

# 形变电阻率测量用可控硅稳流电源的设计及其性能

赵家骧 汤树芬 高树心

(国家地震局兰州地震研究所)

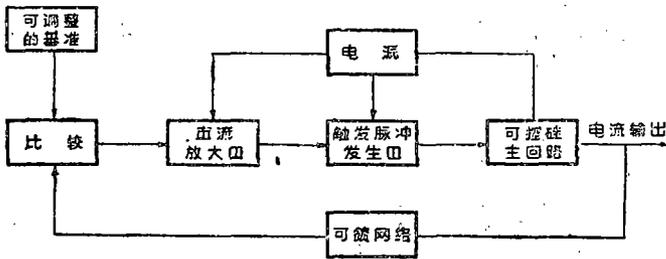
## 一、引言

地形变电阻率测量中需要一个稳定的电流源来代替数量很多的蓄电池串联供电。蓄电池存在体积大, 成本高, 维护不方便, 对地绝缘电阻小等缺点。因此, 在长城低压电器厂原有基础上研制了此电源。该电源能在电网电压变化  $-20\% \sim +10\%$ , 负载电阻从100欧姆变化到50欧姆时输出稳定的2 A直流电流。其精度优于1%。

## 二、电路结构和工作原理

我们研制的稳流电源为达到控制电流大小的目的, 采用可控硅作为控制元件。在可控硅上, 加上经过整流的电压, 并用触发脉冲周期控制它的导通时间, 就可以控制电流的大小。

但是用这种简单的控制方法稳定度低, 响应速度也很差。为了提高电流输出的稳定度和响应速度, 一般采用放大加负反馈控制结构。如图一所示。



图一 可控硅稳流源方框图

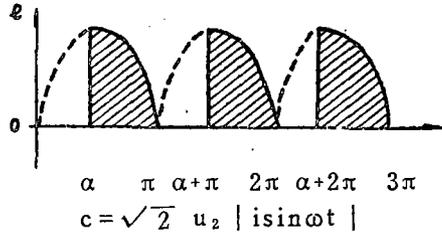
稳流电源的工作原理概述如下: 放大器把经过比较后产生的误差讯号(基准电压和电流取样电压之差)加以放大, 用来控制触发脉冲的滞后时间。

触发脉冲滞后时间的长短决定了可控硅导通时间的长短, 从而决定了电流的大小。输出电流倘若偏高, 反馈电压就使放大器输入端讯号变小, 通过触发器和可控硅使输出电流减小; 输出电流倘若偏低, 反馈电压就使放大器输入端讯号变大, 使输出电流增高。这样使输出电流稳定在预先规定的某一个数值上面。有了反馈之后, 稳定度和响应速度大大提高了。

主回路包括有整流桥和可控硅。采用LCF型滤波网络。控制电路包括有直接耦合的两级放大器和由该放大器控制的单极晶体管振荡器。振荡器产生的脉冲控制可控硅的导通时间(参见电原理图)。

输出电流流过采样电阻 $R_{25}$ ，产生取样电压 $V_{R_{25}}$ ， $V_{R_{25}}$ 和 $W_1$ 中心抽头的基准电压 $V_{W_1}$ 进行比较，其误差电压 $(V_{W_1} - V_{R_{25}})$ 送到直流放大器输入端，放大器的输出电流控制单结晶体管(BG<sub>1</sub>)振荡器的脉冲重复频率，从而控制可控硅的导通，改变了直流输出电压，使输出电流和予定电流值之差达到最小。

### 三、主要部件的设计及采取的技术措施



图二、可控硅输出电压波形

1. 主电源变压器的设计。变压器的设计按常规方法进行，本文不再叙述。在这里应着重指出的是，变压器次级电压的选取和稳流精度有较大的关系。选取次级电压，应使得在正常工作情况下保证系统有尽可能高的开环增益。我们知道次级电压经过桥式整流和可控硅之后具有图二所示的波形。

设次级电压为 $\sqrt{2} U_2 \sin \omega t$ ，则输出的直流成份 $U_d$ 为：

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d\omega t \\
 &= -\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \cos \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 (1 + \cos \alpha) \\
 &= 0.9 U_2 \cdot \left( \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right)
 \end{aligned}$$

$$du_d/d\alpha = -\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \sin \alpha$$

在 $\alpha = 90^\circ$ 时 $|du_d/d\alpha|$ 有最大值，即可控硅工作在 $\alpha = 90^\circ$ 时有最好的调整率。

据要求当电网电压下降20%以后，仍要保持1%的精度，同时仪器是断续短时间工作的，功率因素等可不作考虑。所以选定仪器在正常工作状态（电网220V，负载电阻100欧，输出电流2A）时 $\alpha = 90^\circ$ 。

考虑到滤波电感上有20~30V的压降所以取 $U_d = 225V$

代入上式则得： $U_2 = 500V$

实际上，由于变压器次级绕组有电阻，整流管和可控硅有压降及采样电阻上有直流压降，在上述正常工作状态时 $\theta < 90^\circ$ ，但仍在 $90^\circ$ 附近。

2. 保护电路的设计 主回路需要加保护回路的有三处：

a. 变压器的次级。当电流切断时变压器次级电感引起的突跳高压会击穿整流桥中的二极管(D<sub>11</sub> - D<sub>14</sub>)。因此，必须在变压器次级并上RC串联电路吸收跳变电压的能量。根据过电压保护的实验数据取

$$C_7 = 1 \mu \quad R_{16} = 470 \Omega$$

应该指出， $R_{16} C_7$ 电路要直接并联在变压器次级两端，不能分别并联在主回路的各个整流管上面。否则，变压器次级电压的跳变会击穿控制电路中整流桥上的二极管。

b. 续流管D<sub>15</sub>两端。D<sub>15</sub>在可控硅SCR关断时导通。当SCR导通后D<sub>15</sub>立即承受较高的反向电压。在这一瞬间由于D<sub>15</sub>中载流子尚未完全消失，在此高反向电压作用之下不仅原有

的正向电流下降为零而且产生很大的反向电流。此时  $di/dt$  特别大，将在引线电感上产生很大的感应电压。此电压和原有的反向电压相叠加，加在  $D_{15}$  之上。所以  $D_{15}$  两端必须并联上  $R_{23}$ ， $C_{11}$  保护电路。

因  $D_{15}$  为 5 A 的整流管，据经验数据取

$$C_{11} = 0.1^{\mu} \quad R_{23} = 27^{\Omega}$$

c. 可控硅 SCR 两端，为了防止 SCR 被瞬间的过电压损坏，所以在 SCR 两端并上  $R_{26}$ 、 $C_{10}$  保护电路。

SCR 的容量是 5 A，据经验数据取  $C_{10} = 0.1^{\mu}$ ，但  $R_{26}$  不能按经验数据选取。从表面看，SCR 保护电路的工作状态和续流管保护电路的工作状态是一样的。它们的电容上可能充得的最大电压都是  $\sqrt{2} U_2$ ，但放电回路有很大的区别。SCR 保护回路的电容  $C_{10}$  是通过  $R_{26}$  和可控硅放电的。而可控硅导通时的电阻是很小的，因此放电电流是很大的。 $C_{11}$  的放电电流不通过续流管  $D_{15}$ ，它是通过电源缓慢放电的。因此  $C_{10}$  的放电电流远比  $C_{11}$  的放电电流大得多。这个数值很大的放电电流以 2f（电网频率）的频率冲击可控硅。为使  $C_{10}$  的放电电流不致超过可控硅的额定值， $R_{26}$  应由下式决定：

$$R_{26} = \frac{\sqrt{2} U_2}{I} = \frac{\sqrt{2} \times 500}{5} = 140^{\Omega}$$

取  $R_{26} = 150^{\Omega}$ （式中  $I$  为可控硅的额定电流）

由于  $C_{10}$  是通过  $R_{26}$  和 SCR 放电的，储存在  $C_{10}$  上的能量全部消耗在  $R_{26}$  上。而  $C_{11}$  是通过  $R_{23}$  和电源放电的，储存在  $C_{11}$  上的能量大部份都交还电源，只有很少一部分消耗在  $R_{23}$  上。因此  $R_{26}$  的功耗远大于  $R_{23}$  的功耗。

$C_{10}$  上储存的最大能量为：

$$E_{C_{10}} = \frac{1}{2} C_{10} U_{max}^2 = \frac{1}{2} C_{10} (\sqrt{2} U_2)^2 = C_{10} U_2^2$$

$C_{10}$  放电时  $R_{26}$  的功耗为：

$$P_{R_{26}放} = E_{C_{10}} \cdot 2f = 2f C_{10} U_2^2 \quad (f \text{ 为电源频率})$$

考虑到在给  $C_{10}$  充电的过程中  $R_{26}$  上仍要消耗一部分能量，故可取：

$$P_{R_{26}} = 2 \cdot P_{R_{26}放} = 4f C_{10} U_2^2$$

代入数据  $f = 50$  (Hz)， $C = 10^{-7}$  (F)， $U_2 = 500$  (V)

得  $P_{R_{26}} = 5^W$ 。现取  $R_{26}$  的功率为  $8^W$ 。

按上述方法计算， $R_{26}$  在数值和功率上都比按通常经验公式计算的大得多。事实证明按经验公式算得的  $R_{26}$  用于电路时， $R_{26}$  经常烧毁，而且 SCR 遭受大电流冲击性能变坏，最后导致完全损坏。改用上述的计算方法后， $R_{26}$  和 SCR 经长期使用工作正常。

3. 滤波电感 在电感负载的整流电路中，为了保证电感中电流的连续性，存在一个临界电感。当滤波电感小于临界电感时，电感中的电流不连续。

在可控整流中电流的脉动是和控制角有关的，因此在不同控制角时所需的临界电感是不一样的。

临界电感和控制角的关系如图三所示

$L_c$  为临界电感， $R$  为负载电阻。

从图三中可以看出当负载电阻为 100 欧时  $L_c = 500^{\text{mH}}$  ( $\alpha = 180^\circ$ )

实际使用中为了减小 SCR 中的峰值电流并获得较小的波纹系数，常选用  $L > L_c$ 。

设  $L = L_c$

$$I_p = a I_d$$

$I_p$  为 SCR 中的峰值电流

$I_d$  为负载电流

当  $L > L_c$  时

$$I_p = b \cdot I_d$$

$$b = 1 + \frac{a-1}{L/L_c}$$

$$\text{得 } L = \frac{a-1}{b-1} L_c$$

在我们选用的电路中  $a_{max} = 2$ ，为了安全起见取  $b = 1.25$

$$\text{则得: } L = \frac{a-1}{b-1} L_c = \frac{2-1}{1.25-1} L_c = 4L_c = 4 \times 0.5 = 2(H)$$

4. 温漂， 本机的工作状态是断续的。触发回路是开机后就一直工作，主回路是在供电时才工作。随着供电次数的增加会有温升，引起电流漂移。产生温漂的原因主要有基准稳压管的温漂；放大器输入端结电压的温漂；取样电阻随供电次数增加温度升高阻值变化而引起输出电流变化；放大器中晶体管  $I_{c0}$  的温漂。计算表明放大器输入端结电压的漂移造成的温漂最大。因此在基准电压电路中串入一个二极管，该二极管的正向压降和放大器输入端的结电压有同样的温漂，以此互相抵消。另外，取样电阻采用温度系数低的锰铜丝绕制，并经老化处理，电阻的功率取三倍于实际功耗，以降低温升；放大器用的晶体管采用  $I_{c0}$ 。可以忽略不计的硅管 3DG4C 和 3CG14C。采用了这些措施之后，温漂大大减小，满足了工作的要求。

5. 系统的响应速度和稳定性 对系统的响应速度要求大致有：

a. 要求供电以后尽快进入稳定状态—输出稳定在予定的电流之上，为此引入了  $K_3$  和  $R_{20}$ 。如果没有  $K_3$ ，把误差电压（基准电压和取样电压之差）直接送到放大器输入端。在没有供电时取样电压为 0，误差电压则等于基准电压，这个电压将引起放大器饱和。供电时由于积分电路中的  $C_4$  已充上了很高的电压不能马上放掉，放大器不能马上脱离饱和，造成供电开始时 SCR 全导通，输出电流超过额定值很多，甚至烧毁保险丝。为此引进了  $K_3$ ，当供电时才把误差电压送到放大器的输入端。如果只有  $K_3$  而没有  $R_{20}$ ，由于积分电路充电需要一定时间，供电时放大器输入端电压不能马上上升，输出电流不能很快上升到予定值。因此在开关  $K_3$  上并联一电阻  $R_{20}$ ，使放大器在供电和不供电时所处的工作状态相近，供电后电流能在 2 秒内达到稳定。

b. 要求系统对电网电压的快速变化（跳动）也能作出相应的反应，不允许电流有抖动。系统的稳定是自动调整系统中最根本的问题。一般为了使系统稳定，对误差电压进行积分的时间常数（ $R_0 \cdot C_4$ ）取得较大。这样系统有较高的稳定性和静态稳定度，但是响应速度小了。在电网电压不稳定有跳动时，输出电流会出现小的抖动。尽管这个抖动在精度的范围之内，也是不允许的。为了提高整个系统的响应速度，必须减小对误差电压积分的时间常数。但单纯减小误差电压的积分时间常数会使系统“振荡”，所以首先要提高误差电压对调整（可控

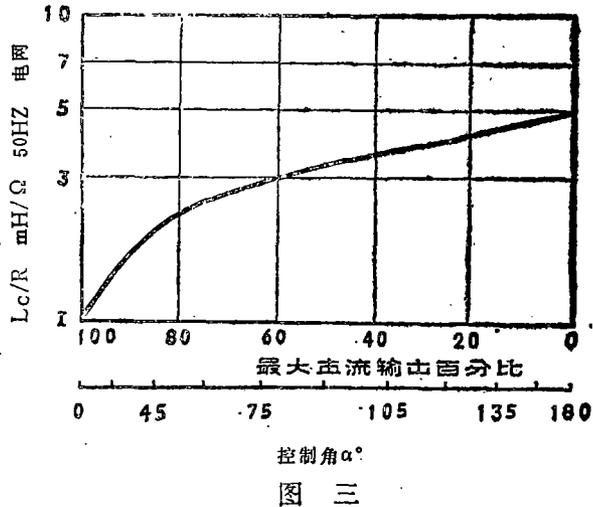


图 三

硅  $\alpha$  角的改变) 的响应速度, 才能提高整个系统的响应速度。因此将取样电阻  $R_{25}$  放在主回路滤波电容  $C_{12}$  的左侧。这样  $R_{25}$  上的采样电压避开了  $C_{12}$  的滞后作用, 对  $\alpha$  角改变的响应速度大大提高了。因而  $C_4$  可以取得较小 ( $200\mu$ ), 这样一般电网的跳动再不会在输出产生抖动。若将  $R_{25}$  放在  $C_4$  的右侧, 则  $C_4$  要取  $1000\mu$  以上整个系统才能稳定, 且输出电流在电网跳动时就有抖动。由于  $C_{12}$  的直流阻抗远大于负载电阻, 所以  $C_{12}$  的分流作用可以忽略不计。另外,  $R_{25}$  放在  $C_{12}$  的左侧可以使在  $C_{12}$  短路时 SCR 得到保护。

6. 控制电路一些元件的选择

a. 脉冲发生器中为了保证单极晶体管振荡器不停振,  $R_0$  应选择得在  $BG_2$  饱和时  $BG_1$  极的负载线仍通过  $BG_1$  特性曲线的负阻区。

b.  $C_2$  的选择。  $C_2$  太大会使控制的范围减小,  $C_2$  太小形成脉冲的能量太小不足以触发 SCR。所以  $C_2$  的选择应是在  $BG_2$  饱和时, 在一个调整周期内有十个触发脉冲产生。

c.  $BG_2$  的射极串入电阻  $R_{12}$ , 既可提高放大器的输入阻抗又可限制  $BG_3$  的功耗并保护  $BG_2$  的 e b 结。

d. 放大器供电的直流电压应大于单极管同步电压的平顶值, 以保证  $C_2$  上的锯齿波电压有良好的线性。

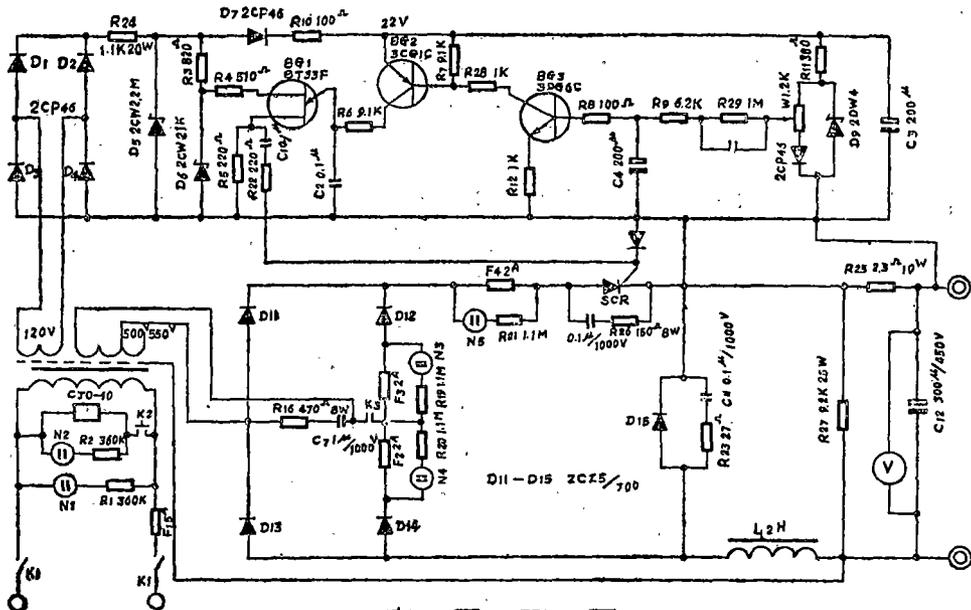
本仪器经近九年的使用证明性能稳定, 工作可靠, 效果良好。

此电源是专为测量地形变电阻率设计的, 但也可以用于其它需要稳流的情况。

若将仪器中的电流取样改为电压取样 (只需稍作改动) 本仪器则可变为一稳压源。

若要进一步提高精度, 放大器可改为差分放大, 并考虑在输出电路中串入晶体管的精确电路, 但线路复杂多了。

〔附〕电原理图



电原理图

尽量选择距震源较近的观测资料, (2) 必须考虑该手段出现异常时应力、应变能的积累水平, 即考虑公式(7)、(8)中的系数K的大小问题。

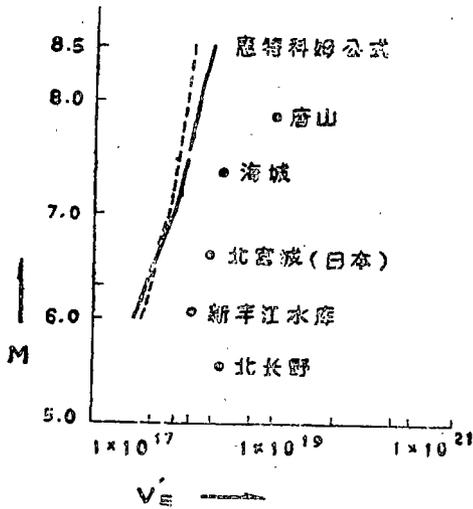


图 2

四、初步结论 综合上述分析, 本文有如下初步结论:

(1) 震级、异常时间应变能的积累速度三者之间关系可由公式(8)或(10)给出。

(2) 惠特科姆提出的震级和异常时间的关系式, 其基础是要求这些地震无论震级大小都有相近或相同的应变能积累速度。

(3) 实际上应变能积累速度不可能是一致的, 对于不同地区、不同时间、不同情况下的地震应变能积累速度可能会相差较大, 以致震级与异常时间的关系将不符合公式(2), 因此惠特科姆经验公式有局限性。我们在地震预报中应用这类公式应该慎重, 否则将可能出现对未来地震的震级估计有较大的偏差。

#### 参 考 文 献

- [1] 冯锐: 新丰江6.1级水库地震前后的波速比变化。地球物理学报。1977年3期  
 [2] 陈培善、谷继成、李文香: 从断裂力学观点研究地震的破裂过程和地震预报, 地球物理学报。1977年3期。

(上接第85页)

#### 参 考 文 献

1. 可控硅整流装置 北京电机修理厂, 清华大学自动化系编
2. J. L. Storr-Best, Critical Inductance for Half-Controlled Thyristor Rectifiers, Electronic Eng. 38, No. 458, PP. 230--233, 1966.
3. A. Davies, The Design of Thyristor Controlled Current Stabilized D. C. Power Supplies, E.E. 38, No. 457. PP. 178--182, 1966.
4. R. Smith, Harmonic Voltages in the Output of Controlled Rectifier Circuits, E.E. 36, 832 1964.