

218926



广播收音机 的新电路

苏联 G. M. 弗列依图尔著

章 嘉 译

人民邮电出版社

图 书

无线电技术

57

广播收音机的新电路

苏联 C. M. 弗列依謝尔著
車 扁 譯

人民邮电出版社

НОВОЕ В ЛАМПОВЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ

С. М. ФЛЕЙШЕР

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ 1961

内 容 提 要

本书根据国外期刊和文献中的资料，概述了近代电子管广播接收机结构和电路方面的新技术。特别着重于介绍超短波接收、立体声和低频放大部分、中频放大器、噪声抑制和自动频率微调等电路。书中还列举了收音机各部分电路的一些具体例子。

本书的读者对象主要是业余无线电爱好者和一般广播工作者，对无线电专业的技术员、工程师和大学生也有参考价值。

广播收音机的新电路

著 者： 苏联 С. М. 弗列依谢尔

译 者： 车 扁

出版者： 人 民 邮 电 出 版 社

北京东四 6 条 13 号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第 048 号)

印刷者： 北 京 市 印 刷 一 厂

发行者： 新 华 书 店

开本 787×1092 1/32

1963 年 9 月北京第一版

印张 5 页数 80

1963 年 9 月北京第一次印刷

印刷字数 114,000 字

印数 1—20,200 册

统一书号：15045·总1184—无365

定价：(9) 0.55 元

前 言

近十年来，广播收音机是在不断地和迅速地发展和改进的。这方面的进展，首先由于掌握了超短波波段广播技术，研制成新的高频磁性材料——铁淦氧，发明了新的放大电子管，以及以后又发明了半导体器件。很多无线电实验室的工程师的工作成绩很大，创造了一系列的新电路。最后，发明了微型和小型部件及零件，并研究掌握了印刷电路技术，这些都起了极重要的作用。

这本书内，系统地介绍了苏联及其它国家近5—7年来工业生产的广播收音机和电唱收音机的新成就。书中重点说明电路问题，以及一些看来有必要解释的物理意义（如磁性天线、比例检波器、立体声广播等等的工作原理）。

因为超短波部分是广播收音机中比较新的一个方面，所以本书第一章不仅叙述超短波部分的电路方案，而且说明了超短波部分的一般电路结构原理。以后各章，分别介绍在高频级、中频级、低频放大器及收音系统中的新技术。对广播收音机中的立体声、自动微调和谐调等方面，特别作了重点介绍。

书末附有苏联电子管与西欧电子管的代换表，所以在实际采用书中列举的西欧电子管电路时不会遇到甚么困难。但是，由于国内外电子管的特性总有些差异，不可能认为任何情况下代换电子管后都不需要进一步修改电路。

作者

目 录

前言

第一章 超短波收音机的高频部分	1
1. 对调频超短波收音机的基本要求.....	1
2. 输入电路.....	2
3. 高频放大器.....	5
4. 变频器.....	9
5. 超短波收音机的杂散辐射及调谐系统.....	18
第二章 长波、中波及短波波段的系统	21
6. 磁性天线及输入电路.....	21
7. 高频系统的一些设计特点.....	30
第三章 中频放大器及检波器	31
8. 中频放大器设计的一般问题.....	34
9. 滤波器的类型.....	40
10. 调频信号检波器.....	48
11. 超短波波段的限幅及噪声抑制电路.....	57
第四章 低频放大器及收音系统	63
12. 超线性放大器.....	63
13. 无变压器的末级电路.....	68
14. 分频带电路.....	77
15. 收音频率范围.....	81
16. 动态范围的调整.....	86
17. 伪立体声及模拟立体声系统.....	91
18. 立体声.....	100

第五章 使用方面的改进	124
19. 自动频率微调系统	124
20. 收音机自动调谐系统	137
21. 收音机的遥控	148
22. 音调及发音特性的调整	151

第一章 超短波收音机的高频部分

1. 对调频超短波收音机的基本要求

近年来，苏联和许多其它国家一样，广泛地应用调频超短波广播。超短波调频广播电台的建立速度，一直在增长。与此同时，工业生产的高级、一级及二级广播收音机和电视机，差不多都带有超短波波段。

超短波调频广播的优点十分明显。首先，所传输的声频频带和动态范围大大展宽了；其次，调频广播系统有很高的抗扰度，大气和工业干扰电平很低。调频广播的缺点是接收距离受到限制，接收和发送设备比较复杂些。

由于超短波接收距离受到限制，所以收音机的灵敏度具有特别重要的意义。近代的收音机灵敏度通常为1—2微伏，但也有些产品的灵敏度较差，为若干微伏甚至数十微伏。

对收音机超短波部分提出的第二个重要要求，是必须最大限度地抑制本机振荡的杂散发射。这个要求是由于电视广播与超短波调频广播同时发展而提出的。超短波广播的波段，在苏联为65.8—73兆赫；在西欧国家为87.5—100兆赫。通常，收音机本机振荡频率比信号频率高一个中频频率（在苏联，中频为8.4兆赫），因此，超短波收音机本机振荡频段与第三个电视通道（76—84兆赫）交叉。本机振荡的谐波，可能进入其它电视通道。如果超短波收音机高频部分的电路和结构设计得不完善，那末在天线塞孔处便会出现很强的本机振荡电压及其谐波电压。它辐射出去会严重地影响附近的电视机，使电视机荧光屏上出现网状干扰。因为底板或电路的个别零件的尺寸与

本机振盪的波长很接近，所以它們会产生本机振盪的杂散輻射。

随着超短波电台数量的增加，对相邻波道間的选择性（按失諧 ± 250 千赫測定）也要求愈严。近代收音机的选择性在26分貝（低級收音机）至60分貝（高級收音机）之間。对鏡象波道的选择性一般都在26分貝以上。

为了实现高质量超短波广播，还必须保証本机振盪頻率足够穩定（这样才能准确調諧到所接收的电台），保証收音机的低頻部分的頻率失真和非綫性失真极小，以及其它一些参数达到規定数值。

以上列举的对收音机超短波部分的要求，也就决定了收音机在电路和結構上的許多特点。其中，特别是它的高頻部分，是作成单独結構部件——超短波盘的。这主要是为了尽可能地减小本机振盪电压的杂散輻射。

超短波机盘一般都是完全屏蔽的，包括輸入电路、高頻放大器及超短波变頻器。天綫收到的信号，沿电纜进入輸入电路。以后，信号进行高頻放大。最常用的高放管是6H3Π型电子管的一个三极管。高頻放大器屏极負載上的信号电压，送到由6H3Π型电子管的另外一个三极管作成的单柵变頻器。这个电路兼作本机振盪及混頻之用，所以又叫做本机振盪变頻器。在本机振盪变頻器的屏极回路中，接有中頻带通滤波器，它調諧在8.4兆赫。

2. 輸入电路

收音机最常用的天綫，是装在机內的、波阻抗为300欧的环形振子，或波阻抗为75欧的偶极子。这些天綫用KATB型带形对称电纜做成，或者用銅箔敷在机箱后壁內表面上。天綫

的通頻帶寬度，視天綫導綫的直徑而定。一般實際上採用的導綫，已能得到足夠寬的通頻帶。採用代用的非對稱天綫時，可以把它接在其中一個超短波塞孔內。

天綫與輸入電路間，可以採用同樣的 KATB 型帶形電纜連接。在選擇饋綫時，必須首先考慮它的波阻抗。要求饋綫的波阻抗與天綫及收音機的輸入阻抗相互匹配。此外，還希望饋綫的衰耗足夠小。

如果離發射台的距離很遠，就需要安裝外部天綫。

收音機超短波部分輸入電路的作用主要是：保證能獲得對鏡象波道具有足夠的選擇性（與高頻放大器共同起這個作用）；保證獲得最大電壓傳輸係數，且使工作頻帶內的不均勻度在許可範圍內，以及有足夠大的信號干擾比；使本機振盪的雜散輻射最小。

輸入電路可以做成可變調諧的單調諧回路，也可以做成固定調諧的單調諧回路或帶通濾波器形式。在後兩種情況下，調諧於接收頻段的幾何中心頻率上。

輸入端為單調諧回路的超短波機盤的電路，示於圖 1。輸

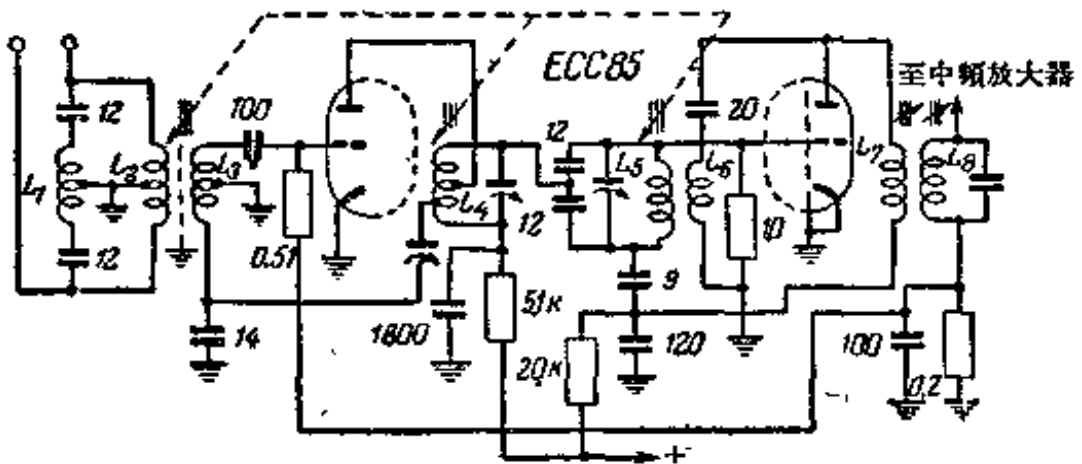


圖 1 輸入端為調感式單回路的超短波機盤電路

入回路与天綫及电子管高频放大器之间的耦合均为弱耦合，以便提高調諧回路的有效品质因数，因而提高对鏡象波道的选择性。同时，如果滿足最佳耦合条件，很明显，仍能保証輸入回路的传输系数为最大。所謂最佳耦合条件，是指当輸入回路調諧到信号頻率时，从天綫与从电子管引入这回路的衰耗相等，不論这些衰耗的大小如何。由于只有当輸入回路的固有衰耗足够小时才能滿足这个条件，所以为了进一步提高选择性，輸入回路的綫圈应采用鍍銀銅心，借以提高回路的固有品质因数。

天綫与輸入回路之间的弱耦合，以及天綫与回路綫圈之间的靜电屏蔽，可以减小天綫杂散电容对回路調諧的影响。

在設計輸入回路时，可不只从最大传输系数的要求出发。为滿足这个要求，必須具备上述的功率匹配条件。另一个出发点，是考虑怎样滿足最大的实际灵敏度的要求。这个要求的相应条件是根据噪声来匹配。研究証明，对某一工作状态下的某一型号的电子管，当天綫在电子管栅——阴回路的轉移阻抗为某一一定值时，可以得到最小的噪声电平。例如对 ECG 85 型电子管而言，天綫的轉移阻抗的最佳值，实验証明为 800 欧。

功率匹配和噪声匹配的条件，通常是不一致的。因此，最好选择能兼顧二者的設計方案。在中点接地的高頻放大器中（見第 3 节），如果适当地选择接地点，使得电子管的輸入阻抗 R_{rx} 等于此电子管按噪声匹配所要求的天綫轉移阻抗最佳值，那末上述条件就能得到兼顧。这就是說，功率匹配条件要求天綫轉移阻抗 R_A 等于高频放大級的輸入阻抗 R_{rx} ；而噪声匹配条件要求 $R_A = 800$ 欧（对 ECG85 型电子管而言），所以适当选择接地中点，使 $R_{rx} = 800$ 欧，就能同时滿足这两个条件了。

固定調諧于接收波段中間頻率的輸入回路，大大簡化了超

短波机盘回路的調諧和統調系統。但是，为了保証所需要的通頻帶寬度，回路的有效品质因数不能太高，因而降低了对鏡象波道的选择性。

对鏡象波道的选择性來說，輸入端采用双回路帶通滤波器要比固定調諧单回路好一些，但是傳輸系数却較小。此外，帶通滤波器还能减小本机振盪的杂散輻射。帶通滤波器的两个回路間的耦合，应根据所要求的通頻帶來选择，并且要保証整个波段內的傳輸系数不均匀度不超过3分貝。回路中的电容器数值不应当太大，以便保証諧振曲綫的形状不变。

在图1的电路中，天綫綫圈的中点接地。这样可抑制来自短波电台的中頻干扰。因为半个綫圈对中頻电流的感抗很小，实际上可认为是短路。由高频放大器屏极綫圈和1800微微法的电容器組成的串联諧振回路，对中頻干扰进一步加以抑制。

3. 高频放大器

超短波部分中必須采用高频放大器，是由許多原因引起的。在长波、中波及短波波段中采用高频放大器来提高收音机的实际灵敏度，有时不一定合理。这是因为在这些波段內的大气干扰和工业干扰的电平較高，与欲放大的微弱信号大小相差无几，結果在大多数情况下，实际并不能提高灵敏度。

在超短波波段，外界干扰很小，因此采用高频放大器能把收音机实际灵敏度提得很高。实际灵敏度的定义如下：当輸出的信号功率及信号噪声比为一定（后者通常为20分貝）时，輸入端所要求的最小电压就叫做实际灵敏度。因此，第一，必須最大限度地放大接收信号；其次，必須尽可能地减小收音机內部的噪声电平。

收音机的内部噪声，是由电子管、回路、天綫及其它电路

元件的起伏噪声按能量相加而合成的。为了提高信号噪声比，最好不直接把收到的微弱信号送入变频级（最强的内部噪声源），而把它在噪声较小的一个放大级中预先放大。如果这个放大级的增益足够大，那末输出端的信号噪声比便主要决定于这个放大级的固有噪声和输入回路的噪声了。超短波收音机高频放大级就是起上述放大级的作用，它通常采用三极管，放大倍数为10—15。

在超短波收音机中采用高频放大器，还由于必须满足减小本机振荡杂散辐射的要求。如果把天线回路直接接到本机振荡变频器，那末本机振荡杂散辐射便会加强。最后，高频放大器还有它通常所起的作用：提高对镜象波道的选择性的作用；可以降低中频增益，因而提高了收音机工作的稳定性，以及抑制中频干扰。

高频放大级最好采用三极管。在超短波波段，与多栅电子管比较，三极管的优点是固有噪声电平较低，输入阻抗较大。电子管的输入阻抗对栅极回路有旁路作用，因而可能使对镜象波道的选择性变坏，降低收音机输入回路的传输系数。其中对降低传输系数的影响最严重。因为电子管的噪声远比输入回路无源元件的噪声大，因而降低输入回路的传输系数便会降低信号噪声比。三极管高频放大器的主要缺点是电子管的极间电容

$C_{a.c}$ 较大，因而使放大器工作不稳定。但是这个缺点在多数情况下能用中和的方法消除。

最常采用的三极管高频放大器电路，有栅极接地（对高频而言）电路（见图2），以及中点接地电路（见图3）。在阴极接

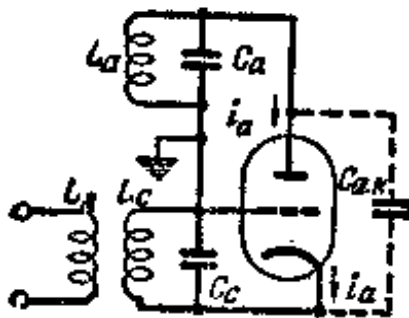


图2 栅极接地的三极管高频放大器

地电路（见图4）中，实际上很难可靠地中和較大的极間电容 $C_{a,c}$ 。这个电容除了会使放大器工作不稳定外，还会加强本机振盪杂散輻射。因此虽然阴极接地电路有很大的輸入阻抗并且能获得較大的放大倍数，但是采用这种电路的仍然很少。

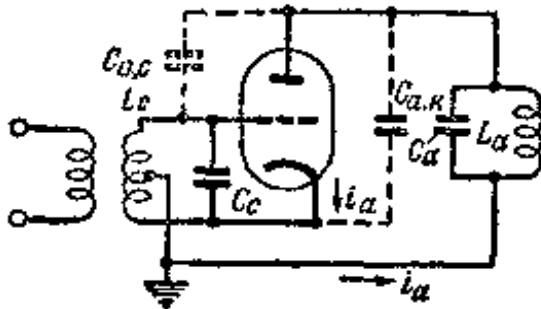


图3 栅回路中点接地的三极管高频放大器

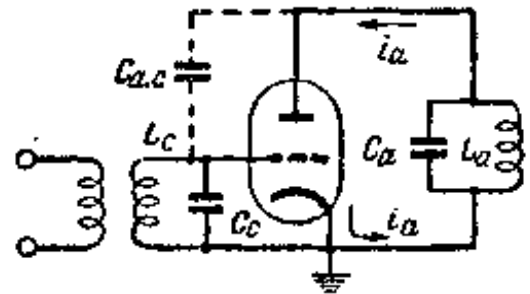


图4 阴极接地的三极管高频放大器

从图2可以看出，在栅极接地电路中通过电容 $C_{a,\kappa}$ 会产生寄生反饋。但 $C_{a,\kappa}$ 的数值远小于 $C_{a,c}$ 。这个电路的工作較稳定，不需要中和电容器。但是它有一个严重的缺点，即輸入阻抗低，因而屏流的交流分量有一部分通过栅极回路。

比較合理的电路是栅回路中点接地电路。从图3可以看出，屏流交流分量通过栅极回路的那一部分，决定于接地点的选择。接地点距阴极愈近，則这一級的輸入阻抗愈大，而极間电容 $C_{a,c}$ 的影响也愈大。接地点距阴极愈远，情况則相反。

所以在实际电路中接地点可根据上述这些考虑，来作极不相同的选择。例如，我們可以根据放大器輸入阻抗与轉移至栅路的最佳天綫阻抗的匹配来选择。这时，选择的接地点必須保証电路在中和电容数值不十分准确的情况下仍能足够稳定地工作。如果中点距栅极很近，就可以完全不考虑中和問題了。

中点接地电路的增益比栅极接地的增益稍小，这是由于中和电容器增加了屏极回路的总电容，因而減小了屏极回路的諧振阻抗的緣故。

也可以用电容分压器来作中点接地（见图 12）。与通过回路线圈中点直接接地电路比较，电容分压器中点接地能更好地抑制本机振荡谐波，并且在调整过程中选择中点比较简单。本机振荡谐波残余电流，经电容 $C_{a.c.}$ 而漏入输入回路，但电容分压器的 15 微微法的电容器对这个电流的阻抗很小（对二次谐波约 50 欧）。在线圈中点接地的回路中，虽然能节省一个电容器，但不能抑制谐波，因为线圈感抗随频率的升高而增加。

高频放大器的放大倍数和对镜象波道的选择性，还取决于高放管內阻及本机振荡变频器输入回路对屏极谐振回路的分路作用。有时，为了提高高放级的工作稳定度起见，要求减小它的增益。减弱屏极谐振回路与电子管之间的耦合（见图 1），可以满足这个要求。

至于本机振荡变频器输入回路的分路作用，高放级与变频器之间的耦合愈强，则变频器的耦合电路在屏极谐振回路中引起的损耗也愈大。另一方面，如果耦合极弱，那末虽然高放级增益相当大，但是因为从高放级至变频器输入端的电压传输系数太小，收音机的总灵敏度也不能不降低。只有在最佳耦合情况下，亦即由于本机振荡变频器及高放级电子管引入高放级屏极谐振回路中的损耗相等，才能得到最大的灵敏度。变频器与高放级之间的耦合可以用改接高放级屏极谐振回路中的抽头，或者改变耦合电容器（如图 7 中的 C_7 ）的数值来调整。

变频器输入电路在高频放大器屏极谐振回路中除了产生转移有效电阻外，还有电抗（容抗）。这个容抗增加了上述回路的总电容，因而降低了回路的谐振阻抗及高放级增益。有时，这个影响十分严重，以致于变频器与高放级之间的耦合不得不放弃上述最佳值，而考虑尽可能减小转移电容。

所谓的串接高频放大器，它综合了阴极接地电路的优点

(高輸入阻抗)及柵極接地的優點(工作穩定,在收音機輸入端上的本机振盪電壓低)。在串接放大電路中,第一個三極管按陰極接地電路連接,它的屏負載為次一級的輸入阻抗,而次一級則按柵極接地電路連接。

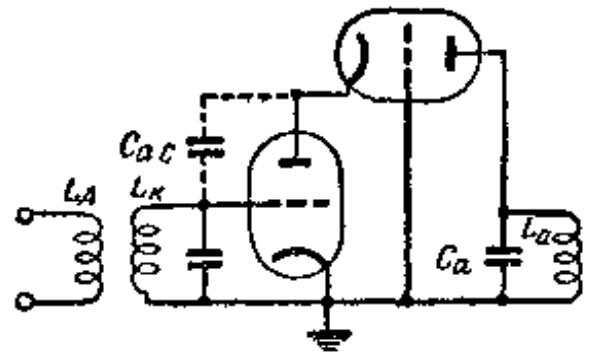


图 5 串接放大級原理電路

图 6 画出了实际的高頻串接放大電路^①。柵極接地級的輸入阻抗,在采用 6H14Π 型三極管時,等于 150 歐。因此,屏極諧振回路 L_a 、 C_1 受到很大的旁路影响,故第一級的放大倍數接近于 1。在这样小的增益下,实际上不可能发生自激,所以在第一級中沒有必要中和極間電容。柵極接地級的負載回路有很大的諧振阻抗,它的放大倍數約为 35—40。由于其輸入電路的傳輸系數很大,并且采用了特制的低噪声电子管 6H14Π,因此在很大程度上提高了信号噪声比。

4. 变 頻 器

在超短波波段采用多柵电子管作变频器是不合理的。一方面,多柵电子管的噪声很大,会使收音机的实际灵敏度降低,另一方面,变频跨导小。在超短波波段,多柵电子管的变频跨导由于信号柵与本机振荡柵通过空間电荷的相互作用,更为减小。

在绝大多数情况下,超短波波段的变频器采用三極管。多柵电子管变频器的噪声电平为三極管变频器的几十倍,而五极

^① 这个电路是 ИРПА 設計的,发表在 1959 年第 7 期的苏联无线电杂志上。

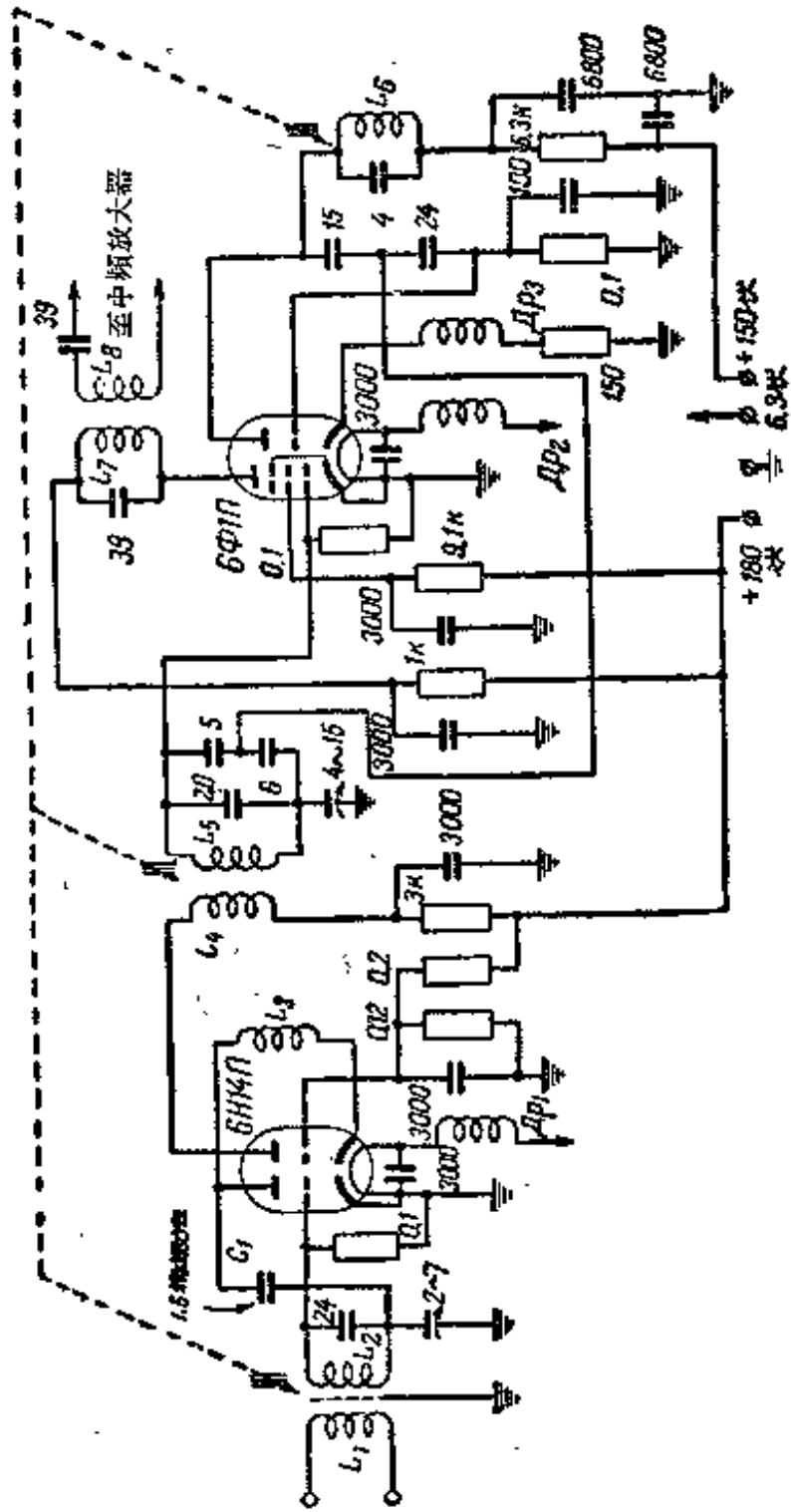


图 6 有串接放大器的超短波机盘的电路

管变频器的噪声也要比三极管的大几倍。至于最大变频跨导，多栅电子管约为 0.3—0.5 毫安/伏；五极管为 2 毫安/伏；而三极管为 1.5 毫安/伏。此外，三极管变频器所需要的本机振荡电压(2—3 伏) 远比多栅电子管变频器所需要的小得多，因而更易于消除杂散辐射。在超短波波段，由于阴极引线电感及电子渡越时间的影响，多栅电子管及五极管变频器的输入阻抗，远小于三极管变频器的输入阻抗。这样，当其它条件相同时，就降低了灵敏度及对镜象波道的选择性。最后，用三极管作变频器还有一个优点，这就是可利用双三极管，以简化电路结构，并降低成本。

由于上述情况，在超短波收音机中一般都不采用多栅电子管作双栅变频器。这不是说它们的变频跨导在超短波波段远比在短波波段、中波波段及长波波段为小（这方面的差别是不大的）。在长波、中波及短波波段之所以能采用多栅电子管，主要是由于在 465 千赫这样低的中频时，它的回路谐振阻抗远大于在中频为 8.4 兆赫时的谐振阻抗，因而变频器增益要大 9—19 倍。

在超短波波段，为了得到足够的增益，必须选用变频跨导高的电子管。如果选择 6.75 兆赫作中频(国外有些厂家采用这个中频，但大多数厂家仍采用 10.7 兆赫作中频)，那末超短波收音机的增益及选择性都可以提高。与采用 10.7 兆赫作中频相比较，采用 6.75 兆赫中频时每级的增益可提高到 10.7 兆赫时的 1.4 倍，而对相邻波道的选择性可提高到 1.5 倍。通频带则稍稍减窄，而增加的非线性失真与低频部分的失真相比，可忽略不计。由此而降低的对镜象波道的选择性，可以采用可变调谐输入回路及阴极接地高放级来补偿。不过在高放级中要仔细中和极间电容。可变调谐输入回路还可以减小本机振荡基波

电压的辐射。

有时，在单栅本机振荡变频器这类电路中也有采用五极管（见图6）。五极管和三极管相比，其优点是极间电容小而内阻大。用五极管作变频器时，由于极间电容小，就不需要中频补偿桥路；由于内阻大，对中频谐振回路的分路作用就小，能获得较大的增益，以及提高对相邻波道的选择性。

超短波收音机最适用的双三极管为6H3Π。其它电子管，如6H1Π、6H2Π，虽然效果较差，也能应用。

把本机振荡回路与高放级回路接到本机振荡变频管的同一电极，会产生下列许多不良后果：各回路间的调谐会相互影响，因此不能得到良好的统调；本机振荡电压会加到高放级回路，再从天线辐射出去；同样信号电压也会加到本机振荡回路内，因而引起信号功率的损耗，降低收音机的实际灵敏度。采用平衡桥式本机振荡变频器电路，则上述不良效果都能消除。

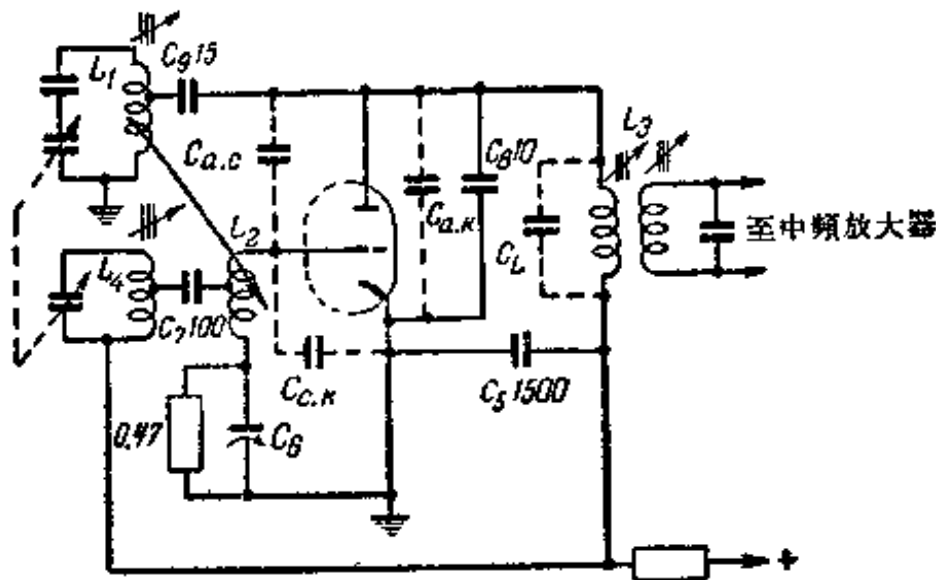


图7 电容调谐式超短波机盘电路

在图7中，双平衡电桥（参考图8,a）由本机振荡反馈线圈 L_2 的两个半个线圈、电子管输入电容 $C_{a.k}$ 及微调电容器 C_g

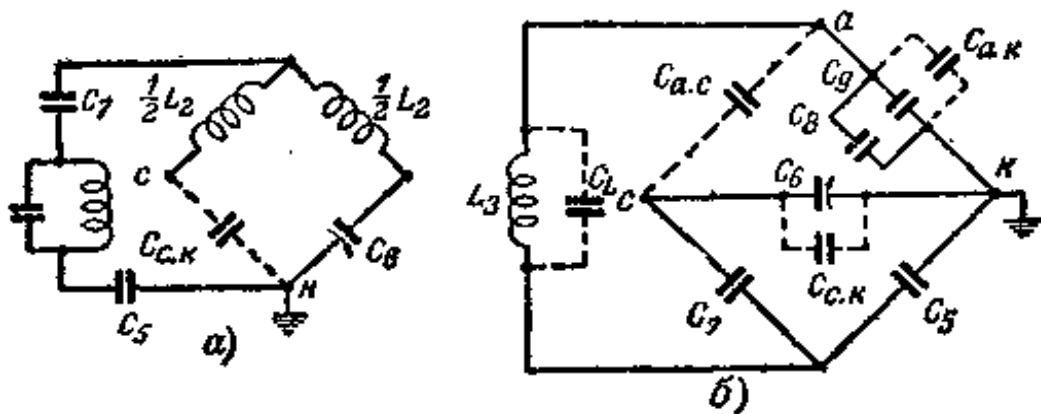


图 8 电容调谐式超短波机盘等效电路
 a—本机振荡变频器平衡桥式电路；b—补偿中频的桥式电路

組成。在各个具体电路中，由于电路元件的数值可能有些不同，所以要用微调电容器 C_6 来调节电桥的平衡。栅漏电阻远大于电容器 C_6 的容抗，因而对电桥的平衡没有影响。

如果 L_2 上下两半的线圈的电感相等，那末当 $C_{c.k} = C_6$ 时电桥得到平衡。反馈线圈 L_2 用双线圈迭绕，以保证线圈的两半的电感相等，并最大程度地减小它们之间的漏感。减小漏感非常重要，因为这样可以减小转移到高放级屏极谐振回路中的电容，以及减小本机振荡变频器输入阻抗的有效分量。

在电桥平衡的条件下，屏极谐振回路中不会有本机振荡电压，而在本机振荡线圈中也不会有信号电压。这时，在变频器栅—阴之间同时加有信号电压和本机振荡电压，因此实现变频作用。

即使有微调电容器，也不可能在整个波段内都得到理想的平衡。因此，既会有部分本机振荡电压漏到高放管屏极，又会由于屏极谐振回路失谐及信号功率在本机振荡线圈中受到损失而使灵敏度降低。

不能为了抑制本机振荡的杂散辐射而任意降低本机振荡电压。它必须有一定值，以便得到最大的变频跨导。降低变频电

子管屏极上的本机振荡电压，可以采用减弱它与谐振回路的耦合的方法。借助于电容分压器 C_7 — C_8 (见图 7)，变频器电子管屏极上的本机振荡电压可小于谐振回路抽头处的电压。降低变频器电子管屏极本机振荡电压，在采用双三极管时特别重要。否则，由于双三极管两部分电子管的电极间存在杂散电容，会使本机振荡电压窜入输入端。

电容器 C_8 既属于本机振荡谐振回路总电容的一部分，又属于中频滤波器第一回路的一部分。它的作用既是滤除本机振荡谐波电压，也可防止变频器产生超高频寄生振荡。为此，这个电容器最好直接焊接到管座上，引线愈短愈好。如果没有电容器 C_8 ，那末由于寄生元件（布线电感、电子管输出电容等等）在屏路中组成的高欧姆振荡回路对某一谐波谐振，变频器即会产生超高频振荡。

上述本机振荡与信号的去耦是一个方面；另一方面是中频电路与本机振荡之间的去耦。这后一要求很容易实现，因为这两部分的频率相差很大。中频滤波器第一回路中的线圈，在本机振荡变频器电子管屏压并馈电路中，起着扼流圈的作用。

由于三极管内阻不够大（约 20 千欧），对中频滤波器第一回路起分路作用，所以变频器的放大倍数有所降低。而且，由于屏-栅极间电容 $C_{a..c}$ 有中频电压负反馈，三极管内阻还将进一步减小。

在放大级中（例如在超短波收音机的高放级中），屏-栅极间电容由于正反馈而有害，但在本机振荡变频器中屏-栅极间电容却因中频负反馈而有害。产生负反馈的原因说明如下。屏极电压与栅极电压相位相反。在本机振荡变频器电路中（见图 7），线圈 L_2 及 L_4 的感抗在中频时远小于电容器 C_7 、 C_8 及微调电容器 C_9 的串联容抗。另一方面，在中频时，栅漏电阻

(470 千欧) 又比微調电容器 (数微微法) 的容抗大很多倍。結果, 屏压加到电容分压器后 (分压器一臂为 $C_{a.c}$, 另一臂为 C_7 、 C_5 、 C_6 及 $C_{o.e}$), 相位并无改变^①, 所以在变频器栅极出現負反饋电压。

与此相反, 在放大級中, 栅-阴极間的阻抗与栅极諧振回路的調諧有关, 可能是感抗、容抗或者电阻。屏极电压由电容 $C_{a.c}$ 及栅-阴极阻抗所分压。当频率低于栅极諧振回路的諧振频率时, 后者为感抗, 因而 CL 网络对反饋电压附加一个相移, 使加到栅极的反饋电压分量与輸入电压同相。用簡單的向量图 (见图 9), 不难証明这种情况。

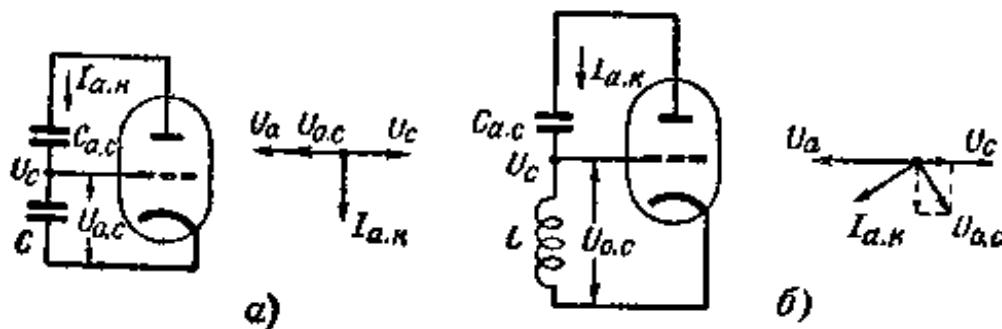


图 9 电子管屏-栅极間电容的作用
a—在变频器电路中; b—在放大器电路中

利用桥式电路 (见图 8, b), 可以提高变频管内阻, 从而提高变频級增益及对相邻波道的选择性。綫圈 L_1 、 L_2 及 L_4 的阻抗可以忽略不計。中和电容器 C_5 可以平衡电桥, 并抵消极間电容 $C_{a.c}$ 的作用。但是, 在电桥中, 变频管内阻已依靠正反饋来提高, 所以补偿电桥的 C_5 的电容量应选得足够小。在补偿电桥时, C_5 会剧烈影响正反饋的增长, 因此选择这个电容器的

① 由于在栅极与地这一臂上回路中总电感小于总电容, 故将呈現电容性阻抗。它与分压器另一臂 $C_{a.c}$ 的性质相同, 因而因反饋而引起的栅-阴間电压将和屏-阴間的电压相位是相同的——校者註。

电容量时，必須十分注意，防止变频器自激。

从图7可看出，中频滤波器第一回路的电容，由电容器 C_8 、 C_9 、电子管输出电容及线圈的分布电容 C_L 组成。电容器 C_5 通常只选用数百微微法，不至于影响回路的调谐。

随着调频广播电台数目的增加，对超短波收音机的选择性也要求愈严。因此，本机振荡频率的稳定问题具有特别重要的意义。对超短波本机振荡频率稳定度要求很高（对额定值的偏离不能超过万分之几）。使本机振荡偏离的原因，可能是湿度、电源电压、电子管极间电容或振荡回路元件温度等发生了变化。

由于水的介电常数 ϵ 很大($\epsilon=80$)，所以在可变电容器、微调电容器极片或其它电路元件上有少量潮气后，就可能使电容量增加很多，因而降低本机振荡频率。如果收音机长时间未使用或者室内湿度很高，都可能受到潮气的影响。当收音机工作时，超短波机盘会放热，可以较快地消除潮气。

电子管电源电压的波动，特别是电源电压的提高，对本机振荡频率的影响较小。这种影响，首先是由于电子管阴极与栅极间有空间电荷造成的。空间电荷使电子管的输入电容比未加热时的初始输入电容增加约 $\frac{1}{3}$ 。电子云的体积与加到电子管的电压有关。例如，当灯丝电压降低时，阴极放射减弱（因此减小电子云及输入电容），本机振荡频率升高。如果本机振荡回路不接在电子管栅路内，而接在屏路内，并加大本机振荡回路的电容，减弱电子管与本机振荡回路的耦合，那末上述电源电压的影响就可避免。

在收音机接通电源的初始阶段，电子管极间电容会变化，这也会引起本机振荡频率发生偏离。在接通电源的头20分钟内，阴极放射会显著地增长，因而增加电子云，降低本机振荡

頻率。采用上述方法，同样可消除这个不稳定因素。此外，还可以采用以下方法，即在振蕩回路中加入一个負溫度系数很大的小容量的电容器，并且把它直接接到电子管管座上。在图7中，从本机振蕩回路的一部分，接一个具有很大的負溫度系数的、15微微法的小电容器至电子管屏极，能得到良好的效果。

收音机开机后經過几分钟，振蕩回路的电容器和綫圈的溫度将增高。因为热量經過导綫及連接点，比較容易传到这些元件上。6H3П型电子管是一个有6瓦功率的热源。从它发出的热量，只有小部分輻射至周围空間，而大部分則經底板及屏蔽传导至超短波机盘。收音机工作2小时后，超短波机盘的元件可能热到 60°C ，这就是說比通常室溫高 40°C 。还必须考虑，由于电路各元件距电子管的距离互不相同，它們的溫升也不一样。因此，在精选电容器的溫度系数时，必须尽可能使本机振蕩頻率不仅在預定的热状态下偏离最小，而且要使它在收音机逐漸溫升的各阶段也偏离最小。最好还避免把諧振回路元件直接接到电子管底座上。如果用两个单独的三极管代替双三极管，本机振蕩頻率的稳定度可以增高。

电子管空間电荷及輸入电容对本机振蕩頻率的影响，还会产生一些其它有害現象。因为空間电荷量与屏压有关，如果屏压滤波不完善，电子管动态輸入电容将受交流声調制。由此产生的本机振蕩电压的寄生頻率調制，使收音机輸出端的交流声电平驟增。从这个观点出发，最好还是把本机振蕩回路接在电子管屏路內。因为这时对屏压滤波的要求，可比把本机振蕩回路接在柵路內时低很多。

最后，建議把本机振蕩回路接在电子管屏路內的目的，还为了减小本机振蕩頻率发生牵引及陷落現象的危险。这个現象是这样的：当信号很强时，本机振蕩頻率会逐渐向信号頻率靠

近，如果信号电压电平足够高，那末本机振荡频率将突然变化，并准确地等于信号频率。很明显，这时收音机质量会变坏，当本机振荡频率陷落时甚至完全不能收音。使本机振荡频率被牵引及陷落的信号电压数值，与本机振荡电压值 U_r 有关，并且随信号频率与本机振荡频率之差 $f_r - f_c$ 而异。 U_r 及 $f_r - f_c$ 愈小，那末较弱的信号就可能产生上述现象。因此，如果信号与本机振荡间的跟踪失调了（即 $f_r - f_c < 8.4$ 兆赫），就可能使本机振荡发生牵引及陷落现象，而当准确跟踪时（ $f_r - f_c = 8.4$ 兆赫），这种现象即可消除。

为了消除频率陷落现象，可以把自动增益调整 (AGC) 电压送入高放级（见图 1）。自动增益调整电压取自中频放大器第一级的栅路限制网络（由 200 千欧电阻及 100 微微法电容器组成）。当输入强信号时，栅流便在限制网络上产生一个电压。

不能把自动增益调整电压接到本机振荡变频器。因为这时本机振荡频率会因电子管输入电容的变化而偏离，并且还会产生其它有害现象。

5. 超短波收音机的杂散辐射及调谐系统

超短波收音机和电视接收机不断在增加，因此减少本机振荡杂散辐射的问题愈来愈重要。根据一般规律，在消除电气干扰时首先应从它的发源地开始。

杂散辐射由本机振荡基波电压及其谐波电压组成。产生本机振荡谐波的原因，第一是变频管的非线性特性；其次是变频器栅极电路内的峰值检波。后一现象，如果采用足够大的栅漏电阻，即能消除，但是却会使变频跨导稍有降低。

因此，从杂散辐射源抑制杂散辐射的措施，归结为尽可能减低本机振荡电压，以及适当选择变频管的工作点，使产生的

諧波最小。但是，減低本机振蕩电压的可能性首先受到要求振蕩頻率必須穩定的限制。因为上面已說过，本机振蕩电压愈低，它陷落的可能性也愈大。在选择变频管工作点时，必須保證获得最大的变频跨导。至于減弱本机振蕩回路与电子管屏极之間的耦合，以及把一个10—15微微法的电容器直接接到电子管底座以滤除本机振蕩諧波，这些方法在上一节都已介紹了。

如果超短波收音机本机振蕩部分的結構設計不当，可能引起强烈的杂散輻射。首先，本机振蕩回路与电子管間的接綫过长，引起杂散輻射的危险性最大。选择各接地点时，要求在各接地点之間沒有經底板流动的本机振蕩頻率的电流。杂散輻射还可能从电源引綫及其它相互靠近的导綫处产生。这些导綫的长度可能等于本机振蕩諧波的 $\lambda/4$ 或 $\lambda/3$ ，它們对本机振蕩頻率諧波起調諧天綫的作用。为防止这种杂散輻射，必須适当地布綫，并且在导綫間接入超短波扼流圈(例如直径5毫米15匝的綫圈)。在灯絲非接地的一端，必須接入扼流圈及旁路灯絲的电容器。

在电容調諧式超短波机盘中，由于可变电容器的調頻組和調幅組相互之間有电容耦合，也可能产生杂散輻射。在这种情况下，从可变电容器調幅組接出的导綫也应接一个超短波扼流圈。

本机振蕩基波电压的輻射，主要是从天綫上产生的。因此，必須特別注意不让本机振蕩电压加到高放管屏极，不让它通过电子管极間电容，以及由于与輸入回路間的直接耦合而进入超短波机盘輸入端。防止这种杂散輻射的有效措施，是仔細地平衡高频桥路及中和高放管极間电容 C_{acc} 。如果有可能測出杂散輻射电平(在业余爱好者的条件下，这可用一段导綫把电路各点接至电视机上来观察)。調整微調电容器就能正确地平

平衡桥路和中和极间电容。

采用谐振回路（见图 10）能更有效地消除电容 $C_{a.c}$ 的影响。由极间电容 $C_{a.c}$ 及线圈 L_3 组成的并联谐振回路调谐在接收波段的最高频率上。这个

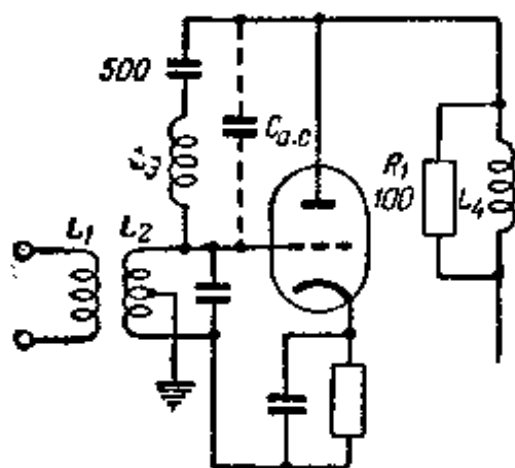


图 10 用调谐回路 $L_3 C_{a.c}$ 抑制本机振荡电压的杂散幅射

谐振回路的谐振阻抗很高，能够阻止本机振荡频率的电压和反馈信号电压加到栅极。本机振荡的谐波只能经过不大的电容 $C_{a.c}$ 进入输入端。网络 $L_4 R_1$ 用来阻止分米波段的寄生振荡。

为了减小本机振荡电压的漏洩，有时还在高放管屏

路与天线及本机振荡电路之间加屏蔽。用两个独立的三极管分别来作高放及本机振荡变频，也是为了达到这个目的。

上面已谈过，高频放大器在消除本机振荡电压杂散幅射方面有决定性的作用。从这方面考虑，栅极接地电路最好，因为这种电路的输入部分与输出部分相互之间的杂散耦合最小。在中点接地电路中，用电容分压器能减小杂散幅射。

输入带通滤波器有选择性，所以它能阻止本机振荡电压进入天线输入端。在超短波盘的输入端通常接有调谐滤波器，就是用来抑制本机振荡谐波的（见图 1）。两个串联谐振回路，组成对本机振荡二次谐波谐振的带通滤波器。它们能把天线塞孔处的本机振荡二次谐波电压降低到 $1/10$ 。

抑制本机振荡谐波杂散幅射的另一个有效措施，是把 $1/4$ 波长的开路线接入超短波机盘输入端（见图 11, a）。开路线对所有偶次谐波的输入阻抗都等于零。它由三根导线组成，其中一

根接地，其它两根接到天綫塞孔。开路綫的电容，为諧振回路总电容的一部分。在苏联生产的超短波机盘中，按照所选用的电视波道來說，主要的有害影响不是来自本机振蕩二次諧波，而是来自它的三次諧波。因此，抑制回路必須对本机振蕩三次諧波調諧，这一点与一些国外超短波收音机有所不同。

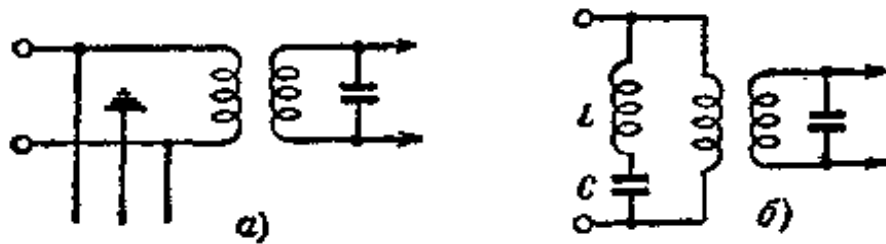


图 11 (a) 終端开路的 $\frac{1}{4}$ 波长綫的接法；(b) 在超短波机盘輸入端接入抑制本机振蕩杂散輻射的串联諧振回路

与上述情况相似，采用图 11, b 的方法也可以消除从天綫輻射本机振蕩基波。如果串联諧振回路中的电感是与本机振蕩回路中的电感同时調节的，那末抑制杂散輻射的效果将很大，而且对接收信号沒有任何影响。在回路固定調諧的情况下，选定調諧頻率时必须考虑使接收波段的高頻信号不至于显著减弱。这样一来，在接收波段低端对本机振蕩杂散輻射的抑制作用将减小。

不难設想，把超短波机盘全部进行屏蔽是一个抑制杂散輻射的全面方法。但是，在机盘內采取一系列措施后，有时沒有必要进行这种屏蔽。

在現代收音机中，超短波机盘既有采用調感式的，也有采用調电容式的。在調电容式超短波机盘中，往往采用組合式可变电容器。这种可变电容器，除了一般用于調幅波段的一組外，还有兩組或三組专供超短波波段用的小容量組片。这种結構对收音机調諧电台十分方便，只要轉动同一个旋鈕就能調諧到各个波段的电台。在較高級的收音机中，則用单独的旋鈕調

譜超短波电台，因此最好采用独立的小容量可变电容器（6—25微微法）。

調感的方法，是在綫圈磁場中插入一根抗磁性圓柱心子，它起短路綫匝的作用。这个心子插入愈深，則綫圈电感愈小。通常用鋁制心子，有时也用黃銅或鍍銀鋼制心子。不大的、空心的、略帶錐形的心子在綫圈綫框內移动时，能使頻率成直綫性变化。屏极諧振回路及本机振蕩回路中的綫圈，可以作成相同大小，并且匝数也相等。用这种形状的綫圈心子，就能保證各波段有足够的頻率复盖度。一点統調后，整个波段的統調就足够滿意，并且不需要溫度系数既大又不稳定的微調电容器。

与調感式相比，調容式具有很多缺点。为了調諧三个諧振回路，其中包括中点接地的輸入諧振回路，可变电容器的动片組必須絕緣。如果可变电容器动片接地，还会限制本机振蕩电路設計方案的具体实现。但是，动片絕緣的可变电容器結構要复杂一些，成本也要高一些。如果把調諧元件移到超短波机盘外面，那末为了抑制杂散輻射，必須加装附加屏蔽。此外，可变电容器极容易产生顫噪效应。

超短波机盘采用調感式装置，就能消除上述缺点，因而在結構上可以更合理、更紧密些，并且調諧装置可以和其它电路元件一起进行完全屏蔽。采用調感式还能提高諧振回路的初始电容，因而可以提高增益稳定度。但是，与調容式比較，調感式的結構較复杂，对元件工艺精确度要求較高。

超短波波段采用单独旋鈕来調諧的話，不論是調感式或采用独立的小容量可变电容器，都能保證听众收听时使用方便。接收本地超短波电台时，这种調諧方式稳定可靠，并且在短波波段还可作波段扩展。

现在簡略地介紹“拉脫維亞”牌电唱收音机的超短波机盘

(见图 12)，作为这一章的结束。输入带通滤波器的谐振回路 (L_1 、 C_1 及 L_2 、 C_2 、 C_4)，调谐于接收波段的几何中心频率 (70兆赫)。高频放大器采用中点接地电路。扼流圈 Δp_1 供给电子管阴极及栅极一个直流接地通路。电容器 C_6 用来中和屏-栅极间电容 $C_{a.c}$ ，因而防止高放级由于经 $C_{a.c}$ 的反馈而自激。同时防止高放管屏极上的残余本机振荡电压漏洩到天綫去。

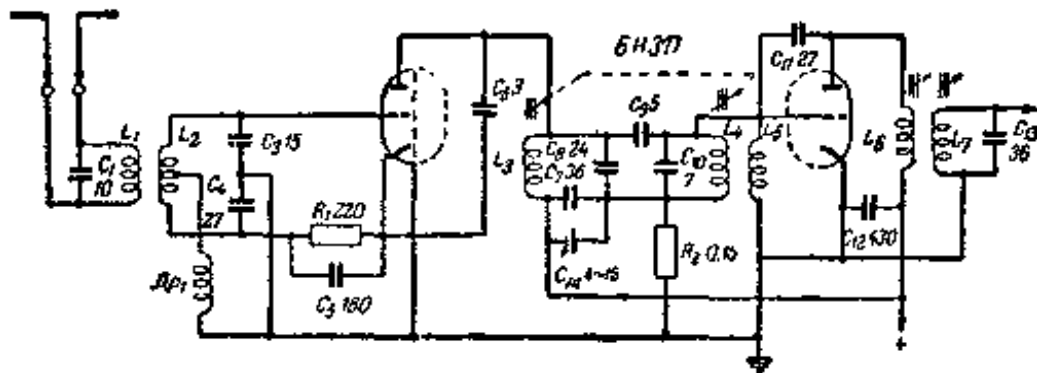


图 12 “拉脱维亚”牌电唱收音机超短波机盘电路

从图 13, a 可以看出，在这个电桥电路的一条对角綫上接的是高放管屏极谐振回路 (L_3 、 C_8 、 C_7 、 C_{14})；而另一条对角綫上接的是电子管栅——阴电路及输入谐振回路。在电桥平衡的情况下 ($C_3/C_4 = C_{a.c}/C_6$)，高放级的输入端与输出端之间完全去耦，亦即屏极谐振回路与栅——阴电路之间没有电压耦合。

本机振荡电路采用变压器耦合，由耦合线圈 L_5 及谐振回路 $L_4 C_{10}$ 组成。电子管屏极电源采用并馈方式，电容器 C_{11} 作分隔直流用。本机振荡变频器接成桥式电路，为此高放级屏极谐振回路的电容器分成串接的两个电容器，即 C_7 及 C_8 (见图 13, b)。电桥平衡的条件是 $C_3/(C_7 + C_{14}) = C_9/C_{c.z}$ 。当电桥平衡时，高放级屏极谐振回路内没有本机振荡电压，而在本机振荡谐振回路内也不会有信号电压。

在这电路中的中频补偿桥路，如图 13, b。

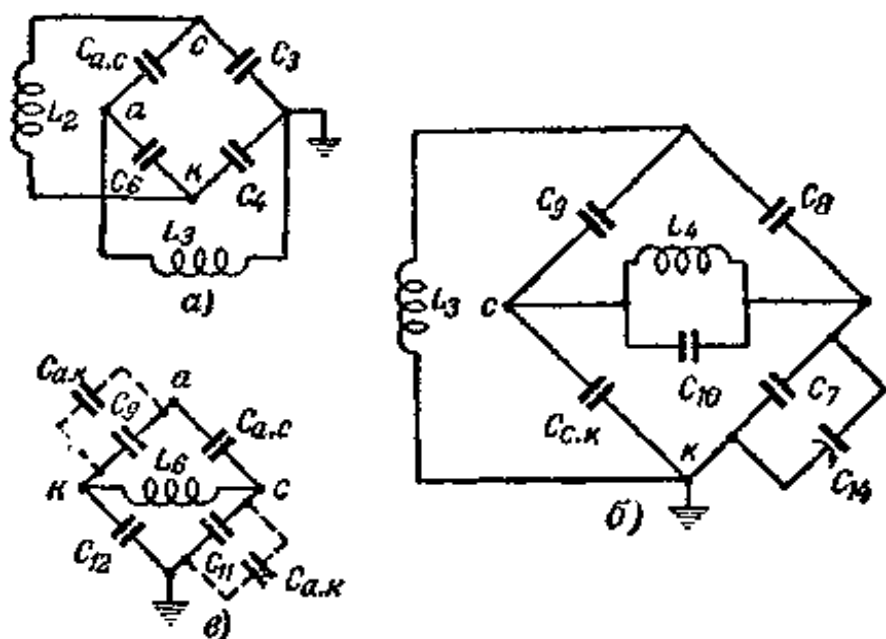


图 13 “拉脱维亚”牌电唱收音机超短波机盘部分简化电路
 a—高放管屏-栅极间电容的中和桥路；
 б—本机振荡变频器的桥式平衡电路；
 в—中频补偿桥路

这个机盘在镜象波道信号低到 34 分贝时，它的放大倍数为 200—250。

第二章 长波、中波及短波波段的 高频系统

6. 磁性天线及输入电路

所谓长波、中波及短波波段的高频系统，这里指的是收音机的输入电路、高频放大器、变频器及本机振荡器。它们的电路设计变化很少。近年来，这方面的改进都是以大家早已熟悉的基本电路作为基础的。

目前，在很多广播收音机中广泛采用磁性天线，这是最显著

的一个成就。这种天线是一根用高频磁性材料——铁淦氧做成的棒，在它上面绕有收音机输入谐振回路的线圈(图 14)。

磁性天线的作用和价值，首先由于它具有方向性，也就是说只能接收从一定方向来的电磁波。它的这种特性，可以避免那些传播方向与所接收的有用信号的传播方向不同的干扰信号。此外，由于磁性天线主要只对电磁场的磁场分量起作用，而大部分干扰源(整流子火花、开关火花等等)产生的电磁场是电场占优势，因此，用磁性天线能改善收音质量。最后，磁性天线的优点是结构紧密和尺寸小。这个优点对袖珍收音机特别重要。

用来说明任何天线的效率的主要参数，是天线有效高度，它可从下式求出：

$$E_A = h_A E_H,$$

式中 E_A ——天线感生的电动势；

E_H ——接收点的电磁场强度；

h_A ——天线的有效高度。

普通导线作的天线，它的有效高度由天线长度 l 与波长 λ 的比值决定。在一般广播波段，通常 $l \ll \lambda$ ；为了提高天线效率，总希望增加天线长度。

对磁性天线而言，则可利用另一种原理。磁性天线的有效高度为：

$$h_A = \frac{2\pi w S}{\lambda} \mu_{\text{сф}\phi},$$

式中 w ——天线线圈的匝数；

S ——磁棒的横截面积；

λ ——波长；

$\mu_{\text{сф}\phi}$ ——磁棒的有效导磁率¹。

註 1: 因为沿磁棒分布的导磁率不是常数(磁棒中间部分的导磁率最大, 愈近磁棒终端则导磁率愈小), 所以有效导磁率 $\mu_{\text{сф}\phi}$ 是整个天线线圈长度的导磁率的平均值。

从上述公式可以看出，用提高 $\mu_{\text{эфф}}$ 的方法可提高 $h_{\text{н}}$ 。这个结论的物理意义可用下列我们熟悉的公式说明：

$$\lambda = \frac{v}{f} \text{ 及 } v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}},$$

式中 v ——电磁波在某介质中的传播速度；
 c ——电磁波在真空中的传播速度；
 f ——电波频率；
 ϵ ——介质的介电常数；
 μ ——介质的导磁率。

铁氧体是两种复合物的介质（不同于理想的介质及半导体介质，这类介质有很大的 ϵ 值及 μ 值）。很明显，电波在这类介质中的传播速度减小，相应地也缩短了波长 λ 。因此，提高了天线长度与所接收的电波波长的比值，达到了提高天线有效高度 $h_{\text{н}}$ 的目的。

这个情况也说明了磁性天线的方向性。大家都知道， l 与 λ 的比值，也决定天线的方向性特性。

其实，用一般铁氧体磁性材料作的磁性天线，它的有效高度只为 0.007—0.0125 米，而一般室内天线的有效高度却大得多（为 0.25—1 米）。但是，从图 14 可以看出，天线线圈是输入谐振回路的一部分，在谐振频率时，从天线线圈加到第一个电子管的电压等于天线上电动势的 Q' 倍。因此，磁性天线的效率应当根据所谓换算有效高度来决定：

$$h'_{\text{н}} = h_{\text{н}} Q',$$

式中 Q' ——输入谐振回路的品质因数，已计入输入电路其它元件在谐振回路中引起的损耗（ Q' 值约在 100—150 之间）。

考虑到一般输入电路的传输系数不超过 2—5，可见磁性天

綫的換算有效高度与一般室内天綫的有效高度在同一数量級。

从表面上看，为了提高有效高度 h_n 及方向性，最好选择导磁率尽可能大的鉄淦氧。但是，从多方面考虑，天綫磁棒的最佳材料却是 Φ -600 鉄淦氧，它的初始导磁率 $\mu_0 = 600$ (μ_0 —环形心的导磁率)。因为，鉄淦氧的导磁率增加后，它的有害影响会随着更剧烈地增长。首先是特性随溫度的变化更强烈，以及損耗加大。鉄淦氧磁心的特性还与它的形状有关。开路磁心的导磁率、溫度变化引起的不稳定性及損耗，都比环形磁心小得多，并且当磁心长度与横截面积的比值愈大时，减小得愈突出。对棒形天綫而言，为了获得較大的 h_n ，长度与直径的最佳比值 $l/d = 16—25$ 。如果 l/d 小于这个数值，天綫有效高度由于 $\mu_{\Phi\Phi}$ 减小而降低；如果 l/d 大于这个数值，天綫有效高度也会降低。这是由于磁心損耗增加及 Q' 值减小的結果。

回路的总品质因数 Q' ，除了与磁心損耗有关外，并且与綫圈損耗，以及电子管、連接綫及其它电路元件在回路中引起的衰减有关。随着工作頻率的降低，磁心中的損耗也减小，这时上述因素的影响相对地就会增大。

綫圈損耗又与导綫类型、匝距、綫圈长度及綫框有关。在中波及长波波段，綫框用 0.3—0.5 毫米厚的电纜紙或电工板作成。只有綫匝紧密纏繞时，导綫类型才对綫圈品质因数有显著影响。如果按一定匝距（均匀的或渐进的）繞綫，一方面 h_n' 增加甚微，另一方面这种綫圈有很多缺点，例如繞制工艺复杂；綫圈在磁棒上占据的位置太大，因而很难加装另一波段的綫圈；因溫度变化引起的不稳定性略有增加。綫圈的直径（更确切些說，是它与磁棒直径的比值），对綫圈品质因数及天綫接收特性的影响較小。

过分地提高品质因数，虽然能提高 h_n' 及选择性，但是却

使輸入回路的通頻帶變得太窄($\Delta f = f_0/Q$)，因而會惡化收音質量，並且使回路調複雜化。

諧振回路所必需的電感量，可按一般公式計算。磁棒的相對導磁率（表示插入磁棒後線圈電感增加到多少倍）在10—25之間（約20% $\mu_{\text{сфФ}}$ ）。根據這個數值可進行線圈匝數的計算。

由於沿磁棒分布的磁感應密度是不均勻的，所以線圈的電感和品質因數與線圈在磁棒上的位置有關（圖15）。在調整時，改變x的位置能精確地調諧輸入回路。這個簡單的調整方法有下述缺點：天線有效高度會隨x的增加而降低（約10%）。另一個調整方法，即與磁性天線串聯一個附加線圈，它的電感依靠轉動鐵心來調節，也會降低天線有效高度。最常採用的是第三種方法。這個方法是把線圈分成兩個部分，它們與磁棒中心對稱地裝在磁棒上。調整這兩部分線圈間的耦合，能有效改變線圈的電感，而這時 $h_{\text{а}}$ 的變化不大。

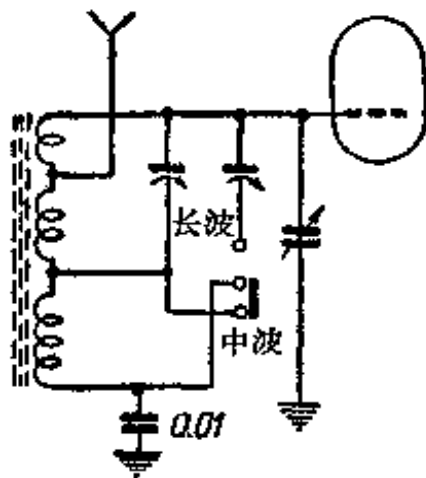


圖 14 接入磁性天線的電路

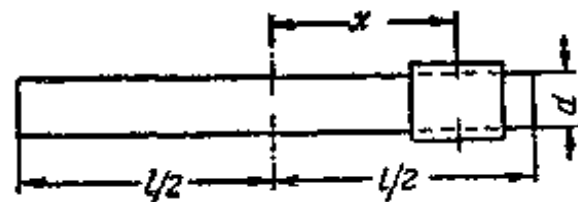


圖 15 線圈在磁性天線上的位置

在收音機中，主要只是在中波及長波波段採用磁性天線，因為頻率更高時，磁性天線的損耗將劇增。兩個波段的線圈裝在同一根磁棒上。如果在接收長波波段時這兩個線圈串聯（利用它們相加的電感量），那末當改收中波時，就不得不把長波線圈短路，這會降低品質因數及天線有效高度。如果讓長波線

圈开路，那末它与其固有电容組成寄生振蕩回路，会降低中波接收质量。因此，最好把这两个线圈并联，以接收中波；当接收长波时，让不大的中波线圈开路。中波线圈的电感及固有电容小，所以寄生振蕩回路的諧振频率离开长波波段工作频率很远。

用磁性天綫线圈同时作輸入回路元件，能够显著地提高天綫的接收灵敏度和选择性。但是，这样的电路结构，当使用外部天綫时会带来一些缺点。例如，用外部天綫来提高接收音质时，要求輸入电路具有足够宽的通頻带。为此，磁性天綫线圈的品质因数必須降低到50左右，这就会大大减小磁性天綫的換算有效高度。此外，磁性天綫线圈与外部天綫間不能作高电感耦合，否則对鏡象波道的选择性以及抗中頻信号干扰能力都将降低。最后，磁性天綫上如果有干扰，那末当使用共用外部天綫时，会干扰邻近的收音机。

由于上述一些原因，在高质量收音机中，当使用外部天綫时，完全断开磁性天綫，并使用单独的輸入諧振回路（图16）。虽然

这样会使结构較复杂，成本也貴些，但由于提高了收音机质量指标，还是合算的。

磁性天綫通常作成旋轉式的，旋轉角度可达360°。为了防

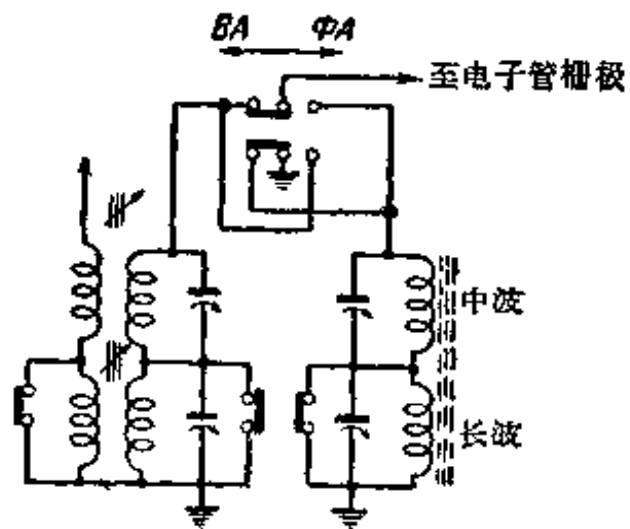


图 16 磁性天綫、外部天綫換接輸入电路
BA—外部天綫；
ΦA—磁性天綫

止增加損耗，磁性天綫必須远离底盘、揚声器、电源变压器。

7. 高频系統的一些設計特点

在第一章中，已介紹过超短波收音机采用的最簡易的单栅变频电路（本机振蕩变频器）。单栅变频的另一个方案是 本机振蕩用单独电子管的电路。这两种电路都可以采用五极管或三极管。单栅变频器的主要优点，除了費用少外，还在于能得到較大的变频跨导以及較小的噪声电平。

到目前为止，在有长、中、短三个波段的收音机中，单栅变频器未获得广泛应用。因为过去认为在这些波段內，单栅变频器的缺点超过了它的优点。它的缺点，首先，由于用作单栅变频器的电子管的屏——栅特性是非直綫性的，容易引起嘯叫声和交扰調制。此外，信号电压和本机振蕩电压加在电子管的同一栅极上，会增加本机振蕩电压杂散輻射。最后，单栅变频級的自动音量控制会产生不良現象（如本机振蕩頻率飘移等等），而用三极管作变频器时根本不可能实现自动音量控制。应当指出，超短波波段的輸入信号电平变化不大，且在中放級有有效的限制装置，故在变频器上加自动音量控制就沒有什么意义了。

但是，根据最新的研究，在文献中关于长、中、短波三波段收音机中采用单栅变频器的建議却愈来愈多了。原来，經過仔細的研究后，发现单栅变频器产生交扰調制和嘯叫声的危險实际上并不大，有时甚至比双栅变频器的还要小一些。

此外，由于单栅变频器的噪声电平較低，所以在一定的信号噪声比的情况下，应加到单栅变频器輸入端的信号大小，可以比双栅变频器需要的相应的信号大小小很多，因而减小了产生非綫性失真的危險性。

至于高频电路与本机振荡电路间的耦合问题，特别是本机振荡电压杂散辐射的问题，可以用仔细设计电路的方法来解决。有高频放大器时（见图 1），这个问题更容易解决。

因此，双栅变频器与单栅变频器相比，前者的唯一优点只是它能实现自动音量控制。

如果没有高频放大器，自动音量控制电压必须加在变频管上，这时单栅变频器可采用遥截止五极管，而把本机振荡器分开（见图 17）。与通常情况一样，信号加到五极管的控制栅，而把本机振荡电压引入五极管阴极电路。这样可以大大减小杂散辐射。为了减小杂散辐射，本机振荡电压（不大于 2—3 伏）由反馈线圈的抽头处取出。在 RC 网络上产生栅偏压，它可以防止产生栅流，避免有栅流时电子管输入阻抗小而旁路输入谐振回路。

当五极管的变频跨导为 1 毫安/伏时，变频器与输入谐振

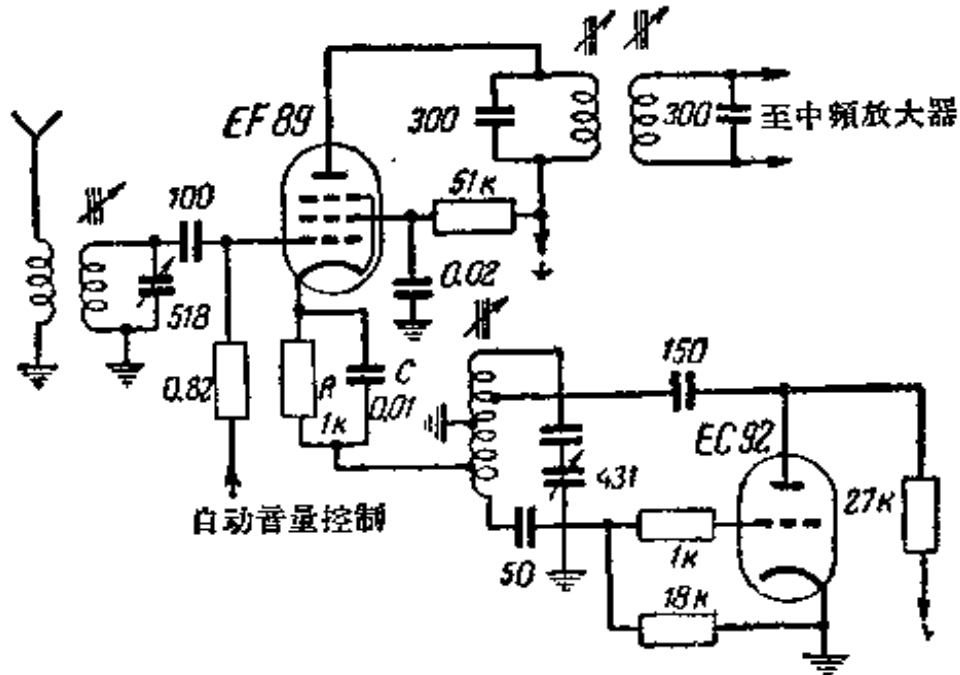


图 17 采用独立本机振荡器的五极管单栅变频器电路

回路間的耦合，只有用6И1Π型电子管的雙柵變頻器時的2/3。

圖18所示的本機振蕩變頻器電路，使用6И1Π型电子管的三極管部分。6И1Π电子管的七極管部分用作非諧振式高頻放大器，附有自動音量控制電路。在高放級屏極負載電阻 R 上並聯一個串聯諧振回路，用來抑制中頻電壓。收音機輸入端接入一個帶通濾波器。

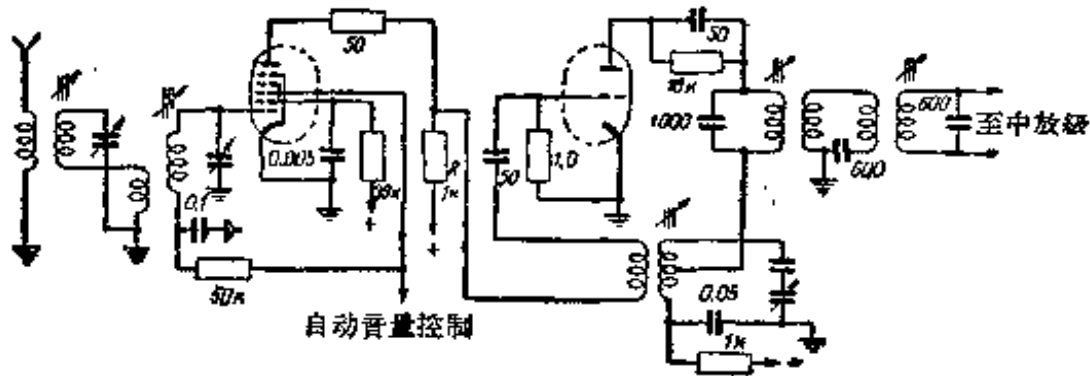


圖 18 有高放級的本地振蕩變頻器電路

三極管變頻器內阻不大，為了減小這個內阻對中頻屏極諧振回路的影响，中頻諧振回路採用大容量電容器（1000 微微法）低阻式的。

在有高放級的高級收音機中，中波及長波波段的的高頻系統一般採用輸入帶通濾波器和非調諧高頻放大器；而短波波段的的高頻系統採用單回路輸入電路和調諧高頻放大器（例如“留克斯”牌電唱收音機就是採用這樣的電路）。輸入帶通濾波器能夠保證整個波段內的通頻帶接近於恒定不變，並且對鏡象波道具有較高的選擇性。但是在這種電路中的非諧振高頻放大器的增益較小，因而與調諧高頻放大器相比，它的信號噪聲比也較小。

近來，中波及長波波段的有時也採用輸入單回路及調諧高頻

放大器的电路(图19)。这时,两个波段的单回路输入电路结构相同,都串接了一个电阻。选择输入谐振回路的品质因数时,要使整个波段内的通频带近似恒定。在高放级屏极线圈上并联一个大电容(短波波段为400微微法,长波波段再加上1000微微法),能更好地抑制强力短波电台及镜象波道的信号。如果采用磁性天线,这种电路还能提高收音的选择性。这是由于接入磁性天线后,带通滤波器便被断开,因而收音机只用了一个输入谐振回路,它的线圈绕在天线磁棒上,这时与前述电路情况相同,高频放大器的谐振回路进一步提高了对镜象波道的选择性。

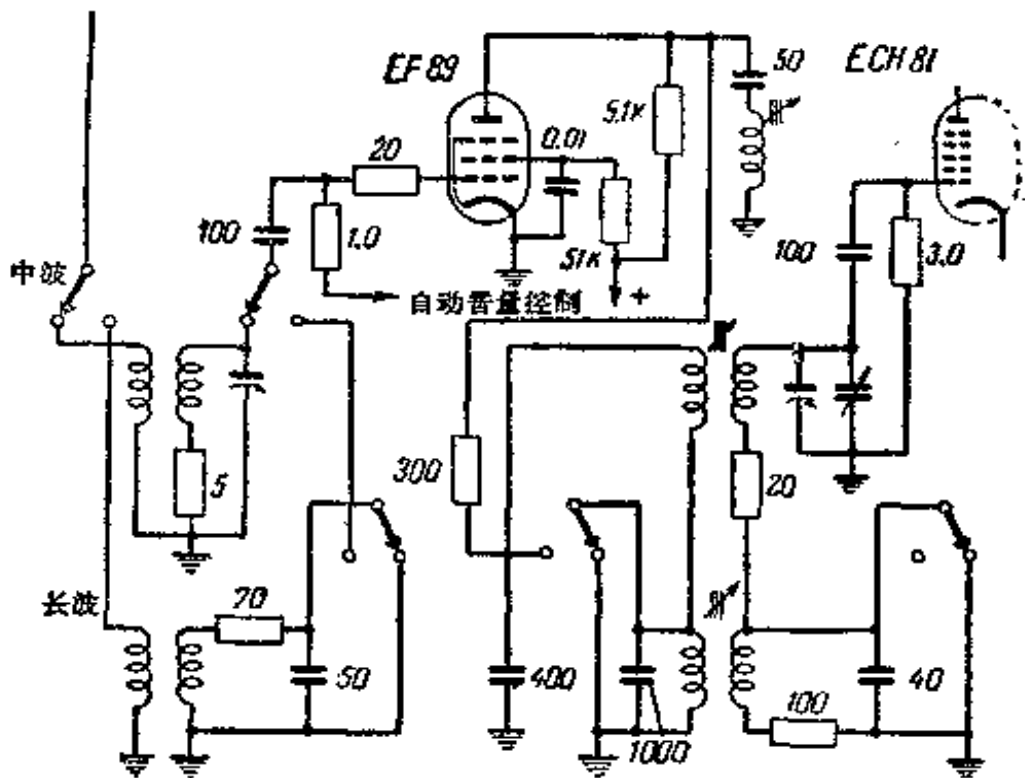


图 19 中波及短波波段采用单调谐输入回路及调谐高频放大器的电路

在这个电路中,用来抑制中频电压的滤波器不是接在收音机的输入端,而是接在高放管的屏极电路内。这个滤波器是一

个串联谐振回路。因此，避免了由于中频电压加在磁性天线上所引起的不稳定。

目前，变频器广泛使用6N1P型三极-七极管。与七极管6A7比较，6N1P能得到更大的增益，不论在长波、中波、短波波段的变频工作状态，或是用作超短波中频放大器，都是如此。

极大多数的新式收音机（如“留克斯”、“拉脱维亚”、“沙克塔”等电唱收音机），都采用琴键式波段开关代替老式的旋钮式波段开关。琴键式波段开关的优点是能保证得到多种多样的转换方式。它可以直接接入所需要的波段，使用方便，因而延长了它的使用寿命。最后，琴键式波段开关还美化了收音机外观。

第三章 中频放大器及检波器

8. 中频放大器设计的一般问题

中频放大器决定收音机对相邻波道的选择性及灵敏度等极重要的指标。因此，研究近来关于中频放大器电路和结构因进一步改进所获得的重大成果，是富有兴趣的。

通常，中频放大器采用高频五极管，其屏极负载是一个带通滤波器。这里不采用三极管，因为它的屏栅极间电容太大，为此必须采取中和措施。五极管的屏-栅极间电容只有三极管的1/10，所以在大多数情况下不需要中和。确实，在调频收音机的很高的中频频率时（6.75兆赫、8.4兆赫或10.7兆赫），即使采用五极管，有时也需要中和。但是，在换管等方面，比采用三极管仍有无可比拟的优越性。

作为中频放大器的特征的带通滤波器,其形式很多(从双回路的到集中选择的四回路平衡式的)。这些滤波器最好能满足下述相互矛盾的要求:一方面选择性要好,另一方面通频带要足够宽。

大多数收音机新产品,除了长波、中波及短波波段外,还有超短波波段。这类收音机的初期产品内,中频级是与高频级同时从长波、中波及短波(调幅)波段转换到超短波(调频)波段的。但是,由于中频数值的差别很大,所以调幅和调频的中频滤波器的谐振回路可以串联连接。这时,调幅中频谐振回路对 8.4 兆赫或 10.7 兆赫的中频电流几乎是短路。相应地,调频中频谐振回路对 465 千赫的中频电流也几乎是短路。

这些谐振回路串联后,调幅和调频的中频放大器可以合用一个电子管,而且不会使波段转换开关复杂化。此外,还可以简化收音机的结构和布线,减小中频滤波器总的体积以及节省材料。

从图 20 的电路可以看出,接在变频管(6И1П的七极管部分)屏极回路内的调频中频带通滤波器的谐振回路,当接收调幅波段时,它是加以短路的。调频中频谐振回路这时必须短路的原因,是它对本机振荡(短波本机振荡基波,长波及中波本机振荡的谐波)电压具有相当大的阻抗。如果本机振荡电压进入放大级,即可能在接收波段的某些频率点阻塞放大级,破坏接收工作。

调频及调幅中频谐振回路的连接顺序,没有重大影响。虽然如此,最好还是把调频谐振回路直接接到电子管电极(接到前一电子管的屏极及后一电子管的栅极)。这是因为中频滤波器回路线圈之间有杂散电容,很明显,调幅滤波器中的寄生电容要比调频滤波器中的大得多。直接与电子管电极相连的线

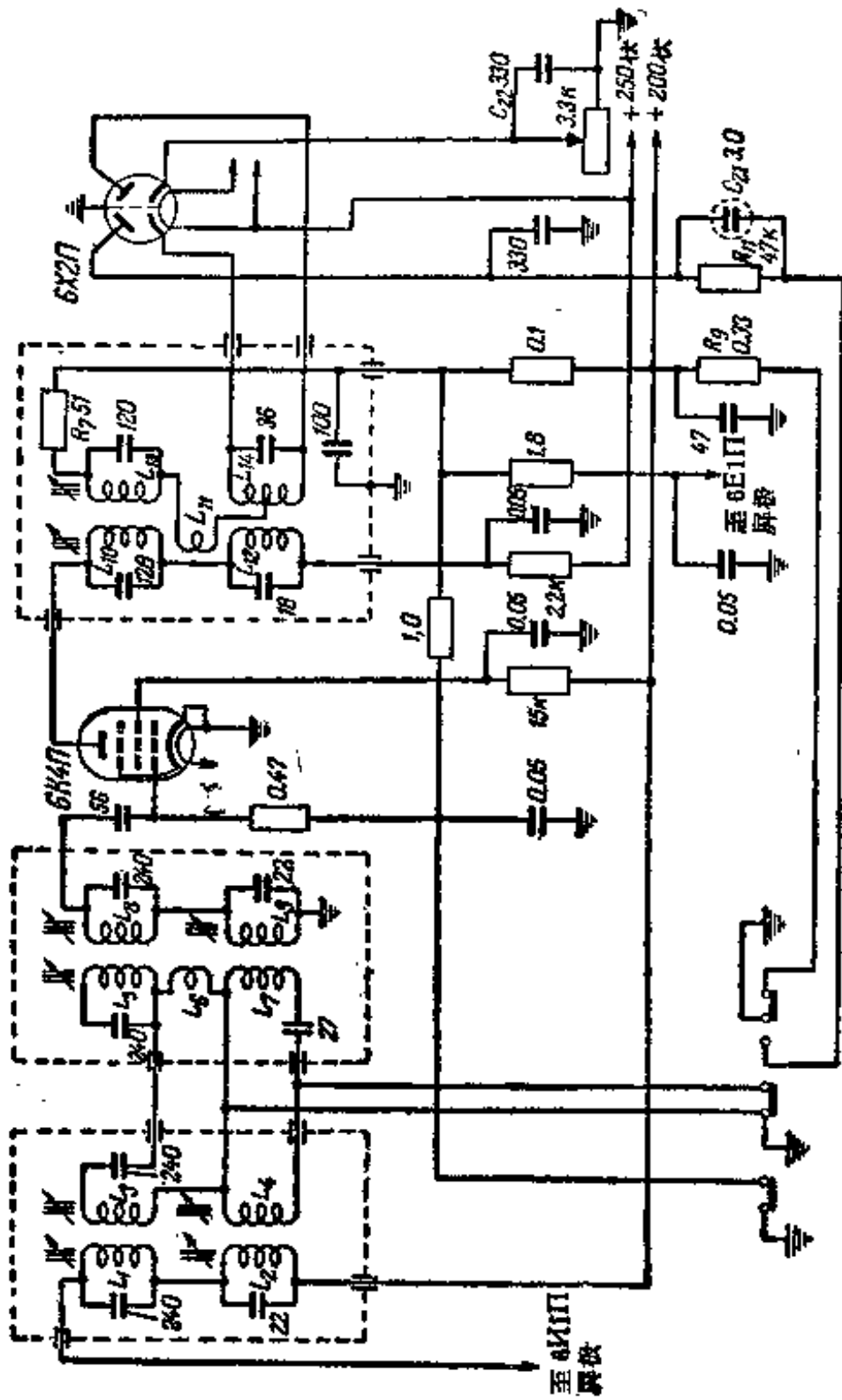


图 20 “拉脱维亚”牌电唱收音机的中频放大器及检波器电路

圈，它的杂散电容使与它串接的第二个中频滤波器谐振回路间产生电容耦合。因此，上面建議的连接顺序可以保证调幅及调频滤波器参数的相互影响最小。不难设想，在装制复合中频滤波器时，必须考虑杂散电容耦合的影响。

目前，中频线圈及高频线圈差不多都采用铁淦氧磁心。在采用羰基铁心的线圈中，品质因数在很大程度上决定于线圈中的介质损耗。为了显著提高这种线圈的品质因数，必须减小匝间电容（也就增加了线圈的尺寸），或者采用较贵的有高质量绝缘物的导线，或者甚至减少匝数。采用铁淦氧圆柱形心时，由于它的有效导磁率比羰基铁心的大得多，因此就能减少匝数。此外，利用铁淦氧心还可以大大缩小线圈的体积和重量，中频滤波器的体积和重量也就缩小和减轻了。

铁淦氧线圈，由于它的导磁率很高，也带来一个缺点，即回路间的耦合会随铁心的位置而显著变化。而且，铁淦氧的温度及振幅稳定度比羰基铁的小得多。

由于电台数目很多，所以对近代收音机的分隔电台的能力要求很高。只要指出，仅在欧洲就有600个以上的中波电台，而按照国际标准（每个电台按占9千赫频带计算）在中波波段只能容许有120个电台，就足以说明问题了。

高选择性的要求，与力图保证足够宽的中频放大器通频带的要求是相互矛盾的。为了接收发射机发射的整个频谱，收音机的通频带必须为8—12千赫。但是，在广播波段电台非常拥挤的情况下，这样宽的通频带只在白天或者在接收近电台及强力电台时适用。至于在黄昏及晚上，这时广播的电台数目增加，并且电波传播条件改善（特别是短波），所以通频带必须要求窄一些，以便消除干扰信号。接收微弱电台时，为了提高信号噪声比，也要求较窄的通频带。

采用可变通頻带的中頻放大器，可以合理地解决上述問題。这时，最小通頻带选为3—4千赫，而最大通頻带选为10—14千赫。通頻带宽度的調整，可以是步进式的，或者是平滑調整的。通常，这种中頻調整与低頻放大器中的高音調整同时进行。

最常采用步进式調整通頻带的方法。調整时，改接諧振回路初級与次級間的耦合綫匝。由于耦合綫匝数目（3—5匝）及它上面的中頻电压不大，所以換接接点不会使中頻放大級的穩定性变坏，并且換接的接点可以不装在中頻滤波器里面。換接接点时，滤波器調諧稍有变化。

通頻带宽度的平滑調整，通常是改变回路綫圈間的距离。在图20所示的集总选择滤波器中，綫圈 L_{10} — L_{18} 間及 L_5 — L_8 間的耦合同时調整。为了使由于滤波器屏蔽的影响，在調整通頻带时所产生的失諧減到最小，可以只移动回路綫圈的一部分*。

有时，也用轉动回路綫圈或改变耦合电容器电容的方法来調整中頻滤波器的通頻带和耦合。

在較好的收音机中，窄通頻带时的选择性（按失諧 ± 10 千赫計算）为70—80分貝以上。在一般收音机中（如“拉脫維亞”、“沙克塔”），有5—6个調幅中頻諧振回路，它們的选择性不大于50—60分貝。

还在几年前，由于超短波电台的有效作用半径不大，超短波波段的的选择性問題还不显得突出。但是，超短波电台的数目已增多了，而且繼續增加的速度很快。1953年，曾决定縮減超短波波道間的間隔，从400千赫減到300千赫。这样就大大提

* 图20中的 L_6 和 L_{11} ——編者注。

高了对选择性的要求。目前，还提出了进一步縮減波道寬度的課題。

在质量不很高的收音机典型电路中，除了超短波部分外，有6个調頻中頻諧振回路，能保證得到35分貝的选择性。在較高級的收音机中，調頻中頻諧振回路增加到8—10个，选择性在50分貝以上。

在初期生产的复合式收音机中，考虑到本机振蕩会随溫度变化，它的調頻部分的通頻帶选得不低于200千赫。但是，后来发现，如果实现有效的限幅，即使通頻帶只有120千赫，中頻放大器产生的非綫性失真也比低頻放大器中的小得多。这个結論的前提是本机振蕩頻率有足够高的穩定度。

縮小調頻系統必要的通頻帶以后，就有可能提高帶通滤波器的选择性，例如可采用品质因数較高（达120—140）的回路綫圈，以及有可能采用較低的中頻（6.75兆赫）。在回路間为临界耦合及各回路的品质因数相同的情况下，选择性随中頻減低的平方而增加；而頻帶寬度的縮減及增益的提升却与頻率的減低成正比。对8回路調頻中頻系統測量的結果，証明中頻从10.7兆赫降到6.75兆赫时，选择性提高了4倍（从46到60分貝），增益提高了2倍，而頻帶寬度仅从125千赫減到110千赫。此外，在10.7兆赫中頻时，所有滤波器中的耦合都选为临界值，而在6.75兆赫中頻时，在前面两个滤波器中（未包括超短波机盘的滤波器），选取的耦合比临界耦合要大些。

降低中頻，也会带来一些缺点。在第一章已談过，为了避免因中頻降低而使对鏡象波道的选择性变坏，必須在超短波机盘輸入端裝置調諧回路。此外，在彼此邻近的收音机間，較易产生相互干扰。因为我們采用的超短波广播波段为65.8—73兆赫，中頻为8.4兆赫时，本机振蕩頻率在74.2—81.4兆赫之

間变化；但中頻为 6.75 兆赫时，本机振蕩頻率却在 72.55—79.75 兆赫之間变化。所以在后一情况下，本机振蕩頻率干扰相邻收音机的可能性就增大了。由此可見，降低中頻后，必須特別注意尽最大可能来抑制本机振蕩基波电压的杂散輻射。

中頻选择为 6.75 兆赫，不是偶然的。考虑到超短波相邻波道的間隔頻率为 300 千赫，当中頻为 6.75 兆赫时，本机振蕩頻率（不論接收哪个电台）总是落在另外两个可能与它重合的波道的中間，并且与这两个波道的頻率之差都是 150 千赫（当然，本机振蕩頻率的干扰問題，只有在接收波段的高頻部分才重要）。这样，相邻收音机間的干扰可减至最小。

9. 滤波器的类型

除了双回路带通滤波器外，目前在中頻放大器中广泛应用多回路的带通滤波器。利用所謂集总选择滤波器(ΦCC)，能够适当安排中頻放大器的放大性能与选择性能。如果有足够的增益貯备，那末利用集总选择滤波器就能保証提高选择性，而不必增加串接的滤波器数目。例如，正确设计的三回路的滤波器，它的选择性能与两个双回路的滤波器連成兩級中放的效果相同。

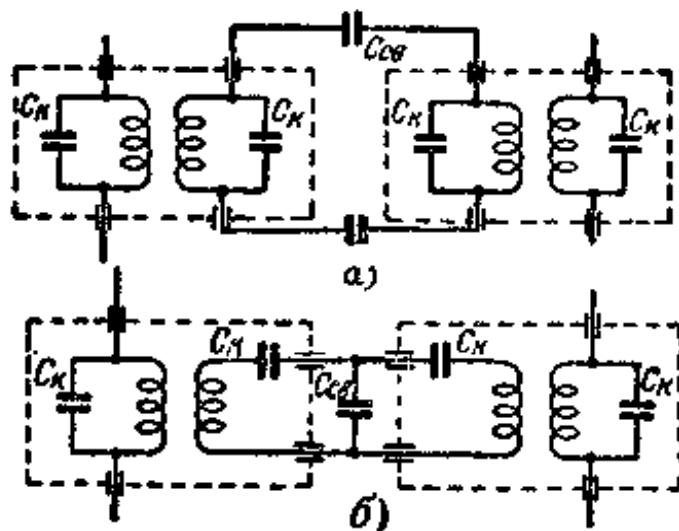


图 21 集总选择滤波器內的耦合电路：
 a—外部电容耦合；
 b—内部电容耦合

增益貯备，那末利用集总选择滤波器就能保証提高选择性，而不必增加串接的滤波器数目。例如，正确设计的三回路的滤波器，它的选择性能与两个双回路的滤波器連成兩級中放的效果相同。

集总选择滤波器用作变频級負載，可以提高收音机的抗扰度。这

时，它可阻止干扰电压进入后面的各电子管，并减小出现交扰调制的危险。

通常采用四回路的集中选择滤波器，它由两个一般的双回路滤波器组成，这两个滤波器分装在单独的屏蔽内（以便消除它们之间的杂散干扰）。每个双回路滤波器单独来看，并无任何特点。它们之间的耦合选取临界值，或稍低于临界值。它们之间的耦合的型式，可以任意选择。

图 21, a 所示为外部电容耦合电路，图 21, b 所示为内部电容耦合电路。

为了保证两个双回路滤波器间得到临界耦合，在外部电容耦合的情况下，耦合电容器 C_{cb} 的电容量必须小，它的数值对获得必需的耦合影响很显著。在内部电容耦合的情况下，耦合电容器 C_{cb} 的电容量必须很大 ($C_{cb} = C_x Q$ ，这里 C_x —回路电容； Q —回路品质因数)。在调整电路时，它的数值影响不大。此外，在内部电容耦合情况下，耦合电容器 C_{cb} 上面只有很小的一部分中频电压，从电路稳定度观点来看，这样更为有利。

集总选择滤波器的调整及调谐，基本上不比双回路滤波器复杂。滤波器的每个回路按通常的方法调谐到中频。在临界耦合或低于临界耦合的情况下，回路调谐时输出电压应最大。在回路间的耦合大于临界值的情况下，在调其中一个回路时先要把其他回路失谐。

增益的损失，与滤波器的节数及它们之间的耦合程度有关。如果四回路滤波器中所有回路间的耦合都为临界值，那末用这种滤波器的中频放大级的增益，只有用单回路的中频放大级的 20%。

在图 20 所示的“拉脱维亚”牌电唱收音机的中频放大器电路中，调幅系统采用四回路的滤波器，调频系统则采用三回路

的滤波器。这些滤波器的各节分装在两个单独的屏蔽罩内。各节之间的耦合，不论调幅系统或调频系统，都共用一个单匝耦合线圈。这样，可以各自节省一个耦合电容器。回路线圈用5股直径为0.06毫米的漆包线绕制，品质因数约170(调幅)及140(调频)。线圈磁心为圆柱形铁淦氧(调幅线圈用Φ-600型，调频线圈用Φ-100型)，磁心直径2.8毫米，长14毫米。调幅系统的四回路滤波器的通频带，可从6—8千赫变到12—16千赫。它是利用改变线圈间的距离(从26到17毫米)来作平滑调整。调幅系统的中频放大级的增益约为20，而调频系统的约为30。调幅系统的中频通频带宽度一般在3.5—4千赫至9—10千赫之间；而调频系统的中频通频带宽度约140千赫；选择性分别为56—66分贝及40—46分贝。

有“零”点的带通滤波器或平衡式集总选择滤波器，能大大改善选择性。平衡式集总选择滤波器与一般集总选择滤波器的区别，在于回路间的耦合方式不同。

理论上，有零点的带通滤波器可由任意数目的回路(双回

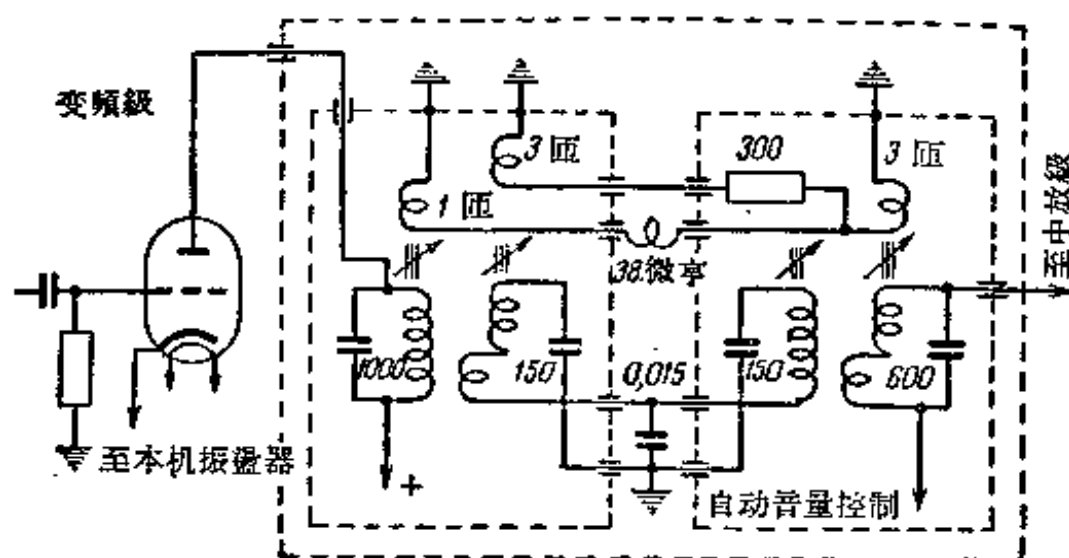


图 22 有零点的四回路带通滤波器电路

路、三回路或四回路) 构成。在广播收音机的中频放大器中, 有使用四回路的(图 22)。所有回路都调谐于通频带的中间频率。第一回路与第二回路间及第三回路与第四回路间的耦合, 都是电感耦合, 而第二回路与第三回路间为电容耦合。第一、第二回路与第四回路之间的附加耦合, 应这样选择, 使得在作为滤波器负载的电子管的栅极上, 能完全抵消在通频带中间频率两旁对称的两个频率的电压(包括有功分量和无功分量)。在这些“零点”, 理论上可得到无穷大的衰减(图 23)。与无零点的带通滤波器相比, 有零点的带通滤波器的谐振曲线的斜率大得多, 而在通频带内的谐振曲线部分基本上无甚变化。

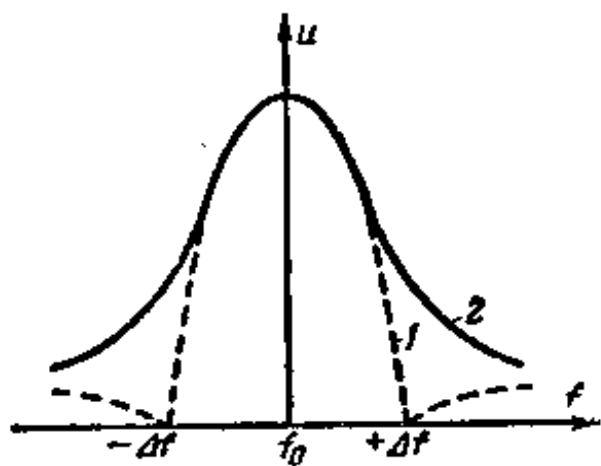


图 23 有零点的带通滤波器的谐振曲线(曲线 1)及无零点的带通滤波器的谐振曲线(曲线 2)

两零点的频率, 选为相邻波道的载频(在长波、中波及短波波段选为 455 千赫及 475 千赫)。

有零点的带通滤波器, 与集总选择滤波器一样, 都接在变频管的屏极电路内。由于以后几级有双回路滤波器, 在零点外的谐振曲线上升不大。收音机在零点的选择性可达 85—90 分贝。

调整通频带宽度时, 零点会相应地靠拢或分开, 但仍保持对称。适当选择通频带宽度, 可能把某一频率调到零点, 因而可最大地抑制这个频率的干扰。

在大量生产的收音机中采用这类滤波器比较困难, 因为它们的调整较复杂。

机电式滤波器也是一种集总选择滤波器，它在近年来愈来愈引起人们的注意。机械谐振系统有非常高的品质因数（约 10^3-10^4 ），因而能比电气滤波器更大地改善选择性。

机电式滤波器是一个机械振动系统，由一些谐振元件（片形的、棒形的或圆盘形的）组成。机械谐振器最常用的材料是铁镍合金，其中掺有少量的铬及钛。

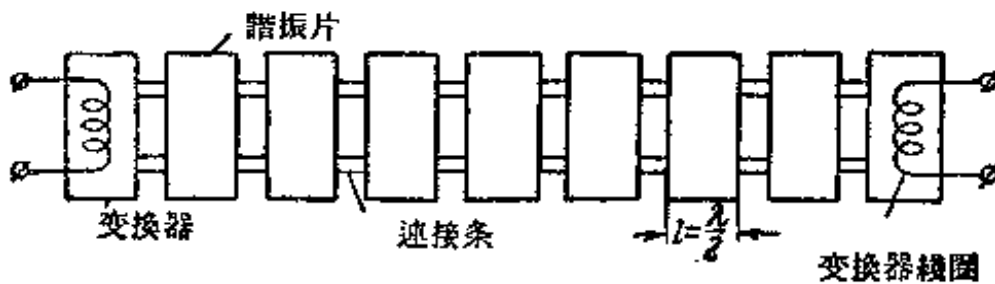


图 24 片式机电式滤波器

图 24 所示为片式机电式滤波器，它的工作频率设计为 455 千赫，通频带宽度为 10 千赫。它有 7 片谐振片，每片的尺寸为 $6.35 \times 10 \times 0.25$ 毫米。每二片间用两根细金属条相互连接起来。各个谐振片沿其轴线不断收缩及伸张，形成振盪。滤波器的谐振频率决定于片宽，后者必须等于通频带中间频率的波长的一半。通频带的宽度，与连接条的长度及直径有关（图 24 中的连接条长 1.4 毫米，直径为 0.14 毫米），并且与连接条焊接谐振片的地点有关。至于滤波器的谐振曲线斜度及其选择性，则决定于谐振片数目。

机电式滤波器与电路间的耦合，用滤波器两端的变换器来实现。实际应用的电-机变换器，有压电式及磁致伸缩式两种。通常，大多使用磁致伸缩式变换器。这是由于它的效率较高，结构简单，牢固以及稳定度很高。线圈中的交变磁场，使滤波器输入端变换器的磁致伸缩元件产生机械振动。这种机械振动通过连接条直接传到各谐振片。在滤波器输出端的变换器中，

机械振动在它的线圈中产生感应电动势，并加到放大器。用机电式滤波器的中频放大级的选择性，按失谐 ± 10 千赫计算，可大于60分贝。

为了保护机电式滤波器不受外力损害，把它同变换器一起装在一个匣内。一般，4654赫的中频机电式滤波器的体积，比相当的电气式滤波器的体积小。

进一步改善机电式滤波器，就有可能在收音机中广泛应用。目前，由于它的参数不一致，不能做到调频调幅复用，以及其他一些原因，还没有在工业产品中正式采用。

所谓Q倍增器的调频中频放大级，它有双重中和及栅回路损耗补偿，能有效地提高超短波收音机的灵敏度和选择性。

在两级的调频中频放大器中，如果同时要使电路有足够的稳定度，就不容易得到所需要的增益。很明显，放大级容许的最大增益受经电子管屏-栅极间电容 $C_{a.c}$ 的反馈的限制。虽然，通常中频放大器中采用的五极管的屏-栅极间电容 $C_{a.c}$ 很小（例如6K4Π型电子管的 $C_{a.c}=0.0035$ 微微法），但是通过 $C_{a.c}$ 的反馈仍可能使谐振特性曲线失真，或使调频超短波放大器的工作不稳定。

屏-栅电容经过中和后，它的数值可降到原来值的10%。在中频放大器中，最常采用的是帘栅中和法（三极管放大器与此不同，其中着重于控制栅中和）。这个方法比较简单，并且不需从谐振回路抽头。

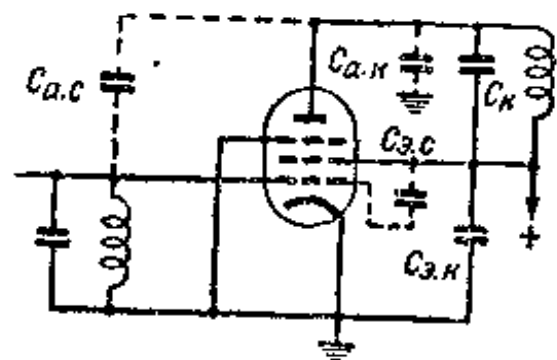


图 25 中频放大级五极管屏-栅极间电容的中和方法

图 25 所示，是一种中和图中所列的杂散电容的电路方案。

当 $C_{a.c}C_{g.k} = C_{g.c}C_{a.k}$ 时，中和电桥获得平衡，其中 $C_{a.k}$ ——布线电容与电子管输出电容之和。因此，帘栅旁路电容器 $C_{g.k}$ 的数值不能跟通常那样选得太大。 $C_{g.k}$ 的电容量决定于上述平衡条件，并且可通过实验进行精确调整。

但是，由于各电子管的参数参差不齐，所以实际上中和后的放大级的增益不可能达到最大容许值。更换电子管后，中和电桥的平衡可能显著受到破坏，这时放大器可能产生自激振荡。

西德的一家公司设计的 Q 倍增器是根据下述概念设计的，即中频放大级参数从稳定度的观点出发来选择，但又考虑到不同电子管的参数差异的条件，使增益达最佳值。当屏极回路及栅极回路的平均品质因数 Q_{cp} ($Q_{cp} = \sqrt{Q_a Q_c}$) 等于某一值时，上述设想就可实现。

但是，所要求的 Q_{cp} 值(约 80)实际上很难得到。例如，在调频中频放大器的后一级中，屏极回路的品质因数不能太大，以便得到足够的通频带宽度。而且，栅极回路的品质因数 Q_c 也不可能满足获得最佳 Q_{cp} 值的要求，因为电子管工作于限幅状态时会出现栅流。

用高质量的线圈来提高栅极回路的品质因数，一方面费用高，另一方面效果不显著。比较有效的方法是用正反馈来补偿栅极回路中的损耗。为了防止相移，用帘栅电流作正反馈，它的相位与控制栅极电压相位相同。但是，在帘栅极外部电路中同时也有因屏极-帘栅极极间电容耦合而产生的电流。由于电路在谐振频率时具有电容特性，所以这个电流的相位与帘栅极电流的相位相差 90° 。加上在屏极谐振回路(它也包括在反馈电路内)的相移，就会使谐振曲线不对称。因此，必须在有双重中和的调频中放级电路(图 26)中补偿栅极回路的损耗。在

图 26 中，屏-栅极间电容 $C_{a.c}$ 用电容器 C_{H1} 中和，而屏极-帘栅极电容用电容器 C_{H2} 中和。中和电路接成双电桥式，它的平衡条件是： $C_{R.C}C_B = C_{H1}C_4$ 及 $C_{a.s}C_5 = C_{H2}C_{4o}$

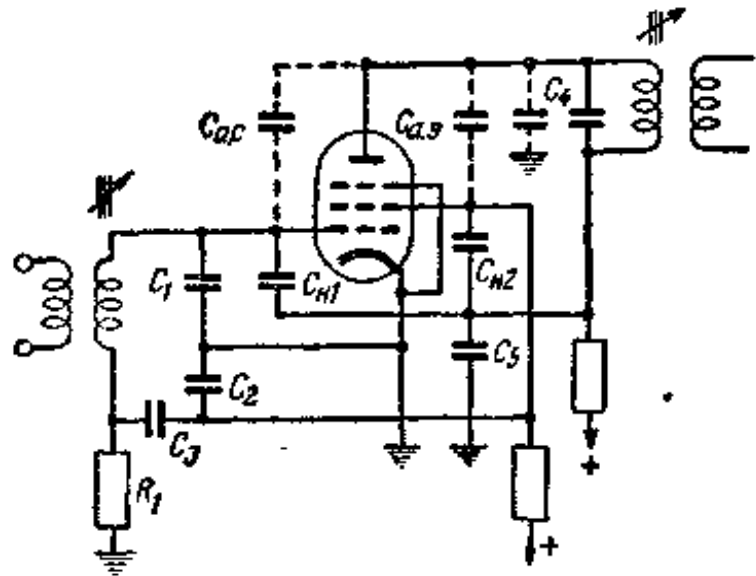


图 26 有双重中和及帘栅电流正反馈的调频中放级电路

正反馈用电容三点式电路取得。

电容器 C_3 的作用是隔开控制栅与帘栅之间的直流耦合，并且与电阻 R_1 组成限幅网络。反馈系数决定于电容器 C_1 与 C_2 的电容量比值。电容 C_4 是电子管输出电容与布线电容之和， C_5 是旁路电容器。

有双重中和及补偿栅极回路损耗的电路，只需两个中放级就差不多可取得通常的三个中放级的增益和选择性。

由于杂散电容 $C_{a.c}$ 及 $C_{a.s}$ 相互有部分抵消作用，因此中和电路可以简化。理论上，中和剩余的杂散电容只需一个电容器就够了（用 C_{H1} 或 C_{H2} ，视哪个杂散电容较大而定）。

如果选择电容器 C_1 及 C_2 ，使 $C_1/C_2 = C_{a.c}/C_{a.s}$ ，那末电路还可简化，并且可得到自身中和。这时，反馈是采用改变帘栅电压及电子管跨导的方法来调整。当然，这样的电路在调整方面要稍复杂些。

补偿频率检波器前置电子管栅极回路损耗的另一种可能电路，示于图 27。这一级有对帘栅极的中和，正反馈用阴极电流

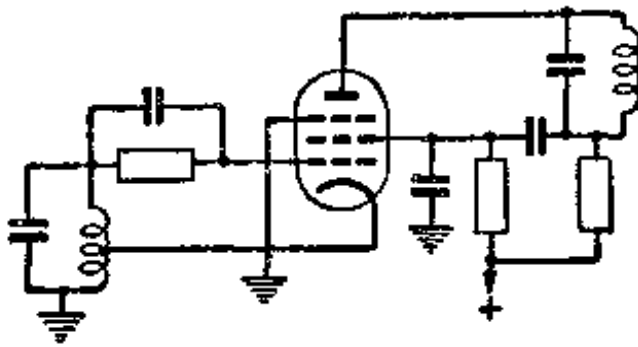


图 27 有正反馈的调频中频放大级电路 (电子耦合振荡器型)

取得。反馈深度通常要调整得使在接收弱信号时的增益增加 1 倍，选择性也要相应地增加。在接收强信号时，由于限幅网络 BC 的作用，工作点偏移，结果改变了反馈深度，使这一级的

增益降低。这时，由于引入电子管栅极回路的损耗增加，所以通频带变宽了，这正是接收强信号时所希望的。

在大量生产的收音机中，采用这个电路比较困难，因为调整比较复杂。

10. 调频信号检波器

由于开放了超短波广播，在复合式收音机中加装了新部件——频率检波器。

对频率检波器提出的最主要的要求是：在通频带中没有非线性失真，灵敏度很高，抑制调频信号的寄生调幅。频率检波器的灵敏度，用它输出端的低频电压与它输入端的中频电压的比值来表示。所谓抑制寄生调幅，是指检波器输出的低频电压不受输入调频电压振幅瞬时变化的影响。

已知的频率检波电路有很多类型：使用单失谐回路的电路、使用失谐回路的电路、外差检波器、相位鉴频器以及比例检波器等等。

所有这些电路的基本原理，都是把调频波变成调幅波。分析使用单失谐回路的最简单电路，就可很清楚地了解这个原理。谐振回路的谐振频率选择得使调频波的载频恰好落在谐振

曲綫斜边的中点。这时，回路传输系数将随着加到回路的电压的频率而变化。用这种方法得到的調幅电压再用通常的检波器检波。

使用单失諧回路的电路很少应用。它的主要缺点，是频率与振幅的变化关系不能保持直綫性，因此检波会带来非綫性失真。

在收音机中应用最广泛的电路是相位鑑頻器和比例检波器。虽然这两种频率检波器电路互不相同，但是它們的工作原理有很多共同之处。

相位鑑頻器的电路示于图 28。两个諧振回路都对調頻系統的中頻 f_0 調諧。加到每个二极管的电压，等于回路 L_1C_1 上的电压加回路 L_2C_2 上的一半电压。如果信号频率等于回路諧振频率，那末图 29, a 的矢量图就是正确的。現在說明如下。电流 I_1 在相位上滯后电压 U_1 90° 。加在第二个回路的电动势 E 比电流 I_1 超前 90° ，电流 I_2 与电动势 E 同相，而回路上的电压 U_2 則与电流 I_2 相差 90° 。因为回路两端的电压相位相差 180° ，所以 $U_2/2$ 的两个电压与电压 U_1 相差 $\pm 90^\circ$ 。这时，合成的矢量电压 U_{x1} 及 U_{x2} 在数值上相等。电压 U_{x1} 用一个二极管整流，而电压 U_{x2} 用另一个二极管整流。如果这两个二极管的特性相同，并且它們的負載也相同，那末整流后的电压也相等。从图 28 可看出，电容器 C_3 及 C_4 上的电压极性相反，因此合成电压 $U_{BHX} = 0$ 。

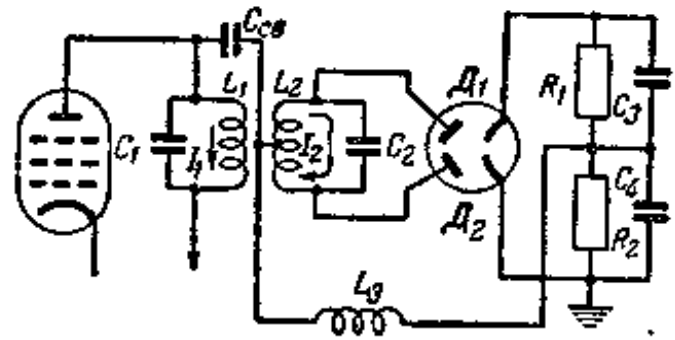


图 28 相位鑑頻器电路

如果信号频率不等于回路調諧频率，那末电压 $U_2/2$ 的相

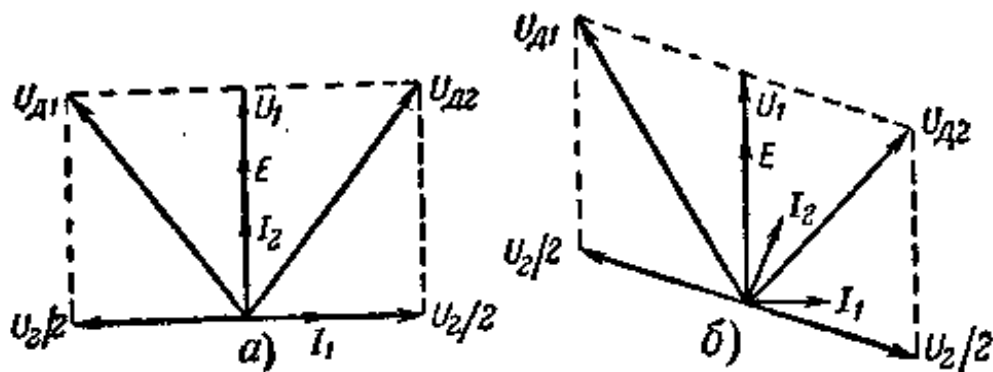


图 29 相位鉴频器的矢量图

位就发生变化。但这时电压 U_1 的相位保持不变。例如，信号频率高于频率 f_0 ，可得出图 29, δ 的矢量图。电流 I_2 的相位滞后于电动势 E 一个角度 φ (由于这时串联电路的阻抗为电感性)。从矢量图可看出， U_{A1} 大于 U_{A2} ，所以在鉴频器输出得到正电压。为了便于说明起见，假定 U_1 及 $U_2/2$ 的值在中放级通频带内规定的失谐频率时不减小。

当信号频率低于 f_0 时，可用同样的方式画出相应的矢量图。这时鉴频器的输出电压将是负的。

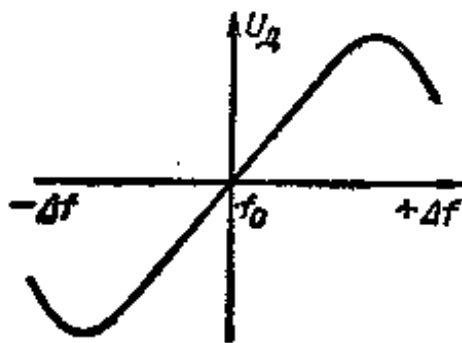


图 30 相位鉴频器的 S 形曲线

以上的定性分析说明了相位鉴频器的特性曲线形状 (图 30)，通常叫它为 S 形曲线。在信号频率等于回路调谐频率时，S 形曲线通过零点；随着向两边的失谐增加，输出电压起初增加，以后因调谐系统的通频带的限制而减小。

从上述矢量图可以看出，相位鉴频器不仅对信号频率变化起响应，而且也对信号振幅起响应。现在说明如下。如果在干扰影响下， U_1 及 U_2 的大小发生变化，那末相应地也改变了鉴频器的输出电压。根据上述工作原理，只有正好在调谐频率

时，鑑頻器的輸出才在任何情況下都等於零。因此，相位鑑頻器通常都與限幅器一起使用。大家都知道，只有當限幅器電子管的控制柵信號電壓不小於2—3伏時，限幅器才能正常地工作。很明顯，為了抑制較弱的輸入信號的寄生調幅，必需要求整個系統具有很大的增益。

與相位鑑頻器不同，比例檢波器能同時起兩個作用——檢波及抑制寄生調幅。

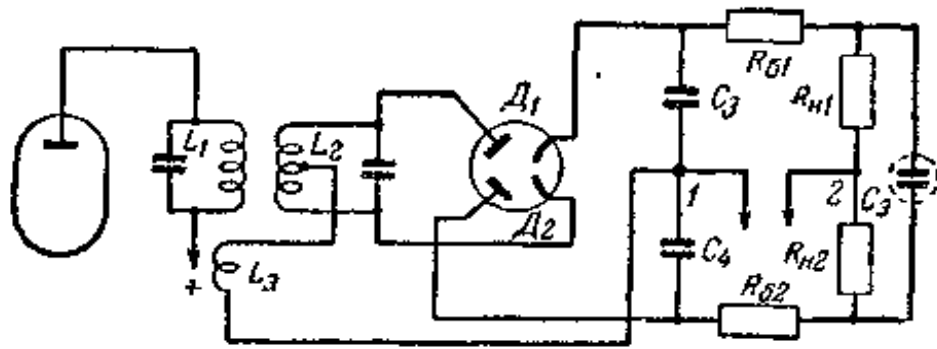


图 31 对称比例检波器

实际采用的电路有对称比例检波器(图31)及非对称比例检波器。把图31的电路与相位鑑頻器电路(见图28)比較后，很容易看出它們之間的差別。在比例检波器电路中，首先引人注意的是二极管串聯連接的，并且有一个大容量的电解电容器 C_0 。一般叫作平衡(对称)电阻的 R_{01} 及 R_{02} ，与二极管串聯。从电路中的1、2两点取得輸出低頻电压。至于电路的高頻部分用耦合綫圈 L_3 代替鑑頻器电路中的隔直流电容器和扼流圈，并没有甚么原理上的差別。在实际电路中之所以常用耦合綫圈，是因为这样可节省一个电容器。

与鑑頻器不同，比例检波器一般都采用耦合綫圈 L_3 。在这里不仅把初級回路的电压引入次級回路，而且使检波器低輸入阻抗(由于負載阻抗小而引起的)与前一級電子管的高輸出阻抗匹配。

在相移变压器中，調頻波变为調幅波。变换过程与相位鑑頻器的完全相同，因此图 29 的矢量图在这种情况下也适用。但是，由于二极管串联連接，所以电容器 C_3 及 C_4 的充电极性使它們上面的电压相加，而不是相减。电解电容器 C_5 上的电压等于 C_3 及 C_4 上的电压之和。由于电解电容器充电电路時間常数很大，它上面的电压可保持恒定。在检波时，或者在調頻信号电平受干扰而产生短時間的变化时，这个电压都不会随着变化。

因为負載电阻 R_{n1} 和 R_{n2} 的阻值相等，所以它們把电解电容器的电压 U_{c5} 分为两半。当信号频率等于回路調諧频率时，电容器 C_3 和 C_4 也充电到相同的电压，等于 U_{c5} 的一半。在这种情况下，检波器在点 1 及 2 的輸出电压等于零。信号频率变化时，点 2 的电位保持不变，而电容器 C_3 和 C_4 上的电压却按照图 29 的矢量图变化。因此，在点 1 及 2 間得到音频电压。

如果 S 形曲綫不窄于两倍頻偏，那末检波过程中产生的非綫性失真就相当小。按照苏联規定的标准，頻偏为 ± 50 千赫。还必需考虑到本机振盪频率偏移的可能性（20—80 千赫）。因此，S 形曲綫直綫段的寬度不应小于 150—200 千赫，这与上述的 110—120 千赫数字有些矛盾。但是，由于动态 S 形曲綫的直綫段差不多为靜态 S 形曲綫的 1.5 倍，而規定的 110—120 千赫数据是对靜态特性而言的，所以实际上沒有任何矛盾。

在收音机輸入端加上搖頻（扫頻）电压，利用示波器可观察动态 S 形曲綫。与动态 S 形曲綫不同，靜态 S 形曲綫是在輸入电压频率稳定的情况下逐点得出的，这时諧振系統中会来得及产生振盪。在动态工作状态下 S 形曲綫变化的程度，与频率变化速度、检波器負載电路時間常数及振盪回路的参数有关。

为了說明在比例检波器中抑制寄生調幅的情况，現在来看

一下图32。

在調頻信号的作用下，电解电容器 C_0 (见图 31) 上建立了一个直流电压，使两个二极管的工作点偏离 U_{cs} 。这个初始偏压，决定每个二极管在导电半周内的电流峰值及截止角 θ 。二极管的等效内阻 R'_i (与二极管的伏安特性曲线的斜率成反比)，与电阻 R_0 及 R_n

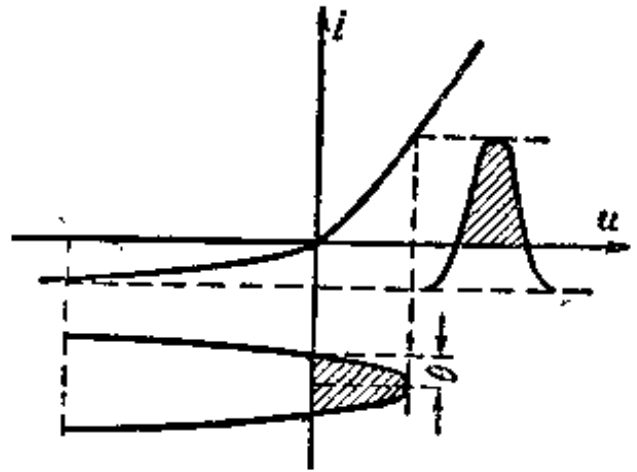


图 32 抑制寄生調幅的說明图

一起旁路第二个諧振回路。这时，第二及第一諧振回路的有效品质因数以及第二回路的传输系数和相角，都减小了。

当調頻波振幅急速变化时，电压 U_{cs} 来不及变化，电路在固定偏压状态下工作，改变的只是截止角 θ 及 R'_i 、 R_0 、 R_n 网络的旁路作用。例如，当調頻波振幅增加时，截止角 θ 增加，而 R'_i 及检波器的传输系数减小。因此，矢量 U_1 及 $U_2/2$ 的增大不与信号振幅的增大成比例，而是更慢一些。

此外，由于品质因数减低了，所以在这个失諧頻率时第二回路的电动势 E 与电流 I_2 之间的相角也减小了。这时矢量图也就作相应的轉动，使合成矢量 $U_{\pi 1}$ 与 $U_{\pi 2}$ (图 33) 之间的差值减小。

有时可能設計出的比例检波器电路，它的输出电压由于上述原因不仅不随調頻信号振幅的增长而加大，并且甚至减小 (过限幅工作状态)。过限幅与欠限幅一样，都是不希望有的现象。因为在这两种情况下，检波器輸出端都会出現干扰电压。选择电路元件时，应保証輸出的低頻电压不受調頻信号振幅变

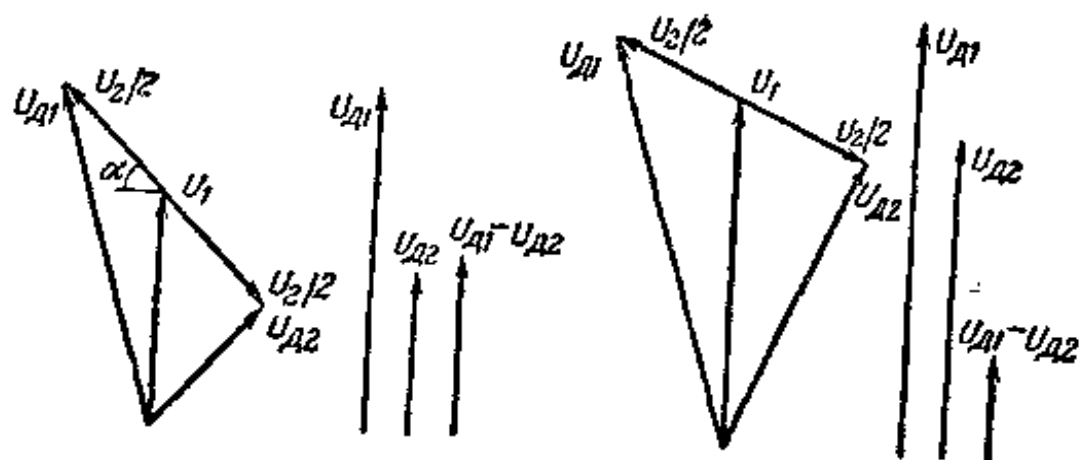


图 33 说明抑制寄生调幅的矢量图

化的影响。

总之，寄生调幅被抑制的程度，与第二回路的品质因数变化范围有关，而后者本身又决定于回路的初始品质因数及旁路阻抗的大小。从更好地抑制寄生调幅的观点出发，希望初始品质因数尽可能大。但是，增加第二回路的品质因数会减小 S 形曲线的直线段。它的品质因数一般以 60—90 为宜。

为了使回路品质因数的变化范围能适应输入信号振幅的变化，电阻 R_{n1} 及 R_{n2} 最好选为 5—10 千欧。增大 R_n 可以提高比例检波器的灵敏度，但会减小对寄生调幅的抑制作用。

最后，二极管的等效内阻有很重要的作用，它与截止角及伏安特性曲线的斜率有关。根据比例检波器的工作原理，两个整流电路对称是有效抑制寄生调幅的必要条件。但是，大家都知道，各个二极管（特别是晶体二极管）的伏安特性是有显著差异的，因此不可能完全抑制寄生调幅。如果电阻 R_{n1} 与 R_{n2} 的数值不同，也会产生同样的结果。

为了使电路对称，接入了一个平衡电阻 R_{G1} 。这个电阻的数值要选择得使在调频信号强度为收音机额定灵敏度时，在载频（中心频率） f_0 上最大地抑制寄生调幅。在调频信号电平

为其它值时，由于两个二极管特性有差异，平衡稍被破坏，抑制作用因此也减小了。随着信号频率的变化，加在每个二极管上的合成电压也变化，所以在通频带内的其它频率上，抑制作用也都不如在中心频率时的大。为了更好地抑制寄生调幅，有些电路还采用第二个附加电阻 R_{G2} ，使未被电解电容器旁路的负载阻抗 ($R_{G1} + R_{G2}$) 与检波器总负载电阻 ($R_{H1} + R_{H2} + R_{G1} + R_{G2}$) 之比为最佳值。

R_{G1} 及 R_{G2} 常采用半可变电阻，以便于电路的调整。

比例检波器在 ± 50 千赫的通频带内，能保证使寄生调幅降低 20—30 分贝。这个数值较有限幅度的相位鉴频器所能获得的 (30—40 分贝) 要低一些。但是采取一些附加的抑制措施后，是能满足对收音机提出的要求的。

比例检波器的重要优点，是在前级电子管栅极只有 30—50 毫伏的电压时就能正常工作，具有抑制寄生调幅的作用；而在应用限幅器时，加在前级电子管栅极的电压必需高至 2—3 伏。

比例检波器的传输系数只有相位鉴频器的几分之一。这是由于电路的基本特性决定的。因此它的输出电压只有相位鉴频器的输出电压的 $1/2$ 。它的输出电压低的另一原因是负载电阻 R_H 较小。

与相位鉴频器相比，比例检波器具有下述缺点：它的参数更容易随电路元件数值的误差而变化，调整较复杂。

电解电容器的电压，会随着调频信号电平的缓慢变动而变化，因此可用来作自动音量控制和调谐指示。

图 34 中，画出了用晶体二极管组成的非对称比例检波器电路。因为非对称比例检波器电路需用的费用较小，而又能获得与对称电路同样的指标，所以最常应用。在比例检波器电路中

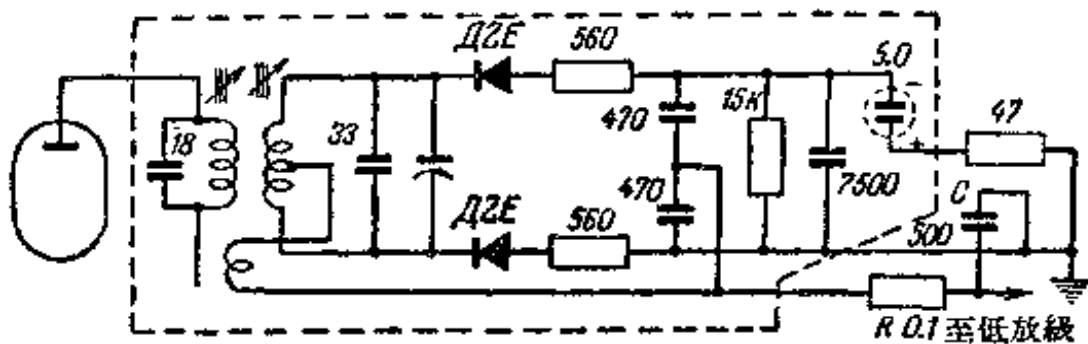


图 34 晶体二极管比例检波器电路

采用晶体二极管比采用二极电子管优越得多。由于晶体二极管的体积小，并且没有灯丝，所以能与电路的其它元件安装在同一个封闭的屏蔽罩内。而且，这种比例检波器在电气上是一个完整的部件，所以可以预先调整。公共的屏蔽阻止中频信号（特别是其谐波）的辐射，这些信号如落到收音机输入端，会引起啸叫声。晶体二极管与二极电子管相比，它不容易产生颤噪效应，并且安装简单等等。

晶体二极管比例检波器的传输系数较电子管式的小，通常这个问题影响不大，因为低频放大级的灵敏度一般都适合放唱片，是足够高的。但是，目前生产的晶体二极管的参数极不一致，所以必须配对选择。此外，还必须考虑晶体二极管的温度特性和振幅特性的不稳定性。

在图 34 中，第二回路的线圈，绕在长 15 毫米的线圈框上，磁心长 6 毫米。这个磁心只用来方便地而且平滑地使电路对称，以便最佳地抑制寄生调幅，而不显著地影响回路调谐。回路对中频的调谐，用微调电容器进行。与电解电容器串联的 47 欧的电阻，供调整时作测量用。RC 网络用来校正超短波调频发射机的预置失真。

在苏联的调频调幅两用收音机中，采用“复合”检波器（见图 20）。在这个电路中，比例检波器的一个二极管兼作长波、中

波及短波調幅信号检波。当接入某一調幅波段时，比例检波器負載电路的电阻 R_{11} 及电容器 C_{21} 断开，而电阻 R_9 接地。这时，由于綫圈 L_{11} 及 L_{14} 的感抗以及电容器 C_{22} 的容抗，对頻率 465 千赫而言，可以忽略不計，所以电路变成一般的調幅检波电路。在超短波波段，与此相反，断开調幅检波电路而接成非对称比例检波器。

这种电路的优点，是在轉換接收調頻和調幅信号时不需要換接高頻电路，因为換接高頻电路，一方面构造复杂，另一方面增加电能損耗。电阻 R_7 的作用是抑制綫圈 L_{11} 的諧振特性，并增加比例检波器特性曲綫的直綫性。对寄生調幅的抑制，很大程度上决定于綫圈 L_{11} 与 L_{12} 間的耦合，一般它們的耦合系数选为 1。

11. 超短波波段的限幅及噪声抑制电路

在調頻超短波波段，要实现高质量接收，很大程度上依赖于对外界干扰及收音机与天綫固有噪声的抑制效果。大家都知道，不同的干扰（正弦的、起伏的、脉冲的），会引起信号的不同寄生調制，既有寄生調幅，也有寄生調頻。同一干扰产生的寄生調頻信号比它所产生的寄生調幅信号要弱得多。与調幅长波、中波及短波波段不同，在調頻超短波波段中能够有效地抑制寄生調幅。

仅仅在比例检波器中抑制寄生調幅，是不够的。此外，在比例检波器中，对寄生調幅的抑制程度，随寄生調幅波的頻率而变化，并且只有当信号电平在某一一定范围内时抑制作用才最大，而在信号很强的情况下，抑制作用将显著恶化。因此，即使在采用比例检波器的收音机中，也最好接入限幅电路以及抑制寄生調幅的附加电路。至于在采用其它型式調頻检波器的

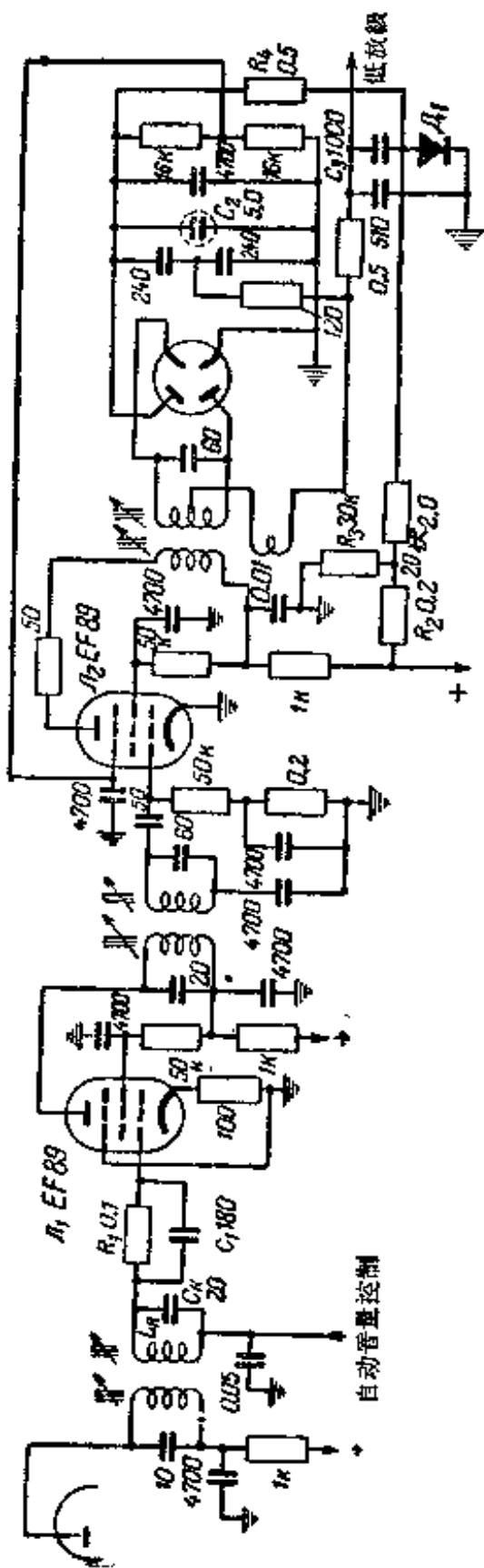


图 35 收音机调频系统的限幅及噪声抑制电路

收音机中，这类抑制寄生调幅的电路则是必不可少的。

图 35 所示的中频放大器简化电路，可以作为一个说明抑制超短波波段干扰和噪声的一些具体措施的例子。这里，很强的干扰（特别是脉冲干扰）在中频放大器第二个电子管 J_2 内即已得到抑制。有寄生调幅的信号电压在此管阴-栅电路内检波。由于 R_1C_1 网络的时间常数较小，所以栅偏压以及放大级增益随寄生调幅电压一同变化，结果产生反调制并抑制干扰。由于栅极电流通过 L_kC_k 回路，并且随着干扰电压而降低前一级的增益，因此抑制效果提高了。

电子管 J_1 （电子管 J_2 也一样）的帘栅压较低（为 45 伏），工作于特殊的限幅状态。这时，屏栅特性曲线往右移，因此在较

低的信号电压时即开始对屏流起限制作用。

在中頻放大器次一級及比例检波器中，对干扰进一步抑制。而且，信号电平愈接近比例检波器的最佳值，则后者的抑制效果愈大。在电子管第三栅（抑制栅）加有一部分负电压，这个电压从比例检波器中的电解电容器 C_2 上取得，并且調頻信号电平愈高，它的数值也愈大。电子管第三栅上负电位的变化，影响电子管屏极与帘栅极間的电流分配。如果信号电压升高，则使帘栅电流增加，而使屏流减小，結果降低了这一級的放大系数。

此外，由于帘栅流增加，使帘栅压降低，結果阴极-栅极間的空间电荷也增加。这时，在电子管阴-栅电路中的检波作用加强了，进一步改善了对寄生調幅的抑制（ RC 网络的时间常数远小于寄生調幅振蕩的周期）。但是，电子管的輸入阻抗和前一級的增益会有所降低。

由于这个三級中頻放大器的增益很大，且降低了帘栅压，所以当輸入电压只有 5 微伏时，对最后一級电子管的屏流即已产生限制作用。

电子管及电路中无源元件的起伏噪声，决定收音机的实际灵敏度，会在調諧电台时产生刺耳的“噝噝”声。这是因为这时沒有信号，因而也沒有限幅作用，整个系統的增益最高。采用自动調整通頻帶寬度的方法，可以消除这类干扰。为此，在比例检波器低頻輸出端接入一个阻抗随頻率变化的网络。它由电容器 C_3 及二极管 D_1 組成。从分压器 R_2 、 R_3 把一个正偏压加至二极管 D_1 。这时，电容器 C_3 实际上可认为是通过二极管 D_1 接地，所以在很大程度上旁路音頻中的中間頻率，特别是高音頻的电流，結果显著地降低了收音机的“噝噝”声。当收音机輸入端有信号时，从电解电容器經电阻 R_4 把一个负电压

加至二极管 \mathcal{D}_1 。如果信号足够强，则二极管 \mathcal{D}_1 截止， $C_3\mathcal{D}_1$ 网络便不起作用了。此外，对弱信号的接收质量也有所提高。因为，通常在语音及音乐频谱内高频的功率较小，所以网络 $C_3\mathcal{D}_1$ 在这个频谱内对噪声的抑制作用比对信号的抑制作用大得多。

在有三个中频放大级的收音机中，还对第二中放级电子管的抑制栅电压进行调整（图 36）。电子管 \mathcal{J}_1 具有锐截止的屏栅特性，并工作于限幅状态。由于利用取自 R_1C_1 网络的电压来调整前一级的增益，所以当输入信号电平很高时，能改善限幅作用。

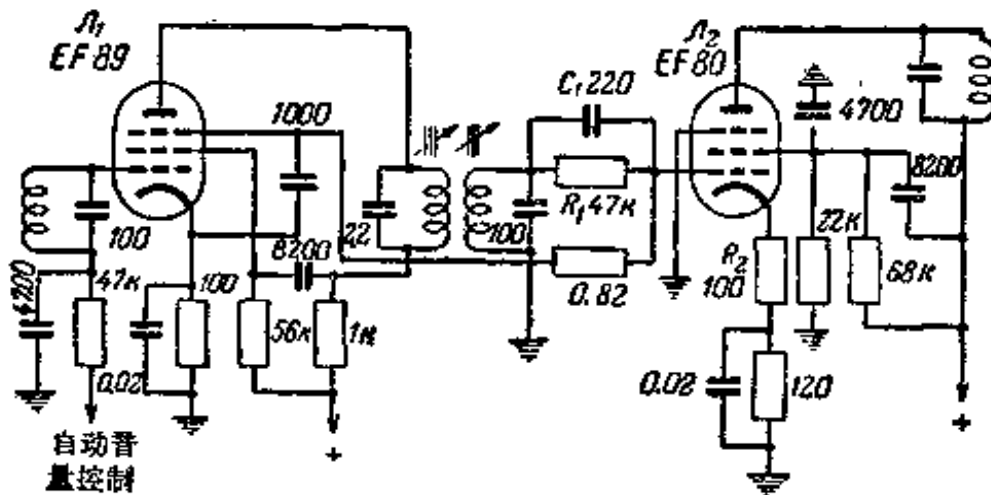


图 36 用抑制栅限幅的中频放大器电路

限幅与收音机输入电压的关系曲线，示于图37。在输入电压为 4 微伏时，开始限幅。信号低于 4 微伏时，只有比例检波器对寄生调幅起抑制作用。

电子管 \mathcal{J}_2 的控制栅电压，随阴-栅间的空间电荷的变化而变化，电子管动态输入电容因此也发生变化。这时栅极调谐回路会产生失谐，使比例检波器的 S 形曲线不对称，产生失真，对寄生调幅的抑制也变坏。利用阴极电阻 R_2 取得的负反馈

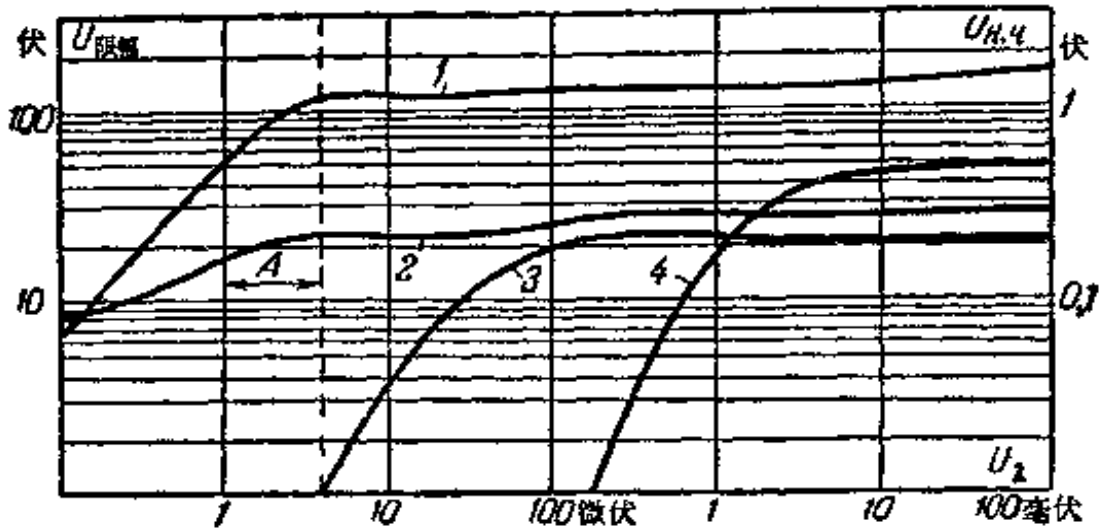


图 37 限幅特性曲线

1—低频输出电压与输入电平的关系曲线；2、3及4—比例检波中电解电容器、电子管 J_2 栅极及电子管 J_1 栅极上的限幅电压与输入电平的关系曲线；
A—比例检波器抑制寄生调幅的有效范围

(R_2 不并联旁路电容器)，可以避免回路失谐。

限幅电路的作用效果，与中频放大器的放大级数目有关。放大级数目愈多，以及它们的增益愈大，则能在更小的输入信号下得到完满的限幅和对寄生调幅的抑制。

上面已谈到，在电子管栅极电路内进行调整，会改变阴-栅间的空间电荷及动态输入电容。为了防止栅极中频谐振回路失谐，回路的电容必须选得足够大（50—100微微法）。这时，提高了中频放大系统的工作稳定度，得到线性的、对称的相位特性，因而减小了失真。但是，增大回路电容后，会减小放大级增益。所以，只有在有三级或四级中频放大级的收音机中才能采用增大回路电容的方法。

在只有两级中频放大级的收音机中，会出现这样一个比例检波器对寄生调幅的抑制作用降低，而中频放大器末级的栅极限幅作用尚未开始的信号电压范围。这时，为了抑制寄生调

幅，可以在中頻放大器末級电子管屏极回路上并联一个二极管 ($\Omega 2E$) 及 R_1C_1 网络(图 38)。

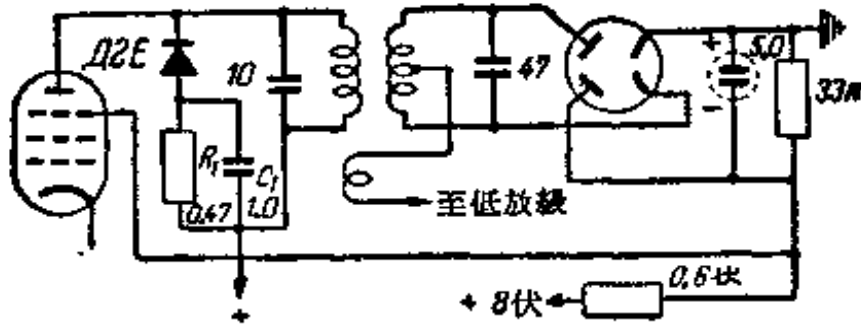


图 38 抑制調頻信号寄生調幅的电路

这个电路虽然稍为降低放大級增益，但在其它信号电平下也能改善对寄生調幅的抑制。这时，抑制寄生調幅的作用，是由于在輸入信号振幅迅速变化时回路的有功衰耗也跟着变化而产生的。随着輸入信号振幅的增长，通过二极管的电流也增加，但是在 R_1C_1 网络上用以使二极管截止的电压来不及变化。这时，对屏极諧振回路起旁路作用的双二极管电路，它的輸入阻抗减小，回路的有效品质因数降低，因而放大級的增益减小。当輸入信号振幅降低时，通过二极管的电流减小，但是由于 R_1C_1 网络的时間常数較大 (0.25 秒)，电容器来不及放电，所以二极管的偏压和阻抗仍然很大，整个网络的旁路作用就减小了。

因此，当輸入信号振幅迅速变化时，中頻放大器末級的增

益也随着变化，使得检波器輸入端的調頻信号电平保持稳定，这样就抑制了寄生調幅。

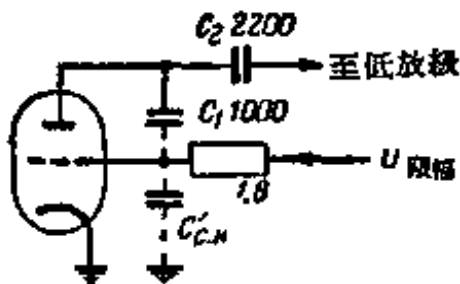


图 39 抑制超短波波段低頻噪声的电路

为了抑制在調收电台时的噪声以及提高接收弱信号时的信号干扰比，可采用图 39 的电路。

大家都知道，通过电子管屏

—栅极间电容 $C_{a.c}$ 的反馈会增加输入电容，增加的电容容量等于 $C_{a.c}(1+K)$ 。这里 K ——放大级的放大倍数。所以在三极管的屏栅极之间接入一个电容量为 1000 微微法的电容器 C_1 ，这相当于大大增加了输入电容 $C'_{c.k}$ 。三极管的控制栅经电容器 C_2 接到中频放大器末级电子管的栅极，或接到前置放大级电子管的屏极。当收音机输入端没有信号或者信号电平很低时，这三极管的增益最大，而电容 $C'_{c.k}$ 约等于 10000 微微法。电容器 C_2 对高频而言，实际上可认为是接地的，这个电容器可显著地降低噪声。随着信号电压的增加，限幅电压也增加，增益及 $C'_{c.k}$ 值即减小。当信号很强时，这个电路便不起作用了。

这个电路一般利用调谐指示管的三极管部分或其它复合管的三极管部分。

在比例检波器的电解电容器（图38）上加一个正偏压，也可以改善对噪声的抑制。这时，二极管导电，对谐振回路的旁路作用骤增，因而听不见噪声和弱信号了。信号增强后，电解电容器上的负电位抵消了初始的正偏压，使比例检波器建立正常的工作状态。

第四章 低频放大器及收音系统

12. 超线性放大器

在进一步改善收音机及收音设备的整个工作中，特别重视低频放大器及收音系统的改进。这些部件，既要放调幅及调频广播，又要放唱片及录音。随着超短波调频广播不断地发展，以及录音质量显著地提高，大大提高了对低频系统及收音系统的要求。

旧式产品在低频放大器及扬声器方面有哪些主要的缺点呢？首先是有很大的频率失真、非线性失真及交叉调制失真^①（后者虽然显著降低放音质量，但一般不予以计量）。很大的放音失真，会缩小动态范围。最后，与自然的、原来的音乐声音相比，通过电声系统放出的音乐将晦涩得多，这是由于放音音源具有“点”特性的缘故。

多年来生产的收音机和放音设备都有上述的全部缺点，以致于我们的耳朵对这些缺点差不多已成习惯，有时甚至不能感觉到它们的存在。有很多无线电听众的音乐听觉逐渐被这类失真的声音降低了，这一事实证明上述结论是正确的。

不断提高放音质量的努力，使近几年提出的一系列电路和结构新方案，能够在很大程度上消除上述的缺点而获得很大的效果。

把收音机低频系统的非线性及交叉调制失真降低到不能觉察的程度，最有效的措施是在低频放大器中采用超线性电路、

无变压器电路以及双频道电路。

超线性电路或“超线性放大器”，是指低频放大器末级的一种特殊电路。图40所示为推挽式末级的超线性电路。实质上，这是一个有本级负反馈的电路，但其负反馈加到帘栅极电路，而不是象通常那样加到输入电路。由于帘栅特性曲线是弯曲的，这个负反馈具有非线性。

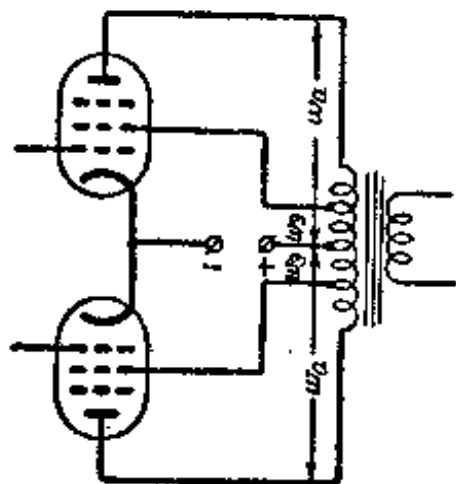


图 40 超线性工作状态的推挽式末级电路

^① 交叉调制失真，一般来说，是非线性失真的一种特殊情况。

反饋量決定于綫圈 w_0 与 w_a 的匝數比值, w_0 是輸出變壓器初級綫圈中接帘柵極的抽頭到中心抽頭間的綫匝, w_a 是輸出變壓器初級綫圈的一半綫匝。從圖中可看出, 當 $\frac{w_0}{w_a} = 0$ 時, 就變成一般的五極管末級電路, 具有很大的輸出功率和輸出阻抗, 以及比較大的非綫性失真系數。如果 $\frac{w_0}{w_a} = 1$, 就變成三極管末級電路, 輸出功率大為降低, 但非綫性失真系數及輸出阻抗很小。降低末級的輸出阻抗, 可以加大揚聲器運動系統固有振蕩的阻尼。這種固有振蕩, 會使低音失真并模糊不清。

接成五極管電路時, 帘柵極的交流電位等于零, 而接成三極管電路時, 帘柵極的電位与屏極的電位相同。看起來, 可以在輸出變壓器初級綫圈選擇一個適當的點与帘柵極連接, 使電路兼有三極管及五極管工作狀態的優點。從圖 41 的曲綫可以看出, 在 $x = \left(\frac{w_0}{w_a}\right)^2$ 的數值較小時, 輸出功率及效率隨 x 的增

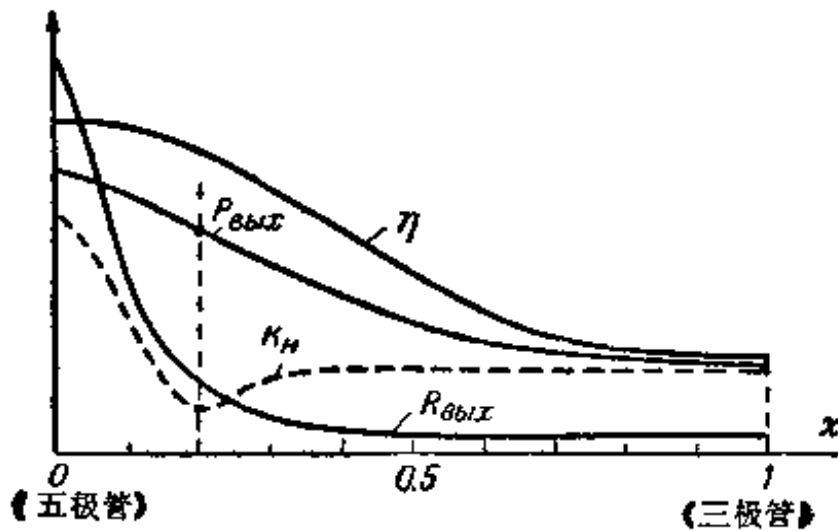


圖 41 非綫性失真系數 K_H 、輸出功率 $P_{\text{вых}}$ 、效率 η 及輸出阻抗 $R_{\text{вых}}$ 与速接系數 $x = \left(\frac{w_0}{w_a}\right)^2$ 的關係曲綫

加而緩慢地減小，但輸出阻抗及非綫性失真系數却下降很快。

用實驗的方法，曾經證明在 x 為某一最佳值時（這一最佳值與電子管型號有關），非綫性失真系數有一個顯著的最小值，並且比三極管電路的還要小很多。從這一點來說，不能認為超綫性電路只是三極管電路與五極管電路的折衷電路。

在這個電路中使非綫性失真系數降低的原因，還沒有完全弄清楚。但是，用理論分析可證明，如果適當選擇負反饋，則能消除三次諧波。考慮到在推挽電路內沒有偶次諧波（或偶次諧波極小），就不難了解有帘柵負反饋的推挽電路的“超綫性效應”了。

6Π3C 型及 6Π14Π 型電子管的 x 最佳值為 $x \approx 0.2$ ，即 $w_s = 0.45w_a$ ；6Π6C 型及 6Π1Π 型的 x 最佳值為 $x \approx 0.05$ 。

大家都知道，利用一般的負反饋也能減小失真及輸出阻抗。但是，這種負反饋的深度不能任意選得很大，否則有自激的危險（由於在通頻帶邊緣頻率時產生的相移，負反饋可能變成正反饋）。此外，在相同的增益損失下，超綫性電路的非綫性失真比一般負反饋電路的小，並且這個差值也是在 $x \approx 0.2$ （6Π14Π 型等電子管）時為最大，約為 10—20%。同時，超綫性電路比一般負反饋電路還有一個優點，即不需要任何附加元件（只需要在輸出變壓器初級作兩個抽頭）。

在超綫性電路內，必須特別注意的是輸出變壓器的結構。與在其它電路中的情況一樣，這裡也要求漏感和分布電容尽可能小，因為漏感和分布電容會產生頻率失真和有害的相移。但是，除此以外，超綫性電路對輸出變壓器繞圈的不对称非常敏感。繞圈不对称，會大大增加高頻時的非綫性失真。因為，繞圈如不对称，漏感和分布電容也就不同，在推挽級的兩臂內屏壓與帘柵壓間的相移便不相等；這時兩臂的屏流偶次諧波不能

完全抵消，超綫性电路的优点也就沒有了。根据同样的理由，超綫性末級比一般的五极管电路更容易受电子管参数差异的影响。

輸出变压器正确的装置方式示于图42。初級綫圈 I 分成兩組，次級綫圈 II 分成三組間插在兩組初級綫圈之間及最外兩邊。在初級綫圈的兩組中，帘柵綫圈与屏极綫圈的匝数比应相等。仔細地裝制輸出变压器，还可以把超綫性电路的頻率特性向高频方面大大扩展。加至帘柵极的負反饋电压，也可以不取自初級綫圈，而在輸出变压器中另裝置一个反饋綫圈。

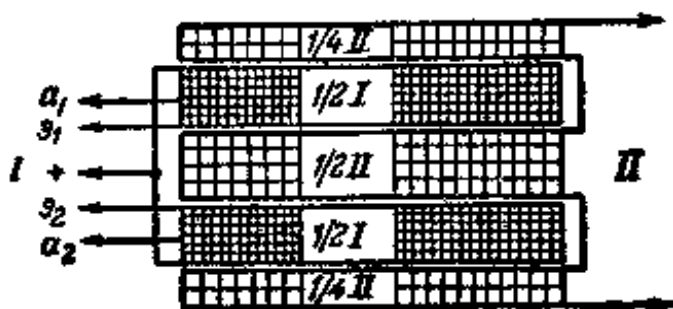


图 42 超綫性电路輸出变压器綫圈的配置

上面已談过，超綫性电路的效果在推挽放大末級中特別显

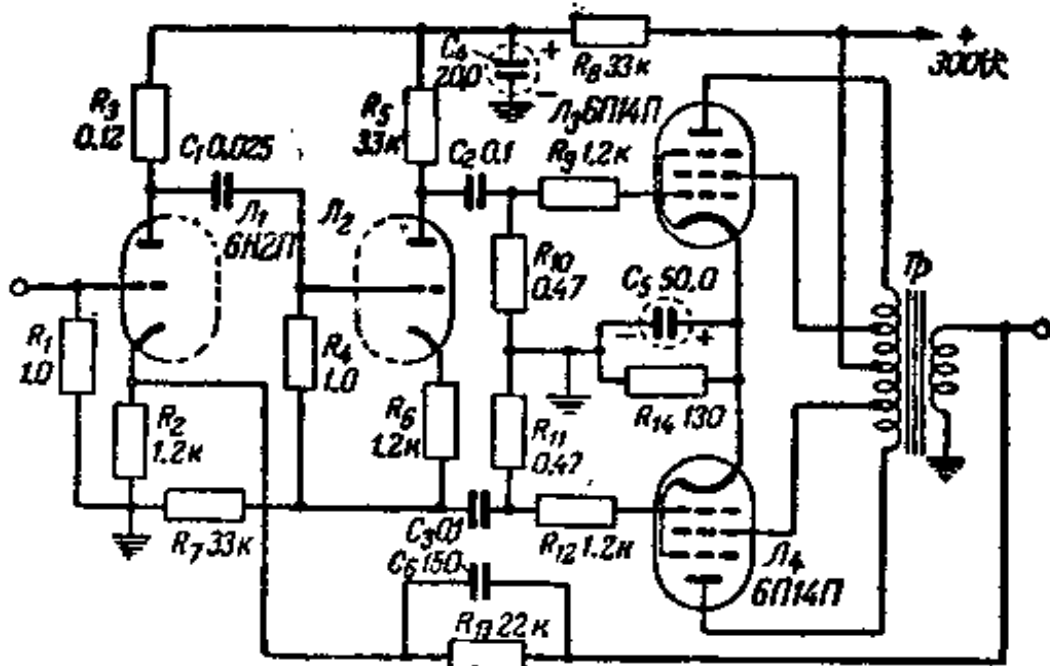


图 43 有超綫性末級的低頻放大器电路

著，因为这里沒有偶次諧波。但是，即使在单臂末級中，采用超綫性电路也可得到良好的結果。例如，在“拉脫維亞”“沙克塔”等牌子的电唱收音机中，就采用这样的电路。

建議在超綫性电路中再采用另外的深度較小的負反饋。图43所示的推挽式末級电路，輸出功率达12瓦，而这时非綫性失真系数不大于0.5%。輸出变压器 T_p 的鉄心采用III-19型硅鋼片，叠厚30毫米。初級綫圈的总匝数为4000匝，用直径0.18毫米的漆包綫繞制，离中点两边860匝处抽两个头。次級綫圈用直径0.83毫米的漆包綫繞176匝，負載为15欧。

13. 无变压器的末級电路

无变压器的末級电路是低頻技术方面的一項重要的新成就。

大家都知道，低頻放大器的非綫性失真和頻率失真首先决定于末級。采用推挽式末級电路，可以大大降低非綫性失真电平，但是这时却仍有主要的失真源——輸出变压器。

輸出变压器限制了放大器的輸出頻率范围。如果变压器初級綫圈的电感量不够大，則頻率特性在低頻部分将变坏。增加初級电感量后，則漏感又会增加，因而頻率特性在高頻部分又会低落。其次，由于变压器鉄心的磁化曲綫是非綫性的（鉄心的导磁率随通过它的綫圈的电流大小而变化），会产生非綫性失真。低頻信号电平較高，所以这种非綫性失真首先影响低頻信号。由于漏感和匝間电容产生的推挽級两臂的不对称，会使高頻信号产生非綫性失真。最后，变压器綫圈和鉄心中的損耗，降低了放大器的效率。

失真很小的輸出变压器，是很复杂、昂貴的元件。而可能减小所有失真的負反饋的深度，又受輸出变压器(及其它元件)

在通頻帶邊緣頻率產生的相移的限制，有自激的危險。因此，十分明顯，最好不採用輸出變壓器。在這方面的努力，幾年前已取得了一些優良的成果。

改用直接把揚聲器接到末級電子管的電路，必須解決一系列的問題。最主要的一個問題，是如何使放大器輸出與揚聲器低阻抗音圈匹配。在輸出級採用幾個電子管並聯的方法，可以得到這種匹配，但是費用太大。另外一種匹配方法，是採用陰極輸出器。但是，實際上這種方法也是不合適的，因為效率太低。此外，在這兩種方案中，都要求較大的整流電流，因而使收音機電源部分複雜化。

另外一些必須解決的問題是：推挽級兩臂間的耦合問題；屏極直流電壓電路與放大器負載的分隔問題；從對稱的推挽放大器輸出端轉換到非對稱的揚聲器電路（有接地點）的問題。

根據一般的推挽電路，很容易分析無變壓器電路的基本特點。從推挽電路(圖 44, a) 可知，它是兩個單獨的交流電壓源。這兩個電源只是在輸出端才通過輸出變壓器的磁通相互耦合起來。如果取消輸出變壓器，推挽級兩臂輸出端的耦合問題，只要把屏壓電源與負載電阻交換位置（如圖 44, b 所示），就很簡

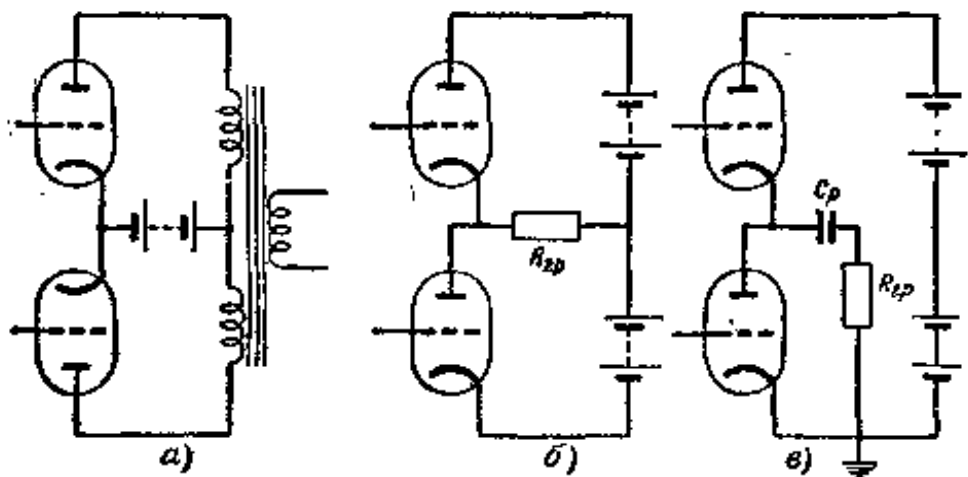


圖 44 從推挽式末級向無變壓器式末級的過渡

单地解决了。为了使两臂的输出电压相位相反，下面一个电子管的连接极性要反过来。这时两个电子管工作于共同的负载电阻 R_{rp} 。

为了分隔负载电阻上的直流电压与交流电压，可以接入一个电容器 C_p ，如图 44, θ 所示。在这个图中，还可以看出接地的方式。由于两臂对交流电流而言是并联的，所以匹配所需的负载电阻较小，只等于一般推挽电路所需的 $\frac{1}{4}$ ，因为一般推挽电路两臂是串联的。

进一步降低输出阻抗的方法，是采用内阻小的电子管和电压负反馈。如果生产高音圈阻抗的扬声器（用直径 0.04—0.05 毫米的漆包线绕制音圈，匝数增多），以及把几个扬声器串联起来，则放大器输出与负载的匹配问题可以完全解决。

在图 45 中，画出了一个实际的无变压器推挽末级电路。低频电压从剖相式倒相级加到末级的两个电子管。这样，就解决了对未接地的电子管 J_1 加低频电压的困难。两个末级管的直

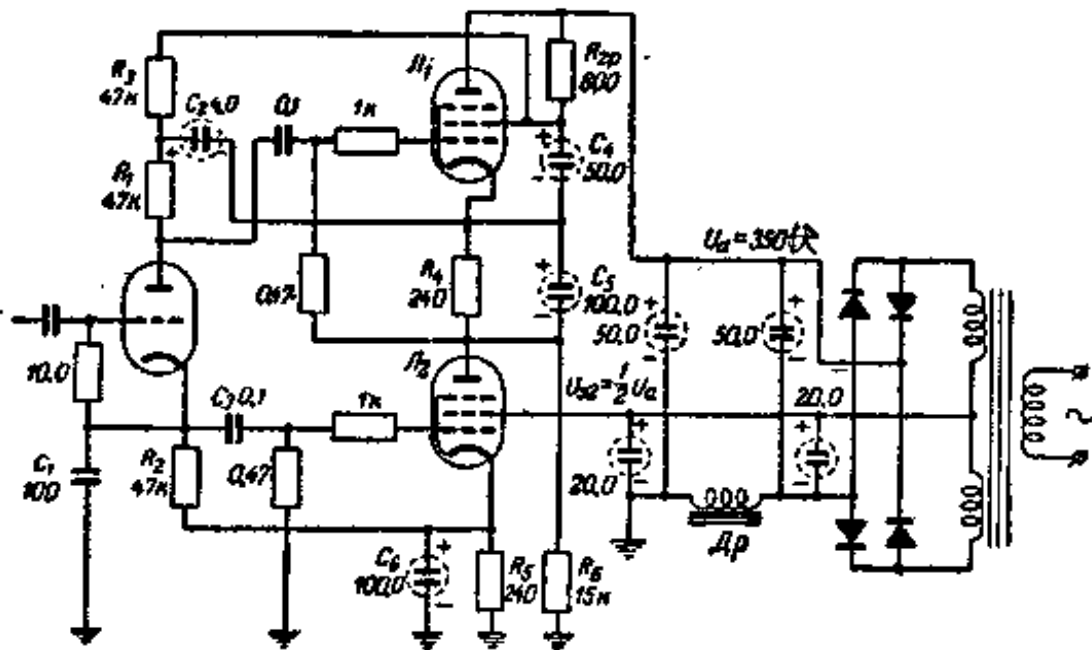


图 45 有倒相器及整流器的无变压器推挽式末级电路

流电路是串联的。电子管 J_1 的屏流小于电子管 J_2 的屏流(后者等于电子管 J_1 的阴极电流)。

为了均衡这两个屏流,并建立相同的工作点,在电子管 J_2 上并联一个电阻 R_6 。对交流电流而言, R_6 与负载电阻 R_{rp} 并联,但 R_6 阻值很大,几乎不消耗有益功率。电子管 J_1 的阴极的电位,等于屏极电源电压 U_a 的一半与输出交流电压之和。因此,当灯丝接地时,必须检查这个电位是否超过对阴极与灯丝间规定的电压。

为了充分利用末级五极管的功率,要求帘栅极的直流电位等于电子管屏极的电位,而帘栅极的交流电位要等于阴极电位。电子管 J_2 的帘栅极的电源电压应为 $U_a/2$,并且不希望通过大数值的降压电阻来供给这个电压。因为,帘栅极电流随输入电压而变化,如果接入阻值大的降压电阻,帘栅压将随着输入电压而显著变化,使电路不对称,并产生失真。

解决这个问题的较好的方案,是直接由低阻抗桥式整流器供给电子管 J_2 的帘栅压。这时,需要增加两个滤波电容器,而滤波器的扼流圈必须接在负线上(从图中可看出,帘栅电流不能通过接到电子管 J_1 的正线)。

至于电子管 J_1 的帘栅电源,这里要求在电阻 R_{s1} 上的电压降达到最小值(电阻 R_{s1} 与帘栅—阴极段构成一个分压器,接到这个分压器的电压只为电源电压的一半,即 $U_a/2$,而电子管 J_2 的类似分压器上的电压等于整个电源电压,即 U_a)。因此,加到 J_1 管帘栅极的电压只经过一个低欧姆负载电阻(扬声器音圈),这样,当帘栅电流随输入信号而变化时,帘栅压能保持足够的稳定度。为了防止音圈与磁铁系统间击穿,扬声器架也应接到屏压电源正极。帘栅电流较小(8—10毫安),不会使扬声器的工作变坏。

如果从安全出发，不希望扬声器架接到屏极电路，那末帘栅压可通过一个不大的小功率扼流圈取得（扼流圈电感量约5亨，要求不旁路扬声器）。这时，扬声器通过隔直流电容器接入，如图44,6所示。

在这个电路中，通频带上限频率主要决定于与高欧姆电阻 R_1 及 R_2 并联的杂散电容。这时，与电阻 R_1 并联的寄生电容有效值大于电阻 R_2 并联的寄生电容，因此，为了均衡高频时的激励电压，接入了一个校正电容器 C_1 。为了向高频方面展宽通频带，电阻 R_1 及 R_2 必须减小。

通频带的下限频率决定于级间耦合电容器及帘栅极至阴极的旁路电容器。级间耦合电容器不难选得足够大，以保证频率特性在极低频率时仍很均匀。

由于把电阻 R_1 及 R_2 直接接到输出电子管的阴极，所以输入信号电压数值能不受电容器 C_5 及 C_6 的影响。

两末级电子管控制栅电路内接入的电阻（1千欧），用以防止在很高频率时产生自激。

上面已谈到，在无变压器式末级中采用低内阻及低屏压的

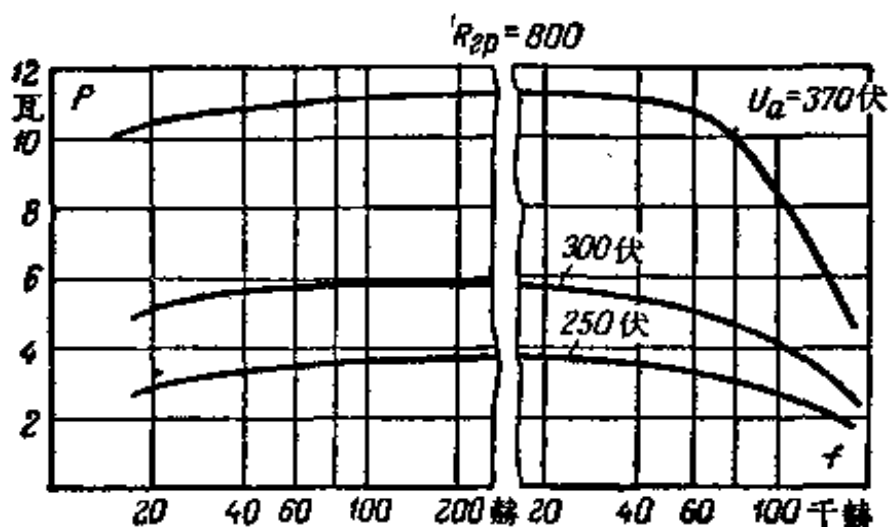


图 46 最大输出功率 p 与信号频率 f 的关系曲线

电子管（西欧的 EL86 型或国产的 6Π18Π 型）。

采用低屏压的特殊电子管，是由于末级两个电子管对直流电流而言是串联的，要求电源供给两倍的屏压（这两个电子管上屏压的分配，正比于它们的直流电阻）。而一般产生 500—600 伏的整流电压比较困难，所以在无变压器电路中限制屏压为 100—170 伏。

无变压器电路的显著技术优点，是无可争辩的。图 46 画出了在扬声器端子上的最大输出功率与频率的关系曲线（输出信号的最大容许功率相应于电子管 J_2 的栅流为 0.3 微安）。这个曲线与增益频率曲线不同，后者是在较小的输出功率及固定的输入电压下测得的。可以看出，能达到最大功率的频率范围从 70 赫延伸到 30 千赫，而在有输出变压器的推挽电路中，这个频率范围要窄得多。因此，能够放出良好的低音，而不需要通常为此采用的负反馈。这个电路的非线性失真系数不到一般 AB 类推挽放大级的 $\frac{1}{2}$ ，而交叉调制失真不到 $\frac{2}{8}$ 。并且，与一般电路不同，它在频率范围边缘的失真增加极小，这一优点是很重要的。

必须指出，失真电平在很大程度上决定于电阻 R_0 。这个电阻的选择，必须使通过它的电流等于电子管 J_1 的帘栅电流。后者又随输入信号电平而变，因此，两个电子管只有在某一电平时才能建立完全相同的工作状态。

负载电阻 $R_{rp} = 800$ 欧，能保证 6Π18Π 型电子管的输出功率最大。如要取得最小的非线性失真系数，负载电阻 R_{rp} 应选为 1000 欧。当输出功率为 1 瓦时，这个放大器的输出阻抗为 3.5 千欧，而当输出功率为 13 瓦时，它的输出阻抗为 1.3 千欧。如果考虑到在激励电压正半周时电子管的内阻骤减，而另一个电子管在较大的负栅压下内阻增加较慢，就不难了解输

出阻抗随功率的增加而降低的原因了。因为，两个电子管对交流而言是并联的，总输出阻抗由较小内阻的电子管决定。

由于电阻 R_0 有损耗及电子管屏压低，这个电路的效率比用一般电子管的推挽末级的低。

还必须指出，在图 45 中有一个负反馈（一部分输出电压经由 R_1 、倒相管的 R' 及 R_2 组成的分压器加到末级电子管 J_1 的控制栅）。这个负反馈能使非线性失真稍有降低，并且显著地减小了放大器阻抗。但是，从另一面来看，当输出交流电压为峰值时，倒相器屏压降低很多，这个负反馈可能增加失真。为了避免这类失真，直流屏压应远大于交流电压峰值，因此倒相器屏极电路接上电源的全部电压 U_a （接到电子管 J_1 的帘栅极）。

网络 $R_3 C_2$ 滤除电容器 C_2 上频率极低的残余交流电压。

如果把倒相管屏极电路接到电子管 J_1 的屏极，那末全部的输出电压将在网络 $R_3 C_2$ 中产生较大的电流，因而在低频时可能使激励电压不对称（ C_2 上的电压降与负载电阻 R_1 上的电压相加）。

图 45 的电路需要较多的费用，所以只在高级收音机中采用。为了节省费用，设计了一种简化的无变压器式末级电路，适合在较低级的收音机中采用。

基本的简化方法，是取消倒相管。这时，低频电压直接加

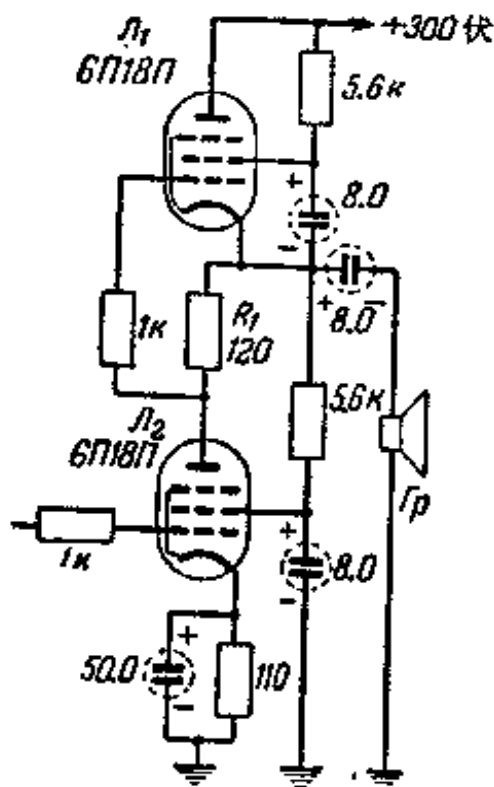


图 47 简化的无变压器式末级的电路，帘栅电源通过电阻取得

到末級电子管 J_2 ，而加到电子管 J_1 的低頻电压，則取自电子管 J_2 的屏路电阻（見图 47）。这样的电路設計原理，对一般的推挽电路不适用，因为在通頻带边缘頻率时会增加偶次諧波（輸出变压器的阻抗不能保証激励电压相位相反）。但是，在无变压器式末級中采用这样的电路也有不少困难。电子管 J_2 必須工作于 A 类放大状态，以便保証 J_1 得到足够的輸入电压。另一个困难，是加到电子管 J_1 的电压，早已被电子管 J_2 失真。这时，电子管 J_1 由于本身非綫性失真产生的偶次諧波，与由于輸入电压波形失真而产生的偶次諧波，将相互抵消。結果在負載中只有电子管 J_2 的偶次諧波通过。

为了避免增加輸出电压中的偶次諧波，并保証它們能相互抵消，可以利用在电子管 J_1 中增加失真的各种方法，使电子管 J_1 的非綫性失真不至于完全被輸入电压波形失真抵消。

可以在电子管 J_1 輸入端加上大于电子管 J_2 輸入电压的电压，但是这时电子管 J_1 将提前过負荷，因而减小能够得到的最大功率。去掉阴极电阻并联的电容器，加入一个电流負反饋，可以使电子管 J_2 的失真比电子管 J_1 的失真多减少一倍，这样可使輸出电压中的偶次諧波相互抵消。但是，这个方法要求增加輸入电压，因而使电子管 J_1 的内阻增大（后者不仅减小对揚声器諧振的衰减作用，而且会增加奇次諧波）。

实际上采用第三个方法——把电子管 J_1 的工作点选在屏柵特性曲綫比較弯曲的部分，即把它向 AB 类放大的工作状态移动。很明显，只有在某一激励电压值时，才可能完全抵消輸出电压中的偶次諧波。研究証明，在輸入电压很大时，失真与工作点的选择关系不大，所以选择工作点时应在不大的輸入信号下取得最小的失真。电阻 R_1 为 120 欧，它既决定工作点，又决定輸入信号大小，但一般是根据最小失真的要求来选择的。

由于电子管 J_1 有电流负反馈（阴极电阻未接旁路电容器），所以它的输入电压要为电子管 J_2 的输入电压的 1.5 倍左右。

在这种情况下，不需要接入图 45 中的电阻 R_0 ，因为，电子管 J_1 的阴极电流由于大负偏压而减小，已差不多等于电子管 J_2 的屏流。

改变帘栅电源电路，可以进一步简化图 45 的电路。但是，把五极管接成三极管的所有方案，由于功率损失太大，不能保证得到比一般单臂电路更多的优点。

与有变压器的单臂电路相比，简化的无变压器放大级能在较小的非线性失真系数下得到双倍的输出功率。

这个电路在频率为 1 千赫时其输出功率为 1 瓦时的频率特性曲线示于图 48。这个曲线的直线性范围很宽；没有负反馈时，25 赫的输出只下降 3 分贝。加了负反馈后，由于没有变压器相移，新电路的稳定性更好。

如果考虑到节省的输出变压器的费用等于增加的输出电子管的费用，那末在简化的无变压器电路中只是增加了几只电解电容器，就取得了单臂末级所没有的上述的优点（较小的非线性失真和交叉调制失真，较宽的有效放音频带，以及由于末级输出阻抗低而增加的对扬声器谐振的衰减作用）。

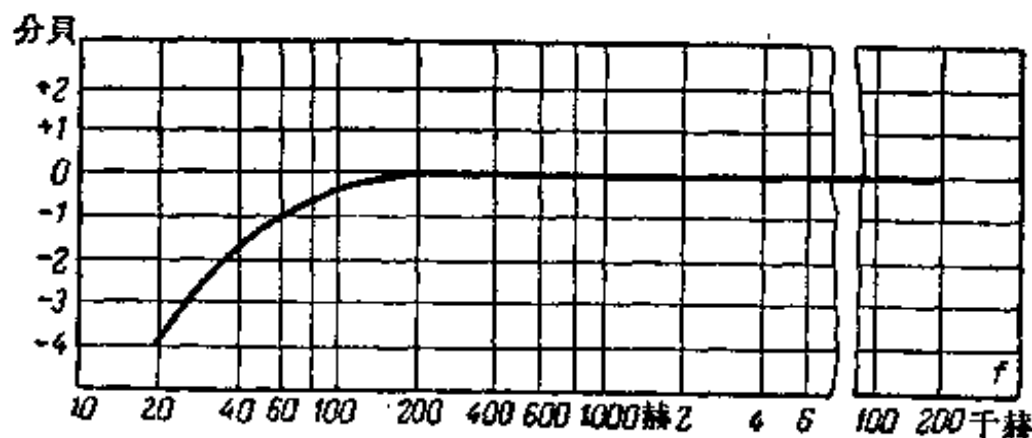


图 48: 无变压器放大级的频率特性

14. 分頻帶電路

有很多電路方案，可用來分別放大和放出低音與高音。各種分頻帶（雙頻道或多頻道）電路的作用，也不完全相同。首先，它能夠減小交叉調制失真。這種失真是由於放大系統和放聲設備具有非線特性，使低音頻電壓在高電平時對高音頻電壓產生調制作用而造成的。結果，產生組合波，使聲音不悅耳。

此外，在立體聲系統中必須分別產生高音頻和低音頻，並且，這樣分隔頻帶後，可以大大擴展有效放音頻率範圍。因為，只有一個揚聲器不可能得到從 40—60 赫至 15000—18000 赫這樣寬的放音頻率範圍。

通常，為了獲得立體聲效果及擴展放音頻帶，只需在末級輸出端接入分隔濾波器（圖 49）。在這個電路中，低頻電壓在共同的支路中放大，而利用電容器 C_{12} 及兩個輸出變壓器來分

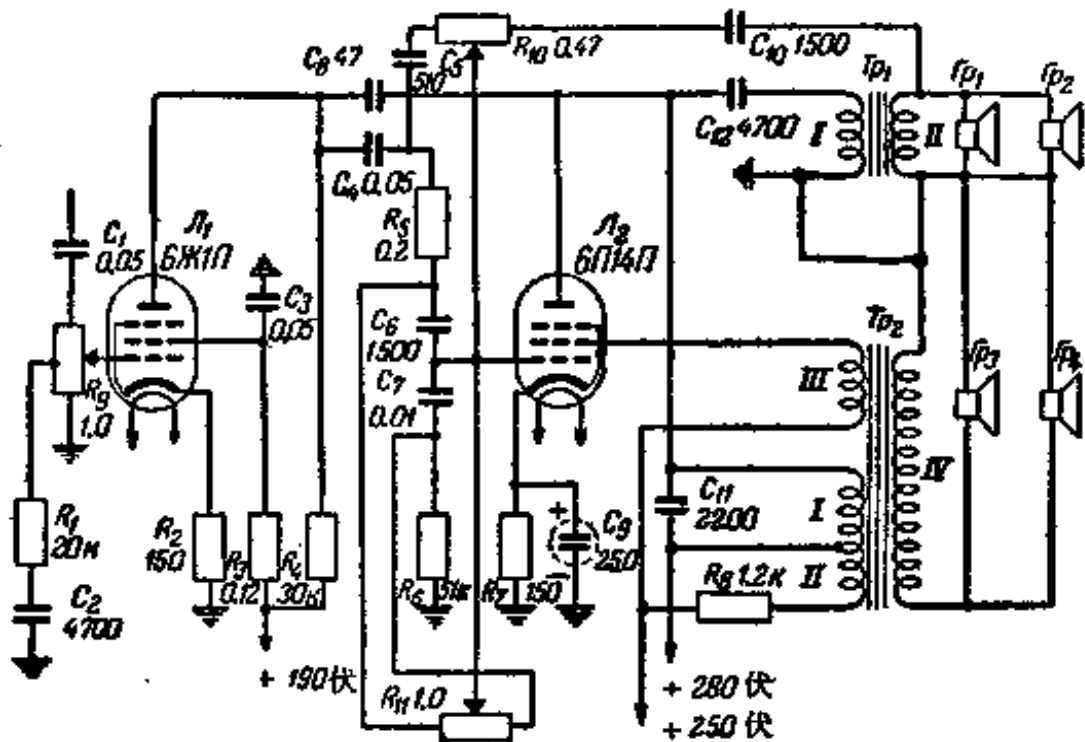


圖 49 “拉脫維亞”牌電唱收音機的低頻放大器電路

隔頻帶。高音頻輸出變壓器 Tp_1 經電容器 C_{12} 接到末級電子管 Λ_2 的屏極。 C_{12} 的電容量應選擇得與變壓器繞圈電感串聯諧振於 3000—4000 赫。這時，低於 1000 赫的電壓主要降落在電容器 C_{12} 上，而更高頻率的電壓則降落在變壓器 Tp_1 的繞圈上。

因為高音頻變壓器不應當通過低音頻，所以它的初級繞圈 I 的電感，以及它的鐵心尺寸，可以做得很小。由於鐵心尺寸小，減小了變壓器的漏感，從而提高了高音頻的放送效果。

變壓器 Tp_1 的鐵心用 III-9 型硅鋼片疊制，疊厚 12 毫米。繞圈 I 用直徑 0.12 毫米的漆包線繞 2000 匝，繞圈 II 用直徑 0.51 毫米的漆包線繞 23 匝。 Γp_1 及 Γp_2 用 1ГД-1ВЭФ 型高音揚聲器。

圖 49 電路中的分隔電容器 C_{12} ，不僅用來分隔頻帶，而且保護小功率高音揚聲器不致過負荷。如果沒有這個電容器，那末一部分低音頻功率便進入高音揚聲器，由於高音揚聲器不能有效地放出低音，這部分功率便白白損耗掉，並且會使揚聲器過負荷，因而非線性及交叉調制失真劇烈增加。

相反，要使低音頻輸出變壓器 Tp_2 有效地傳輸低音頻，它的初級電感必須很大，但結構可以比單頻道寬頻帶變壓器簡單。變壓器初級繞圈並聯一個電容器 C_{11} ，它用來濾除高音頻。可以看出，末級是按超線性電路設計的。

變壓器 Tp_2 的鐵心用 III-16 型硅鋼片疊成，疊厚 24 毫米。繞圈 I 2900 匝，繞圈 II 90 匝，繞圈 III 580 匝，都用直徑 0.8 毫米的漆包線繞制；繞圈 IV 用直徑 0.8 毫米的漆包線繞 40 匝。 Γp_3 及 Γp_4 用 2ГД-8 ВЭФ 型揚聲器。

末級電子管輸入端的頻率響應網絡，用來根據低音調來調整音色。電位器 R_{10} 的滑臂移到圖中最右面的位置時低音將降落；而移到最左面位置時，低音將提升。高音調利用差動電路

調節。电位器 R_{11} 滑臂移到图中右面位置时高音降落，而移到左面位置时，高音提升。經過 C_6 的負反饋使高音再次降落。不論是低音調，或者是高音調，調整范围都达 12—16 分貝。

放大器輸入端有帶音調补偿网络的音量控制器。前置放大級有电流負反饋。

为了节省高频輸出变压器，可以在主輸出变压器次級电路內进行分頻（图 50）。用两个同极串連（即一个电容器的負极接另一电容器的負极）的电解电容器（例如 ΘM 型）作分隔电容器。采用电解电容器的原因，是由于負載阻抗低，需要比上一电路大很多倍的电容量。在这个电路中，輸出变压器 Tp 的綫圈 III 专作負反饋用，改变这个負反饋电压，可調整高音調。

从輸出变压器次級綫圈取得的一部分电压，送到末級电子管的阴极电路，作为負反饋，它与頻率无关。

輸出变压器鉄心用 III-16 型硅鋼片叠制，叠厚 24 毫米。圈 I 为 2900 匝，綫圈 II 为 90 匝，綫圈 III 为 250 匝，都用直径 0.12 毫米的漆包綫繞制；綫圈 IV 50 匝，綫圈 V 为 35 匝，用直径 0.8 毫米的漆包綫繞制。

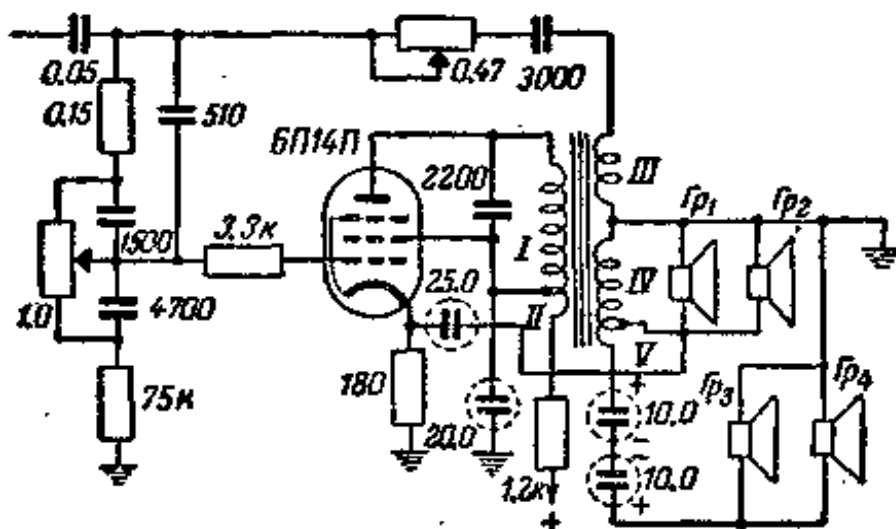


图 50 在輸出变压器次級电路中分頻的低頻放大器电路

如果在单頻道放大器輸出端分頻，那末交叉調制失真將很大，这是由于一方面在末級会产生这种失真，另一方面負載本身也会因分隔不完全而产生这种失真。在放大器輸入端进行頻带分隔，結果可大为改善。这种放大器，一般叫做双頻道低頻放大器（必須指出，单耳放音系統的双頻道电路不同于立体声双頻道电路）。

高质量的双頻道放大器电路，示于图 51。在这个电路中，利用第一个前置放大級屏路中的 RC 滤波器来分隔頻带。分隔界限，根据实验結果，确定为 800 赫，这时交叉調制失真最小。

低音頻道推挽末級的最大輸出功率为 8 瓦（基音功率主要分布在低音頻部分），而高音頻道的最大輸出功率为 3 瓦。为得到这些輸出功率所需要的輸入电压約 200 毫伏。

这个放大器在最大輸出功率时的交叉調制失真系数，甚至在沒有負反饋的情况下，也不大于 1%，而在单頻道放大器中交叉調制失真要大得多（交叉調制失真系数約 15%）。

必須指出，双頻道放大器还有一个优点，即能利用改变每个通道的增益的方法，簡單而有效地調整音調。

业余无綫电爱好者可能对图 52 的电路有很大的兴趣。在这个电路中，用一个推挽末級来分別放大及放送两个不同的信号。例如，在上述电路方案中的这两种不同信号就是高音頻与低音頻。

低頻放大电路的一部分，包括分隔滤波器和低頻电压倒相器，在图 52 中沒有画出。倒相器輸出的低音頻电压，以相反的相位加到前置推挽放大級的两臂，放大后进入推挽末級的輸入端，按一般方式用揚声器 Γp_1 放出低音。

高音頻电压加在电位器 R_2 上，随后用两級前置放大器放

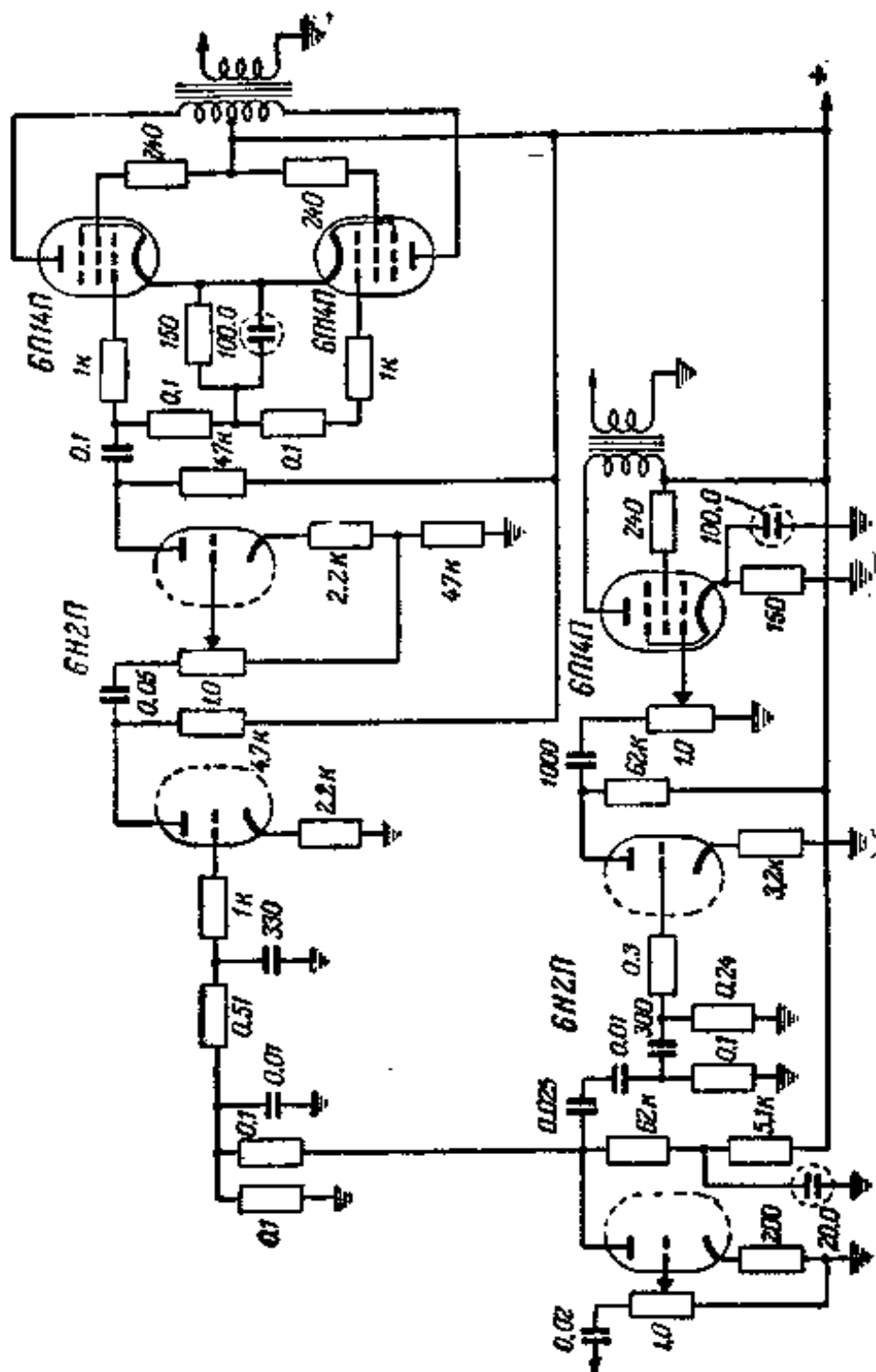


图 51 高质量双频道低频放大器电路

大。放大后的电压经过电容器 C_1 加到前置推挽放大级的输入端，降落在电阻 R_1 上的部分电压，则以相同相位加在两个电子管的输入端。因此，屏流的高音成分在推挽变压器 Tp_1 中相互抵消，而在输出变压器 Tp_2 中则相加，使扬声器 Γp_2 放出高音。

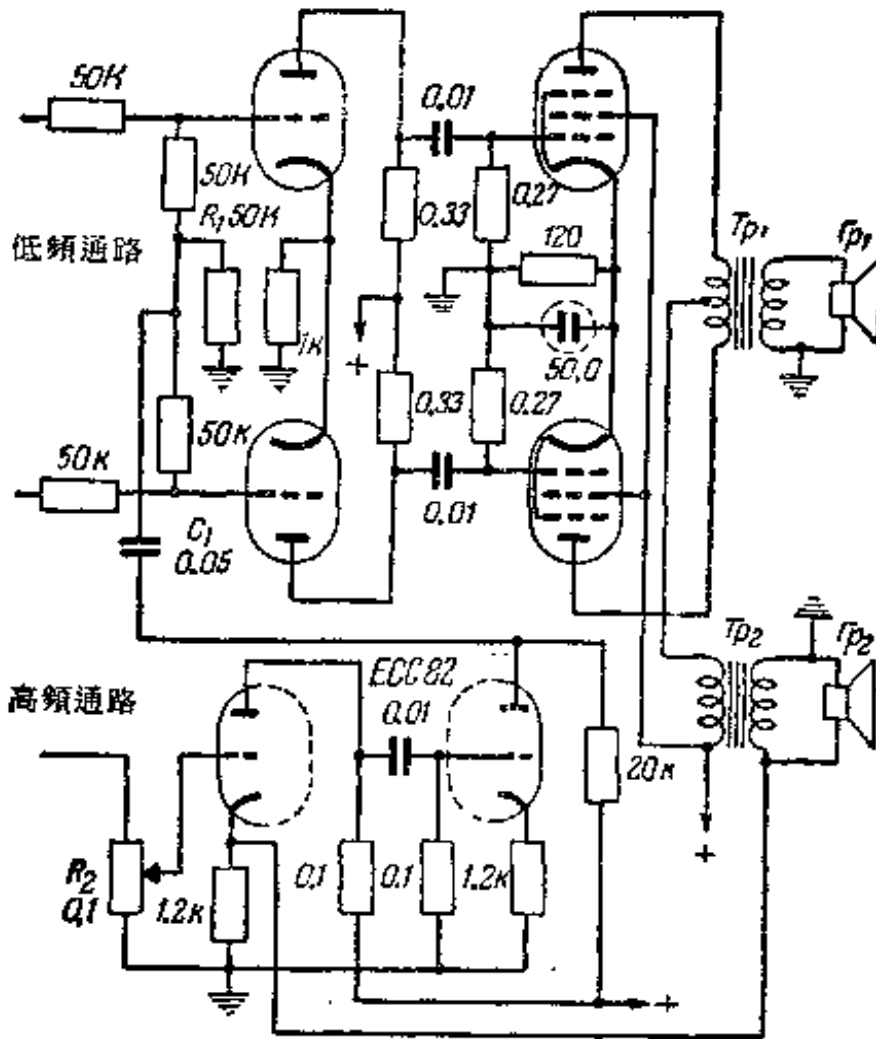


图 52 用一个推挽末级的双频道电路

这种双频道放大及放音电路，也可以作其它用途，例如用在简单的立体声设备中。

一般说来，双频道放大器的非线性失真系数，并不比单频道电路的小。但是，综合不同的电路设计，可提高放音质量。

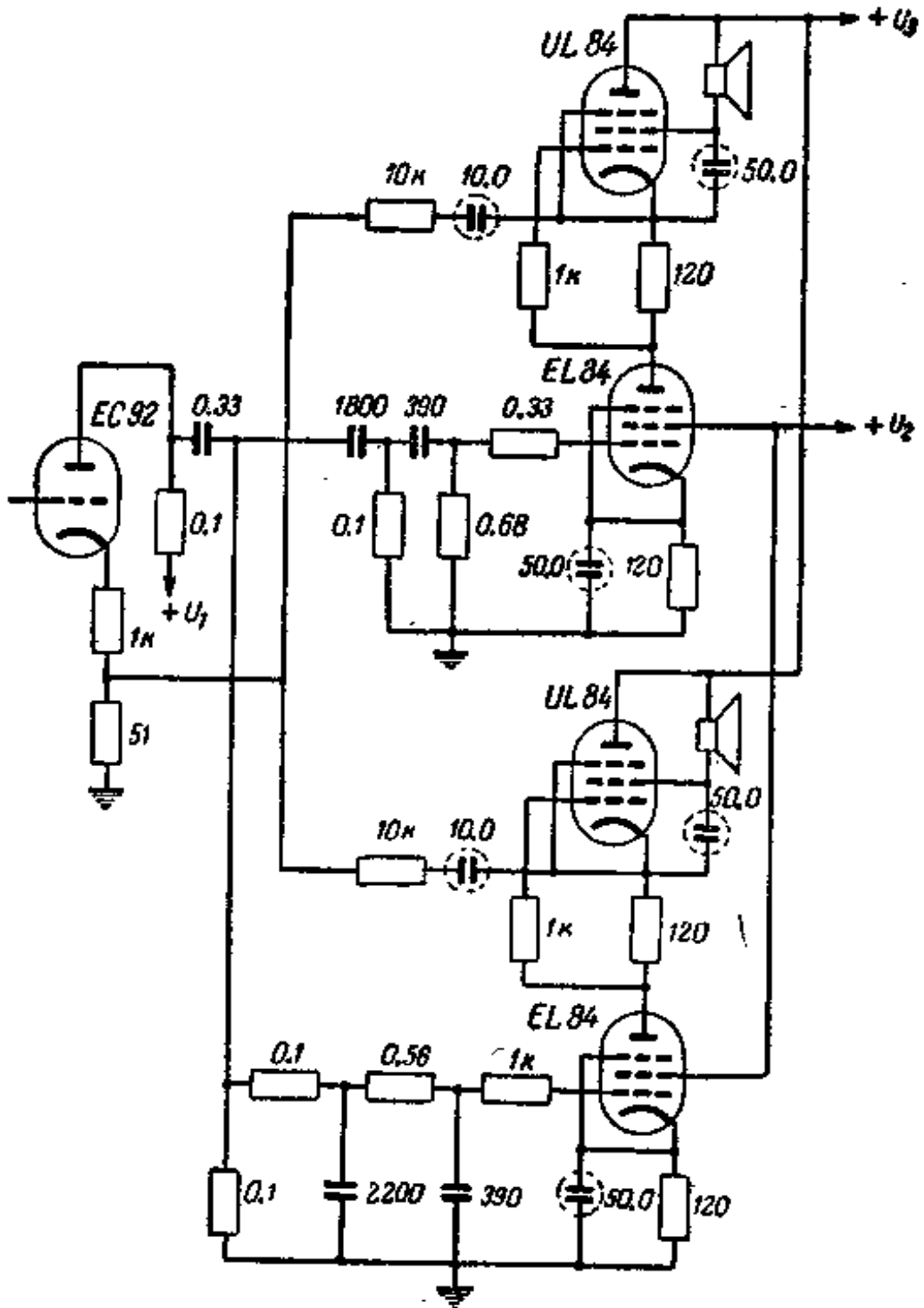


图 53 采用无变压器式末级的双频道电路

图 53 是高质量的、采用无变压器式末级的双频道放大器电路。这里，用高音频及低音频滤波器在前置放大级的屏路中进行频道分隔。为了降低非线性失真电平，从两个频道的输出端把一个不随频率变化的负反馈加到前置放大级的输入端。

15. 放音频率范围

大大扩展了频率范围，是近代收音机音质提高的重要因素之一。旧式收音机的放音频率范围，主要是决定于电路部分，并且不超过 4000—6500 赫。新式收音机中的有效放音频率从 40—60 赫到 10000—15000 赫以上，它的范围主要决定于放声系统。

从上述的一些电路中可以看出，目前的低频电路部分可以保证得到差不多任意宽的频带。扩展放声系统的有效放音频率范围反而成了更复杂的问题。

大家都知道，广播收音机的放声系统的频率特性，不仅决定于扬声器本身，而且决定于扬声器箱的声学参数。

采用有两个正面放置的扬声器的放声系统，可以大大提高低音的放音效果，并且能使中频部分的特性更均匀。此外，这种放声系统还可消除“卜卜”声，这种声音是扬声器箱空腔对 180—200 赫频率谐振时产生的。

在扬声器箱内不对称地安装扬声器，并且采用椭圆形纸盆的扬声器（它的长轴必须放在水平位置），可以减小声压频率特性的不均匀性。放声系统放送高音的效果，首先决定于扬声器本身。

我们早已知道，从要使扬声器能良好地放送高音的观点出发，对电动式扬声器纸盆提出的要求和从要使它良好地放出低音的观点所提出的要求是相互矛盾的。在近代收音机中，采

用独立的揚声器組（一般是兩組），分別放送聲音頻帶的一部分（劃分頻率在 2000—3000 赫之間），這個矛盾得到了較好的解決。

另一個較經濟的方案，是採用寬頻帶雙紙盆揚声器（例如 2ΓД-3 型及 4ΓД-1 型）。這種揚声器的大紙盆放送 8000 赫以下的聲音；而小紙盆放送從 6000 赫至 10000—12000 赫的聲音。

最近，正在討論是否需要放送超音頻。這裡指的超音頻是 15 千赫以上的、已超出聽覺範圍的頻率。

人的聽覺器官是一個非線性系統。大家都知道，例如，人耳能根據諧波判斷出它的基波。如果把放送的聲音中的 300 赫以下的所有頻率都削去，人耳仍能分辨出男聲（基頻 150 赫）與女聲（基頻 250 赫）。

交響樂隊的樂器，發出的聲音甚至超過 15 千赫。人耳雖然不能聽見這種超音頻聲音，但是後者在非線性的人耳器官內與其它頻率相互組成組合波，使聽眾產生一個符合作曲家設想的某一印象。很明顯，如果電聲系統不能放送這種超音頻，那末在放送音樂時，聲音就會顯得晦澀和失真。

根據這些觀念，作出了一個初看起來有些難以置信的結論。這就是說，小的、便宜的收音機和放大器不需要向超聲範圍擴展通頻帶，因為，它們有非線性失真，能產生大量的非線性的及組合的（交叉調制的）成分，在一定程度上補償了因沒有放送超音頻而產生的缺點。與此相反，昂貴的高保真設備（英文縮寫字 Hi-Fi 表示高保真），它的工作系統可以認為是線性的，所以為了保證聲音真正不失真，必須放送交響樂頻帶的超音頻部分。

在現代的廣播中，甚至在超短波波段，也不發送超過 15

千赫的音频。但是，有些唱片的录音频率范围已达 20 千赫。在这方面可能有进一步的发展。

16. 动态范围的调整

声音的动态范围，用最大音量与最小音量的比值来表示，以分贝计量。例如，交响乐队在演奏最响（极强）时发出的声音功率大于 70 瓦，而提琴在轻微地（极弱）独奏时发出的最小功率只有 4 微瓦。因此，交响乐队的动态范围约 70 分贝。人语的动态范围要小得多，一般不超过 10—20 分贝。

音乐作品的动态范围，与旋律、节拍一样，都是作品的重要组成部分，可以用来表达作曲家的思想。但是，现在的电声系统不可能发出在电平上差别这样大的信号。对无线电发送设备来说，发送电平的下限决定于噪声，而上限决定于发射机的最大功率。例如，如果要发送交响乐队的全部动态范围，并且要求在极强时不致于因过调制而失真，那末轻微乐句的调制系数只有 0.01%（调幅）或频偏 10 赫（调频）。这就是说，甚至在最好的接收条件下，轻微的乐句也已被噪声掩盖，听不见了。

在唱片录音时，极强的声音可能破坏音槽的槽壁。由于这些原因，不得不缩小动态范围。现代好的唱片，动态范围可达 50 分贝，而无线电广播，动态范围不大于 40 分贝（调频广播）。

在接收端怎样恢复自然的动态范围的问题，从一开始有广播时即已存在。在发送端压缩动态范围的方法，是采用自动或人工（由调音员进行）的增益调整（在高信号电平时降低增益，而在低电平信号时增加增益）。但是，直到目前，还没有完善地解决收音机扩展动态范围的问题。原因是采用动态范围扩展器有很多困难。

只有在这样的情况下，即收音机或放大器有足够的输出功率贮备时，才可能扩展动态范围。但是，即使具备这种条件，也不可能恢复音乐的原来动态范围。因为，这样一来，动态范围的调整过程必须完全自动化，并且要求收音机按照发送端压缩动态范围的规律来同样地进行扩展。但是，上面已谈到，发送端的动态范围常由人工来调整。此外，在住宅内也不容许有很大的音响。最好，把动态范围扩展10—12分贝，并且从最佳的收听感觉出发来选择调整曲线。

旧式动态范围扩展器的工作原理，示于图54, a。低频信号从第一低放级的输出端进入调整放大器。放大后的调整电压经过整流和滤波，加到下一个低频放大级的输入端。如果正确地

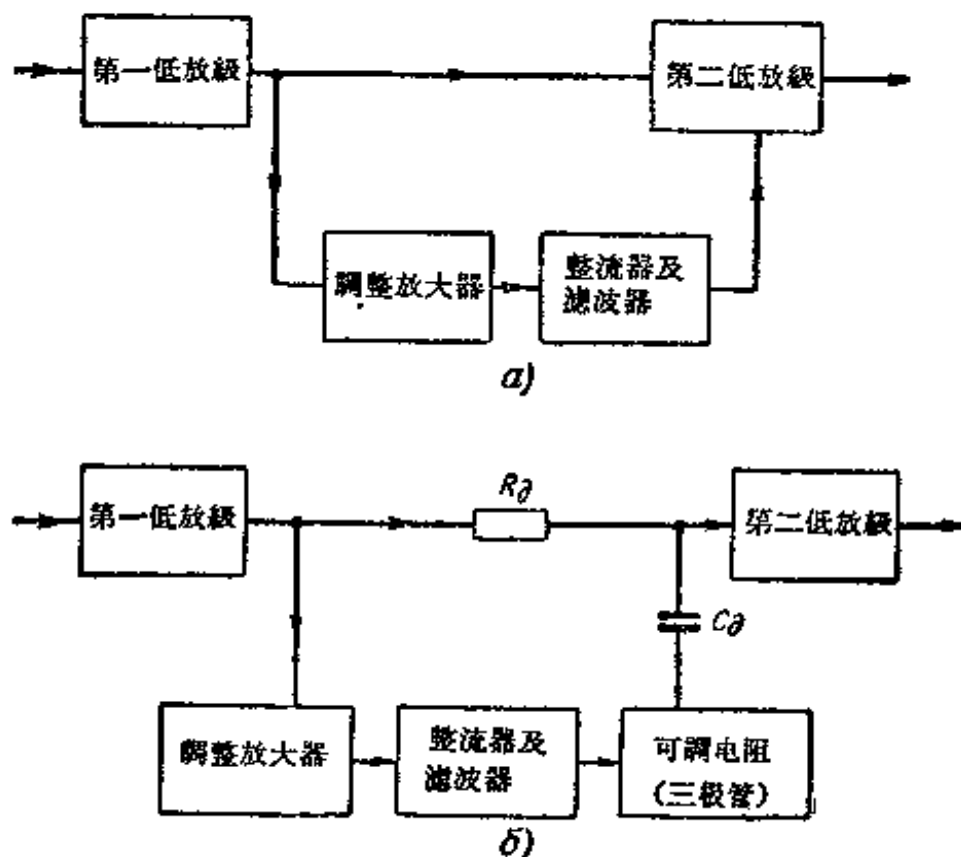


图 54 动态范围调整电路方框图：
a—用改变放大管跨导的方法；b—采用电阻可变的分压器

选择整流后电压的极性，可以使第二放大级的放大倍数在强信号时增大，而在弱信号时减小。

这种电路的主要缺点，是在偶然出现电压脉冲时（击鼓、吹号），电子管的工作点会沿特性曲线跳跃式地移动，使扬声器发出喀噠声。不能用整流器的滤波网络来有效地抑制这些直流脉冲电压，否则会使调整时间常数超过容许值。为了消除这种喀噠声，第二前置放大器必须采用推挽电路，这样又会增加设备的费用和复杂性。

不久前研制成的一种动态范围扩展器的方框图，示于图54,6，而它的电路原理图则示于图55。在低频放大器的第一级和第二级之间，装有一个由固定电阻 R_0 及可变电阻 R_i 组成的分压器（电容器 C_0 的阻抗可以忽略不计）。可变电阻 R_i 即调谐指示管 J_1 的三极管部分的内阻。当输入信号加强时，调谐指示管的三极管部分的负栅偏压也增加，提高了它的内阻，因而也提高了第二级的输入电压。与此同时，调谐指示管的光区也扩大了，因此这个电子管在这个电路中既是扩展器又是动

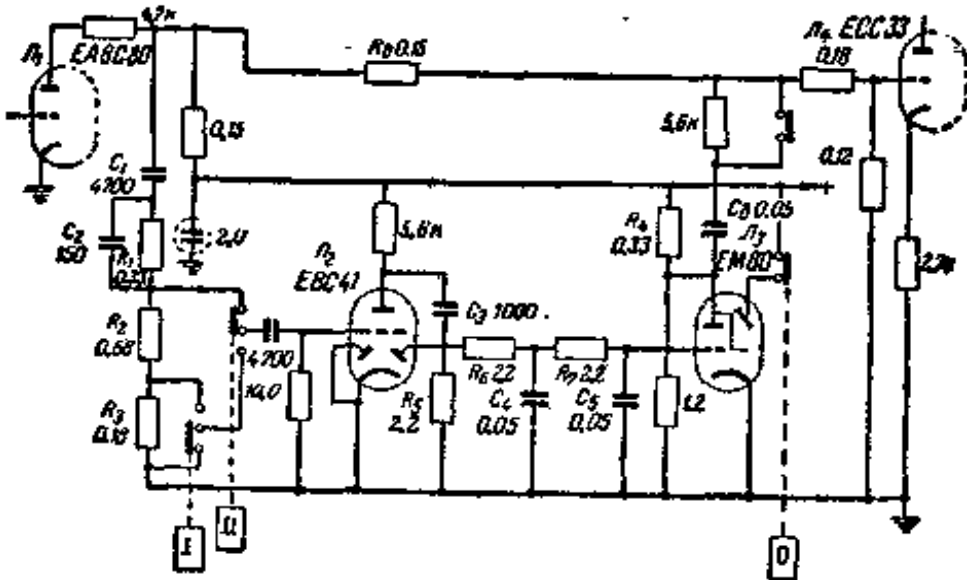


图 55 动态范围扩展器电路，按钮 II 已按下（动态范围扩展最大）

态范围指示器。收听者可以根据指示管的光区来判断扩展器的工作状态是否正常（在极强音时，扇形光区应完全闭合）。

利用按钮可以改换工作状态。按下按钮 0，切断扩展器。由于电阻 R_4 稍微提高了传输系数，因而音量仍然保持与扩展器未切断时的一样。按下按钮 I，有一小部分低频电压加到调整放大器。这时，动态范围扩展不大，适合正常的室内放音响度。按下按钮 II，可得到最大的动态范围扩展。

动态范围的调整与频率有关（图 56）。这是由于为了适应人耳的听觉特性，音量控制器的音调补偿网络应在低电平时提高低音（这时音量控制器几乎未接入电路）。很明显，在动态范围扩展过程中提高音量时（这时音量控制器的位置并未变动），如果仍把已提升的低音电平再与中音频电平一样地提高，是不应该的。利用电容器 C_0 可以按照生理特点来正确地扩展动态范围。这个电容器与可调三极管串联。在较低频率时，可调三极管的内阻显著地提高，结果电子管 J_2 的三极管部分的调整作用便减小了。

在放送音乐时，常在低音部分出现峰压。为了防止根据这些峰压来扩展整个放送频带的动态范围，以及因此而产生的声音失真，在电路中接入了 C_1 、 C_2 、 R_1 等元件，并且适当地选择了 C_0 及 R_0 的数值。

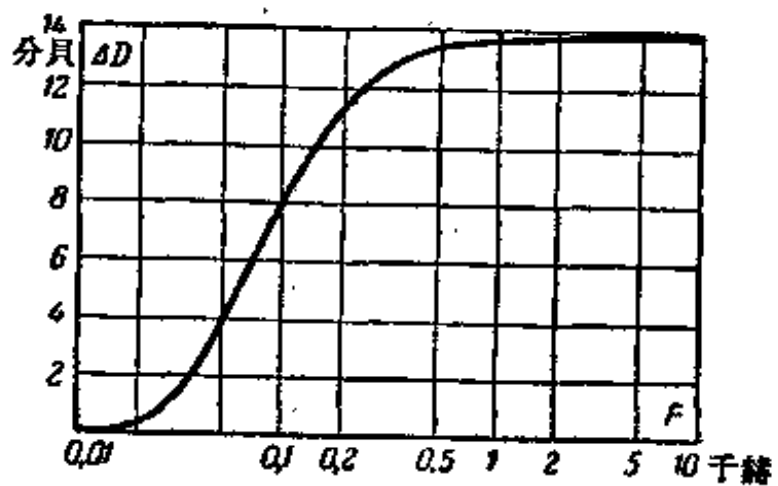


图 56 最大动态范围扩展与频率的关系曲线

电容器 C_0 在这电路中具有特殊的作用。除了上述的可以

按照生理特点来正确扩展动态范围的作用以外，电容器 C_3 还阻止调整管屏极上的直流电压脉冲输入低频放大器，否则这种脉冲会在扬声器中产生喀噠声。由于最大动态范围扩展值与频率有关，并且在低于 300 赫时迅速下降，所以有可能利用比较小的输出功率贮备来大大地扩展动态范围。这样不致于使末级过负荷。因为上面已谈到，声音的最大振幅分布在低音部分，末级过负荷首先在低音频率时出现，而这时最大动态范围扩展正好迅速下降。

电压增长的时间常数，决定于双节滤波器 R_6, C_4, R_7, C_5 ，这里约为 0.3 秒（这是实验确定的最佳值）。电压降落的时间常数较大些（约为 0.5 秒），因为它还决定于整流二极管的负载电阻 R_5 。

在电子管 Π_2 的三极管部分的屏极上，最大信号电平不大于 2—3 伏，所以实际上不会因电子管的非线性特性而产生附加的失真。另一方面，双节滤波器 R_6, C_4, R_7, C_5 能足够完善地平滑整流电压，所以整流后的电压也不会增加低频放大器的失真。

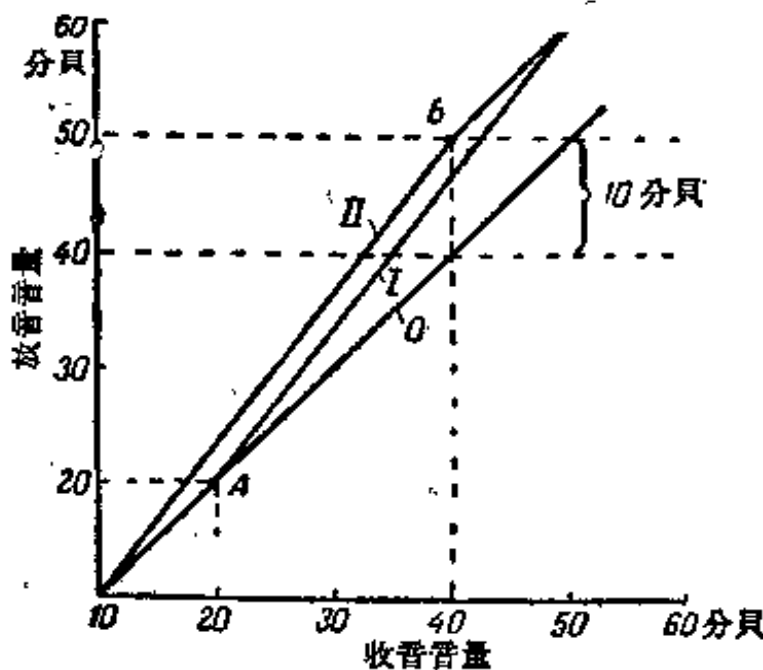


图 57 动态范围扩展特性。动态范围增加 10 分贝，相当于功率增加到 10 倍

加的失真。另一方面，双节滤波器 R_6, C_4, R_7, C_5 能足够完善地平滑整流电压，所以整流后的电压也不会增加低频放大器的失真。

由于低频动态范围调整电压是从音量控制器后面取得的，所

以动态范围扩展的程度与音量控制器轉动的位置有关。在音量調整得很小时，可能不希望扩展动态范围（例如在夜間），扩展器实际上不起作用（图 57 的曲綫 I 相当于图 55 的按钮 I 按下的工作情况）。如果没有动态范围調整（按下按钮 0），輸入与輸出电平間的关系可以用与座标軸成 45° 角的直綫来表示（图 57 的直綫 0）。最大动态范围扩展（按下按钮 II）这里为 10 分貝。在放音音量較大时，应按下按钮 I。如果正确地确定了扩展器的工作状态，那末在从极弱变到极强时，电子管 Π_3 的扇形光区的变化范围将最大。

17. 伪立体声及模拟立体声系統

上面已談到，旧式收音机的一个严重缺点，是音源（即收音机放音系統）具有“点”特性。这里提到的放音系統，一般指揚声器或揚声器組，以及安装揚声器的箱子。

听觉器官的一个重要特点，是它能辨别音源所在的方向。耳朵的这种特性，叫做双耳效应。产生双耳效应的原因，是耳朵能区分同相位的声波到达双耳时的時間差別，这种分辨能力在 300—1000 赫頻率范围内最强。頻率低于 300 赫时，双耳效应就没有了。頻率高于 1000 赫时，产生双耳效应的原因，主要不是相位关系，而是双耳对声音的音量和音调产生互不相同的感觉。当音源在头部侧面时，由于头部的屏蔽作用，便会产生这种感觉。

在收听过程中，双耳效应有很重要的作用。例如，由于双耳效应，我們能够判断交响乐队乐器的位置，或者声源移动的方向。用电声設備来收听节目，很明显，双耳效应丧失了，音源失去了空間情調。并且，声音晦涩，降低了“可辨度”（从总的声音中更不容易分辨出各种乐器声和噪音）以及清晰度。

十多年来，許多物理学家和工程师們曾企图解决使声音逼真的問題，以及发送立体结构的声場問題。为此，提出了两个基本的发展方向。其中的一个方向，是必須力图实现原始真实的放音，即要求收音机或扩音机放音系統放出的声音給人們的感觉，好象人們在音乐厅或类似場合的感觉一样。但是，至少要采用两个独立的电声通道（从微音器到揚声器）才能滿足这个要求。

这样的放音系統，叫做立体声系統。很明显，这需要很大的費用。因此，寻求另一个发展方向，即建立模拟立体声放音系統。这种系統的設想基础，不是力图恢复声音的原始情調，而是使听众产生一种立体声印象，或者产生对声音的立体感。单頻道系統，如果它能够使听众产生立体声的印象，以及分隔各个乐器和噪音空間位置的幻觉，一般就叫做模拟立体声系統。伪立体声系統与模拟立体声系統的区别，在于前者只能消除音源的“点”特性，而不可能区别各种乐器和噪音的空間位置。伪立体声系統和模拟立体声系統的功能是有限的，但因此却远比立体声系統简单和便宜。

現在来研究几种伪立体声系統。这些系統的共同的和基本原理，是扩展声波的辐射方向图。在图 58 中，画出了只有一个揚声器的收音机放音系統的方向特性图。可以看出，方向性随着頻率的提高而变窄，在高音頻时，由于辐射面的尺寸远大于声波波长，所以方向图变成一片狭窄的花瓣形。

狭窄的方向特性图，使有明显的固定方位（位置固定），因而音源更加强了“点”特性。在近代收音机中，由于放音頻率范围在高音頻部分的扩展很多，这部分的方向特性图更狭窄，所以音源尖銳的固定方位特性就表現得更明显。

伪立体声設備的任务，在于扩展高音頻的方向特性。这

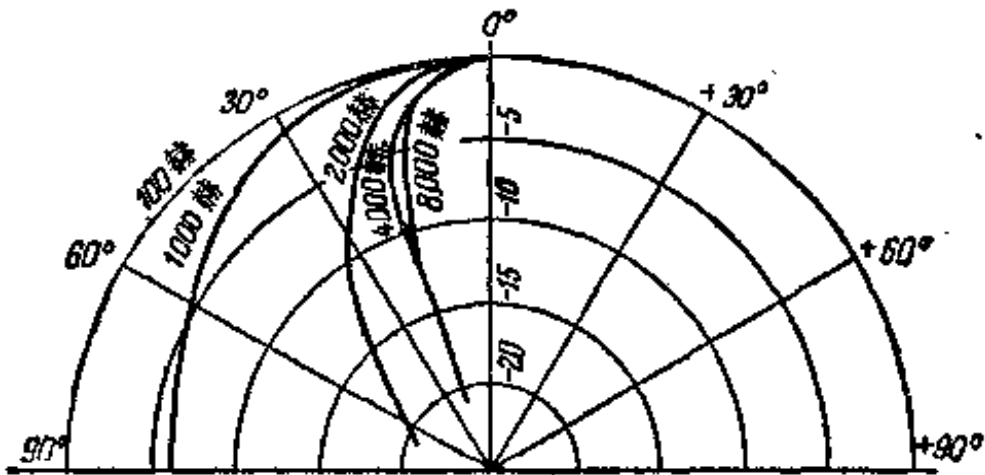


图 58 只有一个扬声器的收音机放音系统的方向特性图

时，音能不是从一点传到听众处，而是从整个室内的四面八方传到听众处。音源好象从收音机扬声器箱内伸出来了，产生一种宽广的空间印象。

为了在整个频率范围内获得无方向性的辐射，放音系统应采用小纸盆的高音扬声器，结果在高频时的方向特性更加宽了。扬声器的安装位置、频率的分隔以及功率在各频带之间的分配，都有很重要的意义。布置扬声器的最佳方案，要根据许多因素而定（扬声器箱尺寸、低频扬声器数目，纸盆的结构形状等等），并且在各个具体情况下用实验的方法来选择。

最常用的一种伪立体声系统，是所谓 3 \bar{L} 系统。在这种系统中，通常把所有扬声器都垂直地安装。扬声器的数目一般在三个至六个之间。例如，通常采用的是有三个扬声器的系统，其中一个主要的，只放送低音频及中音频，它装在扬声器箱的前壁上。两个高音扬声器分装在扬声器箱的两个侧壁上。侧壁上开有栅格，从里面用装饰织物遮盖起来。从侧面扬声器放出的高频，被室内墙壁、窗户、家具等等反射，这种反射起很重要的作用。室内充满了声音，声音的方向性消失了，音源好象“融化”了。

3 Ω 系統保證高音頻无方向地輻射。正面的輻射器用电动式揚声器。此揚声器用橢圓形揚声器时，除了便于将它装在机箱中以外，而且还有下列优点，即頻率特性的不均匀性减小了，并且扩展了頻带。高音頻放音的改善，是由于振动膜縱橫方向的曲率半径不同，因而提高了它的硬度。方向图高音頻部分的均匀性随着揚声器的数目加多而得到改善。但是，用两个（甚至用一个）揚声器也可取得良好的效果。这时，可采用以特殊方式布置的寬頻带双紙盆揚声器，以及不同的声波分配器等等。

目前苏联生产的收音机中，广泛采用 3 Ω 伪立体声系統。例如，图 49 所示的“拉脫維亞”牌电唱收音机的低頻放大器电路以及图 50 的电路，都能得到伪立体声效果。

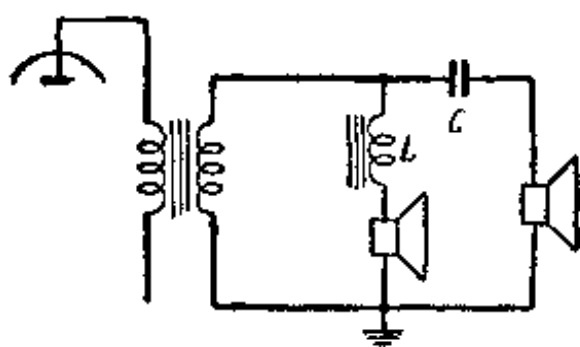


图 59 通过分隔滤波器连接揚声器的电路

利用图 59 所示的 LC 滤波器也可以分隔頻譜和功率。扼流圈 L 阻止高音頻电压进入低音揚声器。分隔頻率一般选择在 1500—3000 赫，在这个頻率时，使加在 高音揚声器的电压为額定輸出电压的 0.7 倍。

对 3 Ω 放音系統的一些要求，是相互矛盾的。为了加强立体声效应，要求側壁揚声器不仅放出高音，而且要放出相当程度的低音，特别是中音。但是，在这种情况下，放音的所有的方向性都失掉了，反而不符合在音乐厅中的声音感觉的真实情况。按照交响乐队乐器的布置，占优势的声能部分是在低音和中音范围内，因此这部分的声能应直接送到听众的耳内（仅只有一小部分經過反射）。如果只把高音送到側壁揚声器，那末 3 Ω 系統的放音将更真实，但“立体声”效应减小了。

影响 3/4 系统的立体声效果的，除了扬声器的布置外，扬声器间的功率分配也起很大作用。向后及向两侧辐射的声能，与向前辐射声能，它们之间应有一定的比例关系。为了满足这个要求，只考虑选择输出变压器的输入阻抗或者分隔滤波器是不够的。不大的侧壁扬声器，应当在较小的失真条件下放出足够大的功率的高音和中音。但是，扬声器的效率很低，因而不得不加大它的激励电压，结果增加了非线性失真。如果增加高音扬声器的尺寸，也就增加了它的振动部分，这样又会使放出的高音产生失真，结果也不好。

4/5 立体声系统也是最常应用的一种。它与 3/4 系统的区别，在于附加的中音及高音扬声器是装在水平面上的（扬声器轴綫在垂直平面上）。扬声器纸盆朝上，装在机箱上盖板下面的谐振板上，或者直接装在机箱的上盖板上；也可以纸盆朝下，装在底板上。在第一种情况下，机箱在上盖板与谐振板之间的周边上开有一些切口，并且从外面用装饰织物遮盖着。在上盖板下面，对着纸盆安装一个角锥体，用来散射从这些扬声器发出的声波。声波通过机箱壁切口向四而八方辐射，因此在水平面及垂直面上都可得到差不多圆形的方向特性图。

这种系统，能够保证得到比 3/4 系统更好的方向特性，但是它仍有相同的严重缺点，即对它所提出的一些要求，相互之间有矛盾。

把收音系统移装到机箱外面，可以大大地使声音更接近真实。在这种情况下，一些中音及高音扬声器装在距收音机一定的距离处，而低音则用装在收音机内的扬声器收音。在室内适当地放置扬声器，并且适当地分隔频率，就能得到模拟立体声的效果：占优势的低音乐器声从中间发出，而提琴声从左边发出，以及其它等等。除此以外，把扬声器装在机箱外面，可以

简化机箱的结构，并且更容易接触底板。

外部放声系统的严重缺点，是在起居室内安装不方便。这个缺点，也说明了直到现在还没有广泛采用这种放声系统的原因。

最近，西德一家公司成功地制造了一种模拟立体声系统，叫做“立体机”。它在工作时能满足下述要求：“融解”音源（收音机机箱），使声音向两边和纵深扩张；保持较低频率的主要声音的真实辐射方向性；不需要把扬声器装在机箱外面。

“立体机”的工作原理，可用图 60 来说明。图 60, a 所示的两个宽频带扬声器，装在机箱正面面板上，送入这两个扬声器的功率，在整个频率范围内都相等。这时，如果两个扬声器按相同相位连接，那末在收音机前面的听众就会感到声音是从收音机中央部分送出来的。在听众双耳内产生的同相声压，如图 60, a 的曲线所示。如果两个扬声器按相反相位连接(图 60, b)，

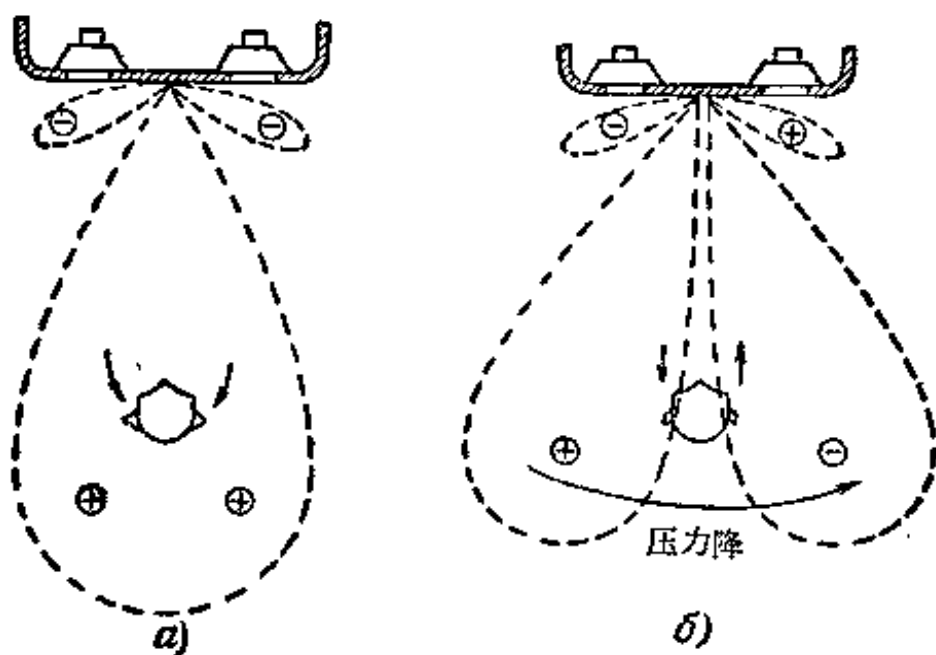


图 60 “立体机”的模拟辨向立体声系统
a) 一扬声器 800 赫声波的同相声压曲线； b) 一反相声压曲线

那末方向图的主瓣分为两瓣。这两瓣中的声波相位相反。沿收音机前壁的空间内对应的各点（即听众两侧的对称点）之间，产生声压差。因此，在收音机前面的听众的双耳感受到的声压相位相差 180° ，产生一种印象，好象声音不是直接从中央部分发出的，而是从侧面发出的（图 61）。但在两主瓣的最强点上，耳朵重新感受到同相声压，因而听众认为声源这时位于正前方。

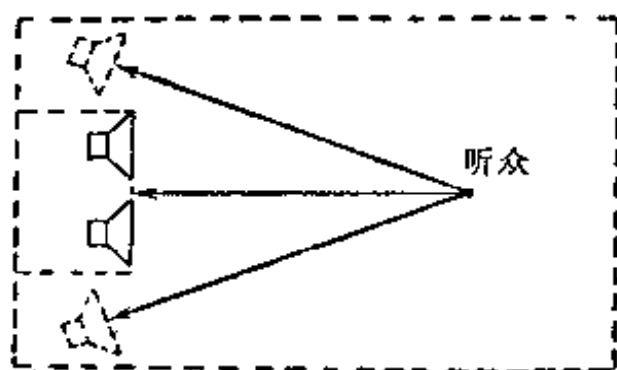


图 61 中普及高音声源的视在位移

图 60 的方向图只是按一个频率的声波绘出的（约 800 赫，扬声器间的距离为 30—35 厘米）。频率降低时，主瓣随着扩展，而两个侧瓣随着消失。相反，频率升高时，主瓣随着缩小，而新的侧瓣则紧贴着主瓣。在高频时，新的侧瓣变得很大，以致声音曲线变成扇形，有很多极点和零点。

如果同时发射多频声波，那末在空间的一定点处，不同频率的相位移就互不相同，因而听众产生一种印象，以为不同音调的声音来自不同的位置，也就是说实现了乐器和噪音的空间分隔。

很明显，即使采用这种系统，也不符合原始的声音情调。特别是这种模拟立体声的感觉效果随听众对收音机的相对位置而变化。但是，总的来说，声音有显著的改进（有些作者甚至说是“惊人的效果”），并且这种系统的费用低，无疑地，这些优点是肯定的。

实际上反相扬声器并不辐射整个频率范围内的声波，而只是辐射高频和中频声波。因为，第一，上面已谈到，必须保持

較低頻率的真實基本方向。第二，在低音頻時，兩個揚聲器可能產生聲學短路現象，使輻射大為減弱。頻率如低於

$$F_{\text{臨}} = \frac{c}{4a},$$

式中， $c=330$ 米/秒，為聲音在空氣中的傳播速度； a 為揚聲器間的距離(米)，那末就可能產生聲學短路。

在圖 62 所示的電路中，整個頻率範圍內的電壓都接到兩個揚聲器。但是，在低音頻時，兩個揚聲器的電壓源總是同相的，而在高音頻和中音頻時，它們的電壓源可以用轉換電鈕控制，或者接成同相，或者接成反相。

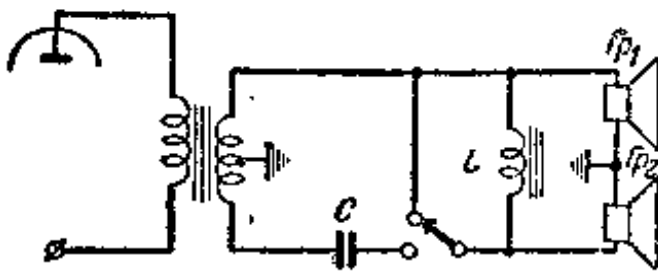


圖 62 “立體機”中正面揚聲器的連接電路。當按下電鈕時(立體聲工作狀態)，接到揚聲器 Γp_2 的中音頻及高音頻電壓與接到 Γp_1 的反相，而低音頻電壓通過扼流圈 L 加到 Γp_1 和 Γp_2 ，相位相同。

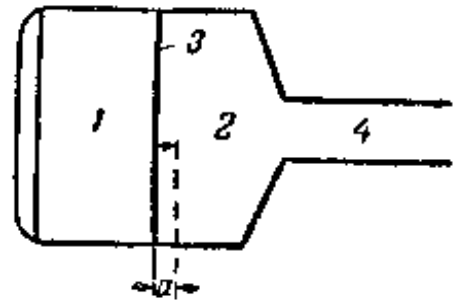


圖 63 聲音壓縮器的輻射器：1—電動系統；2—壓力室；3—紙盆；4—號筒

這樣，“立體機”能得到與機外音聲系統相似的模擬立體聲的效果。而且，它能消除把音聲系統移裝在機外，以及 $3B$ 和 $4B$ 系統的缺點。

把收音機向側面輻射的聲音滯後於向前面輻射的聲音以一定的時間，這樣也可建立有效的模擬立體聲的系統。這種系統，是模擬從音樂廳牆壁反射回來的聲波的真實延遲。

所謂“聲音壓縮器”，是這類放音系統的最成功的一種方案。它的工作原理示於圖 63。

声音压缩器是由辐射器和号筒组成。号筒用来延迟声音时间，并且把声音导向侧面与后面。辐射器比一般扬声器小得多，因而它的纸盆和音圈也轻得多。由于振动系统的惯性减小了，所以高音频的放音不会失真。

纸盆与周围空气的匹配不良，是扬声器效率低的主要原因。空气不能提供振动的纸盆以足够大的辐射阻抗。这种情况，就好象划船时不把桨划入水中，而把桨划入空气中一样。

这里，纸盆不是在自由的空气空间中振动，而是在一个截面积为 S_{π} 的不大的容器内振动。如果纸盆的振动振幅为 a ，那末在小室内移动的，并推入横截面积为 $S_{\pi\pi}$ 的号筒内的空气体积等于 $V = aS_{\pi}$ 。空气在较窄的号筒内移动的速度比在小室内移动的速度快一些，就好象宽阔的河流通过狭窄的峡谷的情况一样。在声学上，这种情况增加了纸盆的辐射阻抗，因而提高了声音功率和效率。

继续与划船的例子比较，可以说，随着划桨速度的增加，水的密度好象变得更大了，它的阻力也增加了。在压力室内辐射阻抗的增加与截面积比值平方 $(S_{\pi}/S_{\pi\pi})^2$ 成比例，而功率和效率的增加与截面积比值 $(S_{\pi}/S_{\pi\pi})$ 成比例。但是，由于一系列的原因，这种增长不可能任意大。

号筒本身应当与自由的空气空间匹配。如果号筒外形是指数蜿蜒展式的，就可能获得最好的匹配效果。但是，指数式号筒太大，对室内收音机是不合适的，因而采用圆柱形号筒来代替。号筒输出口孔具有特别的形状，能够使它的振动空气柱与周围空气良好地匹配。适当配置输出口孔，可以得到必需的辐射方向性和延迟时间。

声音压缩器的辐射在很宽的频率范围内（500—7000 赫）不受频率变化的影响。有声音压缩器的收音机音质良好，能明

显地表现模拟立体声效应，并且能够准确地区分交响乐队或合唱队的各种乐器和嗓音。

声音压缩器的号筒，可以用铝制的或塑料制的。声音压缩器或者装在机箱下面，或者装在机箱内。装在机箱内时，在面對号筒孔的机箱侧壁和后壁上必须开一些不大的切口。

18. 立 体 声

立体声的原理 模拟立体声的发送及放音系统，最近几年取得很大的成就，并且显著地提高了声音质量。但是，上面已谈过，它的可能性是有限的。

模拟立体声系统是单通道系统。在这种系统中，音源信息用一个或数个麦克风拾取，但是用一个通道送到放音或录音地点。利用单通道的方法能够满意地传送音源声信息，但是不能传送那些由室内音源位置所决定的音乐作品的组成成分。

例如，用单通道传音时，独唱者产生这样宽的声音范围，以致和伴奏乐队的声音范围一样。如果希望分隔独唱者与乐队的空间位置，或者分隔乐队中各个乐器或乐器组的声音，或者甚至要判断音源的位置，那末必须采用双通道或者多通道的立体声发送系统。

自然，上述的情况及其它类似情况一样，是很重要的，因为它们对音乐的总的情调效果有影响。

为了实现立体声，必须在两个或数个地点用麦克风检拾声场，并且放音点必须对应于每个拾音点。在最简单的情况下，用两个麦克风拾取的声音，经过放大后沿两条独立的支路传送到两个扬声器（左边麦克风的信号送到左边的扬声器，右边麦克风的信号送到右边的扬声器）。这样的放音系统使听众产生这样的印象，好象他坐在音乐厅里一样。

这种立体声收音系统的重要结果，是声音变成了可分辨的，各种乐器的声音和各个演唱者的嗓音都能明显地区别，它们在空间中的分布情况，就好象它们在真实的乐队或合唱队中的分布情况一样。声音这样十分逼真，使它具有不可估量的表现力和艺术性。

很明显，甚至最完善的单通路设备，也具有扬声器所固有的特殊音色，并且与真实的乐器声有差别。但是，双通路设备发出的声音，即使设备的制作不是最好的，也能消除这种特殊情调，并且以自然和谐著称。

上面已谈过，立体声效果是以人类听觉器官的物理特性为基础的。人耳能确定音源的方向和距离。这种对音源定位的能力，与我们大脑对声音的三个主要因素的反应有关。这三个主要因素是：声音相位（传播路程长度）、声音强度和音色。

假设从音源，例如号角，发出的声音传到听众，并且假设从音源到右耳的路程要比到左耳的短一些。这时，从右面来的声音要比从左面来的声音到达得早一些，并且响一些。此外，从左面收到的号声与从右面收到的号声不一样。人头对声音起屏蔽作用，并吸收声音，而且吸收作用随频率的增高而加大。对乐音谐波（它决定音色）的吸收比对基音的吸收多一些，结果左耳听到的声音的音色也变化了。

我们大脑对音源的这三种信息的响应，就如上述。这三种信息提供了定向收听的可能性，但它们在测定音源方位时所起的作用是不相同的。在300赫到800—1000赫的频率范围内，根据相移可决定声音的方向。频率更低时，两耳间的距离（21厘米）远小于波长（大于1.1米）。在更高的频率时，两耳至音源的距离差又大于半波长，方向图由于多值性而变得模糊起来。根据相移定向的准确度在人头对称轴附近最大（当声音入射角

为 30° 时，誤差小于 3° ；而当声音入射角为 60° 时，誤差小于 5° ）。

两耳收到的声音的强度差，可以决定频率高于 800 赫的正弦声波的入射方向（频率低于 800 赫时，人头的屏蔽作用很小）。随着频率的增高，这种效果也更显著。但是，根据声音强度的差别，只能得到一个大概的音源方向概念。在频率低于 5000 赫时，感觉到的音源方位角小于真实的音源方位角，而在频率高于 5000 赫时，则感觉到的音源方位角大于真实的音源方位角。

如果我们收听的是非正弦波声音，那末产生方向效应的就是音色变化。人头在较高频率时的屏蔽作用更强，结果与音源距离较远的一只耳朵听到的声音要粗一些。这种情况，也会产生一种关于音源偏移的大概的感觉。

听众在不同时间收到的信息决定于许多不同的因素。同时，上述的三个因素彼此之间有密切的关联。例如，在某一频率范围内的干涉所引起的相位差可能产生声音强度的差别，而声音强度的差别又会引起音色的变化。

人们能根据不同的音色判断音源的距离。这是由于高音衰减很快，音色随着至音源的距离的增加而变得更低沉的缘故。

立体声录音和放音的基本方法有三个。第一个方法叫做 *AB* 立体声法。这时采用两个独立的同型麦克风，而每个麦克风工作于自己的通路。麦克风相互之间的距离约 2 米。在一般情况下，两个通路的电信号不论在相位上或是在振幅上，都不相同，但是起主要作用的是加到每个麦克风的声波的相位差。

这种方法的主要缺点，在于各个通路本身都不能包含完善的信息，因而不能独立地保证质量良好的单通路传音。此外，在收听用 *AB* 立体声法的录音节目时，会产生这样一种印象，

好象乐队位于某一相邻的室内，而不是直接面向着听众。

第二个方法叫做 *MS* 立体声法，它也采用两个麦克风，但是这两个麦克风的特性互不相同。一个麦克风的特性是心形的，它的最大灵敏度轴綫直接对着音源，接收从中间 (*M*) 来的声音。第二个麦克风的特性是 8 字形的，在安装时要求它的零灵敏度轴綫对着音源 (图 64)。这个麦克风接收侧面的和从墙壁反射来的声音。两个麦克风的安装位置应尽可能靠近，使得两个通路中的信号实际上没有相位差，而只有强度差别。

固有的声音信息，被心形特性的麦克风完善地接收，而 8 字形特性的麦克风只接收表征音源位置的信息。这样取得的两种信息在麦克风输出端组合成总的立体声信号，它们的和 ($M+S$) 作为放音端右边通路的信号，而它们的差 ($M-S$) 作为放音端左边的信号。

例如，如果音源作用于麦克风系统的角度为 0° (即音源位于麦克风的正前方)，那末音源在两个通路中产生相同的电压 (M)，当用两个相同的扬声器放音时，综合放音音源

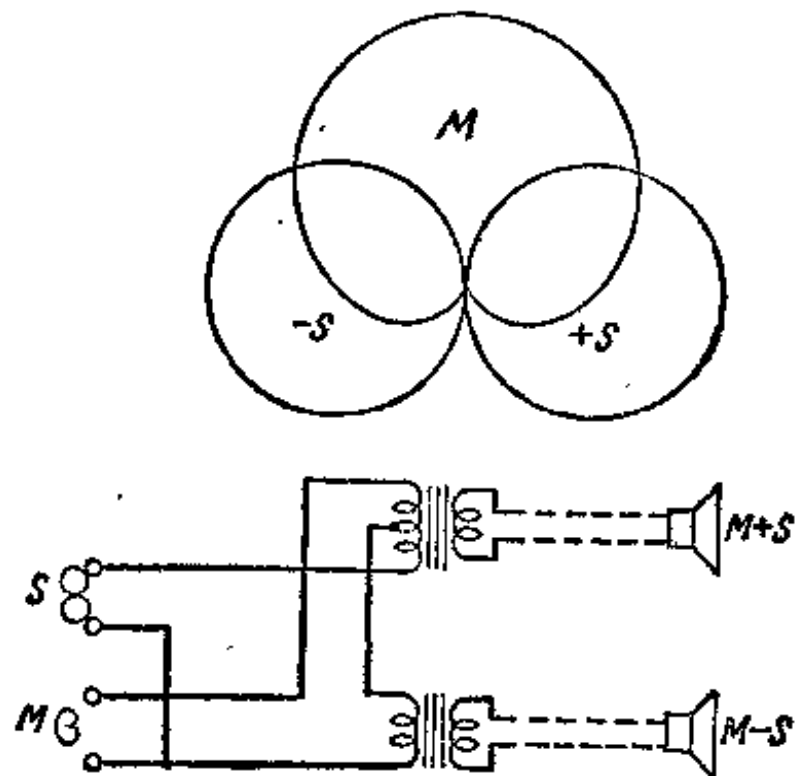


图 64 *MS* 立体声法的两个麦克风的特性曲线，以及麦克风输出电压的组合方式 (两个麦克风装在一个盒内)

位于这两个扬声器的中间。如果音源偏离中心轴綫某一角度，那末在右边通路中产生电压 ($M + S$)，而在左边通路中产生电压 ($M - S$)。如果 M 与 S 的绝对值相等，那末只有在右边通路中有信号，因而听众只收到从右边来的声音。

MS 立体声法的主要优点，在于它具有兼容性：一方面能获得立体声传输，一方面又能保证发送和接收完善的单通道信息（这种信息是由心形特性的微音器接收的）。与 AB 立体声法不同，在采用 MS 立体声法时，听众感觉他自己是和乐队在同一室内；传到听众的声音更直接些，并且具有更大的可分辨性。

最后，第三个方法叫做 XY 立体声法。这种方法的工作原理也是利用两个通路中的信号振幅之差别。但是，与 MS 法不同，两个安装在一起的微音器具有相同的 8 字形方向特性曲线，而这两个特性曲线的轴綫互成 90° 角。两个微音器产生的电压可以直接用于录音和传送，或者先经过相加和相减然后用于录音和传送。在后一种情况下， XY 立体声系统具有兼容性，其中一组信号（例如 $X + Y$ ）可用作单通路放音。

近代应用最广的是 MS 立体声系统。

立体声唱片的录音和放音 近代，立体声录音和放音得到很广泛的应用。录音材料可以用磁带，也可以用唱片。

立体声磁带录音，在技术上没有什么太大的困难。早在 1940 年就已进行过这样的实验。立体声磁带的音迹宽度比一般的窄 $\frac{1}{2}$ ，这样在标准宽度的磁带上可以录下立体声的两路音迹。如果两个音迹间的串音衰减足够大，那末主要的技术问题就解决了。在初期出厂的民用立体声磁带录音机中，音迹间的串音衰减值达 20 分贝以上。

对广大的音乐爱好者来说，更方便的录音材料是唱片。但

是，在唱片上进行立体声录音，要比在磁带上困难得多，技术问题很复杂。要知道，通常的唱片表面必须最大限度地利用，1平方厘米的面积内要录下5秒钟时长的音乐。在转速9.5厘米/秒的磁带上录时间这样长的音乐则可以占用15平方厘米的面积。

在初期进行的一些立体声唱片录音的试验中，曾提出把唱片录音的时间和放音时间缩减一半的办法。立体声所需的两个通路的信号录在两个相邻的音槽内。美国一家公司曾生产一种放这种唱片的唱机，它有两个装固在一起的唱头。

但是，在这种系统内很难使两个通路同相。此外，这种系统有一个严重的缺点，这种唱片的放送时间要缩减一半。

实用的立体声唱片录音，只是在提出完全新的技术方法之后才成为现实。在新的方法中，两个信息通路共用一个音槽，而录音和放音分别只用一根录音针和唱针。音槽内的两个通路的信号组成两个相互垂直的分量（互相成正交）。在这种情况下，这两个分量与唱片表面的相对位置可以任意，但这两个分量必须保持正交。

从实用观点出发，下述两种双分量立体声录音系统比较最方便。这两种双分量系统，一种具有垂直分量和水平分量（纵深和横截录音）；另一方法是两个分量对称于与唱片表面成 45° 角的轴线。

第一种系统采用 $0^\circ/90^\circ$ 的标记，或者采用正十字形标记（+）；第二种系统采用 $45^\circ/45^\circ$ 标记，或者采用斜十字形标记（-）。实质上，这两种双分量录音系统相互之间并无区别（图65）。

加在录音针上的垂直分力和水平分力，可以化成 45° 角的分力，而 $45^\circ/45^\circ$ 系统中的分力可以化成垂直分力和水平分力。

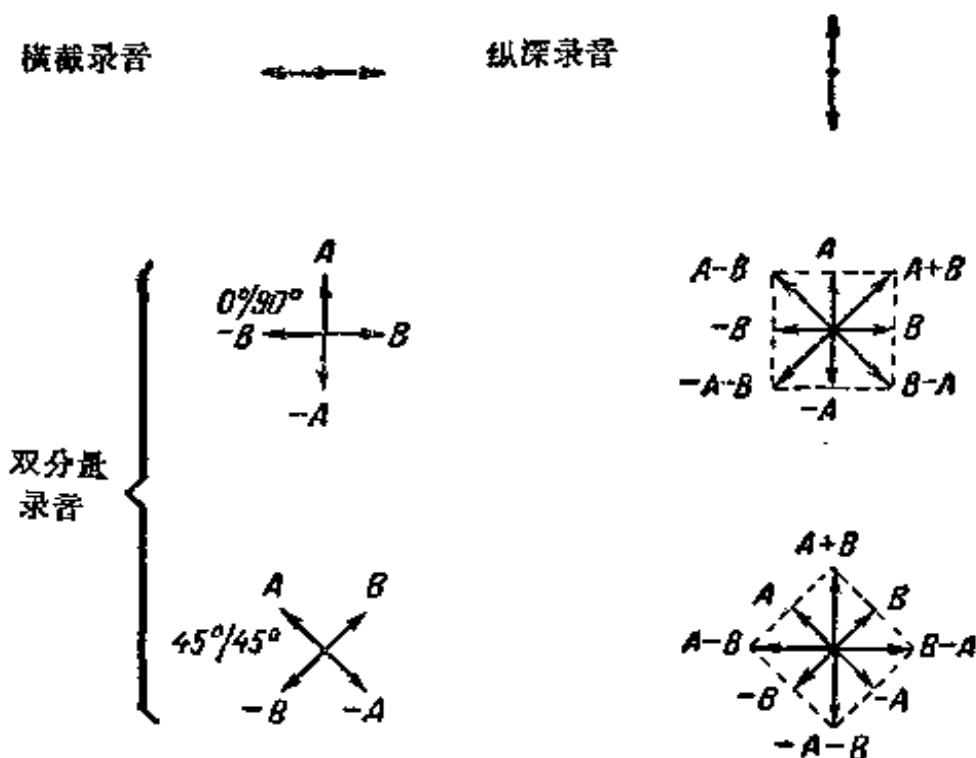


图 65 $0^\circ/90^\circ$ 及 $45^\circ/45^\circ$ 系统中 A 分力与 B 分力的表示方法

利用特殊的电压变换器，可以在录音和放音时很容易地进行这两种系统的互换。

按照国际协议，规定 $45^\circ/45^\circ$ 系统作为立体声录音的标准系统，并且还规定用左侧扬声器放送的信息应录在音槽的内壁，而用右侧扬声器放送的信息应录在音槽的外壁（即距唱片边缘较近的音槽壁）。

在用双分量法录音时，录音头的两个分隔的线圈分别加上一个通路的输出电压。录音针按照这些电压在两个相互垂直的平面内振动，构成一个复合运动。唱头则完成相反的变换，预先将唱针的复合运动分解为互成 90° 的两个振动。

$45^\circ/45^\circ$ 系统的压电式唱头的基本结构示于图 66。采用电磁式和电动式立体声唱头时，分隔通路的方式也与此相似。

通路的分隔程度，决定于通路间的串音衰减值，它是立体声的一个最重要的质量指标。通路分隔如果不够好，那末一个

通路的信号就会进入另一个通路，在放音时便会减小立体声效果。串音衰减值首先决定于录音头和唱头的结构。录音针和唱针的振动，必须严格地在相互垂直的两个方向进行，并且与唱片表面所成的角度要相同。例如，在录音头中要得到30分贝的串音衰减，就要求录音针振动的相互垂直度的偏差不大于 1.8° 。在录音头中采用深电动机械负反馈，可得到约40分贝的串音衰减值。在电磁式和电动式唱头中，串音衰减值达35分贝，而在压电式唱头中，串音衰减值约25分贝。

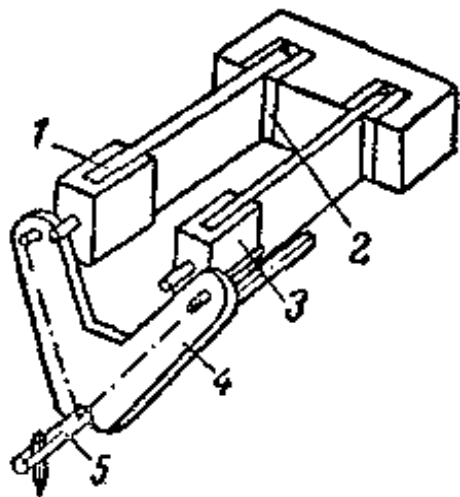


图 66 $45^\circ/45^\circ$ 系统的压电式唱头的结构：

1—酒石酸钾钠晶体； 2—弹性垫片；
3—晶体夹持器； 4—连接桥杆，把唱
针振动分解为两个分量，并传到晶体；
5—唱针夹持器。

曾经证明，如果整个系统（从微音器到扬声器）的串音衰减不小于20分贝，那末立体声效果的变化对听觉就不会有太大的影响。

为了使双通路立体声唱片的放音时间，等于相同面积的单通路密纹唱片的放音时间，要求把音槽宽度缩减到40微米（单通路密纹唱片为55微米），而圆形槽底的半径要缩减到5微米（代替7.5微米）。这样，唱针的半径相应地要从25微米减到15微米。为了使音槽所受的压力不超过容许值，立体声唱头的换算重量要减小一半（从10—12克减到5克）。

在理论上，立体声唱片可用任一种唱机放送。在 $45^\circ/45^\circ$ 系统中，录在音槽两壁上的信号的相位关系，必须使得它们相加后的振动相当于通常的横截录音。这就是说，立体声唱片一般都能使用普通唱头，并且可以放出较好的单通路声音。但是。

实际上这样做会很快地损坏唱片，因为，普通唱头的垂直方向的硬性很大。至于单通路唱片，由于有用信号只使唱针在水平平面上振动，所以唱头在垂直方向的硬度可以大一些，以便抑制传动机构的垂直振动分量。

用 $45^\circ/45^\circ$ 系统进行立体声录音时，两个通路中都有信号的垂直分量，因此要求唱头对垂直振动应当感觉灵敏。但是，普通唱机在这种情况下会由于颤动而产生很大的噪声电平，所以甚至改用立体声唱头后也不能用来放送立体声唱片。

用立体声唱头放单通路唱片是可行的，没有任何困难。这时，立体声唱头每路的输出噪声电平下降到 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍（降低3分贝）。如果把两个通路合并，使得横向分量相加，那末就可得到象单通路唱头一样的输出电压。而且，由于噪声的垂直分量相互抵消，放音质量有所提高。预先装一个简单的开关，在放立体声唱片或单通路唱片时用来改变立体声唱头的接线，这样比较方便。

立体声低频放大器 放送立体声录音的典型放大电路，由两个独立的低频放大器组成，它们的负载是两组相同的扬声器（见图67）。这种设备的制作，没有甚么重大的困难，但是对放大器部分有一些特殊的要求。其中一个要求——足够大的串音衰减，我们已叙述过了。

对立体声放音系统的其它一系列要求，总的来说，是要求两个通路完全相同。因为，两个通路的电平如相差3分贝以上，那末就会感到音源偏移，声音的空间情调就会失真。两个通路相同的条件，是两个放大器的音量控制曲线以及音调控制曲线必须相同。由于立体声效果首先是决定于声谱的高频部分，所以在中频及高频范围内遵守这个条件就更为重要。这个条件也概括了低频立体声放大器的基本特点。

为了保証整个立体声录音和放音系統的总串音衰减不小于 20 分貝，要求放大器間的串音衰减不小于 30 分貝。在采用复合管时，放大器間的串音衰减主要决定于电子管的結構。在图 67 的电路中，各前置放大級都采用 6H 4П 型双三极管。这种双三极管中两个三极管部分之間装有屏蔽，可以减小它們之間的电容耦合。在典型的立体声放大器中，这样也就完全解决串音衰减的問題了。

要使两个放大器的頻率特性及相位特性相同，比較容易，只需选择这两放大电路中相对应的零件，使它們的差值很小就行了。頻率特性的差別不应大于 2—3 分貝；而相位特性的差別不应大于 15° — 20° 。

两个通路的音量控制曲綫相同的問題較复杂一些。曾制造了一种专供立体声放大器使用的双連电位器。但是，用一般的对数控制曲綫的电位器（电压与电位器轉动角度成对数关系），要使它們的控制曲綫相同，在制造技术上有困难。因此改用阻值成直綫性变化的电位器。制造这样的电位器，可以大大减小相互之間的偏差（不大于 10—20%）。

由于人耳的听觉不是与刺激力增加的絕對值成正比，而是对刺激力增加的对数值成正比，也就是說听觉具有对数特性。因此直綫性音量控制在运用中不方便。但是，采用直綫性电位器也可得到对数的音量控制曲綫。方法是在电位器的三个抽头上串联一些固定电阻（图 67），这些抽头沿电位器电阻臂（图 67 中的 R_1 及 R_2 ）均匀分布。这时，在电阻臂內部每两抽头間的各段本身的电阻特性仍是直綫性的，但是，各段的电阻比值具有对数特性。为了补偿音調，附加的固定电阻都串接一个电容器。所有元件，都应选择誤差最小的。

至于立体声放大器的音調控制，除了要求它們的控制曲綫

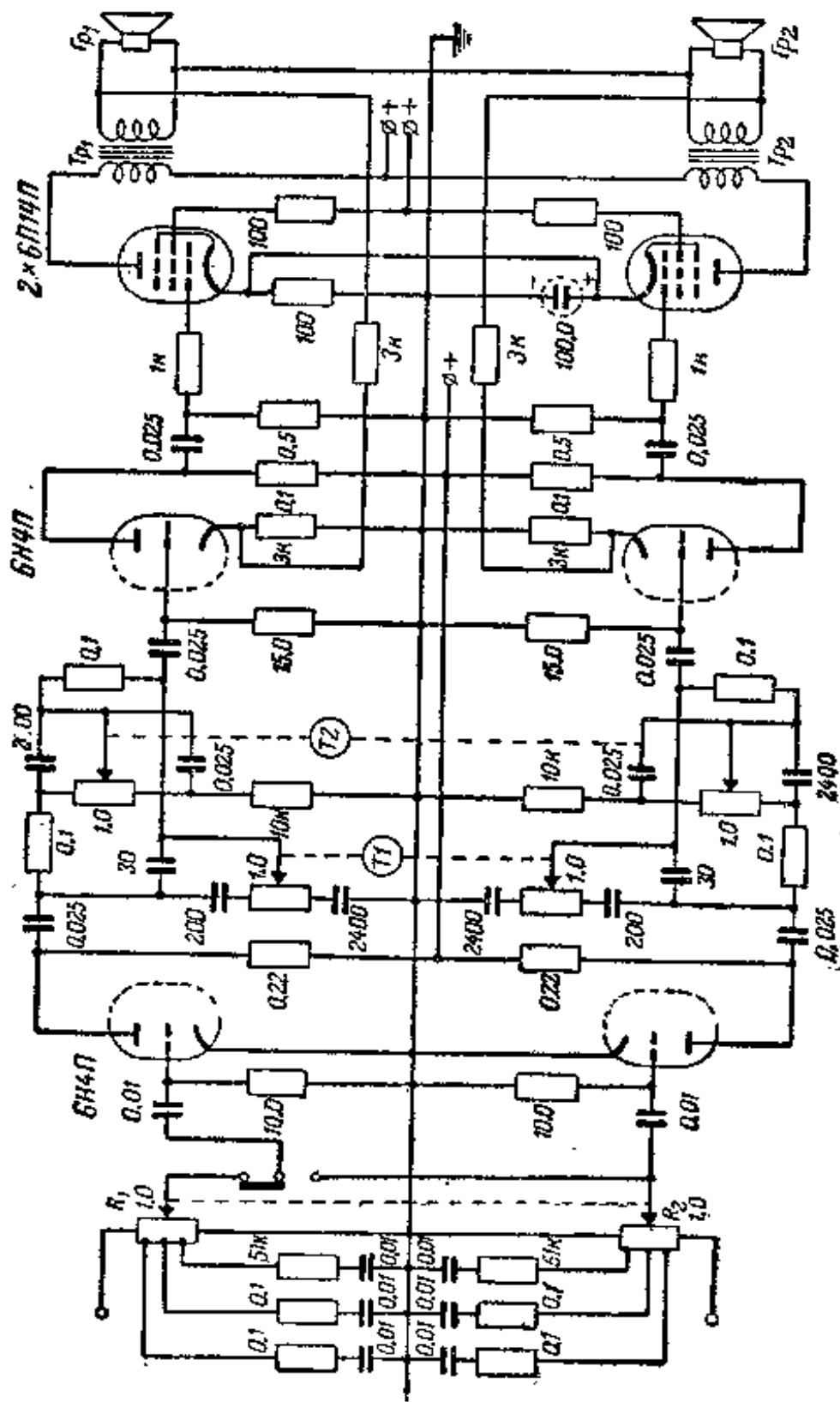


图 67 典型的低频立体声系统

相同外，还必須注意过分的高頻降落会减小立体声效果。

放音系統的选择与配置，需要解决一系列的物理和技术問題。有各种各样的实用的方案。原理上最简单的要算是«古典»的方案，它是用两个相同的揚声器組，每个揚声器組接到立体声放大器的相应的通路，并放送整个頻率范围内的声音。两个揚声器組間所需的相隔距离，視室内面积及至听众的远近而定。例如，在不大的室内（面积约15平方米），揚声器組間的距离为1.2—1.5米已能保持立体声效果。

由于要求能很好地放送低音，揚声器箱的尺寸必須很大，所以这种系統比較貴而笨重。但是，这种系統可以大大簡化，因为人耳只是根据300赫以上頻率的聲音来区别声音方向，所以沒有必要用双通路来放送低音。当然，这不是說人耳不能分辨象低音大提琴这样的乐器的声音方向。因为低音大提琴发出的声音不是单一頻率的周期性振动，而是复合的振动，利用这种振动中的諧波，能准确地确定它在乐队中的位置。

在簡化的立体声放音系統中，用单通路方法放送低音，两个通路的低音信号接入一个公共的揚声器。中音和高音，以及低音乐器的諧波，則送到每个通路专用的揚声器。分隔頻率一般选在250—300赫的范围内。

低音揚声器与高音揚声器間的頻譜分隔，一般說来不是新問題。但是这里也还有些区别，例如在伪立体声系統中，分隔頻率选在1500—3000赫范围内，并且对截止頻带內的衰耗的要求不高，而在立体声系統中，分隔頻率选得較低，分隔的要求則很高，要求公共低音通路內对高于300赫頻率的衰耗必須足够大，以避免减小放音場的有效寬度。

用滤波器（图68）可取得截止頻带內所必需的衰耗。由于需要的电感量很大，一般不得不采用有鉄心的扼流圈 L 。选择

扼流圈导线直径时，应考虑使功率损耗不大于10%。铁心应足够大，以免因铁心饱和而产生非线性失真和分隔频率的偏移。

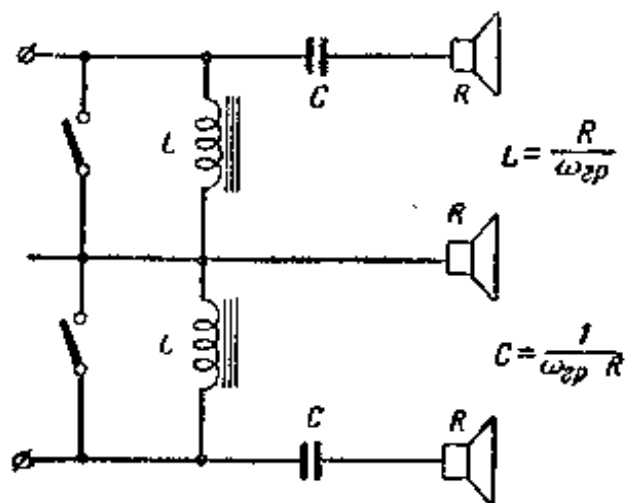


图 68 把公共低音扬声器和两个分隔的高音扬声器接到立体声放大器用的分隔滤波器

在用单通路放音时，扼流圈被短路，两个通路的整个声音频谱都送入低音扬声器。

必须指出，利用这种分频的方法不但能降低立体声设备费用，而且能减小交叉调制失真。这种失真在宽频带扬声器中更容易产生。

国外的文献中曾证明，如果遵守一些基本规律，那末在任何住室内实际上都能得到相当良好的立体声效果。其中一个规律是：听众至两侧扬声器的最佳距离应等于这两个扬声器间的距离。扬声器间的距离决定于放音场的宽度。放音场愈宽，听众愈感到他好象在音乐厅中一样。通常，在不大的室内，为了扩展放音场，扬声器应分装在两墙角处。

在每个通路有一个外装扬声器的系统中，另一个要求是听众的位置必须在这两个扬声器的中线上，也就是说听众至这两个扬声器的距离应相等。很明显，在不大的房间内，这个距离很小。在不规则形状的室内配置扬声器位置时，也应遵守这个规律。例如，在不规则形状的室内（图69），扬声器不装在屋角，而是这样安装，使听众位于中线上，至两个扬声器的距离相等。选择扬声器间的距离A的时候，要求听众至扬声器的距离也能等于A。

大房间内的立体声效果要好些，这是因为它本身的声学特

性与音乐厅的很近似。放音响度有很重要的作用，响度愈接近原始电平，则放音效果愈好。

还必须注意，在听众与扬声器之间不能放置家具及其它物体，否则这些物体会显著地减弱高频，因而缩小有效放音场。从这个观点出发，还必须选择外装式扬声器的安装高度。在看不到扬声器的时候，立体声印象会增加。但是遮蔽用的织物、帷幔等等必须很薄，要求它们不增加声频衰减。

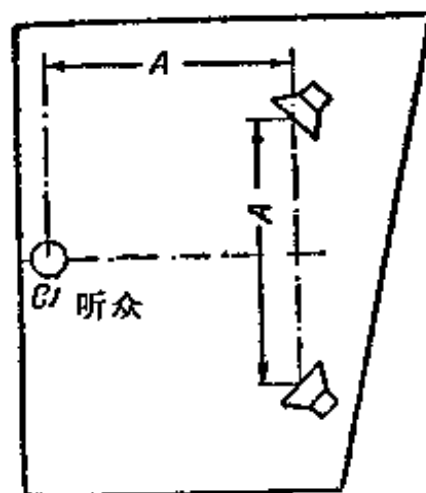


图 69 立体声高音扬声器在不规则形状室内的装置

从图70可看出，如果每个通路只用一个高音扬声器，那末只有在一个不大的面积内能得到立体声音乐感觉。这个面积限制在两条双曲线内，扬声器即位于它们的焦点。由于室内墙壁的反射作用，立体声有效范围扩大了些，对小房间中不多的听

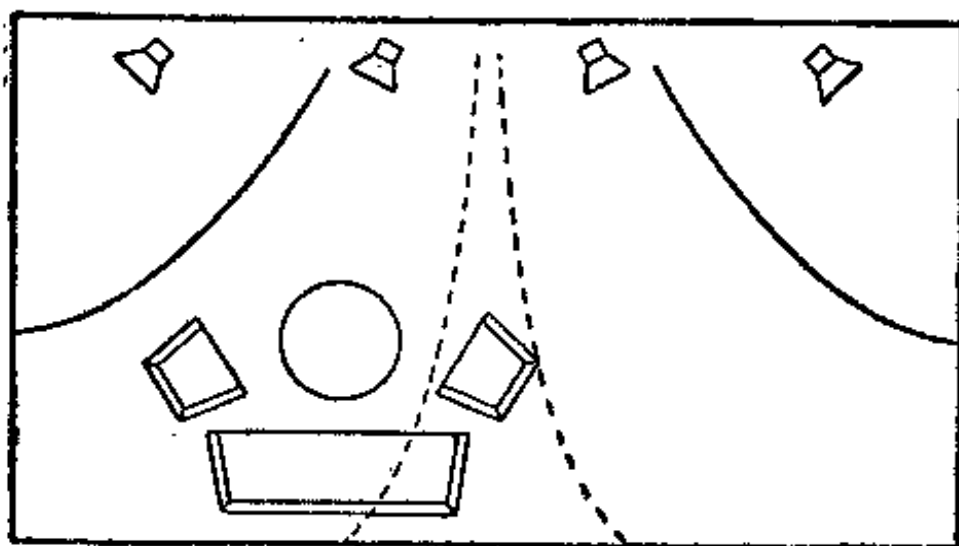


图 70 在无反射的室内最佳的立体声有效区域：虚线范围是每路只有一个高音扬声器时的有效区域；实线范围是每路有两个高音扬声器时的有效区域

众來說，这个范围也足够了。

在每个通路中采用一組中音和高音揚声器（图 70），能够把立体声有效范围扩展得很大。在这种情况下，听众沒有必要遵守必須位于揚声器中綫上的規律。听众在立体声有效区域内移动位置时，产生的感觉变化好象他在音乐厅內走动一样。如果听众走出这个区域，那末或者是左边的声音占优势，或者是右边的声音占优势，立体声感觉便沒有了。

揚声器的輻射方向以及它們之間的功率分配，应当用实验的方法确定，要求在足够寬的放音場情况下得到最大的、良好的立体声有效区域。最外边的揚声器的影响愈大，則放音場愈寬，但立体声有效区域的面积愈小。稍微改变揚声器的輻射方向，可以补偿室內声学特性的不对称性，并可适当地移动立体声有效区域的軸綫。

放音系統安装是否正确，立体声效果如何，可以放送專門的立体声測試唱片来检查。如果沒有这种唱片，检查时可以采用試听交响乐的方法。必須检查通路的接綫是否正确（左边通路与右边通路是否搞錯），两个通路的电平是否相同，最佳立体声有效区域的范围多大以及其它等等。所有的揚声器必須同相連接。揚声器連接不正确，会“冲毀”各个乐器的方位。检查揚声器相位时，可接上电池，观察紙盆的瞬时偏动情况来判断。

立体声放音牵涉很多問題（单通路或者双通路放低音，放音系統的类型和位置，必要的放音場寬度等等），所以至今还没有得出統一的意見，实验者在这方面的探討范围是很寬广的。不論是低頻放大器的設計，或者是双通路与单通路相互間工作状态的轉換，都有各式各样的方案。在大多数情况下，即使是单耳放音，一般都采用兩級末級放大，或者是推挽式，或

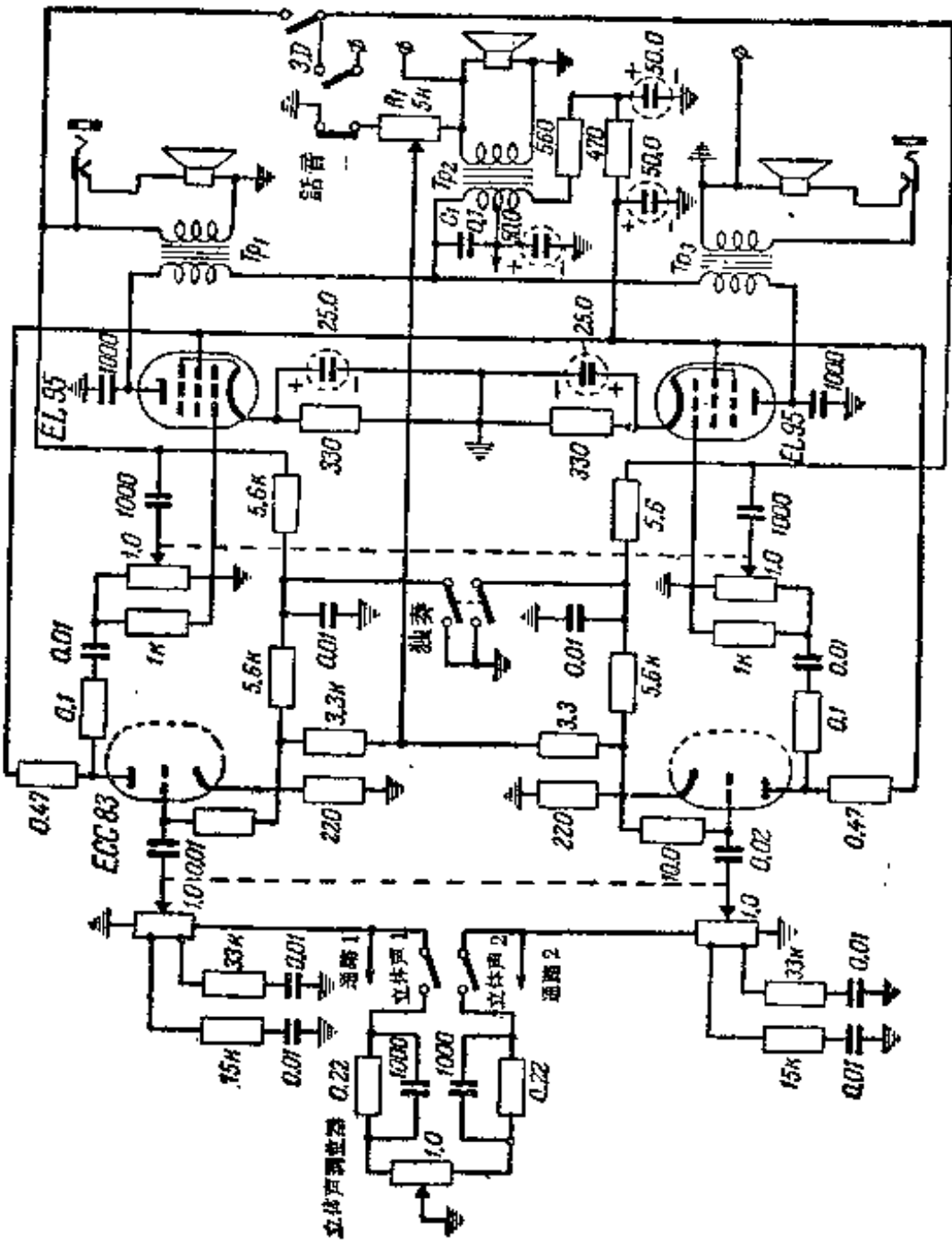


图 71 有公共低通通路的立体声低频放大器电路

者是并联輸出式。

在图 71 的电路中，頻带分隔及两个通路低音的組合，是在末級电子管屏路內用輸出变压器来实现的。由于采用了单独的低音变压器 Tp_2 ，消除了在变压器內产生交叉調制失真的可能性，并簡化了变压器的結構。两个高音变压器 Tp_1 及 Tp_3 ，以及接有电容器 C_1 的低音变压器，它們的分隔頻率都为 300 赫。放大器在 500 赫至 10 千赫頻率范围内能保証串音衰减不小于 30 分貝。

这里，用一个电位器 R_1 来改变从低音輸出变压器加到前置放大电子管的負反饋，进行低音調控制。高音調控制器采用双連电位器。

按下电鈕 3D，两个通路接成并联，并接入附加的伪立体声揚声器。

这个电路的作者証明，采用这种电路的台式收音机，如果两高音揚声器間的距离为 50—60 厘米，可以得到显著的立体声效果。而且，有可能扩展放音場，因而大大提高立体声效果，方法是加装外接附加中音和高音揚声器。当插塞半插入塞孔时，同时接通外接揚声器和机內揚声器；当插塞全部插入塞孔时，切断机內揚声器。

当按下“立体声”电鈕时，放大器輸入端接入平衡調整器——“立体声調整器”，利用它可改变各通路的电平，以获得最佳的立体声。

平衡調整器对取得立体声效果有很重要的作用，因此在絕大多数立体声設備中都采用。它的作用是均衡两个通路的聲音。录音——放音过程中产生不对称的根源，可能各不相同。在录音端，各微音器、放大器以及录音头的两个系統如互不相同，就会使唱片两个通路中的录音电平有差別。音調和音量控

制用双速电位器电阻之間，以及立体声唱头、放大器和两个通路的音声系統之間，如果有差异，也都会使声音的立体特性失真。

在放音系統不对称时（例如外接揚声器的收音机的放音系統），以及在室内声学特性不对称时（这种不对称是由于墙壁的反射、家俱的布置及听众的位置引起的），平衡調整器的作用更为重要。利用平衡調整器改变各通路的增益，可以偏移最佳立体声有效范围的声軸，使它通过收听点。

实际采用的“立体声調整器”的连接电路，种类很多（調整一个通路或者两个通路的增益；接在放大器輸入端或者电路的其它部分；在整个頻率范围内或者只是在負反饋电路内对中音及音频进行調整）。一般， ± 6 分貝的增益調整范围已足够了。最好在收听点进行遙控平衡調整。

比較简单的遙控平衡調整电路，示于图72。有电流負反饋的前置放大級（用ECC83型电子管的两个三极管部分），接在立体声唱头輸出端与音量控制器之間。这些放大級的作用，是把唱头的电压提高，使这电压等于收听广播时检波器的輸出电压。遙控平衡調整操纵盒内，装有电位器 R_1 和电解电容器 C_1 ，它們与負反饋电阻的一部分并联連接。按照調整器轉动的位置，电容器 C_1 部分地或全部地将这部分电阻

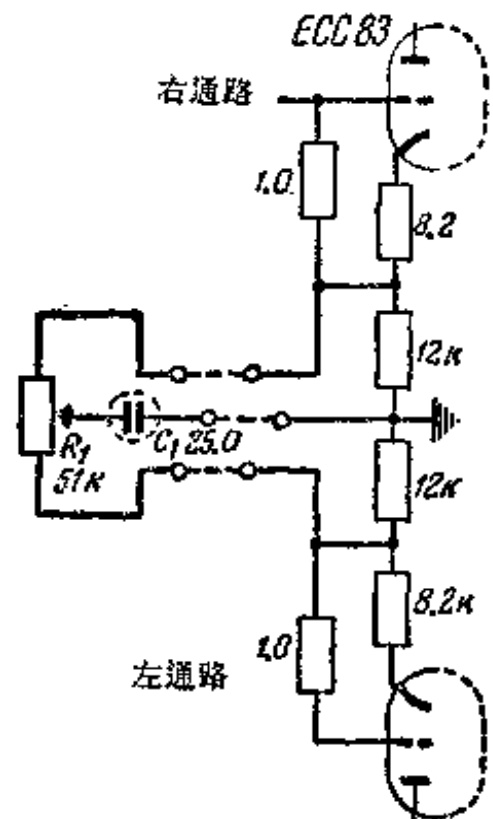


图 72 遙控平衡調整器的連接电路

弯路，因而改变了通路中的增益。

立体声广播和接收方法 直到最近以前，立体声传输还只是一个实验课题，有时只在宽银幕电影中采用。

现在，这种情况有了发展。在立体声录音体（唱片和磁带）方面有很大的进展。可以预料，在最近2—3年内，立体声唱片将得到更广泛的应用。

初期的立体声唱片试验即已证明，虽然是第一次听到立体声录音的人也会变成这方面的赞助者。因此，没有任何根据设想人们对立体声广播的兴趣会小一些。相反，有收音机的人比有留声机的人要多得多，所以必须保证以最好的技术成就来改善广播收音质量。

双通路广播还可以用来发送两种语言的节目，这对我国的多民族共和国和省有特别重要的意义。

早在20年代，即已开始立体声广播的研究。这方面的发展差不多是与立体声唱片录音的研究并行的。例如，初期的立体声唱片，两个信息录在两个单独的音槽内，与此相似，最早也是用两部独立的发射机进行实验广播。现在采用一部发射机双重调制的方法，这也类似于近代用双分量法在唱片同一音槽内录立体声信号。

用两部发射机（即用两个从微音器到扬声器的完全独立的通路）进行立体声广播，有两个主要的缺点：1)在整个系统内这种方式要耗费双倍的费用；2)这种系统不能兼顾普通的广播收音机。所谓兼顾问题，是指必须保证用普通收音机能正常地收听立体声广播（当然是非立体声）。同时，立体声收音机也应当能接收单通路广播。在用两部发射机的系统中，一部发射机被左边声音通路调制（被左边微音器接收的声音信息调制），另一部发射机被右边声音通路调制。这时如果用普通收音机收

听一部发射机的信号，将获得“不稳健的”、很坏的声音。

这些情况，首先是费用高（由于用户必须设置二部收音机），不能不使人认为这种系统没有发展前途。

近代，在采用一个载频的双重调制的基础上，提出了一系列的立体声广播方法。最有名的一种方法是交叉法。用这种方法的立体声广播系统的方框图，示于图 73。从两个微音器或其它音源来的信号经过放大后，在第一混频器中同相相加，这样便得到相加信号 $A+B$ ，它直接对发射机载频进行调制。这个信号与单耳声信号并无不同之处，因而能用普通的超短波收音机接收（打算首先采用超短波调制广播来传送立体声，因为只有这种广播系统才可保证传送高质量的节目）。

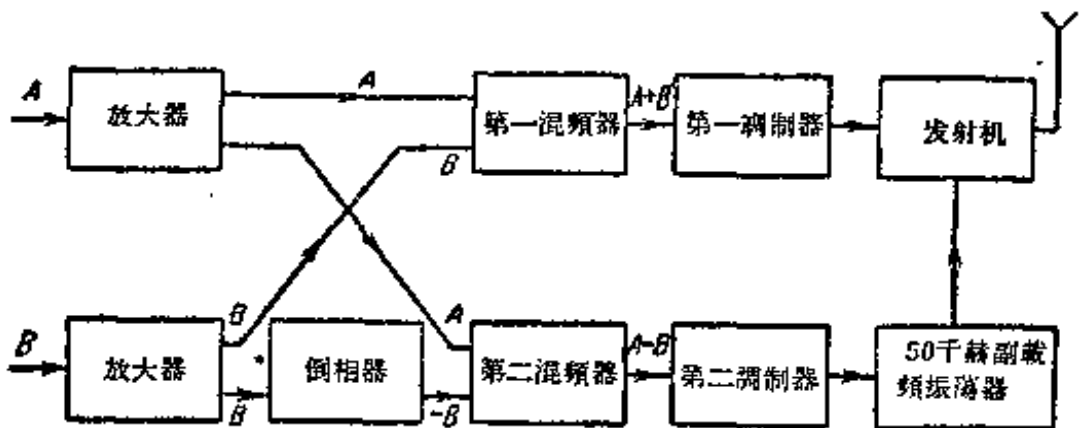


图 73 交叉法立体声系统的方框图

因此，交叉法完全解决了兼顾性问题，并保证得到完善的单耳声。与此同时，在倒相级输出端得到信号 $-B$ ，经过第二混频器后，得到相减信号 $A-B$ 。它包含立体声信息。相减信号对 50 千赫的副载频调制，得到的复杂波形的电压再对主载频进行调制。

发射机的最大容许频偏为 ± 75 千赫，在两个信号间平均分配。这就是说， $A+B$ 及 $A-B$ 中每个信号对主载频的调制频偏

只有±37.5千赫。在单耳声(普通)接收时,有用信号只是 $A+B$ 。这时由于频偏缩小一半,所以音频信号振幅也缩小一半。

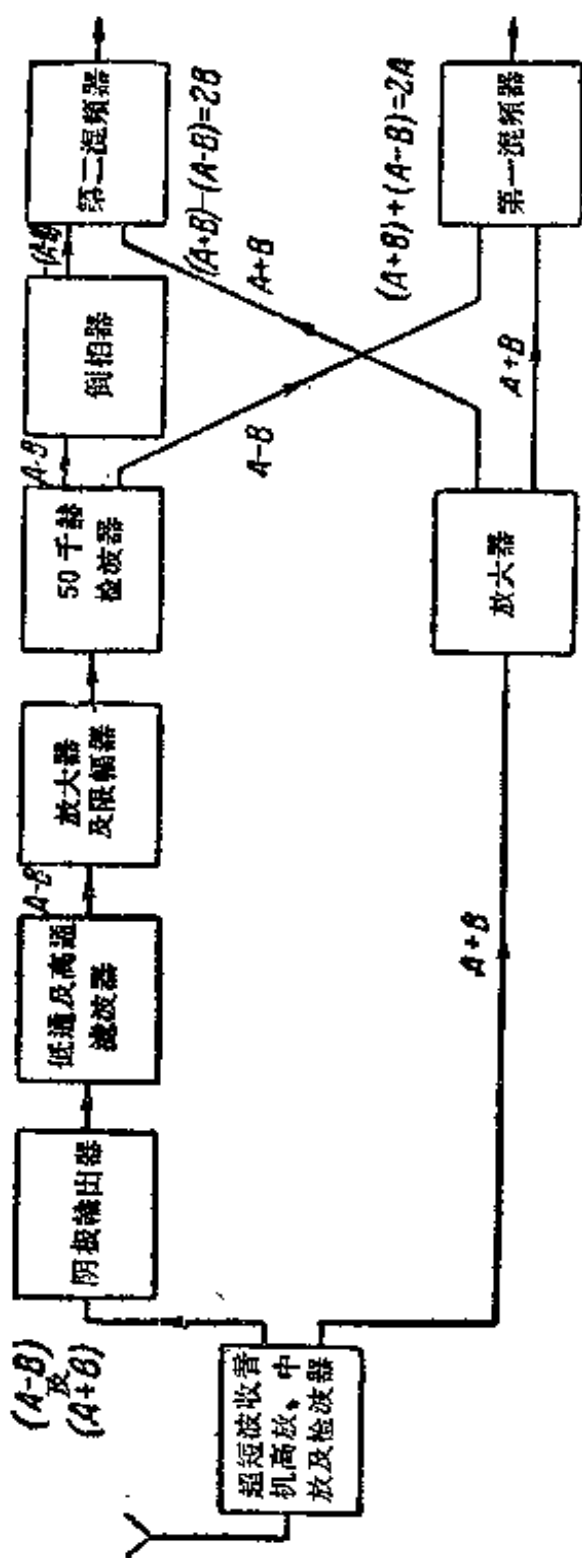


图 74 接收交叉法立体声广播的附加器的方框图

用相加信号 $A+B$ 和相减信号 $A-B$, 分别代替原始信号 A 和 B , 来对主载频及副载频调制, 可使交叉法具有兼容性。但是, 在立体声接收时, 亦即用立体声收音机接收这种信号时, 很明显, 有必要恢复原始信号 A 和 B , 以保证声音的空间分布自然而真实。这个要求是可以实现的, 例如采用电信号相加 $(A+B) + (A-B) = 2A$, 和电信号相减 $(A+B) - (A-B) = 2B$, 便可得到原始信息 A 和 B 。

在图 74 中, 画出了一个比较简单的附加器方框图。它接在普通的超短波收音机中, 用来接收交叉法立体声广播节目, 并把信号 $A+B$ 和 $A-B$ 还原为原始信号 A 和 B 。

图中上面的通路内, 除了信号 $A-B$ 外, 还有

漏入的信号 $A+B$ 。为了抑制这个漏入的信号，这个通路内接入了高通滤波器，阻止低于20千赫的频率。这里的低通滤波器用来抑制高于75千赫的噪声。

因此，利用交叉法可以用一部发射机发送两个不同的信息，而不需增加频带宽度。但是，一般理论已证明，传送较多的信息量必须增加一些费用。

在交叉制中，第二个通路包含很多的信息，因而在两个高频通路中所需的信号功率差不多相同。所以，如果要求兼容的立体声信号的接收音量与单耳声信号的相同，那末总的发射功率必须增加一倍。一般来说，第二个高频通路中包含的信息愈多，那末比单通路系统所需要增加的功率也愈大。

因此，提出了一些改进的办法。在这些方法中，声音信息直接沿基本高频通路传送（调频），而沿两个辅助窄频带通路只传送信号强度的信息。其中有一个方法，是用两个低频通路的相加信号 $A+B$ 对主载频调频。第二个通路用副载频组成，对这个副载频调幅的信息，只是两个低频通路强度或音量的比例关系。调幅后副载频的频带宽度不超过100赫。如果在交叉制中发射功率需要增1倍（6分贝），那末这种方法只需增加2分贝。频带宽度与交叉制的一样，不大于单耳系统的频带宽度。但是，这时在播音设备中为分出相应的信息（强度比例）则需要耗费较大的费用。

苏联的立体声广播系统采用极性调制。与国外系统相比，它的主要优点是接收设备极简单而便宜。

极性调制立体声广播系统的工作原理，是用两个低频信息电压分别对副载频电压的两个半周调制。经极性调制的副载频电压又对发射机的主载频进行调制。

在通常的收音机内加装一个附加器（图75），就可用来接

收极性調制的立体声广播。在有超短波波段的收音机內，极性調制的副載頻电压經過比例检波器按通常方式检波后，分出来接入附加器。在附加器中，副載頻电压經預先放大，然后从阴极輸出器加到两个检波器上。这两个检波器按相反极性連接。这样，它們也就分开了两个通路。

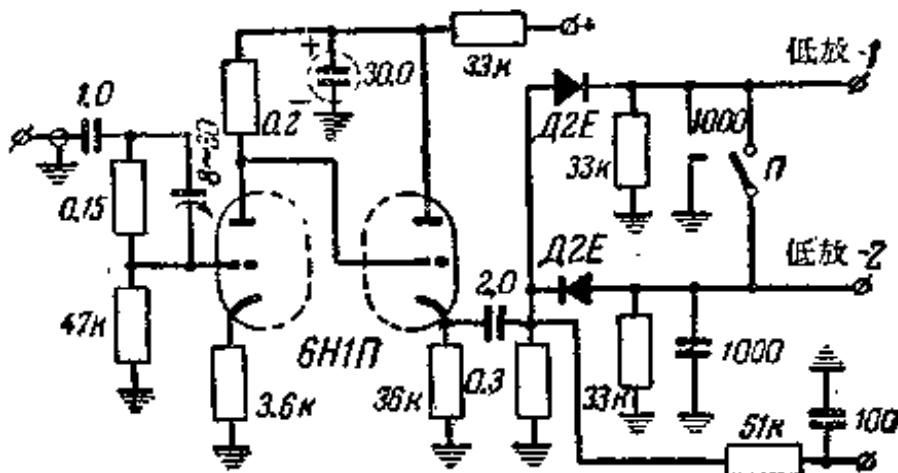


图 75 接收极性調制立体声广播的附加器

接收立体声广播时，一个检波器的輸出端接到收音机的低頻放大器輸入端，另一个检波器的輸出端則接到带有放音系統的附加低頻放大器輸入端。选择連接一个检波器的輸出，即可从双語言节目中分出所需要的信息。最后，用单通路接收立体声节目时，必須按下开关 II，把两个检波器都接到收音机的低頻放大器輸入端去。

在收音机后壁装有一个七脚管座，管座的管脚接到电路中相应各点（頻率检波器輸出端、低頻放大器輸入端、灯絲电压和屏压、地），这样就能很方便地接入附加器。

接收极性調制立体声广播所需要的收音机通頻帶寬度，比一般收音机的寬 25%。同时，这种系統在串音衰減、頻率失真及非綫性失真等方面能滿足很高的要求。

在莫斯科和列宁格勒，已开始用极性调制系统试播立体声广播。

还必须提到美国 RCA 公司设计的用调幅发射机的立体声广播系统。这种系统中，调幅发射机的每个边带包含一个通路的信息。用单通路收音机接收时，按通常方式检波；放音质量较高。在立体声收音机中，中频放大器后面接有边带选择器，它分开两个边带通路，然后各个通路单独地进行检波和放大。

不论是改进各个方法本身，还是最终选择一个最合理的方法，都还要进行大量的工作。在解决立体声广播的有关问题时，首先要考虑听众的利益，发明极性调制系统后，这方面有很大的发展前途。

很明显，在开始定期开放立体声广播及生产立体声收音机之前，必须协商拟定一个统一的标准程式。近来，关于立体声广播尚在继续研究。

立体声放音和广播的技术问题，还远未得到完满的解决。立体声广播是否有价值，它有没有发展和实用的前景，还是一个讨论和热烈争辩的对象。在双耳声传输系统的两个通路内采用电话听筒，把每个通路的不同信息分送到听众的两耳，是建立原始声场结构的最好方式。但是这种方式在实用中很不方便，所以实际上未得到应用。

在立体声放音系统的各通路中采用扬声器时，由于放音室的反射和声学特性，发出的声场会产生失真。但是，对音源方位而言，重要的是一次声波，而滞后的反射声波只影响音量 and 音调，所以这种立体声系统仍能正确地产生声音的空间情调。

使用立体声设备所积累的經驗，并未否定这样的结论，即立体声实际上使广播和放音技术以及声音高度逼真方面前进了一大步。

立体声不仅仅是以传送交响乐、合唱等音乐节目著称。例如，在一次試驗中曾証明，用单耳声传送四个人的同时交談，在最好的情况下也只能分辨个别字或句子片断。但是用立体声传送这种交談，完全能听出整个交談的过程。

曾經証明，大多数听众喜欢听頻帶寬度为 6 千赫的立体声音乐，而不願听頻帶寬度为 10 千赫的单耳声音乐。利用立体声放音能扩展动态范围，因为立体声放音不容易使听众疲乏，所容許的响度比单耳声系統的可大一些。有些人証明，用立体声放音时非綫性失真也会变得不太明显。

如果要估計立体声应用的前景，必須注意在居民中已有大量的单通路收音机和唱机。有些收音机和唱机可以进行改装或重装，用来放送立体声，但是有很多收音机和唱机不得不說是完全不适合放送立体声的。一般，立体声設備要比单通路設備費30%—50%。另一方面，很多有名的演奏家的珍貴录音是录在单通路唱片上的，听众不希望放弃这些唱片。

这些情况以及其它一系列原因，可能刺激进一步改善单耳声放音系統，而使立体声系統的应用稍为推迟些。

第五章 使用方面的改进

19. 自动頻率微調系統

广播收音机結構方面的新措施，目的在于提高收音机的质量指标和增加运用的便利。这些新措施有：自动頻率微調設備、自动調諧設備、声音特性調整設備及遙控設備。

大家都知道，精确无誤地調諧于所接收的电台是获得高质量声音的前提。如果調諧不准确，就会产生失真，并且减小信

号的易懂度，或者完全不能接收。在近代收音机中，长波、中波及短波波段当失调 ± 500 赫时失真就已很明显了。

调谐指示管(所谓的电眼)，用来使收音机正确地调谐所接收的信号频率。它在很多情况下，特别是在窄通频带的收音机中，都能保证得到满意的调谐结果。但是，指示管对于因收音机或发射机本机振荡器不稳定而产生的频率偏移，却无能为力。这种频率偏移，在短波和超短波波段特别显著，只有用自动频率微调设备才能消除。利用自动频率微调设备同时还能减轻调电台工作，这时用手调谐电台不必很精细。

自动频率微调系统的工作原理，是控制外差收音机本机振荡器的频率，可用图 76a 的方框图来说明。如果本机振荡频率与信号频率之差 $f_r - f_s$ 不等于中频放大器的调谐频率 f_0 (相当于通频带中间频率)，那末自动频率微调系统即改变本机振荡频率，使 $f_r - f_s$ 接近于频率 f_0 。

自动频率微调系统由两个主要部分组成：分辨器和控制器。分辨器识别 $f_r - f_s$ 与中频放大器调谐频率 f_0 的差别，并产生一个电压，它的数值和符号(相位)与这个差别的大小和符号成比例。如果 $f_r - f_s$ 与 f_0 相等，则分辨器的输出电压为零。

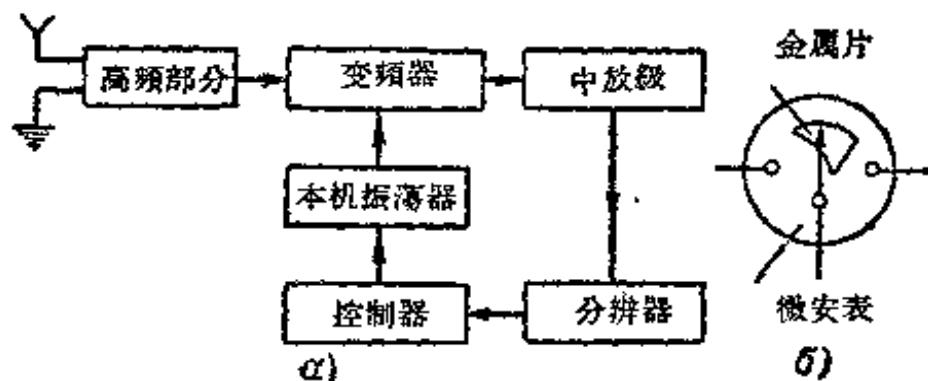


图 76 a—自动频率微调系统的方框图，b—作控制器用的微安表

分辨器的輸出电压加到控制器，后者直接控制本机振盪器的諧振元件，按照自动微調电压的符号（相位）調整頻率，使它增高或减低。

通常采用鑑相器或比例检波器作分辨器，可以利用收音机中原有的調頻信号检波部分，也可以专为自动頻率微調装設一个。在后一情况下，最好采用鑑相器，因为它的灵敏度較比例检波器的高一些。

用作控制器的設備种类很多，目前应用最广的是电抗管。大家对电抗管的工作原理已很熟悉了，所以这里不再說明。它与本机振盪回路并联連接。电抗管的等效电感（电容）随着它栅极上的控制电压的大小和符号而变化，借此改变本机振盪回路的諧振頻率。

这个电路虽然能得到完全滿意的結果，但是需要的費用較貴。此外，由于电抗管必須与本机振盪回路組合在一起，所以在超短波波段采用这种自动頻率微調方式有困难。

但是，在超短波波段，有效的自动頻率微調系統对实现高质量超短波广播有很重要的作用。由于調諧指示管灵敏度低，本机振盪頻率随溫度和电源电压的变化而偏移，以其它等等原因，收音机可能对信号失諧。这类失諧可达50—100千赫，結果会出现非綫性失真，对寄生調幅干扰的抑制就变坏。

超短波波段的自动微調，可以采用一种能很方便地装入原有收音机內的簡單設備(图76,6)。它用微安表作控制器，在表針下面装一片一定形状的金屬片。这片金屬片作为可变电容器的定片，而指針作为动片。指針的移动用比例检波器輸出的直流电压控制。对金屬片的形状沒有严格要求，因为剩余的調諧誤差决定于比例检波器的S形特性曲綫的斜率和电表的灵敏度。如果沒有足够灵敏的电表，也可以应用毫安表，不过要預先放

大控制的直流电压。

近来，超短波波段的自动微调采用二极管。采用晶体二极管的电路比较简单，并能保证使收音机足够精确地调谐于电台信号。晶体二极管有固有电容，它的大小在晶体二极管截止范围内会随所加电压而变化，并且反向电压愈大，晶体二极管电容愈小。自动频率微调就是利用这种特性。

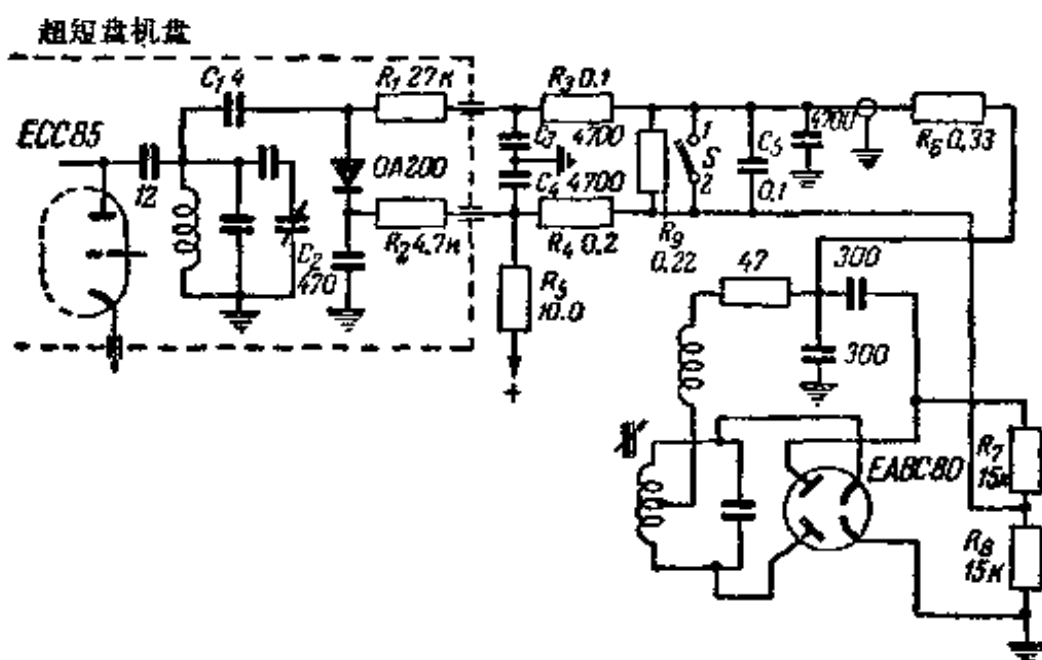


图 77 面接触型二极管自动频率微调电路

在图 77 中画出了超短波波段用的二极管自动频率微调电路，二极管电容与反向电压值的关系曲线则示于图 78。当反向电压从 -2 伏变到 -10 伏时，电容从 5 微微法变到 3 微微法。图 78 的曲线是按 OA 200 型二极管画出的，它是外国的一种 $n-p$ 结面接触型硅二极管，通常

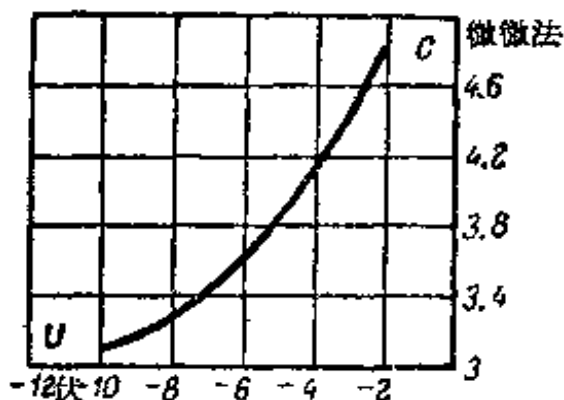


图 78 二极管阻挡层电容 C 与外加电压 U 的关系曲线

在自动频率微调系统中应用。各种型号的二极管的电容虽有差别，但不会有严重的影响，因为初调本机振荡谐振回路时电容的变化已超过了这种差别。

面接触型硅二极管的等效电路中，除电容外，还有一个并联的有效电阻。这个电阻的数值为几百兆欧，因此实际上不会增加回路的衰减。但是随着频率的升高，等效有效电阻的数值将减小，所以二极管在自动频率微调系统中用作控制器有一定的限制范围，频率只能达几百兆赫。

二极管的反向电阻很大，所以用二极管进行调整几乎不消耗功率，并且控制电压可以直接取自比例检波器（见图77）。不能用比例检波器电路中电解电容器上的电压来作控制电压，因为这个电压不能随着失调方向而改变。控制电压从检波器输出端（在修正网络之前）与负载电阻中点之间取出，它随失调大小和方向而变化。

由于二极管的反向电阻很高，所以交流电压分量滤波网络 R_6C_5 、 R_3C_3 及 R_4C_4 可以选高阻抗的。电阻 R_1 、 R_2 及电容器 C_2 阻止本机振荡电压从控制电压电路的导线产生辐射。选择二极管的工作点时，似应力求应用其不大的反向电压特性段。在这特性段内电容变化曲线的斜率最大。但是在这个电路内，因为本机振荡电压及在高于信号频率方向失谐时产生的正电压会在某些时刻开启二极管（二极管通流），增加本机振荡回路的衰减。所以不能应用这个特性段。因此，从分压器 $R_5—R_4R_3$ 加到二极管的初始偏压约为5伏。这样的偏压，可以保证二极管在任何失谐符号时都工作于反向状态，并防止对本机振荡电压检波。

与二极管串联的电容器 C_1 及 C_2 是隔直流电容器，而 C_1 同时用作耦合电容器。选择 C_1 的容量时，应使由它引入本机

振盪回路的初始电容最小，而且能保證回路的总电容随控制电压的变化斜率足够大。

从自动频率微調的原理可看出，不可能要求絕對准确地調諧于信号频率，因为在这种情况下将沒有失諧控制电压。当系統內建立动态平衡时，即达到鑑頻器 S 形曲綫与本机振盪調整曲綫相交点时（图 79），自动频率微調即停止进行。实际上，

如果达到 Π 点，本机振盪频率由于某种原因而变高，那末鑑頻器的控制电压值和二极管的总反向电压值将减小。从图 78 可看出，这时电容将增加，因而本机振盪频率降低。本机振盪频率变低时又产生类似过程，結果整个系統

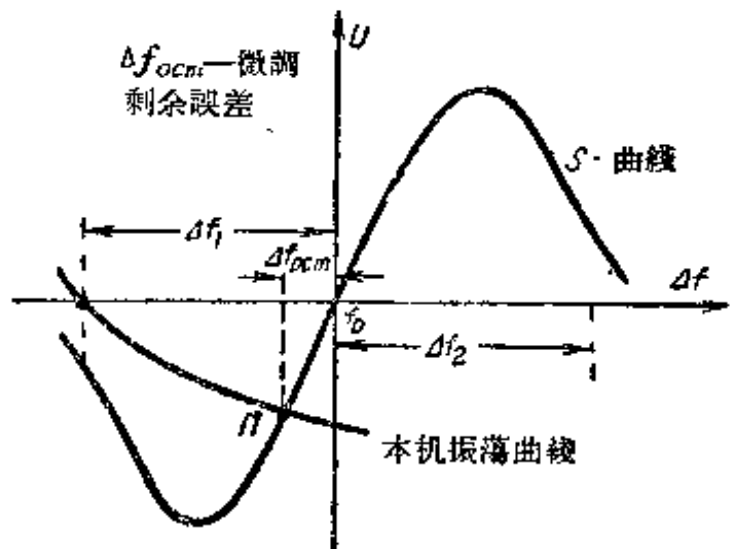


图 79 說明自动频率微調过程的曲綫

仍回到 Π 点。很明显，当本机振盪初始失諧 (Δf_0) 符号相反时，有一个对称的动态平衡点 Π 。

自动频率微調系統的微調剩余誤差，与鑑頻器曲綫 (S 形曲綫) 的斜率 S_{π} 及本机振盪調整曲綫的斜率 S_r 有关。这个誤差用微調系数 $A = S_r S_{\pi} + 1$ 来表示。微調系数表示在自动频率微調起作用后初始失諧减小的倍数。

本机振盪調整斜率 S_r 按下述方法确定。从图 78 的曲綫可看出，当二极管的反向电压变化 1 伏时（工作点为 -5 伏），二极管电容变化 0.26 微微法。考虑到电容 $C_1 = 4$ 微微法（见图 77），以及二极管初始电容为 3.9 微微法，那末本机振盪回路的

电容变化为 0.13 微微法/伏。假设超短波波段本机振荡回路的总电容为 20 微微法，那末回路的相对电容变化为 6.5%，或者相对频率变化约 3%。如果本机振荡频率为 80 兆赫，那末它的调整斜率即为 240 千赫/伏，即每伏控制电压使本机振荡频率改变 240 千赫。

高灵敏度的收音机的鉴频器曲线斜率 S_{π} ，一般为 0.06 伏/千赫。因此， $A=240 \times 0.06 + 1 = 15.4$ 。例如，收音机对信号的初始失谐为 100 千赫，那末剩余微调误差只有 6.5 千赫 ($100 \div 15.4 = 6.5$)。

微调作用的最大调整宽度，一般叫做牵引范围，是自动频率微调系统的一个重要参数。它与 S 形曲线的宽度和幅度，以及二极管的调整特性有关。牵引范围应足够宽，以便保证当收音机与所接收的信号失谐时自动频率微调系统能可靠地工作。但是，它的宽度不应当超过两相邻波道间的距离，否则另一个强力的相邻电台可能“捕获”自动频率微调系统，使收音机“失掉”对所接收的较弱信号的调谐。

把调整宽度限制在 $\pm(100-300)$ 千赫以内的电路，有很多种。例如，在图 77 中为此采用电阻 R_9 ，它与控制电压并联。很明显，这个电阻不仅限制自动频率微调尚能补偿的最大失谐量，而且会减小调整斜率和微调精确度。采用其它更复杂的限制自动频率微调范围的电路，就可以避免这个缺点。

当从一个电台改调到另一个电台时，自动频率微调系统会保持对前一电台的调谐。失谐时产生的电压，使本机振荡频率偏移，结果仍接收前一电台，因而不能改收邻近频率电台的信号。这个跟踪过程一直继续着，除非图 79 的两曲线失去交叉的条件。

限制自动频率微调范围，则不希望的本机振荡频率的牵引

現象也同时减少了。但是，有时装一个专门切断自动频率微调系统的按钮（图 77 的接点 8），短接加到二极管的控制电压。由于切断接点只应在改调电台时闭合，所以最好采用图 80 所示的结构。图中调谐旋钮上开有三条切口，切口内装入 3 个弧形片 2、3 及 4。每个弧形片装在一个金属条 9 上，金属条两端有接触凸缘 13。弧片位置由弹簧 5 固定。当旋转调谐旋钮时，用手指轻压弧片，使凸缘 13 与接触轮缘 12 接触。因为集流环 11 及 14 的一端各接到零件 10 及 12；而它们的另一端各接到电路的接点 1 及 2，控制电压的电路因此短路了。同时按下三个弧片，可以保证切换更可靠。放开调谐旋钮后，在弹簧 5 的作用下，电路又断开。

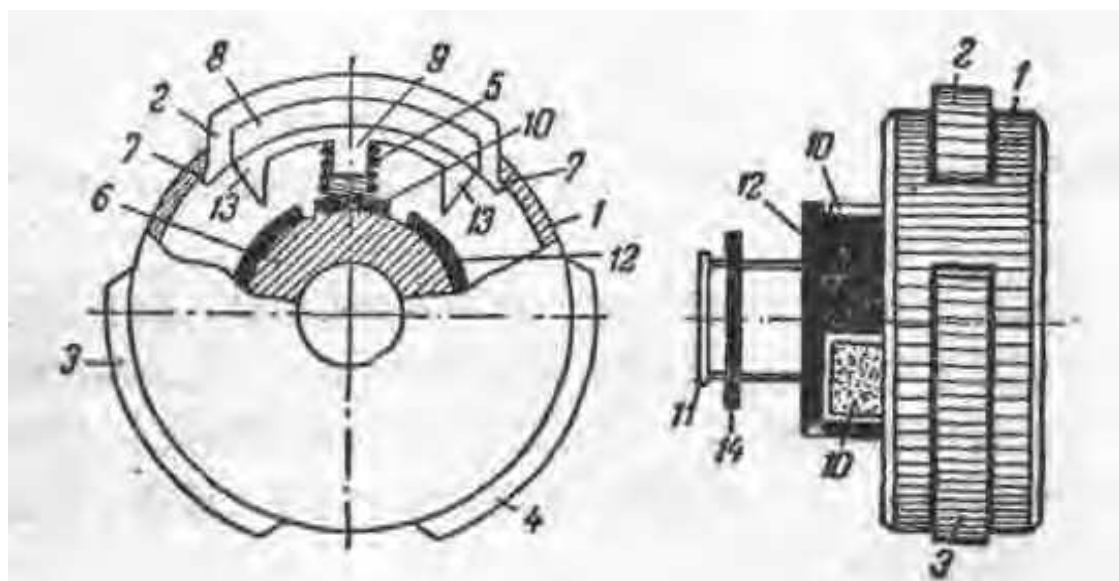


图 80 用来切断自动频率微调的收音机调谐旋钮结构

采用较易得到的点接触型晶体二极管，控制电流截止角（图 81）也可以达到自动频率微调目的。这种电路与采用面结型二极管控制阻挡层电容的电路不同。在点接触型二极管中阻挡层电容的变化很小，因此这里利用的是二极管电阻随通过它的电流而变化的关系。二极管与串联的电容（或电感）并联接

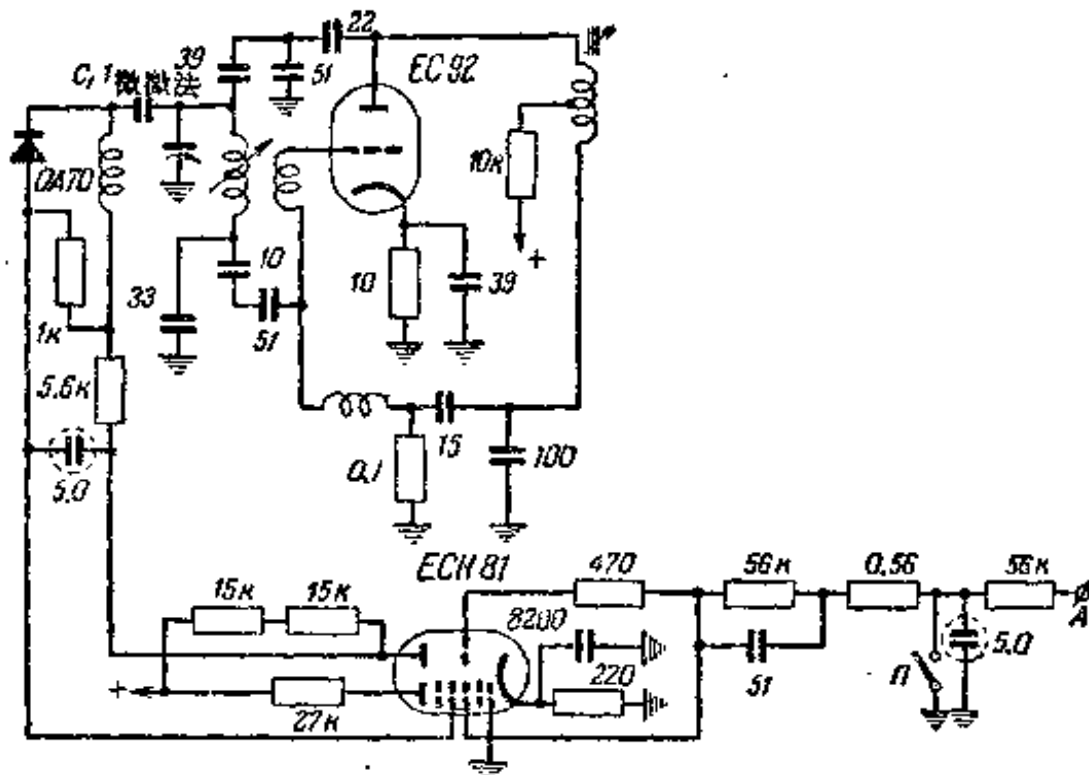


图 81 有推挽直流放大器的点接触型二极管自动频率微调电路

到本机振荡回路上。电容器 C_1 对振荡回路的影响大小取决于二极管的电阻量。

在理论上为此也可利用电感。但是利用电感时，由于二极管电容这时也有些变化，会抵消回路等效电感的变化，所以减弱了自动频率微调的作用。例如，随着二极管电阻的减小，回路的并联电感增大，本机振荡频率加高，但是这时二极管电容也增加，却使振荡频率降低。

二极管电流截止角的调整，会消耗功率，因此比例检波器（或鉴频器）不能直接用作控制器。在图 81 中，采用 ECH 81 型电子管接成推挽直流放大电路，以控制二极管的工作状态。从比例检波器输出的电压，加到电子管的三极管部分。电子管的七极管部分，用帘栅作屏极，作为另一个三极管，它的激励电压利用公共阴极电阻上的电压降。

由于放大器接成推挽式，所以当没有失谐时，也没有直流电流通过二极管。这种电路，保证本机振荡频率不受控制电子管在预热时和衰老的影响，这一点在直流放大器中尤其重要，否则往往要采用特别措施来稳定工作点。另一方面，由于两个三极管共用一个阴极也有防止电子管在预热时和在衰老过程中破坏电路平衡的作用。最后，推挽电路还受屏压波动的影响。

可以用开关 Π (图 81) 来切断自动频率微调系统。同时，另外一对接点 (图中未画出)，把从电解电容器上取得的指示电压接到电子光学调谐指示器。

很明显，计算本机振荡电压振幅值时，必须考虑由二极管引起的谐振回路的衰耗。设计电路时，要求在频率微调过程中能保证回路由于接入二极管所引起的衰耗以及本机振荡电压振幅的变化最小。

在上述的所有自动频率微调系统中，只是对本机振荡频率进行调整。这时，由于初始失谐，收音机的输入回路和高放级回路可能也没调谐在所接收的信号，结果使收音机的质量指标变坏。

电子-马达式自动微调系统比较最完善，它的工作原理是利用马达来转动可变电容器组的动片，或者移动可变电感组的铁心。与上述所有自动频率微调系统比较，电子-马达式的优点之一，是能与收音机的自动调谐系统相互配合。此外，这种微调系统不仅对本机振荡频率，而且对输入回路及高放级调谐回路进行微调，所以能保证收音机的质量指标不受初始失谐的影响。电子-马达式自动频率微调的特点是工作可靠及稳定，并有较多可能来提高抗扰度。

这种微调系统虽然费用较高，但是在苏联产的及国外的许多收音机中得到应用，它的主要元件还兼作自动调谐之用。

电子·馬达式自动頻率微調的一种电路，示于图 82。中頻电压从中頻放大器末級加到电子管 J_1 的輸入端。电容器 C_1 及 C_2 ，以及連接用的隔离綫的电容，組成分压器。电容器 C_1 及 C_2 电容量选择得使当收音机輸入信号电平是灵敏度的 3 倍时，电子管 J_1 的栅极电压能达到 0.8—1 伏。如果分压系数不够大，那末电子管将因本地电台的强信号而过負荷，使自动頻率微調系統的工作变坏。

在电子管 J_1 中，用 50 赫电压对中頻电压进行 栅极調制。調制电压取自电源变压器的一个特設綫圈 (2×15 伏)，經电阻 R_1 加到电子管栅极。調制电压选为 1—1.3 伏左右，保証在額定工作条件下得到差不多 100% 的調制深度。

用 50 赫电压对中頻电压調制的目的，在于得到交流自动微調电压，以代替直流控制电压。这样，可以不用直流放大器，也就不必考虑稳定直流放大器工作点的問題了。采用交流馬达，在用市电的收音机中，它需要的功率大部分可取自电源变压器。

必須指出，如果过分加大电容器 C_1 的电容量，那末 50 赫电压就会对中放末級的信号电压产生有害的調制，使收音机輸出交流声。

已調制的中頻电压，进入鑑相器的調幅—調頻复合滤波器。滤波回路串联連接，从調幅波段轉換到調頻波段，或作相反的轉換时，它們不需要換接。当工作于調頻波段时，电容器 C_3 、 C_4 、 C_6 、 C_7 对 8.4 兆赫頻率的阻抗很小，而当工作于調幅波段时，465 千赫頻率的信号电流很容易通过綫圈 L_1 、 L_2 、 L_5 。电容器 C_5 的电容量也包括在調幅支路次級回路的总电容內。

用晶体二极管 D_1 和 D_2 接成鑑相器，对已調制电压检波。鑑相器輸出的 50 赫的自动微調电压，具有 S 形特性，但下面部

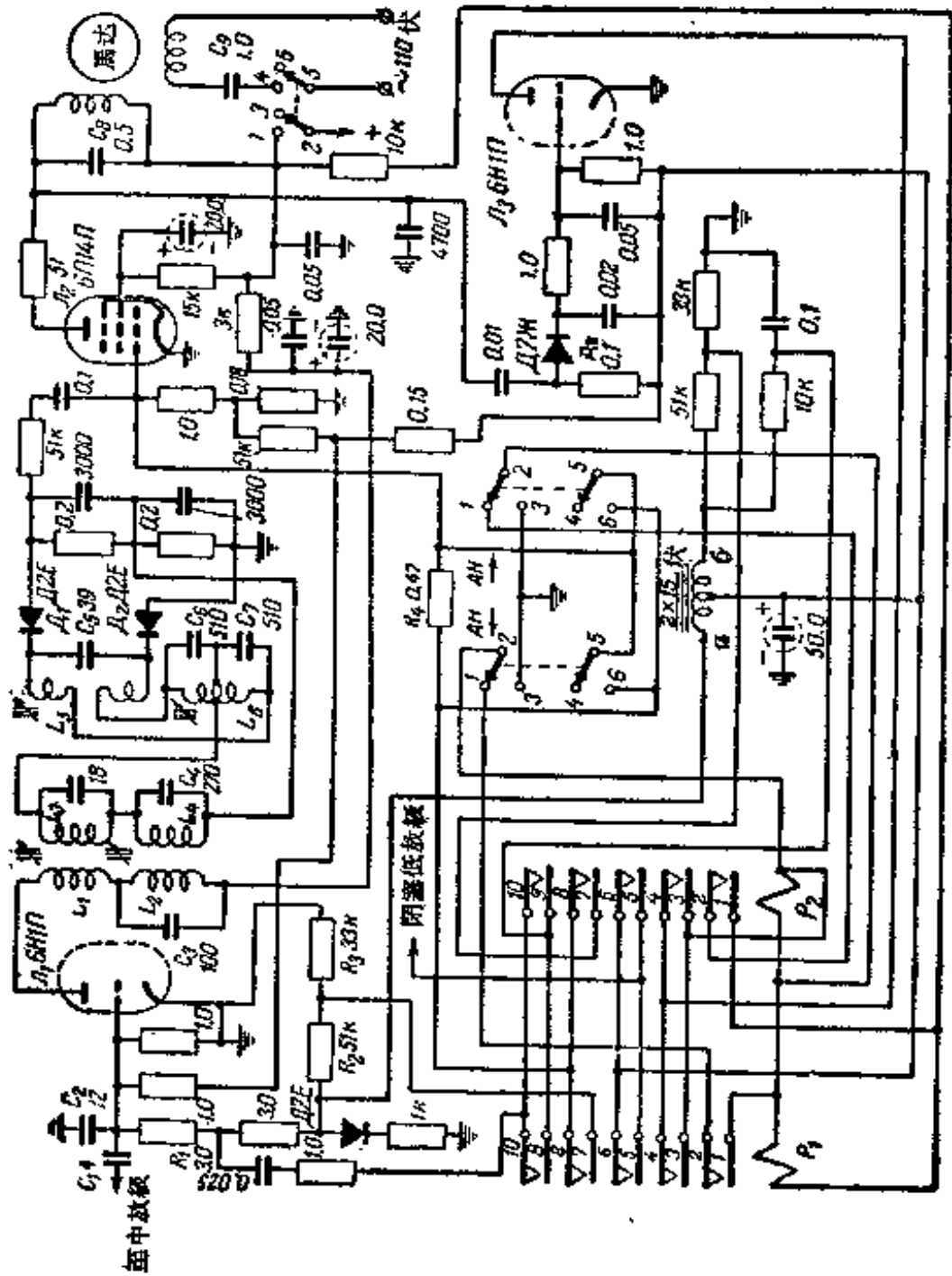


图 82 收音机的电子-马达式自动频率微调电路及自动调谐电路

分却为它的鏡象曲綫代替。自动微調电压的相位随失諧的符号而变化，而且只有两个相反的量（ 0° 或 180° ）。鑑相器輸出的电压加到电子管 J_2 。 J_2 的負載是一部交流异步馬达（采用ЭДП-1型的，附有电容式启动器）。

为了使电子管的动态內阻更好地与負載匹配，馬达的控制綫組与电容器 C_8 对 50 赫頻率調諧。这样，还可消除 50 赫頻率的諧波，以及与自动微調电压一起从检波器分出的音頻信号电压对馬达工作的影响。馬达的电源綫圈經過相位旋轉电容器 C_9 ，接到电源变压器初級綫圈的 110 伏抽头上。

馬达的空心非磁性（鋁制）轉子通过传动机构与微动設備及收音机調諧机构耦合。馬达轉子的旋轉方向，随着控制綫圈与电源綫圈中通过的 50 赫交流电流之間的相位差（ 90° 或 270° ）而变化。改变电源綫圈的連接方向，可以調整旋轉方向。要求自动頻率微調系統永远对失諧起反作用，保証收音机微調到所接收的信号。如果馬达电源相位不对，則收音机調諧系統将“推斥”电台。

鏡象波道的电台，对这个規律而言，是一个奇特的例外。很明显，相位錯誤的自动頻率微調系統能对鏡象波道的电台响应，因此可用来发现本机振蕩器对鏡象信号不应有的調諧。从这种情况还可看出，只有当本机振蕩頻率在所有波段內都按同一方式（或大于信号頻率，或小于信号頻率）选择时，才可能使所有波段合用一个自动頻率微調系統。

微調的剩余誤差，相当于馬达軸的轉矩和調諧系統的摩擦力矩与传动机构的动态平衡。因此，一方面要保証鑑頻器 S 曲綫的斜率和电子管 J_2 的增益最大，另一方面要仔細地制作系統的机械部分。

从整流器第一个电解电容器經控制綫圈加到电子管 J_2 的

屏压的滤波不良，因此在马达内产生脉动磁场。这个脉动磁场在保证对信号高精度调谐方面起很大的作用，它经常使空心转子处于振动状态，结果克服了转子的静止惯性。这种振动很轻微，所以听众感觉不出。在接收本地电台强信号时，有时由于剩余音频电压对马达的作用，可能使整个收音机调谐（包括手动调谐）系统“抖动”，必须把这种“抖动”与上述振动区别开来。采用降低输入自动微调系统的信号电平的方法，可以消除这种“抖动”。

上述微调系统，能够保证长波、中波及短波波段的剩余微调误差不大于50—100赫，而在超短波波段——不大于5—10千赫。这种自动频率微调系统的调整范围宽度约等于收音机通频带宽度。因为马达式自动微调系统只有一个收音机调谐元件——可变电容器组，所以在换收电台时不会产生本机振荡频率牵引现象。

20. 收音机自动调谐系统

收音机自动调谐（找电台），与一般用手旋动旋钮的调谐方法不同，是指用电动机械系统控制调谐元件和移动度盘指针。

有些机械的和电的自动调谐方法，大家已经知道了。这些方法比较简单，不需要很多费用，但是采用者很少，因为不能保证收音机准确地调谐于信号。

在机电式自动调谐系统中，最常采用的是交流或直流马达，它转动可变电容器组的动片，或移动可变电感组的磁心。这种系统的一个实际电路，示于图82。

当短促地轻按一下电钮时，例如按图中右边的按钮 AH 时，接点 1—2 分开，而接点 2—3 闭合。经过继电器 P_1 （PKM-1型继电器，线圈匝数为28000匝），从屏压正极到地流过一个较大

的电流(15—20 毫安),使继电器 P_1 吸动。它的接点 1—2 把继电器 P_2 的线圈短路(通过左边的按钮 AH 的闭合接点 1—2),因而阻止继电器 P_2 吸动。经过接点 7—8,把分压器 R_2 、 R_3 上的“寻找”电压加到电子管 J_2 的栅极上。取自马达控制线圈的放大的“寻找”电压,用二极管 J_4 整流,整流后的电压使截止的三极管 J_3 通流。在这以前,从公共的二极管 J_2E 偏压整流器加到电子管 J_3 的栅负压达-15 伏,因而 J_3 截止。

因为接点 3—4 已闭合,继电器通过自保电流(10 毫安),使继电器的接点在整个寻找时间内都闭合。通过接点 5—6,把一个负电压加到低频放大器第一个电子管的输入端,使这个电子管截止,保证调谐时不发出噪声。最后,通过接点 9—10 把调制电压(从电源变压器 6 点)加到电子管 J_1 的栅极。

为了说明自动调谐电台的过程,现在来看一下图 83 的曲线。假设在按下按钮 AH 以前,收音机已调谐在一个电台上(点 A)。图中曲线 K 表示在继电器接点断开时鉴频器的特性^①。鉴频器输出电压的相位使马达阻止失谐(用实线箭头表示);这个电压的相位决定于调制电压的相位(调制电压取自电源变压器线圈的 a 点,见图 82)。

按下按钮后,寻找电压(约 2 伏)加到电子管 J_2 ,这个电压用矢量 U_{H} 表示。马达转动可变电容器组的动片,这时对电台 A 失谐,将出现反作用的鉴频器电压 U_{H} ,它的相位与电压 U_{H} 的相位相反。在 B 点,电压 U_{H} 与 U_{H} 相等,因而电子管 J_2 栅极上的总电压为零;马达停止转动。

但是,在调谐系统达到点 B 的瞬间,上面已谈过,加到电

^① 为了清楚起见,鉴频器的交流电压特性用直流电压 S 形特性代替;这时,50 赫频率的自动微调交流电压的相位变化相当于 S 形曲线直流电压的符号变化。

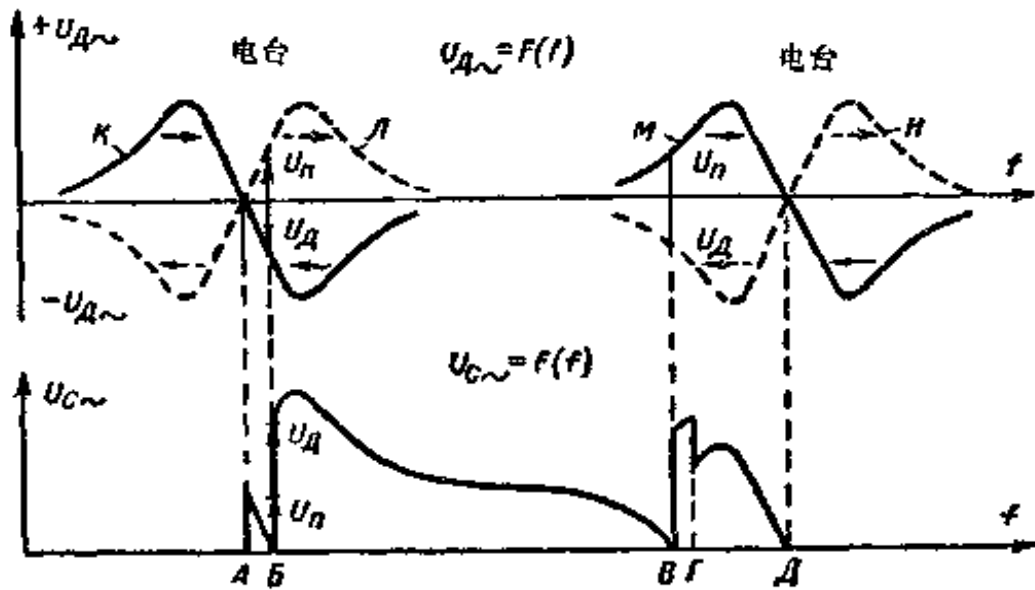


图 83 说明自动调谐过程的曲线 (图 82 的补充)

子管 \mathcal{N}_1 的调制电压是从电源变压器线圈 δ 点取得的, 相位相反, 因此鉴频器输出电压的相位也相应地变化了 (图 83 中的曲线 \mathcal{N})。这时, 自动微调电压 U_{Σ} 与电压 U_{π} 相加, 使调谐系统急速地离开以前所接收的电台。这种“加速启动”有很重要的作用, 它可以使调换电台很快地进行。特别是调谐紧邻着的电台时, 由于按电钮的时间要求尽可能短, “加速启动”的作用就更显得重要了。

在电子管 \mathcal{N}_2 的栅极上, 最初作用的是电压 U_{Σ} 与 U_{π} 之和, 离开电台后, 则只有“寻找”电压 U_{π} 单独起作用。当接近相邻电台 (点 \mathcal{D}) 时, 相邻电台的信号在鉴频器输出端产生微调电压, 它的相位与 U_{π} 的相位相反 (曲线 \mathcal{H}), 调谐系统的动作减慢。达到点 \mathcal{B} 时, 电压 U_{Σ} 与 U_{π} 相等, 电子管 \mathcal{N}_2 栅极及屏极上的合成电压接近于零, 三极管 \mathcal{N}_3 被原始偏压 -15 伏截止。继电器中的电流中断, 它的接点断开。当断开接点 9—10 时, 调制电压的相位恢复到原始相位, 而鉴频器输出电压特性相应地变为曲线 \mathcal{M} 。这时, 电压 U_{Σ} 和 U_{π} 相加; 度盘指针继续向电台 \mathcal{D}

方向移动。在点 F （或稍前一些）时，接点7—8分开，“寻找”电压切断，利用自动微調系統使收音机精确地調諧于信号。

为了使自动調諧系統无誤地、精确地工作，继电器的接点应按一定順序換接。例如，接点9—10，它是轉換調制电压的，应当比轉換“寻找”电压的接点7—8閉合得迟一些，而分开則应提前一些。如果在換接时不协调現象很严重（接点調整不当，就可能产生动作不协调現象），那末上述換接順序就可能被破坏。假設接点9—10很明显地比接点7—8提前閉合，那末在继电器吸动后，收音机的調諧系統首先沿原始剩余失諧方向离开电台，只是在这以后才开始按所加的“寻找”电压方向移动。如果原始剩余失諧方向与寻找电压方向不相同，則收音机将固定調諧于原始电台，只有長時間按着按钮 AH 才可能使指針离开原始电台。

其次，当接近次一电台时，如果接点9—10比接点7—8分开得迟一些，那末按照鑑頻器电压曲綫 H ，調諧系統将不“牵引”电台，結果收音机将調諧于信号旁边的頻率。

此外，还要求三极管 J_1 屏路中的接点1—2比继电器 P_2 的短路接点3—4提前分开。否則，当接近次一电台时，由于继电器 P_1 早已复原，继电器 P_2 即可能借自保电流而动作，这样便会发生完全违反願望的現象，調諧系統开始向相反的方向动作。

精确調整继电器的接点，或者改焊（相互交換位置）接到相应接点对的导綫，都可以消除上述故障。

图82的电路，同时也解决了无噪声調諧的問題。大家都知道，从一个电台轉換到另一个电台时，沒有信号和自动音量控制电压，收音机增益和通过的各种干扰都增加了。但在这电路中由于这时閉塞了低頻放大系統，所以听不見这些喀噠声和噪

声。

如果希望在調諧到某一要接收的电台之前不发生停頓，必須重重地按下按鈕 AH ，并使它保持在按下位置。这时按鈕的接点 5—6 把电阻 R_4 短路，鑑頻器輸出端被旁路了，而由于增大了“寻找”电压，度盘指针的移动也加快了。

上述的調諧系統，在使用中很方便。它不会漏过要接收的电台，只要这个电台在收音机輸入端产生的信号电平高于規定的最小值（例如調幅波段为 100 微伏，超短波波段为 10 微伏）即可。

在一些較便宜的收音机中，采用无继电器的簡化馬达自动調諧电路（图 84）。这个电路中，自动微調系統的工作与上述电路中的相同。图中中頻信号的柵极調制改为屏极調制，并没有甚么重大的区别。

当輕按左边或右边的按鈕 AH 时，相应相位的“寻找”电压，直接从电源变压器的 2×10 伏綫圈加到控制馬达的电子管的柵极。与此同时，閉合一組接点，把低頻放大器閉塞，并改变調制电压的相位。后者促进离开原来接收的电台，并使調諧系統准备停在次一个电台上。

接近下一个电台时，鑑頻器的輸出电压增加，它的相位与“寻找”电压相位相反。这两个电压相互抵消，減慢馬达的旋轉，甚至停止旋轉。如果这时放开按鈕 AH ，那么“寻找”电压的电路被切断，閉塞接点分开，并改变調制电压相位。鑑頻器的电压这时保証使收音机精确地微調到所接收的信号。

如果使劲按下一个按鈕 AH ，則电阻 R_1 被短路。电阻 R_1 在寻找电台的过程中防止鑑頻器輸出端被旁路。这个电阻短路后，度盘指针即沿度盘不停地移动。

在簡化的自动調諧系統中，在整个寻找电台的时间內都要

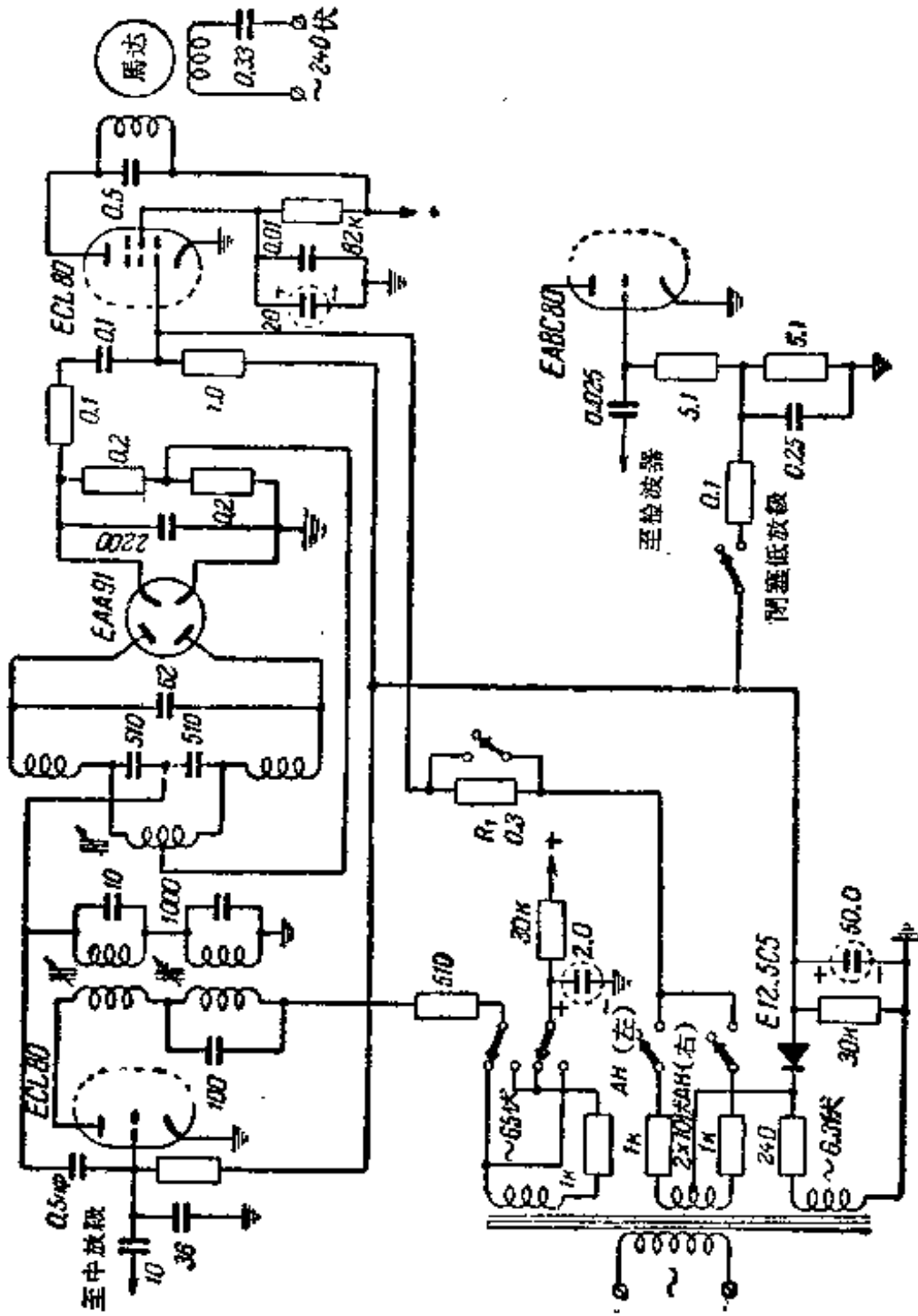


图 84 简化的收音机马达式自动调谐电路

按住按钮 *AH*。而接近电台时，必须放开按钮。放开按钮的时间，可根据指针移动速度减慢及电子光学调谐指示器来判断。如果不要求无噪声调谐，那末听众根据声音来判断是否已接近电台，将更容易些。

21. 收音机的遥控

能够在远处控制收音机，对使用收音机来说，是最方便的一件事了。而且，在很多情况下，遥控也是必需的（例如，躺在床上的病人就需要）。由于生产了立体声设备，在使用这种设备时，最好在收听者所在处的室内调整两个通路的平衡，所以遥控具有特别的作用。

在近代收音机及电视机中，主要采用两种遥控方式：1) 利用长5—8米的电缆；2) 利用无导线系统。

利用中继电缆的遥控系统比较简单和可靠，但不太方便。铺在地板上的电缆，有损房间的外观，并且电缆长度限制了最大控制距离。比较复杂的无导线系统没有这些缺点，它利用超声振荡、射频或光学方法。

能够进行遥控的，包括收音机中一般所有的控制：调谐电台，转换波段，开机和关机，调整音量和音调。

如果收音机中有自动调谐系统，那末利用电缆来遥控调谐电台，最为简单。为此，在遥控操纵盒中只需安装一个接点组，并把这个接点组与收音机中自动调谐系统的基本接点组并联就行了。

为了遥控波段转换，必须在收音机中加装特别的控制元件。在有波段转换按钮的典型国产收音机中，可以利用电磁铁来选择波段。但是，这时电磁铁的数目必须等于波段的数目。用电动机来转换波段，对解决遥控问题更为有利，而且更方

便。为此，波段轉換开关应作成鼓形（如电视机中的 ПТП 型高频头）。例如，在“联欢节”牌收音机中就采用这种方案。

类似的馬达式波段轉換开关电路，示于图85。馬达ЭД(例如ЭДП-3型)的轉子通过传动机构与鼓形轉換开关的軸相連。鼓形开关上安装接点盘 Λ 。当按下下一个波段轉換按钮时，例如按下 $KB\Pi$ ，通过它的接点片、接点盘 Λ 和与接点盘經常接触的接点片，接通馬达电源。馬达带动鼓形开关轉动，直到与 $KB\Pi$ 按钮相連的接点片轉到接点盘切口处为止。这时馬达电源被切断，而轉換过程終了。接点片沿接点盘圓周均匀分布，要求当一个接点片对着接点盘切口时，鼓形开关的相应接点排已接入电路。按下遙控按钮时，本机按钮机构的接点电路切断，而在遙控操纵盒上控制波段轉換。

最容易而且完全等效的遙控音量控制方法，也是利用馬达來轉动控制器的轉軸，馬达本身則很容易用電纜接出来进行遙控。这个方法的唯一缺点是費用大，因此提出了一系列其它电路，以便更簡單地遙控音量。

直接把電纜接到低頻放大器輸入端，是不容許的。因为低頻放大器輸入阻抗很高，電纜導綫上感应的交流声电压将很大。如果采用隔离綫來减小感应电压，一方面使電纜結構复杂，另一方面会使高音頻减弱。因此，只好在直流电路部分进行控制。

这类电路中，有一种是改变中放末級电子管的帘栅压。这个方法十分簡單，但有严重的缺点。它的控制范围很小，而且在控制时不能进行音調补偿。此外，調頻系統的中放末級一般工作于限幅状态，干扰电平将随音量而变化。

如果低頻放大器第一个电子管采用遙截止五极管，那么可以用改变这个电子管栅偏压的方法来进行控制。这种方法的缺

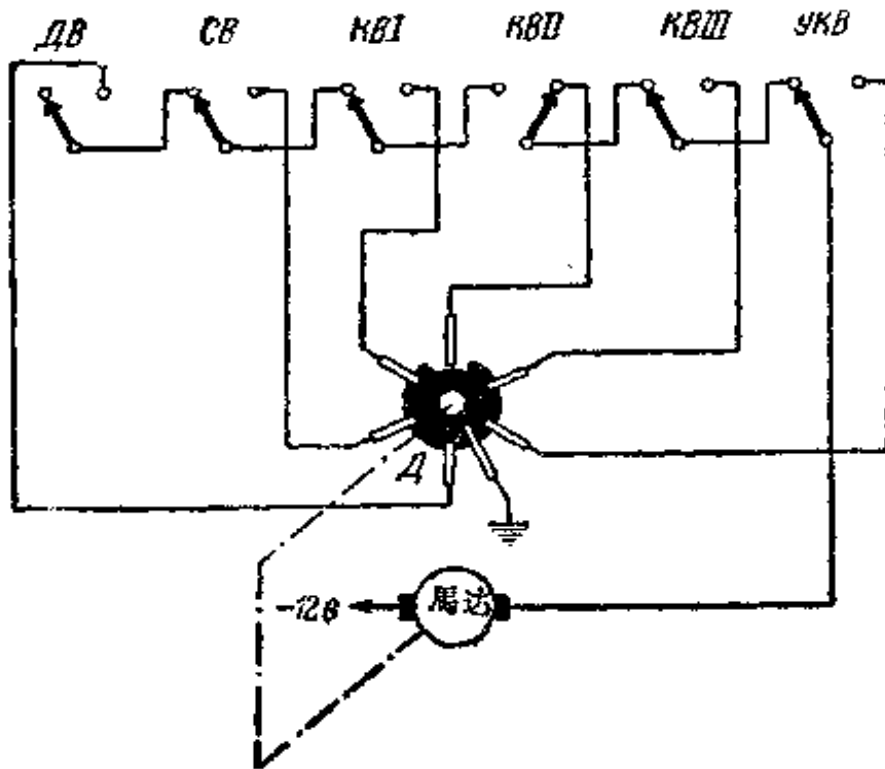


图 85 遥控波段转换的电路

点，也是控制范围不大（由于会产生非线性失真），并且也没有音调补偿。

还有些著名的音量遥控电路，是利用低频部分的低阻抗电路，例如利用输出变压器与扬声器之间的电路，或者利用阴极输出器的电路。在第一种情况下，必须考虑有益功率的损耗，而在第二种情况下，费用又很高。

图86所示的音量遥控电路，简单而有效，很有意思。音量控制器 R_2 接在低频放大器第一个电子管的阴极电路内。

由于有三个因素起作用，这种电路的控制范围较大（40—50 分贝），并且能保全音调补偿作用。这三个因素中的第一个，是改变了电子管的栅负偏压，由于附加电流通过电阻 R_1 ，栅负偏压的范围稍有扩展。其次，与频率有关的负反馈深度发生了变化，这个负反馈电压取自输出变压器的一个专门线圈。与减

小放大級增益的同时，負反饋深度却增大。最后，为了进一步扩展控制范围，采用了电流負反饋，它也随着栅偏压的增加而加大，并且在最大栅偏压位置时，电容器 C_1 对控制器完全不起旁路作用。如果切断遙控操纵盒，那末在电子管阴极电路内应接入固定电阻 R 。

这个电路，以及上述所有的音量遙控电路（馬达式电路除外），都有一个共同的缺点，即本机音量控制器位置和音量遙控器位置相互之間有影响。

开机和关机的遙控，可以利用继电器，也可以直接进行。在后一情况下，最好采用图 87, a 的电路。利用这个电路，可以从任一地点（在操纵盒上或在收音机上）独立地接通或切断电源（市电）。这类开关电路的缺点，是在电纜和操纵盒內有市电电压，因此，从安全观点出发，不能完全符合理想。在收音

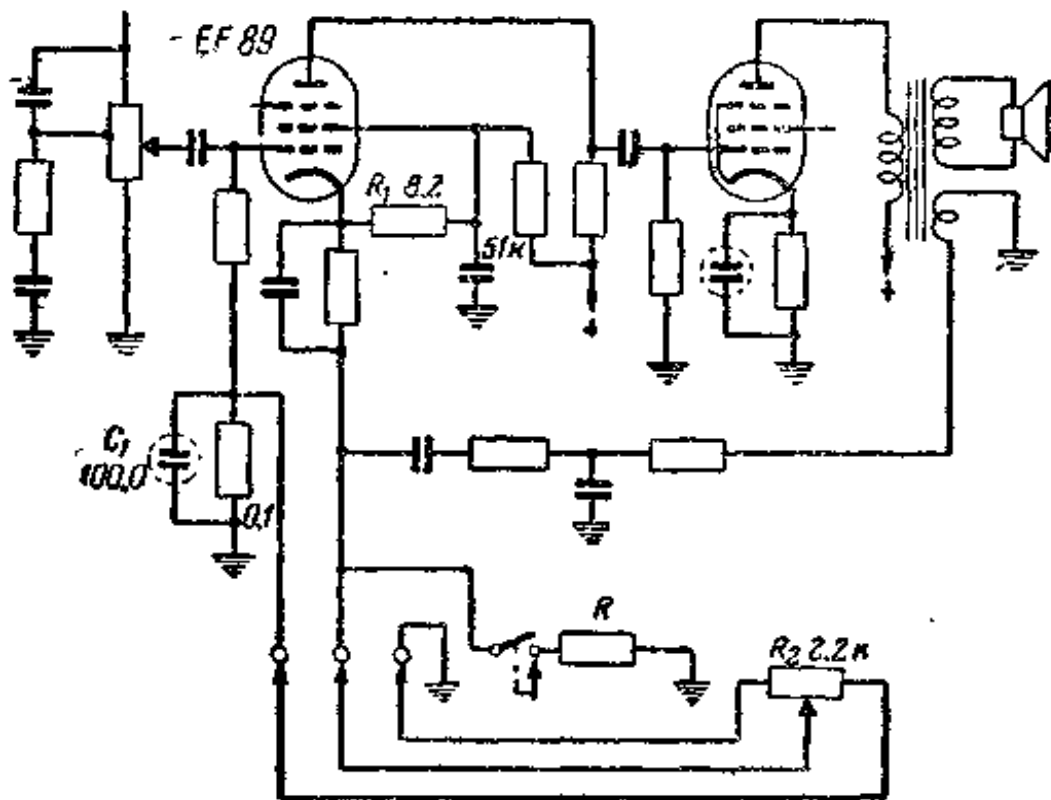


图 86 音量遙控电路

机工作的整个时间内，电流都沿这些导线通过，因此会在音量和音调调整的导线上感应交流声。此外，如果采用双刀开关，电缆中的导线要增加一倍。

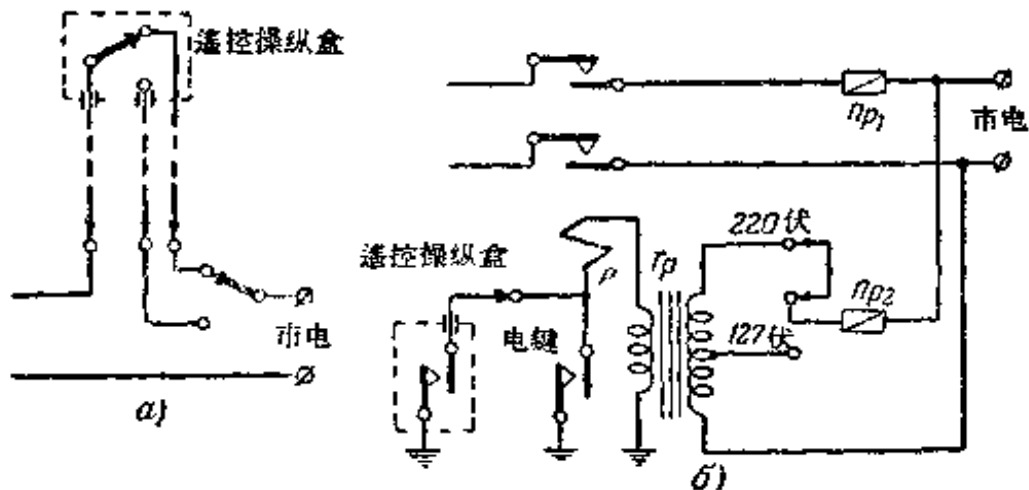


图 87 遥控开机和关机
 a—直接开关电路
 b—继电器电路

图 87, b 所示的采用继电器的电路，就没有这些缺点。继电器的电源变压器 T_p 固定接入市电，因此它的空载电流应设计得最小。它消耗的空载功率约 2—3 瓦。当按下电键时，继电器吸动，并接通收音机的电源。继电器接通电源的接点，用机械方法（例如用适当形状的凸轮）锁在闭合位置，而继电器在放开电键后即无电流通过。当再按下电键时，继电器再吸动，接点的锁定机构复原，使收音机断开电源。为了避免很快地烧毁接点，换接过程应很迅速地进行。

遥控音调，由于必要性不大，一般不太注意。同时，遥控音调可直接转换收音机的低阻抗输出电路，不需要专门的控制元件。

最近，出现了许多无线遥控的收音机和电视机产品。图 88 所示无线遥控电路，是西德一家公司为高级电视机设计的。不

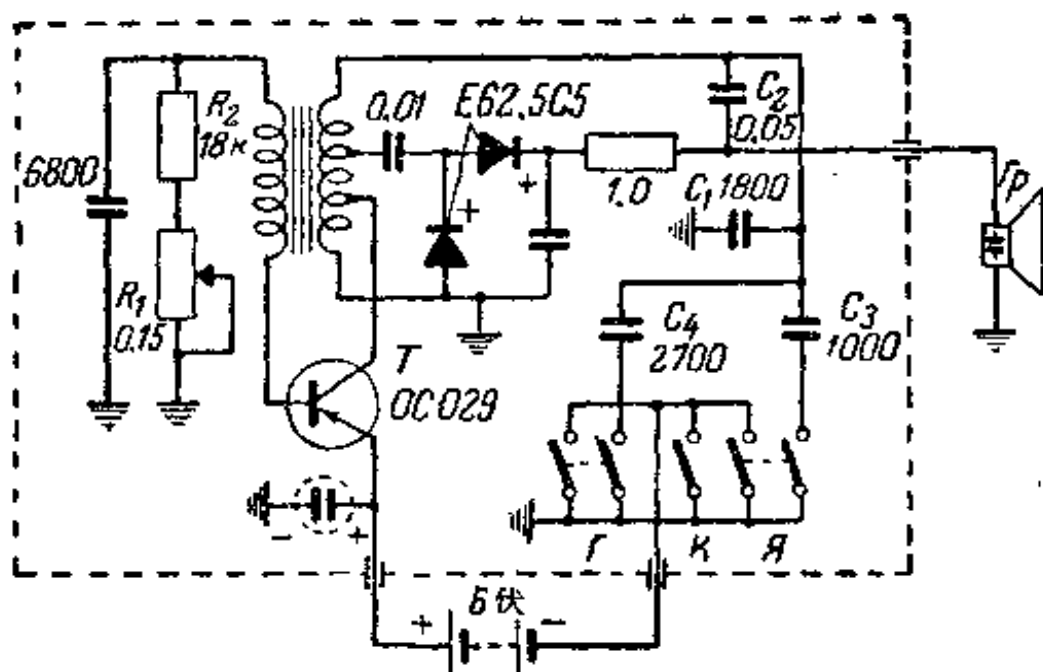


图 88 无线遥控系统的操纵盒的电路

难想象，它也可用来控制收音机。

遥控操纵盒是一个用晶体管 T 作成的超声波振荡器。振荡频率用按钮 Γ （音量）、 Π （亮度）及 K （波道开关）来调整。按下按钮 K 时，振荡回路内的电容只有电容器 C_1 和静电式超声波扬声器 Γp （用来发射超声振荡）的电容。扬声器的电容约 500 微微法，它通过串联的电容器 C_2 接入振荡回路。电容器 C_2 防止通过回路线圈将加到扬声器的 160 伏直流偏电压短路。这时振荡频率等于 28 千赫。

为了避免在静电扬声器中倍频，以及为了得到最大超声功率，必须在它上面加一个直流偏压。这个直流偏压值超过交流电压半波的峰值。电容器极片间的吸力与加在它上面的电压大小成比例，而与这个电压的极性无关。因此，如果没有偏压，静电扬声器可动电极的振动周期将比所加电压的周期小一半；相应地也减小了它的振动振幅。

这里，从振盪回路一部分取得的超声波电压，经过整流后用作静电扬声器的偏压。由于采用了倍压电路，能够得到所需的160伏电压。

按下按钮 H (亮度) 时，在回路中接入附加电容器 C_3 ；当按下按钮 I 时，还接入电容器 C_4 。这时振盪频率分别为23.5千赫和19千赫。

振盪器的反馈线圈经过可变电阻 R_1 接入。 R_1 用来调整晶体管的工作点。电阻 R_2 限制调整范围，并防止晶体管过负载。

超声波接收设备(图89)装在电视机内，它由微音器、放大器及控制元件组成。电容式微音器 M 在超声波波段内的灵敏度必须很高，它输出的信号经过仔细屏蔽的电缆加到放大器输入端。在前两级的双回路滤波器中，选用超临界耦合，而且第一个滤波器的特性曲线在频率为21千赫和25千赫时有最大值，而第二个滤波器的特性曲线在频率为19千赫和28千赫时有最大值。在通频带足够宽的情况下，这两级的总放大倍数约为 10^5 。

在放大器输出端用三个串联的谐振回路来分离控制频率。各控制电压从低阻抗耦合线圈加到相应的整流器。这些整流器供给亮度和音量调整马达以及波道转换继电器所需的电源。

前两级的电子管，对直流电流而言，接成串联，这样可减小公用整流器的功率损耗。在末级电子管的栅极电路内，接了一个限幅网络，从这个网络上取下自动增益控制电压，加到第一个电子管。

仿照上述的电路，就可以设计其它的无线遥控电路，用来控制收音机的工作。

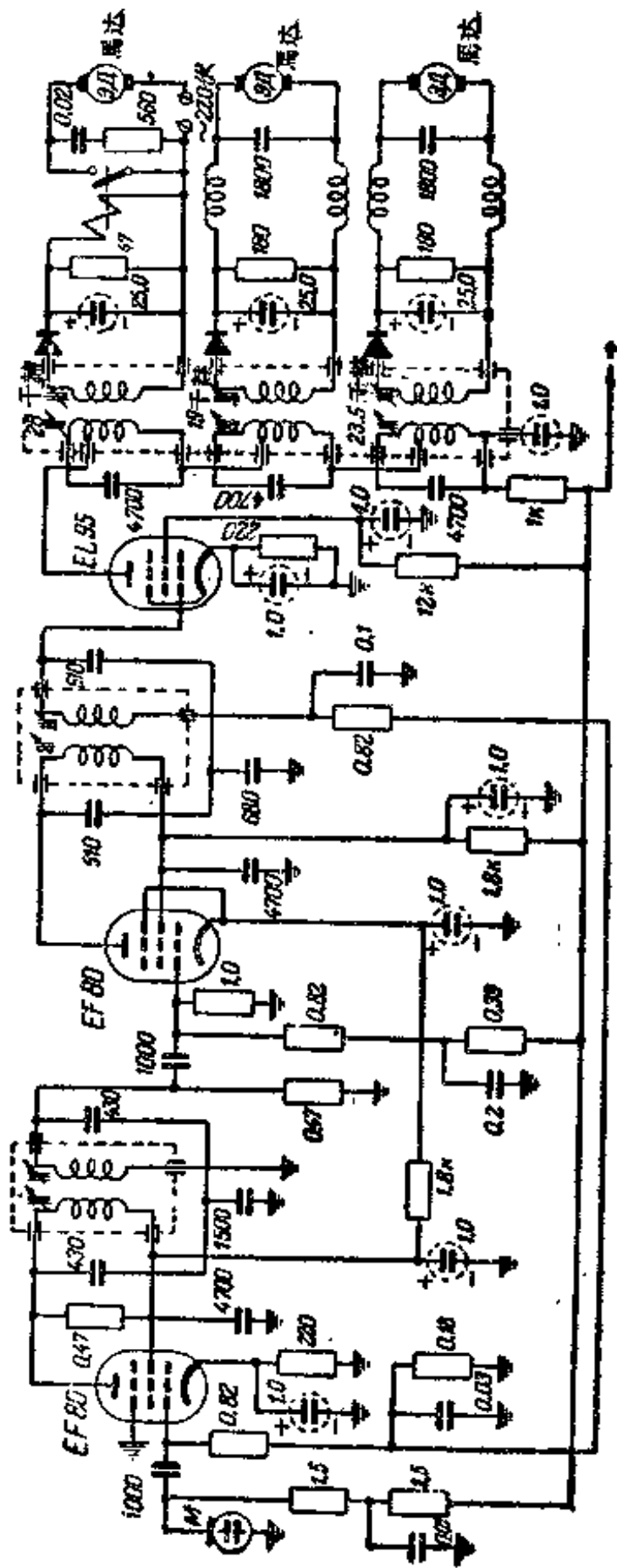


图 89 无线遥控系统的接收设备电路

22. 音調及发音特性的調整

在大多数情况下，音調控制器是无綫电收音机及放音設備的不可分割的元件。它的作用是能使听众按照收听的节目、室內声学条件及自己的口味来調整发音特性。

大家都知道，在某一室內收听某一节目能得到完全滿意效果的收音机声音，在收听另一节目或在另一室內时未必能令人滿意。例如，在放送舞蹈音乐时，希望突出低音和打击乐器，使节奏明显。为此，頻率特性曲綫在低頻和高頻部分应当提升，而中頻部分（2000—5000赫）应当低落，使音乐声音柔和，沒有由銅管乐器产生的金屬音調。但是，这样的特性不适合高质量地放送話音，因为話音頻譜的主要部分恰好在中頻範圍內，而提升低頻和高頻会使話音音色不悅耳，帶有鳴音和嘶音。放送有交响乐队伴奏的独唱歌曲时，必須提升中頻，并且同时要略为提升低頻，因为这时基本頻譜是在800—5000赫範圍內。最后，在放送交响乐时，則希望頻率特性具有更好的直綫性。

在較老式的收音机中，采用有3—6个步位的步进式音調开关。通常，利用这种开关来試探选择合适的音調。以后，开始广泛采用均匀調整的，高音与低音分开的音調控制器。例如，在“拉脫維亞”牌电唱收音机中就采用这样的調整器（見图49的电路）。采用均匀的及步进的音調控制器，是考虑能向听众提供最寬的选择发音特性的范围。这里，通常用乐器图象作所确定的音調的可見指示器。

但是，有很多听众不具备起碼的音乐或电声知識，不能正确地使用这些控制器。在这种情况下，音調控制器不仅沒有好处，甚至会使发音失真，并破坏音乐欣赏。

近代收音机中采用的新式音调转换按钮，使用极方便，并能提高发音质量。每个按钮上都刻有标记（“低音”，“交响乐”，“话音”等等）。当按下某一按钮时，低频放大器即建立适合收听这种节目的最佳的频率特性。为了在不大的范围内修正频率特性，使适合声学条件和个人的爱好，除了音调转换按钮外，还装有均匀的音调调整器。

一种实际的、装有音调转换按钮和均匀音调控制器的低频放大器电路，示于图 90。当按下“爵士乐”按钮时，接点 K_1 将电容器 C_1 短路，接点 K_2 及 K_3 闭合，而接点 K_4 及 K_5 分开。接点 K_1 和 K_2 闭合后，提升低音，而接点 K_3 闭合，则提升高音。在“交响乐”位置时，接点 K_1 处在中间位置，接点 K_2 闭合，而接点 K_3 、 K_4 及 K_5 分开。当按下按钮“独唱”时，经接点 K_1 连接电容器 C_2 ，进一步使高频低落，闭合接点 K_5 ，使中频提升，这时接点 K_3 及 K_4 仍分开，而接点 K_2 闭合。最后，当按下“话音”按钮时，接点 K_2 、 K_3 及 K_5 分开，接点 K_4 闭合，而接点 K_1 位于中间位置。接点 K_6 （“低音”按钮）闭合时，用以提升低音。

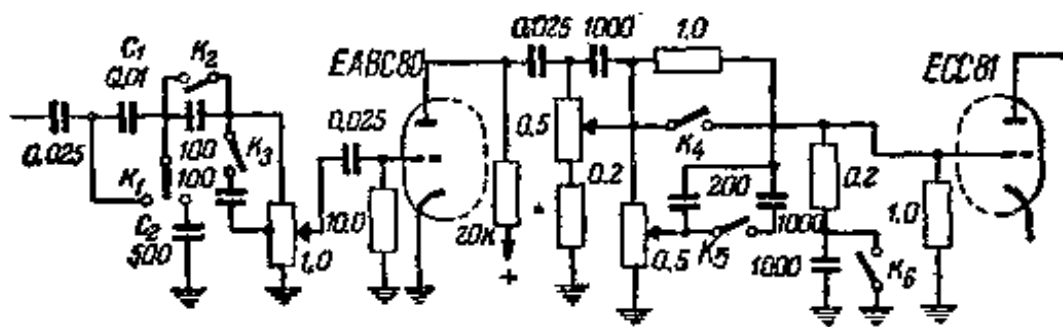


图 90 有 5 个音调转换按钮和均匀音调控制器的低频放大器电路

较简单的三音调按钮式放大器电路，示于图 91。这里，接点 K_1 （“低音”按钮）闭合时，使低频降落达 14 分贝。在“交响乐”位置时，接点 K_2 及 K_3 闭合，并接入负反馈电路。在“话

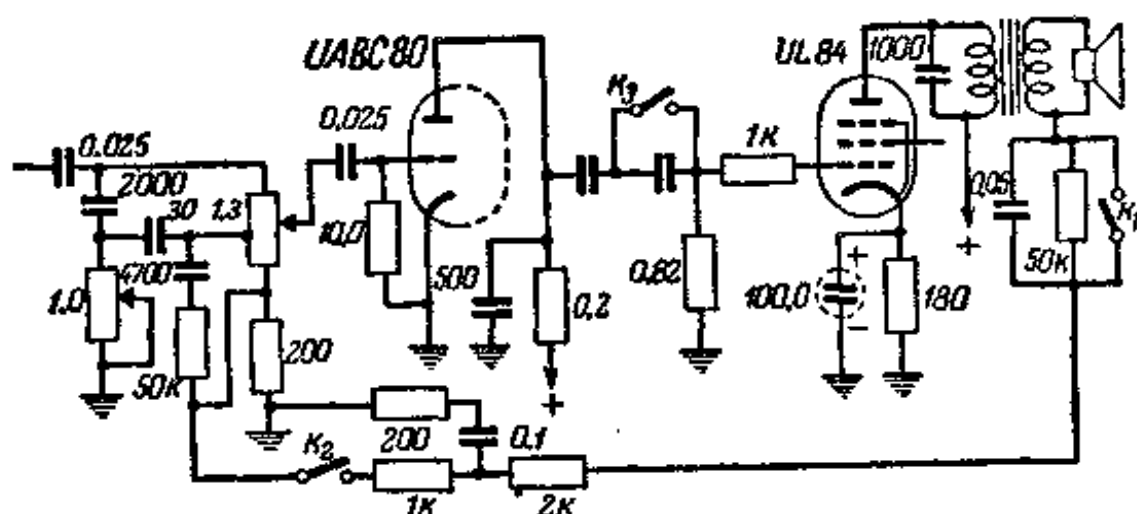


图 91 有三个音调转换按钮的低频放大器电路

音”位置时，接点 K_2 及 K_3 分开，切断负反馈电路，而耦合电容器的电容量降到 200 微微法。

在必要时，可以同时按几个按钮，用不同的组合方式扩展这类音调转换的调整范围。

按照节目的特点，不仅要调整低频放大器的频率特性，而且要调整收音机的声学特性。特别是采用 3D 及 4R 伪立体声系统时，不可能在所有情况下都能得到最佳的效果。例如，放送话音时，如果消除点音源特性，就不符合原始声音的情调。因此，最好装置一个转换放音系统的开关（单独的，或与按钮合装在一起）。

在一种有四个扬声器（两个正面的——低音及中音的，两个侧面的——高音的）的收音机中，装置了三个转换放音系统的按钮。其中一个按钮，通过 LC 分隔滤波器接入一个中音扬声器和一个高音扬声器。这个 LC 滤波器用来抑制低频。这时获得的辐射方向性，使话音节目更真实。第二个按钮，经过分隔滤波器再接入一个低音扬声器，使一些节目能得到近似的双耳特性。最后，第三个按钮接入整个伪立体声系统。

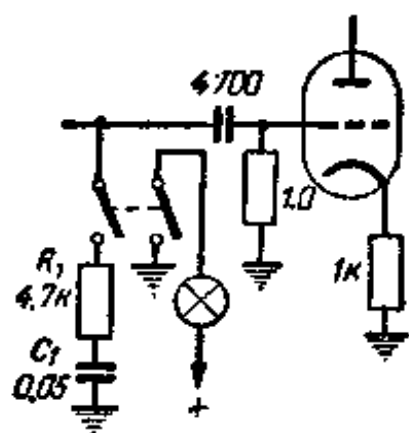


图 92 接入“弱音”按钮的电路

在某些收音机中，还装有“弱音”（“轻声”）按钮，它有很大的实用意义，可用来跃变式地调整音量（图 92）。这里，从音量控制器滑臂至地之间直接接入一个旁路网络 $R_1 C_1$ 。电容器 C_1 保证这个音量控制器适合收听者的生理特点。如果重复按按钮，能够恢复原始的音量。

“弱音”按钮会感到很方便。

在打电话或类似情况时，按下

一些西欧的与苏联电子管的代换表

电子管型号	类似的国产电子管	可以代换的电子管
EABC	6Г3П	—
EBF 80	—	6Б8С, 6К4П+6Х2П, 6К3+6Х6С
EC 92	—	6С2П
ECC 33	—	6Н1П, 6Н8С
ECC 81	—	6Н2П, 6Н9С
ECC 83	6Н4П	6Н2П, 6Н9С
ECC 84	6Н14П	—
ECC 85	6Н3П	—
ECF 80	6Ф1П	—
EF 80	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
EF 89	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
EGH 81	6И1П	—
EL 41	—	6П1П, 6П6С
EL 84	6П14П	—
EL 86	—	6П18П
EL 95	—	6П14П

一些西欧的与苏联电子管的代换表

电子管型号	类似的国产电子管	可以代换的电子管
EABC	6Г3П	—
EBF 80	—	6Б8С, 6К4П+6Х2П, 6К3+6Х6С
EC 92	—	6С2П
ECC 33	—	6Н1П, 6Н8С
ECC 81	—	6Н2П, 6Н9С
ECC 83	6Н4П	6Н2П, 6Н9С
ECC 84	6Н14П	—
ECC 85	6Н3П	—
ECF 80	6Ф1П	—
EF 80	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
EF 89	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
EGH 81	6И1П	—
EL 41	—	6П1П, 6П6С
EL 84	6П14П	—
EL 86	—	6П18П
EL 95	—	6П14П