

扩音机中的 新技术

苏联B.K.拉布琴著

董克群译

人民邮电出版社

В. К. ЛАБУТИН
НОВОЕ В ТЕХНИКЕ
ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО
УСИЛЕНИЯ

· 内 容 提 要 ·

这本小册子概述了现代优质扩音机（低频放大器）的构造原理和一些电路。本书可供广大无线电爱好者阅读，也可供扩大机和无线电收音机维修人员参考。

扩音机中的新技术

著者：苏联 B. K. 拉布琴 著

译者：董 克 群

出版者：人 民 邮 电 出 版 社

北京东四六条13号

（北京市书刊出版业营业许可出字第〇四八号）

印刷者：北 京 印 刷 厂

发行者：新 华 书 店

开本 787×1092 1/32

1958年9月北京第一版

印张 1 10/32 页 23

1959年7月北京第二次印刷

印刷字数 35,000字

印数 10,001—35,200册

统一书号：1504·5830—无220

定价：(0.16) 16 元

目 录

序

后级放大器	5
输出级	7
倒相器	14
前置放大器	19
校正电路	19
音调控制	27
频带调节器	30
音质低频放大器电路实例	37
儿童电唱机用放大器	37
后级放大器	37
多频道放大器	18
音量控制器	33
前置放大器的附属元件	36
万用前置放大器	41
结束语	
附录 本书各电路中采用的外国电子管特性及代用管表	

序

要收听音質优良的广播节目，只有从播音室、話筒一直到收听节目的房間这一傳輸系統內所有环节的特性都經過正确計算和相互补偿，并且在所有这些环节尽可能采取减少失真的必要措施，才能有效地解决。換句話說，要得到高逼真度的声音，参与傳輸节目的每一个环节都应当是优等的。

在家庭中收听节目的主要来源是：無綫电广播电台的广播、唱片、磁性录音和本地广播站的有綫广播。

所有这些节目来源的傳輸系統，除了磁性录音，都可以分为發送和接收兩部分，而發送部分是收听者不能予以控制的。但由于許多專家的努力，有綫及無綫广播节目以及唱片的音質正在不断地提高。調頻制广播的發展、慢轉唱片的出品以及电声器件（話筒、唱头、喇叭）特性的改进，都保證了广播节目質量上的新的躍进。

正因如此，近年来对于各种接收裝置，如收音机、电视机伴音电路、电唱机、低頻放大器等的質量指标，也都更加重視。各种接收裝置特性的改进，不仅可以保持所收得节目原有的优良質量，还可以校正节目傳輸系統的通过特性，补偿或削弱發送部分所产生的某些特殊失真和干扰。

上面提到的所有节目来源，除有綫广播外，在接收部分都要采用一个共同环节——低頻放大器。下面就概括地談一談外国現代优良低頻放大器的發展方向以及在电路上的改进。

在战后年代里，我們大大地增加了民用無綫电裝置的品种。繼調幅广播收音机、电唱机之后，电视机、磁性录音机、調頻收音机和万用唱机很快就成了日常生活用品。这些机器如果都单独裝置一个优良低頻放大器，那就会使电源部分的尺寸大大增加，構造复杂

并且价格增高。

因此，与出品带有低频放大器的收音机、磁性录音机和电视机的同时，又出现两个新的趋向，这似乎是适宜的。

第一个趋向是联合装置的出品数量有所增加，在联合机的一个机箱中，装有几种无线电机，并且它们共用一个优质低频放大器。最完善的“联合无线电机”中，拥有调频—调幅联合收音机、万用唱机、磁性录音机、电视机、公共低频放大器及喇叭或组合喇叭。

另一个趋向是出品各别部件：如不带低频部分的调频—调幅收音机、电视机、电唱机、低频前置放大器和后级放大器、有助音箱的喇叭以及联合机用的机匣。有了这些部件，无线电听众就能按自己的爱好独立组装“联合无线电机”。采用一个万用优质低频放大器，可以使整个民用组合无线电机的结构大大简化，价格减低，同时还能保证每一种机器都有最优美的声音。

把每种机器中的各级低频放大取消，而单独装置一个万用的低频放大器，这一趋向对无线电爱好者是有兴趣的。

万用低频放大器通常由两部分构成：前置放大器和后级放大器。这两个名称是不很明确的，因而必须把这两部分的组成和功用说明一下。

前置放大器中集中了所有控制机构。前置放大器的频率特性曲线可以在很大范围内加以调节，它的尺寸常常是很小的，有时是可以取下的。这个部分照例具有几个单独的输入插口，以便经常连接着各种节目来源。节目的选择是用专门的转换器来控制。为适应各种节目来源，各有专门的校正级，用以补偿各不同发送部分的频率失真，并将各个不同来源的各种信号调节至同一电平。

后级放大器部分除有输出级，通常还包括二、三级前级放大和电源部分。电源同时亦供电给前置放大器各电子管。后级放大器的频率特性曲线不加以控制，它的频率失真和非线性失真是极小的。

典型的前置放大器和后级放大器方框图如图 1 和图 2 所示。用虚线画出的部件，是不一定都有的。

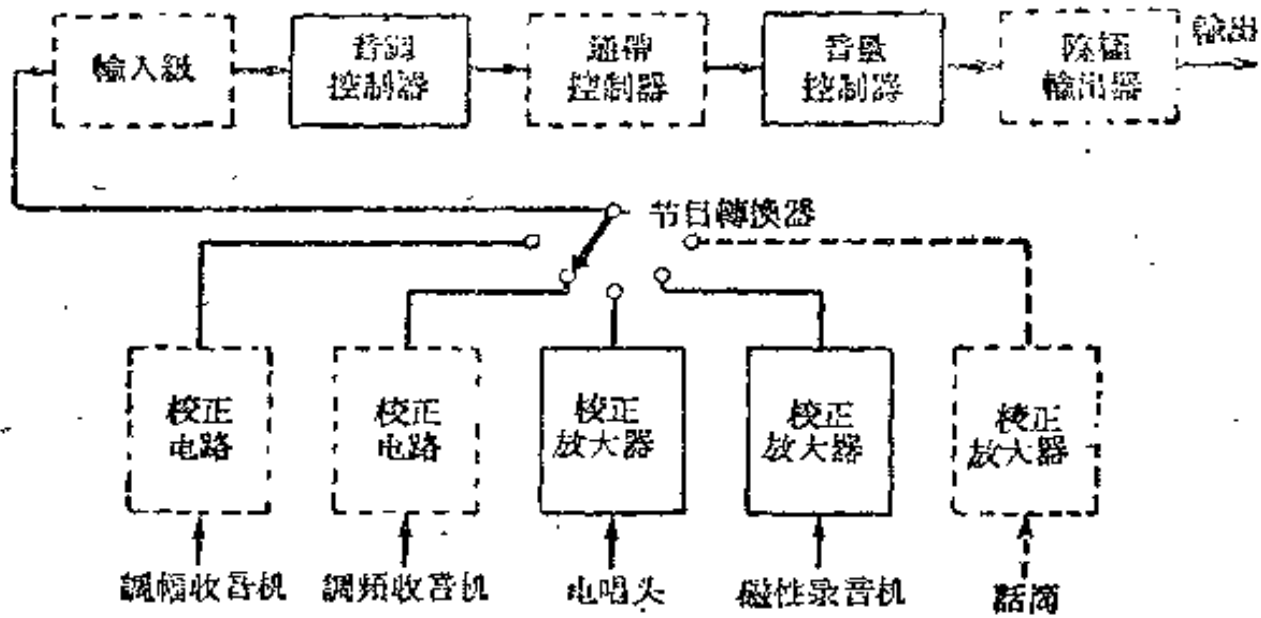


图 1 典型前置放大器方框图

对于这两部分高级产品的特性和参数的典型要求如下：

前置放大器

收音插口灵敏度 ①	50 毫伏
电唱头插口灵敏度	10 毫伏
磁性录音插口灵敏度	5 毫伏
额定输出电压	1 伏
噪声电平低于额定电平	70 分贝
非线性失真系数	<0.2%
当放大不均匀度不超过±0.5 分贝时的放大频带 (音调控制器转到中点位置时)	20—20000 周
低频部分 (40 周) 和高频部分 (12 千周) 频率特 性曲线的调节范围	±15 分贝

① 灵敏度是指频率为 1000 周时、音量控制器开到最响、输出电压达到额定值时的输入电压值。

此外，常常备有准确度达 ± 1 分贝的校正标准频率特性曲线的唱片；有时还接入3—5档的通带转换器；音量控制带有频率补偿。

后级放大器

额定输出功率	16 瓦
灵敏度	200毫伏
当放大不均匀度小于 ± 0.5 分贝时所放大的频带	30—15000周
非线性失真系数	$\leq 0.3\%$
综合失真系数	$\leq 1.0\%$
噪音电平低于额定电平	80分贝
输出阻抗（当负荷为15欧时）	≤ 0.5 欧

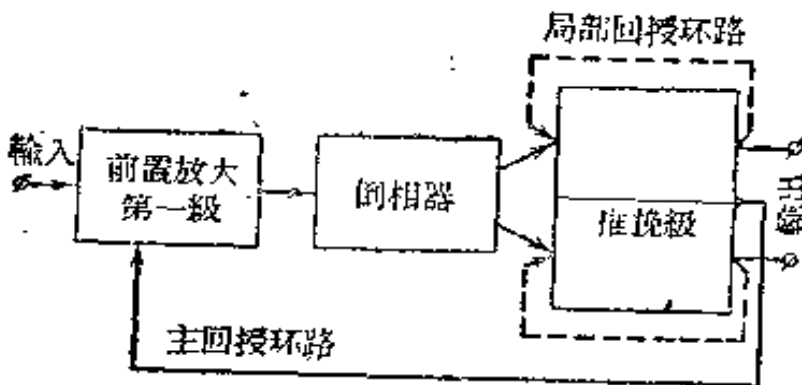


圖 2 典型后级放大器方框圖

应当指出，这些要求是十分高的，从整个无线电传输系统工作的技术经济观点来看，其中有些要求是不合算的。可能这种抬高对低频放大器的技术要求，是出于

广告和竞争。

以下四点可以认为是提高低频放大器质量的主要途径：

1. 为每一种节目来源加装专门的校正元件，使得无需附加调节而可以补偿该节目传输系统带来的平均频率失真，并且可以削弱特有的干扰；

2. 采用几个调节范围宽闊的频率特性调节器，这样可以对传输通道的通过频率特性加以辅助调整，来适应房间的声学特性和听众个人的口味；

3. 多采用负回授，可以显著降低放大器本身及喇叭中产生的非

綫性失真和交扰失真;

4. 使具有較大的輸出功率儲備，这样就可以保證有大的动态响度范围，便于采用双頻帶和三頻帶喇叭，且当市电电压降低时，放大器在額定輸出功率状态下工作的稳定性可以提高。同时亦便于实现拟立体放音。但是，輸出功率达16—20瓦（外国的后級放大器輸出功率有时竟达30瓦）对于家庭使用是嫌过大了。

后級放大器

上面已提到，对后級放大器的要求是不失真放大，即頻率失真与非綫性失真最小，噪音电平最低。此外，为了減低因喇叭振动系統的阻尼不良而帶來的失真，对于放大器的輸出阻抗值，有严格的要求。輸出阻抗越小，对喇叭振动系統的阻尼作用就越显著，而喇叭的固有諧振和頻率特性曲綫上的尖峯就受到更大程度的抑制。为估量阻尼程度，引用“阻尼因數” D ，它的关系式为：

$$D = \frac{R_{lp}}{R_{out}}$$

式中 R_{lp} ——喇叭音圈阻抗；

R_{out} ——放大器的輸出阻抗（指輸出变压器次級圈的）。

最好的后級放大器，阻尼因數 D 可以达到 50 或更高值。

达到上述这些要求的主要手段是采用負回授。常采用的是包括



圖 3 放大器的頻率特性曲綫。a. 沒有回授；b, c, d. 有負回授，且回授深度逐漸增加。

后級放大器所有各級的主回授环路以及包括一二級的內部回授环路。同时也用各种新式回授，例如在五極管帘栅电路加負回授，可以提高电子管特性曲綫的直綫性。

包括数級的負回授，其回授深度有一定限度。这是因为高音頻和低音頻的相位移，会引起这两部分發生正回授，随着回授系数的加大，將引起放大器工作的不穩定，終而發生自激現象（圖3）。但在所放大頻譜的临界頻率上应有深度的負回授，这是最重要的，因为喇叭的諧振頻率正处在临界頻率上。为了制止喇叭的諧振，对喇叭振动系統需要予以更好的阻尼。

正因如此，在優質低頻放大器中相位特性是具有头等重要意义的。要求显著地扩大最小相移的頻率范圍。例如，有一种后級放大器，由40周至20千周頻帶范圍內，其阻尼因数 $D=50$ ，其中采用的負回授深度为30分貝。为了實現这样深度的負回授，就必须保證：頻率10周时相移不超过 10° ，而頻率20千周时相移約 20° 。

改善相位特性的方法是：取消放大器电路中影响頻率特性的調节裝置，所有的变压器（輸出变压器除外），严格要求輸出变压器（加大初級圈电感，減少漏感和寄生电容），以及在放大器綫路中增添專門校正相位特性的 RC 电路。

由于相位特性与頻率特性之間的依附关系，上面这些措施对扩大放大頻帶是具有同等意义的。例如在同一个放大器中，由于采取校正相位特性的种种措施，其放大頻帶在不均匀度为 ± 1 分貝时可以扩大到2周至100千週。这些数字充分表明，優質放大器是多貴了，因为優質放大器的有效放大頻帶超过放音所利用頻帶3—4个八度音程，亦即为所利用頻帶的30—60倍！

因此，在合理范圍內限制負回授深度并寻求其他一些方法来減低非綫性失真和改善对喇叭的阻尼是比較适当的。为了簡化深度負回授电路結構，后級放大器的級数宜減至最少。最常見的后級放大

器綫路有三級：1. 电压放大器、2. 倒相器、3. 推挽輸出級。

第一級綫路很少包含新穎的元件。這一級由于所放大电压值較小，容易保證很小的非綫性失真。有时为了改善相位特性，接入一些簡單的 RC 校正电路。

最有趣的是輸出級和倒相級的綫路，現在我們就来談談这些綫路。

輸 出 級

由于要增大輸出功率儲备，優質放大器輸出級照例是用推挽电路。推挽电路同时也容易获得小的非綫性失真。最常采用的是五極管或集射四極管工作于甲乙₁类状态，甲乙₂类和甲类則采用較少。

重視电子管栅極和帘栅極的供电电路是有意义的。因为詳細的研究表明，在低頻放大器实际工作状态中，这些电路对于非綫性失真及輸出功率的大小，有着主要的影响。

虽有包括整个放大器各級的主回授环路，但在輸出級还常采用局部負回授。

局部負回授的深度一般都不大（不大于 10—12 分貝），因为采用局部負回授后就要求相应提高輸出管的激励电压；而这样会造成輸出管激励級产生显著非綫性失真的危險。这种負回授很少按以前大家都所熟知的形式——即輸出級电子管屏極与栅極之間的阻—容回授的形式来按裝，而大部分是尽量把輸出变压器也包括在內。因为这样不但能減低电子管特性曲綫的非綫性，而且还能減少变压器帶來的失真。

有一些綫路中，利用接在电子管的陰極电路內的專用的对称綫圈来进行回授（圖 4）。

但是現在最引人注意的是所謂“超綫性”放大器电路。实际上，这种电路是帘栅电路負回授放大器（圖 5）。由于电子管帘栅特性曲

總有其特殊的非綫性，此处这种效应更加复杂，因此这种綫路中的五極管

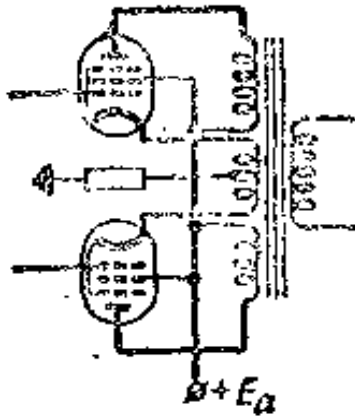


圖 4 在推挽級电子管陰極电路內加負回授的电路

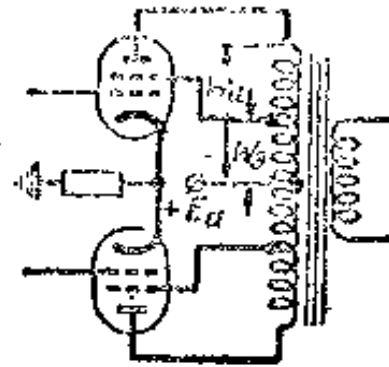


圖 5 超綫性放大器电路

或四極管就具有新的特性，这种具有新特性的电子管就其各个参数来看，是介于五極管与三極管之間的。

輸出变压器接入帘柵回路的綫圈与接入屏回路的綫圈的圈数比，对于各种电子管是各不相同的；选定最佳的圈数比可以保持五極管所具有的省电、灵敏和輸出功率大的优点，而获得三極管特有的低內阻，非綫性失真小的优点。他的非綫性失真不但比五極接綫时低，甚至比同型号电子管作三極接綫时还低。

对这种电路的研究，在各种期刊上已發表过一些文章，不同的作者获得的結果也不十分一致，其原因可能是由于輸出变压器特性以及測量方法不同。在这些研究中，最主要的是：輸出功率 P_{out} ，非綫性失真系数 K_n 和內阻 R_{out} 与負荷分配参数 n 的关系曲綫，而

$$\text{分配参数 } n = \frac{Z_g}{Z_a},$$

式中 Z_a ——輸出变压器全部初級圈的負荷阻抗；

Z_g ——接入电子管帘柵电路的部分初級圈的負荷阻抗。

这里应当指出，因为負荷阻抗与圈数平方成正比，所以用圈数表示初級卷相应部分圈数的参数 n 时，就得到以下关系式。

$$n = \frac{w_2^2}{w_1^2}$$

圖 6 示出我們感興趣的那些關係的典型變化過程。數值 $n=0$ 時即相當電子管作五極接綫時 ($w_2=0$)； $n=1$ 時相當電子管三極

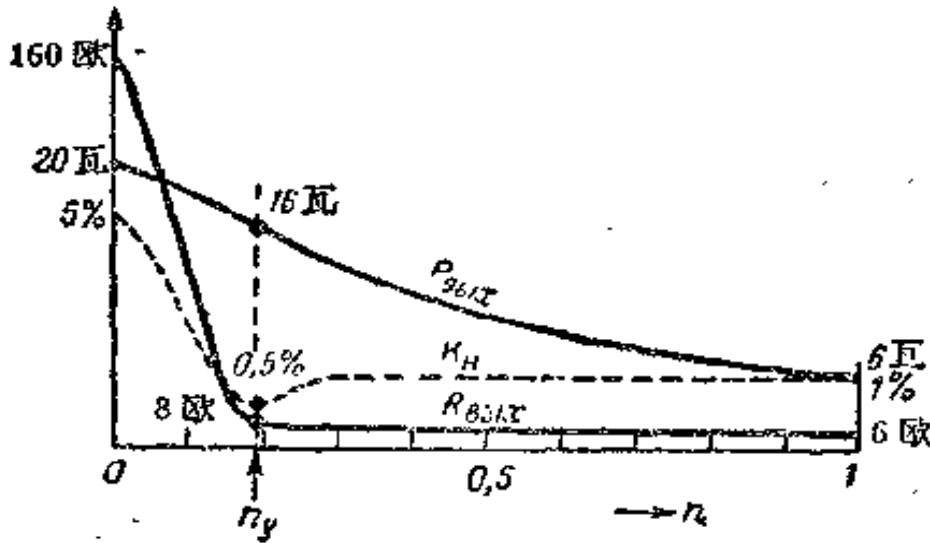


圖 6 分負荷式放大器的輸出功率 ($P_{облх}$)、非綫性失真係數 (K_H) 和內阻 ($R_{облх}$) 與參數 n 的關係曲綫

接綫 ($w_2=w_1$ ，即電子管帘柵極接屏極)。隨着參數 n 的增大，內阻 $R_{облх}$ 和非綫性失真係數 K_H 迅速下降，而輸出功率 $P_{облх}$ 開始有稍許下降。

當 n 為某一最佳值時，非綫性失真最小。該點即表明“超綫性”工作狀態的特點。大多數五極管和集射四極管其中包括四極管 6П3С，其超綫性狀態相當於 $n_y=0.18-0.2$ 。但有些電子管最佳值 n 却顯著不同。例如四極管 6П6С和 6П1П，當 $n=0.05$ 時非綫性失真最小。

隨着負荷的分配參數繼續增大到 $n=1$ ，非綫性失真係數會增長一些，內阻略有下降，而輸出功率則顯著降低。

圖 6 曲綫應當作幾點說明。大多數的研究者在求這些關係時，大都在改變 n 值的同時，也選擇電子管在每一 n 值時的最佳工作狀

态的，即同时也改变负荷阻抗值、栅偏压、激励电压和屏极电压，并且每次都按照电子管屏极容许损耗功率来确定可能的最大屏压。这时，随着 n 值的增大，屏压可以提高一些。

实现超线性工作状态的任务，就是制造漏感极小的输出变压器。例如有一种超线性输出放大器，其中输出变压器初级圈的电感量为漏感量的15000倍。

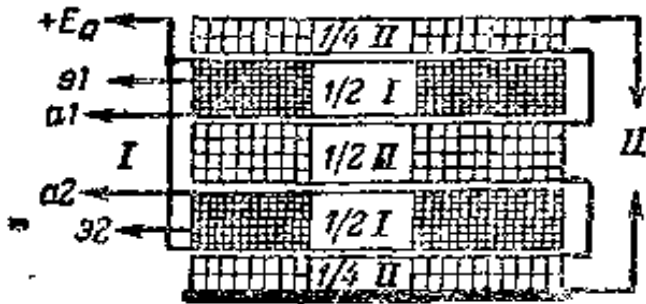


圖 7 “超线性放大器”输出变压器
线圈分佈圖

圖 7 示出最常见的超线性放大器用的输出变压器线圈分佈情况。

用集射四极管 6П3С 的推挽超线性放大级工作状态的特性参数如下：

负荷阻抗（屏至屏）	6600 欧，
乙电源电压	385 伏，
偏压（利用两管阴极电阻 $R_k = 350$ 欧，自给）	35 伏，
阴极电流（两管的）	100 毫安，
负荷分配参数 n	18.5%，
输出功率	20 瓦，
非线性失真系数	0.3%，
交扰失真系数	1.0%。

输出变压器数据：铁心横断面 6 平方公分（优质钢），初级圈每管用直径 0.18 毫米导线绕 1940 圈，第 830 圈处抽头，次级圈（为配合 15 欧姆音圈）用直径 0.83 毫米导线绕 180 圈。这时，初级圈电感量为 75 亨利。漏感（按圖 7 的佈置来繞制）在初级与次级圈之間約 30 毫亨，接电子管帘栅电路的每一分段线圈与初级线圈一臂之間的漏感不大于 10 毫亨。

平衡电路 推挽級兩电子管屏流的直流成分若不平衡，將使輸出變壓器鐵心受到直流磁化。鐵心被磁化后，初級圈的有效電感就要減小，這可能成為增大失真（尤其低音頻部分）的因素。

為了消滅這種現象，在柵偏壓供電綫路中常採用微調電路，它可以很容易地移動电子管的工作點，來平衡屏流中的直流成分。圖8示出這種電路。其中a和b圖最常用於甲乙類放大級，圖8,c和d用於甲類，圖8,e也用於超線性放大級。

特別有趣的是圖8,d的電路。因為，电子管參數（包括屏流及

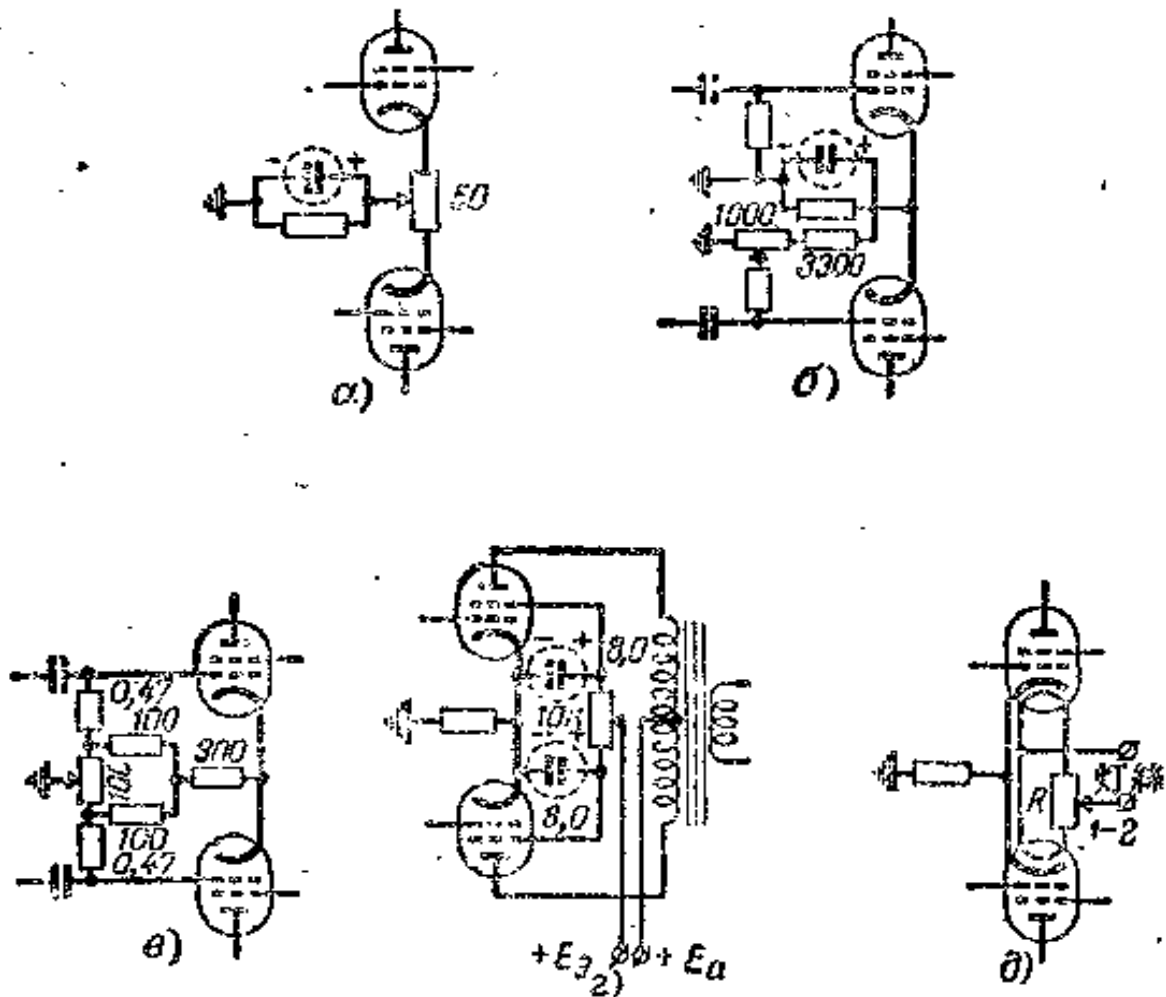


圖 8. 推挽級的平衡電路

a和b: 當利用帶有旁路電容器的陰極電阻自給偏壓時平衡兩管屏流直流成分的方法; c和d: 當陰極電阻無旁路電容器時平衡兩管直流成分的方法; e: 利用平衡陰極放射來達到對稱。

特性互导)的差異,主要是由于陰極特性不一致。所以,平衡陰極的放射,常可以既平衡二电子管屏流的直流成分,又改善其放大參數的对称性。这种平衡調整就利用电位器 R 来进行, R 可以在不大的範圍內改变二电子管灯絲电流的比例。这种电路在供电电压發生变动时,稳定度很高。其缺点是:由于陰極的热惰性,平衡过程需时較長。

柵極偏压 在放大器实际工作状态中,利用电子管陰極电流自給柵偏压,常常会使非綫性失真大于特性表中所标出的和用仪表測出的。非綫性失真是用声頻振荡器發生的固定振幅正弦信号来激励放大器而进行測量的。这时电子管陰極电流的直流成分是不变化的,因而柵極直流偏压亦不变,故工作点亦有固定位置。

在一般輸出級工作状态中,随着信号的增强,陰極电流的直流成分亦增加,因而使工作点向左偏移,这可以使激励电压的振幅,較工作点位置不变时的稍大一些,而不必顧虑产生柵極电流。

但是,当陰極电阻有大容量电容器旁路时陰極电路的时间常数就显得很大。目前我們收听的节目中,波幅常常突然改变,这时工作点不能及时偏移,因而使在實驗室測量条件下的那种信号振幅和柵偏压之間的关系遭受破坏。当小偏压时来到大振幅,能使放大器在尚未达到最大輸出功率之前就要發生过荷。这种现象很难用測量仪表測試出来,但它会使無綫电裝置的音質显著变坏。

在甲乙类工作状态中,增大自給柵極偏压的初值,使它相当于固定偏压工作状态的数值,同时陰極电阻和通过降压电阻供电的帘柵極,应当用尽可能大的(50—100 微法)电容器来旁路,这样可以得到良好的效果。因为响度的最高峯的时间是很短促的,所以这时工作点就来不及發生显著偏移。但是,这种放大器最大輸出功率时的实际非綫性失真系数,也很难用仪表測量。这里的情况恰恰相反,測量仪表指示出的非綫性失真值,較之实际放送無綫电节目产

生的失真要大一些。

消除上述不良現象的另一方法，就是采用“超綫性状态”。因根据研究結果，知道当負荷在电子管帘柵極与屏極之間分配得最佳时，不仅非綫性失真減至最低，同时信号振幅在整个变化范圍內，陰極电流直流成分的改变，实际上也察覺不出。因此，从自給偏压供电状态来看，超綫性放大器是有固定偏压放大器的性質。所以这种綫路要求增大柵極偏压。

帘柵極的供电 当信号为峯值振幅时，輸出綫屏流和帘柵流增加，而引起这些电路的供电电压下降。这样，第一会限制輸出功率，第二会造成非綫性失真。帘柵电压的降低，影响尤大。因此現代优秀放大器中，常可以看到一些帘柵稳压电路。有时，甚至采用考究的有直流放大器和調节管的电子稳压器电路。不过，最常見的还是各种簡單稳压器。

如果电子管帘柵电压需低于屏压 70—150 伏，則有时可以在帘柵电路接入充气稳压管来代替降压电阻（圖 9）。

虽然当信号有峯值振幅时电子管屏流增加，整流器电压稍有下降，从而使帘柵电压也有少許下降，但是屏流增加的百分率是小于帘柵流增加的百分率的。因此，整个屏压变动而傳給电子管帘柵極时，可以使帘柵电压的波动，較之用降压电阻供电时要小一些。

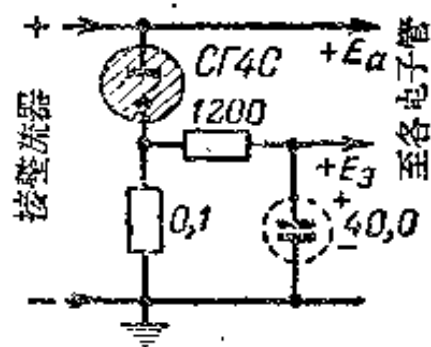


圖 9 在电子管帘柵电路中用充气稳压管当作降压电阻

圖 10 示另外兩種簡化的电子稳压器电路。圖 10, a 电路中，用調节管代替降压电阻。为实现稳定作用，电子管内阻必須随着輸出管帘柵电流增强而減低。圖 10, a 电路中將电子管控制柵極接以固定电位，就可以达到这个要求，調节管陰电位等于帘柵压 E_g ，当

电流發生很大变动时，陰極电位只变动几伏特。

圖10,6的电路中，調节管 J_3 与輸出管帘柵極并联。这种电路的穩压原理是：当帘柵流增加时，使調节管屏流降低，而两个电流的和几乎仍旧不变；因此这合成电流經過降压电阻 R_1 后，所得到的电压 E_g 也無显著变化。

要实现这一原理，应当在輸出管帘柵电流增加时，使电子管 J_3 控制柵極对其陰極的电位降低。將电子管 J_3 陰極接到輸出管陰極上，并由分压器 R_2, R_3 供給其控制柵極电压，就可以自动达到上述目的。这电路不仅穩定帘柵电压，同时也穩定了柵偏压。采用屏

損功率大、放大系数高的特殊双三極管，可以保证有效地工作。双三極管 6H7C 能够滿意地工作于这种电路。

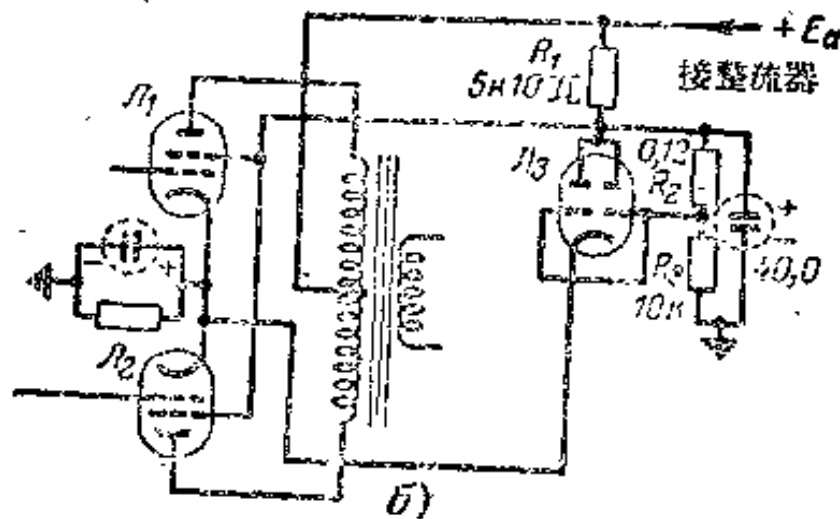
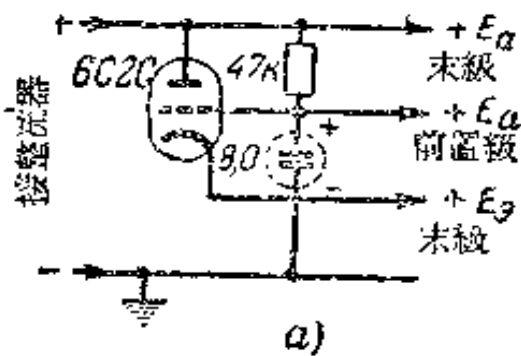


圖 10 帘柵电压穩定电路
 a. 調节管串联电路；
 b. 調节管并联电路。

倒相器

对优質放大器的倒相器，有下列一系列的特殊要求。第一，由于采用包括整个放大器的深度負回授，故要求倒相器在很寬頻帶內保持高度对称和最小的相位失真。根据上述要求，在自非推挽級过渡到

推挽电路时，应避免使用变压器。

第二，由于输出级采用局部回授环路，故要求加大激励电压，因此优质放大器中的倒相器常需工作在比一般高得多的信号条件下。

最后，倒相器的非线性失真系数不应超过0.1%，否则它就会增高输出级的失真，并使所有为减低整个放大器失真而采取的重要措施，都失去效用。

要在输出电压振幅很大时得到高度的线性，可以这样来作：倒相器用两只电子管来装置（单管的屏—阴负荷分割倒相器线路，只有当输出级没有负回授时才采用，因这时输出级不要很大电压来“推动”），仔细选择电子管工作状态，在特殊情况下，甚至可将倒相器归并成一极，而装成推挽式激励级。在电路上采取一系列措施，来改善相位特性和加宽频带，且在通带范围内保持倒相器的高度对称。

图 11. a 示出屏—阴负荷分割倒相器电路，其中与前级交连不用断流电容器。适当选配前级和倒相管工作状态，可使倒相三极管获得必要的栅极偏压。倒相三极管工作点，只要稍稍调整前级管阴极电阻 R_1 ，就可以进行最后调整。

负荷分割倒相器，由阴极电路电阻 R_2 （等于屏极电路电阻 R_1 ）上所产生的负回授是很深的（ $\beta=0.5$ ），故它的放大系数不能超过 2。它给予推挽级每臂的激励电压，亦不超过该型三极管最大输出电压的一半。负荷分割倒相器的屏极和阴极两臂的输出阻抗有很大差别，由于负回授作用，屏极输出阻抗大于阴极输出阻抗许多倍。这会引起倒相器的不对称，频率在几十千周内就已很显著，从而限制采用主要环路深度负回授的可能性。

图 11. b 示出用两个三极管的倒相器，它没有前述电路的那些缺点。左面三极管 V_1 类似前述电路，有负荷分割。但由于电阻 R_2

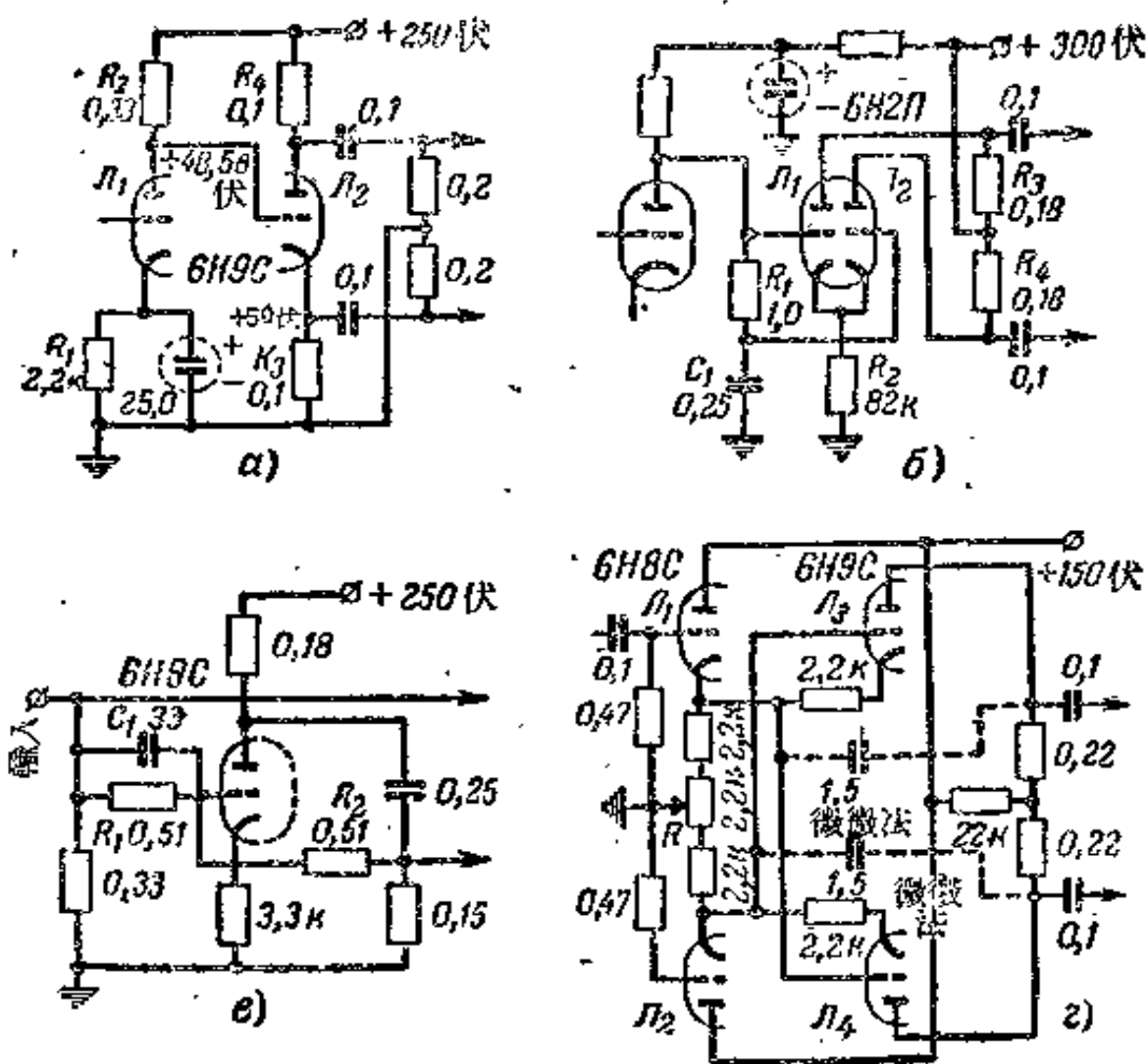


圖 11 倒相器电路

а. 負荷分割倒相器，与前級交連不用断流电容器；б. 双三極管陰極交連倒相器；в. 1兆周以下对称的倒相器；г. 用两个双三極管的高度对称倒相器。

是接在两个三極管陰極电路的，故陰極負荷电阻对每一个三極管的有效值，是不大的。因此，回授深度也很小，每个三極管屏極输出电压能够接近該型电子管的最大值，而放大系数也随之增高。

右面三極管 Π_2 由于其栅極經過大容量电容器 C_1 接地，故工作于栅地放大状态。三極管 Π_2 不把加于其陰極的信号倒相。这样，在两个三極管屏極之間，就得到相位相反的电压，該电压与負荷分割

三極管的屏極和陰極上得到的一樣。但是現在我們却有了對稱的輸出電路。

嚴格的說，要在兩管屏極上得到相等的電壓，電阻 R_4 的阻值應選擇得稍大於電阻 R_3 。從理論上可得出這兩個電阻之間的關係如下：

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{1 + \frac{R_i + R_4}{(1 + \mu)R_2}}$$

式中 R_2 、 R_3 和 R_4 是圖 11.6 中的電阻；

R_i 是三極管 J_1 和 J_2 的內阻；

μ 是三極管 J_1 和 J_2 的放大係數。

不過，三極管的放大係數 μ 和 R_2 阻值越大，電阻 R_3 和 R_4 的差別就應越小。例如，雙三極管 6H2Π ($\mu = 100$, $R_i = 500$ 千歐)，當用圖 11.6 所示的數據時，若 $R_3 = R_4$ ，則不對稱度為 3%，亦即低於雙三極管本身的參數差異。

可以指出，如果圖 11.6 電路中 R_2 的阻值及倒相器和前級電子管的工作狀態都經過適當的選擇，就可以使信號由前級管屏極直接加到倒相器第一管柵極上，而不使用斷流電容器。

圖 11.6 所示的電路，可將信號倒相，其放大係數等於 1。由於採用校正相位特性的專門電路 (R_1C_1) 以及通過電阻 R_2 的深度回授，可以保證這種電路在 5 周至 1 兆周頻帶內良好地工作。因此，有這種倒相器的放大器，就能夠使用包括整個放大器的極深度負回授環路。

圖 11.7 示出的兩個雙三極管的電路，即使在電子管參數很不一致的情況下，其兩管的輸出電壓和電路參數也具有特別高的對稱，因為電路中的電子管有交叉回授。這種倒相器一般是接在多級推挽電路的第一級。電位器 R 是在更換電子管時平衡電路之用。增添

小容量电容器（1—2微微法，如虛綫所示），可以补偿佈綫寄生电容，减少最高音频部分的相位失真。

这种电路很适宜从放大器输出端接来负回授（主环路）。回授是利用图中下面一个与输入管对称的三极管 A_2 的栅极。在别种电路中，回授电压不得不加在输入管的阴极电路，而这是有一定的不便的，因为阴极电路的阻值是很小的。

多频道放大器

多频道后级放大器是很少见的。因为一般认为，宽频带优质放大问题，利用单频道系统已能顺利解决了。

当使用常见的多频带喇叭时，必须把要放送的音频频谱，分拆为二至三个频带来供给那些喇叭。音频频谱的分拆，通常是在放大器输出电路中最简单的滤波器来实现（图12）。但是这种滤波器有许多缺点：它们会使喇叭的匹配和阻尼变坏，效率不高，不能将音频频谱显著地分开。因此逐渐开始采用在放大器中就分开频带的方法。

近来，在所谓拟立体声系统或立体声系统中，有时采用多频道放大。在这些系统中，所放送频谱内的不同频带接至装在助音箱不

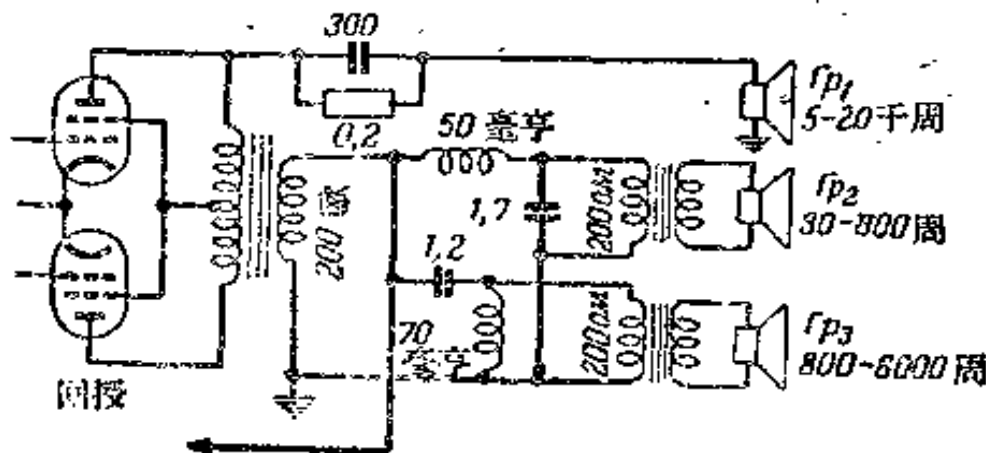


图 12 在放大器输出端分开频道的电路图
 Γ_{p1} —晶体喇叭； Γ_{p2} 和 Γ_{p3} —电动喇叭。

同部分及不同角度的喇叭上。頻道分离裝置没有什么新奇之处，因为大部分都采用 RC 电路。

在多頻道放大器中，与分离頻道的同时，应当使几个輸出端能够接在一起，用一个喇叭（例如移动的喇叭）来放出整个頻帶。最简单的连接方法可按圖 13 来作。若每个頻道的輸出功率和阻抗都相等，则这种电路無需附加一个另件。

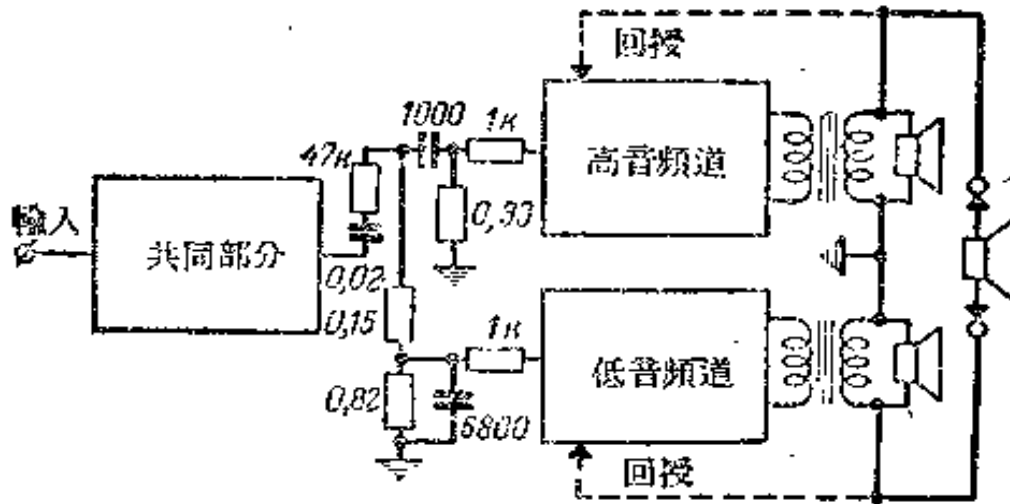


圖 13 双頻道放大器輸出端頻道相連接的最簡單电路

前置放大器

校正电路

由各种不同的节目来源所获得的信号，常常是有不同平均电平的，并带有不同的频率失真和特殊的噪音。这些失真和噪音是某种节目传输系统前一部分所固有的。

为了使放大器由一种工作转换成另一种工作时，不须借助于音量控制器和音调控制器，来显著改变放大器的特性，信号由每一种节目来源的输出端，先进入各不调节式校正电路，经过电路的校正

以后，才加到节目轉換器和共同低頻放大电路。这种校正电路使各信号都成为某一平均特性。

校正电路的主要功用有三：

1. 使节目来源的信号平均电平趋于某一定值。这不仅保證便于运用放大器，又能保證补偿式音量控制器的正常工作。
2. 补偿节目傳輸系統前一部分的固有平均頻率失真。
3. 削弱节目發送系統內产生的特殊噪音。

在售品前置放大器中，校正电路，通常只考虑节目發送部分的标准頻率特性（例如唱片的頻率特性）；而接收部分的特性（电唱机的頻率特性，收音时的特殊噪音），則因不同牌号机器可能有很大差别，故是不加考虑的。这种頻率失真及噪音可在相应机件的輸出端裝置必要的校正电路。

但是，业余無線电爱好者用他所熟知的机件組裝联合机时，可以根据自己在相应机件中或前置放大器中观察到的情况，来加裝校正电路。不論在結構上怎样解决，輸入信号的校正問題是与無線电节目的优質放音問題有密切关系的。因此我們来講一講裝置不調节式校正电路的基本方法，并附帶說一下放大器前面各个节目来源的輸出电路。

每一个节目来源的平均輸出信号电平都应調至“划一电平”，节目的轉換就在这一电平上来进行。該电平通常为200—500毫伏。若將这个电平提高到1—2伏，就不容易在頻率特性調节范圍內保持很小的非綫性失真（但其中采用与頻率無关的負回授的除外），如果划一电平低于100毫伏，那么就会使节目轉換电路拾取較大的交流声，从而使^{信号}比_{噪音}变坏。

对于其輸出信号超过划一电平的信号源（如調頻和調幅收音机，电视机），校正电路应当有信号电压分压器或微調电位器；而对于电平較低的信号源（如电唱头，放音磁头），則要采用附加放

大器，并且附加放大器通常也加裝微調电位器，以便确定必要的放大系数。

为了保持最好的信号/噪音比，微調电位器最好裝在校正电路的輸出端，直接接节目轉換器。这时各部件間的引綫及校正电路都工作于最大信号，因而可能的感应和不稳定將是很小的。

調幅收音机信号的补偿 調幅收音机用的不調节式低頻校正元件，通常是使用低頻 RC 濾波器，裝置在檢波器負荷电路。它可以使脈冲性干扰电平降低一些，同时并采用抑制干扰嘯声的插入式濾波器。干扰嘯声是由所接收电台的載頻与鄰近（頻率）电台的載頻差拍而引起的。此外，輸出信号电压通常有几伏特，为了降低电压需裝置分压器或电位器。

圖 14 示出帶有上述校正元件的調幅收音机的完整輸出电路。 R_1C_1 电路的时间常数一般为 50 微秒，而插入式濾波器 LC_2 的諧振頻率為 9 千周。濾波器的綫圈繞在可微調鎧裝鞍基心上，多層排繞。

用于優質綜合無綫电裝置中的收音机，很需要有高效自动音量控制裝置，因为它能保證接收任何能很好收听的电台时輸出信号平均电平的变动范围不超出 6 分貝。只有这样，才能在放大器輸入端得到足够稳定的信号，而补偿式音量控制器才能正常工作。

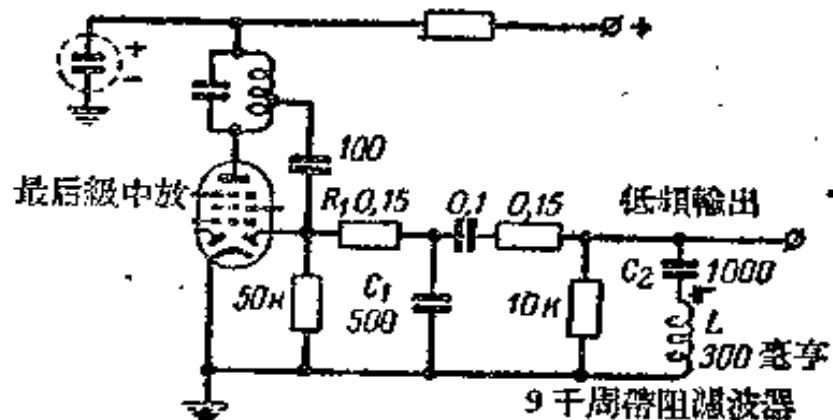


圖 14 調幅收音机用的校正电路圖

超短波調頻收音机的信号校正 在超短波調頻發送机中，預先

將声頻頻譜中最高頻率的調制指數提高。这样作的目的是为了补偿在收音时頻率特性曲綫相应部分所受到的“抑制”，因而可以获得一

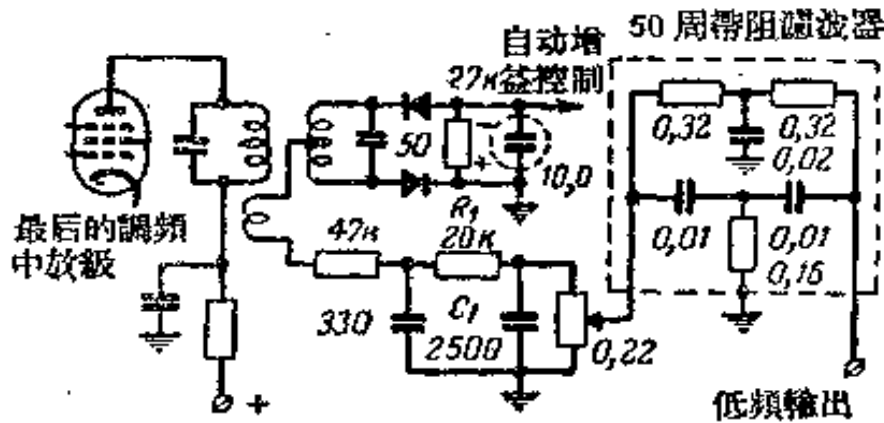


圖 15 調頻收音机用的校正电路圖

条平的通过頻率特性曲綫。同时也降低噪音电平。为精确地补偿高频部分的頻率特性曲綫，必須在頻率檢波器（鑑頻器）之后使用低頻 RC 濾波器（圖 15 中的 R_1C_1 ），

其時間常数为 50 微秒。

这种校正是任何一个調頻收音机所必需的。此外，在影声共道式电视机的伴音收音机中，有时加裝切除幀頻（等于市电頻率，50 周）的濾波器。这一措施虽稍稍降低伴音的音量，但却能很好地避免电视机中常常听到的哼声。最常用作这个目的就是如圖 15 虛綫框內所示的 RC 型双 T 电桥。电桥濾波器元件的选配，其誤差度要在 0.5% 以下。

机械录音的校正 圖 16.a 示出普通唱片和慢轉密紋唱片的典型录音特性曲綫。它削弱低頻部分的目的是限制音槽摆动的最大幅度，而縮小相鄰音槽間的距離，并延長录音時間。曲綫高频部分上昇，是为了提高信号/噪音比。

为了恢复声音中不同頻率信号电平之間原来的比例，在放送唱片时，就应当有相反的特性曲綫（圖 16.b）。

在选定校正电路的頻率特性时，必須同时考虑电唱头的頻率特性。苏联电唱头的結構，都尽量使其特性接近放音所必需的特性。話虽如此，但不同牌号的唱头的頻率特性是有很大差別的，因此对

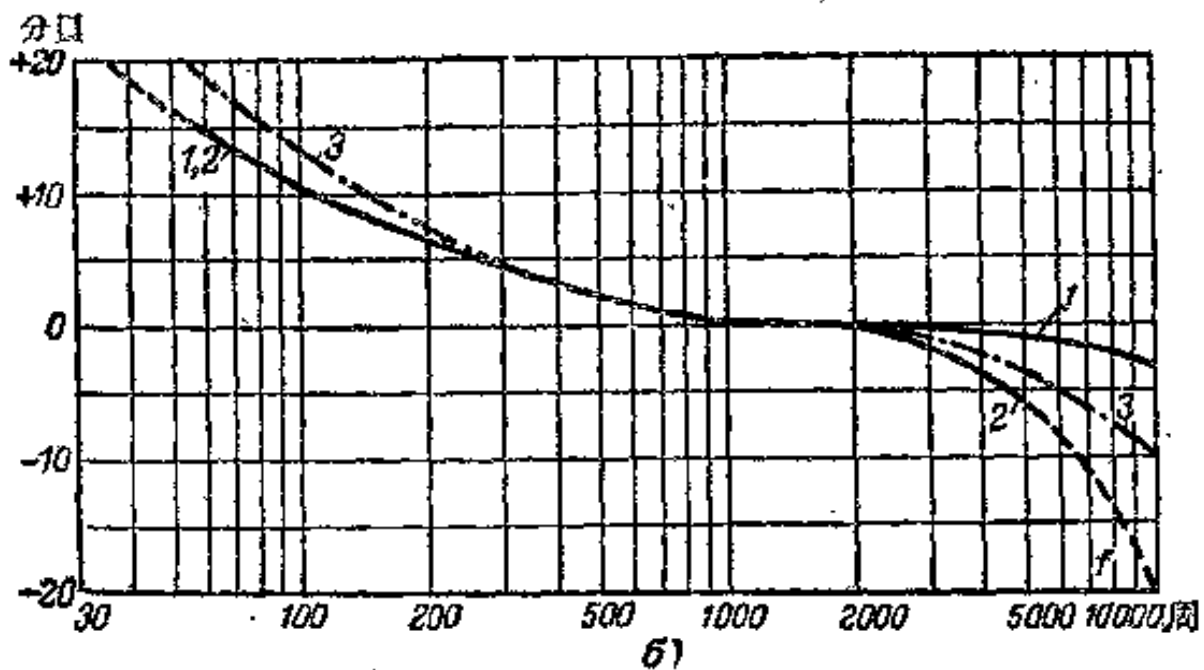
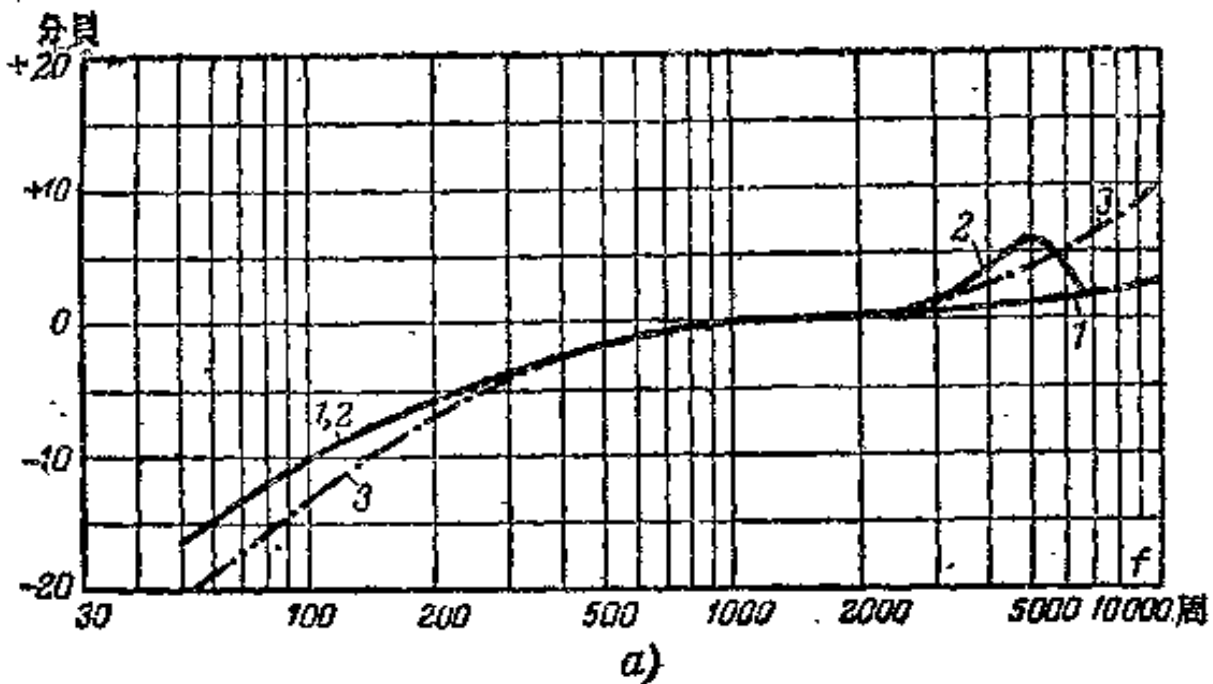


圖 16 a. 机械录音的典型特性曲线; b. 能够补偿
典型录音特性的放音特性曲线。

1. 普通每分78轉唱片新标准; 2. 普通每分78轉唱片旧标准;
3. 慢轉密紋唱片的曲线。

录音特性的补偿作用也不尽相同。

在外国, 有另外一种趋向: 即尽量使电唱头具有水平频率特性

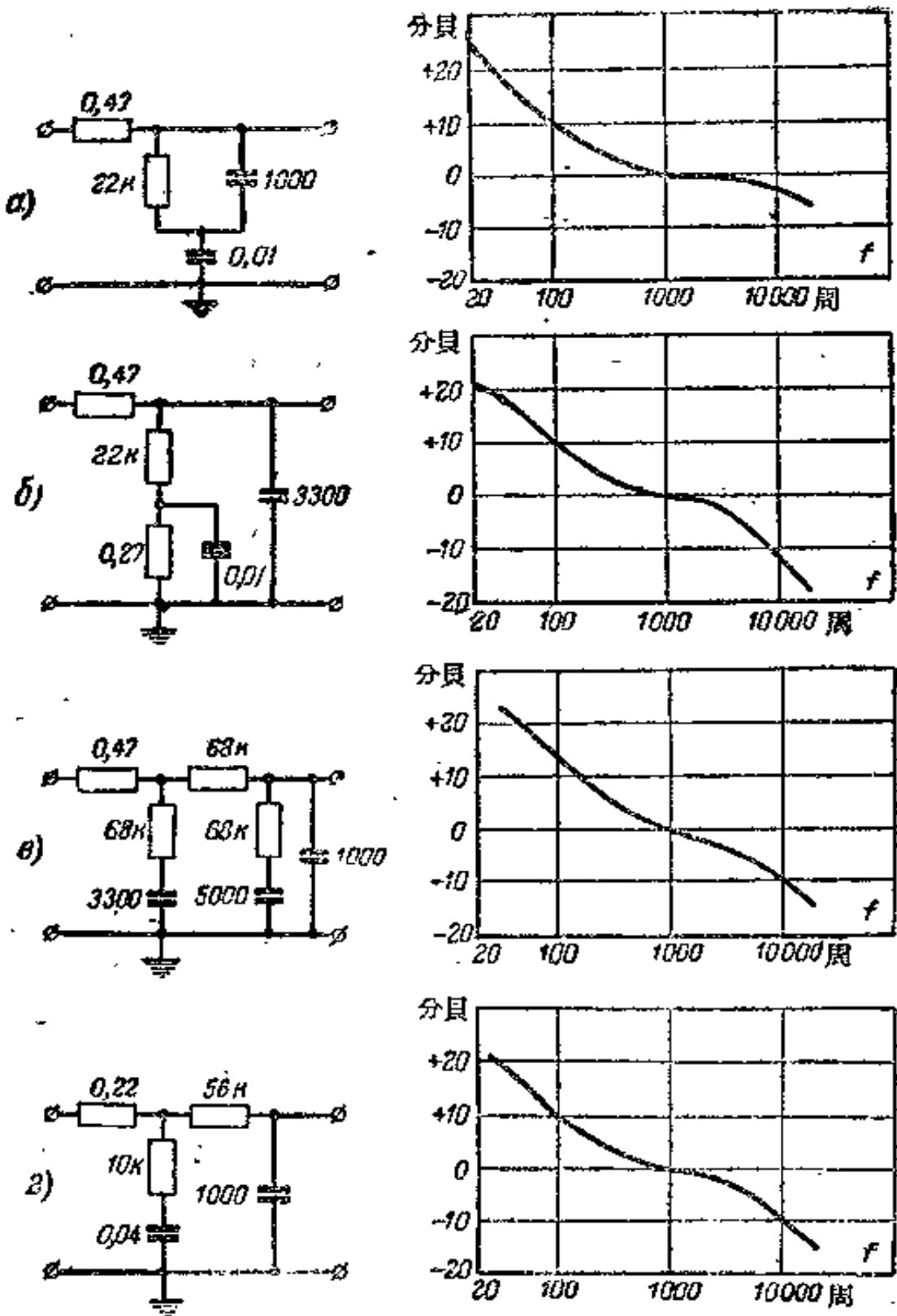


圖 17 用于校正唱片录音特性的频率分压器及其特性曲线。
 a. 普通唱片 (78轉/分) 新标准; б. 同上, 旧标准; в. 慢轉密紋唱片;
 z. 折衷特性校正电路。

曲綫，而录音特性的补偿，是在电路上想办法的，即是把專門的校正电路接入前置放大器中。因为各厂出品的唱片的录音特性不同，故校正电路常要使用3—6档的轉換器，以保証适应各种录音特性。如果考虑到：各个厂录音特性在主要頻帶內的差別不超过3—4分貝，且在录放音系統內某些环节的特性曲綫很难准确控制（只有当喇叭和听者之間的相互位置改变时，声压頻率特性曲綫才在各別頻率上变化10分貝），那么对各种各样的录音特性都进行个别的补偿是否值得，是一个問題。外国有采用这种方法的，想必是广告而已。

从切合实际观点出發，可建議采用最多兩三种放音特性，而有更高要求的听者可以借助低頻放大器总电路中的音調控制器，来按照自己的口味进一步精細确定放音特性曲綫。

校正元件，主要是采用电子管电路，即帶有頻率回授的放大器，但帶有頻率分压器的則少見。

圖17示出頻率分压器的典型电路及其特性曲綫。圖中 a 、 b 和 c 的功用是：当一种节目轉換为另一种时，不仅可以补偿頻率特性；同时也使不同信号的平均电平的差額趋于一定值。

电唱头可直接联接到这种电路的輸入端，而电路的輸出端可直接接到放大器上。但是一般都不这样作，因为这里实行頻率校正时

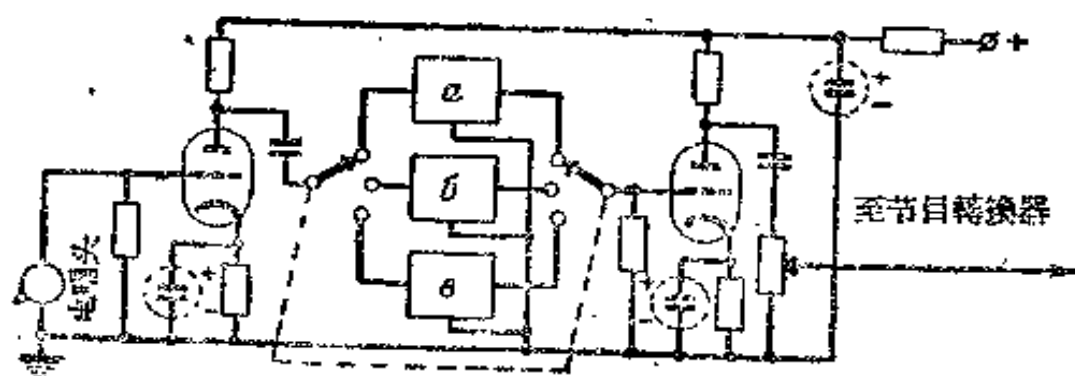


圖 18. 帶有頻率分压器 (a, b, c) 的校正式唱片放大器結構圖

使中音频信号削弱了 20 分贝，而原来就不高的电唱头信号经过这样大的削弱以后，就很难保证放大器输入级不出交流声和噪音。为了获得较高的信号/噪音比，电唱头直接接到一个三极放大管栅极上，经过这级放大后，再进入校正分压器，而后再用一级放大。信号从这一级放大的输出端加到节目来源转换器上（如图 18 所示）。

图 19 示出一种利用频率回授的校正放大器电路。这种电路用得最广泛，因为这种电路没有信号分压器，可以保证较高的信号/噪音比和较低的非线性失真。

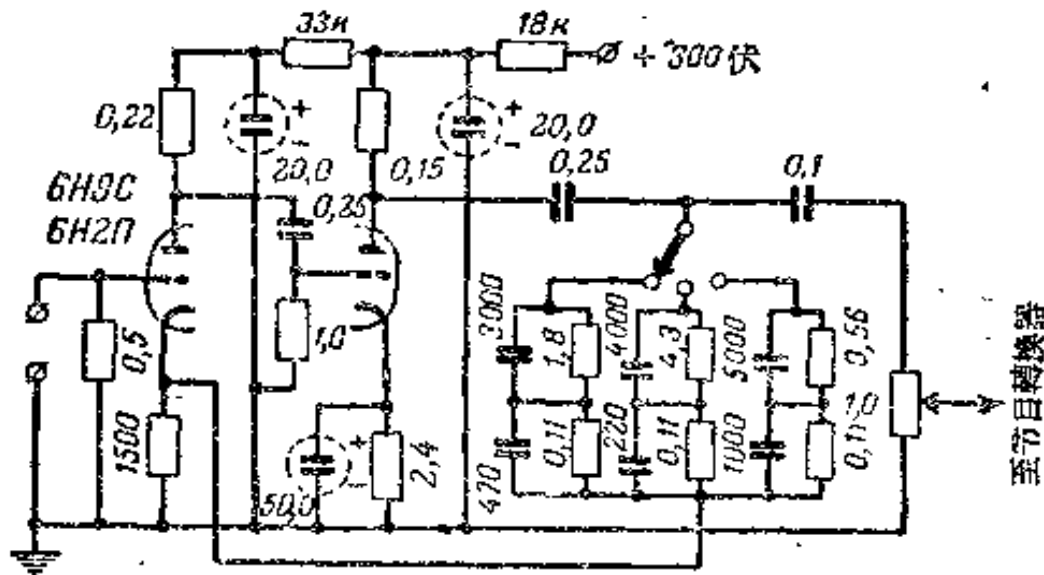


图 19 带有频率回授的唱片用校正式放大器

磁性录音信号的校正 录音机放音头拾取的信号，在良好情况下有几十毫伏。为了避免感应交流声，校正式放音放大器应最合理地靠近磁性录音机的控制板。同时应当考虑到，不同型式录音机的录音特性曲线可能有很大差别，因此放音放大器的特性要与具体型号录音机相配合。上述情况使得我们可以认为：与其说磁性放音放大器是一架磁性录音机的附属品，不如说它是一个优质万用放大器。

小型的校正式磁性放音放大器，一般是直接装入磁性录音机中的，使其输出信号不同频率的比例，是与录音时原来的比例相象

的。因此在万用放大器的前置部分，通常就不再进行专门的频率校正。

这里我们不去讨论磁性收音放大器的电路（因为其频率校正方法基本上与机械录音的相同），而仅仅指出：为了优质低频放大器有很大的灵活性，在前置放大部分，时常接入一级磁性录音信号放大级，信号经过放大之后才加到节目来源转换器上。为了把磁性录音信号准确地调节至选定的平均电平，在电路中装有微调电位器。

音 调 控 制

在绝大多数质量优良的放大器中，都是分别调节高音频和低音频部分的频率特性曲线，对临界频率的标准调节范围是 $\pm(15-20)$ 分贝。这时中间频率（1000周频段）放大率的改变不大于3分贝。

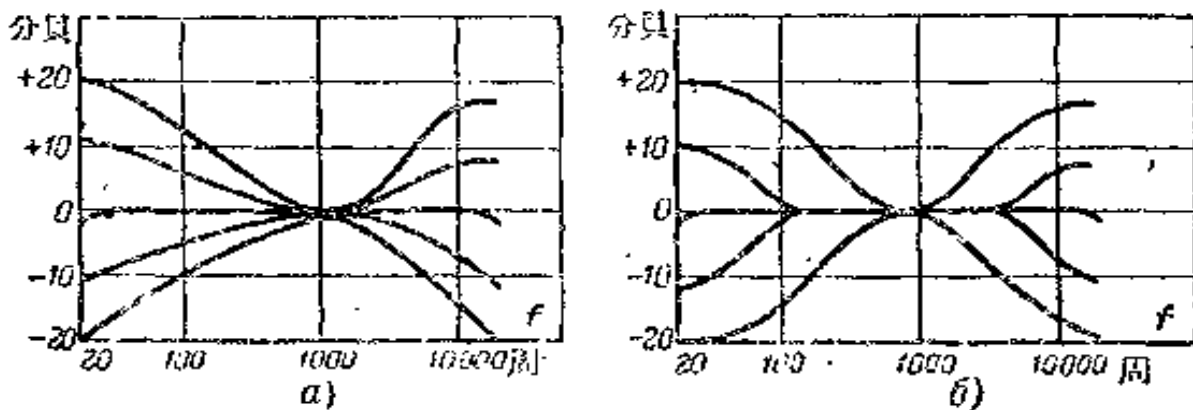


图 20 音调控制器的控制特性曲线
a. 第一类；b. 第二类。

根据放大器频率特性变化的性质来看，音调控制器可分为两种类型：1. 改变特性曲线的斜度，而不改变交界频率；2. 改变交界频率，而不改变特性曲线的斜度。这两种控制特性曲线示于图 20。

一般认为，第二类的可以更好地补偿大多数系统各个环节的频率失真，故最近都乐于采用它。

第一类型的特性，利用调节式频率分压器电路，最容易取得。图 21 示出三种这样的电路。这三种电路对低音频和高音频传

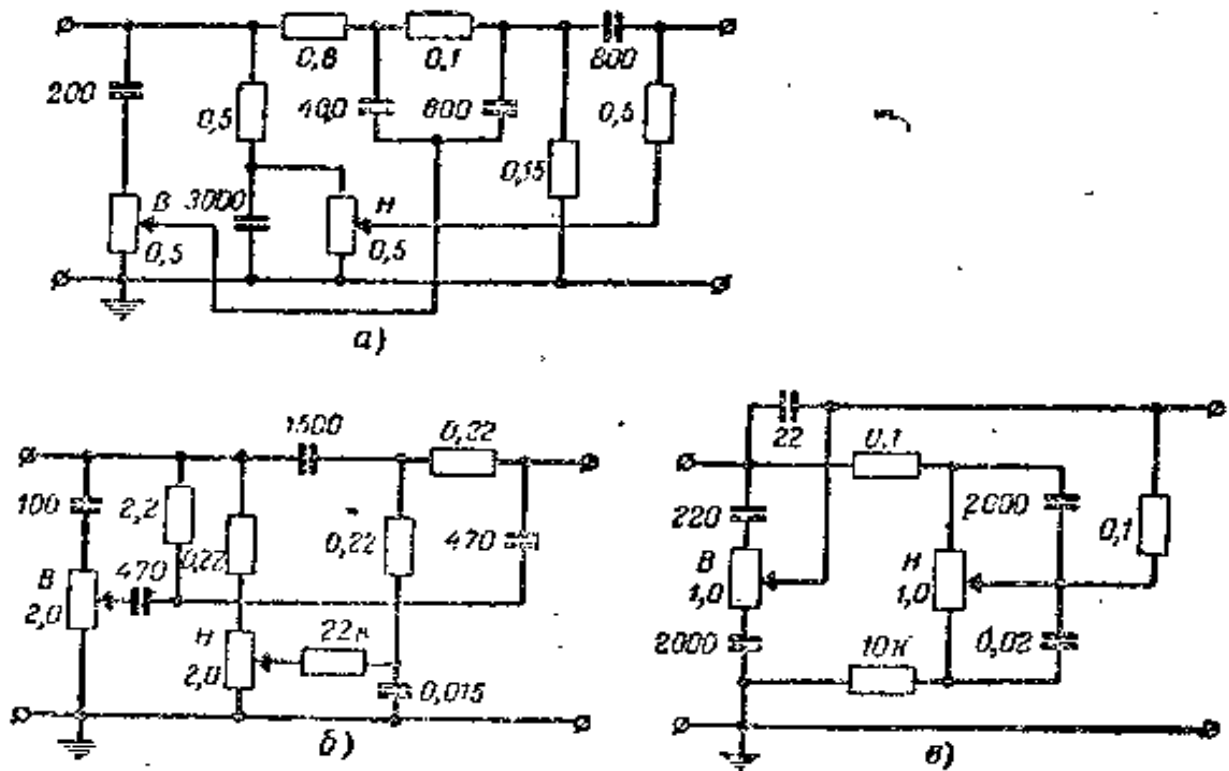


图 21 第一类音调控制器电路
B—高音频控制器；H—低音频控制器。

输常数的控制范围是 $\pm 15-20$ 分贝，并使中音频的电平降低到 $\frac{1}{10}-\frac{1}{12}$ 。在采用这种控制器时，为补偿其削弱作用，要增添一级低放大率（ $\mu=16-20$ ）三极管放大级。音调控制器电路一般是按在两级之间，作为级间交连元件；这时第二级仅用作补偿控制器对中音信号电平的损失。

为了使音调控制平滑均匀并获得标准调节范围，图 21 电路中应当采用对数标度式（B 型）电位器。

第二类型的音调控制器也要采用附加电子管。图 22 示这种类型最常见的电路。在这电路中，中音频部分的最大放大系数为 1，并与所采用电子管的参数关系不大，因为该级中音频有 50% 的负回

授。但是，为了获得宽闊的控制范围，該級在高、低音频方面最好有不低于40的放大系数，若采用高放大系数三极管 ($\mu=70-100$) 或5极管，是能够达到这个要求的。

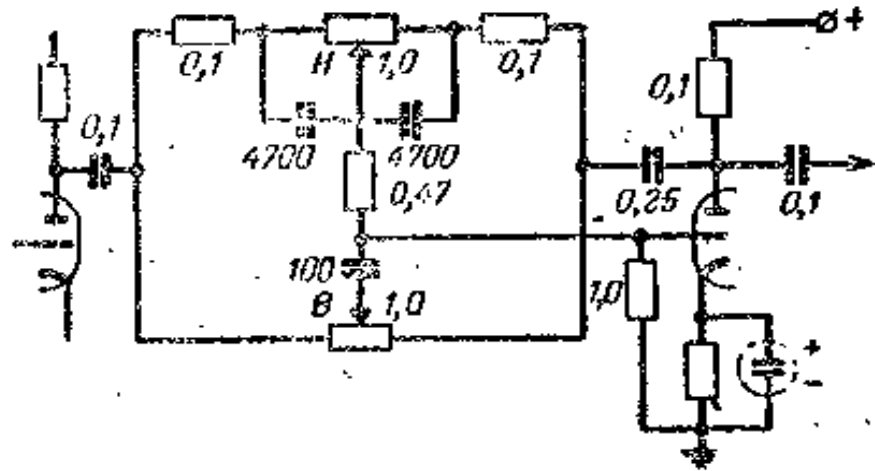


圖 22 第二类音調控制器
B—高音频控制器；H—低音频控制器。

在圖 22 电路中采用的是綫性标度电位器 (A 型)，且由于利用了負回授，調节范围十分寬闊。前一級的輸出阻抗不应很高 (20 千欧以下)，为此，圖 22 电路的前級可以采用低 μ 三极管或陰極輸出器。

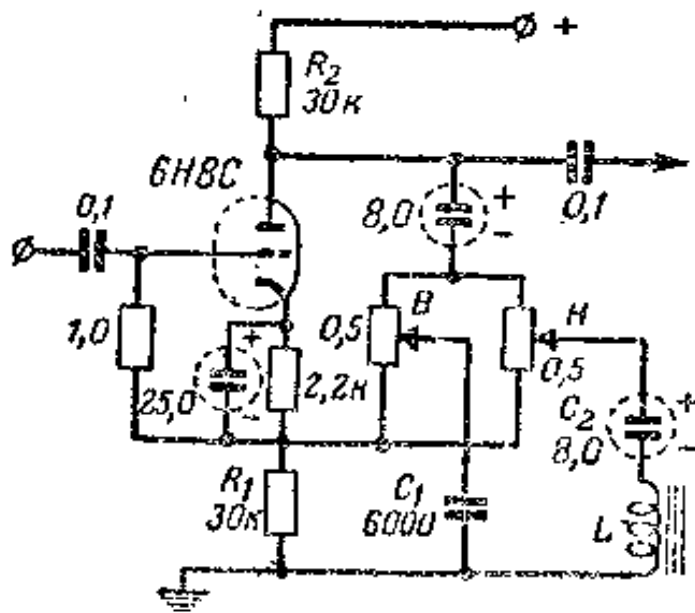


圖 23 利用屏—陰分割負荷原理的音調控制器

另外一种电子管音調控制器电路示于圖 23。其中也是采用綫性标度的电位器。該級的最高放大系数，在中音频不超过 1。这是因为电阻 R_1 構成了深度負回授的緣故。擇頻电路包括对高音频阻抗很小的电容器 C_1 ，以及諧振电路 LC_2 ，該电路在諧振频率区段 (40—50 周) 內的阻抗也是很小的。当把电位器 B 和 H 的动臂轉向上端时 (按圖 23 來說)，

擇頻电路就把負荷电阻 R_2 旁路，从而削弱相应頻率的放大率。頻率的削弱不仅由于降低了这些頻率上的負荷阻抗，且由于同时增大了負回授。

当把电位器的动臂向下移动时，由于对电阻 R_1 的分路作用，因而就減弱了相应頻率的負回授，而这些頻率的放大率随之增高。

利用負回授的电路，較之用頻率分压器的电路好，因为削弱某些音頻的放大率，是用增大回授系数而达到的，因而改善了电路的噪音特性和直綫性；而在頻率分压器电路中，必須把信号的中音电平显著降低，因而需將整个声頻頻譜加以附加放大，这就不易保証不增加交流声、噪音和非綫性失真。

頻帶調节器

限制放大器的通帶，使其通帶寬度为該节目整个傳輸系統內最狹窄的，对于提高信号/噪音之比，是很有效的。大家知道，例如長波广播电台發送的頻帶寬度就只有 4.5—5 千周（指低頻而言）。这时若把接收裝置的通帶加寬到 5 千周以上，不仅不能改善广播节目的收音質量，相反地会由于噪音电平的增高而使音質变坏。

在进行某些种广播，如播送語言节目时，有效信号所佔的頻帶是有限的，它不佔用該通道的全部通过頻帶。这时为了更好地改善信号/噪音比，可在接收部分更多地压縮通帶，只允許此种广播节目所利用的頻帶部分通过。

最后，有些情况下噪音电平特別高，收音質量甚致要压縮傳輸頻帶才能改善。因为增加信号/噪音比而获得的广播节目質量和清晰度的改善，較之因此而引起的有效頻帶內的頻率損失，作用更大一些。

音調控制器可以在一定程度內調节通过頻帶。但是音調控制器的主要用途还是补偿所利用頻帶範圍內各別环节所产生的頻率失

真，因此沒有必要使通帶臨界頻率的特性曲線有特別陡峭的衰減。但為了抑制集中在工作頻帶範圍內的噪音，就需要有尽可能陡峭地割切頻率特性曲線的調節器。因此，在高級放大器中常常採用專門的通過頻帶調節器，它與音調控制器分開的。

各種傳輸系統所固有的噪音，具有各不相同的頻譜成分，亦即噪音的能量在不同頻率上的分佈不是均勻的。但是大多數情況下，在音頻頻譜的高頻部分噪音較強，因此為了減低各種干擾和噪音，最主要的是從高音頻方面顯著地限制放大器的通帶。有許多通帶調節器電路，就是僅用來限制某一高音頻，經過限制以後，可以使放大器的頻率特性曲線在某一點以上發生急劇下降。

與此同時，有些專家認為，人耳對於限制放音頻帶的察覺力是很小的；如果同時切掉頻帶的兩邊，即以一定方式相配合着來切掉高音頻和低音頻，則傳輸節目的質量似乎更高些。

實驗表明，在限制放音頻帶時，為了相互配合，最好符合以下條件：

$$f_u f_a = (250000 \rightarrow 300000) \text{ 周}^2,$$

式中 f_u 和 f_a 分別為切掉的低音頻和高音頻。

根據這一原理，在許多電路中切掉的低音頻和高音頻是相互配合着改變的。

通帶調節器和音調控制器一樣，是根據兩個基本原理設計的：即利用頻率分壓器或利用帶有頻率回授的放大級。後一種由於需要使用過多的電子管，故少採用。

根據調節方法，電路可分為平滑調節器和帶有 3—5 檔固定通帶的轉換調節器。

通帶調節器應當對通帶範圍以外的頻率有陡峭的削弱作用，而對工作頻帶內的頻率特性曲線的形狀不應有顯著影響。因此，利用 RC 網絡頻率分壓器是不容易達到這個要求的。這種電路必須用

LC 濾波器或選擇性電子管 RC 系統。圖 24, a 所示的是最簡單的頻帶轉換器電路，其中僅有一個電感繞圈（其餘元件都是 RC），它具有很好的頻率特性。

這電路是設計接在內阻為 600 歐的信号源上面（例如接在陰極增音器之後），其負荷阻抗應不小於 1 兆歐。切除的頻率（-3 分貝以下）各為 3、6 和 9 千周。割切的斜度大於 20 分貝/八度音。轉換器的第四檔可將濾波器斷開，這時通過頻帶僅受放大器本身的限制。這種電路在通帶範圍內的不均勻度不超過 1 分貝。

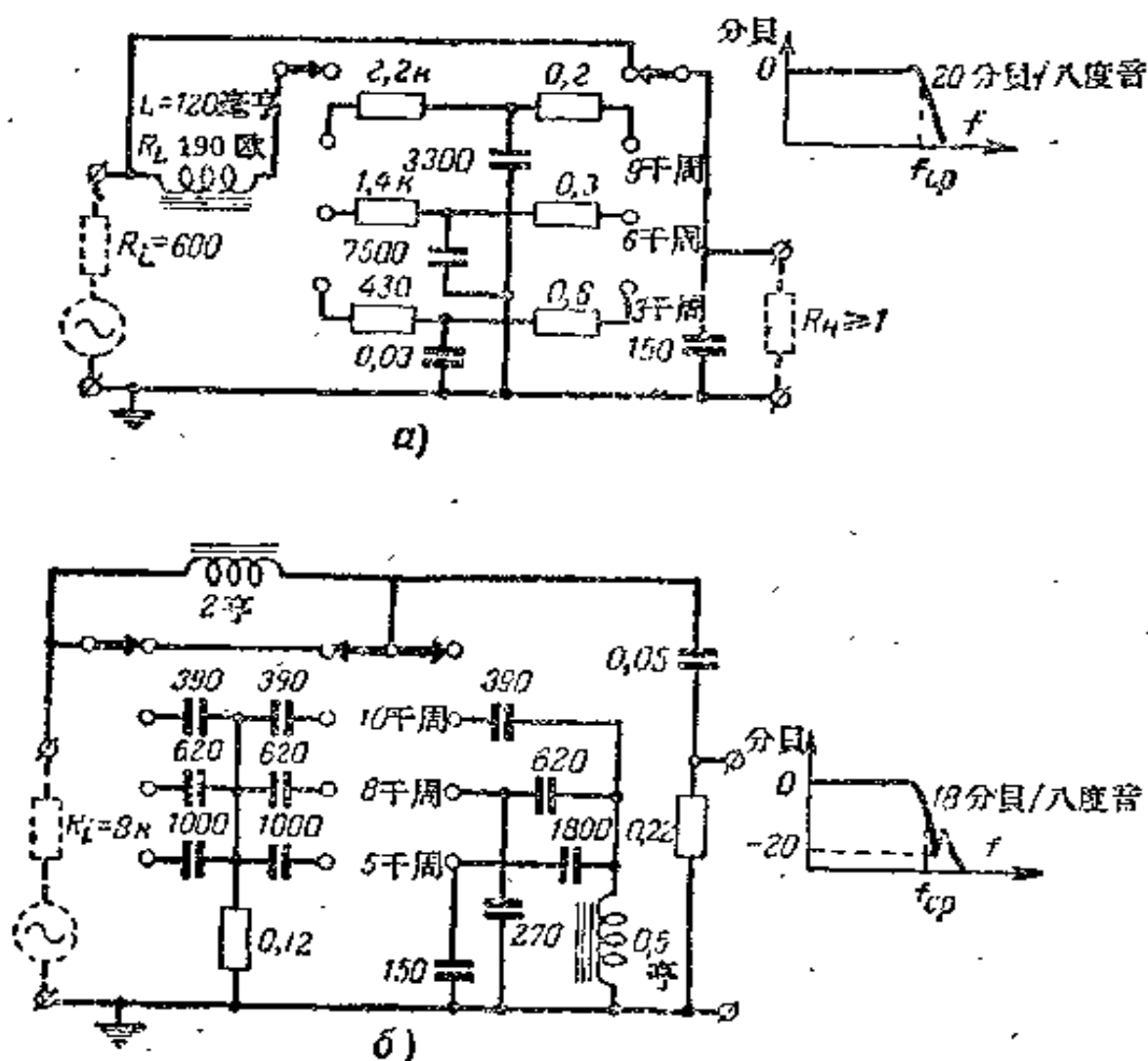


圖 24 頻帶轉換器原理電路圖及其頻率特性曲線的形狀
 a—LC+RC型; b—LC+LC型。

圖 24, 6 示出, 利用二節 LC 濾波器的另一種頻帶轉換器。這種濾波器的平均割切斜度稍低於前一種電路 (約為 18 分貝/八度音), 但是它在靠近割切頻率處, 却有陡峭的割切能力。這種濾波器設計接於內阻為 8 千歐的信號源, 適於直接接在低放大系數的三極管 (如 6H8C、6H1П) 放大級之後。

最後談一談可以使割切頻率平滑改變的電子管通帶調節器電路。這種電路 (見 25 圖) 實質上是一個自激不足的 RC 型振盪器。將所放大的信號加到電路中適當的點上, 就可以用它作為低音頻濾波器。

如圖 25 所標明的 R 和 C 的數值, 割切頻率可以在 1500 到 12000 周範圍內改變 (零分貝電平), 割切斜度達到 18 分貝/八度音。該級在工作頻帶內的放大系數等於 1。電子管

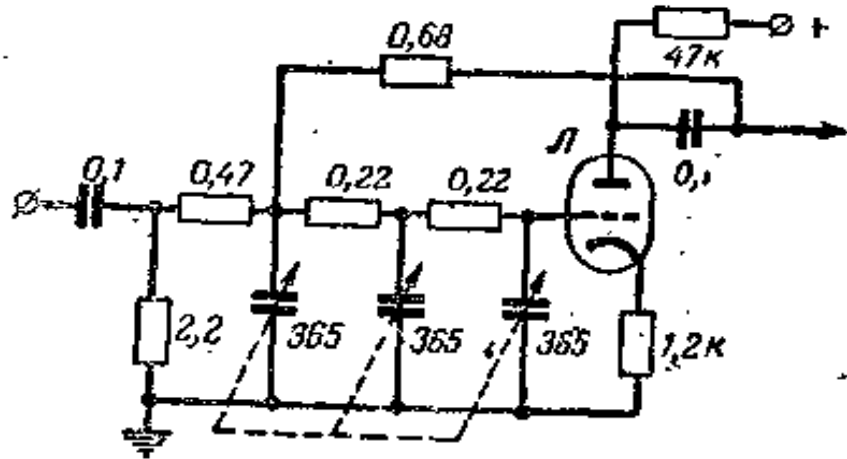


圖 25 平滑改變割切頻率的電子管音色調節器原理線路圖

應採用低放大系數三極管 ($\mu = 20-40$), 否則電路就會轉入自激振盪狀態。

音量控制器

優質放大器中差不多都採用低音補償式音量控制器, 它保證音色不受音量的影響。

圖 26 所示的是最常見的補償式音量控制器頻率特性曲線族。

在某些放大器中, 採用每檔 4 至 10 分貝的分檔式音量控制器, 這樣作是為便於設計所希望的特性曲線。圖 27 就是每檔 10 分貝的

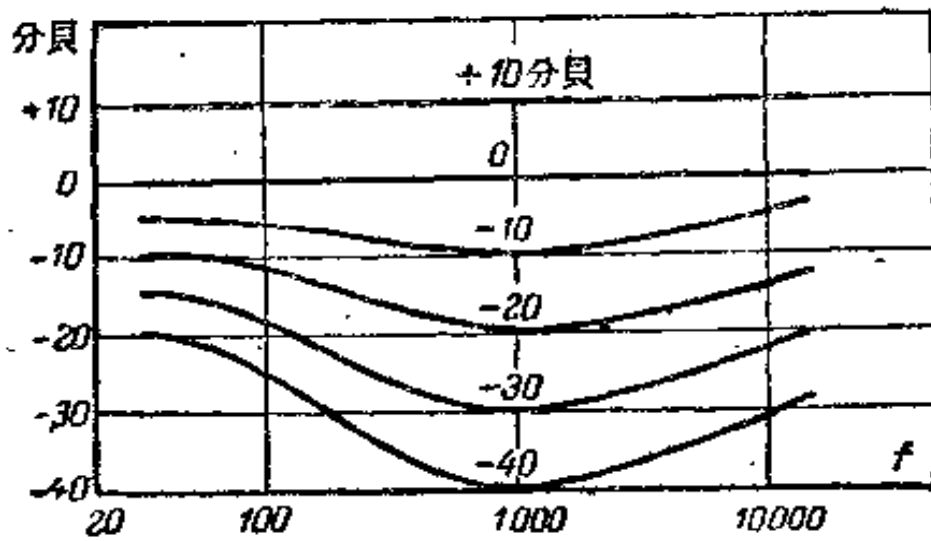


圖 26 典型補償式音量控制器特性曲線族

分档式控制器电路实例。

圖28, *a* 和 *b* 示出利用抽头电位器的音量平滑控制器电路。为了使音量控制器的頻率特性曲綫更加接近人耳的音調补偿特性曲綫, 要求电位器有几个抽头。但有时是用另外的方法, 如使用双联

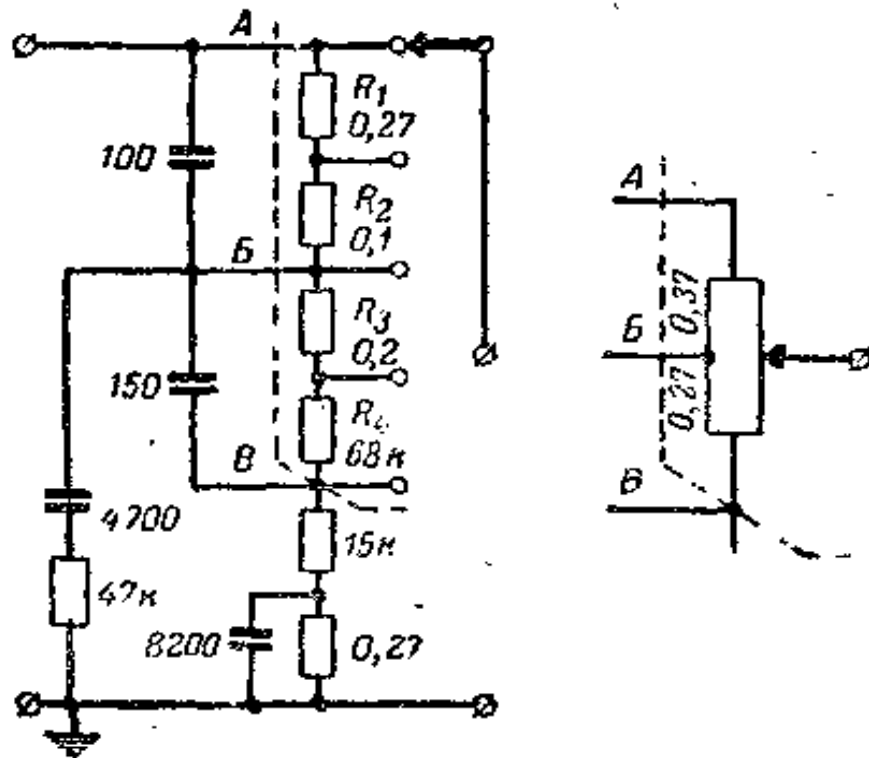


圖 27 補償式分档音量控制器电路

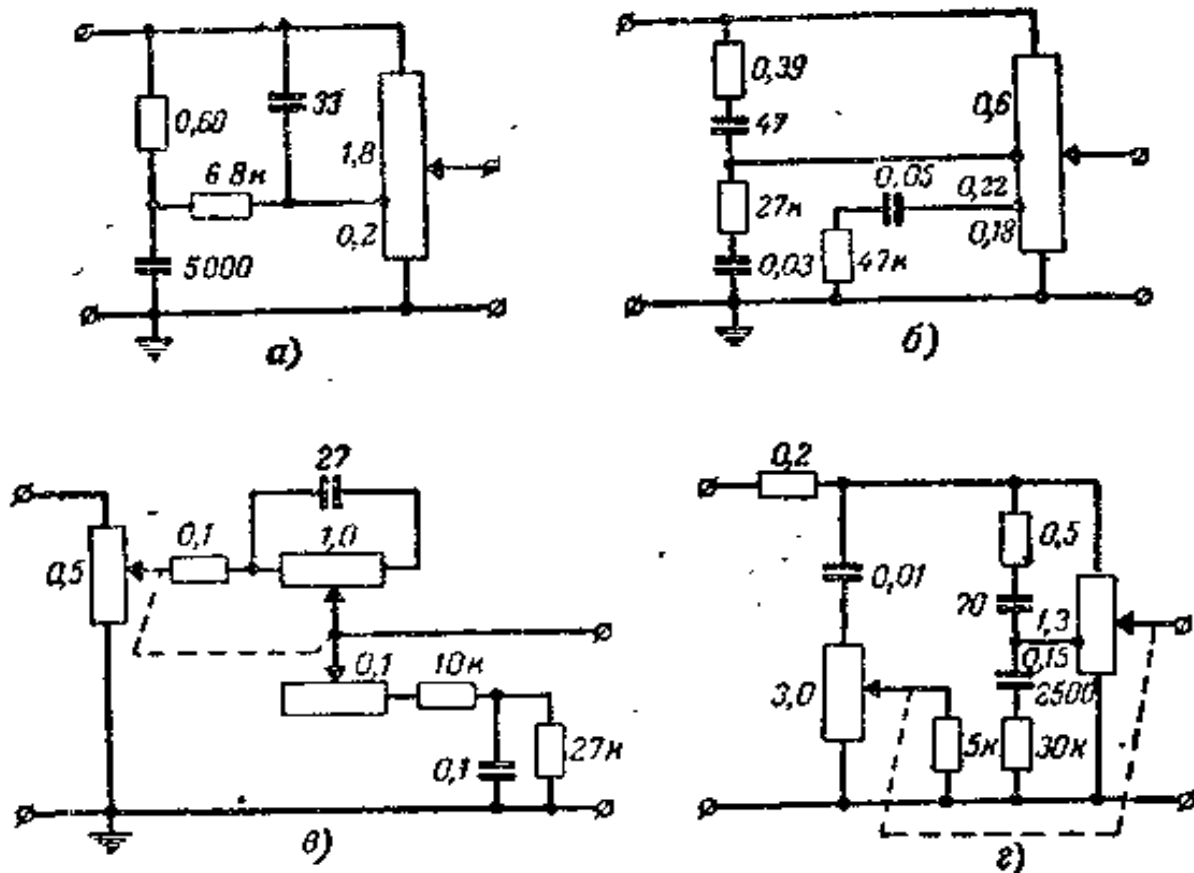


圖 28 音量控制器电路。a、b—利用抽头电位器；c、d—利用同軸多联电位器。

或三联标准电位器。这种电路实例示于圖 28, c 和 d。

除上述可調节的频率分压器构成的音量控制电路之外，常見的还有利用可变频率回授的补偿式电子管控制器电路。圖 29 所示的就是这类电路中的一种。当可变电阻 R_1 减少到零时，电子管陰極就經過大容量电容器 C_1 而接地，这时該級的工作如同普通放大器。随着 R_1 阻

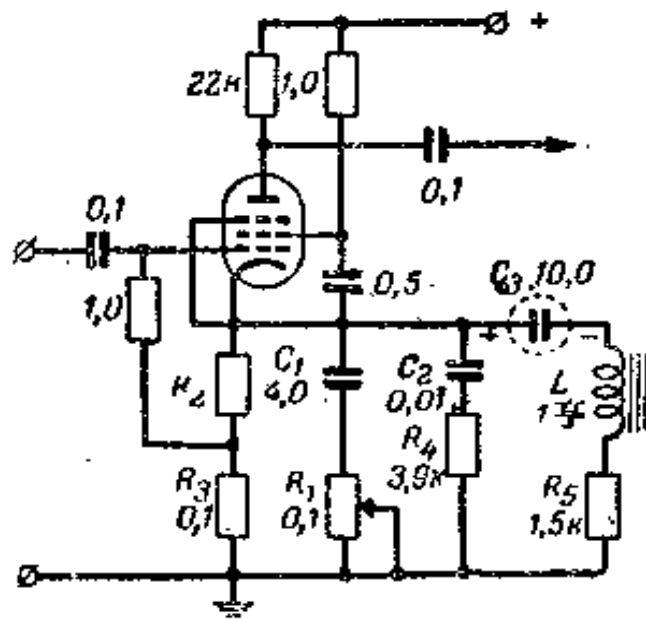


圖 29 利用频率回授的补偿式音量控制器

值的增大，負回授作用就發生并逐漸增強，故該級的放大系數就減小。但是，回授电路是由电阻 R_1-R_5 ，电容器 C_1-C_3 和电感线圈 L 組成，其阻抗对各种頻率是不同的。因此，回授作用因頻率而異。放大系數的下降，在于不同頻率时亦各不相同。电路是这样設計的：随着可变电阻 R_1 的增加，边界頻率上的負回授作用对較中部頻率的增強得緩慢一些。 C_2, R_4 和 C_3, L, R_5 兩個支路就是起这种作用的， C_2, R_4 旁路高音頻回授电路， C_3, L, R_5 旁路低音頻回授电路。由此可見，当音量降低时，高音頻和低音頻放大率降低的程度少于中音頻放大率的降低。選擇电阻 R_4 和 R_5 ，可使补偿特性曲綫在很寬範圍內变化。

为了使音量控制的範圍很寬闊（不低于40分貝），圖27和28电路中采用阻值按对数律改变的电位器(B型)，而圖29电路則采用指数式电位器(B型)。

前置放大器的附屬元件

对优質放大器噪音电平有很高的要求，就要采取降低噪音的特殊措施。

低頻放大器中噪音的主要成因是感应交流声和电源电路的脈动。这些問題，我們不准备詳細講，只說一下現代优質放大器中消除交流声的典型方法：

1. 前置放大器各管灯絲用直流电流供电（所有各管灯絲串联起来，由濾波良好的硒整流器供电）；
2. 利用多节 RC 电路使屏压脈动变得平滑（典型数值：每一节 $R=20$ 千欧， $C=20$ 微法）；
3. 輸入級采用低噪音电平的电子管；
4. 輸入級电路中采用低噪音的合成炭質电阻；
5. 信号在可拆电路上傳輸（即由一机匣傳輸到另一机匣时）要

在信号电平足够高时进行:

6. 在可拆电路之前采用陰極增音器 (目的是減低可拆电路的阻抗, 以削弱外界电磁場的影响)。

采用所有上述方法的同时, 还要采用如所週知的方法, 如隔离、合理佈綫、选择地板的接地点等等。

優質低頻放大器电路实例

兒童电唱机用放大器

对于兒童, 特別需要音質优美的放大器, 因为对音乐的爱好, 对音乐的鑑賞力正是在童年时代形成的。圖 30 是一位外国設計家設計的一种小功率優質低頻放大器电路。由于采用了很深的負回授, 它具有特別优良的特性。

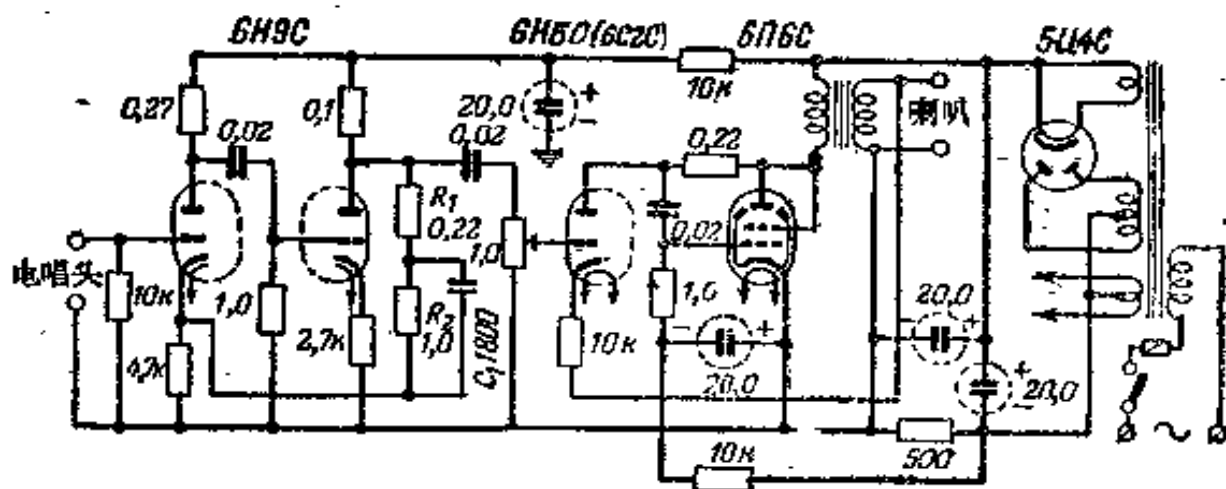


圖 30 兒童电唱机用優質放大器原理电路圖

R_1 、 R_2 、 C_1 电路是用来校正唱片特性曲綫的。

后級放大器

優質放大器中最常見的就是輸出功率为 20 瓦的放大器。

圖 31 示出兩歐式少管超線性放大器电路。除电子管数量少之外，把可能造成相移的电抗性交連元件減至最少，是这种电路的特点。实际上，仅有的电抗性交連元件是：倒相管屏極至末級管柵極的兩個断流电容器和一个輸出变压器。 R_1, C_1 和 R_2, C_2 电路是相位校正元件。包括整个放大器的主回授环路的回授深度为 30 分貝。

圖 32 示出 20 瓦優質放大器电路，其中利用多路回授。

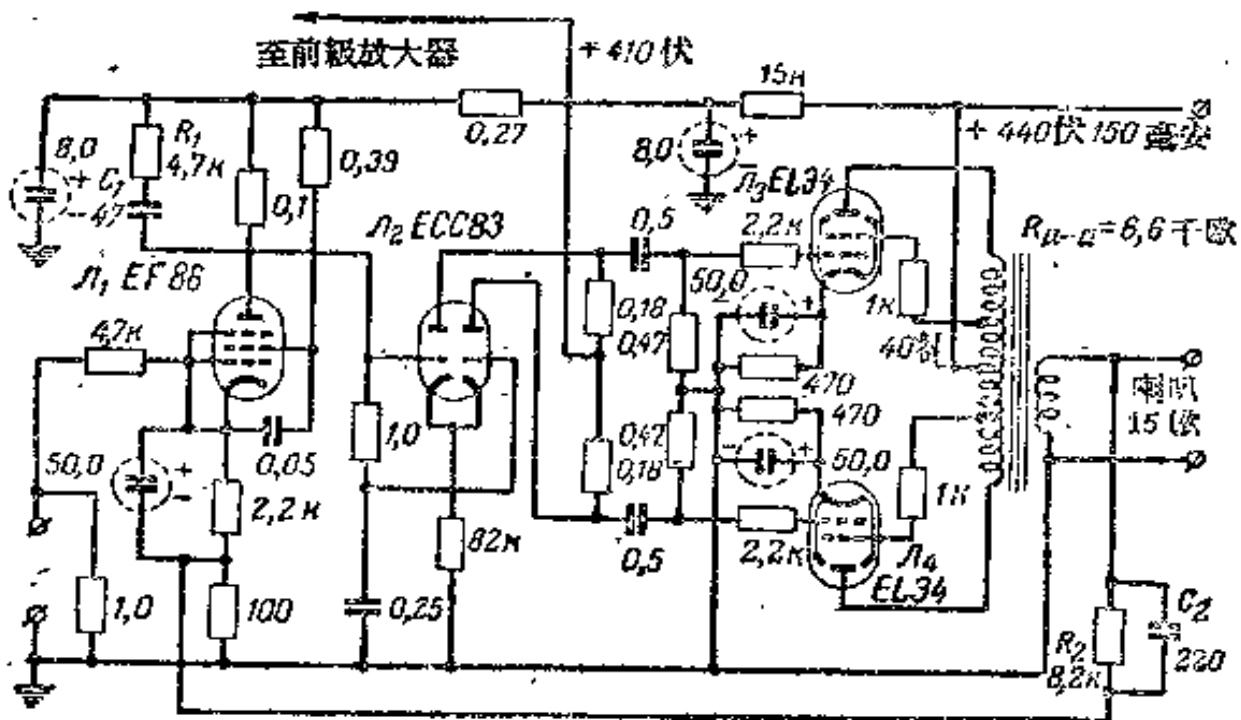


圖 31 20 瓦少管后級放大器原理線路圖

信号經過第一級放大之后，进入推挽电路的一臂五極管 J_3 ，并經過倒相三極管 J_2 进入另一臂 (J_4)。 R_1C_1, R_2C_2 和 R_3C_3 电路用作相位校正。五極管 J_3 陰極电路中有一可变电阻 R_4 ，它可以使低频信号推挽电路达到平衡。电位器 R_5 用来平衡末級兩管屏流的直流成分。主負回授环路包括整个放大器，輸出变压器亦包括在內。局部負回授环路有末級本身的 (R_6, R_7, R_8, R_9) 和末級至激励級的 ($C_4R_{10}R_{11}, C_5R_{12}R_{13}$)。此外，在倒相級也有回授环路 (R_{14})。

圖 33 所示的放大器，其电路特点是所有各級都利用推挽电路。

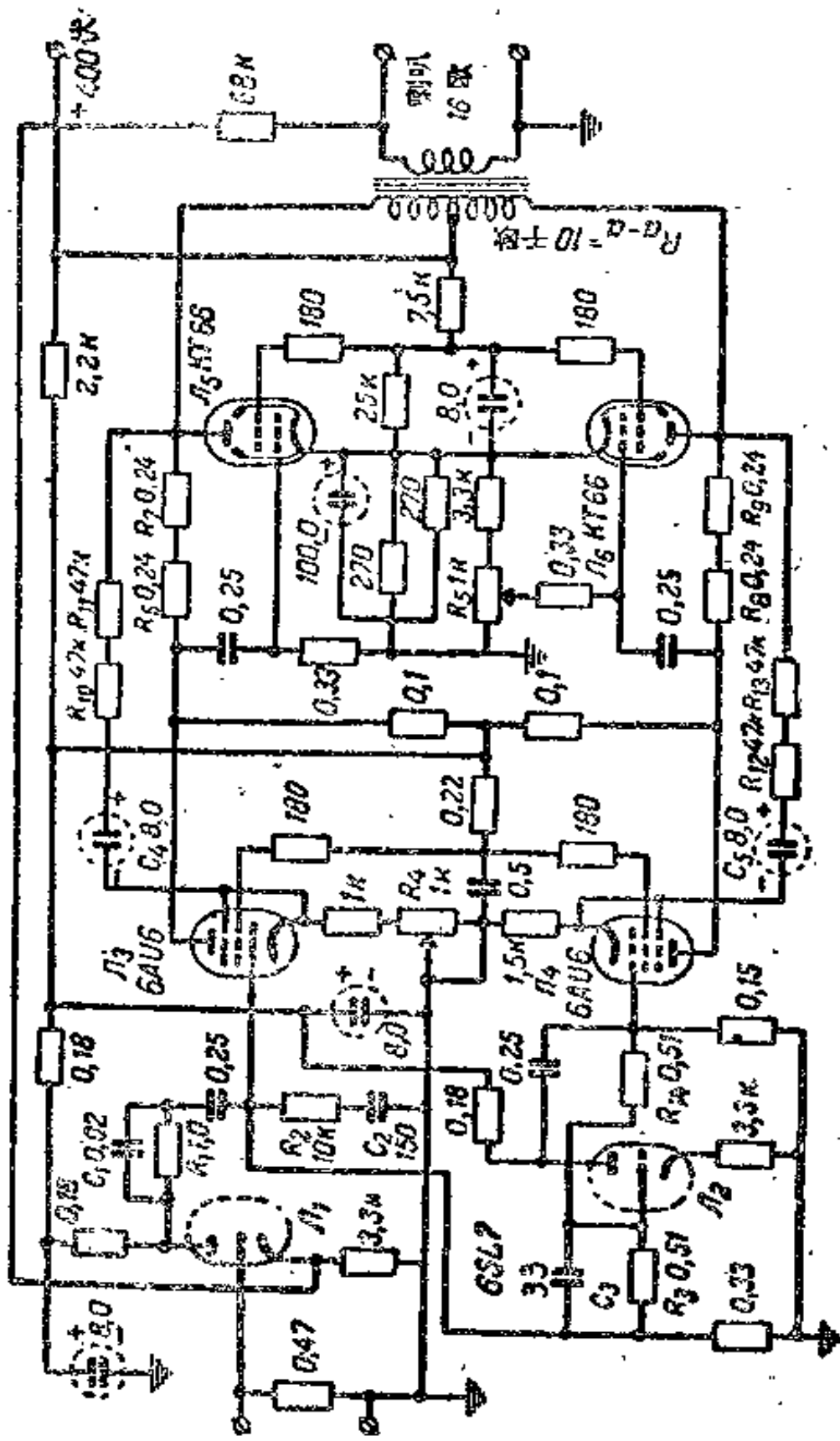


圖 32 20瓦后級放大器原連電路圖

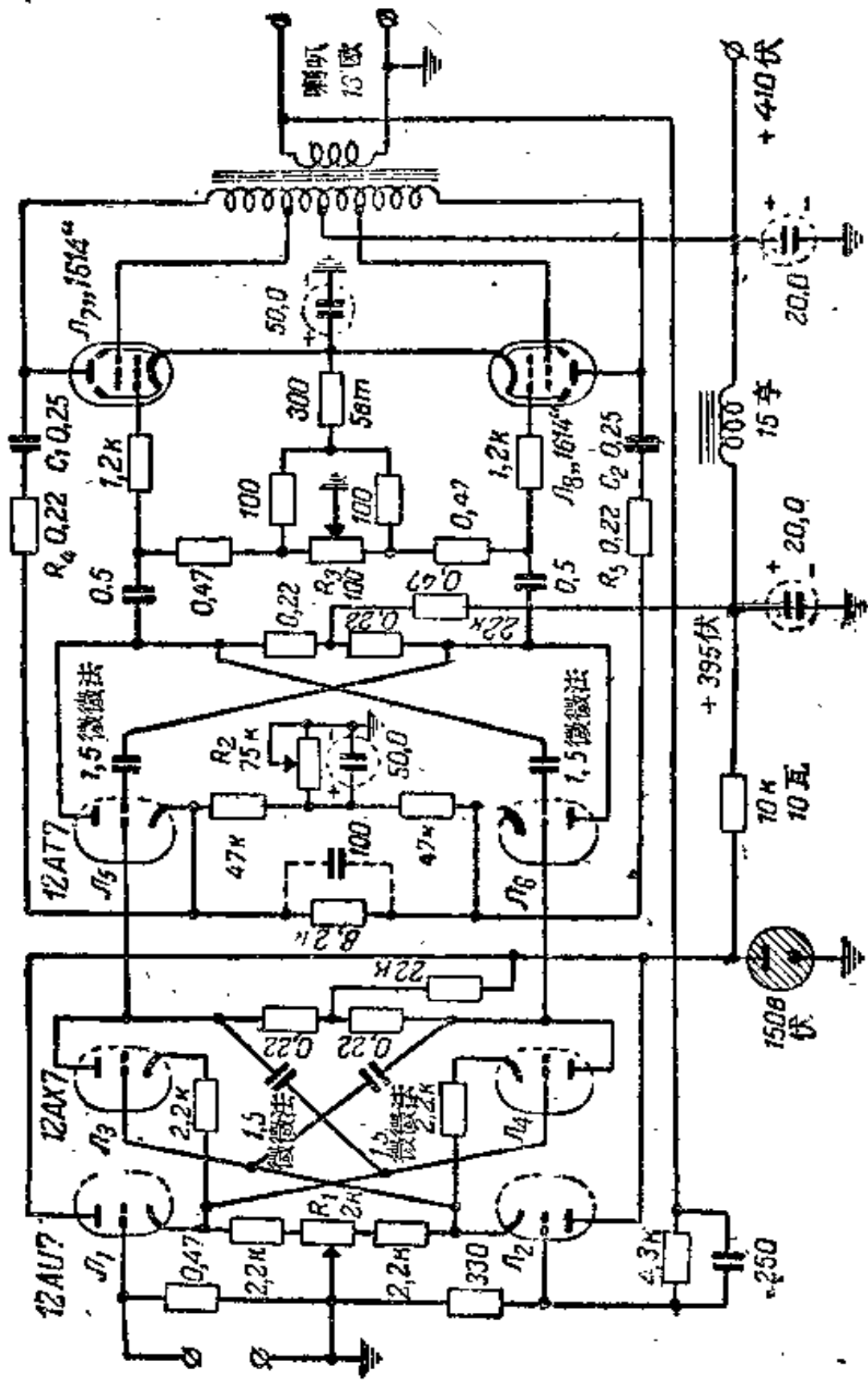


圖 55 全部为推挽电路的20瓦后级放大器原理电路图

末級採用超綫性狀態。末級兩管屏流直流成分的平衡是利用電位器 R_2 ，前兩級的平衡是利用電位器 R_1 。可變電阻 R_2 能夠確定三極管 J_5 和 J_6 工作點的位置。

在這個放大器中所有各級（除末級外）都採用直接耦合。相位校正用小容量電容器（1.5 微微法）交叉接在倒相器和激勵級電路中。若不計算倒相器電路中這些校正電路和交叉耦合電路，在放大器中還可以指出三個負回授環路：主環路（由輸出變壓器次級繞圈至三極管 J_2 柵極），超綫性級的內部回授（兩個末級管的帘柵極上）以及包括末級和末級激勵級的回授環路（ R_4C_1 和 R_5C_2 ）。

穩定倒相管屏極電壓，其目的在於提高前三級直接耦合推挽級工作點的穩定性。

該放大器的特性較前述電路的特性優越。

萬用前置放大器

圖 34 示出三管前置放大器電路。該放大器包括：雙三極管 J_1 和 J_2 的唱片校正放大器；雙三極管 J_3 和 J_4 的兩個陰極增音器以及五極管 J_5 的校正級。

在這電路里我們看到通過頻帶轉換器 D_1 ，扼流圈 L 分別同 C_1 — C_4 和負荷電阻 R_1 — R_4 構成低頻濾波器，該濾波器可使高於切除頻率的特性曲綫下降，下降斜度約為 12 分貝/八度音。電阻 R_1 — R_4 不僅可以防止 LC 電路諧振頻率區段內頻率特性曲綫上出現尖峯，而且還可以與電容器 C_5 構成 RC 濾波器，來切除低音頻。 RC 濾波器使低於切除頻率的特性曲綫下降，下降斜度達 6 分貝/八度音。整個系統是這樣設計的：當轉換頻帶時 LC 和 RC 兩個濾波器從兩端來切除頻帶，這時高音頻和低音頻的乘積保持不變，等於 $(270000-280000)$ 周²。這樣可以保證在任一個放音頻帶時，都有最逼真的聲音。

但是，以批判的态度来灵活利用这本册子中讲述的电路和原理，却是合适的。

附 录

本书各电路中采用的外国电子管特性及代用管表

电子管 型式	类似苏 联电子 管	电 气 参 数										可替换的 电子管	中国国内 常见的， 只要略加 改变就可 替换的电 子管
		屏压 U_a 伏	屏流 I_a 毫安	帘栅 电压 U_{G2} 伏	帘栅 电流 I_{G2} 毫安	栅极 电压 U_{G1} 伏	阴极 电阻 R_k 欧	内阻 R_i 千欧	互 导 S 毫安/伏	放大 系数 μ			
6 AU 6	—	250	10.8	150	4.3	—1	65	2000	5.2	—	6Ж3П	6Ж1П	
12AU 6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6SJ7	
6 SL 7	6H9C	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6H2П	
12AT 7	—	250	10	—	—	—2	200	10	5.5	55	6H15П	—	
12AU 7	—	250	10.5	—	—	—8.5	800	7.8	2.2	17	6H8C	6H1П	
12AX 7	—	250	1.2	—	—	—2	1660	62.5	1.6	100	6H2П	6H2П	
ECC83	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6H9C	6H2П	
1614	6П3C	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
KT66	—	250	85	250	6.3	—15	170	—	6.3	—	6П3C	6L6, 6Л6	
EP86	—	250	3	140	0.55	—2	—	2500	1.85	—	6Ж8	6SJ7	
EL34	—	265	100	250	14	—13.5	—	15	11	—	6П3C Г-807	6L6 807	