dU_{CE}/dt 引起的误触发等问题。正偏置电压 U_{GE} 增加，通态电压 U_{CE} 下降，开通损耗 E_{ON} 也下降，只有当 U_{GE} 大到一定值时， U_{CE} 才能达到较低的饱和值。若 $+U_{GE}$ 固定不变时，导通电压将随集电极电流增大而增高，开通损耗将随结温而升高。由此可知当门极电压在 15V 左右时，通态压降接近饱和，但是门极电压不能超过 20V，否则可能击穿门极与发射极之间的氧化膜，这里选择 18V。

表 5.1 IGBT 的门极驱动与特性的关系

特 性		$U_{CE(sat)}$	t_{on} 、 E_{ON}	T_{off} 、 E_{OFF}	负载短路能力	du/dt
条件	U_{CE} 大	减小	减小	——	减小	增大
	U_{GE} 大	——	——	微增大	——	减小
	R_G 大	——	增大	增大	——	减小

负偏电压 $-U_{GE}$ 直接影响 IGBT 的可靠运行，负偏电压增高时漏极浪涌电流明显下降，对关断能耗无显著影响， $-U_{GE}$ 与集电极浪涌电流和关断能耗 E_{OFF} 的关系十分密切。因为当 IGBT 关断时，会在集电极和射极间产生很高的电压上升率，引发较大的位移电流，使得门极与发射极间的电压升高，可能超过门极阈值，导致脉冲浪涌电流过大，发生擎住效应。为了避免这种误触发，在 IGBT 关断时，应在门极上加负电压， $-5V \sim -10V$ 。因此，驱动电路输出选择 $+18V$ 和 $-5V$ 为开通和关断电压。

5.1.2 门极串联电阻 R_G 对开关特性的影响及选择

门极电阻 R_G 增加, 将使 IGBT 的开通与关断时间增加; 因而使开通与关断能耗均增加。而门极电阻减小, 则又使 di/dt 增大, 可能引发 IGBT 误导通, 同时 R_G 上的损耗也有所增加。因为 R_G 的具体数值还与栅控电路的具体形式及 IGBT 的电压、电流大小有关, 所以门极电阻选择要适当。

本设计中的门极电阻可选取 $30\ \Omega$ 。

综上所述对驱动电路的要求可归纳如下:

①IGBT 与 MOSFET 都是电压驱动, 都具有一个 $2.5\sim 5.0\text{V}$ 的阈值电压, 有一个容性输入阻抗, 因为 IGBT 对栅极电荷集聚较敏感, 故驱动电路必须很可靠, 要保证有一条低阻抗的放电回路, 即驱动电路与 IGBT 的连线要尽量短。

②用内阻小的驱动源对栅极电容充放电, 以保证栅极控制电压 U_{GE} 有足够陡的前后沿, 使 IGBT 的开关损耗尽量小。另外, IGBT 开通后, 栅极驱动源应能提供足够的门极电压, 使 IGBT 不致退出饱和而损坏。

③驱动电路要能传递几百 Hz 的脉冲信号。

④驱动电平 $+U_{GE}$ 也必须综合考虑。 $+U_{GE}$ 增大时, IGBT 通态压降和开通损耗均下降, 但负载短路时的 I_c 增大, IGBT 能承受短路电流的时间减少, 对其安全不利, 因此在有短路过程的设备中 U_{GE} 应选得小些, 一般选 $12\sim 15\text{V}$ 。

⑤在关断过程中, 为尽快抽取 PNP 管中的存储电荷, 需施加一负偏压 U_{GE} , 但它受 IGBT 的 G、E 间最大反向耐压限制, 一般取 $-2\sim -10\text{V}$ 。

⑥驱动电路与控制电路应严格隔离。

⑦IGBT 的栅极驱动电路应尽可能简单实用, 最好自身带有对 IGBT 的保护功能, 并具有较强的抗干扰能力。

5.2 IGBT 过压的原因及抑制

IGBT 关断时, 由于主回路电流的急剧变化, 主回路的杂散电感引起高压, 产生开关浪涌电压, 由于此开关浪涌电压, 关断时的电压轨迹超过了 RBSOA (反向偏置电压安全动作区域) 就会损坏元件。

为了对这种过电压进行抑制, 采用适当的布线使主电路中的所有寄生电感减至最小时有利的, 然后采用抑制网络, 并以最短的距离将其连接起来, 在本系统中, 采用的缓冲回路如下图 5.2 所示:

(1) 工作原理

在 IGBT 导通时, 通过 R_1 使 C_{s1} 充电到直流电源 U_d 。当 T_1 由导通变为截止时, 由于主回路的杂散电感, 电流 I_o 将通过 C_{s1} 、 D_1 流向变压器原边, 管子两端的电压为电容电压与二极管电压之和, 由于电容器 C_{s1} 上的电压不能突变, 所以 T_1 管子两端电压将得到抑制。

(2) 缓冲器回路的设计

1、缓冲器电容的计算：当 T1 由导通变为截止时，为维持负载电流的连续，电流 I_o 将流过电容 Cs1、D1、变压器原边、T4，杂散电感 L 中储存的能量绝大部分将转移到 Cs1 储存，即：

$$LI_0^2 / 2 = C_{s1}(V_{CEP} - U_d)^2 / 2$$

这里：L ----- 主回路的杂散电感

I_0 ----- IGBT 关断时的集电极电流

V_{CEP} ----- IGBT 关断时的集电极—发射极电

压

U_d ----- 直流电源电压

按经验选取 $C_{s1} = 2\mu f$

2、缓冲器阻抗 R 的计算:对缓冲器阻抗的要求使 IGBT 在关断信号到来之前，将缓冲器电容上的电压放

至直流电压 U_d 。若阻抗很小，会使电流波动，IGBT

开通时的集电极电流初始值将增大，在满足 $R \leq \frac{1}{2 \times 3 \times C_s \times f}$ 的前提下，希望选取尽可能

能大的阻值，选取 $R=10\Omega$ 。在缓冲电路中，电容要选为无感电容。电阻要选为无感电阻。

3、缓冲器二极管的选择：要选择快恢复二极管，若二极管选择不当，会产生很高的尖峰电压，同时在二极管反向恢复时期电压波动。这里选择二极管型号为 MUR8100。由图 5-2 可知缓冲器二极管 D1 和缓冲器电容 Cs1 的公共点是二极管的阳极，所以图 5.3 中二极管电压为实际电压的相反值，可以看出，在 T1 由导通变为截止时，D1 导通，Cs1

充电，所充电压为 $L \times \frac{di}{dt}$ ，其中 L 为主回路的杂散电感。在 T3 由导通变为截止时，

D1 不通并承受反压，Cs1 通过 R1 充电，所充电压为 $(L-L_1) \times \frac{di}{dt}$ ，其中 L1 为变压器的漏感。

5.3 IGBT 的过流保护

在选择 IGBT 的型号时，考虑了器件的工作电流及允许的过电流，然而在故障条件下，器件承受较大的故障浪涌电流，这是不允许的，所以要用某些方法保护器件免受破坏。对于负载变化引起的过载，通过闭环控制，是可以调节的。但是当出现更为严重的过载，例如逆变电路桥臂短接等问题时，故障电流在 IGBT 管中急剧上升，这时就要给

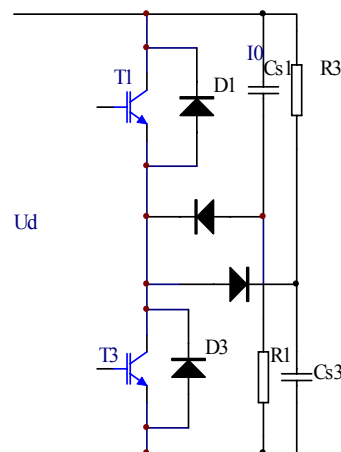


图 5.2 缓冲器回路图

IGBT 提供一个快速保护电路。

在主电路所示 IGBT 的逆变电路中, T1 和 T3, T2 和 T4 分别组成一个桥臂, 如果由于故障或误操作使得同一桥臂上的 IGBT 同时导通, 即会产生桥臂短路现象, 比如, T1 和 T3 同时导通即会由短路电流流过两个 IGBT, 其电流通路如图所示。由于 T1 和 T3 支路的电感很小, 短路电流的上升率和浪涌冲击电流均很大, 又可能导致 IGBT 烧毁。

5.3.1 设计短路保护电路的几点要求

(1) 在器件实效之前完成 IGBT 的关断, 对于 IGBT 所经历的所有工作状况, 它应该是成立的。

(2) 应有一定的抗干扰能力。

(3) 由于快开关的 di/dt 和杂散电感相互作用, 开关电路产生噪声, 以及电路中其它的电磁干扰, 故障检测应有一定的抗干扰能力。

(4) 应足以适用于电路中的各种短路情况。

(5) 不应影响 IGBT 的开关特性。

5.4 集成光电隔离驱动模块 HCPL-316J

设计 IGBT 的驱动电路和保护电路是对它应用的关键。如何保证系统稳定且可靠工作, 又使系统的开发周期短, 性价比高, 是一个需要综合考虑的问题。目前实际产品应用中有各种典型的驱动电路, 但都存在一定的不足。鉴于对电源和驱动的要求, 结合本次毕业设计选择了 AGILENT 公司的光电耦合驱动器件 HCPL-316J 设计电路及与控制器的接口。其内部集成集电极-发射极电压 (U_{GE}) 欠饱和检测电路及故障状态反馈电路。下面给出具体设计过程及其应用。

该芯片为 S016 封装的表贴器件, 其输入输出部分分别排列在芯片的两边。如下图 5.4 所示。

5.4.1 器件特性

- 兼容 CMOS/TTL 电平;
- 光隔离, 故障状态反馈;
- 开关速度最大 500ns;
- “软” IGBT 关断;
- V_{cc} 欠饱和检测及带滞环欠压锁定保护;
- 宽工作电压范围 (15~30V);
- 用户可配置自动复位、自动关闭。

5.4.2 芯片管脚及其功能介绍

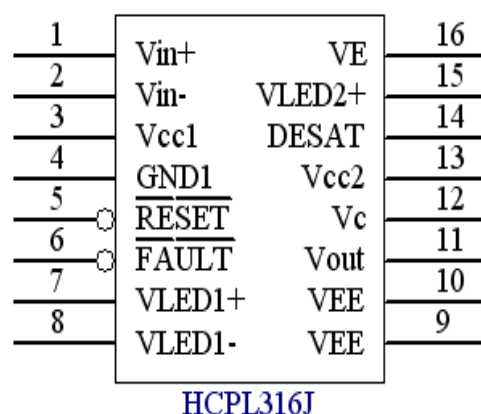


图5.3 HCPL316J芯片管脚

见表5.2。

表5.2 H C P L—3 1 6 J 各管脚功能表

脚号	符号	功能说明	脚号	符号	功能说明
1	V_{IN+}	正向输入信号端	8	V_{LED1-}	芯片内部LED1反向电压
2	V_{IN-}	反向输入信号端	16	V_E	正向导通的输出电压
3	V_{CC1}	输入部分电源端	15	V_{LED2+}	芯片内部LED2正向电压
4	GND1	输入部分接地端	14	DESAT	饱和过电压输出端
5	\overline{FAULT}	故障信号输入端	12	V_C	正向导通的输出电压一般加在开关器件发射极上
6	\overline{RESET}	故障复位输入端	9, 10	V_{EE}	反向截止电压
7	V_{LED1+}	芯片内部LED1 正向电压	13	V_{CC2}	正向导通的输出电压一般加在发射极上。
			11	V_{OUT}	正向及反向输入信号端, 经过内部光耦隔离放大后输出端

5.4.3 内部逻辑电路结构分析

该芯片片内分为驱动隔离和保护隔离两部分主要功能模块。输入信号通过上部光电隔离器LED1 传送到输出, 故障信号通过下部光电隔离器LED2 反馈到驱动离模块。

基本工作原理如下:

(1) 正常工作时

阈值电压UVLO点为低电平, DESAT 脚和7 V比较输出为低电平, E 点信号随LED1 变化, FAULT点电位始终为低电平, 三级复合达林顿管工作, 输出电压 $V_{OUT}=V_C$ 。电路中通过一个内部互锁逻辑1和2保证在同一时间输出端C点只有一种状态。

(2) 实现保护功能时

① 欠压保护

当 V_{CC2} 低于 $UVLO=12V$ 时, 电路中UVLO保护和DESAT保护同时激活, A点为低电位, 使输出一直保持在低电位, 封锁IGBT, 以免在过低的栅源电压下IGBT导通时烧毁管子。当 V_{CC2} 超过 $UVLO =12V$ 时, 退出保护。

②退饱和故障检测保护

当IGBT在导通时发生过流， V_{CE} 急剧升高超过设定的 V_{CE} 保护电压，DESAT引脚电压大于7V，退饱和保护电路开始工作，FAULT电位锁定在高电平，A、B点为低电位，三级复合达林顿管和50xDMOS管被禁止，1*DMOS管激活缓慢降低栅极电压，当栅极电压低于2V时，50*DMOS管开通使栅极电压牢牢夹断在VEE。直到信号LED1关断时，FAULT才变为低电平。这一过程称为软关断，它能有效降低硬关断所引起的对功率管的损害。将DESAT过电压到故障信号输出为低电平的这一段时间称之为退饱和故障检测消隐时间。该时间由引脚DESAT充电电流、DESAT阈值电压与外接DESAT电容的大小决定。其值可由下式计算：

$$t_{blank} = \frac{C_{blank} V_{DESAT}}{i_{CHARGE}}$$

t_{blank} 值代表了DESAT故障条件下的最大响应时间。如果IGBT开通的瞬间集电极和发射极短路，软关断电路将在大约 t_{blank} 后启动。若是在开通期间发生短路，则因DESAT二极管的寄生电容，使该消隐时间更加快一些。该时间为设定的保护盲区，能有效防止IGBT在工作中瞬时短时间过流而使保护动作。

V_{CE} 保护电压通过DESAT脚的快恢复二极管来改变。由图5.4可见， $V_{DESAT} = V_f + V_{CE}$ ，所以 $V_{CE} = 7V - V_f$ 。通过增加二极管的个数可改变 V_{CE} 的值。 V_{CE} 值太大管子发热严重，保护起不到作用， V_{CE} 过小会引起保护频繁动作，不利于系统稳定工作。因此，要根据实际情况合理选择 V_{CE} 的值。

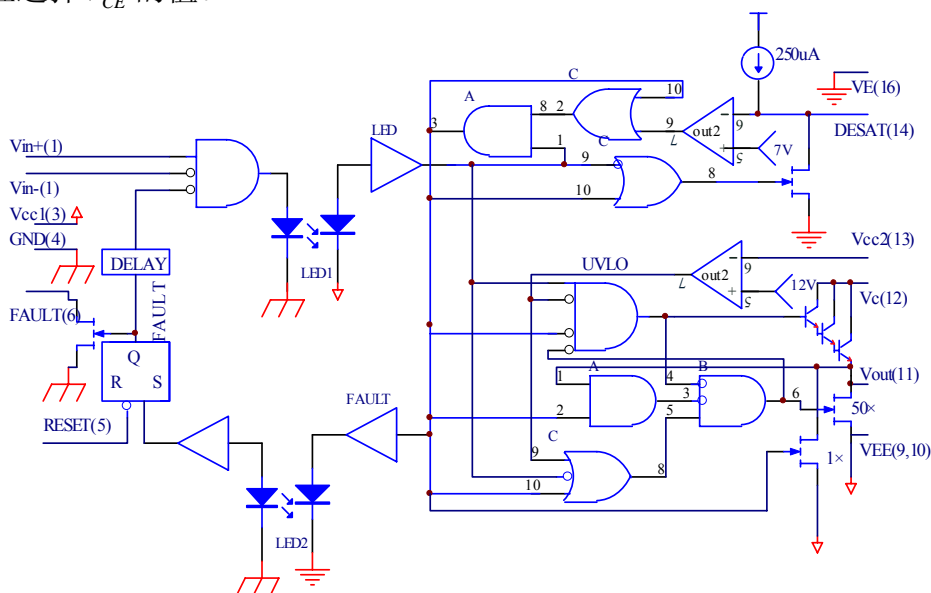


图5.4逻辑电路原理图

5.4.4 器件功能分析

HCPL316J 是一种简单的智能型驱动器芯片。用户可根据需要灵活设置高电平输入、高电平输出和低电平输入、高电平输出的输入方式，自动复位或通过控制复位，故障自动关断，光耦隔离，CMOS/TTL 电平兼容，集成的 V_{CE} 退饱和电压检测，有回滞的低电压闭锁

(UVLO)，软关断IGBT 技术及隔离的故障反馈信号。IGBT栅极最大驱动电流可达2.5 A，最大驱动电流 $I_A = 150 \text{ A}$ ， $V_{CE} = 1200 \text{ V}$ ，最大开关速度为500 ns，较宽的 V_{CC} 工作电压范围为15~30 V。图5.5为所设计的正向输入IGBT驱动电路。

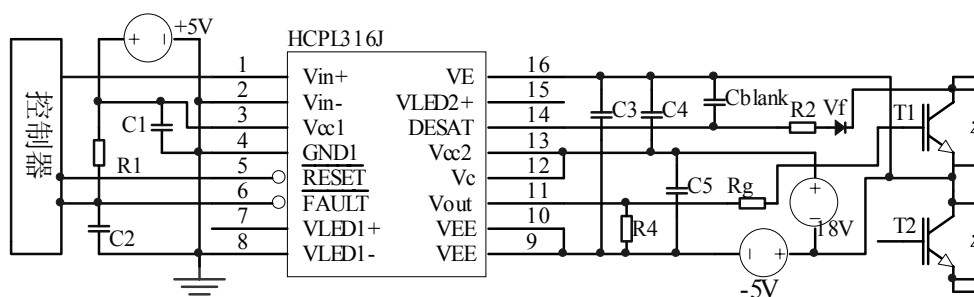


图5.5 具有正向退饱和保护的HCPL316J驱动电路

V_{in+} 和 V_{in-} 是正向及反向输入信号端，经过内部光耦隔离，放大后在 V_{OUT} 端输出与 V_{IN+} 波形相同的驱动信号。IGBT正向导通时的栅源电压为 V_{CC2} ；反向截止时的为 V_{EE} 。输出端的 $0.1 \mu\text{F}$ 的电容(C3, C4, C5)提供开关变换瞬态时的工作电流；100pF的电容(C_{BLANK})反映了当IGBT发生过流故障时，HCPL316J从检测到故障到开始工作的反应时间。为了提高故障信号的抗干扰能力，在引脚 \overline{FAULT} 接一个上拉电阻 R_1 和 C_2 。为了防止门极开路或损坏时主回路加上电压而损坏IGBT，在栅射极之间加上一个下拉电阻 R_4 ，以吸收大约650 μA 的静态电流。 R_2 的作用是限制芯片在 D_{DESAT} 脚上的外抽电流，它与 C_{blank} ， D_{DESAT} 构成IGBT集电极短路保护电路。

5.4.5 驱动电路需要注意的问题

驱动电路的电源采用7个独立的电源供电，由开关变压器多路输出经整流滤波和三端稳压器得到。正向电压为18V，反向关断电压为-5V，芯片驱动电压为5V。该电压值能保证IGBT可靠工作。

为了防止同一桥臂的上、下管同时导通而引起IGBT 直通烧毁，在硬件电路上采用了一端为控制信号另一端接地的方式。每一片的HCPL316J都由管脚1作为控制信号，管脚2全部接地，同时通过控制电路实现死区时间设置来保证上、下管不能直通。

用户能够灵活设计 HCPL316J 驱动电路和控制电路之间的接口。由于 HCPL316J 能兼容 TTL/CMOS 电平，因此可直接将控制器过来的 PWM 信号接在驱动芯片上。复位信号可采用局部复位、全局复位和自动复位方式。该电路采用了全局复位方式，四组复位信号以或的方式联接在一起，然后以一个信号联接到控制器的复位控制信号上。故障检测信号与复位信号一样，以总线方式联接在一起送进控制器中。控制器采用分立元器件构成的能够产生 PWM 控制信号的控制电路（详见 3 控制电路部分），在 HCPL316J 内经过光电隔离，复现原有的控制信号去控制 IGBT。用 555 构成单稳态电路检测 FAULT 信号，如果有故障，则封锁 PWM 输出。使系统重新工作必须先发出一个 RESET 信号，然后送出

PWM 信号才能正常运行。

在接口电路设计中应注意：

- ①要求驱动芯片的供电电压比较稳定，最大值不能超过5.5V，否则会损坏芯片；
- ②该芯片的控制功率电源较多，而且还有部分高压信号与其相连，因此在布线制板时一定要考虑电源之间的间距和芯片输出到IGBT之间的距离；
- ③为了提高系统的抗共模干扰能力，可以在控制器和驱动电路之间加光耦。

6 辅助直流稳压电源

方案 1：采用单一电源供电。这种方法明显不行。因为电路中有模拟电路、数字电路等弱电部分电路，还有感应加热负载的强电流电路。如果采用单一电源，各个部分很可能造成干扰，系统无法正确工作，还可能因为负载过大，电源无法提供足够的工作电流。特别是压机启动瞬间电流很大，而且逆变电路负载电流波动较大会造成电压不稳，有毛刺等干扰，严重时可能造成弱电部分电路掉电。

方案 2：采用双电源，即电源负载驱动电路等强电部分用一个电源，模拟电路、数字电路等弱电部分用一个电源。这种方法明显比前一种方案可靠性要高，但是电路间还是可能会产生干扰，造成系统不正常，而且还可能会对 IGBT 的工作产生干扰，影响 IGBT 的正常工作。

方案 3：采用多电源供电方式，即对数字电路、模拟电路、驱动电路分别供电，这种方案即降低了系统各个模块间的干扰，还保证了电源能为各部分提供足够的工作电流，提高系统的可靠性。

根据上述分析，决定采用方案 3。

6.1 三端固定稳压器

三端固定稳压器 CW78××与 LM317 不一样，为固定式三端稳压器，它只能输出一个稳定电压。固定式三端稳压器的常见产品如图 6.1 所示。

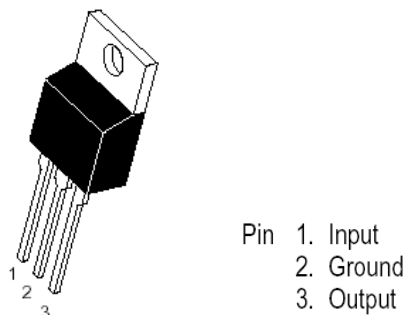


图 6.1 CW78××、CW79××系列稳压器

CW78××系列稳压器输出固定的正电压，如 7805 输出为+5V；CW79××系列稳压器输出固定的负电压，如 7905 输出为-5V。

其典型应用电路如图 6.2 所示。

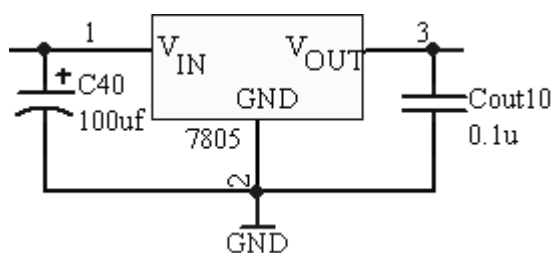


图 6.2 CW78XX 典型应用电路

输入端接电容 C_i 可以进一步滤除纹波，输出端接电容 C_o 能改善负载的瞬态影响，使电路稳定工作。 C_i 、 C_o 最好采用漏电流小的钽电容， C_o 一般不得小于 $0.1\mu F$ ，如采用电解电容，则电容量要比图中数值增加 10 倍。

$$I_o = \frac{5.0V}{R} + I_B$$

I_B 约为 3.2mA.

6.2 本次设计用的电源

6.2.1 18 伏，15 伏稳压电压电源

图 6.3 所示电路为 15 伏输出的直流稳压电源。从图可见，稳压电源由变压器、二极管整流桥、滤波器和集成稳压等环节组成。如果把图 6.3 中的集成稳压器 7815 换成 7818，整流变压器副边绕组电压降为 20 伏，则稳压电源变为输出 18 伏的单路直流稳压电源。

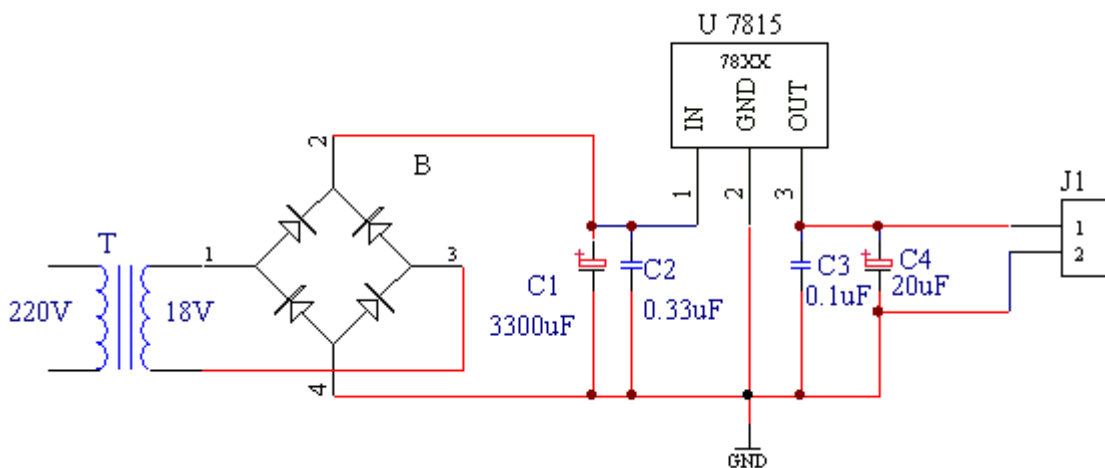


图 6.3 +15 伏稳压电压电源

6.2.2 ±12 伏，±5 伏双路稳压电源

图 6.4 所示电路为 ±12 伏输出的直流稳压电源，从图可见，稳压电源与 ±12V 输出的直流稳压电源一样，也是由变压器、二极管整流桥、滤波器和集成稳压等环节组成。如果把图 6.4 中的集成稳压器 7812 换成 7805，7912 换成 7905 (注意 7912 管脚的输入、

输出和接地都与 7812 不同的。)则稳压电源变为输出 ± 5 伏的单路直流稳压电源, 供给 HCPL316J 芯片工作。

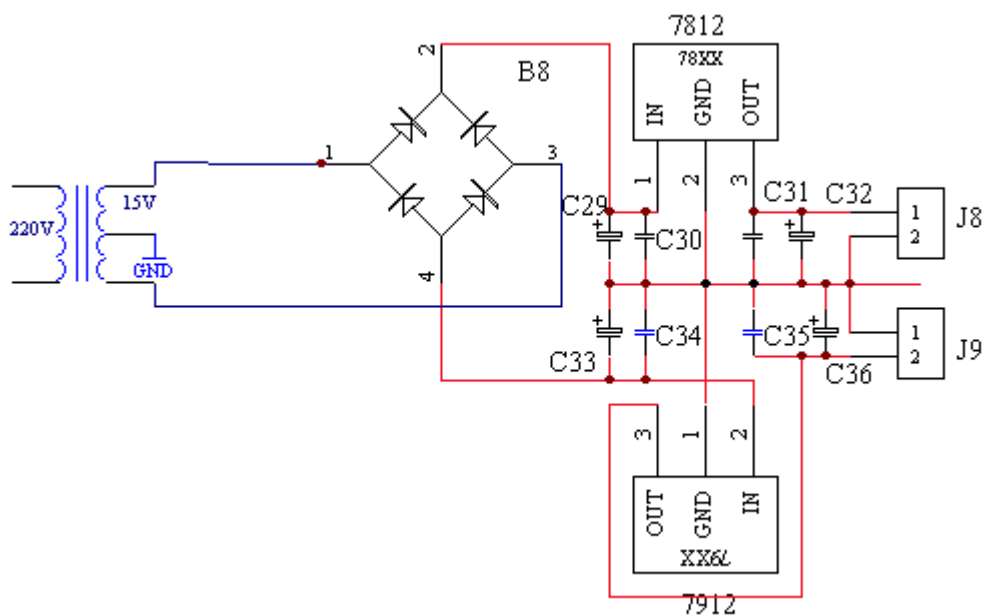


图 6.4 ± 12 伏双路稳压电源

(1) 使用中应注意:

①整流桥输出地端应接在大电解电容上, 以利于降噪。电解电容应大于 $1000 \mu\text{F}$, 以为 7812 三端稳压模块提供较稳定的直流输入。二极管选用 IN4004, 以便在出现反向电压时可以迅速导通, 保护三端稳压模块 7812。

②为消除三端稳压模块内部产生的高次谐波, 抑制稳压电路的自激震荡, 实现频率补偿, 应在模块两端分别并联一小电容。

6.2.3 元器件选择及参数计算

(1) 三端稳压器

集成稳压器的输出电压 V_o 应与稳压电源要求的输出电压的大小及范围相同。稳压器的最大允许电流 $I_{CM} < I_{o\max}$, 稳压器的输入电压 V_i 的范围为

$$V_{o\max} + (V_i - V_o)_{\min} \leq V_i \leq V_{o\min} + (V_i - V_o)_{\max}$$

式中, $V_{mo\max}$ 为最大输出电压; V_{omix} 为最小输出电压; $(V_i - V_o)_{\min}$ 为稳压器的最小输入输出电压差; $(V_i - V_o)_{\max}$ 为稳压器的最大输入输出电压差。根据电路中所需要的电源, 选择 7805、7815、7818、7812、7905、7912 分别输出 +5V、+15V、+18V、+12V、-5V 和 -12V, 其输出电压和输出电流均满足指标要求。

(2) 输入输出电容

输入输出电容的取值如上图所示(主要根据工程经验而得到), 一般为瓷片电容。

(3) 变压器二次侧电压有效值和输入电压

这两个值的取定决定了相关元器件及参数的选择。一般情况下，输入电压应比输出电压高3V左右(太小影响稳压；太大稳压器功耗大，易受热损坏)。假设+5V的输入为 V_{11} ，输出为 V_{o1} ；+18V的输入为 V_{12} ，输出为 V_{o2} ；+12V的输入为 V_{14} ，输出为 V_{o4} ；-5V的输入为 V_{13} ，输出为 V_{o3} ，-12V的输入为 V_{14} ，输出为 V_{o4} ，而它们所对应的变压器二次侧电压有效值分别为 V_{21} 、 V_{22} 、 V_{23} 、 V_{24} ， V_{25} 则有， $V_{11}=8V$ ， $V_{12}=21V$ ， $V_{13}=15V$ ，考虑电网电压10%的波动，最终可取 $V_{11}=9V$ ， $V_{12}=23.1V$ ， $V_{13}=16.5V$ 。

由式 $V_1 \approx (1.1 \sim 1.2) V_2$ 可取变压器二次侧电压有效值 $V_{21}=V_{11}/1.1=8.18V$ ， $V_{22}=V_{12}/1.1=21V$ ， $V_{24}=V_{13}/1.1=15V$ 鉴于变压器规格的限制，实际应选 $V_{21}=10V$ ， $V_{22}=20V$ ， $V_{24}=15V$ 。

(4) 滤波电容 C_L

由式 $R_o C_L \geq (3 \sim 5) T/2$ 可暂定 $R_o C_L = 5/2T$ ，则 $C_L=5T/2R_o$ ，式中， R_o 为 C_L 右边的等效电阻，应取最小值， T 为市电交流电源的周期， $T=20ms$ ，取 $I_{o,max}=1A$ ，因此几个电源的 R_o 分别为， $R_{o1min}=V_{11}/I_{o,max}=1.1 \times 10V/1A=11 \Omega$ ，所以取 $C_1=5T/2R_{o1min}=5 \times 20 \times 1000/(2 \times 11) \approx 4545 \mu F$ ，同理有， $R_{o2min}=1.1 \times 20V/1A=22 \Omega$ ， $C_4=5 \times 20 \times 1000/(2 \times 22) \approx 2273 \mu F$ ， $R_{o4min}=1.1 \times 18V/1A=18 \Omega$ ， $C_{10}=5 \times 20 \times 1000/(2 \times 18) \approx 2778 \mu F$

可见，滤波电容容量较大，应选电解电容。受规格的限制，实际容量应选为 $C_1=4700 \mu F/25V$ ， $C_4=4700 \mu F/30V$ ， $C_7=4700 \mu F/25V$ ， $C_{10}=4700 \mu F/30V$ ，其耐压值要大于相应的输入电压的1.5倍。

(5) 整流二极管

整流二极管的参数应满足最大整流电流 $I_F > I_{o,max}$ (暂定)；最大反向电压 $V_R > \sqrt{2} V_2$ ，其中 V_2 为变压器二次侧电压有效值。以上四个桥式的所有整流二极管可选IN4001小功率二极管。

(6) 变压器

由 V_{21} 、 V_{22} 、 V_{23} 、 V_{24} 值选变压器绕组输出电压为10V、20V、15V、18V。

考虑电网电压 10%的波动，稳压电路的最大输入分别为 $P_{i1max}=1.1V_{11}I_{o,max}=1.1 \times 1.1V_{21}I_{o,max}=1.1 \times 1.1 \times 10 \times 1W=12.1W$ ，同理有， $P_{i2max}=1.1V_{12}I_{o,max}=24.2W$ ， $P_{i3max}=12.1W$ ， $P_{i4max}=1.1V_{14}I_{o,max}=21.8W$ ，考虑变压器和整流电路的效率并保留一定的余量，则选变压器绕组的输出功率分别为 2 个和 20W 2 个 25W。

7 硬件调试

调试是指调整与测试。测试是在电路组装完成后，对电路的参数（电压或电流）和工作状态进行测量；调整则是在测试的基础上对电路的某些参数进行修改，使其符合设计性能指标的要求。在进行调试之前，应明确调试目标，知道调试步骤、调测方法和所用仪器等。做到心中有数，只有这样，才能保证调试工作圆满完成。

先将中频感应加热电源整个系统按功能分成三个功能模块，对控制电路、单相桥式

IGBT 逆变电路以及反馈回路模块进行安装和调试，在此基础上扩大安装和调试的范围，最后完成整机的安装和调试。

(1) 在不加电源前检查

系统组装完毕后，不要急于通电，首先要根据电路原理图认真检查电路连接是否正确，主要检查是否有错线、多线和短路的情况。接着检查各个元件引脚的连接是否与原理图相符，这一点非常重要，如果芯片引脚（特别是 HCPL316J 和 SG3525A）连接错误，芯片就不能正常工作，有时甚至烧毁芯片。查线时用数字万用表的蜂鸣器来测量，要尽可能直接测量元件引脚，这样可以发现接触不良的地方。其次仔细检查有无虚焊，有无短路或断路，确保无误后，再对各个模块电路分别进行调试。

(2) 给电路中通入直流稳压电源然后观察

在电路连接正确的情况下接通电源。注意，在接通电源后不要急于测量，首先要观察整个电路有无异常现象发生（包括有无冒烟，是否有异常气味，是否有异响，芯片是否发烫，电源是否有短路或开路等现象）。如果出现异常，应该立即关掉电源，待故障排除后方可重新通电。

(3) 功能模块调试

根据各个模块的功能，对其进行调试。

对 IGBT 要先进行静态调试，在没有外加信号的情况下测试 IGBT 工作点发射极 e、门极 g、集电极 c 各点的电位。这样可以及时发现器件是否已经损坏和处于临界状态。

按信号流向顺序调试控制电路、逆变回路、反馈回路，这样可以把调试好的单元电路的输出信号作为下一级的输入信号。

调试控制电路时，需要强调的是在安装电位器 PR2 之前，要先将其调整到设计值，否则电路可能不起振。微调电位器使三角波输出的幅度是否满足设计指标要求。对于驱动电路，要验证其故障信号复位功能是否达到设计要求，可以人为给定一模拟故障信号去测试。

反馈回路的调试主要看电流互感器上电流表的读数变化对应额定变流比放大后是否符合设计指标要求。

将静态调试和动态测试的结果与设计的指标相比较，通过深入地分析提出了合理的修正。

(4) 系统连调

在各个功能模块调试完毕后，便可以对系统进行连调，边调试边修正，直至满足负载输出 20KW 的加热功率。

8 结论

毕业设计完成的主要工作是感应加热电源的硬件制作。

通过搜集目前感应加热电源的相关资料，了解国内外感应加热电源的相关制作方

法，并通过设计方案的比较，针对设计任务提出了可行方案。在设计方案中，结合 SG3525A 功能特点及其控制特性，以 SG3525A 作为 PWM 控制的核心，HCPL-316J 作为 IGBT 的驱动，用串联谐振来设计感应加热电源。根据设计方案，详细地阐述了 SG3525A 的控制原理，HCPL-316J 栅极驱动电路，设计了相应的硬件电路，并制作了电路原理样机并进行调试。结果表明，制作的感应加热电源虽然没有做反馈部分，受系统稳定性的影响，给调试带来了很大的阻碍，所设计的电路能完成基本的测试功能。

虽然做了以上几方面工作，但由于时间和实验条件的限制等原因，所做工作还有很多需要完善的地方：

- 1、电路在设计中未采取保护措施，系统设计时余量留得较大。
- 2、实验线路的调功方式采用限压(限流)单闭环控制方式，不能克服电网波动和负载扰动的影响。为使系统动态响应速度快、超调量小、稳定性好、应采用功率电流流双闭环 PI 控制方式。因此系统控制部分还有许多问题并未具体实现。

致 谢

在本文即将结束之际，我要由衷地感谢在我毕业设计阶段，乃至本科四年学习生活中帮助过我的师长与同学。

在毕业设计完成的过程中得到了许多老师和单位领导的帮助，学院的老师们严谨治学的教学使我受益非浅。本论文的选题、研究内容、研究方法及论文的形成是在导师何少佳老师支持、鼓励和悉心指导下完成的，他是我获得深思熟虑的意见和概念清晰的见解的来源，他不惜花费自己时间对本论文提出许多意见和建议，既激发了我的灵感，又给了我持久不断的鼓励。在论文完成的过程中倾注了导师大量的心血，在论文完成之际，特向我尊敬的何少佳导师表示衷心的感谢。

本次论文与设计的完成对我是一个巨大的激励，使我在学术研究方面充满信心，更为我在今后的学习与工作中提供了宝贵的经验。

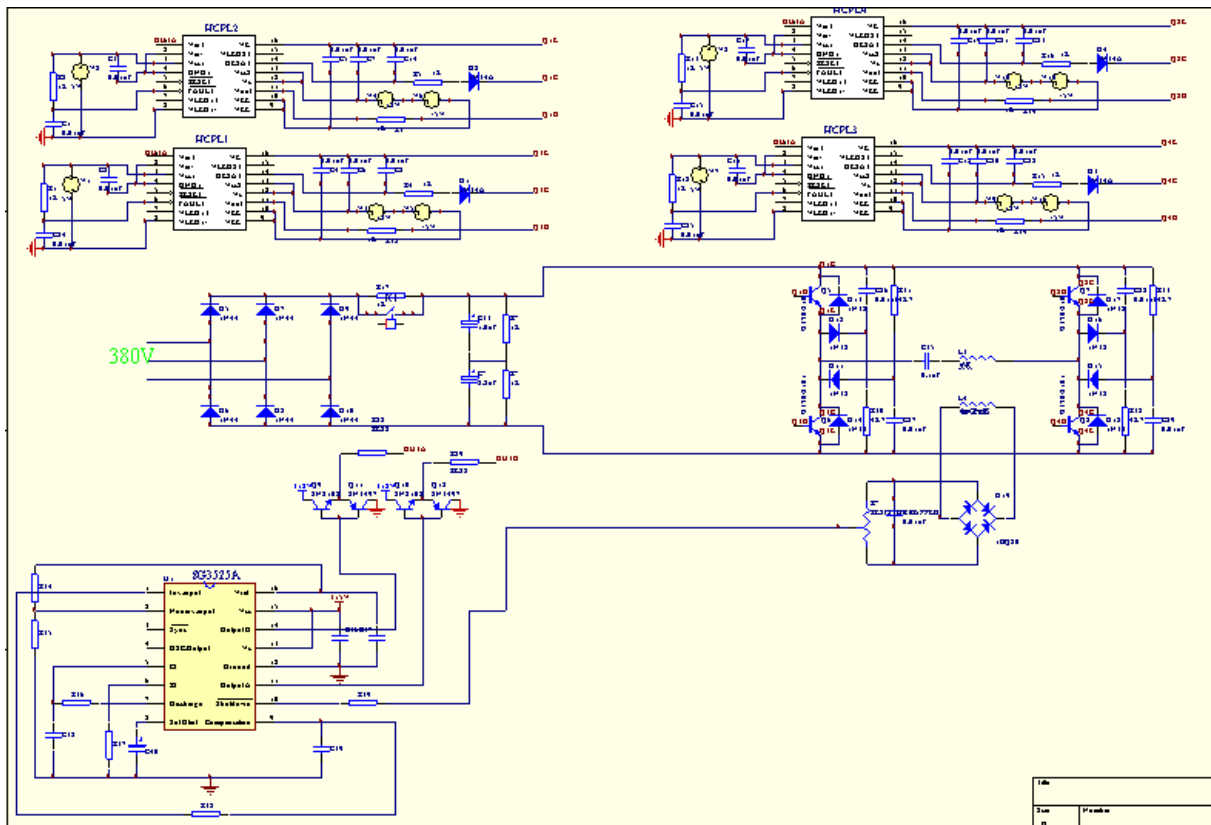
在学习、工作和论文写作中，得到了同学们的热忱帮助，在此向他们由衷的感谢。感谢院领导及各位老师在学习期间给予我的帮助。

最后，对我的父母以及所有亲人给予我的理解、帮助和支持表示深情的感谢。并以此文献给所有关心与帮助过我的亲人们、老师们和朋友们！

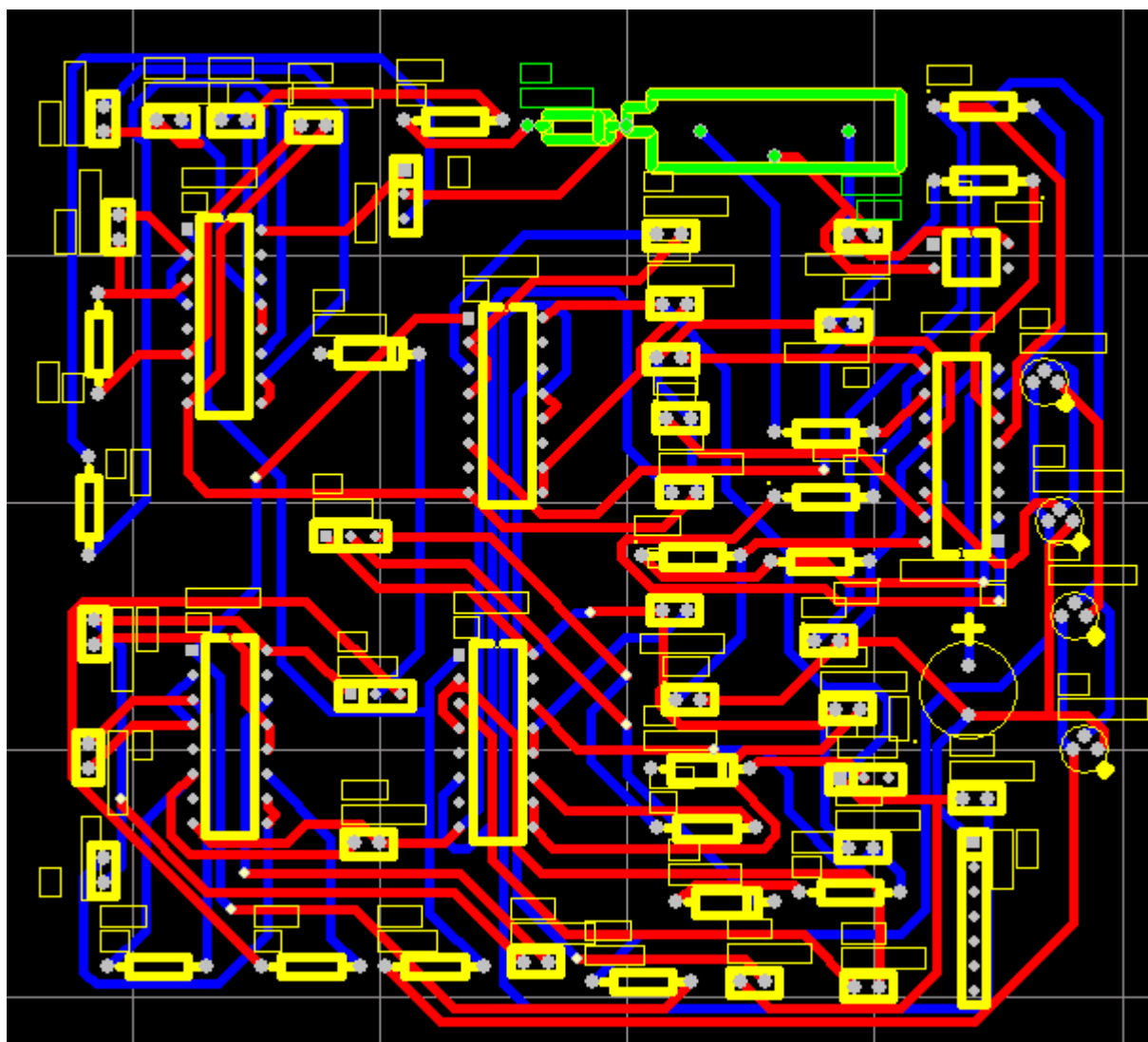
参考文献

- [1] 王水平. 开关稳压电源—原理、设计与实用电路[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999.
- [2] 王 聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2000. 1
- [3] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [4] 张占松. 电路和系统的仿真实践[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [5] 贾新章. OrCAD/Pspice 9 实用教程[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.
- [6] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [7] 陈国成. 新型电力电子变换技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [8] 倪海东, 蒋玉萍. 高频开关电源集成控制器[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004. 9
- [9] 刘凤君. 逆变器用整流电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003. 10
- [10] 何希才. 新型开关电源设计与维修[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001. 1
- [11] 王生德. MOSFET 高频感应加热电源的研究[J]. 郑州大学学报: 2001, 33 (3) .
- [12] 周跃庆. 基于 Matlab 的感应加热电源仿真[J]. 计算机仿真, 2005, 22 (7) : 204—206.
- [13] 王华. 80KHz 大功率串联谐振感应加热电源的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2004.
- [14] 谢自美. 电子线路设计·实验·测试[M]. 武汉: 华中电子科技大学出版社, 2007. 7
- [15] J. Michael Jacob. Power electronics: converters, applications, and desig[M]. 北京: Higher Education Press, 2004.
- [16] Bottari S. High Frequency 200 kHz Inverter for Induction Heating Applications [J] . IEEE Trans. on Power
- [17] Forsyth, A. J.. **Extended fundamental frequency analysis of the LCC resonant converter.** Power Electronics [J], 2003, 6(18): 1286- 1292.
- [18] Doolia, S.. **A GUI based simulation of power electronic converters and reactive power compensators using MATLAB/SIMULINK.** 2004 International Conference on Power System Technology. 2004, 2(21-24): 1710-1715.

附录一 整体电路原理图



附录二控制及其驱动电路 PCB



中国最大的感应加热设备供应商：联合高频机 <http://www.uihm.cn> UIHM: <http://www.uihm.com/>