

International Electronics Amateur

25K30A(R)

С. 11

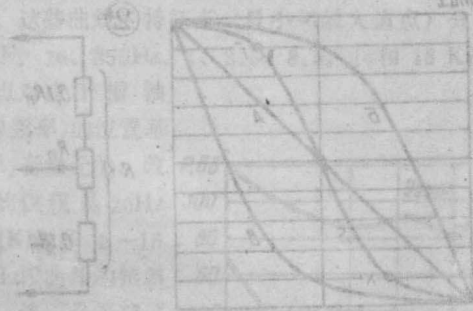
2SC372(Y)



电视

国际 电子爱好者

1984年第二辑



国际电子爱好者

(1984年第2辑)

《国际电子爱好者》编辑组 编

知识出版社出版

(北京安定门内外馆东街甲1号)

新华书店北京发行所发行 一二〇一工厂印刷

开本 787×1092 1/16 印张 5 字数 160,000

1984年6月第1版 1984年6月第1次印刷

书号 13214·23 定价 0.55元

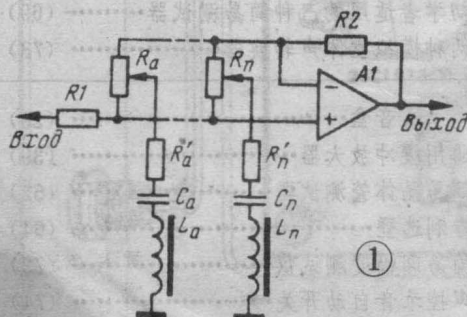
目 录

收音·电视·音响	音频前置放大器..... (2)
	电视机音质变换器..... (5)
	音调控制电路的设计..... (9)
	高保真 100 瓦晶体管放大器..... (17)
	一种新型的便携式电视接收机 ——扁平屏电视机..... (25)
	再谈对数电平指示器..... (28)
应用	应变仪电子秤..... (30)
	采用运算放大器的定时器..... (36)
	利用照明线路的发射、接收机..... (37)
	CMOS 电子节拍器..... (40)
专题	信息时代的生力军——机器人..... (43)
	便携式设备电源的设计..... (45)
	异步清零计数器..... (51)
测试仪表	电视机示波附加器..... (53)
	方向响应测试器..... (57)
	数字式电容测试仪..... (61)
	简单的伏欧表..... (65)
	阴极射线管的故障修理..... (66)
初学者园地	简单对话助听器..... (68)
	初学者适用的三种简易测试器..... (69)
	两种模拟立体声转换器..... (73)
小制作·小电路	电子八音盒..... (29)
	通用缓冲放大器..... (39)
	简易晶体管测试器..... (52)
	专利选登..... (64)
	简易调幅度测试仪..... (72)
	声控录音自动开关..... (74)
	高性能直流电源保护电路..... (75)
	一种数字图象同步电路..... (76)
	一种用普通示波器测试高频 信号的方法.....
	固态变压器.....
	巧妙的电子锁.....
	充放电时间独立可调的.....

音频前置放大器

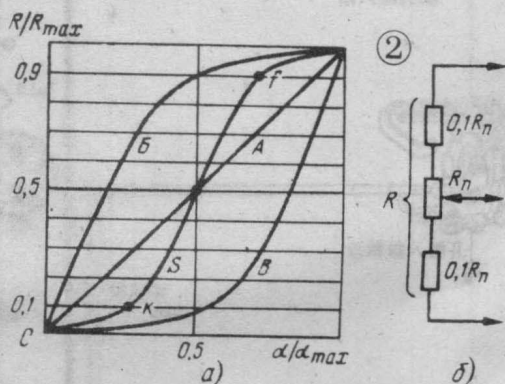
高质量音频放大器的前置级一般由以下几部分组成：输入和输出信号选择电路，电压放大级和音调调节器，音量和立体声平衡调节器。前置放大器音质和实用性在很大程度上决定于音调调节器的工作效能，因此本文将主要讨论这部份装置的某些设计原则，并且根据所得结论给出笔者实装前置放大器的例子。

最近几年里，多音调调节器对爱好者来说已经普及了，尤其是用运算放大器和几个串联谐振电路构成的方案(图1)，更为流行。这种音调调节器以其电路简单而取悦于人，但遗憾的是，它有两个致命的缺点。其一，由于存在几个电感线圈，因而必须有完好的屏蔽，否则将感应进电源交流声；其二，为了适应人身的听觉特性，调节电位器应当有特殊的函数曲线。当利用线性电位器时，音调调节很不均匀，在接近电位器两个极限位置时，音色变化剧烈，而在其余部分则变化迟钝。



常用电位器的函数曲线示于图2a。图中 R/R_{max} 表示电位器阻值与总阻值的比值，而 α/α_{max} 表示相对转角，曲线A表示线性函数，曲线B和C对应指数和指数关系。曲线S则表示在音调调节器电路中适用的函数关系。即在中间位置($\alpha/\alpha_{max} = 0.5$)以右呈对数曲线，而在中间位置以左呈指数曲线。不难发现，曲线S包括线性段 $K \sim 1$ ，阻值

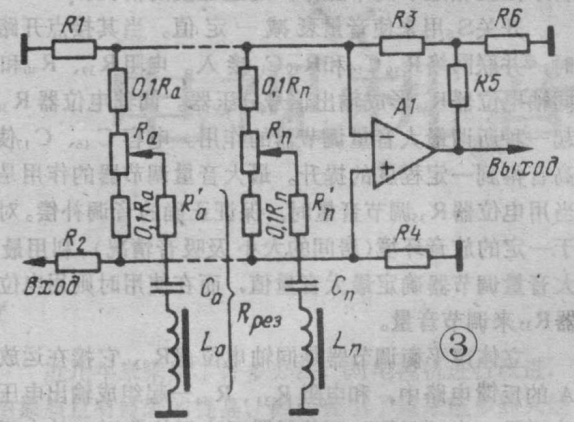
范围为 $0.1 \sim 0.9 R_{max}$ 。由此可以推断，作为调节电位器可以用一个A型电位器 R_n 再串接两个阻值不小于 $0.1 R_n$ 的电阻来组成(图2, δ)。这样一来，虽然音调调节范围压缩到约为 $\pm 16\text{dB}$ ，但正如实践表明那样，大多数情况下仍是足够的。



采用上述电位器方案的简化音调调节器电路示于图3。为了平衡运放 A_1 的输入电流(这样可以使引入的非线性失真降低)，装有电阻 R_1 和 R_4 。输出电压经分压器 R_5, R_6 后再加到反馈电阻 R_3 上，以得到所需要的放大倍数。同时，这个分压器也可利用来调节立体声放大器中的两道音量平衡。

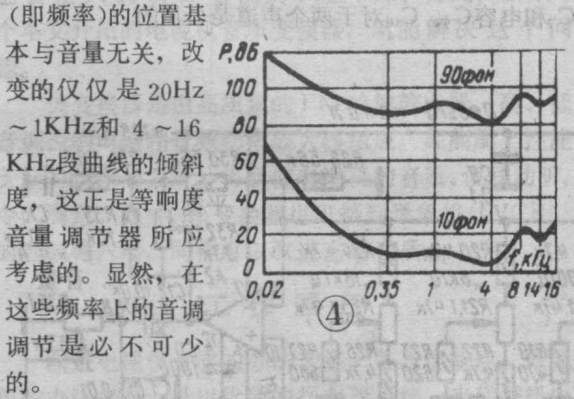
图3所示音调调节器电路的计算相当复杂，但如果取调节范围为 $\pm 15\text{dB}$ ，而电位器 $R_1 \sim R_4, R_n$ 的阻值完全相同，则应满足条件： $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_n > 30 R_{pe3}$ 。这种情况下的电压总放大系数决定于分压器 R_5, R_6 。 $[K_u = (R_5 + R_6) / R_6]$ 。选择电阻 $R_1 \sim R_n, R_n$ 时应考虑到，取值太大会使运放输出端噪声电压增高。为了降低非线性失真，电压放大系数 K_u 取值应能满足对应于调节频率上的最大提升运放输出电压值不超过 $4 \sim 5\text{V}$ 这一条件。一般认为 K_u 取值等于3.1时比较适合，这时输入信号源电压值为 0.25V ，而得到的输出电

压值为0.775V, 驱动后面的功率放大器正好合适。



调节器频带数目和调节频率点的选择应考虑到人身听觉的生理特性、放音环境的声学特性和放音设备中某些环节的不完善。

图4示出了人类听觉对于10和90方的灵敏度曲线。这些曲线的特征点(最小和最大值点)分布频率如下: 20、350Hz、1、3.5、8.5、14和16 KHz。这些点对应于横轴



但是, 在上述的全部频率点上都进行音调调节并不见得合理, 例如信号频谱的中频部分(1~8KHz)对于音响设备的各个环节来说, 一般都能不失真地传输, 这就意味着在1和3.5KHz频率点上根本不必进行调节。进一步考虑到频率轴上特征点14KHz临近8.5和16KHz点, 因此在14KHz点上也不必设置调节器, 实际上调节器在频率8.5和16KHz点上谐振回路的Q值保证了在14KHz频率点上所需要的音调变化范围。

在可听频带边缘上实行音调调节的必要性已被实践所证明。原因有两个, 首先, 无论在频率低端和高端扬声器的输出都降低, 在很大程度上这是由于信号源和放大器的不完善而造成的。其次, 在这两端听音

房间声学特性的影响开始表现出来: 高频端声音的吸收和反射, 空腔谐振效应等。小房间声学特性对于150~250Hz的频段影响特别大, 尤其是在房间中吸音材料较少时, 由于这一原因, 在频率200~250Hz上需要一个带通音调调节器。

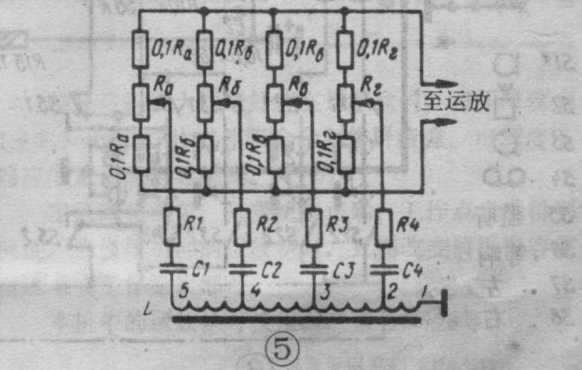
在8~9KHz频段的音调调节也是必要的, 因为一般中音和高声扬声器的分频点选在此处, 因而对频率特性影响较大。

综上所述, 对于日用音响设备来说应当选以下调节频率点: 30、200Hz、8和16KHz。

本文开始时指出, 一般多频音调调节器的缺点是要采用多个电感线圈。但这个缺点可以克服, 用一个多抽头电感线圈就能代替对应不同频带的各个线圈(图5)。由于谐振电容实际上与电阻 $0.1R_1 \sim 0.1R_2$ 串联, 所以各个串联谐振回路间的相互影响不大。对采用单独四个线圈的和—个抽头线圈的四频音调调节器进行的实际比较表明, 在实用中听不出任何差别。

下面给出一个根据上述原则实际设计制作的四频音调调节器实例, 它可应用在高保真立体声音响设备中, 其技术指标如下:

灵敏度, mV (输入电阻, KΩ),	
微音器.....	1 (4.7)
收音机.....	20 (100)
电唱机和录音机.....	250 (47)
额定输出电压, mV	
线路输出.....	250
接功放级.....	775
相对噪声电平, dB	
接微音器和收音机.....	70
接电唱机和录音机.....	80
音调调节范围, dB, 在30、200、8000和16000Hz上, ±15	
立体声平衡调节范围, dB.....	12
最大音量开关衰减, dB.....	12



补偿深度, dB对应频率, Hz

30.....	24
16000.....	12

前置放大器的整机电路见图6。每个声道采用两块集成运放(左声道中为A₁和A₂)。运放A₁构成线性放大器,用于放大来自微音器和收音机的信号。电位器R₁可以把这些信号与电唱机和录音机的信号混合起来,然后直接加到运放A₂构成的音调调节器输入端。这一级把信号放大到0.775V。当按下开关S₅(《监听》)时,音调调节器的输入端与输入插口X₄(《录音机》)连接,而且来自插口X₁(《微音器》)和X₂(《收音机》)的信号经过运放A₁构成的放大器,或是来自插口X₃(《电唱机》)的信号直接加到插口X₅(《线路输出》)上,以供录音机录音之用(如果录音机录音时有监听输出,则可接至音调调节器输入端,即插口X₄,利用后面的功放级和扬声器进行监听)。信号源的选择通过开关S₁~S₅来实现。为了避免录音机输入端与其线路输出端相接,在用录音机放音时不应当使用《监听》状态(如果采用按键开关,S₄和S₅之间应当是互锁的)。

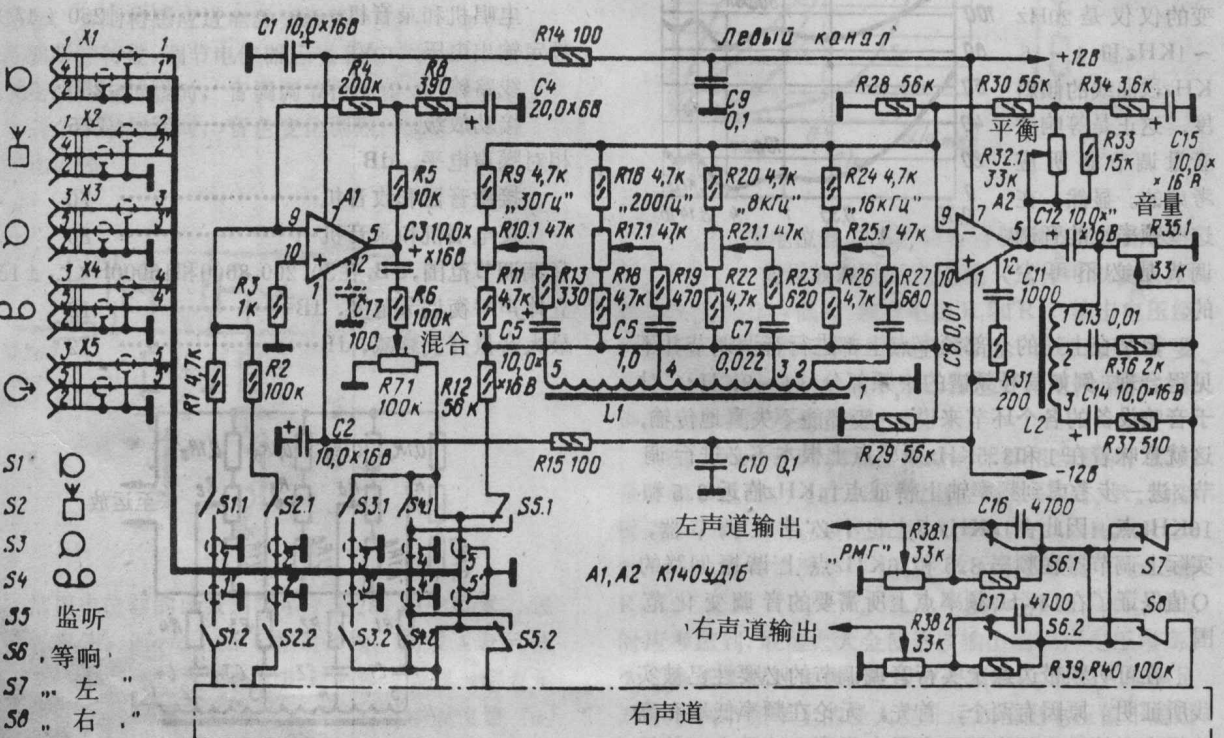
在按下开关S₇(《左声道》)或S₈(《右声道》)时,两路的输出一起接到某一路功率放大器上。这种安排对检查每路功率放大器的质量是有利的。当两个

开关都处于下部位置时,对应状态为《立体声》。图中所示位置相应于两个立体声通道互换的情况。

开关S₆用来使音量衰减一定值。当其接点开路时,并联网路R₃₉C₁₆和R₄₀C₁₇接入。电阻R₃₉、R₄₀和同轴电位器R₃₈形成输出信号分压器。同轴电位器R₃₈起一种所谓最大音量调节器的作用。电容C₁₆、C₁₇使高音得到一定程度的提升。最大音量调节器的作用是当用电位器R₃₅调节音量时,保证正确的音调补偿。对于一定的放音环境(房间的大小及吸音情况),利用最大音量调节器确定最大音量值,而在使用时则用电位器R₃₅来调节音量。

立体声平衡调节器是同轴电位器R₃₂,它接在运放A₂的反馈电路中,和电阻R₃₃、R₃₄一起组成输出电压分压器。当《平衡》调节器置于中间位置时,放大级A₂的放大倍数为3.1,而对应于最低和最高位置分别为3.9和1。两个声道中的电位器R_{32.1}和R_{32.2}的两组定端接法相反,因而当调节电位器R₃₂时,某一路的放大倍数增加,另一路则减小,在中间位置时,两路都为3.1。

本机电源可采用简单的±12V稳压电源,电源滤波电容应不小于500μF。电源去耦滤波器R₁₄C₁、R₁₅C₂和电容C₉、C₁₀对于两个声道是公用的。



⑥

电视机音质变换器

近几年来采用了许多办法,对电视机进行改进,图象质量有显著的提高,因而吸引了越来越多的人经常不断地收看电视。然而,对电视机音质系统的改进,却往往被人们忽视。除了极少数的旧式电视机外,当前的电视机内一般装有一只4英寸扬声器,1W的功率放大器,但无音调控制电路。这样的配置,对听新闻节目而言,其音质尚可满足要求。但是,对于满足倾听悦耳的音乐和欣赏艺术影片的要求就远远不够。不言而喻,一部电视机的图象质量很好,而音质很差,也会使人们收看电视的兴趣下降。为此,制作一个本文介绍的电视机音质变换器,就能解决这个问题。

该变换器是由高质量的FM检波放大器、高、低音调控制电路和音频功率放大器组成。如能配上性能良好的扬声器系统,将会使电视机的音质,悦耳动听,令人满意。此外,该变换器也可接到录象机(VCR)的音频输入端,同样可以改进它的音质。

工作原理

改进电视机音质的办法很多,各有优缺点。最简单的办法之一,是以优质的扬声器系统,来代替机内扬声器,这样成本虽然较低,但会带来阻抗不匹配(因许多新的电视机采用 $32\sim 45\Omega$ 的扬声器)、交流声

大,失真严重等缺点。同时,现在的电视机内一般不再采用功率输出变压器了,随意更换扬声器易出危险。改进音质的另一个办法,是外接一音频放大器到电视机内音量控制器的两端,这种方法看起来容易简单,但是要改动电视机的电路,就不那么省事了,而且许多新型电视机是通过控制直流电压(DC)来控制音量的,没有音频信号通过音量控制器,因而,这种方法也不适用。

本变换器采用的方法与上不同,音质的改进是通过一个完整的中频放大与检波器,以及功率放大器来实现的,从而能获得最好的音质,而且不需要改动电视机的电路。

图1为该变换器的方框图。由图可见,它由三部分组成的。第一部分为伴音中频放大器和检波器,由 C_1 、 C_2 、 C_3 、 L_1 和 R_1 组成的输入电路,放在电路的最前面(当VCR作信号输入时,开关S就切断中频放大器)。第二部分为音调控制部分,与一般音调控制电路并无特殊。第三部分为功率放大器,它可以输出4W音频功率,这足以推动性能优良的扬声器系统,音质能得到改善。

现在参考电路原理图2,对电路各部分的工作原理作些说明。电视机的伴音中频信号,通过耦合“探针”取出,并加到变换器中频放大器的输入端,通过

除了开关 $S_1\sim S_3$ 、插座 $X_1\sim X_3$ 、同轴电位器 R_{38} 和网络 R_{39} 、 C_{16} 、 R_{40} 、 C_{17} 之外,其它元器件都装在一块电路板上(尺寸约为 $300\times 50\text{mm}$)。电位器 R 和 R_2 应当用指数型的,其它用线性的。

线圈 L_1 和 L_2 绕在M2000尺寸为 $17.5\times 8.2\times 5$ 的磁环上。 L_1 绕 $96+55+360+900$ 匝(从1端数起),电感量分别为 0.007 、 0.012 、 0.4 和 2.8H ; L_2 绕 $90+1500$ 匝,电感分别为 0.006 和 3H 。 L_1 的1-2、2-3和 L_2 的1-2绕组用 $\phi 0.18$ 的漆包线,其它用 $\phi 0.1$ 的线。

装好后的放大器最好装在屏蔽盒内,可用厚度为 $1\sim 1.5\text{mm}$ 的铁片或玻璃合金制作屏蔽盒。电源变压器应尽量远离电感线圈。

本机调整简单,只要组装正确,工作点自动得到保证,当换用不同的运放块时,只需改变消振电容值使放大级工作稳定即可。

本机中的运放块可换用国产型号5G28等。

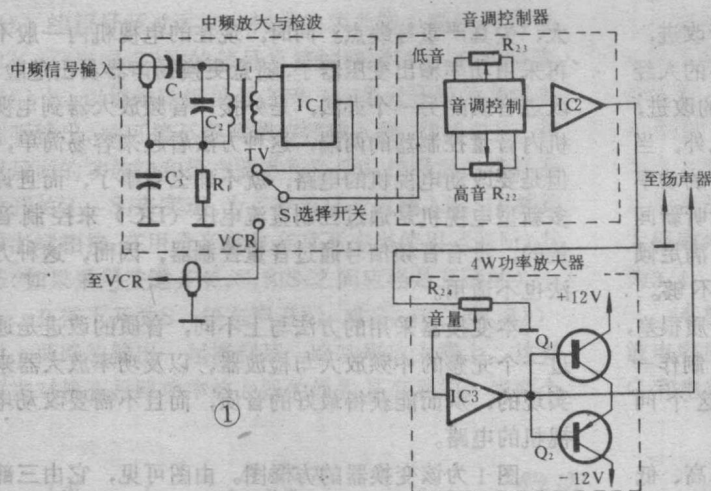
(贺青根据苏刊《РАДИО》

1982年第12期编译)

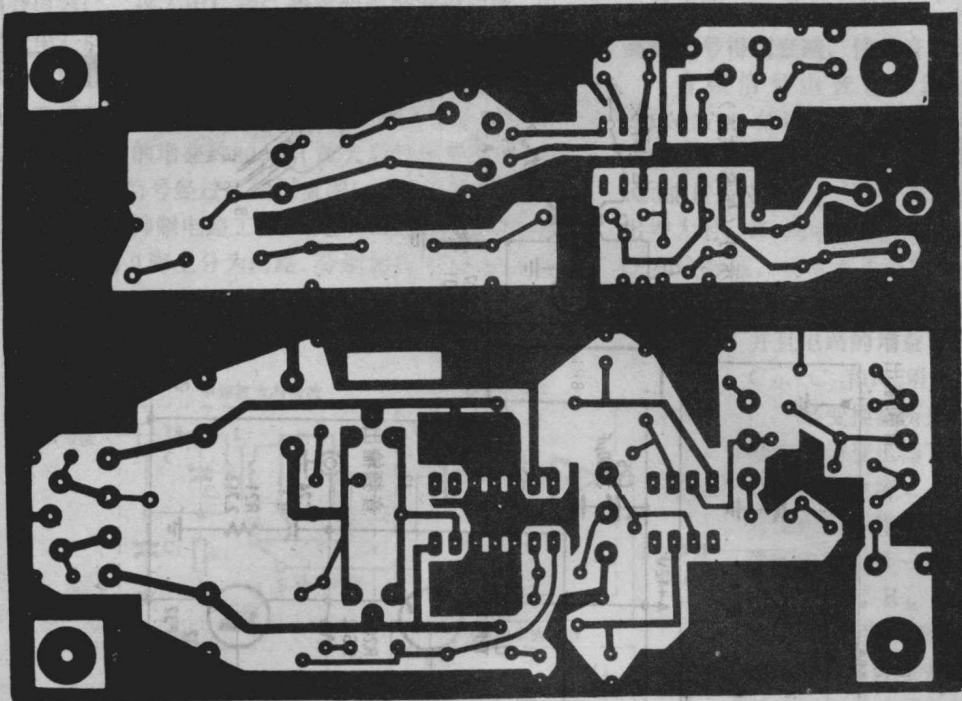
音频信号由音量控制器 R_{24} 上取出,加至IC3 (LM377)的输入端,进行功率放大。LM377为一只2W音频功率放大器,当输出功率小于100mW时,IC3能直接提供,并经 R_{20} 输送到扬声器。但是,当输出增大时, R_{20} 两端的压降也升高,于是射极跟随器 Q_1 和 Q_2 导通,功率电平得到提高,由2W的集成电路可得到4W的输出功率,因而效率高,电路也简单。

变换器的装配和调试

打开电视机的盖子，找出伴音电路。接通电视机，找个信号较强的电视台，经过仔细调谐，使其音质最



音调控制电路是由高、低音网络和一级放大器组成。低音控制网络是由 C_{15} 、 C_{16} 、 R_{19} 、 R_{10} 和 R_2 组成。 C_{17} 、 C_{18} 和 R_2 组成高音控制网络。电阻 R_{11} 用来减小高、低音网络之间的相互影响。音调控制器的输出信号,由高音控制器 R_{22} 上取出,并加至运算放大器IC2(LF356)的输入端,IC2为同相放大器,其增益为50dB,足以弥补音调控制网络对信号的衰减。IC2的输出信号,加至音量控制器 R_{24} 上。 C_9 和 R_7 组成响度



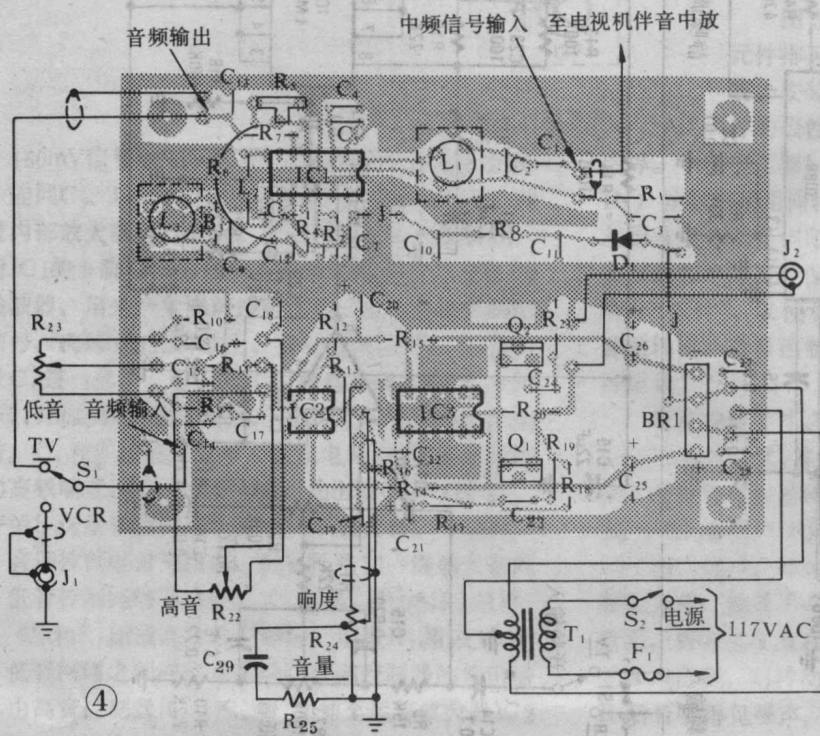
应该听到从变换器发出弱小的声音，接着调整 L_2 使声音最大，调整 L_3 使声音最清晰。这个步骤反复调整几次，以便获得最好的效果。

接着可以来回移动输入同轴电缆，通过试验的方法，并注意音量的变化，以便找出耦合探针放在最理想的位置。对某些电视机来说，当电缆探针移到机壳外边时，可以获得最好的效果，而对另一些电视机则需要把探针移到机内伴音附近，才能获得最好的效果。

不论那种情况，只要找到最好的位置时，关闭电视机，把耦合探针固定在所选择的地方，最后把电视机的机盖复原。

使用时，只要接通电视机，将频道开关放在无信号的频道上，调整微调旋钮，以便只听见变换器的噪声，再微调电位器 R_9 ，使其噪声抑制掉，然后转到有信号的频道，这时就应该听到声音了，接着再调整低音、高音和音量控制旋钮，必将能得到令人满意的音质。

该变换器所使用的元件数值，在电路图2中已标出。其中电阻除 R_1 和 R_{20} 为 $1/2W$ 外，其余的电阻均为 $1/4W$ ，5%规格的。电容器 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_9 耐压为1000V的瓷片电容器。 C_4 、 C_5 、 C_6 、 C_8 、 C_{13} 、 C_{27} 、 C_{28} 耐压为50V的瓷片电容器。 C_{10} 、 C_{11} 、 C_{19} 、 C_{20} 、 C_{21} 、 C_{25} 、 C_{26} 耐压为16V的电解电容器。 C_{14} 、 C_{15} 、 C_{16} 、 C_{17} 、



好。将变换器的输入同轴电缆的耦合“探针”，放在伴音中放管的附近，或者放在IC1检波器的附近，这时

C_{18} 、 C_{22} 、 C_{24} 、 C_{29} 耐压为50V的薄膜电容器。 T_1 为18V、2A、带中心抽头的电源变压器， L_1 、 L_3 为10~

音调控制电路的设计

众所周知,谐波失真是信号频率的不需要的谐波所致。300Hz信号将伴有600Hz、900Hz、1200Hz、1500Hz等不需要的信号,它们分别是输入信号的二次、三次、四次、五次谐波。如果给输入信号很小的高音提升,例如在1500Hz提升+6dB,那末,现有的五次谐波分量就会加倍,这是一种讨厌的不和谐信号,同时,其它的谐波分量也会或多或少得到加强。反之亦然,高音衰减可以降低谐波失真。例如,在音频信号发生器输出端后面加装少量RC滤波元件,可以改善其正弦波输出的纯度。年长的音响工作者们都会记得,在输出变压器初级绕组上并接 $0.02\mu\text{F}$ 电容器,可以降低老式的五极管输出级的三次谐波。

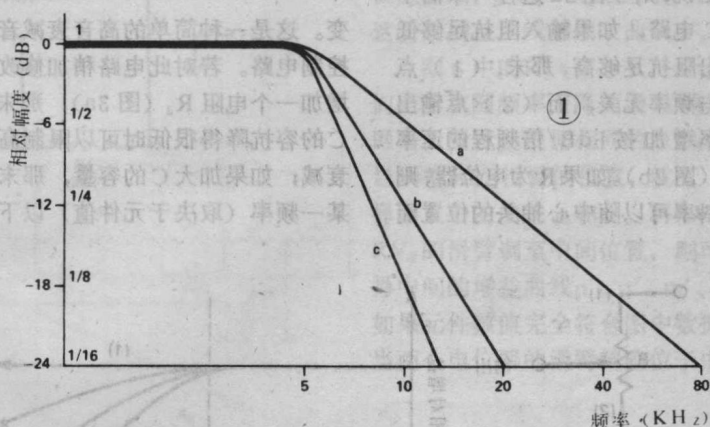
在音频频谱的低端,虽然少量的低音提升将有助于提高乐鼓或琴弦的低音力度,但同时可能会加强对电源嗡嗡声或唱机转动件和唱片隆隆声的响应。更为微妙的是,由于人耳对低频信号不敏感,这种信号的幅度往往原来就相当大,所以,少量的低音提升很可能使其幅度大得足以使放大器或扬声器系统过载。后一种可能性更大,因为在低

频下空气对扬声器纸盆的阻力很有限,故纸盒的位移幅度往往相当大。

因此,在实施低音提升前,应该从信号中滤除唱机隆隆声或其它会使扬声器过载的频率很低的无用信号。然而在音频段,实现这种滤波有很多困难。原因是,信号幅度随频率的变化速率大于 $-6\text{dB}/\text{倍频程}$ (即当频率加倍时,信号幅度减半)的情况实际上很少存在,所以,人耳对高变化速率感觉为一种“非自然”声或“装饰”声。举例来说,如果我们取一种宽带白噪声信号,而且用一个具有 $-6\text{dB}/\text{倍频}$

程特性曲线的滤波器来修正放大器的频响,那末,得到的“嘶嘶声”听起来稍有变化且略轻些。不过,这种声音听起来仍然感觉不出是“装饰”过的。

如果把滤波器的斜率增大到 -12dB 和 $-18\text{dB}/\text{倍频程}$ (图1b和1c),嘶嘶声将发生变化,开始呈现某些“调谐”性质——交叉频率特性。滤波器斜率越陡,变化越明显。这个问题已在数字记录系统中得到解决。数字记录系统所需的锐截止的“砖墙”式滤波器将引入深度“装饰”。但这种锐截止滤波器的频率很高,只有灵敏的人耳才



$19\mu\text{H}$ 可调线圈, L_2 为 $100\mu\text{H}$ 的高频扼流圈。BR1为1A、50V的全波桥式整流器。IC1(LM3089)为FM收音机的中放系统多功能(包括IF、鉴频、静噪、AF、AFC、AGC等功能)集成电路。IC2(LF356)为通用线性运算放大器,IC3(LM377)为双2W功率

放大集成电路。 Q_1 (T1P31)为NPN硅功率管, Q_2 (T1P32)为PNP硅功率管。

(田讯根据美刊《Radio Elefzonits》
1983年11期编辑)

能感到音质的变化。

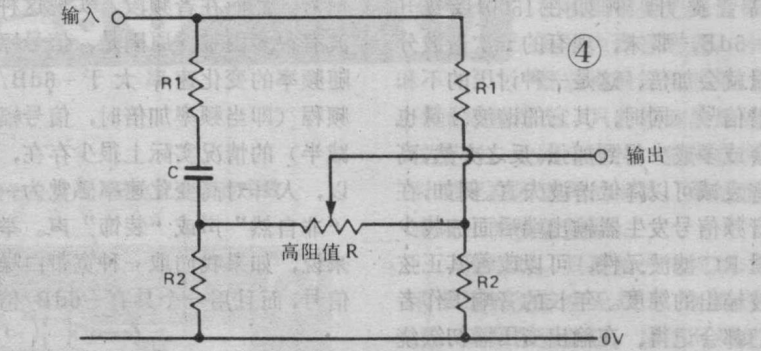
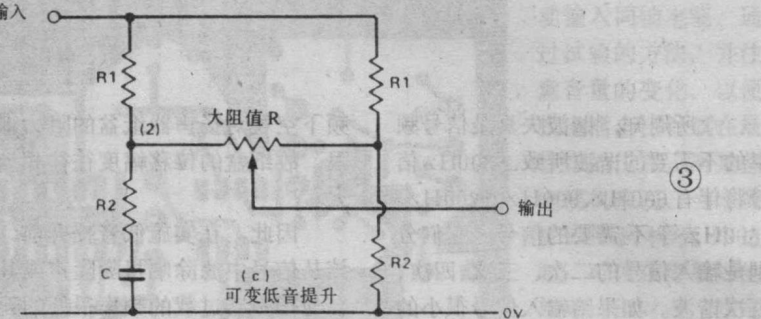
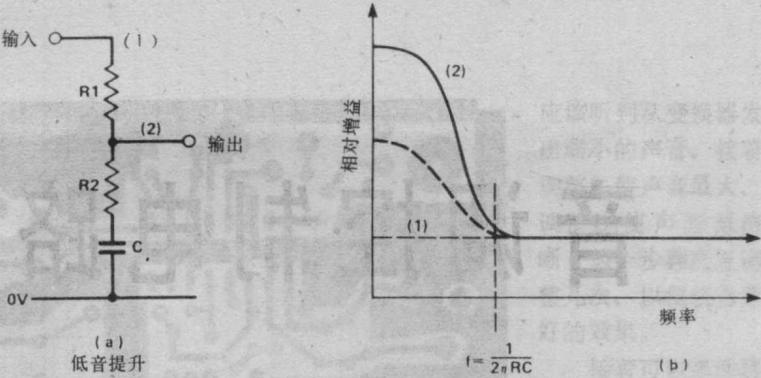
因此，我们可以任意地进行低音或高音提升，但决不超过我们的需要。同样，我们应该尽可能避免使用斜率很陡的滤波器，除非其斜率是可变的，可以通过调节来获得听觉能接受的结果。

锐截止滤波器可用于双声道和三声道高传真扬声器系统中，高音、中音和低音单元之间电子分频器设在输入端，用以隔离高频、中频和低频功率放大器。这种滤波器的效果很不理想，因为信号有相位移，而且最后输出信号被“装饰”。在优质商用多路扬声器系统中所用的实际分频网络，全都经过试听，对元件值进行一些调整，使之达到设计指标。

音调控制电路可分为普通型、格子型、斜率型、图形均衡器型和参数均衡器型五种基本类型，下面分别加以叙述。

普通音调控制电路

众所周知，电容器容抗与频率的关系可用下式表示： $Z_c = 1/2\pi f_c$ 。这就是说，对于图 2a 这样一个简单的 RC 电路，如果输入阻抗足够低而输出阻抗足够高，那末，(1) 点输出与频率无关，而 (2) 点输出随频率增加按 6dB/倍频程的速率下降 (图 2b)。如果 R 为电位器，则下降斜率可以随中心抽头的位置而

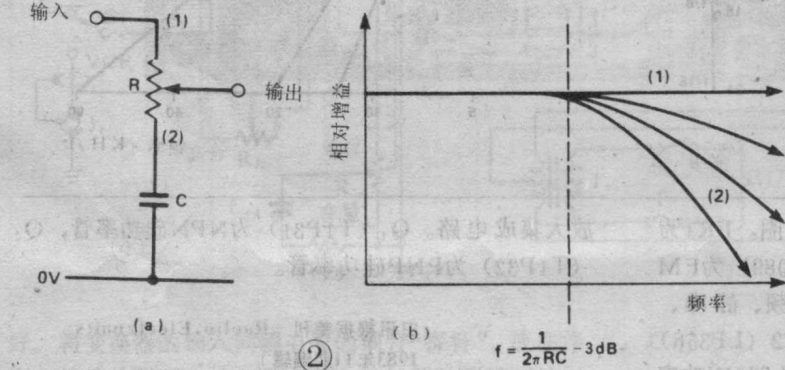


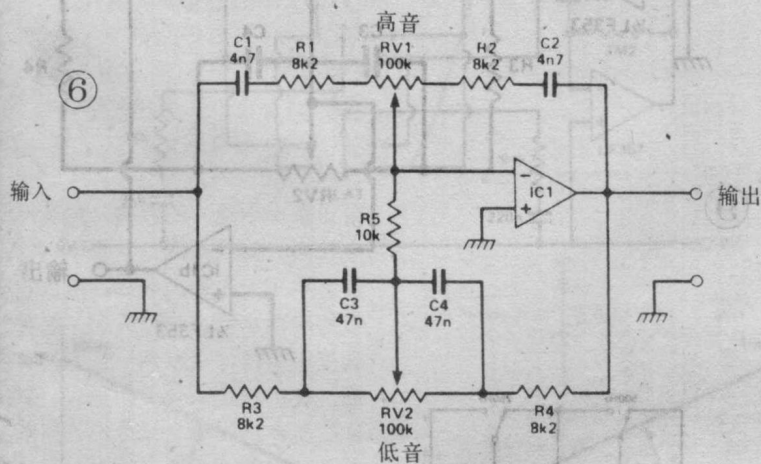
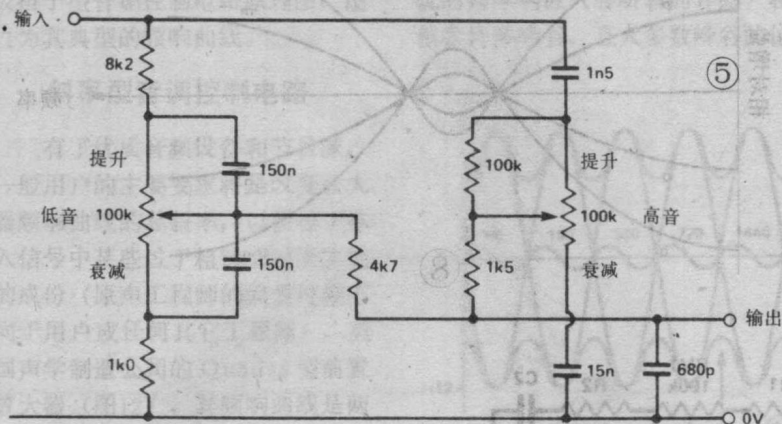
变。这是一种简单的高音衰减音调控制电路。若对此电路稍加修改，增加一个电阻 R₂ (图 3a)，那末在 C 的容抗降得很低时可以限制高音衰减；如果加大 C 的容量，那末在某一频率 (取决于元件值) 以下，

(2) 点输出将会增加，其频响曲线见图 3b。用图 3c 所示电路，可以做成可变低音提升音调控制电路。

类似的实验可以做成无源 (全部采用阻容元件，无放大元件) 低音衰减或高音提升音调控制电路 (图 4)。显然，将上述电路用不同方法组合起来，就会产生多种性能更好的音调控制电路。图 5 是在美国普遍采用的典型的无源音调控制电路之一。图 6 是 M·P·巴克森德尔首先提出的一种性能极好的音调控制电路。

无源音调控制电路的一大优点是不会使信号失真，因为它们只包含阻容元件，但是会使信号衰减。因为它们只是选择衰减，所以，对某一频率提升 20dB，就是使频谱





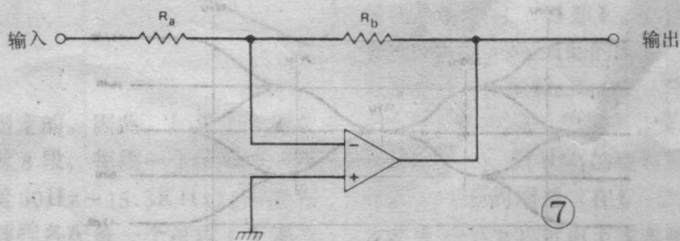
的其它部分全都衰减 20dB。因此，必须在无源音调控制电路之前或之后将信号放大 10 倍（即 20dB），而这种放大将会引起失真。

同时，放大级设在哪里也是一个问题。如果音调控制电路有 20dB 衰减，那么，它要输出 1V(RMS) 信号，至少需要 10V(RMS) 输入

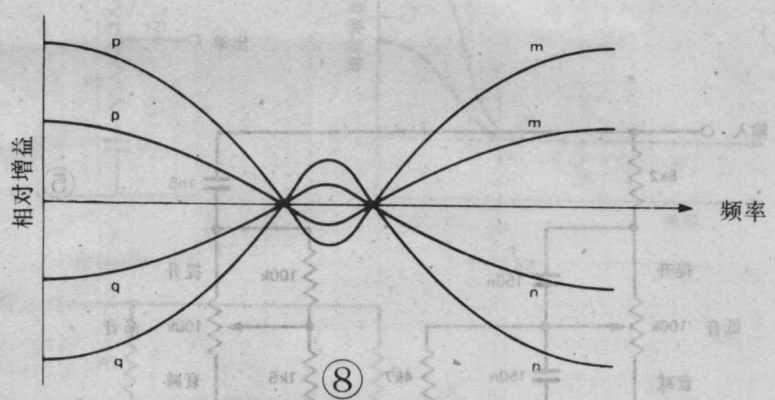
信号，对于前置级而言，10V 是相当大的信号。那么，要是放大级设在音调控制级之后，情况又是怎样呢？这时，放大级只有 1V(RMS) 的输出，所以它的失真相当小，但它的输入端接有许多阻容元件，输入信号电平只有 100mV，它要确保高的信噪比和低的背景交流电平，而要达到这一点就更加困难。

巴克森德尔负反馈音调控制电路能够解决这个问题。因为在音调控制电路频响曲线的平坦部分，通常情况下增益为 1，所以，1V 输出信号需要 1V 输入信号，这样就无信噪比和背景噪声拾取问题了。这种电路的工作原理可以用图 7 所示的简化电路来说明。这是一种简单的负反馈倒相放大器，其增益等于 R_b/R_a 。若 $R_b = 10R_a$ ，则增益为 10；若 $R_b = R_a$ ，则增益为 1；若 $R_a = 10R_b$ ，则增益为 0.1，以此类推。参见图 6， $C_1 + R_1 = C_2 + R_2$ ，它们都是阻抗随频率增加而减小的 RC 网络。将 RV₁ 的滑臂调至左端，使 $C_1 + R_1$ 相当于“ R_a ”，这时放大器的增益曲线如图 8 曲线 m；将 RV₁ 的滑臂调至右端，使 $C_2 + R_2$ 相当于“ R_b ”，这时的增益曲线如图 8 曲线 n。

图 6 中的 $R_3 + C_3 = R_4 + C_4$ ，它们是阻抗随频率下降而增大的 RC 网络，所以，根据相同的原理，适当调整 RV₂ 滑臂的位置，就可以选择图 8 中的曲线 p 和 q。将 RV₁ 和 RV₂ 的滑臂调至中间位置，则可选择中间的增益曲线 p'、q'、m'、n'。如果元件数值完全符合图中数据，当两个电位器的滑臂精确位于中心

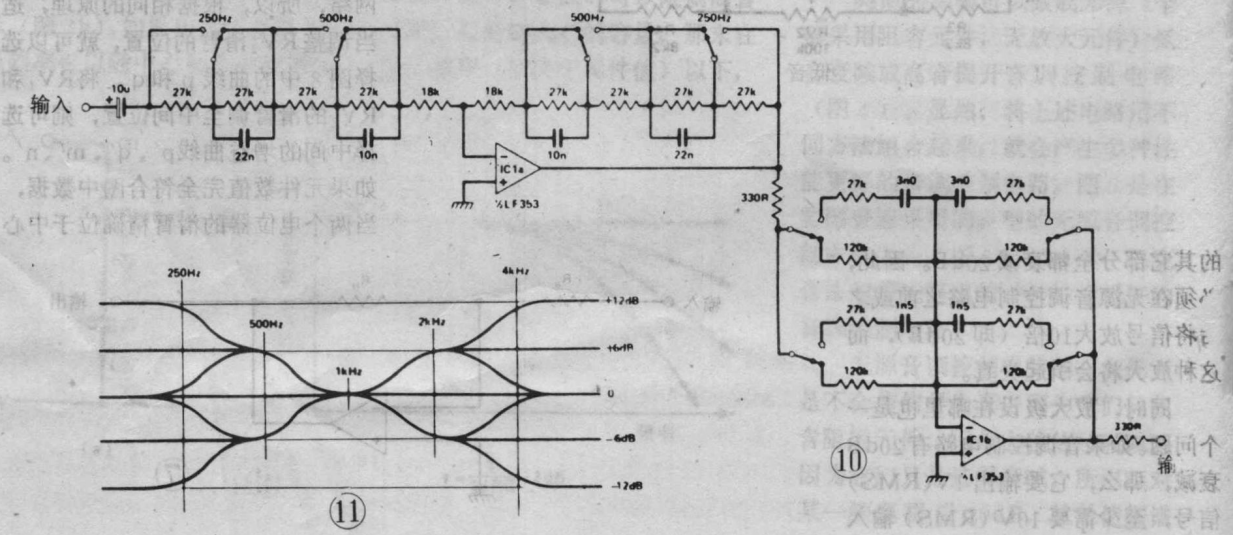
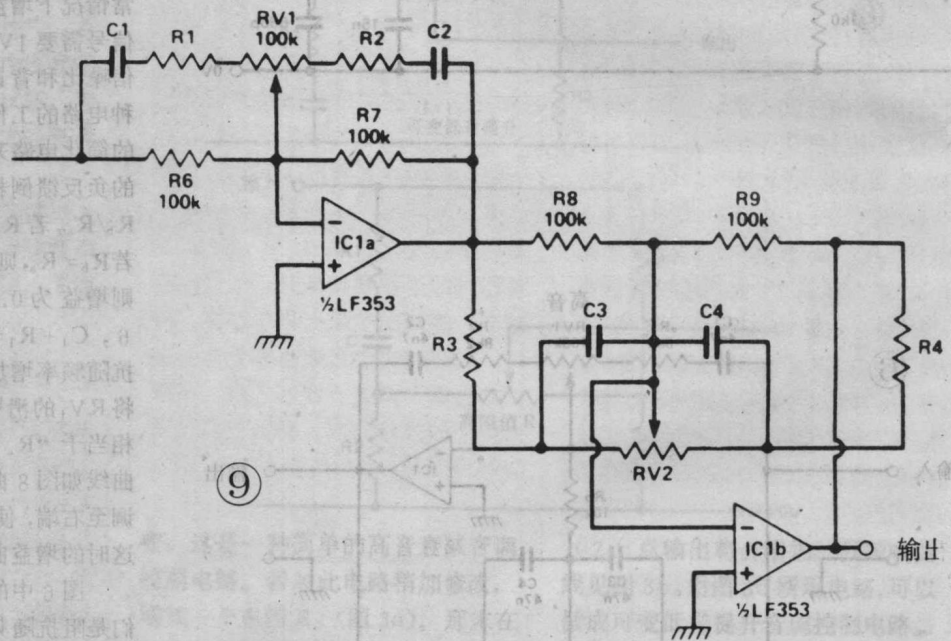


阻值处，那就能获得一条平坦的频响曲线。电阻 R，用以隔离高音部分和低音部分控制电路的工作。但是，这种隔离作用总是不太理想，所以，有关专家建议，利用双运放两半部分来隔离两个相连的音调控制级，见图 9。图中电阻 R₁和 R₂、R₃和 R₄，分别用来防止两级控制电路在 RV₁和 RV₂ 滑臂处于极限位置时增益为无穷大或零。



格子型音调控制电路

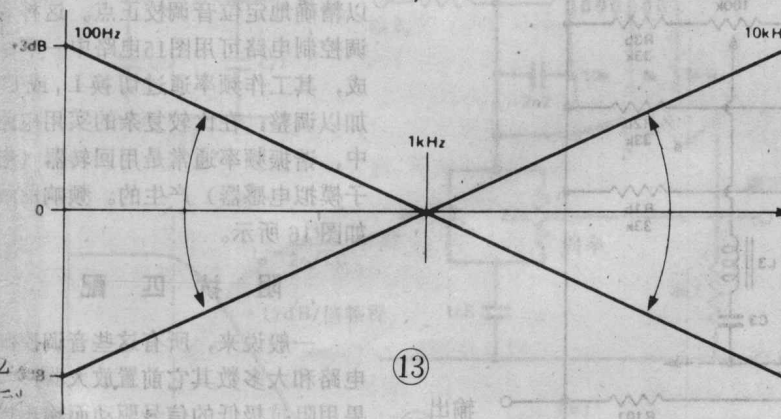
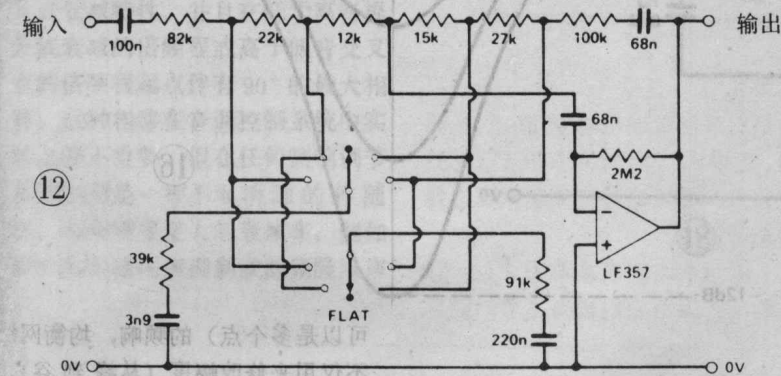
这是巴克森德尔型和图形均衡器型（见下文）两种音调控制电路的组合形式，由一系列 RC 网组成，它们的排列形式使频响曲线分成一些 6dB 的格子，而且在音频通带的倍频程处可以任意增减。这种音调控制电路与图形均衡器电路具有相似的频响校正曲线（不过其限幅更多），但其频响曲线不象后者那样呈极不平坦的波浪形，有许多最大值和最小值。除了需



要较小的校正以外，这种音调控制电路允许频响曲线的各个倍频程频带独立上升或下降。图10为一种两级格子型音调控制电路原理图，图11为其典型的频响曲线。

斜率型音调控制电路

有了优质音频设备和节目源，一般用户的主要要求将是改变放大器频响曲线的总斜率，以便校正输入信号中某些过于粗钝或过于尖锐的成份（原声工程师的偏爱可能不同于用户或任何其它工程师）。英国声学制造公司的 Quad44 型前置放大器（图12），其频响曲线是两条斜交的直线（图13）。



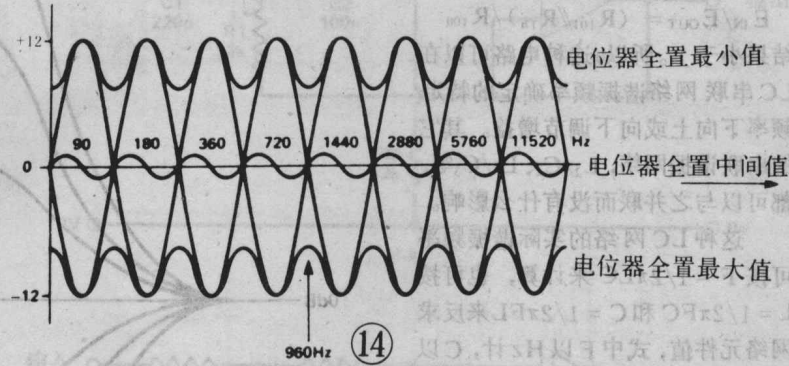
图形均衡器型音调控制电路

这种音调控制电路于七十年代

初问世时，受到普遍欢迎。其设计思想是，在一般室内听音环境中，采用普通扬声器和唱机拾音头，系统的频率响应（聆听者的耳感）将包含许多峰谷，且大多数峰谷的位

前置放大器增益的均衡电路，那就组合成一条平坦的频响曲线。

总的来讲，图形均衡器型音调控制电路的性能是好的。这种电路的明显缺点是，不能经常把其频响



曲线上的峰谷正好置于这个 8 倍频均衡器的各中心频率点（90、180、360、720、1440、2880Hz……）上，而这些点很可能正好处于交叉频率上。第二个缺点是已校正频响曲线的性质引起的，可能的情况有三种，见图14所示的频响曲线。当所有的均衡电位器全部置于中间位置时，频响曲线呈现瓦楞状；当所有电位器全都置于最大或最小位置时，瓦楞状更为显著；增益随频率的迅速变化都伴有很大的相移。瞬变（撞击）事件的声音主要取决于组成该事件的各声音成分的相对相位（等于到达时间）；如果改变这些相位成分，就会获得一些奇异的效果。

所以，人们一致认为，这种音调控制电路除非用得得当，否则容易降低重放声音的真实感。图15是图形均衡器型音调控制电路的原理图。

该电路的工作利用 LC 串联谐振网路的特性。例如 L_1/C_1 ，在其谐振频率上具有极低的阻抗。运算放大器 IC_1 和 R_{100} 、 R_{101} 组成增益为 1 的倒相放大器。如果 RV_1 阻值大于 R_{1a} 和 R_{1b} ，当 RV_1 的滑臂置于左端时，电路的增益（在 L_1/C_1 阻抗为零的频率下）可由下式求得：

$E_{IN}/E_{OUT} = R_{101}/(R_{1a} \parallel R_{100})$
 式中“ $\parallel$ ”表示 R_{1a} 和 R_{100} 并联，
 结果大于 1。

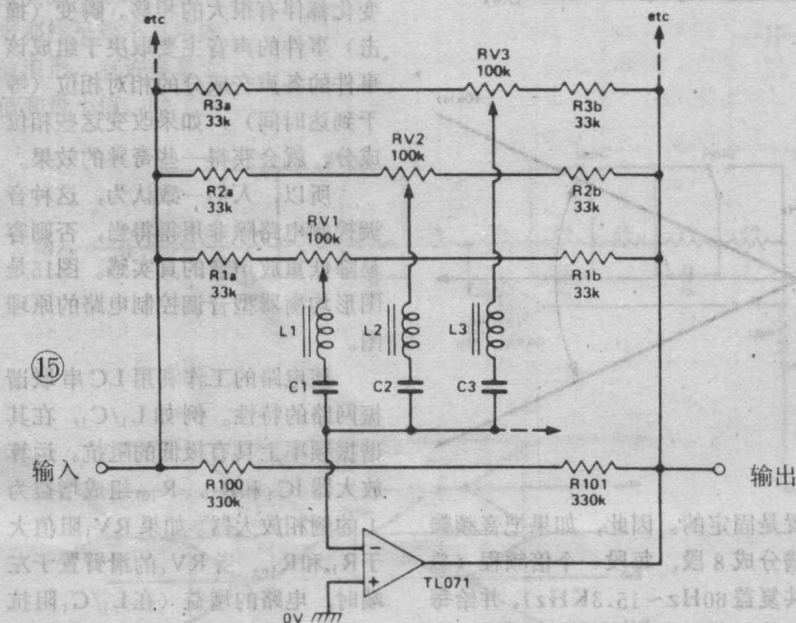
相反地，如果 RV_1 的滑臂置于
 右端时，电路的增益（在 L_1/C_1 谐
 振频率下）为：

$$E_{IN}/E_{OUT} = (R_{101} \parallel R_{1b})/R_{100}$$

结果小于 1。所以，这种电路可以在
 LC 串联网络谐振频率确定的特定
 频率下向上或向下调节增益。其它
 的串联谐振网络， L_2/C_2 、 L_3/C_3 等，
 都可以与之并联而没有什么影响。

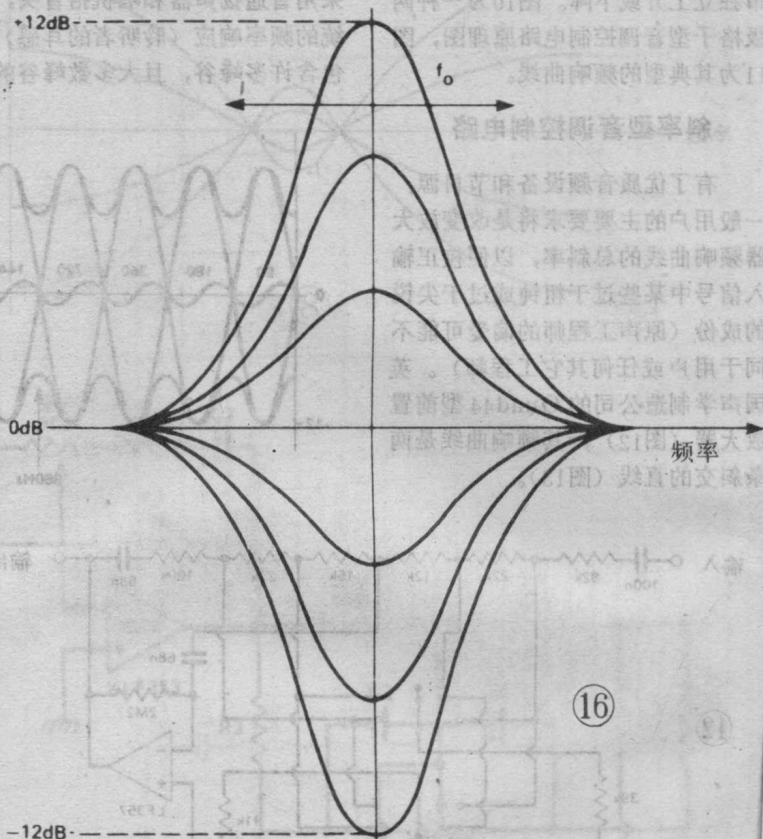
这种 LC 网络的实际谐振频率
 可按 $F = 1/2\pi LC$ 来计算，也可按
 $L = 1/2\pi FC$ 和 $C = 1/2\pi FL$ 来反求
 网络元件值，式中 F 以 Hz 计， C 以
 F(法)计， L 以 H(亨)计。90Hz
 网络的 L 和 C 分别为 3.1H 和 1 μ F，
 720Hz 的为 500mH 和 100nF (= 0.1μ F)，
 以此类推。按图 15 电路给
 定的实际数据，增益可以提升和衰
 减约 12dB；大于这个数值是不适
 宜的。

参数均衡器型 音 调 控 制 电 路



这种电路与图形均衡器型音调
 控制电路相似，但其频响曲线的斜

率更加理想。这种音调控制电路适
 合校正通带中一个点（在原理上也



可以是多个点)的频响，均衡网
 不仅用来修改幅度(从峰到谷)，
 而且用来上下移动频谱，所以它
 可以精确地定位音调校正点。这种
 音调控制电路可用图 15 电路中一
 节，其工作频率通过切换 L_1 或
 加以调整；在比较复杂的实用电
 路中，谐振频率通常是用回转器
 (子模拟电感器)产生的。频响曲
 如图 16 所示。

阻 抗 匹 配

一般说来，所有这些音调控
 制电路和大多数其它前置放大器，
 果用阻抗极低的信号驱动而输出
 有阻抗极高的负载，那么，它们
 工作在最佳状态。大多数运算
 器或增益电路，由于加有负反
 统，输出阻抗都较低。如果将

路通接成非倒相放大器，通常都有较高的输入阻抗。如果将其接成倒相级，则输入阻抗将由接在输入端之间的电路元件确定（输入端接至运算放大器）。这时的输入阻抗通常不会很高，但一般要比运算放大器直接输出电路的高得多。如果一个音调控制电路的输入阻抗太高，那么最大提升量将会下降，且高低音控制网络之间的互相牵制作用也将增大。同样，如果一个有源滤波器的电源输入阻抗太高，那它的工作就会不稳定。

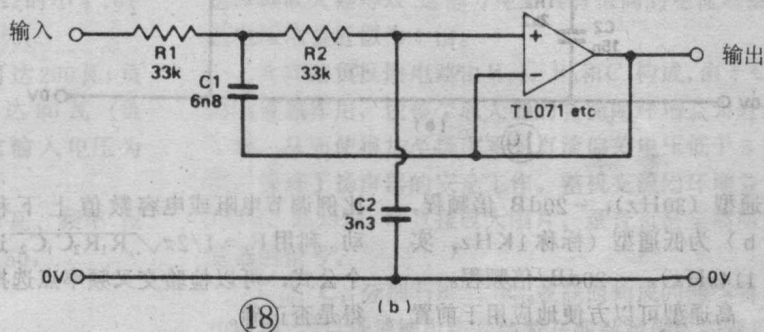
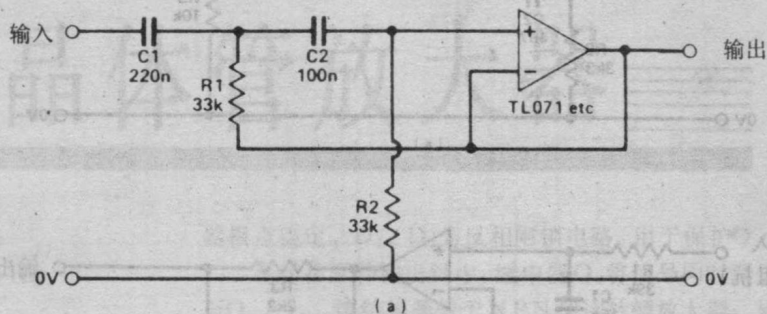
滤波器

上述所有的RC音调控制电路，都具有6dB/倍频程的最大提升或衰减特性，并且在低于高音提升或衰减的倍频程或高于低音交叉点的倍频程起点伴有90°的最大相移。这种相移在音调控制系统中实际上并不重要，但在任何频响调节系统中则是一种不可消除的伴随物。如果需要更大的衰减率，例如用于高频啸叫声抑制或低频隆隆声

滤波，可以采用变化范围很宽的锐衰减滤波电路。

最简单的滤波器是图17a所示

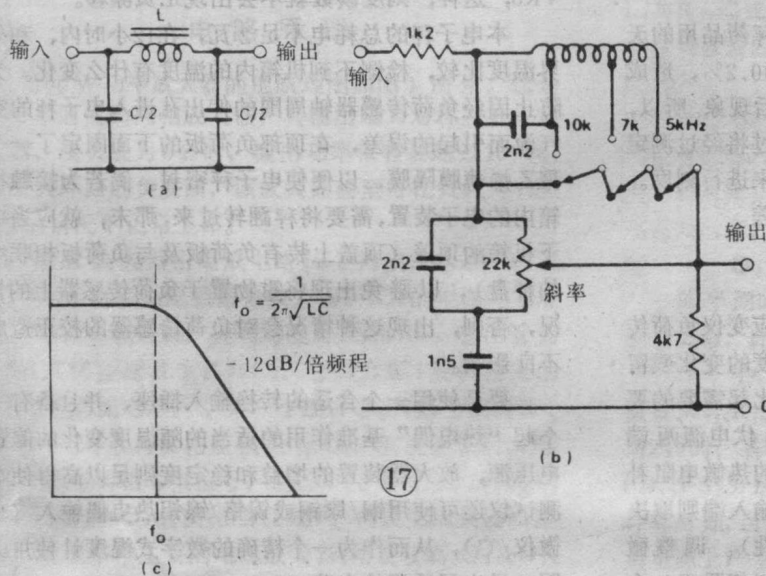
的LC网络，通常用于高音滤波电路。图17b是英国声学制造公司Quad33型前置放大器中的三频率



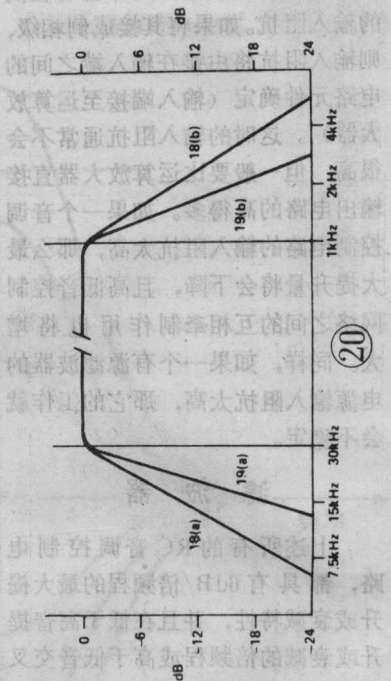
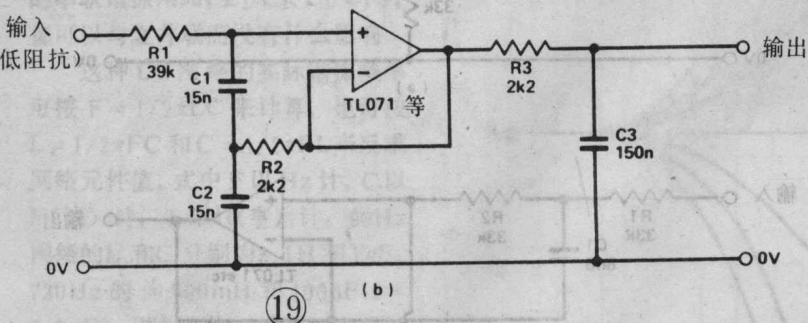
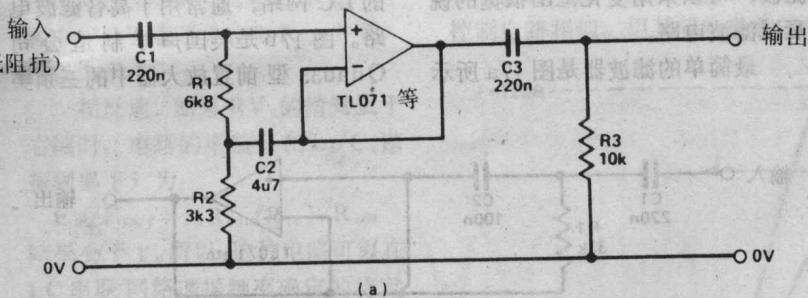
(18)

可变斜率滤波器。虽然这种电路也可用作隆隆声滤波器，但并不普遍使用，主要原因是需要大数值电感。为了获得理想的低频衰减率，LC网络的Q值要高。Q值决定于L/CR的比值（R为扼流圈绕组电阻和有关铁芯损耗），这就是说，L值必须大，所以，所需低频不能简单地用大数值C来获取。

比较简便的方法是采用有源滤波器，只需要某些功率放大元件，如运算放大器和一些阻容元件。有源滤波器的电路多种多样，但最有用的两种是萨伦和基有源滤波器（图18）和自举滤波器（图19），它们都可用任何适当的运算放大器甚至射极跟随器构成。图18中，（a）为高通型（30Hz），-12dB/倍频程；（b）为低通型（1KHz），-12dB/倍频程。图19中，（a）为



(17)



高通型 (30Hz), -20dB/倍频程 ,
(b) 为低通型 (标称 1KHz, 实际 1145Hz), -20dB/倍频程 。

高通型可以方便地应用于前置放大器的隆隆声滤波器, 而且所有的滤波器交叉频率点都可以通过按

比例调节电阻或电容数值上下移动。利用 $F_c = 1/2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ 这个公式, 可以检验交叉频率点选择得是否正确。

图18电路的衰减率为 -20dB/倍频程 , 因为它们都有三节, 而且

可以把Q值设计得更高, 当其它参数不改动时, 衰减率为 -18dB/倍频程 。图18和19电路的频响斜率见图20。

(金山仁根据英国《Electronics Today International》1983年12期编译)

(上接35页)

样机的线性度经对照一组高质量的秤药品用的天平砝码进行检验, 在 $0 \sim 25$ 克范围内为 0.2% , 造成这 0.2% 的主要因素是尚存的轻微的滞后现象。所以, 在缺少相应的标定砝码情况下, 可以通过将经过测定的水量注入一个放在秤盘上的适当容器来进行刻度。在直接读数时, 不会造成无法接受的误差。

调整温度补偿

正如前面所提到的, 由于样机中的应变仪负荷传感器最终不完全对称, 因此, 对外界温度的变化残留有长期的灵敏度, 这就要求日常使用时比起需要的要进行更为频繁地重新调零。故此在 $+3.4$ 伏电源两端和至放大器的一个输入端接上一个简单的热敏电阻补偿电路 (至于需要接在放大器的哪一个输入端则取决于应变仪本身结构所决定的最后温度特性)。调整微调电阻VR6的最简易的办法是先把整个秤都置于一个冰箱内, 然后再取出来, 当它升温到室温时开始调整

VR6, 这样, 刻度读数就不会出现正负漂移。

本电子秤的总耗电不足 2 瓦, 在 12 小时内, 和外界温度比较, 检测不到机箱内的温度有什么变化。为防止因经负荷传感器轴周围的伸出孔进入电子秤的空气流而引起的误差, 在顶部负荷板的下面固定了一个聚乙烯薄膜隔膜, 以便使电子秤密封。倘若为接触机箱内的电子装置, 需要将秤翻转过来, 那末, 就应当拆下机箱的顶盖 (顶盖上装有负荷板及与负荷板相联结的秤盘), 以避免出现将重物置于负荷传感器上的情况, 否则, 出现这种情况会对负荷传感器的校正造成不良影响。

要是使用一个合适的转换输入插座, 并且备有一个起“热电偶”基准作用的适当的随温度变化的偏置电压源, 放大器装置的增益和稳定度则足以高得使本测试仪还可使用铜/康铜或镍铬/镍铝热电偶输入 (40 微伏/ $^{\circ}\text{C}$), 从而作为一个精确的数字式温度计使用。图12示出了适用的电路。

(李鹏飞译自英刊《Wireless World》1983年第10期)