

IGBT全桥式CO₂逆变焊接电源 主电路的设计

顾公兵,田松亚,姚河清
(河海大学机电学院,江苏常州 213022)

摘要:通过对一台350 A全桥式IGBT逆变CO₂焊接电源主电路的设计,详细介绍了逆变焊接电源主电路的设计及其计算方法。

关键词:IGBT;逆变电源;主电路

中图分类号:TG434.1 **文献标识码:**A **文章编号:**1001-2303(2003)11-0018-05

Design of main circuit of inverter power based on IGBT full bridge used in CO₂ welding machine

GU Gong-bing, TIAN Song-ya, YAO He-qing

(College of Mechanical & Electrical Engineering, Hehai University, Changzhou 213022, China)

Abstract: This paper presents a detailed design and calculating method of the main circuit of the inverter power based on IGBT full bridge in the CO₂ welding machine by an example of designing the main circuit of the inverter power based on IGBT full bridge in the CO₂ welding machine(350 A).

Key words: IGBT; inverter power; main circuit

前言

逆变焊接电源因具有体积小、质量轻、节材、高效节能等突出优点得到广泛应用,它由主电路、保护电路、控制电路3部分组成。主电路的核心是逆变器。逆变器主要由功率电子开关和中频变压器组成。IGBT(绝缘栅双极型晶体管)是现在常用的功率电子开关,它是MOSFET管和GTR管集成在一块芯片上的复合器件,结合了2种管子的优点,具有容量大、开关频率高等优点,已经逐步成为大、中容量逆变器的功率电子开关管的主流。

逆变器的电路拓扑结构有推挽式、全桥式、半桥式、单端正激式、单端反激式等多种类型,对于大功率逆变电源,适宜采用全桥式逆变器。该设计的逆变电源输出电流350 A,空载电压50 V,频率20 kHz,功率较大,故选用IGBT全桥式结构逆变主电路。由于全桥式逆变主电路,功率开关器件耐电压要求可以稍低,所以为了使开关管在承受同样的耐电压和

电流情况下逆变器有更大的功率输出,采用全桥式逆变主电路。而且全桥式逆变电路通过串联合适的隔直电容以及严格控制电路正负半波的对称性和严格挑选功率开关管,可达到半桥式逆变电路同样的抗不平衡能力。

1 逆变焊接电源原理

逆变焊接电源原理框图如图1所示。

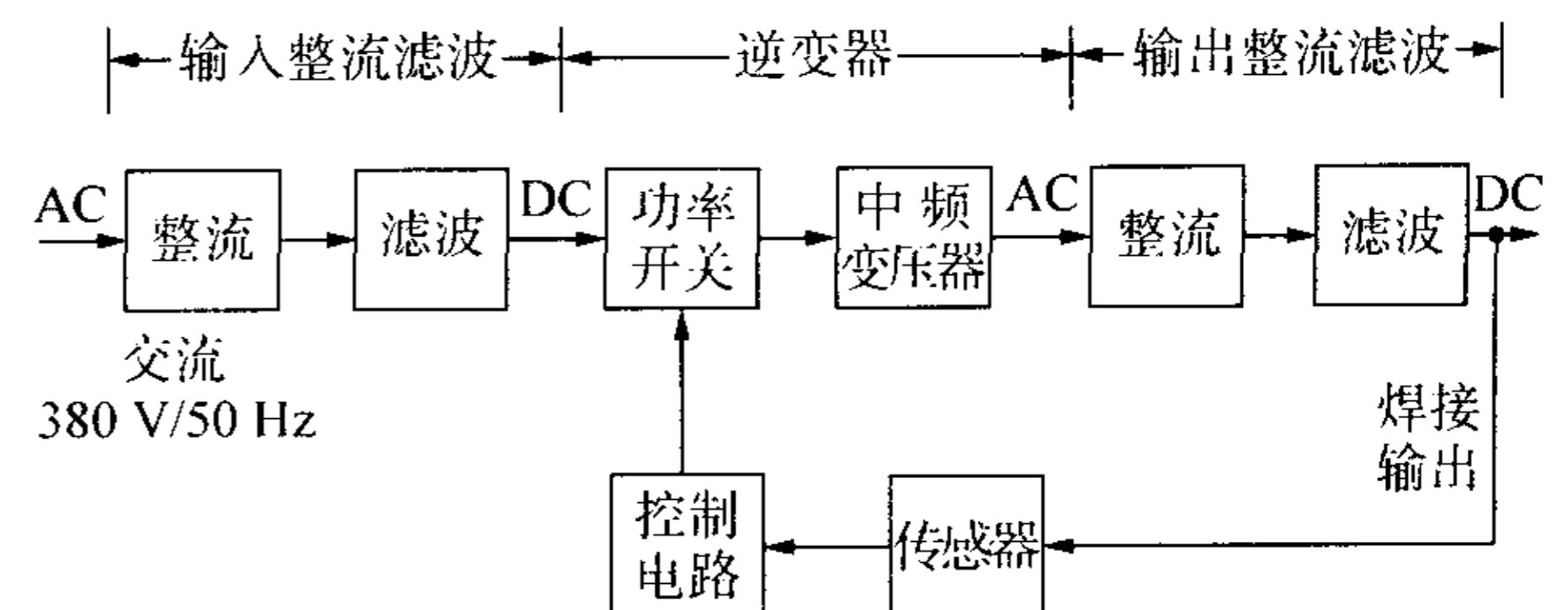


图1 逆变焊接电源原理框图

如图1所示,主电路分为3部分。

a. 输入整流滤波。

电网输入50 Hz,380 V交流电,经大功率整流二极管整流,电容滤波后,为逆变器提供直流电压。

b. 逆变器。

功率电子开关在控制电路控制下,将输入整流

收稿日期:2003-07-03

基金项目:河海大学青年基金资助项目(2001-002)

作者简介:顾公兵(1970—),男,安徽滁州人,在读硕士,主要从事CO₂逆变焊机的研究工作。

滤波电路产生的直流电压变换为 20 kHz 的交流方波,经中频变压器降压输出。输出电压大小通过调节方波宽度(即占空比)进行控制。

c. 输出整流滤波。

中频变压器输出的交流方波电压再经整流、滤波,变为直流电压输出,为焊接提供能量。

2 主电路设计

该设计的逆变电源输出电流 350 A,空载电压 50 V,频率 20 kHz。主电路原理图如图 2 所示。

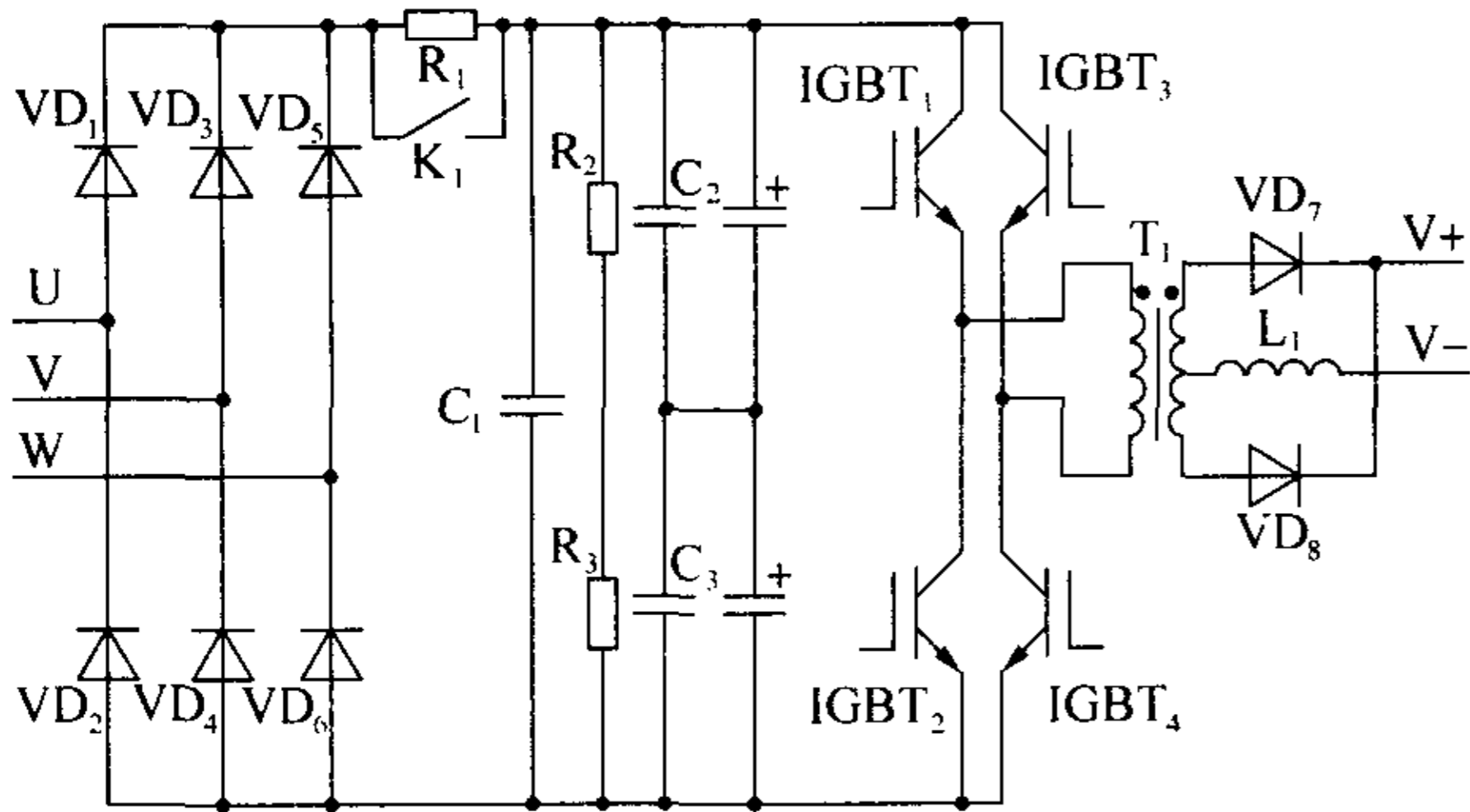


图 2 IGBT 全桥式逆变焊接电源主电路原理图

图 2 中,二极管 VD₁~VD₆ 组成输入整流电路; C₁ 为高频滤波电容;电阻 R₂、R₃ 和电容器组 C₂、C₃ 组成滤波电路;R₁ 为限流电阻,限制起动时的合闸浪涌电流;功率电子开关 IGBT₁~IGBT₄ 管与中频变压器 T₁ 组成逆变器;二极管 VD₇、VD₈ 和直流电抗器 L₁ 组成单相全波整流滤波输出电路。

2.1 中频变压器设计

中频变压器主要作用是电压变换(降压)、功率传递和实现输入、输出之间的隔离。由于中频变压器工作频率高达 20 kHz,它要求磁心材料高频损耗尽可能小,此外还要求饱和磁通密度高,随工作温度升高,饱和磁密度的降低尽量小等。对于上述要求,采用性价比好的铁氧体材料做变压器磁心,功率损耗明显减少。实际制作的变压器磁心采用双 E 型磁心组合而成。

中频变压器一次侧为 1 组绕组 N₁,二次侧为 2 组绕组 N₂,N₃ 对称串联。一次电压为方波电压,其幅值为电网输入电压 U_i 经整流滤波后输出的电压,按电网峰值电压计算。

$$U_1 = \sqrt{2} \times U_i = 1.414 \times 380 \text{ V} = 537.4 \text{ V},$$

式中 U₁ 为中频变压器输入电压幅值,一般按 540 V 计算;U_i 为电网线电压有效值 380 V。

二次电压 U₂,参考焊机输出电压 50 V,并适量取大,留有一定调节空间,其幅值取 70 V。所以,

匝数比

$$n = N_1 / N_2 = U_1 / U_2 = 540 / 70 = 7.7 \approx 8.$$

实际二次电压幅值:

$$U_2 = U_1 \cdot N_2 / N_1 = 540 \text{ V} / 8 = 67.5 \text{ V}.$$

在此选用 EE160 型铁氧体材料磁心 2 组,每组磁心有效截面积 A 为 16 cm²,磁通密度变量 ΔB 为 0.2 T。因为 IGBT 开关频率选用 20 kHz,周期 T=50 μs,考虑留有一定的“死区负载”,防止 IGBT 直导通。因此,要求一个周期内导通时间 t_{on}<25 μs。

$$t_{onm} = \frac{U_0}{U_2} \times \frac{T}{2} = \frac{50 \text{ V}}{67.5 \text{ V}} \times 25 \mu\text{s} \approx 18.5 \mu\text{s},$$

式中 t_{onm} 为每只 IGBT 在一个周期内导通的最长时间,即最大脉宽;U₀ 为焊机输出电压 50 V;U₂ 为中频变压器二次电压幅值 67.5 V;T 为 IGBT 导通周期 50 μs。

电网输入电压经整流滤波后,电压最大值

$$U_{1m} = \sqrt{2} \times U_i \times 1.1 = 1.414 \times 380 \text{ V} \times 1.1 = 591 \text{ V}$$

式中 1.1 为电网电压波动系数。

所以,变压器一次侧的匝数^[1]至少为

$$N_1 = \frac{U_{1m} \cdot t_{onm} \cdot 0.01}{\Delta B \cdot A \cdot 2} = \frac{591 \text{ V} \times 18.5 \mu\text{s} \times 0.01}{0.2 \text{ T} \times 16 \text{ cm}^2 \times 2} = 17.1 \text{ 匝}$$

式中 N₁ 为中频变压器一次侧匝数,按 20 匝设计;U_{1m} 为中频变压器输入电压最大值 591 V(考虑网压 10%波动的峰值);ΔB 为中频变压器时磁心磁通密度变量 0.2 T;A 为磁心有效截面积 16 cm²。

二次侧匝数

$$N_2 = N_3 = 20 \text{ 匝} / 8 = 2.5 \text{ 匝}.$$

2.2 IGBT 的选择^[2]

IGBT 的作用是通过它的周期性开和关作用,把直流电压变换成方波电压,它是逆变弧焊电源中的关键核心元件。由于它比较脆弱,对它的设计、选择直接关系到整个焊机的安全、可靠。所以,选择的参数必须在其正向偏置安全区(FBSOA)。计算参数时留有的富裕量较大。

2.2.1 额定电压 U_{cep}

输入电网电压整流滤波后,直流输出电压最大值

$$U_d = \sqrt{2} \times U \times 1.1 \times \alpha = \sqrt{2} \times 380 \text{ V} \times 1.1 \times 1.1 = 650 \text{ V},$$

式中 U_d 为 IGBT 承受的稳态最大电压;U 为电网电压有效值 380 V;1.1 为波动系数;α 为安全系数,取 1.1。

关断时的峰值电压

$$U_{ceps} = (U_d \times 1.15 + 150) \cdot \alpha = (650 \text{ V} \times 1.15 + 150 \text{ V}) \times 1.1 = 987.25 \text{ V}$$

式中 U_{ceps} 为 IGBT 关断时的峰值电压;α 为安全

系数,取 1.1;1.15 为过电压系数;150 为 $L \cdot di/dt$ 引起的尖峰电压(单位:V)。

额定电压 U_{ap} 向上靠,实际电压等级值取 1200 V。

2.2.2 额定电流 I_r

中频变压器一次侧电流

$$I_1 = I_2 \cdot N_2 / N_1 = 350 \text{ A} \times 2.5 \div 20 = 43.75 \text{ A},$$

式中 I_1 为中频变压器一次侧电流,按 44 A 计算; I_2 为中频变压器二次侧电流,即焊机输出电流 350 A; N_1, N_2 为中频变压器一、二次侧匝数。

每只 IGBT 管上平均电流

$$I = 0.5 \times I_1 = 0.5 \times 44 \text{ A} = 22 \text{ A}.$$

额定电流 I_r 是 IGBT 手册给出的在结温 25 °C 条件下的额定值。

$$I_{\text{rs}} = \sqrt{2} \times I \times 1.5 \times 1.4 = 1.414 \times 22 \text{ A} \times 1.5 \times 1.4 = 65 \text{ A},$$

式中 I_{rs} 为 IGBT 额定电流计算值; I 为每只 IGBT 管上平均电流;1.414 为峰值系数;1.5 为 1 min 过载容量系数;1.4 为 I_r 减小系数。

额定电流 I_r 根据管子电流等级按 150 A 取。

综上所述,所选 IGBT 管额定电压 1 200 V,额定电流 150 A。

2.3 输入电路设计

输入整流滤波电路的主要作用除了将交流电压变为直流电压外,还要求它具有一定的输出电压保持能力,即能防止来自电网的干扰进入电源,又能防止电源产生的干扰,亦即要有抗干扰性。

2.3.1 整流二极管的选取^[3]

晶闸管制造厂家给出的电流值是指正弦半波电流平均值。但是,流过整流管的电流波形不一定是正弦半波,因此,选择整流管时,根据电流有效值选择才合理。

设厂家给出的额定电流值为 I_N ,这是流过管子的正弦半波平均值。相应的正弦半波有效值 I_b 为

$$I_b = 1.57 I_N, \quad (1)$$

式中 I_b 为电流有效值; I_N 为额定电流值。

另一方面,三相桥式整流电路中每个整流管导通 1/3 周期,由于电流脉动较小,可以近似平均值 I_d ,其余 2/3 周期内该管关闭,电流为 0。因此,一个周期内管子电流发热量 Q 为

$$Q = I_d^2 \cdot RT/3,$$

式中 Q 为电流通过二极管的发热量; I_d 为输入电流平均值,即中频变压器一次电流 I_1 ; R 为负载电阻; T 为周期。

那么,管子电流有效值 I_b 在一周内的发热量也

是 Q 。所以

$$I_b^2 \cdot RT = I_d^2 \cdot RT/3.$$

所以

$$I_b = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \approx 0.58 I_d. \quad (2)$$

由(1)和式(2)得

$$0.58 I_d = 1.57 I_N.$$

由 IGBT 额定电流的计算可知,中频变压器一次电流 $I_1 = 43.75 \text{ A}$,所以

额定电流值

$$I_N = 0.367 I_d = 0.367 I_1 = 0.367 \times 43.75 \text{ A} = 16 \text{ A}.$$

二极管上最高承受电压

$$U_m = \sqrt{2} \times U_i \times 1.1 = \sqrt{2} \cdot 380 \text{ V} \times 1.1 = 593 \text{ V}.$$

式中 U_m 为二极管上最高承受电压; U_i 为电网输入线电压有效值 380 V;1.1 为波动系数。

考虑留有 2 倍以上安全裕量,选用额定值为 1 200 V,50 A 二极管 6 只,或与之相当的整流堆。

2.3.2 滤波电容选取^[4]

滤波电容最好选用等效串联电阻低且电容量大的电解电容,因为等效串联电阻值对输出脉动电压值有直接影响。为了减少等效串联电阻,用多个电容并联,获得所需的电容量。

电网电压为 380 V,空载直流电压 U_{d0} 约为线电压峰值 540 V。在带负载时,电压有所下降,电容电压^[5]

$$U_d = 1.35 \times 380 \text{ V} = 513 \text{ V},$$

输入电流 I_d ,即中频变压器输入电流为 44 A。直流侧电压在带负载时是脉动的,如图 3 所示。最大电压降 ΔU 按 6% 考虑,在 T_1 区间内,电容 C 向负载放电,在 $T/6$ 区间完成一个充放电周期,在 $T_1 \sim T/6$ 区间内,电容由电源充电。

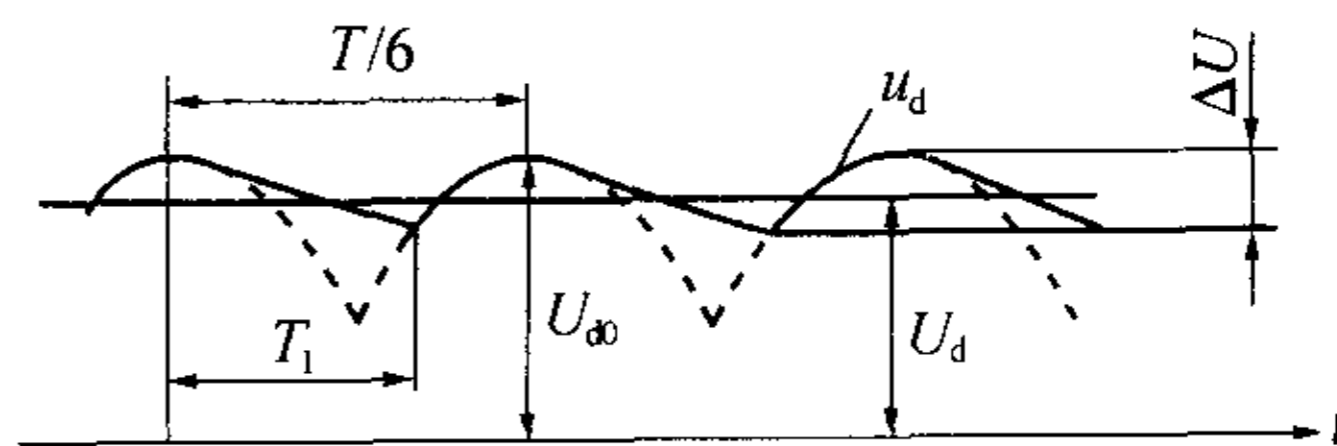


图3 滤波电容滤波过程分析

假定在电容放电期间放电电流恒定,则

$$I_d = C \frac{\Delta U}{T_1}, \quad (3)$$

$$\begin{aligned} U_{d0} - \Delta U &= U_{d0} \cdot \cos[\omega(T_1 - T/6)] \\ &= U_{d0} \cdot \cos[\omega(T/6 - T_1)], \end{aligned} \quad (4)$$

由式(4)得

$$T_1 = \frac{T}{6} - \frac{1}{\omega} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\Delta U}{U_{d0}} \right) \\ = \frac{20 \text{ ms}}{6} - \frac{1}{314 \text{ Hz}} \cos^{-1} 0.94 = 2.2 \text{ ms}。$$

式中 I_d 为输入电流 44 A; ΔU 为电压变化量 ($\Delta U = U_{d0} \times 6\% = 540 \text{ V} \times 6\% = 32.4 \text{ V}$); T_1 为电容放电时间; U_{d0} 为空载直流电压 540 V; T 为工频交流电周期 20 ms; ω 为工频交流电角频率 ($\omega = 2\pi f = 2 \times 3.14 \times 50 \text{ Hz} = 314 \text{ Hz}$)。

代入式(3),得

$$C = \frac{I_d}{\Delta U} T_1 = \frac{44 \text{ A}}{32.4 \text{ V}} \times 2.2 \text{ ms} \times 1000 \\ = 2988 \mu\text{f} \approx 3000 \mu\text{f},$$

电容承受的线电压峰值 540 V。

实际中,采用 4 个 1 880 μf , 600 V 的电解电容和一个大电阻并联为一组,用 2 组串联在一起组成滤波电容组。其电容量

$$C_r = \frac{1880 \mu\text{f} \times 4}{2} = 3760 \mu\text{f},$$

大于计算值,滤波效果满足小于 6% 的要求。

由于电解电容不是理想的电容,它本身的阻抗对电容两端的电压会有影响,而且电压是脉动的,所以为了稳定其两端电压,使每组电容的两端电压相等,分别在每组电容两端并联了一个均压电阻 R_2 、 R_3 ,选择 $R_2 = R_3 = 30 \text{ k}\Omega$ 。

至于滤波前面的去高频干扰的电容 C_1 ,其电容量是很难确定的,因为高频干扰包括电网的干扰,也包括电源的干扰,所以可试选取 $C_1 = (2.5 \pm 5\%) \mu\text{F}$ 或该数量级其他电容,只要电容 C_1 的耐压峰值满足即可,耐压峰值 $U_p = 600 \text{ V}$ 。

2.3.3 限流电阻 R_1 的选取

电容输入式整流滤波电路在接通交流电压时,合闸时由于电容充电,往往引起较大的浪涌电流。合闸浪涌电流会引起一系列可靠性方面的问题,必须设法加以抑制。但限流电阻的选择要适当,过大,主电路电压降损失大;过小,起不到限流作用。在此选择的限流电阻 R_1 为 20 Ω /20 W。起动后,延时一段时间后,开关 k_1 合上,把 R_1 从主电路中去除。

2.4 输出电路设计

在全波整流电路中,有全波中心抽头和全桥之分,虽然全桥整流电路利用率高,但与全波整流相比,多出一对二极管,增大了电路的电压损失,因而,输出整流电路通常采用中心抽头全波整流方式。

2.4.1 整流二极管选择^[1]

开关整流二极管不仅应有短的反向恢复时间和小的反向恢复电流,而且反向电流的恢复以缓慢为好,减小噪声。常用的有掺金扩散型、外延型、肖特基型和 PIN 型。其中, PIN 型的特点是正向压降低,常温时 0.85 V,随结温升高,正向电压降会更低,150 $^{\circ}\text{C}$ 是只有 0.6 V,和肖特基管接近;反向时间短,不大于 200 ns;反向漏电流在 150 $^{\circ}\text{C}$ 时和额定电压下只有 1 mA,接近普通整流二极管。故选用 PIN 型二极管。

对于单相全波整流电路,整流二极管额定电流

$$I_N = 0.5 I_2 = 0.5 \times 350 \text{ A} = 175 \text{ A},$$

式中 I_N 为整流二极管额定电流; I_2 为焊机输出电流 350 A。

管上承受最大反压

$$U_m = 2U_2 = 2 \times 67.5 \text{ V} = 135 \text{ V},$$

式中 U_2 为焊机输出电压幅值 67.5 V。

考虑留一定的安全裕量,二极管额定电压按 300 V,电流 250 A 选取。

2.4.2 直流电抗器设计

直流电抗器的作用有 2 方面:一是用于滤波,使电流连续,特别是小电流脉动大时,电抗器电感的选择以最小直流电流波形连续为依据;二是改善直流电源的动特性,在 CO₂ 焊接短路过渡时,限制短路电流上升速度和短路电流峰值,以便调节引弧性能和减少飞溅。现代逆变电源中,第二项功能已经主要转向依靠电子电抗器,直流电抗器的主要功能是滤波。因此,电感量可以取得很小。

直流电抗器的铁心有闭合与条形之分,在此选用条形铁心。这样,在短路电流很大时,不会饱和,选用普通硅钢片作为铁心材料。

在主电路电流未经过电抗器滤波之前是断续的。为了获得连续的输出电流,电抗器的电感量 L 应满足下述关系式^[1]:

$$L \geq (U_2 - U_0) / (2 \cdot I_{\text{omin}}) \cdot t_{\text{on}},$$

式中 L 为直流电抗器的电感量; U_2 为中频变压器二次电压幅值 67.5 V; U_0 为电感滤波输出电压,即焊机输出电压 50 V; t_{on} 为 IGBT 最大导通时间, 18.5 μs ; I_{omin} 为最小电流。

$$I_{\text{omin}} \geq 0.5 \cdot \Delta I_L,$$

式中 I_L 为电抗器中电流,即焊机输出电流 350 A; ΔI_L 为 I_L 的变化量,一般取 I_L 的 5%,所以

$$I_{\text{omin}} \geq 0.5 \times 0.05 \times 350 \text{ A} = 8.75 \text{ A} \approx 10 \text{ A},$$

直流电感量

$$L \geq (67.5 \text{ V} - 50 \text{ V}) / (2 \times 10 \text{ A}) \times 18.5 \mu\text{s} \\ = 16.2 \mu\text{sH} = 0.0162 \text{ mH}.$$

对于二极管整流电源,焊丝直径为 1.2 时, L 取 0.08~0.5 mH^[3]。而对于逆变电源, L 取值一般取晶闸管逆变器电感量的 0.1~0.2 倍^[3],取 $L=0.01$ mH,绕组的匝数^[5]

$$N = 4400 \cdot \sqrt[3]{\frac{B_m \cdot L}{I_L}} \\ = 4400 \times \sqrt[3]{\frac{0.8 \text{ T} \times 0.01 \text{ mH} \times 0.001}{350 \text{ A}}} = 12.487 \text{ 匝}.$$

式中 N 为直流电抗器的绕组匝数,取 13 匝; B_m 为铁心的最大磁感应强度 0.8 T; L 为直流电感量 0.01 mH; I_L 为直流电抗器中电流 350 A。


绕组线圈直径^[5]

$$d_m = 2.4 \times \sqrt[3]{\frac{I_L^2 \cdot L}{B_m^2}} \\ = 2.4 \times \sqrt[3]{\frac{350^2 \text{ A} \times 0.01 \text{ mH} \times 0.001}{0.8^2 \text{ T}}} \\ = 2.979 \text{ cm} \approx 3 \text{ cm}.$$

电感线圈长度^[5]

$$L_0 = 2.3 \cdot d_m = 2.3 \times 3 \text{ cm} = 6.9 \text{ cm} \approx 7 \text{ cm}.$$

在实际中,电抗器的实际匝数要在调试中修正选取。

Page 4  学报, 2000, 29(3): 239-243.

- [21] 卢超,于润桥,彭应秋,等.连续小波变换在焊接缺陷超声检测中的应用[J].南昌航空工业学报,2002,24(2):17-21.
- [22] 武英利,胡天明.小径管异种钢焊接接头超声波探伤技术的探讨[J].电力建设,1999,(3):8-11.
- [23] 张海燕,吴森,孙智,等.小波变换和模糊模式识别技术在金属超声检测缺陷分类中的应用[J].无损检测,2000,22(2):51-54.
- [24] S Legendre, D Massicotte, J Goyette, et al. Neural classification of lamb wave ultrasonic weld testing signals using wavelet coefficients[J].IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(3):672-678.
- [25] S W Kerel, Klein M B, Pouet B. Wavelet and wavelet-packet analysis of Lamb wave signatures in laser ultrasonics[J].Proceedings of SPIE, 2000, (4):308-317.
- [26] Legendre S, Massicotte D, Goyette J. Ultrasonic aluminum weld testing method based on the wavelet transform and a neural classifier[J].Electrical and computer engineering, 1992(2):761-765.
- [27] Chen Y J, Shi Y W, Zhang X P. Detection of weak bonding

3 结论

a. 中频变压器的设计的关键是选择合适频率在 20 kHz 以上的磁心,并由磁心参数与电压比计算匝数。

b. IGBT 的选择是决定焊机安全性能的关键。在计算时,必须考虑留有充分的安全裕量。

c. 输入电路整流二极管生产厂家给出的额定值是平均值,计算时要进行换算。选择滤波电容时,容量应比计算值稍大为宜。

d. 输出整流二极管由于工作在 20 kHz,应选用快速二极管。

e. 直流电抗器对焊机动特性影响较大,其匝数应在计算值的基础上根据实际调试情况进行修正。

主电路承担能量传递任务。设计时,必须保证留有足够的安全裕量,保证焊接电源的安全和可靠。

参考文献:

- [1] 赵家瑞.逆变焊接与切割电源[M].北京:机械工业出版社,1996.
- [2] 陈国呈.PWM 变频调速及软开关电力变换技术[M].北京:机械工业出版社,2001.
- [3] 殷树言.CO₂ 焊接设备原理与调试[M].北京:机械工业出版社,2000.
- [4] 屈稳太.大功率 TGBT 高频逆变电焊机的研究[J].电力电子技术,2001,35(2):31-33.
- [5] 陈祝年.焊接设计简明手册[M].北京:机械工业出版社,1997.
- [6] 李俊,王春柏,陈剑虹.超声波在摩擦焊中的应用[J].摩擦学学报,2000,20(3):239-243.
- [7] 卢超,于润桥,彭应秋,等.连续小波变换在焊接缺陷超声检测中的应用[J].南昌航空工业学报,2002,24(2):17-21.
- [8] 武英利,胡天明.小径管异种钢焊接接头超声波探伤技术的探讨[J].电力建设,1999,(3):8-11.
- [9] 张海燕,吴森,孙智,等.小波变换和模糊模式识别技术在金属超声检测缺陷分类中的应用[J].无损检测,2000,22(2):51-54.
- [10] S Legendre, D Massicotte, J Goyette, et al. Neural classification of lamb wave ultrasonic weld testing signals using wavelet coefficients[J].IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(3):672-678.
- [11] S W Kerel, Klein M B, Pouet B. Wavelet and wavelet-packet analysis of Lamb wave signatures in laser ultrasonics[J].Proceedings of SPIE, 2000, (4):308-317.
- [12] Legendre S, Massicotte D, Goyette J. Ultrasonic aluminum weld testing method based on the wavelet transform and a neural classifier[J].Electrical and computer engineering, 1992(2):761-765.
- [13] Chen Y J, Shi Y W, Zhang X P. Detection of weak bonding in friction welds by ultrasound[J].ultrasonics, 1998, (361), 141-146.
- [14] Rust A C, Russell J K. Detection of welding in pyroclastic flows with ground penetrating radar: insights from field and forward modeling data[J].Journal of Volcanology and Geothermal Research, 2000, 95(1):23-34.
- [15] 王东华,周源华,钢铁.基于小波模极大值的点焊缺陷检测[J].上海交通大学学报,2003,37(3):432-434.
- [16] 王然冉,孙成明.用改进的小波分析识别焊接缺陷[J].沈阳建筑工程学院学报,2002,18(3):217-219.
- [17] 曾浩,周祖德,骆红.激光焊接缺陷声信号的小波分[J].中国激光,2000,27(5):471-476.
- [18] 马跃洲,王春柏,陈剑虹.CO₂ 焊接过程动态信号的特征分析[J].焊接学报,2001,22(2):67-71.
- [19] 朱六妹,肖孝菊,王伟,等.CO₂ 焊熔滴过渡特征的研究[J].电焊机,2000,30(1):18-21.
- [20] 张晓囡,李俊岳,李恒,等.基于小波分析的 CO₂ 弧焊电源工艺动特性的评定[J].中国机械工程学报,2002,38(1):112-116.
- [21] 王晓东,柳刚,范荣焕.弧焊电源检测与评价中常用的信号处理方法与分析方法[J].焊接技术,2001,30(2):14-16.