

电子学译丛

上海市电子学会编译委员会编

17

上海市科学技术编译馆

电 子 学 译 丛

(17)

上海市电子学会編译委员会編

*

上海市科学技术編译館出版

(上海南昌路59号)

商务印书館上海厂印刷 新华书店上海发行所发行

*

开本 787×1092 1/16 印张 7 4/16 字数 224,000

1966年7月第1版 1966年7月第1次印刷

印数 1—3,700

編号 15·383 定价(科七) 1.00 元

目 录

1. 晶体管开关在精密模数转换电路中的应用	1
2. 在十进译码器中用两个晶体管代替二十八个二极管	10
3. 在高电压电路中用低电压晶体管	12
4. 晶体管多谐振荡器的设计	21
5. 晶体管宽频带放大器	25
6. 结型晶体管双稳态电路的翻转条件及触发脉冲条件	28
7. 稳压电源的直流分析	36
8. 三种特高频晶体管线路的设计	42
9. 可调隧道二极管变频器	46
10. 场效应晶体管在电路中的应用	56
11. 直读式晶体管噪声系数测量仪	65
12. 晶体管漏电流的机内测试	69
13. 次声频噪声频谱的测量	74
14. 对高速脉冲进行计数的新方法	83
15. 超高频元件的电铸方法	94
16. 差动放大器的性质	103

附：《电子学译丛》1~17 辑目录

《电子学译丛》启事

《电子学译丛》自不定期出版以来,至今已出了 17 辑,今后拟改以专辑形式出版。

1966 年将陆续出版下列各专辑:

- | | |
|-----------------|--------------|
| ① 晶体管电路 | ⑤ 晶体管数字电路 |
| ② 隧道二极管在电路中的应用 | ⑥ 光量子通信 |
| ③ 场效应晶体管在电路中的应用 | ⑦ 新型微波带状线滤波器 |
| ④ 薄膜电路 | ⑧ 晶体管直流放大器 |

◎ 出版日期請注意科技新书目預告 ◎

1. 晶体管开关在精密模数转换电路中的应用

A. J. Uphill

«PIEE» 1964, 8, pp. 1385~1392 (英文)

晶体管可以当开关来运用,但是它的工作特性却不同于理想开关,因为它开路的时候,具有一定的漏电流,而当它在闭路的时候,有一个接触电势。本文研究了这两种效应以及它们在用于精密模拟-数字转换器时所引起的限制。

本文介绍了可以采用晶体管开关的各种电路型式;并指出,当采用晶体管开关时,有可能达到和电位差计不相上下的分辨能力和准确度。

符 号 表

I_E = 发射极电流
 I_C = 集电极电流
 I_B = 基极电流
 β = 共发射极电流增益
 $I_{C0} = I_E$ 等于零时的集电极饱和电流
 $I_{E0} = I_C$ 等于零时的发射极饱和电流
 α_N = 发射极当发射极用,集电极当集电极用时的共基极电流增益(即通常的 α)
 α_I = 集电极当发射极用,发射极当集电极用时的共基极电流增益(即反向的 α)
 k = 玻耳兹曼常数
 e = 电子电荷
 V_{CE} = 集电极-发射极电压
 T = 绝对温度($^{\circ}K$)

1. 引 言

电子数字电压表是现代测量技术最重要的进展之一。它能把被测的量清楚而毫不含糊地显示出来,显示速度可与通常用的指示仪器相媲美,而准确度则十分接近电位差计所能达到的水平。此外,它还有一个优点,就是读数易于用数字形式记录下来。

在这种装置中常采用两种基本原理。一种是产生一个精确的线性锯齿电压,把它的瞬时值通过一个比较器不断地与被测电压相比较。当两个电压相等时比较器输出一个脉冲。锯齿电压从零值发生时还起一个由精密频率激励的计数装置,比较器的输出脉冲使该装置停止计数。这样,计数装置所显示的数目就是被测电压的大小。显然,这种装置的分辨能力取决于比较器的灵敏度,而准确度则取

决于锯齿电压对时间的线性度。

第二种系统是利用一个固定的标准电阻,在这个电阻上通过一系列准确的电流增量。这样就产生了参考电压,用这些电压与被测电压比较,比较的方式与第一种系统相似。电流的增量来自一个由比较器控制的开关网络,其基本工作原理可以参考图1,图中 R 是标准电阻。电流增量通常是排成二进制序列的,当然,如果需要的话,也可以排成任何别的序列。开关网络第一个打开的是最大的增量,把这个电流在标准电阻上产生的电压与被测电压相比较。如果这一参考电压太大,那么就有一个来自比较器的信号来关闭这个电流增量;反之,若参考电压嫌低,则这一增量就被保留下来。下一个增量接着加进来;这种程序一直重复下去,直到所有的开关位置都被用上。这样,开关的最终位置就给出了被测量的大小。显然,系统的灵敏度取决于比较器,而准确度则取决于电阻 R 的数值和电流增量的准确度。参考文献[1~3]中有采用这种原理的装置。

比较器的设计是这两类仪器共同的问题。比较器必须能够判别出等于或小于最后一个字的一半的电压变化。这也就确定了实际仪器的最终分辨能

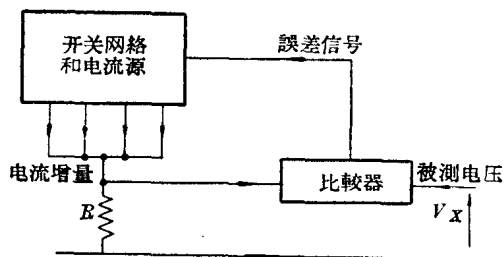


图1 基本的电流总和和网络

力。Bowes 和 Gill^[2] 曾詳細地介紹过一个利用快速极化继电器的机械斩波型比較器，其分辨能力为 2.5 微伏。但是，近年来商用斩波直流放大器也頗能适用，这种放大器可以测量低阻电路中的 0.01 微伏左右的信号。似乎这也就是用机械斩波器（这种斩波器只能用特殊的、由馬达驱动的凸轮机构制成）的放大器所能达到极限分辨能力了。显然，如果能有静态的比較器可以使用的話，那就要好得多。但迄今为止，用晶体管斩波器所能达到的极限分辨能力似乎只能在 2~10 微伏之間^[4-6]。

上述第二种数字化方法原理比較简单，可能达到較高准确度。有人設計过采用继电器来把电流通到总和电阻的系统^[2]，近来才用晶体管代替继电器^[3]。

本文的目的是要詳尽地考虑晶体管开关在这种系統中的应用，使之能达到和电位差計一样的分辨能力和准确度。

2. 晶体管开关特性

晶体管的集电极特性曲线如图 2 所示。当其作为放大器应用时，正常工作区域在負載綫 R_L 上的 A 、 B 两点之間；当基极电流的变化范围更寬时，晶体管就具有开关的功能。如果基极电流增加到 $I_{C/B}$ 值以上时，工作点就移动到饱和区域 D 。在这种状态下，集电极电流基本上取决于負載电阻和电源电压。在工作点的另一极端，当基极-发射极結被反向偏置时，此时集电极电流几乎下降到零。这两种現象使晶体管开关与理想开关的特性有所偏离，下面将詳細地討論它們随着晶体管和电路参数的变化。

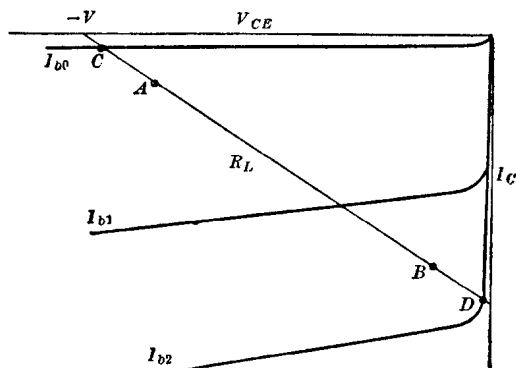


图 2 晶体管的集电极特性曲线

2.1 开路状态

Ebers 和 Moll^[7] 曾分析过晶体管的开关特性。

他們曾証明，在晶体管开关的开路状态即关态时，对于基极-发射极結反向偏置的理想晶体管来说，集电极电流是：

$$I_C = \frac{I_{C0}(1 - \alpha_I)}{1 - \alpha_N \alpha_I} \quad (1)$$

在低电流值时，晶体管的电流增益降低到 0.1 或更低^[8]，这种情况，首先在硅扩散型晶体管中观察到，对硅合金型晶体管进行测试的结果表明，情况也是这样。对于硅合金型晶体管来说，集电极-基极漏电流在 25°C 时是 1 毫微安的数量级。其在开路状态时由式(1)得出的集电极电流也将是同一数量级的，因为 α_N 和 α_I 都很小。式(1)中只考虑了由于基极中空穴和电子的产生而引起的理想基极-发射极二极管的饱和电流；这个电流与温度是有关的，对于硅来说，温度每增加 4~5°C，这个饱和电流就倍一倍。然而，实际上还存在别的电流分量。其中之一就是由于半导体材料能级的不同而在表面产生的电流：由于在表面上能级不能突变，它們就形成表面电荷，从而就产生了表面热电流。这个电流受温度的影响与基区漏电流分量相似。

另一个电流分量是由于杂质和表面缺陷在結表面所造成的漏电；这个电流分量好象是一个电阻造成的，它与温度的关系不大，但随电压的变化而变化。所有这些分量总起来，就是人們所测得的漏电流。

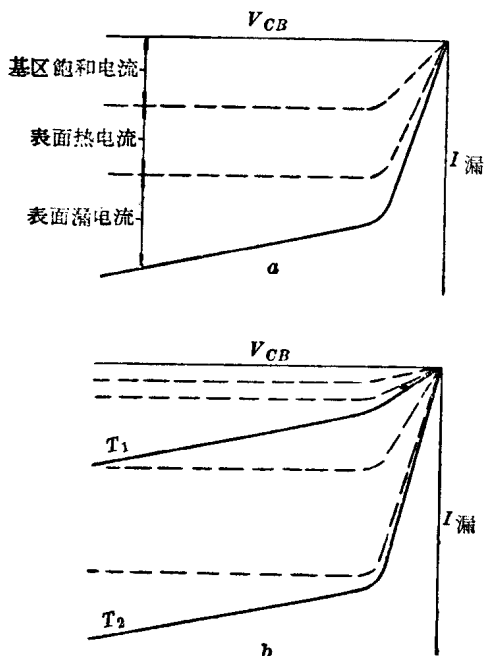


图 3 晶体管的漏电流

a: 各分量随电压的变化；

b: 随温度的变化， $T_2 > T_1$

流,其值随电压和温度的变化如图3所示。实际测得的漏电流随温度变化的程度比理论值小;对于被我们测试的几个硅合金型晶体管来说,大约温度每增长 14°C 漏电流倍一倍。多数被试晶体管在 20°C 时的漏电流小于1毫微安,因此在 60°C 以下,漏电流仍然小于10毫微安。

Ebers 和 Moll^[7]曾指出,利用倒接的晶体管能使开路状态时流过晶体管开关的电流大大地减小。不过,由于实际的晶体管与理想晶体管尚有距离,正接和倒接时,测得的电流值差异很小。

2.2 闭路状态

当晶体管开关处于闭路状态时,在集电极-发射极结上的电压由 Ebers 和 Moll^[7]算出为:

$$V_{CE} = \frac{kT}{e} \log_e \frac{\alpha_I \left(1 - \frac{I_C}{I_B} \cdot \frac{1 - \alpha_N}{\alpha_N}\right)}{1 + \frac{I_C}{I_B} (1 - \alpha_I)} \quad (2)$$

如果晶体管是在集电极电流和基极电流恒定的条件下工作,则由于对数因子是常数,所以这一电压就和绝对温度 T 成正比。如果电流增益 α_N 和 α_I 均保持不变,则电压 V_{CE} 就随基极电流的增加而减小;但集电极电流将几乎保持不变,如果 V_{CE} 比供电电压小的话,其值取决于负载电阻和供电电压。

2.2.1 对实际晶体管的测量

对两种不同类型的一些晶体管进行了测量,其集电极-发射极电压随基极电流的变化关系如图4所示,图中同时绘出了测量值的分布范围。图4表

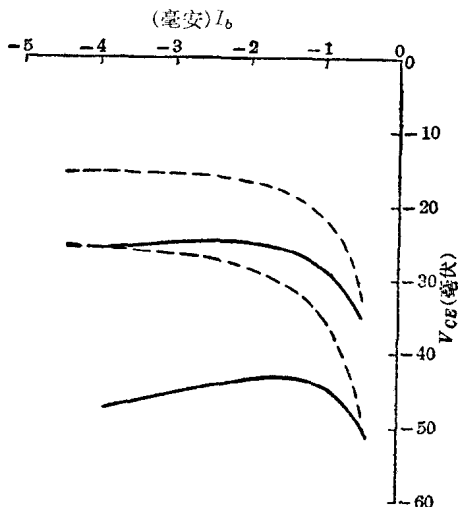


图4 集电极-发射极电压随基极电流的变化
集电极电流 $I_C=2$ 毫安。
实线:晶体管 BCZ11; 虚线: 2S302

明,当基极电流为某一值时,集电极-发射极电压达到最小值;基极电流继续增加时, V_{CE} 重又增大,这是与式(2)所预示的性质相矛盾的。其所以如此,是因为(式)2中曾假定对于所有的电流值来说电流增益均保持恒定。然而,如所周知,实际的电流增益是在某一发射极电流时增长到最大,以后就开始下降了。

电压 V_{CE} 的这种最小值可以用集电极-发射极电压的表达式加以说明。Ebers 和 Moll^[7]曾证明,发射结和集电结电压的表达式是:

$$V_E = \frac{kT}{e} \log_e \left(-\frac{I_E + \alpha_I I_C}{I_{E0}} \right) \quad (3)$$

$$V_C = \frac{kT}{e} \log_e \left(-\frac{I_C + \alpha_N I_E}{I_{C0}} \right) \quad (4)$$

他们还证明:

$$\alpha_I I_{C0} = \alpha_N I_{E0} \quad (5)$$

合并这些表达式就可以得到集电极-发射极电压

$$V_{CE} = V_C - V_E = \frac{kT}{e} \log_e \left(\frac{I_C + \alpha_N I_E}{I_E + \alpha_I I_C} \cdot \frac{\alpha_I}{\alpha_N} \right) \\ = \frac{kT}{e} \log_e \left[1 + \frac{\alpha_I I_C (1 - \alpha_N) - \alpha_N I_E (1 - \alpha_I)}{\alpha_N I_E + \alpha_I \alpha_N I_C} \right] \quad (6)$$

因为当 $x < 1$ 时,有 $\log_e(1+x) \approx x$,所以:

$$V_{CE} \approx \frac{kT}{e} \cdot \frac{\alpha_I I_C (1 - \alpha_N) - \alpha_N I_E (1 - \alpha_I)}{\alpha_N I_E + \alpha_I \alpha_N I_C} \quad (7)$$

由于所采用的晶体管其 $\alpha_N > 0.9$ 、 $\alpha_I \leq 0.6$,故式(7)可简化为:

$$V_{CE} = -\frac{kT}{e} \cdot \frac{\alpha_N I_E (1 - \alpha_I)}{\alpha_N I_E + \alpha_I \alpha_N I_C} \quad (8)$$

再者,打开晶体管要用很大的基极电流,所以有 $\alpha_N I_E \gg \alpha_I \alpha_N I_C$,故式(8)还能进一步简化为:

$$V_{CE} = -\frac{kT}{e} (1 - \alpha_I) \quad (9)$$

因此,当反向电流增益 α_I 为最大时,集电极-发射极电压将有最小值。对一些晶体管所进行的测量表明,反向电流增益的最大值大致发生在集电极-发射极电压有最小值时的那个发射极电流处。

对于倒接的晶体管开关来说,也有一个相似的表达式:

$$V_{EC} = -\frac{kT}{e} (1 - \alpha_N) \quad (9a)$$

因为 $\alpha_N > \alpha_I$,故误差电压比较小,但对于给定的集电极电流要得到最小电压值,所需要的基极电流要大得多。在2.2.2节中将会看到,正接状态下所得到的电压电平是令人满意的,而反接法的优点远远不能弥补它在达到最佳工作状态需要大基极电流的缺点。

2.2.2 温度的影响

在温度改变而基极电流保持最佳值的条件下(即保持集电极-发射极电压为最小值),对 V_{CE} 进行了一系列测量。图5所示是以 25°C 为基准的测量结果。图5表明, V_{CE} 的变化相当符合式(9)所预示的规律(即 V_{CE} 与绝对温度成正比)。和理论值的微小偏离,部分是由于晶体管电流增益随温度的变化。在理论上,电流增益是假定不变的,但实际上它是随温度的上升而增大的。Ebers和Moll^[7]所提出的理论,还假定晶体管的结是理想的,但是由于发射区和集电区的体电阻,实际上存在着一个与结串联的电阻。这个电阻将会增大集电极-发射极电压并改变它的温度系数。

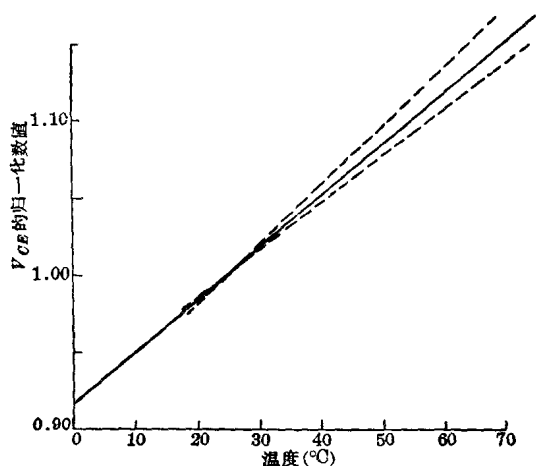


图5 V_{CE} 对温度的相对变化曲线
实线: 理论值; 虚线: 测定值

式(9)所给出的 V_{CE} 的理论温度系数是 $3.33 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ 。因为某些晶体管的集电极-发射极电压高达50毫伏, V_{CE} 随温度的变化可达到0.166毫伏/ $^{\circ}\text{C}$ 。这种温度效应可以通过选用远大于 V_{CE} 的供电电压而有效地加以减小。然而,最大供电电压是由晶体管的额定集电极-发射极电压限定的,因为当晶体管处在开路状态时,供电电压是直接加在晶体管上的。在本文的情况下,供电电压限定在18伏。参看图6可知,由于集电极-发射极电压变化而在电阻 R 上所引起的电压变化将是0.166毫伏/ $^{\circ}\text{C}$ 与18伏之比,亦即小于 $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。这是最大的变化,通常的硅合金结型晶体管的集电极-发射极电压约为20毫伏,其影响还要小。

温度的影响是小的,实际上已可与高级电阻器的温度系数比拟,除了采用这种晶体管的仪器要经受巨大温度变化的场合外,可以忽略不计。为了达

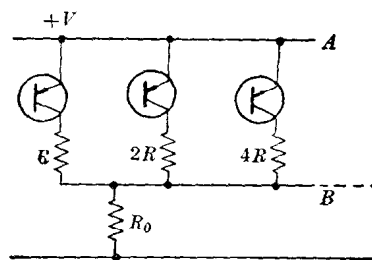


图6 简单的电流总和电路

到最佳的效果,一定程度的温度控制也是可取的。

3. 实际电路

用晶体管产生精密电压增量的网络有两种可能形式,这两种形式在实际的电位差计中都应用过。第一种方法,也是多数精密电位差计所沿用的方法,其基本的形式就是一个准确的抽头分压器;电压增量是通过转换到不同的抽头而获得的。关于这个技术已积累了很多实际知识;利用机械开关制成一个电位划分精度为 2×10^{-6} 数量级的电位差计并不是一件困难的事。照理说只要简单地把机械开关换成晶体管开关就应该可以利用这些知识了。可惜,正如本文第2节所述,晶体管不是一个完善的开关:当它在开路时它有一定的漏电流,当它在闭路状态时它又有一个有效的接触电动势。再者,晶体管是一个三端器件,在闭路状态时必须为开关电流提供一条通路,而这条通路必须通过分压器,这就妨碍了分压器方法的应用。

产生小的电压增量的另一种方法是在一个固定电阻上实行电流相加,此法已在本文引言中简单提过。这种方法在测量很小的电压时较为常用,在这种场合热电动势可能是很重要的。对于利用晶体管来说,这是唯一的一种简易的方法,故拟详细地加以考虑。用这种方法时,最简单的电路如图6所示。决定于供电电压和电阻 R 、 $2R$ 、 $4R$ 等的电流增量,被导入总和电阻 R_0 而产生参考电压。这种电路的准确度取决于电阻网络、晶体管的开关参数和供电电压的稳定性。

3.1 电阻网络

高精度的电位差计是利用这样的原理制成的:在同一时间用同一材料制成的一批相似的电阻器,其漂移差将比单个电阻器的漂移小一个数量级左右。这种精密电阻通常用锰铜合金线绕制。虽然近年

来 karma 合金以及 evanohm 合金也广为应用于制造高阻值电阻,但是它们长期稳定性的资料还不太清楚。

高精度电位差计和电阻器的设计是一门需要对电阻材料有丰富经验的技术,但基于以下考虑的设计通常能得到良好的效果:

(a) 线径越大越好;线径小时,每单位长度上的材料量小,长期稳定性差。

(b) 电阻线的加工要尽量小,即使电阻线在加工后是退火的也是如此。线圈管直径为若干时时效果最好。

(c) 裸线应在 550°C 退火,然后再酸洗和清洗。有涂层的线必须在 140°C 退火 12 小时。

(d) 线径大时应采用无应变的结构,但经验表明,对小线径来说,把电阻线牢牢地固定在具有相似线膨胀温度系数的材料上能够获得良好的稳定性。

(e) 覆盖物对于小线径线的稳定性似乎是有危害的,但对大线径线的影响小。

(f) 电阻制成后宜有一年以上的老化期。

(g) 电阻应存放在适当恒温的条件下。

在考虑电阻网络的设计时,不可能忽略掉造价这个因素;在大范围内维持高准确度造价是很高的,实际设计时,都兼顾造价和准确度而采取折衷的方案。在这里所考虑的网络中,保持各个增量电阻对总和电阻之比的高准确度是必要的,但也只是最前面的四个数字是重要的;如果这四个数字分别是 2.0, 1.0, 0.5 和 0.25 伏,那么当测量 2.25 伏时,0.25 伏的数字在误差中只有 2.0 伏数字的八分之一。然而,0.25 伏的数字在低读数时却可能是最重要的数字,因此准确度应当保持到这里。其余的小数字的准确度是不太重要的,因为这可以应用量程变换的办法解决(见 3.1.1 节)。

图 4 曲线相应于集电极电流为 2 毫安时的情形。显然,基极电流在 2 毫安以上的小变化对 V_{CE} 的影响甚微。采用这些数值的实际电路在 A、B 点(图 6)之间应用 18 伏的电源。三个最重要的电阻是 9 千欧、18 千欧和 36 千欧。如果 R_0 为 1000 欧,首字为 2 伏,那么最好所有这些电阻都用 1000 欧的电阻组成,或者用 3000 欧电阻串并联组成,后一种办法需用的电阻较少。要用经过低温退火处理的绝缘线,看来分压误差做到 5×10^{-5} 以下是不太可能的。采用不同的电阻时,误差可能会等于各电阻器单独误差的和,即 2×10^{-4} 。

利用完满退火的裸线制成前三个增量是有很大

好处的。集电极电流较大时也可以得到一族相似的 $V_{CE}-I_B$ 曲线(参看图 4)。当 $I_B=I_C=10$ 毫安时,2S 302 型晶体管的 V_{CE} 有一最小值在 40 毫伏附近,在此种情形下, R_0 可取 200 欧,而第一个增量的电阻取 1800 欧。这两个电阻均可用同样线径的裸线制成,这样就能获得小于 10^{-5} 的比率误差。第二和第三个电阻的数值一般仍然很大,但可以分别把它们切换到 $R_0/2$ 和 $R_0/4$ 抽头处,可以降低到 1800 欧(这种方法与下面 4.1 节所述的相似)。其余的不太重要的电阻可以用带绝缘的电阻线制成。

集电极电流再大时可能使 V_{CE} 超过 50 毫伏(该值被视为可采用值的上限)。把发射极和集电极反接可得较低的 V_{CE} 值($I_C=10$ 毫安, $I_B=20$ 毫安时,一般为 27 毫伏)。但是,工作在曲线的最点上需要较大的基极电流,这个缺点完全抵消了降低 V_{CE} 的优点。

3.1.1 量程变化

精密的电位差计通常设有量程变化网络,以便能以最大的准确度来测量低于量程一个数量级的电压;但这样的量程变化网络在结构上必须与基本电位差计相似。显然,在这里所考虑的电路中,当被测电压小到使前四个二进制数不能起作用的时候就可以使用量程变换。把 R_0 降低到正常值的十分之一或百分之一就能实现这种变换。不过要满足结构相似这一点是有些困难的;准确度可能会有所损失。然而这也未必会比高级电位差计所碰到的情形更坏(最高级的除外)。

3.2 晶体管开关参数的影响

在 3.1 节所述电阻网络中,晶体管开关的缺点的影响是被忽略了。正如第 2 节所述,当晶体管在其开路状态时,会有一个漏电流流过晶体管。对于所考虑的网络来说,所有这些电流都将加在总和电阻 R_0 上,从而在 R_0 上产生一个误差电压。在 2.1 节已指出,在 20°C 时每一级的漏电流不会超过 1 毫微安,在 60°C 时不会超过 10 毫微安,当总和电阻上所产生的最大电流为 2 毫安时,在 20°C 的温度下,20 个二进制的误差只达到 10^{-5} ,这个影响是可以忽略的。当第一个数取 10 毫安时,这个影响就更小。这个微小的误差在任何一档电压量程内都是一样的。然而 10 个以上的二进制共一个单独的总和电阻 R_0 是不可能的,因为这样一来,较小增量的定流电阻的阻值会非常大。因此为了扩大细分,有必要对电路作一些修改,这将在后面讨论。

采用晶体管开关的主要困难在于其閉路状态时晶体管上存在着数值很小但很重要的电压降。当 $I_0=2$ 毫安时, 其典型数值约为 20 ± 5 毫伏。在 7000 小时内的試驗結果表明, 对于一个給定的晶体管来说, 这个电压降不随時間变化, 但在同一型号的不同晶体管之間却是有变化的。这个电压降随温度的变化而变化, 但是, 如 2.2.2 节所述, 在多数情况下, 这个影响是可以忽略的。在电阻网络中采用晶体管的时候, 晶体管上的电压是与供电电压串联的, 故对于每一个数字来说, 可以把它看成是 18 伏电源上有 ± 5 毫伏的偏差。調节每一个晶体管上的电阻器可以把这个偏差矯正掉。

3.2.1 修改后的电路

再回过头来看前面图 6 的简单电路, 有一个缺点是显而易見的: R_0 上的电压降是变化的, 并且随着更多的电流增量引入而上升到最大值; 于是跨在定流电阻上的电压就要比供电电压小(减去了 R_0 上的电压降), 从而电流值就会小于所需要的值。实际的誤差与参考电压和供电电压的数值有关; 为了使这一誤差減到最小, 供电电压应尽可能大。

如前所述, 供电电压是被限制在最大值 18 伏的, 这样一来, 为了获得 $\pm 0.01\%$ 的准确度, 参考电压的最大值就要被限制在 1.8 毫伏; 要得到較大的电压, 就要大大降低准确度。

克服这个困难的办法是随着参考电压的改变而改变供电电压, 从而保持图 6 电路中的 A、B 两点之間的电压使之恒定。要做到这一点, 电源电压应由 B 点加以控制, 但不应该有电流由該点取出, 这就使控制問題复杂化了。

不过, 这个問題可通过另一个途徑来解决。在上述电路中, 当晶体管开关处在开路状态时, 連接到晶体管集电极上的各电阻的末端是浮置的。如果在它們没有接到供电电压 V 而是接在另外的一个电压上, 那么参考电压的增长将会是接到第一个供电电压的各个电阻器和这两个电源电压之差的綫性函数^[9]。

由于 2.2.2 节所述原因, 第一个供电电压应当远大于晶体管开关閉路时的集电极-发射极电压。为了使一个电阻从一个电源轉换到另一个电源时能产生大的参考电压的变化, 这里还要求两个电源电压之差很大, 因为电流增量是取决于两个供电电压之差的。使第二个供电电压为零, 很容易达到这个条件。

可惜, 用两个晶体管把一个电阻从一个电源轉

换到另一个电源是困难的, 因为当接到較高电压上的晶体管处在閉路状态的时候, 另一个晶体管的集电极电压就較其发射极为正, 于是它就要工作在反接閉路状态。这样一来就几乎把两个电源短路了。这固然可以設法使其基极电压比另两个极都是正而加以克服, 但是, 当从开路状态轉向閉路状态时, 就需要有大的基极电压的变化。克服这种困难的較容易的方法是采用两个晶体管和两个电阻, 如图 7 所示, 这里, 是通过把一个晶体管打开而同时把另一个关闭的办法来产生 R_0 上的参考电压变化的。

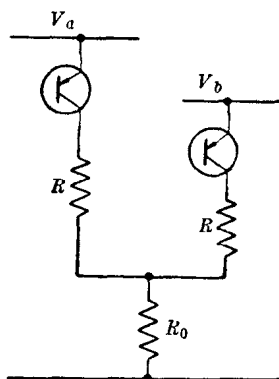


图 7 采用两个供电电压的基本电路

3.3 电流均衡

在简单电路中, 每一个晶体管在其閉路状态时的集电极电流是不同的, 所以需要它在最佳集电极-发射极电压条件下工作, 每一个晶体管的基极电流也就要不同。与同一个电源相联的所有各晶体管都在同一个集电极电流条件下工作, 这将是較为方便的, 这时, 整个电路就只有两个不同的电流电平。可以用图 8 所示方法做到这一点: 从每一个晶体管的集电极另接一个电阻 R_p 到零电位綫, 选择这个輔加电阻的值, 使各集电极电流相等。这样一来,

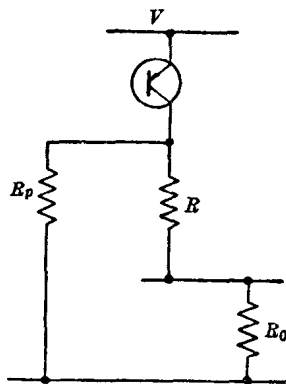


图 8 电流均衡电路

晶体管开关处在开路状态时, R 和 R_p 实际上就串联跨接在总和电阻 R_0 上, 实际上也就降低了它的数值。因为在多数情况下 $R_p \ll R$, 故来自晶体管的任何漏电流大多流向 R_p , 所以由漏电流所产生的误差(原来就可以忽略)就会进一步减小了。

4. 实际电路

用于产生参考电压的最终电路形式如图9所示, 图中的电阻都表示成电导, 因为用电导表示对电路的分析比较方便。这个电路有 r 个晶体管接到每一个电源线, 在任一时刻, 晶体管 T_{ar} 和 T_{br} 中总有一个(而不是同时两个)处于开路状态。当晶体管 T_{ar} 开路时, 电导 G_{ar} 接到电源电压 V_a , 而相似的电导 G_{br} 则与电导 G_{brp} 串联。 G_{br} 和 G_{brp} 的组合是与总和电导 G_0 并联的。设在任一时刻联结到 V_a 的总电导为 G_a , 不联通的电导 G_{ar} 和 G_{arp} 的串联总电导为 G'_a 。相应地, 设联结到 V_b 的总电导为 G_b , 而不联结的电导 G_b 与 G_{brp} 的总电导为 G'_b 。令总和接点上的电流相等, 得:

$$G_a(V_a - V_0) + G_b(V_b - V_0) = (G_0 + G'_a + G'_b)V_0 \quad (10)$$

从而:

$$V_0 = \frac{G_a V_a + G_b V_b}{G_0 + G_a + G_b + G'_a + G'_b} \quad (11)$$

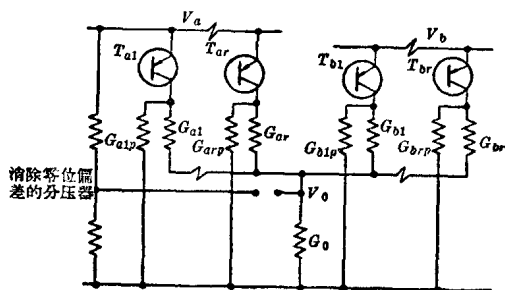


图9 实际电路

对于给定的任一级, 有:

$$G_{ar} = G_{br}; G_{arp} = G_{brp}$$

G_{ar} 和 G_{br} 中有一个(而不是同时两个)是接到其相联的电源电压的, 所以, 考虑所有的各级时, 有:

$$G_a + G_b = G \quad (\text{是常数})$$

$$G'_a + G'_b = G' \quad (\text{也是常数})$$

因此有:

$$V_0 = \frac{1}{G_0 + G + G'} [G_a(V_a - V_b) + G V_b] \quad (12)$$

于是, V_0 可以表示为一个常数项 $\frac{G V_b}{G_0 + G + G'}$ 和一个与晶体管开关调整有关的项的和。其中恒定的电压是可以消去的, 为此可以在电源上跨接一个分压器, 把分压器的抽头和电阻网络的总和结点之间的输出作为参考电压。如果把一个处在“开”态的晶体管串联在分压器中, 随温度变化所产生的零位误差就可以得到补偿。量程变换可以通过改变总和电导 G_0 的数值而得以实现。

表1 图9电路的组件数值

$V_a = 18$ 伏 $V_b = 0$ 伏 $G_0 = 0.000667$ 姆欧
($R_0 \approx 1500$ 欧)

组 件	电 阻 和 电 导			
	R_{ar}	G_{ar}	R_{arp}	G'_a
	(千欧)	(微姆欧)	(千欧)	(微姆欧)
G_{a1}, G_{b1}	9	111.11	18	37.04
G_{a2}, G_{b2}	18	55.55	18	27.77
G_{a3}, G_{b3}	36	27.77	12	20.83
G_{a4}, G_{b4}	72	13.88	10	12.20
G_{a5}, G_{b5}	144	6.94	10	6.49
G_{a6}, G_{b6}	288	3.47	10	3.36
G_{a7}, G_{b7}	576	1.73	10	1.71
G_{a8}, G_{b8}	1152	0.86	10	0.86
G_{a9}, G_{b9}	2304	0.43	10	0.43
G_{a10}, G_{b10}	4608	0.22	10	0.22

把上述数值用到式(12)得 $G = 221.96$ 微姆欧, $G' = 110.91$ 微姆欧; 如果选取 G_0 为 667.13 微姆欧 ($R_0 = 1500$ 欧), 则 $G_0 + G + G' = 0.001$ 姆欧, 从而能容易地对任意的 G_a 值计算出 V_0 来。采用这样的元件数值时, 参考电压从 2 毫伏(最小一个数字)变到 1 伏(最大一个数字)。所有的晶体管开关都把电阻接到电源 V_a 时所能得到的最大电压是 2 伏左右。改变 G_0 的值, 可以很容易地变换参考电压的范围。

用以开关各个晶体管的电路没有包括在内, 如果需要的话, 这种电路可以用手动开关做成, 也可以容易地布置成自动工作的。关于这种电路, 在文献[2]和[3]中均有阐述。

4.1 量程的扩展

如 3.2 节所述, 采用 10 个以上的级是不可能的, 因为电阻要用得很大, 其长期稳定性通常远低于较低电阻所能达到的水平。如果仅只用 10 级的二进制序列, 则最大一个数字只能比最小一个数字大

512 倍, 而这样的电路所能覆盖的总范围将被限制在 1023:1 之間。如果需要包括較寬的电压 范围 并在較高电压上得到較好的分辨力, 那么将这种电路稍加改变就成。

把总和电阻分成两部分, 在这两个总和电阻的結点处接入另一个电阻网络(图 10)。調节两部分

电阻的比率, 使得下面一段覆盖較低的电压范围, 而上面的一段則覆盖大于下面一段所能包括的最大电压以上的电压。因为每一段覆盖 1000:1 的范围, 利用联结到总和电阻的每一个結点上的十个級, 总的电压覆盖范围可达 $10^6:1$ 。这一电路将在附录中分析。

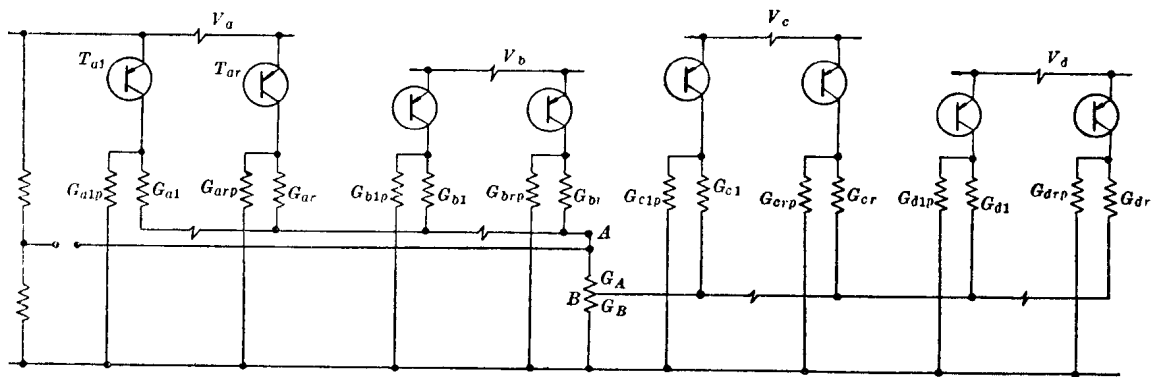


图 10 带有两个总和电阻的电路

4.2 比較器的影响

以上的討論, 忽略了比較器对电路的影响。当把比較器跨接在 R_0 上时, 原来流过 R_0 的部分电流将被分流。如果要不影响准确度, 这个被比較器取出的电流必須小于流过 R_0 的电流。对于最小一个有效数字来说, 流过 R_0 的电流約为 4 微安, 因为此数上最大容差为 20%, 比較器的电流不应超过 0.8 微安。

5. 供电电源

在上面考虑过的各种网络中, 供电电压都是假定为不变的, 但实际上要得到一个完美的供电电源是不可能的, 而供电电压的任何变化都会使参考电压变化。再者, 网络所取用的电流并不象电位差計那样是不变的, 但是, 这种变化可以通过轉換电源上的补偿电阻而保持总电流恒定。最好供电电压的变化不超过 10^{-5} , 这样电源内阻就应为 1/200 欧或更小一些, 如果不采用补偿网络的話, 还要更小些。由于电源装置必須用标准电池定标准, 故电源电压必須能在限定的范围内进行細調节。电源电压还应有优于 10×10^{-6} 的稳定性, 因为需要用两个电源, 两者之差也应当有同級的稳定性。

低内阻的要求是可以达到的^[10]。有人曾给出过一个稳压电源^[11]的詳細性能, 在 8 小时内稳定度

为 $\pm 20 \times 10^{-6}$, 热稳定性为 $2 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$; 这是低压电源所能达到的最好結果。短期稳定性还可能会远高于此数; 如果能够经常檢查(校准), 可能得到更高的准确度, 但供电电源在这样的网络中总是一个比較大的限制因素。

6. 总体性能

把所有影响性能的参数合在一起考虑, 預計最高准确度将在 30×10^{-6} 的数量級, 温度变化所附加的誤差为 $30 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。这里假定电阻网络是制成特殊形式的, 即如 3.1 节所述, 前 3 个数字用裸线, 第二和第三組电流增量饋到总和电阻的抽头上。如果没有采取这样的处置, 且电阻网络用的是普通的高质量繞电阻器, 則誤差預計約为 200×10^{-6} 。

所能得到的最低电压增量唯一地取决于公共电阻的数值; 理論上用 0.01 欧公共电阻能得到 0.01 微伏級的增量, 但实际的下限是取决于热电效应和本文引言中所述及的比較器問題的。

实际的測試表明, 以 1 欧的总和电阻得到 1 微伏的增量是没有困难的, 用 1000 欧的总和电阻可得最大范围为 1 到 2 伏。总和电阻和其他用以产生規定电压增量的各电阻的实际值, 在用单个总和电阻的情况下可按 (12) 式計算, 对用于扩展量程的电路, 可用 (16) 式計算。

对晶体管开关时间的測定表明, 晶体管“开”的

最大时间为 1 微秒,“关”的时间为 5 微秒;因此,每一个数字总的开关时间就不超过 10 微秒。总的响应时间大体上取决于比较器的响应速度。

7. 结 束 语

如上所述,晶体管开关之用于电位测量,对与其联用的电阻网络提出了一些严格的限制,但本文提出的方法把不少这样的限制克服了。文中还指出,制造用晶体管开关而准确度与普通精密电位差计相近的电位差计是可能的。

附 录

图 10 所示的扩展量程的电路可用相似于简单电路的分析方法进行分析。

如果 G_a 、 G_b 等是接到电源 V_a 和 V_b 等的各电导的和,而 G'_a 、 G'_b 等是在晶体管开关开路时 G_{ar} 和 G_{br} 串联的实际电导的和,则令节点 A 上的电流相等,有:

$$\begin{aligned} G_a(V_a - V_A) + G_b(V_b - V_A) \\ = G_A(V_A - V_B) + (G'_b + G'_a)V_A \end{aligned}$$

从而:

$$\begin{aligned} (G_A + G'_a + G'_b + G_a + G_b)V_A \\ = G_aV_a + G_bV_b + G_AV_B \end{aligned} \quad (13)$$

令节点 B 上的电流相等,有:

$$\begin{aligned} G_A(V_A - V_B) + G_C(V_C - V_B) + G_d(V_d - V_B) \\ = G_BV_B + (G'_C + G'_d)V_B \end{aligned}$$

从而:

$$\begin{aligned} (G_B + G'_C + G'_d + G_A + G_C + G_d)V_B \\ = G_AV_A + G_CV_C + G_dV_d \end{aligned} \quad (14)$$

把从 (14) 式得到的 V_B 代入 (13) 式,得:

$$\begin{aligned} (G_A + G'_b + G'_a + G_a + G_b)V_A \\ = G_aV_a + G_bV_b + G_A \left(\frac{G_AV_A + G_CV_C + G_dV_d}{G_B + G'_C + G'_d + G_A + G_C + G_d} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

如果联结到 V_a 和 V_b 的相应的电阻是相等的,联结到 V_C 和 V_d 的电阻亦如此,即:

$$G_{ar} = G_{br}, G_{arp} = G_{brp}, G_{cr} = G_{dr}, G_{crp} = G_{drp},$$

则有: $G_a + G_b = G_{ab}$, 是常数, $G'_a + G'_b = G'_{ab}$, 也是常数, 等等。

因此由式 (15) 得:

$$\begin{aligned} V_A = \frac{1}{G_A + G_{ab} + G'_{ab} - \frac{G_A^2}{G_A + G_B + G_{cd} + G'_{cd}}} \\ \times \left[G_a(V_a - V_b) + \frac{G_AG_C(V_C - V_d)}{G_A + G_B + G_{cd} + G'_{cd}} \right. \\ \left. + G_{ab}V_b + \frac{G_AG_{cd}V_d}{G_A + G_B + G_{cd} + G'_{cd}} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

注意,只有 G_a 和 G_C 是变量,故这个公式在应用上是很简单的。(参考文献略)

(杜志毅译)

2. 在十进译码器中用两个晶体管代替二十八个二极管

James J. Klinikowski

«Electronic Design» 1964, 10, 12, pp. 70~73 (英文)

本文介绍了三种半导体十进译码器的电路,后面两种采用了“先将二进制编码转换为二五进制数,然后再转换为十进制数”的办法。这两种电路较第一种电路省去二十八个二极管而只增加了两个晶体管。这种方法对五十六种编码都是适用的。

如果将二进制编码转换为二五进制数,然后再转换为十进制数,则十进译码器就可大大简化。乍一看,这似乎是矛盾的说法,但是事实可以证明,这种方法对一般常用的二进制编码都是可以适用的。

译码最直接的方法是采用十个与门组成一个矩阵。每个与门由四个二极管组成,因此这一系统需要四十个二极管。其排列示于图1。它用以对标准的8421编码进行译码。虽然这个系统可以适用于各种编码,但它不是最经济的。其十进输出可用一数码管显示。

图2示出的是另一种矩阵。此矩阵将输入转换为二五进制编码,并将结果馈送给十二个晶体管,后者给出所需的十进制输出。注意这里二极管的数目从四十个减到十二个,而只增加了两个晶体管。

现今使用的大多数编码具有一些二五进制特性,本法中完全利用了这些特性。这样的

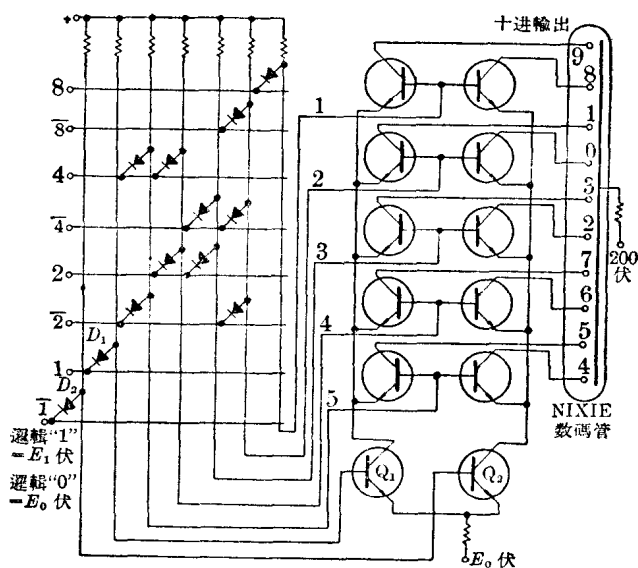


图2 二极管矩阵将24种二进制编码输入(8421组)转换为二五进制编码。加上两个晶体管,就能获得十进输出。所需要的二极管的数目大大降低。只用了十二个二极管

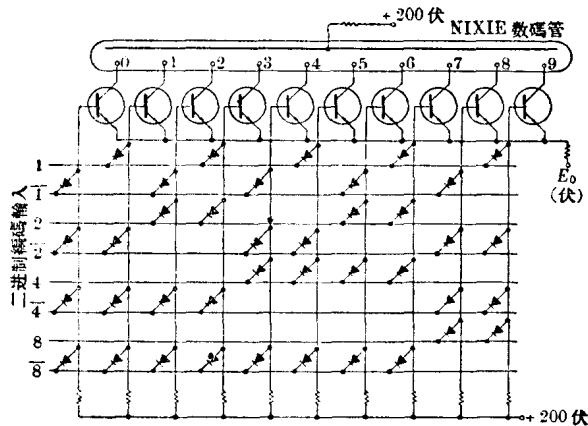


图1 可用于各种编码的常用译码器。它需四十个二极管,数码管没有被充分利用,因而有间隔时间

编码有8421编码、4221编码、5421编码、5311编码、2421编码、循环20格雷(Gray)编码以及瓦茨(Watts)编码等。

表1列出的为8421编码的实际排列,能很好地说明编码的二五进制性质。

表中有五对相邻的数码具有类似的编码,唯一的差别是在“1”纵列。

因此二极管矩阵只需成对地进行译码。二

表1

	8	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

极管矩陣的輸出則接到晶体管組成对的基极。晶体管 Q_1 和 Q_2 确定最終选择二进制对中的哪半个。

将四位的編碼各种可能的組合列成表，就能确定作为十进制碼的二五进編碼的數碼。有五十种这样的二五进編碼。其中二十四种能采用图 2 的电路进行譯碼，其余三十二种則可以用图 3 所示的矩陣进行譯碼。

下一步則是确定何时采用图 2 的电路，何时采

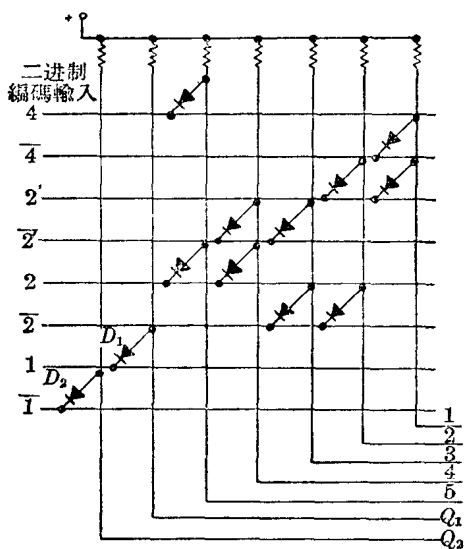


图 3 此矩陣将其余 32 种編碼 (42'21 組) 轉換为十进輸出。晶体管数目和图 2 相同

用图 3 的电路。

讓我們来看下面的 Veitch* 图。

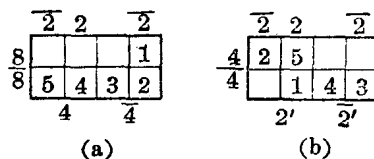


图 4 Veitch 图

图 4(a) 所示的是按 8421 編碼 8、4、2 纵列中成对变数画的，(b) 則系按 42'21 編碼的 4、2'、2 纵列中成对变数画出的。

图中的數碼分別表示图 2 和图 3 的矩陣的五种輸出。每个变数四个方块。

这种編碼可以分为兩組。图 4(a) 中变数 8 的頂部四个方块中只有一个为矩陣的輸出 (第一个輸出) 所占有。有这种特点的是一組，它包括 8421, 5421 和 242'1 等編碼。此組中总計有 24 种編碼。其余 32 种形成另一組，它包括 42'21 和 531'1' 等編碼。图 4(b) 明显地示出了其不同之处，其中每个变数的空間至少被两个矩陣輸出所占有。

第一組譯碼器具有很好的特点。如果輸入端出現錯誤的編碼时，在數碼管中將有两个數碼同时接通。因而可以方便地檢出錯誤的輸入。

第二組譯碼器只是在一定範圍内才具有此特

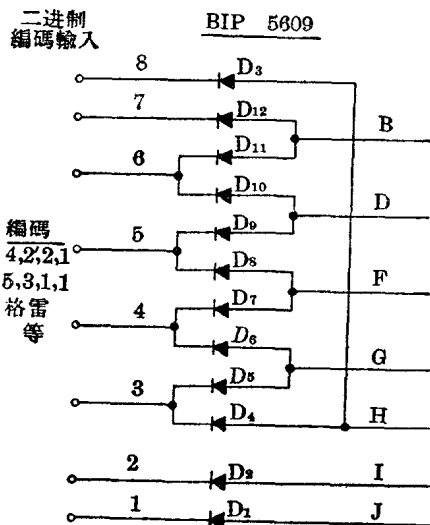
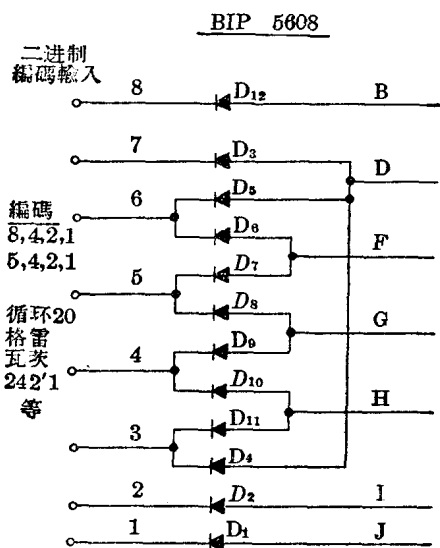


图 5 制成二极管棒形式的二极管矩陣。两根棒可满足于对 56 种編碼进行譯碼。

每根棒有十二个二极管，八个輸入和七个輸出

(下轉第 24 頁)

* Montgomery Phister, Jr., Logical Design of Digital Computers, John Wiley & Sons, Inc.

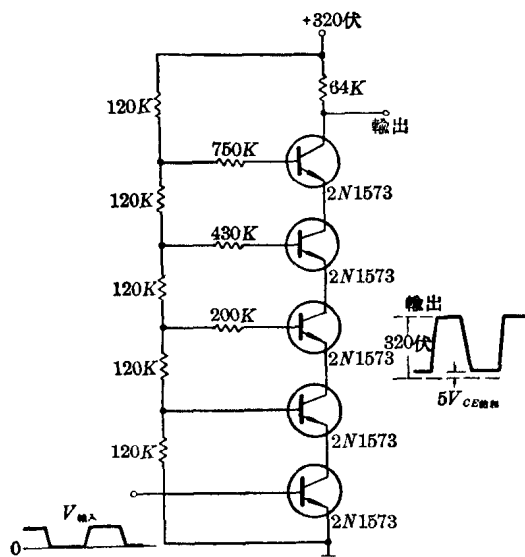
3. 在高电压电路中用低电压晶体管

V. Glover

«Electronic Design» 1964, 7, 6, pp. 24~28; 1964, 7, 20, pp. 62~65 (英文)

—— 第 一 部 分 ——

当电路所需晶体管的电压额定值超过技术或经济上的可能时,可以用价廉的低电压晶体管通过适当的串联连接而满足要求。本文分为二个部分,第一部分讨论基本原理及高电压开关设计。第二部分讨论线性放大器。



这个高电压开关电路是由串联连接并带有分压电阻器的低压晶体管组成的。对晶体管主要参数及元件值的考虑见正文

当电路设计师需用高电压晶体管而又不能得到或经济上不允許时,可以将几只低电压晶体管串联起来使用。晶体管最常用作为变压器耦合的开关电路、电阻耦合开关电路、或线性放大器。如果所用的晶体管是串联组合的话,那么每种电路都有一些设计问题。

变压器耦合开关电路的设计问题

图1所示是用串联连接的晶体管组成的高电压变压器耦合开关电路。这个开关能忍受的电压是各个晶体管所能忍受电压的和。饱和电压也等于各个晶体管饱和电压的总和。

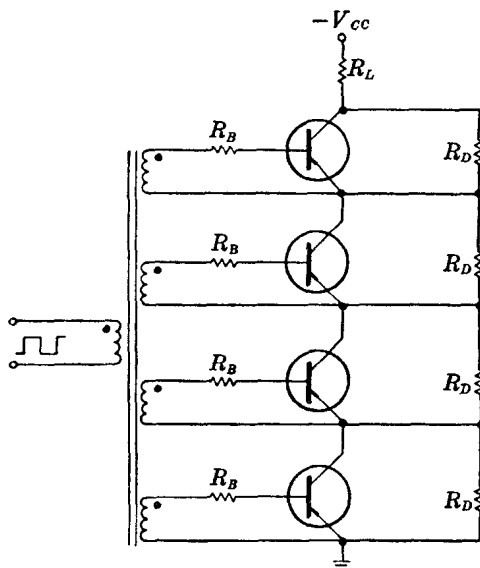


图1 用串联低压晶体管组成的基本高电压开关电路。
输入端用变压器耦合,输出端用电阻作分压

在截止时,由于在每个晶体管的集电极-发射极两端并接的电阻器阻值相等,供电电压将等分给所有的晶体管。这些电阻器的阻值必须足够的大以使它们不至于显著地影响效率,但是,对分压作用来说,它们又必须足够的小,以确保电压分配均等。如果这些电阻器的阻值太大,电压分配比就会由晶体管的输出阻抗来决定,而每个晶体管的输出阻抗却是各不相同的。

如果输入的是重复性信号,每个晶体管能够允许的额定电压一般是 BV_{CEX} ; 晶体管中的每个管子交替地处于饱和和反向偏置状态。可是,如果在没有信号输入时加上供电电压,那么选定 BV_{CER} 额定

值是恰当的。基极至发射极的电阻包括基极外接电阻以及变压器次级绕组的电阻。

对图 1 的基本电路稍加改变就可用来作为高输入电压的功率变换器或换流器, 如图 2 所示。图 2 电路把 110 伏直流电源变换为 250 瓦、110 伏 400 赫电源, 在满载时效率为 85%。图 2 电路的试验板模型可以在 -25°C 到 $+60^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内满意地工作。

虽然散热器是必需的, 可是由于图 2 电路试验板模型上那些晶体管所耗散的功率是如此之小, 因而所有八个晶体管以及那些齐纳二极管全装在一块 $7 \times 9 \times 3/64$ 吋(厚)的铝板上而仍能满意地在 60°C 的温度下工作。

这个变流器的电压要求基本上和典型的变流器

的要求相同。这一串串联的晶体管在“关”的周期内, 受到的电压将为供电电压的两倍(如果出现由电感产生的电压尖峰的话, 则将超过两倍)。故而从理论上讲, 每个晶体管的 BV_{CEX} 额定值应为:

$$|BV_{CEX}| > \frac{2|V_{CC}|}{N} \quad (1)$$

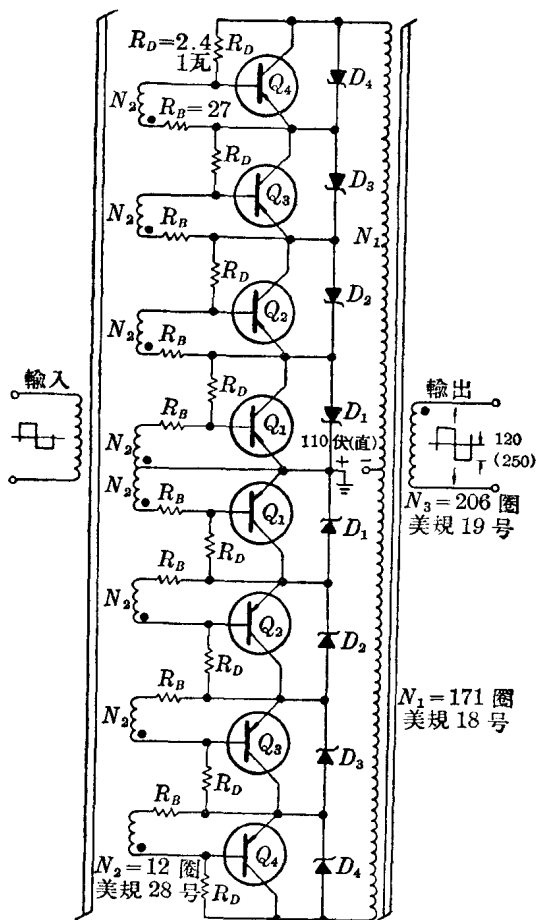
式中: N = 串联的晶体管数,

V_{CC} = 供电电压。

实际上, 恰当的额定值应为:

$$|BV_{CEX}| > (2.5) \frac{|V_{CC}|}{N} \quad (2)$$

由于变流器的供电电压为 110 伏并用了四个晶体管相串联, 晶体管的 BV_{CEX} 额定值至少应为 $(2.5)(110)/(4)$ 或 68.6 伏。2N458A 型晶体管可



晶体管 $Q_1 \sim Q_4$ 为 2N458A

齐纳二极管 $D_1 \sim D_4$ 为 1N1832A

磁芯用 Magnetics 公司 51022-1A 环状磁芯

图 2 用串联晶体管组成的 400 赫、250 瓦变流器。齐纳二极管 $D_1 \sim D_4$ 抑止晶体管两端在它们“开”或“关”不同步时所引起的有害的电压尖峰

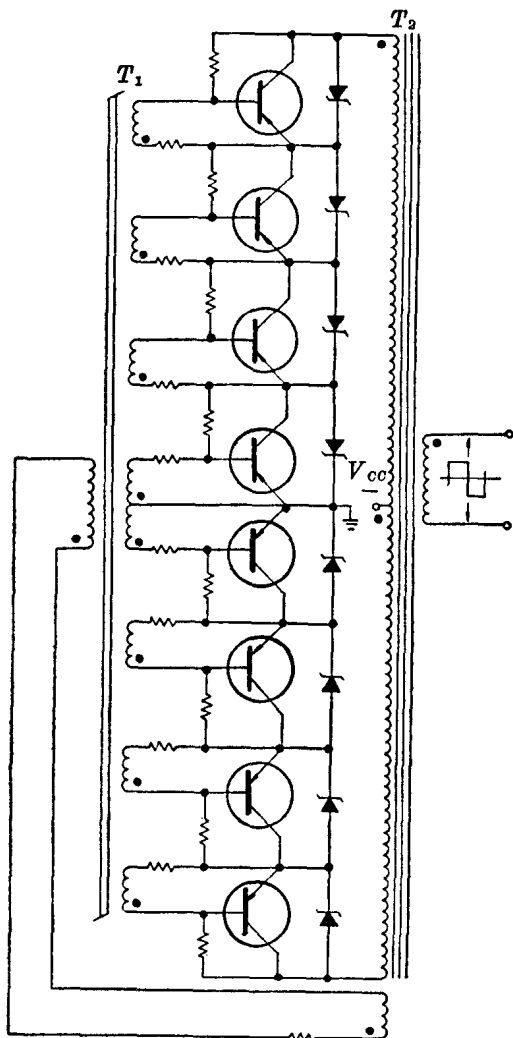


图 3 用串联晶体管的自激(振)式直流-交流变流器。这种型式的变流器用一个双变压器, 有时也称为 Jensen 电路

满足这个要求。该型号的晶体管保证的 BV_{CES} 最低为 65 伏, BV_{CBO} 最低为 80 伏。

齐纳二极管是必需的, 以避免在开关过程中电压分配的不均匀。如果有一只晶体管在“开”时转得较慢或在“关”时转得较快, 在这个晶体管集电极-发射极两端间就会出现大的电压峰。

为了防止这种大电压峰超过晶体管的 BV_{CES} 额定值, 齐纳二极管是必需的。当挑择二极管和晶体管时, 齐纳二极管额定电压值的容差及温度系数是必须考虑的。最大额定击穿电压值绝对不能超过晶体管的最低额定 BV_{CES} 值。

这里采用的方法同样也可适用于其它型式的变流器和换流器电路, 如图 3 所示的双变压器电路或 Jensen 电路。这个电路是自激(振)式的, 它将直流电压变换为方波电压。还有不少其他型式的高电压变流器电路, 这里不予讨论。

图 4 是一个乙类功率放大器电路。它与一般电路比起来有一个重要的差别, 即对由分压电阻器供

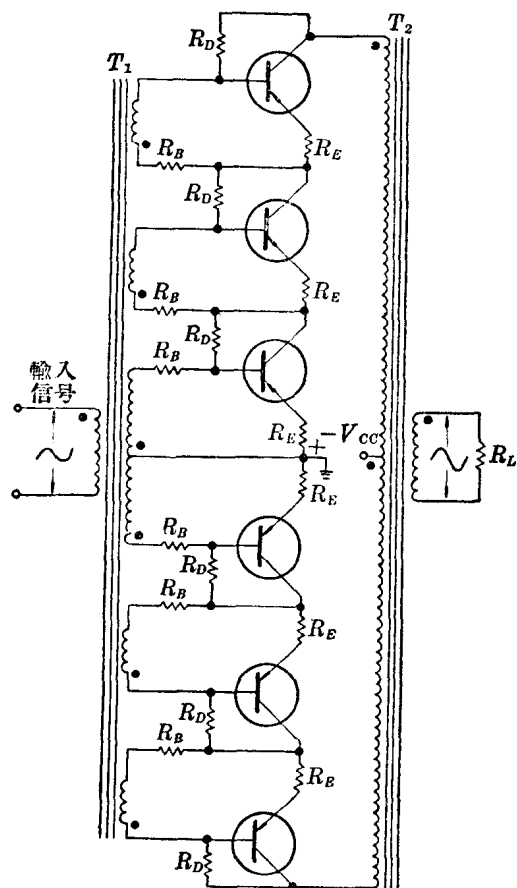


图 4 用大供电电压的乙类放大器。各发射极电阻器是用来作偏置与温度稳定的

给的小正向偏置电压的要求格外严格。这个正向偏置电压是消除输出波形中的交叉(交越)失真所必需的。静态点必须稳定以防止产生失真或不必要的功率消耗。为了这个原因也为了热的稳定性, 发射极电阻器是必需的。

串联晶体管两端的静态电压实际上等于供电电压 V_{CC} 。应该确保电压 V_{CC} 平均地分配给每个晶体管, 或者至少也应保证那些晶体管中的任何一个所受到的最大电压必须小于晶体管的 BV_{CEO} 。当流过分压电阻器 R_D 的电流不等时, 每个晶体管所受电压也不等。这点示于图 5, 图中分压器的泄放电流记作 I_{X_0} 。图中所示的基极电流是为了消除交叉失真所必需的直流静态电流。

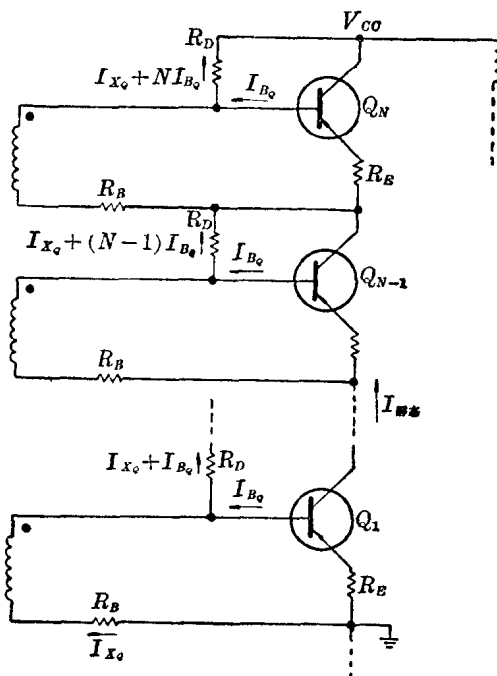


图 5 串联连接的乙类放大器的静态工作状态。

图中示出了各部分的静态电流

顶端那个电阻器和晶体管二端的直流电压降是 $(I_{X_0} + NI_{B_0})R_D$, 而最下面那个电阻器两端的电压降是 $(I_{X_0} + I_{B_0})R_D$ 。假定各管的 BV_{CEO} 相等, 每个晶体管必须满足下列不等式:

$$BV_{CEO} > (I_{X_0} + NI_{B_0})R_D \quad (3)$$

根据克希荷夫定律解分压网络可得:

$$|I_{X_0}| = \frac{|V_{CC}| - [(N) + (N-1) + (N-2) + \dots + (N-N)]|I_{B_0}|R_D}{NR_D} \quad (4)$$

其他电压要求与变流器相同, 即: