

专题讨论——逆变焊机

便携式逆变高频感应加热电源的设计

魏继昆¹, 谭蓉², 潘琦英², 蒋湘云²

(1.云南欧亚高科技公司, 云南昆明 650118; 2.昆明理工大学机电学院, 云南昆明 650093)

摘要:介绍了一种采用 MOSFET 开关的小功率便携式逆变高频感应加热电源及其控制电路的设计方案, 着重阐述了各部分电路的工作原理。试验结果表明: 采用逆变控制技术的设计方案和电路能够提高电源的可靠性, 减小电源体积, 减轻电源质量, 并节约成本。

关键词:逆变器; 高频感应; 高频感应焊机; 焊机; 焊接电源

中图分类号: TN86; TG434.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2303(2007)04-0001-09

Design of portable inverter power source used in high frequency induced heating

WEI Ji-kun¹, TAN Rong², PAN Qi-ying², JIANG Xiang-yun²

(1.Euro-Asia High-Tech. Co., Ltd., Kunming 650118, China; 2.Dept. of Mechatronic Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650093, China)

Abstract: A circuit design plan for a portable inverter power source used in high frequency induced heating is pointed out in this paper. The working principles of some main circuits are introduced in detail. The experiment shows that the design plan and circuits can improve the reliability and lower the volume, weight and cost.

Key words: inverter; high frequency induction; high frequency inductive welding machine; welding machine; welding power source

0 前言

感应加热方法是利用感应涡流的热效应来进行的, 其基本原理是: 当加热电源的输出使感应线圈上通有一定频率交变的电流时, 置于感应线圈内部的工件上会产生相同频率的涡流。在此涡流的作用下, 工件将被加热。涡流的大小与金属的截面大小、形状、电导率、磁导率和透入深度等有关。导体通过交变电流时会产生集肤效应, 相当于导体有效导电截面积的减少。而有效导电截面积的减少程度可用透入深度 δ 来表征。导体在交变电流作用时, 电流密度在工件中的分布是由表向里衰减的, 其衰减大致呈指数规律变化。此时, 导体的实际电阻将比在直流导

电时的大得多。显然, 交变电流的频率越高, 工件的透热厚度就越薄, 电阻的增大也就越多。透入深度 δ 随电流的交变频率、导体的相对磁导率以及导体材料的电阻率的不同而异。当材料的电阻率、相对磁导率确定以后, 透入深度与频率的平方根成反比, 因而可通过改变电流频率来控制透入深度。正是由于感应加热所具有的这种特性, 使感应加热技术和设备在焊接、金属热处理、锻压等行业中得到了广泛的应用, 如感应钎焊、淬火、表面热处理、锻前加热等。

长期以来, 世界上很多国家都在大力发展感应加热技术和设备, 并以这种设备取代效率低、污染严重、劳动条件差、自动化程度低的旧式设备(如盐浴炉、煤碳烘炉、箱式电炉等), 以节约能源, 减少环境的污染, 取得了明显的效果。目前, 采用 MOSFET、IGBT、SIT 等新型自关断器件的先进感应加热设备已逐渐取代了晶闸管中频装置, 并成为国内外市场

收稿日期: 2006-05-24

作者简介: 魏继昆(1964—), 男, 研究员, 总工, 硕士, 主要从事焊接设备、焊接材料和工艺、喷涂设备、自动控制技术等方面的研究和设计工作。



的主导产品。不仅开关的工作频率(如超音频和高频)更高,而且可制成更大功率的设备,并使设备具有高效、节能、体积小等诸多优点。

纵观国内外感应加热技术和设备的发展史可以看出,感应加热电源正在朝着功率更大、频率更高、小型化、紧凑化、整装化、在线自动化等方向发展。近年来,我国此类设备和技术的研究也取得了较大的发展,但与国外相比还有一定的差距,特别是在大功率化、高频率化、控制技术和设备的可靠性等方面,还有一些相关的技术问题需要进一步研究和解决。可以预见,随着技术的进步,这一差距将会逐步缩小^[1-3]。

在此就一种采用 MOSFET 开关的小功率便携式逆变感应加热电源及其控制电路的原理进行简单介绍。

1 电源特点和主要技术参数

1.1 电源特点

采用 MOSFET 开关管和逆变控制技术;输出功率调节灵活,控制准确;加热温度高,速度快,可减小工件的氧化和变形;被加热工件的温度容易控制;能加热形状复杂的工件;采用逆变控制技术,整机效率可达 80%以上,且节能效果明显;采用水冷方式,负载持续率高,且可连续使用;体积小,质量轻,移动方便;作业环境好,几乎没有噪声;安装简单,接好电源、进水、出水即可使用;感应圈可拆装,更换方便;容易实现自动化控制;配备了输出远程控制接口,可与外部相关设备进行联控,控制系统设有各种保护功能,且保护动作快;整机的故障率低,工作可靠,使用寿命长。

1.2 主要技术参数

该感应加热电源的主要技术参数如表 1 所示。

表 1 电源的主要技术参数

交流输入电压 U/V	输入电源频率 f/Hz	额定输入电流 I/A	最大功率 P/kVA	质量 m/kg
220~230(单相)	50/60	22	6.8	11

2 电源控制电路的工作原理

2.1 控制电路的结构与工作原理概述

逆变感应加热电源发展至今,虽然具体的电路形式多种多样,但是基本上都是遵循 AC→DC→AC 变换的形式。本电源电路的设计方案、组成和原理示意如图 1 所示,主要由整流电路、滤波电路、功率 MOSFET 全桥逆变器、负载电路、逆变控制和驱动

电路、过电流检测及其保护电路、水流检测及其保护电路、过热检测及其保护电路、故障检测及其保护控制、同步跟踪控制以及操作控制电路等环节组成。

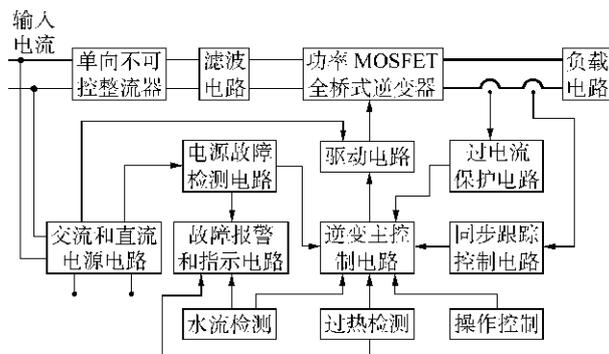


图 1 感应加热电源的电路组成和原理框图

设计感应加热电源时,整流电路形式的选择要考虑输出功率的大小、负载形式、控制策略等方面的因素。输出功率小时一般采用不可控整流方式;输出功率较大时,需调节直流侧的电压,则采用可控整流方式。本电源由于功率较小,因而采用了单相不可控整流器。整流后的脉动电压经过滤波后,变成平滑的直流电压,供给逆变器。逆变器采用电压型串联谐振全桥主电路,所使用的开关为功率 MOSFET 管。

对于感应加热电源来说,输出功率调节的控制策略和方式有两种:一是改变功率因数;二是改变直流侧电压。改变功率因数是通过改变工作频率来实现的。通常,为减小开关损耗,工作频率应大于谐振频率,且两者较为接近,即让工作频率在谐振频率附近。这样,负载的等效阻抗接近最小,电流大,输出功率大,效率也较高。而改变直流侧电压调节输出功率,主要是用于大功率电源中,在小功率电源中基本不采用^[9]。对于本设计中的场效应管小功率逆变感应加热电源来说,其输出功率的调节就是采用第一种方式来实现的。

驱动电路的作用是在主控制电路作用下,产生满足功率开关开通或关断要求的驱动信号,并控制开关管状态。驱动电路所产生的脉冲次序和占空比等均由主控制电路决定。

主控制电路包含有 PWM 脉宽调制器、死区形成电路、各种比较和控制电路等诸多环节。死区电路是必不可少的。由于 PWM 脉宽调制器已含有该电路,因此,只需对 PWM 脉宽调制器外接少量的阻容元件,即可实现输出驱动信号死区时间的调节和控制。同时,多种比较和控制电路配合其他电路,可完成感应加热电源输出的控制等功能。



由于感应加热时,随着加热过程的进行,负载特性会发生变化。负载的固有谐振频率和电源的功率因数也会随之变化。这些变化取决于加热温度、工件磁导率和负载的电气特性(如导电性、渗透性、耦合系数和几何形状)等因素。因此,为解决上述问题,保证电源工作在谐振状态,要求工作频率跟踪谐振回路的谐振频率,也就是要求感应加热电源具有频率自动跟踪的能力,实现所谓的锁相控制功能^[1,3-4]。图1中,同步跟踪控制电路就是为实现这一目的而设置的。通过该电路实时检测负载回路的电流波形信号,向逆变控制电路和驱动电路发出同步、控制信号,使电源逆变器的工作频率与负载谐振回路的谐振频率保持一致。

保护电路的作用主要是在电源出现故障、过热、过电流、水压过低或缺水等异常现象时,关闭其输出,对电源进行保护。同时,发出报警声音,并指示异常状态。

2.2 电源各主要部分电路的工作原理

2.2.1 输入 EMI 滤波电路、缓冲电路和整流电路的工作原理

如图2所示,电源采用单相输入,带有接地保护。EMI为滤波器;UR₃、R₁、R₂、VS、VD和继电器KA₁、KA₂及其常开触头等组成上电缓冲电路;UR₁和UR₂构成整流电路。采用两个整流器并联,目的是扩大整流器的电流通过能力。与逆变弧焊机的电路设计类似,其输入电路设计时仍然考虑了防止合闸浪涌电流以及抗干扰等方面的问题。EMI的作用是抑制电压尖峰,防止来自电网的干扰信号进入控制电路。限制合闸浪涌电流的方法仍然采用了在输出回路中串入限流电阻R的措施。电阻R只是在合闸时才是必要的。一旦主回路向感应圈提供电流时,电阻R上所产生的功耗将无法忍受,而且也完全没有必要。因此,必须设法在主回路向负载提供电流前将限流电阻短接。本电路采用了常用的有触点短接限流电阻的方法来实现上述目的^[5-6]。插头X₅接主控制电路晶闸管VTH的两端。利用VTH来控制KA₁、KA₂的动作。当VTH不导通时,整流桥的输出将通过R对后级滤波电路的电容进行充电。只有当电容充电达到正常值时,VTH才导通,并使KA₁、KA₂动作。它们的常开触头短接电阻R,以实现逆变器正常的输出。

2.2.2 逆变主电路的工作原理

电源的逆变主电路采用了电压型串联谐振全桥结构,如图3所示。每两只场效应管为一组,共组成四组开关,即VFE₁和VFE₂、VFE₇和VFE₈、VFE₃和

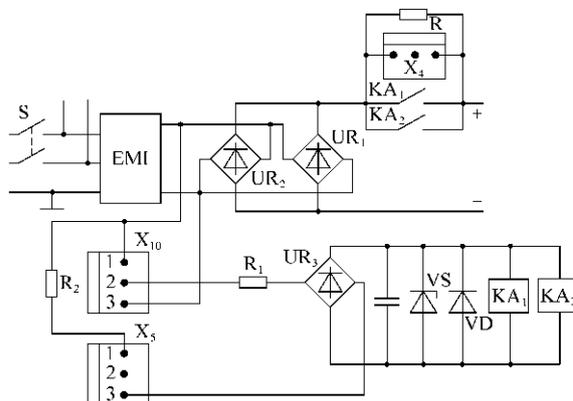


图2 输入滤波电路、缓冲电路和整流电路原理

VFE₄以及VFE₅和VFE₆。每个开关管都有反并联的二极管(图中未画出)。X₄和X₆接至负载电路。负载由机外感应圈和机内电容串联构成,其等效模型是L、R和C串联。X₇和X₈分别接至驱动电路。在驱动脉冲的作用下四组开关管按要求开通,并以工作频率进行切换。由于设置有死区时间,每组开关管开通的时间不超过半个周期,即开关管的开通角小于180°。主电路工作在感性负载状态,输出电流的相位滞后于电压相位。负载电压是方波,与两组开关管的开通控制信号变化一致。电流为正、负半波对称的交流。电流过零比电压过零滞后一个时间或相位角,其大小与负载特性和逆变器频率有关。

电压型逆变器对开关管的耐压要求相对较低。每个桥臂的开关管都可由反并联的二极管续流,并向电源回馈能量。这种逆变器对二极管的反向恢复能力并无太高的要求,很容易满足。并且,开关的损耗很小,可使逆变器工作在较高的频率下。这也是串联谐振型逆变器在晶体管高频感应加热电源中受到重视,且应用较为广泛的主要原因之一。

由于一般的场效应管,其电流值较小,因此,为扩大开关的通过电流,这里采用了多管并联的方式。这是一种简单、经济的方法。另外,由于场效应管属于多子器件,它的导通电阻具有正的温度系数,可使场效应管很容易并联使用。场效应管并联使用时,在各管的控制栅极串入适当的电阻(如R₃、R₄等)是十分必要的。这些电阻可使并联管子的性能差异得到一定的补偿。同时,栅极串入的电阻可防止极间寄生电容引起的振荡。栅、源极电阻可将栅源极间阻抗箝制在较小数值,起到衰减感应电压,可靠释放栅极存储电荷的作用。栅、源极稳压管的设置是为了保护栅极不受偶然的高电压击穿、损坏。

2.2.3 电源输出负载电路的工作原理

专题讨论
逆变焊机

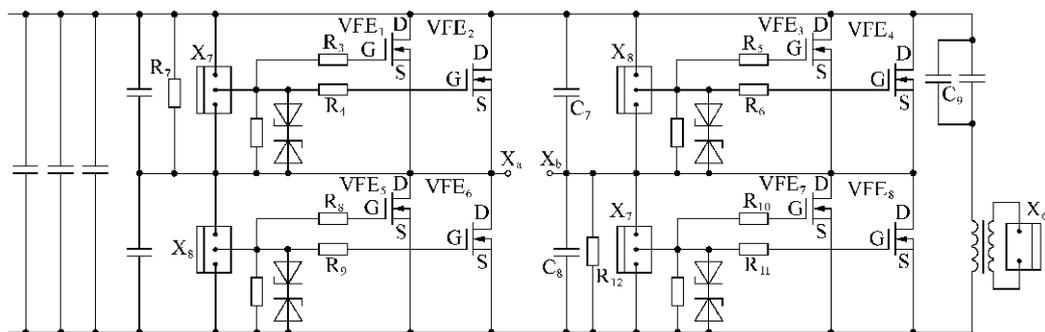


图 3 场效应管逆变主电路原理

正如前面所述,逆变器的负载由感应圈和电容串联构成。通过 X_a 和 X_b 接至主电路,如图 3 所示。电容部分由多只电容通过串、并联方式组成。感应圈由铜管制成,管中通有循环冷却水。感应圈的匝数和形状由被焊工件大小、加热方式等因素决定。工作时感应圈中的交变电流加热工件,可实现感应钎焊、热处理等应用目的。在负载回路中,设置了两个电流互感器用于检测电流及其波形,以实现过电流保护和跟

踪控制等目的,如图 1 所示。

2.2.4 场效应管驱动电路的工作原理

驱动电路图如图 4 所示。实际电路中,与图 4 一样的电路共有四组,各自独立。四组电路的工作电压分别来自不同的 +15 V 电源。驱动电路的 G、D、S 端通过插头分别接至主电路的 X_a 和 X_b 。每组电路 G、S 端产生的驱动脉冲,去控制主电路中相应的场效应开关管组。

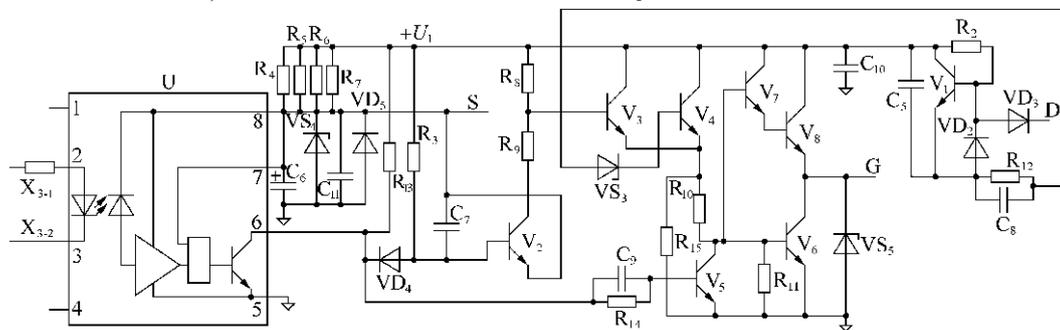


图 4 场效应管驱动部分电路原理

图 4 中, V_7 、 V_8 和 V_6 构成推挽式射极输出电路,也称互补吸收电路。采用这种电路可使驱动电路的输出阻抗下降,进而使驱动速度大大提高。当 V_7 、 V_8 导通,而 V_6 截止时,电压 $+U_1$ (对地电压 +20 V) 通过 V_7 、 V_8 为相应的开关管提供一正向栅极电流,对场效应管的输入电容(MOSFET 管的输入级可看成是容性负载)充电,并使开关管组开通;当 V_7 、 V_8 截止,而 V_6 导通时,低内阻的一反偏电压可加于开关管的栅源极。于是,场效应管输入电容上储存的电荷通过 V_6 放电(相当于电路向场效应管提供反向电流),即电荷被迅速抽出,使场效应管组迅速关断。

而 X_{3-2} 为高电平时, U 的 6 脚变为高电平。光耦 6 脚高、低电平的变化,将控制后级电路的工作状态。 V_7 、 V_8 和 V_6 的通、断状态是由 V_5 的状态来控制的。当光耦的 6 脚为高电平时, V_5 导通, V_7 、 V_8 截止,而 V_6 导通;当光耦的 6 脚为低电平时, V_5 截止, V_7 、 V_8 导通,而 V_6 截止。 R_{14} 和 C_9 组成加速环节 RC 网络。 C_9 为加速电容,可使 V_5 的导通加快。同时, V_6 的导通速度也加快,使所控制的场效应管组迅速关断。

图 4 中,输入级采用光耦 U 的目的是隔离高电压的主电路与控制电路,使两者之间没有电的联系,从而提高电源的抗干扰能力和可靠性。由于 U 的选通端 7 脚接高电位,当 X_{3-1} 为高电平而 X_{3-2} 为低电平时, U 的 6 脚变为低电平;反之,当 X_{3-1} 为低电平时,

另一方面,当光耦的 6 脚为低电平时,通过 VD_4 的箝位作用, V_2 将截止。同时, V_3 截止;反之,当光耦的 6 脚变为高电平时,通过 VD_4 的隔离作用, V_2 将导通, V_3 也导通。 V_3 的导通,可使 V_5 也导通,将使 V_7 、 V_8 截止,而 V_6 导通。在正常工作状态下, V_4 的通、断状态与 V_3 和 V_5 的通、断状态是相反的。即当 V_3 和 V_5 导通时, V_4 截止;当 V_3 和 V_5 截止时, V_4 导通。而 V_3 、 V_5 的截止, V_4 的导通,将使 V_7 、 V_8 导通, V_6 截止。 R_{12}



和 C_8 也是加速环节 RC 网络, C_8 为加速电容, 可使 V_4 的导通加快, V_7 、 V_8 导通速度也加快, 使所控制的场效应管组迅速开通。 V_4 和 V_1 的状态还受 D 端电位的控制。当 D 端电位高于 $+U_1$ 时, V_4 、 V_1 截止; 当 D 端电位较低时, V_4 、 V_1 导通。

电容 C_{11} 、 C_{10} 、 C_5 为提高电路的抗干扰性能而设置的。为了保证逆变器可靠工作, $+U_1$ 对地电压设计为 $+20V$; S 端对地电压为 $+5V$, 即把驱动脉冲设计为正电压 $+15V$, 负电压 $-5V$ 。当关断场效应管时, 栅源加负向电压, 这样就有效地防止开关管因干扰而误导通。

2.2.5 多谐振荡和故障保护以及状态指示等部分电路的工作原理

图 5 中, SB_1 为加热按钮; SB_2 为停止按钮; 电位器 RP_1^* 用于校正显示器显示数据与实际值的偏差; A+ 点接至显示器的输入端; 电位器 RP_2^* 用于调节电源输出的功率; HL_0 用于电源指示; HL_1 用于高

频起动指示; HL_2 用于电源故障指示; HL_3 用于过电流指示; HL_4 用于过热指示; HL_5 用于水流指示; HL_6 用于欠相指示; BZ 为报警发声器。 $+12V$ 、114 和 113 点接至电源后面板上的远控插座。当未接入远控器时, 由近控按钮 SB_1 和 SB_2 控制电源的输出。图中的集成电路为时基电路, 构成多谐振荡器。如果 BZ 没有报警声, 当按下 SB_1 时, $+12V$ 通过 VD_8 、 R_{17} 使 V_3 导通, 并动作 KA_1 。其触头 KA_{1-1} 闭合后, 使时基电路的 3 脚产生输出。在起动高频使电源有输出的同时, HL_1 发光, 指示高频已起动。与此同时, $+12V$ 通过 R_{25} 、 R_{21} 使 V_4 导通。此时, 即使松开 SB_1 , 继电器 KA_1 仍保持动作。只有当按下 SB_2 时, 电源才停止输出。时基电路 3 脚产生的输出信号通过 VD_{14} 送至 102 点。该点与主控制电路中的对应点连通。当电源有电流输出时, 120 点电位为低(这一点要从主控制电路原理中才能看出), V_5 处于截止状态, 不会影响 V_4 的导通。

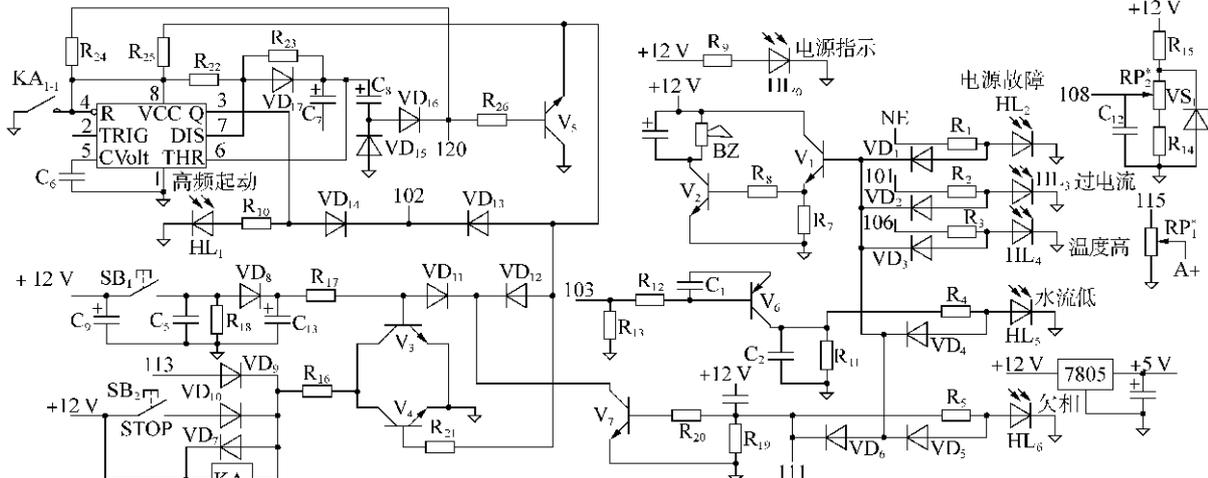


图 5 多谐振荡和故障保护以及状态指示等部分电路原理

当 103 点未接高电平时, V_6 导通, R_{11} 上有压降。该压降将使 HL_5 亮, 指示水流过低。同时, BZ 报警, V_7 导通, V_4 截止。 KA_1 将断电, 并使时基电路的 3 脚没有输出控制信号, 从而关闭电源逆变输出。

当 NE 点为高电平时, V_6 、 V_2 导通, HL_2 亮, 指示电源有故障。同时, BZ 报警, V_7 导通, 使 V_4 变为截止。 KA_1 将断电, 使时基电路的 3 脚没有输出控制信号, 从而也关闭电源逆变输出。

101 点、106 点为高电平时, 产生的控制结果与 NE 点为高电平时的结果是基本一致的, 在此不再赘述。

该电路板还可用于三相输入的电源控制。对于这种电源, 如果出现欠相, 111 点为高电平, HL_6 亮, 指示欠相。同时, V_1 、 V_2 导通, BZ 报警, V_7 导通, VD_{11} 、

VD_{12} 起箝位作用, 使 V_4 变为截止。 KA_1 断电, KA_{1-1} 断开, 也使时基电路的 3 脚没有输出控制信号, 从而关闭电源逆变输出。

2.2.6 主控制电路的工作原理

2.2.6.1 电源电路的工作原理

电源电路如图 6 所示。采用 7812 和 7912 系列稳压器来产生 $+12V$ 和 $-12V$ 电源, 供给各个控制电路。图中右下角部分为过电压保护电路的一部分。输入的交流电源, 通过 VD_{36} 整流、 C_{33} 滤波后获得直流电压。 R_{76} 和 RP^* 构成分压电路。通过 RP^* 改变分压比, 并控制 V_{19} 的状态。 R_{75} 上获得的电压输给后级电压比较器的同相端, 并与比较器反相端的给定电压比较。比较器的输出端接至故障保护电路中的 NE 点,

专题讨论
逆变焊机

实现相应的控制。当交流电压过高时, R_{75} 上获得的电压高于比较器反相端的给定电压, NE 点电位变为高, 将停止逆变输出, 并产生报警信号。

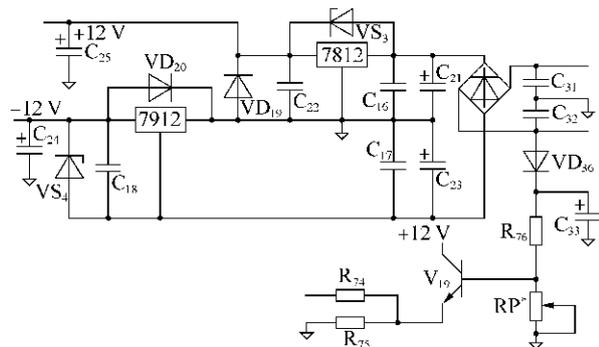


图 6 主控制板上的电源电路

2.2.6.2 上电缓冲继电器控制和电流反馈控制以及脉冲产生等电路的工作原理

该部分电路如图 7 所示。光耦 N_5 、双向晶闸管 VT_{14} 等构成上电缓冲继电器控制电路。MC₁ 和 MC₂ 通过连接线接至上电缓冲电路。 N_5 的 1 脚通过 R_{45} 接至 +12 V。上电后, 滤波电容充电但还没有开始逆变输出的过程中, +12 V 通过 R_{46} 、 VD_{15} 使 N_5 的 2 脚为高电平。另一方面, 由双运放 N_3 构成一个电压比较器, 其输出 1 脚电平为高, 也使 N_5 的 2 脚为高电平。由于 N_5 的 2 脚为高电平, 因此, N_5 的 4、6 脚间不产生控制脉冲, VT_{14} 不导通, KA_1 和 KA_2 不动作。当多谐振荡器(图 5)的 3 脚有输出信号时, 即启动了高频后, 102 点有控制信号, 可使 N_3 的 2 脚获得过低电平, 使 N_5 电压比较器的 1 脚变为低电平。于是, N_5 的 2 脚也变为低电平, 从而, N_5 的 4、6 脚间产生过控制触发脉冲, 使 VT_{14} 导通。之后, KA_1 和 KA_2 动作, 短接限流电阻, 电源开始逆变输出。该电路还有一个特点: N_5 的 4、6 脚间的导通状态, 在光耦 N_5 动作过后, 即使其 2 脚为高电平也可保持下去, 即可使 VT_{14} 保持导通, 直到出现掉电等情况后才能恢复为截止状态。

N_4 构成二个电压比较器。一个的同相端为 3 脚, 反相端为 2 脚, 输出端为 1 脚; 另一个的同相端为 5 脚, 反相端为 6 脚, 输出端为 7 脚。温度继电器选择为常闭触头的, 安装在功率器件散热器的表面。温度继电器的常闭触头两端并联一个电阻 R_{34} 。同时, 一端接 +12 V, 另一端接 X_9 插头的 105 点。当散热器的温度没有超过温度继电器的动作温度时, 温度继电器的常闭触头保持闭合。使 N_4 的 2 脚电位高于其 3 脚的给定电位(该电位由 +12 V 经 R_{70} 和 R_{35} 分压决定), 使 1 脚电位为低电位, 即图 7 或图 5 电路中的 106 点

为低电位。此时, 电源可产生输出; 反之, 当散热器的温度超过温度继电器的动作温度时, 温度继电器的常闭触头断开, 使 N_4 的 2 脚电位(此时, 该电位由 +12 V 经电阻 R_{34} 和 R_{36} 分压决定)低于其 3 脚的电位, 使其 1 脚为高电位, 即 106 点变为高电位。由图 5 可知, 电源将不能产生输出, 并有过热报警信号。 N_4 的 6 脚给定电位由 +12 V 经 R_{49} 和 R_{50} 分压决定, 其 5 脚电位由 R_{75} 上的压降决定。其 7 脚接至图 5 中的 NE 点。当图 6 电路中电源输入有故障时, 其 7 脚(NE 点)变为高电位, 将停止逆变输出, 并产生故障报警信号。

N_6 是双运放, 分别构成电压比较器和电流反馈控制器。在比较器部分, N_6 的 2 脚给定电位由 +12 V 经 R_{64} 和 R_{63} 分压决定, 其 3 脚电位由电流采样、整流输出等部分的输出决定。图 7 中, 184 和 185 点接至电流互感器的输出。该输出经整流等变换后在 R_{62} 上获得代表输出电流大小的电压信号。当该信号没有超过 N_6 反相端 2 脚的给定电位时, N_6 的 1 脚输出低电位。此时, VD_{50} 的阴极, 即图 5 中 101 点的电位为低电位, 将不产生过电流保护和报警, 同时电源可以输出电流; 反之, 当 R_{62} 上的电压超过其 2 脚的给定时, N_6 的 1 脚输出高电位。此时 101 点的电位变为高, 将产生过电流保护和报警, 电源停止输出。另一方面, N_6 的 1 脚输出的高电位也将使 VD_{21} 、 VD_{22} 、 VD_{27} 和 VD_{28} 的阴极电位变为高电位。这些电位的变化将对它们控制的电路状态产生影响。

图 7 中, IC_1 为 PWM 脉宽调制器, 其 15 脚为电源输入; 16 脚为基准电压源, 输出 +5.1 V 电压; 11、14 脚为 PWM 脉冲输出端; 13 脚为脉宽调制器输出级的直流电源电压端; 10 脚为 PWM 脉冲输出关断控制端, 高电位有效; 3 脚为外同步输入端。在该脚加直流或高于调制器中振荡器频率的脉冲信号, 可实现对该振荡器的外同步; 4 脚为时钟信号输出端, 该时钟信号的脉冲宽度等于死区时间。在该电路中, PWM 脉冲死区时间由其 5 脚和 7 脚间外接的电阻以及 5 脚与地之间外接的电容共同决定; 6 脚与地之间外接的等效电阻和 5 脚与地之间外接的电容, 则决定了锯齿波上升边(充电过程)持续的时间。这一时间为等效电阻和电容的乘积。该时间与死区时间之和为锯齿波的周期。周期的倒数为锯齿波的频率, 即 PWM 调制器中振荡器的工作频率。其 11、14 脚输出的 PWM 脉冲的频率就是由该工作频率决定的。通过工作频率的改变, 即可改变主电路中场效应开关管组的通、断频率或时间, 调节逆变器的



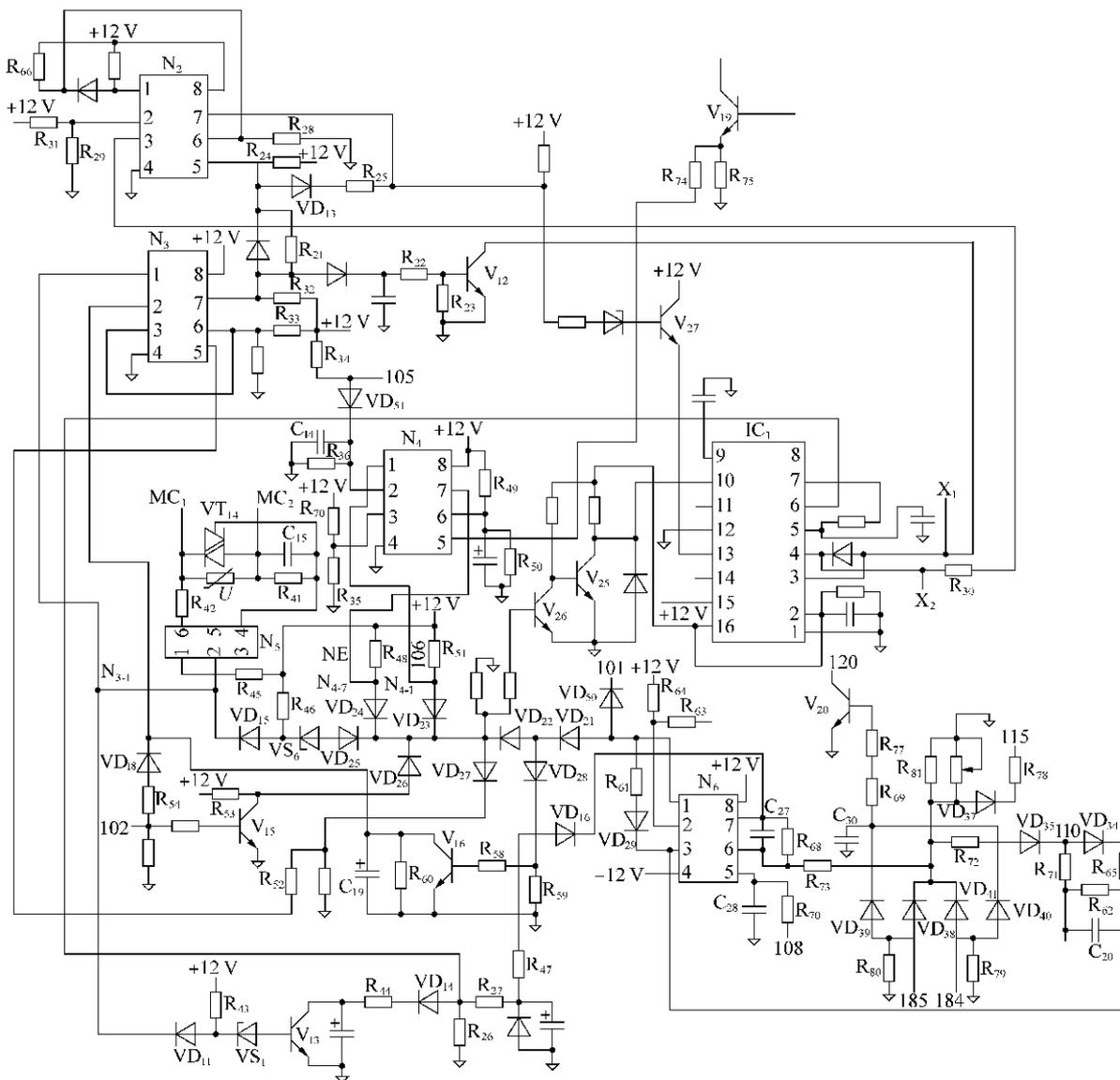


图7 上电缓冲继电器控制和电流反馈控制以及脉冲产生等电路

输出功率。在上述过程中,提到了“等效电阻”这一概念,为什么这样说呢?在此作一下解释。调制器的用法不是定频率调脉宽(或占空比)的方式。从接线方式看,决定死区时间的电阻和电容值是确定的。但是,其6脚不是通过一个固定值的电阻接地,而是外接了由 R_{26} 、 R_{27} 、 R_{47} 、 VD_{14} 、 VD_{16} 、 V_{13} 等组成的外围电路。这些电路对其5脚与地间接的振荡器电容的充电过程将会产生重要影响。由图7可以看出:调制器的6脚与地之间有几个支路,由于是并联支路,将起到分流的作用。这样,振荡器电容的充电电流或输出脉冲的频率将由这些支路的工作状态共同决定。如果充电电流大,则锯齿波的上升边斜率大,对应时间短,在死区时间不变的情况下,周期缩短,工作

频率提高;反之,如果充电电流小,则锯齿波的上升边斜率小,工作频率降低。如果把6脚对地间接的部分仍然理解为“一个电阻”的话,那么,这个“电阻”是可变的。为了区别于6脚对地间接一个固定电阻的情况,作者将这个“电阻”称之为“等效电阻”。

对于 N_6 的另一个运放来说,其5脚(108点)接至图5中的输出功率调节电位器 RP_2^* 的中点。其反相端6脚的输入则来自电流检测、整流输出电路。输出端7脚与6脚间接有 R_{68} 和 C_{27} 。该运放电路构成了电流负反馈控制环节。运放的输出通过 VD_{14} 支路控制 PWM 振荡器电容的充电过程或工作频率。当电位器 RP_2^* 的中点电位升高时,运放7脚的输出电压提高,分流减少,等效电阻减小。于是,振荡器电



容的充电速度加快,工作频率提高。主电路中场效应开关管的工作频率也提高,使电源的输出功率增大;反之,当 RP_2^* 中点电位降低时,运放 7 脚的输出电位降低,工作频率减少,使电源输出功率减少。在给定电压不变时,如果由于某种因素使负反馈电流增加,则运放 7 脚的输出电位降低,将使电源的输出功率减少,并使之稳定;如果反馈电流减小,则控制过程相反,但控制的结果仍是使输出稳定。

图 7 中, V_{20} 的作用是:当检测到有电流输出时, V_{20} 导通,使 120 点电位变为低电平,将使图 5 电路中的 V_5 截止, V_4 导通,继电器 KA_1 动作,多谐振荡器工作在正常输出状态。如果没有电流输出, V_{20} 截止,使 120 点电位变为高电平,控制的结果是使继电器 KA_1 不动作,多谐振荡器停止输出。

当有电源故障发生(NE 点为高电平)或出现过热现象(106 点为高电平),或出现过电流现象(N_6 的 1 脚输出高电平)等情况时,除了前面分析过的报警、控制作用外,还有如下所述的控制过程: V_{26} 导通, V_{25} 截止,使脉宽调制器 IC_1 的 10 脚为高电平,关断脉冲输出,停止电源输出高频电流。与此同时,高电平经 VD_{27} 后将使 N_3 的 5 脚获得高电平,其 7 脚输出高电平。该高电平一方面使 N_2 的 5 脚(同相端)电位为高电平,并高于 N_2 的 6 脚(反相端)电位,于是, N_2 的 7 脚电位变为高电平,使 V_{27} 截止。 IC_1 的 13 脚将无电源电压, IC_1 不能输出脉冲。另一方面,由于 V_{12} 的存在,使 V_{12} 的集电极,即 IC_1 的 3 脚外同步端或后面图 8 中 VD_2 的阴极电位不可能为高电平,只能是低电位。这一低电平将对图 8 中 V_8 、 V_9 的集电极起箝位作用。通过上述分析可见:当电源有异常情况出现时,控制电路作用的结果将停止脉冲输出,主电路中的场效应开关管处于关断状态。

在没有发生电源故障、过热、过电流等情况,而图 5 中多谐振荡器的 3 脚有输出时,图 7 中的 102 点为高、低电平相间的脉冲波形。当 102 点电位为低电平时, V_{15} 集电极电平为高;而当 102 点电位为高电平时, V_{15} 集电极为低电平。通过前面的分析可知:当 102 点电位为低时, V_{26} 导通, V_{25} 截止。 IC_1 的 10 脚为高电平,将关断脉冲输出,电源也不能输出电流。这是因为 VD_{26} 的阳极电平为高的缘故。这与有过电流等情况出现时控制的结果是一致的。反之,只有当 102 点电位为高时, V_{26} 截止, V_{25} 导通。 IC_1 的 10 脚为低电平, IC_1 才能输出脉冲。

以 102 点脉冲上升沿时刻为起点,经过一定的延时(由于 C_{19} 的存在)后, N_3 的 2 脚(反相端)电位变为高

电平,且高于其 3 脚(同相端)电平,可使其 1 脚输出低电位。该低电位一方面使光耦 N_5 的 2 脚为低电平,确保 VT_{14} 导通,短接限流电阻。另一方面,通过 VD_{11} 的箝位作用,使 V_{13} 截止。同时,由于 V_{26} 截止, V_{25} 导通,脉宽调制器 IC_1 的 10 脚为低电平, IC_1 也具备了输出脉冲并使电源输出高频电流的必要条件。而 VD_{27} 阳极的低电平则使 N_3 的 5 脚电位低于 6 脚的电位,于是 N_3 的 7 脚输出为低电平。该低电平还可使 V_{12} 截止, IC_1 的 3 脚(外同步控制端,非低电平有效)可获得外电路的同步控制信号,并被外电路同步控制其脉冲输出。

2.2.6.3 脉冲输出控制和频率跟踪控制电路的工作原理

该部分电路如图 8 所示。186、187 点接至另一个电流互感器的二次侧绕组,该绕组的抽头接地。该电流互感器的一次侧绕组只有 1 匝,串联在输出负载回路中。 IC_{1-11} 和 IC_{1-14} 接至图 7 中 IC_1 的 11、14 脚(即两脉冲输出端)。 VD_2 的阴极与 IC_1 的 3 脚外同步端连接。输出的控制脉冲通过 162 和 163 点接至驱动电路。 V_1 、 V_2 组成互补驱动级; V_3 、 V_4 组成另一互补驱动级。互补驱动电路实际上是互补射极跟随电路。采用这种电路不仅可提高驱动电压,减小信号源内阻,还能加快开通速度。

对于感应加热逆变器主电路和负载回路来说,有两方面的问题需要考虑,并要采取措施加以解决。一是如何防止两组开关管同时导通,即所谓直通造成逆变颠覆的问题;二是如何解决负载在加热过程中,因产生谐振频率漂移,引起负载特性变化等方面的问题。

直通的产生不仅会造成逆变的颠覆,而且会烧毁开关管器件,因此,采取措施防止直通是十分重要的。为防止开关管共同导通,两组控制脉冲应留有足够的休止时间,即死区时间。而死区时间的下限是由开关管的关断延迟时间决定的。在控制电路中,脉宽调制器 11、14 脚脉冲的死区时间是由其 5 脚与 7 脚间外接的电阻和 5 脚对地间外接的电容共同决定的。当然,解决直通问题仅依靠设置合理的死区时间还不够,还要采取其他措施来进一步保证。在该电源的控制电路中采取了这方面的措施。调制器在其 11 或 14 脚输出脉冲之前,或每一脉冲的前面有一死区时间。对应这一时间的脉冲由脉宽调制器的 4 脚输出,即 4 脚为时钟信号输出端。该时钟信号的脉宽等于调制器中振荡器产生的锯齿波下降边对应的放电时间,也即为死区时间。在图 7 中,当调制器的 4 脚有脉冲输出时,产生的高电平可输入至 N_2 的 3 脚(同相端),通过与 2 脚(反相端)电平的比



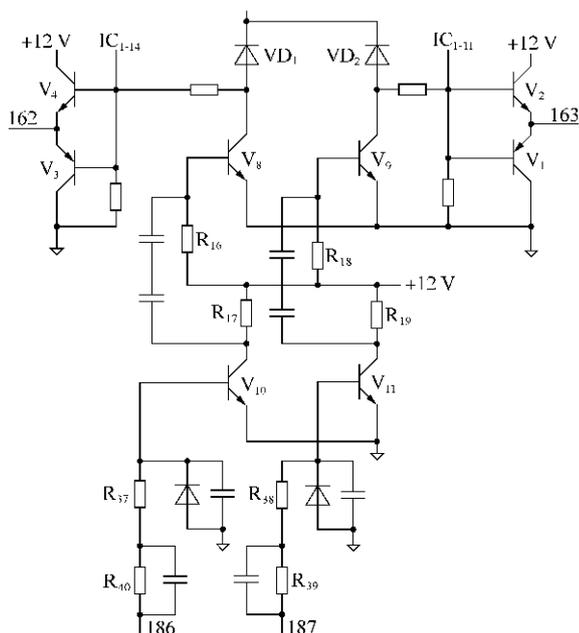


图8 脉冲输出控制和频率跟踪控制电路

较,使其1脚输出高电平。该高电平又作为 N_2 的6脚(另一运放的反相端)的输入,并与5脚(另一运放的同相端)的电平比较后,使其7脚输出低电平。由于 N_2 的7脚输出为低电平,因而 V_{27} 导通,使调制器的11或14脚能产生脉冲输出。调制器一旦产生脉冲输出,脉冲的高电平通过电阻和二极管(如 VD_2 等),仍可使 N_2 的3脚保持高电平,使 V_{27} 保持导通,直至脉冲持续时间结束。与此同时,该脉冲的高电平还使调制器的3脚获得高电平,即调制器的同步控制端获得同步有效信号,为下一个脉冲的产生和输出做好准备。也就是说,在每一个工作周期末,且在两路驱动脉冲共同死区时间内,控制电路可发出一个同步脉冲控制信号。当控制电路欲对脉频进行调整时,要先检测到同步信号。之后,才能将已改变频率的脉冲信号送出。这就保证了同一周期内正反向两脉冲的宽度、频率是一致的。采取上述同步控制措施后,可有效地避免脉频调节过程中出现的瞬时正、反向脉冲脉宽不等的问题,并进一步防止直通现象的发生。

另外,由电源的负载特性可知,负载并不是固定的。感应加热过程中会产生谐振频率漂移等问题。如果电路工作在开环控制状态下,由于工作频率偏离负载的谐振点,就会使输出功率达不到要求。因此,除了使电路工作在闭环控制状态下外,控制电路还应能实现频率的自动跟踪,即要设置同步跟踪控制电路。同步跟踪控制的作用是跟踪负载的谐振频率,从而控制逆变电路的工作频率,也就是实现所

谓的锁相控制功能。另一方面,由于电路在工作中不可避免地会受到外部干扰,加上元器件参数不一致等原因,也会使电流反馈信号并不是理想的波形。如果前级的电流波形不好,会导致频率跟踪失败,甚至使电路无法正常工作。为解决上述问题,设计了一个具有特定功能的电路,如图8所示。通过该电路可将带有干扰的电流检测信号进行整形,变成交流方波信号,然后再输入到后一级电路。图8中,由于186、187点接至另一电流互感器的二次侧绕组,该绕组的抽头接地。当主电路的场效应管组开通后,负载回路有振荡电流产生。如果186点信号为正,187点信号为负,则 V_{10} 导通, V_{11} 截止;与此相反,当186点的信号为负,187点的信号为正,则 V_{11} 导通, V_{10} 截止。通过 V_{10} 、 V_{11} 的控制作用,可使采样得到的输出电流信号由不理想的、可能带有干扰信号的波形变成理想的交流方波信号。将此信号作为频率跟踪反馈控制信号,通过控制 V_8 或 V_9 的工作状态,在有效降低高次谐波对控制电路干扰的同时,可使主电路开关管的工作频率能稳定地跟踪电流反馈信号或谐振频率。图8中,并联在 R_{40} 或 R_{39} 上的电容起加速作用,可加快 V_{10} 或 V_{11} 的导通速度;与 R_{37} 或 R_{38} 连接的电容分别组成积分电路,通过对检测到的电流信号进行积分处理,以补偿相位差。

3 结论

感应加热电源的用途广泛,但是,影响电源工作可靠性的因素也较多。要提高电源的可靠性,就必须从电源的方案和具体的电路功能入手,进行合理的设计。采用逆变控制技术,只要设计方案和电路合理,就能提高电源的可靠性,减小电源体积,减轻电源质量,节约成本。

参考文献:

- [1] 金玉兰,齐铂金,张伟.IGBT 逆变电源串联准谐振频率自动跟踪技术[J].电焊机,2004,34(12):32-34.
- [2] 刘红艳.中频感应加热负载分析[J].数字化期刊,1995(5):1-3.
- [3] 潘天明.现代感应加热装置[M].北京:冶金工业出版社,1996.
- [4] 吕宏,黄玉水,张仲超.串联谐振单相全桥逆变器常用控制方法的研究[J].电源技术应用,2002,5(5):10-12.
- [5] 黄石生.电子控制的弧焊电源[M].北京:机械工业出版社,1991.
- [6] 赵家瑞.逆变焊接与切割电源[M].北京:机械工业出版社,1996.

