

有关半导体器件制造厂还专门生产了一种 BTL 功率放大电路，例如 SL—38 BTL 集成电路。这种集成块内部包含有二组 SEPP 功放电路，动作原理与图 6-130 大体相似。

## 第六节 电子管功率放大器

六十年代以后，一般电子设备已经很少用到电子管（真空管）。可是迄今为止，对于音频功率放大器，不论在国内或是国外，依然有着不少电子管爱好者。其原因是，电子管功率放大器不存在诸如 TIM 失真、PIM 失真、交迭失真以及凹陷失真等有害音质的因素，通常都是工作在甲类状态，故而一台品质优良的电子管功率放大器的音质，有时要比普通质量的晶体管放大器来得柔和动听。除此以外，电子管还具有性能参数一致性好以及不会因过载而即时损坏等优点。为此，本节向读者介绍两种电路简单，性能优良，适合于一般家庭使用的电子管功率放大器，供作参考。

### 一、直耦式 3 瓦电子管功率放大器

本机包括整流管在内仅由三只电子管组成， $G_1(6J1)$ 作电压放大， $G_2(6P1)$ 为功率放大， $G_3(6Z4)$ 用作整流，见图 6-131。输入信号跨接于电位器  $W_1$  两端，经  $C_1$ 、 $R_2$  馈送至  $G_1$  的栅极， $R_1$  则是  $G_1$  的栅漏电阻。 $G_1$  用了很高的屏（板）极负载电阻  $R_3$ （2.2兆欧），并且直接耦合到功率管  $G_2$  的栅极，因而可以获得将近 340 倍（50 分贝）的增益。如果  $G_1$  与  $G_2$  之间是用一般的电容耦合，那么  $G_2$  的栅漏电阻必须在 10 兆欧以上，否则会对  $R_3$  产生旁路影响。但是按照使用规范，功率电子管的栅漏电阻是不容许超过 1 兆欧的。电压放大和功率放

大之间采用直接耦合还能减少低频端的相移，为施加较深的负反馈创造了条件，故而本机的性能指标要比同类型电子管放大器明显优越。实测结果表明，本机在谐波失真为 1% 的输出功率可达 3 瓦，衰减为 3 分贝时的频率范围优于 30 至 12000 赫。

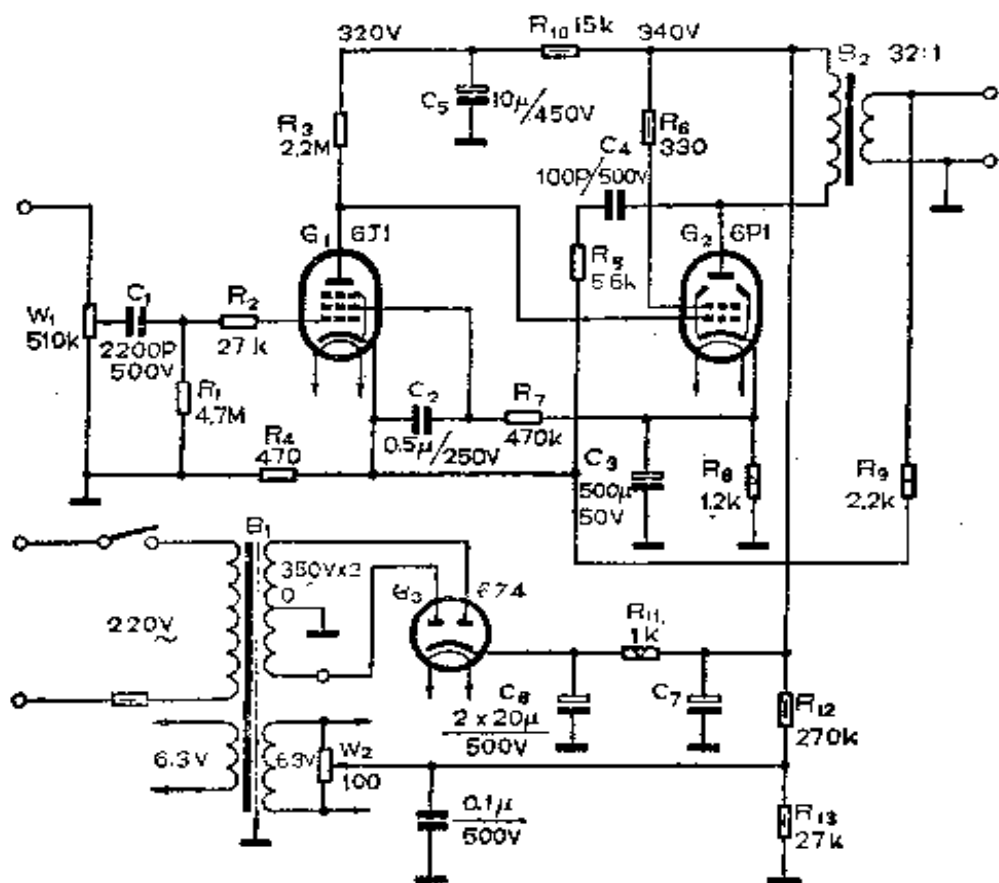


图 6-131 3 瓦电子管功放

当负载阻抗为 8 欧，输出变压器匝数比为 32:1 时，从  $G_2$  栅极至输出变压器次级的电压“增益”约为 0.76 倍，所以由  $G_1$  栅极至输出变压器次级的总电压增益为  $340 \times 0.76 \approx 260$  倍。电阻  $R_9$  (2.2 千欧) 和  $R_4$  (470 欧) 构成由输出变压器次级至  $G_1$  阴极的负反馈网络，使总增益由原来开环时的 260 倍减小到只 5 倍左右，即负反馈量为  $20 \lg (260/5) \approx 34$  分贝。

$G_1$  的栅极负偏压是依靠微小的栅极电流流经  $R_1$  (4.7 兆欧) 取得的, 其数值约为负 0.75 伏。另一方面, 因为  $G_1$  的屏极负载电阻很大, 阴极电流很小, 在  $G_1$  阴极电阻  $R_4$  上的电压降仅为 0.07 伏左右, 可以略去不计。于是,  $G_1$  阴极与地端之间不必再连接旁路电容器, 这就进一步减小了低频端的相移。

直接耦合方式的固有缺点是工作点偏移问题。本机为此作了简单而又精心的设计——使  $G_1$  管的帘栅极电压通过电阻  $R_7$  (470 千欧) 取自  $G_2$  管的阴极。这样, 当由于某种原因导致  $G_1$  屏流  $I_{P1}$  下降时, 那么  $V_{P1}$  上升, 也即  $G_2$  管栅极电压上升, 因而  $I_{P2}$  增加,  $I_{P2} \cdot R_8$  随之升高, 于是  $G_1$  管帘栅极电压升高,  $I_{P1}$  升高, 最终使工作点保持恒定。

跨接于  $G_2$  屏极与  $G_1$  阴极之间的电阻  $R_5$  和电容  $C_4$  的作用是防止高频振荡。 $C_4$  要求用高质量的云母电容器, 耐压在 500 伏以上。 $R_5$  和  $C_4$  的数值会因输出变压器特性而有所变化, 可在调整时选择。此外, 为了抑制寄生振荡, 在  $G_1$  栅极以及  $G_2$  帘栅极还分别串接有防振电阻  $R_2$  和  $R_6$ 。

本机为了提高功率管的动态范围, 直流高压设计为 340 伏, 直流电流约为 40 毫安。为此要求供全波整流用的电源变压器高压绕组电压为 350—0—350 伏, 以便经整流和  $\pi$  滤波网络 ( $C_6$ 、 $C_7$ 、 $R_{11}$ ) 后得到 340 伏的直流高压。毫无疑问, 整流管  $G_3$  完全可用半导体二极管 (如 2 CP 20 A 等) 来代替, 全波整流也可改用桥式整流电路, 改动以后倘若直流高压稍有出入, 可以适当增减  $R_{11}$  的阻值, 务使达到 340 伏设计要求。

$G_1$  管的输入阻抗很高, 极易感应交流声, 因此电压放大级除了要求一点接地外, 栅路元件应尽量靠近  $G_1$  管座, 至电位器  $W_1$  的连接线必须用屏蔽线。 $R_{12}$ 、 $R_{13}$  和  $W_2$  的作用是为

了减少电源交流声，仔细调节  $W_2$  可使交流声减至最小。

由于本机的输入阻抗很高近似等于  $W_1$  的阻值，所以也可不加前置放大器而直接输入压电式拾音头。此外，根据需要，还可以在负反馈环路中接入低音提升网络，以使本机更其简便实用（参照图 6-132）。低音提升网络由电位器  $W_3$  和  $C_3$  组成，当  $W_3$  的可动触点移向 A 点时频率特性保持平坦，移至 B 点时 100 赫提升约 10 分贝。

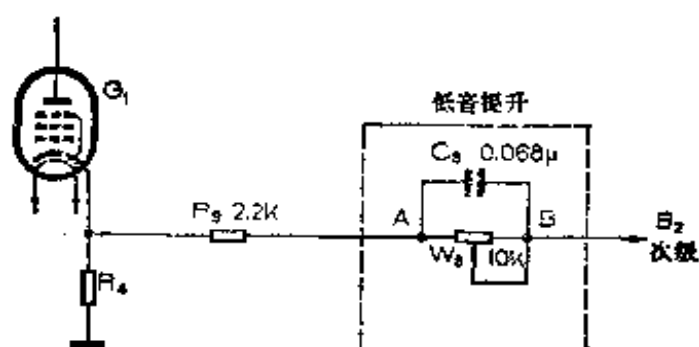


图 6-132 低音提升电路

输出变压器  $B_2$  的质量对本机性能有很大影响。为了取得较大的不失真输出功率和良好的低频特性， $B_2$  要求用  $D_{43}$ （厚 0.35 毫米）型号的硅钢片，冲片形状可选用 GEIB 22 型（舌宽为 22 毫米），叠厚 25 毫米，使铁心截面  $\geq 5.5$  厘米<sup>2</sup>，并按照图 6-133（a）所示方式叠片，而不要用（b）那种。同时在 E 片和 I 片之间应留有稍许间隙（可填入厚 0.1 毫米左右薄纸），以增加导磁系数的稳定性。初级绕组用  $\phi 0.14$  毫米高强度漆包线绕 5020 圈，次级（8  $\Omega$ ）用  $\phi 0.66$  毫米漆包线绕 156 圈。如果有类似的成品输出变压器，也可应用。

## 二、8 瓦电子管功率放大器

图 6-134 是中国唱片厂早期生产的 601 型多用途高保真

度功率放大器电原理图，连前置放大和功率放大仅用了 5 只电子管。输入端设置有电磁式拾音头、压电式拾音头、话筒、磁带录音机及收音机等不同信号的输入插口。此外，还备有磁带录音机转录输出端子。通过开关( $S_1$ ) 可对不同输入信号进行切换，并备有反馈式频率均衡网络，可以对电磁式拾音头进行频率均衡。

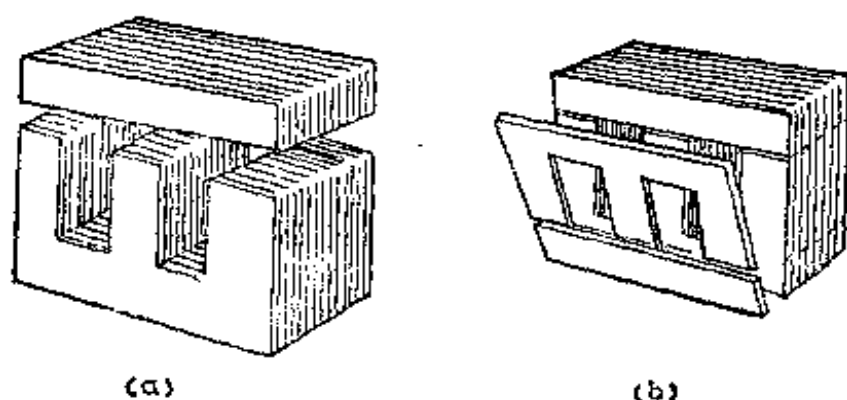


图 6-133 变压器叠片方式

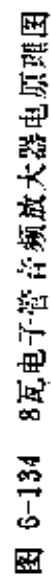
衰减式音调控制电路由接在  $G_{2a}$  和  $G_{2b}$  之间， $W_2$  是高音控制电位器， $W_3$  是低音控制电位器。低频 50 赫时调节范围可达 +10 分贝至 -15 分贝；高频 10 千赫时调节范围为 +9 分贝至 -12 分贝。

图中  $G_{3a}$  是前置推动级。 $G_{3b}$  连接成屏极—阴极倒相电路，屏、阴极各输出大小相等、相位相反的信号电压去推动两只推挽功放管  $G_4$ 、 $G_5$ 。 $R_{NF}$  是负反馈电阻由  $B_2$  次级回授至  $G_{3a}$  栅极，输出级用帘栅负反馈的超线性电路。

如果制作无误，整个音频放大器可达到如下技术性能：

频率特性：20~20000 赫  $\pm 1$  分贝。

信号噪声比：50 分贝以上(输入 10 毫伏，音调控制调节在水平位置)。



输出功率：8 瓦。

谐波失真：100 赫 (1% 以下)，1000 (0.5% 以下)，10000 赫 (0.5% 以下)，(输出 6 瓦时测试)。

输入灵敏度：电磁式拾音头 (8 毫伏)，磁带放音 (8 毫伏)，话筒 (5 毫伏)，压电式拾音头 (250 毫伏)。

上述电路中，输出变压器是放大器是否能获得良好效果的关键，除了要求初级有较大的电感量以外，漏感和分布电容要尽可能小。因此，要求采用分层绕法。输出变压器的圈数、导线直径和绕组排列见图 6-135。

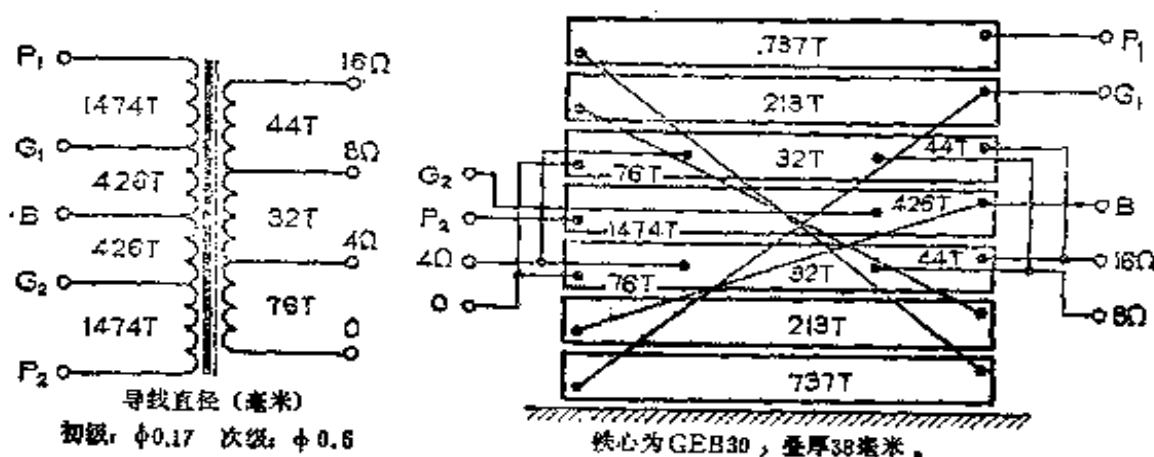


图 6-135 601 输出变压器

两个推挽电子管屏流直流成分在输出变压器内的流动方向相反，不会引起铁芯磁饱和，所以在 E 片和 I 片之间不需要留有间隙，可参照图 6-133 (b) 所示 E I 交叉叠片，以使输出变压器初级绕组取得较大的电感量。

电子管的输入阻抗很高，容易感应交流声，因此前级放大管的栅极引线要求用屏蔽线。图中  $W_4$  是用来平衡交流灯丝电源所引起的干扰。在调节  $W_4$  时，低音音调控制应放在最大提升位置。