

目 录

晶体管电路設計技术

真空管和晶体管結合使用的經濟設計法	1
用“餓电流”晶体管提高直流輸入阻抗	7
用偏压法提高晶体管的击穿点	11
用二极管减小截止电流漂移	15
二极管补偿硅晶体管的温度漂移	17

快速計算图

用图解法求截止頻率	19
h 参数的快速轉換	21
用图解法求开关时间	25

晶体管放大器

单管“推挽”电路	27
声頻功率放大器的設計	29
优质声頻放大器的設計	36
晶体管反饋放大器的設計	39
頻宽 100 兆赫的放大器	45
乙类单端放大器	50
采用多重反饋的放大器	53
放大器的一种設計方法	58
用晶体管斬波器的直流运算放大器	60

晶体管振蕩器

晶体管調頻振蕩器	65
振蕩器的图解設計法	67
大功率振蕩器的設計	75

晶体管电源

能产生正負极性的整肅器	83
电源变换器的設計	85

廉价的电源变换器	91
高稳定电源的设计	93
配备恒流装置的电源	102

晶体管计数电路

可正向或反向计数的二进位电路	105
双稳态触发电路	109
用晶体管驱动冷阴极计数管	115
晶体管开关的设计	119
保证延迟多谐振荡器的可靠性	121
反馈稳定的双稳态触发电路	123

晶体管收音机、电视机、发射机

来复式收音机的设计	126
自差变频器	132
晶体管变频器	136
欧洲高频无线电收音机的设计	143
收音机长用专路	150
四管超外差晶体管收音机	154
用四个晶体管组成的调频调谐器	158
用于多波段无线电接收机的晶体管输入级	161
电视接收机水平偏转电路	164
怎样制作一架小型化调频发射机	171

晶体管电子仪器、开关电路及其他

供脉冲电路设计用的发生器	175
用电池作电源的晶体管示波器	180
精密锯齿波和脉冲的发生	188
晶体管 α 截止频率的测量	193
多种波形发生器	195
扫描振荡器的简化设计	197
用大功率晶体管作计算机的开关	199

真空管和晶体管結合 使用的經濟設計法

G. A. Dunn N. C. Hekimian

«Design Manual for Transistor Circuits»

by John M. Carroll*

本文介紹了一種在電路中結合使用晶体管與真空管的設計方法。使用這種設計法以後，不僅可以減小體積、降低功率消耗和生產成本，而且還可以提高設計的可靠性。本文重點放在再生（正反饋）電路的設計方面，如雙穩態陰極輸出器、四級環形計數器等。

晶体管與真空管常常在一個裝置中組合起來，產生所謂混合設備，但是，過去對這兩種元件在一個單一的電路中的組合應用卻很少加以注意。

優點

雖然近年來晶体管成為越來越流行的電路元件，但是，仍有許多場合必須採用真空管才能解決問題。例如在真空管中很容易得到的高輸入阻抗，在晶体管電路中，是非常困難或者要付出很高的代價才能得到的。此外，在需要沒有反向電流，需要特性受環境溫度影響很小和需要電壓擺動較大的場合，也還要採用真空管。另一方面，電路經濟、功率消耗小、接線簡單、體積和重量小等等又使晶体管成為吸引人的元件。再者，真空管不能採用 *pnp-npn* 互補晶体的形式，因為真空管沒有這種結構。

幸運的是，晶体管電壓通常和真空管的柵極-陰極電壓是同數量級的。結果，適當的選擇偏壓，通常不用輔助電源就可以使晶体管工作。在某些需要基極電壓的地方，基極電壓可以從跨接於電源兩端的電流相當小的分壓器獲得。用改變參考接地點的方法，可以得到種種變化。再者，通過給偏置提供一個適當的變化，常可以採用互補型式的晶体管。

正反饋電路

通過正反饋連接，使器件在 $\pm E_{cc}$ 偏置器 $\pm E_{cc}$ 偏置器或其他有負阻特性的元件，可以顯出混合電路（指真空管和晶体管結合使用的電路）的一些最

* 本書譯文的出處，除另有註明者外，均同此。

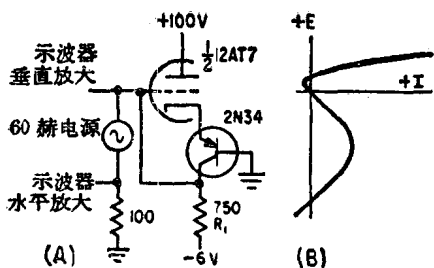


图 1 用試驗电路 (A) 在示波器上显示出負阻特性 (B)

遍降低。也可以把电路安排得使在导通状态时(这时晶体管与真空管都导电), 栅极电压保持負值而使栅极电流减到最小。这种方法减少了通常和饱和型 Eccles-Jordan 双稳态触发电路相联系的、在导通状态下由于輸入阻抗降低而引起的触发困难。

图 1(A) 所示的 60 赫試驗电路可以用来显示静态負阻特性。負电源电压大得足以保証当晶体管不导电时真空管截止;板极电源电压是这样选择的:即使在零栅压下,真空管也不产生过大的电流。集电极电阻 R_1 选择得使当零栅压下的真空管电流加到发射极时保証使晶体管飽和。

負 阻

如图 1(B) 所示的在示波器上得到的描述, 是发生器电压和发生器电流的关系曲綫。曲綫的上面和下面部分的斜率为正, 而中間部分的斜率为負, 后者是一个負阻区域。电压軸与曲綫在三个地方相交。上面的交点表明存在一个稳定的导通状态; 中間的交点出现在負阻区域, 因而不稳定的; 下面的交点表明存在一个稳定的截止状态, 这一点的电压基本上是負电源电压。

从电路中可以看出, 真空管提供电流增益而晶体管提供电压增益, 两者的相位移都是零。混合电路的总电压增益是主要的, 可以証明, 总增益 A_v 为: $A_v = \mu \alpha R_c / r_p = g_m \alpha R_c$, 式中 μ , r_p 和 g_m 是真空管的参数, 而 α 是晶体管的共基极电流增益。如果板极有了电阻 R_L , 就要用 $g_m' = \mu / (r_p + R_L)$ 代替 g_m 。晶体管的輸入阻抗比 $r_p / (1 + \mu)$ 小得多, 所以它的作用可以忽略。

設 計 步 驟

在确定使电路成为双稳态所必需的电路参数时, 一个方便的办法是将集电极电压作为板极电流的函数在三极管的板极特性曲綫上画出来; 栅极电压 E_g 的值就是集电极电压的坐标, 因为对于这种电路, 栅极与集电极电压差不

吸引人的特点。

双稳态器件的基本要求是电流增益和电压增益都大于 1 而相位移等于零, 因而在輸出-輸入接通时可以得到正反饋的作用。

因为普通真空管的正常静态偏压要求栅极对阴极来说是負的, 利用栅极-阴极偏压作为晶体管电源电压的一部分至少就可能使电路元件节省很多和复杂性普

多是相等的。集电极对地电压的表示式为 $E_c = E_1 + \alpha I_p R_c$ ，式中 E_1 永远是负的，并假定晶体管的基极至发射极电压为零。按照这种方法得到的集电极电压曲线只是板极电流的函数，而这条曲线与真空管特性曲线的板极电压横坐标之间并不存在直接关系。

图2示出了这样的集电极电压曲线图。图上的直线是板极负载电阻的负载线。集电极电压曲线与板极负载线的交点代表在没有外加输入信号的情况下，板极电流、栅极电压与集电极电压相互满足的状态。在B点的交点表明存在一个稳定的截止状态；负电源电压足以使真空管保持截止或接近截止。集电极曲线和负载线的第二个交点D是最重要的，这一点我们称之为临界点。

为了使电路的导通状态稳定，晶体管应处于饱和状态。饱和晶体管的发射极至集电极电压通常是十分之几伏，可用集电极曲线上的C点代表。C点也代表在板极电流坐标上读出的、近似的集电极电流。由于三极管的稳定工作点必须位于它的负载线上，并且由于栅极电压等于晶体管发射极-集电极电压，所以真空管的导电状态必须位于A点。A点和C点之间的电流差就是饱和基极电流的值。显然，为了使电路在导通状态是稳定的，临界点必须位于真空管曲线的负栅压区域中。

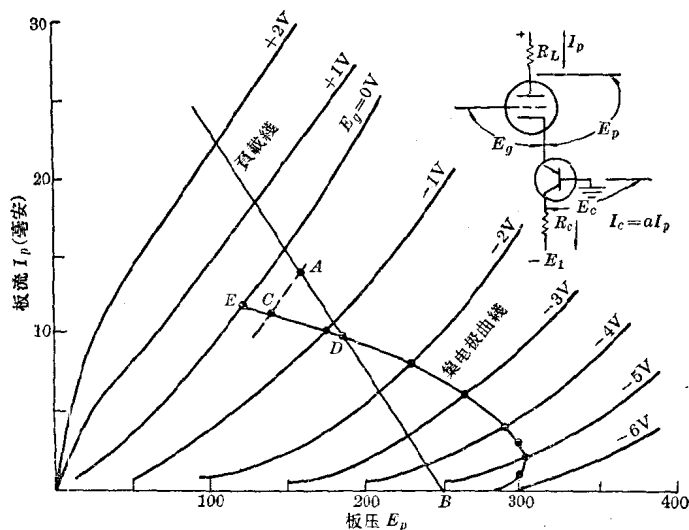


图2 将集电极电压和板极电流的关系曲线画在三极管板极特性曲线上以确定电路参数

防止损伤

小功率晶体管的饱和基极电流必须限制在几毫安以内以防止损坏晶体管。

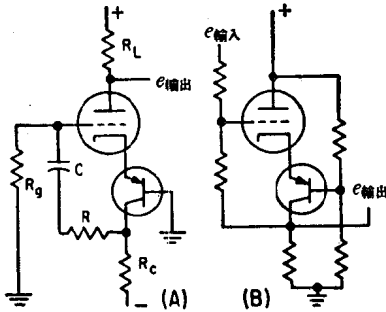


图3 (A)用电子管和晶体管结合组成的单程或自激多谐振荡器；(B)用电子管和晶体管结合组成的双稳态阴极输出器

虽然板极负载电阻对于双稳态工作是不需要的,但是,它可以使真空管特性曲线和供电电源电压的变化所造成的饱和基极电流的变动减到最小。

使电路转换到导通或截止所需要的最小触发电位分别是引起板极电流上升到临界点电流以上或下降到临界点电流以下的电位。因此, B 与 D 两点间的栅极电压差就是转换到导通的最小电位,而 D 与 A 两点的电压差就是转换到截止的最小电位。

在设计单程 (single-shot) 或自激电路时,也可用同样的方法。单程电路的临界点,正象双稳态电路一样,也出现在负栅区域;而自激电路的临界点则一定在正栅区域。

双稳态混合电路并不很适宜于在二进计数方面应用,因为它需要极性相反的交变脉冲将它转换到导通与截止。但它可用在存储与短阵电路中,或用来代替充气管。板极电阻为获得高电压摆动提供了条件,这个电压摆动可以使氖泡和其它需要高电压激励的电路工作。

通常的单程或自激方波发生器如图3(A)所示。单程或自激决定于当流过接近于零栅压的电流时,晶体管是否饱和,任一工作情况下,负电源电压都应多少大于真空管的截止偏压。使环路增益足够大,可以得到相当快的上升与下降。

单程电路便于用通过二极管耦合到栅极或者集电极的负脉冲触发。

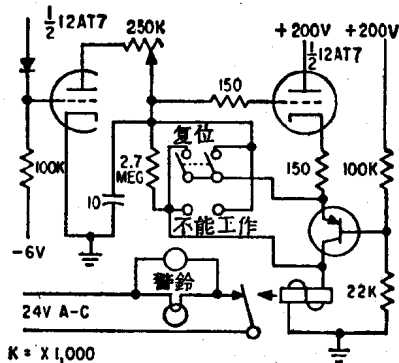


图4 记忆与报警电路积累误差到预定的脉冲数目后就断开,一直到重新复位为止

栅极电流

自激电路的周期通常比截止期间短得多,因为在导通状态下,栅极被激励到正的电位(对阴极而言),造成栅流和随之而来的电容放电。电容 C 上串联一个电阻 R ,可以显著地增大这个周期。

把参考点从地提高到较高的电位,可以得到如图 3(B) 所示的一种变型。新的参考点是从跨接于电源电压与地之间的分压器上取得的。这样的电路可看作双稳态阴极输出器。当真空管与晶体管都处于导通状态时,真空管是一个正常工作的阴极输出器,它的负载电阻由基极分压器与集电极电阻并联组成。晶体管只是一个闭合开关,并无其他用途。如果这一级暂时转换到截止,而基极分压器网络是正确设计的话,它就保持这种状态。这种电路已经用来作为自举积分器 (*boot-strap integrator*) 与开关的组合。图 4 是这种电路的一个实际的应用。

这个电路是一个记忆与报警系统的一部分,这个系统在时间常数为 $R_g C_g / (1-A)$ 的一个长周期内累积脉冲,式中 A 是阴极输出器的增益。它具有这样的特点:当在给定期内累积的误差数目超过预定值时,电路转换到截止,而且如果不使之复位,电路就不会返回导通状态。在晶体管的集电极上装一个报警继电器,和集电极负载电阻串联或者取而代之,并且使报警接点在通常情况下是闭合的,就得到一个可靠的报警电路。

环形计数器

图 5 示出了一个四级环形计数器。这个环的各个级都是一样的,它们和

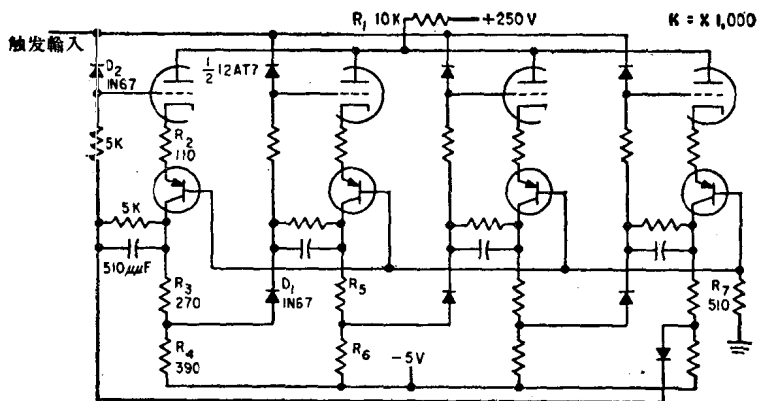


图 5 四级环形计数器电路图,四个级都是一样的。

双稳态电路相似。假定第一级是导电的;那么这个晶体管饱和了,真空管的偏压主要由阴极电阻 R_2 上的电压降决定。 R_2 上的电压降使二极管 D_1 导电,这使第二级的偏压提高并使那级的起动电容器充电。

负触发脉冲使导通级截止,当这个脉冲移去之后,起动电容器上的电荷使第二级导通。这样,在每加上一个负触发脉冲时,就有一级转换到导通。触发脉冲的宽度必须小于起动电容的放电时间,否则电荷将在触发脉冲移去之前失去。

图中所示的电路,在 4.5 伏左右的触发幅度下,可靠计数速率可以达到 500 千赫。最高计数速率可以超过 750 千赫。

(刘家松译 赵 葛校)

用“餓电流”晶体管提高直流輸入阻抗

B. M. Bramson

用“餓电流”晶体管的自举集电极电路，在 100 伏輸入信号时可得到 500 兆欧的直流輸入电阻；交流电阻甚至更高一些。电路在摄氏 60 度以下工作可以毋需进行調整。詳細敘述了設計准则和晶体管在“餓电流”情况下的性能。

光电导器件以及其它很多测量电路需要具有高直流輸入电阻和高交流輸入阻抗的晶体管緩冲級。在交流方面，目前似乎已得到足够的重視，并已获得高达 1000 兆欧的輸入阻抗。在直流方面，据文献报道，在一个短期稳定和輸入信号比較小的系統中，輸入电阻只达到 0.4 兆欧。

輸入电流的限制

輸入电阻与注入第一級的直流电流有关，这个电流应该尽可能的小。

图 1 所示的电路，其輸入电阻为：

$$R = V_{\text{信号}} / I_S \quad (1)$$

式中 I_S 是注入第一級的电流，其最小值决定于多方面的考虑。直流 β 随着 I_e 的减小而下降，而把晶体管运用在 β 接近 1 的情况下是没有好处的。其次，在适当运用时， I_e 似乎也有一个最小值，不过它的数值是由人的直觉、謹慎小心等因素所决定的。第三个因素是温度范围，它同时影响到 β 和 I_{CO} 。

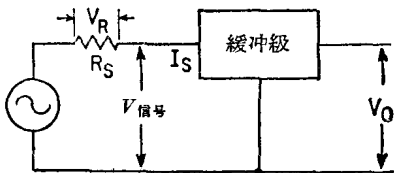


图 1 輸入的基本結構

电路最多只能做到使起始基极电流在实际上是微小的，而且不让它随輸入信号的加大而有显著的增長。这就等于說，对于一个最好的电路， I_S 差不多是一个常数，它与輸入信号无关。因此，由式 (1)， R 几乎正比于 $V_{\text{信号}}$ ；这是这种电路的基本特点。

由于 I_S 在图 1 的信号源电阻 R_S 中流过，产生一个电压降 V_R ，它反映在系統的輸出电压 V_0 中。

它所引起的百分誤差为：

$$[V_R / (V_{\text{信号}} + V_R)] 100$$

由于 V_R 与 $V_{\text{信号}}$ 无关, 当 $R > R_s$ 时, 电压的轉移粗略地正比于信号輸入电压。这是这种裝置的另一个基本特点。

第一級晶体管

几年前, 对硅晶体管在“餓电流”情况下工作已进行了研究。此后, 半导体工艺发展到这样的程度: 晶体管在摄氏 25 度、 $I_C = 10$ 微安时, 直流 β 能大于

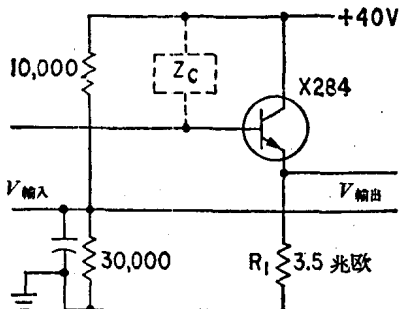


图2 为获得高輸入阻抗而在“餓电流”情况下工作的小信号共集电极电路

20; 在摄氏 60 度、 $V_C = 3$ 伏时, I_{CO} 能小于 0.1 微安; 摄氏 25 度时 I_{CO} 接近于 0.005 微安, 且交流小信号 β 能大于直流 β 。商品管中, X284 和 ST 1028 晶体管就具有这些性能。文中叙述的电路正是用这些元件设计的。

用晶体管来得到高直流輸入电阻的最简单的电路大概是图2的、在“餓电流”情况下工作的共集电极电路了。为了得到与信号电平无关

的最大直流輸入电阻, R_1 两端的直流电压降必须比最大信号摆动来得大。于是, 輸入电流仅变动很小的百分数, 保持在原来的最小值的附近。

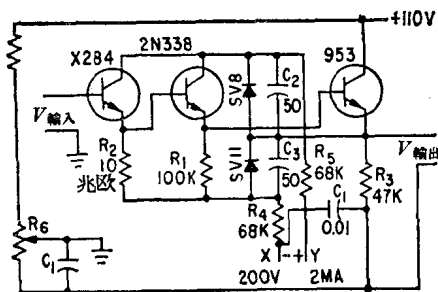
用这个方法时, 集电极击穿电压限制了信号摆动的范围。

有时候希望在图2中級联另一个共集电极級; 那么就不要接 R_1 。第一級的 10 微安发射极电流正好供給第二个晶体管正常工作。

大信号电路

在图3(A)的电路中, 第一級的集电极自举到输出的发射极。这样, 第一級集电极-发射极的摆动就减小到 V_C 。只要 5 伏就适应 100 伏的信号了。这样的结构也提高了第一級基极-集电极的有效阻抗, 对系统提供很高的交流輸入阻抗。

这种类型的电路的直流輸入电阻曲线示于图3(B)。輸入电流从信号 100 伏时的約 0.2 微安 (原文誤印为 0.2 毫安——譯者注) 变动到信号 10 伏时的



(A) $K = X1,000$

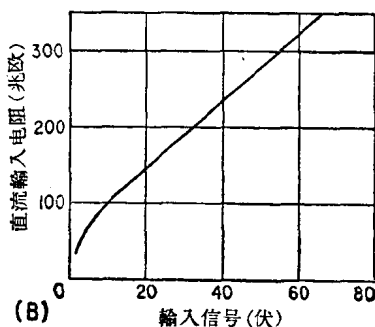


图3 (A)第一级的自举集电极减少集电极-发射极的摆动,增加基极-集电极的阻抗; (B)直流输入电阻和输入信号近似地成线性变化

約0.1微安(原文誤印为0.1毫安——譯者注)。这就表示輸入电阻从信号100伏的500兆欧变到10伏时的100兆欧。

交流輸入阻抗在10或20千赫时高于10兆欧;在低頻时,交流輸入阻抗在1000兆欧左右。

最大信号摆动

如果 R_p 是图3(A)中 R_4 和 R_5 的并联值,必須滿足 $R_p/(R_p + R_3)$ 等于或大于 $V_{a-c,p}/(V_{d-c})$ 的关系,其中 $V_{a-c,p}$ 是交流信号电压的峰值, V_{d-c} 是直流信号电压。否則,根据阻容耦合理論,由于 C_1 的緣故将产生峰值削波。

要获得最好的电路性能,齐納二极管 $SV8$ 和 $SV11$ 两端的直流电压必須保持常数而与信号电平无关。因此,通过它們的直流电流必須尽可能維持常数。保証这一点的一个简单的、不用高直流电源的办法是,用一个浮置的电源 XY 。用浮置电源还有另一个好处,即 V_{XY} 和元件的变动不会改变 953 发射

极的直流工作点。在低信号电平时,这是不足取的。

通过齐纳二极管 $SV8$ 和 $SV11$ 的直流电流至少应该有 100 微安,而且最好在 1 毫安左右,这样 $(V_{XY} - 20)/(R_4 + R_5) \geq 100$ 微安,式中 V_{XY} 是浮置电源电压,二极管 $SV8$ 和 $SV11$ 两端的电压降是 20 伏。在交流情况下,电容 C_2 和 C_3 保持二极管 $SV8$ 和 $SV11$ 两端的电压,这两个二极管将在低于它们的最小工作电流下工作。

在工作时,加到这个电路的最小瞬时信号应该在 2 伏左右,这是用来克服三个串接发射极结里的正向电压降所需要的电压。

电位器 R_6 用来满足所预期的最大摆动的需要。如果需要的话,所产生的零点补偿是很容易在输出端进行校正的。

补 充

图 3(A) 中 2N338 的集电极电流是选取得比 953 预期的最高 I_{CO} 还要大些。该电流由 R_1 所建立。如果不这样,那么当 953 在高值 I_{CO} 时,电路就变得没有作用了。同样, R_2 是选择得使 X284 的发射极电流比 2N338 的任何 I_{CO} 要大些。

第一级周围的屏蔽使 β 随温度而增加;把屏蔽壳连接到输出端,将大大有助于在高频时保持高的输入阻抗。

周围温度低时, β 可能要减小一些,把晶体管置于一个小的恒温器内,可以保证它们不下降到摄氏 25 度。

了解下列几点,对把硅晶体管用在“饿电流”情况下以获得高直流和交流输入电阻是有好处的:随着使用时间的增长,直流也许要有所增加或减少;在晶体管的整个寿命期间, I_{CO} 可能增加四倍之多,此外, I_{CO} 也随温度的升高而迅速增加。

对于某一型式的元件,1 毫安的 β 与例如 10 微安的 β 之间并无固定的比例;因此,每个晶体管的 β 必须分别在“饿电流”情况下来测量。

(沈伯填译)

用偏压法提高晶体管的击穿点

Arpad Somlyódy

用反向偏压方法能够使晶体管开关的电压高于集电极-发射极的额定电压。这种方法可用来解决许多开关问题。本文所介绍的这种方法目前正用于开关 Nixie 数字显示管阴极的开关组件 Trixie 中。

将晶体管使用在高于其集电极-发射极额定电压的范围时,就有可能使开关控制电路具有多种用途。在本文所叙述的用途中,这种方法能用价格低廉的晶体管来激发 Nixie 数字显示管。这种方法还可用来提高较昂贵的、额定电压较高的晶体管的输出。

在许多场合中,希望用晶体管来做中等电压、低速的开关。有较高输出电压的双稳多谐振荡器和门电路以及气体放电管的激发电路都属于这种例子。但是,由于具有较高的集电极-发射极电压的晶体管价格昂贵,所以通常采用另一些开关方法。

反 向 偏 压

小功率低频晶体管一般是并不太贵的,但是这种管子的集电极-发射极额定电压都比较低。为了说明这一点,表 I 和表 II 中列出了 Sylvania 1750 型 25 伏晶体管的特性。尽管其最大的集电极-基极额定电压为 40 伏,但在共发射极电路中只能用在 25 伏以下,因为最大的集电极-发射极额定电压仅为 25 伏。

稍加仔细分析就会发现,当基极-发射极结受到反向偏压时,集电极-发射极击穿电压就会提高到集电极-基极的 40 伏额定电压以上。由于在开关电路中晶体管通常不是处于饱和状态就是处于截止状态,所以 SYL 1750 晶体管是可以用在 40 伏的开关电路中的。

曾在一些 SYL 1750 晶体管的基极-发射极结上加反向偏压进行了试验。集电极击穿电位(相对于发射极)一般均在 45 至 60 伏的范围内。如果基极加反向偏压,只要集电极升高到击穿电位,就可以得到相同数量级的输出电压(指输出电压变动幅度)。

只要晶体管的耗散不超过额定值,SYL 1750 晶体管的集电极就能够工作在上述高电位。晶体管的耗散可用下列两种方法加以限制:采用一个合适

表 I SYL 1750 晶体管在 25°C 时的最大绝对额定值

集电极-基极电压	40 伏
集电极-发射极电压	25 伏
集电极电流	100 毫安
功率耗散	150 毫瓦
结的温度	85°C

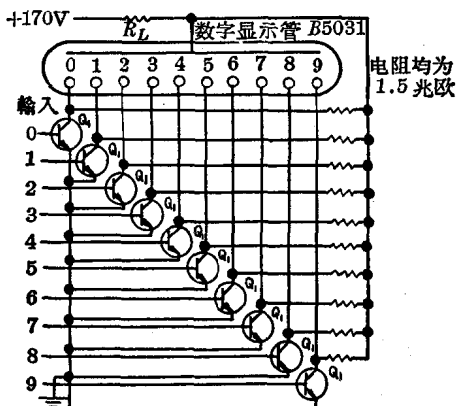


图 1 SYL 1750 晶体管偏压 V_{BB} 在 -1.5 伏时 (I_B 为 -150 微安) 能开关 Nixie 数字显示管的阴极。激发电流 I_B 为 200 微安

的电流恒定的集电极电源,或者,用一足够高的负载阻抗接到高压电源上。此外,也可以使用一非线性负载来激发气体显示管。

用于 Nixie 数字显示管

反向偏压方法可有效地用来激发采用图 1 中基本电路的 Nixie 数字显示管的十个阴极。Nixie 管共有做成 0 到 9 数字形式的 10 个阴极,并有一个公用的阳极。它们全封闭在氖气中。在任一阴极上相对于阳极加一负压,就会使该阴极发出数字形式的辉光。阳极与选定的阴极之间所需的电位差一般为 150 伏。但是,采用预加偏压法,阴极所需的输入电压就可降低到 40 至 60 伏之间(预加偏压法即把 9 个不导通的阴极维持在比导通的阴极高约 40 至 60 伏的电位)。

为了把这种读出装置应用在低压晶体管计数电路和逻辑电路上,10 个阴极中每个阴极都必须使用一个缓冲放大器。这样,成本就会大大增加,所以在

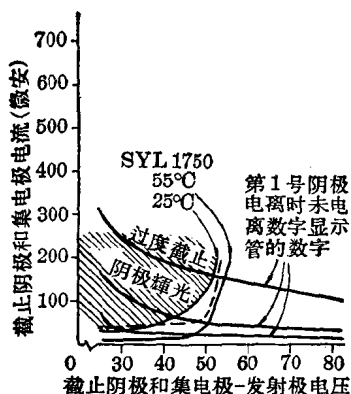


图2 反向偏置的 SYL 1750 晶体管和 Nixie 管阴极的伏安特性曲线, 用以说明怎样把晶体管用于开关阴极。图中阴影区表示截止阴极辉光过度

表 II SYL 1750 晶体管在 25°C 时的电特性

特 性	最 小 值	最 大 值	单 位
当 $V_{CB}=40$ 伏, $I_E=0$ 时的 I_{CBO}	—	10	微安
当 $V_{CE}=25$ 伏, $R_{BE}=10$ 千欧时的 I_{CER}	—	100	微安
当 $V_{EB}=10$ 伏, $I_O=0$ 时的 I_{EB0}	—	10	微安
h_{fe}	15	125	—
当 $V_{CE}=6$ 伏, $I_O=1$ 毫安, $F=1$ 千赫的 h_{ie}	0.8	4	千欧
当 $V_{CE}=6$ 伏, $I_O=1$ 毫安时的 f_{hfe}	10	10	千赫

大量生产中应用高压 $n-p-n$ 开关晶体管是不实际的。但是, 把 Nixie 数字显示管的阴极特性同 SYL 1750 晶体管在反向偏压下的集电极特性结合起来看, 是可以在不影响可靠性的条件下, 用这种晶体管来激发 Nixie 管的。

特 性

图 2 是 Nixie 管的一些不导通或非电离阴极在 1 号阴极接地和阳极加有约 150 伏电压时的一部分伏安特性曲线。应避免使不导通阴极工作在特性曲线的大电流区域(图 2 中的阴影部分)。当这些阴极上的电位下降时,提高不导通的数字的辉光是不适宜的,因为这会难于分辨导通的数字。

图 2 还表示出 SYL 1750 晶体管在 25°C 时加有反向偏压条件下的集电极伏安特性曲线。当把这一曲线叠加在 Nixie 管的曲线上时,两曲线的交点便决定着用在这一电路中的 Nixie 管工作点的平均范围。晶体管在这些交点上的耗散不会达到 150 毫瓦的最大值。

如图 2 所示,当温度升高时,晶体管的特性曲线便垂直上移。若把 55°C 时的晶体管特性曲线叠加在 Nixie 管的特性曲线上,便会有一些交点落入会出现不理想状态的区域内。 I_{CBO} 和漏电流增大,同这种上移有直接关系。

为了避免这种情况,可象图 1 那样在各集电极与 150 伏点之间接入 1.5 兆欧的电阻。流过这些电阻的电流,可使晶体管的特性曲线垂直下移,从而使所有的交点都处于不理想的区域之外。

Trixie 组件

在增加这个电阻之后,反向偏压电路便可以在 -30°C 至 55°C 的温度范围内用来激发 Nixie 管。这种电路已经得到肯定并开始生产。Trixie 是设计中的一种微型组件,它有两种型式:一种用于标准的和大型的 Nixie 管;另一种用于小型 Nixie 管。

反向偏压法的研究成功,为使用高于集电极-发射极额定电压的电路设计的进一步发展开辟了道路。

(长 正译)

用二极管减小截止电流漂移

Henri H. Hoge

在发射极接地的放大器中,放大的 I_{c0} 的变动可以用跨接在晶体管基极-发射极结上的二极管来补偿,这二极管必须具有与集电极-基极结相似的饱和电流特性。

用电阻来补偿晶体管直流放大器的漂移电流,仅仅限制了晶体管的工作范围,漂移电流仍然存在而并未得到补偿。本文叙述的补偿方法,不包含任何限制晶体管动态范围的线性元件。这个方法用于 10~20 瓦的放大器中,产生的漂移小到可以忽略。

在共发射极电路中,集电极电流的漂移是 I_{c0} 的变动所引起的, I_{c0} 流经发射极-基极结,放大了 β 倍。图 1 说明用跨接在晶体管发射极-基极结的二极管来补偿放大的漏电流。这个二极管的结区必须具有与晶体管集电极-基极结相似的饱和电流特性。此外,应该把它尽可能地靠近晶体管,以便让它们具有相同的工作温度(晶体管和二极管放在同一个壳子里)。

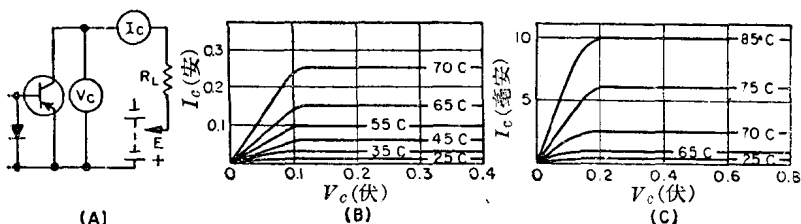


图 1 (A)用补偿二极管来降低温度漂移;(B)只用晶体管 2N290 而未用补偿二极管时的漂移特性曲线;(C)用二极管 GEX 541 跨接在发射极-基极结后的漂移特性曲线

推挽电路

当具有这种补偿的晶体管用作推挽 B 类放大器时,不平衡或漂移近似地等于电路两半的 I_{c0} 之差。这类补偿晶体管应该由电流源馈电,好处是,基极-发射极电位只要高到能由基极-发射极间的二极管供给必要的电流就够了。这样,二极管的附加电容对 α 截止频率的影响就不会太大。

在图 2(A) 所示的普通变压器耦合 B 类放大器中,分压器 R_1, R_2 降低了级