

用 中 为 洋

毛泽东

资料 9

晶体管在工业仪表中应用译文集

一机部热工仪表科学研究所

一九七〇年三月

最 高 指 示

……一切外国的东西，如同我们对于食物一样，必须经过自己的口腔咀嚼和胃肠运动，送进唾液胃液肠液，把它分解为精华和糟粕两部分，然后排泄其糟粕，吸收其精华，才能对我们的身体有益，决不能生吞活剥地毫无批判地吸收。

学习有两种态度。一种是教条主义的态度，不管我国情况，适用的和不适用的，一起搬来。这种态度不好。另一种态度，学习的时候用脑筋想一下，学那些和我国情况相适合的东西，即吸取对我们有益的经验，我们需要的是这样一种态度。

外国一切好经验，好的科学技术，我们都要吸收过来，为我们所用。拒绝向外国学习是不对的。当然，迷信外国认为外国的东西都是好的，也是不对的。

对于外国文化，排外主义的方针是错误的，应当尽量吸收进步的外国文化，以为发展中国新文化的借镜；盲目搬用的方针也是错误的，应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化。

目 录

采用可控硅的双稳态电路.....	1
用晶体管的 PID 调节放大器.....	8
采用变容二极管的调节器.....	12
使用晶体管和辉光放电数码管的二进制读出电路.....	20
变容二极管及其应用.....	31
用场效应晶体三极管作断续器的高输入电阻直流放大器.....	46
晶体管振荡器间歇振动现象的分析.....	50
变容二极管及其应用.....	66
可控硅及其他一些固体闸流管的特性及应用简介.....	78
场效应晶体管用作低电平振动变流器.....	94
用半导体元件进行温度调节.....	104
斩波器及其特性.....	112
最近发展的晶体管马达.....	123
场效应晶体管 (FET)	130

采用了 SCR (硅可控管) 的双稳态电路

(高松秀嗣, 电子科学 Vol.17 (1967) Ⅷ 7)

近来, 硅可控管更普及, 应用面更广了。硅可控管双稳态电路在多种多样的硅可控管应用电路中更具有实用价值, 占着重要的地位, 它是直流电路的应用基础, 广泛用于静止直流开关, 斩波器, 闪烁器等方面。

这里仅对作为这些应用电路基础的基本的双稳态电路, 阐述一下它的工作情况和设计方法, 还介绍一下整形电路。

1. 电路及其工作

图 1 是基本的 SCR 双稳态电路。一般, $R_1 \neq R_2$, 但这里我们假设 $R_1 = R_2$ 来进行说明。

今假设 SCR_2 处于导通状态, 而 SCR_1 处于阻止状态。负载电流通过 SCR_2 流到 R_2 , C 通过 R_1 被充电到电源电压 E 的值, 其左端为正。

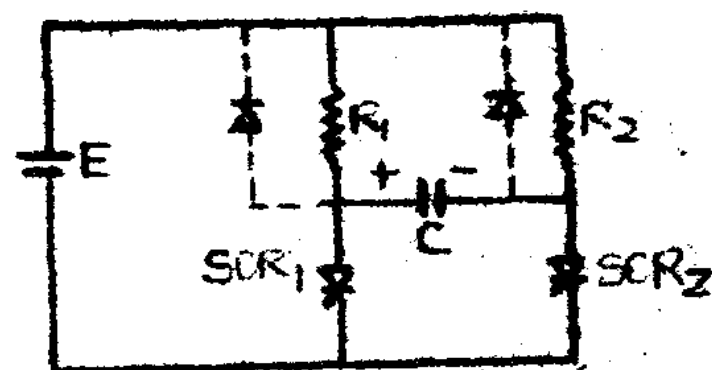


图 1 SCR 双稳态电路
($R_1 = R_2 = R$)

若给 SCR_1 以正的门电流, 则 SCR_1 立即变成导通状态, 由电源供给 R_1 以负载电流。

另一方面, 由于 C 的充电电压使 SCR_2 的阳极电位降到 $(-E)$, 加上了反向电压, 故 SCR_2 变成逆阻止状态, 电流变为零。但 R_2 的电流并不立即变为零, 因为 C 的电压是加强电源电压的。当使电源电压增加到二倍时, C 的电压就反向, 并等于电源电压, 在这期间仍有残存电流通过 R_2 。

在 C 的电压反向以后, 又有正向电压加于 SCR_2 , 但如果 C 的电压反向时间取得比 SCR 的开关时间还长, 则 SCR 被重调到阻止状态, 故直到下一个门信号为止, SCR 都保持阻止状态, 不致导通。

因为流经 SCR_1 的电流是流经 R_1 和 R_2 的电流之和, 故刚导通时流经 SCR_1 的电流变成 R_1 电流的 3 倍。一旦 C 的右端电位变得等于电

源电压而 R_2 的电流变为零时， SCR_1 的电流就降为 R_1 的电流。

SCR_2 的门信号一来，下半周就开始，经过同上的过程，负载电流又变成通过 R_2 ，以后加于 SCR_1 和 SCR_2 的信号每交替一次，重复同样的动作。

图 2 表示各部分的工作波形。

2 转向电容器

C 的设计

如果转向电容器容量过小，转向时应关闭的 SCR 所需施加反向电压的时间将比它的开关时间短，SCR 将失去正向阻止能力，再加正向电压时，又导通了，于是两个 SCR 都将处于导通状态，以后就完全不能进行双稳态工作。这叫作转向失败。

因此，必须根据所用 SCR 的开关时间和负载电阻的值，求出不致使转向失败的，充分大的转向电容器的容量。

(1) 当门触发周期 (T) 比 SCR 的开关时间 (t_{off}) 长十倍以上时：

在这种场合，可以假定妥当选择了容量的转向电容器的初始电压（即将触发之前）与电源电压 E 相等，因此对于假定触发时刻为零的时间 t ，电容器电压 U_c 为：

$$U_c = E \{ 1 - 2 \exp(-t/RC) \}$$

若假设 SCR 反向电压的时间为 t_0 ，因为当 $t = t_0$ 时， $U_c = 0$ ，故代入上式则得 t_0 ，它是 R 和 C 的函数。

$$t_0 = RC \ln 2 = 0.69RC$$

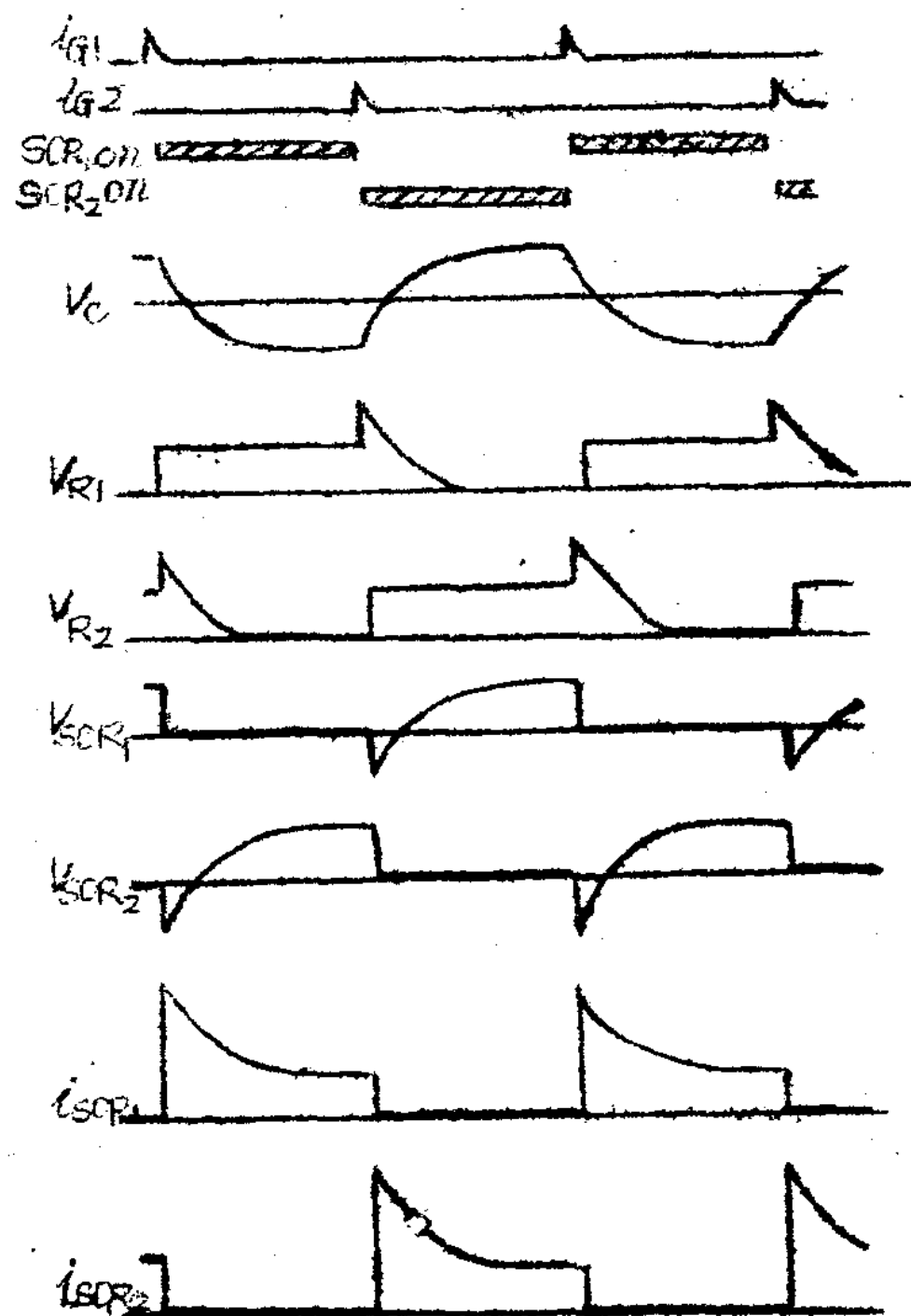


图 2 各部分的工作波形

因此，由 $t_o = t_{off}$ 得 C 的设计极限值为

$$C = t_{off} / 0.69R \text{ (法拉)}$$

(2) 当门触发周期 (T) 比 t_{off} 长十倍以下时：

若触发周期变短，则当转向电容器电压尚未升高到充分大时，下一次转向就开始了；故反向电压的时间将缩短。

电容器的充电电压 V_{cc} 和 触发周期 T 的关系可以根据图 3 的等效电路中的 C 的电压响应求出，详细计算从略

$$V_{cc} = E \frac{1 - \exp(-T/RC)}{1 + \exp(-T/RC)}$$

各周期中电容器的电压波形为

$$U_c = (V_{cc} + E) \exp(-t/RC) - E$$

当 $t = t_o$ 时，设 $U_c = 0$ ，由该式得如下关系

$$\frac{t_o}{RC} = \ln \frac{2}{1 + \exp(-T/RC)}$$

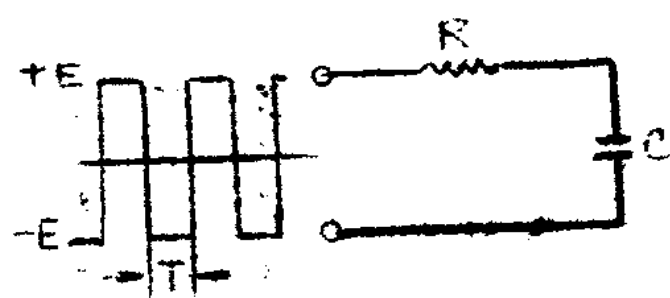


图 3 用于求电容器电压响应的等效电路

但若假设 $t_o = k_1 RC$ ，则 k_1 成为 T/t_o 的函数，即为图 4 所示。

因此，由 $t_o = t_{off}$ 得到 C 的极限值

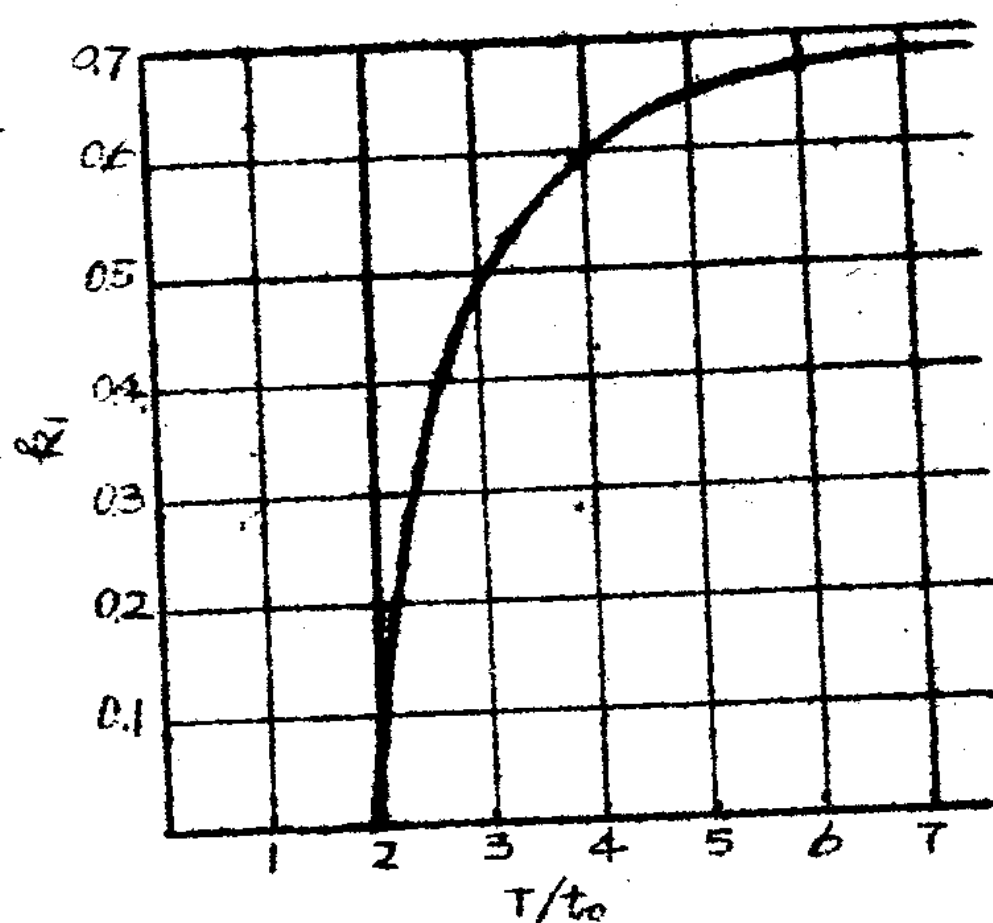


图 4 k_1 和 T/t_o 的关系

$$C = t_{off} / (k_1 R) \text{ [法拉]}$$

而且关于工作周期的极限，有这样的关系： $T/T_{off} = 2$ 。

(3) 负载是电感性的场合

若假设在转向电容器电压反转期间，负载的电感相当大，足以使负载电流保持一定，则在此期间，负载电流，即 C 的放电电流保持为即将转向前的电流 I_0 ，所以 C 的电压以斜率 I_0/C 直线上升。因此选择

$$C = t_{off} \cdot I_0 / E \text{ [法拉]}$$

即可，这反而是比纯电阻负载场合更为方便的条件。但是当负载电路切断时，由于贮存了剩余的磁能，故在电感性负载的场合，需要象图 1 中虚线所示那样，将二极管与负载并联。

3. 门信号的施加方法

最确切的方法如图 5 (a) 所示，是用不同的信号交替地触发两个 SCR，但也可以象图 5 (b)、(c) 那样，用一系列同一极性的触发信号使之进行双稳态工作。

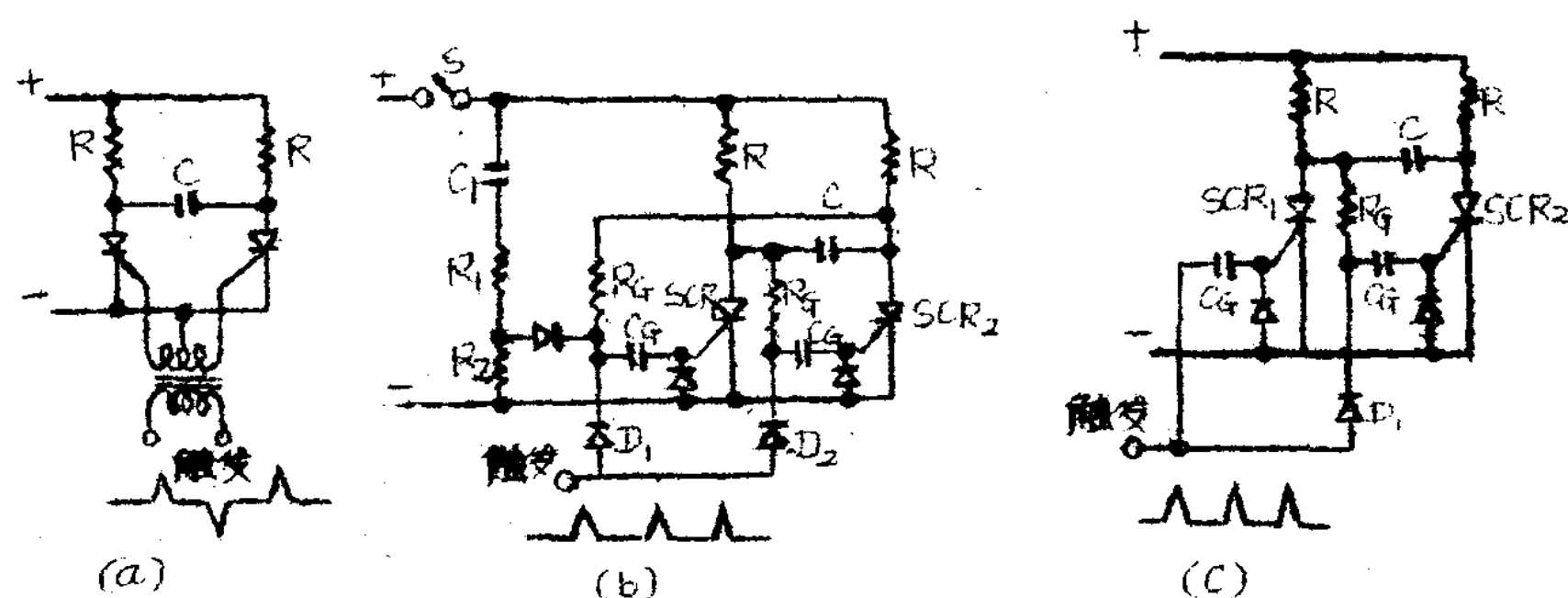


图 5 各种门电路

图 5 (b)，闭合开关 S ，同时通过 $C_1 R_1$ 将门信号加到 SCR_1 ，使之导通，对转向电容器 C 充电使右端为正。接着，一加触发信号，

D_1 就由 SCR_2 的阳极电压加上了反向偏压，于是信号就不能进入 SCR_1 。门电流通过 D_2 反流向 SCR_2 ，即只有 SCR_2 导通，转向完成。下一个信号与此相反，反向 SCR_1 加信号，如此反复进行。但是，最初的触发信号由于开关 S 的闭合，必须有某种延迟。

图 5 (c) 是用触发脉冲起动的情形，但最初由于 D_1 加有反向偏压，故门电流仅流过 SCR_1 。这样，必须由 SCR_1 先起动。这种电路，每次脉冲都加于 SCR_1 的门，一旦完全起动，只要门脉冲幅度与 SCR 的反向电压所加时间相比充分小，转向就不会失败。

无论图 5 (b) 或 (c)，若反复的周期缩短，则由于 C_G 的残余电荷的缘故，门信号将不能进入。

因此必须使 R_G 、 C_G 的时间常数充分小，只能是反复进行的周期的几分之一左右。关于 C_G 的大小，对于 1A 型 SCR ，一般应取 0.01 微法左右；对于容量在 3A 型以上的 SCR ，一般应取 0.2 微法左右。

4. 整形电路

图 6 (a) 是基本的电路，由前面的工作波形也可以知道，在负载通电期的终了，峰电压进入负载。

图 6 (b) 是为了取出这个峰电压，反并联地将二极管与各 SCR 连接，另外为了不至于因放 C 电过早求不出 SCR 的逆压期间而插入了 L 的电路。仅在由 L 和 C 决定的谐振频率的半周的反向电压加到 SCR 上。不包括多余的反向电压的 L 和 C 的设计式为：

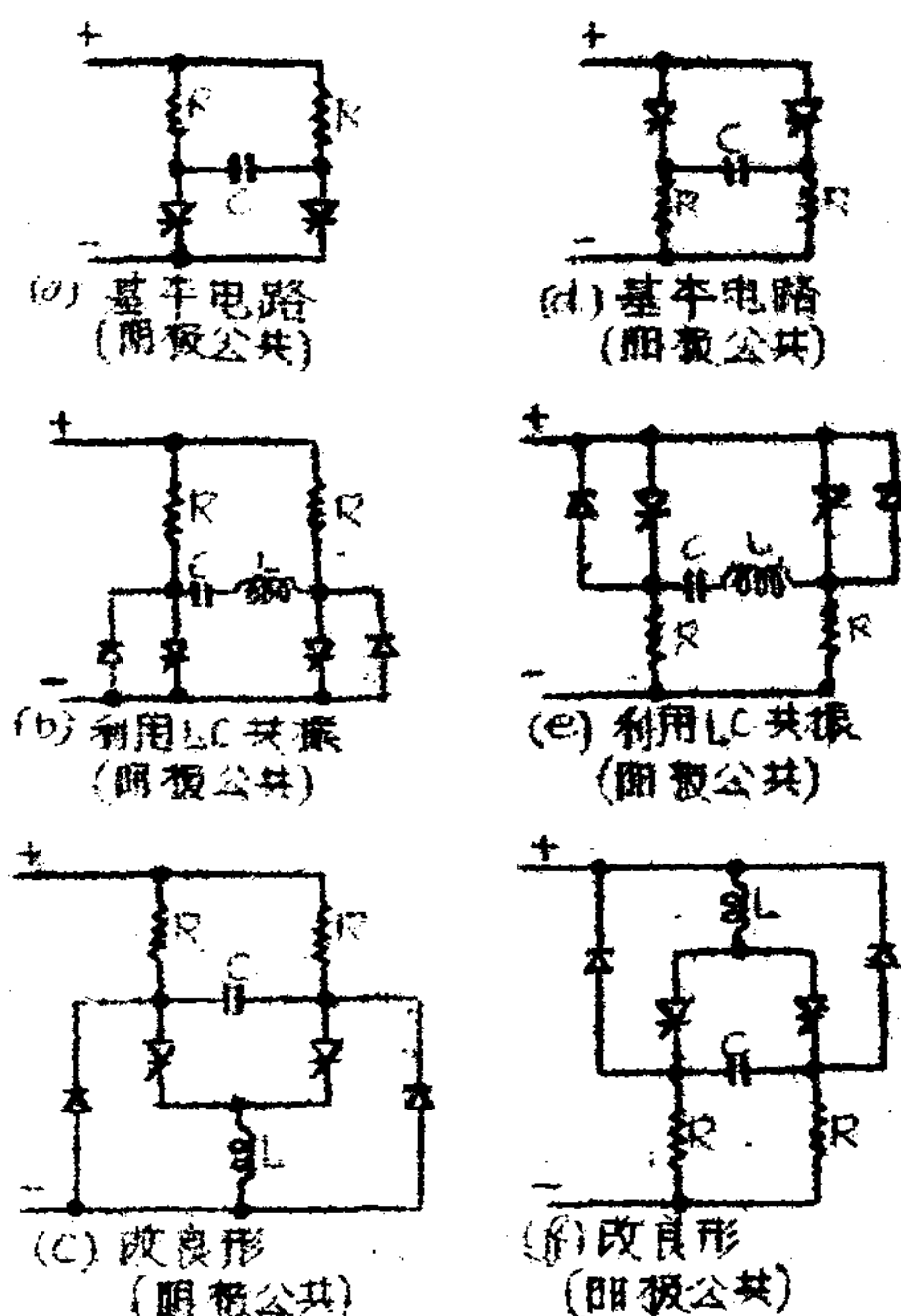


图 6 双稳态电路的变形

$$L = \frac{E t_{off}}{k_2 I_0} \left(\frac{1}{\pi - 2 \sin^{-1} \frac{1}{k_2}} \right) \quad \text{〔亨利〕}$$

$$C = \frac{k_2 I_0 t_{off}}{E} \left(\frac{1}{\pi - 2 \sin^{-1} \frac{1}{k_2}} \right) \quad \text{〔法拉〕}$$

但是，

$$k_2 = \frac{E}{I_0} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

E = 电源电压〔伏〕

I_0 = 即将转向之前的负载
电流〔安培〕

图 6 (c) 是为了在前面的电路转向完了时将急剧上升的电压加到 SCR 上，按 dU/dt 改良了容易误点弧这一情况后的电路， L 变为与负载电路串联。

因此具有这样的优点，SCR 正向电压的上升率将变得缓慢，即使负载在短时间短路， L 却可以在某程度上限制事故电流。但 L 必须始终保持仅能让负载电流通过的容量。不包括多余容量的 L 和 C 的设计式为：

$$D \cong t_{off} I_0 / E \quad \text{〔法拉〕}$$

$$L = 4 t_{off}^2 / \pi^2 C = 4 E t_{off} / \pi^2 I_0$$

〔亨利〕

图 6 (d)、(e)、(f) 在原理

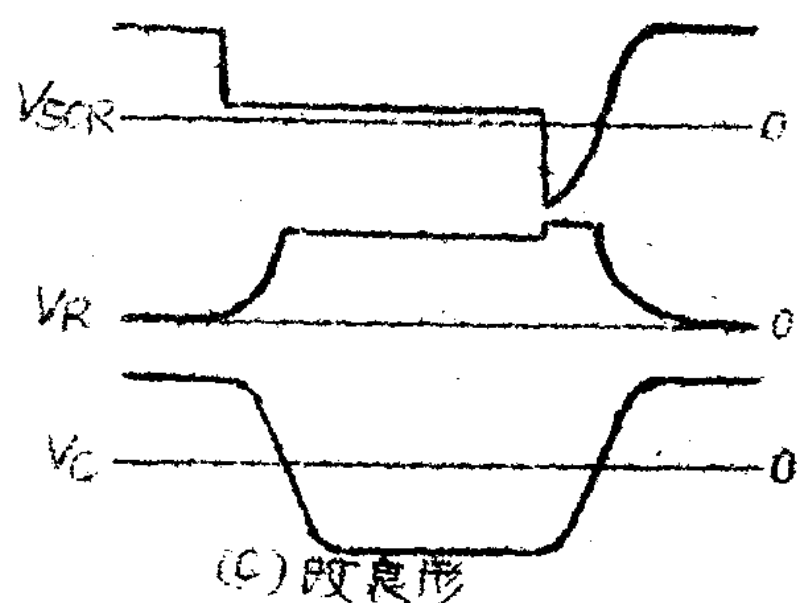
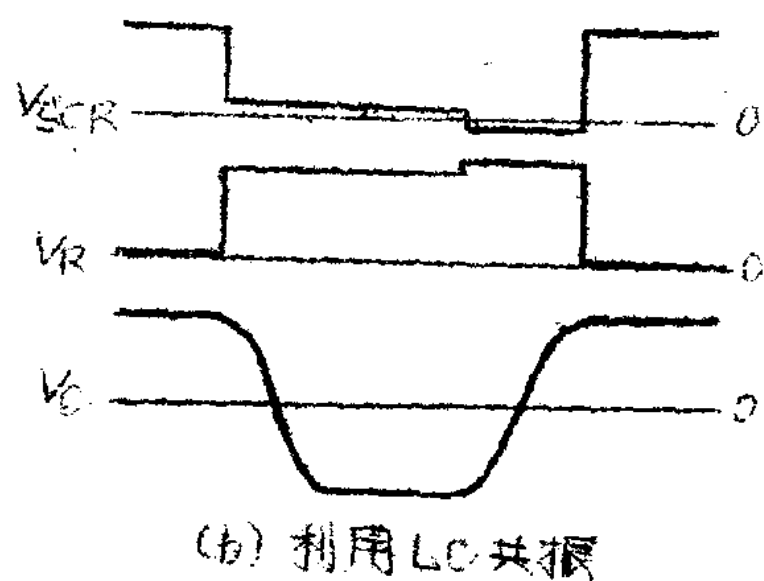
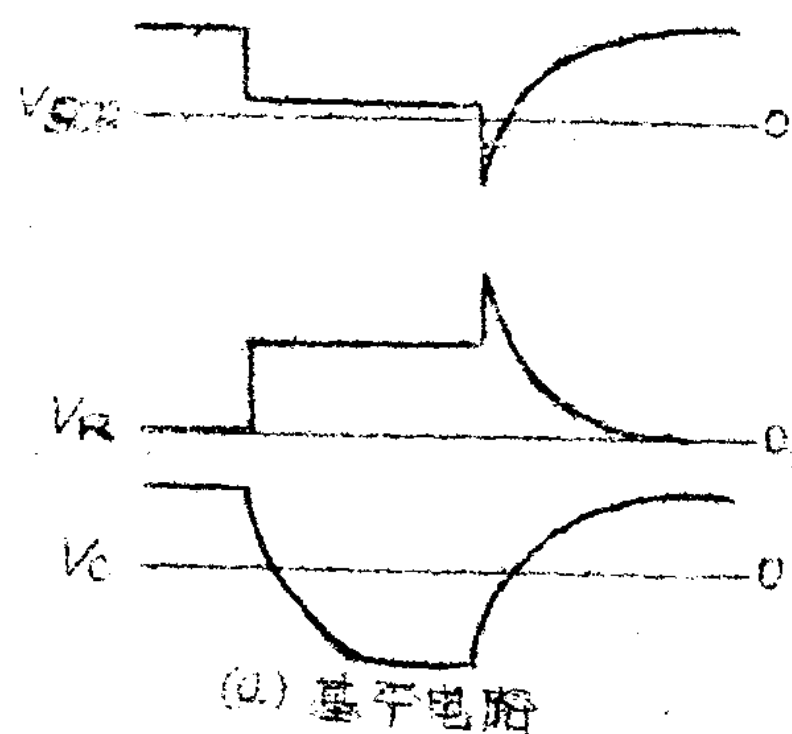


图 7 整形电路的工作波形

上分别与 (a)、(b)、(c) 相同，但是阳极共用的电路，可以不必对放热体绝热地直接装上 2 个 SCR。

图 7 (a)、(b)、(c) 将上述各整形电路的工作波形与基本电路作了比较。与基本电路产生二倍于电源电压的峰电压相比，整形电路几乎没有峰电压出现，只有二极管正向电压降那么大的变动。

5. 特殊元件的双稳态电路

图 8 是使用了 GTO 的双稳态电路。在 SCR 双稳态电路中，转向电容器位于阳极之间，但由于门具有开关增益，故用至少小一位的小电容器从阳极接到对方的 GTO 的门，以引走门电流完成工作。

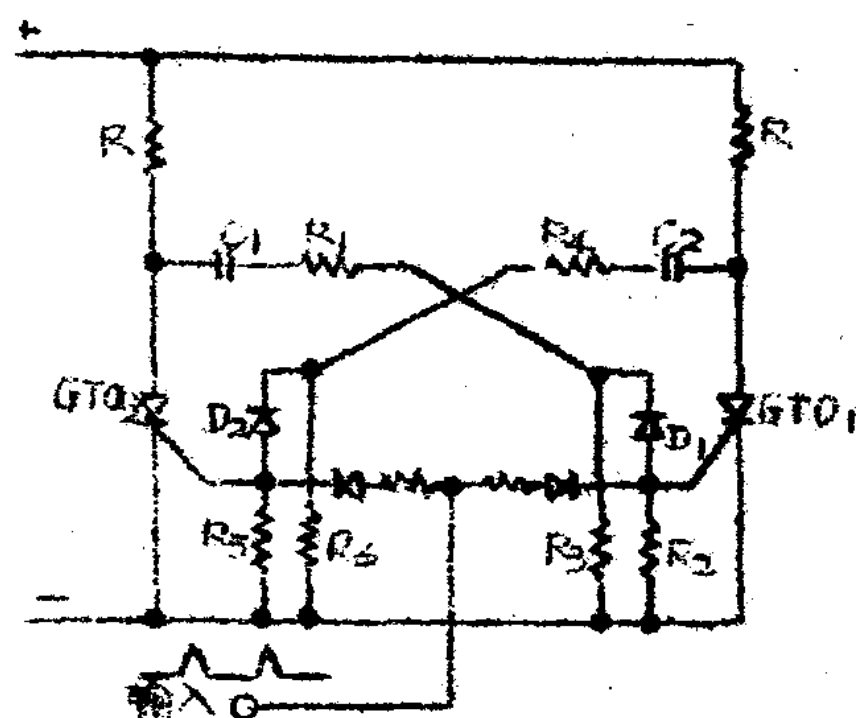


图 8 用了 GTO 的双稳态电路

参 考 文 献

- (1) Silieon Controlled Rectifier Manual P. W. Gutzwiller 等
- (2) Semiconductor Controlled Rectifiers. P. E. Gentry 等

用晶体管的PID调节放大器

(“Ein transistorbestückter PID-Regelverstärker”, rtp 1965 Heft 1 S. 33)

1. 概 况

用在工业调节设备上的调节放大器应该不需维护经久耐用，调好特性后稳定不变，结构坚固。对各种不同调节任务，能多方面适用，因此要选择一种调节方式使它的放大因数和动态特性能在广大范围内互不相关地任意调整。

结构设计方面要做成插入式的插件，校正的刻度对调整的各值再现性要好，并且要能根据计算或补偿调整所得数据迅速加以最佳化。要能容易通过另一个调节样板而变换，特别对范围广大的调节设备备用量而言将会经济多多。

Garbe, Lahmeyer公司为用于模拟计算技术根据上述观点生产出了V12型带有PID性能的晶体管调节放大器。图一是它的插入式结构，主要包括下列各电路部分：

- a) 带输入混合级的直流电压推挽放大器
- b) 产生PID性能的反饋网络
- c) 带直流稳压的电源级

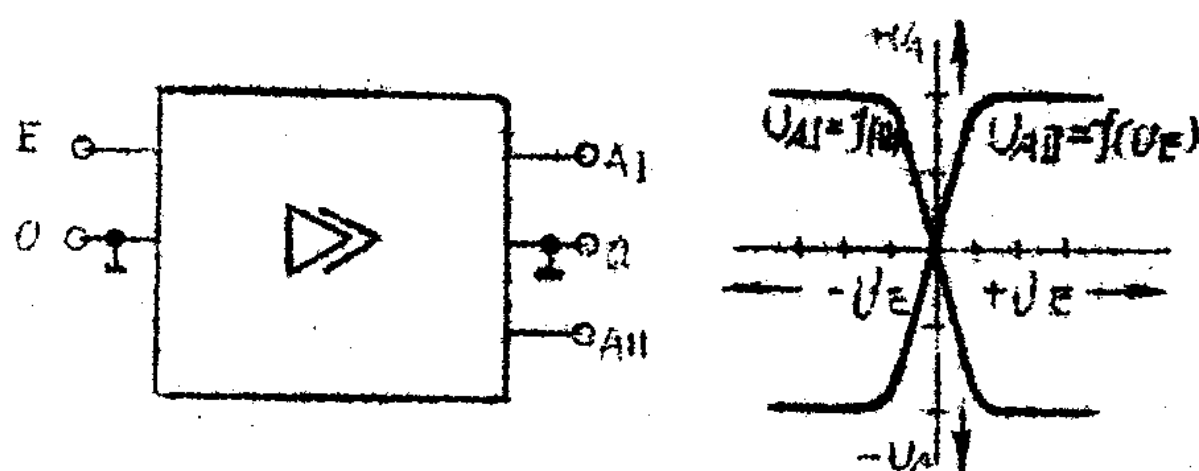
图一：V12型PID调节放大器作为19吋标准机架的插件（外型照片从略）。

2 直流电压推挽放大器

根据给定电压 X_k 和实际电压 X 所形成之差而产生的调节偏差 X_w 作为输入信号进入放大器。由于这差值是个微小的直流电压而调节器输出也同样是个直流电压的调节量 γ ，因此作为重要的结构，它必须是一只高级的直流电压放大器。

为顾到多方面的用途，调节器的输出电压要能是正值或是负值以

供应用。最好再要有一个对所有输入和输出电压共同的参比电位，使能把许多放大器一起联用，这些要求就形成如图二所示的放大器特性。



图二 直流推挽放大器的框图和它的 X 形特性曲线

V12 型 PID 调节器的直流电压推挽放大器就有这种要求的 X 形特性曲线。它完全是用晶体管的，并且依差频

放大原理工作，带有三级直接耦合的放大级和直通的零电位。

属于放大器结构的还有一个固定的负反馈分支，用它来把通过电位器“ V_{stat} ”和一只欧姆电阻 R_R 的一部分反相输出电压 U_{AI} 反馈到输入回路。特性曲线斜度 $\Delta U_A / \Delta U_E$ 以及静态放大因数“ V_{stat} ”在某一范围内可以均匀地进行调整。放大倍数如略予减低，负反馈会使放大器的温度稳定性相应提高。

3. 比较电路

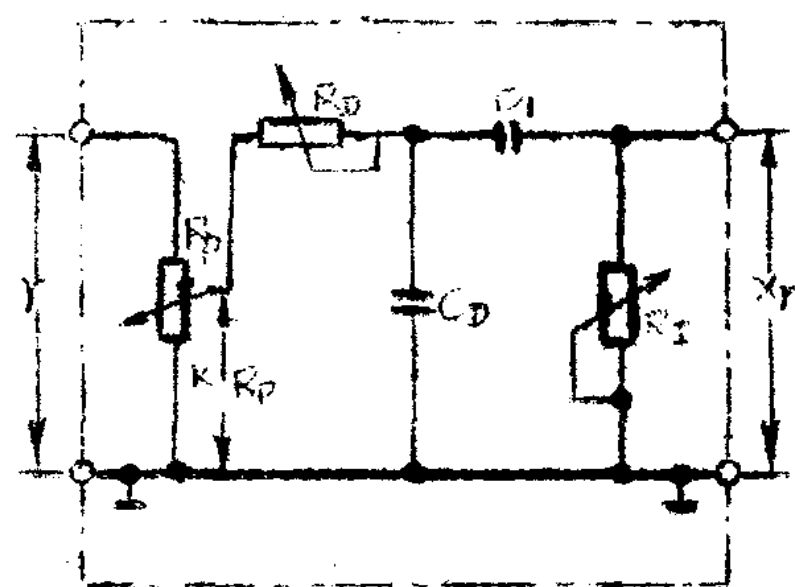
为了形成给定值 X_k 和实际值 X 之间的调节偏差 X_w ，在 V12 型晶体管调节器里装了一个比较电路。备有许多输入端以便联接各外来输入量。

用电压比较时只需一个输入。给定值和实际值在调节器外已对接，因此可直接输入调节偏差。由于调节器输入电阻较高，接上电压比较回路对给定值和实际值的电源来说并无负载可言，但这些电源中只能一个接地，有时会引起电位麻烦和哼声电压之类。因此用电流比较法较好。它虽对控制源负载较大，但可接地并用共同的零电位。此外还能便于接入限止电压等。

4. PID作用的反饋网络

对调节动态和静态精度的高要求，使调节器必须具备PID性能，这里所述的调节放大器采用了RC组件组成的反饋网络而达到了这个要求。这种电路原理避免了采用多通道、单独产生PID部分、放大，而后在输出级加以总和的方法。

图三是反饋网络原理图。它含有经 R_D （微分部分）和 R_I （积分部分）所联成的反饋作用以便均匀地调整。比例部分能用 R_P 来选择。



图三 反饋网络简图

5. 电源部分

直流放大器各级所需电流和反饋等由一个内装的电源级供给。它能直接接于交流电源而使调节器成为单独的仪表来应用。范围较大的调节场所也可能用一个分开的电源装置来总供许多调节器用的直流电压。

供电级用齐纳二极管来对交流电源波动、放大器过调加以稳定，保证输出电压的恒定不变。电源初级方面用了电磁和热敏的自动开关，此外还有信号触点监视开关的工作状态。

6. 结 构

所有直流电压放大器的元件和电源部分（除开变压器）都装在有印刷电路的底板上。整个反饋网络连同PID作用所用各别电位器装在另一块小型印刷电路板上，一束电缆联接着放大器。

主印刷电路板背面有镀金插头，保证调节器接线的良好接触。采用印刷电路避免了接线错误并具备了良好的耐振力。

这种电子组件的结构原理使得能用统一的机械部件进行合理的成批生产，就是电子电路组件也常能适用于许多仪表型号。例如PID

调节器 V12 型的主印刷电路板，就能不加变化用于 V10 型，比例调节放大器的输出输入数据是同样的，差别只在于有无反馈电路板而已。

技术数据：

联接电源	380 伏，50 赫，10 伏安
输入数据	± 0.1 伏，2 微安
超调到	± 100 伏 ± 2 毫安
输入电阻	50/100 千欧
输出电压	± 10 伏（最大）
静态放大	$100 \cdots 2 (50 \cdots 1)$
比例 (V_R)	$1 \cdots 100 (0.5 \cdots 50)$
积分 (T_n)	$0 \cdots 1.1$ 秒或 $0 \cdots 3.7$ 秒
微分 (T_v)	$0 \cdots 0.15$ 秒
最高环境温度	$+45^\circ\text{C}$
重量	2.5 公斤
尺寸	250 深 170 高 100 宽

采用变容二极管的调节器

(オートメーション Vol.10 (1965) 图 2)

采用变容二极管的调节器输入阻抗极高，增益大，充分满足调节器的必要条件。

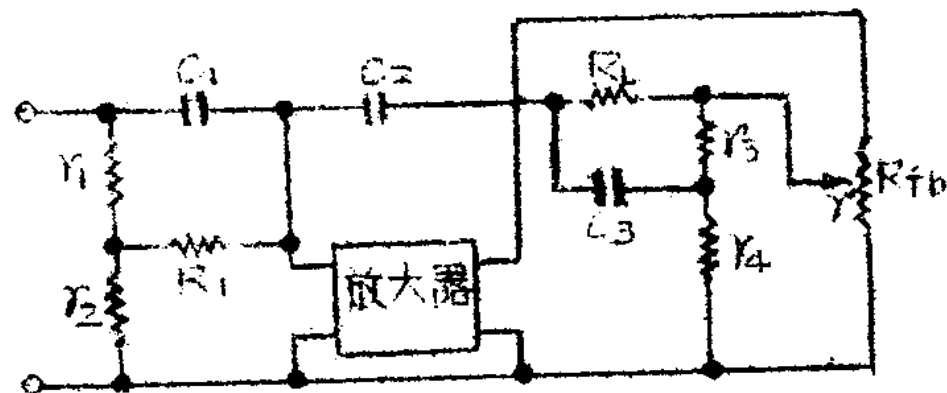
调节器是接收来自指示记录器等的偏差信号，进行比例，积分，微分等运算，向操作部供给修正信号的仪器。它按修正信号，即调节器输出信号的形状可大致分为以下三种。

- (1) 电流比例调节器
- (2) 位置比例调节器
- (3) 时间比例调节器

1. 调节器的构造

(1) 运算部

运算部是进行比例，积分（重调），微分（预调）这三种运算的部分。运算方式有多种，本公司采用的是与电子式模拟计算机相同的方式，即将 CR 网络插入运算放大器的输入电路和反馈电路。根据 CR 网络插入方式的不同可构成各种各样的运算电路，作为典型，第 1 图表示了 VSI 调节器的运算电路。该电路的演算式如(1)式所示：



第 1 图 运算电路原理图

$$F(s) = \frac{I_o(s)}{E_i(s)} = -K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \left(\frac{1 + sT_D}{1 + s \frac{T_D}{K_D}} \right) \dots\dots\dots(1)$$

s = 拉普拉斯算子

$$K_p = \frac{C_1}{C_2 R_f b \gamma} = \text{比例增益}$$

$$T_i = C_1 R_1 \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{\gamma_3} = \text{积分时间} = \frac{1}{\text{重调率}}$$

$$T_D = C_2 R_3 = \text{微分时间}$$

$$K_D = \frac{\gamma_3 + \gamma_4}{\gamma_4} = \text{微分增益}$$

$\gamma = R_f b$ 的分割比

(1) 式中，第 1 项表示比例动作，第 2 项表示重调动作，第 3 项表示预调动作。第 3 项的预调动作并不是完全的微分动作而是具有饱和特性的。这是为了防止因噪声而至的输出变动，其程度以微分增益（或微分振幅）的量表示。

该运算电路的性能如下：

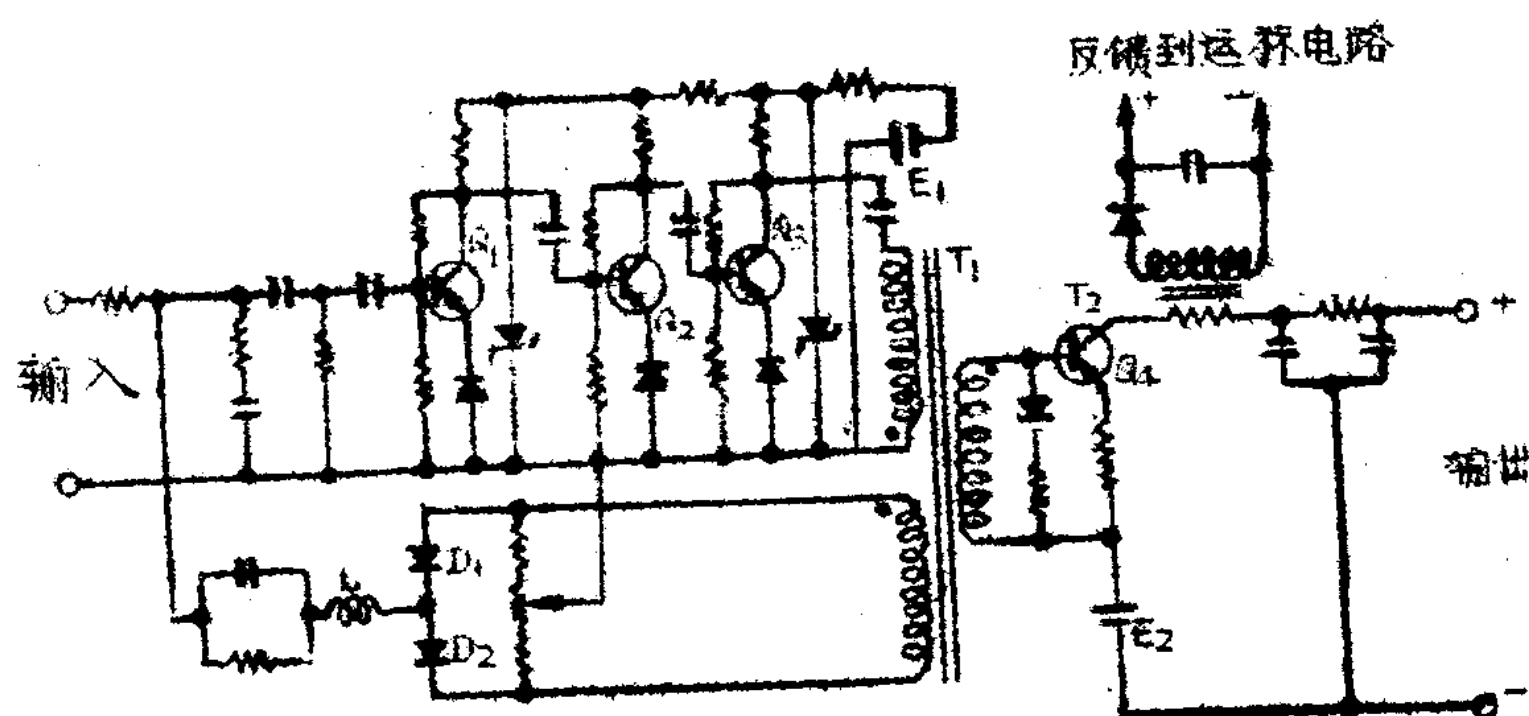
比例带：2 ~ 300 % 连续

重调率：0, 0.05 ~ 50 次/分钟 10 挡转换

预调时间：0, 0.01 ~ 10 分钟 10 挡转换

微分振幅：约 10

众所周知，因为工业上用的积分时间，微分时间需要达到几十分钟这样长，故运算放大器要求：输入阻抗极高，增益高以及具有一定

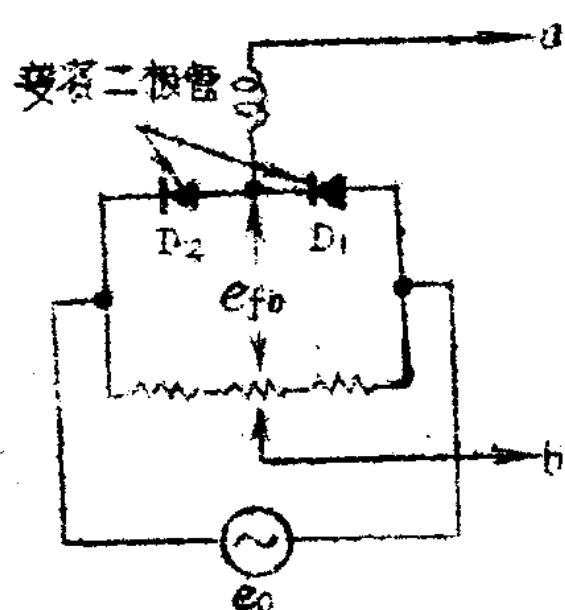


第 2 图 使用巴力克勃（バリキセツプ）的运算放大器

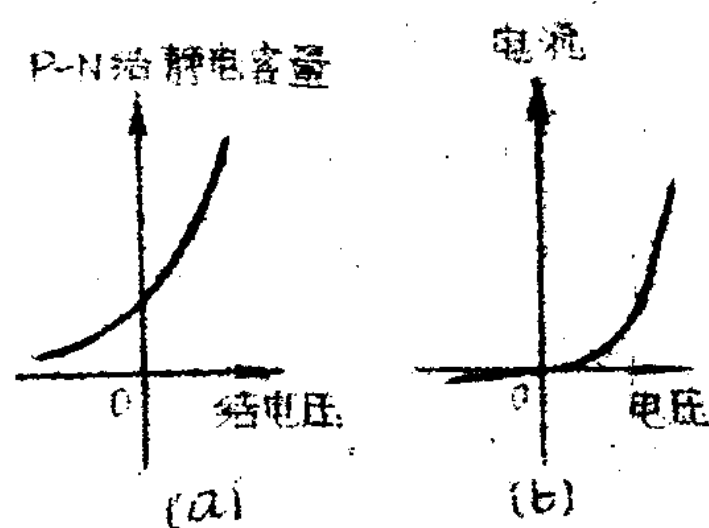
宽度的频带。第2图表示的是满足上述三点要求的振荡放大器，它由如下三个部分构造。

- (a) 二极管电桥（包含二极管 D_1 、 D_2 的反饋电路）
- (b) 交流放大器（包含晶体管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 的电路）
- (c) 输出B类放大级（包含晶体管 Q_4 的电路）

第3图表示了二极管电桥的部分。 D_1 、 D_2 是 利用了由外加电压去改变硅二极管P—N结的静电容量的变容二极管（巴力克勃*），其电压—电容特性及电压—电流特性如第4图（a）、（b）所示。由该图（b）得知，工作点选择在偏压为零附近，可以得到高的直流输入电阻。将这种由两个特性匹配的巴力克勃和电阻组成的二极管桥路插入三级晶体管放大器的反饋电路，使之在由与桥路串联的电感和巴力克勃的电容所决定的频率振荡。



第3图 二极管电桥



第4图 变容二极管的特性

众所周知，在振荡状态，设交流放大器的增益为 μ ，二极管电桥的反饋率为 β ，则它们的积 $\mu\beta$ 为1，且相位差为零。因此，若使 μ 跟振幅成反比，则可以通过改变 β 来改变振幅。

如第3图所示，供给桥路以高频电压，在 $a-b$ 间加上微小直流电压，则两个巴力克勃中，一个电容增大，另一个电容减小，桥路的平衡度从第4图（a）的特性发生变化。变化的程度由外加电压的大小而定。因此可以根据加于桥路的直流电压改变它的反饋率 β 来控制

* 巴力克勃系バリキセツブ的音译，乃变容二极管的商品名。译者。