

# 开关型晶体管弧焊电源的研究

## —主电路工作过程的数学分析

胡仁华助教 俞尚知教授 陈焕明助教

(上海交通大学) (南昌航空学院)

### 摘要

本文就分析恒流模拟型晶体管弧焊电源效率问题着手，提出了开发开关型晶体管弧焊电源的必要性与合理性。并对其主电路工作过程进行了数学求解，得出了调节灵敏度与占空比的函数关系式。文章对大功率晶体管的选择与保护问题从理论上进行了详细的剖析，尤其对采取串接均流电阻以防止二次电压击穿提出了新见解。文章最后给出了研制的120A开关型晶体管弧焊电源的技术数据和进行不锈钢薄板环对接的TIG焊工艺试验结果。

jing dian shu  
主题词 晶体管 电源 数学分析

### 0 序 言

电弧是弧焊电源的负载，在传统的恒流电源中是尽可能地保持焊接电流恒定不变，从而保证电弧的稳定燃烧。在晶体管模拟型弧焊电源中这种恒流要求的实现是通过串联在主回路中的晶体管的调整作用来实现的，其主电路框图如图1所示。其效率为电弧上消耗的功率与电源输出功率之比，即  $\eta = \frac{i_f \cdot u_f}{i_f \cdot u_0} = \frac{u_f}{u_0}$

通常钨极氩弧焊的电弧电压为10~15V，就是采用低空载电压<sup>[1]</sup>， $u_0 \leqslant 35V$ ，其效率  $\eta = 30\% \sim 40\%$ ，显见这种电源的效率是很低的。

为了提高电源的效率。我们拟打破传统的恒流概念，利用晶体管优异的控制性

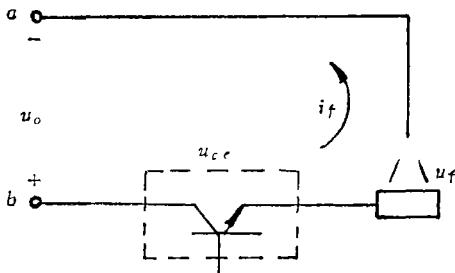


图1 模拟型晶体管电源主回路

能，实现对负载——电弧的开关控制，亦即使晶体管起到一个快速开关作用。当晶体管饱和导通时管子上的压降很小，电源电压主要加到负载和储能元件上。在关断时晶体管将电源与负载断开，这时流过它的漏电流很小，而电弧燃烧所需要的能量由储能元件上释放出来的能量来维持。显然工作在这种模式的电源消耗在晶体管上的功率是较低的。因此电源的效率就相应提高。

开关型晶体管弧焊电源的主电路如图2所示。它与模拟型晶体管电源主电路相比，在形式上多了一个储能元件L和构成放电回路的续流二极管D。 $L$ 、 $D$ 的作用就是在三极管饱和导通时起到储能作用；在三极管关断时 $L$ 通过 $D$ 向电弧释放能量以维持电弧的燃烧，这就使电弧电流在维持平均电流值恒定时呈现着脉动波形。研制的开关型晶体管弧焊电源，其脉动频率大于20kHz。

## 1 调节方案与灵敏度分析

### 1.1 调节方案的确定

设计的晶体管弧焊电源是用于直流钨极氩弧焊。故要求其外特性（即电压、电流平均值的关系）是陡降的。即通过控制电路实现对主电路的恒流控制。

控制电路的输出波形见图3。

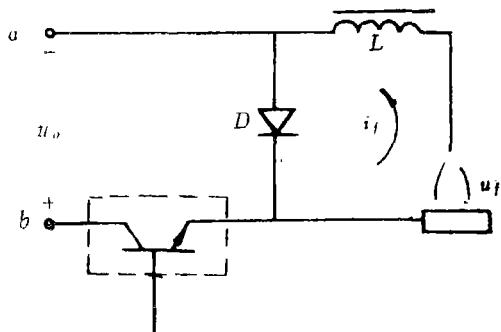


图2 开关型晶体管弧焊电源主回路

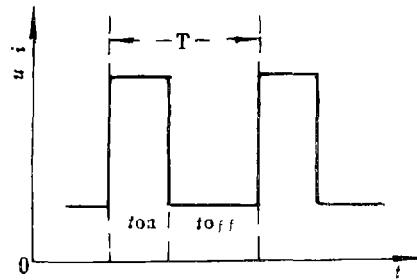


图3 控制电路输出波形

其中： $t_{on}$ ——导通时间， $t_{off}$ ——关断时间。通过对 $t_{on}$ ， $t_{off}$ 的适时控制就可以达到恒流控制的目的。

$$t_{on} + t_{off} = T = \frac{1}{f} \quad \frac{t_{on}}{T} = \eta$$

式中： $T$ ——周期； $f$ ——频率； $\eta$ ——占空比。为获得恒流特性的调节方式有下列3种：

(1) 在频率 $f$ 保持不变的前提下，改变占空比 $\eta$ 。这时主回路负载可在很大范围内变化而保持恒流不变。从而实现恒流控制。称之为占空比 $\eta$ 调节。

(2) 保持 $\eta$ 不变而改变 $f$ ，也同样可以达到恒流控制的目的，称之为脉冲频率调制。

(3) 保持 $t_{off}$ 不变而改变 $t_{on}$ , 这称之为脉冲宽度调制, 这时 $\eta$ 、 $f$ 都在发生变化, 故又称之为占空比频率混合调制。

考虑到频率的变化会对主回路磁性元件、容性元件等的设计带来不利因素; 而且频率低于20kHz时电弧会发出难以忍受的噪声。故决定选用脉冲的占空比调节方案。

## 1.2 调节灵敏度的分析

将开关电源的主回路简化为图4 a所示。工作时流过负载 $R$ 上的电流波形如图4 c所示。

(1) 饱和导通阶段:

此时电路可简化为图4 b所示。

$$\text{闭合回路电压方程式 } L \cdot \frac{di_1}{dt} + R i_1 = u_o$$

$$\text{解得 } i_1 = -\frac{u_0}{R} + A_1 e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$\text{初始条件 } i|_{t=0} = I_{b0}$$

$$\text{代入解得 } i_1 = \frac{u_0}{R} + \left( I_{b0} - \frac{u_0}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}(t-t_0)} \quad (1)$$

$$I_p = \frac{u_0}{R} + \left( I_{b0} - \frac{u_0}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t_1} \quad (2)$$

(2) 截止关断阶段:

此时电路可简化为图4 d所示。

$$\text{闭合回路电压方程式为 } L \cdot \frac{di_2}{dt} + R i_2 = 0$$

$$\text{解得 } i_2 = A_2 \cdot e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$\text{初始条件 } i_2(t_0 + t_1) = I_p$$

$$\text{代入解得 } A_2 = I_p e^{-\frac{R}{L}(t_0 + t_1)}$$

$$\therefore i_2 = I_p \cdot e^{-\frac{R}{L}(t-t_0-t_1)} \quad (3)$$

$$I_b = I_p \cdot e^{-\frac{R}{L}t_2} \quad (4)$$

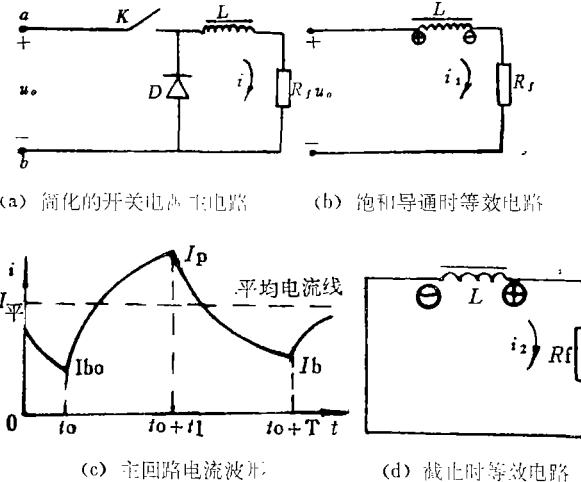


图4 开关电源工作原理

(3) 求一个周期里的平均电流表达式

$$I_{\text{平}} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt = \frac{1}{T} \left( \int_{t_0}^{t_0+t_1} i_1 dt + \int_{t_0+t_1}^{t_0+T} i_2 dt \right)$$

$$\text{其中: } \int_{t_0}^{t_0+t_1} i_1 dt = \frac{u_0}{R} t_1 + \frac{L}{R} \left( I_{b0} - \frac{u_0}{R} \right) \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} t_1} \right)$$

$$\int_{t_0+t_1}^{t_0+T} i_2 dt = I_p \cdot \frac{L}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} t_2} \right)$$

$$\begin{aligned} \text{代入: } I_{\text{平}} &= \frac{1}{T} \left[ \frac{u_0}{R} t_1 + \frac{L}{R} \left( I_{b0} - \frac{u_0}{R} \right) \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} t_1} \right) + I_p \frac{L}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} t_2} \right) \right] \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{u_0}{R} t_1 + \frac{L}{R} \left[ I_{b0} - \frac{u_0}{R} + \left( \frac{u_0}{R} - I_{b0} \right) e^{-\frac{R}{L} t_1} \right] + I_p \cdot \frac{L}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} t_2} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{T} \left[ \frac{u_0}{R} t_1 + \frac{L}{R} (I_{b0} - I_p) + I_p \cdot \frac{L}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} t_2} \right) \right] \\ &= \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{T} \left( \frac{u_0}{L} t_1 + I_{b0} - I_p \cdot e^{-\frac{R}{L} t_2} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

将(2)式代入得:

$$\begin{aligned} I_{\text{平}} &= \frac{1}{T} \cdot \frac{L}{R} \left[ I_{b0} + \frac{u_0}{L} t_1 - \frac{u_0}{R} e^{-\frac{R}{L} t_2} + \left( \frac{u_0}{R} - I_{b0} \right) e^{-\frac{R}{L} T} \right] \\ &= \frac{1}{T} \left[ \frac{L}{R} I_{b0} + \frac{L}{R} \left( \frac{u_0}{R} - I_{b0} \right) e^{-\frac{R}{L} T} + \frac{u_0}{R} t_1 - \frac{L \cdot u_0}{R^2} \cdot e^{-\frac{R}{L} t_2} \right] \\ &= \frac{1}{T} \left[ A_3 + \frac{u_0}{R} \left( t_1 - \tau \cdot e^{-\frac{t_2}{\tau}} \right) \right] \\ &= \frac{1}{T} \left[ A_3 + \frac{u_0}{R} \left( T\eta - \tau \cdot e^{-\frac{T}{\tau} (1-\eta)} \right) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

式中: 时间常数  $\tau = \frac{L}{R}$ ; 占空比  $\eta = \frac{t_1}{T}$

$$\text{常数 } A_3 = \frac{L}{R} \left[ I_{b0} + \left( \frac{u_0}{R} - I_{b0} \right) e^{-\frac{R}{L} T} \right]$$

将(6)对 $\eta$ 求导得

$$\frac{dI_{\text{平}}}{d\eta} \Big|_f = \frac{1}{T} \cdot \frac{u_0}{R} \left[ T - T \cdot e^{-\frac{T}{\tau} (1-\eta)} \right] = \frac{u_0}{R} \left[ 1 - e^{-\frac{T}{\tau} (1-\eta)} \right] \quad (7)$$

分析(7)式可知:

$$(i) \frac{dI_{\text{平}}}{d\eta} \Big|_f \geq 0, \text{ 设 } I_g \text{ 为给定值。}$$

当  $I_{\text{平}} - I_g \neq 0$  时只要通过调节占空比  $\eta$  就可以改变平均电流  $I_{\text{平}}$ , 以保持平均电流的恒定。即  $(I_{\text{平}} - I_g) \rightarrow 0$ 。

(ii)  $\frac{dI_{\text{平}}}{d\eta} \Big|_f$  反映了平均电流随 $\eta$ 变化而变化的调节灵敏度。它随着 $\eta$ 的增加而减小。

这种调节方法在  $\eta$  较小时，调节性能较好；而在  $\eta$  较大时调节性能差，灵敏度较低。

(iii) 由 (6) 式可知：在达到同样要求  $I$  平时，若  $\frac{u_0}{R}$  较大，则  $\eta$  可以相应较小；反之则较大。由此得到了  $\eta$  与  $\frac{u_0}{R}$  的关系，为了使  $\eta$  较小些，须使  $\frac{u_0}{R}$  较大些。这里  $R$  是电弧的等效电阻， $u_0$  是电源的空载电压。所以，在开关电源的设计中，空载电压的确定还要受调节灵敏度的制约。

## 2 大功率晶体管的选择与保护

大功率晶体管的选择在模拟型电源中已有较多的论述<sup>[2]</sup>。然而在开关型晶体管电源中，由于晶体管的工作状态一直处在“开”、“关”的交替状态中。因此对它的选择与保护较模拟型电源中的晶体管选择有着更苛刻的要求。

根据理论分析和实验验证，得出开关型晶体管电源中大功率晶体管的选用应遵循一定的原则。

### 2.1 管子的极限参数 $I_{cm}$ 、 $P_{cm}$

开关电源的晶体管工作在“开”、“关”的快速交变中。在关断时，管子要能承受一定的耐压，由于焊接电源的空载电压  $u_0 \leq 70V$ ，所以它比较容易满足。在开通时，一般功率管的  $I_{cm}$  为几安到几十安，要满足焊接电流的要求则需要多个管子的并联。在模拟型电源中每个管子的  $I_{\text{实}}/I_{cm}$  值取得较低，有时甚至低于 30%。其原因是为了减小管子的功耗和保证一定的放大倍数  $\beta$ 。在开关电源中管子的工作条件迥然不同。由图 5a 可见，当流过管子的  $I_{\text{实}}$  达到  $I_{cm}$  时只不过  $\beta$  值下降到最大值的一半，而管子并不损坏，所以，在开关型电源的设计中可取  $I_{\text{实}}/I_{cm} \geq 1$ 。

管子工作于“开”、“关”状态时，其功耗是很低的，但是在从“开”到“关”或“关”到“开”的过渡过程中的功耗在开关频率较高时却是不可忽视的。其功耗的大小取决于管子的开关时间参数，在较高频率的开关状态下，通过实验发现管子工作存在着发热问题。因此在选择管子时要注意它的最大耗散功率  $P_{cm}$ ，这样晶体管就能正常工作。所以  $P_{cm}$  反映了热学性能对晶体管使用的限制。但对处于开关状态下工作的 5 A，50W 晶体管来讲，只要加强散热条件，就是其平均电压大于 10V，仍然可以达到  $I_{\text{实}} \geq I_{cm}$  而不损坏管子。

### 2.2 二次击穿电压 $SBV_{ceo}$

由于研制电源的空载电压约 40V，而功率管的  $BV_{ceo} \geq 160V$ ，因此不存在一次击穿的危险。而严重的问题是二次击穿损坏，其危害性远大于模拟电源中出现的二次击穿问题。在实验中曾选用  $I_{cm}$ 、 $P_{cm}$ 、 $t_{on}$ 、 $t_{off}$  等参数更好些的管子进行实验。但由于其  $SBV_{ceo}$  值低，所以在多个管子并联后接到主电路上，接通负载，即使每个管子的平均

电流小于1A也会立即损坏。通过反复试验，确认是属于二次电压击穿短路型损坏。这可从晶体管开关工作的4个过程来分析。由图5可见，在饱和导通时电压 $u$ 很低；在截止时电流 $i$ 很小。这两个过程中管子不会发生二次击穿。在管子由导通到截止过程（关断过程）和由关断

到导通的过程（导通过程）出现电压或电流尖峰，因此在这两个过程中最易发生二次击穿。

#### （i）关断过程

在控制电路发出关断信号时，晶体管首先进入储存过程 $t_s$ ，这一阶段电流 $i$ 变化不大，而晶体管上的 $u_{ce}$ 开始上升。这一阶段结束之后，晶体管进入关断阶段 $t_f$ 。此时电流 $i$ 开始急骤下降， $\frac{di}{dt}$ 可达到 $10^6 \sim 10^7 \text{ A/s}$ 以上，此时回路电感量的大小将决定释放能量的多寡。从而影响加在晶体管上尖峰电压的大小及作用时间（图5 b）。图2所示回路中的电感量主要由两部分组成。即滤波电感 $L$ 及变压器的漏感 $L_B$ 。

首先，分析滤波电感上的电量转化过程。

在三极管进入 $t_f$ 阶段时， $i$ 开始下降，此时续流二极管尚未导通。所以 $\frac{di}{dt} < 0$ ， $\frac{di_L}{dt} < 0$ ，这意味着电感 $L$ 将转为释放能量，并产生较高的感应电压 $u$ ，其值为 $L \cdot \frac{di_L}{dt}$ ，

虽然 $L$ 为几个微亨。但 $u$ 仍可达到 $10 \sim 100 \text{ V}$ ，这个电压通过续流二极管 $D$ 和电弧构成回路。由于 $D$ 的导通需要一定的时间，亦即 $i_D$ 有一个上升的过程，因此在二极管上就出现过电压。由于开关晶体管是与续流二极管并联的，因此也承受过电压。当 $D$ 完全导通后 $L$ 上的能量仅通过 $D$ 释放到电弧上。因这个过程非常短暂，在电流波形上出现突然的下跌，如图6所示。当 $D$ 完全导通后，电流再按指数曲线衰减。

由此可见，为了减小过电压加在晶体管上的作用时间，宜选用开关二极管以提高其导通速度。

其次，分析变压器漏感 $L_B$ 产生的过电压。

在电流开始衰减时，变压器的漏感将同时释放能量。因而产生感应电压，其值为 $L_B \cdot \frac{di}{dt}$ 。由于这个电压也是加到功率晶体管上，而焊接变压器的漏感较大，所以其影响也较严重。

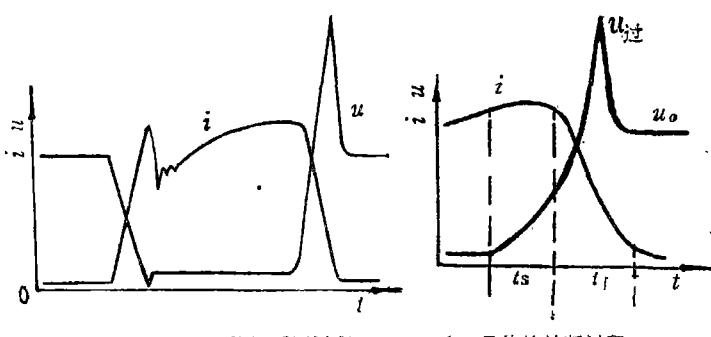


图5 开关状态下晶体管上电压电流波形

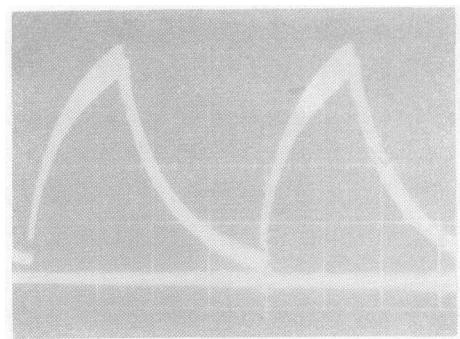


图6 主回路电流波形

变压器绕组间的分布电容或外加电容将吸收漏感释放的磁能，从而影响到过电压的幅值和作用时间。

### (ii) 导通过程

在控制脉冲来到时，流过功率晶体管的电流从理论上讲，将按指数曲线上升。然而实际的导通过程如图 5 a 所示。这是由于已处于饱和导通状态的续流二极管的关断需要一定的反向恢复时间<sup>[3]</sup>： $t_{rr} = t_s + t_f$ 。其中： $t_s$  为二极管存贮时间， $t_f$  为经过存贮时间之后  $i$  下降的时间。如图 7 所示。

在  $t_s$  期间内，续流二极管  $D$  内阻很小，此时  $u_i$  几乎全部加到晶体管上，于是形成了一个很大的峰值电流  $i_p$ 。如图 8 所示。 $t_s$  越长， $i_p$  也就越高。这一峰值电流无疑将使晶体管两次电压击穿的危险性增加。

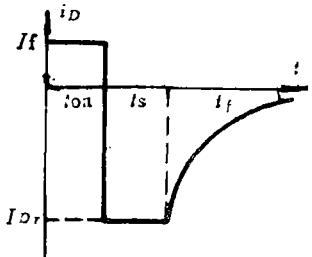


图 7 二极管关断过程

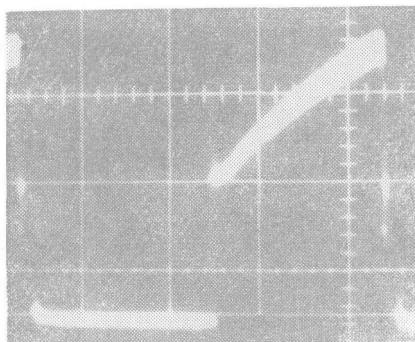


图 8 晶体管上电流波形

为此须选用开关速度高的二极管作续流管以抑制  $i_p$ 。

据此，用作开关型晶体管弧焊电源的功率管，必须选用高的  $SBV_{ceo}$  以提高其可靠性。

### 2.3 其它参数的选择

为了提高开关频率，降低管子开关过程中的损耗，应尽可能选择  $t_{on}$ 、 $t_{off}$  小的管子。

饱和压降  $V_{ces}$  的减小可降低饱和导通时的功耗。故应尽量选  $V_{ces}$  小的管子。

放大倍数  $\beta$  大，则可减小管子的驱动电流  $I_b$ ， $(I_{bs} \geq \frac{I_{ces}}{\beta})$ 。在实验中比较了  $\beta$  为 100 和 20 的管子，在相同的驱动电流和相等功率管的数目时， $\beta$  大就可输出较大的焊接电流。

当然在选择晶体管时也要考虑其经济性及货源供应状况。

为了提高功率管使用时的可靠性和防止主要损坏方式——二次电压击穿。采取如下措施：

#### (1) 串接均流电阻。

在开关电源中串接均流电阻  $R_e$  的作用是使“开”“关”过程速度均匀化。当晶体管截止时  $R_e$  明显不起作用。在饱和导通状态中每个管子都是饱和导通，流过的都是  $I_{ces}$ ，

且这时管子上电压很低，二次击穿的危险性也不严重。而严重的则是上升和下降过程，这时管子已进入放大工作区，由于每个管子有明显不同的上升和下降速度，若无电阻  $R_e$  则将导致并联着的管子中有的提前导通和有的滞后导通。（或提前关断和滞后关断）。当接入均流电阻以后，如图 9 所示。

则有： $V_b = V_{be} + i_c \cdot R_e$

$$\text{微分得 } \frac{dV_b}{dt} = \frac{dV_{be}}{dt} + R_e \cdot \frac{di_c}{dt}$$

设控制信号为理想方波：则  $\left| \frac{dV_b}{dt} \right|_{t^+} = 0$

$$\therefore \frac{dV_{be}}{dt} = -R_e \cdot \frac{di_c}{dt}$$

$$\frac{dV_{be}}{di_c} = -R_e$$

由上可知： $R_e$  起到了电流负反馈的作用。它的接入就可使  $V_{be}$  上升的速度受到控制，即导通快的管子减慢速度，导通慢的增加速度。从而使开关速度均匀化，达到过渡过程电流均匀化的目的。

$$\therefore i_c = \beta i_b$$

$$\therefore \frac{dV_{be}}{di_b} = -\beta R_e$$

由于选用的管子的  $\beta$  较大，故  $R_e$  的数值在很小时就起到明显的作用。

#### (2) 选用开关二极管作续流管。

由于开关二极管较普通二极管的恢复时间  $t_{rr}$  短，从而减弱了开关型电源在导通和关断过程中的尖峰电流和过高的感应电压。

#### (3) 设计漏感小的焊接变压器。

这是与普通弧焊变压器不同的地方，因此在考虑初次级绕组的排列和选取磁通密度时，要保证获得最大的互感量，借以防止频繁导通—关断过程中漏感产生过高的感应电压而导致功率管损坏。

#### (4) 主电路设计上考虑采取如下措施：

- (a) 整流桥直流输出端并联大容量的电容。
- (b) 在开关晶体管的两端并接阻容保护线路。
- (c) 每个二极管整流臂上并联阻容保护。

### 3 120A 开关型晶体管弧焊电源

研制的120 A 开关型晶体管弧焊电源。其主要技术数据列于表 1。

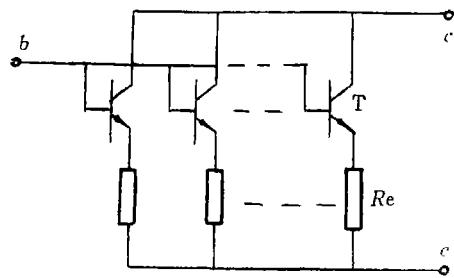


图 9 均流电阻的应用

研制的电源还具有低频调制脉冲功能。其数据列于表2。

表1 120A开关电源主要技术数据

项 目	数 据
额定输出电流 (A)	120
电流调节范围 (A)	7~120
输出空载电压 (V)	≤30
开关频率 (kHz)	20
效 率 (%)	56~68

表2 低频脉冲焊技术数据

项 目	数 据
频率范围 (Hz)	0.5~20
占空比	0~1
基值电流范围 (A)	10~70
峰值电流范围 (A)	40~120

## 4 焊接工艺试验

研制的开关型晶体管弧焊电源进行钨极氩弧焊时，发现电弧压力和挺度上具有高频脉冲电流的特点。这对提高薄板焊接质量将是十分有利的。为此进行了开关型和模拟型两种电源的薄板TIG焊接工艺性能对比试验。

当使用模拟型电源焊接时，电弧长度一般保持在0.5至0.7mm，超过0.8mm后电弧发漂，成形不规则。由于电弧长度短，尤其在焊接薄壁环对接焊时，很易由于壳体变形而造成与钨棒短路。当然对装配时的错边要求也十分严格。而采用开关型电源时，电弧长度一般可提高到2mm左右而仍然保持良好的挺度和指向性。这就大大降低了环对接的错边要求，也不会产生工件变形而导致与钨棒的短路，有效地提高了薄壁环对接缝的合格率。

## 5 结 论

(1) 通过对开关型晶体管电源主电路的数学求解，建立了调节灵敏度与占空比的函数关系式：

$$\frac{dI_{\text{平}}}{d\eta} = \frac{u_0}{R} \left[ 1 - e^{-\frac{T}{\tau}(1-\eta)} \right]$$

(2) 从分析功率晶体管关断过程和导通过程着手，探求产生二次电压击穿的原因，从而找到了提高其可靠性的技术途径。

(3) 研制的120A开关型晶体管弧焊电源全部采用国产元器件，性能参数达到设计要求。

(4) 研制的120A开关型晶体管弧焊电源经不锈钢薄板TIG焊接工艺试验表明，电弧燃烧稳定，挺度大，指向性强。薄板对接不易产生烧穿和短路现象，有效地提高了焊缝的合格率。

(1988年12月20日收到修改稿)

### 参 考 文 献

- 1 俞尚知等. 新型晶体管电源的研制. 焊接学报. 1985, 6(3) : 149~156
- 2 郝廷玺, 晶体管弧焊电源的保护问题. 电焊机. 1982, (5) : 1~6
- 3 北大电子仪器厂. 晶体管原理与设计. 北京科学出版社, 1977.

### STUDY OF SWITCH-TYPE TRANSISTOR

### ARC WELDING POWER SOURCE

——Mathematical analysis of work process of main circuit

*Assistant Hu Renhua, Professor Yu Shangzhi*

*(Shanghai Jiaotong University)*

*Assistant Chen Huanming*

*(Nanchang Aviation Collage)*

### Abstract

Starting from analysing the efficiency of constant current analogue-type transistor arc welding power source, the authors found that it is necessary and rational to develop a switch-type transistor arc welding power source. After mathematical analysis of the work process of main circuit, the function relationship of the regulation sensitivity to the ratio of pulse width was obtained. In this paper, the problems of choosing and protecting large power transistors have been analyzed theoretically in detail. Especially, a new idea of originality was put forward by using series resistance in emitter to avoid secondary voltage breakdown. The paper also provides the technical data of the 120A switch-type arc welding power source and the experimental results of welding a circular butt joint of stainless steel thin-wall shell with TIG.

**Key words** Transistor power source Mathematical analysis