

332149

成都工学院图书馆
基本馆藏

电子学译丛

(晶体管电路专辑)

上海市电子学会編譯委员会編



15

上海市科学技术編譯館

29
011
5

电 子 学 译 丛

(15)

(晶体管电路专辑)

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)

上海太东集成联合印刷厂印刷 新华书店上海发行所发行

*

开本 787×1092 1/16 印张 6 4/16 字数 193,000

1965年8月第1版 1965年8月第1次印刷

印数 1—3,500

编号 15·315 定价(科七) 0.90 元

目 录

1. 一种利用多阳极十进计数管的廉价数字式电压表	1
2. 一种经济的硅晶体管开关电路及其在环形计数器中的应用	7
3. 晶体管数据放大器	13
4. 频率-电压线性变换器	17
5. 一种阶跃极微的晶体管线性锯齿波发生器	21
6. 晶体管示波器放大器	26
7. 两种晶体管化的选频放大器	31
8. 晶体管直流放大器——双晶体管的应用	37
9. 500~1000 兆赫連續調諧式参量放大器	45
10. 320 兆赫寬帶放大器	48
11. 用隧道二极管作寬帶倍頻級	53
12. 稳定的晶体管桥式振荡器	55
13. 硅外延晶体管的应用电路(开关电路)	60
14. 晶体管直流供电的综合电路	67
15. 半导体相移测量电路	71
16. 晶体管电流开关线路的设计与分析	73
17. 晶体管暂态开关参数的测量	84
18. 晶体管视频放大器对数振幅特性的获得	90
19. 晶体管 $1/f$ 噪声的实验研究	94

1. 一种利用多阳极十进计数管的廉价数字式电压表

G. Gleghorn

«The Radio and Electronic Engineer» 1964, 8, pp. 107~113 (英文)

本文叙述了一种结构牢固、工作可靠而造价低廉的中等精度的数字式电压表；着重讨论了十进位计数器，它只需要具有中等的计数速度就可以了。

文中讨论了各种型式的计数器，并对它们的成本进行了比较。结论是利用多阳极十进计数管和冷阴极数字管是一个最经济的计数方法。

文中最后详细地叙述了在这只电压表中所采用的计数器，包括驱动线路、十进计数管与数字管的耦合环节以及复位和进位装置。

引言

数字式电压表在其最初发展阶段是一种很昂贵的仪器，而且它的精度也只是中等的。为了使它的昂贵的价格可以被购买者所接受，制造厂就趋向于制作高精度的仪器。直到最近为止这种趋势还一直被坚持着从而出现了一些精度较高而同时价格也更高的仪器。但是，在目前，需要成本低得多而性能原来差不多的仪器。对于价格低廉的精密仪器的需要量已经大大的超出了对于上面所提到的一些仪器的需要量。

本文介绍在制造价格低而精度下降不多的数字式电压表时所采用的某些技术。其中之一就是采用一个阶梯式的电压来作为与输入信号进行比较的参考电压；这样就可以采用一个用多阳极十进计数管作成的定标电路，而后者则可以直接和数字指示管相耦合。

一台数字式电压表可以粗略的分为两大部分：1. 模拟部分，它包括放大器和比较器；2. 数字部分，它包括控制线路以及将模拟电压转换成数字的部分。对于这里所要达到的精度也就是其误差数值为满刻度的0.1% 这样的精度来说，要将模拟部分做到成本低是不会有十分大的困难的，但是对于数字部分就有必要仔细考虑了。

数字式电压表的一般原理

在过去，要将一个模拟电压转换为它的数码时

可以采用两种众所周知的方法。第一种方法是将由待测电压所转化成的电流与一系列的参考电流进行比较。每一个参考电流都是用一个精密电阻与一个基准电压源串联得到的；其中最小的一个电流就是电压表本身的分辨本领。在比较过程完毕时，输入信号就被一系列由这样的参考电流所组成的组合所代表，它们的状态——“开”或者“关”——就是二进制制所需要的数码形式。

第二种转换方法是将模拟电压转化为一个与它等价的时间间隔，然后用石英晶体振荡器所产生的计数脉冲来测出它的时间数值。输入的模拟信号由放大器放大到所需要的电压电平，放大器的输出就与一个具有精确斜率的锯齿形电压相比较。用两个比较器来控制脉冲进入计数器所必须通过的那个门电路。第一个比较器用来在锯齿形电压通过零电位时将门电路打开，而第二个比较器则用来在锯齿形电压的幅度与放大器的输出值相等时将门电路关闭。这样，门电路开启的时间就代表着输入电压的大小。

由于电压表的精度取决于测量这段时间间隔所可能达到的精度，因而就采用了一个晶体振荡器来产生参考频率。这个振荡器应该是小型的并且是结构坚固的而它的频率则必须足够的高，以便在一个数字化*的时间内可以读得最多的计数数目。由于这样的考虑，就采用了一个频率为1兆赫的振荡器以及能以这个速度计数的第一级十进位计数器。

这两种方法都各有其缺点。精确的电流比较法在校正时是比较困难的，这是因为一个校正信号只

* 数字化是指将模拟量变成数码值

可能校正一组精密电阻以及开关的一个位置。锯齿形扫描技术则需要一个石英振荡器以便能够进行精确的时间测量，并且还需要有一个快速的十进制计数器，它的计数速度要与晶体的频率相应。但是，由于晶体尺寸的缘故，可以用晶体来稳频的频率是有一个下限的，而这个频率下限却比冷阴极电子管所工作的频率要高。Digimeter 所用的第三种方法可以克服这个缺点，它在采用锯齿形扫描技术的同时结合采用了另一种技术。

Digimeter 的作用原理

Digimeter 采用的转换方法用不着精确恒定的参考频率因而可以不需要采用晶体元件。在不超过数字化时间的上限的前提下可以将频率降低到能够采用冷阴极电子管的数值。在数字化过程中所显示出来的读数是变化得很迅速的，如果过程太长则仪器就不会为使用者所乐于采用，看来 0.3 秒是所希望的最长的周期了。仪器最大的计数数目为 999，因而参考频率就可以低到 4 千赫。频率的降低同时也就可以使用比较简单的比较器。

在 Digimeter 中所采用的转换方法中，采用一个阶梯波形来代替锯齿波，每一阶梯在幅度上都是精确地相差 10 毫伏而每一阶梯的宽度则等于参考频率振荡器的一个周期。比较器将输入放大器的输出和阶梯式波形进行比较，将比较器开始动作所需的阶梯数目计下来。这就表示了输入放大器的输出电压中有多少个 10 毫伏的阶梯。阶梯式波形与放大器输出达到相等所需要的时间在这里是无关紧要的，仪器的精度只取决于每一阶梯的幅度；因此所采用的振荡器就可以是一个简单的允许具有频率漂

移的阻塞振荡器。

图 1 是这种电压表的方块图。振荡器输出的脉冲由齐纳二极管加以限幅以保证幅度的稳定性。一个可变衰减器可以精确地调整它们的幅值，这样就可以改变阶梯形的斜率，因而就起着一定标控制的作用。

脉冲加在两个互相串联的电容器上，它们之间的比值选择得使每一个脉冲的幅度经过分压后在 C_2 上得到 10 毫伏的电压阶梯。二极管 MR1 在每一脉冲完了后阻止 C_2 放电，因而随后来的脉冲就使 C_2 两端的电位差再上升 10 毫伏。 C_2 两端已有的电压会阻碍作用在 C_1 和 C_2 上的脉冲的充电作用。这就会使阶梯成为非线性的，因而在线路中接入一只二极管 MR2，它可以将来进的脉冲的电位提升到 C_2 的电位。 C_2 两端的电压通过一个发射极输出器加到晶体管比较器的发射极上，采用发射极输出器就可以阻止 C_2 上电荷的漏泄。在各次测量过程之间的静止时间内，钳位晶体管处于饱和状态，因而就使 C_2 放电。

输入放大器是一个直接耦合式的直流放大器，它带有一个反馈网络，这个反馈网络可以使放大器的增益或者等于 1——这时它与输入衰减器配合在一起以组成 10 伏、100 伏及 1,000 伏的量程，或者使放大器的增益等于 10——这时电压表的量程为 1 伏，而最小的有效数字为 1 毫伏。放大器的输出应该和阶梯形电压的起始值进行比较，输出中应该不包含由于放大器的漂移而产生的分量。放大器的输入端利用一个簧片式继电器交替的和地以及待测的信号相接通，它的输出通过电容器 C_3 耦合到晶体管比较器的基极上。在这一点上，电压波形是一个矩形波，它的幅度与输入信号成正比，并且通过另一

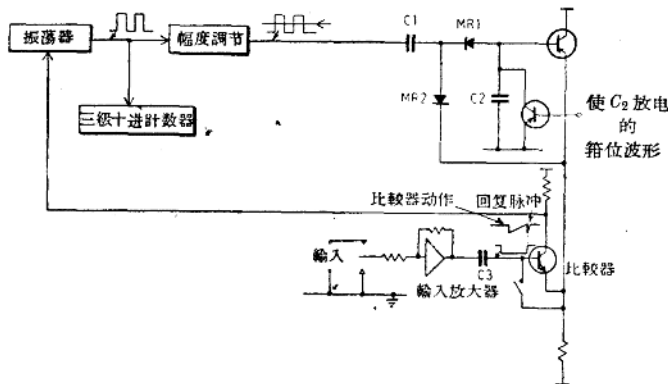


图1 Digimeter 数字电压表的方块图

个继电器接触点和阶梯形电压的起始值相比较。

在静止时间, C_2 通过箝位用的晶体管 VT1 放电, 而 C_2 则充电, 它所充的电位取决于放大器的漂移以及阶梯形电压的起始电平。在静止过程完了时, 也就是相当于相邻两次数字化之间的一半时对 C_2 的箝位作用就消除了, 计数器复位同时继电器被停止激励。这样就在放大器的输入端施加了一个幅值等于输入信号幅值的阶跃电压。这个电压放大到一个适当的倍数后就加到比较器上。

经过短时间的延迟以适应放大器的上升时间并且使继电器得以吸上后, 振荡器就同时施加脉冲到阶梯波发生器和计数器上。当比较器的两个输入电压在幅度上相等时, 振荡器就停止工作, 而所显示的读数则一直保持到第二次数字化循环开始时发出复位脉冲为止。在下次静止周期开始时, VT1 再一次使 C_2 放电, 继电器又回复到它的原来状态使得 C_2 可以充电到新的漂移电位上。

现在就可以推出能够将数碼保持住的计数器所应该具有的特性了。计数的周期必须限制在大约 300 毫秒的范围内, 其中一部分是放大器上升到它的最終数值时以及使继电器吸上所需要的时间。因此, 要想在所给定的时间内有可能计数到 999, 就必须使计数频率大约为 4 千赫左右。

计数器所应该满足的其他要求为:

- (1) 可以用一个脉冲来使它复位(回零)。
- (2) 要能够输出进位脉冲给下一级十进计数器。
- (3) 能够给出一个十进制的读数。
- (4) 可以很方便的适应打印时的需要。
- (5) 必须是价格低廉的。

计数器的各种型式

为达到上述要求曾经考虑过好几种不同型式的计数器, 下面将一一予以列举。有一些型式在研究工作的初期就予以废除了, 在提到它们的时候将同时说明废除的原因。

(1) 电子管定标器; 由于尺寸及消耗功率等方面的原因而不被采用。

(2) 带有投影显示装置的晶体管定标线路。

(3) 带有冷阴极数字管显示装置的晶体管定标线路。

(4) 用 pnpn 可控二极管作成的环形计数器。由于这种二极管比较昂贵并且在决定选择何种型式

的定标线路时这种器件还只是处在刚开始发展的阶段, 因而没有被采用。

(5) 由多孔的鉄氧体磁芯作成的环形计数器; 由于它供给读出信号比较困难所以没有被采用。

(6) 用充气三极管作成的环形计数器。

(7) 用十进计数管作成的定标线路, 它带有倒相放大器以推动数字管显示装置。

(8) 用多阳极十进计数管作成的定标线路, 它直接与数字管显示装置相耦合。

下面将要给出关于这些计数器的更为详细的探讨。

打印电路的设计主要是计数工作如何适应的问题, 它们之间在原理上都是相似的。下面将只针对所选定的那种计数方法来作比较详细的探讨。

在下表中列出了各种方法的成本

表 1 各种定标线路成本的比较

晶体管双稳态线路	二进位编码的十进制并带有投影显示装置	31 英磅 1 先令
	二进位编码的十进制并带有数字管显示装置	28 英磅 16 先令
	带有投影显示装置的环形计数器	42 英磅 15 先令
	带有数字管显示装置的环形计数器	39 英磅 17 先令
充气三极管	环形计数器	26 英磅 16 先令
十进计数管	具有倒相放大器的普通型式	28 英磅 5 先令
	直接与数字管相耦合的多阳极十进计数管线路	21 英磅 19 先令

注 每一种定标线路都必然带有电源部分和复位线路, 在上列的价格中已经将这部分费用分摊开来, 作了相应的调整

1. 晶体管定标线路

一般晶体管双稳态线路可以用两种方法连接起来以达到计数的目的, 一种是接成带有反馈的二进位除法器——反馈可以将除 16 改为除 10, 另一种是作成环形计数器。即使是最便宜的晶体管也能够在这里所要求的频率高得多的频率下工作, 但是要提供一种能够以十进制的形式来读出信息的方法所化的成本却是相当高的。在第一种情况下, 必须采用后面跟有缓冲放大器的译码矩阵换算电路。在第二种情况下, 要通过缓冲放大器来与显示装置相耦合是比较方便的, 但是用于制作额外附加的双稳

态线路所化的成本却是相当高的。

在这里只要一个脉冲信号就可以使定标线路复位(回零),但是这个脉冲必须分别地加到各个双稳态线路上。当将二进制编码的十进位定标线路以一定的形式连接起来时就可以从提供反馈的脉冲中得到送至下一级的进位脉冲,但是在其他装置上就需要有一个单独的电路来产生进位脉冲。环形计数器可以直接提供一个进位脉冲。

与晶体管定标线路连用的显示装置可以是投影式的显示装置也可以是一个数字管。前者在很强的光线中也可以被观察者所看清,而且它的平面显示也是比较吸引人的。它可以直接由接在译码矩阵换算电路后面的缓冲放大器所驱动,但是这种装置是很昂贵的。

数字管是一种比较便宜的品种,但是它需要采用工作电压高的晶体管来作缓冲放大器并且需要有一个专门的电源来供给它的阳极电压。

2. 充气三极管定标线路

充气三极管所具有的工作频率与这台数字表的要求是适应的,并且价格便宜。但是由于要将带反馈的二进制定标器的输出译码为十进位的形式是十分困难的,因而就使人倾向于使用环形计数器。

由于使“开”态在环上循环的线路必须在“开”态离开管子的时候使每个管子熄灭,这就带来了一定程度的复杂性。因此在仪表数字化之前使计数器回零的最简单方法就是在供电线路中注入一个反向脉冲然后去触发每一级中的第一个管子。可以利用由第10个管子到第1个管子的转移过程来推动下一级,从而完成进位动作;但是在这里也会碰到象循环“开”态时所遇到的困难。充气三极管定标线路所固有的电压电平使得它和数字管的连接非常简单,数字管所需要的供电电源和充气三极管所需要的电源也是一致的。

3. 十进制计数管定标线路

在 Digimeter 中采用十进制计数管是特别吸引人的,因为它所占的空间地位要比与它相当的充气三极管线路所占的地位小得多;同时由于元件数目比较少,装配工作也大大的减轻。对每一个十进制计数器,将“开”态从一个阴极转移到另一个阴极所用的线路都是共同的,这就使所需要的元件的数目进一步减少。

在十进制计数管线路中,将进位脉冲传到下一级去的过程是特别简单的;可以将一个电阻串联在“0”阴极的回路内,在电阻上所形成的电压就可以作为

下一级的输入信号。三级中的这些电阻再连在一起,在它们的接点和地之间接入一个变压器以便注入复位脉冲。

由于在十进制计数管各个阴极上的电压波形与数字管所需要的相位是相反的,因而不可能将它们直接连起来。因此每一个阴极就需要有一个单独的放大器以便驱动数字管。这些放大器可以采用充气三极管或高工作电压的晶体管,不过,这样一来就会大大地抵消掉采用十进制计数管所得到的好处。

一种改进的十进制计数管现在已经在市场上出现了。它可以克服普通十进制计数管定标线路的缺点。这种十进制计数管在工作原理上与原来的是相似的,但是在结构上却有所不同,它的阳极分成了10个单独的阳极,每一个都有一个单独的接点。除了“0”号阴极外其余所有的阴极具有一个公共的接点。利用这种多阳极的十进制计数管后就可以从阳极直接连接到数字管上。这就提供了一个非常简单而优越的方法来得到一个带有读出装置的十进制计数管定标器。

Digimeter 的定标线路

图2示出了所采用的线路。一部分阳极负载是所有阳极的公共负载,一部分则是各个阳极所各自独有的。这样就可以避免在不导通的阳极和阴极之间出现过大的电位差,不这样就可能引起错误的放电。每一个阳极都直接和数字管的阴极相连接;在相应的阴极上所施加的电压波形保证了数字管中的放电可以与十进制计数管中的循环次序作相应的移动。

在公共阴极的回路中接入一个小电阻,同样的在“0”号阴极的回路内也接入一个相似的小电阻。当放电是在“0”号阴极上产生时,在小电阻上就能够产生一个大约为10伏的电压;这就可以作为送至下一级的进位脉冲。这个电阻的另一端接至复位变压器,变压器是三级计数器所共用的并且装在计数器面板之外。回零脉冲就从这点引入,它使“0”号阴极和它相应的阳极之间的电位差远大于其他阴极之间的电位差从而迫使沿这个通道进行放电。

多阳极十进制计数管所用的驱动线路和一般十进制计数管所用的线路相似。由于第一个十进级的驱动电压与其他二级的不一样,所以是通过一个阻塞振荡器来驱动的,后者可以提供0至-12伏的输出电压,它的输入则是和第一级放大级VT1交流耦合的。放大器的输出是一个反向脉冲,它的持续时间,根据

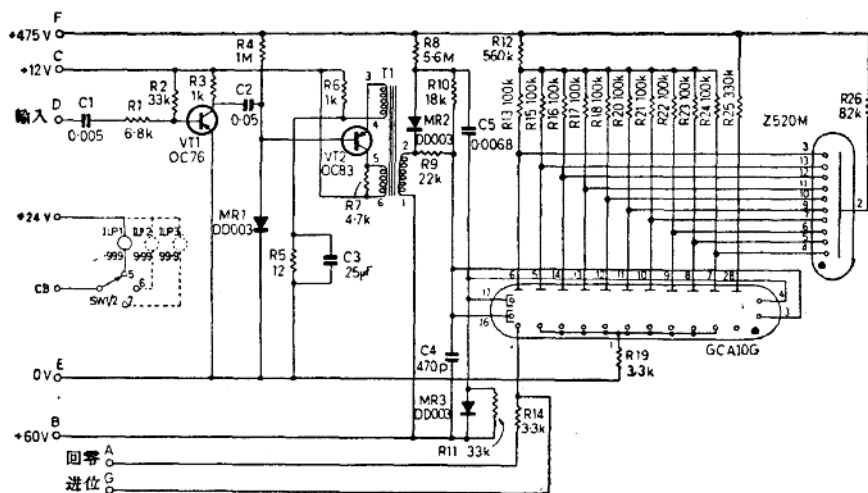


图 2 定标器线路图

在计数线路中十进位所处位置的不同而在 125 微秒至 25 毫秒之间。这个脉冲就加到阻塞振荡器的晶体管 VT2 的基极上，而 MR1、 R_4 及 C_3 这些元件组合在一起就起着恢复它的直流成分的作用。脉冲的前沿使阻塞振荡器点燃，使它在第三个绕组上产生一个持续时间为 120 微秒而幅度为 300 伏的负脉冲。

这个脉冲就用来产生十进制计数管所需要的驱动波形。在图 3 上表示了它们的波形。通向第一根引线的驱动电压是通过微分电路 C_5 及 R_{11} 而加入的，二极管 MR3 则用来消除可能发生的正向的过冲。第二根引线则是通过积分线路 R_{10} 及 C_4 来充电的。二极管 MR2 通常可以防止第三个绕组上产生的电压过冲进入引线，但是接入了 R_9 ，就可以产生一个小的过冲以有利于改善加在第二根引线上的电压的后沿的上升时间。这对于产生一个电压幅值恒定并与频率无关的脉冲是有作用的。

为了使计数器能够正确工作，正偏压必须予以仔细的控制。偏压太低，计数器的工作虽然没有影响，但是十进制计数管的寿命将会缩短，如果偏压太高，就会削弱驱动波形中的负向部分的作用从而会断断续续的丢失掉计数信息。在发展过程中的最初阶段，曾经将变压器的绕组作了些变动以便可以采用不同的绕线管，这样线路的公差将允许偏压上升到要使计数工作间歇停止的程度。在开始进入生产阶段之前改正了这一点，办法是增加第三个绕组的圈数以便能够产生一个较大幅度的输出。将偏压和所丢失的计数信息的数目之间的关系图形作出后就

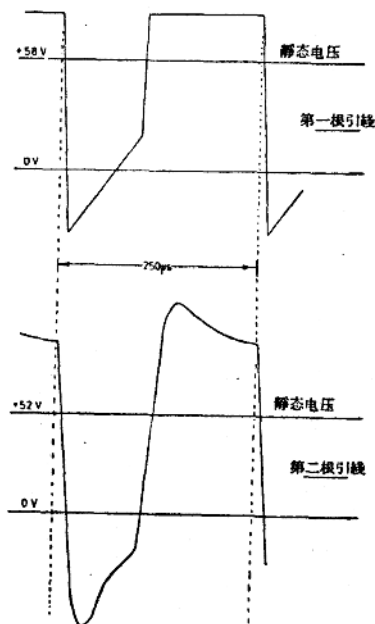


图 3. 加在十进制计数管引线上的驱动电压的波形

可以检查它的安全系数；这样就可以精确的定出开始出现间歇工作的那一点，从而就可以将第三个绕组的输出调整到所需要的数值。

打 印

这里需要一种价格和 Digimeter 的价格相适应的打印方法。但是低价的打印机构需要大约每秒 10

次这样速度的一串行脉冲输入；因此就需要采用某种形式的缓冲线路来将数字表和打印机构连接起来。

在图2上并没有表示出打印线路，但是在图4上表示出了它的工作原理。打印机构具有一个印刷鼓轮，它是由一个用线圈控制的棘轮机构转动的。每动作一次使鼓轮前进一位。在达到了所需的线圈动作数目之后，就给出一个打印指令以使鼓轮打印在纸上。为了使鼓轮进到所需要的位置，将三个计数级之间的正常耦合暂时的予以解除。这时一列十个脉冲就同时引入到每一个十进制中，使十进制计数管循环一次并停留在它各自原来的位置上。这十个脉冲同时也通过一个门电路加入到打印机构的各个鼓轮线圈中，但是这个门电路仅当十进制数管通过了“0”号阴极后才开启的，这样当十进制数管循环后鼓轮所储存的数码信息就等于数字管上所显示的数码。然后就有一个打印指令送入到打印机构中。

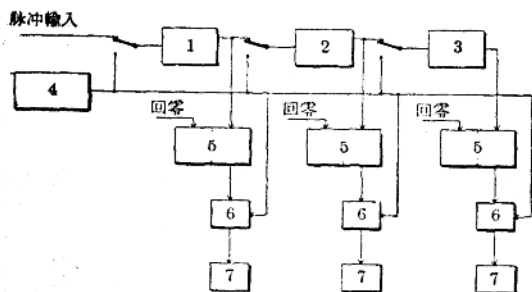


图4 打印机构的方块图

1, 2, 3—第一、二及三级十进制计数器；4—产生一列十个脉冲的振荡器；5—双稳态线路；6—门电路；7—螺旋线圈

在这种打印方式中采用十进制数管的优点是当产生进位脉冲的同时就可以使指示回到“0”号阴极上。此外，要把附加的“打印”元件配合起来工作时计数器线路所需的修改也是很少的。

結 論

本文叙述了如何在一个数字电压表中采用一些技术使得所用的脉冲源不需要具有石英晶体振荡器的精度。脉冲源的频率可以由其他一些因素来决定并且也不一定要在小尺寸高机械强度的石英的频率

范围之内。在数字表的数字化时间和总的计数数目所允许的特定场合下，振荡器的频率可以在冷阴极器件的工作频率范围之内。

对在本数字电压表设计时可以利用的各种计数方法所作的评论表明，适合需要的最经济的方法是采用由多阳极十进制计数管所组成的、直接与数字管相连接的定标线路。在这种定标线路中间零是很方便的，并且在把它和一个打印线路连接起来时也非常简单。

討 論

A. G. Wray: 我看到在10毫伏阶梯形电压发生器中有一个1000:1的电容式分压器馈送信号给晶体管的基极，这对于保证线路能够精确的工作是很有作用的，它可以使所产生的波形具有一个完善的平底，也就是不致产生微分作用。

作者是否可以告诉一下在分压网络中所采用的电容的大小，并且是否可以谈一谈杂散电阻（例如在分压网络后面的晶体管的输入电阻）对整个装置性能的影响。

作者：仪器是用内附的齐纳二极管来校正刻度的（校正刻度两端），因此就可以将用来产生阶梯形电压的那只电容器本身的微小的放电影响考虑进去。这假定钟频率是非常稳定的，但是它们的变化所引起的误差可以认为只是起着次要的作用。阶梯形电压是在一个4微法的电容器上形成的，后面所跟的晶体管是一个组合式发射极输出器，这就可以保证时间常数比仪器的数字化时间大上十倍以上。

C. G. Morgan: 是否存在有一个输入信号的最小持续时间，短于这个时间仪器就不会动作？例如，如果输入一个持续时间为0.1毫秒的矩形脉冲，仪器是否能够正确的显示出这个电压？

作者：在放大器的输入端接有一个小电容以减小任何的接触冲击对于输入继电器的影响。为了能够正确的测量出一个脉冲，它的持续时间应该足够长以便通过输入电路对电容器充电，这就意味着在继电器改变之前这个脉冲至少要保持作用10毫秒以上。

（袁傳証譯）

2. 一种经济的硅晶体管开关电路及其在环形计数器中的应用

J. Palmer

«Electronic Engineering» 1964, 8, pp. 519~523 (英文)

Ringrose 和 Bradley^[1, 3] 曾介绍过硅晶体管环形计数器。本文对该计数器的设计进行详细的讨论并提出了一些旨在降低设备费用的改进意见, 以使一个十进位单元仅及原设计的一个触发单元的价格。文中还讨论了转换速度限制等问题。电路采用了廉价硅晶体管三极管和二极, 且附有设计实例。本计数电路可直接用作计数器或环形转换器并可沿环路逐级地转移一个“状态”或一组状态。

本文系受了 Ringrose^[1, 3] 的晶体管环形计数器等文的启发而写成, 而 Ringrose 的计数器则由电子管环形计数器^[2] 发展而成。

按本电路和其他具有同样简化方式的电路所制造的十进位单元, 保守地看, 由于采用了硅合金型 OC703 晶体管, 其价值仅相等一个触发单元。诚然, 电路在最快运用速度上不及 Ringrose 设计的电路, 然而了解这些缺点后, 这个电路还是有一定的采用价值的。

基本电路

电路的原理按图 (a) 叙述如下: 在电路“清除”状态时, 除 VT_1 外所有的偶数晶体管均为处于导通状态而奇数则为截止。转换一个计数单元的状态, 就可使电路处于所需的“零位”状态。本例中即转换 VT_2 和 VT_3 , 这个状态如图 1 (b) 所示。这时 VT_1 的集电极电流只供给 VT_3 的发射极 (不计漏电流

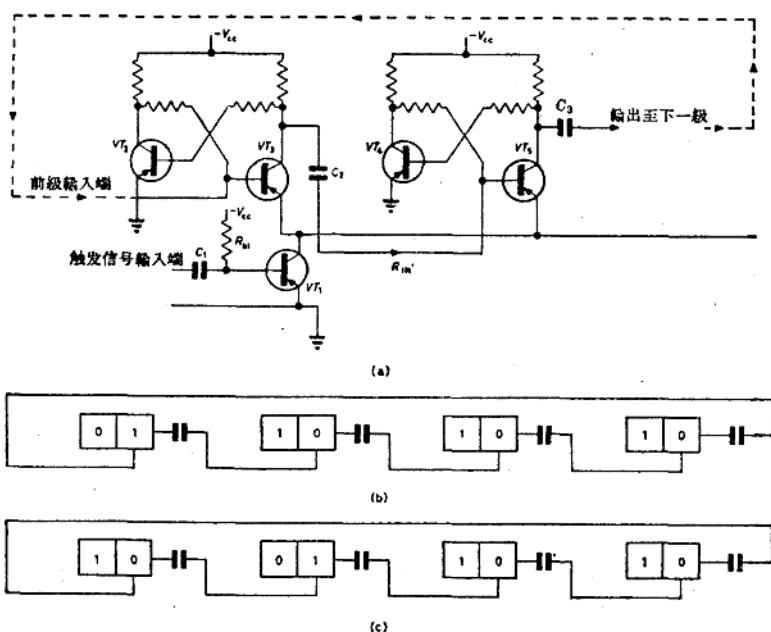


图 1 (a) 环形电路和其“单一”状态的转移 (b) (c)

流)。

当方波经 C_1 并由 $C_1 R_{B1}$ 微分后, 其负脉冲仅使 VT_1 更为导通, 然而正脉冲将使 VT_1 截止一个短时期。

VT_1 的截止使 VT_3 发射极开路, 故 VT_3 集电极电压将增至 $-V_{cc}$ 。在负的过程中使 VT_2 的基极导电, 集电极电压将逐渐下降至地电位, 同时亦逐渐截止了 VT_3 的基极电流。这种积累演变最终使计数单元转换, 即 VT_2 导通而 VT_3 截止。

VT_5 的基极回路电阻 R_{B5} 也是 VT_3 集电极的交流负载 (由 C_2 耦合至 VT_3 集电极)。如果使 $C_2 R_{B5}$ 的时间常数略长于 VT_1 基极微分电路的时间常数, 则在 VT_1 再度导通的瞬时, VT_5 基极上尚存有负脉冲, 所以 VT_1 将经 VT_5 的发射极而使电压重新升至 $-V_{cc}$, 其状态见图 1(c) 所示。

由此可见, 0,1 状态已转移至下一计数单元。虽然负脉冲传递电容器 C_2 的数值限制了计数器转换的重复频率。然而这样就可以提高抗干扰脉冲的能力, 从而使“单一”状态 (即图中 0,1 状态) 无限地保持至下一个触发脉冲为止。

稳定状态

计数单元的“非单一”状态如图 2(a) 所示而 (b) 则为“单一”状态。

在图 2(a) 中 VT_2 为导通管, 其集电极饱和电压要低得 (指接近地电位) 足以充分保持 VT_3 的截止。然而由于 VT_3 的发射极电压处于略负的电位 (即 VT_1 的 $V_{ce(sat)}$), 这一要求并不十分困难, 因此就无需对 VT_3 集电极饱和电压 ($V_{ce(sat)}$) 提出过分的要求。这样, 第一个条件是:

$$V_{CE(sat)2} < V_{BE(sat)3}$$

式中 $V_{BE(sat)3}$ 等于基极-发射板的最大允许电压 ($I_{C(sat)3}$ 保持低值时) 减去 VT_1 的 $V_{ce(sat)}$ 。因此:

$$V_{CE(sat)2} < V_{BE(sat)3} - V_{ce(sat)1} \quad (1)$$

VT_2 集电极的上升值取决于 V_{cc} , R_{C3} , R_{B2} , $V_{BE(sat)3}$ 的数值而受 VT_3 流出电流 $I_{C(sat)3}$ 的影响则甚微, 因此在最坏的情况下 VT_3 的 $I_{C(sat)3}$ 就应该远小于 I_{B2} 。如果这个条件得到满足, 则有:

$$V_{CE(sat)2} \approx \frac{(V_{cc} - V_{BE(sat)2}) R_{B2}}{R_{B2} + R_{C3}} + V_{BE(sat)2}$$

如果 $V_{CE(sat)2}$ 远大于 $V_{BE(sat)2}$ 的变化范围时, 就可以认为 I_{B2} 决定于 $V_{CE(sat)2}$ 及 R_{B2} 。

因为:

$$I_{B2} = \frac{V_{CE(sat)2} - V_{BE(sat)2}}{R_{B2}}$$

在图 2(b) 中, VT_5 为导通管。即使在 VT_4 , VT_5 及 VT_1 最坏的情况下, 应使 VT_5 的饱和电压即使加上了 $V_{CE(sat)1}$ 尚应充分接近于地电位, 从而保持 $I_{C(sat)1}$ (VT_4 的集电极电流) 远小于 VT_5 的基极电流。由于

$$V_{BE(sat)4} > V_{ce(sat)5} + V_{ce(sat)1} \quad (2)$$

故而最坏情况是:

- 高的 $V_{ce(sat)5}$ 值
- 高的 $V_{ce(sat)1}$ 值
- 低的 $V_{BE(sat)4}$ 值

在图 2(a) 中可以清楚地看到高的 $V_{ce(sat)1}$ 值是有利的, 然而对图 2(b) 而言则是不利的。因为 $V_{ce(sat)1}$ 总是一个有限值, 当它为高值时, 则为最坏情况。

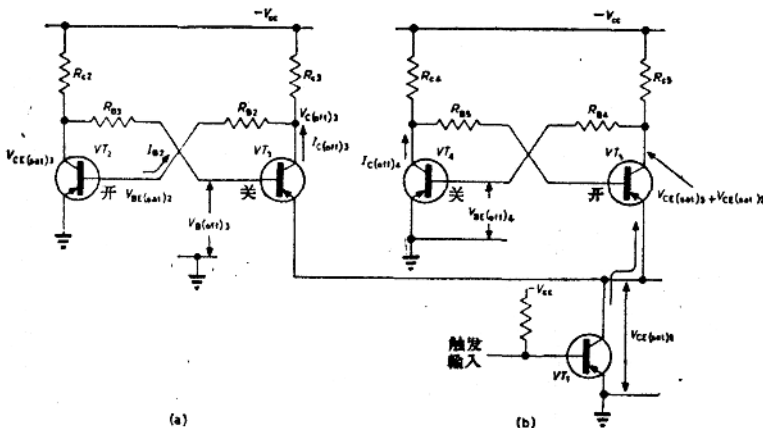


图 2 (a) (b) 电路的稳定态

注: 图中 sat 即饱和; off 即截止

晶体管

虽然曾经考虑过 Brush OC704 型晶体管,但最后还是决定用 OC703。因为技术指标上前者的 V_{ce} 上限为 3V,这要使 $V_{CE截止3}$ 远大于 $V_{BE饱和2}$ 的变化范围就比较困难些。

OC703 型晶体管的指标有以下有关的几点:

$$V_{CE最大}(V_{BE}=+0.5V)=-80V$$

$$I_{CBO最大}(V_{CB}=-10V)=-0.1\mu A$$

$$I_{C最大}=-50mA, I_{B最大}=-15mA$$

$$V_{CE饱和}(I_C=-7mA; I_B=-1mA)=-320mV$$

$$h_{21e}(V_{CE}=-6V; I_C=-1mA)>10$$

虽则 $V_{ce最大}$ 是 0.5V 正偏压时的值,然而其值很高,即使在偏压略负时尚有相当的余量;这一点下面将讨论,虽然讨论角度是比较偏重于在适当的集电极电压和正向偏压下所引起的 $I_{C截止}$ 值。

指标中 $I_{C最大}$ 和 $I_{B最大}$ 是有多余量的。

指标中列出了 $V_{CE饱和}$ 值,但这并不是 V_{BE} 的等效变化范围。因此决定用随机选择的办法来研究 OC703 在不同 I_C 和 I_B 值下的 $V_{CE饱和}$ 和 $V_{BE饱和}$ 。

凑巧有一批 (63 只) 管子为了另一目的正在进行测试。这一批管子只经过了这样的一次预选: $90V_{ICBO}$ 以及 $47V_{ICEO}$ 和 I_{EBO} 都小于 1 微安。这批管子在 $I_C=10mA$ 和 $I_B=1mA$ 的条件下,测得的结果示于图 3。

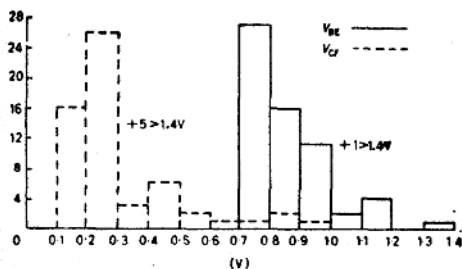


图 3 OC703 型晶体管在 $I_C=-10mA$, $I_B=-1mA$ 时 $V_{CE饱和}$ 和 $V_{BE饱和}$ 的分布范围

在图 3 中可以看到,如将 V_{BE} 限止在 0.7 至 1.2 伏间和最大 V_{CE} 限制为 0.5 伏时,尚可获得一定数量及格的晶体管,精确地说,在 63 个晶体管中有 47 个满足了上述的要求。可以看出,不合格主要是由于饱和电压 $V_{CE饱和}$ 的关系,由于对这样的低增益器件进行如此严格的测试方法,这一点是不足为奇的。事实上,由于并不需这样高的饱和增益,这一点并不显得十分重要,Ringrose 曾说“实际上在整个计数电路中可以采用一种阻值的电阻”亦即增益

要求约为:

$$2 \times R_c/R_e \text{ 或 } 2 \text{ (因为 } R_b=R_e)$$

如果要求较高的增益例如 5,这就可以满足了。或者,降低 I_C 至 2mA,则由于该时可获得最大的 β 值而则可获得较多增益为 10 的晶体管。

其次,测试在最坏 $V_{CE饱和}$ 电压下(即基极为 -0.5V 时),究竟能得到什么样的 $I_{C截止}$ 值(见图 4)。在预测中发现,为了使晶体管 OC703 截止, -0.5 伏太负了,必须把 $V_{CE饱和}$ 的最大值降至 0.35 伏。这样一来(按上节所述的条件)就使 47 个晶体管降为 41 个。

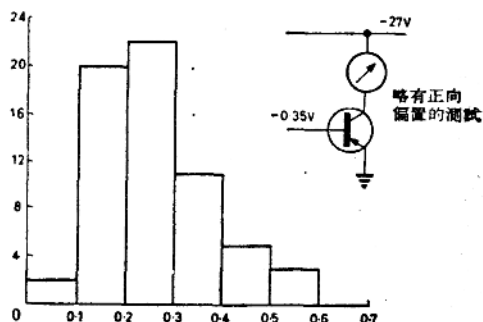


图 4 OC703 在 $V_{CE}=-27V$, $V_{BE}=-0.35V$ 时的 $I_{C截止}$ 分布图

集电极电压采用一般所需的高电压 -27V。

从图 4 可以看到除一个为 $2.5\mu A$ 外,其余均低于 0.8 微安。因此认为 2.5 微安是 $V_{BE截止}$ 的安全值。

从 OC703 晶体管的两种稳定状态下可以得出下面的结论,即可以用最坏的 0.35 伏 $V_{CE饱和}$ 值和 0.7V 至 1.2V 间的任何 $V_{BE饱和}$ 值。

此外,还可以得出这一点结论:一个最坏条件的饱和晶体管接至下一个亦是最坏条件的晶体管时可使集电极电流低于 5 微安。

现在看来除不等式 (2) 中最坏条件外均已能满足要求。在不等式 (2) 中:

$$V_{BE截止4} > V_{CE饱和5} + V_{CE饱和1}$$

可以有两种方式来满足上述不等式。

(a) 在 V_{T1} 和所有偶数晶体管的基极上串联一个廉价硅二极管(见图 5)。二极管 S32 在这里是可以适用的。图 5 是从 5 批晶体管中选出的 100 个 S32 样品的正向电压降分布范围图。

以上是在正向电流为 1mA 时测量的。

这是个相当满意的解决办法。唯一的代价是使

每計數單元增加了 20% 的費用,但是一个十進位單元的价格仍只相当于一個触发單元的价格。

(b) 为了維持原来的簡單电路,另外一種方法是晶体管任意選用,并准备有一定百分比的單元产品报废。三个晶体管必須同时处在最坏的条件,但是这个问题也不太严重,如果 VT_1 選用較低的 $V_{CE\text{飽和}}$,情况就可以大大改善。在一个十進位單元中所用 VT_1 和計數單元晶体管在数量上的比只是 1:20 (10 对),因此,可以容易地用限止 $V_{CE\text{飽和}}$ 不大于 0.5V 的办法来解决 (見圖 3)。

瞬变状态

OC703 晶体管計數器在最大計數重复频率上較原来型式的有所降低量是一个必須了解的限止条件,这主要决定于晶体管本身,但晶体管的数据在这方面的作用不大。为此对以前被测过的晶体管再進行了一次測定。

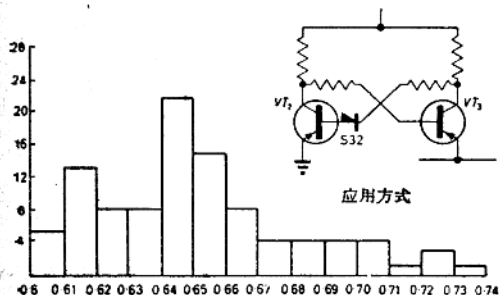


图 5 532 硅二极管在 1mA 时正向电压值的分布

图 5 的电路中,用小于 1mA 的基极电流启动約 10mA 集电极电流 (实际的分布数值可参照图 3 計算)。

t_1 = 空穴儲存時間

t_2 = 下降時間 (切断时)

t_3 = 建立時間 (开启时)

t_2, t_3 均按通常 10% 和 90% 的电平計算,其結果显示于示波器上。

t_1 均低于 2 微秒,典型数值是 0.7 微秒。

在这种情况下,可认为 $t_1 < 2.5$ 微秒, $t_2 < 12$ 微秒, $t_3 < 10$ 微秒。

如将 3000 微微法加速电容并接于图 6 中的 R^* 上,則 $t_1 + t_2$ 減到小于 0.55 微秒, $t_3 < 0.9$ 微秒。

不能认为計數器能在上述的时间內进行开关工作。应该注意 OC703 的典型 f_a 是 0.5 兆赫而 SA496 的最小 f_T^{**} 是 7.2 兆赫 (見参考文献 1) 这些数据只是起两种电路的对照作用。

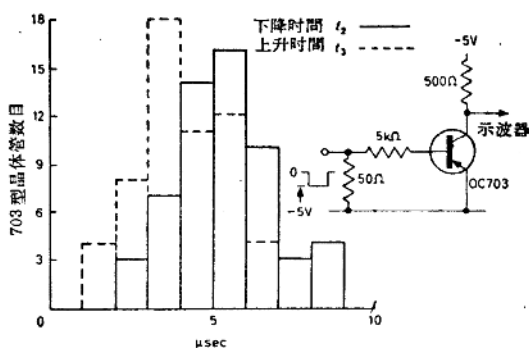


图 6 建立和下降時間及其測試电路

計數器的“清除”和“复零位”

如果使晶体管 VT_1 有足够的截止時間 (即长于耦合电容器 C_2 等放电和再次充电的时间)。那末,当 VT_1 截止时即使 VT_1 再导通,其下一級无法轉換至“单一”状态,从而使計數器获得了“复原”。如果将某奇数晶体管的集电极暂时与地接通 (举例來說) 即可获得所需的“零位”。图 7 系上述动作的簡化电路,清除和复零位的动作,两个动作可以結合在一起。

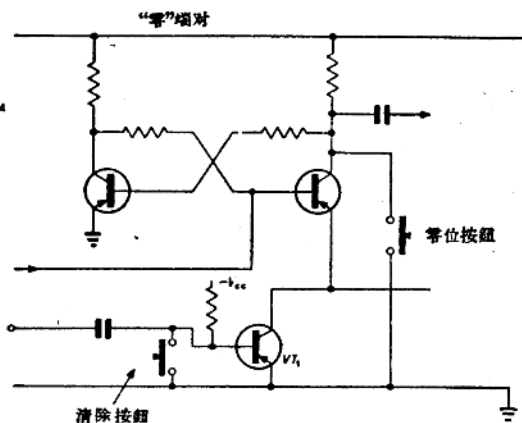


图 7 电路的“清洗”和“复零位”

讀出裝置

讀出裝置視应用的方式而定。如仅需显示計數器的讀数,那末可以在計數單元每个奇数晶体管的

* R 原文图 6 中无 R 实即图 6 中的 $5k\Omega$ 电阻——譯者注

** f_T 原文为 f_1 恐系 f_T 之誤——譯者注

集电极上串接小电珠，或另用电珠驱动级。前者必须用低电流电珠（价值较电路其他元件为贵）。图8为第二种方法，电路中用锗三极管作电珠驱动级而在基极上串接一个硅二极管以便让硅三极管的大得多的 V_{ce} 饱和使它截止。

用 OC704 型晶体管时，电路中的电阻阻值如图8所示。用 OC703 型晶体管可能不能采用上述数据，因为图8所示的电路即使是在无电珠驱动晶体管时亦要求在 12mA 时有 7 倍的增益。同时他们亦超过了 OC704 的规定电压。当然采用 OC701 更为合适。

事实上图8的电路可以在 $V_{cc} = -9V \sim -2.4V$ 之间工作得很好。然在后一状态，电珠发光较暗。

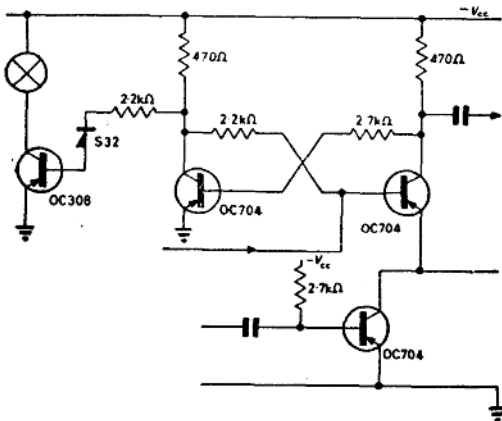


图8 电珠驱动电路

应用

电路接成环形时，就可以用作象顺序启闭电珠那样的转换器。如转换的电源有地线或者至少有一个公共线时就更方便。这样的结构也能用来同时逐级转移“开启”和“截止”两个态。晶体管 VT_1 能够在集电极电流加大时仍具有良好的导通状态。这一点通常可用减小基极电阻值的方法来达到。

设计步骤（见图9）

元件数值应按负载大小（或读出装置型式）和在相当宽的基极-发射电压变化值下相当正确地确定基极电流的需要这两个方面来考虑。本例中，用 6V 60mA 电珠作读出装置是适宜的。电珠驱动级用

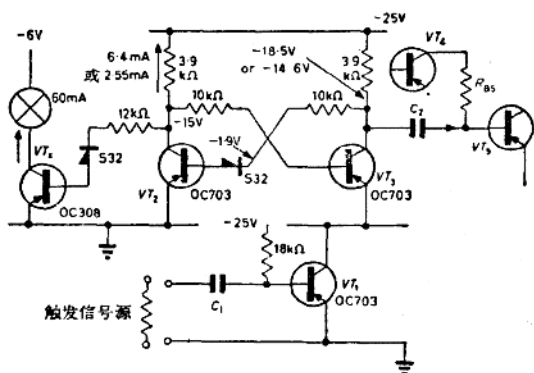


图9 设计实例

OC308 晶体管，在 60mA 时增益大于 50，亦即 I_b 需 1.2mA。 VT_1 集电极饱和电压可至 $-0.35V$ ， VT_3 的 V_{BE} 饱和可至 $-1.2V$ 。这意味着为了达到规定的电流，电源电压应该是 15 伏。

前面已经说过，电珠驱动级的基极要串接一只硅二极管 S32。在图8中 S32 二极管最大的 V_f 为 0.7 伏加上 OC308 V_{be} 的 0.3 伏就等于 1V。在 VT_2 截止时集电极电压为 15 伏。因此在 R_b 上的降压为 14 伏，故 R_b 等于 14 伏/1.2 毫安 = 11.7 千欧，即 12 千欧。至于集电极负载电阻应按下列两个条件来折衷地选取。

(1) 负载电阻希望选得大一点从而能使导通管处于最佳状态（即 2mA 左右）。

(2) 负载电阻希望选得小一点，理由是： VT_3 集电极的负脉冲经 C_2 耦合至 VT_5 基极。起初，由于 VT_1 开路所以 VT_5 无法导通。故 C_2 只能经 R_{B5} 而至 VT_3 的集电极，后者在导通时电压约为零伏。因此，为了防止 VT_3 集电极过载危及第一级的开关动作，只有减小 VT_3 的负载电阻。

折衷办法是 V_{cc} 用 25 伏。这时，在 VT_5 导通前的瞬变期间由于 R_{B2} 和 R_{B5} 并联（在 VT_5 导通前一直处于瞬变状态）故 R_{C2} 与 R_{B2} 的电压比为 10:14。因此如果 VT_3 的基极电流接近于电珠驱动级 VT_x 的基极电流即 1.2mA 时，就可获得一定程度的对称度，该时 R_{C2} 为 10 伏/2.4 毫安即 4 千欧。如选用 3.9 千欧，则根据上述比例，两基极并联电阻之值为 $(3.9 \text{ 千欧}/10) \times 14 = 5.5 \text{ 千欧}$ 。

故 R_{B2} 均选用 10 千欧。

在 VT_2 “导通”时，其集电极电流可能为 25 伏/3.9 千欧 = 6.4 毫安， R_{C3} 有二个电流值，“过渡”时的值为：

$$\frac{25V - (V_{be} + V_T)}{\left(\frac{10k\Omega \cdot 10k\Omega}{10k\Omega + 10k\Omega}\right) + 3.9k\Omega} = \frac{25V - (1.2 + 0.7)V}{5k\Omega + 3.9k\Omega}$$

$$= 23.1V / 8.9k\Omega = 2.3mA$$

VT_2 基极及 R_{B5} 的电流約各为其半。

由此可知 VT_2 的 β 值应有 6.4 毫安/1.1 毫安即 5.8。按以前的叙述来看是合理的。

当 VT_1 导通后 (紧接着 VT_5 亦导通), C_2 充电至由 VT_5 集电极决定的稳态值:

$$R_{C5} \text{ 中之电流} = \frac{25V - 1.9V}{10k\Omega + 3.9k\Omega}$$

$$= 23.1 / 13.9k\Omega = 1.66mA$$

以上电流均通过 VT_2 的基极。

在稳态时, VT_2 的 β 值应有 6.4 毫安/1.66 毫安 = 3.85 这是容易满足的。

VT_5 的集电极将升至:

$$-(1.9 \text{ 伏} + 1.66 \text{ 毫安} \times 10 \text{ 千欧}) = -18.5 \text{ 伏}。$$

触发晶体管开关的最大电流为 6.4 毫安。如前所述, VT_1 必須具有較低的 $V_{ce(sat)}$ 。这里, 由于对速度沒有要求, 所以可使 VT_1 的 $V_{ce(sat)}$ 降到很低。

若設 β 为 5, 則 I_B 需 1.28mA, R_B 为:

$$\frac{25V - 1.2V}{1.28mA} = 18.6k\Omega$$

下一步是选择 C_1 的数值使恰好能保証 VT_1 的截止。一种方法是使通过 C_1 轉移 VT_1 基极电流的方向, 轉移時間至少要比空穴儲存時間和集电极电流下降時間之和为长, 通常估計总延时为 20 微秒已可。

$$\text{故 } C_1 = \frac{20 \times 10^{-6}}{18 \times 10^3} \approx 1 \times 10^{-9}F$$

即 1000 微微法

最后要选择的是 C_2 的数值。

电路运用的原则是:

$$C_2 R_{B5} > C_1 R_{B1}$$

因此

$$C_2 > \frac{C_1 R_{B1}}{R_{B5}} > \frac{10^{-9}F \times 18 \times 10^3}{10^4}$$

$$C_2 > 1.8 \cdot 10^{-6}F$$

故 C_2 可用 $10^{-6}F$ 即 0.01 微法。

送入触发微分电路的正电流脉冲, 宽度应大于 20 微秒, 幅度应大于 1.3 毫安。

計数器的复原和复零位的问题前面已經讲过。

指示电珠可另用 6V 或 25V 电源經适当降压电阻供給。

注 (1) 在采用硅晶体管和上述的工作电流时, 假設漏电流的影响可以忽略。

注 (2) 当計数器采用通用 (即未經特殊选择的) 晶体管时, 在輸入为 6V 脉冲时可工作于 150 千赫。

結 論

本文所述的硅晶体环形計数器由于成本低有一定的采用价值, 至于应用廉价硅晶体管来代替很高级的晶体管的方法已經討論得很詳細了。

另外一些 pnp 硅合金晶体管如 OC430, OC440 和 OC445 等同样可以适用。由于平面晶体管最近发展很快, 2N706, BSY51, BSY73, 2N2256, 2N2257 和 ST-01 等型号的晶体管也有希望可以在本电路应用中应用。

参 考 文 献

- [1] Ringrose, J. W. A Transistorized Ring Counter (Letter). Electronic Engng. 33, 815 (1961).
- [2] Westoby, P. J. A New Type of Ring Counter. Electronic Engng. 31, 375 (1959).
- [3] Ringrose, J. W. Bradley, D. J. The SA496 Silicon Transistor in a Directly Coupled Ring Counter. Labstract 9 (Semiconductors Ltd, Swindon).

(郁正珣譯)

3. 晶体管数据放大器

H. Fuchs K. B. Rhodes

《Electronic Engineering》1961, 12, pp. 778~782 (英文)

本文介绍了晶体管数据放大器的设计。这个放大器适合于放大热电偶、压力变送器(换能器)以及其他来源的微伏信号电压。

文中讨论了数据放大器的要求,并介绍了设计中满足这些要求的方法。

由于工业上对测量和控制的需要日益增长,各种新的变送器不断出现,许多物理量如温度、压力、应变力以及流速等都可以用它们变换成与原始数据成比例的电压信号。

但是,由换能器变换成的电压信号一般都是很低的,因此在把它们用于数据收集、数据处理以及显示系统以前,先要经过放大的过程。

对于放大变送器输出信号的数据放大器一般有下列几点要求:

(1) 放大器要能够接受满刻度 ± 10 毫伏的信号电压,并把它放大 1000 倍左右,精度要达到 0.1%。这一点意味着放大器的零漂移与噪声须小于 10 微伏(相对于输入而言)。

(2) 为了不給信号源增加负载,放大器应具有相当高的输入阻抗。绝大多数变送器的输出阻抗在 10~1000 欧姆的范围内,因此为了使负荷误差小于允许误差,放大器的输入阻抗应大于 1 兆欧。

(3) 因为变送器一般都安装在工厂里,与放大器相隔一定的距离,这就要求放大器能够消除信号线上的感应干扰信号。因此,放大器的输入端应该浮空,对地阻抗必须平衡,以使感应电压在每个输入阻抗上产生的电流相等。

(4) 虽然放大器的输入必须平衡与浮空,但输出端一般应以地电位为参考,这是因为放大器的输出信号要去操作其他的装置,而这些装置的输入一般都是对地的电压。

(5) 为了使放大器能应用于较宽的测量范围,频带至少需要从直流到 10 千赫,在这个频带范围内,放大器的精度应大体上和直流情况相同,

系统说明

为了制作一个输入平衡、浮空而输出电压是对地的放大器,需要用类似于图 1 所示的方案。

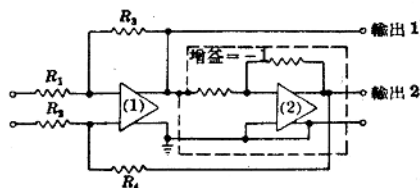


图1 获得平衡、浮空输入及对地输出的方案

输入电阻 R_1 和 R_2 接在自校零晶体管直流放大器的两个差分输入端上。为了稳定放大器的增益,两个输入端均须加负反馈。如果反馈是从推挽输出的放大器取得的,就不可能使输出的一端接地。

因此反馈是从放大器一个输出端送到输入端之一,而另一输出端接地。

送到第二输入端的反馈,从下面一个增益正好为 -1 的放大器取得。这个增益是由通过调节反馈电阻获得的。

采用这种方法,1号放大器和2号放大器产生相位相差 180 度的信号(对地的)。因而有可能得到两个对地的推挽信号,而放大器的输入不仅浮空,而且完全平衡,也就是说输入端对地的阻抗相等。

由于要求的增益高以及晶体管放大器的输入阻抗很低,如果需要放大器低频噪声保持在低的数值, R_1 和 R_2 只能用 1 千欧左右的电阻。因此,为了使

放大器具有高的輸入阻抗,須加如图(2)所示的正反饋。电阻 R_5 和 R_6 選擇得使在輸入端重建起来的电流能正好抵消流过輸入电阻 1 千欧 (R_1, R_2) 的电流。

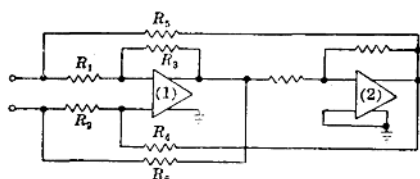


图2 用小輸入电阻获得高輸入阻抗的方案

采用这种方法,輸入阻抗大約可达 3 兆欧。放大器增益的稳定性显然将是放大器本身的增益、反饋电阻和輸入电阻的增益。放大器本身的直流增益在 5×10^6 以上,同时,采用精度达 0.1% 的精密繞綫电阻以保証电阻阻值的稳定性。

为了防止直接耦合放大器中由于元件衰老、温度变化等所引起的不可避免的漂移,輸入信号除了送到直耦放大器以外同时也送到 400 赫新波继电器斬波,通过調諧載波放大器和解調器,返回到直耦放大器輸入端,以抵消零漂。綫路方案如图 3 所示。

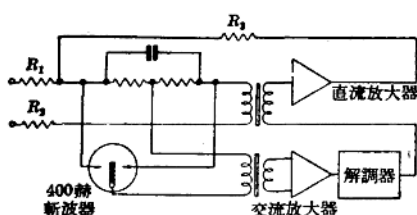


图3 降低漂移的方案

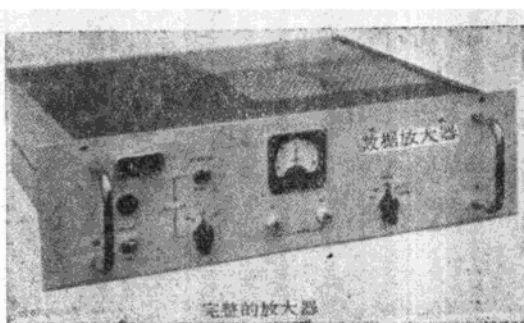
綫路說明

放大器的完整綫路如图 4 所示。

差分輸入信号接到 A、B 端上。 R_{55} 和 R_{56} 为放大器的基本輸入电阻,电位器 RV_{21} 和 RV_{22} 可作細調节以改善同相消除(衰减)率。

選擇开关 S_{1b} 、 S_{1d} 用来选取不同的輸入电阻。 S_{1a} 、 S_{1c} 用来选取不同的負反饋电阻。而 S_{1e} 、 S_{1f} 用来选取不同的正反饋电阻,这样就能使放大器的增益为 1000, 300, 100, 30, 10 等数值。

差分輸入信号接到变压器 T_3 的初級,高频信号可通过变压器,然后加到放大級 VT_{13} 的基极,这級的輸出接到有串聯反饋的放大級 VT_{14} 上。



数据放大器外觀

VT_{14} 的輸出接到发射极輸出器 VT_{15} 的基极, VT_{15} 的集电极电压由 R_{68} 与 R_{69} 保持。

VT_{15} 的輸出接到放大級 VT_{16} , VT_{16} 接到放大級 VT_{17} 。在 VT_{17} 的发射极下面垫了一个齐納二极管 MR_{19} 。

VT_{17} 的輸出最后送到放大器 VT_{18} 的基极,反饋从这一級的集电极上取出。

VT_{13} 、 VT_{14} 及 VT_{16} 的集电极上分别接有克服反饋振蕩使放大器稳定的网络。为了在所有情况下(放大器总增益变化时)都能維持一定的增益和相位差, VT_{16} 的稳定网络可以通过選擇开关 S_{1h} 来选取适当的网络参数。

不能通过变压器 T_3 的低频信号电压降在电阻 R_{57} 和 R_{58} 上,由 400 赫斬波继电器 CH_1 斬波,所得方波送到变压器 T_4 的初級。 T_4 的輸出信号接到放大級 VT_{19} 的基极,这級的輸出接到串聯反饋放大級 VT_{20} 的基极。这級的輸出又接到发射极輸出器 VT_{21} 的基极。 VT_{21} 集电极由 R_{61} 和 R_{62} 保持。 VT_{21} 的輸出接到放大級 VT_{22} 的基极。

从 VT_{22} 得到的放大的方波被同步整流电桥 MR_{17} 及 MR_{18} 所解調,然后经过調諧反饋綫路接到变压器 T_4 的次級。这就是調諧信号。

VT_{22} 的輸出电压經整流平滑后同时接到变压器 T_3 。这就是漂移校正信号。

图 4 右边是 2 号放大器,除了沒有增益稳定开关以外,在原理上与 1 号放大器相同。这个放大器的反饋总是 -1 。这个放大器中的发射极輸出器 VT_{27} 为整个放大器提供了功率輸出。

开关 S_2 将每个放大器的輸入輪流接地用以取得平衡。开关 S_3 在滿刻度 10 伏到滿刻度 50 毫安的范围內改变 50-0-50 微安表的灵敏度。

电位器 RV_{19} 、 RV_{20} 可对每个放大器分別进行平衡調节。