

电子管功放倒相电路及其调试(中)

宁占西

3. 自动平衡式倒相电路

分压式倒相器输出信号的对称与否, 其中与分压电阻的取值精确度有直接关系。另外当电源或电子管参数发生变化时, 倒相器的输出对称性与稳定性也随之恶化。所以后来又出现了一种自动平衡式倒相器。从图5中看出, 它由分压式倒相电路演化而来。两者电路基本相同, 都有放大臂与倒相臂两部分, 倒相管G2的信号也是从放大臂G1的输出端取得。所不同的仅仅是G2输出负载电阻R3的接地点变了, 电路的工作情况及特性与分压式电路也就截然不同。

在这个电路中, G2的输入信号由G1输出端的R2上提供, 而G2输出的反相信号也同时加在R2上。R2既是G2栅极输入信号的分压电阻, 又是G2输出的负载电阻。很明显, R2使G2带有很深的负反馈。电路平衡情况是假设上下臂的屏极电阻 R_{L1} 、 R_{L2} 与R1、R3各自都对称时, 当上臂G1输出增大, A点的电压上升, 加到

G2的信号电压增大也随之使G2输出升高, U1与U1达到相等。如若G2输出电压上升, 经过R3的反馈电压增加又使G2的输出降低, 两管输出便自动维持平衡。一般将R2称为平衡电阻。由于R2是上下臂屏极输出端的公共负载电阻, 故又名共屏极倒相器。

从图6可见, G2是一个电压并联负反馈放大。若 $R1 = R3$, 则上下臂电路平衡条件为

$$U1/U2 = K2/[(R3/R2) + 2 + K2] \quad (\text{式中 } K2 \text{ 为 } G2 \text{ 的放大倍数})$$

这种电路两臂输出一般只能做到基本平衡, 还达不到完全对称。因为G2输出相位相反, 达到完全平衡时, 输出电压在A点因相位相反而被抵消, A点的电压则为零。然而实际上A点的电压又不能等于零, 否则G2的栅极便没有输入信号, 倒相器也就不能工作了。可见两管输出还不会平衡, 一般下臂的输出总是相对偏低一些。设计好的电路, G2输出的信号电压约为上臂的96%, 不

平衡程度还不到4%, 但这点小的相差并不显著影响音质。

从倒相平衡程度上说, K2及R2越大, 上下臂输出也越接近相等。但R2又是推挽两管的栅漏电阻, 受推挽管栅漏电阻 R_g 所限R2还不能过大。一般R2的阻值可取R1、R3的一半或相等, 通常R2约在50~100kΩ之间。由于阴极电阻 R_k 上的交流成分互相抵消, 故 R_k 上可不用旁路电容器。此电路G2虽有负反馈, 但电路的稳定性仍没有大的改善, 增益也比分压式倒相电路低些; 倒相臂仍多了一级放大电路, 频响及信噪比与分压式电路差不多, 保真度还不如调试精良的分压式倒相器。

还可以改变电路提高输出对称性, 如将图5改变成图6(a)的电路。这时输出的平衡性得到改善, 而下一级的栅漏电阻R3、R4又可以按允许值来使用, R1、R2可比R3、R4大两倍以上。图6(b)的电路是将G2的栅极输入信号移到屏极回路中, R2串联在两臂屏极负载中点仍起着平衡输出的作用。下一级的栅漏电阻可以按允许值来使用, 故输出对称性与保真度也有所好转。

在此方面也有考究的自动平衡式电路, 图7则是一种较完善的自动平衡式倒相电路, 它的输出

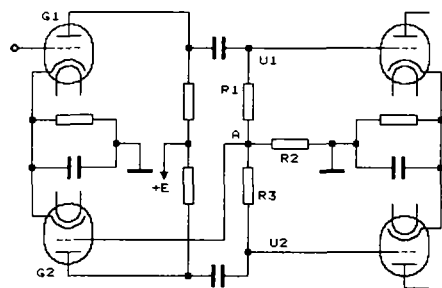
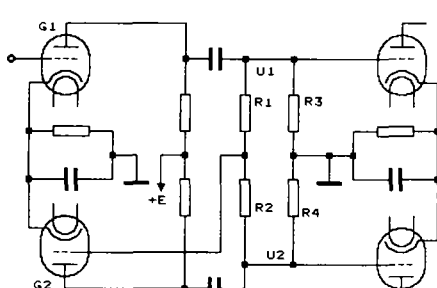
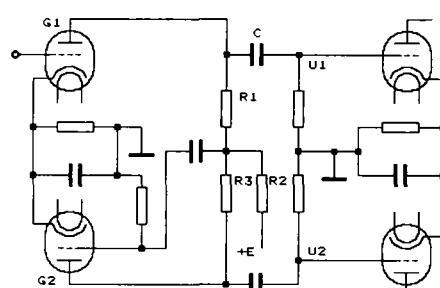


图5 自动平衡式倒相器



(a)



(b)

图6 改进的自动平衡式倒相器

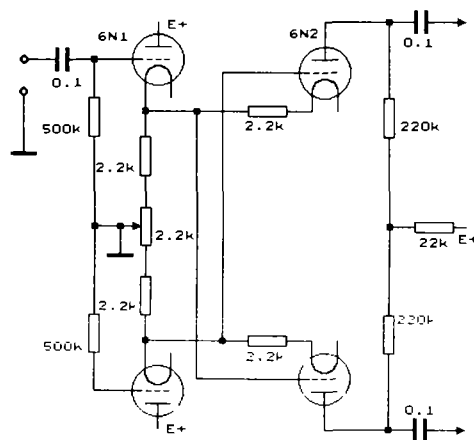


图7 完善的自动平衡倒相式电路

电压对称性要比普通电路高得多，只是电路及装置比较复杂。

自动平衡式倒相器的频响等特性很一般，至今在 Hi-Fi 放大器中还没有它的一席之地。但由于它具有较高的增益，管子特性参数及电源等变化对电路的影响较小，能自动补偿增益使输出平衡，且无需计算分压电阻及调试等，故早期的一些普通小功率广播收、扩音机中多有应用。此电路所用电子管较自由，G1、G2 不一定要特性相同的。若从电路增益、输出对称性及电路简洁方面考虑，使用增益高的 6N2、6N4、12AX7 或 9N9P 高 μ 双三极管效果好，也可用两只型号相同的 6J1、6J8P 等五极管，以获得更高的增益。

4. 屏阴分割式倒相器

通常，电子管工作时的屏极与阴极电压是相反的，利用这个特性就可以当倒相器。图8(a)的倒相器便是这方面的典型例子。它是把电子管放大电路的负载电阻均衡地分配成两个部分，一半电阻 R_a 放在电子管的屏极电路里、另一半电阻 R_k 接在阴极电路之中。上下臂负荷电阻 R_a 与 R_k 的

中点都是地电位 (R_a 通过电源接地)，只要 $R_a = R_k$ ，在 R_a 与 R_k 上产生的电压 U_1 、 U_2 则相等，相位却相反。电路平衡条件为

$$U_1/U_2 = R_a/R_k = 1$$

如若 $R_a = R_k$ 以及 $R_{z1} = R_{z2}$ 时，振幅就可以做到对称 (R_{z1} 与 R_{z2} 是上下臂输出电阻，为 R_a 或 R_k 与下级 R_g 的并联值)。

屏阴分割式倒相电路由于存在着特别深的负反馈，故电路增益小于1。也就是说G根本没有增益，仅仅起到倒相的作用。因此，一般也将此电路称为倒相式、分负载、减生式或衰减式等倒相器。

从电路情况看，分负载电路的屏极臂具有电流串联负反馈的特性，其输出阻抗 R_{z1} 就很高。而下臂的阴极输出器又具有电压串联负反馈输出 R_{z2} 低的特点。故上下臂输出阻抗 R_{z2} 也就大不相同，其上下臂 R_{z2} 为

$$R_{z1} = R_1 + (1 + \mu) R_o$$

$$R_{z2} = (R_1 + R_o) / (1 + \mu)$$

以后文图13的电路为例，已知电子管的 $\mu = 35$ ， $R_1 = 11k\Omega$ ， $R_o = 28k\Omega$ (R_o 为 R_L 与下一级 R_g 的并联值)，则各臂 R_{z2} 为

$$R_{z1} = R_1 + (1 + \mu) R_o = 11 + (1 + 35) \times 28 = 1.02M\Omega$$

$$R_{z2} = (R_1 + R_o) / (1 + \mu) = (11 + 28) / (1 + 35) = 1.08k\Omega$$

由以上看出，此电路的屏极输出阻抗 R_{z1} 高达几百 $k\Omega$ ，而阴极 R_{z2} 又低到几 $k\Omega$ ，两臂的 R_{z2} 相差也变得极为悬殊。在一个电路中总是输出内阻 R_L 小，输出功率也越高。可见屏阴分割式倒相器的输出电压还不可能做到严格平衡。空载情况下上下臂输出电压 U_1 、 U_2 还相等，而有载时因上臂 R_{z1} 高则输出跌落，下臂 R_{z2} 低输

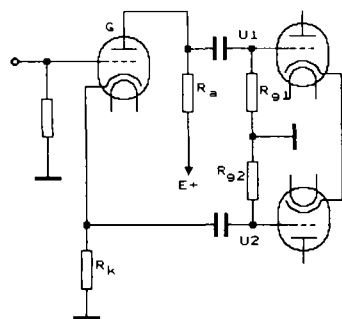
出则上冲，并且是下一级负载电阻 R_o (栅漏电阻 R_g) 越小，不平衡现象也越显著。另外，由于电子管的极间 C_s 不同，阴极因与灯丝间距小，形成的 C_s 要比屏极大得多，在较高频率时 C_s 对下臂输出信号的旁路衰减也变得突出起来。虽然造成输出不平衡的原因较多，但这里输出 R_{z2} 不均主要是主要的。

图8(b)是一种比较好的电路，显然这是针对上下臂输出阻抗不均所采取的对策。它是在阴极臂输出电路中串联了一只电阻 R_x 使上下臂输出阻抗 R_{z2} 一致来均衡输出的，或是说增大下臂阻抗可以降低其输出电压而使两臂平衡的，当串联 R_x 后两臂的输出内阻持平，信号输出电压则对称。

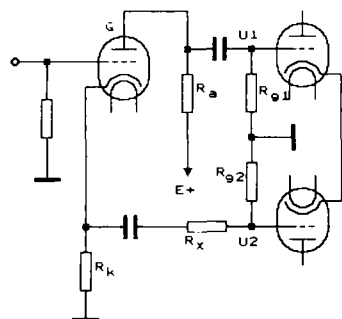
屏阴分割式电路还有以下一些特殊问题，使用时应特别注意。

(1) 下臂因是阴极输出器，阻值很大的负载电阻 R_k 将阴极电位抬得非常高，在 R_k 上形成的电压已经远远超过电子管工作点所需要的偏置电压。这样管子工作点失常，将工作在特性曲线的弯曲部分，电路增益小且失真很大。假如图8(c)中 R_2 上的电压为 65V，如此高的偏置电压将使电子管的屏流截止。一般是在 R_1 上再串联一只小电阻 R_2 ，从阴极电路中分取一部分电压，电路如后文图11(a)所示。如在 R_1 上串联 R_2 后 U_k 由 65V 降至 61V，就可分得 2~5V 电压，则会给管子建立一个合适的偏置电压。 R_2 的阻值一般为 1~3k Ω ，为防止因串入 R_2 使下臂负载总电阻增大而引起输出失衡，应该在 R_2 上并联一只大容量的电容器，以消除此电阻的负载作用。

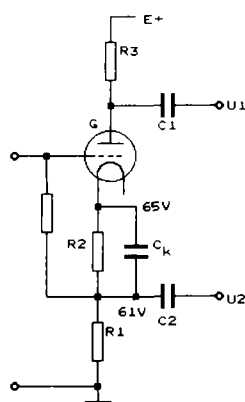
因倒相管栅极电位较高，就



(a)



(b)



(c)

图 8 三种形式的倒相器

为前级直耦提供了便利，可以不用交连电容将前级与倒相级直接耦合成图9的电路。平常都是用一只双三极管，一半 (G1) 作前放，另一半 (G2) 倒相。二级直耦成 DC 放大电路不但解决了倒相级的偏置问题，而且电路简洁、相移小，上下臂的输出也更平衡。

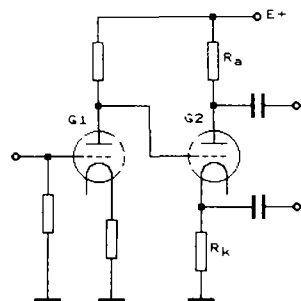


图 9 前级与倒相级直耦电路

(2) 由于阴极与灯丝之间的结构距离近，两者因电位高还存在着绝缘耐压及漏电所引发的交流声问题。改善的措施是用交流点燃灯丝时，将灯丝不接地使电源悬浮起来。并在灯丝上施加适当的 (稍低于 U_k) 正电压使两者同电位，以此提高阴极与灯丝间的耐压，也抑制了因漏电而出现的交流声。必要时也可用直流电来点燃灯丝，信噪比则更高。

此电路的设计与普通电压放大电路一样，也是 U_p 高、上下臂负载电阻 R_L 越大，其增益也越高。但 R_L 用得小些高频响应好，通常 R_L 约在 $20 \sim 50k \Omega$ 之间。只是电路增益的高低及输出对称性已经与电子管的特性没有多大关系，故选择电子管应从电路简洁、不失真增益及高频响应等方面考虑。一般偏置电压高的高 μ 三极管较合适，但从电路稳定性及保真度上着眼，中 μ 三极管又较有利。在 Hi-Fi 电路中，倒相级多半都设在功放的前一、二级内，由于屏压与驱动信号低，应选择那些 C_s 小、 R_i 低的 6N3、6N11 等电子管。对于频响要求高的可选用 6N1、12AU7 三极管，如驱动那些低内阻、高激励电压的功率级的，还必须采用偏置电压及阴极与灯丝间耐压高的 6N1、6N6、6N7P、

6N8P、12BH7 等中 μ 双三极管，以提高功放的动态范围与传真度。

(3) 由于电路的增益都做不到 1，当屏压或负载电阻用得较低，电路增益 K 往往会降低到 0.9 以下。如 K 为 0.8，当推挽功率管一臂的激励信号要求 94V 时，倒相级输入信号至少要高达 117V ($94V / 0.8 = 117V$)。故采用此倒相器时一定要把电路增益与音源实际输出电平充分考虑进去。值得注意的是目前的 CD、VCD 等音源的实际输出都以线路输出 0 dB (0.707V) 电平为标准，与其标称输出的 1.5 ~ 2V 峰值电平相差甚远。另外许多 CD 碟片刻录时信号电平控制比较马虎，输出电平往往也达不到 0dB。常看到一些发烧友用 300B、2A3 或 6N5 等电子管装配的功放，前置是一级 RSPP 电路，后一级跟着便是屏阴分割式倒相器去推动功率管。上述管子都需要非常高的激励信号，如按照音源峰值输出信号电平来设计电路，显然这样的电路增益就推不动功率级，在播放这类节目时功放也就达不到所希望的保真度与输出功率。此外，过高的信号电压往往使倒相级工作在过激励的失真状态。在要求高输出信号的或 Hi-Fi 电路中，最好在倒相器后面再跟随一级增幅级或推动级，以减轻倒相级的失真与承受能力。

归纳起来，屏阴分割式倒相器的闪光点在于：它不另外增加倒相放大级，电路简单工作稳定可靠、信噪比高；输入阻抗高对信号损耗小，有很深的负反馈抵消了失真成分，上下臂输出信号对称性较好；能承受大信号激励而频响宽、保真度较高，并且电源和

电子管参数变化对电路的影响也很小。因此,它一向受到人们的青睐,始终在各类音响设备中得到广泛的应用。

5. 共阴极倒相器

这是上下臂自动平衡倒相的另一种电路形式,它将平衡电阻R2从电子管的屏极移到阴极电路中来,电路见图10所示。图中G1是电压放大臂,G2是倒相臂,R2是共同的阴极电阻。当有信号时G1的屏流变化使其阴极电压 U_k 也相应变化。G1与G2因是共阴极电路,R2上的电压变化等于给G2输入了信号,也会引起G2屏流变化,于是在R3上输出反相信号。

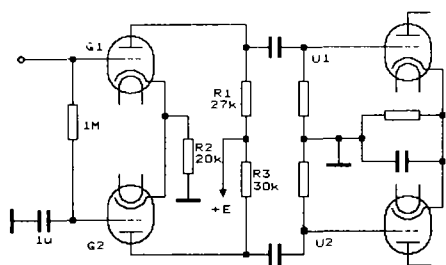


图10 自动平衡倒相电路的另一种形式

此电路中G1、G2的阴极互相耦合,以差分电路的形式工作着。由于共阴极电阻R2很大,阻值已快接近屏极电阻,就好像一条长长的尾巴拖在后面。故也将共阴极电路称为阴极耦合式、差分式或俗称为长尾式倒相器。

从电路情况看,R2的阻值越大,上下臂的输出也越平衡。在上图中假设 $R1 = R3 = K2$,则 $U1$ 、 $U2$ 平衡的关系式为

$$U2/U1 = K2/R1 + K2$$

若R2等于或大于 $R1$ 、 $R3$,并且 $K2$ 远大于1时,上下臂输出就接近平衡状态。但共阴极电阻R2

增大后,电阻上的直流压降也大。受G1、G2的屏压及阴极与灯丝间的耐压与屏极直流电源等方面的限制,R2还不能任意增大。此外,当R2过大时所引起的负反馈很重,电路增益降低也越大。长尾巴电路约有50%的负反馈,故电路增益一般不会超过电子管 μ 的一半。C是将R2两端的信号加到G2的输入电容,它的容量左右着低频响应,C越大低频端的相移也越小,但从瞬态响应上说其容量又不宜过大。通常C取 $0.47 \sim 2 \mu F$,R2约为 $0.5 \sim 0.8R1$ 。长尾式电路的屏阻也不要太大,在 $27 \sim 47k\Omega$ 之间高频响应较好。

事实上,共阴极倒相器的输出还做不到严格的平衡。原因是G1、G2的输入方式无法一致,R2也做不到无限大。还因下臂(G2)工作在负半周,电容器C使它的栅极电位要比G1(正半周)偏高一些。这样,两臂的屏压不等,增益也就有些差别。虽然 R_k 的负反馈作用有助于平衡,但上下臂的增益仍存在相当的差值M。M可由以下算式表示

$$M = (R_1 + R_L) / [R_1 + R_L + 2(\mu + 1)R_k] \quad (\text{式1})$$

如用6N1的共阴极倒相器,假如 $R1$ 、 $R2$ 为 $30k\Omega$, R_k 为 $20k\Omega$,6N1的 R_L 是 $11k\Omega$, μ 为35,两臂总增益K为

$$K_{\text{总}} = (\mu \times R_L) / (R_1 + R_L) = (35 \times 30) / (11 + 30) = 25.6$$

$$K1 \text{ 或 } K2 = K_{\text{总}} / 2 = 25.6 / 2 = 12.8 \quad (K1 \text{ 或 } K2 \text{ 为其中一臂的增益})$$

上下臂增益的差值M代入(式1)则为

$$M = (11 + 30) / [11 + 30 + 2(35 + 1) \times 20] = 0.028$$

G1、G2的增益为

$$G1 = K1(1 + M)$$

$$G2 = K2(1 - M)$$

G1、G2的实际增益为

$$G1 = 12.8(1 + 0.028) = 13.16$$

$$G2 = 12.8(1 - 0.028) = 12.44$$

从以上计算可见,为使长尾式电路上下臂增益平衡,通常下臂的负载电阻R3要比上臂R1稍大一些,一般为1.1倍左右。例如 $R1$ 为 $27k\Omega$, $R3$ 则为 $30k\Omega$ ($27 \times 1.1 = 30$)。这时它们的 U_p 虽不等,但信号振幅则比较对称。当然,这仅仅是个经验数据,要达到精确的平衡还要经过测量调试。常见到许多朋友在使用长尾式倒相器时,往往将上下臂的屏极负载电阻取得相等,以为这样电路就平衡了,事实上又破坏了信号的对称性。除非采用恒流源代替R2,两臂输出才能做到平衡。图11是这方面的电路,在(a)、(b)中上下臂屏极负载电阻取得相等,并用电子管或晶体管代替R2的恒流源电路,它们使共阴极电阻增大,尾巴也变得特别长,故输出相当平衡。也可以对G的阴极施加负电压,如图11(c)所示,提高屏压并同时增大R2来改善两臂输出对称性,但这给制作上带来困难,也不经济。

共阴极倒相器有以下优点。

(1) 上下臂输出阻抗相等,输出信号对称性高。也避免了灯丝与阴极等 C_s 对高频信号衰减不一的问题。

(2) 虽有倒相放大臂,但耦合方式不同,两臂都有很深的负反馈(等量的),故强信号过载能力及频响特性好,保真度高。

(3) 具有差分电路的特点,电路稳定,共模信号抑制能力强,信

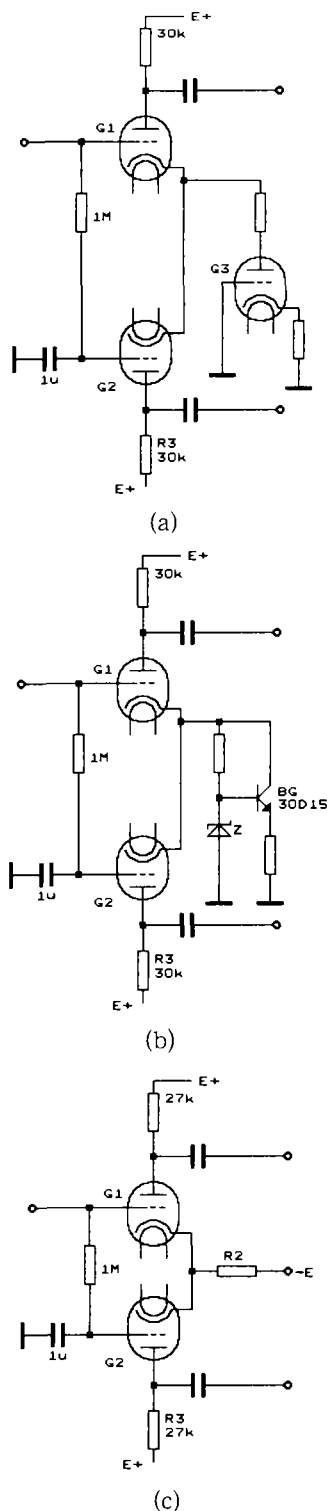


图 11 带恒流源的自动平衡倒相电路

噪比好。

缺点是电路增益比较低，对

电子管特性参数的一致要求较高，相关的偏置电路及调试也变得较复杂。另外，阻值很大的共阴极电阻 R_2 形成的 U_k 高达 100V 以上，管子的偏置及阴极与灯丝间的耐压就成了问题。如若减小 R_2 而顾及工作点等，又会增大输出的非对称性。对此，目前的长尾式倒相器都采取图 12 的电路，将倒相级 G_2 与前级电子管 G_1 直接耦合起来，以抬高 G_2 的栅负压来而获得所需的偏置。对于阴、丝极之间的耐压问题，可按屏阴分割式电路的有关方法解决。

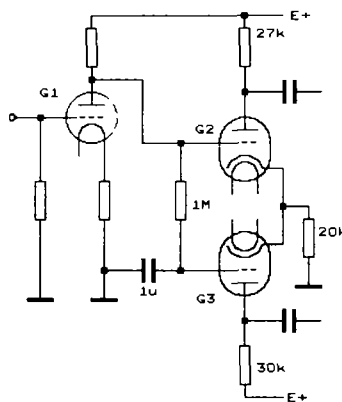


图 12 长尾式倒相器

鉴于以上原因，早期一些高保真功放迫于电子管工作点的建立及阴极、灯丝间耐压等方面的原因，大多将共阴极倒相电路中的 R_2 运用得很小。如图 13 (a) 中的 R_2 仅为 1k Ω ，而且 C 也常被省去，还称不上长尾巴电路。对于短尾巴引起的输出失衡，只能在上臂中接入电位器 w ，以分压方式降低输出使两臂平衡。此电路的优点是 R_2 阻值小，形成的反馈量不大，屏阻较大电路增益很高，并且电路交连也很自由。但输出必须经过调试才能获得平衡。

图 13 (b) 是 635 型落地式盘式录音机中前置放音电路的共阴

极倒相电路（推挽输出 0dB 电平）。两管的偏置电压是从共阴极电阻 R_1 、 R_2 分压取得的， R_2 阻值虽仅为 4.7k Ω ，与其屏极负载电阻（变压器线圈）要大得多，已经是特别长的长尾巴电路了。此电路不但输出平衡性非常高，也较好地解决了 G_1 、 G_2 的偏置及阴极、灯丝之间的耐压问题。

图 13 (c) 是一个示波器 Y 轴电路中的倒相级，别看它的共阴极电阻也仅为 8k Ω 左右，但相对于 3.6k Ω 的屏负载电阻而言，却是名符其实的长尾巴电路。并在其阴极电路中还有很完备的平衡校正网络，故输出对称性一点都不逊色。

共阴极倒相电路在其他地方也常见到，如图 14 (a) 的自倒相的功放电路就非常有趣，它正是共阴极倒相电路的一种变通应用。该机共有两级放大电路，其中 G_1 、 G_2 构成 SRPP 前级电路， G_3 、 G_4 既做功率放大，本身又兼有倒相的作用。 G_3 的输入信号由两管的阴极耦合而来，上下臂正、负半周信号在输出变压器里合成功率输出。

本机电路非常简洁，电子管为 2 只 6F3 或 ECL82、ECL86（三极、五极复合管），双声道时也仅为 4 只，阻容元件只有 4~5 只，但音量 (W1) 与音色 (W2) 控制却一应俱全。末级倒相电路尾巴虽较短，对称性差些。但由于前后两级电路各自都是推挽放大电路，可输出 8~10W 功率和较好的音质。因此，过去多用于功率不太大的经济型家用放音设备中。

其实，目前流行的 RSPP 电路也基本属于此类电路，只不过它的倒相形式与输出方式不同罢了。

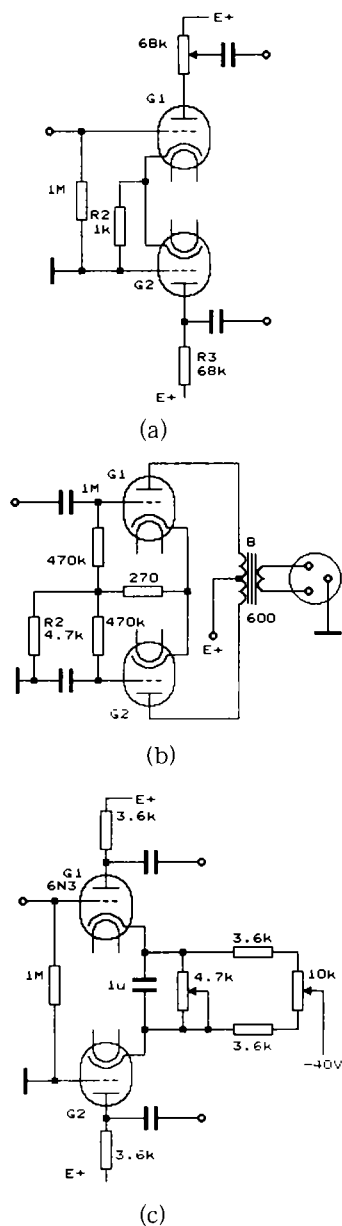


图 13 早期的共阴极倒相电路

在图 14 (b) 的自倒相的并联推挽功放电路中, 全波信号由电路的中点输出。R1 与 R2 是 G1、G2 的自生偏压电阻, 阻值大小决定着各自的工作点, 其阻值大产生的 $-U$ 也高, 管子的 I_p 则小, 反之亦然。R1、R2 应当严格对称, 除非两只管子参数不一致时 R1 才不等于 R2。常看到不少电路没有

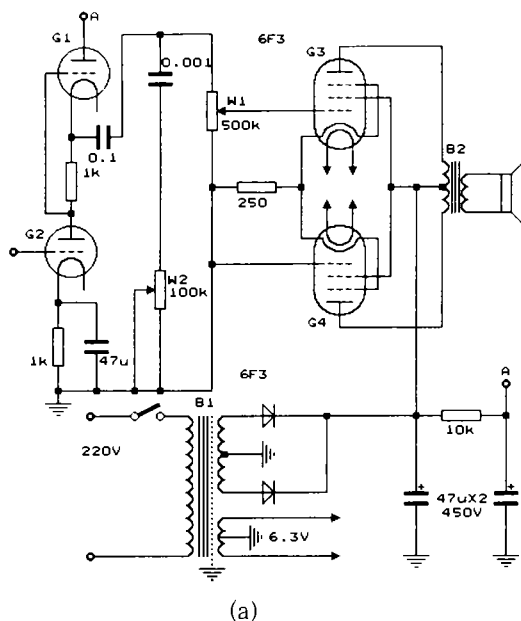


图 14 自倒相推挽电路

R2, 或将 R2 的阻值取得非常小, 显然上臂的工作点则会失常, 信号的包络波形也肯定不对称。这个电路因是全波放大, 只要电路及电子管特性对称, 则不存在输出不平衡的问题, 故保真度特别高。

近年来 SRPP 被大量用于各类前级电路中, 音响发烧友们都切实感受到此电路对提高放大器品质所带来的一系列好处, 如输入 R_i 高、输出 R_o 低、保真度高、动态好、增益高、信噪比高等。事实上早在 20 世纪 50 年代初, 此电路就出现在东欧的一些唱片放大器的功率级中, 此后也随之出现了一些相应的电子管, 如 6P15、EL18 (6Π15Π、6Π18Π) 等。因甩掉了输出变压器, 又无需倒相电路, 频率响应很容易扩展到 20Hz~20kHz。并且在 U_p 很低的情况下, 一对 6P15 就能给出 8W 的功率。只是电路的输出 R_o 较高, 与此衔接的扬声器 R_L 在 60Ω 以上时功放的效率才高。

尽管共阴极倒相器不失为一

种性能优秀的倒相器, 但由于电路条件苛刻, 早先除了在一些对信号平衡度要求特别高的电子管高级盘式录音机及电子仪器中偶有应用外, 长期来它一直被打入冷宫。近年, 随着 Hi-Fi 电子管放大器的复苏, 它又在各类高保真功放中展现着新风采。从电子管的极间耐压及保真度方面看来, 长尾式电路宜采用特性对称的高偏置, 阴丝极耐压高的 6N1、12AU7、6SN7 及 6N8P 等低 R_i 的中 μ 双三极管。如激励电平不高且又注重频响的, 可采用 6N3、6N11 及 6DJ8 等。6N6、12BH7 及 6N7P 虽然 R_i 很低, 阴极与灯丝间耐压高, 但管子的 C_s 过大, 高频信号损耗也大些。在 SRPP 功率级中, 也应使用那些 U_p 及 R_i 低、S 高的功率管, 如 6P14、6P15、6F3 以及 EL18、ECL82、EL84、6Π18Π 等型号的功率管。这时所需的电源电压以及推动电平低, 功放效率高也比较经济。

(未完待续)