

成都工学院图书馆

基本馆藏

374819

电子学译丛

上海市电子学会编译委员会编



13

上海市科学技术编译馆

29
011
13

电 子 学 译 丛

(13)

上海市电子学会编译委员会编

*

上海市科学技术编译馆出版

(上海南昌路59号)

商务印书馆上海厂印刷 新华书店上海发行所发行

*

开本 787×1092 1/16 印张 6 4/16 字数 190,000

1965年6月第1版 1965年6月第1次印刷

印数 1-2,800

编号 15·294 定价(科七) 0.90 元

目 录

1. 电子管和晶体管結合使用的 2000 伏稳压直 流 电 源	1
2. 晶体管直流稳压电源	9
3. 米勒积分器設計	13
4. 晶体管溫度計	18
5. 晶体管化的毫伏甄別器	22
6. 晶体管化非綫性函数发生器	27
7. 低噪声晶体管放大器	34
8. 場效应晶体管换流器	38
9. 晶体管模-数、数-模轉換器及其若干問題	43
10. 低頻电抗耦合放大器	48
11. 介质管共振器——毫米波和亚毫米波产生和測量用的器件	54
12. 微波半导体控制器件	67
13. 用作絕对阻抗标准的空气介充同軸綫	75
14. 測量技术中的取样法	79
15. 电容測量方法中的灵敏度及綫性問題	84
16. 雷达信息論	93

509
23011
T₁₃

374819

成都工學院圖書館

基本館藏

1. 电子管和晶体管結合使用的 2000 伏稳压直流电源

G. Klein J. J. Zaalberg van Zelst

«Philips Technical Review» Vol. 25, No. 8, 1963/64, pp. 181~190 (英文)

本文是測量設備电子电路的第三部分,主要是介紹一个高稳定的 2000 伏直流电源。其特点在于电路的某些部分結合使用了电子管和晶体管。結合使用后所达到的指标是单独使用电子管或晶体管所难以达到的。文中一例是由 EL34 五极管和 OC 139 晶体管所組成的級联电路,其有效的放大系数大于 10^5 。

乍看起来,电子管和晶体管似乎是不可能結合起来应用于同一电路中的。但是,进一步的研究表明,把两者結合起来組成电路,可以使它具有特殊的性能,可以圓滿地解决电路中的某些問題。

例如,几年以前,閃爍計数器要求稳定的高压电源提供可变直流电压来工作。而这种計数器的主要元件光电倍增器对直流电源的波动是极其灵敏的。因此該电压必須有十分高的稳定度。

本文所述的电源設備,能供給 0~5 毫安的电

流,它必須滿足如下的要求:

1. 电压可以在 400 伏~2000 伏範圍內变化;
2. 既可以用正极端接地,也可以用負极端接

地;

3. 电源电压变化 10% 时,直流输出电压的变化应不超过 0.01%;

4. 負載电流变化 10% 时,直流输出电压的变化应不超过 0.01%;

5. 噪声电压和波紋电压之和的峰值應該不超过所选用的直流电压数值的 10^{-5} 倍*;

6. 長時間工作时,电压值的变化应不超过 0.1%;

7. 直流端短路时应沒有损坏机器的危險。

图 1 所示是后来經改进的一种裝置,除了也能滿足上述要求外,电流扩大到 0~10 毫安。

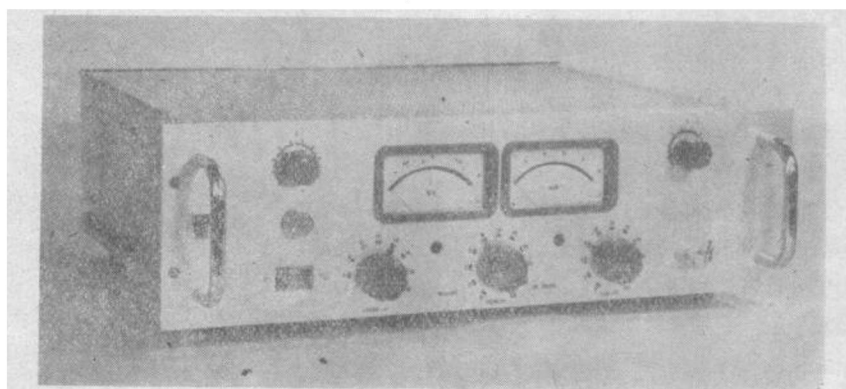


图 1 400~2000 伏稳压直流电源。它滿足文中所述的各种要求,但电流扩大到 10 毫安

工作原理

图 2 是稳压电源的工作原理图。控制系統保證了输出电压 U_0 的瞬时值很少受輸入电压 U_i 的波动(不論由于什么原因)和負載变化的影响。控制系統由电子管 T_1 (三极管或五极管)組成。它与負載串

联,由一放大器激励。該放大器將輸出电压 U_0 的一个分数 k 与固定的参考电压 U_{ref} 之間的差值放大。

由于輸入电压变化 ΔU_i 和負載电流变化 ΔI_0 所

* 干扰电压(交流噪声)沿着分布回路,例如經過变压器綫圈之間的分布电容进入。本設備中因为变压器經過屏蔽并且在装配工艺上尽量减小这噪声的电平,因此在下面的分析中不加以考虑

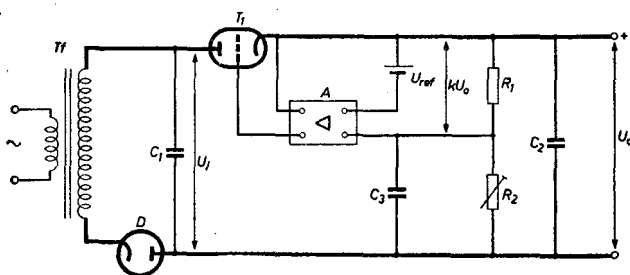


图2 稳压电源的基本电路原理图

D 整流管。 T_f 是电源变压器。 C_1 平滑电容器，其上为未稳压的 U_i 。串联管 T_1 被控制放大器 A 所激励。 A 的输入电压是直流电压 U_0 的一部分 kU_0 与参考电压 U_{ref} 之差；系数 k 由分压电阻 R_1 — R_2 决定。缓冲电容器 C_2 用来稳定控制系统。 C_3 是 R_2 的旁路电容，因此 U_0 的全部波紋电压反馈到 A ，这样可以使波紋减低到最小

引起的输出电压变化 ΔU_0 之間有下列关系：

$$\Delta U_0 = (1/kA\mu)\Delta U_i - (1/kAS)\Delta I_0$$

式中 A 是控制放大器的增益； μ 和 S 分别为串联电子管 T_1 的放大系数和跨导。

$$\left. \begin{aligned} P &= kA\mu \\ R_i &= 1/kAS \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 P 和 R_i 分别称为稳压电源的稳定度和内阻。

在功率小而且对直流电压稳定度的要求又不太高的情况下，为了方便起见，往往可以用把高频振荡器的输出电压加以升压、整流和稳定的办法来解决。但是，在文中所考虑的情况下，系统的功率是相当大的（输出 10 瓦），采用此法可能难以满足稳定度和内阻的要求。

在稳压电源是低电压的情况下，各种电容器可以设计得大一些，这一点对于跨接在输出端的缓冲电容器 C_2 （图 2）尤其重要。在高压情况下，电容器的体积、重量和造价不应比其他元件的大得太多。但是，下面将谈到，限制这些电容器的电容量会产生严重的后果。电容器 C_1 和 C_2 （图 2）折衷地选为 0.2 微法。简单的计算表明，应用 0.2 微法的平滑电容器在满载时， C_1 上的波紋电压为 125 伏。

可以用作 T_1 而同时又仍然属于“收音管”一级的电子管只有 EL 34 型五极管。因为我们希望避免在变压器的高压绕组采用抽头开关，在低压输出时， T_1 上的电压高；如果输入的是额定的电源电压，则在最低输出电压（400 V）和满载时，串联管 T_1 的电压大约为 2500 V。在这样的电压下，板耗为 15 W，仍远低于所允许的板耗最大值。但从电压的角度来考虑时，已大大超过所允许的最大值——截止值 2000 V。不过，试用的过程表明，应用 EL 34 作串

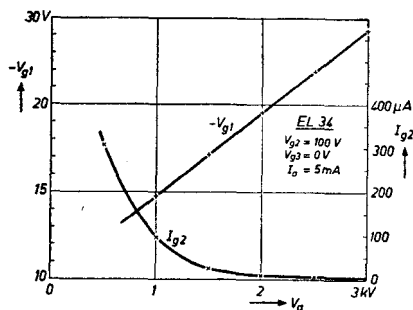


图3 EL 34 五极管在板流 ($I_a=5$ mA) 和帘栅压 ($V_{g2}=100$ V) 为常数时，控制栅电压 V_{g1} 和帘栅流 I_{g2} 相对于板压 V_a 的特性曲线。两条曲线表明，电子管在 2~3 kV 板极电压下，工作性能仍然是十分正常的

联管并没有任何不妥之处。图 3 是在板流 (5 mA) 和帘栅压 (100 V) 为常数下，控制栅压 V_{g1} 、帘栅流 I_{g2} 和板极电压 V_a 的关系曲线。两条曲线表明，在非常高的板压下，电子管仍是十分正常的。因此我们宁愿冒一些高压的危险而不考虑采用变压器抽头开关，两个 EL 34 电子管相串联，或发射管（其价格更高）等办法。

在我们的电路中，EL 34 的帘栅电压约 70 V 就足够了。图 3 中 $V_{g1}=f(V_a)$ 曲线的斜率相当于放大系数 $\mu=225$ 。在 5 mA 板流时，跨导的范围是 2.5~3 mA/V。下面我们马上就会用到这些数据。

增益的计算

上述的第 3 和 5 项要求与稳定问题有关（电源电压波动的稳定和波紋电压的减小）。第 4 项是稳压的问题。下面我们将计算以 EL 34 作串联时，控制放大器（图 2 的 A ）的增益 A 要多大才能满足这些要求。然后我们从控制系统的瞬态特性的角度去研究所允许的增益是多少。

电源电压波动的稳定

对于缓慢的变化，(1) 式中的系数 $k=R_1/(R_1+R_2)$ （见图 2）。因为控制系统尽力保持 kU_0 和 U_{ref} 相等。因此我们可以有： $k=U_{ref}/U_0$ 。

在额定电源电压及负载电流 $I_0=5$ mA 时， U_i 大约为 2500 V。若电源电压变化 10%， U_i 约变化 250 V，按照稳定要求， U_0 的变化不应超过 $10^{-4}U_0$ 。因此稳定度最小应为 $250/10^{-4}U_0$ ：

$$\frac{\mu A U_{\text{参考}}}{U_0} \geq \frac{250}{10^{-4} U_0}$$

若 $\mu=225$ 和 $U_{\text{参考}}=83\text{V}$, 則得:

$$A \geq 135 \quad (2)$$

波紋的平滑

倘若等式 (1) 中的系数 k 对于波紋频率來說几乎等于 1 的話, 則输出电压中的波紋比未加控制的电压的波紋小 P 倍。为此目的, 只要用一个足够大的电容器 C_2 旁路 R_2 就可以 (图 2), 这时几乎全部輸出波紋都加到控制放大器 A 的輸入端。

如上所述, 在滿負載下, C_1 上的波紋幅度是 125 V, 因而峰对峰值 (正負峰間值) 就是 250 V。按照第 5 項要求, 輸出波紋不应大于 $10^{-5} U_0$ 。在輸出电压为 400 V 时 (即最坏的情况下), 我們有:

$$\frac{250}{\mu A} \leq 10^{-5} \times 400$$

已知 $\mu=225$, 故应滿足:

$$\text{調压} \quad A \geq 270 \quad (3)$$

按照等式 (1), 稳压电源的内阻 R_i 应是:

$$R_i = \frac{1}{kAS}$$

第 4 項要求是当电流 I_0 变化 10% 时, 输出电压的变化不应大于 $10^{-4} U_0$ 。因此:

$$\frac{1}{kAS} \leq \frac{10^{-4} U_0}{0.1 I_0}$$

式中, 用最大值 (5mA), 最小值 (2.5mA/V) 分別代替 I_0 和 S , 并令 $k = \frac{U_{\text{参考}}}{U_0}$ 和 $U_{\text{参考}} = 83\text{V}$ 。則我們得:

$$A \geq 25 \quad (4)$$

从 (2), (3) 和 (4) 式可以看出上述三点要求只有在 $A=270$ 时才能同时滿足。

瞬态特性 (瞬态响应)

控制系统响应阶跃函数干扰的方式有許多种。一般, 不希望有振荡特性的频率响应; 换言之, 暫态响应应该沒有过冲 (峰突) 或者过冲很小。如果这一条件能实现, 即使用普通精度的元件, 控制系统的稳定性也能得到保証。現在的問題是增益 $A \geq 270$ 和沒有过冲的暫态响应的要求是否矛盾。

对于两个時間常数 τ_1 和 $\tau_2 < \tau_1$ 的简单线性控制系统, 很容易推出沒有过冲的暫态响应所要滿足的条件是环路增益 $kA \leq \frac{1}{4} \tau_1 / \tau_2$, 因此:

$$A \leq \frac{\tau_1}{4k\tau_2} \quad (5)$$

对两个時間常数的简单线性控制系统 (图 4), 下列微

分方程是成立的:

$$\left[\tau_1 \tau_2 \frac{d^2}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{d}{dt} + kA + 1 \right] V = AV_i$$

为了暫态响应尽可能不产生振荡 (包括衰减振荡), 方括号內多项式的判别式必須大于零即:

$$(\tau_1 + \tau_2)^2 - 4\tau_1 \tau_2 (kA + 1) > 0$$

此式可改写为:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1} > 4kA + 2$$

如果 $\tau_1 \gg \tau_2$, $kA \gg 1$, 上式可簡化为:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} \sim 4kA$$

(5) 式可从此式直接得出。

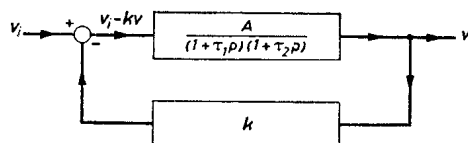


图 4 两个時間常数 τ_1 和 τ_2 的线性控制系统的簡图。字母 p 表示微分符号 d/dt , v 输出电压, $k (< 1)$ 是反馈回路的增益

在我們的情况下, 确实只牵涉到两个主要時間常数。一个是控制放大器的時間常数, 其最小值决定于电阻和分布电容。如果增益 A 的数量級是 100, 則時間常数至少以 5 微秒計算。另一時間常数等于串联电子管的 $1/S$ 与緩冲电容 C_2 的乘积。两个時間常数都可以用加大电容的办法而使之增大。我們如何选择这两个時間常数呢? 即哪一个大哪一个小呢? 在直流电压源仪器內, 在輸出端并接上一个緩冲电容器 C_2 是有好处的, 因它能起平滑負載突然变化的作用, 而且越大作用越好。另一方面, 当然希望放大器的反应要快, 亦即应有尽可能小的時間常数。从上面的分析可以明显地看出, 应使第二个時間常数較小: $\tau_2 \approx 5$ 微秒和 C_2/S 較大。在某些場合下, 負載电流的突然变化会使输出电压产生跃变, 这个突变只能被放大器緩慢地补偿: 电源有一个“恢复時間”。对于大多数高压电源仪器, 这个時間常数为十分之几秒数量級。令 $k = U_{\text{参考}}/U_0$, 等式 (5) 变为:

$$A \leq \frac{U_0}{4U_{\text{参考}}} \cdot \frac{C_2}{S\tau_2} \quad (6)$$

用 U_0 的最小值 (400 伏), S 的最大值 (3 毫安/伏), $U_{\text{参考}}=83$ 伏, $C_2=0.2$ 微法和 $\tau_2=5$ 微秒代入上式, 我們便得到沒有过冲的暫态响应的条件为:

$$A \leq 15$$

这里最大允許的数值 $A=15$ 远低于前面所考虑的、滿足稳定和調压所要求的最小值 270。如果是低压稳定电源, 把电容 C_2 选大些, 这一难关就可以克服:

r_1 增加, 因此增益 A 能够在暂态响应没有过冲的情况下得到增加。然而, 如上所指出的, 现在的电压如此之高, C_2 最好不要超过 0.2 微法。

五极管和晶体管组成的 栅地-阴地放大器

如果串联电子管的放大系数和跨导分别大于 225 和 3 毫安/伏, 这一矛盾就可以解决。因为从 (1) 式中可以看出, 稳定度是正比于 μ , 电路调压是正比于 S 的。

若用第二个电子管与 EL 34 组成栅地-阴地放大器就可以得到大的放大系数, 栅地-阴地放大器电路的有效 μ 近似地等于每一只电子管的放大系数的乘积^[1]。如果我们把 EL 34 放在栅地-阴地放大器电路的上面, 把第二个电子管放在下面, 那末, 栅地-阴地放大器电路的有效跨导的大小就与第二个电子管的跨导相等^[2]。就跨导而言, 如果第二个电子管具有大于 3 毫安/伏的跨导, 栅地-阴地放大器电路就比单独的 EL 34 优越得多。然而, 目前还没有电流在 1~5 mA 时, 有这么大跨导的电子管。

现在把第二个电子管换成晶体管就能满足放大系数和跨导的要求。同时整个电源仪器比由两个电子管组成栅地-阴地放大器电路更为简单。由于电流的方向, 需要 N-P-N 的晶体管, 例如 OC 139。

线路如图 5 所示。控制放大器 A 的输出接在晶体管基极和发射极之间, 而其集电极和发射极之间的输出电压用来激励五极管 (目前, 我们暂不考虑电阻 R_3)。在极端的情况下, 后者的电压是 -4 和 -16V, 集电极和发射极之间的电压决不高于 20V*。这个极限数值绝不能超过。晶体管中的最大耗散是

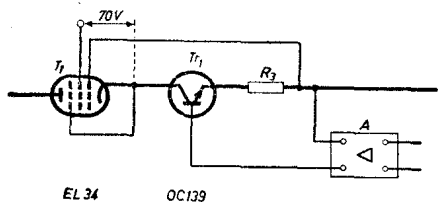


图 5 用电子管 T_1 (五极管 EL 34) 和晶体管 Tr_1 (N-P-N 型 OC 139) 组成的栅地-阴地放大器电路。电路的有效放大系数大于 10^5 , 并有大的跨导; 因此可用来代替图 2 中的电子管 T_1 A 是控制放大器。 R_2 (68Ω) 用来限制电路的有效跨导 (等于晶体管的跨导, 故正比于发射极电流); 在满载下这样做是应该的, 否则跨导太大, 会使系统出现过冲甚至不稳定

0.1 瓦, 它远低于所允许的最大耗散值。

晶体管的有效放大系数 μ_{tr} (这个参数在下面用小号字加以说明) 很容易达到 500 以上。因此栅地-阴地放大器电路的有效放大系数 $\mu_{\text{栅地-阴地放大器}}$ 大于 10^5 。晶体管的跨导 (其定义与电子管相同) 在相同的电流下, 也比电子管的跨导大得多, 大约为 $40I_e$ 毫安/伏, 这里的 I_e 是发射极电流, 单位毫安^[3]。这个问题, 也可用另外的方法解释: 电子管的 I_a/S 在板流为几毫安时, 是 1V 的数量级, 相应的比值在晶体管中是 0.1V 的数量级, 并且在十分低的集电极电流时约为 25 mV。

晶体管电路的有效放大系数

图 6 是图 5 中晶体管 Tr_1 的简单等效电路。发射极和基极电流通过的电阻分别以 r_e 和 r_b 表示。经放大的激励电压 $A(kU_0 - U_{\text{基}})$ 以 v_s 表示, 电流和电压的变化分别以 i 和 v 表示; 下标 e , b 和 c 分别表示发射极, 基极和集电极。

集电极和基极电流的变化可用方程式表示如下:

$$i_c = S(v_b - v_e) + \frac{S}{\mu}(v_c - v_e) \quad (7)$$

$$i_b = \frac{S}{\alpha'}(v_b - v_e) - \frac{S}{\alpha'\mu'}(v_c - v_e) \quad (8)$$

方程式 (7) 与三极管的表示式完全相似, 阴极相应于发射极, 栅极相应于基极, 板极相应于集电极。在 (8) 式中的 α' 是共发射极电路晶体管的放大系数^[3], μ' 和 μ 的差别极小。

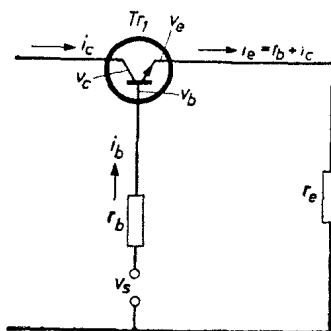


图 6 推导图 5 中晶体管 Tr_1 的放大系数 μ_{tr} 的等效电路

此外,

$$v_e = (i_c + i_b)r_e \quad (9)$$

和

$$v_s = v_b + i_b r_b \quad (10)$$

把等式 (7) 和 (8) 相加, 并以等式 (9) 代入, 则可消去 $i_b + i_c$ 。其结果为:

$$\frac{1}{S} \frac{v_e}{r_e} = \left(1 + \frac{1}{\alpha'}\right)(v_b - v_e) + \left(\frac{1}{\mu} - \frac{1}{\alpha'\mu'}\right)(v_c - v_e) \quad (11)$$

* 除非直流端短路。这一点以后要谈到

从(8), (10) 和 (11) 中消去 i_b 和 v_b 可得 v_e 的方程式, 其中, v_s 和 v_c 的系数分别为:

$$\frac{1 + \frac{1}{\alpha'}}{1 + \frac{S r_b}{\alpha'}} \quad \text{和} \quad \left(\frac{1}{\mu} - \frac{1}{\alpha' \mu'} + \frac{S r_b}{\alpha' \mu' (1 + \frac{S r_b}{\alpha'})} \right)$$

第一个系数是 V_s 对 V_e 的影响的量度, 第二个系数是 V_c 对 V_e 的影响的量度。因此, 在图 5 的电路中, 他们分别是激励电压和集电极电压 (= EL34 的阴极电压) 对输出电压的影响的量度。这两个系数之比值可以称为晶体管有效放大系数 μ_{tr} 。实际的 α' 甚大于 1, μ' 与 μ 具有相同的数量级, 我们能近似地写成:

$$\mu_{tr} = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + \left(\frac{1}{\mu} + \frac{1}{\mu'} \right) \frac{S r_b}{\alpha'}} \quad (12)$$

如果 $r_b \leq \alpha'/S$ (1K Ω 数量级) 以及 $\mu' \simeq \mu$, 从(12)式可得:

$$\mu_{tr} \simeq \frac{1}{3} \mu$$

绝大部分的晶体管 μ 值有 1500 或更大一些, 因此 μ_{tr} 大于 500。

在(12)式中的 $(\mu^{-1} + \mu'^{-1})S$ 以及 $(\mu^{-1} + \mu'^{-1})$ 很容易从晶体管特性曲线求出。若基极电流为恒定 ($i_b = 0$), 则方程式(8)变为:

$$v_b - v_c = \frac{1}{\mu'} (v_c - v_e)$$

从(7)式可得:

$$i_c = \left(\frac{1}{\mu} + \frac{1}{\mu'} \right) S (v_c - v_e)$$

因此

$$\left(\frac{1}{\mu} + \frac{1}{\mu'} \right) S = \frac{i_c}{v_c - v_e} \quad (13)$$

上式中的分数 $\frac{i_c}{v_c - v_e}$ 是基极电流为常数时, $v_c - v_e$ 和集电极电流的关系 (特性) 曲线的斜率。

很明显, 应用棚地-阴地放大器电路 (能得到非常大的有效放大系数), 我们可以大大地降低对控制放大器的增益 A 的要求 (大约 10)。这只要采用单级放大就可以了。这样一来, 时间常数能减小到最小值有助于控制系统的简单和稳定。

在 5 毫安负载时, 晶体管的跨导 (即整个电路的跨导) 上升到大约 100 毫安/伏。时间常数 $\tau_1 = C_2/S$ 因此减小到 2 微秒和 τ_2 具有相同的数量级。为了维持稳定, 用电阻 R_3 与发射极 (图 5) 串联。这样使 $\tau_1 = C_2(R_3 + S^{-1})$, 与 S 的关系不太大。换言之, 与负载的关系不大。 $R_3 = 68\Omega$ 已足够了, R_3 取这个数值, 已完全可以满足调压的要求。

其他元件

参考电压源

参考电压是用 83A₁ 型稳压管, 当它辉光放电后

能维持 83V 的电压。此电压与通过管子的电流的关系不大, 这电流是从辅助稳压电源 (相对于正端为 -150V) 中取得的。参考电压的温度系数为 -3.5 毫伏/°C, 亦即摄氏每度 $-4 \times 10^{-5} U_{\text{参考}}$ 。

控制放大器

控制放大器的电路如图 7 所示, 它由接成推挽电路的双三极管 T_2-T_3 (ES0CC 型) 组成。在控制放大器电路中, 电压 kU_0 与参考电压进行比较。电路中的 ES0CC 三极管能允许用不稳定的电压加热灯丝: 灯丝电压变化 10% 相当于输入端有 8 毫伏以下的电压变化即 $10^{-4} \cdot U_{\text{参考}}$ 。用其他类型的电子管就不行, 影响至少比这个数字大三倍。

Tr_1 是单端工作, 故 ES0CC 三极管的一半 (T_2) 的板极负载电阻就不需要了。 T_2 是从上面所述的 -150V 辅助电源馈电的。有板极负载电阻的另一半 (T_3) 是从 +80V 的辅助电源馈电的。这两个辅助电源都是稳定的, 下面一节将对它们进行讨论。

晶体管 Tr_1 的激励源一定要低阻抗的。原则上, 在 T_3 和 Tr_1 之间可以插入一级阴极输出器。然而在这里, 电子管有一个缺点, 即: 灯丝加热电压变化 10% 使激励电压变化 0.15 至 0.20 V, 相当于在控制放大器的输入端有 15 至 20mV 的扰动电压输入。因此, 采用晶体管 (Tr_2) 而不采用阴极输出器, 晶体管接成发射极输出器, 即 Tr_2 的发射极 (接到 Tr_1 的基极) 跟着 Tr_2 的基极电压变化, 而 Tr_2 的基极又与 T_3 的板极相连。晶体管 Tr_2 与 Tr_1 相同, 都是 OC 139 型。

辅助电源

从上面的分析可知我们需要两个辅助稳压电源, 相对于正端而言, 一个是 -150V, 一个是 +80V。这两个稳定的电压都从一个稳定的辅助电源中取得。这里也采用电子管和晶体管结合的方法来稳压。

其电路如图 8 所示, ECC82 双三极管的一半 (T_4) 用作辅助稳定电源的串联管, 稳压管 St_2 (150A₁) 作参考电压源, ECC82 的另一半 (T_5) 用作控制放大器。为了获得足够高的增益, T_5 需要用一个很大的板极负载电阻。然而, 用普通的电阻要用很高的电压源才行, 而高压电源只有普通的非稳压电源可用, 如果我们这里采用此电源的话, 势必使稳定度大大降低。

若采用晶体管 (Tr_3) 作板极电阻的话, 这一困难就能克服。因为晶体管的基极电压固定, 用一个电阻与发射极相串联 (如图 8 所示), 在集电极电路内

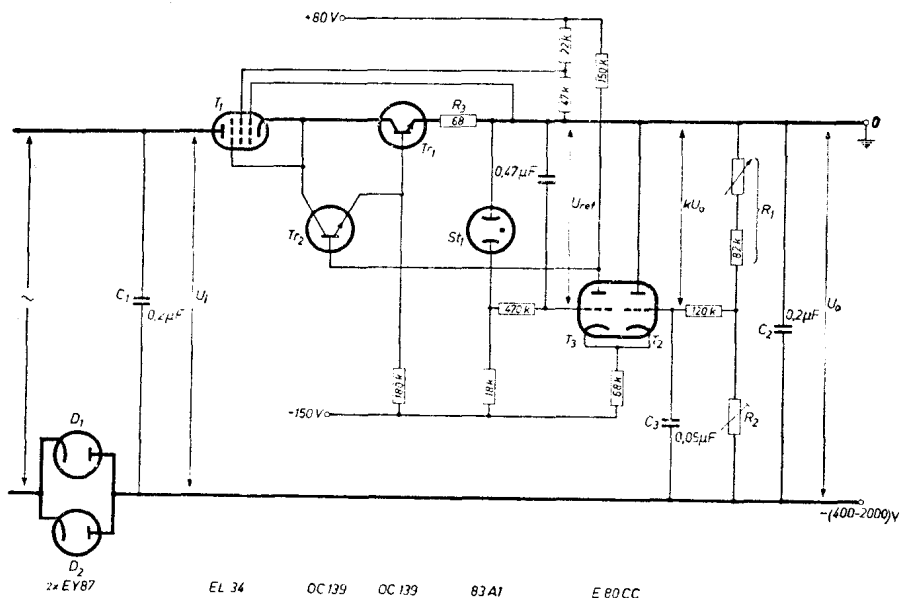


图7 400~2000伏直流稳压电源线路结构的主要部分。最大电流为5毫安,应用如图5所示的由 T_1 及 Tr 组成的栅地-阴地放大器。 D_1, D_2 是两个EY87并联的整流管。 C_1, C_2, C_3, R_1 和 R_2 的意义与图2相同。控制放大器(图2中的A)由双三极管 T_2-T_3 接成推挽电路,阴极电阻合用一个。在这里, kU_0 与参考电压 U_{ref} 进行比较。 U_{ref} 由稳压管 St_1 取得。 T_3 的板极经过 Tr_2 (发射极输出器)激励 Tr_1 的基极。 T_2, T_3, Tr_2 和 T_1 的帘栅极的工作电压由相对于正端(图中的正端是地)为+80伏和-150伏的稳定辅助电源供给

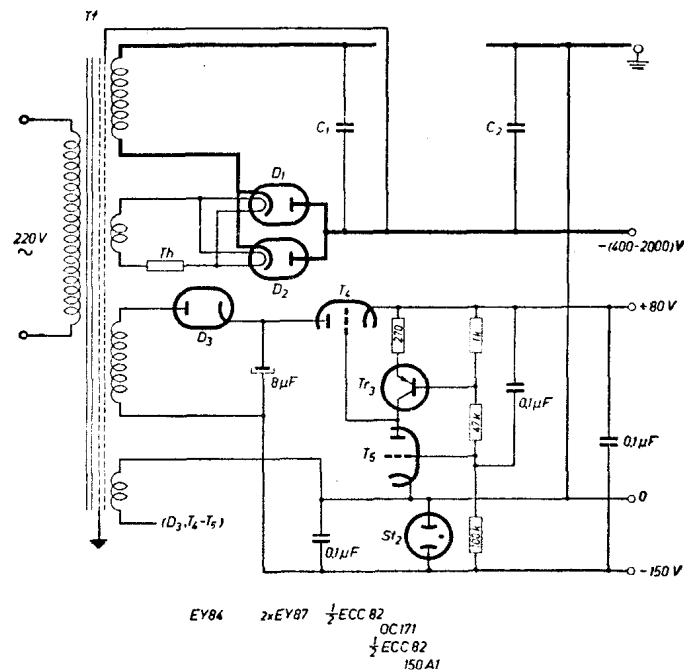


图8 电源部分。 Tf 是经过双重屏蔽的电源变压器。由于与整流器 D_1 和 D_2 的灯丝加热电源相串联的热敏电阻 Th 对阴极加热进行延迟,因此直至控制放大器已经工作以后,高压还没有加上。

整流器 D_3 ,串联管 T_4 ,控制放大器 T_5 和稳压管 St_2 组成一个小型稳压电源,供给两个相对于正端为+80和-150V的辅助电压。 T_5 的板极电阻是晶体管 Tr_3 ,它有一个小直流电阻和一个大微分电阻,因此,不需要额外的电源电压就能获得足够高的增益

就有一个十分大的微分电阻。但晶体管的直流电阻是低的,因此能用稳定的 +80 伏的直流电压源来同时给电子管 T_5 和晶体管。唯一的条件是串联电子管 T_4 的阴极的电压要比控制栅正 3V, 这一点是很容易满足的。

图 8 中晶体管的微分电阻

为了分析方便,把图 8 的晶体管 Tr_3 换成图 9a 所示的电路。应用方程式(7), (8)和(9)以及关系式 $v_b = -i_b r_b$, 可以得到集电极和基极电流变化的表示式如下:

$$\left\{1 + \left(1 + \frac{1}{\mu}\right) S r_e\right\} i_c + \left\{S r_b + \left(1 + \frac{1}{\mu}\right) S r_e\right\} i_b = \frac{S}{\mu} v_c$$

$$\left(1 - \frac{1}{\mu'}\right) S r_e i_c + \left\{\alpha' + S r_b + \left(1 - \frac{1}{\mu'}\right) S r_e\right\} i_b$$

$$= -\frac{S}{\mu'} v_c$$

从中我们能解出 v_c/i_c , 它等于所需要的电阻 R_d 。虽然解出的表示式很复杂,但作某些假设后,便能简化如下:

$$R_d = \frac{\frac{\alpha'}{S} + \alpha' r_e + r_b}{\frac{\alpha'}{\mu} + \left(1 + \frac{1}{\mu'}\right) S (r_e + r_b)} \quad (14)$$

(14)式中的 $(\mu^{-1} + \mu'^{-1})S$ 是基极电流恒定时,集电极电流 i_c 和 r_{ce} 的关系(特性)曲线的斜率(见式(13))。现在我们把 $(\mu^{-1} + \mu'^{-1})S$ 简写为 $1/\rho$ 。

为了获得大的 R_d , 必须保证 r_e 是够大, 至少不能小于 r_b 。如果 $S r_e \gg 1$, 我们能够把(14)式简化为:

$$R_d = \frac{1}{\frac{1}{\mu r_e} + \frac{r_e + r_b}{r_e} \frac{1}{\alpha' \rho}} \quad (15)$$

从(15)式可以看出, R_d 可以被认为是由电阻 μr_e 和电阻 $\alpha' \rho r_e / (r_e + r_b)$ 的并联(见图 9b)。晶体管的 μ 值愈大,微分电阻的阻值就愈大,即集电极电压对集电极电流的影响就愈小。合金扩散晶体管("p.o.b."晶体管)⁽⁴⁾如 OC171 型,这种影响比其他晶体管小得多,如 OC71 型。因此用 OC171 型晶体管能获得非常高的微分电阻。

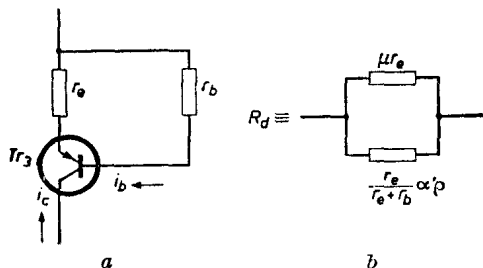


图 9

a. 推导图 8 中晶体管 Tr_3 的微分电阻的等效电路

b. 微分电阻 R_d 近似地可认为是由电阻 μr_e 和电阻

$$\frac{\alpha' \rho r_e}{(r_e + r_b)}$$

并联组成,见式(15)

如果 r_e 是无限大而 r_b 是有限的,则根据(15)式, R_d 的值最大,等于 $\alpha' \rho$ 。OC171 型晶体管的最大值约为 10 MΩ, OC71 型大约为 0.5 MΩ。如前所述,在本文的情况下,即使 R_d 的数值比这小得多也足够了。

分压器

改变分压器(图 7)的电阻 R_2 , 就可以改变输出的直流电压。在一些特殊的情况下,要求输出直流电压从 2000 V 变至 400 V 并分成八档,每档变化 200 V; 在 200 V 内又分成十档,每档变化 20 V; 在 20 V 内又分成十档,每档变化 2 V。为此, R_2 由 7 个 180 KΩ, 10 个 18 KΩ 和 10 个 1.8 KΩ 的电阻器组成; R_1 是 82 KΩ 的固定电阻,它与连续可变的 0~15 KΩ 的校正电阻器相串联。所有这些电阻全是金属电阻,它们的温度系数小于 $5 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 。

当调节 R_2 时,必须采取措施防止开关的瞬变作用损害晶体管。下一小节将介绍用作安全措施的电电路,这个电路当输出端短路时可以提供保护作用。

如果当仪器接通后,高压很快就加上,则晶体管还是会有被破坏的危险。因此,用一个“热敏电阻”(图 8 中的 Th)与整流管(两个 EY 87 并联的整流器)的灯丝串联,它在室温的阻值比在工作温度时大 70 倍。这个热敏电阻使高压整流管的阴极延迟加热,因此,只有在控制放大器开始工作以后,高压才加上。

输出端短路的保护装置

输出端短路的保护装置对于电源设备来说是特别重要的,尤其是作实验用的电源设备。业已证明,只要加用一个晶体管,一个二极管和几个电阻,就可以使上文所述的电源电路得到这里所要求的保护作用。

当输出端短路时,会产生两大危险:

1) 短路期间, EL34 的阴极与控制栅极之间的电压会增加到 20 V, 从而超过了晶体管 Tr_1 的允许值。

2) 直流剧增,使各元件过载。

如果如图 10 所示,采用一个 P-N-P 晶体管 Tr_4 (OC71) 和电阻 R_4 , 上面所谈到的两大危险就可以消除。因 Tr_4 的发射极的电位相对于正端有 +5V 的电压(这个电压是从 80 V 的辅助稳压电源中用分压器取得的), Tr_4 的集电极是从 -150 V 稳定电源中经一电阻而供给。 T_1 可以看作串联管; Tr_4 可以看作初始的稳定电源的控制放大器(参考电压为 5 伏), 这个参考电压使 T_1 管的阴极保持在相对于正端为 5 V 的电位。

因为 T_1 的控制栅极不再接到 Tr_1 的发射极而是接到较低的电位(Tr_4 的集电极), 所以控制栅与阴极之间的电压超过 20 V 时也不至于损坏 Tr_1 。 Tr_4 是集电极能承受 30 伏电压的晶体管。

Tr_4 能维持 T_1 的阴极在5V左右,这个电压也加在串联的 R_4 , Tr_1 和 R_3 上。因此通过这上面的电流也不会大于 $5V/(R_4+R_3)$,实际上此值要小得多,它与 Tr_1 的激励电压有关。若选用 $R_4=650\Omega$,则这个电流限制在 $5V/(650+68)\Omega=7mA$ 左右,因此短路电流不会超过这个无害值。如果 R_4 是可变的,短路电流的大小就能加以调节。

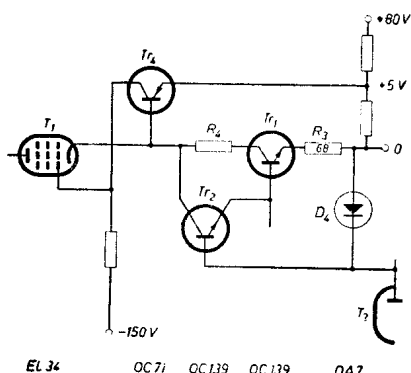


图10 输出短路时的保护电路

T_1 , Tr_1 , R_3 和 Tr_2 的意义与图7相同。因为现在 T_1 控制栅的电位较先前为低,即使在最特殊的情况下, Tr_1 也不会有大于20V的危险。晶体管 Tr_4 可以看作保持 T_1 的阴极对正端有恒定电压(等于5V参考电压)的控制放大器。大约有5伏电压降在 $R_4+Tr_1+R_3$ 上,所以电流的上限为 $\frac{5V}{(R_3+R_4)\Omega}$ 。当选用 $R_4=650\Omega$ 时,短路电流被限制到约为7mA。

锗二极管 D_4 ——正常状态下不导电——防止在除去短路的瞬间,产生高负脉冲电压加到 Tr_2 的基极上

上面的考虑只适用于静态短路状态。在短路发生和移去的瞬间,所引起的瞬变对某些晶体管还是有危险的。如移去短路的瞬间对晶体管 Tr_2 就有危险。不过,在晶体管 Tr_2 的基极与正端之间接入一个二极管 D_4 (OA7型锗二极管)就可以避免这一点(见图10)。在正常的状态下,二极管 D_4 是不导电的,但在消除短路的瞬间,它变成导电的,因而能防止 Tr_2 基极上的电压变得太负。

Tr_4 力图保持 T_1 的阴极固定在5V电位上的倾向对稳定度也是有帮助的,这是一个附带的收获。

结 果

在下列负载条件下进行了测量:

2000伏-0毫安, 2000伏-5毫安

400伏-0毫安, 400伏-5毫安

稳定电源电压的波动

对各种类型的E80CC双三极管(T_2-T_3)在上述负载条件下进行测试的结果表明,电源电压增加或减小10%,输出电压产生的变化是0.008至0.002%。之所以互相不一致,是由于E80CC灯丝加热电压的变化有所不同的缘故。若灯丝加热电压稳定,就能使这个数字减小到0.001%。如果所用的辅助电压(+80和-150V)稳定再好一些的话,输出的变化最后只是由于不稳定的高压引起的;在这样的情况下,输出的变化小于 10^{-6} 。

调压

负载电流变化0.5mA时,输出电压的变化是0.005%。

交流声和波纹

在上述所有负载条件下,正端接地和负端接地二者的交流声加波纹的峰对峰值小于2mV(输出电压是400V时,它是输出电压的0.0005%)。

长周期漂移

仪器接通一小时后,经很多小时的工作,当周围温度保持在摄氏几度之内时,其输出电压的漂移小于0.01%。当仪器断开以后,再次接通,经过一些时间后,输出电压的漂移又回复到原始数值的0.01%。这个漂移的幅度主要决定于E80CC电子管和分压器电阻 R_1-R_2 的质量。漂移不大于0.1%的要求当然是能够保证的。

参 考 文 献

- [1] Philips tech. Rev. 23, 145, 1961/62.
- [2] Philips tech. Rev. 17, 244, 1955/56.
- [3] Philips tech. Rev. 17, 242, 1955/56.
- [4] Philips tech. Rev. 24, 231~239, 1963/63.

(郑震川译)

2. 晶体管直流稳压电源

T. H. Brown and W. L. Stephenson

«Electronic Engineering» Vol. 29, No. 355, 1957, pp. 425~428 (英文)

本文討論了由市电供电的晶体管直流稳压电源的设计。这一电源加有负反馈以得到低的输出电阻。电流在 1 安范围内, 输出电压可以从 0 调到 30 伏, 而且在这个电流范围内输出电压的变化小于 40 毫伏。

晶体管在大电流方面运用的日益增加已经导致了对市电供电的稳压电源的需要, 这一电源在电流为 1 安范围内须能提供低压。用晶体管来满足这个目的串联稳压器的某些方面已经有了阐述^[1, 2], 采用交流^[3]及直流^[4]技术的晶体管反馈控制系统也有了阐述。

本文叙述电流在 1 安范围内输出电压从 0 到 30 伏连续可变、由市电供电的稳压电源的设计理论。特别注意了在温度变化的情况下输出电压的稳定性和能提供低的输出阻抗。

电压稳定器的最简单形式是象图 1 那样的基极接到参考电池的发射极输出器。

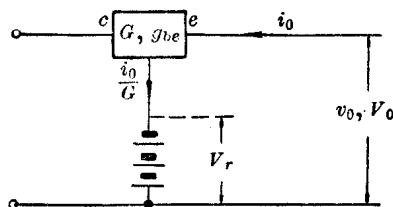


图1 稳压器的简单形式

这里晶体管以方框表示, G 为电流增益, g_{be} 为基极-发射极跨导。它可以代表一个晶体管或级联成为一个复合发射极输出器的几个晶体管。

输出电阻

这样一个系统的输出微分电阻可以看成有一个小的低频电流流入这个系统使输出端出现电压 v_o 来计算。所以如果 r 是参考电池的内阻, 则

$$v_o = -v_{be} + (i_o r / G)$$

而 $i_o = -v_{be} g_{be}$

$$\therefore r_o = (v_o / i_o) = (1 / g_{be}) + (r / G) \quad (1)$$

当使用一个晶体管时,

$$(1 / g_{be}) = r_c + \frac{r_b}{1 + \alpha'}, G = 1 + \alpha'$$

在 100 毫安时的典型值 $r_c = 0.25$ 欧、 $r_b = 25$ 欧、 $1 + \alpha' = 50$ 、 $r = 2$ 欧、 $r_o = 0.79$ 欧及 $G = 50$ 的情况下, 从参考电池流出比较大的电流 (2 毫安)。

用两个晶体管构成象图 2 所示的复合发射极输出器时, $1 / g_{be}$ 为

$$(1 / g_{be}) = r_{c1} + \frac{r_{b1} + r_{c2} + [r_{b2} / (1 + \alpha'_2)]}{1 + \alpha'_1}$$

$$= r_{c1} + \frac{r_{b1}}{1 + \alpha'_1} + \frac{r_{c2}}{1 + \alpha'_1} + \frac{r_{b2}}{(1 + \alpha'_1)(1 + \alpha'_2)}$$

而

$$G = (1 + \alpha'_1)(1 + \alpha'_2)$$

在电流大于几毫安的情况下, x_1 的直流电流大约为 x_2 的 $(1 + \alpha'_1)$ 倍

$$r_{c1} \approx \frac{r_{c2}}{1 + \alpha'_1}$$

因此

$$(1 / g_{be}) \approx 2r_{c1} + \frac{r_{b1}}{1 + \alpha'_1} \quad (2)$$

输出电流 100 毫安时得出 $r_o = 1$ 欧及 $G = 2500$ 。

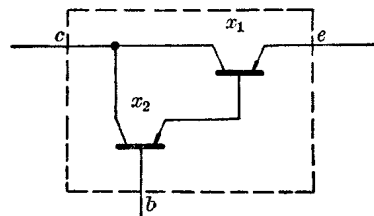


图2 使用两个晶体管组成复合发射极输出器

输出电压

在一般情况下, 直流输出电压为

$$V_o = V_r - V_{be} \quad (3)$$

一个晶体管时, V_{be} 一般小于 0.5 伏。

V_{be} 随着电流的变化已根据输出电阻加以考虑, 由于集电极电阻高, 所以它随着集电极电压的变化是可以忽略的, 但是在电流固定时 V_{be} 随温度的变

化为 2.5 毫伏/°C。因此甚至在恒定负载电流下，输出电压亦会随着晶体管工作温度而变化。

就使用一个以上晶体管的复合电路而言，这种随着温度而变化的程度与所用晶体管的数目成比例增加。

直流反馈的应用

因为发射极输出器电路输出电阻较高，因而对直流反馈作了研究，以降低输出电阻。

在一般情况下，示于图 3 的这个系统如同前述由发射极输出器组成，但通过一个倒相放大器加上了直流反馈。

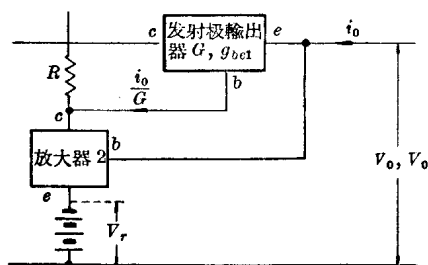


图 3 应用直流反馈

一般认为，这种反馈电路可望使复合发射极输出器的输出电阻减低 $(1+A)$ ，这里 A 是反馈放大器的电压增益。由于未稳压电源变动引起的对输出的影响，实际上可通过由单独的稳压电网供给反馈放大器来得到消除。

详细地说，输出电阻可如前一样看作一个小的低频电流 i_o 流入输出电路使输出端出现电压 v_o 来计算。

如果放大器单独由一个基极-集电极跨导为 g_{bc2} 的共发射极晶体管组成，它有一个实际负载及晶体管输出电阻组成的交流负载 R ，于是假设放大器的输入电流是 i_o 的可以忽略的一部分，得

$$[g_{bc2}v_{be2} - (i_o/G)]R = -v_o + v_{be1}$$

$$v_{be2} = v_o - g_{bc2}v_{be2}r$$

$$\therefore v_{be2} = \frac{v_o}{1 + g_{bc2}r}$$

$$\frac{g_{bc2}Rv_o}{1 + g_{bc2}r} - (i_oR/G) = -v_o + (i_o/g_{be1})$$

因此

$$r_o = (v_o/i_o) = \frac{1/g_{be1} + (R/G)}{1 + [g_{bc2}Ri_o/(1 + g_{bc2}r)]} \quad (4)$$

单一晶体管放大器和两个晶体管的复合发射极

输出器在 100 毫安的典型情况下

$$\begin{aligned} (1/g_{be1}) &= 1 \text{ 欧} & R &= 10 \text{ 千欧} \\ G &= 2500 & g_{bc2} &= 40 \text{ 毫安/伏} \\ g_{bc2} &= 40 \text{ 毫安/伏} & r &= 2 \text{ 欧} \\ r_o &= 0.013 \text{ 欧} \end{aligned}$$

因此加反馈的作用是使输出电阻减低几百倍。

直流输出电压为

$$V_o = V_r + V_{be2}$$

由于有了反馈电路，因温度而引起的 V_{be1} 的变化只使 V_{be2} 有微小的变化，而这与 V_{be2} 本身的变化 2.5 毫伏/°C 相比较是可以忽略的。

输出电压因温度变化引起的这一变化可以使用长尾对作为放大器(图 4)来减到最小。现在输出电压为

$$V_o = V_r + V_{be2}$$

因为 V_{be3} 和 V_{be4} 随着温度的变化是相等的，因而达到平衡，但是 x_4 的 I_{c0} 流进参考电源电阻的影响现在必需考虑。

方程式(4)中的 g_{bc2} 和 g_{be2} 现在可以根据图 4 求出。

g_{bc2} 是 x_3 集电极电流增量与 b_3 和 b_4 之间的电压增量的比。

$$i_{c3} = \frac{-\alpha_3}{r_{e3} + [r_{b3}/(1 + \alpha'_3)]} \cdot v_{be3}$$

$$i_{c3} = \frac{-1}{r_{e3} + [r_{b3}/(1 + \alpha'_3)]} \cdot v_{be3}$$

$$i_{c4} = \frac{-1}{r_{e4} + [r_{b4}/(1 + \alpha'_4)]} \cdot v_{be4}$$

$$i_{c3} + i_{c4} = 0$$

$$\frac{v_{be3}}{r_{e3} + [r_{b3}/(1 + \alpha'_3)]} + \frac{v_{be4}}{r_{e4} + [r_{b4}/(1 + \alpha'_4)]} = 0$$

$$v_{be4} = -v_{be3} \left\{ \frac{r_{e4} + [r_{b4}/(1 + \alpha'_4)]}{r_{e3} + [r_{b3}/(1 + \alpha'_3)]} \right\}$$

$$v_{b3b4} = v_{be3} - v_{be4}$$

$$= v_{be3} \left\{ 1 + \frac{r_{e4} + [r_{b4}/(1 + \alpha'_4)]}{r_{e3} + [r_{b3}/(1 + \alpha'_3)]} \right\}$$

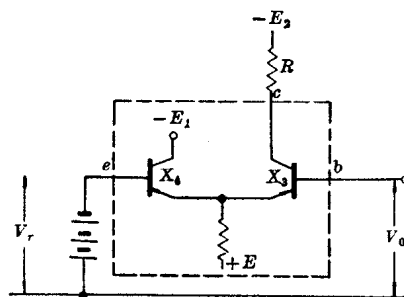


图 4 使用长尾对(差动放大器)以减少因温度而引起的输出电压变动

因此方程式(4)的 $g_{bc2} (= -i_{c3}/v_{b3b4})$ 变成

$$g_{bc2} = \frac{\alpha_3}{r_{c3} + r_{c4} + \frac{r_{b3}}{1 + \alpha_3} + \frac{r_{b4}}{1 + \alpha_4}} \quad (5)$$

它约为单一晶体管的值的一半。在长尾对中 $r_{c3} + r_{c4}$ 可以看作

$$r_{c3} = (25/I_{c3}) \quad r_{c4} = (25/I_{c4})$$

来计算。而 $I_{c3} + I_{c4} = I$, 是一个常数。

$$\begin{aligned} \therefore r_{c3} + r_{c4} &= 25(1/I_{c3} + 1/I_{c4}) \\ &= \frac{25(I_{c3} + I_{c4})}{\frac{1}{4}[(I_{c3} + I_{c4})^2 - (I_{c3} - I_{c4})^2]} \\ &= \frac{100I}{I^2 - \delta^2} \approx (100/I)[1 + (\delta^2/I^2)] \quad (6) \end{aligned}$$

这里 δ 是不平衡电流, 比 I 小。

g_{bc2} 是 α_4 基极电流与 b_3 和 b_4 之间电压的比值。

$$i_{b4} = (1/(1 + \alpha_4)) \cdot i_{c4} = \frac{-1}{r_{b4} + (1 + \alpha_4)r_{c4}} v_{b4}$$

$$v_{bc3} = v_{b4} \frac{r_{c3} + [r_{b3}/(1 + \alpha_3)]}{r_{c4} + [r_{b4}/(1 + \alpha_4)]}$$

$$v_{b3b4} = v_{bc3} - v_{bc4}$$

$$= -v_{bc4} \left\{ 1 + \frac{r_{c3} + [r_{b3}/(1 + \alpha_3)]}{r_{c4} + [r_{b4}/(1 + \alpha_4)]} \right\}$$

$$\begin{aligned} g_{bc2} &= (-i_{b4}/v_{b3b4}) \\ &= \frac{1}{(1 + \alpha_4) \left(r_{c3} + r_{c4} + \frac{r_{b3}}{1 + \alpha_3} + \frac{r_{b4}}{1 + \alpha_4} \right)} \quad (7) \end{aligned}$$

它比单一晶体管约减少 $2\alpha_4$ 。

根据长尾对条件代入方程式(5)、(6)和(7), 方程式(4)可以重写为

$$\begin{aligned} r_0 &= [(1/g_{be1}) + (R/G)] \\ &\div \left\{ 1 + \frac{R\alpha_3}{(100/I)[1 + (\delta^2/I^2)] + \frac{r_{b3}}{1 + \alpha_3} + \frac{r_{b4} + r}{1 + \alpha_4}} \right\}^* \end{aligned}$$

在 100 毫安, $r = 2$ 欧的典型情况下, 象以前一样,

$$I = 1.5 \text{ 毫安} \quad \delta = 0.5 \text{ 毫安}$$

$$1/g_{be1} + (R/G) = 5 \text{ 欧}$$

$$\begin{aligned} &1 + \frac{R\alpha_3^{**}}{100/I[1 + (\delta^2/I^2)] + \frac{r_{b3}}{1 + \alpha_3} + \frac{r_{b4} + r}{1 + \alpha_4}} \\ &= 1 + \frac{10^4}{75 + 8 + 8} = 111 \end{aligned}$$

因此 $r_0 = 0.047$ 欧***。

由此可见, 采用这种直流反馈系统, 直流输出电阻可以做得很低。长尾对的应用在输出电阻方面没有很大的影响, 而是使得输出电阻较少地依赖于参考电源的内阻, 输出电压较少地依赖于温度, 倘若参考电源内阻是低的话。

实际电路(图 5)

晶体管耗散

串联晶体管的耗散对未稳压电源在它们上面的电压降提出限制。因此在一个提供可调输出电压达 30 伏的稳压器中, 使供应的未稳压电源不随所需输出电压而改变是不可能实现的。而且, 为了使串联晶体管在满载时不致于工作于特性曲线弯曲处, 而空载时不致于加太高的电压, 未稳压电源的输出电阻应该不大于几个欧姆。为了达到这些要求, 这个电源使用了带有 100 欧负载的扼流圈输入滤波器, 使用了与参考源电位器同轴调节的低阻自耦变压器来改变未稳压电源。交流输入电压亦需保持在它的标称值的 ± 10 伏以内。

所用电源的输出电阻约为 9 欧; 为了满载时防止串联晶体管在 100 赫兹波峰值时工作于特性曲线弯曲部分, 及允许交流电源变化 ± 10 伏, 跨在这些晶体管上的最小电压限制到 3 伏。

在复合发射极输出器中耗散的功率决不超过 6 瓦, 而其中大部分是耗散在一个 OC16 型晶体管中的。因此这个晶体管直接装在一块镀黑的 6 平方英寸英规 16 号铜板上, 而且安装在一个保证适当通风的位置上。在这个位置上散热片的热阻是 $2.6^\circ\text{C}/\text{瓦}$, 在环境温度为 45°C 时, 允许 OC16 的最大耗散是 6.8 瓦。

参考电源的选择

85A2 氖参考电源管是唯一容易获得的稳压参考电源。显然, 这种管子同电位器网络一起使用时, 是会令人满意的, 因为采取这种措施后, 输出电压就可以借助参考电压, 而不是通过反馈电压电平的调节来改变。后者会使回路增益随输出电压而改变。

长尾对

耦合的发射极要求工作于稳定的正电压线上, 而不是地线上, 以使控制作用能够保持到输出电压降到零为止。这是借助第二个 85A2 型氖管提供正稳定电压而达到的。为了使放大器具有高的增益并

* 原文误为 $r_0 = (1/g_{be1}) + (R/G) \div 1$

$$+ \frac{R\alpha_3}{(100/I)(1 + (\delta^2/I^2)) + \frac{r_{b3}}{1 + \alpha_3} + \frac{r_{b4} + r}{1 + \alpha_4}}$$

——译者注

** 原文漏记 α_3 ——译者注

*** 根据作者给出的数据来计算应为 $r_0 = 0.045$ 欧——译者注

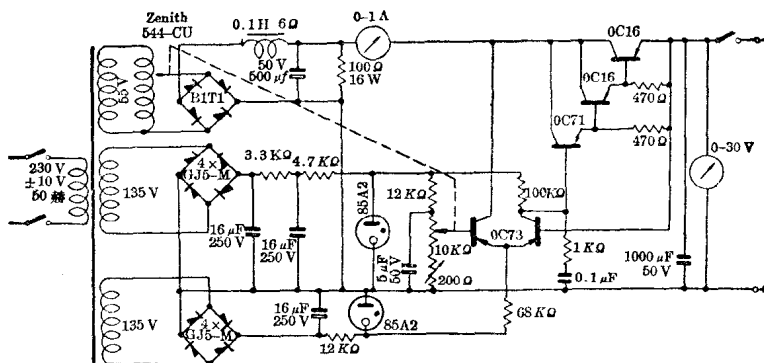


图5 完整的稳压器电路*

使输出电压不依赖于输入, 100 千欧集电极负载是连接到 -85 伏参考电源。

发射极输出器型式的选择

需要的最大输出电流是 1 安, 因此为了获得足够的电流增益, 用三个晶体管组成的复合电路显然是必要的。这些管子选用 OC16, OC16, OC71。

中间的一个选为 OC16 是因为, 虽然 OC72 可以满足电流要求, 但是不能在期望的集电极电压和规定的最大环境温度 45°C 情况下满足功率耗散的要求。这里用两个晶体管并联是不适当的, 因为为了保证足够的电流分配而附加串联电阻会严重影响这一装置的输出电阻。这一复合发射极输出器的电流增益约为 10⁵。

频率响应

由于 α' 随频率下降, 这个装置的输出阻抗随着负载电流变化的频率而上升。此外, 四晶体管回路的相移引起振荡, 频率大致为 10 千赫。为了补偿这一点, 用一个 1 千欧电阻与一个 0.1 微法电容器相串联并和长尾对的输出并联, 以减少在相移会引起再生的那个频率上的放大器的增益。

性能指标

在 0~1 安范围内, 这个装置的平均输出电阻在直流时小于 0.04 欧, 在低于 100 千赫时小于 0.2 欧。

交流输入电压变化 10 伏时, 输出电压变化 0.2%, 这多半是由于参考电源的变化所致。100 赫纹波在所有的情况下小于 1 毫伏。

在 20°C 到 50°C 的范围内, 输出电压随温度的变化约为 200 毫伏。这多半是由于 I_{co} 流进参考电位器的比较高的电阻所造成。输出和参考点之间的变化小于 5 毫伏。

参考文献

- [1] Sepencer, R. H., Gray, T. S. A Transistor Voltage Regulator. «Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs.» 75 Pt. 1, 15 (1956).
- [2] Keller, J. W. Regulated Transistor Power Supply Design. «Electronics» 29, 168 (Nov., 1956).
- [3] Lillienstein, M. Transistorized Regulated Power Supply. «Electronics» 29, 169 (Dec., 1956).
- [4] Evans, C. S., Carroll, J. L. «Electronic Engng.» 29, 143 (1957).

(馬傳添譯 朱起鵠校)

* 图中两组 4xGJ5-M 整流器中各有一只整流管正负极标反了, 两个 85A2 的阳极与阴极亦标反了——校者注

3. 米勒积分器设计

Warner Bridwell

«Electrical Design News» Vol. 9, No. 3, 1964, 3, pp. 72~83 (英文)

米勒积分器电路基本上是一个负反馈放大器，电路的输出端到输入端的反馈回路是用一个电容器沟通的。若不考虑晶体管在接近截止和饱和时的边缘效应，就可以简化电路的分析，并且这种分析可以利用通常的晶体管参数来进行。米勒积分器的基本电路如图 1 所示，这是一个单输入端的“非与”逻辑单元式电路。电路的工作如下：在“关”态时，由 R_2 和 R_3 构成的分压器保持晶体管的基极电压在开态工作点以下，即保持在关态基极电压值 $V_{be关}$ 。电容器 C 被充电到 $E_0 - V_{be关}$ ，即“关”态输出电压 E_0 与“关”态基极电压 $V_{be关}$ 之差。随着输入端趋正，有电流流过 R_1 和 R_2 使晶体管趋向“开”态（此时在偏置电阻 R_3 中有一些电流损失）。然而，随着输出端的进入“开”态，通过电容器的电流流出基极（区），这就使晶体管趋向“关”态。这种作用的结果是输出电压的上升（打开）时间可以受外电路的控制。

图 2 是用于推导输出电压解析表示式的等效电路。这个电路对晶体管打开的时刻来说是正确的。输入二极管此时反向偏置，可以看成是开路， R_1 、 R_2 、 R_3 用一个等值电阻替代，通过这个等值电阻而

进入晶体管基极的净电流与前相同。

根据图 1 可求得图 2 中的电阻 R_x 为：

$$R_x = \frac{V_3 - V_{be关}}{I_{b停}}$$

又因

$$I_{b停} = \frac{V_3 - V_{be关}}{R_1 + R_2} - \frac{V_{be关} + V_4}{R_3}$$

故有

$$R_x = \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_2} - \left(\frac{V_{be关} + V_4}{V_3 - V_{be关}} \right) \left(\frac{1}{R_3} \right)}$$

为了简化起见，设在初始的打开延迟时间内，基极电压由 $V_{be关}$ 变到 $V_{be开}$ ，而电容器 C 则保持其初始电压 V_1 ，即 $(E_0 - V_{be关})$ 。如果晶体管的打开延迟时间远小于时间常数 $(R_4 + R_x)C$ ，上述假设就能成立；如果晶体管的打开延迟时间与这个时间常数是同数量级的，则 V_1 在数值上略有下降。算出在打开延迟时间内 C 上的电荷损失就可以求出在这种情况下 V_1 的数值。

打开分析

利用图 2 的等效电路，并设电路负载为电阻，则可求得 $e_0(t)$ 为：

$$e_0(t)_{开} = V_2 - \frac{\beta V_x R_4}{R_x} + \left[V_1 + V_{be关} - V_2 + \frac{\beta V_x R_4}{R_x} \right] e^{-\frac{t}{(\beta+1)R_4 C}}$$

在 $t=0$ (打开) 时，输出电压 (E_0) 等于：

$$E_{0+} = V_1 + V_{be关}$$

但由于

$$V_1 = E_0 - V_{be关}$$

$$E_{0+} = E_0 - V_{be关} + V_{be关}$$

故在 $t=0$ 时，输出电压的变化为：

$$\Delta E_{0+} = V_{be开} - V_{be关}$$

输出电压将从上述初始值指数性地变化到最终值：

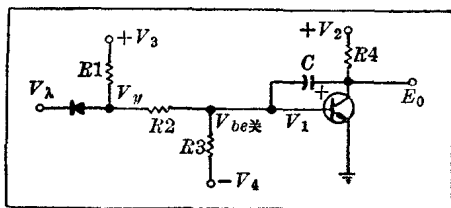


图 1 打开前的米勒积分器电路

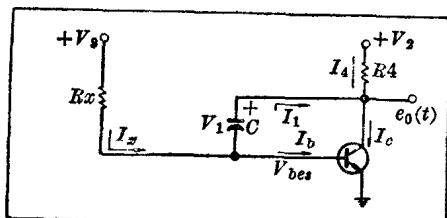


图 2 分析米勒积分器打开过程的等效电路

$$E_{\infty} = V_2 - \frac{\beta I_s R_4}{R_x}$$

这时,时间常数为:

$$\tau_a = (\beta + 1) R_4 C$$

其输出波形箝在集电极饱和电压 V_{ces} 上。

这样,输出电压就是指数形状的。然而若使最终值在数值上远大于从 E_0 到 V_{ces} 的变化,输出波形就可能接近于直线。而且,为了使线性度最好,也必须增大最终值的数值。因为,尽管在过激励情况下(比值 R_4/R_x 很大时),降低 β 晶体管的 V_2 能获得最好的线性度,但这是不切合实际的。

分析所适用的电路

利用分立的电压 V_3 和 V_2 所进行的上述分析对于无负载和接地电阻负载的两种情形都是适用的。对于无负载(或对于 R_4 来说是高阻抗负载)的情形,电压 V_2 和 V_3 可以是同一个电源;对于具有很小漏电流的硅晶体管来说, E_0 近似为电源电压, V_3 亦然。

如果输出具有接地的电阻负载,可以用如图3所示的戴文宁等效电路。

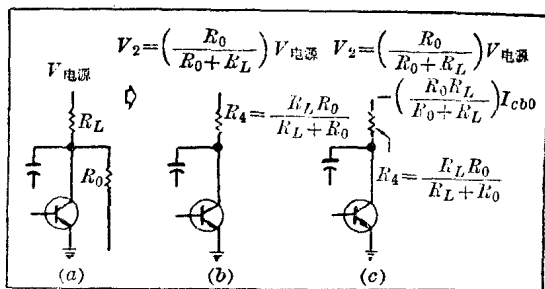


图3 负载为电阻时的等效输出电路: (a) 米勒积分器的输出电路; (b) 等效输出电路, 只有电阻负载的作用; (c) 包括电阻负载和 I_{cbo} 作用在内的等效输出电路

电容负载分析

对于电容性的输出电路, 上述方程要作如下的改变(负载电容器 C_L 接地带有初始电压 E_0):

$$e_o(t)_{\text{电容}} = V_2 - \frac{\beta V_x R_4}{R_x} + \left[\frac{V_{bes} + V_1}{1 + \frac{C_L}{(\beta + 1)C}} + \frac{E_0}{1 - \frac{(\beta + 1)C}{C_L}} - V_2 + \frac{\beta V_x R_4}{R_x} \right] e^{-\frac{t}{R_4[(\beta + 1)C + C_L]}}$$

显然可见, 由于电容负载的作用, 使打开电压的

初始值略有变化, 输出电压的时间常数中的电容部分也增加了负载电容一项。波形的最终值与前一种分析相同, 关于获得最好线性度的论据也保持不变。顺便提一下, 通常由于 $(\beta + 1)C \gg C_L$, 上面的方程可以简化为第一种分析的形式。

关闭分析

要全面地进行关闭分析, 就要考虑到存储时间(因为假定关闭前晶体管处于饱和状态)。然而这里的分析将只限于米勒积分器电路的特殊性方面, 并将只涉及从饱和边缘到截止之间的瞬态输出特性问题。关于这点, 如果存储延迟时间是很大的, 那么就应当采用二极管箝位或其他方法以防止集电极深入饱和区。

因此, 所考虑的电路如图4和图5所示。图4是无负载或电阻负载情形, 图5则是输出含有电容负载的情形。因为这里的分析只限于存储时间以后的瞬态过程, 故可进一步简化而设电容器 C 上的初始电压为零, 初始输出电压为 V_{bes} 。注意在输出关闭转换过程中, 晶体管是“开”的, 基极电压近似地等于 V_{bes} , 这时, 输入信号也是低电平的, 它在 R_1 和 R_2 接点处建立一个低的电压 V_y (这里 $V_y < V_{bes}$)。

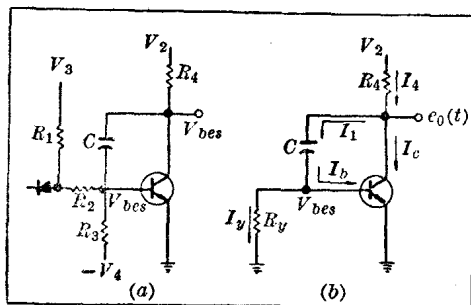


图4 米勒积分器的关闭分析电路(无负载或电阻负载情形): (a) 关闭前的米勒积分器; (b) 分析所用的等效电路, R_y 代表通过 R_2 和 R_3 的电流损失

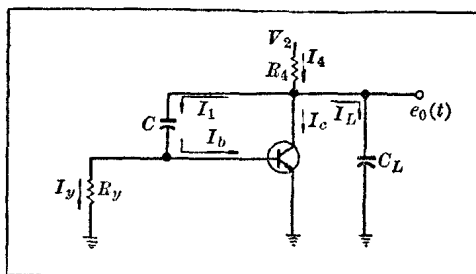


图5 用于米勒积分器(电容负载)关闭分析的等效电路