

高效率、电压连续可调的 脉冲固体激光电源

黄茂全 刘 朗

(山西大学物理系)

提要: 本文在三相倍压和谐振充电电路的基础上加入了一个电压控制网络, 组成一个具有高效率、电压在大范围内连续可调的脉冲固体激光电源。

High-efficiency and continously adjustable voltage power supply for pulsed solid state lasers

Huang Maoquan, Liu Lang

(Department of Physics, Shanxi University)

Abstract. A simple and reliable voltage controlling unit is added to the conventional resonance charging network and a compact power supply for pulsed solid state lasers is thus formed. It has the advantages of high efficiency and voltage adjustability over wide range. The features of the circuit are analysed and the experimental setup is given.

体积小、效率高、既有高充电精度, 又可实现电压在大范围内连续可调的固体激光电源是人们所希望的。我们在三相倍压整流电路^[1]和谐振充电电路的基础上加入了电压控制网络, 作了初步实验, 得到比较满意的结果。充电电压可在 0~1600 伏间连续可调, 稳定度、精度都能满足一般固体激光电源的使用要求。

一、工作原理

图 1 为电原理图。 D_{1-4} , C_{1-3} 为三相倍压整流电路, 它可使母电容 C_3 上充电达到 $u_0=1000$ 伏^[1]。 L , SCR_1 , C_4 为谐振充电网

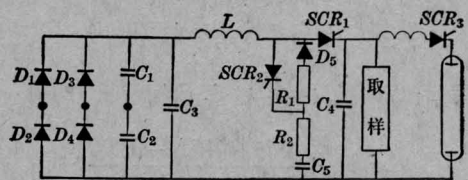


图 1

络。不加电压控制网络时, 谐振充电可使 C_4 充电达 $1.6\sim 1.7u_0$ 。 SCR_2 、 C_5 、 D_5 、 R_1 和 R_2 是所加入的电压控制网络。其工作过程简述如下。

SCR_1 导通, C_4 充电; 当 V_{σ} 达预定值时, 取样信号使 SCR_2 导通, 电感电流 i_L 被切换导引到 SCR_2 、 R_2 、 C_5 支路; 在 C_5 上的

收稿日期: 1981年2月23日。

电压上升到 $V_{c_5} = V_{c_5}$ 之前, SCR_1 一直处于反偏状态。这样, SCR_1 在电流切换和反向电压作用下立即关断, 实现了电压控制。此后 C_5 继续充电到极值, 随即电流反向, C_5 通过 L 、 D_5 、 R_1 、 R_2 向电源放电, R_1 上的压降迫使 SCR_2 反偏而关断, 全部充电过程至此结束。此时 C_5 上的电压为一确定的负值 (参看下述讨论), 为下次控制作好准备。

为了便于讨论, 我们略去 C_4 充电网络的损耗, 并取电压控制网络的电阻为 R (C_5 在充电和放电过程中电阻实际上是不同的)。在 SCR_2 开始导通时, 电压控制网络的微分方程为:

$$Ri_{c_5} + L \frac{di_{c_5}}{dt} + \frac{1}{C_5} \int_0^t i_{c_5} dt' = u_0 \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} V_{c_5} |_{t=0} &= (V_{c_5, \min})_n \equiv V_n \\ i_{c_5} |_{t=0} &= \sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \equiv I_0 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中 V_n 是考虑到上次控制后的 $V_{c_5, \min}$, 它正好是下次 V_{c_5} 的初始条件; I_0 是充电达预定值 V_{c_5} 时刻的充电电流, 这可由无损耗充电网络的电流和电压关系导出。

解方程(1)并以方程(2)为初始条件, 其特解为:

$$i_{c_5}(t) = \frac{2(u_0 - V_n) - RI_0}{2L\omega} e^{-\alpha t} \sin \omega t + I_0 e^{-\alpha t} \cos \omega t \quad (3)$$

$$\begin{aligned} V_{c_5}(t) &= V_n + \frac{1}{C_5} \int_0^t i_{c_5} dt' \\ &= V_n + \frac{2(u_0 - V_n) - RI_0}{2LC_5(\alpha^2 + \omega^2)} \\ &\quad \times \left[e^{-\alpha t} \left(-\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right) + 1 \right] \\ &\quad + \frac{I_0}{C_5(\alpha^2 + \omega^2)} \\ &\quad \times [e^{-\alpha t} (\omega \sin \omega t - \alpha \cos \omega t) + \alpha] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{式中: } \alpha = \frac{R}{2L} \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{LC_5} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

在 $R \rightarrow 0$ 的理想情况下, (3)、(4) 式变为:

$$\begin{aligned} i_{c_5}(t) &= (u_0 - V_n) \sqrt{\frac{C_5}{L}} \sin \sqrt{\frac{1}{LC_5}} t \\ &\quad + \sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \cos \sqrt{\frac{1}{LC_5}} t \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} V_{c_5}(t) &= V_n + (u_0 - V_n) \left(1 - \cos \sqrt{\frac{1}{LC_5}} t \right) \\ &\quad + \sqrt{\frac{C_4}{C_5}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \sin \sqrt{\frac{1}{LC_5}} t \end{aligned} \quad (6)$$

由方程(4)可以看出, 每次充电过程结束后, C_5 上充电电压是不同的。开始时, C_5 上没有负电压, 每次充电结束后, C_5 上所充的负电压即变成下一次电压控制网络运转的初始条件[(2)式], 从而影响了下一次 C_5 上负电压的数值。然而计算表明, C_5 上所充的负电压很快趋于一稳定值。电路也就稳定地运转起来。电流切换后, 电压控制网络上有关电压、电流的变化如图 2 所示。

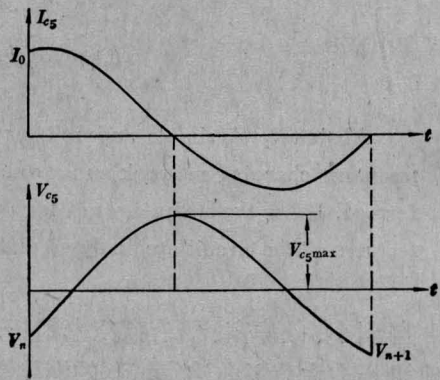


图 2

现具体讨论如下:

1. 电路的工作特性及对可控硅的要求

考虑到具体的工作特性及对可控硅的要求, 我们取 $C_4 = 125$ 微法, $C_5 = 25$ 微法, $L = 80$ 毫亨, 并对电路中的电压、电流数值做了一些具体运算。

由(3)、(4)式可以看出, I_0 愈大, 则电压控制网络中 $i_{c_5}(t)$ 也愈大, V_{c_5} 充电的幅度也愈大。取 I_0 的最大值 $I_0 = \sqrt{\frac{C_4}{L}} u_0$ ($V_{c_4} = u_0$) 来做计算, 着重考虑 $(V_{c_5, \max})_n$ 、 $(V_{c_5, \min})_n = V_n$

表 1

R (欧姆)	$(V_{c_{s,max}})_n$ 以 u_0 为单位			$(V_{c_{s,min}})_n$ 以 u_0 为单位			$(i_{c_{s,max}})_n$ 以 I_0 为单位		
	n=1	n=2	n=3	n=1	n=2	n=3	n=1	n=2	n=3
10	2.9971	3.1455	3.1872	-0.5113	-0.6236	-0.6551	1.0348	1.1215	1.1489
15	2.8110	2.8544		-0.1921	-0.2086		1.0165	1.0339	1.0357
20	2.6441			0.0585			1.0045		

和 $(i_{c_{s,max}})_{n_0}$

对 $R=0$ 的理想情况, 利用(5)、(6)式计算表明, $(V_{c_{s,max}})_n$ 、 $(V_{c_{s,min}})_n$ 和 $(i_{c_{s,max}})_n$ 没有稳定值。下面讨论 $R \neq 0$ 的情况。

由(3)式取电流的极大值, $\frac{di_{c_s}}{dt} = 0$, 得:

$$\operatorname{tg} \omega t = \frac{\left[\frac{2(u_0 - V_n) - RI_0}{2L} - I_0 \alpha \right]}{\left[\frac{2(u_0 - V_n) - RI_0}{2L} \frac{\alpha}{\omega} + I_0 \omega \right]} \quad (7)$$

将已知的 R 、 V_n 代入(7)式, 求出电压控制网络电流 i_{c_s} 达极大值时刻的 t_{\max} , 再代入(3)式, 求出 $(i_{c_{s,max}})_{n+1_0}$

由(4)式取 V_{c_s} 的极值, $\frac{dV_{c_s}}{dt} = 0$, 得:

$$\operatorname{tg} \omega t = - \frac{2I_0 L \omega}{2(u_0 - V_n) - RI_0} \quad (8)$$

将已知的 R 、 V_n 代入(8)式, 求出 V_{c_s} 达极大值和极小值的时刻 t_{\max} 、 t_{\min} ; 然后分别代入(4)式, 就可求出 $(V_{c_{s,max}})_{n+1}$ 、 $(V_{c_{s,min}})_{n+1}$ 。现将不同 R 取值的计算结果列于表 1。数值计算表明, 电压控制网络中串接适当的电阻 R , $(V_{c_{s,max}})_n$ 、 $(V_{c_{s,min}})_n$ 和 $(i_{c_{s,max}})_n$ 可以很快趋于稳定值。在实验中取 $R_1=15$ 欧姆, $R_2=2$ 欧姆, $u_0=720$ 伏。在 $V_{c_s}=600$ 伏的情况下, 对 $(V_{c_{s,min}})_n$ 的测试结果依次为 -150 伏, -160 伏, -160 伏……。可见, 第二次充电以后 $V_{c_{s,min}}$ 就达到了稳定值。改变 V_{c_s} 或 u_0 , $V_{c_{s,min}}$ 变化不大。

由上述计算可以看出, 电压控制过程中通过 SCR_2 的电流最大值稍大于充电中通过 SCR_1 的电流最大值。考虑到短时间内可控

硅的电流过载能力很强, SCR_1 、 SCR_2 的额定电流均按充电电流的最大值选用。而对可控硅元件阻断电压的选择来说, 适当调整 R 可使 $V_{c_{s,min}}$ 稳定于所需值, 但 $V_{c_{s,max}}$ 的稳定值随 R 变化较小, 加之 R 还要受电流切换条件 $\frac{V_{c_s} - V_n}{R} \geq I_0$ 的限制, 取值不能太大。这就给充电可控硅 SCR_1 提出了较高的要求, 正向阻断电压可取为 $V_{c_{s,max}} - V_{c_s} = 3u_0 - u_0 = 2u_0$ 。当然这是在苛刻的条件 $I_0 = \sqrt{\frac{C_4}{L}} u_0$ 之下计算的。实际上充电网络总有损耗:

$$I_0 = i_{SCR_1, \max} < \sqrt{\frac{C_4}{L}} u_0,$$

因而对可控硅的额定电压的要求还可降低些。

如果 SCR_1 的阻断电压不能满足上述要求, 可以在图 1 的电压控制网络上增设 R_3 、 D_6 支路, 如图 3 所示。 $V_{c_s} > u_0$ 时, D_6 导通, 电压控制网络的 Q 值降低, V_{c_s} 稳定于 u_0 。当 SCR_1 再次导通, C_5 通过 R_1 、 D_5 、 SCR_1 快速放电到 C_4 中(开始充电时 i_L 很小, 可略去), V_{c_s} 瞬即降至待控值

$$V_{c_{s,min}} = \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0 \quad (9)$$

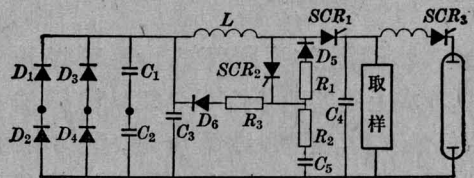


图 3

2. SCR_1 的关断条件

令 SCR_1 反偏到恢复阻断能力的时间

(即所谓关断时间)为 τ , 在 τ 时间内 C_5 被充电到 $V_{c_5}(\tau)$, 则 SCR_1 关断的电压条件为:

$$V_{c_5}(\tau) \leq V_{c_4} - V_n \quad (10)$$

而 SCR_1 瞬时关断的电流切换条件为:

$$\frac{V_{c_4} - V_n}{R} \geq I_0 = \sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \quad (11)$$

为了便于处理, 应用 $R=0$ 的(6)式, 并考虑到一般有 $\tau \ll 2\pi \sqrt{LC_5}$, 则

$$\begin{aligned} V_{c_5}(\tau) &= V_n + (u_0 - V_n) \left(1 - \cos \sqrt{\frac{1}{LC_5}} \cdot \tau\right) \\ &+ \sqrt{\frac{C_4}{C_5}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{LC_5}} \cdot \tau \\ &\approx V_n + \sqrt{\frac{C_4}{C_5}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \frac{\tau}{\sqrt{LC_5}} \\ &= V_n + \frac{1}{C_5} \sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \cdot \tau \end{aligned}$$

代入(9)式得

$$C_5 \geq \sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \cdot \tau / (V_{c_4} - 2V_n) \quad (12)$$

由(11)式

$$R \leq (V_{c_4} - V_n) / \sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \quad (13)$$

而对图3所示控制网络的关断条件可以类似地求得:

$$C_5 \geq \frac{\sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \cdot \tau}{\left(V_{c_4} - \frac{2C_5}{C_4 + C_5} u_0\right)} \quad (14)$$

$$R \leq \frac{\left(V_{c_4} - \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0\right)}{\left(\sqrt{\frac{C_4}{L}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2}\right)} \quad (15)$$

仅就 SCR_1 的关断而言, C_5 可以选得小些。在上述实验条件下, $C_5 \geq 10$ 微法已能很好地工作。但是计算表明, C_5 小将使 $(V_{c_5, \max})_n$ 的稳定值升高, $(V_{c_5, \min})_n$ 的稳定值降低。这就给 SCR_1 、 SCR_2 的正反向阻断电压提出更高的要求。因此, 我们取 $C_5 = 25$ 微法, $C_4 = 125$ 微法。对于 R 的取值, 则

是在满足(12)式的条件下, 改变 R 以调整 $(V_{c_5, \min})_n$ 的稳定值。

二、稳压特性的分析和调整

由于线路工作的特点而带来新的误差。在 C_4 充电达到预定值时, 取样电路开始动作到 SCR_1 关断, 其间有一时间延迟。在此期间, 电源要继续对 C_4 充电而产生 ΔV_{c_4} 。由于市电电压波动, 各次充电时的 u_0 不同, 因此各次的 ΔV_{c_4} 也不相同。 ΔV_{c_4} 随 u_0 变化的涨落便是本电路所特有的误差, 当 u_0 分别为 u_0' 、 u_0'' 的充电达同一预定值 V_{c_4} 时, 误差 $|\Delta V_{c_4}| = |V_{c_4}'' - V_{c_4}'|$ 为:

$$\begin{aligned} |\Delta V_{c_4}| &= \frac{1}{\sqrt{LC_4}} \left| \sqrt{2u_0'' V_{c_4} - V_{c_4}^2} \Delta t'' \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{2u_0' V_{c_4} - V_{c_4}^2} \Delta t' \right| \quad (16) \end{aligned}$$

式中 $\Delta t'$ 是电源电压为 u_0' 、充电达预定值 V_{c_4} 时刻到 SCR_1 被迫关断所需要的时间; $\Delta t''$ 是电源电压为 u_0'' 、充电达同一预定值 V_{c_4} 时刻到 SCR_1 关断所需要的时间。

由(16)式不难看出, 为了减小 $|\Delta V_{c_4}|$, 必须: 第一, 尽量减小 $\Delta t'$ 、 $\Delta t''$ 。但受到元件的限制, 效果有限。第二, 调整 $\Delta t'$ 、 $\Delta t''$ 的相对大小。如果 $u_0'' > u_0'$, 从而有

$$\sqrt{2u_0'' V_{c_4} - V_{c_4}^2} > \sqrt{2u_0' V_{c_4} - V_{c_4}^2},$$

只要使 $\Delta t'' < \Delta t'$, 就有可能减小误差 $|\Delta V_{c_4}|$ 。我们知道充电达预定值 V_{c_4} 时刻的电压变化率为

$$\frac{dV_{c_4}}{dt} = \frac{1}{\sqrt{LC_4}} \sqrt{2u_0 V_{c_4} - V_{c_4}^2} \quad (17)$$

由(17)式可以看出, 电源电压 u_0 越高, 充电达预定值 V_{c_4} 时刻的电压变化率也越高。

实验表明: SCR_2 的导通时间随其正向电压变化率 $\frac{dV_{c_4}}{dt}$ 的增大而变短; 而取样电路中由于输入电容的影响, 其固有延时却随 $\frac{dV_{c_4}}{dt}$ 的增大而变长。根据上述考虑, 在实验中我们通过适当地调整取样电路的输入电

容,改变了 $\Delta t'$ 、 $\Delta t''$ 的相对大小,减小了误差 $|\Delta V_{c_4}|$, 效果显著。

我们在确定的取样下,通过改变 u_0 以测定 V_{c_4} , 所做的对比实验的数据列于表 2。

表 2

调 整		原电路调整前	取样输入并一200 微微法电容
		V_{c_4} (伏)	
u_0 (伏)	400	630	634
	800	621	631

由此可见,通过调整,使得误差 $|\Delta V_{c_4}|$ 由 9 伏降到 3 伏。仔细调整还可能降低。

对于 u_0 确定的情况,我们实测的重复充电精度达 0.2%。

三、电压可调范围

1. 图 1 所示电路的调压范围

由(11)式和条件 $V_{c_4} \geq 0$ 可确定其调压下限为

$$V_{c_4, \min} = 0 \quad (18)$$

调压上限由谐振充电极值^[3]确定

$$V_{c_4, \max} = \gamma u_0 \quad (19)$$

在电路参数 $u_0 = 1000$ 伏, $C_5 = 25$ 微法, $C_4 = 125$ 微法, $\gamma = 1.6$ 的情况下可算出调压范围为 0~1600 伏。

2. 图 3 所示电路的调压范围

由(12)式和条件 $V_{c_4} \geq \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0$ 可确定其调压下限为

$$V_{c_4, \min} = \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0 \quad (20)$$

其调压上限可由如下考虑得到: SCR_1 一经导通, C_5 便通过 R_2 、 R_1 、 D_5 、 SCR_1 与 C_4 形成串联,给 C_4 充电到 $\frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0$ 。由于 R_2 和 R_1 的数值很小,这一过程进行得很快。可以认为,在谐振充电尚未有效进行之前,这一过

程已经结束, C_4 充电到 $\frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0$ 。而后由等效电源 $(u_0 - \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0)$ 通过 L 、 SCR_1 继续给 C_4 充电达极值。故得到调压上限近似为

$$\begin{aligned} V_{c_4, \max} &= \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0 + \gamma \left(u_0 - \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0 \right) \\ &= \gamma u_0 - (\gamma - 1) \frac{C_5}{C_4 + C_5} u_0 \quad (21) \end{aligned}$$

应用上述电路参数可算出调压范围为 167~1500 伏。

四、电源效率

我们仅限于讨论从母电容向储能电容充电过程中的能量损耗情况。对 C_4 充电的谐振回路,没有功耗元件,无需讨论。现主要讨论电压控制网络的损耗。对图 1 所示电路,由前述电压控制工作原理可知,电压控制过程中, C_5 充电由 $V_{c_4, \min}$ 到 $V_{c_4, \max}$, 而后电流反向, C_5 通过 R_2 、 R_1 、 D_5 、 L 向电源放电终止于 $V_{c_4, \min}$, 也就是说 C_5 上的储能又送回电源,仅有少部分能量消耗在 R_1 、 R_2 上。由此可见,这是一个比较理想的高效率电源。而对图 3 所示电路,由于电压控制网络接入 R_3 、 D_6 支路,当 C_5 充电达 $V_{c_4} \geq u_0$ 时,电感 L 的储能大多消耗于 R_3 上,因而电源效率比图 1 所示电路要低。

至于电源运行的最高重复率 f , 如取前述电路的参数,对图 1 所示电路

$$f = \frac{1}{\frac{\pi}{\omega_1} + \frac{2\pi}{\omega_2}} \approx 53 \text{ 赫};$$

图 3 所示电路

$$f = \frac{1}{\frac{\pi}{\omega_1} + \frac{\pi}{\omega_2}} \approx 70 \text{ 赫}。$$

式中 $\omega_1 \approx \sqrt{\frac{1}{LC_4}}$, $\omega_2 \approx \sqrt{\frac{1}{LC_5}}$ 。

此外,这种控制方法还有一个特点,就是

能应用于多路放电系统，其设想方案如图 4 所示。

不仅能充分利用设备，降低造价，而且能更进一步提高电源效率。

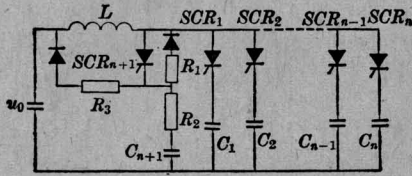


图 4

图 4 中， u_0 为整流电源电压， L 为谐振充电电感， C_1, C_2, \dots, C_n 分别为各级放电支路的储能电容。当 C_1 充电达预定值 V_{c1} 时， SCR_2 导通， SCR_1 关断；……； C_n 充电达预定值 V_{cn} 时， SCR_{n+1} 导通， SCR_n 关断。这样就依次实现了各级支路的电压控制。这

五、一个脉冲固体激光器实用电源电路

根据上述调压原理，结合我们过去的工作^[2,3]，组成一个脉冲固体激光器实用电源电路，如图 5 所示。

参 考 文 献

- [1] 周志康，李赤舟；《“三相桥式倍压”脉冲固体激光电源实验装置》，1980 年全国激光会议宣讲论文。
- [2] 黄茂全，李 虹；《激光》，1980，7，No. 7，48。
- [3] 黄茂全，李 虹；《山西大学学报》，1980，No. 3，54。

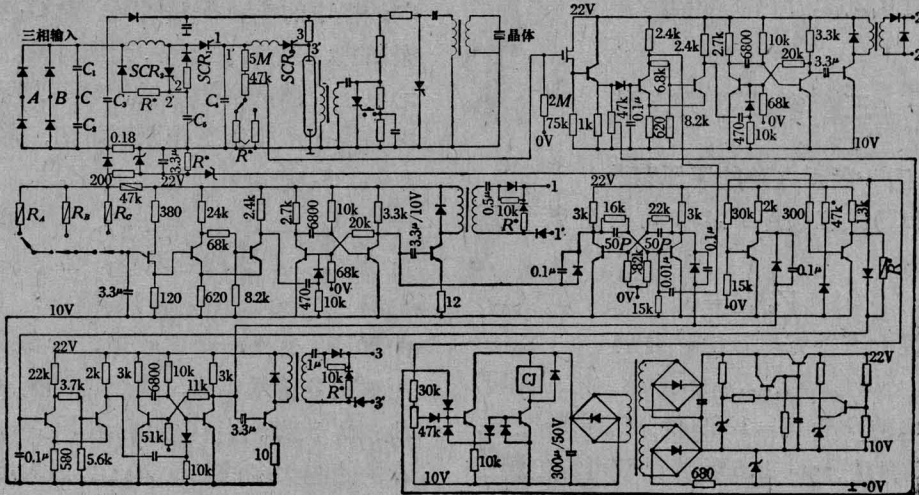


图 5