

30 kHz IGBT 逆变焊机主电路设计

洪兆林 陈克选 袁亮文 常春梅

(兰州理工大学 材料科学与工程学院,甘肃 兰州 730050)

摘要 焊机逆变频率的提高可改善焊机控制精度及动特性。但频率提高后会产生开关损耗增加、IGBT 开关应力加大、电磁干扰变强等问题。研制的 30 kHz 逆变 MIG 焊机采用全桥 ZVZCS 主电路,对频率提高后主电路逆变器谐振参数、IGBT 选择、高频变压器、输出电抗器等进行了系统分析和设计计算。最后还给出了为提高焊机可靠性而设计的驱动与保护电路。

关键词 高频化 逆变 损耗 控制精度

中图分类号 :TG434

文献标志码 :A

文章编号 :1001-2303(2015)06-0017-04

DOI :10.7512/j.issn.1001-2303.2015.06.05

Analysis and design for the main circuit of 30 kHz IGBT inverter welder

HONG Zhaolin ,CHEN Kexuan ,YUAN Liangwen ,CHANG Chunmei

(School of Materials Science and Engineering ,Lanzhou University of Technology ,Lanzhou 730050 ,China)

Abstract : The dynamic characteristics and control precision can be improved by increasing the inverter welder's frequency. However , some problems such as the increase of switching losses and IGBT switch stress strong electromagnetic interference and so on are happened after the inverter welder's frequency increases. In this paper ,30 kHz inverter MIG welder is developed by using ZVZCS full bridge. The main circuit inverter resonant parameters ,IGBT selection ,high frequency transformer and output reactor are designed and calculated. The drive and protection circuits are designed to improve the reliability of welder.

Key words : high frequency ; inverter ; loss ; control precision

0 前言

逆变焊接电源的高频化是提高其控制精度和动态响应能力的方法之一,也是未来逆变电源的发展方向^[1]。但随着频率的提高,IGBT 的开关损耗增加,开关应力加大,电磁干扰变强,引线电感、变压器漏感和二极管反向恢复电流产生的电压尖峰也将严重威胁开关元件的安全。设计高频逆变焊机时必须充分考虑电源的损耗、电磁干扰以及对 IGBT 的保护。

本研究设计的焊机输入电压 $380\text{ V}\pm 10\%$ 、50 Hz,逆变频率 30 kHz,额定输出电流 500 A。主电路采用全桥 ZVZCS 结构对输入电压进行输入整流滤波、逆变、降压、输出整流滤波,得到满足要求电压和电流。

1 全桥 ZVZCS 主电路

设计的全桥逆变主电路如图 1 所示,主要由输

入整流滤波电路、逆变电路、高频变压器、输出整流滤波电路构成。输入焊机的 380 V 电网电压经输入整流滤波电路整流滤波后得到较平缓的约 540 V 的直流电,此电压再经逆变电路进行 DC-AC 变换,得到高频交流方波,经高频变压器降压传递至输出整流滤波电路进行整流滤波,最终得到焊接所需的电流、电压。由上述可知,焊机逆变频率的提高对输入整流滤波电路的影响可以忽略,其分析计算不会因频率的提高而改变。逆变频率的提高主要对逆变电路、高频变压器、输出整流滤波电路产生影响,因此本研究将对逆变电路、高频变压器、输出整流滤波电路进行详细的分析,并计算相关参数。

2 逆变电路的分析计算

焊机逆变频率由传统的 20 kHz 提高到 30 kHz,对逆变电路的影响主要有:(1)严重增加逆变器的开关损耗;(2)逆变器实现软开关的环境改变,谐振参数与 20 kHz 的不同;(3)对开关器件 IGBT 的要求

收稿日期:2014-10-11

作者简介:洪兆林(1989—)男,江西赣州人,在读硕士,主要从事数字化焊接电源的研究。

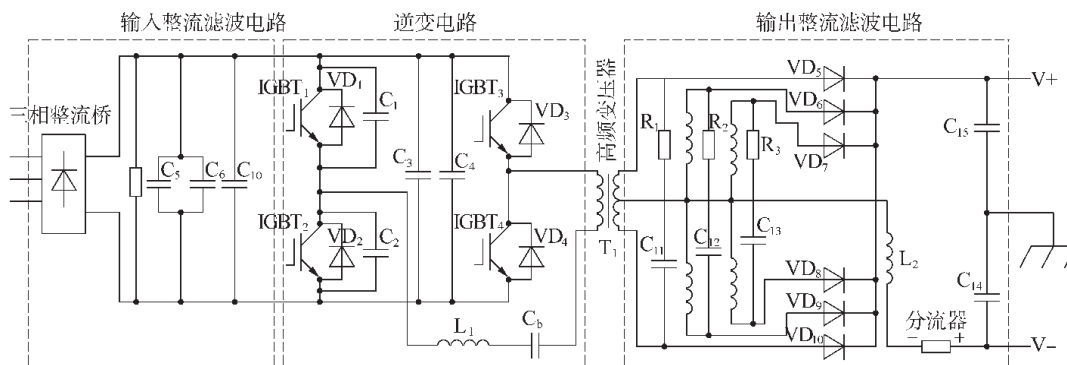


图 1 全桥逆变主电路

Fig.1 Full-bridge inverter main circuit

更高。因此,在选择逆变电路的逆变器类型、开关器件、电路参数时应充分考虑这三个影响因素。

2.1 逆变器及谐振参数的设计

众所周知,IGBT 在开通与关断时将产生开关损耗,且开关频率越高损耗越大。为减小 IGBT 的开关损耗,必须采用软开关逆变器,使开关器件零电压或零电流开关。在此采用全桥 ZVZCS-PWM 软开关逆变器,其原理如图 1 中逆变电路部分,它是在全桥移相控制 ZVS-PWM 软开关逆变器的基础上再串联一个可饱和电感 L_1 和隔直电容 C_b 来实现滞后臂 IGBT 的零电流开关。超前桥臂与全桥移相控制 ZVS-PWM 软开关逆变器一样利用并联电容(图 1 中 C_1, C_2)电压不能突变来实现零电压开关。

逆变器谐振参数是全桥 ZVZCS-PWM 软开关逆变器实现软开关的关键。频率改变后,相应的电容值、电感值也必将改变,因此有必要重新计算 30 kHz 下逆变器的谐振参数。由逆变器的工作过程可知,超前臂上某一 IGBT 关断后,电路换向到 C_1, C_2 上,且 C_1, C_2 必将是一个充电,另一个放电。由此可知要使超前臂实现零电压开关,那么 C_1, C_2 的充放电时间 t 必须小于 IGBT 开通的死区时间 t_d ,设计的同桥臂 IGBT 开通死区时间为 $4 \mu s$ 。由图 1 可知, C_1, C_2 为串联方式连接,可将其等效为一个电容 C_r ,由式(1)计算

$$t = \frac{2C_r U_d}{I_p} < t_d \quad (1)$$

式中 I_p 为焊机输出最小时变压器的一次电流,设计为 4 A; U_d 为逆变器输入电压 540 V。代入参数,得 $C_r < 14.81 \text{ nF}$, 则 $C_1 = C_2 = 2C_r < 29.62 \text{ nF}$, 实际可选取 $C_1 = C_2 = 29 \text{ nF}$ 。

串联的隔直电容 C_b 在电路续流期间吸收电流,使高频变压器一次电流迅速变为零。 C_b 计算见式(2)

$$C_b = \frac{I_{p0} D}{4f U_{cbp}} \quad (2)$$

式中 I_{p0} 为额定输出时的变压器一次侧电流; D 为占空比; f 为逆变频率; U_{cbp} 为 C_b 的峰值电压,一般取输入电压 U_d 的 20%。代入参数得 $C_b = 5.86 \mu F$, 实际选取时不能小于此值,在此取 $6 \mu F$ 。

可饱和电感 L_1 在逆变电路中相当于一个开关,其作用是使逆变电路开关器件变换时的电流保持为零,故存储在电感中的能量应等于或大于隔直电容中充放电所需的能量,即

$$L_1 I_{p0}^2 \geq C_b U_d^2 \quad (3)$$

代入参数,得 $L_1 = 175 \mu H$ 。

2.2 IGBT 的选择

由于设计的焊机工作在较高频率下,除了考虑 IGBT 的额定电流、额定电压达到设计要求外,选择 IGBT 时还须考虑其通态损耗、开关损耗,使总损耗尽可能低。采用英飞凌第四代 IGBT,它是英飞凌公司根据软开关逆变焊机开关特性而专门开发的一款适合于高频软开关的 IGBT 芯片。该款 IGBT 芯片采用改进的 Trench Fieldstop 技术,使芯片在开关损耗和软特性上得到进一步优化,饱和压降低,并且其最高允许工作结温提高到 $150^\circ C$,结温安全裕量大加宽^[2]。IGBT 额定电压、额定电流的计算如下^[3-4]:

(1) 额定电压。

输入电网电压经整流滤波之后所能输出的最大值 U_{max} 为

$$U_{max} = \sqrt{2} U \times 1.1 \times \alpha = \sqrt{2} \times 380 \text{ V} \times 1.1 \times 1.1 = 650 \text{ V} \quad (4)$$

式中 U 为电网电压有效值; 1.1 为网压波动系数; α 为安全系数。在实际工作中,IGBT 所承受的最大峰值电压往往在关断时,其峰值电压为

$$U_{cep} = (U_{max} \times 1.15 + 150 \text{ V}) \times \alpha = 987.25 \text{ V} \quad (5)$$

式中 1.15 为过电压系数;150 为感抗电流上升率引起的尖峰电压 α 为安全系数,取 1.1。

考虑 IGBT 高频条件下的安全性及 IGBT 模块的规格,最终选取 1 200 V 的 IGBT 模块。

(2)额定电流。

首先确定一次电流,设计逆变器同桥臂 IGBT 间的死区时间为 4 μ s,由此可得最大占空比 $D=76%$,据此可计算高频变压器变比 K 为

$$K = \frac{U_1 D}{U_2} = \frac{540 \text{ V} \times 75\%}{75} = 5.47 \quad (6)$$

式中 U_1 为逆变之后输出的交流脉冲电压峰值; U_2 为设计焊机空载电压,考虑一定的输出电压裕量以 75 V 计算,结果取整为 5,则输出 70 V 的空载电压时所需要的占空比为 65%。由 K 可算出中频变压器一次电流 I_1 为

$$I_1 = I_2 \frac{N_2}{N_1} = 500 \text{ A} \times \frac{1}{5} = 100 \text{ A} \quad (7)$$

式中 I_2 为焊机额定输出电流。由此可得出 IGBT 模块中每只管上的平均电流额定值为 $I = 0.5I_1 = 0.5 \times 100 \text{ A} = 50 \text{ A}$,则 IGBT 模块的额定电流值为

$$I_{cs} = \sqrt{2} \times I \times 1.5 \times 1.4 = 148.47 \text{ A} \quad (8)$$

式中 $\sqrt{2}$ 为峰值系数;1.5 为单位时间(1 min)过容量系数;1.4 为 IGBT 的集电极电流 I_c 减小系数。根据 IGBT 管的电流等级确定为 150 A。

由以上计算确定选用英飞凌公司的 IGBT 模块 FF150R12MT4 即可满足设计要求。

3 高频变压器设计

3.1 磁芯材料

高频变压器的主要作用是功率传递。逆变频率提高后,为保证高频变压器高效安全的工作,要求变压器磁芯材料高频损耗小、饱和磁通密度 B_s 高、温度特性好。微晶合金由于其具有饱和磁通密度高、温度特性好、居里点高等优点,是高频化逆变弧焊电源变压器较为理想的磁芯材料。本研究采用北京安泰科技股份有限公司的二代纳米晶磁芯,其饱和磁通密度为 1.2 T。

3.2 变压器铁芯尺寸的设计

确定变压器铁芯尺寸方法较多,在此采用面积乘法,其计算为

$$A_p = A_e A_w = \frac{P}{0.53 \times f \times \Delta B \times J \times 0.01} \quad (9)$$

式中 P 为变压器额定输出功率(单位:W); f 为工

作频率(单位:Hz); A_w 为铁芯窗口面积(单位: cm^2),即乘填充系数后的面积; A_e 为铁芯有效截面积(单位: cm^2); ΔB 为磁感变化量,全桥逆变电路中 $\Delta B = 2B_m$ (单位:T); B_m 为工作磁通,一般应小于饱和磁通的 1/3,在此取 0.31 T; J 为电流密度(单位: A/mm^2),取为 $3 \text{ A}/\text{mm}^2$;0.53 为经验系数。

根据国标 15597.1 相关规定:MIG 焊时工作电流 $I_2 \leq 600 \text{ A}$ 时,工作电压 $U_2 = (14 + 0.05I_2) \text{ V}$,计算 $U_2 = 39 \text{ V}$,则中频变压器的容量 S 为^[5]

$$S = \frac{U_2 I_2}{0.81} = \frac{39 \times 500}{0.81} = 24.07 \text{ kVA} \quad (10)$$

为保证一定的余量,实际是取 25 kVA。变压器效率为 90%,则变压器额定输出功率 $P = 22.5 \text{ kVA}$ 。

由此可得 $A_p = 76.08 \text{ cm}^4$ 。则可选规格为 ONL-1308040 的铁芯,其有效截面积 $A_e = 7.2 \text{ cm}^2$,铁芯窗口面积 $A_w = 45.36 \text{ cm}^2$, $A_p = 108.87 \text{ cm}^4$,比 76.08 cm^4 大,所选铁芯合适。

3.3 变压器匝数

中频变压器一次侧匝数 N_1 的计算为:

$$N_1 = \frac{U_{1\max} t_{on}}{\Delta B A_e} \quad (11)$$

式中 $U_{1\max}$ 为考虑网压波动系数后变压器一次输入电压峰值 591 V; t_{on} 为最大导通时间,且由前面的计算可得 $t_{on} = \frac{T}{2} \times 65\% = 10.8 \mu\text{s}$; ΔB 为磁感变化量(单位:T); A_e 为铁芯有效截面积(单位: mm^2)。代入参数,得 $N_1 = 14.29$ 。

实际取 15 匝,则二次侧绕组匝数 $N_2 = \frac{N_1}{K} = \frac{14.29}{5} = 2.86$,实际取 3 匝,则实际匝比也为 5。

4 输出整流滤波电路

设计的输出整流滤波电路如图 1 中输出整流滤波部分所示。由于输出整流电路处于高频开关工作状态,整流二极管一般都选择超快速恢复二极管模块来完成输出整流,二极管反向恢复时间很短,逆变频率提高后仍能满足要求。因此,逆变频率提高后,对输出整流滤波电路的影响主要体现在输出滤波电抗器上,其设计计算如下:为保证输出有连续电流,电抗器电感量 L 应满足

$$L \geq \frac{U_2 - U_0}{2I_{0\min}} \times t_{on} \quad (12)$$

式中 U_2 为输出空载电压 70 V; U_0 为电感滤波输出电压,即焊机输出电压值; $I_{0\min}$ 为输出最小电流,

且 $I_{0\min} \geq 0.5\Delta I_C$ I_C 为输出额定电流 500 A ΔI_C 为 I_C 变化量,一般取 I_C 的 5%; t_{on} 为 IGBT 最大导通时间。代入参数算得 $L=13.39 \mu\text{H}$,在实际选择时,已有专业的电抗器厂家根据焊机输出电流大小生产标准的器件供选择,本研究选用 NBC-500,焊机采用此电抗器即可满足要求。

5 IGBT 的驱动与保护

随频率的提高,IGBT 的开关应力加大,引线电感、变压器漏抗和二极管反向恢复电流产生的电压尖峰也将严重威胁开关元件的安全,因此必须注重对 IGBT 保护电路的设计。对于 IGBT 的保护通常有过电流保护、过电压保护、过热保护。过热保护由安装在 IGBT 散热器上的常开型热敏开关来监测 IGBT 温度实现,若温度过高,热敏开关闭合从而停止焊机工作。IGBT 在关断时,电流下降率高,主电路上的分布电感将感应出较高的电压加在 IGBT

上,易使 IGBT 过电压而损坏,因此驱动电路必须能够软关断 IGBT,且在主电路上应有缓冲吸收电路。IGBT 的过电流有短路过电流和过载过电流两种情况。短路过电流时 IGBT 会在极短的时间内烧损,对此必须迅速的采取措施关断 IGBT,而过载过电流对 IGBT 的危害相对较小,并且在参数设计时对 IGBT 的电流容量都有一定的安全裕量,只要在发生过载过电流时能及时关断 IGBT 即可。

设计的驱动电路如图 2 所示,为一 IGBT 的驱动输出,其余三路相同。采用集成光耦驱动芯片 HCPL316J 设计而成,其上集成有过电流保护、栅极欠压保护,故障时可自动软关断 IGBT。由于 IGBT 短路过电流时 U_{CE} 会急剧上升,HCPL316J 的 14 管脚即可监测 U_{CE} 大小,当其超过设定的阈值时将会启动过电流保护,并在过电流发生后 $3 \mu\text{s}$ 内自动软关断 IGBT,随后将通过引脚 6 输出过电流信号。改变 14 管脚串联二极管个数可改变过电流保护的阈值。

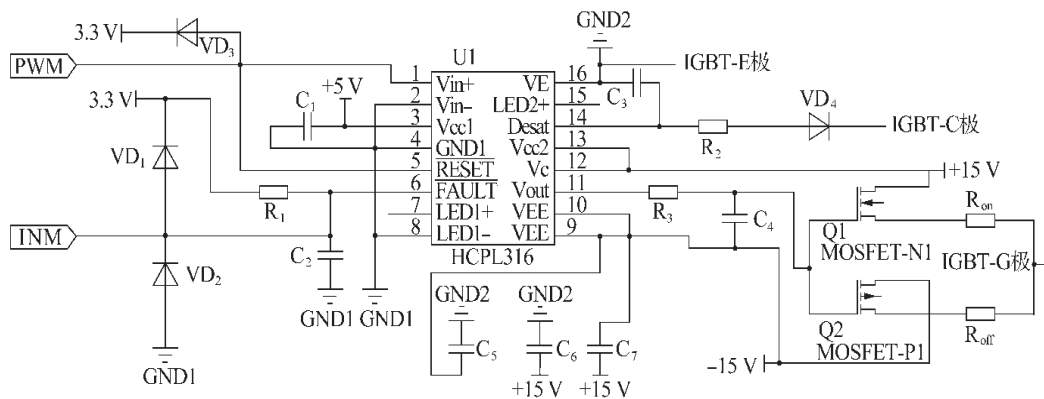


图 2 驱动电路
Fig.2 Driver Circuit

6 结论

- (1) 高频逆变焊机逆变器的设计应能实现软开关,以降低开关损耗。
- (2) 逆变器谐振参数是其实现软开关的关键,频率的变化将改变谐振参数。
- (3) IGBT 的选择计算是高频逆变焊机安全性能的关键,在选择 IGBT 型号时应选低饱和压降、开关速度快、开关损耗低的 IGBT,计算时必须留有足够的安全裕量。
- (4) 高频变压器是焊机功率传递的核心器件,设计时必须选择高频损耗小、饱和磁通密度高的磁芯。

(5) 高频焊机必须对 IGBT 采取足够的保护措施,IGBT 驱动电路应能对 IGBT 软关断。

参考文献:

- [1] 梁宝明,李丹,张颖辉. 提高 IGBT 并联型逆变器工作频率的一种方法[J]. 船电技术, 2012, 32(6): 62-64.
- [2] 温永平,周益铮. 英飞凌第四代 IGBT—T4 在软开关逆变器中的应用[J]. 电焊机, 2009, 39(2): 77-81.
- [3] 钱金川. 全桥式逆变电源主电路设计[J]. 电工电气, 2010 (4): 12-19.
- [4] 杨双吉. 全桥逆变弧焊电源电路设计与仿真[J]. 科技创业家, 2011(3): 121-122.
- [5] 吴冬春,蒋爽,付炜亮. 应用于软开关逆变焊接电源的中频变压器设计[J]. 机电工程技术, 2007, 36(10): 88-90.