

摘 要

逆变弧焊电源具有优越的技术经济指标,国内外都给予了很大重视并投入开发,得到了迅速发展,已经成为目前最有发展前途的一种焊接方式。但是逆变弧焊电源的发展历程不长、系统结构复杂、负载变化剧烈,其工作可靠性还有待进一步提高。随着现代电力电子技术与控制技术的发展,为满足不同的焊接工艺要求,可以选用新型的、性能更加优异的元器件和电路拓扑结构,对逆变弧焊电源进行深入研究。

手弧焊接是各种电弧焊接方法中发展最早的一种,由于其设备简单、轻便,而得到广泛应用,多应用于维修及装配中短缝的焊接。但基于传统电路拓扑结构和控制方法的手弧焊存在着飞溅大和成型差等问题。随着大功率逆变技术的问世,改进手弧焊接方法,提高焊接质量,已经成为可能。

本设计采用理论设计和实验验证相结合的方式,对大功率逆变弧焊电源及其在手弧焊机中的应用进行了深入分析和研究,提出相应的设计方案,并通过实验加以验证。

首先,对弧焊逆变电源的结构及工作原理进行了系统地分析。该电源系统分主电路和控制电路两部分,主电路包括输入整流、功率变换和输出整流三个主要环节。带有电容滤波的输入整流环节实现了三相交流电向直流电的转化,输出的直流电压作为功率变换电路的电源,由逆变电路将直流电压变换为单相交流方波电压,使电源频率从 50 HZ 提高到了 20 KHZ。正是由于频率的提高,使焊接电源的可靠性和稳定性都有了很大程度的改善。然后通过中频变压器将电压幅值降低到适合焊接要求的数值,最后通过全波整流环节,将交流电压整流为直流电压,通过电抗器滤波,最终输出变量加在电弧负载上。

对于控制电路,首先概括地分析了控制系统的工作原理,然后通过对比电压型 PWM 控制方式和电流型 PWM 控制方式,可以看出电流型 PWM 控制方式的优点,并以此作为控制元件的选择依据。本设计选择电流型 PWM 集成控制器 UC3846,它是控制电路乃至整个电源系统的重点,详细分析了电流型 PWM 集成控制器 UC3846 的工作原理。

其次,针对传统弧焊电源在工作可靠性方面存在的不足,分主电路、控制电路和保护电路三部分分别进行设计。对于主电路的设计,分析了三种大功率开关元件的特性,并选定本设计的功率器件;然后确定了功率变换器的拓扑结构,本设计采用硬开关方式全桥逆变电路。在此基础上,进行了主要元器件的设计,这

是主电路设计的重点。

对于控制电路的设计,以电流型 PWM 集成控制器 UC3846 为控制电路的核心,对其外围电路进行了详细地设计,包括 PI 调节电路、振荡电路、电流检测电路等六部分;最后,分析了系统出现过压、过流及过载等问题的原因,针对具体的原因,在具体的部位采取相应的保护措施,对整个电源系统进行了有效保护。

为进一步提高逆变电源的工艺性能,对弧焊逆变电源的功率因数进行了校正,并在电源的输入端设置了 LCD 功率因数校正电路。另外,对大功率逆变弧焊电源的电磁兼容性问题进行了初步探讨,分析了产生电磁干扰的原因,并采取相应的措施,抑制电磁干扰,即提高了弧焊逆变电源自身的可靠性,又减弱了对电网及同电网的其他用电设备的干扰。

最后,在前面技术研究的基础上,对额定电流为 400A、频率为 20 KHZ 的恒流特性焊机进行实验,实验中采用焊条直径为 6mm,验证了本课题所设计焊接电源工作的稳定性和可靠性。

关键词: 大功率; 弧焊逆变电源; PWM 控制; 全桥式逆变; 恒流

Abstract

Arc welding inverter is the most promising welding power source for its technical and economic advantages, and the domestic and international have paid great attention to it and developed it. But short history, complicated structure and instability of its load all affect the working reliability, so it is necessary to improve it. With the development of modern power electronic technology and control technology, arc welding inverter can be lucubrated by choosing new type and better capability components and circuit topology, then it can meet different welding technics requirements .

Manual arc welding is the earliest one in all methods of arc welding. Because of simple and light equipment, it is widely used in maintaining equipment and weld the short joint in assembly. But traditional circuit topology and control method can not overcome big spatters and bad welds. With high-power inverter technology appearance, it is possible to improve the method and quality of welding.

Theoretical design and experiments verification are adopted to analyze the high-power arc welding inverter and research its application in manual arc welding . Then the design project is put forward and verified by experiments.

The structure and working principle of arc welding inverter are analyzed systematically. The system contains main circuit and control circuit. The main circuit includes input rectification link, the link of power transformation and the output rectification link. The input rectifier with capacitor filter switches three-phase alternating voltage to direct voltage. Then the direct voltage is transformed to alternating voltage of square wave by the power inverse transformation circuit, and the frequency of power source is raised from 50 HZ to 20 KHZ . Just due to the raising of frequency, the stability and the reliability of the welding inverter are greatly improved. The voltage amplitude is reduced by the transformer to meet the welding technical requirements. Finally the alternating voltage is transformed to the direct voltage by the link of full-wave rectification and the direct voltage is filtered by inductor. The final output is transported to the load.

The working principle of control system is analyzed briefly at first, and through the comparison of the voltage type PWM controller and the current type PWM controller, the advantages of the latter are obvious and we select it just basing on the above. So the current type PWM integrated controller UC3846 is adopted in this paper,

which is the focal point to the control circuit and even to the entire system, and the working principle of UC3846 is analyzed in detail.

The main circuit, control circuit and protective circuit are designed separately according to the shortage of traditional arc welding power source in working reliability. For the design of main circuit, the property of 3 kinds of high power switch units are analyzed to choose the switch unit of this design. Then the circuit topology of the power converter is determined, and the full-bridge inverter of hard switching is adopted in this paper. On this base, the major components are designed, which is the key of the design.

As to the control circuit, with the current type PWM integrated controller UC3846 as the core of the control circuit, the periphery circuit is designed in detail. It contains 6 parts, as PI adjustor, oscillating circuit and current detected circuit etc. At last, some system problems are analyzed such as over-voltage, over-current, over-load and so on. According to the concrete reason, the corresponding protection measure is adopted to protect the parts and the entire system of arc welding power source effectively.

To improve the technical properties of the arc welding inverter further, the power factor is corrected and the LCD power factor correction (PFC) circuit is designed at the input. Additionally, the problem of electromagnetic compatibility is discussed preliminarily to analyze the cause of electromagnetic interference, and some measures are taken to restrain it. Not only the reliability of the arc welding inverter is improved, but also the interference to electric network and the other equipments is weakened.

Based on the foundation of forementioned technical study, the constant-current welding inverter is tested at last with the rated current 400A, rated frequency 20 KHZ , and the diameter of electrode in this experiment is 6mm. This test has verified the stability and reliability of the arc welding inverter.

Keyword: High-power, Arc welding inverter, PWM control, Full-bridge inversion, Constant current

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果,除了文中特别加以标注和致谢之处外,论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果,也不包含为获得 天津工业大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名: 陈洁

签字日期: 2005年 9月 6日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 天津工业大学 有关保留、使用学位论文的规定。特授权 天津工业大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索,并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名: 陈洁

导师签名: 李亮玉

签字日期: 2005年 9月 6日

签字日期: 05年 9月 6日

第一章 绪论

焊接是一种重要的材料加工手段，在现代工业中广泛应用。焊接质量的优劣受多种因素的影响，但焊接电源始终是关键性影响因素，因此，弧焊电源一直是焊接技术研究中最重要课题之一。随着电力电子技术和控制技术的发展，弧焊电源也不断地更新换代，目前逆变弧焊电源以其优越的技术经济指标成为焊接电源的发展方向[1]，但是由于逆变弧焊电源涉及器件、电路和系统等复杂因素，以及实用过程中出现的寄生参数、漏感等不定因素的影响，使得逆变弧焊电源的工作可靠性有待进一步的提高。本设计以大功率逆变弧焊电源为研究对象，以提高焊接电源的工作可靠性和稳定性为重点，对大功率 IGBT 逆变弧焊电源进行了深入地研究，并将其应用到手弧焊接电源中。

1.1 焊接电源在国内外的的发展概况

1.1.1 弧焊电源的进化历程

近十余年来，随着微电子技术和电力电子技术的快速发展，直流弧焊电源也随之得到了飞速发展，由最初的旋转弧焊发电机，到后来的晶闸管弧焊整流器，发展到现在，已经出现了第三代焊接电源——逆变弧焊电源[2]。

早期的焊接设备是电动机—发电机组，其输出回路中串联有电抗器，通过调节电抗器的电感值，来调节电源的动特性，此类焊机效率低、噪声大、十分笨重，浪费了大量的铜材和铁材，整个系统惯性常数大，动特性难以保证。此后，随着二极管、晶闸管的出现，研制出了整流焊机。在整流焊机各种控制方式中，晶闸管相控整流是最好的控制方式，它是先用工频变压器降压，再利用可控硅整流滤波输出，可以实现一些较为复杂的控制，使弧焊电源的性能有了很大程度的提高。但它的缺陷是仍带有笨重的工频变压器和平波电抗器，焊机的重量和体积都很大，其经济性较差，同时输出电流的脉动幅度很大，而且功率因数很低，影响焊接质量[5]。自 70 年代以来出现了逆变弧焊电源，其突出的特点是工作频率大大提高了，使焊机的技术、经济指标都有了大幅提升。

1、逆变弧焊电源技术指标的提高

- 1) 因为频率高，交变电流过零的时间短，电流换向和熄弧期间由于热惯性

使得电弧空间的残余热场可以保持在较高的水平[8]，换极性后电弧空间重新进行气体放电所需的电场强度可以降低，从而提高交流电弧的稳定性。

2) 由于逆变频率的提高，使整流器输出的脉动频率提高，从而采用较小的平波电抗器就可以达到纹波很小的直流输出，而平波电抗器的减小又可以大大减小逆变器输出回路的时间常数，从而提高系统的动态响应速度。

3) 由于逆变电源采用了快速开关功率电子器件，便于采用易于控制的电子电抗器，可以根据各种不同的弧焊方法，对外特性和动特性进行控制，获得优良的焊接工艺性能，实现少、无飞溅和成型好的焊接结果。

4) 便于多功能机的开发[9]。在主电路不变的条件下，利用电子控制电路，可实现多功能化。

2、逆变弧焊电源经济指标的提高

根据变压器基本公式 $U=4.44 \times f \times N \times S \times B_m$ [12]，其中：U 是变压器输入电压，f 是输入电压的频率，N 是变压器绕组匝数，S 是变压器铁芯截面积， B_m 是磁感应强度。由公式可以看出，当变压器输入电压及磁感应强度最大值一定时，提高输入电压的频率可以减小绕组匝数与铁芯截面积，而变压器的体积主要由 N 及 S 决定，因此，提高逆变电源的工作频率可以大幅度地减小其体积和重量，从而节约大量金属，这在有色金属日益短缺的今天，显得尤为重要。

逆变焊机的体积小，重量轻，主变压器的质量仅为传统弧焊电源主变压器的几分之一，节约铜、铁等制造材料，而且提高了焊机的灵活机动性。

1.1.2 逆变弧焊电源的研究现状

国外对于逆变弧焊电源的研制开发是以企业为主体的商品化开发，因而产品上市快而技术报导较少[11]。在七十年代，国外已经研制了晶闸管弧焊逆变电源，但尚难商品化；八十年代中，又出现了晶体管、场效应管弧焊逆变电源，1981 年研制出了晶体管式弧焊逆变器，最大电流为 350A，1989 年开始出现 IGBT 式弧焊逆变器，最大容量达 500A[3]，其应用范围也进一步扩大，同时逆变焊机开始少量地形成产品；进入九十年代，随着功率电子器件容量、性能和品种的不断增长，逆变焊机也进入了迅速发展阶段。在欧、美、日等国家，几家著名的焊机制造厂商都推出了系列化产品，手工焊、TIG 焊和 MIG/MAG 焊已经开始采用逆变电源[13]。

在国内逆变弧焊电源发展很快，前景可观。70 年代末吉林工业大学等单位开始了晶闸管弧焊逆变电源的研究，80 年代初取得初步成果[14]。成都电焊机研究所引进了晶闸管逆变焊机，并进行了产品化推广。华南理工大学通过国际交流，

率先从事场效应管 (MOSFET) 和绝缘栅极双极性晶体管 (IGBT) 弧焊逆变电源研究[4]。随后在国内兴起了一股逆变焊机热潮, 许多单位都投入了逆变电源的研究开发, 客观上促进了逆变焊机的发展。但是在国内, 主要是高等院校等研究机构推动了逆变焊机的发展, 以企业为主体的技术创新尚有差距, 更需要在研究上进行多方面的努力和探索。

现在, 逆变弧焊电源的主要发展方向有如下几个方面[15]:

- 1) 电力电子元件以及变压器磁芯材料的不断更新换代, 推动逆变器的发展和更新。
- 2) 高频化、轻量化和大容量化是逆变弧焊电源的又一发展方向。
- 3) 软开关技术的应用、功率因数的校正和电磁兼容性问题的深入研究, 促使焊接性能不断优化,
- 4) 实现自动化、智能化控制。

1.2 研究本课题的意义

能源紧张一直是制约国民经济发展的的重要因素之一, 节约能源是我国的一项基本经济政策, 因此, 一种技术产品是否能够节约能源已经成为衡量其先进性的重要指标。

IGBT 逆变焊机就是一种高效节能的焊接设备, 生产效率比较高, 功率因数较高, 因此其节能效果较好。主变压器在弧焊电源中通常所占重量为 $1/3$ 到 $2/3$ [16], 而由于 IGBT 逆变焊机的工作频率大大提高, 当 B_m 一定时, 若使变压器工作频率从工频 50 HZ 提高到 20 KHZ , 则绕组匝数与铁芯截面积的乘积 NS 就减少到原来的 $1/400$, 这就使逆变电源重量、体积显著减少, 主变压器的重量仅为传统弧焊电源工频变压器的几十分之一, 整机重量仅为传统工频焊接电源的 $1/5$ 到 $1/10$, 整机体积也只有传统工频电源的 $1/3$ 左右[6]。同时, 铜和铁的电能耗耗随所需材料的明显减少而大为降低。

由于逆变弧焊电源采用开关速度快的 IGBT 元件, 结合现代控制技术的应用, 使焊机的动态响应时间大大缩短, 可达到百微秒级[17], 与电弧焊接诸物理化学过程的时间常数相当, 使焊接电源的动态控制成为可能。

新型 IGBT 逆变焊机因其优越的焊接性能, 能明显提高焊接质量, 大大提高焊缝合格率和工人的劳动生产率。

IGBT 逆变焊机的工作频率一般为 20 KHZ 以上, 人耳感觉不到, 所以能明显改善工人的工作环境。

随着工业发展, 企业对各种性能优异的焊机需求量越来越大, 而焊机生产所

需的原材料不断涨价，电子元器件相对降价，因此逆变焊机具有很强的竞争力，同时由于逆变焊机是电子化焊机，易于实现机电一体化的自动焊接；而且只要用不同的控制规律，就可以实现手弧焊、TIG 焊、 CO_2 焊等，可以一机多用，即多功能焊机，生产适应性大大增强。

逆变式焊机机加工量少，需要设备少，投资小，见效快，为其研发和生产提供了有利条件，更进一步推动了逆变焊机的发展。

1.3 本课题的主要研究内容

由于逆变弧焊电源的工作频率大大提高，使焊机的重量和体积明显减少，提高了焊机各个方面的性能，成为焊接电源的发展方向。虽然大功率逆变弧焊技术已经比较成熟，但逆变电源涉及器件、电路、系统及变化剧烈的负载，其工作的稳定性与可靠性尚存在以下几个问题：

1) 为提高焊机的输出功率，采用全桥式逆变器，但全桥式逆变器中变压器的偏磁易造成过流问题。

2) 主回路中功率开关元件的控制及可靠驱动问题。

3) 功率开关元件的有效保护问题。

4) 电源系统的抗干扰问题。

本设计是以大功率手弧逆变焊机为研究对象，在已有技术的基础上，针对上述问题，对其进行改进设计、提高电源的工作可靠性。

对于主电路的设计，首先深入分析了三种常用的大功率开关元件及快恢复二极管的应用特性，选定本设计所用元件；通过对常用功率变换器的性能对比，选定逆变方式；然后结合逆变弧焊电源的设计原则，对主电路中主要元器件的参数进行计算，其中变压器选用微晶材料的铁芯，取代传统的硅钢片式或铁氧体式铁芯，其饱和磁感应强度、导磁率和稳定性都大大提高，损耗减少，使变压器的工作效率有了很大提高；最后在输出整流环节，针对开关电源工作频率提高，普通整流用的大电流二极管无法适应其要求的实际，采用快速恢复二极管 FRD。

对于控制电路的设计，首先通过分析对比电压型和电流型 PWM 控制技术，可知电流型 PWM 控制技术是双闭环控制系统，属于一阶动态系统，其稳定性更好，因此本设计选用电流型 PWM 集成控制器 UC3846，然后以 UC3846 为控制电路的核心，对其外围电路、保护电路分别进行设计。

同时对于功率因数校正和电磁兼容性问题也进行了初步探讨。本设计采用无源功率因数校正技术并设置 LCD 电路。对于电磁兼容性问题，分析了产生和受到电磁干扰的原因，给出了相应的解决措施，以适应国际上对绿色电子产品的要求。

第二章 IGBT 逆变弧焊电源的工作原理

逆变弧焊电源是逆变焊机的主要组成部分，是整机的核心，它包括功率变换系统（主电路）和电子控制系统（包括驱动电路）两部分。它采用逆变技术，以大功率电子开关器件为核心，由电子控制系统驱动，去除了工频变压器，在性能上发生了质的变化。本章分主电路和控制电路两部分对本课题所设计电源系统的结构及工作原理作简要介绍，其结构原理如图 2-1 所示。

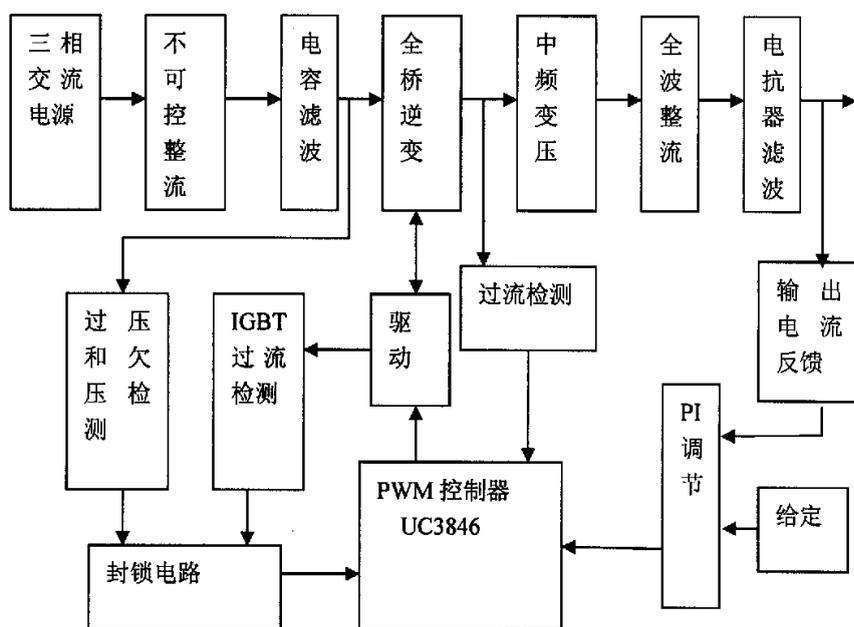


图 2-1 逆变弧焊电源原理图

主电路采用了 AC-DC-AC-DC 变流技术，输出焊接所需电能。为获得稳定的输出，通过采样环节将输出信号反馈至电子控制系统，经 PI 调节器输出，控制 PWM 输出的脉冲占空比，从而稳定逆变弧焊电源的输出，满足焊接工艺要求。

2.1 主电路的工作原理

该电源主回路主要由输入整流、全桥逆变、中频降压和输出整流四个环节组

成。三相 50 HZ 的交流电压 380V，经输入整流电路整流和电容器滤波之后，获得逆变主电路所需的平滑直流电压，该直流电压经功率变换器中大功率开关元件组的交替开关作用，变成 20 KHZ 的中频高压电，再经中频变压器降低至适合焊接要求的低压电后，经单相全波整流并加以滤波输出焊接所需大功率直流电能。

输入整流环节实现了三相交流电向直流电的转化。三相整流电路主要有三相全控桥、三相半控桥和三相不可控整流三种方式，近年来，在交一直一交变频器、不间断电源、开关电源等应用场合，大都采用不可控整流电路经电容滤波后提供直流电源，供后级的逆变器或斩波器等使用，这样，可以大大简化控制系统，本设计即采用这种整流方式。另外还附加有保护环节和无源功率因数校正环节，并在第三章、第四章详细阐述。

全桥逆变回路实现了直流电压向单相交流方波电压的转化。在此环节电压频率提高到 20 KHZ，该频率由开关管的通断频率来决定。本设计采用开关管 IGBT，由四只 IGBT 管组成全桥逆变电路，它与中频变压器共同实现功率变换，是焊接电源的核心部分。功率开关元件选取两只二单元 IGBT 模块，因为变压器中存在漏感 L_{X1} ，在 IGBT 关断时会产生电压尖峰 ($L_{X1} di/dt$)，影响电源的正常工作，甚至会对电网产生电磁干扰，所以在 IGBT 集射极间反并联快恢复二极管 (FRD)，依靠 FRD 可将关断电压钳位在输入电压水平，有效抑制电压尖峰。为防止布线电感和 IGBT 极间分布电容产生的高频振荡，设置了 RCD 缓冲吸收网络，且尽量缩短连接导线，部分电路还采用了薄板式连接，以减小布线电感。

中频变压器实现了电压的降低、能量的传递，还具有使输出与功率变换器之间电气隔离的作用，可以有效防止焊接电弧引起的高频振荡传导至电源，也可以防止逆变器中的电磁振荡传导至输出端。中频变压器的铁芯选用铁基纳米晶材料，这是一种新型材料，具有高饱和磁感应强度、高导磁率、低损耗等优点，可以有效缩小变压器体积，提高变压器的工作效率，降低铜损耗，降低变压器的温升，具有优良的稳定性，可以在 -55~130℃ 长期工作 [18]。在线圈缠绕方面，初级和次级线圈并绕在芯柱上，可有效减小漏感。

输出整流部分采用单相全波整流，把变压器输出的高频交流电整流为直流电。因变压器输出交流电的频率大大提高，再通过串联直流电感滤波，使输出直流电的脉动程度非常小。常用的单相整流电路有桥式整流和全波整流电路，由于中心抽头式全波整流电路少用一对开关二极管，可以减少一个二极管的正向压降，这对于大电流弧焊电源，可以减少效率损失 5% 左右 [7]。输出整流二极管选用具有小的正向压降、短的反向恢复时间和小的反向恢复电流的快恢复二极管。为防止快恢复二极管在关断时其结电容和中频变压器的漏感引起瞬时过压振荡，在输出回路中增加了 RC 减震器，以此消除寄生振荡，保证快恢复二极管的工作

安全。逆变式弧焊整流电源的滤波电抗器，除具有滤波作用之外，还有限制短路电流上升速度、改善动态特性的作用。

2.2 控制电路的工作原理

弧焊逆变电源的闭环控制系统是保证电源良好输出特性的关键，其主要作用是根据给定电流和输出电流，调制输出具有相应占空比的脉冲信号，供给驱动电路，从而控制功率器件的可靠通断，以获得与焊接方式相适应的外特性。

2.2.1 外特性获得原理

为保证“电源—电弧”系统的稳定工作，不同的焊接方法要求电源应具有相应的外特性。弧焊电源的外特性是指稳定状态下弧焊电源的输出电压与输出电流的关系，有平特性、缓降特性、陡降特性和垂降特性等多种类型，其中，垂降特性又称为恒流特性。为保证焊接质量的一致性，直流手弧焊希望弧长变化时，焊接电流尽量少变化或不变化，一般选用垂降即恒流特性电源。

逆变弧焊电源的不同外特性是通过调节占空比实现的，而占空比又由误差电压 V_e 决定，所以，以不同的方式调节 V_e 就可以获得不同的外特性。手弧焊电源是利用电子控制系统和电流反馈闭环控制来获得垂降特性的，根据逆变弧焊电源原理图 2-1，可以用图 2-2 来描述逆变电源闭环控制系统。

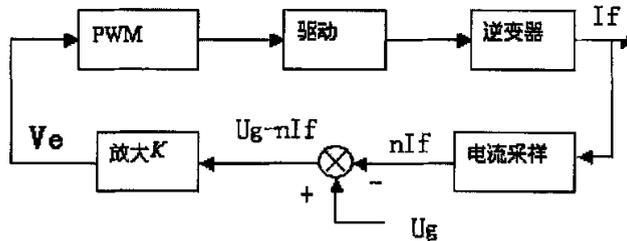


图 2-2 逆变弧焊电源闭环控制原理框图

图中有电流负反馈，输出电流经电流采样环节得到与其成正比的反馈量 nI_f ，与给定电压 U_g 相比较，其结果放大输出后控制 PWM 的脉冲占空比，从而控制逆变器输出电流。其平衡方程式如下：

$$V_e = K(U_g - nI_f) \quad (2-1)$$

V_g 只有零点几伏至几伏，而放大系数 K 值较大，所以：

$$U_g - nI_f \approx 0$$

$$\text{即：} \quad I_f \approx \frac{1}{n} \cdot U_g \quad (2-2)$$

式中， n 是分压比，是常数。给定电压 U_g 一经确定，输出电流 I_f 就基本恒定，在理想情况下可获得恒流特性输出，但若放大系数 K 取得过大，系统易产生振荡[7]。实际中， K 不宜取得太大，因此逆变弧焊电源只能获得较为陡降的外特性。

2.2.2 PWM 控制原理

控制电路的作用是向驱动器提供一对前后沿陡峭、相位差 180° 、对称、宽度可变的矩形脉冲列，以实现弧焊电源的外特性和动特性的调节。其时间比例控制方式可以分为脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation—PWM)、脉冲频率调制 (Pulse Frequency Modulation—PFM)、PWM 和 PFM 混合调制三类[10]。其中常用的控制方式是定频率调脉宽的 PWM 控制方式，本设计即采用 PWM 控制。

目前，脉宽调制技术有电压型控制和电流型控制，早期应用的是电压型 PWM 控制技术，如 3524/3525, TL494 等[19]，目前国内外的逆变弧焊电源基本上是采用该类 PWM 控制器，如国外的 ESAB、KEMPPPI 公司及国内的清华、华南理工大学、时代集团等单位研制或生产的弧焊电源上使用了 52X 系列或 49X 系列中的某一种 PWM 控制器，均为电压型控制器。

随着开关电源技术的不断发展，逆变弧焊电源已经由电压型控制技术发展为电流型控制技术，尤其美国 UNITRODE 公司高性能电流型控制器在国际元件市场上的出现[20]，更是极大地推动了电流型控制逆变电源的发展。目前，国内生产的弧焊电源正在逐步应用电流型控制技术。

1、电压型 PWM 控制 DC/DC 变换器概述

如图 2-3 所示，控制电路主要由采样电路、PI 调节、误差放大、脉宽调制 (PWM)、时钟信号、RS 锁存器等几部分组成，对被控输出变量采用闭环控制，以使功率变换器对输入电压变化或输出负载电流变化能及时调节。输出变量经采样电路采样后，与给定信号相比较，经 PI 调节及误差信号的放大，又经脉宽比较器比较，由锁存器输出占空比随误差电压信号变化的脉冲序列，实现输出变量的稳定控制。

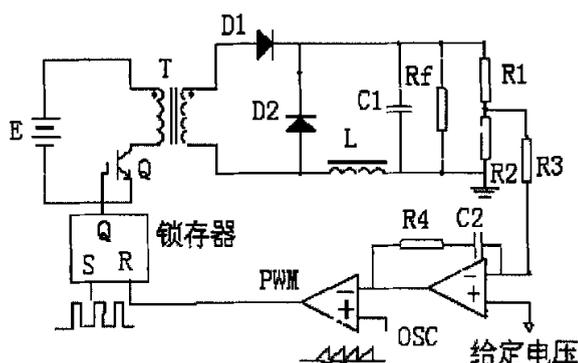


图 2-3 电压型 PWM 控制原理图

电压型 PWM 控制方式是单闭环反馈，较容易实现，脉宽比较器的输入锯齿波振幅比较大，有较强的抗噪声干扰能力，这是它的优点。但同时它也存在如下的缺点：

- 1) 任何输入电压变化或输出负载变化都必须等到使输出电压发生变化后，反馈环节才能调节，这意味着动态响应速度比较慢；
- 2) 该系统为二阶动态系统，系统的稳定性较差，只有在电路的结构、参数设计满足一定条件时，系统才会稳定工作。
- 3) 由于环路增益随输入电压变化而变化，因而补偿网络设计难以优化；

2、 电流型 PWM 控制 DC/DC 变换器概述

电流型 PWM 控制技术针对电压型 PWM 控制的缺点，增加了变压器原边电流反馈环，不仅提高了系统的动态响应速度，还大大提高了系统工作的稳定性。

如图 2-4 所示，输出采样反馈使电流型 PWM 控制 DC/DC 变换器的输出变量稳定，它与变压器原边电流检测环节共同构成双闭环控制系统。输出变量采样信号与给定信号经 PI 调节器并放大输出后，送到脉宽比较器作为门限电压，假设功率管正处于导通状态，中频变压器原边电感电流正处于增大状态，经采样电路送到脉宽比较器与上述门限电压比较，当超过门限电压后 PWM 控制器输出翻转，关断功率开关管，起到过流保护作用。

电流型 PWM 控制采用双闭环控制，从而获得更多的主电路信息，因此使逆变弧焊电源具有更好的动态品质。

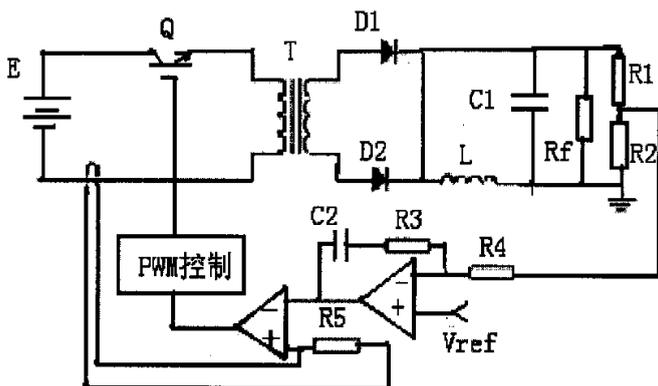


图 2-4 电流型 PWM 控制原理图

3、电流型 PWM 控制的优点

通过对电压型 PWM 控制和电流型 PWM 控制的对比,可以看出电流型 PWM 控制技术具有如下优点:

1) 对输入、输出响应快。由于电源输入电压的变化必然立即引起电感电流斜率的变化,如电压升高,电流增长变快,反之亦然。这种输入电压的前馈控制使得只要电流脉冲达到了预定的幅值,脉宽比较器不经过误差放大器就能改变输出脉宽。同时因为电感中电流脉冲幅值与直流输出电流平均值成比例,检测电流就反映了输出电流的大小,因此调整速度快。

2) 电流型 PWM 控制固有的逐个电流脉冲限制作用,简化了过流保护和短路保护。由于内环可以及时、灵敏和准确地检测中频变压器或功率开关元件的瞬态电流,由内环结构自然形成逐个电流脉冲检测,只要限制参考电流信号,就可以准确地限制流过功率开关元件和中频变压器的大电流,从而在发生意外导致输出过载或短路时保护功率开关元件和中频变压器,同时也可以在设计时不必给中频变压器和功率开关元件留有较大的裕量,使电源在保证可靠工作的前提下尽可能降低成本。

3) 在全桥式电路中,电流型 PWM 控制器能自动平衡中频变压器的伏秒积。在中频变压器耦合的全桥式电路中,功率元件的饱和压降及存储时间的不同或其他原因都会造成电压波形正、负半波不对称,即变压器中正负伏秒积不平衡,从而使直流电流流经变压器原边导致偏磁[21],偏磁现象随时间的积累会引起中频变压器的饱和。电流型 PWM 控制利用脉宽的不同则可以有效地抵消最初的电压波形不对称,自动平衡中频变压器中的伏秒积。

4) 系统稳定性好。电流型 PWM 控制是双闭环控制系统,从控制理论的角度

来讲，系统的稳定性较好。

4、电流型 PWM 集成控制器 UC3846 工作原理

本设计采用性能更加优越的电流型 PWM 控制方式，选用芯片 UC3846，其功能原理图如图 2-5 所示[22]。UC3846 由如下几部分组成：基准电压、振荡器、误差放大器、脉宽比较器、触发器、分频器、输出级、欠压锁定、电流限制、关断电路。其工作原理如下：

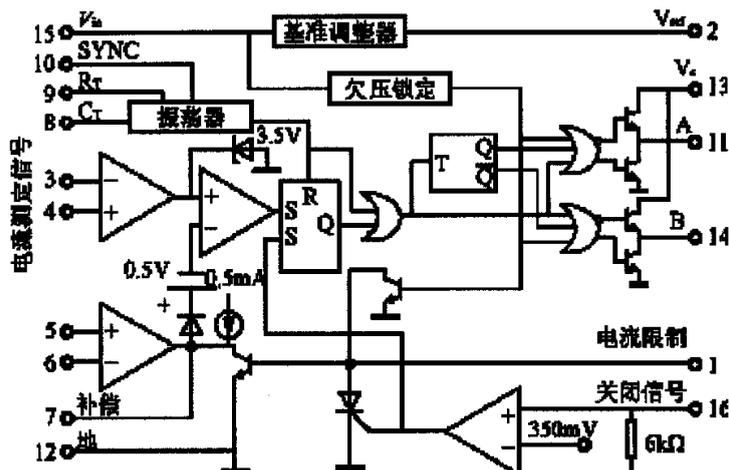


图 2-5 UC3846 的功能原理图

如图 2-5 所示，输出采样信号与给定信号经 PI 调节器、比例放大器放大输出后作为脉宽比较器的门限电压，假设功率管正处于导通状态，中频变压器原边电感电流正处于增大状态，经检测电路送到脉宽比较器与上述门限电压比较，当超过门限电压时，比较器输出高电平，送到 RS 锁存器的复位端 S，使其输出端 Q 变为高电平，再经或门输出高电平，经或非门输出低电平，关断功率开关管，则变压器原边电流不再增大，并保持该状态直到振荡器输出脉冲到锁存器的置位端 R 和或门。

当振荡器输出为高电平时，或非门输出始终为低电平，封锁 PWM，这段时间由振荡器输出脉宽决定，也就是 PWM 信号的死区时间。在振荡器输出脉冲下降的同时，RS 锁存器输出 Q 变为低电平，经或非门输出变为高电平，功率管 IGBT 导通，此时 PWM 控制器输出反向脉冲，随着反向脉冲的输出，变压器磁芯磁通和原边电流随之下降，至零后，又反向增大，至给定值 U_g 后关闭脉冲输出，经死区时间后输出正向脉冲，如此周期性地工作。

PWM 信号的上升沿由振荡器管脚 10 的下降沿决定，PWM 信号的下降沿由变压器原边电感电流峰值信号和误差信号的大小共同决定，最大脉宽的下降沿受振荡器的上升沿决定，由于变压器原边电流参与脉冲占空比的控制，能控制每个周期峰值电流的大小，故将该类 PWM 控制技术称为（峰值）电流型 PWM 控制技术。

可见，电流型 PWM 控制 DC/DC 变换器实质上是双闭环混合控制系统，变压器原边电流为内环控制对象，原边一旦过流，S 变为高电平，PWM 输出脉冲封锁，因此电流控制具有快速精确的优点，而且由于原边电流信号参与控制，使得过载、短路保护更为有效，整个系统动态特性好，能很好地适用于负载或输入电压有突变或变化较大的情况。

第三章 大功率逆变弧焊电源的设计

弧焊逆变电源是由大功率器件、逆变器、变压器、控制电路等组成的复杂系统，本章通过理论与实验相结合的方式，分别对主电路、控制电路、保护电路进行设计，并对功率因数校正和系统的电磁兼容性进行初步探讨。

3.1 主电路的设计

弧焊逆变电源的主电路主要包括输入整流滤波、功率变换、输出整流滤波及负载等几部分。其中，输入整流滤波采用三相不可控整流加电容滤波，与通常整流电路的设计相同，在此没有特殊要求，本文没有详述。功率变换器是主电路的核心，输出电路由大功率快恢复二极管（FRD）整流，并采用电抗器滤波，这些环节在实际工作过程中，受外部或内部参数影响较大，本文通过理论分析、实验验证、主要参数计算，对恒流特性的逆变弧焊电源进行了详细地设计。

3.1.1 元器件的选择

以下分析了大功率弧焊逆变电源的基本组成元器件 IGBT、快恢复二极管 FRD 的选择依据。

1、功率开关器件 IGBT

逆变弧焊电源以其效率高、体积小、节省材料、容易实现自动控制而得到迅速地发展，它发展的主要特征表现在逆变器适用的开关器件的更新。目前，应用于逆变弧焊电源的主要器件有：GTR、MOSFET 和 IGBT，其中功率 MOSFET 是单极型电压驱动器件，它具有工作速度快、输入阻抗高、热稳定性好以及驱动电路简单等特点，但它导通电阻大，电流容量较低（最大容量只有 30A）[23]；GTR 是双极型电流驱动器件，其阻断电压高，载流能力强，但是开关损耗大（为 IGBT 器件的 3~5 倍），要求控制功率大，驱动电流大，从而使控制电路较复杂，正是由于这两种器件的上述缺点，后来出现了二者的复合器件 IGBT，它集合了上述两种器件的优点[24]：

- 1) 输入阻抗高、电压型驱动、驱动电路简单、易于控制、所需触发功率小；
- 2) 输出阻断电压高、载流密度大、通态压降低（利于减少管耗），耐压高（可
- 2) 输出阻断电压高、载流密度大、通态压降低（利于减少管耗），耐压高（可

达 1200V)，最大容量可达 600A 以上，适合于较高的电压和功率应用；

3) 开关频率较高（在 10~30 KHZ），目前采用 IGBT 的逆变器主要工作频率在 20 KHZ 左右；

4) 热稳定性好，可实现较宽的安全工作区，无二次击穿现象。

目前，IGBT 是逆变电源领域最具发展潜力的元件，因此，本设计选择 IGBT 元件作为大功率逆变弧焊电源的功率开关。

2、快恢复二极管 FRD

弧焊逆变电源选择的二极管应具有正向压降低、反向漏电流小的特点，且应具有良好的动态特性。普通整流电路用大电流二极管，正向压降大，开关速度慢，无法在高频开关电源中应用。快恢复二极管（FRD）恢复过程很短，特别是反向恢复过程很短，一般在 $5\mu\text{s}$ 以下[25]，可以实现高频整流输出和 IGBT 的钳位缓冲。研究表明，它对于 IGBT 的保护、抑制尖峰噪声和降低输出功率损耗都有显著效果。因此本设计采用快恢复二极管。

目前常用的快恢复二极管有扩散型、外延型、PIN 型，其中扩散型开发较早，耐压高，但开关速度较低；在外延型中，扩散深度和外延层可以控制，因而可在耐压允许的范围内，获得较高的开关速度，这是目前 FRD 的主要品种[26]。

3.1.2 逆变方式的选取

采用全控型器件的弧焊逆变电源，主要逆变形式有双管单端正激式、半桥式和全桥式，在国内外焊机设计中，都得到了实际应用。同时，很多厂家采用了同一主电路形成系列产品，为其标准化和通用性提供了便利。主电路形式的合理性是弧焊逆变电源设计的先决条件。本章首先对三种逆变方式进行对比，然后选定适合该设计要求的逆变方式。

1、双管单端正激式逆变简介

电路图如图 3-1 所示，大功率开关管 Q_1 和 Q_2 同时开通与关断，当 Q_1 和 Q_2 开通时，二极管 D_3 导通，向负载传递能量，同时输出电感 L 储存能量；当 Q_1 和 Q_2 关断时，电感 L 存储的能量通过续流二极管 D_4 向负载释放，同时，变压器原边线圈上的电压极性颠倒，二极管 D_1 和 D_2 导通，电压被钳位，因此， Q_1 和 Q_2 截止期间，集电极电压被钳位与输入电压相同。 Q_1 和 Q_2 交替开通与关断，就把输入的直流电转换为交流电输出，这种在大功率开关管导通期间向负载传递能量的方式称为单端正激式。

单端电路的优点是成本低，无直通现象，缺点是中频变压器 T 的磁芯仅工作

在磁滞回线的一侧，变压器利用率低。为了恢磁，开关管导通的占空比 q 最大不能超过 50%，所以单端正激电路一般只适用于中小功率输出。输出电压计算公式为：（ n 为变压器的变压比）

$$U_o = \frac{U}{n} \cdot q \quad (3-1)$$

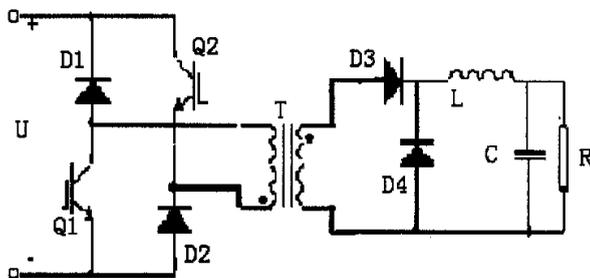


图3-1 单端正激式逆变电路图

2、半桥式逆变电路简介

半桥式逆变原理图如图 3-2 所示，由两个功率开关管 Q_1 、 Q_2 和两个电容 C_1 、 C_2 组成。当 Q_1 、 Q_2 都截止时，由于 $C_1 = C_2$ ，而且电路对称，所以 C_1 、 C_2 的中点电位为 $U/2$ ， $U_{Q1} = U_{Q2} = U/2$ ，此时变压器原边线圈 N_1 两端的电压为零，当 Q_1 导通、 Q_2 截止时， $U_{Q1} = 0$ ， $U_{Q2} = U$ ， C_1 两端电压通过 Q_1 向 N_1 放电，同时，输入电压 U 也通过 Q_1 向 N_1 放电并对 C_2 充电， N_1 的电流方向由下至上。当 Q_2 导通、 Q_1 截止时， $U_{Q2} = 0$ ， $U_{Q1} = U$ ， C_2 两端电压通过 Q_2 向 N_1 放电，同时，输入电压 U 也通过 Q_2 向 N_1 放电并对 C_1 充电， N_1 的电流方向由上至下。由此可见，通过 Q_1 、 Q_2 的交替通断，在变压器的原边线圈上便得到了交流电压 U_1 ，其频率由 Q_1 、 Q_2 的开关频率决定。 U_1 再通过变压器降压、全波整流和直流电感 L 滤波变为适合于焊接的直流电源输出。输出电压计算公式为：

$$U_o = \frac{U}{2n} \cdot q \quad (3-2)$$

半桥式电路用到的功率开关管的数量只有全桥式电路的一半，相应的驱动电路简单，且抗不平衡能力强，不会产生偏磁现象，这是它的优点。但是该电路供给中频变压器原边的电压只有电源电压的一半，故欲得到和全桥式逆变电路相同的输出功率，开关元件上流过的电流必须是全桥式电路的两倍，因此选择功率开关器件的电流容量应为全桥式电路的两倍，所以一般半桥式逆变电路只适用于中

等容量输出。

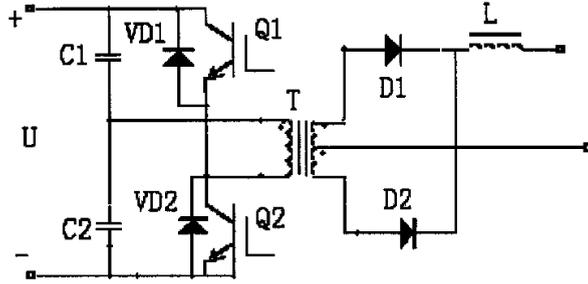


图3-2 半桥式逆变电路图

3、全桥式逆变电路简介

全桥式逆变电路的原理图如图3-3所示，由四个功率开关管组成，其中 Q_1 、 Q_4 是一组，同时通断， Q_2 、 Q_3 是一组，同时通断；两组开关管对交替通断，在变压器原边线圈上得到交流方波电压 U_1 ，其频率由开关管的通断频率决定。再经变压器降压、全波整流和电感滤波输出焊接所需电压。输出电压计算公式为：

$$U_o = \frac{U}{n} \cdot q \quad (3-3)$$

虽然全桥式逆变电路用到的开关管的数量多，相应的驱动电路复杂，但其优点是对功率开关元件的耐压要求稍低，便于管子的选择，磁芯利用率高，滤波电感小，输出功率大。因此，这种电路一般用于大功率逆变电源。据调查，日本有60%的逆变焊机采用全桥式电路结构。

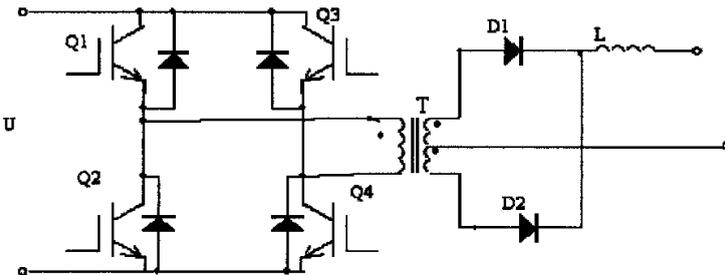


图 3-3 全桥式逆变电路图

表3-1 三种逆变方式的性能比较

形式 项目	单端正激	半桥式	全桥式
开关管承受反压	U	U	U
输出相同功率时集电极电流	I_c	$2I_c$	I_c
相同集电极电流时输出功率	P	P/2	P
施加于中频变压器的电压	U	U/2	U
适于输出容量	中、小	中	大
其他	变压器磁芯利用率低	抗不平衡能力强	变压器磁芯利用率高

由表3-1可清楚地看出全桥式逆变电路具有输出容量大,在同样输出电压的情况下功率开关管承受的反压较低,相同集电极电流时输出功率大的特点,且变压器磁芯利用率高,因此本设计选用全桥逆变方式。

3.1.3 功率变换器的开关方式

功率变换器的开关方式大致有两种:一是以硬开关为主要特征的PWM脉宽调制方式,二是以谐振的方式,使电子开关两端的电流、电压为零时自然关断的软开关调制方式。虽然应用软开关技术可以使频率达到兆赫级,但是其实际整定过程比较复杂,因为要真正达到谐振,不但对电路中的元器件的精度要求很高,对实际操作中整定的技术及仪器的要求也很高。而且由于逆变弧焊电源经常工作在输出开路、短路、燃弧等状态中,负载范围宽,在整个负载范围内实现软开关难度较大。

相对而言,PWM脉宽调制的硬开关方式发展比较成熟,采用现有的器件和电路技术,一般可使PWM开关电源工作在几十KHZ~几百KHZ的开关频率[28],电源装置在重量、效率、可靠性、价格和外形尺寸方面均能达到较好的水平,适合于中、大功率的应用场合。而且,采用PWM脉宽调制的硬开关方式,对元器件的要求也不会太高,很适合于实现设备的高性价比。因此,在目前的开关电源市场上,PWM控制的硬开关功率变换器的市场占有率在80%以上[29],得到了广泛的

应用。

基于以上的初步分析，以及市场的实际接受能力，本系统的设计将采用PWM调制的硬开关方式，一方面，在元器件的选取上有较大的自由度；另一方面，若采用先进的控制方法，对逆变弧焊电源进行优化设计，对于电源的整体效率和功率因数均能达到较高的水平。电路如图3-4所示。

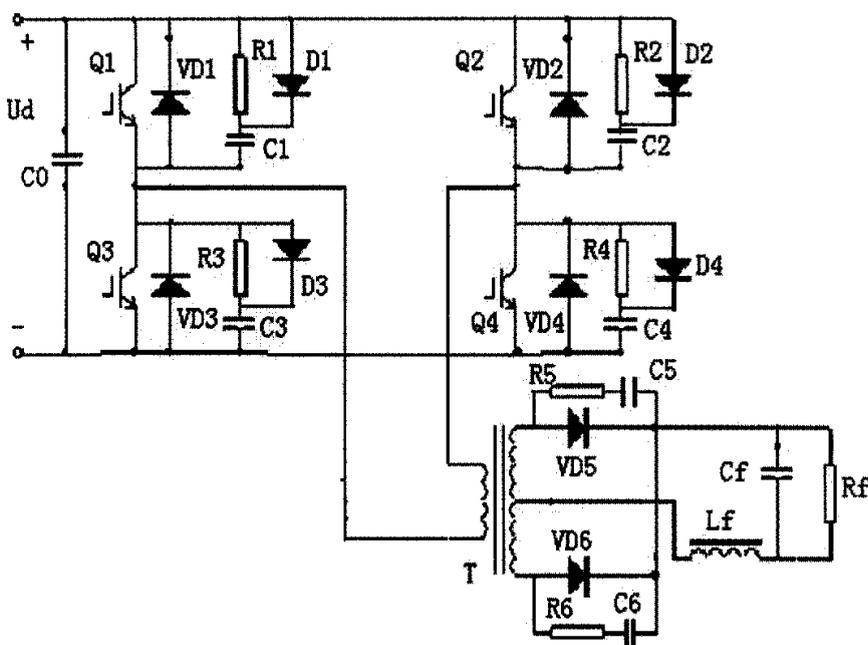


图 3-4 功率变换器电路图

图中四个功率开关管组成桥式结构，其中 Q_1 、 Q_4 为一组， Q_2 、 Q_3 是另外一组，两组交替通断，相位差为 180° 。驱动脉冲轮流驱动 Q_1 、 Q_4 和 Q_2 、 Q_3 ，逆变主电路把直流电压 U_d （约 536V）转换为 20 KHZ 的中频交流电压送到中频变压器，经降压整流滤波输出。

当四个开关管都关断时，由于主回路电流的急剧下降，在主回路等效电感（包括变压器的漏感） L' 的作用下，将产生开关浪涌电压（ $L' di/dt$ ），如图 3-5 所示，这不但增加开关管的关断损耗，而且若浪涌电压尖峰超过 IGBT 的反向偏置安全工作区，将会损坏 IGBT 元件。因此，引入四个（RCD）缓冲吸收网络，其作用是避免四个开关管在关断时过高的电压上升速度（ du/dt ），减少管子的关断损耗。另外， $VD_1 \sim VD_4$ 与 $Q_1 \sim Q_4$ 反向并联，承受负载产生的反向电流以保护开关管，同时，当浪涌电压尖峰（ $L' di/dt$ ）超过输入电压时，钳位二极管导通，集

电极电压被钳位在输入电压。实验测得该电路中功率开关元件的电压如图 3-6 所示，电压幅值 536V，频率为 20 KHZ。

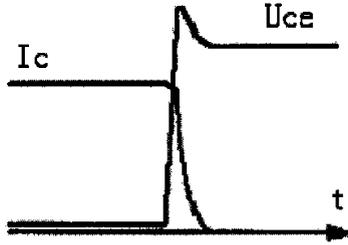


图 3-5 开关管驱动波形图

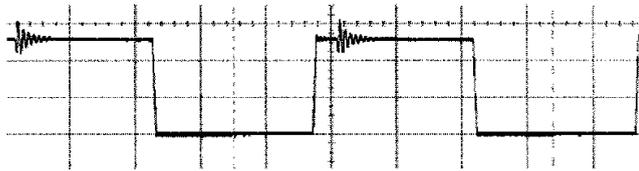


图 3-6 开关管 IGBT 的实测电压波形

3.1.4 主要元器件的设计

弧焊逆变电源的设计涉及多种参数和因素，在前面分析的基础上，结合额定电流为 400A、频率为 20 KHZ 的手弧逆变焊接电源的技术指标及相关设计原则，进行主要参数的设计计算。

WS-400 焊机的主要技术指标如下：

- 1 电源电压：三相 50 HZ , 380V ± 10%
- 2 额定输入电流：26A
- 3 额定输入容量：18KVA
- 4 额定负载持续率：60%
- 5 电流调整范围：20~400A
- 6 输出空载电压：80V ± 5V
- 7 效率（额定）：87%
- 8 功率因数：0.93
- 9 焊机重量：40Kg

1、 功率变压器的设计

功率变压器是弧焊逆变电源的主要组成部分，在逆变电源中起着电气隔离、电压变换和能量传递的作用，它的结构参数及制作工艺的质量直接影响到变压器的励磁电感和漏感，而在变压器中影响弧焊逆变电源工作性能的主要参数就是励磁电感和漏感，因此，功率变压器是逆变弧焊电源设计的重点。

功率变压器的设计原则主要是，在保证允许通过的励磁电流（铁心不出现饱和现象）和温升的条件下，尽可能减小铁心体积和匝数，以便提高逆变器的性能价格比。功率变压器的制作关键在于尽可能减小漏抗，结构紧凑合理，因此，首先要选择良好的铁芯材料。目前应用较多的变压器铁芯材料，主要有铁氧体和非晶、微晶软磁材料。其中铁氧体材料会随着频率的增加，铁损大大增加，发热也增高，所以，目前铁氧体铁芯正在逐步被其他新型材料的铁芯所取代。本设计采用铁基纳米晶材料的铁芯，它的磁损仅为铁氧体铁心的 1/3 左右 [30]，具有高磁感、高磁导率、低剩磁、低损耗、电阻率低、温度稳定性好等优点。功率变压器的参数计算如下：

1) 变压器原边电压的确定

理论上，整流输出电压即为变压器的原边电压幅值，根据三相桥式整流原理，整流输出电压 $U_d = 380 \times 1.35 = 513\text{V}$ 。而在实际应用中，对于变压器原边电压的幅值众说不一，一般为 520V 或 540V（参考文献 12、13），本设计通过 PSPICE 仿真实验，测定三相整流输出的平均电压为 536V，如图 3-7 所示。

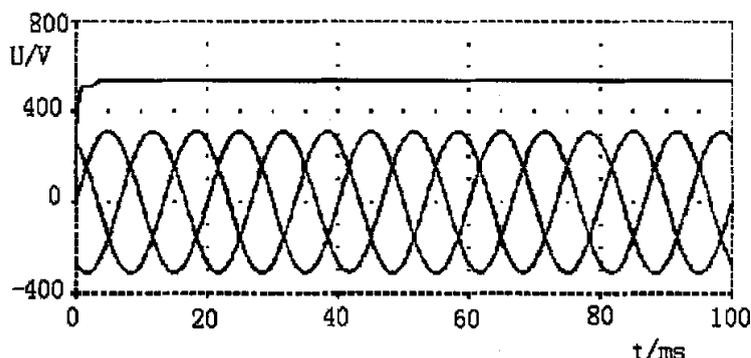


图 3-7 三相桥整流输出（平均输出电压 536V）

2) 变压器的副边电压的确定

对于逆变手弧焊接方式，焊接电压与电流满足关系： $U = 20 + 0.04I$ ，额定电流为 400A，则负载电压 U_0 为 36V，考虑整流二极管电压为：1.35V，铜线压降为 2V，所以变压器副边电压的幅值为： $U_2 = (36 + 1.35) \times 2 + 2 = 76.7(\text{V})$ 。

3) 变压器铁芯的选择

铁芯尺寸的确定方法很多，在此应用面积成绩法，计算公式如下：

$$P = 0.53 \times f \times S_w \times S_c \times \Delta B \times J \times 10^{-2} \quad (3-4)$$

式中的参数： S_w 为铁芯窗口面积； S_c 为铁芯有效截面积； P 为变压器额定输出功率 (W)； ΔB 为磁感变化值 $\Delta B = 2 \times B_m$ (T)； J 为电流密度 (A/mm^2)；0.53 为经验系数。

根据安泰科技股份有限公司的技术资料，一般当工作频率为 20 KHZ 时，若工作磁感 B_m 选 0.4T，可以用于 315A 的焊机，若 B_m 值取 0.5T，可以用于 400A 焊机，只不过温升略高，需要强制冷却。本设计取 B_m 为 0.5T，则 $\Delta B = 2 \times B_m = 1T$ ；电流密度取 $3A/mm^2$ ；考虑到通风和绕线留出相应空间，窗口利用系数取 1/3。

根据上述参数及焊机的技术指标计算铁芯尺寸如下：

$$P = 18 \times 0.87 \times 96\% = 15(KW) \quad (3-5)$$

$$S_w \times S_c = \frac{P \times 10^3}{0.53 \times f \times \Delta B \times J} = \frac{15 \times 10^3}{0.53 \times 20 \times 10^3 \times 1 \times 3} \approx 47.17 (cm^4) \quad (3-6)$$

表 3-2 逆变焊机用铁基纳米晶铁芯规格

产品规格	铁芯尺寸			保护盒尺寸 (mm)			有效截面积 (cm^2)	磁路长度 (cm)	质量 (g)	适用功率 (KW)	适用焊机 电流
	OD	ID	HT	OD	ID	HT					
ONL_120 070025	120	70	25	125	67	30	4.38	29.8	920	6-7	200A 250A
ONL_120 070030	120	70	30	125	67	35	5.25	29.8	1100	10- 15	315A 400A
ONL_130 080040	130	80	40	136	76	45	7.0	33.0	1650	15- 20	400A 500A

查表 3-2，可选规格为 ONL_120070030 的铁芯。铁芯的有效截面积 $S_c = 5.25cm^2$ ，铁芯护盒窗口直径 $d = 67mm = 6.7cm$ ，窗口面积为 $\pi \times d^2 / 4 = 35.25cm^2$ ，取窗口利用系数 1/3，则 $S_w = 35.25cm^2 / 3 = 11.75cm^2$ ，所以 $S_w \times S_c$

$=61.69 \text{ cm}^4 > 47.17 \text{ cm}^4$, 选择规格为 ONL_120070030 的铁芯能够满足技术要求。

4) 原边匝数 N_1 的计算

变压器一次侧绕组的匝数可据下式计算:

$$N_1 = \frac{U_1 \times t_{ON} \times 10^{-2}}{\Delta B \times S_C} \quad (3-7)$$

式中参数: U_1 为变压器输入电压 (V); t_{on} 为脉冲宽度 (μs), 因为工作频率为 20 KHZ, 假定波形占空比为 0.4, 换算成脉冲的宽度 $t_{on} = (1/f) \times 0.4 = 20 \mu\text{s}$ 。

$$\text{则 } N_1 = \frac{U_1 \times t_{ON} \times 10^{-2}}{\Delta B \times S_C} = \frac{536 \times 20 \times 10^{-2}}{5.25} \approx 20 \text{ (匝)} \quad (3-8)$$

据此可反算出变压器的工作磁感 $B_m = 0.51\text{T}$ 。

5) 副边匝数 N_2 的计算

根据变压器匝数之比等于电压之比, 计算出二次侧匝数:

$$N_2 = \frac{N_1 \times U_2}{U_1} = \frac{20 \times 76.7}{536} = 2.86 \text{ (匝)} \quad (3-9)$$

取 N_2 为 3 匝, 则变压器的变压比为 $n=20/3$ 。

采取漆包线多股并绕的方式, 减少磁损耗, 从而减小变压器的漏感。

2、功率开关器件 IGBT 的设计

IGBT 的作用是通过它的周期性开和关, 把直流电压变换成方波电压, 它是逆变弧焊电源的核心元件。对它的设计、选择直接关系到整个焊机的安全、可靠。所以设计时留有较大的安全裕量。IGBT 在关断过程中承受的最大稳态电压值即为整流环节直流输出最大电压, 其尖峰畸变可以通过减小引线电感、优化缓冲电路得到有效抑制, 考虑到由此造成的附加电压和网压波动范围, 在此引入电压波动系数 (取 1.1)、安全系数 α (取 1.1) 和过压系数 (取 1.15)。令 U_i 为电网输入电压 380V, 器件的额定电压、额定电流计算如下:

电网峰值电压:

$$U_d = \sqrt{2} U_i \times 1.1 \times \alpha = 1.414 \times 380 \times 1.1 \times 1.1 = 650 \text{ (V)} \quad (3-10)$$

IGBT 关断时的峰值电压 U_{ceps} :

$$U_{ceps} = U_d \times 1.15 = 650 \times 1.15 = 747.5 \text{ (V)} \quad (3-11)$$

再考虑 1.5 倍的安全裕量，额定电压 $U_e = 1121.25\text{V}$ ；

一般选取额定电流： $I_C = I_o / n = \frac{400 \times 3}{20} = 60 \text{ (A)}$ 。

实际中我们选用电压容量为 1200V，电流容量为 75A 的西门康公司的两单元模块 SKM75GB123D。两单元模块的主要优点是：

- 1) 用于散热和安装的底版与器件的电路高度绝缘，可以共用一个散热器，这样可保证两个单元模块中每只元件的散热条件一致；
- 2) 两只元件的输入特性和输出特性在环境温度相同的条件下能保持一致，这两点有助于提高全桥式电路的可靠性。

3、输出整流二极管 FRD 的设计

1) 额定电压 U_D

变压器原边电压最大值即为 IGBT 器件的最大电压，根据公式 3-11 可得：

$$U_{1M} = U_{ceps} = 747.5\text{V} \quad (3-12)$$

变压器副边电压最大值为：

$$U_{2max} = 747.5\text{V}/n = 112.125\text{(V)} \quad (3-13)$$

输出整流二极管承受的反向电压即为变压器副边电压，因此输出整流二极管的端电压最大为 112.125V，再考虑 3 倍的安全裕量，输出整流二极管 FRD 的额定电压为： $U_D = 3U_{2max} = 336.375\text{V}$ ，结合快恢复二极管的规格，取额定电压为 400V。

2) 额定电流 I_D

根据单相全波整流原理，二极管的平均电流为负载电流的一半，考虑到焊接电源工作的安全性和可靠性，FRD 的额定电流应根据所承担的最大电流计算。负载电流的最大值是 400A，所以快恢复二极管的最大电流为： $I_D = 400\text{A}/2 = 200\text{A}$ 。

实际设计中，选用型号为 MUR20040 的快恢复二极管，其反向恢复过程很短，一般在 $5\mu\text{S}$ 以下，额定电流 200A，额定电压 400V。

4、 输出电抗器的设计

该电抗器的主要作用是滤波,其参数选择以保证输出电流波形连续所需最小电感值为依据,即:

$$L \geq \frac{U_2 - U_0}{2 \times I_{o\min}} \times t_{onm} \quad (3-14)$$

式中, U_2 为中频变压器二次侧电压幅值 76.7V; U_0 为电感滤波输出电压,即焊机输出电压 36V; $I_{o\min}$ 为最小电流 20A; t_{onm} 为 IGBT 最大导通时间 20 μ s (占空比 0.4)。

$$\text{则 } L \geq \frac{U_2 - U_0}{2 \times I_{o\min}} \times t_{onm} = \frac{76.7 - 36}{2 \times 20} \times 20 \approx 20 \text{ (}\mu\text{H)} \quad (3-15)$$

$$\text{匝数计算: } N = 4400 \times \sqrt{\frac{L \times B_m}{I_L}} \quad (3-16)$$

其中 B_m 是铁心最大磁感应强度,根据安泰科技股份有限公司的技术资料,滤波电感的最大磁感应强度取 0.5T。代入式 3-16 可计算 $N=12.8$ 匝,结合滤波电感的规格,在此取 15 匝。

5、 输入整流二极管的选取

令 I_N 为整流管的额定电流值,根据额定电流的规定,相应的正弦半波有效值 I_b 为:

$$I_b = 1.57 I_N \quad (3-17)$$

每个整流管导通 1/3 个周期,整流输出电流 i 脉动较小,近似为平均电流 I_d ,其余 2/3 周期,该管关闭,电流为零。一个周期内,二极管电流发热量 Q 为:

$$Q = I_d^2 \times R \times T/3 \quad (3-18)$$

式中 I_d 为整流电流平均值,即中频变压器一次侧电流 I_1 。根据热量相等的原则,管子电流有效值 I_b 在一个周期内的发热量也为 Q ,即:

$$Q = I_b^2 \times R \times T = I_d^2 \times R \times T/3 \quad (3-19)$$

$$\text{则 } I_b = \frac{1}{\sqrt{3}} \times I_d \approx 0.58 \times I_d$$

$$1.57 I_N = 0.58 I_d$$

$$I_N = 0.369 I_d = 0.369 I_1 = 0.369 \times \frac{400}{n} = 22.14 \text{ (A)} \quad (3-20)$$

考虑 2 倍安全裕量，可取 50A。

二极管上最高承受电压

$$U_m = \sqrt{2} U_i \times 1.1 = 1.414 \times 380 \times 1.1 = 593 \text{ (V)} \quad (3-21)$$

其中 1.1 是网压波动系数，再考虑 2~3 倍安全裕量，二极管的额定电压可取 1200V。所以选用额定电压为 1200V、额定电流为 50A 的二极管 6 只。

3.2 控制电路的设计

在弧焊逆变电源设计中，为保证对电源输出参数的良好控制作用，保证变压器和功率器件的可靠运行，在主电路设计的基础上，还需要采用合理的闭环控制技术。

脉宽调制电路是逆变电源控制系统的核心，在第二章中通过对电压型和电流型脉宽调制技术的对比分析，选定性能更加优越的电流型 PWM 集成控制器 UC3846，下面对其外围电路进行设计。

3.2.1 电流检测电路设计

系统设计时，为防止强电和控制电路的相互干扰以及强电故障连锁造成控制电路故障，强弱电不能共地，电流检测需要隔离，过流时为了使过流信号尽快地反馈至主控回路及时切断 IGBT 门极驱动信号，以保证 IGBT 不受损坏，必须采用快速型电流检测元件。目前常用的三种电流采样电路如图 3-8 所示[31]。

在这三种采样电路中，a 图是在中频变压器原边电路中串联电阻，以提取电流信号，该方法只适合于要求不高的、不需要隔离的小功率系统，如要取得较大信号，电阻上功耗较大，而且电路上的干扰信号也易受影响，因此很少采用；另外脉冲电流互感器（b 图）和 LEM 霍尔电流传感器（c 图）两种采样电路相比较，

LEM 霍尔电流传感器具有使反馈控制系统与主电路完全隔离、动态响应快、采样信号与变压器原边电流的比例线性度好的优点,因此本论文采用 LEM 霍尔电流传感器作为检测元件。

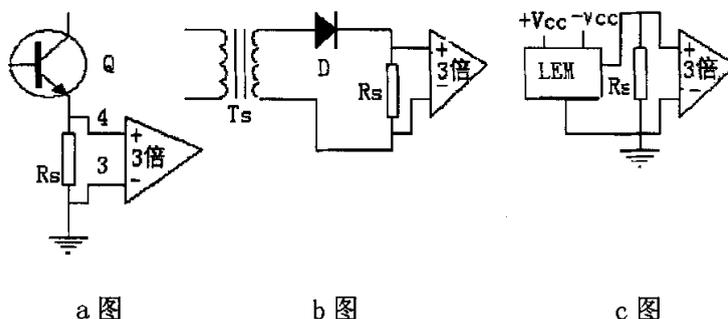


图 3-8 三种电流采样电路

1、变压器原边电流检测分析

过流检测负反馈的电流信号来自于变压器的原边,原因如下:

从中频变压器的原边来看,负载等效阻抗为:

$$Z' = r_1 + j\omega l_1 + n^2 (r_2 + j\omega l_2 + R + j\omega l) \quad (3-22)$$

其中: r_1 是变压器原边绕组的电阻值; $j\omega l_1$ 变压器原边绕组的电抗值; r_2 是副边绕组的电阻值; $j\omega l_2$ 副边绕组的电抗值; R 和 $j\omega l$ 分别是变压器副边的等效负载电阻和等效负载电抗; n 是变压比。

因为 $r_1 + j\omega l_1 \ll n^2 (r_2 + j\omega l_2 + R + j\omega l)$;

$$r_2 + j\omega l_2 \ll R + j\omega l \quad (3-23)$$

所以,可以忽略绕组的电阻和漏感的影响,得到:

$$Z' \approx n^2 (R + j\omega l) \quad (3-24)$$

$$I_2 \approx n \frac{U_1}{Z'} = n I_1 \quad (3-25)$$

从中可以看出，变压器原边电流乘以变压比近似等效为副边电流（焊接电流），采用原边电流反馈具有反应快、动特性强的优点。

2、检测电路的连接

在电流检测电路的设计时注意了以下三点：

1) 合理地选择参数 R_s ，保证电流放大器的输入信号幅度不大于 1.16V，这是因为电流放大器的增益为 3，而脉宽比较器的反向输入端的最高电平 V_c 为 3.5V。本设计在实验过程中，取 R_s 为 8.2Ω 。

2) 抑制开关噪声的影响。由于功率开关管的极间电容放电作用，功率开关元件开通时会产生瞬态电流尖峰，它的幅值往往很大，当达到电流限制值，即电流检测电阻上的电压达到 1.0V 时，会引起 PWM 封锁，从而使系统工作不稳定。为了消除这种现象，在电流检测输入端增加一个 RC 滤波器，RC 时间常数近似等于电流尖峰的持续期（尖峰脉冲宽度）。

3) 当中频变压器电感量相对较大时，电流脉冲顶部的斜率很小，可能使控制系统不稳定，此时在电流脉冲上叠加一个同步的斜坡信号，以进行补偿。关于斜坡补偿电路的设计，后面有详细阐述。

结合上述三点，设计检测电路如图 3-9 所示：

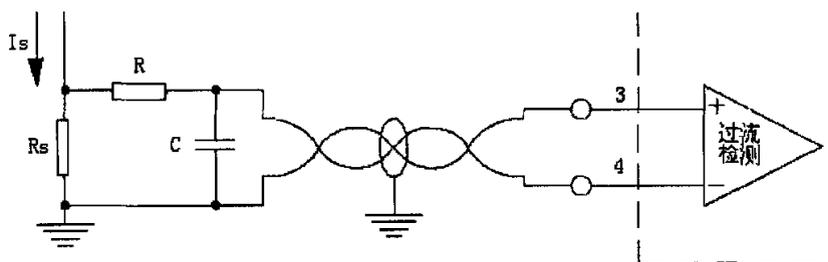


图 3-9 检测电路的连接图

3.2.2 振荡电路设计

振荡器的工作频率由外接电阻 R_T 、电容 C_T 确定，同时 PWM 输出信号的死区时间（即时钟脉冲宽度）也由该电阻、电容调节， R_T 、 C_T 的不同组合可给出相同的频率不同的死区时间。引脚 8 端输出锯齿波信号，其下降时间即为死区时间，10 端输出矩形脉冲信号，宽度为死区时间。

根据公式：
$$\tau_d = 145C_T \cdot \left[\frac{I_D}{I_D - \frac{3.6}{R_T}} \right]$$

式中， I_D 是振荡器在 25℃时的放电电流，一般取 7.5，又因为一般 R_T 的数值远大于 3.6，所以上式可简化为： $\tau_d = 145 C_T$

振荡器的频率可近似为：

$$f_T \approx \frac{2.2}{R_T \cdot C_T} \quad (3-26)$$

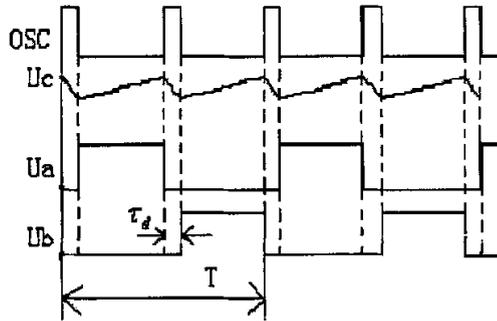


图 3-10 振荡电路时序波形

由图 3-10 可以看出 UC3846 的内部振荡频率 f_T 是功率开关管工作频率的 2 倍，即 f_T 为 40 KHZ，在此取电阻 $R_T = 3K\Omega$ ，则：

$$C_T = \frac{2.2}{f_T \cdot R_T} = 0.018 (\mu F)$$

振荡电路连接如图 3-11 所示。

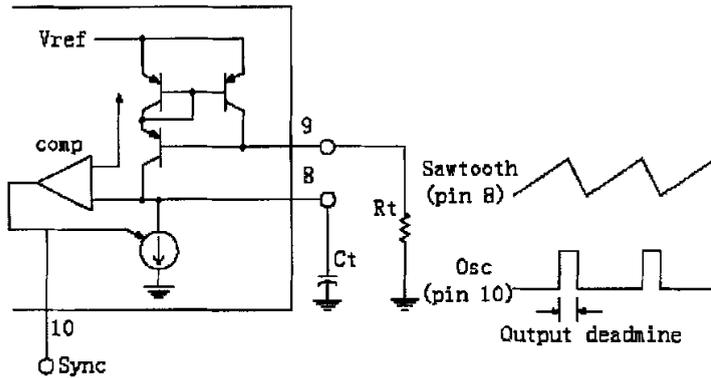


图 3-11 振荡电路图

3.2.3 PI 调节器设计

对于手弧焊接方式，电弧负载存在熔滴短路过渡的动态变化过程，影响短路过渡的主要参数是短路电流上升率 di/dt ，而 di/dt 的大小与焊接回路的时间常数 τ ($\tau = L/R_f$) 有直接关系， R_f 为电弧电阻，随焊接电流大小而变化，不能任意改变； L 为焊接回路等效电感，可通过在焊接回路串接电抗器来改变。因此，对于逆变弧焊电源动特性的控制有两种方式：一、在焊接回路串入电抗器；二、通过电子电路中的比例积分 (PI) 调节器控制电流变化率 di/dt ，因此 PI 调节器也叫做电子电抗器。

PI 调节电路原理如图 3-12 所示，输出采样信号反馈至 PI 调节器的反相输入端，与给定电压相比较，经 PI 调节器串联校正后，输出到 PWM 控制器，与变压器原边电流检测信号相比较，共同控制 PWM 输出脉冲占空比，构成闭环控制系统。

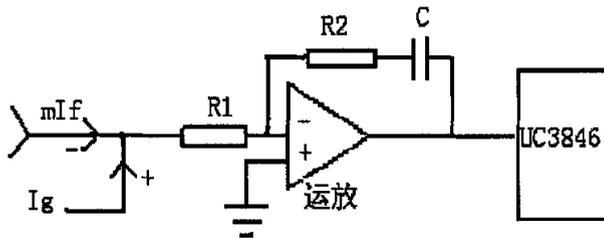


图 3-12 PI 调节电路

在 PI 控制方式下，该双环控制系统可等效为图 3-13 所示结构模型，结合控制理论，可估计系统的性能。

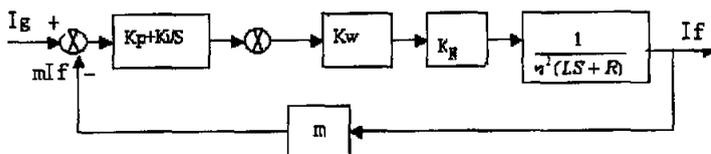


图 3-13 控制系统结构框图

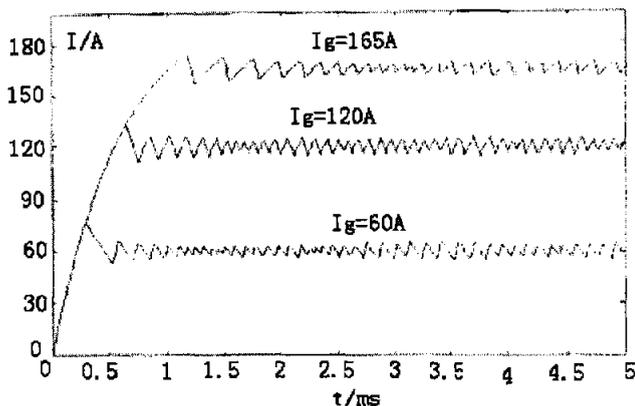


图 3-14 动态特性仿真实验

图 3-12 中, K_p 、 K_i 分别为比例系数和积分系数, K_w 为 PWM 控制器传递函数, K_N 为逆变环节的传递函数, n 为变压器的变压比, $LS+R$ 为变压器副边的等效阻抗, m 为输出电流的反馈系数。根据控制原理, 可得到输出电流计算公式为:

$$I_a(s) = \frac{(K_p \cdot K_w \cdot K_N \cdot S + K_i \cdot K_w \cdot K_N) \cdot I_g(S)}{S^2 \cdot n^2 \cdot L + s(n^2 \cdot R + K_N \cdot K_w \cdot m \cdot K_p) + K_w \cdot K_N \cdot m \cdot K_i} \quad (3-27)$$

从上式可知, 系统位置误差系数 K_a 及稳态误差 e_a 为:

$$K_a = \lim_{s \rightarrow 0} G_K(S) = \infty$$

$$e_a = \frac{1}{1 + K_a} = 0 \quad (3-28)$$

由式 3-25 可以看出, 当给定或反馈突变时, 对于理想运算放大器, 其稳态误差为零, 即稳态无静差调节。但是, 严格来说, “无静差”只是理论上的, 因为运算放大器的放大系数理论上为无穷大, 所以才能达到流入运放的电流为零, 其反向输入端才为“虚地点”, PI 调节器的传递函数才为 $(K_p + K_i/S)$ 。实际上, 运算放大器开环放大系数虽大, 其数值还是有限的, 因此仍存在很小的静差。

系统的特征参数固有频率 W_n 和阻尼比 ξ 为:

$$W_n = \sqrt{\frac{K_i \cdot K_w \cdot K_N \cdot m}{n^2 \cdot L}} \quad (3-29)$$

$$\xi = \frac{1}{2W_n} \cdot \frac{n^2 \cdot R + K_p \cdot K_w \cdot K_N \cdot m}{n^2 \cdot L} \quad (3-30)$$

由上式可以看出, 系统的开环极点和固有频率与电路结构参数有关, 尤其是随负载状态的变化而变化, 将影响系统闭环动态性能。所以 PI 调节器的参数选择很关键。

根据控制原理, 对于调节器参数的选择规律一般是, 增大比例系数 K_p , 可以抑制超调量, 增大积分系数, 则可以提高系统的响应速度。同时, 系统的响应速度与抗干扰能力是相矛盾的, 由于两种性能指标的相互制约, 使得参数的调整受限制, PI 调节器的效果受影响。因此, PI 调节器的参数整定一般采用实验试凑的方法, 但应尽量选择较小的积分系数, 较大的比例系数。经过多次实验调整, 本课题选择 PI 调节参数为: $R_2 = 10\text{K}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$ 。

对于 PI 控制进行了 PSPICE 瞬态仿真实验, 实验参数为: 主回路电抗器 $L = 20\ \mu\text{H}$, 变压器的变压比为 20/3, 最大工作电流为 400A, 电流反馈比例为 1, 负载电阻为 $0.2\ \Omega$, 其仿真结果如图 3-14 所示, 在同一负载、不同给定的条件下, 该电源的动态变化过程略有不同, 给定越小, 超调量越大, 相应时间越短, 从而使系统的快速性越好, 而稳定性越差。

3.2.4 斜坡补偿电路设计

根据前面电压型 PWM 控制技术与电流型 PWM 控制技术的对比分析, 可以看出电流型控制技术的优势, 但同时也存在部分缺陷, 由于回路中相对电感量比较大, 电流反馈脉冲顶部的斜率很小, 变得比较平坦, 基本为矩形波, 这样电流反馈信号与给定信号的比较点不明确, 系统工作混乱, 脉冲宽度变化剧烈, 极易受高频振荡电流的影响, 使系统不稳定。采用斜坡信号进行补偿, 就可以解决这个问题。

进行斜坡补偿的具体操作方法有两种,一种是在检测到的电流输入端叠加一个同步的斜坡信号,另一种是在 PWM 脉宽比较器的反向输入端叠加一个负的斜坡信号,即误差电压 V_e 减去补偿斜坡的斜率,这两种方法的作用是相同的,都是减小脉冲宽度,即减小占空比。

本设计采用第一种方法,如图 3-15 所示,在 UC3846 的振荡电容 C_t (引脚 8) 处取得一个正的斜坡补偿信号,通过一个由运放 LM324 构成的电压跟随器将其叠加在电流脉冲上,一起送入 UC3846 的电流比较端,这样比较点比较明确,系统工作稳定。

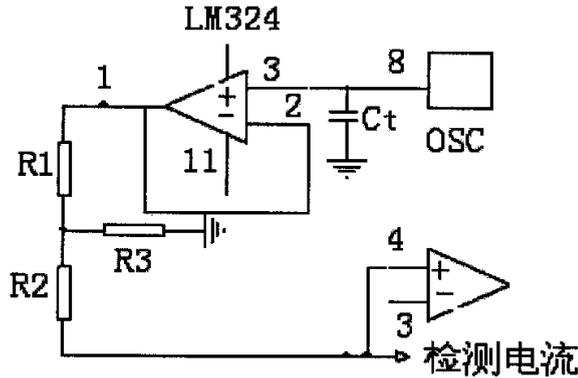


图 3-15 斜坡补偿电路

3.2.5 限流电路设计

UC3846 的最大峰值电感电流限制是其突出的优点,UC3846 的管脚 1 就是其限流作用的输入端,它可以对由 3、4 管脚引入的电感电流逐个脉冲检测,限制其最大峰值。

图 3-16 中,脉宽比较器的反向输入端阈值 V_e 由 1 端设定: $V_e = U_1 - 0.5V$,因此, V_s 也被限制在 V_e 电平,使脉宽比较器翻转的最大电流采样电压为: $V_{RS} = (U_1 - 0.5) / 3$ 。此时对应的最大电感电流峰值为: $I_{RS} = V_{RS} / R_s$,超过此值时,脉宽比较器将正在输出的脉冲封锁。由于 V_e 最大为 3.5V,故 U_1 设定时也不能超过 4V。此外,当 $0 \leq U_1 \leq 0.5V$ 时, Q_1 管导通,脉宽比较器输出零占空比,两路输出全部关闭。

峰值电流由下式决定： $I_s = \frac{V_e}{3 \cdot R_s} = \frac{3.5}{3 \times 8.2} \approx 150(mA)$ ，则最大峰值电流限

定为 75A。

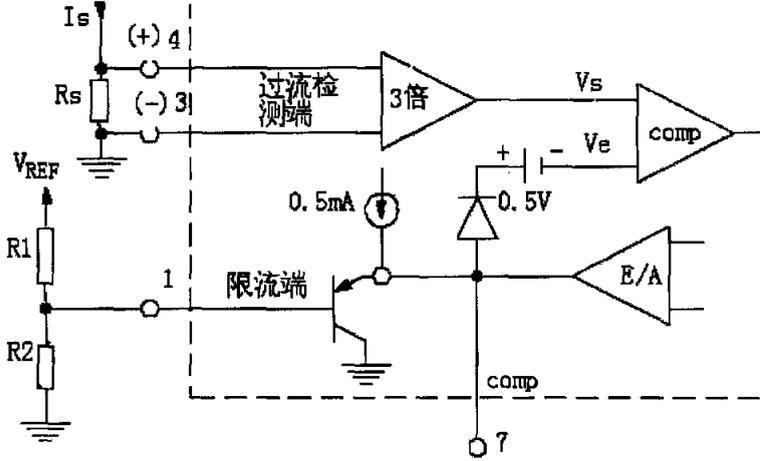


图 3-16 限流作用电路图

3.2.6 驱动电路设计

驱动电路的优劣，直接影响弧焊逆变电源的性能，驱动电路设计合理，可减小开关损耗，提高整机的效率及功率器件工作的可靠性。随着开关工作频率的提高，驱动电路的设计显得更为重要。

PWM 控制器 UC3846 分别输出两路脉冲信号，控制四个驱动电路，驱动示意图如图 3-17 所示。它的作用是驱动全桥逆变电路中的功率器件 IGBT，同时对 IGBT 进行过流保护。

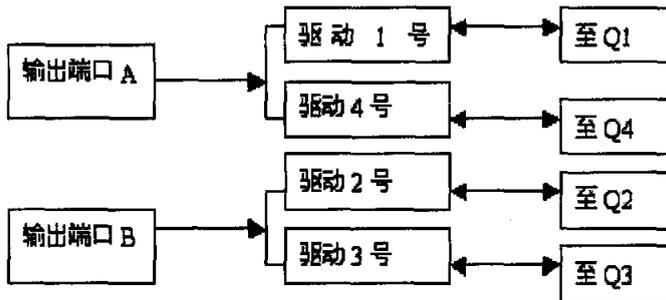


图 3-17 驱动示意图

设计全桥式逆变器的驱动电路，应遵循如下几项原则：

1) 驱动电路应向它们的栅极提供所需的电压，具有较陡的上升沿和下降沿，以保证开关管可靠的导通和关断。

2) 减小驱动电路的输出电阻，以提高栅极充放电速度，从而提高逆变主电路和控制电路的开关速度。

3) 实现逆变主电路与控制驱动电路的隔离。

4) 具有较强的抗干扰能力，因为 IGBT 的工作频率与输入阻抗高，易受干扰。

功率开关器件的驱动方法有多种，以上述基本原则为选择依据，本论文选择目前常用的 EXB841 驱动器。

EXB841 是日本富士公司专门为驱动高达 400A/600V 和 400A/1200V IGBT 管而设计的厚膜集成电路^[32]，模块内部功能齐全。用 +20V 整流电源供电，能产生 +15V 开栅电压和 -5V 的关栅电压，内装 TLP521 高速光耦信号隔离电路，起到信号间电源的隔离和抗干扰的作用，且具有过流检测和低速过流切断电路的功能，且对 10 μ S 以下的过流信号不响应，一旦确认为过流，则低速切断电路能慢速可靠地关断 IGBT，防止因电路中电感的存在而在集电极上产生较高的电压尖脉冲，导致功率器件的损坏。

驱动电路的设计做到了驱动与保护的有机结合，因为 IGBT 的通态饱和压降 $U_{CE(sat)}$ 与集电极电流 I_C 成近似线性关系，所以通过检测集射极电压来识别过流信号。当检测到较高的 $U_{CE(sat)}$ 时，迅速降低驱动电压 U_{ge} ，经一定的延时，滤除假过流信号后仍检测到 $U_{CE(sat)}$ 超限，则从 EXB841 的 2 和 5 端口输出信号给光耦元件 TLP521 至封锁电路，再由它同时关断 IGBT 和 PWM 信号，否则就再次提高 U_{ge} 电压，正常工作。与外部电路的连接如图 3-18 所示。

从 EXB841 的应用手册上可知，当通过功率开关管 Q_{21} 的集电极电流为零时，保护动作，可以通过下式计算保护电压：

$$U_{CE} \geq V_{CC} \frac{R_0}{R_0 + R_{22}} - V_{D1} - 0.7 \quad (3-31)$$

通过调节电阻 R_0 ，可以改变保护的电压值，在此，由于采用的 IGBT 的过流保护电压为 3.5V，取 $R_0 = 340 \Omega$ ， $R_{22} = 1K \Omega$ 。

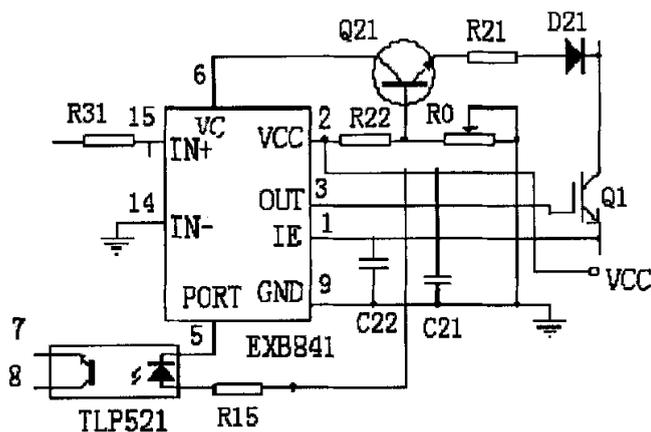


图 3-18 EXB841 驱动保护电路

3.3 保护电路设计

在弧焊逆变电源的生产和应用中，可靠性一直为人们所关注。保护技术对弧焊逆变电源的设计是非常重要的，是焊接电源可靠运行的有利保障。

因此，在对焊接电源的主体结构设计之后，就要对逆变电源的各个组成部分，采取有效的保护措施。

本设计就弧焊逆变电源在工作过程中常出现的几类故障分别进行分析，根据不同的产生原因，分别采取相应的保护措施。同时，尽量简化保护电路的设计，避免电路组成复杂，反而影响其工作的可靠性。

3.3.1 全桥逆变电路的偏磁及抑制

由前面的分析可知，全桥式逆变电路具有磁芯利用率高、滤波电感小、输出功率大等优点，特别适合于大功率逆变弧焊电源。但是，全桥式逆变电路抗直流偏磁能力差，这也是影响其可靠性的一个重要方面。

偏磁是指变压器磁芯的工作磁滞回线中心点偏离了坐标原点，正反向脉冲过程中磁工作状态不对称的现象[33]。

在弧焊逆变电源的实际工作中，因功率开关管的饱和压降、存储时间的不同及桥臂上电流导通的不对称等，会造成电压波形正负半波不对称，即变压器中正负伏秒积不平衡，进而引起磁芯的磁通量向某一方向偏移，随着时间的推移，偏移量逐渐增大。当工作磁通接近变压器的饱和磁通 B_s 时，引起变压器励磁电流

的快速增大，从而使功率器件因电流过大而损坏。

偏磁问题是全桥式逆变电路极易出现的现象，偏磁的存在，轻者会加大变压器的损耗，降低效率，重者会造成开关管烧坏和逆变颠覆，所以偏磁问题是全桥逆变电路必须要解决的问题。

1、常用避免偏磁的方法

第一种方法是在中频变压器的初级电路串联一个电容，完全消除直流磁化，但是该电容要流过全部初级电流，高频大功率时损耗大，电容体积和重量也大，价格高。

第二种方法是给变压器铁芯增加一个气隙，使得铁芯导磁率降低，提高铁芯抗偏磁能力，这种方法只是解决铁芯饱和问题，不能解决桥臂电流的不平衡问题，还带来激磁电流过大的问题，同样增加了损耗。

第三种方法是增加一个直流偏磁控制电路，其原理是在变压器的初级之间接一个由 RC 组成的滤波电路，在电容上取出直流分量，送到积分器进行积分，如果积分器输出超过设定的门限电压，将产生一个定宽脉冲去修正功率晶体管的驱动脉冲，从而达到消除直流磁化的目的。

但这种电路还存在如下的缺点：

- 1) 只是当直流磁化达到一定值以后，该电路才会产生一个反向修正信号，总的偏磁可能很小，但可能某个瞬间存在较大的偏磁。
- 2) 取出的直流分量相对于交流分量是很小的，交流电压高，R、C 数值选择较大，时间常数较大，电路惯性大，调节过程中直流磁化正负摆动大，也会因此出现两桥臂电流周期性不对称。
- 3) 由于周期性不对称，使变压器产生较大的噪音。

2、本设计所采用的方法

本设计从变压器的理论角度，深入分析影响其正负伏秒积的因素，从而找到有效的解决方法。

通过全桥逆变原理图可知，工作在 PWM 控制方式下的变压器，相当于其原边被施加正、负方波电压。忽略变压器漏抗的影响，令 B_1 为磁感应强度正最大值， B_2 为磁感应强度负最大值， U 为变压器原边绕组所加电压， N_1 为变压器原边绕组匝数， u_0 为磁路长度， S 为磁芯等效截面积， μ_r 为磁芯相对磁导率， t 为脉冲宽度，则可以得到下式：

$$B_1(t) = \frac{U}{N_1 \cdot S} \cdot t_1 \quad (3-32)$$

$$B_2(t) = -\frac{U}{N_1 \cdot S} \cdot t_2 \quad (3-33)$$

$$I_1 = \frac{L_0 U}{u_0 u_r n N_1^2 S} \cdot t_1 \quad (3-34)$$

$$I_2 = \frac{L_0 U}{u_0 u_r n N_1^2 S} \cdot t_2 \quad (3-35)$$

由式 3-32 至式 3-35 可以看出,影响变压器正负磁感的关键因素是 t_1 和 t_2 ,即正负脉冲宽度。若 $t_1 = t_2$,则 $B_1 = B_2$,无偏磁现象;若 $t_1 > t_2$,则 $B_1 > B_2$,如果 $t_1 > t_2$ 的现象得不到抑制,则变压器的正向磁感应强度不断增大,负向磁感应强度不断下降,导致直流偏磁现象的发生。而且随着时间的积累,偏磁现象会不断加重,最终磁芯达到深度饱和,造成过流,致使功率管损坏和逆变失败。相反,如果变压器原边电流增大到一定程度,关闭当前方向的 PWM 脉冲输出,则变压器磁通和原边电流不再增大,偏磁现象即得到抑制。因此,解决偏磁问题的关键就是通过检测变压器原边电流,控制 PWM 输出脉冲的宽度。

本电源系统通过霍尔电流传感器检测变压器原边电流,该检测信号经过比较放大后,反馈到 UC3846 的 3、4 管脚,利用电流型芯片 UC3846 的逐个脉冲限流作用,来调整 PWM 控制器两路输出的脉宽差,使变压器原边电流控制在一定范围内,就可以消除磁芯偏磁所带来的危害。

负载或输入电压变化较大,是弧焊逆变电源经常遇到的情况,由于变压器原边电流反馈控制具有快速、精确的优点,并且因电流参与控制,使得过载、短路保护更为有效,使焊接电源的动态性能好。这也是全桥逆变电路采用电流型 PWM 控制的原因之一。其详细控制原理,在第二章中已有阐述。

3.3.2 过压保护

逆变式弧焊电源中 IGBT 主要承受两种过压,一种是外部过压,来自于电源,主要是由于网压波动而产生的过压;另一种是内部过压,来自布线电感和变压器漏感。

1、外部过压保护

一般引起电路过压的原因主要是外界通过电网侵入的浪涌电压,比如:电网附近有电感性开关,暴风雨天气时的雷电现象等都是产生尖峰电压的因素,尽管

电压尖峰持续的时间短,但是它却有足够的能量对开关电源的输入滤波器,开关管等造成致命的损坏,所以必须采取措施,加以避免。

压敏电阻保护主要是针对浪涌过压进行保护,压敏电阻是由氧化锌、氧化铋等烧结制成的非线性电阻元件,它具有正反方向相同,很陡的伏安特性,正常工作时,漏电流小,损耗小,而泄放冲击电流能力强,抑制过压能力强。

将压敏电阻接在三相整流的输出端,它对 IGBT 的保护作用在于,当压敏电阻两端的电压由于任何原因升高到稍大于标称电压时,压敏电阻工作于线性段,工作状态近似于稳压二极管的击穿,此时流过很大的放电电流,从而限制电压在某一安全值的范围内保护 IGBT 开关管不因过压而损坏。

自动空气开关也具有过压保护功能,将其接在电源的输入端,如果外部输入过压,自动空气开关会自动跳闸;另外,三相输入回路设置电容 C 也是抑制外部过压的有效手段,接在三相整流的输入端;在三相电源的输入端串电感,组成电流补偿式连接,可有效地抑制共模干扰。

这些措施,对于由外部输入引起的过压可以起到很好的抑制作用。在实际焊接电路时,为减少接线,从而减小电路的布线电感,可采用薄板式连接,即输入滤波电容和压敏电阻在同一薄板上,在此称之为输入滤波板。

2、内部过压保护

由于 IGBT 开关速度较高,在其关断时及快速恢复二极管逆向恢复时,产生很高的 di/dt ,而主回路引线有寄生电感,开关动作时 di/dt 在电感上激起浪涌电压尖峰。一种是 IGBT 在关断时 di/dt 激起的浪涌电压尖峰,另一种是在开通时 di/dt 在关断的 IGBT 管上激起的电压尖峰。所以很容易发生因 di/dt 引起的浪涌电压,因此应重视对浪涌电压的吸收与抑制。

根据内部过压的原因,采取如下三步抑制措施:

1) 在 IGBT 模块的集射极间设置 RCD 缓冲吸收电路,此电路的电阻和电容是无感电阻和无感电容,缓冲电路靠近 IGBT 配置,以减小分布电感。

缓冲保护电路设计如图 3-4 所示,吸收电路 RCD 网络吸收高于母线的电压 $L' di/dt$,IGBT 关断时寄生电感 L' 存储的能量通过二极管 D 传给电容 C。该电路避免了电容器过多地放电,保持了低功耗。

2) 为抑制布线电感和 IGBT 寄生电容引起的高频振荡,可以在直流母线上,串入磁环,在一定程度上,抑制了高频振荡。

3) 为降低主电路和缓冲电路的分布电感,接线越短越好,通过合理的布线可以减小主回路的寄生电感,对防御过压以保护 IGBT 是有利的,实践电路中常采用薄板连接的母线式,它可使线路电感减小,避免因保护电路的布线复杂引起

浪涌过压，将浪涌电压限制在安全范围之内。

3.3.3 过流保护

在 IGBT 应用中，关键的技术之一是过流保护，过流保护电路不仅直接关系到 IGBT 器件本身的工作性能和运行安全，而且影响到整个系统的性能和安全，IGBT 应用的成败，很大程度上取决于过流保护系统设计的优劣。

IGBT 器件的过流耐量小，IGBT 能承受的负载短路过流时间通常仅为几微妙，这与 SCR（过流时间为几十微秒）等器件相比要小得多，因此有过流耐量小的不足^[34]。所以，对过流保护电路的要求也就更高，它要求过流保护电路能准确、敏捷地检测过流信号，快速传递和处理信息，可靠的保护动作。

1、产生过流的原因

1) 逆变器的桥臂短路。

造成桥臂短路的原因一般有以下两种：

死区设置不合理。同一桥臂上的上下两个 IGBT 的关断和导通之间必须有足够的间隔时间 t ，若 t 值取得过小，一个 IGBT 还没有完全关断，而另一个 IGBT 就导通，则会造成两个 IGBT 同时导通的现象。

误触发。当桥臂中的一个 IGBT 正在导通时，另一个 IGBT 由于误触发也会造成桥臂短路。误触发的原因一般来自门极电路，要特别注意各种毛刺信号的出现。此外，一个 IGBT 关断时会引起另一个 IGBT 上电压的波动，如果缓冲电路设计不当，则会由于 dv/dt 过高而使 IGBT 产生误触发。

2) 变压器的偏磁饱和

变压器偏磁饱和以后，致使变压器原边短路，会引起变压器励磁电流的快速增长，这是损坏 IGBT 的一个致命的原因。

2、IGBT 过流保护措施

针对 IGBT 过流的特点和产生的原因，在电路设计当中采取如下措施：

1) 在 IGBT 的驱动电路中采用桥臂互锁保护法。由于同一桥臂的两个 IGBT 的门极驱动互锁，因此可避免同一桥臂的上下两个 IGBT 同时开通的误触发，从而提高了系统运行的可靠性。

2) 过流时，只要从电流检测到封锁脉冲的各个环节响应足够快，利用电流型芯片 UC3846 逐个检测电流脉冲幅值，可以较好地解决变压器的偏磁饱和现象。这在前面偏磁的抑制方法中已有阐述，在此不再叙述。

3) EXB841 是功率开关管的驱动元件，同时也具有过流保护功能。一旦确认

为过流，则通过光耦元件 TLP521 将信号传递到封锁电路，封锁 PWM 脉冲并可靠地关断 IGBT，防止因电路中电感的存在而在集电极上产生较高的电压尖脉冲，导致功率器件的损坏。

4) 另外，在焊机内部出现意外短路损坏时，还有可能是由于原边线路阻抗很低，造成很高的 di/dt 和短路峰值电流，使焊机内装普通保险丝爆炸，甚至外接普通配电闸刀烧毁。所以，电源输入端应设置小型自动空气开关，进行通断操作和过流保护。而且，自动空气开关还具有过载、过压保护功能。目前，自动空气开关因其具有功能多、动作快、精度高、保护可靠且可恢复的优点，已经越来越多为逆变焊机所采用。

3.3.4 过载保护

当功率开关器件温度升高时，导致性能变化和可靠性降低，超过其允许结温时就会损坏，主变压器在运行时，也不能超过一定温度，所以系统还应据有一定的过载保护能力。

过载保护措施不一，可以设置温控开关或热敏电阻，一旦过载，就关闭控制电路输出的工作脉冲，并使整个焊机断电。焊机有额定负载持续率，应在要求的条件下工作，否则也有可能使焊机处于过载状态。

同时，焊机还应该具有较好的散热设备。

如上设计的逆变弧焊电源具有很强的适应性和可靠性，其实验结果见第五章。

第四章 功率因数校正与电磁兼容性分析

随着电力电子技术及控制技术的发展,弧焊逆变电源正向小型化、高频化方向发展,使焊接质量有很大提高,但同时也带来了谐波含量增多、电磁干扰加重的问题。谐波含量增多会造成电网污染,且引起系统功率因数偏低。电磁干扰包括两个方面[35],一方面是弧焊逆变电源本身是电磁干扰源,影响电网的稳定,干扰同电网的其他用电设备,也影响逆变弧焊电源自身的正常工作;另一方面是电网及其他用电设备对弧焊逆变电源的电磁干扰。

所以,功率因数校正和电磁兼容性研究是提高弧焊逆变电源工作可靠性的两个方面,二者是相辅相成的。而且随着电子科技的发展,国际上对绿色电子产品的要求越来越高,它将会成为焊接电源不可或缺的组成部分。

4.1 功率因数校正

目前的逆变弧焊电源,无论单相还是三相,输入侧都采用二极管整流器和大容量电解电容组成的输入整流滤波单元与工频电网连接,将 50 HZ 正弦交流电压变换成输出纹波尽可能小的直流电压,这种传统的输入单元仅当所输入正弦电压的幅度高于电解电容端电压及整流器正向电压之和时,才从电网取电流,故网侧输入电流的导通时间相当短,又因系统的输入阻抗很小,网侧输入电流的瞬时值相当高,这样就使得流经整流器的输入电流波形发生畸变。

4.1.1 功率因数的影响因素分析

网侧输入电流可表示为:

$$i = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (4-1)$$

$$= \sqrt{2} I_1 \cos\phi_1 \sin\omega t + \sqrt{2} I_1 \sin\phi_1 \cos\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

有功功率为:

$$P = \frac{1}{T} \int \sqrt{2}V \sin(\omega t) i dt \quad (4-2)$$

将 i 的表达式代入上式，不同频率的正弦电压与正弦电流的上述积分为零（即不产生平均功率），除第一项外，其余平均值为零，最终功率为：

$$P = \frac{1}{T} \int \sqrt{2}V \sin(\omega t) \times \sqrt{2}I_1 \cos\phi_1 \sin\omega t \times dt = VI_1 \cos\phi_1$$

视在功率为：

$$S = VI = V \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (4-3)$$

$$= VI_1 \sqrt{1 + \frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots}{I_1^2}}$$

$$= VI_1 \sqrt{1 + (THD)^2}$$

功率因数 PF 定义为输入有效功率 P 与视在功率 S 之比，即：

$$PF = P/S = VI_1 \cos\phi_1 / (VI_1 \sqrt{1 + (THD)^2}) = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (4-4)$$

$$THD = \frac{(I_2^2 + I_3^2 + \dots)^{\frac{1}{2}}}{I_1} \quad (4-5)$$

式中 $\cos\phi_1$ 为位移功率因数，THD 为总谐波含量，若能减少 THD 的含量，则能使网侧功率因数得到改善，因此，降低谐波电流含量是提高功率因数的重要途径。

4.1.2 无源功率因数校正

功率因数校正一般采用两种方法，一种是无源功率因数校正，另一种是有源功率因数校正[36]。无源功率因数校正较为简单，一般情况校正至 0.9 左右，而有源功率因数校正可校正至约为 1。网侧电流基本为正弦波，因三相大功率因数有源校正器较为复杂，价格高，而对于手弧焊机，与其他焊接方式相比，输出比

较稳定，所以一般采用无源功率因数校正器即可，校正后的功率因数可提高到 0.93 左右。

所谓无源校正，即通过在电路中加入无源 L、C 元件而使电路输入电流接近正弦波的方法。最常用的有无源谐振滤波器补偿法，它是以消除低次谐波进入电源侧为主要思想，在直流侧采用串联或并联谐振来改善功率因数的方法，一般采用图 4-1 所示的电路。

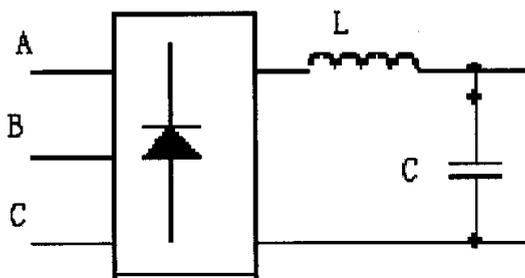


图 4-1 无源滤波原理图

过去对 LC 滤波元件的设计主要依据是使得直流侧电压脉动较小以减小其对负载电路的影响，实际上，电压脉动的降低，可通过方便地选取合适的滤波电容来实现。相对而言，滤波电感的选择对输入端谐波和功率因数有较大的影响，因此电感的选择主要以降低电流谐波为设计目的。理想状态下，滤波电感为无穷大，整流输出相电流波形是相差一定移相角的正负方波，此时， $\cos\phi = 1$ ，则相电流的有效值为：

$$\begin{aligned}
 I &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} & (4-6) \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d\omega t + \int_{\frac{11\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_d^2 d\omega t \right)} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot I_d^2 \cdot \frac{4\pi}{3}} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_d
 \end{aligned}$$

对其进行傅氏级数分解得：

$$B_k = 0;$$

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_d \cdot \sin(k\omega t) \cdot d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin(k\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(-\frac{1}{k}\right) \cdot \left(\cos \frac{5k\pi}{6} - \cos \frac{k\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

k=1 时，基波有效值为：

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{b_1}{\sqrt{2}} = -\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left(\cos \frac{5\pi}{6} - \cos \frac{\pi}{6}\right) \\ &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d \end{aligned}$$

所以，
$$\text{PF} = \frac{I_1}{I} \cos\phi = \frac{3}{\pi} \approx 0.96$$

考虑到输入滤波电感的体积和重量，L 不可能取无穷大， $\cos\phi$ 略小于 1（约为 0.97），实际功率因数为 0.93 左右。

实际设计当中，采用图 4-2 所示的电路，滤波电感可以取得较小（500 μH ），由于整流电流的连续性，滤波电容的容量也可以减小，选取两个无锡电容器厂的小容量无极性电容 CBB41（10 μF ）并联，代替了大容量的电解电容。通过 PSPICE 仿真实验，得到电路输入电流波形如图 4-3 所示，比较接近正弦波。

经过这样设计，网侧电流的有效值可明显低于普通输入电流的有效值，可以降低整流器件及直流母线上电容器的发热，提高整流器的工作可靠性。该设计不仅延长了焊机的使用寿命，而且简化了电路形式，可以直接合闸接电，同时还提高了焊机的功率因数。

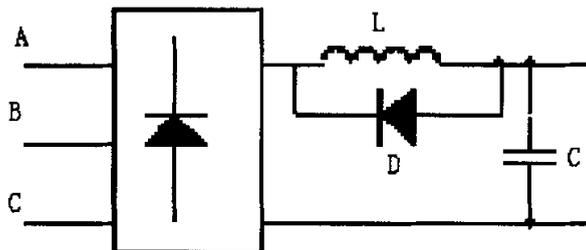


图 4-2 无源滤波电路

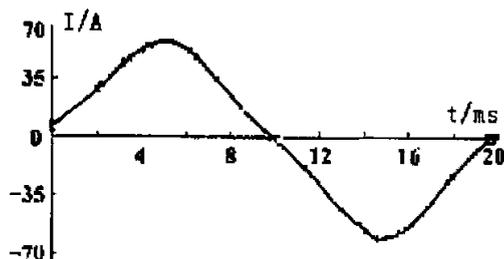


图 4-3 电源输入电流仿真波形

4.2 电磁兼容性分析

电磁兼容性 EMC (Electromagnetic compatibility) 是电子设备的一种特性，随着国内外各种电磁兼容性标准的出台，弧焊设备存在的电磁兼容性问题越来越不容忽视。目前，国际上关于弧焊设备电磁兼容性的标准主要有 IEC/TC26 制定的 IEC974/10 弧焊设备第 10 部分 [37]，该标准适用于弧焊和类似的工艺设备，对弧焊设备的电磁干扰限制和抗扰度以及试验方法都做了详细规定。我国的相关标准为 4824-1996 工业、科学和医疗射频设备电磁干扰特性的测量方法和限值 [38]。在这种情况下，弧焊设备的电磁干扰设计已成为当前研究的新热点。

大功率弧焊逆变电源的电磁兼容性研究是一个非常复杂的系统工程，它包括两方面的含义：一是焊接设备所产生的电磁噪声不会影响自身和电网及同电网的其他用电设备的正常运行；二是焊接电源的各个环节不受周围环境的电磁干扰影响。在此，只是根据本设计所研究的范围，就相关的电磁兼容性问题进行初步探讨。

弧焊逆变电源的电磁兼容性的核心是电磁干扰 (EMI)，要提高大功率逆变弧焊电源的环保性，首先要找到产生电磁干扰的部位和原因，研究表明，弧焊设备

的电磁干扰主要来源于以下四个方面。

4.2.1 输入整流电路的电磁干扰

输入三相交流电通过整流后,输出并非绝对平直的直流量,而是单向脉动直流电,将此电流进行傅氏级数分解,可分解为一直流分量和若干不同频率的谐波分量之和,其中高次谐波会产生传导干扰和辐射干扰,使得输入电流波形产生畸变,同时电网电压波形也会受到影响,而且还会通过电源线产生射频干扰。

解决措施是采取电容滤波,在三相整流输出端并联高频旁路电容,滤除高频谐波,可以有效地抑制输入端的电磁干扰。

4.2.2 功率变换器的电磁干扰

中频变压器存在一定程度的漏感,在功率开关元件由导通变为关断时,变压器漏感所产生的反电动势,会通过功率开关管的寄生电容、电阻,产生衰减振荡,形成关断电压尖峰,叠加在关断电压上,影响变压器的正常工作,而且还会传导至电源端,影响电网的质量。

这是大功率弧焊逆变电源产生干扰的主要原因,涉及因素较多。首先,应尽量减小变压器的漏感,这与变压器的设计关系密切,本设计采用铁基纳米晶材料的铁芯,选取漆包线,采取多股并绕的方式,减少磁损耗,从而减小变压器的漏感,这在一定程度上减弱了开关振荡;其次,逆变环节的开关方式虽然采用的是硬开关,但是为了减弱寄生振荡,与开关管 IGBT 并联了 RCD 缓冲网络和钳位二极管,减小关断电压尖峰,减少了高次谐波分量,从而减弱了开关过程中的衰减振荡,提高了电源的电磁兼容性。

4.2.3 输出整流电路的电磁干扰

变压器副边整流二极管存在反向恢复时间,在由正偏到反偏的过渡过程中,反偏的二极管由于存储电荷的存在不能立即截止,表现为容性,即整流二极管的寄生电容,它与由导线引起的布线电感一起,产生超高频振荡,引起超高频噪声。频率一般为几 MHz [39]。

其解决措施包括四个方面:

- 1) 采用快恢复二极管,大大缩短反向恢复时间;
- 2) 在 FRD 两端并接 RC 吸收电路,抑制浪涌电压,减弱振荡;
- 3) 在二次整流回路中串接带饱和磁芯的线圈,因为线圈在通过正常电流时磁芯饱和,电感量很小,不会影响电路正常工作,一旦电流要反向流过时,磁

芯线圈将产生很大的反电势，阻止反向电流的上升，因此将它与二极管串联就能有效地抑制二极管反向浪涌电流；

4) 尽量缩短主电路的接线，减小分布电感。

4.2.4 控制电路的电磁干扰

在焊接电源的闭环控制系统中，由于设计不当或控制电路的参数设计不合理，将引起控制系统工作的不稳定，使控制系统在某一个和几个工作点产生振荡，造成电源输出波形失真以及控制脉冲会产生一定程度的抖动，甚至产生误触发信号，不但使主电路输出纹波增大，还会使变压器的工作噪声增大。

对控制电路的设计，重要的是反复实验，直到控制电路工作振荡很小或无振荡。另外，采取屏蔽措施，使主电路的强电场能量和磁场能量不会影响到控制电路，控制电路的高频电磁场能量也不会进入到主电路。

除此之外，可采用薄板式连接，缩小装置体积，降低成本，提高可靠性，更重要的是，这可以大大减小线路的布线电感，从而简化对保护和缓冲电路的要求；另外主电路元件的连线应尽可能短和粗；控制信号线的联结采用双绞线；应遵循强弱电隔离的原则，信号线远离动力线；主电路输入输出电缆要分开等等。这样可以提高功率因数，减少弧焊逆变电源对电网的干扰。

大功率弧焊逆变电源的电磁兼容性分析很复杂，本文只是就几个主要环节提出改进措施，远不能满足日益提高的电磁兼容标准，今后，应系统地研究弧焊设备的电磁兼容性，以满足更高的要求。

第五章 逆变弧焊电源实验调试

本课题所设计的逆变弧焊电源采用恒流控制技术，适用于直流手弧焊接方式。在前面技术研究的基础上，采用恒流特性的手弧焊机 WS-400、直径为 6mm 的焊条，对本课题所设计焊接电源的工作稳定性和可靠性进行实验测试。

5.1 开关变换波形

功率开关器件 IGBT 的开关特性对于焊接电源可靠工作是至关重要的。图 5-1 所示为 PWM 输出的驱动电压波形，脉宽为 $18\mu\text{s}$ ，死区时间是 $5\mu\text{s}$ ，频率为 20.47KHZ ，脉冲电压幅值是 15V。由图可以看出，波形具有较陡的上升沿和下降沿，满足第三章对驱动脉冲的设计要求，可以保证开关管的可靠导通和关断。

图 5-2 为空载状态下的 IGBT 电流、电压波形，电压波形上的振荡是由于同桥臂的另一开关导通瞬间所引起的电压振荡。

图 5-3 为负载状态下，IGBT 电压、电流波形。电压约为 536V；电流是通过电流互感器在滞后臂测量所得，变流比为：1/200，测量电阻为 8.2Ω ，电流值为：

$$\frac{1.662V}{8.2\Omega} \times 200 \approx 40A \quad (5-1)$$

5.2 变压器的电压、电流波形

图 5-4 给出了在额定电流时变压器原边电压、电流波形，电压值约为 500V（略大于 500V），与图 3-6 所示仿真结果有较好的一致性，说明计算机仿真是一种有效的辅助工具；电流是通过电流互感器测量逆变桥的超前臂所得，电流互感器的变流比为：1/200，检测电阻为 8.2Ω ，变压器原边电流为：

$$\frac{2.4V}{8.2\Omega} \times 200 \approx 60A \quad (5-2)$$

图 5-5 给出了在最小电流 20A 时变压器副边电压、电流的实测波形。副边电压约为 130V；电流测量是通过 LEM 块在全波整流之后、电感滤波之前测量所得，电流变化比例为 1/2000，检测电阻为 20Ω ，输出电流为：

$$\frac{208.4mV}{20\Omega} \times 2000 \approx 20A \quad (5-3)$$

图 5-4、图 5-5 所测量结果与前面的理论计算有较好的一致性，说明第三章中对变压器的理论设计与实际是相符合的。

5.3 输出电压、电流波形

图 5-6 给出了在给定电流为 70A 时快恢复整流二极管 FRD 的实测电压、电流波形。由图可以看出，二极管实际承受的电压大于 100V 小于 150V，与第三章设计的结果一致，说明该设计所选择 FRD 元件满足要求；输出电流是通过 LEM 块测量所得，电流变化比例为 1/2000，检测电阻为 20Ω ，输出电流约为：

$$\frac{700mV}{20\Omega} \times 2000 = 70A \quad (5-4)$$

且在 RC 吸收电路的作用下，短路恢复电流尖峰被大大削弱，这对器件性能是十分有利的。

图 5-7 给出了在正常焊接状态下，给定电流为 150A 时，输出电压、电流波形。电压平均值为 25.65V，电流是通过 LEM 块测量所得，电流变化比例为 1/2000，检测电阻为 20Ω ，输出电流约为：

$$\frac{1.521V}{20\Omega} \times 2000 \approx 150A \quad (5-5)$$

电压和电流的脉动频率较高，脉动幅度均很小，由此可以看出，该电源工作的稳定性。

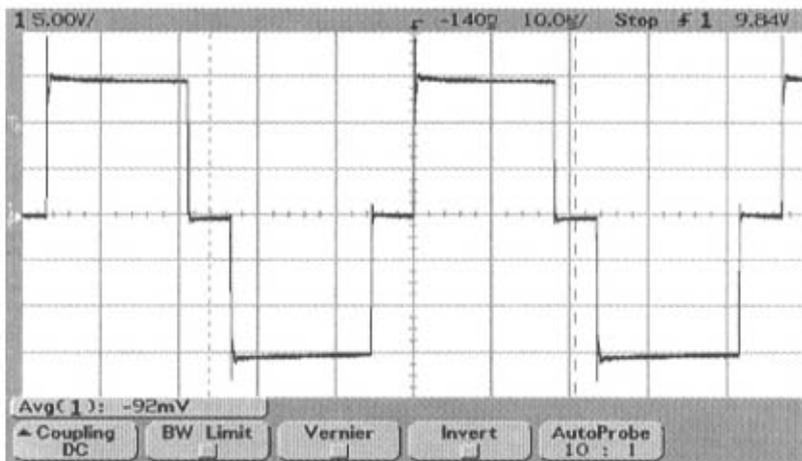


图 5-1 PWM 输出驱动电压波形

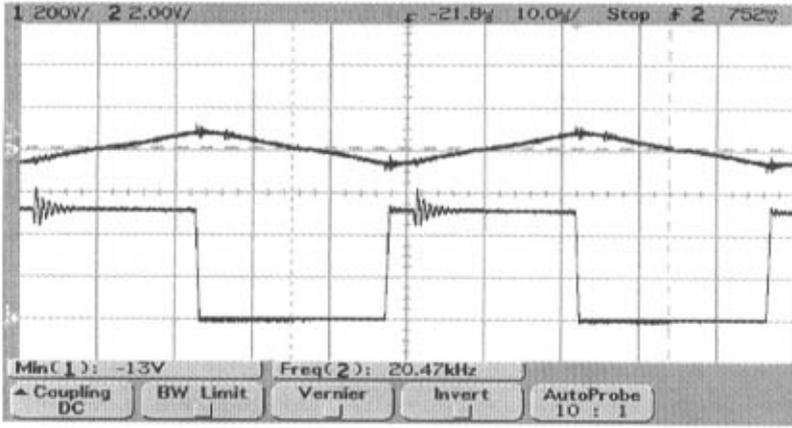


图 5-2 空载状态下 IGBT 电流（上）、电压（下）波形

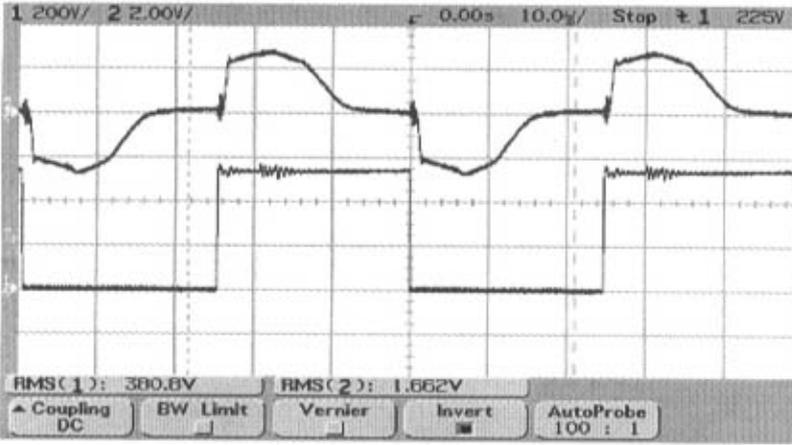


图 5-3 负载状态下 IGBT 电流（上）、电压（下）波形

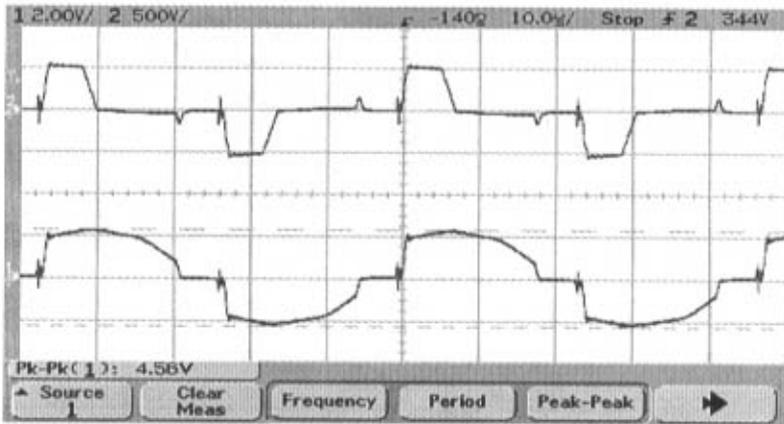


图 5-4 变压器原边电压（上）、电流（下）波形

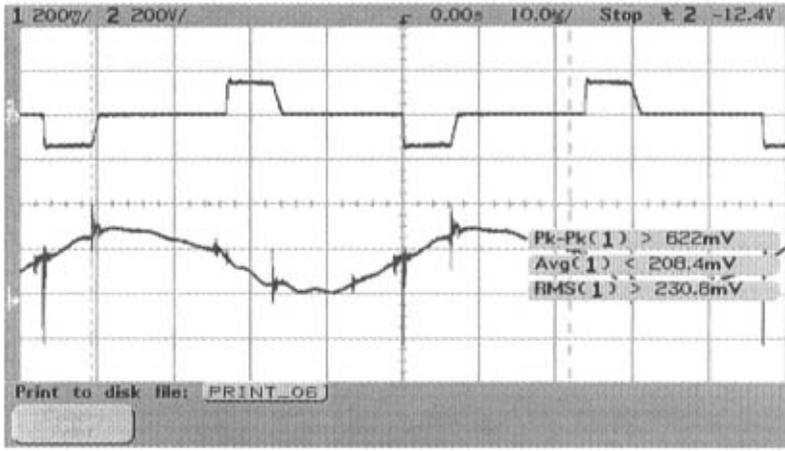


图 5-5 变压器副边电压（上）、电流（下）波形

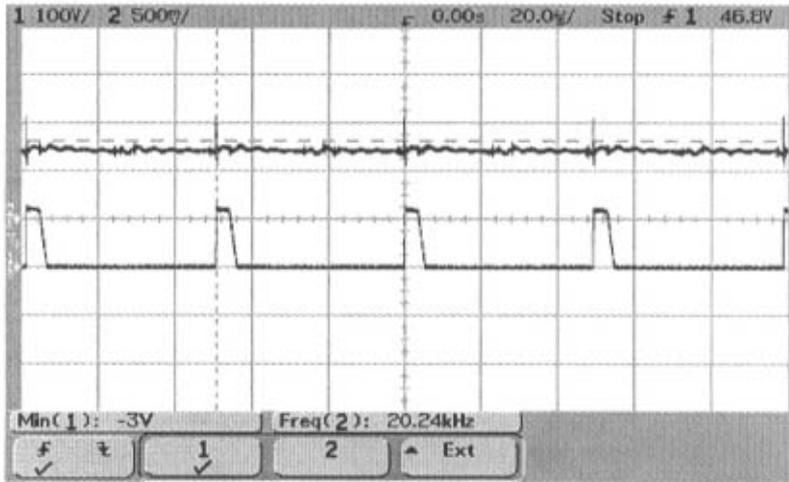


图 5-6 FRD 的电流（上）、电压（下）波形

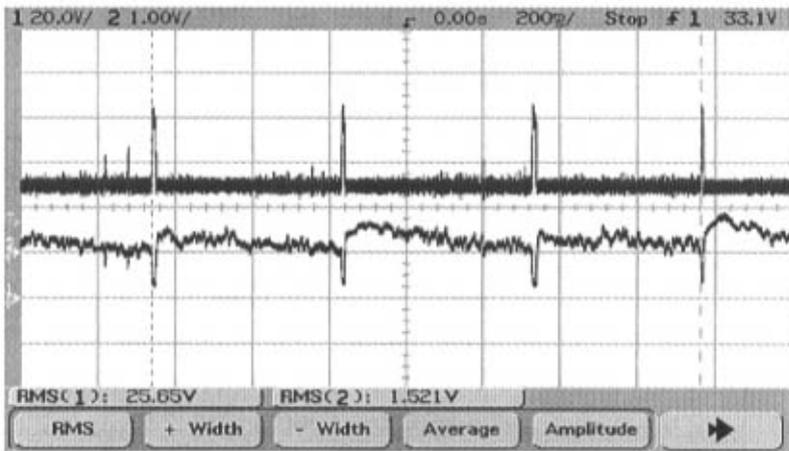


图 5-7 工作电流（上）、电压（下）波形

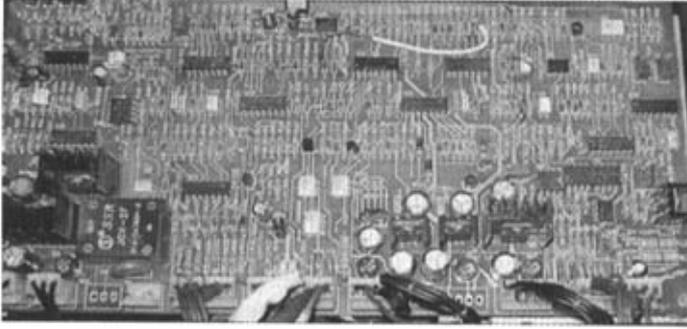


图 5-8 手弧焊接电源控制电路板

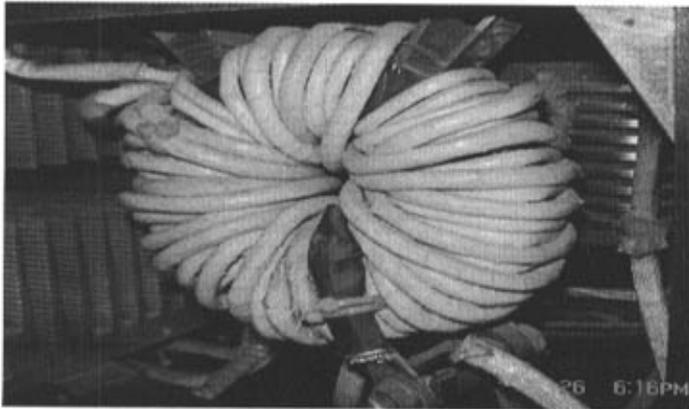


图 5-9 手弧焊机的主变压器



图 5-10 功率因数校正电路

第六章 结论

本文分析了大功率逆变弧焊电源及其恒流特性的工作原理，并以此为基础，分主电路、控制电路、保护电路三部分，设计了一套三相 380V、50 HZ 输入，36V、400A、20 KHZ 输出的手弧焊接电源系统，并通过实验验证了该电源的稳定性和可靠性。通过初步研究，得出如下结论：

1、采用现代电力电子元件和控制元件，将 PWM 控制技术、全桥逆变技术和自动控制技术相结合，应用到大功率逆变手弧焊接电源的研究中，使焊接电源的工作频率由 50 HZ 提高到了 20 KHZ，不但减小了电源的体积、节约了能源、减小了噪音，而且使焊机工作的稳定性和可靠性均有很大提高。

2、在主电路的设计中，选用新型的元器件、新型的磁性材料（纳米晶软磁材料），并进行详细的参数计算，以选择合适的元件规格，可有效减小损耗，提高电源的工作效率。

3、电流型 PWM 控制技术是九十年代初迅速发展起来的一种新的控制方法。由于将变压器原边电流作为控制对象，加速了系统的输入、输出动态响应，提高了系统的稳定性，使系统具有自动的限流和短路保护能力。

4、分析了系统产生过压、过流、过载等故障的原因，并采取了相应的保护措施；另外，输入滤波电路采用无源功率因数校正技术，把功率因数提高到 0.93 左右，这些都进一步提高了系统工作的稳定性和可靠性。

5、部分电路采用薄板连接方式，以减小布线电感，从而减弱由布线电感引起的电磁干扰。

有关本课题的进一步工作，将围绕如下两点进行：

1、软开关逆变电源是零流开通、零压关断的工作方式，可减少高次谐波分量，减小开关过程中的衰减振荡，可以有效提高逆变弧焊电源的工作可靠性。为了进一步完善本课题所设计的弧焊电源，将把软开关技术的研究将作为今后研究的重点。

2、本文对逆变弧焊电源的电磁兼容性，只是进行了初步探讨，随着电气技术的发展，弧焊设备的电磁兼容性越来越不容忽视。今后，将对此问题进行深入研究。

参考文献

- [1] Terry Byrd, Inverter Power Sources—An Efficient Alternative Welding Journal, 1993, 72(1):37-40
- [2] 黄石生, 电子控制的焊接电源, 北京: 机械工业出版社, 1991, 83-122
- [3] Mike Pixley, Inverter Technology in Welding Power Sources, Welding Review International, 1994, 13(1):229-234
- [4] 李建国, 郭晓敏, 刘竹, 我国逆变焊机发展浅析, 电焊机, 1998, 28(5): 20-22
- [5] 李先耀, 张人豪, 国外逆变焊机的应用情况及我国逆变焊机的发展, 电焊机, 1995, 25(4), 10-14
- [6] 朱锦洪, 弧焊逆变电源及 CO₂ 焊接电弧控制研究, 博士学位论文, 西安交通大学, 2003
- [7] 屈克庆, 大功率弧焊逆变电源及其恒压控制的应用研究, 硕士学位论文, 洛阳工学院, 2001
- [8] 徐辅东, 电流型控制开关变换器的研究与优化, 硕士学位论文, 西南交通大学, 2001
- [9] Mitsubishi Electric, IGBT product guide[Z], Japan: Mitsubishi Electric, 2000, 1-2
- [10] 黄俊, 王兆安, 电力电子变流技术, 北京: 机械工业出版社, 2003, 3-29
- [11] 王志良, 电力电子新器件及其应用技术[M], 北京: 国防工业出版社, 1999, 21-54
- [12] 黄石生, 新型弧焊电源及其智能控制, 北京: 机械工业出版社, 2000, 5-96
- [13] 陈善本, 焊接过程现代控制技术, 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2001, 45-89
- [14] 郑宜庭, 黄石生, 弧焊电源, 北京: 机械工业出版社, 1988: 1-5
- [15] 杜春水, 张承慧, 马永庆, 新颖方波交流 TIG 电源二次逆变主回路的研究, 电力电子技术, 2001, 31(3): 10-13
- [16] 张光先, 邹增大, 尹海等, 软开关逆变式弧焊电源的设计, 焊接学报, 2002, 23(1), 14-18,
- [17] 冀春涛, 肖璇, 中频逆变直流点焊机变压器的研制, 焊接设备与材料, 2004, 33(2), 41-43
- [18] 赵家瑞, 逆变焊接与切割电源, 北京: 机械工业出版社, 1995, 31-55
- [19] 李爱文, 张承慧, 现代逆变技术及其应用(M), 北京: 科学出版社, 2002, 30-56
- [20] 杨自厚, 自动控制原理(修订版), 北京: 冶金工业出版社, 1994, 23-93
- [21] 夏田, 朱锦洪, 峰值电流模式逆变焊机控制电路的设计, 通讯电源技术, 2004, 21(1), 7-9
- [22] 王志正, 黄志武, DC-DC 变流器电流型控制的原理与实现, 机车电传动, 2002, 2(4), 29-32

- [23] 张占松, 开关电源的原理与设计 [M], 北京:电子工业出版社, 1998, 20-48
- [24] 尹海, 李思海, IGBT 驱动电路性能分析[J], 电力电子技术, 1998, 28(3):86-89
- [25] 朱志明, 李先耀, 都东等, 全桥逆变式弧焊电源的输出功率及其影响因素, 电焊机, 1997, 27 (3), 11-15
- [26] 杜中义, 弧焊逆变器磁芯偏磁及控制的研究[J], 电焊机, 1995, 25(2):32-34.
- [27] TRIVEDIM, JOHNV, LIPOTA, SHENAIK, Internal dynamics of IGBT under Fault Current Limiting Gate Control[J], Conference Record of the 2000 IEEE, 2000, 17(1): 11-15
- [28] 陈树君, 弧焊逆变电源的谐波抑制技术研究 (C), 北京:北京工业大学机电学院, 2001, 20 (2), 12-15
- [29] 李振民, 刘事明, 张锐, IGBT 驱动及短路保护电路研究, 电测与仪表, 2002, 39(438), 48-50
- [30] 凡木文, 黄念慈, 窦国珍, 高功率因数零开关逆变式电焊机, 电焊机, 2002, 32 (2), 42-44
- [31] 邓集杰, 路登平, 刘建屏等, 国内弧焊设备电磁兼容性研究进展, 电焊机, 2002, 32 (3), 22-25
- [32] 黄石生, 李远波, 王振民等, 大功率弧焊逆变器的电磁兼容性设计研究, 电焊机, 2003, 33 (1), 31-33
- [33] 张瑞昌, 焊接设备的电磁兼容性(EMC)及其考核[J], 电焊机, 1998, 28 (4): 13-17
- [34] Cho Jung-Goo, Novel Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge PWM Converter Using Transformer Auxiliary Winding[J], IEEE Transactions on Power Electronics, March 2000, 15 (2), 250-257
- [35] 罗建武, 偏磁的起因和消除方法[J], 电工技术学报, 1999, 29 (6), 20-24
- [36] 张黎, 一种具备软开关功能的防单向偏磁电路[J], 电工技术杂志, 2000, 30 (1), 21-25
- [37] Texas Instruments Company, Current Mode PWM Controller Data Sheet, America: Texas Instruments Company, 1999, 1-2
- [38] Sabate JA, High Voltage, High Power, ZVS, Full Bridge, PWM Converter Employing an Active Snubber [C], In:IEEE APEC, Rec, 1991, 158-163
- [39] John C Salmon, Operating a Three-phase Diode Rectifier with a low Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter[J], IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4), 592-603.

附录：

本文作者在攻读硕士学位期间发表论文：

- (1) 陈洁，现代 PLC 控制技术与发展，精密制造与自动化，2004. 11
- (2) 陈洁，李亮玉，基于单片机的三相全控桥整流电路触发电路设计，机械工程与自动化，2005. 8

致谢

本论文是在导师李亮玉教授的悉心指导下完成的，在选题和课题进行过程中，均给予了耐心细致地指导。导师的谆谆教导，将使我终生难忘，导师渊博的知识、严谨的治学态度和一丝不苟的工作精神，将对我今后的学习和工作产生重大影响，使我受益终生。在此，表示最衷心的感谢！

在论文的进行期间，得到了德州澳福路机电设备有限公司宋景永总工程师的指点，对本论文的实验测试，提供了很大帮助，对此深表感谢。

感谢我的同事所给予的帮助和鼓励，感谢家人对我的理解和支持。

感谢在百忙之中抽出宝贵时间对本论文进行评审的各位专家、老师。

作者 陈洁

2005年8月